

Was macht die Physik im Datenblatt?

Einleitung
Physikalische Grundlagen
Der pn-Übergang
Technologien
Die Diode
Der MOSFET
Der IGBT

Nun geht es an's Eingemachte – wir sehen uns Datenblätter an

Kennen Sie noch diesen Satz:

„Die Daten dienen allein der Produktbeschreibung und sind nicht als zugesicherte Eigenschaften im Rechtssinne zu verstehen“?

Im Datenblatt steht grundsätzlich nicht genug – besonders für den Fall, mit dem man gerade zu tun hat.

Messungen kosten Geld:

z. B. 1 Mio St., Test mit 1ms -> ca. 17 min „unproduktive“ Zeit

Viele Tests sind aber aufwendiger – besonders dynamische bzw. solche bei hohen Temperaturen

-> werden im Endtest nicht durchgeführt (nur bei Typfreigaben)

Ich möchte ausdrücklich betonen, daß im folgenden keinerlei Bewertung von Bauteilen oder Herstellern gemacht werden soll. Die verwendeten Datenblätter sollen ausschließlich der Beschreibung und Erläuterung von Spezifikationen dienen. Da die Physik für alle Beteiligten die Selbe ist, finden sich die Spezifikationen in Datenblättern anderer Hersteller in ähnlicher oder gleicher Weise wieder.

Ein Bauteil an sich ist weder gut noch schlecht! Es hat bestimmte Eigenschaften, die es in der einen oder anderen Anwendung vorteilhafter erscheinen lassen kann, als ein anderes Bauteil.

Wegen der großen Bedeutung fangen wir einmal mit einer Netzdiode an.

Single Diode

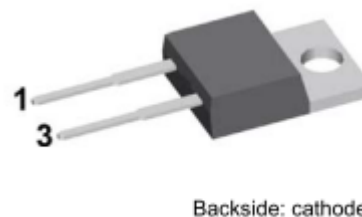
$$V_{RRM} = 1200V$$

$$I_{FAV} = 30A$$

$$V_F = 1.25V$$

Features / Advantages:

- Planar passivated chips
- Very low leakage current
- Very low forward voltage drop
- Improved thermal behaviour



Package: TO-220

- Industry standard outline
- RoHS compliant
- Epoxy meets UL 94V-0

... vergleichen Sie einmal die Abmessungen verschiedener „Standardgehäuse“!!!

Die manchmal scheunentorgroßen Toleranzen gibt es, weil verschiedene Bestücker für die Chips unterschiedliche Leadframes verwenden können.

Das Erste, was wir sehen – und wonach wir eine Einschätzung treffen, steht auf der ersten Seite (oft oben rechts).

Doch was sagt uns das wirklich?

Hier haben wir eine Diode, die 1200 V sperren und ca. 30 A führen kann.

Mit diesen Angaben kann man eigentlich noch nicht viel anfangen; trotzdem wird danach manchmal schon eine Vorauswahl getroffen.

Das könnte ein Fehler sein!

Dazu sehen wir uns zunächst einmal einige Spezifikationen etwas genauer an.

Rectifier			Ratings			
Symbol	Definition	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
V_{RSM}	<i>max. non-repetitive reverse blocking voltage</i>	$T_V = 25^\circ\text{C}$			1300	V
V_{RRM}	<i>max. repetitive reverse blocking voltage</i>	$T_V = 25^\circ\text{C}$			1200	V

So fängt es meistens an: die „Maximum Ratings“ – diese sind i.a. bei Raumtemperatur spezifiziert (wenn nicht anders angegeben) und dürfen auf keinen Fall überschritten werden.

Beginnen wir mit der Spannung.

Die bei Raumtemperatur maximal zulässige DC-Sperrspannung V_{RRM} liegt bei 1200 V; einzelne Spitzenwerte dürfen 1300 V erreichen.

Doch: welche Sperrspannung darf eigentlich **WIRKLICH** dauerhaft angelegt werden und wie sieht es bei anderen Temperaturen aus?

Eine solche Angabe könnte z. B. bei der Bemessung von Zwischenkreisspannungen sinnvoll sein. Leider findet sich dazu i. a. nichts! Auf Anfrage wird u. U. auf die **ungeschriebene Regel** hingewiesen:

„Aber das weiß man doch – etwa 80% der maximal zulässigen Sperrspannung sollten dauerhaft nicht überschritten werden.“

Eine Garantie darauf bekommen Sie aber nicht.

Wenn man länger sucht, findet man z. B. in der AN2012-01 Bipolar Semiconductors von Infineon etwas zu Bauteilen im Hochspannungsbereich mit einigen kV:

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

V_{DRM} is the maximum value of repetitive voltages in the forward off-state direction including all repetitive peak voltages.

In DC applications a reduction to $V_{\text{D(DC)}}$ is necessary. See also section 3.1.2.3.

In view of transient voltages occurring in operation, thyristors are usually operated at supply voltages of which the peak value is equal to the maximum rated repetitive peak off-state voltage divided by a safety factor of between 1.5 and 2.5.

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

A low safety factor is used where the transient voltages mostly known. These are generally self commutated converters with large energy storage. For converters supplied from mains with unknown transient levels a safety voltage margin of 2.0 to 2.5 is preferable.

Eine andere Fundstelle: Semikron, Discretes – Explanations – Thyristors / Diodes

Direct reverse voltages V_R for continuous duty

Maximum permissible direct reverse voltage for stationary operation for diodes (V_R) [or thyristors (V_D, V_R)]. This value is 0.7 V_{BRM} [0.7 V_{DRM}].

Die Sperrspannung ist – neben der Temperatur – ein die Lebensdauer des Bauteils bestimmender Parameter.

Hier sollte die Frage vielleicht statt

... welche Spannung darf ich dauernd anlegen ...

besser heißen

... wie lange soll das Bauteil denn halten?

Wie sieht es nun mit anderen Temperaturen aus? Hier wäre ein Temperaturkoeffizient der zulässigen Sperrspannung sinnvoll – findet sich auch oft nicht.

Wird die Spannung in Sperrrichtung zu weit erhöht, tritt im pn-Übergang der Lawineneffekt ein. Er hat einen positiven Temperaturkoeffizienten von näherungsweise 0,1 %/K (s. Grundlagen) und kann für Dioden hergenommen werden. (Diesen Wert finden wir auch in der Application Note AN 2011-05 von Infineon für einen 650V IGBT).

Im Abschnitt pn-Übergang haben wir ja bereits eine Abschätzung zum Temperaturkoeffizienten gemacht. Allerdings haben wir dort auch gesehen, daß es einen Unterschied hinsichtlich PT- und NPT-Strukturen gibt. Der Temperaturkoeffizient der PT-Strukturen ist danach um etwa de Faktor 2 kleiner.

Im Zweifelsfall hilft wohl nur: Nachmessen!

I_R

reverse current, drain current

$$V_R = 1200 \text{ V}$$

$$T_{vj} = 25^\circ\text{C} \quad | \quad | \quad | \quad 40 \quad \mu\text{A}$$

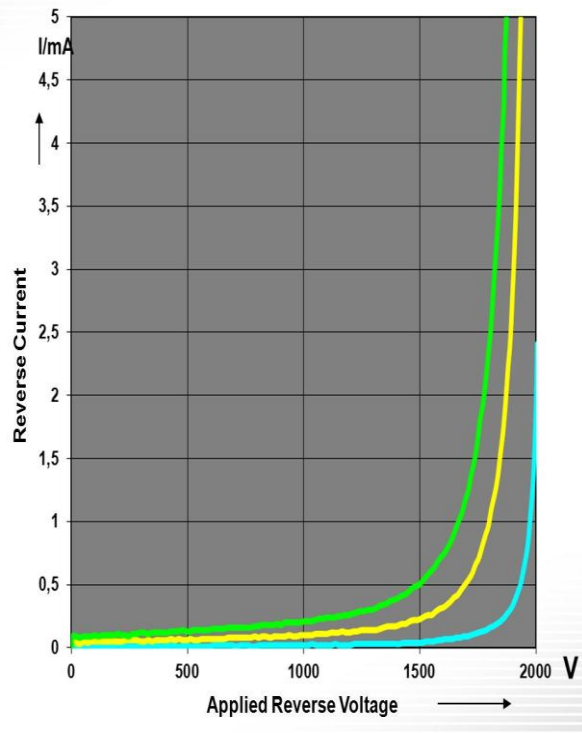
$$V_R = 1200 \text{ V}$$

$$T_{vj} = 150^\circ\text{C} \quad | \quad | \quad | \quad 1.5 \quad \text{mA}$$

Der Sperrstrom steigt mit der Chiptemperatur von 25°C auf 150°C etwa um den Faktor 40 an – sollte bei ungekühlten Aufbauten also durchaus berücksichtigt werden.

Auch mit der Spannung steigt der Sperrstrom an
 -> es entsteht bereits deutlich vor dem „Durchbruch“ Verlustleistung
 -> der Chip erwärmt sich
 -> das im Durchbruch zur Verfügung stehende ΔT bis zu T_{jmax} wird kleiner

Wegen der zum Durchbruch hin immer rundlicher werdenden Sperrkennlinie läßt sich dieses ΔT nicht sauber definieren
 -> es gibt es hier kein Avalanche-Rating.



NICHT diese Diode - nur als Beispiel

Nach den Grundlagen scheint der Faktor 40 aber deutlich zu gering!

Anderes Beispiel: Hier steigt der Sperrstrom mit der Chiptemperatur von 25°C auf 150°C nur noch um den Faktor 4 an!

I_R	$V_R = 1200\text{ V}$	-	-	250	μA
	$V_R = 1200\text{ V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1	mA

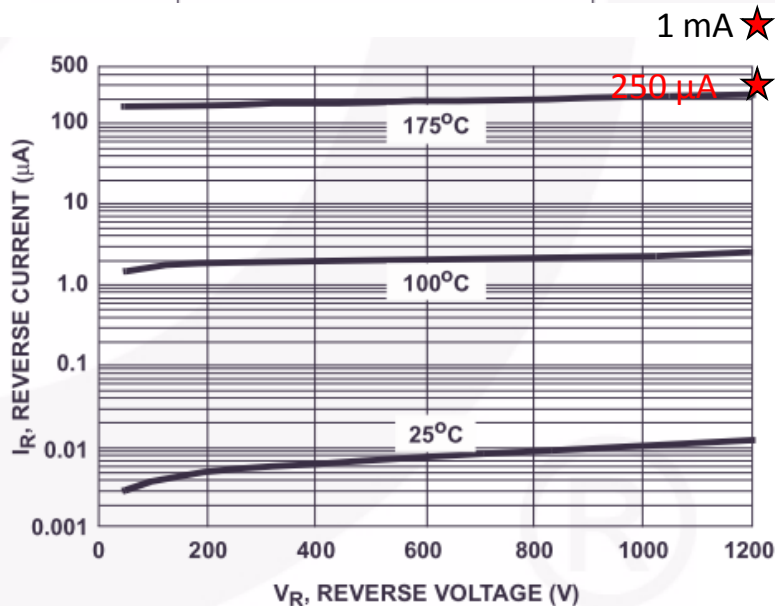


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Interessanterweise finden sich beide Werte nicht im zugehörigen Diagramm wieder (Sicherheitsabstand???)!

Bei 1.000V z. B.: Erhöhung des Sperrstromes von 0,01 μA auf 200 μA entspricht einem Faktor von $2 \cdot 10^4$ -> und damit schon eher den $4,2 \cdot 10^4$ aus den Grundlagen

Wenn der Heißsperrstrom im Bereich von 1mA liegt, müßte er bei Raumtemperatur eher bei 250nA liegen. Das dürfte sich meßtechnisch im Endtest wohl nicht darstellen lassen!

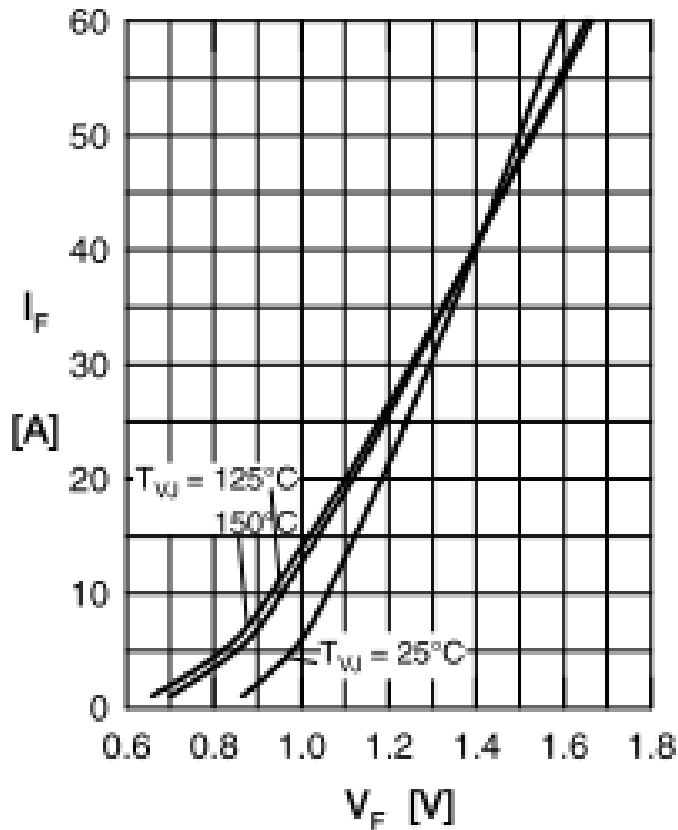


Fig. 1 Forward current versus voltage drop per diode

V_F	forward voltage drop	
$I_F = 30 \text{ A}$	$T_W = 25^\circ\text{C}$	1.29 V
$I_F = 60 \text{ A}$		1.60 V
$I_F = 30 \text{ A}$	$T_W = 150^\circ\text{C}$	1.25 V
$I_F = 60 \text{ A}$		1.66 V

Hier finden sich also die in den Grundlagen behandelten Temperatureffekte und –abhängigkeiten wieder.

Bei Strömen unterhalb des Nennwertes

-> Achtung bei Parallelschaltungen

-> oberhalb kehrt sich der Temperaturkoeffizient um!

I_{FAV}	average forward current	$T_C = 130^\circ\text{C}$	$T_{VJ} = 175^\circ\text{C}$	30	A
		rectangular	$d = 0.5$		

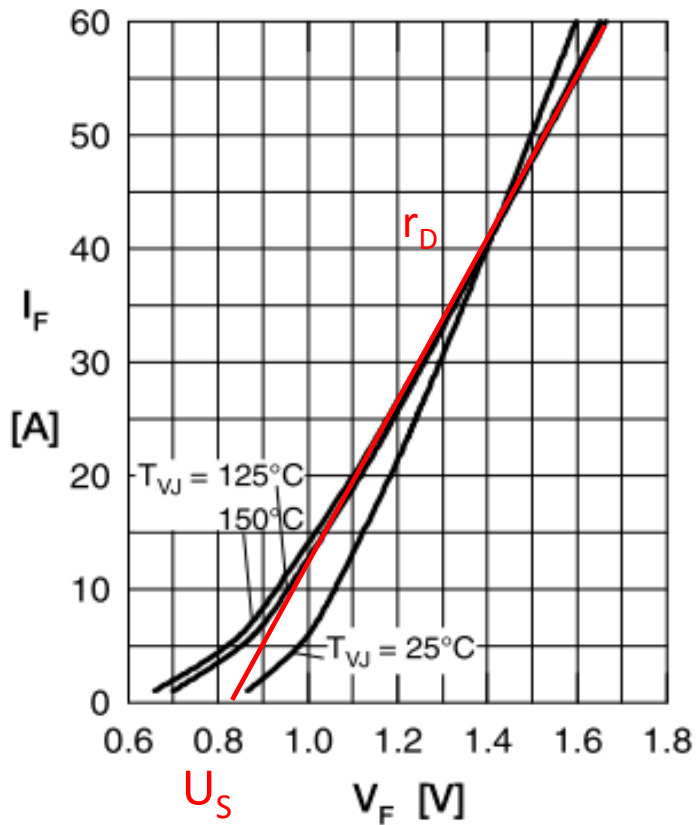
Definition (AN Infineon):

I_{TAVM} , I_{FAVM} is the maximum permissible continuous average value of the on-state current in a single phase half-wave **resistive load** circuit according to DIN VDE 0558, part 1 rated at a defined case temperature T_C and a frequency of **40 to 60Hz**

I_{FAV} kann also nicht generell zur Verlustleistungsberechnung hergenommen werden (außer bei gleichgerichteten Rechteckpulsen mit ohmscher Last). Dazu benötigen wir folgende Information:

V_{F0}	threshold voltage	} for power loss calculation only	$T_{VJ} = 175^\circ\text{C}$	0.82	V
r_F	slope resistance		14.1	m Ω	

V_{F0} und r_F sind hierbei virtuelle Größen, mit denen die Diodenkennlinie in einem bestimmten Bereich linearisiert wird



Für die zeitabhängige bzw. gesamte Verlustleistung über eine Periode gilt dann

$$p_D = u \cdot i = U_S \cdot i + r_D \cdot i^2$$

$$P_D = \frac{1}{T} \int_0^T p_D dt = U_S \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i dt + r_D \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$$

Mit dem arithmetischen Mittelwert und dem Effektivwert (Wurzel aus dem quadratischen Mittelwert)

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt \qquad I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

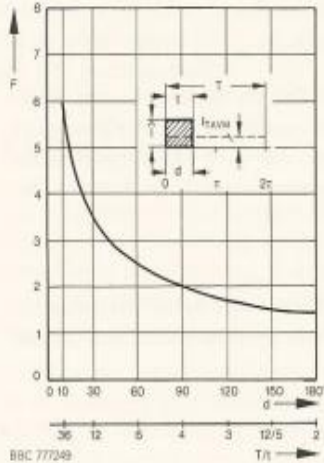
wird daraus $P_D = U_S I_{AV} + r_D I_{RMS}^2$

Das Verhältnis zwischen Effektivwert und arithmetischem Mittelwert wird Formfaktor genannt

$$F = I_{RMS} / I_{AV}$$

Damit wird die Verlustleistung zu $P_D = U_S \cdot I_{AV} + F^2 \cdot I_{AV}^2 \cdot r_D$

Rechenwerte für den Effektivwert I_{TRMS} , den arithmetischen Mittelwert I_{TAVM} des Durchlaßstroms und für den Formfaktor F als Funktion des Stromflußwinkels d oder des Tastverhältnisses T/t



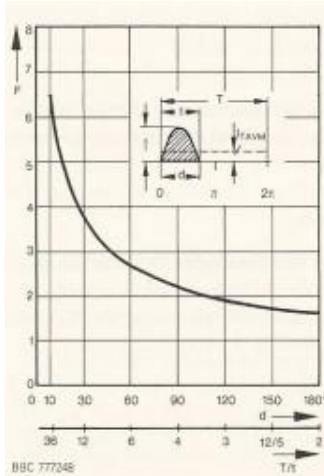
d°	10°	15°	30°	60°	120°	150°	180°
I_{TRMS}/\hat{i}	0.167	0.204	0.288	0.407	0.578	0.646	0.707
I_{TAVM}/\hat{i}	0,028	0,042	0,083	0,167	0,333	0,416	0,500
F	6,00	4,90	3,46	2,45	1,73	1,55	1,41

$$I_{TRMS} = \hat{i} \sqrt{\frac{t}{T}}$$

$$I_{TAVM} = \hat{i} \left(\frac{t}{T}\right)$$

$$F = \sqrt{\frac{T}{t}}$$

a) Strom rechteckförmig



d°	10°	15°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
I_{TRMS}/\hat{i}	0.118	0.144	0.204	0.289	0.354	0.408	0.456	0.500
I_{TAVM}/\hat{i}	0.018	0.027	0.053	0.106	0.159	0.222	0.265	0.318
F	6.66	5.44	3.84	2.72	2.22	1.925	1.72	1.57

$$I_{TRMS} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{t}{T}}$$

$$I_{TAVM} = \frac{2 \cdot \hat{i}}{\pi} \cdot \left(\frac{t}{T}\right)$$

$$F = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{T}{t}}$$

b) Strom sinusförmig

Tabellen und Grafiken für den Formfaktor finden sich in der einschlägigen Literatur wie z. B. bei

Buri, Leistungshalbleiter

d°	10°	15°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
I_{TRMS}/\hat{i}	0.018	0.031	0.085	0.221	0.354	0.449	0.494	0.500
I_{TAVM}/\hat{i}	0.002	0.005	0.021	0.080	0.159	0.239	0.297	0.318
F	7.44	5.71	4.05	2.761	2.222	1.878	1.663	1.571

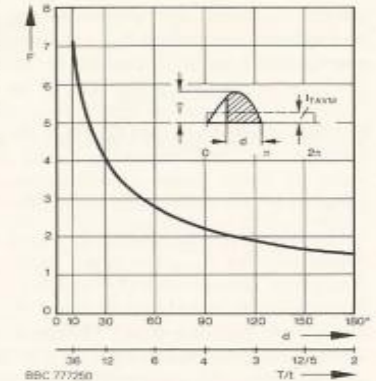
$$I_{TRMS} = \frac{\hat{i}}{2\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{d - \frac{1}{2} \cdot \sin 2d^\circ}$$

$$I_{TAVM} = \frac{\hat{i}}{2\pi} \cdot (1 - \cos d^\circ)$$

$$F = \sqrt{\pi} \cdot \frac{\sqrt{d - \frac{1}{2} \cdot \sin 2d^\circ}}{(1 - \cos d^\circ)}$$

$$d = \frac{d^\circ}{180} \cdot \pi$$

d = Winkel im Bogenmaß
 d° = Winkel im Grad



c) Strom sinusförmig, angeschnitten

... oder bei Infineon, Technische Informationen Bipolare Halbleiter; AN20012-01


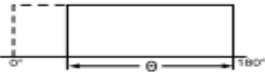
Stromform Current waveform	Scheitelfaktor peak factor $S = \frac{\hat{i}}{I_{RMS}}$	Mittelfaktor average factor $M = \frac{\hat{i}}{I_{AV}}$	Formfaktor form factor $F = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	Formfaktor ² form factor ² F^2
 sinus 180° el	2	$\pi = 3,14$	$\pi / 2 = 1,57$	2,47
sinus 120° el	2,23	4,18	1,875	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

Kleiner Test:

$I_{F(AV)} = 30A$; Rechteckpulse mit einem Tastverhältnis von 50% ($I_{peak} = 60A$)
 $U_S = 0,82V$; $r_D = 14,1m\Omega$; $R_{thj-c} = 0,9K/W$

$$\rightarrow F = I_{RMS} / I_{AV} = \sqrt{2}$$

$$\rightarrow I_{RMS} = 42,4A$$

I_{FAV} average forward current

$T_C = 130^\circ C$

$T_{vj} = 175^\circ C$

30 A

rectangular $d = 0.5$

$$P_D = U_S * I_{AV} + F^2 * I_{AV}^2 * r_D = 0,82V * 30A + 2 * 30A * 30A * 14,1m\Omega = 24,6W + 25,4W = 50W$$

$$\rightarrow \Delta T = P_D * R_{thj-c} = (50W * 0,9K/W) = 45^\circ C$$

$$\rightarrow T_C = T_{jmax} - \Delta T = 175^\circ C - 45^\circ C = 130^\circ C$$

Das ist also passend 😊

Wie sieht es nun bei einem sinusförmigem Stromverlauf aus?

$$p_D = u \cdot i = U_S \cdot i + r_D \cdot i^2$$

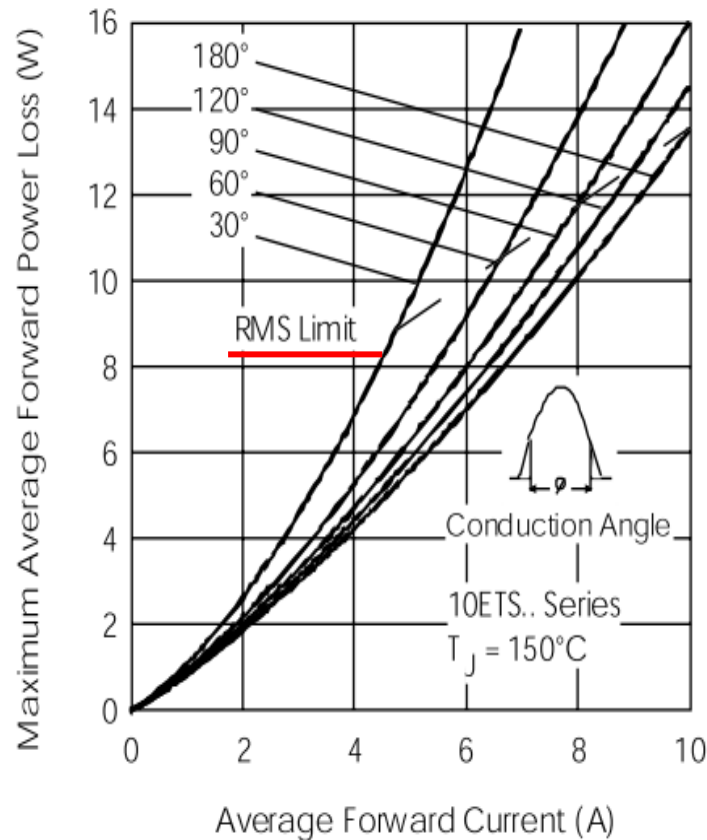
$$\begin{aligned} W_D &= \int_0^{t_i} u_D(t) \cdot i_D(t) dt = \int_0^{t_i} U_S \cdot \hat{i}_D \sin\left(\frac{\pi}{t_i} t\right) dt + \int_0^{t_i} r_D \cdot \hat{i}_D^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{t_i} t\right) dt \\ &= U_S \cdot \hat{i}_D \cdot 2 \frac{t_i}{\pi} + r_D \cdot \hat{i}_D^2 \cdot \frac{1}{2} t_i \end{aligned}$$

$$\rightarrow F = I_{\text{RMS}} / I_{\text{AV}} = \pi / 2 = 1,57 \quad I_{\text{RMS}} = 47,1\text{A} \quad -- \quad I_{\text{peak}} = 94,2\text{A}$$

Mit $t_i = 0,5T$ ($T = 1/f$ - Tastverhältnis von 50%) und dem selben $I_{F(\text{AV})} = 30\text{A}$ kommen wir jetzt auf **56W** Verlustleistung statt 50W.

Das liegt daran, daß der Formfaktor bei sinusförmigem Stromverlauf von 1,41 auf **1,57** gestiegen ist. Der quadratische Anteil der Verlustleistung macht sich also stärker bemerkbar, da die Diodenkennlinie nun bis **94A** statt 60A „durchfahren“ wird.

Für diese Berechnungen wurde jeweils ein Stromflußwinkel von 180° angenommen. In der Praxis können aber auch kleinere Winkel mit entsprechend höheren Spitzen- und Effektivwerten des Stromes auftreten. Unter Umständen können hier Grenzen gegeben sein, die dann den zulässigen I_{AV} reduzieren!



Beispiel: Kondensatorladung, Stromflußwinkel 30°

→ **Formfaktor ca. 4**

Obwohl der I_{AV} sinkt, kann der I_{RMS} die Leistung begrenzen, da die Verluste quadratisch mit dem Effektivwert bzw. Formfaktor steigen.

Zusätzlich entstehen Oberschwingungen und damit Verzerrungsblindleistung

Einen Anhaltspunkt für die maximal zulässige Strombelastung finden wir hier:

I_{FSM}	<i>max. forward surge current</i>	$t = 10 \text{ ms; (50 Hz), sine}$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$			300	A
		$t = 8,3 \text{ ms; (60 Hz), sine}$	$V_R = 0 \text{ V}$			325	A
		$t = 10 \text{ ms; (50 Hz), sine}$	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$			255	A
		$t = 8,3 \text{ ms; (60 Hz), sine}$	$V_R = 0 \text{ V}$			275	A

Das gilt aber nur für **EINE** Sinushalbwelle!

Das I^2t Produkt für die Sicherungsauslegung gilt also z.B. bei 50Hz und „Kaltstart“:

$$I^2t = (300\text{A}/\sqrt{2})^2 \cdot 10\text{ms} = 450\text{A}^2\text{s}$$

I^2t	<i>value for fusing</i>	$t = 10 \text{ ms; (50 Hz), sine}$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$			450	A^2s
--------	-------------------------	------------------------------------	-----------------------------	--	--	-----	----------------------

ACHTUNG: Das gilt für $V_R = 0\text{V}$ – also wenn bei Kurzschluss oder einer hohen Überlast eine Sicherung oder eine andere Schutzeinrichtung anspricht und nach dem Abschalten des Kurzschlussstromes an den Dioden keine Sperrspannung mehr anliegt.

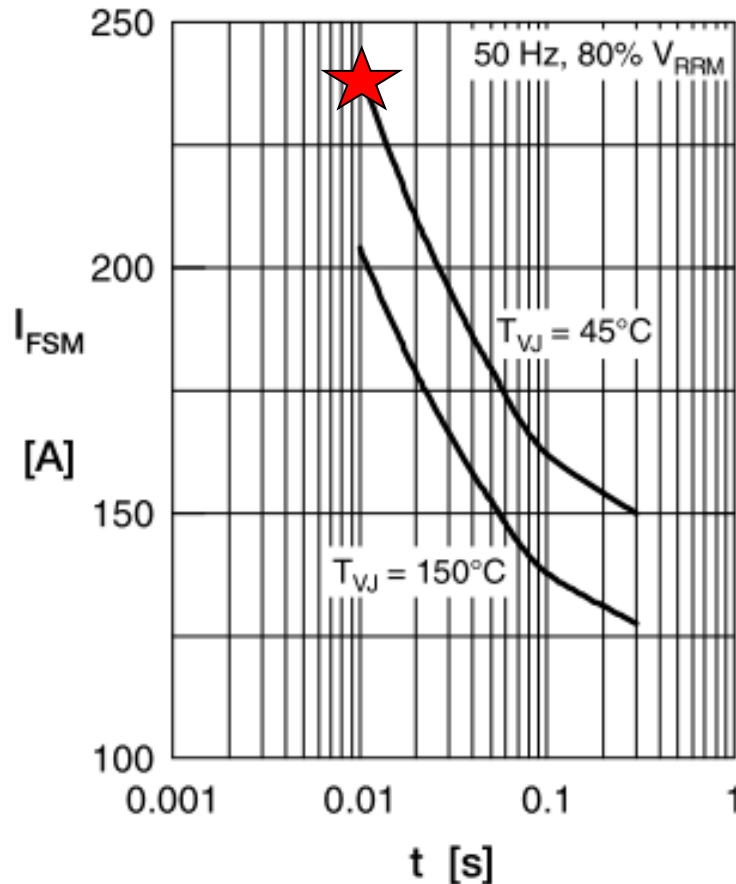


Fig. 2 Surge overload current

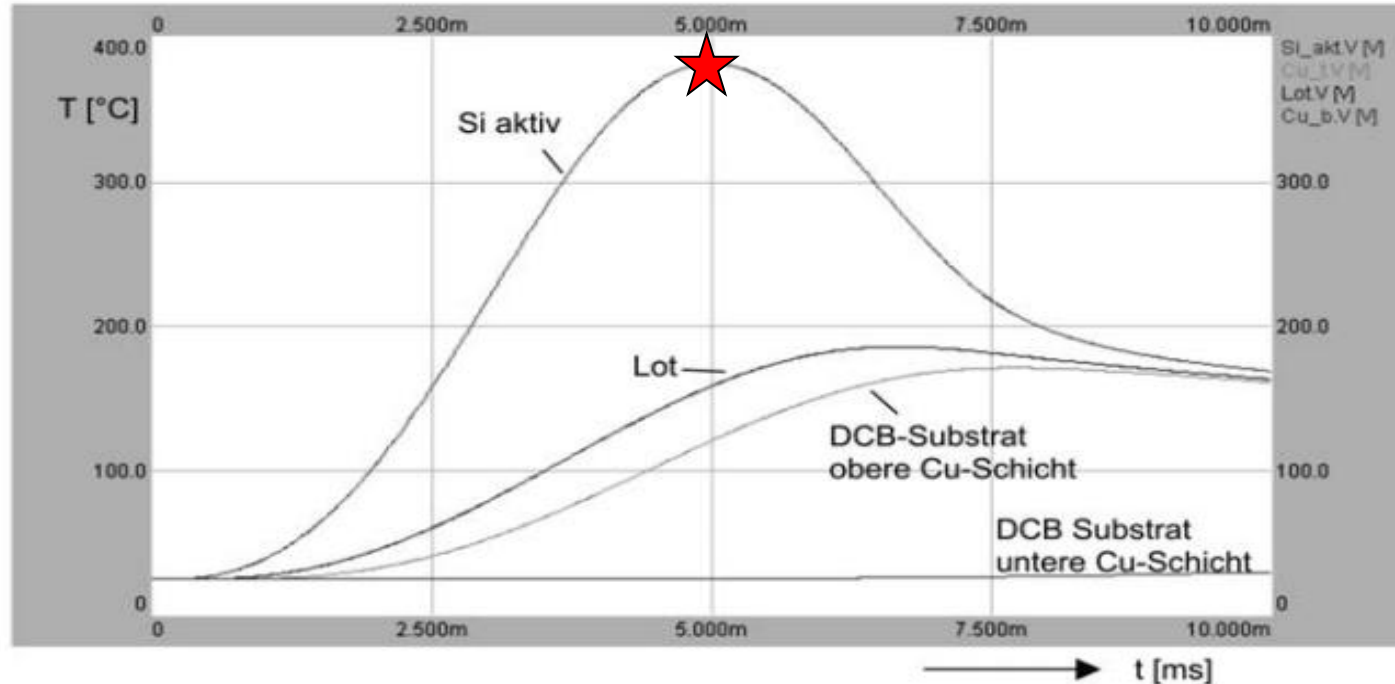
Wenn z. B. der Kurzschlussstrom auf sichere Werte für die Diode begrenzt wird, kann der Kurzschluss nach einer bestimmten Zeit wieder verschwunden sein.

Dann liegt aber noch eine Sperrspannung an der Diode an.

In Fig. 2 ist der zulässige Strom für den schlimmsten Fall – hier also 80% der maximal zulässigen Sperrspannung – bei 45 °C und 150 °C angegeben.

Gegenüber 0V und 45 °C ist I_{FSM} also von 300A auf ca. 240A gesunken!

Simulation der Temperaturen bei der Stoßstrombelastung



Temperaturanstieg im Chip bis auf ca. 400 Grad

-> höher als T_{jmax} -> Gefahr der Eigenleitung

Lottemperatur ca. 200 Grad

-> nahe an der Erweichungstemperatur des Lots -> Gefahr irreversibler Vorgänge beim Abkühlen

Josef Lutz, Halbleiter-Leistungsbaulemente

Stoßstrombelastung ist nur für einmalige Überlastvorgänge vorgesehen!

In der Praxis haben wir meistens keine sinusförmige Stromaufnahme; die Netze an sich sind auch nicht ideal.

Stromflusswinkel $< 180^\circ$ treten z. B. bei Verbrauchern wie Gleichrichtern, Dimmern, Thyristorstellern, Gasentladungslampen etc. auf.

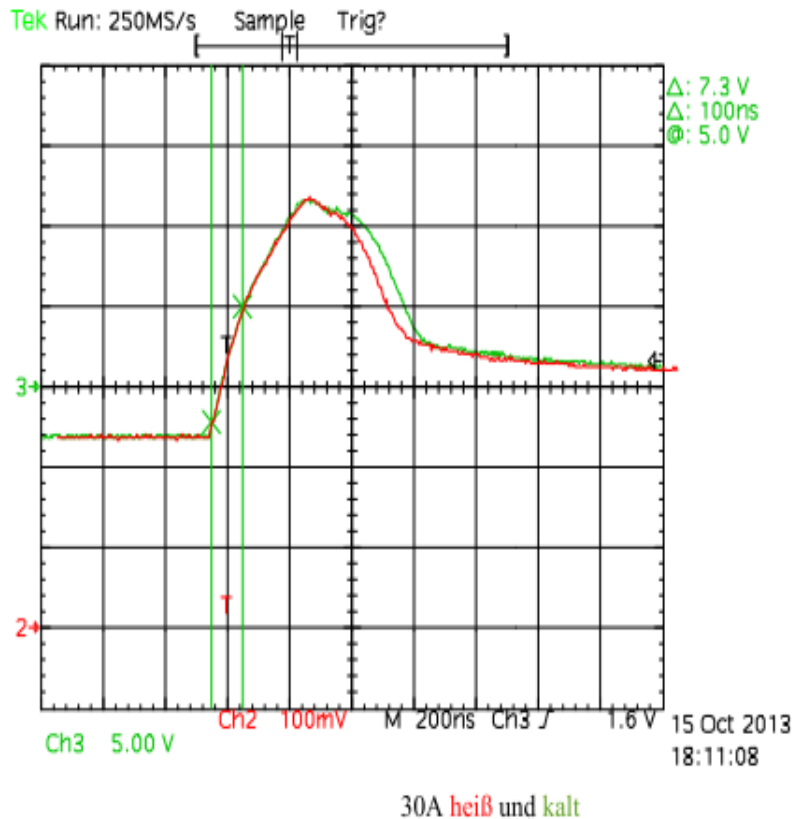
Bei einer Eingangsgleichrichtung ohne PFC (vielleicht auch ohne Eingangsstrombegrenzung) direkt den Zwischenkreis zu laden, resultiert in unschönen Kurvenformen und/oder kleinen Stromflußwinkeln - aber auch ein sauberes Rechteck ist nicht ohne.

Warum kann das Probleme bereiten?

Eine Fourieranalyse der Kurvenform bringt die Antwort: OBERWELLEN.

Bisher haben wir bei der Netzdiode keinerlei Frequenzabhängigkeit berücksichtigt.; Schaltverluste werden bei Netzgleichrichtern i.A. vernachlässigt. Sie liegen bei 50 Hz ca. bei 1...2% der Leitverluste.

Bei höheren Frequenzen aus dem Oberwellengehalt spielen Schaltverluste aber eine Rolle. Bei 500 Hz muss beispielsweise mit zusätzlichen 15...20% Schaltverlustanteil gerechnet werden. Ein Derating des Stromes kann also notwendig werden.



Das Diagramm zeigt das Rückwärtserholverhalten einer 1.200V, 30A Netzdiode.

Die Sperrverzugszeit t_{rr} liegt in der Größenordnung von 10 μ s.

Sie kann je nach Technologie aber auch höher liegen. Leider findet sich – bei Netzdioden generell - hierzu im Datenblatt keine Spezifikation.

Das hat schon manchmal zu bösen Überraschungen geführt!

Die Diodenflußspannung soll ja so klein als möglich sein

-> eine hohe Ladungsträgerdichte- und Lebensdauer (keine „Lifetime-Killer“ Störstellen!) ist nötig

-> t_{rr} sehr groß.

Diese und potentielle EMV-Probleme können sich durch die Wahl von schnellen Dioden vermeiden bzw. reduzieren lassen.

R_{thJC}	<i>thermal resistance junction to case</i>		0.9	K/W
R_{thCH}	<i>thermal resistance case to heatsink</i>	0.50		K/W

Wichtig für die Belastbarkeit dieser Diode ist natürlich die Wärmeabfuhr; hier gegeben durch die thermischen Widerstände:

R_{thj-c} das ist der Wärmewiderstand vom Chip (Junction) bis zum Gehäuseboden (Case)

R_{thCH} **ACHTUNG!** Das kann zu Fehlern führen. Gemeint ist hier der zusätzliche thermische Widerstand Case-Heatsink durch die in diesem Fall unisolierte Montage des Bauteils. Bei einer isolierten Montage ist dieser Wert deutlich höher. Ohne Angabe von z. B. Art des Materials (Paste, Phase-Change etc.), Dicke, Anpreßdruck, ggf. Oberflächenrauheiten etc. ist der Wert von 0,5 K/W wenig hilfreich bzw. kann sogar irreführend sein!

Betrachten Sie diese Angabe daher am besten als **Erinnerung**, diesen zusätzlichen Wärmewiderstand mit zu berücksichtigen. Den tatsächlichen Wert müssen Sie für Ihre jeweilige Anwendung selbst ermitteln.

T_{stg}	storage temperature	-55	150	°C
T_{vj}	virtual junction temperature	-40	175	°C

Die Lagertemperatur ist ja noch relativ selbsterklärend – aber was ist eine „virtual junction temperature“? Und wieso ist die höher als die Lagertemperatur?

T_j und $T_{j\text{max}}$ - klare Aussage: heißer darf der Chip an keiner Stelle werden! (ist in der Praxis aber nicht ganz einfach zu bestimmen)

T_{vj} und $T_{vj\text{max}}$ - die sogenannte „virtuelle Chiptemperatur“ $T_{vj\text{max}}$.

T_{vj} ist eine über Fläche und Volumen theoretisch gemittelte Temperatur und damit eine reine Rechengröße oder eben eine virtuelle Temperatur. **Die tatsächliche Temperatur an beliebigen Stellen im Chip (oder mehreren Chips in einem Modul) kann davon u. U. deutlich abweichen.** Sie kann überdies auch nicht direkt gemessen werden.

Auch die thermischen Widerstände $R_{\text{th}(j-c)}$ und $Z_{\text{th}(j-c)}$ basieren nach IEC 60747-9, 6.3.13 auf der virtuellen Chiptemperatur. Das heißt also, wenn die im Chip auftretende Verlustleistung mit dem R_{th} oder Z_{th} (bei zeitlich kurzen bzw. transienten Vorgängen) multipliziert wird, ergibt sich die T_{vj} .

Der Preisdruck des „Marktes“ auf die Hersteller steigt kontinuierlich.

Was tun Hersteller, um dem zu entgegnen? Sie verkleinern (shrinken) die Chips und/oder räumen z. B. die Möglichkeit ein, die Chips weiter „auszureizen“.

Verkleinern der Chips -> deren Belastbarkeit sinkt -> **Chips werden gestreßt**

Avalanche Rating -> **Chips werden gestreßt**

Erhöhung der zulässigen Chiptemperatur -> **Chips werden gestreßt**

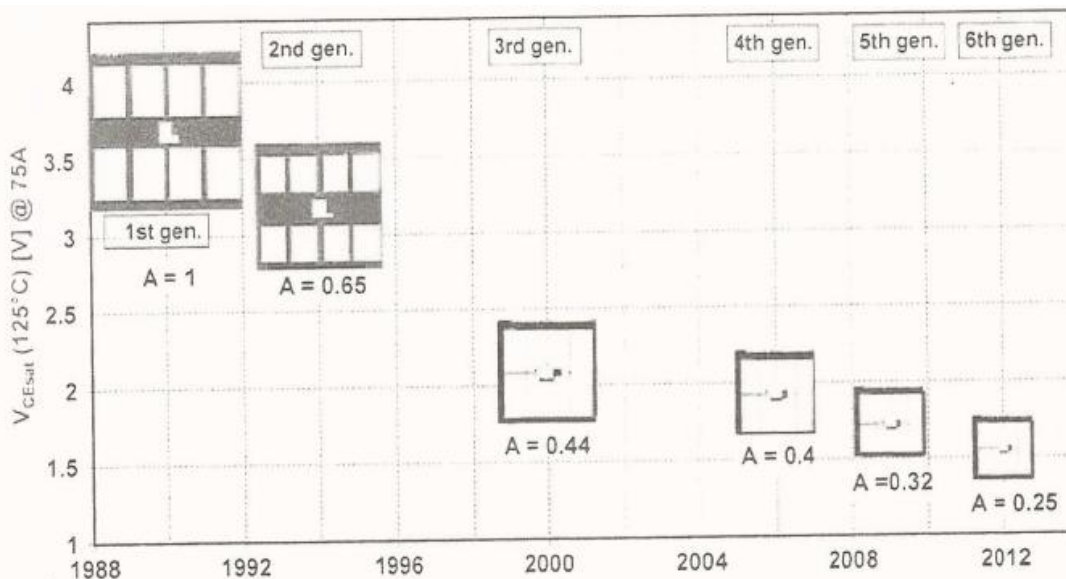


Abb. 5.32 Chipfläche und Vorwärts-Spannungsabfall bei verschiedenen IGBT-Generationen am Beispiel des Herstellers Infineon. Abb.: T. Laska, Infineon

Beispiel für das „Chip-Shrinking“ 1200V / 75A IGBT

- Fläche auf ¼ reduziert
- gleichzeitig Dicke etwa halbiert

- > drastische Reduzierung der Wärmekapazität
- > Reduzierung der Überlastfähigkeit bei Pulsen

Kommen wir noch einmal zurück auf die

Important note:

Exceeding the specified limiting values means operation out of the specification. This can lead to a failure and will reduce the life time of the device!

Wenn die drei Punkte (s. o.) – auch noch gleichzeitig – ausgenutzt werden,

wird die Ausfallrate der Bauteile auch schon deutlich vor Erreichen der Grenzwerte deutlich erhöht!!!

Ein “Burn-Out” durch zuviel Streß gibt es nicht nur bei Menschen – auch bei Halbleitern!!!

Die Verantwortung tragen aber Sie ! Weisen Sie im Zweifelsfall einmal nach, daß Sie das Avalanche Rating oder die T_{vjmax} nicht überschritten haben.

Die Halbleiterphysik ist für alle Hersteller die Gleiche – wenn bei dem einen mehr versprochen wird als bei dem anderen:

Suchen Sie den Haken an der Sache!

Wir wollen nun die Netzdioden verlassen und uns “schnelle” Dioden etwas genauer ansehen.

Hier 3 verschiedene „schnelle“ 1200V Dioden mit ca. 30A

**Fast Recovery
Epitaxial Diode (FRED)**

DSEI 30 $I_{FAVM} = 26 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $t_{rr} = 40 \text{ ns}$

 IXYS

**DSEP 30-12A
DSEP 30-12AR**

**HiPerFRED™ Epitaxial Diode
with soft recovery**

$I_{FAV} = 30 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $t_{rr} = 40 \text{ ns}$

 IXYS

DHG 30 I 1200 HA

Sonic Fast Recovery Diode

High Performance Fast Recovery Diode
Low Loss and Soft Recovery

$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $I_{FAV} = 30 \text{ A}$
 $t_{rr} = 200 \text{ ns}$

Welche würden Sie nehmen?

Wie schon bei der Netzdiode bemerkt: Das Erste, was wir sehen – und wonach wir eine Einschätzung treffen, steht auf der ersten Seite (oft oben rechts).

Hier haben wir also Dioden, die 1200 V sperren und ca. 30 A führen können – das t_{rr} reicht von 40 ns bis 200 ns.

Mit diesen Angaben kann man eigentlich wenig bis nichts anfangen; trotzdem wird danach manchmal schon eine Vorauswahl getroffen – z.. B. wenn wir nach 40 ns suchen.

Das könnte durchaus ein Fehler sein!

Dazu sehen wir uns zunächst einmal einige Spezifikationen etwas genauer an.

Device Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V
V_{RWM}	Working Peak Reverse Voltage	1200	V
V_R	DC Blocking Voltage	1200	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current ($T_C = 80^\circ\text{C}$)	30	A
I_{FRM}	Repetitive Peak Surge Current (20 kHz Square Wave)	70	A
I_{FSM}	Nonrepetitive Peak Surge Current (Halfwave 1 Phase 60 Hz)	325	A
P_D	Power Dissipation	166	W
E_{AVL}	Avalanche Energy (1 A, 40 mH)	20	mJ
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Temperature for Soldering		
T_{PKG}	Leads at 0.063 in (1.6 mm) from Case for 10 s	300	$^\circ\text{C}$
	Package Body for 10s, See Application Note AN-7528	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

Die meisten Parameter der „Maximum Ratings“ wurden bereits bei der Netzdiode diskutiert, darum soll hier darauf verzichtet werden.

Das Thema „Avalanche“ wird noch im Kapitel MOSFET behandelt.

Leider steht in Datenblättern eher selten, um welche Technologie es sich handelt. Das macht die passende Auswahl nicht unbedingt einfacher.

Bei schnellen Dioden gibt es aktuell drei verschiedene Technologien: „Lifetime-Killer“ Störstellen mit Gold, Platin und strahlungsinduzierte Störstellen wie z. B. Helium.

Wie macht sich das nun in der Praxis bemerkbar? Zunächst im Sperrstrom:

DSEI30-12A Gold	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ $V_a = 0.8 \cdot V_{RRM}$	<table border="1" style="display: inline-table; vertical-align: middle;"> <tr><td>750</td><td>μA</td></tr> <tr><td>250</td><td>μA</td></tr> <tr><td>7</td><td>mA</td></tr> </table>	750	μA	250	μA	7	mA	
750	μA									
250	μA									
7	mA									
DSEP30-12A Platin	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}; V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 150^{\circ}\text{C}; V_R = V_{RRM}$		<table border="1" style="display: inline-table; vertical-align: middle;"> <tr><td>250</td><td>μA</td></tr> <tr><td>1</td><td>mA</td></tr> </table>	250	μA	1	mA	<p>Hier bei 150°C Verdoppelung mit 10°C -> bei 125°C < 200μA!</p>		
250	μA									
1	mA									
DHG30I1200HA Helium	$V_R = 1200\text{V}$ $V_R = 1200\text{V}$	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$	<table border="1" style="display: inline-table; vertical-align: middle;"> <tr><td>50</td><td>μA</td></tr> <tr><td>0.5</td><td>mA</td></tr> </table>	50	μA	0.5	mA			
50	μA									
0.5	mA									

Es handelt sich hierbei ausdrücklich NICHT um ein Qualitätsmerkmal sondern um die physikalischen Eigenschaften der Störstellen!

Dies Thema haben wir ja bereits in den Grundlagen behandelt.

Schauen wir uns noch die Flußspannung an:

DSEI30-12A Gold	$I_F = 30 \text{ A};$	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$		2.2	V		
				$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	2.55		V
DSEP30-12A Platin	$I_F = 30 \text{ A};$	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$		1.79	V		
				$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	2.74		V
DHG30I1200HA Helium	$I_F = 30 \text{ A}$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		1.95	2.26	V	
				$I_F = 60 \text{ A}$		3.00	V
	$I_F = 30 \text{ A}$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$		1.95	2.27	V	Hier bei 125°C -> bei >30A steigt V_F
				$I_F = 60 \text{ A}$		3.20	

In Vorwärtsrichtung wird bei einem definierten Strom I_F der Spannungsabfall V_F abgelesen. Zur Vermeidung der Eigenerwärmung und damit der Verfälschung der Meßergebnisse geschieht das mit sehr kurzen Pulsen; z. B.: Pulsweite = 300 μs , Tastverhältnis < 2.0%

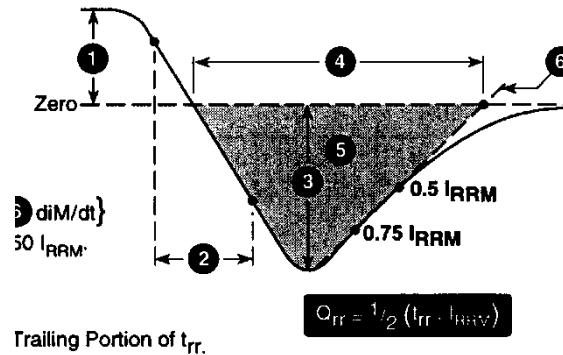
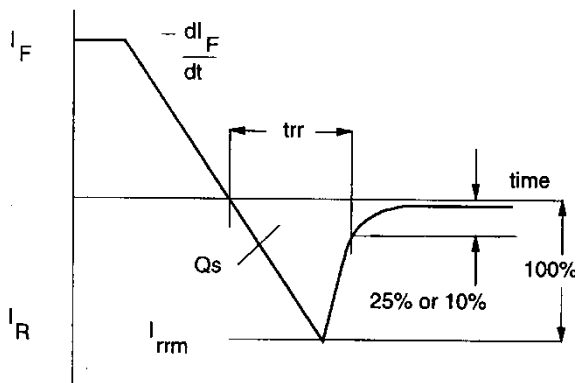
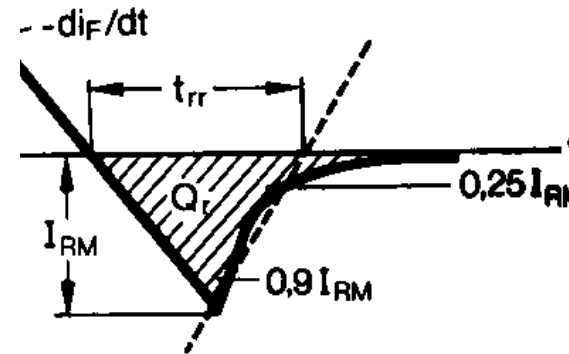
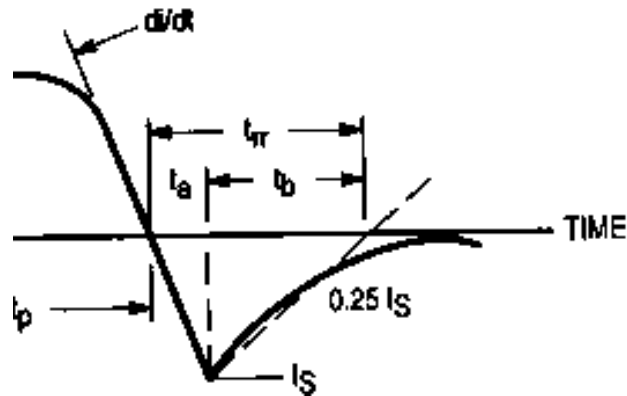
Der Maximalwert ist der Spannungsabfall, der bei einer Diode dieses Typs im zulässigen Betriebsbereich auftreten kann.

Wegen der bereits angesprochenen Toleranzen verschiedener Parameter bei der Herstellung – z.B. der Diodenlänge oder bei einigen schnellen, Gold- oder Platin-diffundierten Dioden und insbesondere die Trägerlebensdauer – liegt dieser Wert meistens deutlich über dem an einem zufällig ausgewählten Bauteil gemessenen Wert. Manche Hersteller geben auch typische Werte an, dafür gibt es aber keine Gewähr.

Dieses oft monierte „Scheunentor“ findet sich aus den genannten Gründen auch bei vielen anderen Bauteilparametern wieder. Das ist also nicht unbedingt Boshaftigkeit der Hersteller.

Schnelle Dioden

t_{rr} – Definitionen: Beispiele aus Datenblättern



Nach IEC 60747-2 sollte es eigentlich von 90% bis 25% der Rückstromspitze gelten

Definition des Rückwärtserholungsverhaltens nach IEC 60747-2

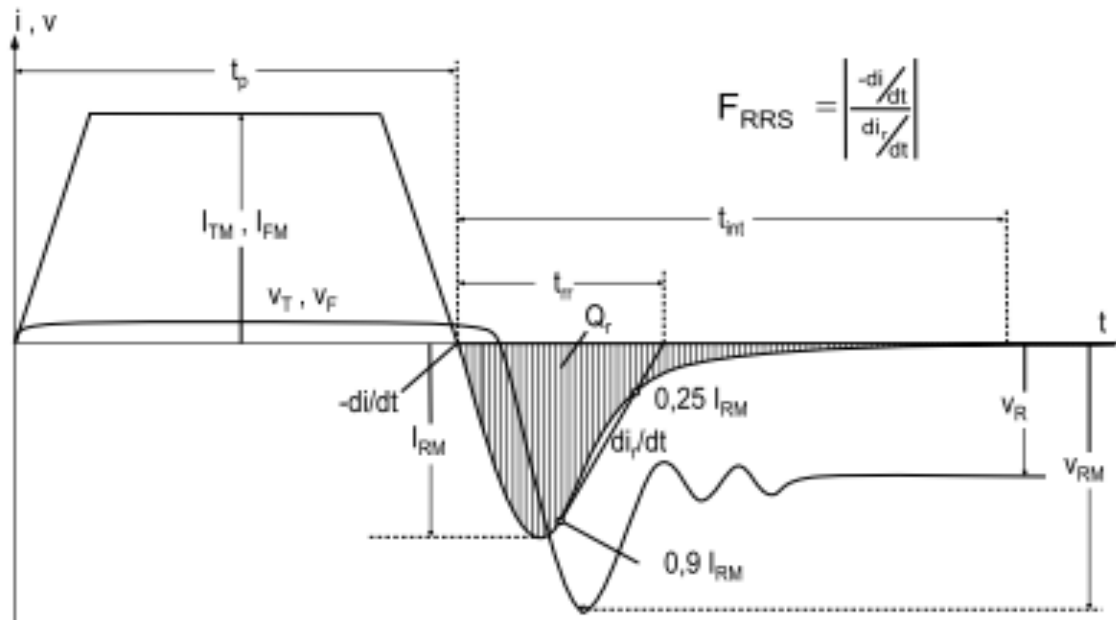


Abbildung 23 Schematische Darstellung des Ausschaltvorgangs von Thyristoren und Dioden

Infineon, Technische Informationen Bipolare Halbleiter; AN20012-01

Trotzdem finden sich in Datenblättern gelegentlich herstellereigene Definitionen (möglicherweise so gewählt, daß sich ein möglichst niedriger Wert für t_{rr} ergibt?). **Sehen Sie also nicht nur auf die Zahl, sondern auch auf die zugehörige Spezifikation!**

Selbst bei 100A Dioden wird das t_{rr} bei einem Vorstrom von 1A spezifiziert! Daher müßten dann eigentlich alle Dioden von 5A bis 100A gleich sein – es steht ja fast überall 35ns dran. Warum wird das so gemacht? Eine mögliche Erklärung könnte in Stücklisten liegen. Wenn da z.B. steht:

Diode, FRED, 1200V, 30A, 35ns

Wonach wird Ihr Einkauf (wenn er technisch nicht entsprechend versiert ist) einen Distributor fragen und was wird der antworten, wenn er ebenfalls technisch nicht entsprechend versiert ist und oben rechts im Datenblatt (sinnvoll praxisorientiert) ein t_{rr} von 200ns steht? Richtig:

Haben wir nicht!

Dieser Anbieter würde vermutlich nicht berücksichtigt.

Honi soit qui mal y pense.

Daher ein kurzer Vergleich zweier schneller Dioden, um die Problematik etwas zu verdeutlichen:

Brand A

$$\begin{aligned}
 V_{RRM} &= 1600 \text{ V} \\
 I_{FAV} &= 60 \text{ A} \\
 t_{rr} &= \boxed{230 \text{ ns}}
 \end{aligned}$$

Brand B

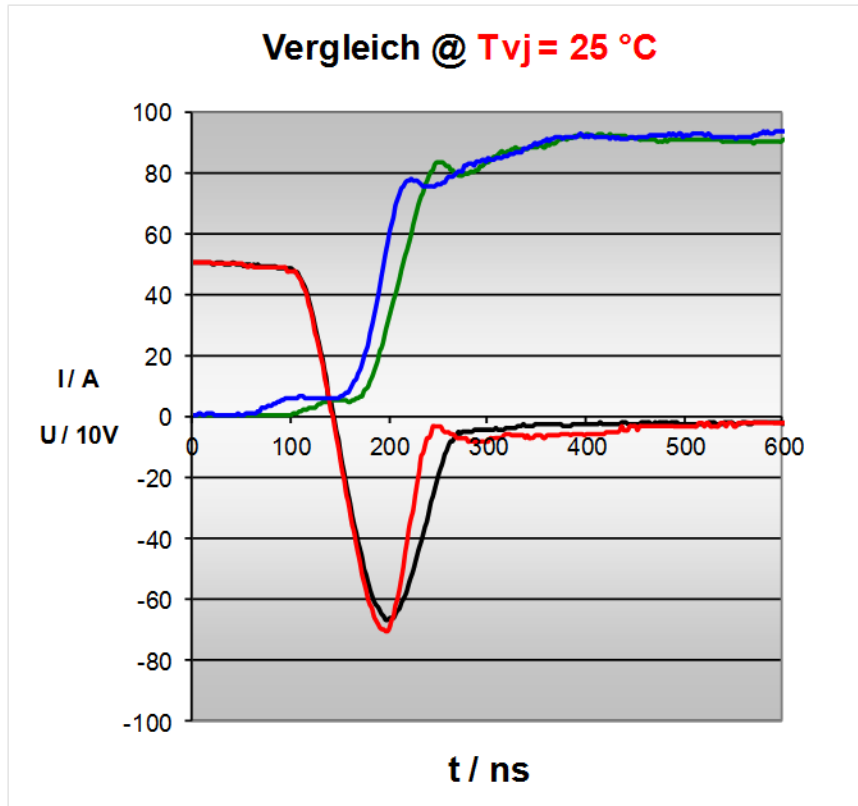
Oben rechts steht nichts, wir müssen also in die Tabellen und finden 120ns bei Raumtemperatur

$I_F = 60 \text{ A}; V_R = 1200 \text{ V}$ $-di_F/dt = 800 \text{ A}/\mu\text{s}$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	60	A	I_{RRM} Q_{rr} t_{rr}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 50 \text{ A}$ $di/dt = 800 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 600 \text{ V}$	$typ.$ $typ.$ $typ.$	30	A
	$T_{vj} = 100^\circ\text{C}$	70	A					43	A
	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	230	ns					7	μC
	$T_{vj} = 100^\circ\text{C}$	350	ns					15	μC
								120	ns

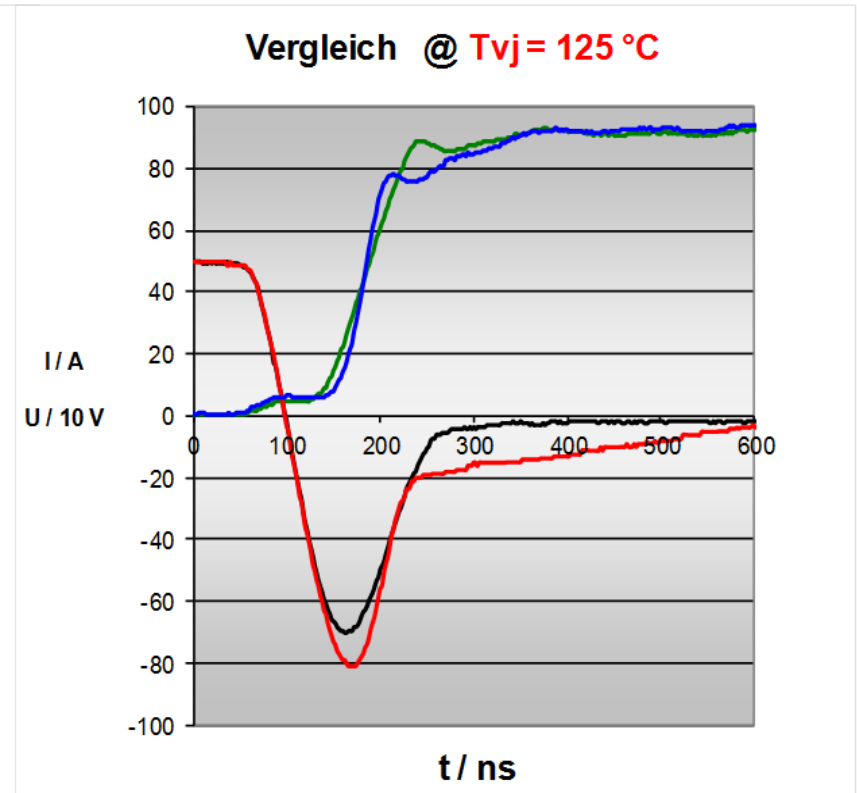
Welche würden Sie nehmen?

Gemessene Temperaturabhängigkeit des t_{rr}

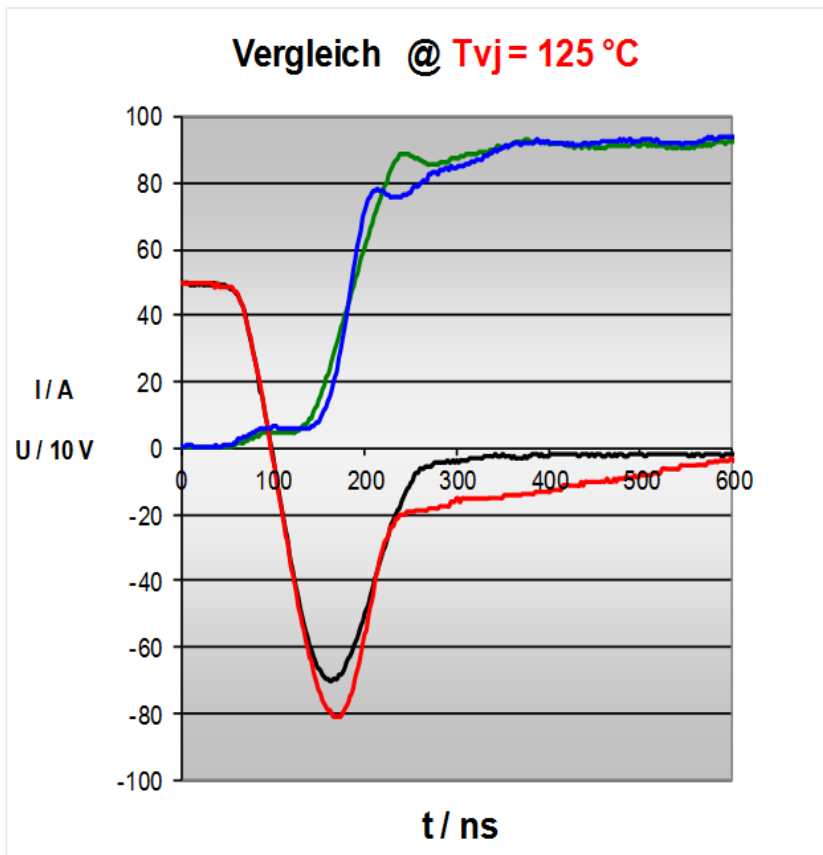
Was ist nun Brand A und B?



25 Grad: 230 ns / 120 ns



125 Grad: 350 ns / ??? ns



Bedingungen:

$$I_F = 50\text{ A}$$

$$V_R = 900\text{ V}$$

$$-di/dt = 1.600\text{ A}/\mu\text{s}$$

$$f = 20\text{ kHz}$$

$$d = 0.5$$

$$T_{vj} = 125\text{ °C}$$

Das t_{rr} zu bestimmen, ist nicht ganz einfach.

Liegt der Knick in der Kennlinie nahe bei 25%, kann bereits eine leicht andere Steigung oder die Strichstärke zu anderen Ergebnissen führen.

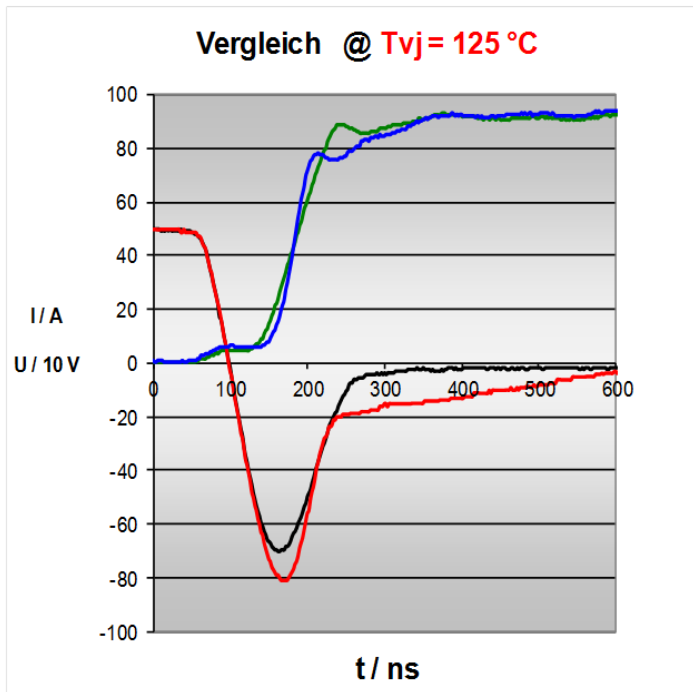
Mit der 90%/25% Regel ergäbe sich etwa

$$\text{Brand A} \quad t_{rr} \text{ ca. } 270\text{ ns}$$

$$\text{Brand B} \quad t_{rr} \text{ ca. } 250\text{ ns}$$

Danach wäre Brand B eigentlich vorzuziehen.

ABER



... die Verluste sagen uns etwas anders!

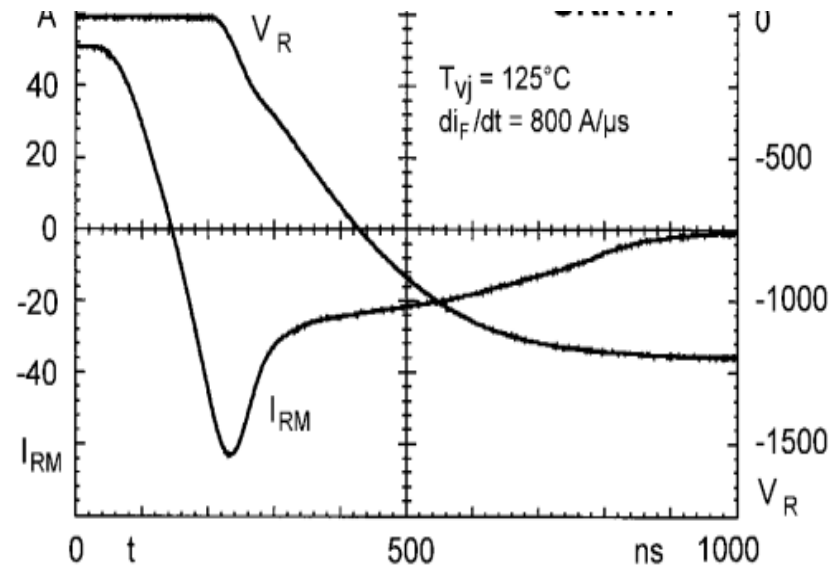
		Verluste			
Type	dv/dt	P_{on}	P_{off_Irec}	P_{off_tail}	P_{on+off}
Brand A	$\sim 9\text{kV}/\mu\text{s}$	62 W	26 W	12 W	100 W
Brand B	$\sim 15\text{kV}/\mu\text{s}$	62 W	81 W	64 W	207 W

Das t_{rr} als bloße Zahl sagt also nicht sehr viel aus – selbst wenn es für einen sinnvollen Vorstrom angegeben ist!!!

Ohne Kenntnis der Kurvenform ist diese Spezifikation allein nicht wirklich hilfreich.

Brand A
Kein Diagramm

Brand B
Bild typ. Rückwärtserholcharakteristik
... immerhin etwas



Leider finden sich solche hilfreichen Diagramme eher selten in Datenblättern!

Ausschaltverhalten

Beim Ausschalten müssen die in der Diffusionskapazität gespeicherten Ladungsträger ausgeräumt werden; der Stromfluß kehrt sich also um. Das di/dt hängt dabei entweder von der Einschaltgeschwindigkeit des Schalters oder der Kommutierungsinduktivität ab.

Direkt nach Umkehr der Stromrichtung kann die Diode noch keine Sperrspannung aufnehmen, da noch zu viele Ladungsträger vorhanden sind. Ab einem gewissen Punkt - wenn genügend freie Ladungsträger abgeflossen sind – kann sich die RLZ vom pn-Übergang startend ausdehnen, die Feldstärke und damit die Spannung steigt an.

-> Bandabsenkung um $\Delta W = e \cdot U_{\text{sperr}}$ vergrößert

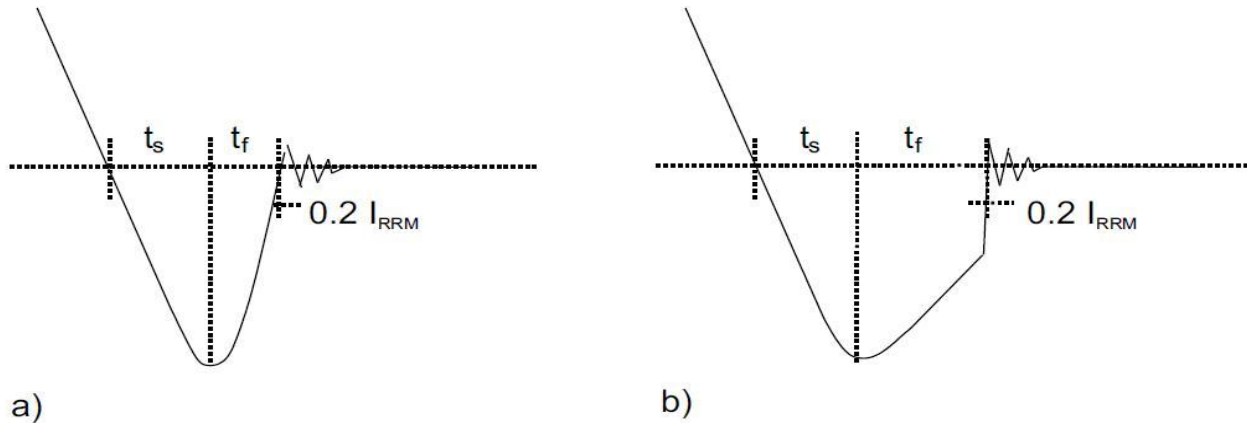
-> keine Diffusion der Majoritätsträger mehr durch die RLZ

Nach dem Erreichen der Rückstromspitze „macht die Diode was sie will“!!!

Ja nach Struktur – PT/NPT, Art der Rekombinationszentren, Dotierungsprofil, Temperatur etc. – kann der weitere Stromverlauf soft oder snappy mit kurzer oder langer Tail-Phase sein.

Was heißt nun snappy?

Die „alte“ Definition des Softnessfaktors mit den Zeitabschnitten vor und nach der Rückstromspitze hilft hier nicht wirklich weiter.



Danach wäre a) snappy und b) soft – das werden Sie vermutlich anders sehen. Eine Definition die sich auf das maximal auftretende di/dt stützt, wäre da sicher besser. Selbst eine Spezifikation bei Nennbetrieb allein reicht nicht. Trotzdem: entsprechende Kurvenformen im Datenblatt wären wohl das einzig sinnvolle.

ABER ...

... dazu wären einige Kurven und ein entsprechend hoher Meßaufwand erforderlich!

Denn

das Rückwärtserholverhalten hängt von vielen Parametern ab:

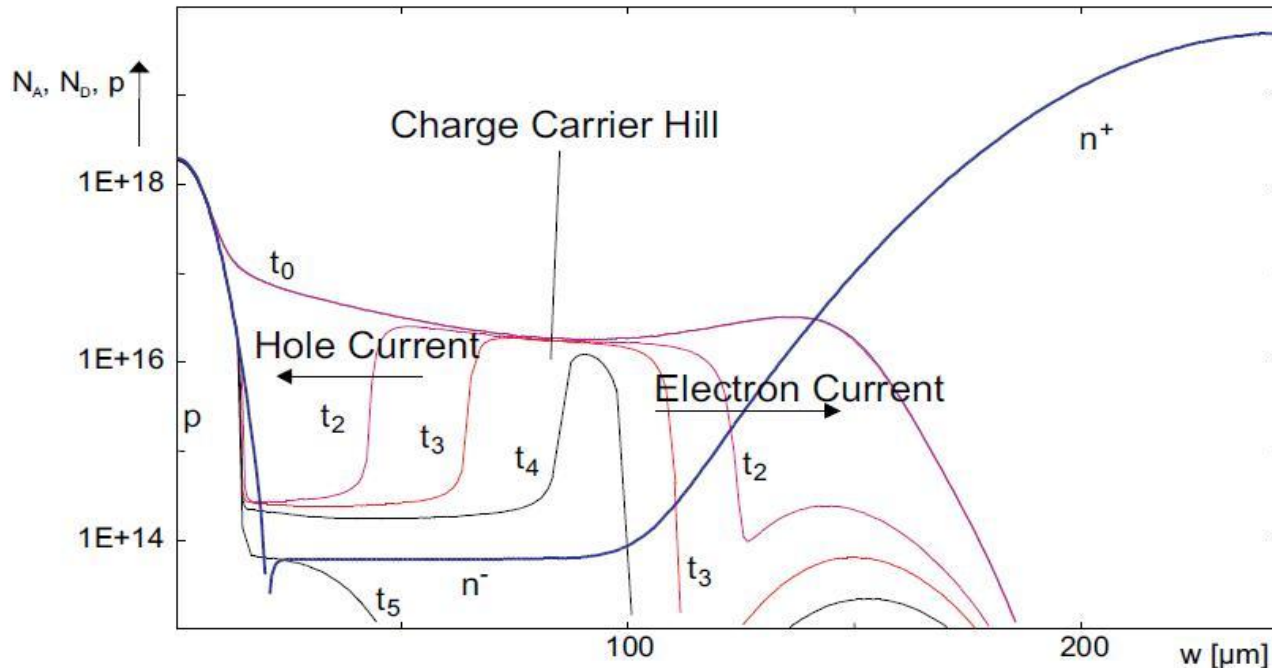
Strom: hier bräuchte es Messungen bei kleinen Strömen (bzw. Stromdichten); gerade bei kleinen Stromdichten besteht die große Gefahr eines Stromabrisses (dann haben Sie zwar 35ns aber große EMV-Probleme. Die Rekombinationszentren verhalten sich auch nicht alle gleich. Dazu wären Messungen bei Nennstrom und Überstrom wichtig.

Temperatur: hohe Temperaturen sind oft - aber nicht immer – kritischer. Auch hier gilt: Die Rekombinationszentren verhalten sich nicht alle gleich!

Spannung: hohe Spannungen resultieren oft in “schlechterem” Rückwärtserholverhalten

di/dt: Hier wird es dann sehr hersteller- und technologiespezifisch bzw. das Design bestimmt das Verhalten.

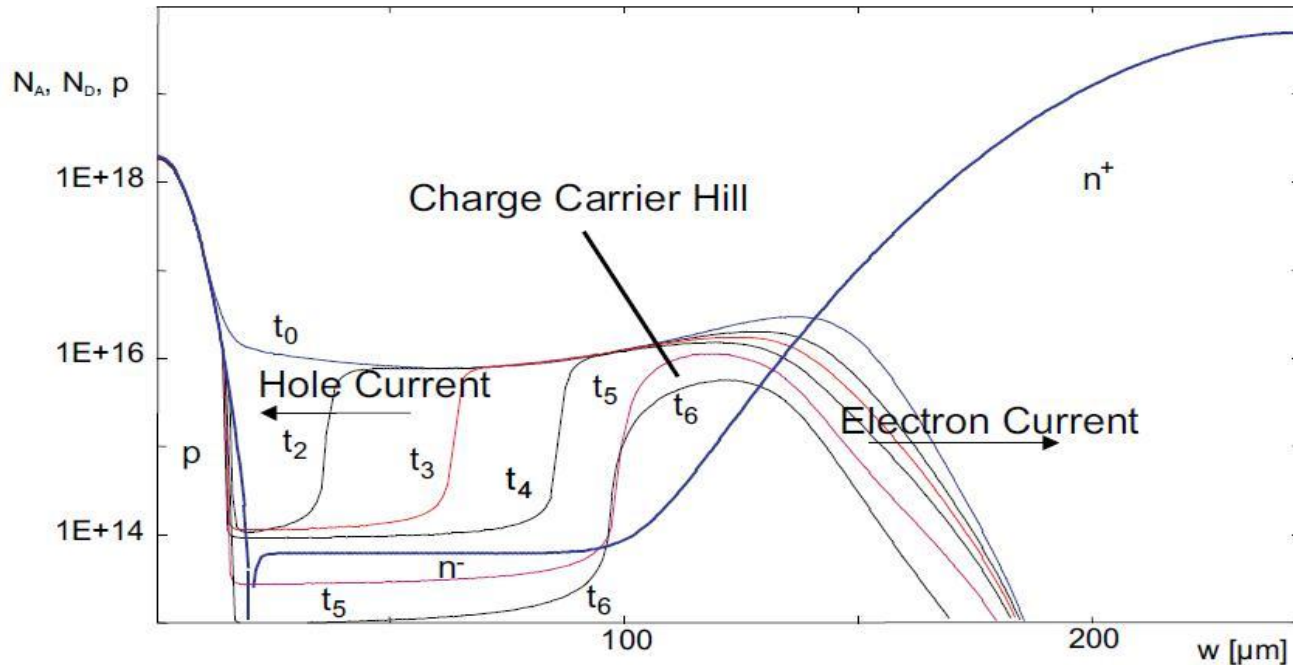
Interessant wäre daher ein Kurvenfeld, welches die Abhängigkeiten von I_F , T_j , V_{CC} und di/dt zeigt.



Diese Diode ist snappy

Bis zum Zeitpunkt t_4 haben wir einen „Ladungsträgerberg“ dessen Elektronen und Löcher zu Kathode und Anode abfließen und den Strom in der Schaltung bilden.

Nach t_4 ist der Ladungsträgerberg weg, die wenigen verbliebenen Ladungsträger verschwinden sehr schnell und der äußere Strom reißt ab.



Diese Diode ist soft

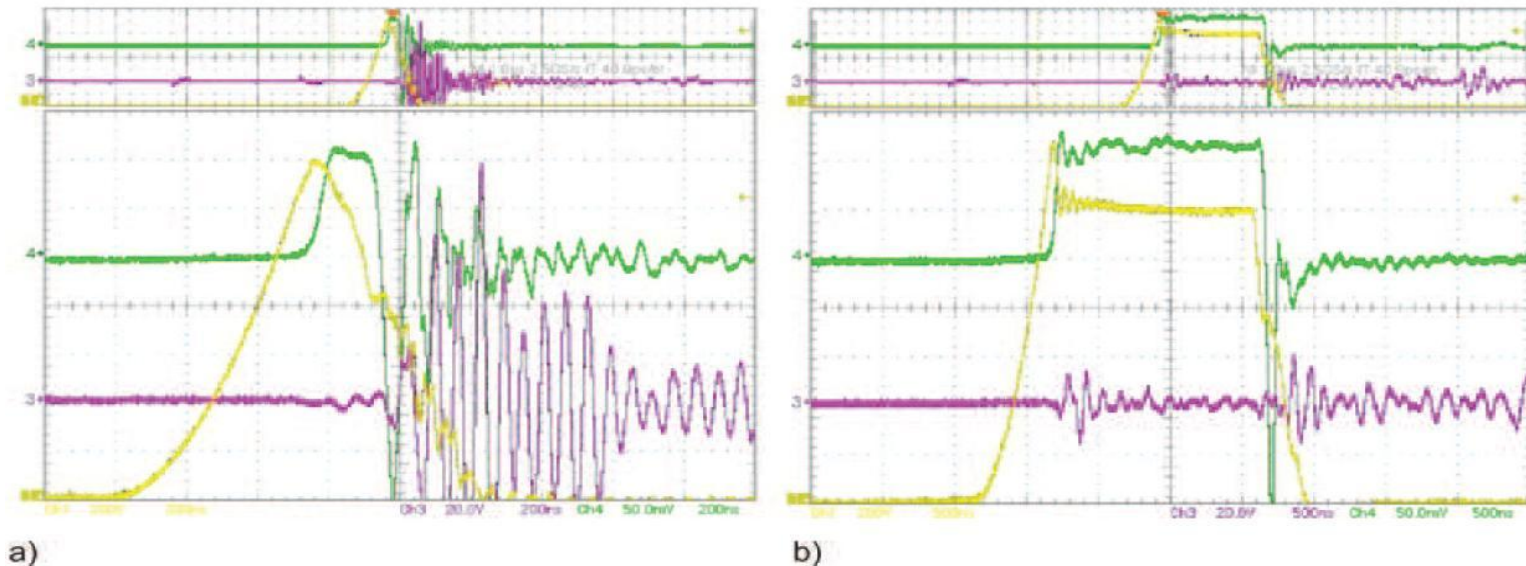
Bis zum Ende haben wir einen „Ladungsträgerberg“ dessen Elektronen und Löcher zu Kathode und Anode abfließen und den Strom in der Schaltung bilden.

Auch nach t_5 fließen Ladungsträger kontinuierlich ab, der äußere Strom reißt nicht ab. Bei t_5 liegt schon nahezu die komplette Spannung an der Diode.

Leider kann das zu einem „Tail-Strom“ mit entsprechenden Verlusten führen.

Dieses Verhalten gilt für den Fall, daß sich in der Diode im Flußbetrieb ein quasistationärer Zustand der Ladungsträgerverteilung ausgebildet hat.

Lassen wir der Diode dazu wegen einer zu kurzen Einschaltdauer nicht genügend Zeit, können unschöne Dinge passieren:



Nach Power Guru

Tailphase

Der Rückstrom läuft langsam aus

-> ein t_{rr} läßt sich nicht sinnvoll definieren

-> da Spannung an der Diode anliegt, werden hier die größten Verluste verursacht

-> „snappige“ Diode verursacht weniger Schaltverluste aber ggf. EMV-Probleme

-> für das schaltende Bauteil – z. B. IGBT weniger Belastung (Spannung ist bereits gesunken)

-> niedrige Rückstromspitze besser

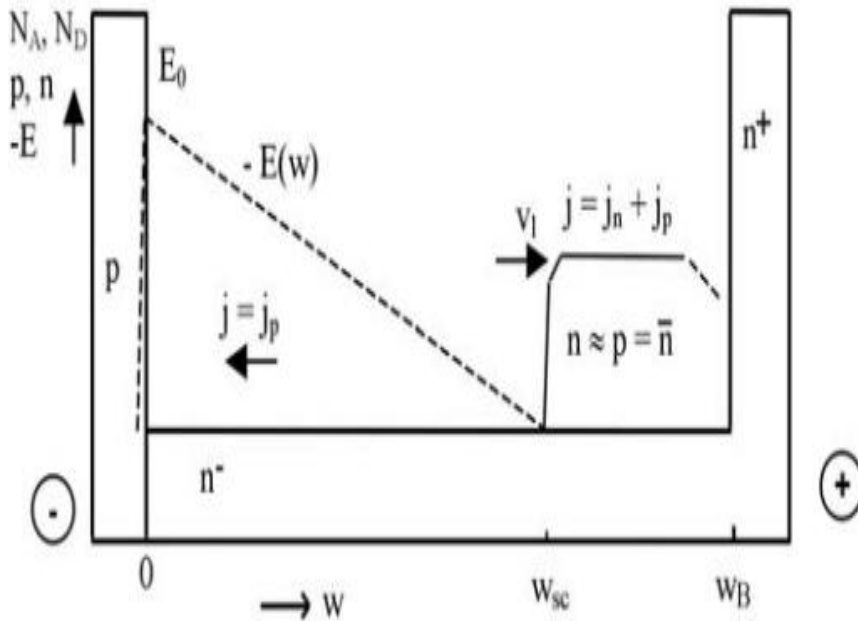
Es gibt also NICHT eine beste Diode für alle Anwendungen!

Wichtiger als das t_{rr}

-> Speicherladung und Rückstromspitze!

Ein anderer nicht unwesentlicher Punkt: **dynamischer Lawinendurchbruch**

Schauen wir uns dazu das Ausschalten einer Diode an:



Elektronen und Löcher fließen ab; zwischen pn-Übergang und w_{sc} bildet sich eine RLZ -> Spannung wird aufgenommen

Löcher-Driftstrom durch RLZ $j_p = p \cdot q \cdot v_{sat}$
 Löcherkonzentration p addiert sich zur Grunddotierung

$N \rightarrow N_D + p \rightarrow$ Feldstärkegradient erhöht sich
 Wird j zu groß, kann die Durchbruchfeldstärke erreicht werden

Bei einer 1200V Diode mit einer Grunddotierung von N_D ca. 10^{14} und einer Stromdichte j von ca. $100 \text{ A}^2/\text{cm}$

-> $p \sim N_D$

Der Augenblickswert der Sperrspannung kann deutlich unter dem stationären Wert liegen!

Der dynamische Lawinendurchbruch kann auftreten, wenn z. B. an der Diode nahezu die volle Zwischenkreisspannung anliegt, während noch ein beträchtlicher Tailstrom in ihr fließt. Wenn dann z. B. bei steilen Schaltflanken eines Reihen-IGBT dessen Sättigungsspannung sehr schnell abfällt und damit ein sehr hohes du/dt an der Diode einhergeht, kann dies passieren:

Der effektive Augenblickswert der Konzentration der Ladungsträger kann dann zu einem soweit reduzierten Augenblickswert der Sperrfähigkeit (diese ist von der effektiven Ladungsträgerkonzentration abhängig) führen, daß es zum dynamischen Lawinendurchbruch (Avalanche) kommt.

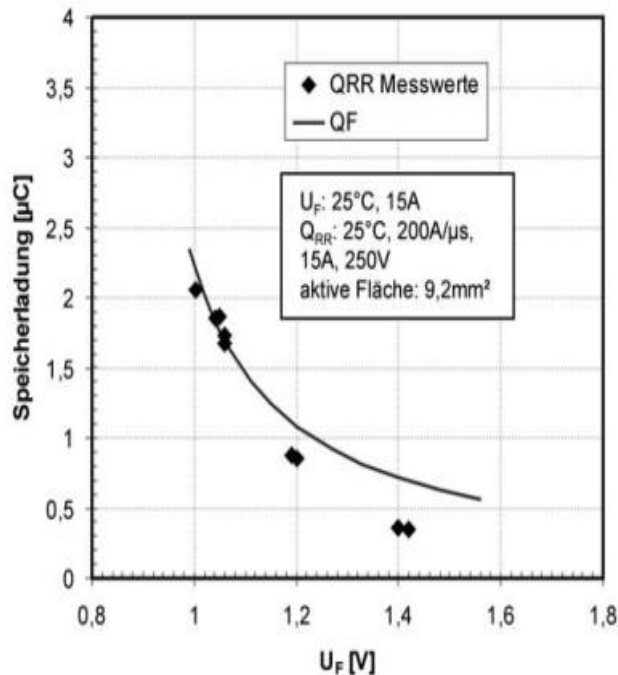
Kurz gesagt: wenn die Spannung an der Diode schneller steigt, als die die Sperrfähigkeit bestimmende Ladungsträgerkonzentration „mitkommt“, ist Gefahr im Verzuge!

Damit die Diode nicht zerstört wird, muß sie eine gewisse dynamische Robustheit aufweisen. Die dynamische Robustheit ist also die Fähigkeit der Diode, hohe Kommutierungsteilheiten bei gleichzeitig hoher Zwischenkreisspannung vertragen zu können.

Wenn also Hersteller die Kommutierungsteilheit des IGBT begrenzen bzw. nur eine maximale Rückstromspitze erlauben (gleichbedeutend mit erhöhten Schaltverlusten), sollte man sich diese Dioden etwas genauer ansehen.

Gegenseitige Anhängigkeit von gespeicherter Ladung und Durchlass-Spannung

Besonders bei schnellen Dioden müssen die Hersteller einen Kompromiss zwischen schnellem Schalten, niedriger Speicherladung etc. und der Flußspannung finden. Senkt man z. B. die Trägerlebensdauer, nimmt leider die Durchlaßspannung zu.



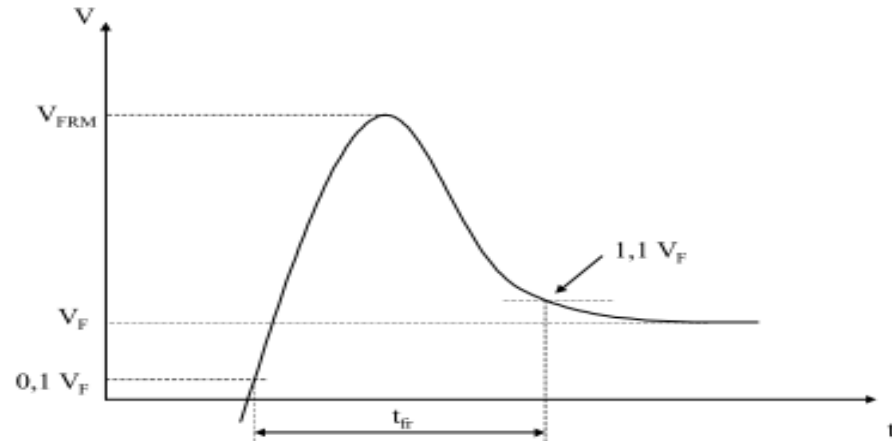
$$Q_F = \frac{w_B^2 \cdot I_F}{(U_F - U_j)(\mu_n + \mu_p)}$$

Im Diagramm ist die Speicherladung Q_F für eine schnelle 600V Diode mit $w_B = 65\mu\text{m}$ aufgetragen; zum Vergleich die Messwerte für das Q_{RR} . w_B geht quadratisch ein, daher sollte es so niedrig als möglich gewählt werden.

Damit wissen wir aber nicht, mit welcher Stromform sich die gespeicherte Ladung beim Reverse-Recovery-Vorgang bemerkbar macht.

Relation gespeicherte Ladung zur Durchlass-Spannung für eine 600V Diode
 Josef Lutz, Halbleiter-Leistungsbaulemente

Was wir so gut wie nie finden:
Einschaltverhalten von
Leistungsdioden



Beim Einschalten haben wir zunächst die RLZ und die niedrig dotierte und damit hochohmige Bahnzone der Länge w_B . Der Strom bewirkt daher eine entsprechend hohe Spannung mit der Spannungsspitze V_{FRM} , danach sinkt die Spannung auf den stationären Wert der Durchlaßspannung ab.

Die alte Definition von V_{FRM} t_{fr} ist jedoch für heutige Freilauf- und Beschaltungsdioden wenig hilfreich, denn es können so hohe di/dt auftreten, daß V_{FRM} z.B. bei einer ungeeigneten 1700 V-Diode 200V bis 300V und damit das mehr als 100-fache von V_F betragen kann.

Speziell bei hochsperrenden Dioden muß das w_B groß sein (1.200V ca. $100\mu m$); hier erreicht man mit PT (Punch Through) Dioden ein optimales Verhalten.

Freilaufdioden haben Rekombinationszentren als „Lifetime Killer“ – dadurch wird die Bahnzone noch einmal hochohmiger. Je nach Wahl und besonders bei hochsperrenden Dioden kann der entsprechende Widerstand größer (z. B. Gold) oder kleiner sein (z. B. Platin oder Bestrahlung).