



# GRUNDSCHALTUNGEN DER LEISTUNGSELEKTRONIK

## ÜBUNG

### Inhalte:

- Grundlagen der Verlustleistungsberechnung
- 热的 Thermische Ersatzschaltbilder
- Auslegung einer Kühlung

# 1 Grundlagen der Verlustleistungsberechnung

Alle leistungselektronischen Bauelemente, also insbesondere auch Leistungshalbleiter weisen bestimmte nichtideale Eigenschaften auf, die zu Verlusten führen. Diese Verlustenergie äußert sich stets in einer Erwärmung des jeweiligen Bauteils. Die Berechnung der Verlustleistungen für die einzelnen Bauelemente ist eine der zentralen Aufgaben bei der Auslegung einer leistungselektronischen Schaltung.

## 1.1 Verlustleistung einer IGBT-Halbbrücke

Anhand der Betrachtung einer IGBT-Halbbrückenschaltung soll die Entstehung der Verluste im Folgenden erläutert werden.

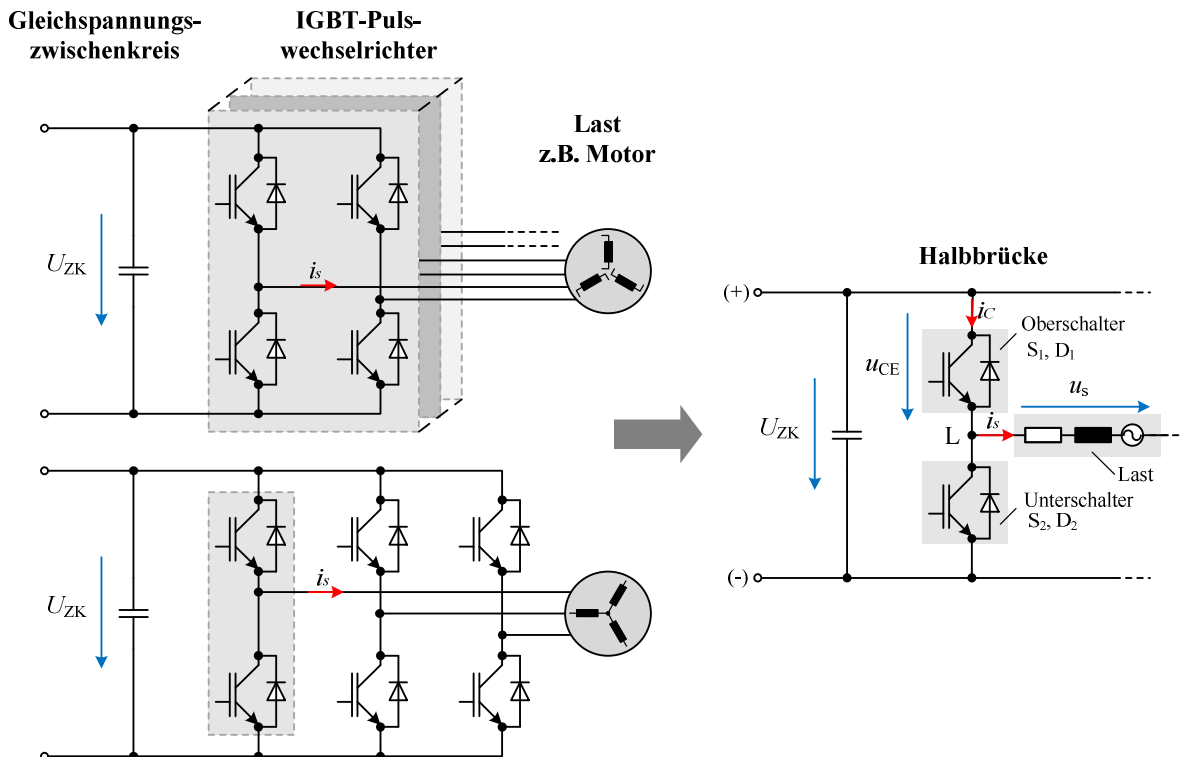


Abbildung 1.1: Halbbrücke als Bestandteil von 4Q-Steller und B6-Brücke

Entsprechend Abbildung 1.1 kann die betrachtete Halbbrücke dabei sowohl als Teil eines 4-Quadrantenstellers zur Speisung jeweils eines Stranges einer Maschine (Abb. 1.1 oben) oder in einer B6-Brücke zur Speisung einer 3-phasigen Motorwicklung mit Sternpunkt verwendet werden. Bei beiden Einsatzvarianten wird der Mittelabgriff (Lastabgang L) der Halbbrücke durch abwechselndes Schließen des Oberschalters S1 und des Unterschalters S2 entweder mit dem (+) oder dem (-)-Anschluss der Zwischenkreis-Gleichspannung  $U_{ZK}$  verbunden. Wird an den Lastabgang z. B. eine Maschinenwicklung angeschlossen, kann, wie in Abbildung 1.2 dargestellt, durch Variieren der Einschalt Dauern von S1 und S2 (= Pulsweitenmodulation, PWM) eine aus positiven und negativen Spannungsblöcken bestehende Spannung  $u_s$  angelegt werden. Wird beim Erzeugen der Spannungsblöcke (z. B. durch Sinus-Dreieck-Modulation) ein sinusförmiger Spannungssollwert  $u_{s,ref}$  verwendet, führt die resultierende blockförmige Spannung (PWM S1 und PWM S2) zu einem sinusförmigen Laststrom  $i_s$ . Die Induktivität der Motorwicklung begrenzt dabei zum einen den Stromanstieg und führt zum anderen dazu, dass zwischen dem Spannungssollwert  $u_{s,ref}$  und dem resultierendem Laststrom  $i_s$  eine Phasenverschiebung um den Winkel  $\varphi$  entsteht.

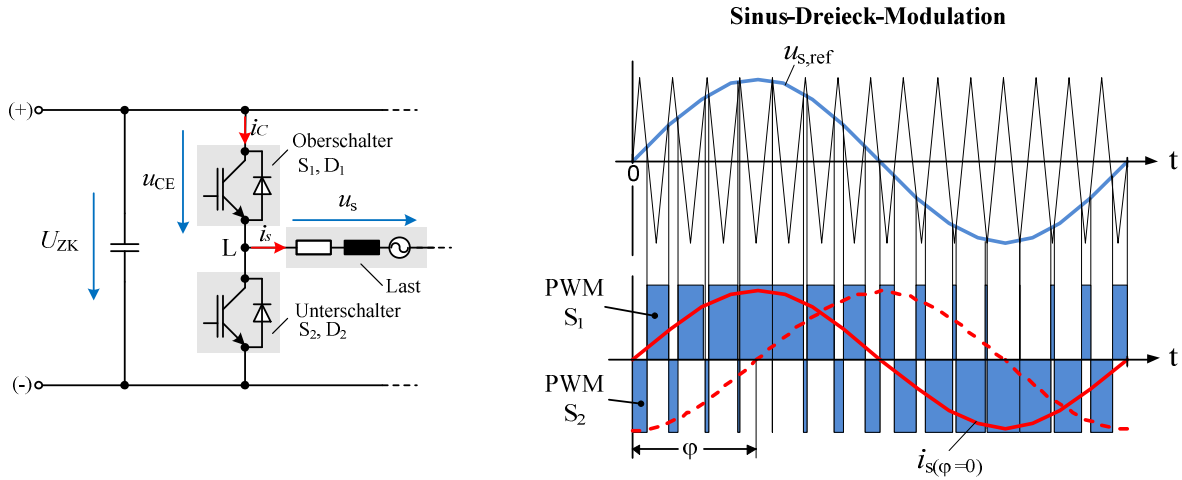


Abbildung 1.2: Erzeugung eines sinusförmigen Stromverlaufs durch Sinus-Dreieck-Modulation

Um die in den beiden Leistungshalbleitern S1 und S2 sowie den parallelen Dioden entstehende Verlustleistung berechnen zu können, müssen zunächst die möglichen Schaltzustände der Halbbrücke berücksichtigt werden. Betrachtet man beispielsweise den Zeitraum der positiven Stromhalbperiode, d. h. es fließt ein positiver Laststrom aus dem Lastabgang in die Maschinenwicklung, sind nur die in Abbildung 1.3 gezeigten beiden stationären Schaltzustände (Z1) und (Z2) möglich. Im Zustand (Z2) ist der Oberschalter-IGBT eingeschaltet und führt den Laststrom, der für den betrachteten Zeitpunkt den Wert  $I_s$  besitzt. In diesem Zustand fällt über dem IGBT eine Durchlassspannung  $U_{CE}(I_s)$  in Abhängigkeit vom aktuellen Stromwert ab. Dementsprechend entsteht im IGBT eine **Durchlassverlustleistung** als Produkt vom aktuellen Kollektorstrom  $i_C$  und der Durchlassspannung  $u_{CE}$ . Die vollständige Durchlasskennlinie, d. h.  $u_{CE}$  als Funktion des Durchlassstromes ist in Abb. 1.3 dargestellt und kann angenähert werden durch eine Schwellspannung  $U_{CE,0}$  und eine Widerstandsgerade.

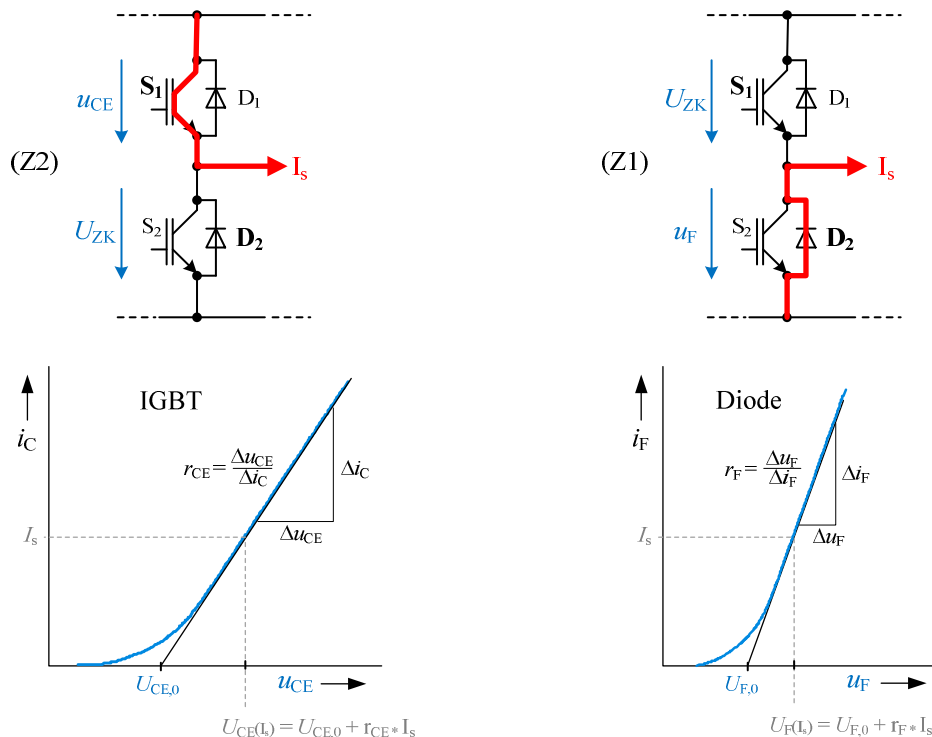


Abbildung 1.3: Durchlassspannungen/-verluste von IGBT und Diode in einer Halbbrücke

Ist der Oberschalter geöffnet, kann der Laststrom bei gleicher Stromrichtung nur durch die Diode D2 des Unterschalters fließen (Zustand Z1). Analog zur vorherigen Betrachtung fallen in dieser Diode Durchlassverluste als Produkt des Diodenstroms  $i_F$  und der Durchlassspannung  $u_F$  an.

Beim Wechsel zwischen den beiden Zuständen, also dem Schalt- oder Kommutierungsvorgang (K), entstehen **Schaltverluste**, da in dieser Zeit über den schaltenden Halbleitern hohe Spannung anliegt, während gleichzeitig der volle Strom fließt. Dies bedeutet kurze Verlustleistungsspitzen großer Amplitude. In Abbildung 1.4 sind die idealisierten Strom- und Spannungsverläufe für diese Schaltvorgänge dargestellt:

Der Wechsel vom Zustand (Z1), bei dem der Laststrom durch die Diode des Unterschalters fließt, in den Zustand (Z2) wird erreicht durch das Einschalten des oberen IGBTs S1. Beim Einschalten kommutiert der Strom zunächst auf den einschaltenden IGBT, bevor die zuvor leitfähige Diode D2 Sperrspannung aufnimmt. Beim Abkommutieren des Stromes von der Diode treten zusätzlich noch Verluste durch den sogenannten Rückwärtserholstrom der Diode auf. Beim Ausschalten des IGBT, also dem Wechsel vom Zustand (Z2) in den Zustand (Z1), muss der ausschaltende IGBT S1 zunächst Sperrspannung aufnehmen, bevor die Diode D2 den Strom übernimmt.

In Abbildung 1.4 ist zusätzlich noch die Verlustleistung  $P_v$  als Produkt von Strom durch den Halbleiter und der Spannung über dem Halbleiter dargestellt. Integriert über ein Zeitintervall können so die einzelnen Verlustenergien  $E_{on}$  und  $E_{off}$  für die Halbleiter ermittelt werden.

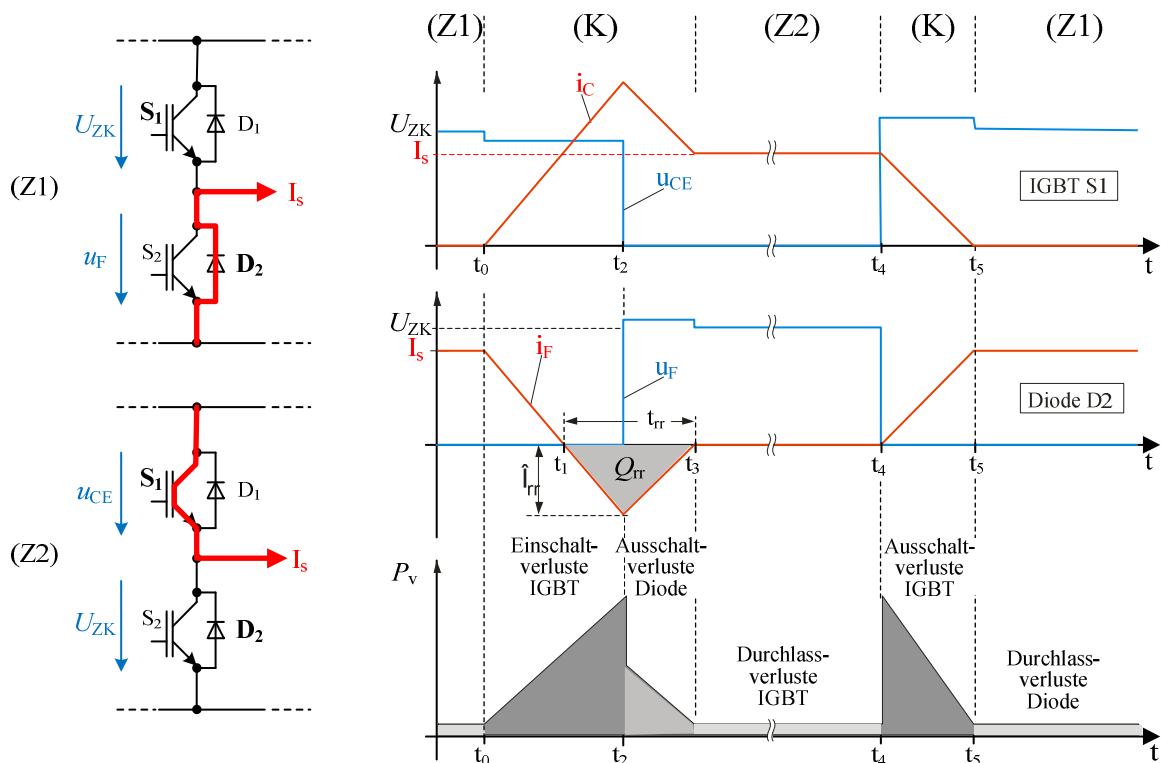


Abbildung 1.4: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe einer IGBT-Halbbrücke bei induktiver Last

In Abbildung 1.5 sind die gemessenen realen Schaltverläufe für den IGBT-Oberschalter einer Halbbrücke dargestellt. Bei diesen Messungen betrug die Zwischenkreis-Gleichspannung  $U_{ZK}$  ca. 520 V und der Laststrom im Schalt Augenblick ca. 100 A. Im Unterschied zu den idealisierten Verläufen aus Abbildung 1.4 ist erkennbar, dass der Strom durch den IGBT beim Ausschalten nicht linear bis auf Null absinkt, sondern noch einen sogenannten Tail- bzw. Schweifstrom am Ende des Schaltvorgangs besitzt. Dieser - im dargestellten Beispiel relativ lange Tailstrom - ist abhängig von der Dotierung des IGBT.

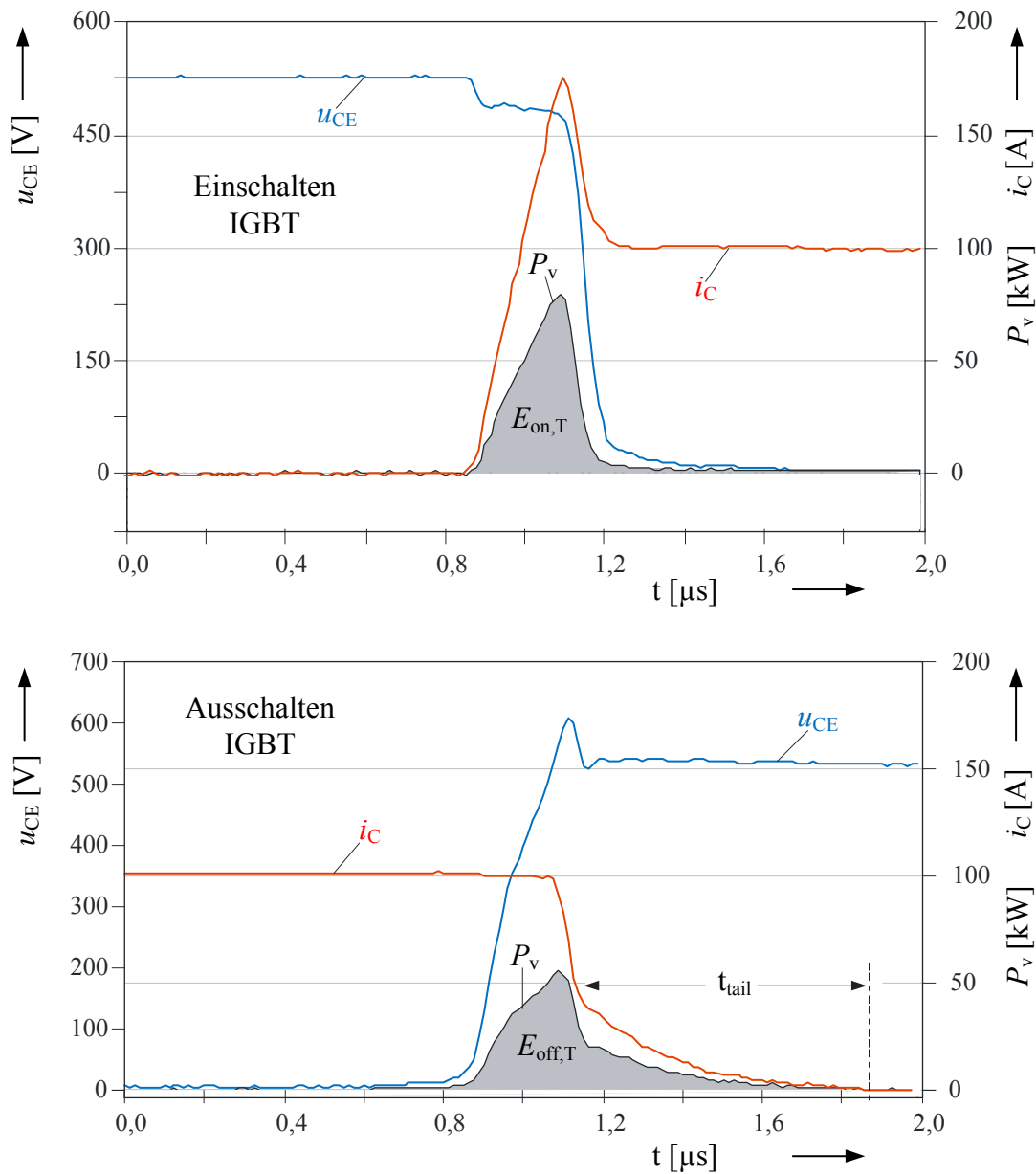


Abbildung 1.5: Gemessener Aus- und Einschaltvorgang eines IGBT bei induktiver Last

## 1.2 Verlustleistungsberechnung für einen IGBT-Wechselrichter

Im Folgenden soll die Berechnung der Verlustleistung beispielhaft für einen Antriebswechselrichter durchgeführt werden. Für den Leistungsteil wird, wie in Abbildung 1.6 dargestellt, ein IGBT-Modul in B6-Konfiguration, also bestückt mit jeweils sechs IGBTs und antiparallelen Freilaufdioden, verwendet.

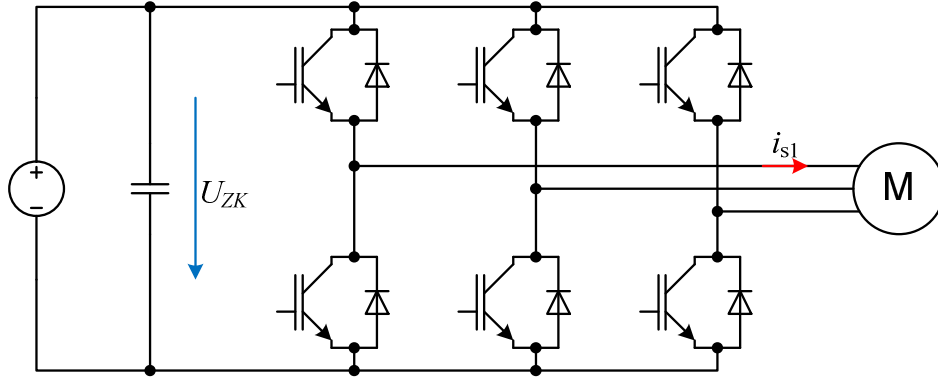


Abbildung 1.6: IGBT-Antriebswechselrichter in B6-Konfiguration

Zur analytischen Verlustleistungsberechnung wird für einen angestrebten stationären Betriebspunkt das Produkt aus Strom und Spannung über einem Halbleiterbauelement während einer Periode der Ausgangsgrundwelle integriert. Für **Durchlass- und Schaltverluste** können folgende Formeln zur Berechnung der mittleren Verlustleistungen anhand von typischen Datenblattparametern bestimmt werden:

$$P_{v,d,IGBT} = \frac{1}{2} \cdot \left( U_{CE,0} \cdot \frac{\hat{i}_s}{\pi} + r_{CE} \cdot \frac{\hat{i}_s^2}{4} \right) + m \cdot \cos(\varphi) \cdot \left( U_{CE,0} \cdot \frac{\hat{i}_s}{8} + r_{CE} \cdot \frac{\hat{i}_s^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{v,d,DIODE} = \frac{1}{2} \cdot \left( U_{F,0} \cdot \frac{\hat{i}_s}{\pi} + r_F \cdot \frac{\hat{i}_s^2}{4} \right) - m \cdot \cos(\varphi) \cdot \left( U_{F,0} \cdot \frac{\hat{i}_s}{8} + r_F \cdot \frac{\hat{i}_s^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{v,s,IGBT} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{PWM} \cdot (E_{on,nenn} + E_{off,nenn}) \cdot \frac{\hat{i}_s}{I_{nenn}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{nenn}}$$

$$P_{v,s,DIODE} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{PWM} \cdot E_{rr,nenn} \cdot \left( 0,45 \cdot \frac{\hat{i}_s}{I_{nenn}} + 0,55 \cdot \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{nenn}}$$

In diesen Formeln wird berücksichtigt, dass die in den Datenblättern angegebenen Verlustenergien der Leistungshalbleiter für nur einen einzigen Stromwert ( $I_{nenn}$ ) und einen konstanten Sperrspannungswert ( $U_{nenn}$ ) gelten. Diese Werte stellen Normierungsgrößen dar, die noch über entsprechende Faktoren mit den Größen des aktuell untersuchten Betriebspunktes ( $\hat{i}_s$ ,  $U_{ZK}$ ) verknüpft werden müssen.

**Gegeben:**

Datenblattparameter für das IGBT-Modul FS450R12KE3 von Eupec/Infineon

Durchlassspannung IGBT	$u_{GE}=15 \text{ V}, T_j=125 \text{ °C}$	$U_{CE,0}$	0,9 V
		$r_{CE}$	2,44 mΩ
Durchlassspannung Diode	$u_{GE}=0 \text{ V}, T_j=125 \text{ °C}$ $\underline{I_{nein}} \quad \underline{U_{nein}}$	$U_{F,0}$	0,8 V
		$r_F$	1,89 mΩ
Einschaltverlustenergie	$\underline{I_C}=450 \text{ A}, \underline{U_{CE}}=600 \text{ V}, T_j=125 \text{ °C}$	$E_{on,nein}$	33 mJ
Ausschaltverlustenergie	$I_C=450 \text{ A}, U_{CE}=600 \text{ V}, T_j=125 \text{ °C}$	$E_{off,nein}$	65 mJ
Schaltverluste Diode	$I_F=450 \text{ A}, U_{CE}=600 \text{ V}, T_j=125 \text{ °C}$	$E_{rr,nein}$	38 mJ
Innere Wärmewiderstände	pro IGBT	$R_{th,jc,IGBT}$	0,06 K/W
	pro Diode	$R_{th,jc,DIODE}$	0,10 K/W
Übergangswärmewiderstand	pro Modul	$R_{th,cs}$	0,005 K/W

Angestrebter Betriebspunkt:

Zwischenkreisspannung	$U_{ZK}$	800 V
Ausgangsstromamplitude	$\hat{i}_s$	450 A
Schaltfrequenz	$f_{PWM}$	8 kHz
Modulationsgrad	m	0,9
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi)$	0,9

**Gesucht:**

- Schalt- und Durchlassverluste der IGBTs und Dioden einer B6-Brückenschaltung
- Wechselrichterwirkungsgrad im angestrebten Betriebspunkt

zu a) 上面公式

Verlustleistungsberechnung der einzelnen Halbleiter:

$$P_{v,d,IGBT} = \frac{1}{2} \left( 0.9V \times \frac{450A}{\pi} + 2.44m\Omega \cdot \frac{(450A)^2}{4} \right) + 0.9 \times 0.9 \times \left( 0.9V \times \frac{450A}{8} + 2.44m\Omega \times \frac{(450A)^2}{3\pi} \right)$$

$$= 210W$$

$$P_{v,d,Diode} = \frac{1}{2} \left( 0.8V \times \frac{450A}{\pi} + 1.89m\Omega \cdot \frac{(450A)^2}{4} \right) + 0.9 \times 0.9 \times \left( 0.8V \times \frac{450A}{8} + 1.89m\Omega \times \frac{(450A)^2}{3\pi} \right)$$

$$= 36W$$

$$P_{v,s,IGBT} = \frac{1}{\pi} \times 8kHz \times (65mJ + 33mJ) \times \frac{450A}{450A} \times \left( \frac{800V}{600V} \right) \leftarrow \text{Normierung auf Datenblattwert}$$

$$= 333W$$

$$P_{v,s,Diode} = 170W$$

pro IGBT und Diode  $\Rightarrow$  gilt für alle IGBT und Dioden der B6-Brücke

zu b)

Wirkungsgradberechnung:

$$P_{v,IGBT} = 210W + 333W = 543W$$

$$P_{v,Diode} = 36W + 170W = 206W$$

$$P_{v,WR} = 6 \times (P_{v,IGBT} + P_{v,Diode}) = 4494W$$

Wechselrichter

$$P_{WR} = \sqrt{3} \cdot m \cdot \cos \varphi \cdot \frac{U_{ZK}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_s}{\sqrt{2}} = 253kW$$

$$\eta_{WR} = 1 - \frac{P_{v,WR}}{P_{WR}} = 98.2\%$$

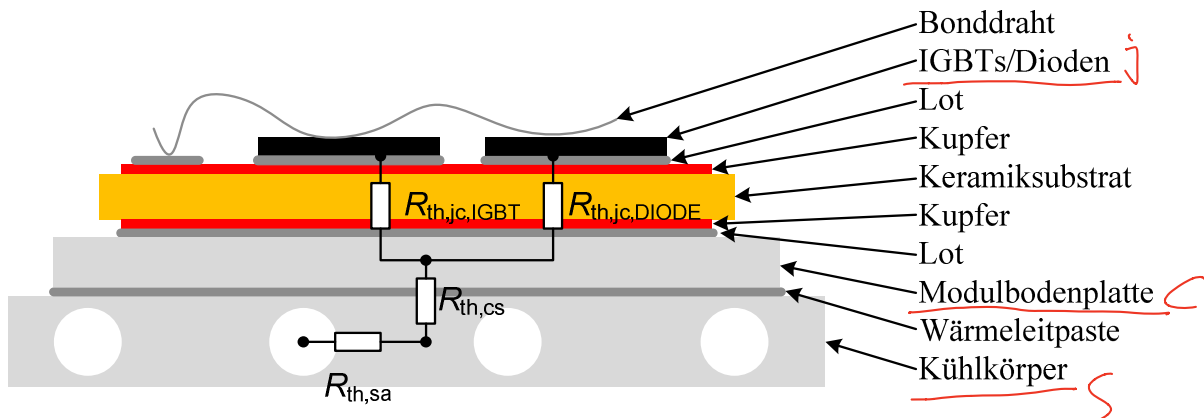


## 2 Thermisches Ersatzschaltbild

Zur thermischen Auslegung können Ersatzschaltbilder mit elektrischer Symbolik entworfen werden, die das thermische Verhalten eines Systems beschreiben. Im thermischen Ersatzschaltbild werden Leistungen durch Ströme und Temperaturen durch Spannungen repräsentiert. Ein Bezugspotential kann frei gewählt werden, zum Beispiel zu 0 °C. Thermische Widerstände und Kapazitäten können entsprechend eingesetzt werden. Es gelten das Ohmsche Gesetz sowie Knoten- und Maschenregeln.

### Gegeben:

Schichtenaufbau eines IGBT-Moduls

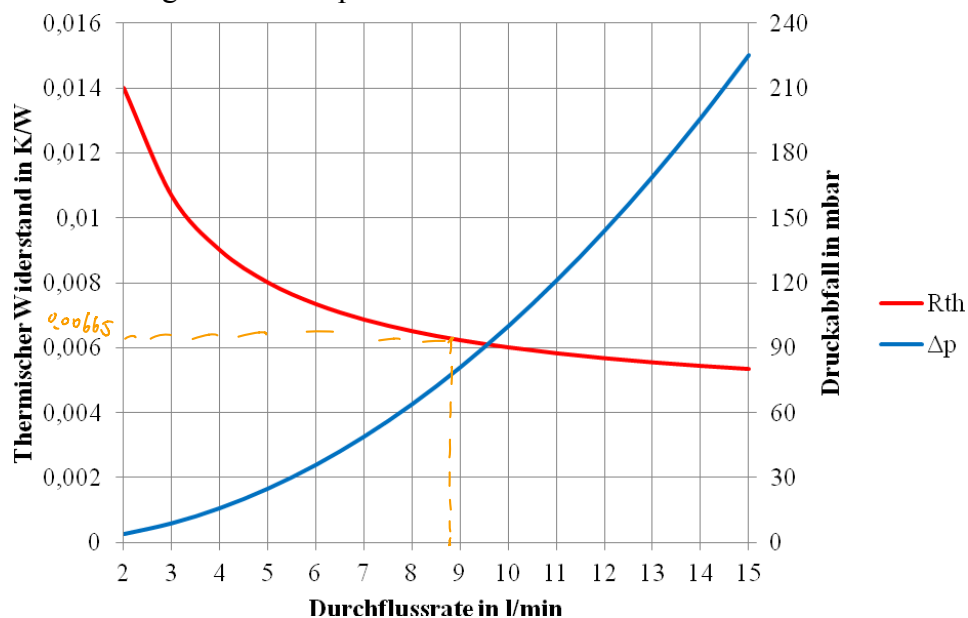


Typische Indizes in thermischen Ersatzschaltbildern:

j	<u>junction</u> 结点	Sperrschicht 隔离层
c	<u>case</u> 箱	Gehäuse/Modulbodenplatte
s	<u>sink</u> 槽	Kühlkörperoberfläche
a	<u>ambient</u> 周围	Umgebung/Kühlmittel

环境

Kennlinie eines Flüssigkeitskühlkörpers



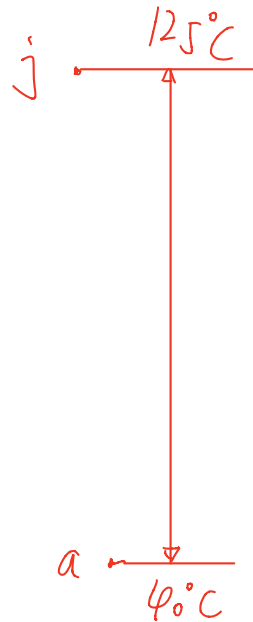
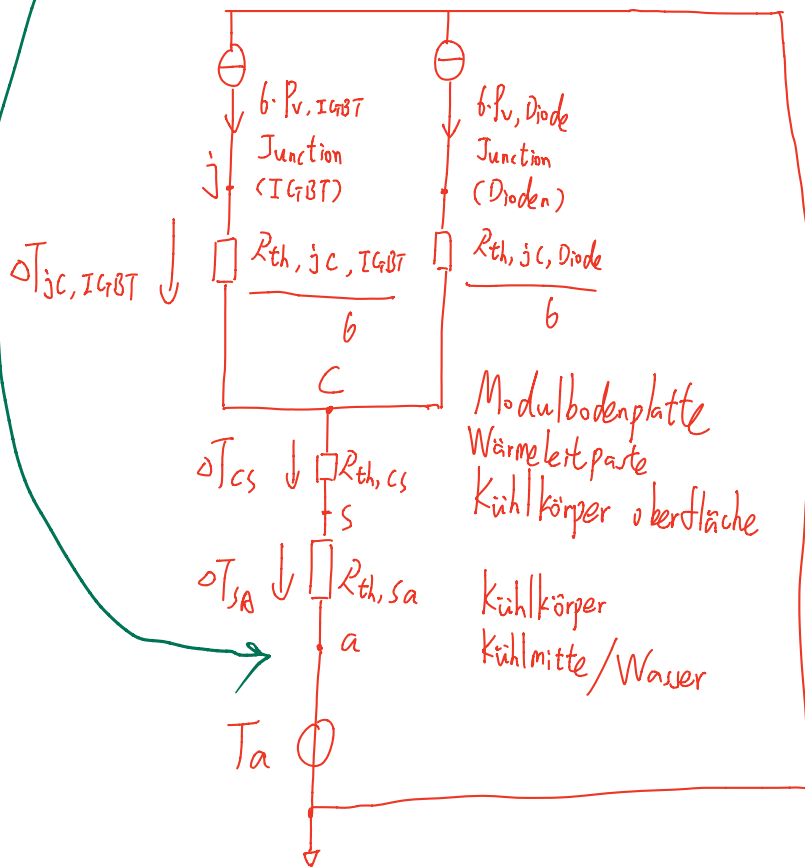
**Gefragt:**

- Zeichnen und beschriften Sie das statische thermische Ersatzschaltbild des IGBT-Moduls!
- Berechnen Sie die Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Kühlkörper!
- Bestimmen Sie den maximalen thermischen Widerstand eines Kühlkörpers für eine Kühlmitteltemperatur von  $40^\circ\text{C}$ !
- Bestimmen Sie den benötigten Volumenstrom im Wasserkühlkörper!

ambient  $P_{\text{tot}}/3$ ?

a)

Thermisches Ersatzschaltbild



b)

Temperaturdifferenzberechnung: Zwischen Sperrschicht (j) und Kühlkörper (s)

$$\left. \begin{array}{l} P_{V, IGBT} = 543 \text{ W} \\ P_{V, Diode} = 206 \text{ W} \end{array} \right\} \times 6 \Rightarrow P_{V, WR} = 4494 \text{ W}$$

Datenblatt:  $R_{th, jc, IGBT} = 0,06 \text{ K/W}$

$$R_{th, jc, Diode} = 0,10 \text{ K/W}$$

$$R_{th, cs} = 0,005 \text{ K/W}$$

$$T_{j, IGBT} - T_c = \frac{R_{th, jc, IGBT}}{6} \times 6 \times P_{V, IGBT} = 0,06 \text{ K/W} \times 543 \text{ W} = 32,6 \text{ K}$$

$$T_{j, Diode} - T_c = \frac{R_{th, jc, Diode}}{6} \times 6 \times P_{V, Diode} = 0,1 \text{ K/W} \times 206 \text{ W} = 20,6 \text{ K}$$

$$T_c - T_s = R_{th, cs} \times P_{V, WR} = 0,005 \text{ K/W} \times 4494 \text{ W} = 22,5 \text{ K}$$

Gesamt:  $\Delta T_{js} = 32,6 \text{ K} + 22,5 \text{ K} = 55,1 \text{ K}$   
(IGBT)

$\Delta T_{js} = 20,6 \text{ K} + 22,5 \text{ K} = 43,1 \text{ K}$   
(Diode)

c)

Berechnung des maximal zulässigen Wärmewiderstands des Kühlkörpers:

$$T_{j, IGBT, max} = 125^\circ \text{C}$$

Kühlkörperoberfläche:  $T_{s, max} = T_{j, IGBT, max} - \Delta T_{js (IGBT)}$

$$= 125^\circ \text{C} - 55,1^\circ \text{C} = 69,9^\circ \text{C}$$

$$R_{th, sa, max} = \frac{T_{s, max} - T_a}{P_{V, WR}} = \frac{69,9^\circ \text{C} - 40^\circ \text{C}}{4494 \text{ W}} = 0,00665 \text{ K/W}$$

oberen

Abkühlkörpers oberfläche

temperatur niedriger als ein

Ring übertragen

der niedrig

temperatur

d)

Benötigte Durchflussrate:

Aus Diagramm abgelesen: ca. 9 l/min