1 Übersicht IGBT-Module

Hochsperrende spannungsgesteuerte Bipolar-Module

Produktpalette

IGBT-Module mit den Spannungen 600 V, 1200 V und 1700 V und im Strombereich von 10 A ... 400 A, als:

- Einzelschalter
- Halbbrücken
- Chopper, IGBT mit Diode auf der Kollektorseite
- 3- Phasen- Vollbrücke

1 Overview IGBT Modules

Insulated Gate Bipolar Transistor modules

Product Range

IGBT modules in the voltage range 600 V, 1200 V and 1700 V and in the current range of 10 A ... 400 A, as:

- Single switch
- Halfbridge
- Chopper, IGBT with diode on collector side

SIS00042

• 3- phase- fullbridge

50

0



Figure 1 Case and Graphical Symbol of a 3- Phase- Fullbridge

Features

13/210

30-

40 14/200

- Voltage-controlled MOS input
- Low forward voltage
- High switching speed up to 20 kHz
- Low tail current
- Low temperature dependence
- Short-circuit-proof
- No latch up
- Isolated baseplate
- Electrical connections on top
- Large clearances and creepage distances
- Parallel connected fast recovery inverse diode

Bild 1

Gehäuse- und Schaltsymbol einer 3- Phasen- Vollbrücke

Merkmale

- Spannungsgesteuerter MOS-Eingang
- Niedrige Durchlaßspannung
- Hohe Schaltgeschwindigkeit bis 20 kHz
- Kleiner Tailstrom
- Geringe Temperaturabhängigkeit
- Kurzschlußfest
- Latch-up-frei
- Isolierte Modulbodenplatte
- Elektische Anschlüsse auf der Oberseite
- Große Kriech- und Luftstrecken
- Parallel geschaltete schnelle Inversdiode

Einsatzmöglichkeiten (Auswahl)

- Frequenzumrichter für Drehstromantriebe
- Getaktete Stromversorgungen für Schweißgeräte
- Unterbrechungsfreie Stromversorgungen
- Schaltnetzteile größerer Leistung
- Induktive Erwärmung

Applications (Selected)

- Frequency converters for motor drives
- Power supplies for welding equipment
- Uninterruptable power supplies
- High-power switched-mode power supplies
- Inductive heating

2 Technologie

2.1 IGBT-Transistoren

Im wesentlichen ist der IGBT-Transistor ein modifizierter MOS- Transistor. Der MOSFET ist auf einem N⁺N⁻-Silizium aufgebaut. Der IGBT (**Bild 2**) dagegen hat ein homogenes Silizium- Substrat mit einem speziell ausgebildeten PN-Übergang auf der Rückseite. Dieser PN-Übergang bewirkt im eingeschalteten Zustand die Reduzierung der Durchlaßspannung durch Ladungsträgerinjektion.

2 Technology

2.1 IGBT Transistors

The IGBT is basically a modified MOStransistor. The MOSFET is designed on an $n+n^{-}$ silicon. An IGBT (**Figure 2**), has a homogeneous silicon substrate with a specially formed pn junction on the rear. This pn junction causes the conducting-state voltage to be reduced on account of charge-carrier injection at ON state.





Figure 2 Design of an N Channel IGBT Transistor

Schaltverhalten

Das Schaltverhalten eines MOS- Transistors bzw. eines IGBT unterscheidet sich hauptsächlich durch den Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand und durch den Tailstrom beim Abschalten des IGBT, wie dies im **Bild 3** dargestellt ist.

Switching Response

The switching response of a MOS- Transistor differs from that of an IGBT mainly by the voltage drop at ON state and by what is called the tail current of an IGBT upon turnoff, as shown in **Figure 3**.



Bild 3 Typ. Schaltverhalten FET/IGBT

In der Praxis müssen bei höheren Taktfrequenzen die Tailverluste berücksichtigt werden. Das ist der Preis für die deutlich geringere Sättigungsspannung des IGBT gegenüber des MOSFET. Der Tailstrom ist nahezu temperaturunabhängig. Der Stromund Spannungsverlauf verändern sich nicht mit der Temperatur.

Figure 3 Typical FET/IGBT Switching Waveforms

In practical terms it means that tail losses have to be taken into account at higher switching frequencies. This is the price for the substantially smaller saturation voltage of an IGBT compared to a MOSFET. The tail current is virtually temperature-dependent. The current and voltage curves do not vary with temperature.

Kurzschlußfestigkeit

Beim Kurzschluß stellt sich der maximale Kollektorstrom durch die Transistorcharakteristik und die Steuerspannung ein. Die Steilheit des Transistors ist so vorgegeben, daß bei der vollen Steuerspannung (+ 15 V) der Kurzschluß im sicheren Bereich liegt. Der Transistor begrenzt den Kurzschlußstrom. Während der Kurzschlußzeit nimmt der Strom wegen der Erwärmung des IGBT ab.

Short-Circuit Capability

When a short-circuit occurs, the maximum collector current is determined by the transistor characteristic and the control voltage. The mutual admittance of the transistor is predefined in such a manner that the short-circuit is in the safe range at full control voltage (+ 15 V). The transistor limits the short-circuit current. For the duration of the short-circuit, the current falls on account of the IGBT temperature rise.



Bild 4 IGBT-Kurzschlußfestigkeit (Beispiel: BSM15GD120DN2) Figure 4 IGBT-Short-Circuit Capability (Example: BSM15GD120DN2)

Kurzschlußkennlinien

Siemens IGBT- Module sind bis zur vollen Sperrspannung kurzschlußfest. In **Bild 5** sind die typischen normierten Kurzschlußkennlien für drei Gate- Emitter Spannungen dargestellt. Die Kennlinien gelten fuer eine Umgebungstemperatur von 25 °C. Bei 125 °C ist der typische Kurzschlußstrom um 15 % geringer.

Short-Circuit Characteristics

Siemens IGBT modules are short circuit proofed up to the total breakdown voltage. **Figure 5** discribes the short circuit characteristics of three gate emitter voltages for $T_c = 25$ °C. At $T_c = 125$ °C the typical short circuit current is ca. 15 % lower.



Bild 5 Normierte Kurzschlußkennlinien

Figure 5 Normalized Short-Circuit Characteristics

Latch-up-Festigkeit

Wie das Ersatzschaltbild 6 zeigt, bilden der PNP-Transistor und der parasitäre NPN-Transistor eine Thyristorstruktur. Bei hohem Strom und hoher Abschaltgeschwindigkeit (di/dt) kann die Thyristorstruktur einrasten, der IGBT verliert seine Steuerbarkeit. Durch Siemens IGBT die beim gewählte Technologie wurde der Latch-up-Effekt eliminiert. Selbst bei Überstrom, Kurzschluß und extrem schnellem Schalten bleibt die Steuerbarkeit über den ganzen Temperaturbereich erhalten.

Latch-Up Capability

As shown in the equivalent circuit diagram (cf. **Figure 6**), the PNP transistor and the parasitic NPN transistor form a thyristor structure. The thyristor structure can latch up at high current and high turn-off rate (d*i*/d*t*), and the IGBT becomes uncontrollable. The technology selected for the Siemens IGBT has resulted in the latch-up effect being eliminated. Controllability is maintained over the whole temperature range even in the event of an overcurrent, a short-circuit or extremely rapid switching.



Bild 6 Schnittbild eines N-Kanal-IGBT mit dargestelltem Ersatzschaltbild

Figure 6 Sectional Drawing of an N Channel IGBT with Equivalent Circuit Diagram

2.2 IGBT-Schaltzeiten und Schaltverluste

2.2 IGBT Switching Times and Switching Losses



Bild 7a Messung der Schaltzeiten

Figure 7a Measurement of Switching Times

Schaltzeiten

Die Schaltzeiten des IGBTs werden bestimmt durch seine internen Kapazitäten, den internen Gatewiderstand und parasitäre Induktivitäten. Von Außen beeinflußt sie der Innenwiderstand der Gateansteuerung und die Beschaltung des Gates, durch die die Gatekapazität schnell aufgeladen und wieder entladen werden muß.

Switching Times

The switching times of an IGBT are determined by its internal capacities, the internal gate resistance and parasitic inductances. From outside it is influenced by the internal resistance of the gate drive and the circuit layout around the gate, which is used in charging and discharging the gate capacitance.

SIEMENS



Bild 7b Definition der Schaltzeiten

Beim Einschalten des zu messenden Transistors in einer Halbbrücke fließt aufgrund der induktiven Last bereits der volle Strom über die Freilaufdiode des anderen gesperrten Transistors. Diesen Strom übernimmt allmählich der geschaltete Transistor, wobei die aktive Diode immer weniger Strom führt und schließlich in Sperrbetrieb gezogen wird (**Bild 7a**).

Figure 7b Definition of Switching Times

When turning on the transistor under test in a half bridge, the whole current already runs in the free wheeling diode of the other locked transistor because of the inductive load. This current is gradually taken over by the switched transistor, while the active diode loses current continuously until it is locked (**Figure 7a**). Die Gateansteuerung muß zunächst die Gatekapazität aufladen, dabei können je nach Gatewiderstand kurzfristig einiae Amperes fließen. Die Gatespannung steigt dabei an bis zur Schwellenspannung des IGBTs, dann beginnt der Stromfluß durch den IGBT und die Spannung am Transistor wird abgebaut. Die Zeit vom Schalten der Gatespannung bis zur ersten Reaktion des Kollektorstroms ist die Einschaltverzögerungszeit $t_{d(on)}$ (Bild 7b). Der Strom durch den IGBT nimmt nun während der Anstiegszeit tr mit der Gatespannung zu, bis der ganze Strom übernommen ist, dann geht die Diode in Sperrbetrieb, indem sie ihre Speicherladung abgibt. Während dieser Zeit treten die größten Verluste auf.

Beim Ausschalten wird die Ausschaltverzögerungszeit t_{Doff} gemessen zwischen 10% der positiven Gatespannung und 90% der Kollektor-Emitter-Spannung, die der IGBT erreicht hat. Der Grund dafür ist, daß der Kollektorstrom bei einigen Schaltzuständen am IGBT zunächst nur etwas absinkt und erst nach einer kurzen Zeitspanne auf Null geht. Um trotzdem aussagekräftige Verzögerungszeiten angeben zu können, wird die Ausschaltverzögerung auf die Spannung bezogen. Die Fallzeit $T_{\rm f}$ liegt analog zum Einschalten zwischen 90% und 10% des Kollektorstroms ohne den typischerweise beim IGBT auftretenden Tail zu berücksichtigen. Statt dessen legt man die Tangente an Flanke des sinkenden die Kollektorstroms und ermittelt daran die Fallzeit.

Der Anwender hat nun die Möglichkeit, die Schaltgeschwindigkeit durch seine Gateansteuerung und einen externen Gatewiderstand zu verändern. Dabei muß ein Kompromiß geschlossen werden, denn einerseits soll der Transistor so schnell wie möglich schalten, um die beim Schaltvorgang auftretenden Verluste klein zu halten, andererseits darf die Überspannung durch parasitäre Induktivitäten nicht zu groß werden und man muß mit EMV-Problemen durch die hohe Stromsteilheit rechnen.

The gate drive first has to charge the gate capacitance, in this state it is possible that depending on the gate resistance several amperes are running. The gate voltage rises to the threshold voltage, then current starts to flow through the IGBT and the voltage at the transistor breaks down. The time from switching the gate voltage to the first reaction of the collector current is the turn-on delay time $t_{d(on)}$ (Figure 7b). The current through the IGBT increases now during rise time t_r together with the gate voltage, until the whole current is taken over, then the diode runs into cut-off and releases the reverse recovery charge. on this time the most losses appear.

At switching off the turn-off delay time t_{d(off)} is measured between 10% of the positive gate voltage and 90% of the collector-emitter voltage, which the IGBT has reached. The reason for this is, that the collector current at some switching conditions at the IGBT is first lowering a little bit and after a short time it decreases to zero. To specify all the same confidential delay times, the turn-off delay is related to the voltage. The fall time $T_{\rm f}$ is analogous to turn-on between 90% and 10% of the collector current without regarding the tail current, typically appearing at the IGBT. Instead of this one puts the tangent at the flank of the decreasing collector current and calculates the fall time. This part is at turn-off responsible for a important share of losses.

The user has the possibility to change the switching speed by his gate drive and by an external gate resistance. But he has to make a compromise, on the one hand the transistor should switch as fast as possible to minimize the losses one gets at turning on or off. On the other hand the overvoltage due to parasitic inductances must not become too big and EMV problems because of high steepness of current have to be taken into account.

SIEMENS

Schaltverlustenergien

Die Schaltverlustenergien sind die beim Umschalten des Bauteils vom Aus- in den Einzustand und umgekehrt auftretenden Verluste, die zusammen mit den Verlusten im statischen ein- oder ausgeschalteten Zustand die Gesamtverluste pro Puls ausmachen. Diese sind zur thermischen Auslegung der Schaltung nötig. Die Bestimmung der Schaltverluste muß den ganzen dynamischen Vorgang erfassen, der mit dem Schalten der Gatespannung ab 90% beim Ausschalten und ab 10% beim Einschalten beginnt, wobei nur der positive Teil der Gatespannung zählt (Bild 7b). Da beim Ausschalten des IGBT ein Teilstrom auftritt. muß eine relativ lange Zeit einbezogen werden, die mit dem Abklingen des Kollektorstroms unter eine Schwelle von 1% des Startwertes endet. Beim Einschalten ist der Vorgang abgeschlossen, wenn die Spannung zwischen Kollektor und Emitter, die sich der Durchlaßspannung nähert, unter eine Schwelle von 3% der angelegten Spannung gesunken ist. In den Schaltverlusten der IGBT-Module sind die Verluste der Freilaufdiode mitenthalten, so daß das ganze integrierte Modul beschrieben wird.

Die Angaben der Schaltzeiten und -verluste im Datenblatt gelten generell für den schlechteren Fall eine Junction-Temperatur von 125°C und einen geeigneten Gatewiderstand für jedes Modul. Die Gatespannung wird zwischen +15V und -15V geschaltet um den Einfluß der Ansteuerung auf die Schaltzeiten gering zu halten. Die Angaben sind typische Werte, die an einer induktiven Last gemessen wurden (**Bild 7c**).

Switching Loss Energy

The switching loss energies are those which occur at changing over the component from off to on-state vice versa, and which together with losses in the static on or off-state result in the total losses per pulse. This is necessary to know for the thermal design of the circuit. The determination of the switching losses has to include the whole dynamic process, which starts with switching the gate voltage from 90% at turning off and 10% at turning on, counting only the positive part of the gate voltage (Figure 7b).Due to the tail current at turn-off a relatively long time must be regarded that ends with the collector current going down below 1% of the start value. At turn-on, the process is finished, when the voltage between collector and emitter approaching the saturation voltage has fallen below a threshold of 3% of the circuit voltage. The switching losses of the IGBT include the losses of the free wheeling diode, so that the whole integrated module is described.

The values of switching time and losses in the data sheet apply generally to the least favourable case of a junction temperature of 125°C and a suitable gate resistance for each module. The gate voltage is switched between +15V and -15V to avoid the influence of the drive to the switching times. The values are typical values which are measured at an inductive load (**Figure 7c**).

SIEMENS





Figure 7c Definition of Switching Losses

2.3 Freilaufdioden

Dieser Diodentyp wurde speziell für Anwendungen als Freilaufdiode in induktiven Lastkreisen mit superschnellen Schaltern ent-Möglichst geringe Schaltwickelt. und Durchlaßverluste sowie ein sanftes Abschaltverhalten sind die besonderen Anforderungen, die hier gestellt sind. Die den gewünschten Eigenschaften zugrunde liegenden Dioden-Parameter, wie Durchlaßspannung, Ladungsträgerlebensdauer und Sperrspannung, sind prinzipiell miteinander verknüpft. Für die Dioden-Herstellung werden Epitaxial-Siliziumscheiben verwendet. Damit läßt sich ein vergleichsweise dünnes Mittelgebiet mit gewünschtem Dotierungsprofil realisieren, und die Diodenparameter können optimal für die Freilaufanwendungen abgestimmt werden. Nachfolgend werden die Begriffe, die das Kommutierungsverhalten einer Freilaufdiode charakterisieren, anhand einer Strom- und Spannungsfunktions-Darstellung während der Kommutierung bei Chopperbetrieb erläutert (vgl. Bild 8).

2.3 Freeweeling Diodes

This type of diode has been developed specifically for free-wheeling applications in circuits with inductive loads combined with super-high-speed switches. The particular specifications for these diodes were minimum dissipation and switching losses, combined with soft recovery. In principle, the diode parameters such as forward voltage, carrier lifetime and reverse voltage, which are responsible for the electrical characteristics are interlinked. The diodes are manufactured from epitaxial silicon wafers. In this way a relatively thin middle region can be created with the desired doping profile, and optimum tuning of the diode parameters for free-wheeling diode applications is possible. An explanation is given below of the terms that characterize the commutation behaviour of a freewheeling diode using a functional representation of current and voltage during commutation in chopper operation (cf. Figure 8).

Speicherladung Q_{rr}

Die Speicherladung ist die Menge der gespeicherten Ladungsträger, die nach dem Nulldurchgang des abkommutierten Freilaufstroms aus der Diode in Sperrichtung abfließt. Die Ladung setzt sich zusammen aus der Nachlaufladung $Q_{\rm S}$ und der Restladung Q_F, die im wesentlichen die Schaltverluste der Diode erzeugen. Der Grad der Ladungsträgerspeicherung kann durch Einbau von Rekombinationszentren in die Diodenstruktur eingestellt werden, wobei berücksichtigt werden muß, daß ein Vermindern der Speicherladung, d.h. ein Reduzieren der Ladungsträger-Lebensdauer mit einer Erhöhung der Durchlaßverluste verbunden ist. Die im Betriebsfall aus einer Freilaufdiode jeweils abzuführende Speicherladung steigt mit der Höhe von Durchlaßstrom $I_{\rm F}$, Strom-Abkommutierungssteilheit (di_{F}/dt) , Junction-Temperatur T_i und Betriebsspannung V_{B} .

Reverse Recovery Q_{rr}

The reverse recovery charge is the quantity of stored carriers which is removed from the diode in the reverse direction after the current passes through zero. The charge comprises the lag charge $Q_{\rm S}$ and the residual charge $Q_{\rm F}$ which essentially generate the switching losses of the diode. The degree of carrier storage may be adjusted by the building in of recombination centers into the diode structure. It should be noticed that a reduction of the reverse recovery charge, i.e. a reduction of carrier lifetime, is associated with a rise forward voltage drop of the diode. The reverse recovery charge off a free-wheeling diode depend on the magnitude of the forward current $I_{\rm F}$, the rate of current decay upon switch-off commutating d_{iF}/dt , the junction temperature T_i and the operating voltage V_B .

$$Q_{\rm rr} = Q_{\rm S} + Q_{\rm F} = \int i_{\rm R} \, \mathrm{d}t$$

Kommutierungsverhalten





Bild 8 Chopper-Betrieb Diodenstrom- und Spannungsfunktion während der Kommutierung Figure 8 Chopper Operation Functional Representation of Current and Voltage During Commutation

SIEMENS

Sperrerholverhalten

Nach Ausräumen der Nachlaufladung Q_s beginnt die Diode Sperrspannung aufzunehmen. Der Dioden-Rückstrom erreicht den Scheitelwert I_{RRM}. Mit der abfließenden Restladung fällt der Rückstrom in einer gewissen Steilheit ab. Eine zu geringe Restladung führt zum Rückstromabriß (snap off), der in Verbindung mit einer parasitären Kreis-Induktivität eine hohe Überspannung erzeugt. Ohne entsprechende Beschaltung kann dadurch die Diode zerstört werden: außerdem entstehen unerwünschte Störfelder. Die Dioden-Struktur muß deshalb so gestaltet sein, daß das Verhältnis von Nachlauf- und Restladung einen mäßigen Rückstromabfall gewährleistet. Besonders sanftes Abschalten ergibt sich, wenn der Rückstrom mit einem leichten Tail abklingt. Mit steigender Betriebsspannung wird der Rückstromabfall steiler.

Sperrverzögerungszeit trr

Ihre Definition ist aus der Abbildung der Dioden-Stromfunktion beim Kommutierungsvorgang zu ersehen. Während dieser dynamische Parameter das Schaltverhalten von schnellen Dioden für HF-Gleichrichtung und Signalübertragung gut charakterisiert, kann daraus für schnelle Freilaufdioden kein eindeutiges Beurteilungskriterium abgeleitet werden. Die Speicherladung ist für die Kennzeichnung der Dioden-Funktion im Freilaufbetrieb wesentlich aussagekräftiger.

Reverse Recovery Response

After the lag charge Q_s is removed, the diode starts to consume reverse voltage. The diode reverse current attains its peak value I_{RRM} . With the residual charge being discharged, the reverse current falls at a certain rate. If the residual charge is too low, the reverse current will snap off, causing a high overvoltage in conjunction with a parasitic circuit inductance. It may destroy the diode if no suitable snubber circuitry is present; in addition, spurious interference fields may be generated. The diode structure must therefore be designed in such a manner that the ratio of lag to residual charge ensures a moderate decrease in reverse current. Extremely soft recovery results if the reverse current decays with a slight tail. The decrease in reverse current becomes greater with rising operating voltage.

Reverse Recovery Time *t*_{rr}

Its definition can be seen from the representation of the diode current function during the commutation process. While this dynamic parameter properly characterizes the switching response of fast-recovery diodes for RF rectification and signal transmission, no unambiguous criterion may be deduced from it for fast-recovery freewheeling diodes. The reverse recovery charge is far more significant for identifying the diode function in free-wheeling operation.

Grenzlastintegral der Dioden

Höchstzulässige Belastung der Diode in Vorwärtsrichtung wird dargestellt als Zeitintegral des Quadrats eines einmaligen Stoßstromes in Form einer Sinushalbwelle $T_{\rm P} = 10$ ms.

∫I² t-Values of Diodes

This maximum rating means the square integration of non repetitive surge forward current within a sinus half wave $T_{\rm P} = 10$ ms.

Tabelle 1

∫l ² t- W	erte de	er Dioc	den be	$\int I^2 t$ - Werte der Dioden bei T_j = 150 °C										
	Module type													
					A² s									
BSM	10	GD	60	DN2	32									
BSM	15	GD	60	DN2	53									
BSM	20	GD	60	DN2	113									
BSM	30	GD	60	DN2	200									
BSM	50	GD	60	DN2	288									
BSM	10	GD	120	DN2	72									
BSM	15	GD	120	DN2	87									
BSM	25	GD	120	DN2	160									
BSM	35	GD	120	DN2	450									
BSM	50	GD	120	DN2	880									
BSM	75	GD	120	DN2	2000									
BSM	100	GD	120	DN2	3200									

Table 1 $\int I^2 t$ -Values of Diodes at $T_j = 150 \ ^\circ C$

	Mod	lule ty	ре		^{∫l²} t - Value
					A ² s
BSM	35	GB	120	DN2	600
BSM	50	GB	120	DN2	1500
BSM	75	GB	120	DN2	2500
BSM	100	GB	120	DN2K	4000
BSM	100	GB	120	DN2	6000
BSM	150	GB	120	DN2	10500
BSM	150	GB	120	DN2 E3166	16200
BSM	200	GB	120	DN2	16200
BSM	200	GA	120	DN2	24200
BSM	300	GA	120	DN2	42000
BSM	300	GA	120	DN2 E3166	64800
BSM	400	GA	120	DN2	64800
BYM	300	Α	120	DN2	42000

25

150

200

GT

GT

GΒ

120

120

120

DN2

DN2

DN2

8000

12800

365

BSM

BSM

BSM

	∫l²t - Value				
					A² s
BSM	200	GA	170	DN2	24200
BSM	300	GA	170	DN2	42000
BSM	300	GA	170	DN2 E3166	96800
BYM	300	Α	170	DN2	42000
BYM	600	Α	170	DN2	96800

	^{∫l²} t - Value				
					A² s
BSM	50	GB	170	DN2	1500
BSM	75	GB	170	DN2	2500
BSM	100	GB	170	DN2	6000
BSM	150	GB	170	DN2	10500
BSM	150	GB	170	DN2 E3166	24200

2.4 Modul-Induktivitäten

Kenntnis über die parasitären Induktivitäten im IGBT-Modul ist notwendig, um den Arbeitsbereich des Moduls so auszulegen, daß es sich im Betrieb im "safe operating area" bewegt. Durch die Induktivitäten im Modul, in den Leitungen und den Zwischenkreiskondensatoren entsteht beim Abschalten des Stroms eine Überspannung, die die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs nicht überschreiten darf.

Von Interesse ist daher die gesamte parasitäre Induktivität L_{P} einer Halbbrücke im Modul. Mit dieser und der erzeugten Stromänderung dl_c/dt läßt sich die Überspannung am abzuschaltenden Transistor berechnen. Der Betriebszustand ist dann der, daß ein Transistor, der eingeschaltet ist und den Strom aus einer induktiven Last führt, allmählich gesperrt wird, während am anderen gesperrten Transistor die parallele Freilaufdiode beginnt, den Strom aus der Induktivität zu übernehmen. In dieser Zeitspanne entsteht auf beiden Seiten die größte Stromänderung. Dabei tragen die Kollektorund Emitterzuführungen an beiden Transistoren im Modul zur Induktivität bei. Der nach außen geführte zwischen beiden Anschluß den Halbbrückentransistoren sieht keine muß Stromänderung und nicht berücksichtigt werden. Da der Strom aus dem schaltenden Transistor abnimmt und der Strom in entgegengesetzter Richtung durch die Freilaufdiode zunimmt, summieren sich die Spannungen aller parasitären Induktivitäten auf.

2.4 Module Inductances

It is necessary to know about the parasitic inductances in a IGBT module to design the operating modes of the module in such a way that it is held within the safe operating area. The inductances in the modul, in the lines and the intermediate circuit capacitors cause an overvoltage at turning-off, which must not exceed the maximum permissible collector-emitter voltage.

With the whole parasitic inductance L_{P} of a module half-bridge and the produced change of current dl_c/dt it is possible to calculate the overvoltage at the transistor to be switched off. The operating condition is now the following: a transistor which is turned on and conducts the current from an inductive load is shut gradually, while the free wheeling diode starts to take the current from the inductance at the other locked transistor. During this time there is the biggest change of current at both sides. Both collector-emitter lines at the two transistors contribute to module inductance. The external connection between the both half bridge transistors does not have a change of current and need not to be regarded. As the current in the switching transistor decreases and the current through the free wheeling diode in opposite direction is increases, all voltages of parasitic inductances add up.

Zur Messung dieser parasitären Halbbrücken-Induktivitäten bietet sich an, die Spannungsspitzen beim Schalten zu beobachten. Allerdings dürfen die zu vermessenden Transistoren nicht aktiv betrieben werden, sondern der Strom muß mit einem externen Schalter durch die beiden offengehaltenen Halbbrückentransistoren anabgeschaltet werden. Die beim und Abschalten entstehende Überspannung über dem Modul setzt sich direkt zusammen aus der Spannung durch die Induktivitäten und der Sättigungsspannung der Transistoren beim beobachteten Strom. Aus diesen Werten und der gemessenen Stromänderung errechnet sich die parasitäre Induktivität.

In **Tabelle 2** sind somit die typischen Werte einer ganzen IGBT-Halbbrücke angegeben, die aus zwei in Serie geschalteten Transistoren besteht. Sind in einem Gehäuse Schalter oder Halbbrücken mehrere vorhanden, so gibt die Tabelle den größten Induktivitätswert an. Beim Econopack3/Full Bridge ist beachten, daß zu die Spannungsversorgung parallel an beide möglichen Anschlüsse (U⁻: 14/20, U⁺: 13/21) gelegt wurde.

For measuring these parasitic inductances can be regarded when switching the voltage peaks. However, the tested transistors must not be active, but the current through the both half-bridge transistors, which are held open, must be turned on and off by an external switch. The overvoltage at the module created at turning-off is composed from the voltage of the inductances and of the saturation voltage of the transistor at the regarded current. The parasitic inductance is calculated from these values and the measured change of current.

The typical values of a whole IGBT halfbridge, consisting of two serial transistors are listed In **table 2**. If there are more switches or half bridges in a case, the table shows the maximum value of inductance. The power supply of Econopack3/full bridge was put parallel to both connections (U⁻ : 14/20, U⁺ : 13/21).

Tabelle 2 Modul-Induktivitäten

Table 2	
Configuration	Inductances

Package	Configuration	L _P /nH
SINGLE SWITCH	Single Switch	20
HALF-BRIDGE 1	Half Bridge	35
HALF-BRIDGE 2	Half Bridge	25
SIXPACK	Full Bridge	50
ECONOPACK 1	Full Bridge	60
ECONOPACK 2	Full Bridge	50
ECONOPACK 3	Full Bridge	25
ECONOPACK 3	Tripack	35

3 Wärmewiderstände

Zum Erzielen besserer Wärmeableitungen können die IGBT-Module auf Kühlkörper montiert werden. Bei Kühlkörpern wird der Wärmewiderstand vom Zubehörlieferanten angegeben.

Der Gesamtwärmewiderstand ist vom Chip über das Kühlmedium zur Umgebung anzusetzen.

Es gilt generell die Bestimmungsgleichung:

3 Thermal Resistance

IGBT modules can be mounted on heat sinks to improve heat dissipation. The thermal resistance of heat sinks is specified by the supplier.

The total thermal resistance results from the chip via the cooling medium to the ambient air.

The following defining equation generally applies:

$R_{\text{thJA}} = R_{\text{thJC}} + R_{\text{thCH}} + R_{\text{thHA}}$

Berechnung der höchsten Chiptemperatur bei Kurzzeit- und Aussetzbetrieb

Bei Kurzzeit- und Aussetzbetrieb sind höhere Strombelastungen der Leistungshalbleiter zulässig als die in den Datenblättern für Dauerbetrieb angegebenen Werte. Dabei muß jedoch sichergestellt werden, daß die unter den jeweiligen Bedingungen auftretende Chiptemperatur den zulässigen Grenzwert nicht überschreitet. Hierfür ist der Chiptemperaturverlauf $T_j(t)$ aus dem Verlustleistungsverlauf P(t) und dem transienten thermischen Wärmewiderstand Chip-Gehäuse $Z_{thJC}(t)$ zu ermitteln.

Diese Berechnung kann mit Hilfe des Computers erfolgen. Zu diesem Zweck muß die im Datenblatt angegebene Kurve des transienten Wärmewiderstandes in eine analytische Funktion umgewandelt werden. Zur Berechnung der Chiptemperatur ergibt sich dadurch folgende Gleichung:

Calculation of the Highest Chip Temperature for the Short-Time and Discontinuous Operation

In case of short-time and discontinuous operation, higher current values are possible compared to the values defined in the data sheets for the steady state operation. However, with this kind of operation it must be insured that the chip temperature does not exceed the maximum permissible limit. In this case the chip temperature as a function of the time $T_j(t)$ can be calculated by means of the power dissipation P(t) and the transient thermal resistance chip to case $Z_{thJC}(t)$.

This calculation can be carried out using a computer. For the purpose of this calculation the curves of the transient thermal resistance shown in the data sheets have to be transformed into an analytical function. This leads to the following equation:

$$T_{j}(t) = P(t) * Z_{thJC}(t) + T_{C} = P(t) * \sum_{i=1}^{n} R_{i}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{i}}}) + T_{C}$$

Darin stellen die Elemente r und τ thermische Widerstände in K/W bzw. thermische Zeitkonstanten in s dar.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Chiptemperatur bietet die Simulation. In Anlehnung an die elektrische Schaltungstechnik und unter Annahme der obenstehenden Gleichung läßt sich folgendes Ersatzschaltbild **(Bild 10)** aufstellen. The elements r and τ represent the thermal resistances in K/W and the thermal time constants in sec. respectively.

Moreover the chip temperature can be estimated by simulation. Similar to electrical circuits and assuming the equation presented above the following thermal equivalent circuit (Figure 10) can be found.



Bild 10 Thermisches Ersatzschaltbild

Als Service für unsere Kunden haben wir die zur Ermittlung der Chiptemperatur benötigten Werte für unsere Leistungshalbleiter berechnet. Diese finden Sie in der nachstehenden **Tabellen 3, 4 und 5**.

Figure 10 Thermal Equivalent Circuit

To support our customers we have determined the parameters required for the calculation of the chip temperature of our power semiconducters. You can find these values in the following **tables 3, 4 and 5**.

Thermische Zeitkonstanten 600V- Module

Table 3

Thermal Time Constants of 600V Modules

Module		RTHJC							
package		K/W		1	2	3	4	5	6
BSM10	IGBT	3.5	r	0.048139	2.113489	1.195364	0.059566	0.081283	0
Econo1			τ	1.293736	0.038709	0.008424	0.001934	0.000374	0
	DIODE	4.5	r	0.037154	0.066834	2.645453	1.522299	0.218776	0
			τ	1.792116	0.178279	0.032842	0.005991	0.000398	0
BSM15	IGBT	2.9	r	0.038529	0.505002	1.662619	0.681228	0	0
Econo1			τ	1.334262	0.058424	0.027516	0.004267	0	0
	DIODE	3.5	r	0.030046	1.651163	1.540955	0.286939	0	0
			τ	1.751871	0.039313	0.009998	0.000737	0	0
BSM20		1.6	r	0.055903	0.298496	0.911882	0.186182	0.139617	0
Econo2	IGBT		τ	2.71237	0.086394	0.021022	0.004635	0.000676	0
		1.8	r	0.017617	0.043244	0.387634	0.617905	0.544405	0.193162
	DIODE		τ	12.567289	2.152299	0.075511	0.026736	0.009692	0.000753
BSM30	IGBT	1.2	r	0.033497	0.016501	0.096051	0.040504	0.699842	0.20893
Econo2			τ	3.215701	1.261378	0.120058	0.105881	0.0244955	0.005658
	DIODE	1.5	r	0.012957	0.038459	0.290068	0.439036	0.54325	0.169824
			τ	19.736946	2.041925	0.078808	0.02811	0.011998	0.000841
BSM50	IGBT	0,6	r	0,024489	0,054196	0,394884	0,102087	0,023253	0
Econo2			τ	2,375809	0,112516	0,026035	0,002671	0,000298	0
	DIODE	1,5	r	0,012957	0,038459	0,290068	0,439036	0,54325	0,169824
			τ	19,736946	2,041925	0,078808	0,02811	0,011998	0,000841
BSM400	IGBT	0.09	r	0.008653	0.044893	0.03566	0	0	0
Half bridge2			τ	2.047526	0.064431	0.012271	0	0	0
	DIODE	0.18	r	0.013709	0.01236	0.016866	0.132435	0.006449	0
			τ	2.640979	0.445453	0.169646	0.022463	0.000403	0

Tabelle 4

Thermische Zeitkonstanten 1200 V-Module

Table 4 Thermal Time Constants of 1200 V Modules

Module package		RTHJC K/W		1	2	3	4	5	6
BSM10	IGBT	1.52	r	0,055903	0,298496	0,811882	0,186182	0,139617	0
Econo2			τ	2,71237	0,086394	0,021022	0,004635	0,000676	0
	DIODE	2	r	0,017617	0,043244	0,387634	0,717905	0,644405	0,193162
			τ	12,5672	2,15299	0,075511	0,026736	0,009692	0,000753
BSM15	IGBT	0.86	r	0,031541	0,098599	0,535639	0,124129	0,023652	0,041819
Econo2			τ	2,626914	0,103559	0,02489	0,003954	0,001326	0,000402
Sixpack	DIODE	1.5	r	0,01469	0,043605	0,346363	0,3776	0,094304	0,630277
			τ	19,41071	2,041925	0,077294	0,030081	0,031047	0,011405

Thermische Zeitkonstanten 1200 V-Module (Fortsetzung)

Table 4 Thermal Time Constants of 1200 V Modules (continued)

Module		RTHJC							
package		K/W		1	2	3	4	5	6
BSM25	IGBT	0.6	r	0,024489	0,054196	0,394884	0,102087	0,023253	0
Econo2			τ	2,375809	0,112516	0,026035	0,002671	0,000298	0
Sixpack	DIODE	1	r	0,039483	0,141171	0,604517	0,144181	0,016365	0,05175
			τ	2,232937	0,086331	0,023479	0,003356	0,001757	0,000407
BSM35	IGBT	0.44	r	0,027657	0,016858	0,099268	0,273408	0,023271	0
Econo2			τ	3,369525	3,778936	0,090964	0,020641	0,00056	0
Sixpack	DIODE	0.8	r	0,031541	0,088599	0,490639	0,124129	0,023652	0,041819
			τ	2,626914	0,103559	0,02489	0,003954	0,001326	0,000402
BSM50	IGBT	0.35	r	0,021916	0,085262	0,221696	0,016435	0	0
Econo2			τ	3,296863	0,12284	0,021324	0,000669	0	0
	DIODE	0.7	r	0,00001	0,436516	0,012957	0,187284	0,02541	0,037368
			τ	277,9483	0,066865	0,035219	0,015646	0,004108	0,001337
BSM75	IGBT	0.24	r	0.015348	0.022702	0.017221	0.032814	0.136791	0.014242
Econo3			τ	3.2725	0.325202	0.222797	0.061558	0.020866	0.000518
	DIODE	0.55	r	0.042457	0.036137	0.391698	0.055011	0.023332	0
			τ	2.57148	0.465272	0.034782	0.004164	0.001003	0
BSM100	IGBT	0.182	r	0.013709	0.01236	0.016866	0.132435	0.006449	0
Econo3			τ	2.640979	0.445453	0.169646	0.022463	0.000403	0
	DIODE	0.36	r	0.021916	0.085262	0.221696	0.016435	0	0
			τ	3.296863	0.12284	0.021324	0.000669	0	0
BSM 150	IGBT	0.12	r	0.00001	0.046308	0.053652	0.012162	0.002541	0.005278
Tripack			τ	277.9483	0.075179	0.0411	0.017635	0.002617	0.000562
	DIODE	0.28	r	0.00001	0.153993	0.1033225	0.00912	0.021627	0
			τ	277.9483	0.06179	0.0205333	0.01968	0.001761	0
BSM 200	IGBT	0.09	r	0.008653	0.044893	0.03566	0	0	0
Tripack			τ	2.047526	0.064431	0.012271	0	0	0
	DIODE	0.18	r	0.013709	0.01236	0.016866	0.132435	0.006449	0
DOMOS			τ	2.640979	0.445453	0.169646	0.022463	0.000403	0
BSM25	IGBT	0.6	r	0,024489	0,054196	0,394884	0,102087	0,023253	0
Half bridge1		4	τ	2,375809	0,112516	0,026035	0,002671	0,000298	0
	DIODE	I	۱ ح	0,039463	0,141171	0,004517	0,144101	0,010303	0,05175
DOMOS		0.44	°C	2,232937	0,000331	0,023479	0,003350	0,001757	0,000407
BSM35	IGRI	0.44	r	0,027657	0,016858	0,099268	0,273408	0,023271	0
nait bridge1		0.0	τ	3,309525	3,110930	0,090964	0,020641	0,00056	0 0/1010
	DIODE	υ.δ		0,031541	0,000099	0,490039	0,124129	0,023052	0,041019
			·ι	2,020914	0,105559	0,02409	0,003954	0,001320	0,000402

Thermische Zeitkonstanten 1200 V-Module (Fortsetzung)

Table 4 Thermal Time Constants of 1200 V Modules (continued)

Module		RTHJC							
package		K/W		1	2	3	4	5	6
BSM50 Half bridge1	IGBT	0.3	r τ	0.00001 277.9483	0.148489 0.061758	0.105923 0.024875	0.021135 0.013859	0.020184	0.004121
	DIODE	0.6	r τ	0.00001 277.9483	0.337516 0.066865	0.012957 0.035219	0.187284 0.015646	0.02541 0.004108	0.037368 0.001337
BSM75 Half bridge1	IGBT	0.2	r τ	0.00001 277.9483	0.081752 0.073123	0.081752 0.03813	0.019953 0.017818	0.005559 0.003289	0.010965 0.000555
	DIODE	0.5	r τ	0.00001 277.9483	0.25923 0.0598	0.153993 0.023411	0.046238 0.013045	0.036308 0.001806	0.004217 0.001146
BSM100 Half bridge1	IGBT	0.18	r τ	0.013709 2.640979	0.01236 0.445453	0.016866 0.169646	0.132435 0.022463	0.006449 0.000403	0 0
	DIODE	0.36	r τ	0.021916 3.296863	0.085262 0.12284	0.221696 0.021324	0.016435 0.000669	0 0	0 0
BSM100 Half bridge2	IGBT	0.16	r τ	0.00001 277.9483	0.08414 0.065163	0.051286 0.023893	0.01 <u>1548</u> 0.015968	0.005401 0.001474	0.007586 0.000485
	DIODE	0.3	r τ	0.00001 277.9483	0.148489 0.061758	0.105923 0.024875	0.021135 0.013859	0.020184 0.000912	0.004121 0.000256
BSM150 Half bridge2	IGBT	0.1	r τ	0.00001 277.9483	0.036308 0.075179	0.043652 0.0411	0.012162 0.017635	0.002541 0.002617	0.005278 0.000562
	DIODE	0.25	r τ	0.00001 277.9483	0.133993 0.06179	0.093325 0.020533	0.000912 0.01968	0.021627 0.001761	0 0
BSM200 Half bridge2	IGBT	0.09	r τ	0.008653 2.047526	0.044893 0.064431	0.03566 0.012271	0 0	0 0	0 0
	DIODE	0.18	r τ	0.013709 2.640979	0.01236 0.445453	0.016866 0.169646	0.132435 0.022463	0.006449 0.000403	0
BSM200 Single switch	IGBT	0.08	r τ	0.00001 347.4354	0.041687 0.07021	0.025704 0.032606	0.006202 0.014352	0.004842 0.001496	0.001549 0.000487
	DIODE	0.15	r τ	0.00001 277.9483	0.085478 0.048817	0.049261 0.015131	0.005309 0.004068	0.009886 0.001387	0 0
BSM300 Single switch	IGBT	0.05	r τ	0.00001 347.4354	0.020417 0.072702	0.019489 0.039387	0.006026 0.018429	0.001349 0.002933	0.002692 0.000559
	DIODE	0.125	r τ	0.000005 138.9741	0.066997 0.030895	0.046663 0.010267	0.000456 0.00984	0.010814 0.000881	0 0
BSM400 Single switch	IGBT	0.045	r τ	0,00249 4,509529	0,002194 1,737658	0,009798 0,092068	0,001683 0,617311	0,026678 0,020526	0,001989 0,000884
	DIODE	0.09	r τ	0,008653 2,047526	0,044893 0,064431	0,03566 0,012271	0 0	0 0	0 0
BYM300 Diode	DIODE	0.125	r τ	0.000005 138.9741	0.066997 0.030895	0.046663 0.010267	0.000456 0.00984	0.010814 0.000881	0

Thermische Zeitkonstanten 1700V-Module Table 5 Thermal Time Constants of 1700V Modules

Module		RTHmax							
package		K/W		1	2	3	4	5	6
BSM50	IGBT	0.25	r	0,12	0,082	0,034	0,0115	0,0025	0
Half bridge1			τ	0,273	0,041	0,0043	0,00025	0,000089	0
	DIODE	0.75	r	0,03295	0,019629	0,454882	0,337208	0,028867	0,025558
			τ	2,742024	6,210927	0,09387	0,0242251	0,005458	0,000989
BSM75	IGBT	0.2	r	0,107	0,066	0,02	0,00535	0,00165	0
Half bridge1			τ	0,26	0,03	0,00265	0,000228	0,0000392	0
	DIODE	0.63	r	0,00001	0,436516	0,012957	0,187284	0,02541	0,037368
			τ	277,948295	0,066865	0,035219	0,015646	0,004108	0,001337
BSM100	IGBT	0.13	r	0,082	0,031	0,0118	0,00365	0,00155	0
Half bridge2			τ	0,19	0,023	0,0016	0,000595	0,0000117	0
	DIODE	0.4	r	0,018752	0,010071	0,250068	0,187525	0,022806	0,011235
			τ	2,671012	16,09162	0,09464	0,025026	0,003325	0,000785
BSM150	IGBT	0.1	r	0,0635	0,0218	0,0135	0,00112	0,00008	0
Half bridge2			τ	0,145	0,024	0,001367	0,0000176	0,000001205	50
	DIODE	0.32	r	0,000102	0,200883	0,107152	0,0136964	0,018728	0
			τ	347,435368	0,097676	0,025196	0,004959	0,001411	0
BSM200	IGBT	0.07	r	0,0405	0,0202	0,00855	0,00063	0,000109	0
Single switch			τ	0,21	0,0255	0,0012	0,0000295	0,00000975	50
	DIODE	0.21	r	0,009152	0,005328	0,014505	0,132754	0,028942	0,020489
			τ	2,742024	7,340187	0,405027	0,063383	0,022153	0,005156
BSM300	IGBT	0.05	r	0,0315	0,016	0,0021	0,000355	0,000045	0
Single switch			τ	0,205	0,0092	0,00032	0,00001015	0,00000108	0
	DIODE	0.17	r	0,006821	0,003539	0,081964	0,067433	0,006045	0,004857
			τ	2,60717	26,81936	0,094254	0,024251	0,00507	0,001131
BYM300	DIODE	0.17	r	0,006821	0,003539	0,090964	0,067433	0,006045	0,004857
Diode			τ	2,60717	26,81936	0,094254	0,024251	0,00507	0,001131
BYM600	DIODE	0.09	r	0.008653	0.044893	0.03566	0	0	0
Diode			τ	2.047526	0.064431	0.012271	0	0	0

Wärmeübergang Gehäuse-Kühlkörper

Zum Wärmeübergang der erzeugten Verluste aus dem Chip zur Bodenplatte gibt es relativ genaue Angaben, wie aus dem vorangehenden Kapitel hervorgeht, da die Verhältnisse im Modul bekannt und reproduzierbar sind. Problematischer sind da schon Aussagen zum Wärmeübergang vom Modulboden zum Kühlkörper, weil dieser durch Faktoren bestimmt wird, die schwer zu fassen sind, da sie stark streuen können. Dennoch kommt ein Entwickler beim Ausleaen der thermischen Eigenschaften seines Aufbaus um eine Abschätzung nicht herum.

Durch Unebenheiten am Modulboden und am Kühlkörper oder konvexe und im schlimmsten Fall konkave Verbiegung der beiden Flächen entstehen Luftspalte, die Wärmeübergang den dramatisch verschlechtern. Der Boden unserer Modul ist aus diesem Grund schon konvex vorgeformt, so daß sich das Modul beim Anschrauben möglichst eben auf den Kühlkörper legt. Während der Montage wird der Boden dünn mit Wärmeleitpaste, einer Suspension aus Metalloxid-Pulver und Öl mit einem Wärmeleitwert von ungefähr 0.8 W/mK, bestrichen. Beim Anschrauben des Moduls mit dem vorgeschriebenen Drehmoment entsteht dann eine Schicht der Wärmeleitpaste von 10-50 µm.

Thermal Transfer Module Base to Heatsink

For the thermal transfer of produced losses from the chip area to the base plate there are relative exact values available, as can be seen in the preceeding chapter, because the conditions in the module are known and reproducible. More problematic are statements about the thermal transfer from the module base to the heat sink. This is determined by factors which hardly can be fixed, because they strongly differ. Nevertheless it is necessary for a developer to estimate the thermal properties of his construction.

A rough module base or heat sink or convex and in the worst case concave distortion of the surfaces cause air gaps, which dramatically deteriorate the thermal transfer. The base of our modules has therefore already a slightly convex form, so that if the modul is screwed on it is pressed as even as possible to the heat sink. During mounting the base is spread with a thin conducting layer of heat paste, а suspension of metal oxide powder in oil with a thermal transfer impedance of about 0.8 W/mK. With screwing on the module with the recommended torque, a thin layer of heat conducting paste of 10-50 µm is developed.

Bild 11 ist zur Abschätzung des Einflusses des Wärmeübergangs vom Modulboden zum Kühlkörper gedacht. Aufgetragen ist Wärmeübergang zwischen der Gehäuseboden und Kühlkörper $R_{\rm thCH}$ normiert auf den Gesamtwärmeübergang vom Chip zum Kühlkörper $R_{\rm th,IH}$ bei mehreren Dicken von Wärmeleitpaste. Da mit zunehmender Chipfläche das Verhältnis Umfang zu Chipfläche immer kleiner wird und damit die Wärmeverteilung auf die Umgebung des Chips abnimmt, steigt der Einfluß des Wärmeübergangs über die Wärmeleitpaste.

Den Anteil des Wärmeübergangs vom Modulboden zum Kühlkörper R_{thCH} kann man mit folgender Gleichung herausrechnen:

Figure 11 is intended to help estimate the thermal transfer from module base to heat sink. it is shown the thermal transfer between case base and heat sink R_{thCH} standardized to the whole thermal transfer from chip to heat sink R_{thJH} at different layer thickness of the heat conducting paste. With increasing chip area the ratio of circumference to chip area becomes smaller, so the influence of the thermal transfer of the heat conducting paste is increasing.

The share of thermal transfer from module base to heat sink R_{thCH} can be worked out with the following equation:

$$R_{th JH} = \frac{R_{th JC}}{1 - \frac{R_{th CH}}{R_{th JH}}}$$

SIEMENS



Bild 11 Beitrag der Wärmeleitpaste R_{thCH} zum gesamten Wärmewiderstand R_{thJH} Figure 11 Contribution of heat-conducting paste R_{thCH} to overall thermal resistance R_{thJH}

4 Verarbeitungsrichtlinien

 Die maximal zulässigen Gate-Emitter-Spannungen ist für IGBT- Module: ± 20 V

Ein Überschreiten dieser V_{GE} -Spannungen kann die Transistorparameter verändern. Das heißt jedoch nicht, daß bei diesen Spannungen die Durchbruchfeldstärke und damit die Zerstörgrenze erreicht ist, sondern das sind die Grenzen, bei denen die Langzeitstabilität durch Freigabetests abgesichert ist. Bei der 100 %-Bauteil-Parameterprüfung werden die Transistoren zwischen den Gate-Emitter-Anschlüssen mit einer wesentlich höheren Spannung kurzzeitig belastet, um die Gateoxid-Qualität zu testen.

- Beim Schaltungsaufbau ist darauf zu achten, daß das IGBT- Modul nicht mit offenen Gate-Emitter-Anschlüssen betrieben oder gemessen wird.
- Thermische Beanspruchung Jeder Halbleiter ist empfindlich gegen Überschreiten der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur. Bei der Konstruktion der Geräte ist deshalb zu beachten, daß der Halbleiter nicht von anderen Wärmeerzeugern aufgeheizt wird.

4 Handling Instructions

• The maximum permissible gate-emitter voltage is ± 20 V for IGBT- modules.

Values above these V_{GE} voltages might change transistor parameters. But this does not mean that the breakdown field strength, and thus the limit with regard to destruction, is reached at these voltages, but these are the limits at which long-term stability is assured by approval testing. In the 100 % device parameter test the transistors are briefly stressed at the gateemitter connections with a considerably higher voltage in order to test the quality of the gate oxide.

- Make sure, when designing a circuit, that the IGBT- module is not operated or measured with open gate-emitter connections.
- Thermal stressing

Every semiconductor device is sensitive to the maximum permissible junction temperature being exceeded. Care should therefore be taken at the equipment design stage to ensure that the semiconductor device is not heated by other heatgenerating components.

5 MOS-Handhabung

Elektrostatisch gefährdetes Bauelement

IGBT-Halbleiter sind elektrostatisch gefährdete Bauelemente, bei deren Handhabung besondere Maßnahmen zu erfüllen sind: Unkontrollierte Ladungen und Spannungen von nicht geerdeten Geräten oder Personen, Entladung statischer Elektrizität oder ähnliche Einflüsse können das Bauelement zerstören. Empfindlich ist beim IGBT die Gate-Emitter-Strecke, da diese eine sehr dünne (kleiner als 100 nm) Silizium-Dioxid-Schicht (Glas) darstellt.

Ein Maß für die Empfindlichkeit der Transistoren gegen elektrostatische Entladung **ESD** = Electrostatic **D**ischarge, ist die Gate-Emitter-Kapazität C_{GE} bzw. die Eingangskapazität C_{iss} .

Bauelemente mit größerer Eingangskapazität sind unempfindlicher. Das bedeutet, daß Transistoren mit großen Chipflächen bzw. großen Eingangskapazitäten im Sinne der MIL-STD 883C, Methode 3015.6 bereits als weniger empfindlich oder robust gelten.

Beim Einbau der Transistoren sind die Vorschriften für MOS-Bauelemente zu beachten.

Normen

- MIL-STD 883C, Methode 3015.6 für Prüfung und Klassifizierung
- DIN VDE 0843 T2 identisch mit IEC 801-2

Wichtige Punkte für die Handhabung

- Eingangsprüfung und Weiterverarbeitung nur an speziell eingerichteten Arbeitsplätzen (hochohmige Masseverbindung, leitende Ablage, Handgelenkband etc.).
- Alle Transporteinheiten und Leiterplatten müssen vor der Verarbeitung von EGB-Bauteilen auf gleiches Potential gebracht werden.

5 MOS Handling

Electrostatic-sensitive (ESD) devices

IGBT semiconductors are electrostaticsensitive devices requiring special handling techniques. Uncontrolled charges and voltages from ungrounded equipment and persons, as well as the discharging of static electricity or similar influences can destroy these devices. The sensitive part of a IGBT is the gate-emitter junction, a very thin (< 100 nm) silicon dioxide film (glass).

A criterion for the sensitivity of transistors to **e**lectro**s**tatic **d**ischarge (**ESD**) is the gateemitter capacitance C_{GE} and the input capacitance C_{iss} .

Devices having a higher input capacitance are less sensitive. This means that transistors having large chip areas and high input capacitances as defined in MIL-STD 883C, Method 3015.6, are already regarded as less sensitive or robust.

When inserting transistors, follow the instructions for MOS devices.

Standards

- MIL-STD 883C, Method 3015.6 for Testing and Classification.
- DIN VDE 0843 T2, identical with IEC 801-2.

Important Points on Handling

- Incoming inspections and subsequent processing may be performed only at specially equipped workstations (highimpedance ground connection, conductive working top, wrist strap, etc.).
- All transport devices and printed circuit boards must be brought to the same potential before ESD devices are processed.

For example: B S M 100 G B 120 D N2 K В \rightarrow Silicon S \rightarrow Type: S: Switch Y: Diode Μ \rightarrow Module 100 \rightarrow Current rating: 100: IC = 100 AG \rightarrow Technology: G: IGBT- technology В \rightarrow Configuration: A = Single switch or single diode B = HalfbridgeD = 3- phase full- bridge T = Tripack (three single switches) AL = Chopper. Single IGBT + Diode on collector side. 120 \rightarrow Voltage rating: 60: VCE = 600 V 120: VCE = 1200 V 170: VCE = 1700 V D \rightarrow With fast internal diode N2 \rightarrow Module and silicon technology: N = low inductance moduledesign 2 = 2 nd Generation silicon. Κ \rightarrow Variant: K = optional package variation S = collector senseE XXXX = special type with code number