アプリケーション ノート AN 2011-05
V1.2、2014 年 2 月

AN2011-05 産業用 IGBT モジュール 技術情報の解説

IFAG IPC APS

Edition 2011-09-30
Published by
Infineon Technologies AG
59568 Warstein, Germany
© Infineon Technologies AG 2011.
All Rights Reserved.

注意事項

本アプリケーション ノートに記載されている情報は、Infineon Technologies AG のコンポーネント導入のヒントとしてのみ記載されており、Infineon Technologies AG のコンポーネントの特定の機能、状態、または品質のいかなる説明または保証とはみなされないものとします。本アプリケーション ノートを受け取った人は、本アプリケーション ノートに記載されているあらゆる機能を実際のアプリケーションで検証する必要があります。Infineon Technologies AG は、本アプリケーション ノートによって、そこに記載される一切の情報に関して、一切の保証およびいかなる種類の責任（いかなる第三者の知的財産権の非侵害の保証を含みこれに限定されません）を否認します。

情報
テクノロジー、引渡条件、および価格については、最寄りの Infineon Technologies AG のオフィス（www.infineon.com）までお問い合わせください。

警告
技術的要件により、コンポーネントに危険物が含まれる可能性があります。問題になる型式については、最寄りの Infineon Technologies AG のオフィスまでお問い合わせください。Infineon Technologies AG のコンポーネントを生命維持用のデバイスまたはシステムで使用することは、かかるコンポーネントの故障が、その生命維持用のデバイスまたはシステムの故障を引き起こすことまたはその生命維持用のデバイスまたはシステムの安全性または有効性に影響を及ぼすことが合理的に予想できる場合は、Infineon Technologies AG の書面による明示的な承認がある場合に限り許可されます。生命維持用のデバイスまたはシステムは、人体に埋め込むことまたは人命を維持または保護することを目的としています。故障した場合、ユーザーまたは他の人々の健康が危険に晒される可能性があると仮定するのは妥当です。

AN 2011-05
改訂履歴：日付（2014-02-15）、V1.2
前のバージョン：Rev. 1.1
件名： Rev. 1.1 の改訂
- 段落3.7の更新
- 図11の更新

著者：Infineon Technologies AG

お客様のご意見
本書に、誤り、ご不明な点、落丁などがありましたら弊社までご連絡ください。お客様からのフィードバックは本書の品質向上に役立ちます。ご意見・ご提案（本書へのリファレンスを含む）をメールでお寄せください。[WAR-IGBT-Application@infineon.com]

目次

1 要約 4
2 はじめに 4
2.1 データシートのステータス 6
2.2 型式 6
2.3 モジュール ラベル コード 9
3 データシートのパラメーター：IGBT 9
3.1 コレクター・エミッター間電圧 V_{CES} 9
3.2 トータル損失 P_{tot} 9
3.3 DC コレクター電流 I_C 10
3.4 繰り返しピーク コレクター電流 I_{CRM} 10
3.5 逆バイアス安全動作領域（RBSOA） 11
3.6 標準的な出力特性と伝達特性 11
3.7 寄生容量 13
3.8 ゲート電荷量 Q_G、ゲート電流、内部抵抗、および外部抵抗 15
3.9 寄生ターンオン 16
3.10 動的挙動 18
3.11 短絡 20
3.12 漏れ電流 I_{CES} と I_{GES} 21
3.13 熱特性 21
4 データシートのパラメーター：ダイオード 22
4.1 ダイオード順方向特性 22
4.2 繰り返しピーク順電流 23
4.3 I^2t 値 23
4.4 逆回復 23
5 データシートのパラメーター：NTC サーミスター 26
6 データシートのパラメーター：モジュール 28
6.1 絶縁電圧 28
6.2 内部インダクタンス L_δ 28
6.3 モジュール抵抗 $R_{CC'+EE'}$ 30
6.4 取り付けトルク M 30
7 記号と用語 31
8 参考資料 33

1 要約

このアプリケーションノートは、デバイスをお使いになる場合のヒントを記載しています。必ずしも、ある特定の機能についての詳細説明や、保証、品質などについて記述しているわけではありませんので、ご留意ください。このアプリケーション ノートは、産業用IGBTモジュールのデータシートに記載されているパラメーターと図について説明することを目的としています。IGBTモジュールを必要とするパワー エレクトロニクス システムの設計者は、アプリケーション ノートを使用することによって、データシートを適切に扱うための基本的情報を得ることができます。

2 はじめに

データシートに記載されているパラメーターは、モジュールの特性をできる限り詳細に描写する値です。

設計者は、この情報を使用して、複数の供給元からのデバイスをお互いに比較できる必要があります。さらに、この情報は、デバイスの限界を理解するために十分である必要があります。

本書では、パラメーター間の相互作用および温度などの条件の影響について説明します。スイッチング損失などの動特性試験に言及するデータシート値は、その個別の特性により特定の試験設定に関連付けられています。したがって、したがって、アプリケーションによっては、ユーザーの用途とあわない可能性があることを留意ください。

付属の図、表、および説明は、例として、2011-04-06 の FS200R07N3E4R_B11 rev.2.0 のデータシートを参照しています。ここで使われている値は、必ずしも実際の設計作業に適しているとは限りません。最新版のデータシートについては、弊社の Web サイトを参照してください。

Infineon の IGBT パワー モジュールのデータシートは、次のように構成されています。

- 先頭ページのデバイスの説明の概要（図1を参照）
- IGBTチップの最大定格電気的特性
- IGBTチップの推奨電気的動作条件
- ダイオードチップの最大定格電気的特性
- ダイオードチップの推奨電気的動作条件
- NTCサーミスター（該当する場合）
- モジュール全体に関するパラメーター
- 動作特性
- 回路図
- パッケージの外形
- 使用条件

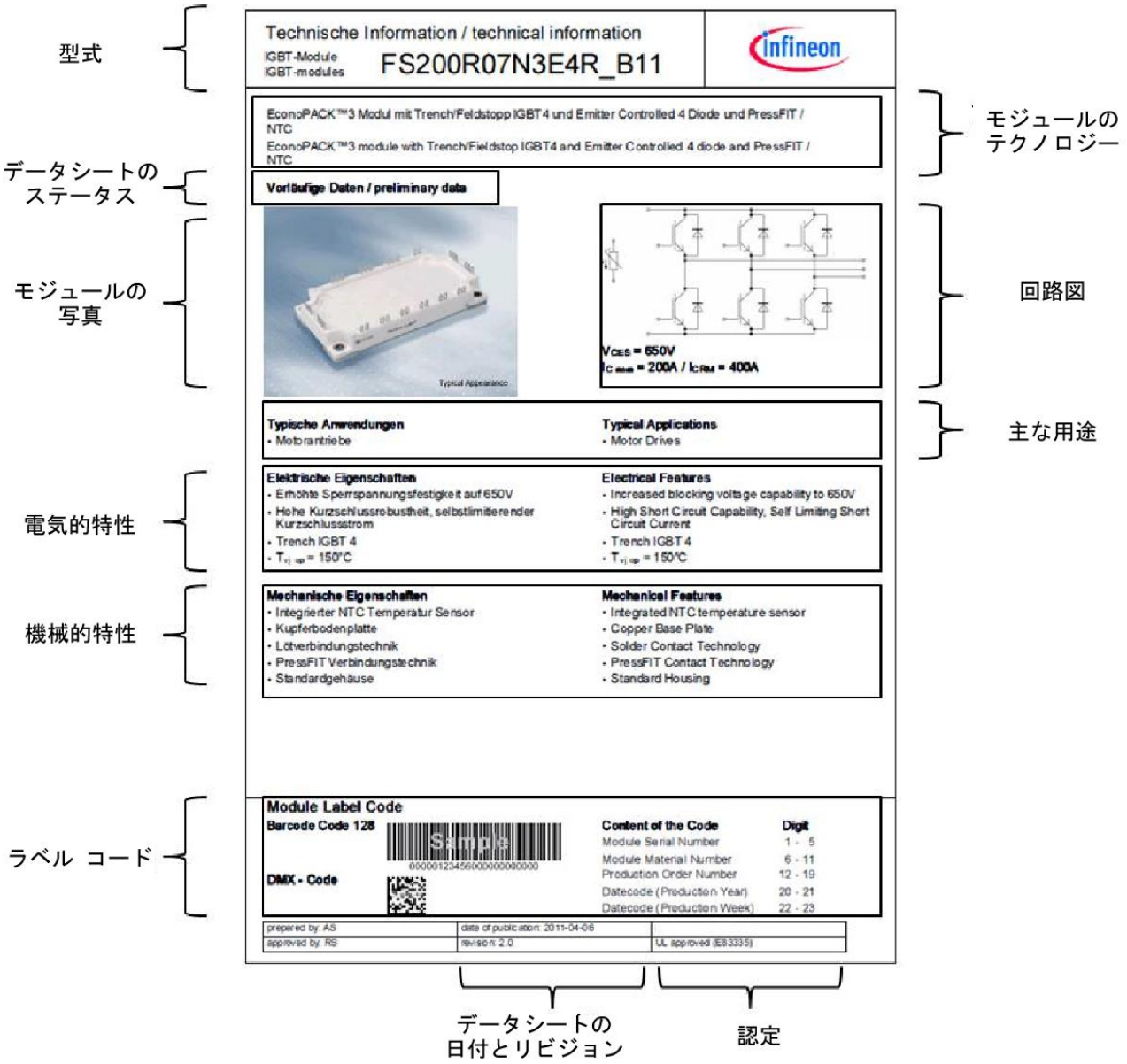


図 1：データシートの先頭ページ

古い IGBT モジュール（BSM100GAL120DLCK）にもデータシートがありますが、図 1 に示す先頭ページは存在しません。

2.1 データシートのステータス

製品開発ステータスに応じた関連技術情報には、以下が含まれます。

- **ターゲット データ**

この段階のデータシートの数値は、実現を予定している目標値です。ターゲット データシートの値は、設計開始時の計算と概算にお使いいただけます。ただし、ターゲット データシートの情報と値とが、最終製品としてそのまま適用できるかどうかは保証の対象外になります。インバーターのサイズ規定を行う場合には、必ず暫定データシートまたは最終データシートの値をお使いください。

開発フェーズでは、モジュールには型式ラベルが貼られ、接尾辞「ENG」が付加されます。ENG が指定されているモジュールは、サンプル リリース ドキュメントと一緒に供給されます。モジュールのすでに確定している値および開発フェーズでまだ変更される可能性がある値など、重要情報をこのサンプル リリース ドキュメントから取得できます。ENG モジュール サンプルは、製品開発フェーズの早いステージで行われる予備試験と機能試験で使用します。ENG が指定されているサンプルは、プロダクト変更通知（PCN）の義務はありません。

- **暫定データ**

暫定データシートは、最終データシートと違って、特定の値、たとえば最大値が記載されていません。暫定データシートに記載されていないこれらの値は、未定（t.b.d.）と記入されます。

ラベルに ENG と記載されていないモジュールは、すでに量産ステータスに達しています。すべての品質要求事項は満たされています。量産ステータスにあるモジュールを大きく変更する場合、お客様は、変更される型とその範囲、さらに変更日時に関する情報を含む PCN による通知を受けます。

これは、暫定データシートが存在するモジュールにも適用されます。

- **最終データ**

最終データシートは、暫定データシートで記載されていなかった値を追加して完成します。量産ステータスにあるモジュール特性の大きな変更や、データシートの値の変更については、PCN を用いて通知が行われます。

2.2 型式

データシートの最初の節は、図 2 に示すモジュールの型式で始まります。

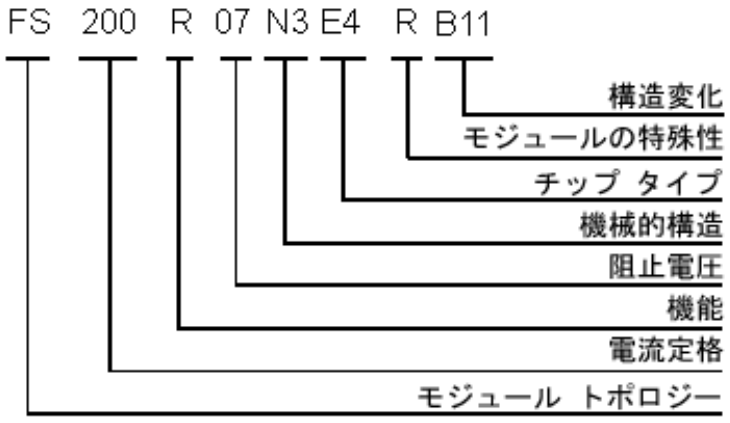


図 2：型式の構造

以下の表に、Infineon Technologies AG の産業用 IGBT モジュールの型式の詳細を示します。
例として、FS200R07N3E4R_B11 を選択しています。

FS	200	R	07	N	E	4	R	B11	説明
FF									デュアル スイッチ
FZ									シングル スイッチ
FS									三相フル ブリッジ
FP									パワー集積モジュール
FB									単相入力整流器内蔵パワー集積モジュール
FM									マトリックス コンバータ モジュール
FR									スイッチド リラクタンス モジュール
F4									H ブリッジ
F5									5 スイッチ内蔵モジュール
FD/ DF									チョッパー構成
DD									デュアル ダイオード（回路については外形を参照）
F3L									3 レベル 1 レグ IGBT モジュール
FS3L									3 レベル三相ブリッジ
FT									トライパック
	200								最大 DC コレクター電流
		R							逆導通
		S							高速ダイオード
		T							逆阻止
			06 07 12 17 33 45 65						100V でのコレクター・エミッター間電圧 07 は 650V を表す
				K					機械的構造：モジュール
				H					パッケージ：IHM/IHV B シリーズ
				I					パッケージ：PrimePACK™
				M					Econo DUAL™
				N1..3					EconoPACK™1..3
				O					EconoPACK™+
				P					EconoPACK™4
				U1..3					パッケージ：Smart1..3
				V					Easy 750
				W1..3					EasyPACK、EasyPIM™ 1..3
					F				高速スイッチング IGBT チップ
					H				高速 IGBT チップ
					J				SiC JFET チップ
					L				低損失 IGBT チップ
					S				高速＆短テール電流 IGBT チップ
					E				低飽和電圧&高速の IGBT チップ
					T				高速トレンチ IGBT
					P				ソフト スイッチング トレンチ IGBT
						1..n			内部参照番号
							C		エミッター コントロール ダイオード内蔵
							D		高ダイオード電流
							F		超高速スイッチング ダイオード内蔵
							G		大型ハウジング入りモジュール
							I		冷却部内蔵
							P		高熱伝導体を塗付
							R		少ピン数

							T		低温タイプ
							-K		共通カソード設計
								B1..n	構造変化
								S1..n	電気的選択

BSM100GB120DLx の例（旧記号）

BSM	**100**	**GB**	**120**	**DLx**	**説明**
BSM					IGBT/FWD 内蔵スイッチ
BYM					ダイオード モジュール
	100				最大 DC コレクター電流（A）
		GA			1 個の IGBT/FWD 内蔵シングル スイッチ
		GB			ハーフ ブリッジ
		GD			三相フル ブリッジ
		GT			3 個のシングル スイッチおよび FWD
		GP			パワー集積モジュール B6/ブレーキ/インバーター
		GAL			チョッパー モジュール（コレクター側にダイオード）
		GAR			チョッパー モジュール（エミッター側にダイオード）
		A			シングル ダイオード
			120		10V でのコレクター・エミッター間電圧
				DL	Typ with low V_{CEsat}
				DN2	高速スイッチング タイプ
				DLC	エミッター コントロール ダイオード内蔵低損失タイプ
				S	コレクター感知内蔵
				G	設計変更
				Exx	特殊タイプ

MIPAQ モジュール IFS150B12N3T4 の例

MIPAQ（Module Integrating Power, Application and Quality）の記号									
I	**FS**	**150**	**B**	**12**	**N3**	**T**	**4**		**説明**
I									MIPAQ ファミリー
	FF								デュアル スイッチ
	FZ								シングル スイッチ
	FS								三相フル ブリッジ
	FT								トライパック
	FP								パワー集積モジュール
		150							最大 DC コレクター電流（A）
			B						電流センサー内蔵
			S						デジタル電流測定内蔵
			V						ゲート ドライバーおよび温度測定内蔵
				12					100V でのコレクター・エミッター間電圧
					N1..3				パッケージ：EconoPACK™1..3
					P				パッケージ：EconoPACK™4
					U1..3				パッケージ：Smart1..3
						S			高速＆短テール電流 IGBT チップ
						E			低飽和電圧&高速の IGBT チップ
						T			シン IGBT
						P			ソフト スイッチング IGBT チップ
							1..n		内部参照番号
								B1..n	構造変化
								S1..n	電気的選択

2.3 モジュール ラベル コード

物流およびトレーサビリティーの観点からモジュールを扱いやすくするために、すべての Infineon IGBT モジュールに図 3 に示すラベルを貼って個体識別しています。モジュールは 1 点ごとに、その材料番号、シリアル番号、日付コード、およびロット番号で識別できます。すべての IGBT モジュールは同様のルールに従ってラベルを貼られ、識別されます。自動識別用に、モジュールにはバー コードまたは DMX コードが貼られます。試験データは 11 年間保存されます。



図 3：モジュール ラベル コードの例

3 データシートのパラメーター：IGBT

この節では、特定の IGBT モジュール内の IGBT チップの電気特性について説明します。

データシートに記載されているいずれかの最大定格を超えた場合、他の定格が制限値に対して余裕があったとしても、半導体が絶縁破壊される可能性があります。特に指定されていない限り、値は温度 25℃で適用されます。

3.1 コレクター・エミッター間電圧 V_{CES}

許容ピーク コレクター・エミッター間電圧は、図 4 に示すように、ジャンクション温度 25℃で指定されています。この値は、温度低下に伴い、ほぼ $B_{V_{CES}} \approx 0.1\frac{\%}{K}$ の係数で減少します。

コレクター・エミッター間電圧 collector-emitter voltage	T_{vj} = 25°C	V_{CES}	650	V

図 4：IGBT のコレクター・エミッター間電圧

3.2 トータル損失 P_{tot}

図 5 に示すこのパラメーターは、ジャンクション・モジュール ケース間の熱抵抗 R_{thJC} による最大許容損失を表します。

トータル損失 total power dissipation	T_C = 25°C, T_{vj} = 175°C	P_{tot}	600	W

図 5：P_{tot} の最大定格

トータル損失は一般に、以下のように計算できます。

$$P_{tot} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \qquad (1)$$

ここで想定している IGBT モジュールは、ベース プレート構造を持つ EconoPACK™ 3 です。損失は、式(2)に示すように、ジャンクションとケースの間のΔT およびジャンクションとケースの間の熱抵抗 R_{thJC} で表されます。

$$P_{tot} = \frac{T_{vj} - T_C}{R_{thJC}} \tag{2}$$

温度 25℃では、損失は以下の最大値として指定されます。

$$P_{tot} = \frac{(175 - 25)\,K}{0.25\,\frac{K}{W}} = 600W \tag{3}$$

ダイオード チップの損失は、IGBT の場合と同じく、式(2)に従って計算できます。

3.3 DC コレクター電流 I_C

モジュールの最大許容コレクター電流定格は、トータル損失を使用して、以下の式(4)で計算できます。したがって、モジュールの電流定格を求めるには、図 6 の例に示すように、対応するジャンクション・ケース温度を指定する必要があります。温度条件が規定されていない電流定格には、技術的に何も意味がないことに注意してください。

$$I_C = \frac{T_{vj} - T_C}{R_{thjc} \cdot V_{CEsat}(I_C, T_{vj})} \tag{4}$$

I_C は式(4)では未知なので、V_{CEsat} @ I_C も未知ですが、何回か繰り返して求めることができます。連続 DC コレクター電流の定格は V_{CEsat} の最大値を使用することによって計算し、コンポーネント許容値を考慮して、指定されている電流定格を保証します。

DCコレクター電流 DC-collector current	T_C = 60°C, T_{vj} = 175°C	$I_{C\ nom}$	200	A

図 6：DC コレクター電流

3.4 繰り返しピーク コレクター電流 I_{CRM}

あるアプリケーションでは、短時間だけ公称定格電流を超える可能性があります。これは、データシートでは、図 7 に示すように、指定されているパルス幅に対する繰り返しピーク コレクター電流として定義されます。理論上、この値は、過電流状態の持続時間が定義されている場合は、許容損失と過渡熱インピーダンス Z_{th} から取得できます。ただし、この理論値は、ボンド ワイヤー、母線、または電源コネクターの制限を考慮していません。

したがって、データシート値は理論に基づく計算値よりかなり小さい値ですが、パワー モジュールのすべての実際的制限を考慮して、安全に動作できる範囲の仕様を定めています。

繰り返しピーク コレクター電流 repetitive peak collector current	t_P = 1 ms	I_{CRM}	400	A

図 7：繰り返しピーク コレクター電流

3.5 逆バイアス安全動作領域（RBSOA）

このパラメーターは、IGBT のターンオフ時の安全動作状態を表します。チップは、最高動作温度を超えなければ、阻止電圧範囲内で公称定格電流の最大 2 倍で駆動できます。パワー モジュールの安全動作領域は、モジュールの内部インダクタンスにより制限され、図 8 に示すように、最高動作温度で指定されます。電流を増やすと、許容 DC リンク電圧は減ります。さらに、この軽減は、DC リンクの内部インダクタンスおよびスイッチング遷移中の電流整流スロープのようなシステム関連パラメーターに強く依存します。DC リンク コンデンサは、この動作領域で理想的であるとします。電流整流スロープは、指定されているゲート抵抗とゲート駆動電圧により定義されます。どのような場合も、電圧ノイズは、RBSOA の制限を守るために、端子またはチップ レベルで指定されているモジュール電圧を超えてはいけません。

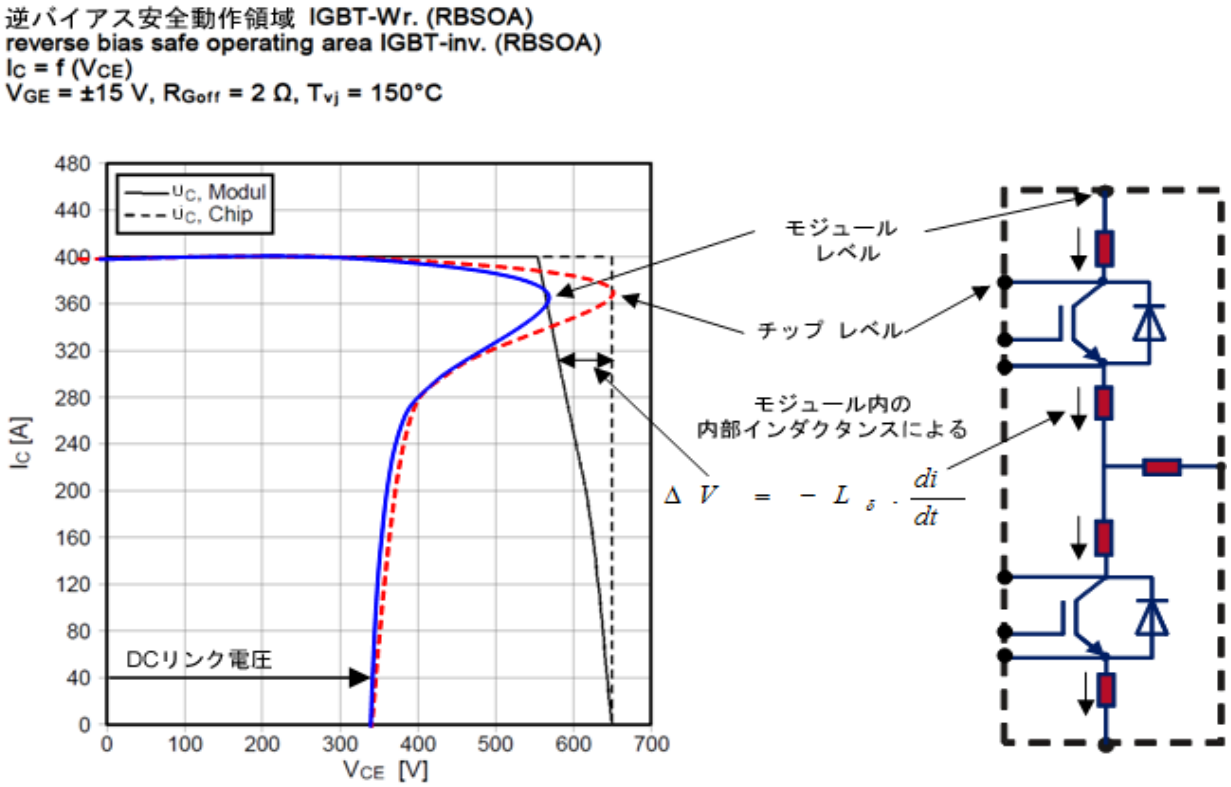


図 8：逆バイアス安全動作領域

3.6 標準的な出力特性と伝達特性

このデータは、IGBT の伝導損失の計算に使用します。これらのパラメーターの理解を深めるために、IGBT デバイス構造およびパワーMOSFET と比較した出力特性の違いについて、簡単に説明します。その後で、IGBT モジュールのデータシート パラメーターについて説明します。

図 9a は、トレンチフィールドストップ IGBT の構造の詳細および簡略化した 2 トランジスタ等価回路を示しています。PNP トランジスタのエミッター側 PN ジャンクションは、IGBT のコレクター側に似ています。ダイオードと同様、IGBT が導電している間は、特有の電圧降下を引き起こします。IGBT の内在するバイポーラ トランジスタは、MOSFET によって駆動されます。したがって、ゲート駆動特性は、パワー MOSFET に非常によく似ています。出力特性は、図 9b に図式的に示すように、異なります。この図には、2 つの異なるジャンクション温度におけるターンオン デバイスの特性が示されています。

図 9b に示すように、MOSFET は、内在するボディー ダイオードにより、負のドレイン・ソース間電圧に対して逆導通します。IGBT にはボディー ダイオードは存在しないので、この動作モードが必要な場合は、

逆並列ダイオードを使用する必要があります。この場合、外部ダイオードを IGBT のスイッチング特性に適合するように独立して最適化できるという利点があります。

支配的パラメーターとしてオン抵抗が存在する MOSFET とは異なり、IGBT には順電圧降下があります。結果として、図 9b の 1 で示される非常に低い負荷において、MOSFET は常に IGBT より伝導損失が少なくなります。

どちらの出力特性も、ジャンクション温度に依存します。MOSFET の $R_{ds(on)}$は一般に、ジャンクション温度が 25℃から 150℃に上昇するにつれて約 2 倍に増加します。IGBT の順電圧の温度係数はそれよりずっと低い値です。低負荷時は、図 9b で示すように PN ジャンクションでの電圧降下が少ないため、温度上昇に伴って伝導損失は減少すらします。大電流時は、オーム抵抗の増加が支配的になります。そのため、複数の IGBT を並列接続することが可能であり、大電流 IGBT パワー モジュールの場合は通常は並列接続する必要があります。

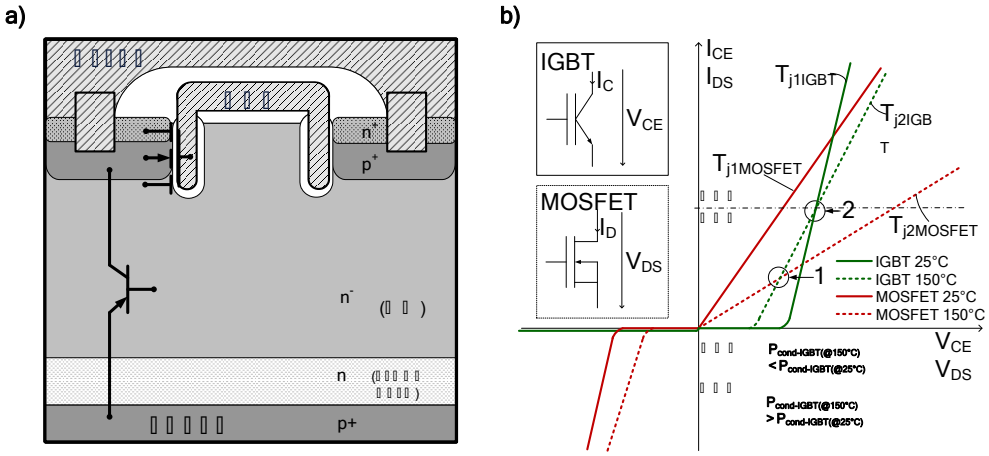


図 9：トレンチフィールドストップ IGBT の構造および 2 トランジスタ等価回路（a）。パワーMOSFET と IGBT の出力特性の比較（b）

図 10 に示すように、伝達特性は、ジャンクション温度の上昇に伴って、ターンオンしきい値電圧が低下することを示しています。

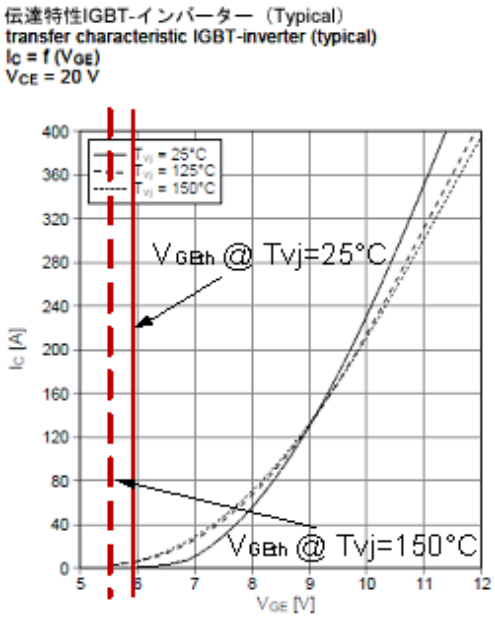


図 10：標準的な伝達特性

3.6 章で説明されているように、IGBT の出力特性は、ジャンクション温度に依存します。図 11a は、ジャンクション温度ごとの伝導状態のコレクター電流をコレクター・エミッター間電圧の関数として示していま

す。電流が 80A 未満の場合、温度上昇に伴って伝導損失は減少します。大電流になると、伝導損失はわずかに増加します。図のケースでは、公称電流 200A 時に温度が 25℃から 150℃に上昇すると、伝導損失が 6%増加することがわかります。

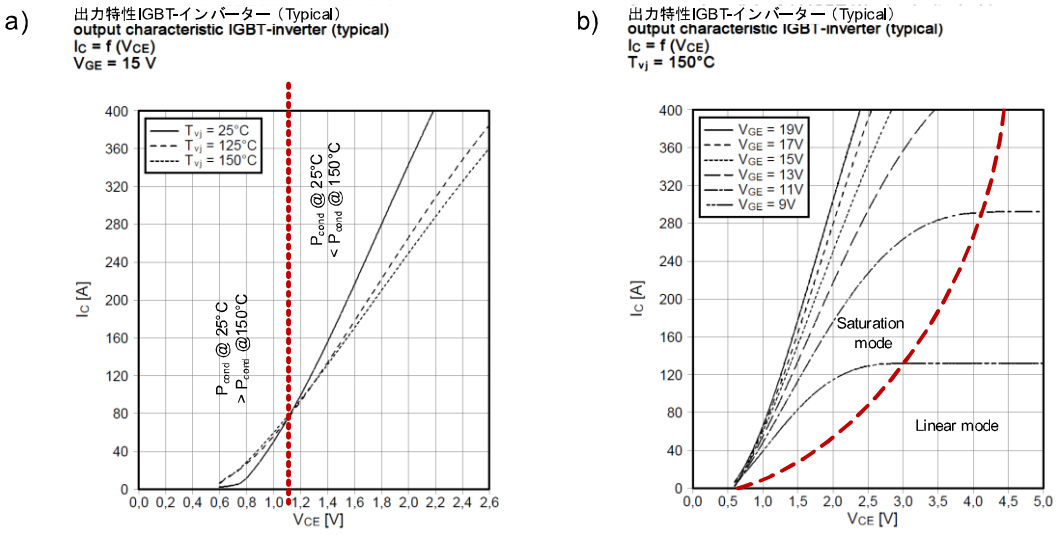


図 11：温度の関数として示した標準的な出力特性（a）と ゲート・エミッター間電圧変動（b）

図 11b は、ゲート・エミッター間電圧ごとの標準的な出力特性を示しています。IGBT は線形モードで動作させてはいけません。これは、線形モードで動作させると、過度の伝導損失が発生するためです。損失が大きさと時間で制限されていない場合、デバイスが壊れる可能性があります。標準ゲート駆動電圧として 15V を使用すると、この線形モードはスイッチング遷移時に短時間発生するだけであり、これは IGBT の正常動作条件です。

3.7 寄生容量

IGBT の動特性は、さまざまな寄生容量の影響を受けます。これらは、図 12a に示すように、ダイの内部構造に内在する部分です。簡略図を図 12b に示します。入力容量 C_{ies} と帰還容量 C_{res} は、ゲート ドライバー回路を適切に寸法記入する際の根拠になります。出力容量 C_{oss} は、スイッチング遷移時の dV/dt を制限します。C_{oss} に関連する損失は、通常は無視できます。

IGBT ダイ内部の主な寄生容量を以下に示します。

- 入力容量 $C_{ies} = C_{GE} + C_{res}$。$C_{GE}$ には C_1、C_3、C_4、および C_6 が含まれる。
- 帰還容量 C_{res} には C_2 と C_5 が含まれる。$C_{res} = C_{CG}$。
- 出力容量 C_{ce} は C_7 によって表される。$C_{oss} = C_{CE} + C_{res}$。

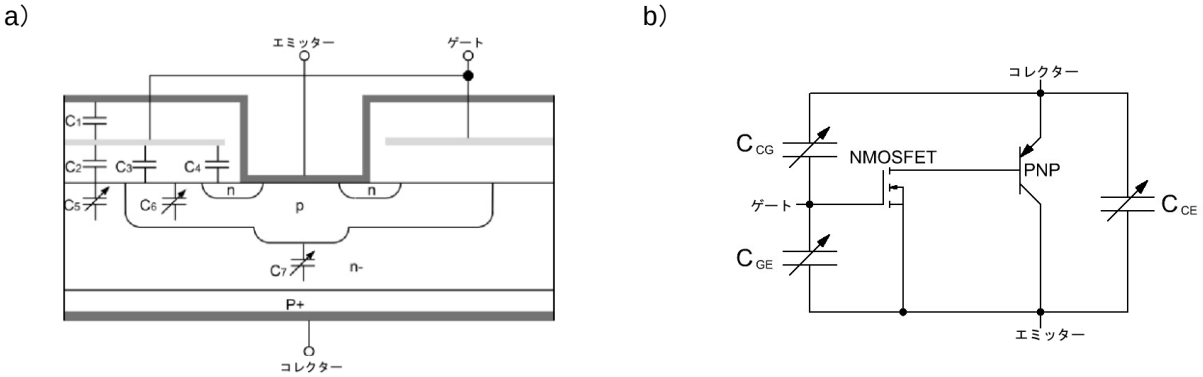


図 12：IGBT の寄生容量、a）内部構造、b）概略図

寄生容量の値は、IGBT の動作基点に強く依存します。ゲート・エミッター間電圧またはゲート・コレクター間電圧の印加時のこれらの容量を測定するには、IEC60747-8 による専用測定回路を使用する必要があります。

入力容量 C_{ies}

このパラメーターは、図 13 のセットアップを使用して決定します。C_{ies} は、コレクター・エミッター間接続で AC 電圧を短絡した状態で、ゲート接続とエミッター接続の間で測定します。ゲート・エミッター間接続両端およびコレクター・エミッター間接続両端の DC 電圧の値は、試験周波数によって指定します。コンデンサの C_1 と C_2 は、試験周波数で適切なバイパスを形成する必要があります。インダクタ L は、DC 電源を分離するために用いられます。

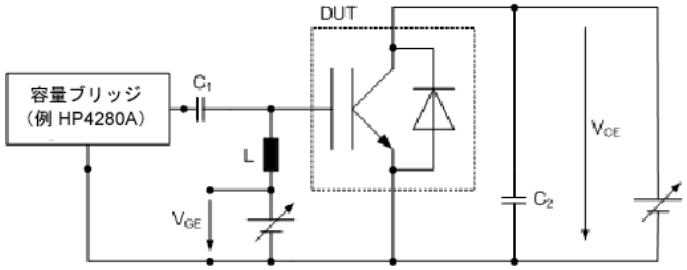


図 13：入力容量 C_{ies} 測定用基本回路図

出力容量 C_{oss}

C_{oss} は、図 14 のセットアップで測定します。この値は、ゲート・エミッター間接続で AC 電圧を短絡した状態で、コレクター接続とエミッター接続の間で測定します。ゲート・エミッター間接続両端およびコレクター・エミッター間接続両端の DC 電圧の値は、試験周波数によって指定します。コンデンサの C_1、C_2、および C_3 は、試験周波数で適切なバイパスを形成する必要があります。インダクタ L は、DC 電源を分離するために用いられます。

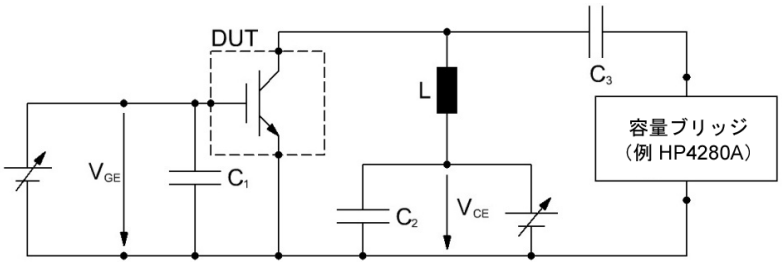


図 14：出力容量 C_{oss} 測定用基本回路図

帰還容量 C_{res}

図 15 に、帰還容量の測定セットアップの詳細を示します。C_{res} は、コレクター接続とゲート接続の間で測定します。エミッター接続は、ブリッジの保護スクリーンに接続されています。ゲート・エミッター間接続両端の DC 電圧の値は、試験周波数によって指定します。コンデンサの C_1 と C_2 は、試験周波数で適切なバイパスを形成する必要があります。インダクタの L_1 と L_2 は、DC 電源を分離するために用いられます。

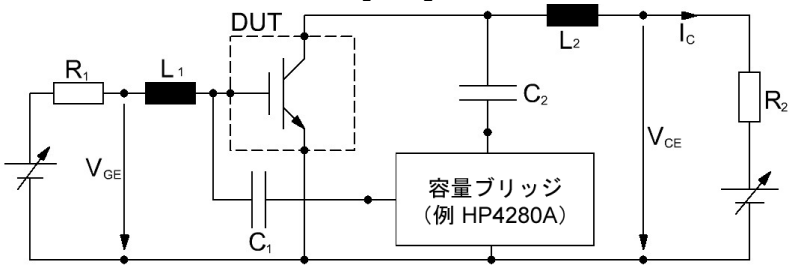


図 15：帰還容量 C_{res} 測定用基本回路図

C_{ies}、C_{oss}、および C_{res} の測定に使用する容量計は、十分な測定レンジを持つ高分解能容量ブリッジである必要があります。

3.8 ゲート電荷量 Q_G、ゲート電流、内部抵抗、および外部抵抗

ゲート電荷量の値を使用して、ゲート ドライバー回路の設計を最適化できます。ゲート駆動回路が供給する平均出力電力は、式(5)に示すように、ゲート電荷量、ゲート ドライバー電圧、およびスイッチング周波数のデータを使用して計算できます。

$$P_{Gdr} = Q_G \cdot \left(V_{GE(on)} - V_{GE(off)}\right) \cdot f_{sw} \qquad (5)$$

この式で、Q_G は、個々の設計で実際に有効な部分のゲート電荷量を指します。使用する部分はゲート ドライバー出力電圧に依存し、ゲート電荷量曲線を使用して、正確に近似できます。
計算に入れる必要がある実ゲート電荷量 Q'_G は、図 16 の図でゲート ドライバーの出力電圧に対応する値を選択することによって求めます。

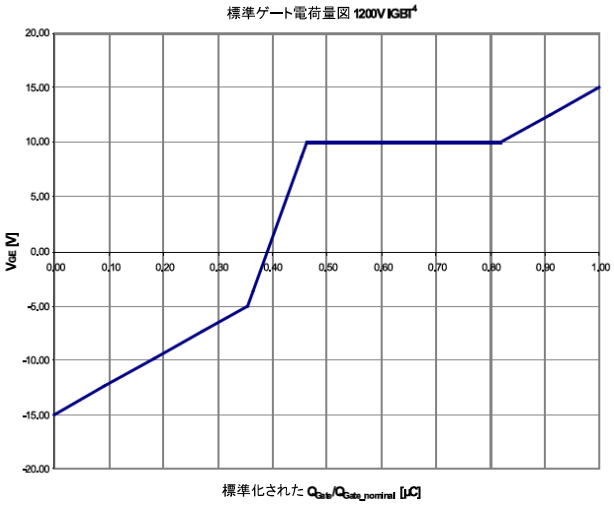


図 16：1200V IGBT の標準ゲート電荷量曲線

産業利用する場合の標準値には、ターンオフ電圧 V_{GE}=0V とする設計および V_{GE}=-8V のような負電源を採用する設計が含まれます。

$Q'_G = 0.62 \cdot Q_G$　　0V/15V の場合
$Q'_G = 0.75 \cdot Q_G$　　-8V/15V の場合

スイッチング周波数 f_{sw}=10kHz、ドライバー出力電圧+15/-8V におけるゲート駆動回路の要求出力 P_{Gdr} は、図 16 で求めた適応ゲート電荷量および図 17 のデータ シートに示されているゲート電荷量を使用して計算できます。

$$P_{Gdr} = 2.15\mu C \cdot 0.75 \cdot (15V + 8V) \cdot 10kHz = 0.37W$$

ゲート電荷量 gate charge	V_{GE} = -15 V ... +15 V	Q_G		2.15		µC
内蔵ゲート抵抗 internal gate resistor	T_{vj} = 25°C	R_{Gint}		2.0		Ω

図 17：ゲート電荷量および内蔵ゲート抵抗

理論上のゲート駆動ピーク電流は、ゲート駆動電圧とゲート抵抗を既知として、式(6)に従って計算できます。ゲート抵抗は、外部と内部のゲート駆動抵抗の合計です。図 17 は、計算に入れる内部抵抗の値を示しています。

$$I_{Gdr,peak} = \frac{V_{GE(on)} - V_{GE(off)}}{R_{Gext} + R_{Gint}} \qquad (6)$$

実際には、内部インダクタンスおよび実際のゲート駆動回路の非理想的スイッチング遷移により制限されるので、このピーク電流に達することはありません。
データシートの内蔵ゲート抵抗値は、単一抵抗として理解する必要がありますが、実際には図 18 に示すように、IGBT モジュール内部の並列抵抗によるものである可能性があります。これは、通常は大型モジュールでのみ、特に中出力および高出力のタイプで、考慮されます。これらの内部抵抗により、電流をよりバランスよく内部回路で共有することが可能になります。
内部抵抗は、総ゲート抵抗の一部と見なして、ドライバーのピーク電流能力を計算する必要があります。

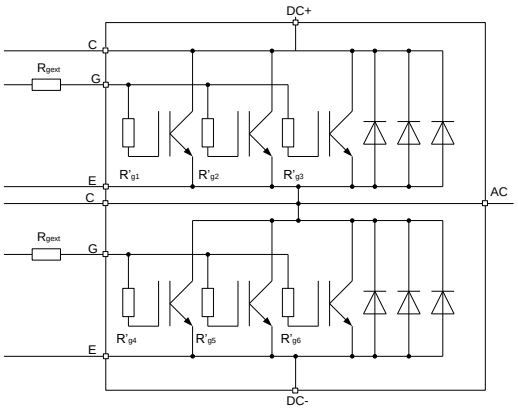


図 18：IGBT の内蔵ゲート抵抗

設計者は、外部ゲート抵抗を使用して、IGBT のスイッチング動作を操作できます。R_{Gon} の最小値はターンオン時の di/dt で、R_{Goff} の最小値はターンオフ時の dV/dt で、それぞれ制限されます。ゲート抵抗が小さすぎると、発振する可能性があり、IGBT またはダイオードが破損する可能性があります。外部ゲート抵抗 R_{Gext} の最小推奨値は、図 19 で示されているスイッチング損失試験条件で与えられます。外部ゲート抵抗の許容値は、図 24b のスイッチング損失図に示されています。

ターンオン スイッチング損失/パルス turn-on energy loss per pulse	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V, L_S = 30 nH V_{GE} = ±15 V, di/dt = 5700 A/µs (T_{vj}=150°C) R_{Gon} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	E_{on}	1.10 1.70 2.00	mJ mJ mJ
ターンオフ スイッチング損失/パルス turn-off energy loss per pulse	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V, L_S = 30 nH V_{GE} = ±15 V, du/dt = 4000 V/µs (T_{vj}=150°C) R_{Goff} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	E_{off}	7.90 9.40 9.65	mJ mJ mJ

図 19：外部ゲート抵抗

3.9 寄生ターンオン

図 20 のデータシートに示されている IGBT の寄生容量により、dV/dt により誘発される寄生ターンオン現象が発生する可能性があります。発生しうる寄生ターンオンの原因は、コレクター・ゲートおよびゲート・エミッターの間の寄生容量による電圧分割によるものです。

コレクター・エミッター間の高電圧過渡電流を考慮すると、寄生容量による電圧分割は、寄生インダクタンスにより制限される外部ゲート駆動回路に比べてはるかに高速です。したがって、ゲート ドライバーが

ゲート・エミッター間電圧を 0 にして IGBT をターンオフしたとしても、コレクター・エミッター間電圧の過渡現象によりゲート・エミッター間電圧は増加します。ゲート・エミッター間電圧がゲートしきい値電圧 V_{GEth} を超えると、IGBT はターンオンします。ゲート駆動回路の影響を無視すると、ゲート・エミッター間電圧を以下の式で計算できます。

$$V_{GE} = \frac{C_{GC}}{C_{GC} + C_{GE}} \cdot \Delta V_{CE} = \frac{C_{res}}{C_{ies}} \cdot \Delta V_{CE} \qquad (7)$$

C_{res}/C_{ies} をできる限り小さくする必要があります。dV/dt による寄生ターンオンの誘発を回避するために、FS200R07N3E4_B11 では C_{ies}/C_{res} が約 35 になっています。さらに、ゲート駆動損失を回避するために、入力容量をできる限り小さくする必要があります。したがって、さらにゲート・エミッター間容量 C_{GE} を使用することは慎重に評価する必要があります。

入力容量 input capacitance	f = 1 MHz, T_{vj} = 25°C, V_{CE} = 25 V, V_{GE} = 0 V	C_{ies}		13.0		nF
帰還容量 reverse transfer capacitance	f = 1 MHz, T_{vj} = 25°C, V_{CE} = 25 V, V_{GE} = 0 V	C_{res}		0.38		nF

図 20：IGBT の寄生容量

寄生容量は、図 20 で示されている条件の下で決定されます。図 21 で示されているゲート・エミッター間容量 C_{GE} は、式(8)に示すように、コレクター・エミッター間電圧に対する定数として近似できます。

$$C_{GE} \approx C_{ies}(25V) - C_{res}(25V) \qquad (8)$$

帰還容量 C_{res} は、コレクター・エミッター間電圧に強く依存し、式(9)に従って推定できます。

$$C_{res}(V_{CE}) \approx \frac{C_{res}(25V) \cdot \sqrt{25V}}{\sqrt{V_{CE}}} \qquad (9)$$

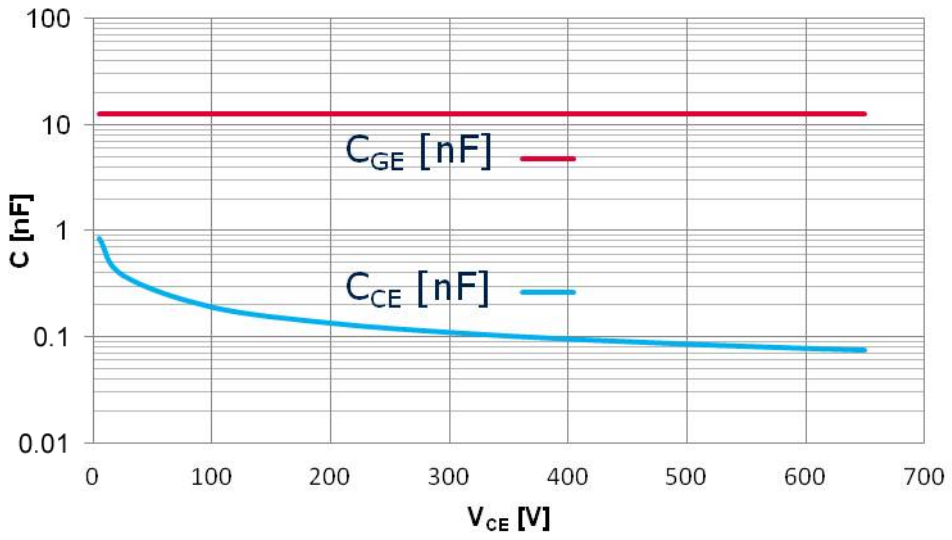


図 21：C_{GE} と C_{CE} をコレクター・エミッター間電圧の関数として式(8)と式(9)に従って近似した結果

その結果として、dV/dt により誘発される寄生ターンオンは、式(7)に示すように、コレクター・エミッター間電圧が上昇するとともに発生しにくくなります。

3.10 動的挙動

データシートに記載されているスイッチング特性から、ハーフ ブリッジ構成の補助素子のターンオンとターンオフの間の適切なデッドタイムを決定するために有用な情報が得られます。デッドタイム計算の詳細については、Infineon Technologies AG の Web サイトで公開されている AN2007-04[1]を参照してください。

- ターンオン遅延時間 $t_{d\,on}$：
  ゲート・エミッター間電圧が定格値の 10%に達してからコレクター電流がその標準値の 10%に達するまでの時間
- 上昇時間 t_r：
  コレクター電流がその標準値の 10%から 90%に上昇するためにかかる時間
- ターンオフ遅延時間 $t_{d\,off}$：
  ゲート・エミッター間電圧が定格値の 90%に達してからコレクター電流がその標準値の 90%に達するまでの時間
- 下降時間 t_f：
  コレクター電流がその標準値の 90%から 10%に下降するためにかかる時間

データシートに記載されている時間の定義の詳細を図 22 に示します。

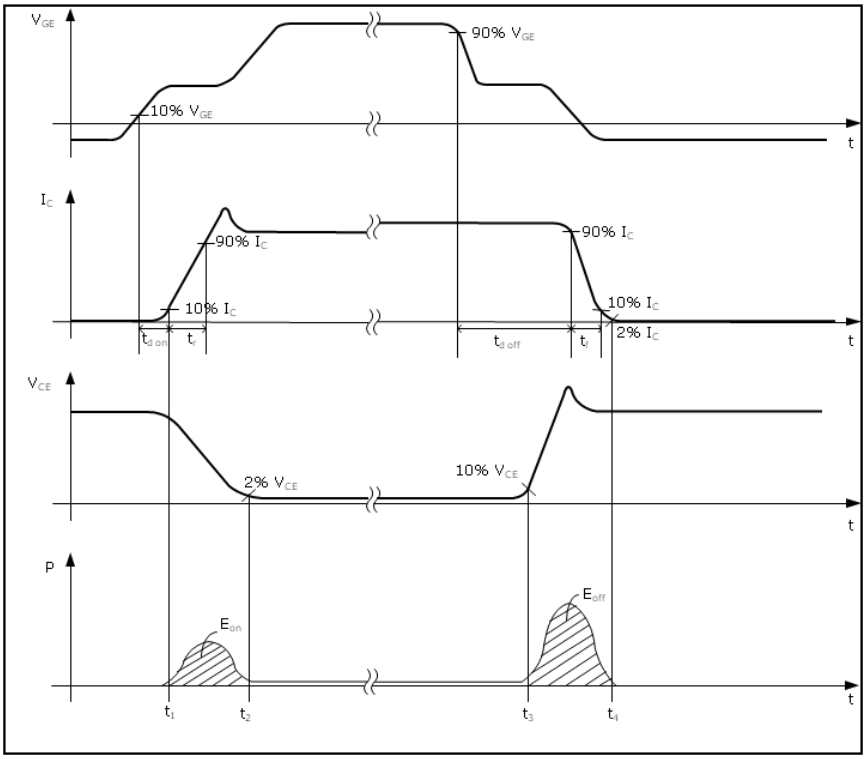


図 22：上昇時間と下降時間の定義と、スイッチング損失を計算するための条件

これらの時間だけでは、スイッチング損失に関する信頼できる情報は得られません。なぜなら、電圧の上昇時間と下降時間および電流テールの形状が指定されていないからです。したがって、パルス当たりのスイッチング損失は別途与えられます。

[1] アプリケーション ノート 2007-04：How to calculate and minimize the dead time requirement for IGBTs properly

パルス当たりのスイッチング損失は、積分を使用して定義されます。

$$E_{on} = \int_{t_1}^{t_2} U_{CE} \cdot I_C \cdot dt \qquad E_{off} = \int_{t_3}^{t_4} U_{CE} \cdot I_C \cdot dt \tag{10}$$

スイッチング損失の積分限界は、図 22 で与えられます。

- E_{on} は t_1 から t_2 までのパルス当たりのターンオン エネルギー
- E_{off} は t_3 から t_4 までのパルス当たりのターンオフ エネルギー

動的挙動、したがってパルス当たりのエネルギーは、ゲート駆動回路、レイアウト、ゲート抵抗、切り替える電圧と電流の大きさ、ジャンクション温度などのさまざまなアプリケーション特有の動作条件に強く依存します。したがって、データシートの値は、パワー・モジュールのスイッチング動作の目安を示しているにすぎません。もっと正確な値を得るには、アプリケーション特有のパラメーターを考慮した詳細なシミュレーションまたは実験的研究を行う必要があります。
一般に、標準的な使用条件におけるスイッチング遷移時間およびパルス当たりのエネルギーの特性は、図 23 に示されているような、さまざまな温度条件下において、値が規定されています。

ターンオン遅れ時間（誘導負荷） turn-on delay time (inductive load)	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V V_{GE} = ±15 V R_{Gon} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	$t_{d\ on}$	0.15 0.16 0.17	µs µs µs
ターンオン上昇時間（誘導負荷） rise time (inductive load)	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V V_{GE} = ±15 V R_{Gon} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	t_r	0.03 0.04 0.04	µs µs µs
ターンオフ遅れ時間（誘導負荷） turn-off delay time (inductive load)	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V V_{GE} = ±15 V R_{Goff} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	$t_{d\ off}$	0.34 0.37 0.38	µs µs µs
ターンオフ下降時間（誘導負荷） fall time (inductive load)	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V V_{GE} = ±15 V R_{Goff} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	t_f	0.06 0.07 0.07	µs µs µs
ターンオン スイッチング損失 turn-on energy loss per pulse	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V, L_S = 30 nH V_{GE} = ±15 V, di/dt = 5700 A/µs (T_{vj}=150°C) R_{Gon} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	E_{on}	1.10 1.70 2.00	mJ mJ mJ
ターンオフ スイッチング損失 turn-off energy loss per pulse	I_C = 200 A, V_{CE} = 300 V, L_S = 30 nH V_{GE} = ±15 V, du/dt = 4000 V/µs (T_{vj}=150°C) R_{Goff} = 2.0 Ω	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	E_{off}	7.90 9.40 9.65	mJ mJ mJ

図 23：スイッチング時間とエネルギー

動的損失の第 1 推定は、図 24 を使用して実行できます。この図は、標準損失は R_G、I_C、およびジャンクション温度 T_{vj} に依存していることを示しています。スイッチング損失図の図 24b と図 35b は、外部ゲート抵抗の許容値も示しています。図 24b と図 35b の曲線の左端は、外部ゲート抵抗の最小許容値を指定します。ゲート抵抗はこの値を下回ることはできません。この値を下回ると、デバイスが破壊される可能性があります。

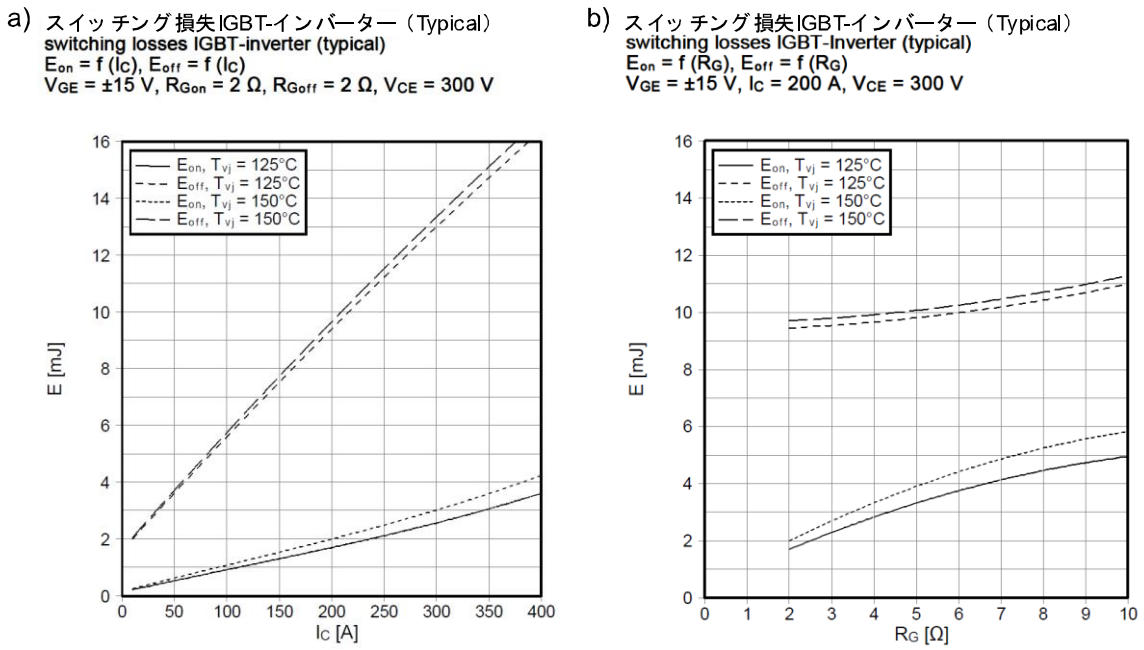


図 24：コレクター電流の関数として表されるパルス当たりのスイッチング損失およびゲート抵抗

3.11 短絡

短絡特性は、温度、内部インダクタンス、ゲート駆動回路、短絡経路の抵抗などのアプリケーション特有のパラメーターに強く依存します。デバイス特性化には、図 25a に示す試験セットアップを使用します。IGBT が 1 個短絡され、もう 1 個の IGBT が単一パルスによって駆動されます。対応する標準電圧と標準電流の波形を図 25b に示します。導電している IGBT の電流は、寄生インダクタンスと DC リンク電圧に依存している電流スロープにより急激に増加します。IGBT の脱飽和により、電流は IGBT3 の場合で公称電流の約 5 倍に制限され、コレクター・エミッター間電圧は高レベルに維持されます。このように短絡している間に、チップ温度は大電流とそれに伴う高損失により上昇します。チップ温度の上昇により、短絡条件で動作しながらも電流はわずかに減少します。

規定されている耐短絡時間 t_{sc} の間、IGBT はデバイス故障を避けるために、オフに切り替わる必要があります。

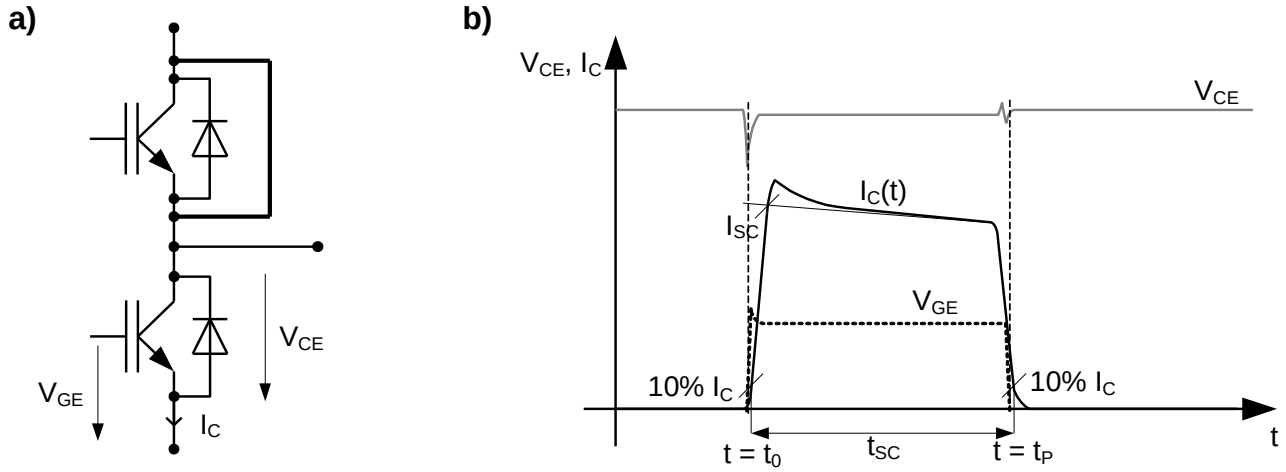


図 25：短絡試験セットアップ（a）と
短絡試験中の標準電圧/電流の波形（b）

測定した短絡データと適用されたパラメーターは、図 26 に示すように、データシートに記載されています。Infineon Technologies AG の全 IGBT モジュールは、最大耐短絡時間 10µs を達成するように設計されています。例外として、IGBT3、600V の耐短絡時間 t_p は 6µs です。

短絡データ SC data	$V_{GE} \le 15$ V, $V_{CC} = 360$ V $V_{CEmax} = V_{CES} - L_{sCE} \cdot di/dt$	$t_P \le 10$ µs, $T_{vj} = 25°C$ $t_P \le 10$ µs, $T_{vj} = 150°C$	I_{SC}		960 760		A A

図 26：短絡データ

3.12 漏れ電流 I_{CES} と I_{GES}

図 27 に示されている、主に 2 つのタイプの漏れ電流を考慮する必要があります。

- 最大コレクター・エミッター間遮断電流は、IGBT がブロッキング・モードのときのコレクター・エミッター間の漏れ電流を表します。
- ゲート・エミッター間漏れ電流は、コレクター・エミッター間を短絡し、ゲート・エミッター間に最大電圧を印加した場合のゲート・エミッター間最大漏れ電流を示唆します。

コレクター・エミッター間遮断電流 collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 650$ V, $V_{GE} = 0$ V, $T_{vj} = 25°C$	I_{CES}			1.0	mA
ゲート・エミッター間漏れ電流 gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0$ V, $V_{GE} = 20$ V, $T_{vj} = 25°C$	I_{GES}			400	nA

図 27：漏れ電流

3.13 熱特性

3.2 および 3.3 の各章で説明されている損失値と電流定格値は、温度および熱抵抗の指定がなければ何の意味も持ちません。したがって、複数のデバイスを比較するには、熱特性も比較する必要があります。熱等価回路の詳細については、AN2008-03[2]を参照してください。

ベース プレートを持つパワー モジュールまたは個別素子の特性を測定する場合、ジャンクション温度、ケース温度、およびヒート シンク温度に注目します。ジャンクション・ケース間およびケース・ヒート シンク間の熱抵抗は、図 28 に示すように、データシートで指定されています。R_{thCH} のデータシート値および参照している高熱伝導体の熱抵抗は、指定されている条件における標準値です。

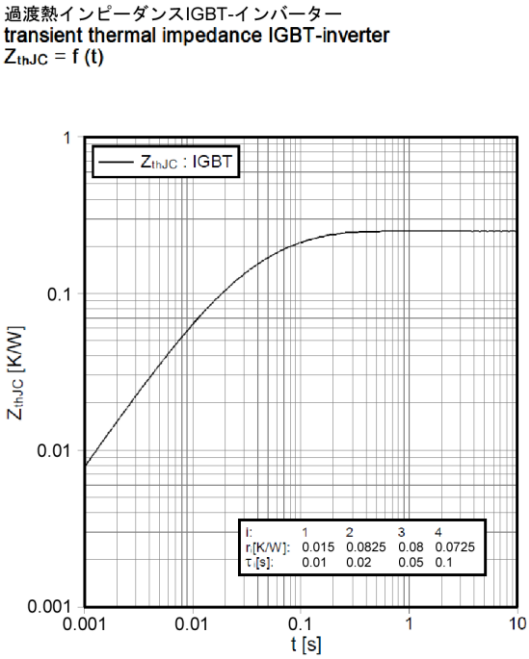
ジャンクション・ケース間熱抵抗 thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT	R_{thJC}			0.25	K/W
ケース・ヒートシンク間熱抵抗 thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{Paste} = 1$ W/(m·K) / $\lambda_{grease} = 1$ W/(m·K)	R_{thCH}		0.085		K/W

図 28：IGBT のジャンクション・ケース間熱抵抗とケース・ヒート シンク間熱抵抗

熱抵抗は定常状態の IGBT モジュールの熱挙動を特性化し、熱インピーダンスは過渡状態（短い電流パルスなど）の IGBT モジュールの熱挙動を特性化します。図 29a は、過渡熱インピーダンス Z_{thJC} を時間の関数として示しています。

[2] アプリケーション ノート 2008-03: Thermal equivalent circuit model

a）



b）

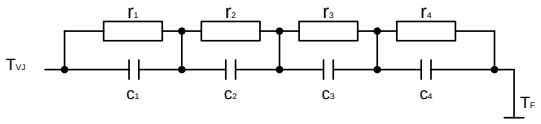


図 29： a）過渡熱インピーダンス ジャクション・ケース間および b）過渡熱モデル

IGBT モジュールの主な電力損失は、シリコン ダイから複数の物質を通過してヒート シンクに至るまでの損失によるものです。損失経路内の各物質は固有の熱特性を持っています。結果として、熱インピーダンスの挙動は、IGBT モジュールの適切な係数を使用してモデル化でき、図 29a に示す $Z_{thJC}(t)$として与えられます。図 29b の別々の RC 素子には物理的な意味はありません。これらの値は、モジュールの測定昇温曲線から、対応する解析ツールにより抽出されます。データ シートには、図 29a に示す表形式の部分分散係数が記載されています。容量の値は、以下の式で計算できます。

$$c_i = \frac{\tau_i}{r_i} \tag{11}$$

4 データ シートのパラメーター：ダイオード

この節では、特定の IGBT モジュール内のダイオードチップの電気特性について説明します。

4.1 ダイオード順方向特性

ダイオードの最大許容順方向電流定格は、式(12)で計算できます。モジュールの電流定格を求めるには、たとえば図 30 で、対応するジャンクション・ケース温度を指定する必要があります。温度条件が規定されていない電流定格には、技術的に何も意味がないことに注意してください。I_F は式(12)では未知なので、V_F @ I_F も未知ですが、何回か繰り返して求めることができます。連続コレクター電流の定格は V_F の最大値を使用することによって計算し、コンポーネント許容値を考慮して、指定されている電流定格を保証します。

$$I_F = \frac{(T_{vj} - T_C)}{R_{thJC} \cdot V_F(I_F, T_{vj})} \tag{12}$$

図 30 は、ジャンクション温度ごとの、実装されているダイオードの標準順方向特性を示します。ダイオードの順電圧降下の負の温度係数が見られますが、これは少数キャリア デバイスの典型です。したがって、ダイオードの伝導損失は、温度上昇に伴って減少します。

順電圧特性ダイオード-インバーター（Typical）
forward characteristic of diode-inverter (typical)
$I_F = f(V_F)$

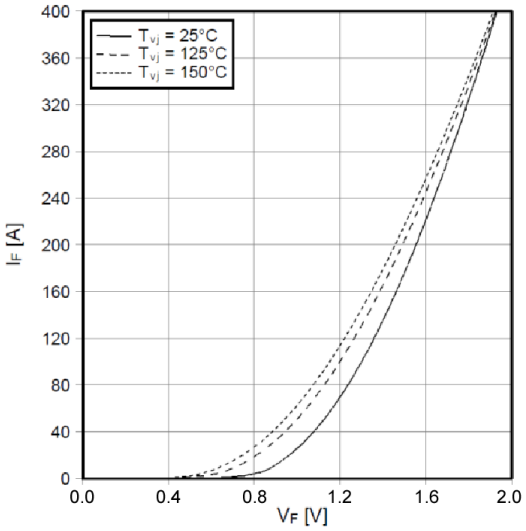


図 30：データシートのダイオードの順方向特性

4.2 繰り返しピーク順電流

あるアプリケーションでは、短時間だけ公称ダイオード定格電流を超える可能性があります。これはデータシートでは、指定パルス幅（たとえば図 31 で示されている 1ms）の繰り返しピーク順電流として定義されます。理論上、この値は、過電流状態の持続時間が定義されている場合は、許容損失と過渡熱インピーダンス Z_{th} から取得できます。ただし、この理論値は、ボンド ワイヤー、母線、または電源コネクターの制限を考慮していません。

繰り返しピーク順電流 repetitive peak forward current	t_P = 1 ms	I_{FRM}	400	A

図 31：繰り返しピーク順電流

4.3 I^2t 値

この値は、ダイオードのサージ電流能力を定義します。適用される I^2t 値は指定された I^2t 値より小さい必要があり、t_p は図 32 に記載されている 10ms を超えてはいけません。

電流二乗時間積 I^2t - value	V_R = 0 V, t_P = 10 ms, T_{vj} = 125°C V_R = 0 V, t_P = 10 ms, T_{vj} = 150°C	I^2t	2850 2700	A²s A²s

図 32：サージ能力の値

4.4 逆回復

ダイオードの過渡挙動を調べるには、11 ページの図 8 に示した周辺回路を考慮する必要があります。回路を単純化するために、整流中のハーフ ブリッジの出力電流は一定であると見なすことができます。電流ループにより形成される残留内部インダクタンスは、スイッチ/フリーホイーリング ダイオードのハイサイドとローサイドの間の内部インダクタンス 1 個だけで置き換えることができます。

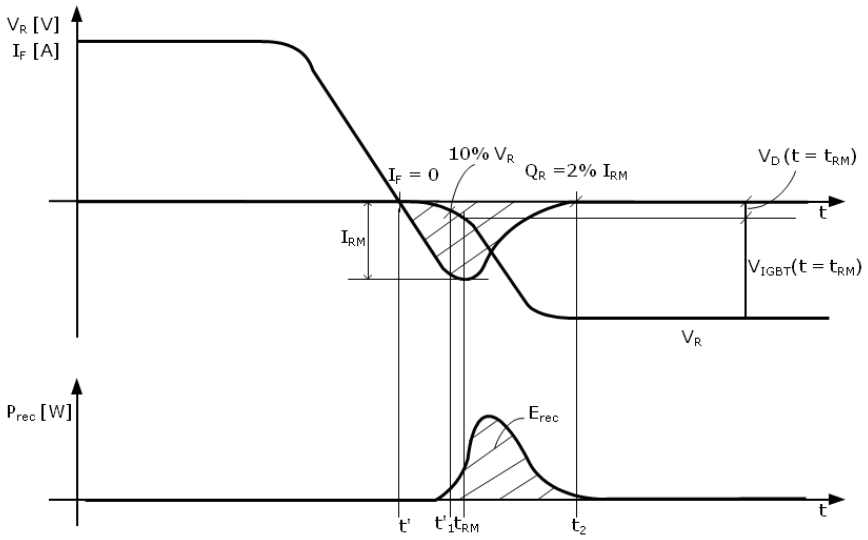


図 33：ターンオフ遷移中のソフトリカバリー ダイオードの電圧と電流の概略波形

図 33 は、ハイサイド（HS）のフリーホイーリング ダイオードからローサイド（LS）の IGBT への電流整流を表します。

整流は、すぐには阻止電圧がほぼ 0 まで減少しない LS-IGBT をターンオンすることによってトリガーされます。整流中は、阻止電圧の部分は保持されます。HS ダイオードは依然としてオンであるという事実により、差分 $V_L = V_R - V_{IGBT}$ が内部インダクタンスの両端で降下し、電流の線形変化が発生します。ダイオード電流は IGBT 電流の増加と同様に減少します。t = t'のダイオード電流が 0 を超えるとすぐに、ダイオード内部に空間電荷領域が形成される可能性があります。したがって、図 33 に示すように、ダイオード両端の電圧降下が増加します。

ダイオードと IGBT の電圧の合計が阻止電圧 V_R に等しい場合、内部インダクタンス両端の電圧降下は 0 になります。

$$V_R = V_{IGBT} - V_D \text{ if } di/dt = 0 \tag{13}$$

結果として、ピーク逆回復電流 I_{RM} に到達します。電流整流が完了し、逆回復電流は 0 まで減少する必要があります。どんな種類の発振も避ける必要があります。

$t > t_{RM}$ 以降は、まだ完全にターンオンしていない LS-IGBT の電圧はさらに下降し、HS ダイオードの阻止電圧は最終 V_R まで上昇します。この最終ステップの間、I_{RM} から 0 への電流変化によりダイオード両端に過電圧がかかりますが、この場合は上昇する阻止電圧により保護されます。

ダイオードの逆回復は、補助スイッチにおける追加のターンオフ損失および追加のターンオン損失につながります。ターンオフ遷移中のソフトリカバリー エミッター コントロール ダイオードの電流と電圧の波形は、図 33 で見ることができます。

図 34 のデータシートのセクションに記載されている特性化されたピーク逆回復電流 I_{RM} は、最大負の電流ピークと零電流の差として定義されます。逆回復電荷量は以下の式で求められます。

$$Q_r = \int_{t_1'}^{t_2'} I_F \cdot dt \tag{14}$$

積分限界は、図 33 で示されているように、$t = t'_1$ @ I_F =0 および $t = t'_2$ @ $|I_F| \leq 0.02 \cdot I_{RM}$ として定義されます。

逆回復による損失は、パルス当たりの回復エネルギーにより計算できます。このエネルギーは、式 **Error! Reference source not found.**の定義に従って決まります。

$$E_{rec} = \int_{t_1'}^{t_2} V_R \cdot I_F \cdot dt \qquad (15)$$

積分限界は、ダイオード逆電圧 V_R の 10%に対応する時間 t'_1 および逆回復電流 I_{RM} のピークが 2%に到達する時間 t_2 に対して選択します。
逆回復電荷量、およびダイオードの逆回復によって生じるスイッチング損失は、ジャンクション温度および電流スロープに強く依存します。

ピーク逆回復電流 peak reverse recovery current	I_F = 200 A, - di_F/dt = 5700 A/µs (T_{vj}=150°C) V_R = 300 V V_{GE} = -15 V	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	I_{RM}	160 230 240		A A A
逆回復電荷量 recovered charge	I_F = 200 A, - di_F/dt = 5700 A/µs (T_{vj}=150°C) V_R = 300 V V_{GE} = -15 V	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	Q_r	10.0 17.0 20.0		µC µC µC
逆回復損失 reverse recovery energy	I_F = 200 A, - di_F/dt = 5700 A/µs (T_{vj}=150°C) V_R = 300 V V_{GE} = -15 V	T_{vj} = 25°C T_{vj} = 125°C T_{vj} = 150°C	E_{rec}	3.00 5.20 5.80		mJ mJ mJ

図 34：逆回復電流、逆回復電荷量、および逆回復損失

アプリケーション特有のスイッチング損失の目安を示すために、データシートに記載されているようにダイオード ターンオフ パルス当たりの損失は、図 35 で表されるように、ダイオード順方向電流とスイッチング IGBT ゲート抵抗の関数です。ゲート抵抗の変動は、整流電流スロープの変動に相当します。

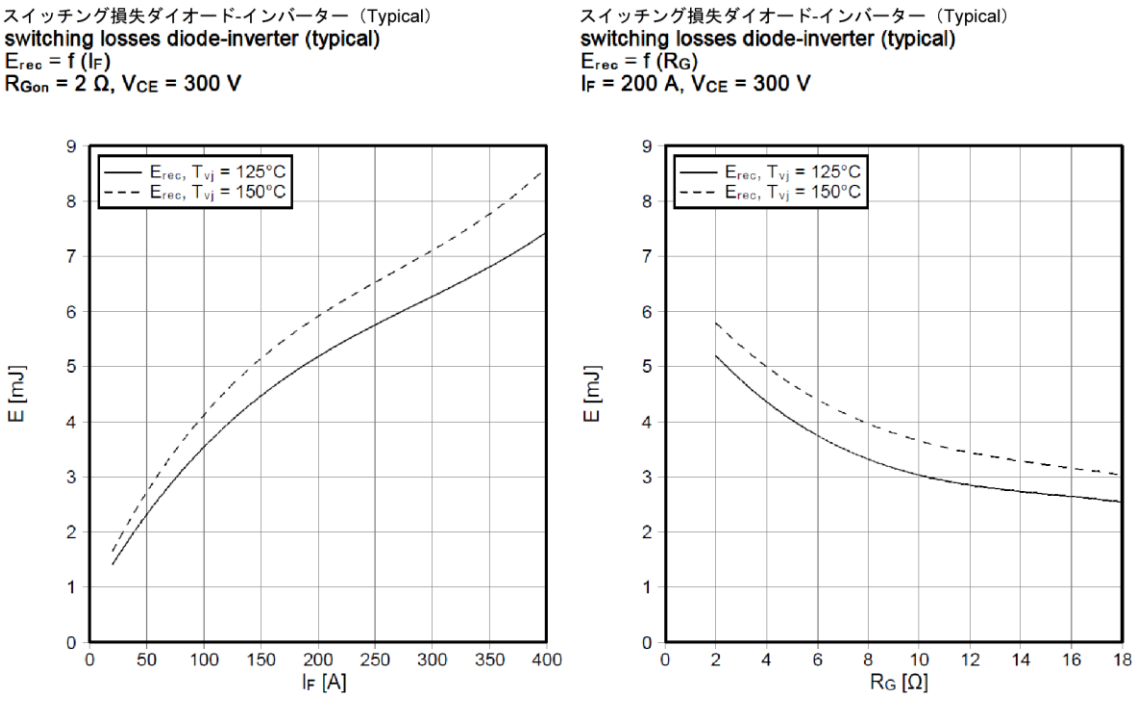


図 35：a）ダイオード伝導電流および b）ゲート抵抗の関数としての パルス当たりの逆回復エネルギー

5 データシートのパラメーター：NTCサーミスター

パワー エレクトロニクス デバイスの最も重要なパラメーターの 1 つとしてチップ温度があります。動作中にこの温度を測定することは非常に困難です。定常状態の実際のチップ温度を予測する 1 つの方法として、IGBT モジュール内部の NTC を使用します。この方法は、チップ温度が高速変動する場合の測定には適していません。
チップの温度は、熱モデルを使用して NTC で温度を測定することによって計算できます。NTC の抵抗は、NTC 温度 T2 の関数として計算できます。

$$R_2 = R_{25} \cdot e^{B \cdot \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)} \tag{16}$$

温度$T_1 = 298.15K$の抵抗 R25 は、図 36 に示すように、データシートで指定されています。
温度T_2は、実際の NTC の抵抗 R2 を測定して式(17)を使用することによって計算できます。

$$T_2 = \frac{1}{\frac{\ln\left(\frac{R_2}{R_{25}}\right)}{B} + \frac{1}{T1}} \tag{17}$$

抵抗の最大相対偏差は、図 36 から$\Delta R/R$によって温度 100℃で定義されます。NTC の自己発熱を避けるために、NTC 内部の損失を制限する必要があります。

NTC の自己発熱を最大 1K に制限するために、NTC を流れる電流は、
式(18)に従って計算できます。IGBT モジュール内部の NTC を使用する方法の詳細については、AN2009-10 を参照してください。[3]

$$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{25}}{R_2}} \tag{18}$$

NTC-Widerstand / NTC-thermistor
Charakteristische Werte / characteristic values

			min.	typ.	max.	
定格抵抗値 rated resistance	T_C = 25°C	R_{25}		5.00		kΩ
R_{100}の偏差 deviation of R_{100}	T_C = 100°C, R_{100} = 493 Ω	ΔR/R	-5		5	%
損失 power dissipation	T_C = 25°C	P_{25}			20.0	mW

図 36:NTC サーミスターの特性値

NTC の抵抗と温度をもっと正確に計算するには、B-定数が必要です。図 37 に記載されている B-定数は、考慮する温度範囲に依存します。通常は 25～100℃の範囲が対象なので、$B_{25/100}$ を使用する必要があります。それより低い温度範囲が対象である場合は $B_{25/80}$ または $B_{25/50}$ を B-定数として使用でき、そうすることでそれらの低い温度範囲での抵抗をより正確に計算できます。

[3] アプリケーション ノート 2009-10: Using the NTC inside a power electronic module

B-定数 B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/50}(1/T_2 - 1/(298,15\ K))]$	$B_{25/50}$		3375		K
B-定数 B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/80}(1/T_2 - 1/(298,15\ K))]$	$B_{25/80}$		3411		K
B-定数 B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/100}(1/T_2 - 1/(298,15\ K))]$	$B_{25/100}$		3433		K

図 37：NTC サーミスターの B-定数

NTC による温度測定は短絡検出または短期過負荷には適していませんが、長期過負荷条件または冷却システムの誤動作からモジュールを保護する目的では使用できます。

6 データシートのパラメーター：モジュール

ここでは、IGBT モジュールの機械的構造に関する電気的なトピックについて説明します。

6.1 絶縁電圧

IGBT モジュールの定格絶縁電圧を検証するには、すべての端子を高電圧源のハイ サイドに接続します。ベース プレートは、高電圧源のロー サイドに接続します。この高電圧源は高インピーダンスであり、所要電圧 V_{iso} を供給可能である必要があります。試験電圧を、式(19)によって決まる指定値までゆっくりと上昇させて、指定時間 t の間はその値に維持します。

$$U_p = 2 \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} + 1000V \qquad (19)$$

その後、この電圧を 0 まで減らします。Infineon Technologies AG の IGBT モジュールは、少なくとも IEC 61140 の基礎絶縁クラス 1 を達成するように設計されています。NTC を内蔵する IGBT モジュールの場合、機能絶縁要件は、接地した NTC 端子と、高電圧源に接続されて電力を供給されている残りの制御端子および電力端子との間で満たされています。
適切な絶縁電圧は、IGBT の最大定格コレクター・エミッター間電圧に依存します。多くのドライブ アプリケーションでは、IGBT モジュールの最大阻止電圧 1700V に対して 2.5kV の絶縁電圧が必要です。鉄道アプリケーションでは、必要な絶縁電圧は、IGBT の同じ阻止電圧 1700V に対して 4kV と定義されています。したがって、IGBT モジュールを選択する際は、アプリケーション分野に注目することが重要です。

絶縁試験電圧 insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V_{ISOL}	2.5	kV

図38：絶縁試験電圧

絶縁試験電圧 insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V_{ISOL}	2.5	kV

図 38 に示されているデータシートの絶縁試験電圧は、パワー モジュールの信頼性試験の前後に測定され、さらにそのようなストレス試験の故障判定基準の一部になります。
IGBT 内部の NTC の絶縁電圧は、機能絶縁要件のみを満たします。故障が発生すると、たとえばゲート駆動回路の場合、ボンド ワイヤーを移動することによって故障事象中にその位置が変化して、あるいは故障時のアーク放電の結果として形成されるプラズマ通路によって、伝導路が形成される可能性があります。したがって、機能絶縁よりも高い絶縁要件を達成する必要がある場合は、外部に絶縁隔壁を追加してください。

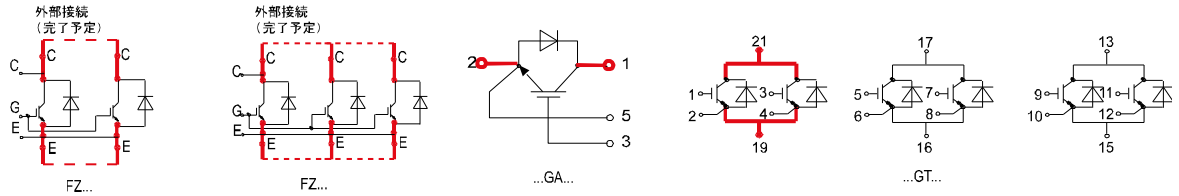
6.2 内部インダクタンス L_δ

内部インダクタンスは、スイッチング遷移時に過渡過電圧を引き起こし、EMI の主な原因です。さらに、コンポーネントの寄生容量と相まって共振回路の原因となる可能性があります。共振回路は、スイッチング過渡現象時に電圧と電流のリンギングを引き起こす可能性があります。内部インダクタンスによる過渡電圧は、以下の式で計算できます。

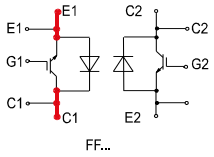
$$\Delta V = -L_\delta \cdot \frac{di_{L_\delta}}{dt} \qquad (20)$$

したがって、ターンオフ遷移時の電圧オーバーシュートを減らすために、内部インダクタンスを最小化する必要があります。図 39 に示されている内部インダクタンスの値は、IGBT トポロジーに依存し、以下のように理解されます。

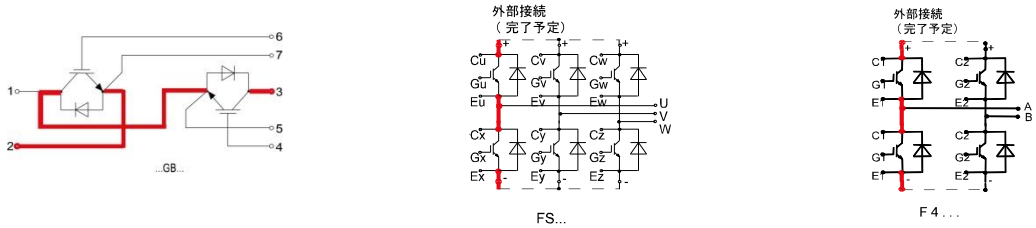
- シングル スイッチ モジュールのインダクタンス



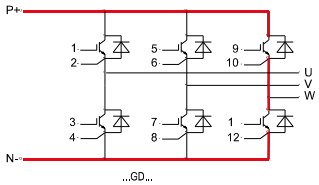
- 2 スイッチ モジュールのスイッチ 1 個のインダクタンス



- ハーフ ブリッジ、4 パック、および 6 パックの各モジュールの最大のインダクタンスを持つループがブリッジ 1 個のインダクタンスを指定



- P から N までの最大ループが PIM モジュールのインダクタンスを指定



内部インダクタンス stray inductance module		L_{sCE}		21		nH

図 39：モジュール内部インダクタンス

6.3 モジュール抵抗 $R_{CC'+EE'}$

モジュールのリード線抵抗も、電圧降下と電力損失の原因になります。図 40 のデータシートで指定されている値は、1 個のスイッチの電力端子間のリード線抵抗を特性化したものです。図 41 に示す等価回路に従って、モジュールのリード線抵抗は、以下の式で定義されます。

$$R_{CC'+EE'} = R_{CC'} + R_{EE'} + R_{E''E'} \tag{21}$$

パワー ターミナル・チップ間抵抗 module lead resistance, terminals - chip	T_C = 25°C, pro Schalter／スイッチ	$R_{CC'+EE'}$		1.80		mΩ

図 40：モジュールのリード線抵抗

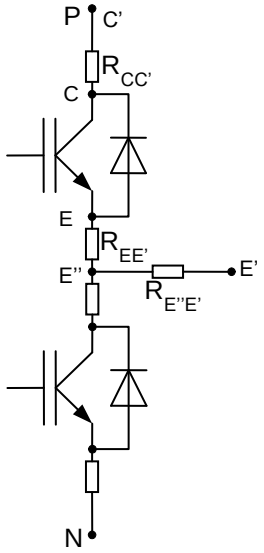


図 41：モジュールのリード線抵抗の等価回路

6.4 取り付けトルク M

モジュールの機械的取り付けトルクは、図 42 で示されているようにデータシートで指定されています。これらの値は、モジュールからヒート シンクへの正しいクランプ力を保証するために必要です。ねじ込み可能な電力端子を持つモジュールの場合、機械的および電気的な母線接続の信頼性を保証するために、端子を接続する取り付けトルクがデータシートに記載されています。

取り付けトルク mounting torque	取り付けネジM5 - 適切なアプリケーション ノートによるマウンティング screw M5 - mounting according to valid application note	M	3.00	-	6.00	Nm

図 42：モジュールの取り付けトルク要件

7 記号と用語

本書では、以下に示す標準仕様に含まれる記号と用語を使用しています。

記号	用語
A	アノード
C	容量、コレクター
$C_{o(er)}$	実効出力容量、エネルギー関連
$C_{o(tr)}$	実効出力容量、時間関連
C_{ies}	入力容量
C_{oes}	出力容量
C_{res}	帰還容量
C_{th}	熱容量
C_{DS}	ドレイン・ソース間容量
C_{GD}	ゲート・ドレイン間容量
C_{GS}	ゲート・ソース間容量
C_{Mi}	ミラー容量
C_{σ}	浮遊容量
D	パルス デューティー ファクター/デューティー サイクルD = tp/T
di_F/dt	ダイオード電流上昇率
di/dt	一般電流上昇率
di_{rr}/dt	逆回復電流のピーク レート減少
dv/dt	ダイオード電圧上昇率
E	エネルギー
E_A	アバランシェ エネルギー
E_{AR}	アバランシェ エネルギー、繰り返し
E_{AS}	アバランシェ エネルギー、単一パルス
E_{off}	ターンオフ損失エネルギー
E_{on}	ターンオン損失エネルギー
F	周波数
G	ゲート
G_{fs}	相互コンダクタンス
I	電流
I	電流、瞬時値
I_{AR}	アバランシェ電流、繰り返し
I_D	DCドレイン電流
I_{Dpuls}	DCドレイン電流、パルス
I_{DSS}	ドレイン遮断電流
I_{DSV}	ゲート電圧印加時ドレイン遮断電流
I_C	コレクター電流
I_{CM}	ピーク コレクター電流
I_{CES}	コレクター遮断電流、ゲート・エミッター間短絡時
I_{CRM}	繰り返しピーク コレクター電流
I_{Cpuls}	コレクター電流、パルス
I_G	ゲート電流

記号	用語
I_F	一般ダイオード順電流
I_{FSM}	ダイオード電流サージ波高値50Hz正弦波
$I_{c\ nom}$, I_c	連続DCコレクター電流
I_{GSS}	ゲート・ソース間漏れ電流
I_{RM}	ダイオード ピーク逆回復電流
I_{SM}	逆ダイオード直流、パルス
I_{GES}	ゲート漏れ電流、コレクター・エミッター間短絡
I_L	インダクタンス通過時電流
I_{RRM}	最大逆回復電流
K	カソード
L	インダクタンス
L_L	負荷インダクタンス
L_p	寄生インダクタンス（配線など）
L_σ	漏れインダクタンス
P_{AV}	アバランシェ電力損失
P_{sw}	スイッチング電力損失
P_{tot}	トータル損失
P_{con}	伝導状態損失
Q_G	ゲート電荷量
Q_{GS}	ゲート・ソース間容量の電荷量
Q_{GD}	ゲート・ドレイン間容量の電荷量
Q_{Gtot}	トータル ゲート電荷量
Q_{rr}	逆回復電荷量
$R_{DS(on)}$	ドレイン・ソース間オン抵抗
R_G	ゲート抵抗
R_{Gint}, r_g	内蔵ゲート抵抗
R_{GE}	ゲート・エミッター間抵抗
R_{Gon}	ゲート ターンオン抵抗
R_{Goff}	ゲート ターンオフ抵抗
R_{GS}	ゲート・ソース間抵抗
R_i	内部抵抗（パルス ジェネレーター）
R_L	負荷抵抗
R_{thCH}	ケース・ヒート シンク間熱抵抗
R_{thHA}	ヒートシンク・周囲間熱抵抗
R_{thJA}	ジャンクション・周囲間熱抵抗
R_{thJC}	ジャンクション・ケース間熱抵抗
R_{thJS}	ジャンクション・はんだ付けポイント間熱抵抗
S	ソース
T	サイクル タイム、温度
T_A	周囲温度
T_C	ケース温度

記号	用語
t	時間、一般
t_1	瞬時
$t_{d\ off}$	ターンオフ遅れ時間
$t_{d\ on}$	ターンオン遅れ時間
t_f	下降時間
T_j	チップまたは動作温度
t_p	パルス幅
$T_{vj\ max}$	最高ジャンクション温度
$T_{vj\ op}$	動作温度
t_{off}	ターンオフ時間
t_{on}	ターンオン時間
t_r	上昇時間
t_{rr}	逆回復時間
T_{stg}	保存温度
T_{sold}	はんだ付け温度
V	電圧、瞬時値
V_{IN}	駆動電圧
$V_{(BR)CES}$	コレクター・エミッター間絶縁破壊電圧
$V_{(BR)DSS}$	ドレイン・ソース アバランシェ絶縁破壊電圧
V_{CC}	供給電圧
V_{CE}	コレクター・エミッター間電圧
V_{CES}	コレクター・エミッター間電圧、ゲート・エミッター間短絡
V_{CEsat}	コレクター・エミッター間飽和電圧
V_{CGR}	コレクター・ゲート電圧
V_{DD}	供給電圧
V_{DGR}	ドレイン・ゲート電圧
V_{DS}	ドレイン・ソース電圧
V_F	ダイオード順電圧
V_{GE}	ゲート・エミッター間電圧
V_{GES}	ゲート・エミッター間電圧、コレクター・エミッター間短絡
$V_{GE(th)}$	ゲート・エミッター間しきい値電圧（IGBT）
V_{GS}	ゲート・ソース間電圧
V_{GSth}	ゲートしきい値電圧
V_{SD}	逆ダイオード順電圧
$V_{plateau}$	ゲート プラトー電圧
Z_{thJA}	チップ・周囲間過渡熱抵抗
Z_{thJS}	チップ・はんだ付けポイント間過渡熱抵抗
Z_{thJC}	チップ・ケース間過渡熱抵抗

8 参考資料

Infineon Technologies AG 'IGBT Modules Technologies, Driver and Application' ISBN978-3-00-032076-7