International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

# アプリケーション・ノート：AN-983

## IGBT の特性

### 目次


ページ

1. パワー MOSFET を補足する IGBT ..... 2
2. シリコン構造と等価回路 ..... 2
3. 伝導特性 ..... 3
4. スイッチング特性 ..... 5
5. ラッチング ..... 7
6. 安全動作領域 ..... 7
7. トランスコンダクタンス ..... 8
8. データ・シートの読み方 ..... 8
9. IR 社の IGBT 技術 ..... 12
10. 参考情報 ..... 13


IGBT は、駆動しやすさ、広い SOA、ピーク電流能力、耐久性といったパワー MOSFET の長所も併せ持っています。少数キャリア・デバイスであるため、伝導特性に優れますが、その分スイッチング性能が損なわれます。

International Rectifier (以下、「IR 社」)は、幅広い用途で損失を最小限に抑えて最適化した、豊富なシリーズで IGBT をそろえています。

## 1. パワー MOSFET を補足する IGBT

パワー MOSFET には、スイッチング速度、ピーク電流能力、駆動しやすさ、広い SOA、アバランシェおよび dv/dt 能力など多くの優れた特性があります。こうした長所があることは、多数キャリア・デバイスであるため当然のことですが、温度や定格電圧に大きく左右される伝導特性によって部分的に損なわれてしまいます。パワー MOSFET のもう 1 つの弱点は、定格電圧が上昇すると、ボディ・ダイオードの逆回復特性が低下し、スイッチング損失が大きくなることです。

これに対し、IGBT は少数キャリア・デバイスであり、伝導特性に優れるうえ、駆動しやすさ、広い SOA、ピーク電流能力、耐久性といったパワー MOSFET の長所も併せ持っています。一般的に、IGBT のスイッチング速度はパワー MOSFET より劣りますが、技術の進歩によってその差は大幅に縮んできました。

ボディ・ダイオードがないため、特定の要件に合うように、または co-pak（IGBT とダイオードが同じパッケージ）で設計するように、外部の高速回復ダイオードを自由に選択できます。ボディ・ダイオードがないことは、トポロジや動作周波数、ダイオードのコスト、現在の設備などによって長所にも短所にもなります。

## 2. シリコン構造と等価回路

P+ 層がチップの下部（コレクタ）にある点を除けば、IGBT のシリコン断面図（図 1）はパワー MOSFET の断面図と実質的に同じです。どちらのデバイスも、類似の多結晶シリコン・ゲート構造と P 型ウェルを N+ エミッタ（ソース）端子と共有しています。どちらのデバイスでも、P 型ウェルの下の N- タイプの材料は、デバイスの定格電圧をすべて保持するように設計されています。

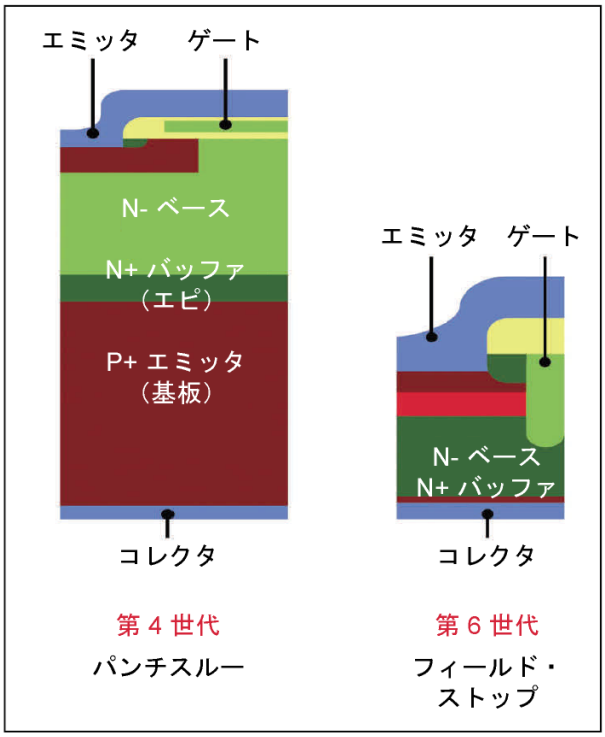



**図 1 ： プレーナ型「パンチスルー」IGBT とトレンチ型 IGBT のシリコン断面図。トレンチ型 IGBT は、電子注入のレベルが高く、IGBT 全体での電圧降下が小さい。IGBT の断面図は MOSFET の断面図に きわめて類似しているが、2 つのデバイスの動作は基本的に異なり、IGBT は少数キャリアである。**

ただし、類似点が多い一方、IGBT の物理的動作はパワー MOSFET よりむしろバイポーラ・トランジスタに近くなっています。これは、N- 領域への少数キャリアの注入を行う P+ コレクタ層と、それに起因する伝導率変調が原因です。パワー MOSFET の場合、伝導率変調による利点がなく、N 領域でかなりの伝導損失が発生し、500V デバイスでは 70% になります。

図 2 の等価回路に示したように、IGBT は擬似ダーリントン構成の N- チャネル MOSFET によって駆動する PNP で構成されます。PNP のベース領域は取り出されず、ウエハーの全範囲に及ぶエミッタ・ベースの P-N 接合を終端することも受動化することもできません。これが、後述するように IGBT のターン・オフまたはリバース・ブロッキング動作に影響します。この接合部のブレークダウン電圧は、およそ 10 ～ 50V であり、IGBT の記号では非接合端末として表されます（図 2）。このため、パワー MOSFET はダイオード動作が明確に定義されているのに対し、IGBT は未定義の逆伝導特性を持つことになります。

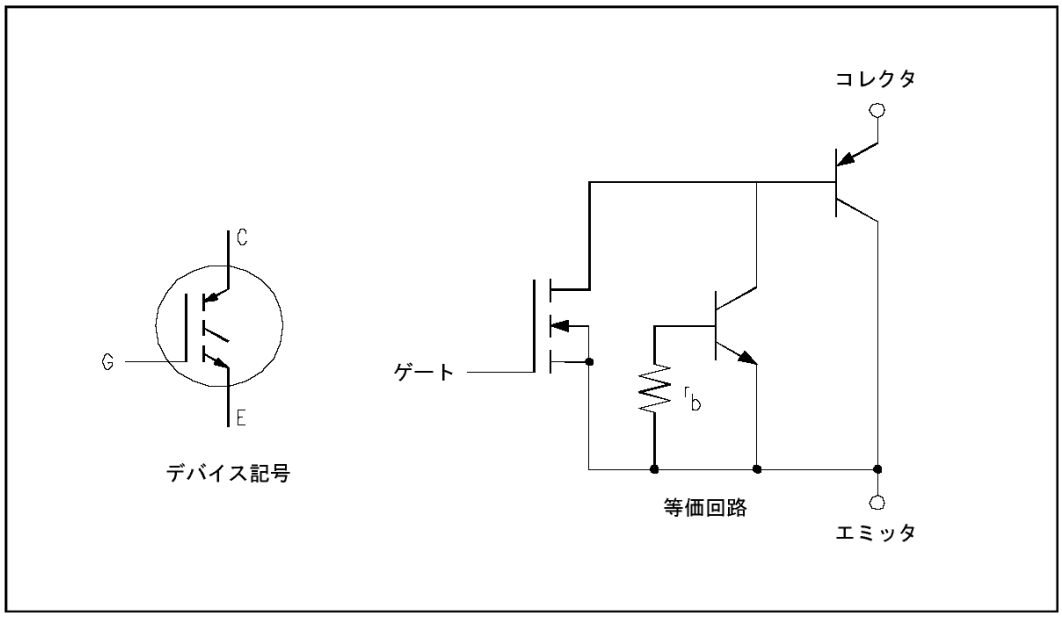



**図 2 ： IGBT の記号と、その等価回路。コレクタと呼ばれる端子は、実際には PNP トランジスタのエミッタに当たる。MOSFET は PNP のベースを駆動する。**

## 3. 伝導特性

等価回路から明らかなように、IGBT 全体での電圧降下は、P-N 接合部でのダイオード電圧降下と、駆動 MOSFET での電圧降下の 2 つの成分の和です。したがって、パワー MOSFET とは異なり、IGBT でのオン状態の電圧降下がダイオードしきい値を下回ることはありません。

駆動 MOSFET での電圧降下は、ゲート駆動電圧の影響を受けます。電流が定格値に近い場合、ゲート電圧の上昇によってコレクタ-エミッタ間電圧が降下し、ピーク電流能力は大幅に増大します。これは、動作範囲にある限り、PNP のゲインは電流とともに上昇し、ゲート電圧が上昇するとチャネル電流、つまり PNP のベース駆動が増大するため、PNP での電圧降下が小さくなるからです。

ゲート電圧が電圧降下とピーク電流能力に及ぼす影響は、特定のデバイス設計によって大きく異なります。用途によって、特に出力を短絡できる場合には、このパラメータが重要です。そのため、設計を新しくする際は、指定したゲート電圧または特定の用途で、ピーク電流の特定の値を決めます。

擬似ダーリントンの最終段階として、PNP が過飽和することはなく、その電圧降下は過飽和状態の同じ PNP から得られる場合より大きくなります。ただし、IGBT のエミッタはチップの全領域をカバーするので、その注入効率と伝導性降下は、同じサイズのバイポーラ・トランジスタよりはるかに大きくなります。

図 1 の 2 つの断面図は、IGBT を改善するためにデバイスの設計者が追求してきた重要な傾向を示しています。

1) セル密度（トレンチ構造）を大きくすることで、MOSFET のオン抵抗を小さくすること。これによって、PNP に流れるベース電流が増大し、IGBT で同じ電圧降下を達成するために必要な P 電荷の量は減少します。次に、蓄積電荷とテール電流が減少します。

2) PNP のベースの厚さを小さくすること。これには多くの意味がありますが、その 1 つは PNP のベースで蓄積電荷を減らすことによってスイッチングを高速化することです。

図 3 は、MOSFET と、同じチップ・サイズの IGBT について、温度変化に伴う電圧降下を比較したものですが、電圧降下に対して伝導率変調の影響が著しいことがわかります。温度の影響は MOSFET できわめて大きく、IGBT では最小限であり、定常状態の条件下で、並列接続されたデバイスの電流シェアリングが高い電流レベルであることが確認される程度です。

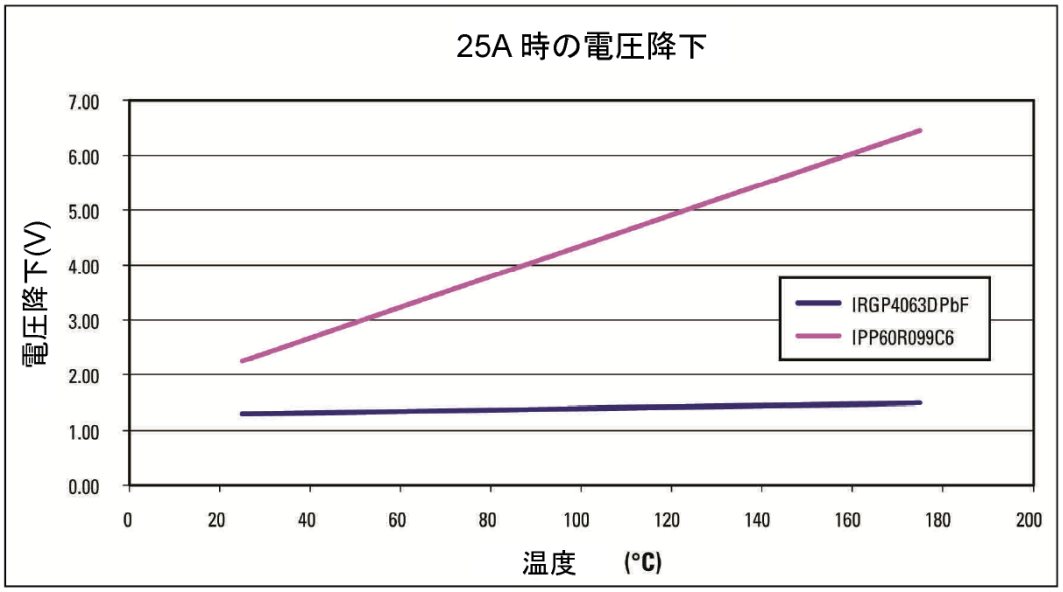



**図 3 ：同じ電流密度で動作する 2 つのデバイスにおける、オン状態の電圧降下と温度の関係。IPP60R099C6 は超接合パワー MOSFET、IRGP4063D はトレンチ型 IGBT。**

電圧降下とその温度係数が小さくなるだけでなく、定格電圧に対する依存も、伝導率変調によって大幅に小さくなります。これを示したのが図 4 で、ここでは 2 つのアプローチを、異なる定格電圧での電圧降下という基準で比較しています（同じ電流密度、100° C）。

ブロッキング電圧を高くするには、N- 層の厚さ/抵抗率を大きくする必要があります。MOSFET の場合は、これによって電圧降下が大きくなりますが、IGBT の場合は問題になりません。電圧降下は少数キャリア注入によって決まるためです。定格電圧が増大しても、IGBT での電圧降下はほとんど変化しないことに注意してください。

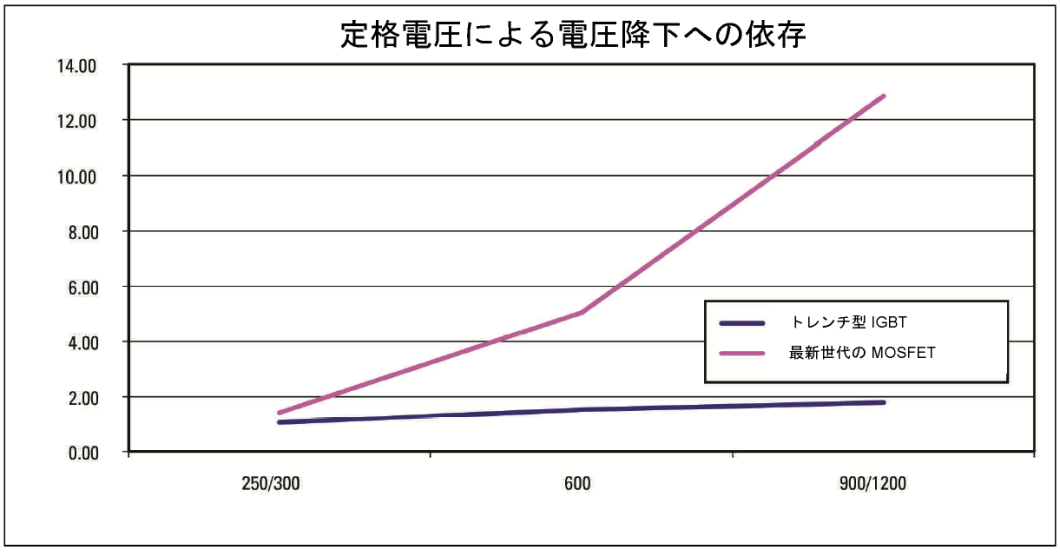



図 4 ：同じ電流密度における、オン状態の電圧降下と定格電圧の関係。MOSFET の電圧降下は、ほとんどが N- epi の抵抗率に起因する。IGBT は少数キャリア注入に伴う問題を克服する。

## 4. スイッチング特性

前の段落では、少数キャリア注入によって IGBT での電圧降下が小さくなることを確認しました。N- 層、つまり PNP のベースにおけるこれらの少数キャリアは、ターン・オン時に注入され、ターン・オフ時に収集される必要があります。これは、IGBT のスイッチング速度を低下させます。

このベースにはアクセスできないため、外部の駆動回路を使用して掃出する（バイポーラ・トランジスタのスイッチングを高速化するときに用いる方法）ことはできません。ただし、PNP は擬似ダーリントン接続されているので蓄積時間がなく、ターン・オフ時間は、過飽和状態の同じ PNP よりはるかに高速です。それでも、周波数の高い多くの用途にはまだ適しません。

蓄積されたこのような少数キャリアは、ターン・オフ時の IGBT の電流波形に「テール」（しっぽ）のような特性を生じます（図 5）。MOSFET チャネルが導通を停止すると電子流は停止し、IGBT 電流は、テール開始位置で正孔再結合の電流レベルにまで急速に降下します。テールが特に重要なのは、IGBT での電圧が最高レベルになる時点でテール電流が流れるため、スイッチング損失が大きくなるからです。

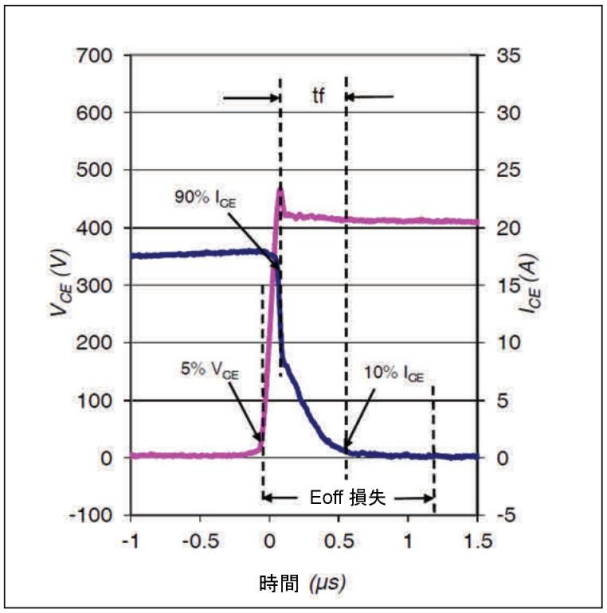



**図 5 ：150°C 定格電流における商用 IGBT のターン・オフ波形（IRG7IC23FD）。テールの開始時に突然の中断があることに注意。テール電流は少数キャリアの再結合によって発生する。**

寿命停止の技術や、ターン・オフ時に少数電荷を収集する N+ バッファ層は、再結合時間を高速化するために頻繁に用いられます。このような方法で、PNP のゲインが小さくなり、電圧降下が大きくなります。寿命停止が極端な場合には、ターン・オン時に準飽和状態になり、ターン・オン損失が大きくなります。前節で示したように、セル密度を高くし、ベースを薄くするのは、新しい設計で一般的な方法です。

あらゆる少数キャリア・デバイスと同様、IGBT のターン・オフ性能は温度とともに低下することに注意してください。ターン・オン時のスイッチング・エネルギーも温度とともに増大しますが、補助ダイオードの逆回復があるため、一部のハード・スイッチングの場合に限られます。

## 5. ラッチング

図 1 の断面図に示したように、IGBT は P-N-P-N という交互の 4 層構造になっています。必要な条件（$\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} > 1$）が満たされると、IGBT はサイリスタと同じようにラッチ・アップします。N+ バッファ層と広いベースにより PNP のゲインは減少します。一方、MOSFET の寄生バイポーラである NPN のゲインは、MOSFET のアバランシェおよび dv/dt 能力を得るために広く採用されているのと同じ技術で減らすことができ、主に $r_b'$ が大幅に減少します。寿命停止によって、PNP のゲインはさらに減少します。この $r_b'$ が十分に減少していないと、密度の高い正孔電流が $r_b'$ に流れたときに動的ラッチングが発生し、寄生 NPN のゲインが特に大きい値になります。

セル密度が高いために電子流が増大し、それに対応して正孔電流が減少すると、現実的な用途としてラッチングはほぼ排除されます。

## 6. 安全動作領域

安全動作領域（SOA）とは、トランジスタが高いレベルの電圧と電流に同時に耐えうる能力のことを言います。IGBT がこのような複合ストレスを受ける動作状態になるのは、主に以下の 3 つの場合です。

1) 短絡状態での動作。IGBT における電流は、そのゲート電圧とトランスコンダクタンスにより制限されるので、値が連続定格の 10 倍を軽く超えることがあります。短絡状態での動作を規定されている IGBT が、以前から利用されています。短絡の機能はこれまで、トランスコンダクタンスと正孔電流の密度を制限することによって実現されてきました。そのため、短絡が規定されている IGBT は、短絡定格のない等価品より電圧降下が大きくなっています。

2) 誘導ターン・オフ、別名「クランプ回路付き IL」。誘導ターン・オフの場合、電圧は数ボルトから供給電圧まで振幅し、電流は一定でチャネル電流は発生しません（ゲート電圧がゼロになる）。この状態は、短絡状態の動作とは異なります。負荷電流は $r_b'$ を流れる正孔のみで構成されるためです。以前は、ターン・オフ dv/dt を遅くして一定レベルの電子流を維持し、潜在的なダイナミック・ラッチング状態を回避するために、比較的大きいゲート抵抗を使用して駆動しなければならない IGBT もありました。現在の市場で入手できる IGBT のほとんどは、誘導ターン・オフがデータ・シートで完全に規格化されています。上述した正孔電流の減少により、クランプ回路付き IL の性能は、ほとんどの用途で問題にならない程度にまで向上しています。

3) 線形アンプとしての動作。線形の動作は、上述した 2 つのモードの組み合わせで IGBT の SOA に影響を及ぼします。線形アンプとして IGBT を使用することは少ないので、その用途の IGBT に関する詳細な規格化を、IR 社は行っていません。

# 7. トランスコンダクタンス

IGBT のトランスコンダクタンスは、その熱能力とアプリケーション要件を大きく超える電流レベルにまで達します。言い換えれば、IGBT がゲイン不足になることはありません。したがって、このパラメータは、それ自体で重要ではありませんが、他のデバイス特性に影響します。

di/dt のスイッチングは、トランスコンダクタンスに直接関係します。di/dt が高ければ、スイッチング損失が減少し、誘導降下とオーバーシュートが増幅されます。トランスコンダクタンスによって、デバイスのピーク電流能力は上昇する一方、その電圧降下は小さくなります。高いピーク電流能力は、正の特性（PDP パネル）である場合も、負の特性（業界標準のモータードライブ）である場合もあります。したがって、新しい IGBT の大半は、特定の用途で必要とされるピーク電流能力で、その用途に応じて設計されます。

# 8. データ・シートの読み方

IR 社は、業界随一の総合的な IGBT データ・シートを有しており、信頼性の高い IGBT の動作に必要な情報を提供しています。ただし、あらゆる技術文書と同様、諸条件が異なる各ユーザーが十分に理解することが必要です。以下の各節で、簡単に説明します。しかし、どんなデータ・シートでも、複雑なパワー・デバイスの動作の詳細をすべて網羅することはできないということを念頭に置いてください。

データ・シートの形式は、ここ数年で変化しました。以下に示す情報の一部は、データ・シートによって掲載されている場合も掲載されていない場合もあります。

この節は、データ・シートと併せて読むことをお勧めします。

## 8.1. 絶対最大定格

この表には、いかなる状況でも適用される、デバイス動作に関する多くの制約がまとめてあります。

**連続コレクタ電流 @ Tc = 25°C および 100°C (Ic)**：これは、接合を規定のケース温度から定格温度まで上昇させる DC 電流レベルを表します。次式で求められます。

$$I_c = \frac{\Delta T}{\theta_{j-c} \cdot V_{CE(on)} @ I_C}$$

ここで、ΔT は所定のケース温度から最大接合温度までの温度上昇です。Ic が不明なので、VCE(on) @ Ic も不明であることに注意してください。数回の反復で求めることができます。

この公式から、定格電流は対応する接合温度とケース温度がなければ意味がないことは明らかです。通常の用途では、ケース温度が 25°C よりはるかに高いので、25°C の定格電流は現実的な値ではありません。トランジスタが従来この形で規格化されているために掲載してあるにすぎません。ほとんどのデータ・シートには、ケース温度に伴うこの定格の変化を示す図があり、接合温度は定格最大温度で固定されています。

より有益なガイドラインは、100° C の連続定格です。どちらの場合も、IGBT は通常 DC 電流の伝導に使用されるだけでなくスイッチングにも使用され、これらの定格は IGBT のスイッチング能力に関しては何の情報も示しません。定格電流の具体的な詳細は、AN-949 を参照してください。

**パルスコレクタ電流（ICM）**：熱限界の範囲内では、定格連続 DC 電流を大きく上回るピーク電流まで IGBT を使用できます。電流過渡が高い間の温度上昇は、過渡熱インピーダンス曲線を用いて、または曲線で得られたパラメータを利用する SPICE でのシミュレーションによって、計算することができます。テスト回路は、データ・シートに示されています。

**コレクタ-エミッタ間電圧（VCES）**：コレクタ-エミッタ間接合のブレークダウンを防ぐために、IGBT での電圧はこの定格を超えてはなりません。ブレークダウンの最小値は、「電気特性」の表に示されています。

**ゲート-エミッタ間最大電圧（$V_{GE}$）**：ゲート電圧は、ゲート酸化層の厚さと特性によって決まります。ゲートの誘電破壊は通常 80V 前後ですが、欠陥状態での電流を制限するため、および長期的な信頼性を保証するために、ユーザーは 20V または 30V までに制限されます。

**クランプ回路付き誘導負荷電流（$I_{LM}$）**：この定格は、第 6 節で説明しており、多くのハードウェア・スイッチング用途で重要です。テスト回路はデータ・シートにありますが（年とともに変化）、スイッチング損失のテスト回路と同じです。この回路は、IGBT にフリーホイール・ダイオードのピーク回復電流を印加します。これは、ターン・オン損失に加わる大きな成分です。この定格は、高い電圧と高い電流をデバイスが同時に維持できること、すなわちスクエア・スイッチング SOA を保証します。$I_{LM}$ のテスト条件は、データ・シートに示されています。これは、RBSOA によって提供される情報を補完します。

**最大消費電力 @ 25°C および 100°C ($P_D$)**：次式で求められます。

$$P_D = \frac{\Delta T}{\theta_{j-c}}$$

「連続コレクタ電流」と同じ説明が、消費電力にも適用されます。

**接合温度（$T_J$）**：このパラメータは、機器設計の基準点となります。この温度を短時間だけ一定量超えても、IGBT は通常、正常に動作しますが、長期的な信頼性は損なわれます。実際の用途で、どのくらいこれに近い温度でデバイスを動作できるかは、各用途の信頼性要件によって異なります。新しく導入される場合、多くは従来の 150°C ではなく 175°C で規格化されます。したがって設計者は、高い接合温度でも、同じ信頼性の性能を得ることができます。

## 8.2. 熱抵抗

$R_{thjc}$、$R_{thcs}$、$R_{thja}$ は熱設計に必要です。AN-1057 と AN-949 を参照してください。

## 8.3. 電気特性

この節では、設計者が特定の用途におけるデバイスの動作を正確に予測できるように、デバイスの詳細な特性を示します。

**コレクタ-エミッタ間ブレークダウン電圧（$BV_{CES}$）**：このパラメータは、最低限のブレークダウン電圧の分布を保証します。ブレークダウン電圧は、固有の漏れ電流で定義され、正の温度係数をとります（表では $BV_{CES}/\Delta T$ として示されています）。これは、25°C においてブレークダウン電圧が 600V のデバイスであれば、-55°C になるとブレークダウン電圧が低くなることを意味します。

最新のデータ・シートには、このパラメータの測定に使用したテスト回路が示されています。

**コレクタ-エミッタ間飽和電圧（$V_{CE(on)}$）**：これは、伝導損失を計算する主なパラメータであり、温度、電流、ゲート電圧で詳細な特性を示す数値により補完されます。

**ゲート-しきい値電圧（$V_{GE(th)}$）**：コレクタ電流が流れ始めるゲート電圧です。温度に伴うゲートしきい値の変動も指定します（$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_j$）。通常の係数は -10 ～ -20mV/°C で、高温のとき、しきい値電圧が約 1 ～ 2V 低下します。

**順方向トランスコンダクタンス（$g_{FE}$）**：のパラメータは、線形モードのときに IGBT を高レベルの電流に移行させるゲート・バイアスに、小さい変動を重ね合わせて測定します。このパラメータは非線形性が高く、電流とともに急激に大きくなります。

**ゼロ・ゲート-電圧コレクタ電流（ICES）**：このパラメータは、定格電圧と 2 つの温度における漏れ分布の上限を保証します。上述の BVCES 定格を補完します。

## 8.4. スイッチング特性

**ゲート電荷のパラメータ（Qg、Qge、Qgc）**：IGBT のゲート電荷値は、ゲート駆動回路のサイズを決め、ゲート駆動損失を推定する際に便利です。残念ながら、このデバイスは少数キャリアの性質があるため、パワー MOSFET の場合のようにスイッチング時間の予測に使用することはできません。テスト回路はほとんどのデータ・シートに示されており、図にはゲートに印加される電圧の関数としてゲート電荷の合計の標準値が示されています。曲線の形状については、AN-944 を参照してください。

**スイッチング・エネルギー（Eon、Eoff、Ets）**：スイッチング・エネルギーは、表形式の情報と、温度、コレクタ電流、ゲート抵抗の多くの数値で規格化されています（ほとんどのデータ・シート内）。そのため、設計者は実際の電流や電圧、波形、テール、準飽和などを考慮せずにスイッチング損失を計算することができます。

テスト回路は通常、他のテスト回路とともにデータ・シートの末尾に示されています。ほとんどのデータ・シートに使われているテスト回路は、クランプ回路付き誘導負荷の動作を複製する、業界標準の「二重パルス」です。これは、以下のように動作します。

下位の IGBT は、インダクタでテスト電流を生成します。オフにすると、電流は上位のダイオードでフリーホイールします。この時点で、被測定デバイス（DUT）をオン/オフにして、スイッチング時間とスイッチング・エネルギーのテストが開始されます。DUT は、電源においてインダクタに流れ込むテスト電流とダイオードの逆回復を示します。

データ・シートで報告されているエネルギー値は、以下のように定義されます。

***Eon***：テスト電流の 10% からテスト電圧の 5% まで。計測結果と、一部のデバイスで発生しうる準飽和を考慮に入れる必要があるため、5% というのは適切な妥協点です。

***Eoff***：このエネルギーは、テスト電圧の 10% で始まり、5 μ秒まで進む時間にわたって測定されます。大部分の IGBT の電流テールは、その時間内に十分完了するので、漏れ損失が合計エネルギーに及ぼす寄与率は最小限です。

**スイッチング時間（td、tr、tf）**：単純な IGBT のスイッチング時間は、「スイッチング損失のテスト回路」を基準にして定義されます。これらは、以下のように定義されます。

ターン・オン遅延時間：ゲート電圧の 10% からコレクタ電流の 10% まで

立ち上がり時間：コレクタ電流の 10% から 90%

ターン・オフ遅延時間：ゲート電圧の 90% からコレクタ電圧の 10% まで

降下時間：コレクタ電流の 90% から 10%

スイッチング時間は、ハーフブリッジ構成におけるコンプリメンタリデバイスのターン・オフから次のターン・オンまでの適切なデッドタイムや、最小と最大のパルス幅を決定する際に有効なガイドラインになります。スイッチング損失の指標としての信頼性は、非常に低くなります。これは、ターン・オフ・エネルギーの重要な一部である電流テールが、10% 以下の負荷電流で消費される可能性があるためです。これに対し、電圧降下の時間はこのようには規格化されていません。したがって、損失の二大要因は、スイッチング時間では適切に考慮されないことになります。

**デバイスのキャパシタンス（Cies、Coes、Cres）**：出力キャパシタンスは、P-N 接合に対して典型的な電圧依存を示します。逆伝達（ミラー）キャパシタンスも、電圧に大きく依存しますが（逆比例）、出力キャパシタンスの場合よりはるかに複雑です。入力キャパシタンスは、ゲート-エミッタ間キャパシタンスとミラー・キャパシタンスの和であり、ミラー・キャパシタンスと同じ電圧依存を示しますが、きわめて限られた形になります。これは、ゲート-エミッタ間のキャパシタンスの方がはるかに大きく、電圧に依存するためです。

これらのキャパシタンスは、以下のように測定されます。IGBT はコレクタとエミッタの間で 25V のバイアスを受

けます。このうち 2 つの端子は、値の大きいコンデンサによって AC 短絡されます。これら 2 つの端末と、3 つ目の端子の間で、キャパシタンスが測定されます。

**伝達特性** ：この曲線は、ゲート電圧およびコレクタ-エミッタ間電圧とともに電流がどのように増大するかを示します。この場合コレクタ・エミッタ間電圧は IGBT を完全飽和にならないように保たれます。曲線の勾配が、デバイスのトランスコンダクタンスです。この曲線は、温度に対しては軽度に負の依存を示し、印加電圧にはまったく依存しません。

**出力と飽和の特性** ： 異なる温度でのゲート電圧、コレクタ電流、およびコレクタ-エミッタ間電圧の、3 つのパラメータ間の関係を表す曲線です。完全に飽和状態と「線形モード」の間の過渡、すなわちコレクタ電流が負荷ではなくゲート電圧によって決定される状態を特定する際に便利です。

**逆バイアス安全動作領域（RBSOA）**： この曲線は、6 節 2 で説明した状態、すなわちクランプ回路付き誘導負荷におけるターン・オフ過渡を規格化します。その状態が表のエントリで示され、数値がプロットを示します。

**短絡耐性時間**（短絡規定されている IGBT の場合）は、指定された条件で IGBT が短絡できる最小保証時間を定義します。ゲート抵抗を指定値より小さくすることはできず、ターン・オフ時の過電圧を、適切なクランプによって指定される値に維持する必要があります。ゲート駆動電圧が降下すると、短絡耐性能力はきわめて短時間で増大します（関連の図を参照）。

**ダイオード特性** ： ダイオードが IGBT とともにパッケージされている場合、その特性は関連のグラフとともにこの表に含まれます。

# 9: IR 社の IGBT 技術

現在 IR 社で製造されている最も代表的なシリコン構造を、図 6 にまとめます。それぞれの技術に独自性があり、用途に応じて適不適は異なります。そのため、設計者は幅広い選択肢からデバイスを選択し、設計上最適のコスト・パフォーマンスを達成することができます。

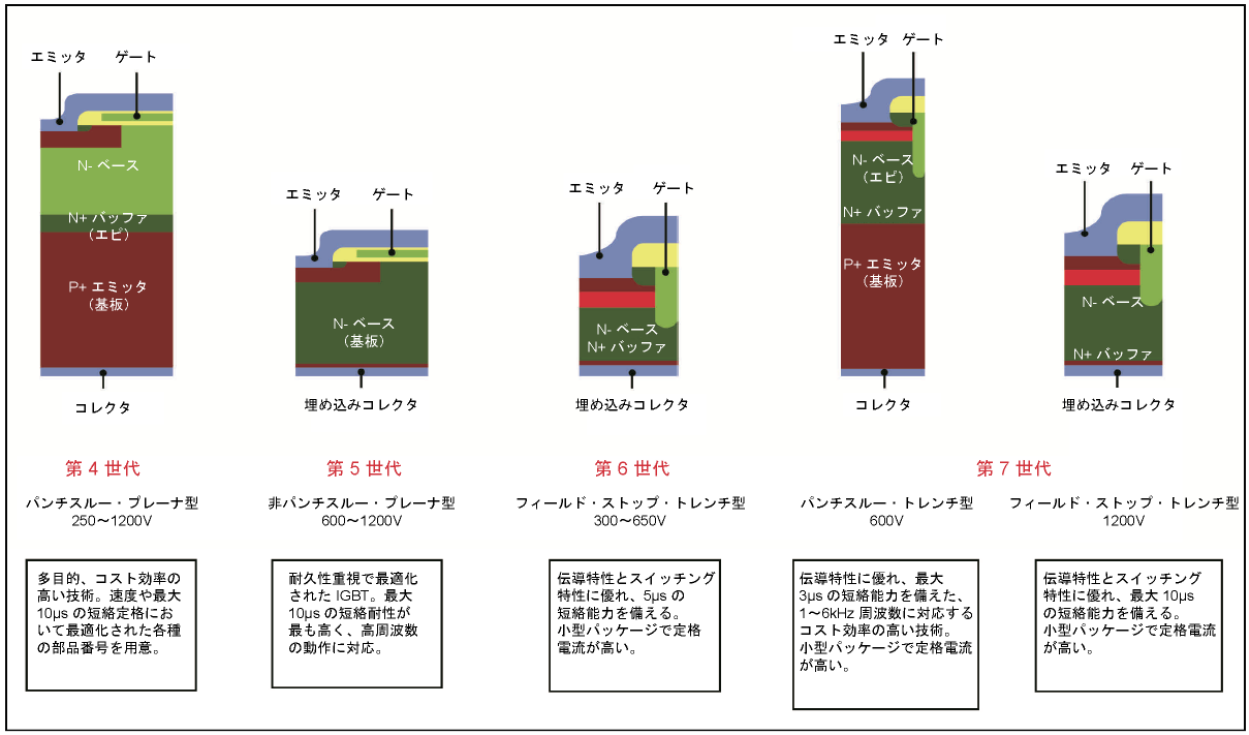



**図 6 - IR 社の最も代表的な IGBT 技術と一般的な特性。**

概して IGBT は、電圧が 200V を超え、周波数が 100kHz より低い電力条件に適したデバイスです。電圧が 200V より低く、周波数が 100kHz より大きい場合、ほとんどの用途で パワー MOSFET が適しています。

ユーザーにとっての IGBT 技術の価値を最大限発揮するために、IR 社は用途別に多数のデバイスを用意しています。モーター駆動に最適化されたデバイスもあれば、熱やプラズマ・ディスプレイに最適化されたデバイスもあります。このように部品番号が多様化しているために、IGBT の選択は複雑な反復プロセスとなっています。多数のパラメータの評価が必要であり、オン抵抗のように単純な測定値に簡略することはできません。スイッチング損失は、伝導損失に対しても、また短絡要件に対してもトレードする必要があります。

このような作業を簡単にするために、IR 社は用途別の制約を満たす部品の簡易リストを提示する Web ツールを開発しました。損失と相対価格の概算が提示されます。このツールは、以下の URL でご利用になれます。

http://mypower.irf.com/IGBT

用途に応じた環境で性能を比較する簡単な方法の 1 つは、IR 社がゼロから開発した電流-周波数曲線を利用することです。周波数が上昇するときの、適切な熱環境におけるハーフブリッジの出力電流が示されています。図 7 は、1°C/W 絶縁体を使用して 3 種類の異なる IGBT 性能を 2°C/W ヒート・シンクに実装した場合の性能比較です。周囲温度は 55°C、接合温度は 150 °C とします。スイッチング電圧は 400V、デューティ・サイクルは 50% です。チップ・サイズはほぼ同一です。

この図は用途別であり、熱環境と、電気的な動作条件が考慮されています。具体的な用途に応じて最適な IGBT をお選びいただくうえで、非常に強力なツールです。

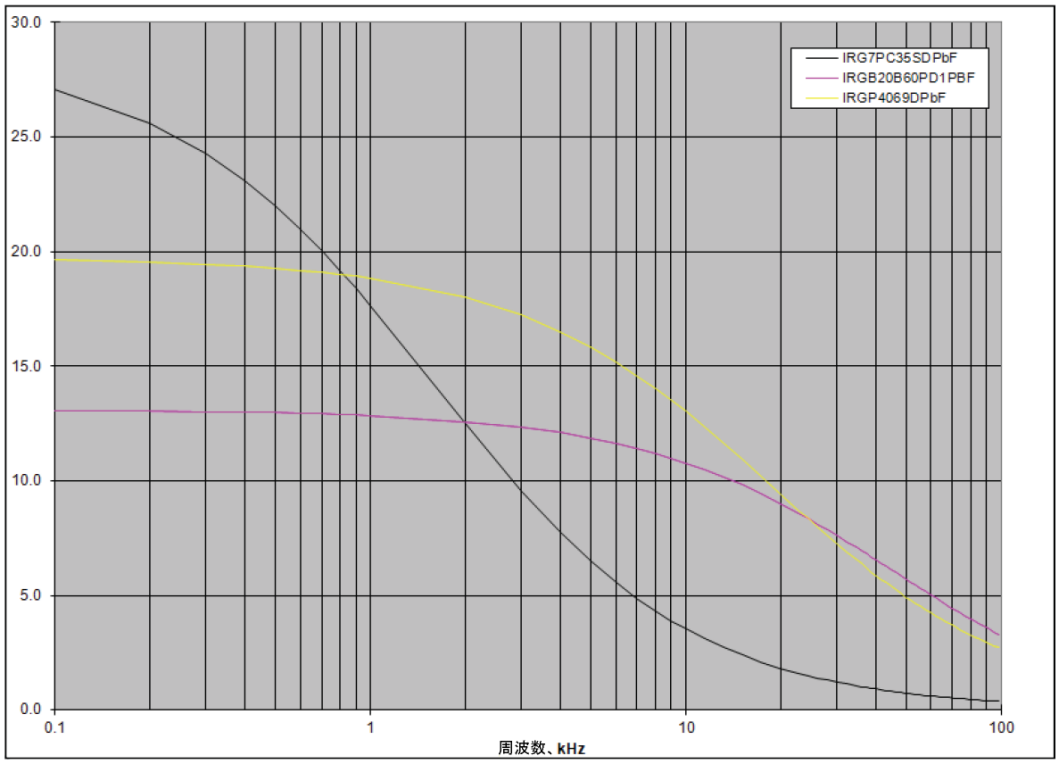



**図 7 - ハード・スイッチ用ハーフブリッジの 3 種類の IGBT の性能が比較した電流-周波数曲線。IRG7PC35SD は伝導性に、IRGB20B60PD1 はスイッチにそれぞれ優れ、IRGP4069D は汎用トレンチ型デバイスである。**

IRG7PC35SD は最も密度の高いトレンチ型デバイスであり、電圧降下が小さい用途（共振用途）に適しています。予測されるとおり、低周波数の通電容量は卓越しています。

IRGB20B50PD1 は、90 年代後半に導入された第 5 世代プレーナ型デバイスです。電圧降下はトレンチ型デバイスより大きくなりますが、今もなお高周波数では最適なデバイスです。

IRGP4069D は、ハード・スイッチに対応する汎用トレンチ型デバイスです。

## 10. 参考情報

AN-990J: 「IGBT の応用特性」

AN-978J: 「高耐圧のフローティング MOS ゲート駆動 IC」

AN-1057J: 「ヒートシンク特性」

AN-944J: 「ゲート電荷を利用したパワー MOSFET および IGBT のゲート駆動回路の設計」

AN-949J: 「電力半導体の定格電流と熱設計」