

---

---

# 第 6 世代 V シリーズ IGBT モジュール アプリケーションノート

## 第 1 章

### － 基本コンセプトと特徴 －

---

---

	目次	ページ
1	V シリーズの基本コンセプト	1-2
2	素子構造の変遷	1-3
3	V シリーズ IGBT チップの特徴	1-5
4	高放熱セラミック絶縁基板の適用	1-10

#### はじめに

---

---

第 6 世代 V シリーズ IGBT モジュールは、第 5 世代 U シリーズで技術開発した Field Stop(FS)構造とトレンチゲート構造を継承するとともに、更なるウェーハ厚の薄厚化、トレンチ構造の最適化を行ないました。これにより更なる特性改善を行ないました。

本章では第 6 世代 V シリーズ IGBT モジュールの基本コンセプトと特徴について述べます。

## 1 Vシリーズの基本コンセプト

近年、環境面への配慮から二酸化炭素の排出量を低減することが世界中で求められています。二酸化炭素の排出量低減のためには、エネルギーの使用量を低減することが必要不可欠です。しかしながらそれとともに装置や機器に使用する部品点数の削減や部品に使用する材料の低減も、製造に費やすエネルギーの低減が可能となることから重要となります。したがって装置や機器に対してはエネルギー変換効率の向上とともに、その小型化が市場から求められています。特に電力変換装置では IGBT モジュールが主に用いられるため、その小型化が装置の小型化に貢献できることとなります。

このような背景から、最新世代の V シリーズの IGBT モジュールでは「小型化」を基本コンセプトに開発を行ないました。

図 1-1 に IGBT モジュールに対する基本的な市場要求を示します。IGBT モジュールに対する基本的な市場要求は性能と信頼性の向上、環境負荷の低減です。性能、環境、信頼性に対する各諸特性は相互に関連し合っているため、IGBT モジュールの「小型化」を実現するためには、これらをバランスよく改善することが重要となります。

今回の開発した第6世代の V-IGBT モジュールは性能、環境、信頼性の各諸特性を最大化することによってその基本コンセプトである「小型化」を達成しました。また「小型化」に付随して同一パッケージでの最大電流定格の拡大を達成しました。

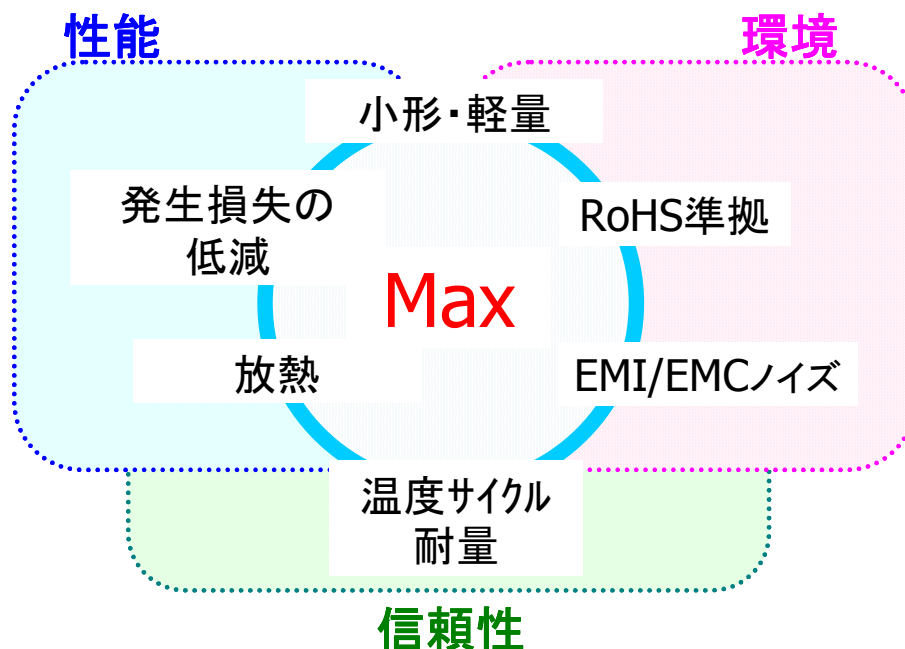


図 1-1 富士電機が目指す IGBT モジュール開発のイメージ

## 2 素子構造の変遷

図 2-1 には富士電機における 1200V 系列に関する各世代の IGBT のチップ断面図を示します。また表 2-1 には各世代 IGBT への適用技術の一覧を示します。

第三世代以前の IGBT ではプレーナゲート型パンチスルー IGBT が主流でした。当時のパンチスルー型 IGBT はエピタキシャルウェーハを用いる IGBT で、コレクタ側からキャリアを高注入することで低オン電圧を実現していました。同時にターンオフ時には n ベース層に高注入されたキャリアを速やかに消去する必要があるため、ライフタイムコントロール技術を適用しています。これにより低オン電圧と低いターンオフスイッチング損失( $E_{off}$ )を実現させていました。

しかしながらライフタイムコントロール技術を適用した場合には高注入のキャリアをライフタイムコントロール技術で抑制しているため、特性改善に限界がありました。その上ライフタイムコントロール技術を適用した場合、オン電圧特性のバラツキが大きくなるため、並列使用時の電流アンバランス抑制が課題としてありました。

これらの課題を打開する為に、第四世代の S シリーズではライフタイムコントロール技術を必要としないノンパンチスルー (NPT) 型 IGBT を開発しました。ノンパンチスルー型 IGBT は、コレクタ( $p^+$ 層)の不純物濃度をコントロールすることによりキャリアの注入効率を抑制するとともに、n ベース層の厚さを薄くして輸送効率を高くしています。ノンパンチスルー型 IGBT ではエピタキシャルウェーハを用いず、FZ (Float Zone) ウェーハを用いることができるため、結晶欠陥の影響を受けにくいという利点を持っています。一方で低オン電圧を達成するためには、高輸送効率化する必要があり、n ベース層の厚さ、すなわちチップ厚を薄くする技術が必要でした。富士電機ではウェーハの薄厚化技術を新たに開発し、特性改善に貢献してきました。更なる特性改善のためには、より薄いチップ厚を持った IGBT が必要となりますが、チップ厚の大部分を n ベース層の厚さが占めており、その厚さは素子耐圧の低下に大きく影響を与えます。この素子耐圧の特性改善を阻む要因を打破した構造が FS (Field Stop) 構造です。FS 構造とは、n ベース層に濃度が高い FS 層を設けた構造です。この構造を採用することで更なる特性改善が可能となりました。

また富士電機は IGBT の特性改善に不可欠な技術として表面構造の微細化も併せて進めて来ました。IGBT 素子はセルと呼ばれる IGBT の基本構造が多数配置される構造によって形成されています。IGBT セル数が多いほど低オン電圧化が実現できます。それゆえウェーハ表面に平面的に IGBT セルを作る構造(プレーナ構造)からシリコン表面にトレンチ(溝)を形成し 3 次元的にゲート構造を形成するトレンチ構造へと表面構造も移り変わってきました。第 5 世代の U シリーズでは上記の FS 構造とトレンチゲート構造を採用することで画期的な特性改善を実現しました。

今回量産供給を開始しました第 6 世代「V シリーズ」は、第 5 世代 U シリーズで技術開発した FS 構造を更に薄くすることで低オン電圧化やスイッチング損失の低減を図りました。加えてトレンチゲート構造の更なる最適化により、スイッチングスピードの制御性の向上を図りました。

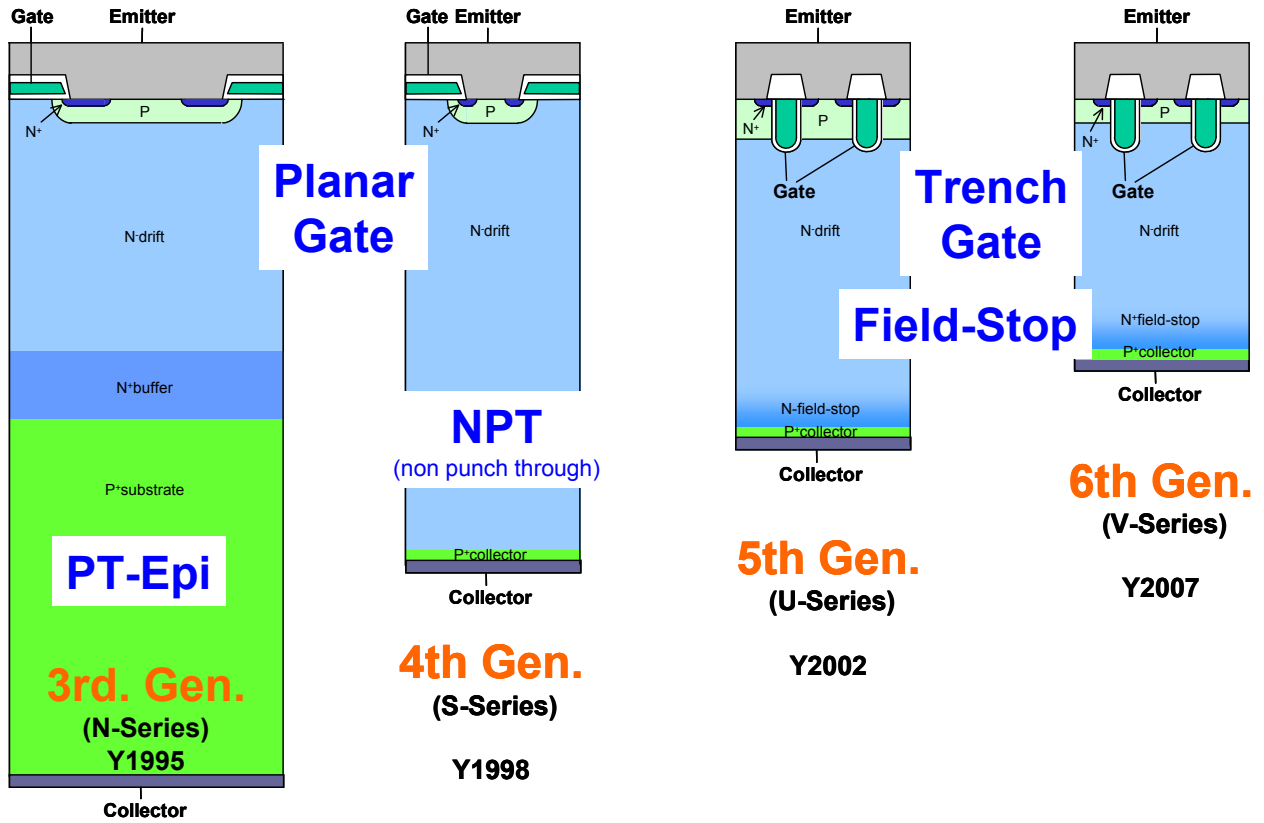


図 2-1 IGBT チップへの適用技術の変遷(1200V 系列)

表 2-1 各世代 IGBT への適用技術(1200V 系列)

Generation	3rd	4th	5th	6th
Series	N	S	U/U4	V
Wafer	Epi	FZ	FZ	FZ
Gate structure	Planar	Planar	Trench	Advanced Trench
Bulk	PT	NPT	FS	FS
Lifetime control	Applied	None	None	None
Thickness	Thicker	Thick	Thin	Thinner

### 3 Vシリーズ IGBT チップの特徴

#### 3.1 Vシリーズ IGBT チップの特性改善

##### 3.1.1 オン電圧の低減

図3-1に第6世代Vシリーズ IGBT チップと従来の第5世代Uシリーズ IGBT チップの出力特性比較を示します。本図からわかるように、同じ電流密度で比較した場合はVシリーズのコレクターエミッタ電圧  $V_{ce}$  がUシリーズと比較して大きく低減されています。

この特性改善効果を適切にチップサイズ縮小へ展開することで、小型化と同一パッケージでの定格電流の向上を実現しました。

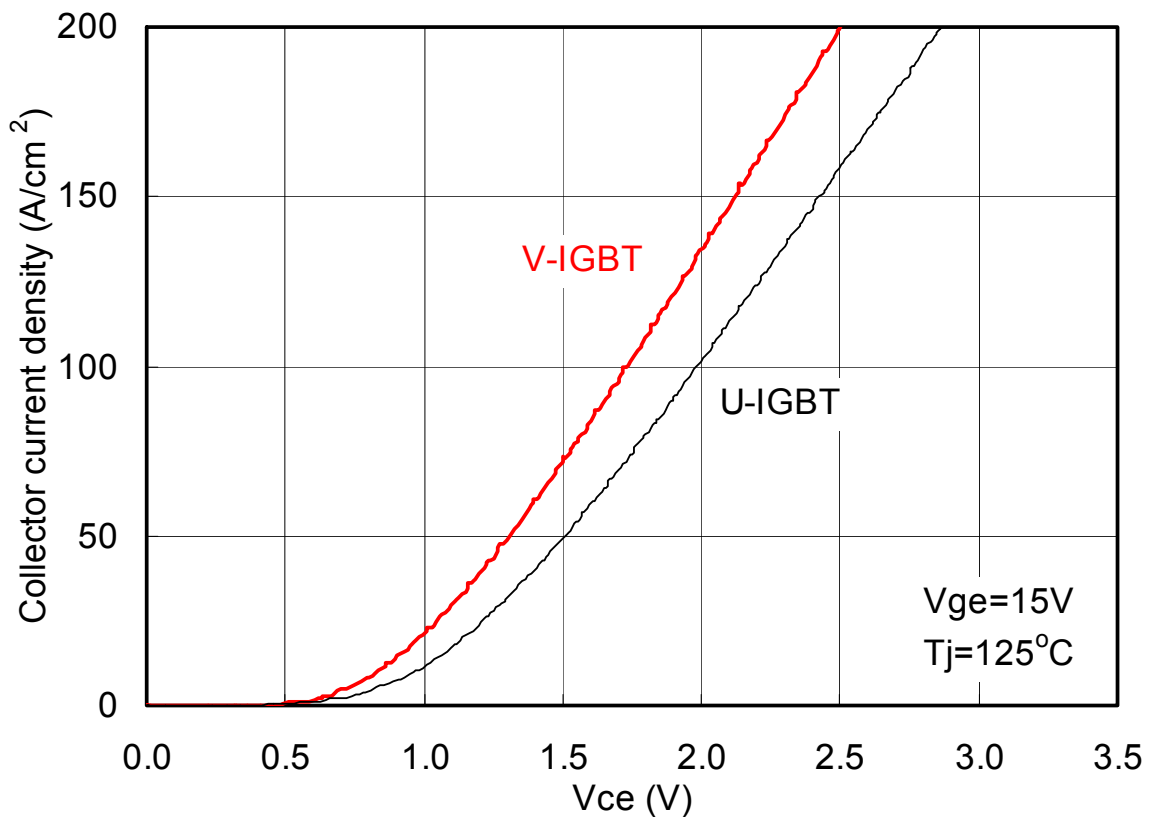


図3-1 出力特性比較(1200V 系列)

### 3.1.2 ターンオフ損失の低減

図3-2に第6世代Vシリーズ IGBT チップと第5世代Uシリーズ IGBT チップについてのターンオフ損失とオン電圧のトレードオフ特性比較を示します。本図から同じ電流密度でのターンオフ損失でオン電圧を比較した場合、V-IGBT では約0.3Vの低減していることがわかります。このように、V-IGBT では大幅な特性改善を行ないました。

この特性改善効果を適切にチップサイズ縮小へ展開することで、損失の低減と電流定格の向上を可能にしました。

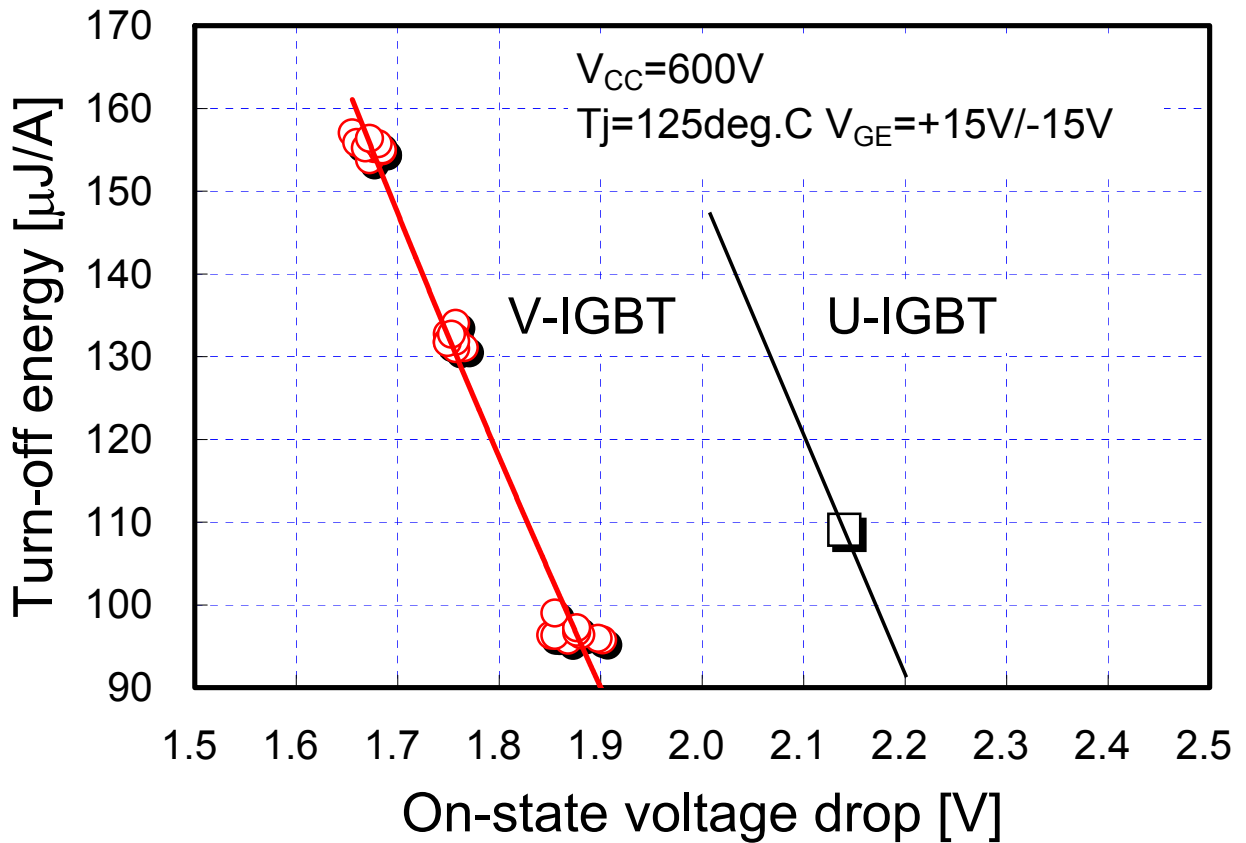


図 3-2 V-IGBT と U-IGBT のトレードオフ比較 (1200V 系列)

### 3.2 ターンオフ振動の抑制

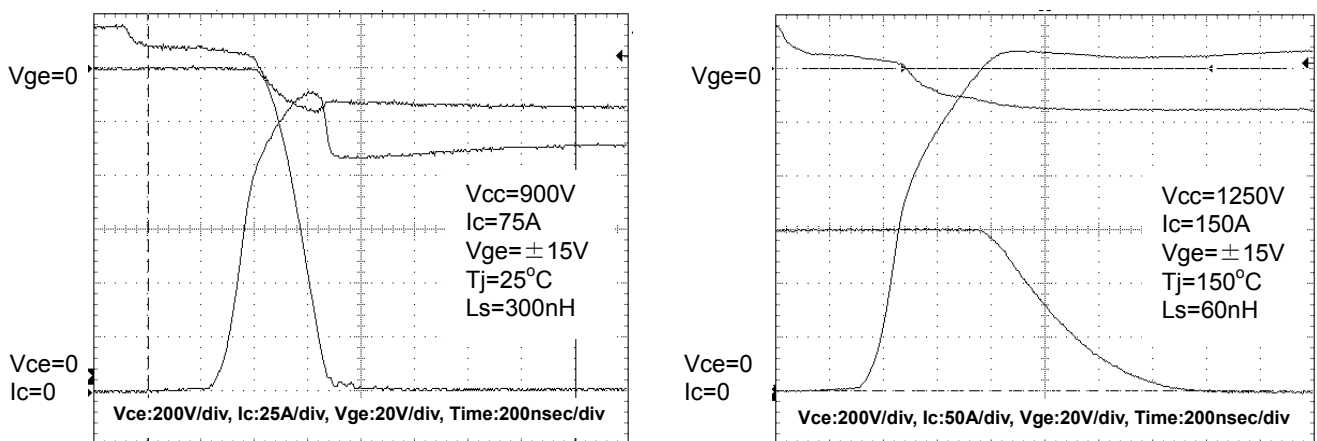
良く知られているように、IGBTはそのシリコン厚を薄くすることによって低オン電圧化やスイッチング特性の改善ができます。それゆえ IGBT は世代交代を重ねるたびに、そのシリコン厚を薄くすることで特性改善を行ってきました。しかしながら近年では IGBT のチップ厚は 100um 程度まで薄くなっており、耐圧を確保することも必要となりました。これに対し裏面構造にフィールドストップ(Field Stop : FS)構造を採用することで、特性改善に必要な薄型化と耐圧確保の両立を達成しています。

FS 型の IGBT ではターンオフ時に広がる空乏層が FS 層に到達するリーチスルーによって、電流や電圧などに振動を引き起こすことが知られています。

ターンオフ振動が起こる限界電圧（振動開始電圧）と素子耐圧は相反関係にあります。それゆえ素子耐圧を確保するためにドリフト層の抵抗を高くすると、振動開始電圧は低下します。反対にドリフト層の抵抗を低くすると、振動開始電圧は高くすることができますが、耐圧の確保が困難となります。

第6世代の V-IGBT では、最適な耐圧設計に加えターンオフ振動を抑制した IGBT としました。

図 3-3 に試験的に非常に厳しい条件で 1200V 系 V シリーズ IGBT をターンオフさせた場合の波形を示します。図 3-3(a)は主回路インダクタンスを非常に大きくした場合であり、図 3-3(b)は通常で適用される条件に対してはるかに厳しい電圧を印加しており、定格電圧を超えた  $V_{cc}=1250V$  でターンオフさせた場合の波形です。これらの波形からわかるように、非常に厳しい条件下でのターンオフ時でも電圧や電流に振動は見られません。このように V シリーズ IGBT は振動がなく、お客様に使いやすい素子となっています。



(a) 主回路インダクタンスが大きい場合

(b) 印加電圧が高い場合

図 3-3 V-IGBT のターンオフ波形(75A / 1200V)

### 3.3 スイッチング特性のゲート抵抗制御性

近年、IGBT モジュールは低損失化の要求からスイッチングスピードが早くなっています。しかしながら早いスイッチングスピードはその電流変化、電圧変化によって、EMI ノイズを発生させることとなります。特にターンオン特性が EMI ノイズに大きく影響することがわかっています。したがって EMI ノイズが問題となる状況ではターンオン時の電流変化、電圧変化を緩やかに（ソフトスイッチング化）する必要があります。それゆえゲート抵抗によってターンオンスピードをコントロールできることが重要になります。

このような背景から第6世代 IGBT の V シリーズでは、ゲート抵抗によるターンオンスピードの制御を容易にしました。図 3-4 に 1/10 の定格電流でゲート抵抗を変えたときのターンオンスイッチング時の波形を示します。同図にはその対向アームの FWD の電圧を示します。

本図からわかるように、ゲート抵抗を変えることでターンオンによって生じる逆回復  $dv/dt$  が大きく変化していることがわかります。このように V-IGBT ではゲート抵抗によって容易に電流変化や電圧変化のコントロールが可能です。したがってゲート抵抗の適切な選定によって、後述するように EMI ノイズとスイッチング損失のトレードオフの最適設計が可能となります。

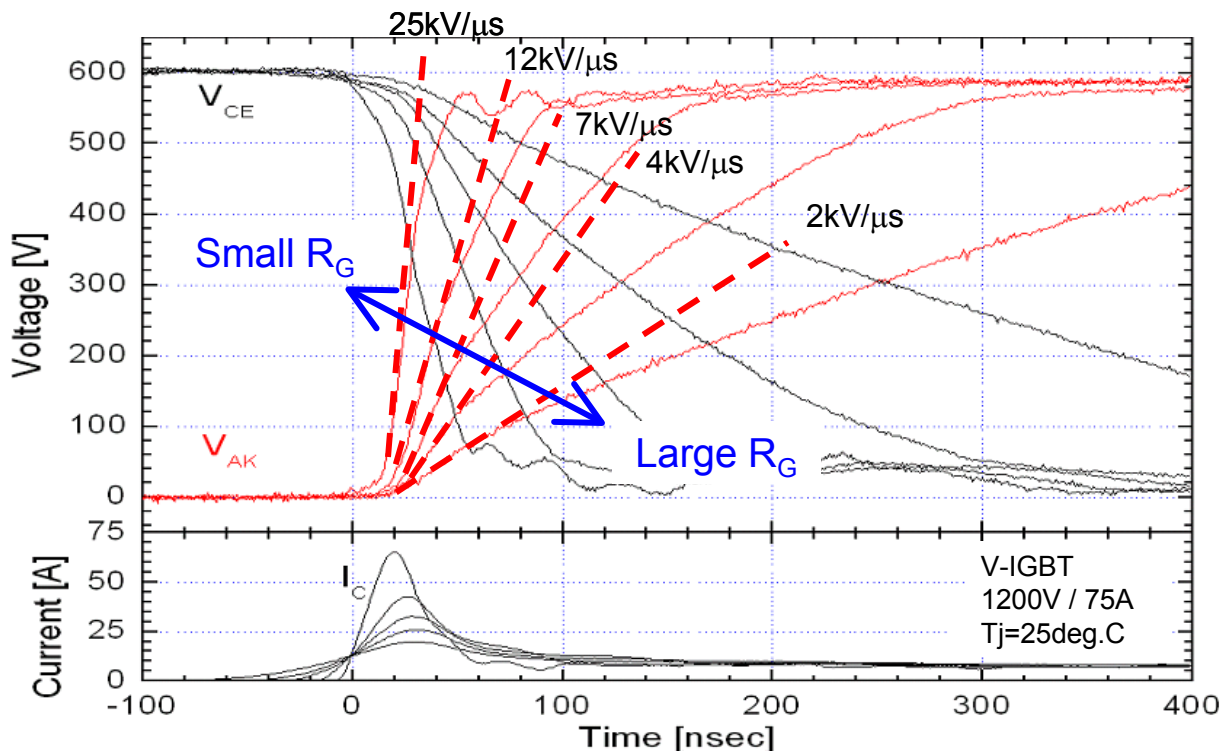


図 3-4 ターンオンスイッチング波形のゲート抵抗依存性



### 3.4 逆回復 dv/dt とターンオンロス

先に述べたように、EMI ノイズを抑制するためにゲート抵抗を大きくした場合には、緩やかな電流変化と電圧変化に起因して、ターンオンロスが大きくなります。このように EMI ノイズとターンオンロスにはトレードオフ関係にあります。したがってゲート抵抗によるターンオンスピードの制御性を改善するだけでなく、ターンオンロスとのトレードオフを改善することが重要となります。

図 3-5 には EMI ノイズの要因のひとつである逆回復 dv/dt とターンオンロスの関係を示します。本図からわかるように、従来の U シリーズ IGBT に対して V シリーズ IGBT では同じ逆回復 dv/dt で比較した場合、ターンオンロスが小さくなっていることがわかります。一方、同じターンオン損失で比較した場合には逆回復 dv/dt が小さくなっていることがわかります。

このように、V-IGBT では従来の U-IGBT に対して、逆回復 dv/dt とターンオンロスの関係が改善されていることがわかります。

以上のように V シリーズの IGBT モジュールでは低損失かつ低ノイズを両立できる製品として、お客様に使いやすい製品となっています。

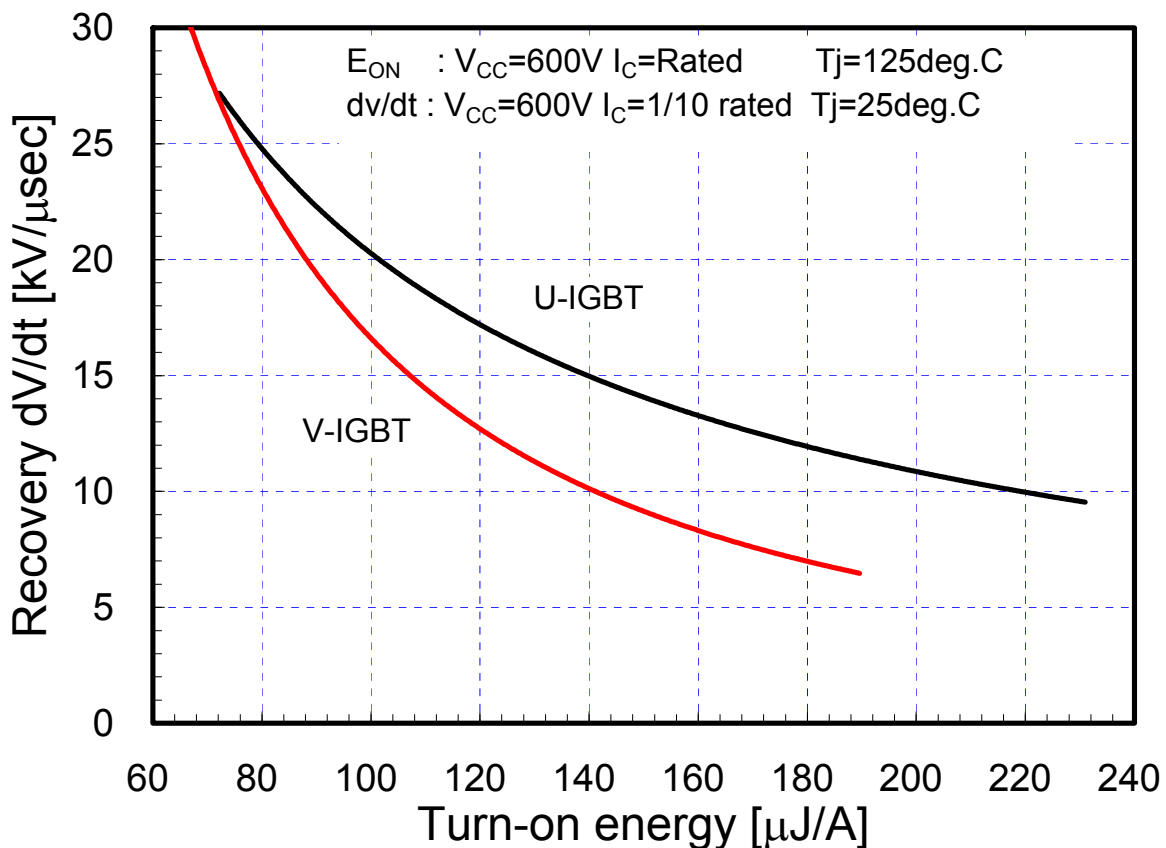


図 3-5 逆回復 dv/dt とターンオンロスの関係 (1200V 系列)

#### 4 高放熱セラミック絶縁基板の適用

各種電力変換システムの小型化のためには、IGBT モジュールの小型化が望まれています。しかしながら小型化することにより必然的にパワー密度が高くなるため、モジュール内のチップ温度の上昇が懸念されます。それゆえチップで発生する熱を効果的に放散する必要があります。

V シリーズ IGBT モジュールでは、チップ特性の改善と内部レイアウトの最適化によって小型化を実現しました。さらにパワー密度が高い一部の電流定格に対しては放熱性に優れた高放熱セラミック絶縁基板（窒化珪素基板、窒化アルミニウム基板）を適用して、大幅な電流定格の拡大を実現しました。

図 4-1 には酸化アルミニウム基板と窒化珪素基板の過渡熱インピーダンス特性の比較を示します。図 4-1 から窒化珪素基板を用いることにより、過渡熱インピーダンス特性は低減され、定常熱抵抗は約 25% 低減されていることがわかります。一方、定常状態でのチップとケース間の温度上昇  $\Delta T(j-c)$  は消費電力と定常熱抵抗の積であることから、消費電力は約 25% 大きくすることが可能となります。この消費電力の増分はパワー密度の向上に展開できることになるので、同一パッケージでの電流定格の増加に展開することができるようになります。

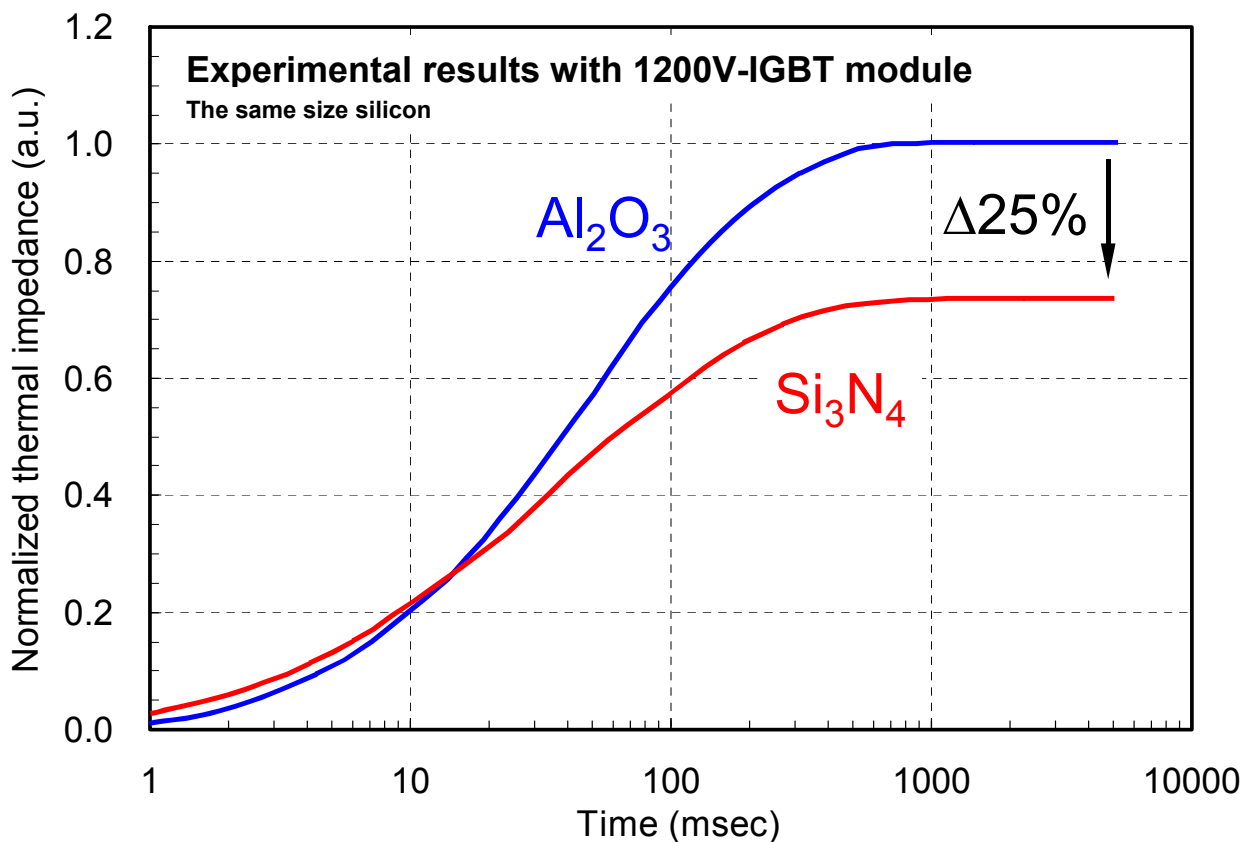


図 4-1 過渡熱インピーダンス特性比較（酸化アルミニウム基板と窒化珪素基板）

---

# 第6世代Vシリーズ IGBT モジュール アプリケーションノート

## 第2章

### － 使用上の注意点 －

---

	目次	ページ
1	最大接合温度 $T_j(\max)$ の 175°C 化	2-2
2	短絡（過電流）保護	2-2
3	過電圧保護と安全動作領域	2-4
4	ドライブ条件とデッドタイム設定	2-12
5	並列接続	2-14
6	パッケージサイズの小型化	2-16
7	ソルダーフリー実装モジュールの系列化	2-17
8	マウンティングインストラクション	2-17

#### はじめに

---

第6世代Vシリーズ IGBT モジュールは、第5世代Uシリーズで技術開発した Field Stop(FS)構造とトレンチゲート構造を継承するとともに、更なるウェーハ厚の薄厚化、トレンチ構造の最適化を行ないました。これにより更なる特性改善を行ないました。

本章では第6世代Vシリーズ IGBT モジュールの使用上の注意点について述べます。

## 1 最大接合温度 $T_j(\max)$ の 175°C 化 – $T_j(\max)=175^\circ\text{C}$ 適用時のメリットと注意点–

最大接合部温度  $T_j(\max)$  について、第5世代 (U, U4 シリーズ) 以前の従来シリーズでは 150°C であるのに対し、第6世代の V シリーズでは 175°C となり、25°C の拡大をしました。

従来シリーズでは  $T_j(\max)$  が 150°C に対して、一般的には連続動作温度 ( $T_j(\text{op})$ ) は 125°C 付近で使用していましたが、V シリーズでは  $T_j(\max)$  を 175°C にすることにより EIAJ の規格に基づいた長期信頼性を検証することで、150°C での連続動作保証が可能なモジュールとしました。

これによりインバータ適用レンジの拡大、適用モジュールや冷却フィンの小型化、出力電流やキャリア周波数の向上などのメリットがあります。

このように第6世代 V シリーズ IGBT モジュールでは連続運転時の最大接合温度  $T_{jop}(\max)$  が 150°C ですので、連続運転時にはその温度以下となるように動作条件を決定してください。またインバータの動作において、連続運転状態から短時間の過負荷運転で動作する場合がありますが、この場合には  $T_j(\max)$  である 175°C までの適用が可能です。

一方、連続運転時の最大温度は 150°C ですので、その温度を超えて使用すると、パワーサイクル耐量などの製品寿命の低下を招く可能性がありますので注意してください。

## 2 短絡 (過電流) 保護

IGBT が短絡状態になると IGBT のコレクタ電流が増加し所定の値を超えるとコレクターエミッタ間 (C-E 間) 電圧が急増します。この特性により、短絡時のコレクタ電流は一定の値以下に抑制されますが、IGBT には高電圧・大電流の大きな責務が印加された状態になりますので、可能な限り短時間でこの責務を取り除く必要があります。

図 1-1、1-2 には 1200V および 600V 系列の V シリーズにおける短絡発生時の印加電圧と短絡耐量 (保証短絡時間) の相関関係を示します。短絡検出時間に関しては、アプリケーションの動作条件とともに本相関関係を参考に設定してください。

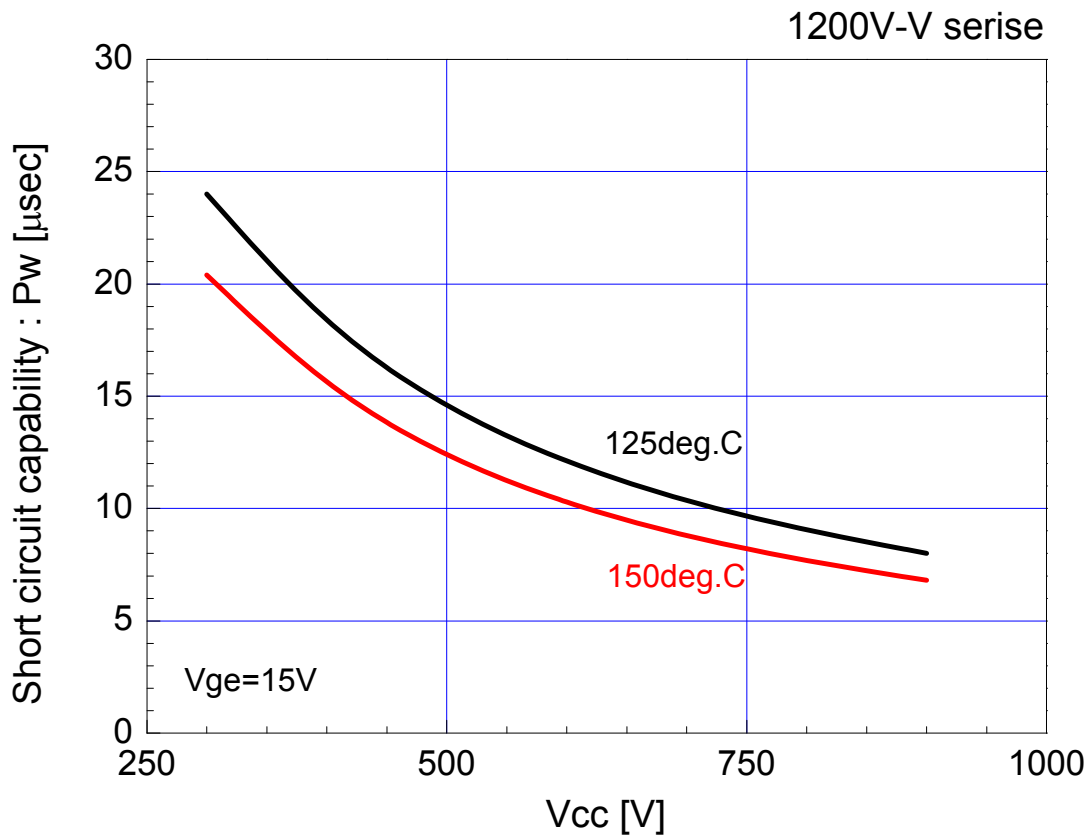


図 1-1 1200V の V シリーズでの短絡発生時の印加電圧と短絡耐量の相関関係

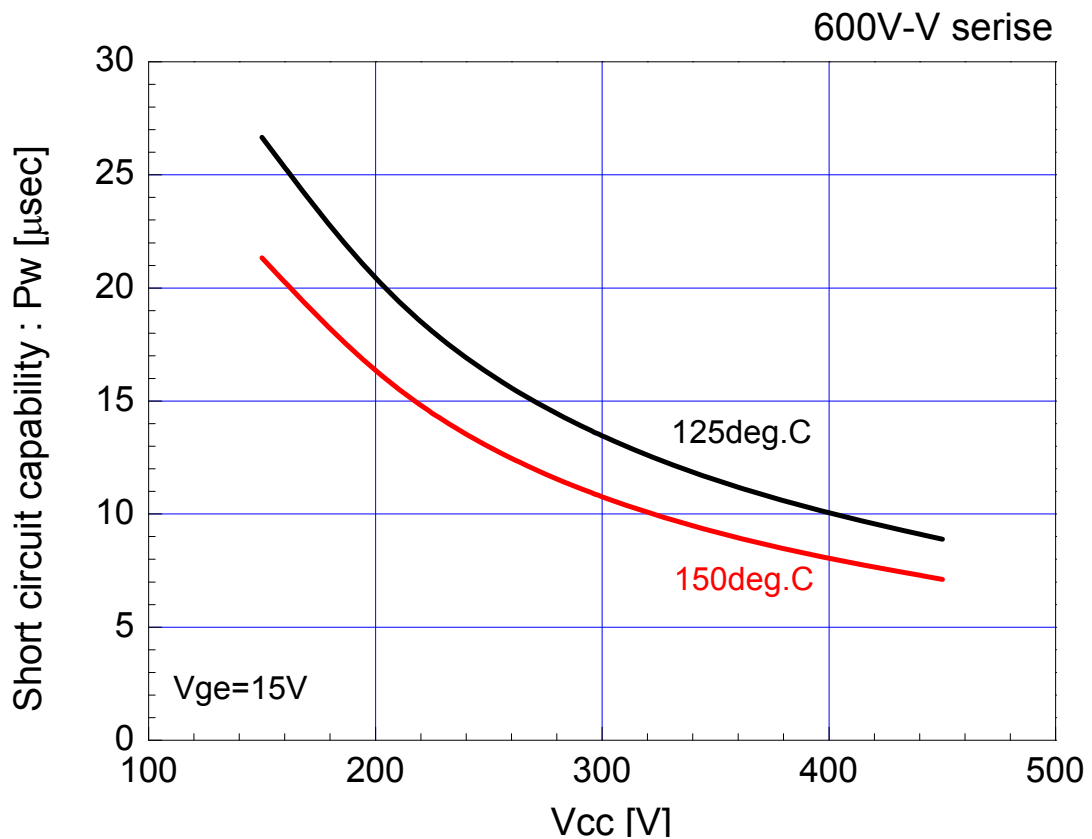


図 1-2 600V の V シリーズでの短絡発生時の印加電圧と短絡耐量の相関関係

### 3 過電圧保護と安全動作領域

#### 3.1 過電圧保護

IGBT はスイッチング速度が速いため、IGBT ターンオフ時、または FWD 逆回復時に高い  $di/dt$  を発生し、モジュール周辺の配線インダクタンスとその  $di/dt$  によってサージ電圧が発生します。このサージ電圧が最大定格電圧を超えると過電圧印加状態となり、最悪の場合には破壊に至ります。これを抑制するためには、一般的にはスナバ回路を付加する、ゲート抵抗  $R_g$  を調整する、主回路のインダクタンスを低減する方法などがあります。

図 2-1 にターンオフ波形と逆回復波形の概略図を示すとともに、サージ電圧の定義を示します。図 2-1 からわかるように、VCEP をターンオフ時に発生する IGBT のサージ電圧、VAKP を逆回復時に発生する FWD のサージ電圧としています。本節の図中に記載されている VCEP と VAKP は本定義を適用しています。

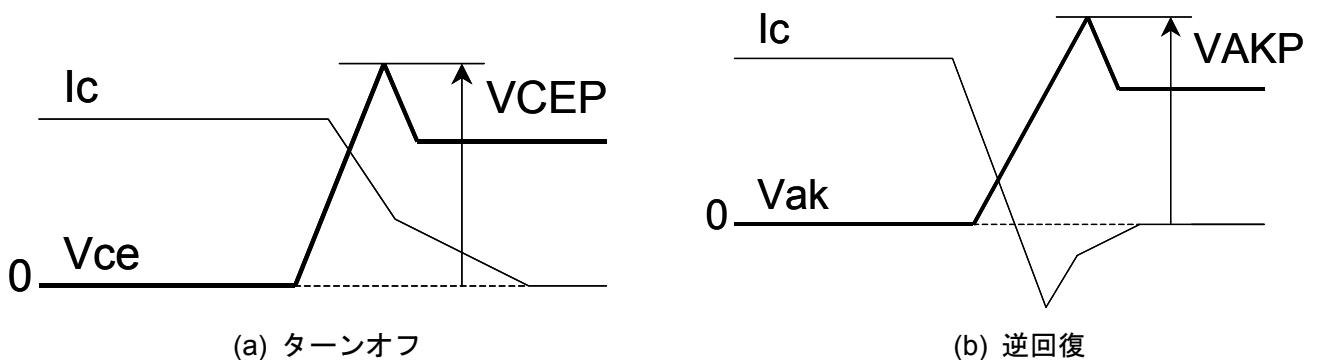


図 2-1 IGBT ターンオフ波形、FWD 逆回復波形の概略図とサージ電圧

サージ電圧の実際の特性として、Vシリーズの IGBT モジュール 2MBI450VN-120-50 でのサージ電圧特性例を示します。

図 2-2 はターンオフおよび逆回復時におけるサージ電圧の浮遊インダクタンス(Ls)依存性の一例を示します。この図からわかるように、浮遊インダクタンスが大きくなるとサージ電圧が高くなっていることがわかります。本例では特にターンオフサージへの影響が大きくなっていることがわかります。

図 2-3 は IGBT ターンオフ、FWD 逆回復時におけるサージ電圧のコレクタ電圧依存性の一例です。コレクタ電圧依存性が高くなるほどサージ電圧が高くなります。

図 2-4 は IGBT ターンオフ、FWD 逆回復時におけるサージ電圧の電流依存性の一例です。IGBT のターンオフ時のサージ電圧は、一般にコレクタ電流が大きいほうが高くなります。一方 FWD の逆回復サージ電圧は低電流側の方が高くなる傾向にあり、その最大値は定格電流に対して数分の 1 から数十分の 1 の低電流領域で現れます。

図 2-5 に FWD 逆回復時におけるサージ電圧のゲート抵抗依存性の一例を示します。なお電流条件は低電流の 45A と定格である 450A の 2 条件を示します。本図から低電流でゲート抵抗が小さくなるとサージ電圧が高くなっていることがわかります。

このように、IGBT モジュールに生じるサージ電圧の値は上記に示した主回路インダクタンス、ゲート駆動条件だけでなく、コンデンサ容量やゲートドライブの能力、スナバ回路の種類などの回路条件や使用条件によって大きく変わります。

したがって、IGBT モジュールの適用時にはそれを使用するインバータシステムなどの各種装置で、すべての動作条件においてサージ電圧が RBSOA 内におさまることを確認してください。サージ電圧が保証 RBSOA を超える場合には、ゲート抵抗の変更や浮遊インダクタンスの低減、スナバ回路の付加などによってサージ電圧を低減してください。なおゲート抵抗の変更によってサージ電圧を低減する際には、オン側とオフ側のゲート抵抗を個別に選定することで、より最適な駆動条件とすることが可能となります。

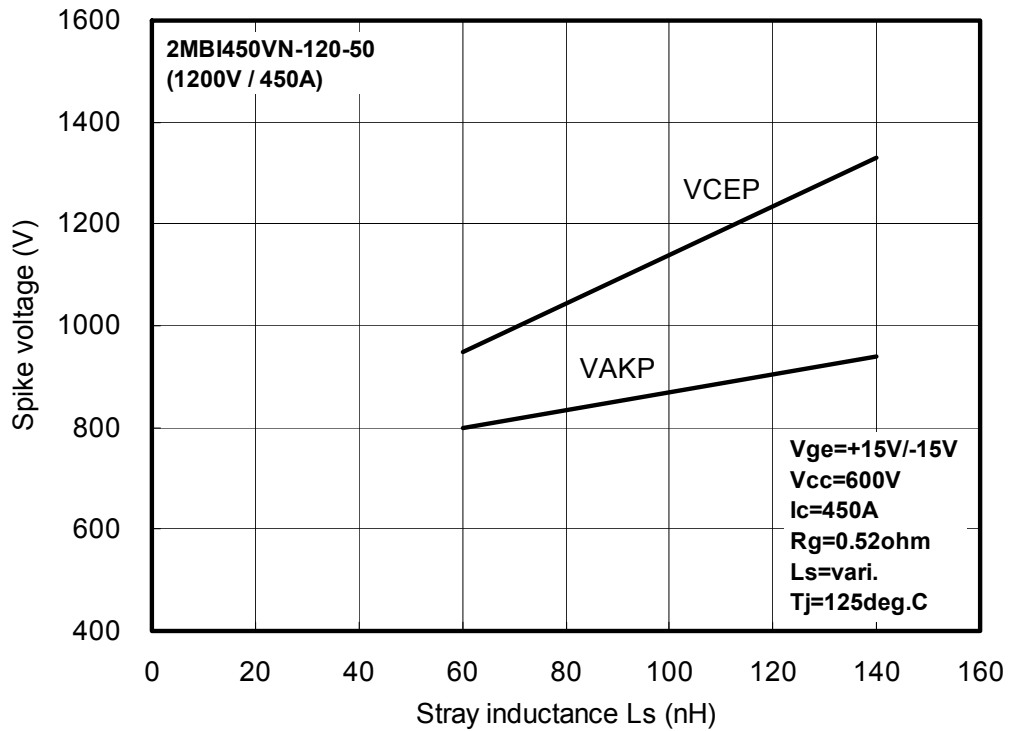


図 2-2 IGBT ターンオフ、FWD 逆回復時におけるサージ電圧の浮遊インダクタンス依存性の例

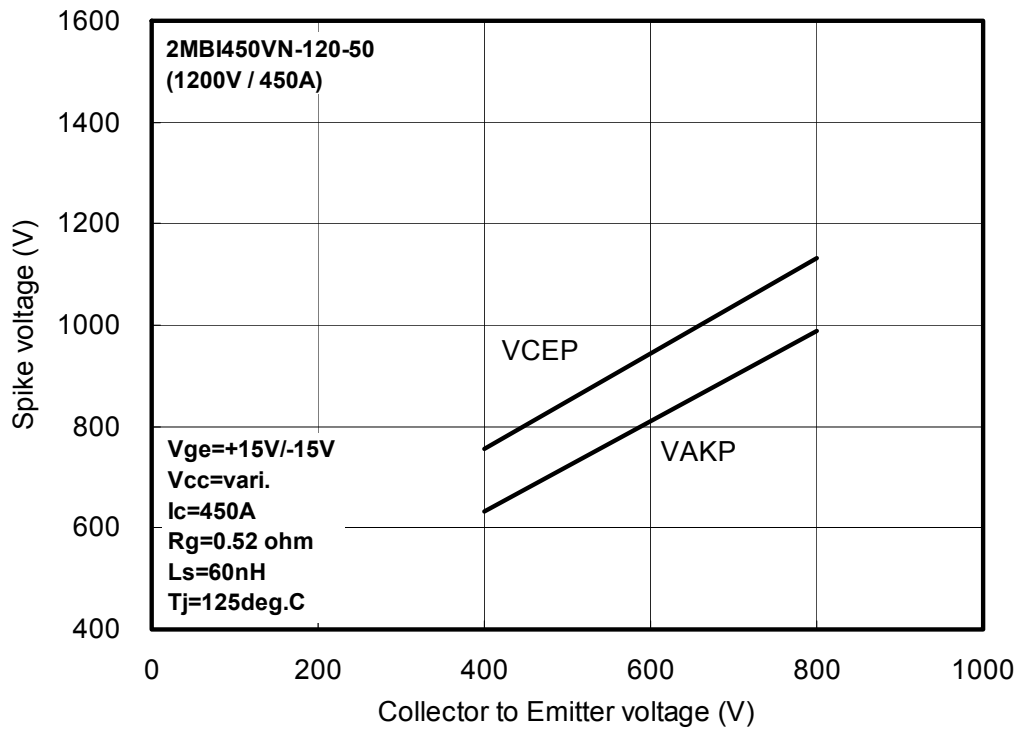


図 2-3 IGBT ターンオフ、FWD 逆回復時におけるサージ電圧のコレクタ電圧依存性の例



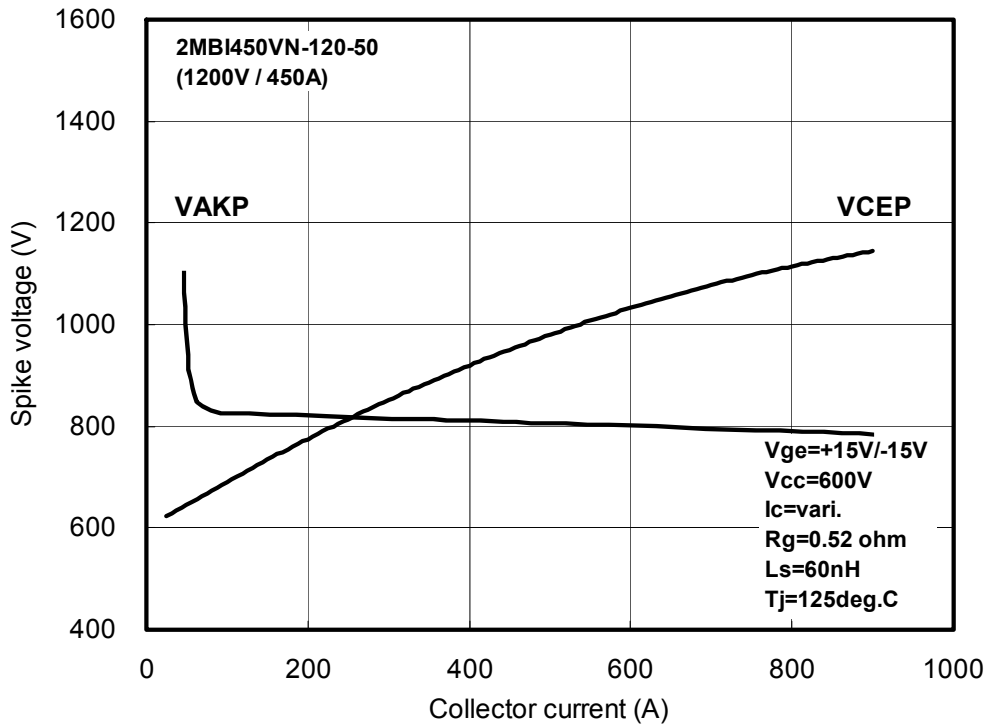


図 2-4 IGBT ターンオフ、FWD 逆回復時におけるサージ電圧の電流依存性の例

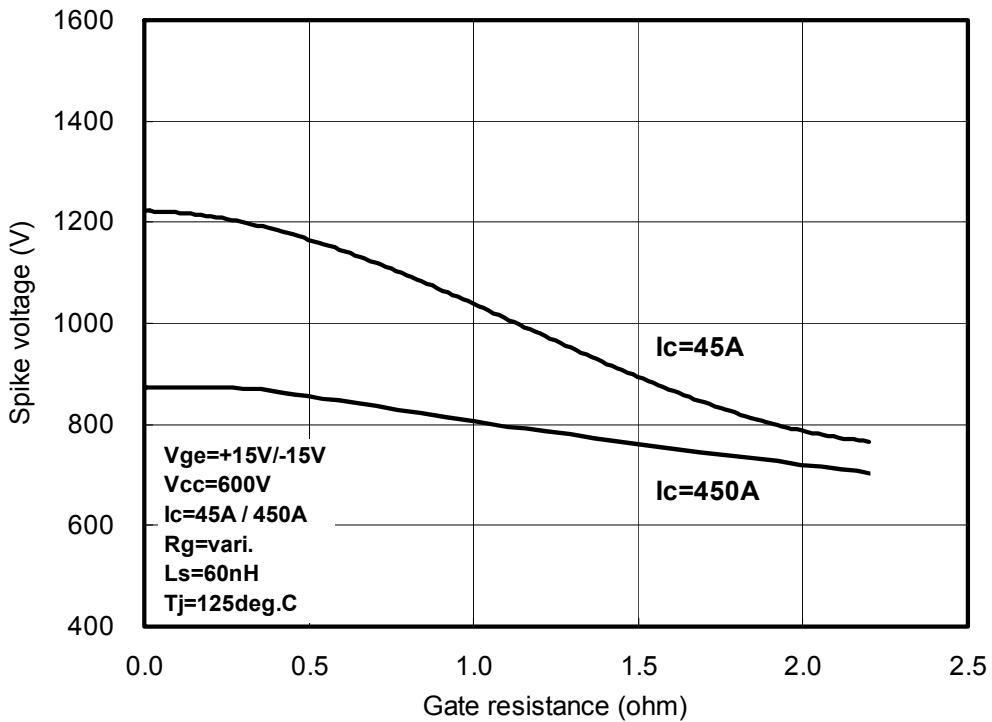


図 2-5 逆回復サージ電圧のゲート抵抗依存性の例(Ic=45A, 450A)

### 3.2 ターンオフ時におけるサージ電圧のゲート抵抗依存性

過電圧保護に関連して、図 2-6 に 1200V 系列での V シリーズ IGBT モジュールのゲート抵抗依存性を示します。

一般的にサージ電圧を抑制するためにはゲート抵抗を大きくする手法が用いられてきました。しかしながら IGBT の世代交代とともに IGBT チップの注入効率が高くなっているため、 $R_g$  に対するサージ電圧依存性の傾向も変わってきています（詳細は下記の参考文献を参照願います）。

したがってサージ電圧抑制のためにゲート抵抗  $R_g$  を大きくした場合、これまでの傾向と異なり、逆にサージ電圧が大きくなる場合がありますのでご注意ください。それゆえゲート抵抗の選定に関しては IGBT モジュールが使用される実機での確認を充分に行なってください。

#### 参考文献

- 1) Y. Onozawa et al., "Investigation of carrier streaming effect for the low spike fast IGBT turn-off", Proc. ISPSD, pp173-176, 2006.

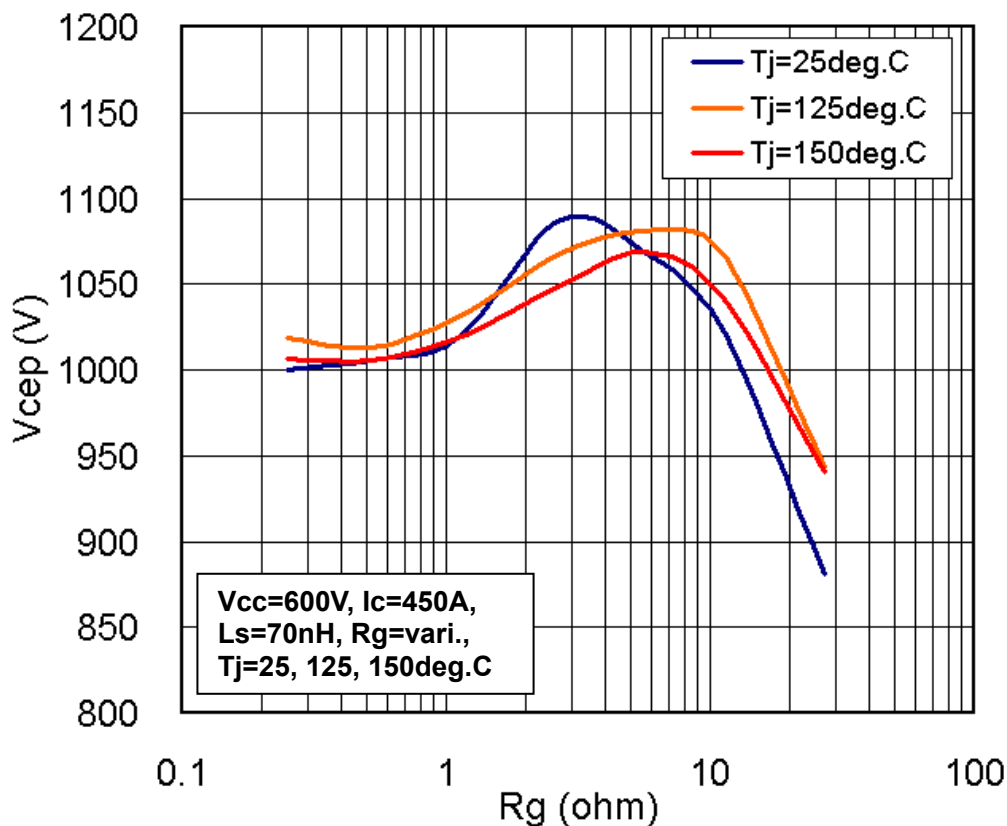


図 2-6 ターンオフサージ電圧のゲート抵抗依存性(1200V 系列)

### 3.3 短絡電流遮断時の過電圧保護

IGBT が短絡状態になると IGBT のコレクタ電流が急激に増加します。したがって短絡時の電流を遮断する際には、通常運転時に対して高エネルギーが印加された状態でのターンオフとなります。それゆえ、短絡電流遮断時の安全動作領域 SCSOA (Short Circuit Safe Operation Area)が通常の RBSOA に対して設けられています。

図 2-7 に 1200V 系列に対する V シリーズの SCSOA、RBSOA を示します。短絡遮断時のターンオフ動作について、SCSOA 内に  $V_{CE}-I_C$  の動作軌跡が収まるようにしてください。また RBSOA が繰り返して定義されているのに対し、SCSOA が非繰り返してあることに注意してください。

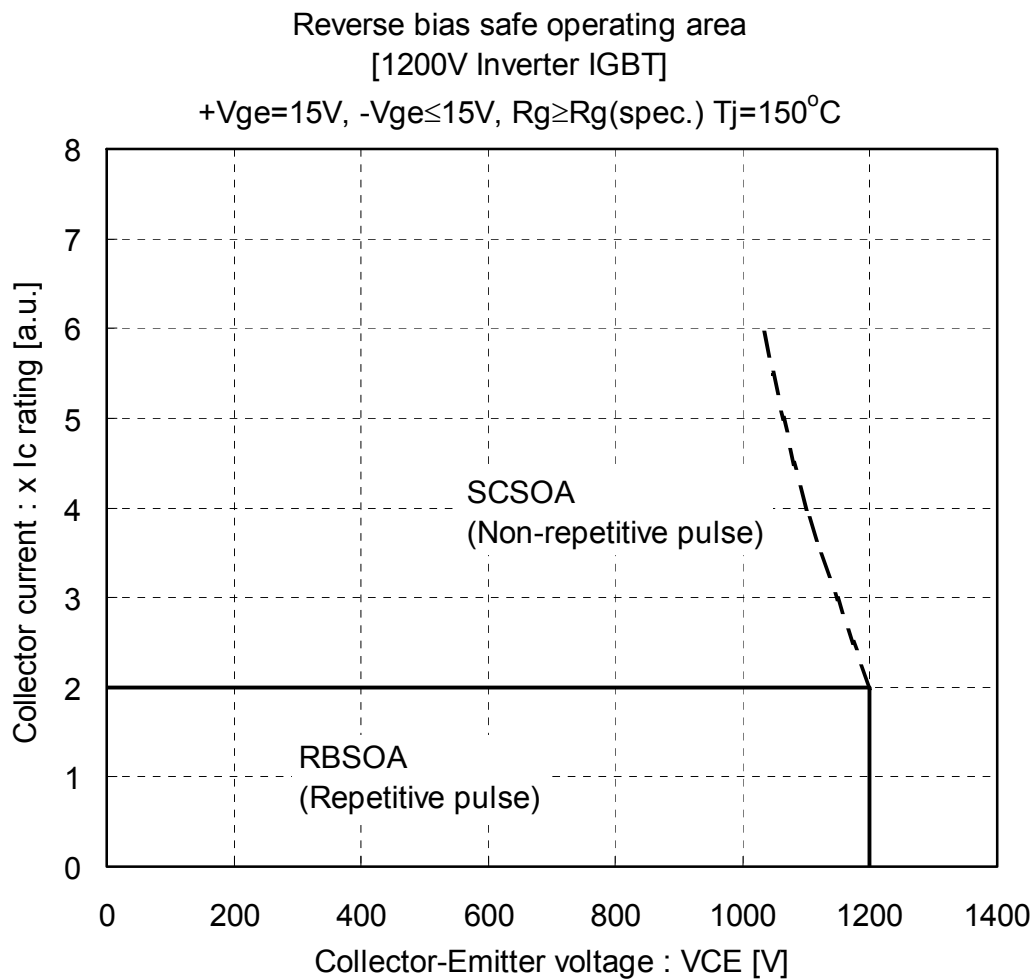


図 2-7 RBSOA と SCSOA (1200V 系列)

### 3.4 FWD の安全動作領域(SOA)

IGBT の逆バイアス安全動作領域(RBSOA)と同様に、FWD についても SOA が存在します。ダイオードの SOA は逆回復中に印加される電流と電圧の積である最大パワー(Pmax)が許容できるエリアとして示されます。したがって FWD 逆回復時の電流と電圧の軌跡(I-V 軌跡)は SOA 内となるように設計する必要があります。

図 2-8 に 1200V 系列における FWD の SOA の一例を示します。なお本図に記載の Pmax は 1kW/A であり、電流定格で規格化して示しています。それゆえ 100A 定格に対する Pmax は 100kW に相当します。

図 2-9 に逆回復波形の一例を示します。図 2-10 に FWD の SOA 上に示した図 2-9 の逆回復波形の I-V 軌跡を青線で示します。本例では I-V 軌跡が FWD の SOA 内であり、問題はありません。しかしながら同図の黒線で示される I-V 軌跡は SOA 外となっていますので、IGBT のオン側のゲート抵抗を大きくするなどにより対策する必要があります。なお特別な記載がない場合は SOA の電圧は主端子での電圧となります。

このように各種 IGBT モジュールを適用する装置のすべての運転条件で、FWD の I-V 軌跡が SOA 内となるようにゲートドライブ条件などを決定してください。

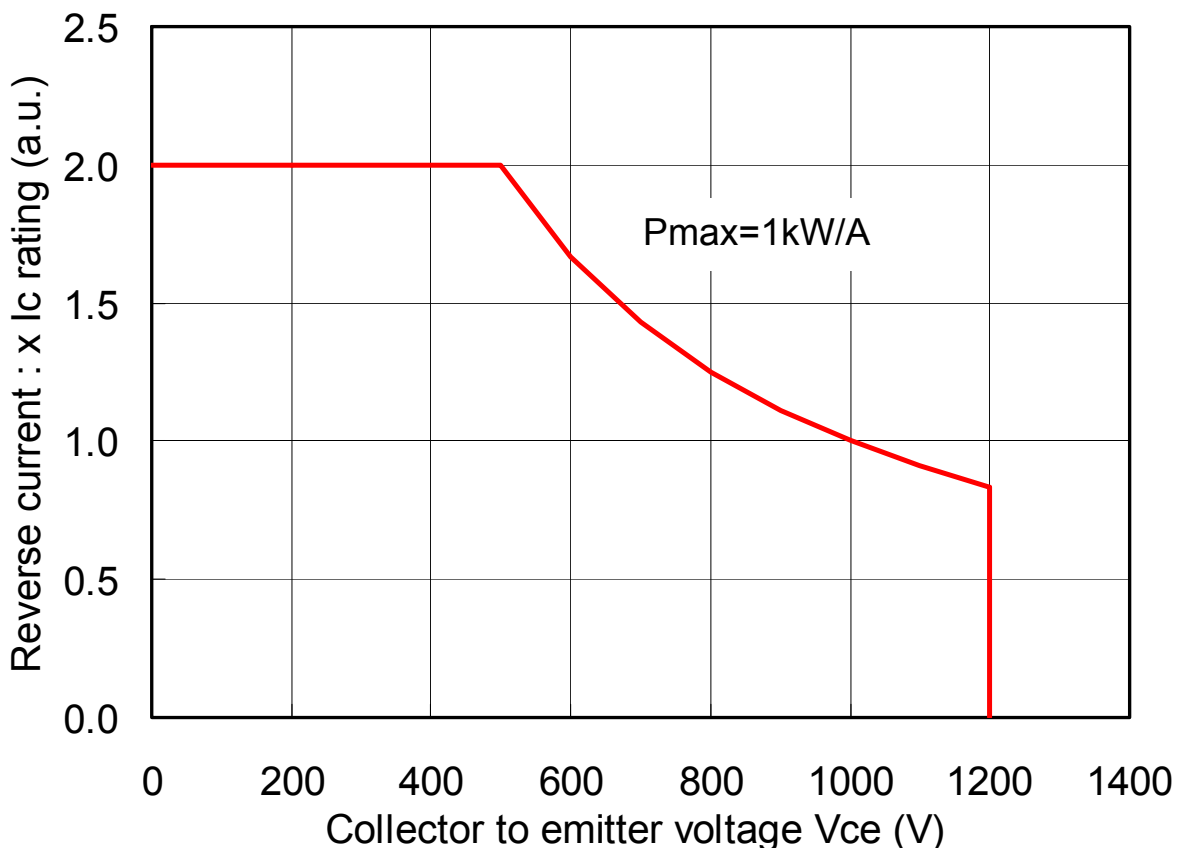


図 2-8 FWD の安全動作領域の一例 (1200V 系列)

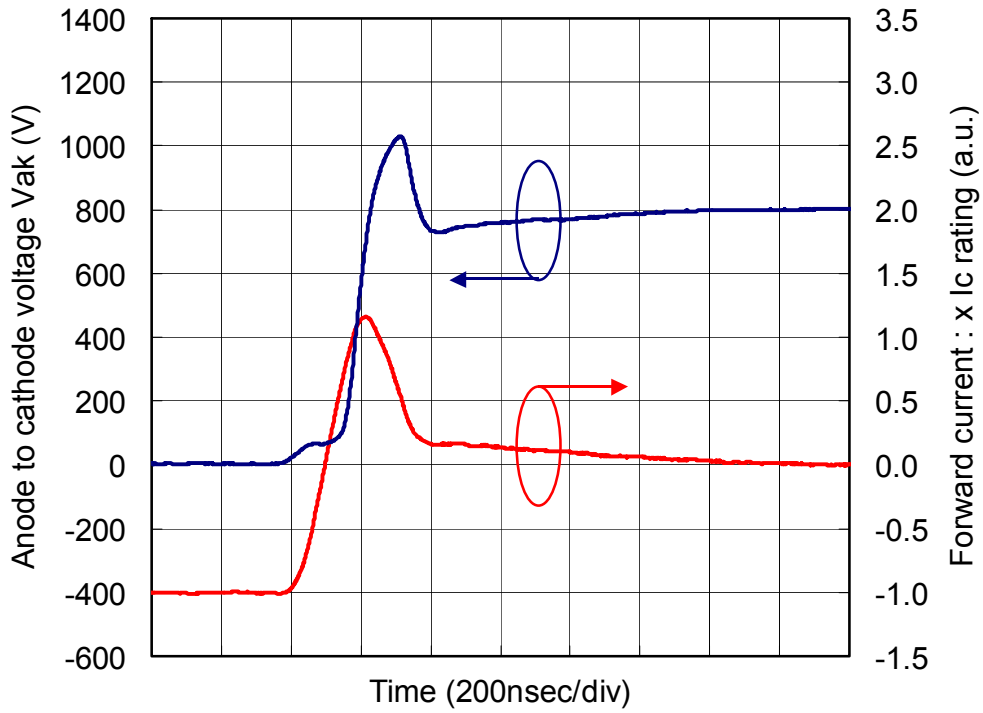


図 2-9 逆回復波形の一例

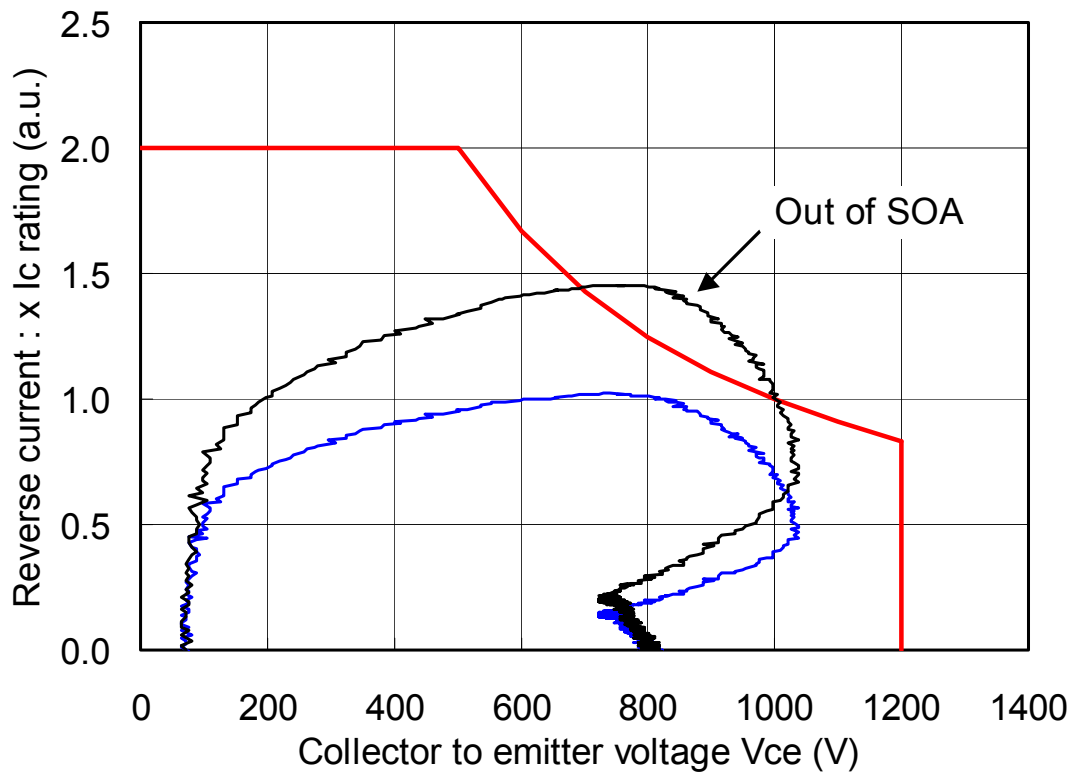


図 2-10 I-V 軌跡と SOA

## 4 ドライブ条件とデッドタイム設定

IGBT の主要特性は  $V_{GE}$ 、 $R_G$  などのドライブ条件により変化するので装置の設計目標にあわせた設定が必要となります。ここでは、ゲートバイアス条件とデッドタイムの設定について述べます。

### 4.1 ゲート順バイアス電圧 : $+V_{GE}$ (オン期間)

ゲート順バイアス電圧  $+V_{GE}$  の推奨値は、+15V です。以下に、 $+V_{GE}$  の設計時の留意事項を示します。

- (1)  $+V_{GE}$  は G-E 間最大定格電圧 20V 以下で設計して下さい。
- (2) 電源電圧の変動は  $\pm 10\%$  以内を推奨します。
- (3) オン期間中の C-E 間飽和電圧 ( $V_{CE(sat)}$ ) は  $+V_{GE}$  によって変化し、 $+V_{GE}$  が高い程低くなります。
- (4) ターンオンスイッチング時の時間や損失は  $+V_{GE}$  が高い程小さくなります。
- (5) ターンオン時 (FWD 逆回復時) の対向アームのサージ電圧は  $+V_{GE}$  が高い程発生しやすくなります。
- (6) IGBT がオフ期間中でも FWD の逆回復時の  $dv/dt$  により誤動作し、パルス状の短絡電流が流れて過剰な発熱や最悪の場合破壊を招く事があります。この現象は  $dv/dt$  誤点弧と呼ばれ、 $+V_{GE}$  が高い程発生しやすくなります。
- (7) 一般には  $+V_{GE}$  が高い程 制限電流値が高くなります。
- (8) 短絡耐量は  $+V_{GE}$  が高い程小さくなります。

### 4.2 ゲート逆バイアス電圧 : $-V_{GE}$ (オフ期間)

ゲート逆バイアス電圧  $-V_{GE}$  の推奨値は -5V から -15V です。以下に  $-V_{GE}$  の設計時の留意事項を示します。

- (1)  $-V_{GE}$  は G-E 間最大定格電圧 20V 以下で設計して下さい。
- (2) 電源電圧の変動は  $\pm 10\%$  以内を推奨します。
- (3) IGBT のターンオフ特性は  $-V_{GE}$  に依存し、特にコレクタ電流がオフし始める部分の特性は  $-V_{GE}$  に強く依存します。従って、ターンオフスイッチング時の時間や損失は  $-V_{GE}$  が大きい程小さくなります。
- (4)  $dv/dt$  誤点弧は  $-V_{GE}$  が小さい場合に発生することがあり、少なくとも -5V 以上に設定して下さい。ゲートの配線が長い場合には特に注意が必要です。

### 4.3 dv/dt 誤点弧を回避するために

図 3-1 は dv/dt 誤点弧の原因について示した図です。本図では IGBT1 側がオフ状態からオン状態に遷移するものとし、IGBT2 が逆バイアスされているものとします。

ここで IGBT1 がオフ状態からオン状態になると、その対向アームの FWD、すなわち FWD2 が逆回復します。またそれと同時に、オフ状態にある IGBT2 と FWD2 の電位が上昇するため、IGBT1 のスイッチング時間に応じた dv/dt が発生することになります。

IGBT1,2 にはそれぞれ帰還容量  $C_{res}$  があるため、この  $C_{res}$  を介して電流  $I = C_{res} \times dv/dt$  が発生します。この電流がゲート抵抗  $R_g$  によってゲート電位を上昇させ、結果としてゲート-エミッタ間の電圧  $V_{ge}$  が生じることになります。この  $V_{ge}$  が IGBT2 の逆バイアス電圧と閾値電圧  $V_{ge(th)}$  の和の電圧を越えると IGBT2 が誤点弧（オン）することになります。これにより、IGBT1 と IGBT2 は短絡状態となります。

このような誤点弧を回避するために IGBT の逆バイアスは少なくとも -5V 以上に設定してください。なお逆バイアスの設定に関しては、実機での確認の上、適用をお願いいたします。

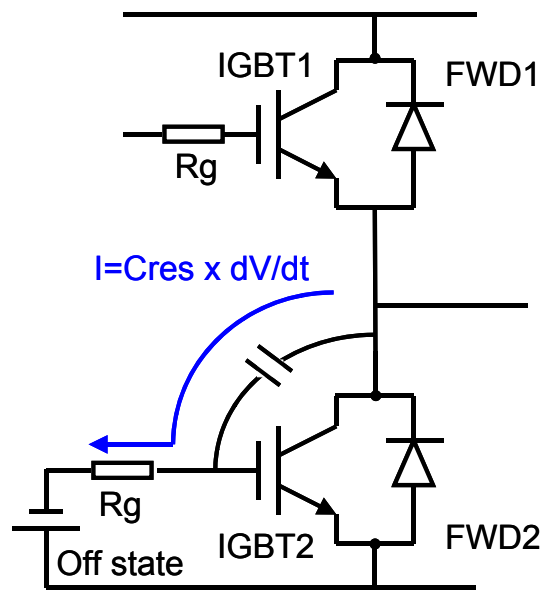


図 3-1 dv/dt 発生時の誤点弧の原理

### 4.4 デッドタイムの設定

インバータ回路などでは上下アームの短絡防止のため、オン・オフの切り換えタイミングにデッドタイムを設定する必要があります。図 3-2 に示すようにデッドタイム中は上下アームとも「オフ」の状態となります。デッドタイムは、基本的に IGBT のスイッチング時間 ( $t_{off\ max.}$ ) より長く設定する必要があります。

例えば  $R_g$  を大きくするとスイッチング時間も長くなるのでデッドタイムも長くする必要があります。さらに、他のドライブ条件や温度特性等も考慮する必要があります。

このような背景から IGBT モジュールのデッドタイムは、3 $\mu$ sec 以上を推奨いたしますが、実際の適用に際しては実機にて十分な確認の上、デッドタイムの設定をお願いいたします。

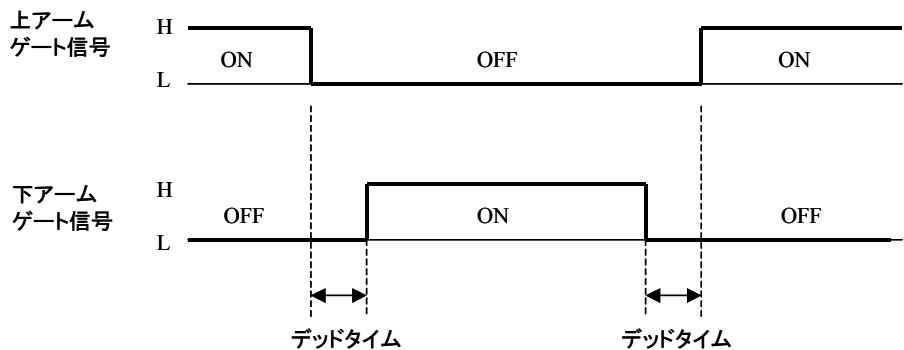


図 3-2 デッドタイム タイミングチャート

## 5 並列接続

IGBT モジュールを変換回路に適用する際に、通電電流能力向上を目的として IGBT モジュールを並列接続して使用場合があります。本章では V シリーズの IGBT モジュールを並列接続する際の留意点について記載します。

### 5.1 出力特性の接合温度依存性と電流アンバランス

出力特性の接合温度依存性はその挙動によって電流アンバランスに大きな影響を与えます。図 4-1 に V シリーズの代表的な出力特性を示します。図 4-1 からわかるように V-IGBT では  $T_j$  が高くなると  $V_{ce}$  が高くなるという正の温度依存性をもっています。IGBT の出力特性の接合温度依存性が正の場合では、接合温度の上昇とともにコレクタ電流は減少することになるため、自動的に電流アンバランスは改善されることとなります。

このように、V-IGBT ではその出力特性が正の接合温度依存性をもつため、並列運転に適した特性を持っています。このような正の温度係数を持つ出力特性の特徴は第四世代の S シリーズ以降より適用されており、V シリーズにおいても引き継がれています。

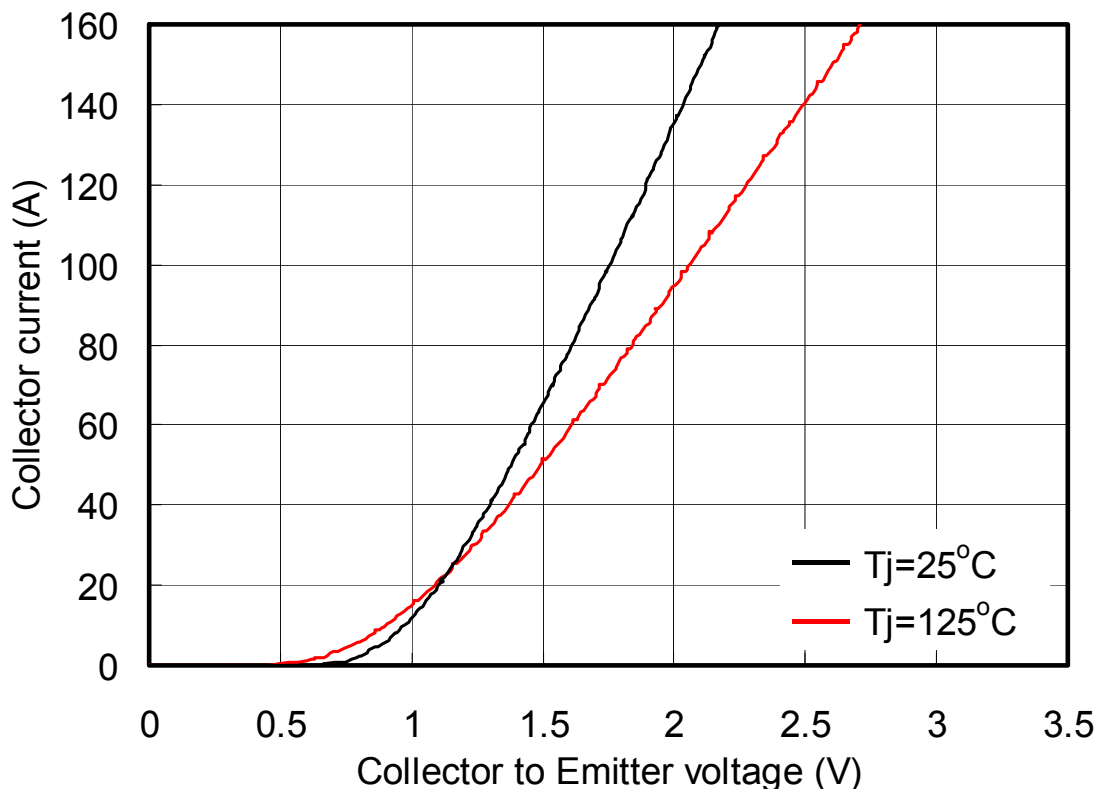


図 4-1 出力特性比較 (100A/1200V)



## 5.2 $V_{CE(sat)}$ のバラツキと電流アンバランス率

IGBT の並列接続時に生じる電流分担の割合は電流アンバランス率と呼ばれ、IGBT 自身の  $V_{CE(sat)}$  のバラツキや出力特性の接合温度依存性によって決定されます。

図 4-2 に V シリーズ IGBT の 2 並列接続時における  $V_{CE(sat)}$  のバラツキと電流アンバランス率の関係を示します。ここで電流アンバランス率は 2 並列接続時の低オン電圧側に流れる電流値  $I_{C1}$  と平均電流値  $I_{C(ave)}$  により求められます。図 4-2 からわかるように、 $V_{CE(sat)}$  のバラツキが大きくなると電流アンバランス率が大きくなるのがわかります。それゆえ並列接続をする際には  $V_{CE(sat)}$  の差 ( $\Delta V_{CE(sat)}$ ) が小さい製品を組み合わせる事が重要となります。

$\Delta V_{CE(sat)}$  は同一製品ロットの IGBT モジュールを用いることにより最小にすることができます。これは様々なプロセス要因から生じる影響を最小にできるためです。したがって並列接続を行なう場合には、同一製品ロットでの並列接続を推奨いたします。

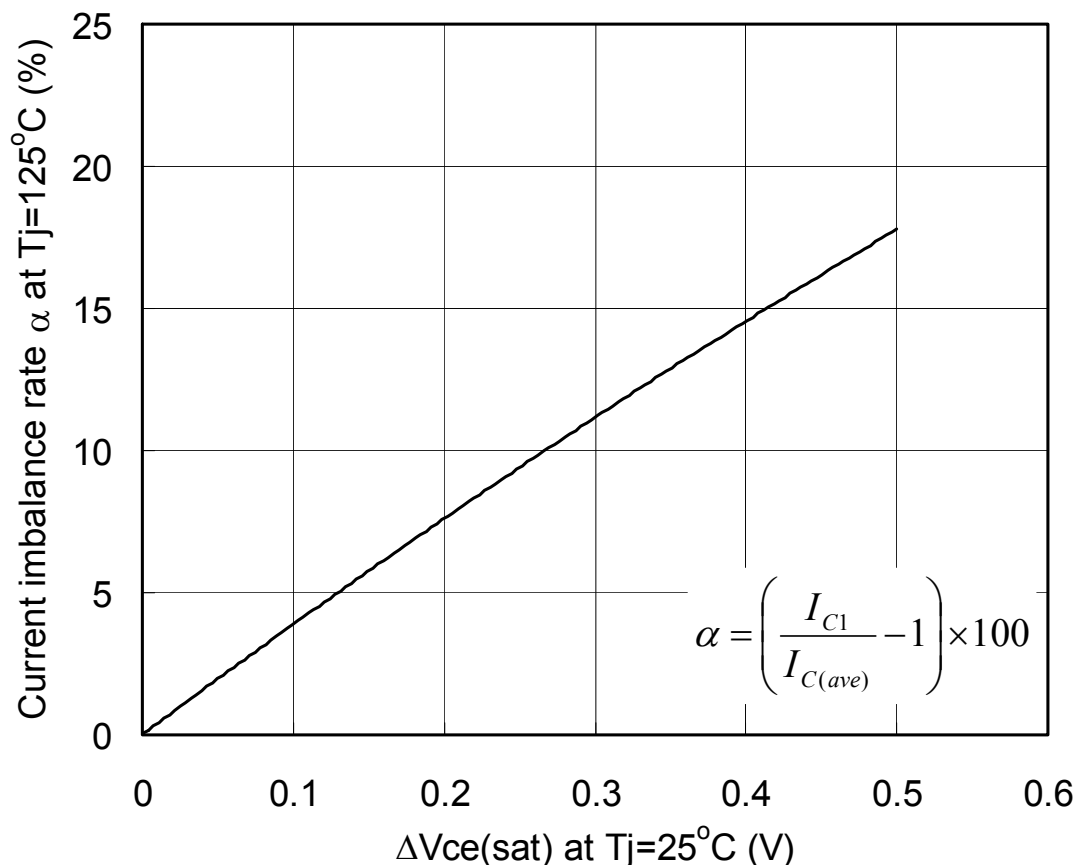


図 4-2  $V_{CE(sat)}$  のバラツキと電流アンバランス率(1200V 系)

## 6 パッケージサイズの小型化

今回量産化を開始しました第6世代「Vシリーズ」では、パッケージの更なる小型化を実現しました。これにより従来機種に対してインバータ装置の小型化が期待できます。

一方でパッケージの更なる小型化に伴い、主端子ピンに主電流を流す IGBT モジュールではそのモジュールに使用するプリント基板が不適切な場合には主端子ピンの温度が従来よりも上昇し、プリント基板の耐熱温度を超える可能性があります。それゆえ適切なプリント基板を使用して、主端子ピン温度とプリント基板の耐熱温度の整合をとってください。

加えてパッケージの小型化により熱密度が高くなり $\Delta T_j$ の増加が懸念されます。それゆえ実機での十分な熱評価を行ない、パワーサイクル寿命に影響がないことを確認して下さい。

図 5-1、図 5-2 には 6in1 と 2in1 パッケージにおける小型化の変遷をそれぞれ示します。V シリーズ IGBT モジュールでは従来モジュールに対して更なる小型化が実現されていることがわかります。なお製品のラインナップにつきましては、セレクションガイドを参照願います。

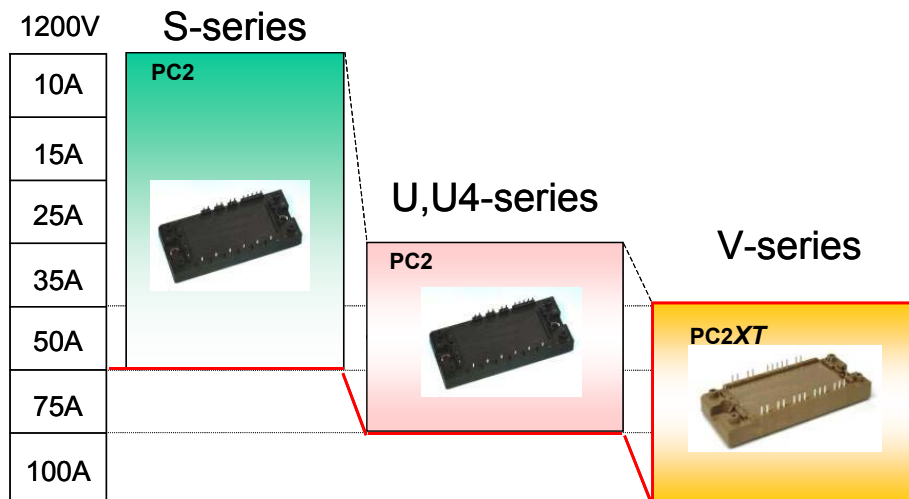


図 5-1 6in1(107 x 45 x 17mm)パッケージ

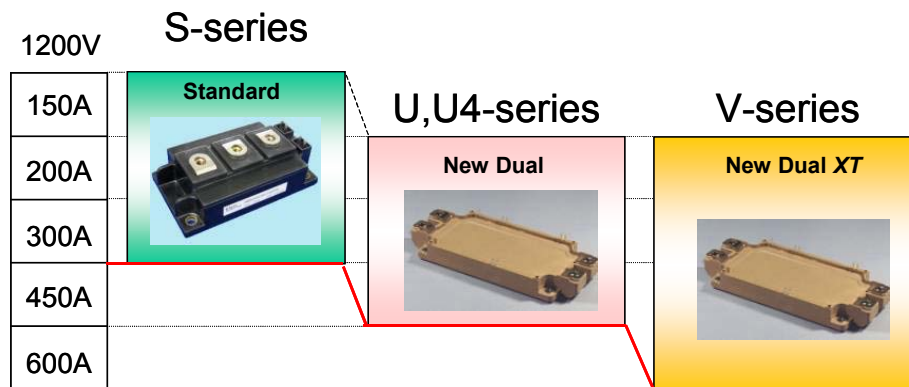


図 5-2 2in1(108 x 62 x 30mm / 122 x 62 x 17mm)パッケージ

## 7 ソルダフリー実装モジュールの系列化

図6-1には、制御端子がコイルスプリングであるスプリングコンタクトモジュールの外観写真を、図6-2に主端子、制御端子もバナナクリップのような形状をしているプレスフィットモジュールの外観写真を示します。このようなモジュールはインバータなどを動作させる制御基板のアセンブリ時に半田を用いない組立方法を採用することを可能とします。これによりネジ止めのためのアセンブリ工程で制御基板を取り付けることが可能となり、アセンブリ工程の簡略化を達成することができます。

富士電機はこのようなアセンブリ時の半田レス化の要求に対応できるように、スクリューやピン端子のモジュールだけでなく、半田レスでのアセンブリが可能な様々なソルダフリーモジュールの開発にも取り組んでいます。

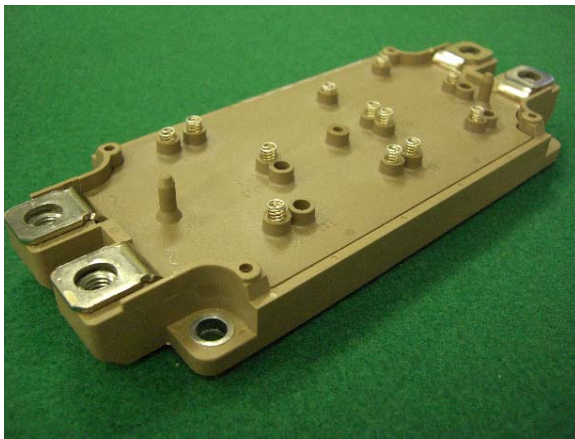


図6-1 スプリングコンタクトモジュールの外観写真

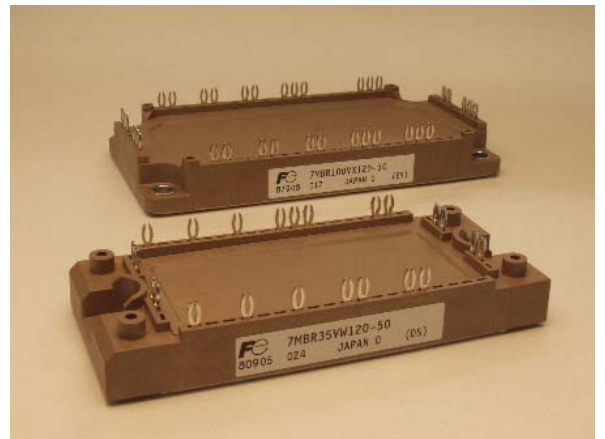


図6-2 プレスフィットモジュールの外観写真

## 8 マウンティングインストラクション

Vシリーズモジュールパッケージの実装方法については、マウンティングインストラクション（別途参照）に記載していますので、そちらを参照願います。

## ご 注 意

- このカタログの内容（製品の仕様、特性、データ、材料、構造など）は2011年4月現在のものです。この内容は製品の仕様変更のため、または他の理由により事前の予告なく変更されることがあります。このカタログに記載されている製品を使用される場合には、その製品の最新版の仕様書を入手して、データを確認してください。
- 本カタログに記載してある応用例は、富士電機の半導体製品を使用した代表的な応用例を説明するものであり、本カタログによって工業所有権、その他権利の実施に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 富士電機（株）は絶えず製品の品質と信頼性の向上に努めています。しかし、半導体製品はある確率で故障する可能性があります。富士電機の半導体製品の故障が、結果として人身事故、火災等による財産に対する損害や、社会的な損害を起さぬように冗長設計、延焼防止設計、誤動作防止設計など安全確保のための手段を講じてください。
- 本カタログに記載している製品は、普通の信頼度が要求される下記のような電子機器や電気機器に使用されることを意図して造られています。

・コンピュータ	・OA機器	・通信機器（端末）	・計測機器	・工作機械
・オーディオビジュアル機器		・家庭用電気製品	・パーソナル機器	・産業用ロボット など
- 本カタログに記載の製品を、下記のような特に高い信頼度を持つ必要がある機器に使用をご予定のお客様は、事前に富士電機（株）へ必ず連絡の上、了解を得てください。このカタログの製品をこれらの機器に使用するには、そこに組み込まれた富士電機の半導体製品が故障しても、機器が誤動作しないように、バックアップ・システムなど、安全維持のための適切な手段を講じることが必要です。

・輸送機器（車載、船用など）	・幹線用通信機器	・交通信号機器	
・ガス漏れ検知及び遮断機	・防災／防犯装置	・安全確保のための各種装置	・医療機器
- 極めて高い信頼性を要求される下記のような機器及び戦略物資に該当する機器には、本カタログに記載の製品を使用しないでください。

・宇宙機器	・航空機搭載用機器	・原子力制御機器	・海底中継機器
-------	-----------	----------	---------
- 本カタログの一部または全部の転載複製については、文書による当社の承諾が必要です。
- このカタログの内容にご不明の点がありましたら、製品を使用する前に富士電機（株）または、その販売店へ質問してください。本注意書きの指示に従わないために生じたいかなる損害も富士電機（株）とその販売店は責任を負うものではありません。