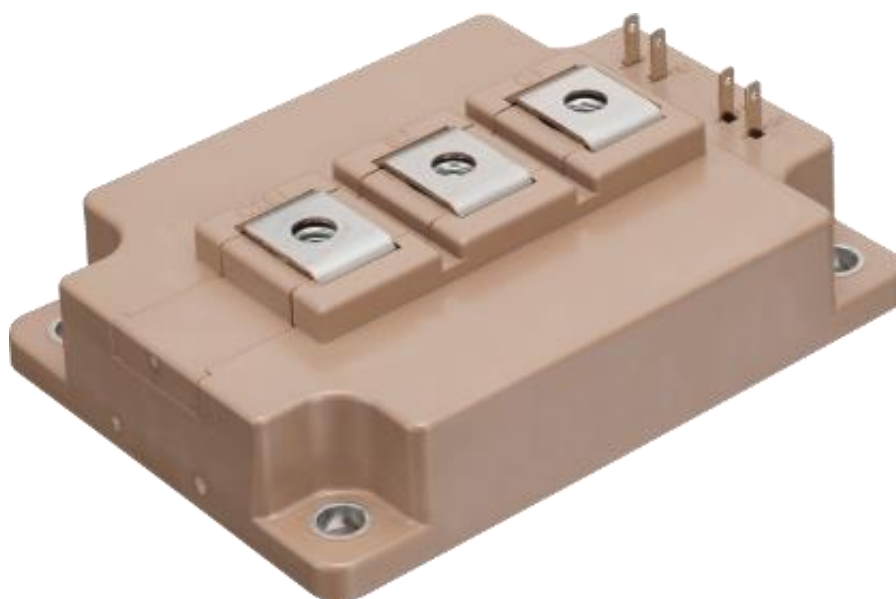


富士 SiC ハイブリッドモジュール アプリケーションノート



富士電機株式会社

2017年8月

SiC ハイブリッドモジュール 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	SiC ハイブリッドモジュールの基本コンセプト	2
2	SiC ハイブリッドモジュールの特徴	2
3	SiC ハイブリッドモジュールのスイッチング定義	6

はじめに

Si デバイスに替わり、耐熱性と高破壊電界耐量を持った SiC デバイスが、装置の高効率化や小型化を実現するものとして有望視されています。富士電機では、省エネに貢献するインバータ用のパワーデバイスとして、600V～3300V 耐圧の SiC ハイブリッドモジュールを製品化しています。

SiC ハイブリッドモジュールは、IGBT には Si-IGBT チップを適用し、FWD には SiC-SBD (Schottky Barrier Diode) チップを採用しました。これにより従来の Si モジュールに比べて更なる特性改善を行いました。

本章では SiC ハイブリッドモジュールの特徴について、詳しく述べます。

1 SiC ハイブリッドモジュールの基本コンセプト

地球温暖化を防止するために、これまで以上に CO₂ などの温室効果ガスの削減が求められています。

その削減手段の一つに、パワーエレクトロニクス機器の省エネルギー化があります。その中で重要なアイテムが、インバータを構成するパワーデバイス、回路、制御などの技術革新によるインバータの高効率化と小型化です。

低損失要求が強いパワーデバイスで、代表的な IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールは、今まで Si (シリコン) の IGBT チップと FWD (Free Wheeling Diode) チップを用いてきました。しかし、Si デバイスの性能は、物性に基づく理論限界に近づきつつあります。そこで、Si の限界を超える耐熱性と高破壊電界耐量を持った SiC (炭化ケイ素) デバイスが、装置の高効率化や小型化を実現するものとして期待されています。

このような背景から、SiC ハイブリッドモジュール (Si-IGBT + SiC-SBD) では、「装置の高効率化や小型化」を基本コンセプトに開発を行ないました。

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、装置の高効率化や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。

2 SiC ハイブリッドモジュールの特徴

2.1 製品の構成

SiC ハイブリッドモジュールの系列を表 1 に示します。200VAC 系用の 600V 耐圧 SiC-SBD や 400VAC 系用 1200V 耐圧 SiC-SBD を使った 2in1/6in1/PIM、690VAC 系用 1700V 耐圧 SiC-SBD を使った 2in1 及び、電鉄用途の 3300V 耐圧の SiC ハイブリッドモジュールを製品化しています。これらの SiC ハイブリッドモジュールを使った装置では、従来の Si-IGBT モジュールに比べて発生損失が約 25%※減少します。

(※ : 1700V/400A 品において、 $f_c=10\text{kHz}$ の場合)

表 1 SiC ハイブリッドモジュールの系列

用途	構成	パッケージ
200VAC 系	600V 耐圧 SiC-SBD+ Si-IGBT	6in1/PIM
400VAC 系	1200V 耐圧 SiC-SBD+ Si-IGBT	2in1/6in1/PIM
690VAC 系	1700V 耐圧 SiC-SBD+ Si-IGBT	2in1
電鉄用途	3300V 耐圧 SiC-SBD+ Si-IGBT	1in1

2.2 特性改善

2.2.1 FWD の順方向特性

図 2-1 に SiC ハイブリッドモジュールと Si モジュールの FWD 順方向特性を、図 2-2 に温度依存性の一例を示します。ジャンクション温度が 125°C で定格電流 400A のときの SiC ハイブリッドモジュールの順方向電圧 V_F は、Si モジュールの V_F と同等です。SiC ハイブリッドモジュールは、強い正の温度特性を持った SiC-SBD を搭載しているため、多並列接続使用した場合でも電流アンバランスが起きにくくなります。

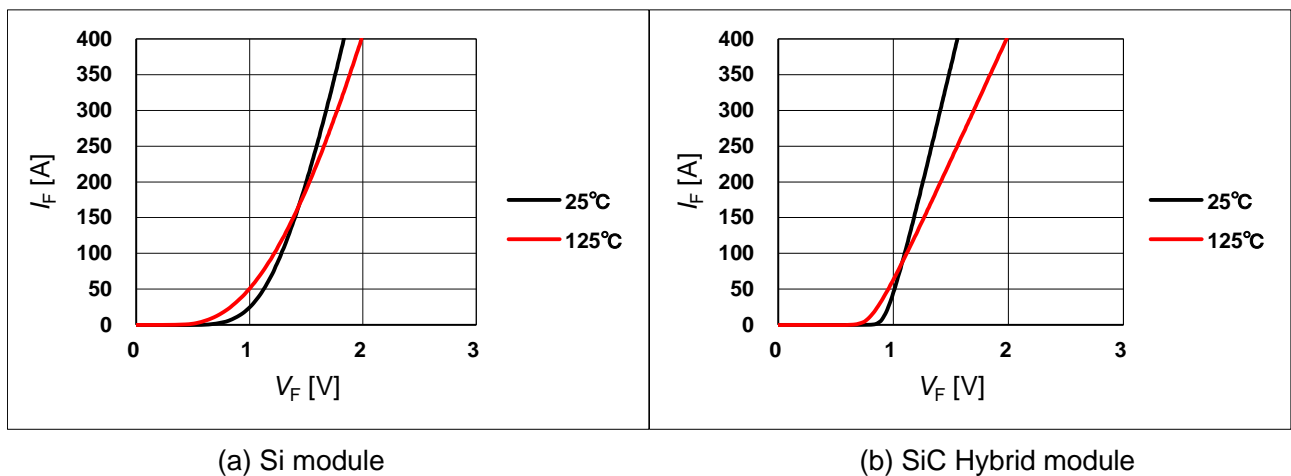


図 2-1 FWD の順方向特性 (1700V/400A)

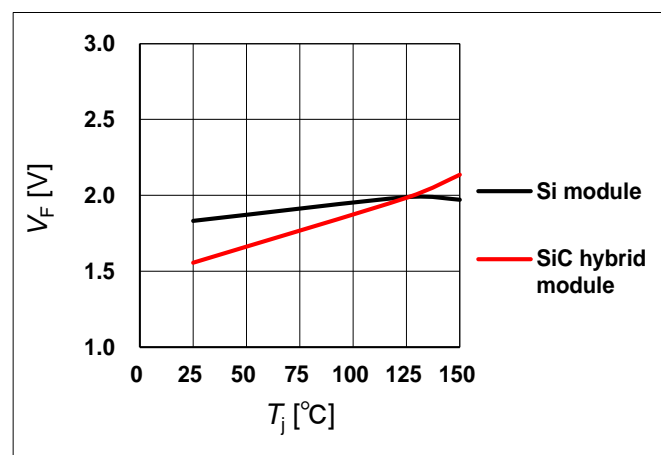


図 2-2 FWD の温度依存性 (1700V/400A)

2.2.2 漏れ電流特性

図 2-3 に SiC ハイブリッドモジュールと Si モジュールの漏れ電流温度依存性を示します。25℃の定格電圧印加における SiC ハイブリッドモジュールの漏れ電流 I_{CES} は、Si モジュールの漏れ電流に対し数千倍程度大きい値を示しますが、150℃では Si モジュールに対し 2 倍程度の値まで下がります。SiC-SBD の漏れ電流の温度依存性は、Si-FWD に比べて小さくなります。したがって、SiC ハイブリッドモジュールは、Si モジュールと同様に高温動作が可能です。これは、SiC のバンドギャップが Si の約 3 倍と広く、SiC-SBD は Si-FWD に比べて高電界で動作することにより、SiC-SBD の漏れ電流成分はトンネル電流が支配的となり、温度の影響を受けにくいことによります。

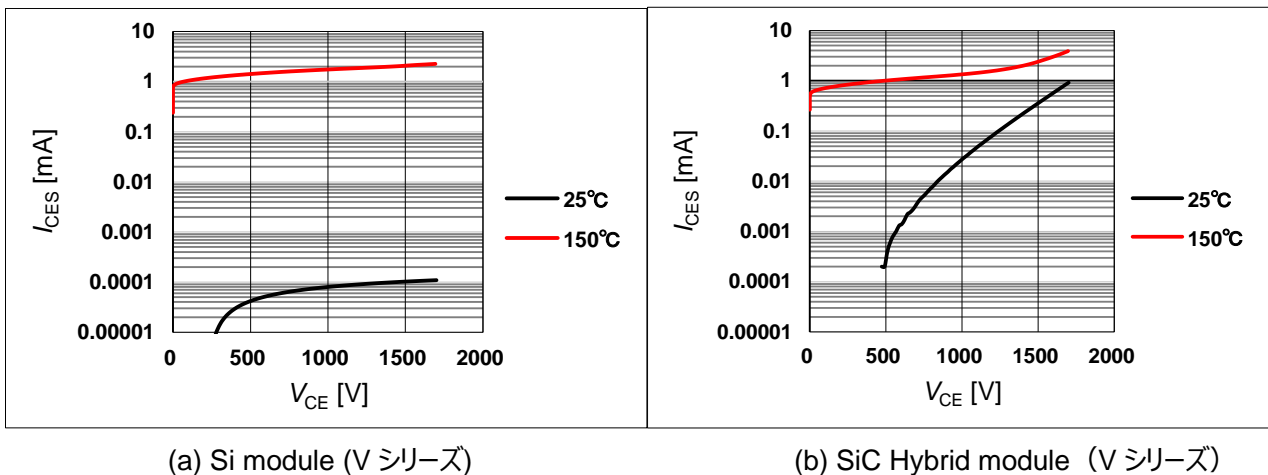


図 2-3 漏れ電流温度依存性 (1700V/400A)

2.2.3 スイッチング特性

(1) 逆回復特性

SiC ハイブリッドモジュールに使われる SiC-SBD は、ユニポーラデバイスのため、逆回復動作はありません。(実際は接合容量の影響で、僅かな電流が流れますが、pin ダイオードと比べて損失は遥かに小さい。)

(2) ターンオン損失特性

図 2-4 に、SiC ハイブリッドモジュールと Si モジュールのターンオン損失特性を示します。SiC-SBD の容量充電電流は対向アーム側の IGBT ターンオン電流に影響し、ターンオン損失の低減に繋がります。1700V/400A 品のターンオン損失は、Si デバイスと比べて約 40%低くなります。

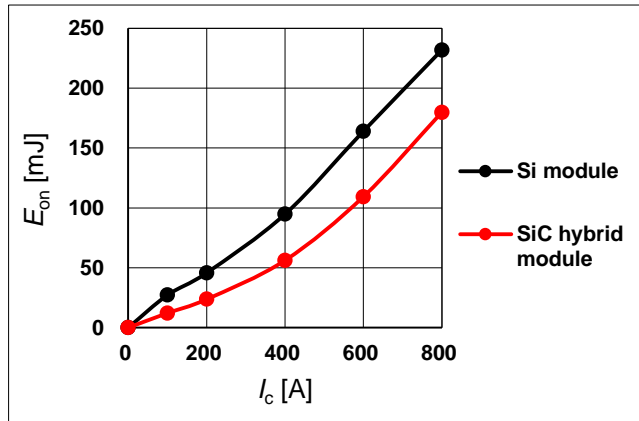


図 2-4 ターンオン損失特性 (1700V/400A)

(3) ターンオフ損失特性

図 2-5 に、SiC ハイブリッドモジュールと Si モジュールのターンオフ損失特性を示します。SiC ハイブリッドモジュールのターンオフ時のサージピーク電圧は、式 (1) で表すことができます。IGBT の素子特性と主回路のインダクタンスが同等であれば、ダイオードの過渡オン電圧の差がサージ電圧の差となります。SiC-SBD は Si-FWD と比較してドリフト層が非常に低抵抗のため、過渡オン電圧が低減されます。従って、ターンオフ時のサージ電圧が低く抑えられ、ターンオフ損失も低くなります。

$$V_{SP} = V_{CC} + L_S \frac{dI_c}{dt} + V_{FR} \dots\dots\dots (1)$$

- V_{SP} : サージピーク電圧
- V_{CC} : 印加電圧
- L_S : 主回路インダクタンス
- I_c : コレクタ電流
- V_{FR} : 過渡オン電圧

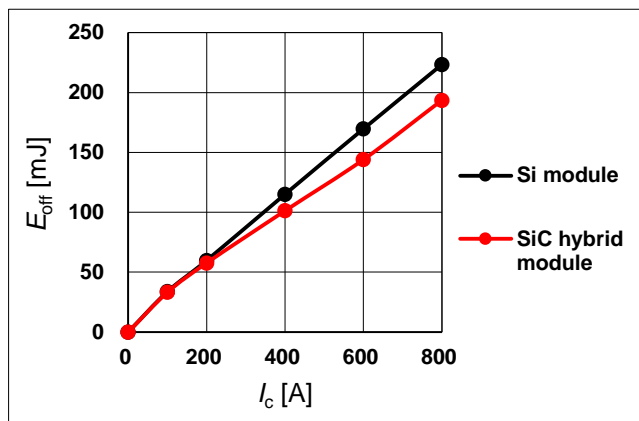


図 2-5 ターンオフ損失特性 (1700V/400A)

3 SiC ハイブリッドモジュールのスイッチング定義

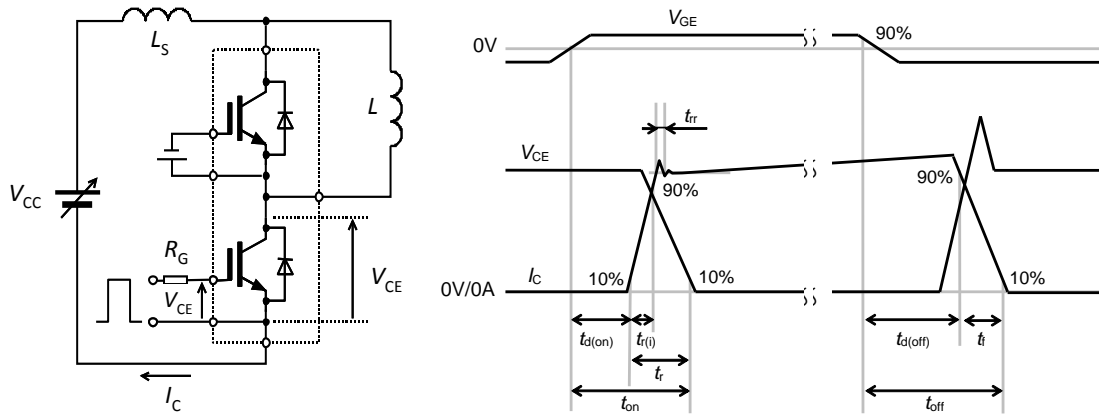


図 3-1 SiC ハイブリッドモジュールのスイッチング定義

SiC ハイブリッドモジュール アプリケーションノート

第 2 章

- 使用時の注意事項 -

	目次	ページ
1	最大接合温度	2
2	短絡保護	3
3	過電圧保護と SOA	4
4	R_G の選定	8
5	並列接続	9
6	EMI	14
7	波形振動の抑制方法	15

1 最大接合温度

最大接合部温度 $T_{j(max)}$ について、第五世代（U,U4 シリーズ）以前の従来シリーズでは 150℃であるのに対し、第六世代の V シリーズでは 175℃となり、25℃の拡大をしました。

従来シリーズでは $T_{j(max)}$ が 150℃に対して、一般的には連続動作温度（ $T_{j(op)}$ ）は 125℃付近で使用していましたが、V シリーズでは $T_{j(max)}$ を 175℃にすることにより、JEITA の規格に基づいた長期信頼性を検証することで、150℃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拡大、適用モジュールやフィンの小型化、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。

一方、連続運転時の最大温度は 150℃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 2-1 には 1700V の SiC ハイブリッドモジュールにおける短絡発生時の印加電圧と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。

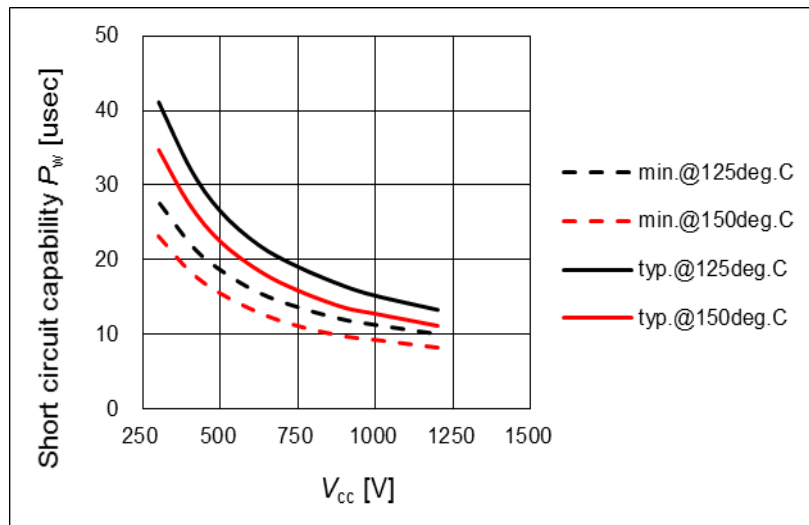


図 2-1 1700V の SiC ハイブリッドモジュールでの短絡発生時の印加電圧と短絡時間の相関関係

3 過電圧保護

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。

サージ電圧の実際の特性として、SiC ハイブリッドモジュール 2MSI400VAE-170-53 でのサージ電圧特性例を示します。

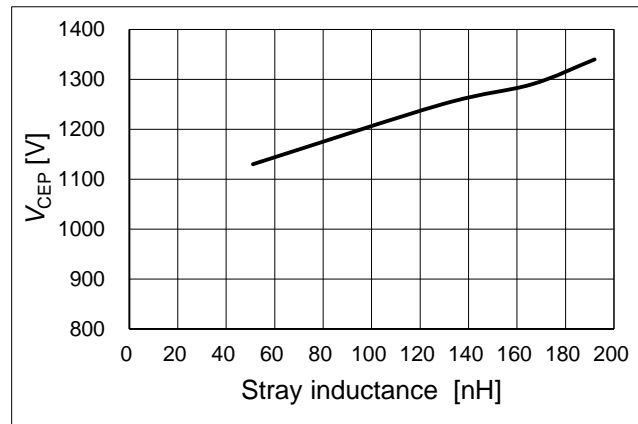
図 3-1 はターンオフ時におけるサージ電圧の寄生インダクタンス依存性の一例を示します。この図から分かるように、寄生インダクタンスが大きくなるとサージ電圧が高くなっていることが分ります。特にターンオフサージへの影響が大きくなっていることが分ります。

図 3-2 は IGBT ターンオフ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 3-3 は IGBT ターンオフ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。

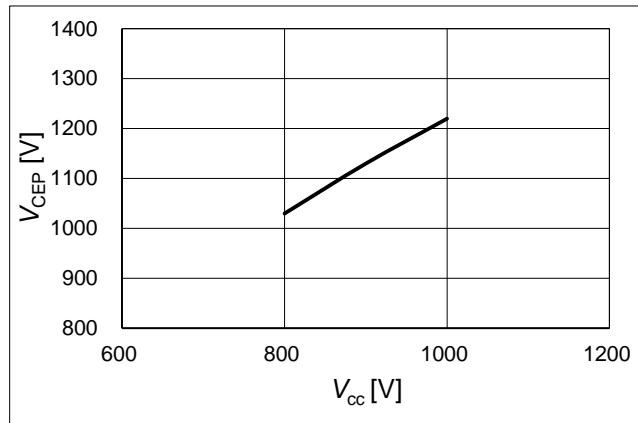
このように、IGBT モジュールに生じるサージ電圧の値は上記に示した主回路インダクタンス、ゲート駆動条件だけでなく、コンデンサ容量やゲートドライブの能力、スナバ回路の種類などの回路条件や使用条件によって大きく変わります。

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 内に収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寄生インダクタンスの低減、クランプ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。



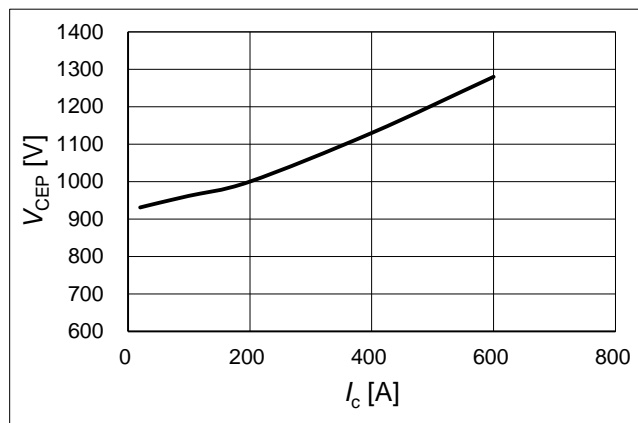
測定条件 : $V_{GE}=\pm 15V$, $V_{CC}=900V$, $R_G=0.5\Omega$, $T_j=125^\circ C$, $I_c=400A$

図 3-1 IGBT ターンオフ時におけるサージ電圧の寄生インダクタンス依存性の例



測定条件 : $V_{GE}=\pm 15V$, $L_S=51nH$, $R_G=0.5\Omega$, $T_j=125^\circ C$, $I_c=400A$

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



測定条件 : $V_{GE}=\pm 15V$, $V_{CC}=900V$, $L_S=51nH$, $R_G=0.5\Omega$, $T_j=125^\circ C$

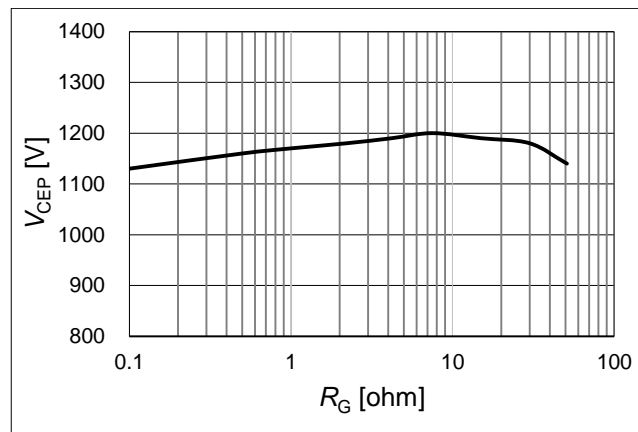
図 3-3 IGBT ターンオフ時におけるサージ電圧の電流依存性の例

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 3-4 に SiC ハイブリッド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。



測定条件： $V_{GE} = \pm 15V$, $V_{CC} = 900V$, $L_s = 51nH$, $I_c = 400A$, $T_j = 25^\circ C$

図 3-4 ターンオフサージ電圧のゲート抵抗依存性

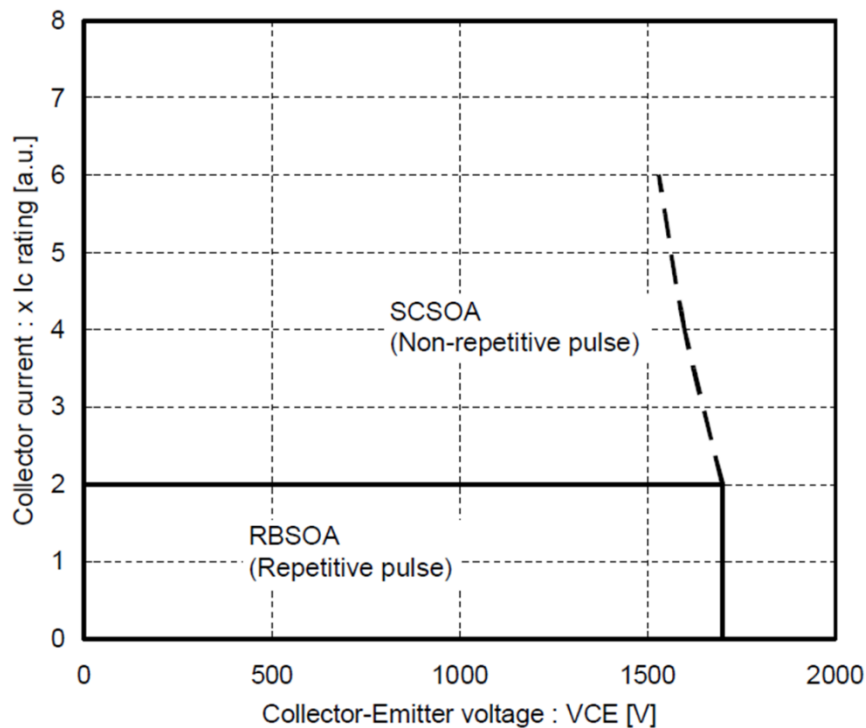
参考文献

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

3.3 短絡電流遮断時の過電圧保護

前述のように 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 3-5 に 1700V 系列に対する SiC ハイブリッドモジュールの 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 が繰り返しで定義されているのに対し、SCSOA が非繰り返しであることに注意してください。



測定条件: $V_{GE} = \pm 15V$, $R_G \geq R_G(\text{spec})$, $T_J = 150^\circ C$

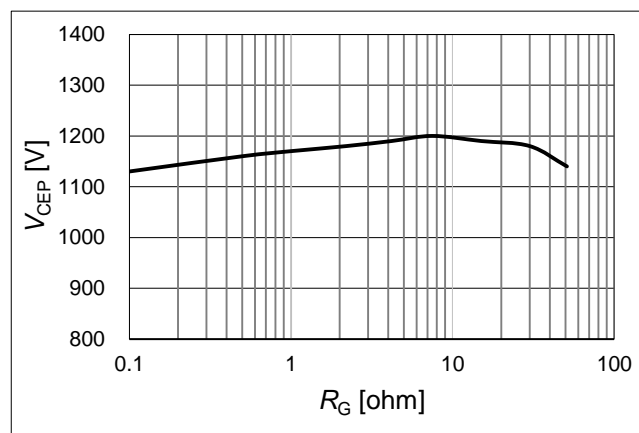
図 3-5 RBSOA と SCSOA (1700V 系列)

4 R_G の選定

仕様書に標準抵抗を記載しています。

オン側 R_G に関しては、仕様書に記載している標準抵抗値を推奨しますが、放射ノイズが許容範囲に入っていることの確認が必要です。

オフ側 R_G に関しては、図 4-1 に示すように、 R_G を大きくすると、逆にサージが大きくなる場合があるため、実機でのサージ電圧が許容範囲に入っていることの確認が必要です。



測定条件： $V_{GE}=\pm 15V$, $V_{CC}=900V$, $L_s=51nH$, $I_c=400A$, $T_j=25^\circ C$

図 4-1 ターンオフサージ電圧のゲート抵抗依存性

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.

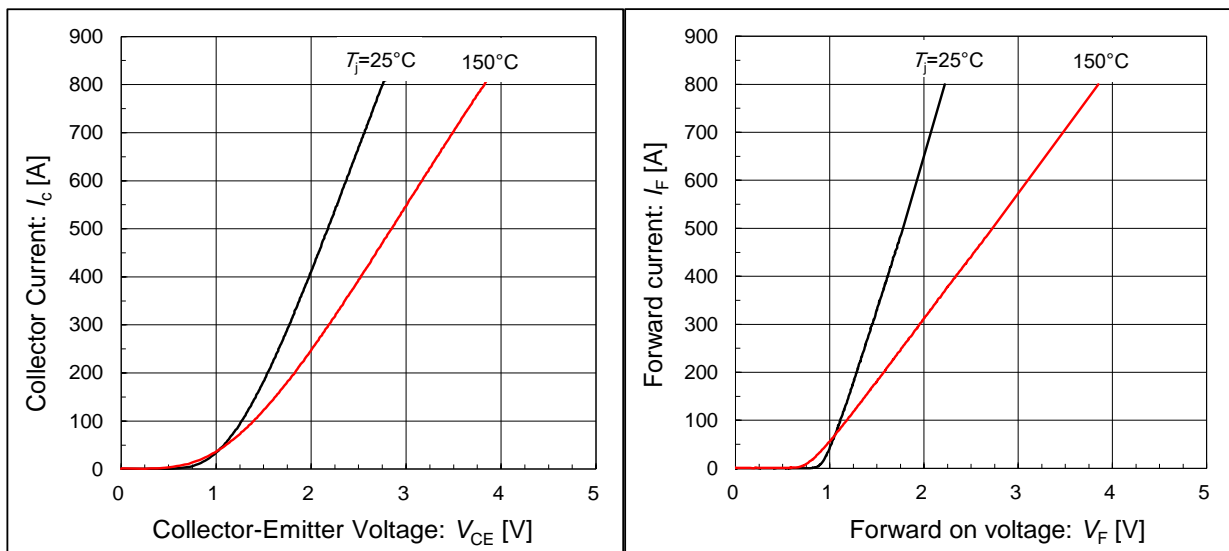
5 並列接続

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する場合があります。本章ではハイブリッド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 5-1 に 1700V/400A 定格品の出力特性を示します。ハイブリッドモジュールに搭載される V-IGBT 及び、SiC-SBD では温度依存性が正であるため、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ります。このことによって、自動的に電流アンバランスは改善されます。

このように、ハイブリッドモジュールに搭載されるすべてのチップは、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。



(a) IGBT の出力特性

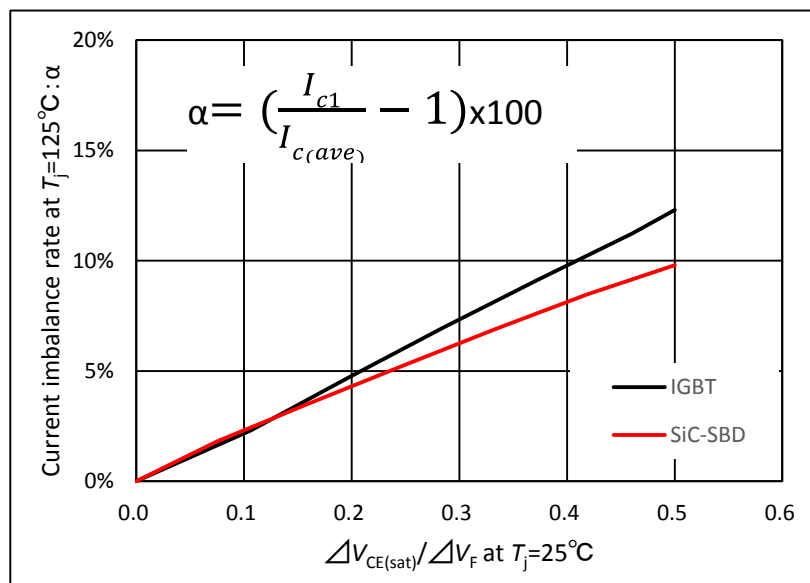
(b) SiC-SBD の出力特性

図 5-1 出力特性の温度依存性

5.2 $V_{CE(sat)}/V_F$ のバラツキと電流アンバランス率

ハイブリッドモジュール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、 $V_{CE(sat)}/V_F$ 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 5-2 に代表的な $V_{CE(sat)}/V_F$ のバラツキと電流アンバランス率の関係を示します。同図は V シリーズ IGBT 及び SiC-SBD の 2 並列接続時における電流アンバランス率です。図 5-2 からわかるように、 $V_{CE(sat)}/V_F$ 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ことが分ります。それゆえ、並列接続をする際には $V_{CE(sat)}/V_F$ の差 ($\Delta V_{CE(sat)}/\Delta V_F$) が小さい製品を組み合わせることが重要となります。



計算条件： $V_{CC}=900\text{V}$, $f_{sw}=5\text{kHz}$, Total $I_c=800\text{Arms}$, Power factor=0.9, Modulation rate=0.8

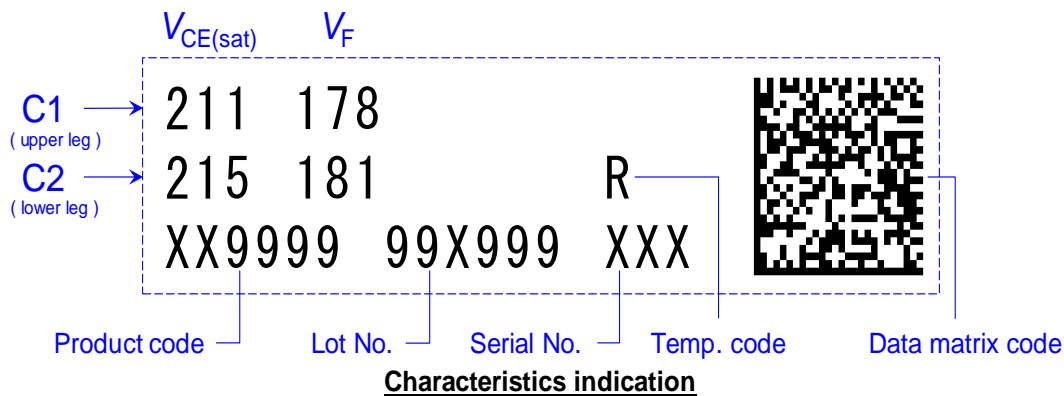
図 5-2 $V_{CE(sat)}/V_F$ のバラツキと電流アンバランス率 (1700V/400A)

■ 補足：モジュール特性データのラベル表記について

モジュールの $V_{CE(sat)}$ 及び V_F をラベルに表記されています。同一又は近い V_F ランク及び $V_{CE(sat)}$ ランクを組み合わせること
で良好な電流バランスが得られます。 図 5-3 にラベル表記の一例を示します。

表記内容：

- $V_{CE(sat)}$, V_F values (ex. '211' = 2.105 ~ 2.114 V)
- Temperature code : R
- Product code
- Lot No.
- Serial No.
- Data matrix code



Product code	comma	Lot No.	comma	Serial No.	comma	$V_{CE(sat)}$ (C1) upper leg	comma	V_F (C1) upper leg	comma	$V_{CE(sat)}$ (C2) lower leg	comma	V_F (C2) lower leg	comma	Temp. code*
6digits		5 or 6digits		3digits		3digits		3digits		3digits		3digits		1digit

Data matrix code contents

*Room temp.=R
*High temp.=H

図 5-3. 特性データの表記例

5.3 スイッチング時の電流アンバランス

5.3.1 主回路配線インダクタンスのバラツキ

主回路配線のインダクタンスが不均等の場合、並列接続された素子のスイッチング時の電流分担にアンバランスを生じさせます。

図 5-4 に主回路配線インダクタンスを考慮した並列接続時の簡易等価回路を示します。IGBT1、IGBT2 に流れるオン電流をそれぞれ I_{C1} 、 I_{C2} としたとき、それらの電流分担は各 IGBT の配線インダクタンス $L_{C1} + L_{E1}$ と $L_{C2} + L_{E2}$ の差に影響を受け、それらのインダクタンス比によって決まります。したがってスイッチング時の電流アンバランスを緩和するためには、配線インダクタンスをできる限り均等にすることが必要です。しかしながら、たとえ $(L_{C1} + L_{E1}) = (L_{C2} + L_{E2})$ という理想的な配線インダクタンスを実現したとしても、 L_{E1} と L_{E2} 配線インダクタンスが不均一な場合は、同じ di/dt でも発生する誘起電圧に差が生じることになります。この誘起電圧の差は並列接続された各 IGBT の実効的に印加されるゲート電圧に影響を与え、電流アンバランスを助長します。

このことから、素子の並列接続を行なう際は、可能な限り $L_{C1} = L_{C2}$ 、 $L_{E1} = L_{E2}$ となるような配線として、配線構造の対称性を確保する事が非常に重要となります。

また、主回路配線のインダクタンスが大きいと、IGBT ターンオフ時のサージ電圧が大きくなるために、配線インダクタンスはできる限り小さくする必要があります。それゆえ、並列接続する IGBT モジュールは可能な限り密着させて配置し、配線は可能な限りの均等化して下さい。

IGBT モジュールに補助エミッタがある場合には、エミッタ側の主回路インダクタンスの影響を小さくするために、そのエミッタ端子を用いてゲートを駆動することを推奨いたします。

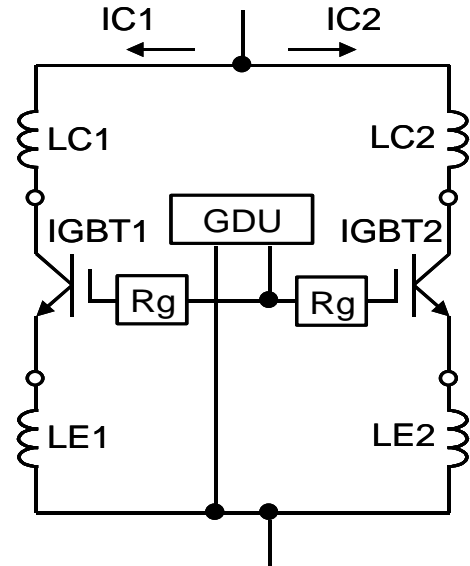


図 5-4 主回路配線インダクタンスを考慮した並列接続時の簡易等価回路

5.3.2 ゲートドライブ回路

各 IGBT を異なるゲート駆動回路(GDU)で動作させた場合では、その回路の遅れ時間などのバラツキによって、スイッチングのタイミングにバラツキを生じることが懸念されます。したがって、IGBT モジュールを並列接続する場合は、その IGBT のゲート駆動回路(GDU)は、IGBT モジュールの並列数に関係なく 1 台で構成することを推奨いたします。このように構成することでゲート駆動回路に起因したスイッチングのバラツキが低減でき、IGBT の並列動作時の悪影響を減らすことが可能となります。ただし並列接続したモジュールのゲートを同一の駆動回路で動作させる場合には、駆動能力不足によるスイッチングスピードの低下や、ゲート制御ができないなどの懸念点が考えられるため、ゲート駆動回路はその並列数に応じた適切な容量を選定してください。

またゲート駆動回路を 1 台で構成する場合、その配線インダクタンスと IGBT 入力容量により、ゲート電圧の立ち上がり時に寄生振動を起こす場合がありますので、各 IGBT のゲート抵抗はそれぞれのゲートへ個別に接続して下さい（図 5-5 参照）。さらにこの振動抑制のためにエミッタ配線に抵抗を入れる場合がありますが、その抵抗によって生じる電圧降下によって素子の誤動作を引き起こす可能性がありますので、十分に検証して適用してください。

ゲート駆動回路のエミッタ配線が主回路配線の異なった位置に接続された場合には、図 5-4 に示した L_{E1} と L_{E2} が不均衡となるため、並列接続された素子の過渡的な電流分担がアンバランスになります。通常、IGBT モジュールにはゲート駆動回路用に補助エミッタ端子が設けられており、素子内部のドライブ配線は均等となります。したがってこの端子を使用してゲートを駆動すれば、素子内部での過渡的な電流アンバランスを抑制することができます。このような理由から、IGBT モジュールに補助エミッタ端子がある場合にはその端子を用いてゲートを駆動することを推奨いたします。しかしながら補助エミッタ端子を用いてゲートを駆動した場合でもゲート駆動回路から各モジュールまでのエミッタ配線が長く、不均一になれば電流アンバランスを引き起こします。それゆえ、並列接続した各モジュールへのゲート駆動回路の配線は均等な長さで最短となるように行ってください。このときゲート駆動回路の配線は密に撚り合わせると共に、主回路配線からはできるだけ遠ざけ、相互誘導(特にコレクタ電流)を受けないように配置して下さい。

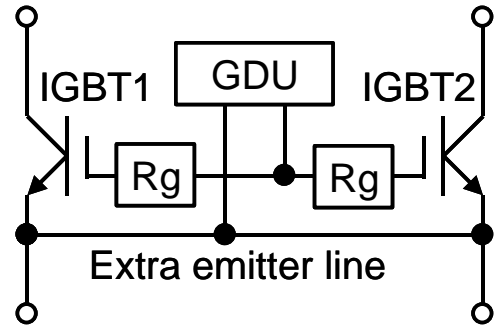


図 5-5 ゲートドライブ回路の配線

6 EMI

図 6-1 に 1700V の SiC ハイブリッドモジュールと従来の Si モジュールの放射ノイズの比較を示します。

コレクタ電流は小さくにつれ、従来の Si モジュールでは放射ノイズは大きくなるのに対して、SiC ハイブリッドモジュールでは、放射ノイズは小さくなります。また、300A 以下の領域では、SiC ハイブリッドモジュールの放射ノイズのピーク値は、従来の Si モジュールと同等であることが分かります。

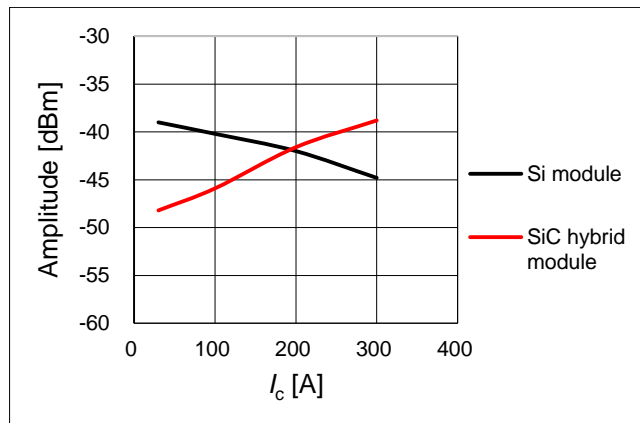


図 6-1 放射ノイズのコレクタ電流依存性

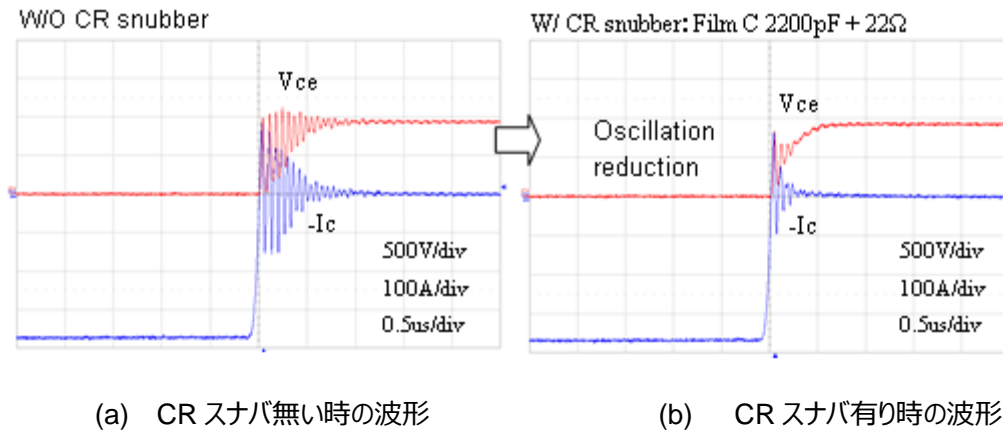
参考文献

- 2) H. Wang, et al., “1700V Si-IGBT and SiC-SBD Hybrid Module for AC690V Inverter system”, International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE=ASIA), pp.3702-3706

7 波形振動の抑制方法

図 7-1 にハイブリッドモジュールの SiC-SBD のターンオフ波形の一例を示します。

ハイブリッドモジュールのコレクタとエミッタ間に CR スナバを付加することで、波形振動が抑制されることが分かります。



(a) CR スナバ無い時の波形

(b) CR スナバ有り時の波形

図 7-1 CR スナバ回路による波形振動の抑制

※特許申請中