



アプリケーションノート

3-Level Modules with Authentic RB-IGBT

Version 1.3

目次

1. 序論.....	3
2. Tタイプ IGBT モジュールの基本.....	3
3. RB-IGBT の特性.....	5
4. RB-IGBT の漏れ電流.....	7
5. スイッチングタイム.....	9
6. デッドタイム.....	11
7. スイッチングモード.....	12
8. RBSOA および SCSOA 動作 (400A/600V モジュール).....	15
9. スイッチングパルス.....	16
10. 3 レベルトポロジ.....	17
11. 損失比較.....	19
12. DC リンクの接続.....	20
13. RB-IGBT のスイッチング波形.....	21
14. 並列接続の 3-level IGBT モジュール (M403).....	24
15. 4MBI300VG-120R-50 の駆動.....	27

1. 序論

昨今の電気機器の増加により消費電力が益々増加する傾向にある中、太陽光等の再生可能な電力を通常の電力に変換するシステムは変換効率向上（電力損失削減）が求められています。電力変換方式の中で、マルチレベルトポロジーは DC リンクパワー用電力変換において最も効果的な方式のひとつです。マルチレベル電力変換器に関する効率改善のための一般的なソリューションは、中性点クランプ (NPC) 型 3 レベル 電力変換器です。3 レベルトポロジーは半導体の導通損失およびスイッチング損失を低減し、出力電圧の高調波成分減少とスイッチング周波数を上げられるというメリットがあり、フィルタの小型化を可能にしています。

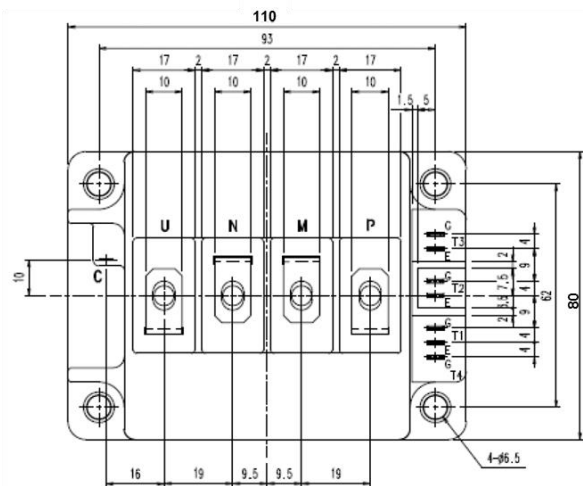
富士電機ではアドバンスド T タイプ NPC (T-type IGBT with RB-IGBT) と名付けた NPC 3 レベル電力変換器の新たな方式を検討しました。この方式の電力変換器は中性点の出力クランプ用に逆阻止 IGBT (RB-IGBT) を適用しており、従来の T タイプ NPC3 レベル方式より低導通損失を達成しています。このアプリケーションノートは RB-IGBT チップ及びモジュールの基本機能と、風力発電、太陽光発電 (PV) に適用可能なアプリケーション及びドライブ回路について説明します。

2. T タイプ IGBT モジュールの基本

4MBI300VG-120R-50 は、T タイプ 3 レベル回路用に端子配置が最適化された外形サイズ 110mm x 80mm の M403 パッケージのハーフブリッジモジュールです。図 2.1 の(1)に外観写真、同図(2)にモジュールの概略図とメイン端子 U, N, M, P 及び補助端子の配列を示します。



(1) M403 パッケージ



(2) 概略図

図 2.1: T タイプ 3 レベルモジュール 4MBI300VG-120R-50.

図 2.2 に T タイプ 3 レベルモジュールの等価回路を示します。二つのメインスイッチ T1、T2 は富士電機の V シリーズ IGBT チップ（第 6 世代、トレンチ構造）、T3、T4 は逆並列接続された逆阻止 IGBT(RB-IGBT)で構成されています。4MBI300VG-120R-50 のメインスイッ

チ IGBT には 1200V/300A の素子が適用されています。出力 U と中性点 M の間には DC リンク電圧の半分だけ加わるため、RB-IGBT に必要な耐圧は 600V となります。IGBT をスイッチングする時、インダクタンスによる電圧スパイクを小さくするため、モジュール内部のインダクタンスは非常に低くしておく必要があります。4MBI300VG-120R-50 のメイン端子 P と M、M と N、P と N 間の各ペア間の浮遊インダクタンスは、40nH 未満です。これは単一パッケージ中に T1、T2 および双方向スイッチ T3、T4 を統合することで実現しています。

RB-IGBT は、追加のダイオードなしで双方向スイッチング機能を可能にしています。この特徴は導通損失改善のために開発した RB-IGBT 固有の特徴です。従来の IGBT は十分な逆阻止能力を持たないため、逆阻止用の FWD を直列に接続する必要があります。この FWD を直列接続しない場合、逆電圧が IGBT のコレクタとエミッタ間に印加されると IGBT チップのダイシング面に沿って漏れ電流が流れ、その結果従来の IGBT は破壊します。

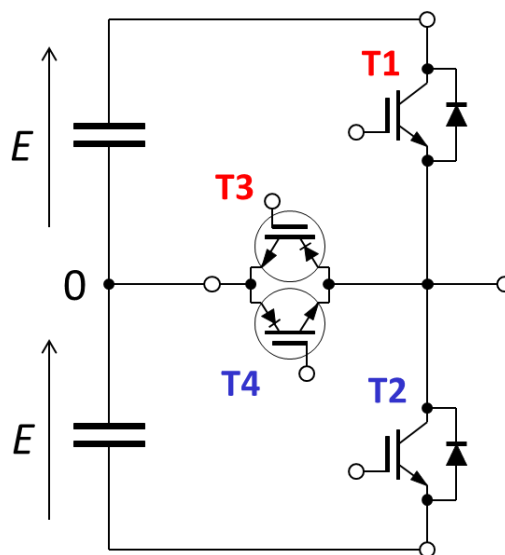


図 2.2: T タイプ IGBT モジュールの等価回路
(T1, T2 はメインスイッチ、T3, T4 は RB-IGBT スイッチを示す)

RB-IGBT のゲート制御に関しては、通常の IGBT 素子と同様です。従ってターンオンの場合には、ゲートとエミッタ制御端子間に 15V の正電圧を印加する必要があります。ターンオフの場合には、-5V~-15V の負電圧を印加する必要があります。表 2.1 に推奨の制御信号電圧を示します。

表 2.1: RB-IGBT の推奨制御電圧 V_{GE}

RB-IGBT	Turn-on	Turn-off
V_{ge}	+15V	-5V to -15V

3. RB-IGBT の特性

従来の IGBT と RB-IGBT の決定的な違いは逆阻止能力です。RB-IGBT の構造は、NPT 構造に接合分離領域(Isolation region)を追加することによって達成しています。図 3.1(1)に示す従来型の IGBT 構造に対し、図 3.1(2)に示す RB-IGBT 構造は接合分離領域を有しています。

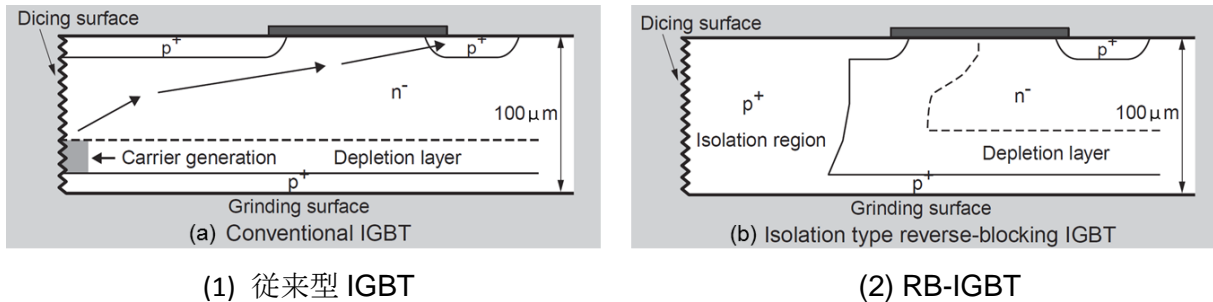


図 3.1: IGBT の断面図

一般に、IGBT 素子をウェハから切り出すチップ製造工程によって、その側面またはダイシング面に結晶ひずみや高密度結晶欠陥が発生します。この側面で、結晶欠陥から連続発生している電荷キャリアが、コレクタ-エミッタ間に印加された逆電圧の電界によって輸送され、図 3.1(1)中の黒矢印で示す大きな漏れ電流となり、やがて加熱破壊に至ります。従って、接合分離領域のない従来型 IGBT は、十分な逆阻止能力を持つことができません。一方、RB-IGBT はダイシング部に形成された接合分離領域を持っており、コレクタ-エミッタ間に逆電圧が印加されても漏れ電流は微小であり、十分な逆阻止能力を持っています。

従来型 IGBT と RB-IGBT 間の耐压特性の簡単な比較を図 3.2 に示します。

青色の曲線は RB-IGBT の耐压特性を示しています(ゲート-エミッタ間短絡時)。順方向阻止電圧および逆方向阻止電圧はどちらも同じ 600V 以上となっています。水色の曲線は、ゲート-エミッタ間電圧 V_{GE} に+15V を印加した際の逆阻止特性を示しており、RB-IGBT の逆阻止能力が改善されることを示しています。また、従来型 IGBT の V_{GE} に+15V 印加した場合の逆阻止電圧を赤色の曲線で示していますが、従来型 IGBT では十分な逆阻止能力がありません。

このように、両者の逆阻止能力には大きな違いがありますが、両者の IGBT の活性領域は同様の構造を有しており、スイッチングスピードと順方向飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ に対するトレードオフ特性は同等となります。また、順方向導通の転流直後に逆電圧が印加されたとき、RB-IGBT は従来型 FWD と同様に逆回復動作するという特徴を有しています。

図 3.3 に RB-IGBT と、ダイオードを直列に接続した従来型 IGBT の飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ とターンオフ損失 E_{off} 間の関係を示しますが (125°Cでの 600V/100A デバイスによる比較)、RB-IGBT には FWD のオン電圧相当分がなく、その利点が明らかです。また、RB-IGBT のターンオフ特性は従来型 IGBT と同等であり、双方向スイッチに RB-IGBT を使うことで電力損失を低減することが可能になります。

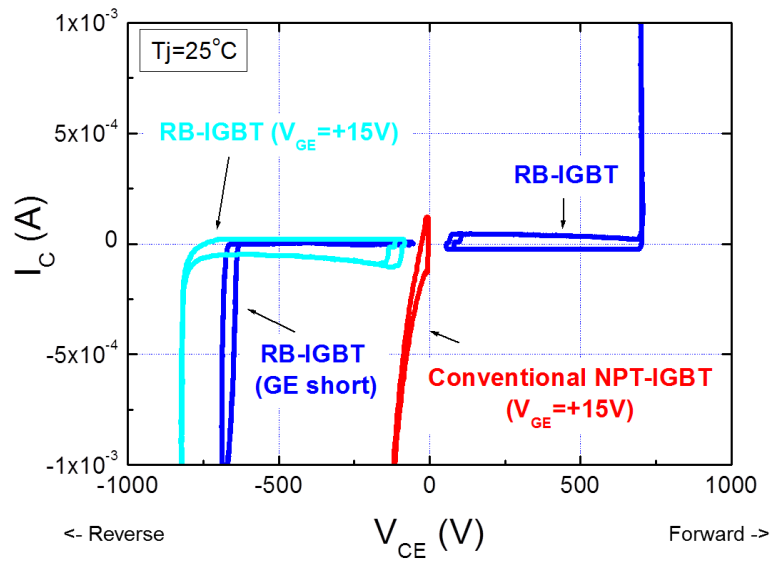


図 3.2: 従来型 IGBT と RB-IGBT の阻止電圧特性

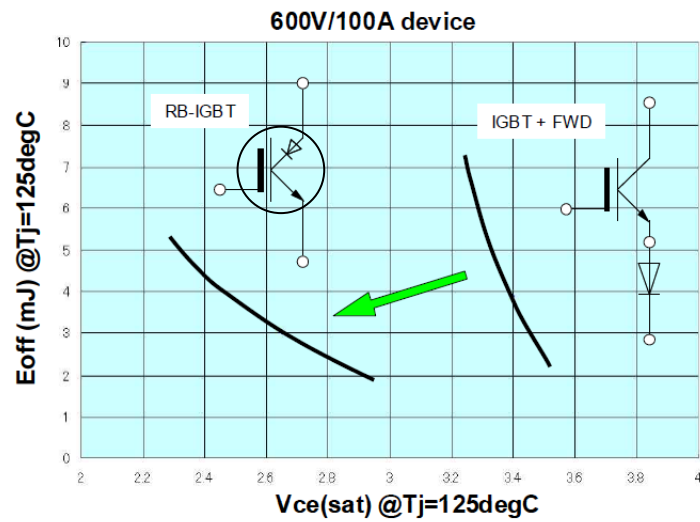


図 3.3: RB-IGBT と IGBT+ダイオードのトレードオフ関係

4. RB-IGBT の漏れ電流

RB-IGBT は、コレクタ-エミッタ間に逆電圧が印加されても、従来型 IGBT の様に破壊に至るような大きな逆漏れ電流は流れませんが、p-n 接合を通る微小な漏れ電流が発生します。

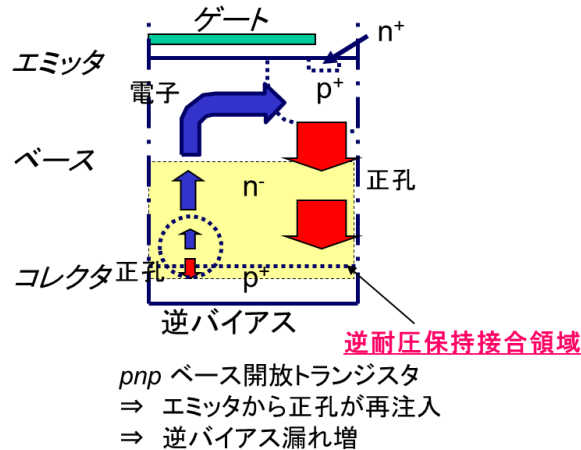
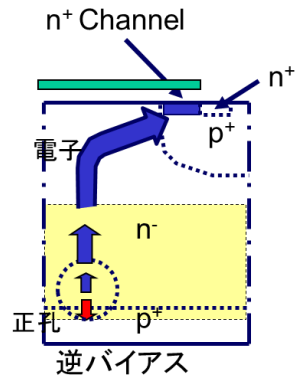


図 4.1: 逆電圧印加時の RB-IGBT での電荷キャリア発生メカニズム

図 4.1 に、ゲート-エミッタ間電圧を印加せずにコレクタ-エミッタ間に逆電圧を印加した際の素子内部でのキャリアの流れを示します。コレクタ-エミッタ間に逆電圧を印加すると、エミッタからコレクタへ正孔が発生します（大きい赤矢印）。この時、逆耐圧保持接合領域にも正孔が発生します（小さい赤矢印）。この正孔発生により電子(負電荷)がエミッタに流れ、PNP トランジスタのベース電流となり、表面 p 層から正孔が再注入され、漏れ電流が発生します。

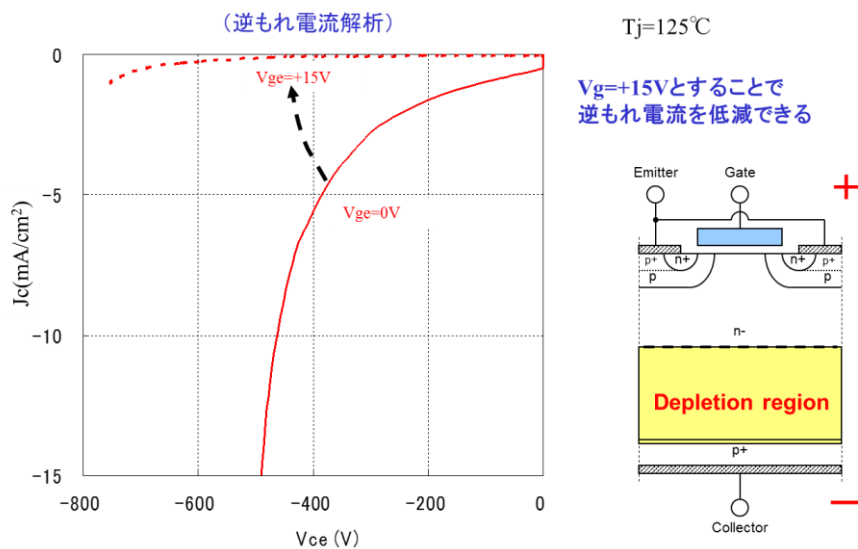
図 4.2 に、+15V のゲート-エミッタ間電圧を印加した場合のキャリアの流れを示します。正のゲート-エミッタ電圧の印加によって、この漏れ電流を減らすことができます。V_{GE} = +15V が印加される限り、RB-IGBT はオン状態にあり、逆電圧によって発生した電子の流れは n+チャネルを通過してエミッタに吸収され、表面 p 層からの正孔再注入がないため非常に小さい漏れ電流のみ残ります。



電子がn+チャネルを通りエミッタへ抜ける
 ⇒ pnダイオード(正孔の再注入無し)
 ⇒ 逆バイアス漏れ小

図 4.2: +15V の正のゲート-エミッタ電圧による電荷キャリアの減少

図 4.3 (1)に電荷キャリアの減少の一例を示します。電荷キャリアの密度は、RB-IGBT が ON 状態の間の方が OFF 状態より小さくなります。図 4.3 (2)にその時の電荷キャリアの空乏領域を示します。

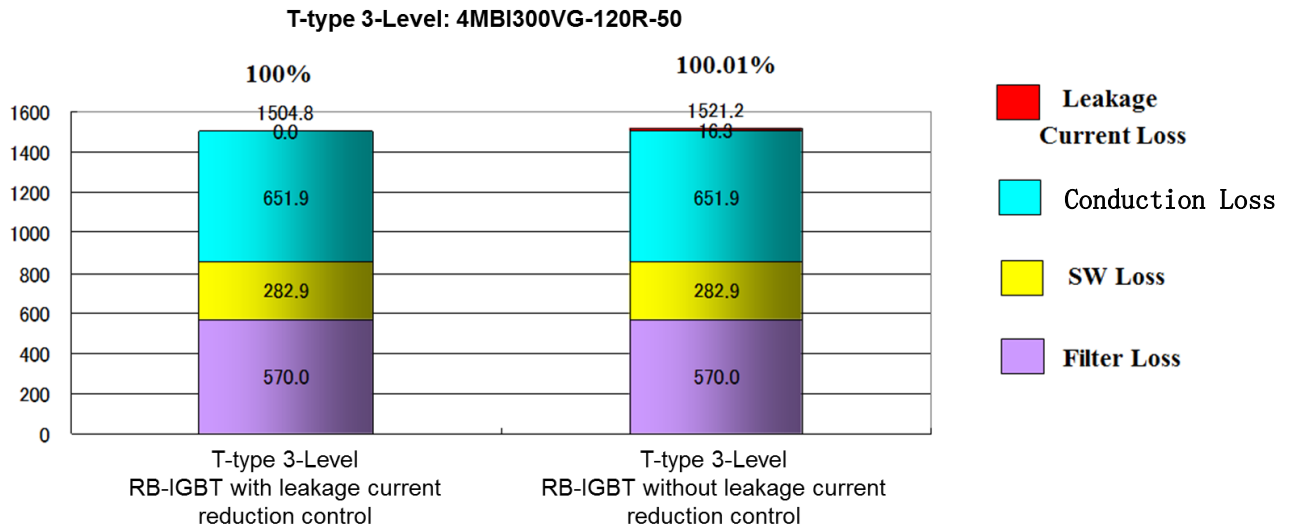


(1) Jc - Vce 特性

(2) 電荷キャリアの空乏領域

図 4.3: ON 状態 Vge の漏れ電流特性の影響

漏れ電流を低減するためには、例えば T2、T4 をスイッチングし T3 を FWD モードで使用する場合には、T3 に+15V の V_{GE} を常に印加します。このゲート制御方式を用いた実際のアプリケーションにおける漏れ電流による損失の改善効果を図 4.4 に示します。漏れ電流低減のゲート制御が無い場合には損失は 0.01%増加します。わずかな改善ですが、高温時での漏れ電流損失は無視できないものとなりますので、漏れ電流低減ゲート制御が推奨されます。



(1)漏れ電流低減ゲート制御あり (2)漏れ電流低減ゲート制御なし

図 4.4: PWM インバータの損失比較

$V_{cc} = 400V, I = 145A, \cos(\phi) = 1, V_{dc} = 330V + 330V,$
 $\text{modulation rate} = 0.98, T_j = 125^\circ C, R_g = 8.2 / - 39\Omega.$

5. スイッチングタイム

T タイプ IGBT モジュールのメイン IGBT のスイッチング動作は、富士電機の他の V シリーズ IGBT チップと同等です。そのスイッチング特性はゲート抵抗 $R_{G(on)}$ や $R_{G(off)}$ などの様々なパラメータに影響されます。スイッチング時間の 4 つの重要なパラメータは、図 5.1 に示す回路で測定される t_r (rise time)、 t_{on} (turn-on time)、 t_f (fall time)、 t_{off} (turn-off time) です。

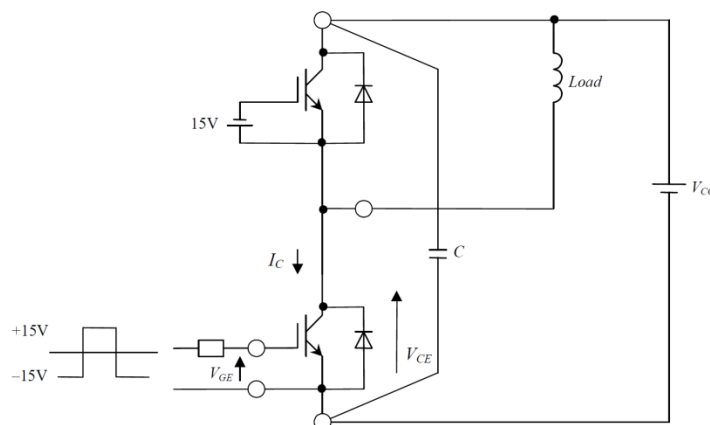


図 5.1: スイッチング特性測定回路

図 5.2 にターンオンおよびターンオフ時のスイッチング時間の定義を示します。IGBT をスイッチングするためには、ゲート-エミッタ電圧 V_{GE} に約 $\pm 15V$ を印加する必要があります。-15V 電圧レベルは OFF 状態の IGBT を意味します。 V_{GE} 上昇後 V_{GE} が 0V を超えてす

ぐに IGBT はターンオンを開始します。V_{GE} がしきい値電圧 V_{GE(th)} に到達すると IGBT は導通し始め、t_r の開始時に連続的にコレクタ電流 I_C が上昇します。FWD の逆回復電流は、逆回復時間 t_{rr} の間のコレクタ電流に加わるオーバーシュート電流ピークを決定します。そして IGBT は ON 状態に遷移します。

ON 状態から IGBT をターンオフするには、ゲート-エミッタ間の印加電圧(V_{GE})を-15V に設定する必要があります。正 V_{GE} の 90%で、IGBT はターンオフを開始します。V_{CE} が V_{CC} レベルまで上昇したとき、導通していたコレクタ電流は減少し始めます。t_f は I_C が 90%から 10%まで減少する期間で定義されています。その後 IGBT は OFF 状態になります。

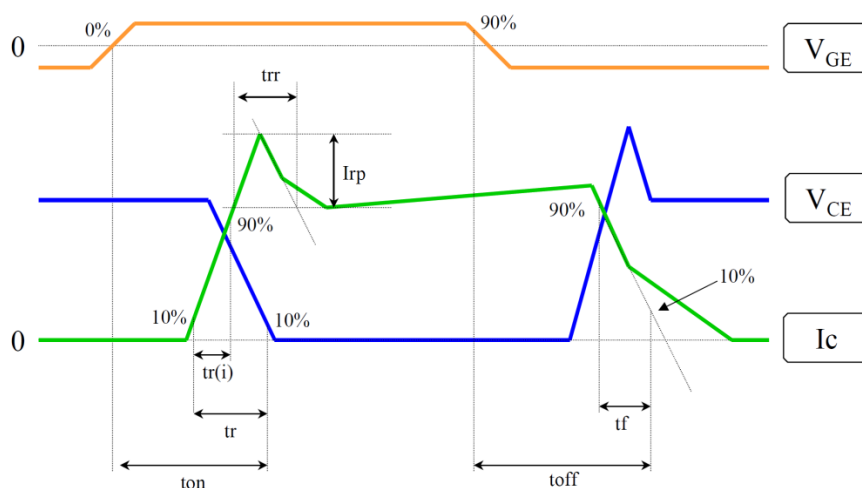


図 5.2: スイッチング時間の定義

以下の表 5.1 に R_{G(on)} = 10Ω および R_{G(off)} = 1Ω での主端子スイッチのターンオンとターンオフについての概略を示します。

表 5.1: スイッチングモード A のターンオンおよびターンオフ時間
 スイッチングモード A は T1 / T2 の 3 レベル動作の使用法を示す(M - U に負荷接続)

		Min.	Typ.	Max.		
Turn-on time	t _{on}	—	0.75	1.30	μs	
	t _r	—	0.45	0.80		
	t _{r(i)}	—	0.15	—		
Turn-off time	t _{off}	—	0.60	1.00		
	t _f	—	0.10	0.35		
		SW mode: A				
		V _{CC} = 400V				
		I _C = 300A				
		V _{GE} = ±15V				
		R _G = 10Ω/-1Ω				

6. デッドタイム

デッドタイムは次式より計算することができます。

$$t_{\text{dead}} = t_{\text{off,max}} - t_{\text{d(on),min}}$$

ここで $t_{\text{off,max}}$ は IGBT の最大ターンオフ時間を表し、 $t_{\text{d(on),min}}$ は最小ターンオン遅延時間を表しています。最大ターンオフ時間 $t_{\text{off,max}}$ の値はデータシートから得られます。最小ターンオン遅延時間 $t_{\text{d(on),min}}$ はターンオン時間と立上り時間の差($t_{\text{on}} - t_r$)によって計算できます。

T3/T4 のスイッチング時間:

表 6.2: スwitchングモード B におけるターンオンおよびターンオフ時間
 スwitchングモード B は T3 / T4 の 3 レベル動作の使用法を示す(P-U 又は U-N に負荷接続)

			Min.	Typ.	Max.	
Turn-on time	t_{on}	SW mode: B $V_{\text{CC}} = 400\text{V}$ $I_{\text{C}} = 300\text{A}$ $V_{\text{GE}} = \pm 15\text{V}$ $R_{\text{G}} = 10\Omega / -1\Omega$	—	0.45	1.05	μs
	t_r		—	0.27	0.53	
	$t_r(i)$		—	0.12	—	
Turn-off time	t_{off}		—	1.32	3.00	
	t_f		—	0.11	0.35	

従って、T3/T4 と T1/T2 の間のデッドタイムは以下のように計算できます。

$$t_{\text{off,max}} = 3.00 \mu\text{s} \text{ of T3/T4}$$

$$t_{\text{d(on),min}} = t_{\text{on}} - t_r = 0.75\mu\text{s} - 0.45\mu\text{s} = 0.3\mu\text{s} \text{ of T1/T2}$$

$$t_{\text{dead}} = t_{\text{off,max}} - t_{\text{d(on),min}} = 3.00\mu\text{s} - 0.3\mu\text{s} = 2.7\mu\text{s}$$

7. スイッチングモード

富士電機の 3 レベルモジュールにおけるスイッチングモードは、合計で 2 つあります。DC バスを接続した 3 レベルモジュールの回路図を図 7.1 に示します。

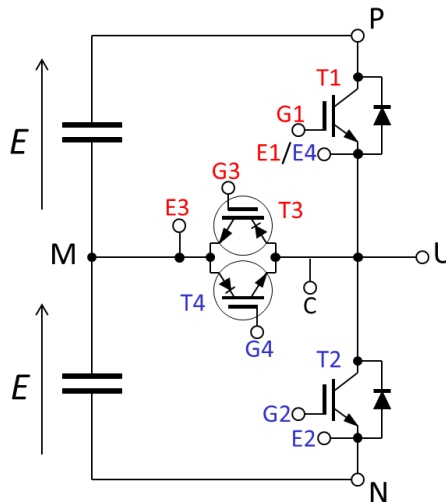


図 7.1: DC バスを接続した RB-IGBT を使用した T タイプ 3 レベルモジュールの回路図

表 7.1 に各スイッチングモードにおける T1～T4 各スイッチの状態を示します。スイッチの ON 状態は+15V のゲート電圧レベルを意味します。反対に OFF 状態は、-15V の逆バイアスゲート電圧レベルを表します。スイッチが SW 状態と表記されている場合、IGBT はドライブ回路に接続され、スイッチにはスイッチングゲート信号が入力されます。

表 7.1: RB-IGBT を使用した T タイプ 3 レベルモジュールの
スイッチングモード A および B

SW Mode	Load L	T1	T2	T3	T4
A	M – U	SW	OFF	OFF	ON
	M – U	OFF	SW	ON	OFF
B	P – U	OFF	OFF	SW	ON
	U – N	OFF	OFF	ON	SW

SW: Connection to drive circuit and input gate signal

ON: Bias voltage of gate + 15V

OFF: Bias voltage of gate - 15V

$V_{cc1} = 2 \cdot V_{cc}$

スイッチングモード A:

スイッチングモード A では、負荷が M と U 間に接続されています。このモードでは T1 がオン・オフのスイッチングをする間、T2 はオフ、T3 はオフかつ T4 はオンです。そして T4 がフリーホイールダイオード (FWD) のように振る舞うことを意味します。出力電圧の極性が逆の場合、T2 をスイッチングし、T1 はオフ、T3 はオンかつ T4 はオフ状態です。

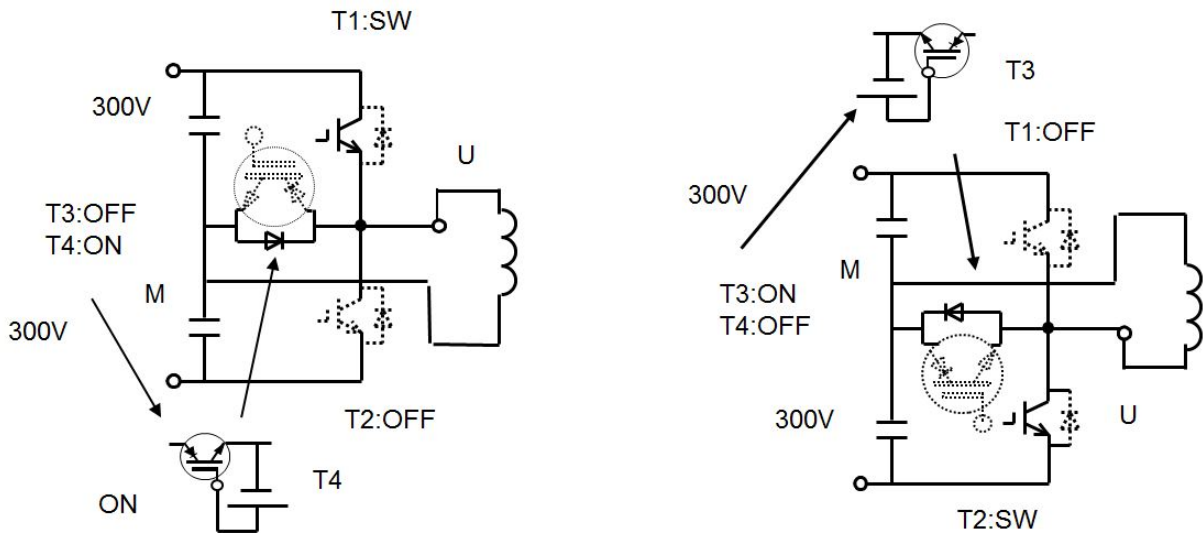


図 7.2: スwitchingモード A

実線は動作しているデバイス、点線は OFF 状態にあるデバイスを示す

スイッチングモード B:

スイッチングモード B では、RB-IGBT の片方が ON 状態にあるとき、他方がスイッチングします。T3 をスイッチと考えたとき T4 は FWD として使用されます。T4 内部の漏れ電流を可能な限り低く維持するために T4 は ON 状態でなければなりません。図 7.3 左側の場合では負荷は U と P 間に接続されています。T3 がスイッチする間 T4 は ON 状態にあり FWD の役割を果たします。また図 7.3 右側の場合 U と N 間に負荷が接続されており、T3 が ON のとき T4 がスイッチすることを示しています。このとき使われていないスイッチは点線で示しています。

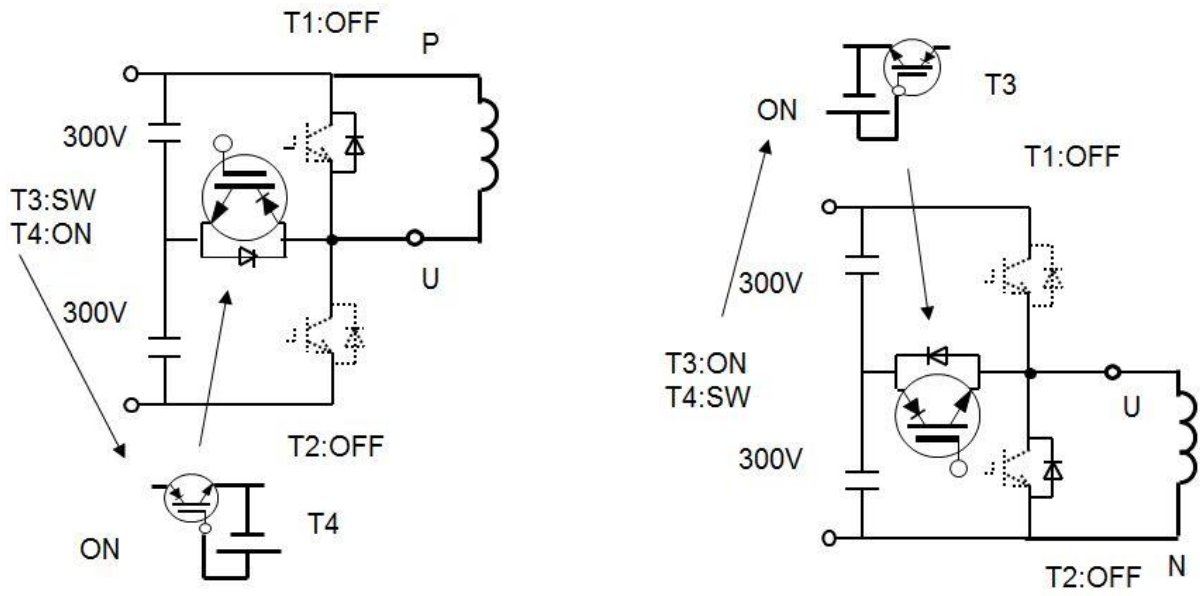


図 7.3: スイッチングモード B

実線は動作しているデバイス、点線は OFF 状態にあるデバイスを示す

8. RBSOA および SCSOA 動作 (400A/600V モジュール)

安全動作領域(SOA)は、パワー半導体デバイスがセルフダメージ無く動作する電圧と電流の許容軌跡範囲を示したものです。安全領域は以下の図 8.1 で示されているカーブの内側の領域であり、 V_{CE} と I_C によって規定されます。

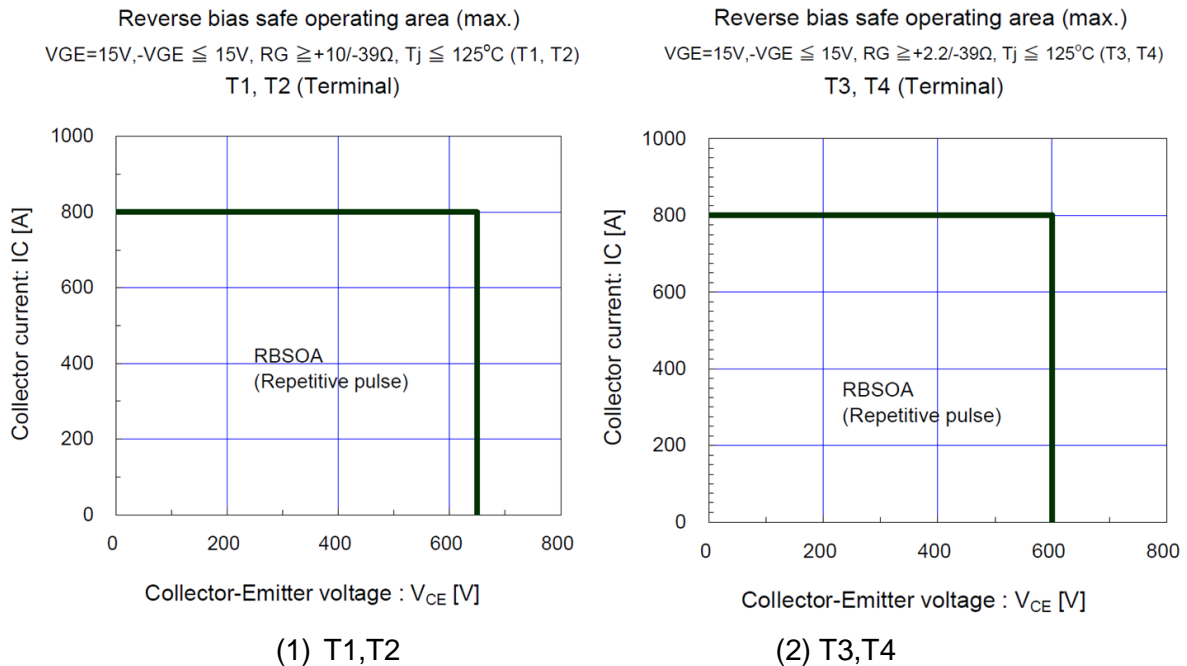


図 8.1: 4MBI400VG-060R-50 の逆バイアス安全動作領域(RBSOA)

および短絡電流遮断時の安全動作領域

+ $V_{GE} = 15V$ 、- $V_{GE} = -15V$ 、 R_G はデータシート記載の標準値、 $T_j = 125^\circ C$

IGBT がターンオフする場合、 I_C は減少し V_{CE} は上昇します。逆バイアス安全動作領域は、IGBT またはダイオードが破壊することがないように、 V_{CE} と I_C 波形の軌跡として定義します。図 8.1 の実線は 4MBI400VG-060R-50 のメインスイッチの RBSOA を示しています。短絡(非繰り返し)条件からのターンオフの場合、IGBT は SCSOA と呼ばれる V_{CE} と I_C によって定義された SOA を持っています。この条件は表 8.1 に示されたショートパルス時間に対してのみ有効です。

表 8.1: T1, T2 および T3, T4 の短絡耐量

	Condition				
	Pulse width min [μs]	V_{cc} [V]	+ V_{ge} [V]	R_g	T_j [$^\circ C$]
T1,T2	9	400	15	Recommended value	125
T3,T4	10	200	15	Recommended value	125

9. スイッチングパルス

図 9.1 に 3 レベル回路におけるスイッチングパターンの定義を示します。T タイプ構成を使用して、3 つの異なるポテンシャルレベル(正、ゼロ、負)を実現します。出力電圧または負荷はグラウンド接続によって表される中性点に接続されます。

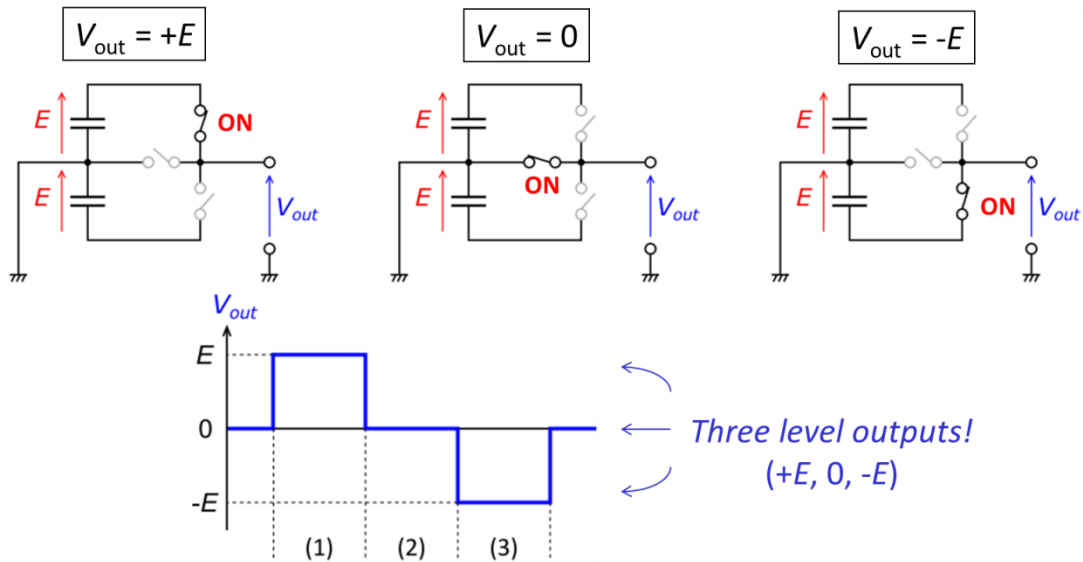


図 9.1: 各フェーズと中性点クランプ間に接続された負荷の 3 レベルパルス波形

3 レベルトポロジーを使用した出力波形のパルスパターンを例を図 9.2 に示します。

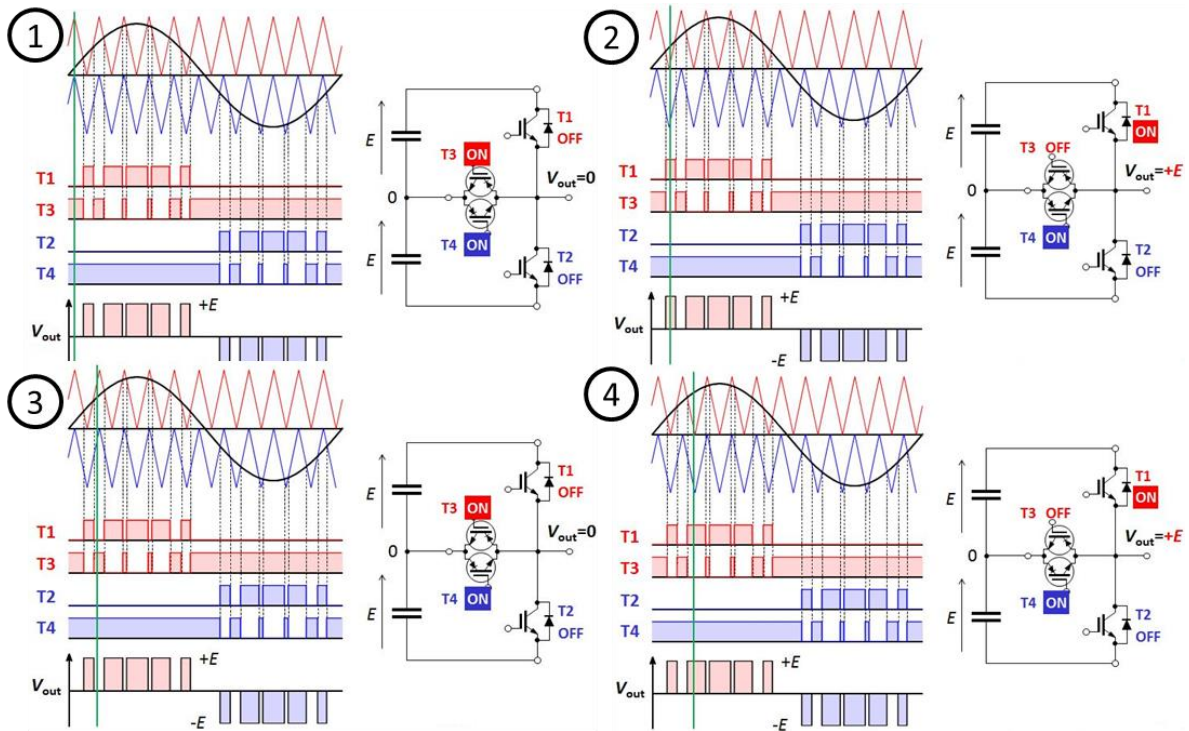


図 9.2: 出力と中性点クランプ間のパルス出力波形

①から④に、初めの 4 つのパルスパターンと、そのときの出力電圧レベルを示します。以降のパターンも同様に求めることができます。

10. 3 レベルトポロジー

3 レベルトポロジーを構成するには、富士電機の RB-IGBT を採用したモジュール以外にも他にいくつかの方法があります。I タイプと T タイプと呼ばれる二つのよく知られたトポロジーがあります。

I タイプ:

I タイプは縦に並べられた 4 つの IGBT 素子を使用します。T1 および T4 は回路の外側に位置する素子のためアウタースイッチと呼ばれます。一方、T2 および T3 はインナースイッチです。T1 と T2 間、同様に T3 と T4 間にダイオードがクランプされているので、これらの二つのスイッチのタイプを区別することが可能です。このトポロジーの利点は、2 つの IGBT 素子が直列に接続されているため、一つの素子で DC バス電圧の半分を阻止すれば良いということです。さらに、全スイッチ(T1 から T4)の素子に印加する電圧 V_{CES} は、2 レベルインバータの半分になり定格 V_{CES} が低減できます。このトポロジーの欠点は多くのスイッチを使用することです。全ての IGBT が直列に接続されるため、オン電圧 V_{ON} は増加します。回路全体での導通損失は各 IGBT の導通損失の合計となるため、結果として 2 レベルインバータよりも大きな導通損失となります。

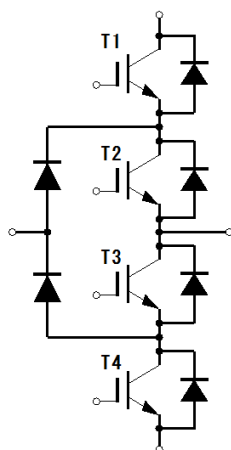


図 10.1: I タイプトポロジー

T タイプ:

このトポロジーは I タイプより少ない部品で構成され、富士電機のアドバンスド T タイプ IGBT 方式に非常に似ています。RB-IGBT の代わりに、このトポロジーは 2 つの IGBT と 2 つのダイオードを使用します。中間スイッチは、一組の直列に接続された IGBT とダイオード

ドと、他方の直列の IGBT とダイオードが逆並列に接続された構成となっており、図 10.2 は中間スイッチがコモンコレクタ構成となっています。

このトポロジーのメリットは導通損失の低減です。スイッチ T1 と T2 のみ直列に接続され、Iタイプに比べ少ないスイッチ数となっています。

しかしながら、一つの IGBT スイッチは DC バスの全電圧を阻止しなければなりません。したがって IGBT は高耐圧である必要があります、T1 と T2 は 2 レベルハーフブリッジと同じ耐圧が必要です。それに伴って T1、T2 の損失も大きくなります。

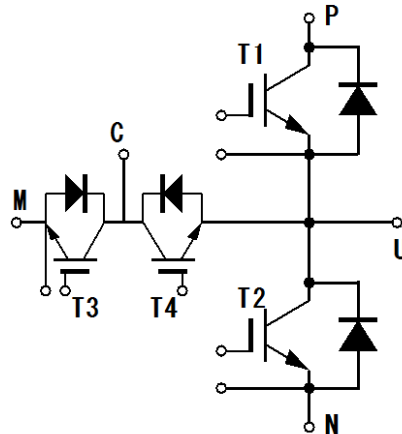


図 10.2: T タイプトポロジー.

RB-IGBT を用いた T タイプ (アドバンスド T タイプ) :

富士電機の T タイプ IGBT 方式 (アドバンスド T タイプ) は前述の T タイプ構成と同様の利点 (部品数と、直列の単一スイッチによる低導通損失) を有します。このトポロジーの追加のメリットは、RB-IGBT の使用によるさらなる損失の低減です。一組の直列の IGBT とダイオードは RB-IGBT 単体に置き換えることができ、小型化と低損失化が可能です。

アドバンスド T タイプの明らかな欠点は、T タイプと同様にメインスイッチ T1、T2 に 2 レベルトポロジーと同じ耐圧が必要なことです。

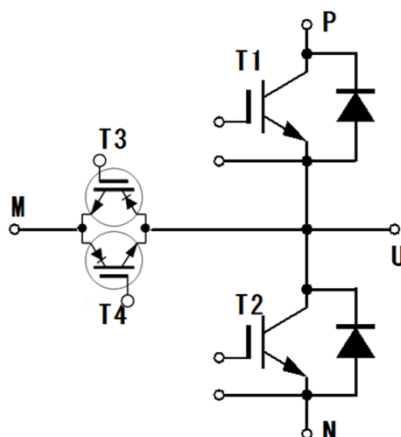
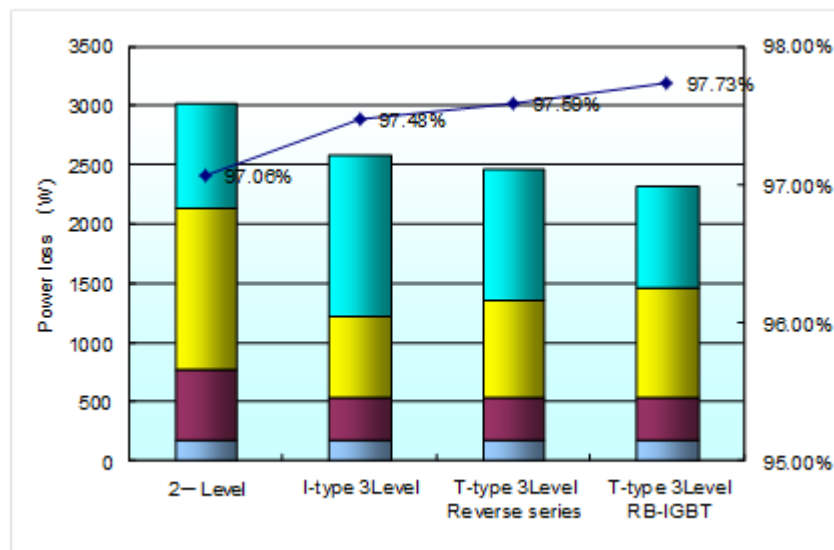


図 10.3: RB-IGBT を用いた T タイプトポロジー

11. 損失比較

インバータに 3 レベルトポロジを採用する利点は、図 11.1 に示すように損失の低減です。この比較において、インバータ電力損失計算の条件($f_c = 10\text{kHz}$)は、全てのトポロジで同じです。3 レベルトポロジとの比較として 2 レベルトポロジも示します。3 レベルトポロジではスイッチング損失(図中黄色)が大幅に低減するため、全体の電力損失が少なくなっています。ここでの固定損失(図中灰色)は一定とし、例えばシステム制御回路の損失などを含みます。3 レベルトポロジでは、より正弦波に近い出力波形が得られるため、出力フィルタのサイズが小さくなり、フィルタの損失も低減することができます(図中紫色)。

2 レベルインバータの導通損失は、IGBT スイッチが 1 アームあたり 1 個のみのため、全 3 レベルインバータよりも小さくなっています。二つの IGBT が直列接続された I タイプ 3 レベルインバータは、スイッチング損失が最も小さくなります(図中水色)。T タイプ 3 レベルの場合、合計で 1 アームあたり 4 個のスイッチ(FWD 含む)を使用しているため、IGBT の導通損失は I タイプよりも小さくなります。さらに、RB-IGBT を用いた AT タイプは 2 個の IGBT と 2 個の RB-IGBT を使用しているため、T タイプよりさらに導通損失が小さくなります。注目すべきは、RB-IGBT を用いた 3 レベルの効率は 97.73%で、逆直列の T タイプ 3 レベルは 97.59%であることです。インバータが数年動作することを考えれば、この 0.14%の改善は省エネルギーのために非常に重要となります。



$V_{dc}=660\text{V}(330\text{V};330\text{V})$, $I_o=145\text{A}$, $\cos \theta = 1$, $f_c=10\text{kHz}$, $V_o=400\text{Vac}$

図 11.1: 異なるトポロジの損失比較

図 11.2 にスイッチング周波数とデバイスの損失の関係を示します。30kHz よりも低いスイッチング周波数において RB-IGBT を用いた T-type (AT タイプ) トポロジは、他のトポロジよりもトータル損失が低くなっています。

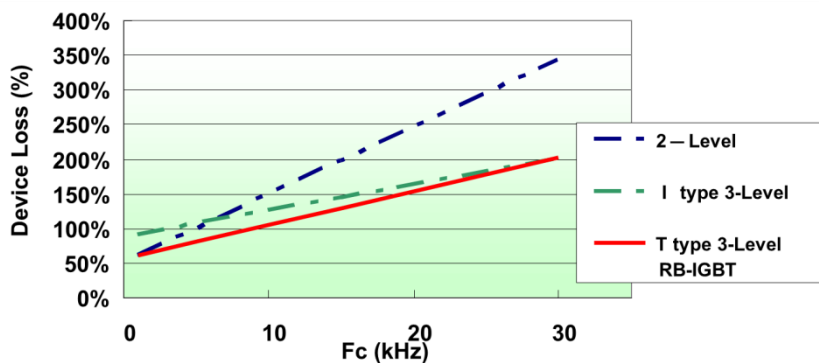


図 11.2: スイッチング周波数に依存した異なるトポロジーの損失比較

12. DC リンクの接続

IGBT モジュールに DC バスバーを実装する場合、各バスバーを互いに平行に保ち、できるだけ接近させるようにして下さい。絶縁ラミネートなどを挟み込むようにし互いに絶縁して下さい。図 12.1 はバスバーを接続の例を示します。模式図中の白色の層は金属板を示し、青色の層は絶縁ラミネート板を表しています。

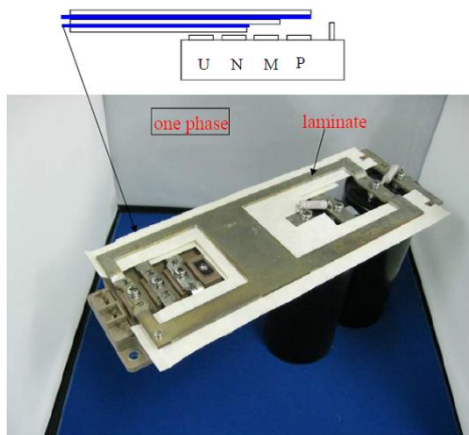


図 12.1: T タイプ IGBT モジュールへのバスバー接続

最下層は、モジュールの N 端子と接続された金属板です。以降の層は下から順に、絶縁ラミネート板、M 端子に接続された金属板、絶縁ラミネート板、P 端子に接続された金属板となります。この図では、1 相あたりの構成を示しますが、この構成は簡単に 3 相回路の構成に拡張することができます。(図. 12.2):

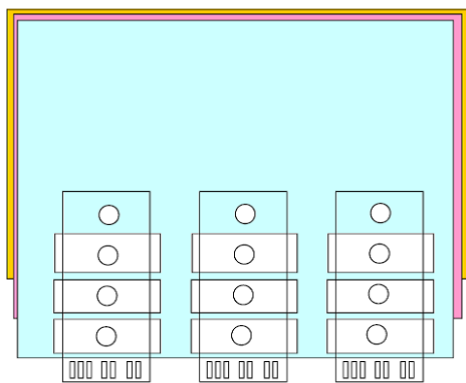


図 12.2: T タイプ IGBT モジュールの 3 相配置

これは 3 レベルモジュールへのコンデンサ接続方法の一例です。バスバーとモジュール端子間を必要最短距離となるように接続してください。

13. RB-IGBT のスイッチング波形

アドバンスド T タイプトポロジーにおける RB-IGBT の動作は、スイッチング動作と逆回復動作の二つのモードを持っています。この章では RB-IGBT のスイッチング波形の例を説明します。測定回路を図 13.1 に示します。この回路では T3(RB-IGBT)のスイッチング動作と T1 のダイオードの逆回復動作を測定します。同じ回路で T1 のスイッチング動作と T4(RB-IGBT)の逆回復動作を測定することが可能です。スイッチング波形取得のため、温度は室温 (25°C) で一定としています。M 端子と P 端子間に印加された電圧は、DC バス電圧の半分の 400V となります。電流 I_c は常に 300A で測定しています。さらに、スナバコンデンサの容量は 1.84 μ F、配線インダクタンスは 34 nH です。

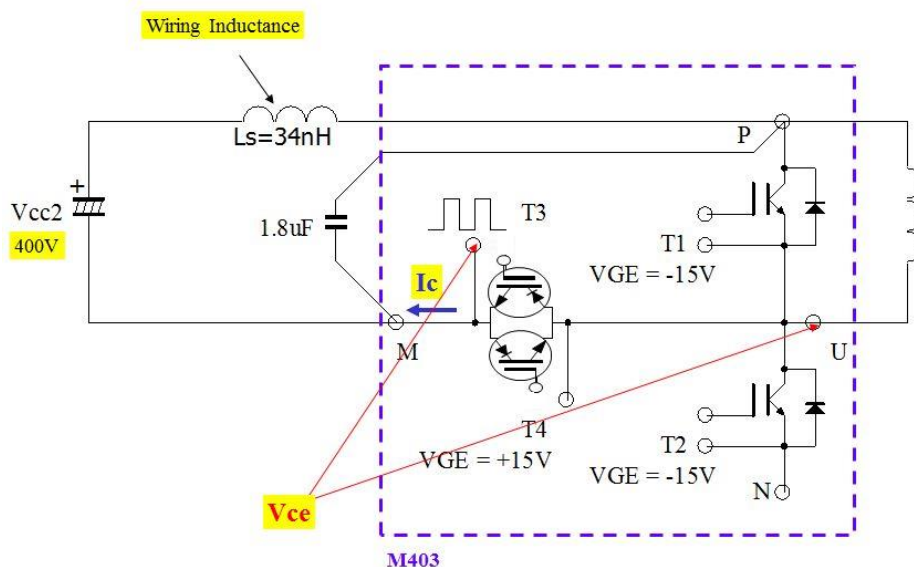


図 13.1: T3 のスイッチングと T1 のダイオードの測定回路

T3 のスイッチングと逆回復モードでの T1 の FWD:

図 13.2 に T3 のターンオフ波形を示します。T3 のターンオンゲート抵抗は 8.2Ω 、ターンオフゲート抵抗は 39Ω です。T3 のスイッチングの間、T3 のゲート-エミッタ電圧は $+15V$ と $-15V$ を交互に繰り返し、T4 は ON 状態で一定としています ($V_{GE} = +15V$)。

RB-IGBT のターンオフ動作は、ターンオフゲート抵抗が 39Ω のため相対的にターンオフ遅れ時間 $t_{d(off)}$ が遅くなっており、およそ $200V$ のサージ電圧が発生していますが、 V_{CE} 波形に目立った振動は見られず、RB-IGBT の電圧阻止能力内に収まっています。コレクタ電流 I_c はフォールタイムが非常に速く、またテール電流を無くすことができるので、ターンオフスイッチング損失は小さくなります。

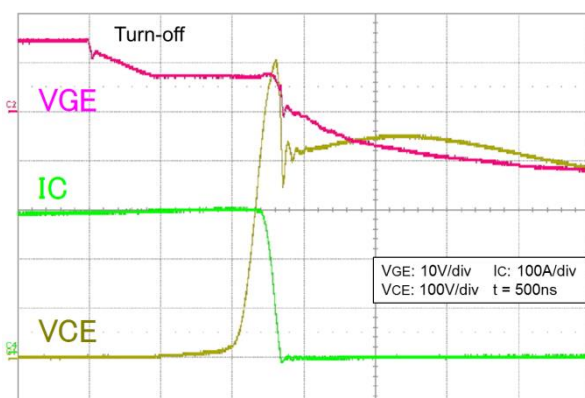


図 13.2: RB-IGBT のターンオフ波形

図 13.3 にターンオン波形を示します。RB-IGBT のターンオンは、ターンオフよりも遅れ時間 $t_{d(on)}$ が速くなっています。ピーク値が約 $190A$ の逆回復電流が見られ、それによって V_{GE} 上に小さなこぶ状の電圧上昇がみられますが $V_{GE} = +15V$ 以下であり、ターンオンスイッチング損失は小さくなっています。

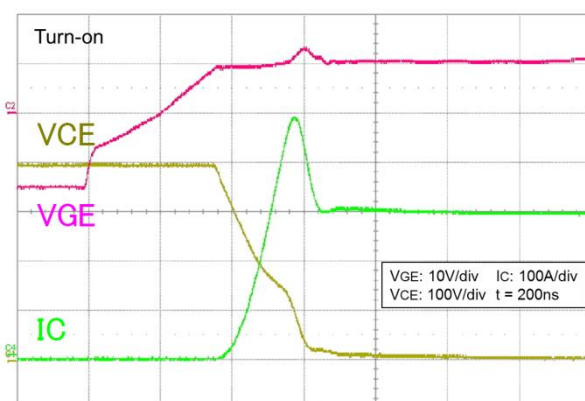


図 13.3: authentic RB-IGBT のターンオン波形

T1 のスイッチングと逆回復モードでの T4:

メインスイッチ T1 のターンオンゲート抵抗値 10Ω での T4 の逆回復波形を図 13.4 に示します。配線インダクタンス 34nH およびスナバコンデンサ $1.84\mu\text{F}$ の条件で測定しています。逆回復電流は十分小さく、また電圧スパイクも小さくなっており、逆回復損失も小さくなっています。

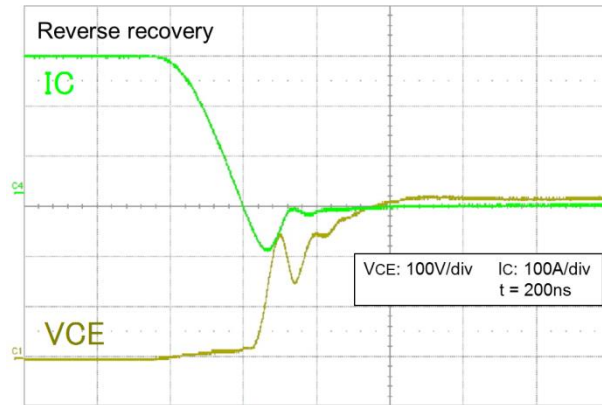


図 13.4: RB-IGBT の逆回復波形

RB-IGBT の短絡動作:

図 13.5 に、RB-IGBT の短絡波形を示します。この試験は 125°C 、DC リンク電圧 400V で行っています。印加した V_{GE} のパルスは短絡遮断のため $+15\text{V}$ と 0V としています。ターンオンゲート抵抗は 8.2Ω 、ターンオフゲート抵抗は 100Ω です。同図に示すように、RB-IGBT は $10\mu\text{s}$ のパルス幅でも破壊していません。

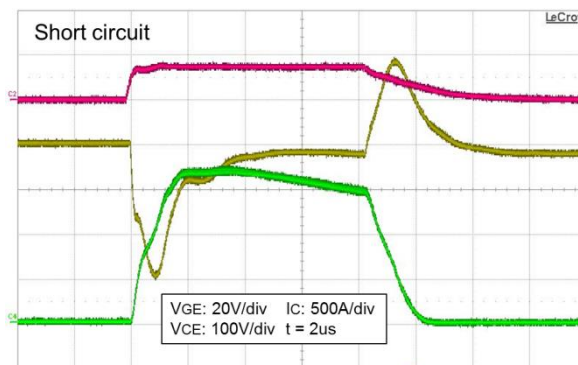


図 13.5: RB-IGBT の短絡動作

テスト条件: $T_j = 125^\circ\text{C}$, $V_{\text{CE}} = 400\text{V}$, $V_{\text{GE}} = +15/0\text{V}$, $R_{\text{G}} = +8.2/100\Omega$, スナバ = $0.67\mu\text{F}$.

14. 並列接続の 3-level IGBT モジュール (M403)

より大きな出力を得るために、複数の IGBT モジュールを並列接続にする場合があります。パワーモジュールの並列接続によって、全ての IGBT とダイオードが並列につながります。並列接続されたモジュール間の静的あるいは動的特性をバランスさせるためにも、対称な構造で並列接続するようにして下さい。表 14.1 は、IGBT モジュールのバランス(電流分配)に影響を与えるパラメータを示しています。:

パラメータ	影響を受ける特性	
IGBT		
$V_{CE(sat)} = f(I_C, V_{GE}, T_j)$	静的	
$I_C = f(V_{GE}, T_j)$		動的
$V_{GE(th)}$		動的
IGBT ドライバ		
$t_{on}, t_{off}, t_r, t_f$		動的
電流経路		
配線インダクタンス (モジュール内部、外部)	静的	動的

表 14.1: 並列パワーモジュールの影響要因

上記の全ての要因は、モジュール間の電流バランスに影響を与えます。モジュール間の電流の不均等が起きると、あるモジュールに他より多くの電流が流れます。したがって並列接続をする場合には定格電流のディレーティングを考慮しなければなりません。例えば、300A 定格のモジュールを二つ並列接続した場合は、全体での電流定格はおよそ 576A~540A(4%~10%のディレーティングを考慮)となります。

2つのモジュールの並列接続:

M403 パッケージを並列に接続したインバータの例を図 14.1 に示します。図 14.1 の中央の図にあるように、並列の二つのモジュールは、制御端子の反対側で互いに面して配置されています。DC リンク電圧コンデンサはインバータの中央に位置しています。バスバーを P, M, N 各端子に接続した後、図 14.1 右図に示したようにモジュールの上部にスナバコンデンサを接続することを推奨します。



図 14.1: 並列パワーモジュールを搭載した 3 相インバータの例

図 14.2 に、平滑コンデンサの正極端子、中間端子、負極端子に接続する 3 つの金属板の例を示します。各金属板にはモジュールのメイン端子の位置に応じて穴がけられています。各プレートはラミネート上に積み上げられますが、各プレート間に絶縁層を設け、インバータ内での短絡を防ぎます。

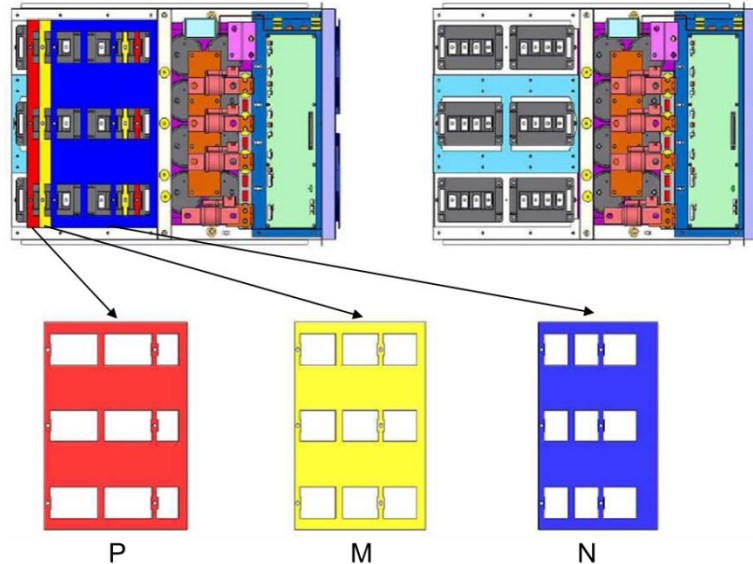


図 14.2: 並列パワーモジュールを搭載した 3 相インバータのバスバーの例

2 つの並列モジュールの波形:

以上述べたような点に注意してインバータの設計を行うことで、図 14.3 に示すように 2 つのモジュールの出力電流をバランスさせることができます。電流バランスに重要なパラメータは以下の通りです。:

- 静的パラメータ
- 動的パラメータ
- 同一製造ロットのモジュール
- 平行平板バスバーの設計
- 対称構造なバスバーの設計

図 14.3 はスイッチング周波数 5kHz の動作モードでの 150kW インバータの各モジュールからの出力電流を示しています。電流はメインスイッチの上側 IGBT である T1 で測定しています。

チャンネル 1 (黄) は、スイッチング IGBT のゲート-エミッタ電圧を表しています。チャンネル 2 (赤) および 3 (青) は各並列モジュールのコレクタ電流を表しています。チャンネル 4(緑)は DC バス電圧です。

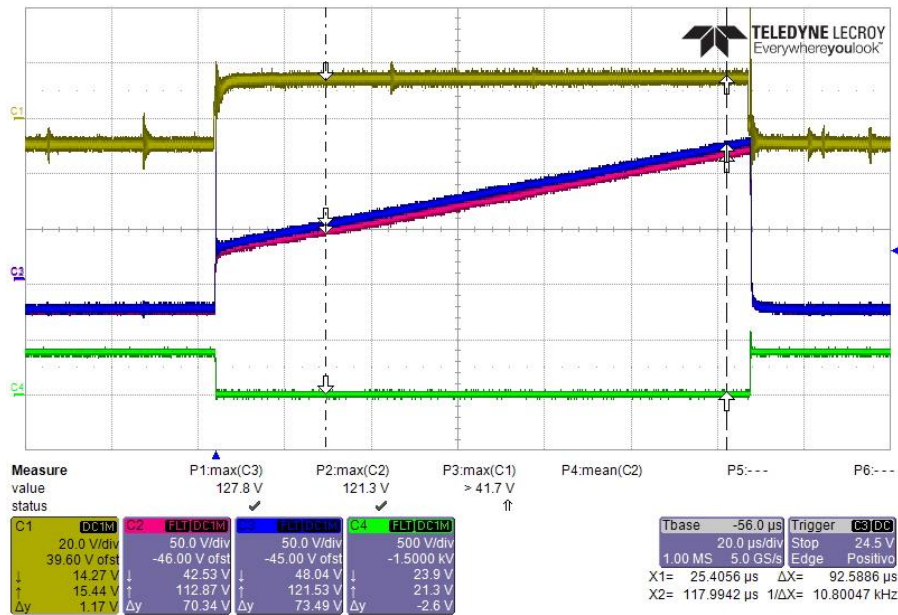


図 14.3: 150kW インバータの T1 の波形。

各モジュールの電流（赤および青）は対称性が高く、ほぼ同じとなっています。ターンオン時の FWD 逆回復によるオーバーシュート電流はモジュール 4MBI300VG-120R-50 の定格電流の半分以下であり、素子責務に問題はありません。

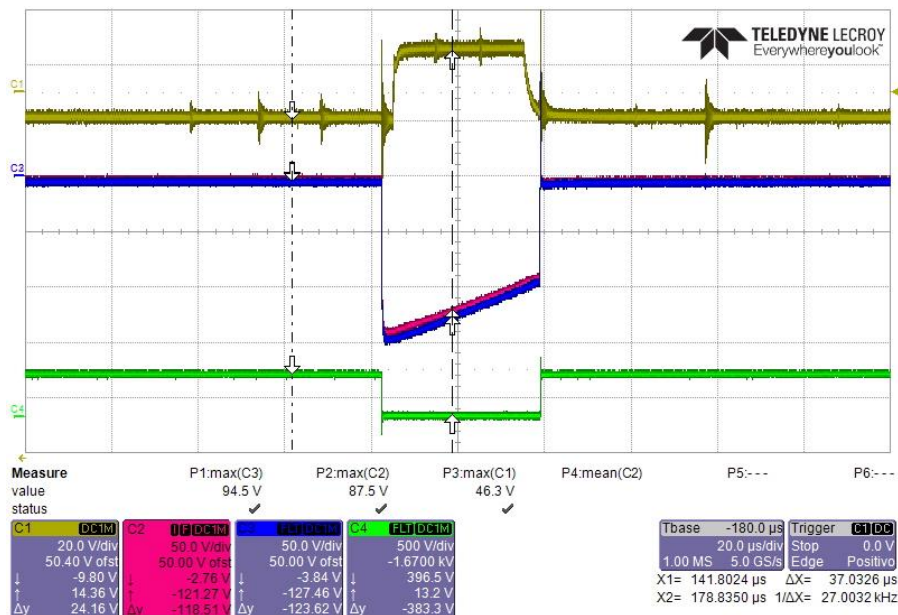


図 14.4: 150kW インバータの T4 の波形

図 14.4 は 150kW インバータの T4 のスイッチング時の波形です。見て分かるように、各モジュール間で電流は良くバランスしており、並列の電流は各モジュールに同様に流れ、ほとんど相違なく実現できています。

15. 4MBI300VG-120R-50 の駆動

3 レベルモジュールの駆動はそれほど困難ではありません。以下にゲートドライバからモジュールの補助端子への接続方法の例を示します。

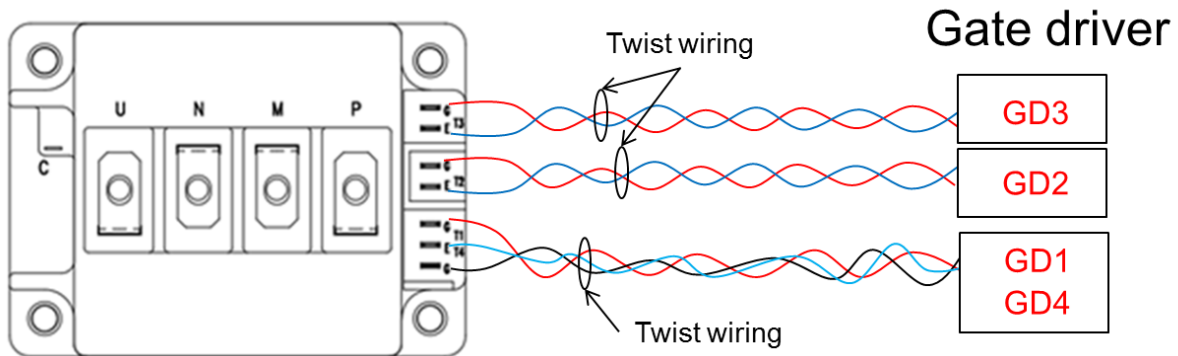


図 15.1: ゲートドライブ-モジュール補助端子間の配線

図 15.2 にドライバ-モジュール接続の回路例を示します。T1 と T4 の補助エミッタ端子は同電位なので、ゲートドライバ GD1 と GD4 は共通エミッタ配線と共通電源を使うことができます。合計で 3 つのゲートドライブインターフェースによって、図 15.1 に示すように 3 レベルモジュールを駆動することができます。

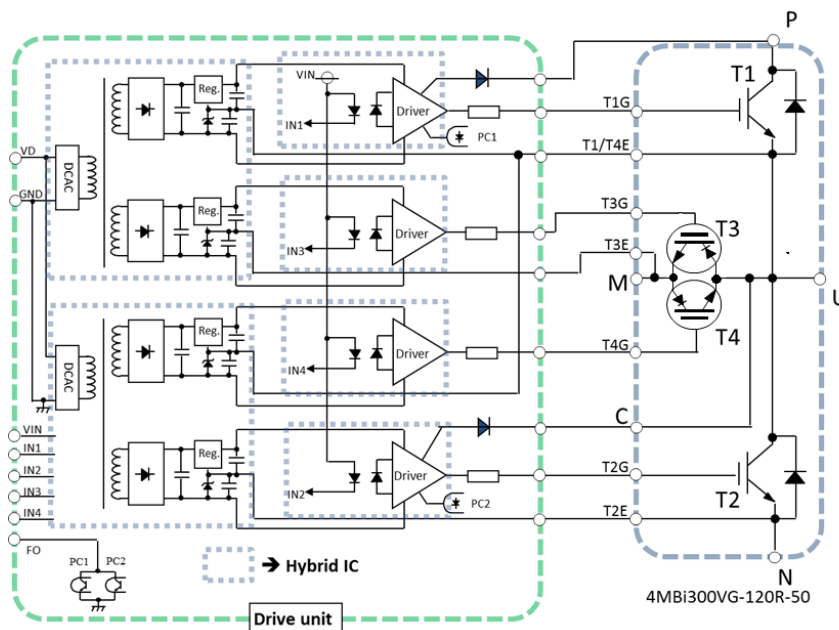


図 15.2: ゲートドライブの例 (ブロック図)

M403 モジュール単体用のゲートドライバの構成の一例を図 15.3 に示します。ゲートドライバは 2 つの 2in1 DC-DC コンバータと IGBT および RB-IGBT を駆動する 4 つのドライバユニットを含みます。2 つの上側のドライバユニットは T1 と T3 を、下側のドライバユニットは T4 と T2 を駆動する信号を出力します。

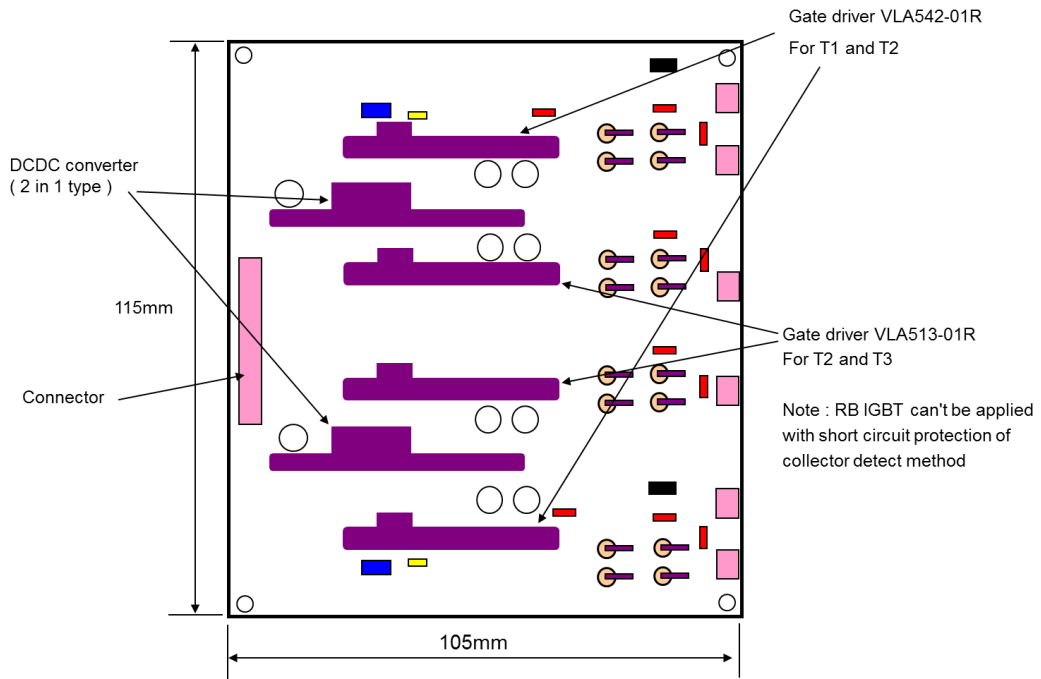


図 15.3: ドライバーの概要図