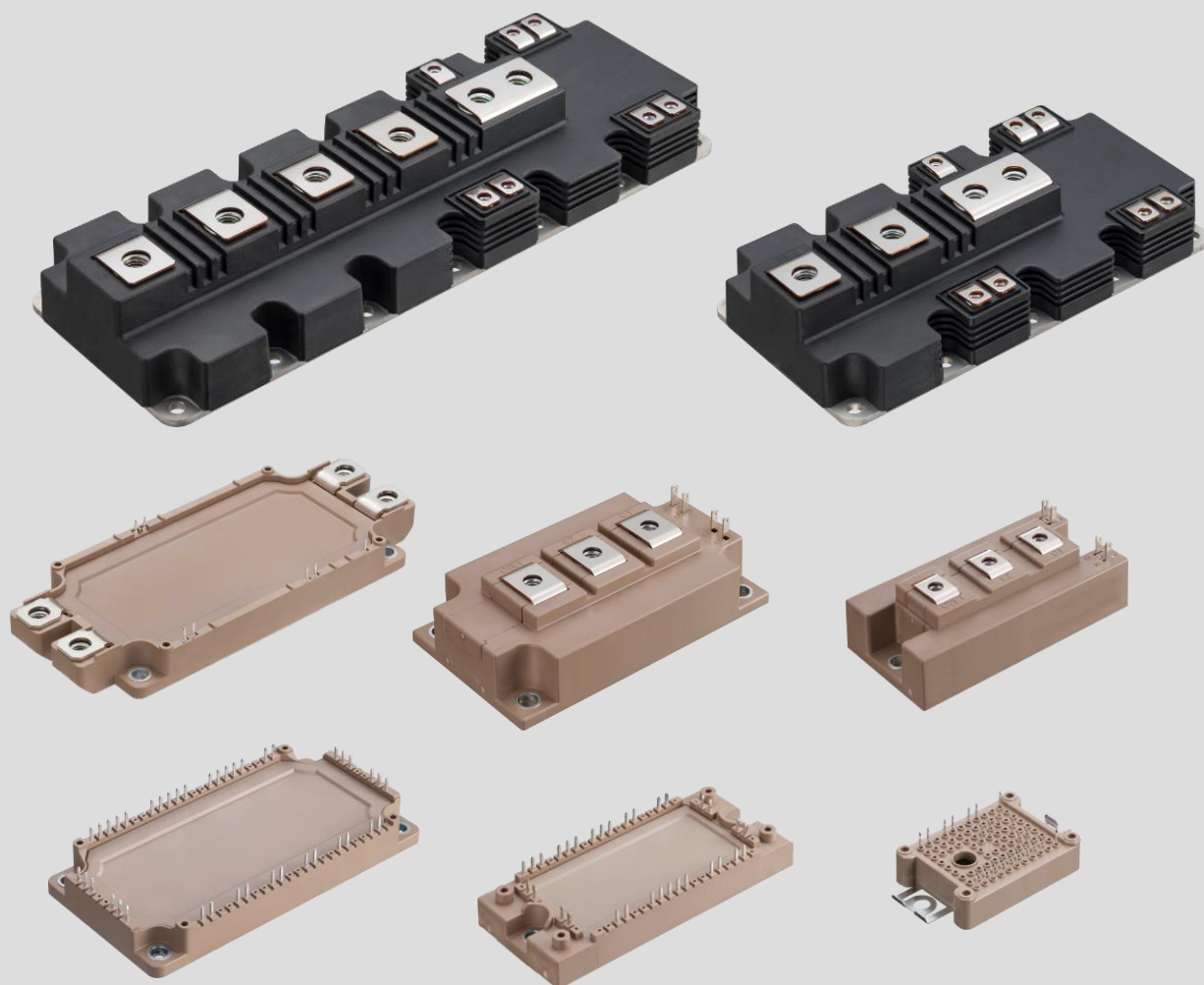




富士 IGBT モジュール 第8章 IGBTモジュールの並列接続

Application Manual

 注意

本資料の内容(製品の仕様、特性、データ、材料、構造など)は2025年1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。
このマニュアル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、
データを確認して下さい。

富士電機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、半導体製品はまれに故障、誤作動が発生する場合があります。富士電機製半導体製品の故障または誤動作が、結果として人身事故・火災などによる財産に対する損害や社会的な損害を起こさないように冗長設計・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下さい。

本資料の記載内容は工業所有権、その他権利の実施に対する保障または実施権の許諾を行なうものではありません。

本資料に記載された製品は、人命にかかわるような状況下で使用される機器あるいはシステムに用いられることを目的として設計・製造されたものではありません。本資料の製品を車両機器、船舶、航空宇宙、医療機器、原子力制御、海底中継機器あるいはシステムなど、特殊用途への使用に対して弊社は一切の責任を負いません。

本資料には製品を保証する項目が記載されていますが、製品が顧客装置に組み込まれた際の特性及び品質に対して保証するものではありません。製品を使用される際は、製品が使用されるアプリケーションにて評価いただいた上で、適用側の責任において適用可否を判断して下さい。

富士電機は、適用可否に対する責任を負いません。

第8章 IGBTモジュールの並列接続

1. IGBTモジュールの選定	8-2
2. 主回路の設計	8-7
3. ゲート駆動回路の設計	8-10
4. 放熱設計	8-13

IGBTモジュールをインバータ回路に適用する際、IGBTモジュールを並列接続して使用すると通電電流能力を増大させることができます。しかし、この場合モジュール間の電流アンバランスや温度分布、配線長の増加によるノイズやサージ電圧の増大等を考慮する必要があります。

上記のような問題を防ぐため、IGBTモジュールの並列接続時に留意すべき点は主に以下の4つです。

1. IGBTモジュールの選定
2. 主回路の設計
3. ゲートドライブ回路
4. 熱設計

本章ではIGBTモジュールを並列接続する際の各留意点の詳細について記載します。

なお、EconoPACK™+*を除く6-Pack、PIM、IPM、Small IPM製品は並列接続での使用はできません。

*EconoPACK™+はInfineon Technologies社の登録商標です。

1. IGBTモジュールの選定

IGBTモジュールを並列接続する際の留意する点として、同一アーム上の各IGBTにおける $V_{CE(sat)}$ のバラツキ($\Delta V_{CE(sat)}$)や温度依存性の特性差が挙げられます。この $\Delta V_{CE(sat)}$ 、すなわち各IGBTの出力特性に差が生じることにより、導通時の定常状態において電流アンバランスが発生します。この電流アンバランスが過剰になると、電流分担の大きいIGBTの発生損失が増大し、熱破壊する可能性があります。したがって並列接続させるIGBTモジュールを選定する際は各IGBTの $\Delta V_{CE(sat)}$ を留意する必要があります。この考え方は、FWDにおいても同様になります。

1.1 $\Delta V_{CE(sat)}$ による電流アンバランスの考え方

図8-1に異なる $V_{CE(sat)}$ を持つIGBT(Q_1 と Q_2)の出力特性を示します。 Q_1 と Q_2 の $V_{CE(sat)}$ の差を $\Delta V_{CE(sat)}$ とします。図8-1では2並列を例として図示しており、 Q_1 と Q_2 の出力特性は以下の式で近似できます。

$$\begin{aligned} V_{CEQ1} &= V_{01} + r_1 \cdot I_{C1} \\ r_1 &= V_1 / (I_{C1} - I_{C2}) \\ V_{CEQ2} &= V_{02} + r_2 \cdot I_{C2} \\ r_2 &= V_2 / (I_{C1} - I_{C2}) \end{aligned}$$

したがって Q_1 と Q_2 を並列接続した回路に $I_{Ctotal}(=I_{C1}+I_{C2})$ のコレクタ電流を流した場合、キルヒホッフの法則から Q_1 と Q_2 の電圧が同一になるので、それぞれに流れるIGBTのコレクタ電流は以下のように求めることができます。

$$\begin{aligned} I_{C1} &= (V_{02} - V_{01} + r_2 \cdot I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2) \\ I_{C2} &= (V_{01} - V_{02} + r_1 \cdot I_{Ctotal}) / (r_1 + r_2) \end{aligned}$$

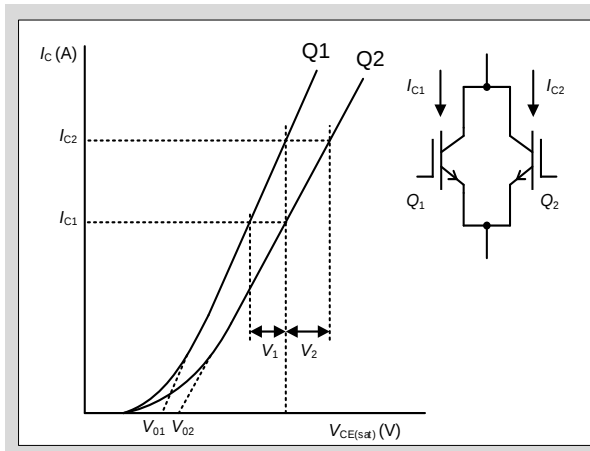


図8-1 異なる出力特性の組み合わせ例

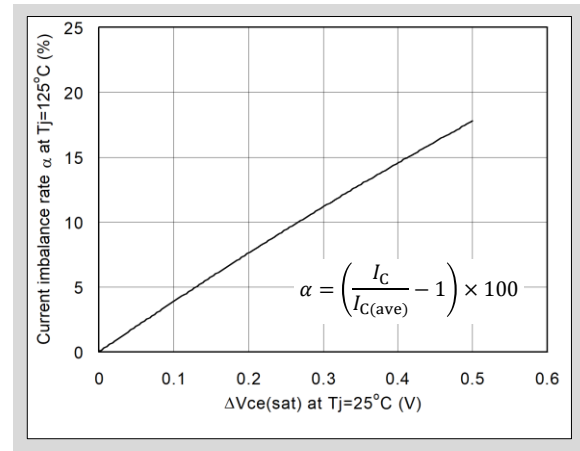


図8-2 $\Delta V_{CE(sat)}$ と電流アンバランス率

前述式において $V_{01}=V_{02}$ とした場合、 Q_1 には Q_2 の電流の r_2/r_1 倍の電流が流れることになります。

図8-1からわかるように $r_2 > r_1$ であるため、 Q_1 の電流分担が大きくなります。このように $\Delta V_{CE(sat)}$ がある場合には $V_{CE(sat)}$ が低い方のIGBTの電流分担が大きくなります。

こ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、各IGBTの $\Delta V_{CE(sat)}$ によって決定されます。図8-2に、2並列接続させたVシリーズIGBTモジュールの $\Delta V_{CE(sat)}$ と電流アンバランス率の関係を示します。 $\Delta V_{CE(sat)}$ が大きくなると電流アンバランス率が大きくなるのが分かります。したがって並列接続をする際には $\Delta V_{CE(sat)}$ が小さい製品を組み合わせることが重要となります。

1.2 $\Delta V_{CE(sat)}$ の最小化

良好な電流分担を得るためには $\Delta V_{CE(sat)}$ の小さいIGBTを組み合わせる必要があります。 $\Delta V_{CE(sat)}$ 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。これは原料のバラツキや製造・検査工程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、同一製品型式の同一製品ロットを使用して下さい。

また、一部の製品には、 $V_{CE(sat)}$ 及び V_F の値を製品に表示すると共に、データマトリックスコードから $V_{CE(sat)}$ 及び V_F を読み取れる仕様となっています。このデータを使用してバラツキの少ない製品の組み合わせで使用する事を推奨します。図8-3に表示内容、図8-4にデータマトリックスコードの例を示します。詳細は各製品の仕様書を確認して下さい。

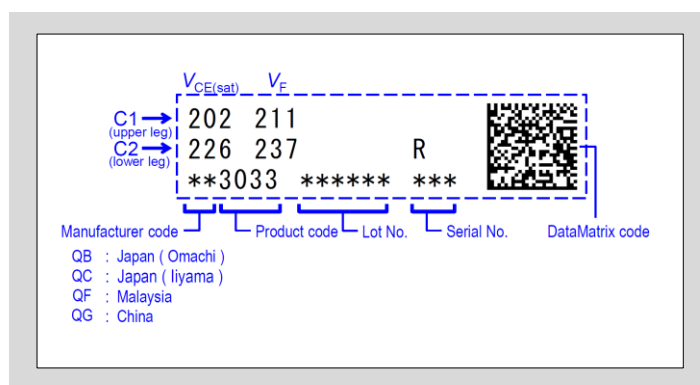


図8-3 製品表示ラベル

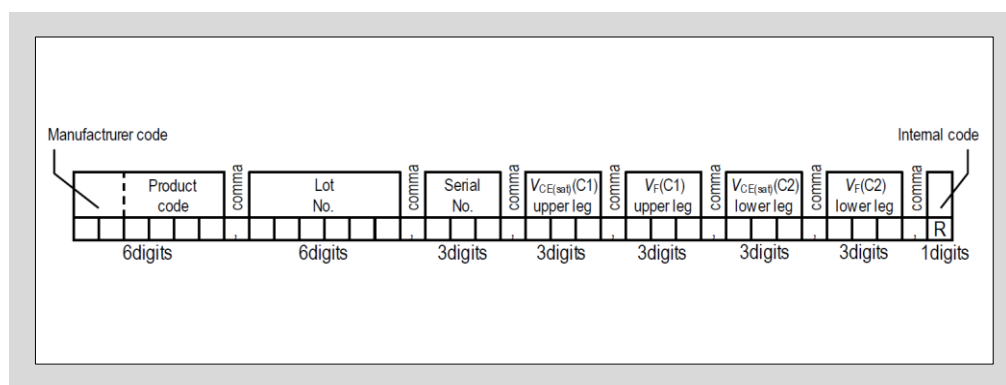


図8-4 データマトリックスコード

1.3 出力特性の接合温度 T_{vj} 依存性と電流アンバランス

IGBTやFWDの出力特性は接合温度 T_{vj} 依存性を有しており、並列接続されたIGBTモジュールの電流アンバランスに影響を与えることがあり、並列接続を行なう際は留意する必要があります。ここでは100A定格IGBTを例として、図8-5に $V_{CE(sat)}$ が T_{vj} の上昇と共に高くなる場合の正の温度特性、逆に低くなる場合の負の温度特性の代表的な出力特性を示します。

本章1.1で述べたように、 $\Delta V_{CE(sat)}$ があるIGBTを2並列接続した時、 $V_{CE(sat)}$ の低いIGBTの電流分担が大きくなります。これにより $V_{CE(sat)}$ の低いIGBTの発生損失が大きくなり、 T_{vj} はもう一方よりも上昇します。温度特性が正の場合、 T_{vj} が上昇するにつれて $V_{CE(sat)}$ が高くなるので、それに伴い電流分担は小さくなります。このように、正の温度特性を有するIGBTの組み合わせでは、温度上昇によって並列接続された双方のIGBTに流れる電流がバランスしあう方向に作用します。一方で、負の温度特性を有するIGBTの組み合わせでは、 T_{vj} の上昇に伴い $V_{CE(sat)}$ が低くなるので、それに伴い電流アンバランスを増長する方向に作用します。従って、出力特性が温度依存性を有するIGBTやFWDを並列接続する場合、 T_{vj} の上昇によって電流アンバランス率に影響を及ぼすことがありますので注意して下さい。

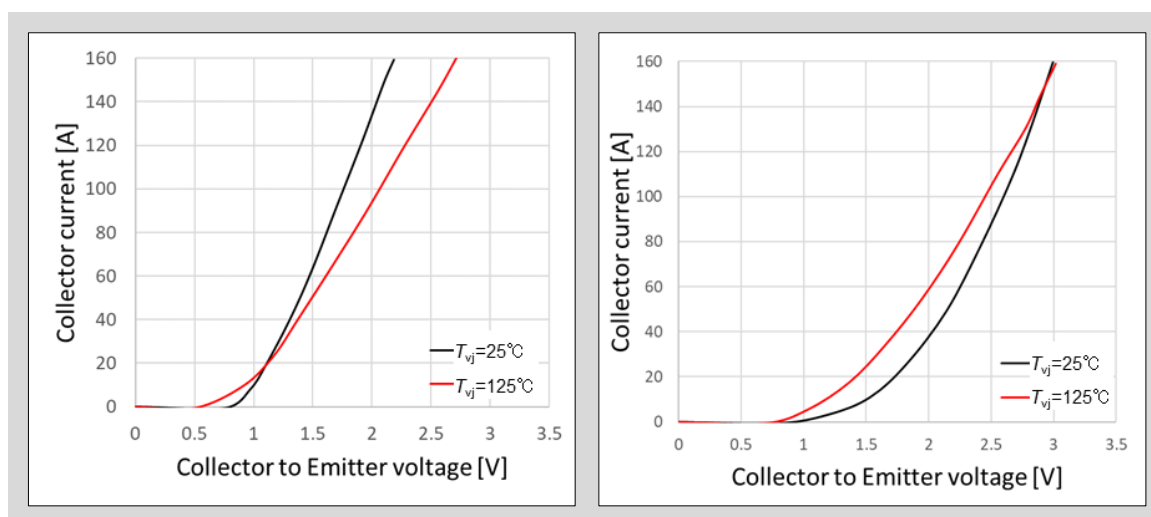


図8-5 IGBTの出力特性比較(左: 正の温度特性、右: 負の温度特性)

1.4 多並列接続時のディレーティング

IGBTの並列接続時には電流アンバランスを考慮する必要があり、その電流総和(流すことができる最大電流)は定格電流の総和に対するディレーティング(電流低減)が必要となります。n個の素子を並列接続する場合、最も $V_{CE(sat)}$ が低い1素子への電流集中が最悪条件と考えます。n個の素子を並列接続した場合の許容最大電流 ΣI は、2並列時の電流アンバランス率 α を用いて以下の式で表すことができます。

$$\Sigma I = I_{C(max)} \left[1 + (n - 1) \frac{\left(1 - \frac{\alpha}{100}\right)}{\left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)} \right] \quad \alpha = \left(\frac{I_{C1}}{I_{C(ave)}} - 1 \right) \cdot 100$$

ここで上式の電流アンバランス率 α は図8-1に示した2並列時の電流値 I_{C1} と平均電流値 $I_{C(ave)} = (I_{C1} + I_{C2})/2$ により求められます。また $I_{C(max)}$ は1素子当りの最大電流、 ΣI は並列接続時の最大電流を表しています。この ΣI を流すためには並列接続した全ての素子が仕様書に記載のRBSOAを満足する必要があるとともに、発生損失によって生じる接合温度の上昇を $T_{vj(max)}$ 以下にする必要があります。特に発生損失による接合温度の上昇は使用条件(スイッチング周波数、ゲート駆動条件、放熱条件、スナバ条件等)により異なるので注意が必要です。たとえば $\alpha=15\%$ 、 $I_{C(max)}=200A$ 、 $n=4$ の場合では $\Sigma I=643.4$ となり単純に $200 \times 4=800A$ とはならず19.6%のディレーティングが必要であることがわかります。このように並列時の全電流 ΣI は、単純な電流総和($n \times I_{C(max)}$)に対してディレーティングが必要となります。

電流アンバランス率 $\alpha=15\%$ とした場合のIGBTのディレーティング率を図8-6に示します。この図からわかるように、並列数の増加とともにディレーティング率が大きくなっています。したがって並列接続を行なう際、接続数に応じたディレーティングを行なって下さい。またディレーティング率は電流アンバランス率によって異なりますので、注意して下さい。

本例に示すディレーティング率は前記の電流アンバランス率から求めた参考値ですので、実機動作によってアンバランス確認と検証を行なった上でディレーティング率を決定して下さい。

故障、保守などにより並列接続したIGBTモジュールの交換が必要となった場合は、並列接続している全IGBTモジュールの交換を推奨します。また交換する際、前述のように同一製品型式の同一製品ロットで並列接続することを推奨します。

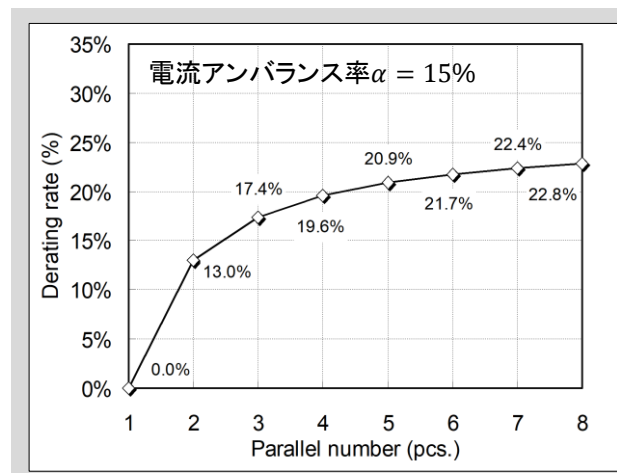


図8-6 並列接続数とディレーティング率の関係

2. 主回路の設計

並列接続された各IGBTモジュール間の主回路配線におけるバラツキは、定常動作とスイッチング動作時の電流アンバランスに大きな影響を与えます。これは誤動作の誘因になる可能性があるため、並列接続の主回路設計を行なう際は主に次の2点を留意し、主回路を均等かつ短く設計する必要があります。

- (1) 主回路配線抵抗のバラツキ
- (2) 主回路配線インダクタンスのバラツキ

2.1 主回路配線抵抗のバラツキ

図8-7に主回路配線抵抗を示した2並列接続時の簡易等価回路を示します。ここではコレクタ側の抵抗成分を省略して記載しています。

この主回路配線の抵抗成分が大きい場合、抵抗成分が小さい場合と比べ、オームの法則に従い Q_1 と Q_2 に流れるコレクタ電流の合計は減少し、この抵抗成分が大きい程、コレクタ電流の合計は小さくなります。

さらに主回路配線の左右で抵抗に不均等があり、 $R_{E1} > R_{E2}$ と仮定した場合、 $I_{C1} < I_{C2}$ となり、 Q_1 と Q_2 で電流アンバランスが生じます。

このように主回路の抵抗成分によって、コレクタ電流の減少や電流アンバランスが発生する可能性があります。したがってこの影響を低減するためには、エミッタ側の配線は極力短くかつ均等にする必要があります。

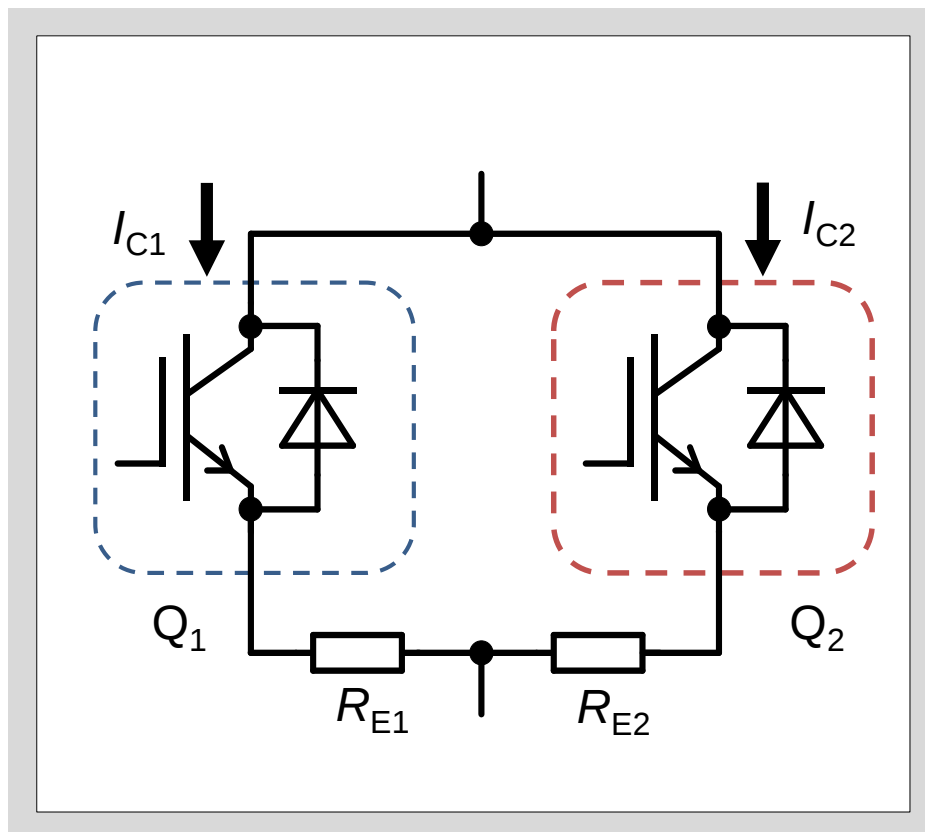


図8-7 主回路配線に抵抗成分がある場合の等価回路図

2.2 主回路配線インダクタンスのバラツキ

図8-8に主回路配線インダクタンスを示した2並列接続時の簡易等価回路を示します。主回路配線のインダクタンスが左右で不均等の場合、並列接続した各IGBTのスイッチング時の電流分担にアンバランスが生じます。 Q_1 と Q_2 のIGBTに流れるコレクタ電流をそれぞれ I_{C1} 、 I_{C2} としたとき、電流分担は各IGBTの配線インダクタンス L_{E1} と L_{E2} の差に影響を受け、ほぼ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長をできる限り均等にすることが必要です。 L_{E1} と L_{E2} の配線インダクタンスが異なる場合、ターンオン時の電流の時間的变化 (di/dt) によって発生する L_{E1} と L_{E2} の誘起電圧に差が生じます。誘起電圧の差は 並列接続した各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、並列接続を行なう際、主回路配線は可能な限り $L_{E1}=L_{E2}$ となる配線にすることが重要となります。また、主回路配線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、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。

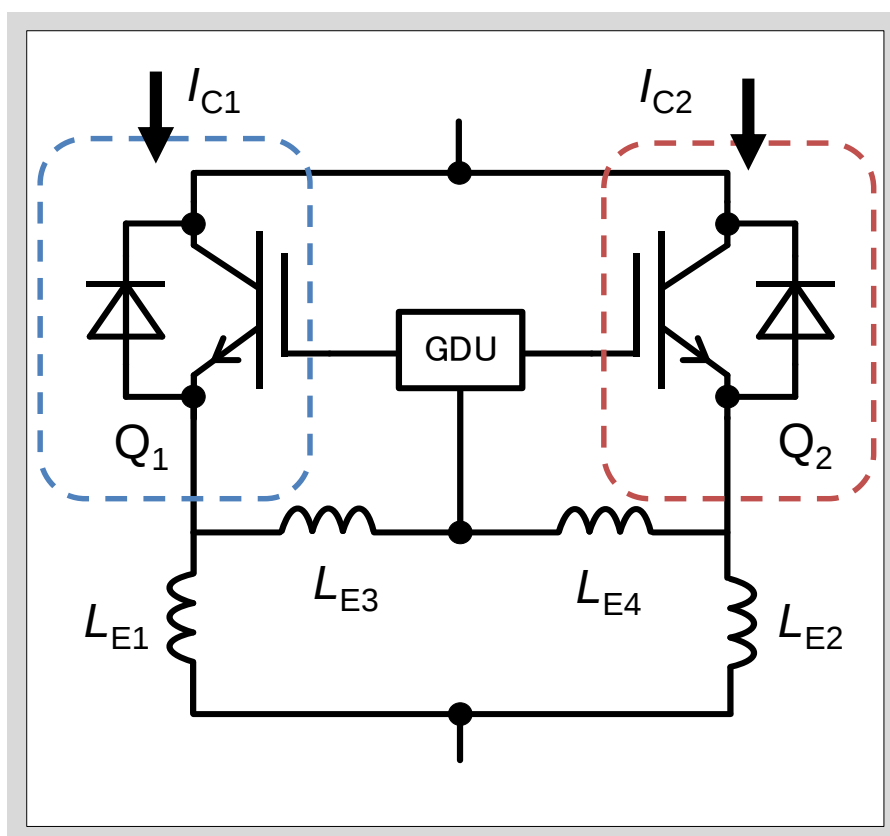


図8-8 主回路配線インダクタンスを考慮した並列接続時の簡易等価回路

2.3 並列接続時の配線例

これまで述べてきたように、IGBTモジュールを並列接続する主回路の設計には、十分な注意が必要です。

図8-9に大容量2in1素子を並列接続で構成した時の配線例の等価回路を示します。図8-9からわかるように、並列接続しているIGBT(IGBT1とIGBT2)への各種配線はIGBTに対しすべて対称に配線しています。

1700V/1000Aの大容量2in1素子を2並列で均等配線接続した場合のスイッチング波形を図8-10に示します。この波形からわかるように、各IGBTに流れる電流 I_{C1} 、 I_{C2} ともにほぼ均等に流れており、電流アンバランス率はわずか2%です。このように並列接続時に均等で対称配線構成とすることで、非常に良好な電流分担が実現できます。

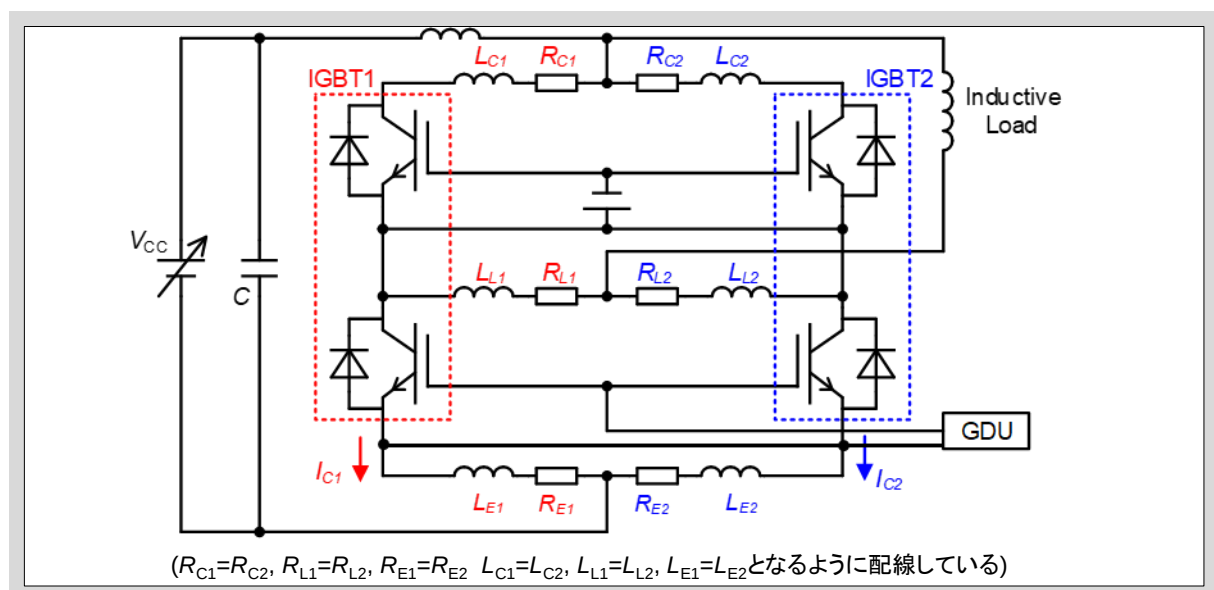


図8-9 大容量2in1素子で構成した並列接続時の等価回路

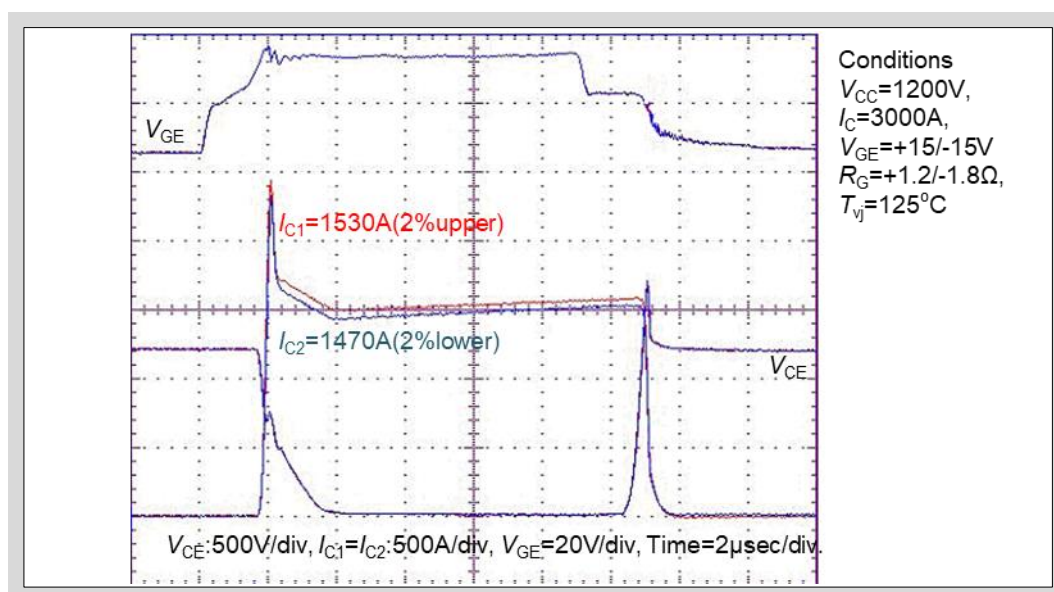


図8-10 1000A/1700V 大容量2in1素子(2MBI1000VXB-170-50)の2並列時の波形

3. ゲート駆動回路の設計

IGBTモジュールの並列接続におけるゲート駆動回路の設計方法には、第7章の内容に加え並列接続時特有の留意点があります。また、これは並列接続時のゲートドライバ構成によって留意すべき点が異なります。この留意点を考慮しない場合、ゲート駆動回路が原因で電流アンバランスや誤動作が発生し、IGBTモジュールが破壊する可能性があります。下記では並列接続におけるゲート駆動回路設計時に留意すべき主な点を説明します。

3.1 ゲート駆動回路とゲート - エミッタ端子の接続方法

並列駆動させる際、IGBTモジュールに補助エミッタ端子がある場合は、補助エミッタ端子を用いてゲート駆動して下さい。補助エミッタ端子がない場合にゲート駆動回路のエミッタ配線を、図8-8に示した配線インダクタンス L_{E1} と L_{E2} が不均衡となるような位置に接続すると、スイッチング時の各IGBTのゲート電圧挙動に差異が発生し、過渡的な電流分担がアンバランスになります。通常、2in1などの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を設けており、この端子を使用すれば、 L_{E1} と L_{E2} が均等になるので、過渡的な電流アンバランスを抑制することができます。

しかし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IGBTモジュールまでのエミッタ配線が長く、不均等になれば電流アンバランスを引き起こします。したがって並列接続した各IGBT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かつ対称となるように設計して下さい。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平行にならないようにし、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。

3.2 並列接続時のゲート駆動回路の留意点

IGBTモジュールの並列接続におけるゲート駆動回路の方式は、多岐にわたり、ゲートドライバ構成によって留意すべき点が異なります。並列接続時におけるゲート駆動回路の構成例として、図8-11(a)に共通ドライバ方式(1つのゲート駆動回路で並列接続された各IGBTを動作させる構成)を示し、図8-11(b)に個別ドライバ方式(並列数分のゲート駆動回路で各IGBTを動作させる構成)を示します。以降のページでは、この代表的な2つのゲート駆動回路の方式の詳細とその設計時の留意点について説明します。

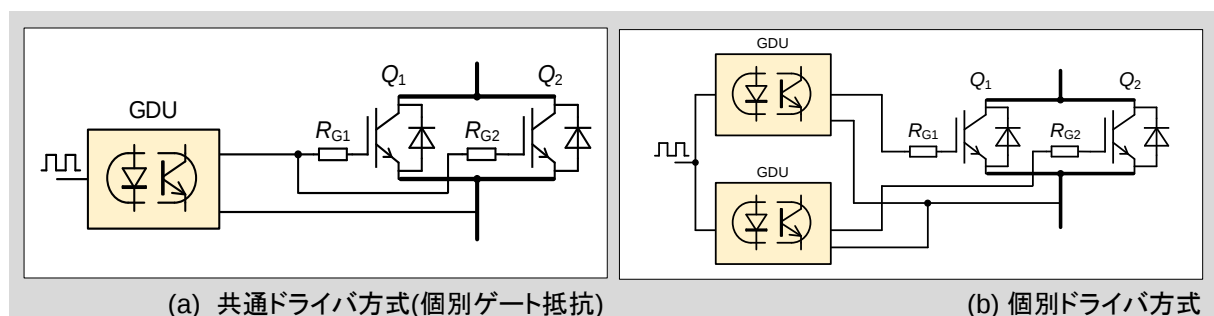


図8-11 並列接続時のドライバ構成

3.2.1 並列駆動における共通ドライブ方式について

共通ドライブ方式の特徴として、並列接続されたIGBTを駆動させる電源やフォトカプラを共通に出来るため、ゲート駆動回路を簡素化でき部品点数を少なくすることが挙げられます。一方で、並列接続された複数のIGBTを単一の電源で駆動させるため、電源容量を大きくする必要があります。

また、並列接続された各IGBTのエミッタ部がゲート駆動回路内部で共通になり閉ループが出来るので、スイッチング時にゲート電圧の変動が誘起され、IGBTが誤動作する可能性があります。実例として寄生振動を起こしたターンオン波形を図8-12に示し、寄生振動メカニズムの発生メカニズムを下記に示します。図8-8の L_{E1} と L_{E2} にバラツキがある場合、配線インダクタンス差とIGBTの入力容量により往流が発生し、 L_{E3} と L_{E4} に起電力が発生することで、ゲート電圧が寄生振動することがあります。

共通ドライブ方式の駆動回路を使用する際は、ゲート回路にコモンモードチョークコイルやエミッタ側に抵抗 R_E を挿入するなどの対策を検討し、上記の問題が発生しないことを確認して下さい。

共通ドライブ方式におけるターンオン時の寄生振動メカニズム

- (A) Q_1 と Q_2 のIGBTがターンオンすることにより、 I_C が増加し主回路に di/dt が発生する。これにより配線インダクタンスに起電力 V_{LE1} 、 V_{LE2} が発生する。
- (B) 配線インダクタンスに差がある時、起電力 V_{LE1} と V_{LE2} の大きさに差異が出来るので、閉ループに往流 i_N が発生する。
- (C) 往流 i_N によりGDU-エミッタ間の配線インダクタンス L_{E3} と L_{E4} に起電力 V_{LE3} と V_{LE4} が発生し、これにより Q_1 と Q_2 への充放電電流によりゲート電圧の寄生振動が発生する。

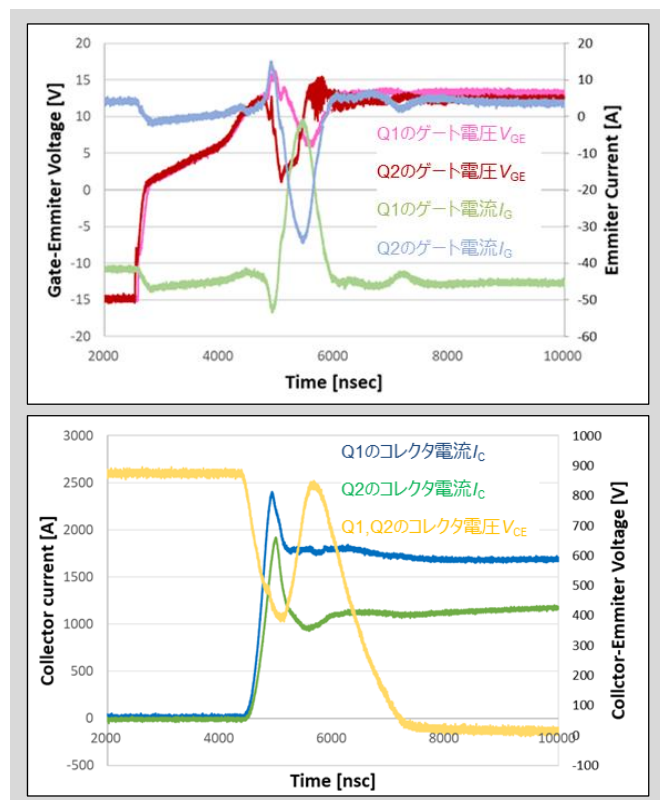
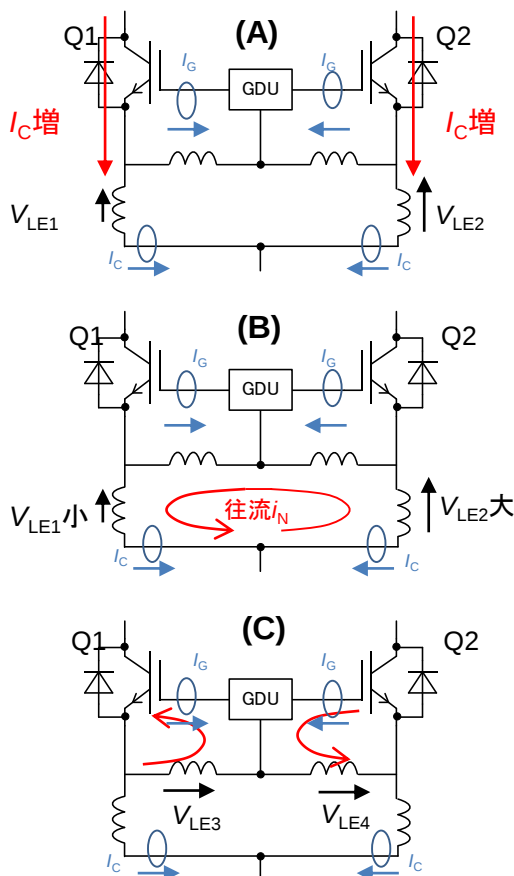


図8-12 寄生振動メカニズムとターンオン波形

3.2.2 並列駆動における個別ゲート駆動回路について

個別ドライバ方式の特徴として、並列接続された各IGBTのエミッタ部が共通にならず閉ループが出来ないので、エミッタ部に往流が発生せず、図8-12で示した寄生振動のような誤動作リスクが減ります。一方で、並列接続されたIGBTモジュールに対し個別のゲート駆動回路を配置するためゲート駆動回路が複雑化します。また、ゲート駆動回路に搭載されるフォトカプラなどの電子部品の特性バラツキによって、並列接続された各IGBTにオン／オフのタイミング差が発生し、スイッチング時に電流アンバランスもしくは誤動作の可能性が生じます。したがって、個別ドライバ方式のゲート駆動回路を設計する際は、各IGBTのオン／オフのタイミング差を限りなく小さくする必要があるため、電子部品の特性ばらつきを考慮して下さい。

3.3 共通ドライバ方式におけるゲート抵抗の接続方法

並列接続時に共通ドライバ方式で構成する場合のゲート抵抗の構成は図8-13に示す様に3つの方式があります。

(a)の個別ゲート抵抗方式の場合、各IGBTに接続されているゲート抵抗により、ゲート回路配線の回路インダクタンスとIGBTの入力容量による寄生振動を抑制することが出来ます。しかし、各IGBTを同一のドライバICに接続しても、各IGBTに接続されるゲート抵抗のバラツキにより、スイッチング時の各IGBTのオン／オフのタイミング差が大きくなることがあり、電流アンバランスや誤動作の可能性あります。

(b)の共通ゲート抵抗方式の場合、各IGBTのゲート抵抗値の差がなくなるので、各IGBTのオン／オフのタイミング差を最小にすることが出来ます。しかし、ゲート回路配線の回路インダクタンスとIGBTの入力容量のLC共振により、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注意が必要です。

電圧の寄生振動やIGBTのオン／オフのタイミング差が生じないことを確認すれば、共通ゲート抵抗方式もしくは個別ゲート抵抗方式の適用は可能です。しかし、新規でドライバ回路を設計する場合は、双方の特徴を備えた共通ゲート抵抗方式と個別ゲート抵抗方式を組み合わせた(c)のコンビネーションゲート抵抗方式を適用することをお勧めします。

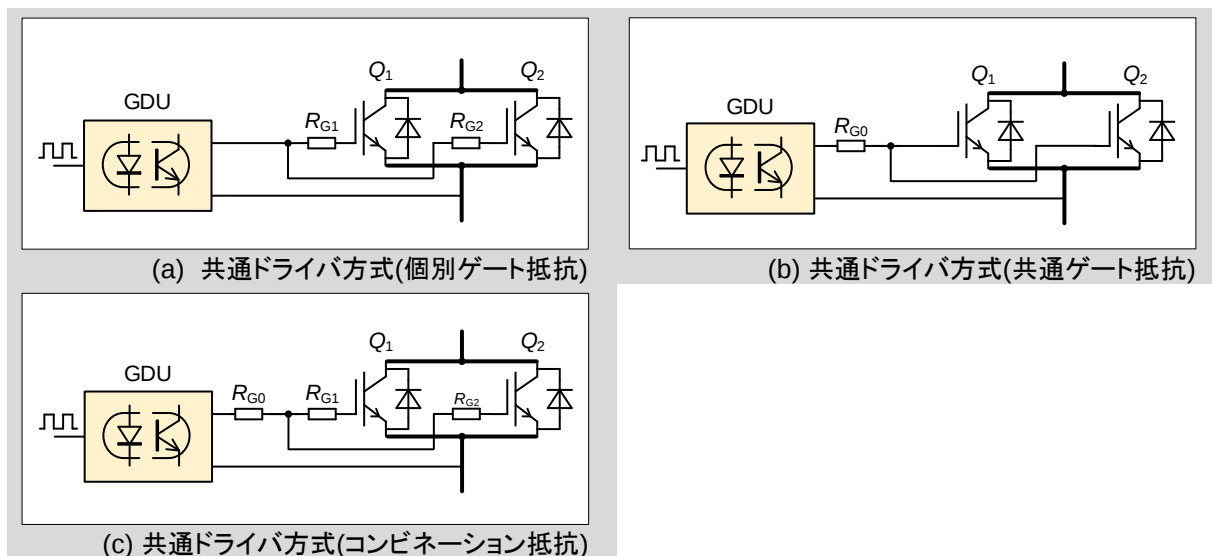


図8-13 共通ドライバ方式におけるゲート抵抗の接続方法

4. 放熱設計

IGBTモジュールを並列接続させて使用する場合、各IGBTモジュールの熱干渉を考慮する必要があります。この熱干渉によってチップ接合温度 T_{vj} が大きくなると、絶対最大定格温度を超えてIGBTモジュールが熱破壊する可能性があります。したがって、並列接続時には各IGBTモジュール間の熱干渉を考慮し、接合温度 T_{vj} が小さくなるようなモジュール配置設計を行なって下さい。以下に、並列接続時の放熱設計に関する留意事項を示します。

- (1) 各IGBTモジュール間の熱干渉を考慮したレイアウト設計にすること
- (2) 各IGBTモジュールの冷却条件を均等にすること
- (3) 各IGBTモジュールに塗布するサーマルグリスの厚さを均一にすること

特に上記の(1)について、同一サイズのヒートシンク上で2並列されたIGBTモジュール(2MB11400VXB-170P-50)の間隔を変えた場合の熱干渉についてシミュレーションを実施しました。その結果を図8-14に示します。等間隔のレイアウト(各IGBTモジュールがヒートシンクの中心線と端の中央になる配置)の場合に、 $\Delta T_{vj(a)}$ が最も小さくなります。したがって各IGBTモジュールの熱干渉を最小にするには、ヒートシンク面積を並列数で均等に分割した範囲の中央にIGBTモジュールを配置するレイアウト設計が効果的です。

一方で、IGBTモジュール間隔を拡げるのに伴いヒートシンクのサイズを大きくすると、各IGBTモジュール間の熱干渉を更に低減させることが出来ます。しかし、その場合は主回路の配線インダクタンス L_s が増大することでターンオフ時のサージ電圧 V_{CEP} が増大し、IGBTモジュールが過電圧で破壊する可能性があります。

IGBTモジュールを並列接続させる際は、上記の留意点を踏まえ、各IGBTモジュール間の熱干渉と配線インダクタンス L_s によるサージ電圧 V_{CEP} のトレードオフを考慮した上で、適切な放熱設計を行なって下さい。

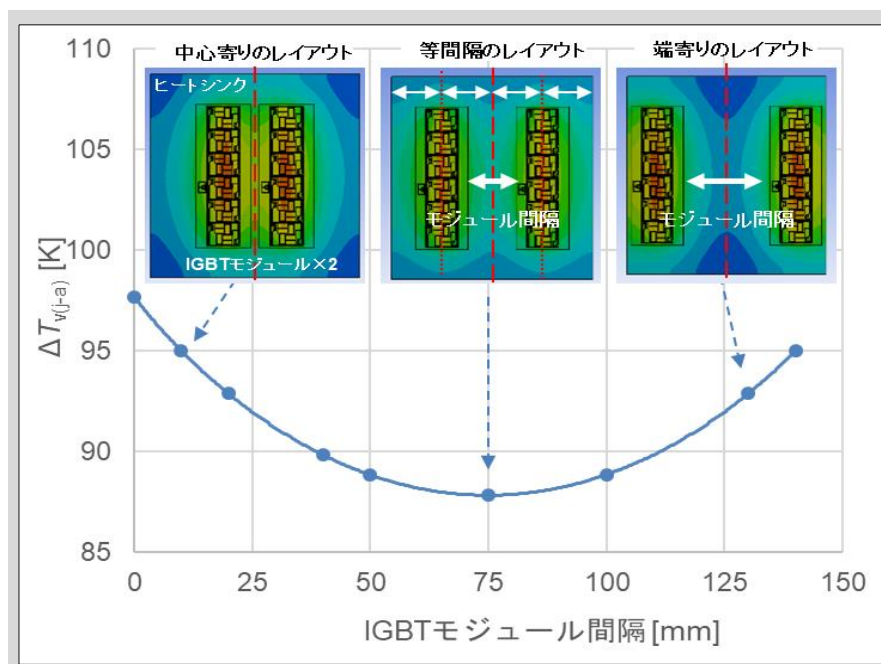


図8-14 $\Delta T_{vj(a)}$ -IGBTモジュール間隔依存性