

## 富士 IGBT モジュール 第6章 放熱設計方法

### 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2022年3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、誤動作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は負いません。

## 第6章 放熱設計方法

1. IGBTモジュールの発生損失	6-2
2. 昇圧チョッパ回路の発生損失計算方法	6-3
3. 三相2レベルインバータ回路の発生損失計算方法	6-4
4. 三相ダイオード整流回路の発生損失計算方法	6-8
5. ヒートシンクの選定方法	6-9
6. IGBTモジュールの取付け方法	6-12

## 1. IGBTモジュールの発生損失

IGBTモジュールはIGBTとFWDで構成しており、個々の発生損失の合計がIGBTモジュール全体の発生損失となります。また発生する損失は図6-1に示すように定常時の導通損失とスイッチング時のスイッチング損失があります。以上を整理すると図6-2のようになります。

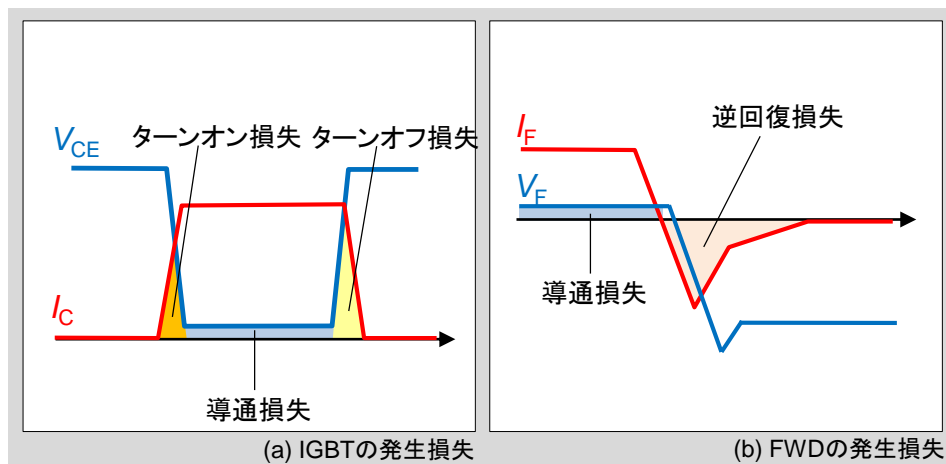


図6-1 IGBTとFWDのスイッチング波形と発生損失

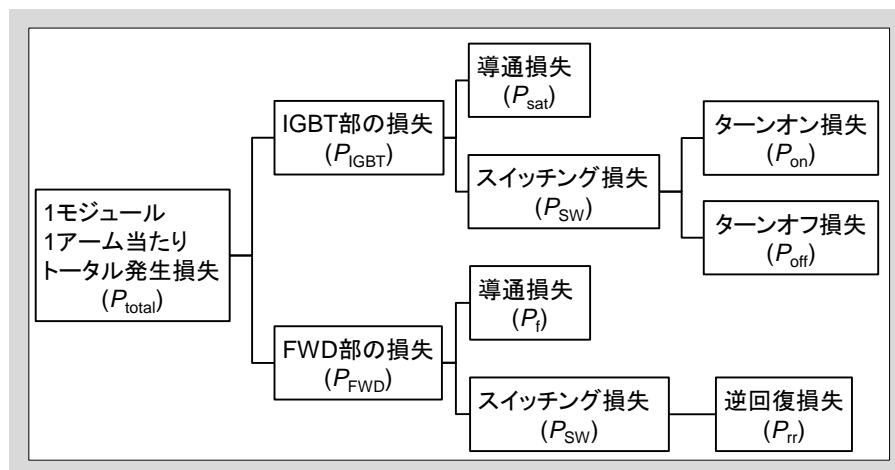


図6-2 IGBTモジュール発生損失の分類

RC-IGBTはIGBTとFWDを1素子で構成していますが、素子内のIGBT部で発生する損失、FWD部で発生する損失と考えれば、通常のIGBTモジュールと発生損失の考え方は同じです。またRB-IGBTはFWD部がありませんが、RB-IGBTをFWDとして動作させる場合があります、その際に導通損失  $P_{sat}$  と逆回復損失  $P_{rr}$  が発生します。

IGBT部の導通損失はデータシートに記載のオン電圧-コレクタ電流特性 ( $V_{CE(sat)}-I_C$  特性) から、FWD部の導通損失はオン電圧-順方向電流特性 ( $V_F-I_F$  特性) から計算します。また、各スイッチング損失はスイッチングエネルギー-コレクタ電流/順方向電流特性 ( $E_{on}-I_C$ 、 $E_{off}-I_C$ 、 $E_{rr}-I_C$  特性) から計算します。これらの発生損失から放熱設計を行い、素子のジャンクション温度  $T_{vj}$  が定格を越えないようにします。なお、ここで使用するオン電圧やスイッチング損失の値には、 $T_{vj}$  が高温時のデータを使用して計算して下さい。

## 2. 昇圧チョップパ回路の発生損失計算方法

図6-3に示すような昇圧チョップパ回路の場合、IGBT( $T_1$ )及びFWD( $D_1$ )に流れる電流を矩形波の連続と考えれば、 $T_1$ 、 $D_1$ の単位時間当たりの発生損失(単位:W)は以下の式で近似計算することができます。

$$P_{IGBT} = \text{導通損失} + \text{ターンオン損失} + \text{ターンオフ損失}$$

$$= V_{CE(sat)} \cdot I_C \cdot d + (E_{on} + E_{off}) \cdot f_c \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC0}}\right)^\alpha \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$P_{FWD} = \text{導通損失} + \text{逆回復損失}$$

$$= V_F \cdot I_F \cdot (1 - d) + E_{rr} \cdot f_c \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC0}}\right)^\alpha \quad \dots\dots\dots(2)$$

ただし、

- $d$  : IGBTのオンデューティ =  $t_1 / t_2$
- $f_c$  : キャリア周波数(スイッチング周波数) =  $1 / t_2$
- $V_{CC}$  : スwitchング電圧
- $V_{CC0}$  : データシートに記載しているスイッチング電圧
- $\alpha$  : スwitchングエネルギーのスイッチング電圧依存性係数

スイッチングエネルギーがスイッチング電圧に比例するとみなせば、 $\alpha = 1$ とすることができます。

一方 $V_{CE(sat)}$ 、 $V_F$ 、 $E_{on}$ 、 $E_{off}$ 、 $E_{rr}$ の値は素子の $T_{vj}$ に依存しますので、データシート記載の温度と異なる場合はデータシートのグラフを参考に換算して下さい。

また、 $E_{on}$ 、 $E_{off}$ 、 $E_{rr}$ の値はゲート抵抗値 $R_G$ によっても変化しますので、データシートのゲート抵抗依存性グラフを参考に換算を行なって下さい。

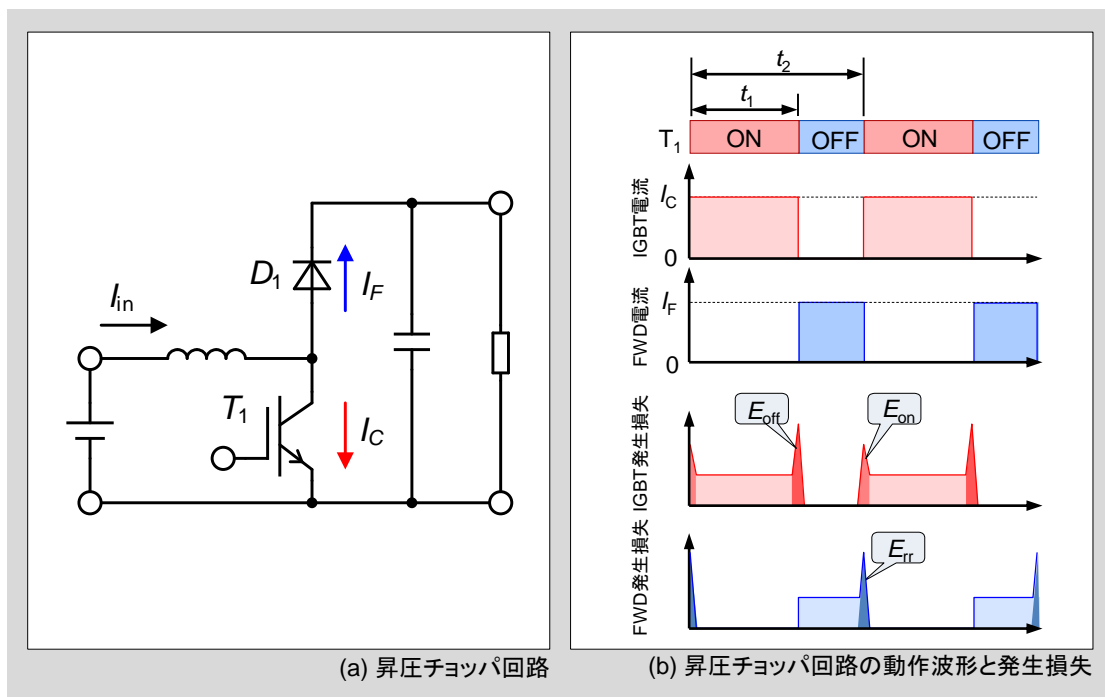


図6-3 昇圧チョップパ回路での発生損失

### 3. 三相2レベルインバータ回路の発生損失計算方法

三相2レベル電圧型インバータでPWM制御を行なう場合の損失計算は図6-4に示すようにIGBTやFWDに流れる電流値や動作条件が常に変化しているため、発生損失を正確に計算するには複雑な計算が必要になります。ここではIGBTモジュールの特性カーブ近似式を用いてインバータ回路でのIGBT/FWDの発生損失を簡易的に計算する方法を紹介します。

計算を行なうにあたり、以下の条件を前提とします。

- PWM制御三相2レベルインバータであること
- PWMは三角波比較の正弦波変調方式であること
- 出力電流は理想的な正弦波であること

インバータの出力相電流の実効値を $I_0$ とすると正弦波の電流波形は以下の式で表されます。

$$i_0(\theta) = \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin \theta \quad \text{.....(3)}$$

またIGBTのオンデューティ波形 $d(\theta)$ は、変調率を $m$ 、電流の遅れ力率を $\cos \phi$ とすると以下の式で表されます。

$$d(\theta) = \frac{1 + m \cdot \sin(\theta + \phi)}{2} \quad \text{.....(4)}$$

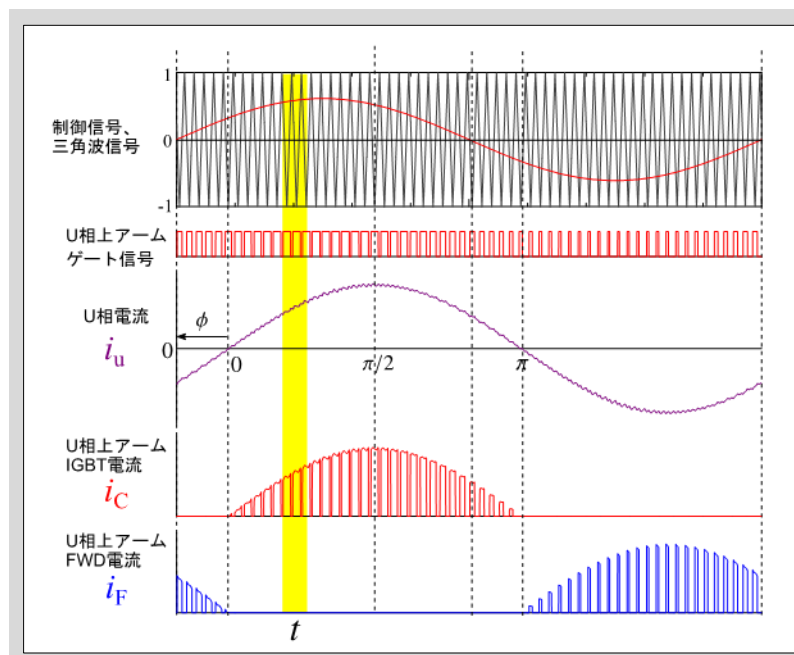


図6-4 正弦波変調2レベルインバータの動作波形

IGBTに $I_C$ が流れると、コレクタ-エミッタ間に $V_{CE(sat)}$ が発生します。 $V_{CE(sat)}$ は $I_C$ に依存し、その依存性グラフはデータシートに記載されています。インバータにおけるIGBTの導通損失を計算するために、この $V_{CE(sat)}$ の $I_C$ 依存性を図6-5で示すように直線近似した場合、以下の式で表されます。

$$V_{CE(sat)} = r_C \cdot I_C + V_{CEO} \quad \text{.....(5)}$$

同様に、FWDのオン電圧 $V_F$ の順電流 $I_F$ 依存性も直線近似した場合、以下の式で表されます。

$$V_F = r_F \cdot I_F + V_{FO} \quad \text{.....(6)}$$

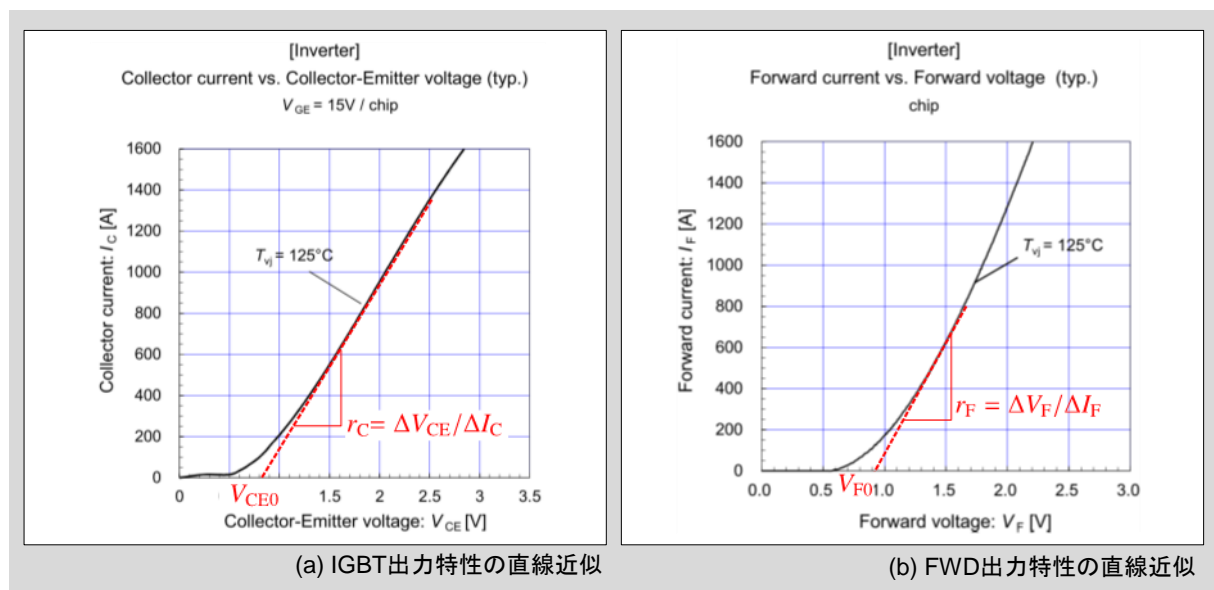


図6-5 出力特性の近似

(3)式、(4)式及び(5)式より、インバータ回路での1アームあたりのIGBTの導通損失 $P_{sat}$ は、

$$P_{sat} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \{i_o(\theta) \cdot V_{CEsat}(\theta) \cdot d(\theta)\} d\theta$$

$$= 2I_0^2 \cdot r_C \left( \frac{1}{8} + \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot V_{CEO} \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m}{8} \cos \varphi \right) \quad \text{.....(7)}$$

と求められます。同様にして、1アームあたりのFWDの導通損失 $P_f$ は、

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} \{-i_o(\theta) \cdot V_F(\theta) \cdot d(\theta)\} d\theta$$

$$= 2I_0^2 \cdot r_F \left( \frac{1}{8} - \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot V_{FO} \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m}{8} \cos \varphi \right) \quad \text{.....(8)}$$

と求められます。

次に、スイッチング損失を計算するために、データシートに記載されている $E_{on}$ 、 $E_{off}$ 、 $E_{rr}$ の $I_C$ 依存性グラフの近似式を求めます。図6-6に示すように、スイッチングエネルギーの $I_C$ 依存性カーブを直線近似し、スイッチング電圧依存性係数 $\alpha=1$ とすると $E_{on}$ 、 $E_{off}$ 、 $E_{rr}$ はそれぞれ以下の式で表すことができます。

$$E_{on}(I_C) = k_{on} \cdot I_C \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC0}}\right) \dots\dots\dots(9)$$

$$E_{off}(I_C) = k_{off} \cdot I_C \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC0}}\right) \dots\dots\dots(10)$$

$$E_{rr}(I_F) = k_{rr} \cdot I_F \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC0}}\right) \dots\dots\dots(11)$$

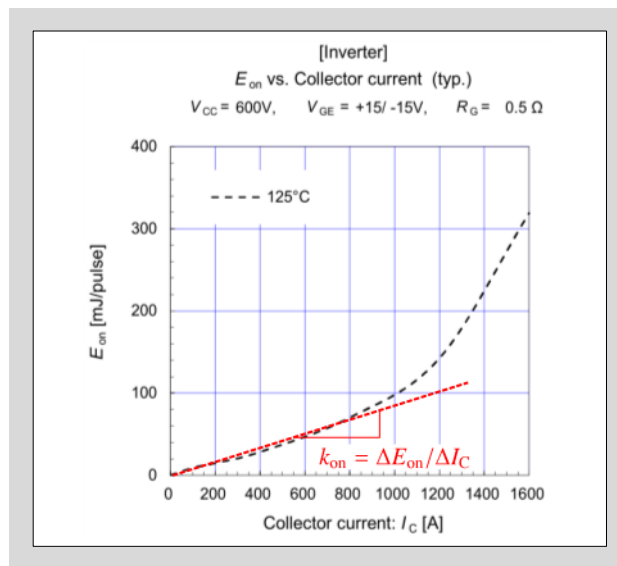


図6-6 スwitchングエネルギーの $I_C$ 依存性の近似



(9)式を用いて、インバータ回路における1アームあたりのIGBTのターンオン損失 $P_{on}$  は以下の式で求められます。

$$P_{on} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ k_{on}(\sqrt{2} \cdot I_o \cdot \sin \theta) \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC0}} \cdot f_{SW} \right\} d\theta$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{\pi} k_{on} \cdot I_o \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC0}} \cdot f_{SW} \quad \dots\dots\dots(12)$$

同様にして、ターンオフ損失 $P_{off}$ 、FWDの逆回復損失 $P_{rr}$  は以下の式で計算できます。

$$P_{off} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot k_{off} \cdot I_o \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC0}} \cdot f_{SW} \quad \dots\dots\dots(13)$$

$$P_{rr} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot k_{rr} \cdot I_o \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC0}} \cdot f_{SW} \quad \dots\dots\dots(14)$$

以上の計算より、1アームあたりのIGBT部の発生損失 $P_{IGBT}$ 、FWD部の発生損失 $P_{FWD}$ は以下のように計算できます。

$$P_{IGBT} = P_{sat} + P_{on} + P_{off} \quad \dots\dots\dots(15)$$

$$P_{FWD} = P_f + P_{rr} \quad \dots\dots\dots(16)$$

実際には、6.2項でも述べたように $V_{CE(sat)}$ 、 $V_F$ 、 $E_{on}$ 、 $E_{off}$ 、 $E_{rr}$ の値は $T_{vj}$ や $R_G$ に依存して変化しますので、データシートに記載されている $T_{vj}$ 依存性グラフや $R_G$ 依存性グラフを参考に換算して計算して下さい。

なお、弊社が公開しているIGBTシミュレータ\*では、データシートの特性カーブをより精度よく近似し、またジャンクション温度依存性も考慮した計算を行なっています。したがって、上記の計算式より求めた値と一致しない場合がありますので注意して下さい。

\* Fuji IGBTシミュレータ: <https://www.fujielectric.co.jp/products/semiconductor/model/igbt/simulation/>

#### 4. 三相ダイオード整流回路の発生損失計算方法

整流回路に使用するダイオードには逆回復動作がないためスイッチング損失を考慮する必要はありません。したがって、ダイオード整流回路での発生損失を求めるにはダイオードの導通損失のみ計算すればよいことになります。

図6-7に示す三相ダイオード整流回路におけるダイオード1アームの損失波形を計算します。ダイオード電流波形は回路条件によって変化しますが、ここでは同図に示すように連続する正弦半波の電流が流れるとみなして計算を行います。

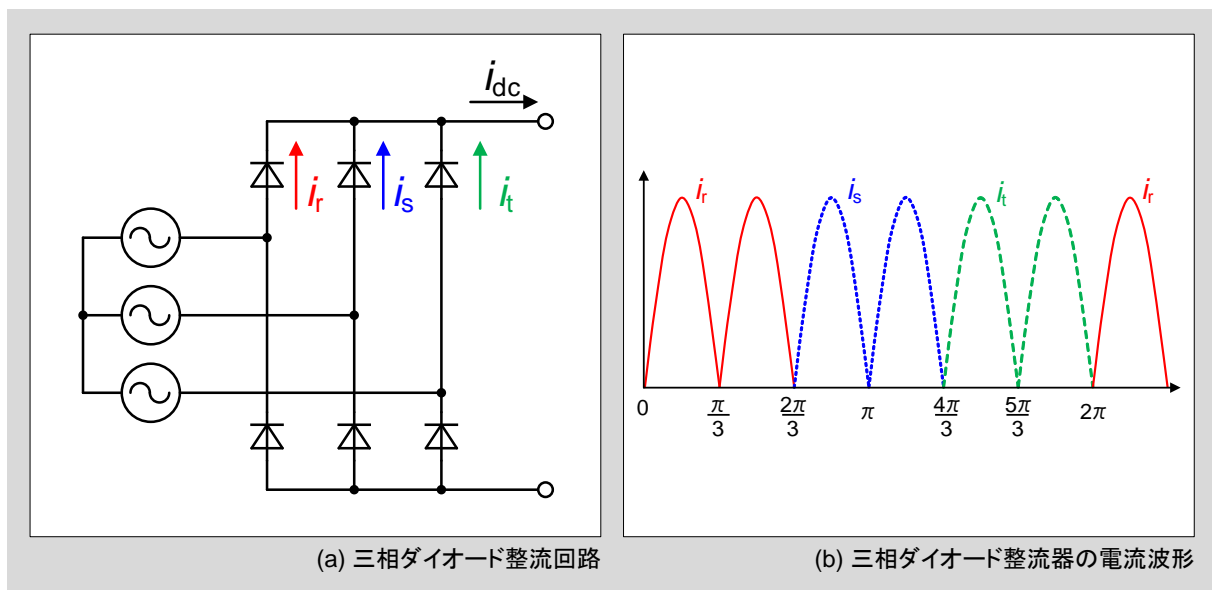


図6-7 三相ダイオード整流回路と電流波形

図6-7に示す整流された電流 $i_{dc}$ の実効値を $I_d$ とし、ダイオードの出力特性を直線近似式(3)で表した場合のダイオード1アームあたりの損失 $P_{di}$ は以下の式で計算できます。

$$\begin{aligned}
 P_{di} &= \frac{1}{2\pi} \cdot 2 \int_0^{\frac{\pi}{3}} \{r_F \cdot i_F(\theta) + V_{FO}\} \cdot i_F(\theta) d\theta \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot 2 \int_0^{\frac{\pi}{3}} \{r_F \cdot \sqrt{2}I_d \sin(3\theta) + V_{FO}\} \cdot \{\sqrt{2}I_d \sin(3\theta)\} d\theta \\
 &= \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} \cdot V_{FO} \cdot I_d + \frac{1}{3} r_F \cdot I_d^2
 \end{aligned}$$

## 5. ヒートシンクの選定方法

電力用ダイオード、IGBT、トランジスタなどのパワーモジュールは電極部と取付けベースが絶縁されているものが多く、一つのヒートシンク上に複数のパワーモジュールを取付けて用いることが出来るため、実装が容易でコンパクトな配線が可能となります。これらのパワーモジュールを安全に動作させるためには、動作時に各素子が発生する損失(熱)を効率よく放散させる必要があり、ヒートシンクの選定は重要な鍵となります。以下にヒートシンクの選定における基本的な考え方を示します。

### 5.1 定常状態の熱方程式

半導体の熱伝導は電気回路に置き換えて解くことができます。ここでIGBTモジュールのみをヒートシンクに取付けた場合を考えてみます。この場合、熱的には図6-8に示す等価回路に置き換えられます。

図6-8に示す等価回路より、接合温度( $T_{vj}$ )は次の熱方程式で求められます。

$$T_{vj} = W \cdot \{R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)} + R_{th(f-a)}\} + T_a$$

ただしケース温度 $T_c$ 及びヒートシンク温度 $T_f$ は図6-15に示す位置の温度を表しています。図6-9に示すように、これ以外の点の温度は実際には低く測定され、かつヒートシンクの放熱性能に依存しますので設計時には注意が必要です。

次にIGBTモジュールとダイオードブリッジモジュールを1個ずつヒートシンク上に取付ける場合の等価回路例を図6-10に示します。この場合の熱方程式は、

$$T_{vj(d)} = W_d \cdot [R_{th(j-c)d} + R_{th(c-f)d}] + [(W_d + 2W_T + 2W_D) \cdot R_{th(f-a)}] + T_a$$

$$T_{vj(T)} = W_T \cdot R_{th(j-c)T} + [(W_T + W_D) \cdot R_{th(c-f)T}] + [(W_d + 2W_T + 2W_D) \cdot R_{th(f-a)}] + T_a$$

$$T_{vj(D)} = W_D \cdot R_{th(j-c)D} + [(W_T + W_D) \cdot R_{th(c-f)T}] + [(W_d + 2W_T + 2W_D) \cdot R_{th(f-a)}] + T_a$$

となります。これらの式より $T_{vj}$ が $T_{vj,max}$ を越えないことを確認してヒートシンクを選定して下さい。

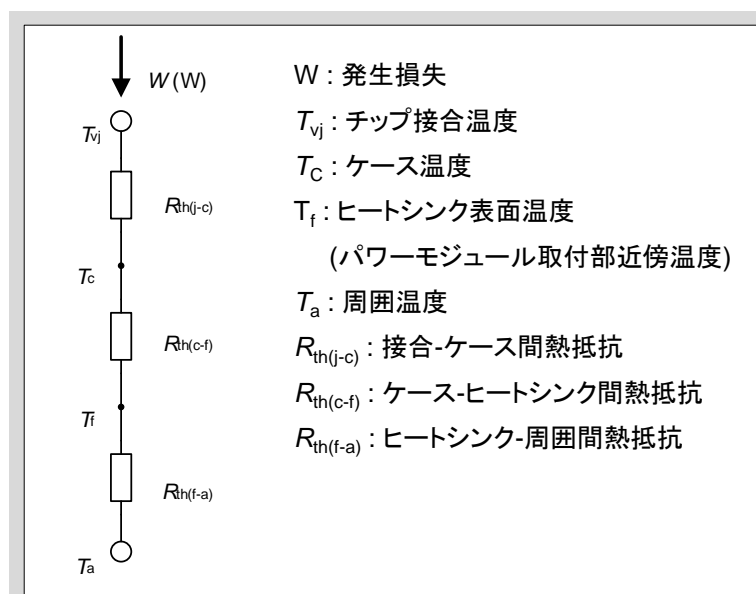


図6-8 熱抵抗の等価回路

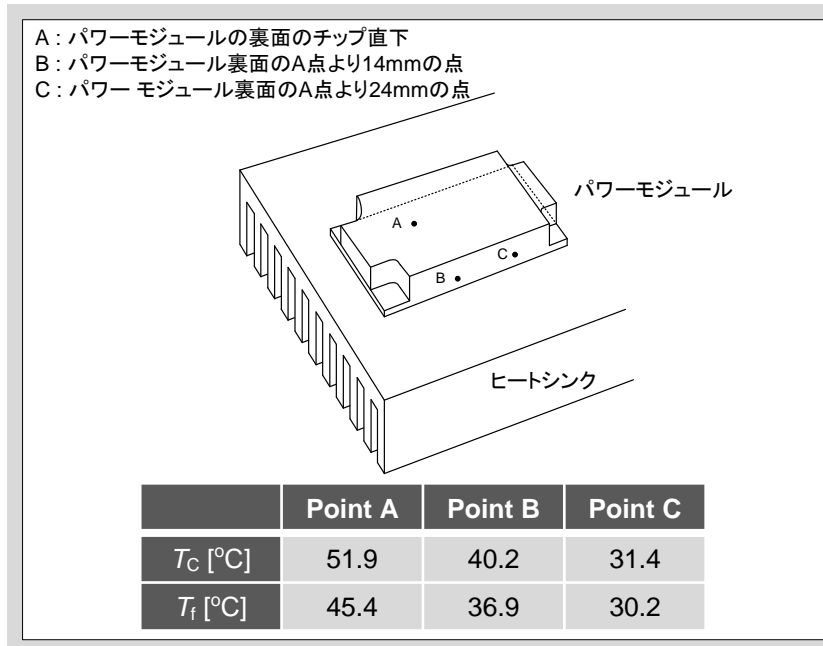


図6-9 ケース温度の測定例

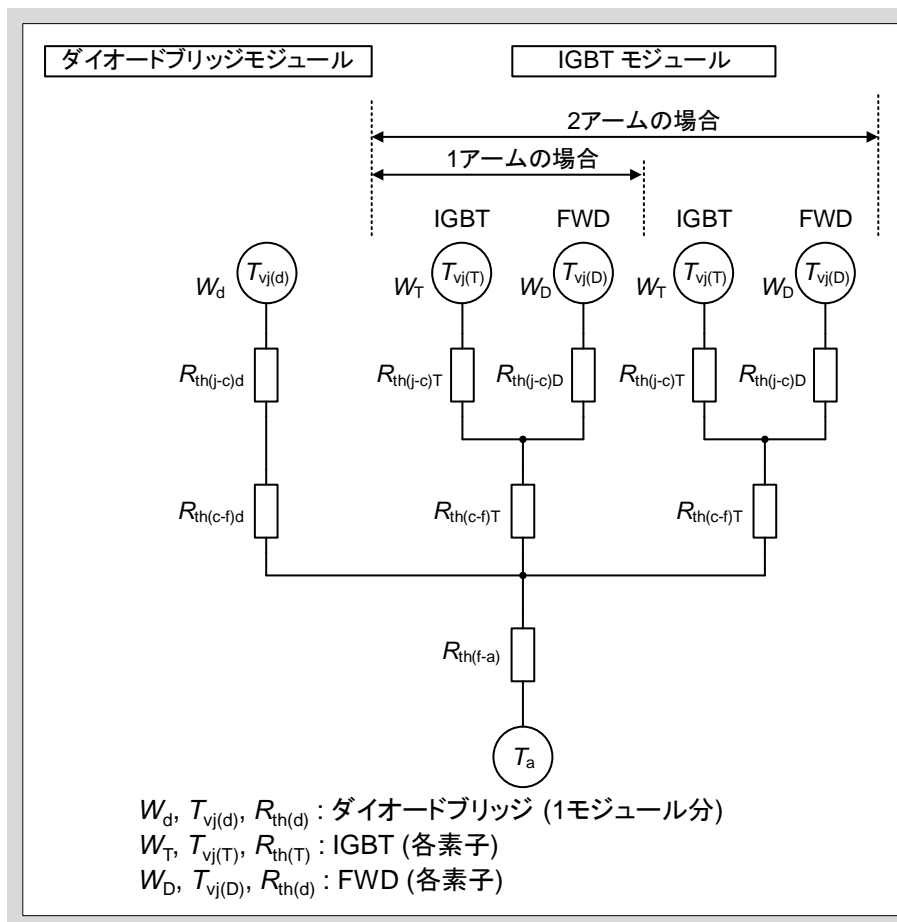


図6-10 複数モジュールを取付けた場合の熱抵抗等価回路

## 5.2 過渡状態の熱方程式

一般的には前述のように平均発生損失から定常状態の  $T_{vj}$  を考えれば充分ですが、実際にはスイッチングを繰り返す毎に損失はパルス状に発生しますので図6-12に示すように温度リップルを生じます。この場合、発生損失を一定周期かつ一定ピーク値の連続矩形波パルスと考えれば仕様書記載の過渡熱抵抗曲線例(図6-11)を使用して温度リップルのピーク値  $T_{vj\text{p}}$  を近似的に下記式にて計算することができます。

この  $T_{vj\text{p}}$  も  $T_{vj\text{max}}$  を越えないことを確認してヒートシンクを選定して下さい。

$$T_{vj\text{p}} - T_c = P \cdot \left[ R(\infty) \cdot \frac{t_1}{t_2} + \left( 1 - \frac{t_1}{t_2} \right) \cdot R(t_1 + t_2) - R(t_2) + R(t_1) \right]$$

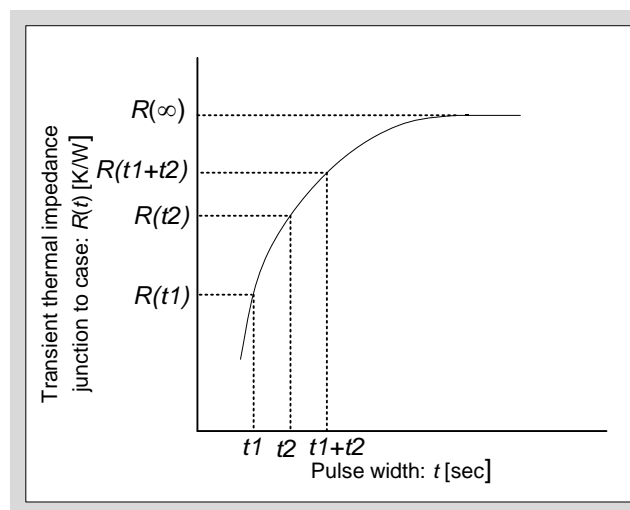


図6-11 過渡熱抵抗曲線例

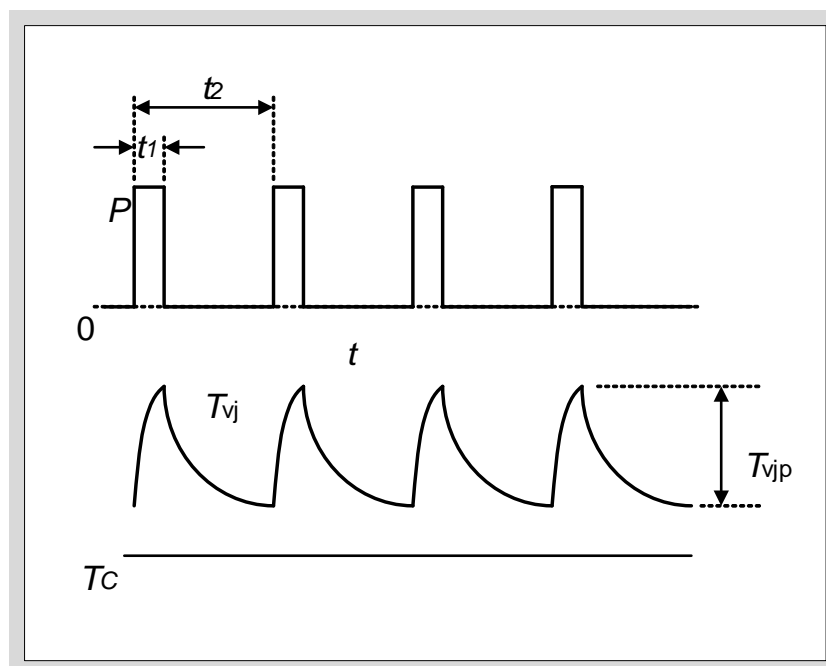


図6-12 温度リップル

## 6. IGBTモジュールの取付け方法

### 6.1 ヒートシンクへの取付け方法

熱抵抗はIGBTモジュールを取付ける位置により変化しますので、下記の点に注意して下さい。

- IGBTモジュール1個をヒートシンクに取付ける場合、ヒートシンクの中心に取付けると熱抵抗が最小となります。
- 1つのヒートシンクに複数のIGBTモジュールを取付ける場合は、各IGBTモジュールが発生する損失を考慮して、取付け位置を決定して下さい。大きな損失が発生するIGBTモジュールには、大きな占有面積を与えるようにして下さい。

### 6.2 ヒートシンク表面の仕上げ

IGBTモジュールを取付けるヒートシンク面の仕上げは、ネジ取付け位置間で平坦度を100mmに対し50 $\mu$ m以下、表面粗さは10 $\mu$ m以下にして下さい。ヒートシンク面が窪んでいる場合、接触熱抵抗( $R_{th(c-f)}$ )の増加を招きます。また、ヒートシンク面の平坦度が上記範囲外の場合、IGBTモジュールを取付けた時(締付け時)IGBTモジュール内のチップと金属ベースの間にある絶縁基板にストレスが加わり、絶縁破壊を生じる恐れがあります。

製品毎にヒートシンクに要求される平坦度・表面粗さは異なります。詳細は各製品のマウンティングインストラクションを参照して下さい。

### 6.3 サーマルグリス塗布

接触熱抵抗を小さくするために、ヒートシンクとIGBTモジュールの取付け面の間にサーマルグリスを塗布して使用して下さい。

サーマルグリスの塗布方法についてはローラーでの塗布、ステンシルマスクを用いた塗布などがあります。

サーマルグリスはヒートシンクへの熱伝導を促進するものですが、それ自体熱容量をもっています。そのため厚く塗布しすぎるとヒートシンクへの放熱を妨げることになりチップ温度の上昇を招きます。一方、サーマルグリスを薄く塗布した場合は、ヒートシンクとIGBTモジュール間でサーマルグリスの未接合部分が生じて接触熱抵抗が上昇する可能性があります。したがって、サーマルグリスは適切な厚さで塗布しなければなりません。サーマルグリスの塗布厚が不適切な場合、ヒートシンクへの放熱が悪くなり、最悪の場合にはチップ温度が $T_{vj(max)}$ を上回ることによって破壊に至る可能性があります。

このような理由からサーマルグリスの塗布は、IGBTモジュール裏面に均一な厚さでの塗布が可能なステンシルマスクによる塗布方法を推奨します。ステンシルマスクによるサーマルグリス塗布方法例の概略を図6-13に示します。基本的な方法は、所定の重さのサーマルグリスをステンシルマスクによってIGBTモジュールの金属ベース面に塗布する方法です。その後、サーマルグリスが塗布されたIGBTモジュールをヒートシンクに各製品の推奨トルクでネジを締付けることによって、サーマルグリス厚を概ね均一にすることが可能となります。

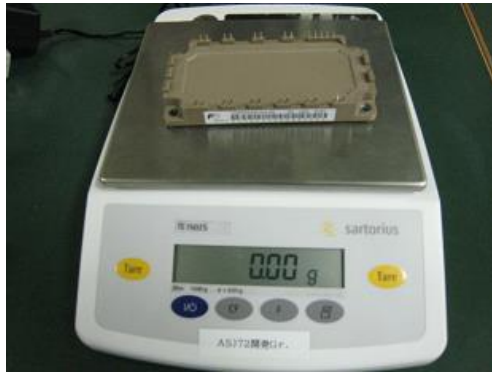
なお、富士電機が推奨するステンシルマスクのデザインは提供が可能ですので、必要に応じて問い合わせして下さい。



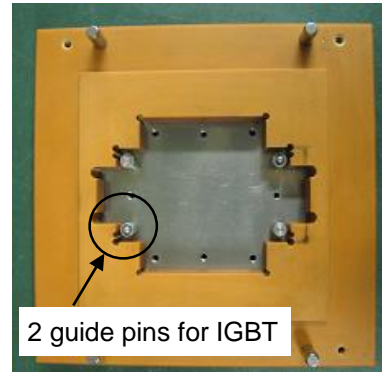
1. Back to Room Temp.



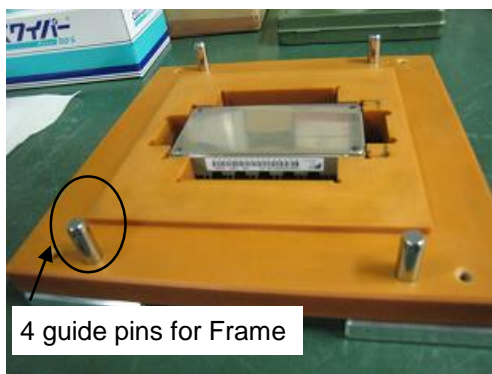
2. Measure weight of IGBT



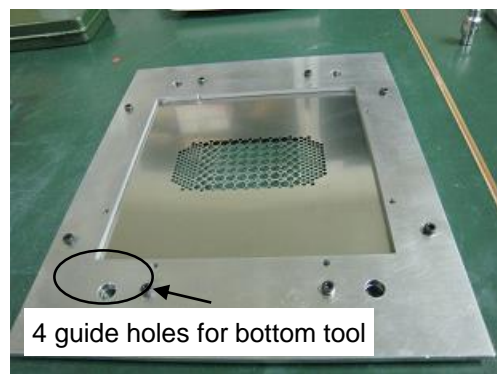
3. Adjust zero



4. Bottom tool

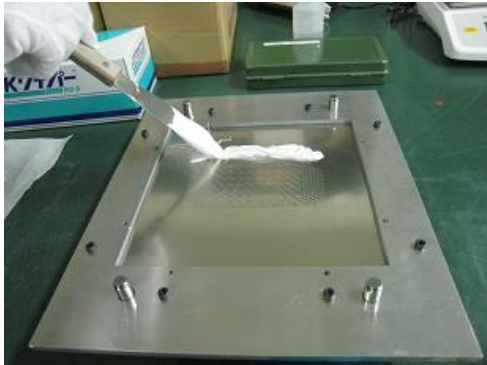


5. Set IGBT module

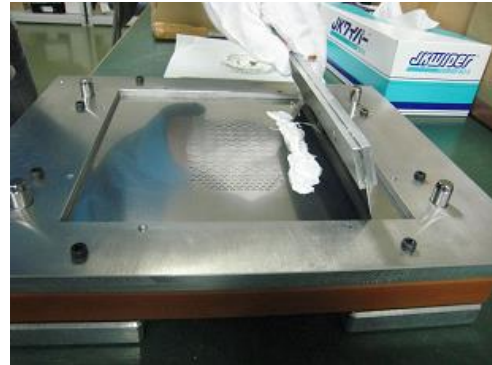


6. Metal mask and Frame

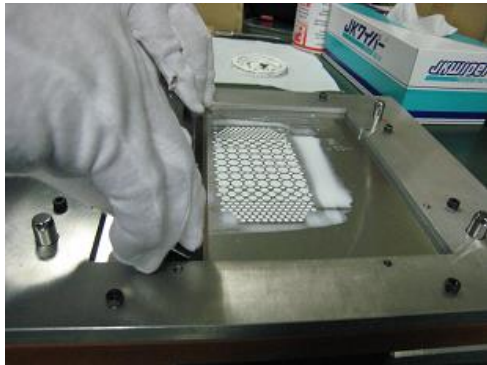
図6-13(a) サーマルグリス塗布方法例の概略図



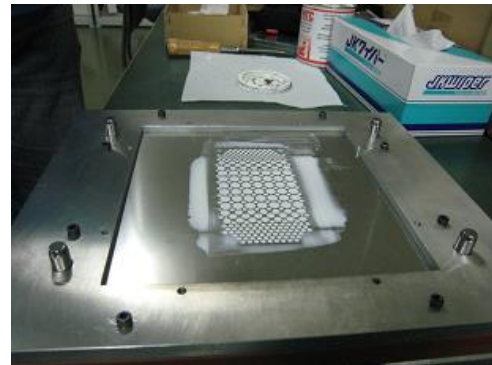
7. Fix tools and put grease with Knife



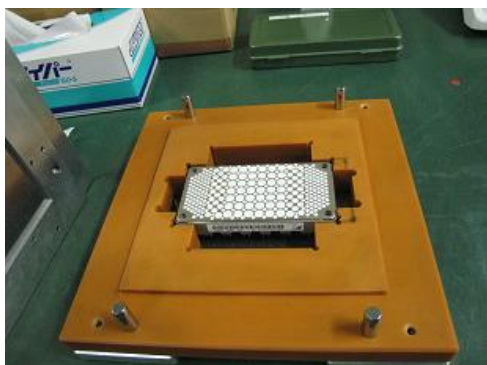
8. Print with metal squeegee (begin)



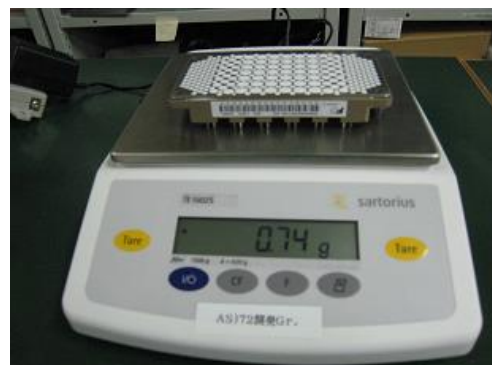
9. Print with metal squeegee (end)



10. After printing



11. Open metal mask



12. Check grease weight

図6-13(b) サーマルグリス塗布方法例の概略図



ここで、サーマルグリス厚が均一と仮定した場合の必要な重さは次のように算出することができます。

$$\text{サーマルグリス厚 (}\mu\text{m)} = \frac{\text{サーマルグリス重量 (g)} \times 10^4}{\text{IGBTモジュールのベース面積 (cm}^2\text{)} \times \text{サーマルグリスの密度 (g/cm}^3\text{)}}$$

上記式から必要なサーマルグリス厚に対する重量を求めて、その重量のサーマルグリスをIGBTモジュールに塗布して下さい。ここでサーマルグリスが拡がった後の厚さ(サーマルグリス厚)は約100 $\mu\text{m}$ を推奨します。なお、サーマルグリスの最適な塗布厚は使用するサーマルグリスの特性や塗布方法などによって変わりますので確認して使用して下さい。

表6-1に推奨サーマルグリスの一例を示します。

表6-1 サーマルグリスの例

型名	製造メーカー
TG221	日本データマテリアル(株)
HTC	Electrolube
G747	信越化学工業(株)
SC102	デュポン・東レ・スペシャルティ・マテリアル(株)
YG6260	モメンティブ・パフォーマンス・マテリアルズ・ジャパン合同会社
P12	旭化成ワッカーシリコーン(株)

## 6.4 締付け方法

IGBTモジュール取付け時のネジの締付け例を図6-14に示します。ネジは規定の締付けトルクで締付けるようにして下さい。

規定トルクは仕様書に記載しておりますので参照して下さい。締付けトルクが不足すると、接触熱抵抗が大きくなり、過熱による破壊が生じる恐れがあります。逆に締付けトルクが過大な場合はケースの破損などの恐れがあります。

※ネジの締め付け方法は製品毎に異なります。詳細は各製品のマウンティングインストラクションを参照して下さい。

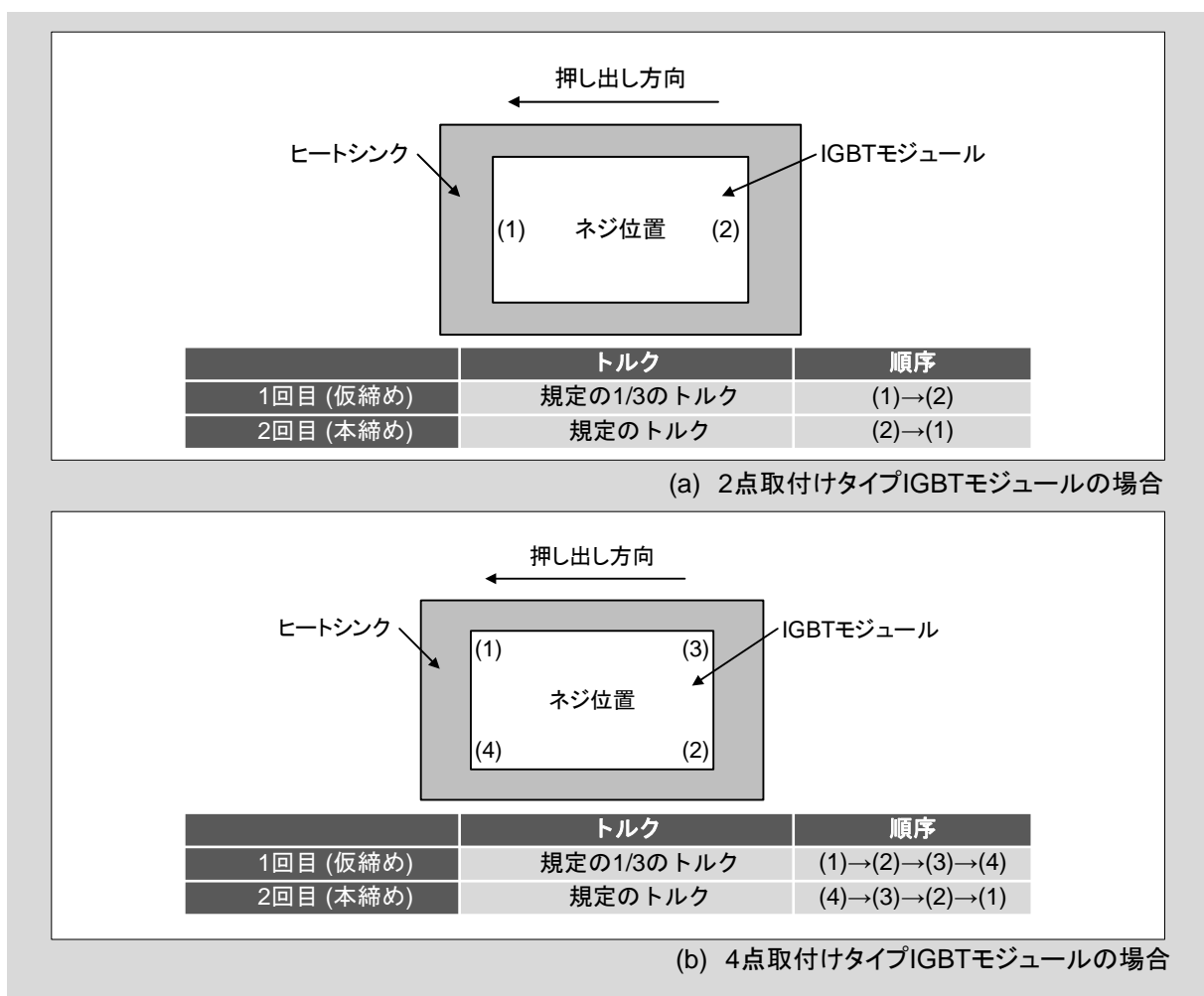


図6-14 IGBTモジュールの取付け方法

## 6.5 IGBTモジュールの取付け方向

押し出し型によって作られたヒートシンクにIGBTモジュールを取付ける場合、図6-14に示すようにヒートシンクの押し出し方向と平行に、IGBTモジュールを取付けるよう推奨します。これはヒートシンクが変形する影響を少なくするためです。

## 6.6 温度の検証

ヒートシンクを選定し、IGBTモジュールの取付け位置を決めた後、各部の温度を測定することで、IGBTモジュールの $T_{vj}$ が定格あるいは設計値を越えないことを確認して下さい。 $T_c$ の正確な測定方法例を図6-15に示します。このほか、熱電対による測定方法もありますので、必要に応じて問い合わせて下さい。

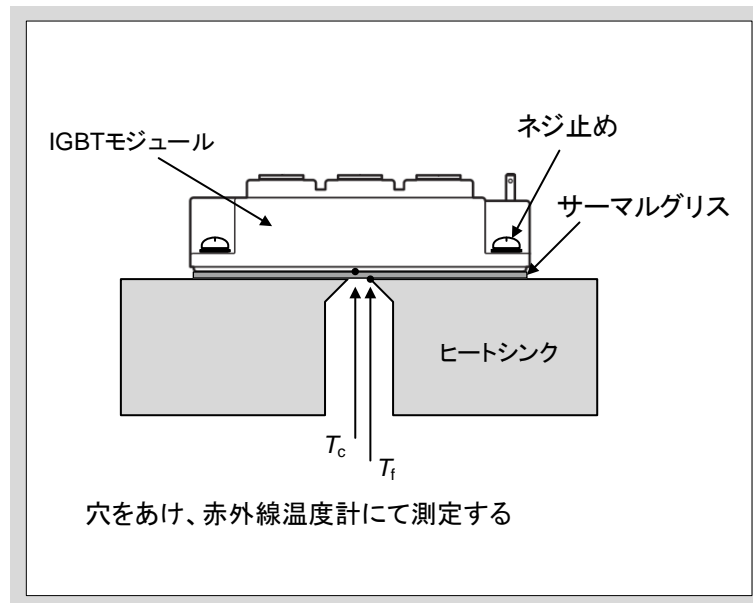


図6-15 ケース温度測定方法例