

高耐圧IGBT・Diodeモジュール 取扱説明書

ミネベアパワーデバイス株式会社

2025年7月

ご使用の前に、この「取扱説明書」をよく読み、正しくご使用ください。

本取扱説明書はいつでも参照できるよう、手近なところに保管してください。

－ 重 要 な お 知 ら せ －

- ①製品に関する情報やデータは、あくまで用途や使用例の一部を示すものです。
これらの情報やデータの使用に起因または関連して、お客様や第三者に生じた損害および第三者の特許権、著作権、そのほかの知的財産権の侵害等に関して当社は一切責任を負いません。また、本書に基づき第三者または当社の特許権、著作権、そのほかの知的財産権を何ら許諾するものではありません。
- ②製品の絶対最大定格値を超えて使用された場合や、天災地変、戦争、暴動、内乱、そのほかの不可抗力、輸送機関または倉庫業者の保管中の事故、そのほか当社の責に帰することができない理由による故障、およびこれらに起因または関連したお客様や第三者に生じた二次的損害につきまして、当社はその責任を負いません。
原則として、製品納入後6ヶ月以内に明らかに当社の責に帰すべき理由によって故障が生じ、お客様が直ちにこれを通知し補償を求めた場合、当社はお客様に対し、無償で代替品の提供または製品の販売代金を上限とした弁済を補償の範囲とします。
そのほかの賠償について、当社は責任を負いません。
- ③製品および包装材を廃棄・処理する際には、それぞれの国または地域で定めた法律や条例を遵守してください。
お客様の製品に適用されるRoHS指令、REACH規則、そのほかの環境関連法令を十分調査したうえでご使用ください。法令違反によって生じた損害に関して、当社はその責任を負いません。
- ④製品および本書に記載されている技術を、以下の目的で使用することを禁止します。
- ・ 国際的平和および安全の維持の妨げとなる使用目的を有する者への再提供
 - ・ 上記のような目的で自ら使用すること、または第三者に使用させること
- なお、輸出または国外へ提供される場合は「外国為替及び外国貿易法」（外為法）、「米国輸出管理規則」およびこれらの関連法令並びに輸出先で適用される輸出入管理に関する法令及び規則の定めるところに従い、必要な手続きをおとりください。
- ⑤当社製品の欠陥（製造物責任法及び諸外国における同種の法律等に定める欠陥をいう。以下同じ。）に起因して、当社製品又は当社製品を組み込んだ御社製品が、第三者に対し損害を与えたことにより当該第三者から御社に対して損害賠償請求がなされ、御社がこれを支払った場合、御社は当該欠陥と相当因果関係のある損害の賠償を当社に請求することができます。
なお、賠償額は、当社製品及び御社製品の性質、価格、御社と当社のそれぞれの損害に対する責任の度合等を考慮し、御社に対する当社製品の最初の出荷から1年間の取引対価の合計額を上限として、御社と当社において協議のうえ、これを定めるものとします。

－ 重 要 な お 知 ら せ （ 続 き ） －

ただし、次の各号の一つに該当する場合は、当社は責任を負わないものとします。

- （１）当社が当社製品を御社に引渡した時点の科学・技術水準では当社製品の瑕疵を発見することができなかった場合
- （２）当該欠陥が設計に関する御社の指示に従ったことにより生じ、かつ当該欠陥が生じたことにつき当社に過失がなかった場合
- （３）御社が当社製品について通常予測される故障発生率、故障モードを考慮した製品の安全設計を怠っていた場合
- （４）当該欠陥が、その遵守を義務付けられている公的機関の定めた基準に従って製造したことに起因する場合
- （５）当該欠陥が、当社製品の改造又は当社の定めた使用、保管、廃棄等に関する諸条件（当社製品の取扱い説明書、カタログ、仕様書等に記載された注意書、警告を含むがこれに限らない）に反したことに起因する場合
- （６）当該欠陥が、当社製品を御社に引渡した後に生じた場合
- （７）当社製品の欠陥が生命、身体に危害を及ぼすおそれの強い製品又は多大な物的損害を発生させるおそれの強い製品に当社製品が使用される場合で、事前に当社の同意を得ていない場合

また、当社に対し第三者から直接、損害賠償請求がなされ、当社がこれを支払った場合、前項に基づく当社の負担部分を越える額については、当社は御社に求償できるものとします。

安全上のご注意

製品の取り扱いを誤ると、故障の原因となります。

製品を使用される際に、必ず本書を熟読し正しくご使用ください。

安全に関する注意事項は、下に示す見出しによって表示されます。これは安全警告記号と「危険」、「警告」、「注意」および「通知」という見出し語を組み合わせたものです。



これは安全警告記号です。人への危害をひき起こす危険に注意を喚起するために用いられます。起こりうる傷害または死を回避するために、このシンボルの後に続く安全に関するメッセージに従ってください。

 **危険**：これは、死亡または重大な傷害をひき起こす危険の存在を示すのに用いられます。

 **警告**：これは、死亡または重大な傷害をひき起こすおそれのある危険の存在を示すのに用いられます。

 **注意**：これは、軽度の傷害、あるいは中程度の傷害をひき起こすおそれのある危険の存在を示すのに用いられます。

通知：これは、人身傷害とは関係のない損害をひき起こすおそれのある危険の存在を示すのに用いられます。

※上に述べる重傷とは、失明、けが、やけど（高温・低温）、感電傷害、骨折、中毒などで後遺症が残るもの、および治療のために入院、長期の通院を要するものをいいます。また、中程度の傷害や軽傷とは、治療のために入院や長期の通院を要さないけが、やけど、感電傷害などをいいます。人身傷害と関係のない傷害とは、財物の損傷、製品の故障・破損、データ損失など、人身傷害以外の損害をいいます。

＜安全に関する共通的な注意事項について＞

- 電子回路の設計にあたっては、使用中いかなる外部条件の変動においても、そのデバイスに指定された『絶対最大定格』を超えないよう（保証範囲内で）ご使用ください。また、パルスの用途の場合は、さらに『安全動作領域（SOA）』の定格を超えないようにしてください。
- 半導体製品は、ある確率で誤動作や故障が生じる場合がありますので、故障しても拡大被害が出ないような冗長設計・誤動作防止設計など、安全設計に十分注意してください。
- 製品を使用される場合には、必ず、事前に当社へご連絡のうえ、文書による承諾を得てください。不明な点は、当社営業窓口にご照会ください。
- 大電流負荷試験実機で起こりうる電流、電圧、周波数、パルス幅条件等をカバーする実負荷試験を行ってください。
- インバータをはじめとする電力変換装置に組み込まれているIGBTモジュールは、自己発熱により温度の上昇と下降を繰り返します。この温度変化によって、IGBTモジュールは熱ストレスを受けます。熱ストレスによるIGBTモジュールの寿命が装置寿命よりも短くならない条件でご使用ください。詳細については、「3-7-5章 実際の装置におけるパワーサイクル寿命の考え方」をご参照ください。

安全上のご注意（続き）

以下の警告表示は、半導体デバイスに関するものです。これらの警告表示が守られなかった場合は、死亡または重傷を負う危険な状態が生じる恐れがあります。なお、このリストの順序は決して重要度の順序ではありません。各項目がすべて重要です。

 警 告	記載ページ
(7-1-1. パッケージの破裂に対する警告事項) ●負荷短絡やアーム短絡が発生した場合、短時間(数us程度)の間に、IGBT モジュールをターンオフさせてください。 パッケージが破裂することがあります。	7-1
(7-1-2. 火傷、感電に対する警告事項) ●通電中は、製品に触れたり近づいたりしないでください。 火傷、感電の恐れがあります。	7-1

以下の注意表示は、半導体デバイスに関するものです。これらの注意表示が守られなかった場合は、軽傷を負うかまたは物的損害のみが発生する危険な状態が生じる恐れがあります。なお、このリストの順序は決して重要度の順序ではありません。各項目がすべて重要です。

 注 意	記載ページ
(2章. スペックの記載事項) ●半導体デバイスを用いる電子回路の設計にあたっては、使用中いかなる外部条件の変動においても、そのデバイスに指定された『絶対最大定格』を超えないようにしてください。 また、パルスの用途の場合は、さらに、『安全動作領域 (RBSOA・RRSOA)』の定格を超えないようにしてください。	2-1
(7-2. 注意事項) ●IGBT破壊後に、長時間(数百us程度)短絡電流が流れないようにしてください。発煙、発火の恐れがあります。	7-1

ご 注 意

- ①本書に記載した内容は、予告なく変更することがありますのでご了承ください。
- ②製品ご使用の前に、各製品の「製品仕様書」「アプリケーションノート」と合わせて「取扱説明書」または「使用上の注意」をよくお読みのうえ、正しくご使用ください。
- ③製品を使用される場合には、必ず、事前に当社へご連絡のうえ、文書による承諾を得てください。
- ④製品に関する情報やデータは、あくまで用途や使用例の一部を示すものです。
これらの情報やデータの使用に起因または関連して、お客様や第三者に生じた損害および第三者の特許権、著作権、その他の知的財産権の侵害等に関して当社は一切責任を負いません。また、本書に基づき第三者または当社の特許権、著作権、その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
- ⑤製品の絶対最大定格値を超えて使用された場合や、天災地変、戦争、暴動、内乱、その他の不可抗力、輸送機関または倉庫業者の保管中の事故、その他の当社の責に帰することができない理由による故障、およびこれらに起因または関連したお客様や第三者に生じた二次的損害につきまして、当社はその責任を負いません。
原則として、製品納入後6ヶ月以内に明らかに当社の責に帰すべき理由によって故障が生じ、お客様が直ちにこれを通知し補償を求めた場合に限り、当社はお客様に対し、無償で代替品の提供または製品の販売代金を上限とした弁済を補償の範囲とします。
その他の賠償について、当社は責任を負いません。
- ⑥本書の一部または全部を、当社の許可なく転載・複製することを固くお断りします。
- ⑦製品および包装材を廃棄・処理する際には、それぞれの国または地域で定めた法律や条例を遵守してください。
お客様の製品に適用されるRoHS指令、REACH規則、その他の環境関連法令を十分調査したうえでご使用ください。法令違反によって生じた損害に関して、当社はその責任を負いません。
- ⑧製品および本書に記載されている技術を、以下の目的で使用することを禁止します。
 - ・国際的平和および安全の維持の妨げとなる使用目的を有する者への再提供
 - ・上記のような目的で自ら使用すること、または第三者に使用させることなお、輸出または国外へ提供される場合は「外国為替及び外国貿易法」（外為法）、「米国輸出管理規則」およびこれらの関連法令並びに輸出先で適用される輸出入管理に関する法令及び規則の定めるところに従い、必要な手続きをおとりください。

＜RoHS指令について＞

RoHS(Restriction of Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment) 指令とはEU(欧州連合)が2006年7月1日に施行した有害物質規制のことであり、電気電子機器への特定有害物質の含有を禁止することを示します。

現在、規制対象となっているのは、Pb(鉛)、Cd(カドミウム)、Cr6+(6価クロム)、Hg(水銀)、PBB(ポリブロモビフェニル)、PBDE(ポリブロモジフェニルエーテル)、DEHP(フタル酸ビス(2-エチルヘキシル))、BBP(フタル酸ブチルベンジル)、DBP(フタル酸ジブチル)、DIBP(フタル酸ジイソブチル)の10物質です。

規制濃度(閾値)については、カドミウムのみ0.01wt%(100ppm)、それ以外の全ての禁止物質については0.1wt%(1000ppm)です。

これら10物質を、しきい値(Cdは0.01%、他は0.1%)を超えて含有する製品はEU内では販売できませんが、技術的に代替が困難な用途については、適用除外が認められています。

IGBT・DiodeモジュールのRoHS対応に対し、特に関連性が深いものが各チップ、DCBを接続するためのはんだに含まれる鉛(Pb)です。当社製品高耐圧IGBT・DiodeモジュールのRoHS規制対応については、当社web掲載のステータスリストをご参照ください。

来 歴 一 覧 表

改訂No	来歴(改訂内容および理由)	年 月 日	作成	審査	承認	備 考
改訂0	新規発行	2000. 10. 12	古賀	黒須	上原	
改定1	3-1 ディレーティング 内容訂正 3-7 熱抵抗と放熱設計項 内容訂正	2002. 10. 23	加藤	齋藤	古賀	
改訂2	内容訂正 ・表紙 ・重要なお知らせ ・目次 ・本文 1-1 型名の付け方 1-3 モジュールの基本構造 2-1 スペックの基本構造 3-4 ダイナミックアバランシェ 4-1 IGBTモジュールの冷却 フィンへの取り付け 4-2 端子への折付け 5-3 信頼性試験	2009. 12. 15	中村	小池	QA/ 阿部	
改訂3	内容訂正 ・表紙 ・重要なお知らせ ・目次 ・本文 1章. IGBTモジュール 2章. スペックの記載事項 3章. 使用上の注意 4章. 取り付け上の注意 5章. 故障率 6-1 IGBTモジュールの故障モード	2025. 07. 31	櫻井	中村	稲葉	

はじめに

本取扱説明書は、高耐圧IGBT・Diodeモジュールの仕様や主特性、各種設計（ゲート回路、放熱・保護回路）および使用上の注意事項に関する説明書です。

本取扱説明書の記載内容は、見直しなどのため、予告なく変更されることがあります。

最新情報（各製品の個別仕様やアプリケーションに関する詳細）は、当社Webサイト（<https://www.minebea-psd.com>）を参照してください。

不明な場合は、下記当社営業窓口までお問い合わせください。

ミネベアパワーデバイス株式会社 ビジネスオペレーション統括部 営業部
〒105-0021 東京都港区東新橋1-9-3（ミネベアミツミ 東京クロステックガーデン内）
TEL：(03) 4564-4415

用語・略語の説明

本取扱説明書に使用している用語・略語については、下表を参照してください。

用語・略語	原語	意味
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	絶縁ゲート形バイポーラトランジスタ
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	金属-酸化膜構造電界効果トランジスタ
FWD	Fly Wheel Diode	環流用ダイオード ここでは、IGBTと逆並列に接続されているダイオードのこと

目 次

1 章. IGBTモジュール	
1-1. 形式名の付け方	1-1
1-2. 製造ロット番号の見方	1-1
1-3. モジュールの基本構造	1-2
1-4. IGBT素子の構造	1-2
1-5. IGBT素子の等価回路と動作原理	1-3
2 章. スペックの記載事項	
2-1. スペックの記載項目	2-1
2-2. 用語説明	2-3
2-3. 電気的特性	2-4
2-4. IGBTモジュールの特性	2-6
3 章. 使用上の注意	
3-1. ディレーティング	3-1
3-2. スナバ回路	3-2
3-3. ゲート駆動回路	3-5
3-4. ダイナミックアバランシェ	3-12
3-5. 並列接続	3-13
3-6. 放熱設計方法	3-17
3-7. 熱抵抗と放熱設計	3-19
3-8. 保護回路	3-26
4 章. 取付け上の注意	
4-1. IGBTモジュールへの冷却フィンへの取付け	4-1
4-2. 端子への取付け	4-3
4-3. バスバーとキャパシタ接続の設計リファレンス	4-4
4-4. バスバー取付け時の注意事項	4-5
4-5. PCBの取付け	4-6
4-6. 取付け環境	4-7
4-7. 保管・運搬上の注意事項	4-7
4-8. 静電破壊に対する注意事項	4-7
4-9. IGBTモジュールの回路配置、配線方法	4-8
4-10. 測定上の注意事項	4-8

5 章. 信頼性	
5-1. 故障率	5-1
5-2. 故障因子	5-1
5-3. 信頼性試験	5-2
5-4. 品質保証体系図	5-3
6 章. トラブル時の対応	
6-1. IGBTモジュールの故障モード（電氣的故障モード）	6-1
6-2. デバイスチェック方法	6-8
7 章. 事故時の注意事項	
7-1. 警告事項	7-1
7-2. 注意事項	7-1

目 次

図番号	名 称	ページ番号
図1.1	IGBTモジュールの基本構造	1-2
図1.2	IGBTチップ断面構造模式図	1-2
図1.3	IGBT記号と等価回路	1-3
図1.4	IGBTの動作原理	1-3
図1.5	サイドゲートIGBTチップ断面構造模式図	1-4
図1.6	$V_{CE(sat)}$ とターンオフ損失 E_{off} のトレードオフ	1-4
図2.1	コレクタ電流－コレクタ・エミッタ間電圧特性	2-6
	(V_{CE} - I_C 特性) : 代表例	
図2.2	ゲート電荷特性(V_{GE} - Q_g):代表例	2-7
図2.3	IGBTの寄生容量	2-7
図2.4	寄生容量のコレクタ・エミッタ間電圧依存性: 代表例	2-7
図2.5	ダイオード順方向電圧特性: 代表例	2-8
図2.6	スイッチング特性評価回路(チョッパ回路)	2-9
図2.7	スイッチング特性の定義	2-9
図2.8	スイッチング時間の I_C 依存性: 代表例	2-10
図2.9	スイッチング時間の R_g 依存性: 代表例	2-10
図2.10	スイッチング損失の I_C 依存性: 代表例	2-11
図2.11	スイッチング損失の R_g 依存性: 代表例	2-11
図2.12	逆バイアス安全動作領域(RBSOA)	2-11
図2.13	逆回復安全動作領域(RRSOA)	2-12
図2.14	過渡熱抵抗	2-12
図3.1	スナバ回路の種類と特徴	3-2
図3.2	下アームIGBTターンオフモード	3-3
図3.3	左図過渡状態の等価回路	3-3
図3.4	スナバ回路使用時のIGBT電流 I_C 、電圧 V_{CE} 波形	3-3
図3.5	スナバ回路各部波形	3-4
図3.6	リカバリ時の V_{CE}/dt により発生する誤点弧の原理	3-7
図3.7	誤点弧防止方法	3-7
図3.8	ゲート電荷特性(V_{GE} - Q_g): 代表例	3-7
図3.9	主回路構成例(上下アーム1相構成)	3-8
図3.10	制御信号、ドライバ電圧、およびIGBTコレクタ電圧の関係 ..	3-9
図3.11	検証回路構成(ハーフブリッジ回路)	3-10
図3.12	制御信号と上下アームゲート波形	3-10

図3.13	上下アーム短絡有無での波形観測例	3-10
図3.14	ドライバが未接続でコレクタ電圧を印加した場合	3-11
図3.15	ターンオフ時波形例	3-12
図3.16	ダイナミックアバランシェが発生する領域例	3-12
図3.17	nHPD2パッケージを2個並列接続した3相インバータの実装例	3-14
図3.18	並列接続されたモジュールとドライバ回路の接続例	3-14
図3.19	並列接続時の主配線インダクタンス	3-15
図3.20	アンバランス電流の均等化	3-15
図3.21	並列接続時の動作(スナバレス)	3-16
図3.22	並列接続時の動作(スナバ付)	3-16
図3.23	IGBTとダイオードのモードスイッチング波形と発生損失	3-17
図3.24	2レベルインバータの動作モード波形	3-18
図3.25	IGBTおよびダイオード出力特性の直線近似	3-18
図3.26	温度測定位置	3-19
図3.27	熱等価回路	3-20
図3.28	温度リップル	3-21
図3.29	過渡熱抵抗	3-21
図3.30	インバータ動作の温度リップル	3-21
図3.31	実働パワーサイクル寿命の求め方	3-23
図3.32	実働パワーサイクル寿命推定：レインフローアルゴリズム	3-23
図3.33	NTCサーミスタの抵抗値と温度の関係：代表例	3-24
図3.34	IGBT、ダイオードの損失比率と T_{vj} の関係(シミュレーション)	3-25
図3.35	IGBT-ダイオード間の熱干渉を表現する熱等価回路モデルの例	3-25
図3.36	IGBT短絡試験モード波形	3-26
図3.37	出力短絡と地絡の電流経路	3-27
図3.38	出力短絡模擬試験回路および波形	3-28
図3.39	IGBTターンオフおよびダイオードリカバリ時サージ電圧のコレクタ電流依存性：代表例	3-29
図4.1	グリース塗布作業の流れ	4-2
図4.2	ステンシルのパターン例	4-2
図4.3	IGBTモジュール締付け順序	4-2
図4.4	不適切な放熱板への取付け例	4-3
図4.5	モジュール側ねじ穴の断面図	4-4
図4.6	パワーモジュール、バスバー、キャパシタ取付けの例	4-4
図4.7	端子へのバスバー取付け方法の例	4-5
図4.8	主端子からの放熱量と主端子両端温度差の関係	4-6
図4.9	PCB取付けねじ締付け順序	4-6

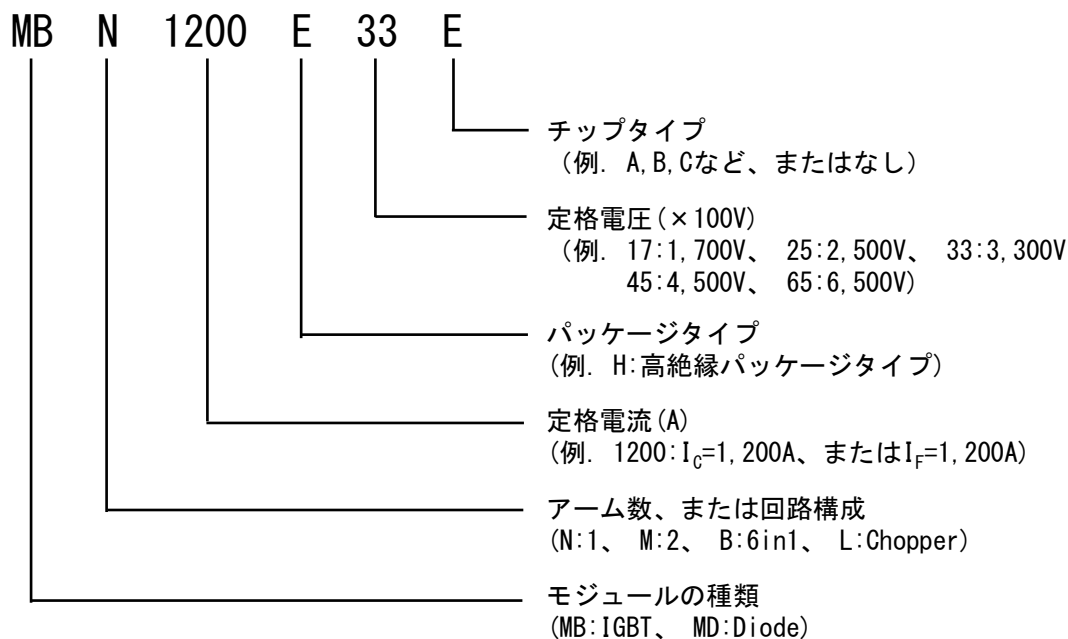
図5.1	半導体デバイスの故障率（バスタブカーブ）	5-1
図5.2	品質保証体系図	5-3
図6.1	IGBTモジュールの故障モード	6-1
図6.2	故障モードA：過電流	6-1
図6.3	故障モードB：過電圧	6-2
図6.4	故障モードC：ゲート過電圧	6-2
図6.5	故障モードD：ジャンクション温度上昇過大	6-3
図6.6	故障モードE：FWDの破壊	6-5
図6.7	故障モードF：信頼性、および製品取り扱いに関する破壊	6-6

表 目 次

表番号	名 称	ページ番号
表2.1	スペック例 (MBM450FS33F)	2-1
表2.2	最大定格	2-3
表2.3	静特性	2-4
表2.4	動特性	2-5
表2.5	熱的特性	2-5
表2.6	サーミスタ特性	2-5
表4.1	IGBTモジュール取付け部の推奨トルク値	4-1
表4.2	推奨の取付け穴径と面取り値 (mm)	4-3
表4.3	スクリュー端子部取付け時のトルク	4-3
表4.4	ねじ穴各部の寸法 (図4.5、a、b、c)	4-4
表4.5	PCB取付けねじ端子部の推奨締付トルク	4-6
表5.1	故障の原因	5-1
表5.2	MBM450FS33F信頼性試験の種類と内容	5-2
表5.3	MBM450FS33F信頼性試験の素子劣化判定基準	5-3
表6.1	素子特性の確認方法 (参考)	6-8

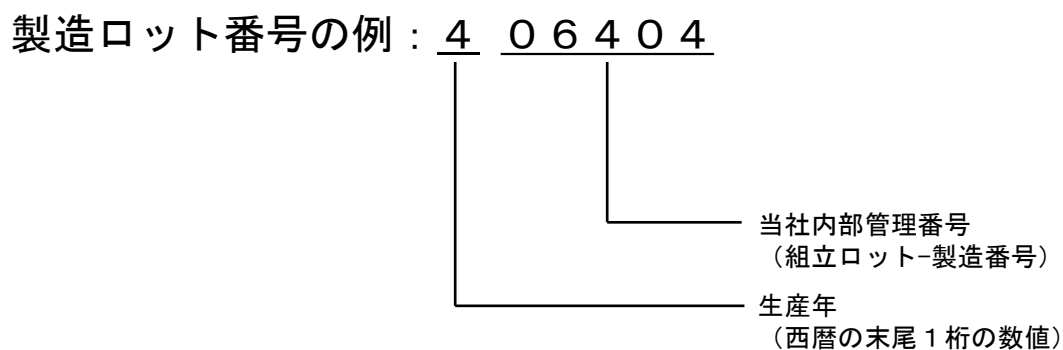
1 章. IGBTモジュール

1-1. 形式名の付け方



1-2. 製造ロット番号の見方

製品に表示される銘板には、上記形式以外に以下のような製造番号が表示されます。



1-3. モジュールの基本構造

図1.1に、一相モジュールの基本構造を示します。

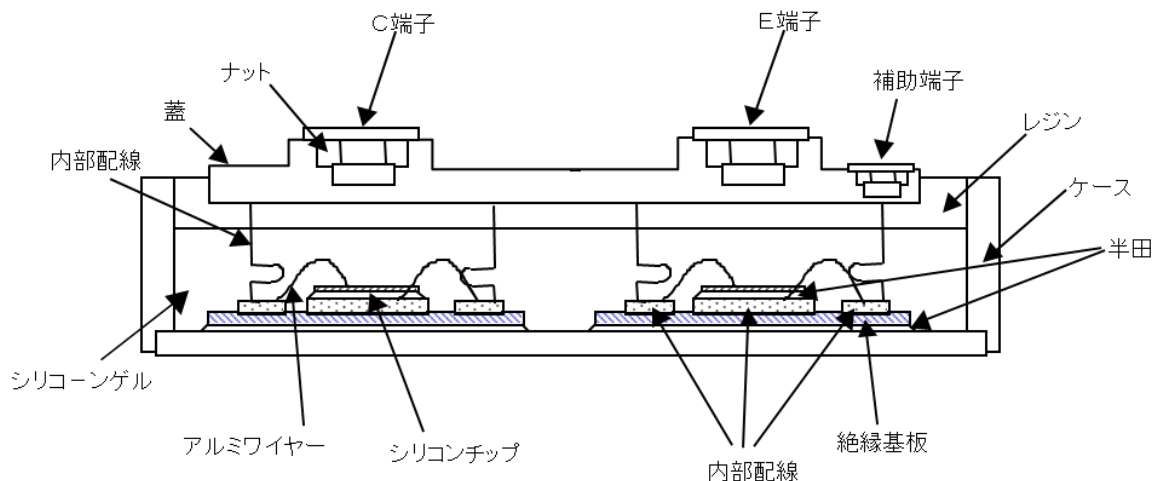


図1.1 IGBTモジュールの基本構造

1-4. IGBT素子の構造

IGBTのチップ構造の例を図1.2に示します。IGBTは、パワーMOSFET(nチャンネル)の構造とよく似ています。IGBT及びパワーMOSFETとも表面側にNch-MOSFET部を有します。Nch-MOSFETの構造にはプレーナゲート及びトレンチゲートの2種類があります。

パワーMOSFETは縦方向にN-/N+構造を有しています。これに対して、IGBTはN-P+構造を有し、pnpトランジスタが形成されています。

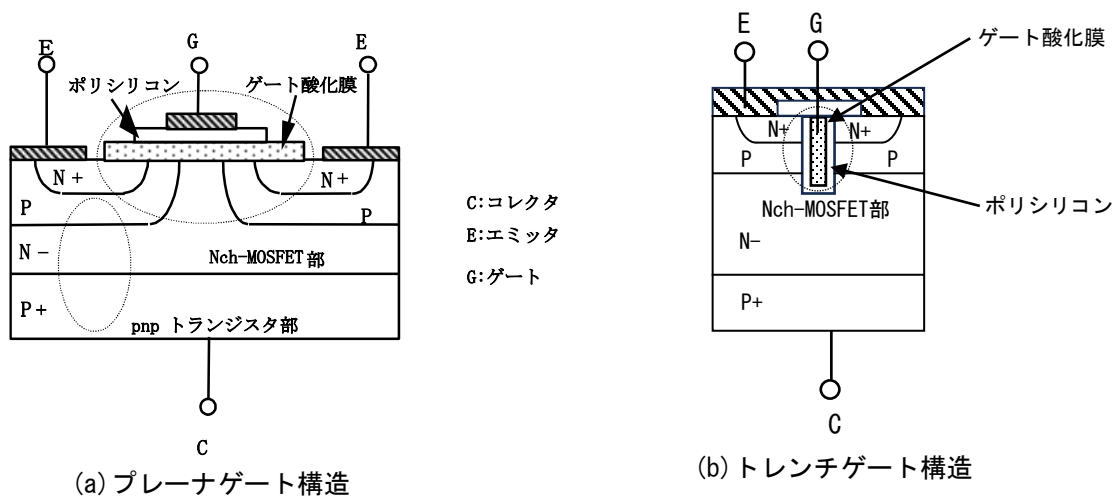


図1.2 IGBTチップ断面構造模式図

1-5. IGBT素子の等価回路と動作原理

1-5-1. IGBT素子の等価回路

IGBTの等価回路記号を図1.3に示します。記号、等価回路は同図のように表されます。等価回路において、npnトランジスタのベース・エミッタ間抵抗は非常に小さく設計され、pnpトランジスタとの連動で起こるラッチアップ現象を防いでいます。

IGBTモジュールの場合、ダイオードが並列に接続されるのが一般的であり、この場合はダイオード記号がIGBTに並列に接続されます。

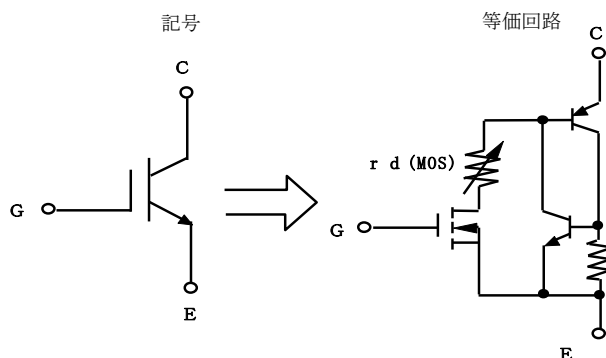


図1.3 IGBT記号と等価回路

1-5-2. IGBTの動作原理

IGBTの動作原理を図1.4に示します。ゲート・エミッタ間への電圧印加によってMOSFET部がオンとなり、MOSFET部のドレイン電流がpnpトランジスタのベース電流となって流れます。このベース電流によって、pnpトランジスタ部がオンし、IGBTがオン状態になります。

ゲート・エミッタ間電圧がしきい値電圧以下（ゼロ、または負バイアス）になると、MOSFET部のドレイン電流がなくなり、pnpトランジスタ部のベース電流もゼロとなって、IGBTはオフとなります。

IGBTはこのように、MOSFETとpnpトランジスタの複合素子ですが、一つのチップに構成することによって、導通時に伝導度変調と呼ばれる現象が発生し、電流導通時の抵抗を大きく減少させることができます。

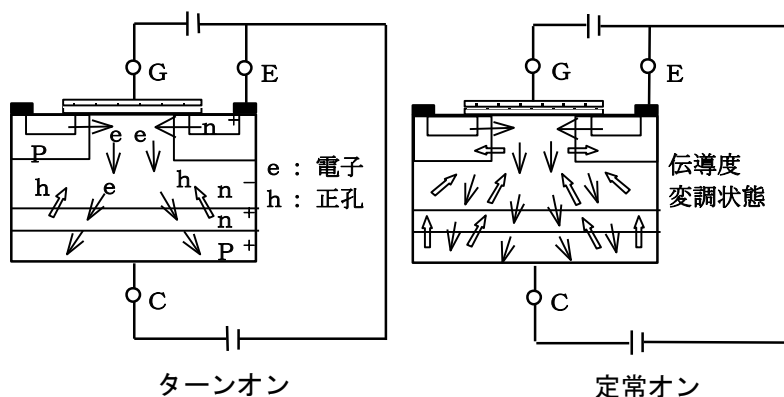


図1.4 IGBTの動作原理

1-5-3. IGBTチップ技術

図1.5に従来のトレンチゲート構造と、損失低減のため開発したサイドゲート構造IGBTの断面模式図を示します。

サイドゲート構造では、従来のIGBTよりも幅が広いトレンチを形成します。

これにより帰還容量「Cres」を小さくすることで高速スイッチングが可能となり、損失を低減することが出来ます。

図1.6に3.3kV定格のIGBTにおけるオン電圧 $V_{CE(sat)}$ と、ターンオフ損失E_{off}のトレードオフ改善の結果を示します。

同E_{off}と比較し、 $V_{CE(sat)}$ 25%の低減を実現しました。

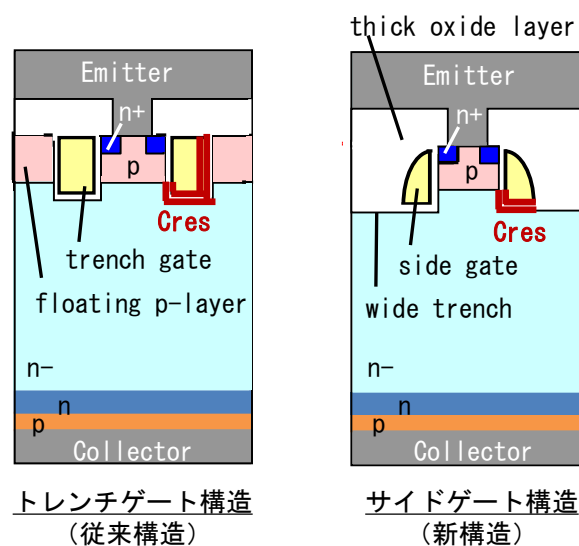


図1.5 サイドゲートIGBTチップ断面構造模式図

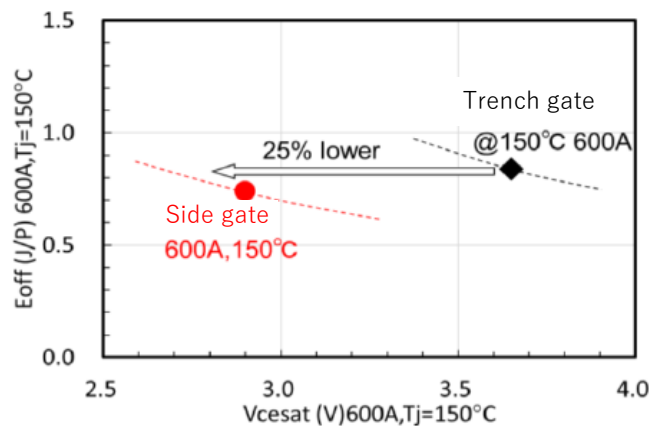


図1.6 $V_{CE(sat)}$ とターンオフ損失E_{off}のトレードオフ

2 章. スペックの記載事項



注 意

- 半導体デバイスを用いる電子回路の設計にあたっては、使用中いかなる外部条件の変動においても、そのデバイスに指定された『絶対最大定格』を超えないようにしてください。
また、パルスの用途の場合は、さらに、『安全動作領域 (RBSOA・RRSOA)』の定格を超えないようにしてください。

2-1. スペックの記載項目

表2.1にスペック例を示します。

(a) 絶対最大定格 (表2.1の①)

素子破壊につながる直接的な条件（電氣的、機械的、熱的な使用条件）を記載し、条件既定のうえ、安全範囲を最小値または最大値で表します。

(b) 電氣的特性 (表2.1の②)

素子の機能を代表する電氣的な特性項目を一条件下で規定し、最小値、標準値、最大値として表現します。大きく分けて、静特性（直流特性）、動特性（スイッチング特性）、熱的特性の3つがあります。

(c) その他、注意事項 (表2.1の③および④)

表2.1 スペック例 (MBM450FS33F)

IGBT MODULE

Spec.No.IGBT-SP-14035 R7 P1

MBM450FS33F

Silicon N-channel IGBT 3300V F version

素子型式

スペック管理番号

FEATURES

- * High current density package
- * Low stray inductance & low Rth(j-c)
- * Half-bridge (2in1)
- * Built in temperature sensor
- * Scalable large current easily handled by paralleling
- * Equipped with current sensing terminals

Circuit diagram

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tc=25°C)

Item	Symbol	Unit	MBM450FS33F
Collector Emitter Voltage	V _{CES}	V	3,300
Gate Emitter Voltage	V _{GES}	V	±20
Collector Current	DC	A	450
	1ms		900
Forward Current	DC	A	450
	1ms		900
Junction Temperature	T _{vj,op}	°C	-50 ~ +150
Storage Temperature	T _{stg}	°C	-55 ~ +150
Isolation Voltage	V _{ISO}	V _{RMS}	6,000(AC 1 minute)
Screw Torque	Terminals (M3/M8)	N·m	0.8/15
	Mounting (M6)		6.0 (1)

Notes: (1) Recommended Value 5.5±0.5N·m

表2.1 スペック例 (MBM450FS33F) (続き)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions
Collector Emitter Cut-Off Current	I_{CES}	mA	-	-	0.30	$V_{CE}=3,300V, V_{GE}=0V, T_{vj}=25^{\circ}C$
Gate Emitter Leakage Current	I_{GES}	nA	-500	-	+500	$V_{CE}=3,300V, V_{GE}=0V, T_{vj}=150^{\circ}C$
Collector Emitter Saturation Voltage	V_{CEsat}	V	-	2.25	-	$V_{GE}=\pm 20V, V_{CE}=0V, T_{vj}=25^{\circ}C$
Gate Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	V	5.5	6.5	7.5	$I_C=450A, V_{GE}=15V, T_{vj}=25^{\circ}C$
Input Capacitance	C_{ies}	nF	-	24	-	$V_{CE}=10V, V_{GE}=0V, f=100kHz, T_{vj}=25^{\circ}C$
Internal Gate Resistance	$R_{G(int)}$	Ω	-	6.2	-	$V_{CE}=10V, V_{GE}=0V, f=100kHz, T_{vj}=25^{\circ}C$
Turn On Delay Time	$t_{d(on)}$	μs	-	0.48	-	$V_{CC}=1800V, I_C=450A$
Rise Time	t_r		-	0.12	-	$L_s=40nH$
Turn Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	1.10	-	$R_{G(on/off)}=6.8\Omega/12\Omega$ (2)
Fall Time	t_f		-	1.30	-	$V_{GE}=\pm 15V, T_{vj}=150^{\circ}C$
Forward Voltage Drop	V_F	V	-	2.25	-	$I_F=450A, V_{GE}=0V, T_{vj}=25^{\circ}C$
			2.10	2.45	2.80	$I_F=450A, V_{GE}=0V, T_{vj}=150^{\circ}C$
Reverse Recovery Time	t_{rr}	μs	-	1.10	-	$V_{CC}=1800V, I_F=450A, L_s=40nH$ $T_{vj}=150^{\circ}C$
Turn-on Loss per Pulse	E_{on}	J/P	-	0.73	-	$V_{CC}=1800V, I_C=450A, L_s=40nH$
Turn-off Loss per Pulse	E_{off}	J/P	-	0.63	-	$R_{G(on/off)}=6.8\Omega/12\Omega$ (2)
Reverse Recovery Loss per Pulse	E_{rr}	J/P	-	0.68	-	$V_{GE}=\pm 15V, T_{vj}=150^{\circ}C$
Short Circuit Pulse Width	t_{sc}	μs	10	-	-	$V_{CC}=2200V, L_s=40nH$ $R_{G(on/off)}=6.8/68\Omega, V_{GE}=\pm 15V, T_{vj}=150^{\circ}C$
Stray Inductance Module	L_{SCE}	nH	-	9	-	Between C1(main) and E2(main)
NTC-Thermistor	Resistance	R_{25}	k Ω	-	5	$T_c=25^{\circ}C$
	Deviation	$\Delta R/R$	%	-5	5	$T_c=25^{\circ}C$
	B-constant	$B_{(25/50)}$	K	-	3375	Between $25^{\circ}C$ and $50^{\circ}C$
Thermal Impedance	IGBT	$R_{th(j-c)}$	K/W	-	-	0.035
	FWD	$R_{th(j-c)}$	K/W	-	-	0.055
Contact Thermal Impedance	$R_{th(c-f)}$	K/W	-	0.02	-	Case to fin (per 1 arm)

Notes: (2) R_G value is a test condition value for evaluation, not recommended value.

Please determine the suitable R_G value by measuring switching behavior and checking results with the respective SOA.

* Please contact our representatives at order. * For improvement, specifications are subject to change without notice.

* For actual application, please confirm this spec sheet is the newest revision.

* ELECTRICAL CHARACTERISTIC items shown in above table are according to IEC 60747-2 and IEC 60747-9.

2-2. 用語説明

以下に仕様書などに使用している用語について説明します。

表2.2 最大定格

用語		記号	定義
コレクタ・エミッタ間電圧		V_{CES}	ゲート（以下G）とエミッタ間（以下E）を短絡した状態で、コレクタ（以下C）・エミッタ間に印加できる最大電圧
ゲート・エミッタ間電圧		V_{GES}	C-Eを短絡した状態で、G-E間に印加できる最大電圧
コレクタ電流		I_C	コレクタに連続的に流し得る直流電流の最大値
		I_{CRM}	定義したパルス幅でコレクタに流し得るパルス電流の最大値
ダイオード電流		I_F	モジュール内部のダイオード（FWD: Fly Wheel Diode）の順方向に連続的に流し得る直流電流の最大値
		I_{FRM}	規定されたパルス幅のもとで、ダイオードに流し得るパルス電流の最大値
電流二乗時間積		I^2t	ダイオードが許容する過電流のジュール積分値 商用正弦半波 (50、60Hz)、1サイクルで規定する
接合温度		T_{Vjmax}	素子に異常を引き起こさず動作できる最大チップ温度
連続動作時接合温度		T_{vjop}	素子を連続的に動作させることが可能な接合部の温度
保存温度		T_{stg}	IGBTモジュールに電氣的負荷を加えない状態で、保存または輸送できる温度範囲
絶縁耐圧		V_{ISO}	IGBTモジュールの電極全てを短絡した状態で、電極とヒートシンク取付面間で許容する正弦波電圧実効値の最大値
締付けトルク	Terminals	－	端子部に配線材などを所定のねじ、ボルトなどで取り付けるとき、許容されるトルクの最大値
	Mounting	－	所定のねじ、ボルトなどで素子と外部端子を取り付けるとき、許容されるトルクの最大値
	PCB Mounting	－	素子にPCBをねじなどで取り付けるとき、許容されるトルクの最大値

2-3. 電気的特性

表2.3 静特性

用語	記号	定義
コレクタ・エミッタ間遮断電流	I_{CES}	G-E間を短絡した状態で、C-E間に指定電圧を印加したときに流れるコレクタ漏れ電流
ゲート・エミッタ間漏れ電流	I_{GES}	C-Eを短絡した状態で、G-E間に指定電圧を印加したときのG-E間の漏れ電流
ゲート・エミッタ間しきい値電圧	$V_{GE(th)}$	C-E間に指定の電圧を印加した状態で、ゲート・エミッタ間に電圧を印加して、所定のコレクタ電流が流れるG-E間電圧（しきい値領域）
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	指定のG-E間電圧において、コレクタ電流 I_C を流した時の、C-E間電圧
入力容量	C_{ies}	C-E間を交流的に短絡した状態で、G-E間及びC-E間に指定電圧を印加したときのG-E間、およびC-G間容量
出力容量	C_{oes}	G-E間を交流的に短絡した状態で、G-E間及びC-E間に指定電圧を印加したときのC-E間容量
帰還容量	C_{res}	G-E間、C-E間を交流的に短絡した状態でG-E間及びC-E間に指定の電圧を印加した時のC-G間容量
順方向降下電圧 （ダイオード）	V_F	指定された条件のもとで、ダイオードに順方向電流(I_F)を流した時のエミッタ（アノード）、コレクタ（カソード）間降下電圧
内蔵ゲート抵抗	r_g	IGBTモジュールに内蔵するゲート直列抵抗
ゲート電荷量	Q_g	ゲートチャージ電荷量
寄生インダクタンス	L_{SCE}	IGBTモジュールの寄生インダクタンス

表2.4 動特性

用語	記号	定義
ターンオン遅延時間	$t_{d(on)}$	指定された条件のもとで、ゲート電圧が順バイアス最大値の10%に達したときから、素子がオン状態に遷移して、コレクタ電流が設定値の10%に達するまでの時間
上昇時間	t_r	コレクタ電流が、設定値の10%から90%に達するまでの時間
ターンオフ遅延時間	$t_{d(off)}$	指定された条件のもとで、ゲート電圧が順バイアス最大値の90%に下降したときから、素子がオフ状態に遷移して、コレクタ電流が設定値の90%に下降するまでの時間
下降時間	t_f	コレクタ電流が設定値の90%から10%に下降するまでの時間
逆回復時間	t_{rr}	指定された条件のもとで、ダイオードの逆回復電流が消滅するのに要する時間
ターンオン損失	E_{on}	指定された条件のもとで、IGBTがターンオンする際に発生する損失
ターンオフ損失	E_{off}	指定された条件のもとで、IGBTがターンオフする際に発生する損失
短絡電流	I_{SC}	指定された条件のもとで、短絡時にIGBTに流れる最大電流
逆回復損失	E_{rr}	指定された条件のもとで、ダイオードが逆回復する際に発生する損失)

表2.5 熱的特性

用語	記号	定義
熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	IGBTあるいはFWDのチップ（接合部:Junction）－ケース（Case）間熱抵抗
	$R_{th(c-f)}$	IGBTモジュールをヒートシンクにサーマルグリスを用いて推奨トルク値で取付けた状態でのケース（Case）－ヒートシンク（Fin）間熱抵抗
	$R_{th(f-a)}$	ヒートシンク（Fin）－周囲（Ambient）間熱抵抗

表2.6 サーマスタ特性

用語	記号	定義
サーミスタ抵抗	R	指定された温度条件でのサーミスタ端子間の抵抗値
サーミスタ漏れ電流	－	サーミスタ端子以外を短絡した状態で、規定の電圧を加えたときサーミスタ端子との間に流れる電流

2-4. IGBTモジュールの特性

3.3kV/450A 2in1 IGBTモジュール、MBM450FS33Fを例にして、代表的な特性の項目、内容と使用目的を下記に示します。

2-4-1. 静特性

(1) コレクタ電流－コレクタ・エミッタ間電圧特性 (V_{CE} - I_C 特性)

V_{CE} - I_C 特性はゲート・エミッタ間電圧をパラメータとして、コレクタ・エミッタ間電圧とコレクタ電流との関係を表し、IGBTの導通に伴う発生損失を求める目的で使用します。図2.1(a)は $T_{vj}=25^{\circ}\text{C}$ 、(b)は $T_{vj}=150^{\circ}\text{C}$ の V_{CE} - I_C 特性を示します。IGBTは小電流では温度が上昇するとコレクタ電圧 V_{CE} は低下します。逆に、大電流では温度が上昇すると V_{CE} は増加します。これらの特性を考慮して熱設計を行ってください。

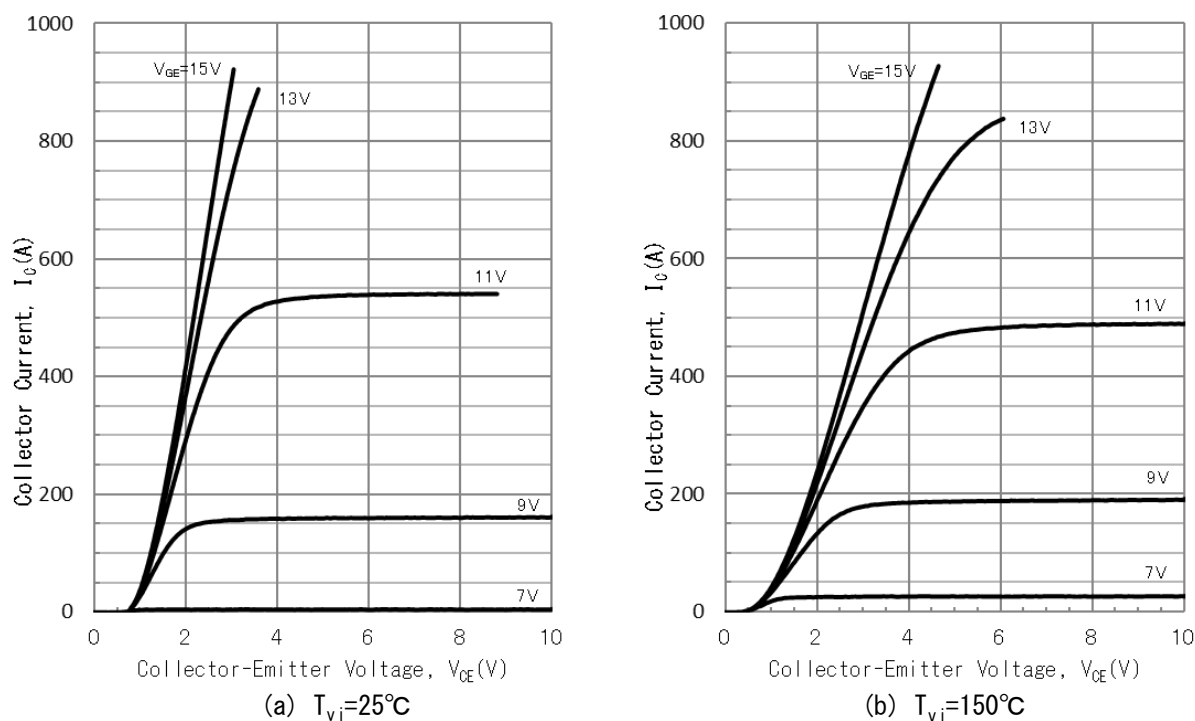


図2.1 コレクタ電流－コレクタ・エミッタ間電圧特性 (V_{CE} - I_C 特性) : 代表例

(2) 容量特性

図2.2はゲート電荷特性(V_{GE} - Q_g)特性を示します。 V_{GE} - Q_g 特性は、IGBTを駆動するのに必要な電荷量を示し、ドライバ回路の出力に関する電源容量を求めるために使用します。本グラフを使って、ドライバ回路の損失を計算する方法は3章で説明します。また、IGBTの寄生容量(図2.3)である入力容量 C_{ies} 、出力容量 C_{oes} 、帰還容量 C_{res} のコレクタ・エミッタ間電圧依存性を図2.4に示します。これらの特性はデッドタイム等駆動回路設計の際に使用ください。

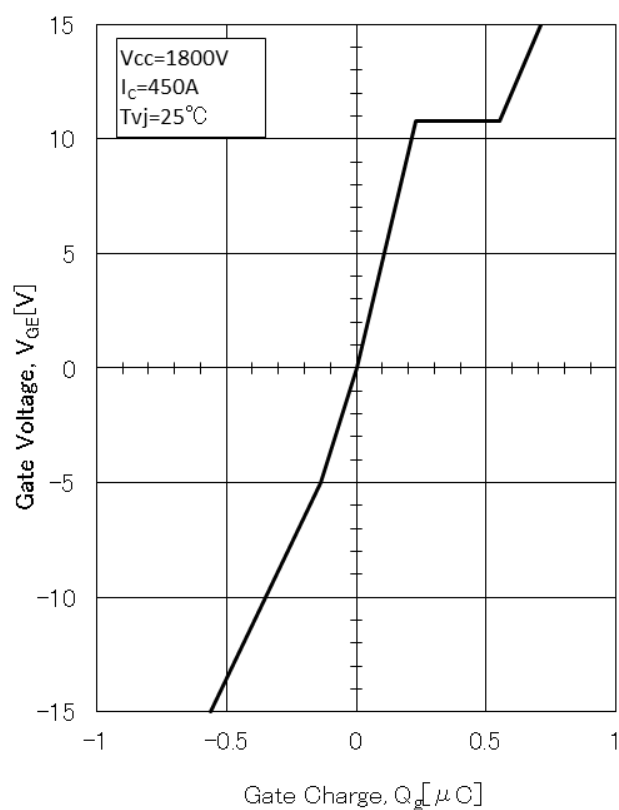


図2.2 ゲート電荷特性 ($V_{GE}-Q_g$) : 代表例

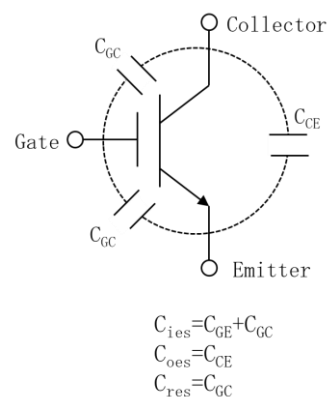


図2.3 IGBTの寄生容量

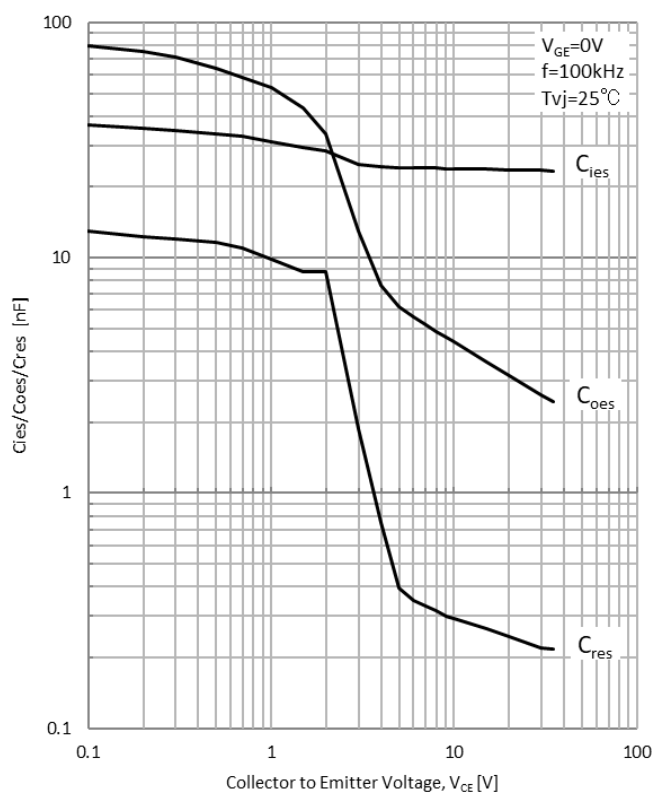


図2.4 寄生容量のコレクタ・エミッタ間電圧依存性 : 代表例

(3) ダイオード順方向電圧特性 (V_F - I_F 特性)

V_F - I_F 特性はIGBTに並列に接続しているダイオード(FWD)の順方向電圧(V_F)と順方向電流(I_F)との関係を表し、FWDの導通に伴う発生損失を求める目的で使用します。

図2.5は $T_{vj}=25^{\circ}\text{C}$ 、 150°C の V_F - I_F 特性を示します。IGBTと同様に小電流では温度が上昇すると V_F は低下します。逆に、大電流では温度が上昇すると V_F は増加します。このため、IGBTと同様にこれらの特性を考慮して熱設計を行ってください。

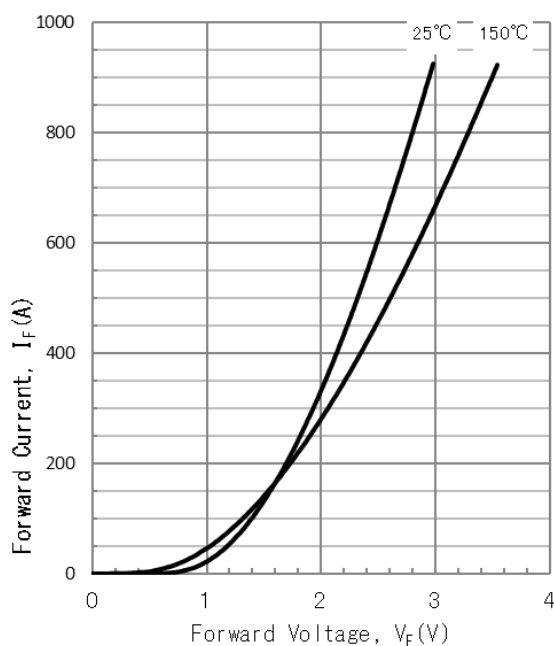


図2.5 ダイオード順方向電圧特性：代表例

(4) コレクタ・エミッタ間最大電圧温度依存性

低温側ではコレクタ・エミッタ間の耐圧は低下します。このため、スイッチング試験時のサージ電圧は使用する最低温度で確認ください。なお、最低接合温度まで、素子耐圧をコレクタ・エミッタ間最大電圧上回るように設計していますので、スペックシートでは最低から最高接合温度まで一定のコレクタ・エミッタ間最大電圧温度としています。ただし、一部製品では、低温側でコレクタ・エミッタ間最大電圧温度が低下する特性としていますので、各製品のスペックシートを確認ください。

2-4-2. 動特性

IGBTのターンオン、ターンオフ時のスイッチング特性は、電流 I_C 、素子温度 T_{vj} 、ゲート電圧 V_{GE} 、ゲート抵抗 R_g 等種々のパラメータで変化します。また、配線、レイアウトの影響を受けます。このため、実機でスイッチング特性を取得することを強く推奨します。

スイッチング特性は、スイッチング時間とスイッチング損失の2つに大きく分けられます。これらのスイッチング特性は、図2.6で示したハーフブリッジ回路で測定できます。表2.4 動特性項目に記載した、 $t_{d(on)}$ 、 t_r 、 $t_{d(off)}$ 、 t_f 、 E_{on} 、 E_{off} 、 E_{rr} の定義を図2.7に示します。

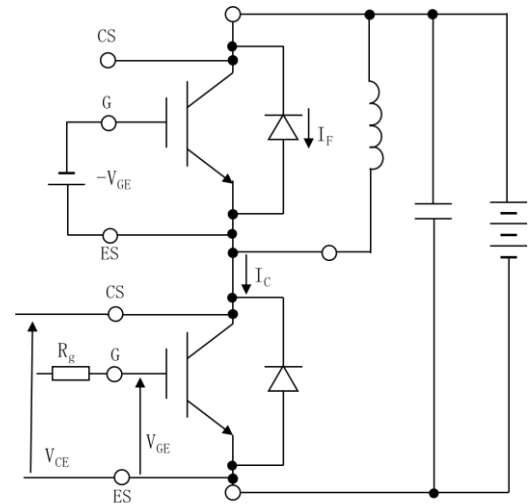


図2.6 スイッチング特性評価回路
(ハーフブリッジ回路)

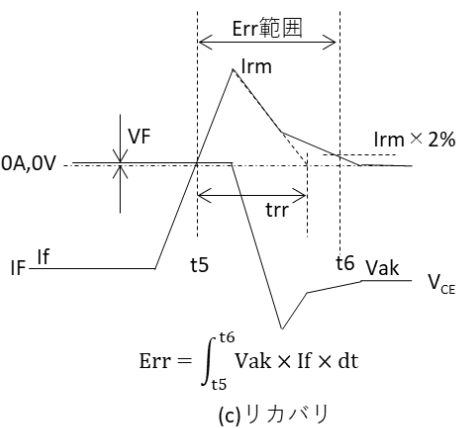
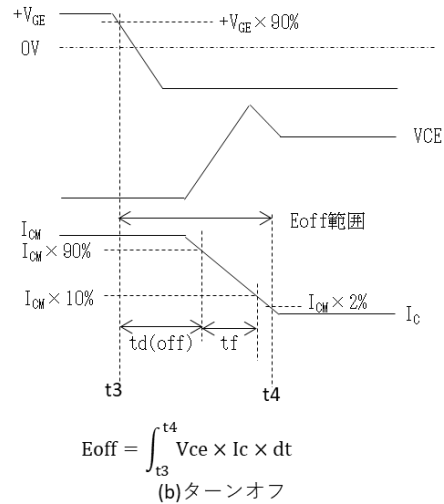
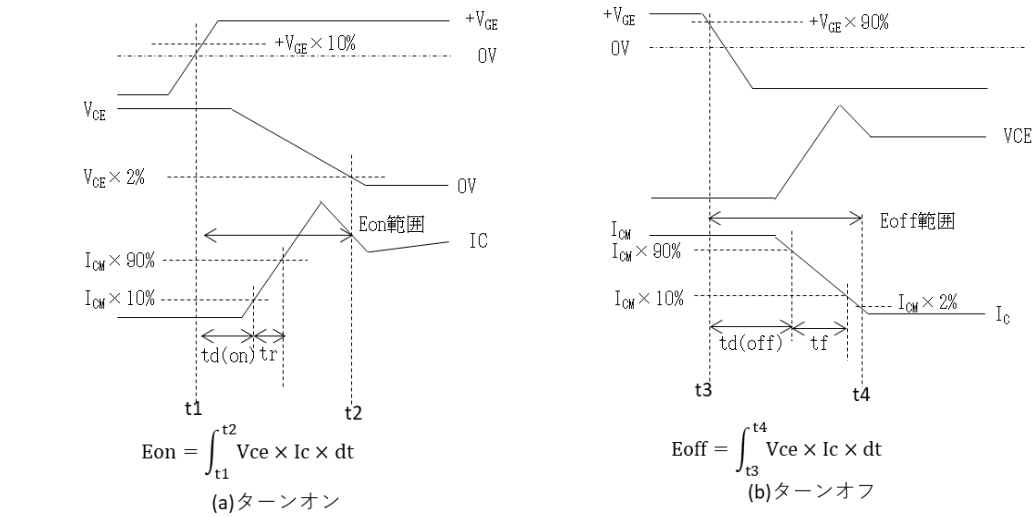


図2.7 スイッチング特性の定義

スイッチング時間のコレクタ I_C 電流依存性を図2.8、ゲート抵抗 R_g 依存性を図2.9に示します。このようにスイッチング時間は I_C 、 R_g によって変わりますので、装置設計の際には充分に考慮ください。

例えば、スイッチング時間が長くなる条件で使用するとデッドタイム不足により上下アーム短絡が発生し、損失の増加することで素子の破壊につながる可能性があります。また、スイッチング時間が短い場合、特に t_r 、 t_f が短い場合、過渡的な電流変化率 di/dt が大きくなり、回路の寄生インダクタンス L_s によるサージ電圧 $L_s \times di/dt$ が直流電圧に重畳します。この電圧により、RBSOAを超えて素子が破壊する可能性もあります。（RBSOAの説明は後述2-4-3項参照）

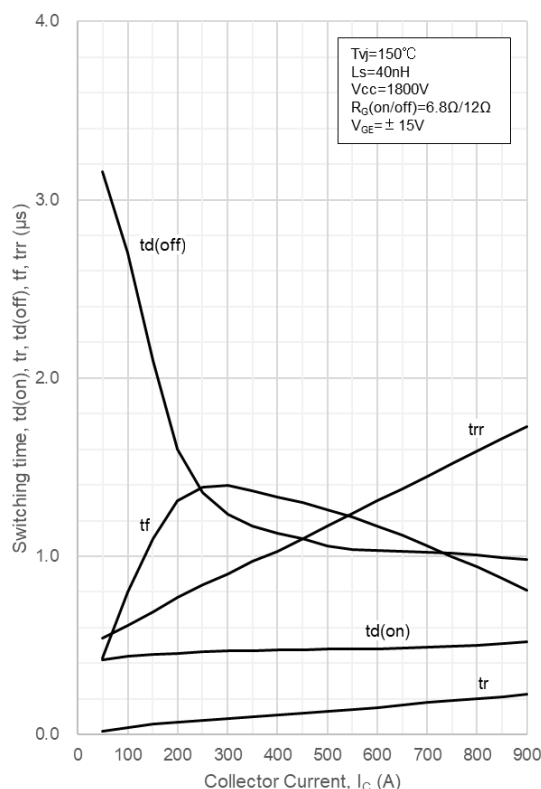


図2.8 スwitchング時間の I_C 依存性：代表例

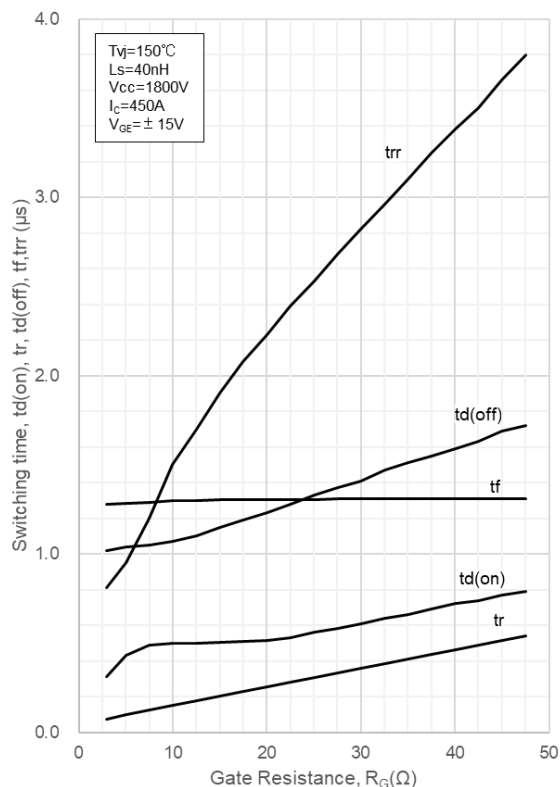


図2.9 スwitchング時間の R_g 依存性：代表例

ターンオン損失 E_{on} 、ターンオフ損失 E_{off} はIGBTのスイッチング時、リカバリ損失はダイオードが逆回復（リカバリ）するときに発生します。IGBT、ダイオードとも温度が高いほど損失は増加します。図2.10にスイッチング損失のコレクタ電流 I_C 依存性を示します。スイッチング損失は I_C が大きくなるほど増加します。図2.11にスイッチング損失のゲート抵抗 R_g 依存性を示します。 R_g が小さいほどIGBTのスイッチング損失、特にターンオン損失は下がります。ただし、スイッチング時間 t_r 、 t_f が短くなるため過渡的な電流変化率 di/dt が大きくなり、回路の寄生インダクタンス L_s によるサージ電圧 $L_s \times di/dt$ が大きくなります。

回路の寄生インダクタンスはパワーモジュールの寄生インダクタンスの他に、平滑コンデンサ、平滑コンデンサとパワーモジュール間の配線（バスバー）のインダクタンスの和です。このため、 R_g を決める際には、装置で使用する平滑コンデンサ、バスバー及びゲート回路を使い、スイッチング特性を評価する必要があります。

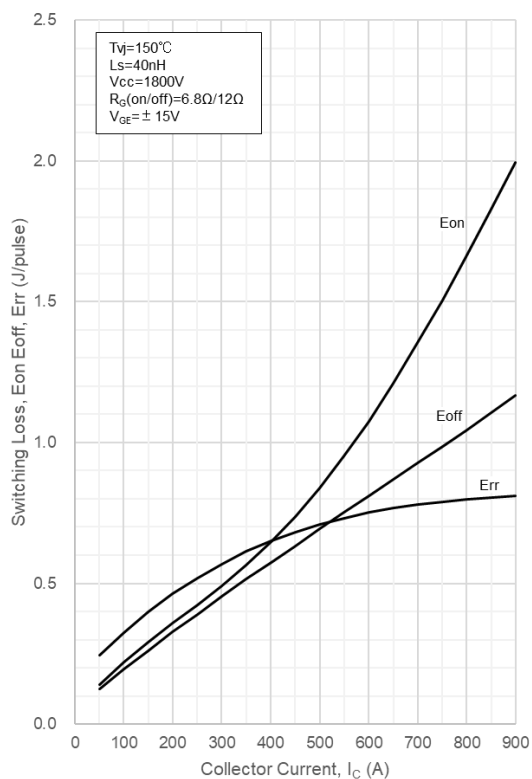


図2.10 スイッチング損失の I_C 依存性：代表例

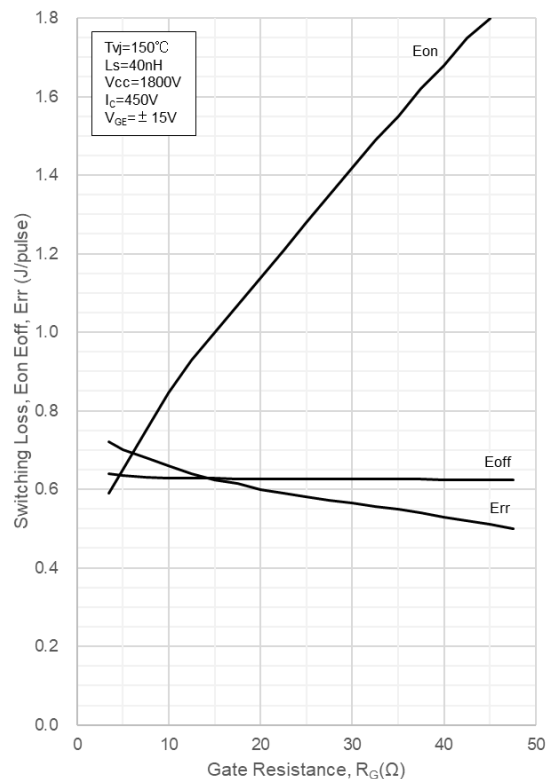


図2.11 スイッチング損失の R_g 依存性：代表例

2-4-3. 逆バイアス安全動作領域 (RBSOA)

IGBTを安全にターンオフできるコレクタ電圧(V_{CE})ーコレクタ電流(I_C)動作範囲を逆バイアス安全動作領域(RBSOA: Reverse Bias Safe Operating Area)といいます。図2.12にMBM450FS33Fの例を示します。

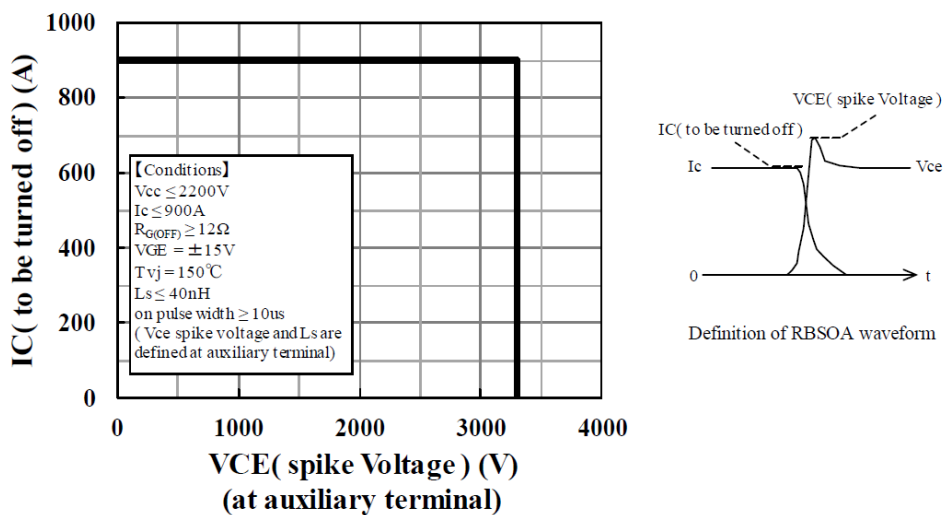


図2.12 逆バイアス安全動作領域 (RBSOA)：代表例

2-4-4. 逆回復安全動作領域 (RRSOA)

IGBTのRBSOAと同様に、ダイオードについてもSOAが存在します。ダイオードのSOAはリカバリSOA (RRSOA) と呼ばれ、逆回復 (リカバリ) 中に流れる電流と印加される電圧の積である最大パワーが許容できるエリアとして示されます。図2.13に例を示します。

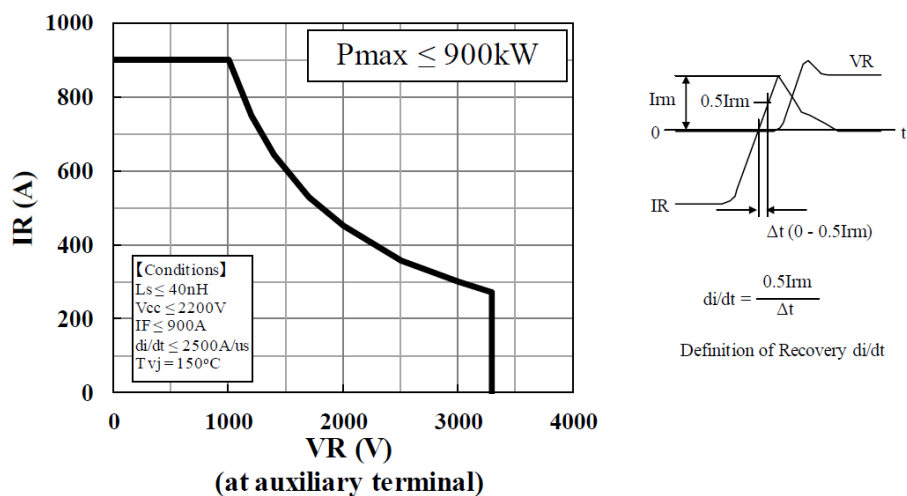


図2.13 逆回復安全動作領域 (RRSOA) : 代表例

2-4-5. 過渡熱抵抗

IGBT及びダイオードの温度上昇の計算に用いる過渡熱抵抗特性を図2.14に示します。

過渡熱抵抗を使って、
 温度差 $\Delta T(\text{K}) = \text{熱抵抗 (K/W)} \times \text{損失 (W)}$
 で定義します。
 詳細は3章で説明します。

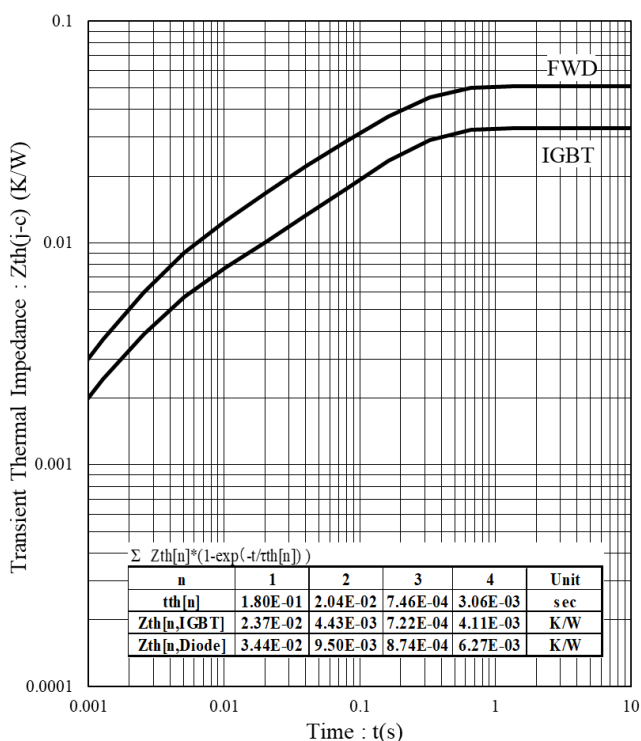


図2.14 過渡熱抵抗 : 代表例

3章. 使用上の注意

3-1. ディレーティング

素子の信頼性を確保するために、以下のようにディレーティングして使用してください。

なお、ここでは三相インバータを例にして示しますが、定格値に対するディレーティングの考え方は、ほかの応用においても共通して考えることができます。

(1) 電圧：定常時は、素子定格 V_{CES} の80%以下（ピーク電圧）

素子定格 V_{CES} の50～60%以下（直流電圧）

最大時(非定常時)で、素子定格 V_{CES} の90%以下（ピーク電圧）

インバータ応用における素子の電圧定格と電源電圧（入力ACライン電圧）の関係は、次式で考えることができます。

$$V_{CES} = V_{in} \times \sqrt{2} + V_s + V_{reg} + \alpha \quad \text{--- (1)}$$

V_{CES} ；素子定格電圧

V_{in} ；入力電圧（交流電圧）

V_s ；サージ電圧（跳ね上がり分）

V_{reg} ；回生などに伴う直流電圧の増加分

α ；マージン、安全率

(2) 電流：定常時は、素子定格直流電流の50～60%以下（繰返し電流ピーク値）

最大時(非定常時)で、素子定格直流電流の90%以下（繰返し電流ピーク値）

ただし、接合温度でディレーティングを考慮すれば、それに従って電流のディレーティングも行われることになります。

なお、スペックにおける1ms定格電流(I_{cp})は、フリーホイールダイオードの逆回復時のリカバリ電流(数 μ s以下)を含むピーク電流値、および負荷短絡時の保護などの事故時を想定したものです。特に、負荷短絡時の保護などの事故時の熱履歴が残るような繰返しでの使用はできません。

ディレーティングを考慮した素子の定格直流電流(コレクタ電流定格)の選定は、次式で考えることができます。

$$I_p = P_{inv} \times \kappa \div V_{ac} \div \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times \lambda \quad \text{--- (2)}$$

$$I_c > I_p \div \beta \quad \text{--- (3)}$$

I_p ；ピーク電流

λ ；電流リップル率

P_{inv} ；インバータ容量

I_c ；素子の定格直流電流(コレクタ電流定格)

κ ；過負荷率

β ；ディレーティングファクタ

V_{ac} ；交流電圧

(3) 接合温度；定常時は、定格接合温度（最大値）の80%以下

最大時(非定常時)で、定格接合温度（最大値）の90%以下

ケース温度は100℃以下で使用してください。

なお、接合の温度 T_{vj} やケースの温度 T_c の温度変化の繰返しは、その回数によってモジュール内部の部材にストレスを生じさせ、素子寿命を低下させる原因となるので注意してください。

詳細は、3-7項「熱抵抗と放熱設計」を参照してください。

3-2. スナバ回路

スナバ回路とは、スイッチングデバイスがオフしたとき、回路の配線インダクタンスの蓄積エネルギーによる過電圧からスイッチングデバイスを保護する目的で挿入される回路で、一般にC、Rで構成される無極性形と、ダイオードを追加した有極性形があります。IGBTの場合は、サージ電圧抑制効果の高い有極性形が用いられています。なお、主回路配線インダクタンスを非常に低減できて、サージ電圧のピークを素子最大定格の80%以下程度に抑制できる場合はスナバ回路無しで使用できる場合があります。

3-2-1. スナバ回路の種類と特徴

図3.1にスナバ回路の種類と特徴を示します。

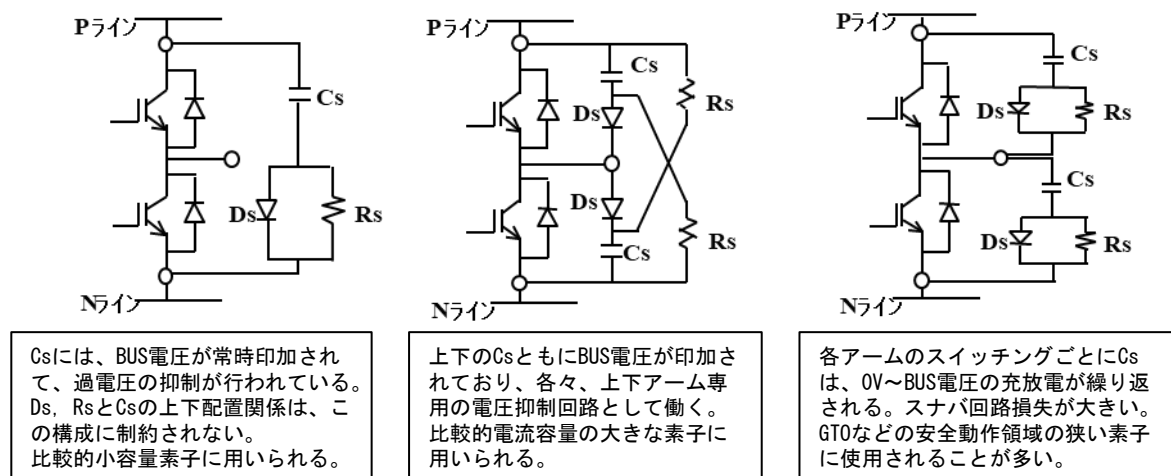


図3.1 スナバ回路の種類と特徴

3-2-2. スナバ回路の動作

図3.2は、下アームIGBTのターンオフ時の過電圧発生モードを表した回路で、図3.3は、その時の過渡状態の等価回路を示したものです。

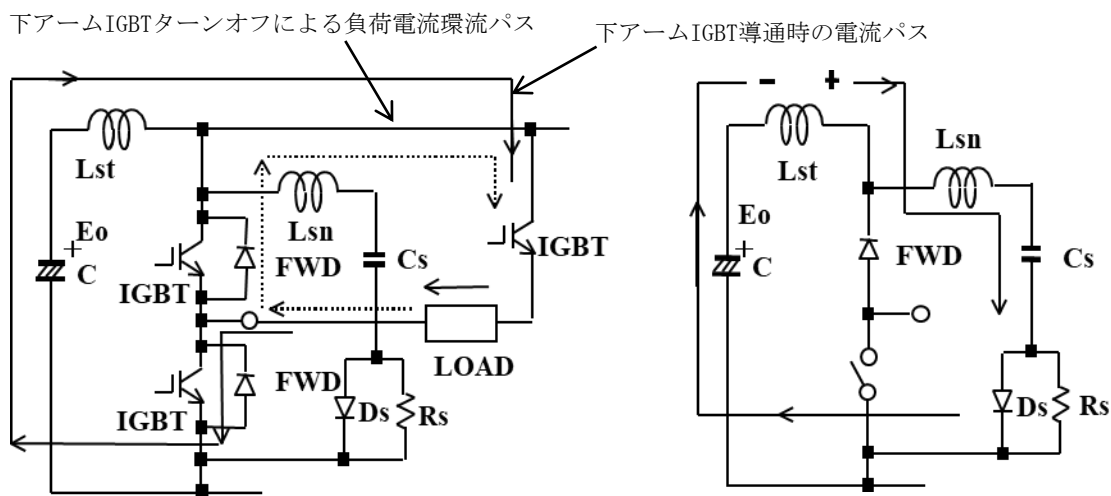


図3.2 下アームIGBTターンオフモード

図3.3 左図過渡状態の等価回路

図3.3は、それまでオンしていた下アームIGBTがターンオフした場合の電流パスの変化を示します。下アームIGBTのターンオフに伴い、負荷電流は上アーム側のFWDを通り環流されますが、Lstに蓄積されたエネルギーの放出はスナバ回路がないと、その放出場所を失うために、過電圧として下アームIGBTに印加されます。スナバ回路を付加することによって、図3.3に示すようにLstの蓄積エネルギーは、スナバ回路のコンデンサCsに吸収され、電圧として現われます。この動作によって、Lstによる過大なサージ電圧が抑制されることになります。ただし、実際には、スナバ回路にも配線インダクタンスLsnが存在し、IGBTの下降期間において、いくつかの過電圧が発生してしまいます。

3-2-3. スナバ回路使用時の電流電圧波形について

図3.2に示した回路でのIGBTターンオフモードでの電流、電圧波形について考えます。図3.4は、IGBT素子のターンオフ時のIGBTの電流と電圧波形を表しています。スナバ回路の使用によって、配線インダクタンスLstによるサージ電圧は、 $E_o + \Delta V$ に抑えられます。

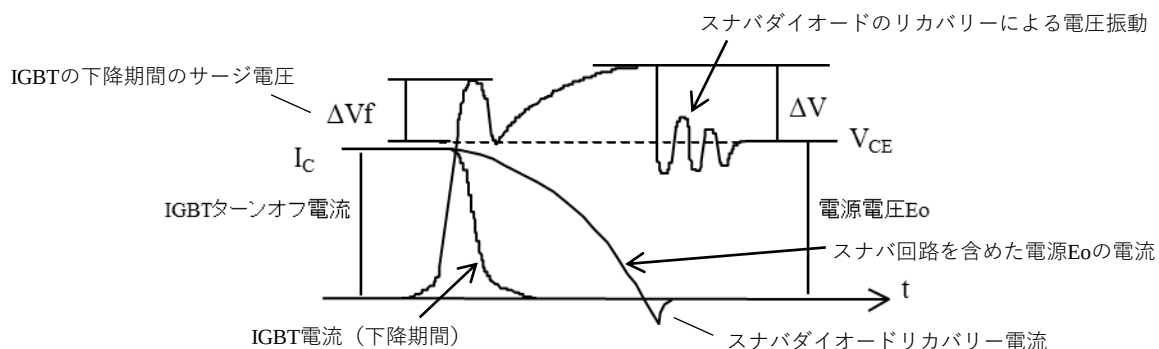


図3.4 スナバ回路使用時のIGBT電流 I_C 、電圧 V_{CE} 波形

図3.5は、スナバ回路動作時のスナバダイオードDsの電流(iDs)、電圧(vDs)波形を示したもので各項目は、概略を次式で求めることができます。

$$T_s = \frac{2\pi\sqrt{L_{st} \times C_s}}{4} \quad \text{--- (4)}$$

$$\Delta V = I_C \times \sqrt{\frac{L_{st}}{C_s}} \quad \text{--- (5)}$$

I_C はIGBTターンオフ電流値

$$\Delta V_f = L_{sn} \times di_c/dt + V_{fr} \quad \text{--- (6)}$$

ここで、 L_{sn} は、IGBTのコレクタ・エミッタ端子からのスナバ回路インダクタンス値を、 V_{fr} は、ダイオード順回復電圧（約50V程度）、 di_c/dt は、下降期間の電流変化率です。

$$T_n \cong 3 \times C_s \times R_s \quad \text{--- (7)}$$

ここで、 T_n は、 C_s の過充電電圧の95%を放電するのに要する時間を示しています。なお、 R_s は、 $T_s + T_n < 1/f_c$ となるように選択します。上記式で三相回路の場合は、式(4)での T_s が $\sqrt{3}$ 倍、式(5)での ΔV が $1/\sqrt{3}$ となります。（他相のスナバ回路も効きます）

3-2-4. コレクタ電流クラスとスナバコンデンサ容量

スイッチング電流最大値を I 、電圧上昇分を ΔV とした場合のスナバ回路のコンデンサ容量 C_s は、以下のように求めることができます。

$$C_s \cong L_{st} \times \left(\frac{1}{\Delta V}\right)^2 \quad \text{--- (8)}$$

- ・スナバコンデンサは、周波数特性の良いポリエステルフィルムコンデンサやオイルコンデンサを使用してください。
- ・コンデンサのリード線が細い場合など、充放電電流の影響でリード部が高温になりコンデンサの耐熱温度を超える場合がありますので注意してください。

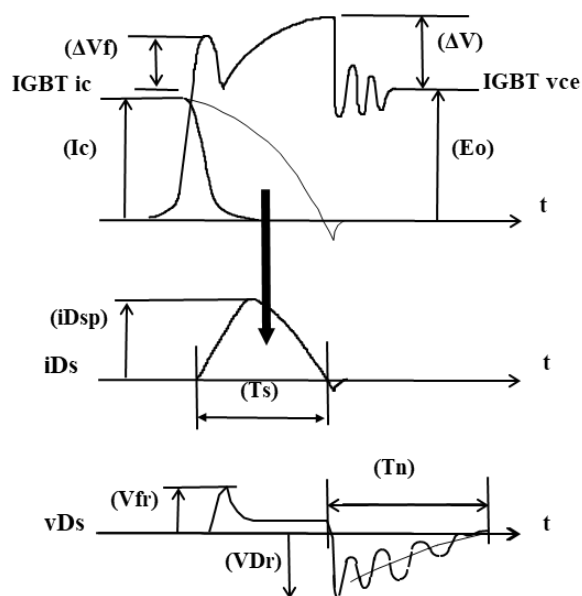


図3.5 スナバ回路各部波形

3-2-5. スナバ抵抗

抵抗の容量は、コンデンサの容量、IGBTの駆動周波数によって異なります。スナバに過充電された電圧 ΔV を用いると、電流 I をターンオフしたときに発生するエネルギー ϵ_{SN} は以下のようになり、エネルギーのほとんどがスナバ抵抗で消費されます。

$$\epsilon_{SN} = 0.5 \times C_s \times \Delta V^2 \quad \text{--- (9)}$$

なお、抵抗値は次式から求め、IGBTのターンオン時のコレクタ電流が振動しないようにします。

$$R_s \geq 2\sqrt{\frac{L_{sn}}{C_s}} \quad \text{--- (10)}$$

L_{sn} : スナバ配線のインダクタンス

また、 R_s は C_s に過充電された ΔV を放電する抵抗となるため、上限値にも注意してください（ C_s の電圧 ΔV は、キャリア周波数にもよりますが、すみやかに放電させてください）。

3-2-6. スナバダイオード

スナバダイオードは、IGBTの耐圧と同じクラスまたはそれ以上のものとし、電流容量（または電流定格）は、IGBTの10分の1～5分の1以上の素子を使用してください。

ダイオードは、高速仕様のものとしてください。逆回復特性がハードリカバリー傾向のダイオードの場合、IGBTのターンオフ時のコレクタ電圧に高周波振動を伴う場合があるので注意してください。

3-3. ゲート駆動回路

IGBT及びダイオードのスイッチング時の電圧、電流波形はゲート順バイアス $+V_{GE}$ 、ゲート逆バイアス $-V_{GE}$ 、ゲート抵抗 R_g により変化するため、装置の設計目標に合わせた設定が必要です。以下に $+V_{GE}$ 、 $-V_{GE}$ 、 R_g の留意事項を示します。

3-3-1. ゲート順バイアス： $+V_{GE}$

ゲート順バイアス電圧 $+V_{GE}$ の推奨値は+15Vです。

- (1) $+V_{GE}$ はゲート・エミッタ間最大定格20V以下で設計ください。
- (2) ゲート電源電圧の変動は $\pm 10\%$ 以内を推奨します。
- (3) オン期間中の $V_{CE(sat)}$ は $+V_{GE}$ が高いほど低くなります。すなわち定常損失は下がります。
- (4) ターンオン損失は $+V_{GE}$ が高いほど低くなります。ただし、対向（対アーム）ダイオードのリカバリ時のサージ電圧は大きくなります。
- (5) ターンオフ損失は、ゲート電源電圧の変動が $\pm 10\%$ 以内であれば影響はほとんどありません。
- (6) $+V_{GE}$ が大きいほど短絡電流は大きくなります。このため、短絡耐量は小さくなります。

3-3-2. ゲート逆バイアス： $-V_{GE}$

ゲート逆バイアス電圧 $-V_{GE}$ の推奨値は-5Vから-15Vです。

- (1) $|-V_{GE}|$ はゲート・エミッタ間最大定格20V以下で設計ください。
- (2) ゲート電源電圧の変動は±10%以内を推奨します。
- (3) $-V_{GE}$ が大きいほどターンオフ時間は短くなり、ターンオフ損失は低下します。一方、サージ電圧は増加します。
- (4) dV/dt 誤点弧は $-V_{GE}$ が小さいほど発生しやすくなります。

3-3-3. ゲート抵抗： R_g

仕様書の条件に記載している R_g は弊社の測定環境下において、推奨ゲート電圧にて、絶対最大定格以内でスイッチング損失が最も小さくなる値を記載しています。

- (1) R_g が大きくなると ターンオン、オフ遅延時間、 $t_{d(on)}$ 、 $t_{d(off)}$ は長くなります。ターンオン上昇時間 t_r は長くなり、ダイオードのリカバリサージ電圧は下がります。ターンオフ下降時間はデバイス構造によります。このため、 R_g が大きくなるとターンオフ時のサージ電圧が増加する場合があります。
- (2) ターンオン損失 E_{on} は R_g に依存して、増加します。ターンオフ損失 E_{off} も R_g が大きくなると増加しますが、 E_{on} と比べて R_g 依存性は小さいです。リカバリ損失は R_g とともに減少します。
- (3) 各種スイッチング特性は回路構成上の寄生インダクタンスにより大きく変化します。特に、IGBTのターンオフ時及びダイオードのリカバリ時に発生するサージ電圧は大きな影響を受けますので、回路の寄生インダクタンスを可能な限り小さくした状態で R_g を設計ください。

3-3-4. ダイオード逆回復時の dV/dt 誤点弧の回避方法

図3. 6はダイオードリカバリ時の dV_{CE}/dt により発生する誤点弧の原理について説明した図です。下アームIGBT2がオフ状態で、上アームIGBT1の対向のダイオードFWD1に還流電流が流れている状態で、下アームIGBT2がオン状態に遷移するとFWD1は逆回復（リカバリ）します。この時、IGBT1のコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} は増加し、 dV_{CE}/dt が発生します。この dV_{CE}/dt によりIGBT1の帰還容量を通じてゲートに電流 $I_g = C_{res} \times dV_{CE}/dt$ が流れます。この電流が R_g に流れることにより、IGBT1のゲート電圧 V_{GE} が上昇します。 V_{GE} がIGBT1の逆バイアス電圧 $-V_{GE}$ としきい値電圧の和の電圧を超えるとIGBT1が誤点弧します。IGBT1が誤点弧するとIGBT1と2が同時にオンし短絡状態になります。

誤点弧を防止するためには、(a) 逆バイアス電圧 $-V_{GE}$ を増やす、(b) R_g を増やして、 dV_{CE}/dt を小さくする方法があります。さらに、図3. 7に示すように、(c) ゲート・エミッタ間容量を追加する、(d) オフ中はゲート・エミッタ間をショートする方法があります。なお、副作用として(a)はオフ時のサージ電圧の増加、(b)はターンオン損失の増加、(c)はゲート駆動損失の増加、(d)はゲート回路の複雑化があります。

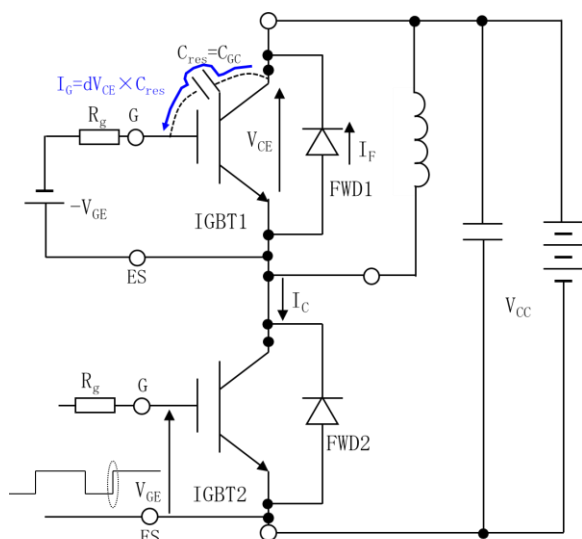
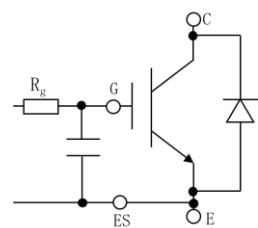
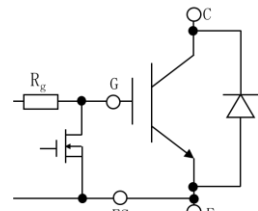


図3.6 リカバリ時の V_{CE}/dt により発生する誤点弧の原理



(c) G-E間に容量を挿入



(d) オフ時はG-E間を短絡する

図3.7 誤点弧防止方法

3-3-5. ゲート駆動電力

IGBTはMOSゲート構造を有し、ゲート容量を充放電することでオン、オフします。

ゲート電流のピーク値 I_{gp} は次の近似式で求められます。

$$I_{gp} = \frac{|+V_{GE}| + |-V_{GE}|}{R_g + r_g} \quad \text{--- (11)}$$

$+V_{GE}$: ゲート順バイアス

$-V_{GE}$: ゲート逆バイアス

R_g : 駆動回路のゲート抵抗

r_g : IGBTモジュール内部のゲート抵抗

図3.8に示すゲート電荷特性($V_{GE}-Q_g$)特性を使って、IGBTを駆動するのに必要なゲート電流の平均値、およびゲート駆動電力を計算できます。

$$I_G = fc \times (|+Q_g| + |-Q_g|) \quad \text{--- (12)}$$

fc : キャリア周波数

$+Q_g$: 0Vから $+V_{GE}$ までの電荷量

$-Q_g$: $-V_{GE}$ から0Vまでの電荷量

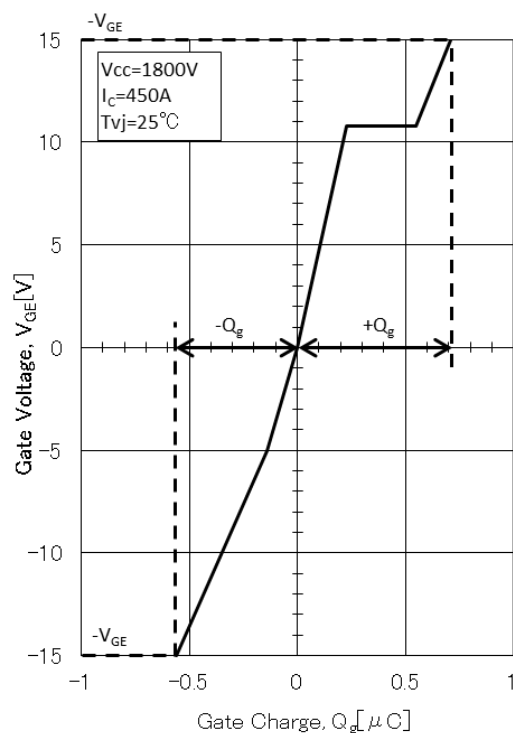


図3.8 ゲート電荷特性($V_{GE}-Q_g$): 代表例

またゲート駆動電力 P_d は、

$$P_{d(on)} = P_{d(off)} = fc \times \{1/2 \times (|Q_g| + |-Q_g|) \times (|+V_{GE}| + |-V_{GE}|)\} \quad \text{--- (13)}$$

より、

$$P_d = fc \times (|Q_g| + |-Q_g|) \times (|+V_{GE}| + |-V_{GE}|) \quad \text{--- (14)}$$

以上述べたような駆動電流、駆動電力を供給できるように駆動回路を設計ください。

また、ゲート抵抗 R_g は(14)式で計算した発生損失を十分許容できるものを選定ください。

3-3-6. デッドタイム

IGBT素子動作の基本的な考え方を含めて説明します。

上下アーム同時オンとなると、アーム短絡となり素子に過電流が流れます。

デッドタイムの設定、および過電流の保護を設定ください。

ロジック上でのデッドタイムとIGBT素子でのデッドタイムの関係を以下に示します。

(1) 主回路構成例

電圧形インバータの回路構成例（1相分）を図3.9に示します。 直流電圧 E_o のP-N間に上下アームを備えた例です。上下アームのIGBTが交互にオン、オフを繰り返すモードを想定しています。同時点弧（通流）による短絡を防止するため、制御信号上に上下IGBTオフ期間（デッドタイム）を設定します。非ラップ期間という場合もあります。

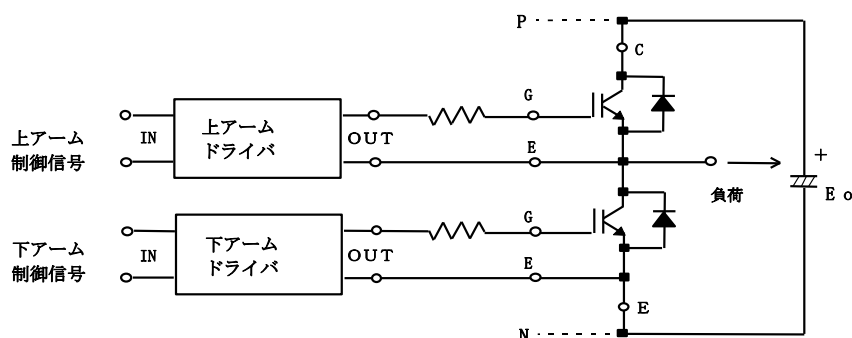


図3.9 主回路構成例（上下アーム1相構成）

(2) ロジック（論理回路）上のデッドタイムとIGBT出力端子（C、E）でのデッドタイム

図3.10に制御信号、ドライブ出力電圧、IGBTコレクタ・エミッタ間電圧の位相関係を示します。論理回路上のデッドタイム（TDとします）は、ドライブ出力電圧での遅延（図3.10での t_1 、 t_3 ）と、IGBT素子のスイッチング遅延（図3.10での t_2 、 t_4 ）によって、時間差が生じ TD' へと変化します。

各遅延時間 $t_1 \sim t_4$ は、以下となります。

t_1 : オン信号ーオンドライブ電圧出力遅延時間

t_2 : オンドライブ電圧ーIGBTターンオン出力遅延時間

t_3 : オフ制御信号ーオフドライブ電圧出力遅延時間

t_4 : オフドライブ電圧ーIGBTターンオフ出力遅延時間

（ただし、各々についてアーム上下での差異はないものとして考えます）

論理上で設定されたデッドタイム（TD）とIGBTのCE間でのデッドタイム（ TD' ）の関係は、次式のようになります。

$$TD' = TD - (t_3 + t_4) + (t_1 + t_2) \quad \text{--- (15)}$$

このように、論理回路上でのデッドタイム(TD) は、遅延時間 $t_1 \sim t_4$ の大小で変化し、実際のデッドタイム (TD') となります。したがって、ドライバ系での遅延(t_1 , t_3)とIGBT素子の遅延(t_2 , t_4)を検討、および検証ください。

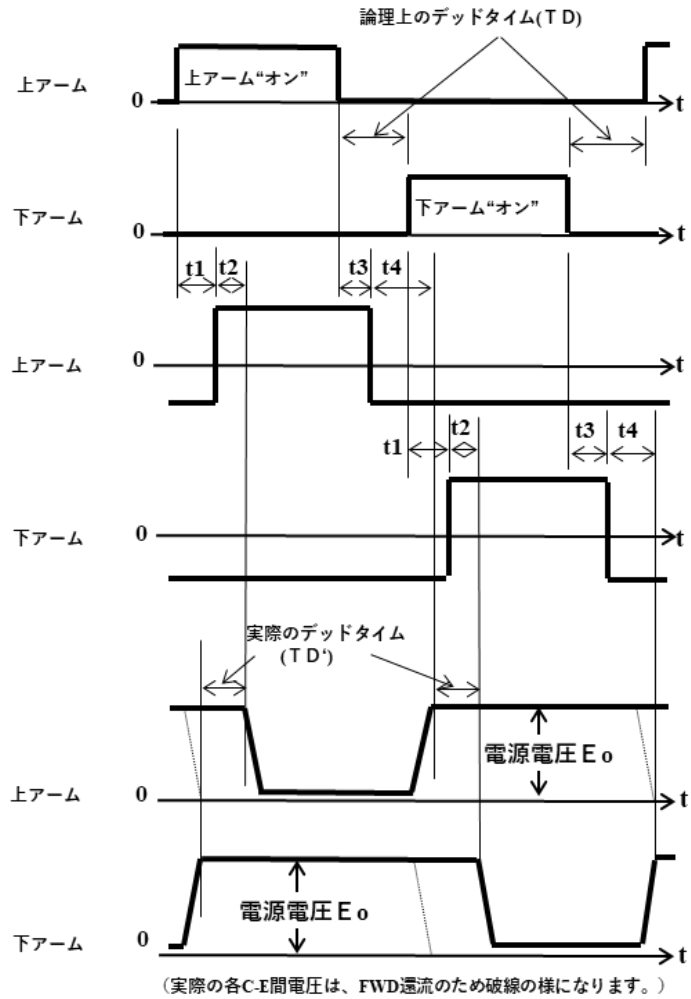


図3.10 制御信号、ドライバ電圧、およびIGBTコレクタ電圧の関係

(3) デッドタイムの検証例

(a) 検証回路構成

図3.11のハーフブリッジ回路で検証します。回路動作は、下アーム側のコレクタ電流遮断時の上アームターンオンを想定し、上下ドライバ回路に信号を与えます。

(b) スwitchング波形の観測方法

上下アームの非ラップ確認方法として、幾つかの方法がありますが、特に電位の異なる電圧波形の観測には注意ください。

フローティング状態で電圧を観測する方法として、光絶縁ケーブルや差動プローブがありますが、遅延に注意ください。

(c) 上下動作の確認

図3.12は、検証時の波形を示したもので、下アームのオフをゲート電圧が逆バイアスに移行し始まる点（＝ポイントB）とし、上アームのゲート電流のピーク点（＝ポイントA）との位相関係で、ラップか非ラップかを判断します。

ポイントAがポイントBよりも早い時点にあれば、上下アーム短絡の状態が発生していると考えられます（図3.12参照）。

上下アーム短絡が発生すると、コレクタ電流は図3.12の破線のようになり、スイッチング損失が増大します。

この時のゲート電圧波形においては、ポイントBの電圧値が増加して観測されます。

(d) 検証実施例

図3.11に回路構成を示し、図3.12の波形観測による検証の例を図3.13に示します。

本例は、上下アームの制御信号位相を変化させて観測したものです。

図3.13の波形(1)では短絡の発生は見られませんが、(2)の波形では短絡が発生していることが確認できます。

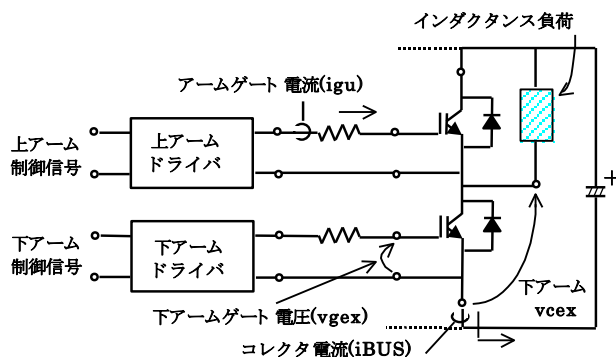


図3.11 検証回路構成（ハーフブリッジ回路）

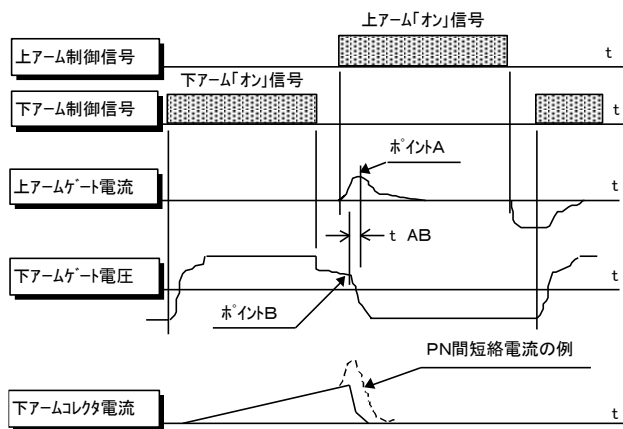


図3.12 制御信号と上下アームゲート波形

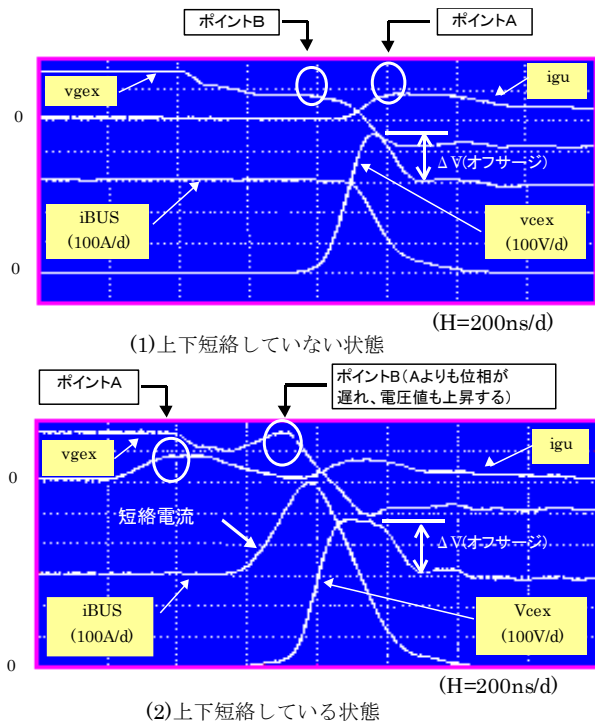


図3.13 上下アーム短絡有無での波形観測例

3-3-7. 下アーム側のドライブ回路電源での注意

下アーム側のドライブ回路電源は3相とも絶縁して、アースを共通にしないで下さい。これは、下アーム側のエミッタは定常では電氣的に同電位となりますが、IGBTのスイッチング時において、コレクタ電流の時間変化率 (di/dt) が、数千A/ μ sとなる場合があります、下アーム側主回路を構成する配線の数十nH程度のインダクタンスへ、数十Vほどの電圧が誘起され、この電圧が他相IGBTのスイッチングに遅延時間の増加などの悪影響を及ぼすためです。

また、下アーム側のドライブ回路電源を共通とした場合、主配線に誘起した電圧が共通のドライブ回路電源や共通配線を介し、他相IGBTの下アーム側ゲート・エミッタ間にノイズとして現われ、誤動作やスイッチングの不安定な状態を発生する場合があります。

3-3-8. ゲート駆動回路とIGBT間の配線について

- (1) ゲート駆動回路とIGBT間の配線間距離を最小にするため、ゲート駆動回路が搭載されたプリント基板とゲート及びエミッタセンス端子は直接接続ください。
- (2) ゲート配線とIGBTのP, N及び出力端子はできる限り遠ざけてください。このため、P, N及び出力端子上にプリント基板の配線を引き回さないでください。
- (3) ゲート駆動回路に多層基板を使う場合、他相のゲート配線と上下並行にならないようにレイアウトください。
- (4) IGBTは、MOSFETと同様に電圧駆動形素子であり、ゲート・エミッタ間のインピーダンスは非常に高くなっています。このような素子において、ドライバが未接続であったり、ゲート電圧のバイアス状態がドライバ側出力インピーダンスの影響などで不安定な場合は、図3. 14に示すようにコレクタ電圧の印加によって、ゲート・コレクタ容量 C_{GC} を通じてゲート電流が流れ、IGBTがオン状態になります。このため、電源投入時は、ゲート駆動電源回路を投入してゲート電圧が確立してから、高電圧電源を投入ください。

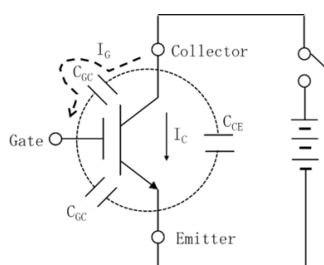


図3. 14 ドライバが未接続でコレクタ電圧を印加した場合

3-4. ダイナミックアバランシェ

IGBTをターンオフすると、 V_{CE} が上昇しますが、ある電圧以上は、電圧が上昇せず抑え込まれます。
(図3.15参照)

この現象をダイナミックアバランシェと言います。これを簡単に説明すると、ターンオフ時MOSFET部のチャネルが閉じ、電流が減少し始めますが、素子内に残っているキャリアが消滅する際に素子内部の高電界をキャリアが通るためシリコン原子と衝突電離し、電子とホールペアを発生させます。この発生した電子、ホールは、さらに別のシリコン原子と衝突し次々と電子、ホールが発生します。これがダイナミックアバランシェです。ダイナミックアバランシェが発生すると、電流の減衰は緩やかになり、 V_{CE} 跳ね上がり電圧は抑えられます。ダイナミックアバランシェする際の電圧は、電流によって異なります。その一例を図3.16に示します。ダイナミックアバランシェが発生したら、直ちにIGBTが破壊するとは限りませんが、ターンオフ損失が増大し、最後はラッチアップによってIGBTは破壊します。したがって、ターンオフ時は、図3.16の範囲内で使用してください。また、この範囲は温度によって変わり、特に低温では領域が狭くなるので注意してください。なお、ダイナミックアバランシェに関して個別に条件がある場合は、それに従ってください。

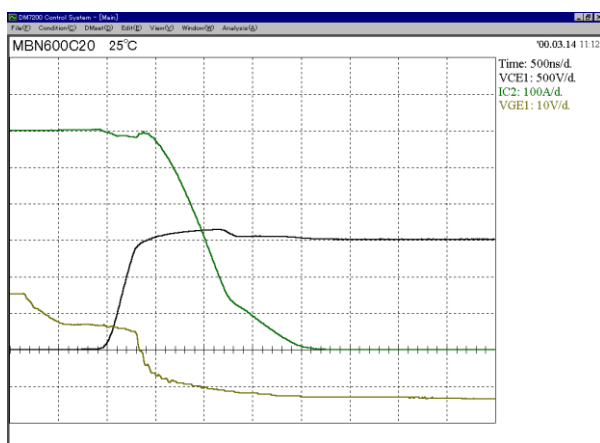


図3.15 ターンオフ時波形例

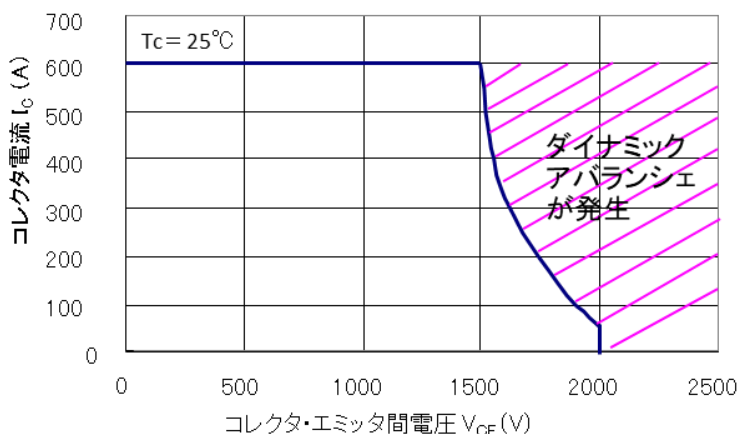


図3.16 ダイナミックアバランシェが発生する領域例

3-5. 並列接続

3-5-1. 飽和電圧範囲($\Delta V_{CE(sat)}$)と電流アンバランス率の関係

高耐圧IGBTを並列接続して使用の際は、当社で $V_{CE(sat)}$ の近いものをペアにして納品することを原則としていますが、このペアの条件が並列接続を保証するものではありません。装置の物理的構造による配線インダクタンスのアンバランス、ゲート駆動回路および駆動条件によってアンバランスが生じるので、事前に評価を実施のうえ使用してください。詳しいことにつきましては、お打合せのうえ決めさせていただきます。

並列接続時の電流アンバランス率 α の定義は、以下のようになります。

$$\alpha = \left(\frac{I_c'}{(I_{total} \div 2)} - 1 \right) \times 100(\%) \quad \text{--- (16)}$$

ここで、 I_c' : 1素子の電流値

I_{total} : 2並列接続による総電流

本定義は、定格電流値のところで一般的に行われますが、同一素子の場合において、アンバランス率 α は、総電流値によって大きく異なるので、注意してください（小電流で α は大きくなります）。また、直列接続は電圧分担が均等になりやすく、素子の耐圧を超えた過電圧がかかる可能性があるので $V_{CE(sat)}$ 等の静特性の他、 $t_{d(on)}$ 、 $t_{d(off)}$ 等の動特性を合わせるとともに、直列接続された素子間の電圧バランスを整える回路、分圧抵抗やスナバ回路等が必要になります。

3-5-2. 並列数と電流低減率について

並列数に制限はありませんが、ハードの大きさとそれに伴うインダクタンス分の上昇の悪影響（サージ電圧等）を考慮してください。高耐圧IGBTでは、～4並列までが現実的です。

並列数を n とし、最悪条件（その内の1素子に電流が集中する）と考えた場合の電流低減率 R は、次式で求められます。ここで、 α は先に述べた電流アンバランス率を示します。

$$R = \frac{1 + (n-1) \times \left(1 - \frac{\alpha}{100}\right) \div \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)}{n} \times 100(\%) \quad \text{--- (17)}$$

計算例：定格600A素子を4並列で使用する場合、 α を15%とすると $R=80.4\%$ となります。

したがって、この場合の総電流は、

$600A \times 4 \text{並列} \times 0.804 = 1,929 \text{ (A)}$ となります。

3-5-3. 並列接続における注意事項

(1) 並列接続時に注意すべき基本的な事項

一般的に、並列接続時に注意すべき基本的な事項としては、以下の2点があります。

- (a) 定常時の電流不平衡率を抑えるため、 $V_{CE(sat)}$ 差の小さい素子を組み合わせる。
- (b) ターンオン、ターンオフなどの過渡時の電流不平衡率を抑えるために、素子並列レイアウト上の配線アンバランスを小さくする。
- (c) 並列接続されたモジュールの冷却条件を対称とし、モジュール間の温度アンバランスを小さくする。

図3.17にnHPD2パッケージを3相で2並列した場合のモジュールとバスバーの実装例を示します。ここでは、DC、AC接続バスバーのインダクタンス低減と、対称性の確保を考慮しています。

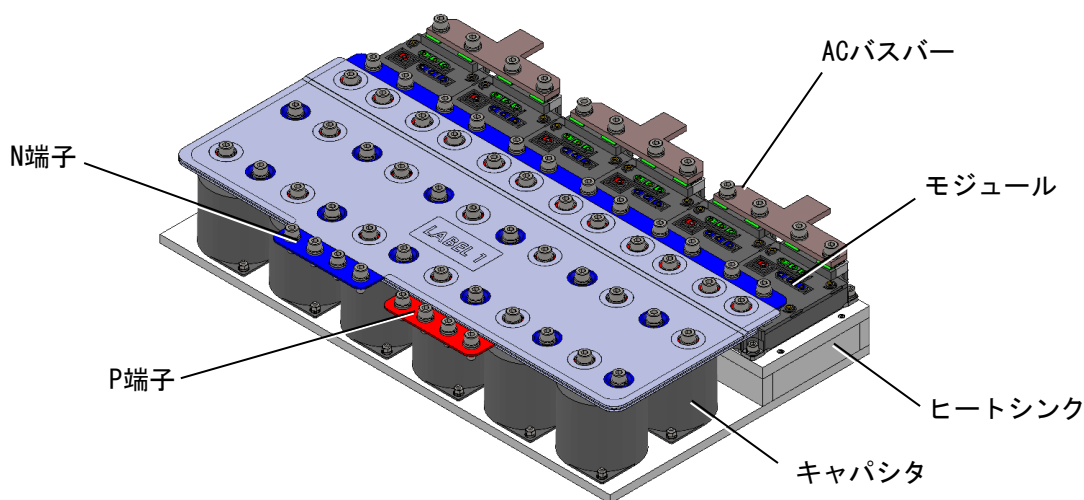


図3.17 nHPD2パッケージを2個並列接続した3相インバータの実装例

(2) 1 アームのドライバ数

並列接続された素子をドライブする際、一部の信号処理回路（ホトカプラ、アンプや過電流保護回路等）を含んだドライバは、IGBTの並列数に関係なく、1 個のドライバで構成してください。

これは、ドライバごとの出力遅延時間などのバラツキによる並列動作への悪影響を回避するためです。

(3) 並列接続でのゲート抵抗接続法

ドライブと、並列接続された素子との接続は、スイッチング時に発生しやすいゲート電圧振動を抑制するために、各モジュールにゲート抵抗が接続されるよう、図3.18のような接続としてください。また、図3.18においては、以下の点に注意してください。

(a) ドライバ出力配線はツイストペアとし、低インピーダンス化を図る。

(b) 下図の配線ループA、Bに各々存在するインダクタンス（Lgst）が同一となるようにし、その値は極力小さくする。

（上記(a)と(b)は、主回路スイッチング時の誘導による悪影響を防止するために行います。）

(c) 前述したゲート電圧振動は、ターンオン、ターンオフの各スイッチング時に現れます。特に、ターンオフ後のゲート電圧振動は誤オンを招き、アーム短絡などの不具合を生じます。振動を防止するためには、ゲート抵抗 R_G とループインダクタンス L_{gst} との間には、式(18)の関係を保つように注意してください。ここで C_{ies} は、IGBTのゲート入力容量です。

$$2 \times R_G > 2 \sqrt{\frac{L_{gst} \times 2}{C_{ies}/2}} \quad \text{--- (18)}$$

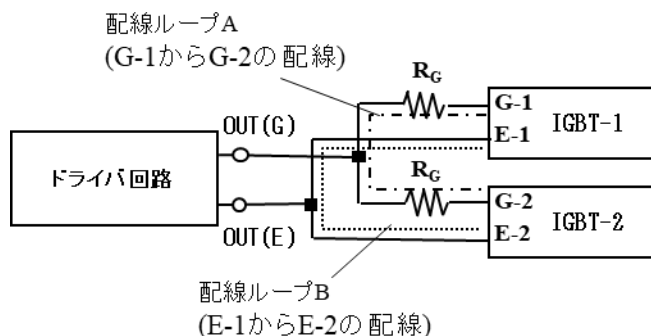


図3.18 並列接続されたモジュールとドライバ回路の接続例

3-5-4. 主回路配線の対称性とその必要性

(1) 主配線の均等化

並列接続するIGBTのコレクタ側配線、エミッタ側配線を各々均等にし、各インダクタンスのバランスを保ってください。

図3.19は、2個並列を例にし、主回路配線インダクタンスも含めて表した並列回路の構成図です。

ここで、

LCA ; IGBT (A) のコレクタ側配線インダクタンス

LCB ; IGBT (B) のコレクタ側配線インダクタンス

LEA ; IGBT (A) のエミッタ側配線インダクタンス

LEB ; IGBT (B) のエミッタ側配線インダクタンス

を表します。

IGBT (A) 、および (B) がオンすると、各コレクタ電流のターンオン時の電流は、これら配線インダクタンスのバラツキに左右されて発生します。

この電流バランスは、ほぼインダクタンス比によって決定されるので、配線の対称性を確保する（＝配線インダクタンスの値を一致させる）ことが必要となります。

例えば図3.19において、(A) 側、(B) 側の配線のバランスが、

$$(LCA + LEA) < (LCB + LEB)$$

となり、かつ (A) 側のIGBTの $V_{CE(sat)}$ が、(B) 側IGBTに比べ、 $V_{CE(sat)}$ の値が小さい場合を想定したときの電流分担は、図3.20のようになります。

特に、エミッタ側配線LEA、LEBのアンバランスは、IGBTのゲート電圧に影響し電流アンバランスを増加させるので注意してください。

これは、スイッチング時に、LEA、LEBに誘起電圧が発生し、アンバランスによって生じる誘起電圧の差が並列したIGBTのゲート・エミッタ間を、各々異なる方向へバイアスされるために起こります。

(2) 主配線による電流アンバランスの発生期間

図3.20に示すように、ターンオン時にいったん発生した電流アンバランスは、IGBTオン定常時に均等化されて、 $V_{CE(sat)}$ で決まる値 I_{cA} 、 I_{cB} にバランスしていきます。

アンバランス電流の均等化に要する時間は、並列回路を構成する閉ループ内のインダクタンスと、IGBT素子の動作抵抗によるL-R回路での減衰として求められます。

素子の動作抵抗値 r_{on} は、出力特性カーブから求めることができます。

例えば、当社MBM450FS33Fの場合、 $r_{on} \approx 7.7m\Omega$

(@ $T_{vj}=25^\circ C$ 、1/2定格電流時)となります。

また、並列構成時のループインダクタンス ($LCA + LCB + LEA + LEB$) を40nHと仮定すれば、電流の均等化は、以下の(19)式で求まる時定数 τ で進むことになります。

$$\tau = \frac{40nH}{7.7m\Omega \times 2} = 2.6\mu s \quad \text{--- (19)}$$

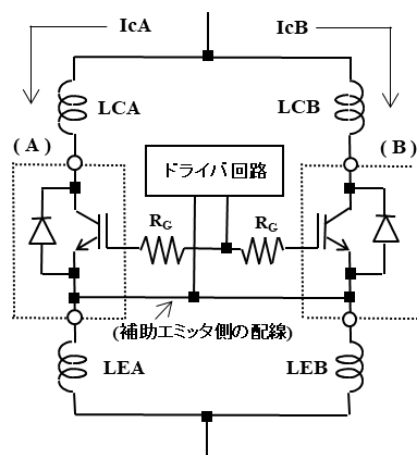


図3.19 並列接続時の主配線インダクタンス

LCAとLCB、LEAとLEBを各々均等にするための配線方法が必要

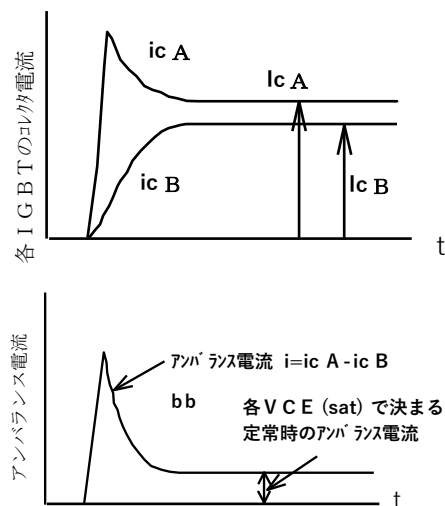


図3.20 アンバランス電流の均等化

電流変化の安定度を τ の3倍（約95%まで変化）と考えると、ターンオン後の $7.8\mu s$ の期間において電流バランスは、 $V_{CE(sat)}$ では決定されないことになります。

したがって、キャリア周波数が高い場合やオン期間が短い場合は、そのほとんどの期間においての電流バランスは配線（形状も含む）によって決定されてしまいます。

(3) ゲート配線についての注意事項

並列接続でのゲート配線については、以下の点に注意してください。

- (a) 各ゲート配線と主回路配線においては、その相互誘導や高電位差によるノイズの発生を防止するため直交配線とすること、また、ゲート配線と主回路配線間の距離を確保してください。
- (b) 上下アームのゲート線には高電位差があります。配線間距離は十分確保してください。
- (c) 並列素子のゲート配線はなるべく短くしたうえで配線長さを揃え、各々のインダクタンス値を一致させてください（インダクタンス差によるスイッチング動作ばらつきを抑える）。

3-5-5. ダイナミックアバランシェと並列接続

ダイナミックアバランシェ電圧は、図3.16に示したように定格電圧より低いため、並列接続で使用する、図3.16の範囲を超えて使用する場合、ダイナミックアバランシェ電圧の低い方に電流が多く流れます。その一例を図3.21に示します。

図3.21は、スナバレスの波形ですが、スナバ回路がある場合は、ターンオフ電流がスナバ回路に移るため、コレクタ電流の減少がスナバレスに比べて早く、そのため電流の不平衡は、コレクタ電圧が高めの所で発生するという特徴があります。（図3.22参照）

いずれにしても、並列接続する場合は、特に電流の不平衡に注意し、図3.16を超えないように注意してください。

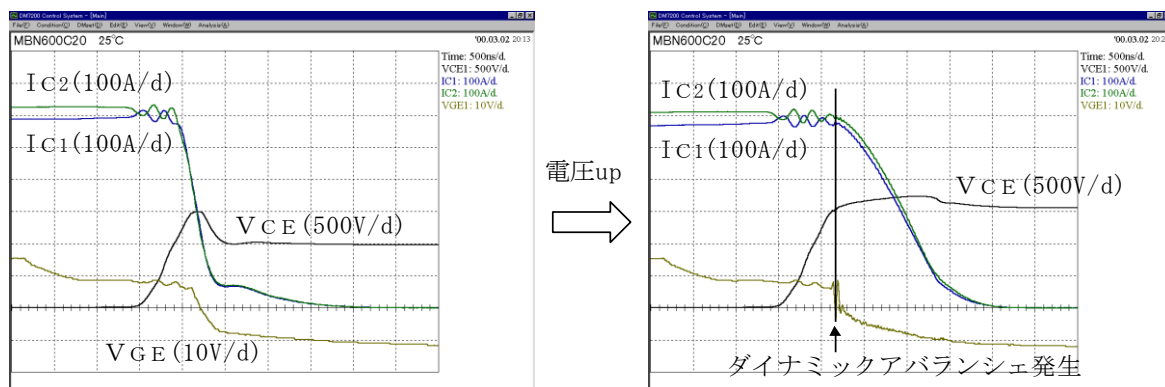


図3.21 並列接続時の動作（スナバレス）

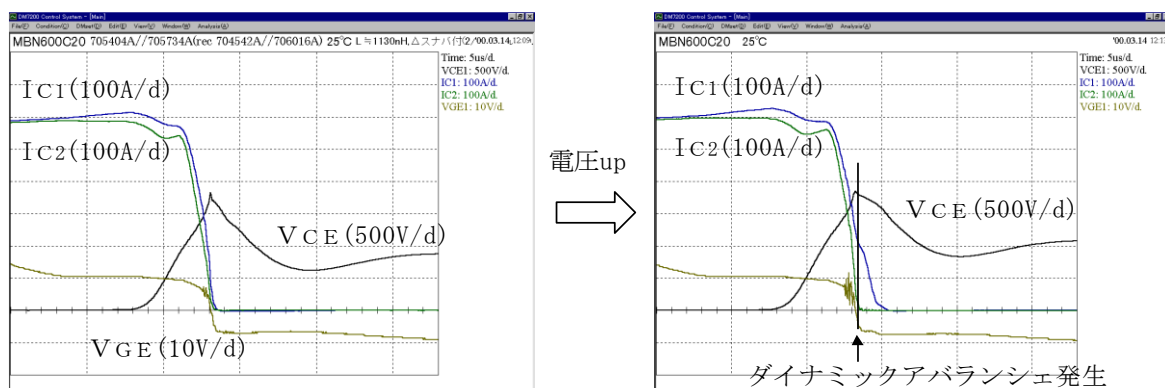


図3.22 並列接続時の動作（スナバ付）

3-6. 放熱設計方法

3-6-1. IGBTモジュールの発生損失

IGBTモジュールは、IGBTと並列に接続されるダイオードで構成されており、IGBTとダイオードの発生損失の合計がIGBTモジュール全体の損失となります。また、発生損失は定常時の導通損失とスイッチング時に過渡的に発生するスイッチング損失があります。図3. 23にIGBTとダイオードの模式スイッチング波形と発生損失を示します。

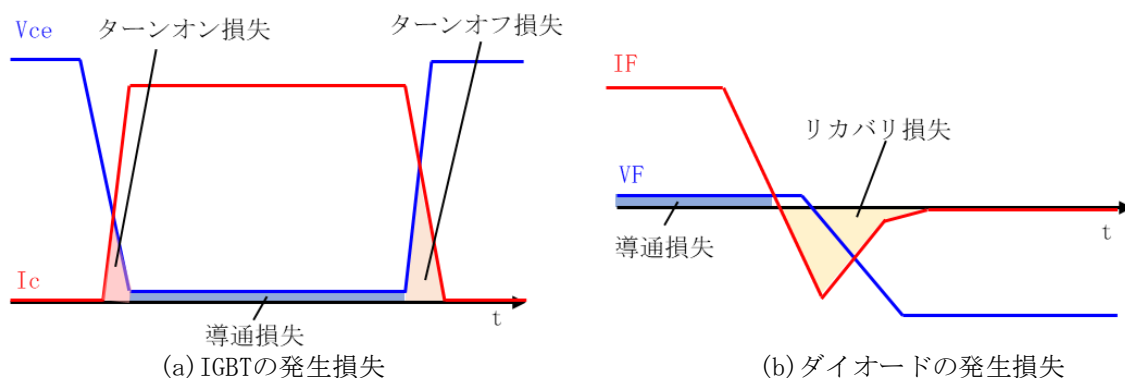


図3. 23 IGBTとダイオードの模式スイッチング波形と発生損失

$$\text{モジュール損失 } (P_{\text{total}}) = \text{アーム数} \times \{ \text{IGBT損失 } (P_{\text{igbt}}) + \text{ダイオード損失 } (P_{\text{diode}}) \} \quad \text{--- (20)}$$

$$P_{\text{igbt}} = \text{導通損失 } (P_{\text{on}}) + \text{ターンオン損失 } (P_{\text{ton}}) + \text{ターンオフ損失 } (P_{\text{toff}}) \quad \text{--- (21)}$$

$$P_{\text{diode}} = \text{導通損失 } (P_{\text{f}}) + \text{リカバリ損失 } (P_{\text{rr}}) \quad \text{--- (22)}$$

3-6-2. 損失計算

IGBTをPWM制御のインバータ回路に使用した場合の、簡易的な損失計算の方法について紹介します。計算に当たり、以下の条件を前提とします。

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

図3. 24に上記を前提とした2レベルインバータの動作模式波形を示します。

(1) 導通損失

インバータの出力相電流の実効値を I_o とすると正弦波の出力電流 I_c は下記の式で表されます。

$$I_c = \sqrt{2} \times I_o \times \sin\theta \quad \text{--- (23)}$$

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

$$D = \frac{1+m \times \sin(\theta+\phi)}{2} \quad \text{--- (24)}$$

IGBTにコレクタ電流 I_c が流れると、コレクターエミッタ間に $V_{\text{CE(sat)}}$ が発生します。 $V_{\text{CE(sat)}}$ と I_c の関係はデータシートに記載されています。 $V_{\text{CE(sat)}}$ と I_c の関係を図3. 24のように直線近似した場合、

$$V_{\text{CE(sat)}} = a + I_c \times b \quad \text{--- (25)}$$

(24)、(25)式より、インバータ回路での1アーム当たりのIGBT損失は、 $m=1$ の時は

$$P_{on} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_C \times V_{C(sat)} \times D \times d\theta$$

$$= \frac{\sqrt{2}I_o}{2\pi} a + \frac{1}{4} b I_o^2 + \frac{m}{24\pi} \cos \varphi (3\pi\sqrt{2}aI_o + 16bI_o^2) \quad \text{--- (26)}$$

ここで、 I_C : IGBTに流れるコレクタ電流（瞬時値）、 $V_{C(sat)}$: IGBTの飽和電圧（瞬時値）
 ダイオードも同様に、 V_F - I_F の関係を図3. 25のように直線近似した場合、

$$V_F = a + I_F \times b \quad \text{--- (27)}$$

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_F \times V_F \times D \times d\theta$$

$$= \frac{\sqrt{2}I_o}{2\pi} a + \frac{1}{4} b I_o^2 - \frac{m}{24\pi} \cos \varphi (3\pi\sqrt{2}aI_o + 16bI_o^2) \quad \text{--- (28)}$$

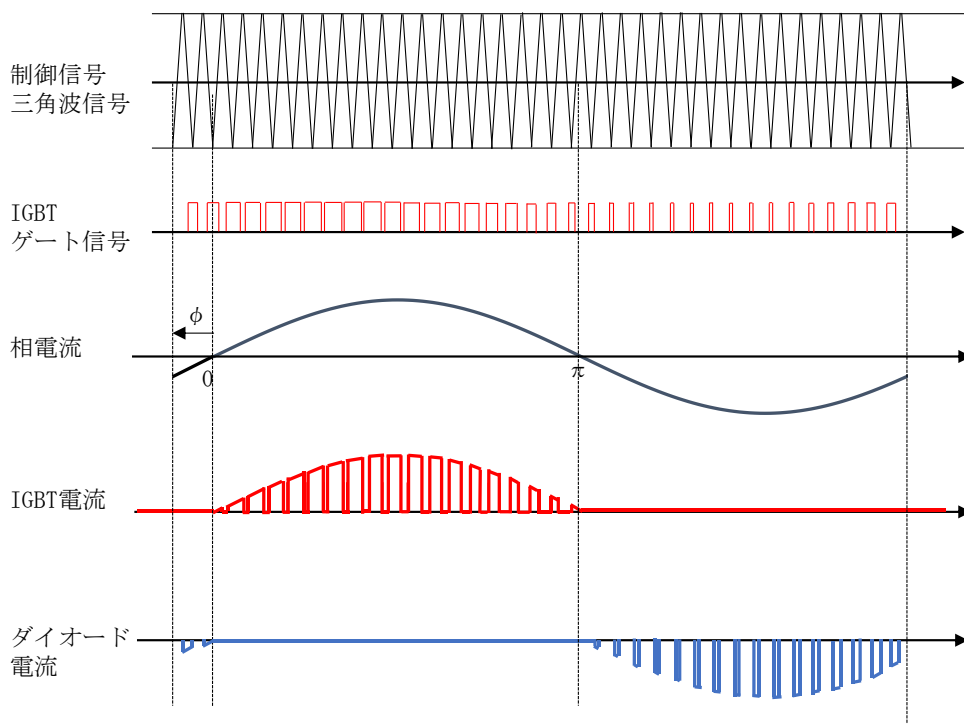


図3. 24 2レベルインバータの動作模式波形

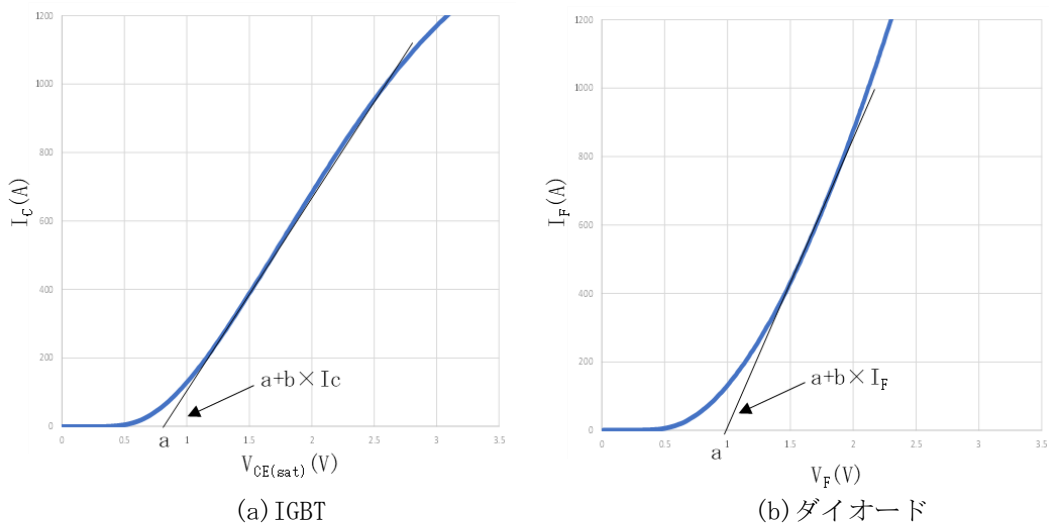


図3. 25 IGBTおよびダイオード出力特性の直線近似

(2) スイッチング損失

データシートに記載されている、 E_{on} 、 E_{off} 、 E_{rr} の I_C 依存性からスイッチング損失を算出する方法について説明します。 E_{on} の I_C 依存性を直線近似、すなわち

$$E_{ON}(I_C) = k_{on} \times I_C \quad \text{--- (29)}$$

とした場合、

$$\begin{aligned} P_{ton} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{on}(I_C) \times f_{sw} \times d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi k_{on} \times \sqrt{2} \times I_o \times \sin\theta \times f_{sw} \times d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times k_{on} \times I_o \times f_{sw} \quad \text{--- (30)} \end{aligned}$$

ここで、 f_{sw} ：キャリア周波数

ところで、出力電流の平均 I_{ave} は

$$I_{ave} = \frac{2}{\pi} \times \sqrt{2} \times I_o \quad \text{--- (31)}$$

I_{ave} の時の E_{on} を E_{ton} とすると(31)式は

$$P_{ton} = E_{ton} \times \frac{f_{sw}}{2} \quad \text{--- (32)}$$

同様に

$$P_{toff} = E_{toff} \times \frac{f_{sw}}{2} \quad \text{--- (33)}$$

$$P_{rr} = E_{rr} \times \frac{f_{sw}}{2} \quad \text{--- (34)}$$

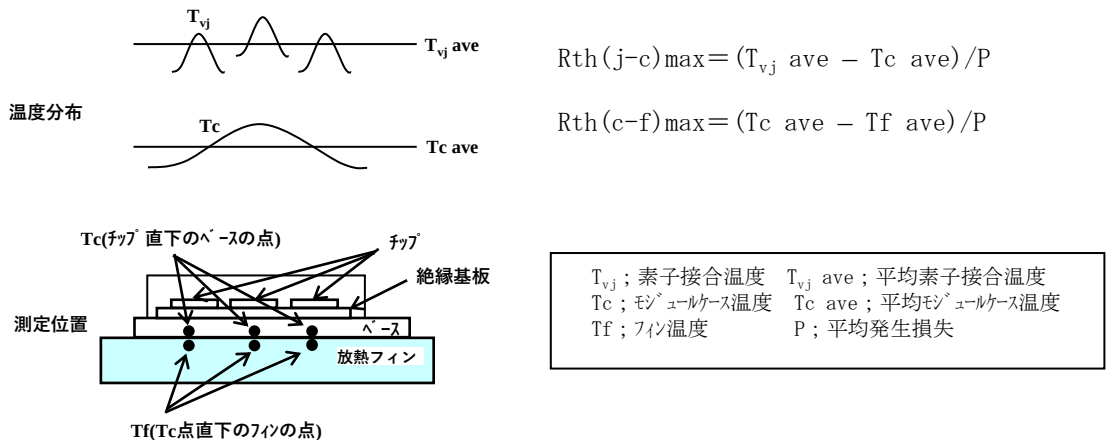
3-7. 熱抵抗と放熱設計

3-7-1. 熱抵抗について

モジュールの熱抵抗については、IGBT素子およびダイオード素子について、接合・ケース間熱抵抗 $R_{th}(j-c)$ をスペックで規定しています。

3-7-2. 温度測定位置の定義について

ケース温度、および放熱フィン温度測定位置の定義は、図3.26によります。接合・ケース間熱抵抗 $R_{th}(j-c)$ 、およびケース・放熱フィン間接触熱抵抗 $R_{th}(c-f)$ は、本定義によって規定されたものです。



3-7-3. 放熱設計について

放熱フィンを選定するための、定常状態と過渡状態について基本的な考え方を以下に示します。

(1) 定常状態

定常状態での熱等価回路を図3.27に示します。

図3.27の熱等価回路によって、IGBTの接合温度 T_{vj} (IGBT)は、以下の式で求められます。

$$T_{vj}(\text{IGBT}) = P(\text{IGBT}) \times R_{th}(j-c)(\text{IGBT}) + \{P(\text{IGBT}) + P(\text{ダイオード})\} \times R_{th}(c-f) \\ + \{P(\text{IGBT}) + P(\text{ダイオード})\} \times R_{th}(f-a) + T_a \quad \text{--- (35)}$$

なお、接合温度と周囲温度の差 ΔT_{vj} (IGBT)は、次式となります。

$$\Delta T_{vj} = P(\text{IGBT}) \times R_{th}(j-c)(\text{IGBT}) + \{P(\text{IGBT}) + P(\text{ダイオード})\} \times R_{th}(c-f) \\ + \{P(\text{IGBT}) + P(\text{ダイオード})\} \times R_{th}(f-a) \quad \text{--- (36)}$$

ここで、ケース温度 T_c および放熱フィン温度 T_f の測定点は、図3.26の温度測定位置の定義点としています。

また、ダイオードの接合温度を求める場合は、接合・ケース間温度上昇を $P(\text{ダイオード}) \times R_{th}(j-c)(\text{ダイオード})$ として、同様の考えで求めることができます。

ケース温度測定位置が異なる場合は、熱抵抗がカタログ値と異なるので注意してください。

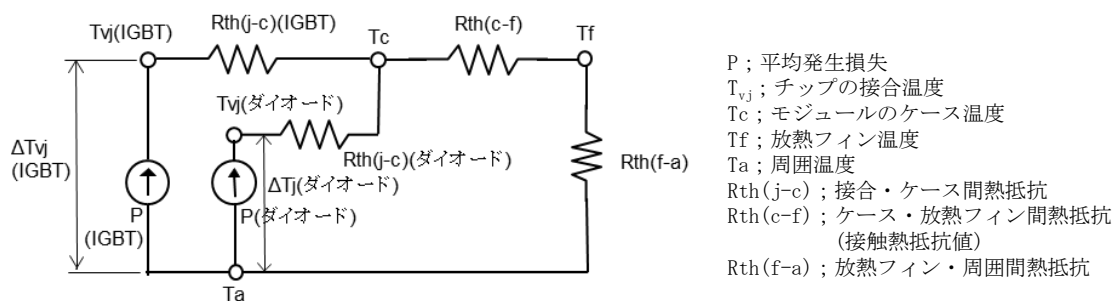


図3.27 熱等価回路

(2) 過渡状態

一般的には、前述のように、平均発生損失を用いた定常状態での接合温度 T_{vj} を考えれば十分ですが、実際にはスイッチングを繰り返しており、発生損失はパルス状となります。

接合温度 T_{vj} は、ケース温度 T_c を基準とした場合、図3.28に示すように温度リップルを生じます。ここで、発生損失を一定の周期で、かつ一定のピーク値の連続矩形波パルスと考えれば、図3.29に示す過渡熱抵抗特性カーブを用い、接合温度のピーク値 $T_{vj,p}$ は、次式で求められます。

$$T_{vj,p} = P1 \times \{R_{th}(\text{定常}) \times t1/t2 + (1 - t1/t2) \times R_{th}(t1+t2) - R_{th}(t2) + R_{th}(t1)\} + T_c \quad \text{--- (37)}$$

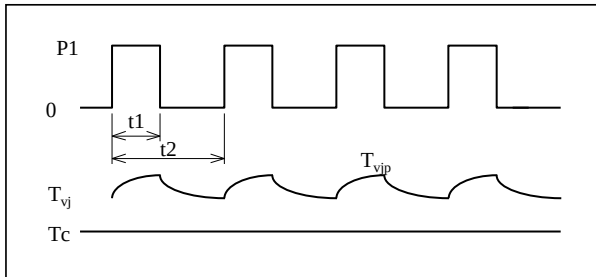


図3.28 温度リップル

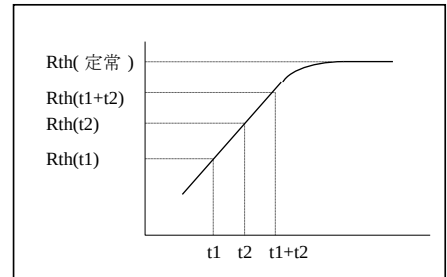


図3.29 過渡熱抵抗

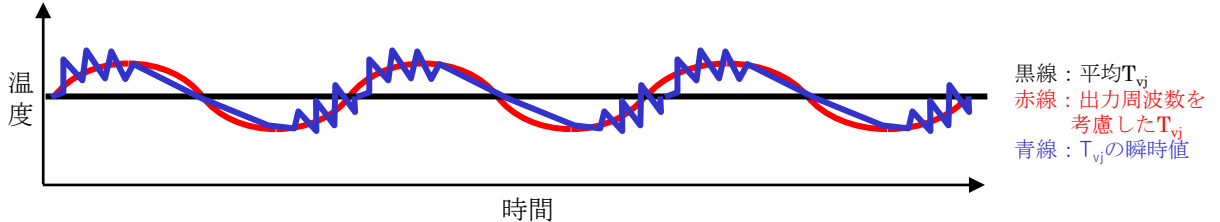


図3.30 インバータ動作の温度リップル

図3.30に、インバータ動作の温度リップルを示します。接合温度は、出力周波数と同じサイクルで振動しています。また、キャリア周波数と同じサイクルでも振動しています。このことを考慮したうえで、一瞬たりとも超えてはいけなないのが $T_{vj,max}$ です。

3-7-4. 温度リップル・温度変化についての注意事項

(1) 温度リップルがある場合の注意点

- (a) 前項のような検討を行い、接合温度の温度リップルピーク値が定格値 ($T_{vj,max}$) を超えないことを確認して、放熱フィンを選定してください。
- (b) 温度リップルが大きいほど、モジュール内部の構造部材のストレスが大きくなり、そのサイクル数が大きくなると、モジュールの寿命を低下させる危険があります。
特に、高い温度リップルが生じ、かつサイクル数が多い用途では、十分に検討してください。
- (c) なお、発生損失が時間に対し変化して発生する場合は、ケース・フィン間の接触熱抵抗の存在のために、ケース温度 T_c も発生損失に応じて変化する場合があるので注意してください。

(2) パワーサイクルモードでの素子寿命カーブ

冷却系、およびモジュールのケース温度(T_C)の変化があまり発生せず、素子の接合温度(T_{vj})が変化するモードでの寿命項目に、パワーサイクル耐量があります。

これは、素子温度変化の変化値(ΔT_{vj})とその繰返しサイクル数(N)との関係を示したもので、主にワイヤのボンディング部がストレスを受けて、 $V_{CE(sat)}$ が変化してしまう劣化モードを表します。

当社の試験方法は、素子定格電流を数秒間通流し、そのあと、数秒間オフとして接合温度に変化を生じさせており、これを1サイクルと定義しています。

なお、実使用ではモジュールのケースと冷却フィン間の接触熱抵抗の存在を無視できず、ケース温度も変化する場合があるので、 ΔT_{vj} は、接合-フィン間で評価してください。

3-7-5. 実際の装置におけるパワーサイクル寿命の考え方

鉄道用モータの制御用インバータとしてパワーモジュールを使用する場合、発進、加速(力行)、惰性走行、減速(回生)、停止などの鉄道の運行状況に合わせて、パワーモジュールの動作条件は複雑に変化します。これにより発生するパワーモジュールの損失により、パワーモジュールは加熱、冷却を繰り返し、チップ温度 T_{vj} は複雑に変動します。この温度変動によりパワーモジュールにパワーサイクル負荷が発生するため、パワーモジュールの製品寿命は主に、実働時の T_{vj} 変化によるパワーサイクル寿命で決まります。市場におけるパワーモジュールの製品寿命を推定するためには、市場での鉄道の運行パターンを入手し、パワーモジュールの動作条件を求める必要があります。

図3.31に実働パワーサイクル寿命の求め方を示します。走行パターンから、インバータの運転条件、すなわち、電流・電圧、変調率、力率、スイッチング周波数の履歴を算出します。これらの値と、 I_C - V_{CE} 特性、 I_F - V_F 特性、 $E_{on}/E_{off}/E_{rr}$ 特性から、IGBTおよびダイオードの損失履歴を計算します。この損失履歴と過渡熱抵抗から、IGBTおよびダイオードの接合温度 T_{vj} およびケース温度 T_C を算出します。この T_{vj} の履歴から温度範囲 ΔT_{vj} とそのサイクル数を集計して、パワーサイクル寿命を計算します。一般的に、IGBTおよびダイオードの T_{vj} は複雑で不規則な波形となるため、レインフローアルゴリズムを使って、 T_{vj} の波形から複数の ΔT_{vj} とそのサイクル数に変換します。

レインフローアルゴリズムを使って、 T_{vj} から ΔT_{vj} のサイクル数に変換する方法を図で説明します。図3.32(a)に温度履歴の例を示します。レインフローアルゴリズムでは、 ΔT_{vj} は(b)に示すように4つに分解されます。すなわち、(c)の青で示す大きな $+\Delta T_{vj1}$ と、小さな $-\Delta T_{vj2}$ 、(d)の黄色で示す大きな $-\Delta T_{vj3}$ と小さな $+\Delta T_{vj4}$ に分解されます。

パワーサイクル寿命 N は、 ΔT_{vj} 、最高温度 T_{vjmax} 、オン時間 t_{on} の関数として

$$N = N_0 (\Delta T_{vj})^n \cdot t_{on}^m \cdot \exp\left(\frac{Q}{k_B(273+T_{vjmax})}\right) \quad \text{--- (38)}$$

n, m : 定数、 Q : 活性化エネルギー(eV)、 k_B : ボルツマン定数 8.6173×10^{-5} (eV/K)

で表せます。(38)のパワーサイクル寿命予測式を使って損傷度 D を計算し、 $D=1$ となるサイクル数から実働パワーサイクル寿命 N を求めます。すなわち、

$$D = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{N_i} \right) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{N_0 (\Delta T_{vj,i})^n \cdot t_{ON,i}^m \cdot \exp\left(\frac{Q}{k_B(273+T_{vjmax,i})}\right)} \right) \quad \text{--- (39)}$$

$$N = \frac{1}{D} \quad \text{--- (40)}$$

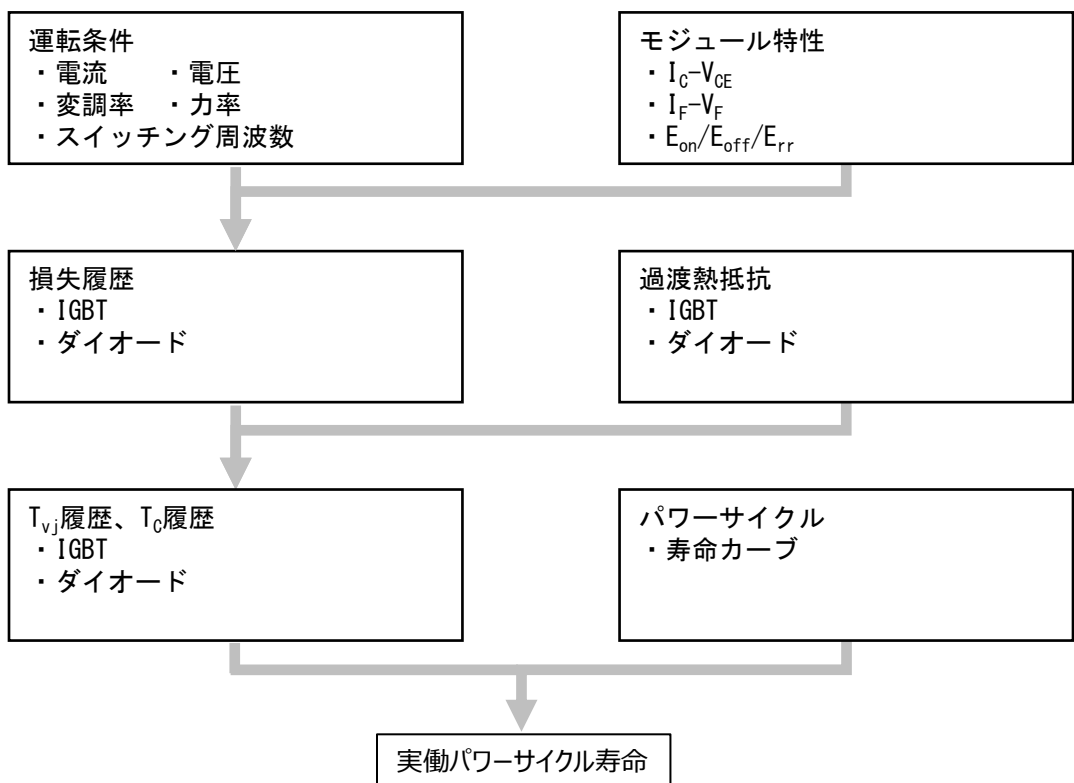


図3.31 実働パワーサイクル寿命の求め方

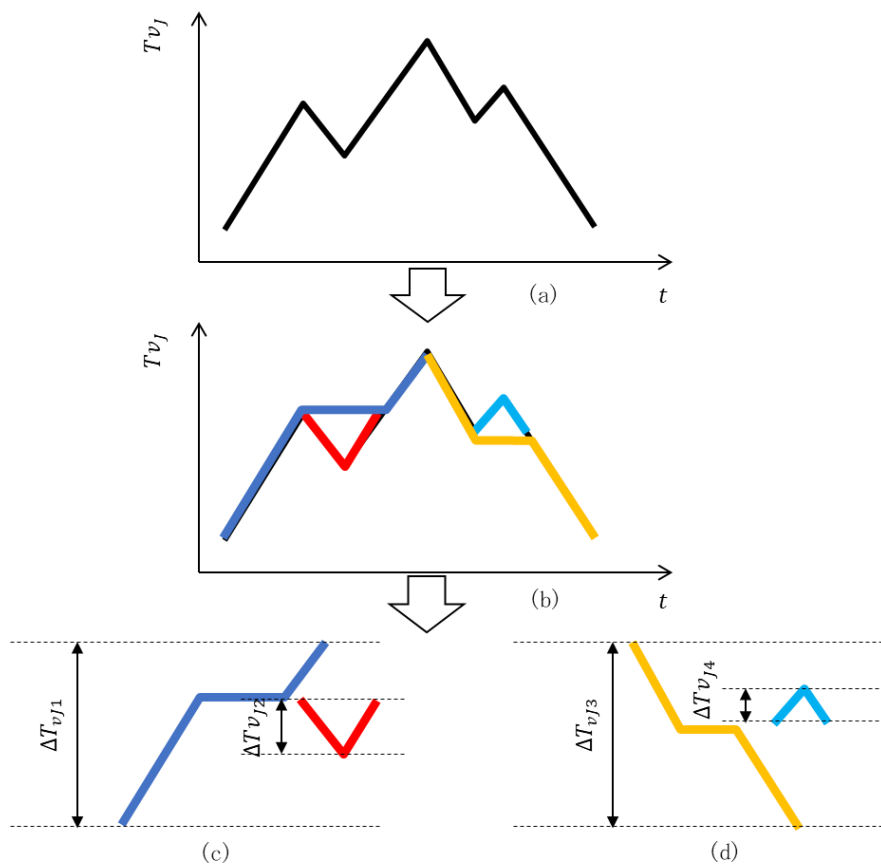


図3.32 実働パワーサイクル寿命推定：レインフローアルゴリズム

3-7-6. サーミスタによるパワーモジュールの温度モニタリング

NTC(Negative Thermal Coefficient)サーミスタが搭載されているパワーモジュールでは、サーミスタを利用して稼働中のパワーモジュールの温度を監視することができます。NTCサーミスタの抵抗 R とサーミスタの絶対温度 T_r の間には、以下のような指数関数で近似される関係があります。

$$R = R_0 \cdot \exp\left(B\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_0}\right)\right) \quad \text{--- (41)}$$

ここで、 B はサーミスタの抵抗の温度依存性を表す B 定数、 R_0 は基準温度 T_0 でのサーミスタの抵抗を表します。

上記 (41) 式で表される関係から、サーミスタの抵抗値を測定することにより、サーミスタの温度を推定することができます。実際には (41) 式は近似誤差を含むため、図3. 33に示すようなサーミスタの R - T 関係図を参照することで、より正確な温度測定が可能です。

ただし、サーミスタはパワーモジュール内部のIGBTチップやダイオードチップから離れた場所に搭載されているため、サーミスタ温度 T_r はジャンクション温度 T_{vj} とは異なることに注意が必要です。 T_{vj} と T_r の関係は、パワーモジュールの動作条件によって変動するため、 T_{vj} の推定、特に短時間負荷による T_{vj} の過昇温の保護にサーミスタを使うことはできません。一般的な運転条件において、サーミスタ温度 T_r 、ジャンクション温度 T_{vj} 、ケース温度 T_c には以下の関係が成り立ちます。

$$T_c < T_r < T_{vj} \quad \text{--- (42)}$$

また、一般的な運転条件では、定常状態において $T_c \approx T_r$ が成立します。したがって、放熱グリスやヒートシンク、冷却水の異常による長時間（1分程度）の T_c 上昇を検知するためにサーミスタを利用することは可能です。

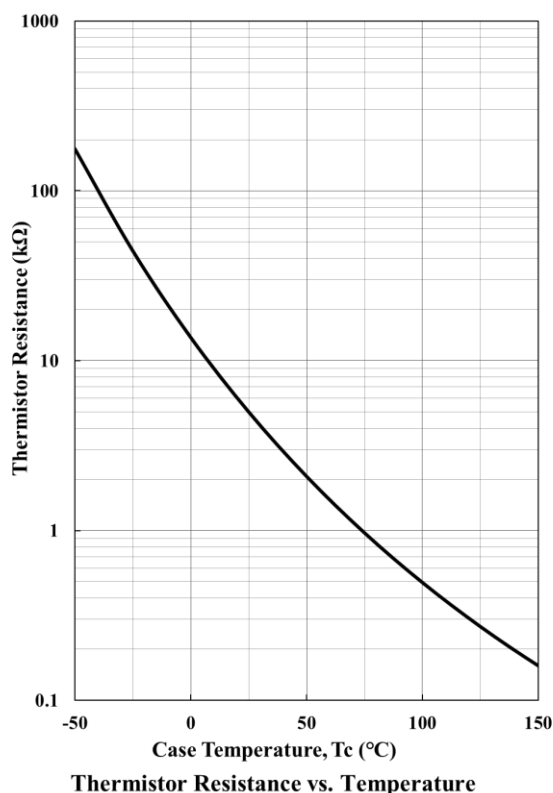


図3. 33 NTCサーミスタの抵抗値と温度の関係：代表例

3-7-7. IGBTとダイオードの熱干渉

パワーモジュールの内部では、IGBTチップとダイオードチップが近接して配置されているため、IGBTの損失によってIGBTチップとともにダイオードチップの温度が上昇します。また、ダイオードの損失によってダイオードチップとともにIGBTチップの温度が上昇します。結果として、いわゆる熱干渉が生じます。パワーモジュールの実動作条件では、IGBTとダイオードの両方が発熱するため、実働時のIGBTとダイオードの T_{vj} を推定するためには、熱干渉を考慮する必要があります。

図3. 34は、IGBTとダイオードチップが同時に発熱した時の、IGBTとダイオードの T_{vj} をシミュレーションによって求めた結果です。図の横軸はIGBTとダイオードの損失の比率を表し、図の左端はIGBTの損失が100%でダイオードの損失が0%、図の右端はIGBTの損失が0%、ダイオードの損失が100%を表します。それぞれのシミュレーションにおいて、IGBTとダイオードの合計損失は同じにしています。図から、IGBTが発熱していない場合やダイオードが発熱していない場合にも、IGBTまたはダイオードの T_{vj} が上昇していることが分かります。

図3. 35は、図3. 34の計算結果を表現する熱等価回路の例です。Y字型の等価回路を用いることにより、IGBTとダイオード間の熱干渉を表現することができます。

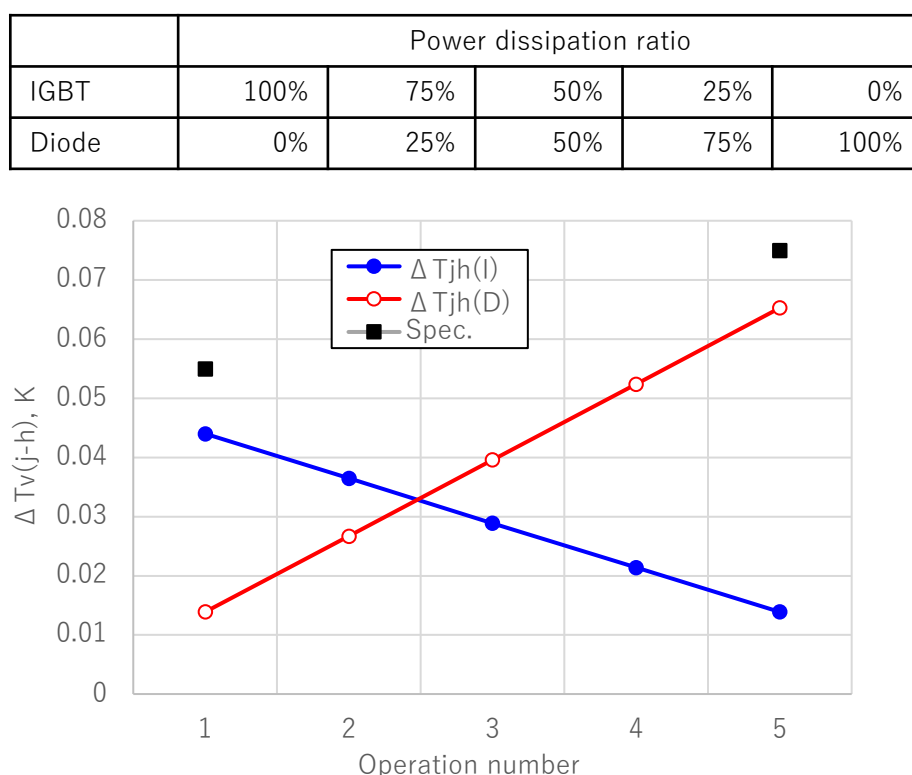


図3. 34 IGBT、ダイオードの損失比率と T_{vj} の関係(シミュレーション)

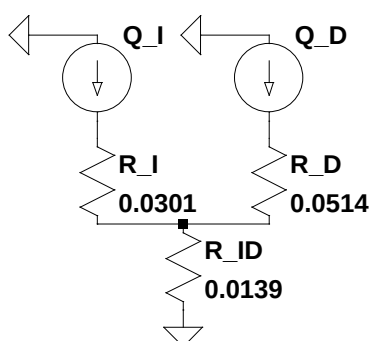


図3. 35 IGBT-ダイオード間の熱干渉を表現する熱等価回路モデルの例

3-8. 保護回路

3-8-1. 短絡・過電流

(1) アーム短絡

図3. 36にIGBT短絡試験模式波形を示します。装置が何らかの異常により素子が短絡状態になるとIGBTのコレクタ電流 I_C が増加します。 I_C がIGBTの飽和電流に達するとコレクタ電圧 V_{CE} が高電圧電位まで急増します。この状態が続くと、IGBTは熱破壊します。IGBTが非破壊で電流を遮断できる時間を短絡耐量として規定しています。ゲート駆動回路は短絡検出から保護回路遮断するまでの遅延時間を短絡耐量より短くする必要があります。短絡耐量は V_{CE} や V_{GE} 、 T_{vj} に依存し、一般的に短絡耐量は電源電圧 V_{CC} が高い程、 V_{GE} が高い程、また T_{vj} が高い程短くなります。

素子（IGBTまたはダイオード）が破壊した場合、あるいは上下アームに同時にオン信号が入力された場合、アーム短絡が発生します。

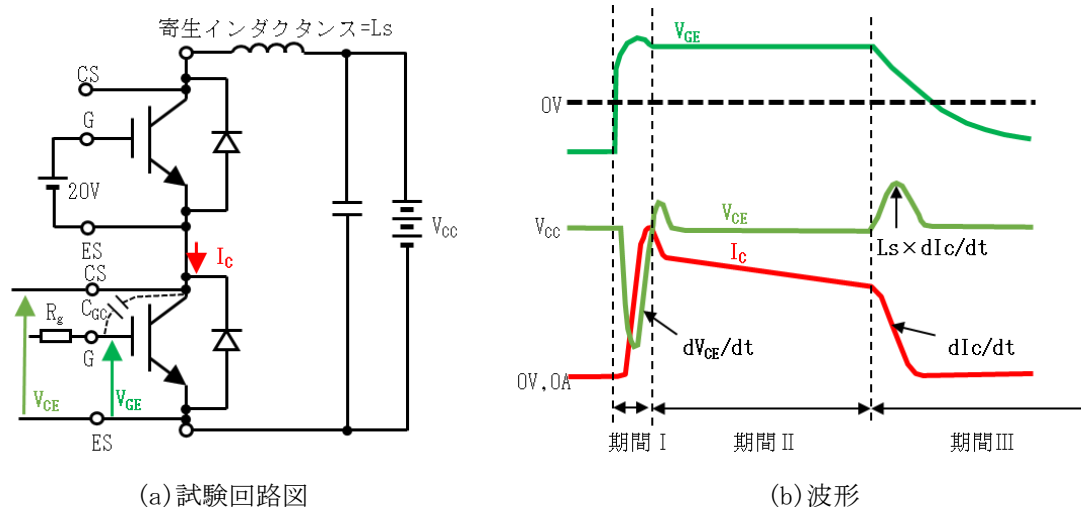


図3. 36 IGBT短絡試験模式波形

波形は大きく3つの期間に分けられます。

期間Ⅰ：IGBTがターンオンし、電流が流れ始める。 V_{CE} は寄生インダクタンス L_s 、および dI_C/dt により低下します。 dI_C/dt が低下すると、 V_{CE} は増加し dV_{CE}/dt が発生する。この dV_{CE}/dt により C_{gc} を通じて、コレクタからゲートに電流が流れ、 V_{GE} はゲート電源電圧より短時間高くなります。これによりコレクタ電流 I_C が増加しピークが発生します。なお、この時のゲート電圧は絶対最大ゲート電圧を超えないようにしてください。また、ピークのコレクタ電流が大きすぎるとラッチアップ破壊する場合があります。 dV_{CE}/dt はターンオンゲート抵抗に大きく依存しますので、設定に当たっては十分ご注意ください。

期間Ⅱ：IGBTの自己発熱により、時間とともに T_{vj} が増加するため、 I_C は減少します。

期間Ⅲ：ゲートがオフとなり、 $L_s \times dI_C/dt$ の跳ね上がり電圧が発生します。この時、通常のターンオフゲート抵抗で遮断した場合、遮断時の電流が大きくSCSOA(Short Circuit Safe Operation Area)を逸脱する可能性があるため、短絡検出時のターンオフゲート抵抗は、通常のターンオフ抵抗値より大きい値で設定することを推奨します。

(2) 出力短絡および地絡

図3. 37に出力短絡と地絡の電流経路を示します。出力短絡はモータが故障した場合、あるいは制御あるいはゲート回路がある相で固着した場合に発生します。

図3. 38に出力短絡模擬試験回路と波形を示します。出力短絡では、平滑コンデンサとモジュール間の寄生インダクタンス L_s に加え、短絡経路にモータ巻線インダクタンスおよびインバータとモータ間の配線ケーブルのインダクタンス分 L_c を持っています。短絡経路のインダクタンスを

$$L_{sh}=L_s+L_c \quad \text{--- (43)}$$

とすると、電流上昇率 di/dt は、電源電圧を V_{cc} として

$$di/dt=V_{cc}/L_{sh} \text{ (A/sec)} \quad \text{--- (44)}$$

で表され、短絡開始時からの時間を t (sec)とすれば、コレクタ電流 I_c は

$$I_c=di/dt \times t \text{ (A)} \quad \text{--- (45)}$$

となります。 I_c が飽和電流に達すると、コレクタ電圧 V_{ce} は増加し、アーム短絡時と同様に、IGBTには高電圧 V_{cc} が印加された状態で、飽和電流が流れるため大きな発熱が発生します。

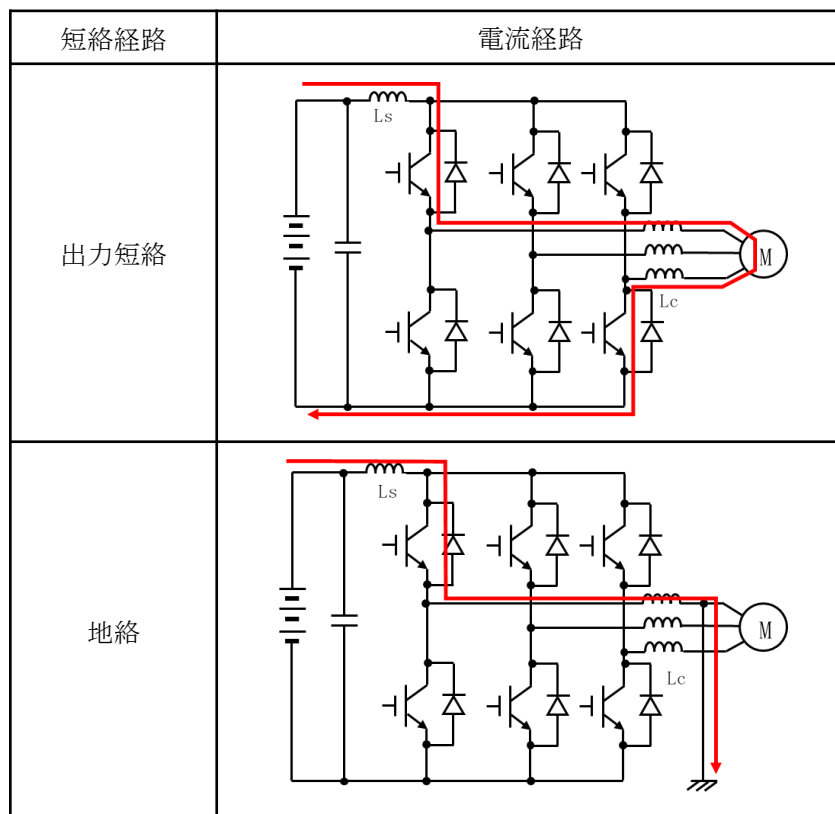


図3. 37 出力短絡と地絡の電流経路

一方、インバータとモータ間のケーブルあるいは、モータが地絡した場合も図3. 38と同様の波形になります。

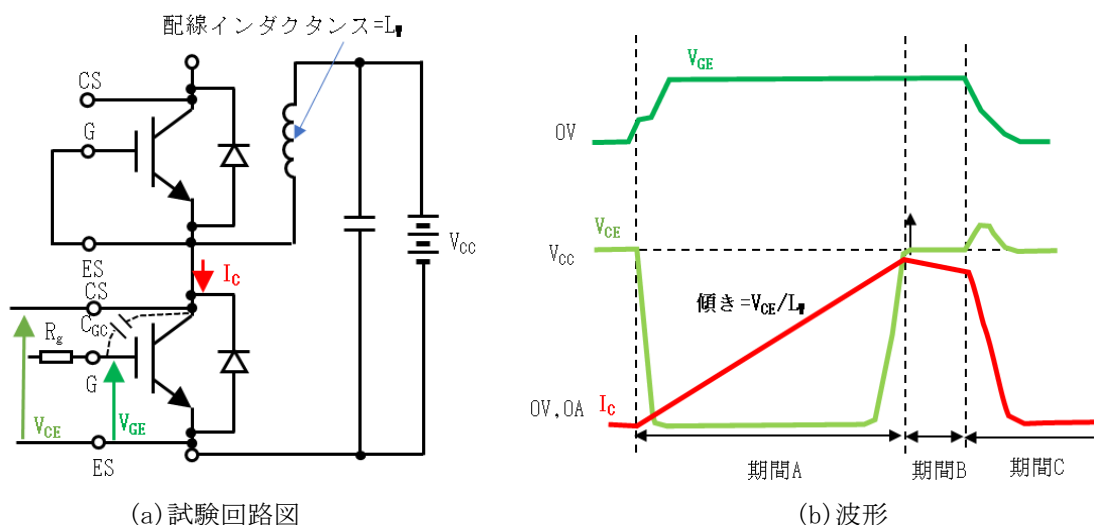


図3.38 出力短絡模擬試験回路および波形

3-8-2. 過電圧

(1) 過電圧発生原因

IGBTターンオフ時、あるいはダイオードリカバリ時に発生する di/dt により、IGBTモジュールと平滑コンデンサ間の配線インダクタンス L_s によりサージ電圧 $=di/dt \times L_s$ が発生します。ターンオフサージ電圧のピーク電圧 V_{cp} は、直流電圧を V_{cc} として、

$$V_{cp} = V_{cc} + di/dt \times L_s \quad \text{--- (46)}$$

で表せます。システム上の最大直流電圧条件下において、電圧・電流の過渡特性（ローカス）がRBSOAおよびRRSOA内であることを確認ください。

(2) サージ電圧抑制方法

サージ電圧を抑制する方法として、下記があります。

- (a) IGBT駆動回路のゲート抵抗や、負バイアスを調整し di/dt を抑制する。
(詳細は3-3項「ゲート駆動回路」を参照ください)
- (b) 平滑コンデンサをできるだけIGBTモジュールの近くに配置ください。また、フィルムコンデンサ等の内部インダクタンスが低いコンデンサを使用ください。
- (c) 寄生インダクタンス L_s を低減するため、配線を太く・短いバスバーを使用する。また、PN配線を平行平板配線（ラミネートバスバー）とすると効果的です。

(3) サージ電圧特性例

図3.39にIGBTターンオフ、およびダイオードリカバリ時サージ電圧のコレクタ電流依存性の例を示します。IGBTターンオフサージ電圧 V_{cep} はコレクタ電流 I_c が大きいほど高くなります。一方、ダイオードのリカバリサージ電圧 V_{akp} は低電流側で大きくなる傾向があります。このように、サージ電圧は、電圧・電流条件、駆動条件、駆動（周囲）温度、回路条件などにより変化します。このため、システムとして使用が想定されるすべての動作条件において、仕様書に記載されたRBSOA、およびRRSOA内であることを確認ください。

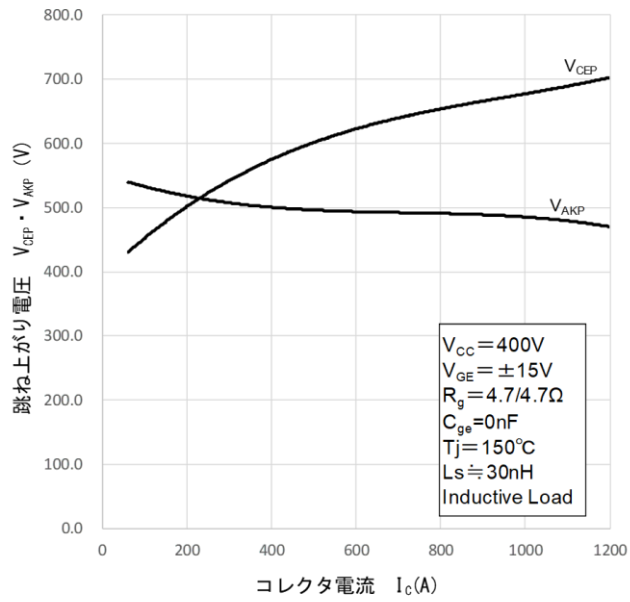


図3.39 IGBTターンオフおよびダイオードリカバリ時
サージ電圧のコレクタ電流依存性：代表例

4 章. 取付け上の注意

4-1. IGBTモジュールへの冷却フィンへの取付け

4-1-1. 推奨締付トルク

仮締め、本締めの各推奨トルクを表4.1に示します。

表4.1 IGBTモジュール取付け部の推奨トルク値

No	ねじ	定格トルク (N・m)	推奨トルク (N・m)	仮締トルク (N・m)	本締トルク (N・m)
1	M6	6.0	5.5	1.5～2.0	4.9～5.9

4-1-2. サーマルグリースの塗布とモジュール取り付け方法

(1) 目的

適切な熱インターフェースは、パワーモジュールをヒートシンクに取り付ける際に考慮すべき重要な事項です。サーマルグリースは、パワーモジュールとヒートシンク間の熱抵抗を低減するためのサーマルインターフェース材料として広く使用されています。適切な熱インターフェースを実現するためには、グリースを正しく塗布する必要があります。グリースの塗布を誤るとチップが過熱する恐れがあり、モジュールの破壊につながる可能性があります。

(2) 塗布方法

当社で確認したヒートシンクへの実装方法を紹介します。ヒートシンクの形状により最適な取付け方法は異なります。したがって、一例としての紹介となりますので、実装状態を保証するものではありません。図4.1にワークフローを示し、図4.2にワークフローで使用するステンシルのパターン例を示します。

手順は以下の通りです。

Step1：ステンシルをセット

ベースプレート表面の異物を除去して図4.1(a)のようにベースプレート上にステンシルをセットします。

Step2：グリースを塗布

図4.1(b)に示すようにステンシルの端にグリースをベースプレートの表面全体に十分に行き渡るように塗布します。

Step3：グリースを絞る

図4.1(c)に示すように、スキージでグリースをステンシルに押し込みます。図4.1(d)に絞り後のグリースの状態を示します。

Step4：ステンシルを取り外す

図4.1(d)のように絞り終わったらステンシルを取り外します。

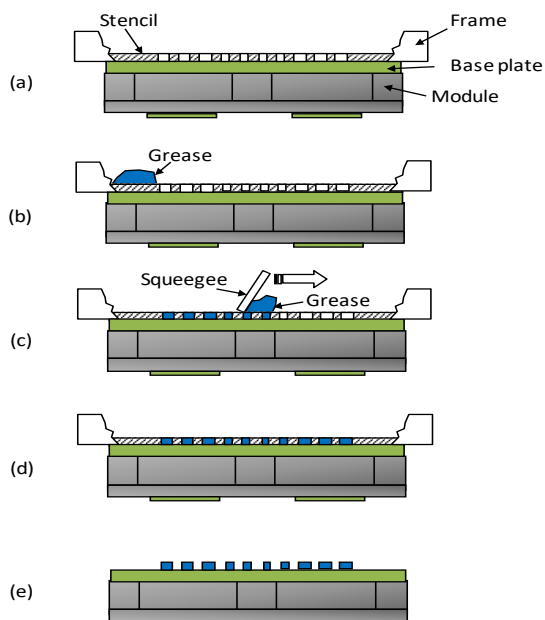


図4.1 グリース塗布作業の流れ

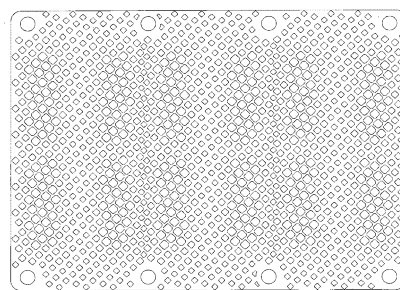


図4.2 ステンシルのパターン例

4-1-3. 推奨するねじの締付け順序

4点締め、6点締め、8点締めモジュールの仮締め、本締めの場合、図4.3に示すような順序で締付けてください。

仮締め時；1⇒2⇒3⇒4…の順

本締め時；…4⇒3⇒2⇒1の順

なお、締付ける順序は対角線の順とし、その開始位置の制約は特にありません。

(増締め時も同様です)

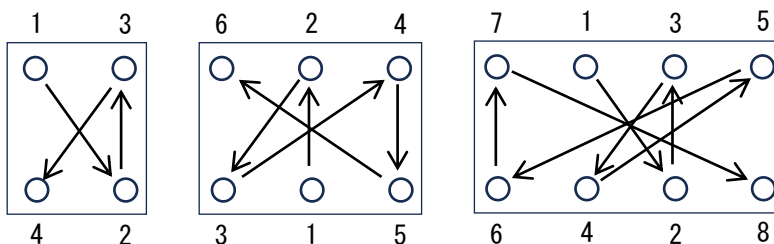


図4.3 IGBTモジュール締付け順序

4-1-4. 放熱板の表面粗さ、反りなどについて

重要事項

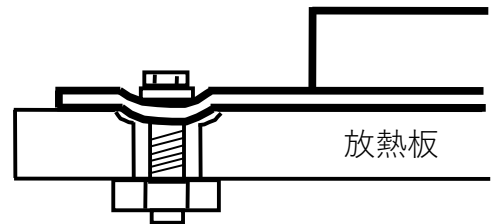
- 放熱板の表面粗さは、「25S」以上に滑らかにしてください。
- 放熱板の反りは、凹および凸について、ねじ穴間隔で50μm以下としてください。
- 放熱板の表面には、ばりなどがないことを確認し、ねじ穴は必ず面取りをしてください。
- IGBTモジュールと放熱板の間に、切削物などの異物がはさまれないようにしてください。

4-1-5. 放熱板のモジュール取付け用穴について

放熱板の取付け穴径が大きすぎますと、図4.4に示すようにIGBTモジュールの金属ベースが変形し、モジュール内のチップを損傷する可能性があるので、使用するねじの大きさに適切な取付け穴径を選定してください。使用するねじに対する取付け穴径、および面取りの推奨値を表4.2に示します。

表4.2 推奨の取付け穴径と面取り値 (mm)

No.	ねじ	取付け穴径	推奨面取り値
1	M4	φ5	C0.5
2	M5	φ6	
3	M6	φ7.5	



取付け穴径が大きすぎるとIGBTモジュールの金属ベースが変形する

図4.4 不適切な放熱板への取付け例

4-2. 端子への取付け

4-2-1. 端子の取り扱い

主端子部に、147N(15kgf)/端子以上の圧縮、引張り応力を掛けしないでください。また、nHPD2パッケージの主端子部には、引張方向で50N/端子、圧縮方向で250N/端子以上の引張、圧縮荷重を掛けしないでください。素子パッケージ、および主端子の変形によって、パッケージの破損や素子内部の配線の短絡などが発生する場合があります。主端子/補助端子は、引き起し、または屈伸しないでください。端子が欠損する恐れがあります。

許容荷重は、バスバー接続時1回のみの静的な負荷に対する値です。熱変形や振動による繰り返しの負荷には対応していません。使用中には機械力や振動が端子に伝わらないようにしてください。また、端子部が重量物を保持するような構造をとる場合、端子に加重が掛かり折損が発生する場合がありますので、事前に実機での振動試験の評価をしてください。

4-2-2. 推奨するねじの締付け順序

端子部のねじの締付け順序については、特に規定はありません。

4-2-3. ねじ締付け方法

手動、または電動ドライバで、表4.3に示す推奨トルクで取付けてください。ねじ面は清浄で、かつ潤滑されていないことを推奨します。インパクトレンチやインパクトドライバーは使用しないでください。

表4.3 スクリュー端子部取付け時のトルク

No.	ねじ	定格トルク (N・m)	推奨トルク (N・m)	最小値トルク (N・m)	備 考
1	M4	2.0	1.8	1.6	補助端子部
2	M8	15.0	15.0	12.0	

4-2-4. 推奨するねじの深さ

スクリータイプの取付け部の断面図は、図4.5のようにになっています。ねじの深さ（長さ）の推奨値は、同図における「d」の長さ（ナットからのみ出し長さ）が1～2mmとなるように選択してください。

図4.5における各寸法（a、b、c）は、ねじの種類によって表4.4のようにになります。ここで、これらの寸法には配線、そのほかの厚みは含まれていません。

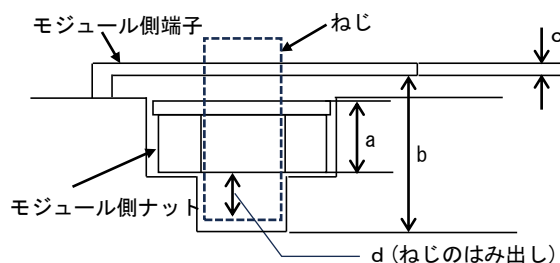


表4.4 ねじ穴各部の寸法（図4.5、a、b、c）

No.	ねじ	A (mm)	B (mm)	C (mm)	備 考
1	M4	3.2	10.0	0.6	補助端子部
2	M8	8.0	17.0	1.5	

図4.5 モジュール側ねじ穴の断面図

4-3. バスバーとキャパシタ接続の設計リファレンス

パワーモジュールのDC端子にバスバーを介してキャパシタを取り付ける場合、バスバーの浮遊インダクタンスが小さくなるように注意する必要があります。浮遊インダクタンスが大きいと、ターンオフ時の跳ね上がり電圧が大きくなり、パワーモジュールの V_{CES} 定格電圧を上回るリスクが生じます。パワーモジュールを使用する際には、跳ね上がり電圧を含めた電圧がパワーモジュールの V_{CES} 定格電圧を上回ることが無いように注意する必要があります。また、パワーモジュールのスイッチング損失は、バスバーの構造の影響を受けて変動し、スペックシート記載の値と差異が生じるため、インバータの接続条件で特性を測定する必要があります。

図4.6に、nHPD2パッケージにバスバーとキャパシタを接続した例を示します。この例では、DCバスバーを積層構造にすることにより、バスバーの浮遊インダクタンスを低減しています。弊社の実施するパワーモジュール特性評価の際には、同様のバスバー設計を用いております。

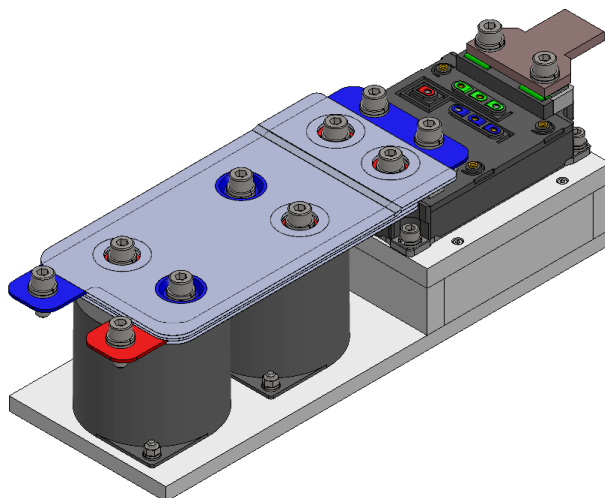


図4.6 パワーモジュール、バスバー、キャパシタ取付けの例

4-4. バスバー取付け時の注意事項

主端子や補助端子を持ち上げたり、曲げたり、引っ張ったりしないで下さい。破損する場合があります。また、端子部分が大荷重を保持するような構成では、過大な負荷により端子が損傷する場合があります。必ず事前に振動試験による実機評価を実施して下さい。

表4.3に端子接続時の推奨締付けトルクを示します。同一のバスバーに複数の主端子を接続する場合は、全ての主端子に対して、表4.3に示す推奨トルクの30%程度のトルクでの仮締めを完了後、本締めを実施して下さい。取外す時にも、全ての主端子のボルトを緩めるまで、各主端子には仮締めトルク程度のトルクを残して下さい。仮締めトルクを与えない状態で特定の主端子のみに過大なトルクを負荷すると、ケースが破損する恐れがあります。

図4.7にバスバー接続例を示します。主端子へのバスバー取付け、あるいは取外し時には、バスバーを主端子以外の部分で固定し、締付トルク、または緩めトルクが直接ケースに伝わることを無いように注意して下さい。過大な締付トルク、または緩めトルクがケースに負荷されると、ケースが破損する恐れがあります。バスバーを支柱等に固定する場合、その高さはモジュールの高さと同様か、それ以下とし、接続の際には、モジュールにバスバーからの引張荷重ではなく、圧縮荷重が作用することを推奨します。

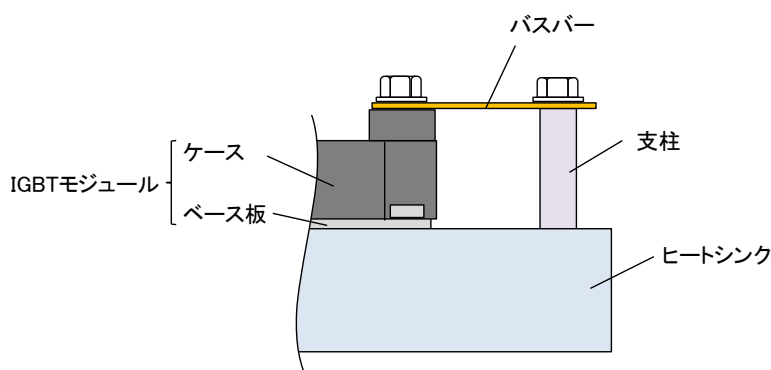


図4.7 端子へのバスバー取付け方法の例

パワーモジュール動作時の通電により、パワーモジュールの主端子には導通損失が発生し、その一部はバスバーを介して放熱されます。この結果、主端子のバスバー接続部の温度は上昇します。インバータ設計の際には、主端子のバスバー取付け部の温度変動、および放熱が、バスバー、およびその周辺部材の信頼性に与える影響を考慮する必要があります。図4.8に、主端子からの放熱量と主端子両端の温度差の関係を示します。ここでは、AC端子に1600Ap、および800Apの正弦波電流を通電した時の端子からの放熱量を示しています。

また、主端子の最高温度は、運転条件によってはモジュールの内部で発生することもあるため、大電流が通電される場合は、主端子のバスバー取付け部温度、およびケース温度に上限が設けられることがあります。

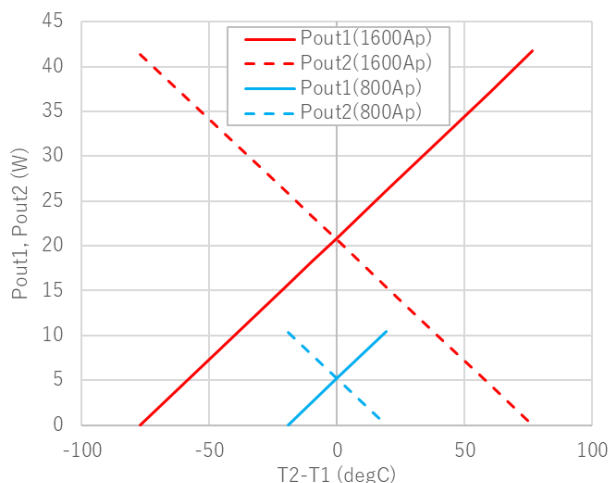
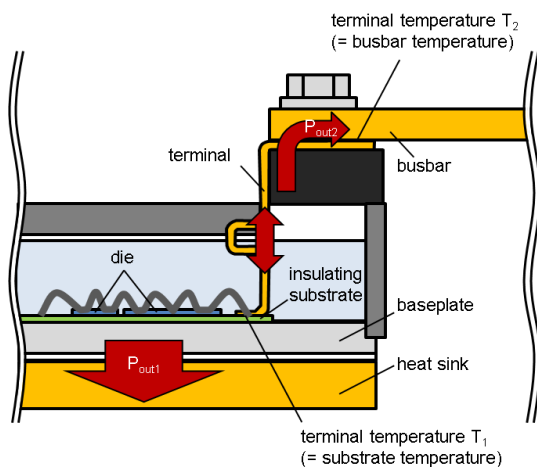


図4.8 主端子からの放熱量と主端子両端温度差の関係

4-5. PCBの取付け

モジュール上面にPCBを取付ける際のねじ端子部の推奨締付けトルクを表4.5に、PCB取付けねじ締付け順序を図4.9に示します。

PCBの4角のA～Dを図示した順序で締付けた後、内側の接続部4～11を任意の順序で締付けてください。

ねじ長さについては、スペック中の外形寸法図にねじ穴深さ寸法が記載されていますので、使用するPCB厚さを考慮し、長さを調整してください。

また、PCBの材料としては、FR-4(ガラス・エポキシ)基板を推奨します。

表4.5 PCB取付けねじ端子部の推奨締付トルク

No.	ねじの呼び径	定格トルク (N・m)	推奨トルク (N・m)
1	M3	0.8	0.65±0.15

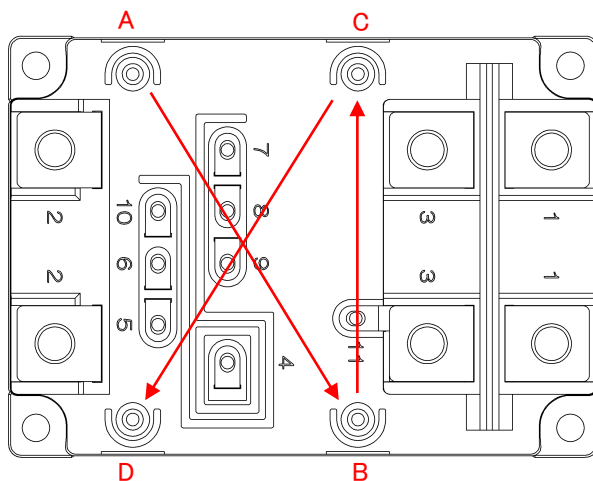


図4.9 PCB取付けねじ締付け順序

4-6. 取付け環境

重要事項

モジュールを取り付ける際の環境については、以下の点に注意してください。

- 有害物質について：導電性や放熱性が悪くなるので腐食性ガス雰囲気での使用は避けてください。なお、ガスにより端子や金属ベースが変色する場合があります。
- その他：IGBTモジュールに雨滴がかからないよう、注意してください。

4-7. 保管・運搬上の注意事項

重要事項

(1) 以下の状態で保管ください。

- 温度：40℃以下
- 湿度：RH60%以下
- 塵あい：多量のはこりがある場所は避けてください。
- 有害物質：亜硫酸ガス、塩素ガスなどの腐食性ガスがないこと。
- その他：信号用ゲート・エミッタ端子に取り付けられている導電性スポンジは取り外さないでください。

(2) 運搬時の注意事項

- 運搬、移動の際は丁重に取り扱い、投げたり、落としたりしないでください。デバイスを破損させる原因になります。なお、衝撃を加えたり、落下させた素子は使用しないでください。
- 運搬箱に指定された「取扱い注意、ワレモノ注意」などの遵守事項を守り、機械的振動や衝撃を与えないように取り扱ってください。
- 運搬箱は、雨や水滴で濡らすことのないように十分注意してください。

4-8. 静電破壊に対する注意事項

重要事項

IGBTはMOSゲート構造を持っているので、静電気対策として以下の点に十分注意してください。

- 使用するまでは、ゲート・エミッタ間に取り付けられている導電性金属、またはテープを取り外さないでください。
- 取り扱うときは、人体を高抵抗（100k Ω ～1M Ω 程度）を通じて接地のうえ、パッケージ本体を持ち、ゲート端子には触れないでください。
- 作業台、はんだごてなど、素子が触れるものは必ず接地してください。
- 試験、検査の際、測定器の残留電荷が除去されていることを確認してください。また、各端子への電圧印加は「零V(0V)」から始め、「零V(0V)」に戻して終了してください。

4-9. IGBTモジュールの回路配置、配線方法

- (1) IGBTモジュールは、電源からの配線インダクタンスを小さくなるように配置ください。この配線インダクタンスが大きくなると、スイッチング時に過大な電圧の跳ね上がりを起こして、IGBTモジュールが過電圧破壊する場合があります。主回路配線インダクタンスを低減させるために、ラミネートブスバーを使用することを推奨します。IGBTモジュール・ラミネートブスバー・キャパシタを含めたインダクタンスについては、データシートの「ELECTRICAL CHARACTERISTICS」の「Test Conditions」に記載されたインダクタンスより小さい値となるように設計してください。
- (2) ゲート回路とIGBTモジュールの間の配線も短くしてください。配線が長くなると、ゲート電圧の立ち上がりや立ち下がり時間が遅くなり、スイッチング時間が長くなったり、誘導ノイズを拾いやすくなります。配線インダクタンスを下げ、誘導ノイズを防止するには、より線（ツイストペア）やシールド線構造が有効です。

4-10. 測定上の注意事項

- (1) V_{CES} 測定の場合は、制御用ゲート・エミッタ各端子をショートして測定ください。オープン状態で電圧を印加すると、IGBTを破壊させる場合があります。なお、ヒートサイクル試験などによって、モジュールに結露の恐れがある場合は、100℃程度で2時間以上放置乾燥後、規定の温度条件で測定してください。
- (2) IGBTモジュールは、モジュール内部のチップとモジュール端子との間に配線があるため、スイッチング時において、モジュール端子電圧とチップに印加される電圧とは異なります。これは、電流の時間変化率を di/dt 、配線のインダクタンスを L とすると、 $L \times di/dt$ の電圧がインダクタンスの両端に生じるためです。したがって、ターンオン時は、チップに印加される電圧よりモジュール端子の電圧の方が高くなり、ターンオフ時は、モジュール端子の電圧よりもチップに印加される電圧が高くなります。この内部配線のインダクタンスは次世代パッケージ(nHPD2)約10nH、従来パッケージ(IHM)約10～40nHほどあります。電流時間変化率に影響されますが、素子定格電圧を超えた電圧を印加しないように注意してください。

5 章. 信頼性

信頼性に関して、一般的事項や用語の説明をします。
また、モジュール構造に対して特有の信頼性試験項目や内容を説明します。

5-1. 故障率

一般的に半導体デバイスの故障率は、時間の経過によって図5.1のように変化します。

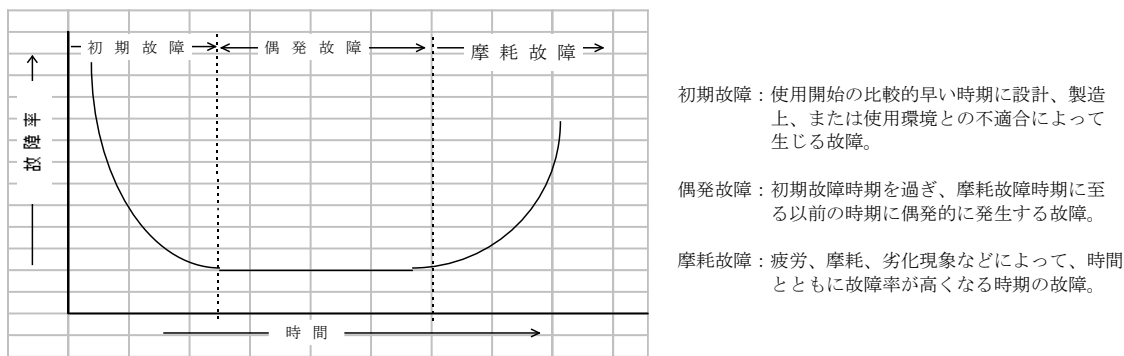


図5.1 半導体デバイスの故障率（バスタブカーブ）

5-2. 故障因子

半導体部品の故障の起こりやすさを決定する要因は、下表5.1に示すように、製造上の内的因子と、使用上の外的因子に分けて考えられます。

下表に示したような故障の具体例が発生した場合には、原因となる因子を分析し、外的因子に関して適切な対策方法を行なってください。

表5.1 故障の原因

因子区分		故障の具体例
内的因子	部品の構成材、構造で決まる因子	(1) 金属間化合物生成故障（パープルプレーグ） (2) 熱膨張係数のミスマッチ
	製造工程中のゆらぎによって発生する因子	(1) 内部ボンディングワイヤ不良（位置、圧力、傷等の条件による） (2) チップ表面パターンの傷 (3) チップはんだ付け部の不良
外的因子	熱的ストレス	(1) 熱膨張による摩耗劣化や破壊 (2) 化学変化の促進（化合物生成等）
	電氣的ストレス	(1) 絶縁破壊（パッケージ） (2) 絶縁破壊（MOS構造を持つチップの場合）
	機械的ストレス	(1) 端子折れ (2) パッケージの割れ (3) 絶縁破壊（パッケージ）
	化学的ストレス	外部電極の錆
	放射線	表面電荷の蓄積による特性変化

5-3. 信頼性試験

当社で行われる高耐圧IGBTモジュールMBM450FS33Fの信頼性試験の種類と内容について、表5.2に示します。

表5.2 MBM450FS33F信頼性試験の種類と内容

Test items	Test Conditions	Sample Size	Number of Failure	Judgment
High Temp. Storage	Temp. ; 150 deg.C Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
Low temp. Storage	Temp. ; -55 deg.C Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
Temp. Cycle	Temp. ; -40→25→125→25 all in deg.C Hold Time ; 60 minutes each condition Number of Repetition cycles ; 200	6	0	Pass
Temp. Humidity Storage	Temp. ; 60 deg.C Relative Humidity ; 90% Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
*Vibration(1) Variable Freq.	Acceleration ; 98m/s ² Frequency Range ; 100-2,000Hz Sweeping Rate ; Approximately 20 minutes Sweeping method ; Logarithmic Test Time,Direction ; 2 hours of each X,Y,Z	6	0	Pass
*Vibration(2) Variable Freq.	Amplitude ; 1.5mm Frequency Range ; 10-55Hz Sweeping Rate ; Approximately 1 minutes Sweeping method ; Logarithmic Test Time,Direction ; 2 hours of each X,Y,Z	6	0	Pass
*Vibration(3) Fixed Freq.	Acceleration ; 98m/s ² Frequency Range ; 60±20Hz Test Time,Direction ; 32 hours of each X,Y,Z	6	0	Pass
*Shock	Acceleration ; 980m/s ² Pulse Width ; 6ms Test Time,Direction ; 3 cycles of each X,Y,Z	6	0	Pass
*Mounting Strength	Mounting Torque ; 6N・m Accessories ; aluminum heat sink(convex;100μm) Test Duration ; 336 hours	6	0	Pass
Terminal Strength	Torque of Screw Terminal ; 15N・m Accessories ; copper plate(5mmt) Test Duration ; 336 hours	6	0	Pass
Temp. Bias(AC)	Temp. ; 150 deg.C Apply Voltage ; 3,300Vp(C-E) Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
Temp. Bias(DC)	Temp. ; 150 deg.C Apply Voltage ; 2,600VDC(C-E) Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
*Temp. Bias(AC)	Temp. ; 150 deg.C Apply Voltage ; 20Vp(G-E) Test Duration ; 1,000 hours	6	0	Pass
*Thermal Fatigue Test (Intermittent Operating Test)	Current ; Ic/If=450Ap Temp. ; Tc=30⇔100deg.C Sinusoidal Waveform ; 180 deg conduction(IGBT) 90 deg conduction(FWD)	6	0	Pass
Power Cycle	Current ; Ic=450A Temp. ; ΔTj=80 deg.C Tjmax=150 deg.C	6	0	Pass
*Electrostatic Discharge	Capacitor C ; 200pF Resistance R ; 0Ω Test Voltage ; 200V	6	0	Pass
Isolation	Applied Voltage ; 6,000Vrms×10minutes	6	0	Pass

*Tested by equivalent structure type

5-3-1. 信頼性試験判定基準値

上記信頼性試験での素子劣化判定基準は、以下の項目、および判定値で行われます。

表5.3 MBM450FS33F信頼性試験の素子劣化判定基準

Devices : IGBT Modules		Type : MBM450FS33F	
Ratings	Vces : 3,300V Ic(DC) : 450A Tj : -50 deg.C ~ 150 deg.C	Accept. Limit	1. Ices, Iges < 2×Rated Value 2. Vce(sat), VFM < 1.2×Rated Value 3. Vge(to) > 0.8×Rated Value Vge(to) < 1.2×Rated Value 4. Others < Rated Value (Upper Limit) > Rated Value (Lower Limit)

5-4. 品質保証体系図

当社の品質保証体系を図5.2に示します。

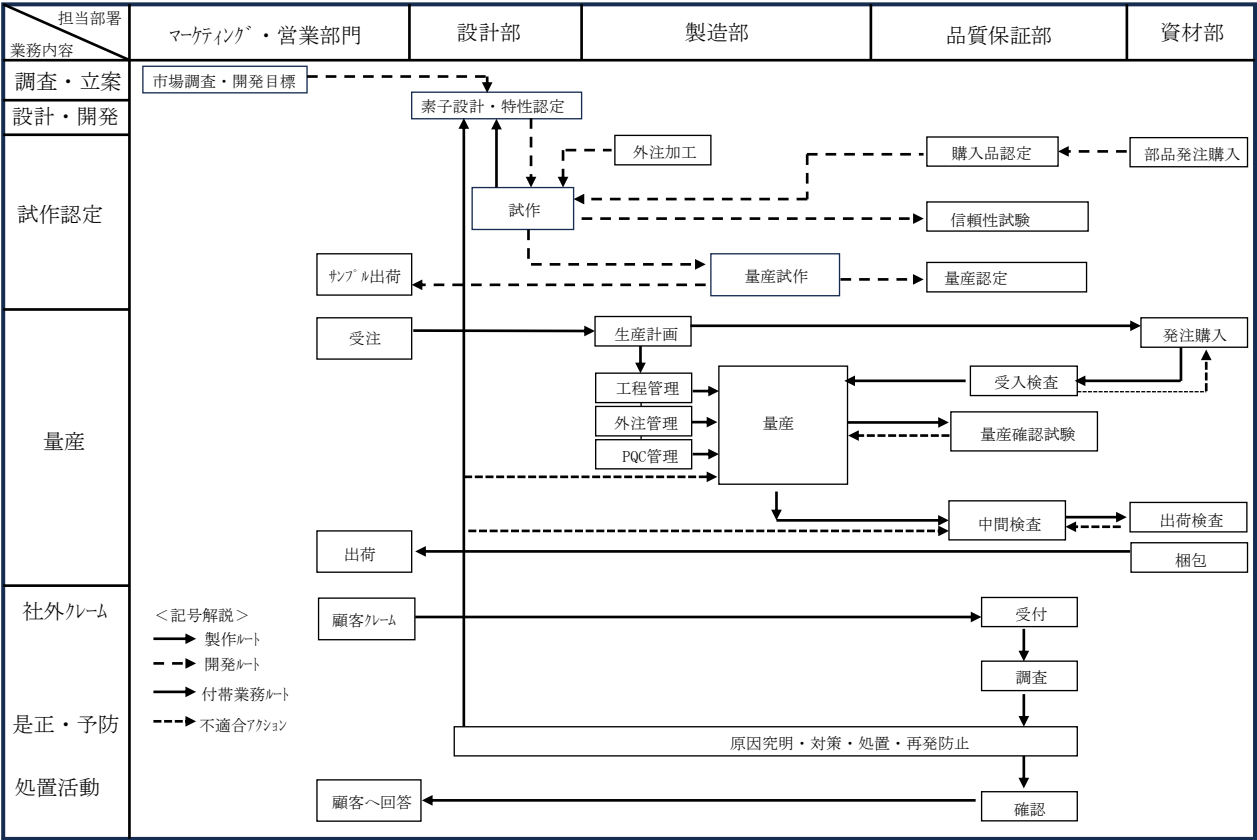


図5.2 品質保証体系図

6 章. トラブル時の対応

6-1. IGBTモジュールの故障モード（電氣的故障モード）

IGBTが破壊した際には、以下のツリーに従って破壊原因を調査ください。ただし、このツリーはIGBT破壊原因調査の一助となりますが、必ずしも原因を特定できるとは限りません。

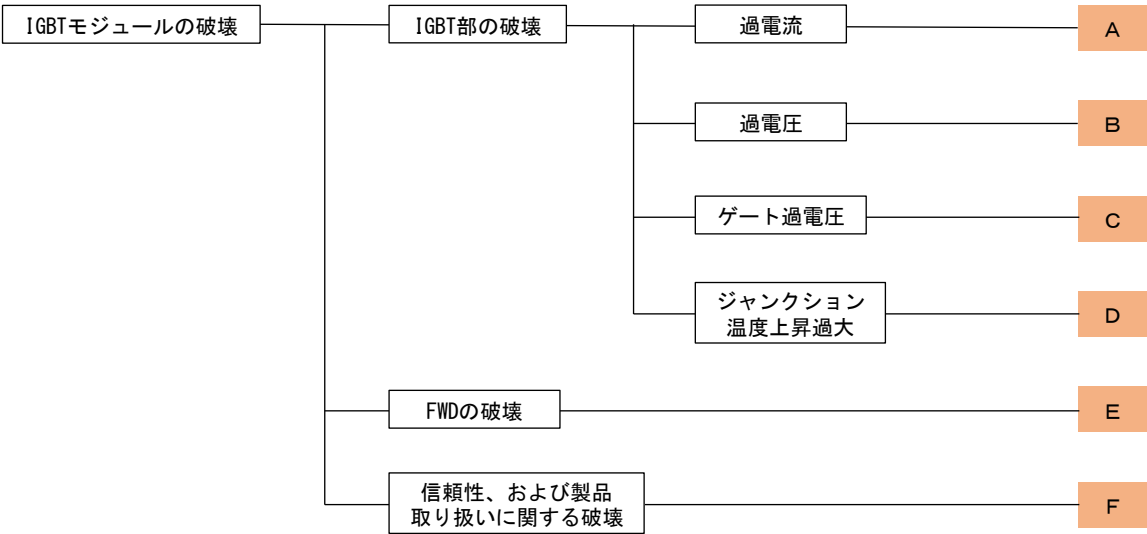


図6.1 IGBTモジュールの故障モード

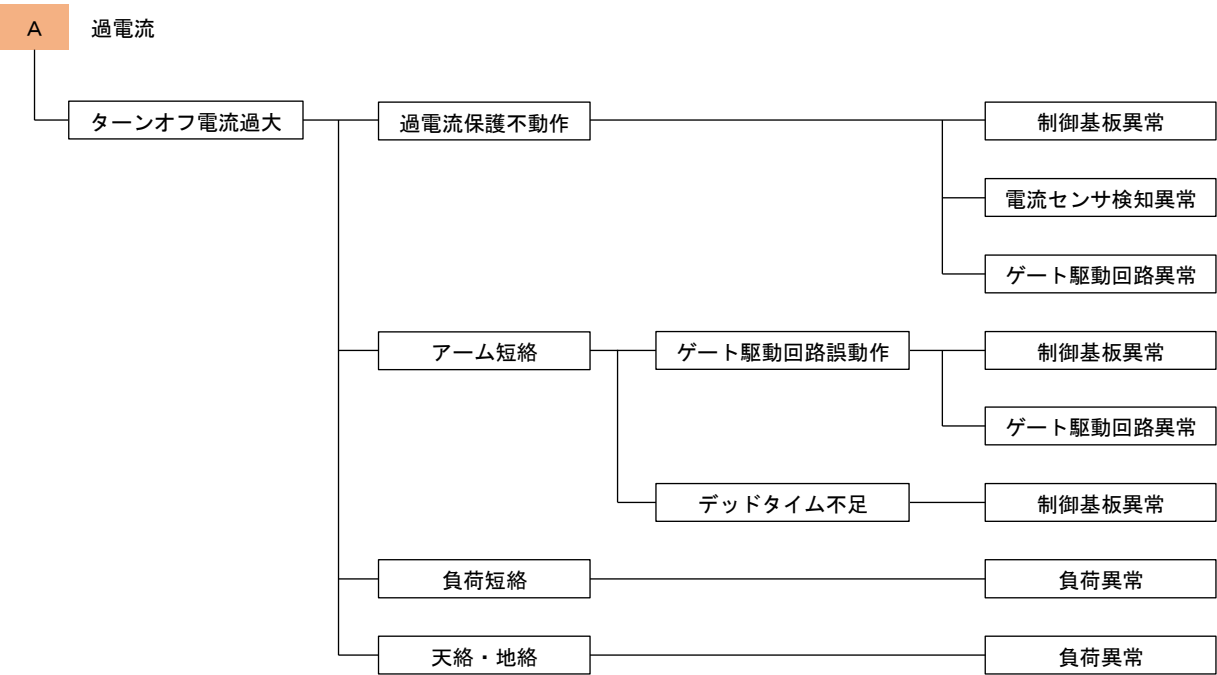


図6.2 故障モードA：過電流

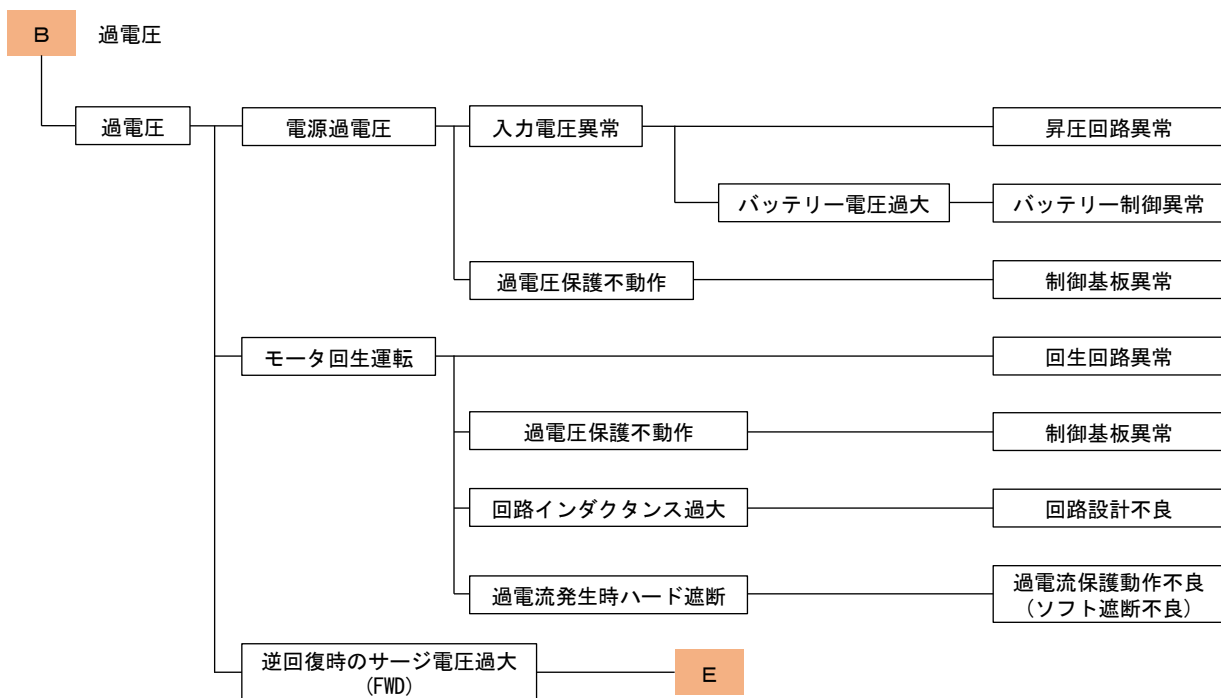


図6.3 故障モードB：過電圧

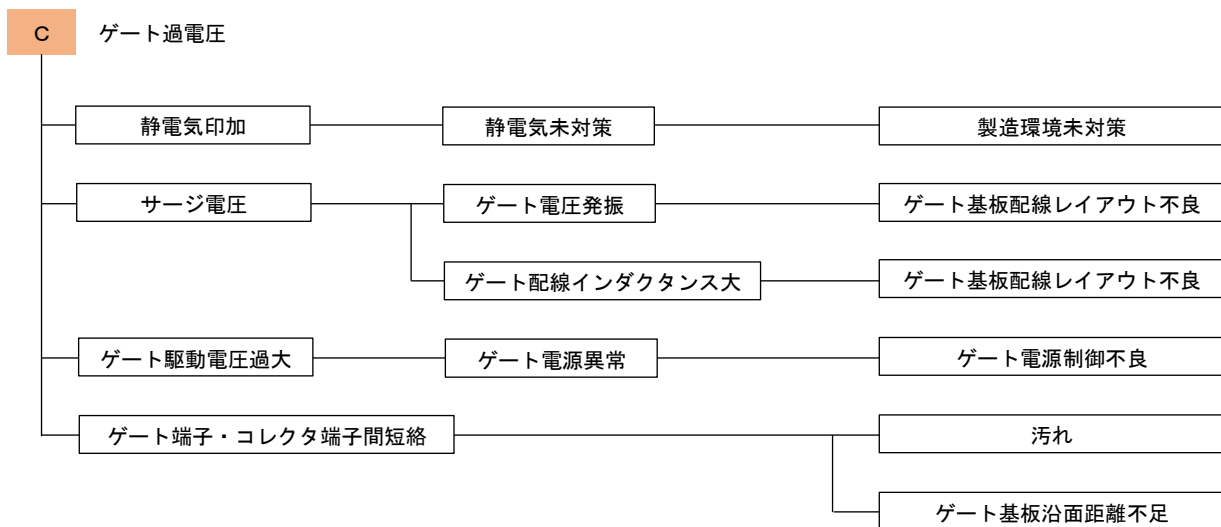
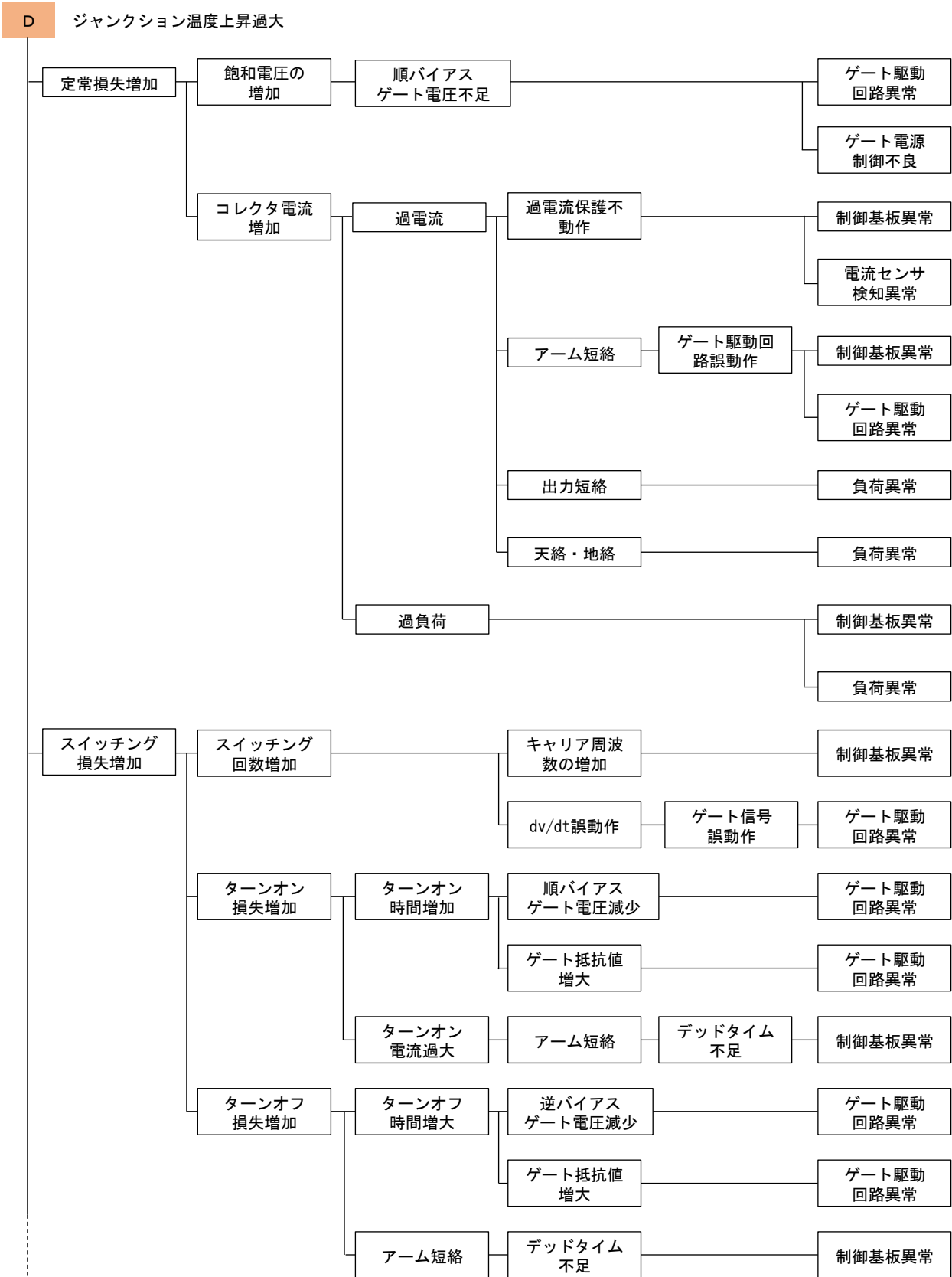


図6.4 故障モードC：ゲート過電圧



(次ページへ続く)

図6.5 故障モードD：ジャンクション温度上昇過大(1)

D : ジャンクション温度上昇過大(続き)

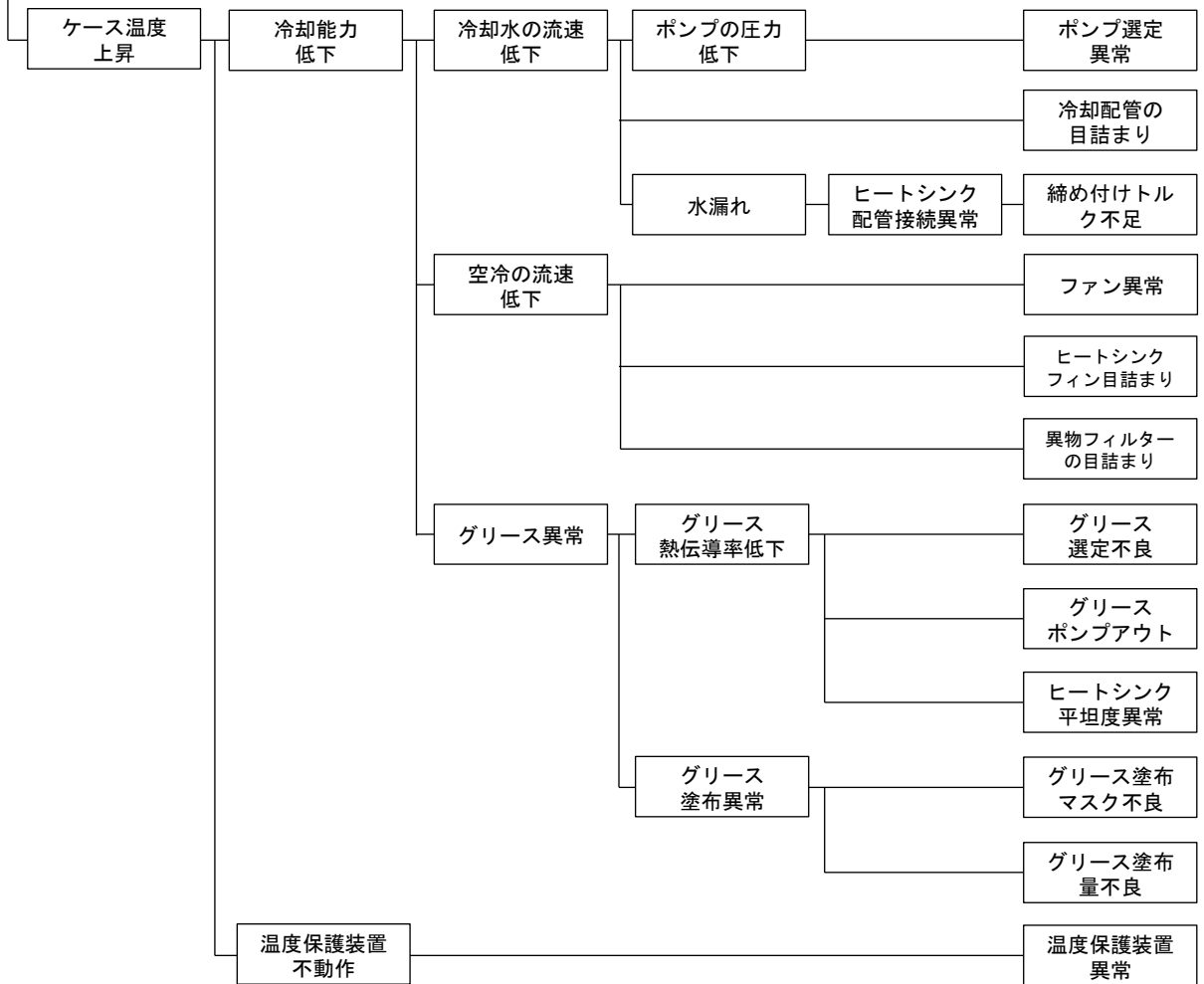


図6.5 故障モードD : ジャンクション温度上昇過大(2)

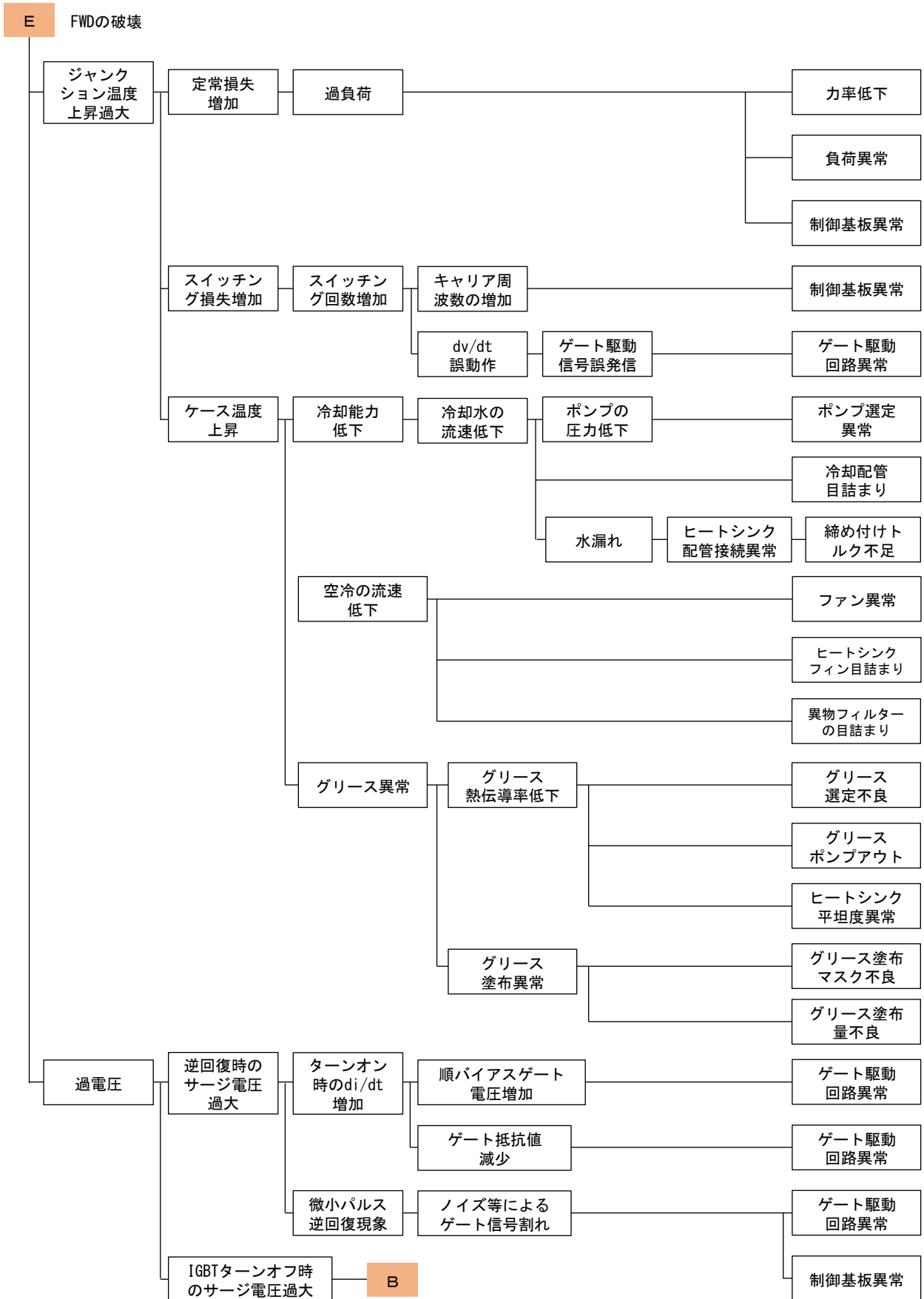
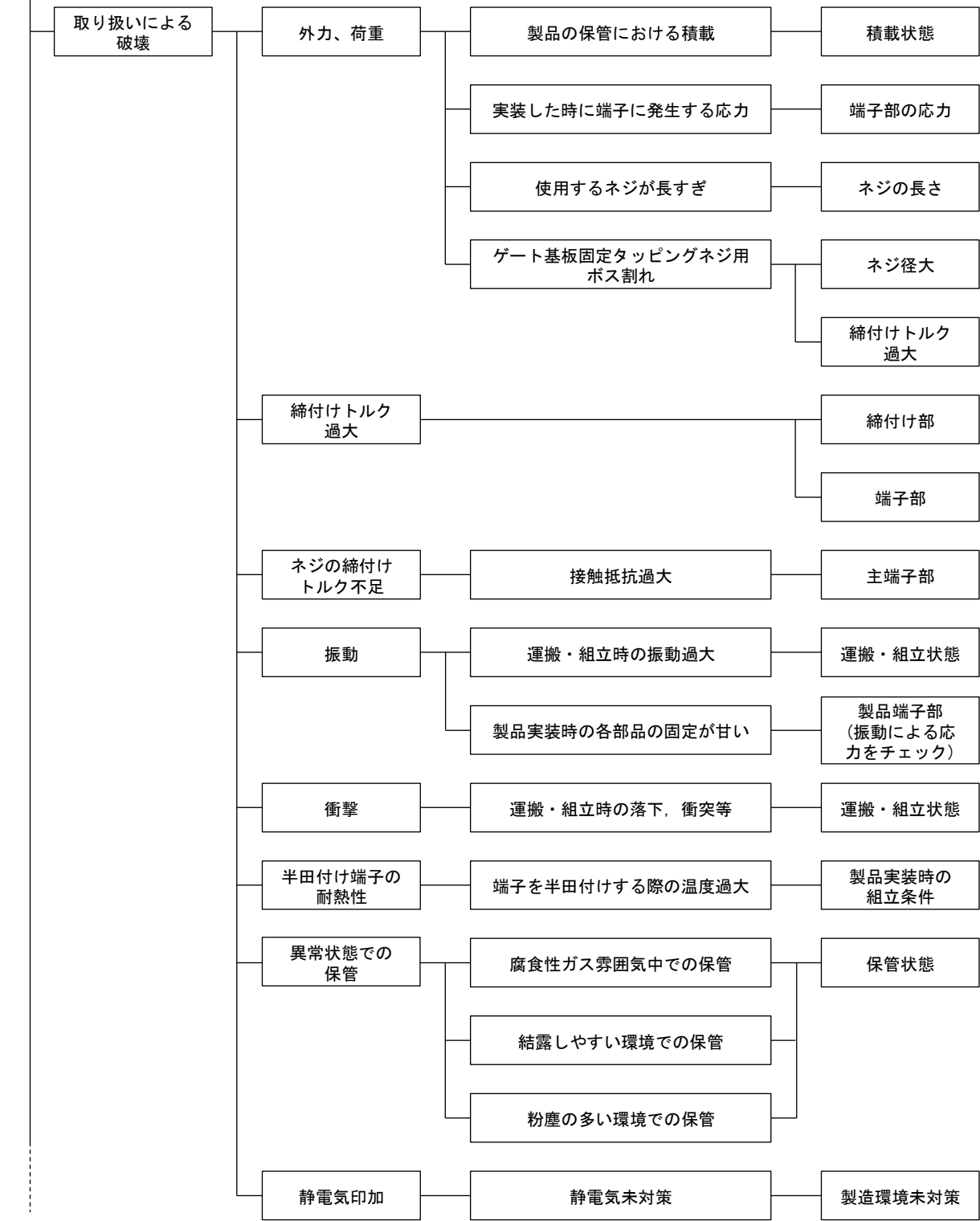


図6.6 故障モードE：FWDの破壊

F 信頼性、および製品取り扱いに関する破壊



(次ページへ続く)

図6.7 故障モードF：信頼性、および製品取り扱いに関する破壊(1)

F：信頼性、および製品取り扱いに関する破壊(続き)

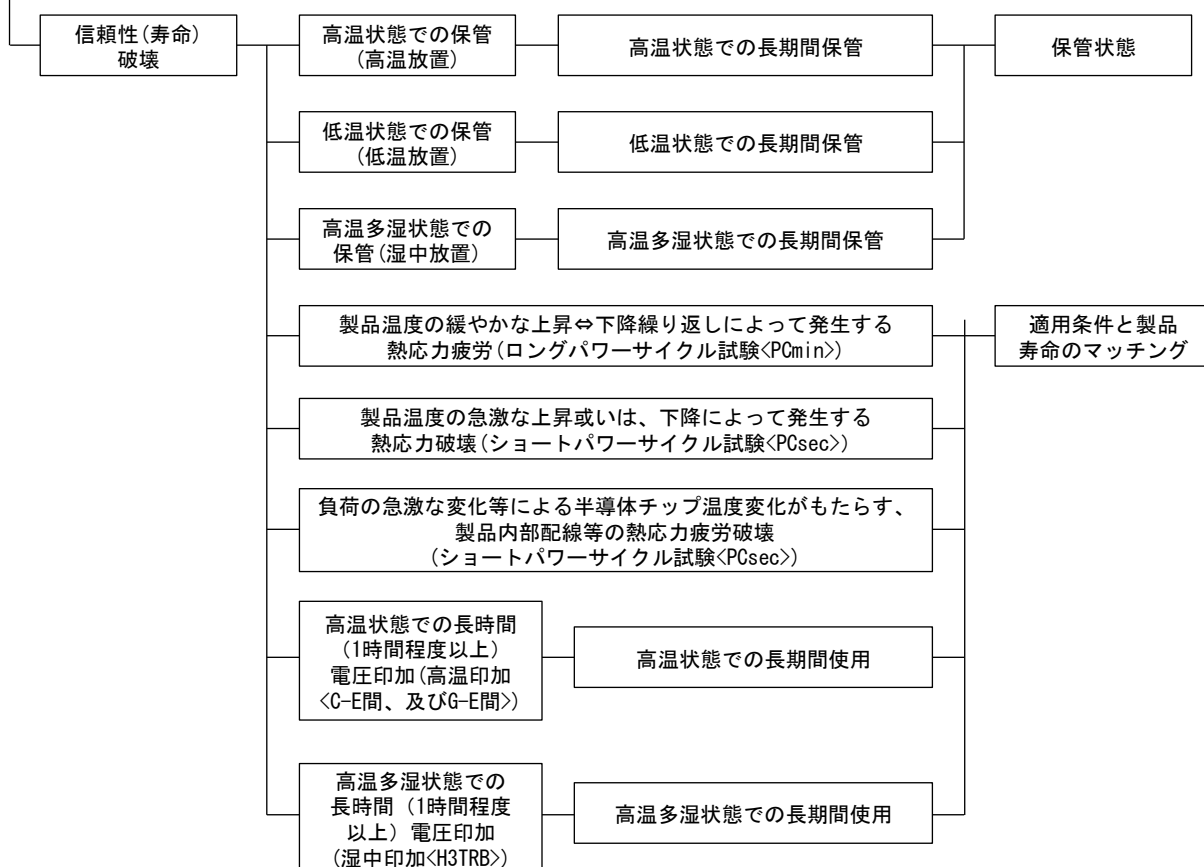


図6.7 故障モードF：信頼性、および製品取り扱いに関する破壊(2)

6-2. デバイスチェック方法

半導体カーブトレーサーを用いて、IGBTの電気的特性を確認する方法を紹介します。

各電流と電圧のデータから良否を判定する事例を下表に示します。なお、素子が劣化・破壊している場合は、本方法で二次破壊することがあるのでご注意ください。

表6.1 素子特性の確認方法（参考）

No.	チェック端子	カーブトレーサー出力波形	
		健全品での例	不具合品での例
1	C-E間 (G-E間結線が必要) 	健全品での例 ICE ($\sim 0.1\text{mA/d}$) IGBT耐圧 アバランシェ電圧 リーク電流 VCE ($\sim 200\text{V/d}$) 《健全品の条件》 健全品でのリーク電流はSpec値以下耐圧はSpec値以上となる。FWDのVbが0.3V程度ある。 拡大 (1mA/d, 0.5V/d) $V = -0.3\text{V}$で $\text{ICE} \leq 1\text{mA}$ (FWDのビルトイン電圧Vb)	不具合品での例 ICE ($1\text{mA} \sim \text{数十mA/d}$) 不具合品 健全品 抵抗性の特性を伴う ($\text{数}\Omega \sim$) IGBTがショート (抵抗性破壊) の場合
2	G-E間 	健全品の場合 (カーブトレーサーはACモード) 《健全品の条件》 VGE(T0) 電圧で電流が変化する。印加電圧maxで電流が“0”になる。Spec値までの印加電圧でもリーク電流はない。入力容量のため、変位電流が流れる。	健全品 IGE (1mA/d) VGE (1V/d) 抵抗モードの特性劣化 CG間がショート、GE間の耐圧劣化
3	CとG-E間 (IGBTがオンすることを確認するための試験) 	《健全品の条件》 $V \approx V_{GE}(T0)$ で IGBT電流が流れ始める。この部分では電流がほとんど流れない。 FWDの順特性が見える。 IGBT順方向 I ($10\text{mA} \sim /d$) V ($1 \sim 2\text{V/d}$) $V \approx V_{GE}(T0)$ で IGBT電流が流れ始める。 この部分では電流がほとんど流れない。 《健全品の条件》 $V \approx V_{GE}(T0)$ で IGBT電流が流れ始める。FWDの順特性 (ビルトイン電圧) が見える。	健全品 I ($10\text{mA} \sim /d$) V ($1 \sim 2\text{V/d}$) 不具合の場合、VCE(T0)以下で電流が流れる。 VGE(T0)が低下劣化した場合

*1. ここでは、カーブトレーサーの測定モードをAC (交流電源出力) として説明していますが、必要に応じてDCモード (正、もしくは負の電圧出力) で観測してください。DCモードでは、変位電流が小さくなり、リーク性不具合が観測しやすくなります。

*2. モジュールの絶縁耐圧や、温度変化による特性不具合の確認は、本方法では困難です。

*3. 電源電圧を数Vとしたテスターなど (簡易テスター) による素子特性チェックも可能ですが、この場合は、素子の健全性を「完全に把握すること」は困難です。

7 章. 事故時の注意事項

7-1. 警告事項

7-1-1. パッケージの破裂に対する警告事項



警 告

- 負荷短絡やアーム短絡が発生した場合、短時間(数 μ s程度)の間に、IGBTモジュールをターンオフさせてください。
パッケージが破裂することがあります。

これは、短絡時のエネルギーがIGBTモジュールに蓄積され、瞬時に開放されるからです。
したがって、以下のような注意を払ってください。

- (1) IGBTモジュールは密閉したケースなどに収納し、破裂しても人に危害を与えないようにする。
- (2) IGBTモジュール収納の密閉ケースは、通電中は開かないようにする。

7-1-2. 火傷、感電に対する警告事項



警 告

- 通電中は、製品に触れたり近づいたりしないでください。
火傷、感電の恐れがあります。

7-2. 注意事項



注 意

- IGBT破壊後に、長時間(数百 μ s程度)短絡電流が流れないようにしてください。
発煙、発火の恐れがあります。

IGBTモジュールの樹脂は、UL94V0難燃性クラスの材料を使用していますが、ヒューズで保護してください。