

MITSUBISHI
Changes for the Better

家庭から宇宙まで、エコチェンジ



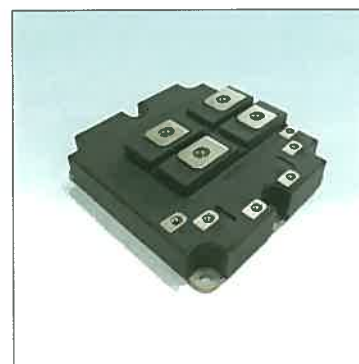
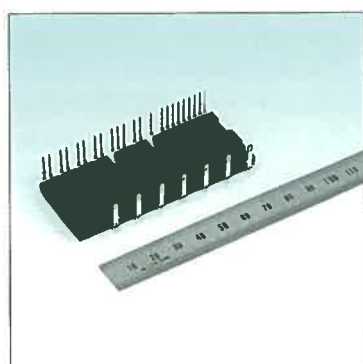
三菱電機技報

5

2012

Vol.86 No.5

パワーデバイス



目 次

特集「パワーデバイス」

パワーエレクトロニクスの新たなる展開に向けて ……	1
伊瀬敏史	
パワーモジュールの最新技術動向 ……	2
マジュムダール ゴーラブ・西村隆司	
SiCパワーデバイスの現状 ……	7
油谷直毅・渡邊 寛・古川彰彦	
インバータシステム用1,200V HVIC技術 ……	11
吉野 学・清水和宏	
産業用トランスファーマールド封止型パワーモジュール技術 ……	15
岡 誠次・後藤晶子・井高志織・大開美子	
3レベル双方向スイッチ方式インバータ用IGBTモジュールとその応用 ……	19
川畑 聡・村岡宏記・丸田 歩	
自動車用IPM T-PM “Jシリーズ” ……	23
猪ノ口誠一郎・石原三起夫	
1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュール ……	27
長谷川 滋・森下和博・松野吉徳・中山 靖・林田幸昌	
第6世代IGBTモジュール“NXシリーズ”の耐圧1,700V級への展開 ……	31
増田晃一・宮崎裕二・黒田哲生	
太陽光発電用新IPMシリーズ(小型パッケージ) ……	35
周 磊杰・魚田紫織・西田信也	
レーザトリミング技術を用いた高精度温度出力機能内蔵LVIC ……	39
山本晃央・酒井伸次・平井宜彦	
1,200V 50A大型DIPIPM Ver.4 ……	43
田中智典・白石卓也	
超音波接合を用いた電鉄用パワーモジュールの端子接合技術 ……	47
吉原邦裕・米田 裕・茂永 隆	

Power Device

Toward Innovation of Power Electronics
Toshifumi Ise

New Technical Trend of Power Modules
Gourab Majumdar, Takashi Nishimura

Present State of SiC Power Devices
Naoki Yutani, Hiroshi Watanabe, Akihiko Furukawa

1,200V HVIC Technology for Power Inverter System
Manabu Yoshino, Kazuhiro Shimizu

The Transfer-Molded Packaging Technology for Industrial Power Modules
Seiji Oka, Akiko Goto, Siori Idaka, Yoshiko Obiraki

IGBT Module for Interactive Switch Type 3 Level Inverter and its Application
Satoshi Kawabata, Hiroki Muraoka, Ayumi Maruta

IPM/T-PM for Electric Vehicles “J Series”
Seiichiro Inokuchi, Mikio Ishihara

1.7kV Hybrid SiC Power Module with Large Current Capacity
Shigeru Hasegawa, Kazuhiro Morishita, Yoshinori Matsuno, Yasushi Nakayama, Yukimasa Hayashida

6th Generation IGBT Module “NX Series” for 1,700V Class
Koichi Masuda, Yuji Miyazaki, Tetsuo Kuroda

New Photo-Voltaic IPM Series (Small Package)
Zhou Lei Jie, Shiori Uota, Nobuya Nishida

Low Voltage IC with High Precision Temperature Signal using Laser Trimming
Akihisa Yamamoto, Shinji Sakai, Yoshihiko Hirai

1,200V/50A Large DIPIPM Ver.4
Tomofumi Tanaka, Takuya Shiraishi

Terminal Junction Technology Development of the Power Module for Electric Railroads using Ultrasonic Junction
Kunihiro Yoshihara, Yutaka Yoneda, Takashi Shigenaga

特許と新案

「電力用半導体装置及びそれを使用したインバータブリッジモジュール」「半導体装置とその製造方法」 ……	51
「炭化珪素半導体装置の製造方法」 ……	52

スポットライト

自動車用IPM T-PM “Jシリーズ”

表紙：パワーデバイス

三菱電機は、家電用途から、一般産業・自動車・電鉄に至るまでの幅広い製品群を持っており、様々なパワーエレクトロニクスのユーザーの期待に応えている。

また、最近では新素材SiCを使用したデバイスの開発も加速している。

写真はその代表例である。



巻/頭/言

パワーエレクトロニクスの新たな展開に向けて

Toward Innovation of Power Electronics

伊瀬敏史
Toshifumi Ise


地球温暖化防止の観点から低炭素化社会が推進されてきた。また、東日本大震災に伴う原子力災害によって脱原子力発電の動きがある。一方では電気エネルギーに対する需要は増加の一途をたどっており、今後電気自動車の普及も見込まれる。したがって自然エネルギーやリサイクルエネルギーなどの再生可能エネルギーを活用して電気エネルギーを効率的に作り出し・集め、そして送る、発電・集電・送配電技術が重要となる。その中で特に重要な役割を果たすのがパワーエレクトロニクスである。

パワーエレクトロニクスは1957年にサイリスタ(当時は、SCR(Silicon Controlled Rectifier))が米国のGE社で開発・発表されたことに起源する。それまでも水銀整流器で交流から直流への変換が行われていたが、サイリスタ素子の開発によって電力の変換がよりいっそう低損失かつ安定に行われるようになった。これによって電力工学分野と電子工学分野の距離が近くなり、パワーエレクトロニクスなる用語が生み出された。電力の周波数制御が容易となり、産業機器や家電の省エネルギー及び制御の高精度化、電気鉄道、ハイブリッド自動車や電気自動車といった交通分野の発展に大きく貢献してきた。

一方、パワー半導体デバイスの大容量化に伴って電力分野での応用も発展した。パワーエレクトロニクスと電力システムとの関わりは古く、直流送電から始まり、他励式の無効電力補償装置(Static Var Compensator : SVC)があり、その後パワートランジスタやGTOなどのオン・オフ制御可能素子の適用が可能となり高調波補償のための電力用アクティブフィルタや自励式無効電力補償装置(STATic synchronous COMPensator : STATCOM)が1980年から1990年代に相次いで実用化された。日本では世界に先駆けて木曽川水系の送電系統安定化を目的として±80MVAの自励式無効電力補償装置が関西電力犬山開閉所に設置されて注目を集めた。その後、1990年代半ばにFACTS(Flexible AC Transmission System)が提唱され、パワーエレクトロニクスを用いた交流電力システムの制御が注目を集めた。パワーエレクトロニクスを用いた位相調

整装置を交流系統内に設置して電力潮流の制御を行うのが主たる趣旨であった。それと同時に瞬時電圧低下が産業プラントやIT機器などに与える影響が問題となり、二次電池、キャパシタ、超電導コイル、フライホイールなどを用いた瞬時電圧低下補償装置の研究が活発に行われた。需要家側でパワーエレクトロニクス機器を用いて電力品質対策を行う技術はCustom Powerと呼ばれた。それと同時期にFRIENDS(Flexible, Reliable Intelligent Electrical eNergy Delivery System)の品質別電力供給やPremium Power Parkの概念が出された。2000年代になると分散形電源からなるマイクログリッドなどの地域電力システムの研究が活発となった。マイクログリッドの中でもパワーエレクトロニクスは分散形電源や電力貯蔵装置のインタフェースとして重要な役割を演じている。その後、スマートグリッドの時代となり、需要の制御の概念が取り入れられるようになってきた。パワーエレクトロニクスは基幹系統の制御、地域系統の制御、需要の制御まで今後重要な役割を演じることが期待される。

半導体技術が進歩し、シリコン素子からSiC及びGaNといったワイドバンドギャップ半導体が実用段階に達してきた。これによって低損失化が促進され、スイッチング制御の高速化に伴ってより一層高精度な制御ができるようになる。さらに高温動作が可能になることによって過電流に対しても頑強となり、素子の高耐圧化によって過電圧にも強くなってパワーエレクトロニクス機器は頑強なものになる。シリコン素子もIGBT、パワーMOSFET、GCTなど改良が重ねられてきた。今後、シリコン素子とワイドバンドギャップ素子とがそれぞれ適した分野で棲(す)み分けをしながらパワーエレクトロニクスは発展を続けるものと考えられる。

デバイス技術、回路・システム技術、応用技術の各分野の研究者・技術者がより一層緊密に連携を取りながらパワーエレクトロニクスの新たな展開が行われることを期待する。

パワーモジュールの最新技術動向



マジュムダール ゴーラブ* 西村隆司**

New Technical Trend of Power Modules

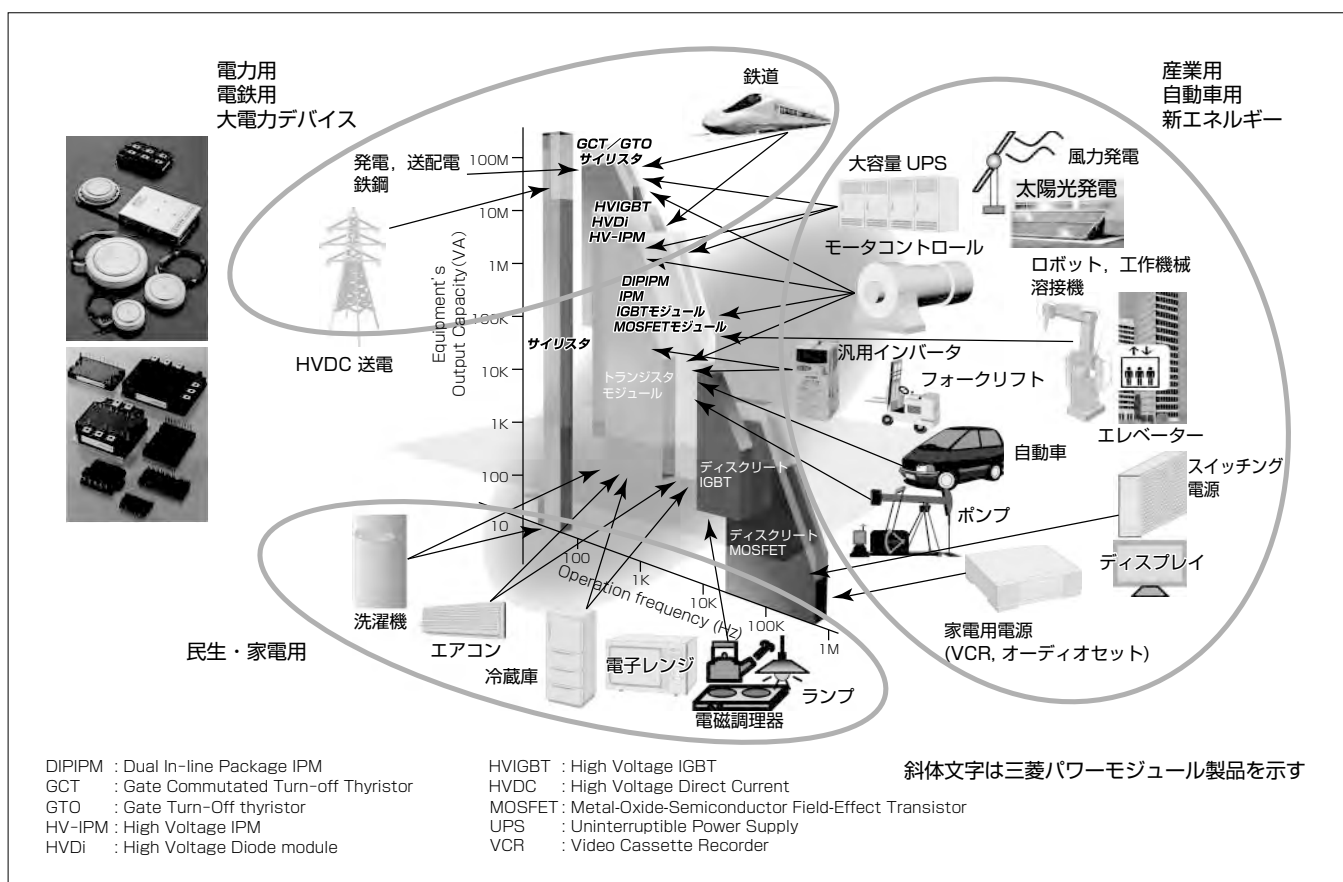
Gourab Majumdar, Takashi Nishimura

要 旨

世界的な人口の急増，新興国の経済発展に伴い，エネルギー需要は増加の一途をたどっている。エネルギー源の一つである化石燃料については，将来の枯渇，供給不安定及び価格高騰のリスクが依然として残っている。そこで，新エネルギーと言われる風力・太陽光等の再生可能エネルギーに注目が集まっている。一方，エネルギーの効率的な運用も重要になっている。これらのエネルギーは電力として供給・消費されるのが最適の手段となっており幅広く利用されている。これら電力エネルギーの有効利用については，パワーエレクトロニクス(PE)技術の発展が必要不可欠である⁽¹⁾。

三菱電機では，パワーエレクトロニクスの装置だけでなく，装置の核となるパワーデバイスに市場に供給している。

特に複数素子を1パッケージに組み込んだIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュール⁽²⁾及び最適な保護・駆動機能を含む周辺回路を取り込んだインテリジェントパワーモジュール⁽³⁾(Intelligent Power Module: IPM)の性能向上を進めている。これらパワーモジュールは，IGBTやダイオードの構造・プロセス設計だけでなく，高温化・高信頼性を追及したパッケージ技術も併せて重要な技術要素を基に成り立っている。最近になり，IGBTやダイオードの素材をSiからパワーデバイスにより適したSiC(Silicon Carbide)ウェーハを使用したMOSFET・SBD(Schottky Barrier Diode)の開発を進めており，損失の大幅な低減・モジュールの小型化等パワーエレクトロニクス機器の大幅な進化に寄与するものとして注目を集めている。



パワーデバイスの応用分野

パワーデバイスは，身の回りの身近な製品から産業分野まで様々な製品に使用されている。我々の日常生活には欠かせない存在でありその適用範囲は，年々拡大している。

1. ま え が き

昨今、社会インフラを支えるエネルギー活用について注目が集まってきている。パワーエレクトロニクス(PE)技術及びパワーデバイスは、エネルギーを電力に変えて利用するため中心的な役割を持つ存在である。我々は、エネルギーを電力に変えて、その電力を様々な電気機器に用いて豊かな社会を作り出している。エネルギーから電力を得る電力変換機器や電力を用いた電気機器(パワーエレクトロニクス機器)は数十ワットから数十メガワットまでの幅広い装置が存在しており、それぞれの容量に適したパワーデバイスが開発されている。要旨の図に示すように大容量帯では、GCT(Gate Commutated Turn-off Thyristor)及びHVIGBT(High Voltage IGBT)、中容量帯ではIGBTモジュールやIPMが使用されており、最も小容量である家電製品にはDIPIPM(Dual In-line Package IPM)が使用されている。このように幅広いアプリケーションに適した様々なパワーデバイスを当社は今日まで提供してきている。図1

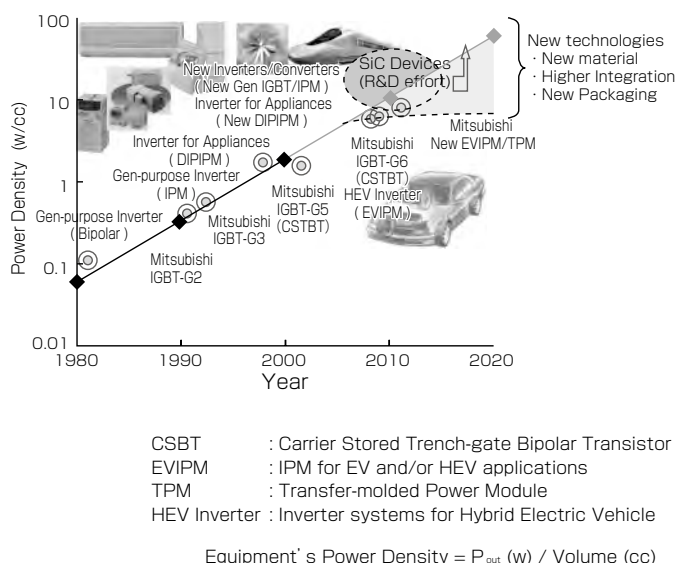


図1. パワー密度の向上

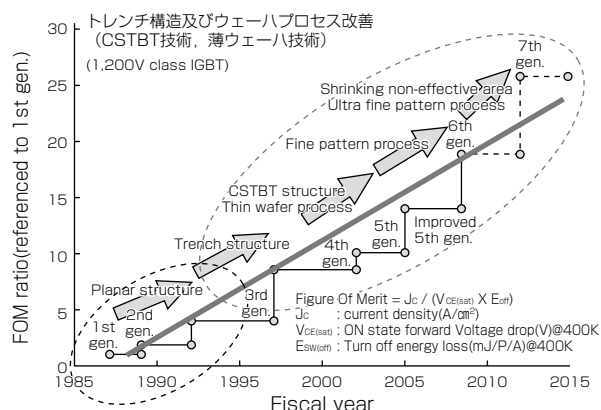


図2. IGBTのFOM改善

にIGBTモジュールの世代の進化に伴った装置の高密度化推移を示す。

最新世代である第6世代IGBTモジュールでは装置のパワー密度が約7w/ccのレベルまで高密度化が進んでいる。図2には高性能化のキーとなる、IGBTのFOM(Figure of Merit)改善の推移を示す。更なるファインパターン技術を適用した第7世代IGBTの開発が進んでいる。

今後、Si系素子での特性改善とともにSiCを適用することで大幅な特性改善による更なる装置の高密度化が期待できる。また、チップの高性能化だけでなく、搭載パッケージでも高温化対応や高信頼性化技術の適用が求められる。

2. パワーチップの技術動向

図3に示すように、パワーデバイスの核となる、IGBTはプレーナ構造から始まり現在はトレンチ構造を適用している。さらに、縦方向の構造について、キャリア蓄積層(Carrier Stored層)を導入することでキャリアの注入がより促進されるなどの特性の改善を進めている⁽⁴⁾。

図4にはウェーハ口径と薄ウェーハのトレンドを示す。ウェーハ材料は、第4世代まではエピタキシャルウェーハを使用していたが、第5世代以降は薄ウェーハ化のためにFZ(Floating Zone)ウェーハを用いて裏面コレクタ部をウェーハプロセスで形成している。ウェーハ口径も200mmを採用することで、ウェーハプロセスで最新装置の適用が可能となり微細加工の進展を図ることができる。現在開発中の第7世代IGBTでは更なるウェーハ構造の最適化に向けた加工技術を開発するとともに表面構造の更なる微細化及びキャリア蓄積層の最適化によって特性改善を進めている。薄ウェーハ化に向けた要素技術は、ウェーハを薄くする加工技術だけでなく、薄ウェーハの搬送・薄ウェーハのチッププロセス適用(反り・割れ対策など)・薄ウェーハのテスト技術が必要とされる。

ウェーハを薄くすることによる性能向上の効果を図5に示す。600V系IGBTでは厚さを1/2にすることでトレードオフ特性が35%向上する。

一方、ダイオードについては薄ウェーハ化に併せて適用を考えている裏面パターンニングを施したRFC⁽⁵⁾(Relaxed Field of Cathode)技術でキャリア濃度分布の適正化を実現させている。この構造の適用によって、ウェーハ厚を薄くしてもソフトリカバリー特性を確保することができる。

3. パワーモジュールの製品動向

図6は、パワーモジュールの機能の進化を示している。IPMは更なるシステム化に向かって進んでいくことが考えられる。

図7には、パワーモジュールの最新パッケージ群を示す。ケースタイプは大容量化、中小容量は従来のケースタイプ

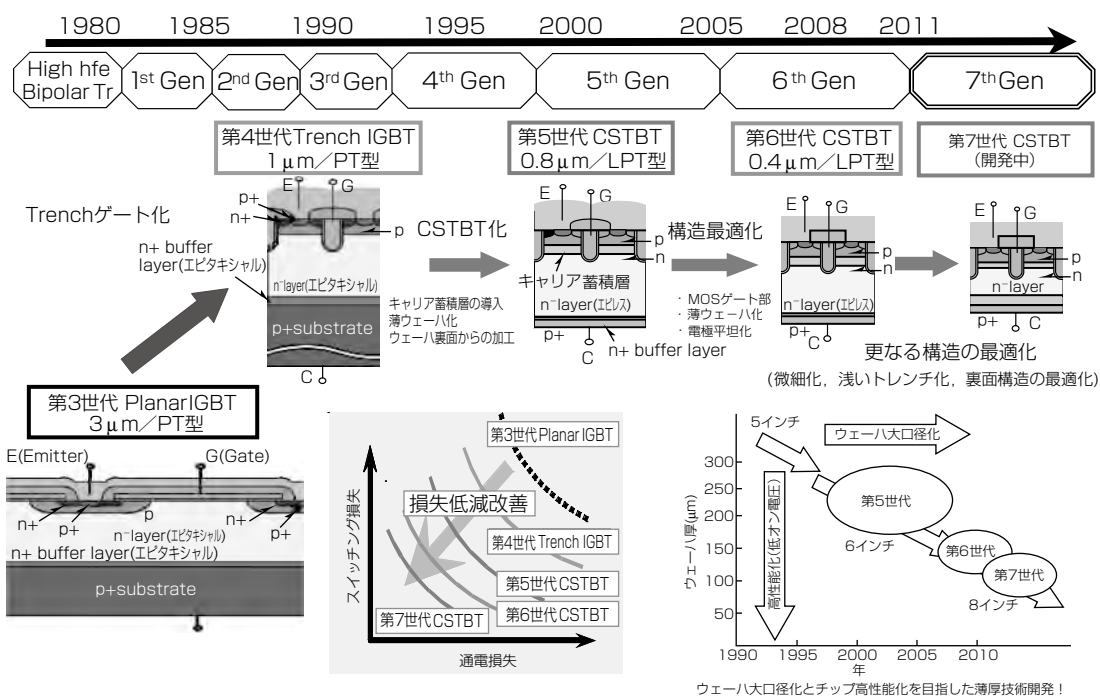


図3. IGBTチップ構造の変遷

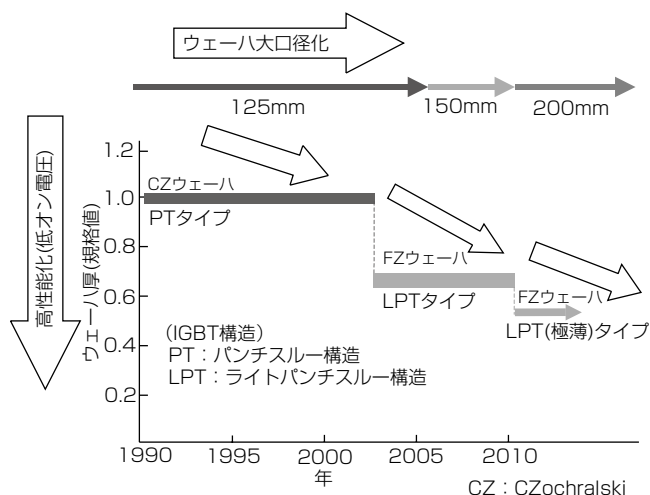


図4. 薄ウェーハ化のトレンド

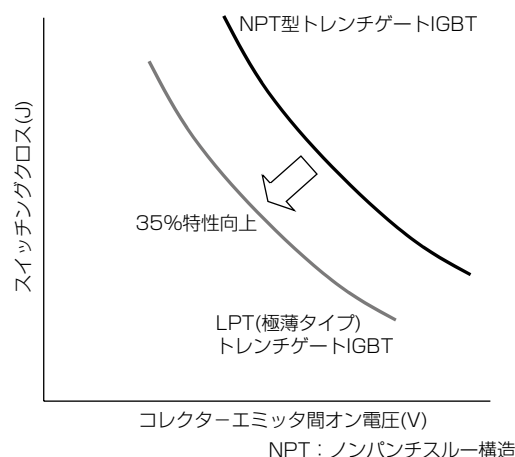


図5. 薄ウェーハ化による性能向上

に加えトランスファモールド化が進んでいる。

今後、パッケージの高密度化・高温化・高信頼性に応える技術としてトランスファモールド化が推進される。図8にトランスファモールド化によるパワーサイクル耐量改善につながる要因としてワイヤへの応力が軽減されていることを示す。

ワイヤが樹脂で固着化されていることでワイヤのエッジ部の応力分布が低減されている。また、図9に示すようにチップのはんだ部への応力もモールド化することで低減されることが確認されている。このようにモールド化は多くのメリットを与えてくれる。

また、ボンディングワイヤを使用しないDLB (Direct Lead Bonding) 技術も一部の製品に適用している。

一方、ケースタイプのモジュールは、風力発電などの大

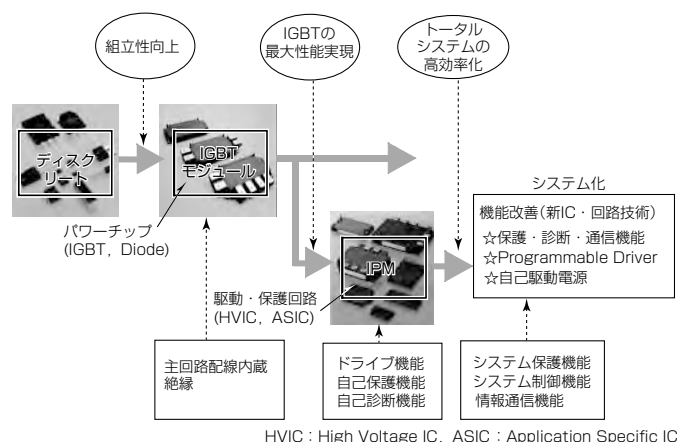


図6. パワーモジュールの高機能化

容量化に伴いNew-MPD (Mega Power Dual) に代表されるように、大型化を志向するとともに高信頼性化の実現の

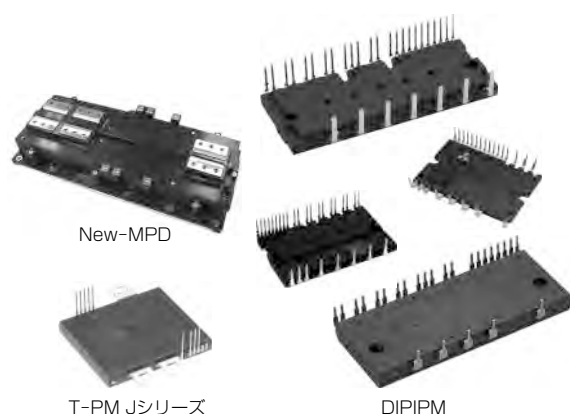


図7. パワーモジュールパッケージ

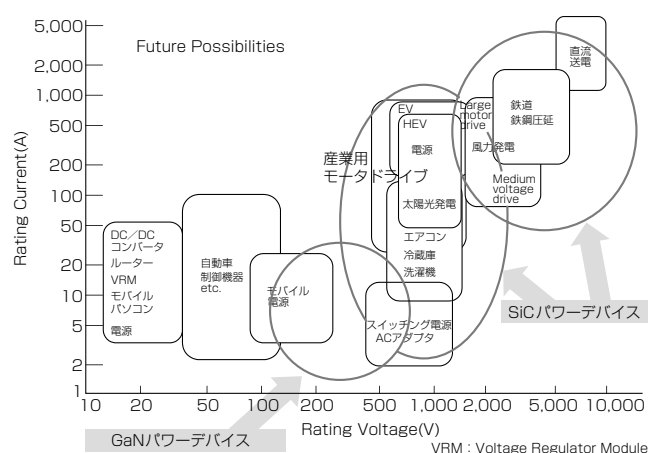


図10. SiCデバイス、GaNデバイスの応用範囲

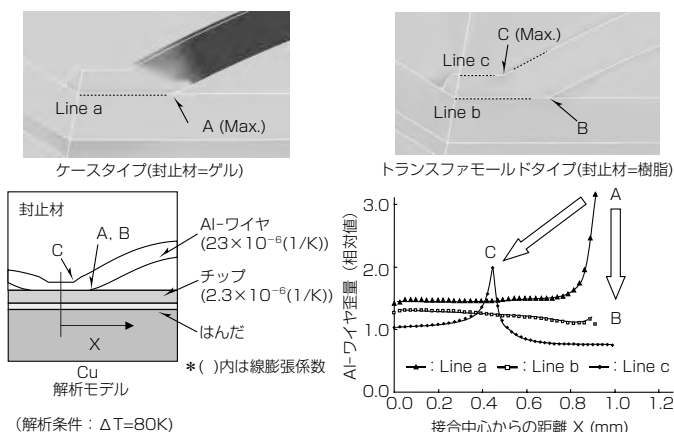


図8. トランスファモールド構造によるワイヤ応力低減効果

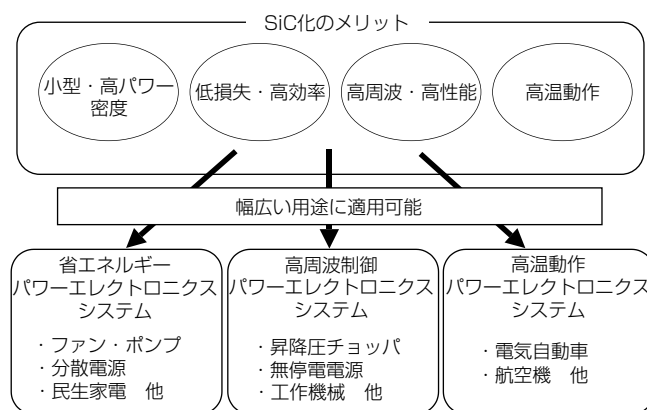


図11. SiCデバイスのメリットと適用可能システム

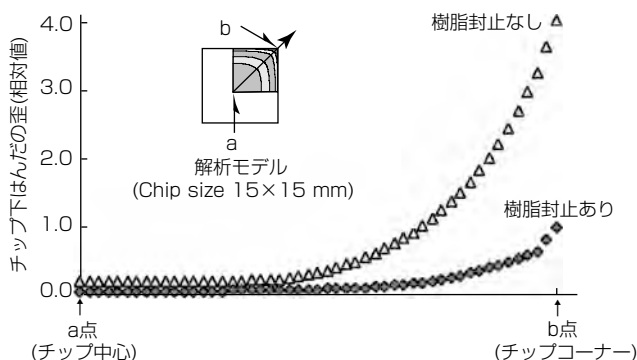


図9. トランスファモールド構造によるはんだ歪(ひず)み低減効果(解析結果)

ための絶縁セラムックスを直接アルミニウムベースに接合したベースを使用するなどの新規技術の導入も図っている。

機能の観点からは、IPM化によって、顧客の設計負担の軽減及び内蔵保護回路によってIGBTの特性を引き出すことができている。しかしながら、それぞれの顧客の設計自由度が少なくなる点の改善が必要であった。今後は顧客によるドライブ条件の設定ができること、動作診断・通信機能及び周辺回路の取り込みを図ることで更に使いやすい製品を目指していく。

4. 新材料パワーデバイス

近年になり、パワーデバイスの特性を飛躍的に向上させる材料として、シリコンカーバイド(SiC)や窒化ガリウム(GaN)のようなワイドバンドギャップ材料が注目を集めている。

ワイドバンドギャップ材料は、高い絶縁破壊電界強度を持っているなどの特徴からパワーデバイスのような高耐圧のデバイスに適した材料と言える。図10、図11にSiCとGaNを使用したパワーデバイスの可能な応用範囲を示す。SiCは縦型構造が容易に実現できることから、従来のIGBTモジュールと同様に小容量のモータドライブ(家電)から鉄道までの幅広い装置に適用されていくと考える。具体的には、低オン電圧化・高速スイッチング・高温動作が可能となり、図12に示すように現行のIGBTに比べて電力損失が10%に低減される。また、電力損失の低減に伴い装置の小型化がいつそう進むことになる。

SiCデバイスは特性の大幅な向上が認められるが、その低オン抵抗のため、短絡時により多くの短絡電流が流れ、素子破壊のリスクが従来素子以上に高くなる。そこで当社が、IGBTモジュールで世界に先駆けて駆動・保護回路を内蔵したIPM構成をSiCでも実現することはデバイス特性

環境・エネルギー機器を革新するSiCパワーデバイス

- ◆大幅な低損失化、小型化(高パワー密度化)が可能
- ◆環境・エネルギー機器の圧倒的省エネルギー化が可能

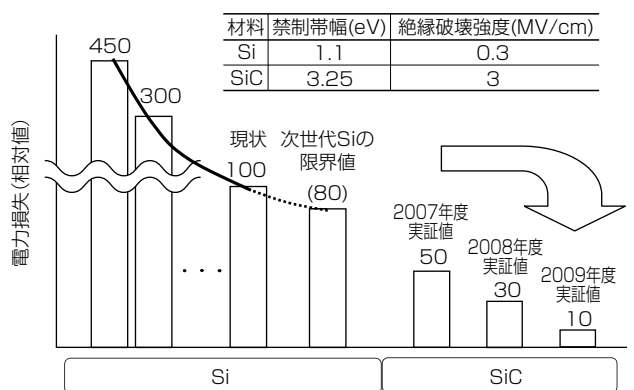


図12. SiCデバイス電力損失推移

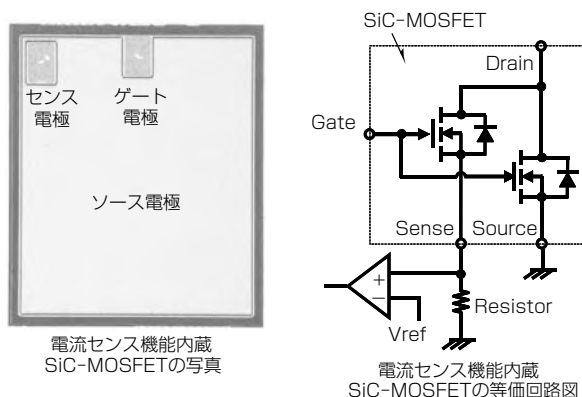


図13. 電流センス機能搭載SiC-MOSFET

を最大限に引き出す上で有効な手段である。

図13にIPM化に必要な電流センス機能を内蔵したSiC-MOSFET⁽⁶⁾⁽⁷⁾のチップ写真と等価回路を示す。図14にはセンス機能付きのSiC-MOSFETを使用したIPMを示す。SiC-MOSFETの特性を引き出すことによって従来のIPM比で1/2のサイズを実現している。

また、高温対応が可能なパッケージ構造の開発も重要な技術となっており、接合材・封止材料の選定並びに組立て技術の革新が必要となっている。パワーデバイスは、今後、新材料を活用することで更なる進化が期待でき、エネルギーの有効活用に寄与し続けるものと考えられる。

5. む す び

エネルギーは、現在の人類の安定した生活に不可欠なものとなっている。しかしながら化石燃料は有限かつ局在していることから来る不安定性が付きまとっている。そこで、少しでもエネルギーを有効活用することが極めて重要になってきている。効率の良いエネルギー利用の観点から、パ

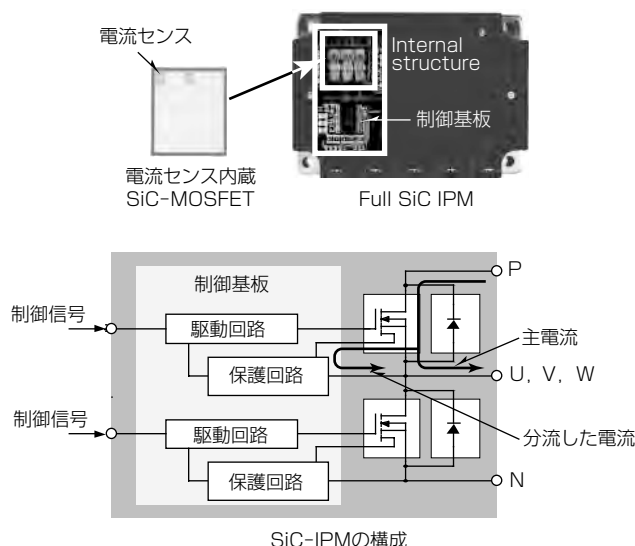


図14. SiC-MOSFET搭載IPM

ワーエレクトロニクスに注目が集まっており、市場の拡大とともにその装置のキーコンポーネントとなっているパワーデバイスも進化をしてくている。

今後、新エネルギー分野及び自動車分野での高い成長が期待される。このように幅広い応用分野で使用されるパワーデバイスは、チップ・パッケージ・制御回路の集積化等、幅広い技術を駆使することで今後の安定した社会の発展に寄与していく。

参 考 文 献

- (1) Kassakian, J. G., et al. (赤木泰文, ほか訳) : パワーエレクトロニクス, 日刊工業新聞社 (1997)
- (2) Baliga, B.J. : Modern Power Devices, Wiley-Interscience (1987)
- (3) Majumdar, G., et al. : A New Series of Smart Controllers, IEEE-IAS. 1989 Proceedings, 1356~1362 (1989)
- (4) Takahashi, H., et al. : 600V CSTBT Having Ultra Low On-State Voltage, IEEE-IPSPD. June, 2001 Proceedings, 445~448 (2001)
- (5) Nakamura, K., et al. : Evaluation of Oscillatory Phenomena in Reverse Operation for High Voltage Diodes, Proc. ISPSD2009, 156~159 (2009)
- (6) Furukawa, A., et al. : Low on-resistance 1.2kV 4H SiC MOSFET integrated with current sensor, ISPSD2011, 288~291 (2011)
- (7) 古川彰彦, ほか : SiCパワーデバイス, 第75回半導体・集積回路技術シンポジウム講演論文集, 47~50 (2011)

SiCパワーデバイスの現状

油谷直毅*
渡邊 寛**
古川彰彦***

Present State of SiC Power Devices

Naoki Yutani, Hiroshi Watanabe, Akihiko Furukawa

要 旨

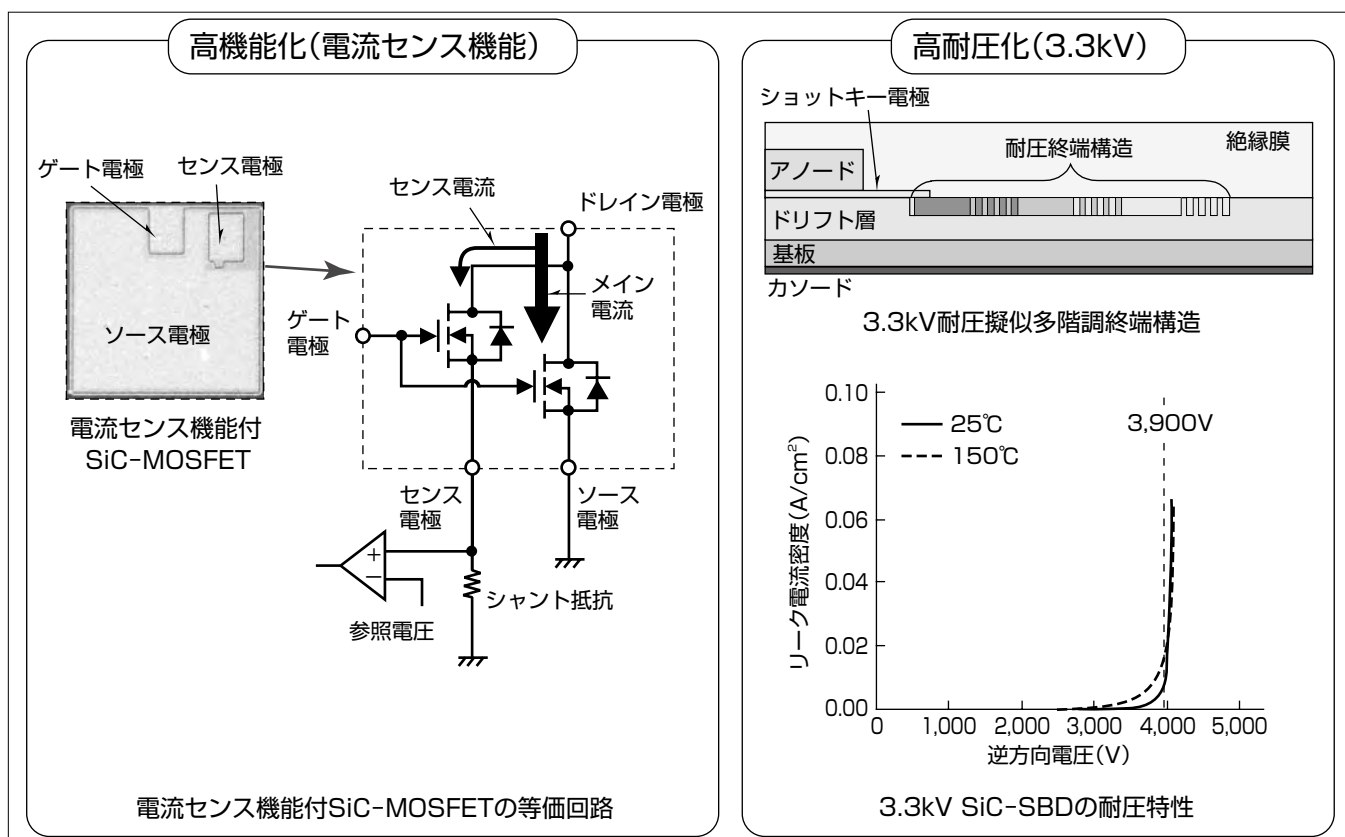
新しい半導体材料のSiC(Silicon Carbide)を用いたパワーデバイスは、パワーエレクトロニクス機器の低損失化、小型化等を実現する次世代のキーデバイスとして注目を集めている。

三菱電機はSiCのメリットを活用するユニポーラデバイスのSiC-MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)とSiC-SBD(Schottky Barrier Diode)の開発を継続している。これまでに、開発した耐圧1,200VのSiC-MOSFETとSiC-SBDを用いて11kW出力のSiCインバータの試作に成功し、従来のインバータに対して体積を1/4とし、かつ、パワーモジュールにおける損失を70%低減できることを実証した。また、耐圧1.7kVのSiC-SBDを開発し、Si-IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)と

組み合わせた1.7kV/1,200Aの高耐圧大容量インバータモジュールを実現した。当社はSiCパワーデバイスの低電力損失化や高機能化や高耐圧・大電流化の開発と並行してインバータへの適用などの応用技術の開発を積極的に進めており、製品化に向けた開発を加速している。

産業用や鉄道車両用にSiCパワーデバイスの適用範囲を拡(ひろ)げるためには、IPM(Intelligent Power Module)化を実現するためトランジスタへのセンス内蔵による高機能化や、耐圧領域の拡大が必要である。

本稿では、高機能化として、電流センス機能を内蔵して過電流に対する保護動作を可能にした1,200V耐圧のSiC-MOSFETの開発内容、及び高耐圧化として、3.3kV級のSiC-SBDの開発内容について述べる。



SiCパワーデバイスの高機能化と高耐圧化

高機能化として、電流センス機能を備えたSiC-MOSFETを開発した。電流センスはMOSFETに流れる電流の一部を分流するもので、IPMの保護回路がこの分流した電流を監視し、過電流を検知すると駆動回路を遮断して素子の破壊を防ぐ。また、高耐圧化として、3.3kV級のSiC-SBDを開発した。擬似多階調終端構造を採用することによって3.3kV耐圧に対して十分高い3.9kVの耐圧を持つSiC-SBDが得られた。

1. ま え が き

低炭素社会を実現するため省エネルギー・省資源化に向けた取組みが世界規模で進められている。半導体パワーデバイスは電力を効率よく制御するために家電製品から産業・宇宙製品にいたる広い分野で使用されており、パワーデバイスを用いた電力変換器の低損失化や小型・軽量化による省資源化は低炭素社会の構築に向けて大きな効果が期待される。

新しい半導体材料のSiCを用いたパワーデバイスは、パワーエレクトロニクス機器の低損失化、小型化等を実現する次世代のキーデバイスとして注目を集めている。SiCはSiよりも高い絶縁破壊電界強度特性を持つので、SiCを使うことによって低抵抗で高電圧のデバイスが実現できる。また、ユニポーラデバイスのMOSFETとSBDが使用できるので、Siのバイポーラデバイスに比べてスイッチング損失を小さくすることができる。

現在、SiCを用いたパワーデバイスとしてはSBDが耐圧600V～1,200Vクラスで市販されており、MOSFETなどのトランジスタについても複数のメーカーから入手可能になってきている。当社はこれまでに、耐圧1,200VのMOSFET、SBDを開発して11kW出力のSiCインバータを試作し、従来のインバータに対して70%の損失低減を実証している⁽¹⁾。また、耐圧1.7kVのSiC-SBDを開発して、Si-IGBTと組み合わせた1.7kV/1,200Aの高耐圧大容量インバータモジュールを開発している⁽²⁾。

産業用や鉄道車両用のSiCパワーデバイスでは、低電力損失の実現のみならず、高機能化や高耐圧、大電流化への対応が必要である。過電流に対する保護回路を内蔵したIPMの実用化にはSiCパワーデバイスに電流センス機能を付加する高機能化が必要である。また、3.3kV級に高耐圧化したSiCパワーデバイスが切望されている。

本稿では、高機能化対応としての電流センス機能を搭載した1,200V耐圧のSiC-MOSFETの開発内容について述べ、高耐圧化の対応として、3.3kV級の耐圧終端構造の設計と、この耐圧終端構造を適用したSiC-SBDの開発内容について述べる。

2. 電流センス機能搭載のSiC-MOSFET

2.1 デバイス構造

当社は世界で初めて^(注1)電流センス機能を搭載したSiC-MOSFETを開発した。電流センスはMOSFETに流れる電流の一部を分流するもので、IPMの制御基板内の保護回路がこの分流した電流を監視し、短絡時の過電流を検知すると、駆動回路を遮断し、素子の破壊を防ぐとともに、IPM搭載機器を保護する。特に低抵抗化したSiCパワーデバイスでは高速な遮断保護が必要になる。図1に電流センス機

能搭載MOSFETのチップ写真と等価回路図、及びシャント抵抗による過電流検出手法を示す。ソース電極領域には10 μ mサイズのMOSFETのユニットセルを複数個並列接続したメインセルが配置されている。センス電極にはメインセルと同等の構造で並列接続数が少ないセンスセルが接続されている。メインセルとセンスセルはドレイン電極とゲート電極を共通として、それぞれソース電極とセンス電極に接続されている。ドレイン電極からの電流の一部が分流されてセンスセルに流れる。分流されたセンス電流はセンス電極に接続されたシャント抵抗に流れる。センス電流が増加するとシャント抵抗端の電圧が上昇する。メイン電流に過電流が流れた時に遮断信号を発生できるようにシャント抵抗と参照電圧を調整する。

(注1) 2011年2月16日現在、当社調べ

2.2 電気特性

図2に電流センス機能搭載MOSFETの室温でのメイン電流、センス電流-ドレイン電圧特性を示す。15Vのゲート電圧で3.7m Ω cm²のオン抵抗が得られている。図2の電流の絶対値の違いはユニットセル数の相違によるものであるが、両者の出力特性で類似の波形であることが分かる。また、図示はしていないが、ゲートのオフ時に1,400V以上のアバランシェ耐圧を実現している。

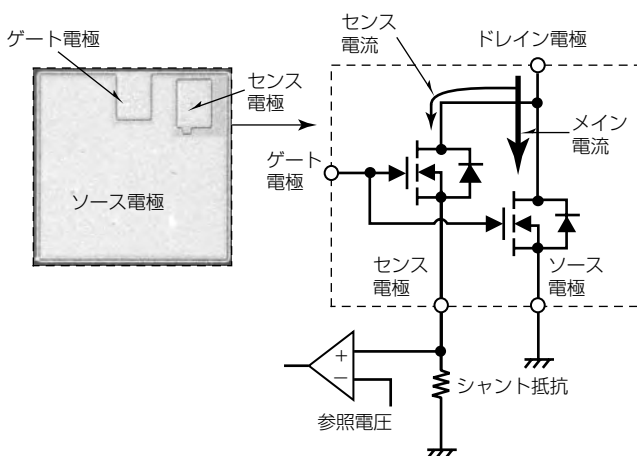


図1. 電流センス機能搭載のSiC-MOSFETの光学顕微鏡像と等価回路

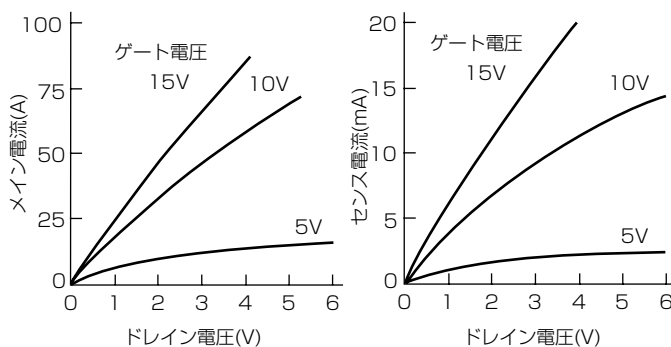


図2. メイン電流、センス電流-ドレイン電圧特性

図3に電流センス比率のメイン電流依存性、及び温度依存性を示す。電流センス比率はメイン電流に対するセンス電流の比率である。25℃の場合、電流センス比率は4,400の値でほぼ一定である。この値は、メインセル数と電流センスセル数の比率より小さい値である。さらに、温度上昇とともに、電流センス比率は小さくなるが、175℃までの温度範囲内では10%以内で温度依存性は小さい。

次に、電流センス機能搭載MOSFETの動特性評価結果について示す。図4は過電流の検出、ターンオフ特性を示したものである。評価条件としては、オン時のゲート電圧を15V、オフ時を-10Vに設定し、電源電圧を600Vとしている。過電流レベルを600A/cm² (56A) として遮断動作を評価した。図に示すようにメイン電流が増加するに従ってセンス電圧が上昇する。過電流のレベルまでセンス電圧が達したところで保護回路によってゲート電圧がオフになり正常に電流が遮断できることが分かる。

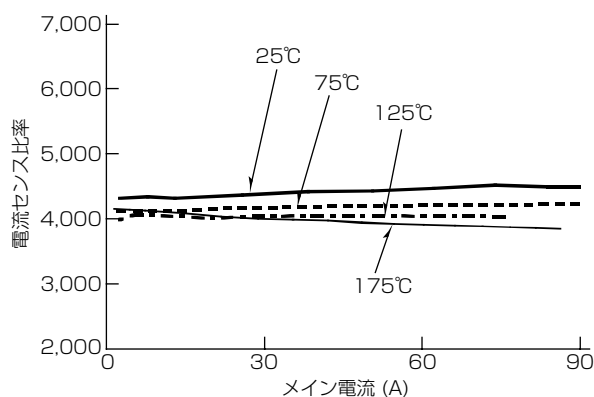


図3. 電流センス比率のメイン電流依存性

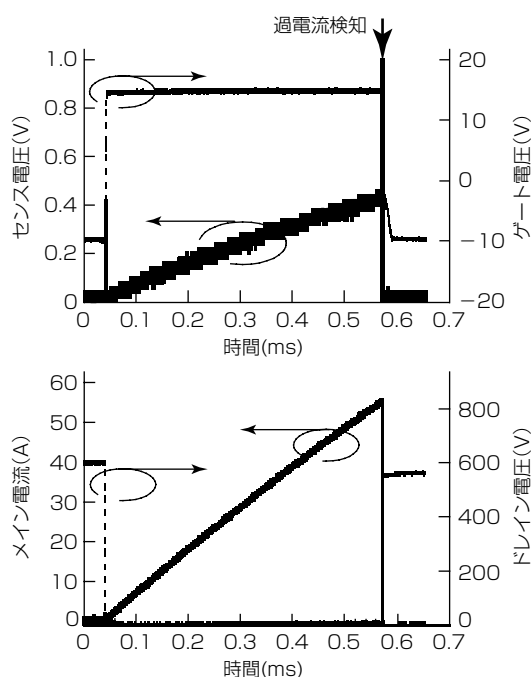


図4. 過電流検知遮断特性

3. 3.3kV SiC-SBD

3.1 耐圧終端構造の設計

SiCではSiと比較して絶縁破壊電界強度が約10倍高いことから耐圧を決めているドリフト層のドーピング濃度の高濃度化や膜厚の薄膜化が可能で、Siよりも低抵抗のデバイスが実現できる。しかしながら、素子周辺部の耐圧終端構造の電界強度もSiに比べ高くなるので、電界強度を低減して耐圧を確保する終端構造の設計が非常に重要となる。そこで、デバイスシミュレーターを用いて3.3kV対応のSiC-SBDの終端耐圧構造の検討をおこない、図5に示す擬似多階調終端構造を選定した。SiC-SBDのショットキー電極端の周囲はリング状にp型不純物(Al)をイオン注入したガードリングを形成するが、単純なリング状のガードリングではリングの外側の電界強度が局所的に高くなり3.3kV級の高電圧では耐圧が確保できなくなる。したがって、3.3kV対応の終端構造としては終端の外側方向に電圧を緩やかに下げて局所的に電界強度が高い部分ができないようにする工夫が必要になる。図に示した擬似多階調終端構造では、2枚の注入マスクで高濃度と低濃度のAl注入を行う。図の①は高濃度注入と低濃度注入を重ねた領域で、③は高濃度注入だけの領域で、⑤は低濃度注入だけの領域である。②、④、⑥は複数の間隙がある注入領域の高濃度と低濃度の組合せで実効的に濃度を調整した領域である。①～⑥で実効的に6種類の濃度領域を形成できる。このようにすることで、耐圧終端領域に注入された不純物濃度の分布を6段階で制御して電界緩和効果を高めることが可能となる。

図6に擬似多階調終端構造の耐圧シミュレーション結果

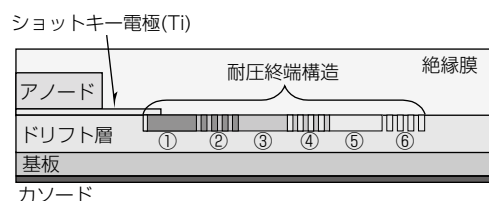


図5. 擬似多階調終端構造

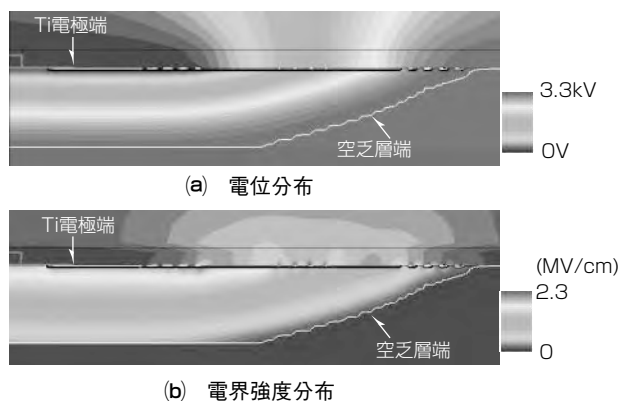


図6. 擬似多階調終端構造の耐圧シミュレーション(3.3kV印加時)

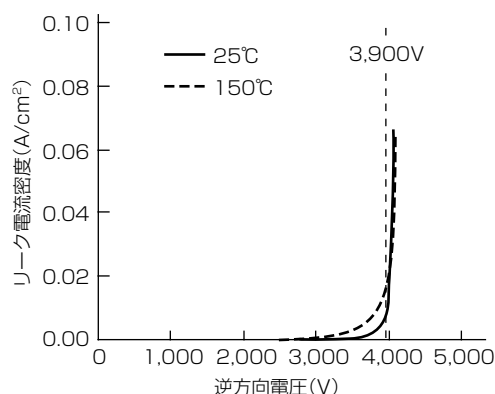


図 7. 試作SiC-SBDの逆方向電流-電圧特性

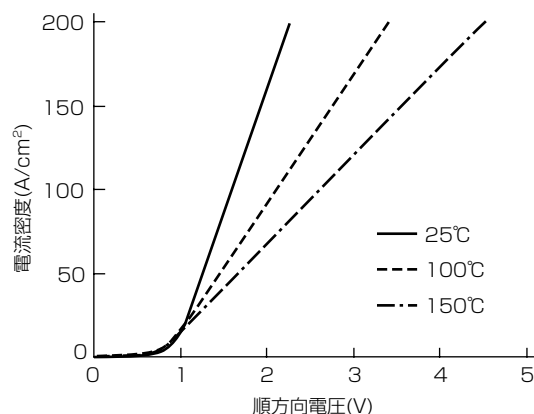


図 8. 試作SiC-SBDの順方向電流-電圧特性

を示す。3.3kV印加時の耐圧終端部分の(a)電位分布と(b)電界強度分布を示しており、左側がショットキー電極側、右側が素子端部側である。ショットキー電極部と耐圧終端部の境界は、図中でTi電極端と示されているところにある。3.3kV印加時の空乏層の位置も合わせて図中に示している。計算に用いたドリフト層はn型不純物濃度が 3×10^{15} 個/cm³、厚みを30 μ mとしている。

耐圧終端部にイオン注入する不純物濃度を調整して、終端の外側に向けて不純物濃度が実効的に6段階で緩やかに変化するように最適化した。その結果、図6に示すように電位分布は緩やかに変化して局所的に高電界になるところはなくなっている。SBDのTi電極端や注入濃度の変動が大きい場所では電界が高めになっているが、その値は2MV/cmや2.3MV/cm程度であり、SiCの絶縁破壊電界強度3MV/cmに対し十分低い電界強度である。この条件で計算した耐圧は4.0kV程度であり、要求される3.3kV耐圧に比べ十分高い耐圧を持った終端構造が実現できると予想される。

3.2 SBDの電気特性

耐圧シミュレーションで最適化した擬似多階調終端構造を適用して耐圧3.3kVのSiC-SBDを開発した。n型4H-SiC基板上に形成したドーピング濃度 3×10^{15} 個/cm³、厚み30 μ mのSiCエピタキシャル膜上にSBDデバイスを形成した。Alのイオン注入で擬似多階調終端構造の形成後、Tiによってショットキー障壁を形成し、表面にAl電極、裏面にNi電極を形成している。

試作したSiC-SBDの温度25℃と150℃の逆方向電流-電圧特性を図7に示す。印加電圧に対するリーク電流密度をプロットしている。図に示されるように、25℃と150℃のいずれもほぼ同じ電圧3.9kV近傍で降伏電流が発生している。3.3kVが印加された時の逆方向リーク電流密度は 2.4×10^{-4} A/cm² (25℃)であり、SBDの逆方向電流として予想される値で、異常なリーク電流はなかった。このSiC-SBDの各種温度(25℃/100℃/150℃)における順方向電流-電

圧特性を図8に示す。25℃と150℃時の電流密度150A/cm²における順方向電圧は、それぞれ1.9Vと3.5Vであり、ドリフト層の不純物濃度と厚みから予想される値になっている。

これらのことから、耐圧終端構造に擬似多階調終端構造を適用したSiC-SBDは3.3kVデバイスとして十分高い耐圧特性が得られていることが分かった。

4. む す び

SiCパワーデバイスの高機能化・高耐圧化に向けて開発を進めている。高機能化として電流センス機能を内蔵した1,200V耐圧のSiC-MOSFETを開発した。電流センス機能で過電流を検出して、メイン電流を正常に遮断して素子を保護できることを実証した。また、高耐圧化に向けて耐圧終端構造をデバイスシミュレータによって検討して、耐圧終端部の電界強度を低く抑えて高耐圧特性が得られる擬似多階調終端構造を見いだした。この耐圧終端構造を適用して耐圧3.3kV級のSiC-SBDを開発した。開発したSiC-SBDでは、3.9kV印加時に降伏電流が発生し、3.3kVデバイスとして十分な耐圧特性を持つことを示した。

今後は、今回得られた耐圧終端構造に基づいて、更に素子構造の最適化を進め、MOSFETへ展開するとともに大容量化に向けた開発をおこなっていく。

この研究は経済産業省/NEDO(New Energy and industrial technology Development Organization)から委託された“低炭素社会を実現する新材料パワー半導体プロジェクト”の成果を含んでいる。

参 考 文 献

- (1) 中田修平, ほか: SiCパワーデバイス技術とその応用, 三菱電機技報, **84**, No.4, 215~218 (2010)
- (2) 中山 靖, ほか: SiC-SBD適用インバータによる鉄道車両用電動機駆動評価, 平成22年電気学会全国大会講演論文集, No. 4, 233 (2010)

インバータシステム用1,200V HVIC技術

吉野 学*
清水和宏*

1,200V HVIC Technology for Power Inverter System

Manabu Yoshino, Kazuhiro Shimizu

要 旨

産業、民生機器のインバータ駆動に普及しているIPM (Intelligent Power Module)で、HVIC (High Voltage Integrated Circuit)はパワーチップのゲート駆動や保護の機能を果たすキーデバイスである。特にAC400V系電源を使用する市場では1,200V HVICに対する需要がある。しかし1,000V以上のHVICを実現するためには、ハイサイド領域の高電圧引き出し配線とローサイド領域のオーバーラップを回避する必要がある。そのため1,200V HVICは構造やプロセスが600V HVICと比べて複雑、高コストとなり、製品化が困難であった。

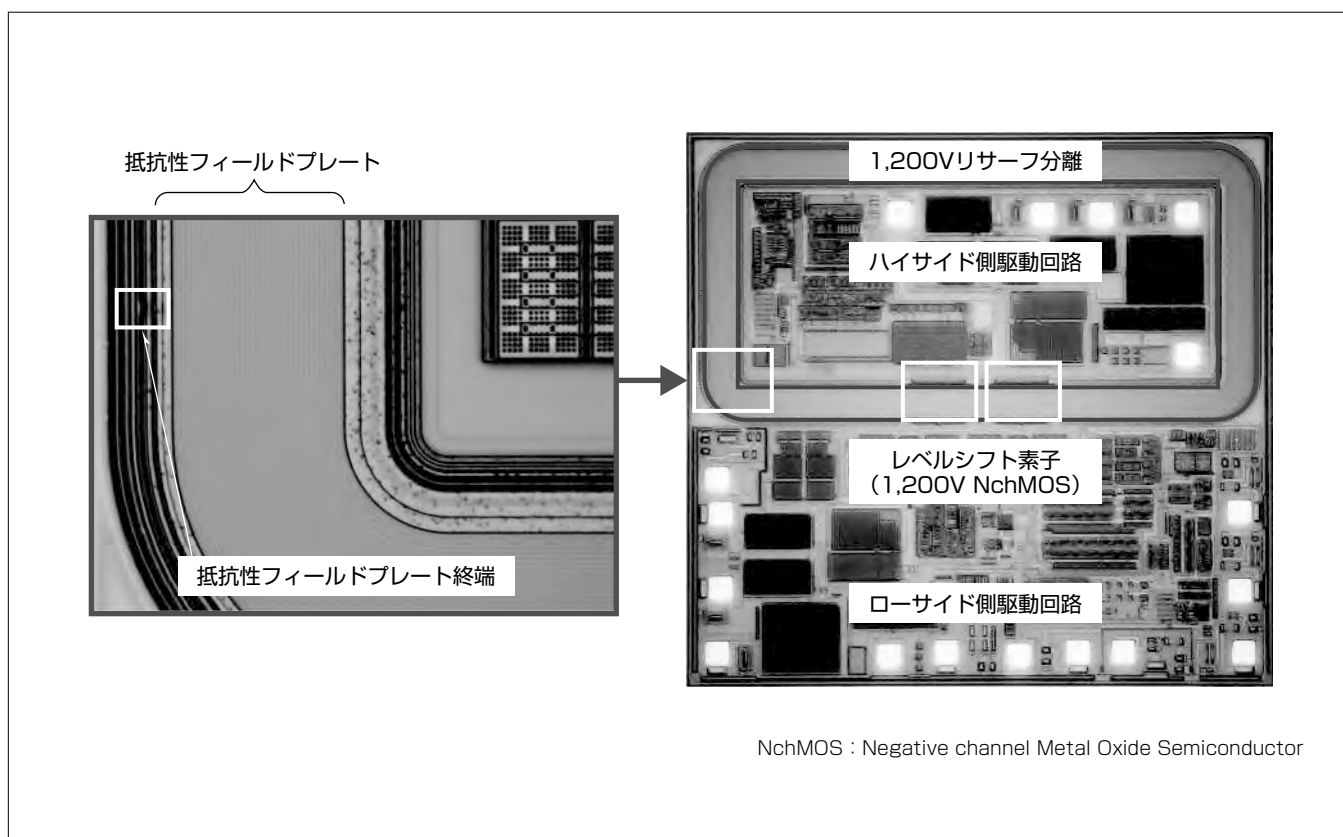
三菱電機では1997年に独自技術である“分割リサーフ構造”の開発によって、この課題を克服し1,200V HVICを製品化した。さらに2008年には第1世代の分割リサーフ構造

に微細加工技術を導入した第2世代型分割リサーフ構造を600Vクラスにおいて開発し、600V HVICを製品化している。

今回当社は、独自のフィールドプレート技術を改善してこの第2世代型分割リサーフ構造を1,200Vへ高耐圧化し、1,200V HVICへの展開を可能にした。開発した1,200V HVICは第2世代型分割リサーフ構造を適用することで容易に高耐圧化を実現し、次の特長を持っている。

- (1) 600V HVICと同一のプロセスステップでの高耐圧化によるプロセスの低コスト化
- (2) 8V/24V系素子を600V HVICと同等の電気的特性に維持することによる設計効率の向上

これらの特長によって、今後600V HVIC品種の回路流用による1,200V HVICの効率的な品種展開が期待できる。



第2世代型分割リサーフ構造を高耐圧化した1,200V HVIC

第2世代型分割リサーフ構造を適用することで600V HVICと同一のプロセスステップで1,200V HVICを実現した。高耐圧化は主にレイアウトによって実施しており、今回フィールドプレート構造として従来の多重フィールドプレートから抵抗性フィールドプレートを新たに採用した。

1. ま え が き

ゲートドライバHVICはハイサイド側のパワーチップを駆動するために高耐压のフローティング回路とそのフローティング回路へ制御信号を伝達するためレベルシフト機能を備えている。AC200V系電源を使用する市場では600V HVICが、AC400V系電源を使用する市場では1,200V HVICが必要とされる。600V HVICは既に広く製品化されている。一方、1,200V HVICについてはIC内部の配線で層間絶縁膜による1,000V以上の絶縁が困難なため、レベルシフトされた高電圧の引き出し配線がローサイド領域上を横断することを避ける必要があり、そのことが製品化の障壁となっていた。当社は独自技術である“分割リサーフ構造”の開発によってこの課題を解決し1,200V HVICを実現した（第1世代型分割リサーフ構造）。しかしながらこの第1世代型分割リサーフ構造は深いN型拡散層を基本構造としており、縦方向の寄生PNP動作を起こしやすく、それを抑えるためにレイアウト設計の自由度に制約があった。また、基本構造が600V HVICと異なるため回路設計で600V HVICの回路流用ができないという課題もあった。

近年、第1世代型分割リサーフ構造の寄生PNPトランジスタの動作を解決する構造として、第2世代型分割リサーフ構造が600Vクラスで開発され、品種展開されている。今回、この第2世代型分割リサーフ構造の耐压クラスを600Vから1,200Vまで高耐压化し、第1世代の課題を克服した1,200V HVICを開発した。本稿では1,200V高耐压化の技術について述べる。

2. 1,200V高耐压化技術

2.1 第2世代型分割リサーフ構造高耐压化

図1に1,200Vに高耐压化した第2世代型分割リサーフ構造の断面図を示す。ハイサイド側でPエピタキシャル層がN型拡散層を分離している分割部領域は600V HVICと同一

構造のままリサーフ分離領域を高耐压化している。リサーフ分離領域の高耐压化は①P型基板／Pエピタキシャル層の高抵抗化、②リサーフ分離距離(L_{iso})の拡張、③フィールドプレート構造の最適化によって行っており、600V HVICに対して基本構造は同じである。また、P型基板／Pエピタキシャル層の高抵抗化はウェーハ仕様の変更、リサーフ分離距離の拡張及びフィールドプレート構造の最適化はパターンレイアウトの変更であるため、プロセスステップについても600V HVICと同一である。

フィールドプレート構造はリサーフ分離領域の表面電位をより安定化させるため、従来の多重フィールドプレート(Multiple Floating Field Plate : MFFP)から抵抗性フィールドプレート(Polycrystalline silicon Resistor Field Plate : PolyRFP)を新規に採用しその構造最適化を行った。

図2にMFFPとPolyRFPの模式図を示す。従来のMFFPは容量の直列結合によって表面電位を安定化させているが、直列結合途中の電極が浮遊状態であるため電位に不均一性が生じてしまう。一方、PolyRFPは高抵抗のポリシリコンを高圧側から低圧側までリサーフ分離表面を渦巻状に配置し、抵抗分割によって表面電位を固定しているためMFFPと比べ安定した表面電位が得られる。特に高耐压化ではフィールドプレートで覆われるリサーフ分離領域が広がる

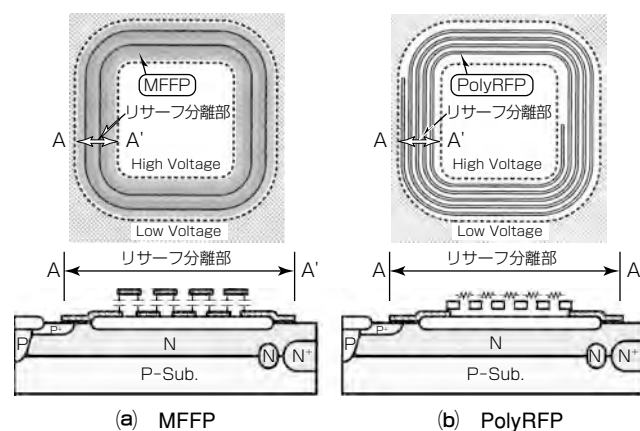


図2. フィールドプレート構造

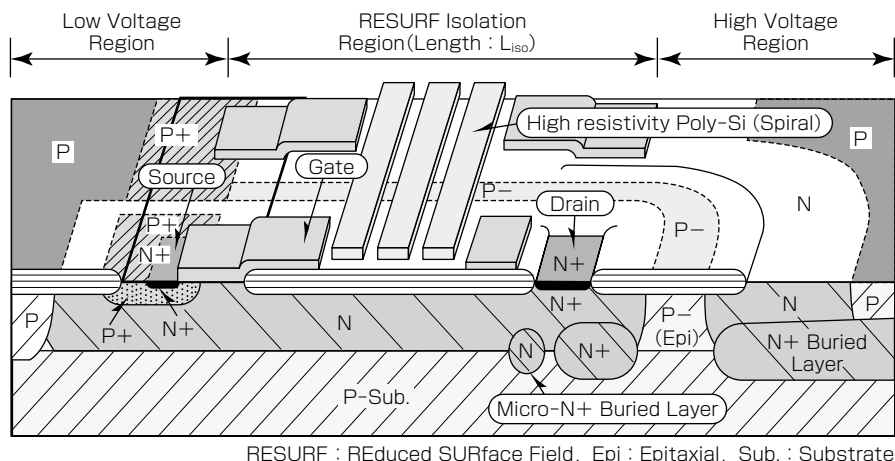


図1. 1,200V高耐压化第2世代型分割リサーフ構造

ため、その表面電位の安定化効果がより期待できる。

図3にMFPPとPolyRFPにおけるダイオード構造の耐圧－リサフ分離距離依存性を示す。フィールドプレート構造をPolyRFPにすることでMFPPよりも高耐圧が得られることが分かる。

2.2 抵抗性フィールドプレート構造検証

PolyRFPは図2(b)のようにリサフ分離領域と並列に高抵抗が接続される構造となっている。そのため高電圧が印加された際に従来のMFPPと異なり抵抗成分リークが発生する。また、高抵抗の引き回しによる過渡的特性への影響が懸念される。ここではPolyRFPにおける懸念点の検証について述べる。

2.2.1 フィールドプレート形状最適化

抵抗成分リークは抵抗幅、渦巻のピッチ、ハイサイド領域のサイズによって決まる。図4に1,200V印加時抵抗成分リークの抵抗幅、ピッチ依存性を示す。ハイサイド領域のサイズはその中の回路規模によって変わるため、最も条件として厳しい最小サイズのハイサイド領域で評価した。抵抗幅、ピッチは誤動作防止のため回路に求められるリーク電流10 μ A以下を目標値として設定している。

図5に上記で設定した抵抗幅、ピッチにおける抵抗成分リークのハイサイド領域サイズ依存性を示す。抵抗成分リークはハイサイド領域の外周Lに反比例して低下する。製

品ではハイサイド領域内に制御回路や複数のパッドが配置されるため、抵抗成分リークは2 μ A以下まで抑えられる。

2.2.2 リーク電流温度依存性

リーク電流はPolyRFPの抵抗成分リークとリサフ分離領域のPN接合リークからなる。図6に最小のハイサイド領域サイズのときの抵抗成分リークとPN接合リークの温度依存性を示す。温度T、活性化エネルギーE、ボルツマン定数kとするとキャリア数は $\exp(-E/kT)$ に比例するため、リーク電流は温度上昇に伴い指数関数的に増加し、その係数は活性化エネルギーに依存する。図6から温度依存性は抵抗成分リークよりPN接合リークの方が高く、リーク電流の増加する高温ではPN接合リークが支配的となることが分かる。

また、ハイサイド領域面積が大きくなるとPN接合面積に比例してPN接合リークは増加するため、高温におけるリーク電流は回路規模ごとに異なるハイサイド領域サイズに依存してPN接合リークによって決まる。そのため低温では支配的な抵抗成分リークの温度依存性が問題となることはない。

2.2.3 過渡的特性検証

図7にPolyRFPのスイッチング特性を示す。ゲートドライバとして通常使用される $dV/dt=6\text{ kV}/\mu\text{s}$ のスイッチングで従来のMFPPと同等のスイッチング特性が得られており、高抵抗の引き回しによる過渡的特性に問題ないことを確認した。

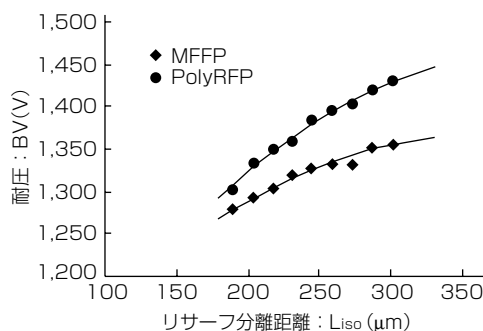


図3. 耐圧のリサフ分離距離依存性

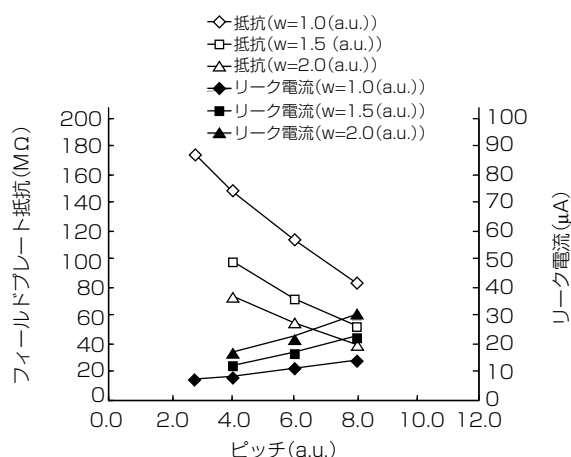


図4. 抵抗成分リークの抵抗幅、ピッチ依存性($V=1,200\text{V}$ 印加時)

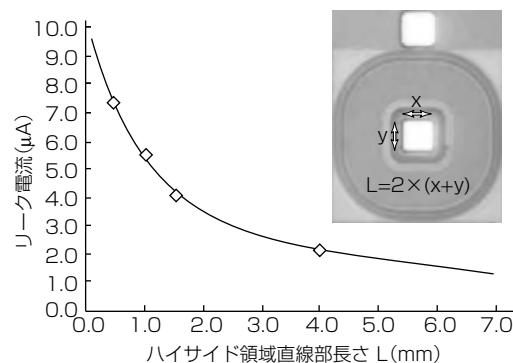


図5. 抵抗成分リークのハイサイド領域サイズ依存性($V=1,200\text{V}$ 印加時)

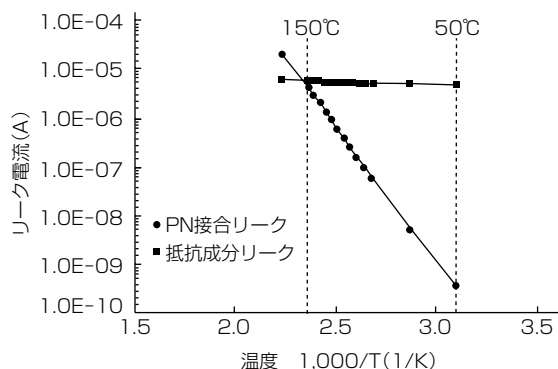
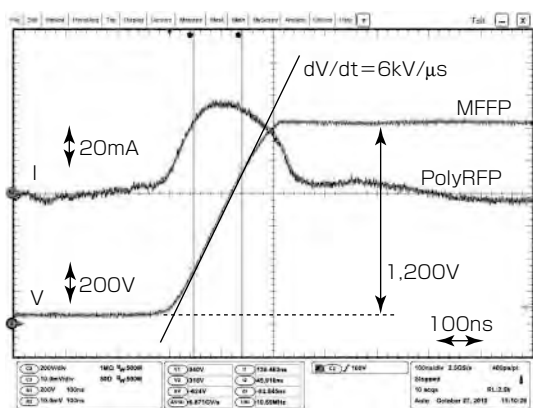


図6. リーク電流の温度依存性($V=1,200\text{V}$ 印加時)



I : 電流 V : 電圧

図 7. PolyRFPのスイッチング特性と測定回路

3. 1,200V NchMOS特性

図 8 に第 2 世代型分割リサーフ構造を適用し試作した 1,200V NchMOS を、図 9 に試作した 1,200V NchMOS の耐圧測定結果を示す。高耐圧化したりサーフ分離を分割リサーフ構造に適用しても耐圧の低下は起こらず、1,200V NchMOS を実現している。ここで、ブレイクダウン前のリーク電流が PolyRFP による抵抗成分リークである。

4. む す び

第 2 世代型分割リサーフ構造を適用しリサーフ分離領域を高耐圧化することによって、600V HVIC と同一のプロセスステップで 1,200V HVIC を実現した。基本構造及びプロセスステップを 600V HVIC と同一のまま高耐圧化することで、第 1 世代型分割リサーフ構造で課題となっていた 600V HVIC との回路流用が可能となり、今後 1,200V HVIC の品種展開が期待される。



図 8. 1,200V NchMOS

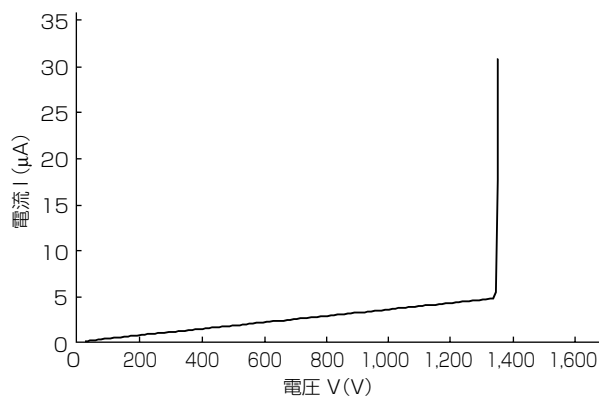


図 9. 1,200V NchMOS の耐圧波形

参 考 文 献

- (1) Terashima, T., et al.: A new Level-shifting Technique by divided RESURF structure, Proc. ISPSD, 57~60 (1997)
- (2) Shimizu, K., et al.: The 2nd Generation divided RESURF structure for High Voltage ICs, Proc. ISPSD, 311~314 (2008)
- (3) Terashima, T., et al.: Structure of 600V IC and A New Voltage Sensing Device, Proc. ISPSD, 224~229 (1993)
- (4) Endo, K., et al.: A 500V 1A 1-Chip Inverter IC with a New Electric Field Reduction Structure, Proc. ISPSD, 379~383 (1994)

産業用トランスファモールド封止型 パワーモジュール技術

岡 誠次* 大開美子**
 後藤晶子*
 井高志織**

The Transfer-Molded Packaging Technology for Industrial Power Modules

Seiji Oka, Akiko Goto, Siori Idaka, Yoshiko Obiraki

要 旨

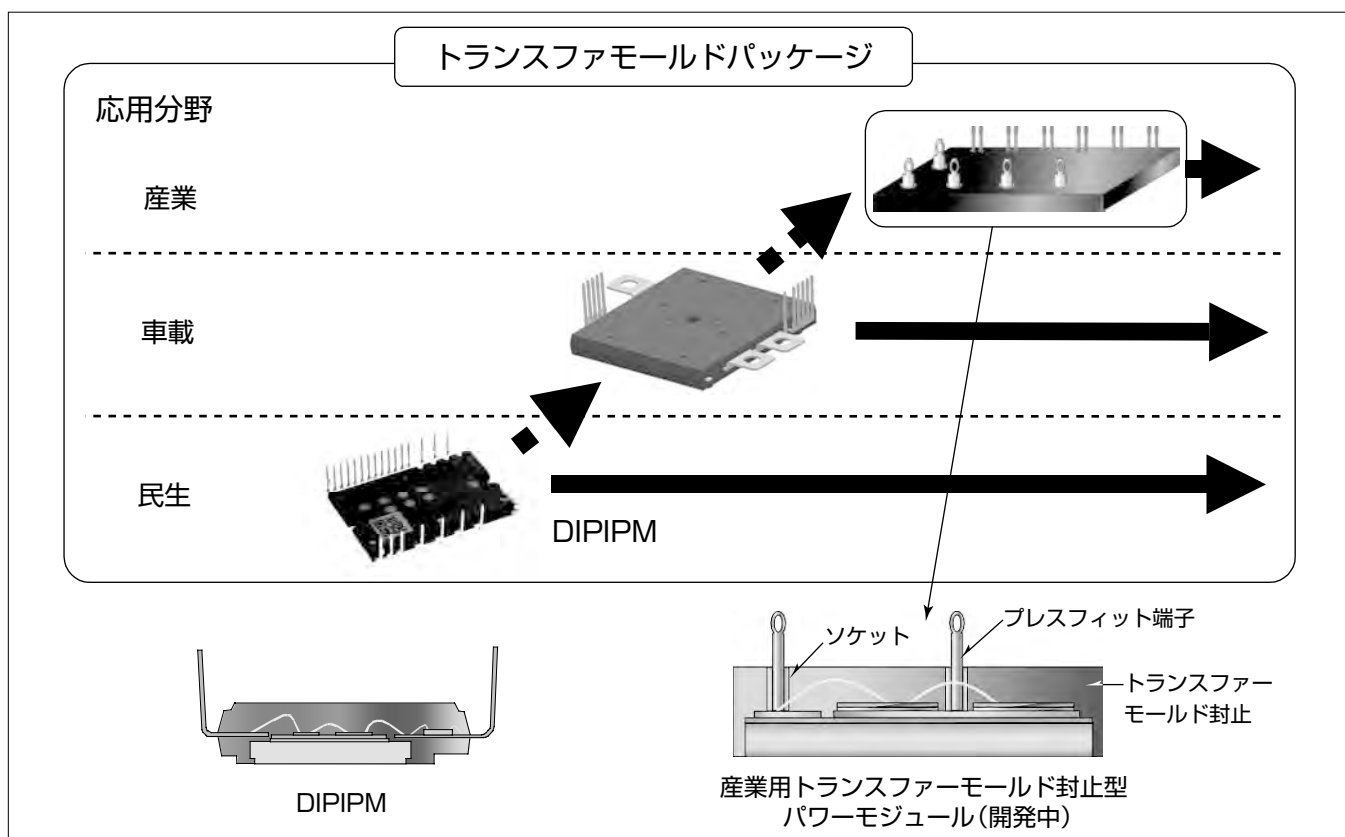
三菱電機はパワーデバイス分野に高信頼性・低コスト化に優れたトランスファモールド封止構造を適用して、1990年代民生機器分野向けにDIPIM (Dual-In-line Package Intelligent Power Module)を開発し、2000年代前半には車載用途に展開してきた。現在、産業機器分野への展開を目指し新たなモジュールを開発中である。

産業機器分野におけるパワーモジュールへの市場要求は、他分野と同様に①高信頼性、②端子配置の設計自由度性、③小型化・低コスト化、④環境負荷物質の低減等に加え近年は⑤動作温度の高温化が挙げられるが、他分野に比べ産業機器分野は品種が多いため②項の要求が強い。これに対し、現行のトランスファモールド封止構造は、端子がモジュール

ル外周に配置されるため、端子位置の設計や端子間、さらには端子とヒートシンク間の絶縁を確保するため沿面距離に制約が大きく、産業機器分野への展開が困難であった。

開発中のパワーモジュールの特長はトランスファモールド封止構造でありながら、トランスファモールド上面の任意の位置に電極端子が配置できるため、先に述べた②端子配置自由度性や③小型化・低コスト化が可能となる。さらに、プリント配線板(Printed Circuit Board : PCB)との接合にプレスフィット接合を用いることで、はんだレス実装(④環境負荷物質の低減)が達成できる。

本稿では開発中のパワーモジュールの構造の特長及びプレスフィット接合技術を中心に述べる。



トランスファモールド封止構造の応用と構造

トランスファモールド封止構造を応用した当社パワーモジュール製品の推移及び民生機器向けIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュール・DIPIMと産業用トランスファモールド封止型パワーモジュールの構造を示す。

1. ま え が き

産業機器分野におけるパワーモジュールは、モータ制御用途を始め、無停電電源装置(Uninterruptible Power Supply：UPS)や自然エネルギー発電等の発電・送電・給電用途等、広範囲に使用されており、省エネルギー要求の高まりを受けてその用途は拡大の一途をたどっている。それに伴い産業用パワーモジュールには、高信頼性、端子配置の設計自由度向上、小型化・低コスト化、環境負荷物質の低減、動作温度の高温化等の要求が大きくなっている。

今回、これらの要求にこたえるため、高信頼性で低コストのトランスファモール封止構造の産業用途への展開を検討した。この産業用トランスファモール封止型パワーモジュール(以下“新構造パワーモジュール”という。)について、モジュール構造の特長及びプリント配線板(PCB)とのはんだレス実装方式であるプレスフィット接合技術を中心に述べる。

2. 新構造パワーモジュールの構造

市場要求に対して、新構造パワーモジュールはトランスファモール封止構造を適用することで、高信頼化を達成した。例えばパワーサイクル特性は、チップ上にボンディングされているアルミワイヤの根元に発生する熱応力(アルミとシリコンの熱膨張差に起因)をトランスファモール樹脂が緩和するため、長寿命化が可能となる⁽¹⁾。

新構造パワーモジュールを図1に示す。モジュールの内部配線にプレスフィット端子と接合する金属ソケットを実装し、トランスファモール上面に金属ソケットの開口部が露出するようにトランスファモール成型し、それらの露出した開口部にプレスフィット端子(モジュール側)を挿

入する(この構造を電極端子上出し構造と呼ぶ)。トランスファモール成型品のヒートシンクへの取付けにはケースを用いる。

2.1 電極端子上出し構造の採用

今回開発した電極端子上出し構造は、トランスファモール上面から電極を取り出せるため、電極端子配置自由度が大きいことが特長である。金属ソケットは内部配線に任意の数を実装できるため、プレスフィット端子配置の設計自由度が向上すると同時に、小型化が期待でき、結果として低コスト化が達成できる。また、チップ近傍への電力端子の設置や、P側母線とN側母線の平行配線等が可能となり、パワーモジュールの内部配線インダクタンスの低減やサージ電圧の抑制も可能となる。

2.2 プレスフィット接合の採用

プレスフィット接合とは、弾性構造を持たせた金属端子をプリント配線板のスルーホールに常温で挿入し、プリント配線板と端子の接触をばね力によって維持する金属接合である。プリント配線板スルーホール部と端子の摩擦で互いの表面酸化膜を破り、相対した金属新生面を“凝着”させることで、高強度・低抵抗の金属間接合部を形成する⁽²⁾方式である。

新構造パワーモジュールは、先に述べたとおりトランスファモール上面に形成された金属ソケット開口部にプレスフィット端子を挿入し電極を形成する構造である。Needle-eye形状と称するプレスフィット形状を両端に持った端子を用いることで、プリント配線板への実装でもプレスフィット接合が可能となる。

3. プレスフィット接合技術

3.1 プレスフィット接合の特長

プレスフィット接合は、従来のはんだ接合と比べ、実装プロセスの簡素化や環境負荷物質の低減、周辺部品の高密度実装性の向上が期待できる。プレスフィット接合に用いられる金属には、ヒートサイクル性や衝撃・環境試験に対する耐性を向上させるための高いばね力と、大電流を流すための低い電気抵抗という、相反する特性が必要となる。

この観点からプレスフィット端子は、高いばね力(弾性率)・電気伝導率・応力緩和率でバランスのとれた材料を選定すると同時に、低接触抵抗・高抜去力を持つ構造を設計する必要がある。次に材料選定・形状選定を評価した結果を示す。

3.2 端子材料選定

新構造パワーモジュールに用いるプレスフィット端子の材料選定には、ばね力・電気伝導率・応力緩和率から4種類の銅合金に絞り、プレスフィット端子形状で特性比較を実施した。サーマルサイクル(条件：-40/150℃, 1,000cyc)試験における接触抵抗の変化及び抜去力の変化

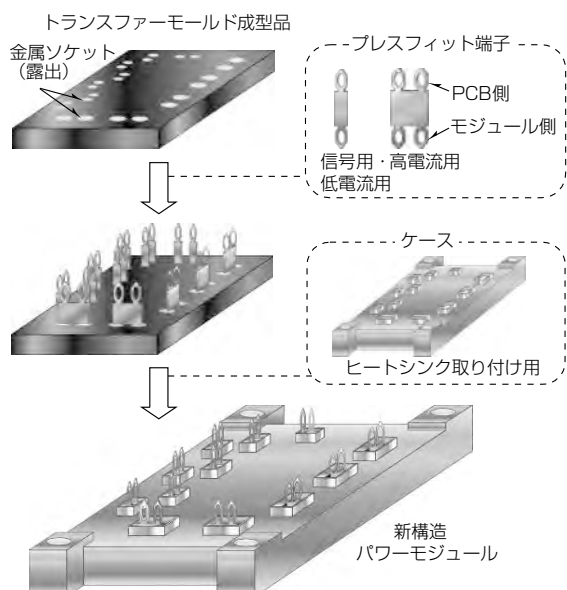


図1. 新構造パワーモジュール

を図2に示す。低接触抵抗・高抜去力であり、接触抵抗が安定している銅合金を新構造パワーモジュールのプレスフィット端子の材料として採用した。

3.3 端子形状選定

3.2節で選定した銅合金を用いてプレスフィット挿入部の形状評価を行った。プリント配線板のスルーホール穴径に対するプレスフィット端子の挿入・抜去力評価結果を図3に示す。保持力(=抜去力÷挿入力)はスルーホール穴径1.91~2.01mmの範囲で平均80%以上と良好な値を示した。プリント配線板のスルーホール穴径公差は一般的に±0.05mm以内であることから、目標とする端子材料・形状がほぼ得られた結果となった。

プレスフィット接合部(モジュール側)の走査型電子顕微鏡写真を図4に示す。プレスフィット端子表面のSnめっきが金属ソケットとプレスフィット端子との接合部に拡散し、境界が見られないプレスフィット接合特有の低温金属結合が形成されていることが分かる。この界面や隙間のない合金層形成によって、接合部への腐食性ガスの侵食を防止することができる。耐腐食性試験の実施結果については3.7節で述べる。

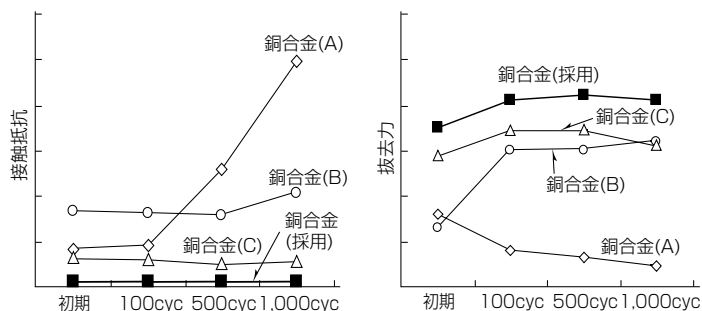


図2. サーマルサイクル試験における接触抵抗の変化(左)と抜去力の変化(右)

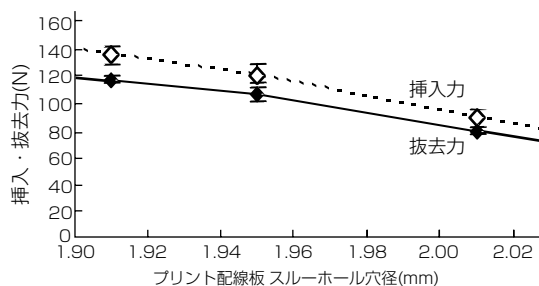


図3. スルーホール穴径に対する挿入・抜去力評価

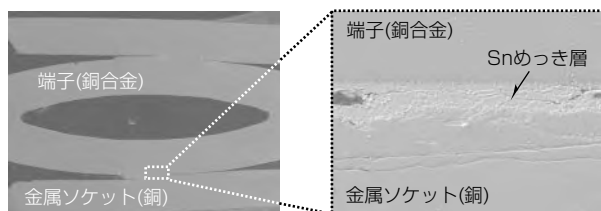


図4. プレスフィット挿入部と金属ソケットとの接合部の走査型電子顕微鏡写真

3.4 許容電流の見極め

プレスフィット端子と接合するプリント配線板の銅パターンにおける通電時の発熱から、プレスフィット端子の許容電流を定義した。プリント配線板(FR-4：許容温度105℃)の銅パターンにプレスフィット端子を介して通電した場合の印加電流値と上昇温度の関係を図5に示す。使用したプリント配線板の銅パターン部の厚みは、銅箔(どうはく)105μm上に25μmの銅めっきを施した130μmで、スルーホール部の銅めっき厚みは25μmである。さらに、導体全体にSnめっきの表面処理を施した。

モジュールの周囲温度(Ta)を65℃と仮定して、1連プレスフィット端子・2連プレスフィット端子で許容電流値をそれぞれ75A/本、150A/本と決定した。2連プレスフィット端子は1連プレスフィット端子2本分より小さい実装面積で同じ電流を流せるため、端子を電流容量に応じて使い分けることでパワーモジュールの更なる小型化が可能となる。

3.5 高温保存試験

パワーモジュールの実動作における温度上昇によるプレスフィット接合部の接合強度の変化を評価するために、プリント配線板接合部の高温保存(条件：125℃、1,000h)試験での接触抵抗・抜去力の変化を評価した。評価結果を図6に示す。抜去力には変動がなく問題ない。また、接触抵抗は0.02mΩ程度の上昇が見られたが、プレスフィット端子の導体抵抗と比べて1桁小さく、使用上問題ないレベルである。

3.6 サーマルサイクル試験

パワーモジュールの実動作における繰り返し温度ストレスによるプレスフィット接合部の接合強度の変化を評価するために、プリント配線板接合部のサーマルサイクル(条

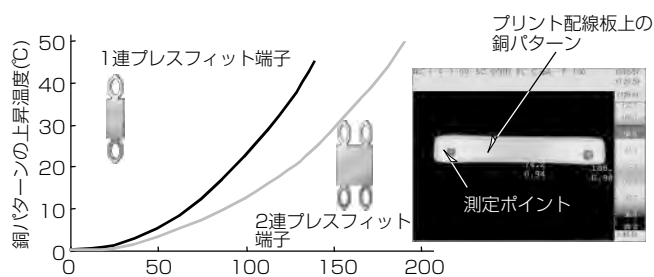


図5. 印加電流と上昇温度の関係(25秒電流印加後)

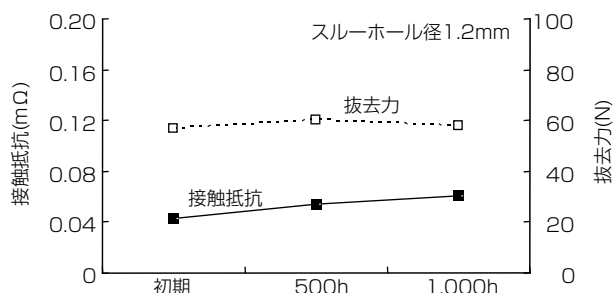


図6. 高温保存試験における接触抵抗・抜去力の変化

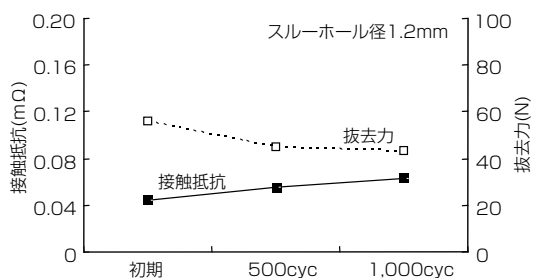


図7. サーマルサイクル試験における接触抵抗・抜去力の変化

件：-40℃/125℃，1,000cyc) 試験での接触抵抗・抜去力の変化を評価した。評価結果を図7に示す。抜去力は初期に比べ15N程度の低下が見られたが，IEC規格(IEC60352-5)で規定されるプレスフィットの抜去力値を十分に満足している。接触抵抗は高温保存試験と同様に0.02mΩ程度の上昇が見られたが，プレスフィット端子の導体抵抗と比べて1桁小さく，使用上問題ないレベルである。

3.7 耐腐食性試験

プレスフィット接合部(基板側・モジュール側)の耐腐食性評価を実施した。暴露条件はIEC60068-2-42(SO₂ガス：25±5ppm，温度：25±2℃，湿度：75±5%RH(Relative Humidity)，240h)に準じて実施した。基板側とモジュール側の接触抵抗・抜去力の変化を測定した結果，初期と比較してほとんど変化は見られなかった。これはプレスフィット接合面に形成された金属間接合部が腐食性ガスの侵食を防止したからであると推測される。

3.8 摺動試験

プレスフィット接合部に繰り返しの機械的ストレスや振動が発生した場合の信頼性を評価するために，摺動(しゅうどう)試験(±10μm，25℃，70kcyc)を実施した。図8にはモジュール側のプレスフィット端子接合部の摺動試験結果を示す。反力(プレスフィット挿入部のばね性)，抵抗値ともほとんど変化が見られないことから，振動などの微小な変位に関してプレスフィット接合は高い信頼性を保持していることが分かる。

4. 新構造パワーモジュール構造の信頼性

4.1 パワーサイクル

パワーモジュールのパワーサイクル寿命(故障までのパワーサイクル動作回数)は動作温度によって変動するため，加速寿命試験の結果から推定した故障曲線によって，パワーサイクル寿命を評価する。故障曲線は，ある動作温度(動作温度の最大値T_{jmax})における市場故障の確率を，動作温度とヒートシンク温度との温度差ΔTごとに表す。なお，ある動作温度における市場故障の確率は故障点という。

現行の産業用ゲル封止型パワーモジュール(以下“ゲル封止品”という。)の1%故障曲線(動作温度T_{jmax}=125℃)と，新構造パワーモジュールの1%故障点(動作温度T_{jmax}=

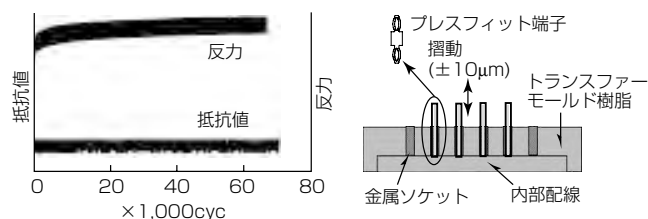


図8. 摺動試験による抵抗・反力の変化

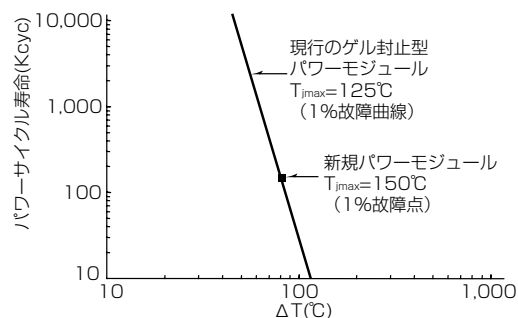


図9. パワーサイクル寿命

150℃)を図9に示す。双方には同一構造のチップを搭載している。新構造パワーモジュールの動作温度はゲル封止品の動作温度に対し25℃上昇しているが，新構造パワーモジュールの1%故障点は，ゲル封止品の1%故障曲線と同等であった。一般に高い動作温度ではパワーサイクル寿命は短くなるため，トランスファモールド封止構造の採用によって，新構造パワーモジュールはゲル封止品以上のパワーサイクル寿命を持つことが確認できた。

4.2 静・動特性

新構造パワーモジュールの静特性及びスイッチング評価やアーム短絡動作の評価を実施した。モジュール構造及び製造プロセス(熱・加工時の衝撃等)による特性の劣化はなく，正常な動作と良好な特性を確認した。

5. む す び

高信頼性のトランスファモールド封止構造を踏襲した構造による新構造パワーモジュールは，電極端子をトランスファモールド上面の任意の位置に設計できるモジュール構造を開発したことで，端子設計の自由度向上及び小型化・低コスト化を実現するとともに，プリント配線板との接合にプレスフィット端子を採用することで，はんだレス接合が達成可能となり，環境負荷物質の低減に寄与できる。

参 考 文 献

- (1) Ueda, T., et al.: Simple, Compact, Robust and High-performance Power module T-PM(Transfer-molded Power Module), 22nd ISPSD, 47~50 (2010)
- (2) Stolze, T.: Self acting PressFIT module, Proc. of PCIM 2010, Paper 164 (2010)

3レベル双方向スイッチ方式インバータ用 IGBTモジュールとその応用

川畑 聡*
村岡宏記*
丸田 歩*

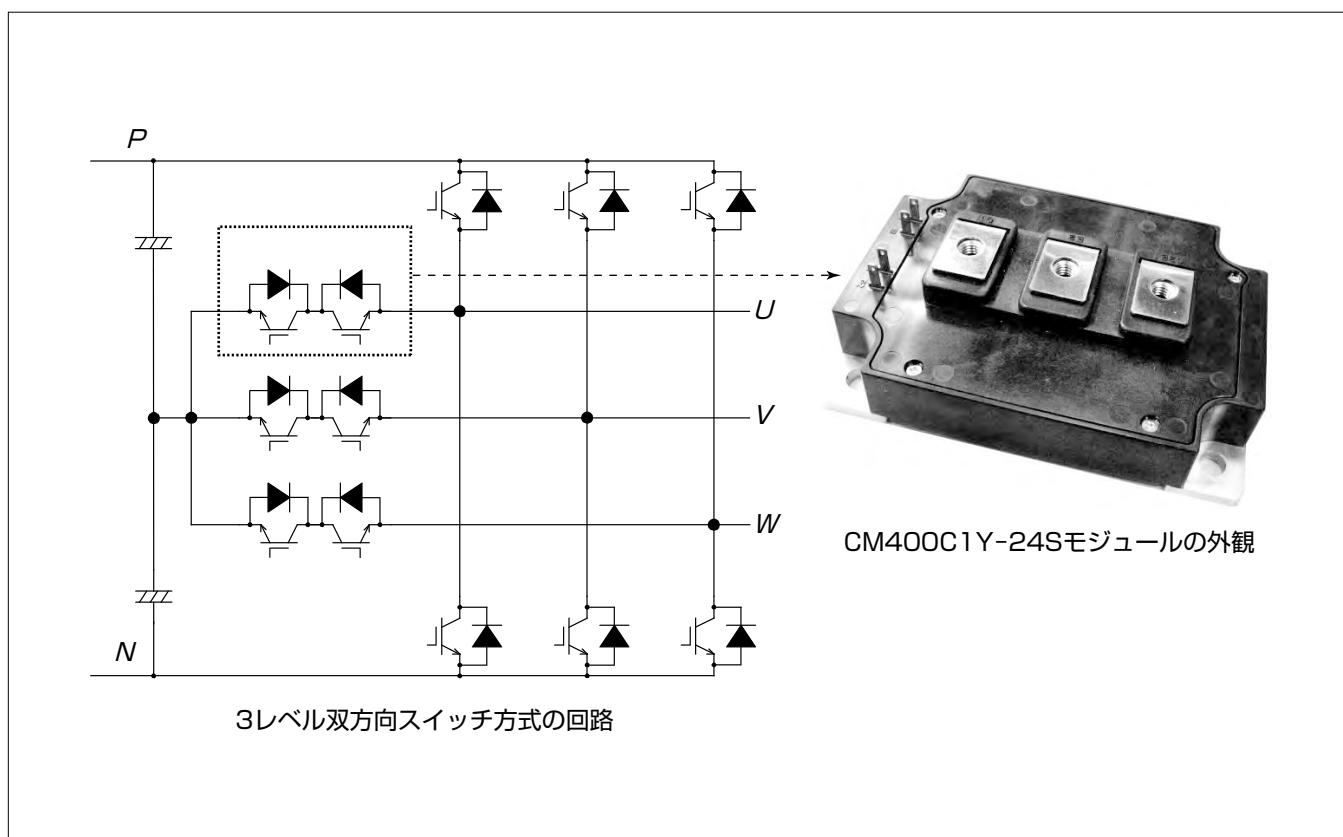
IGBT Module for Interactive Switch Type 3 Level Inverter and it's Application

Satoshi Kawabata, Hiroki Muraoka, Ayumi Maruta

要 旨

近年、太陽光発電や風力発電等に代表される自然エネルギーの活用として注目されている新エネルギーの市場は、世界的環境問題の影響もあり拡大傾向にある。電力消費は今後急激に増えることが予想され電力は貴重な資源となり、電力の変換損失を極力減らすことが望まれるとともに、電力の安定供給が課題となる。大幅な市場拡大が期待される太陽光発電や風力発電の変換効率を上げることが電力損失を削減することになる。また、電力の安定供給を確保するためには無停電電源装置(Uninterruptible Power Supply: UPS)を使用する需要も拡大されるため、その電力損失を削減することも電力という貴重な資源を守ることとなる。電力損失低減化のためのインバータの回路構成として、よ

り電力損失の低減(高効率化)が期待できる多段式のマルチレベルインバータが採用されるケースが増加してきており、より複雑な回路構成を持ったインバータで構成される。また、電力損失の削減はインバータ回路の構成のみだけでなく、インバータ回路を構成するパワーデバイスの損失低減も非常に重要となる。今回注目したのは、比較的構成が簡素である双方向スイッチ方式の3レベルインバータに採用されている双方向部分であり、この回路構成を1モジュール化し、三菱電機の最新世代チップである第6世代IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を搭載することによって回路構成の簡素化及び高効率化への貢献が期待できる。



3レベル双方向スイッチ方式の回路とモジュールの外観

3レベル双方向スイッチ方式インバータの回路構成とその双方向部をモジュール化した製品の外観を示す。

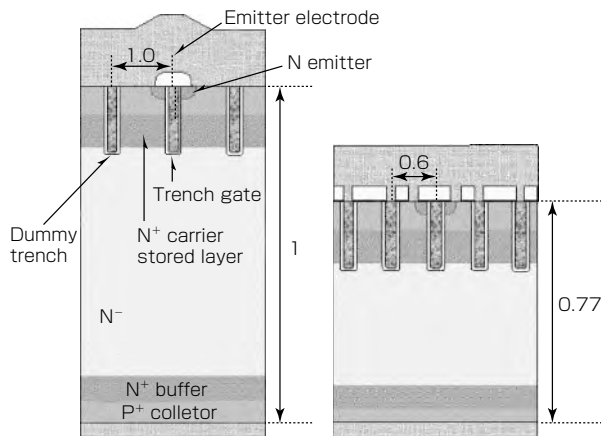
1. ま え が き

環境に関する取組みが必須となってきた社会背景の中で、資源とエネルギーを効率的に活用するパワーエレクトロニクスの役割は更に重要になってきている。

本稿では、一般的な2レベル方式のインバータ構成よりも、より高効率期待できる3レベル方式の一つである双方向スイッチ方式の回路構成で双方向スイッチを1モジュール化した製品について述べる。この製品は、当社最新世代チップである第6世代IGBTを採用することによって、ユーザー側での回路構成の容易化と効率改善に貢献できる。

2. 第6世代IGBTチップ

パワーモジュールの共通の課題は“低損失”と“小型化”。次代へ向けた継続的な高機能化、高性能化への進化も、これらの課題の解決が大前提であり、そのために必要となるのは優れたパワーチップの開発である。低損失を実現するために第4世代からトレンチ構造を導入し、第5世代ではキャリア蓄積層を備えたCSTBT (Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor)を開発した。第5世代及び第6世代IGBTの構造を図1に、トレードオフの改善を図2に示す。第6世代では第5世代CSTBTに改良を加え更なる低損失を実現している。



(a) 第5世代 IGBTの構造 (b) 第6世代 IGBTの構造

図1. IGBTチップの構造

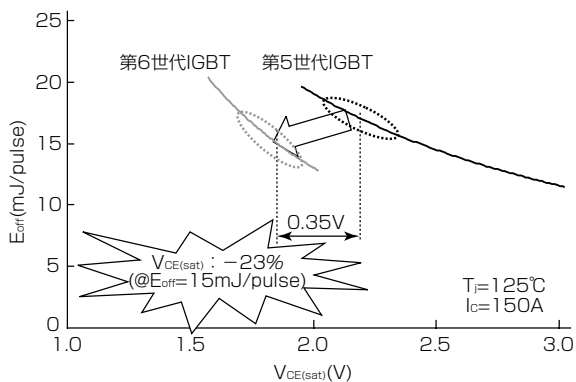


図2. IGBTトレードオフ($V_{CE(sat)}$ vs. E_{off})の改善

3. 製品概要

3.1 製品コンセプト

3レベル双方向スイッチ方式インバータの回路構成の双方向スイッチ部を1モジュール化することを目標に、現行“NFシリーズ”のパッケージを用い当社最新世代の第6世代IGBTのコンセプトを盛り込んだ形での製品開発を実施した。

3.2 製品仕様

モジュールの外観を図3に、内部結線図を図4に示し、基本特性を表1に示す。

第6世代IGBTでは、最大接合温度を第5世代IGBTの150℃から25℃アップした175℃とし、温度に対する動作範囲を拡大しており、ユーザーサイドの温度設計が余裕を持った形で可能となった。



図3. CM400C1Y-24Sモジュールの外観

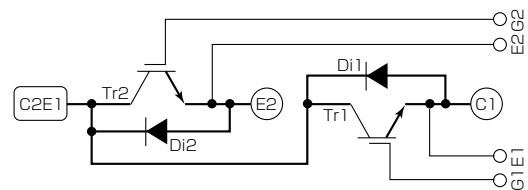


図4. 結線図

表1. CM400C1Y-24Sモジュールの特性

項目	記号	単位	定格値	条件
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CES}	V	1,200	G-E間短絡
コレクタ電流	I_C	A	400	$T_c = 25^\circ\text{C}$
最大接合温度	T_{jmax}	$^\circ\text{C}$	175	-
動作接合温度	T_{jop}	$^\circ\text{C}$	-40 ~ +150	-

項目	記号	単位	規格値			条件
			最小	標準	最大	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧(チップ)	$V_{CE(sat)}$	V	1.49	1.70	2.15	$T_j = 25^\circ\text{C}$
			-	1.90	-	$T_j = 125^\circ\text{C}$
			-	1.95	-	$T_j = 150^\circ\text{C}$
エミッタ・コレクタ間電圧(チップ)	V_{EC}	V	-	1.70	2.15	$T_j = 25^\circ\text{C}$
			-	1.70	-	$T_j = 125^\circ\text{C}$
			-	1.70	-	$T_j = 150^\circ\text{C}$
熱抵抗	$R_{th(j-c)Q}$	K/kW	-	-	56	IGBT部, 1素子あたり
	$R_{th(j-c)D}$	K/kW	-	-	95	FWDi部, 1素子あたり
	$R_{th(c-s)}$	K/kW	-	18	-	1/2モジュールあたり

また、3レベル双方向スイッチ方式では通常、双方向部のIGBTにはスイッチング時に印加される電圧が1/2となるが、高電圧化対応も考慮し素子耐圧を1,200Vとして開発をした。これによって、回路配線のL分によって素子に印加されるサージ電圧にも余裕度が生じる。その結果、ユーザーサイドからみて設計しやすい素子となっている。

4. 3レベルインバータ回路構成

4.1 特 長

図5にインバータの回路構成を示す。図の(a)は一般的な2レベル回路、図の(b)は3レベルニュートラルポイントクランプ方式(NPC方式)回路、図の(c)は3レベル双方向スイッチ方式回路である。図6に3レベル回路と2レベル回路の出力線間電圧波形を示す。2レベル回路の出力電圧のステップ変化量が直流電圧Eであるのに対し、3レベル回

路はステップ変化量がE/2となるため、出力電圧がより正弦波に近くなり、フィルタ回路を小型化することができる。3レベルのニュートラルポイントクランプ方式は、2レベル回路に比べ素子耐圧を1/2にすることができることから、高圧の電力変換回路に適する。一方、高効率化を考えると、ニュートラルポイントクランプ方式ではP電位(又はN電位)を出力する場合の電流は、素子 Q_{11} 、 Q_{12} (又は D_{13} 、 D_{14})を通過するが、双方向スイッチ方式では素子 Q_{11} (又は D_{14})のみを通過するので、電流が通過する素子数が1/2となり、定常損失を低減できるため3レベル双方向スイッチ方式が有利となる。

4.2 3レベル双方向スイッチ方式の損失

図7に各回路構成におけるIGBT損失(直流電圧、出力電流、スイッチング周波数は同一)の比較を示す。2レベル回路はスイッチング損失が支配的で全損失の70%程度を占めている。これに対し3レベル双方向スイッチ方式は、スイッチング時に印加される電圧がE/2になることからスイッチング損失を大幅に削減でき、トータル損失を約35%近く低減可能である。

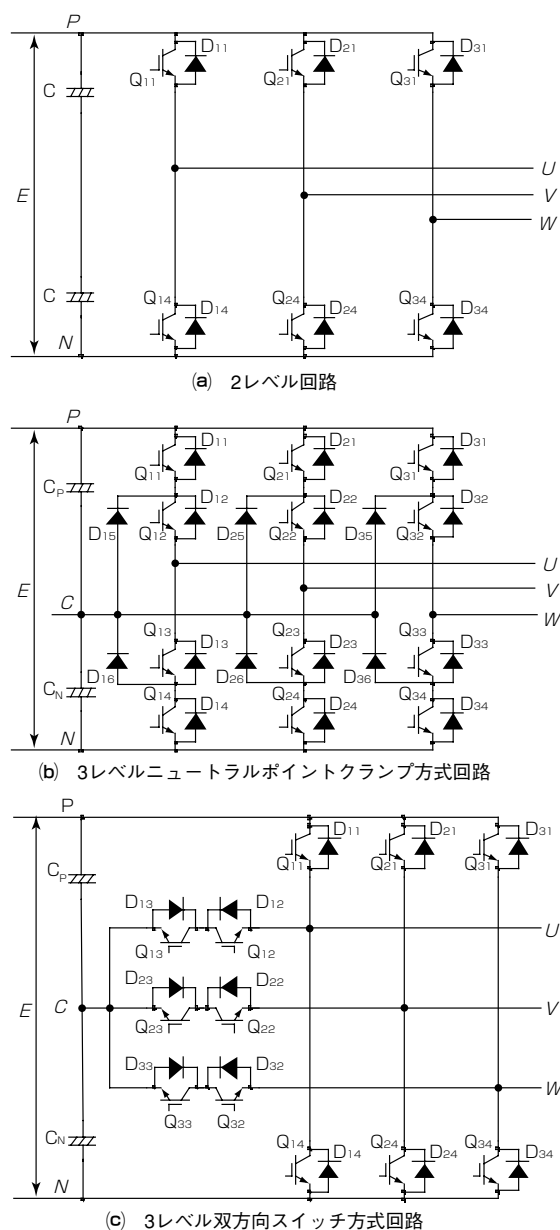


図5. 回路構成

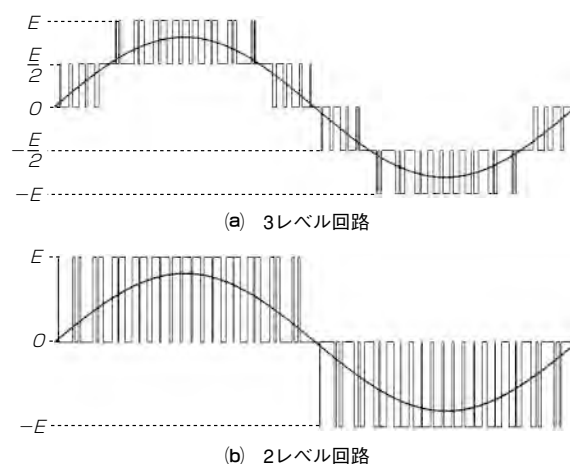


図6. 出力線間電圧波形

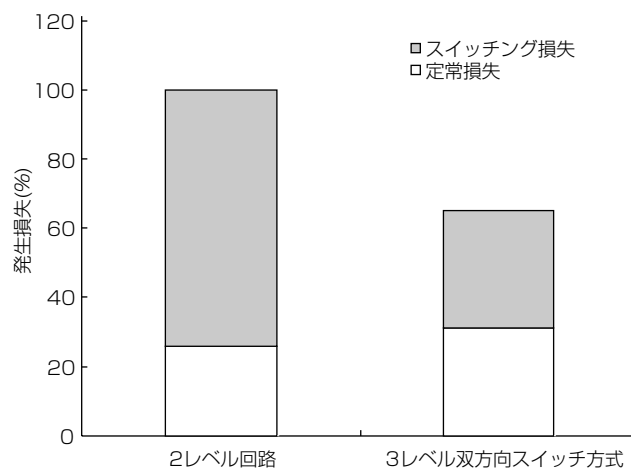


図7. 回路構成による素子損失比率

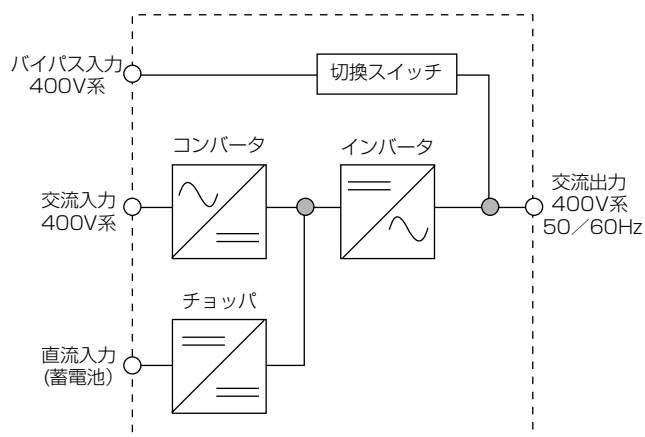


図8. 無停電電源装置の構成

5. 応 用 例

図8に示す常時インバータ無停電電源装置のコンバータ、インバータ部に第6世代IGBTを使用し、3レベル双方向スイッチ方式を適用した場合、第5世代IGBTを使用した2レベル回路と比較して約2%の効率改善が可能である。変換効率の比較を図9に示す。

3レベル双方向スイッチ方式を適用した装置では、負荷率20~100%の広い範囲で96%以上の高効率を達成しており、最大効率も97%以上と一般的な2レベル変換器を適用した装置に対して約2%の効率向上を実現している。

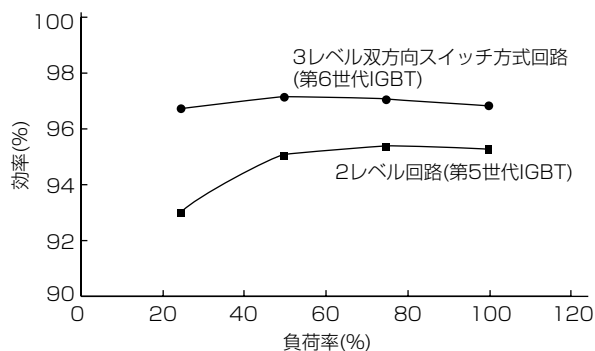


図9. 400V 500kVA装置の効率特性カーブ

6. む す び

3レベル双方向スイッチ方式インバータ用IGBTモジュールCM400C1Y-24Sについて述べた。この双方向用IGBTと第6世代IGBT 2in 1を使用することによって3レベル双方向スイッチ方式の回路構成の簡素化が図れ、その並列接続によって高効率化も可能となる。当社最新世代チップである第6世代IGBTと3レベル双方向スイッチ方式を採用することで、機器の効率改善に貢献できると考える。

今後第6世代IGBTのラインアップ拡充と、その回路構成によってユーザーサイドの構成の簡素化を狙った製品の開発を進めていく。

参 考 文 献

- (1) 高橋徹雄, ほか: 新型パワーモジュール用第6世代IGBTと薄ウェーハダイオード, 三菱電機技報, 84, No. 4, 224~227 (2010)

自動車用IPM／T-PM “Jシリーズ”

猪ノ口誠一郎*
石原三起夫*

IPM/T-PM for Electric Vehicles "J Series"

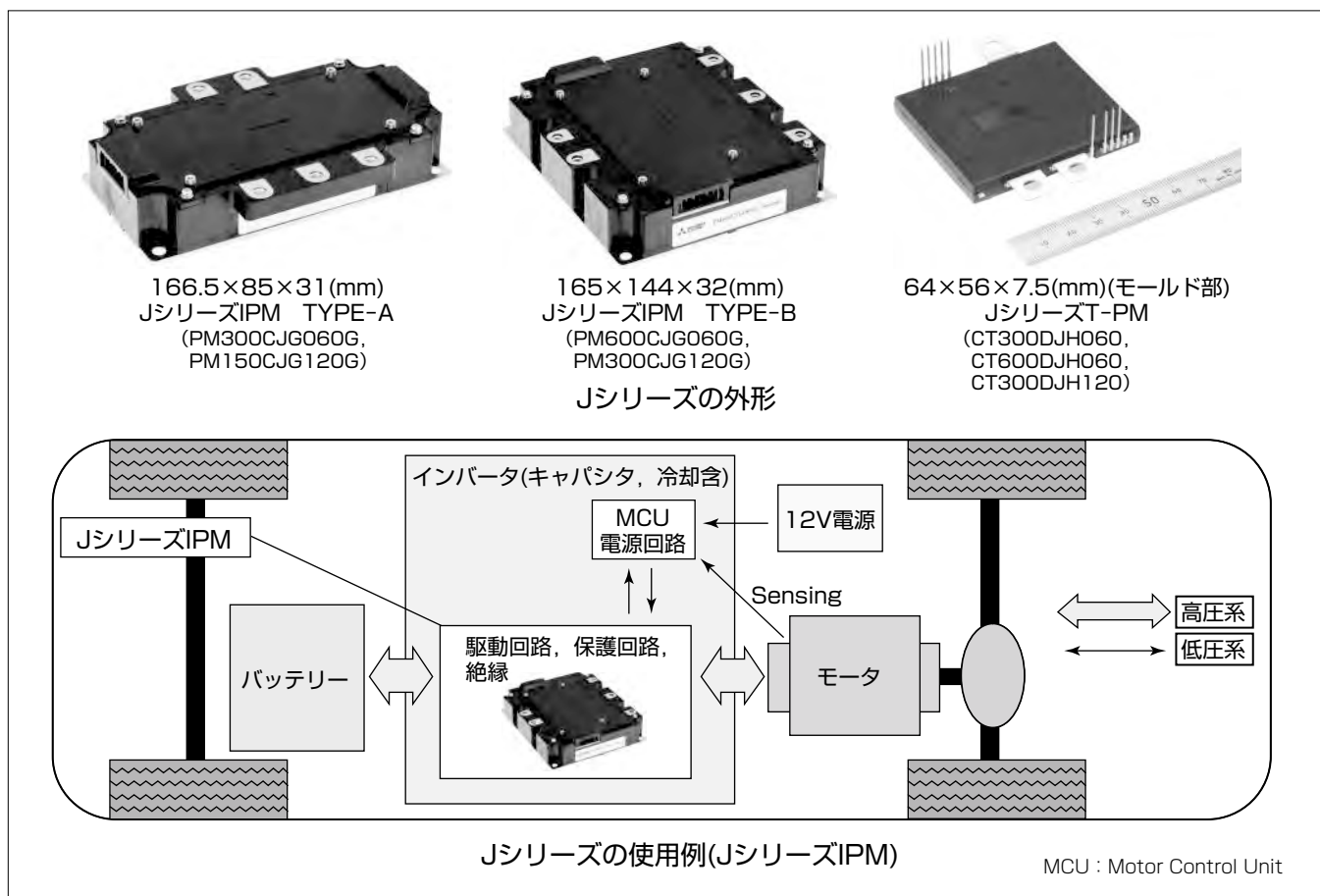
Seiichi Inokuchi, Mikio Ishihara

要 旨

近年の地球環境保護意識の高まりを受け、ハイブリッド車や電気自動車の開発が盛んになっており、駆動用モータ制御に用いるパワー半導体の需要が高まっている。自動車には高い安全性が要求されるため、自動車用パワー半導体でも高い信頼性とそれを達成するための機能が求められる。三菱電機は1997年に自動車用パワー半導体モジュールとして半導体素子と駆動回路、保護回路を内蔵したIPM (Intelligent Power Module) を量産化した。また、2001年には次世代の自動車用パワー半導体モジュールとしてトランスファーモールド構造を特徴とする第一世代T-PM (Transfer-molded Power Module) を量産化し、その後

DLB (Direct Lead Bonding) 構造を特徴とする第二世代T-PMを量産化した。今日、これらの当社製自動車用IPM、T-PMがハイブリッド車をはじめとした環境適合車に搭載されている。

このように、当社は環境適合車の発展に貢献してきたが、更なる普及と発展のために、高機能・高信頼性・小型・汎用性を実現した自動車用IPM/T-PM “Jシリーズ”を開発中であり、2012年度中にJシリーズIPM 4品種とJシリーズT-PM 3品種をラインアップする。IPM、T-PM共に自動車用として高機能かつ安全設計に寄与できる製品である。



“Jシリーズ”の外形と使用例

駆動・保護回路内蔵のJシリーズIPMはMCUからの駆動信号を受け、バッテリーからの電力をインバータ動作によって交流変換しモータを駆動する。IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールのJシリーズT-PMはIGBT駆動回路が別途必要となる。

1. ま え が き

当社は自動車用パワー半導体モジュールとして1997年にIPMを、2001年にT-PMを量産化した。自動車用途として幅広く使用してもらうためこれらの実績を基に、自動車用パワーモジュールとしてJシリーズIPM/T-PMを開発中である。JシリーズIPM/T-PM共通の特長は次のとおりである。

- (1) 自動車用として実績のある第5世代CSTBT (Carrier Stored Trench-gate Bipolar Transistor)を搭載
- (2) 自動車用として高信頼性を確保
- (3) モジュールの素材から部品、生産履歴などのトレーサビリティ管理を実施

本稿ではこれらのことを含めJシリーズIPM/T-PMそれぞれの特長について述べる。

2. JシリーズIPM

JシリーズIPMはIGBTとDiode各6素子と駆動・保護回路を搭載しており、自動車用パワーモジュールに求められる機能と信頼性を両立させたIPMである。自動車用途としての様々な要求に対応するために600V系300A/600Aの2品種、1,200V系150A/300Aの2品種の計4品種をラインアップする。JシリーズIPMは今後もラインアップを拡充予定である。外形は小容量タイプのTYPE-A (600V/300A, 1,200V/150A), 大容量タイプのTYPE-B (600V/600A, 1,200V/300A)の2種類とした(図1, 図2)。また、ユーザー評価用として電源回路を内蔵した評価基板を準備している。次に、JシリーズIPMの特長を述べる。

2.1 構 造

例としてJシリーズIPM TYPE-Aの構造を図3に示す。汎用品としてユーザーでの取付けを考慮し、ベース板はフラットタイプを採用するとともに熱伝導率の良い銅系材料を使用した。絶縁基板は熱伝導率が高く、H/C (Heat Cycle)性に優れるAlN (Aluminum Nitride)系材料を採用した。また、はんだは全て鉛フリーを使用し、欧州ELV (End of Life Vehicle)対応とした。制御基板にはIGBTゲート駆動回路、保護回路、フォトカプラを内蔵しており、上位システムとの接続には組立て性だけでなく耐振動性も考慮し、自動車用コネクタを採用した。制御基板の下には



図1. JシリーズIPM TYPE-A

図2. JシリーズIPM TYPE-B

IGBTからの放射ノイズを遮蔽するため、Alシールド板を内蔵した。さらに、高振動耐量のゲルを使用すると共に構造解析結果を設計に反映することで、自動車用途としての振動耐量を実現した。電極は内部インダクタンスの低減のため対面型とし、高トルクで締め付け可能とした。

2.2 制 御 回 路

JシリーズIPMは駆動回路、保護回路に加え、フェールセーフ機能としてRDY (ReaDY) 機能やチップ温度アナログ出力機能、DC-Link電圧アナログ出力機能(発注時選択仕様)を備えた。保護機能は短絡保護(SC), 過熱保護(OT), 制御電源電圧低下保護(UV)を備え、保護の際、必ず上位システムでエラーが検出できるよう、IPM内部でエラーがリセットした後もFo出力するようエラー保持時間(TYP: 100ms)を設けた(図4)。

RDY機能は上位システムからのPWM (Pulse Width Modulation) 駆動許可/不可信号を受け付ける機能である。上位システムからRDY駆動不可信号を解除しない限りスイッチング動作は開始しないためシステム起動時の安定性が確保できる。チップ温度アナログ出力機能(Tout)はチップ中央の表面温度を線形の特性でアナログ出力する(図5)。従来のサーミスタなどによるベース板温度モニタに比べチップ温度そのものを精度良く検出できるため、IPM

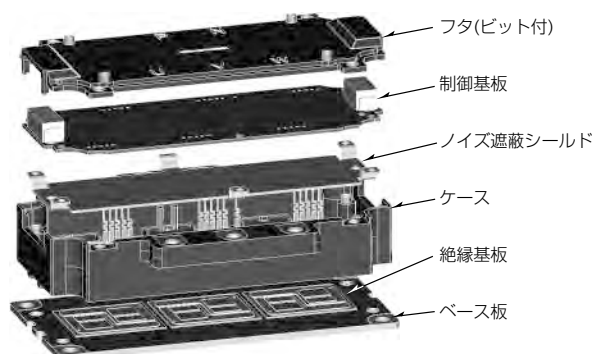


図3. JシリーズIPM TYPE-Aの構造

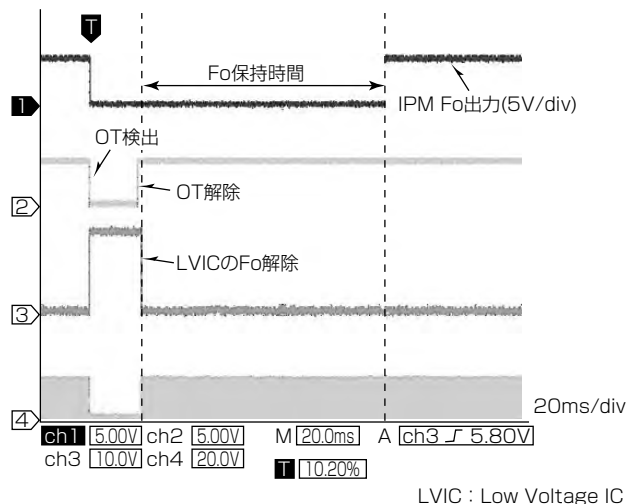


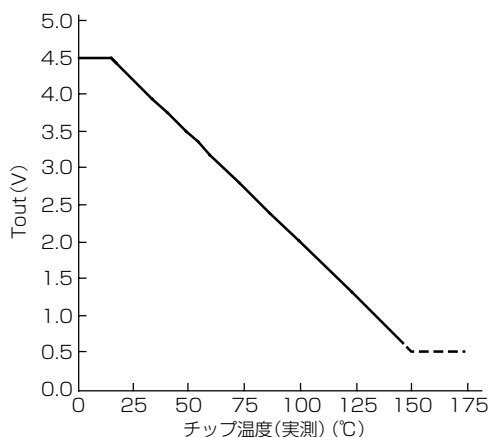
図4. Fo信号(OT時)

の過熱保護やシステムの負荷制限などの制御に使用できる。DC-Link電圧アナログ出力機能(VDCout)はIPMのPN主端子間電圧をモニタしアナログ出力するため、バッテリーマネジメントなどシステムの高機能化に使用できる。また、制御基板上の低圧部と高圧部を自動車用高速フォトカプラで絶縁しており、インバータユニットとしての絶縁を考慮しTout、VDCoutも同様にフォトカプラで絶縁して出力する仕様とした。EMC(Electromagnetic Compatibility)性能については入力信号の電流駆動化、及び基板回路パターンの最適化などによって高ノイズ耐量を実現した。TEMセル(Transverse Electromagnetic Cell)試験における耐電界強度レベルは150V/m以上(1~400MHz)であることを確認している。また、通常IPM駆動には6電源必要であるがP側3電源、N側1電源、入出力処理回路に1電源の計5電源で駆動できるようシステムの簡略化を実現した。

2.3 信頼性

JシリーズIPMの信頼性試験条件(一部抜粋)と判定基準を表1に示す。

JシリーズIPMは当社の一般産業用モジュールに比べて高い信頼性判定基準を設けている。また、自動車用IPMは制御基板についても高信頼性を求められるが、そのニーズにもパワー素子と制御基板を含めた複合試験で対応しており、十分な信頼性を保持していることを確認している。また、自動車用IPMの信頼性試験として高温高湿バイアス試験など独自の検証を実施している。



150℃以上は0.5Vでクランプするが150℃付近ではOTが働く。

図5. Tout出力特性

表1. JシリーズIPMの信頼性試験条件と判定基準

	JシリーズIPM	一般産業用
温度サイクル試験 試験条件: -40℃⇔125℃	500cycles	100cycles
パワーサイクル試験 試験条件: ΔTj=100℃以上, 電流固定	30,000cycles	20,000cycles
振動耐久試験 試験条件: X, Y, Z, 規定時間	20G	10G
高温高湿バイアス試験 試験条件: Ta=85℃, Rh=85%, Vcc印加	1,000hr	実施せず

3. JシリーズT-PM

図6に示すJシリーズT-PMは自動車用途向けに開発したトランスファーモールド形パッケージの大容量パワーモジュールである。300A/600V, 600A/600V, 300A/1,200Vの3品種をラインアップし、外形サイズは3品種とも同じサイズとした。ユーザー向けにT-PM評価用キットを準備している。また、完全鉛フリー化を実現しており、環境負荷の低い製品である。

次に、JシリーズT-PMの特長を述べる。

3.1 構造

図7にJシリーズT-PMの構造を示す。パワー素子(IGBT, Diode)の裏面電極をヒートスプレッドにはんだ付けし、表面は主端子を延長したインナーリードに直接はんだ付けすることによって主回路配線を形成する。このパワー素子表面側の配線構造をDLB構造と呼んでいる。DLB構造の採用によって、従来のアルミワイヤボンドで主回路配線を行っていた構造と比較して、①配線抵抗の低減、②自己インダクタンスの低減、③パワーサイクルの長寿命化が実現できている。ヒートスプレッドの下面にはモールド封止樹脂よりも熱伝導率の高い絶縁樹脂層(絶縁シート)を配置している。チップで発生した熱をヒートスプレッドで広げた後に絶縁層を通過させる構造とすることで熱抵抗を低減している。また、チップは大きな熱容量を持つヒートスプレッドに直接接合されており、過渡熱抵抗が低減できる構造をしている。さらに、これらの内部構造をモールド樹脂で封止することによってモジュールとしての機械的構造と強度、絶縁性、環境耐久性を確保している。

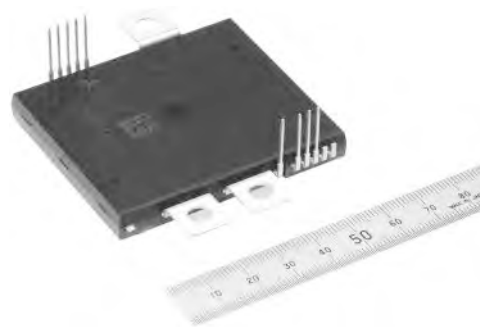


図6. JシリーズT-PM(CT300DJH060)

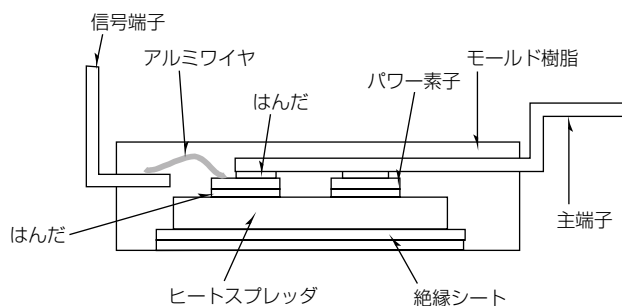


図7. JシリーズT-PMの構造

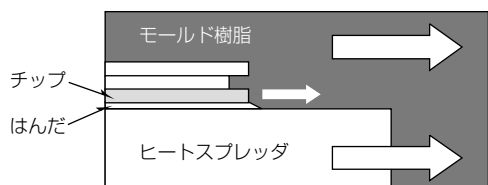


図8. チップ下はんだの熱ひずみ低減構造(断面模式図)

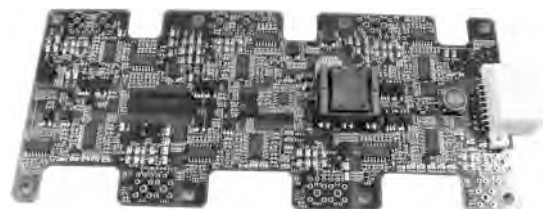
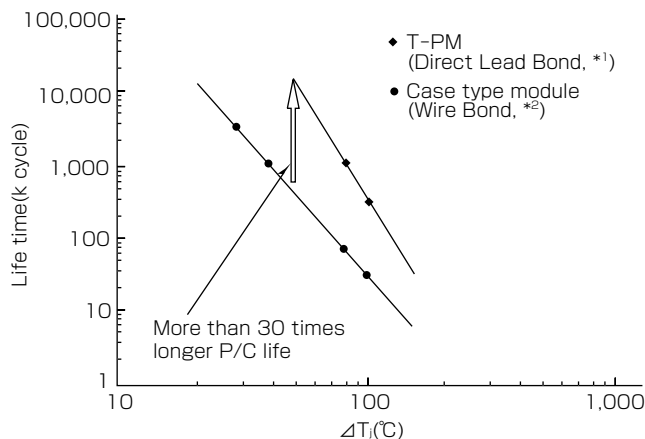


図10. 評価用ボード



故障判定基準

- *1 DLB接合領域が50%減少(この状態でも特性不良にはならない)
- *2 ワイヤボンディング剥がれ(オープン不良)

図9. JシリーズT-PMのパワーサイクル寿命

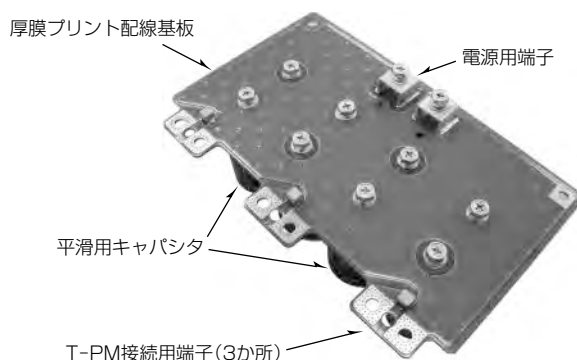


図11. DC-LinkキャパシタAssy

3.2 信頼性

JシリーズT-PMは冷熱衝撃耐久性及びパワーサイクル寿命で、当社の産業用途向けのケースタイプモジュールと比較して30倍以上の性能を持っている。

冷熱衝撃耐久性はチップ下はんだの熱ひずみによって寿命が決まる。T-PMではモールド樹脂封止構造に加えて、モールド樹脂の線膨張率をヒートスプレッダの線膨張率に近い値とすることでチップ下はんだの熱ひずみを低減させ、高寿命化を実現している(図8)。

パワーサイクル寿命は、T-PM内部の主回路配線をDLB構造とすることで、従来のケースタイプモジュールで発生していた主回路のアルミワイヤ剥がれを無くし、高寿命化を実現している(図9)。

3.3 T-PM用評価キット

T-PMをユーザーで評価してもらうための評価用キットとして、評価用ボード(図10)とDC-LinkキャパシタAssy(図11)をそれぞれ新規に設計・開発し、要求に応じてユーザーへ提供できるように準備している。

評価用ボードはIGBTゲート駆動用ASIC(Application Specific Integrated Circuit)及びゲート駆動用電源を搭載し、T-PMの駆動に最適化したドライブ回路及び保護回路を構成している。ドライブ回路は6素子分(2 in 1のT-PM 3つ分)を構成しており、三相インバータ評価が可能である。保護回路はIPMと同様に素子ごとに短絡保護(SC)、過熱保護(OT)、制御電源電圧低下保護(UV)を備えている。また、評価の際に回路上の各部信号をモニタす

るためのチェックピンを備えている。このASICは2012年度中に量産予定であり、T-PMとのセットで購入可能とする。

DC-Linkキャパシタアセンブリは電源平滑用キャパシタと厚膜プリント配線基板を組み合わせたものである。厚膜プリント配線基板は厚膜の導体層を両面2層に配置させ、電源とT-PMとを接続するためのバスバーの機能を持たせた。プリント基板とすることで評価時に取扱いが容易な設計となっている。組み合わせる電源平滑用キャパシタは600V系素子用と1,200V系素子用を用意しており、それぞれの耐圧クラスのT-PMで評価可能とした。

4. む す び

ハイブリッド自動車や電気自動車は環境適応社会でキープロダクトであることから、自動車駆動用モータ制御に使用されるパワーデバイスでも市場の伸びが期待される。これまでの車載用パワーデバイスの実績を基に開発中の自動車用IPM/T-PM“Jシリーズ”は様々なユーザーのニーズに応える製品として環境適応社会に貢献できるものである。今後はラインアップを拡充するとともに高機能化・高信頼性・軽量化に向けて引き続き開発を進めていく。

参 考 文 献

- (1) 篠原利彰, ほか: トランスファーモールド形大容量パワーモジュール, 三菱電機技報, 81, No. 5, 325~328 (2007)
- (2) 藤田 晃, ほか: 電気自動車用IPM, 三菱電機技報, 72, No.12, 1009~1012 (1998)

1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュール

長谷川 滋* 中山 靖**
 森下和博* 林田幸昌***
 松野吉徳*

1.7kV Hybrid SiC Power Module with Large Current Capacity

Shigeru Hasegawa, Kazuhiro Morishita, Yoshinori Matsuno, Yasushi Nakayama, Yukimasa Hayashida

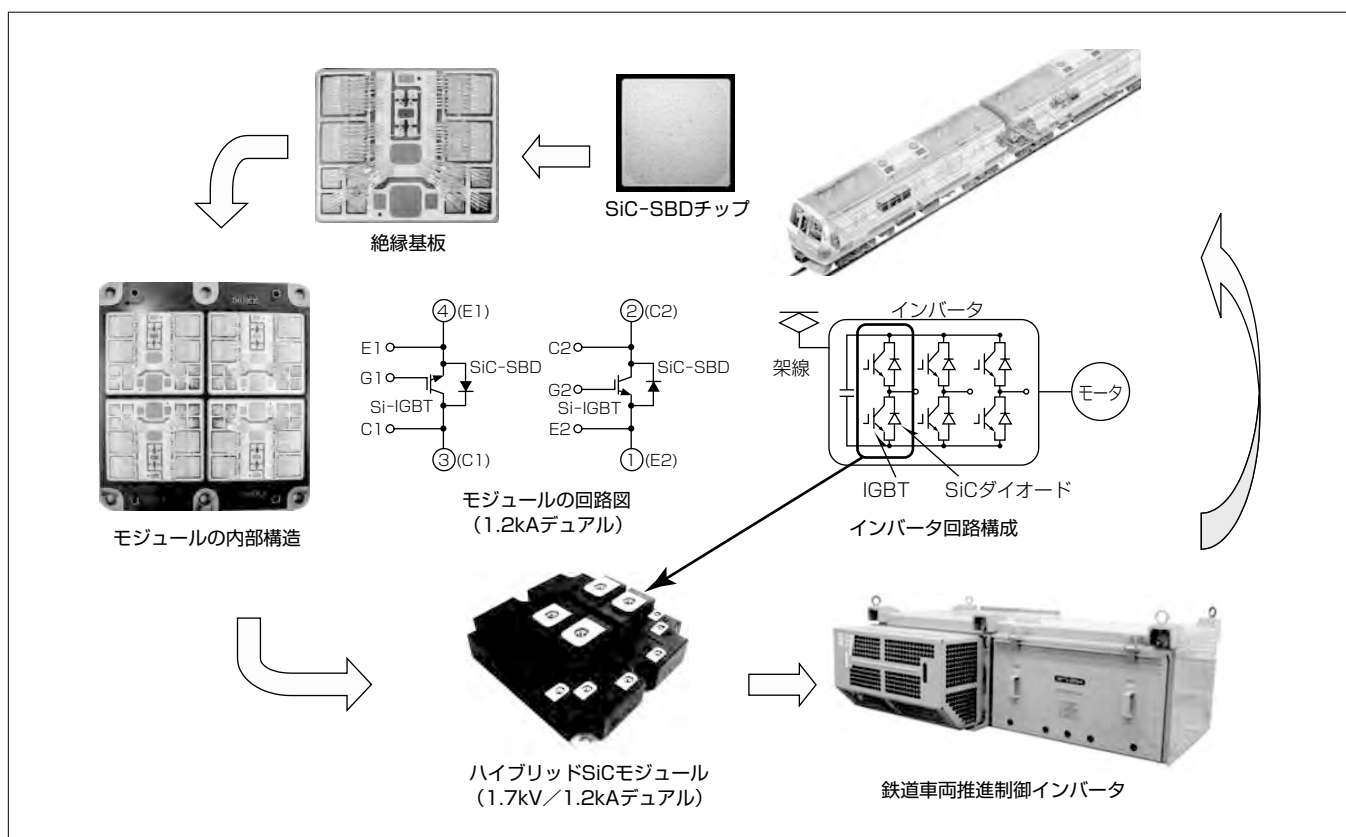
要 旨

近年、エネルギーを効率的に利用する観点から、電鉄、電力、産業市場における電力変換装置に用いられるパワー半導体モジュールに対して、電力の低損失化、小型化、高性能化の要求が高まっている。従来この分野では、シリコン(Si)のIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)とダイオードを搭載したHVIGBT(High Voltage IGBT)モジュールが広く使用されているが、新たな半導体材料としてシリコンカーバイド(SiC)が注目されている。Siと比較しSiCは絶縁破壊電界強度がSiの約10倍で、オン電圧の低減が可能であり、従来の高耐圧応用ではオン電圧が大きいため適用できなかったショットキーバリアダイオード(SBD)の使用が可能となる。SBDはユニポーラデバイスで、従来のSi

ダイオードでの逆回復動作がなく、ダイオードのターンオフ損失の大幅な低減が可能となるほか、IGBTのターンオン損失も低減する。

今回、三菱電機は、SiC-SBDと第6世代Si-IGBTを搭載した最大動作温度150℃の1.7kV／1.2kAデュアルの大容量ハイブリッドSiCモジュールを開発した。このモジュールを鉄道車両用インバータ装置に適用した場合、都市部通勤路線の走行パターンによるインバータ損失試算では、当社従来比で約30%の損失低減が可能となる。今回開発したハイブリッドSiCモジュールを適用した鉄道車両用インバータ装置が、当社で世界に先駆けて^(注1)製品化されている。

(注1) 2011年10月3日現在、当社調べ



1.7kV／1.2kAデュアルハイブリッドSiCモジュールの鉄道車両用インバータへの適用

絶縁基板1枚には、新規に開発したSi-IGBTが4チップとSiC-SBDが8チップ搭載され、絶縁基板2枚で1.2kA回路が構成されている。モジュール1台は、1.2kAが2回路のデュアル構成となっている。このハイブリッドSiCモジュールを鉄道車両推進制御インバータ装置に適用した。

1. ま え が き

近年エネルギーを効率的に利用する観点から、電鉄、電力等の産業市場における電力変換装置に用いられるパワー半導体モジュールに対して、電力の低損失化、小型化、高性能化の要求が高まっている。従来この分野では、SiのIGBTとダイオードを搭載したHVIGBTモジュールが広く使用されているが、新たな半導体材料として、低損失で高温動作が可能なSiCが注目されている。

今回当社は、新たに開発したSiCのSBDとSi-IGBTを搭載した1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールを開発したので、これについて述べる。

2. 1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールの構造

2.1 SiC-SBDとSi-IGBTチップ

Siと比較しSiCは高温動作が可能で、さらに、絶縁破壊電界強度がSiの約10倍でチップ厚さを薄くすることができ、オン電圧の低減が可能である。これによって、従来の高耐圧応用ではオン電圧が大きく、採用できなかったSBDの使用が可能となる。SBDはユニポーラデバイスで、従来のSiダイオードでの逆回復動作が存在せず、ダイオードのターンオフ損失の大幅な低減が可能となるほか、ダイオードの逆回復電荷がないためIGBTのターンオン損失も低減する。

図1に1.7kV耐圧のSiC-SBDの外観を示す。チップサイズは6.58×6.58(mm)で、耐圧を保持する終端構造は、シミュレーションによって均一な電界分布が得られるように設計したフィールドドリミッティングリング構造を適用し、室温で1.9kV以上の逆耐圧を得ている。

さらに、Si-IGBTも、従来のSi量産品“Nシリーズ”に採用の第5世代IGBTに対し、裏面構造と表面パターンを最適化した第6世代IGBTを新規に開発し(図2)、ターンオフ損失の低減も実現した。

2.2 モジュール構造

図3に今回開発した1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールの外観を示す。図4に示すモジュール回路図のとお

り、モジュール1台の中に定格電流1.2kAの回路が2個搭載されているデュアル構成となっている。パッケージのベース板サイズや取付けねじ位置、電極配置等のアウトラインは、既存の同一定格のSi製量産品Nシリーズと同一となっており、互換性を持たせている。

図5にモジュールの内部構造を示す。モジュール1台は、図6に示す絶縁基板4枚から構成されている。片側1.2kAの回路は、2枚の絶縁基板からなり、SiC-SBDチップが16個、Si-IGBTチップが8個で構成されている。既存の同一定格のSi量産品と比較し、Si-IGBTチップの大きさと搭載個数は同一だが、SiC-SBDチップは現状のSiCウェーハでの大面積チップの良品取れ率が低いため、サイズが小さく搭載個数が多くなっている。生産効率を考えた場合、SiCウェーハの改善が望まれる。

当社の既存の同一定格のSi量産品Nシリーズの最大動作温度は125℃だが、今回開発したハイブリッドSiCモジュールは、新しいチップや高耐熱ゲルを採用するとともに、放熱に適したチップ配置とすることによって、最大動作温度150℃を可能としている。また、SiC-SBDチップサイズは小さく、並列数は多くなっているが、チップ配置やワイヤ配線、電極構造の最適化によって、1.2kAデュアルの大容量の電流通電やスイッチング動作を可能としている。



図3. 1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールの外観

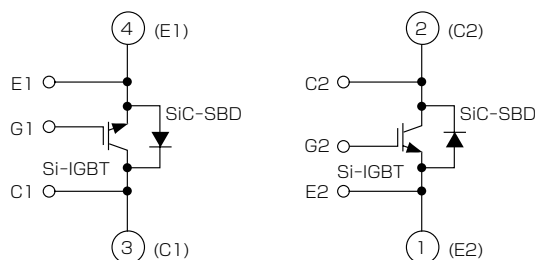


図4. モジュールの回路図

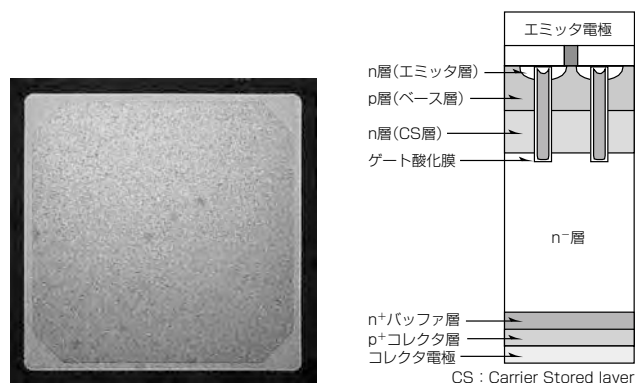


図1. SiC-SBDチップ

図2. 第6世代IGBT

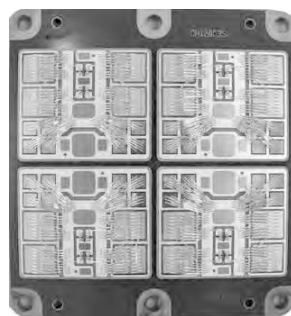


図5. モジュールの内部構造

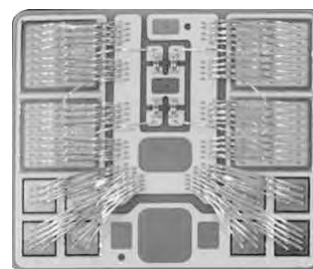


図6. 絶縁基板

3. 1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールの特性

3.1 静特性

1.7kV大容量ハイブリッドSiCモジュールのIGBT部のオン特性の実測値を図7に、ダイオード部のオン特性を図8に示す。IGBTとSiC-SBDともに、接合温度25℃より150℃の方がオン電圧が高く、多並列チップを搭載する大容量モジュールで電流バランスにとり有利となっている。

3.2 スイッチング特性

図9にダイオードの動作温度150℃での定格ターンオフ波形を示す。従来のSiダイオードはバイポーラデバイスで、逆回復電流があったが、SBDの場合逆回復電荷がなく、オフ時のコンデンサの充放電現象が見られるだけで、従来のダイオードのリカバリー損失に相当するダイオードのターンオフ損失は、従来が125℃で0.22J/Pであるのに対し150℃で0.01J/Pと95%以上低減している。

図10に動作温度150℃でのIGBTの定格ターンオン波形

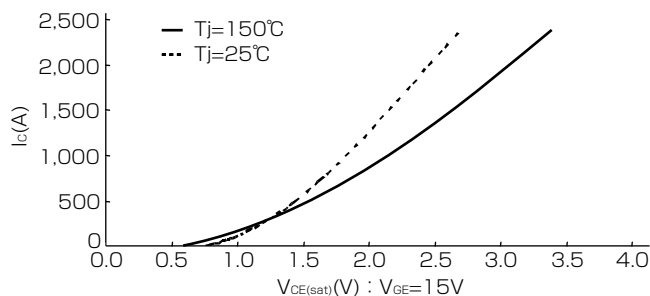


図7. IGBT部のオン電圧

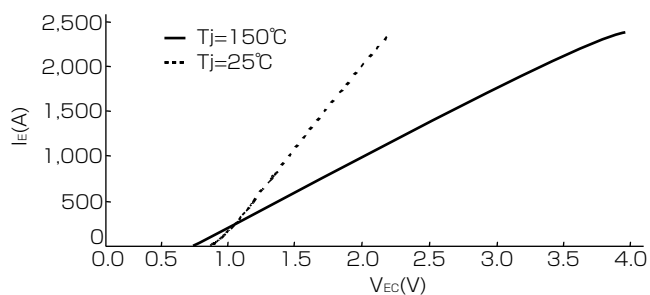


図8. ダイオード部のオン電圧

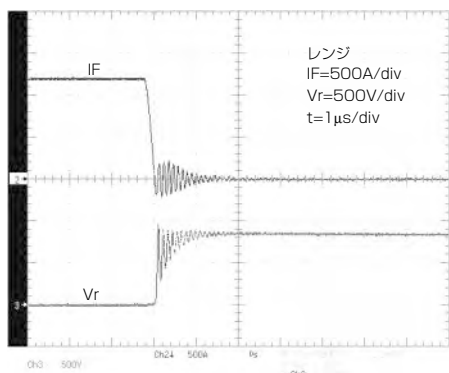


図9. ダイオードのターンオフ波形

を示す。先に述べたとおりSiC-SBDはユニポーラデバイスで、従来のSiダイオードにあった逆回復電荷がなく、IGBTのターンオン損失も大幅に減少している。従来Si素子が125℃動作で0.40J/Pに対し、ハイブリッドモジュールは150℃動作で0.18J/Pと55%程度低減している。

図11にIGBTのターンオフ波形を示す。新規IGBTチップの採用によって、従来素子は125℃の定格電流でのオン電圧($V_{CE(sat)}$)2.60Vでターンオフ損失0.37J/Pであったのに対し、ハイブリッドモジュールは150℃動作でオン電圧2.30Vで、オン電圧が0.3V低減しているにもかかわらず、ターンオフ損失は0.34J/Pと同等以下となっている。IGBTのオン電圧とターンオフ損失はトレードオフの関係にあり、今回開発したIGBTチップはターンオフ損失が従来のIGBTと同等の場合、 $V_{CE(sat)}$ は約20%低減している。

今回開発したハイブリッドSiCモジュールの主要特性実測値の比較を表1に示す。同一電流定格の従来のSi量産品と比較すると、顕著な損失低減が達成されている。

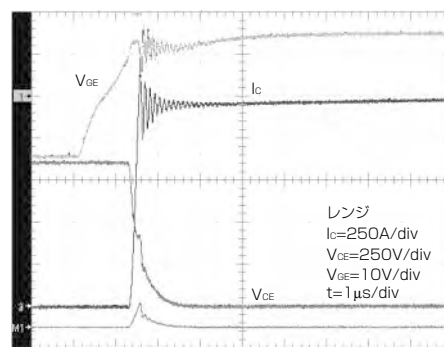


図10. IGBTのターンオン波形

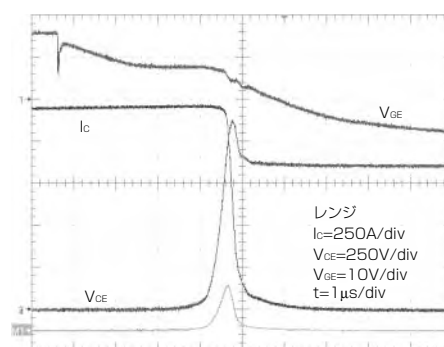


図11. IGBTのターンオフ波形

表1. 主要特性比較

項目	従来Si品 (Tj = 125℃) (Si-IGBT, Diode)	開発品 (Tj = 150℃) (Si-IGBT, SiC-SBD)
IGBTオン電圧	2.60V	2.30V
IGBTターンオン損失	0.40J/P	0.18J/P
IGBTターンオフ損失	0.37J/P	0.34J/P
ダイオードオン電圧	2.30V	2.30V
ダイオードオフ損失	0.22J/P	0.01J/P

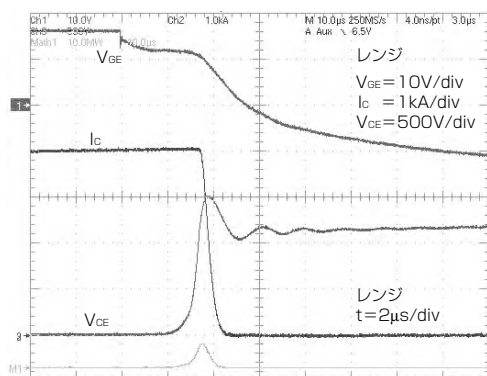


図12. 遮断耐量波形

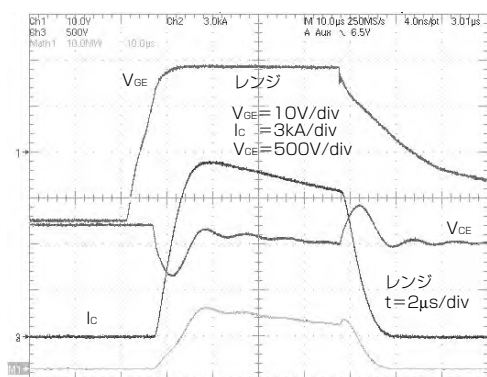


図13. 短絡耐量波形

3.3 スイッチング耐量

今回最大動作温度を150℃としているが、新規開発のチップセットの採用とパッケージ内部構造の最適化によって、高温でも十分な遮断耐量や短絡耐量を保持している。

図12は動作温度150℃での遮断試験の一例で、定格電流の3倍以上である4,100Aも問題なく遮断可能である。

図13は同じく動作温度150℃での短絡試験の一例を示し、標準のゲート電圧15Vに対し、短絡電流がより大きく耐量的に厳しい18Vのゲート電圧でも10μsの短絡耐量を保持している。

3.4 インバータ損失

ハイブリッドSiCモジュールを鉄道車両の電動機駆動用インバータに適用した場合、都市部通勤路線の走行パターンによるインバータ損失試算によると、従来のSiパワーモジュール適用のインバータと比較して、発生損失は約30%低減することが可能となる(図14)。

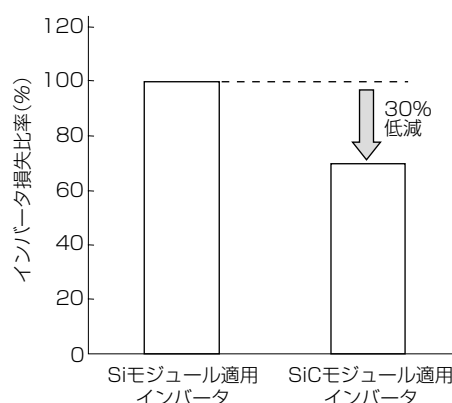


図14. インバータの損失比較

4. む す び

当社は、SiC-SBD搭載の1.7kV/1.2kAデュアルの大容量ハイブリッドSiCモジュールを開発した。パッケージアウトラインは従来のSi量産品Nシリーズと互換とし、新たに開発したSi-IGBTとSiC-SBDチップを搭載するとともに、パッケージ内部構造も見直し、最大動作温度150℃の1.7kV/1.2kAデュアルの大容量ハイブリッドSiCモジュールを実現した。

従来のSiモジュールに対し、ダイオードのターンオフ損失は95%以上低減し、IGBTのターンオン損失は55%の損失低減を実現した。また、IGBTのオン電圧も、同一ターンオフ損失の場合で約20%の低減を実現した。鉄道車両用インバータに適用した場合、実際の都市部通勤電車の走行パターンによるインバータ損失試算では、従来のSiモジュール適用のインバータに対し約30%の損失低減が可能となる。

当社で、今回開発したハイブリッドSiCモジュールを適用した鉄道車両用インバータ装置が、世界に先駆けて製品化されている。今後も本格的なハイブリッドSiCモジュールの適用に向けた開発を進め、社会インフラの省エネルギー化に貢献していく。

参 考 文 献

- (1) 中山 靖, ほか: SiC-SBD適用インバータによる鉄道車両用電動機駆動評価, 電気学会全国大会講演論文集, No.4, 139 (2010)

第6世代IGBTモジュール“NXシリーズ”の 耐圧1,700V級への展開

増田晃一*
宮崎裕二*
黒田哲生*

6th Generation IGBT Module "NX Series" for 1,700V Class

Koichi Masuda, Yuji Miyazaki, Tetsuo Kuroda

要 旨

近年、地球温暖化や省エネルギー化対策の需要の高まりによって環境負荷を低減する技術として、パワーエレクトロニクス製品の需要は高くなっている。三菱電機のIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールはモータを高効率に駆動させるための電力制御用の半導体デバイスとして、産業用途、電鉄用途、家電などの民生用途を中心に風力発電、太陽光発電、ハイブリッド自動車等の様々な環境技術に応用されている。

今回、汎用インバータ、ACサーボといった産業用途向けに展開している“NXシリーズ”に低損失のCSTBT (Carrier Stored Trench-gate Bipolar Transistor：当社独自キャリア蓄積型トレンチゲート) 構造の第6世代IGBTを搭載した耐圧1,700V級の製品を新規ラインアップする。

1,700V級の“第6世代NXシリーズ”では、次の点をコン

セプトとして新規開発を行った。

(1) スタンダードパッケージの採用

欧州を中心として産業市場でスタンダードであるパッケージを採用することで、既存製品(当社耐圧1,200V・600V級のNXシリーズや他社標準製品)との互換性があり、ユーザーのユニット設計の省力化に貢献する。

(2) AC690V電源対応の絶縁設計

UL840規格に準拠したAC690V電源設計に対応した絶縁距離を確保しつつ、NXシリーズの外形サイズ、端子配置を踏襲した新規パッケージを開発する。

(3) 損失の低減

第6世代IGBTと高速動作に最適化したFWDi (Free Wheeling Diode) で製品を構成し、第5世代製品比約20%の損失低減を達成する。



2 in 1タイプ中型パッケージ



2 in 1タイプ大型パッケージ
(当社オリジナル)

1,700V NXシリーズ製品ラインアップ

形名	定格電流	回路
CM150DX-34SA	150	2in1
CM200DX-34SA	200	
CM300DX-34SA	300	
CM450DXL-34SA	450	
CM600DXL-34SA	600	
CM75RX-34SA	75	7in1
CM150RXL-34SA	150	
CM75MXA-34SA	75	CIB

CIB : Converter Inverter Brake

耐圧1,700V級の“第6世代NXシリーズ”の外観と製品ラインアップ

耐圧1,700V級IGBTモジュール“NXシリーズ”の2 in 1タイプの外観と、同シリーズのラインアップを示す。

1. ま え が き

IGBTモジュール“NXシリーズ”は、スタンダードな端子配置と低損失性を特長として、産業用市場の汎用インバータ、ACサーボ等の幅広い応用機器製品で使用されている。これまで1,200V・600V級NXシリーズでは共通の部品を組み合わせることで電極端子の配置や形状を客先の様々なニーズに対応できるよう自由度が高い設計で製品を実現してきた。しかし、1,700V級のIGBTモジュールに必要なAC690V級の電源設計に対応した絶縁距離を持っていなかったため、1,700V市場に対してはNXシリーズを展開していなかった。

今回、1,700V級に広い市場をもつ欧州をターゲットとし産業用途向け市場でのシェア拡大を図るため、AC690V電源に対応したパッケージを新規に開発した。また、性能面でも従来製品(第5世代IGBTチップ搭載)に対して、第6世代IGBTと高速動作に最適化したFWDiの組合せによって従来製品より損失を20%低減し、高温での動作保証も実現した。

本稿では、1,700V級の第6世代NXシリーズの特長について述べる。

2. 開発製品の特長

2.1 1,700V耐圧対応のNX用パッケージ開発

新規パッケージ開発では既存パッケージの外形サイズ、端子位置の踏襲とUL840規格に準拠したAC690V電源対応の絶縁設計をコンセプトとして設計を行った。

2.1.1 既存製品との端子位置の共有化

既存パッケージと新規パッケージのレイアウト比較を図1に示す。今回開発した新規パッケージは1,200V・600V

級NXシリーズと端子位置を共通化している。これによって、アプリケーション側の駆動回路・ユニットの端子配置も同一にすることができる。また、他社ラインアップでも共通の端子配置の製品が展開されているスタンダードなパッケージであるため、従来1,700V級で他社製品を採用していたユーザーの新規開発時でもユニット設計の省力化に貢献できると考える。

2.1.2 AC690V電源に対応可能な絶縁設計

UL840規格に準拠したAC690V電源に対応するためには異電極間に空間距離8mm、沿面距離16mm以上の確保が必要である。新規パッケージではケース上に絶縁距離を確保するために段差の設置やケース高さの変更を行っている。図2に示すCIBタイプのように、ピン端子を並べたレイアウトでは、ピン端子部に段差を設けることで異電極間や電極-ベース板間、ねじ取り付け部の沿面距離を確保している。この変更によってピン端子の露出部が既存パッケージより少なくなるが、ピン端子部の段差の高さをスタンドオフ(駆動回路取付け用ねじ穴)の高さ以下に設計したことで、駆動回路基板を製品上に設置する際の高さは既存パッケージと共通となる。

2.2 製品の性能、特性

今回開発した1,700V級のNXシリーズで第6世代IGBTと高速動作に最適化したFWDiを組み合わせることで低損失な製品を開発した。図3に示すPWM(Pulse Width Modulation)インバータ動作のシミュレーション結果から、第5世代製品比で約20%の損失改善を確認している。また、第6世代IGBTは構造の最適化によって高温時に熱暴走しにくい設計としており、1,200V級第6世代製品と同様に動作時のジャンクション温度(T_j)の最大保証温度を従来製品より25℃高い175℃保証としている。

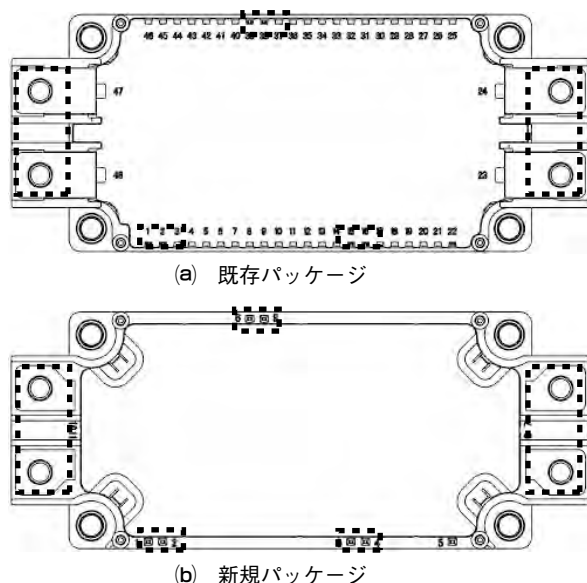


図1. 端子レイアウト比較(2 in 1 タイプ)

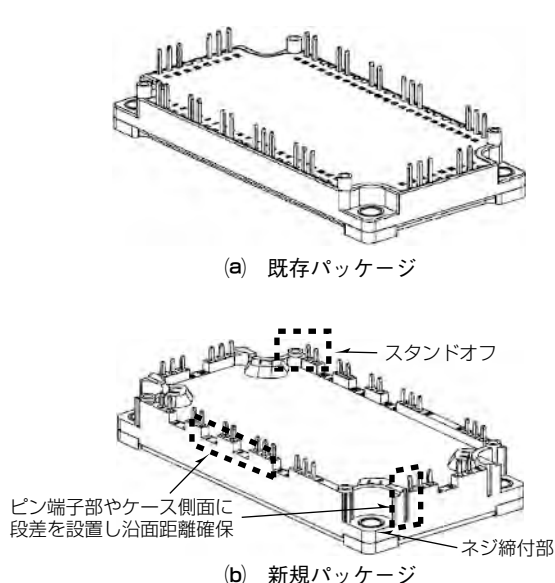


図2. 新規パッケージの絶縁設計(CIBタイプ)

2.2.1 損失の低減

IGBTモジュールの損失はIGBTとFWDiのスイッチング損失と定常損失に分解される。1,700V級の第6世代NXシリーズでは第6世代IGBTを採用することで、ターンオフ損失(E_{off})とIGBTの定常損失となるコレクタ・エミッタ間飽和電圧($V_{CE(sat)}$)のトレードオフを改善している(図4)。FWDiは高速動作に最適化した仕様とした。FWDi側のスイッチング損失と定常損失では、1,700V級のNXシリーズの使用が想定される条件“キャリア周波数(f_c):8kHz”で、図3に示すようにインバータ動作の損失比はスイッチング損失が支配的となっている。このことから、第6世代NXシリーズでは逆回復損失(E_{rr})を従来よりも約29%小さくした。この時、トレードオフ関係からエミッタ・コレクタ間電圧(V_{EC})が高くなるが(図5)、FWDi側のスイッチング損失と定常損失の総和としては第5世代製品比で約20%の低減に成功した。また、ターンオン損失(E_{on})ではIGBT

チップ、FWDiチップの双方の損失低減効果によって約30%損失低減している。これは、第6世代IGBTでコレクタ・ゲート間容量を低減することで E_{on} 損失の要因である V_{CE} のテール部を低減し、先に述べたFWDiを高速仕様とすることで第5世代製品と比べてターンオン時のリカバリ電流直後のテール電流のキャリアを低減することで損失の発生を抑制できたからである(図6)。

2.2.2 高温動作領域

この製品では、材料として高温時のリーク電流を抑制した第6世代IGBTと高 T_j 化対応のシリコンゲル(モジュール内部を絶縁するための充填材)を採用することで高温動作を可能としており、最大接合温度(T_{jmax})を第5世代製品より25℃引き上げた175℃保証としている。また、破壊耐量としては、短絡耐量(Short Circuit Safe Operating Area: SCSOA)は $T_j = 150^\circ\text{C}$ でパルス幅10 μs の非破壊遮断が可能(図7)であり、逆バイアス安全動作領域(Reverse

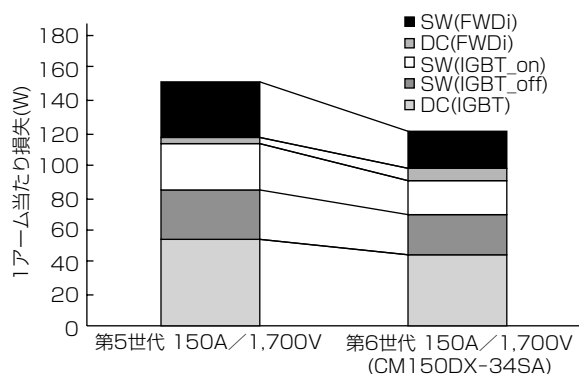


図3. インバータ動作時の損失

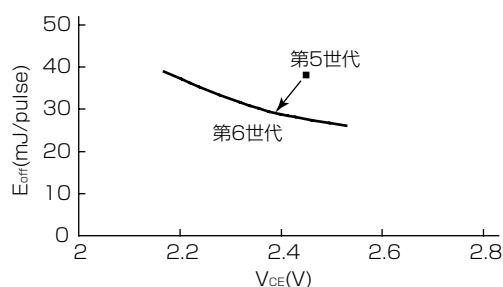


図4. E_{off} - V_{CE} トレードオフ

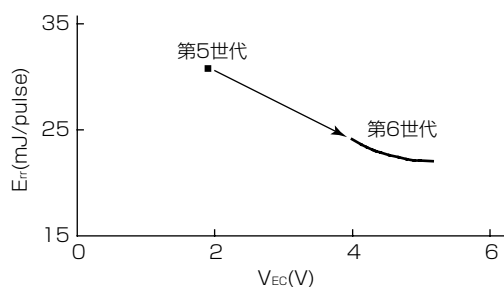


図5. E_{rr} - V_{EC} トレードオフ

試験素子 第6世代: CM150DX-34SA, 第5世代: CM150DY-34A
条件: $V_{CC}=1,000\text{V}$, $T_j=125^\circ\text{C}$, $V_{GE}=\pm 15\text{V}$, $di/dt=1.25\text{kA}/\mu\text{s}$

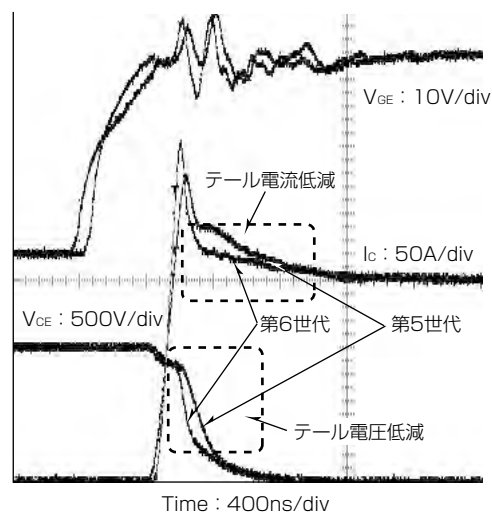


図6. ターンオン波形

試験素子 第6世代: CM75MXA-34SA
条件: $V_{CC}=1,200\text{V}$, $T_j=150^\circ\text{C}$, $V_{GE}=\pm 15\text{V}$

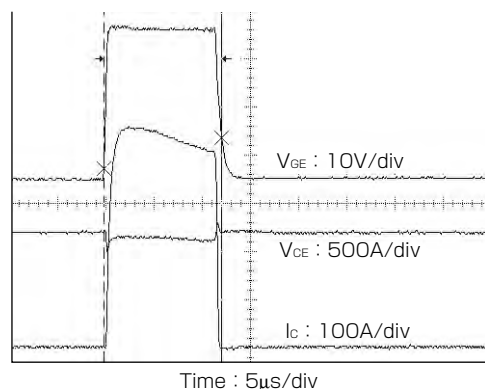


図7. SCSOA波形

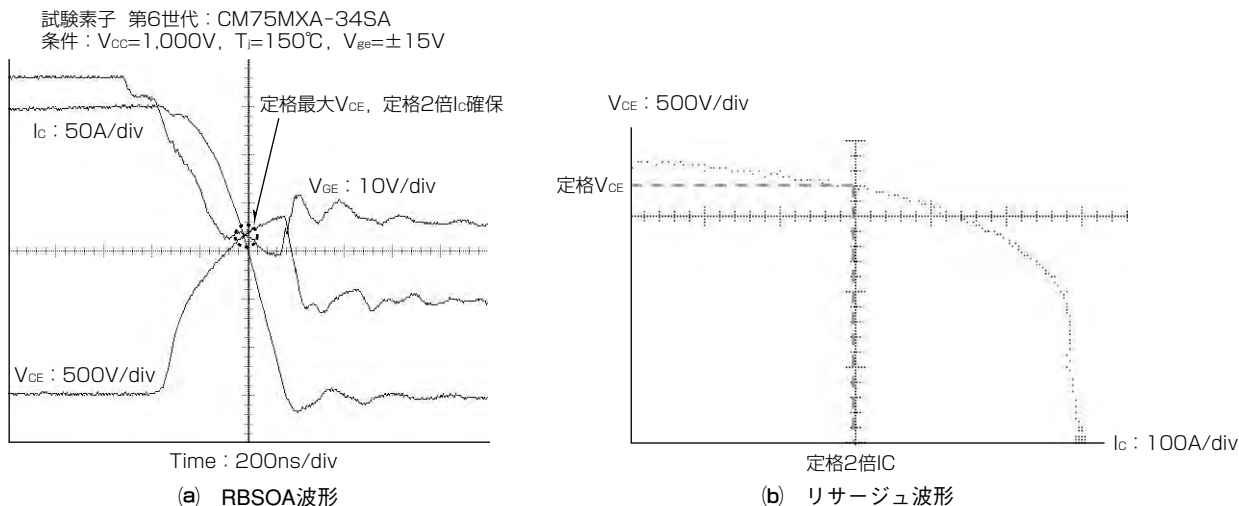


図 8. RBSOA

Bias Safe Operation Area：RBSOA) は $T_j=150^{\circ}C$ でコレクターエミッタ間の最大定格1,700V，コレクタ電流は定格2倍の領域を確保している(図8)。

3. 製品展開

表1に製品ラインアップ(2012年5月時点)を示す。今回の開発によって産業用途向けの1,700V級のIGBTモジュール市場に対して2 in 1に加えて新たに7 in 1，CIBの回路構成の製品を展開する。多様な回路構成と電流定格(50～600A)のラインアップとしたことで，様々な応用機器のユニットレイアウトへの適用が可能となると考える。

4. むすび

今回，欧州市場を中心としてスタンダードタイプであるNXシリーズのパッケージに第6世代IGBTを搭載させたIGBTモジュールを新たに1,700V市場に展開する。低損失かつ電流定格，回路構成，パッケージ外形に豊富なライン

表 1. 1,700V NXシリーズ製品ラインアップ

形名	定格電流	回路
CM150DX-34SA	150	2 in 1
CM200DX-34SA	200	
CM300DX-34SA	300	
CM450DXL-34SA	450	
CM600DXL-34SA	600	
CM75RX-34SA	75	7 in 1
CM150RXL-34SA	150	
CM75MXA-34SA	75	CIB ^(注1)

(注1) CIBの主端子はピンタイプ

アップをもつ“第6世代NXシリーズ”を1,700V級へと拡大展開することで，市場のニーズに合わせた製品を提供できると考える。

参考文献

- (1) 西山建人，ほか：6世代IGBTモジュール“NXシリーズ”，三菱電機技報，84，No. 4，240～243（2010）

太陽光発電用新IPMシリーズ(小型パッケージ)

周 磊杰*
 魚田紫織*
 西田信也*

New Photo-Voltaic IPM Series (Small Package)

Zhou Lei Jie, Shiori Uota, Nobuya Nishida

要 旨

パワーデバイス応用機器の省エネルギー化が進む中、装置の低電力損失化に加え、装置の小型化も重要な開発要素となっている。

近年堅調な需要拡大を示す太陽光発電(パワーコンディショナ)市場でも装置の小型化が重要な要素となっており、パワーコンディショナのキーパーツであるIPM(Intelligent Power Module)でも、小型化の要求が高まっている。

このような背景の下、太陽光発電用途向けIPM(Photo-Voltaic IPM、以下“PV-IPM”という。)として、メインコンセプトを小型化、かつ電力損失を旧製品と同等以下、として新PV-IPM開発を行った。

本稿で述べる新PV-IPMは、次のアプローチで小型サイズ、低電力損失の要求に応えた。

- ①パワーチップの仕様調整によって、パワーチップをシェアリングし、旧PV-IPM比でIPM設置面積を30%削減し、容積を46%削減した。
- ②制御回路の駆動能力を増強し、かつ、①との組合せによって、太陽光発電用途でトータル損失を旧製品と同等以下(5%削減)とした。

また、長寿命化方策として、ワイヤボンディング条件の最適化によって、パワーサイクル寿命の改善も行った。



新PV-IPM



旧PV-IPM

太陽光発電用IPM(PV-IPM)シリーズの外観

左：新PV-IPM：定格 50~75A 4in 1/5in 1/6in 1
 右：旧PV-IPM：定格 50~75A 4in 1/5in 1/6in 1

1. ま え が き

各国が国策として地球温暖化対策に取り組む中、太陽光発電を始めとするクリーンエネルギーの市場が拡大している。中でも太陽光発電(パワーコンディショナ)は、一般家庭への普及も拡大しており、図1に示すとおり、世界市場で12%/年も需要が拡大している。太陽光発電では、電力制御を行うパワーコンディショナを備えており、その中に搭載されるIPMは、省電力面でもサイズ面でもシステムへの影響が大きい重要部材である。太陽光発電用途向けIPMとして重要な要素は低電力損失であるが、今後の需要拡大、特に一般家庭への普及を考慮すると、小型サイズということが非常に重要な要素となる。

そこで今回、太陽光発電用途向けに、メインコンセプトを小型化、かつ電力損失を旧製品(以下“旧PV-IPM”という。)と同等以下として新製品(以下“新PV-IPM”という。)開発を行ったので、それについて述べる。

2. 製品ラインアップ

IHPV-IPMのラインアップを継承し、新PV-IPMとして全6定格をラインアップした。ラインアップ一覧及び新旧PV-IPMの形名を表1に示す。定格電圧は600V、定格電流は50A、75Aの2仕様、回路構成は単相インバータ(4in1)、単相インバータ+チョッパ(5in1)、単相インバータ+2チョッパ(6in1)である。回路構成を図2に示す。パワーコンディショナは、太陽電池モジュールで発生した直流電圧をチョッパ回路で昇圧し、さらに単相インバータ部で交流電圧に変換するものであり、単相インバータ

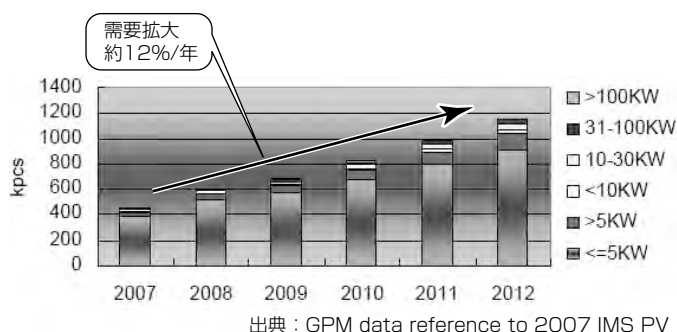


図1. パワーコンディショナの世界市場需要量

表1. PV-IPM製品のラインアップ

電圧定格	電流定格	回路構成	IHPV-IPM型名	新PV-IPM型名
600V	50A	4 in 1	PM50B4LA060	PM50B4L1C060
		5 in 1	PM50B5LA060	PM50B5L1C060
		6 in 1	PM50B6LA060	PM50B6L1C060
	75A	4 in 1	PM75B4LA060	PM75B4L1C060
		5 in 1	PM75B5LA060	PM75B5L1C060
		6 in 1	PM75B6LA060	PM75B6L1C060

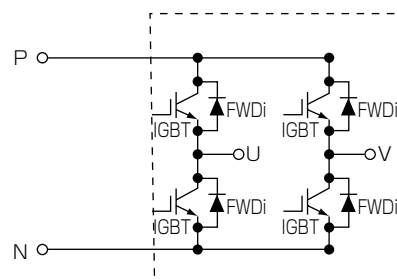
部のみを備えたIPMが4 in 1 回路、単相インバータ部とチョッパ回路を備えたIPMが5 in 1 回路である。さらに、単相インバータ部と直流電圧2入力に対応するIPMが6 in 1 回路である。今回、4 in 1 ~ 6 in 1 までを同一の小型パッケージでラインアップした。

3. 小 型 化

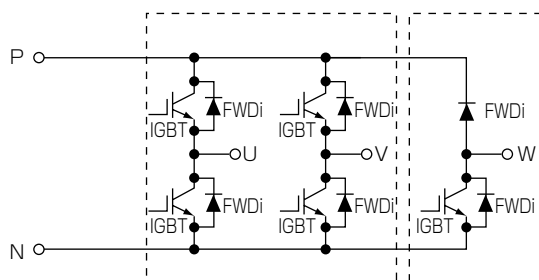
新PV-IPMでは、“小型化”をメインコンセプトとし、三菱電機汎用IPMの600V/50A品の小型パッケージを流用することで、IHPV-IPMの設置面積から30%縮小した。新旧PV-IPMの外形比較を図3に示す。IHPV-IPM(図3(a))は設置面積66cm²(5.5×12(cm))であるのに対し、図3(b)に示す新PV-IPMは45cm²(5×9(cm))である。次に、小型パッケージ採用にいたる技術について述べる。

3.1 パワーチップの仕様調整

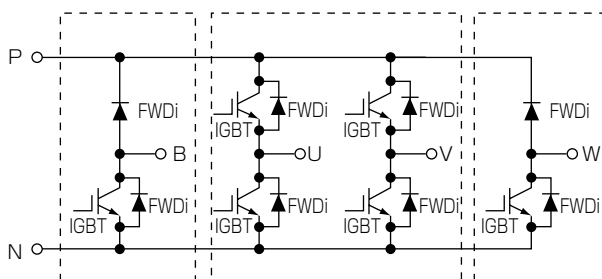
一般産業用途ではスイッチングキャリア周波数が5kHz前後で使用されるのに対して、太陽光発電用途では10~20kHzと高いスイッチングキャリア周波数で使われる。これに着目し、高周波スイッチングに適するようにパワーチ



(a) 単相インバータ(4in1)



(b) 単相インバータ+チョッパ(5in1)



(c) 単相インバータ+2・チョッパ(6in1)

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
 FWDi : Free Wheeling Diode

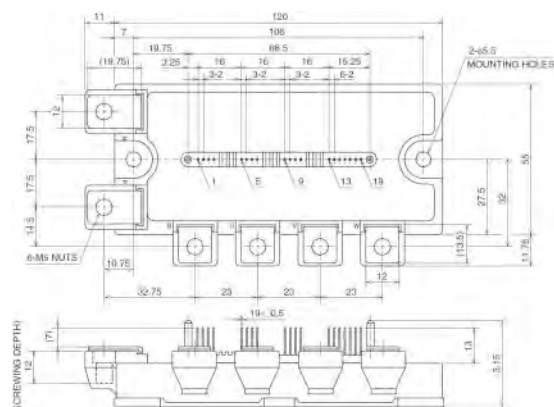
図2. PV-IPMの内部回路構成

チップの仕様を調整することで、損失は同等以下で、チップサイズのシュリンクを実現した。

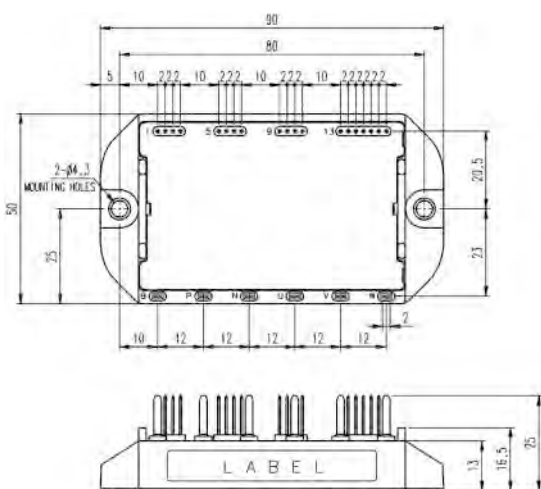
具体的には、パワーチップの損失にはスイッチング動作時に発生するスイッチング損失(以下“SW損失”という。)と電流通電時に発生する定常損失(以下“DC損失”という。)があり、両者は図4のようにトレードオフの関係にある。図4で、トレードオフカーブを2つ記載しているのはチップサイズの差異を示すもので、チップサイズが小さい程、トレードオフカーブは悪化するが、今回の新PV-IPMでは下記手順の考え方で仕様調整を行った。

- ①小型化のためにチップサイズをシュリンク(DC損失, SW損失悪化)
- ②太陽光発電(高周波スイッチング)用途向けにトレードオフカーブ上でSW損失が旧PV-IPMよりも低減するようにパワーチップの仕様を調整

このアプローチによって、トータル損失が低減する分はIPMサイズの小型化に還元し、旧PV-IPMに対して損失を同等以下でサイズダウンを実現した。



サイズ：(L)66.75×(W)131×(H)31.5(mm)
(a) 旧PV-IPM



サイズ：(L)50×(W)90×(H)25(mm)
(b) 新PV-IPM

図3. 外形図

3.2 制御回路の駆動能力増強

小型パッケージ(当社汎用IPMの600V/50A品)の流用に伴って、制御ICは旧PV-IPMから回路構成を変更することで、IC単体で60%のサイズダウンを実現した。さらに今回は、汎用IPMに搭載したICをベースとし、定格拡大(~75A), SW損失低減をねらい、IC+バッファ駆動方式を採用した。図5(a)は旧PV-IPM, 図5(b)は新PV-IPMにおける定格電流動作時のターンオンスイッチング波形を示す。SW損失は電流 I_{ce} と電圧 V_{ce} の時間積分であり、図中の斜線部分であるが、旧PV-IPMに対して新PV-IPMではターンオンスイッチング損失を低減した。バッファ駆動方式に伴う部品点数の増加に対しては、製造方式及びプリント基板レイアウトを最適化することで電子部品実装可能エリアを拡大し、小型パッケージへの適用を可能にした。

図6は太陽光発電用途を想定した新旧PV-IPMでの損失シミュレーション比較である。3.1節, 3.2節で述べた技術によって、新PV-IPMでは、DC損失が旧PV-IPMより18%悪化するものの、SW損失が旧PV-IPMより23%改善し、トータル損失は旧PV-IPMに対して、同等以下(5%低減)で、設置面積30%削減を実現した。

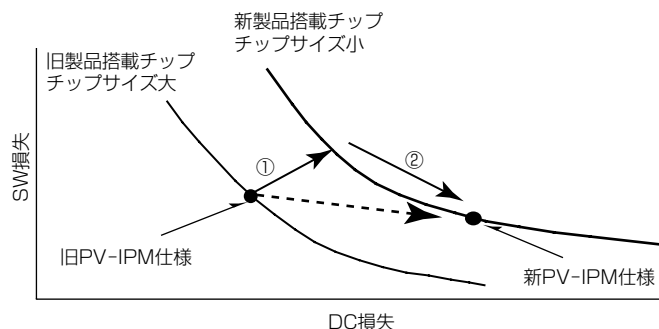
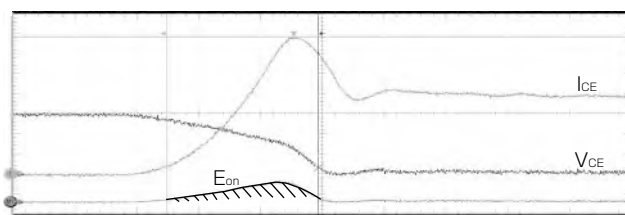
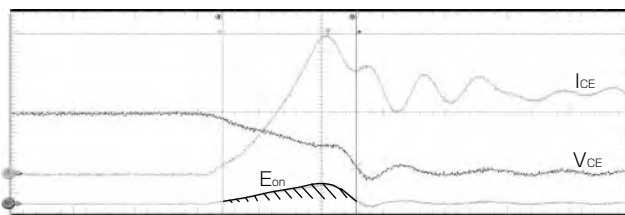


図4. トレードオフの改善

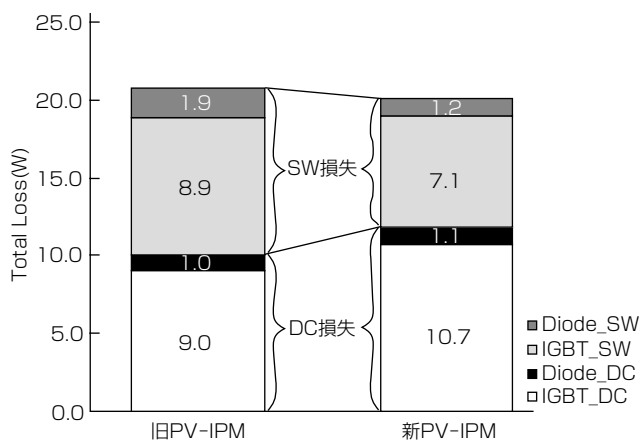


(a) 旧PV-IPMのSW波形



(b) 新PV-IPMのSW波形

図5. 新旧PV-IPMスイッチング(SW)波形



対象：600V／75A定格
条件： $V_{cc}=380V$ ， $f_c=18kHz$ ，出力電流20Arms，PF=0.8，力率1

図 6．新旧PV-IPM損失シミュレーション比較

4. 長 寿 命 化

開発品のパワーサイクルカーブを図 7 に示す。
1,000kcycle時の ΔT_j は，旧PV-IPM $\Delta 45^\circ C$ に対し，新PV-IPMでは $\Delta 60^\circ C$ となり温度使用範囲を拡大した。

新PV-IPMでは，ワイヤボンディング条件の最適化によって，パワーサイクル寿命を改善し，長寿命化のニーズに応えている。

5. む す び

新PV-IPMで，パワーチップの仕様調整，駆動能力増強によるアプローチで旧PV-IPMと損失同等以下で，設置面積を30%削減した。また，ワイヤボンディングの最適

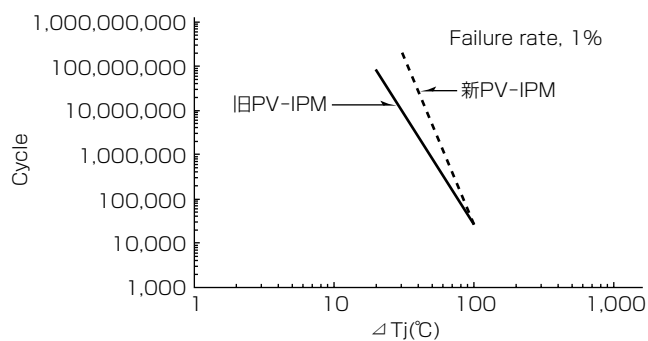


図 7．パワーサイクルカーブ

化によるパワーサイクル寿命の改善も実現した。

この製品は太陽光発電用途向けIPMの効率改善，またパワーコンディショナの外形小型化の市場ニーズから生まれた製品であることから，今後の新エネルギー市場拡大の一助になるものと確信している。

今後も各応用製品に適合した機能，性能を持つIPMを提案し，地球環境保全に貢献していく所存である。

参 考 文 献

- (1) 田畑光晴，ほか：低駆動電力新トレンチIGBTモジュール“NFシリーズ”，三菱電機技報，**77**，No.9，563～566（2003）
- (2) 井上貴公，ほか：新チップ内蔵IPM“L1／S1シリーズ”，三菱電機技報，**81**，No.5，345～348（2007）
- (3) 魚田紫織，ほか：新大容量2in1 IPM“V1シリーズ”，三菱電機技報，**84**，No.4，248～250（2010）

レーザトリミング技術を用いた 高精度温度出力機能内蔵LVIC

山本晃央*
 酒井伸次*
 平井宜彦**

Low Voltage IC with High Precision Temperature Signal using Laser Trimming

Akihisa Yamamoto, Shinji Sakai, Yoshihiko Hirai

要 旨

近年、世界的な地球環境保護の高まりの中で、省エネルギー化がより重要視されており、モータを効率的に駆動できるインバータ化が広く浸透してきている。白物家電市場ではインバータユニットの更なる低コスト化を進めており、周辺部品の削減などの強い要望がある。

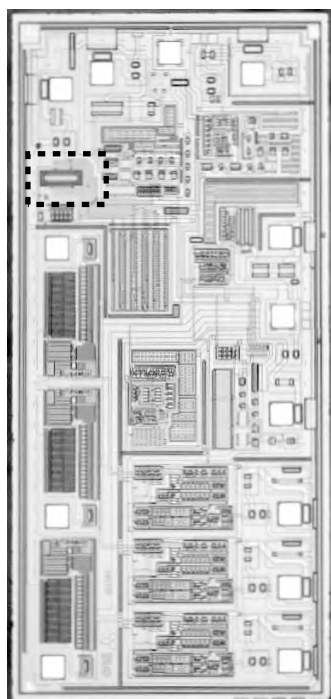
このような市場要求に対応するため、三菱電機のDIIPM(Dual In-line Package Intelligent Power Module)ではモジュール温度情報をアナログ信号として外部へ出力する機能をLVIC(Low Voltage Integrated Circuit)へ内蔵した。

本稿では超小型DIIPM“Ver.5シリーズ”に搭載されているレーザトリミング技術を用いた温度出力機能内蔵

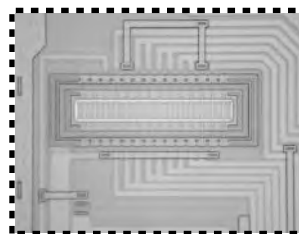
LVICについて述べる。このLVICの特長は次のとおりである。

- (1) モジュール温度検出を目的に取り付けていた外付けのサーミスタが不要となり、インバータユニットの小型化、低コスト化に貢献できる。
- (2) 温度センサをモジュール内に配置できるため、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)の過熱をいち早く検知して、インバータの信頼性向上に貢献できる。
- (3) レーザトリミングによる信号出力特性の調整を行っており、高精度な温度検出が可能である。
- (4) 温度信号特性は線形であり、信号処理が容易である。

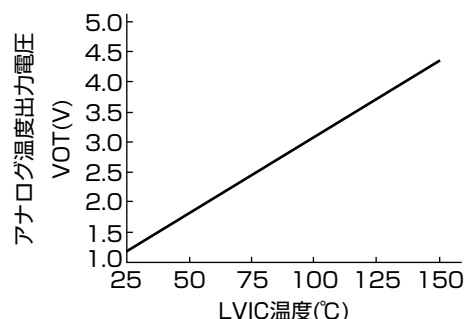
今後、このLVICに用いた温度検出技術を他のDIIPMシリーズへ展開する。



超小型DIIPM Ver.5シリーズ搭載LVICチップ



レーザトリミング部の拡大



アナログ温度出力電圧-LVIC温度特性(標準値)

超小型DIIPM“Ver.5シリーズ”搭載LVICチップと温度出力特性

LVIC内に温度出力機能を内蔵することで、外付けサーミスタが不要となり、インバータユニットの小型化及びIGBTの過熱をいち早く検知して、インバータの信頼性向上に貢献した。レーザトリミング技術を用いて信号出力特性の調整を行っており、高精度な温度検出を実現した。

1. ま え が き

当社では、パワーチップと制御ICチップを同一パッケージに内蔵したトランスファモールド構造のIPM (Intelligent Power Module)であるDIIPMを製品化し、エアコン、冷蔵庫、洗濯機等の白物家電用途から小容量モータ駆動用の産業機器用途へと幅広く採用されてきた。

白物家電市場ではインバータユニットの更なる低コスト化を進めており、周辺部品の削減などの強い要望がある。このように単に電力変換効率だけでなく、周辺部品削減などの機能面における要求が高まっており、素子の集積化が可能な制御ICの重要性は高まっている。

本稿では温度出力機能を内蔵した超小型DIIPM Ver.5シリーズ搭載のLVICについて述べる。このLVICでは、新規に採用したレーザトリミング技術を用いて温度出力電圧の高精度化を図っている。

2. 超小型DIIPM Ver.5シリーズ搭載LVIC

2.1 超小型DIIPM Ver.5シリーズ搭載LVIC概要

今回開発したLVICプロセスは8インチ製造ライン／0.5μmルール相当のウェーハプロセス技術を適用しており、8V／24V系素子(CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)／Bip.Tr(Bipolar Transistor)／容量・抵

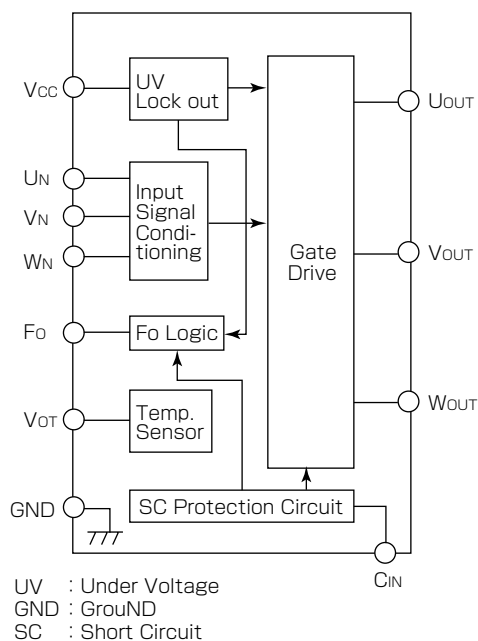


図 1. LVICブロック図

表 1. 温度出力調整に対する各トリミング方式の比較

トリミング方式	トリミング素子	トリミング工程	調整精度	コスト	備考
ツェナーザッピング	ダイオード	ウェーハ工程	△	○	
デジタルトリミング	EPROM	ウェーハ工程 又は 後工程	◎	×	追加工程必要(メモリ素子)
レーザトリミング	メタル(ヒューズ)	ウェーハ工程	○	◎	レーザ設備必要

EPROM : Erasable Programmable Read Only Memory

抗類)と回路特性の高精度化を目的としたレーザトリミング機能を搭載している⁽¹⁾。

図 1 にLVICのブロック図を示す。LVICの各機能について次に述べる。

(1) パワーチップの駆動回路

制御信号に同期してIGBTゲートを制御する。

(2) 制御電源電圧低下 (Under Voltage) 保護回路

制御電源電圧低下時にIGBTを遮断する。

(3) 短絡電流 (Short Circuit) 保護回路

外部接続シャント抵抗で過電流を検知時に、IGBTを遮断する。

(4) エラー信号出力回路

短絡電流保護回路動作時、制御電源電圧低下保護回路動作時にエラー信号を出力する。

(5) アナログ温度出力回路

LVIC内部に温度検出素子を内蔵して、アナログ信号を出力する。また、レーザトリミング機能を用いて精度向上を図る。

2.2 トリミング方式

当社はトリミング方式として、ツェナーザッピング方式、不揮発メモリを利用したデジタルトリミング方式、レーザトリミング方式の技術を保有している。表 1 に温度出力調整に対する各トリミング方式の比較を示す。

(1) ツェナーザッピング

ツェナーダイオードへ高電圧を印加し、ブレイクダウン電流によって素子を電氣的に破壊し、出力を調整する。

ツェナーダイオードや高電圧を印加するパッド等が必要であり、チップサイズは大きくなるが、特別な設備などは必要なく、小規模なトリミングではメリットがある。

(2) デジタルトリミング

不揮発性メモリを使用し、D-A (Digital-Analog) コンバータを制御し、出力を調整する。

ビット数の増加に容易に対応でき、調整精度ではメリットがある。しかし、小規模なトリミングではメモリ書き込み回路やD-Aコンバータ等が必要であり、チップサイズは大きくなる。

(3) レーザトリミング

メタル(ヒューズ)をレーザで切断し、出力を調整する。

書き込み用のパッドや回路等は不要であり、小規模なトリミングでは最もメリットがある。ただし、レーザ設備が必要である。

温度出力機能のトリミング範囲は数ビット程度でよいことから、コスト及び調整精度の点からレーザトリミングを採用した。

3. アナログ温度出力回路

3.1 サーマスタによる温度検知

モジュールの温度保護は、温度を検出するサーミスタをモジュールの放熱用ヒートシンクなどの周辺部に外部接続する方式が主流である。このようにサーミスタをヒートシンクへ取り付け付けた場合、ヒートシンクとモジュールとの固定がゆるくなり、使用中に外れてしまうとモジュール温度が正確に検知できない可能性がある。

サーミスタ特性は図2に示すとおり、温度に対して負の特性であり、比例しない(非線形)特性である。

負の温度特性であるため、高温時の温度保護が必要な領域で、出力が減少するため、センサの誤差(測定誤差)が大きくなる傾向にある。

非線形特性であることから、信号処理にはA-Dコンバータを用いて、出力電圧値をデジタル化し、そのデジタルデータをリニアライズテーブルによって温度へ変換する必要がある。

3.2 温度検知機能の内蔵

温度検出素子とアナログ信号出力回路をLVICに内蔵し、モジュールから直接信号を出力することで、温度情報の信頼性が確保される。

3.3 アナログ温度出力特性

図3にLVICに内蔵されたアナログ温度出力回路を示す。温度検出素子にダイオードの順方向特性を用いた。その温度信号(OTVF)を反転増幅し、式(1)で示されるアナログ信号(VOT)が出力される。

$$VOT = OTref \cdot (1 + R2/R1) - R2/R1 \cdot OTVF \quad \dots\dots(1)$$

そのアナログ信号は図4に示すように線形で、かつ正の温度特性を持つ。そのため、非線形時のような信号処理は不要である。

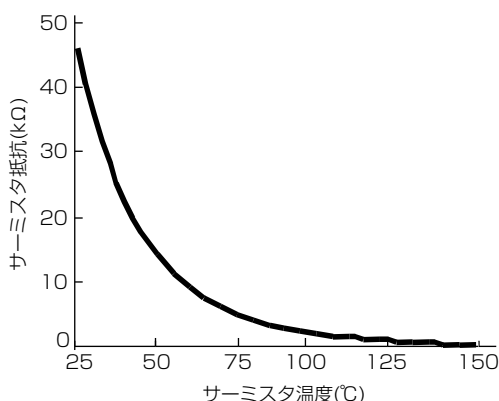


図2. サーマスタ抵抗-温度特性(一例)

3.4 レーザトリミング

OT基準電圧回路や温度検出素子のばらつきを調整するため、図3に示す①、②及び抵抗RLTをレーザトリミングを行う。

レーザトリミングのフローチャートを図5に示す。まず、VOT及びVREGOTを測定する。

VOTは式(1)で示され、OTrefは式(2)で示される。

$$OTref = VREGOT \cdot Rb / (Ra + Rb) \quad \dots\dots(2)$$

VOTが設定目標値(2.77V)より大きい場合は、図3に示す①をカットすることとし、式(1)及び式(3)によって最適なVOTとなるRLTを決定する。

$$OTref = VREGOT \cdot Rb / (Ra + RLT + Rb) \quad \dots\dots(3)$$

VOTが設定目標値(2.77V)より小さい場合は、図3に示す②をカットすることとし、式(1)及び式(4)によって最適なVOTとなるRLTを決定する。

$$OTref = VREGOT \cdot (Rb + RLT) / (Ra + RLT + Rb) \quad \dots\dots(4)$$

レーザトリミングによって、図6に示すVOT特性に調整することができる。

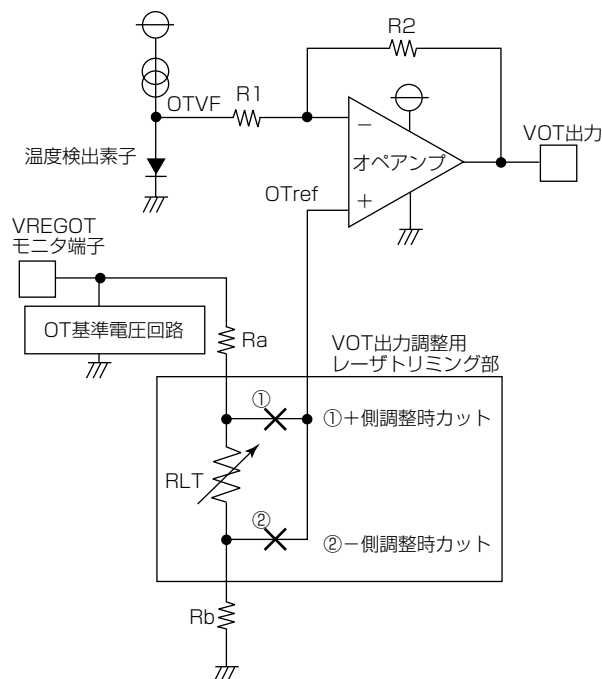


図3. アナログ温度出力回路

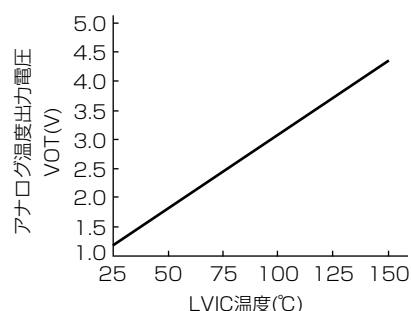


図4. アナログ温度出力電圧-LVIC温度特性(標準値)

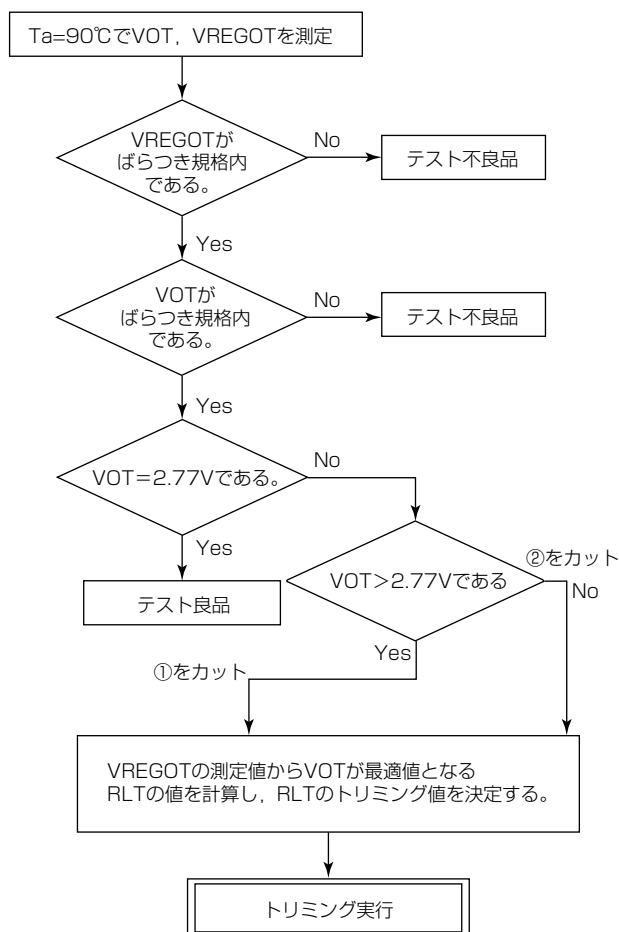


図5. レーザトリミングのフローチャート

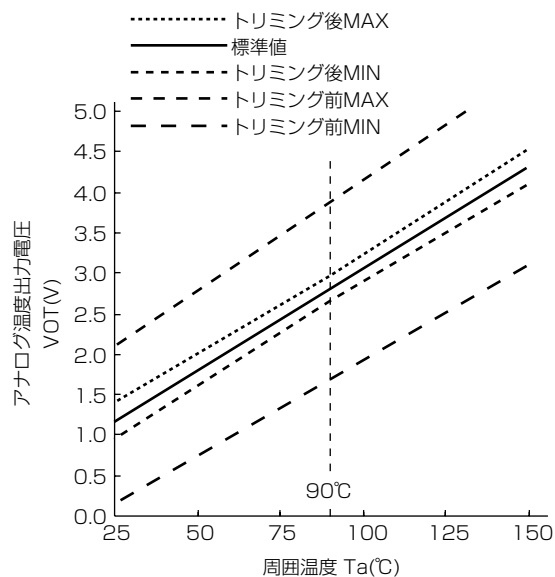


図6. トリミング前後のアナログ温度出力電圧

4. む す び

レーザトリミング技術を用いた高精度温度出力機能を内蔵したLVICを開発した。今後、このLVICに用いた温度検出技術を他のDIPIPMシリーズへ展開する。

また、レーザトリミング技術を用いて電流検出精度などの特性を向上させた製品を展開し、今後も市場ニーズに適した製品を開発していくことで、インバータ制御用途への需要拡大に貢献する。

参 考 文 献

- (1) 清水和宏，ほか：第2世代分割RESURF構造を適用したHVIC技術，三菱電機技報，**84**，No.4，228～231 (2010)

1,200V／50A大型DIIPM Ver.4

田中智典*
 白石卓也*

1,200V／50A Large DIIPM Ver.4

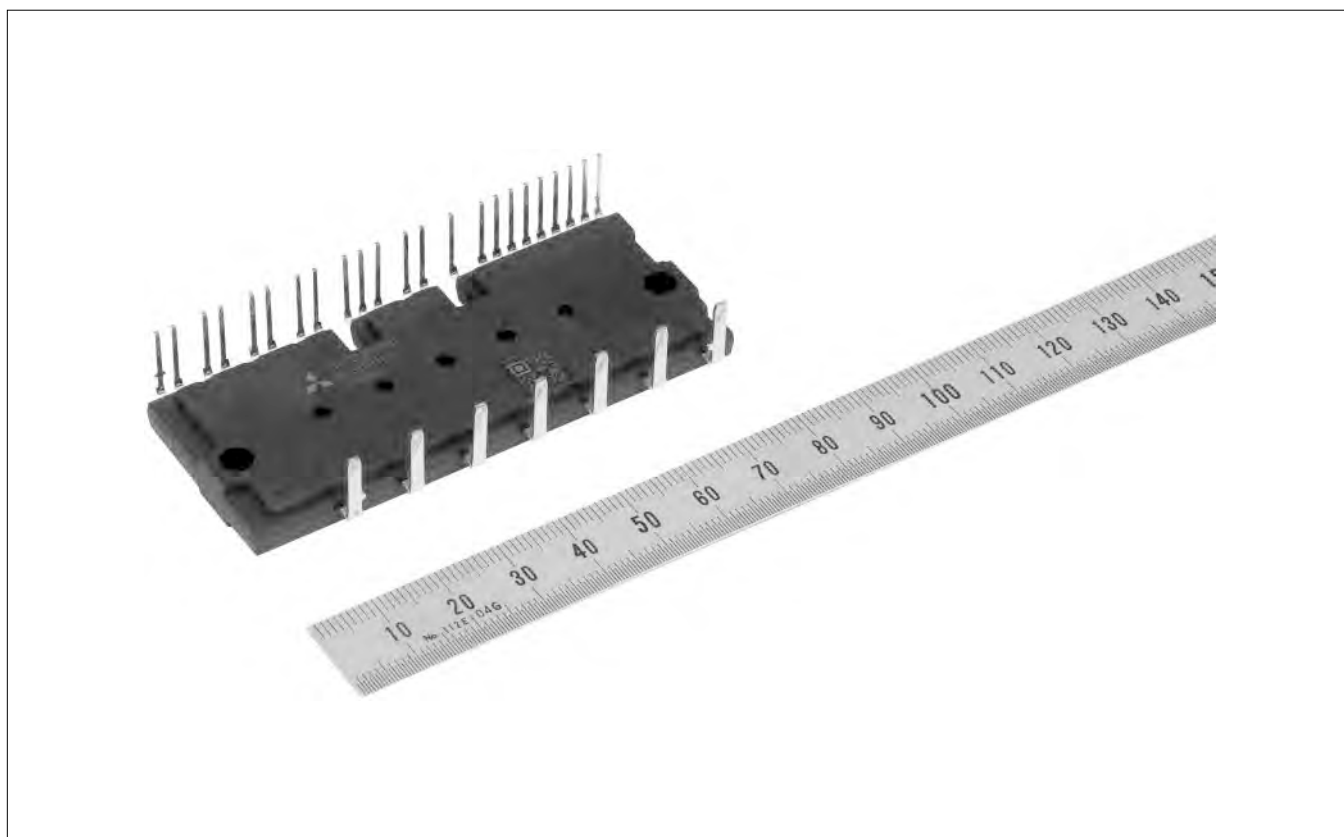
Tomofumi Tanaka, Takuya Shiraishi

要 旨

高効率で低消費電力需要に応じるため、モータ駆動システムのインバータ化が民生機器から産業機器まで幅広く進展している。三菱電機のDIIPM (Dual In-line Package-Intelligent Power Module) は省エネルギー・高機能に貢献できるキーデバイスとしてインバータ駆動用に多数採用されている。

海外市場向けのAC400V電源に対応可能な“1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズ”は従来定格電流35Aまでの製品化が完了しているが、今回、定格電流50Aクラスの開発を行った。

大容量化を達成するには発生損失の改善が課題であった。このシリーズの従来品では当社独自の第5世代LPT-CSTBT (Light Punch Through Carrier-Stored Trench-gate Bipolar Transistor) を搭載しているが、新製品の50Aクラスでは特性を改善した第6世代LPT-CSTBTを採用することで従来品より発生損失を低減し、このシリーズの従来品と同一外形サイズで大電流を実現した。またモジュールに内蔵されている温度検知機能の精度向上によって、温度制御性を向上させることが可能となった。



“1,200V／50A大型DIIPM Ver.4” の外観

1,200V／50A大型DIIPM Ver.4は、従来の1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズと同様、LPT-CSTBT×6素子、FWD (Free Wheeling Diode) ×6素子によるインバータ回路と、それらを駆動するHVIC (High Voltage Integrated Circuit)、LVIC (Low Voltage Integrated Circuit) によって構成される。

1. ま え が き

モータ駆動用のインバータ回路構成としては、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールと駆動ICの組合せやケースタイプ構造のインテリジェントパワー半導体モジュールが採用されている。当社はトランスファモールド構造のインテリジェントパワー半導体モジュール DIIPM を1997年に製品化し省エネルギー・低コスト需要に貢献している。2008年に1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズ(5～35A)を市場に投入しているが、同一構造での高電流領域の要望に応じるために、今回、従来の1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズと同一外形サイズで定格電流拡大を実現した新製品の開発を行った。

本稿では、この新製品の特長について述べる。

2. 1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの概要

今回の新製品である1,200V/50A大型DIIPM Ver.4は従来の1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの製品と同一パッケージサイズである。表1に1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズのラインアップを示す。

2.1 回路構成

回路は従来クラスと同様、IGBTとFWDを各6素子搭載し、三相AC出力インバータのパワー回路部とパワーチップを駆動する制御IC(HVIC, LVIC)で構成される。図1に1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの内部回路図を示す。

(1) パワー部

IGBT(6素子), FWD(6素子)による三相AC出力インバータ回路構成

(2) 制御IC部

HVIC: 上アームIGBT駆動回路, 高圧レベルシフト回路, 制御電源電圧低下(Under Voltage)保護回路(エラー出力なし)

LVIC: 下アームIGBT駆動回路, 制御電源電圧低下保護回路, LVIC部アナログ温度出力回路, 短絡(Short Circuit)保護回路(短絡保護は, 下アームIGBTのエミッタセンス(V_{sc})端子に外付けの電流検出抵抗を接続し, 所定のしきい値電圧に達すると下アームIGBTを遮断する)

2.2 内部構造

図2に1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの断面構造を示す。1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズのパッケージ内部構造は、リードフレーム上にパワーチップであるIGBT及びFWD, 制御ICチップであるHVIC及びLVICを搭載し、各チップ間をAlワイヤ及びAuワイヤで接続する。その後アルミヒートシンクと絶縁放熱シートを合わせてトランスファモールド化した構造である。

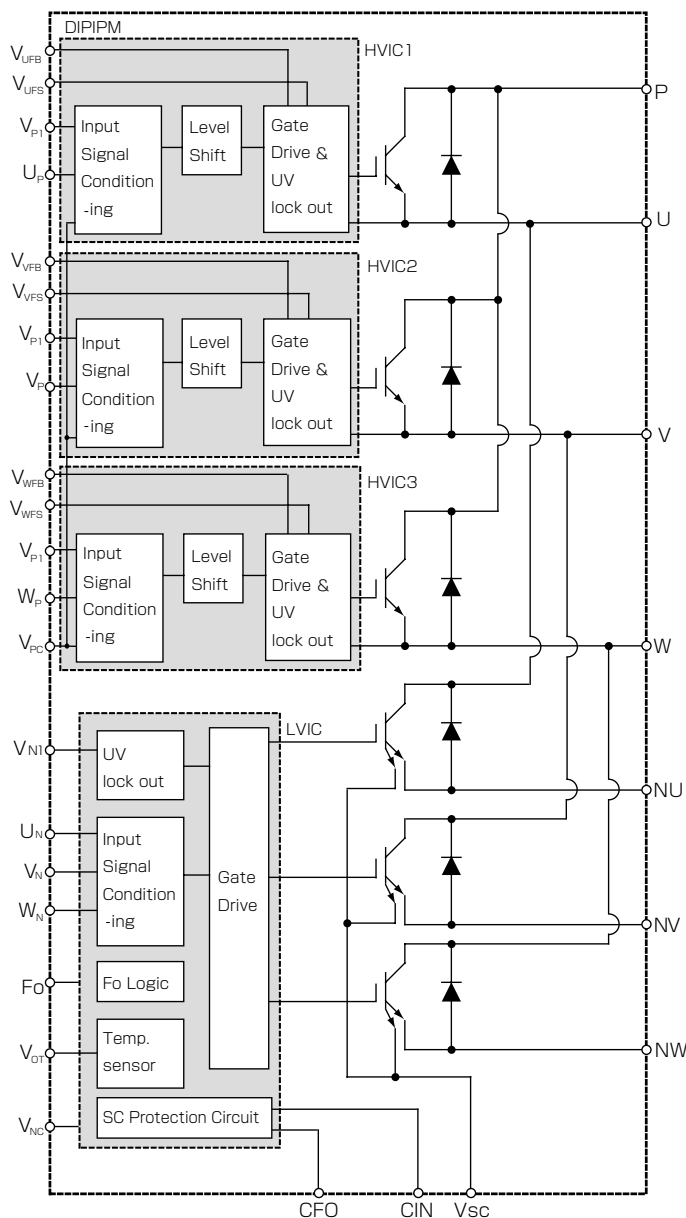


図1. 1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの内部回路図

表1. 1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズのラインアップ

型名	PS22A72	PS22A73	PS22A74	PS22A76	PS22A78-E	PS22A79(NEW)
出力素子耐圧	1,200V					
定格電流	5A	10A	15A	25A	35A	50A
外形サイズ	31.0×79.0×8.0 (mm)					
内蔵チップ	三相インバータを構成するIGBT, FWD, HVIC, LVICチップを内蔵					
その他	インバータエミッタ分割(3シャント)方式, 温度検知機能内蔵					

3. 1,200V／50A 大型DIIPM Ver.4の特長

今回の新製品である1,200V／50A大型DIIPM Ver.4の特長を次に示す。

3.1 大容量化

新たに開発された第6世代LPT-CSTBTを採用して特性改善を図った。第6世代LPT-CSTBTは、微細加工によってセルの間隔を縮小したことでキャリア蓄積効果が向上し、さらには薄厚ウェーブプロセスの適用によって、このシリーズの従来品である定格電流35A“PS22A78-E”と比較して損失が15%低減した。図3にコレクタ電流 I_c -飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ 特性、図4に許容実効電流 I_o -IGBT損失特性を示す。これによって従来品と同一外形サイズで定格電流50Aを可能とし、このシリーズを充実化した。各容量の製品に対して基板の共用化が可能となり設計効率向上に貢献できる。表2に1,200V／50A 大型DIIPM Ver.4の主な電気的特性を示す。

3.2 短絡保護回路の最適化

今回の新製品は、従来の1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズと同様、エミッタ電流から分流したミリアンペアレベルのセンス電流に応じた電圧を検出し保護するセンス電流検出方式を採用した。センス電流を取り出すため、下アームのパワーチップには電流センス付きIGBTを搭載しており、エミッタ電流経路へのシャント抵抗接続が不要となるため、NU／NV／NW端子- V_{NC} 端子（図1）間インダクタンス起因のサージ電圧の発生を抑制でき、基板設計自由度を向上できる。またアンペアレベルのエミッタ電流で検出を行う場合、大電力用のシャント抵抗が必要となるが、センス電流で検出を行う場合には損失を低減できるためシャント抵抗選定の自由度が向上する。

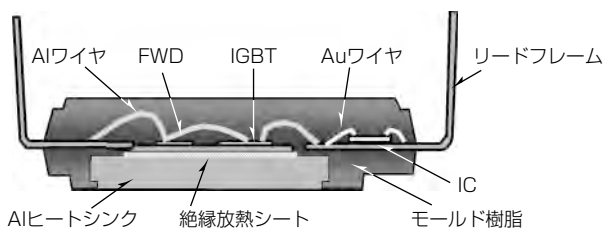


図2. 1,200V大型DIIPM Ver.4シリーズの断面構造

3.3 温度検知機能の高精度化

従来シリーズから搭載している温度検知機能は、制御IC(LVIC)内部に温度検出素子を内蔵してアナログ電圧信号を出力する方式であり、この機能を利用すれば外付けのサーミスタが不要となりシステムコストの低減が可能となる。今回はレーザトリミング技術を用いてアナログ電圧信号出力の高精度化を実現した。この技術はトリミングを行

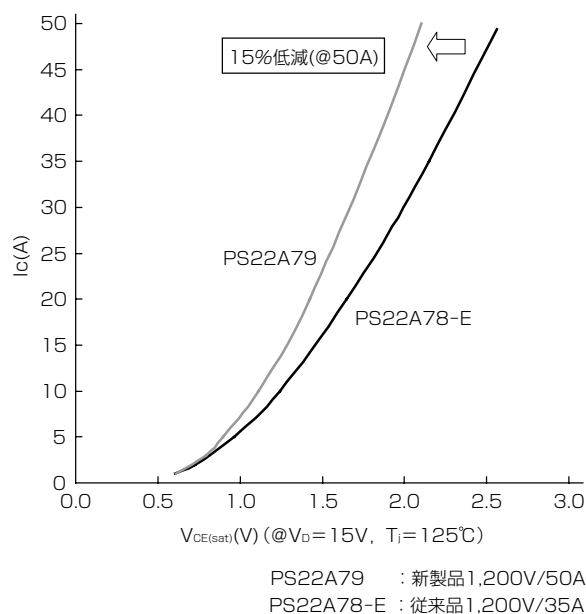


図3. コレクタ電流 I_c -飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ 特性

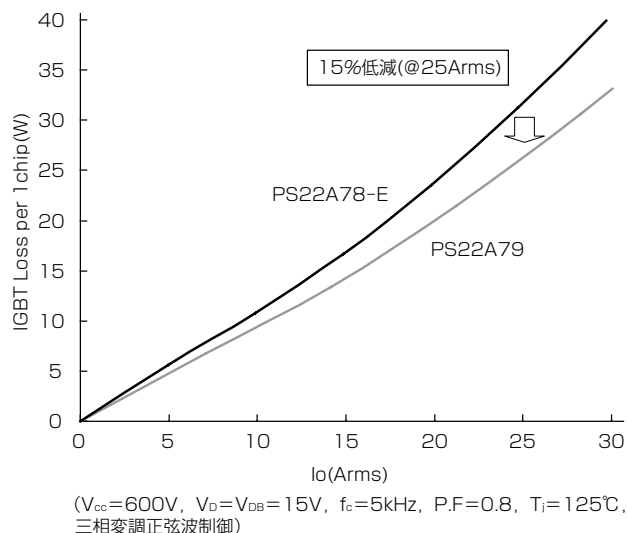


図4. 許容実効電流 I_o -IGBT損失特性

表2. 1,200V／50A 大型DIIPM Ver.4の電気的特性

項目	記号	条件	最小値	標準値	最大値	単位
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$V_D = V_{DB} = 15V$, $V_{IN} = 5V$, $T_j = 25^\circ C$	—	1.9	2.6	V
		$I_c = 50A$, $T_j = 125^\circ C$	—	2.1	2.8	
FWD順電圧降下	V_{EC}	$T_j = 25^\circ C$, $I_c = 50A$, $V_{IN} = 0V$	—	2.5	3.2	V
スイッチング時間	t_{on}	$V_{cc} = 600V$, $V_D = V_{DB} = 15V$ $I_c = 50A$, $T_j = 125^\circ C$ 誘導負荷(上-下アーム) $V_{IN} = 0 \leftrightarrow 5V$	0.7	1.5	2.4	μs
	t_{rr}		—	0.5	—	
	$t_{c(on)}$		—	0.5	0.8	
	t_{off}		—	2.5	3.7	
	$t_{c(off)}$		—	0.4	0.8	

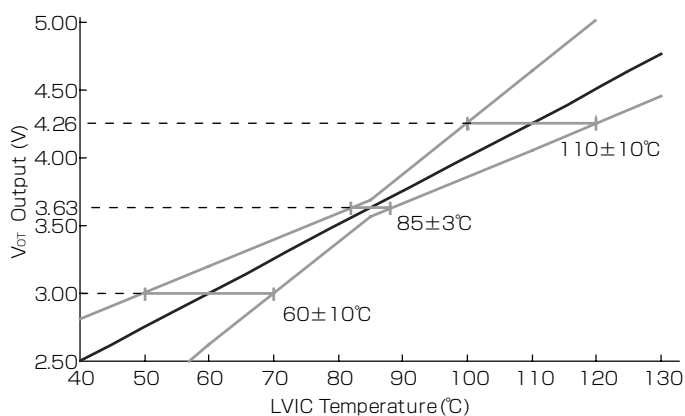


図 5. アナログ温度出力 V_{or} -LVIC温度特性(従来品)

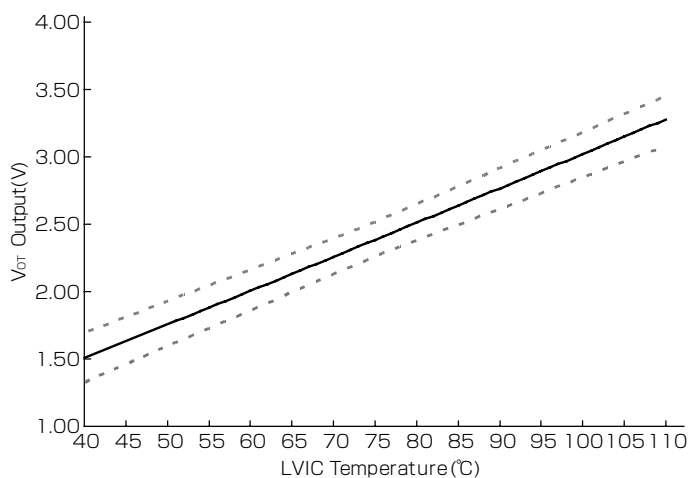


図 6. アナログ温度出力 V_{or} -LVIC温度特性(新製品)

う際、信号出力特性の調整が可能となり出力精度が向上している。信号アナログ電圧信号からIGBTチップ接合温度が所望の温度以下となるような制御を行う場合、アナログ電圧信号出力のばらつき分を考慮して制御を行うため、温度精度が低いと製品としての通常動作範囲が狭くなる。高精度化によって、最大定格近くまで使用可能となるため、放熱設計の軽減や小型化に貢献できる。図 5 に従来品、図 6 に新製品のアナログ温度出力 V_{or} -LVIC温度特性を示す。

4. む す び

今回開発した1,200V／50A大型DIPIPM Ver.4の構造、機能及び特長について述べた。今後は今回開発したキーテクノロジーの展開を行い、高機能の製品開発を進め、インバータ市場への継続的な製品提供を行うことによって地球環境保全に貢献していく所存である。

参 考 文 献

- (1) 高橋徹雄，ほか：新型パワーモジュール用第6世代IGBTと薄ウェーハダイオード，三菱電機技報，84，No.4，224～227（2010）
- (2) Kawafuji, H., et al.：New 5-35A/1,200V Transfer Mold IPM with heat dissipating insulation sheet, PCIM（2008）

超音波接合を用いた電鉄用 パワーモジュールの端子接合技術

吉原邦裕*
米田 裕**
茂永 隆*

Terminal Junction Technology Development of the Power Module for Electric Railroads using Ultrasonic Junction
Kunihiro Yoshihara, Yutaka Yoneda, Takashi Shigenaga

要 旨

電鉄分野で用いられている三菱電機のパワーモジュールでは、製品の製造プロセス上、ベース板と絶縁基板をはんだ接合し、そのはんだが溶融しない温度で絶縁基板のパターンと端子を接合する必要がある。現行製品では、融点の異なる2種類の鉛入りはんだを用いることでこの問題を解決してきた。しかし、近年は環境保護の観点からパワーモジュールでも鉛フリー化が進められており、鉛フリーはんだで融点に差をつけることは難しい。そのため、電鉄用パワーモジュールの鉛フリー化には、はんだ接合に替わる端子接合技術の開発が必要である。

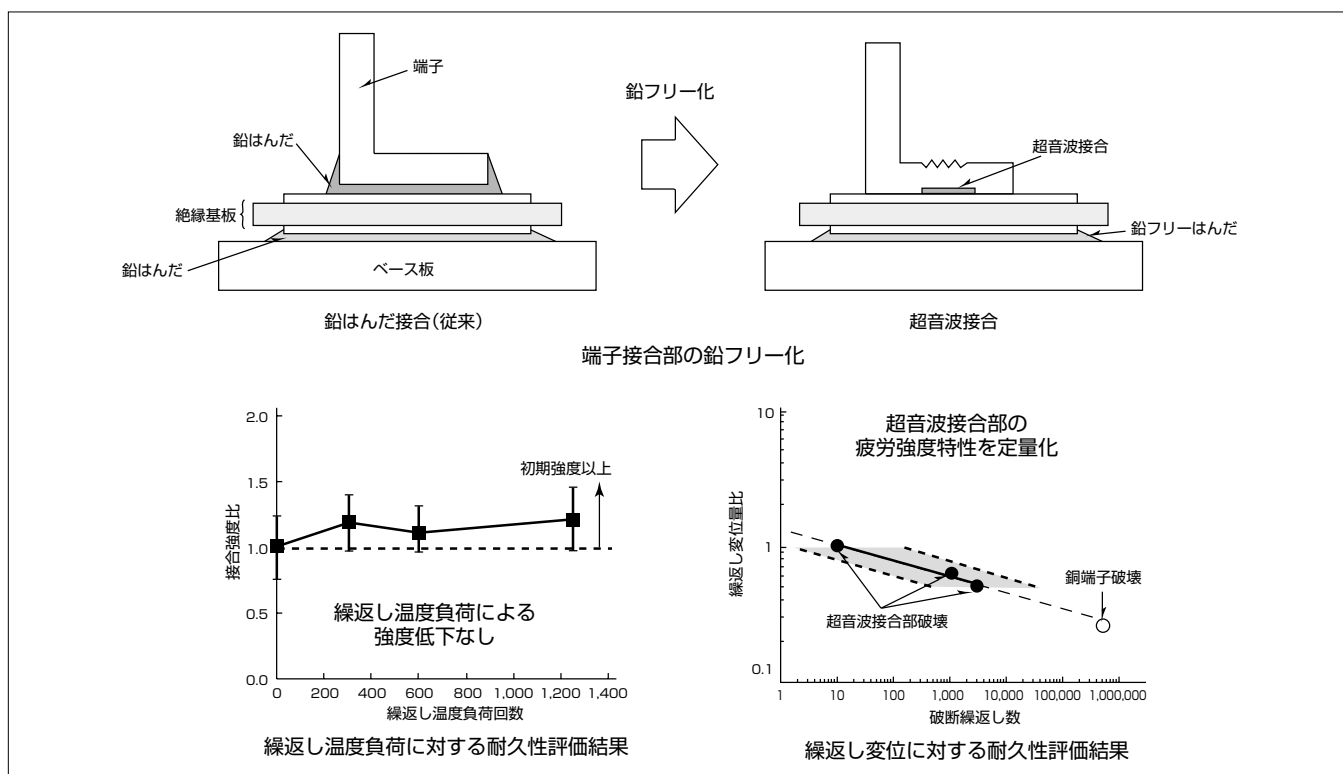
そこで、電鉄用パワーモジュールの端子接合として超音波接合技術の適用を検討した。端子接合部に生じる負荷としては、パワーモジュールが動作時に発熱、冷却を繰り返すことによって生じる、接合部の線膨張係数差による繰返し温度負荷と製品全体が変形することによる端子への繰返し変位が考えられる。今回は超音波接合が電鉄用パワーモ

ジュールに適用できるか確認するため、銅端子と絶縁基板の銅パターンを超音波接合し、繰返し温度負荷及び繰返し変位に対する接合部の耐久性を評価した。超音波接合による接合部は、線膨張係数差が少ない同種金属の直接接合であるため、熱応力が低く、繰返し温度負荷に対する耐久性の向上が期待できる。

その結果、次の結論を得た。

- (1) 電鉄用パワーモジュールに適用できる超音波端子接合技術を確認した。
- (2) 繰返し温度負荷によって接合部の強度は低下しないことを確認した。
- (3) 接合部の疲労強度特性を定量化し、要求される端子接合部の寿命に対して、接合部へ作用する繰返し変位の許容量を明確にした。

これによって今後、鉛フリー化に対応する電鉄用パワーモジュールで超音波端子接合が有効であることを確認できた。



超音波接合部の耐久性評価結果

電鉄用パワーモジュールの鉛フリー化のため、銅端子と銅パターンの超音波接合試験片を作製し、繰返し温度負荷及び繰返し変位に対する超音波接合部の耐久性を評価した。繰返し温度負荷に対する超音波接合部の耐久性は高く、ヒートサイクル(−40〜125℃最大1,250サイクル)後でも超音波接合部の強度は低下しない。また、定量化した超音波接合部の疲労強度特性によって、構造設計が可能になった。

1. ま え が き

近年は環境保護の観点からパワーモジュール分野でも鉛フリー化が進められている。電鉄分野で用いられている当社のパワーモジュールでは、製品の製造プロセス上、ベース板と絶縁基板をはんだ接合し、はんだが溶融しない温度で絶縁基板のパターンと端子を接合する必要がある。現行製品では、融点の異なる2種類の鉛入りはんだを用いることでこの問題を解決してきたが、鉛フリーはんだで融点に差をつけることは難しい。そのため、電鉄用パワーモジュールの鉛フリー化には、はんだ接合に変わる端子接合技術の開発が必要である。

そこで、電鉄用パワーモジュールの端子接合の超音波接合技術の適用を検討した。超音波接合部は、線膨張係数差が少ない同種金属の直接接合であるため、発熱、冷却を繰り返すパワーモジュールの動作時に作用する熱応力が低い⁽¹⁾。そのため、繰返し温度負荷に対する耐久性の向上が期待できるが⁽²⁾、一方で、繰返し変位に対する耐久性が不明であるため、超音波接合部の疲労強度特性を定量化して、製品全体が変形することで生じる端子への繰返し変位の許容値を定量化する必要がある。

本稿では、銅端子と銅パターンを超音波接合した試験片を作製して強度試験を行い、接合条件が接合部の静的強度及び接合面積に及ぼす影響を検討した。また、繰返し温度負荷(−40〜125℃)前後で静的強度試験を実施し、繰返し温度変化に対する超音波接合部の耐久性を評価した。さらに、繰返し変位を作用させた機械的疲労試験を実施して超音波接合部の疲労強度特性を定量化した。

2. 試 験 方 法

2.1 試験片作製条件と試験片形状

端子の超音波接合の構造を図1に示す。銅端子は、厚み1.5mm、幅4mmのL字型形状とし、銅パターンの厚みは0.25mmとした。端子の材料は、無酸素銅(C1020, 1/2H材)

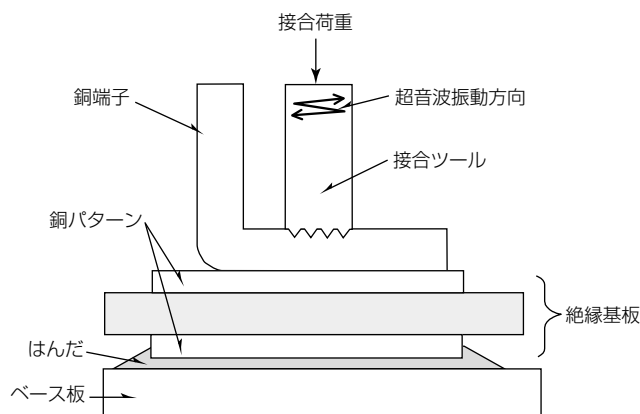


図1. 端子の超音波接合の構造

を用いた。接合ツールに接合荷重を加えて上面から銅端子を銅パターンに押し付けた状態で、接合ツールを超音波振動させ、端子と銅パターンを超音波接合した。超音波振動時間を0.3, 0.5, 1.5sとして他の条件は一定とし接合に与える超音波振動時間の影響を確認した。これらの試験片は、室温環境下で作製した。

試験片の外観及び断面を図2に示す。接合ツールを押し付けた位置の端子表面には超音波接合時の負荷によって圧痕が残っており、圧痕の下近傍では端子とパターンの間に隙間がなく超音波接合されていることが分かる。

2.2 強度試験方法

静的強度試験は、引張試験機(容量10kN, AGS-J, 島津製作所)を用い、室温環境下で実施した。荷重負荷方向は、図3に示す接合面に対して引張方向の負荷とせん断方向の負荷とした。

引張方向の負荷を作用させた強度試験方法を図3(a)に示す。静的強度試験は、引張速度5mm/minで実施し、超音波接合時間が接合強度に及ぼす影響を評価した。繰返し疲労試験は、繰返し速度を1Hzとし、引張方向に繰返し変位を作用させて実施した。

せん断方向の負荷を作用させた静的強度試験方法を図3(b)に示す。引張速度は5mm/minとした。繰返しの温度変化(ヒートサイクル試験条件, −40〜125℃)を繰返し作用させた前後で強度試験を実施し、静的強度を比較した。

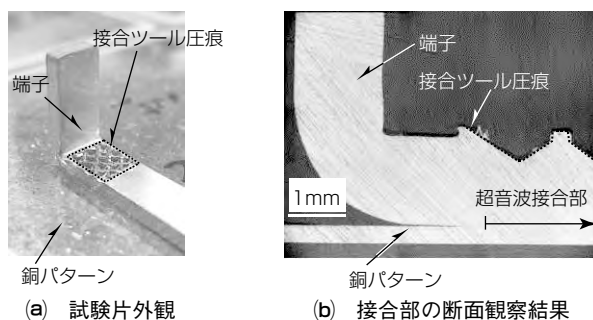


図2. 試験片外観

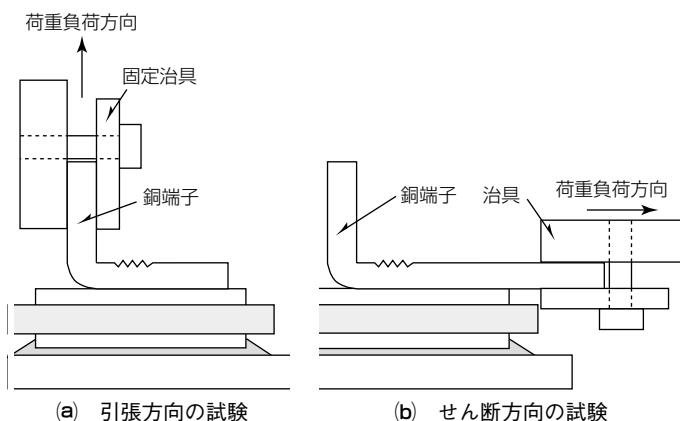


図3. 静的強度試験模式図

3. 試験結果

3.1 接合面積の評価結果

図4に超音波振動時間と接合面積の関係を示す。接合面積は、試験片の接合面を超音波探傷装置によって観察し、画像解析によって導出した。超音波振動時間が長いと接合面積が大きく、超音波接合時間が1.5sまでは接合面積は増加傾向にあることがわかった。また、同じ接合条件でも得られる接合面積にばらつきが見られる。これは接合ツールの押し付けの状態や接合面の銅パターンや銅端子の表面状態の違いによって、超音波接合時の接合面の条件が影響していると推定される。なお、接合面積は、接合時間1.5sの面積の平均値で正規化して示している。

3.2 静的強度試験結果

接合面に対して引張方向の負荷を作用させて静的強度試験を実施した結果、すべての試験片で接合面の端部を起点に破壊した。図5に接合強度と超音波振動時間の関係を示

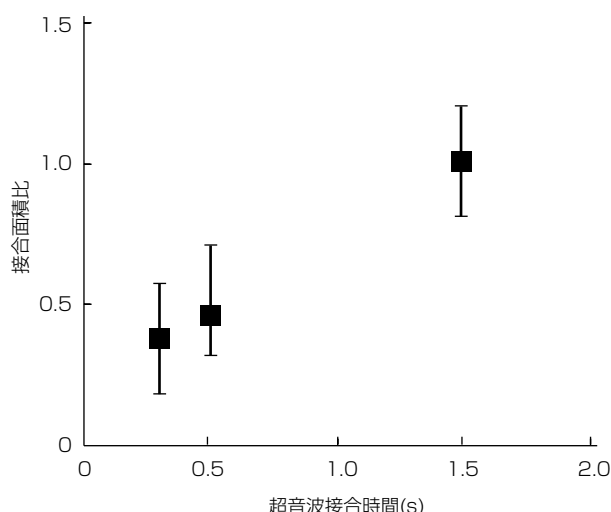


図4. 接合面積と超音波接合時間の関係

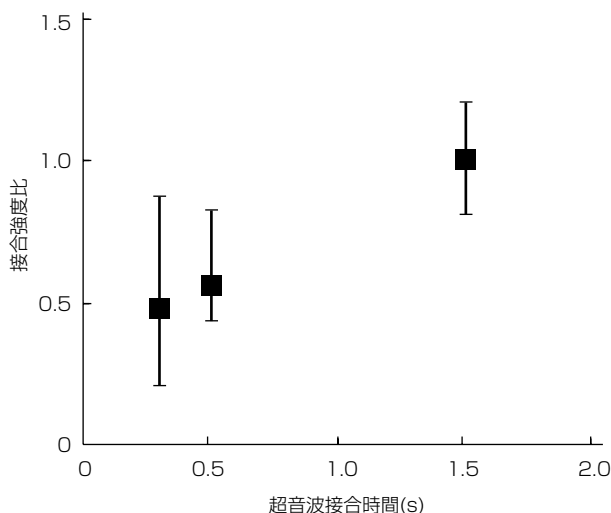


図5. 接合強度と超音波接合時間の関係

す。接合強度は、破断荷重を接合面積で除した値とした。超音波振動時間が長いと接合強度が高い傾向がある。なお、縦軸は、超音波振動時間1.5sの接合強度の平均値で正規化して示した。

超音波接合時間が長いと、接合面積が大きく、接合強度も高いことから、超音波接合状態が良好であると考えられる。

3.3 繰返しの温度負荷に対する耐久性評価結果

パワーモジュールが繰返し温度変化した際に生じる熱応力に対する超音波接合部の耐久性を評価するために、ヒートサイクル試験前後における、接合面積と接合強度の比較を行った。試験片は、超音波振動時間1.5sで作製し、銅パターンの厚みは0.3mmとした。ヒートサイクル負荷の温度範囲は-40~125℃とし、300, 600, 1,250サイクル作用させた後に静的強度試験を実施した。荷重負荷方向は、ヒートサイクル負荷によって接合面にクラックなどのダメージが生じて接合面積が変化した場合でも、接合面に作用する応力が変化しないように、せん断方向の負荷とした。

図6にヒートサイクル試験前後の接合強度を比較した結果を示す。縦軸は、ヒートサイクル前の接合強度の平均値で正規化して示した。ヒートサイクル後の接合強度は、ヒートサイクル試験前の接合強度と比較して低下していない。また、ヒートサイクル試験前後で接合面積は変化しておらず、クラックの進行もなかった。これらの結果から、ヒートサイクル負荷による熱応力が超音波接合部の強度に及ぼす影響は小さいと考えられる。

3.4 疲労強度試験結果

パワーモジュールが繰返し温度変化すると、パッケージ全体に熱変形による反りが生じ、端子と絶縁基板を接続する超音波接合部に繰返しの変位が作用して疲労破壊する可能性がある。そこで、パワーモジュールの熱変形によって生じる負荷を想定して、繰返し変位を作用させた疲労試験を実施し、超音波接合部の耐久性を評価した。繰返し変

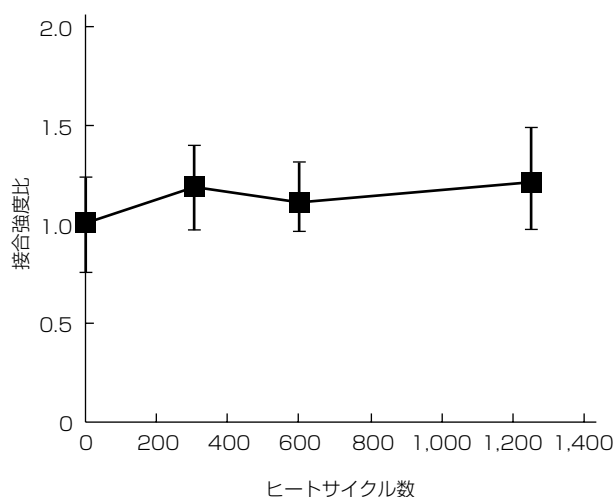


図6. 接合強度とヒートサイクル数の関係

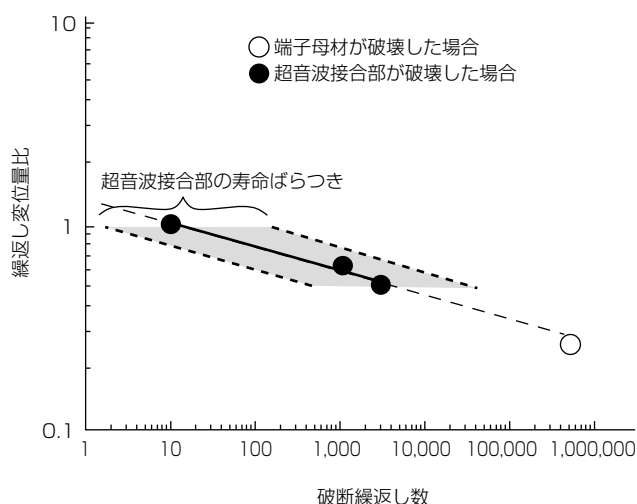


図 7. 超音波接合部の疲労試験結果

位方向は引張方向とし、繰返し変位量は 4 水準とした。破断回数は、銅端子と銅パターンが完全に離れた回数とした。

図 7 に繰返し変位量と破断繰返し数の関係を示す。各水準の寿命平均値 (対数正規分布の 50% 値) に対して近似線を引いた。縦軸は繰返し変位量が最も大きい試験条件の値で正規化して示している。静的強度試験と同様に、接合面端部を起点とした破壊が支配的であったが、繰返し変位量が小さい場合では、銅端子母材が破壊し、銅端子よりも超音波接合部の強度が高かった。

この試験で定量化した超音波接合部の疲労強度特性によって、要求される端子接合部の寿命に対して、接合部へ作用する繰返し変位の許容量を明確にした。しかし、超音波接合部の疲労特性の傾きは小さく、端子に作用する繰返し変位量が増大すると、接合部の寿命が急激に低下する可能性があるため、端子に作用する繰返し変位が十分小さくなるように端子の構造設計を行う必要がある。

4. む す び

銅端子と銅パターンを超音波接合し、繰返し温度負荷、及び繰返し変位に対する超音波接合部の耐久性を評価した。その結果、以下の結論を得た。

- (1) 超音波端子接合が電鉄用パワーモジュールに適用できる目処 (めど) を得た。
- (2) 繰返し温度負荷 ($-40 \sim 125^{\circ}\text{C}$, 1,250 サイクル) によって超音波接合部の強度は低下しないことを確認した。
- (3) 接合部の疲労強度特性を定量化し、要求される端子接合部の寿命に対して、接合部へ作用する繰返し変位の許容量を明確にした。

これによって今後、鉛フリー化に対応する電鉄用パワーモジュールで超音波端子接合が有効であることを確認できた。

今後、SiC (Silicon Carbide) を使用したパワーモジュールでは、電鉄分野の大電力用パワーモジュールよりも高い温度での動作が考えられており、高温に対応できるパッケージの検討が必要である。今回検討した超音波を用いた接合は、繰返し温度負荷に対する耐久性が高く、SiC を使用したパワーモジュールにも適用可能であると考えられるため、SiC パッケージでの検討も進めていく。

参 考 文 献

- (1) 加柴良裕：パワーデバイス・モジュールの実装技術，溶接学会誌，**80**，No.4，285～288 (2011)
- (2) 後藤友彰，ほか：実用化に至った革新的な実装技術：IGBT モジュール用超音波接合技術，溶接学会誌，**80**，No.4，289～293 (2011)