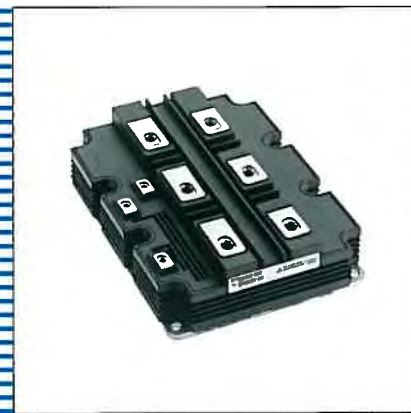


# MITSUBISHI

## 三菱電機技報 Vol.81 No.5

2007 **5**

特集「新世代パワーデバイス」



## 目次

### 特集「新世代パワーデバイス」

パワーデバイス特集号に寄せて……………	1
起 争鸣	
新デバイスで拓くパワーエレクトロニクス……………	2
片岡正行・マジウムダール ゴーラブ	
モータ制御用RC-IGBT……………	7
高橋英樹・金田 充・友松佳史	
HVIC技術開発と将来展望……………	11
寺島知秀・幡手一成・清水和宏	
SiCパワーデバイスの開発動向……………	15
今泉昌之・三浦成久	
トランスファーモールド形大容量パワーモジュール……………	19
篠原利彰・中島 泰・木本信義・吉松直樹	
新世代3.3kV高耐圧IGBTモジュール……………	23
井浦真一	
高絶縁耐圧HVIGBTシリーズ……………	27
梅畷 勲・川口安人・林田幸昌	
新世代IGBTモジュール“NXシリーズ”……………	31
松本 学	
“NXシリーズ”用梱包箱……………	37
磐浅辰哉	
新チップ内蔵IPM“L1/S1シリーズ”……………	39
井上貴公・岡部浩之・米山 玲	
DIP-IPM Ver.4シリーズ展開……………	43
長原輝明・岩上 徹・川藤 寿	
シングルチップインバータ……………	47
渡部毅代登・坂田浩司・街道佳和	
インバータ照明用HVIC……………	51
坂田浩司・田中良和・吉田 寛	
パワーデバイスの損失・温度上昇シミュレータ……………	55
為谷典孝	
モールド型パワーモジュール用絶縁シート……………	59
菊池 巧・鹿野武敏・川藤 寿・上田哲也・多田和弘・塩田裕基	

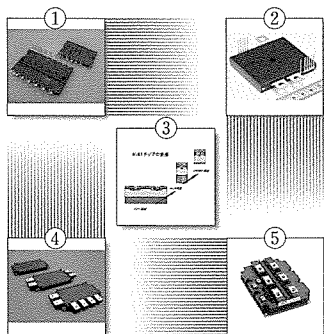
New Generation Power Devices
Overview for Special Issue on Power Device
Zhengming Zhao
Expanding Power Electronics Application Frontier by New Power Devices
Masayuki Kataoka, Gourab Majumdar
RC-IGBT for Motor Control
Hideki Takahashi, Mitsuru Kaneda, Yoshifumi Tomomatsu
HVIC Development and Its Future Prospects
Tomohide Terashima, Kazunari Hatade, Kazuhiro Shimizu
Development of SiC Power Devices
Masayuki Imaizumi, Naruhisa Miura
High Current Transfer-molded Power Module
Toshiaki Shinohara, Yasushi Nakajima, Nobuyoshi Kimoto, Naoki Yoshimatsu
New Generation of 3.3kV High Voltage IGBT Modules
Shinichi Iura
HVIGBT Series
Isao Umezaki, Yasuto Kawaguchi, Yukimasa Hayashida
Next Generation IGBT Module “NX Series” with New Package Concept
Manabu Matsumoto
“NX Series” Packing Box
Tatsuya Iwasa
New IPM “L1/S1 Series”
Takahiro Inoue, Hiroyuki Okabe, Rei Yoneyama
Deployment of DIP-IPM Ver.4 Series
Teruaki Nagahara, Toru Iwagami, Hisashi Kawafuji
Single Chip Inverter
Kiyoto Watabe, Hiroshi Sakata, Yoshikazu Kaido
HVIC for Inverter Lighting
Hiroshi Sakata, Yoshikazu Tanaka, Hiroshi Yoshida
Simulation Software of Power loss & Temperature of Power device
Fumitaka Tametani
Insulating Resin Sheet for Power Modules of Transfer-Molded Type Package
Takumi Kikuchi, Taketoshi Shikano, Hisashi Kawafuji, Tetsuya Ueda, Kazuhiro Tada, Hiroki Shiota

### 特許と新案

「半導体装置」「モールド樹脂封止型パワー半導体装置 及びその製造方法」……………	63
「半導体パワーモジュール」……………	64

### スポットライト

トランスファーモールド大容量IGBTモジュール



### 表紙：新世代パワーデバイス

パワーデバイスは、その市場ニーズに対応して、より低損失に、より高密度へ性能改善が進められている。

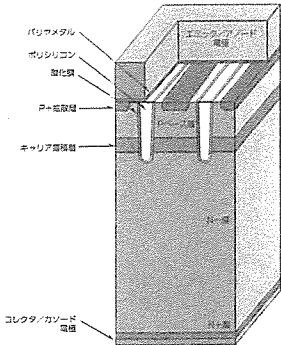
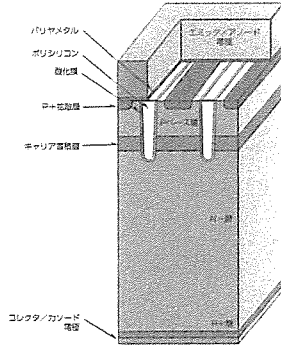
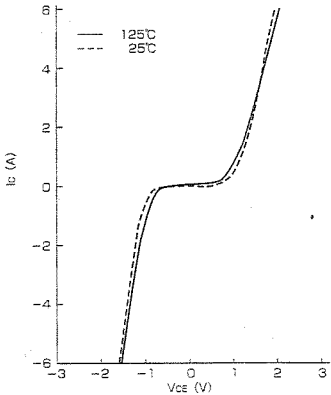
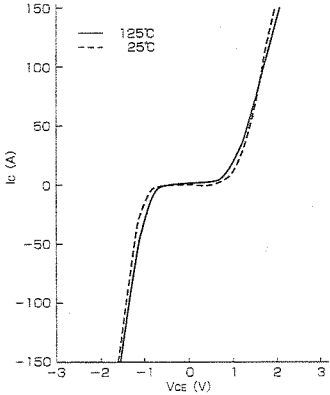
①は、民生機器のインバータ制御装置や小型サーボ装置等に使用されている新世代の高密度型DIPIPM“Ver.4シリーズ”である。

②は、中電流容量のIGBTモジュールで、コンパクトサイズかつ高信頼性要求にこたえる新しいパッケージ技術を採用した製品である。

③は、パワーデバイスの主役を担っているIGBTチップの世代交代による構造の進展を示す。このIGBTチップは、それぞれ用途対応のパワーモジュールに採用されている。

④は、汎用インバータ等の各種モータ駆動装置やUPS、溶接機用の電源装置に使用される新世代IGBTモジュール“NXシリーズ”である。

⑤は、プラント用大型インバータ装置や鉄道車両、船舶用高電圧インバータ装置用の高耐圧、高絶縁型IGBTモジュールである。

該当箇所	正	誤
8 ページ, 右段, 26行目	International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 2004	International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 2006
8 ページ, 図 2	 <p>図 2. RC-IGBTのFWD領域の断面図</p>	 <p>図 2. RC-IGBTのFWD領域の断面図</p>
10ページ, 図 7	 <p>図 7. 3 A/600V DIP-IPMのI-V特性</p>	 <p>図 7. 3 A/600V DIP-IPMのI-V特性</p>
10ページ, 参考文献(2)	ISPSD'96 Maui (1996)	ISPSD'06 Maui (2006)

パワーデバイス特集号に寄せて

Overview for Special Issue on Power Device

赵 争鸣  
Zhengming Zhao

With the rapid development of the semiconductor power device, topology of converters and their controlling strategies in recent decades, power electronic technology has developed rapidly in the world, especially in China. On the other hand, because of the world's urgent requirement of energy saving and environment protection, the improvement of power electronic industry has been accelerated, and many sorts of power electronic application is becoming one of the hottest events in the industry of China.

Electrical power generation by renewable energy resource: Since the Renewable Energy Law promulgated in 2005, the development of renewable energy has become a hot spot continuously. Because renewable energy can be converted to electric power by different ways, it should be regulated and controlled by converter techniques before connected to the power grid. However, the most kinds of the energy generated directly from renewable energy are usually unstable, they should be controlled by power electronic converting techniques.

Power Quality Control: Power electronic technology is applied widely and importantly in power system, like the AC and DC excitation device of generators, series compensators, high voltage DC (HVDC) power delivery, active power filter (APF), STATCOM, dynamic voltage compensating, power regulator, electronic short

circuit protection and so on. Almost all of these power electronic equipment is used with full-controlled high-power switching devices, high performance power converter topologies and all-digital control technique.

Electrical Power Traction and Motor Drives: About 60% of the original energy in the world are consumed as electric power, and 60% of the electric power are consumed in motor drive system, most of which are used in fan and pumping. If the variable frequency drivers are applied, about 20%~30% of the energy would be saved. Chinese government started the "national 10 key-stone energy saving projects" in the "11th 5 year plan", and the energy saving of motor drive system is one of them. Frequency variable motor drive system would play an important role.

Power electronic industry in China is developing in the direction of high-power and high-performance. Semiconductor power device is the basis of power electronic technology. With the rapid development of power electronic industry in China, the requirements of semiconductor devices are becoming higher and higher. Mitsubishi Electric is the friend of Chinese power electronic industry all through these years, we hope that Mitsubishi semiconductor power devices will play a more important role in the development of Chinese power electronic industry.

《和訳》

ここ数十年にわたるパワー半導体デバイス、コンバータ・トポロジー、そして制御手法のめざましい発展に伴い、世界のとりわけ中国のパワーエレクトロニクス技術は長足の進歩を遂げた。また、省エネルギーと環境保護という全世界的な危急の課題に処するため、パワーエレクトロニクス産業における種々の改善が加速され、中国の産業分野においても、様々なパワーエレクトロニクス応用技術がもてはやされている。

再生可能エネルギー資源による発電： 2005年に再生可能エネルギー法が公布されて以来、その開発は常に注目を集め続けてきた。再生可能エネルギーはそれぞれ異なった手法で電力に変換されるため、系統への接続に際して、コンバータ技術による調整、制御を行わなければならない。しかしながら、再生可能エネルギーが直接発生する電力は、一般的に不安定であり、パワーエレクトロニクスを応用した変換制御技術が欠かせない。

電力品質補償： パワーエレクトロニクス技術は、広く深く電力システムに応用されている。例えば、発電におけるAC及びDC励磁デバイス、直列補償装置、高圧直流送電、アクティブ・パワー・フィルター、STATCOM (STATIC synchronous COMPensator)、電力調整器、短絡保護装置等である。そして、これら電力機器のほとんどすべてに、大電力スイッチングデバ

イス、高性能電力コンバータ・トポロジー、そして、デジタル制御技術が使用されている。

電動車とモータ駆動： 全世界のエネルギーの60%は電気エネルギーとして消費されている。そして、その電気エネルギーの60%はモータ駆動のために費やされている。その多くはファンやポンプを駆動している。可変周波数駆動が応用されるならば、20~30%のエネルギーが節約できる。中国政府は第11次5か年計画のなかで「国家10大省エネルギー計画」を開始した。モータ駆動システムの省エネルギー化はその一部となっている。可変周波数モータ駆動システムは重要な役割を演じることになるであろう。

中国のパワーエレクトロニクス産業は、より高電力、高性能を目指して発展する。パワー半導体デバイスはパワーエレクトロニクス技術の基礎である。中国パワーエレクトロニクス産業の急速な発展に伴って、パワー半導体デバイスへの要求はますます高まるであろう。三菱電機は長年にわたり中国パワーエレクトロニクス産業を支援してきた。三菱パワーデバイスが、中国パワーエレクトロニクス産業の発展のため、さらに重要な役割を果たすことを願っている。

# 新デバイスで拓く パワーエレクトロニクス



片岡正行\*



マジュマルゴウラブ\*\*

Expanding Power Electronics Application Frontier by New Power Devices

Masayuki Kataoka, Gourab Majumdar

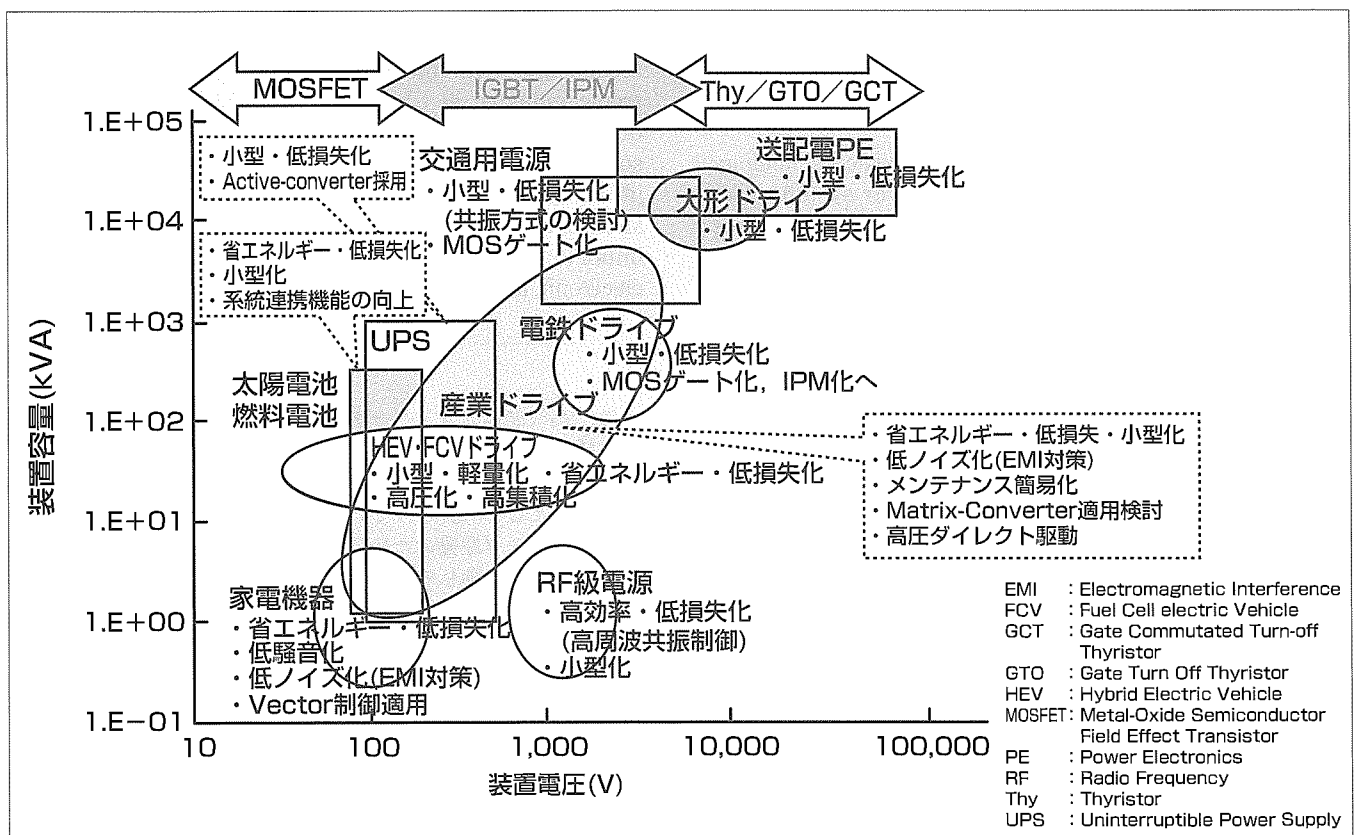
## 要旨

世界的な環境保護意識の高まりにより、資源とエネルギーを高度利用するパワーエレクトロニクスとそのキーパーツであるパワーデバイスの果たすべき役割は重要になっている。近年、白物家電、産業用機器、電車や自動車の省エネルギーや高性能化のため、モータのインバータ駆動が拡大しており、使用範囲は数A(アンペア)クラスの低電流領域から千Aクラスの大電流領域まで及んでいる。また、太陽光発電や風力発電などのクリーンエネルギーへの応用も拡大している。このような適用分野の広がりに対応してパワーデバイスも大きな発展を遂げてきた。

特にIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)の技術革新は目覚ましく今日では数百V(ボルト)から数千Vの領域

のパワーエレクトロニクス装置で、電力損失を大幅に低減し、省エネルギーの電力変換効率向上に大きく寄与している。

また、パワーモジュールは、IGBTモジュールだけでなくIGBTと駆動回路と保護・制御の周辺回路を1パッケージに組み込んだ高機能・小型のインテリジェントパワーモジュール(Intelligent Power Module: IPM)、さらに、これらの周辺回路を1チップにしたHVIC(高電圧集積回路)などと、パワーエレクトロニクス機器の応用分野の拡大で、用途によって異なるパワーデバイスに対する要求性能に応じて最適化した新デバイスの開発が盛んである。



## パワーエレクトロニクス装置の応用とパワーデバイスへの要求

IGBTモジュールやIPMは、現在、産業用のモータ制御や電源、インバータ家電、太陽光発電、電車や自動車など幅広い分野のパワーエレクトロニクス市場で使われている。パワーエレクトロニクス装置の省エネルギーや小型化、高性能化の実現のためにパワーデバイスに対する期待は大きい。

## 1. ま え が き

現在、世界中で毎年1,700TWhの電力が消費されており、この値は、30年前の3倍にまで増加している。しかし、パワーエレクトロニクスの技術を用いた電力変換効率のよい応用分野での電力消費はわずか数パーセントにとどまっている。一方で、代替エネルギー・新エネルギー分野や自動車や電鉄制御の分野では、パワーエレクトロニクス技術の適用が急速に拡大している。これらの分野での成長率は、毎年20%以上で、今後も継続して拡大すると予想されている。

パワーエレクトロニクスの発展の歴史は、パワーデバイスの能力・容量拡大の開発と密接な関係にある。パワーエレクトロニクスの発展は、その応用分野の拡大によるところが大きい、パワーデバイスの開発も大きく関係している。そのため継続したパワーデバイスの性能改善は、資源とエネルギーを高度利用するパワーエレクトロニクスの発展のために非常に重要である。

パワーエレクトロニクスのシステムの開発課題は、①ハードウェアの最適化、②ハードウェアを制御するソフトウェア、③クリーンな電力を低損失・低雑音で供給するためのインタフェースの3つが重要である。以前のパワーデバイスの開発はハードウェアを重視したデバイス単体としての性能改善が中心であった。しかし、今日では、パワーデバイスの開発方向は単なるデバイスの性能改善だけではなく、より高度な機能を内蔵したり、自己制御を可能としたりした、インタフェース向上を図ったものになっている。最新のパワーエレクトロニクスシステムの開発目標として、変換機のパワー密度向上がある。図1にパワーデバイスとパワー密度推移を示す。

過去20年、パワー変換機のパワー密度向上に、IGBTモジュール・IPM技術が非常に大きく寄与し、パワーエレク

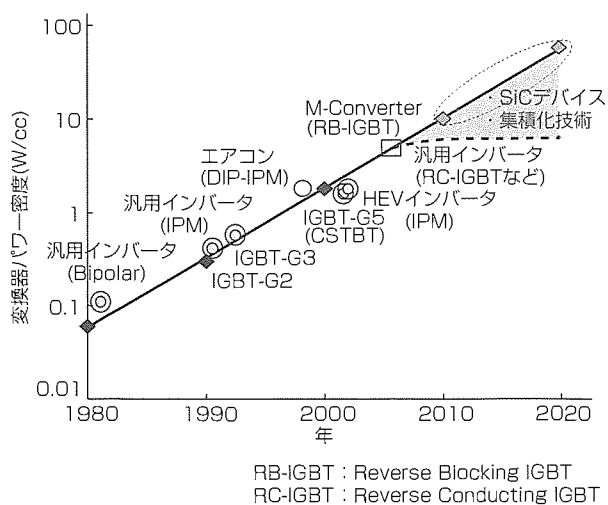


図1. パワーデバイスとパワー密度推移

トロニクスシステムの装置の体積を2けた縮小させた。しかし、近い将来シリコンを材料としたIGBTでの改善には飽和傾向が予測されるため、パワーデバイスの開発・研究において新材料(SiCなど)が注目されている。

## 2. パワーデバイス開発動向

IGBTモジュールやIPMは、現在、産業用のモータ制御や電源、インバータ家電、電車や自動車など幅広い分野のパワーエレクトロニクス市場で使われている<sup>(1)</sup>。パワーエレクトロニクスシステム応用分野共通のパワーデバイスに対する要求は、電力損失の低減とパワー密度の向上である。そのほか大電力化、電磁ノイズの低減や広い安全動作領域の確保などのパワーデバイスに対する性能改善の要求は強く、その要求レベルは年々高くなっている。

### 2.1 シリコンIGBTチップ技術

各種の応用分野からの要求に基づき、IGBTモジュールやIPMの性能は、この20年間でデバイスの世代を進めるごとに大きく改善されてきた。図2は、IGBTの性能指数であるFOM(Figure of Merit)の値を、第一世代を基準として各世代の性能改善状況と改善のためのキーテクノロジーを示したものである。CSTBTのデバイス構造の改善は、第5世代IGBTの性能改善に大きく寄与している<sup>(2)</sup>。

FOM改善率の向上に伴い、最新世代のIGBTでは、電力損失も大幅に低下している。図3は、実動作時の電力損失を、1980年代初頭のデバイスであるバイポーラトランジスタを基準として各世代のIGBTの損失と比較したものである。CSTBTを採用した最新の第5世代IGBTモジュールの電力損失は、第1世代IGBTモジュールと比較して約1/3に、バイポーラモジュールと比較して約1/5に低減している。また、第6世代のIGBTについては、最新の第5世代IGBTモジュールの電力損失に対して30%の損失低減をターゲットに開発中である。

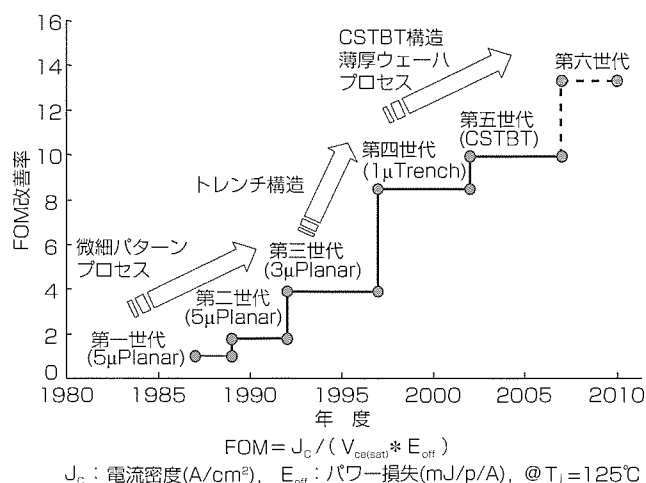


図2. IGBTの性能向上展開

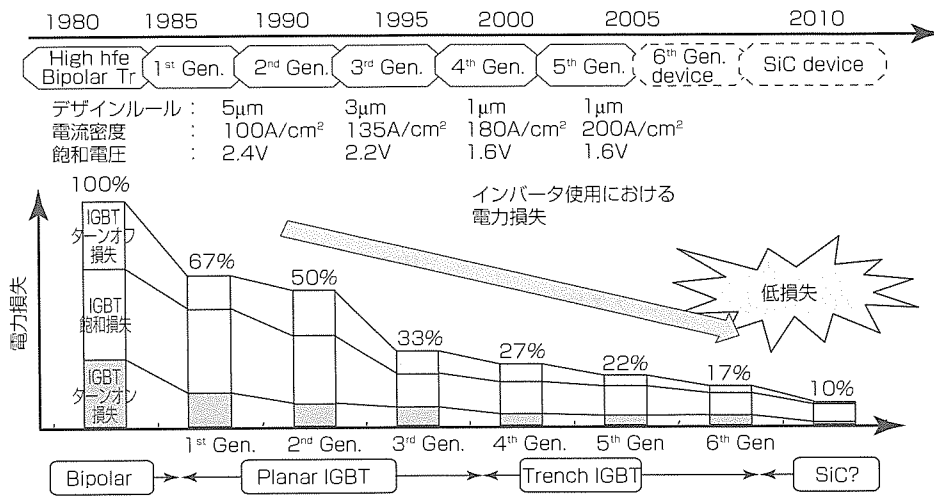


図3. IGBT素子の電力損失低減

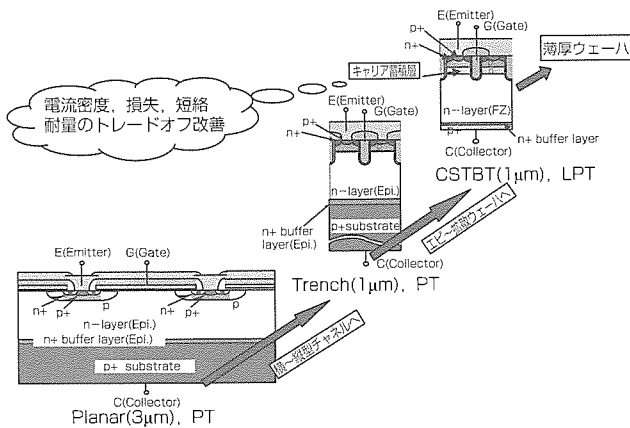


図4. IGBTチップの技術革新による性能向上

図4に、第3世代～第5世代についてIGBTのセル構造の比較、特長を示す。第3世代のプレーナ構造から、第4世代でセル構造をトレンチとして、大幅なセルサイズのシュリンクを行った。最新の第5世代IGBTでは、CSTBTのセル構造とし、エピタキシャルウェーハを使用しない薄厚ウェーハ構造とした。さらにLPT(Light Punch Through)構造を採用することによって大幅なパワー密度の向上と電力損失の低減を実現した。

図5は最新のIGBTの構造を従来構造と比較したものである。1,700V耐圧以下のIGBTは、CSTBT構造を採用しているが、2,500V～6,500Vの高耐圧のIGBTでは、従来と同じプレーナ構造を継続して採用し、微細化パターンの採用で性能改善を行っている。

2.2 パワーモジュールのパッケージ技術

パワーモジュールのパッケージ基本構造は、従来のケースタイプにトランスファー・モールドタイプが加わり、この10年でその構成比率は大きく変化した。パワーモジュールのパッケージに対する、①放熱と絶縁特性の最適化、②内部インピーダンスの最小化、③環境規制への適合、④高信頼性・長寿命化、⑤小型化・低コストなど、これらの要

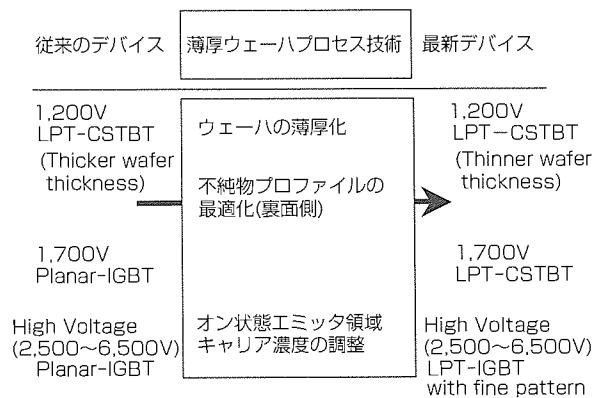


図5. 高電圧用途IGBTの技術開発

求は、パワーモジュールの容量、応用分野で少しずつ異なっており、パッケージ技術の進展によって、それぞれ最適な構造のパッケージが開発されている。図6に、現状と将来のパッケージ技術、構造についてのロードマップを示す。

トランスファー・モールドパッケージは小型・低コストを実現し、小容量の領域で急速に拡大してきた。このパッケージ構造では、絶縁耐圧を確保しつつ、熱抵抗を低減することが重要である。最新世代では高熱伝導の絶縁シートを採用することで放熱性能を大幅に改善し、さらなるパッケージの小型化を実現した。さらに高熱伝導の絶縁シートの性能改善が行われており、この新構造によってトランスファー・モールドパッケージで適用できる容量の拡大が期待される。

図7は、DLB (Direct Lead Bonding)技術による大電流のトランスファー・モールドタイプのパッケージ構造である。DLB技術は、現在パワーモジュールの内部のパワーチップと電極・回路間を接続するために使用されているワイヤボンディング技術を置き換える新しい接続技術である。この技術によって、内部インピーダンスの低減とパワーサイクル寿命が改善される。

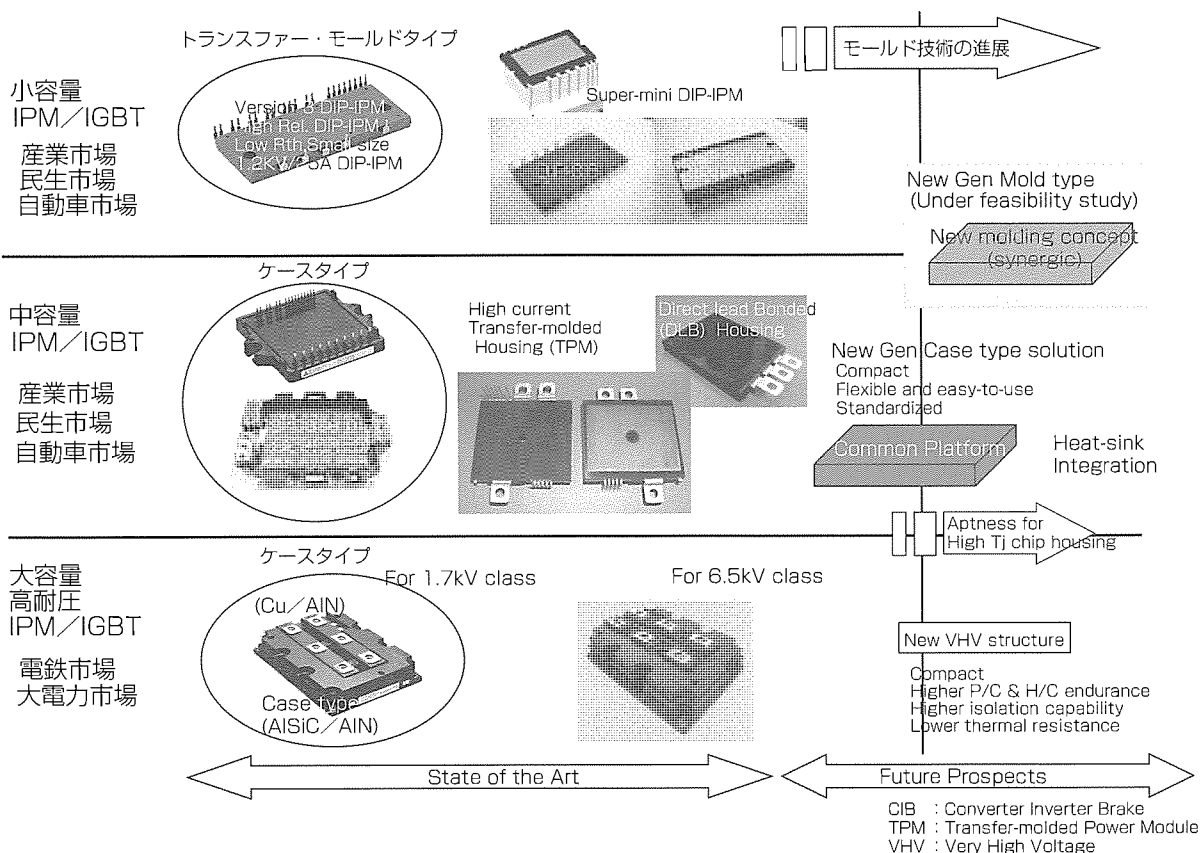


図 6. パワーモジュールのパッケージロードマップ

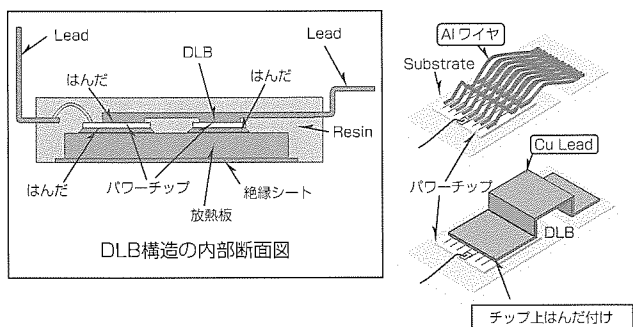


図 7. DLB技術

### 2.3 HVIC技術とインテリジェント化

三菱電機のIPMは、1980年後半に業界初として製品化し、これまで多くのパワーエレクトロニクス市場において大きな役割を果たすとともに、技術進歩を遂げてきた。

IPMでは、内蔵するパワーデバイスの制御回路を市場の要求に応じて、駆動回路や保護回路のほか、入力絶縁機能、自己診断機能、さらには演算機能等を付加したインテリジェント化が進められてきた。このインテリジェント化のキーデバイスがHVICである。HVICは、CMOS (Complementary MOS) 技術の採用で消費電力を低減するとともに、LSIの微細化プロセス技術を適用することでより高密度な回路を集積することが可能となり、EPROM (Erasable Programmable ROM) 内蔵等の多機能化も実現している。現在、HVICは、600Vと1,200V耐圧のプロセスが開発され、

DIP-IPM (Dual In-line Package IPM) などで量産適用されている。

このようなパワーデバイス制御のHVIC技術は、モータ制御の応用だけでなく、蛍光灯電子制御、PDP (Plasma Display Panel) 駆動制御などの用途や従来のHVICにパワーデバイスであるIGBTを1チップに集積した新プロセスによって小型モータを直接駆動できるシングルチップインバータが開発され、さらなるパワーエレクトロニクス市場の用途が拡大している。

### 2.4 新材料によるパワーデバイス

シリコンを材料としたIGBTでの性能の改善には飽和傾向が予測されるため、現在、SiCなどの新材料を用いた新しいパワーデバイスの開発・研究が行われている。

SiC-MOSFETは、その材料の物性値が優れているだけでなく、材料そのものとデバイスを製造する技術開発により、現在シリコンのIGBTを置き換える最も有望なパワーデバイスと考えられている。そして、SiC-MOSFETの特長である①低損失化、②小型化(高パワー密度)、③高速化、④高温動作化が新しいパワーエレクトロニクス市場の拡大・発展のため期待されている。しかし、実用化のためには、①SiCウェーハの大口径化と品質の向上、②デバイス加工プロセスの確立、③SiCウェーハとデバイス加工のコスト低減など多くの課題が残っている<sup>(3)</sup>。



### 3. む す び

今日の世界的な環境保護意識の高まりによって、省エネルギーやクリーンエネルギーをリードするパワーエレクトロニクスとそのキーパーツであるパワーデバイスの果たすべき役割はますます重要になっている。本稿で述べたように、パワーチップとパワーモジュールのパッケージ技術の進展は目覚ましいものがあり、パワーエレクトロニクス市場の拡大に伴う多彩な要求に対応した性能・品質・信頼性

及び使いやすさを追求した新デバイスが開発されている。

### 参 考 文 献

- (1) Majumdar G., et al.: Trends of Intelligent Power Module, IEEJ Trans. 2007, 143~153 (2007)
- (2) Majumdar G.: 応用物理, 応用物理学会, Vol.74, No.1, 65~70 (2004)
- (3) Majumdar G.: Power Modules As Key Component Group For Power Electronics, PCC Nagoya 2007



# モータ制御用RC-IGBT

高橋英樹\*  
金田 充\*  
友松佳史\*

## RC-IGBT for Motor Control

Hideki Takahashi, Mitsuru Kaneda, Yoshifumi Tomomatsu

### 要 旨

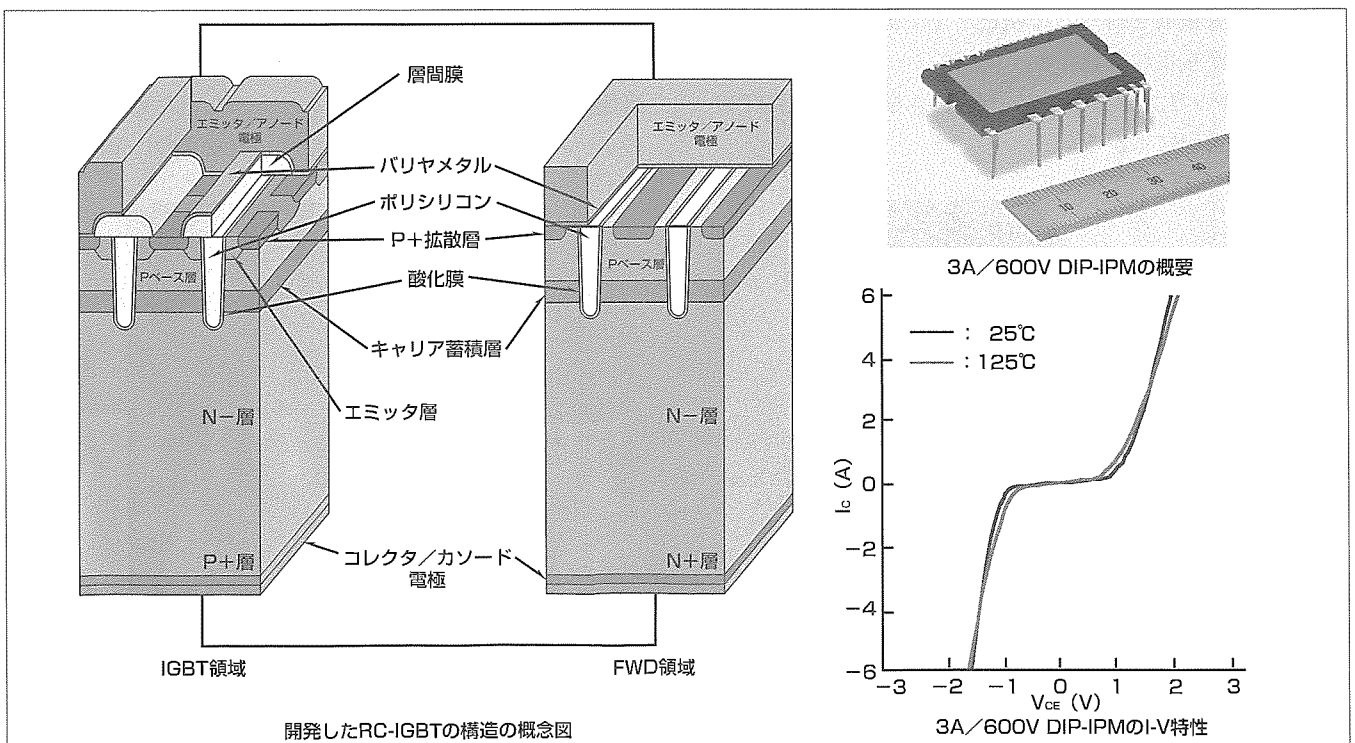
IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) が誕生した当時から、FWD (Free Wheeling Diode) を IGBT に内蔵させた逆導通 IGBT (RC (Reverse Conducting) -IGBT) のアイデアはあった。しかし、量産された当初の IGBT は飽和電圧  $V_{CE(sat)}$  とターンオフロスのトレードオフ関係を改良するために、裏面構造はパンチスルー型であり、厚いコレクタ P 層を持つパンチスルー型では裏面加工が非常に難しいことから、RC-IGBT の実現は不可能であった。最近になり、IGBT の特性改善とウェーハ材料のノンエピ化 (ノンエピタキシャルウェーハ化の略) で、各社とも薄厚ウェーハ技術の開発を積極的に行っている。三菱電機では  $100\mu\text{m}$  以下の薄厚ウェーハへの裏面加工技術開発を行うとともに、FWD を IGBT に内蔵させた RC-IGBT を構造と製造プロセスの両面から研究・開発してきた<sup>(1)</sup>。

RC-IGBT の表面側構造は当社オリジナルの CSTBT (Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor)<sup>(2)</sup> 構造を採用した。P ベース層とエミッタ/アノード電極の接続に工夫をこらしてダイド領域を形成し、IGBT と逆並

列に配置した。表面構造を形成したウェーハの裏面側を研磨した後、CSTBT と FWD 直下の研磨面にそれぞれ P 層と N 層を形成した。RC-IGBT に CSTBT を採用することで、CSTBT の特徴である IGBT の低飽和電圧特性を実現した。さらに、CSTBT のキャリア蓄積層が FWD 動作の場合はリカバリー電流の低減に寄与した。

RC-IGBT の開発においては、コレクタショート構造に起因する IGBT のスナップバック現象、IGBT のゲートをオンさせると内蔵 FWD の順電圧 ( $V_F$ ) が上昇する問題が発生したが、RC-IGBT の表面と裏面の構造を最適設計することでこれらの問題は解決した。

当社は白物家電のモータ制御用として世界で初めて RC-IGBT を搭載した  $3\text{A}/600\text{V}$  の DIP-IPM (Dual In-line Package Intelligent Power Module) の販売を 2006 年から開始した<sup>(3)</sup>。ただし、RC-IGBT のリカバリー電流は、現在のところ IGBT と FWD が別々の場合より大きく、今後さらなる改善を行い、RC-IGBT の適用範囲を拡大していく予定である。



### 開発したRC-IGBTの構造の概念図及び製品化したDIP-IPMの外観とI-V特性

RC-IGBT の構造は NPT (Non Punch Through) -CSTBT と IGBT の P ベースをアノードにした FWD を並列接続している。製品化した DIP-IPM は  $V_{CE(sat)}$  が  $1.6\text{V}$ 、 $V_F$  が  $1.3\text{V}$  と IGBT と FWD が別々の製品と比べても遜色 (そんしょく) ない値である。

\*パワーデバイス製作所

1. ま え が き

近年、IGBTの特性改善とノンエビ化で、各社とも薄厚ウェーハ技術の開発を積極的に行っている。当社では100 $\mu$ m以下の薄厚ウェーハでの裏面加工技術開発を行うとともに、FWDをIGBTに内蔵させたRC-IGBTを構造と製造プロセスの両面から研究・開発してきた<sup>1)</sup>。

RC-IGBTの構造は表面に当社オリジナル構造のIGBTであるCSTBTを採用したNPT-CSTBTとCSTBTを改造したFWD領域を形成し、並列に接続形成した。表面形成後にウェーハを研磨し、CSTBTとFWD直下にそれぞれP層とN層を形成した。RC-IGBTの開発においては、IGBTのスナップバック現象、IGBTのゲートをオンさせると内蔵FWDの $V_F$ 上昇の問題が発生したが、RC-IGBTの表面と裏面の構造を最適設計することで問題の解決を行い、製品化を達成した。白物家電のモータ制御用として世界で初めてRC-IGBTを搭載した3A/600V DIP-IPMの販売を06年から開始した。今回、当社でのRC-IGBTの開発の経緯と製品化したRC-IGBTを搭載した3A/600V DIP-IPMについて述べる。

2. RC-IGBTの構造

2.1 RC-IGBTの構造

図1にRC-IGBTのIGBT領域の構造を示しており、IGBT領域の構造はNPT型のCSTBTとしている。CSTBTはIGBTの特性改善のため考案した当社のオリジナル構造のIGBTであり、従来型トレンチIGBTのPベース層の直下にキャリア蓄積層を持つ。このキャリア蓄積層はIGBT導通時に裏面から供給されたホールがエミッタ電極に抜けるのを防ぐ(キャリア分布を改善する)働きを持ち、IGBTのオン電圧は大幅に下がる。

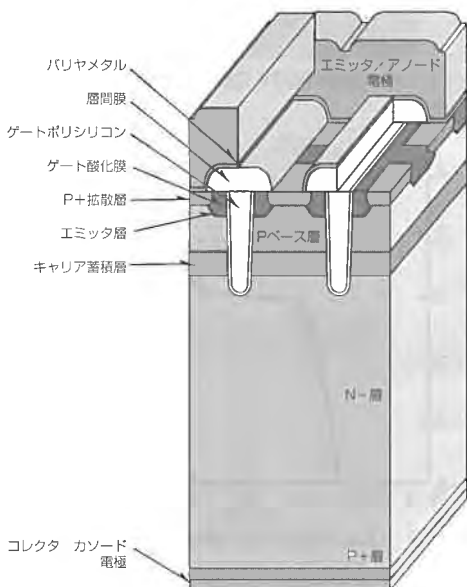


図1. RC-IGBTのIGBT領域の断面図

図2にFWD領域の断面図を示す。今回のRC-IGBTの開発に当たっては、表面の拡散層はCSTBTと同じにして、エミッタ層とゲート上の層間膜を除去し、トレンチ内のポリシリコンはエミッタ電極に接続した。このIGBTとFWDを1チップに並列接続してRC-IGBTの基本構造とした。IGBTの裏面構造は表面構造を作成し、次に裏面の不要な領域を研磨で削除した後、表面側の構造に整合させてP層とN層を形成した。

2.2 RC-IGBTとCSTBT構造

IGBTにおけるキャリア蓄積層の低オン電圧化に関しては前述したとおりであるが、FWDの特性に関してもキャリア蓄積層の効果がある。

FWD導通時、Pベース層からホールが注入されるが、キャリア蓄積層がホールの注入を抑制する働きを持つので、Pベース近傍のキャリア密度を下げるのが可能となる。Pベース近傍のキャリア密度はリカバリー時のリカバリー電流の要因なので、Pベース近傍のキャリア密度を下げることはリカバリー電流の低減のための必要条件となる。

以上のように、CSTBTをRC-IGBTに採用することで、IGBT特性の $V_{CE(sat)}$ 低減、FWD特性のリカバリー電流低減とどちらの特性にも寄与できる。ただし、後述するように、キャリア蓄積層を形成しても、FWDのリカバリー電流は大きい。

3. RC-IGBTの解決した課題

3.1 RC-IGBTのスナップバック特性

図3にISPSD'04(International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 2006)に発表した1,200V/100AのRC-IGBTのI-V特性を示す。開発初期は裏面構造を単純にコレクタショートにしたため、裏面からのホールの注入が起きにくくなり、IGBTのI-V特性にス

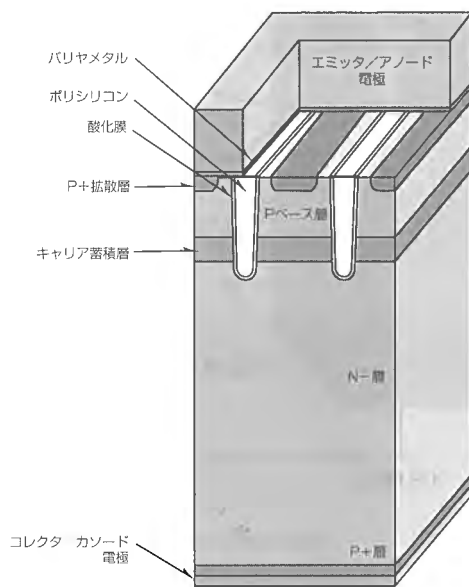


図2. RC-IGBTのFWD領域の断面図

ナップバック特性が発生した。また、IGBTとFWDを比較すると、IGBTの $V_{CE(sat)}$ がFWDの $V_F$ に比べて、1V近く高かった。

この改善のため、裏面側の構造を見直した。同じ定格の1,200V/100Aの改善RC-IGBTのI-V特性を図4に示す。構造の見直しでナップバック特性の発生はなくなり、さらに、IGBTの $V_{CE(sat)}$ とFWDの $V_F$ をほぼ同じ値に制御することが可能となった。

### 3.2 ゲートオン時の $V_F$ の上昇

RC-IGBT動作においてFWD通電時にIGBTのゲートがオン状態にある場合がある。この状態になると、開発当初はFWDのオン電圧( $V_F$ )が高くなる現象が発生した。図5に、600VのRC-IGBTにライフタイム制御を実施した場合

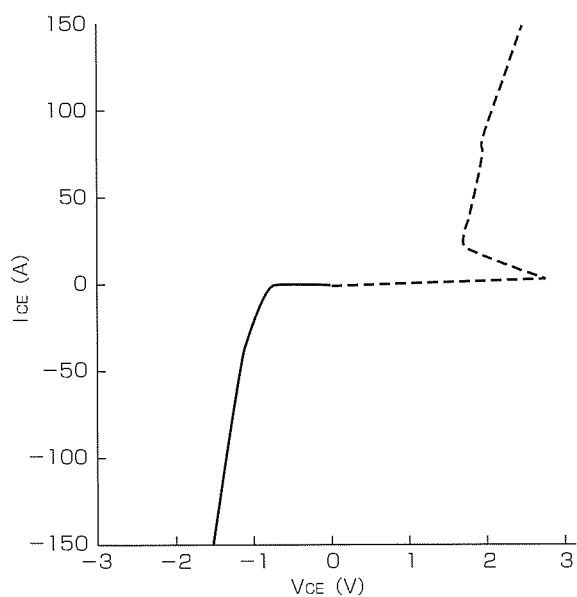


図3. 開発初期のRC-IGBTのI-V特性

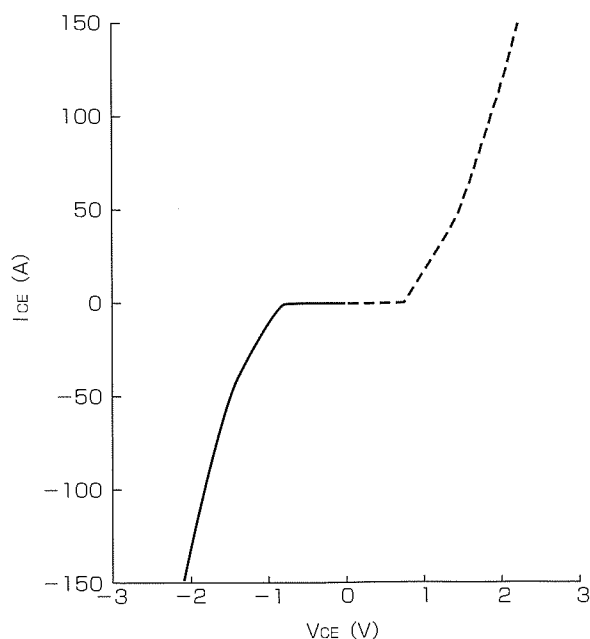


図4. ノンパンチスルー構造を見直したRC-IGBTのI-V特性

の結果を示す。改善前はゲートをオンさせると、FWDの $V_F$ が1V程度上昇していた。これはゲートをオンさせることでFWDのアノードである、図1のPベース層がN-基板と同電位にあるため、FWDがオンしにくくなるためである。このため、2.1節の構造で示したようにIGBTとFWDを別々に形成し、この問題を解決し、現在はゲートをオンしても $V_F$ の上昇はほとんどない。

### 4. RC-IGBTを搭載したDIP-IPM

RC-IGBTを搭載した製品として、最初にDIP-IPMを選定した。RC-IGBT採用による縮小効果は定格電流の小さいチップが顕著であることによる。

製品化したDIP-IPMの外観を図6に示す。内蔵している3AのRC-IGBTのチップサイズは2.5mm×2.0mmである。同じ定格の当社のIGBTは2.0mm×2.1mmで、FWDは1.65mm×1.85mmであるので、RC-IGBTのチップ面積は従来IGBTとFWD合計面積の2/3までに縮小している。

図7に3A/600V DIP-IPMの出力特性を示す。3Aで $V_{CE(sat)}$ が1.6V、 $V_F$ が1.3VとIGBTとFWDが別々の製品と比べても遜色ない値である。

図8(a)(b)に、L負荷スイッチングのターンオンとターンオフの波形を示す。比較的ターンオンスピードが低速に設定されたDIP-IPMであるが、FWDのリカバリー電流が定

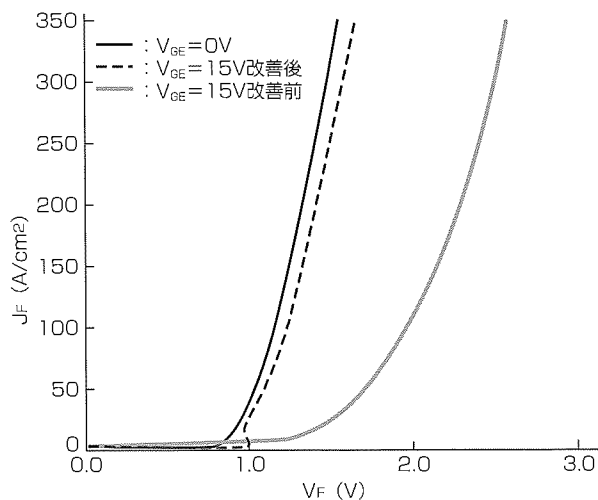


図5. RC-IGBTのIGBTのゲートオンによる $V_F$ 特性

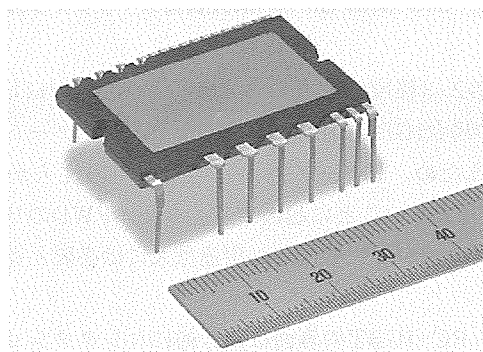


図6. 製品化したDIP-IPMの外観

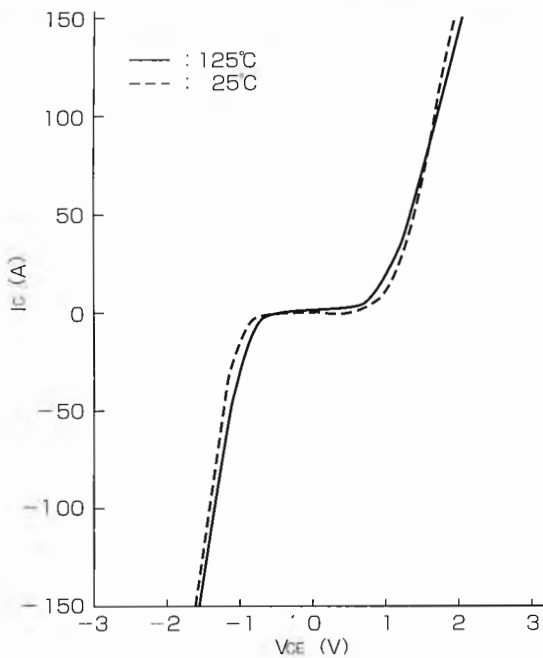


図7. 3A/600V DIP-IPMのI-V特性

表1. 3A/600V DIP-IPMの主要電気特性

Item	Condition	Typ.	Unit
$V_{CE(sat)}$	$T_j=125^\circ\text{C}$	1.6	V
$V_{EC}(V_F)$	$T_j=125^\circ\text{C}$	1.3	V
$t_{on}$	$V_{cc}=300\text{V}$ $V_{ij}=15\text{V}$	0.4	$\mu\text{s}$
$t_{rr}$		0.8	$\mu\text{s}$
$t_{c(on)}$	$T_j=125^\circ\text{C}$	0.4	$\mu\text{s}$
$t_{off}$	Inductive load	1.5	$\mu\text{s}$
$t_{c(off)}$		0.5	$\mu\text{s}$

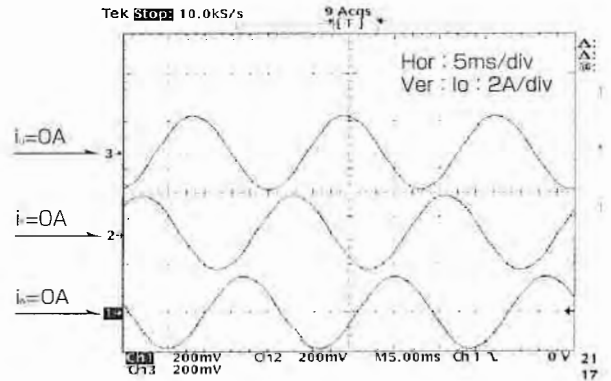
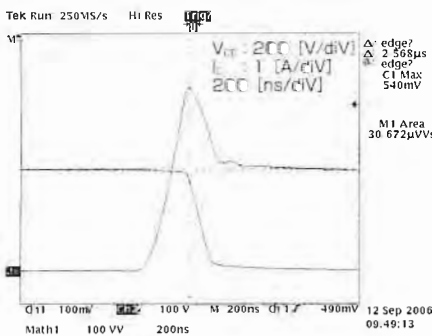
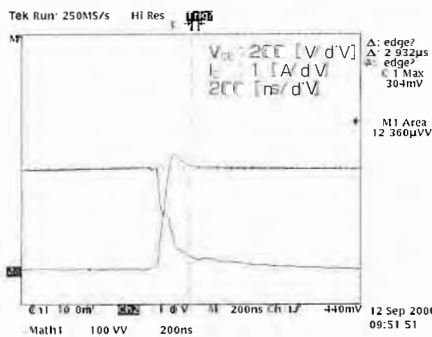


図9. モータ制御時の出力電流波形



(a) ターンオン



(b) ターンオフ

図8. 3A/600V DIP-IPMのL負荷スイッチング波形

格電流の2/3程度と大きいことが分かる。これは、RC-IGBTの場合IGBTのPベース層をFWDのアノードとして使用するため、Pベース層からのホールの注入が従来のFWDより大きいことに起因する。今後、FWDのリカバリー電流の改善がRC-IGBTの用途拡大には必要となってくる。

一方、RC-IGBTの裏面は部分的にコレクタショート構造になっているため、裏面電極にキャリアが吹けるので、

ターンオフスピードは非常に速く、ターンオフ損失は小さい。ターンオフ損失がリカバリー電流の増大を補っている。

表1に、今回開発したRC-IGBTを用いた3A/600V DIP-IPMの主要電気特性を示す。

図9に、開発したDIP-IPMを用いてモータを制御させたときの出力電流波形を示す。

## 5. む す び

FWDを内蔵したIGBTであるRC-IGBTを次世代のIGBTと位置付け、薄厚ウェーハ技術の開発とともにその実現に向けて、RC-IGBTの各特性の検証を行ってきた。

その結果、当社はRC-IGBTの技術見極めが完了し、世界で初めてモータ制御用のRC-IGBTの製品化を実現した。今後は、さらにRC-IGBTの性能を高め、特に、リカバリー特性を改善し、RC-IGBT適用範囲を拡大していくとともに、RC-IGBTに適した用途を追求していく。

## 参考文献

- (1) Takahashi, H., et al.: 1200V Reverse Conducting IGBT, Proc. of ISPSD'04 Kitakyushu (2004)
- (2) Takahashi, H., et al.: Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor(CSTBT)-A Novel Power Device for High Voltage Application, Proc. of ISPSD'06 Maui (2006)
- (3) Satou, K., et al.: A new 3A/600V transfer mold IPM with RC(Reverse Conducting)-IGBT, Proc. of PCIM'06 Germany (2006)

# HVIC技術開発と将来展望

## HVIC Development and Its Future Prospects

Tomohide Terashima, Kazunari Hatade, Kazuhiro Shimizu

### 要 旨

高耐圧IC (HVIC) とは、通常のIC上に高耐圧素子をさらに搭載したものの総称である。三菱電機はパワーデバイスとその制御技術の発展の中で、HVICによる性能向上の可能性を多岐にわたって追求し、現在次の4系統のHVICについて開発を進めている。

600V HVIC :

高耐圧／小電流(ハーフブリッジ駆動)

1,200V HVIC :

高耐圧／小電流(ハーフブリッジ駆動)

500V SOI (Silicon On Insulator) -HVIC :

高耐圧／大電流(ハーフブリッジ出力)

700V IPD (Intelligent Power Device) :

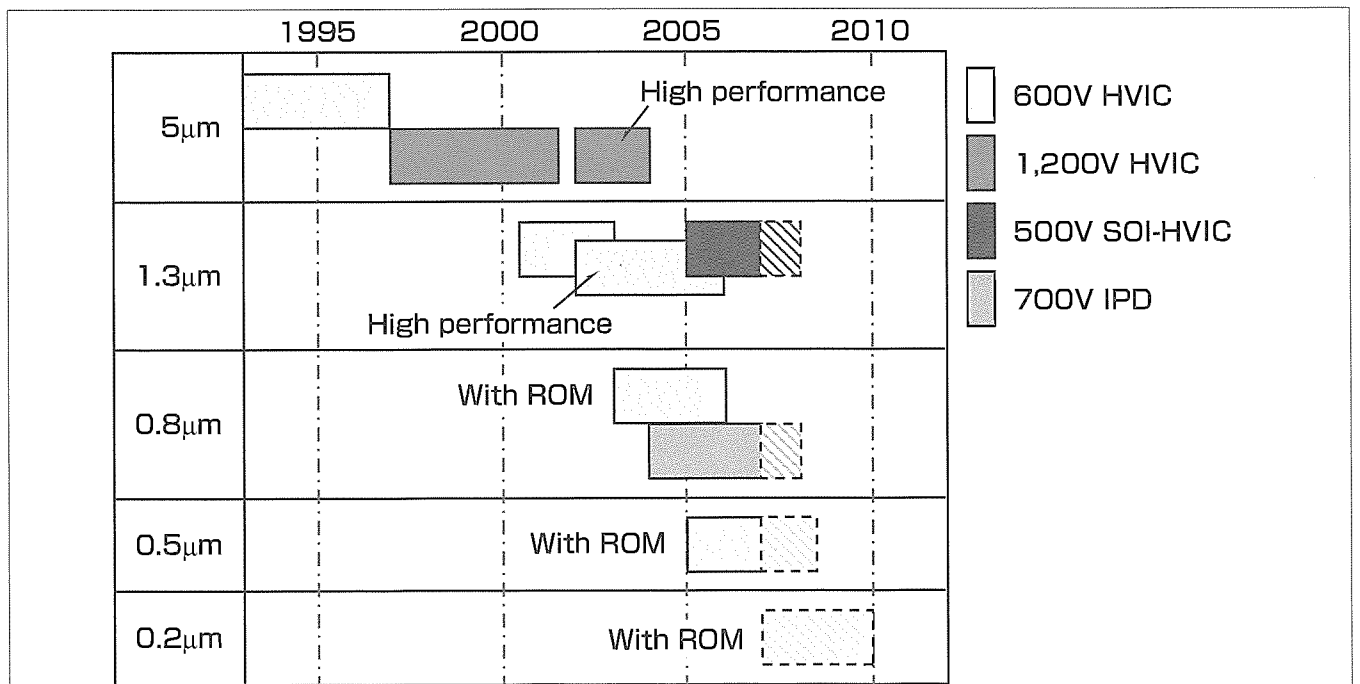
高耐圧／大電流(ローサイド出力)

600V HVICは当社HVIC技術の基礎を築いたものである。IPM (Intelligent Power Module) 内蔵の制御用HVICとして開発が始まり、RESURF (REduced SURface Field) 効果による600V耐圧構造を基に、高耐圧フローティング回路を内蔵するためのN+ / N-埋め込み構造、レベルシフト機能に伴う高電位配線の影響を緩和するための多重フィールドプレート (Multiple Floating Field Plate : MFFP) 構

造など600Vに対応するための基本技術を確認し、最近では微細化、MFFP構造の改善、及びROM内蔵などを進めておりIPMの性能／機能向上に大きく貢献している。また、1,200Vに対応するため、高電位配線を使用しないレベルシフト技術として分割RESURF構造を開発し、1,200V HVICを新たにシリーズ化した。

500V SOI-HVICはIPMの機能を1チップのHVIC上に実現するものである。SOI基板におけるRESURF効果で500V耐圧構造を実現し、絶縁分離された複数の横型IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) とフライホイールダイオードを搭載、現行IPMより低出力の用途において究極の小型化を具現するものとして開発を進めている。

700V IPDは制御回路とローサイドの横型パワー素子を搭載し、主にスイッチング電源用である。通常スイッチングロスの問題から横型パワー素子としては横型MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) が搭載されるが、この開発ではIGBT化と新構造の高速化技術によってオン抵抗とスイッチングロスのトレードオフを改善し、トータル性能において横型MOSをしのぐものを開発中である。



### HVIC技術開発トレンド

600V HVICシリーズから3つの構造が派生し、現在4系統のHVIC開発を進めている。

\*パワーデバイス製作所

1. ま え が き

80年代の後半から開発が盛んになったIGBTは特性面だけでなく制御のしやすさも大きなメリットであった。一方、ほぼ同時期にRESURF技術<sup>(1)</sup>による高耐圧化技術によってIC内部に高耐圧部分を形成することが実証された。このような状況の中からHVICとして種々の構成(図1)が検討され、まず、ブリッジ接続されたIGBTを1チップのICで駆動するHVICが計画され開発が始まった。この技術開発の過程で、高耐圧フローティング回路を内蔵するためのN+/N-埋め込み構造、レベルシフト機能に伴う高電位配線の影響を緩和するための多重フィールドプレート(MFFP)構造を確立し、600V HVICシリーズの基礎を形作った。最近では微細化、MFFP構造の改善、及びROM内蔵などを進めIPMのキーパーツとしての重要性がますます高まっている。また、高電位配線が不要となる分割RESURF構造による技術的ブレークスルーで1,200V HVICもシリーズ展開している。

モーター駆動用モジュールであるIPMを小型高機能化に向かって進化させたものがDIP(Dual In-line Package)-IPMであるが、究極の小型化はIPM全機能のIC化である。これを600V HVICの技術にSOI分離技術を組み合わせて実現したものが500V SOI-HVICである。現在、内蔵される横型IGBTとフライホイールダイオードに対して低オン抵抗&低スイッチングロスのための技術開発を活発に進めている。

600V HVICにおけるレベルシフト用600V NMOSの構造を大電流パワー素子として活用することを目標に700V IPD開発がスタートした。ただし、従来スイッチングロスの問題からパワー素子として横型NMOSが搭載されるが、700V IPDではIGBT化で低オン抵抗を実現した上で、新構造の高速化技術によってスイッチングロスも改善し、トータル性能において横型NMOSをしのぐものを開発中である。

本稿では、上記600V HVIC、500V SOI-HVIC、700V IPDについての概要とそれぞれの将来展望について述べる。

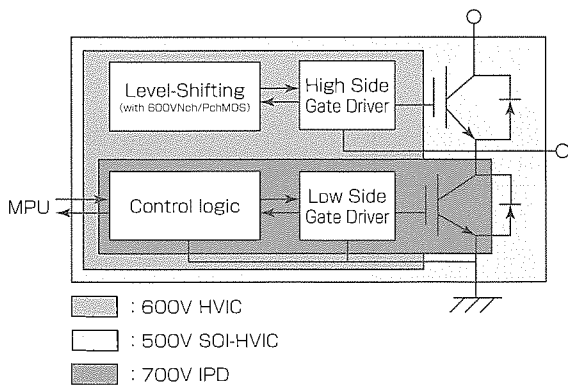


図1. HVICの種々の構成

2. ROM内蔵 600V HVIC

600V HVICは5μmプロセスで開発がスタートし、当初からツェナーザッピング技術は持っていたが、微細化と同時にCMOS(Complementary MOS)プロセス技術上で急速に発展してきたROMプロセスの完成度が高くなり、0.8μmプロセスにおいてROM内蔵が可能となった<sup>(2)</sup>。用途としてはIGBTの個別のばらつき、温度による特性変化に対応したデッドタイムの最適化などに利用でき(図2)、客先でのプログラムなど応用範囲も広い。

微細化には段差緩和のためLOCOS(LOCAl Oxidation of Silicon)の薄膜化が不可欠であるが、高電位配線の影響を緩和するためのMFFP構造には不利な構造変更となる。このため、0.8μm版を開発するに当たり、従来のMFFP構造をさらに最適化/安定化するGSR(Ground-coupled Shield Ring)構造を開発した(図3)。

図3においてポリシリコンによるフィールドプレートの

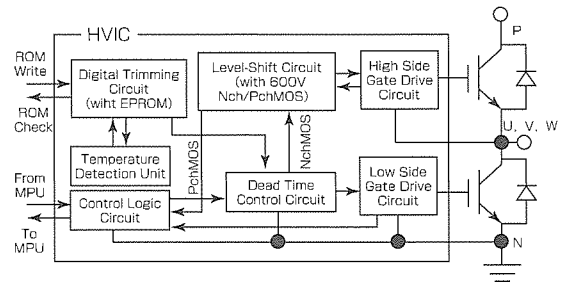
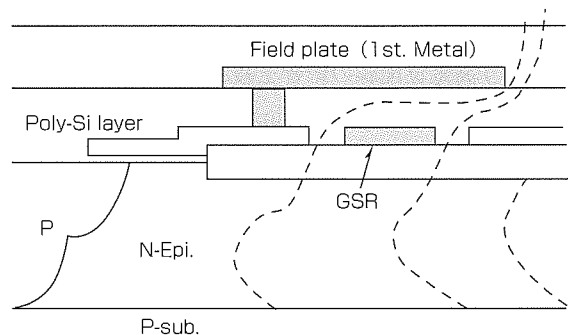
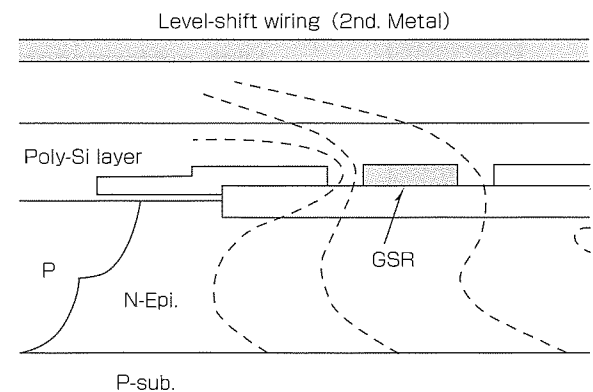


図2. 高精度ゲート駆動回路ブロック図



(a) 引き出し配線外



(b) 引き出し配線直下部

図3. GSR動作説明図

延長上にGSRとしてフローティング状態のポリシリコンを配置し、GSRは高電位の引き出し配線の無い領域(a)ではその上部をグラウンド電位のアルミで覆われているためグラウンド電位との容量結合が強い。このため(b)の引き出し配線直下において、高電位配線との容量結合による電位上昇が小さく電界遮蔽(しゃへい)効果が向上する。実測では、従来のMFFPでは、LOCOS厚さが1.6 $\mu\text{m}$ から1.0 $\mu\text{m}$ になると配線からSi界面までの距離が近づき、配線電界の影響が耐圧は750Vから600V近くまで低下するが、GSRを使うことによって同等の耐圧(750V)を得ている。現在、0.5 $\mu\text{m}$ 、0.2 $\mu\text{m}$ プロセスでフラッシュ内蔵版の開発を進めており、さらなる高性能化/高機能化を追求している。

### 3. 500V SOI-HVIC

このプロセスは、三相フルブリッジ構成のパワー素子すべてを1チップ内に搭載し、IPMの全機能を1チップ上で実現したものである。出力段にはSOI基板上にRESURF技術を用い500Vまで高耐圧化された横型IGBT(LIGBT)を搭載している。この技術は500Vのフライホイールダイオード、レベルシフト用NMOS、ブートストラップ用ダイオードにも適用している。図4に断面模式図を示す。各横型IGBTセルからの高電位出力配線の影響はMFFP構造で緩和させており、横方向の高耐圧分離は、トレンチ分離を多重に形成する方法を採っている。

LIGBTはエミッタ側の寄生NPNT<sub>r</sub>動作による破壊が問題であるが、この開発では円形セルを採用し、エミッタ側に向かって電流密度が低下するよう制御することによって低オン電圧と高短絡耐量を両立させることに成功した(図5)。図6にLIGBTの出力特性を示す。ここで、コレクタ電流密度は、コレクタ電流を上からみたIGBT領域の表面積で割った値である。図7は、L負荷スイッチング時のLIGBTのターンオフ波形を示す。短絡耐量向上のために、円形セル採用に加え、N-ドリフト層/Pベース層/N+エミッタ層で形成される寄生バイポーラトランジスタのPベース層の抵抗を従来比約1/10に低減して寄生動作を抑制した。これらの工夫の結果、短絡時の寄生動作によるLIGBTの破壊耐量が大きく向上した。図8に短絡耐量波形を示す。短絡時間9 $\mu\text{s}$ (@ $T_j=125^\circ\text{C}$ )でもLIGBTは破壊

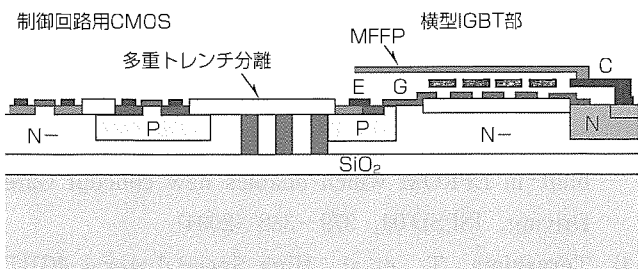


図4. CMOSとLIGBTの断面模式図

せず、正常に動作している。現在、出力パワー素子の特性改善はもちろん、微細化に付随した機能強化をも含めた次世代プロセス開発を計画中である。

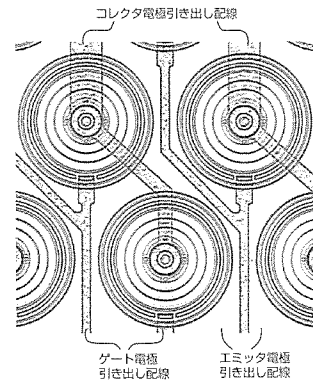


図5. LIGBT円形セル表面写真

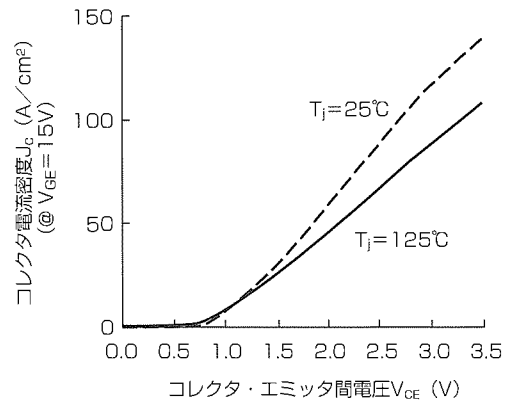


図6. LIGBTの出力特性

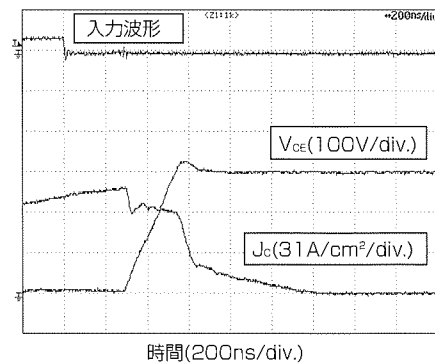


図7. LIGBTのターンオフ波形 (@ $T_j=125^\circ\text{C}$ ,  $V_{GE}=15\sim 0\text{V}$ , L負荷)

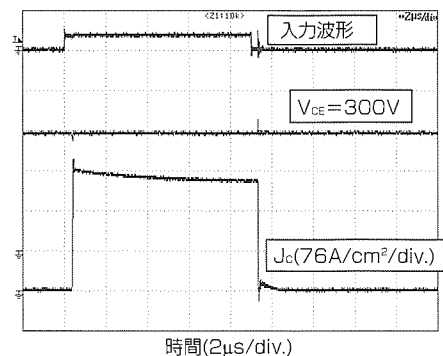


図8. LIGBTの短絡耐量波形 (@ $T_j=125^\circ\text{C}$ ,  $V_{GE}=15\text{V}$ )



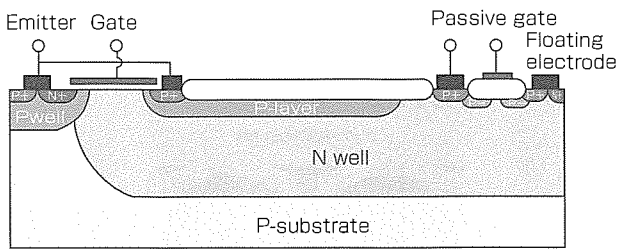


図9. LIGBTの断面側面図



図10. 試作IPDチップ写真

#### 4. 700V IPD

IPDはローサイド側パワー素子とその制御回路が1チップになったもので、主な用途はRESURF技術による高耐圧横型パワー素子とそのゲート制御回路を組み合わせたフライバックコンバータの一次側ドライバである。この用途ではトランスの小型化と電磁ノイズの問題のバランスから100kHz付近での動作が最も一般的であるため、スイッチングロスに優れる横型パワーMOSFETが採用されていたが、今回600V HVICで培ったRESURF技術を基にコレクタ側に受動PMOSを追加した700V系の新構造横型IGBT (LIGBT)を開発し、横型パワーMOSFETを凌駕(りょうが)するトレードオフ(低オン抵抗&低スイッチングロス)を実現した<sup>(3)</sup>。図9に今回開発したLIGBTの断面側面図を示す。

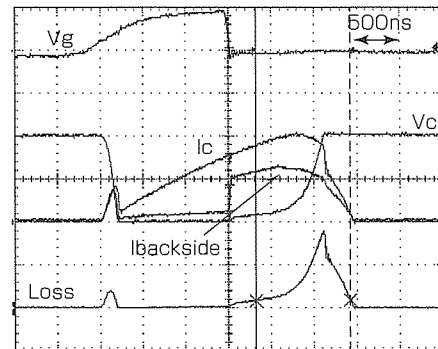
また、図10に試作IPDのチップ写真を示す。コレクタとなるP+拡散とNwell間に受動PMOSが接続されており、受動PMOS上に設けられた受動ゲートはエミッタ電位に固定されているため、LIGBTのターンオフ過程においてコレクタ電位が上昇すると自動的に受動PMOSがオフからオン状態となり、コレクタからのホール注入が抑制される。また、LIGBTのターンオン過程ではコレクタ電位の低下とともに受動PMOSはオフ状態となり通常のLIGBTとしての動作となる。このようにLIGBTのスイッチングによって自動的に受動PMOSもスイッチングを繰り返すため、オン抵抗を阻害することなくスイッチングロスを低減することに成功した。

LIGBT評価用素子による測定結果においても、受動PMOSの動作の効果は顕著であり、図11(a)(b)に示すように、テイル電流がターンオフロスをほぼ半減させる効果を確認している。

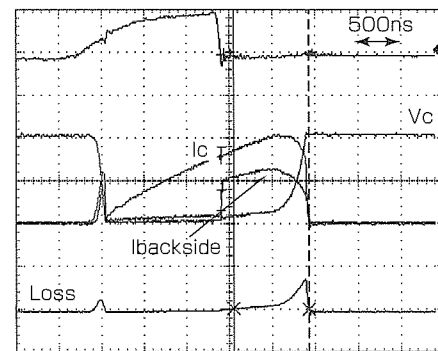
将来的には耐圧範囲を広げたシリーズ化、起動回路の内蔵など、より使いやすいものを追求していきたい。

#### 5. む す び

今回、当社HVICの開発の歴史から現在の活動、及び将来の展望について述べた。電力変換技術は単に効率だけで



(a) 受動PMOS動作なし  $E_{on}=7.32\mu J$



(b) 受動PMOS動作あり  $E_{on}=3.98\mu J$

図11. L負荷スイッチング波形

なく、その機能面でも改善が続けられており、最近ではさらにデジタル制御などの回路技術、パッケージを含めたトータルソリューションが求められている。このような状況においてHVICの重要性はますます高まっており、今後も電力変換のキーパーツとして、戦略的开发を進めていく所存である。

#### 参考文献

- (1) Appels, J. A., et al.: High voltage thin layer devices (RESURF devices), IEDM Tech. Dig., 238~241 (1979-12)
- (2) Shimizu, K., et al.: A 600V HVIC Process with a built-in EPROM which enables new concept Gate Driving, ISPSD'04, 379~382 (2004)
- (3) Terashima, T., et al.: High Speed Lateral-IGBT with A Passive Gate, ISPSD'05, 91~94 (2005)

# SiCパワーデバイスの開発動向

今泉昌之\*  
三浦成久\*

Development of SiC Power Devices

Masayuki Imaizumi, Naruhisa Miura

## 要旨

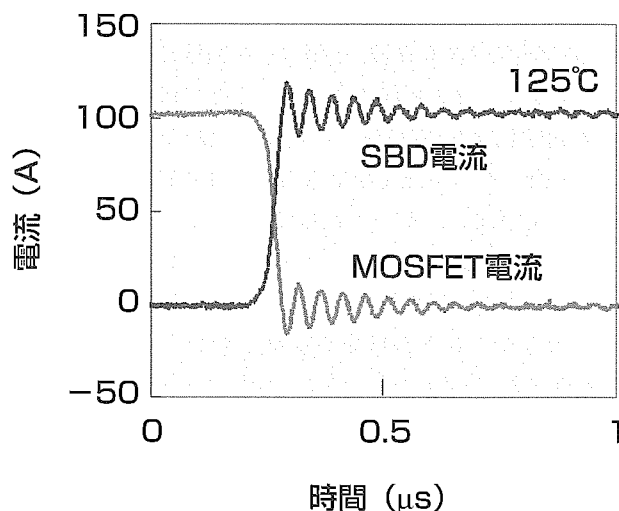
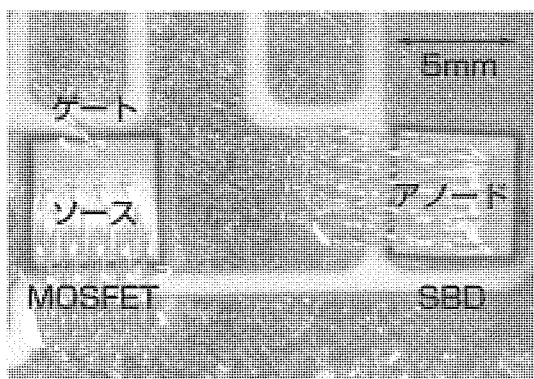
シリコンカーバイド(SiC)は優れた物理的性質から次世代のパワーデバイス用半導体として期待されており、近年、技術開発が加速している。三菱電機では低損失、高温動作などSiCの特長を生かすユニポーラデバイスのSiC-SBD (Schottky Barrier Diode)及びSiC-MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)を開発ターゲットとしており、SiC-MOSFETインバータを試作して世界で初めて3.7kW/400V定格モータの駆動・制御に成功するなど、強力に開発を進めている。本稿では当社のSiCデバイスの高性能化のための技術開発に関して、最近の結果をまとめる。

SiC-MOSFETの低抵抗化のための有効な手段であるユ

ニットセルの微細化について、MOSFETの特性とユニットセルの構造パラメータとの関係を系統的に調べ、1.2kVの安定した耐圧特性を確保しつつ、オン抵抗率を $5\text{ m}\Omega\text{ cm}^2$ に低抵抗化できることが分かった。

種々のプロセス技術を改善し、有効面積 $5\times 5\text{ mm}^2$ のSiC-SBD及びSiC-MOSFETを試作して、耐圧1.2kVを確保し、良好な導電特性を得た。ハーフブリッジモジュールによって動特性を評価し、SiC-MOSFETとしては大容量である電流値100Aのスイッチング動作を確認できた。

今後、SiCデバイスのさらなる高性能化技術、また、応用技術の開発を進め実用化を目指す。



## 試作した有効面積 $5\times 5\text{ mm}^2$ のSiC-MOSFET, SiC-SBDの写真とスイッチング電流波形(MOSFETオフ時)

SiCデバイスは、作製プロセスが開発途上にあること、ウェーハの品質が不十分であること、などの理由で大容量(大面積)のものが得られていない。今回、作製プロセス技術の改善を基に、SiCデバイスとしては大面積の $5\times 5\text{ mm}^2$ のSBD及びMOSFETを試作し、電流値として100Aのスイッチングに成功した。

\*先端技術総合研究所(工博)

### 1. ま え が き

半導体材料のSiCはSiと比較して約3倍のバンドギャップ、約10倍の絶縁破壊電界強度、約3倍の熱伝導率などの優れた物理的性質を持つ。これらの性質を生かすことによって低損失で高温動作が可能なパワーデバイスを作製できることから、SiCは次世代のパワーデバイス用材料として期待されている。

当社ではSiCの特長を發揮するユニポーラ型のデバイスであるMOSFET及びSBDの開発を進めている<sup>(1)~(5)</sup>。これまでに耐圧1.2kVで電流値10A級のMOSFET及びSBDの試作を行い、それらを組み合わせて作製したインバータモジュールで3.7kW/400V定格のモータを駆動することに成功し、現状のSiパワーデバイスを用いた場合と比較してモジュール部での電力損失を50%以上低減できることを実証してきた。現在、SiCデバイスのさらなる高性能化のための技術開発に取り組んでおり、実用化に向けて開発を加速している。

本稿ではSiCデバイスの開発に関して、課題であるMOSFETの低抵抗化及び大電流量化などについて、最近得た結果について述べる。

### 2. SiCデバイスの作製

デバイスの作製には4H型ポリタイプによるn型SiCエピウェーハを用いた。エピ層の厚さ及びドーピング濃度については、MOSFET、SBDそれぞれに対して1.2kVの印加電圧でリーク電流が十分に抑えられるように設定した。

MOSFETのp型ウエル領域、n型ソース領域はそれぞれAl、Nイオンをボックス形状で注入することで形成した。注入元素の活性化はAr雰囲気での高温・短時間アニールによって行った。ゲート酸化膜は水蒸気/酸素雰囲気での熱酸化によって形成し、ゲート電極にはn型ポリシリコンを使用した。層間絶縁膜を堆積(たいせき)してコンタクトホールを形成した後、低抵抗のコンタクト合金層を形成して、ワイヤボンディングが可能な厚膜Al層をソース電極として堆積させた。裏面については、コンタクト合金層を形成した後、ダイボンドが可能なドレイン電極を堆積させた。

SBDについては、短時間の熱処理による合金層を用いて低抵抗な裏面カソード電極を形成した後、表面のショットキー接合となるアノード電極を形成した。

耐圧を得るための終端については、MOSFET、SBDともに低濃度のAlイオン注入によるJTE(Junction Termination Extension)を採用した。表面の保護膜にはポリイミド膜を用いた。

### 3. 微細化によるSiC-MOSFETの低抵抗化

SiC-MOSFETの課題にオン動作時の抵抗の低減がある。

パワーMOSFETは、一つ一つがMOSFETとして動作するユニットセルを多数、並列に接続することによって作られており、オン時の抵抗の低減にはこのユニットセルの各サイズの縮小が有効である。

代表的な構造パラメータであるチャンネル長及びセルピッチを変えて試作したSiC-MOSFETのオン抵抗率を図1に示す。ここに示したMOSFETはいずれも1.2kV以上の耐圧(アバランシェ降服電圧)を持つ。チャンネル長が短くなるにしたがい単調にオン抵抗率は減少している。SiC-MOSFETの抵抗の内訳を考えた場合、チャンネル部の抵抗成分が占める割合が大きいため、オン抵抗の低減にはチャンネル長の縮小が特に有効である。セルピッチの縮小により、ユニットセルの密度が増し電流経路が増えるためオン抵抗を低減できるが、この効果も図1に明らかに表れている。

裏面のドレイン電極から表面のソース電極へ電流が流れる際の経路に位置して、比較的大きな抵抗値を持つp型ウエル領域の間隙(かんげき)部分に関して、p型ウエルの間隔を変えた場合のオン抵抗率を図2に示す。p型ウエル間

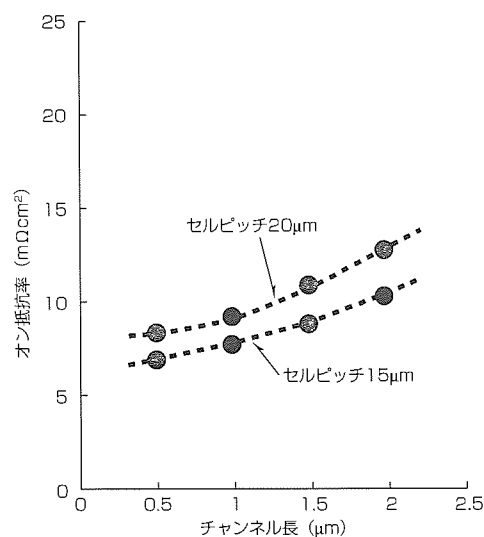


図1. SiC-MOSFETオン抵抗率のチャンネル長依存性

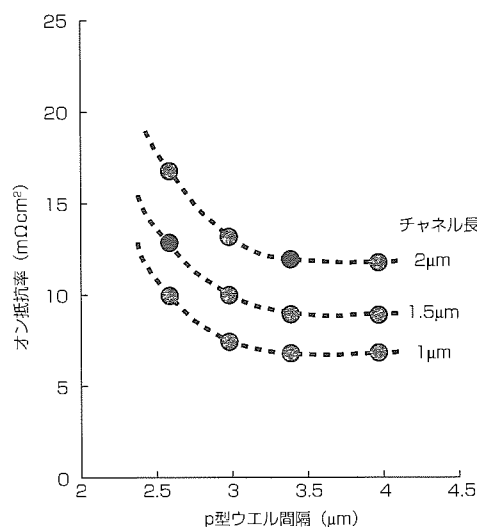


図2. SiC-MOSFETオン抵抗率のpウエル間隔依存性

隔が3 $\mu\text{m}$ 以上の場合、オン抵抗率の変化は小さいが、3 $\mu\text{m}$ 以下で急激にオン抵抗率が増加している。これはp型ウェルとn型ドリフト層との間のpn接合部に形成される空乏層が、およそ2.5 $\mu\text{m}$ のp型ウェル間隔において電流経路を塞(ふさ)ぐことによる。p型ウェル領域の間隙部分の導電性と耐圧あるいはゲート酸化膜信頼性との間にはトレードオフの関係があり、p型ウェル間隔の最適値を探す必要がある。図2に示したMOSFETはいずれも1.2kV以上のアバランシェ電圧を示しており、今回得られたデータを構造設計に活用していく。

図3、図4に例として、セルを微細化して試作したSiC-MOSFETのオン時及びオフ時のドレイン電流-ドレイン電圧特性を示す。ここに示したMOSFETはチャンネル長1 $\mu\text{m}$ 、セルピッチ14 $\mu\text{m}$ のものである。図3に示すように良好なオン特性が得られており、ゲート電圧20V(ゲート酸化膜中の電界強度3MV/cm)、ドレイン電流の密度100A/cm<sup>2</sup>におけるオン抵抗率は5m $\Omega\text{cm}^2$ である。オフ時の特性としては、図4に示すように印加電圧1.2kVでもリーク電流は非常に小さく、1.35kVで明瞭なアバランシェ降服が見られる。今後、さらなる微細化及びMOSチャンネルの高性能化技術開発によって、SiC-MOSFETの低抵抗化を進めていく。

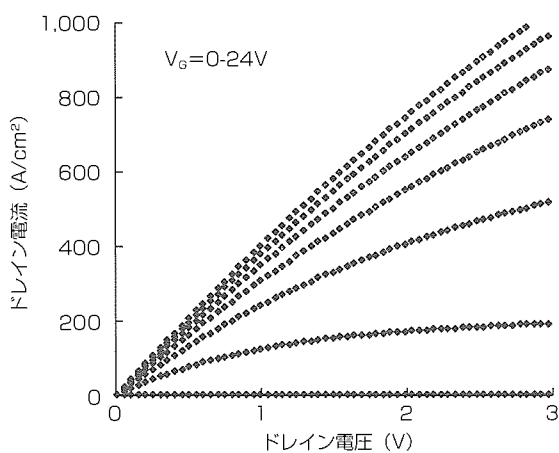


図3. 微細化したSiC-MOSFETのオン特性

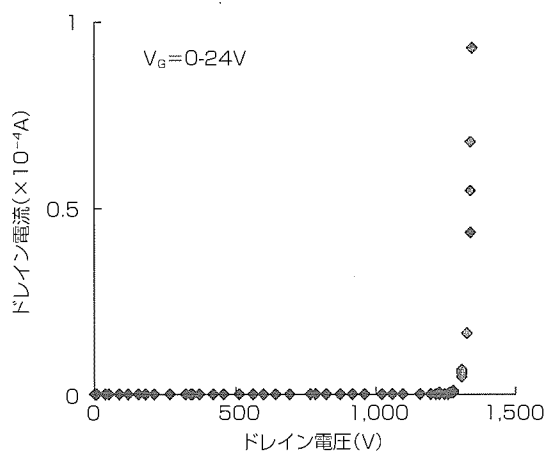


図4. 微細化したSiC-MOSFETのオフ特性

#### 4. SiCデバイスの大電流量化

現状のSiCデバイスについては、特に高温を必要とする作製プロセス技術が開発途上にあること、結晶欠陥が多いなどSiCウェーハの品質が不十分であること、などの理由で1チップ当たりの面積を大きくすることができず、おおむね10A級以下の電流量を持つものが作られている。パワーデバイスではさらに大きな電流を必要とする場合が多いため、大電流量化がSiCデバイスの課題である。今回、当社が進めているSiCデバイスの作製プロセス改善の効果を確認する意味もあり、デバイスの有効面積として5 $\times$ 5mm<sup>2</sup>のSiC-SBD及びSiC-MOSFETの作製を試みた。

試作したSiC-SBDの室温における順方向特性を図5に示す。良好なダイオード特性を得ており、立ち上がり電圧は0.95V、微分抵抗は7.4m $\Omega$ である。逆バイアス電圧印加によるアバランシェ電圧としては1.2kV以上の値を得ている。

図6に試作したSiC-MOSFETの室温におけるオン特性を示す。明瞭な飽和特性を得ており、ゲート電圧によるがドレイン電流は100Aまで達している。ゲート電圧20V、ドレイン電流の密度100A/cm<sup>2</sup>におけるオン抵抗は42m $\Omega$

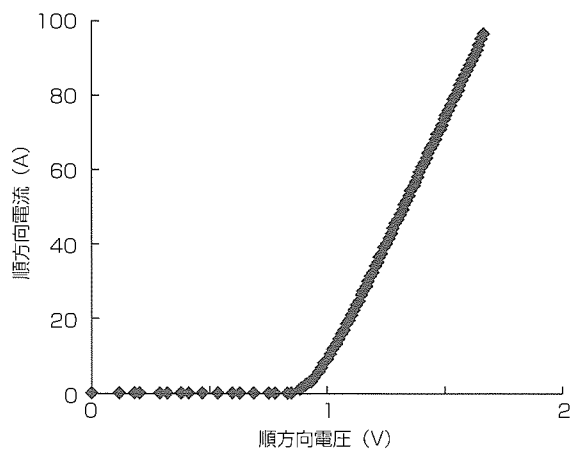


図5. 5 $\times$ 5mm<sup>2</sup>のSiC-SBDの順方向特性

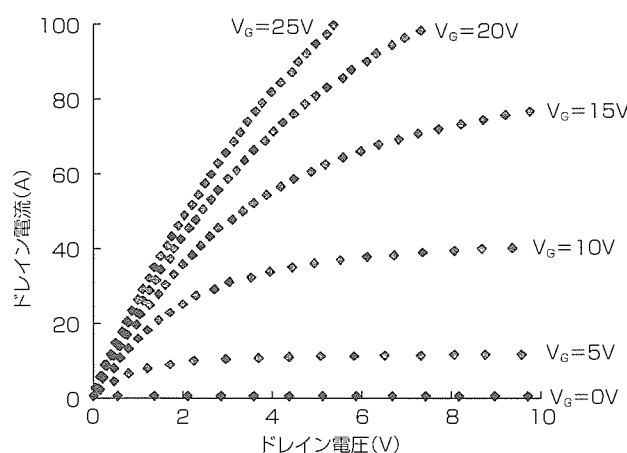


図6. 5 $\times$ 5mm<sup>2</sup>のSiC-MOSFETのオン特性

(オン抵抗率 $10\text{m}\Omega\text{cm}^2$ )である。このデバイスについてもオフ時のアバランシェ電圧として $1.2\text{kV}$ 以上の値を得ている。

試作した $5 \times 5\text{mm}^2$ のSiC-SBDとSiC-MOSFETをモジュール化し、ハーフブリッジ回路を構成して動特性の評価を行った。主電圧は $600\text{V}$ 、ダブルパルス法でSiC-MOSFETのオン/オフ時の各種波形の測定を行った。図7にSiC-MOSFETオフ時のドレイン電流波形を示す。今回、SiC-MOSFETとしては大きな電流値である $100\text{A}$ のスイッチング動作を確認することができた。回路の浮遊インダクタンスによる振動が見られるが、Siによるパワーデバイスの測定において通常見られ、損失に大きく影響するオフ時のテイル電流は非常に小さく抑えられている。また、室温と $125^\circ\text{C}$ の測定で電流波形に特に差異は認められず良好であり、低損失なユニポーラデバイスのSiC-MOSFETの特長を表している。

### 5. む す び

当社で進めているSiCデバイス開発についての最近の結果を述べた。SiC-MOSFETについてセルの構造微細化を系統的に調べて、耐圧 $1.2\text{kV}$ でオン抵抗率 $5\text{m}\Omega\text{cm}^2$ の低抵抗化を達成した。種々のプロセス技術の改善をもとに有効面積 $5 \times 5\text{mm}^2$ のSBD及びMOSFETを試作し、耐圧 $1.2\text{kV}$ を保持しつつ良好な導電特性を確認した。これらSBD及びMOSFETをモジュール化してハーフブリッジ回路を構成し、動特性の評価を行って、電流値 $100\text{A}$ のスイッチング動作を確認した。MOSFETのドレイン電流のオフ波形は室温と $125^\circ\text{C}$ で変わらず、高耐圧なユニポーラデバイスであるSiC-MOSFETの特長を表している。

この研究の一部は経済産業省/新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)から委託された「パワーエレクトロニクスインバータ基盤技術開発」の成果である。

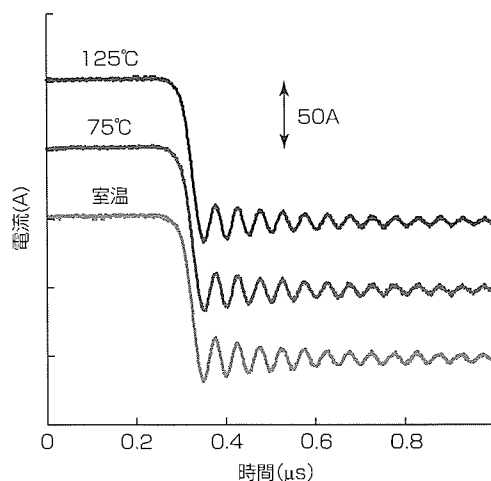


図7.  $5 \times 5\text{mm}^2$ SiCデバイスのスイッチング特性 (MOSFETオフ時のドレイン電流波形を、各温度について電流ゼロのラインを $50\text{A}$ ずつずらして示している。)

### 参考文献

- (1) Imaizumi, M., et al.: SiC homoepitaxy on Al-ion-implanted layers for fabricating power device structures, J. Cryst. Growth, 237~239, 1219~1223 (2002)
- (2) 今泉昌之, ほか:  $2\text{kV}$ 耐圧SiC-MOSFET技術, 三菱電機技報, 77, No.9, 607~610 (2003)
- (3) 木ノ内伸一, ほか: SiCデバイスとその応用技術, 三菱電機技報, 79, No.7, 451~454 (2005)
- (4) Miura, N., et al.: Successful Development of  $1.2\text{kV}$  4H-SiC MOSFETs with the Very Low On-Resistance of  $5\text{m}\Omega\text{cm}^2$ , Proc. ISPSD '06, 297~300 (2006)
- (5) 木ノ内伸一, ほか: SiC-MOSFETインバータによる $3.7\text{kW}$ 定格モータ駆動, 三菱電機技報, 80, No.6, 367~371 (2006)

# トランスファーモールド形 大容量パワーモジュール

篠原利彰\* 吉松直樹\*  
中島 泰\*  
木本信義\*

## High Current Transfer-molded Power Module

Toshiaki Shinohara, Yasushi Nakajima, Nobuyoshi Kimoto, Naoki Yoshimatsu

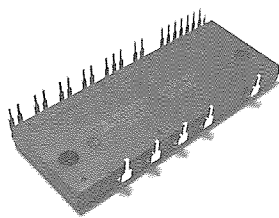
### 要 旨

三菱電機では、トランスファーモールド技術を使って熱硬化樹脂で封止した構造を持つパワーモジュールを、業界に先駆けて開発し、生産を開始した。小容量(3A~50A/600V)パワーモジュールとしては、DIP-IPM(Dual In-line Package Intelligent Power Module)を1997年に上市した。その後パワー素子低損失化とパッケージ技術、特に放熱技術を進化させて、市場の低損失、小型化へのニーズに対応し、市場から大きな支持を得ている。

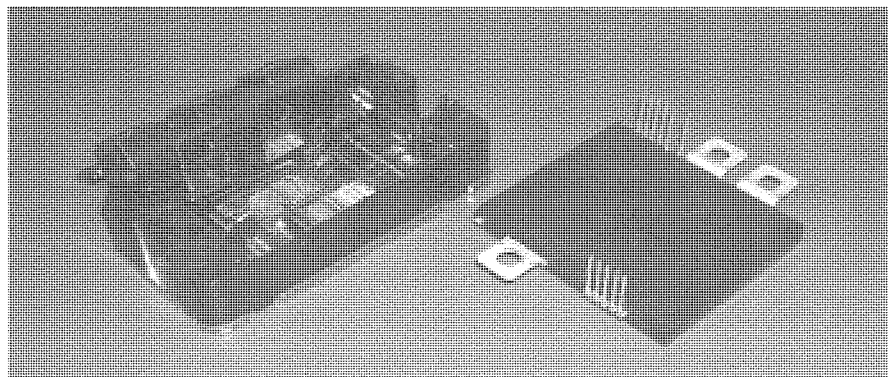
トランスファーモールドパッケージの特長としては、①全端子を一つの薄金属板に形成したリードフレームとモールド樹脂を主要部品とするシンプルな構造である。②1枚のリードフレームに複数のパワーモジュールを形成しており、トランスファーモールド工程で複数の製品を同時に成形できる高い生産性を持つ、③外形は標準化に向けたパッケージでありながら、内蔵されるパワー素子を変えること

でニーズに合った特性を得ることが可能である、④従来のケース形モジュールに比べて長いパワーサイクル寿命など高い信頼性を持つ、があげられる。

これらのトランスファーモールド形パッケージの持つ優れた特長を、一般産業用途を中心とした大容量のパワーモジュールにも展開するために、大容量の電流に対応したトランスファーモールド形パワーモジュール(Transfer-molded Power Module : T-PM)を開発した。この開発に当たっては近年の社会的要請である、地球環境保全、有害物質の排除という観点からRoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment)規制に対応することを目標に掲げ、高い信頼性を持つモジュールを実現した。本稿ではT-PMのパッケージの構造、性能、特長について述べる。



トランスファーモールド形  
小容量パワーモジュール  
(20A/600V DIP-IPM)



	ケース形(300A/600V 2-1)	T-PM(300A/600V 2-1)
質量比	1 (310g)	1/3 (100g)
体積比	1 (48×94×29mm)	1/5 (64×56×7.5mm 樹脂部)

ケース形及びトランスファーモールド形大容量パワーモジュール

### ケース形パワーモジュールとトランスファーモールド形パワーモジュールの外観、質量、体積比較(300A/600V定格)

トランスファーモールド形パワーモジュールは小型化、軽量化を図っている。

1. ま え が き

一般産業用途の中で、エレベータやNCサーボなど、オン・オフの頻度が高い用途では、その動作時に発生する繰り返し熱応力が、パワーモジュール内の通電接合部の疲労破壊を誘発する。動作条件を最適化することによって寿命設計が行われるが、より高い信頼性が求められている。トランスファーモールド形パッケージはそれを十分満足できるレベルで達成しており、本稿の前半では原型となる構造の考え方、熱特性及び信頼性について、後半ではさらに進化した構造とその特性について述べる。

2. モジュールの構造

図1にT-PMの断面図を示す。構成はIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)とFWD(Free Wheeling Diode)をヒートスプレッダーに直接はんだ付けしている。このはんだには鉛フリーはんだを採用した。パワー素子上電極からはアルミワイヤボンダ法で制御端子及び主端子間を配線している。ヒートスプレッダーの下面には封止樹脂より高い熱伝導率を持つ絶縁シートを配置して絶縁性能を確保している。

T-PMは従来のケース形構造と異なり、絶縁層をヒートスプレッダーの外側に配置した。この配置により、パワー素子で発生する熱を平面方向に広げて熱が通過する絶縁層の面積を広げている。その結果、絶縁シートと比較して高い熱伝導率を持つAlNなどのセラミック基板を絶縁層として使うケース形モジュールと同等の定常熱抵抗を達成した。またパワー素子をヒートスプレッダーに直接接合することで過渡熱抵抗も低減している。更にパワー素子、ヒートスプレッダー、端子をエポキシ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。

初期のDIP-IPMにおいてはモールド樹脂で絶縁層を形成していたが、T-PMでは封止樹脂と絶縁層の部材を分けることで各々の材料の最適化を図った。熱伝導する絶縁層の厚みを封止樹脂で形成する場合に比べて半減し、また、絶縁層の熱伝導率2倍以上を実現し、双方の効果で約4倍の熱伝達率を達成している。上記の効果によって発熱の大

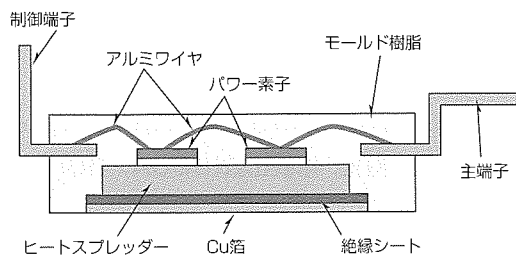


図1. T-PM構造

きい大容量のモジュールへの適用が可能となった。図2に定格300A/600Vの二素子入りモジュールの透視図を示す。

3. 放熱性能

放熱性能は、放熱経路の幾何形状、各構成材料の熱伝導率で決まる。図3に定格300A/600V相当のT-PMとAlN絶縁基板を使ったケース形モジュールの熱抵抗比率を示す。T-PMが過渡熱抵抗特性で優れていることが分かる。このためT-PMは短時間のあいだ電流が急増するような用途に適している。図4に各モジュールの各要素が占める熱抵抗構成比率を示す。絶縁シートの占める比率が高く、絶縁シートの熱伝導率を高めることで、放熱性をさらに向上させることも可能である。

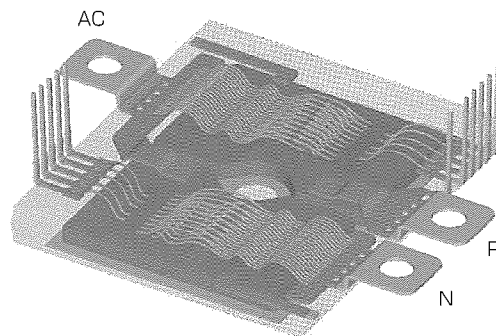


図2. T-PM透視図

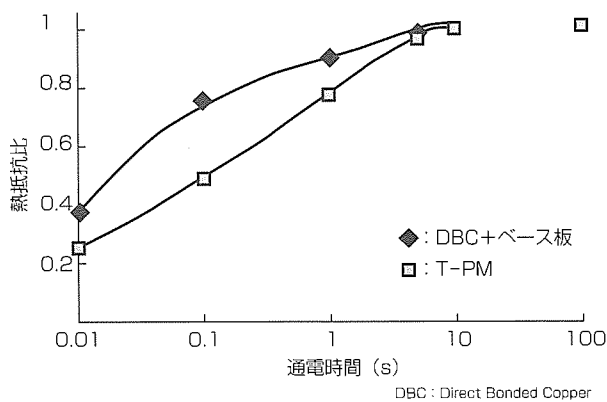


図3. ケース形モジュールとT-PMの熱抵抗比

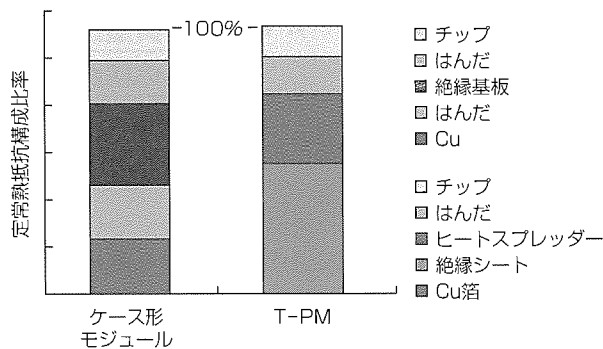


図4. ケース形モジュールとT-PMの定常熱抵抗分布

#### 4. 信頼性

##### (1) 冷熱衝撃耐久性

図5に冷熱衝撃試験結果を示す。-40/125℃の温度条件で2,000サイクル経過してもパワー素子接合はんだ部にクラックの進行は見られない。T-PM構造では、図6に示すように、ヒートスプレッダーの表面にディンプルを形成することによって樹脂とヒートスプレッダーの接合を強化し、はんだに生じる熱ひずみを低減することによって、信頼性の高いはんだ接合を実現した。図7には冷熱衝撃試験前後の超音波画像を示すが、パワー素子のはんだ接合部には2,000サイクル後もクラックの進行は認められない。

##### (2) パワーサイクル寿命

図8にパワーサイクル試験結果を示す。T-PMはゲル

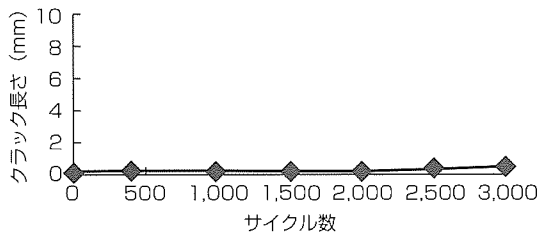


図5. 素子接合はんだのクラック長さ

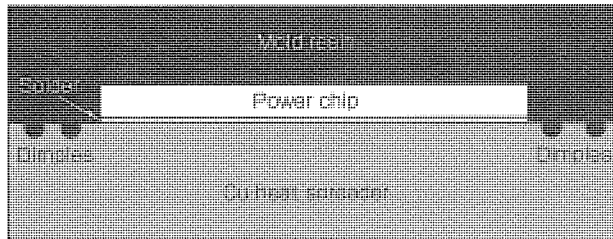


図6. ディンプルの模式図

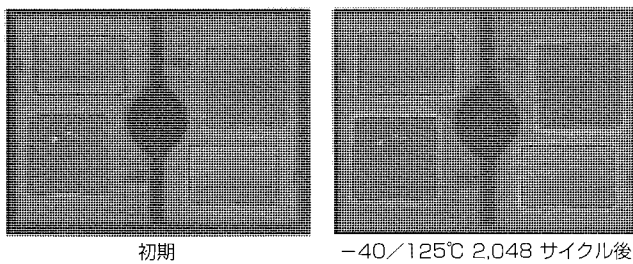


図7. 素子接合はんだ部の超音波画像

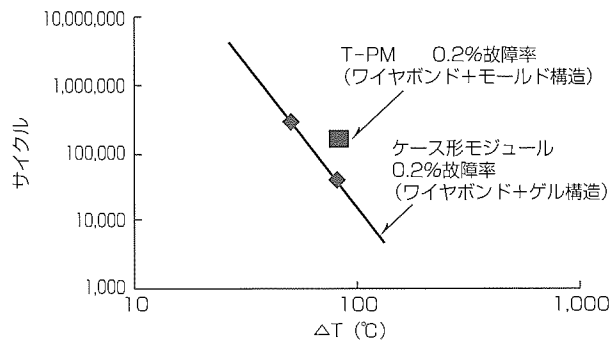


図8. パワーサイクル試験結果

封止したケース形パワーモジュールに比べて $\Delta T = 80^\circ\text{C}$ の条件で約3倍のパワーサイクル寿命を得ている。モールド樹脂で封止することで、シリコンパワー素子とアルミワイヤの線膨張係数差により接合界面近傍に発生する熱ひずみを抑制した効果である。

以上述べてきたように、パワーモジュールに求められる基本性能、①放熱特性、②冷熱衝撃耐久、③パワーサイクル寿命において、T-PMでは従来構造のモジュールより優れたモジュール構造となっている。他の信頼性評価項目においても、従来構造のモジュールと同等以上の信頼性を持つことは確認済みである。

#### 5. モジュール構造の進化

前章ではアルミワイヤボンド方式で配線をしたT-PMについて述べたが、本章では、特性、信頼性をさらに向上するため開発した、新しい内部配線構造について述べる。

##### (1) モジュール構造

図9に新しい内部配線構造を持つT-PMの断面図を示す。このT-PMの主端子とパワー素子間の配線は、主端子を延長したインナーリードを直接素子表面の電極にはんだ接合することによって形成している。この配線構造の採用により、①T-PM内部配線抵抗の低減、②T-PM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を図った。この配線構造は直接インナーリードを接合していることからDLB(Direct Lead Bonding)構造と呼んでいる。

##### (2) T-PM内部配線抵抗の低減

図10にワイヤボンドを使ったT-PMとDLBを使ったT-PMのAC端子とP、N主端子間の内部配線抵抗値の比較を

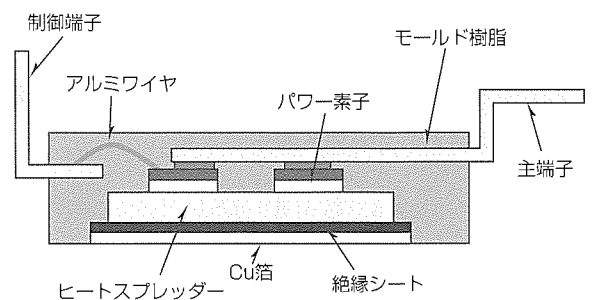


図9. DLB構造 T-PM

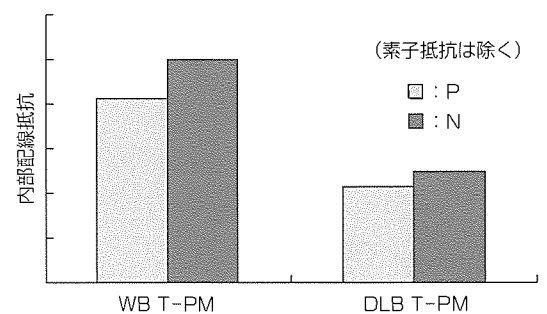


図10. パッケージ内部配線抵抗比較



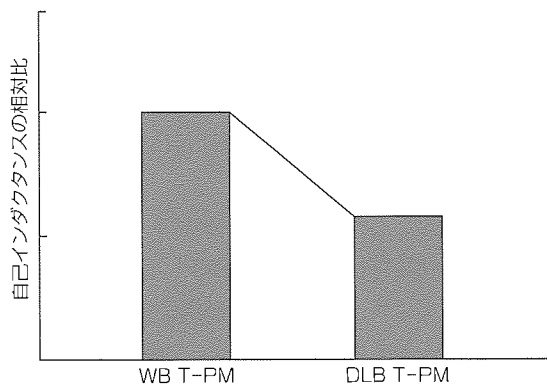


図11. 自己インダクタンス相対比較(P-N間)

示す。

DLB構造によって内部配線抵抗値が半減化できた。絶対値は大きなものではないが、低耐圧MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) など低オン抵抗デバイスには有効と考えている。

(3) T-PM自己インダクタンスの低減

図11, 図12にワイヤボンドとDLBを使ったT-PMの自己インダクタンスの解析例を示す。配線が平面構造をとれることや、リードと通電するヒートスプレッダーの距離を近くすることによって、PN主端子間の自己インダクタンスは約40%低減できることを確認した。

(4) パワーサイクルの長寿命化

図13には前述のパワーサイクル寿命グラフにDLB構造のT-PMの試験結果を追加している。この評価結果では $\Delta T = 80^\circ\text{C}$ の条件で1,000kサイクルまで継続したが寿命に至っておらず、ワイヤボンド方式T-PM, ケース構造モジュールに比べてさらに長寿命であることを確認した。

ワイヤボンド方式では、パワー素子が進化し電流密度が向上した場合に、配線本数密度も増加させる必要がある。ところが、ワイヤ配線密度には限界があるため、チップの特性を制限してしまう。DLB方式は、その限界を打破する配線構造方式として有望と考えている。

6. む す び

トランスファーモールド技術を活用した大容量パワーモジュールの開発がT-PMとして実を結んだ。T-PMによって過渡熱抵抗の低減, 高い冷熱衝撃耐久, パワーサイクル寿命の向上を実現し, さらに進化したDLB配線構造を持つT-PMでは大幅なパワーサイクル寿命の向上のほか, いくつかの優れた点が見えてきた。このパッケージ構造を

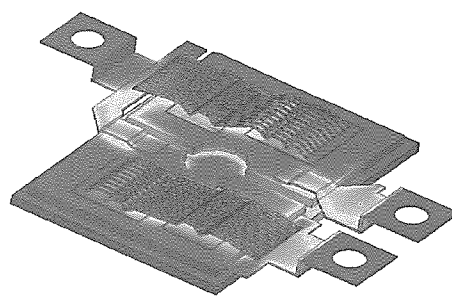


図12. WB T-PMインダクタンス解析例

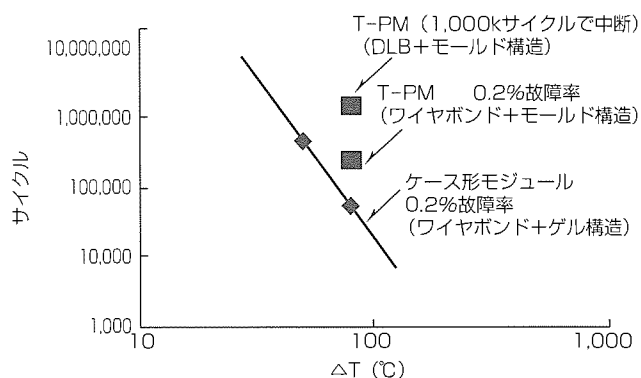


図13. パワーサイクル試験結果

持つモジュールは性能的にも優れており, かつ, 既存及び新たなアプリケーションに対して高い潜在能力を秘めている。今後これらの構造, 技術をさらに進化させて, 様々な場面で活躍できるモジュールに育て, 市場のニーズに, ひいては省エネルギー, 地球環境の保全に貢献したいと考えている。

参考文献

- (1) 中島 泰, ほか: 高放熱樹脂封止型パワーモジュール, 三菱電機技報, 78, No.10, 645~648 (2004)
- (2) 川藤 寿, ほか: 大容量(30・50A/600V)DIP-IPMのパッケージ構造技術, 三菱電機技報, 77, No.9, 579~582 (2003)
- (3) Sudo, S., et al.: Wire-Bonding-Less Interconnection Technique for High Current Power Modules, IMAPS '04, Long Beach (2004)
- (4) 中島 泰, ほか: リード接合を用いた大容量樹脂封止型パワーモジュール, 11th Symposium on Micro joining and Assembly Technology in Electronics, 433~436 (2005)

# 新世代3.3kV高耐圧IGBTモジュール

井浦真一\*

New Generation of 3.3kV High Voltage IGBT Modules

Shinichi Iura

## 要旨

三菱電機の3.3kV高耐圧IGBTモジュール(High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor : HVIGBT)は1997年に製品化して以来、主に電鉄の駆動用システムや産業用ドライブシステム等の高信頼性を求められる大容量インバータ装置に広く応用されてきた。

そのような市場から高耐圧IGBTモジュールに対して要求される性能は、高信頼性であることはもちろんのこと低電力損失、大電流定格及び高動作温度への対応が主に期待されている。

これらの要求にこたえる新世代高耐圧IGBTモジュールとして開発したのがこの製品である。製品の特長は次のとおりである。

### (1) 定格電流

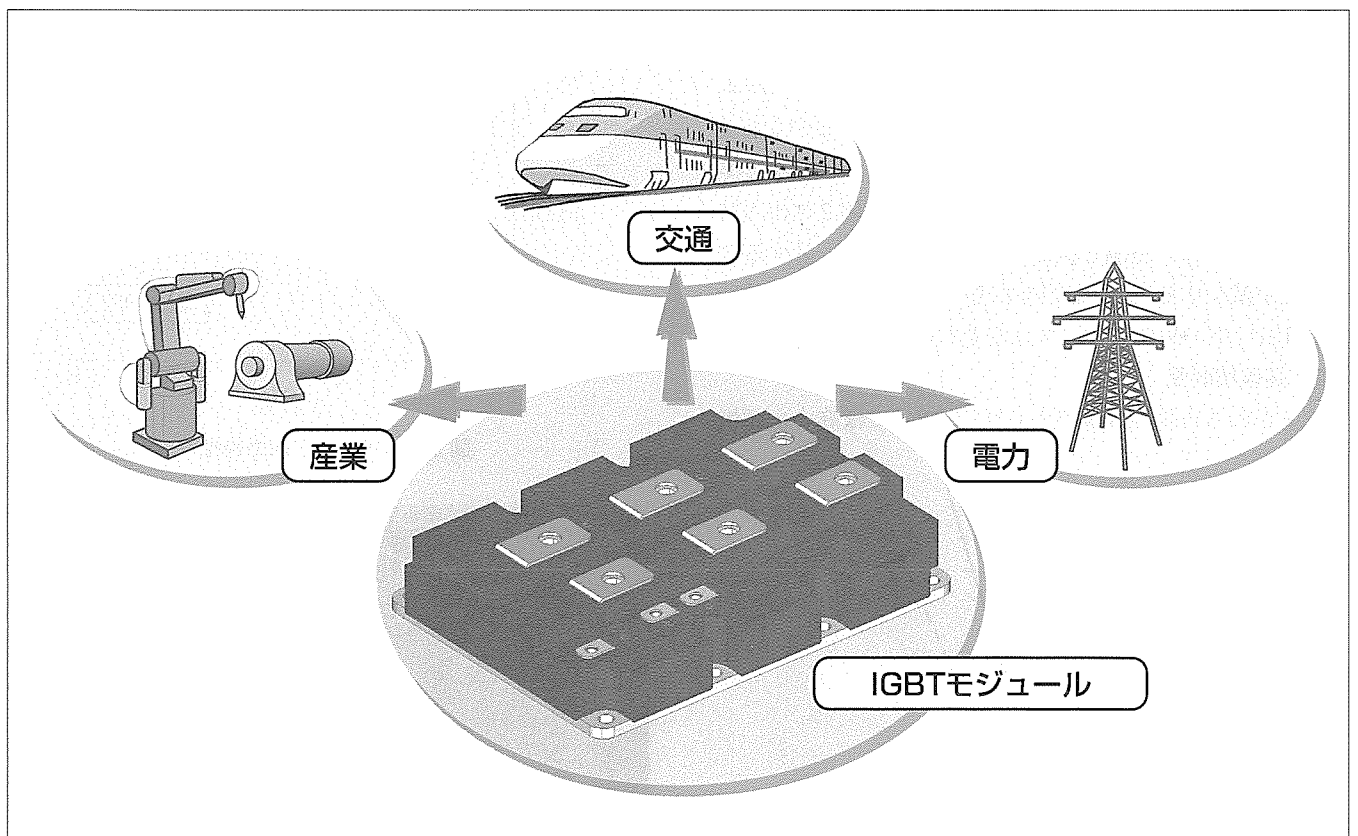
低損失IGBTとダイオード及び低抵抗電極の採用によって定格電流を従来比25%向上させ、3.3kV耐圧では最大の1,500Aとした。

### (2) 動作温度

温度特性を大幅に改善したパッケージ材の採用によって、使用可能な動作温度範囲を拡大した(-55~+150℃)。

### (3) 高信頼性

モジュール内部構造の見直しとワイヤボンディング条件の最適化によって、動作温度が拡大した条件下においても従来同等以上のパワーサイクル寿命を目標とした。



## 高耐圧IGBTモジュールと主な応用分野

高耐圧IGBTモジュールは、主に産業・交通・電力分野に用いられる大容量インバータやコンバータなどの主変換装置に幅広く応用されている。IGBTモジュールはそれらの装置の性能を左右するキーデバイスである。

1. ま え が き

現在、高耐压IGBTモジュール(以下“HVIGBT”という。)は電鉄駆動用システムを始めとする大電力応用の分野に広く普及している。

市場からの新しいHVIGBTに対する要求性能は、高信頼性であることはもちろんのこと低電力損失、大電流定格及び高動作温度への対応が主に期待されている。加えて、並列接続性や低EMI(ElectroMagnetic Interference)レベルのためのスイッチング速度制御性などの使いやすさも求められている。

本稿では、新構造によって得られたIGBTとダイオードの各半導体チップの電気的特性の性能を中心として、上記の要求性能に対する評価結果と新世代3.3kV HVIGBTの特長について述べる。

2. 新構造IGBTとダイオードの特長

新世代HVIGBTに搭載するIGBTとダイオードは次に挙げる設計コンセプトを基本として開発を行った。

- 正帰還出力特性
- 高破壊耐量
- 低スイッチング損失
- di/dt(dv/dt)制御容易性

2.1 正帰還出力特性

HVIGBTは、大容量コンバータ・インバータシステムに用いられることが多く、そのため複数のモジュールを並列接続して用いられることが一般的である。したがって、出力特性の温度依存性が重要となる。図1と図2の出力特性に示すように、室温と高温の関係が“温度が上昇する程に電流が減少する”正帰還特性になっており、並列接続時のHVIGBT間の電流バランスは安定的に保たれる。

2.2 高破壊耐量

応用される市場の特殊性からHVIGBTには高い信頼性

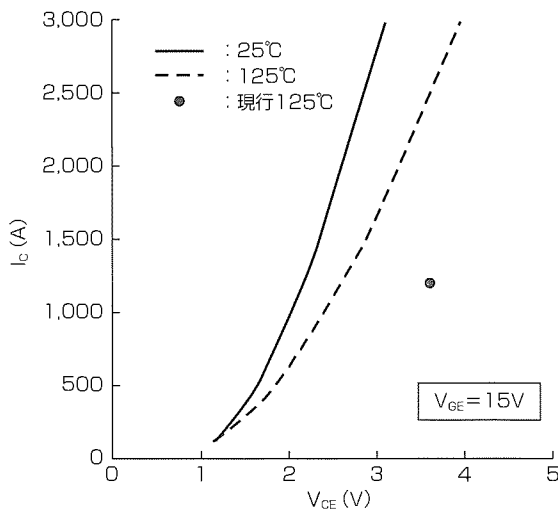


図1. IGBT出力特性

が求められ、安全動作領域に対して十分な破壊耐量を持つこともその一つに挙げられる。

図3にはIGBTの大電流ターンオフスイッチング試験結果の波形を示す。接合温度条件は最大動作温度である150°Cで実施し、定格電流の4倍以上の高い電流遮断能力を持っていることが分かる。

図4にはダイオードの大電流かつ高di/dt条件下での逆回復波形を示す。IGBTと同様に接合温度150°Cで実施し、ダイオード破壊耐量の基準であるピーク損失はスペック比約3倍の余裕度を持っていることが分かる。

2.3 低スイッチング損失

IGBTは、主に微細化ウェーハプロセスの適用とMOS(Metal-Oxide Semiconductor)部のパターン構造最適化によって特性改善を図るとともに、ゲート抵抗(R<sub>G</sub>)によるターンオンスイッチング時の電流上昇率(di/dt)とターンオフ時の電圧上昇率(dv/dt)を容易に制御できる構造とした。

ターンオンとターンオフスイッチング波形の従来HVIGBTとの比較を図5に示す。低逆回復電流ダイオードとの組み合わせによって、ターンオンスイッチング損失(E<sub>on</sub>)

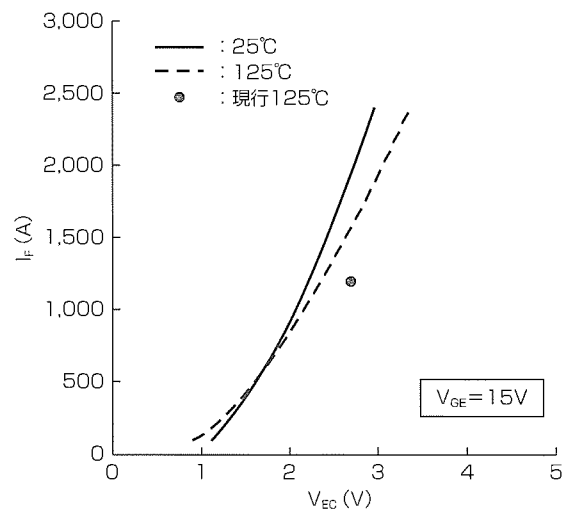


図2. ダイオード出力特性

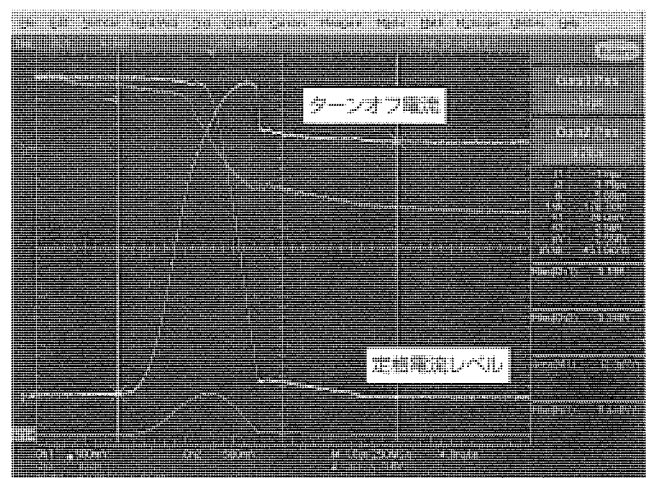


図3. IGBTターンオフスイッチング波形

は10% (1.73J/Pulse→1.54J/Pulse)改善した。

次にIGBT性能の指標である飽和電圧 ( $V_{CE(sat)}$ ) とターンオフスイッチング損失 ( $E_{off}$ ) の関係を図6に示す。同一  $E_{off}$  条件下で比較した場合、 $V_{CE(sat)}$  特性は25%改善していることが分かる。

### 2.4 di/dt (dv/dt)制御容易性

スイッチング損失を改善するために、IGBTのスイッチング速度は高速になってきており、デバイス自身が周辺機器への放射ノイズの発生源となり得るため、容易にスイッチング速度を制御できることも重要である。

図7と図8に  $R_G$  をパラメータとした  $di/dt$  と  $dv/dt$  の特性

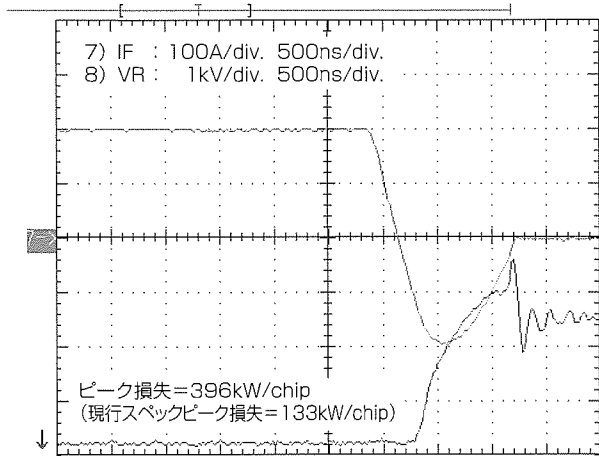
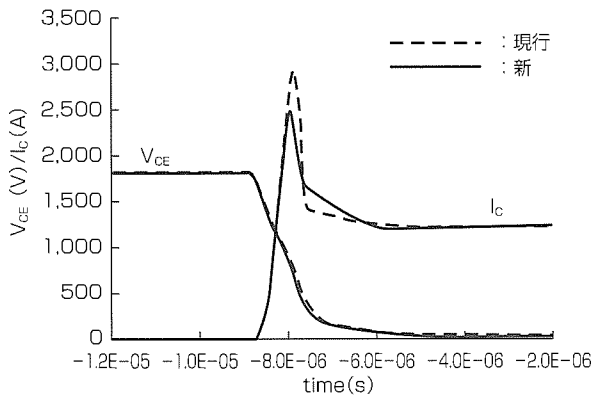
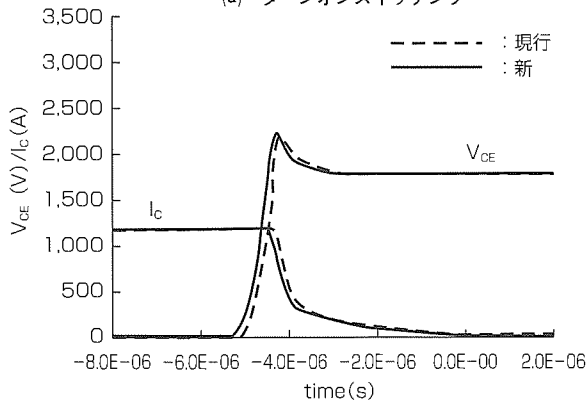


図4. ダイオード逆回復波形



(a) ターンオンスイッチング



(b) ターンオフスイッチング

図5. スwitching比較波形

を示すように、 $R_G$ によって容易に任意の  $di/dt$ 、 $dv/dt$  に調整することが可能である。

### 3. 新世代3.3kV HVIGBTモジュールの特長

前章のIGBTとダイオードの改良に伴う性能改善とともに、市場からの要求性能を満足するようパッケージの内部構造について今回全面的な見直しを図った。ただし、外形

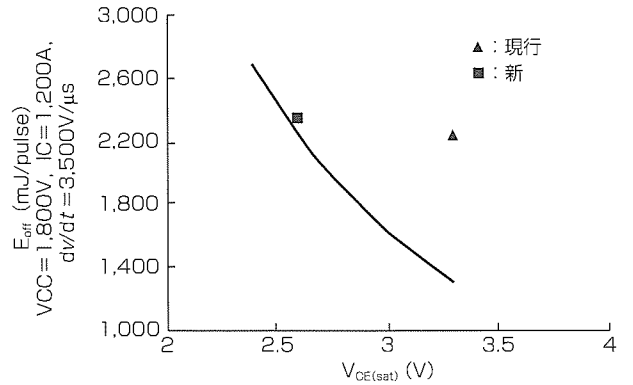


図6. IGBTトレードオフ特性 ( $V_{CE(sat)}$  vs  $E_{off}$ )

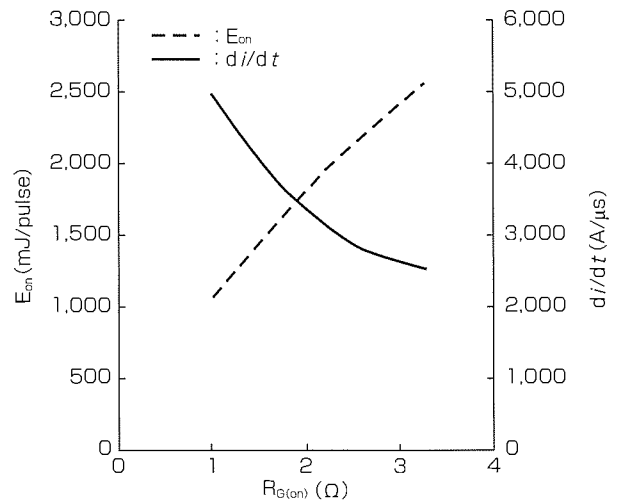


図7. ターンオン特性 ( $V_{cc}=1,800V$ ,  $I_c=1,200A$ )

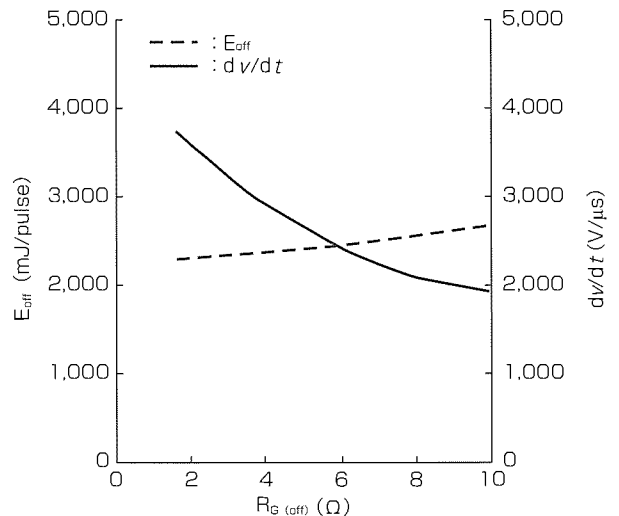


図8. ターンオフ特性 ( $V_{cc}=1,800V$ ,  $I_c=1,200A$ )

や電極端子配置は既存システムからの移行を容易にするために、従来と互換性を持ったサイズとしている。

次に新パッケージ設計のポイントを中心に製品の主な特長について述べる。

### 3.1 インバータ出力電流

スイッチング周波数を係数としてインバータ出力電流を計算した結果を図9に示す。 $T_{jmax} = 125^{\circ}\text{C}$ 条件下で比較した場合、インバータ出力電流はスイッチングキャリア周波数400Hzにおいて、現行比200A(約20%)増加でき、さらに $T_j = 150^{\circ}\text{C}$ とした場合は、約550A(約55%)出力電流を増加することが可能である。

電流増加に伴い、主電極発熱による配線ブスバーへの影響が懸念されるが、従来比50%減の低配線抵抗構造を採用することで出力電流増加を可能とした。

その結果、新世代3.3kV HVIGBTの最大定格電流は従来の1,200Aに比べて25%増の1,500Aとすることができた。

### 3.2 動作温度拡大

従来HVIGBTの動作温度範囲は、構成する材料の制約から $-40^{\circ}\text{C}$ から $+125^{\circ}\text{C}$ に制限されている。より高温での動作温度が実現すれば、高出力システムへの対応や冷却器設計の自由度が高まる。また、例えばシベリアなどの極寒地域で用いられる場合においては $-50^{\circ}\text{C}$ 以下の低温保存と安定した動作が求められている。温度範囲を制約する構成材料として、絶縁性能を確保するために封入している充填(じゅうてん)材、シリコンゲルがその一つに挙げられる。当社は材料メーカーの協力の下、温度特性を大幅に改善した新充填材を採用することで、使用可能な動作温度範囲を $-55^{\circ}\text{C}$ から $+150^{\circ}\text{C}$ まで拡大した。

### 3.3 高信頼化

一般的にIGBTモジュールは、半導体チップから電極への接続にはアルミワイヤを用いてボンディングしており、

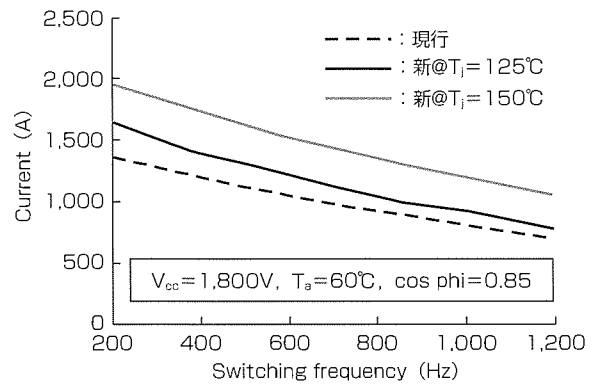


図9. インバータ出力電流—キャリア周波数特性

この製品でも同様な構造を採っている。その構造上、ワイヤボンディング部に温度ストレスが加わると接合界面に亀裂(きれつ)が生じ、やがて破断に至る“パワーサイクル寿命”と呼ばれる寿命が存在する。今回、半導体チップ配置から大幅に構造を見直したことで、ワイヤ温度、並列接続された半導体チップ間の温度ばらつき、ボンディング条件等を最適化し、動作温度が拡大した条件下においても従来同等以上のパワーサイクル寿命が得られるよう図っている。

## 4. むすび

新世代3.3kV HVIGBTモジュールの適用によって、インバータ損失の低減や出力電流の拡大が可能となり、小型化やより高出力なシステムを構築することができる。

今後も多様化するユーザーからのニーズを反映した製品開発を実施し、高性能かつ高信頼性の製品を提供していく所存である。

## 参考文献

- (1) Iura, S., et al.: Development of New Generation 3.3kV IGBT module, PCIM Europe 2006

# 高絶縁耐压HVIGBTシリーズ

梅崎 勲\*  
川口安人\*\*  
林田幸昌\*\*

HVIGBT Series

Isao Umezaki, Yasuto Kawaguchi, Yukimasa Hayashida

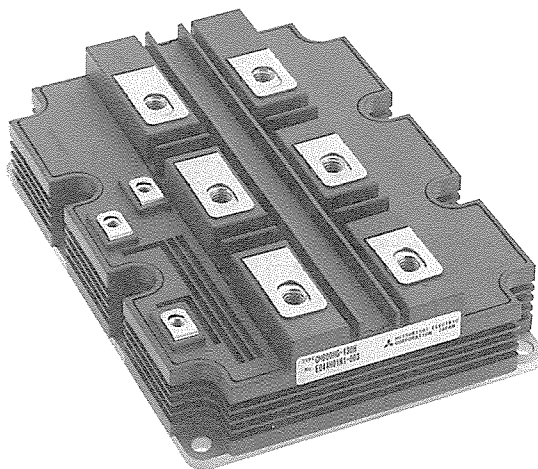
## 要 旨

鉄道・電力・大型産業などの重工業分野では、システムの小型・軽量化あるいは環境負荷低減を背景とした省エネルギー化という市場要求が年々高まっており、大型電力変換装置に使用されるパワー半導体デバイスの主流は、十数年前まで広く採用されていたGTO(Gate Turn Off)サイリスタからIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュールなどの新しいデバイスへと大きく変遷している。

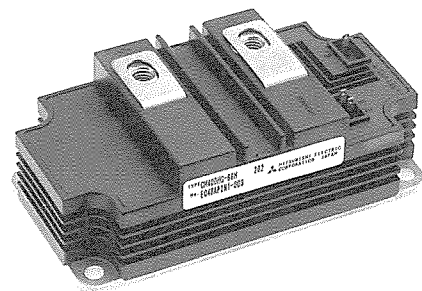
三菱電機は、大型電力変換装置に適合する高耐压・大容量IGBTとして、HVIGBT(High Voltage IGBT)モジュールを1996年に開発し、現在は電圧定格1.7~6.5kV、電流定格400~2,400Aまでの幅広い製品をラインアップしており世界各国の鉄道車両の電力変換装置に採用されている。

近年、鉄道車両の電力変換装置に使用されるHVIGBTへの要求は、制御可能な電圧の高圧化と併せて絶縁性能の向上が求められ、新たに絶縁耐压10.2kV、電圧定格3.3~6.5kVの高絶縁耐压HVIGBTシリーズの開発を行った。

この高絶縁耐压HVIGBTのシリーズ開発によって、直流架線電圧3,000Vのもとで運行される海外の鉄道車両のインバータ装置を中心に最適なHVIGBTとしての採用が広がり、また電力変換装置の電力変換方法や絶縁・接地方法の選択肢が増えることによって、システム設計における汎用性や絶縁の最適化、安全性の向上などの効果が期待される。



大型パッケージ  
(190×140×47mm)



小型パッケージ  
(73×140×47mm)

## 高絶縁耐压HVIGBTの外観

高絶縁耐压HVIGBTシリーズは、高圧架線で運行されている鉄道車両の電力変換装置用に絶縁耐压10.2kVのパッケージを採用した定格電圧3.3、4.5、6.5kVのパワー半導体デバイスとして開発された。

1. ま え が き

鉄道・電力・大型産業などの重工業分野では、システムの小型・軽量化あるいは環境負荷低減を背景とした省エネルギー化という市場要求が年々高まっている。これらの要求にこたえるためにコンバータ(交流-直流変換)やインバータ(直流-交流変換)などに代表される大型電力変換装置に使用されるパワー半導体デバイスの主流は、十数年前まで広く採用されていたGTOサイリスタからIGBTモジュールなどの新しいデバイスへと大きく変遷している。

当社は、大型電力変換装置に適合する高耐圧・大容量IGBTとして、電圧定格3.3kV、電流定格1,200AのHVIGBTモジュールを1996年に開発した。現在は、電圧定格1.7~6.5kV、電流定格400~2,400Aまでの幅広い製品をラインアップし、特に鉄道車両では世界各国の高速郊外鉄道、近郊鉄道、機関車、地下鉄などの電力変換装置に多数の採用実績を誇っている。

近年、鉄道車両の電力変換装置に使用されるHVIGBTへの要求は、制御可能な電圧の高圧化と併せて絶縁性能の向上が求められている。当社では電圧定格6.5kV、電流定格600A、絶縁耐圧10.2kVの電気的特性を持つHVIGBTモジュールを2005年に製品化した。この絶縁耐圧10.2kVを実現したパッケージ技術を生かし、電圧定格6.5kVに3.3kVと4.5kVを加えた高絶縁耐圧HVIGBTシリーズの開発を行った。

本稿では、この高絶縁耐圧HVIGBTの鉄道車両用の電力変換装置への応用を踏まえ、製品について述べる。

2. 高絶縁耐圧HVIGBTの鉄道車両への適用

2.1 鉄道車両の絶縁

鉄道車両は公共輸送機関としての安全性を確保する義務があり、システムの安全設計にかかわる指標は国内外の公的規格などで示され、電気的な安全性のための絶縁に関しても、これらの規格に基づいた基準値や試験方法などが具体的に規定されている。

直流、交流架線から電力を得る電気鉄道車両に関しては、この架線電圧や車両内の降圧トランス、電力変換装置で変圧された電圧を基準としてシステムの絶縁基準が規定されるが、本稿では内容が複雑にならないように直流架線におけるインバータ装置を中心に述べる。

まず、直流架線電圧を制御するインバータで一般的に推奨されるHVIGBTのコレクタ・エミッタ間電圧と、絶縁性能として求められる充電部(電極端子部)とベース板間の絶縁耐圧について、各々の最大値を表1に示す。

また、一般的に広く採用されている電圧型インバータにおける電力変換方式として、表1に示す2レベル方式と3レベル方式の概略回路構成を図1に示す。

日本国内における直流架線電圧は1,500Vが最大であるため、表1から絶縁耐圧としては従来のHVIGBTが保有していた6.0kVで十分であるが、海外での鉄道の直流架線には3,000Vの高圧線が存在し、この架線電圧に対応するためには、HVIGBTの絶縁耐圧は10.2kVが必要である。

また、交流架線においては日本国内の架線電圧は、在来線で20,000V、新幹線は25,000Vであるため、車両内のトランスで降圧しコンバータで直流変換される電圧値やインバータの種類及び接地方法によっては、日本国内でも10.2kVの絶縁耐圧が必要となる場合がある。

2.2 高絶縁耐圧HVIGBTの設計コンセプト

鉄道車両の電力変換装置に使用されるHVIGBTの絶縁耐圧として10.2kVが必要な理由は前節で示したとおりであるが、対応する高絶縁耐圧HVIGBTの設計コンセプトは次の2点である。

- (1) 10.2kV(交流全波・実効電圧, 1分間)の絶縁耐圧と高い部分放電性能を持つパッケージの開発
- (2) 従来HVIGBTと冷却フィンへの取り付け互換性を持つ、定格電圧3.3, 4.5, 6.5kVのシリーズ化

表1. 架線電圧とHVIGBTの最大電圧特性

直流架線電圧	インバータ変換方式	HVIGBTの耐電圧性能	
		コレクタ・エミッタ間電圧	絶縁耐圧(交流実効値)
600, 750V	3レベル	1.7kV	4.0kV
	2レベル	1.7kV	6.0kV
1,500V	3レベル	3.3kV	6.0kV
	2レベル	4.5kV	6.0kV
3,000V	3レベル	3.3kV	10.2kV
	2レベル	4.5kV	10.2kV

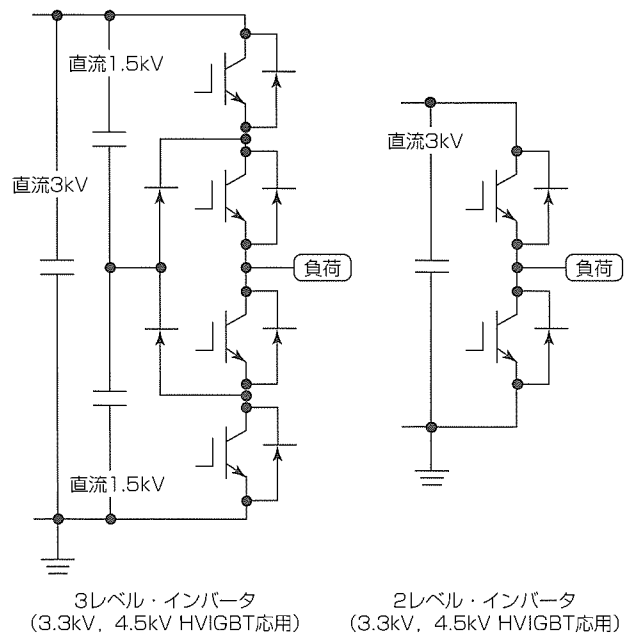


図1. 電圧型インバータの回路構成

### 3. 高絶縁耐压パッケージの設計と絶縁性能

#### 3.1 高絶縁パッケージの設計

HVIGBTのパッケージの絶縁設計は、IEC(International Electrotechnical Commission)規格、EN(European Norm)規格などを基本として材料、使用条件などから必要な絶縁距離を定めて具体的な形状設計を行っている。

EN50124-1規格に示された最大電圧をHVIGBTのコレクタ・エミッタ間の定格電圧として基準電圧を算出し、定格電圧の異なるHVIGBTに必要な最小絶縁距離として規定される各々の空間距離と沿面距離を表2に示す。この表から分かるとおり、定格電圧6.5kVのHVIGBTにおいては、非常に長い絶縁距離(特に沿面距離)を確保する必要がある。

また、図1に示す直流架線3,000Vに対する3レベルインバータにおいては、HVIGBTの充電部(電極端子部)と冷却フィンを通して大地接地されているベース板との間には2レベルインバータと同等の電位差が発生するため、定格電圧3.3kVもしくは4.5kVのHVIGBTにおいても定格電圧6.5kVのHVIGBTと同等の絶縁耐力(10.2kV)と絶縁距離が必要である。

しかし、高絶縁HVIGBTは従来のHVIGBTと冷却フィンへの取付寸法の互換性をを持たせるため、単純に距離を延ばすことはできず、既成のスペースの中に収める必要があった。このため、空間距離は取付寸法に影響しないパッケージの高さを10mm上げることで、沿面距離はパッケージの上面や側面にコルゲーション(Corrugation)と呼ばれる波形の形状を設けることで取付け互換性を損なわずに、表2に示すこれらの絶縁距離を確保することが可能となった。

なお、このコルゲーション形状はGTOサイリスタなどに代表される前世代の平型半導体デバイスで数多く採用されており、当社が得意とする形状設計の技術でもある。その外観を図2に示す。

また、半導体デバイスのパッケージに使用される絶縁材料は本来、絶縁抵抗が非常に高く電流をほとんど流さないため、過剰な電圧が印加されない限りその絶縁性能が失われることはないが、絶縁物中の空隙(くうげき)や異物の混入などの局所的な欠陥や電界が集中するような導電部形状があると、それらの部位で微小な放電が発生し、この放電電流による絶縁物の侵食、発生熱による炭化物生成などで

表2. 絶縁距離の設計基準(EN50124-1)

コレクタ・エミッタ間 定格電圧	基準電圧 (計算値)	最小絶縁距離	
		空間距離	沿面距離
3.3kV	2,333V	14mm	31mm
4.5kV	3,182V	18mm	45mm
6.5kV	4,596V	22mm	58mm

基準電圧 : コレクタ・エミッタ間電圧/ $\sqrt{2}$   
 過電圧カテゴリ : OV2, 汚染度 : PD3  
 材料グループ : Group I (600 $\leq$ CTI)  
 CTI : Comparative Tracking Index

絶縁劣化が始まり、最終的には絶縁破壊を起こすことがある。

高い絶縁性能と併せて長期間使用されることが求められる鉄道車両では、長期的な絶縁性能を損なうこの微小放電の発生は許されないため、高絶縁耐压HVIGBTではパッケージ外面で前述の絶縁距離を確保することと、パッケージ内面では電界集中を緩和するための導電部と絶縁部の形状の最適設計及び、端面の絶縁コーティングなどを実施することで、IEC規格などで規定される部分放電性能も十分満足できる高絶縁耐压パッケージを開発した。

#### 3.2 高絶縁パッケージの絶縁性能

IEC1287-1規格の部分放電試験は、表2に示す基準電圧4.6kV(=4,596V)に対して、図3に示す2段階の電圧(6.9kV, 5.1kV)を規定時間印加して、最後の5秒間で計測された放電電荷量が10pC以下であることと規定している。

よって、部分放電試験の最大印加電圧は6.9kVであるが、絶縁耐力の10.2kVまでの電圧を印加することで高絶縁パッケージの実力を見極め、併せて従来の標準絶縁耐力6.0kVの標準パッケージとの絶縁性能の比較を行った。その試験結果を図4に示す。

結果として、従来の標準パッケージでは規定の絶縁耐力6.0kVまでは問題ないが、7.0kV付近から放電電荷の発生と増加傾向が見られるため、この放電状態が長く続けば絶縁劣化・破壊に至る可能性を示している。一方、高絶縁パッケージは部分放電を規定する電圧条件(6.9kV)を超え、

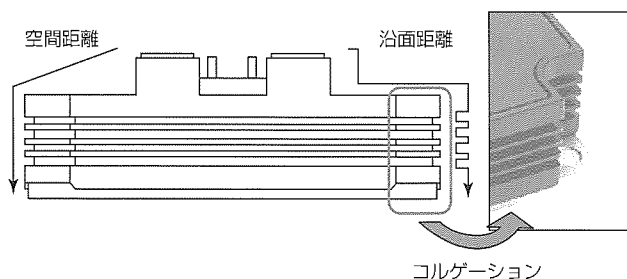


図2. パッケージの絶縁距離とコルゲーション構造

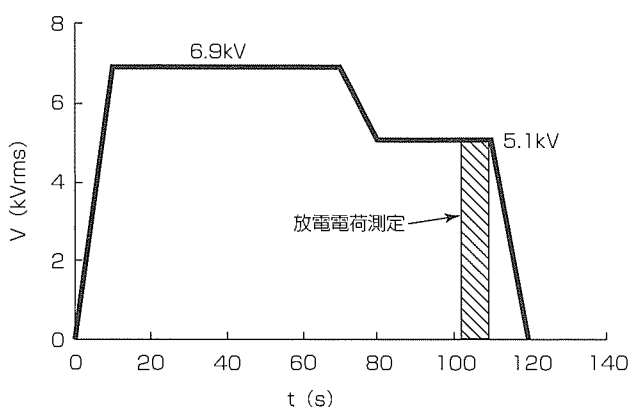


図3. 部分放電測定における印加電圧



表 3. 高絶縁耐圧HVIGBTシリーズ

外形 (パッケージサイズ)		73	130	190
定格電圧	種類			
3,300V	IGBT	400Aシングル	800Aシングル	1,200Aシングル
	Diode	-	400・1,200Aデュアル	-
4,500V	IGBT	-	-	900Aシングル
	Diode	-	300Aデュアル	900Aシングル
6,500V	IGBT	200Aシングル	400Aシングル	600Aシングル
		-	-	400Aチョッパ
	Diode	-	200・400・600Aデュアル	-

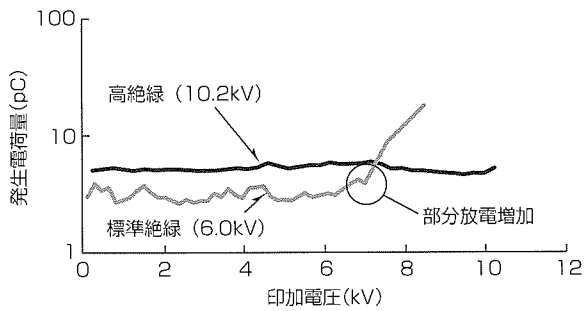


図 4. 部分放電特性(印加電圧：交流全波60Hz, 実効値)

絶縁耐圧試験の10.2kVまで電圧を上げても放電電荷はほとんど観測されず、長期的な絶縁性能に関しても十分な実力を保有している。つまり、直流架線電圧3,000Vで運行される鉄道車両用のインバータ装置から求められるHVIGBTの絶縁性能に問題はない。

#### 4. む す び

当社の高絶縁耐圧HVIGBTは、鉄道車両の直流架線で現存する最大電圧3,000Vを受電源とする電力変換装置用へ

の適用を主目的に、最大定格電圧3.3~6.5kV、絶縁耐圧10.2kVのシリーズ開発を行った。その全シリーズを、開発進行中のものを含めて表3に示す。

この高絶縁耐圧HVIGBTのシリーズ開発によって、直流架線電圧3,000V下で運行される海外の鉄道車両のインバータ装置を中心に最適なHVIGBTとして採用が広がること、さらに高圧交流架線対応の電力変換装置、交・直流架線をまたいで運行されるマルチ電力変換システム、ハイブリッド機関車などへの採用拡大及び、電力変換装置の電力変換方法や絶縁・接地方法の選択肢が増えることによるシステム設計における汎用性や絶縁の最適化、安全性の向上などの効果が期待される。

また、鉄道車両の電力変換装置だけではなく、高電圧を扱う電力送電・変換設備、風力発電、鉄鋼などの電力変換装置への適用も想定され、これらの装置の軽量、小型化あるいは省エネルギー化の達成に貢献できる。

# 新世代IGBTモジュール“NXシリーズ”

松本 学\*

Next Generation IGBT Module “NX Series” with New Package Concept

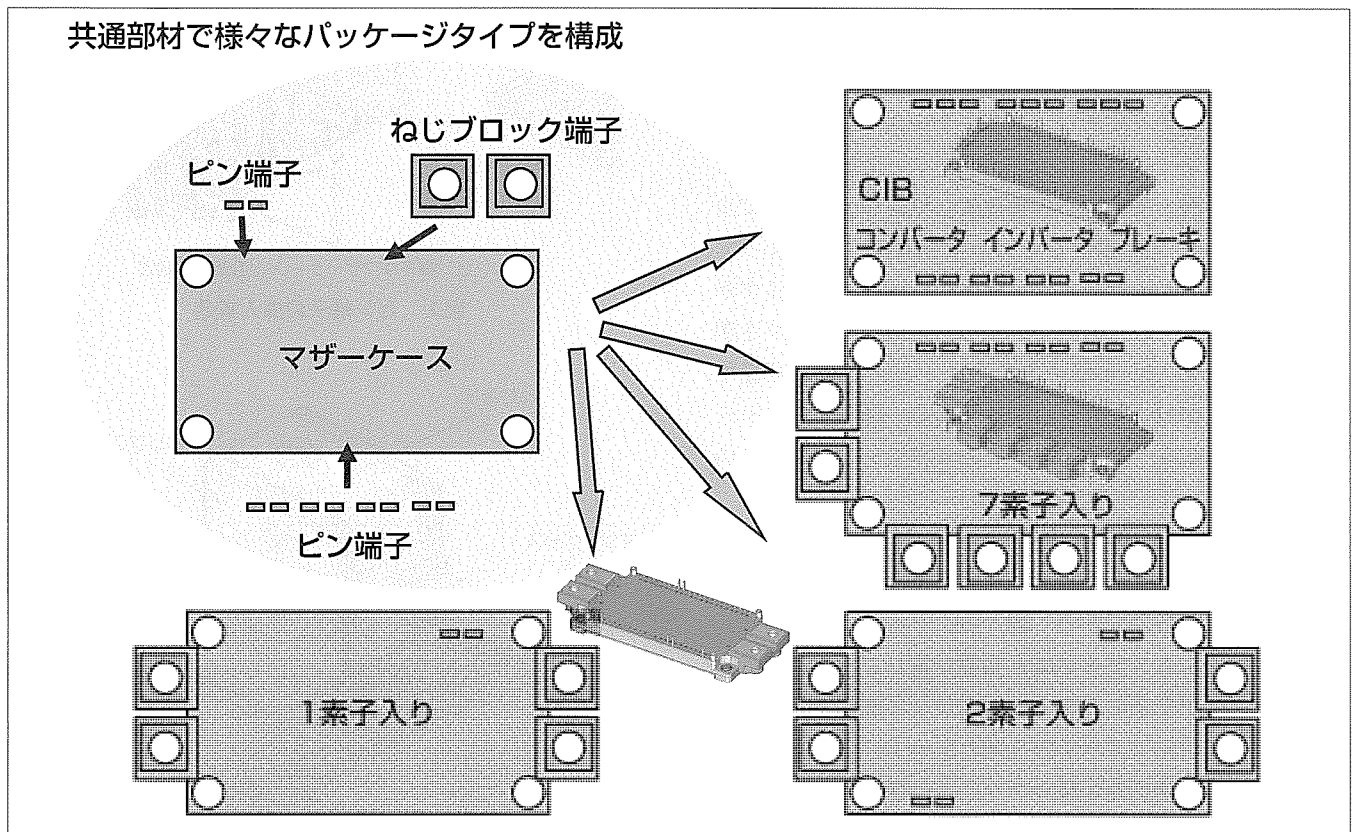
Manabu Matsumoto

## 要 旨

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールの普及は目覚ましく、現在ではエアコンなどのkWクラスから風力発電などのMWクラスまで、3けたほどにも及ぶ広大な電力容量のパワーエレクトロニクス製品に利用されている。IGBTモジュールはこのような多様な電力容量の機器に対応するため、様々なパッケージ群を開発してきた。一方で、薄型パッケージ要求や顧客の特殊回路に応じたカスタムパッケージ要求があり、これらの要求にこたえるためにはその都度パッケージを開発する必要があった。また、パッケージ開発にはそれぞれ形状ごとに金型が必要になるため、莫大なイニシャルコストがかかる。そのうえ、各部品の設計やパッケージごとの信頼性検証等によって、同時期に開発が集中した場合には開発工期が長くなる問題があ

った。

今回開発した“NXシリーズ”は、広い容量範囲について新しいパッケージを開発するに当たり、各パッケージ形状に対応した多くの金型を作るのではなく、共通部品化されたマザーケース、ピン端子とねじブロック端子を準備し、これらを組み合わせることで、様々なパッケージタイプへ展開するという方式を採用した。このパッケージデザインは、同一サイズのケースで多種の回路構成が可能となり、パッケージの柔軟性が高い。またパッケージ部品を共通化したことで、開発時のイニシャルコスト低減、開発工期の短縮を実現した。本稿では、NXシリーズの特長、機能について述べる。



## “NXシリーズ”のパッケージコンセプトと回路構成例

NXシリーズは、共通部品化されたマザーケース、ピン端子、ねじブロック端子を自由に組み合わせることによって、様々なパッケージタイプを構成することができる。マザーケースのフレームには端子を嵌合(かんごう)するためのスライド溝が同一ピッチで複数準備されており、その中で端子を自由な位置に挿することができる。

\*パワーデバイス製作所

1. ま え が き

産業市場における近年のパワーエレクトロニクス製品の電力容量拡大から、IGBTモジュールは、電力容量範囲拡大、回路バリエーションの多様化、さらにシステム全体の小型化に合わせた小型大容量のパッケージが求められるようになってきている。これらの要求から、様々なパッケージを開発してきたが、パッケージ形状ごとに金型が必要なため、広い容量範囲において開発する場合、莫大なイニシャルコストがかかっていた。そのため、カスタムモジュール開発の敷居は高かった。

今回開発したNXシリーズは、共通のパッケージ部品と様々な半導体チップを組み合わせることで、多種の回路とパッケージを構成することができ、カスタム開発においても柔軟な対応が可能である。さらに、共通化した部品を採用したことで、各機種に対応して専用に開発する必要がある部品はセラミック基板上の回路配線、ふた、テスト治具等に限られ、カスタム開発をする場合でも新たに作る必要のある金型が大幅に減り、イニシャルコストを1けた近く低減できる。また、部品の共通化は、パッケージの設計期間や部品の信頼性確認期間等を大幅に短縮でき、短期間での開発が可能である。

2. NXシリーズのパッケージ構造と特長

2.1 パッケージ構造

NXシリーズの最大の特長は、パッケージの柔軟性である。モジュールのケースは、マザーケース、ピン端子とねじブロック端子で構成される。マザーケースには端子嵌合用のスライド溝を等間隔で複数準備しており、その中で自由な位置に端子を配置することができる。これによって、同一サイズのマザーケースで、様々なパッケージタイプが展開できる。さらにこのデザインは、搭載するチップを限定していないので、多種の半導体チップの搭載も可能で、カスタム開発が対応しやすい構造である。最初にパッケージの柔軟性を拡大したNXシリーズのパッケージ構造について述べる。

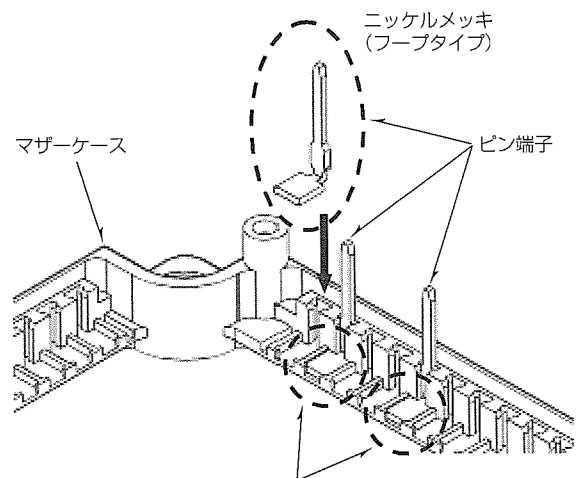
2.1.1 ピン端子の構造と特長

NXシリーズのパッケージは、ピン端子をケースの自由な位置に挿すことができる。図1のように、ケースにはピン端子に嵌合するスライド溝を複数準備している。適当な位置にピン端子を挿し、ケースと溶着して固定することで自由なピン端子レイアウトが可能となっている。またケース素材は、ピン端子挿入時のケースとの嵌合性確保とピン端子の溶着固定を実現するために、従来のPPS (Polyphenylene Sulfide) より柔軟性のあるPET-PBT (Polyethylene Terephthalate-Polybutylene Terephthalate) を採用した。NXシリーズのピン端子は、はんだ付け

を想定してニッケルメッキ(フープ)を採用した。またAC 440Vに対応できるようにピン同士の空間距離を6.3mm取るために、ピンピッチは1.5mil(3.81mm)とし、ピン形状は肩なし(ストレート)とした。ピン端子の高さは、次項で説明するねじブロック端子の高さに対して、パワーP板が使えるような高さを確保し、またその高さを互換製品が入手しやすい17mm対応とした。

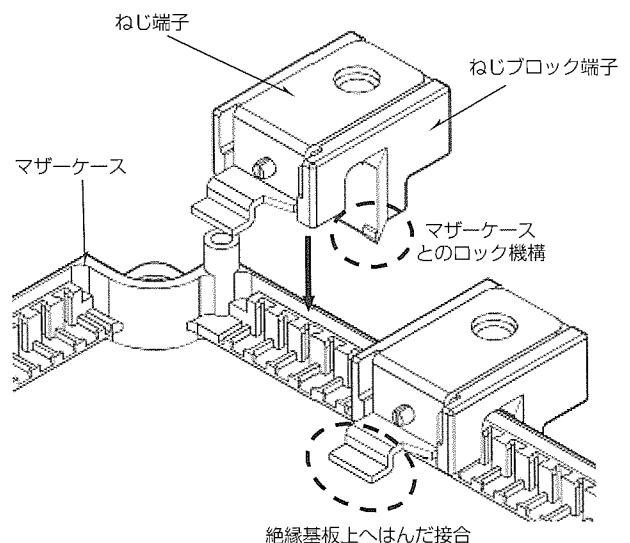
2.1.2 ねじブロック端子の構造と特長

NXシリーズのパッケージは、ピン端子のほかにねじブロック端子もケースの自由な位置に挿すことができる。アセンブリの段階でねじ端子位置を自由に変更できる構造は当社では初めてである。図2に示すように、ケースとねじブロック端子は互いに独立したパーツで、ケースに複数準備されたスライド溝にねじブロック端子を上部から挿し込み嵌合させる。ねじブロック端子にはケースとの嵌合のためのスライド溝と、下部に嵌合後のケースとのロック機構を設けており、アセンブリ時の端子の位置ずれを防止して



ピン端子はマザーケースと溶着して固定

図1. ピン端子の挿入構造



絶縁基板上へはんだ接合

図2. ねじブロック端子の挿入構造

いる。この構造の採用で、製品開発時にパッケージの金型の変更なしにねじ数、ねじ位置の変更が可能となった。金型が不要ということは、各種のねじ端子配列に短期間で対応でき、広範囲の電力容量の製品開発が短期間で一斉にできる(シリーズの発売日を比較的そろえて発売開始できる)というメリットのほかに、カスタム品開発の敷居が低くなるというメリットもある。

このねじブロック端子は、すべて端子上面部までの高さが17mmで、図3に示したM4、M5、M6タイプの中から選択でき、広範な電流領域の製品を提供できる。ピン端子だけでなく、ねじ端子が使用できることで、大電流に対応でき、例えばM6タイプは400A定格以上に対応できる。カスタム対応では、ねじブロック端子のサイズを混合して使用することも可能である。また、締め付けトルク(M6で最大5.5Nm)によって、ケースとねじブロック端子嵌合部が割れないように強度を確保するためねじブロックの素材はケースと同様にPET-PBTを採用した。さらに、ねじブロック端子に内蔵しているナットは面取りなしナットを採用することで絶縁型ラミネート平行平板との接触面を面取りありナットに比べて1.3倍とした。このほかに、NXシリーズのねじブロック端子は、基板にはんだ付けしているため放熱性に優れ、端子の冷却設計(外部配線の形状設計)を簡便化でき、より高い外部配線形状自由度を得られる。

### 2.1.3 マザーケースの特長

NXシリーズのパッケージは、サイズの違うマザーケースを準備することによって、回路規模に応じて柔軟な対応

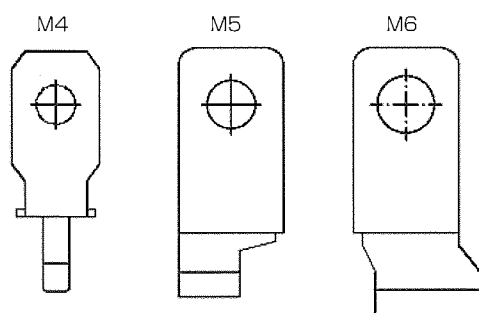


図3. ねじ端子サイズ

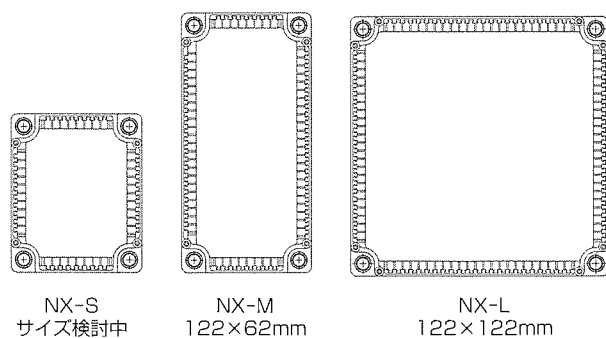


図4. マザーケースタイプ

が可能である。図4のように、NXシリーズは3種類のマザーケースサイズ(NX-S, NX-M, NX-L)から適当なサイズを選択し、ピン端子、ねじブロック端子を組み合わせることでアウトサートケースが完成する。標準品はMサイズで、ケース外形は122mm×62mmサイズを採用し、ピン端子が挿せるスライド溝は最大で61、ねじブロック端子は、例えばM5の場合は、ケースの長方向で最大4端子、短方向で2端子の設置が可能である。大きいサイズのNX-Lは現時点でカスタム用としてのみ開発中である。面積が大きいため、より複雑な回路への対応を想定して、パッケージ上面の中ほどにも端子が立てられるよう図5のようなクロスピースを開発した。クロスピースは周辺の端子嵌合溝に嵌(は)めこむことによって、モジュールを横断した端子嵌合溝の列を追加する部品である。これによって回路自由度が飛躍的に向上し、高熱伝導、高絶縁耐圧、高信頼性のセラミック基板を用いながら、金属基板に迫る設計自由度が実現できる。

### 2.2 生産性の向上

少量多品種のIGBTモジュールでは、部品在庫管理が困難なため短納期に対応しにくいのが、部材を共通化したことで部品在庫が少なくてすみ、対応しやすくなった。このように、部材の共通化をしたことにより、需要に応じて柔軟に対応できるようになった。また、カスタムモジュールも短期間で開発できるようになった。

### 2.3 チップ搭載柔軟性

NXシリーズの半導体チップは、基本形はCSTBT(IGBT)+FWDであるが、パッケージの柔軟性を拡張して、カスタム品を開発する場合、幅広い半導体チップの搭載が可能である。例えば、当社IGBTモジュールでは広範囲の用途に合わせた特性のIGBTチップを量産している。幅広い電力範囲はもちろんのこと、例えば速度に関して、高周波("NFHシリーズ"など)、中高周波("NFMシリーズ"), 高速(汎用)、低飽和電圧("ALシリーズ"など)と4段階の品ぞろえがある。また、NXシリーズのパッケージ構造は、基本的には近年の従来パワーモジュールと同等であるため、近年産業用パワーモジュールに採用実績のある半導体チッ

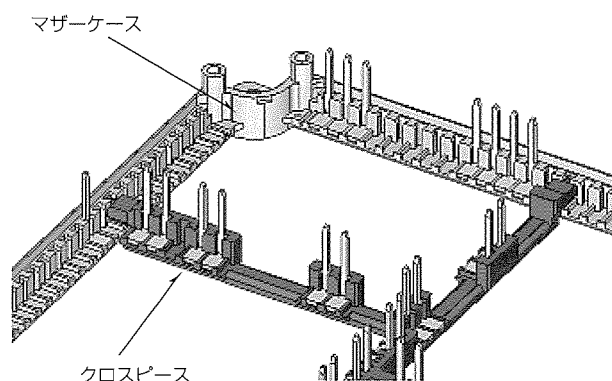


図5. クロスピース

プや部品は比較的自由に搭載できる。例えば、IGBT (CSTBT)、ダイオード、MOS-FET (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)、サーミスタ、シャント抵抗など。このようにNXシリーズのパッケージ柔軟性の拡張と多用なチップの組み合わせによって、柔軟なカスタム対応が可能である。

### 2.4 チップ並列による柔軟な容量対応

NXシリーズは、幅広い電流容量のIGBTチップを準備するだけでなく、チップを並列接続することによって、より幅広い電流容量に対応することができる。また、大電流のモジュール(2素子入り, 1素子入り)については、最終的には、モジュール同士の並列接続にも対応する予定である。モジュールを並列接続する場合、標準ラインアップ品は図6のようにP, N端子を端面に配置することで、絶縁型ラミネート平行平板面積が低減可能で、組立性向上や装置質量の低減、配線インダクタンスの低減などに効果がある。

### 2.5 高密度半導体実装

NXシリーズのパッケージは、高密度の半導体実装が可能なパッケージである。これは、セラミック基板に高熱伝導度のAlNセラミックを利用して放熱能力を良くしていること、ベース板面はアセンブリ後に切削加工を施し、平面性を確保したのでフィンとの密着性に優れていること、厚さ3mm以上の厚いベース板を採用することで放熱性を上げていること、の3点からである。これらによって、より多くの回路が内蔵でき、回路形成自由度が高い。

## 3. 信頼性

### 3.1 RoHS対応

NXシリーズのパッケージは、すべてRoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment)対応なので、環境適応が必要な装置にも使用できる。半導体チップ、絶縁基板、ねじブロック端子の接合に使用しているはんだは鉛フリーはんだを使用している。鉛フリーはんだは一般的に、Sn-Pbはんだに比べてウェット性が劣り、機械的強度が低い。したがって、はんだ濡(ぬ)れ性及び通電時のヒートサイク

ルに対する信頼性の向上が必要であった。これらの特性を達成するため、鉛フリーはんだ組成を十分に検討し、弾性の高いSn-Ag-Cu系はんだを採用した。これによって、ヒートサイクル、パワーサイクル等の信頼性は、非RoHS品と同等かそれ以上である。

### 3.2 パワーサイクル性、ヒートサイクル性の向上

NXシリーズのパッケージには線膨張係数がシリコンにより近いAlNセラミックを採用している。AlNはアルミナよりも熱膨張率が少なく、半導体チップとの間の応力が小さいため、パワーサイクルに優れ、より激しいチップ温度変化をする用途にも利用できる。それに加えて、はんだ以外でネックとなるワイヤボンドについては、“NFシリーズ”で開発したワイヤボンド技術を採用し、高パワーサイクルを実現した。一方ヒートサイクル性であるが、銅ベース板との間は十分な面積によって温度サイクル耐量向上の細工がやりやすいことを利用し、セラミック基板のはんだ付け部に図7のようにアルミワイヤボンドによるワイヤバンプを形成することで、はんだの厚さを高精度にコントロールした。これによってはんだ付け部の塑性ひずみを低減して高いヒートサイクル耐量を確保できた。さらにRoHS対応はんだの弾性とも相まって、高いサイクル耐量を確保することができた。

## 4. 標準ラインアップ

### 4.1 600V/1,200V “NX-M”

NXシリーズでは、標準品として600Vと1,200Vの製品展開を行った。表1に今回製品展開したNX-Mのラインアップを示す。NX-L, NX-M, NX-Hの3つのマザーケースサイズがあるが、最も汎用性が高く広範囲の電流容量に対応可能な、ケース外形122mm×62mmサイズのNX-M

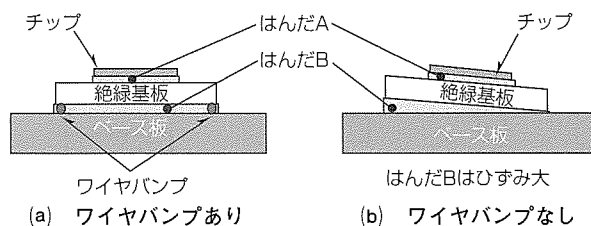


図7. ワイヤバンプ技術

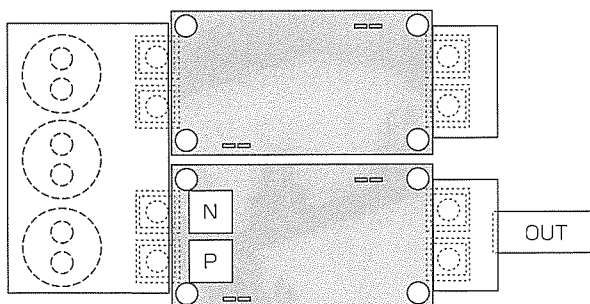


図6. 並列接続

表1. 600V/1,200V NX-Mシリーズラインアップ

	75/100A	100/150/200A	300/400A	600A
600V	75/100A	100/150/200A	300/400A	600A
1,200V	35/50/75A	75/100A	150/200/300A	400/600A
パッケージ				
	CIB (NTC搭載)	7素子入り(NTC搭載)	2素子入り(NTC搭載)	1素子入り(NTC搭載)
	122×62(110×50)	122×62(110×50)	122×62(110×50)	122×62(110×50)

NTC: Negative Temperature Coefficient Thermistor

を標準品に採用した。内部回路は、電流量に合わせて、CIB(Converter Inverter Brake)、7素子入り、2素子入り、1素子入りを準備した。また、このNX-Mには、低損失化と高密度の半導体実装を可能とするため、電流密度を高くすることができる低損失第5世代IGBT(CSTBT)を採用した。このCSTBTは、ゲート抵抗でターンオン速度制御がしやすくノイズ調整自由度が高い。これによって、発生ノイズと熱損失の折り返いの限界を極めることができる。また、近年のインバータでは頻度の少ない高負荷時に一時的にスイッチング周波数を十分低減することで、十分な低ノイズを実現し、かつ粘り強いモータ制御も同時に得るという設計をする場合がある。NX-Mでは、特に欧州での設計に多く見られるこのような市場動向に対応し、IGBTチップの速度設定を低飽和電圧に調整した。

#### 4.2 NX-Mのチップ技術

NX-Mには低損失の第5世代IGBT(CSTBT)を採用している。第5世代チップは、第4世代トレンチIGBTの構造をベースに、3つの魅力的な技術を採用している。1つ目は性能向上の要であるCSTBT構造の採用である。これにチャンネル密度を制御するPCM(Plugging Cell Merged)技術と高耐圧素子での並列性や高速化を容易にしかつ破壊耐量を向上させるためのLPT(Light Punch Through)構造が加わって、駆動制御性の向上と高電流密度化に対応した。

##### 4.2.1 CSTBT

CSTBTの構造上の特徴は、従来のトレンチIGBTのpベース層とn層の間に比較的高不純物濃度のn層を付加していることである。図8はCSTBTと従来のトレンチIGBTのセル構造の断面を示している。従来のトレンチIGBTの場合、オン状態において、正孔はコレクタ側のp+層からn層に注入され、エミッタ側へ通り抜けていく。一方

CSTBTは、pベース層と接合するn層の濃度がn層よりも高いため、PN接合の内蔵電位はトレンチIGBTに比べて約0.2V高い。この内蔵電位の増加がp+層からn層に注入された正孔のエミッタ側への通り抜けを防ぐ障壁となる。つまり、n層がpベース層への正孔の移動を制限することによって、素子内部に正孔が蓄積されることになる。この電荷蓄積機能によってCSTBTの少数キャリアである正孔分布が従来構造より高くなり、オン電圧特性はトレンチIGBTに比べて大幅に低減される。

##### 4.2.2 PCM

CSTBTは、チップ内部の電流集中によってではなく、全面で緩やかにホール密度調整するので、そのままでは非常に低損失ながら、短絡電流が非常に大きく(Icが飽和しにくく)、短絡耐量が小さい。これは短絡耐量を必要とするインバータ装置には不利な特性である。そこで、チャンネル密度を制御して飽和電流を抑制することができるPCM技術を用いて短絡耐量10 $\mu$ s以上を確保した。セルマージ技術は、トレンチ間隔を広げる代わりにいくつかおきにトレンチのゲートをエミッタとショートにして、チャンネルがオンしないようにした。これによって、チャンネル密度を調整することができた。また、セルマージはIGBTのセル構造上自動的に入力容量が小さくなるようなものではなく独立した構造であり独立に調整可能であるので、極端に入力容量を小さくすることによる駆動制御性(ゲート抵抗によるtr制御性)喪失(帰還による速度暴走)を容易に回避できる。このため駆動回路によってターンオン速度を自在に制御でき、ノイズ低減に有効である。またCSTBTの帰還容量は比較的小さいので、大きめの入力容量でも小さな駆動電力となる傾向がある。このように、セルマージを行ったCSTBTは、短絡耐量確保に加えて、駆動電荷が低下し、より小さな駆動電力で駆動可能となり、駆動回路電源設計が楽で設計自由度が高いという利点も持っている。

##### 4.2.3 LPT

IGBTの母材となるウェーハは大きくエピタキシャルウェーハと拡散ウェーハに分類できるが、各々の性質から生まれた特徴的なIGBTの縦構造(厚み方向の構造)としてPT(Punch Through)型とNPT(Non Punch Through)型がある。一般的にPT型は低オン電圧化に有利であり、NPT型は破壊耐量向上に有利である。NPTをベースにPT構造の特徴を取り入れた構造がLPT型である。近年のIGBTは、損失放熱のためというよりはむしろ短絡耐量確保のために多くのチップ面積を消費している。したがってIGBTの高電流密度化のためにはより狭い面積での短絡耐量確保が重要となる。LPTはNPT系(拡散ウェーハタイプ、低ホール注入長ライフタイム型)のIGBTなので、PTに比べれば損失的にはやや劣るものの、短絡耐量が確保しやすい傾向があり、高密度実装に適している。特に高負荷時に一時的に

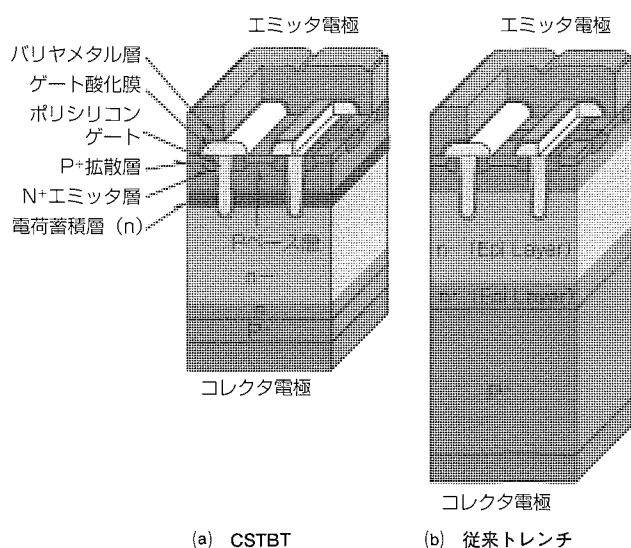


図8. CSTBTと従来トレンチIGBTのセル構造

スイッチング周波数を十分低減するタイプの装置設計では、大電流時の低いスイッチング周波数によって最大損失が大幅に抑制されるため、LPT-IGBTが適している。1,200Vクラスは5世代からLPTを採用したが、今回は600V耐圧もLPT型とした。

### 5. NXシリーズの梱包箱

NXシリーズの梱包箱は、各種の端子位置に対応する必要があることから新規に設計した。素材は、多くの国のリサイクルプログラムにマッチし、IGBTモジュールを装置に組み込む工場の立地制約が少ないダンボールを採用した。また、素子の静電対策として、従来は導電スポンジを採用していたが、輸送中に外れる、装置組み立て時に取り外しが煩雑、外した導電スポンジの装置内への混入防止対策が面倒などの問題指摘が多く、今回図9のように内ダンボール箱の内面を導電性にすることで、導電スポンジをやめ、梱包箱で静電対策をする方式を採用した。この静電対策は、ダンボールがリサイクル可能なものとした。

さらに外箱は日本国内と欧州のパレットサイズの違いや、カーゴ使用時の寸法制約などを考慮して最適化した。

### 6. む す び

今回、幅広い電流容量のモジュールを開発するに当たり、共通化されたマザーケース、ピン端子、ねじブロック端子を組み合わせ、多種のパッケージを構成する方式を採用した。この方式は、パッケージの柔軟性向上、開発期間の短縮化を可能とした。今後は、顧客が端子位置と搭載素子を

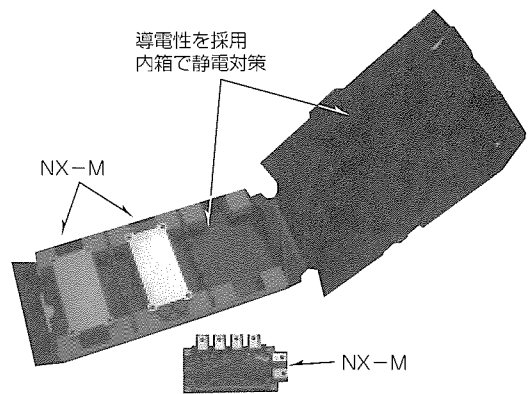


図9. 梱包箱

自由に選択できるようなシステム構築と、要求仕様に合わせたIGBTモジュールを短時間で提供可能なクイックデリバリーサービスの実現に取り組んでいきたい。

### 参考文献

- (1) Takahashi, H., et al.: Carrier stored Trench-gate Bipolar Transistor-A Novel Power Device for High Voltage Application, Proceeding of ISPSD 96 (1996)
- (2) Yamada, J., et al.: The latest High Performance and High Reliability IGBT Technology in New Packages with Conventional Pin Layout, PCIM Nuremberg (2003)
- (3) Nakamura, H., et al.: Wide Cell Pitch 1200V NPT CSTBTs with Short Circuit Ruggedness, Proceeding of ISPSD'01 (2001)

# “NXシリーズ”用梱包箱

磐浅辰哉\*

“NX Series” Packing Box

Tatsuya Iwasa

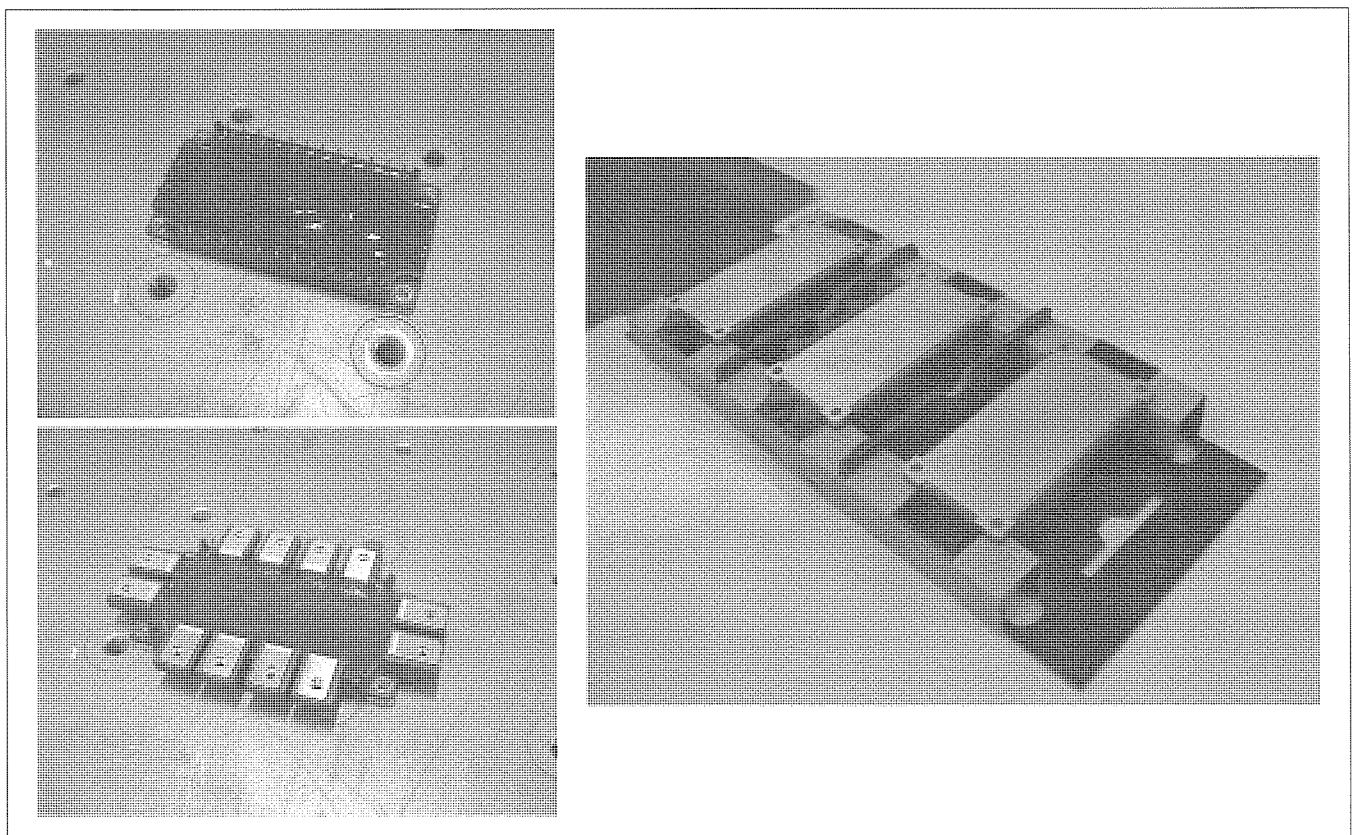
## 要旨

昨今RoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment)規制や環境負荷物質の使用禁止等、環境問題に配慮した製品が作り出されている中、その製品の輸送・保管に使用されている包装材も例外ではない。今回新世代“NXシリーズ”IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュールの開発に合わせて環境・保護・作業性・保管・輸送と、あらゆる面から検討し、NXシリーズ用梱包箱の開発を行った。

材料には現状と同じ段ボールを使用し、構造は1枚の段ボールの半分を製品収納部として両側2か所を筒状に折り曲げて板状の段ボールを差し込むだけで組み上がり、作業性を向上、残り半分の部分はふたとして使用し、梱包箱全体の補強機能を持たせた。さらに紙使用量は現状品と比べて約50%(質量比)削減を達成するとともに、静電破壊対策

として導電性段ボールの採用で現在取り付けられている導電性スポンジの廃止が可能になり、これによって取り付け忘れや、荷扱い中・輸送中の導電性スポンジ脱落による製品破壊等の不具合を防止できた。

シンプルな構造ではあるが、NXシリーズ特有の様々な外形サイズ・質量にも梱包箱のサイズや仕切りを変更・追加することなくすべて1つの梱包箱でまかなうことができ、かつこの収納箱を6箱/セットとして外装箱に入れた状態で輸送・保管を行うこととし、外装箱縦横サイズを345mm×345mm、質量を10kg未満として輸送・作業性を向上させた。さらに保管・輸送時の積段を考慮した安全率は5倍を達成、落下評価においてはJIS Z0200レベルI相当の実力を備え、国内・海外を問わずこの梱包箱1つでまかなえる実力を持つものである。



新世代“NXシリーズ”IGBTモジュール梱包状態

左上：NXシリーズ最小予想製品外形、左下：NXシリーズ最大予想製品外形、右：NXシリーズの収納状態

\*パワーデバイス製作所



## 1. ま え が き

新規・改善と製品レベルの様々な対応は行われているが、その製品に使用されている包装についてはあまり対応していなかった。しかし、今回新世代“NXシリーズ”IGBTモジュールの開発に合わせて環境・保護・作業性・保管・輸送と、あらゆる面から検討を重ねて梱包箱の開発を行った。

## 2. 構 造

従来の梱包箱は積段構造と呼ばれる内箱の中に段ボールを打ち抜いたものを複数枚重ねて作っており、製品は段ボールを打ち抜いた部分に収納されその上に平状の段ボールを置きふたを閉め、さらに内箱数個を外箱に収納していた。また、海外輸送にいたっては、外箱をさらに1箱増やして強度を増していた。一方NXシリーズ用梱包箱は、図1、図2、図3のように1枚の段ボールを筒状に折り曲げて両先端と製品支持部以外を折り込み固定・補強し、板状に打ち抜いた段ボールを折り曲げ筒状部に差し込んで製品収納部を構成し、ふたの部分には製品収納支持部変形による製品脱落防止のために3辺にロック機能付き側壁を設け、さらに段ボールのばらつきを考慮して側壁の一部を伸ばして折り込むことで、万一ロック部が破損しても収納された製品が支持部から脱落するのを防ぐ構造とした。

## 3. 特 長

NXシリーズの製品外形は様々な形状に変化する。これらの製品群を1つの梱包箱で対応するため、絶対に形状が変わらない製品取り付け部のみでの固定として、製品の前後左右の動きに対しては段ボール箱の中に沈み込ませて製品取り付け部の側壁で固定し、上下の動きに対しては製品取り付け部をはさみ込む方法で固定するようにした。こうすることでこの梱包箱が1つあればNXシリーズのように外形が変化しても収納可能とした。

外箱は、パレット(カーゴ)輸送を前提に縦横サイズを345mm×345mm、総質量は作業性・保管・輸送を前提に最大外形製品全数収納時でも総質量10kg未満、評価試験はJIS Z0200に準拠、さらに導電性段ボール採用による静電気対策も盛り込んだ。また、国内・海外輸送に使用できるとともに、紙使用量を現状より50%(質量比)削減し、低環境負荷の梱包箱とした。

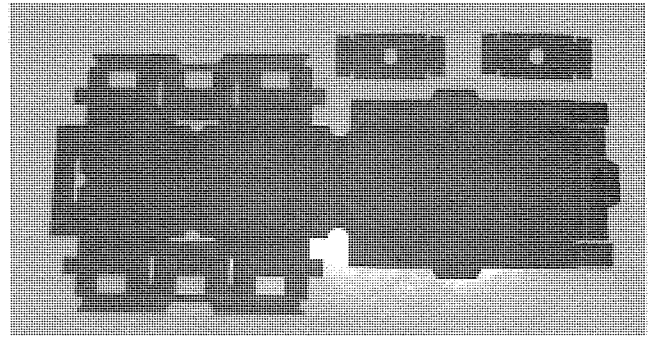


図1. 梱包箱切り抜き状態

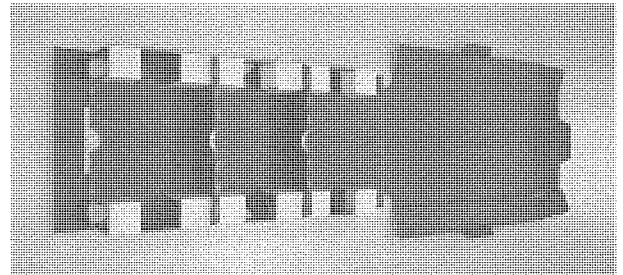


図2. 梱包箱組み立て状態

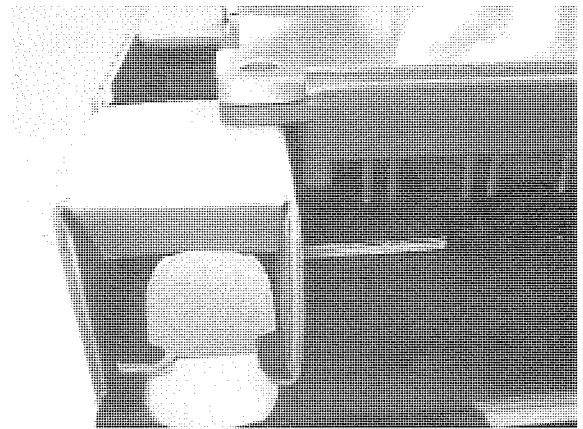


図3. 製品支持部

## 4. む す び

今回開発したNXシリーズ用梱包箱の考えは新規開発時はもちろん現状の梱包箱にも適用することができ、環境・保護・作業性・保管・輸送のすべての面で優位な梱包箱を作成できることが期待できる。

# 新チップ内蔵IPM“L1/S1シリーズ”

井上貴公\*  
岡部浩之\*  
米山 玲\*

New IPM “L1/S1 Series”

Takahiro Inoue, Hiroyuki Okabe, Rei Yoneyama

## 要 旨

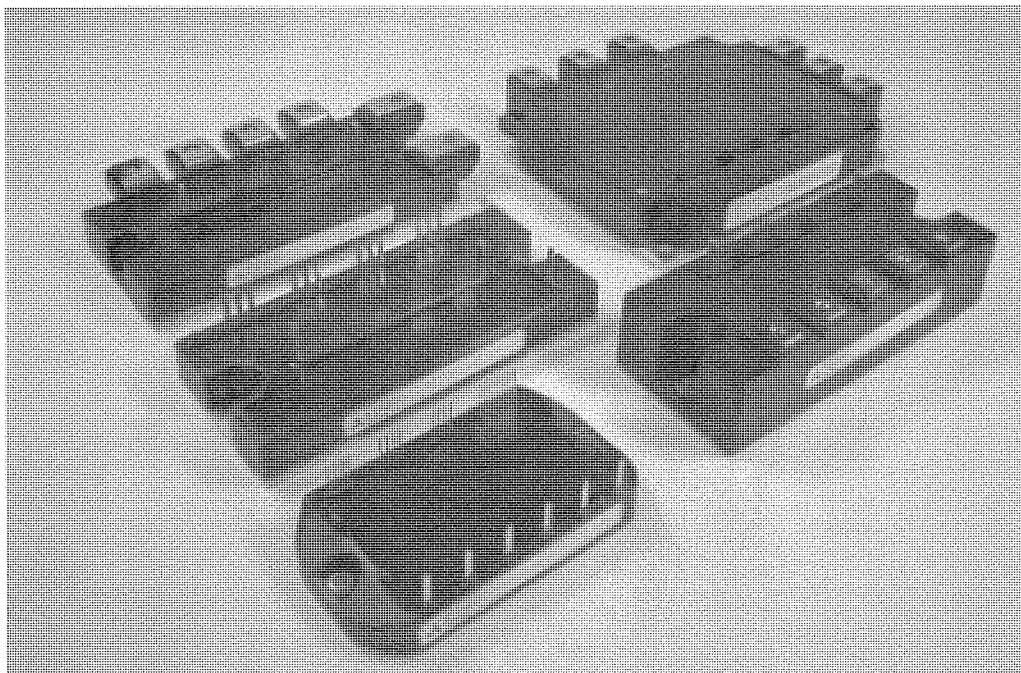
パワーデバイス応用機器の省エネルギー化は、地球環境保全のためにも強く求められており、パワーデバイスの低損失化については、これまでに多大な性能改善がなされてきた。

IPM(Intelligent Power Module)の主たる産業用途であるサーボ市場においても同様の要求がますます高まってきている。

これらシステム側の要求にこたえるために、0.8 $\mu$ mのCSTBT(Carrier Stored Trench-gate Bipolar Transistor)を採用して低損失化した第5世代IPM Lシリーズを提供し

てきた。今回さらに次に示すような優れた特長を持つ新IPMを開発し製品化した。

- 第5世代IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)である0.8 $\mu$ mのフルゲートCSTBTを採用し、さらに特性を用途に最適化して低損失化した。
- “L1シリーズ”は従来の“Lシリーズ”とパッケージを共通化し、互換性を維持した。
- 新小型パッケージをラインアップに追加した。
- “S1シリーズ”は従来の“S-DASHサーボシリーズ”の主電極端子をねじ端子化して汎用性を向上させた。



## 新チップ内蔵IPM“L1/S1シリーズ”の外観

- 左奥 : 定格 50A~150A/600V及び25~75A/1,200Vの6in1/7in1 端子ねじ締めタイプ (Aタイプ)
- 左中央: 定格 50~150A/600V及び25~75A/1,200Vの6in1/7in1 端子はんだ付けタイプ (Bタイプ)
- 左手前: 定格 50A/600V及び25A/1,200Vの7in1 端子はんだ付けタイプ (Sタイプ)
- 右奥 : 定格 200~300A/600V及び100~150A/1,200Vの6in1/7in1 端子ねじ締めタイプ (Cタイプ)
- 右手前: 定格 50~150A/600V及び25~75A/1,200Vの6in1 端子ねじ締めタイプ (S1タイプ)

1. ま え が き

産業用途、特にサーボ市場におけるパワーデバイスとしてIPMが広く使用されており、低損失化、小型化、長寿命化の要請がますます高まってきている。これらの要請にこたえるために、サーボ市場を主用途としたL1シリーズ/S1シリーズを開発した。製品系列を表1に示す。L1シリーズにおけるブレーキ部の定格電流はインバータ部の50~100%と大容量化して、市場の要望にこたえている。

本稿ではL1/S1シリーズに適用されているチップ技術、パッケージ技術の特長について述べる。

2. L1/S1シリーズの特長

2.1 チップ技術

従来のLシリーズではチャンネル密度を制御するPCM (Plugging Cell Merged) 技術を採用したCSTBTを搭載していた。

PCM技術とは、トレンチIGBTの構造をもつCSTBTに対していくつかおきにトレンチのゲートをエミッタとショートにして、チャンネルがオンしないようにするものである。このPCM技術によって、プレーナ-IGBTと類似したゲー

ト電荷量や短絡耐量を得ることが可能となったが、CSTBTの特長である低オン電圧の性能を若干犠牲にしているものであった。

そこでL1/S1シリーズでは、これまでのPCM技術を用いずにトレンチのゲートをすべて使用したフルゲートCSTBTを採用し低損失化を図った(図1)。フルゲートCSTBTを採用する際のデメリットである短絡耐量の低下に対しては、IPMの保護機能の一つである短絡保護機能によって補うことで回避可能とした。これによってCSTBT本来の低オン電圧とIGBTのターンオフロスの良いトレードオフを実現した。さらに600V品種については、今後のサーボ・ロボット用途における高キャリア周波数使用でのトータル損失低減として、トレードオフを最適に調整している。

図2にL1シリーズでのトレードオフ特性を示す。従来のIPMでは使用キャリア周波数を4~5kHzと想定した設計仕様としていた。今回開発したL1シリーズでは、サーボ・ロボット市場での高キャリア周波数要求に対応するために10kHz程度での使用を想定した設計仕様とした。このトレードオフ特性によってトータル損失を従来に比べて約20%低減することが可能となった(図3)。加えて、Total

表1. L1/S1シリーズIPMの製品系列及び機能

適用モータ 定格	形名	定格 電圧	定格電流Ic(A)とコレクタ損失(W)				パッケ ジタイプ	
			インバータ部		ブレーキ部			
3.7kW	PM50RL1C060	600V	50A	183W	50A	183W	S	
	PM50RL1A060			271W		271W	A	
	PM50RL1B060			312W		-	-	B
	PM50CS1D060			-		-	S1	
5.5/7.5kW	PM75RL1A060		75A	337W	50A	271W	A	
	PM75RL1B060				378W	-	-	B
	PM75CS1D060				-	-	S1	
11kW	PM100RL1A060		100A	390W	50A	271W	A	
	PM100RL1B060				446W	-	-	B
	PM100CS1D060				-	-	S1	
15/18.5kW	PM150RL1A060		150A	520W	75A	337W	A	
	PM150RL1B060				595W	-	-	B
	PM150CS1D060	-			-	S1		
22kW	PM200RL1A060	200A	595W	100A	378W	C		
30kW	PM300RL1A060	300A	833W	150A	500W	C		
3.7kW	PM25RL1C120	1,200V	25A	178W	25A	178W	S	
	PM25RL1A120			127W		127W	A	
	PM25RL1B120			347W		-	-	B
	PM25CS1D120			-		-	S1	
5.5/7.5kW	PM50RL1A120		50A	462W	25A	320W	A	
	PM50RL1B120				513W	-	-	B
	PM50CS1D120				-	-	S1	
11/15kW	PM75RL1A120		75A	595W	50A	462W	A	
	PM75RL1B120				645W	-	-	B
	PM75CS1D120				-	-	S1	
15/18.5kW	PM100RL1A120		100A	657W	50A	446W	C	
30kW	PM150RL1A120		150A	833W	75A	568W	C	

・上表記載の3φ+ブレーキの回路構成以外に、ブレーキ部を除いた3φのみの製品も展開した(タイプA, B, Cのみ)。  
 ・短絡電流保護機能、過熱保護機能(IGBTチップに温度センサを配置)及び制御電源電圧低下保護機能を搭載した。  
 ・P側:素子ごとにエラー信号を出力する。N側:一括してエラー信号を出力する(タイプS, A, B, Cのみ, タイプS1はN側のみ出力)。

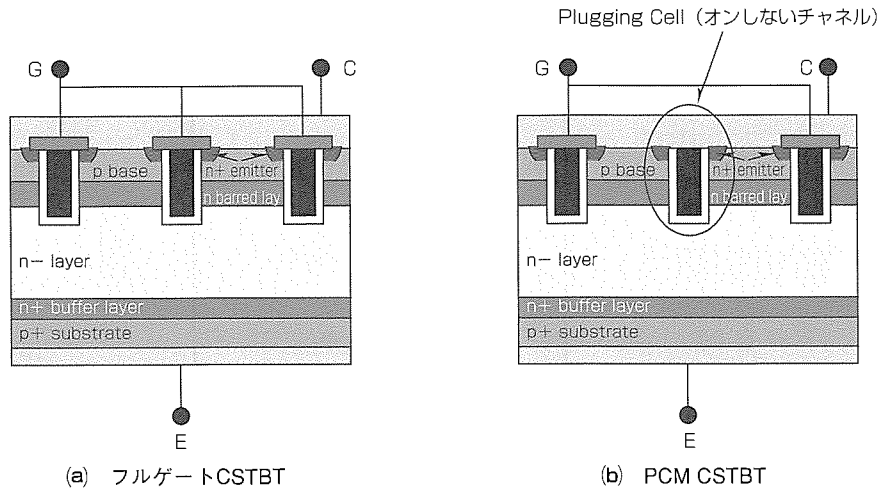


図1. フルゲートCSTBT

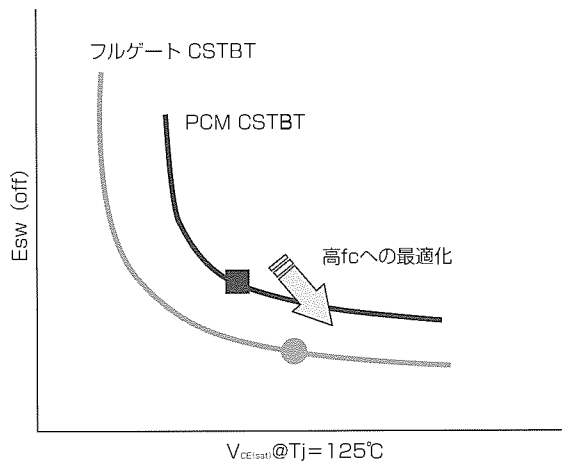


図2. トレードオフの改善

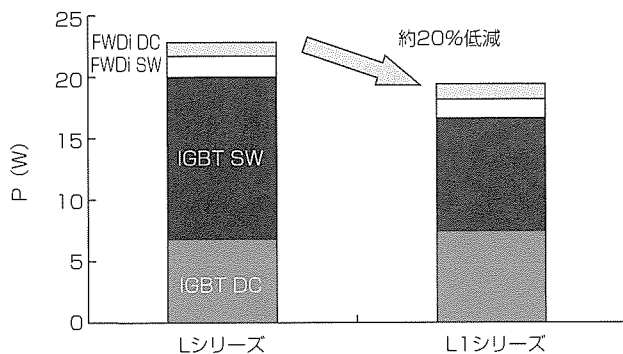


図3. 定格50A/600V品での損失比較  
(条件  $V_{ce}=300V$ ,  $fc=15kHz$ , 出力電流17Arms, PF=0.8, 力率1)

損失を低減できたことで、IGBTのチップサイズを最適化した。これによってフルゲートCSTBTを採用する際のもう一つのデメリットであるゲート電荷量の増加を低減することが可能となった。

また、FWD (Free Wheeling Diode)には低ノイズ化のため、LシリーズIPMと同様にライフタイム制御技術を採用している。

さらに、サーボ市場を主要用途とするため、サーボ用途特有のロック動作におけるFWDの低損失化のため、順方向電圧を最適化した。

## 2.2 パッケージ技術

L1/S1シリーズのパッケージの外形を表2に示す。

前述したとおりL1/S1シリーズは主にサーボ市場をターゲットとした製品としている。L1シリーズとS1シリーズのパッケージ上の差異は、設置面積と高さである。L1シリーズは低高設計としており、ユニットへの搭載時に高さ方向の制限がある場合に有利である。また、S1シリーズは端子ねじ締めタイプにもかかわらず、設置面積をL1シリーズの端子はんだ付けタイプに比べて約10%低減し、高密度実装のユニットへの搭載に有利である。

L1シリーズでは定格 50~300A/600V, 25~150A/1,200Vの範囲でLシリーズIPMのパッケージを踏襲し互換性を維持した。さらに小容量のサーボ用途として50A/600V, 25A/1,200Vにおいては、新たに小型パッケージを開発した。

今回新たに開発したパッケージ(表2のSタイプ)では、主端子形状をピンタイプに限定して小型化と軽量化に取り組み、表2のBタイプに比べて設置面積を約32%低減した小型パッケージとした。

S1シリーズでは従来のS-DASHサーボシリーズと同一の設置面積を維持しつつ、端子形状を汎用性のあるねじ端子タイプのパッケージを新たに開発した。

## 2.3 パワーサイクル向上

今回のL1/S1シリーズではワイヤボンダ部分に改良を加え、従来のLシリーズに比べて飛躍的にパワーサイクルを向上させる(図4)。

表2. L1/S1シリーズの外形

パッケージタイプ	Aタイプ (端子ねじ締めタイプ)	Bタイプ (端子はんだ付けタイプ)	Cタイプ (端子ねじ締めタイプ)
外形図			
サイズ	(L)66.75×(W)131×(H)31.5(mm)	(L)55×(W)120×(H)27.5(mm)	(L)110×(W)135×(H)34.7(mm)
パッケージタイプ	Sタイプ (端子はんだ付けタイプ)	S1タイプ (端子ねじ締めタイプ)	(参考) S-DASHサーボシリーズ
外形図			
サイズ	(L)50×(W)90×(H)25(mm)	(L)50×(W)120×(H)40.7(mm)	(L)50×(W)120×(H)40(mm)

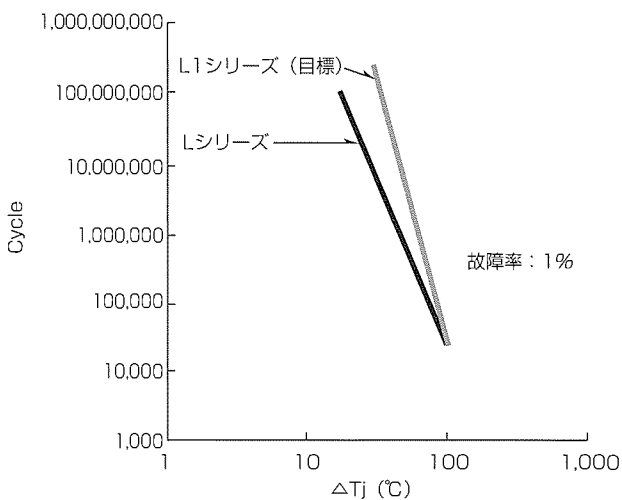


図4. パワーサイクル向上(目標値)

### 3. む す び

低損失、小型、長寿命を開発コンセプトとするL1/S1シリーズIPMの概要について紹介した。この製品はサーボ市場を主用途として開発したが、今回新たにラインアップに加わった小型パッケージの採用で、応用範囲がさらに広がり、市場の期待に沿うものとする。

今後とも市場ニーズに適合したパワーデバイスを提案し、パワーデバイス応用機器の発展に貢献していく所存である。

### 参 考 文 献

- (1) Motto, E., et al : The CSTBT, a new 1,200V Power Chip with Low  $V_{ce(sat)}$  and Robust ShortCircuit withstanding Characteristics, PCIM2001
- (2) 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)

# DIP-IPM Ver.4シリーズ展開

長原輝明\*  
 岩上 徹\*  
 川藤 寿\*

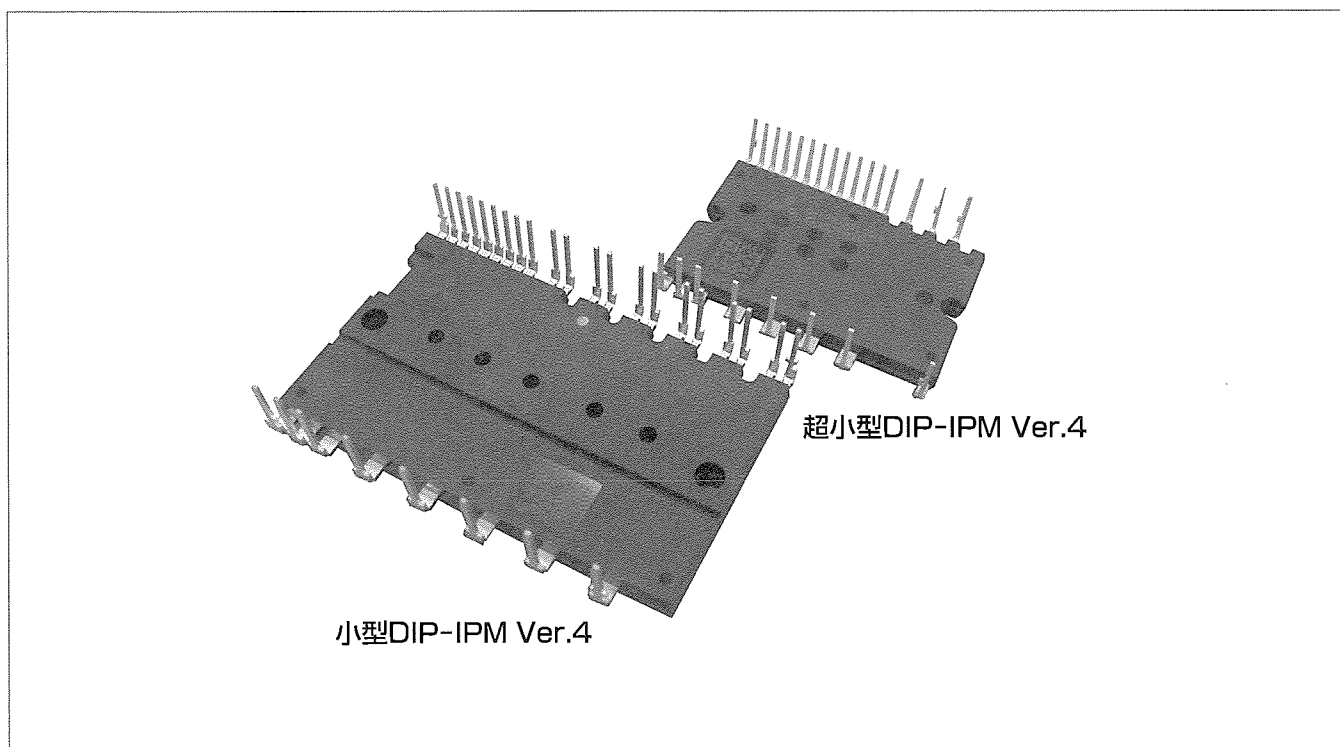
Deployment of DIP-IPM Ver.4 Series

Teruaki Nagahara, Toru Iwagami, Hisashi Kawafuji

## 要 旨

三菱電機のDIP-IPM (Dual In-line Package-Intelligent Power Module)は、パワーチップとその制御用ICチップを内蔵したトランスファーモールド構造のIPMである。近年、世界的な地球環境保護が高まる中で、家庭内の消費電力に占める割合の高いエアコン、冷蔵庫や洗濯機等の白物家電機器では、エネルギーの使用の合理化に関する法律の一部を改正する法律（改正省エネ法）導入等もあり、機器の高効率化、高性能化を目的として、インバータ制御化が急速に進んでいる。このような状況でDIP-IPMは、小型の外形でパワーチップのドライブ回路も内蔵し、さらに保護機能まで内蔵しているため、低コストでしかも効率的なインバータ設計が可能となることから、家電機器に最適なパワーモジュールとして広く採用されてきた。しかしながら、白物家電市場ではインバータユニットのさらなる低コスト化を推し進めており、基板搭載面積がより小さくてす

む小型外形品や、さらなる低熱抵抗化への強い要望がある。また、欧州RoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment)指令などの環境保護規制による鉛フリー化への要求も強い。このような市場要求に対応して、当社では、DIP-IPMの新シリーズとして、高放熱絶縁シート構造技術、鉛フリー接合技術といった新技術を導入し、小形化（従来品の小型DIP-IPM Ver.3サイズ比60%）、低熱抵抗化（同小型DIP-IPM Ver.3比約30%減）及びパワーチップのダイボンダ材を含めた鉛フリーはんだ化を実現したDIP-IPM Ver.4の超小型外形シリーズ（定格電圧600V、定格電流3～20A）を量産化済みである。また、同様の技術を、需要が伸びつつある産業機器用途向けの製品への展開を進めている。



## 小型及び超小型DIP-IPM Ver.4シリーズの外観

DIP-IPM Ver.4はIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ×6素子、FWD (Free Wheeling Diode) ×6素子によるインバータ回路と、それを駆動するHVIC (High Voltage Integrated Circuit)、LVIC (Low Voltage Integrated Circuit)によって構成される。高放熱絶縁シート構造技術による低熱抵抗を実現することで、従来品のDIP-IPM Ver.3シリーズよりも小型の外形で同等以上の電流定格の製品をラインアップしている。

\*パワーデバイス製作所

1. ま え が き

当社のDIP-IPMは、トランスファーモールド構造のパッケージにパワーチップと制御ICチップを内蔵したコンパクトなIPMとして開発し、省エネルギーを目指したエアコン、冷蔵庫、洗濯機等の白物家電機器のインバータ制御はもちろん、汎用インバータなど産業機器にも用途が広がっている。

最近の白物家電市場においては、機器全体の低コスト化、高機能化競争激化によってコストのかかるインバータユニット基板のコスト低減が課題となっている。産業市場向けにおいてもコスト低減のため、安価なトランスファーモールドタイプの要求がある。また、地球規模での環境保護気運の高まりで規制(RoHS指令等)も強化され、鉛フリー化製品への対応が不可欠となってきている。当社では、特に白物家電市場向けの基板搭載面積がより小さい外形で、内部のパワーチップ接合部のはんだ付けまで鉛フリー化した超小型DIP-IPM Ver.4シリーズの開発・量産化をすでに実現しており、さらに産業用途向けにも製品展開中である。本稿では、このVer.4シリーズの概要、特長、内蔵機能、及び製品展開について述べる。

2. DIP-IPM Ver.4シリーズの概要

DIP-IPM Ver.4シリーズは、低熱抵抗化、完全鉛フリー化、小型化を主なコンセプトとして、開発・製品化を進めている新世代のDIP-IPMで、従来品であるDIP-IPM Ver.3シリーズに対して、より基板搭載面積の小さい外形で同等以上の電流定格への対応を目指している。DIP-IPM Ver.4シリーズの主な特長を次に述べる。

- (1) 低熱抵抗：従来品のモールド樹脂による絶縁・放熱構造に対して、高放熱絶縁シートによる絶縁構造技術の導入で、低熱抵抗化を実現(従来品の小型DIP-IPM Ver.3比で約30%低減)した。
- (2) 完全鉛フリー：鉛フリーはんだ接合技術の確立・導入によって、DIP-IPMの内部パワーチップのダイボンダ材に鉛フリーはんだが使用可能となり、従来品で対応済みの外部端子のはんだメッキと合わせて完全鉛フリーはんだ化を実現した。
- (3) 超小型外形：Chip to Chipでの直接配線方式の採用や低熱抵抗の実現・低損失チップの採用によるチップサイズの最適化によって、パッケージサイズの小型化を実現した。
- (4) 低損失：当社独自のCSTBT、IGBTとFWDを1チップに統合したRC-IGBT(Reverse Conducting IGBT)、または5世代プレーナIGBTを搭載し、低損失を実現した。

3. DIP-IPM Ver.4シリーズの内部回路構成と機能

DIP-IPM Ver.4の内部回路は、従来品と同様、IGBT、FWDで構成する三相AC出力インバータのパワー回路部と制御用IC(HVIC, LVIC)で構成している。図1に超小型DIP-IPM Ver.4シリーズの内部回路ブロック図を示す。また、その機能について以下に述べる。

(1) パワー回路部

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：P側IGBT用駆動回路、高圧レベルシフト回路によるマイコンからの直接信号入力可、制御電源電圧低下保護回路(UV、ただしエラー出力なし)を内蔵。ブートストラップ回路方式の採用で、15V単一電源駆動が可能

LVIC：N側IGBT用駆動回路、制御電源電圧低下保護回路(UV)、短絡電流保護回路(SC)を内蔵。短絡電流保護は、外部接続シャント抵抗で過電流を検出し、LVICにフィードバックしてIGBTを遮断。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

4. DIP-IPM Ver.4の内部構造

図2に量産中の超小型DIP-IPM Ver.4と従来の小型DIP-IPM Ver.3の断面構造図を示す。DIP-IPM Ver.4のパッケージ内部構造は同一リードフレーム上にIGBT、FWDといったパワーチップと制御ICチップを搭載し、各チップ間をAlワイヤ、あるいはAuワイヤでワイヤボンダ後、高放熱絶縁シートと合わせてトランスファーモールド

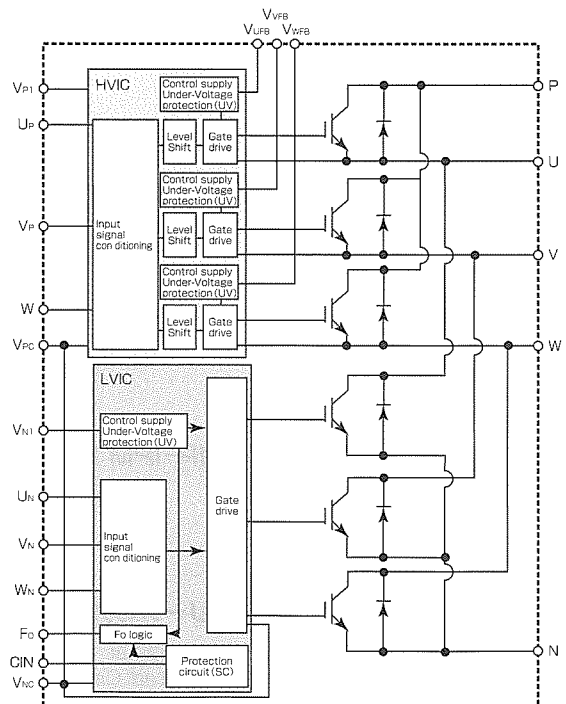


図1. 超小型DIP-IPM Ver.4内部ブロック図

した構造としている。

従来のDIP-IPM Ver.3シリーズとの一番の相違点は、前述のようにDIP-IPM Ver.3シリーズでは、モールド樹脂による放熱構造であるのに対して、高放熱絶縁シートで放熱する構造としていることである。従来品の小型DIP-IPM Ver.3で、パワーチップとヒートシンク間の熱抵抗をさらに低減するためには、モールド樹脂に、モールド時の充填(じゅうてん)性を悪化させる高熱伝導のセラミック粒フィラーをさらに多く含有させる必要があり、未充填による絶縁耐力性の低下が懸念されるため、熱抵抗を大幅に改善することは困難である。

これに対して、DIP-IPM Ver.4の熱伝導構造は、パワーチップを搭載したリードフレームの裏面側に、高放熱絶縁シートを張り合わせてエポキシ樹脂モールドすることで

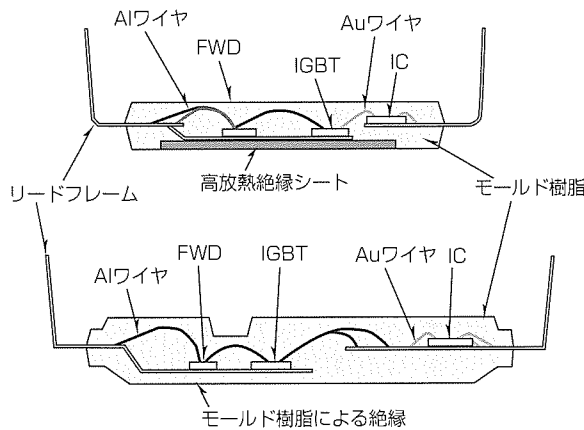


図2. 断面構造図(上段：超小型DIPVer.4, 下段：小型DIPVer.3)

形成される。この構造であれば、従来のDIP-IPM Ver.3のエポキシモールド樹脂に要求されるようなモールド樹脂の高い流動性は不要であるため、高放熱絶縁シート部の高熱伝導フィラーの含有率を増加することで熱抵抗の低減が可能となる。しかも、熱伝導絶縁シートの厚みは薄く、かつ、安定的な絶縁樹脂層の形成が可能となる。この新構造によって、DIP-IPM Ver.4は、従来のDIP-IPM Ver.3と比較して、約30%の熱抵抗低減を実現した。

## 5. DIP-IPM Ver.4の製品展開

### 5.1 大容量化・高耐圧化

DIP-IPM Ver.4シリーズの定格電圧600V品のラインアップ一覧を従来品と比較したのが表1である。白物家電用途向けに絶縁耐圧AC1,500Vrmsの超小型外形品(定格電圧600V, 定格電流3~20A)から量産を開始している。また、近年、コスト削減のため、需要が増加しつつある産業市場向けには、熱伝導絶縁シートの熱伝導率を超小型外形品に採用のシートよりも高め、放熱性を向上した絶縁耐圧AC2,500Vrmsの小型外形品(定格電圧600V, 定格電流20A, 30A)を開発・量産開始済みである。表2に代表特性として小型外形品の“PS21767(定格電圧600V, 定格電流30A)”の主な電気的特性を示す。これら超小型、小型外形の両シリーズは、前述の低熱抵抗設計によって従来のDIP-IPM Ver.3シリーズよりも小さなパッケージサイズ(小型DIP-IPM Ver.3サイズ比60%)で同等以上の電流定格を実現している。

表1. DIP-IPM Ver.4シリーズラインアップ

	シリーズ	外形 (パッケージサイズ)	絶縁耐圧	電流定格									
				3A	5A	8A	10A	15A	20A	30A	50A	75A	
DIP Ver.4	PS219××	超小型(38×24mm)	1,500Vrms	○	○	○	○	○	○	○	●		
	PS217××	小型(52.5×31mm)	2,500Vrms							○			
	PS21A××	大型(79×31mm)	2,500Vrms									●	●
DIP Ver.3	PS215××	小型(49×30.5mm)	2,500Vrms		○		○	○					
	PS218××	大型(79×31mm)	2,500Vrms							○	○	○	

○：量産中 ●：開発中

表2. PS21767の電気的製品仕様

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	$V_{CE(sat)}$	$V_D = V_{DB} = 15V,$ $I_c = 30A$	$T_j = 25^\circ C$	-	1.6	2.1	V
			$T_j = 125^\circ C$	-	1.7	2.2	V
FWD順電圧降下	$V_{EC}$	$I_c = -30A, T_j = 25^\circ C$		-	1.5	2.0	V
スイッチング時間	$t_{on}$ $t_{C(on)}$ $t_{off}$ $t_{C(off)}$	$V_{ce} = 300V, I_c = 30A, V_D = V_{DB} = 15V, T_j = 125^\circ C,$ 誘導負荷		0.7	1.3	1.9	$\mu s$
				-	0.5	0.80	$\mu s$
				-	1.5	2.1	$\mu s$
				-	0.4	0.60	$\mu s$
回路電流	$I_D$	$V_D = V_{DB} = 15V,$ $V_{IN} = 5V (on)$	$V_{PI} - V_{NC}, V_{N1} - V_{NC}$ の総和	-	-	7.00	mA
		$V_D = V_{DB} = 15V,$ $V_{IN} = 0V (off)$	$V_{UFB} - V_{UFS}, V_{VFB} - V_{VFS}, V_{WFB} - V_{WFS}$	-	-	0.55	mA
		$V_D = V_{DB} = 15V,$ $V_{IN} = 0V (off)$	$V_{PI} - V_{NC}, V_{N1} - V_{NC}$ の総和	-	-	7.00	mA
		$V_D = V_{DB} = 15V,$ $V_{IN} = 0V (off)$	$V_{UFB} - V_{UFS}, V_{VFB} - V_{VFS}, V_{WFB} - V_{WFS}$	-	-	0.55	mA
入力電流	$I_{IN}$	$V_D = 15V, V_{IN} = 5V$		1.0	1.5	2.0	mA
短絡保護トリップレベル	$V_{SC(ref)}$	$V_D = 15V, T_j = 25^\circ C$		0.43	0.48	0.53	V
入力オンしきい電圧	$V_{th(on)}$	$U_P, V_P, W_P, U_N, V_N, W_N - V_{NC}$ 端子間		-	2.3	2.6	V
入力オフしきい電圧	$V_{th(off)}$			0.8	1.4	-	V



より大容量の領域については、従来のDIP-IPM Ver.3大型外形品の最大電流定格50Aに対して、DIP-IPM Ver.4シリーズでは、DIP-IPM Ver.3の大型外形品と同等のサイズで、従来ケースタイプでしかラインアップされなかった電流定格75Aをラインアップするため開発を進めている。さらに、この大型外形品については、海外市場向けのAC 400V系電源に対応できる電圧定格1,200V品(電流定格5~25A)の開発も予定しており、同一基板によるラインアップの拡充が容易となる。

### 5.2 高機能化

DIP-IPM Ver.4シリーズは、特に民生市場向けに超小型外形品をラインアップしているが、これ以上の小型化は、かえって放熱性の悪化や基板設計の容易性が損なわれ、コスト削減は見込めないことから市場要求はない。それに代わって、最近、増加している市場要求は、周辺機能のDIP-IPM内への内蔵である。当社では、このような要求に対応するため、DIP-IPMの高機能化について検討・開発を進めており、一部については量産を開始している。

#### (1) 過熱保護(OT)機能の内蔵

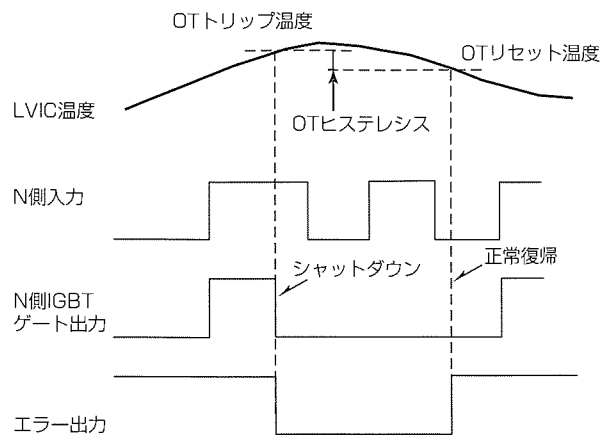
この機能は、DIP-IPMが異常温度上昇した場合に発煙・発火など周辺への影響を未然に防ぐ保護機能である。これまでDIP-IPMを使用の際には外部ヒートシンクにサーミスタなどを装着して温度保護している場合があるが、ヒートシンクの固定がゆるい、使用している間にはずれたりした場合には保護することができない。そこでDIP-IPM Ver.4の超小型外形品シリーズでは、N側制御IC(LVIC)内に温度センサを設けて、異常な温度上昇が発生した場合に、N側IGBT全相を強制シャットダウンする機能を搭載した製品(電圧定格600V、電流定格3~20A)を開発・量産済みである。図3に過熱保護時のシーケンスと保護温度規格を示す。

#### (2) ブートストラップ機能の内蔵

DIP-IPMの利点の一つにブートストラップ回路を利用することによって単一15V電源で駆動できる点がある(図4)。この機能を利用するにはDIP-IPMの外部にブートストラップダイオード、充電電流制限抵抗及び電源となるコンデンサが必要となるが、ブートストラップダイオード及び制限抵抗をDIP-IPM内に内蔵すれば、外部にコンデンサを接続するだけで使用可能となり、基板設計が容易になる。ブートストラップダイオード及び制限抵抗のDIP-IPMへの内蔵については、現在、量産化に向けて開発中である。

### 5.3 自動車用途への展開

DIP-IPMは、これまで民生・産業市場用途向けとして



項目	min	typ	max
OTトリップ温度	100°C	120°C	140°C
OTヒステレシス	-	10°C	-

図3. 過熱保護機能

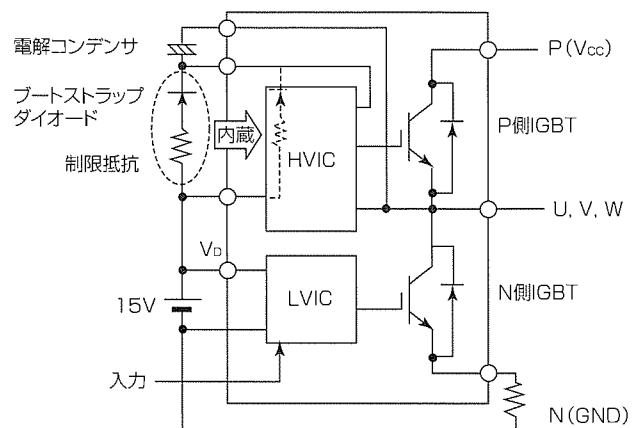


図4. ブートストラップ機能の内蔵

リリースしているが、DIP-IPM Ver.4シリーズでは、今後、需要の伸びが期待される車載機器(カーエアコンなど)向けへの展開を検討中である。

## 6. む す び

本稿では、新世代のDIP-IPM Ver.4シリーズの機能、特長、製品展開等について述べた。これらの技術的利点を有効活用し、市場ニーズに適した製品を継続開発していくことで、民生市場を中心に、インバータ制御用途向けに需要が今後も継続して拡大するものと期待される。

### 参考文献

- (1) 瀬尾 護, ほか: 超小型新世代DIP-IPM Ver.4, 三菱電機技報, 80, No.6, 401~404 (2006)

# シングルチップインバータ

渡部毅代登\*  
坂田浩司\*  
街道佳和\*\*

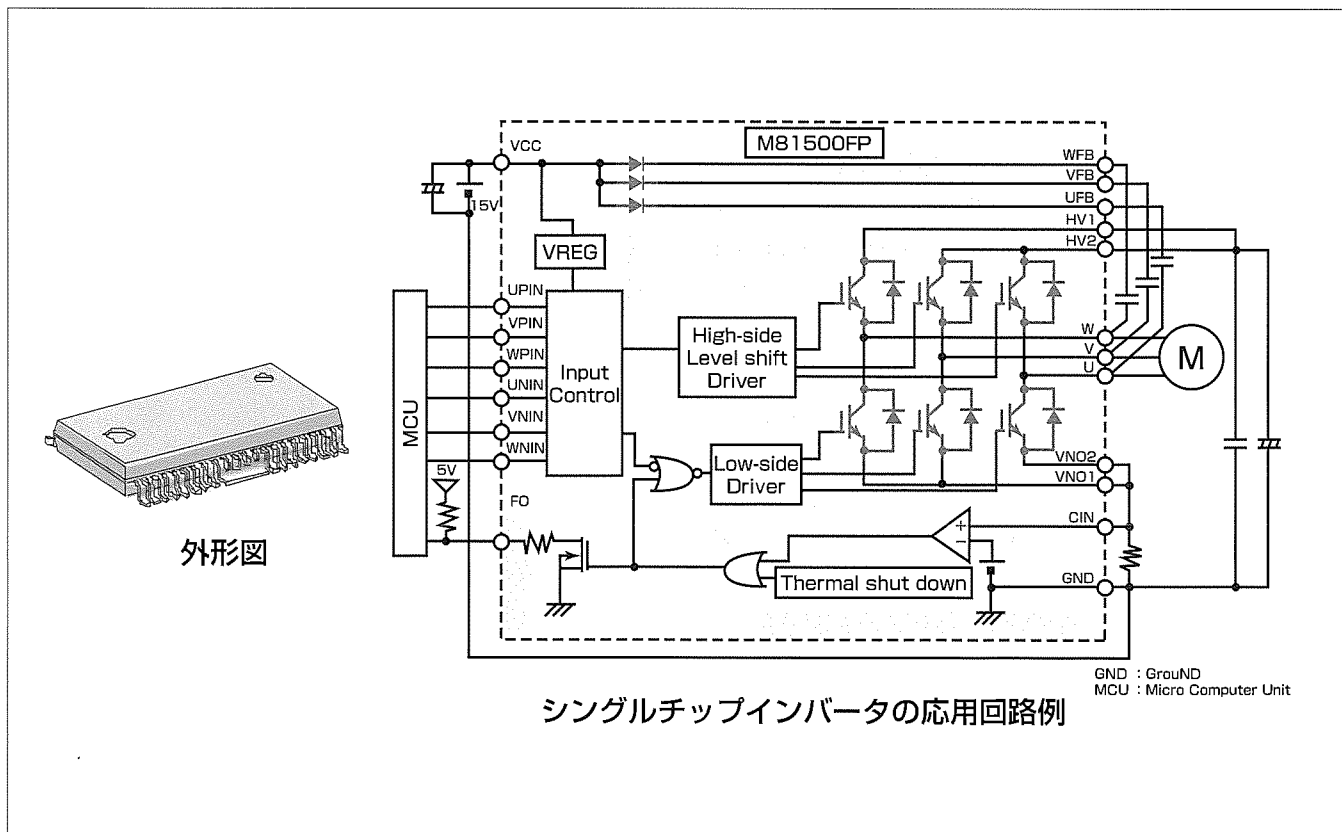
## Single Chip Inverter

Kyoto Watabe, Hiroshi Sakata, Yoshikazu Kaido

### 要旨

地球環境保護の観点から、電気機器の省エネルギー化が市場から要求されている。特にモータ機器の高効率化が求められており、モータのDCブラシレス化が有効である。最近、エアコンの室内機及び室外機用ファンモータ市場では、インバータユニット基板の縮小による低コスト化を目的として、基板搭載面積がより小さくなる表面実装パッケージの強い要求がある。このような市場要求に対応して、今回、新たに定格電圧500V、定格電流1Aのシングルチップインバータ“M81500FP”を開発した。このチップをボディサイズが17.5mm×8.4mm×2.0mmの表面実装パッケージに搭載して、小型・軽量化を実現した。主な特長はブ

リント基板への自動装着、はんだ付け工程の簡略化、ブートストラップダイオード内蔵による部品点数の削減が可能である。外部からPWM(Pulse Width Modulation)信号を入力することで、3相DCブラシレスモータをインバータ制御可能にしている。機能は短絡保護、電源電圧低下保護、過熱保護、dv/dt誤動作防止、入力フィルタを装備している。現行のHVIC(High Voltage Integrated Circuit)プロセスにSOI(Silicon On Insulator)基板とトレンチ分離を新規採用することで、シングルチップインバータ化を実現した。



### シングルチップインバータの外形図と応用回路例

シングルチップインバータは、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)×6素子、FWD(Free Wheeling Diode)×6素子、それを駆動するHVIC及びBSD(Boot-Strap Diode)×3素子によって構成される。誘電体分離技術の採用によって、これらの素子を1チップに集積し、世界最小の外形を実現している。

\*パワーデバイス製作所 \*\*ルネサスデザイン(株)

### 1. ま え が き

家電製品の省エネルギー化に向けて、インバータ回路のキーパーツである半導体素子には、低損失化、小型・軽量化、高信頼度化、実装の容易性が強く求められている。特にエアコンのファンモータ市場では、インバータユニット基板の縮小による低コスト化を目的として、基板搭載面積がより小さくなる表面実装パッケージ化の強い要求がある。今回、この小型・軽量化の流れに沿って、シングルチップインバータを開発した。

1チップ化に当たっては、パワー素子が電子と正孔の両方が共存する状態を利用して素子の低オン抵抗化を実現しているため、従来のpn接合分離は使用できず、誘電体分離技術が必要となる。そこで従来の接合分離HVIC技術にSOI基板とトレンチ分離技術を新規採用することで1チップ化を行った。またブートストラップダイオードを内蔵することで、部品点数の削減も行った。さらにシングルチップインバータを表面実装パッケージに搭載することで、小型・軽量化のメリットを最大限に引き出した。

本稿では、この誘電体分離技術の応用例であるシングルチップインバータの特長、パッケージ、性能等について述べる。

### 2. シングルチップインバータの特長

シングルチップインバータは、横型IGBT、高圧ダイオード、高圧NMOS(N-channel Metal Oxide Semiconductor)、低圧CMOS(Complementary MOS)で構成されている。これらの素子は張り合わせSOI基板と三菱電機1.3 $\mu$ m接合分離HVICプロセスにマスクを追加して製造した。高電圧分離構造には、トレンチ分離とRESURF(REDUCED SURFACE FIELD)技術を用いた。図1の“M81500FP”チップ写真に示すようにチップの約4分の1の面積を占めるIGBTには、当社独自の円形レイアウト構成を採用することで、オン抵抗の増加なしに、短絡耐量( $V_{CE}=300V$ ,  $V_{GE}=15V$ ,  $t_w=9\mu s$ ,  $T_j=125^\circ C$ )を向上した。またFWDには、p型領域の濃度を少なくしたアノード構造を適用することで、リカバリ電流を通常ダイオードの約半分到低減した。

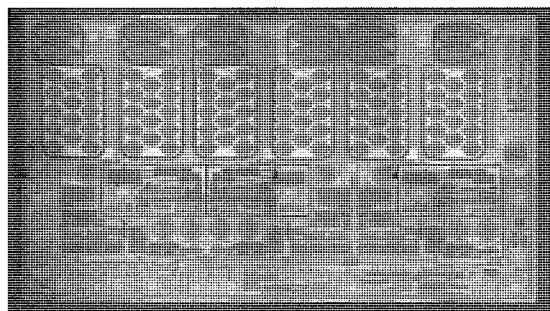


図1. M81500FPチップ写真

さらにパワー素子の素子間分離に用いた誘電体分離技術をCMOS部にも適用することで、通常のCMOS部で生じる寄生サイリスタ動作を構造的に回避し、ラッチアップフリーを実現した。ただし、誘電体分離に使用する酸化膜は熱伝導性が悪いため、外来サージによるESD(Electro Static Discharge)耐量の低下が懸念される。この対策として電源サージが入ったときに、低圧MOSをオンさせてサージを吸収するアクティブ・クランプ方式を用いた。サージ耐量はMM(Machine Model)法による評価で300V以上あり、目標規格(200V)を達成した。

IGBTを内蔵する利点として、上側と下側のIGBTのドライブ時間の最適化が行え、デッドタイム時間を1 $\mu s$ 以下に短縮できた。ただしIGBTのテール電流によるターンオフ時間は考慮する必要がある。

### 3. 表面実装パッケージ

1チップ化によるメリットを最大限発揮するために、パッケージはSOP(Surface Outline Package)を採用し、基板実装面積の削減やはんだ付け工程の簡略化を可能にした。以下モータ制御プリント基板をモータに内蔵する場合を例にとって説明する。SOPにすることで、プリント基板は表と裏の2層プリント基板から片面プリント基板に変更でき、実装面積も減るので、モータ径を小さくできる。従来はインバータ部品のプリント基板への取り付けは手で行っていたが、自動装着が可能となる。さらにはんだ付け工程もリフロー1回に短縮し、自動化が可能となり、信頼性を大幅に向上できる。

図2にパッケージの外観を示す。ボディサイズは、17.5mm $\times$ 8.4mm $\times$ 2.0mmで、小型・軽量化の要求にこたえた。隣接する高圧ピンは、ピン間絶縁距離を確保するために、ピンを1本間引き絶縁性を高めた。

一般に小型化と放熱性はトレードオフの関係にある。このパッケージは、放熱用のヒートシンクを内蔵していない

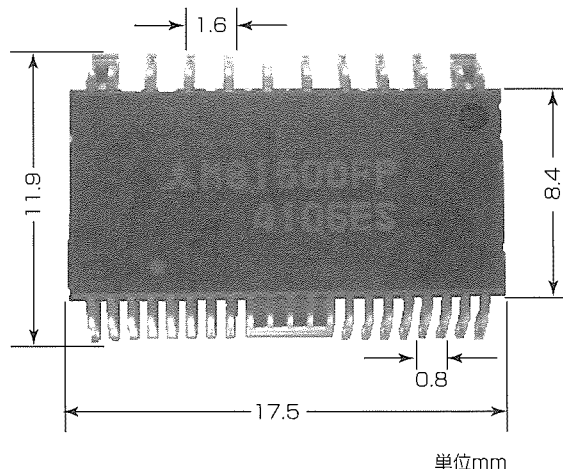


図2. パッケージの外観

が、その代わりにGNDピンを束ねてプリント基板に熱を逃がすように工夫した。また図3に示すようにリードフレームを逆向きに曲げて、半導体チップが搭載されたリードフレームの裏面からエポキシ樹脂を通して放熱する構成をとり、熱抵抗を低減した。

環境保護の観点から、チップのダイボンドと外部端子の外装メッキは完全鉛フリー化に対応した。一般に鉛フリーはんだメッキ使用時にはウイスキー対策として、熱ストレスを緩和するためのベーク工程が必要となる。そこで外装メッキ材にパラジウムを用いたPPF(Pre Plated Frame)を使用することで、ベーク工程を省略した。

#### 4. シングルチップインバータの回路構成と機能

図4にシングルチップインバータM81500FPのブロック図を示す。このチップは、下側から上側に信号をレベルシフトする機能を持ち、フォトカプラを使用せずにMCU等でシングルチップインバータを直接駆動可能である。またブートストラップダイオードの内蔵によって、部品点数を

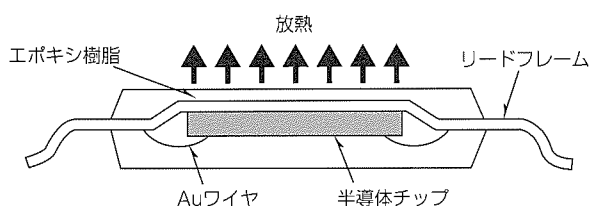


図3. パッケージの断面構造

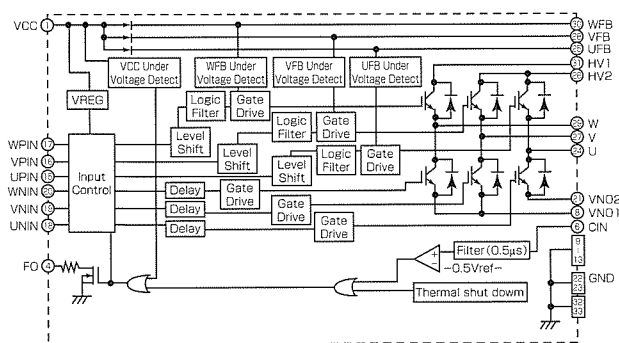


図4. M81500FPのブロック図

削減でき、15V単一電源駆動が可能である。このチップは6つの保護回路を装備し、インテリジェント化している。

- (1) 短絡保護：短絡状態から本チップを保護する目的で、外部接続したシャント抵抗に発生する電圧を検出し、この電圧が0.5Vを超え、フィルタ時間0.5μsを経ると、下側3相のIGBTを遮断し、エラー信号を出力する。遮断状態の解除は次にくるオン信号で行う。
- (2) 過熱保護：本チップが内部設定温度140℃に達すると、下側3相のIGBTを遮断し、エラー信号を出力する。20℃の温度ヒステリシスを持たせているので、120℃まで下がると自動復帰する。
- (3) 電源電圧低下保護：IGBT駆動電圧低下による損失増加を防止する目的で、電源電圧低下保護機能を内蔵している。下側電源(V<sub>CC</sub>)が設定電圧8.2V以下に低下した場合、下側3相のIGBTを遮断し、エラー信号を出力する。遮断状態の解除は、電圧ヒステリシス0.6Vを持つので、電源電圧が8.8Vまで上昇し、次に来るオン信号で行う。上側電源(UFB, VFB, WFB)も同様の保護動作を行うが、低下した相の上側IGBTのみを遮断し、エラー出力はしない点が違う。
- (4) 同時オン入力禁止：本チップの各相(U, V, W)の上側と下側の入力にオン信号が同時に入力された場合、同時信号期間中は、オン信号を伝達しない回路構成をとっている。
- (5) 入力フィルタ：入力部に135ns以下の狭幅ノイズが重畳した場合、入力フィルタで狭幅ノイズを除去し、誤動作を防止をする。
- (6) ロジックフィルタ：高速及び大電流スイッチング時に誘起される同相ノイズ(C・dv/dt)はロジックフィルタで除去し、誤動作を防止する。

#### 5. シングルチップインバータの性能

今回開発した定格電圧500V、定格電流1Aのシングルチップインバータの主な電氣的製品仕様を表1に示す。なお3章で説明した表面実装パッケージは、定格電量を2A

表1. M81500FPの電氣的製品仕様

項目	記号	条件	定格値			単位	
			最小	標準	最大		
コレクターエミッタ間飽和電圧	V <sub>CE(sat)</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, I <sub>c</sub> = 0.5A	T <sub>j</sub> = 25℃	-	2.3	-	V
			T <sub>j</sub> = 125℃	-	2.7	-	V
FWD順電圧降下	V <sub>EC</sub>	I <sub>c</sub> = -0.5A, T <sub>j</sub> = 25℃	-	2.5	-	V	
スイッチング時間	t <sub>on</sub>	H <sub>V</sub> = 300V, I <sub>c</sub> = 0.5A, V <sub>CC</sub> = 15V, T <sub>j</sub> = 125℃, 誘導性負荷	-	0.37	-	μs	
	t <sub>c(on)</sub>		-	0.16	-	μs	
	t <sub>off</sub>		-	0.96	-	μs	
	t <sub>c(off)</sub>		-	0.64	-	μs	
回路電流 (スタンバイ)	I <sub>FB</sub>	V <sub>FB</sub> = 15V, H <sub>IN</sub> = L <sub>IN</sub> = 0V	-	0.2	0.6	mA	
	I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, H <sub>IN</sub> = L <sub>IN</sub> = 0V	0.4	1.0	1.8	mA	
入力電流	I <sub>IN</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 5V	-	25	50	μA	
入力オンしきい電圧	V <sub>IH</sub>	H <sub>IN</sub> 端子, L <sub>IN</sub> 端子	3.5	-	-	V	
入力オフしきい電圧	V <sub>IL</sub>		-	-	1.5	V	

に増やした半導体チップの搭載も可能である。

## 6. む す び

本稿では、今回開発・製品化したシングルチップインバータの機能、特長、パッケージ等について述べた。今回開発した誘電体分離技術を横展開し、今後も市場要求に適した製品を開発していくことで、家電機器を中心にシングルチップインバータの需要が拡大することを期待する。

## 参 考 文 献

- (1) Watabe, K., et al.: A 0.8 $\mu$ m High Voltage IC using Newly Designed 600V Lateral IGBT on Thick Buried-Oxide SOI, ISPSD '96, 151~154 (1996)
- (2) 延藤慎治, ほか: 横型SOI Diodeの各種アノード構造によるリカバリ特性改善, 電子情報通信学会技術研究報告, SDM97-188 (1998)
- (3) 川久保守, ほか: 空調・家電機器におけるパワーエレクトロニクス技術, 三菱電機技報, 79, No.7, 455~458 (2005)



# インバータ照明用HVIC

坂田浩司\*  
田中良和\*\*  
吉田 寛\*\*

HVIC for Inverter Lighting

Hiroshi Sakata, Yoshikazu Tanaka, Hiroshi Yoshida

## 要 旨

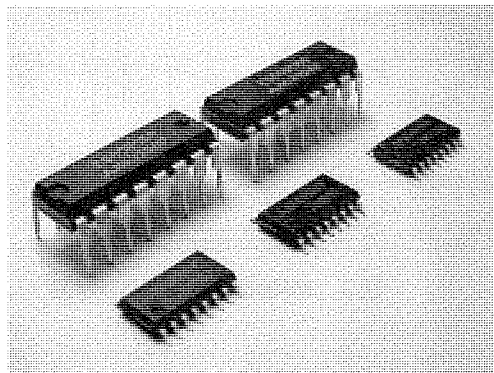
近年、産業と民生の両分野において環境保護に対応するために省エネルギーのためインバータ化が急速に進んでおり、パワーエレクトロニクスの様々な分野においては、システムの高効率化、小型化、低価格化の要求が非常に強い。

三菱電機はこのような要求にこたえ、高効率化、小型化、低価格化及び信頼性の向上を実現するためのキーデバイスとして、600V高耐圧プロセスを使用したHVIC(High Voltage Integrated Circuit)の開発、製品化を進めている。

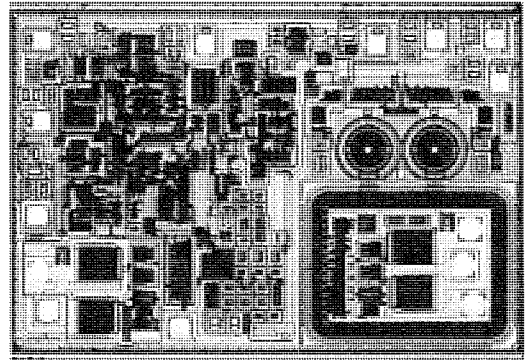
今回、インバータ照明用途として、点灯シーケンス制御

回路、可変発振周波数回路、可変デッドタイム回路、各種異常検出回路を内蔵したHVIC M63958P/FPを開発した。

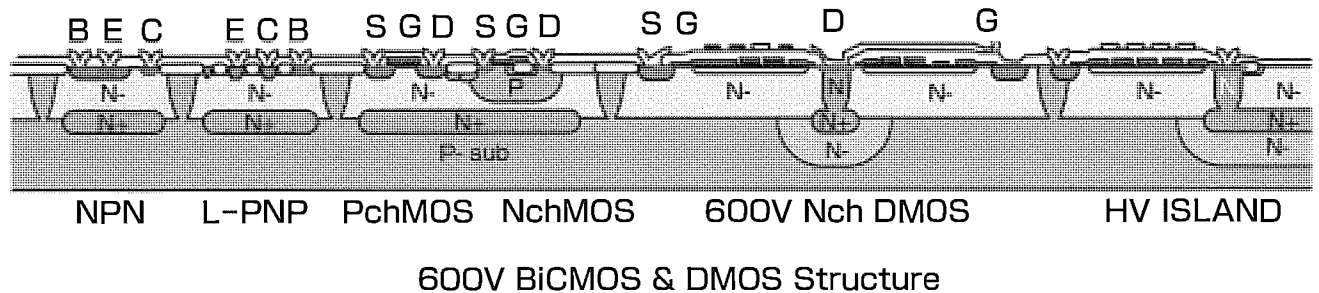
High Side, Low SideのMOSFETドライバを内蔵し、外付けの抵抗及び容量によって、予熱・始動・点灯といった点灯シーケンスの時間設定及び発振周波数設定、またデッドタイムの設定が可能である。電源電圧低下保護、ランプ接続検出、ランプ電流異常検出の機能を備えており、異常検出時には出力発振動作を停止しシステムを保護することができる。パッケージは16ピンDIP/SOPを用意した。



外観



チップ写真



## インバータ照明用HVIC

当社独自の多重フィールドプレート構造を用いた600V高耐圧接合分離プロセスによって、インバータ照明用途に対応するHVICの開発と製品化を行った。

1. ま え が き

当社ではこれまで、パワーエレクトロニクス製品への高機能化、小型化、低コスト化、そして省エネルギー化の要求に対して、制御・保護回路を同一モジュールに組み込んだIPM(Intelligent Power Module)の開発、製品化を行ってきた。これらIPMのキーデバイスの一つがHVICである。

また、HVICの応用分野は、産業用、民生用インバータシステムのみならずPDP駆動用、電源用、照明用インバータ制御等多岐にわたる。

今回、600V高耐压プロセスを適用して、汎用製品として初めてインバータ照明用HVICの製品化を行った。

本稿では、その機能及び特長について述べる。

2. 600V高耐压プロセス

最適設計された接合分離方式プロセスによって高速・高精度というバイポーラ素子の優れた電気特性を保持しながら、8V及び24V系のCMOS素子を内蔵している。要旨にこのプロセスでの素子構造の断面図を示している。

高耐压分離方式としては、リサーチ構造と当社独自の多重フィールドプレート構造を組み合わせることによって、ワンチップ上に600V耐压のnchMOSと、8V及び24V系CMOS、並びに24V系バイポーラ素子の集積化を実現した。

図1に多重フィールドプレート構造を示す。

図2にハイサイドフローティングリーク電流の温度依存性を示す。最適設計によって非常に優れた低リーク電流特性を実現しており、HVICの高信頼性に貢献している。

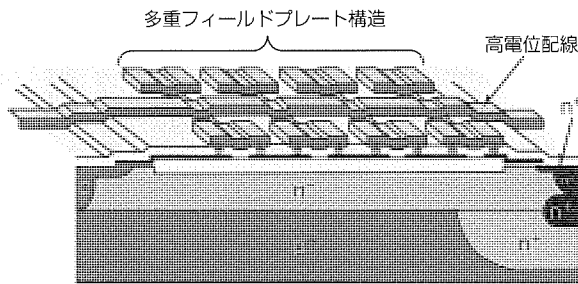


図1. 多重フィールドプレート構造

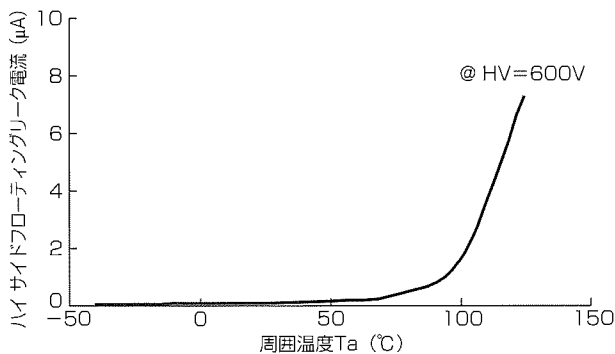


図2. ハイサイドフローティングリーク電流温度依存性

3. 製品の特徴

図3にM63958P/FPのブロック図を示す。

High Side, Low SideのMOSFETドライバを内蔵し、点灯シーケンス制御回路、可変発振回路、可変デッドタイム回路、異常検出回路を内蔵している。

3.1 点灯シーケンス制御回路

点灯シーケンス制御用の電流出力回路及び電圧比較回路を備えている。外部コンデンサと点灯シーケンス制御用電流とで決定される電圧に応じて電圧比較回路の出力信号が切り替わり、予熱モード、始動モード、点灯モードとICの状態が変化する。点灯シーケンス設定用の外部コンデンサと周波数設定用の外部抵抗、コンデンサによって予熱、始動、点灯各モードの出力発振周波数とモード切り替えタイミングを設定することができる。

図4に点灯シーケンス制御回路ブロック図を、図5に点灯シーケンスの周波数変化を示したタイミングチャートを示す。

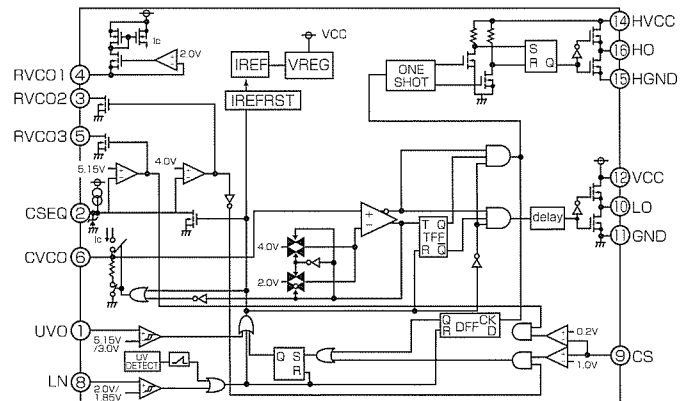


図3. M63958P/FPブロック図

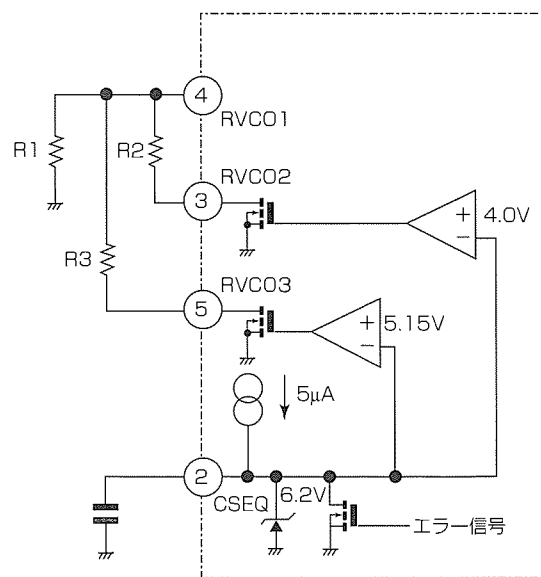


図4. 点灯シーケンス制御回路ブロック図

### 3.2 デッドタイム可変回路

外部コンデンサCVCOによってデッドタイムが設定可能である。

図6にデッドタイムと外部CVCO容量値との関係を示す。

### 3.3 可変発振回路

出力発振周波数の設定はRVCO1~3端子外部の接続抵抗で行う。

図7に外付け抵抗例を、図8に出力周波数とRVCO1抵抗

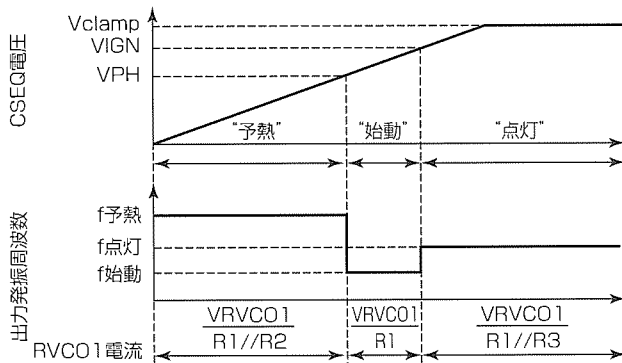


図5. 点灯シーケンスタイミングチャート

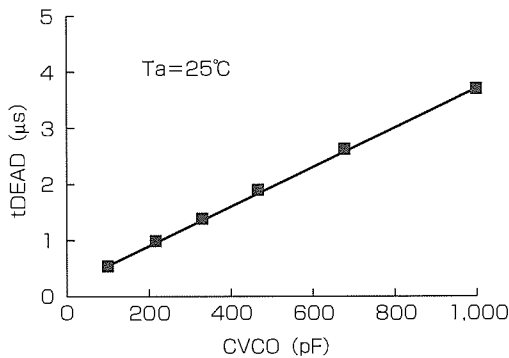


図6. デッドタイム-CVCO容量値特性

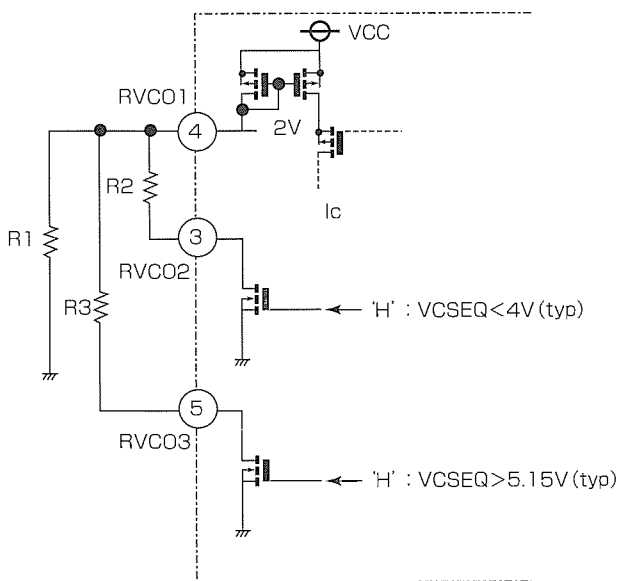


図7. 出力発振周波数設定抵抗

抗の関係を示す。このとき、RVCO1抵抗値は、予熱モード時はR1とR2の並列抵抗値、始動モード時はR1、点灯モード時はR1とR3の並列抵抗値となる。

### 3.4 異常検出回路

#### 3.4.1 ランプ電流異常検出(点灯時)

CS端子入力電圧がCSL標準しきい値0.2V以下となると、CSL異常として出力発振動作を停止する。CSL検出のタイミングはハイサイド出力HO='L'→'H'の内部信号発生時で、その時にCS端子入力電圧が0.2V以下であった場合にCSL異常を検出する。CSL検出は予熱、始動時は無効で、点灯モードから有効となる。点灯シーケンスはCS端子入力電圧がCSLしきい値以下のままでも、8ピン(LN)あるいは12ピン(VCC)端子のリセットによって開始される。始動モードが終了しCSL検出マスクが解除された時点で再度CSL異常を検出し、出力発振動作を停止する。

#### 3.4.2 ランプ電流異常検出(放電時)

CS端子入力電圧が1V(標準しきい値)以上となるとCSH異常として出力発振動作を停止する。CSHの検出タイミングはCSLと異なり、CS端子入力電圧が1V以上となるとただちにCSH異常を検出し出力発振動作を停止する。CSH検出は予熱モード時は無効で、始動モード以降で有効になる。点灯シーケンスはCSL検出の場合と同様にCS端子入力電圧がCSHしきい値以上のままでも、8ピン(LN)あるいは12ピン(VCC)端子のリセットによって開始される。予熱モードが終了しCSH検出マスクが解除された時点で再度CSH異常を検出し、出力発振動作を停止する。

## 4. 製品の性能, 特性

今回開発した製品の電気的特性を表1に示す。

## 5. む す び

本稿では、今回開発、製品化したインバータ照明用HVIC M63958P/FPの特徴、性能等について述べた。HVICは、インバータシステムにおいて省エネルギーとシ

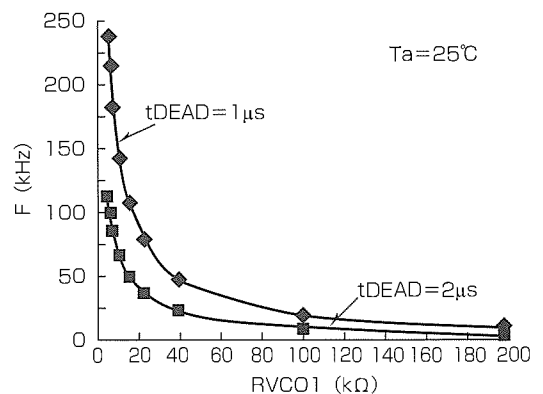


図8. 出力発振周波数-RVCO1特性



表 1. M63958P/FPの電气的特性

記号	項目	条件	定格値			単位
			最小	標準	最大	
I <sub>FS</sub>	フローティング電源漏れ電流	VB = VS = 600V	-	-	1.0	μA
I <sub>HCC</sub>	V <sub>HVCC</sub> 電源スタンバイ電流	異常検出時	-	-	10	μA
I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> 電源スタンバイ電流	異常検出時	0.40	0.75	1.10	mA
		CL = 1,000pF, f = 50kHz	1.5	3.0	6.0	mA
V <sub>UVr</sub>	V <sub>CC</sub> 電源UVリセット電圧		10.4	11.4	12.4	V
V <sub>UVh</sub>	V <sub>CC</sub> 電源UVヒステリシス電圧		1.2	1.8	2.4	V
t <sub>UV</sub>	V <sub>CC</sub> 電源UVフィルター時間		1.0	3.0	5.0	μs
V <sub>UVOr</sub>	UVOリセット電圧		4.65	5.15	5.65	V
V <sub>UVOh</sub>	UVOヒステリシス電圧		1.50	2.15	2.50	V
f <sub>I0k</sub>	出力周波数 110kHz	CVC0 = 220pF IRVCO1 = 135μA	90	110	125	kHz
f <sub>S0k</sub>	出力周波数 80kHz	CVC0 = 220pF IRVCO1 = 95μA	72	80	88	kHz
f <sub>S0h</sub>	出力周波数 50kHz	CVC0 = 220pF IRVCO1 = 55μA	46	50	54	kHz
V <sub>CSH</sub>	CS検出しきい値電圧H		0.8	1.0	1.2	V
V <sub>CSL</sub>	CS検出しきい値電圧L		0.15	0.20	0.25	V
t <sub>CSH</sub>	CSH遅延時間		100	250	500	ns
V <sub>LN</sub>	接続検出しきい値電圧		1.8	2.0	2.2	V
V <sub>LNh</sub>	接続検出しきい値ヒステリシス電圧		0.10	0.15	0.20	V
I <sub>OH</sub>	出力Hレベル負荷短絡電流	V0 = 0V, PW < 10μs	-	-250	-125	mA
I <sub>OL</sub>	出力Lレベル負荷短絡電流	V0 = 15V, PW < 10μs	250	500	-	mA

システムの小型化・低コスト化・高機能化を実現させるために不可欠なキーデバイスである。今後、省エネルギーと環境保護の観点からパワーエレクトロニクスの様々な分野でインバータ化が急速に進み、HVICのアプリケーションは大きく広がっていくと予想される。今後も照明用途をはじめ、市場要求に即した製品開発を進めていく所存である。

参考文献

- (1) 福永匡則, ほか: 600V高耐圧接合分離技術によるPDP, 蛍光灯用HVIC, 三菱電機技報, 72, No.12, 1005~1008 (1998)

# パワーデバイスの損失・温度上昇シミュレータ

為谷典孝\*

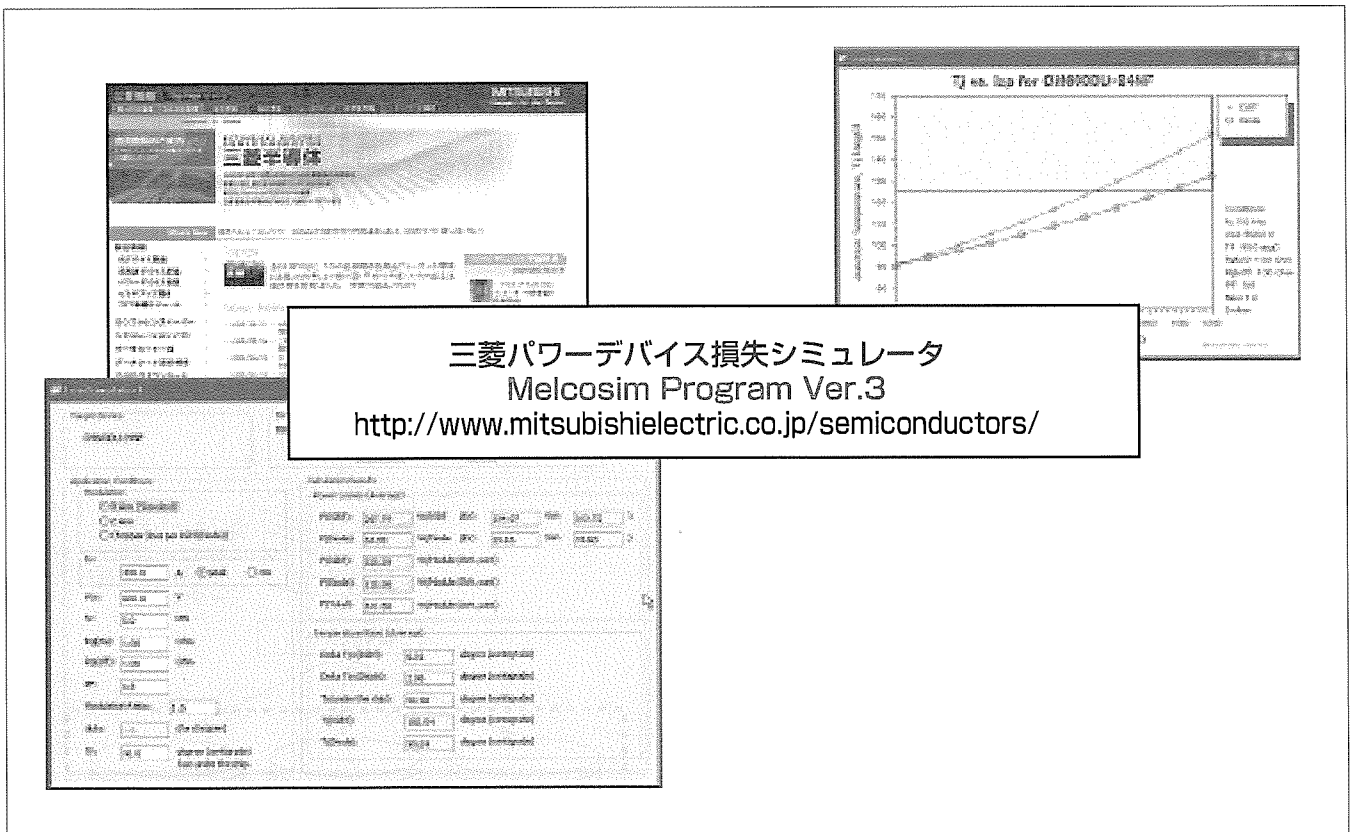
Simulation Software of Power loss & Temperature of Power device

Fumitaka Tametani

## 要旨

パワーデバイスを使用したシステムを設計する際に重要なのが熱設計である。熱計算によって、パワーデバイスの寿命、放熱フィンが大きさが決まる。従来、この熱設計においては、データブックの特性を見ながらの手計算が主流であり、パワーデバイスのユーザーが熱計算及び損失をパワーデバイスメーカーに頼る状況も生じていた。Webを通して一般のパワーデバイスユーザーに公開した三菱パワーデバイス損失シミュレータは、現在量産中の三菱パワーデバイスのほとんどを網羅し、機種・形名を選択して、使用条件を入力するだけで、損失、接合部温度、温度上昇を簡単に計算できるようになっている。パワーデバイス損失

シミュレータでは、三相変調インバータ動作に加えて、二相変調インバータ動作及びDCチョップ動作での損失、温度の計算が可能であり、パワーデバイスユーザーのほとんどの使用条件を考慮した計算が可能となっている。この三菱パワーデバイス損失シミュレータを用いれば、高価な回路シミュレータを利用したり、データブックの特性グラフから座標を読み取る必要もなく、パワーデバイスの熱計算が可能であり、パワーデバイスユーザーの設計負荷を低減するとともに、三菱パワーデバイスユーザーを増やすことにつながると考えている。



## パワーモジュール損失シミュレータ

パワーモジュール損失シミュレータは、量産中のほとんどの三菱パワーモジュールの損失と素子の接合温度上昇値を計算することができる。パワーモジュールのモータ駆動を想定した損失計画が可能で、三相変調PWM、二相変調PWM、チョップ動作での損失を簡易的に計算できる。三菱半導体のホームページからダウンロードが可能である。

\*パワーデバイス製作所

## 1. ま え が き

熱設計は、パワーデバイスを使用する上で最も重要な要素であり、熱設計がパワーデバイスの寿命や放熱フィン設計、システムの大きさなどに影響する。パワーデバイスの寿命を推定するためには、パワーモジュールに搭載している素子の接合部温度、温度変化量を計算する必要がある。素子の接合部温度を直接実測するのは不可能であるが、最近ではサーモビューアなどを使用して素子表面温度を測定し、おおよその接合部温度を推定することができる。しかし、素子温度を測定するためには、特殊なサンプルが必要で、ユーザーが測定することは困難である。そのため、ユーザーの要求に応じて三菱電機で計算を実施していたのが実態である。素子の接合部温度、温度変化量を計算するためには、まず、素子の損失を計算する必要がある。素子損失は、ユーザーの使用条件(モータ電流、電源電圧、スイッチング周波数など)に合わせて計算する必要があるため、ユーザーごとの対応が必要であり業務上の大きな負荷となっていた。開発した三菱パワーデバイス損失シミュレータは、一般公開して、ユーザーがパソコン上で簡単に損失、温度を計算できるようにした。年ごとに様々な改良を加えてきて、現在は3世代(Ver.3)を公開中である。

## 2. 他社の状況

同様の損失シミュレータは他のパワーデバイスメーカーでも製作し公開している。欧州メーカーの取り組みが早かったが、当社も2005年に損失シミュレータを開発し公開を開始した。三菱パワーデバイス損失シミュレータは、三相変調のインバータ動作の損失計算に加えて、二相変調のインバータ動作、DCチョッパ(モータロック)を想定した損失計算が可能である。他社は低出力周波数での温度リップルを考慮した計算が可能であるが、現在のところ当社は対応できていない。しかし、温度リップルの計算が可能な損失シミュレータは開発中であり、4世代(Ver.4)として公開する予定である。最近では、回路シミュレーションを用いて損失を計算することも可能であるが、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)のSPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)モデルは多くなく、パワーデバイス各社の動向を見ても、最新のIGBTモデルは公開されていない。将来的には、IGBTのSPICEモデルの公開も必要となるだろうが、当面は、簡単に計算できる損失シミュレータが使用されると思われる。

## 3. 三菱パワーデバイス損失シミュレータの構成

三菱パワーデバイス損失シミュレータの構成を図1に示す。損失や温度計算の基本プログラムは、従来当社パワーデバイス製作所で使用し続けている計算方法をベースとし

ている。一般への公開に当たって、プログラム本体、計算に使用する特性データや特性パラメータなどのモジュールデータを暗号化している。特性データには、計算に使用する諸特性の電流依存性、ゲート抵抗依存性などのデータを座標値データとして格納しているが、計算時には、各座標の中間値は線形近似で求められるため多少の計算誤差が生じる。よって、モジュールデータの登録の際には、計算誤差が少なくなるよう、データ数を増やす工夫を行っている。また、公開するシミュレータには、1年間の使用期限を設けている。プログラムは1年を超えると使用できなくなり、ユーザーは再度ダウンロードし直す必要がある。これは、古いデータ、間違ったデータを使用し、設計ミスとなることを防ぐためである。モジュールデータの更新情報やシミュレータの更新情報は、ダウンロード時に登録したメールアドレスに送信される。

## 4. パワーデバイスの熱設計手順

パワーデバイスを使用する際に重要な要素が熱設計であり、パワーデバイスの損失(P)、接合部温度( $T_j$ )及び、温度上昇( $\Delta T_j$ )を求める必要がある。特に、素子の温度上昇は、パワーモジュールのパワーサイクル寿命に大きく影響するため、パワーモジュールを使用する際に、必ず知る必要がある。熱設計の第一段階は損失を求める作業となる。IGBTの損失計算を例にすると、IGBTの損失は定常損失とスイッチング損失に分けて計算する。定常損失は、IGBTが飽和領域で動作しているときの電力損失で、コレクターエミッタ間の飽和電圧特性 $V_{CE(sat)}$ を使用する。スイッチング損失はIGBTのON/OFFの切り替わりの過渡的な領域で発生する電力損失で、IGBTのスイッチング損失 $E_{on}$ 、 $E_{off}$ を使用する。1パルスのスイッチング波形を図2に示す。

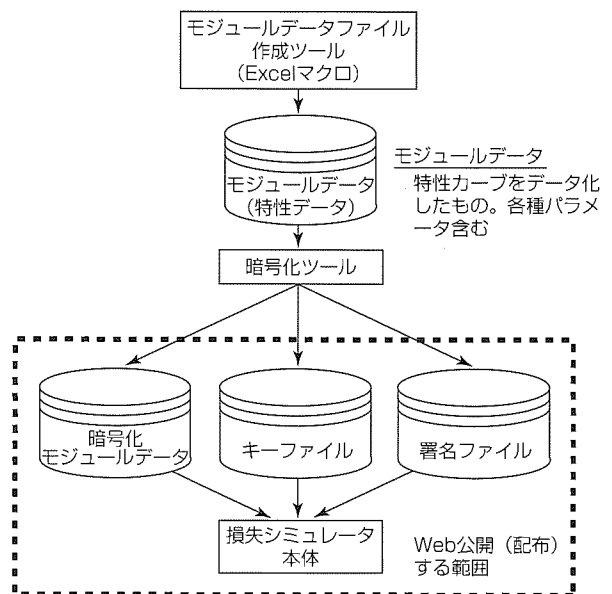


図1. 損失シミュレータの構成

1パルスのスイッチングでの電力損失は、電圧、電流の積の時間積分で求められる。1パルスのスイッチングであれば、オシロスコープの演算機能を用いれば簡単に損失を求めることが可能である。DCチョップ動作では、出力電流(負荷の電流)は電流リップルがあるものの直流(DC)でほぼ一定値である。DCチョップ動作では、IGBTは、一定のデューティでスイッチングする動作であり、損失計算は簡単である。しかし、インバータ動作のように、時間とともに、電流、デューティが変化する動作の電力損失を求めるのは容易ではない。そこで、パワーデバイス損失シミュレータが必要になる。インバータ動作での電力損失の簡易計算式を図3に示す。パワーデバイス損失シミュレータの計算も図3の式を応用している。

損失シミュレータは、様々なインバータ動作の損失計算を可能とするため、表1に示すパラメータを変更することができる。出力電流(モータ電流)や電源電圧以外にも、インバータ動作における、変調率、力率、キャリア周波数を入力、変更できる。力率にマイナス“-”を入力することで、回生動作での損失が計算可能である。また、IGBTモジュールでは、駆動回路のゲート抵抗値が変更できるためユーザーの仕様にあった損失計算が可能である。インバータ動

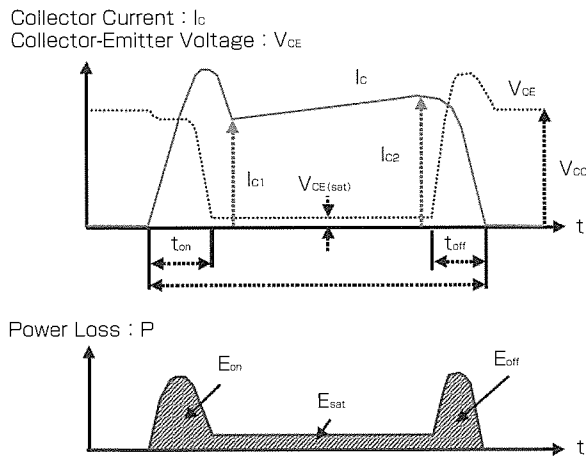


図2. 1パルススイッチング波形

インバータ損失簡易計算式\*

IGBT-DC 損失

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_p \times \sin x) \times V_{CE(sat)} \left( \frac{1 + D \times \sin(x + \theta)}{2} \right) \cdot dx$$

FWDi-DC 損失

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} ((-1) \times I_p \times \sin x) \times V_{EC} \left( \frac{1 + D \times \sin(x + \theta)}{2} \right) \cdot dx$$

IGBT-SW 損失

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} ((E_{on} @ I_p \times \sin x) + E_{off} @ I_p \times \sin x) \times f_c \cdot dx$$

FWDi-SW 損失

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (E_{err} @ I_p \times \sin x) \times f_c \cdot dx$$

DC チョップ損失簡易計算式

IGBT 損失

$$I_p \times V_{CE(sat)} @ I_p \times \text{Duty} + (E_{on} @ I_p) + E_{off} @ I_p \times f_c$$

FWDi 損失

$$I_p \times V_{EC} @ I_p \times (1 - \text{Duty}) + E_{err} @ I_p \times f_c$$

図3. 電力損失の簡易計算式

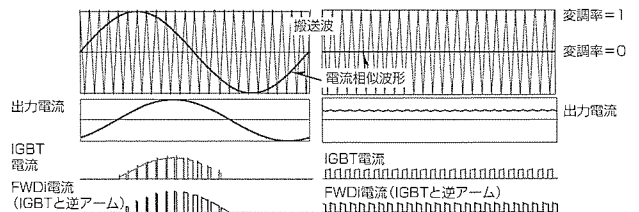
作では、パワーモジュールのIGBTは、PWM (Pulse Width Modulation) 制御信号に応じてスイッチングする。PWM制御信号は、三角波(のこぎり波)の搬送波と、出力電流(電圧)波形の相似波形をコンパレータで合成して生成される(図4)。変調率を変化させると、出力電流(電圧)の相似波形の振幅が変わり、出力電圧を調整できる。損失シミュレータでも変調率をパラメータとして変更できる。インバータの変調方式の、三相変調及び二相変調での計算が可能で、三相変調では、変調率を0~1、二相変調では、変調率を0~1.154の範囲で変更可能である。二相変調では、スイッチングを行わない、べたON、べたOFFの期間があり、IGBTのスイッチング回数が減るためスイッチング損失が下がる。二相変調のときのスイッチング損失は、スイッチング回数が少なくなるため、三相変調の約60%程度に低減できる。

損失が求まると、熱抵抗を使用して接合部温度、温度上昇を計算する。温度は、損失と熱抵抗から計算できるが、熱抵抗は温度の伝達を抵抗で示したもので、モジュールの構造、素子の大きさで異なり、パワーモジュールごとに個別の値を持つ(図5)。パワーモジュールの熱抵抗は規格最大値をデータとして入力済みである。現在の損失シミュレータでは、定常熱抵抗を使用した温度を計算する。素子の熱抵抗は時間とともに変化するので、短パルスや、温度リップルを考慮した計算を行う場合には、過渡熱抵抗を使用する。

4世代(Ver.4)の損失シミュレータでは、過渡熱抵抗を使用した温度リップルを考慮した温度計算が可能となる予定である。

表1. 入力パラメーター一覧

項目	記号
出力電流	Io
P-N間電圧(主電源)	Vcc
キャリア周波数(スイッチング周波数)	fc
ゲート抵抗	Rg(on), Rg(off)
力率	PF
変調率	Modulation Ratio
デューティ	Duty
ヒートシンク温度	Tf



(1) 正弦波(三相変調)と出力電流 (2) DCチョップ(ロック)と出力電流

FWDi: Free Wheeling Diode

図4. インバータ動作とDCチョップ

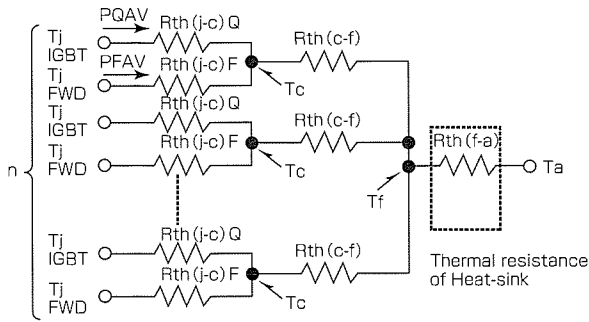


図 5. パワーモジュールの熱抵抗

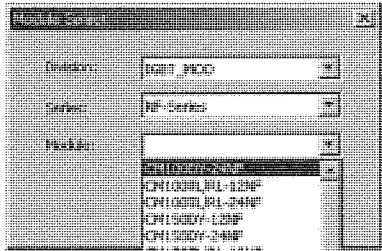


図 6. シミュレータのモジュール選択画面

### 5. 損失シミュレータの使用法

損失シミュレータを使用したパワーデバイスの損失、温度計算の手順を示す。カスタム品を除き、量産中のほとんどのモジュールを選択することができる。計算対象のモジュールは、形名、シリーズから選択可能である（図 6）。モジュールを選択すると、熱抵抗や、特性パラメータが自動的に選択されるので、データシートを見ながら、パラメータを入力する必要はない。インバータ動作条件である電源電圧やスイッチング周波数などのパラメータを入力し、計算開始のコマンドを選択すると計算が完了する（図 7）。電圧や周波数など、推奨外のパラメータを入力すると警告するようにしている。ただし、参考値として計算結果は出力されるようにした。計算が完了すると、各素子の損失、温度が計算結果として表示される。損失シミュレータでは、計算結果をグラフ化して確認することができるようになっている。グラフ化の機能は他社に比べ優れており、電流と損失、電流と温度、スイッチング周波数と温度といった組み合わせのグラフ表示が可能であるので、スイッチング周波数の高周波化の限界を判断しやすい（図 8）。なお、損失

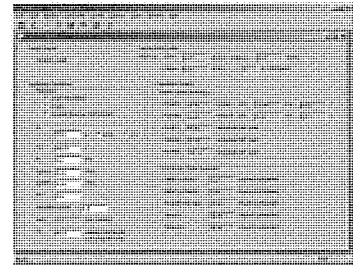


図 7. シミュレータのメイン画面

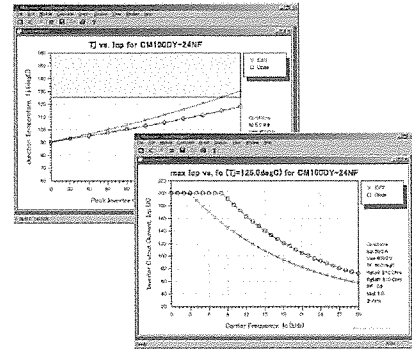


図 8. シミュレータの計算結果グラフ出力画面

シミュレータでは、熱抵抗などのパラメータには規格の最大値を使用しており、計算結果には多少のマーヅンがある。しかし、損失シミュレータを使用して熱設計を行う場合には、損失が最大となる条件を入力しなければならない。計算結果は参考値、目安であり、実際に製品を設計する場合には、実機での検証は必要である。

### 6. むすび

損失シミュレータは、すでに多くのユーザーがダウンロードして使用している。機能の追加の要求や、モジュールデータの追加を要求されており、順次バージョンアップで対応していきたい。なお、今回の三菱パワーデバイス損失シミュレータの開発に当たっては、三菱電機情報ネットワーク㈱の多大なご協力をいただいた。

### 参考文献

- (1) 由義義珍, ほか: パワーデバイスの保護と大電力化の技法, トランジスタ技術スペシャル 改定\* 実践パワーエレクトロニクス入門, No.85, 78 (2003)

# モールド型パワーモジュール用 絶縁シート

菊池 巧\* 上田哲也\*  
 鹿野武敏\* 多田和弘\*\*  
 川藤 寿\* 塩田裕基\*\*

*Insulating Resin Sheet for Power Modules of Transfer-Molded Type Package*

*Takumi Kikuchi, Taketoshi Shikano, Hisashi Kawafuji, Tetsuya Ueda, Kazuhiro Tada, Hiroki Shiota*

## 要旨

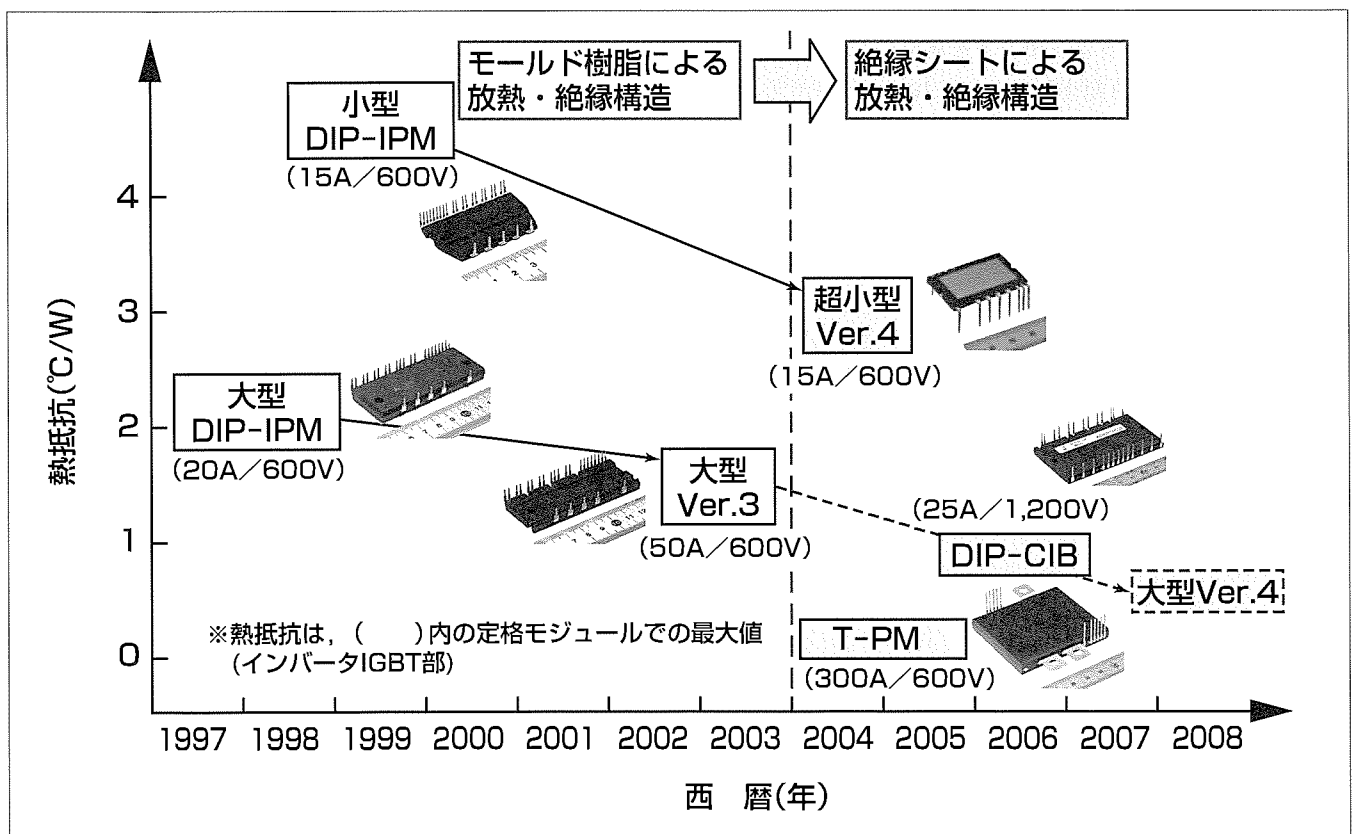
生産性に優れたトランスファーモールド型のDIP-IPM (Dual In-line Package-Intelligent Power Module) は、小型軽量・低コストな小容量パワーモジュールとして主に白物家電用途で採用されている。しかし、近年要望の強い、より大容量化・小型化を達成するには放熱性能が課題となっており、パッケージの熱抵抗低減が不可欠であった。

その解決策として、従来パッケージの放熱・絶縁構造を見直し、新規開発した絶縁シートを使用した新構造モールド型パワーモジュールを開発した。この“絶縁シート構造”は、これまでモールド樹脂が担当していた放熱・絶縁の役割を、高熱伝導かつ高絶縁耐圧の絶縁シートが受け持つことで、必要な絶縁性能を維持しつつ大幅な低熱抵抗化を実現したものである。

絶縁シート構造を適用した超小型DIP-IPM Ver.4は、従来の小型DIP-IPMと比較して、面積比61%に小型化しながら、熱抵抗を約30%低減している。

また、絶縁シートと銅ヒートスプレッドを組み合わせたT-PM(Transfer Molded Power Module)は、現行中容量IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュール(300A/600V)の領域までカバーした。ケース物(セラミック放熱・絶縁)と同等レベルの熱抵抗を実現し、かつ大幅な小型軽量化(重量:1/3, 体積:1/5)も達成した。

今後開発するモールド製品は、絶縁シート構造をメインとしており、絶縁シートの高性能化・高信頼性化を図りながら、幅広い領域への適用展開を進めている。



## 絶縁シートが実現するモールド型パワーモジュールの小型・軽量・大容量化

1997年に大型DIP-IPMを製品化して以来、モールド樹脂で放熱・絶縁する製品を各種開発してきたが、2004年に絶縁シートを用いた新構造のモールド型パワーモジュールを開発した。高熱伝導・高絶縁耐圧の絶縁シートによって従来より大幅に低熱抵抗化でき、製品の小型・軽量化、大容量化を実現したことで、各種用途向け製品への適用展開が進んでいる。

1. ま え が き

エアコンをはじめとする白物家電向けの小容量パワーモジュールの小型軽量・低コスト化のニーズにこたえるため、IC組み立て技術を適用して、生産性を向上させたトランスファーモールドタイプのDIP-IPMを各種製品化してきた。

DIP-IPMは市場に受け入れられ、確固たるジャンルを確立したが、より大容量化・小型化の要求に対応するには、放熱性能が課題となっており、低熱抵抗化が不可欠となっていた。その解決策として、従来の放熱・絶縁構造を見直し、絶縁シートを使用した新構造のモールド型パワーモジュールを開発し、パッケージの小型化、大容量化を実現した。

2. モールド型パワーモジュールのパッケージ構造変遷

図1に三菱電機の代表的なモールド型パワーモジュール製品の変遷を示す。1997年に初めてトランスファーモールド型の大型DIP-IPM(～20A/600V)を製品化し、1999年にはヒートスプレッタを持たない小型DIP-IPM(～15A/600V)を上市した。その後、2002年に大型DIP-IPMをベースに、銅ヒートスプレッタを内蔵して低熱抵抗化し電流量50Aまで対応した大型DIP-IPM Ver.3を開発した<sup>(1)</sup>。

2004年、パッケージコンセプトを見直して、“絶縁シート構造”のDIP-IPM(超小型Ver.4)を開発・量産化した<sup>(2)</sup>。それまでのDIP-IPMでは、モールド樹脂が放熱と絶縁を担ってきたが、超小型DIP-IPM Ver.4では、新たに開発した高熱伝導絶縁シートに放熱及び絶縁機能を持たせた構造としている。図2に従来の構造及び絶縁シート構造のDIP-IPMの断面構造模式図を示す。

絶縁シート構造は、DIP-IPM以外にも展開しており、2004年、主に産業機器用途向けに、定格300A/600Vのモールド型IGBTモジュールとなるT-PMを開発した<sup>(3)</sup>。これは、絶縁シートと銅ヒートスプレッタを組み合わせて極めて低い熱抵抗を実現している。また、2006年には、汎用

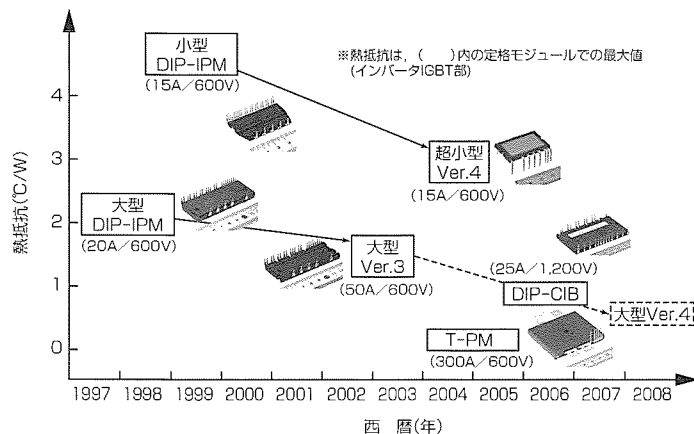


図1. モールド型パワーモジュールの変遷

インバータ用途向けに、絶縁シートとアルミヒートスプレッタを放熱経路としたDIP-CIB(DIP-Converter Inverter Brake)を製品化した<sup>(4)</sup>。図3、図4にそれぞれのパッケージ構造の断面模式図を示す。

以下、DIP-IPMを例として、絶縁シート構造及び材料技術について述べる。

3. 絶縁シート構造モールド型パワーモジュール

3.1 パッケージ構造の特長

従来のDIP-IPMは、パワーチップ、制御チップを同一リードフレーム上に搭載し、全体をモールド樹脂で封止する構造となっている。パワーチップからの放熱は、チップ→はんだ→フレーム→モールド樹脂を経由して行われる。

一方、絶縁シート構造DIP-IPMは、フレームと絶縁シートを接合し、フレームから直接絶縁シートを経由して放熱する構造とした。

3.2 絶縁シート構造のメリット

絶縁シート構造を採用した目的は、低熱抵抗化と高絶縁耐圧化を実現するためである。熱抵抗は、式(1)で表されたとおり、各構成層の熱伝導率が高くかつ薄いほど良くなる。

$$R_{th} = \sum(1/\lambda \cdot t/S) \dots\dots\dots(1)$$

$R_{th}$ : 熱抵抗     $\lambda$ : 構成材料の熱伝導率  
 $t$ : 厚さ         $S$ : 伝熱面積

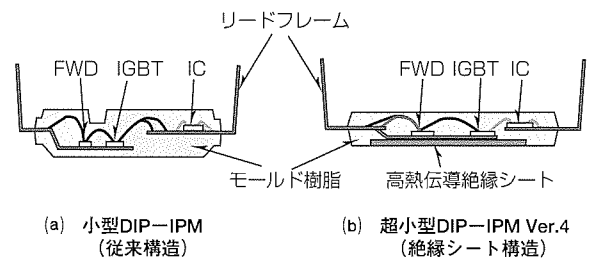


図2. 従来の構造と絶縁シート構造DIP-IPMの断面構造模式図

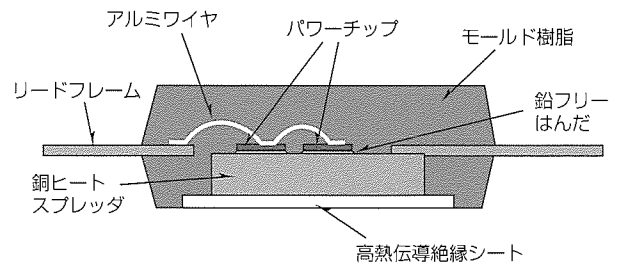


図3. T-PMの断面構造模式図

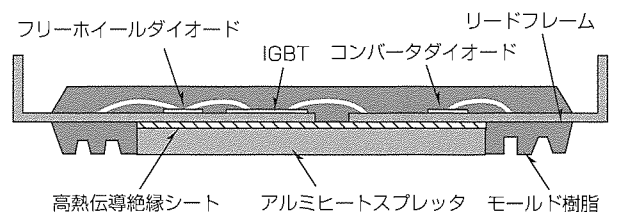


図4. DIP-CIBの断面構造模式図

図5にシミュレーションで求めたDIP-IPMの熱抵抗の成分比率を示す。モールド樹脂の熱伝導率は金属、セラミックに比べて1~2けた小さいため、モールド型パッケージでは樹脂層の熱抵抗が支配的になる。絶縁シート構造においても絶縁シート部の熱抵抗が最も大きい、モールド樹脂と比較すると1/3以下になっている。これは、絶縁シートの熱伝導率が高くかつ厚さが薄いためである。

モールド樹脂による低熱抵抗化は、成形性の面で以下の制約があり大幅な低減は難しい。

(1) 樹脂粘度と成形性：モールド樹脂には放熱性と絶縁性だけでなく、良好な成形性(流動性)や低応力性、離型性などが要求される。熱伝導率を高くするために熱伝導フィラーの含有率を高くすると樹脂粘度が高くなり、成形性悪化や金線流れの不具合が出やすくなる。

(2) 樹脂厚さと成形性：樹脂層の薄厚化に関しては次の課題がある。図6にモールド成形時のイメージを示す。リードフレームとパッケージ表面との隙間(すきま)を狭くするほど流動抵抗が大きくなり、樹脂の未充填(じゅうてん)やウェルドがダイパッド下に形成されやすくなる。

一方、絶縁シート構造では、絶縁シートに流動性や離型性などは要求されないため、放熱性と絶縁性に特化した材料設計が可能になる。高熱伝導率フィラーの充填率を高めることができ、フィラー形状、粒度分布、界面処理などの材料設計の自由度が高くなる。超小型DIP-IPM Ver.4で適用した絶縁シートは、熱伝導率をモールド樹脂より50%以上向上させている。

絶縁層厚さに関しても、モールド樹脂より絶縁破壊強度の高い材料とすることが可能であり、より薄くかつばらつきを小さく形成できる。そのため、絶縁層厚さは従来品の

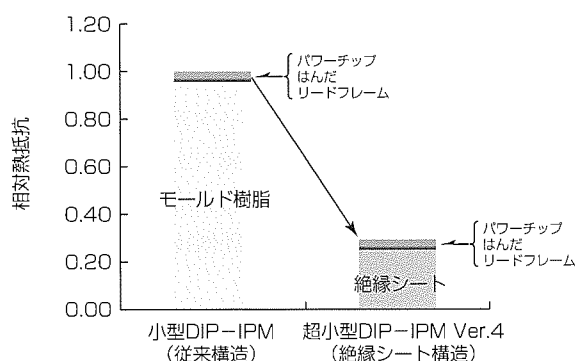


図5. 従来構造及び絶縁シート構造DIP-IPMの熱抵抗

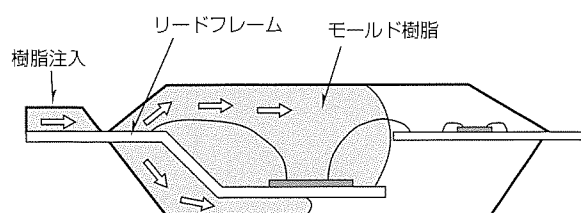


図6. モールド成形時の樹脂流動イメージ

1/2以下でも製品に要求される絶縁耐圧の規格を十分満足する。

また、モールド樹脂に放熱機能を要求しないことによって、チップ保護を中心とした本来の封止樹脂として適した材料を選択でき、従来より信頼性の高いモジュールパッケージが得られるメリットもある。

表1に製品仕様の比較を示す。絶縁シート構造では、パッケージサイズを60%程度に小型化し、熱抵抗は30%程度低減できている。

### 3.3 絶縁シート構造におけるモールドプロセス

絶縁シート構造DIP-IPMのモールドプロセスは、基本的に従来型と同様である。モールド金型に半導体チップが搭載されたリードフレームと絶縁シートを配置したあと、金型内にモールド樹脂を注入して成形する。したがって、工程数・タクトタイムは、従来のDIP-IPMと同等レベルである。

## 4. 高熱伝導絶縁シートの材料設計

パワーモジュール用絶縁シート材料は、高熱伝導率と高絶縁耐圧を高次元で両立する必要がある。

前述の3機種(超小型DIP-IPM Ver.4, T-PM, DIP-CIB)で適用した絶縁シートは、すべて新規開発の別材料であり、次に述べる基本的設計指針に基づき、要求仕様に対してコストミニマムになるよう最適設計を行っている。

### 4.1 絶縁シートの基本構成

絶縁シートは、高耐熱性で絶縁性・信頼性に優れたエポキシ樹脂をマトリクスにしている。エポキシ樹脂は熱伝導率が0.2W/m・K程度であり、熱伝導率向上及び絶縁性確保のため、セラミックフィラーを配合している。フィラー材質は、SiO<sub>2</sub>(結晶性)、Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>の酸化物系や、Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, BN, AlNの窒化物系の高熱伝導材料を選択し、所望の熱伝導率と絶縁耐圧及びコストを実現できる組成としている。

### 4.2 絶縁シートの高性能化へのアプローチ

樹脂/フィラーの複合材料において、フィラーの影響は大きく、特に次の要因に留意して材料設計を行った。

- フィラーの熱伝導率と充填率
- フィラーの形状とサイズ、粒度分布
- フィラーの分散状態と界面状態

#### 4.2.1 フィラー充填率

複合材の熱伝導率理論式のうち、Bruggemannの式は高充填領域においても比較的事実値と合うことが知られている<sup>(5)</sup>。

表1. 従来構造及び絶縁シート構造DIP-IPMの製品比較

	従来構造	絶縁シート構造
	PS21564 (15A/600V)	PS21964 (15A/600V)
パッケージサイズ(mm)	49×30.5	38×24
熱抵抗(°C/W)	4.5(IGBT部)	3.0(IGBT部)



$$1 - \phi = \frac{\lambda_c - \lambda_d}{\lambda_c - \lambda_d} \cdot \left( \frac{\lambda_c}{\lambda_d} \right)^{\frac{1}{3}} \dots\dots\dots(2)$$

$\lambda_c$ : 複合材料の熱伝導率     $\phi$ : フィラーの体積分率  
 $\lambda_d$ : フィラーの熱伝導率     $\lambda_e$ : 樹脂の熱伝導率

図7に各種フィラーを使用した場合の計算結果を示す。熱伝導率は、充填率が低い領域ではほとんどフィラーの熱伝導率に影響されず、高充填率領域で急増する。これは、フィラー同士の接触による伝熱パス形成が熱伝導では支配的であり、高熱伝導率フィラーの高充填による熱伝達経路の形成が重要であることを表している。

一方、絶縁耐圧においては、充填率が高くなると絶縁耐圧が低くなる傾向がある。これは、フィラー量が増えるほど樹脂とフィラーの混練時の粘度が高くなり、フィラーの偏析やボイド(空気層)などができやすくなるためと考えられる。特にボイドがあると、そこに電界が集中するため、絶縁破壊の起点となり絶縁耐圧が低くなる<sup>(6)</sup>。

#### 4.2.2 フィラーサイズ

絶縁シートの高熱伝導率化には、フィラーサイズは大きい方が良好である場合が多い。これは、大きいほど同じ伝熱距離におけるフィラー同士の界面が少なくなり、界面及び樹脂層での伝熱ロスが少なくなるためと考えられる。

一方、絶縁耐圧はフィラーサイズが大きいほど低くなる傾向が見られる。原因は、局所電界強度の影響と推定される。局所電界強度には樹脂とフィラーの誘電率比とシート厚さに対するフィラー直径比が影響する。図8にシミュレーションで求めた樹脂に対するフィラーの誘電率比が約2の場合における球状フィラー直径と局所電界強度の関係を示す。高熱伝導率フィラー充填エポキシ樹脂では、界面付近のエポキシ樹脂の電界強度はフィラーの直径が大きくなるほど高くなる。その関係はリニアではなく非線形であるため、一定サイズ以上になると急激に絶縁耐圧が低くなる危険性を持っている。

この現象は、低熱抵抗化を図るために同じ材料組成で絶縁層を薄くする場合において想定外の絶縁耐圧低下の要因にもなり得るため、留意して材料設計する必要がある。

### 5. む す び

当社は、パワーモジュールの小型化、軽量化を通して産

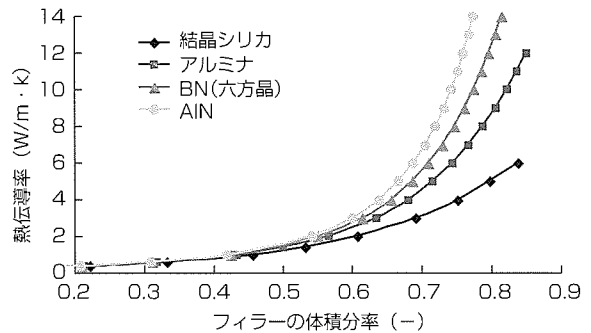


図7. 樹脂/フィラー複合系の熱伝導率

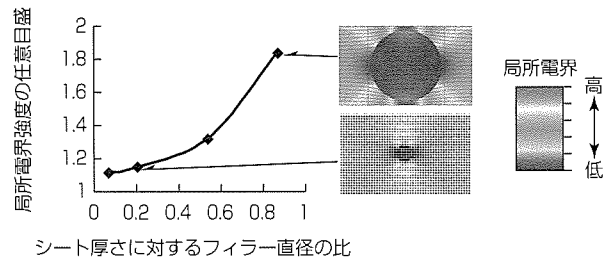


図8. 球状フィラーサイズによる局所電界強度

業へ貢献すべく、DIP-IPM Ver.4シリーズを主とする絶縁シート構造のモールド型パワーモジュールの開発を進めている。そのキーテクノロジーは、高熱伝導かつ高絶縁耐圧の絶縁シート開発である。今後、より大容量、高耐圧の製品への適用を目指して、挑戦していく所存である。

### 参 考 文 献

- (1) 川藤 寿, ほか: 大容量(30・50A/600V)DIP-IPMのパッケージ構造技術, 三菱電機技報, 77, No.9, 579~582 (2003)
- (2) 瀬尾 護, ほか: 超小型新世代DIP-IPM Ver.4, 三菱電機技報, 80, No.6, 401~404 (2006)
- (3) 中島 泰, ほか: 高放熱樹脂封止型パワーモジュール, 三菱電機技報, 78, No.10, 645~648 (2004)
- (4) 田畑光晴, ほか: 汎用インバータ用DIP-CIB, 三菱電機技報, 80, No.6, 405~410 (2006)
- (5) 内田 健, ほか: 電子機器・部品用放熱材料の高熱伝導化および熱伝導性の測定・評価技術, 技術情報協会 (2003)
- (6) 河村達雄, ほか: 高電圧工学, 電気学会 (2003)



# 特許と新案\*\*\*

三菱電機は特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは  
三菱電機株式会社 知的財産渉外部  
電話(03)3218-9192(ダイヤルイン)

## 半導体装置 特許第3846796号(特開2004-179496)

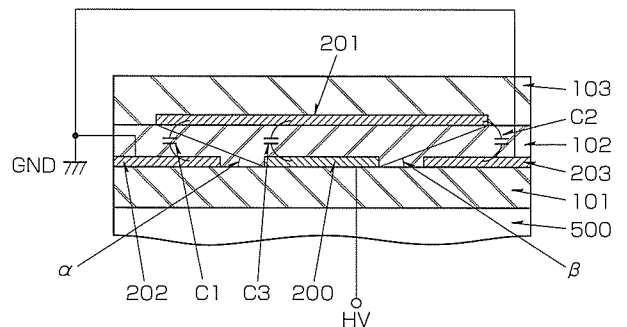
発明者 清水和宏

この発明は、高耐圧で動作する樹脂封止の半導体集積回路装置に関するものである。

従来このような高耐圧半導体集積回路においては、樹脂モールドされているため、印加電圧により樹脂中にある不純物となるイオンが移動し、分極した状態になる。この場合、イオンによって発生する電圧で集積回路を構成する素子のしきい値を超えてしまうことが起こり、また隣合う素子間でリーク電流となるチャンネルが発生するため、集積回路として誤動作を起こすという課題があった。

この発明では、高電圧の印加される第1電極(200)とモールド樹脂との間に、第1電極とは絶縁され、接地電位に固定された第3電極(202)と静電結合する第2電極(201)

を設けて、第1電極から発生する電界を遮蔽(しゃへい)している。これによってモールド樹脂の分極が抑制され、集積回路としての誤動作が防止される。



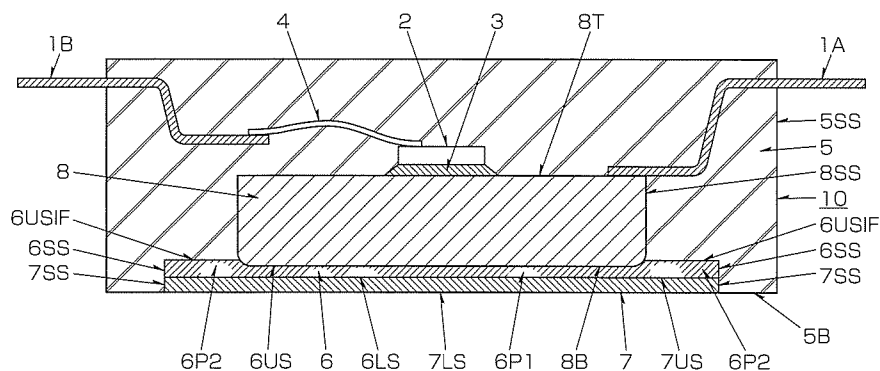
## モールド樹脂封止型パワー半導体装置及びその製造方法 特許第3740116号(特開2004-165281)

発明者 中島 泰, 多田和弘, 鹿野武敏, 日野泰成  
た。

この発明は、モールド樹脂で封止してなるパワー半導体装置及びその製造方法に関するものである。

従来このようなモールド樹脂封止型パワー半導体装置においては、電気的絶縁のため外部ヒートシンクと装置内部の金属板(8)との間にモールド樹脂を介在させていた。パワー半導体チップ(2)からの発熱を効率良く外部ヒートシンクに放熱するためには、モールド樹脂(5)の熱伝導率を向上させる必要があるが、そのためにモールド樹脂中の無機フィラーの含有割合を増やすと、樹脂の粘度の増加によるモールド作業性の低下やコストの増加を招くという課題があっ

この発明では、金属板(8)と外部ヒートシンクとの間に、無機フィラーが充填(じゅうてん)され熱伝導率が向上した絶縁樹脂層(6)及び金属層(7)が設けられており、金属板(8)直下部分の絶縁樹脂層(6)の厚みがそれ以外の部分の絶縁樹脂層(6)の厚みより薄くしてある。これによって絶縁樹脂層(6)は金属層(7)によって補強されるため取り扱いが容易になり、放熱特性及び耐電圧特性が良く、かつ安価なモールド樹脂封止型パワー半導体装置が実現できる。





# 特許と新案 \* \* \*

三菱電機は特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは  
三菱電機株式会社 知的財産渉外部  
電話(03)3218-9192(ダイヤルイン)

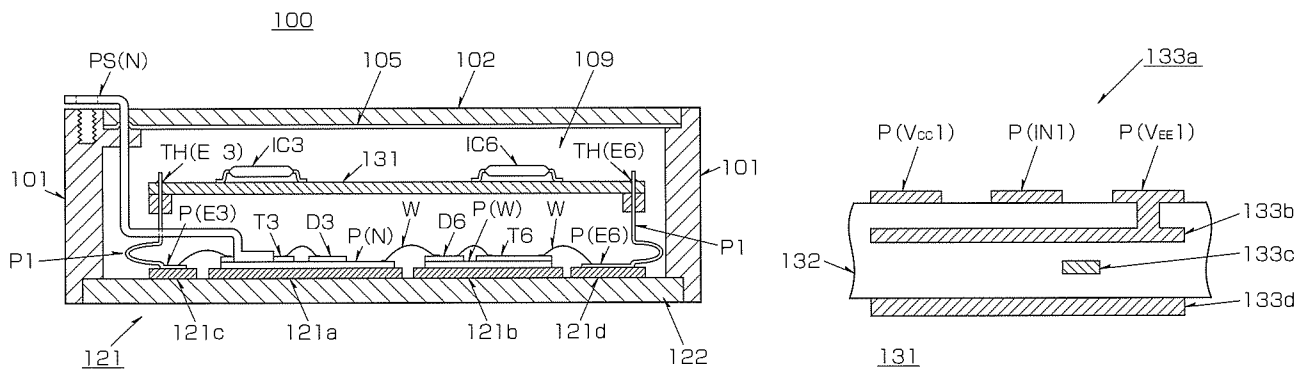
## 半導体パワーモジュール 特許第2854757号(特開平6-5847)

この発明は、産業用インバータ、サーボ、ロボットや、エアコンなどの民生機器のモータ制御に用いるインテリジェントパワーモジュール(IPM)と呼ばれるパワー半導体の構造に関するものである。

IPMは、複数のスイッチング素子と、その保護や駆動を行う制御ICなどが一つのケースに内蔵される形で構成され、その機能面では大電流、高電圧での高速スイッチングが要求される。このように高電流、高電圧のスイッチングを高速で行うと、電気的雑音が増大してケース内にある制御ICが誤動作を引き起こす可能性が高まることになるが、

発明者 大島征一、為谷典孝、山形 淳、高梨 健  
一方で、小型化の要求から、スイッチング素子と制御ICを近接して実装する必要があり、小型化しながら、電気的雑音に強いIPMの実現が課題であった。

この発明では、制御ICが搭載された回路基板に、第1の回路パターン(P(IN1))を高位の電源端子に接続された第2の回路パターン(P(VCC1))及び低位の電源端子に接続された第3の回路パターン(P(VEE1))で挟むように配設し、第2の回路パターンと同電位に接続された導体層(133b)を絶縁層を介して配設した回路基板を採用することにより、電気的雑音による制御ICの誤動作を防止した半導体パワーモジュールを実現した。



### <本号記載の商標について>

本号に記載されている会社名、製品名はそれぞれの会社の商標又は登録商標である。

### <次号予定> 三菱電機技報 Vol.81 No.6 特集「進む環境経営 — 先端技術とシステム拡充 —」

<b>三菱電機技報編集委員</b> 委員長 山口隆一 委員 小林智里 増田正幸 滝田英徳 佐野康之 糸田敬 世木逸雄 江頭誠 河合清司 長谷勝弘 木槻純一 逸見和久 光永一正 河内浩明 岸谷秀紀 事務局 園田克己 本号取りまとめ委員 由宇義珍	<b>三菱電機技報 81巻5号</b> 2007年5月22日 印刷 (無断転載・複製を禁ず) 2007年5月25日 発行 編集人 山口隆一 発行人 園田克己 発行所 三菱電機エンジニアリング株式会社 e-ソリューション&サービス事業部 〒102-0073 東京都千代田区九段北一丁目13番5号 日本地所第一ビル 電話 (03)3288局1847 印刷所 株式会社 三菱電機ドキュメンテクス 発売元 株式会社 オーム社 〒101-0054 東京都千代田区神田錦町三丁目1番地 電話 (03)3233局0641 定価 1部945円(本体900円) 送料別
<b>三菱電機技報 URL</b> 三菱電機技報に関するお問い合わせ先	URL <a href="http://www.mitsubishielectric.co.jp/corporate/giho/">http://www.mitsubishielectric.co.jp/corporate/giho/</a> URL <a href="http://www.mitsubishielectric.co.jp/support/corporate/giho.html">http://www.mitsubishielectric.co.jp/support/corporate/giho.html</a>
英文季刊誌「MITSUBISHI ELECTRIC ADVANCE」がご覧いただけます	URL <a href="http://global.mitsubishielectric.com/company/rd/advance/">http://global.mitsubishielectric.com/company/rd/advance/</a>

# スポットライト

## トランスファーモールド大容量 IGBTモジュール

三菱電機は、産業分野向けの大容量機種で低コスト化・小型化の市場要求に対応するために、DIP-IPM (Dual In-line Package-Intelligent Power Module) の開発・製品化で培ってきた技術のさらなる改良と、高放熱の新絶縁構造採用によって、トランスファーモールド型大容量パワーモジュールを製品化しました。

### 特長

#### (1) 完全鉛フリー化

端子部のメッキのみならず、パワー素子の下のはんだも鉛フリーを実現し、地球環境へ配慮しました。

#### (2) トランスファーモールド技術で小型・低コスト化

安価な材料や生産性の高いトランスファーモールド技術の採用によって、生産コストを低減しただけでなく、当社従来パッ

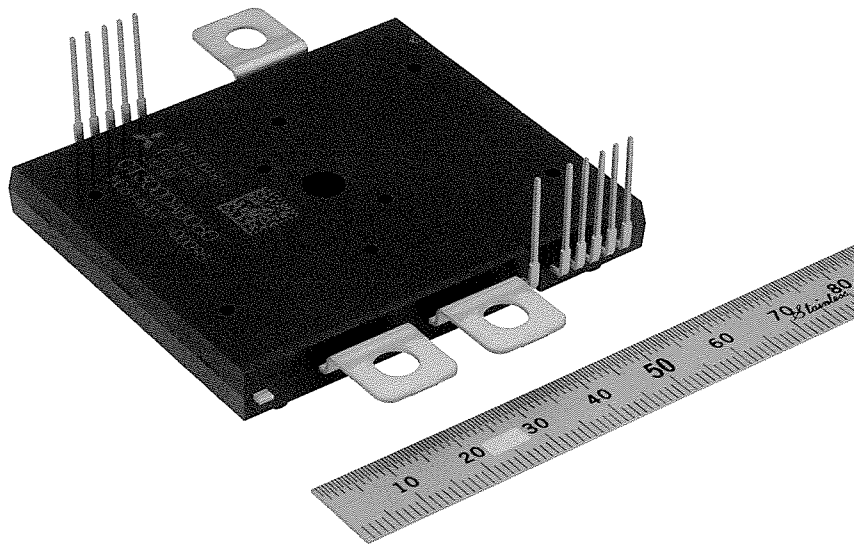
ケージ(ケースタイプ)に対して、容積比で1/5以下、重量比で1/3以下を実現しました。モータ駆動装置の小型化・軽量化・低コスト化に貢献します。

#### (3) 新技術の導入で長寿命化

パワー素子の鉛フリーはんだ付けプロセス・放熱構造・モールド成形技術など新技術の導入によって、当社従来品に比べて温度サイクル性能<sup>※1</sup>で10倍、パワーサイクル性能<sup>※2</sup>で3倍以上の寿命向上を実現しました。

※1：温度変化又は温度変化の繰り返し製品に与える影響を確かめる試験で、パワーデバイスでは一般的に温度を-40℃と125℃の繰り返しで試験を行う。

※2：デバイスに通電して急激な温度変化を与える試験で、パワーデバイスでは一般的にデバイス温度を50~100℃の温度差となる条件で試験を行う。



### 主な仕様

製品形名	CT300DAB060
最大定格電圧/最大定格電流	600V/300A
接続方式	2in1 (2素子入り)
飽和電圧 $V_{CE(sat)}$	1.7V (typ.) ( $I_c=300A, T_j=25^\circ C, V_{GE}=15V$ )
パッケージサイズ	64×56×7.5mm (ボディサイズ) 64×84×21.15mm (最外形サイズ)
質量	103g

住 所：〒100-8310 東京都千代田区丸の内2-7-3 (東京ビル)

会社名：三菱電機株式会社 お問い合わせ先：パワーデバイス営業部 TEL 03-3218-3239