

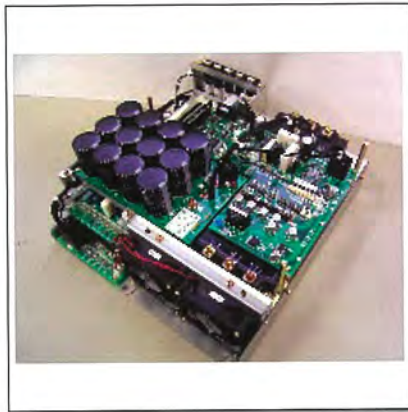
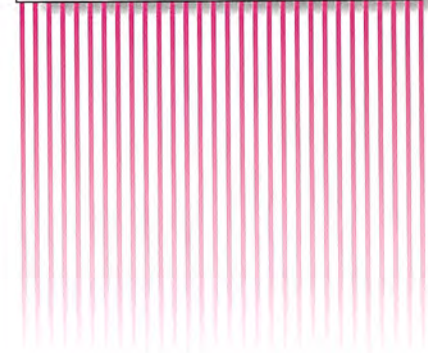
# MITSUBISHI

## 三菱電機技報 Vol.80 No.6

2006

6

特集「パワーデバイス応用システム」



## 目次

### 特集「パワーデバイス応用システム」

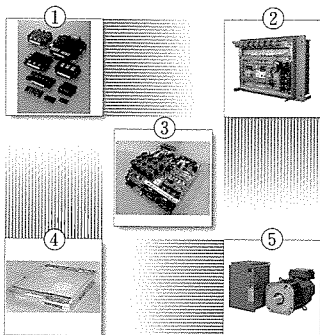
パワーエレクトロニクスの進歩とパワーデバイス …… 1 由宇義珍	SiC-MOSFETインバータによる3.7kW定格モータ駆動 … 5 木ノ内伸一・中尾之泰	超薄型高効率階調制御型ラックマウントUPS …… 10 岩田明彦・高橋広光	鉄道車両に適用されるパワーデバイスの進展 …… 15 岡山秀夫	鉄道車両用推進制御装置へのHVIPMの適用 …… 19 田中 毅	昇降機のパワーデバイス応用技術 …… 23 堀崎一弘・高木宏之・妻木宣明	汎用IPMのIHインバータへの適用 …… 28 私市広康・文屋 潤・長原輝明・木下広一・小川智広	高性能汎用ACサーボシステムでの パワーデバイス応用による大容量化 …… 34 大橋 学	超小型新世代DIP-IPM Ver.4 …… 39 瀬尾 護・川藤 寿・岩上 徹	汎用インバータ用DIP-CIB …… 43 田畑光晴・長原輝明	高周波用IGBTモジュール“NFMシリーズ” …… 49 宮崎裕二・村岡宏記・日吉道明
普通論文										
40Gbps DPSK光通信用バランスフォトダイオード … 53 中路雅晴・石村栄太郎・花巻吉彦	超広色再現TFT-LCD …… 58 境 誠司・川戸富雄・米田俊之									

System Application of Power Semiconductor Devices Advanced Power Electronics and Power Semiconductor Devices Yoshiharu Yu	First Successful 3.7kW Motor Operation by SiC-MOSFET Inverter Shinichi Kinouchi, Yukiyasu Nakao	Super Thin and Super Efficient Rack Mount UPS with Gradationally Controlled Voltage Inverter Akihiko Iwata, Hiromitsu Takahashi	Progress of Power Devices for Train Propulsion Control System Application Hideo Okayama	Application of HVIPM to the Railroad Vehicle Propulsion Systems Takeshi Tanaka	Power Device Application Technologies of Mitsubishi Elevators Kazuhiro Horizaki, Hiroyuki Takagi, Nobuaki Tsumagi	Application of General-Purpose IPM for IH-Inverter Hiroyasu Kisaichi, Jun Bunya, Teruaki Nagahara, Hirokazu Kinoshita, Tomohiro Ogawa	Making to a Large Capacity by Power Device Application with High Performance and General Purpose AC Servo Systems Manabu Ohashi	A New Version Super Mini DIP-IPM Ver.4 Mamoru Seo, Hisashi Kawafuji, Toru Iwagami	DIP-CIB for General-Purpose Inverter Mitsuharu Tabata, Teruaki Nagahara	IGBT Module "NFM Series" for High Frequency Application Yuuji Miyazaki, Hiroki Muraoka, Michiaki Hiyoshi
40Gbps Balanced Photodiode Masaharu Nakaji, Eitaro Ishimura, Yoshihiko Hanamaki	TFT-LCD with Improved Wide Color Reproduction Seiji Sakai, Tomio Kawato, Toshiyuki Yoneda									

### 特許と新案

「画像処理システム」 「チタン酸化物系誘電体薄膜用CVD原料および メモリー用キャパシタ」 …… 62
---

### 表紙：パワーデバイス応用システム



パワーデバイスの応用分野は広く、その要求される動作周波数・装置容量に適したパワーデバイスが使用される。

- ①は、産業用や民生用電気機器の主にモータ制御用インバータ回路に使われている最新世代の各種パワーモジュールである。
- ②は、HVIPMと走行風利用の冷却器とを適用した、鉄道車両用インバータ制御装置のコンパクトパワーユニット“MELPAC2000シリーズ”である。
- ③は、機械室レスエレベーター“AXIEZ(アクシーズ)”の統合化パワーユニット。エレベーター駆動に必要な全パワー部を集約する。
- ④は、今年2月発売の2.5kWヒータを2口搭載したIHクッキングヒータ(CS-G2204)である。
- ⑤は、高トルク出力と高精度位置決めを実現した高機能大容量汎用サーボアンプ“MR-J3-22KB”とサーボモータ“HA-LP22K2”である。



由宇義珍\*

# パワーエレクトロニクスの進歩と パワーデバイス

Advanced Power Electronics and Power Semiconductor Devices

Yoshiharu Yu

## 要 旨

パワーエレクトロニクスという言葉が使われるようになったのは今から約40年前で、現在では、特に省電力、エネルギーの平準化、クリーン電力エネルギー発生等の新しいエネルギーシステムへの貢献には目を見張るものがある。

パワーエレクトロニクスを分かりやすく言い換えれば、電力エネルギーを効率良く利用するための変換及び制御技術であり、その核となる技術は、パワーデバイスと信号系の制御をつかさどるハードウェア(マイコン、DSP(Digital Signal Processor)等)とソフトウェアである。

このようなパワーエレクトロニクスは電力系統の発電・送変電応用に始まり、工場やオフィスの各種産業用電気機器、及び家庭用電気製品へと非常に広い応用分野に浸透している。電力の変換・制御を効率良く行うには、高電圧、大電流を高速で開閉できる電力用スイッチが必要である。この要求にこたえて登場した最初のパワーデバイスがサイリスタである。その後、電力用スイッチとしてのパワートランジスタが現れ、これらパワーデバイスは、サイリスタに代表されるラッチング動作のデバイスと、パワートランジスタに属する非ラッチングデバイスに進むことになる。

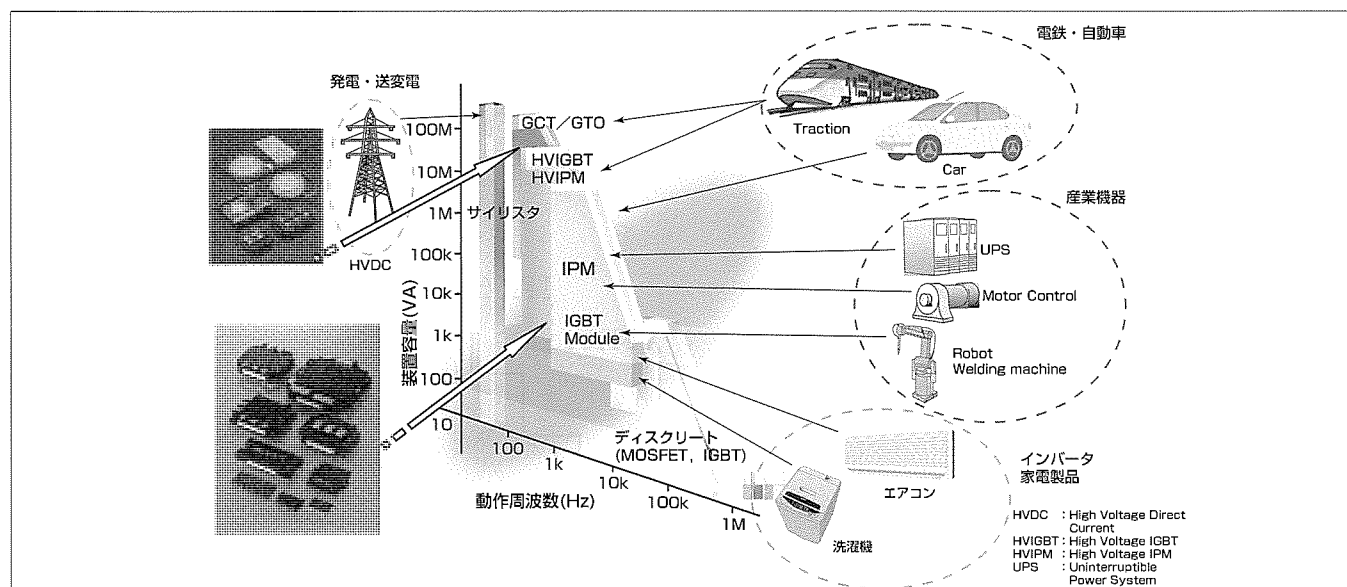
1957年に、ゲート信号でターンオン制御できるサイリスタが発表されて約半世紀後の現在、GTO(Gate Turn-Off)

サイリスタと呼ばれるゲート信号による自己ターンオフ機能を併せ持つデバイスへ、更に高周波性能に改善されたGCT(Gate Commutated Turn-off Thyristor)へと発展している。

また、高耐圧化の記録は、数年ごとに塗り替えられ、現在では一般のサイリスタで12kV、GCTで6.5kVが製品化されている。一方、トランジスタは、そのスイッチング性能の優位性が認められ、インバータ装置の性能向上や高パワー密度の進展に大きく寄与した。過去20年間に応用からの要求にこたえ、パワーMOSFET(Metal Oxide Semiconductor-Field Effect Transistor)、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)へと変化し、さらに、集積型パワーデバイスであるIPM(Intelligent Power Module)へと発展している。

この特集号では、パワーエレクトロニクス応用装置として、鉄道車両、昇降機、各種インバータやサーボ及びIH(Induction Heating)調理器等の最近の技術動向を取り上げ、それぞれの応用におけるパワーデバイスの果たす役割について詳細に述べている。

本稿では、これらの技術革新が著しいパワーエレクトロニクスの進歩に関するパワーデバイスの技術革新を述べる。



## 広がるパワーエレクトロニクスとパワーデバイス

従来のバイポーラ系パワーデバイスからMOS系パワーデバイスへの変遷により、パワーデバイスの応用分野は拡大された。各パワーデバイスは、技術革新により、より高電圧に、より高速に、より低損失に発展している。これらの進歩したパワーデバイスは、パワーエレクトロニクスの進歩に貢献している。

\*パワーデバイス製作所 応用技術統轄

## 1. ま え が き

パワーエレクトロニクスは、各種インバータ制御技術の発展とともに進歩しており、それを支えている大きな力は、半導体と制御技術である。半導体の中でも、電力を扱うパワーデバイスの性能は、応用装置の性能を決定付ける重要な鍵(かぎ)を握っている。三菱電機のパワーデバイスは、製品群、性能面、技術開発の点で、常にリーディングポジションにあり、新しい市場も開いてきた。

21世紀に入って、地球環境保護のために、CO<sub>2</sub>削減、RoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment)対応等のいろいろな規制や基準が設けられ、実行段階にあるが、当社のパワーデバイスも、これらの要求にこたえるため、技術革新を図っている。パワーデバイスで最も要求される性能は、低損失、小型化であり、さらに、電源電圧、装置容量の広い範囲で容易に使用できるよう高耐圧化・大電流化についても進めてきた。

この特集号では、種々のパワーエレクトロニクス応用装置と、それに使用される最新のパワーモジュールについて述べている。特に、パワーデバイスの性能改善による応用装置への貢献度や家電製品、産業用モータ制御及び車載用途等の応用分野ごとに最適化されたパワーモジュール製品の特徴について述べる。

## 2. パワーエレクトロニクスへの貢献

応用装置の効率を決めるキーワードの一つは、パワーデバイスの電力損失である。現在、電力変換装置に使用されているパワーデバイスの代表格はMOSFETやIGBTであり、これらのMOS系デバイスの技術革新の目的は電力損失の低減と言っても過言ではない。

### 2.1 トレードオフ改善による電力損失低減

IGBTで発生する損失は導通領域での損失とスイッチン

グ時の損失で算出されるが、この2つの損失にはトレードオフの関係がある。IGBTの技術革新の歴史を見ると、ウェーハの縦構造ではPT(パンチスルー)からLPT(ライトパンチスルー)へと変化し、チップパターンでは、プレーナ構造の微細化からトレンチ構造へウェーハプロセス技術とともに進歩しながらトレードオフを飛躍的に改善した。

図1にIGBTの損失低減を示す。この図は、同一インバータ使用条件で各世代のIGBTモジュールの電力損失シミュレーションデータである。次世代IGBTでは、シリコンウェーハの薄厚化により、更なる性能向上を目指している。

### 2.2 高耐圧・大電流化

パワーデバイスは、シングルデバイスで高電圧、大電流を制御することで装置の構造を簡素化できる。直並使用では周辺に回路部品が必要となり複雑な構造になる。したがって、パワーデバイスは、従来のサイリスタのみならず、最近ではIGBTの高耐圧・大電流化が急速に進んでいる。図2にIGBTの定格電流・電圧の変遷を示す。現在、高電圧IGBTモジュールは6.5kVのものが製品化されている。

### 2.3 装置の高パワー密度化

インバータ装置の小型化を実現するためには、単位容積当たりの可制御パワー密度を高くする必要がある。そのた

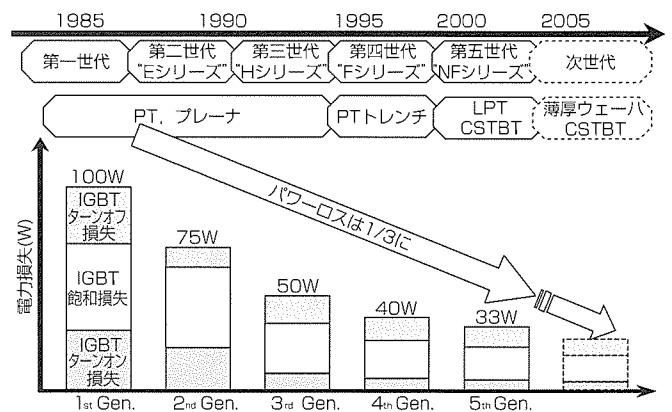


図1. IGBT素子の損失低減

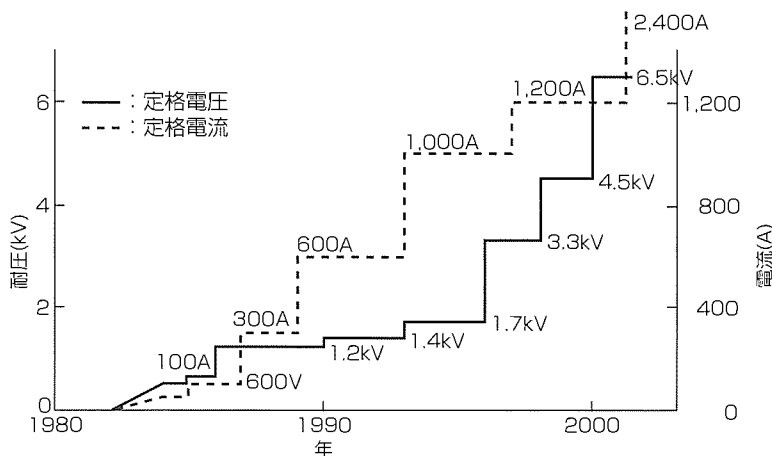


図2. IGBTの定格電流・電圧の変遷

めに、まず、パワーデバイスの電流密度向上、冷却性能の向上及び周辺回路の集積化等が重要な要素技術となる。図3にインバータの小型化の推移<sup>(1)</sup>を示す。インバータにおいてサイリスタはパワー密度が高くできるが、高速スイッチングが難しく、現在では、IGBTに置き換えられている。IGBTモジュールの性能改善やIPMの出現により、飛躍的にパワー密度が向上し、装置の小型化に貢献している。

### 3. パワーデバイスと応用製品

当社のパワーデバイス、特にパワーモジュールは、それぞれの応用分野からの性能や内部回路構成の要求に合わせて設計されている。この章では、代表的な応用製品とそれに対応するパワーモジュールの特長等について述べる。

#### 3.1 家電用パワーモジュール

インバータ家電と言われるように、エアコン、冷蔵庫、洗濯機等モータ制御をする製品のほか、IHクッキングヒーターや蛍光灯照明のような静止機器製品に至るまで、家電製品にはインバータ技術とともにパワーモジュールが浸

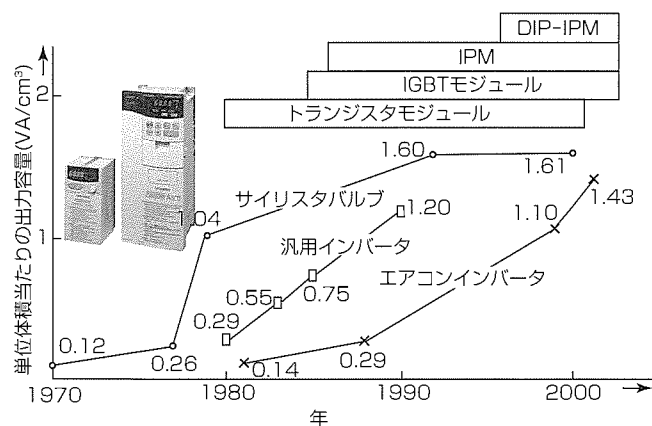


図3. インバータの小型化<sup>(1)</sup>とパワーモジュールの推移

透している。これらの製品には最新のDIP-IPM (Dual Inline Package-IPM) Ver.4が採用され、低損失による変換効率の向上や、超小型モールドパッケージによる実装面積の改善が図られるほか、内蔵IGBTチップの制御にはHVIC (High Voltage Integrated Circuit)が集積されており、外部周辺回路が簡略化できる。図4にDIP-IPM Ver.4とHVICチップを示す。

#### 3.2 産業用モータ制御とパワーモジュール

一般産業機器の用途は広く、ファン、ポンプ、FA機器、搬送関連機器等様々であるが、そのほとんどが産業用モータをインバータ又はサーボで制御している。このような産業用モータ制御に使用されるパワーモジュールは標準仕様で、現在、五世代IGBTモジュールやIPMである。IGBTチップは、当社のオリジナル構造技術である“CSTBT”で低損失化を図り、IPMは各IGBTごとに半導体温度センサを付けて、より高信頼度を実現している。図5は五世代パワーモジュールの外観例と内蔵する新技術を示している。

#### 3.3 車載用パワーデバイス

車載用途で代表的なものは、鉄道車両と自動車である。これらの用途では、一般産業用途に比べ要求仕様が厳しく、内蔵するパワーチップ、構造体等、特に使用環境や信頼性を十分に配慮したデバイス設計がなされている。図6は、

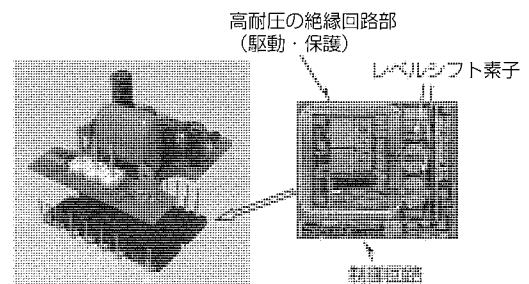


図4. DIP-IPM Ver.4とHVICのチップ

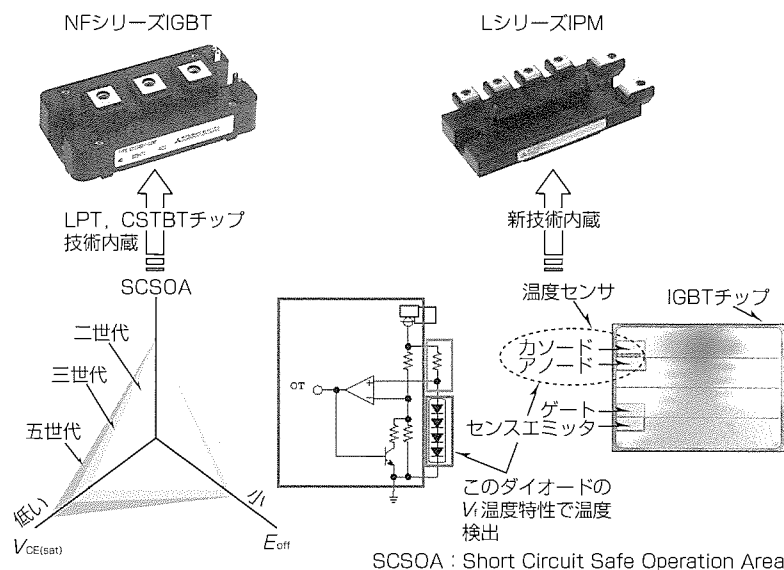


図5. 五世代パワーモジュール

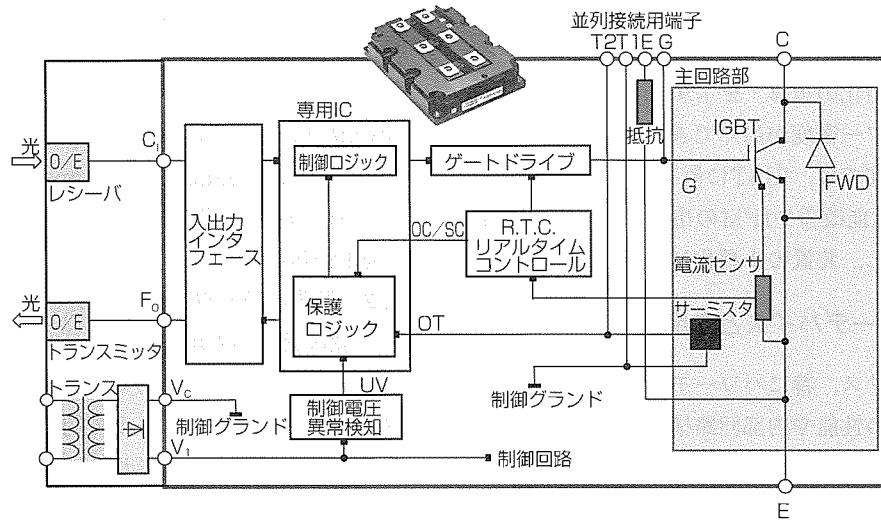


図 6. 電鉄インバータ用HVIPM

電鉄インバータ用のHVIPMの内部構造ブロック図である。このほかに、車載用として電鉄用HVIGBT(～6.5kV)やハイブリッド電気自動車用の専用IPMも製品化している。

#### 4. む す び

パワーデバイスの使命は、どのような用途であれ、“より損失は低く”“より高密度に”であり、当社のパワーデバイス事業は技術イノベーションで新しい製品開発に取り組んでいる。現在、パワーデバイスの中心はIGBTに移行しており、このIGBTのチップ技術をベースに次世代製品はウェーハの薄膜化によるトレードオフ改善やIGBTチップとダイオードをシングルチップで構成する複合化によって、パワー密度の向上を目指している。また、周辺制御回路を

専用ICでシングルチップ化し集積化したIPMも年ごとにその機能を進化させ、より使いやすく、よりコンパクトな製品を開発していく。また、パッケージ技術や組立て技術も重要で、高寿命化を目指してシリコンチップと電極との新しい接合技術、樹脂モールドパッケージの大電流デバイスへの拡張、及び新しい冷却構造など、今後の製品化に向けて技術開発を展開中である。

#### 参 考 文 献

- (1) 超低損失電力素子技術開発次世代パワー半導体デバイス実用化調査資料, (財)エンジニアリング振興協会 (2002-3)

# SiC-MOSFETインバータによる 3.7kW定格モータ駆動

木ノ内伸一\*  
中尾之泰\*

First Successful 3.7kW Motor Operation by SiC-MOSFET Inverter

Shinichi Kinouchi, Yukiyasu Nakao

## 要 旨

半導体シリコンカーバイド(SiC)は次世代パワー半導体材料として期待されており、SiCを用いたパワーデバイスとそれを応用したインバータの実現が切望されている。特にスイッチングデバイスであるSiC-MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)には、低損失性とスイッチング駆動の容易性からその開発には大きな期待が寄せられている。

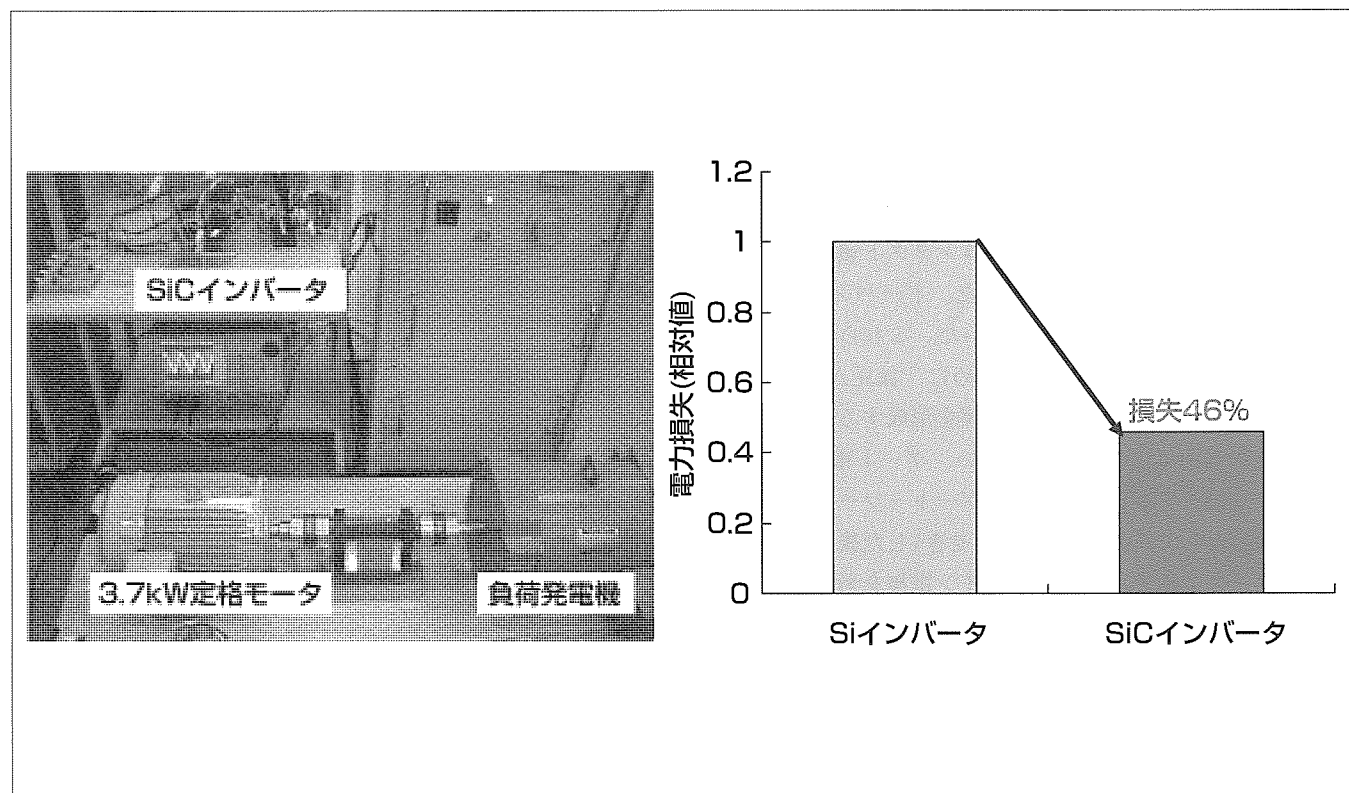
三菱電機は、SiCパワーデバイスの開発を進めてその基本特性の向上を目指すとともにその応用技術開発を行い、SiCデバイスの実用化を目指した開発を進めている。

今回試作した1,200V耐圧10AクラスのSiC-MOSFETとSiC-SBD(Schottky Barrier Diode)とを組み合わせるSiCインバータモジュールを製作し、3.7kW定格モータの駆動試験を行った。

1,200V耐圧10AクラスのSiC-MOSFETでは、その構成単位であるセルの微細化及び高品質のMOS界面を形成することなどにより、オン抵抗率を $10\text{m}\Omega\text{cm}^2$ に低減することができた。

また、1,200V耐圧10AクラスのSiC-MOSFETとSiC-SBDを搭載したSiCインバータモジュールで、3.7kW/400V定格モータのインバータ駆動に成功した。SiパワーデバイスのIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を用いたインバータと比べてパワーモジュールにおける電力損失が50%以下に低減できることを示した。

今後、SiC-MOSFET及びSiC-SBDの更なる高性能化、高信頼性化を図っていくとともに、SiCデバイスに適したSiCインバータモジュールの開発を行い、SiCインバータの実用化を目指す。



## SiC-MOSFETインバータによる3.7kW定格モータの駆動試験の様子とモータ駆動時の損失低減効果

次世代パワー半導体材料として期待されているSiCを用いたMOSFETインバータで、世界で初めて3.7kW定格の高出力モータの駆動・制御に成功した。

## 1. ま え が き

半導体シリコンカーバイド(SiC)は次世代パワー半導体材料として期待されており、SiCを用いたパワーデバイスとそれを応用したインバータの実現が切望されている。特にスイッチングデバイスであるSiC-MOSFETは、低損失性とスイッチング駆動の容易性からその開発には大きな期待が寄せられている。

当社は、SiC-MOSFETとSiC-SBDの開発を同時に進めてその基本特性の向上を目指すとともに、モジュール化及びインバータ駆動などの応用技術開発を行い、SiCデバイスの実用化を目指した開発を進めている<sup>(1)~(7)</sup>。

今回試作した耐圧1,200V 10AクラスのSiC-MOSFETとSiC-SBDとを組み合わせてSiCインバータモジュールを製作し、3.7kW定格モータの駆動試験を行った。

本稿では、SiC-MOSFET及びSiC-SBDの製作プロセスとそれらの基本特性の概略を述べ、SiCモジュールによる3.7kW定格モータの駆動試験の結果を述べる。

## 2. SiCデバイス製作と静特性評価

### 2.1 デバイス製作プロセス

#### (1) SiC-MOSFET

今回試作した高耐圧縦型SiC-MOSFETは、表面における電界集中を避け、電流路の密度を上げるために、単位MOSFETセルを平面上に段違いに配置して並列接続した構造を持っている。

このSiC-MOSFETの製作プロセスは次のとおりである。初めに、4H型ポリタイプのn型SiC基板の上にn型ドリフト層をエピタキシャル成長させた。次に、p型well領域、n型ソース領域、p型のwell領域とのコンタクト領域を順次形成するために、イオン注入を行った。ドーパントには、p型としてAlを、n型としてNを用いた。これらの領域に注入したドーパントを活性化するために、減圧Ar雰囲気下でアニールを行った。ゲート酸化膜を形成するために、水蒸気・酸素雰囲気下で熱酸化を行い、ゲート電極としてn型ポリシリコンを形成し、さらにゲート-ソース電極間の層間絶縁膜としてSiO<sub>2</sub>を堆積(たいせき)した後、表面にゲート・ソース電極を、裏面にドレイン電極を形成し、最後に、ポリイミドを用いて表面保護膜を形成した。なお、デバイスの終端構造は、低濃度p型イオン注入によりJTE(Junction Termination Extension)を形成した。図1に試作した10AクラスSiC-MOSFETの写真を示す。このデバイスのアクティブエリアはおよそ3×3mm<sup>2</sup>、耐圧は1.2kVである。写真の上側にある小さい電極がゲート電極、下側がソース電極である。

#### (2) SiC-SBD

n型ドリフト層をエピタキシャル成長させた4H型ポリタ

イプのn型SiCエピ基板を用い、表面にショットキーメタル層を形成した後、表面にアノード電極を、裏面にカソード電極を形成した。最後に、表面保護膜としてポリイミド膜を形成した。なお、デバイス周辺には終端構造としてガードリングを形成した。図2に試作した1.2kV耐圧のSiC-SBDの写真を示す。このデバイスのアクティブエリアは2×2mm<sup>2</sup>で、10A以上の電流を流すことができる。

### 2.2 デバイスの電氣的静特性

#### (1) SiC-MOSFET

試作した10AクラスSiC-MOSFETのドレイン電流、ドレイン電圧特性(オン特性)の典型例を図3に示す。

良好なドレイン特性を示しており、ゲート酸化膜中の電界強度が3MV/cmに対応するゲート電圧20V、電流密度100A/cm<sup>2</sup>における特性オン抵抗率は10mΩcm<sup>2</sup>が得られた。オン抵抗は、チャンネル抵抗とそれ以外の抵抗(ドリフト層の抵抗やドレイン電極の接触抵抗など)からなる。今回、微細化技術によりチャンネル長をこれまでより短くすること

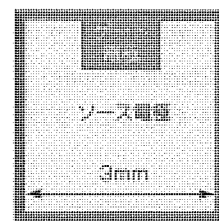


図1. 試作した10 AクラスSiC-MOSFET

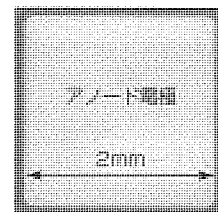


図2. 試作した10 AクラスSiC-SBD

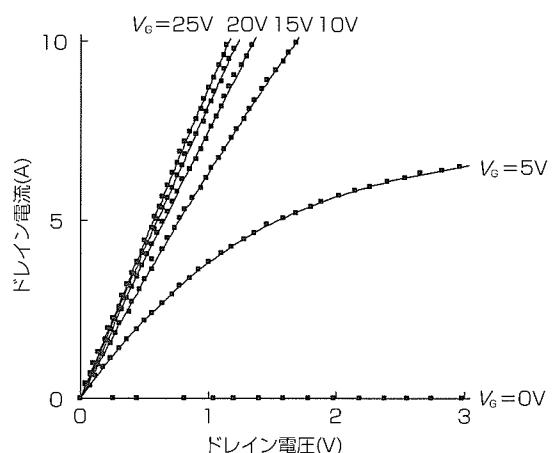


図3. 試作した10 AクラスSiC-MOSFETの典型的なドレイン電流-ドレイン電圧特性



で、チャンネル抵抗を $5\text{m}\Omega\text{cm}^2$ 程度まで低減することができた。また、オフ時、ドレイン電圧 $1,000\text{V}$ におけるこの $10\text{A}$ クラスSiC-MOSFETの電流リークは $\sim 10\text{nA}$ 程度、アバランシェ降伏電圧は $1.2\text{kV}$ 以上と、チャンネル長を短縮する前と同程度の耐圧性が確認できた。今後、オン抵抗低減には、チャンネル抵抗以外の抵抗成分の低減も欠かせない。

## (2) SiC-SBD

試作した $10\text{A}$ クラスSiC-SBDの順方向特性の典型例を図4に示す。電流密度 $100\text{A}/\text{cm}^2$ における順方向電圧(Vf)は $1.2\text{V}$ が得られた。また、逆方向電圧 $1,000\text{V}$ での逆方向電流は、ショットキー接合に特有の熱電子放出による電流が支配的であり、その値はおよそ $20\mu\text{A}$ であった。

## 2.3 静特性の温度依存性

図5に今回試作したSiC-MOSFETの典型的なオン抵抗の温度依存性を示す。従来、SiCのMOSチャンネルにはトラップ準位が多数存在して、温度増加とともにキャリアが発生するため、オン抵抗は負の温度依存性を示すことが多かった。しかし、図に示すように、今回試作したSiC-MOSFETのオン抵抗は正の温度依存性を示している。これは、品質の高いMOS界面を形成することによって、トラップ準位の影響を低減し、オン抵抗への寄与を低減することができたからである。また、このオン抵抗の正の温度依存性はデバイスの熱暴走を抑制する上で好ましい。数百V級の

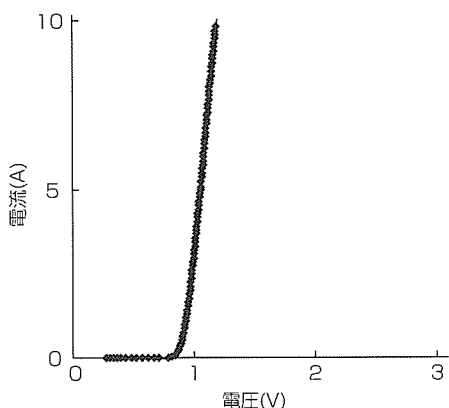


図4. 試作した $10\text{A}$ クラスSiC-SBDの典型的な順方向特性

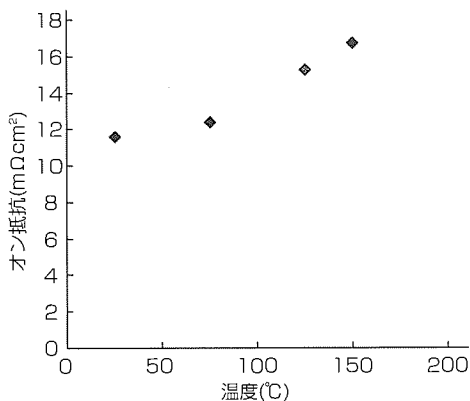


図5. 試作した $10\text{A}$ クラスSiC-MOSFETの典型的なオン抵抗の温度依存性

Si-MOSFETの場合、ドリフト抵抗が支配的で $150^\circ\text{C}$ でのオン抵抗が室温のおよそ2倍であるのに対して、SiC-MOSFETではおよそ1.4倍の値になっている。

図6にSiC-SBDの典型的な順方向特性から求めた微分抵抗値の温度依存性を示す。これは、ドリフト層の抵抗値の温度依存性をほぼ反映しており、 $150^\circ\text{C}$ での微分抵抗値は室温での値の約2倍を示している。

図7にSiC-SBDの典型的な順方向電圧の温度依存性を示す。 $150^\circ\text{C}$ での順方向電圧の値は室温での値より $0.2\text{V}$ 高い値を示している。温度が上がると立ち上がり電圧は小さくなるが、微分抵抗の温度依存性が勝り、図に示すような温度特性が得られている。

## 3. 定格 $3.7\text{kW}$ モータ駆動と電力損失

### 3.1 SiCインバータモジュールの製作

$1,200\text{V}$ 耐圧 $10\text{A}$ クラスのSiC-MOSFETとSiC-SBDを用いてSiCインバータモジュールを製作した。SiC-MOSFETとSiC-SBDをそれぞれ6チップ用いた6in1モジュールである。図8にその回路構成図を示す。

図9にはSiCインバータモジュール、冷却フィン及びコンデンサ基板からなるSiCインバータを示す。図のモジュールのパッケージ及び冷却フィンなどは、従来のSiインバ

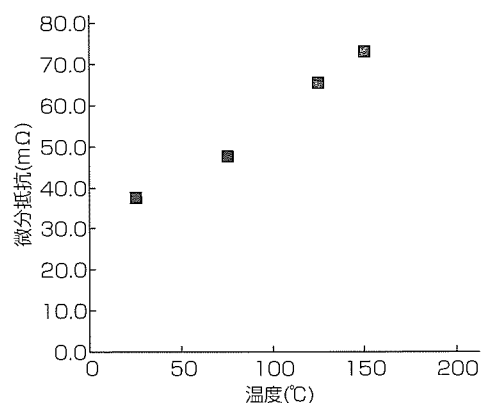


図6. 試作した $10\text{A}$ クラスSiC-SBDの典型的な順方向特性から求めた微分抵抗値の温度依存性

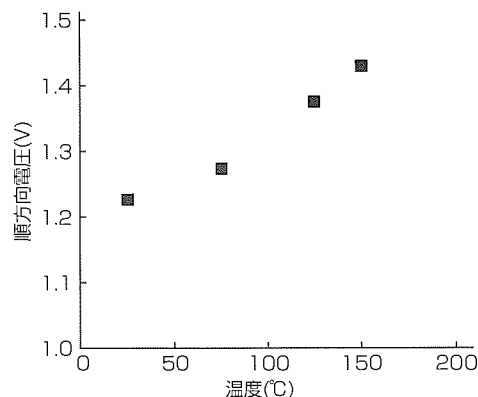


図7. 試作した $10\text{A}$ クラスSiC-SBDの典型的な順方向電圧の温度依存性

ータ駆動用のものを使用した。SiCデバイスに適したパッケージ又は冷却システムの開発は今後の課題である。

### 3.2 SiCインバータによる3.7kW定格モータ駆動

図10にモータ駆動の試験回路構成図を示す。

$V_{DC}=600V$ の直流電源からの直流電気エネルギーは平滑コンデンサを通してSiCインバータに入り、SiCインバータでPWM(Pulse Width Modulation)制御された3相交流電気エネルギーに変換される。SiCインバータから出力された3相交流電気エネルギーはモータを駆動する。モータに接続した負荷発電機の界磁電圧を制御することによりモータの負荷を調整した。

図11に、SiCインバータによる3.7kW出力時のインバータ出力電流及び電圧波形を示す。

このときのインバータ動作条件は、以下である。

- 相電流：6.7A
- 力率：0.86
- キャリア周波数：5 kHz

線間電圧のPWM動作と正弦波に制御された相電流を明確に確認することができる。

### 3.3 SiCインバータの電力損失評価

SiCモジュールに取り付けた空冷冷却フィンの吸気温度

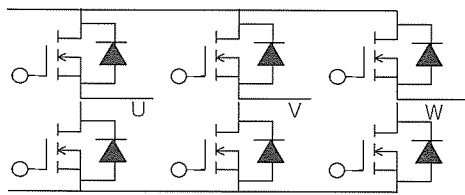


図8. SiCインバータモジュールと回路構成図

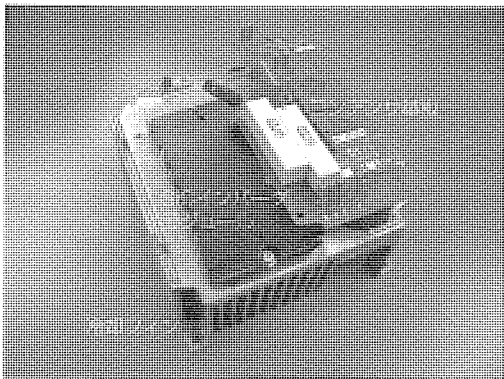


図9. 試作インバータの概観

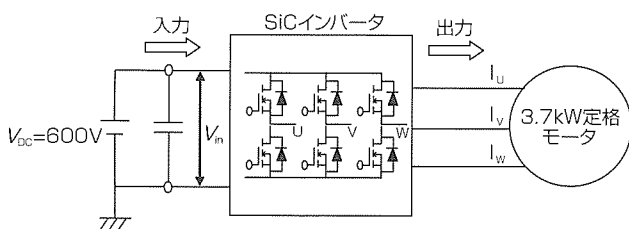


図10. SiCインバータによる3.7kW定格モータ駆動の試験回路構成図

と排気部のフィン温度差を測定して、SiCモジュールの発熱量を求めた。

この測定方法では、モジュールの発熱量 $P_{in}$ と、冷却フィンの吸気温度と排気部のフィン温度差 $\Delta T_{fin}$ の間に以下の関係を仮定した。

$$P_{in} = K \cdot \Delta T_{fin}$$

ここで $K$ は、モジュール及び冷却システムに依存する比例定数である。

セラミックヒータを搭載したダミーモジュールを用いてモジュールの発熱量 $P_{in}$ と、冷却フィンの吸気温度と排気部のフィン温度差 $\Delta T_{fin}$ の関係を求めた結果を図12に示す。発熱量 $P_{in}$ とフィン温度差 $\Delta T_{fin}$ の間には $K=2.6W/K$ の比例関係が成り立っている。

上記の損失測定方法を用いて1,200V耐圧10AクラスのSiCモジュールと同クラスのSiモジュールの損失を比較した。

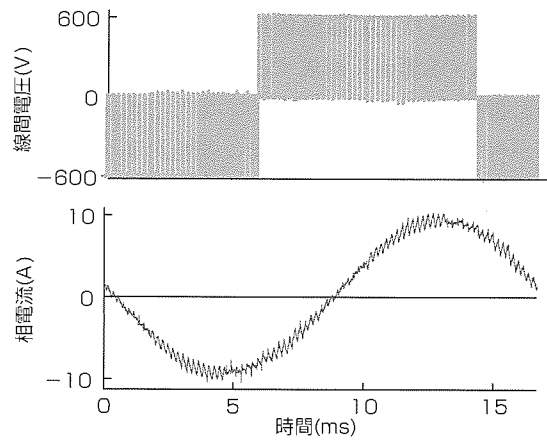


図11. SiCインバータによる3.7kW定格モータ駆動時のインバータ出力電流・電圧波形

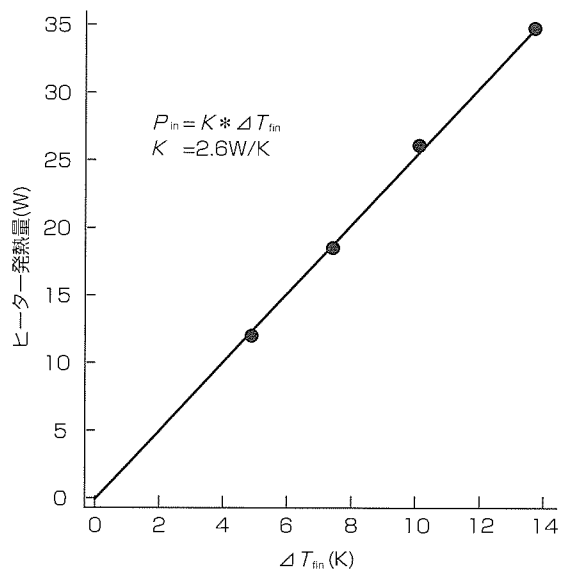


図12. モジュール発熱量 $P_{in}$ と、冷却フィンの吸気温度と排気部のフィン温度差 $\Delta T_{fin}$ の関係

図13に、モータ駆動時のインバータ動作におけるSiCモジュールの電力損失とSiモジュールの電力損失のキャリア周波数依存性を示す。インバータ駆動条件は、以下のとおりである。

直流入力電圧：600V

相電流：6.0A

キャリア周波数が10kHzではSiCモジュールによる損失低減効果は50%，キャリア周波数14.5kHzでは54%である。図のモジュール損失のキャリア周波数に対する傾きはスイッチング損失に対応し、スイッチング損失の低減がモジュール損失の低減に大きく寄与していることが分かる。SiC化によるデバイスのユニポーラ動作化の利点を示している。

今回の損失測定におけるインバータ駆動条件はSi-IGBTとの比較を前提にした。駆動条件の更なる最適化により一層の損失低減が期待できる。

#### 4. むすび

1,200V耐圧10AクラスのSiC-MOSFETにおいて、その構成単位であるセルの微細化及び品質の高いMOS界面を形成することにより、オン抵抗率を $10\text{m}\Omega\text{cm}^2$ に低減できた。

また、1,200V耐圧10AクラスのSiC-MOSFETとSiC-SBDを用いてSiCモジュールを製作し、3.7kW/400V定格モータのインバータ駆動に成功した。SiパワーデバイスのIGBTを用いたインバータと比べてパワーモジュールにおける電力損失が50%以下に低減できることを示した。

今後、SiC-MOSFET及びSiC-SBDの更なる高性能化、高信頼性化を図っていくとともに、SiCデバイスに適したSiCインバータモジュールの開発を行い、SiCインバータの実用化を目指す。

この研究の一部は、経済産業省からの交付金を原資とする「エネルギー使用合理化技術戦略的開発」事業の一つとして、NEDO(新エネルギー産業技術総合開発機構)の共同研究契約に基づき実施している。

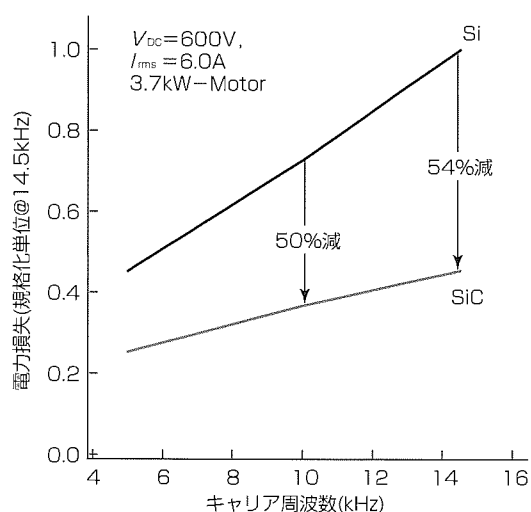


図13. 電力損失のキャリア周波数依存性

#### 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 (2002)
- (2) 今泉昌之, ほか: 2kV耐圧SiC-MOSFET技術, 三菱電機技報, 77, No.9, 607~610 (2003)
- (3) Fujihira, K., et al.: Successful Enhancement of Lifetime for SiO<sub>2</sub> on 4H-SiC by N<sub>2</sub>O Anneal, *Electron Device Lett.*, 25, 734~736 (2004)
- (4) 今泉昌之, ほか: 低オン抵抗4H-SiCエピ層チャンネルMOSFETの作製, 第52回応用物理学関連連合講演会, 1p-YK-6 (2005)
- (5) 渡辺友勝, ほか: 低オン抵抗4H-SiCエピ層チャンネルMOSFETの特性評価, 第52回応用物理学関連連合講演会, 1p-YK-7 (2005)
- (6) Tarui, Y., et al.: Fabrication and performance of 1.2kV 12.9mΩcm<sup>2</sup> 4H-SiC epilayer channel MOSFET, *ICSCRM'2005*, 18~23 (2005)
- (7) 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)

# 超薄型高効率階調制御型ラックマウントUPS

岩田明彦\*  
高橋広光\*\*

Super Thin and Super Efficient Rack Mount UPS with Gradationally Controlled Voltage Inverter

Akihiko Iwata, Hiromitsu Takahashi

## 要 旨

“PowerUPS(Uninterruptible Power Supply)”は、電圧調整機能、力率調整機能を持ち、高効率、薄型化を実現する新しいラックマウント型UPSである。

このUPSには、直流入力電圧の比が3進数となる複数台のインバータを直列接続した3進数階調制御型インバータが用いられている。階調制御型インバータは、各インバータの出力電圧を組み合わせることにより擬似正弦波を負荷に供給する。スイッチング周波数を大幅に低減できるため、低損失化、低ノイズ化を図ることができる。また、擬似正弦波を直接形成できるため出力平滑フィルタ容量を低減でき、装置の小型化が実現できる。

PowerUPSでは、1.5kVA、3.0kVAの2容量タイプ、バックアップ時間に標準時間タイプ(5分間/Sタイプ)と長

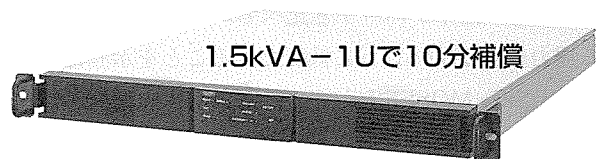
時間タイプ(10分間又は15分間/Lタイプ)の4機種が製品化されている。

このUPSの最大の特長は、階調制御型インバータを搭載したことにより、高機能、高効率、薄型化を同時に実現していることにある。まず、入力力率を補償するアクティブフィルタ機能を持っており、耐環境性能に優れたUPSに仕上がっている。効率は広い範囲にわたり95%以上(最大約97%)であり、常時商用給電方式のUPSにひけをとらない。さらに、サイズは1.5kVAで1U(43mm)、3kVAで2U(87mm)と業界で最も薄型化を実現した。

本稿では、PowerUPSの構成と動作について述べる。その中で、新しい3進数階調制御型インバータについて詳細に説明する。また、PowerUPSの各特性について述べる。

### 特長

- ①95%以上の高効率& 1/4サイクル以下の切換え
- ②電圧調整機能搭載 (80~120V)
- ③力率調整機能を搭載
- ④平滑フィルタ小型化で、小型/薄型  
(1.5kVA=1U: 43mm, 3kVA=2U: 87mm)



	階調制御方式 (AMIT)	常時商用給電方式	ラインインタラクティブ方式	常時インバータ方式
構成				
波形	正弦波	矩形(くけい)波	正弦波	正弦波
効率	○	○	○	×
電圧調整機能	インバータで調整(高精度)	×	トランスで調整(固定値)	コンバータで安定化
力率補償	パラレル回路補償	×	×	コンバータで補償
サイズ	○	○	×	×

AMIT : Advanced Multi Inverter Technology

## 階調制御型ラックマウントUPS “PowerUPS”

PowerUPSは、新方式の階調制御型インバータを用いたラックマウントタイプのUPSであり、他の各方式の優れた特長を同時に併せ持つ。

## 1. ま え が き

近年、サーバやネットワーク機器では、省スペースで保守性に優れたラックマウント型のものが主流となりつつある。また、それらの電源を管理する無停電電源装置(UPS)においても同様のタイプのものが順次ラインアップされてきた。今では、3kVAを超えるラックマウント型のUPSが販売されている。

サーバやネットワーク機器は重要な情報を扱っていることから、ラックマウント型のUPSには確実にかつ高い補償性能が求められる。また、1ラックへの収納という省スペースの観点から、より薄型のもものが要求されている。そして、これらの要求にこたえるために、特徴のあるUPS方式が各社から提案されている<sup>(1)(2)</sup>。

三菱電機では、2進数の電圧関係からなるインバータを重ね合わせ、高精度で高効率の“階調制御型インバータ”を開発し、それを応用した瞬低保護装置サグプロテクタを製品化した<sup>(3)(4)</sup>。今回さらに、3進数の階調制御型インバータを用いて超薄型、高効率のラックマウント型UPS“PowerUPS”の開発、製品化を行ったので、それについて述べる。

## 2. 従来のトランス方式ラックマウントUPSの課題

図1に、従来のラックマウント型UPSの構成を示す。停電時はPWM(Pulse Width Modulation)インバータと商用トランスを通じてバッテリー電力を負荷に供給する。また、系統電圧が低下又は増加した場合には、電圧変動補償用の2次巻線を負荷に直列に接続し、負荷の電圧を安定化する。この構成でUPSの小型化を図る場合、商用トランスの薄型化が不可欠である。しかし、トランスを薄型化すると損失が大きくなり停電時の補償性能を落したり、正常時の効率を低下させてしまう。現状、このタイプでは、正常時の効率は93%程度と常に7%もの電力損失を発生する。

### 3. 3進数階調制御型インバータを用いたラックマウントUPSの構成と動作

#### 3.1 構成と概略動作

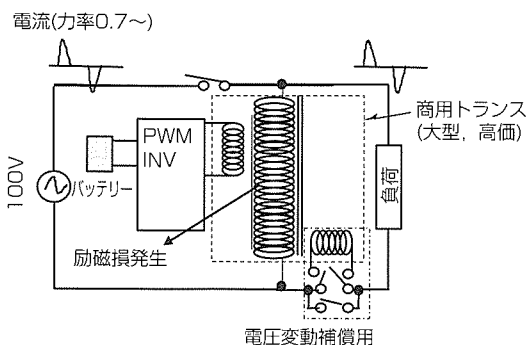


図1. 従来のラックマウント型UPSの構成

図2に、新方式の階調制御型インバータを用いたラックマウント型UPSの構成を示す。従来の構成において、小型化と高効率化の阻害要因となっていた昇圧トランスをなくし、その部分を3進数階調制御型インバータに置き換えている。階調制御型インバータは系統に平行の3つの単相インバータと系統に直列の単相インバータから構成されている。3つの単相インバータの電圧は3進数の関係にあり、各電圧仕様に合った部品が選定されている。

停電を検出すると、常時商用給電用のリレーを開極し、バッテリー運転に切り換える。バッテリー電圧はチョッパで昇圧され、計4つの単相インバータを用いて高精度の交流波形に変換される。3つのインバータで3進数階調制御動作を実施し、残りの1つのインバータをPWM運転することにより階段状の波形をより滑らかにする。

各インバータの出力電圧を加算して交流波形を生成しているため、図の9V<sub>0</sub>の段に入力されるチョッパの出力電圧は交流電圧の波高値より小さくてもよい。したがって、チョッパの昇圧率を下げることができ、高効率な昇圧回路を構成できる。

系統電圧が正常のときには、系統電圧に並列の3つの単相インバータを用いて、系統電流が正弦波になるようアクティブフィルタ動作を行う。アクティブフィルタ動作には速い応答の電流制御系が必要であり、独自の電流制御法を開発した。

系統電圧が低下又は増加した場合には、負荷に直列の単相インバータを用いて系統電圧の増減分を補償する(AC80VからAC120Vの範囲)。バッテリー運転には移行しない。このとき、増減分の補償に必要な電力は、図の9V<sub>0</sub>の段の直流部からバランス回路を通して直列インバータに供給する。すなわち、系統に並列接続された3つのインバータは、アクティブフィルタ動作と並行して、増減分の補償に必要な有効電力を系統から需給している。

#### 3.2 3進数階調制御型インバータの特性

表1に3進数階調制御型インバータの出力パターン、図3に動作波形を示す。3進数方式の場合、1V<sub>0</sub>及び3V<sub>0</sub>の段のインバータの正負両極の電圧を利用することにより、2進数方式に比べて出力の階調電圧レベルを増やすことが

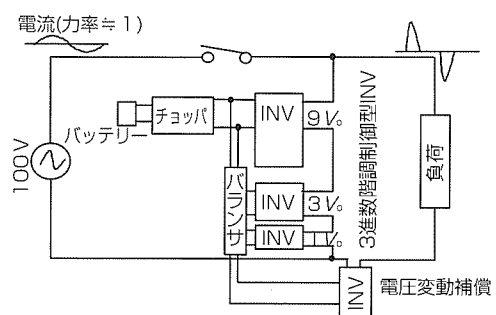


図2. 階調制御型ラックマウントUPSの構成

できる。表から分かるように、零を除き最大13の階調レベルを出力することができる。単純に正弦波を出力する場合の1周期のスイッチング回数は、 $9V_0$ の段が1回、 $3V_0$ の段は5回、 $1V_0$ の段が17回となっており、数十kHzのキャリアを持つPWMインバータに比べれば、劇的に少ないことが理解できる。このため、階調制御型インバータでは、導通損失に比べてスイッチング損失は非常に小さくなる。その結果、半導体素子の全損失が低下し放熱用部品を小型化することができる。また、短冊状のPWM波形と異なり、ほぼ正弦波の出力を直接発生できるため、後段の平

表 1. 3進階調制御インバータの出力パターン

$V_{out}$	$1V_0$	$3V_0$	$9V_0$
$1V_0$	+		
$2V_0$	-	+	
$3V_0$		+	
$4V_0$	+	+	
$5V_0$	-	-	+
$6V_0$		-	+
$7V_0$	+	-	+
$8V_0$	-		+
$9V_0$			+
$10V_0$	+		+
$11V_0$	-	+	+
$12V_0$		+	+
$13V_0$	+	+	+

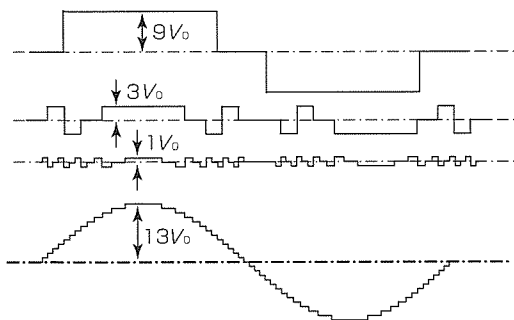


図 3. 3進階調制御型インバータによる出力波形

滑フィルタも非常に小容量のもので済む。

これらの特長から、3進階調制御型インバータを用いたUPSは、トランスとPWMインバータを用いた従来方式に比べて、薄型化と高効率化に非常に有利となる。

### 3.3 アクティブフィルタ機能と構成

図4に、アクティブフィルタ(AF)の制御回路を示す。階調制御型インバータは、高電圧を高周波でスイッチングする必要がないので、高効率、かつ電磁ノイズの発生が少ないアクティブフィルタ動作を実現できる。

一般にAFのような高速・高精度な演算が要求される用途には、DSP(Digital Signal Processor)やパワーレ専用プロセッサが適しているが、コスト要求の厳しい小容量の製品には適用しにくい。また、階調制御型インバータでは、高速の電流フィードバック制御と出力電圧レベルに応じたゲートパターンの選択動作をリアルタイムで行う必要があり、これらの処理によってプロセッサの負担が増加しないような工夫が必要である。今回、安価な汎用プロセッサで高速・高精度な電流制御が実現できる階調制御型インバータ独自の電流制御法を開発した。

制御回路は、CPU(Central Processing Unit)部、電流制御を行うヒステリシス制御部、及びゲートパターンを生成する論理演算部に分類される。CPU部では、 $9V_0$ の段のインバータの直流電圧を安定化する制御を含む電力演算を行い、系統電流指令値をアナログ値で出力する(なお、 $3V_0$ 及び $1V_0$ の段のインバータの直流電圧は、バランス回路により安定化される)。次に、出力階調電圧を高速にかつ微細に制御するために、安価なCPUと高速アナログ回路とをハイブリッド化した構成を採っている。ハイブリッド化の考え方を図5に示す。まずCPUでは、出力すべき出力電圧の基本階調に相当する0~13のレベルのみを扱う。次に、コンパレータを含むアナログ回路では、CPUで扱う基本階調と目標出力との偏差を補正するようPWM波形

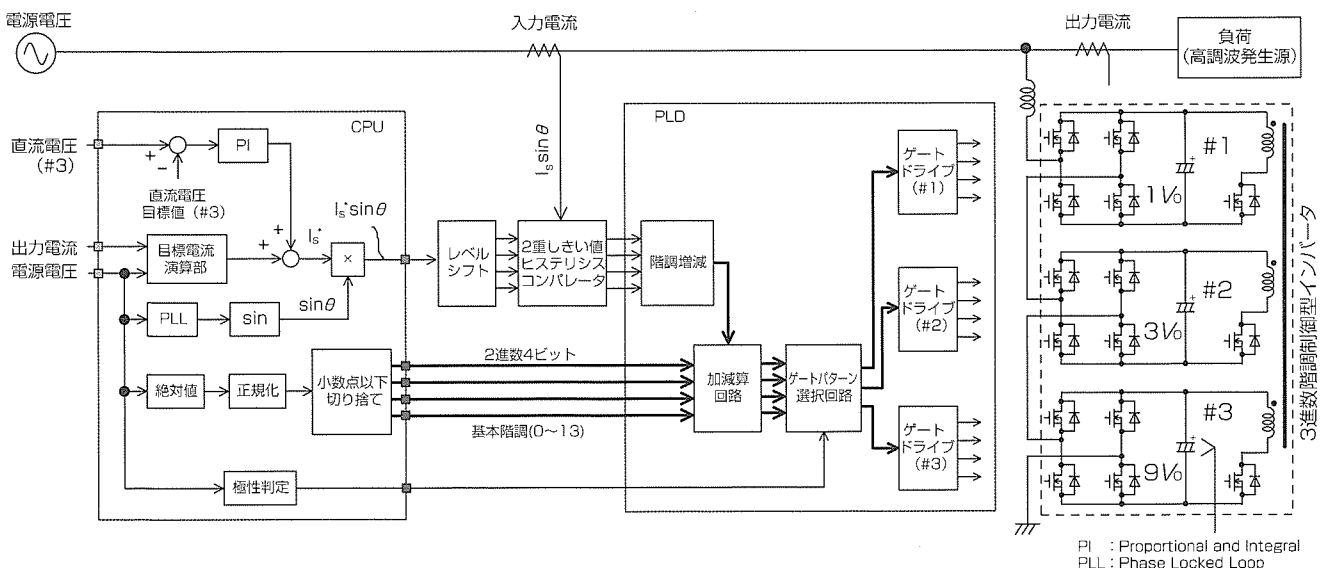


図 4. アクティブフィルタの制御回路構成

を生成する。PLD(Programmable Logic Device)内の加算回路に入力された2つの信号が合成され、本来出力すべき階調電圧波形が得られる。最後に、ゲートパターン選択回路で3進数の階調制御型インバータに適したパルス信号に変換する。

次に、コンパレータを含むアナログ回路内の動作について述べる。ヒステリシス制御部では、アナログ出力された電流指令値と検出した電源電流との差の大きさに応じて2段階のPWM動作を施している。電流の差が一定値以下であれば単純に0-1レベル間でPWM化するが、一定値を超えた場合には、0-2レベル間でPWM動作を行う。このような動作を行うことで、検出電流や指令値の急変があった場合にも制御ゲインを稼ぐことができ、高速に電流を目標値に追従させることが可能となる。

#### 4. 階調制御型ラックマウントUPS “PowerUPS”

##### 4.1 製品機の外観

前述した階調制御型インバータを用いて、計4種類の超薄型ラックマウントUPSを製品化した。外観を図6に示す。1.5kVAの容量では、停電時の補償時間が5分と10分の2機種で、いずれもラック収納スペースの最小単位である1Uの厚み(43mm)となっている。また、3kVAの容量では、停電時の補償時間が5分と15分の2機種で、それぞれ2U(87mm)、4U(175mm)の厚みとなっている。これらの製品はいずれも業界で最も薄型である。

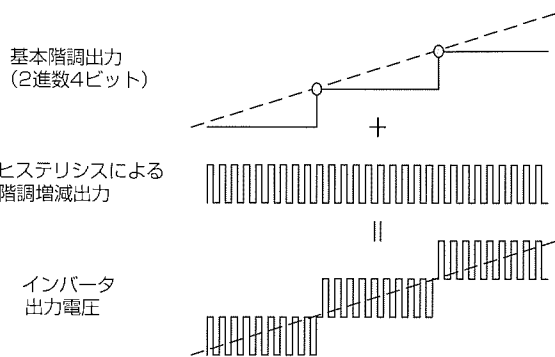


図5. 電流制御アルゴリズム

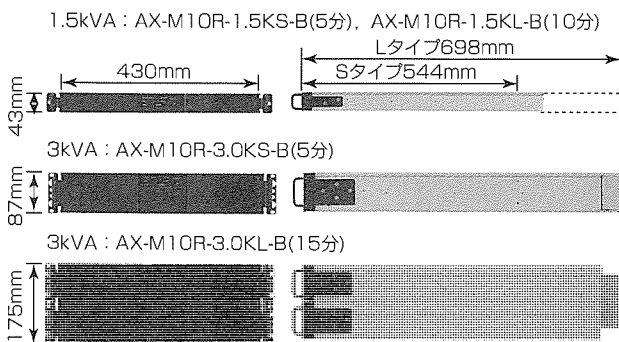


図6. 階調制御型ラックマウントUPS “PowerUPS” の外観

##### 4.2 停電時の補償性能

1.5kVA/1kW機のUPSの停電補償波形を図7に示す。停電を検出してからバッテリー運転に切り換わるまでの時間は1/4サイクル以下であり、負荷に影響を与えない短時間での切換えを実現している。停電補償波形での電圧総合ひずみ率(%THD)は約2.5%であった。

次に、5分仕様の1.5kVA機において、バッテリー運転時の補償時間の特性を図8に示した。測定は線形負荷条件である。500W負荷において15分以上、定格1,000W負荷において5分以上の長時間バックアップ性能が得られている。3進数階調制御型インバータ及び昇圧チョップを効率化できたことにより、高い負荷条件でもバッテリーの能力を十分に引き出すことに成功した。

##### 4.3 アクティブフィルタ動作特性

1.5kVA機において、60Hz/1kW条件でのAF動作波形を図9に示す。負荷はコンデンサ入力型の整流器負荷である。図から、AF動作によって電源電流がほぼ正弦

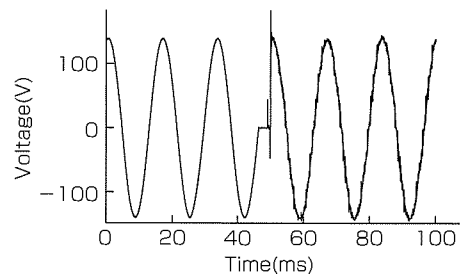


図7. 停電時の出力波形

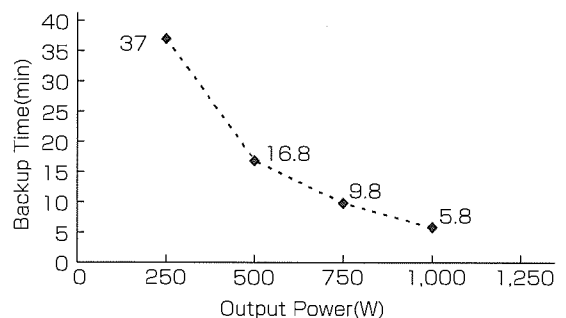


図8. 出力電力に対するバックアップ時間

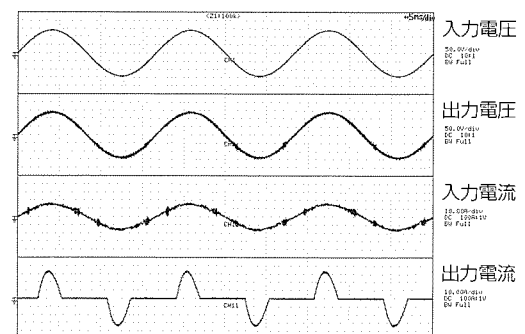


図9. AF動作時の波形

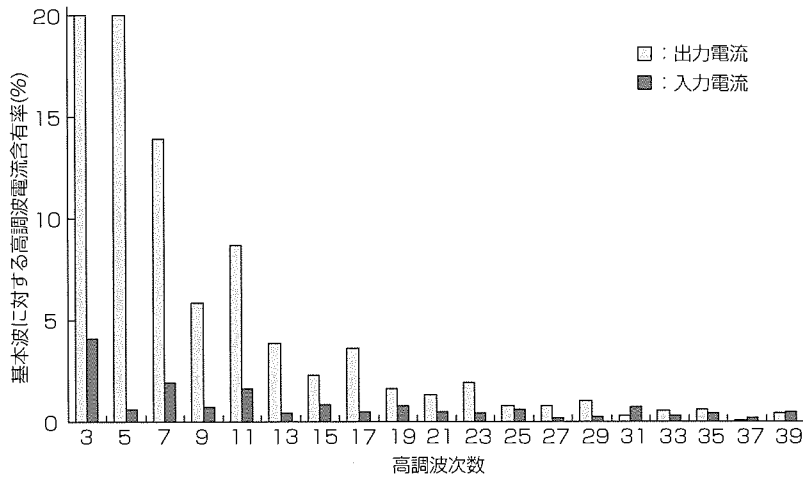


図10. AF動作による高調波低減

波に改善されていることが確認できる。高調波解析結果を図10に示す。広い範囲で高調波成分が低減されており、対環境性能に優れていることがうかがえる。

#### 4.4 効率特性

系統電圧が80~120Vの範囲の効率特性を図11に示す。負荷は線形負荷及びコンデンサ入力型の整流器負荷を用いており、いずれも1kW出力条件である。入力電圧が100V以外では、直列のインバータが負荷電圧を100Vになるよう安定化している。また、全領域でAF動作が働いている。入力電圧が100Vから離れるにつれて効率が低下しているのは、直列インバータの補償電力分で発生する変換器損失によるものである。

広い入力電圧範囲で線形負荷時95%以上、非線形負荷時で91%以上の高効率運転が実現できている。また、定格100V条件では、それぞれ約97%、約93%の非常に高い効率が得られており、ランニングコストの低減に大きく寄与できるものと思われる。

なお、非線形負荷時の効率が低下しているのはAF動作による電力変換損失のためである。

### 5. む す び

3進数階調制御型インバータを用いて、アクティブフィルタ機能を持つラックマウント型のUPSを開発し、製品化した。開発機は、階調制御型インバータと昇圧回路の高効率化により、5分以上のバックアップが可能となり、正常時の効率も最大約97%を実現している。また、1.5kVAで

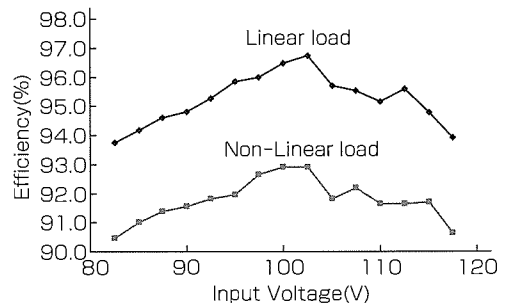


図11. 効率特性

43mm、3kVAで87mmと業界トップの薄型化に成功した。

これにより、ラックマウントタイプのUPSに要求される高性能かつ超薄型の要求を満足する製品を実現できた。

#### 参 考 文 献

- (1) 伊東洋一, ほか: 単相無停電電源装置における新しい電力変換方式”, 電気学会論文誌D, 122, No. 2, 169~175 (2002)
- (2) 山中雅雄, ほか: ネットワークミニUPS“YUMIC-SHA020/030”, ユアサ技報, No.89, 20~28 (2000)
- (3) 鈴木昭弘, ほか: 階調制御電圧による瞬低補償装置(1), 平成14年電気学会全国大会, 4-036 (2002)
- (4) 山田正樹, ほか: 瞬時電圧低下保護装置「サグプロテクタ」の開発, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-05-42, 47~52 (2005)



# 鉄道車両に適用されるパワーデバイスの進展

岡山秀夫\*

Progress of Power Devices for Train Propulsion Control System Application

Hideo Okayama

## 要旨

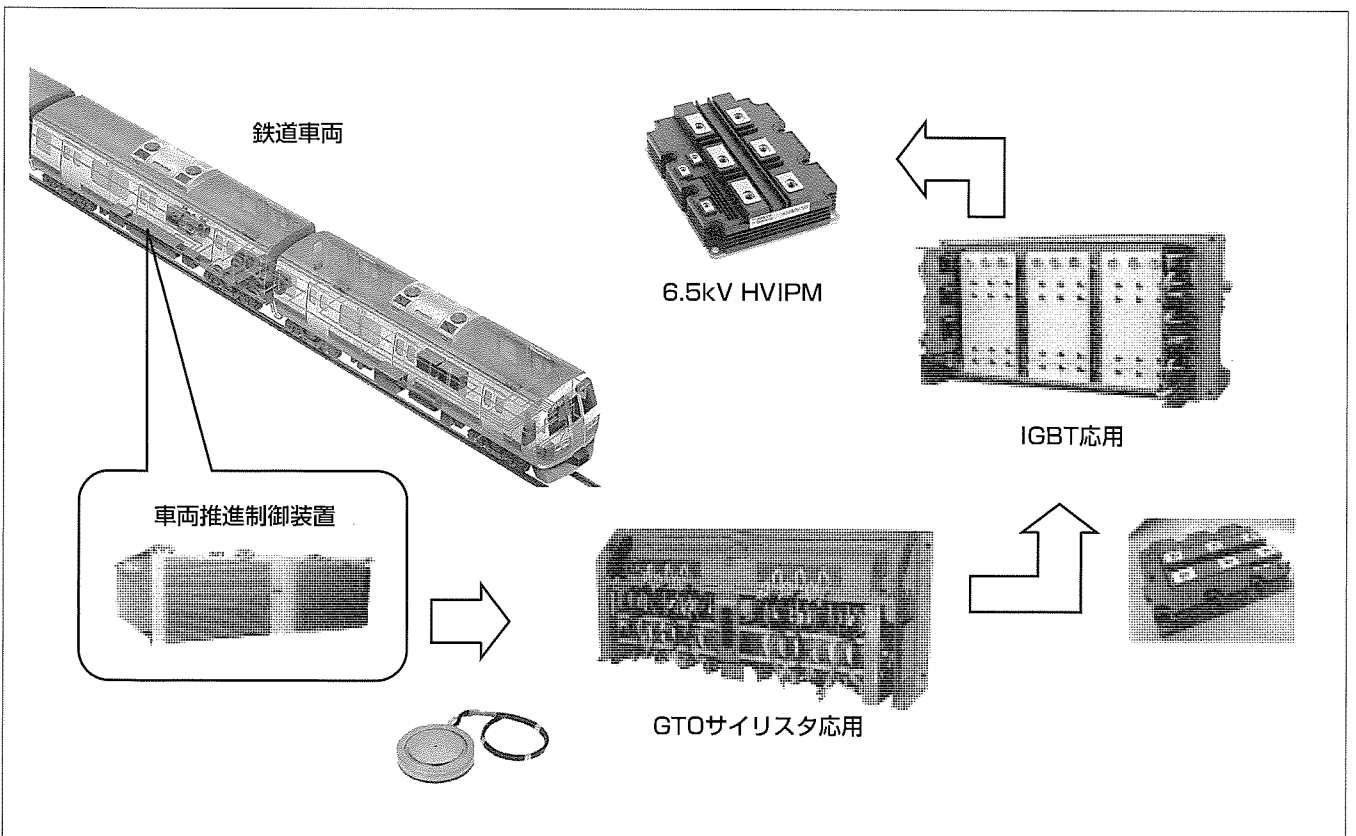
鉄道車両におけるパワーエレクトロニクス技術を応用した製品として代表的なものに、車両推進制御装置(VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)インバータ装置、主変換装置)及び車両用補助電源装置(SIV(Static Inverter)装置)と呼ばれるものがある。これらの高機能化や高性能化の変遷は、パワーエレクトロニクス技術分野の中でも特にパワーデバイスの進化と緊密な関係がある。

パワーデバイスは、この10年間でGTO(Gate Turn-Off)サイリスタから一時のパワートランジスタを経てIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)へ著しい進展を見せてきた。近年では、IGBTについてGTOと同等以上の高耐圧化開発に伴ってHVIGBT(High Voltage IGBT)というカテゴリーが認知された。

最近の市場の要求としては、公共輸送としてのより厳しい安全性・安定輸送を目指すため、車両に搭載する機器への高い信頼性確保がある。さらに、環境負荷低減への配慮を理由に、小型軽量化や低損失化要求についてもより一層厳しくなる傾向にある。

これまで三菱電機では、これらの要求にこたえるために、GTOサイリスタからIGBTへの移行に伴う技術開発に積極的に取り組んできた。その結果として、HVIPM(High Voltage Intelligent Power Module)や、その応用技術としての低インダクタンス配線を駆使した主回路構造の適用実績がある。

本稿では、GTOサイリスタがIGBTに取って代わり現在に至る鉄道車両用パワーデバイスの開発動向を振り返る。



## 鉄道車両に適用されるパワーデバイスの進展

1970年代に登場したGTOサイリスタは、大電流制御用パワーデバイスとして鉄道車両に広く適用された。GTOサイリスタは、オン電圧が低いというメリットがあるものの、スナバ回路を必要とした。この欠点を補うため1990年代に登場したのがIGBTである。IGBTがGTOサイリスタに取って代わった歴史を振り返ってみると、鉄道車両における新しいパワーデバイスの登場による小型軽量へのインパクトは顕著である。

\*伊丹製作所(工博)

### 1. ま え が き

図1に鉄道車両のイメージを示す。この図が示すように、鉄道車両には様々な装置が搭載されている。これらの搭載機器の中でも、特に車両推進制御装置及び車両用補助電源装置の高機能化や高性能化の変遷は、パワーエレクトロニクス技術、特にパワーデバイスの進化と緊密な関係がある。

図2にパワーデバイスとその冷却技術の変遷を示す。パワーデバイスの性能を十分に発揮させるためには常にスイッチとしての特性や形状に合致した冷却技術の確立が必要不可欠となる。

本稿では、1980年代に鉄道車両用パワーデバイスとしてGTOサイリスタが広く適用された後、1990年代からIGBTに取って代われ始めて現在に至るパワーデバイスの変遷を振り返る。特に、高周波化と高耐圧化という二つの重要な課題について、IGBTが克服してきた経緯やその解決策について述べる。

### 2. 高周波化

1970年代に登場したGTOサイリスタは、大電流制御用パワーデバイスとして鉄道車両にも広く適用された。GTOサイリスタは、オン電圧が低いというメリットがあるものの、スナバ回路を必要とした。スナバ回路とは、

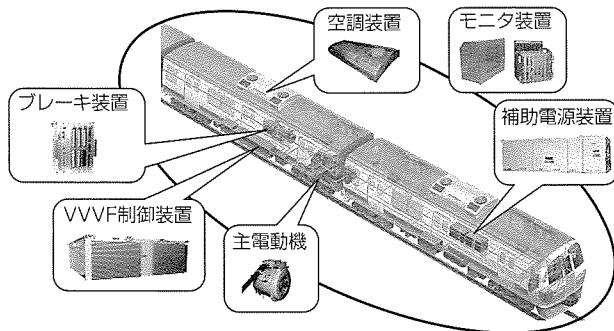


図1. 鉄道車両推進システムの機器搭載概念図

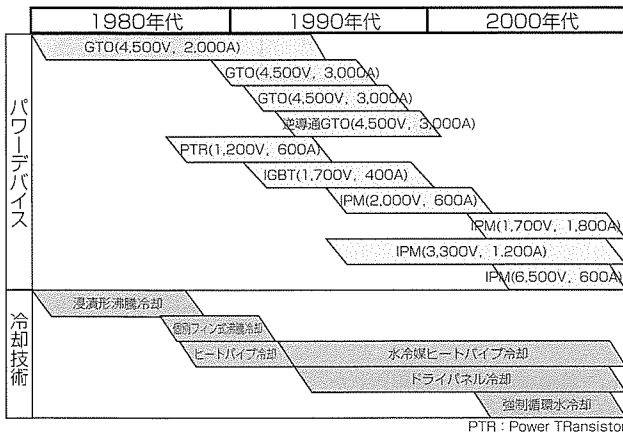


図2. パワーデバイスと冷却技術の変遷

GTOサイリスタを安全にスイッチ動作させるための保護回路である。具体的には、ターンオフ時のアノード-カソード間電圧上昇率をコンデンサで抑制し、ターンオン時のアノード電流上昇率をリアクトルで抑制するものである。その際に、コンデンサやリアクトルに蓄積されるエネルギーは、来るスイッチング動作に備えるために、スナバ抵抗を用いてリセットする必要がある。したがって、スナバ抵抗の損失は、スイッチング周波数に比例して増加し、スナバ抵抗を冷却する必要性からも装置が大型化する傾向があった。

この欠点を補うため1990年代に登場したのがIGBTである。GTOサイリスタが電流駆動型であるのに対しIGBTは電圧駆動型であるので、ゲート駆動容量が格段に低減された。また、IGBTは、より広い安全動作領域を持つことから、スナバレス化も可能となった。したがって、主回路構成がシンプルになり構造の簡素化が図られた。図3にGTOサイリスタとIGBTにおける主回路方式の比較を示す。スナバ回路により主回路構成が複雑であったことは想像に難くない。

図4にGTOサイリスタを用いて構成されたパワーユニットを、また、図5にIGBTを用いて構成されたパワーユニットを示す。

図4のGTOパワーユニットでは、まず、GTOサイリスタを圧接するためのクランパ機構が必要となる。また、スナバ回路の部品を電気的に接続するための配線が非常に複雑であることが分かる。さらに、GTOサイリスタから延

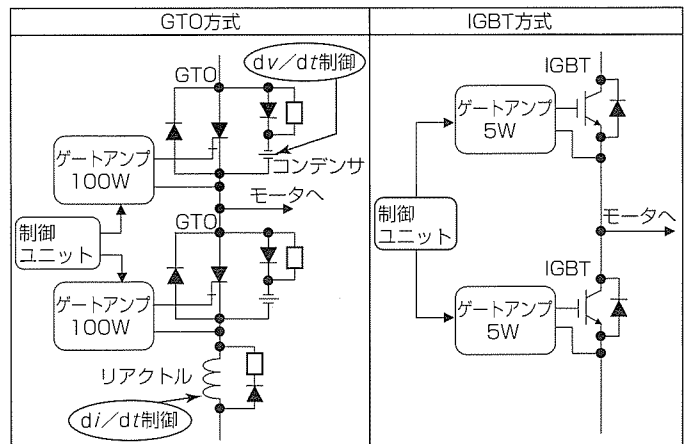


図3. GTOとIGBTのインバータアーム回路

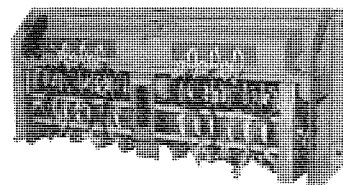


図4. GTOパワーユニット構造例

長されているゲートリード線は、図示されていないゲート駆動回路に接続される。特にスナバ回路やゲート駆動回路の配線インダクタンスはGTOサイリスタのスイッチング動作特性に影響することから、構造設計はより難しいものになる。一方、図5のIGBTパワーユニットでは、ゲート駆動回路関係の配線は残るものの、主回路配線はすべてラミネートされた積層ブスバーに置き換えられている。これによって、主回路の配線インダクタンスを低減すると同時に、配線作業の簡素化が図られている。

また、IGBTは、スナバ回路の簡素化・省略化によって、スイッチング周波数をGTOサイリスタの場合の数百Hzに比較して1~2kHzと高く設定できるようになった。これによって、PWM(Pulse Width Modulation)制御の非同期/同期方式切換え時のショック低減やモータ制御でのトルク脈動低減など制御性能向上にも貢献することとなった。これに加えて、鉄道車両特有の装置搭載時の艱装(ぎそう)条件が厳しいという制約もあいまった結果、GTOサイリスタからIGBTへの移行は劇的に進んだ。

なお、1990年代に、GCT(Gate Commutated Turn-off)サイリスタが、GTOサイリスタの改良品として開発され、一般産業用パワーデバイスとして製品化されている。ただし、スナバレス化が難しいこと、駆動電力が依然として大きいことなどから、鉄道車両用パワーデバイスとして現時点において主流にはなっていない。図6にパワーデバイスの比較を示している。特にIGBTにより構成されるインバータでモータを駆動した場合の波形を見ると、高周波スイッチングにより波形ひずみが軽減されていることが分かる。このようにパワーデバイスの高周波化は高調波や騒音を

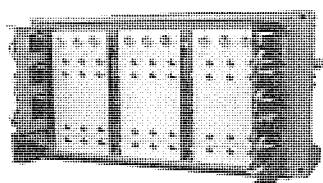


図5. IGBTパワーユニット構造例

	GTO	GCT	IGBT	IPM
スナバ回路	dv/dt: 充放電型 di/dt: リセット型	dv/dt: クランプ型 di/dt: リセット型	スナバレス	スナバレス
駆動電力	100W	60W	5W	5W
周波数	~500Hz	~500Hz	~2kHz	~2kHz
モータ電流	 モータ電流(キャリア400Hz)		 モータ電流(キャリア1kHz)	

図6. パワーデバイスの比較

低減する手段として有効である一方で、スイッチング動作の高速化によって電磁ノイズレベルの増加が懸念される。これは、電子機器の誤動作防止や車両運行に用いられる様々な周波数帯域を持つ信号の妨害防止などの目的で実施されるEMC(Electro Magnetic Compatibility)対策に大きな影響を及ぼす。スイッチング周波数を増加すると、高調波のノイズレベルは上がる傾向を示す。また、パワーデバイスのスイッチング動作における立ち上がり時間や立ち下がり時間を短くする、つまり高速化すると特に高次高調波のノイズレベルが上がる傾向を示す。このようなノイズレベルの特性から、GTOサイリスタより高速化・高周波化されたIGBTをインバータに適用した場合の方が高次高調波のノイズレベルは高くなる。しかしながら、IGBTはゲート駆動特性によりスイッチング速度が制御できる。したがって、例えばゲート抵抗を大きくすることでスイッチング速度を抑制するなど、パワーデバイスレベルでの様々なノイズレベルの低減方法が検討されている。

### 3. 高耐圧化

GTOサイリスタが高耐圧大電流デバイスであったことから、IGBT開発の最優先課題は常に高耐圧化に置かれてきた。1.7kV IGBTに続いて1990年代半ばに3.3kV IGBTが開発されたことから、HVIGBTというカテゴリーが認知された。また、IGBTのゲート駆動回路と保護回路がモジュールに内蔵されたIPMが開発され、主として推進制御装置に適用された。IPMの駆動システム構成を図7に示す。IPMのモジュール内にゲート駆動回路基板が内蔵され、IGBTに流れる電流の異常を検出すると自己保護動作を行うものである。

また、欧州メーカーが中心となってIGBTモジュールパッケージの標準化が進んだ。したがって、IPMの端子構造もIGBTのそれに合致するよう配慮されている。また、6kV耐圧化についてはGCTサイリスタに遅れたが、2000年代になって6.5kV HVIGBTが開発された。これによって直流架線電圧3kVにも2レベルインバータが適用可能とな

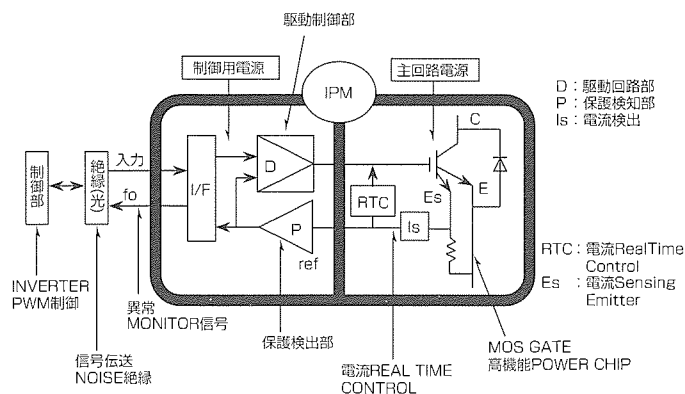


図7. IPMの構成

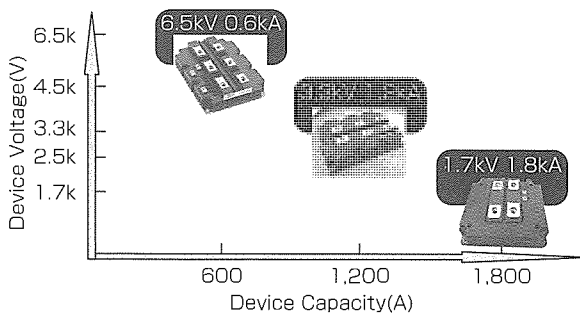


図 8. HVIGBT(IPM)のラインアップ

り、図 8 に示すように、鉄道車両用としては事実上HVIGBT(IPM)のラインアップが完成したことになる。

図 9 に示すように、直流架線電圧は大きく分類すると、750V、1,500V、3,000V(日本国内にはない)に分けられる。これまで、モータを駆動するインバータの主回路構成は、新しく開発された高圧IGBTによる 2 レベルインバータによって、それまで主流であった低圧IGBTによる 3 レベルインバータが置き換えられるという歴史を繰り返してきた。したがって、6.5kV HVIGBTは、特に欧州メーカーのパワーユニットの 3 レベルインバータから 2 レベルインバータへの主回路構成簡素化・標準化の動きに少なからず影響をもたらした。このような動向は装置の更なる高信頼度化にもつながることから、日本国内へも波及、拡大することを期待したい。

なお、最近学会などで発表されている6.5kV HVIGBTを用いて構成されるパワーユニットの多くは水冷冷却方式を採用している。これは、適用分野が高速、大量輸送を目的とした車両に搭載されることが前提となっていることが背景にある。

#### 4. む す び

IGBTがGTOサイリスタに取って代わった歴史を振り返ってみても、新しいパワーデバイスの登場による小型軽量へのインパクトは顕著である。したがって、次世代デバイ

	750Vdc	1,500Vdc	3,000Vdc
1.7kV HVIGBT	2-Level	3-Level	
3.3kV HVIGBT		2-Level	3-Level
6.5kV HVIGBT			2-Level

図 9. HVIGBTによる主回路構成の簡素化

スとして注目が集まるSiCデバイスに期待するところは非常に大きい。鉄道という高効率大量輸送手段をこれまで以上に環境に優しいものとするために、新しいパワーデバイスの開発を推進する必要がある。さらに、そのパワーデバイスの鉄道車両分野への投入を積極的に進めることが契機となって、適用分野の裾野(すその)が広がりを見せることになる。つまり、これまで以上にパワーデバイスが省エネルギーに寄与し、ひいては地球温暖化抑制に貢献できる時代がくるものと思われる。

#### 参 考 文 献

- (1) Mochizuki, K., et al.: Examination of Punch Through IGBT(PT-IGBT) for High Voltage and High Current Application, ISPSD 1997, 237~240 (1997)
- (2) Ishii, K., et al.: A High Voltage Intelligent Power Module(HVIPM) with a High Performance Gate Driver, ISPSD Kyoto 1998, 289~292 (1998)
- (3) Okayama, H., et al.: A Newly Developed 3-Level RCGCT Inverter System, EPE 2003 Toulouse (2003)
- (4) 田中 毅, ほか: HVIPMの高耐圧化と電鉄用パワーエレクトロニクス機器への応用, 三菱電機技報, 78, No.12, 809~812 (2004)
- (5) Eckel, H., et al.: A New Family of Modular IGBT Converters for Traction Application, EPE 2005 Dresden (2005)

# 鉄道車両用推進制御装置へのHVIPMの適用

田中 毅\*

Application of HVIPM to the Railroad Vehicle Propulsion Systems

Takeshi Tanaka

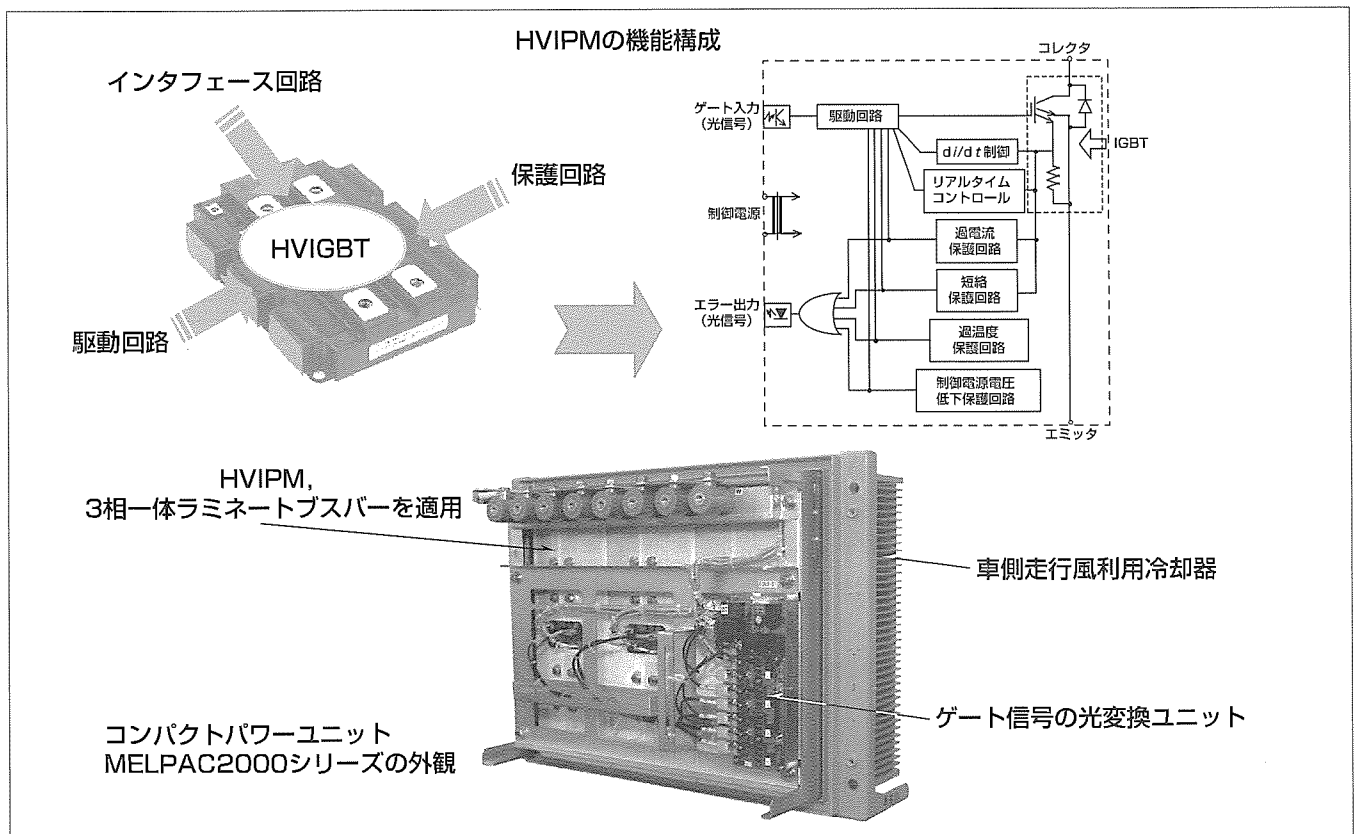
## 要 旨

鉄道車両におけるパワーエレクトロニクス応用技術製品として代表的なものに車両推進制御装置(VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)インバータ装置、主変換装置)がある。この車両推進制御装置に求められるものは、速く、時間に正確で、安定に大量輸送を実現する高い機能と高い信頼性を両立することである。近年では、さらに、より快適に、より環境と人に優しく、といった、省エネルギー化の要求、地球環境への配慮も求められている。この装置に適用される主回路半導体素子としては、1980年代以降この20年の間に、GTO(ゲートターンオフ)サイリスタからパワートランジスタを経てHVIGBT(High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor)への急

速な進歩を遂げた。HVIGBTは、現在もなお進歩を続け、高耐圧・低損失化が進められ、装置のコンパクト化に寄与している。三菱電機では、更なる装置のコンパクト化、高信頼度化を進める上で、HVIGBTとその制御・保護機能を同一パッケージに格納したHVIPM(High Voltage Intelligent Power Module)の適用を推進している。

今回、その制御・保護機能に信号・制御電源の絶縁インタフェース機能を加えた新しいタイプのHVIPMを開発するとともに、それを適用したコンパクトなパワーユニット“MELPAC2000シリーズ”を開発した。

本稿では、これらの技術について述べる。



## HVIPMと走行風利用自然冷却方式パワーユニットの外観

信号絶縁インタフェースを内蔵したHVIPMを適用することにより、部品点数を削減し装置をコンパクトするとともに、素子保護機能の充実による信頼性の向上を図ったMELPAC2000シリーズのパワーユニットを示す。車両が走行する際に流れる走行風を積極的に利用した走行風利用アルミヒートシンクを採用し、軽量化、メンテナンス性向上、環境適合性に配慮した。冷却器設計には、多くのフィールドデータと実験データによる素子配置、フィンピッチの最適化を図っている。

## 1. ま え が き

鉄道車両におけるパワーエレクトロニクス応用技術製品として代表的なものに、車両推進制御装置(VVVFインバータ装置、主変換装置)がある。交流の誘導電動機をVVVF制御するこれらの装置が製品適用され始めてから既に20年以上を経ている。この間、パワーデバイスは、GTOからHVIGBTへと急速な進歩を遂げ、低インダクタンスのフィルタコンデンサや主回路配線(ラミネートスバー)の採用によるスナバレス化、冷却器の高効率化とともに装置のコンパクト化が進められてきた。さらに、近年、これらHVIGBTの高耐圧・高絶縁化が進められ、主回路として2レベル変調方式が実現可能となり、装置は更にコンパクト化されている。

一方、近年の市場のニーズは、環境への配慮と公共輸送に対する厳しい要求を背景に、環境適合性や安全/安定輸送を目指し、信頼性確保が大きく求められるようになってきている。

当社では、これらのニーズにこたえるため、HVIGBTを母体とし、その駆動回路及び保護回路、さらには制御信号や制御電源の絶縁インタフェース機能を同一モジュール内に一体収納した新しいタイプのHVIPMを開発するとともに、それを適用したコンパクトかつ高信頼性のパワーユニットMELPAC2000シリーズを開発した。

本稿では、その適用技術について述べる。

## 2. 主回路半導体技術

### 2.1 HVIPMの概要

主回路素子としては、高耐圧大電力定格のHVIPMの適用が主流となっている。HVIPMは、主回路半導体としてのIGBTチップとその駆動回路及び保護回路を一体モジュール化したものであり、主回路半導体の故障に起因する異常に対して高速に保護することができ、システムの高信頼度化が図れるとともに、駆動回路を内蔵していることから、駆動回路が省略できる。今回、これらの機能に加え、絶縁インタフェース機能を同一モジュール内に格納した新しいタイプのHVIPMを開発した。以下にこの新HVIPMの持つ制御・保護機能を示す。

- ゲート制御信号の光ファイバ直接駆動機能
- 制御電源絶縁機能
- 短絡・過電流保護機能
- 過温度保護機能
- 制御電源電圧低下保護機能

従来HVIPMの外部に必要であったゲート信号や制御電源の絶縁インタフェース回路をモジュール内に格納することによって部品点数の低減を図り、装置のより高信頼化、よりコンパクト化を実現した。

### 2.2 HVIPMの機能

このHVIPMの機能構成を図1に示す。

このHVIPMは、異常を検知したとき、検知した異常状態ごとに異なるエラー信号を送出し、そのエラー信号を確認することによって、異常の内容を判別することができるように構成している。このため、故障解析やその対策に対し、迅速な対応が可能となった。

また、図1に示したHVIPMは、これらの駆動・保護回路に加え、光モジュールと制御電源用絶縁トランスを内蔵し、主回路側の高電位となるHVIPMゲート信号、エラー信号、及び制御電源を、低電位となるマイコン制御装置から直接絶縁するように構成している。したがって、従来HVIPMの外部に必要であった絶縁インタフェース回路が不要となり、マイコン制御装置から光ゲート信号によって直接このHVIPMを駆動することができる。

このため、パワーユニットの構成が簡素化され、コンパクトに構成できるとともに、絶縁インタフェース回路が不要となることによる部品点数の低減により、より高い信頼性を望むことができる。

このHVIPMの諸元を表1に示す。

### 2.3 HVIPMへの期待

HVIPMは、内部に自己保護機能を持っていることから、IGBTチップの特性を最大限に引き出せる利点を持っている。さらに、今後はマイコン制御装置とのゲート信号やフ

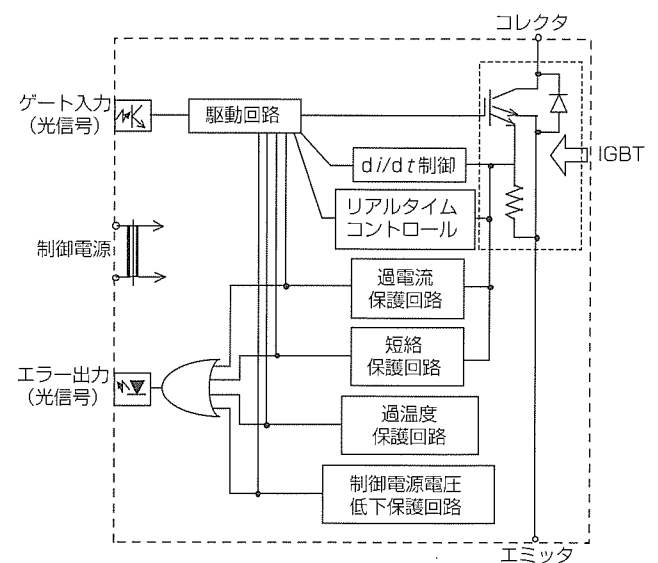


図1. HVIPMの機能構成

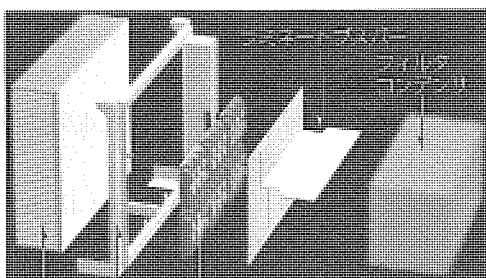
表1. HVIPMの定格仕様

項目	定格
コレクター-エミッタ間電圧	3,300V
コレクタ電流	1,200A
絶縁耐圧	6,000V
制御電源	AC24V
ゲート制御信号	光ファイバ伝送

ードバック信号の直列伝送により、各種の情報をやり取りして、例えば主回路電流に応じたスイッチング $di/dt$ コントロールや、主回路電圧に応じたスイッチング $dv/dt$ コントロールなど、更なるインテリジェント化が期待される。

### 3. パワーユニットとHVIPMの適用

当社では、この3.3kV HVIPMを適用し、1500V架線対応2レベル変調方式のコンパクトパワーユニットMELPAC2000シリーズを開発した。図2に、このパワーユニットの構成の説明図を示す。また、図3には冷却器として自冷ヒートパイプ冷却器を採用したパワーユニット、図4には走行風利用ヒートシンク冷却器を採用したパワーユニ



ヒート シンク フレーム HVIPM

図2. パワーユニット構成

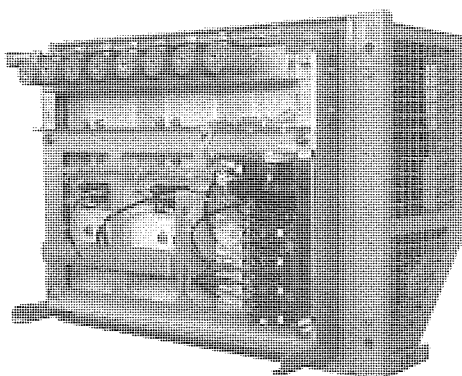


図3. 自冷ヒートパイプ形パワーユニット“MELPAC2000HP”

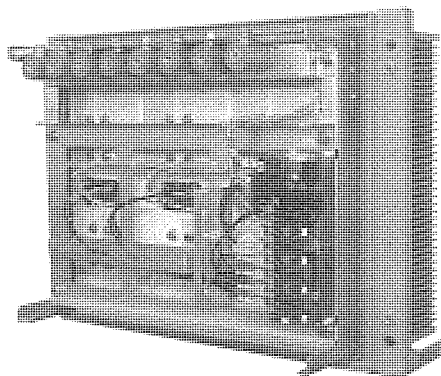


図4. 走行風自冷ヒートシンク形パワーユニット“MELPAC2000HS”

ットの外観をそれぞれ示す。また、このパワーユニットの諸元を表2に示す。

#### 3.1 主回路構成

このパワーユニットは、図2に示すとおり、HVIPM、冷却器、ブスバー、及びマイコン制御装置との電気通信信号を光信号に変換する光変換回路から構成される。冷却器としては、車両の構造上、走行風を余り期待できない場合に対応する自冷ヒートパイプを採用したタイプと、走行風が十分に期待できる場合に対応する走行風自冷ヒートシンクを採用したタイプとの2つのラインアップを開発した。両者とも、構造的に互換性を持ち、車両の構造に適したパワーユニットを選択することができる。

#### 3.2 ブスバー技術

コンパクト化のためにはスナバレス構造が重要となるが、この実現のためには素子遮断時の跳ね上がり電圧を抑制する必要がある。このため、主回路ブスバーの浮遊インダクタンスを極限まで小さくする必要がある。浮遊インダクタンスを作る主回路を構成する要素としては、ブスバー、HVIPM、フィルタコンデンサがある。当社では、ブスバーとして絶縁フィルムと平行平板ブスバーとを積層したタイプのラミネートブスバーを導入し、かつ、HVIPM内部電極構造の工夫によるモジュール内部インダクタンスの低減、さらには、フィルタコンデンサの内部構造の工夫による低インダクタンス化を行うことによって、主回路全体の浮遊インダクタンスを100nH以下に抑えている。

このラミネートブスバーは、3相一枚構成としてパワーユニットの組み立て性の改善を図るとともに、シミュレーションにより浮遊インダクタンス、電流分布の最適化設計を行っている。さらに、鉄道車両向け高電圧・長寿命分野への導入に際し、耐コロナ性、耐絶縁性、耐熱性を十分に考慮した設計を行っている。

これらの低インダクタンス技術を適用することによって完全なスナバレス構造を実現し、パワーユニット内部品点数の削減によるコンパクト化と信頼性向上が可能となった。

#### 3.3 冷却技術

主回路半導体素子の冷却方式は従来パーフルオロカーボン冷媒とした沸騰冷却方式が主流であったが、近年では、地球環境への影響を考慮し、これら化学物質を使わない冷却方式が要求される。当社でも、地球環境を考慮した冷却器設計を実施している。

表2. パワーユニットの定格仕様

項目	定格
架線電圧	1500V
駆動容量	160~200kW×4MM
主回路方式	2レベル 3相構成
冷却方式	自冷
主回路半導体	HVIPM×6アーム

図3に示すパワーユニットは冷却器としてヒートパイプ方式を採用し、冷媒には環境に優しい水を採用している。ヒートパイプ方式であれば、走行風がなくても高い冷却性能を発揮し、例えば、耐雪構造として防雪板が設けられ走行風が期待できないような場合は、このタイプのパワーユニットで対応できる。また、図4に示すパワーユニットは冷却器として走行風自冷アルミヒートシンク方式を採用し、リサイクル性と軽量化を両立している。

走行風自冷アルミヒートシンクの採用に当たっては、走行風の効率の良い取り込み、放熱性の向上、冷却器内の均熱化などが重要な課題となってくる。当社では、この冷却方式を1998年から適用しており、これまでの走行風利用により蓄積してきた多くのフィールドデータを基にしたシミュレーションモデルを用いた流体シミュレーション、走行シミュレーション等を積み重ね、最適なフィンピッチ、フィン長さ、フィン厚さ、プレート厚みを導出し、それを採用している。

このように、冷却器タイプによるバリエーション化を図り、様々な車両条件に適合できるよう配慮した。

#### 4. む す び

当社における最新のHVIPMを述べるとともに、それを適用した鉄道車両用推進制御装置に適用するコンパクトパワーユニットMELPAC2000シリーズ、及びその適用技術について述べた。主回路半導体については、IGBTチップのますますの高耐圧化・低損失化により、小容量から大容量まで、今後より多くの車両推進制御装置に適用が拡大されると考えられる。さらに、トレンチゲート型のIGBTや、次世代の主回路半導体として期待されるSiCデバイスなどの開発が進められており、将来的にますます小型化・軽量

化の方向へ向かっている。

HVIPMとしても、前述のように、主回路動作条件に応じた最適動作条件をリアルタイムに制御するなどの更なるインテリジェント化が期待される。今後も、常に、これらの最新技術を積極的に取り入れた製品を展開するとともに、小型軽量かつ高信頼性と環境適合性を追求していく所存である。

#### 参 考 文 献

- (1) 菊池高弘, ほか: 車載用パワエレ機器の現状と今後の展望, 三菱電機技報, 77, No.11, 723~726 (2003)
- (2) 河野雅樹, ほか: パワーエレクトロニクスと制御技術, JREA, 45, No.5, 28370~28373 (2002)
- (3) Tanaka, T., et al.: Inverter Control for Electric Trains Based on High-Voltage Intelligent Power Modules, Mitsubishi Electric ADVANCE, 89, 12~15 (2000-3)
- (4) 小尾秀夫: 最近の車両システム, 三菱電機技報, 77, No.11, 713~718 (2003)
- (5) Kawamoto, S., et al.: Application of High Voltage IPM in Propulsion Control of Rail Vehicles, ISPSD, 155~158 (2004)
- (6) 田中 毅, ほか: HVIPMの高耐圧化と電鉄用パワーエレクトロニクス機器への応用, 三菱電機技報, 78, No.12, 809~812 (2004)
- (7) 菊池高弘, ほか: 鉄道車両用3.3kV HVIPMインバータ, 三菱電機技報, 73, No.7, 491~494 (1999)
- (8) 北中英俊: 三菱電機におけるパワーエレクトロニクス最新の技術動向, 鉄道車両と技術, No.99, 13~23 (2004-8)



# 昇降機のパワーデバイス応用技術

堀崎一弘\*  
高木宏之\*  
妻木宣明\*

Power Device Application Technologies of Mitsubishi Elevators

Kazuhiro Horizaki, Hiroyuki Takagi, Nobuaki Tsumagi

## 要旨

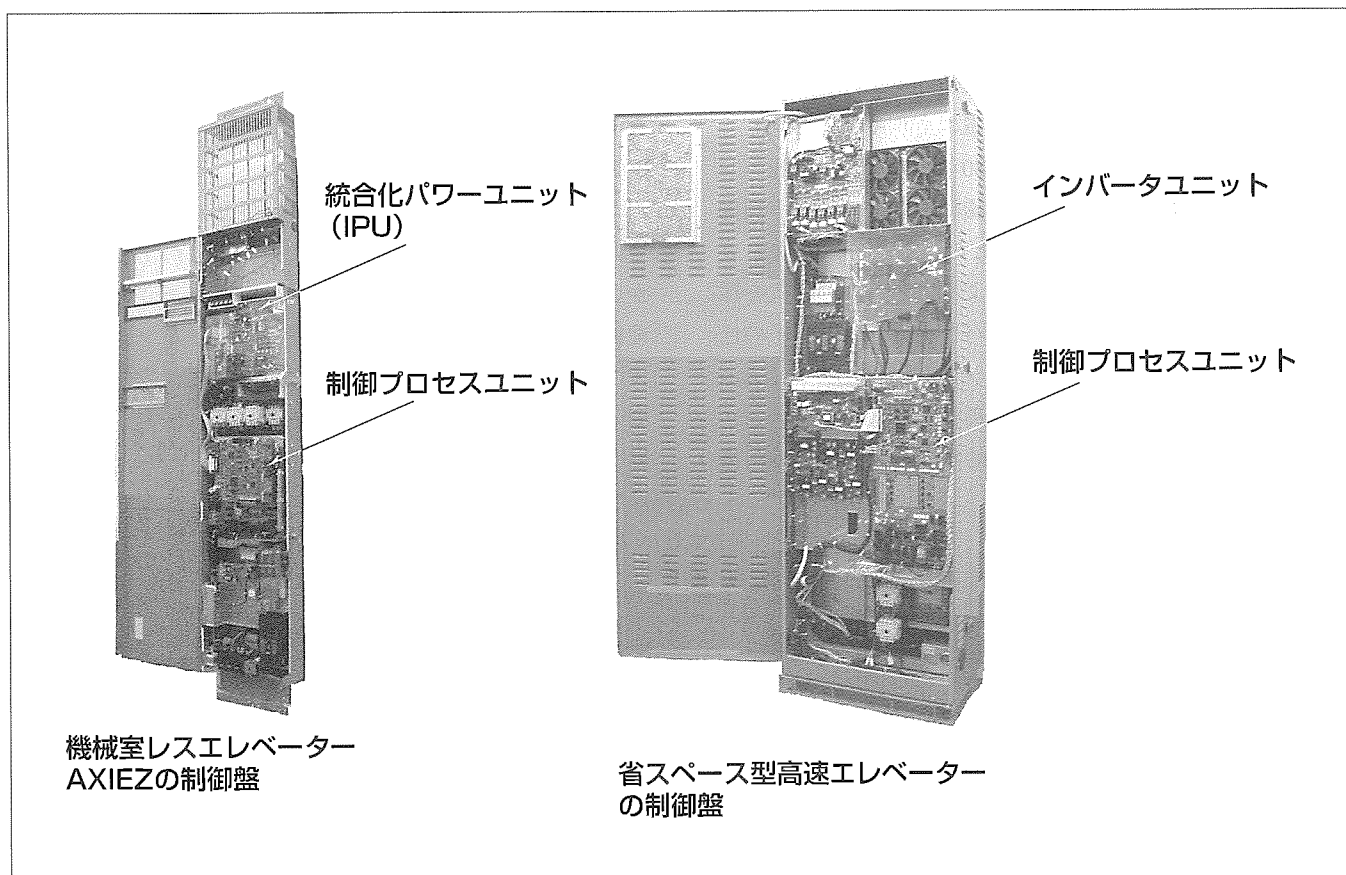
従来のエレベーターは、昇降路直上部にエレベーターの機械室が不可欠であり、日影規制、北側斜線等の建物の高さ制限に対応した建築設計が必要となっていた。

三菱電機では、1998年に自由な建築設計ができるように昇降路内にすべての機器を収納・設置し、昇降路の平面及びオーバーヘッド寸法を最小化した機械室レスエレベーターを開発し製品化した。機械室レスエレベーターでは、すべての機器を昇降路に収納するため、制御盤では静かで冷却効率の良いインバータを開発し、小型化と薄形化を実現した。

また、機械室を持つ高速エレベーターでも機械室の設置

面積の最小化を求められ、インバータの冷却構造と短絡検知方式の見直しにより薄形化した制御盤と薄形巻上機の最適配置による機械室の設置面積の省スペース化を実現した。

一方、エレベーターの利用者側の要求としては、待ち時間と乗車時間の短縮が上位に挙げられる。当社では、この要求にこたえるため、かご内の乗客人数(積載量)に応じて駆動機器の能力を最大限に活用し、低速エレベーターでは走行速度を可変として定格速度以上の速度で走行する“可変速エレベーターシステム”を開発し、高速エレベーターでは加減速度を可変とした“モータドライブミックス”を開発した。



## 薄形制御盤

機械室レスエレベーター“AXIEZ”の制御盤は厚さ135mm、省スペース型高速エレベーターの制御盤は厚さ350mmを実現している。

1. ま え が き

近年、低速エレベーターでは、自由な建築設計が可能なことから機械室レスエレベーターが主流となっており、高速エレベーターでも、機械室を省スペース化する要望が強くなってきている。当社では、1998年に機械室レスエレベーター、2002年に機械室を省スペース化した高速エレベーターを製品化してきた。一方、エレベーター利用者の要求として、待ち時間と乗車時間の改善が上位に挙げられる。

本稿では、これらの要求に対応するためエレベーターの制御装置の小型化と運行効率の改善を可能にした技術について述べる。

2. エレベーターにおける駆動制御装置の概要

表1は、エレベーターにおける駆動制御方式と駆動制御装置に使用されたパワー素子の変遷を示すものである。エレベーターは、速度範囲が30m/minから105m/minまでの低速エレベーターと、速度120m/min以上の高速エレベーターに分類される。1980年代に大電力のパワートランジスタが実用化されるまでは、低速エレベーターは誘導電動機の一次電圧制御、高速エレベーターは直流電動機のサイリスタレオナード方式を採用し、サイリスタをパワー素子として採用していた。パワートランジスタの実用化とともにVVVF(Variable Voltage Variable Frequency)制御技術が急速に進歩し、エレベーターでも省エネルギー化と乗り心地改善が期待できることから、1980年代前半には高速エレベーター、低速エレベーター共に誘導電動機のVVVF制御方式を採用し、現在ではほとんどのエレベーターでPM(Permanent Magnetic)モータによるVVVF制御方式を採用している。エレベーター駆動用パワー素子は、素子の性能向上に従ってバイポーラトランジスタからIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)に遷移し、低速エレベーターでは駆動制御装置の小型化の目的から、モジュール内部

に短絡検出機能等を実装したIPM(Intelligent Power Module)を採用した。

エレベーター用ドア駆動方式は、エレベーターと同じ誘導電動機の一次電圧制御や直流電動機のチョップ制御を採用してきたが、1990年以降、誘導電動機やPMモータによるVVVF制御方式を採用し、ドア制御を高機能化してきた。パワー素子は、2000年まではサイリスタやMOS-FET(Metal Oxided Semiconductor-Field Effect Transistor)を採用してきたが、近年では、DIP-IPM(Dual Inline Package-IPM)等を採用し、制御装置の小型化を実現している。

3. 高速エレベーターの駆動制御装置

当社は、2002年に薄形巻上機や薄形制御盤などを採用した省スペース型高速エレベーターを開発した。以下、この高速エレベーターのパワーエレクトロニクス技術について述べる。

3.1 システム構成

図1に高速エレベーター駆動制御システムの構成を示す。エレベーターは、かごと釣り合いおもりが巻上機を介してつるべ式に接続されているため、かごの負荷によって力行状態と回生状態が発生し、IGBTコンバータによって力行時は力率1、回生時は力率-1に制御される。また、インバータ制御では、エレベーター専用LSIを導入し、高精度なデジタル制御演算を行っている。

3.2 モータドライブミックス

エレベーター利用者の待ち時間と乗車時間の短縮のため、今回開発した高速エレベーターでは、かごの出発時点でのかご内負荷と混雑状況に応じて、駆動システムの最大能力範囲内で加減速度をアップするモータドライブミックスをオプションとして追加した。動作時と標準状態での走行時間の一例を図2に示す。高加速度化によって走行時間が短縮されていることが分かる。

表1. 駆動制御方式とパワー素子の変遷

定格速度 (m/min)		駆動制御方式/パワー素子		
エレベーター駆動	120~高速	直流電動機のサイリスタレオナード制御	誘導電動機のVVVF制御	PMモータのVVVF制御
		サイリスタ	バイポーラトランジスタ	プレナーIGBT
	30~105低速	誘導電動機の一次電圧制御	誘導電動機のVVVF制御	PMモータのVVVF制御
		サイリスタ	バイポーラトランジスタ	IGBT
間口寸法 (mm)	駆動制御方式/パワー素子			
ドア駆動	~1800	直流電動機のチョップ制御	誘導電動機のVVVF制御	PMモータのVVVF制御
		MOS-FET		
	~900	誘導電動機の一次電圧制御	MOS-FET	IPM
		サイリスタ		
		1980	1990	2000

### 3.3 インバータユニットの小型化

今回導入したインバータユニットの小型化技術について述べる。

#### (1) 新短絡検知方式の採用

従来のインバータユニットは、アーム短絡によるパワー素子の故障を防止するために、主平滑コンデンサとパワー素子間の電流をDC-CT(Direct Current-Current Transformers)によって監視し、異常電流が流れた場合に保護するシステム構成としていた。しかし、このDC-CTを設置することによる配線インダクタンスの増大が過大サージを発生させるため、スナバ回路が大型化していた。

今回、新型インバータユニットでは、当社製トレンチIGBTを採用し、新短絡検知方式を用いることでDC-CTを削除し、インダクタンスの極小化によるスナバレスが可能となった。システム構成を図3に示す。今回採用したトレンチIGBTは、RTC(Real Time current Control)機能を内蔵しており、コレクタに大電流が流れると、ゲート電圧を低下させ、コレクタ電流を抑制する。上記の機能を利用して、ゲート電圧が低下したことを比較回路で検知し、その結果とゲートのオン指令とのAND条件により、アーム短絡異常を判定する。アーム短絡と判定された場合、パワー素子を早急にゲートオフするとともに、ラッチ回路で異常信号をラッチし、すべてのゲートをオフする。

図4に、アーム短絡時の各部の波形を示す。ゲートオフまでに約8 $\mu$ s、サージ電圧はパワー素子の耐圧1,200Vに対して十分裕度のある900V程度に抑えられていることが分かる。

#### (2) 主平滑コンデンサの容量最適化

主平滑コンデンサは、必要容量と寿命により選定される。寿命は一般的に内部の温度により決定されるため、温度上昇を抑える必要がある。容量については、母線電圧に対するシステム要求によって最小値が決まる。従来システムで

は寿命からコンデンサを選定していたが、新型インバータユニットでは、小容量多並列化によってコンデンサの放熱面積を大きくすることで温度上昇を抑え、これによって、寿命を維持しつつ容量を最適化し、小型化を実現した。

#### (3) ヒートパイプの導入

IGBTを冷却する放熱器にヒートパイプを導入することで、薄形で放熱性に優れた放熱構造を実現し、約130mmまでインバータユニットを薄形化した。

以上により、従来のインバータユニットに比べ約70%の

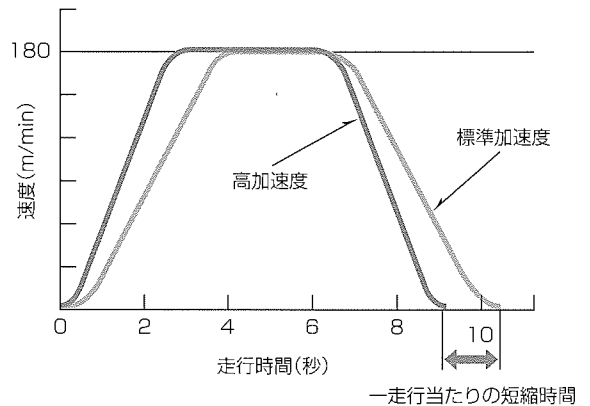


図2. モータドライブミックス

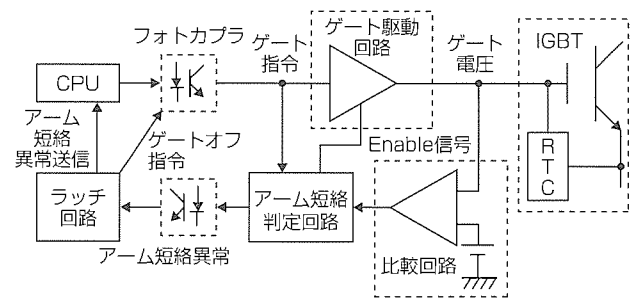


図3. アーム短絡検出システムの構成

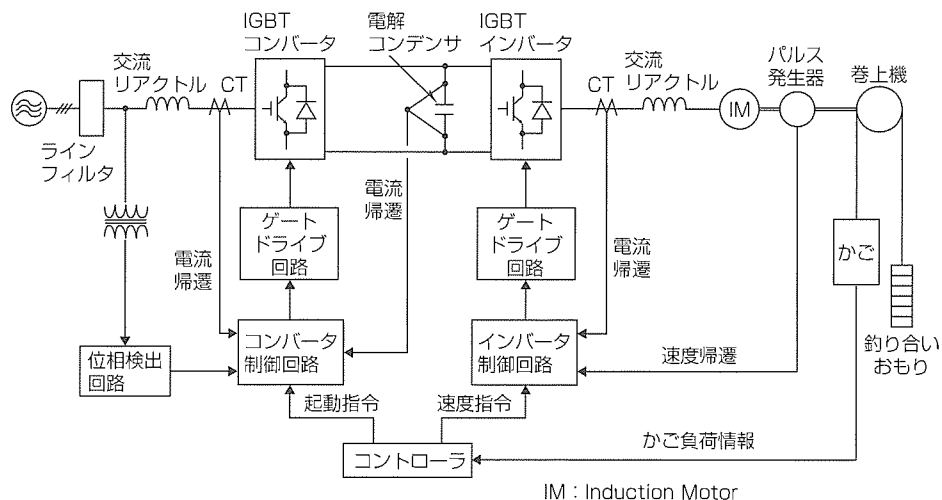


図1. 高速エレベーター駆動制御システムの構成

小型化を実現した。

#### 4. 低速エレベーターの駆動制御装置

低速エレベーターで広く普及している機械室レスエレベーターでは、従来、機械室に設置していた巻上機・制御盤等のすべての機器を昇降路内の限られたスペースに配置しなければならないため、機器の大幅な小型化が求められている。

当社では、1998年に機械室レスエレベーター“ELEPAQ (エレパック)”を開発し、さらに、2001年には、ELEPAQを改良した“ELEPAQ-i(エレパックアイ)”を開発し、市場投入している<sup>(1)</sup>。また、2005年5月には、新標準形機械室レスエレベーター“AXIEZ(アクシーズ)”を製品化した。以下、AXIEZで適用しているパワーエレクトロニクス技術について述べる。

##### 4.1 可変速エレベーターシステム

高速エレベーターでは運行効率を上げるために加減速度をアップさせていたが、AXIEZでは、走行速度をアップさせることで運行効率の改善を図るため、かご内の乗客人数(積載重量)に応じて駆動機器の能力を最大限に活用し、中間負荷時に定格速度以上の速度で走行させる可変速エレ

ベーターシステムを開発した<sup>(2)</sup>。この機能により、待ち時間や乗車時間を最大15%短縮することが可能となった(図5)。

なお、可変速エレベーターシステムでは、モータやインバータの稼働状態を監視し、高負荷な運転が連続した場合には可変速運転を一時的に中止し、定格速度での運転に切り換える保護機能を備えている。これにより、駆動機器が過負荷状態に陥ることを防止し、サービスの低下を最小限に抑えている。

##### 4.2 ブレーキ落下音低減制御

省スペース化を進める上での大きな課題の一つとして、昇降路内に設置される巻上機の小型化と静音化がある。当社の巻上機は、当社独自の製造技術を採用したモータを薄形大口径に設計し、そのロータ内径側に内拡式ドラムブレーキを配置することで、薄形でコンパクトな形状を実現しているが、その一方で、ブレーキが動作するときの落下音が静音化の阻害要因となっている。そこで、AXIEZでは、ブレーキ電流を検出し、ブレーキの衝突速度を抑えるように制御することで、落下音の低減を実施している。図6にブレーキ落下音低減制御時の各部の波形と効果を示す。この制御により、ブレーキ落下時の衝突速度が抑えられ、落下音が約18dB低減している。

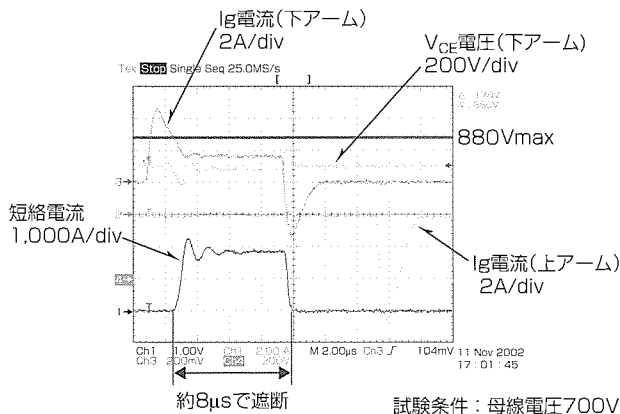


図4. アーム短絡時の各部の波形

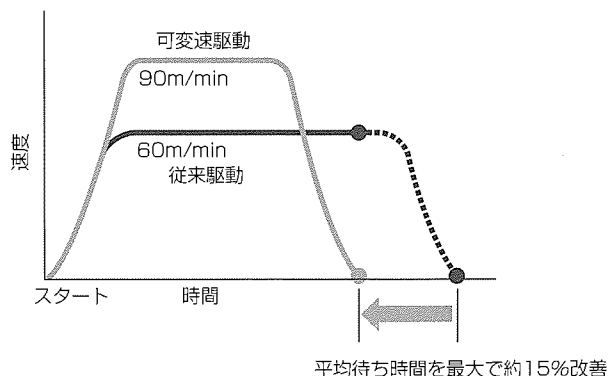


図5. 可変速エレベーターシステム

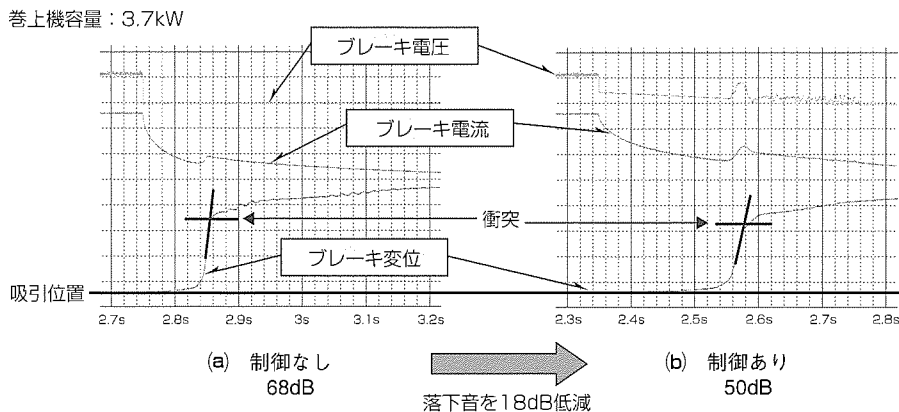


図6. ブレーキ落下音低減制御時の波形

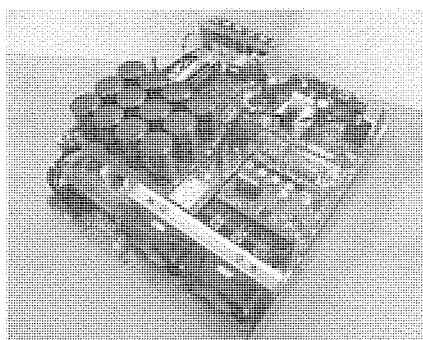
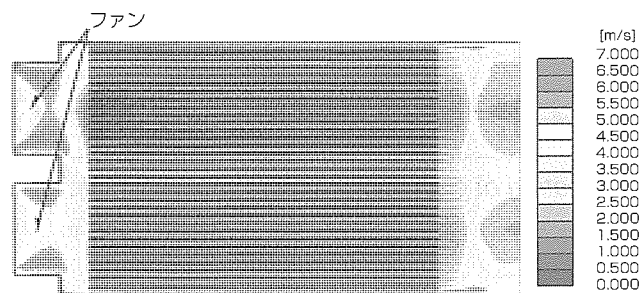
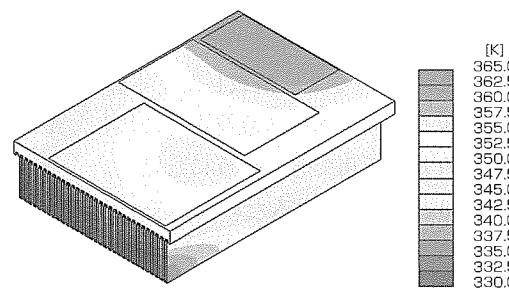


図7. 統合化パワーユニット



(a) 風速分布(フィン高さ中央断面)



(b) ヒートシンクの温度分布

図8. 冷却装置の三次元熱流体解析

### 4.3 インバータユニットの小型化

巻上機とともに制御盤の小型化は大きな課題である。ここでは、制御盤に収納されるインバータユニットの小型化技術について述べる。

#### (1) 統合化パワーユニット

インバータユニットは、統合化パワーユニット(Integrated Power Unit: IPU)としてエレベーターの駆動に必要なすべてのパワー部を集約する。IPUは、エレベーター制御用の薄形DC/DCコンバータと、インバータを構成するIPMとダイオードモジュールを同一ヒートシンク上に一体化するとともに、ブレーキ駆動用チョッパ回路、制御基板に供給する各種電源回路、バックアップ電源機能を内蔵している。図7にその外観を示す。

#### (2) 冷却構造の最適化

エレベーターの運転パターンを考慮した三次元熱流体解析(図8)を実施し、モジュールの配置・フィンの形状・ファンの風量・風路設計の最適化を図った。11kW巻上機用IPUには狭ピッチの高性能ヒートシンクを採用し、従来のヒートパイプを用いた構成と同等の冷却性能を実現している。

#### (3) 主平滑コンデンサの小容量多並列・オンボード化

主平滑コンデンサは、従来の大容量ねじ端子型から、小容量コンデンサを多並列オンボード実装化し、IPMの直近にレイアウトすることで、母線の低インダクタンス化を図り、スナバレスとしている。

以上により、インバータの体積は、従来比約13%の小型化を実現している。

## 5. ドア駆動装置

ドア駆動装置は駆動用モータに直流電動機や誘導電動機を採用してきたが、機械室レスエレベーターでは、昇降路スペース削減のため薄形PMモータを採用し、減速機構を

持たないダイレクトドライブ方式とすることによってドア装置本体に内蔵した。これにより、ドア装置の占有スペースを削減し、レイアウト性の大幅向上を実現した。モータ駆動用インバータのパワー素子にはDIP-IPMを採用し、インバータをコンパクトにすることによりドア駆動装置を薄形化した。

## 6. むすび

以上、エレベーターの駆動システムの変遷とパワーエレクトロニクス技術について述べた。今後とも、エレベーター用駆動装置の性能向上に努め、顧客の要求にこたえていく所存である。

## 参考文献

- (1) 林 美克, ほか: 三菱新機械室レスエレベーター“ELEPAQ-i”, 三菱電機技報, 75, No.12, 766~771 (2001)
- (2) 仮屋佳孝, ほか: 可変速エレベーターシステム及び電子化安全装置, 三菱電機技報, 79, No.10, 637~640 (2005)

# 汎用IPMのIHインバータへの適用

私市広康\* 木下広一\*\*\*  
 文屋 潤\* 小川智広\*\*\*  
 長原輝明\*\*

## Application of General-Purpose IPM for IH-Inverter

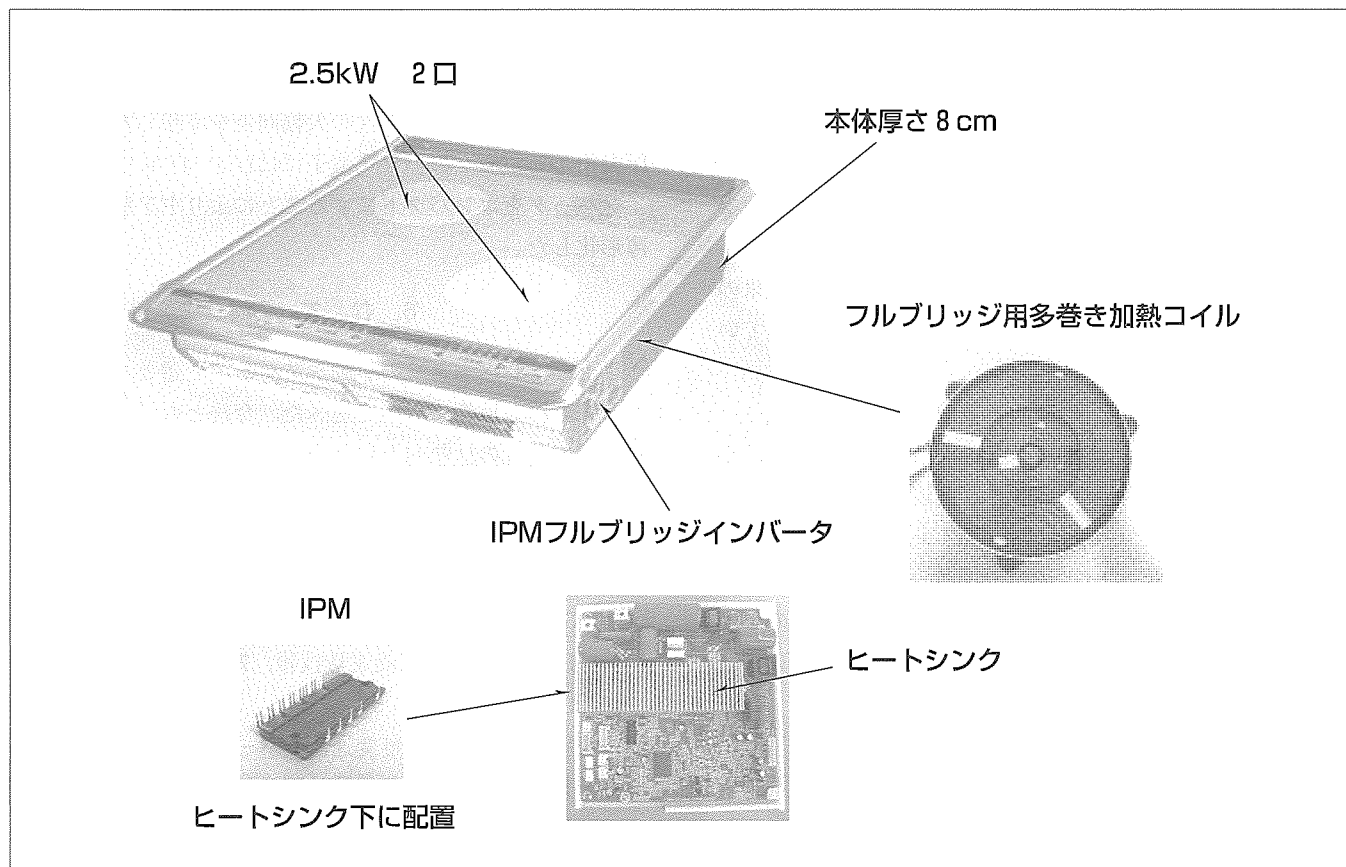
Hiroyasu Kisaichi, Jun Bunya, Teruaki Nagahara, Hirokazu Kinoshita, Tomohiro Ogawa

### 要 旨

三菱電機が2005年2月に発売したIH (Induction Heating: 電磁誘導加熱) クッキングヒーター“CS-G2204”は、ミニキッチン用のコンパクトなサイズにもかかわらず2.5kWの大容量IHヒーターを2口搭載した。本体厚さも8cmの薄型化を実現し、省スペース設置を可能にし、キッチン下スペースを有効に活用できるようにした。

本体厚さ8cmを実現するために、モータ制御用インバータ回路に広く使用されているIPM (Intelligent Power Module) をIHインバータ回路に適用し、小型・薄型化を図

った。さらに、回路方式を従来のハーフブリッジ方式からフルブリッジ方式に変更することで半導体損失を130Wから100Wに削減し、半導体放熱用のヒートシンク体積を削減した。これにより、従来のディスクリットIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 構成に比べ、基板面積を57%、厚さを35%削減できた。また、インバータの電力制御方式として位相制御方式を採用し、約100Wの低火力から2.5kWの高火力まで高効率動作を可能とし、様々な調理に対応できるようにした。



### IHインバータ回路の小型・薄型化のための技術

今回開発したIHクッキングヒーターでは、モータ制御用インバータ回路に広く使用されているIPMをIHクッキングヒーターに使用することにより、IHインバータ回路の小型化、薄型化を図り、本体厚さ8cmで大容量2.5kWの2口IHを実現した。フルブリッジ方式の採用、スナバコンデンサの最適化、フルブリッジ専用加熱コイルによりモータ制御用汎用IPMをIHインバータ回路に適合させた。

## 1. ま え が き

IHクッキングヒーターは炎を使用しない安全性や清潔性が広く認められて、2006年度の需要は前年比110%の年間約77万台が見込まれている。当社では、2003年に小型のIHインバータ回路を開発し、幅約33cm×奥行約30cm×高さ約11cmのワイドグリルを実現した。今後は、アイランドキッチンやミニキッチン等の多様なスタイルに対応した機種展開が必要となり、IHインバータ回路も、これらの様々な機種に適用できるように、より小型で薄型のものが求められてくる。

本稿では、モータ制御用インバータ回路に広く使われている汎用IPMを適用した小型・薄型IHインバータ回路を開発したので、その回路方式、制御方式について述べる。

## 2. 回路構成

### 2.1 インバータ回路方式

従来のIHインバータ回路は、部品点数が少なく、制御も簡単であるため、図1に示すハーフブリッジ方式を採用している。ハーフブリッジ方式は、ハイサイドIGBTとローサイドIGBTを交互に駆動し、ハイサイドIGBTがONのときは、①の方向に電源から電流が流れ、加熱コイルを介してコンデンサを充電する。ローサイドIGBTがONのときは、コンデンサ充電エネルギーは加熱コイルを介して放電し、②の方向に電流が流れる。この動作により加熱コイルに交流電流が流れ、加熱コイルから磁力線が発生し、磁力線が鍋(なべ)に渦電流を誘起させ、渦電流により鍋自身が発熱する。

しかしながら、ハイパワー化に伴い、加熱コイルに流す電流が増加し、現状では、図2に示すように、IGBTを並列接続した構成にしなければならず、コスト、サイズの有利さを失いつつある。

今回の開発では、回路の小型化、薄型化を実現する手段として、図3に示すようなモータ制御用インバータ回路で広く使われているIPMのIHインバータ回路への適用を検討した。表1に示すように、IPMは、従来のIHインバー

タ回路に使用されているディスクリートIGBTに比べ、6素子のIGBTを一つのパッケージに集積し、さらに、IGBTの駆動回路及び各種保護回路が内蔵されているため、周辺回路も不要で小型化が期待できる。しかしながら、内蔵IGBTの電流容量も従来ハーフブリッジに使用されているディスクリートIGBTと同じく50Aであるため、IPMのIHインバータ回路への適用に当たっては、図4に示すIPM内部構成のU相とV相に同じ駆動信号を入力してIPM内部のIGBTを並列駆動で動作させる方法を検討した。

従来IHインバータ回路では、図2のように1個の駆動

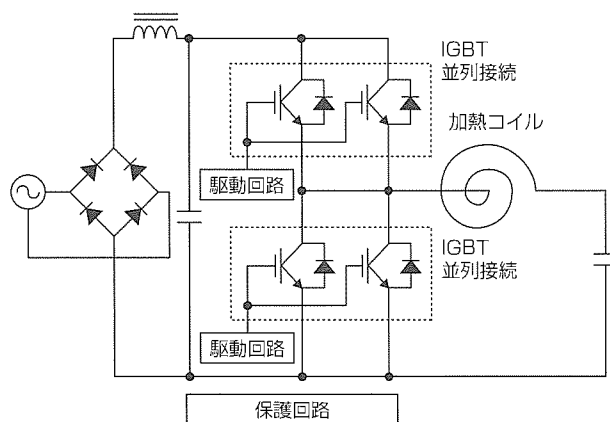


図2. 従来IHインバータ回路

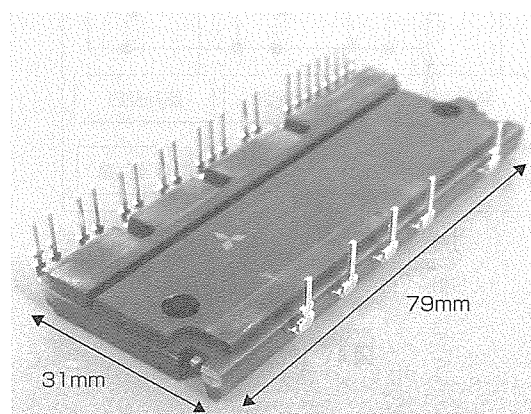


図3. モータ制御用IPM

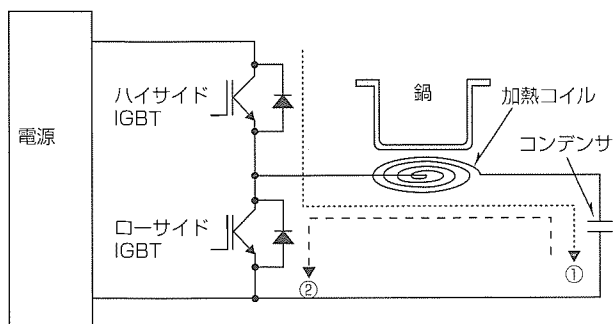


図1. ハーフブリッジIHインバータ回路

表1. ディスクリートIGBTとIPMの比較

	IGBT	IPM
素子数	1素子	6素子
コレクタ-エミッタ間電圧 $V_{ce}$	600V	600V
コレクタ電流 $I_c$	50A	50A
ピークコレクタ電流 $I_c(\text{peak})$	100A	100A
コレクタ-エミッタ間飽和電圧 $V_{ce}$	2.0V	1.5V
ターンオン時間 $t_{on}$	0.3 $\mu$ s	1.3 $\mu$ s
ターンオフ時間 $t_{off}$	0.4 $\mu$ s	2.0 $\mu$ s
駆動回路	×	内蔵
短絡保護	×	内蔵
低電圧検出保護	×	内蔵

回路で2個のIGBTを駆動するため、並列接続したIGBTの駆動タイミングにずれが生じなかったが、IPMの場合は、内蔵IGBTはそれぞれ独立した駆動回路を持っており、これらの駆動回路のばらつきによりIGBT間で駆動信号タイミングが合致せず、図5に示すように、片側のIGBTが先にOFFすることで、もう一方のIGBTに電流が集中してしまい、定格電流以上のコレクタ電流が流れてしまう可能性があることが判明した。

そこで、図6に示すように、IPMの二相分(U相、V相)を使用したフルブリッジ方式を検討することとした。フル

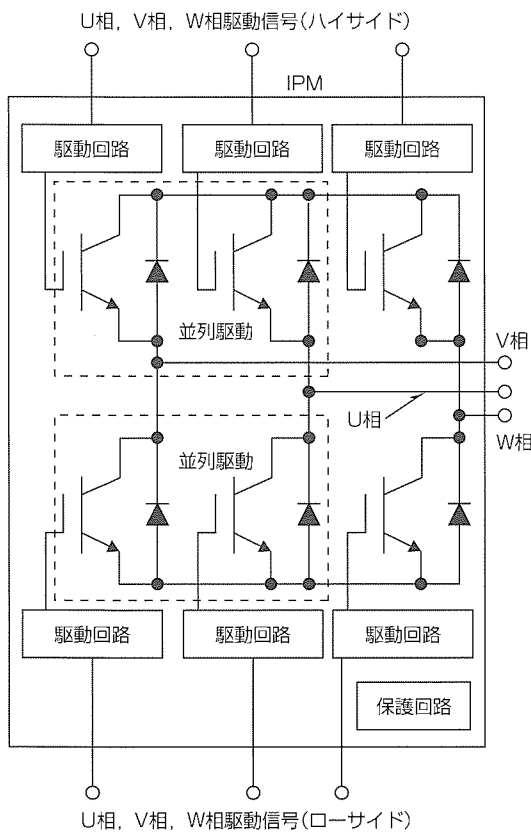


図4. IPM内部構成

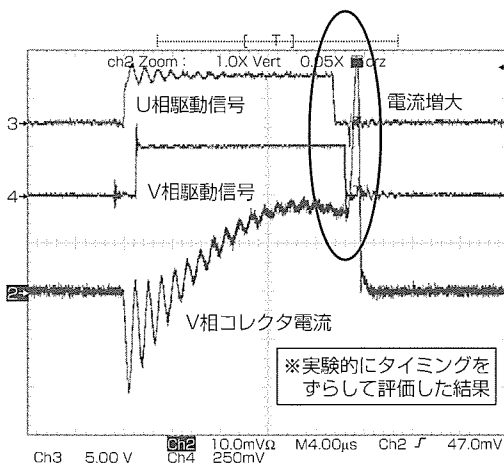


図5. IPM並列駆動波形

ブリッジ方式は、UPとVNの組とVPとUNの組を交互に駆動して①、②の電流を交互に流す方式である。UPとVNの組がONのときは①の方向に、VPとUNがONのときは②の方向に電流が流れる。ハーフブリッジの場合、②に相当する電流は、コンデンサ充電エネルギーで補っているが、フルブリッジの場合、②の電流は電源から供給できる。インバータに印加される直流電圧が280Vの場合、ハーフブリッジでは中点の140Vを中心に±140Vの交流電圧に変換されるが、フルブリッジの場合、0Vを中心に±280Vの交流電圧に変換される。すなわち、フルブリッジでは、加熱コイルに印加される電圧がハーフブリッジの2倍となるため、少ない電流で従来と同等の電力が投入できるようになり、IGBTを並列接続する必要がなくなる。

## 2.2 加熱コイル

フルブリッジ回路の採用により加熱コイルに印加される電圧はハーフブリッジの2倍となるので、新たにフルブリッジ回路用の加熱コイルの検討を行った。一般に、IHの投入電力Pは式(1)で表すことができる。式(1)は、加熱コイル巻き数Nを増やせば、少ない加熱コイル電流でも同等の電力を確保できることを示している。加熱コイル電流を少なくすることはIPM電流を減らすことにもなるので、IPMのスイッチング損失、ON損失を減らすことができる。

$$P = Z \times I^2 = (K \times R_s \times N^2 + R_c) \times I^2 \dots\dots\dots(1)$$

Z: 加熱コイルインピーダンス

K: 定数

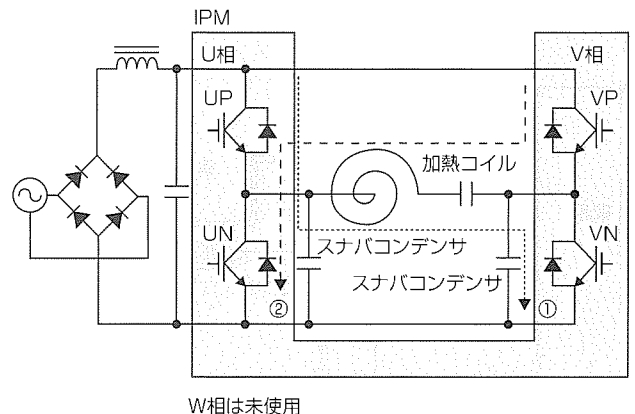
R<sub>s</sub>: 底面の表皮抵抗

R<sub>c</sub>: 加熱コイル抵抗

N: 加熱コイル巻き数

I: 加熱コイル電流

一方、巻き数Nを増やすことは、加熱コイルインピーダンスZを増加させ、これにより、加熱コイル電流が制限され、所定の電力が投入できなくなってしまう問題もある。従来の加熱コイルは、ホーロー鍋、ステンレス鍋、多層鍋、大鍋、小鍋などの様々な鍋に対して所定の電力が確保でき



W相は未使用

図6. フルブリッジ回路



る範囲で極力巻き数を多く確保する設計となっている。フルブリッジでは印加電圧が2倍となるため、加熱コイルインピーダンス $Z$ が従来の4倍でも半分の加熱コイル電流で同じ電力を投入できる。電流も少ないので、複数の単線を撚(よ)った撚り線により構成される加熱コイル巻き線の撚り数も少なくできる。この結果、フルブリッジ用加熱コイルは、撚り数を半分にし、約2倍の巻き数を確保した。表2に加熱コイル仕様比較、図7にフルブリッジ用加熱コイルを示す。

### 2.3 スナバコンデンサの最適化

モータ制御用インバータIPMは、IHインバータ回路で使用しているディスクリットIGBTに比べ、スイッチング速度が遅く、スイッチング損失の増大が考えられるため、スイッチング損失を軽減するスナバコンデンサの最適化を検討した。

スナバコンデンサは、図8に示すように、UPがON状態からOFF状態にターンオフする際、コレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧 $V_{CE}$ の重なりを減らしてスイッチング損失を低減する。UPがターンオフする直前はスナバコンデンサ電圧 $V_2$ は電源電圧 $V_1$ 付近まで充電されているため、オフ直後は、 $V_{CE}$ 電圧はゼロとなっている。その後、スナバコンデンサ充電エネルギーが徐々に負荷側に放電し、 $V_2$ 電圧が徐々に低下することで、コレクタ-エミッタ間電圧 $V_{CE}$ が徐々に立ち上がる。この動作により、コレクタ電流との重なりが少なくなりスイッチング損失が低減される。

図9にスナバコンデンサの容量と損失の特性を示す。入力電力が大きいときは、スナバコンデンサの容量は大きい

表2. 加熱コイル仕様

	ハーフブリッジ用	フルブリッジ用
線径	$\phi 0.3\text{mm}$	$\phi 0.3\text{mm}$
撚り数	76本	38本
巻き数	17T	34T
$Z$	2~4 $\Omega$	8~15 $\Omega$

$Z$ は鍋材質、大きさにより異なる

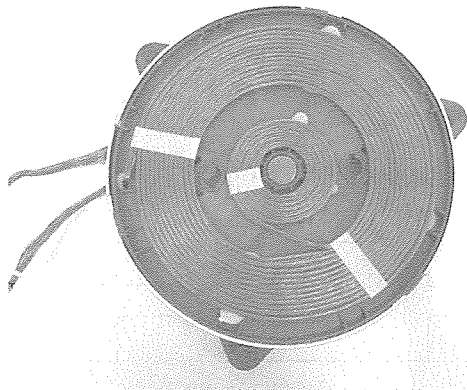


図7. フルブリッジ用加熱コイル

ほど電流、電圧の重なりが少なく、損失が低減される。一方、入力電力が少ない低火力時は、スナバコンデンサ容量が大きいと損失が逆に増える傾向にある。

これは、ハイサイドIGBTがOFF状態からON状態にターンオンする際、スナバコンデンサに向かって充電電流が流れるためである。図10に示すように、②から①へ電流が反転する際、加熱コイル電流が十分に大きい高火力の場合は、スナバコンデンサが十分に充電された状態でUPがONするので、ターンオン直後にスナバコンデンサへの充電電流は流れないが、低火力のときは、加熱コイル電流が小さく、スナバコンデンサ電圧の充電が十分に行われない状態でUPがONするため、スナバコンデンサに向かって大きな充電電流が流れ、スイッチング損失が増大してしまうことが原因である。開発では、様々な鍋種類や高火力、中火力、低火力時の動作状態を考慮して、低火力から高火力まで低損失で動作する最適なスナバコンデンサ容量を決定した。

### 2.4 回路損失

モータ制御用インバータIPMは、IHインバータ回路で従来使用しているディスクリットIGBTに比べ、コレクタ-エミッタ飽和電圧は小さいが、ターンオン時間、ターンオフ時間は4倍以上大きい。これは、モータ制御用イン

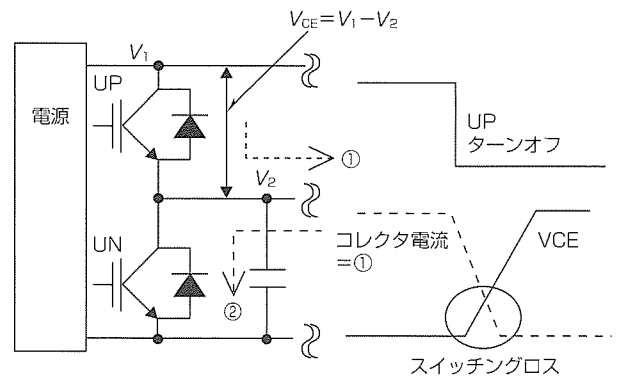


図8. スナバコンデンサの動作1

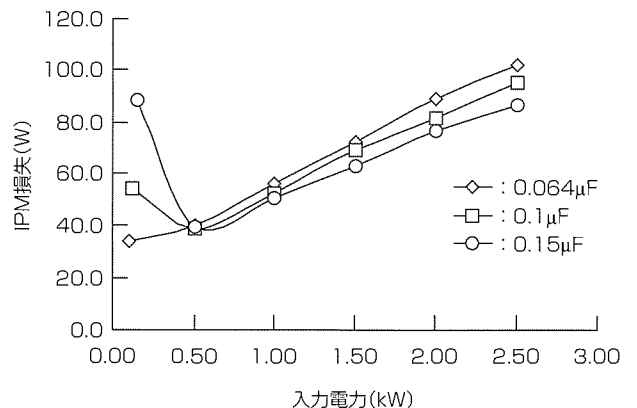


図9. スナバコンデンサ容量-損失特性

バータ回路はスイッチングの際に発生するノイズの対策などのためスイッチングスピードを最適値に設定しており、比較的遅めのスイッチングスピードとなっているためである。IHインバータ回路の場合は、スイッチング周波数が20~30kHzと比較的高いため、ターンオン時間、ターンオフ時間の遅さは、スイッチング損失の増大になってしまうが、フルブリッジ回路とフルブリッジ用加熱コイルによりIPMに流れる電流を低減し、IPMの特性に合わせてスナバコンデンサの最適化を行ったことで、半導体損失を従来のハーフブリッジの130Wから100Wに低減した。

### 3. 制御方式

フルブリッジ回路の電力制御方式として、デューティ制御方式と位相制御方式について検討した。デューティ制御は、図11に示すように、ハイサイドIGBTのUP、VPとローサイドIGBTのUN、VNのON時間比率を変えて電力を制御する方式である。図の①ではUPを介して電源から電流が供給される。②ではUNとVNとで閉回路が構成され、この間で電流が流れる。③、④では、①、②の動作を電流の向きを反転した形で繰り返される。①~④の動作を繰り返すことで、加熱コイルに交流電流が流れる。

一方、位相制御は、図12に示すように、U相とV相のスイッチング位相を変えて加熱コイルに流す電流を調整する方式である。①でUPを介して電源から電流が供給される。②でUPとVPとの閉回路で電流が流れる。③でVPを介して電源から電流が供給され、④でUNとVNとで閉回路で電流が流れる。①から④の動作を繰り返すことで加熱コイルに交流電流が流れる。U相とV相の位相差が開けば①、

③の時間が広がり、加熱コイルに投入される電力が増え、位相差が縮まれば①、③の時間が短くなり加熱コイルに投入される電力は小さくなる。

デューティ制御と位相制御を比較した結果、ハイサイドIGBTとローサイドIGBTのデューティ比を50%に固定した状態で制御できる位相制御の方が、低火力時のスナバコンデンサへの突入電流少ないため、低火力時における損失が

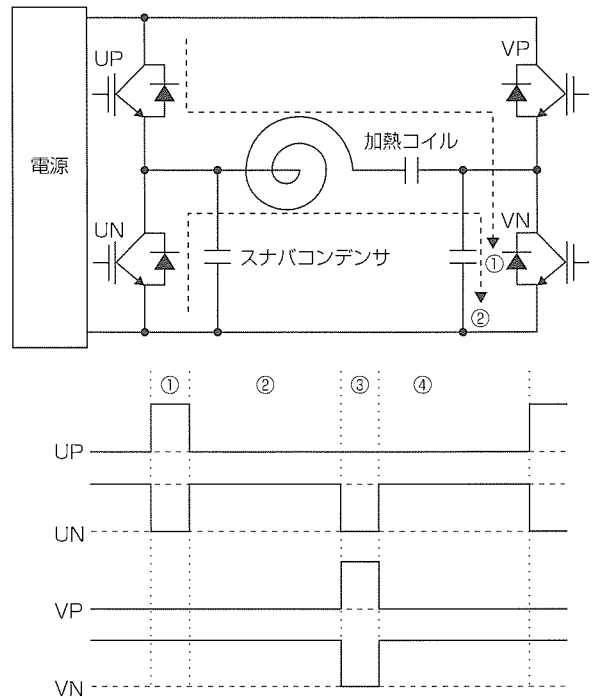


図11. デューティ制御

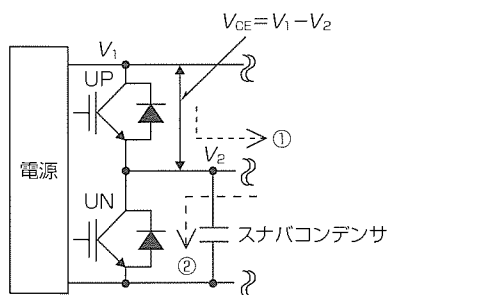


図10. スナバコンデンサ動作2

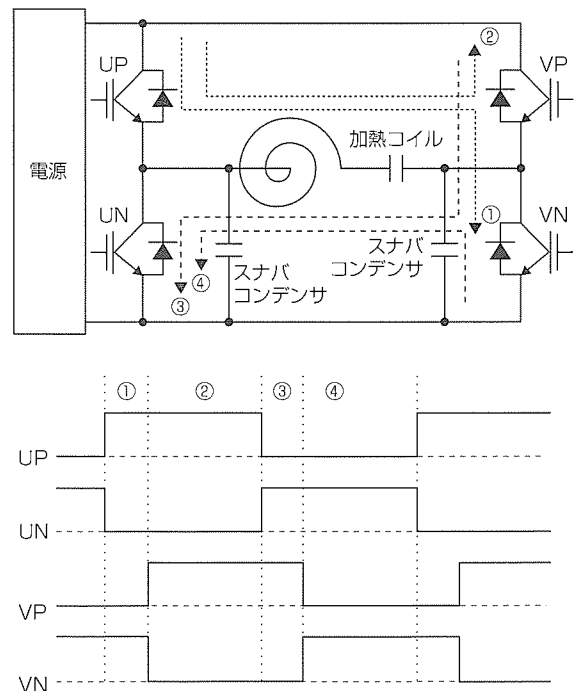


図12. 位相制御

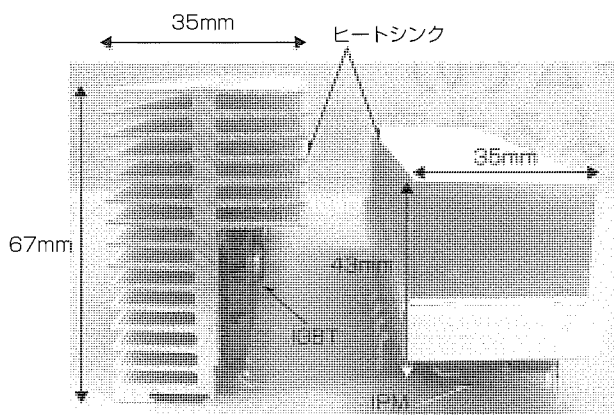
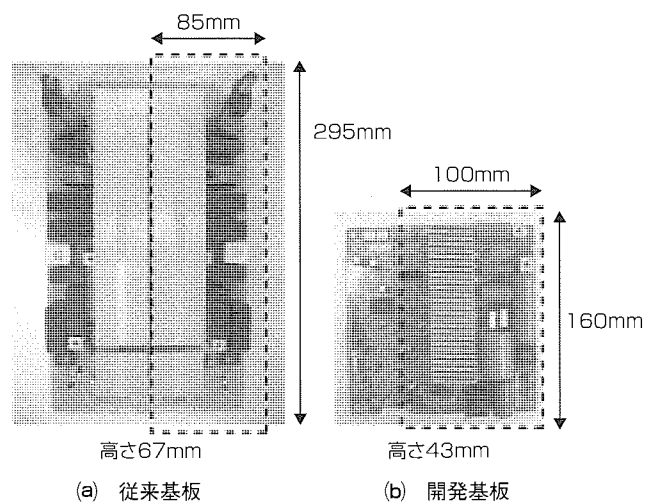


図13. 従来品との高さ比較



※インバータ部(1口)比較

図14. 従来品との基板サイズ比較

少ないことが分かり位相制御方式を採用することとした。これにより、約100Wの低火力から2.5kWの高火力まで高効率動作を可能とし、様々な調理に対応できるようにした。

#### 4. むすび

フルブリッジ回路、位相制御により、モータ制御インバータ用IPMをIHインバータに適用できた。IPMの適用により、図13に示すように、回路部品高さを43mmに低くし、本体厚さ8cmのIHクッキングヒータを実現できた。また、図14に示すように、基板サイズも従来品に比べ57%削減できた。

#### 参考文献

- (1) 加賀邦彦, ほか: IHクッキングヒータのキー技術, 三菱電機技報, 78, No.7, 489~492 (2004)
- (2) 文屋 潤, ほか: 汎用IPMのIHクッキングヒータへの適用, 電気学会全国大会, 4-085 (2005)
- (3) 田中照也, ほか: アルミなべ加熱電磁調理器, 東芝レビュー, 43, No.7, 609~611 (1988)

# 高性能汎用ACサーボシステムでの パワーデバイス応用による大容量化

大橋 学\*

*Making to a Large Capacity by Power Device Application with High Performance and General Purpose AC Servo Systems*  
Manabu Ohashi

## 要 旨

昨今、製造業界の海外進出に伴い、国内の製造装置メーカーは、より付加価値を持った製造装置を求められている。

工場ラインで使用される製造装置には、位置決め精度の向上と高応答が要求されている。さらに、生産性向上を目的に高速化及び複合作業一元化のための協調動作など動作の複雑化に伴い、汎用サーボアンプとサーボモータを用いたシステム構成が多く利用されるようになった。

さらには、装置の立ち上げの簡単さや小型化、立ち上げ時間の短さ、及びメンテナンスフリーなども従来の機械式や油圧式からサーボ化へ移行する要因の一つとなっている。

その製造装置の中でも、プレス、射出成形機、大型搬送機などは、大容量を必要とされる。また、半導体製造装置

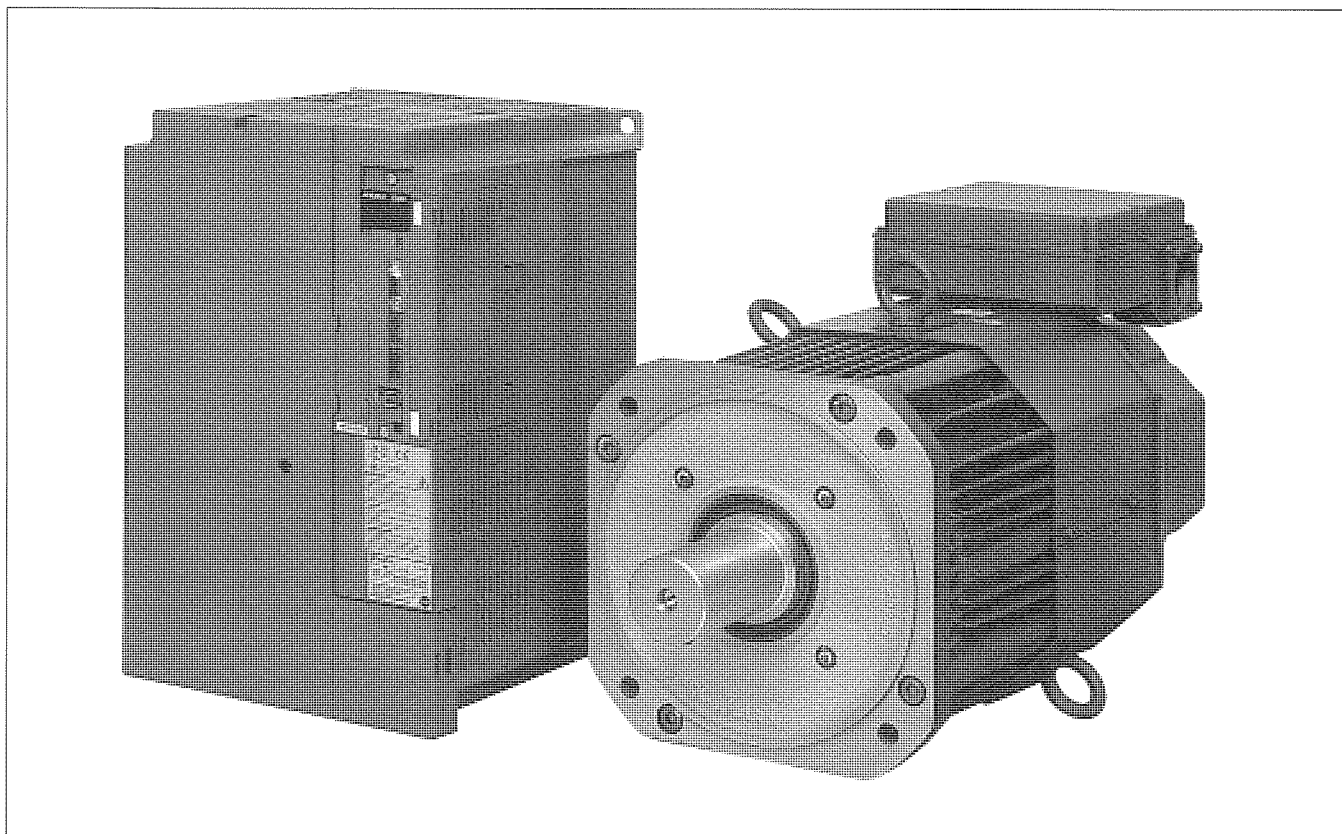
や印刷機の分野では、高精度高応答が求められている。

このように大容量・高精度位置決めを求め分野の拡大に合わせ、その製品化を進めてきた。

このたび、三菱電機は、高精度で小型化された11～22kWの大容量出力可能な汎用サーボアンプ“MR-J3-11K□～22K□”(□=A, B, T)を製品化した。

従来比74%という小型化を図り、業界最小を実現するとともに高精度、高応答化を実現した。

このサーボアンプの製品化には現在のパワーデバイスの進化が不可欠であり、“CSTBT”構造の第五世代IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュールを採用したことにより可能となった。



**汎用サーボアンプMR-J3-22KB, 及びサーボモータHA-LP22K2**

2005年7月に発売された高機能大容量汎用サーボアンプ“MR-J3-22KB”(“SSCNETⅢ”対応)とサーボモータ“HA-LP22K2”で高トルク出力と高精度位置決め動作が可能となる。

## 1. ま え が き

現在、携帯電話や家電機器、自動車や食品など様々な製品の製造現場において、ロボットや工作機械、搬送機やプレス機などの製造装置が導入されている。

この製造装置の駆動源として高精度制御を必要とされるものに使用されるのがサーボシステムである。サーボシステムは、サーボモータとサーボアンプを組み合わせることで位置決め制御や速度制御やトルク制御などを行い、製造装置の複雑な動作を可能にしている。

近年、国内製造装置メーカーは、製造業界の海外進出に伴い、更なる付加価値を求められている。

## 2. 汎用サーボシステムの市場要求

FA業界向け汎用サーボシステムの市場は多岐にわたっている。主に下記のような幅広い業種に使用されている。

- 半導体製造装置
- 液晶製造装置
- 実装機
- 成形機・プレス機
- 簡易工作機械・ロボット
- セクショナルドライブ(印刷機, 食品包装など)

表1に、各業種における製造装置への市場要求とそれに対するサーボシステムへの要求を示す。このように業種において汎用サーボシステムに対する要求内容は様々ではあ

表1. 各業種における製造装置への市場要求とサーボシステムへの要求

市場	市場要求, 特色
半導体製造装置	<ul style="list-style-type: none"> <li>・電子部品の極小化に伴う高精度位置決め</li> <li>→位置決め精度の更なる向上</li> <li>・多軸ヘッドによる高応答化</li> <li>→高応答サーボ</li> </ul>
液晶製造装置	<ul style="list-style-type: none"> <li>・液晶基板の大型化に伴い、搬送装置も大型化</li> <li>→大容量サーボ</li> <li>・検査装置の高速・高精度化</li> <li>→高速, 高精度位置決め</li> </ul>
実装機	<ul style="list-style-type: none"> <li>・高速機, 中速機の実装能力向上</li> <li>→タクトタイム向上</li> <li>・電子部品の極小化</li> <li>→高精度化</li> </ul>
成形機・プレス機	<ul style="list-style-type: none"> <li>・油圧からの置き換え</li> <li>→大容量化</li> <li>・小型, 低騒音, 省エネルギー, 低振動の実現</li> <li>→サーボシステムの小型化</li> <li>・特殊加工を行うような精密プレス機</li> <li>→多軸同期制御</li> </ul>
簡易工作機械	<ul style="list-style-type: none"> <li>・超小型化</li> <li>→サーボシステムの小型化</li> <li>・複合機</li> <li>→多軸同期制御</li> </ul>
セクショナルドライブ (印刷機, 食品包装機など)	<ul style="list-style-type: none"> <li>・軸数の多い機械</li> <li>→多軸同期制御, 立ち上げ時間の短縮</li> <li>・クリーンルームなどでの使用</li> <li>→耐環境性の向上</li> </ul>

るが、まとめると次のようになる。

- 位置決め精度の向上
- 高速回転・タクトタイムの短縮化
- 高剛性・高トルク・高効率化
- 大容量化
- 多軸同期制御
- 低消費電力・低損失
- 低ノイズ発生・高ノイズ耐量
- 小型化・軽量化
- クリーン駆動
- 簡単調整

また、特に幾つかの分野では、上記の要求とともに大容量化が切望されている。

液晶製造装置では、昨今の液晶基板の大型化によりその搬送装置も大型化しており、駆動源となるサーボシステムも大容量なものが求められている。

また、成形機、プレス機などは元々油圧駆動を用いていたが、近年のサーボの大容量化と省エネルギー、低騒音や設置のしやすさから急速にサーボシステムへと置き換わってきている。したがって、上記に挙げたような大容量サーボシステムを求める業種については、大容量化とともに小型・軽量化、及び低損失、低消費電力への要求も多く寄せられている。

## 3. 当社汎用サーボアンプの変遷と大容量化

汎用サーボアンプシリーズとしては1983年11月の“MR-Aシリーズ”の発売とともに産声を上げ、その後、オールデジタルサーボアンプ“MR-SA, SBシリーズ”を発売した(図1)。

そして、小型でオートチューニング機能を搭載したサーボアンプとして“MR-Jシリーズ”を立ち上げた。さらに、モデル適応制御や高性能CPUを搭載した“MR-Hシリーズ”と統合を目指し、MR-J2, MR-J2Sと進化を遂げ、他社に先んじて2003年7月に高機能、高性能を誇るMR-J3シリーズを開発しシリーズ拡充を進めてきた。

11~22kWクラスの大容量サーボについては1985年11月にMR-A-11KL~22KLを発売し、汎用サーボアンプのラインアップ拡充を果たした。その後、MR-SAシリーズ、“MR-SBシリーズ”でも大容量アンプを開発した。MR-J2Sシリーズでは、110kWという超大容量タイプまで発売している。

そして、2005年7月に業界最小サイズの高性能サーボアンプMR-J3シリーズの11~22kWタイプのラインアップが完了した。

これにより、MR-J3シリーズは、同一の操作性や調整機能などを持ちながら50Wの小容量から22kWの大容量までのサーボシステムを顧客に提供できるようになった。

#### 4. MR-J3シリーズの特長

MR-J3シリーズの特長としては、従来機種と比較し、

- 新高速シリアルバス通信(SSCNET III, Bタイプ)
- モデル適応制御
- オートチューニング
- アドバンスト制振制御
- ロバスト外乱補償
- シリーズラインアップの拡充(50W~22kW)
- 低消費電力, 小型, 軽量アンプ
- 立ち上げ支援ツールの充実
- 高速回転(最高6,000r/min, “HF-KP, MPシリーズ”)
- ハイトルクモータ(高速領域でのトルク改善)
- コギングトルクの低減(従来比1/2)
- モータ耐環境性向上
- 高精度位置決め(262,144パルス/回転)

などを実現している。

従来機種と比較して大幅に進化し、高速・高トルクと高精度位置決めが可能になり、また、MR-J3-Bタイプでは、光ファイバを用いた高速シリアルバス通信(SSCNET III)により多軸同期運転を実現している。また、汎用インタフェースのMR-J3-Aタイプ、位置決め機能内蔵“CC-Link”通信対応のMR-J3-Tタイプと様々な指令方式に対応している。

さらに、モデル適応制御やオートチューニング機能の向上とアドバンスト制振制御により調整を簡単にし、立ち上げ時間を短縮することが可能である。

#### 5. サーボアンプ性能とパワーデバイス要求

大容量サーボアンプに用いられているパワーデバイスに要求される性能を表2に示す。

小型・軽量化を実現するためにパワーデバイスの小型化・低損失化が必要であり、それにより、放熱フィンを小型化できる。また、低損失化によりパワーサイクル寿命が延び、サーボアンプの長寿命化を図ることができる。

高応答・高精度化についてはスイッチング周波数の高周波化が必要であるが、それによりスイッチングロスやノイズが増加するため、更なる低損失化とノイズ低減の両立が

表2. サーボアンプ性能とパワーデバイス要求との関係

	背景	サーボアンプ性能	パワーデバイス要求
1	・制御盤の小型化 ・製造装置の小型化	・小型化 ・軽量化	・パッケージの小型化 ・低損失
2	・タクトタイム向上 ・高精度位置決め	・高応答化 ・高精度化	・スイッチングの高周波化
3	・長寿命化	・長寿命化	・低損失 ・パワーサイクルの高寿命化
4	・EMC	・低ノイズ	・ノイズレベルの減少
5	・高信頼性	・高信頼性	・絶縁耐量の向上 ・保護機能強化

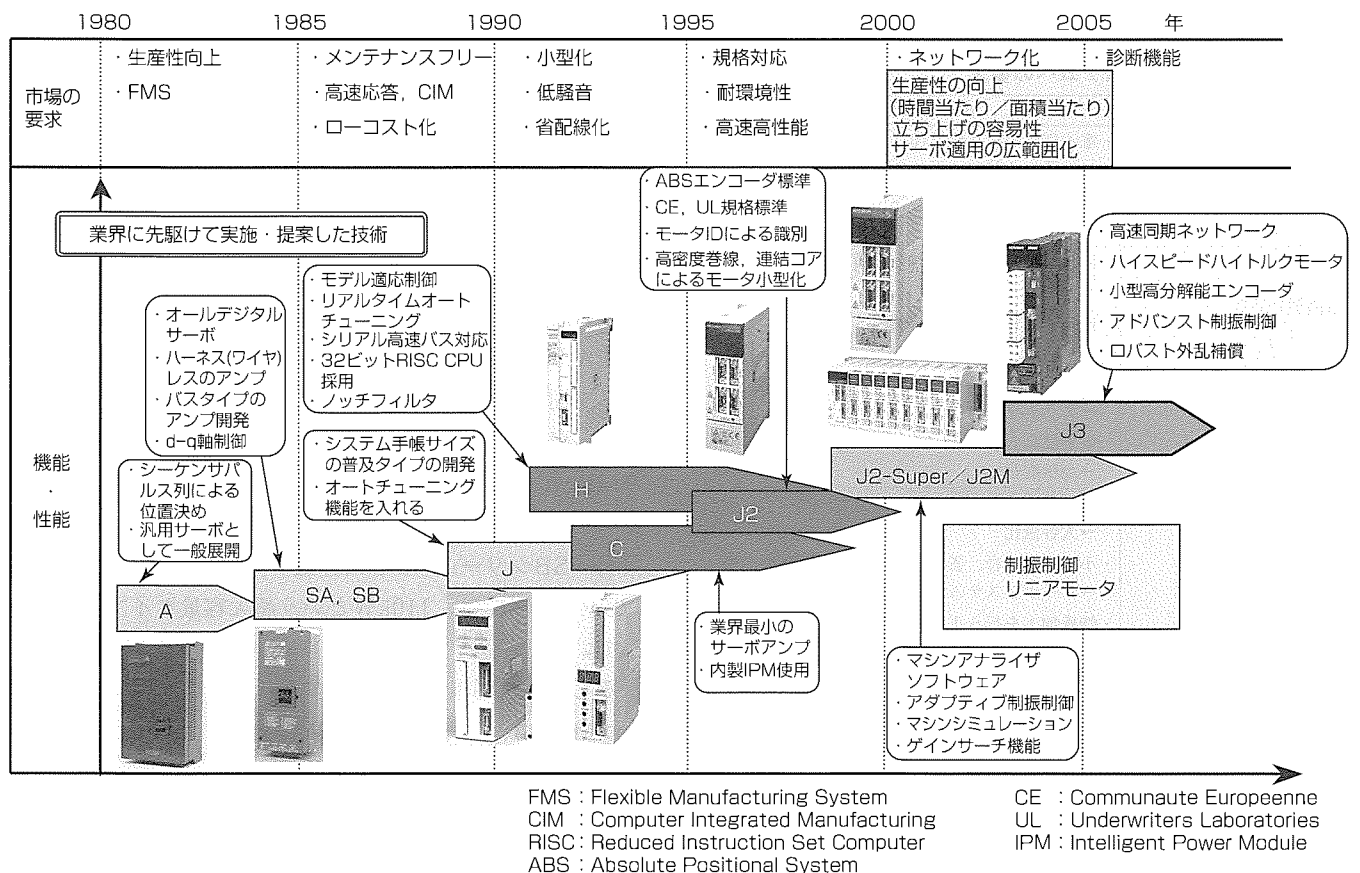


図1. 汎用サーボアンプの変遷

パワーデバイスには求められる。

ここで、図2、図3に、22kWの汎用サーボアンプに使用している各パワーデバイスの変遷とサーボアンプ、パワーデバイスの容積比を示す。ユニットとパワーデバイスの容積比がほぼ同様の比率で減少しており、サーボアンプの小型化にはパワーデバイスの小型化が重要な役割を果たしていることが分かる。

### 6. MR- 大容量化におけるパワーデバイス性能

現在のMR-J3では、パワーデバイスに新素子CSTBT構造を用いた低損失第五世代IGBTモジュールを使用している。そのため、従来のものと比較してパッケージの小型化が図られている。サーボアンプのサイズは、パワーデバイスの性能に大きく影響を受けている。

以下に、従来機種種のMR-J2S(第三世代IGBT)と比較したMR-J3のパワーデバイスの性能を詳細に比較する。

#### 6.1 低損失化とスイッチング高周波化

図4に示すように、パワーデバイスの損失には定常損失とスイッチング損失があり、その合算が熱となって放熱フィンに伝わる。

MR-J3シリーズで使用しているパワーデバイスは従来機種種のデバイスと比較して同一周波数でスイッチングした場合では損失を約82%程度に抑えることができ、それにより、温度上昇を抑制することができた。

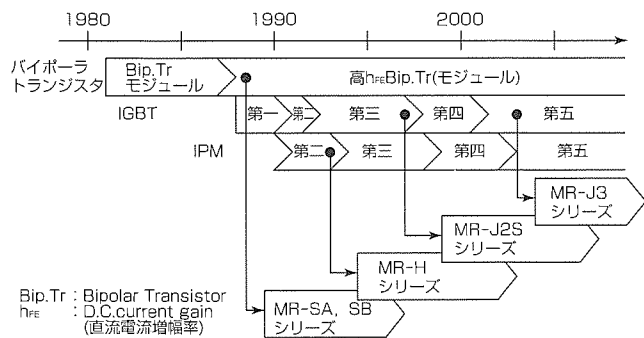


図2. 汎用サーボアンプのロードマップとパワーモジュールの世代変遷(22kW)

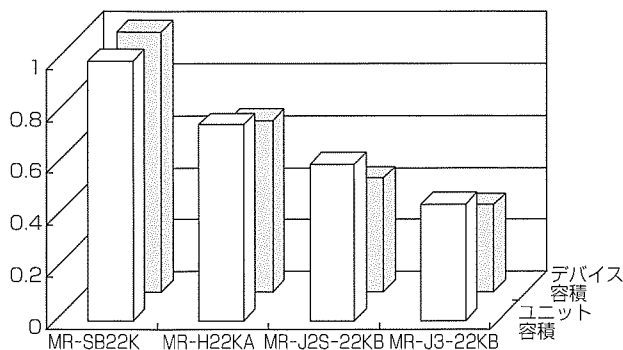


図3. 汎用サーボアンプの外形サイズの変遷(22kWクラス, MR-SB22Kを1とした場合)

この低損失化により、スイッチング周波数を2倍の4.5kHzに上昇させることが可能となった。電流ループ周波数応答は、従来機種(MR-J2S)比で約2倍と高応答化できている。また、これにより、速度応答特性は向上し、高応答化が可能となった。

さらに、図5に示すように、スイッチング周波数を上げたことにより、サーボモータは、ロータ磁石の鉄損を従来比約34%に低減することができ、モータ損失を抑えることができた。これは、モータ電流波形のリプルが周波数の上昇により抑制されたためである。

そのほか、IGBTモジュールのパッケージが小型化したことにより、放熱フィン形状も最適化でき小型化を図ることができたため、業界最小サイズのサーボアンプを実現できた。

#### 6.2 パワーサイクル寿命

モータが駆動、停止動作を繰り返すことによって、IGBTに熱ストレスが加わると、ワイヤと素子の接合面に剥離(はくり)が発生し破壊する。パワーサイクル寿命とは、その破壊までの時間であるが、パワーデバイスの損失が減

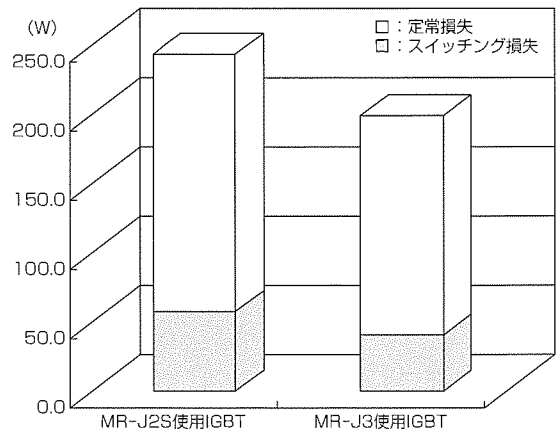


図4. MR-J2SとMR-J3使用IGBTモジュールの損失比較(22kW)

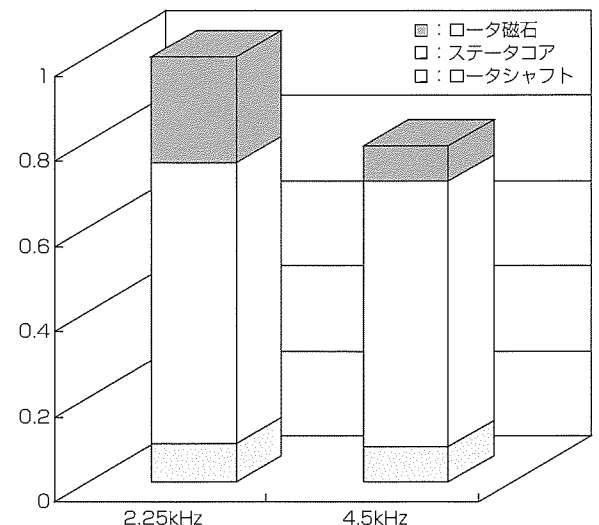


図5. スwitching周波数によるサーボモータの鉄損比較(2.25kHzを1とした場合)

少ししたことによりパワーサイクル寿命も向上している。

同一周波数でスイッチングした場合、MR-J2Sと比較して3.7倍程度寿命が向上している。スイッチング損失が減少し発熱が抑えられたとともに、モジュールパッケージの見直しなど様々な改善が図られており、それにより大幅な向上が可能となっている。

これらにより、パワーサイクル寿命は従来機種とほぼ同等の寿命を維持しながらサーボ高性能化・高応答化のためスイッチング周波数を上昇させることも可能となり、性能の向上と長寿命とを両立できた。

### 6.3 ノイズ

EMC(Electro-Magnetic Interference)試験は、市場での使用条件に合わせて(制御盤内にノイズフィルタ、サーボアンプ、指令装置などを取り付け、モータに通電しながら)行っている。

その結果、欧州規格EN61800-3に基づき伝導妨害試験、及び放射妨害試験を実施し規格内に入っていることを確認している。

サーボアンプのノイズについては、パワーデバイスの性能向上とともに導体経路や回路面の対策を実施したことにより、ノイズの発生を抑えることができ、EMC規格に適

合できるレベルとなっている。

## 7. む す び

前記のように、サーボアンプの小型化にパワーデバイスの低損失化は不可欠である。それにより、製品信頼性も向上し、より高性能である製品化が実現できた。

また、パワーデバイスの低損失化によりサーボアンプの高応答化を図ることが可能となり、高性能化と長寿命化を両立させることができています。

さらに、ノイズなども抑えられており、様々な面でも従来機種以上の製品信頼性が確保できた。

今回開発したサーボアンプMR-J3-11K□~22K□(□=A, B, T)は、パワーデバイス性能の向上により大容量化・高トルク化を図りながら高精度化と業界最小レベルの小型化を実現することができた。

## 参 考 文 献

- (1) 宮崎友宏, ほか: 新ACサーボアンプ“MR-J3シリーズ”, 三菱電機技報, 79, No.3, 181~184 (2005)
- (2) 高橋英樹, ほか: 次世代IGBT(CSTBT), 三菱電機技報, 75, No.6, 381~384 (2001)



# 超小型新世代DIP-IPM Ver.4

瀬尾 護\*  
川藤 寿\*  
岩上 徹\*

A New Version Super Mini DIP-IPM Ver.4

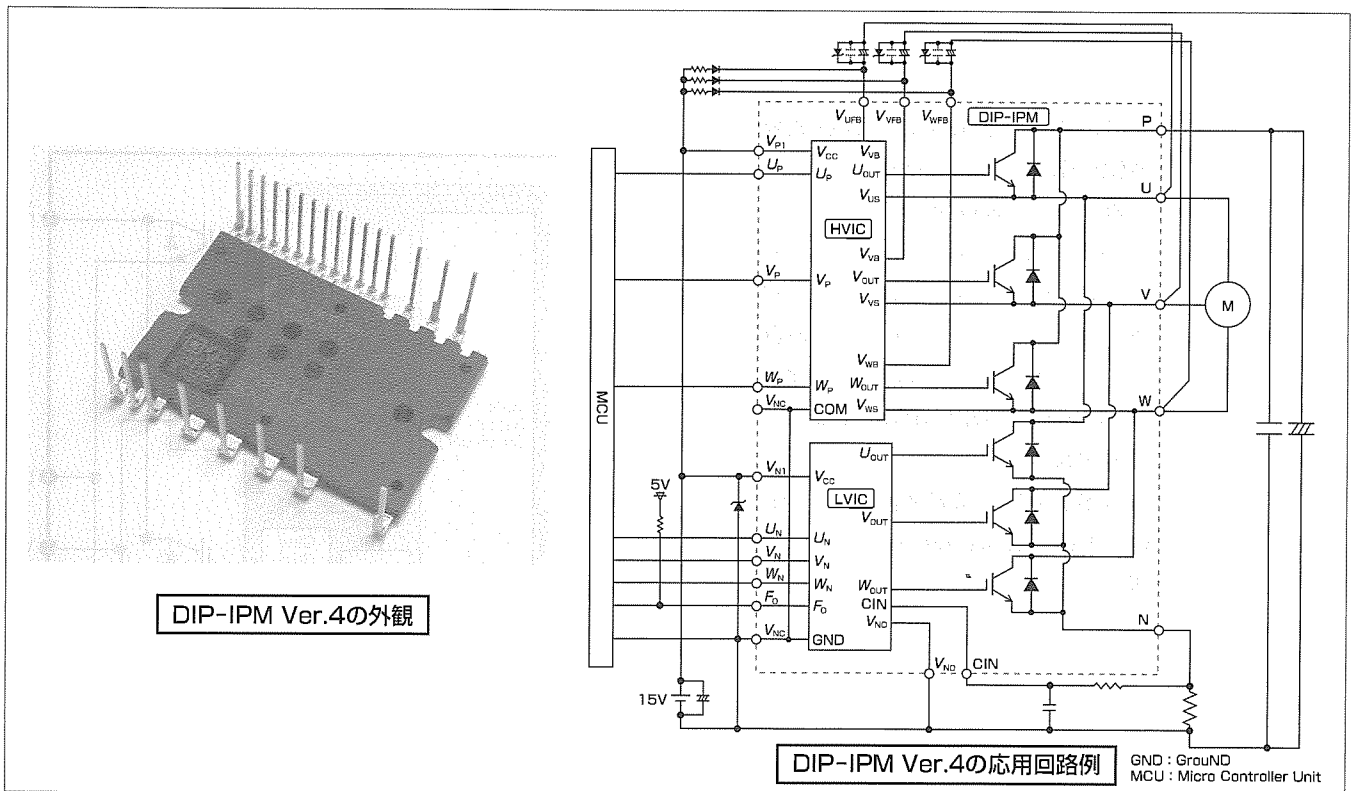
Mamoru Seo, Hisashi Kawafuji, Toru Iwagami

## 要 旨

近年、世界的な地球環境保護の高まりの中で、エアコン、洗濯機、冷蔵庫等の白物家電機器では、改正省エネルギー法によるトップランナー方式の導入等もあり、機器の高効率化・高性能化を目的として、モータ制御システムのインバータ化が急速に普及してきた。家電機器のインバータシステムの心臓部となるパワーモジュールとしては、小型、高信頼性、及び保護機能内蔵によるインバータ設計の容易さの面から、IPM(Intelligent Power Module)が主に使用されてきた。三菱電機のDIP-IPM(Dual In-line Package Intelligent Power Module)は、パワーチップと制御ICチップを内蔵したトランスファモールド構造のIPMであり、白物家電機器のインバータ制御にマッチしたパワーモジュールとして、家電機器に広く採用されてきた。

最近、白物家電市場では、機器の低コスト化・高機能化

の競争激化により、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小型パッケージのDIP-IPMの強い要求がある。また、RoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment)指令による鉛フリー化製品の要求も強い。このような市場要求に対応し、今回、新たに定格電圧600V、定格電流5Aから30Aまでの6品種の超小型DIP-IPM Ver.4シリーズを開発した。この新シリーズでは、高熱伝導絶縁シート構造技術、Chip to ChipダイレクトAuワイヤ接合技術を導入し、超小型化(従来当社小型DIP-IPMサイズ比60%)、低熱抵抗化(同小型DIP-IPM比約30%減)を実現した。また、鉛フリー接合技術の確立により、パワーチップのダイボンダ材を含めた完全鉛フリー化も実現した。



## DIP-IPM Ver.4外観と応用回路例

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)×1素子、LVIC(Low Voltage IC)×1素子によって構成される。鉛フリー接合技術により、パッケージ内部も含めた完全鉛フリー化も実現し、また、高熱伝導絶縁シート構造技術、Chip to ChipダイレクトAuワイヤ接合技術の採用により超小型外形を実現している。

1. ま え が き

当社のDIP-IPMは、パワーチップと制御ICチップを内蔵したトランスファモールド構造のIPMであり、白物家電機器のインバータ制御にマッチしたパワーモジュールとして、エアコン、洗濯機、冷蔵庫等の家電機器に広く採用されている。最近、白物家電市場では、機器の低コスト化・高機能化の競争激化により、低コスト化を目的としたインバータユニット基板の縮小化が課題となっている。それに伴い、基板搭載面積がより小さい小型外形のパワーモジュールの強い要求がある。また、最近の環境保護規制(RoHS指令)による鉛フリー化製品への対応が不可欠となってきている。このような市場要求にこたえるため、今回、超小型外形で完全鉛フリー化したDIP-IPM Ver.4シリーズの開発を行った。

本稿では、DIP-IPM Ver.4シリーズの概要、特長、及び開発のベースとなったキーテクノロジー等について述べる。

2. DIP-IPM Ver.4シリーズの概要

DIP-IPM Ver.4シリーズは、完全鉛フリー化、超小型化、低熱抵抗化をコンセプトとして、家電機器用途を主なターゲットとして開発・製品化された新世代の超小型DIP-IPMで、定格電圧600V、定格電流5Aから30Aまでの6品種の製品をラインアップしている(表1)。

DIP-IPM Ver.4シリーズの主な特長を以下に述べる。

- (1) 低熱抵抗：新規開発の高熱伝導絶縁シート構造技術の導入により、低熱抵抗化を実現(従来当社小型DIP-IPM Ver.3比で約30%低減)
- (2) 完全鉛フリー：鉛フリー接合技術の確立・導入により、DIP-IPMの内部パワーチップのダイボンド材も含めた完全鉛フリー化実現
- (3) 超小型外形：ダイレクトAuワイヤ接合技術の新規導入、パッケージサイズの超小型化を実現(従来当社小型DIP-IPM Ver.3サイズ比で約60%)
- (4) 低損失：最新の“CSTBT”又は五世代プレーナIGBT(5A、10A、15A品のみ)を搭載し、低損失を実現

表1. DIP-IPM Ver.4シリーズの製品定格一覧

	$I_c$ (A)	$V_{ces}$ (V)	絶縁耐圧 ( $V_{rms}$ )
PS21962	5	600	1,500
PS21963-E	8	600	
PS21963	10	600	
PS21964	15	600	
PS21965	20	600	
PS21967	30	600	

3. DIP-IPM Ver.4シリーズの内部回路構成と機能

DIP-IPM Ver.4の内部回路は三相AC出力インバータ構成のパワー回路部と制御用HVIC、LVICから構成される。図1にDIP-IPM Ver.4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
  - (a) 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
  - (a) HVIC(1素子)：P側IGBT用駆動回路、高圧レベルシフト回路、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により、15V単一電源駆動が可能
  - (b) LVIC(1素子)：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

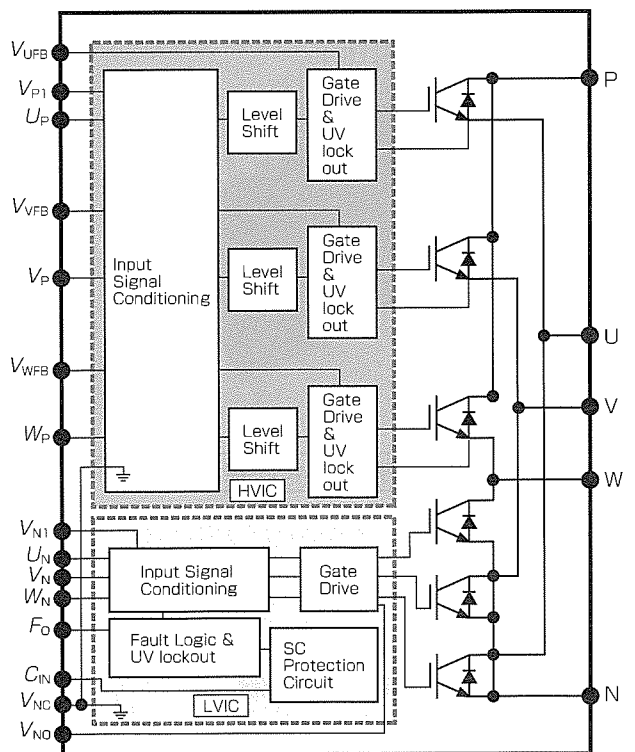


図1. DIP-IPM Ver.4の内部ブロック図

#### 4. DIP-IPM Ver.4の内部構造

図2に今回開発した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パワーベアチップと制御ICベアチップを搭載し、パワーチップ、及び制御ICチップを各々、Alワイヤ、及びAuワイヤでワイヤボンダ配線後、モールドエポキシ樹脂で、高熱伝導絶縁シートを張り合わせ、トランスファモールドした構造としている。

従来の小型DIP-IPM Ver.3との相違点は、従来のDIP-IPM Ver.3では、制御ICチップとIGBTチップのゲート間のワイヤ配線が制御ICチップから一度リードフレームを中継し、IGBTチップに配線されているのに対し、DIP-IPM Ver.4では、リードフレームを中継せず、制御ICチップとIGBTチップのゲート間を、Chip to Chipで直接Auワイヤ配線していることと、DIP-IPM Ver.4では、パワーチップの放熱が、従来の小型DIP-IPMのようにモールドエポキシ樹脂の熱伝導による放熱ではなく、高熱伝導絶縁シートで放熱される構造としていることである。

上述のChip to Chipチップでの直接配線構造はDIP-IPMの小型化に有効な構造であり、一方、高熱伝導絶縁シート構造は低熱抵抗を実現する構造である。

### 5. キーテクノロジー

#### 5.1 鉛フリー化技術

最近のRoHS指令による鉛フリー化要求に対応し、DIP-IPM Ver.4では、モジュール内部の半導体チップのダイボンドと外部端子の外装はんだめっきについて、鉛フリー化技術を確立し適用することにより、完全鉛フリー化を実現した。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、鉛フリーはんだによるパワーチップの鉛フリー接合化でキーポイントとなるのは、はんだ濡れ性(ぬれせい)、及び通電時の温度サイクルに対する信頼性である。これらの特性を達成するため、鉛フリーはんだ組成の検討、及び評価試験を十分実施し、総合的評価の結果、パワーチップの鉛フリー接合にはSn-Ag-Cu系はんだを採用した。また、鉛フリーはんだはSn-Pbはんだに比べ酸化が早く進む傾向があり、パワーチップのダイボンド工程では、低酸素雰囲気と温度を最適に条件設定している。外部端子の外装はんだめっきは、はんだ濡れ性等から、Sn-Cu系はんだを採用した。

一方、制御ICチップのダイボンド材については、汎用的なICに一般的に使用されているAg入りエポキシ樹脂を採用し、鉛フリー化を図った。

#### 5.2 高熱伝導絶縁シート構造技術

図2の(b)の断面構造図に示すように、従来の小型DIP-IPM Ver.3では、リードフレームと外部取付けヒートシンク間の絶縁層はパッケージのモールドエポキシ樹脂で構成され、このエポキシ樹脂層を通して、パワーチップの熱がヒートシンクに放熱される構造となっている。したがって、パワーチップとヒートシンク間の熱抵抗をより一層低減するためには、モールドエポキシ樹脂に高熱伝導のセラミック粒フィラーを更に多く含有させる必要がある。しかし、含有フィラーの増加によってモールドエポキシ樹脂のモールド時流動性が低下するため、モールド充填(じゅうてん)不足で絶縁耐力性が低下することもあり、熱抵抗を現行品より大幅に改善することは困難である。この問題を解決するため、DIP-IPM Ver.4では、図2(a)に示すように、高熱伝導絶縁シート構造を新規に採用した。この新構造は、半導体チップが搭載されたリードフレームの裏面側に高熱伝導絶縁シートを張り合わせてエポキシ樹脂モールドする技術の新規開発によって実現された。

この新構造では、高熱伝導絶縁シートには従来の小型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時の良好な流動性は不要であるため、高熱伝導フィラーの含有率を増加することが可能となる。しかも、シートの絶縁樹脂層は厚みが薄く、かつ、安定的な絶縁樹脂層の形成が可能となる。この新構造により、DIP-IPM Ver.4は、従来のDIP-IPM Ver.3と比較し、約30%の熱抵抗低減を実現した。

#### 5.3 Chip to Chipダイレクトワイヤ接合技術

図2の断面構造図に示すように、従来の小型DIP-IPM Ver.3では、IGBTチップと制御IC間の配線は、まず、IGBTチップから中継リードフレーム間をAlワイヤで配線し、その中継リードフレームと制御ICチップをAuワイヤで配線する配線構造であった。上記中継フレームは高電位部となり、他のフレーム部から孤立した島となって、外部に露出するダミー端子を形成し、パッケージが大きくなる原因となっていた。DIP-IPM Ver.4では、IGBTチップと制御ICチップ間をChip to Chipで直接Auワイヤ配線する配線構造となっている。この配線構造は、新規開発のダイ

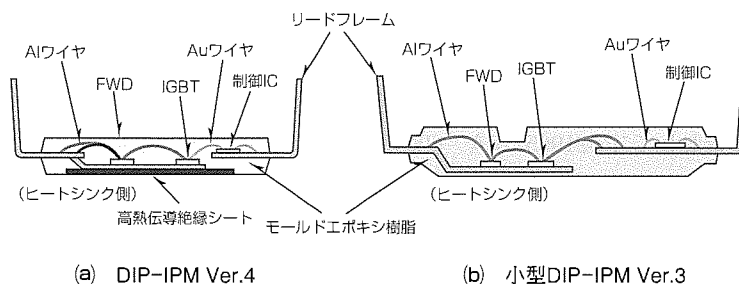


図2. DIP-IPMの断面構造

表 2. PS21965の電氣的製品仕様

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	$V_{CE(sat)}$	$V_D = V_{DB} = 15V, T_j = 25^\circ C$	-	1.7	2.2	V	
		$I_c = 20A, T_j = 125^\circ C$	-	1.8	2.3	V	
FWDi順電圧降下	$V_{EC}$	$I_c = -20A, T_j = 25^\circ C$	-	1.9	2.4	V	
スイッチング時間	$t_{on}$	$V_{ce} = 300V, I_c = 20A, V_D = V_{DB} = 15V, T_j = 125^\circ C,$ 誘導負荷	0.7	1.3	1.9	$\mu s$	
	$t_{C(on)}$		-	0.5	0.75	$\mu s$	
	$t_{off}$		-	1.6	2.2	$\mu s$	
	$t_{C(off)}$		-	0.4	0.75	$\mu s$	
回路電流	$I_D$	$V_D = V_{DB} = 15V, V_{IN} = 5V (on)$	$V_{P1} - V_{NC}, V_{N1} - V_{NC}$ の総和	-	-	2.80	mA
			$V_{UFB} - U, V_{VFB} - V, V_{WFB} - W$	-	-	0.55	mA
		$V_D = V_{DB} = 15V, V_{IN} = 0V (off)$	$V_{P1} - V_{NC}, V_{N1} - V_{NC}$ の総和	-	-	2.80	mA
			$V_{UFB} - U, V_{VFB} - V, V_{WFB} - W$	-	-	0.55	mA
入力電流	$I_{IN}$	$V_D = 15V, V_{IN} = 5V$	0.7	1.0	1.5	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	$V_{th(on)}$	$U_P, V_P, W_P - V_{PC}, U_N, V_N, W_N - V_{NC}$ 端子間	-	2.1	2.6	V	
入力オフしきい電圧	$V_{th(off)}$		0.8	1.3	-	V	

レクトワイヤ接合技術の採用によって実現可能となった。この配線構造により、中継フレームが不要となり、外部に露出するダミー端子をなくすることが可能となった。これにより、パッケージの小型化がより一層進んだ。

5.4 ASIC技術

DIP-IPMはハイサイドIGBTの駆動素子として、24V系CMOS(Complementary Metal Oxided Semiconductor)と600V耐圧DMOS(Double-diffusion MOS)を同一チップに内蔵したHVICを搭載しており、これにより、フォトカプラを使用せずに、MCU等でDIP-IPMを直接駆動することが可能である。従来の小型DIP-IPM Ver.3では、U相、V相、W相の各相のハイサイドIGBTを個別のHVICで駆動しており、3個のHVICを使用していた。DIP-IPM Ver.4では、3相のハイサイドIGBT駆動機能を1個のHVICに内蔵し、HVICの集約化を図った新規HVICを開発し搭載した。

HVICの1チップ化により、HVICの制御電源配線、GND配線、HVIC内部の基準定電圧電源回路等の共通回路部の集約化が可能となり、HVICチップのトータルの縮小化とチップ搭載面積(ワイヤ配線含む)の縮小化を図ることができ、これによっても、パッケージの小型化がより一層進んだ。

6. DIP-IPM Ver.4の性能、特性

DIP-IPM Ver.4シリーズの電氣的特性につき、表2に代表として“PS21965(20A/600V)”の主な電氣的製品仕様を示す。また、図3、表3にDIP-IPM Ver.4と従来の小型DIP-IPM Ver.3シリーズ(5A~15A/600V)、大型DIP-IPM Ver.3(20A~50A/600V)の外形サイズ比較を示す。

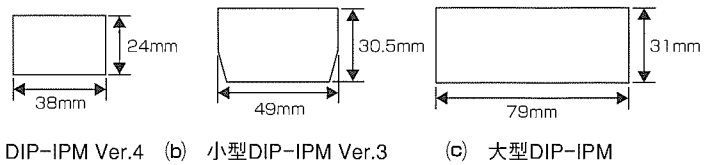


図 3. DIP-IPMの外形サイズ比較

表 3. DIP-IPMの外形サイズ比較

	DIP-IPM Ver.4	小型DIP-IPM Ver.3	大型DIP-IPM
パッケージサイズ mm <sup>2</sup> (mm×mm)	912 (38×24)	1,494.5 (49×30.5)	2,449 (79×31)
サイズ比率	61%	100%	164%

7. む す び

本稿では、今回開発・製品化した新世代の超小型DIP-IPM Ver.4シリーズの機能、特長、キーテクノロジー等について述べた。今回開発したキーテクノロジーを展開し、今後も市場ニーズに適した製品を開発していくことで、家電機器を中心に、DIP-IPMのインバータ制御用途需要が更に拡大するものと期待される。

参考 文 献

- (1) 岩上 徹, ほか: 3Vマイコン駆動の新世代DIP-IPM, 三菱電機技報, 77, No.9, 575~578 (2003)
- (2) Shirakawa, S., et al: A New Version Transfer Mold-Type IPMs with Compact Package, PCIM China (2005)

# 汎用インバータ用DIP-CIB

田畑光晴\*  
長原輝明\*

DIP-CIB for General-Purpose Inverter

Mituharu Tabata, Teruaki Nagahara

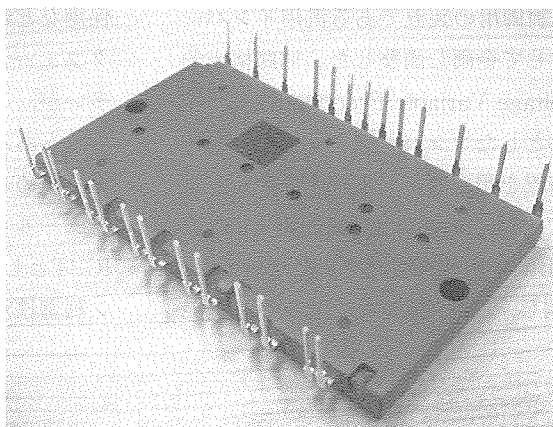
## 要旨

現代の製造工場において動力源であるモータは不可欠な基本部品であり、各々のモータの速度を調整し、又は有機的に複数のモータの速度を調整することにより全体の製造速度を制御する要求において汎用インバータもまた不可欠な基本装置である。電力コストダウンが実感できるほどに省エネルギー効果が大きいうという利点もあって、汎用インバータはここ20年で急速に普及し、産業分野の米とも言うべき市場を形成している。特に3.7kW以下のモータに対応する汎用インバータは過当競争ぎみながら市場規模が大きく、コストダウンの熾烈(しれつ)な競争の中にある。ところが、新商品製造のための工場建設用キーパーツという傾向が強いことから、汎用インバータには常に革新される生産システムに対応するため貪欲(どんよく)に新技術を取り

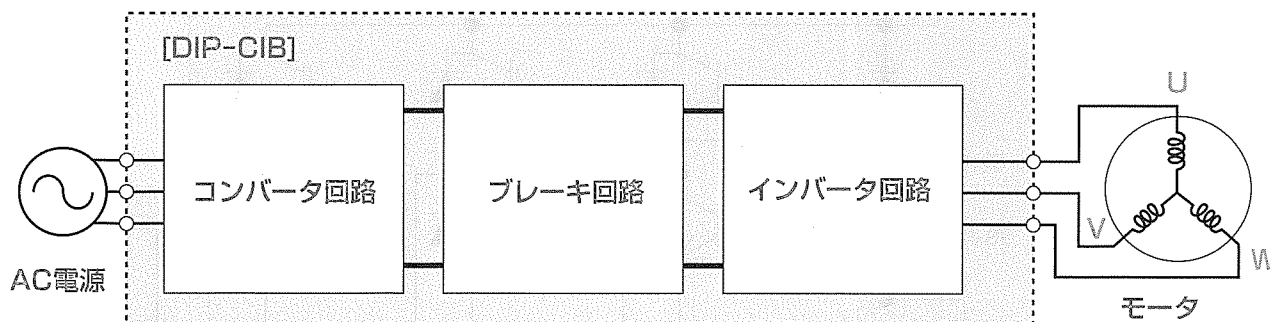
込むという側面もあり、市場が成熟しても技術的成熟が許されないという特質を持っている。この中であって、設計自由度の高いIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)モジュールは、インバータ技術開発力の温存、発展、又は将来技術の先取りのために、必ず一部機種に採用しておきたいパワーデバイス部品として根強い人気がある。今回開発した製品群“DIP-CIB(Dual In Line Package-Converter Inverter Brake)”は、トータルコスト削減の強い要求とその実現を支える大需要のある民生機器の世界で進化してきたDIP-IPM(DIP-Intelligent Power Module)のパッケージ技術をベースとし、IGBTモジュールという駆動調整自由度のある回路構成を持った製品である。

## DIP-CIBパッケージの外観

パッケージサイズ  
79×44×5.7(mm)



## 内蔵回路構成



## DIP-CIBの外観と回路構成

DIP-CIBは、コンバータ回路・インバータ回路・ブレーキ回路を内蔵した産業分野向けのIGBTモジュールである。そのパッケージには、他社に先駆けて量産化したDIP-IPMで培ったパッケージング技術を使用して高い放熱特性を持ち、パワーチップのはんだ付け及び外部端子めっきには鉛フリーはんだを使用し環境に優しい製品である。

### 1. ま え が き

今回述べるDIP-CIBと命名した製品群は、DIP-IPMのパッケージ技術とIGBTモジュールの設計自由度を併せ持った製品として企画した。DIP-IPMは、民生機器用パワーデバイスとして量産している、主にモータ制御用に使用されるIPMであり、当初、エアコンのコンプレッサモータ制御用として開発し、洗濯機や健康機器などに動力源として内蔵されるモータの回転速度をきめ細かく制御するために用いられる、いわゆる“インバータ”の主要パーツである。DIP-IPMの進化により、そのパッケージはトランスフォーマールドでありながら卓越した放熱能力を手に入れており、低損失な“CSTBT”と組み合わせることにより多数のパワーデバイスを集積させるIGBTモジュールに耐えられるものとなっている。DIP-IPMは、核となるパワー素子であるIGBTと、これを駆動し、またマイコンとインタフェースするICとを組み合わせた製品である。今回紹介するDIP-CIBは、大まかに言えばDIP-IPMからICを削除し、空いた空間に汎用インバータに別途必要なパワー素子を追加内蔵したものである。

### 2. 回 路

#### 2.1 対象とする装置

DIP-CIBは、モータ制御用の装置である汎用インバータ用のCIBモジュールとして企画し調整した。回路構成的にはVVVF(Variable Voltage Variable Frequency)電圧インバータブリッジを中心としたコンバータ、インバータ一体型の汎用インバータ装置を想定している。すなわち、コンバータダイオードブリッジにより3相交流を整流し直流電圧に変換した後、IGBTブリッジ回路でPWM(Pulse Width Modulation)変調し、3相交流電圧を発生させ、発

生する交流電圧と周波数を制御することによりモータの回転数やトルクを調整する回路である。汎用インバータは通常誘導電動機の制御を想定しており、モータに流れる電流によってトルクが変化するため、トルクを調整するにはIGBTブリッジ回路各相に流れる電流をリアルタイムで測定する必要がある。DIP-CIBが対象とするような比較的小電力容量の汎用インバータでは、電流センサとしてシャント抵抗が使用されるのが一般的である。また、イナーシャを考慮する必要がほとんどない多くの民生機器でのモータ制御と異なり、汎用インバータではある程度の回生エネルギーの処理が必要となるため一般にブレーキ回路が付属しており、パワーデバイスとしてはこのブレーキ回路を形成するためのIGBTとダイオードも必要となる。

#### 2.2 内蔵する回路

DIP-CIBは、内蔵する回路が3相コンバータブリッジ回路、3相インバータブリッジ回路、ブレーキ用パワーデバイスによって構成されるいわゆるCIBモジュールであり、駆動用のICを内蔵しないという意味でIGBTモジュールである(図1)。今回サーミスタも内蔵した。3相インバータブリッジ回路は各相のN端子を分離して端子に出しており、ここに抵抗シャントを外付けすることにより各相の電流がセンス可能となり、3シャント方式のインバータ回路を形成できる。これにより、電流のフィードバック制御や短絡保護などが可能となる。DIP-IPMと異なり、駆動、インタフェース用のICが内蔵されていない点は不便なことも多いが、これは、逆に駆動回路を調整できるというメリットでもある。例えば、発生ノイズと熱損失の折り合いの限界を極めるためにゲート抵抗を調整するなど、IGBTモジュールの醍醐味(だいごみ)である。特にDIP-CIBでIGBTとして採用したCSTBTはゲート抵抗によるターンオン制御性が非常に良いIGBTであり、このような調整に適

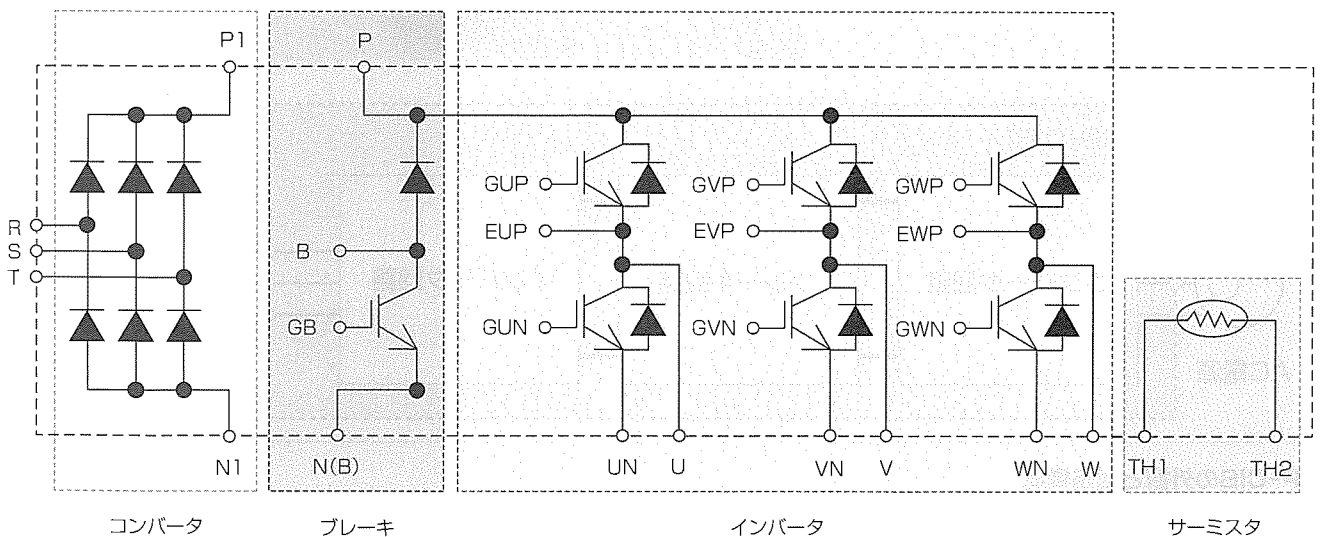


図1. DIP-CIBの回路構成

している。

また、例えば低電力用の汎用インバータならではの問題として、モータ配線の浮遊容量を抜ける $C \cdot dv/dt$ 電流がある。DIP-CIBの短絡耐量は $10\mu s$ 設定であるが、小電力容量では $2 \sim 5\mu s$ といった短い期間で短絡保護することは比較的簡単であろうから、駆動電圧を高めにして瞬時電流の通電能力を上げることにより、より大きな $C \cdot dv/dt$ 電流に対応するなどの使い方も考えられる。又は、リアクトルの偏磁対策などを優先し、逆の調整をすることも考えられる。このようなノウハウ的な微調整により用途の特殊性に対応し、他社と差別化が計れるのもIGBTモジュールの魅力の一つと言える。

### 3. 半 導 体

#### 3.1 IGBT

三菱電機は、幅広く電力半導体チップ技術を持っており、特にIGBTは用途に応じて各種構造を選択搭載できるという強みがあるが、DIP-IPMに対するDIP-CIBの最大の長が駆動回路を装置設計側で調整できる点にあると考えられることから、搭載するIGBTチップには、高電流密度で低損失にもかかわらずゲート抵抗によるターンオン制御性の高いCSTBTを基本構造として採用した。図2はCSTBTのセル構造の断面を示している。分かりやすくするために、各部の大きさはデフォルメしている。実際の半導体チップはこの微細構造が数多く並び並列接続された微細CSTBTの集合体である。図の上端がエミッタ端子、下端がコレクタ端子であり、エミッタからコレクタに向けて電子が流れることにより、コレクタからエミッタへと電流が流れる。上端に埋め込まれた長方形はゲート端子である。これが図の奥行き方向に溝状に形成されていることから、トレンチ(溝)IGBTと呼ばれる。CSTBTはトレンチIGBTの一種で

あるが、チップ構造内部に電荷蓄積層というキャリアの半透過膜を形成し、これによりキャリア密度の希薄となる部分のキャリアの流れを澁(よど)ませ、キャリア密度を増加させることによりオン時の導通損失を低減し、これによって基本的な損失特性を向上している。近年では、損失低下よりも駆動容易性やノイズ低減にかかわるターンオンコントロール性など全体的な特性バランスへの要求が大きいため、基本損失特性の向上分を他の特性の向上に転換配分している。例えば、セルマージ技術により入力容量を通常のトレンチIGBTより半減させており、駆動電力に相当する特性値である総ゲート電荷量を減少させている。特に電力容量あたりの入力容量が大き目となる $600V$ 耐圧のCSTBTでは、HV-IC(High Voltage-IC)駆動回路との親和性を配慮し、入力容量の通常トレンチIGBTからの低減率を $1,200V$ 耐圧品の $1/2$ より更に少ない $1/3$ にまで減らした。これが電圧アドミタンスの減少や素直な短絡特性にもつながり、総じて扱いやすい駆動特性となっている。このように、DIP-CIBに使用したIGBTは、対象とする比較的電力の小さい産業用に適するよう素子をチューニングしている。

また、IGBTにはオン電圧とターンオフ損失の間にトレードオフが存在するが、産業用という位置付けのDIP-CIBでは、民生用のDIP-IPMよりもやや高速寄りに調整している。このため、 $10kHz$ 程度の比較的高いスイッチングキャリア周波数での使用にも適している。短絡耐量も、通常の産業用IGBTモジュールと同様、 $99\%$ 生存率で $10\mu s$ 以上を確保している。

#### 3.2 フリーホイールダイオード

フリーホイールダイオードについては、DIP-CIBのカバーする電流領域が比較的低電流であることから、ソフトリカバリーダイオードとしてはやや高速寄りのものを選択した。ソフトリカバリー特性は、ノイズ低減やサージ電圧発生抑制に効果がある反面、最適駆動制御範囲が狭くなるというマイナス面があり、近年のIGBTモジュール設計では電流定格などに応じて選択を変えているが、低電流定格では駆動制御性に重みを置くのがセオリーである。特に今回IGBT側にターンオン制御性の良いCSTBTを選択したので、制御性を妨げずノイズ低減はゲート抵抗で調整した方が効果的という面でも、やや高速寄りのソフトリカバリーダイオードが適している。

#### 3.3 コンバータダイオード

DIP-CIBは多数のパワーデバイスを狭い空間に配する必要があるが、近年のIGBTの損失性能向上から、全体に占めるコンバータダイオードの熱損失は無視できるとはいえず、これを内蔵することは外部に高い放熱能力を要求する。コンバータ回路用として使用したダイオードも、従来CIBモジュールに使用していたものよりも順電圧降下が低いものを採用し、全体の熱損失低減を図った。

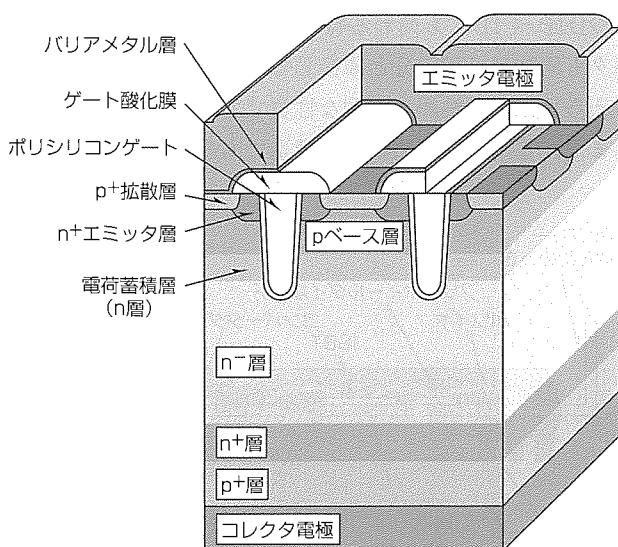


図2. CSTBTのセル構造

#### 4. パッケージ

DIP-CIBのパッケージは、いわゆる“トランスファモールド”に分類される、半導体と回路を封止する樹脂がそのまま外形をも形成する構造である。この構造は、一度に封止と外形形成を行うため変更が困難で小回りが効かないという不利な面があるものの、極めて量産性に優れ、量産効果を生みやすいというメリットがあり、需要量の多い民生用に多用されている。しかし、CIBモジュールのような総発熱量の大きいモジュールに適用する場合、放熱性を大幅に向上させるための構造追加が必要となる。このような構造は小型化と大容量化の要求からDIP-IPMで年々開発し改良されて来っており、今回DIP-CIBに採用した構造は、DIP-IPM Ver.4の技術をベースにしたものである。

DIP-CIBのパッケージは、アルミ製のヒートスプレッダ(ベース板)と配線を形成する銅製のフレームの間に高熱伝導性絶縁樹脂シートを接合し、フレーム上に半導体チップをはんだ接合した上で、アルミワイヤで配線を追加し、樹脂でモールド封止している。

今回、すべての電力容量を1つのパッケージとした。インバータユニットの部品共通化が可能となり、アセンブリの共通化ともあいまって、インバータユニットのトータルコストパフォーマンス向上が可能である。

##### 4.1 絶縁シート

産業用に対応するためには絶縁耐圧2,500Vに対応する必要がある。しかし、従来のDIP-IPMは、モールド樹脂により絶縁構造を形成するため絶縁素材としては熱伝導率が低く、絶縁電圧を上げるために厚みを増加すると熱抵抗が大きくなり、放熱設計に制約を与えるという問題があった。特に搭載面積効率の悪いコンバータダイオードを多数内蔵するには、放熱能力向上によるチップ搭載密度増加が必要であり、従来のDIP-IPMパッケージはCIBモジュールには適さなかった。DIP-IPM Ver.4では、パッケージの熱伝導絶縁素材としてモールド樹脂ではなく別途専用の素材をハイブリッド化する技術を開発しており、従来比2.5倍という高い熱伝導性のある絶縁素材として絶縁放熱シートが利用可能となっている。これにより、パッケージの放熱能力が大幅に向上し、チップの搭載密度を上げられ、CIBモジュールへの適用が可能となった(図3)。

##### 4.2 ベース板(外置きヒートスプレッダ)

ベース板を使用することは、モジュール単体のコスト面ではかなり不利となる。このため、以前の開発品にはベース板のないCIBモジュールも存在する。しかし、ベース板はヒートスプレッダとして放熱能力を高める効果があるだけでなく、搭載容易性、不具合低減などの面で有利であり、モジュール単価低減よりも装置トータルコスト低減を優先し、採用すべき部品と考えた。

ベース板を採用したことにより、絶縁板が外力から保護され、扱いが容易となる。民生製品と比較してより少量多品種の傾向の強い産業用製品ではモジュールのインバータユニットへの搭載作業にばらつきが出やすく、ベース板がないと不具合を発生させることが多いが、絶縁板がベース板で保護されるDIP-CIBではそのような不具合の発生を軽減できる。

一方、ヒートスプレッダにはアルミを採用したため、質量増加は少なく、樹脂部を薄くしたこともあいまって、DIP-CIBは比較的軽い製品となっており、インバータユニットの軽量化に貢献できる。

##### 4.3 RoHS対応

当社の製品群統一管理の都合上DIP-CIBのRoHS(the Restriction of the use of certain Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment)対応はJEITA(Japan Electronics and Information Technology Industries Association)鉛フリー化フェーズ区分で3Aと公表しているが、DIP-CIBのはんだは内部、端子めっき共にいわゆる鉛フリー品を使用している。また、内部の絶縁板の接合にはんだを使用していないため、はんだの使用量も少なく、環境に配慮した製品である。なお、輸送梱包(コンぼう)もリターナブルなチューブとしているので、この製品を採用してもらう際には、チューブ回収への協力も依頼する。

##### 4.4 トランスファモールドがもたらす特性

DIP-CIBのパッケージの特長の1つにチップが硬い樹脂で覆われている点がある。このため、モジュールの内部配線が固定され、加速、振動に強い構造となっており、外部端子の固定を工夫することにより、全体として加速、振動に強くできる。このことは、モータなどの可動部分に近接してインバータユニットが設置されることの多い家電におけるDIP-IPMの有利な特長であったが、同様な構造を持つDIP-CIBにも備わる特性である。小型の汎用インバータも同様に可動部分と隣接して設置される機会が多いと考えられ、信頼性面で有利な性質であろう。

また、基本的に密閉状態の構造であるため、端子部に工

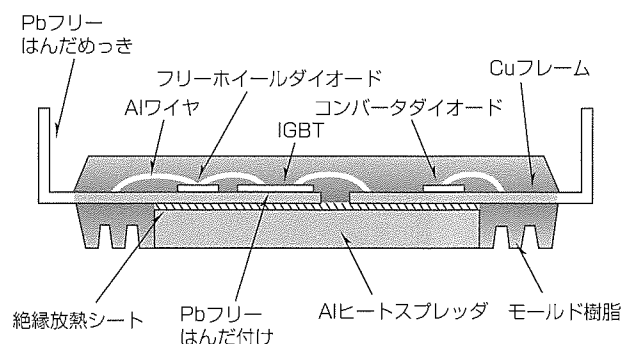


図3. DIP-CIBの断面構造



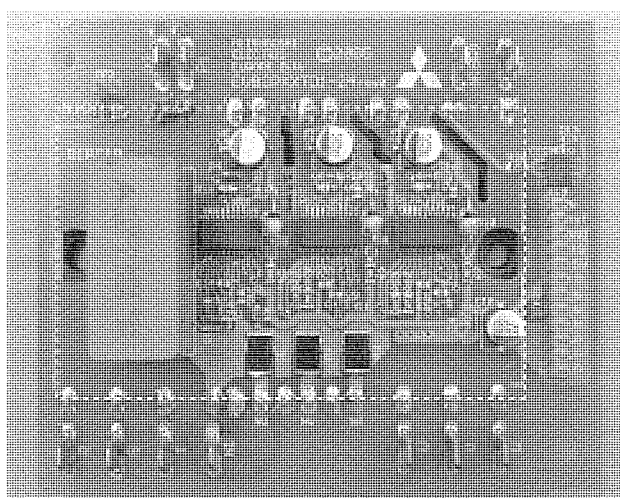
夫することで高い防塵(ほうじん)性を期待できる。

### 5. 小型化

DIP-IPMの最大の特長は薄型、小型化であった。家電の限られたスペースに年々高機能化していくユニットを収めるためにDIP-IPMには採用されたユニットが小型となるような構造、端子配列への要求が強いが、このような要求の中で育ったノウハウを基盤としたDIP-CIBは、インバータユニットの薄型・小型化に配慮した形状となっている。単純な占有面積ではDIP-CIBは決して小さいとは言えないが、DIP-CIBに合わせて開発した三菱制御ICを使用することで駆動回路やその他受動部品をほぼDIP-CIBの設置範囲内に搭載することができ、トータルとしての基板サイズがコンパクトにできるよう設計した。特にこの製品では、これを採用したインバータユニットが海外で生産される場合を強く意識したが、海外では、日本国内と同等の部品調達ができず、想定どおりにユニットがコンパクトにできない場合もあり得る。そこで、設計に当たっては、想定された外部部品配置が実際に可能であるかを海外でチェックしフィードバックしている。図4は欧州で入手可能な部品を用い欧州で実際にリファレンスボードを試作してみたものである。中国ではこれより若干大きくなるものの、見た目以上にユニットとしての小型化の要求に適したモジュールである。インバータユニットが小型化できることは、良好な設置性だけでなく、高いコストパフォーマンスにもつながる。

### 6. 外部構造の制約

現時点でのDIP-CIBパッケージの技術的制約から、厚み方向について絶縁距離確保ができない。このため、裏面に沿面距離用の溝を設けて水平方向で絶縁を確保したが、



DIP-CIBは基板裏の点線内に実装

図4. リファレンスボード

これを有効にするには平面の放熱フィンに取り付けることができず、放熱フィンを凸型にするか、端子部を窪(くぼ)ませる必要がある。なお、端子はデュアルインラインなので、凸型にせよ溝にせよ一方方向の加工ですみ、押し出し形成アルミフィンも利用可能である(図5)。

また、突入電流防止抵抗を接続する端子は連続して高電圧のかかる部分ではないので端子間距離を十分とっていないが、端子基部の沿面距離は確保した(図6)。特に絶縁距離が必要と考えられる場合は、端子が取り付けられるプリント基板側の端子間に穴を形成するなどして端子間の沿面距離を取ることで、UL規格が常時高電圧印加箇所に要求する程度の沿面距離、空間距離確保が可能となる。

また、DIP-IPMと異なりDIP-CIBのIGBTのゲートは

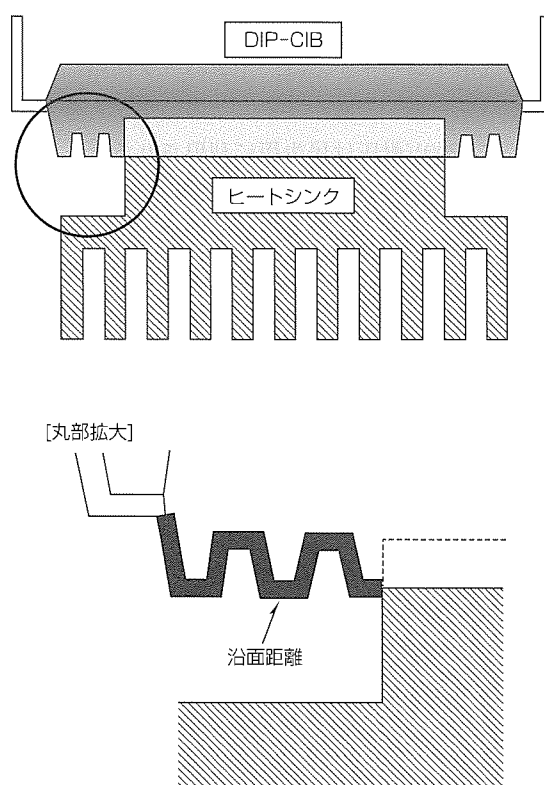


図5. 凸型放熱フィン使用時の沿面距離

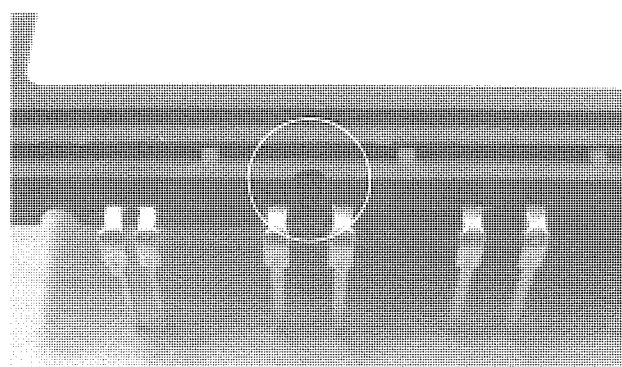


図6. 突入電流防止抵抗接続用端子基部

むき出しであるので、取り付け時にはDIP-IPMよりも静電対策強化が必要となる場合がある。

そのほか、端子をはんだ付けする際にRoHS対応では温度を高めに設定する必要があるので、注意を要する。

## 7. 600V/1,200Vシリーズ開発

一般に大きな電力を扱うパワーデバイスはそれ自体の電力損失も無視できず、パワーデバイスを多数内蔵するCIBのパッケージには十分な放熱能力が要求されるが、DIP-IPMのパッケージの放熱能力向上は目覚ましく十分に対応できるレベルに達している。一方、DIP-IPMのパッケージは、トランスファモールド技術の制約上、大型化に制限がある。十分な放熱能力があるが、ICとパワー素子のどちらかしか内蔵するスペースがとれない場合は、パワー素子を内蔵した方が装置全体の収容効率が上げやすい。特に、産業用の汎用インバータでは、インバータ回路部分以外に使用するパワー素子の数が多く、この効果が大きくなる。また、特に1,200V耐圧は民生用に利用されるケースが少ないため、インバータ回路部分以外に使用するパワー素子の市場性が乏しく、パワー素子単体での部品入手に困難が伴う場合があり、モジュールに内蔵することが有効である。しかし、産業用市場が民生用と比較して数量的に圧倒的に少ないということは、インバータ回路部分以外に使用するパワー素子の内蔵に必然性を与える反面、トランスファモールドタイプのパッケージコストがその生産数量を前提とした量産性に支えられている点からコスト面で不利になる。1,200V耐圧に関してはインバータ回路部分以外に使用するパワー素子の内蔵によるトータルコストメリットを享受できるが、民生機器用のDIP-IPMを流用して構成することでコストダウンすることが可能な600V耐圧に関してはトータルコストメリット面で最優位ではない。また、DIP-

表1. DIP-CIBのラインアップ

形名	製品定格 ( $I_c / V_{CES}$ )
CP20TD1-12A	20A / 600V
CP30TD1-12A	30A / 600V
CP10TD1-24A	10A / 1,200V
CP15TD1-24A	15A / 1,200V
CP25TD1-24A	25A / 1,200V

CIBに追加内蔵されるコンバータダイオードは、600V耐圧では大きな占有面積比率を必要とし、内蔵のメリットが薄れる。このため、当初は1,200V耐圧のみの開発予定であったが、1,200Vと共通のパッケージで製品化することにより最終製品展開での部品共用が図れる、DIPのパッケージには技術的に独特の優位点があるなど、単体の価格競争力以外の面でのシリーズ展開の必要性を考慮し、600V耐圧製品の開発を追加した(表1)。

## 8. むすび

以上、最新のDIP-IPM Ver.4パッケージ技術をベースに開発したCIBモジュールについて述べた。回路的にIGBTモジュールでありながらDIP-IPMパッケージの特長を兼ね備えるDIP-CIBは、DIP-IPMと競合並存できる貴重な選択肢であると考えられる。DIP-IPMにはない駆動調整自由度を実現可能とする各種のアイデア、技術が小容量汎用インバータの技術開発力の温存、発展、又は将来技術の先取りに貢献することを期待する。

## 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)

# 高周波用IGBTモジュール“NFMシリーズ”

宮崎裕二\*  
村岡宏記\*  
日吉道明\*

IGBT Module “NFM Series” for High Frequency Application

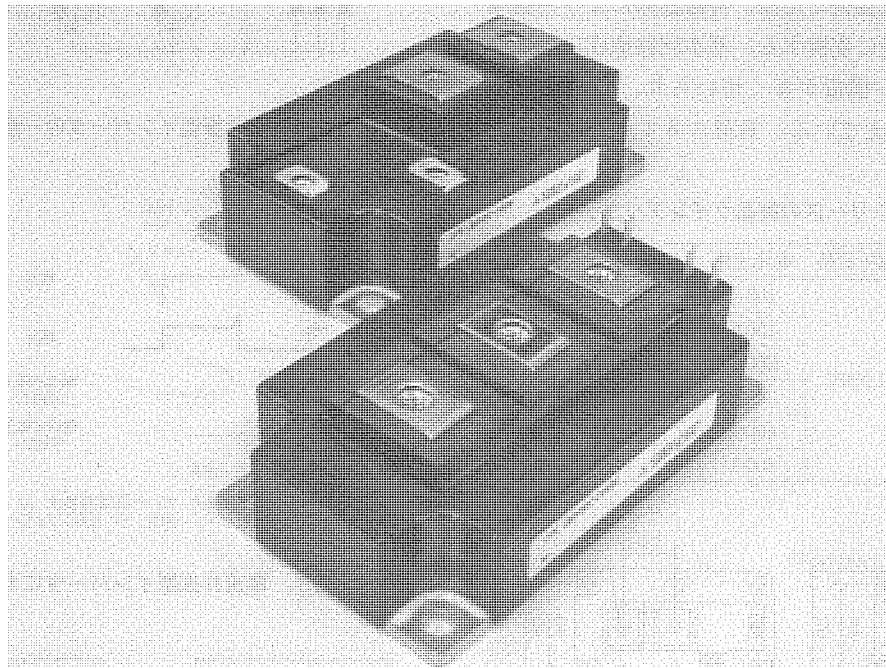
Yuuji Miyazaki, Hiroki Muraoka, Michiaki Hiyoshi

## 要 旨

インバータ、ACサーボ、電源等、各種電力変換機器などのパワーデバイス応用分野において、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) は、幅広いニーズにこたえることのできる汎用性の大きなデバイスである。市場の要求によりIGBTの特性改善は進み、三菱電機は、第五世代IGBTとして開発された“CSTBT (Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor)”を搭載したIGBTモジュールを製品化し、多くの応用分野で高いシェアを持っている。これまではそれぞれの応用機器の性能向上に対応するためIGBTの低損失化・低ノイズ化等を中心に特性改善を進めてきたが、パワーデバイスへの性能要求がより厳しくなる中で、個々

の応用機器にベストフィットした特性の製品開発が求められている。本稿では、代表として、医療機、溶接機などの電源に用いられる高周波応用機器に最適な特性を持つIGBTモジュール“NFMシリーズ”の開発・製品化を実現したのでこれについて述べる。主な特長は以下のとおりである。

- (1) 第五世代IGBT (CSTBT)のスピードコントロール最適化
- (2) 超高速フリーホイールダイオード(FWD)の採用
- (3) 低寄生インダクタンスパッケージの採用



高周波用IGBTモジュールNFMシリーズの外観

## 高周波用IGBTモジュールNFMシリーズの外観

上の写真は手前が2 in 1タイプ(1,200V/100A~300A)、奥が1 in 1タイプ(1,200V/400A, 600A)を示す。CSTBTをベースにした最適化IGBTと超高速FWDの組み合わせにより、電流共振型インバータへの応用で最大のパフォーマンスが得られるように設計されたIGBTモジュールである。

1. ま え が き

スイッチング周波数が20kHzを超える領域で使用されるパワーデバイスは、一般的に、高速スイッチング性能に優れていることが要求される。しかしながら、これら高周波用パワーデバイスが使用される応用機器のバリエーションは、主回路形式及び制御方法によって多岐にわたる。したがって、必ずしも高速スイッチング特性改善のみでは最適解とならないケースが発生している。今回、技術的発展の目覚ましい医療機分野と、近年市場の伸張が期待されている溶接機分野に着目し、これら双方のターゲットに最適なIGBTモジュール“NFMシリーズ”を開発した。製品ラインアップは、市場要求の高い定格電圧1,200V、定格電流100~600Aとした(表1)。また、パッケージは、ターゲット市場において幅広く使用されている標準的な外形を採用している(図1)。

2. 応用機器の特徴

まず、NFMシリーズ設計のベースとなった応用機器の特徴と制御技術のポイントを述べる。

2.1 電流共振型インバータ

電流共振型インバータは医療用X線機器、又は溶接機の電源部に一般的に用いられる電力変換方式で、商用電源をいったん整流し直流に変換した後、共振回路により共振周波数が数十kHzの交流に変換する。基本回路構成は図2に示すようなHブリッジ構成が多く用いられ、負荷としてLC直列共振回路を備えている。負荷エネルギーは絶縁ト

ランスを介して二次側に伝達されるが、このとき、IGBTをスイッチング動作させ、位相制御を行うことにより出力電圧をコントロールする。ここで、IGBTのゲート制御が行われる位相タイミングにより、IGBT動作として次の二つのモードに大別される。

動作モードA：IGBT通電時にターンオフ制御

動作モードB：FWD通電時にターンオフ制御

図3に、A、B各動作モードの動作波形を、また、図4に発生損失の内訳を示す。動作モードAは、溶接機において一般的であり、IGBTターンオフスイッチング損失が発生する。この場合、ターンオンについては交流電流のゼロクロス部分であるためスイッチング損失は発生しない。一方、動作モードBは、医療用X線機器で一般的に用いられ、FWDリカバリー損失が発生し、総損失の大部分を占める。また、モードAと同様の理由によりIGBTターンオフスイッチング損失は発生しないが、後述するようなIGBTフォワードリカバリー損失(仮に $E_{tfr}$ (Energy of Transistor

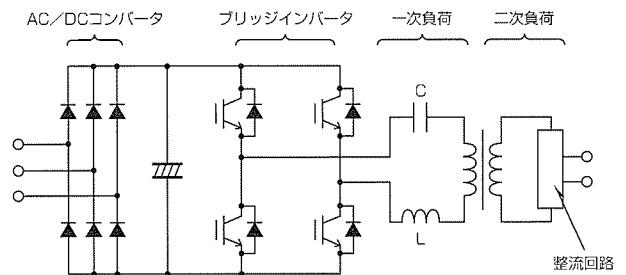


図2. 電流共振型インバータの一般的な主回路構成

表1. NFMシリーズの製品ラインアップ

形名	電圧定格	電流定格	回路	パッケージ
CM100DC-24NFM	1,200V	100A	2 in 1	A
CM150DC-24NFM		150A		
CM200DC-24NFM		200A		
CM300DC-24NFM		300A		
CM400HC-24NFM		400A		
CM600HC-24NFM	600A	1 in 1	B	

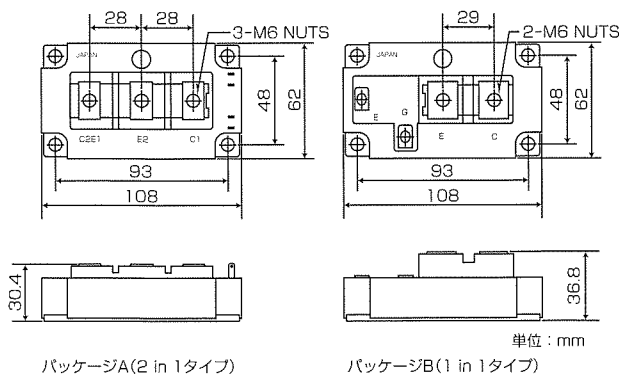


図1. NFMシリーズの外形図

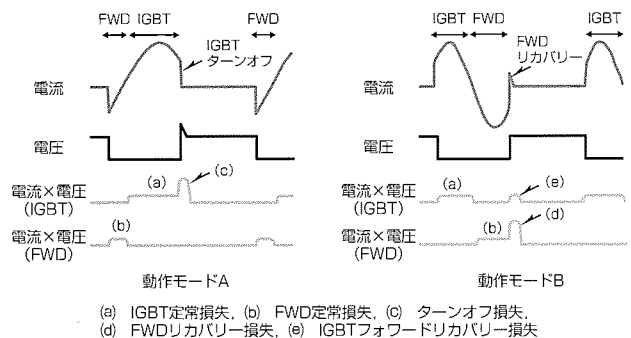


図3. 電流共振型インバータにおける動作波形

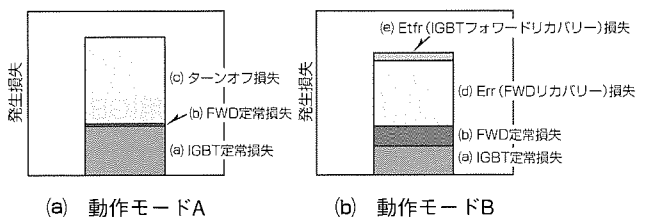


図4. 電流共振型インバータにおける発生損失内訳 (スイッチング周波数50kHzの場合)

Forward Recovery) 損失と呼ぶ)を考慮しなければならない。

## 2.2 ソフトスイッチング技術

高周波化による問題を解決する回路的手段として、パワーエレクトロニクスの分野では、ソフトスイッチング技術が積極的に導入されている。共振現象を利用することでスイッチング時の電流・電圧の交差を避け、スイッチング損失を減少させるほか、 $di/dt$ 及び $dv/dt$ の抑制効果により高調波やEMI(Electro Magnetic Interference)ノイズの低減が可能とされている。実際、医療用X線機器ではこれを効果的に取り入れるケースが多く、ZVS(Zero-Voltage Switching)モードのターンオンにより、前述の動作モードBにおけるIGBTのターンオン損失はほぼゼロとなっている。

## 3. NFMシリーズの設計

ターゲットとなる応用機器である電流共振型インバータに最適なIGBTモジュール設計となるよう、下記項目の改善施策を適用し開発を行った。

### 3.1 IGBTチップの最適化

第五世代IGBTとして開発されたCSTBTは、最先端の基本特性を持つ実用性の高い素子である。代表として“NFシリーズ”が既に量産化されている。CSTBTの高速化は、従来技術であるライフタイムコントロール技術の適用で実現でき、ターンオフ損失と飽和電圧特性の制御を容易に行える<sup>(1)</sup>。既に汎用高速タイプの“NFHシリーズ”も量産化されており実績がある。今回開発のNFMシリーズでは、このライフタイムコントロール量を上述の応用機器にとって最適となるように設定した。図5に、CSTBTにライフタイムコントロールを施した場合のターンオフ損失 $E_{off}$ と飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ のトレードオフを示す。NFMシリーズは、トレードオフ中のNFとNFHのほぼ中間に設定されている。

この設定値は、IGBT単体での損失シミュレーション検証で決定された。

2.1節で述べた電流共振型インバータの二つの動作モードについて、FWDを除くIGBT単体での損失シミュレシ

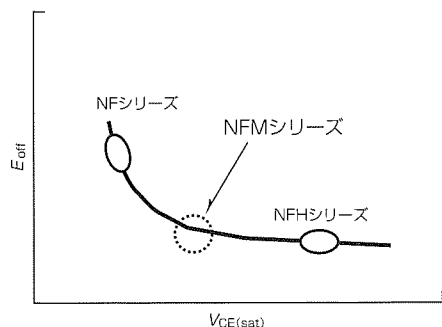


図5.  $E_{off}$ - $V_{CE(sat)}$ トレードオフ

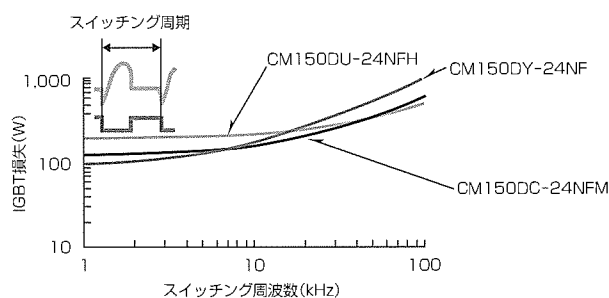
ョン検証を行った。対象は今回開発品“CM150DC-24NFM”及び、比較として同一定格の2製品(低飽和電圧タイプの“CM150DY-24NF”, 汎用高速タイプの“CM150DU-24NFH”)を選出した。

まず、ターンオフ損失が発生する動作モードAでは、図6(a)に示すように、スイッチング周波数10~60kHzの範囲で今回開発品NFMが最良となることが分かる。

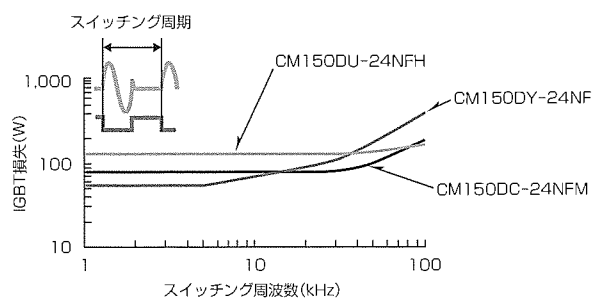
一方、動作モードBでは、通常のターンオフ損失は発生しないものの、FWDリカバリー時の $dv/dt$ とともにIGBTの $E_{tfr}$ 損失が発生する。これはこの動作モードに特有の現象であり、電流共振によりコレクタ電圧がほとんど印加されない状態でコレクタ電流がゼロになるため、 $N^-$ 層に蓄積された少数キャリア(ホール)が排出されにくくなっており、その後のリカバリー動作で多数の残留キャリアを排出することによる。なお、この $E_{tfr}$ 損失は、コレクタ電圧(電流)がゼロ化し再び電圧が上昇するまでの時間間隔が短い高周波動作でより大きくなる。この特異現象を抑制するのに、ライフタイムコントロール技術が有効である。無電界下でも残留キャリアの消滅が起きやすいようにライフタイムキラーを最適導入することで、動作モードBにおけるIGBT損失(定常損失と $E_{tfr}$ 損失の和)を、スイッチング周波数20~70kHzの範囲で最小とすることに成功した(図6(b))。

### 3.2 超高速FWD

FWDリカバリー損失 $Err$ (Energy of diode Reverse Recovery)が総損失の多くを占める動作モードBに対し、FWD特性は非常に重要なファクターとなる。図7に、ZVSモードのターンオンにおけるリカバリー波形を示す。



(a) 動作モードA



(b) 動作モードB

図6. IGBT損失とスイッチング周波数

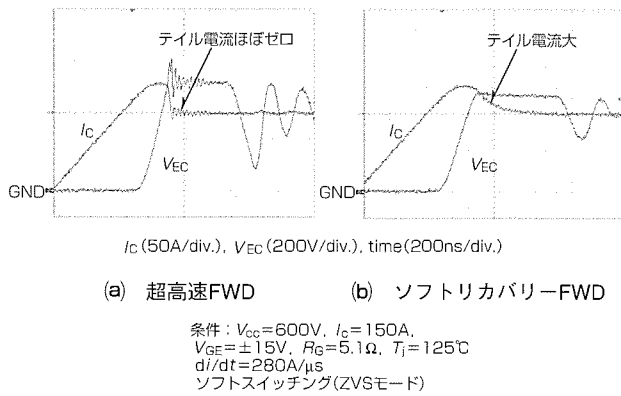


図7. FWDリカバリー波形の比較

リカバリーの後半で急激にコレクタ電圧が上昇することから、Errは、リカバリー電流の後半部分、つまり、テイル電流の大きさに支配される。通常のインバータ用途のIGBTモジュールでは、低ノイズの追求からダイオードのソフトリカバリー性が重要視され、比較的テイル電流の大きな拡散型PiN構造のFWDが主流である。しかしながら相反し、電流共振型インバータでは、このテイル電流がゼロであることが理想となる。したがって、NFMシリーズでは、テイル電流がほぼゼロとなるエピタキシャルウェーハを使用した超高速FWDを搭載している。この結果、FWD損失を飛躍的に小さくすることができた。

### 3.3 総合損失特性

NFMシリーズは、最適化されたCSTBTと超高速FWDを組み合わせるにより、電流共振型インバータにおける飛躍的な低損失化を実現する。図8に、IGBTとFWDの総損失とスイッチング周波数との関係を示す。ターゲットとなる医療用X線、溶接機におけるスイッチング周波数は主に30~70kHzであり、NFMシリーズは、この近辺の周波数領域において最も優れた損失性能を備えている。

### 3.4 パッケージ技術

高周波用途モジュールのパッケージに要求される重要課題の一つが、モジュール内部の寄生インダクタンスの低減である。これは内部電極の断面積、配線長に大きく依存するが、これまでの構造ではモジュール内部熱応力を電極形状で緩和させる必要があり、結果的には寄生インダクタンスが大きくなっていた。

新規に開発したパッケージはモジュール内部熱応力が軽

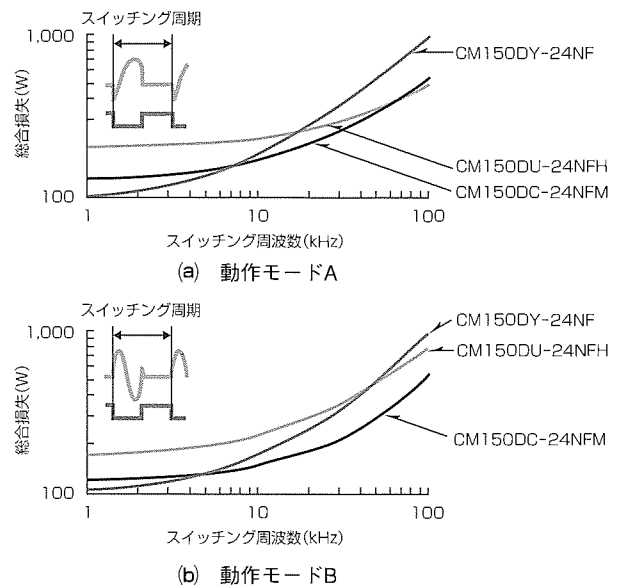


図8. 総合損失とスイッチング周波数

減するよう設計され、さらに、電極のはんだ接続部を応力緩和構造とし、最適な内部電極配線構造を実現している。

この構造の採用により、寄生インダクタンスを従来比1/3と大幅に低減することが実現した。

## 4. むすび

NFMシリーズは、電流共振型インバータをターゲット市場とし、その動作モードを詳細に解析することにより、既存技術の最適化で飛躍的な低損失化を実現した。さらに、適用するパッケージはターゲット市場に浸透している標準外形を採用し、低寄生インダクタンスの新構造パッケージを開発した。これら最適チップ、パッケージの組合せにより、ターゲット市場のニーズにベストフィットする製品に仕上がった。

この例に限らず、今後とも様々な市場のニーズを応用機器別に的確にとらえ、付加価値の高い製品を迅速に企画し開発していく所存である。

## 参考文献

- (1) 田畑光晴, ほか: 低駆動電力新トレンチIGBTモジュール“NFシリーズ”, 三菱電機技報, 77, No.9, 563~566 (2003)

# 40Gbps DPSK光通信用 バランスフォトダイオード

中路雅晴\*  
石村栄太郎\*  
花巻吉彦\*\*

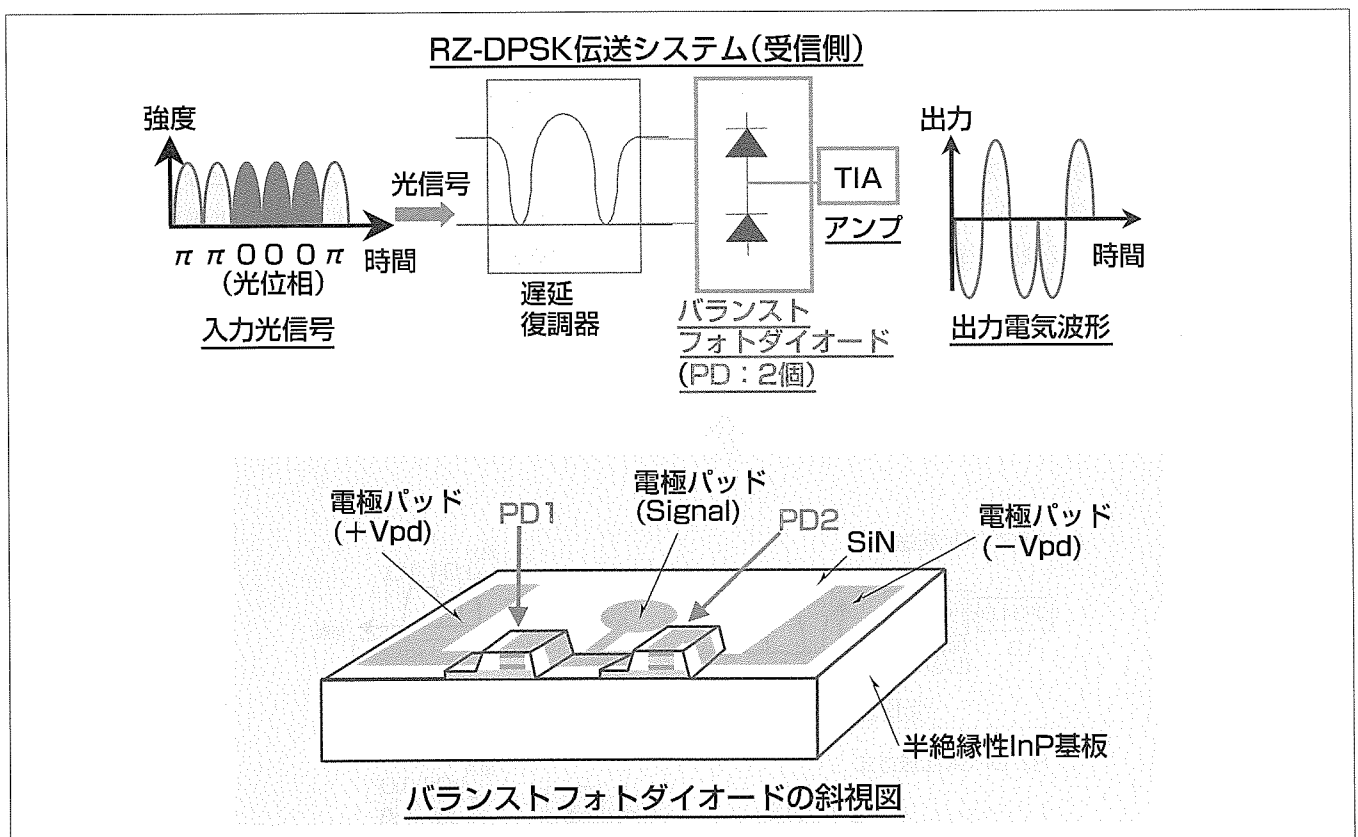
## 40Gbps Balanced Photodiode

Masaharu Nakaji, Eitaro Ishimura, Yoshihiko Hanamaki

### 要 旨

高度情報化社会と言われるようになった今日では、FTTH(Fiber To The Home)の普及などにより、通信トラフィックが増大し、今後ますます増大することが予想されている。通信トラフィックの増大に対応するため1波長当たりの伝送レートを10Gbps(Giga bit per second)から40Gbpsに増やすことが検討されているが、原理的にSN(Signal to Noise)比が劣化するという問題が生じる。この問題を解決するために、RZ-DPSK(Return to Zero-Differential Phase Shift Keying)伝送方式等の位相変調を

用いた伝送方式が検討され、研究・開発が進められている。今回、我々は40Gbps RZ-DPSK伝送方式用の受信用受光素子として、2つの導波路型PD(Photo Diode)を1チップ上に集積化した“バランスフォトダイオード”を開発した。2個のPDはバランス受信させる必要があるため、個々の周波数特性をそろえる必要があった。そこで、電極パッド部分の構造を変更することで、寄生容量を低減させることに成功し、特性ばらつきを大幅に低減することができた。



### 40Gbps RZ-DPSK伝送システム(受信側)の構成図とDPSK光通信用バランスフォトダイオードの斜視図

DPSK通信では、光の位相を信号として伝送しており、受信側で光の位相信号を電気の強度信号に変換している。その変換のために、遅延復調器とバランスフォトダイオードが用いられている。今回は、DPSK通信用の受光素子としてバランスフォトダイオードを作製した。このバランスフォトダイオードは、広帯域の導波路型PD2つをモノリシックに集積化した。さらに、2個のPDの特性をそろえるため、寄生容量を低減する構造を採用した。

# 1. ま え が き

高度情報化社会と言われるようになった今日では、インターネットを通じて世界中の様々な情報を調べることが可能になり、さらに、電子メールを利用して瞬時に地球の裏側にメールを送ることが可能になった。最近では、FTTHなどの高速通信の普及により、膨大な量の動画データ等の送受信が行われるようになり、各家庭や都市間に引かれた光ファイバ網の通信トラフィックが増大してきた。このため、将来的な通信トラフィックの増大に対応するシステムが望まれてきた。現在のところ波長多重数を100以上、1波長当たりの伝送速度を10Gbpsとし、1本の光ファイバで1Tbps以上の伝送容量にすることが技術的に可能になっているが、更なる大容量化を進めるために、現在の主力である1波長当たり10Gbpsを40Gbpsに高速化する検討が進められている。伝送速度を10Gbpsのまま波長多重数を増加させて大容量化を進める手法も考えられるが、波長多重数を増やすためには技術的な限界がある。それに加え、波長多重数の増加によりシステムの消費電力が大幅に増加することや、装置を設置する面積を増やす必要もあり、コスト的な面からも課題が多い。しかしながら、伝送速度を40Gbpsに増やすことで別の問題が生じる。それは、1ビット当たりの光子数が減少するため、原理的に光SN比が6dB劣化するといった問題が生じる。この問題を解決する手段の1つとして、誤り訂正技術(Forward Error Correction: FEC)の高利得化<sup>(1)</sup>やRZ(Return to Zero)変調方式の適用、DPSK変調方式などの位相変調方式を用いた光伝送方式<sup>(2)~(6)</sup>等を組み合わせることが検討されている。既に、FECの高利得化とRZ変調方式の適用により数dBの感度の向上が確認されている。位相変調方式についても、DPSK変調方式の場合は、比較的簡単なシステム構成で従

来の変復調方式(OOK (On-Off Keying)変調方式)よりも3dBの受信感度改善が可能であることが多くの学会や論文で報告されている。

図1にNRZ(Non Return to Zero)-OOK伝送方式とRZ-DPSK伝送方式の送信側、受信側のシステム構成、及び伝送信号波形を示す。従来のNRZ-OOK伝送方式では、送信側のシステム構成はDFB-LD(Distributed Feedback Laser Diode)と強度変調器(LN(LiNbO<sub>3</sub>)変調器やEA(Electric-Absorption)変調器等)を用いて1と0の信号を光のon/off信号として送信する。受信側では、PDやAPD(Avalanche PhotoDiode)などの受光素子を用いて光信号を電気信号に変換し、TIA(Trans Impedance Amplifier)で増幅して出力する。これに対して、RZ-DPSK伝送方式では、光の位相(0,  $\pi$ )を信号として伝送する。送信側では、DFB-LDを光源とし位相変調器(LN変調器等)を用いて、位相信号(0と $\pi$ )に変換する。受信側では、送られてきた位相信号を最初に遅延復調器に入力し、同じ位相が連続した場合(0 $\rightarrow$ 0,  $\pi$  $\rightarrow$  $\pi$ )と位相が変化した場合(0 $\rightarrow$  $\pi$ ,  $\pi$  $\rightarrow$ 0)で入力されるPDが異なるように最終カプラを構成する(同相の場合はPD1, 異相の場合はPD2に入力するとする。)。PD1とPD2から出力される電気信号をそれぞれ“0”と“1”に対応させることで、伝送された位相信号を電気的“0”“1”信号に変換することにする。このとき、ポイントとなるのが、PD1, PD2をバランス受信させることである。雑音等の位相がランダムな信号は、PD1とPD2に入力される光の成分が存在するため、バランス受信させることで、雑音を抑圧することが可能となる。以上のように、RZ-DPSK伝送方式では、NRZ-OOK伝送方式と比べて、受信側のシステムに非常に緻密(ちみつ)な動作が要求される。しかしながら、受信側のキーパーツの1つである受光素子では、このようなバランス受信を念頭に置いた

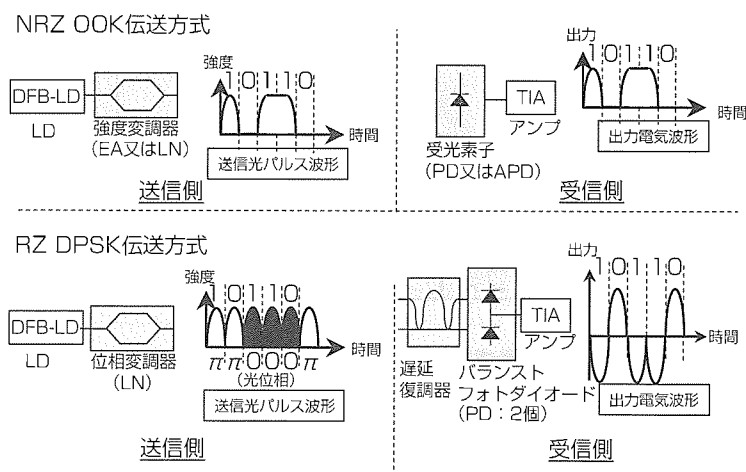


図1. NRZ OOK伝送方式とRZ DPSK伝送方式の違い



製品での量産化はほとんどされていない。そこで、今回、バランスト受信に対応可能な、特性のそろった2個のPDを1チップ上に集積化したバランストフォトダイオード(バランストPD)を開発したので本稿で述べる。

## 2. 40Gbps DPSK通信用受光素子に求められる特性

まず、40Gbps DPSK通信用受光素子に要求される特性について述べる。DPSK通信では2つのPDをバランスト受信させる必要があるが、PD単体で見た場合、光ファイバを通して送られてきた光信号を電気信号に変換するといった一般的な通信用受光素子と同様の働きをする。すなわち、必要とされる特性は、“広帯域”“高感度”“偏波無依存”“高信頼”等である。これらの要求特性を表1に示す。我々はこれまでに導波路型PD<sup>(7)</sup>を開発してきた。この導波路型PDは要求特性をほとんどの項目において満たしており、この導波路型PDをベースに開発を進めることにした。DPSK通信用の受光素子では3dBの受信感度の向上を図るためにバランスト受信させる必要があることを前に述べたが、表のスペックに加え、①2個のPDの特性均一化、②モジュール化時の実装ばらつき低減が重要となってくる。PDの特性ばらつきをなくすために、寄生容量の抑制が重要となってくる。②は、モジュールから出力される電気的な特性をそろえることに加え、1ビット遅延器からPDまでの光路長をマイクロオーダーで制御する必要もあるため、個々のPDを別々にモジュール化していたのでは制御が非常に困難である。そこで、2個のPDを1つのモジュール内に実装するために、PDを1チップ上に集積化することを考えた。こうすることで2心ファイバを用いることが可能となり1本のファイバで2つのPDに信号を入力することができれば、光路長の制御が格段に容易になる。2つのPDからの電気信号の出力線も1本にすることができるので、電気的な特性をそろえることも容易になる。また、光路長をそろえるためのファイバを短くできることや、モジュール数を減らせるため、システムの小型化にも有利になるなどメリットが多い。このような理由から、今回、1チップ上に2つの導波路型PDを集積化した構造設計を行った。

表1. 40Gbps DPSK通信用受光素子に要求される特性

	要求スペック
波長帯 (nm)	1,520~1,620
帯域 (GHz)	>40
感度 (A/W)	>0.7
暗電流 (nA)	<1,000
偏波依存性 (dB)	<0.2

## 3. バランストPDの素子構造

開発したバランストPDの斜視図を図2に示す。素子のサイズは、縦：300 $\mu$ m、幅：450 $\mu$ m、高さ：150 $\mu$ mである。基板には、素子容量を低減するために、半絶縁性のInP基板を用いた。この基板の上にMOCVD(Metal Organic Chemical Vapor Deposition)装置を用いて、n-InGaAsコンタクト層、n-InPクラッド層、n-InGaAsP光閉じ込め層、i-InGaAs光吸収層、p-InGaAsP光閉じ込め層、p-InPクラッド層、p-InGaAsコンタクト層を順に成長させた。p-InGaAsP/i-InGaAs/n-InGaAsPからなる受光部をエッチングし、さらに、信頼性向上の観点から、受光部を半絶縁性InPによって埋め込み再成長を行っている。パッシベーション膜としてはSiNなどの絶縁膜があるが、これらの絶縁膜は熱膨張率の違いにより結晶にストレスを与えることが考えられるため、吸収層近傍に形成するには、長期信頼性を考えた場合に不利である。また、成膜時のダメージも懸念されることから、受光部には半絶縁性InPをまず堆積(たいせき)し、その上にSiNをパッシベーション膜として形成した。また、エレメント間の周波数特性のばらつきをなくすため、寄生容量成分となり得る電極下部の半絶縁性InP再成長層をSiパイルアップ層とともにエッチング除去した。受光部の間隔は、モジュール化時に数倍の倍率のレンズ系で2心ファイバが利用できるように50 $\mu$ m間隔とした。電極は、素子の同一平面状に形成することで、ワイヤを用いないフリップチップ実装方式でTIAと接続できるため、ワイヤ長のばらつきによる寄生インピーダンスのばらつきを抑えることが可能である。受光端面は、へき開法により形成しEB(Electron Beam)蒸着によりAR(Anti Reflection)コート形成している。ARコートの反射率は、1,520~1,620nmの波長範囲で1%以下になるように設計した。

## 4. バランストPDの特性

作製したバランストPDの周波数特性を図3に示す。なお、2つの受光エレメント(PD1, PD2)に個別にバイアス電圧(+3V)を印加した状態で周波数特性の測定を行った。

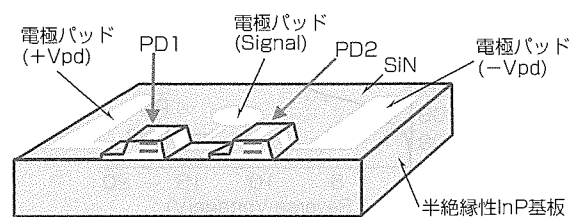


図2. バランストPDの斜視図

PD1, PD2は広帯域にわたって同等な周波数特性が得られ、どちらも45GHz以上の広帯域が得られていることが分かる。次に、チップ間の特性ばらつきについて調べた(図4)。比較のために、電極下部の半絶縁性InP再成長層がエッチングされていない導波路型PDの特性ばらつきについても示す。導波路型PDと比較してバランスPDの特性ばらつきは大幅に低減されており、再成長層をエッチングした効果が分かる。以上のことから、エレメント間ともに特性ばらつきもほとんどなく、バランス動作するには十分均一な特性が得られた。次に、電流-電圧特性を図5に示す。PD1, PD2とも動作電圧時(-3V)の暗電流は、20nA以下と非常に低暗電流に抑えられており、半絶縁性InP埋め込み層によって良好にパッシベーションされていることが分かる。また、電流-電圧特性についても、PD1, PD2でほぼ同等の特性が得られている。次に、導波路型PDはこの構造上、感度の波長依存性が懸念される。図6は、1,510~1,630nmまでの感度特性である。1,510~1,630nmの波長帯(C帯, L帯)にわたって0.7A/W以上の感度が得られてお

り、C帯, L帯全域にわたって十分な感度が得られていることが分かった。長波長側に行くにつれて感度が劣化しているのは、長波長になるにつれて、①InPとInGaAsPの屈折率差が小さくなるため受光部から周辺領域への光の放射が増えること、②光吸収層の吸収係数が小さくなること、③入射端面のスポットサイズが広がり受光部外に入射することの3つの理由による。今後、長波長側でも感度が劣化しないように導波路構造の最適化を進め、更なる高感度化を図る予定である。また、感度と同様に導波路構造にしたことによって大きな偏波依存性を持つことが懸念されたので、偏波コントローラを用いて任意に偏波面を変化させて光を入射し、DC(Direct Current)感度の偏波依存性を測定した。測定結果を図7に示す。その結果、偏波によるDC感度差が0.2dB以下と非常に良好な特性が得られた。

### 5. む す び

バランスPDにおいて、導波路型PDをワンチップにモノリシック集積化を行った。さらに、寄生容量の原因であった半絶縁性InP再成長層を一部エッチングすることで、2つのPDの周波数特性をそろえ、かつ、帯域:45GHz以上を達成した。電流-電圧特性についても2つのPD間で同等の特性が得られ、さらに、動作電圧(-3V)時の暗電流が20nA以下と低暗電流を実現した。感度特性は、1,510~1,630nmの波長範囲にわたって、感度:0.7A/W以上が得られ、偏波依存性についても0.2dB以下に抑えられた。

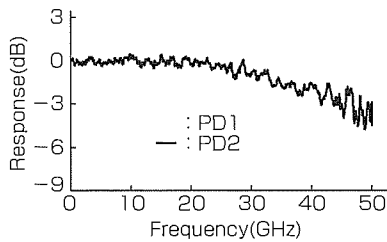


図3. 周波数特性

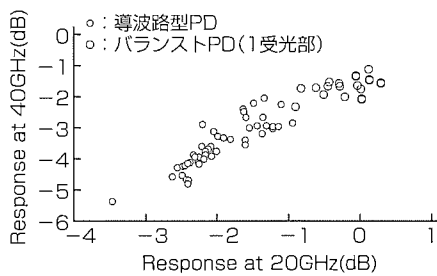


図4. 周波数特性ばらつき

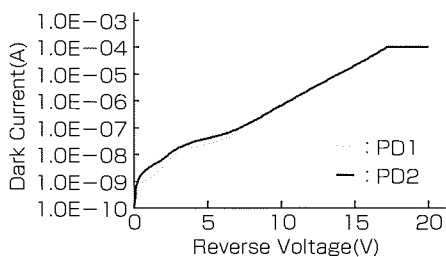


図5. 電流-電圧特性

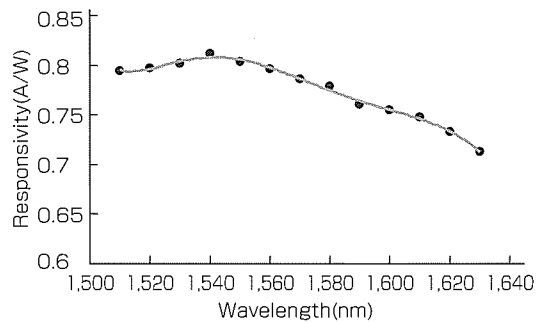


図6. 感度の波長依存性

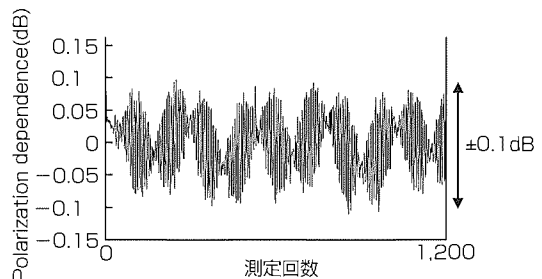


図7. 偏波依存性

以上40Gbps陸上幹線DPSK通信用受光素子として適用可能な素子が実現できた。

なお、この研究は独立行政法人情報通信研究機構(NICT)の平成17年度民間基盤技術研究促進制度「既設光ファイバ網に適する超高速・長距離光伝送技術の開発」の一環として行われた。

#### 参考文献

- (1) Mizuochi, T., et al.: Forward error correction based on block turbo code with 3-bit soft decision for 10-Gb/s optical communication systems, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **10**, No.2, 376~386 (2004)
- (2) Gnauck, A. H., et al.: 2.5 Tb/s (64x42.7Gb/s) transmission over 40 x 100 km NZDSF using RZ-DPSK format and All-Raman-amplified spans, OFC2002, post-deadline paper, PD-FC2 (2002)
- (3) Zhu, B., et al.: Transmission of 3.2 Tb/s (80x42.7Gb/s) over 5200 km of UltraWave<sup>TM</sup> fiber with 100-km dispersion-managed spans using RZ-DPSK format, ECOC2002, PD4.2 (2002)
- (4) Hirano, A., et al.: Novel modulation formats in ultra-high-speed transmission systems, and their applications, Technical Digest of OFC 2004, 2 (2004)
- (5) Wang, J., et al.: Impact of chromatic and polarization-mode dispersions on DPSK systems using interferometric demodulation and direct detection, *Journal of Lightwave Technology*, **22**, No.2, 362~371 (2004)
- (6) Winzer, P. J., et al.: Impact of filtering on RZ-DPSK reception, *Photonics Technology Letters*, **15**, No.6, 840~842 (2003)
- (7) Nakaji, M., et al.: Highly Reliable Wave-guide Photodiode with Wide Bandwidth of 50 GHz at the low operation voltage of -1.5V, OFC2003, WF6, 342~343 (2003)



# 超広色再現TFT-LCD

TFT-LCD with Improved Wide Color Reproduction

Seiji Sakai, Tomio Kawato, Toshiyuki Yoneda

## 要 旨

写真の編集や印刷、グラフィックス関係などのプロフェッショナルユースモニタに最適な、高精細で広い色再現範囲を持つ22.2型UXGA<sup>(注1)</sup>-Wide TFT-LCD<sup>(注2)</sup>モジュール“AA222ZA01”を製品化した。

従来のTFT-LCDでは、写真や印刷物で標準となるAdobe-RGB<sup>(注3)</sup>の規格に合った色を十分に再現できなかった。AA222ZA01では、新しい材料のCCFL<sup>(注4)</sup>とCF<sup>(注5)</sup>を採用し、カラースペクトルの最適化を図ることによって、特に緑色の色再現性を大幅に改善し、Adobe-RGB規格を98.5%カバーする広い色再現範囲を実現した。

次世代光源として期待されるRGB-LED<sup>(注6)</sup>を用いて、より一層の広色再現TFT-LCDの開発を進め、Adobe-

RGBカバー率100%達成の目処も得た。このRGB-LEDを用いたLCDは、色むらを抑制するバックライト構成及び光センサによるリアルタイムフィードバック機能も持っている。

(注1) Ultra eXtended Graphics Array

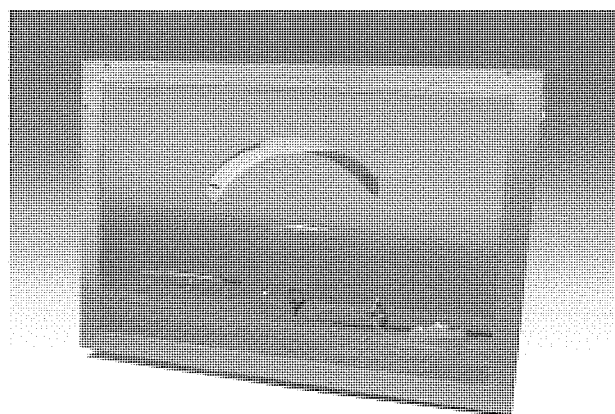
(注2) Thin Film Transistor Liquid Crystal Display：薄膜トランジスタ液晶ディスプレイ

(注3) 米国Adobe Systems社が提唱したコンピュータ上でカラーを扱う際の色空間の定義の1つで、AdobeはAdobe Systems社の商標である。

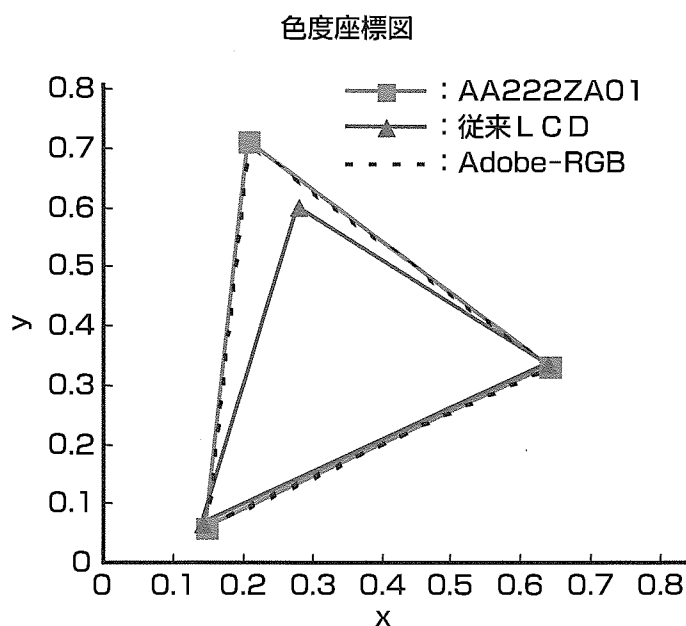
(注4) Cold Cathode Fluorescent Lamp：冷陰極蛍光灯

(注5) Color Filter：カラーフィルタ

(注6) Light Emitting Diode：発光ダイオード



URL：http://www.MitsubishiElectric.co.jp/giho/  
でカラーで掲載。



## 超広色再現TFT-LCDモジュールの外観と色再現範囲

CCFL発光スペクトルとCFの最適化を図ることにより業界最高水準の色再現範囲を持つTFT-LCDモジュールを開発した。この製品はAdobe-RGB規格を98.5%カバーし、視野角や表示階調などによる色シフトを抑制した忠実な色表示を実現している。

## 1. ま え が き

TFT-LCDは、大画面化、高解像度、広視野角が進み、各種モニタに利用されている。色再現性に関しても改善が進み、NTSC(National Television System Committee)比72%の色再現性が得られている。しかしながら、写真の編集や印刷、グラフィックス関係などのプロフェッショナルユースモニタとしては、より広い色再現範囲が求められ、高い色再現性を持つモニタの開発が待たれていた。

本稿では、印刷業界で広く用いられる色規格であるAdobe-RGBに対応するCCFLバックライト方式の超広色再現TFT-LCDモニタと、現在開発を進めているRGB-LEDバックライト方式TFT-LCDモニタについて述べる。

## 2. CCFLバックライト方式TFT-LCD

### 2.1 色再現性の改善

LCDのような透過型ディスプレイでは、RGB(Red, Green, Blue)3原色の発光スペクトルが線スペクトルに近づくほど色再現範囲が広がる。

図1に、一般的なCCFLの発光スペクトル及びCFの透過特性を示す。CCFLは430, 550, 610nm近傍にRGBのピーク発光を持つが、490, 580nm近傍にもシアン、黄色の発光が確認され、この光がRGBのCFを透過することにより、各色の色再現性低下を招いている。図2(a)に一般的なCCFLを用いたTFT-LCDの色再現範囲を示すが、特に緑

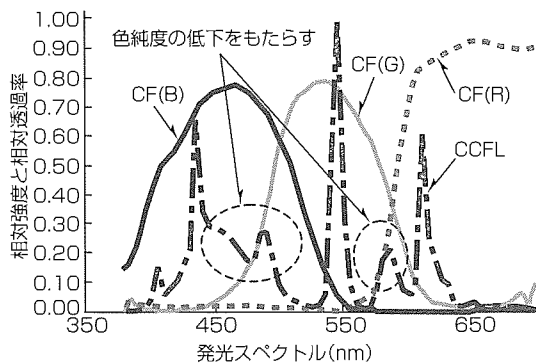


図1. 一般的なCCFL発光スペクトルとCF透過特性

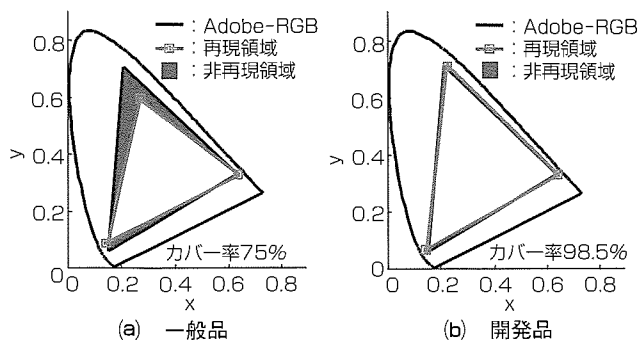


図2. 色再現範囲

の色再現性が低くAdobe-RGBカバー率は75%程度にとどまっている。

そこで、色再現性の改善に向けてCCFL, CFの改良を行った。まず、緑の色度座標x値を低い方向に改善するため、CCFLには従来に比べピーク波長が短波長側にシフトした新しい緑色蛍光体を用いた。また、緑のCFはCCFLの発光スペクトルとマッチングさせるため顔料バランスを最適化するとともに、CFの色再現性を高めることにより色度座標y値の改善を図った。これらの改善により、色再現範囲は図2(b)に示すようにAdobe-RGBカバー率98.5%を実現した。

### 2.2 製品仕様

表1に、開発した22.2型UXGA-Wide TFT-LCDモジュール(AA222ZA01)の基本仕様を示す。

なお、この製品は、IPS(In Plane Switching)技術を用いて画素構造やパネルの最適設計を行うことで、視野角や表示階調、隣接画素データなどの変化に対する色シフトを抑制し、画面を見る角度や表示データが変化しても色度変化の少ない忠実な色再現も実現している。

## 3. RGB-LEDバックライト方式TFT-LCD

この章では、液晶モニタ用新光源として注目されるLEDを用いた超広色再現液晶モニタについて述べる。

LEDは、①水銀フリー、②長寿命、③低温始動性に優れる、④衝撃に強い等の利点を持っている。また、R, G, Bの単色LEDの発光スペクトルは、図3に示すように、CCFLの発光スペクトル(図1)に比べ、各色の発光スペク

表1. AA222ZA01の基本仕様

表示サイズ・解像度	22.2" UXGA-W
輝度	200cd/m <sup>2</sup>
コントラスト	400:1
視野角(CR>10)	H: 170° / V: 170°
消費電力	63W
外形寸法	544×365×24.6(mm)

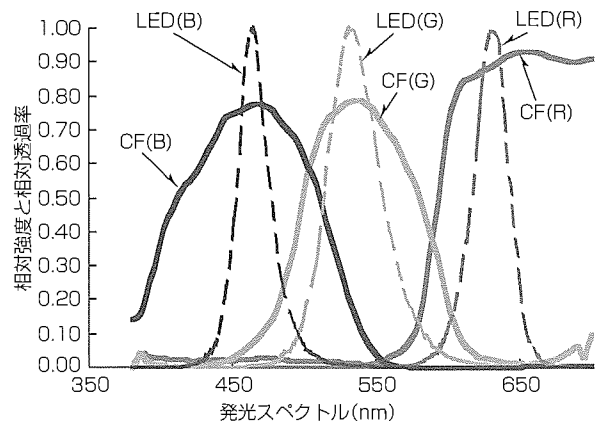


図3. RGB-LED発光スペクトルとCF透過特性

トルにテール部が少なく、CFとのマッチングをとりやすいことから、高効率で広色再現性なモニタの実現が期待される。さらに、RGBの独立調光によりバックライトのみで白色色温度の変更が可能となるといった利点を持っている。

### 3.1 RGB-LEDバックライト構成

RGB-LEDを用いるバックライトには、各色の混色を進め色むらを抑制し、均一な白色光を得ることが求められる。この課題を解決するために、図4に示す混色導光板方式を採用した。この方式では、光を面状に出射する主導光板のほかに混色導光板を用いている。混色導光板は、入光面から入射した光を入光面に対向する面へと伝搬する導光路として機能し、混色導光板の伝搬過程で各LEDからの光が広がり、混色が進む。また、その伝搬は、全反射によるため、伝搬ロスを抑制することができる。

さらに、LEDのばらつきの影響を軽減するためと光利用効率改善のためにLED-strip間をつなぐ光結合部を設け、各LEDからの光が主導光板に左右両側から入射する構成としている。

図5に、この構成においてLEDを1灯のみ点灯させた

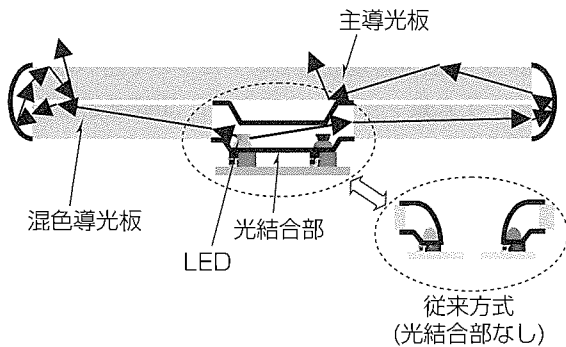


図4. RGB-LEDバックライト構成

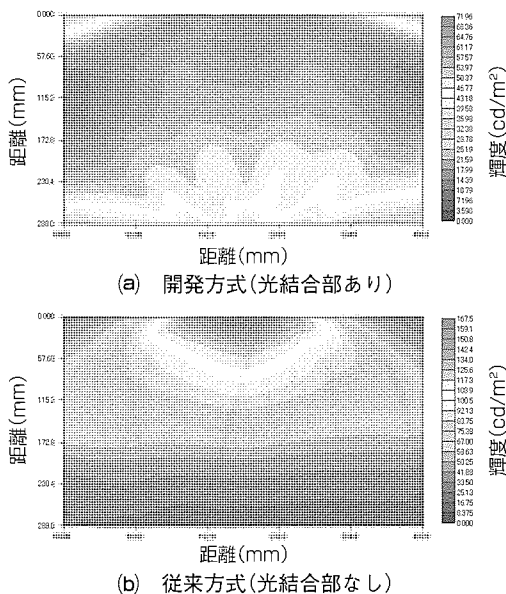


図5. LED 1灯点灯時の光の広がり

ときの出射光の広がりを、光結合部を設けなかった場合と併せて示す。光結合部を設けたことにより、主導光板から出射する光はほぼ全面に広がっていることが確認できる。また、光結合部の形状最適化により、光利用効率は約5%改善した。

### 3.2 光センサによるLED制御

RGB-LEDを用いる場合の第二の課題として、LEDのばらつき、及び発光色によるLEDの温度依存性、劣化速度の差異のため色むらが生じることが挙げられる。この課題を解決するため、光センサにより各色の光量を測定し、LEDに投入する電力を各色ごとにリアルタイム制御する方法を用いた。光センサの配置位置として図6に示す6か所(A~F)を候補とし、下記配置4パターンにおいて、LEDに光量ばらつきが生じたときの面内25点の色度をモンテカルロ法により算出した。

配置パターン1：C(光センサ1個)

配置パターン2：A, E(光センサ2個)

配置パターン3：C, D(光センサ2個)

配置パターン4：A, B, E, F(光センサ4個)

各配置パターンにおける  $\Delta x (=x_{max} - x_{min})$ ,

$\Delta y (=y_{max} - y_{min})$ ,  $\Delta u'v' (= \sqrt{(x-x_{13})^2 + (y-y_{13})^2})$  を求めた結果、図7に示すように、光センサ個数の増加により、面内の色むらが改善できるとともに、同一個数であっても配置位置により色むらの改善度合いが大きく異なることを明らかにした。

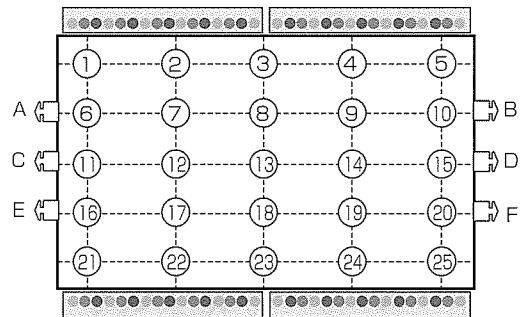


図6. 光センサ配置位置

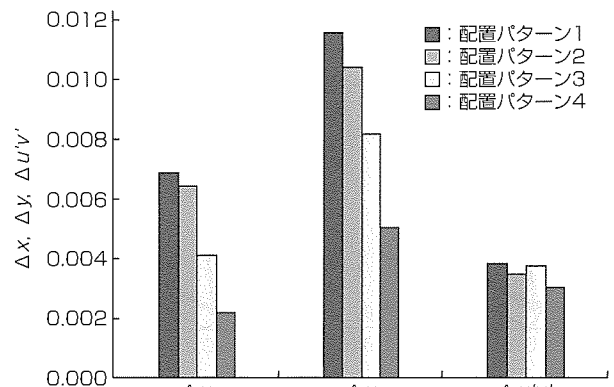


図7. 色むら計算結果

表 2. 試作品評価結果

表示サイズ・解像度	22.2" UXGA-Wide
輝度	230cd/m <sup>2</sup>
LED個数	96個(R:24個, G:48個, B:24個)
センサ数	2個(図6のC, Dの位置)
面内輝度均一性(面内25点)	76%
面内色むら(面内25点)	$\Delta x=0.005, \Delta y=0.008, \Delta u'v'=0.004$
外形寸法	544×365×28.5(mm)

### 3.3 試作品特性

前節までの検討結果を基にRGB-LEDバックライトを用いた22.2インチ液晶モニタの試作・評価を行った。その結果を表2に示す。なお、光センサ配置位置は、色むら目標値(液晶パネルのばらつきを含み $\Delta x, \Delta y < 0.01$ )とコストを勘案して、配置パターン3とした。

色再現範囲は図8に示すとおりであり、白色色温度4,000~10,000Kの範囲でAdobe-RGBを99%以上カバーしている。なお、白色色温度が低くなるにつれAdobe-RGBカバー率が若干低下するのは、白色色温度を低くするために相対的にB-LEDの出力を低下させるため、青のカラーフィルタを透過する光のうちG-LEDから発せられる短波長成分(図3)が占める割合が増加し、青の色再現性が低下するためである。この点については青のカラーフィルタのマッチングにより改善できる目処が得られており、RGB-LEDバックライトを用いることにより、ほぼ全域でAdobe-RGBカバー率100%の超広色再現液晶モニタが実現できると考える。

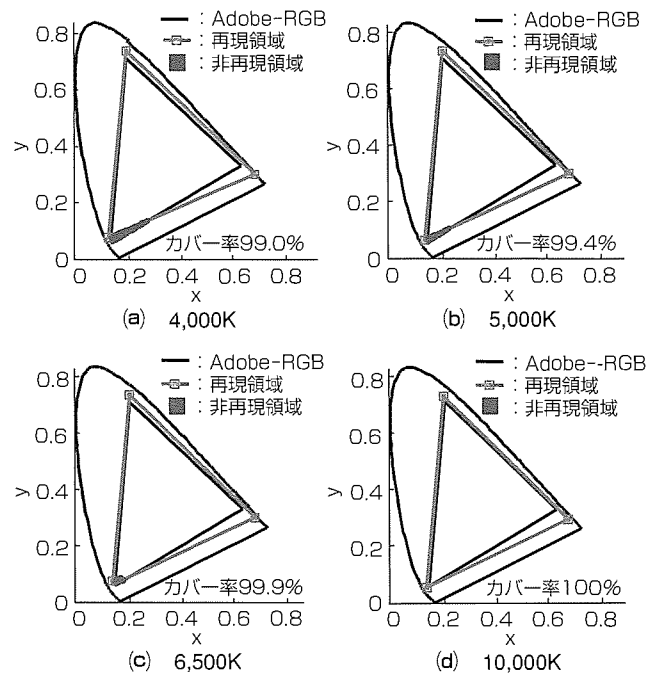


図 8. 各白色色温度における色再現範囲とAdobe-RGBカバー率

## 4. む す び

業界最高水準の色再現範囲を持つTFT-LCDモジュールを開発した。この製品は今後ますます需要が高まると予測される写真や印刷、グラフィックスなどのプロフェッショナルユースに最適であり、実物と同等の表示をモニタで確認しながら構成、製作することが可能となる。また、RGB-LEDを用いた超広色再現TFT-LCDモジュールの開発も進めており、Adobe-RGBの完全カバーへの目処が得られた。



# 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)

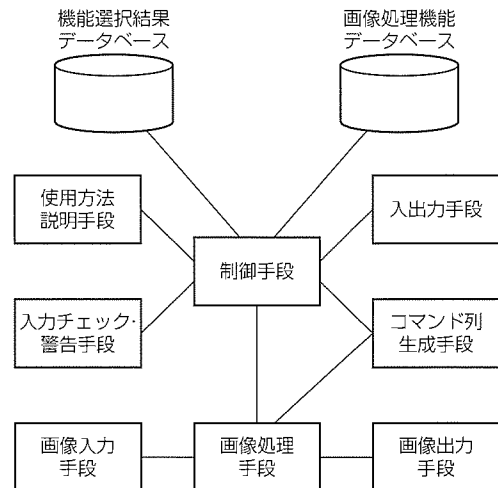
## 画像処理システム 特許第2947989号(特開平5-46719)

発明者 橋本 学, 川戸慎二郎, 鷺見和彦, 広岡美和子

この発明は、画像処理装置におけるプログラミング方法に関するものである。

従来のプログラミング方法では、特殊な専用言語を習得しステップごとに記述する必要があったため、熟練が必要であった。

この発明は、あらかじめ用意された個々の画像処理機能と、それらを実行するためのパラメータや実行結果を格納するレジスタと、それらを任意に組み合わせる機能を持っており、複雑な画像処理手順を簡単に構築することができる。さらには、完成した画像処理手順を画像処理装置が実行可能なコマンド列に自動的に変換することもでき、自由に編集することが可能である。



## チタン酸化物系誘電体薄膜用CVD原料およびメモリー用キャパシタ 特許第3095727号(特開平10-298761)

発明者 内川英興, 松野 繁, 木ノ内伸一, 渡井久男  
あった。

この発明は、誘電体メモリーに用いられるチタン酸化物系誘電体薄膜を形成するためのCVD(化学気相堆積)原料、及びこの原料を用いて製造したメモリー用キャパシタに関するものである。従来、この材料系のCVD成膜には固体のCVD原料が用いられてきたが、加熱による劣化で気化量が変化し、良好な誘電体薄膜が得られないという問題が

この発明は、チタン酸化物系有機金属化合物をテトラヒドロフランを含む溶媒中に溶解することで、低温で安定した気化が可能な液体CVD原料を得るものである。これにより、良好な特性を持つ誘電体メモリー用キャパシタの製造が可能となる。

### <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.80 No.7 特集「開閉装置技術」

<p>三菱電機技報編集委員</p> <p>委員長 三嶋 吉一</p> <p>委員 小林 智里 増田 正幸 山木比呂志 佐野 康之 中山 保夫 世木 逸雄 岡本 尚郎 河合 清司 長谷 勝弘 木 規 純一 逸見 和久 光 永 一 正 黒 畑 幸雄 赤 川 正 英</p> <p>事務局 園田 克己</p> <p>本号取りまとめ委員 光 永 一 正</p>	<p>三菱電機技報 80巻6号 2006年6月22日 印刷 (無断転載・複製を禁ず) 2006年6月25日 発行</p> <p>編集人 三嶋 吉一</p> <p>発行人 園田 克己</p> <p>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&amp;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</p> <p>印刷所 株式会社 三菱電機ドキュメンテクス</p> <p>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</p> <p>定 価 1部945円(本体900円) 送料別</p>
<p>三菱電機技報 URL</p> <p>三菱電機技報に関するお問い合わせ先</p>	<p>URL <a href="http://www.MitsubishiElectric.co.jp/giho/">http://www.MitsubishiElectric.co.jp/giho/</a></p> <p>URL <a href="http://www.MitsubishiElectric.co.jp/support/corporate/giho.html">http://www.MitsubishiElectric.co.jp/support/corporate/giho.html</a></p>
<p>英文季刊誌「MITSUBISHI ELECTRIC ADVANCE」がご覧いただけます</p>	<p>URL <a href="http://global.mitsubishielectric.com/company/r_and_d/advance/">http://global.mitsubishielectric.com/company/r_and_d/advance/</a></p>