

# 650V IGBT を用いた低圧大電流水冷電源ユニットの評価試験

## EVALUATION OF LOW-VOLTAGE, LARGE-CURRENT AND WATER-COOLED POWER UNIT USING 650V IGBT

渡辺泰広<sup>#</sup>  
Yasuhiro Watanabe<sup>#</sup>  
Japan Atomic Energy Agency

### Abstract

In recent years, high-voltage IGBT technology drives high-voltage switching power supplies such as renewable energy and many other industrial applications. In accelerator applications, MW-class magnet power supplies such as J-PARC RCS and MR bending magnet power supply employ voltage rating of 3300 V or 4500 V high-voltage IGBT. However, high-voltage IGBT is not suitable for high-precision power supplies because it causes large step voltage per switching and low switching frequency rather than low-voltage IGBT so that it required large filter circuits.

This paper developed a small-size power unit using a 650 V IGBT for high-voltage and high-precision multilevel power supply. This power unit integrated diode rectifier and chopper circuits and it's consist of diode modules, IGBT modules, water-cooled copper plate and DC capacitor.

### 1. はじめに

近年の高電圧 IGBT 技術の発達により、IGBT の電圧定格は最大 6500 V まで実用化されている。従来、電圧定格 1700 V 以上の高電圧 IGBT は、大型 UPS や電気鉄道、鉄鋼分野などの領域で使用されてきたが、近年、太陽光発電や風力発電などの自然エネルギーの急速な普及により、高電圧 IGBT の用途が急速に拡大している。自然エネルギーによる発電は不安定なため、電力系統への系統連系のためには電圧出力の安定化が必要であり、スイッチング電源が不可欠となる。太陽光発電に用いられる MW クラスの大容量パワーコンディショナでは、直流 1500 V が主流となりつつあり、定格電圧 3300 V の高電圧 IGBT が用いられている。

加速器分野においては、シンクロトロン用電磁石電源の中でも特に容量の大きな偏向電磁石電源に高電圧 IGBT が採用されており、J-PARC RCS 偏向電磁石電源 [1] では定格電圧 3300 V の IGBT モジュールが、J-PARC MR の偏向電磁石電源 [2] では定格電圧 4500 V の IGBT モジュールが使用されている。

しかし、高電圧 IGBT を用いたスイッチング電源では、高電圧をスイッチングすることにより生じるスイッチングノイズ対策が重要な課題であり、特にシンクロトロン用電磁石電源では、負荷である電磁石やケーブルの対地容量が極めて大きく、コモンモード電流が大きな問題となっている [1, 2]。また、高電圧 IGBT の場合、スイッチング速度が遅いためスイッチング周波数が高くすることができず、低電圧 IGBT と比較すると電流リップルを低減するためのパッシブフィルタ回路が大型化するという問題がある。

本論文では、高電圧スイッチング電源における 1 回路あたりのスイッチング時のステップ電圧を低減するため、電圧定格 650 V の IGBT モジュールを使用した定格電圧 300 V の電源ユニットを開発した。この電源ユニットは、IGBT モジュール及びダイオードモジュールとそれらを冷

却するための水冷ヒートシンク及び直流コンデンサを一体化し、19 インチラック 2U (高さ 88 mm) というコンパクトなサイズに収納しているところに特長がある。この電源モジュールは、単独で使用することも可能な他に、複数の電源ユニットを組み合わせて直列多重回路及び並列多重回路を構成することが可能である。直列多重回路の場合、最大 8 直列構成とすることで出力電圧は最大 2400 V が可能となる。そのため、高電圧パターン電源や低電圧大電流直流電源、高電圧パルス電源など、加速器で使用する多様な電源に使用することが可能である。本論文では、今回開発した 2 種類の電源ユニットのスイッチング試験結果について報告する。

### 2. 電源ユニットの開発方針

#### ・部品点数及び種類の削減

高電圧 IGBT に代わり低電圧 IGBT を用いて電源回路を構成する場合、部品点数の増加は避けられず、そのためコストの増加や信頼性の低下を引き起こす恐れがある。そのため、電源ユニットに使用する部品点数は極力少なくすると共に、組み立てを簡単にするため、使用するボルト数をできる限り減らすことにした。また、主回路はすべて銅板で構成し、電源ユニット内部には制御配線などのワイヤーハーネスをなくした。また、2 種類の電源ユニットは、極力使用部品の共通化を図っており、電源筐体、IGBT、直流コンデンサ、水冷ヒートシンクは同一の仕様である。

#### ・水冷方式

電源ユニットを構成する部品の内、パワーデバイス、特に IGBT は、発熱量及び発熱密度が高いため、電源ユニットの小型化のためには、冷却設計は非常に重要である。パワーデバイスの冷却方法は、自然空冷方式または強制風冷方式の他に水冷方式がある。加速器施設では、小容量から大容量まで多数の電源を運用するため、冷却には水冷方式が合理的である。そのため、電源ユニットはヒートシンクを用いた水冷方式とし、ファンなどの

<sup>#</sup> yasuhiro.watanabe@j-parc.jp

冷却装置は使用しない。

・規格寸法の採用

電源ユニットを直列多重回路及び並列多重回路に使用する場合は多数の電源ユニットが必要であるため、規格化された寸法を採用したほうがよい。そのため、一般に普及している 19 インチラックに収納することを前提として、電源ユニットの幅を 440 mm に設定した。また、電源ユニットの高さは、内蔵する主要部品の内、寸法の大きな直流コンデンサ、IGBT と水冷ヒートシンクの寸法から、2U(88 mm)に設定した。奥行きは最大 500 mm(冷却水用コネクタを除く)としている。

### 3. 電源ユニットの設計

#### 3.1 主回路構成

Figure 1 に今回開発した2種類の電源ユニットの主回路構成を、Table 1 に仕様を示す。Type A は、三相ダイオード整流回路+チョッパ回路を 2 回路内蔵している。この 2 回路は、それぞれ個別に使用することも可能である他、各々の出力を接続することにより、直列2 多重回路として使用することもできる。ダイオード整流回路は、定格電圧 800 V、定格電流 100 A の三相ダイオード回路を1つのパッケージに収納したダイオードモジュールを使用している。

Type B は、三相ダイオード整流回路+H ブリッジ回路を 1 回路内蔵している。IGBT は電流定格を増強するため 2 並列接続しており、共通のドライブ回路で駆動している。ダイオード整流回路は、定格電圧 800 V、定格電流 200 A の三相ダイオード回路を1つのパッケージに収納したモジュールを使用している。

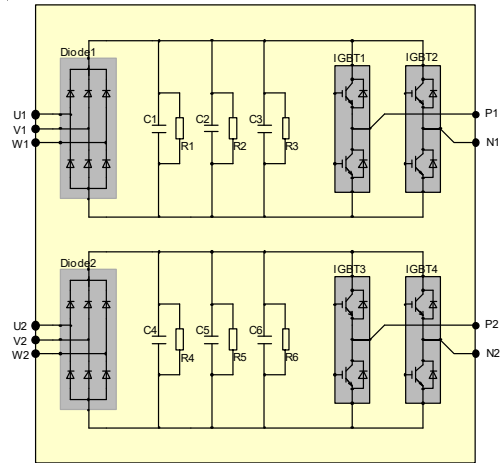
どちらの電源ユニットも、直流コンデンサは定格電圧 450 V、静電容量 5600 uF の電解コンデンサを 6 個使用しており、各々に放電抵抗を取り付けている。

#### 3.2 冷却設計

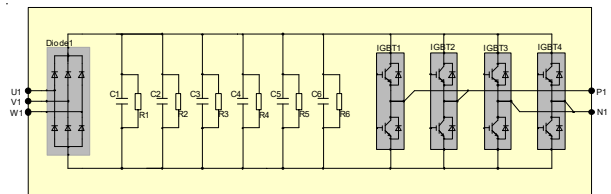
Figure 2 に電源ユニットに内蔵している水冷ヒートシンクを示す。この水冷ヒートシンクは、銅板に直接冷却水を接触させるため、無酸素銅板に溝を加工し、ロー付けにより銅板を張り合わせるにより水路を製作している。IGBT モジュールの発熱は最大 800 W/個、ダイオードモジュールの発熱は最大 50 W/個であり、合計発熱量は最大 3300 W である。ダイオードモジュールの発熱量はヒートシンクによる自然空冷で十分であるが、ユニットサイズの低減及び空調負荷の低減という観点から IGBT モジュールと共通の水冷ヒートシンクで冷却する。冷却水の温度上昇は 10℃以下とするため、冷却水流量は最大 8 L/min としている。電源ユニットの着脱が容易となるように、外部からの冷却水の取り合いは、クイックカブラを用いている。

#### 3.3 構造設計

Figure 3 に電源ユニットの写真を示す。電源ユニットの構造設計において最も重要なのは、IGBT と直流コンデンサ間の DC バスの導体配置である。IGBT のターンオフ時におけるサージ電圧を抑制するために、IGBT と直流コンデンサ間の配線は、できる限り低インダクタンス化



(a) Power unit : Type A



(b) Power Unit : Type B

Figure 1: Circuit configuration of the Power Unit.

Table 1: Power Unit Parameters

	Type A	Type B
内部回路	三相整流回路+チョッパ回路	
内蔵回路数	2 回路	1 回路
入力電圧	AC200 V	
直流リンク電圧	DC300 V	
ダイオード	DF100BA80 (800 V/100 A)	DF200AE80 (800 V/200 A)
IGBT	CM300DX-13T(650 V/300 A)	
直流コンデンサ	LNC2W562MSEG (450 V/5600 uF)	
絶縁耐圧	2500 Vrms	
冷却方式	水冷(純水)	

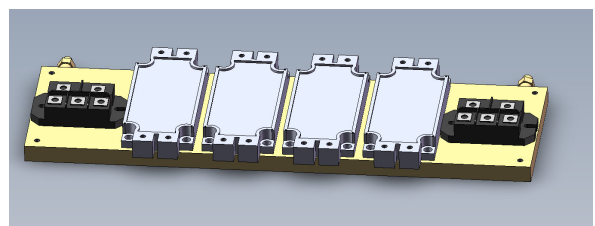


Figure 2: Cooling system for IGBT modules and Diode modules using water-cooled copper plate (Power Unit: Type A).

する必要がある。また、IGBT モジュールを並列接続して使用する場合、各 IGBT に流れる電流を等しくするため、導体の自己インダクタンス及び+極と-極の相互インダクタンスを調整する必要がある。DC バスには、板厚 2 mm の銅板を用い、+側と-側の絶縁にはノーメックスを用いている。DC バスは、表面に絶縁保護用としてポリイミドテープを巻いている。放電抵抗は各直流コンデンサの端子に直接接続する。ヒートシンクを水冷にして小型化し、直流コンデンサを横向きに設置することにより、電源ユニットの高さは、19 インチラック 2U のサイズに収めている。



(a) Type A



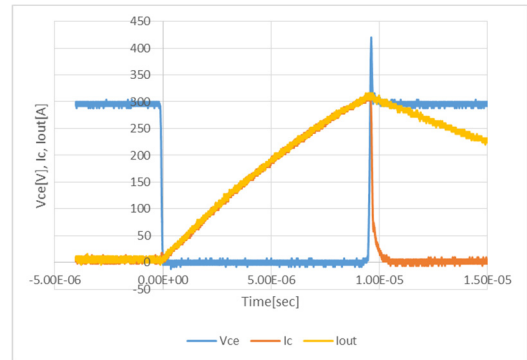
(b) Type B

Figure 3: Photograph of the Power Unit.

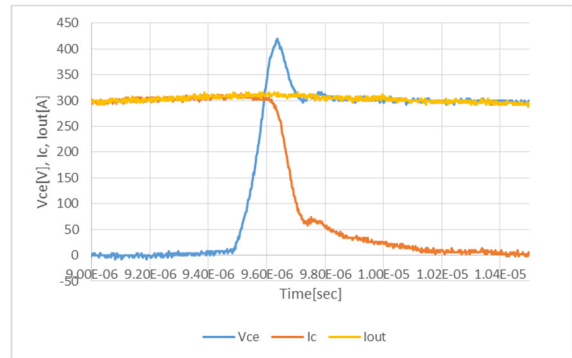
#### 4. 試験結果

開発した電源ユニットの性能を確認するため、IGBT のスイッチング試験を行った。試験方法は、電源ユニットの出力に  $0.5 \Omega$  の抵抗負荷を接続し、入力側はスライダックを介して三相 200 V を接続し、直流リンク電圧が 300 V となるようにスライダックを調整した状態で、各 IGBT のコレクタ電流が最大定格である 300 A となるときにターンオフするようにスイッチングのパルス幅を調整した。

Figure 4 に電源ユニット Type A のスイッチング時の波形及びターンオフ時の拡大波形を示す。ターンオフ時の

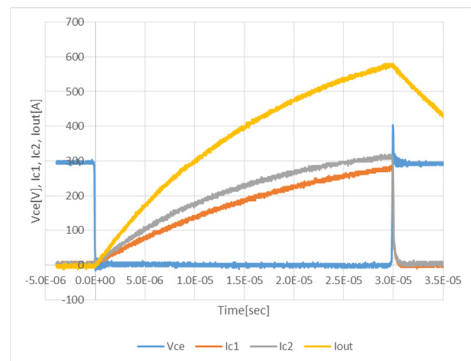


(a) Turn on and turn off waveforms.

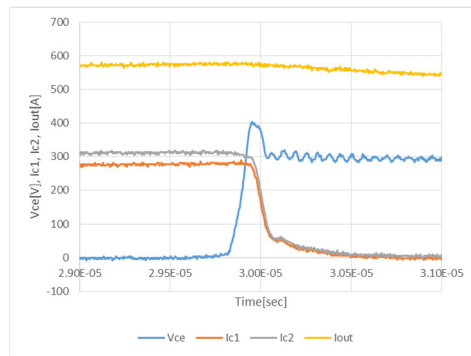


(b) Focus on turn off

Figure 4: IGBT switching (Type A).



(a) Turn on and turn off waveforms.



(b) Focus on turn off

Figure 5: IGBT switching (Type B).

IGBT のコレクタ・エミッタ間電圧  $V_{ce}$  のサージ電圧は最大 420 V となっており, 最大定格 650 V に対して十分に小さい。

Figure 5 に電源ユニット Type B のスイッチング時の波形及びターンオフ時の拡大波形を示す。ターンオフ時の  $V_{ce}$  間のサージ電圧は最大 405 V となっており, 最大定格 650 V に対して十分に小さい。並列接続している IGBT の各コレクタ電流  $I_{c1}$  及び  $I_{c2}$  のバランスは、ばらつきが 10%程度であり十分に小さい。どちらの波形も、ターンオン時及びターンオフ時とも異常な振動は見られず, 良好なスイッチング特性が得られることを確認した。

## 5. まとめ

本論文は, 加速器用の高精度電源に適した低圧水冷電源ユニットを開発した。本論文で開発した電源ユニットは, 各種の電源回路に適用可能である。今後は, 過負荷試験や組み合わせ試験を実施し, 各種回路に適用することが可能であることを実証する予定である。

## 参考文献

- [1] Y. Watanabe *et al.*, “Suppression scheme of COD variation caused by switching ripple in J-PARC 3GeV Dipole Magnet Power Supply”, Proceedings of IPAC2010, 3242-3244.
- [2] S. Nakamura *et al.*, “J-PARC MR の主電磁石の磁場リップル測定”, Proceedings of Particle Accelerator Society Meeting 2009, JAEA, Tokai, Naka-gun, Ibaraki, Japan, 2009, pp. 557-559.