

## パワーモジュール内蔵型出力電流計測手法の新提案

著者	高原 賢, 長谷川 一徳, 附田 正則, 大村 一郎
雑誌名	電力技術/電力系統技術/半導体電力変換 合同研究会
巻	PE-16
ページ	PE-16-039
発行年	2016-03
その他のタイトル	Built in Load Current Measuring Method for IGBT Power Module
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10228/5781">http://hdl.handle.net/10228/5781</a>

# パワーモジュール内蔵型出力電流計測手法の新提案

高原賢\*, 長谷川一徳, 大村一郎 (九州工業大学)

附田正則 (北九州市環境エレクトロニクス研究所)

## Built in Load Current Measuring Method for IGBT Power Module

Satoru Takahara\*, Kazunori Hasegawa, Ichiro Omura (Kyushu Institute of Technology),

Masanori Tsukuda (Green Electronics Research Institute, Kitakyushu)

This paper proposes a new output current measuring method using a digital circuit and a tiny current sensor. The sensor picks up a switching current flowing through an IGBT, and can be embedded in an IGBT module. A digital circuit based on an FPGA is used for converting the output signal of the sensor into the waveform following the output current. Experimental results verifies that the proposed method detects a dc component of the output current as well as a ripple component.

キーワード： IGBT モジュール, インバータ, デジタル回路, 内蔵型電流センサ  
(IGBT modules, inverters, digital circuits, built-in current sensors)

### 1. はじめに

インバータをはじめとするパワーエレクトロニクス機器は省エネルギー技術の要として広い分野で幅広く用いられており, それに伴い機器の小型・集積化が求められている<sup>(1),(2)</sup>。一般的に, インバータは出力電流制御のため Current Transformer(CT)やホール素子等の電流センサが取り付けられているが, 小型・集積化を進める際に障害となることが考えられる。本論文では, プリント回路基板技術を活用した小型コイル(PCB 電流センサ)をパワーモジュールに内蔵し, スwitching時に発生するパルス波形を高速にデジタル演算することで出力電流を算出する新しい電流計測システムを提案する。バックコンバータを用いた実験によりその有用性を実証する。

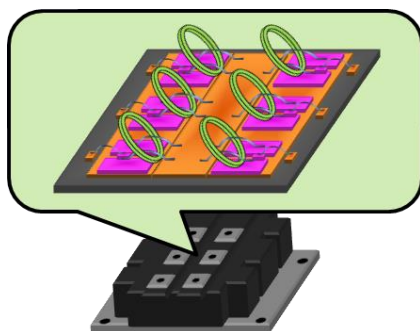


図1 パワーモジュール内蔵型電流計測システム

Fig.1. Built in Load current measuring system for power module

### 2. 新提案の電流計測システム

#### 2.1 新システムの概要

図1にパワーモジュール内蔵型電流センサのイメージ図を示す。パワーモジュール内の各チップには PCB 電流センサを取り付け<sup>(3)</sup>, チップに流入する電流を計測することを想定している。図2に新提案の電流計測システムの概要図を示す。提案システムではパワーエレクトロニクス機器の中でも電圧型インバータを対象とし, IGBTなどのスイッチングデバイスやダイオードに流れる電流を検出し, デジタル演算によって出力電流を算出する。IGBTのスイッチング周波数は数kHzであることから, 内蔵するセンサの応答時間は数100 $\mu$ s以下, 周波数帯域は数100kHz程度が要求される。また, 図1に示すようにパワーモジュールに内蔵可能なサイズである必要があるため, 電流センサにはロコスキーコイル構造の小型なセンサを使用する。

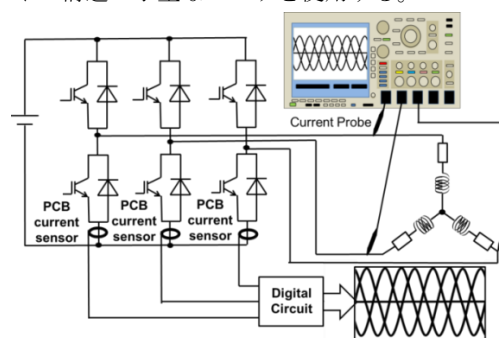


図2 新電流計測システムの概要図

Fig.2. Schematic diagram of the new system

### 〈2・2〉 PCB 電流センサ用積分増幅器の回路構成

PCB 電流センサの出力電圧は検出した電流の微分値に比例するため、積分増幅器を用いて電流を再現する。図 3 に本実験で使用した積分増幅器の回路図を示す。インバータの出力電流制御では出力電流のピーク値を取得できればよいため<sup>(5),(6)</sup>、提案システムではピーク値のみの取得を目的としている。

測定箇所の配線と計測コイル間の相互インダクタンスを  $M$  とすると、センサの出力電圧  $V_s$  は (1) 式で与えられる。

$$V_s = -M \frac{di}{dt} \dots\dots\dots(1)$$

センサの出力は積分増幅器の入力に接続している。 $R_2$  はオペアンプの入力オフセット電圧に起因する出力電圧の発散を防ぐために挿入しているが、ピーク検出に伴う高周波信号に対しては影響しない。よって積分増幅器の入出力電圧比は(2)式で表される。

$$V_o = \frac{-1}{CR} \int V_{in} dt \dots\dots\dots(2)$$

(2)式の  $V_{in}$  に(1)式の  $V_s$  を代入して電流の値を求める。

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{-1}{CR_1} \int (V_{pcb}) dt \\ &= \frac{1}{CR_1} \int \left( M \frac{di}{dt} \right) dt \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

したがって電流値は (4) 式で与えられ、積分増幅器の出力に比例する。

$$I = V_o \times \frac{CR_1}{M} \dots\dots\dots(4)$$

また、本システムではスイッチングによるサージやノイズの影響を小さくするためにピーク値から積分増幅器における時定数分の平均値を算出する。

積分増幅器におけるピーク値を  $I_p$ 、時定数分の平均値  $I_{ave}$  とおくと  $I_p$  と  $I_{ave}$  の関係は(5)式より表される。

$$\begin{aligned} I_{ave} &= \int_0^{C_1 R_2} I_p \times e^{-\frac{t}{C_1 R_2}} dt \\ I_p &= I_{ave} \times \frac{1}{(1 - e^{-1})} \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

実験に使用した積分増幅器や PCB 電流センサの定数は、 $C_1=100\text{pF}$ ,  $R_1=51\Omega$ ,  $R_2=10\text{k}\Omega$ ,  $M=1.28\text{nH}$  である<sup>(3)</sup>。なお、積分増幅器の出力に生じるオフセットはデジタル演算によって相殺できる。

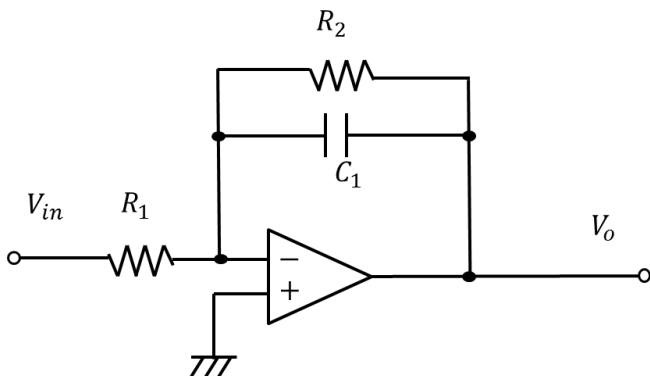


図 3 PCB 電流センサ用積分増幅器

Fig.3. Integrating amplifier for PCB current sensor

### 〈2・3〉 電流値取得方法

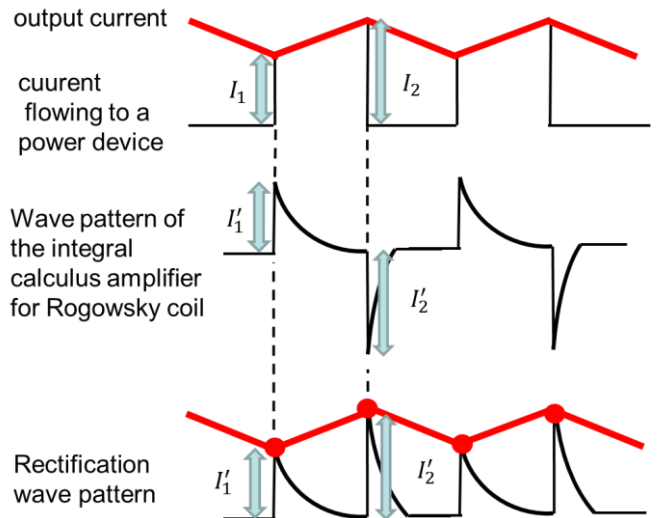


図 4 電流値取得方法の概要

Fig.4. Summary of the current value acquisition method

図 4 にインバータ出力電流と提案システムにおける電流値取得方法との関係を示す。ここで、インバータの出力電流の最小値を  $I_1$ 、最大値が  $I_2$  としている。これらのピーク値を取得するために設計した時定数の短い積分増幅器の出力値は、最大値  $I'_1$ 、最小値  $I'_2$  を有する波形となる。この波形を整流することによって  $I_1$ 、 $I_2$  それぞれに比例した波形を再現できる。この手法は、出力電流の直流成分も再現可能である。

提案システムのデジタル演算では、積分増幅器からの出力を取り込んだ後に整流を行い、次に各々のピーク値から  $1\mu\text{s}$  分の平均値を計算し、その後 2 つの平均値をとり、(4)、(5)式に示す計算式を掛け合わせている。

## 3. 電流計測システムの実証

### 〈3・1〉 出力電流検出試験

図 5 に実験回路図を示す。本実験ではバックコンバータを採用した。表 1 に本実験で使用した AD コンバータ、IGBT, PCB 電流センサの寸法と仕様を示す。図 6 に使用した PCB 電流センサの写真を示す。パワーデバイスは On Semiconductor 社の NGTB15N60S1EG を用いた。デジタル演算用の FPGA には Xilinx 社の Spartan6 を使用した。積分増幅器に用いるオペアンプには National Semiconductor 社の LM7171 を使用し電源電圧は  $\pm 9\text{V}$  とした。

図 5 のバックコンバータにおいて、PCB 電流センサの位置から IGBT に流れる電流を検出可能している。

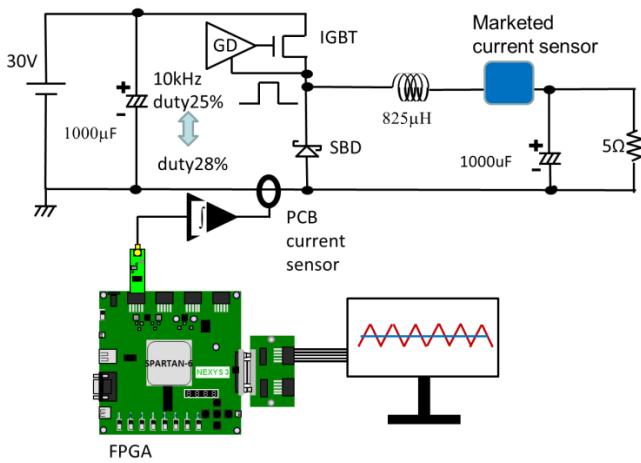


図 5 実験回路図

Fig.5. Experimental circuit

表 1 実験に使用した素子の仕様

Table 1. Specifications of the element which used for the experiment

IGBT	型番	NGTB15N60S
		1EG
	コレクタ-エミッタ 電圧	600V
	コレクタ電流	15A
ADC	型番	AD9283
	最大変換周波数	80MHz
	bit数	7
	電源電圧	3.3V
	クロック周波数	50MHz
	変換範囲	1V <sub>p-p</sub>
PCB電流 センサ	内径	10.8mm
	外形	12.8mm
	厚さ	0.6mm
ホール素子 電流センサ	型番	LTSR 6-NP
	一次側定格電流 rms	6At
	周波数帯域幅	DC 100kHz
	電源電圧	5V
	遅れ時間	100ns
	精度	0.2%



図 6 PCB 電流センサ<sup>(3)</sup>

Fig.6. PCB current sensor

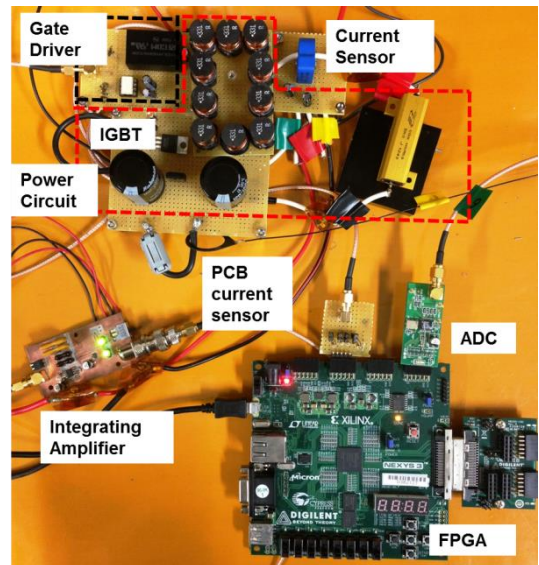


図 7 実験回路

Fig.7. Experimental circuit

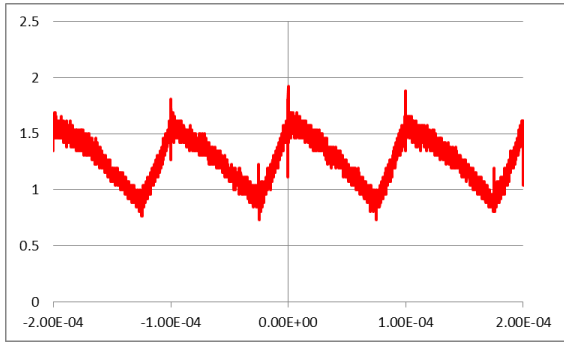
### 〈3・2〉 実験結果

#### 3・1・1 定常状態

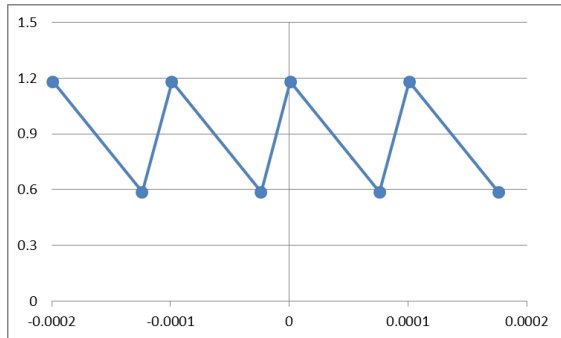
図 7 に実験回路の写真を示す。図 8 に IGBT のスイッチング周波数を 10kHz, デューティ比 25%として定常状態の出力電流を測定した結果を示す。図 8(a)は市販のホール素子を用いた電流センサによって取得したもので, (b)は新システムによって取得した波形でピーク値のみをプロットし, 直線で結んでいる。図(a), (b)より出力電流のリプル成分を再現できていることが確認できる。

#### 3・1・2 過渡状態

本システムはインバータの PWM 制御用の電流計測を目的としているため, IGBT のデューティ比を切り替えた際における過渡応答特性の測定を行った。図 9(a), (b)にデューティ比を 25%から 28%に切り替えた場合の出力電流波形を示す。同様にデューティ比を 28%から 25%に切り替えた場合の出力電流波形を図 10(a), (b)に示す。図 9, 10の(a), (b)より波形のピーク値をトレースしており, デューティ比の増減に伴う電流の増減を再現している。



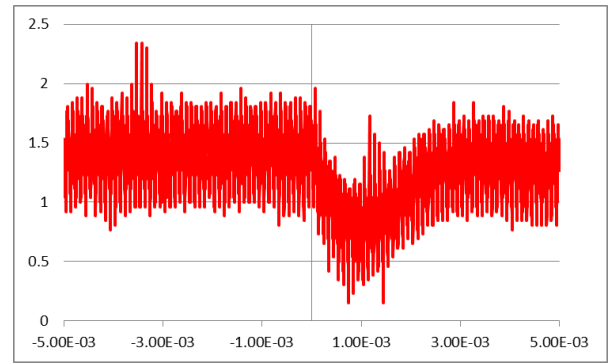
(a)市販の電流センサにより取得した波形



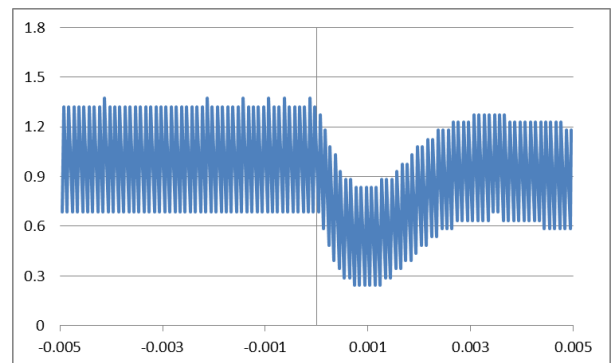
(b)新システムにより取得した波形

図8 定常状態の出力電流波形(duty25%)

Fig.8. Output current waveform of steady state (duty25%)



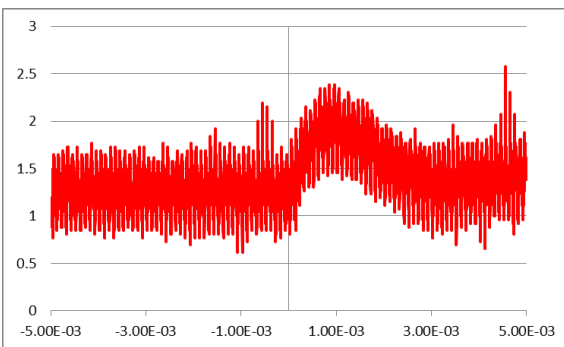
(a)市販の電流センサにより取得した波形



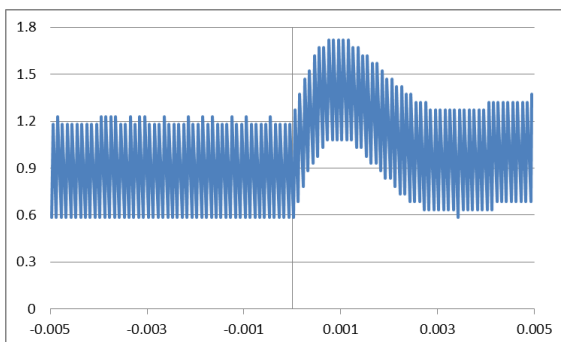
(b)新システムにより取得した波形

図10 過渡状態の出力電流波形(duty28~25%)

Fig.10. Output current waveform of the transient state (duty28~25%)



(a)市販の電流センサにより取得した波形



(b)新システムにより取得した波形

図9 過渡状態の出力電流波形(duty25~28%)

Fig.9. Output current waveform of the transient state (duty25~28%)

### 〈3・3〉 遅延時間

本システムにおける A/D コンバータの遅延時間は 28ns, デジタル演算に要する時間は 1 $\mu$ s である。この時間はスイッチング周期よりも十分に小さいため、本論文で使用しているデジタル回路はインバータ出力電流制御の制約にならない。

## 4. 結論

本論文では、小型の PCB 電流センサを使用し、パワーモジュールに内蔵可能な出力電流計測システムを提案した。提案システムは積分増幅器, FPGA, ADC を使用してパワーデバイスのスイッチング時の電流を高速にデジタル演算することで、出力電流の計測を実現した。スイッチング周波数 10kHz におけるバックコンバータの出力電流を遅延なく再現可能であることを実証した。さらに、デューティ比を変更した過渡状態においても安定した電流計測が可能であることを確認した。このシステムにより電流計測システムのさらなる小型・低コスト化が期待できる。

## 文 献

---

- (1) R. Herzer: "Integrated gate driver circuit solutions", Proc. of CIPS, pp.1-10(2010)
- (2) T. Tanimura, Y. Kazufumi, I. Omura: "Full Digital Short Circuit Protection for Advanced IGBTs", Proc. of ISPSD, pp.60-63(2011)
- (3) 古賀仁大, 中島健太, 大村一郎: 「IGBT モジュール用小型電流センサの開発 : 高精度センサ構造の提案と専用設計環境の構築」, 電学研究会資, EDD-15-087~105/SPC-15-169~187, pp47-52(2015)
- (4) K. Yamamoto, I. Ichihara, K. Hasegawa, M. Tukuda, I. Omura, "60 GHz Wireless Signal Transmitting Gate Driver for IGBT", Proc. of ISPSD, pp133-136(2015)
- (5) Pichai Jintakosonwit 藤田 英明 赤木 泰文: 「配電系統用アクティブファイラタの全デジタル制御システムとその留意点」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121 No. 3 pp. 316-324(2001)
- (6) 大前力 久保謙二 渡辺正彦: 「マイクロプロセッサによるインバータの直接デジタル制御」, 日立評論, Vol.65, No.4, pp.29-34(1983)