

パワーモジュールのインテリジェント化：出力電流検出機能の実現

田畑勝次*, 高原賢, 長谷川一徳, 大村一郎 (九州工業大学)

Development of a Current Measuring System Capable of being Embedded in an Intelligent Power Module
Shoji Tabata*, Satoru Takahara, Kazunori Hasegawa, Ichiro Omura (Kyushu Institute of Technology)

This paper proposes a current measuring system using a tiny sensor based on a rogowski coil and an analog circuit. The sensor picks up a switching current and the analogue circuit converts it to an output signal following the output current of a converter. The system can detect not only ripple component but also dc component of the output current, although the rogowski-coil-based current sensor is employed. The system will be embedded in an intelligent power module.

キーワード：インテリジェントパワーモジュール, IGBT, 電流計測, PCB ロゴスキークoil
(Intelligent power module, IGBT, Current measuring, PCB rogowski coil)

1. はじめに

IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) を始めとするパワー半導体デバイスは、電気自動車や再生可能エネルギーなど省エネルギー社会を支えるキーデバイスとして需要が拡大している。それに伴い、信頼性向上と低コスト化要求も高まっている。デバイスの制御や保護の手法として CT (Current Transformer) やホール素子などの電流センサを用いた出力電流検出が採用されているが、センサのサイズが大きく、高価であるなどの問題がある。一方で、パワーデバイスにゲートドライブ回路と保護回路を組み込みモジュール化したインテリジェントパワーモジュール (IPM) が実用化されている⁽¹⁾。また、IPM にロゴスキークoilを用いた電流検出機能を付加する検討がなされている⁽²⁾ (図1参照)。

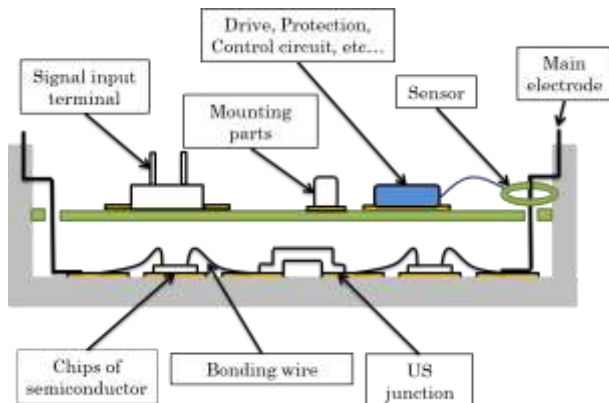


図1 電流センサを内蔵した IPM のイメージ

Fig. 1. Structure of IPM with a current sensor

本稿では PCB プリント基板に実装された超小型空芯コイル

(PCB センサ)⁽³⁾を用いて、IPM にインバータ制御・保護機能を付加することを目的とした出力電流の計測手法を提案する。これは出力電流のリプル成分だけでなく、直流成分も検出できる点に特徴がある。提案手法では IPM に PCB センサを内蔵し、インバータを構成する各パワーデバイスの電流波形からインバータ出力電流波形を再現する。IPM のゲート回路基板上に電流検出機能を組み込むことを目的とし、PCB 電流センサの出力信号の検出回路にはアナログ回路を採用する。

2. 超小型 PCB センサを用いた出力電流検出

図2にインバータの出力電流検出の概要図を示す。インバータの出力電流はスイッチングに伴うリプル成分を含む波形となっている。リプル成分の midpoint (つまり、出力電流の平均値) をとらえることで出力電流制御に必要な電流波形を得ることができる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

本手法ではインバータのアームに PCB センサを取り付け、スイッチング時のアーム電流 (以下、スイッチング電流と称す) を検出する。センサの出力信号をオペアンプで構成されたアナログ回路により出力電流波形に変換する。

PCB センサはロゴスキークoilから構成されており、回路に電流が流れるとファラデーの電磁誘導の法則より (1) 式に示す電圧がコイルの両端に誘起される。

$$v(t) = -\frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots(1)$$

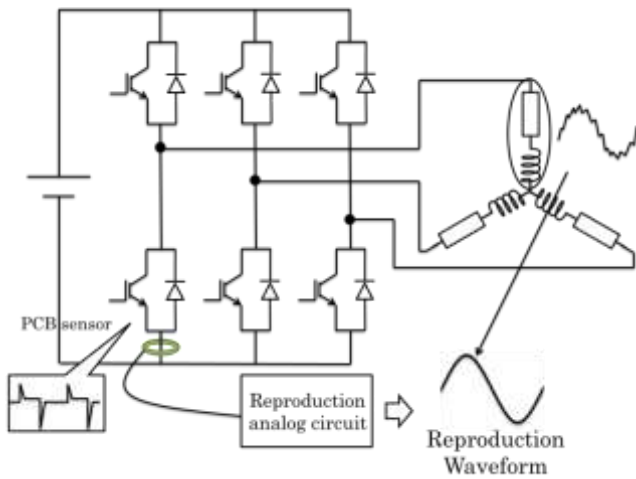


図2 提案システムのインバータへの応用

Fig. 2. Proposed system application to an inverter

コイルに鎖交する磁束 ϕ は電流 I と比例するので、(2) 式のように表すことができる。

$$i(t) \propto \int v(t) dt \dots\dots\dots(2)$$

よって、スイッチング時にコイルに誘起する電圧を積分することで出力電流に比例した波形の再現が可能となる。

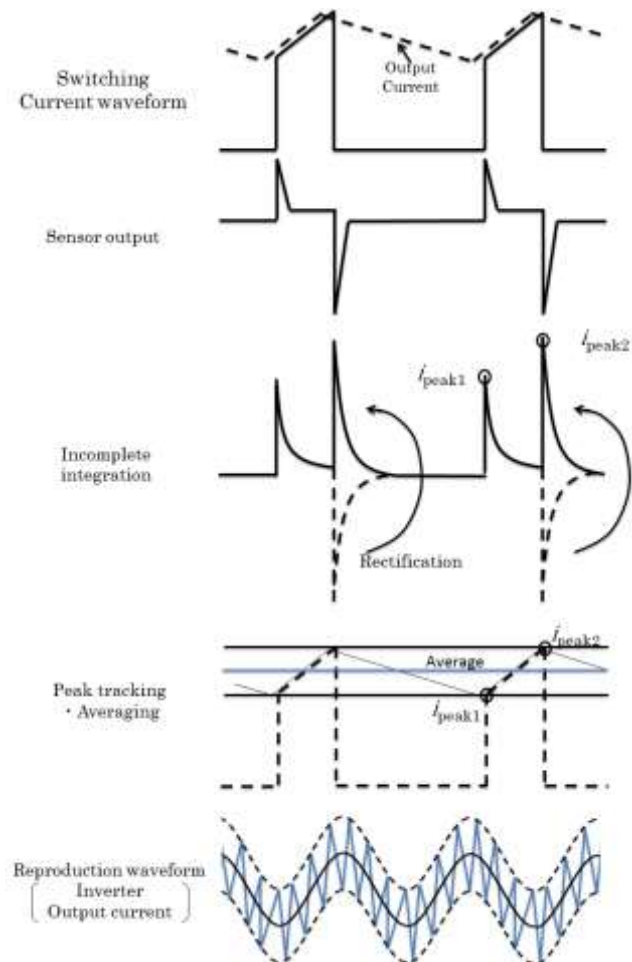


図3 出力電流波形再現の手法

Fig.3. Convert to output current waveform

図3に出力電流波形再現の手法を示す。センサの出力信号はスイッチング電流の微分に比例しているため、積分回路により電流値を再現する。オペアンプを採用した積分回路ではオフセット電圧に伴う出力電圧の発散を防ぐため、一般的に不完全積分回路が利用される。ただし、スイッチングの電流のピーク値は不完全積分回路でも再現される。不完全積分回路の出力信号を整流し、ピーク値を保持することで出力電流波形を再現する。

3. 出力電流検出の実証

<3・1>システム構成 インバータにおいて、出力電流のピークのみ検出できれば出力電流波形を再現できる。本稿ではこの基礎検討として、バックコンバータを採用し提案システムが出力電流のリプル成分だけでなく直流成分も検出できることを確認する。

使用した回路の構成および回路パラメータをそれぞれ図4、表1に示す。コンバータの出力電流定格は2Aに設定し、電流検出の比較対象として市販の電流センサ（LEM社、LTSR 6-NP）を使用した。IGBTのスイッチング周波数は5k~10kHzとした。

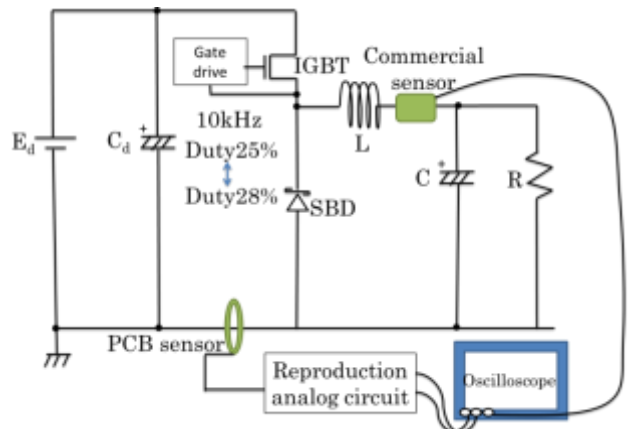


図4 実験回路

Fig.4. Experimental circuit

表1. 実験回路のパラメータ

Table.1.Parameters of experimental circuit

Power supply	E_d	30 V
Capacitance	C_d	1000 μ F
Inductance	L	825 μ H
Capacitance	C	1000 μ F
Resistance	R	2.5 Ω

図5に出力波形再現の回路構成を示す。センサからの出力信号 (di/dt) は不完全積分回路により電流ピーク値 i_{peak1} 、 i_{peak2} に変換される。ピークトラッキング回路により i_{peak1} 、 i_{peak2} を保持し、電流波形を出力する。

図6および表2に使用したセンサとセンサの仕様を示す。測定箇所センサを、向きを互い違いに2つ設置し反

転波形と非反転波形を同時に得ることで、不完全積分波形の立上りのピーク値と立下りのピーク値を同時に検出する。これにより、積分波形を整流した時と等価な波形(図3)が得られる。

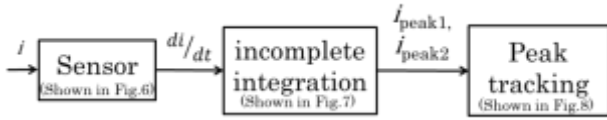


図5 出力電流ピーク検出のシステム構成

Fig.5. System diagram of detecting a peak current



図6 超小型PCBセンサ

Fig.6.Ultra tiny PCB-sensor

表2 使用したPCBセンサの仕様

Table.2. Specification of PCB sensor

Inner diameter	10.8 mm
Outer diameter	12.8 mm
Thickness	0.6 mm
Mutual inductance (wire and PCB-coil)	1.289 nH

図7に不完全積分回路を示す。また、表3に不完全積分回路の各素子の定数を示す。積分回路の各素子の定数を決定する手順を以下に示す。

- 回路を積分器として作動させるために、カットオフ周波数をデバイスに流れる電流の周波数以下にする。測定電流の周波数を f とすると以下の(3)式で表される。

$$f > \frac{1}{2\pi R_s C_f} \dots\dots\dots(3)$$

- 積分波形の立上りと立下りのピーク値を検出するために時定数をデバイスに流れる電流の周期より小さくする。

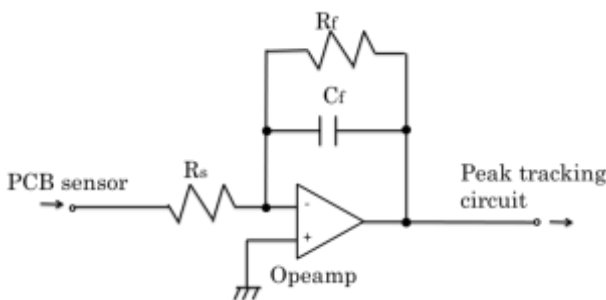


図7 不完全積分回路

Fig.7. Incomplete integration circuit

表3 積分回路の定数

Table.3. Parameter of the incomplete integrate circuit

Resistance	R_s	33 Ω
Resistance	R_f	33 k Ω
Capacitance	C_f	100 pF
Time Constant	$C_f R_f$	330 ns

PCBセンサから不完全積分回路に入力される信号は、測定する電流を i 、センサと導線の相互インダクタンスを M とすると、(1)式より(4)式のようにあらわされる。

$$v_{in} = -M \frac{di}{dt} \dots\dots\dots(4)$$

この信号が不完全積分回路によって積分されるが、このとき、センサからの信号は高周波であるため積分回路の R_f の影響を省略して考えると積分回路の出力は以下の式(5)で表される。

$$v_0 = -\frac{1}{R_s C_f} \int v_{in} dt \dots\dots\dots(5)$$

$$= \frac{M}{R_s C_f} i$$

よって、積分回路により得られた電圧値を電流値に変換する際の利得は(6)式で表される。

$$i = \frac{R_s C_f}{M} v_0 \dots\dots\dots(6)$$

実験において、(6)式の利得は $R_s C_f = 2.56$ である。

図8にピーク検出回路を、表3に各素子の定数を示す。この回路では、入力信号電圧のピーク値までコンデンサ C_p を充電し、蓄えられた電荷の放出をダイオードで妨げることでピーク値を保持している。の順方向電圧降下 V_F により実際のピーク値よりも低い値が検出されるため、 V_F の小さいショットキーバリアダイオード(SBD)を使用した。

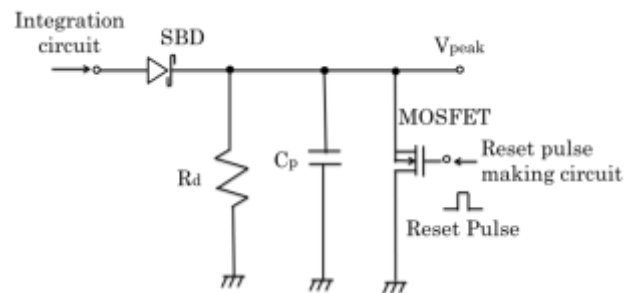


図8 ピーク値検出回路

Fig.8. Peak current tracking circuit

表4 ピーク検出回路の回路定数

Table.4. Peak tracking circuit elements

Resistance	R_d	11 M Ω
Capacitance	C_p	1 nF

コンデンサに並列に接続されている抵抗はディスチャージ用でありピーク値を十分長い時間保持するために大きい値を選んだ。また、後述のとおりスイッチを接続することで ON 時にコンデンサに蓄えられた電荷を放電しピーク値をリセットできる。

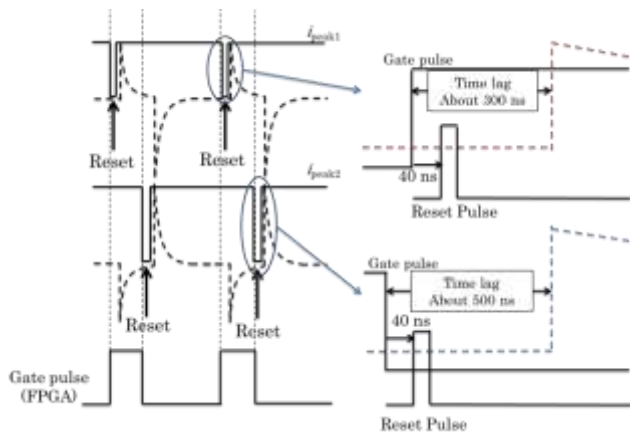


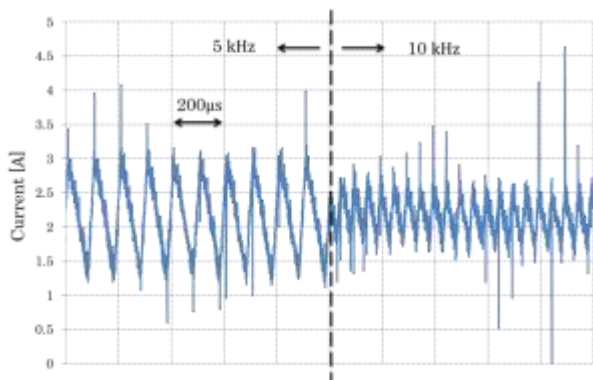
図9 ピーク検出回路のリセットタイミング

Fig.9. Reset timing of the peak current tracking

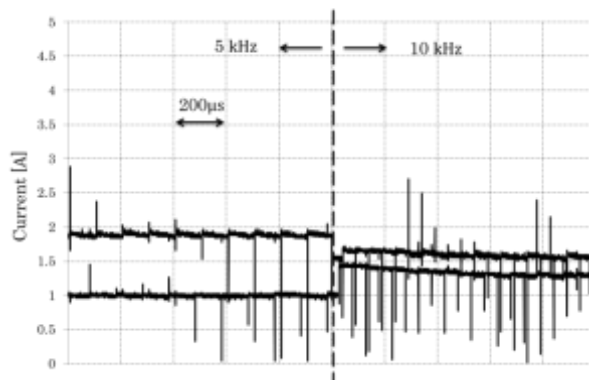
図9 にリセットのタイミングの概要を示す。リセットのタイミングはゲート信号パルスを基準に制御し、非反転波形のピーク値 (Peak1) ではゲート信号の立上りから 40ns 後、反転波形のピーク値 (Peak2) ではゲート信号の立下りから 40ns 後に設定した。

〈3・2〉実験結果 図9 にスイッチング周波数を 5kHz から 10kHz に変化させた場合の電流波形を示す。(a)は市販の電流センサで測定した結果を、(b)は提案システムを用いて得られた結果をそれぞれ示している。提案システムの結果は、ピーク値 i_{peak1} と i_{peak2} の波形である。スイッチング周波数の変化に伴う電流のリプル幅の変化を追従できていることが確認できる。

図10 にパワーデバイスの Duty 比を 25%から 28%に変化させた場合の出力電流波形を示す。同様に、図11 に Duty 比を 28%から 25%に変化させた場合の出力電流波形を示す。図9~11 から、提案システムはリプル電流幅だけでなく過渡時の電流変化も再現できていることが確認できる。



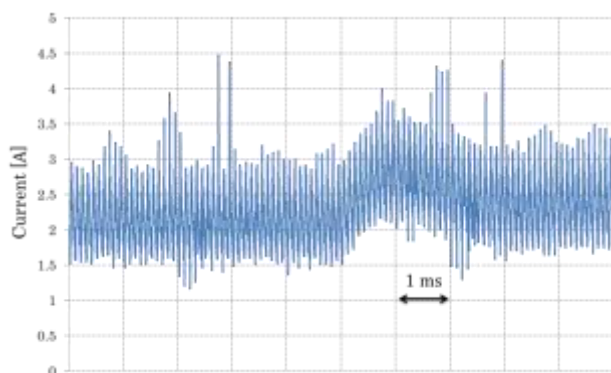
(a) By the commercial current sensor



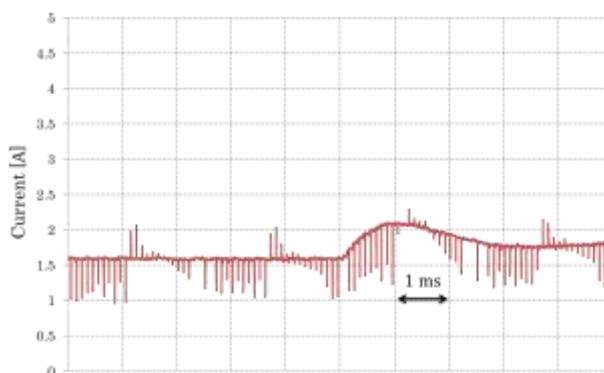
(b) By the proposed system

図10 スwitching周波数変化時の電流波形

Fig.10. Current waveform of steady state



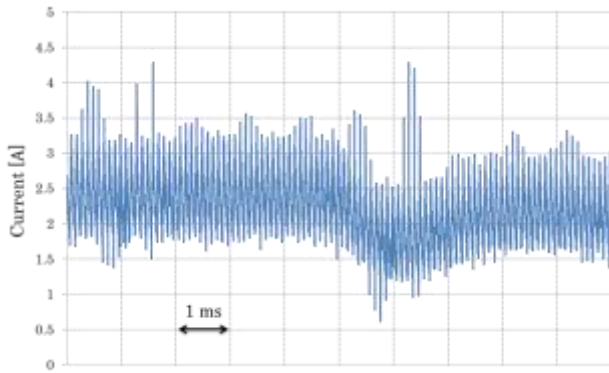
(a) By the commercial current sensor



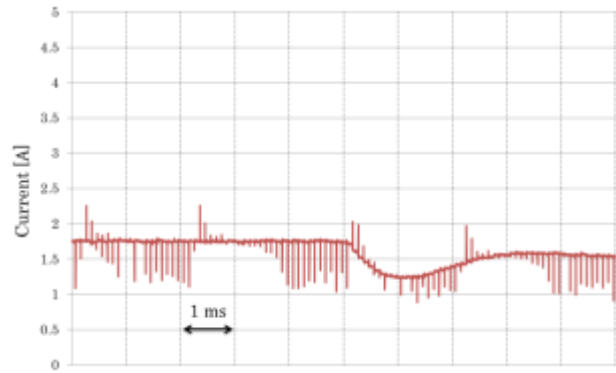
(b) By the proposed system

図11 出力電流波形(duty 25% to 28%)

Fig.11. Waveform of output current(duty 25% to 28%)



(a) By the commercial current sensor



(b) By the proposed system

図 12 出力電流波形(duty 28% to 25%)

Fig.12. Waveform of output current(duty 28% to 25%)

提案するシステムにより得た電流は市販の電流センサで得た電流値より低い値となっているが、検出回路を構成する積分回路やピーク値検出回路の精度を上げることで改善できると考えられる。

4. まとめと今後の展望

本稿では、パワーモジュールの高機能化を目的に小型 PCB センサとアナログ回路を使用したインバータ出力電流検出システムを提案した。これは、インバータ出力電流のリプル成分だけでなく、直流成分も検出できる点に特長がある。バックコンバータを用いた基礎検討により、スイッチング周波数変化時および Duty 比変化時の過渡応答においても出力電流を検出可能であることを確認した。

提案システムをパワーモジュール内に組み込むことで、IPM への制御・保護機能の付加の実現が期待できる。

文 献

- (1) 宮崎裕二：「低損失・小型化を実現した Compact-IPM」, 東芝レビュー Vol.55, No.1, pp.44-47 (2000)
- (2) L.Dalesandro, N.Karrer, M.Ciappa, A.Castellazzi, W.Fichtner, "Online and Offline Isolated Current Monitoring of Parallel Switched High-Voltage Multi-Chip IGBT Modules", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2600-2606 (2008)
- (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」, 電学研究會誌, EDD-15-087-105/SPC-15-169~187, pp47-52 (2015)
- (4) 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)
- (5) Pichai Jintakosonwit, 藤田英明, 赤木泰文：「配電系統用アクティブフィル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)