

## サンプリング毎の制御偏差を最小化する PWM インバータの高速電流制御法

学生員 小太刀博和\* 正員 野口季彦 (長岡技術科学大学) 正員 斎藤 勇 ((株) 東芝)

High-Speed Current Control of PWM Inverter Minimizing Current-Error at Every Sampling Point  
Hirokazu Kodachi, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology), and  
Isamu Saito, Member (Toshiba Corporation)

**Abstract** – This paper proposes a novel control strategy of an instantaneous current vector, which minimizes a control-error-vector norm at every sampling time. The method improves the current response against a variation of the load parameter with on-line parameter identification. By means of employing this current vector control, a PWM pattern can be effectively improved as well as the current response. Resultant data obtained from computer simulations and experiments prove feasibility of the proposed technique.

キーワード：デジタル制御，電流ベクトル制御，インダクタンス同定

### 1. はじめに

従来、電圧形 PWM インバータの電流制御法として、キャリア変調方式とヒステリシスコンパレータ方式が良く知られている。これらは、電流制御形 PWM インバータの重要な評価項目である電流応答と PWM パターンにおいて相補的に長短所を有しており、それら評価項目を両立させることは困難である。このため、瞬時空間ベクトルに基づく複雑な改善策が講じられてきた。電流ベクトルの許容誤差範囲を円形に設定し、その誤差範囲内に制御偏差を制限する方式もそのひとつである<sup>[1]</sup>。また、デッドビート制御方式も制御特性の改善策として提案されている<sup>[2]-[3]</sup>。筆者らはこれまでに、制御量である電流を空間的なベクトル量としてとらえ、予測制御を行う方法を提案した<sup>[4]</sup>。これは先に述べた手法のように許容誤差範囲を定めることなく、サンプリング毎の制御偏差を最小化する制御方式である。本稿では、モータを駆動した場合などに発生する逆起電力を想定した空間電流ベクトルの高速追従制御法について述べ、その妥当性をシミュレーションおよび実験により検証したので報告する。

### 2. 提案法の制御原理

負荷として Fig. 1 に示すように逆起電力を有する誘導性三相平衡負荷を想定する。負荷に流れる実電流ベクトルは、印加させたインバータ電圧ベクトル  $v_n(k)$  と逆起電力ベクトル  $v_e(k)$  の積分で表される。通常、電圧形 PWM インバータの出力としては三相正弦波電流が要求される。このような仮定から、次サンプリングの電流指令ベクトルは容易に推定することが可能である。任意のサンプリング点で電流指令ベクトルおよび実電流ベクトルが Fig. 2(b) のように位置していると仮定し、以下の手順でサンプリング毎の制御偏差を最小化する電流制御を行う。

#### (1) 電流指令値 $i^*(k+1)$ および実電流 $i(k)$ の取得

任意のサンプリング点  $k$  においてフィードバックされた実電流ベクトルを  $i(k)$  とする。

$$i(k) = i_\alpha(k) + j i_\beta(k) \\ = \sqrt{2/3} [i_u(k) + i_v(k)e^{j2\pi/3} + i_w(k)e^{j4\pi/3}] \quad (1)$$

また、次サンプリング点  $k+1$  における電流指令ベクトル  $i^*(k+1)$  を次式で予測する。

$$i^*(k+1) = i_\alpha^*(k+1) + j i_\beta^*(k+1) \\ = \sqrt{2/3} [i_u^*(k+1) + i_v^*(k+1)e^{j2\pi/3} + i_w^*(k+1)e^{j4\pi/3}] \quad (2) \\ \therefore \begin{cases} i_u^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s)] \\ i_v^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s) - 2\pi/3] \\ i_w^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s) - 4\pi/3] \end{cases}$$

#### (2) インバータ電圧ベクトル $v_n(k)$ および逆起電力 $v_e(k)$

次に、実電流ベクトル  $i(k)$  が電流指令ベクトル  $i^*(k+1)$  に最も近づくためのインバータ電圧ベクトル  $v_n(k)$  を Fig. 2(a) から選択する。しかし、逆起電力ベクトル  $v_e(k)$  の影響で実際に負荷に印加される電圧は、 $v_n(k)$  と  $v_e(k)$  の合成ベクトル  $v(k)$  になる。また、ゼロ電圧ベクトル出力時には、逆起電力の影響だけを受けて電流ベクトルが  $v_e(k)$  の方向に変化する。つまり、 $v(k)$  と  $v_e(k)$  を用いて  $T_s$  後に電流ベクトルを  $i^*(k+1)$  へ最も近づけなければならない。ここで、 $v_e(k)$  の振

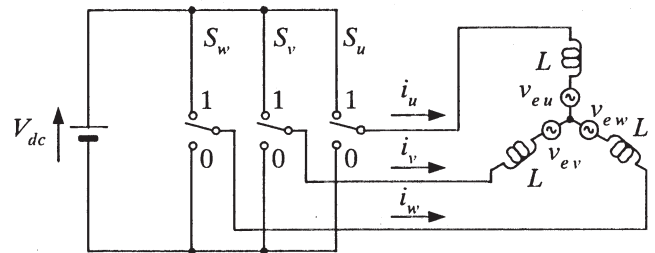
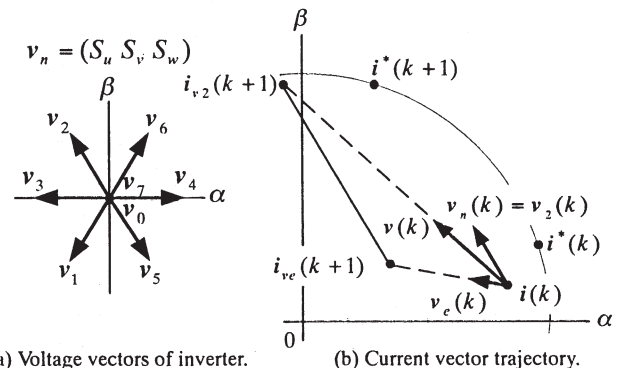


図1 逆起電力を考慮した電流制御形 PWM インバータ  
Fig. 1. Current-controlled PWM inverter and load with back e.m.f.



(a) Voltage vectors of inverter. (b) Current vector trajectory.  
図2 インバータ出力電圧ベクトルと電流ベクトル軌跡  
Fig. 2. Inverter output-voltage vectors and current vector trajectory.

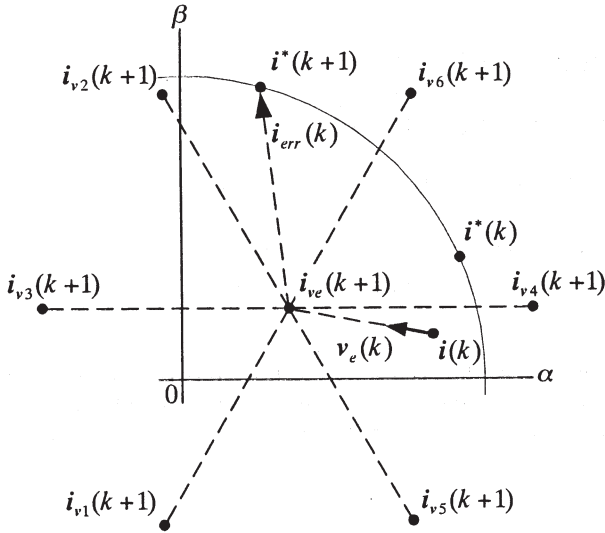


図3 1 サンプル中の電流ベクトル到達予測位置  
Fig. 3. Possible reachable destinations of current vector in one sampling period.

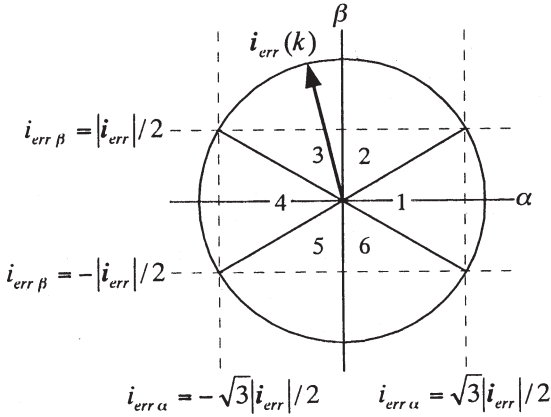


図4 電流誤差ベクトルの領域判別

Fig. 4. Spatial sectors to determine current-error vector direction.

幅と位相は位置センサ等によりわかっているものとする。

$$v_n(k) = v_{n\alpha}(k) + jv_{n\beta}(k) = \sqrt{2/3}V_{dc} [S_u(k) + S_v(k)e^{j2\pi/3} + S_w(k)e^{j4\pi/3}] \quad (3)$$

$$v_c(k) = v_{c\alpha}(k) + jv_{c\beta}(k) = \sqrt{2/3} [v_{e\alpha}(k) + v_{e\beta}(k)e^{j2\pi/3} + v_{e\gamma}(k)e^{j4\pi/3}] \quad (4)$$

$$v(k) = v_n(k) + v_c(k) = v_\alpha(k) + jv_\beta(k) = v_{n\alpha}(k) + v_{c\alpha}(k) + j[v_{n\beta}(k) + v_{c\beta}(k)] \quad (5)$$

(3) インバータ非ゼロ電圧ベクトル  $v_{1\sim6}(k)$  の決定

インバータ非ゼロ電圧ベクトルの印加時間を  $T_n$ 、ゼロ電圧ベクトルの印加時間を  $T_0$  とした場合、 $T_s$  後に到達する電流ベクトルの位置は、 $T_s = T_n$  の場合  $i_{v2}(k+1)$ 、 $T_s = T_0$  の場合  $i_{ve}(k+1)$  になる。また、 $T_s = T_n + T_0$  の関係を保ちながら各々の印加時間を変化させると電流ベクトルの到達位置は  $i_{v2}(k+1)$  と  $i_{ve}(k+1)$  を結んだ直線上にのる。これを全てのインバータ電圧ベクトルに適用すると、Fig. 3 のように非ゼロ電圧ベクトル  $v_{1\sim6}(k)$  に対応した到達位置が予測できる。次に、次サンプル点  $k+1$  における電流指令ベクトル  $i^*(k+1)$  と  $i_{ve}(k+1)$  との予測制御偏差  $i_{err}(k)$  を求める。 $i_{err}(k)$  が存在する領域に応じて Fig. 4 に示した領域判別に従い最適な非ゼロ電圧ベクトル  $v_{1\sim6}(k)$  を選択する。例えば、 $i_{err}(k)$  が領域3に存在するとすれば、 $v_2(k)$  が電流ベクトル  $i^*(k+1)$  に最も近づく

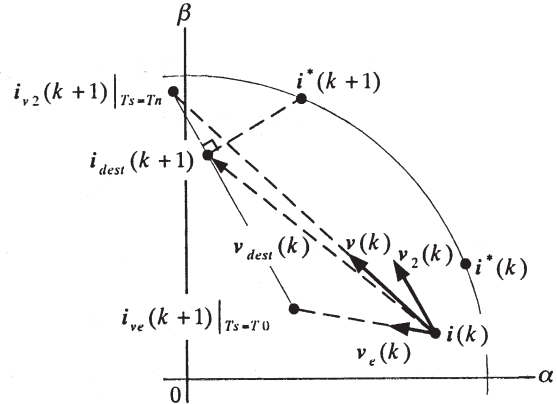


図5 電流ベクトルの予測軌跡  
Fig. 5. Scheduled trajectory and optimum destination of current vector.

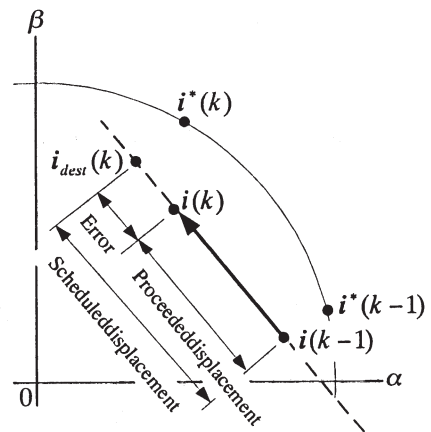


図6 インダクタンス同定原理  
Fig. 6. Principle of inductance identification.

非ゼロ電圧ベクトルと決定される。

(4) 目標座標  $i_{dest}(k+1)$  の決定

領域判別の結果、Fig. 5 のように非ゼロ電圧ベクトル  $v_2(k)$  が選択されたとする。次サンプル点において制御偏差が最小となるのは  $i_{v2}(k+1)$  と  $i_{ve}(k+1)$  を結んだ直線と  $i^*(k+1)$  からの垂線の足が交わる点であり、それを電流ベクトル目標座標  $i_{dest}(k+1)$  とする。

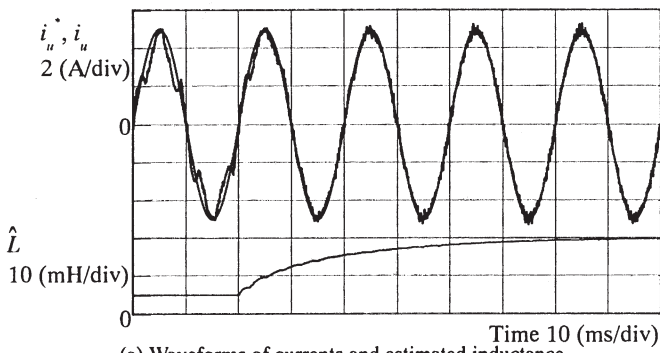
$$i_{dest}(k+1) = i_{dest\alpha}(k+1) + j i_{dest\beta}(k+1) \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{dest\alpha}(k+1) \\ i_{dest\beta}(k+1) \end{cases} = \begin{cases} \frac{v_\alpha^2(k) i_\alpha^*(k+1) + v_\alpha(k) v_\beta(k) [i_\beta^*(k+1) - i_{ve\beta}(k+1)] + v_\beta^2(k) i_{ve\alpha}(k+1)}{v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k)} \\ \frac{v_\beta^2(k) i_\beta^*(k+1) + v_\alpha(k) v_\beta(k) [i_\alpha^*(k+1) - i_{ve\alpha}(k+1)] + v_\alpha^2(k) i_{ve\beta}(k+1)}{v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k)} \end{cases}$$

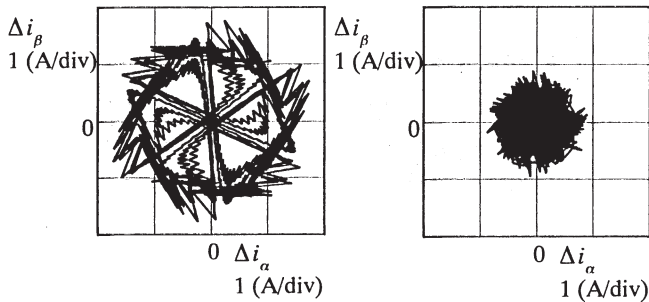
(5)  $T_n$ 、 $T_0$  の決定

Fig. 5 で示すように、実電流ベクトル  $i(k)$  から目標座標  $i_{dest}(k+1)$  へのベクトル  $v_{dest}(k)$  を  $v(k)$  と  $v_e(k)$  の合成ベクトルから求める。次に、 $i(k)$  を目標座標  $i_{dest}(k+1)$  へ到達させるため、 $v(k)$  と  $v_e(k)$  の印加時間 ( $T_n$  および  $T_0$ ) の割合を決める。 $v(k)$  と  $v_e(k)$  の印加時間は、電流ベクトルの移動距離と速度から得ることができる。

$$\begin{cases} T_n = \frac{v_{c\alpha}(k) [i_{dest\beta}(k+1) - i_\beta(k)] - v_{c\beta}(k) [i_{dest\alpha}(k+1) - i_\alpha(k)]}{v_\alpha(k) v_{c\beta}(k) + v_\beta(k) v_{c\alpha}(k)} \hat{L} \\ T_0 = T_s - T_n \end{cases} \quad (7)$$



(a) Waveforms of currents and estimated inductance.



(b) Before convergence. (c) After convergence.

図7 インダクタンス同定特性 (シミュレーション結果)

Fig. 7. Characteristics of inductance identification (simulation results).

しかし、上式には負荷インダクタンス  $\hat{L}$  が含まれているため、パラメータミスマッチが生じた場合、サンプリング毎の制御偏差を最小化する適切な操作量を出力できない。このため提案法では  $\hat{L}$  のオンライン同定を導入する。

### (6) $\hat{L}$ のオンライン同定

Fig. 6 に示すように、実電流ベクトル  $i(k)$  と目標座標  $i_{dest}(k)$  が一致するように、次式に基づいて  $\hat{L}$  の同定を行う。

$$\hat{L} = K_1 \sum [i_{dest}(k) - i(k)] \quad (8)$$

このようにして推定した  $\hat{L}$  を(7)で使用することにより、未知の負荷インダクタンスに対しても制御偏差の最小化を図ることができる。

### 3. シミュレーションによる制御特性の検証

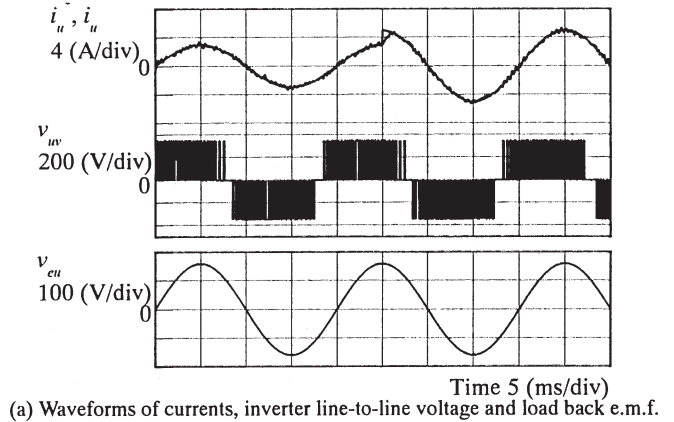
本方式の基本的な制御特性を確認するためにシミュレーションを行った。シミュレーション条件は  $R=0.5[\Omega]$ 、 $L=20[\text{mH}]$ 、サンプリング周期  $T_s=100[\mu\text{s}]$ 、逆起電力  $v_e=160[\text{V}]$  (相電圧波高値)、実電流および逆起電力の検出から電圧ベクトル出力までの検出・演算遅延時間を  $t_d=20[\mu\text{s}]$  とした。また、この条件におけるスイッチング周波数は  $f_{sw}=4[\text{kHz}]$  となる。

#### 3.1 インダクタンス同定特性

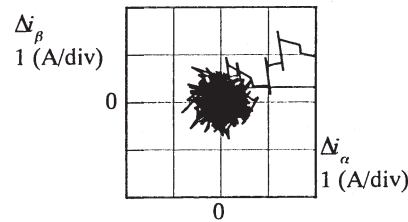
Fig. 7 に本方式のインダクタンス同定特性を示す。同定開始前の初期値を  $\hat{L}=5[\text{mH}]$  として同定を開始し、約 70 [ms] で同定値は  $\hat{L}=20[\text{mH}]$  に収束した。 $\hat{L}$  は同定開始後、漸近安定的に真値に収束している。Fig. 7(b)に同定前、(c)に同定後の電流誤差ベクトル軌跡を示す。両者を比較すると、同定前は電流誤差が最大 1.6 [A] であるのに対し、同定後には誤差軌跡が中心付近に集まり 0.8 [A] 以下に抑制されている。

#### 3.2 電流制御特性

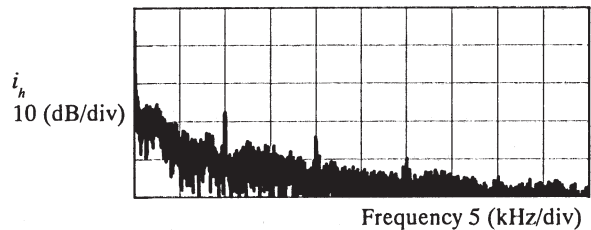
Fig. 8 に提案法による電流制御特性を示す。電流波形は実電流が指令値に対して位相差なく追従しており、誤差も 0.8



(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f.



(b) Current-error vector locus.



(c) Frequency spectra of current.

図8 提案法のシミュレーション結果

Fig. 8. Simulation result of proposed current controller.

[A]以下で結果的に円形に分布する。PWM パターンに関しては、ゼロクロス付近で無駄なスイッチングの見られない良好な波形となっている。また、電流の FFT 解析結果を見ると 10 [kHz] およびその倍数次に突出した高調波が確認される。提案法では、実電流の高調波成分がスイッチング周波数  $f_{sw}=4[\text{kHz}]$  の 2.5 倍に移動する結果が得られた。

### 4. 実機システムによる制御特性の検証

#### 4.1 実機システムの構成

Fig. 9 に示すように提案法は制御演算素子として DSP (TMS320C6711) を用いてソフトウェア制御系を構成した。各種フィードバック量は 14bit と 16bit の A/D コンバータを通じて DSP 内に取り込まれている。サンプリング周期  $T_s$  は、DSP 内の内部タイマにより管理され、シミュレーションと同様に 100 [ $\mu\text{s}$ ] とした。制御演算に要する時間も同様に 20 [ $\mu\text{s}$ ] である。制御原理で示した演算を全て DSP 内で処理し、最終的に決定された出力電圧ベクトルを 3bit のデジタル信号として直接出力する。

#### 4.2 インダクタンス同定特性

LCR メータによる測定値が  $R=0.5[\Omega]$ 、 $L=20[\text{mH}]$  であるリアクトルを逆起電力源と接続して負荷を構成した。Fig. 10 に提案法における  $\hat{L}$  の同定結果を示す。同定開始前の初期値を  $\hat{L}=5[\text{mH}]$  と真値から大きく外れた値を制御器に与えて実験を開始したが、約 70 [ms] 後に同定値は  $\hat{L}=20[\text{mH}]$  に収束した。

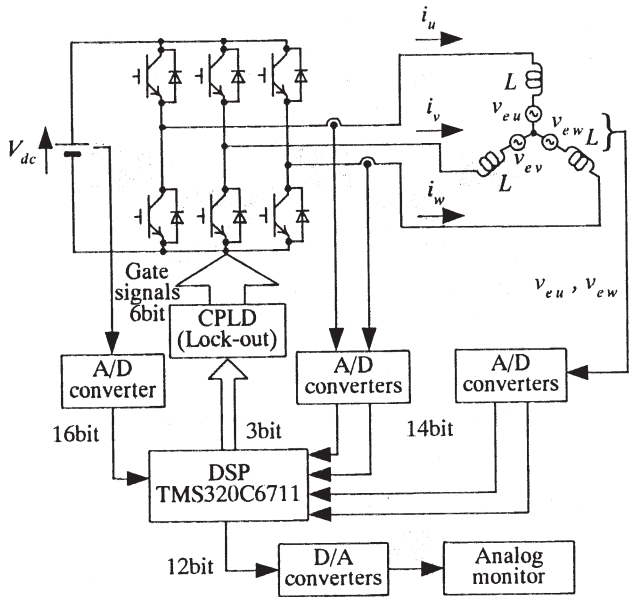


図9 実験システム構成  
Fig. 9. Implementation of experimental setup.

4. 3 電流制御特性

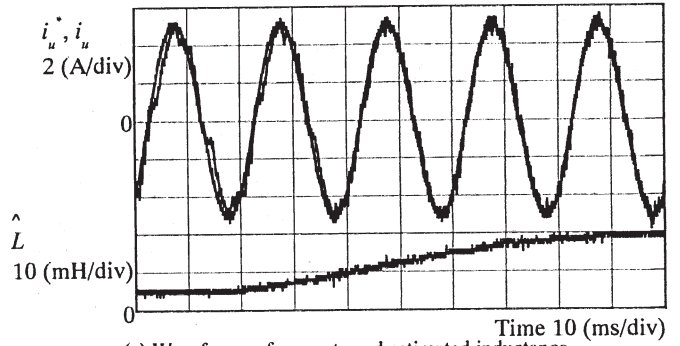
提案法における電流制御特性を Fig.11 に示す。実験では電流指令値を  $I^* = 3 \rightarrow 5$  [A] とステップ変化させ、逆起電力  $v_e = 90$  [V] として特性評価を行った。この実験結果より、電流指令値に対して実電流が位相差なく追従していることがわかる。PWM パターンに関しては、定常状態でシミュレーションと同様の良好な波形が出力されている。また、FFT 解析結果を見るとシミュレーションと同様にスイッチング周波数  $f_{sw} = 4$  [kHz] の 2.5 倍とその倍数次に高調波のピークを確認することができる。

5. まとめ

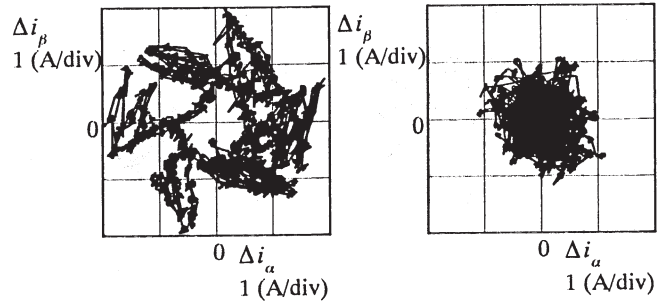
本稿では電圧形 PWM インバータの新しいデジタル電流制御法を提案した。シミュレーションによりその制御特性の評価を行うとともに、実験システムを構築し実機検証も行った。提案法によれば、電流応答性、PWM 波形ともに良好な特性が得られることを確認できた。また、高調波解析の結果より、高調波のピークがスイッチング周波数の 2.5 倍に移動することもわかった。したがって、提案法は高調波除去用フィルタの小型化を図る上で有利と言える。さらに、負荷インダクタンスのオンライン同定も可能であることを確認した。

参考文献

[1] J. Holtz, and S. Stadfeld, "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source," *Conference Record of 1983 IPEC-Tokyo*, 1665-1675.  
 [2] K. P. Gokhale, A. Kawamura, and R. G. Hoft, "Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-23, 901-909, 1987.  
 [3] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead Beat Control of Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. on Power Elec.*, 5, 1, 21-28, 1990.  
 [4] 齋藤, 野口, 「電流制御 PWM インバータの空間的デッドビート制御法」H12 半導体電力変換研究会, SPC-00-79, 29~34



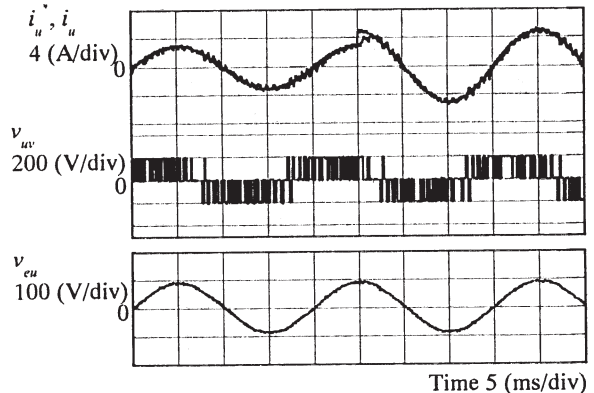
(a) Waveforms of currents and estimated inductance.



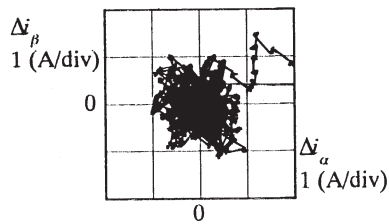
(b) Before convergence. (c) After convergence.

図10 インダクタンス同定特性 (実験結果)

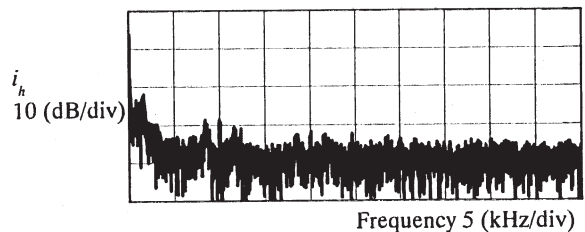
Fig. 10. Characteristics of inductance identification (Experimental results).



(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f.



(b) Current-error vector locus.



(c) Frequency spectra of current.

図11 提案法の実験結果

Fig. 11. Experimental result of proposed current controller.