

# サンプリング毎の制御偏差を最小化する高速電流制御法とインバータへの応用

小太刀博和\* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

High-Speed Current Control Minimizing Current-Error at Every Sampling Point and Its Application to Inverter

Hirokazu Kodachi, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## Abstract

This paper proposes a novel digital current control technique of a PWM inverter. The key feature of this method is minimization of a current error vector norm at every sampling point with no predetermined current error tolerance, such as a spatial circular area or hysteresis bands. In order to make the current vector trajectory until the next sampling point as close as possible to a predicted current command vector, one of the six non-zero-voltage vectors is appropriately selected in the inverter. A zero-voltage vector is inserted once a sampling period to adjust the current vector velocity and to move the current vector to the closest position to the predicted current command vector. Although manipulating variables in the current loop during the sampling period are limited by the discrete voltage vectors as described above, the proposed method achieves a dead-beat response in a two-dimensional space without the predetermined current error tolerance. Also, on-line identification of a load inductance is introduced to the system to overcome degradation of the response caused by the parameter mismatch. In this paper, the theoretical aspect of the proposed method is described and several computer simulation and experimental results are presented, which demonstrates the excellent performance of the method compared with the conventional 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  
(digital control, current-vector control, inductance identification)

## 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よく知られている。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手法等が改善策として講じられてきた。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，制御量の時間的な変化に対して予測制御を行う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]-[5]</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。さらに，従来法に対する本手法の制御特性を比較検討し，良好な結果が得られたので報告する。

## 2. 提案法の制御原理

Fig. 1 は，この論文で検討した電流制御形 PWM インバータのシステム構成である。負荷としては逆起電力を有する

誘導性三相平衡負荷を想定した。負荷抵抗が十分小さいと仮定すると，負荷に流れる実電流ベクトルは，次式のように印加したインバータ電圧ベクトル  $v_n$  と逆起電力ベクトル

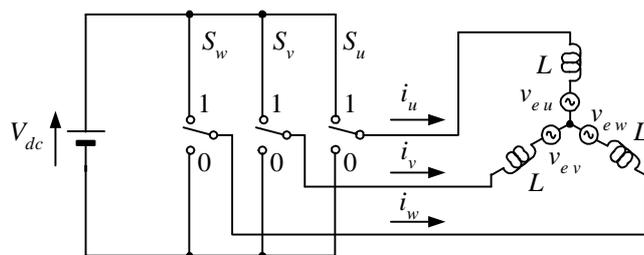


図1 逆起電力を考慮した電流制御形 PWM インバータ  
Fig. 1. Current-controlled PWM inverter and load with back e.m.f.

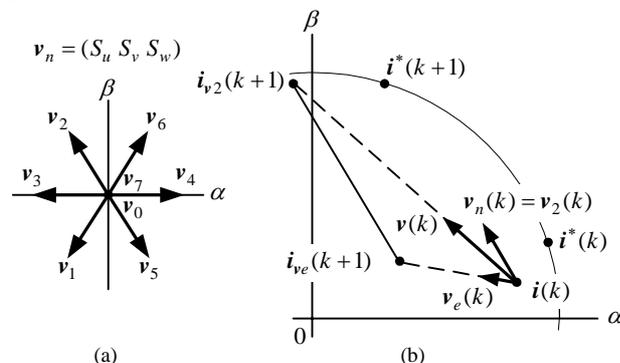


図2 インバータ出力電圧ベクトルと電流ベクトル軌跡  
(a) インバータ電圧ベクトル (b) 電流ベクトル軌跡  
Fig. 2. Inverter output-voltage vectors and current vector trajectory.  
(a) Voltage vectors of inverter. (b) Current vector trajectory.

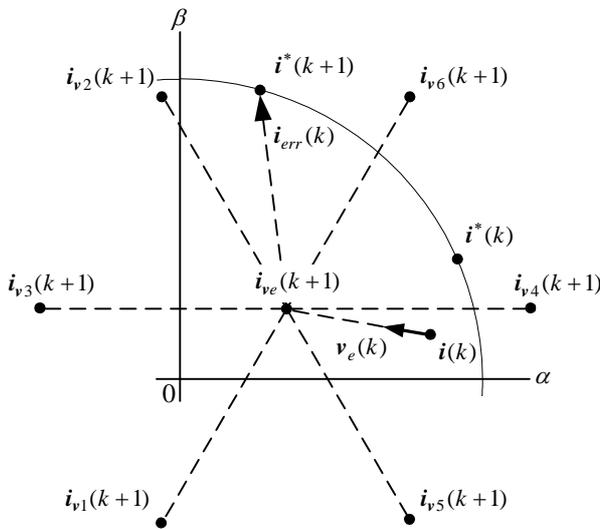


図 3 1 サンプル中の電流ベクトル到達予測点  
Fig. 3. Possible reachable destinations of current vector in one sampling period.

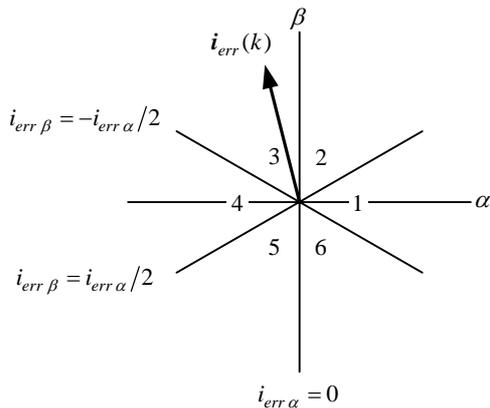


図 4 電流誤差ベクトルの領域判別  
Fig. 4. Spatial sectors to determine current-error vector direction.

ル  $v_e$  の積分で表される。

$$v_n + v_e = L di / dt \quad (1)$$

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、次サンプル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) 電流指令値ベクトル  $i^*(k+1)$  および実電流ベクトル  $i(k)$  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。

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

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。

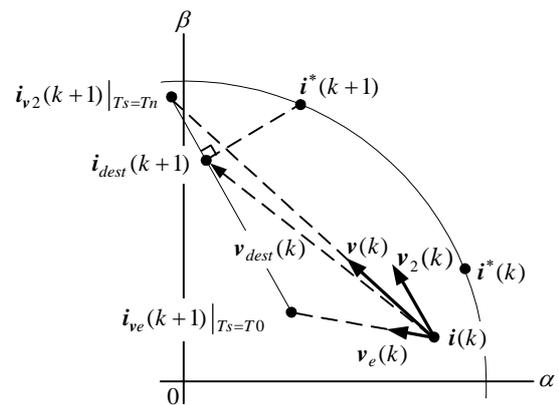


図 5 電流ベクトルの予測軌跡  
Fig. 5. Scheduled trajectory and optimum destination of current vector.

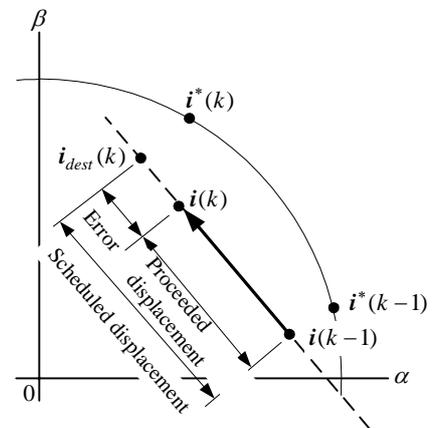


図 6 インダクタンス同定原理  
Fig. 6. Principle of inductance identification.

$$i^*(k+1) = i_\alpha^*(k+1) + j i_\beta^*(k+1)$$

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

$$\begin{cases} i_u^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s)] \\ i_v^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s) - 2\pi/3] \\ i_w^*(k+1) = I^* \cos[\omega^*(t+T_s) - 4\pi/3] \end{cases}$$

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

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  $v_e(k)$  を用いてサンプリング周期  $T_s$  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、 $v_e(k)$  の振幅と位相は位置センサや位相センサによりわかっているものとする。

$$\begin{aligned} v_n(k) &= v_{n\alpha}(k) + j v_{n\beta}(k) \\ &= \sqrt{2/3} V_{dc} [S_u(k) + S_v(k)e^{j2\pi/3} + S_w(k)e^{j4\pi/3}] \end{aligned} \quad (4)$$

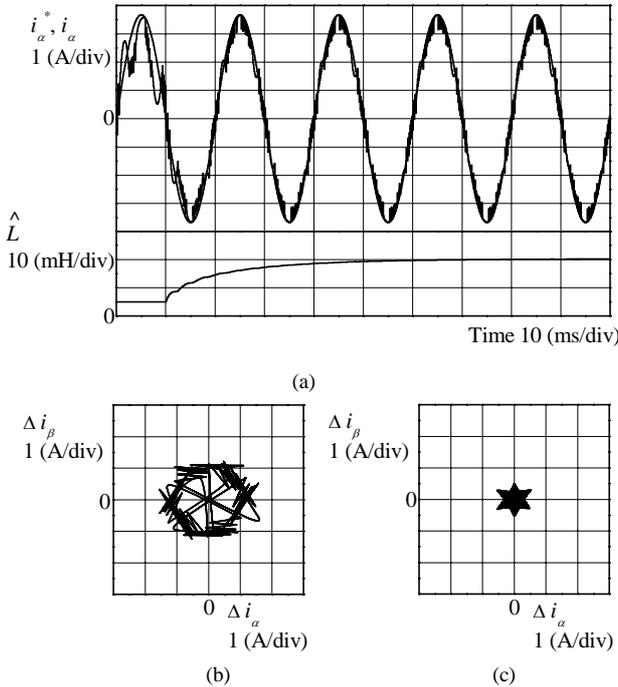


図7 インダクタンス同定特性(シミュレーション結果)  
(a) インダクタンス推定値と電流波形 (b) 同定前の電流誤差ベクトル軌跡 (c) 同定後の電流誤差ベクトル軌跡  
Fig. 7. Characteristics of inductance identification (simulation results).  
(a) Waveforms of currents and estimated inductance. (b) Current-error vector locus at initial condition. (c) Current-error vector locus after convergence of estimated inductance.

$$v_e(k) = v_{e\alpha}(k) + jv_{e\beta}(k)$$

$$= \sqrt{2/3} [v_{eu}(k) + v_{ev}(k)e^{j2\pi/3} + v_{ew}(k)e^{j4\pi/3}] \quad (5)$$

(3) インバータ非ゼロ電圧ベクトル  $v_{1-6}(k)$  の決定

インバータ非ゼロ電圧ベクトルの印加時間を  $T_{1-6}$ , ゼロ電圧ベクトルの印加時間を  $T_{0,7}$  とした場合,  $T_S$  後に到達する電流ベクトルの位置は,  $T_S = T_{1-6}$  の場合  $i_{v_2}(k+1)$ ,  $T_S = T_{0,7}$  の場合  $i_{ve}(k+1)$  になる。また,  $T_S = T_{1-6} + T_{0,7}$  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点は  $i_{v_2}(k+1)$  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出力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  $v_{1-6}(k)$  の各々に対応した到達点が予測できる。次に, 次サンプリング点  $k+1$  における電流指令ベクトル  $i^*(k+1)$  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  $v_{1-6}(k)$  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  $i^*(k+1)$  に最も近づく非ゼロ電圧ベクトルと決定される。

(4) 制御偏差を最小化する目標座標  $i_{dest}(k+1)$  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。次サンプリング点において制御偏差が最小となるのは  $i_{v_2}(k+1)$  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。

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

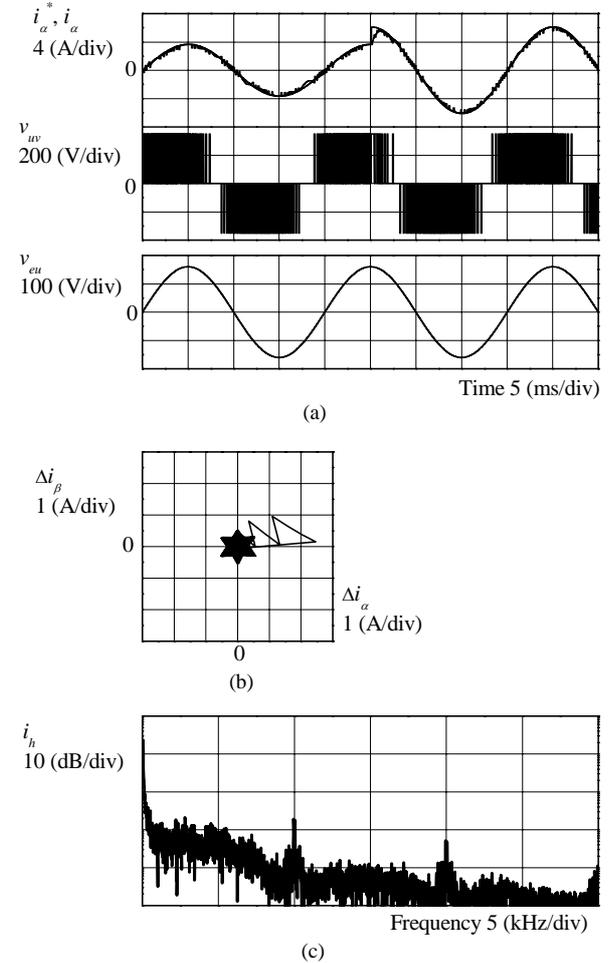


図8 提案法のシミュレーション結果  
(a) 電流, インバータ線間電圧及び逆起電力 (b) 電流誤差ベクトル軌跡 (c) 電流の周波数スペクトル  
Fig. 8. Simulation result of proposed current controller.  
(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f. (b) Current-error vector locus. (c) Frequency spectra of current.

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

(5)  $T_{1-6}$ ,  $T_{0,7}$  の決定

$i(k)$  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  $T_{1-6}$  および  $T_{0,7}$  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移動速度から得ることができる。

$$\begin{cases} T_{1-6} = \frac{v_{e\alpha}(k) [i_{dest\beta}(k+1) - i_\beta(k)] - v_{e\beta}(k) [i_{dest\alpha}(k+1) - i_\alpha(k)]}{v_\alpha(k) v_{e\beta}(k) + v_\beta(k) v_{e\alpha}(k)} \hat{L} \\ T_{0,7} = T_S - T_{1-6} \end{cases} \quad (7)$$

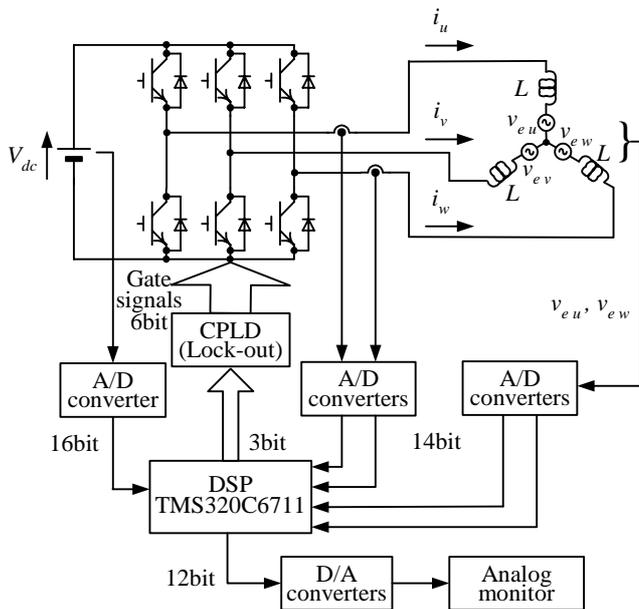


図9 提案法の実験システム構成  
Fig. 9. Experimental system set-up of proposed method.

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) インダクタンスのオンライン同定

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  $t_d = 10 (\mu\text{s})$  とし、実機インバータの上下アーム短絡防止時間を  $2 (\mu\text{s})$  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  $50 (\text{ms})$  で同定値は  $\hat{L} = 20.5 (\text{mH})$  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、同定前は電流指令値と実電流間に無視できない位相誤差が確認できるが、 $\hat{L}$  の収束後にはその誤差が解消されている。

#### < 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  $0.6 (\text{A})$  以下に抑えられている。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  $10 (\text{kHz})$  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 に示したように提案法は制御演算素子として DSP (TMS320C6711) を用いて全デジタル・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  $14\text{bit}$  と  $16\text{bit}$  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 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。また、A/D コンバータの検出遅れ時間および制御演算に要する時間も同様に  $10 (\mu\text{s})$  である。インバータ出力電圧ベクトルのタイミング制御には DSP 内部のタイマを用いることにより、高精度なスイッチングパターンの発生を可能にしている。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インバータ出力電圧ベクトルを  $3\text{bit}$  のデジタル信号として直接出力する。実験結果として示す電流指令波形や実電流波形、電流誤差軌跡は DSP 内での演算結果を  $12\text{bit}$  の D/A コンバータで構成したモニタリング回路を介してオシロスコープで観測したものである。モニタリング回路のデータ更新周期は、サンプリング周期  $T_s = 100 (\mu\text{s})$  と同様である。また、高調波解析に用いた実電流波形のみアナログ量で観測したものを示している。

#### < 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に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、約  $50 (\text{ms})$  後に同定値は  $\hat{L} = 21.5 (\text{mH})$  に収束した。Fig. 10(b)に  $\hat{L} = 5 (\text{mH})$  と初期値を設定したとき、(c)に  $\hat{L}$  同定後の電流誤差ベクトル軌跡を示す。同定前は、最大で  $2.2 (\text{A})$  の電流誤差振幅を確認できるが、同定後は  $0.8 (\text{A})$  以下に抑制されている。

#### < 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逆起電力 (波高値  $v_e = 160 (\text{V})$ ) と同相に生成し、途中、 $I^* = 3 \rightarrow 5 (\text{A})$  とステップ変化させた。また、平均スイッチング周波数を  $f_{sw} = 4 (\text{kHz})$  , 実機インバータの上下アーム短絡防止時間を  $2 (\mu\text{s})$  として評価を行った。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。また、電流ベクトル誤差軌跡は、 $0.8 (\text{A})$  以下で原点付近に集中している。PWM パター

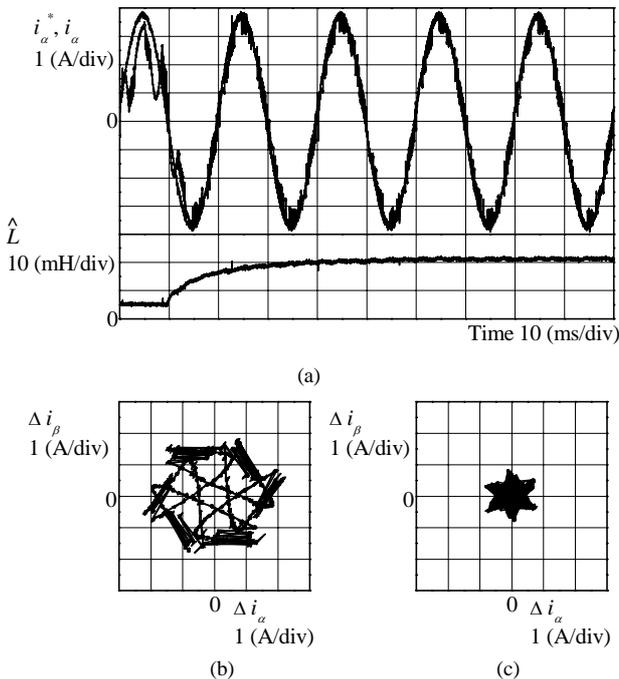


図 10 インダクタンス同定特性 (実験結果)  
(a) インダクタンス推定値と電流波形 (b) 同定前の電流誤差ベクトル軌跡 (c) 同定後の電流誤差ベクトル軌跡  
Fig. 10. Characteristics of inductance identification (experimental results).  
(a) Waveforms of currents and estimated inductance. (b) Current-error vector locus at initial condition. (c) Current-error vector locus after convergence of estimated inductance.

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。高周波の周波数分布は全体的に分散しており、後述するヒステリシスコンパレータ方式のそれと似たような特性を示している。

提案法の電流制御特性の有効性を確認するために従来法 (キャリア変調方式およびヒステリシスコンパレータ方式) との比較検証も行った。従来法では、逆起電力の位相および振幅を 14bitA/D コンパータから検出し、DSP に取り込み逆起電力と同相の電流指令値を 12bitD/A コンパータから制御回路に出力している。従来法の実機システムにおいて電流制御器および実機インバータの上下アーム短絡防止回路はアナログ回路で構成した。

まず、Fig. 12 のキャリア変調方式の電流制御特性を見ると実電流が電流指令値に対して定常的な誤差をもつことが確認できる。これは、キャリア変調方式が平均値制御であり、電流制御器自体の遅れや制御偏差が生じて操作量が生成されるという制御アルゴリズムによるものと考えられる。また、電流ベクトル誤差軌跡は、定常的に環状の軌跡となっている。PWM パターンに関しては、提案法と同様にゼ

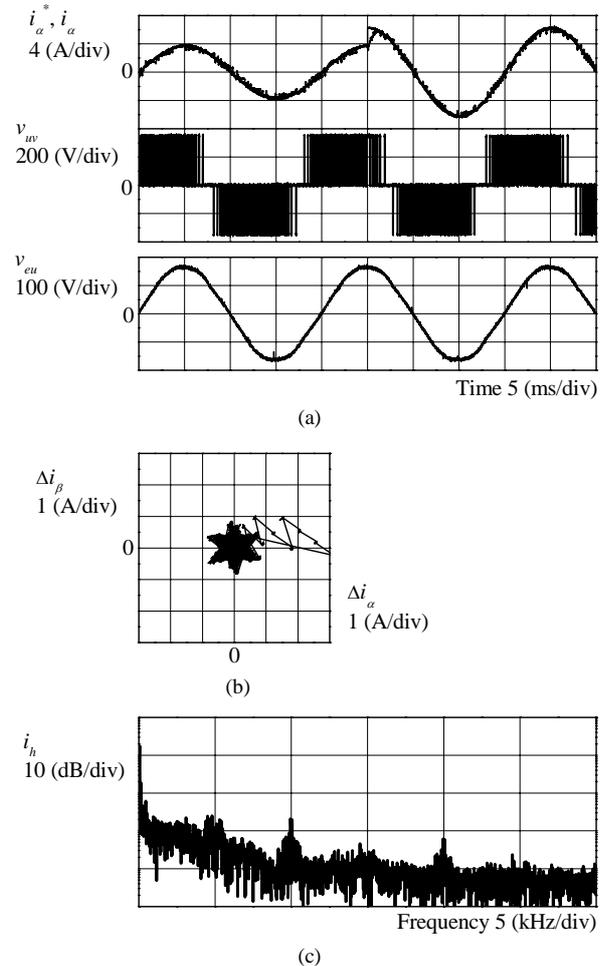


図 11 提案法の実験結果  
(a) 電流、インバータ線間電圧及び逆起電力 (b) 電流誤差ベクトル軌跡 (c) 電流の周波数スペクトル  
Fig. 11. Experimental result of proposed current controller.  
(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f. (b) Current-error vector locus. (c) Frequency spectra of current.

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が得られている。電流の FFT 解析結果を見るとキャリア変調方式ではスイッチング周波数が一定であるため、スイッチング周波数近傍とその倍数次で突出した高調波が確認できる。

Fig. 13 にヒステリシスコンパレータ方式の電流制御特性を示す。電流波形を見ると、電流指令値に対して実電流が位相差なく追従しており、ステップ変化に対しても高速な応答が確認できる。電流誤差ベクトル軌跡は各相の電流誤差がヒステリシス幅により制限されるため、提案法とほぼ同程度に原点付近に集中して表れている。しかし、インバータ出力電圧の PWM パターンを見ると、ゼロクロス付近で無駄なスイッチングが確認できる。また、電流の FFT 解析結果からは低次で分散したスペクトルが見られる。

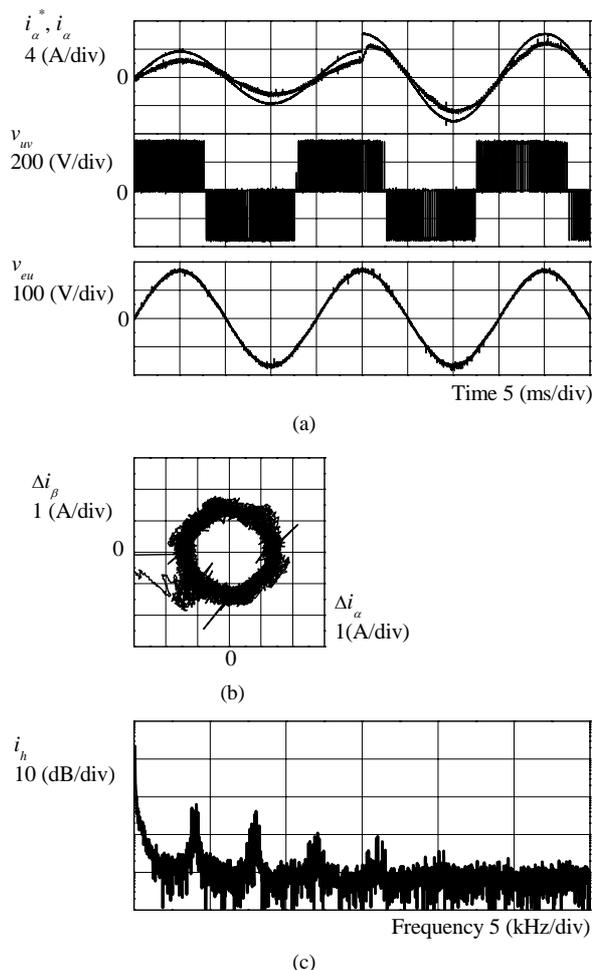


図 12 キャリア変調方式の実験結果  
(a) 電流, インバータ線間電圧及び逆起電力 (b) 電流誤差ベクトル軌跡 (c) 電流の周波数スペクトル  
Fig. 12. Experimental result of carrier modulation method.  
(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f. (b) Current-error vector locus. (c) Frequency spectra of current.

## 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。また、従来法の実験結果を比較評価することにより提案法の優位性を確認した。提案法によれば、ヒステリシスコンパレータ方式と同程度の電流応答性、キャリア変調方式と同様の PWM 波形が得られることを確認できた。また、電流高調波の解析結果より、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。

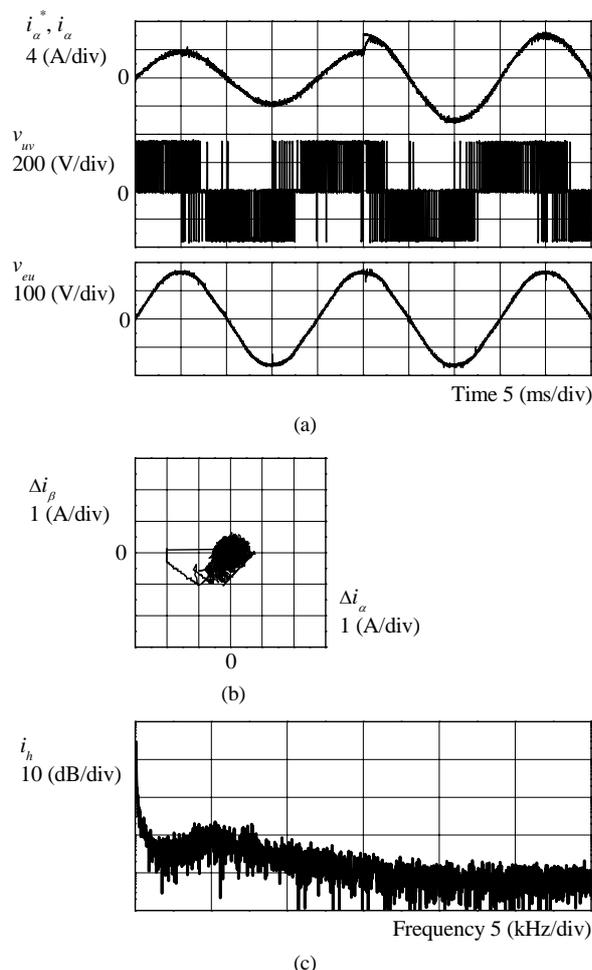


図 13 ヒステリシスコンパレータ方式の実験結果  
(a) 電流, インバータ線間電圧及び逆起電力 (b) 電流誤差ベクトル軌跡 (c) 電流の周波数スペクトル  
Fig. 13. Experimental result of hysteresis comparator method.  
(a) Waveforms of currents, inverter line-to-line voltage and load back e.m.f. (b) Current-error vector locus. (c) Frequency spectra of current.

## 参考文献

- [1] J. Holtz, and S. Stadtfeld, "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source," *Conf. Rec. 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] I. Saito, and T. Noguchi, "Spatial Dead-Beat Control of Current-Vector Controlled PWM Inverter," *IEE-Japan Ind. Appl. Soc. Static Power Conversion Meeting.*, SPC-00-79, 29 ~ 34, 2000.  
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」 半導体電力変換研究会, SPC-00-79, 29 ~ 34, 2000
- [5] H. Kodachi, I. Saito and T. Noguchi, "High-Speed Current Control of PWM Inverter Minimizing Current-Error at Every Sampling Point," *IEE-Japan Ind. Appl. Soc. Annual Conf.*, 3, 1517-1520, 2002.  
小太刀, 野口, 齋藤: 「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」 電気学会産業応用部門大会, 3, 1517-1520, 2002.