

# 速度センサレスベクトル制御における 外乱オブザーバを用いた出力電圧誤差補償

学生員 星野 哲馬\* 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## An Output Voltage Error Correction Using a Disturbance Observer for a Speed Sensorless Vector Control.

Tetsuma Hoshino\*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a suitability of an error voltage correction method using a disturbance observer for a speed sensor less vector control. The error voltage correction method using the disturbance observer is used with vector control of permanent magnet synchronous machine or induction machine. However, former error correction methods using a disturbance observer are based on a polarity switching of error correction voltage by a direction of phase current. In contrast, the error voltage correction method in this paper uses only disturbance observer without the polarity switching method to correct the error voltage of an inverter. A performance of the error voltage correction method using disturbance observer for the speed sensor less control is evaluated from a magnitude of torque ripple based on the simulation results. This correction method using the disturbance observer reduces the torque ripple to about 60% that of the polarity switching method.

キーワード：誘導電動機，外乱オブザーバ，デッドタイム，ベクトル制御，速度センサレス制御

**Keywords** : induction motor, disturbance observer, dead-time, vector control, speed sensorless control

### 1. はじめに

近年，誘導機をインバータで制御する方式が普及し，誘導機の制御の高性能化が進んでいる。誘導機の制御方式には，V/f 制御，センサレスベクトル制御，ベクトル制御がある。センサレスベクトル制御はトルク制御が可能であり，かつ速度センサが不要であることから，従来の V/f 制御ではカバーしきれない分野に適用されている。

一方，誘導機の制御に用いるインバータは，デッドタイムを必要とし，この期間に出力電圧の誤差を生じる。デッドタイムにより発生する電圧誤差は，電流波形にひずみを生じさせ，トルクリプルが発生するなど，制御性能を劣化させる。センサレスベクトル制御は電流制御器により電流をフィードバック制御するので，電圧誤差は電流制御器によって補償されるが，デッドタイムの影響が大きくなる低速域では制御性能の劣化が無視できない。また，中高速域ではデッドタイムによる電圧誤差の周波数が上昇するため，デッドタイムによる波形ひずみを電流制御系の PI 制御のみで抑制するには高速応答の電流制御器が必要である。

デッドタイム電圧誤差を補償するため，さまざまな方法が研究されている<sup>(1)~(11)</sup>。代表的な補償法は，デッドタイム電圧誤差がモータ電流の極性に同期した方形波となることに着目し，モータ電流の極性を検出して誤差電圧を電圧指令に重畳する方法である。このとき，極性判別のタイミン

グや補償量に誤差があると，誤差電圧が残存し，電流波形に歪みが生じる結果トルクリプルが発生する。特に低速域では電流極性の切り替わりがゆっくりになるため，検出が困難である。このため用途によっては従来の補償法だけでは不十分なことがある。一方，ベクトル制御系では，外乱オブザーバにより誤差電圧を推定し，電圧指令に補償する方法が提案されている<sup>(7)(9)(10)</sup>。この方式は，デッドタイムに限らずスイッチング素子のオン電圧降下などインバータの電圧誤差をすべて補償でき，有用な制御方法の一つである。

これまで提案されている外乱オブザーバを用いた誤差補償手法は，永久磁石同期モータや誘導機に適用されているが，いずれもデッドタイム補償量をオブザーバで推定し，モータ電流の極性に同期して補正を加えている。すなわち極性切り替えに伴う問題や中高速域での応答遅れに十分に対応できていない。また，センサレスベクトル制御においてモータ電流の極性検出に頼らず，外乱オブザーバを電圧誤差補償に用いる手法について議論されている論文は著者らの知る限りない。

本論文では，外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差電圧補償手法をセンサレスベクトル制御に適用したときの制御性能について検討し，提案法の有用性を検証する。本方式はモータモデルにより一意に制御系が決定されるので，ゲイン調整を行う必要がないことに特長がある。この

結果、検証により従来のフィードフォワードを用いる手法<sup>(12)</sup>に対して、外乱オブザーバを用いる手法<sup>(11)</sup>の誤差補償効果の優位性を示したので報告する。

2. 原理

(2・1) すべり周波数制御型ベクトル制御

図 1 に、二次側の漏れインダクタンスを一次側に換算した誘導電動機の 1 相あたりの等価回路を示す。以下、図 1 に示す等価回路を基に議論を進める。本論文では回転座標上にて外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差電圧補償を行う。誘導機の一次電圧と一次電流の関係は、回転座標上では(1)式にて表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_\sigma & -\omega_1 L_\sigma & p & -\omega_1 \\ \omega_1 L_\sigma & R_1 + pL_\sigma & \omega_1 & p \\ -R_2 & 0 & \frac{R_2}{L_m} + p & -\omega_1 + \omega_m \\ 0 & -R_2 & \omega_1 - \omega_m & \frac{R_2}{L_m} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \dots\dots(1)$$

ただし  $v_1$ : 一次側電圧,  $i_1$ : 一次側電流,  $\phi_2$ : 二次側磁束,  
 $R_1$ : 一次側抵抗,  $R_2$ : 二次側抵抗,  $p$ : 微分演算子,  
 $L_m$ : 相互インダクタンス,  $L_\sigma$ : 漏れインダクタンス,  
 $\omega_1$ : 一次側角周波数,  $\omega_m$ : 回転角周波数 (電気角) である。

図 2 にすべり周波数制御型ベクトル制御の制御ブロック図を示す。すべり周波数を適切に制御することで、二次磁束ベクトルの q 軸をゼロに収束させ、d 軸と二次磁束ベクトルの方向を一致させる。このため(1)式において q 軸の二次磁束  $\phi_{2q}$  がゼロとみなせ、一次電圧は(2)式で計算できる。

$$\begin{aligned} v_{1d} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma)i_{1d} - \omega_1 L_\sigma i_{1q} \\ v_{1q} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma)i_{1q} + \omega_1 L_\sigma i_{1d} + \omega_m \phi_{2d} \end{aligned} \dots\dots(2)$$

(2)式の右辺第 1 項は  $RL$  の逆起電力項であり、 $T_e=L_\sigma/(R_1+R_2)$ なる電気時定数を持つ一次遅れで応答する。また、第 2 項は d 軸と q 軸の干渉項を表しており、一次角周波数  $\omega_1$  の増加とともに d 軸と q 軸の干渉が増加する。さらに、第 3 項は速度起電力をあらわしており、機械時定数で応答するため、汎用誘導機では比較的ゆっくりした変化になる。

ここで、右辺第 2 項および第 3 項を電圧指令値に対してフィードフォワード制御を行い、d 軸と q 軸の間の非干渉化を行う。非干渉制御の結果、d 軸の電流を d 軸の電圧だけで、また q 軸の電流を q 軸の電圧だけで制御できるようになり、dq 軸の干渉による電流の振動を抑制することができる。

(2・2) 速度センサレスベクトル制御<sup>(12)</sup>

図 3 に速度センサレスベクトル制御の制御ブロック図を示す。速度センサレスベクトル制御では、誘導機速度センサの代わりに、モータの電圧と電流を用いてモータの速度を推定する。二次磁束側ベクトルが任意の方向にある場合、モータの一次電圧は(3)式で計算できる。

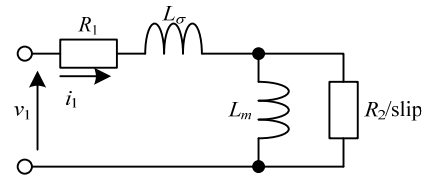


図 1 モータの等価回路  
 Fig. 1. An equivalent circuit of an induction motor.

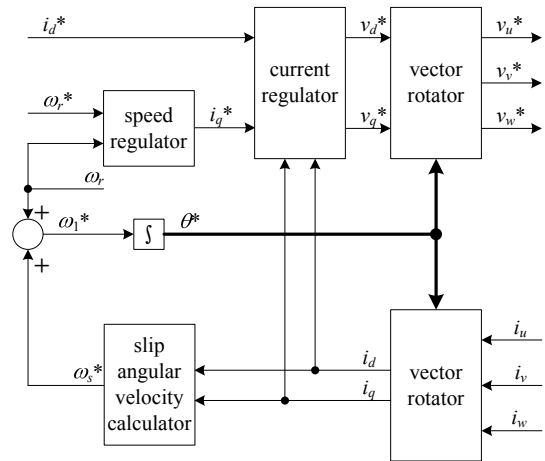


図 2 すべり周波数制御型ベクトル制御の制御ブロック図  
 Fig. 2. A block diagram of vector control using slip control.

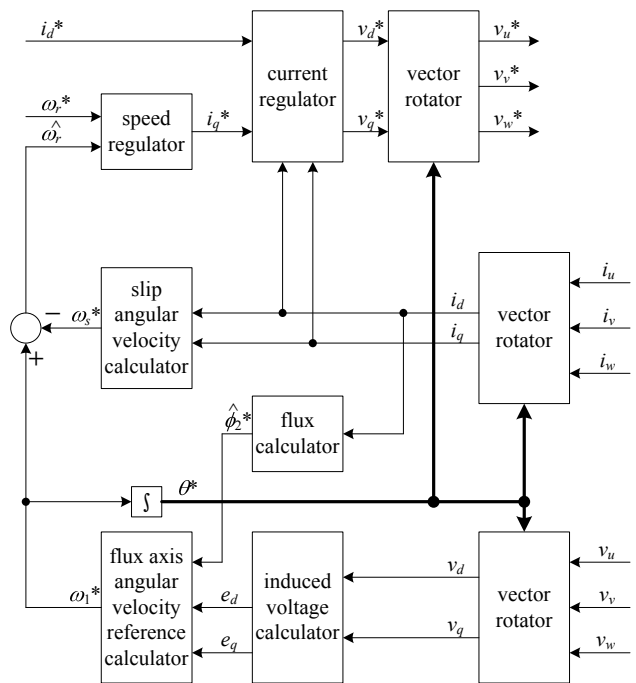


図 3 速度センサレスベクトル制御のブロック図  
 Fig. 3. A block diagram of speed sensor-less vector control.

$$\begin{aligned} v_{1d} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1d} - \omega_1 L_\sigma i_{1q} - \omega_m \phi_{2q} \\ v_{1q} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1q} + \omega_1 L_\sigma i_{1d} + \omega_m \phi_{2d} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、(3)式の右辺第3項を速度起電力  $e_d, e_q$  とおけば、(4)式を得る。

$$\begin{aligned} v_{1d} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1d} - \omega_1 L_\sigma i_{1q} + e_d \\ v_{1q} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1q} + \omega_1 L_\sigma i_{1d} + e_q \end{aligned} \quad (4)$$

ここで導入した速度センサレスベクトル制御では、二次磁束ベクトルの q 軸成分がゼロのとき、速度起電力ベクトルの d 軸成分がゼロになることに着目する。すなわち、(4)式を  $i_1, v_1, \omega_1$  の関数として速度起電力  $e$  を求め、速度起電力の d 軸成分  $e_d$  がゼロとなるように一次側周波数を制御する。

図4はモータの速度起電力と磁束の関係をあらわしたベクトル図であり、以下に一次周波数制御について、詳細に説明する。図のように制御器の座標がモータより進んでいるとき、二次側磁束ベクトルの q 軸は負の値として観測され、d 軸の速度起電力  $\omega_m \phi_{2d}$  は正の値として観測される。図とは反対に、制御器の座標がモータより遅れているとき、二次側磁束ベクトルの q 軸は正の値として観測され、d 軸の速度起電力  $e_d$  は負の値として観測される。このことから、一次周波数  $\omega_1$  は(5)式に示すように、d 軸の速度起電力  $e_d$  に何らかの正のゲイン  $K_{PEM}$  を乗じ、 $e_q/\phi_{2d}\omega_m$  に減算した値とすることで  $e_d$  がゼロとなるフィードバック制御系を構成できる。

$$\omega_1^* = \frac{e_q}{\phi_{2d}} - K_{PEM} e_d \quad (5)$$

〈2・3〉 デッドタイム誤差による電圧誤差の発生と補償

図5(a)にインバータ1レグの回路を示し、図5(b)に出力電圧とデッドタイム期間中に発生する電圧誤差を示す。インバータで発生する出力電圧誤差は主にデッドタイムにより発生する誤差と、パワーデバイスのオン電圧降下により発生する誤差があるが、前者の方が支配的なので、以後、出力電圧誤差はデッドタイム電圧誤差を中心に議論する。デッドタイムは上アーム  $u_p$ 、下アーム  $u_n$  のゲートパルスに挿入し、上下アーム間の短絡を防止する。図5(b)において  $T_d$  はデッドタイム期間を示している。

デッドタイム期間中に発生する電圧誤差は、出力電流  $i_u$  の方向に依存する。例えば出力電流  $i_u$  が正の場合は下アーム  $u_n$  の還流ダイオード(FWD)が導通し、 $-V_{dc}/2$  が出力される。対して出力電流  $i_u$  が負の場合は上アーム  $u_p$  の FWD が導通し、 $V_{dc}/2$  が出力される。結果として、キャリア1周期中のデッドタイムによる平均電圧誤差  $\Delta V$  は(6)式で表せる。

$$\Delta V = -f_s V_{dc} T_d \cdot \text{sign}(i_u) \quad (6)$$

ここで、 $f_s$  : スイッチング周波数、 $V_{dc}$  : DC リンク電圧、 $T_d$  : デッドタイム時間、 $i_u$  : 出力電流である。

$y = \text{sign}(x)$  は  $x$  の符号関数であり  $x > 0$  において  $y=1$ 、 $x < 0$  において  $y=-1$ 、 $x=0$  において  $y=0$  である。

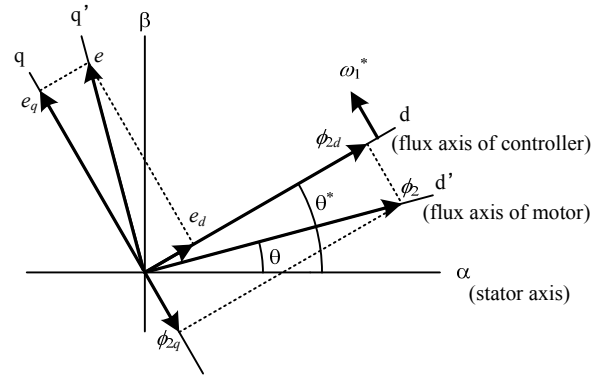


図4 速度センサレス制御時のモータ電圧、電流、磁束のベクトル図  
Fig. 4. A Phasor diagram of motor voltage, current and flux which controlled with speed sensor-less method..

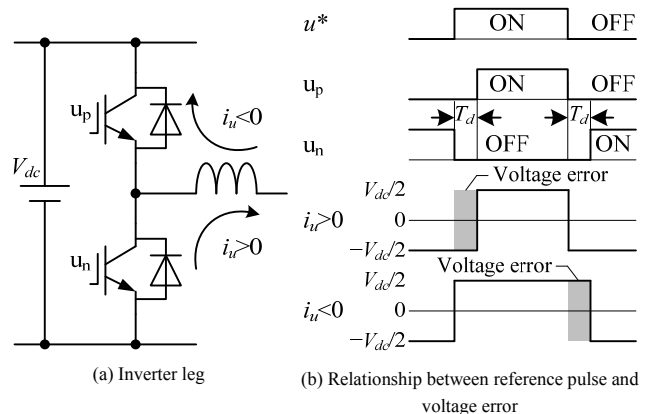


図5 デッドタイム期間に発生する誤差電圧  
Fig. 5. An error voltage occurrence at deadtime period.

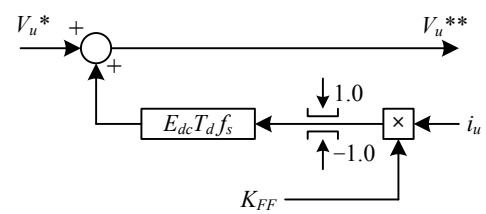


図6 誤差電圧を電流方向に応じてフィードフォワードする補償法  
Fig. 6. A conventional error voltage correction method according a direction of motor current..

(6)式より、デッドタイムによる電圧誤差  $\Delta V$  の大きさは出力電流  $i_u$  の大きさに依存せず、DC リンク電圧  $V_{dc}$  とスイッチング周波数  $f_s$ 、デッドタイム  $T_d$  に依存する。なお、デバイスのオン電圧降下を補償する場合は補償量  $\Delta V$  にオン電圧降下分を加算する。一方、電圧誤差  $\Delta V$  の極性は出力電流極性と反対になることがわかる。従来の電圧誤差補償方式では(6)式から補償量を計算し、各相の出力電圧指令値に電圧誤差分をフィードフォワードで加算する。以下では、この手法をフィードフォワード補償法と呼ぶ。

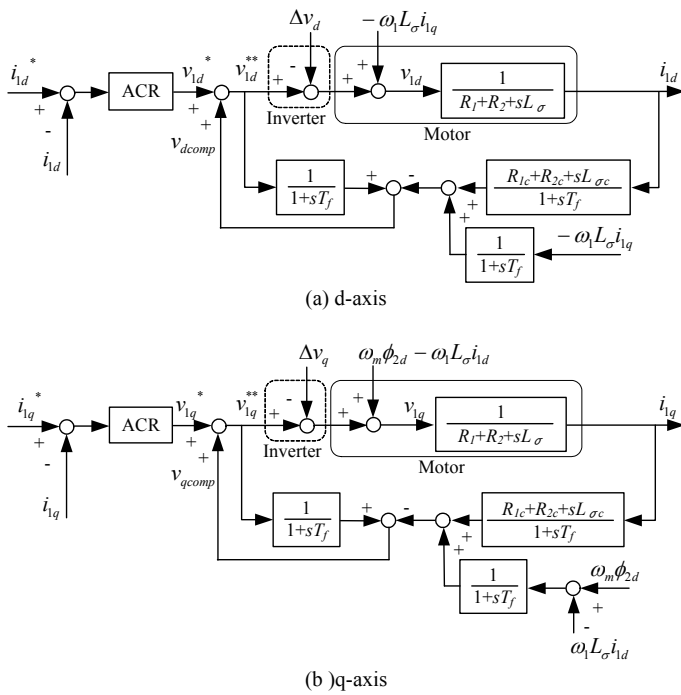


図7 外乱オブザーバによる誤差電圧補償法  
Fig. 7. An error voltage correction method using a disturbance observer.

図6にフィードフォワード補償法の制御ブロック図を示す。電流検出値にゲイン  $K_{FF}$  を乗算し、 $\pm 1$  のリミッタを通すことで、 $i_u$  のゼロクロスで連続性を保ち、補償のハンチングを抑制する。

〈2・4〉 外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償

本論文では回転座標上にて外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償を行う。ベクトル制御された誘導電動機の電圧電流方程式は<2.1>で述べており、(2)式をもとに誤差電圧の推定と補償を行う。

図7に外乱オブザーバを適用したベクトル制御のブロック線図を示す。外乱オブザーバでは、電圧指令と実際のモータの端子電圧の差を求め、外乱を推定する。推定した外乱は外乱補償電圧  $v_{comp}$  として電圧指令に加算する。(7)式に補償電圧の算出式を示す。但し、サフィックス  $C$  はコントローラのパラメータを示す。

$$v_{dcomp} = \frac{1}{1+sT_f} \left\{ v_{1d}^{**} - \left( (R_{1c} + R_{2c} + pL_{\sigma}) i_{1d} - \omega_1 L_{\sigma} i_{1q} \right) \right\} \quad (7)$$

$$v_{qcomp} = \frac{1}{1+sT_f} \left\{ v_{1q}^{**} - \left( (R_{1c} + R_{2c} + pL_{\sigma}) i_{1q} - \omega_1 L_{\sigma} i_{1d} + \omega_m \phi_{2d} \right) \right\}$$

(7)式の右辺第1項は誤差電圧補償を行った後の出力電圧指令値である。第2項はモータの逆システムにもとづいて  $RL$  の逆起電力を推定した値である。また、第3項はd軸とq軸の干渉項を、第4項は速度起電力を表しており、<2.1>で示した非干渉制御と同じ値を用いる。誤差電圧の推定において(7)式の第3、4項を補償しない場合、干渉項と速度起電力項は外乱として見える。この2項を外乱とみなして補償を行うと、過補償が発生し不安定となる。

なお、図7の構成において外乱オブザーバは電流制御ルー

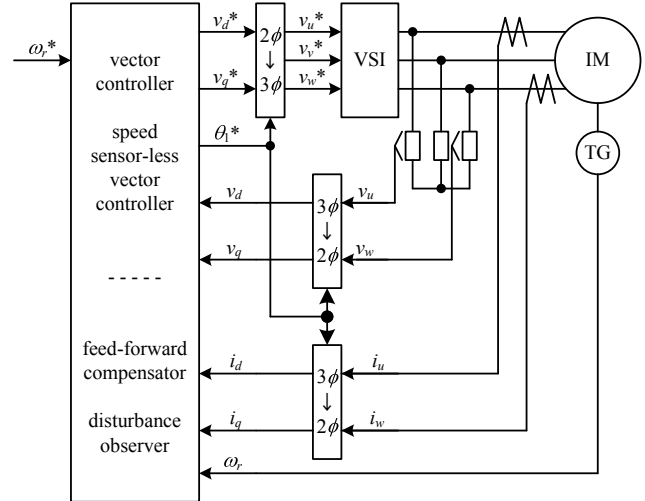


図8 誤差電圧補償性能の評価システム  
Fig. 8. An evaluation system of correction performance.

表2 シミュレーション条件  
Table 2. Simulation conditions.

Parameters	Values	Parameters	Values
Rated power	750W	Rated current	3.6A
Poles	4	Rated exciting current	2.0A
Rated voltage	200V	Primary resistance $R_1$	2.78Ω
Rated frequency	50Hz	Secondary resistance $R_2$	2.44Ω
Rated speed	1420r/min	Leakage inductance $L_{\sigma}$	11.0mH
Rated slip	80r/min	Moment of Inertia	0.0025kg·m <sup>2</sup>
		Mechanical time constant	84ms
Switching frequency $f_s$	10kHz	Dead-time period $T_d$	5μs
DC bus voltage $V_{dc}$	300V	Feed forward compensation voltage	0.05 $V_{dc}$
	(Typ.)		15V (Typ.)
ACR gain $K_{ACR}$	1.0pu	ACR time constant $T_{ACR}$	1ms
ASR gain $K_{ASR}$	1/2 $\omega_r$	ASR time constant $T_{ASR}$	$T_f$ (84ms)
		Disturbance observer time constant $T_f$	0.1ms

プより高速応答に設計することが望ましい。誤差電圧をすべて外乱オブザーバが補償することで、電流制御器の出力=端子電圧とみなし出力電圧センサレス、速度センサレスベクトル制御が可能となる。

3. シミュレーション結果

図8にシミュレーションを行った誘導機駆動システムを示す。システムは200V/50Hz、750Wの汎用誘導機と電圧形インバータにより構成する。インバータは回転座標上で、<2.1>で述べた速度センサつきベクトル制御(図2)、または<2.2>で述べた速度センサレスベクトル制御(図3)を行い、モータの速度を制御する。ここに<2.3>で述べた従来のフィードフォワードを用いた電圧誤差補償法、あるいは<2.4>で述べた外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償法を適用し、補償性能を評価する。表1にこれらコントローラと汎用誘導機のパラメータを示す。

表 3 には各シミュレーション条件における補償性能を、トルクリプルで評価した結果を示す。評価値には(8)式に示すトルクリプルの実効値  $T_{AC}$  を使用した。なお、式中の  $T_{RMS}$  はトルクの実効値、 $T_{DC}$  はトルクの平均値である。

$$T_{AC} = \sqrt{T_{RMS}^2 - T_{DC}^2} \dots\dots\dots(8)$$

図 9(a)はフィードフォワード補償法を、図 9(b)は外乱オブザーバ補償法を適用し、 $\omega_r^* = 0.2pu$  にて速度一定制御を行った結果である。

図 9(a)ではデッドタイム時間、直流電圧、スイッチング周波数から(6)式を用いて補償量を求め補償を行った結果、定常的な誤差は補償される。しかしながら、3相電流のゼロクロスにおいて大きなひずみが生じている。これは、従来法が電流極性の情報しか使用しないため、電流のゼロ付近で補償が困難になるためである。また、電流ゼロ付近では(6)式によらない電圧誤差も発生するため、誤差補償結果に残差が生じる。

図 9(b)では(a)に比べてリプルが小さく、振動の少ない波形が得られる。これは、高速な応答の外乱オブザーバを用いることで、速やかに電圧誤差を補償することが可能となるためである。また、外乱オブザーバ補償法は電圧誤差の変動に無調整で対応できるため、電圧ゼロ付近における振動を抑制できる。

図 10 はフィードフォワード補償法と外乱オブザーバ補償法を併用し、誤差補償を行った結果である。制御に発振は無く、両者を同時に用いても制御は安定であるといえる。さらにそれぞれの補償法を単体で用いたときより、リプルの小さな波形が得られる。

図 11 はデッドタイムによる電圧誤差の無い理想インバータにおいて、外乱オブザーバ補償法による誤差補償を行った結果である。各波形に振動は見られず、外乱オブザーバ補償法を既存のシステムに組み合わせても安定性を損なうことは無い。これは、外乱オブザーバ補償法が電圧誤差がゼロを検出し、不必要な補償を行わないためである。

図 12 は速度センサ付きベクトル制御を行い、フィードフォワード補償法と外乱オブザーバ補償法を併用し、誤差補償を行った結果である。この結果に対し、速度センサレスベクトル制御でも外乱オブザーバ補償法による誤差補償を行うことで、速度センサつきの約 1.2 倍と、同程度までリプル量を低減できる。このことから、外乱オブザーバ補償法を速度センサ付きベクトル制御に組み合わせて得られる優位性<sup>(13)</sup>が、速度センサレスベクトル制御においても同様に得られると期待できる。

#### 4. まとめ

本論文では、外乱オブザーバ補償法を速度センサレスベクトル制御に適用し、電圧誤差の補償性能をトルクリプルにて評価した。

- ・ 外乱オブザーバ補償法を適用し、トルクリプルを代表的な補償法の約 6 割の値に低減した。
- ・ 外乱オブザーバ補償法は電圧誤差の変動にも対応できることを確認した。
- ・ 外乱オブザーバ補償法が既存のシステムに対して影響を与えないことを確認した。

今後の課題として、実機における実際の補償性能の検証、より高速な応答を実現するためのハードウェア補償器の設計が挙げられる。

#### 文 献

- (1) T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, : "Fully digital vector-controlled PWM VSI fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy," IEEE Transaction on Industry. Application., vol. 27, no. 3, pp. 552-559, (May/Jun. 1991).
- (2) J. W. Choi and S. K. Sul, : "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 221-227, (Mar. 1996).
- (3) A. R. Munoz and T. A. Lipo, : "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drive," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, (Jul. 1999).
- (4) S.-G. Jeong and M.-H. Park, : "The analysis and compensation of deadtime effects in PWM inverters," IEEE Transaction on Industry. Electronics., vol. 38, no. 2, pp. 108-114, Apr. 1991.
- (5) A. Muñoz-Garcia and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drive," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, Jul. 1999.
- (6) H. Zhao, Q. M. J. Wu, and A. Kawamura, "An accurate approach of non-linearity compensation for VSI inverter output voltage," IEEE Transaction on Power Electronics., vol. 19, no. 4, pp. 1029-1035, Jul. 2004
- (7) A. Cichowski, J. Nieznanski, "Self-Tuning Dead-Time Compensation Method for Voltage-Source Inverters" IEEE Power Electronics Letters, vol. 3, no. 2, June 2005
- (8) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三 : 「AC サーボシステムの理論と設計の実際 - 基礎からソフトウェアサーボまで - 」, 総合電子出版社
- (9) H. S. Kim, H. T. Moon, and M. J. Youn, : "On-line dead-time compensation method using disturbance observer," IEEE Transaction on Power. Electronics., vol. 18, no. 6, pp. 1136-1345, (Nov. 2003).
- (10) N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, T. Funabashi, : "An Adaptive Dead-Time Compensation Strategy for Voltage Source Inverter Fed Motor Drives" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, (Sep. 2005).
- (11) J. Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," IEEE Trans. Ind. Applcat., vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, Jul./Aug. 2002.
- (12) H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System" Transactions of IEEJ Vol.116-D No.11, pp.1103-1109 (1996)
- (13) J. Itoh, T. Fujii, T. Hoshino, O. Akihiro, I. Sato, D. Tanaka, "" Transactions of IEEJ Vol.128-D No. 8, 2008 (in Japanese)  
伊東 淳一, 藤井 崇史, 星野 哲馬, 小高 章弘, 佐藤 以久也, 田中大輔: "ベクトル制御における外乱オブザーバを用いたインバータ出力電圧の誤差補償手法の解析", 電学論D, Vol. 128, No. 8, pp.1005-1012 (2008).

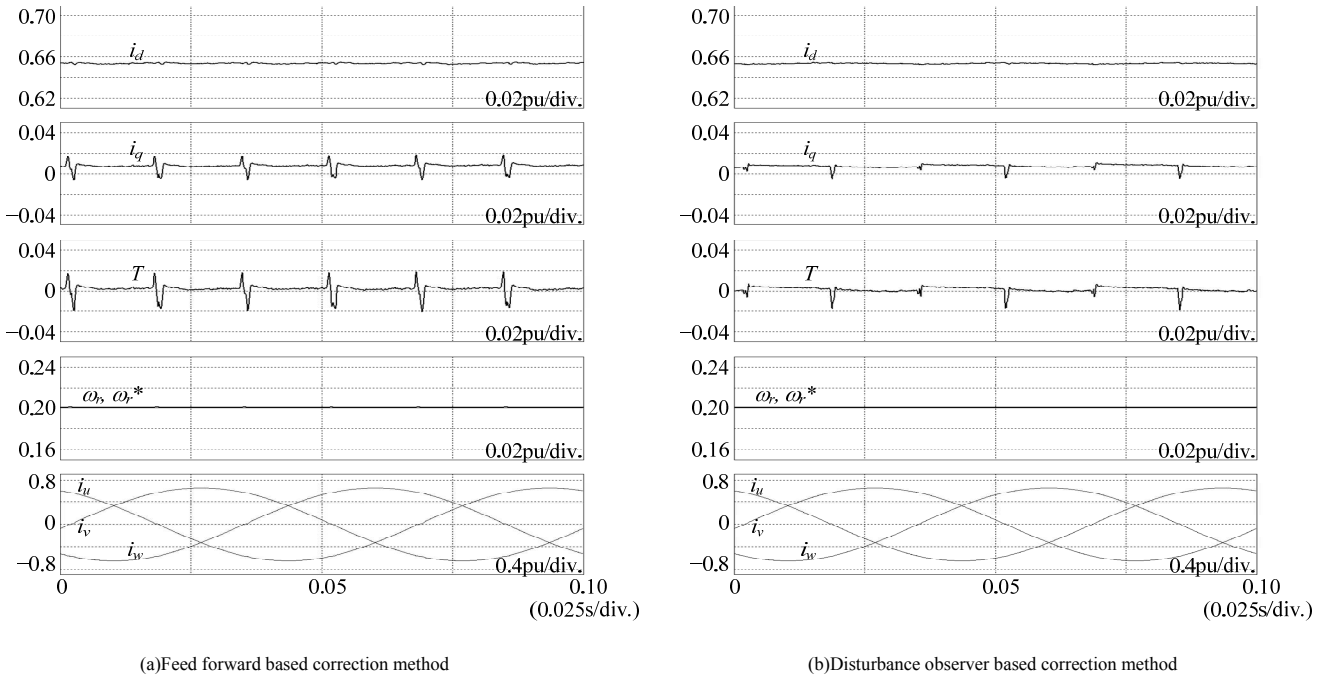


図9 補償法ごとの補償性能の比較  
Fig. 9. A Comparison of Correction performance between each correction methods.

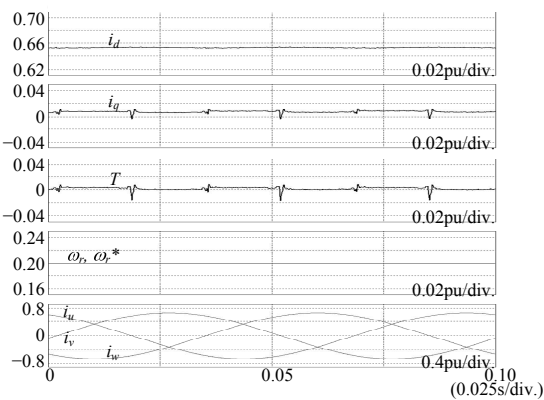


図10 外乱オブザーバ補償法とフィードフォワード補償法を併用した補償結果  
Fig. 10. A result of error voltage correction using feed forward and disturbance observer.

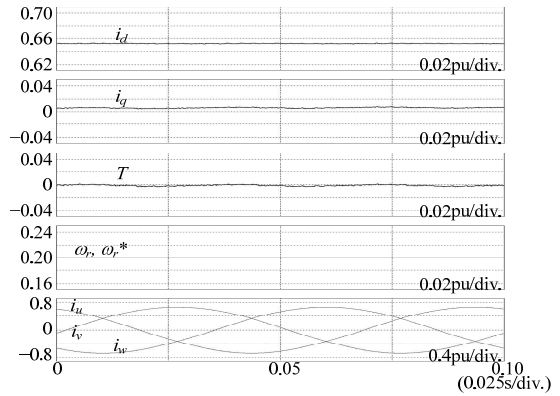


図11 理想インバータに対して補償を行った結果  
Fig. 11. A result of error voltage correction for ideal inverter.

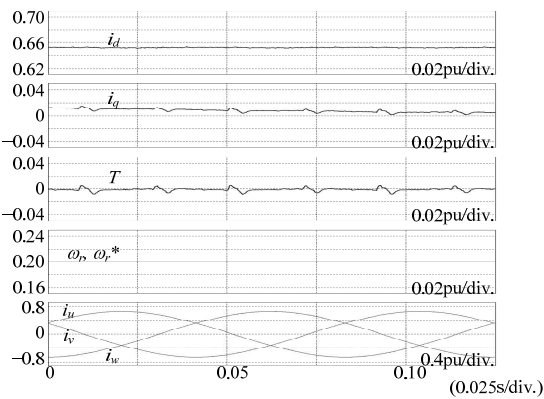


図12 速度センサつきベクトル制御に対する補償結果  
Fig. 12. A result of error correction at vector control method using a disturbance observer correction method.

表3 補償性能の評価結果  
Table 3. Evaluation results of each conditions.

Figure No.	Torque ripple [pu]	Figure No.	Torque ripple [pu]
Fig. 9(a)	0.00442	Fig. 9(b)	0.00272
Fig. 10	0.00236	Fig. 11	0.00061
Fig. 12	0.00195		