

# ベクトル制御における外乱オブザーバを用いた デッドタイム誤差補償手法の解析

正員 伊東 淳一\* 学生員 藤井 崇史\*  
 学生員 星野 哲馬\* 正員 小高 章弘\*\*  
 正員 佐藤 以久也\*\* 非会員 田中 大輔\*\*\*

(\*長岡技術科学大学, \*\*富士電機アドバンステクノロジー(株), \*\*\*富士電機機器制御(株))

## Analysis of Dead-Time Compensation Method using Disturbance Observer for Vector control

Jun-ichi Itoh\*, member, Takashi Fujii\*, student member, Tetsuma Hoshino\*, student member

Akihiro Odaka\*\*, member, Ikuya Sato\*\*, member, Daisuke Tanaka\*\*\*, non-member

(\*Nagaoka University of Technology, \*\*Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.,

\*\*\*Fuji Electric FA Components & Systems Co., Ltd.)

This paper proposes analysis a dead-time error voltage compensation method with a disturbance observer for vector control, and analyses the proposed method. The dead-time compensation is very important to improve performances in the low speed region. The proposed compensation method is composed in the d-q rotational frame with the disturbance observer. As a result, a disturbance transmission characteristic becomes same as a high-pass filter. Then a stability of the proposed controller is hardly affected by controller parameters. In this paper, the validity of analysis is confirmed by experimental results under some conditions. The experimental results are similar to analyzed characteristics and indicate a validity of the analysis results.

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, 伝達関数, 根軌跡

**Keywords** : induction motor, disturbance observer, dead-time, vector control, transfer function, root locus

### 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。誘導機の制御方式の一つであるベクトル制御はトルク制御性能が高く、工作機械、鉄道車両等、高性能な制御が必要な分野に適用されている。しかし、インバータを用いる場合、デッドタイム誤差が制御上の問題になる。

デッドタイムによる誤差電圧の影響により、電流波形にひずみが生じ、トルクリプル等の制御性能劣化を招く。電流制御器で制御しているベクトル制御においても、特に低速域ではトルクリプルの最小化を図ろうとすると、デッドタイム誤差の影響は無視できない。

このデッドタイム誤差電圧を補償するさまざまな方法が研究されている<sup>(1)~(10)</sup>。一般には、モータの電流極性に基づき誤差電圧を電圧指令に重畳するが、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>(10)</sup>。

著者らは、以前に V/f 制御に外乱オブザーバを用いてデッドタイムによる誤差電圧補償を行う方法を提案し、その有用性

を解析と実験により確認している<sup>(11)</sup>。提案手法は電圧指令にマイナーループを構成するので、制御法を問わず適用可能である。しかし、ベクトル制御は電流制御器を持っており、外乱オブザーバによる補償器の補償電圧を電流制御器の電圧指令値に重畳するので、操作量が干渉する可能性がある。そこで、電流制御器と外乱オブザーバ、誘導機をまとめて制御性能、安定性を解析する必要がある。これまで提案されているベクトル制御の外乱オブザーバによるデッドタイム誤差補償の論文では、制御性能を解析している論文は存在するが、電流制御系と外乱オブザーバを含めたシステム全体について制御性能・安定性について詳細に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ベクトル制御に適用する。さらに、提案手法の制御性能・安定性について検討し、設計方針を明らかにする。制御性能はシステムの伝達関数の周波数特性より解析する。安定性はシステムの根軌跡より検討する。また、実験検証により従来手法に対する提案手法の誤差補償効果の優位性を示し、パラメータミスマッチに対する安定性を確認したので報告する。

2. 外乱オブザーバによるデッドタイム補償原理

<2.1> デッドタイムにより発生する外乱電圧

図 1 に、デッドタイムとデッドタイム電圧誤差を示す。デッドタイムは、インバータの上アームと下アームのオン/オフ切り替え時の短絡防止のために挿入される。

デッドタイム期間中、電流が正方向のときは、下側還流ダイオード(FWD)が導通し、 $-V_{dc}/2$  なる相電圧が出力される。電流が負方向のときは、上側 FWD が導通し、 $V_{dc}/2$  が出力される。デッドタイム期間中に出力される電圧が誤差電圧となる。(1)式に発生するデッドタイム誤差電圧  $\Delta v$  を示す。

$$\Delta v = -f_s V_{dc} t_d \text{sign}(i) \dots \dots \dots (1)$$

$$\text{sign}(i) = \begin{cases} 1 & (i > 0) \\ 0 & (i = 0) \\ -1 & (i < 0) \end{cases} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $f_s$ :スイッチング周波数、 $V_{dc}$ :直流リンク電圧、 $t_d$ :デッドタイム時間である。(1)式からわかるように、誤差電圧の大きさはスイッチング周波数、直流リンク電圧、デッドタイム時間のみに依存する。

<2.2> 提案手法

図 2 に、二次側の漏れインダクタンスを一時側に換算した誘導電動機の等価回路を示す。以下、図 2 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(3)式にて表すことが出来る。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_\sigma & -\omega_1 L_\sigma & p & -\omega_1 \\ \omega_1 L_\sigma & R_1 + pL_\sigma & \omega_1 & p \\ -R_2 & 0 & \frac{R_2}{L_m} + p & -\omega_1 + \omega_m \\ 0 & -R_2 & \omega_1 - \omega_m & \frac{R_2}{L_m} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

ただし  $v_1$ :一次電圧、 $i_1$ :一次電流、 $\phi_2$ :二次磁束、  
 $R_1$ :一次抵抗、 $R_2$ :二次抵抗、 $p$ :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、  
 $\omega_1$ :一次角周波数、 $\omega_m$ :機械角周波数である。

ベクトル制御では d 軸と二次磁束ベクトルが一致するように制御する。このため(3)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(4)式で計算できる。また(4)式より、電気系の応答が機械系の応答より十分速ければ、一次電流  $i_1$  の一次電圧  $v_1$  に対する応答は  $T_e=L_\sigma/(R_1+R_2)$ なる時定数を持つ一次遅れで応答する。

$$\begin{aligned} v_{1d} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1d} - \omega_1 L_\sigma i_{1q} \\ v_{1q} &= (R_1 + R_2 + pL_\sigma) i_{1q} - \omega_1 L_\sigma i_{1d} + \omega_m \phi_{2d} \end{aligned} \dots \dots \dots (4)$$

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

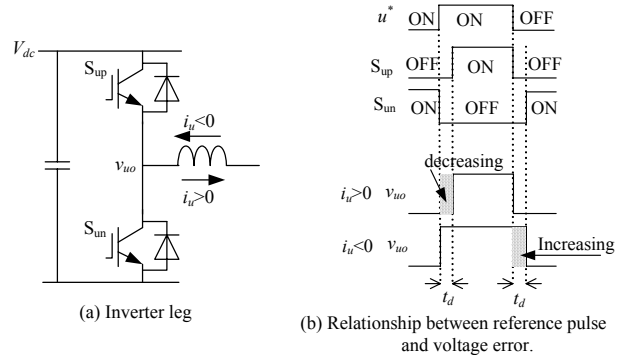


図 1 デッドタイムと誤差電圧の関係

Fig. 1. Relations between reference pulse and voltage error.

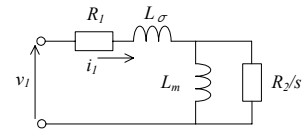


図 2 誘導電動機の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor.

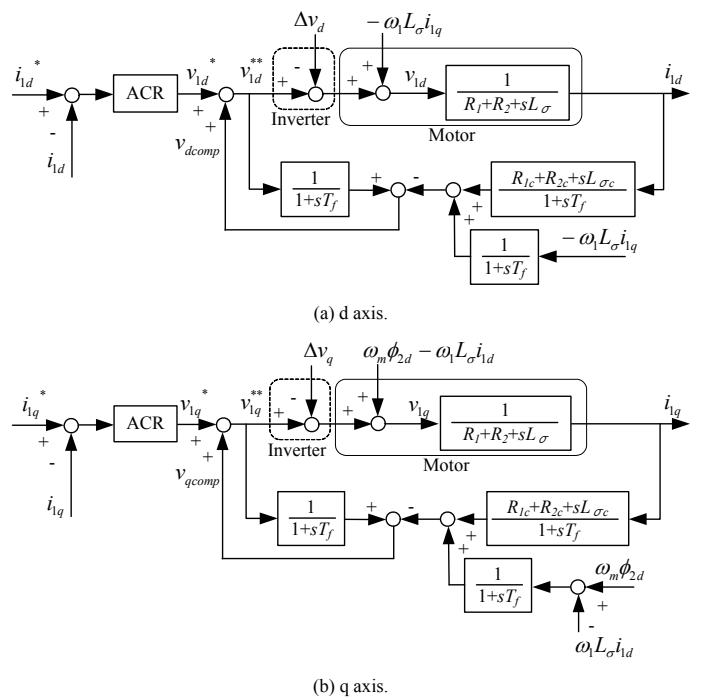


図 3 提案ブロック図

Fig. 3. Proposed block diagram.

の差を求め、外乱を推定する。モータの端子電圧の推定は(4)式第一項をモータの逆関数で、第二、三項を測定値からの算出で求める。推定した外乱は外乱補償電圧  $v_{comp}$  として電圧指令に足し合わせる。(5)式に補償電圧の算出式を示す。

$$\begin{aligned} v_{dcomp} &= v_{1d}^{**} - ((R_c + pL_\sigma) i_{1d} - \omega_1 L_\sigma i_{1q} - \Delta v_d) \\ v_{qcomp} &= v_{1q}^{**} - ((R_c + pL_\sigma) i_{1q} - \omega_1 L_\sigma i_{1d} + \omega_m \phi_{2d} - \Delta v_q) \end{aligned} \dots \dots \dots (5)$$

図 3 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。外乱オブザーバの補償ループは、目標電圧から

目標電圧への正帰還が構成されるので、ローパスフィルタを挿入して遅れ時間を生じさせ安定化をはかる。

3. 電流制御系に適用した外乱オブザーバの解析

<3.1> 補償性能・目標値応答

図 3 の提案システムの伝達関数を解析する。d・q 軸ともに同様の解析となるので、一般化して解析する。表 1 に解析条件を示す。

まず外乱誤差補償性能を検討する。(6)式に、図 3 の提案システムのブロック線図より導出した外乱  $\Delta v$  から出力電圧  $v_i$  への伝達関数を示す。また、(7)式に外乱オブザーバを付加しない場合の伝達関数を示す。

$$\frac{v_i}{\Delta v_i} = \frac{-(1-G_{LPF}(s))}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \dots (6) \quad \frac{v_i}{\Delta v_i} = \frac{-1}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \dots (7)$$

ただし、

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{1+sT_f}, \quad G_{Motor}(s) = \frac{1}{R+sL_\sigma}$$

$$G_{ACR}(s) = k_p + \frac{k_i}{sT_i} \quad (\text{PI 制御器の場合})$$

$$G_{ACR}(s) = k_p + \frac{k_i}{sT_i} + k_d T_D s \quad (\text{PID 制御器の場合})$$

$T_f$ : オブザーバのフィルタ時定数,  $R=R_1+R_2$

$T_i$ : 積分時間,  $T_D$ : 微分時間

外乱オブザーバを付加した(6)式と、電流制御器(ACR)のみの(7)式を比較すると、 $(1-G_{LPF}(s))$ を乗じた形となっている。 $(1-G_{LPF}(s))$ はハイパスフィルタ(HPF)になるため、(6)式は ACR のみの伝達関数に HPF を乗じた形となる。すなわち、外乱電圧の周波数が HPF のカットオフ領域であれば、外乱電圧は出力電圧には現れない。HPF の時定数である  $T_f$  はデッドタイム誤差電圧周波数より十分高く設計すればよい。また、ACR の時定数と外乱オブザーバの時定数が近いと、外乱オブザーバでは補償できず、ACR による補償が主となる。このため、 $T_f$  は ACR 時定数より小さくする必要がある。なお、(7)式において  $k_p, T_i, T_D$  をどのように設定しても  $G_{ACR}(s)$  のゲインが変化するのみで、(6)式の提案方法の形にはならない。

図 4 に(6), (7)式のボード線図を示す。実線は提案補償手法の周波数応答を示す。比較のために点線で PI 制御・PID 制御のみの外乱周波数応答を掲載している。なお、 $k_p, T_i, T_D$  は検出遅れ時間を元に、根がバターワース配置になるように設計し、調整した。図 4 のボード線図より、それぞれの方式の外乱カットオフ周波数は、PI 制御のみが 312Hz, PID 制御のみが 431Hz, PI 制御+外乱オブザーバ補償器が 979Hz である。

次にパラメータミスマッチに対する目標値応答性能について検討する。(8)式に目標電流  $i_1^*$  から出力電流  $i_1$  までの伝達関数を示す。また、(9)式にオブザーバを付加しない場合の伝達関数を示す。

$$\frac{i_1}{i_1^*} = \frac{G_{ACR}(s)G_{obs}(s)G_{Motor}(s)}{1+G_{ACR}(s)G_{obs}(s)G_{Motor}(s)} \dots (8)$$

表 1 解析条件

Table 1. Analysis condition.

Parameters	Values	Parameters	Values
Primary resistance $R_1$	43.3m $\Omega$	Proportional gain $k_p$	1pu
Secondary resistance $R_2$	22.5m $\Omega$	Integrating time $T_i$	1msec
Leakage inductance $L_\sigma$	0.452mH	Observer time constant $T_f$	0.2msec

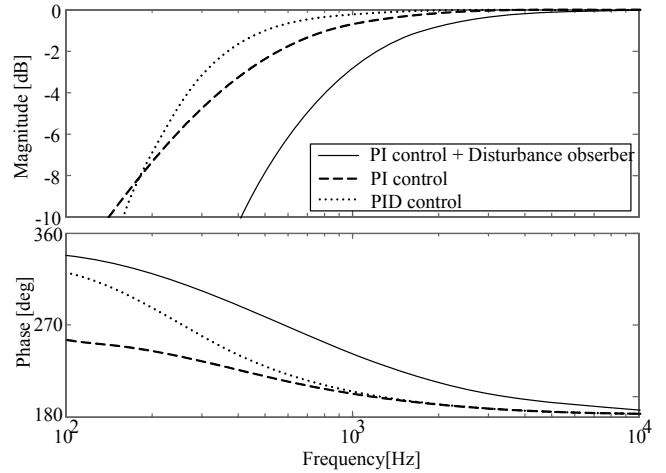


図 4 外乱から出力電圧への周波数特性

Fig. 4. Frequency response of equation (6).

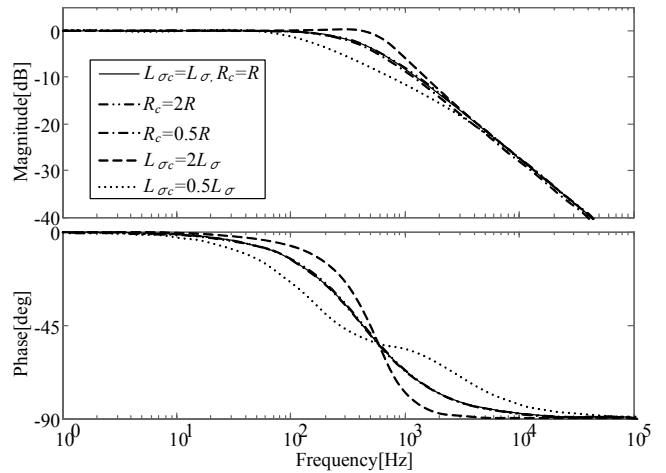


図 5 目標電流から電流への伝達特性

Fig. 5. Frequency response of equation (7).

$$\frac{i_1}{i_1^*} = \frac{G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \dots (9)$$

ただし、

$$G_{obs}(s) = \frac{1}{1+G_{LPF}(s)G_{Motor}(s)G_{Model}(s)-G_{LPF}(s)}$$

$$G_{Model}(s) = R_c + sL_{\sigma c}$$

$R_{1c}, R_{2c}, L_{\sigma c}$ : 制御器のパラメータ,  $R_c=R_{1c}+R_{2c}$

外乱オブザーバの伝達関数  $G_{obs}(s)$  は、パラメータミスマッチがなければ 1 となる。このとき、(8)式と(9)式は等しくなり、外乱オブザーバの付加によって目標値応答が変化することはない。パラメータミスマッチがある場合、目標値応答に誤

差が発生する。 $R_c, L_{\sigma c}$ の誤差による  $i_l^*$  から  $i_l$  までの周波数特性の変化を図 5 に示す。

図 5 より応答可能周波数は、 $L_{\sigma c}=2L_{\sigma}$  のとき 190Hz、 $L_{\sigma c}=L_{\sigma}$  のとき 420Hz、 $L_{\sigma c}=0.5L_{\sigma}$  のとき 740Hz である。 $L_{\sigma c}$  が  $L_{\sigma}$  より大きいと電流応答周波数が低下し、小さいと応答限界周波数付近で位相が大きく遅れ、共振ピークが現れることがわかる。 $R_c$  の誤差による目標値応答誤差は、図 5 のとおり小さく、無視できる。

### <3.2> 安定性解析

図 3 の提案システムの安定性を検討する。d・q 軸間の干渉も含めて検討するために、状態空間で解析を行った。なお、解析の簡略化のためにインバータを理想電源とし、制御系は連続系で定義した。

(10)式に、図 3 の提案ブロック線図より導出した状態方程式を示す。ACR は PI 制御器とした。この状態方程式の A 行列の根配置、根軌跡から安定性を解析する。表 1 に解析条件を示す。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \quad \dots\dots\dots(10)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{R+k_p}{L_{\sigma}} & \omega_1 & \frac{R_2}{L_{\sigma}L_m} & \frac{\omega_m}{L_{\sigma}} & \frac{1}{L_{\sigma}} & 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R+k_p}{L_{\sigma}} & -\frac{\omega_m}{L_{\sigma}} & \frac{R_2}{L_{\sigma}L_m} & 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} & 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} \\ R_2 & 0 & -\frac{R_2}{L_m} & \omega_1 - \omega_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & -(\omega_1 - \omega_m) & -\frac{R_2}{L_m} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_p}{T_i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_p}{T_i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{\sigma c} R + k_p}{L_{\sigma} T_f} - \frac{R_c}{T_f} - \frac{k_p}{T_f} & -\frac{L_{\sigma c} \omega_1}{T_f} & \frac{L_{\sigma c} R_2}{L_{\sigma} T_f L_m} - \frac{L_{\sigma c} \omega_m}{L_{\sigma} T_f} & \frac{1}{T_f} - \frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} & 0 & -\frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} & 0 & 0 \\ \frac{L_{\sigma c} \omega_1}{T_f} & \frac{L_{\sigma c} R + k_p}{L_{\sigma} T_f} - \frac{R_c}{T_f} - \frac{k_p}{T_f} & \frac{L_{\sigma c} \omega_m}{L_{\sigma} T_f} & -\frac{L_{\sigma c} R_2}{L_{\sigma} T_f L_m} & 0 & \frac{1}{T_f} - \frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} & 0 & -\frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \\ v_{p1d} \\ v_{p1q} \\ v_{dcomp} \\ v_{qcomp} \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{\sigma}} & 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{\sigma}} & 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_p}{T_f} - \frac{L_{\sigma c} k_p}{L_{\sigma} T_f} & 0 & \frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} & 0 \\ 0 & \frac{k_p}{T_f} - \frac{L_{\sigma c} k_p}{L_{\sigma} T_f} & 0 & \frac{L_{\sigma c}}{L_{\sigma} T_f} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \\ \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix}$$

$v_{PI}$ :ACR 中の積分制御器の出力

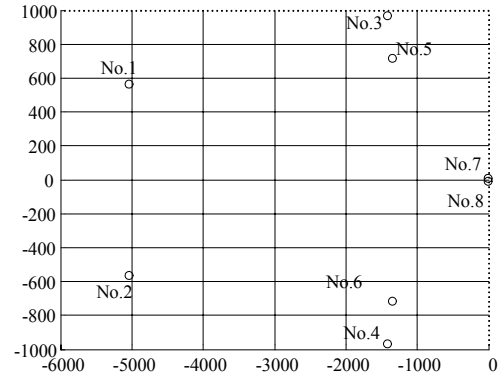
図 6(a)に、 $R_c=R, L_{\sigma c}=L_{\sigma}, T_f=0.2\text{ms}, T_i=1\text{ms}, k_p=1\text{pu}, \omega_m=50\text{Hz}$  における根配置を示す。本システムは 8 次のシステムのため 8 つの極を持つが、図 6(a)中の No.7, No.8 の極は最も右半平面に近いためシステムの安定性と応答を支配する。

次に、図 6(b)から(f)に図 6(a)の極に対して、パラメータを変動させたときの安定性を根軌跡を元に検討する。No.7 と 8

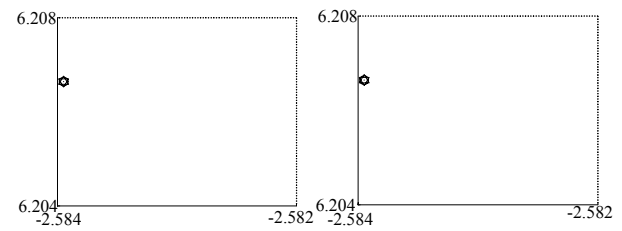
表 2 パラメータ変動範囲

Table 2. Range of parameter variation.

	Min.	Std.	Max.
$R_c$	$0.5R$	$R$	$2R$
$L_{\sigma c}$	$0.5L_{\sigma}$	$L_{\sigma}$	$2L_{\sigma}$
$k_p[\text{pu}]$	0	1	2
$T_i[\text{ms}]$	-	1	10
$T_f[\text{ms}]$	0.1	0.2	10

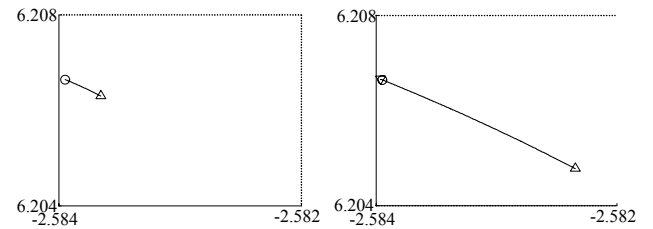


(a) 8 roots placement.



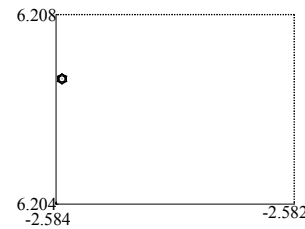
(b) Variation of  $R_c$ .

(c) Variation of  $L_{\sigma c}$ .



(d) Variation of  $T_i$ .

(e) Variation of  $T_f$ .



(f) Variation of  $k_p$ .

図 6 根配置図と No.7 の根軌跡

○ shows no parameter variations. △ shows minimum parameter  
▽ shows maximum parameter.

Fig. 6. Roots placement and root locus of No.7 root.

の極は共役のため、No.7 の極の軌跡を調べる。表 2 に変動させたパラメータの範囲を示す。

(1)  $R_c, L_{oc}$  の変動

これは電流制御系やオブザーバのパラメータが実際のパラメータに対して誤差がある場合である。 $R_c, L_{oc}$  が変動しても極はほとんど動かず、特に No7, No8 の極はほとんど移動せず、安定を保っている。すなわち、制御器で用いるパラメータと実際のモータのパラメータに誤差があっても、安定であることが確認できる。

(2)  $k_p, T_i, T_f$  の変動

これは制御器のパラメータ  $k_p, T_i, T_f$  を変化させたときの極の動きである。 $k_p$  は変化させてもほとんど安定性には影響しない。 $T_i, T_f$  は大きくすると極が右半平面に近づくが、極の移動は小さく安定性への影響は小さい。安定性、制御性能の両面から  $T_i, T_f$  は小さく設定する。

外乱オブザーバのフィルタ時定数  $T_f$  が大きくなると極が不安定側へ動くのは、電圧から電圧への補償ループにおいて遅れ時間が大きくなるためであると考えられる。

4. 実機検証

図7に実験で用いた誘導機駆動システムを、表3にインバータと誘導機のパラメータを示す。本システムでは汎用誘導機と電圧型インバータで構成されている。インバータは回転座標上でベクトル制御を行っており、ここに図7で示すように外乱オブザーバを適用する。今回の実験では、外乱オブザーバに対しフィードフォワード的に補償をかけるため、従来の負荷電流極性を判別し、誤差電圧をフィードフォワード補償する方式のデッドタイム誤差補償法も併用する。

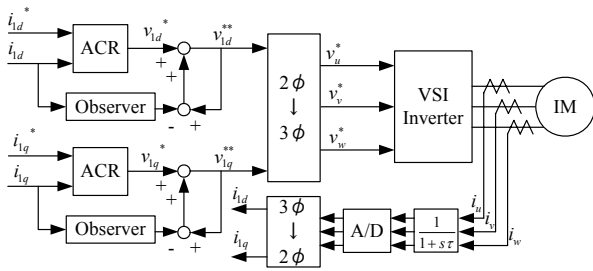


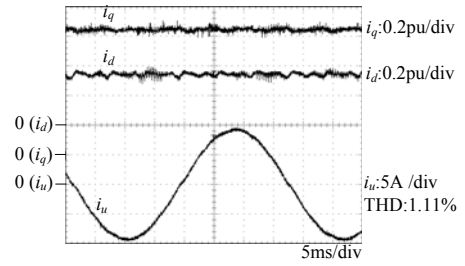
図7 実験システム

Fig. 7. Experimental system.

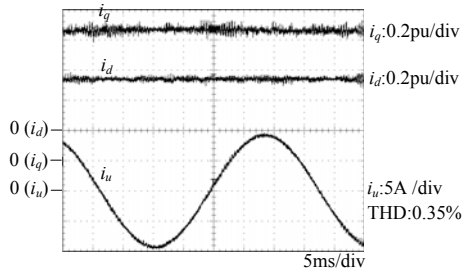
表3 実験条件

Table 3. Experimental conditions.

Motor parameters	Values	Motor parameters	Values
Rated power	2.2kW	Rated current	11A
Poles	4	Rated speed	1500r/min
Rated voltage	188V	Rated frequency	50Hz
Controller parameters	Values	Controller parameters	Values
Switching frequency	10kHz	Integrating time $T_i$	1msec
Dead-time period	3 $\mu$ sec	Observer time constant $T_f$	0.2msec
Proportional gain $k_p$	1pu		



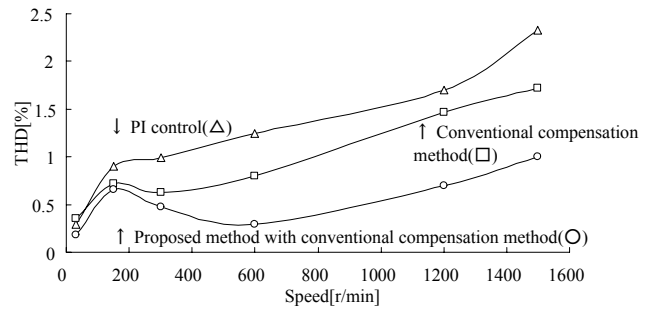
(a) PI controller.



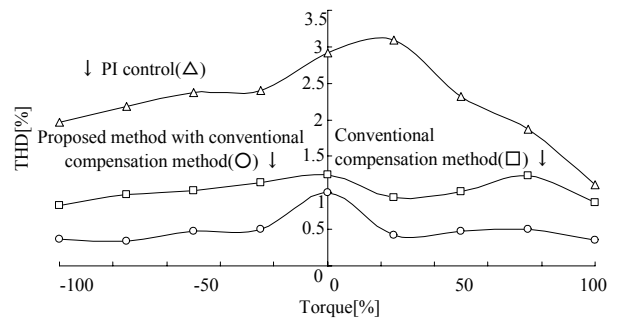
(b) Proposed method with conventional compensation method.

図8 出力電流波形

Fig. 8. Output current waveforms.



(a) Speed characteristics.



(b) Torque characteristics.

図9 電流ひずみ率

Fig. 9. Total harmonic distortion of output current.

<4.1> 出力電流ひずみの評価

図8に、750r/min、100%負荷時におけるPI制御器のみと提案手法・従来方法による補償を適用した場合の出力電流波形を示す。図8より、補償によりd、q軸の電流リップルが大幅に低減できるのがわかる。また、u相電流のひずみ率はACRのみで2.0%、提案手法で0.37%と、補償しない場合に比べて1.63%の改善が確認できる。

図9(a)に、100%負荷時における速度変化に対する出力電流

ひずみ率を示す。図9(a)より、提案手法ではPI制御器のみの場合と比較して、全速度領域でひずみ率を約1/3~1/4に抑えられることが確認できる。また、従来手法と比較して1500r/minでのひずみ率は0.71%改善しており、1200r/minの時、最大0.77%の改善ができた。提案手法では全速度領域で電流ひずみ率1%以下が実現でき、様々なアプリケーションで電圧誤差の問題を回避できる。

図9(b)に、750r/minにおいて負荷を-100%から100%まで変化させたときの出力電流ひずみ率の比較結果を示す。図9(b)より、提案手法では力行・制動の全負荷領域において電流ひずみ率を1%以下に抑えられるのが確認できる。無負荷時にひずみ率が大きいのは、電流基本波成分が小さく、外乱電圧誤差によるひずみ成分が顕著に現れるためである。

従来手法では、出力電流がゼロ付近に停滞する期間において電流極性判別が困難であり、一方、提案手法ではモータモデルに基づいて外乱電圧を推定・補償するため、従来手法で補償できなかった非線形な電圧ひずみや高調波成分も補償できている。

#### <4.2> パラメータ誤差の影響

図10に、 $R_c$ ,  $L_{oc}$ を変動させた場合の750r/min時の出力電流ひずみ率を示す。図10より、 $R_c$ ,  $L_{oc}$ を±50%変動させてもひずみ率の増加分は0.03%程度に抑えられることがわかる。これは、パラメータ同定誤差や温度変化等による誘導機の抵抗値やインダクタンスの変化が発生しても安定に動作できることを示している。これは、図6の根配置図で解析した結果とよく一致しており、解析の妥当性を確認できた。

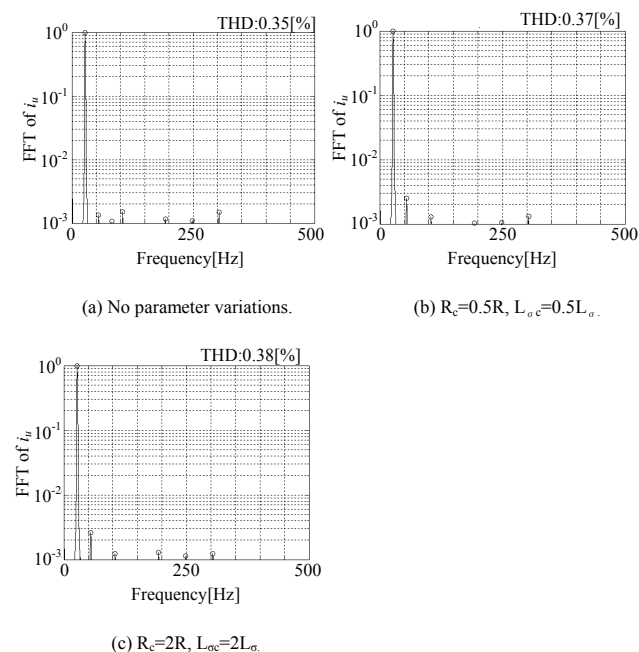


図10 パラメータ変動の影響

Fig. 10. Effect of parameter variations.

## 5. まとめ

本論文では、外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差補償法を誘導機のベクトル制御に適用し、制御性能の改善を行った。さらに、提案制御手法の安定性を検討した。解析の結果、外乱オブザーバの設計方針を明らかにし、パラメータミスマッチがある場合にもシステムの安定性が損なわれないことを確認した。

実験の結果、制御器のパラメータミスマッチがない場合、全速度領域において電流ひずみ率が1%以下と、従来法に比べて最大0.77%改善できることを確認した。パラメータミスマッチがある場合にも、電流ひずみ率の変化は0.03%程度に抑えられ、安定性が損なわれないことを確認した。また、解析と実験結果は良く一致し、解析が妥当であることを示した。

今後の課題として、実機のシステムと等価となるデジタル系における制御性能・安定性の解析が挙げられる。

なお、本研究は平成17年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

## 文 献

- (1) Jinhwan Jung, Kwanghee Nam, : "A PI-type dead-time compensation method for vector-controlled GTO inverters," IEEE Transaction on Industry Application., vol. 34, no. 3, pp. 452-457, (May/June 1998).
- (2) 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).
- (3) 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).
- (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) C. Attiaianese, G. Tomasso, : "Predictive Compensation of Dead-Time Effects in VSI Feeding Induction Motors," IEEE Transaction on Industry. Application., vol. 37, no. 3, pp. 856-863, (May/Jun. 2001).
- (6) 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)
- (7) 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).
- (8) J. Holtz and J. Quan, : "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," IEEE Transaction on Industry. Application., vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, (Jul./Aug. 2002).
- (9) A. Cichowski, J. Nieznanski, : "Self-Tuning Dead-Time Compensation Method for Voltage-Source Inverters," IEEE Power Electronics Letters, vol. 3, no. 2, (June 2005)
- (10) 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).
- (11) J.Itoh, T.Hoshino, "Analysis of Dead-time Error Correction Properties for V/f Control with Disturbance Observer," Proc. of IEEJapan IAS 2006, vol. 1, pp.179-182, (2006) (in Japanese).

星野, 伊東: 「外乱オブザーバを用いたインバータのデッドタイム誤差補償の解析」平成18年産業応用部門大会, vol. 1, pp.179-182, 2006.