

# 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

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\*\*\*

## 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 &amp; 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。

一方，インバータには，デッドタイムが必要であるが，出力電圧に誤差が生じる。デッドタイムにより発生す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。ベクトル制御は電流制御器

により電流フィードバック制御しているが，低速域ではデッドタイムによる誤差電圧の影響は無視できない。また，中高速域でもデッドタイムによる電圧誤差の周波数が上がるため，PI 制御だけでは，デッドタイムによる波形ひずみを抑えきれない。

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。このとき，極性判別のタイミングによる誤差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，トルクリプルが発生する。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>(10)</sup>。この方式は，デッドタイムに限らず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に適用したり<sup>(2)(10)</sup>，誘導機の誤差補償法をオンラインで補正する目的で使用されている<sup>(9)</sup>。一方，全体の制御性能を検証している論文は存在する

\* 長岡技術科学大学  
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1  
Nagaoka University of Technology  
1603-1, Kamitomioka-cho, Nagaoka 940-2188

\*\* 富士電機アドバンステクノロジー (株)  
〒191-8502 日野市富士町 1  
Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.

1, Fuji-machi, Hino-shi 191-8502  
\*\*\* 富士電機機器制御 (株)  
〒513-8633 鈴鹿市南玉垣町 5520  
Fuji Electric FA Components & Systems Co., Ltd.  
5520, Minami-tamagaki-cho, Suzuka 513-8633

(8)(10)が、外乱オブザーバの役割や、誘導機と制御器のパラメータの間に誤差が生じたときの性能低下や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したときの制御性能および安定性について検討し、設計方針を明らかにする。パラメータミスマッチによる影響を含め、システムの伝達関数の周波数特性を解析する。安定性はシステムの根軌跡より検討する。また、実機検証により従来のフィードフォワードを用いる手法(12)に対する外乱オブザーバを用いる手法(11)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誤差電圧

図 1 に、デッドタイムとそれにより発生するデッドタイム誤差電圧の様子を示す。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。

電流が正方向のとき、上アームターンオン時のデッドタイムの期間に下アーム側の還流ダイオード(FWD)が導通し、 $-V_{dc}/2$  なる相電圧が出力される。反対に電流が負方向のとき、下アームターンオン時に上アーム側 FWD が導通し、 $V_{dc}/2$  が出力される。デッドタイム期間中に発生する電圧を平均すると(1)式のデッドタイム誤差電圧  $\Delta v$  となる。

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

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

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)式から明らかなように、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。従来のデッドタイム誤差補償方式では(1)、(2)式から誤差電圧を計算し、各相の出力電圧指令値に誤差電圧を加算するフィードフォワード補償が提案されている。以下では、この手法をフィードフォワード補償法と呼ぶ。

### (2.2) 外乱オブザーバを用いた補償法

図 2 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で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)式にて表すことができる。

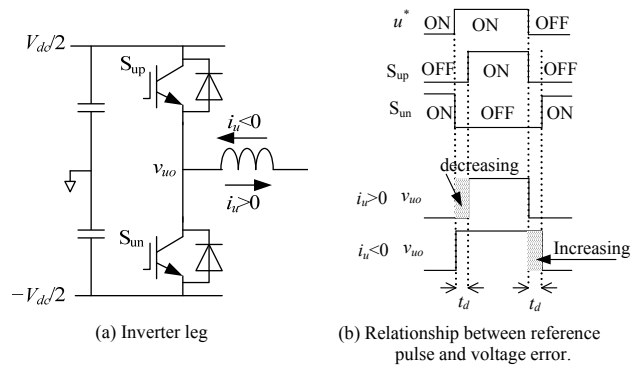


図 1 デッドタイムと誤差電圧の関係

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

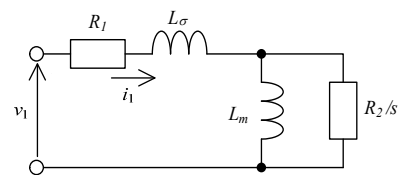


図 2 誘導電動機の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor.

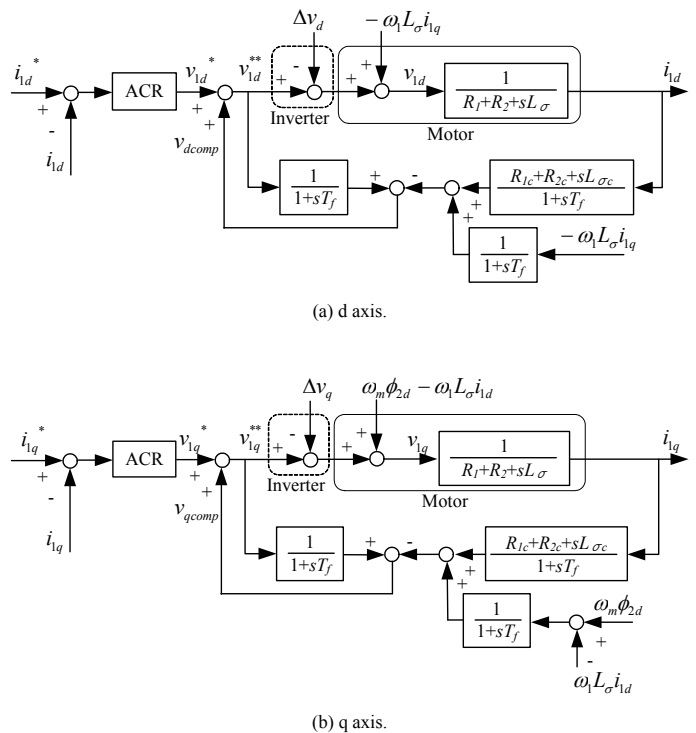


図 3 外乱オブザーバを用いた補償法のブロック図

Fig. 3. Block diagrams of error voltage compensation method using a disturbance observer.

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

ただし  $v_1$  : 一次電圧,  $i_1$  : 一次電流,  $\phi$  : 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  $T_c=L_\sigma/(R_1+R_2)$  なる時定数を持つ一次遅れで応答する。

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

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。(5)式に補償電圧の算出式を示す。

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

### 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 の外乱オブザーバを用いた補償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。なお、ここでは基本的な特性に着目して解析を行うため、連続時間領域にて解析を行う。

まず外乱誤差補償性能を検討する。(6)式に、図 3 の外乱オブザーバを用いた補償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  $V_1$  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。

$$\frac{V_1}{\Delta V_1} = \frac{-(1-G_{LPF}(s))}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \dots\dots (6) \quad \frac{V_1}{\Delta V_1} = \frac{-1}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \dots\dots (7)$$

ただし、

$$\begin{aligned} G_{LPF}(s) &= \frac{1}{1+sT_f}, \quad G_{Motor}(s) = \frac{1}{R+sL_\sigma} \\ G_{ACR}(s) &= k_p + \frac{k_i}{sT_i} \quad (\text{PI 制御器の場合}) \\ G_{ACR}(s) &= k_p + \frac{k_i}{sT_i} + k_p T_D s \quad (\text{PID 制御器の場合}) \end{aligned}$$

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

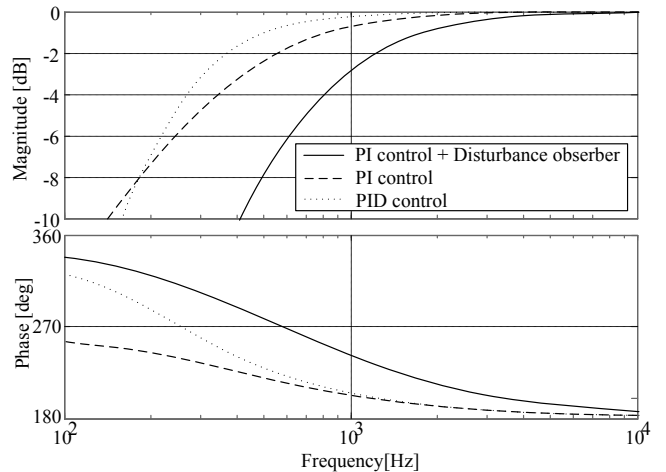


図 4 外乱から出力電圧への周波数特性

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

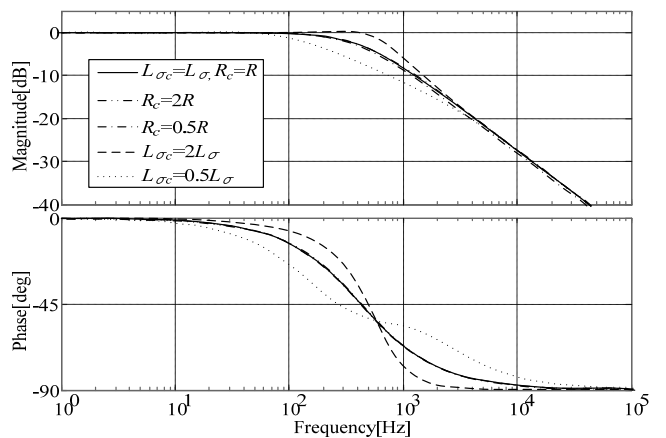


図 5 目標電流から電流への伝達特性

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

$T_f$ : 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、外乱オブザーバは効果的に働かず、ACRによる補償が主と

なる。このため、 $T_f$ はACR時定数より短くする必要がある。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で、(6)式と(7)式は等価にはならず、本質的にコントローラの構造が違うことは明らかである。

図4に(6), (7)式のボード線図を示す。実線は外乱オブザーバを用いた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、根がバターン配置になるように設計し、調整した。図4においてはMagnitudeが低いほど外乱抑圧性能が高いことを意味しており、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。つまり、外乱オブザーバを付加することにより、外乱応答が劇的に改善されている。なお、外乱オブザーバの応答周波数以上の、高い周波数域ではゲインが0dBとなり、電圧誤差がそのままインバータの出力電圧に表れる。しかし、ノイズや誤差電圧を増幅することはない。

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。

$$\frac{I_1}{I_1^*} = \frac{G_{ACR}(s)G_{obs}(s)G_{Motor}(s)}{1+G_{ACR}(s)G_{obs}(s)G_{Motor}(s)} \quad \dots\dots\dots(8)$$

$$\frac{I_1}{I_1^*} = \frac{G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)}{1+G_{ACR}(s)G_{Motor}(s)} \quad \dots\dots\dots(9)$$

ただし、外乱オブザーバの伝達関数  $G_{obs}(s)$ は、

モータの逆モデル  $G_{Model}(s)$ は

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

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

$R_{1c}$ ,  $R_{2c}$ ,  $L_{\sigma c}$ :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、目標値応答に変化が生じる。 $R_c$ ,  $L_{\sigma c}$ の誤差による  $I_1^*$ から  $I_1$ までの周波数特性の変化を図5に示す。なお、パラメータ変動の範囲は、モータの温度変化、経年変化などを考慮して50%~200%としている。

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の外乱オブザーバを用いた補償システムの安定性を

検討する。 $d \cdot q$ 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、

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

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

$v_{PI}$ :ACR中の積分制御器の出力

図6(a)に、 $R_c=R$ ,  $L_{\sigma c}=L_{\sigma}$ ,  $T_f=0.2\text{ms}$ ,  $T_i=1\text{ms}$ ,  $k_p=1\text{pu}$ ,

$\omega_1=\omega_m=50\text{Hz}$ 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システム安定性と応答を支配する。根配置は抵抗やインダクタンス、外乱オブザーバの時定数やゲイン、一次周波数、回転速度によって移動する。そこで、低速(1Hz)から高速(50Hz)にて各パラメータが変動したときの根軌跡を描き、安定性を検討した。検討の結果、パラメータ変動による根の移動が最も大きく、不安定になりやすい条件は高速時であり、この条件における根配置を例にとって示す。

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根軌跡を示し、安定性を検討する。No.7と8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。以下、図6を元にパラメータ変動の影響について考察する。

#### (1) $R_c$ , $L_{\sigma c}$ 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モータパラメータに対して誤差がある場合である。 $R_c$ ,  $L_{\sigma c}$ が

変動しても極はほとんど動かず、特に No. 7, No. 8 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。よって、安定性、制御性能の両面から  $T_i, T_f$  は小さく設定するとよい。

外乱オブザーバのフィルタ時定数  $T_f$  を長くすると極が右半平面に向かって大きく移動し、安定性に影響を与える。これは、誤差電圧から補償電圧へのループにおいて遅れ時間が長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。本システムは速度センサ付の誘導機と電圧形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行うため、従来のフィードフォワード補償法も併用する。

(4.1) 出力電流ひずみの評価

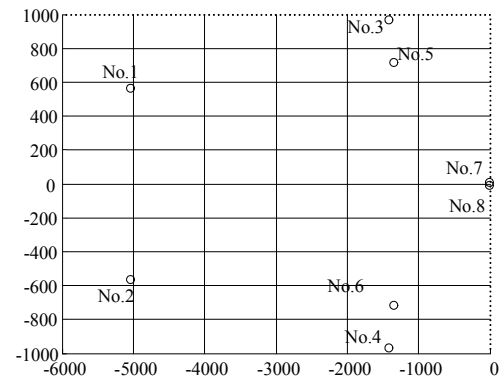
図 8 に、750r/min, 100% 負荷時において、外乱オブザーバ補償法を適用した場合と適用しない場合の出力電流波形を示す。図 8 より、補償により d, q 軸の電流リップルが大幅に低減できるのがわかる。また、u 相電流のひずみ率は外乱オブザーバ補償法なしで 1.11%, 外乱オブザーバ補償法ありで 0.35% と、補償しない場合に比べてひずみが約 1/3 に改善できる。

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。中高速領域では出力電圧、電流の周波数が高くなり、誤差電圧の周波数も上昇する。外乱について、PI 電流制御器は周波数が高くなるほど抑圧性能が低下するため、速度の増加と共にひずみが増大する。また、フィードフォワード補償法だけでもタイミングや補償量に誤差があり、電流にひずみが残存する。図 9(a) より、外乱オブザーバ補償法では 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。また、フィードフォワード補償法に外乱オブザーバ補償法を組み合わせることで、600r/min から 1500r/min の間でひずみ率を約 1/2 に改善することができた。外乱オブザーバを用いた補償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。特に、電圧誤差はベクトル制御系において、トルクリプルやトルク制御精度を悪化させる原因となるが、外乱オブザーバを用いた補償法を適用することで、これらを改善でき、また、加減速特性や負荷変動時の応答特性を改善できる。

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
$L_{\sigma c}$	0.5 $L_{\sigma}$	$L_{\sigma}$	2 $L_{\sigma}$
$k_p$ [pu]	0	1	2
$T_i$ [ms]	-	1	10
$T_f$ [ms]	0.1	0.2	10



(a) 8 roots placement.

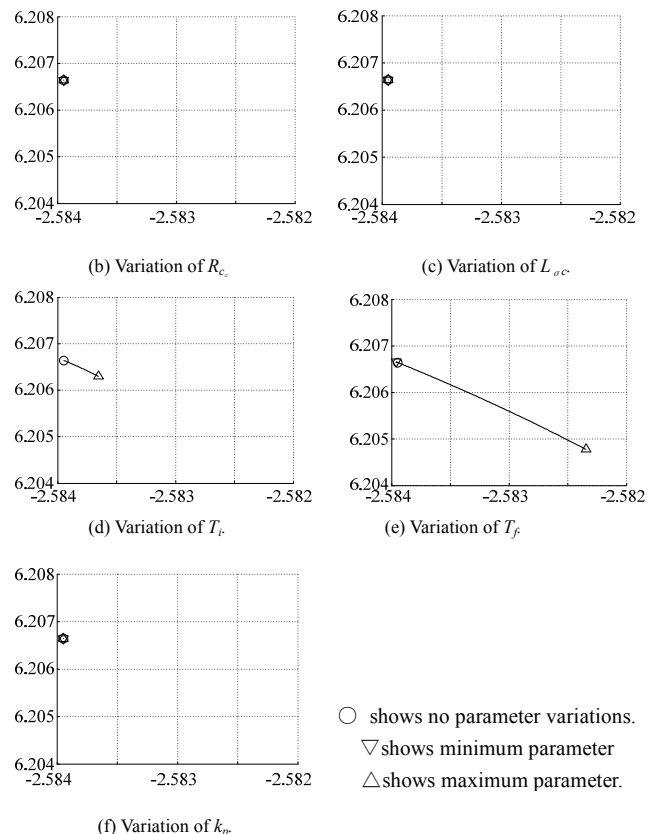


図 6 根配置図と No.7 の根軌跡

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

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、外乱オブザーバ補償法では力行・制動の全負荷領

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		

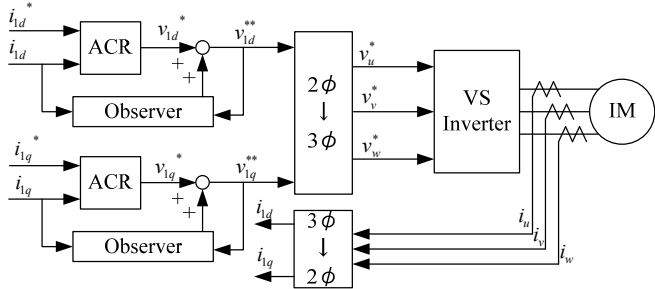
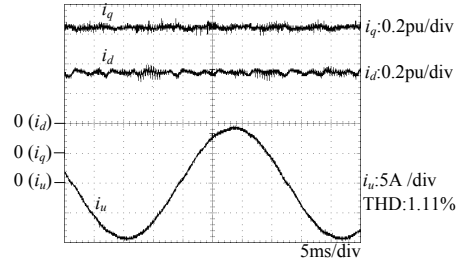
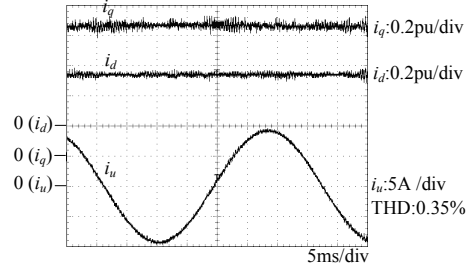


図 7 実験システム

Fig. 7. Experimental system.



(a) Without disturbance observer.

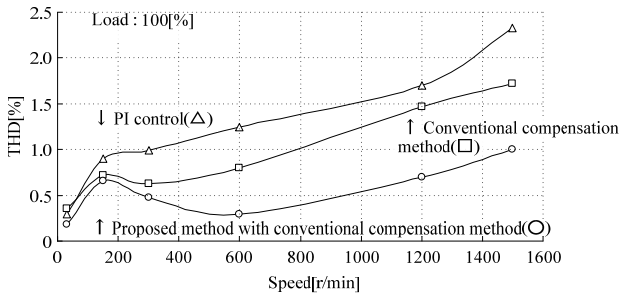


(b) With disturbance observer.

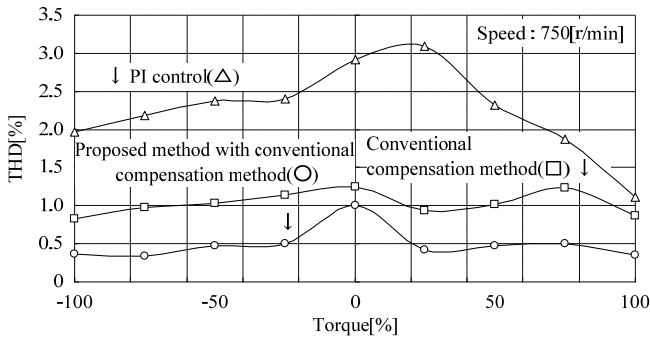
(Speed : 750[r/min], Load : 100[%])

図 8 出力電流波形

Fig. 8. Output current waveforms.



(a) Speed characteristics.



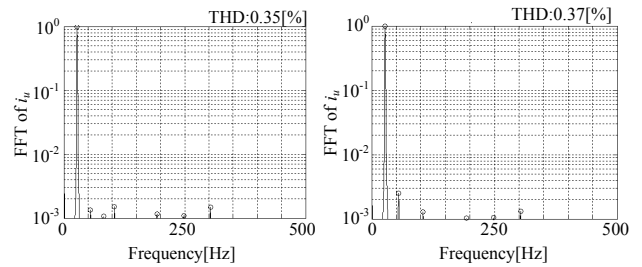
(b) Torque characteristics.

図 9 電流ひずみ率

Fig. 9. Total harmonic distortion of output current.

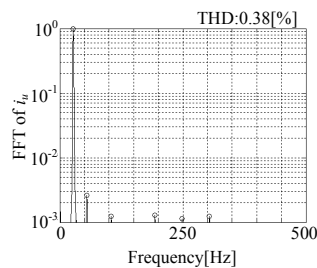
域において電流ひずみ率を 1%以下に抑えられるのが確認できる。無負荷時にひずみ率が大きいのは、電流基本波成分が小さく、外乱電圧誤差によるひずみ成分が顕著に現れるためである。

フィードフォワード補償法では、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るが、一方、



(a) No parameter variations.

(b)  $R_c=0.5R, L_{\sigma c}=0.5L_{\sigma}$ .



(c)  $R_c=2R, L_{\sigma c}=2L_{\sigma}$ .

図 10 パラメータ変動の影響

Fig. 10. Effect of parameter variations.

外乱オブザーバ補償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、フィードフォワード補償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、 $R_c, L_{\sigma c}$  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、 $R_c, L_{sc}$  を  $\pm 50\%$  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。

## 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、外乱オブザーバ補償法の動作と安定性を検討した。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、フィードフォワード補償法に比べて約 1/2 に改善できる。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、外乱オブザーバに与える時定数の短縮による補償性能向上と、その結果生じる、サンプリング周期との干渉を考慮した、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、本研究の一部は平成 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。

(平成 19 年 9 月 27 日受付, 平成 19 年 12 月 30 日再受付)

## 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. Attaianese, 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.
- (12) 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

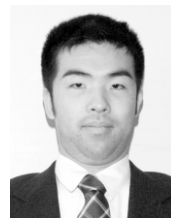
**伊 東 淳 一** (正員) 1972 年生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。2007 年 第 63 回電気学術振興賞 進歩賞受賞。IEEE 会員。



**藤 井 崇 史** (学生員) 1984 年生。2007 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。



**星 野 哲 馬** (学生員) 1983 年生。2008 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月同大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。主に電動機制御に関する研究に従事。



**小 高 章 弘** (正員) 1973 年生。1998 年東京電機大学電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。現在, 富士電機アドバンステクノロジー (株)。主として, 電力変換回路の研究に従事。



---

**佐藤 以久也** (正員) 1976年生。2001年3月明治大学大学院  
理工学研究科博士前期課程終了。同年4月、富士電機(株)入社。現在、富士電機アドバンス  
トテクノロジー(株)。主として、電力変換回路、電動機制御の研究に従事。



**田中大輔** (非会員) 1980年生。2006年工学院大学大学院  
理工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機機器制御(株)入社。主として、インバータ  
のソフトウェア設計に従事。

