

# 誘導機の $V/f$ 駆動システムの 外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差補償法

学生員 星野 哲馬 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A Dead-time Error Correction Method for $V/f$ Controlled Induction Motor with Disturbance Observers

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

This paper proposes a dead-time compensation method with a parallel disturbance observer and a current controller in the d-q rotational frame for  $V/f$  control. The parallel disturbance observers consist of a fast speed observer and a low speed observer to separate the back electromotive force (EMF) from the estimated disturbance voltage. As a result, the dead-time error voltage is corrected using the proposed method. The proposed method is validated based on the experimental results. This method can improve the current distortion to less than 1/9 that of the conventional method.

キーワード：誘導電動機,  $V/f$ 制御, 外乱オブザーバ, デッドタイム

Keywords : induction motor,  $V/f$  control, disturbance observer, dead-time

### 1. はじめに

近年、インバータはさまざまな分野に適用されてきた。特にインバータは一般産業において誘導機と組み合わせ、ファン・ポンプなどの大幅な省エネルギー化に貢献している。

インバータを用いた誘導機の制御方式にはさまざまな方法が開発されているが、インバータのデッドタイムによる出力電圧の誤差は全てのシステムにおいて制御性能を劣化させる。

例えば、誘導機の制御に最もよく用いられている  $V/f$  制御はオープンループ制御であるため、出力電圧誤差の影響が特に大きく、回転ムラやトルクリプルが増加する。一方、電圧と電流からモータ磁束や速度を推定するセンサレスベクトル制御でも低速での制御性能は出力電圧の精度に大きく依存する。また、出力電圧誤差がきわめて小さければ、出力電圧を検出しなくても、高性能の制御を実現できる。

現在まで、それぞれの特性を改善するため多くのデッドタイム誤差補償法が提案されている<sup>(1)-(7)</sup>。デッドタイム補償は負荷電流極性を判別し、あらかじめデッドタイム時間、スイッチング周波数と直流電圧から演算した誤差電圧分をフィードフォワード補償する方式が一般的である<sup>(8)</sup>。しかし、特に極低速の領域では電流がゼロ付近に停滞するため、電流極性の判別が困難となり、十分な補償ができない。また、負荷電流値に対する誤差電圧のマップをオフラインで測定し、フィードフォワード補償を行う方式も提案されている<sup>(9)</sup>。この方式は、フィードフォワード補償する誤差電圧を厳密に設定することで、補償精度を高めているが、極低速の領域では同様に極性判別が困難と思われる。

一方、外乱オブザーバを用いてデッドタイム誤差補償を

行うことで、次に示す利点が得られる。

- ・他方式に比べパラメータの設定が平易
- ・デバイスの飽和電圧も同時に補償が可能
- ・常にオンラインでの補償が可能

これらの利点を生かすべく外乱オブザーバを適用し、オンラインでデッドタイムの補償を行う方法が提案されている<sup>(10)-(11)</sup>。これは、モータモデルを用いて電流からモータ端子電圧を推定し、電圧指令との差によりデッドタイムによる電圧誤差を補正する。

オブザーバを用いた補償法は多くの利点を有するが、速度センサレスベクトル制御またはセンサ付ベクトル制御に適用されているが、速度センサが不要で低コストなうえ、簡単な制御で可変速駆動できる  $V/f$  制御についてはそのような取り組みの例は、著者らの知る限りない。

本論文では、 $V/f$  制御に外乱オブザーバを用いて誤差電圧補償を行う方法を提案し、その有用性を検証する。提案法は低速域において、励磁電流を確保するため、d 軸に電流制御を適用する。一方、q 軸には外乱オブザーバを用いてデッドタイムで発生する外乱電圧の補償を行う。

単一の外乱オブザーバではインバータの誤差電圧に加え逆起電力も外乱として検出し過補償を引き起こす。逆起電力は速度に比例して増加するので、中高速域においては外乱を補償せずに残す必要がある。よって、提案法ではデッドタイムによる誤差電圧と逆起電力がそれぞれ周波数域が異なることに注目し、外乱オブザーバを低速と高速で構成することにより動作周波数域を分離して並列動作させる。本稿ではシミュレーションと実験により本方式の有効性を確認したので報告する。

2. 原理

〈2・1〉デッドタイムによる誤差電圧の発生

図 1 にインバータ 1 レグの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。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 1(b)において  $T_d$  はデッドタイム期間を示す。

デッドタイム期間中に発生する誤差電圧は、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 周期中の平均デッドタイムによる誤差電圧  $\Delta V$  は(1)式で表せる。

$$\Delta V = f_s V_{dc} T_d \cdot \text{sign}(i_u) \dots\dots\dots (1)$$

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  $x$  の符号を判別する関数であり  $x > 0$  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。

(1)式より、デッドタイムによる誤差電圧  $\Delta V$  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。一方、誤差電圧  $\Delta V$  の極性は出力電流極性と同一になることがわかる。

〈2・2〉外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差補償法

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、二次磁束の関係は、回転座標上では(2)式にて表すことができる。

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

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、  
 $\omega_1$  : 一次周波数、 $\omega_m$  : 二次周波数である。

(2)式において、回転座標変換の基準角度が二次磁束ベクトルと一致しているとすれば q 軸の二次磁束  $\phi_{2q}$  がゼロとなり、q 軸の一次電圧  $v_{1q}$  は(3)式で計算できる。また(3)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  $i_{1q}$  の一次電圧  $v_{1q}$  に対する応答は  $T_e = L_d / (R_1 + R_2)$  なる時定数を持つ一次遅れで応答する。

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

(3)式の右辺第 1 項は電気的時定数で応答するが、第 3 項は機械的時定数で応答するため、比較的ゆっくりした変化になる。また、第 2 項は d 軸と q 軸の干渉項を表しており、

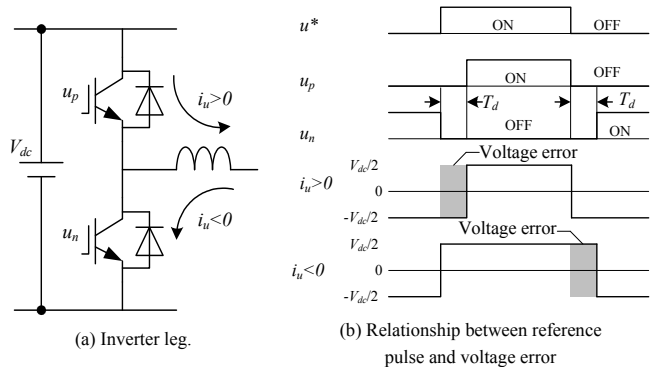


図 1 デッドタイムと誤差電圧の関係  
 Fig. 1. Relations between reference pulse and voltage error.

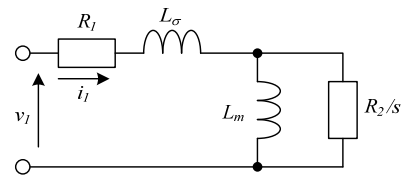


図 2 誘導電動機の等価回路  
 Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor.

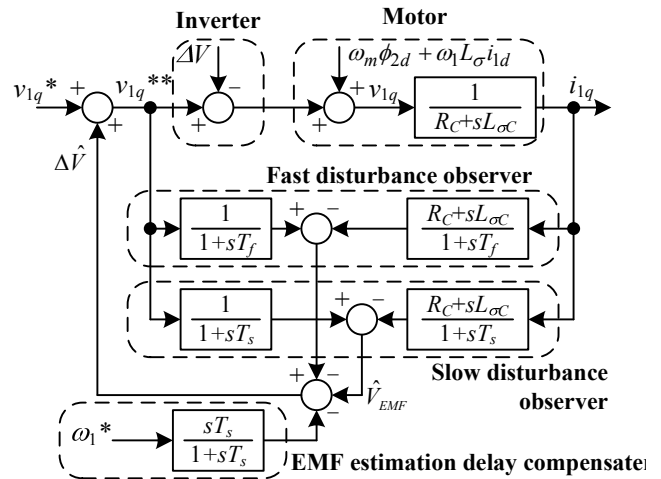


図 3 並列の外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差補償システム  
 Fig. 3. A dead-time error correction system with parallel-connected disturbance observers.

速度  $\omega_m$  の増加とともに d 軸と q 軸が干渉する。提案法は(3)式に基づいた外乱オブザーバを用いて誤差電圧を推定する。モータ電圧  $v_{1q}$  とモータ電流  $i_{1q}$  の関係から、インバータの電圧誤差推定値  $\Delta \hat{V}$  は(4)式で推定できる。

$$\Delta \hat{V} = \frac{1}{1+sT} \{ v_{1q}^{**} - (R_{1c} + R_{2c} + sL_{\sigma c}) i_{1q} \} \dots\dots\dots (4)$$

図 3 に提案するオブザーバの構成を示す。逆起電力はオブザーバからみると、外乱と見なせるため、オブザーバの補償電圧は過補償となる。そこで、応答速度の違いに着目し、短い時定数の外乱オブザーバを用いて(3)式の第 1 項を推定し、長い時定数の外乱オブザーバを用いて(3)式の第 2 項、第 3 項を推定する。なお d 軸には電流制御器を設け、d 軸に発生するデッドタイム誤差電圧を補償するとともに

励磁電流を確保する。また後述するが、電流制御器はシステムの安定性向上に寄与している。

長い時定数の外乱オブザーバにより推定した逆起電力は、実際の逆起電力より遅れ時間を伴う。遅れ時間は逆起電力  $V_{EMF}$  と推定された逆起電力  $\hat{V}_{EMF}$  の関係を示す。

$$\hat{V}_{EMF} = \frac{1}{1+sT_s} V_{EMF} \dots\dots\dots (5)$$

逆起電力推定に遅れが生じると加減速時などに過補償が生じやすい。そこで、逆起電力を簡易的に一次周波数  $\omega_1^*$  にて求め、フィードフォワード補償を行う。長い時定数の外乱オブザーバとフィードフォワード補償は、相補的な関係にあるため、フィードフォワード補償にはハイパスフィルタを付加する。

(6)式に長い時定数の外乱オブザーバの出力  $\hat{V}_{EMF}$  とフィードフォワード補償の関係を示す。式中の  $k$  は補正ゲインである。一次周波数は速度とすべり周波数の和であるから、結果として、長い時定数の外乱オブザーバはすべり周波数分を補償する役割となる。

$$\hat{V}_{EMF} = \frac{1}{1+sT_s} V_{EMF} + \frac{sT_s}{1+sT_s} k\omega_1^* \dots\dots\dots (6)$$

**3. 提案システムの解析**

$V/f$ 制御の利点として、モータパラメータによらず簡単にモータを駆動できることが挙げられる。オブザーバはモータパラメータを必要とするが、パラメータ感度が低ければ従来の  $V/f$ 制御の利点を損なうことは無い。ここでは図3に示す提案システムの伝達関数から、オブザーバに設定するモータパラメータの感度について解析を行う。

**〈3.1〉 システムの伝達関数導出**

解析に先立って、並列に記載しているオブザーバのローパスフィルタを整理すると(7)式の帰還フィルタ  $G(s)$  が得られる。

$$G(s) = \frac{1}{1+sT_f} - \frac{1}{1+sT_s} = \frac{s(T_s - T_f)}{1+s(T_s + T_f) + s^2T_sT_f} \dots\dots\dots (7)$$

図3と(7)式を用いて出力電圧  $V_{1q}$  に対する誤差電圧  $\Delta V$  の伝達関数を求めると(8)式が得られる。同様に出力電圧  $V_{1q}$  に対する電圧指令値  $V_{1q}^*$  の伝達関数を求めると(9)式となる。

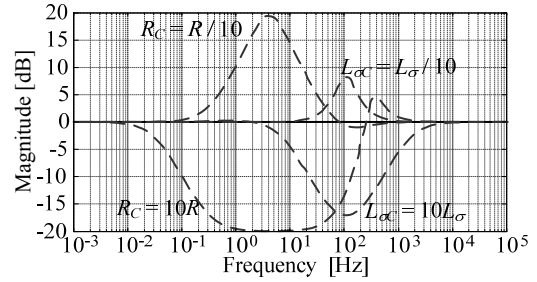
$$\frac{V_{1q}}{\Delta V} = \frac{1-G(s)}{1+G(s) \left( \frac{R_c}{R} \frac{1+sT_{ec}}{1+sT_e} - 1 \right)} \dots\dots\dots (8)$$

$$\frac{V_{1q}}{V_{1q}^*} = \frac{1}{1+G(s) \left( \frac{R_c}{R} \frac{1+sT_{ec}}{1+sT_e} - 1 \right)} \dots\dots\dots (9)$$

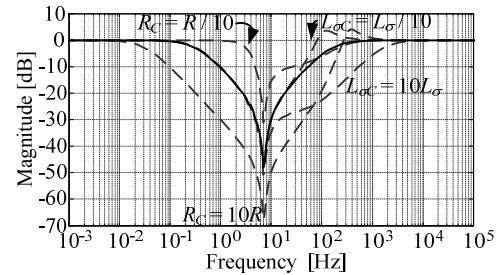
ただし  $R=R_1+R_2$ ,  $R_c=R_{1c}+R_{2c}$ ,  $T_e=L_\sigma R$ : モータの電気時定数,  
 $T_{ec}=L_{\sigma c} R_c$ : コントローラの電気時定数,  
 $T_f$ : 短い時定数の外乱オブザーバの時定数,  
 $T_s$ : 長い時定数の外乱オブザーバの時定数,  
 $G(s)$ : (7)式に示す帰還フィルタの伝達関数である。

**〈3.2〉 パラメータ誤差の影響**

図4(a)に(8)式の誤差電圧  $\Delta V$  に対する出力電圧  $V_{1q}$  の伝達関数の周波数特性、(b)に(9)式の電圧指令値  $V^*$  に対する出力



(a)Disturbance to output voltage transmission characteristics



(b)output voltage command to output voltage transmission characteristics

図4 並列オブザーバを用いたシステムの周波数特性  
 Fig. 4. Frequency response of parallel connected disturbance observer system.

表1 解析条件

Table 1. Analysis conditions.

Parameters	Values	Parameters	Values
Primary resistance $R_1$	2.78Ω	Fast observer time constant $T_f$	1msec
Secondary resistance $R_2$	2.44Ω	Slow observer time constant $T_s$	500msec
Leakage inductance $L_\sigma$	11.0mH		

電圧  $V_{1q}$  の伝達関数の周波数特性をボード線図に示す。実線は  $R_c=R$ ,  $L_{\sigma c}=L_\sigma$  における周波数応答、点線は  $R_c$ ,  $L_{\sigma c}$  のパラメータをそれぞれ 10 倍, 1/10 に設定した場合の周波数応答である。計算には表1に示すパラメータを使用した。

図4(a)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する。図4(b)においては Magnitude が 0[dB] に近いほどコントローラが電圧指令値  $v_{1q}^*$  におりの電圧をモータに出力できることを意味する。

(10)式にパラメータミスマッチの無い  $R_c=R$ ,  $L_{\sigma c}=L_\sigma$  の状態における端子電圧  $V_{1q}$  に対する誤差電圧  $\Delta V$  の伝達関数を示す。この場合、周波数応答はノッチフィルタと同様となり、ノッチの中心周波数  $f_0$  は(11)式で与えられる。

$$\frac{V_{1q}}{\Delta V} = \frac{1+s(2T_f)+s^2T_sT_s}{1+s(T_f+T_s)+s^2T_fT_s} \dots\dots\dots (10)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_sT_f}} \dots\dots\dots (11)$$

極低周波数域において外乱抑圧ゲインは 0[dB] に収束している。つまり、この周波数領域は長い時定数の外乱オブ

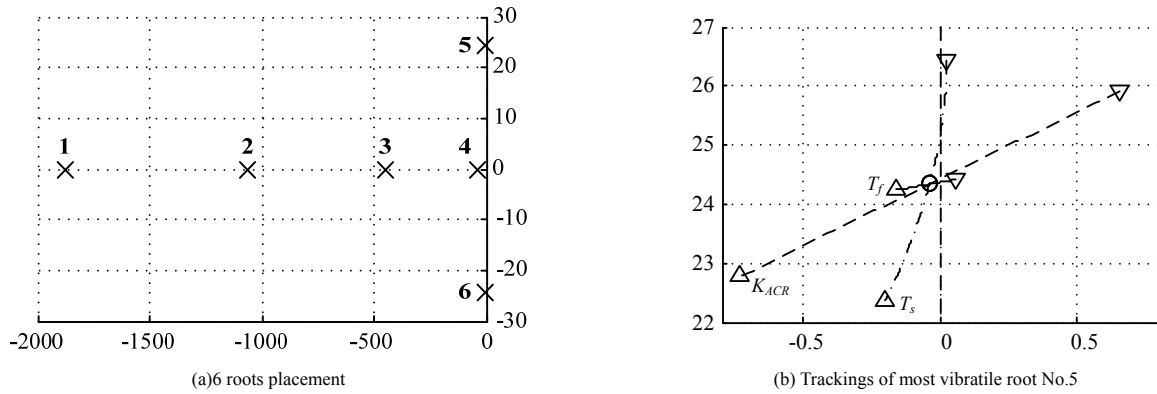


図 5 根配置と軌跡

Fig. 5. Placement and tracking of roots. ○ shows no parameter variations. △ shows +20% ▽ shows -20%. Each solid line, dash-dot line and dashed line means  $K_{ACR}$  ACR gain,  $T_f$  and  $T_s$  observer time-constant variations.

ザーバの作用のため誤差電圧が補償されない。なお、実際にはシステムを補償する際は低速時に長い時定数の外乱オブザーバを停止する方が簡単である。

次にパラメータ感度について考察する。

(1)  $R_c$  の影響

低中間周波数域では、外乱電圧の抑圧が良好に行われるので誘導機の制御対象速度領域がこの間になるように外乱オブザーバの時定数を設計する。しかし、モータの抵抗  $R_c$  の誤差により外乱抑圧性能が変化するので注意が必要である。このとき  $R_c < R$  では外乱抑圧性能は悪化し、 $R_c > R$  では外乱抑圧性能が向上する。よって制御装置の抵抗値は大きめにセットする方がよい。

(2)  $L_{\sigma}$  の影響

高周波数域では、モータの漏れインダクタンス  $L_{\sigma}$  の誤差の影響だけが現れる。 $R_c$  の誤差と似た挙動を示し、 $L_{\sigma} < L_{\sigma}$  では補償性能は悪化、 $L_{\sigma} > L_{\sigma}$  では向上する。

$R_c$ ,  $L_{\sigma}$  のパラメータミスマッチの影響について考察をまとめると、次の知見が得られる。

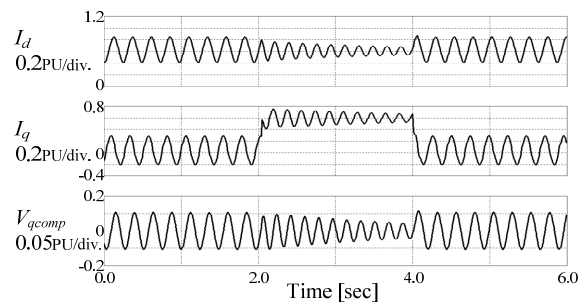
- A)  $R$  の誤差は中間周波数域における補償性能を大きく変化させ、 $L_{\sigma}$  は高周波数域の補償性能を変化させる。
- B) 出力電圧の指令値に対する追従性は、 $L_{\sigma}$  よりも  $R$  の誤差が支配的である。

従って  $R_c$  は  $R$  の誤差分を考慮し大きめに設定するほうがよい。

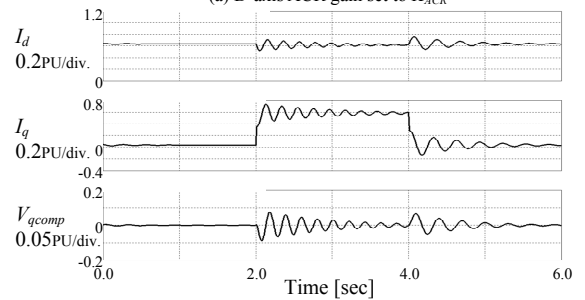
〈3・3〉システムの根軌跡を用いた安定性解析

ここでは図 3 に示す提案システムの状態方程式から、根軌跡を用いた安定性解析を行う。解析には 750W 汎用誘導電動機のモータパラメータを用い、速度一定の条件で行う。なお、解析の簡略化のためインバータを正弦波の理想電源とし、制御系は連続系で定義した。

図 5 (a) に  $T_f=1ms$ ,  $T_s=100ms$ ,  $K_{ACR}=0.5$  としたときの安定限界時の速度  $\omega_1=\omega_e=0.70pu$  における根配置を示す。本システムは 6 次のシステムのため 6 つの極を持つが、うち図中の No.1-4 は負の実数で安定な根である。残る No.5, 6 の根は共役の虚部を含むため振動的で、最も右半平面に近いため不安定となりうる。



(a) D-axis ACR gain set to  $K_{ACR}$



(b) D-axis ACR gain set to  $2K_{ACR}$

図 6 パラメータチューニングによる振動の抑制

Fig. 6. Damping result with parameter tuning .

図 5 (b) に No.5 の根に対してコントローラの d 軸比例ゲイン  $K_{ACR}$  と帰還フィルタの時定数  $T_f$ ,  $T_s$  をそれぞれ  $\pm 20\%$  変化させた根軌跡を示す。安定化には、根の実部を負にし、虚部をゼロに近づけるとよい。よってパラメータのうち  $T_f$  を大きく設定すると系が安定になる。しかし  $T_f$  を大きくするとデッドタイム誤差補償の効果が薄れる。また  $T_s$  を大きく設定した場合も系の安定化が図れるが、逆起電力補償の遅れが生じ加減速特性が悪化する。よって  $K_{ACR}$  を大きくして系の安定化を図るほうが望ましいが、実際には制御系の遅れ時間などの制約からゲインは制限される。

以上をまとめると、次のように制御パラメータを定めるとよい。

- ・ 制御系が許す限り高速の  $T_f$  を設定する
- ・ 機械時定数より十分高速な  $T_s$  を設定する
- ・  $T_f$ ,  $T_s$  を設定したうえで、 $K_{ACR}$  で安定化を行う

図 6 は  $K_{ACR}$  による安定化の様子をシミュレーションにて



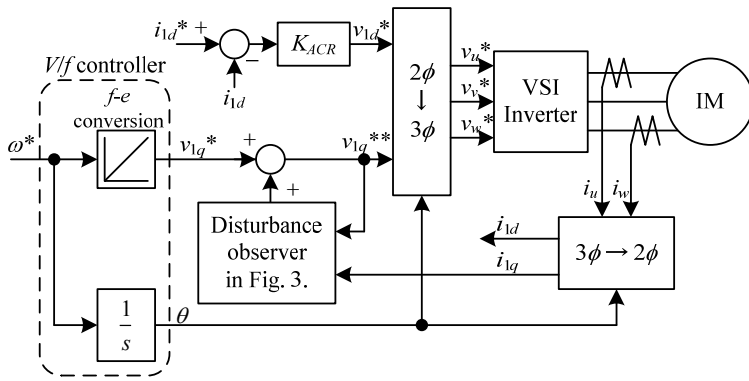


図 7 実験システム構成  
Fig. 7. Constraints of experiment system.

表 2 実験条件  
Table 2. Experimental 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
Switching frequency	20kHz	Fast observer time constant $T_f$	1msec
Dead-time period	3μsec	Slow observer time constant $T_s$	10msec
D-axis ACR gain	2.0		

確認した結果である。各パラメータは安定性解析と同じ値を用い、d 軸電流制御の比例ゲインを 2 倍に変化させ、2.0-4.0sec における  $\omega_r=0.70\text{PU}$  のステップ負荷に対する dq 軸電流と q 軸補償電圧の振動を比較した。

(a)に d 軸電流制御の比例ゲイン  $K_{ACR}$  を変化する前の結果を示す。電流も補償電圧も振動しており、ほとんど減衰していない。(b)は d 軸電流制御の比例ゲイン  $K_{ACR}$  を 2 倍した場合の結果である。この場合は 1.5sec 程度で振動が収束し、より安定な系が得られている。

#### 4. 実験結果

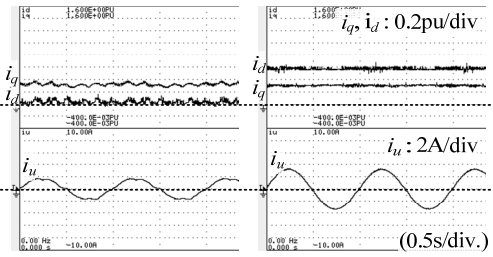
図 7 に実験で用いた誘導機駆動システムを示す。本システムは 200V, 750W の汎用誘導機と電圧形インバータにより構成する。インバータは回転座標上で V/f 制御を行っており、q 軸に電圧指令を与える。また d 軸には電流制御器を用意し、励磁電流を確保する。

ここに図 3 に示した外乱オブザーバを適用し、誤差電圧補償の特性を検証する。表 2 にインバータと汎用誘導機のパラメータを示す。なお、長い時定数の外乱オブザーバは〈3・2〉節の解析結果より、極低速で停止するように設定している。

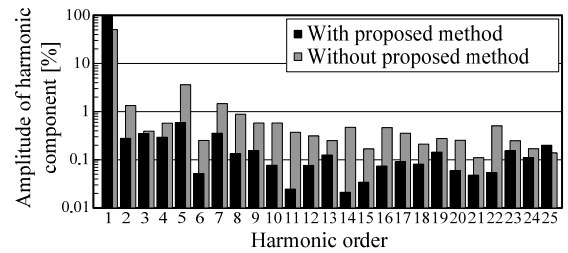
##### 〈4・1〉従来法と提案法の出力電流ひずみによる比較

図 8 に出力周波数 1Hz, 無負荷にて誘導機を駆動した結果を示す。(a)は従来法によるもの、(b)には従来法に提案法を併用した場合の誘導機の電流波形を示す。従来法は電流極性を利用した誤差電圧フィードフォワードを用いた。

(a)ではデッドタイム時間、直流電圧とスイッチング周波



(a) Without proposed method (b) With proposed method  
(Output frequency 1Hz, no load, 750W induction motor)



(c) Harmonic component in  $i_u$  waveform of proposed method

図 8 1Hz, 無負荷時における電流波形と高調波成分  
Fig. 8. Current waveforms at 1Hz under no-load condition.

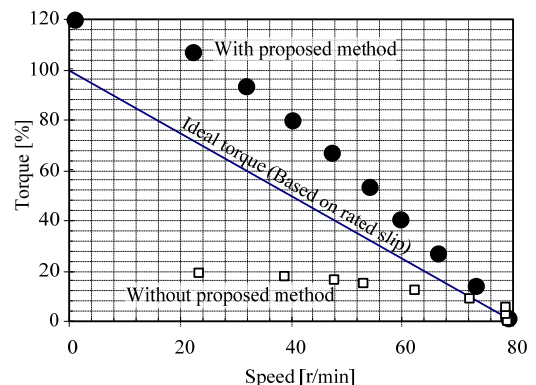


図 9 提案法による負荷特性の改善  
Fig. 9. Improvement of characteristics under load condition with proposed compensation method.

数に応じて補償量を設定して補償を行っているにもかかわらず、電流波形にはリップルが生じ、また電流振幅も小さくなっている。これは、従来法が電流極性の情報しか使用しないため、電流がゼロで停滞すると補償が困難になるからである。

(b)ではリップルがほとんどなく良好な波形が得られる。このとき外乱オブザーバはモータモデルに基づく電流を連続的に流す役割を果たし、電流のゼロでの停滞が解消される。その結果、従来法による補償が容易となり、波形の改善につながる。また、従来法を併用することで、誤差電圧をフィードフォワード補償できるので、オブザーバの応答改善がはかれる。

(a), (b)それぞれ誘導機の u 相電流からひずみ率を計算し、比較を行った。ひずみ率は従来法の 8.91%に対し提案法を併用した場合は従来法の 1/9 以下である 0.98%と 7.93 ポイント改善でき良好な補償結果が得られた。(c)に参考として、

提案法を用いた場合の  $u$  相電流に含まれる高調波成分を示す。提案法によって 2, 5, 7 次の主要な高調波ひずみが低減している。この大幅な低減は提案法にて電流のゼロでの停滞が解消されたためと考える。

#### 〈4・2〉従来法と提案法の低速域での負荷特性による比較

図 9 に提案法によるデッドタイム誤差補償を行ったうえ、一次周波数 5Hz で駆動中、定格負荷トルクを加えたときの回転数の変動を示す。

従来法の静止時における出力トルクは 20%であったが、提案法を併用した場合は、 $V/f$  制御でも 119%と約 6 倍のトルクを確認した。図 8 の結果からも明らかなように、従来法だけでは電流がゼロに停滞し振幅が不足するためトルクを発生できない。そこで提案法を用いることにより電流波形が改善され、低速域でもより大きなトルクを発生できる。なお、トルクが理想直線より増加している理由は一次抵抗による電圧降下を補正するブースト電圧が若干過補償となり、その結果過励磁になっているためと考える。

#### 〈4・3〉提案法の過渡状態での安定性評価

図 10 に提案法によるデッドタイム誤差補償を行ったうえ、一次周波数 5Hz で駆動中にステップ状の定格負荷トルクを加えた波形を示す。

ステップ負荷に対してもストールせず、定格すべり周波数である 0.053pu 程度のすべりを発生しながら回転していることがわかる。この結果より、提案法は過渡状態でも安定して動作することを確認した。

紙面の都合で割愛するが、定格速度までの加減速運転の試験を実施したところ長い時定数の外乱オブザーバを適用することにより安定化できることを確認している。

#### 〈4・4〉提案法のパラメータ誤差による影響の検証

図 11 に図 8 と同一の条件のもと、外乱オブザーバに設定する抵抗  $R_C$  またはインダクタンス  $L_{\sigma C}$  を変化させた場合の外乱抑圧特性が変化する様子を示す。

抵抗  $R_C$  が実際のモータの  $R$  よりも大きいときひずみ率が減少し、逆に実際の  $R$  より小さいときひずみ率は増加している。またインダクタンス  $L_{\sigma C}$  はモータの  $L_{\sigma}$  と等しい場合にひずみ率が最も低く、ミスマッチにより増加する傾向にある。この結果は〈3・2〉節にて示した結果とよく一致し、解析の有効性が確認できた。

### 5. まとめ

並列の外乱オブザーバを誘導機の  $V/f$  制御駆動に用い、制御性能の改善を行った。解析の結果、提案法は逆起電力を除いた誤差電圧だけをキャンセルできることを確認した。

実験の結果、コントローラのパラメータミスマッチがない場合、電流ひずみ率は 0.98%と従来に比べ 1/9 以下に改善できることを確認した。低速域における負荷に対する特性は、提案法で 119%と従来に比べ約 6 倍の起動トルクを確認した。ステップ負荷・定格回転数までの加減速に対してもストールせず、提案法が過渡状態でも安定なことを確認した。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。

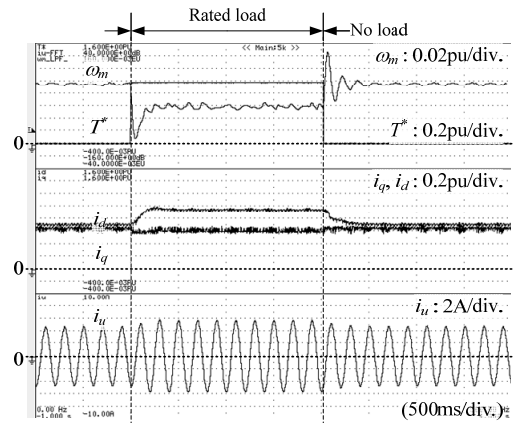


図 10 ステップ負荷に対する特性  
Fig. 10. Characteristics against step-shape load torque.

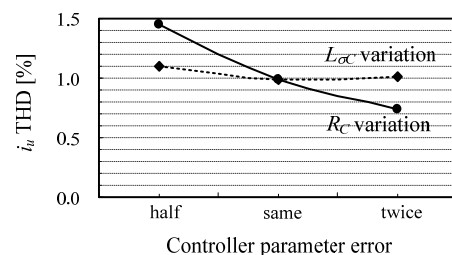


図 11 パラメータ誤差による THD の変化  
Fig. 11. THD variations of parameter mismatching.

### 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) 柿崎, 伊藤, 福本, 濱根, 林 「誘導電動機のパラメータ測定とデッドタイムによる誤差電圧の自動測定」平成 19 年電気学会全国大会, 4-143
- (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) 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).