

# 誘導機の $V/f$ 駆動システムにおける 外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償法

学生員 星野 哲馬\* 正員 伊東 淳一\*

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

Tetsuma Hoshino\*, Student Member, Jun-ichi Itoh\*, Member

This paper proposes a voltage error compensation method with a parallel disturbance observer and a current controller in the d-q rotational frame for  $V/f$  control. The parallel disturbance observer consists 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 voltage error 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。特に一般産業機器としてインバータは誘導機と組合せ, 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さまざまな制御方式が開発されているが, インバータのデッドタイムをはじめとする出力電圧の誤差は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出力電圧誤差補償法が提案されている<sup>(1)-(7)</sup>。出力電圧誤差は, 主にインバータのデッドタイムと素子のオン電圧降下に依存する。デッドタイム電圧誤差の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, 素子のオン電圧特性から演算した電圧誤差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, 特に低速の領域では出力電圧が小さく, 出力電圧誤差

の影響が特に大きくなるので, 従来の一般的なフィードフォワード補償では, 電圧誤差が残存し, 電流がゼロ付近に停滞する。また, 電流がゼロ付近では, デッドタイム期間中にスイッチング素子のコレクターエミッタ間の静電容量により中間電位が発生し, 電流極性, デッドタイム時間, 直流電圧とスイッチング周波数だけに依存しない電圧誤差が発生する。この電圧誤差の変化に対応するため, 負荷電流値に対する電圧誤差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電圧誤差を厳密に設定することで, 補償精度を高めているが, 補償量はデバイスの特性のばらつきや電流値により変化するので, 調整が煩雑になると思われる。

一方, 外乱オブザーバを適用し, オンラインで電圧誤差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などの電圧誤差を補正する。外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償法は, 次に示す多くの利点を有する。

- ・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

参考文献(10)-(11)において, 外乱オブザーバを用いた補償法は, 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,  $V/f$  制御について適用された例

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

は、著者らの知る限りない。 $V/f$ 制御は速度センサが不要であり、比較的少ない演算量で制御できるため低コストなインバータに適用され、一般産業で広く普及している。しかし、速度および磁束位置を推定しないため、外乱オブザーバを用いた出力電圧誤差補償を文献(10)~(11)と同様に行うと以下の課題があることがわかった。

- (1)磁束軸成分、トルク軸成分に電流を分離できないため、電圧誤差のモデルが複雑になる。
- (2)電流制御系から見ると速度起電力も外乱となるので、電圧誤差と一緒に補償すると過励磁となり中高速度で運転できない。

本論文では、回転座標上に構成した  $V/f$  制御系に従来のフィードフォワードによる電圧誤差補償方式に加え、さらに外乱オブザーバと電流制御器を付加して電圧誤差補償を行う方法を提案し、その有用性を検証する。 $V/f$ 制御系は回転座標系 (dq 軸) にて構成し、q 軸の出力電圧指令値を周波数指令に比例した値( $V/f$  比一定)とする。提案法は課題(1)を解決するために、d 軸に電流制御を適用し、q 軸には外乱オブザーバを用いる。d 軸の電流制御器は一定の励磁電流を確保するとともに、電圧誤差の影響を q 軸側に集約する。q 軸のみに外乱オブザーバを設置することで制御器のモデルを簡略化できる。本論文で提案する構成は、 $V/f$ 制御に新たな電流センサを必要とするが、比較的簡単な制御で極低速におけるトルク特性を著しく改善でき、パラメータ変動にも強い。また、 $V/f$ 制御でも過電流保護などの理由で実際の製品には電流センサが付加されている場合もあり、本制御法はこれを利用することで、 $V/f$ 制御の利点を損なうことはないと考えられる。なお、本制御は瞬時トルクを制御することを対象にしておらず、負荷に応じてすべりが発生し、それに伴いトルクを発生している。よって、本制御法は  $V/f$ 制御の延長線上にある。

また、課題(2)を解決するために、提案する補償器では、電圧誤差と速度起電力のそれぞれの周波数帯が異なることに注目し、外乱オブザーバの動作周波数帯を低速と高速の2つに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) インバータの電圧誤差の発生

図 1(a)にインバータ 1 レグの回路を示し、図 1(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 1(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

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(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(1)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。

### (2-2) 外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償法

本論文では回転座標上に外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償を行う。回転座標上における誘導機の瞬時電圧、電流、磁束の関係は(2)式にて表すことができる。

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

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、

$\omega_1$ : 一次角周波数、 $\omega_{re}$ : 回転角周波数 (電気角) である。

図 2 は(2)式に対応する定常状態における 1 相あたりの誘導機の等価回路を示しており、二次側の漏れインダクタンスを一次側に換算している。(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。

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

(3)式の右辺第 1 項は  $T_e = L_\sigma / (R_1 + R_2)$  なる電気時定数を持つ一次遅れで応答することがわかる。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 軸の干渉が大きくなる。さらに、第 3 項は機械時定数で応答するため、比較的ゆっくりした変化になる。

提案法は(3)式に基づいた外乱オブザーバを用いて電圧誤差を推定する。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  $\Delta V$  を推定した値  $\Delta \hat{V}$  は(4)式にて表さ

れる。

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

ただしサフィックス  $C$  はコントローラのパラメータを示し、 $T$ : 外乱オブザーバの帰還フィルタの時定数、 $V_{1q}^{**}$ : 外乱オブザーバによる補償後の  $q$  軸電圧指令値である。また  $s$  はラプラス演算子である。

なお、 $V/f$  制御では二次磁束のベクトルが不明であるため、 $dq$  軸は任意の座標系であり、(4)式だけでは補償できない。そこで、 $d$  軸に電流制御系を付加し、励磁電流は  $d$  軸にて確保し、 $d$  軸に発生する電圧誤差および軸ずれに伴う電圧誤差の干渉成分を補償する。また、(3・5) 節にて後述するが、 $d$  軸の電流制御器は制御系の安定化の役割を果たしている。

図 3 に提案する外乱オブザーバの構成を示す。速度起電力は外乱オブザーバからみると外乱と見なせるため、推定した外乱を全て補償すると過補償となる。そこで、速度起電力と電流の応答速度の違いに着目し、応答速度の異なる 2 つの外乱オブザーバで出力電圧誤差と速度起電力を分離する。外乱オブザーバの応答速度は(4)式中の時定数  $T$  により設計でき、速い外乱オブザーバでは短い時定数  $T_f$  を用いて(3)式の全ての項を推定し、遅い外乱オブザーバでは長い時定数  $T_s$  を用いて(3)式の第 2 項、第 3 項を推定する。そして、2 つの外乱オブザーバの出力を演算し、電圧誤差推定値  $\Delta \hat{V}$  を得る。

### 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。一方提案法はとくに低速域におけるトルク特性を著しく改善できるがモータパラメータを必要とする。しかし、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ない。ここでは図 3 に示す提案システムの伝達関数から、外乱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、並列に接続されている外乱オブザーバを整理すると、(5)式の帰還フィルタ  $G(s)$  が得られる。

$$G(s) = \frac{1}{1+sT_f} - \frac{1}{1+sT_s} = \frac{s(T_s - T_f)}{1+s(T_s + T_f) + s^2T_sT_f} \dots\dots (5)$$

図 3 と(5)式を用いて電圧誤差  $\Delta V$  に対する出力電圧  $V_{1q}$  の伝達関数を求めると(6)式が得られる。同様に電圧指令値  $V_{1q}^*$  に対する出力電圧  $V_{1q}$  の伝達関数を求めると(7)式となる。

$$\frac{V_{1q}}{\Delta V} = \frac{1 - G(s)}{1 + G(s) \left( \frac{R_c}{R} \frac{1 + sT_{ec}}{1 + sT_e} - 1 \right)} \dots\dots (6)$$

$$\frac{V_{1q}}{V_{1q}^*} = \frac{1}{1 + G(s) \left( \frac{R_c}{R} \frac{1 + sT_{ec}}{1 + sT_e} - 1 \right)} \dots\dots (7)$$

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,

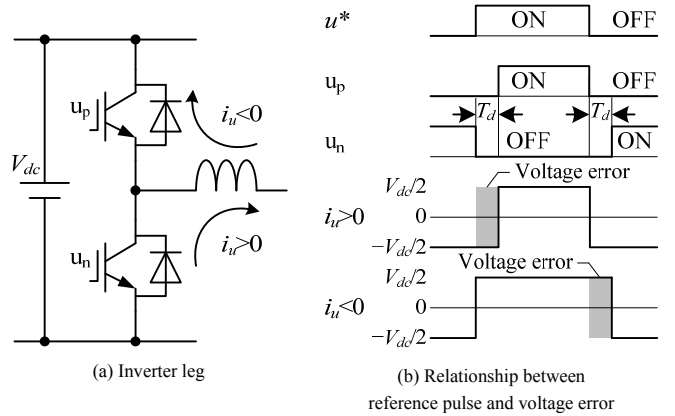


図 1 デッドタイムと電圧誤差の関係  
Fig. 1. Relations between reference pulse and voltage error.

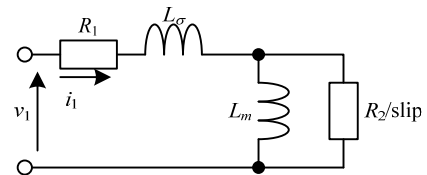


図 2 誘導電動機の等価回路  
Fig. 2. An equivalent circuit of an induction motor.

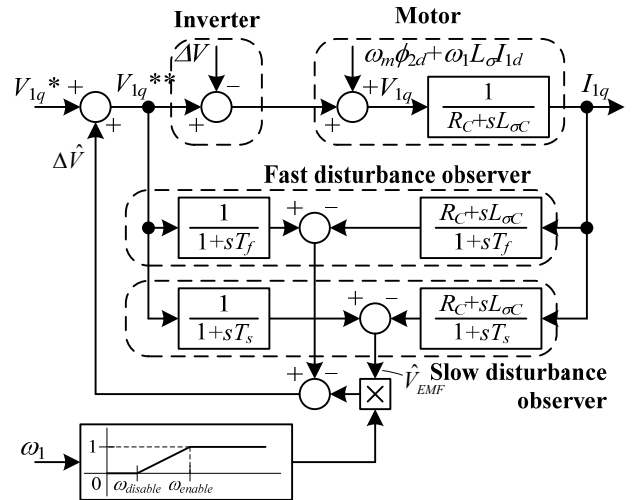


図 3 並列の外乱オブザーバを用いた電圧誤差補償システム  
Fig. 3. A voltage error correction system with a parallel-connected disturbance observer.

$T_f$ : 速い外乱オブザーバの時定数,  
 $T_s$ : 遅い外乱オブザーバの時定数,  
 $G(s)$ : (5)式に示す帰還フィルタの伝達関数である。

#### (3・2) パラメータ整合時の周波数特性

図 4(a)に(6)式の、図 4(b)に(7)式の周波数特性をボード線図に示す。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  $V_{1q}^*$  通りの電圧をモータに出力できることを意味する。

図 4 中の実線はコントローラとモータのパラメータが整合している時の  $R_c=R, L_{\sigma c}=L_{\sigma}$  における周波数応答である。また、それ以外の線はパラメータ不整合時を模擬したときの、 $R_c, L_{\sigma c}$  のパラメータをそれぞれ 2 倍、1/2 に設定した場合の周波数応答である。この節では、実線で示すパラメータ整合時の周波数応答について議論し、パラメータ不整合時の周波数応答については〈3・3〉節で議論する。

(8)式にパラメータ誤差の無い  $R_c=R, L_{\sigma c}=L_{\sigma}$  の状態における端子電圧  $V_{1q}$  に対する電圧誤差  $\Delta V$  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(9)式で与えられる。

$$\frac{V_{1q}}{\Delta V} = \frac{1 + s(2T_f) + s^2 T_f T_s}{1 + s(T_f + T_s) + s^2 T_f T_s} \dots\dots\dots (8)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_s T_f}} \dots\dots\dots (9)$$

補償器の周波数特性を評価するため、電圧誤差に注目した周波数帯の定義を行う。運転周波数に基づき、電圧誤差の発生する周波数帯を 3 つに定義する。次に、各周波数帯の定義と要求される特性を述べる。

**(1) 中間周波数帯**

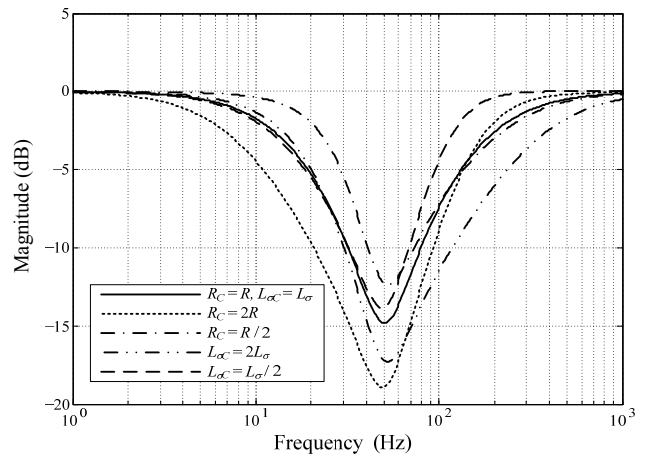
通常運転における、電圧誤差の周波数範囲にあわせて定義する。中間周波数帯では電圧誤差から出力電圧までの伝達関数のゲインが低く、外乱を抑圧できることを意味する。よって、回転座標上でインバータ出力周波数の 6 倍の周波数を持つ電圧誤差を効果的に補償するためには、誘導機の制御対象速度領域がこの周波数帯になるように外乱オブザーバの時定数を設計する。たとえば、表 1 のモータの速度を  $0.1\omega_{rate}$  から  $1.0\omega_{rate}$  の範囲で運転する場合、一次側周波数は 50Hz~5Hz となるため、回転座標上では電圧誤差の周波数は 300~30Hz となる。この領域に(9)式のノッチの中心周波数を設けることが望ましい。

**(2) 高周波数帯**

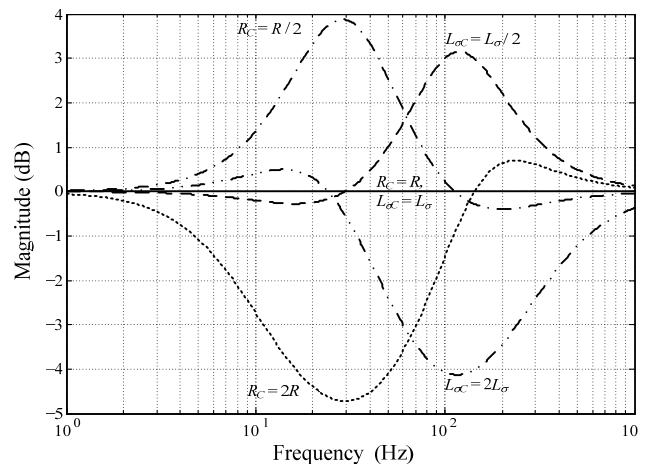
中間周波数帯より高い周波数帯を高周波数帯と定義する。この場合は 300Hz より高い周波数が高周波数帯となる。この周波数帯には電圧誤差の基本波は含まれないが、高調波は含まれている。そのため、この周波数帯まで補償範囲を広げることが望ましい。しかし、高周波帯では外乱オブザーバの応答に限界があるため、外乱オブザーバのみでは補償できなくなる。従って、電圧誤差は外乱オブザーバのみで補償するのではなく、従来のフィードフォワード補償と併用する。従来のフィードフォワード補償で、電流値がゼロの近傍で停滞するなどの問題が生じる領域は主に低周波数帯であるため、提案する外乱オブザーバを用いた補償法を低周波数帯の補償に併用することで補償性能を向上できる。

**(3) 低周波数帯**

中間周波数帯より低い周波数帯を低周波数帯と定義する。この場合は 30Hz より低い周波数帯が低周波数帯となる。定常運転時の速度起電力、干渉項の電圧が外乱としてこの周波数帯に含まれる。そのため、この領域でこれらを



(a) Disturbance to output voltage transmission characteristics



(b) Output voltage command to output voltage transmission characteristics

図 4 並列の外乱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 |
|-----------------------------------|-------------------------|-----------------------------------|--------|
| Rated power                       | 750W                    | Rated current $I_n$               | 3.6A   |
| Poles                             | 4                       | Rated exciting current $I_0$      | 2.0A   |
| Rated voltage $V_n$               | 200V                    | Primary resistance $R_1$          | 2.78Ω  |
| Rated frequency $\omega_n$        | 50Hz                    | Secondary resistance $R_2$        | 2.44Ω  |
| Rated speed $\omega_{rate}$       | 1420r/min               | Leakage inductance $L_{\sigma}$   | 11.0mH |
| Moment of Inertia                 | 0.0025kg·m <sup>2</sup> |                                   |        |
| Fast observer time constant $T_f$ | 1ms                     | Slow observer time constant $T_s$ | 500ms  |

補償すると、過励磁となる。よって、補償ゲインは 0dB であることが望ましい。ただし、通常運転より低速で運転する場合には、低周波数帯まで補償することが望ましい。低速における補償法については、〈3・4〉節でも詳細に述べる。

**〈3・3〉 モータのパラメータ変動の影響**

図 4 における点線は  $R_c, L_{\sigma c}$  のパラメータをそれぞれ 2

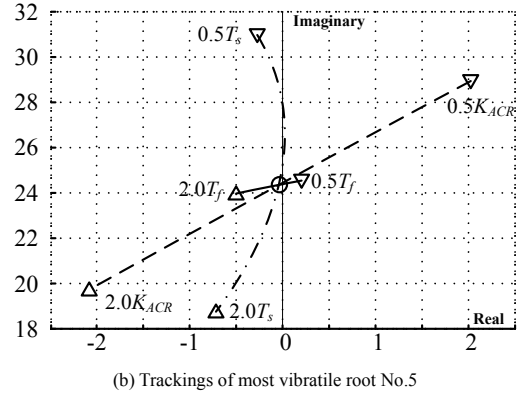
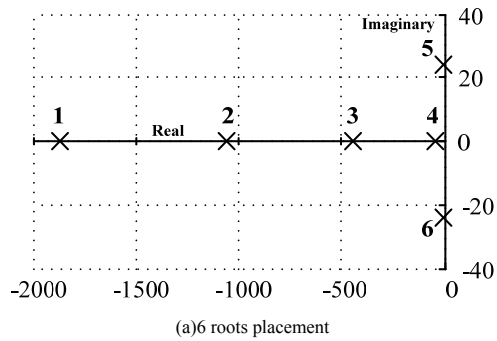


図5 根配置と軌跡

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

倍, 1/2 に設定した場合の周波数応答である。 $R_c$ ,  $L_{\sigma c}$  のそれぞれのパラメータに分けて, モータパラメータの変動が生じた場合の影響を考察する。

#### (1) $R_c$ の影響

中間周波数帯はモータの抵抗  $R_c$  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。図4から明らかなように外乱抑圧性能は  $R_c < R$  のとき悪化し,  $R_c > R$  では向上する。また, 出力電圧は,  $R_c > R$  のときに減少し,  $R_c < R$  のときに大きくなる。

#### (2) $L_{\sigma c}$ の影響

モータの漏れインダクタンス  $L_{\sigma c}$  の誤差の影響は高周波数帯に主に現れる。外乱抑圧性能に関して  $L_{\sigma}$  のパラメータ変動は悪影響を与えることが少ない。一方, 出力電圧は高周波数帯で  $R_c$  の変動と似た挙動を示し,  $L_{\sigma c} > L_{\sigma}$  では減少し,  $L_{\sigma c} < L_{\sigma}$  では増加する。

$R_c$ ,  $L_{\sigma c}$  のパラメータ誤差の影響について考察をまとめると, 次の知見が得られる。

- $R$  の誤差は中間周波数帯における補償性能を大きく変化させ,  $L_{\sigma}$  は高周波数帯の補償性能を変化させる。
- 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とよい。

#### (3・4) 低速運転時の補償法と伝達関数の変化

低速運転時には一次角周波数が低いため, 電圧誤差が低周波数帯に生じ, 遅い外乱オブザーバでは速度起電力と電圧誤差の和が推定され, それらの分離ができない。その結果, 速い外乱オブザーバの推定した電圧誤差が, 遅い外乱オブザーバによって打ち消されるため, 補償が不十分となる。

そこで, 低速運転時の誤差補償においては, 遅い外乱オブザーバを停止することにより, 電圧誤差が打ち消されないようにする。低速運転においては, モータの速度起電力は電圧誤差に比べて無視できる大きさであるため, 速度起電力を推定する, 遅い外乱オブザーバを停止しても影響は少ない。遅い外乱オブザーバの切り替えは補償ゲインを連

続的に変化させて切り替える<sup>(12)</sup>。図3中の  $\omega_{enable}$  と  $\omega_{disable}$  は(1)式で与える  $\Delta V$  と, 速度起電力の比をもとに決定する。今回はそれぞれ,  $\omega_{enable} = 2\Delta V \omega_n / V_n$ ,  $\omega_{disable} = \Delta V \omega_n / V_n$ , と設定した。

#### (3・5) 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った。なお, 制御周期は外乱オブザーバの時定数より十分短いので, 解析を簡略化するためインバータを正弦波の理想電源とし, 制御系を連続系で定義した。

図5(a)に  $T_f = 1\text{ms}$ ,  $T_s = 100\text{ms}$ ,  $K_{ACR} = 0.5$  としたときの安定限界時の速度  $\omega_1 = \omega_e = 0.70\text{pu}$  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つの根を持つが, 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め不安定となりうる。

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2倍, 1/2に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  $T_f$  を大きくすると電圧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, 速度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の大きさは制限される。

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。

- $T_f$  は制御系が許す限り短く設定する
- $T_s$  は機械時定数より十分短く設定する。ただし  $T_f < T_s$  である。
- $T_f$ ,  $T_s$  を設定したうえで,  $K_{ACR}$  で安定化を行う

図6は  $K_{ACR}$  を増加させることによってシステムの振動が抑制される様子を, シミュレーションにて確認した結果で

ある。各パラメータは安定性解析と同じ値を用い、d 軸電流制御系の比例ゲインを 2 倍に変化させた。その結果、2.0~4.0s において、 $\omega_1$  を 0.65pu から 0.70pu へとステップ的に変化させたときの、負荷に対する dq 軸電流と q 軸補償電圧の振動を比較し、振動が抑制できることを確認した。なお、シミュレーションの制御構成は、後述する実験システム (図 7) と同様である。

図 6(a)に d 軸電流制御器の比例ゲイン  $K_{ACR}$  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。図 6(b)は d 軸電流制御器の比例ゲイン  $K_{ACR}$  を 2 倍した場合の結果である。この場合は 1.5s 程度で振動が収束し、より安定な応答が得られている。

#### 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、コントローラには外部から一次周波数指令  $\omega_1^*$  を与える。q 軸の電圧指令は  $\omega_1^*$  に比例する定数 ( $V/f$  比一定) を乗じ、(10) 式で示す、一次抵抗による電圧降下を補正するブースト電圧を加算することで得る。

$$v_{boost} = R_1 i_{1q} \left( 1 - \frac{\omega_1}{\omega_n} \right) \dots \dots \dots (10)$$

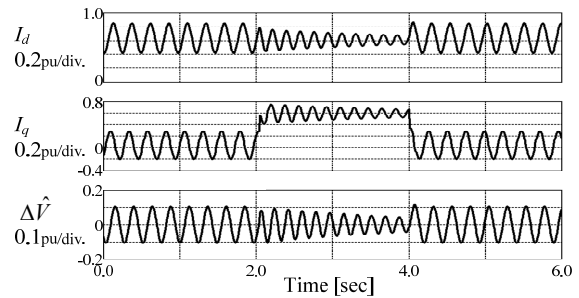
また d 軸には電流制御器を構成し、指令値  $i_{1d}^*$  に対して無負荷励磁電流  $I_0$  を与え励磁電流を確保する。図 3 に示した外乱オブザーバを適用し、電圧誤差補償の特性を検証する。表 2 にインバータと汎用誘導機のパラメータを示す。なお、遅い外乱オブザーバは〈3・4〉節の解析結果より、低速域でゲインをゼロとして補償を行わないように設定している。これにより、低周波数帯においてシステムの外乱抑圧ゲインが 0dB に収束せず、低速運転時に電圧誤差が補償される。

##### 〈4・1〉従来法と提案法の出力電流ひずみによる比較

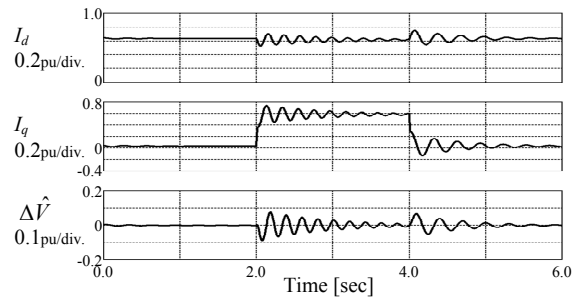
図 8 に出力周波数 1Hz, 無負荷にて誘導機を駆動した結果を示す。図 8(a)は従来法の場合、図 8(b)には従来法に提案法を併用した場合の誘導機の電流波形である。従来法は電流極性を利用した電圧誤差フィードフォワードを用いた。

図 8(a)ではデッドタイム時間、直流電圧とスイッチング周波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ためである。

図 8(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電流を連続的に流す役割を果たし、電流のゼロでの停滞を解消する。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、電圧誤差をフィードフォワード



(a) d-axis ACR gain set to  $K_{ACR}=0.5$



(b) d-axis ACR gain set to  $K_{ACR}=1.0$

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 .

表 2 実験条件  
Table 2. Experimental conditions.

| Parameters                                 | Values                  | Parameters                        | Values                      |
|--|-------------------------|-----------------------------------|-----------------------------|
| Rated power                                | 750W                    | Rated current $I_n$               | 3.6A                        |
| Poles                                      | 4                       | Rated exciting current $I_0$      | 2.0A                        |
| Rated voltage $V_n$                        | 200V                    | Primary resistance $R_1$          | 2.78Ω                       |
| Rated frequency $\omega_n$                 | 50Hz                    | Secondary resistance $R_2$        | 2.44Ω                       |
| Rated speed $\omega_{rate}$                | 1420r/min               | Leakage inductance $L_\sigma$     | 11.0mH                      |
| Moment of Inertia                          | 0.0025kg·m <sup>2</sup> |                                   |                             |
| Switching frequency $f_s$                  | 20kHz                   | Dead-time period $T_d$            | 3μs                         |
| d-axis ACR gain $K_{ACR}$                  | 2.0                     | Boost voltage                     | 10.0V                       |
| DC bus voltage $V_{dc}$                    | 300V<br>(Typ.)          | Feed forward compensation voltage | 0.06 $V_{dc}$<br>18V (Typ.) |
| Fast observer time constant $T_f$          | 1ms                     | Slow observer time constant $T_s$ | 10ms                        |
| Command value of d-axis current $i_{1d}^*$ | $I_0$<br>(2.0A)         |                                   |                             |

補償できるので、外乱オブザーバの応答改善がはかれる。

図 8(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 0.98% と 7.93 ポイント改善し、従来法の 1/9 以下に高調波成分を低減した。この結果、良好な補償結果が得られた。図 8(c)には従来法の場合と、従来法に提案法を併用した場合における、u 相電流に含まれる高調波成分を示す。ここでは提案法を併用した場合における u 相電流の基本波成分を 100% として表示している。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

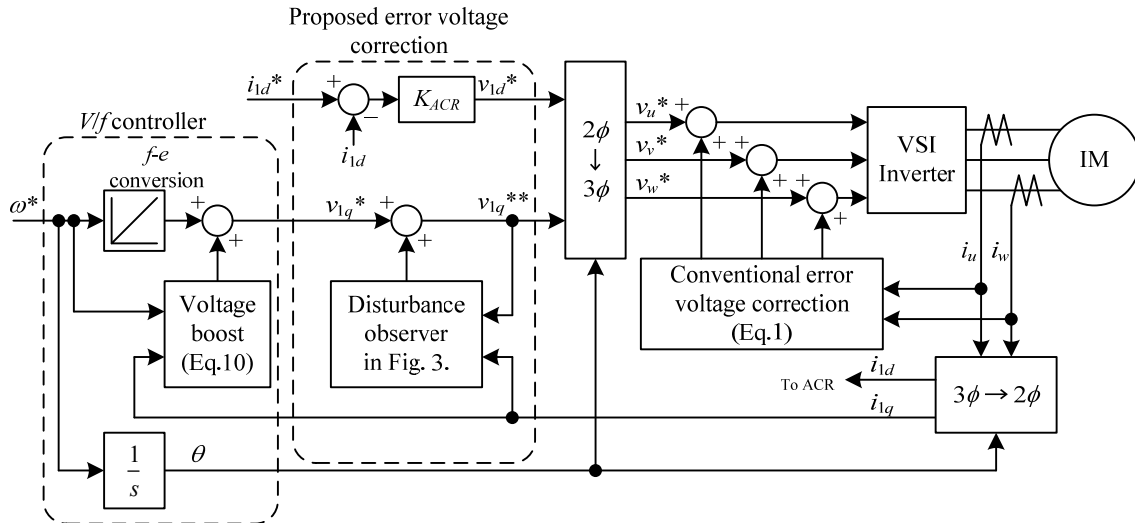


図7 実験システム構成  
Fig. 7. Constraints of the experiment system.

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に提案法による電圧誤差補償を行ったうえ、定格すべり周波数2.67Hzで駆動中、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のように、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) 負荷ステップおよび加減速特性評価

図10に、供試誘導機を一次周波数5Hzで駆動中、ステップ状の定格負荷トルクを加えた波形を示す。図10(a)は従来法のみの場合、図10(b)には従来法に提案法を併用した場合における波形を示す。

従来法では理論値に従って誤差補償を行ったにもかかわらず、ステップ負荷に対しストールを起こし、逆転している。これは、電流のゼロクロス付近の極性判別や、電流ゼロ付近でのスイッチング特性の変化に伴う電圧誤差の変化に起因する。一方で提案法は、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より少ない0.041puのすべりを発生しながら回転していることがわかる。これは図9の結果で明らかのように、低速域での出力トルクが改善された結果、ステップ負荷に対する応答が改善されたためである。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。なお、提案法にて定格すべりより少ないすべりで定格トルクを出力している理

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。また、提案法を適用した結果、d軸ACRによってd軸電流 $i_d$ を制御することで励磁電流が確保され、q軸電流の増加が抑えられた。

図11に停止状態から定格回転数までの加速と、定格回転数から停止状態までの減速を行った場合の波形を示す。なお加減速の時間はともに0.5秒に設定し、負荷条件は無負荷である。図11(a)は従来法のみの場合、図11(b)には従来法に提案法を併用した場合における波形を示す。

従来法による補償を用いて加速を行う際には、低速域でトルクが不足するため電流値が急激に増加する。一方で提案法は加減速を行っても電流値に異常な増加が無く、過渡状態でも安定して動作する。これは速い外乱オブザーバが外乱として推定する速度起電力を遅い外乱オブザーバが打ち消すため、過補償を回避できるからである。

#### (4・4) 提案法のパラメータ誤差による影響の検証

図12に図8(b)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 $L_{oc}$ を変化させた場合の電流ひずみ率が変化する様子を示す。電流ひずみ率は電圧誤差によって増加するので、外乱抑圧特性が悪化すると、増加する。

(3・3)節において、抵抗 $R_c$ のパラメータ不整合によって生じる現象は、実際のモータの $R$ よりも大きいとき外乱抑圧性能が向上し、逆に実際の $R$ より小さいとき外乱抑圧性能が悪化することと結論付けられている。またインダクタンス $L_{oc}$ のパラメータ不整合による影響は、 $R_c$ による影響よりも小さいが、実際のモータの $L_{\sigma}$ よりも大きいときに外乱抑圧性能が向上し、逆に実際の $L_{\sigma}$ より小さいとき外乱抑圧性能が悪化することと結論付けられている。この考察は図12に示す電流ひずみ率の増減とよく一致し、解析の有効性が確認できた。

## 5. まとめ

d 軸に設けた電流制御器と、q 軸に設けた外乱オブザーバによる電圧誤差補償手法を提案し、誘導機の  $V/f$  制御駆動に用いて制御性能の改善を行った。解析の結果、提案法は速度起電力を除いた電圧誤差だけをキャンセルできることを確認した。解析の結果、提案法は速度起電力を除いた電圧誤差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誤差がない場合、出力周波数 1Hz で無負荷の条件において電流ひずみ率は 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×年×月×日受付, 平成×年×月×日再受付)

## 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).
- (12) 星野哲馬・伊東淳一 : 「電圧外乱オブザーバを用いた誘導機駆動システムの加減速性能の改善」, 電気関係学会北陸支部連合大会, (2007.9)

星野 哲馬



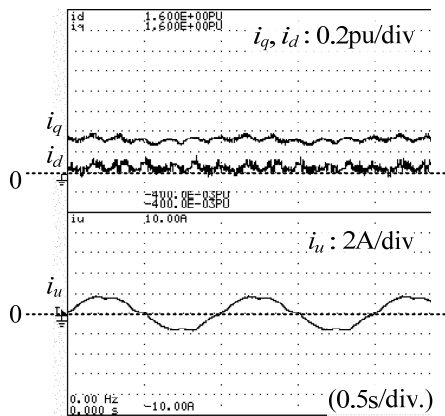
(学生員) 1983 年 11 月 20 日生。2008 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月同大学院工学研究科博士後期課程入学。現在、主として電動機制御に関する研究に従事。

伊東 淳一

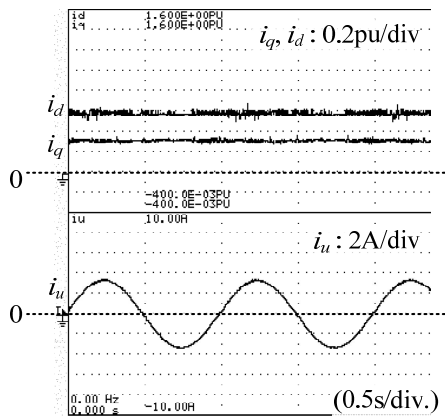


(正員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月、富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞 進歩賞受賞。IEEE Member。

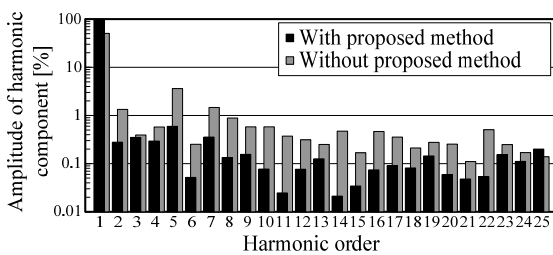




(a) Without proposed method  
(Output frequency 1Hz, no load, 750W induction motor)



(b) With proposed method  
(Output frequency 1Hz, no load, 750W induction motor)



(c) Comparison of the harmonic component

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 the no-load condition.

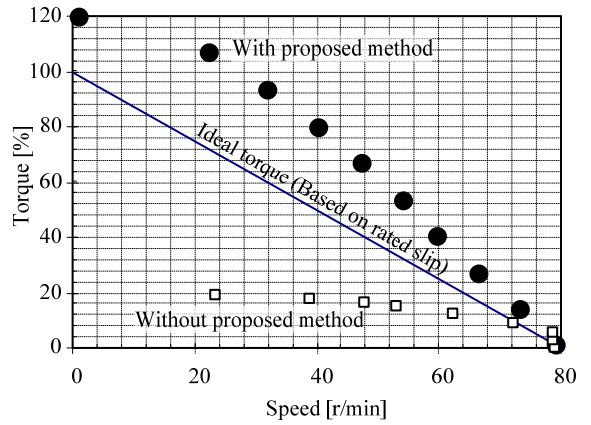
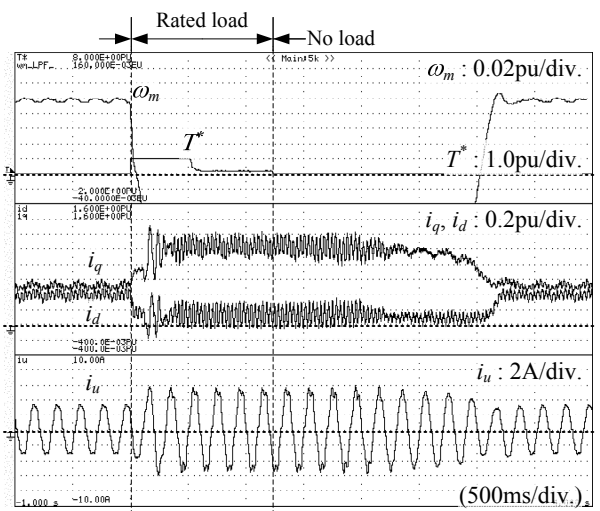
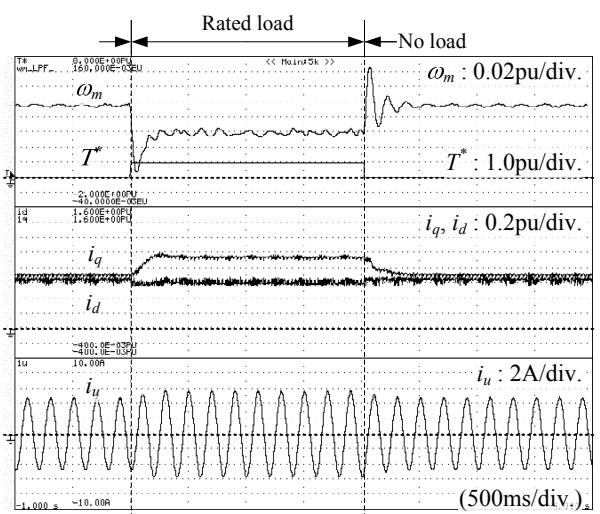


図9 提案法による負荷特性の改善  
Fig. 9. Improvement of characteristics under load condition with the proposed compensation method.

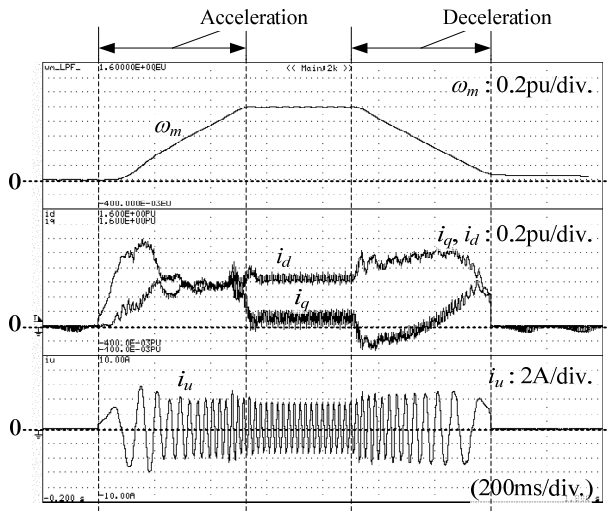


(a) Without proposed method

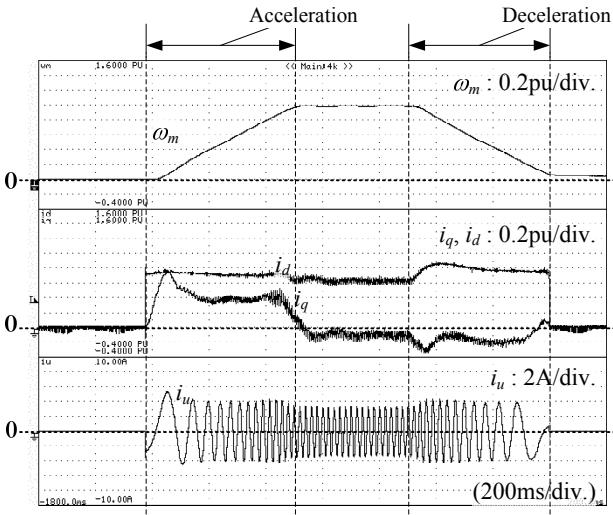


(b) With proposed method

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



(a) Without proposed method



(b) With proposed method

図 11 加減速特性

Fig. 11. Characteristics against acceleration and deceleration.

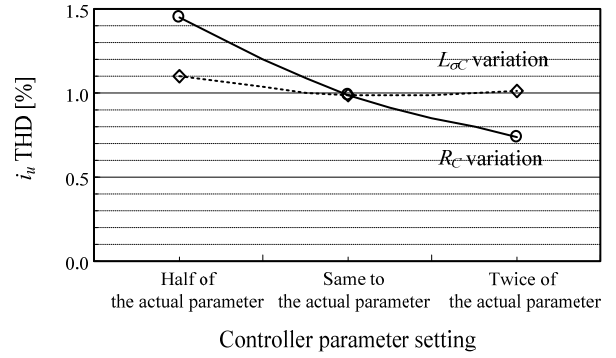


図 12 パラメータ誤差による電流ひずみ率の変化  
Fig. 12. THD variations of the parameter mismatching.