

並列の外乱オブザーバを用いた電動機駆動性能の改善

学生員 星野 哲馬* 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Parallel Disturbance Observers for Performance Improvement of Electric Machines

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

This paper proposes a dead-time error voltage compensation method with parallel connected twin disturbance observers which have a different time constant and a current controller for V/f control. Dead-time compensation is the most important problem to improve performances in the low-speed motor driving. The past proposed compensation method is composed in the d-q rotational frame and with a single disturbance observer, but the single disturbance observer has a lack in high-speed region. As a result, the proposed system has a disturbance transmission characteristic likes a band-elimination filter at no parameter mismatches. And a robustness of proposed controller is hardly affected by controller resistance R_C than controller inductance $L_{\sigma C}$. In this paper, the results of experiments show the best performance at all-speed region. The proposed method defeats the lack in high-speed region.

キーワード：誘導電動機，外乱オブザーバ，デッドタイム，V/f制御，パラメータミスマッチ

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

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。特に一般産業では誘導機と組み合わせて，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。

インバータと誘導機を組み合わせた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起因する出力電圧の誤差はモータドライブシステムをはじめとして，さまざまなシステムにおいて制御性能の劣化をもたらす。

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，出力電圧誤差が特に大きく，回転ムラやトルクリプルなどの制御性能の劣化を招く。一方，センサレスベクトル制御は電圧と電流からモータの磁束や速度を推定するので，出力電圧誤差が少なければ，出力電圧センサなしに，高性能の制御が行える。

現在まで，多くのデッドタイム誤差補償法が提案されている^{(1)~(7)}。デッドタイム補償は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が一般的である⁽⁸⁾。しかし，特に極低速の領域では電流極性の判別が困難となり，電流がゼロ付近に停滞する期間が発生する。

そこでセンサレスベクトル制御に外乱オブザーバを適用し，デッドタイムの補償を行う方法が提案されている。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。多くの研究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^{(9)~(11)}，産業

界で広く適用されている 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。

著者らは，以前に V/f 制御に外乱オブザーバを用いて低速でのデッドタイムによる誤差電圧補償を行う方法を提案し，その有用性を確認している。しかし，以前提案した補償法では外乱オブザーバがインバータの誤差電圧に加えて逆起電力も外乱として検出し，キャンセルしていた。低速域では逆起電力は小さく無視できたが，逆起電力は速度に比例して増加するため中高速度においては逆起電力をキャンセルせずに残す必要がある。

本論文ではデッドタイムによる誤差電圧と逆起電力はそれぞれ異なる周波数域に存在することに注目し，オブザーバの動作周波数域を分離することで中高速度での運転を可能とする方法を提案する。これは外乱オブザーバのローパスフィルタの時定数が異なる 2 つのオブザーバを並列動作させる。さらに，提案法の外乱抑圧特性および制御特性について解析を行い，パラメータミスマッチの影響について考察する。さらに，ここ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〉 デッドタイム外乱の発生

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，上アームと下アームの短絡を防ぐ。図 1 (b) の 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、アームの出力電流 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、ゲートパルス 1 周期中の平均デッドタイムによる誤差電圧 ΔV 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witching 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、(2)式で定義する。

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

(1)式より、デッドタイムによる誤差電圧 ΔV の大きさは出力電流 i_u に依存せず、DC リンク電圧 V_{dc} とスitching 周波数 f_s 、デッドタイム T_d で決定する。またデッドタイムによる誤差電圧 ΔV の極性は出力電圧・電流の大きさには依存せず、出力電流極性に依存する。

〈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。

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

ただし v_1 : 一次電圧、 i_1 : 一次電流、 ϕ_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_σ : 漏れインダクタンス、 ω_1 : 一次周波数、 ω_m : 二次周波数である。

(3)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 ϕ_{2q} がゼロとなり、 q 軸の一次電圧 v_{1q} 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_{1q} の一次電圧 v_{1q} 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。

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

(4)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、比較的ゆっくりとした変化になる。そこで、高速のオブザーバを用いて第 1 項を推定し、低速のオブザーバを用いて第 3 項を推定する。なお、第 2 項は d 軸と q 軸の干渉項となるが、 q 軸に事前にフィードフォワードしておく。この第 2 項は一定速度であればほぼ一定値となる。

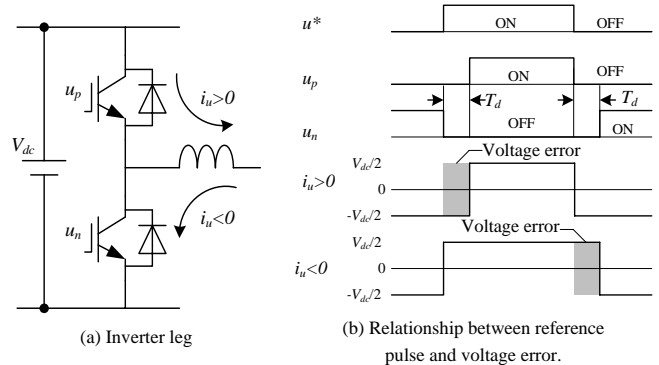


図 1 デッドタイムと誤差電圧の関係
Fig. 1. Relations between reference pulse and voltage error.

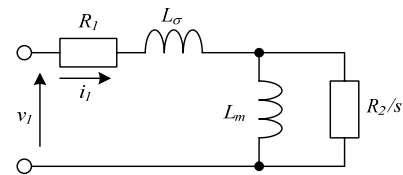


図 2 誘導電動機の等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor.

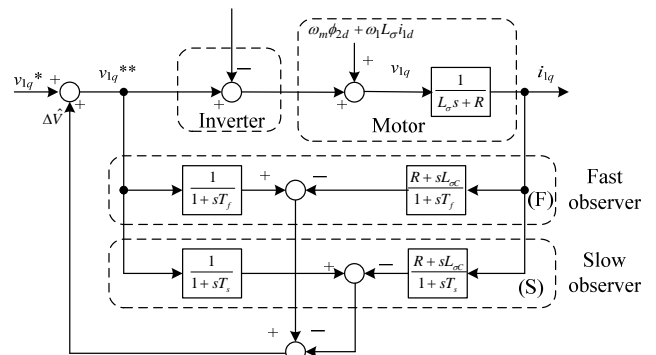


図 3 並列の外乱オブザーバを用いたデッドタイム誤差補償システム
Fig. 3. A dead-time error correct system with parallel-connected disturbance observers.

図 3 に提案するオブザーバの構成を示す。ここではオブザーバを並列に記載しているが、実際はローパスフィルタを整理すると(5)式の帰還フィルタ $G(s)$ が得られる。

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

〈2.3〉 外乱オブザーバの伝達関数解析

ここでは図 3 に示す提案システムの伝達関数を解析する。

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。

まず出力電圧 V_{1q} に対する誤差電圧 ΔV の伝達関数を求めると(6)式となる。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(7)式となる。

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

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

ただし $R=R_1+R_2$, $R_C=R_{1C}+R_{2C}$, T_f : 高速オブザーバの時定数, T_s : 低速オブザーバの時定数, $T_e=L_\sigma R$: 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である。

(6), (7)式の定常値は最終値の定理より(8), (9)式となる。

$$V_{1q}/\Delta V|_{s \rightarrow 0} = 1 \dots\dots\dots(8), \quad V_{1q}/V_{1q}^*|_{s \rightarrow 0} = 1 \dots\dots\dots(9)$$

(8)式は外乱オブザーバが推定する外乱に含まれる直流成分 (=逆起電力) が外乱オブザーバによる補償を受けないことを意味しており, (9)式は, 電圧指令値 v_{1q}^* に対してコントローラのゲインが1であることを意味している。

図4(a)に(6)式の誤差電圧 ΔV に対する出力電圧 V_1 の伝達関数の周波数特性, (b)に(7)式の電圧指令値 V^* に対する出力電圧 V_1 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が低いほど補償の性能が良くなる。低周波数域においてはパラメータミスマッチが起きてもゲインは1に収束している。ゆえに低周波数域に存在する逆起電力は補償を受けない。またモータの抵抗 R_C が誤差を含むと, 中間周波数域の補償性能が変化する。このとき $R_C < R$ では補償性能は悪化し, $R_C > R$ では補償性能が向上する。そして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域にのみ現れる。 R_C の誤差と似た挙動を示し, $L_{\sigma C} < L_\sigma$ では補償性能は悪化, $L_{\sigma C} > L_\sigma$ では向上する。

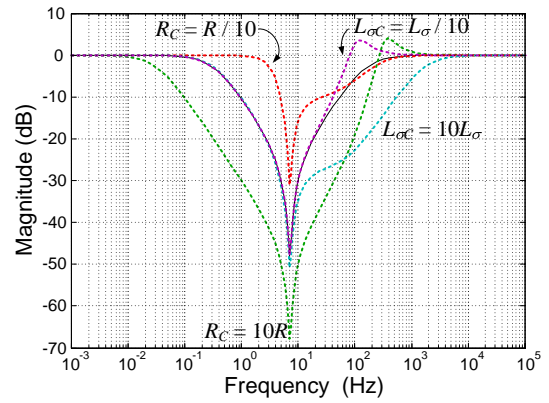
図4(b)においてはMagnitudeが0[dB]に近いほどコントローラが電圧指令値 v_{1q}^* ほどの電圧をモータに出力する。 R_C , $L_{\sigma C}$ のパラメータミスマッチによってMagnitudeの変動が見られるが, 極低周波領域ではどの場合にも0に収束している。これは出力電圧指令 v_{1q}^* がある一定値であるならパラメータミスマッチによる出力電圧 v_{1q} の変動が無いことを意味する。しかし, 出力電圧指令 v_{1q}^* を時間変化させる加減速時などではパラメータミスマッチによる影響が懸念される。

R_C , $L_{\sigma C}$ のパラメータミスマッチの影響についてまとめると, 次のことがいえる。

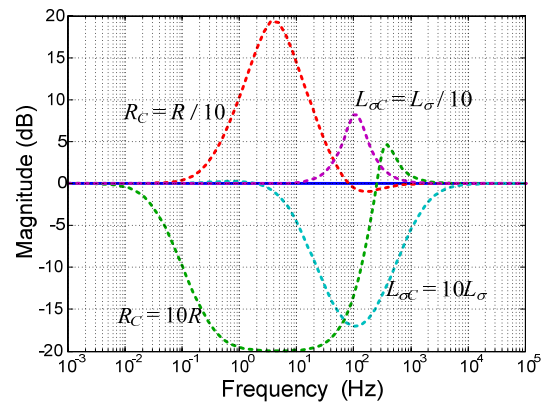
- A) R の誤差は中間周波数域における補償性能を大きく変化させ, L_σ は高周波数域の補償性能を変化させる。
- B) 出力電圧の指令値に対する追従性は, 低周波数域において L_σ よりも R の誤差が支配的である。

従って R_C は R の誤差分を考慮し設定しなくてはならない。

(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 ΔV 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状となる。ま



(a)Disturbance to output transmission characteristics



(b)Instruction value to output 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 | Faster observer time constant T_f | 1msec |
| Secondary resistance R_2 | 2.44Ω | Slower observer time constant T_s | 500msec |
| Leakage inductance L_σ | 11.0mH | | |

たノッチフィルタの中心周波数 f_0 は(11)式で与えられる。

$$\frac{V_q}{\Delta V} = \frac{1 + s(2T_f) + s^2 T_f T_s}{1 + s(T_f + T_s) + s^2 T_f T_s} \dots\dots\dots(10)$$

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

3. 実験結果

図5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で構成される。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。さらに q 軸には非干渉制御を適用し, d 軸電流で生じた q 軸電流のダンピングを行う。

ここに図3に示した外乱オブザーバを適用し, 誤差電圧

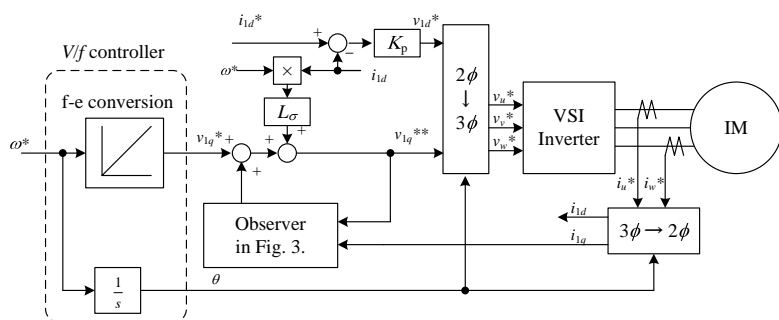


図5 実験システム構成
Fig. 5. Constraints of experiment system.

表2 実験条件
Table 2. Experimental conditions.

| Motor parameters | Values | Motor 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_σ | 11.0mH |
| Controller parameters | Values | Controller parameters | Values |
| Switching frequency | 20kHz | Faster observer time constant T_f | 1msec |
| Dead-time period | 3μsec | Slower observer time constant T_s | 10msec |

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。

〈3.1〉 出力電流ひずみの評価

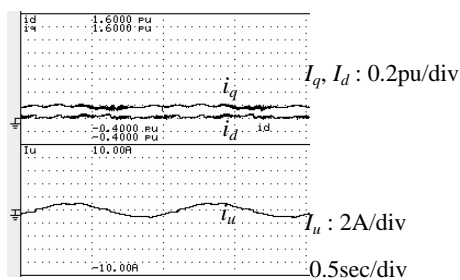
ここでは出力周波数 1Hz, 無負荷にて誘導機を駆動した。図6(a)に従来法によるもの、(b)には従来法に提案法を併用した場合の誘導機の電流波形を示す。上段は制御装置にて回転座標変換を行った誘導機の電流 i_d, i_q を 0.2pu/div, 下段には誘導機の u 相電流 i_u を 2A/div で示す。横軸は時間を示し、0.5sec/div である。

(a)では従来法による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、従来法では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ことを示している。一方、提案方式ではモータモデルに基づく電流をオブザーバが流すため良好な波形が得られる。

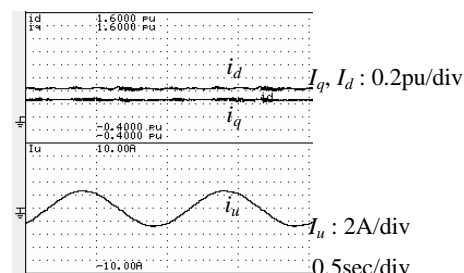
(a), (b)それぞれ誘導機の u 相電流から THD を計算した。THD は従来法の 8.00% に対し提案法を併用した場合は 1.65% と 6.35 ポイント改善し良好な補償結果が得られた。

〈3.2〉 加速特性の評価

図7は無負荷状態で定格一次周波数までの加速試験を行った結果である。この起動指令は左端から 200msec の時点で行っている。図7(a)は従来法のみ、(b)は従来法に提案法を併用した結果である。それぞれの upper 段から、回転数 ω_m を 0.2pu/div で、誘導機の電流 i_d, i_q を 0.2pu/div で、誘導機の u 相電流 i_u を 2A/div で、誘導機の電流 i_d, i_q の二乗和を 0.5pu/div で示す。横軸は時間を 100msec/div で示す。

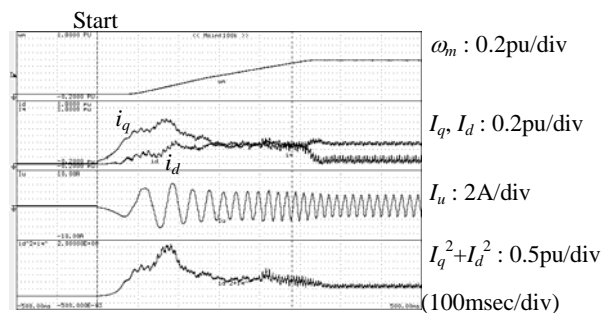


(a) Conventional method

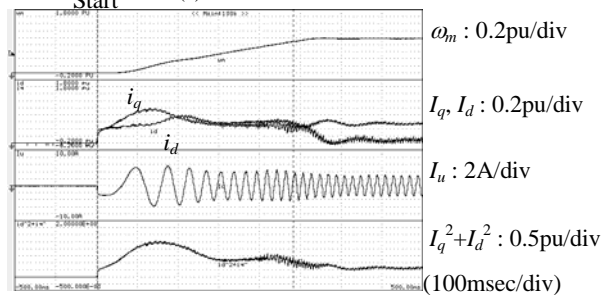


(b) Proposed method
(Output frequency 1Hz, no load, 750W induction motor)

図6 1Hz, 無負荷時における電流波形
Fig. 6. Current waveforms at 1Hz under no-load condition.



(a) Conventional method



(b) Proposed method

図7 定格周波数までの加速
Fig. 7. Acceleration to rated frequency.

(a)の従来法では低速時に電圧が不足して電流 i_d, i_q がゆっくりと立ち上がり、不足励磁となるので起動時のトルクが不足する。その後端子電圧が上昇し、磁束が確立されれば急加速する。その結果電流 i_d, i_q の二乗和が(b)の提案法より大きく振動する。提案法では外乱オブザーバにより低速での電流が確保され、スタートからすばやい加速が出来る。なお途中で電流が増加するのは高速オブザーバが逆起電力を

キャンセルするためと思われる。電流のピーク値で比較すると従来方式では 1.3pu, 提案方式では 1.1pu となり, 始動時の電流突入を抑制できる。また電流突入が小さいため提案法によって更に高速な加速が期待できる。

(3.3) 負荷特性の評価

図 8 に従来法と提案するデッドタイム誤差補償法を併用し, 定格すべり周波数 2.67Hz で駆動中に負荷トルクを加えた結果を示す。横軸に回転数 r/min , 縦軸には定格トルクに対する出力トルクの比を示す。図中の実線はすべりに基づく理論値である。■は従来法のみ, ●は提案法を併用した場合の出力トルクを示す。

従来法の静止時における出力トルクは 16.1%であったが, 提案法を併用した場合は, V/f 制御でも 89.8%と 5.58 倍の起動トルクを確認した。この場合も加速特性の結果と同様に従来法では電圧不足のため, トルクを発生できない。

図 9 に 5Hz にて駆動中にステップ状の定格トルクを加えた波形を示す。回転数 ω_m を 0.02pu/div, 負荷トルク T を 0.2pu/div で, 誘導機の電流 i_d, i_q を 0.2pu/div で, 誘導機の u 相電流 i_u を 2A/div で示す。横軸は時間を 500msec/div で示す。

ステップ負荷に対してストールせず, 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。トルク印加時にデッドタイム電圧誤差の残存が起因していると思われるトルクリプルが存在するが, 高速オブザーバ, 低速オブザーバの時定数の設計の最適化により軽減できると考える。

4. 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 1.69%と従来に比べ 6.35 ポイント改善できることを確認した。また定格周波数まで加速を行った結果, 電流の振動が従来法の 1.3pu から 1.1pu へと減少し, 電流突入が抑制される。低速域における負荷に対する特性は, 提案法で 89.8%と従来に比べ 5.58 倍の起動トルクを確認した。ステップ負荷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。

今後の課題として, 提案法のトルクリプルの評価, ハードウェアによる制御の実装が挙げられる。

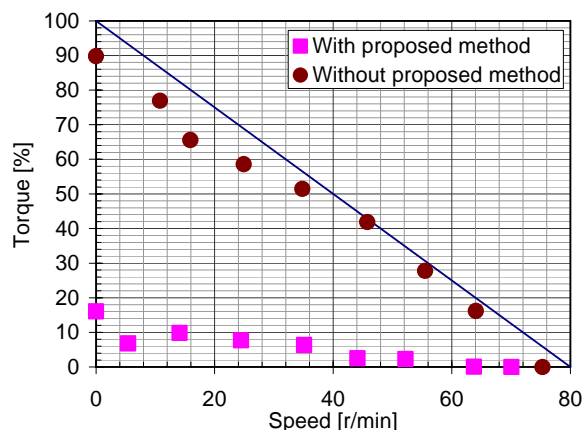


図 8 提案法による負荷特性の改善
Fig. 8. Improvement of characteristics under load condition with proposed compensation method.

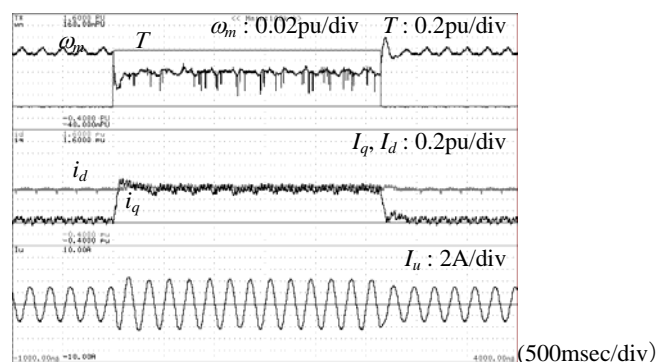


図 9 ステップ負荷に対する特性
Fig. 9. Characteristics against step-shape load torque..

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. Niezanski, "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. Applicat., vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, Jul./Aug. 2002.