

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

学生員 星野 哲馬* 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Analysis of Dead-time Error Correction Properties for V/f Control with Disturbance Observer

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

This paper proposes a dead-time error voltage compensation method with the disturbance observer and a current controller for V/f control and analyses this method. Dead-time compensation is very important to improve performances in the low speed motor drive. The proposed compensation method is composed in the d-q rotational frame with the disturbance observer in q-axis and the auto current regulator in d-axis. As a result, a disturbance transmission characteristic likes a high-pass filter at no parameter mismatches. And a robustness of proposed controller is hardly affected by controller resistance R_C and controller gain k than controller inductance L_C . In this paper, the validity of analysis is confirmed by experimental results under some conditions. The results of experiments are similar to analysed characteristics and indicate a validity of this analysis.

キーワード：誘導電動機，外乱オブザーバ，デッドタイム

Keywords : induction motor, disturbance observer, dead-time

1. はじめに

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)~(3)}。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⁽⁴⁾。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、電流の停滞期間が発生する。

また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った例はいくつかあるが⁽⁵⁾⁽⁶⁾、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。

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 軸にはデッドタイムで発生する外乱電圧を補償する。さらに、ここでは提案法について外乱抑圧特性および制御特性について解析を行っている。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、(2)式で定義する。

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

(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} とスイッチング周波数 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〉 誤差電圧を推定する外乱オブザーバ適用

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。

本論文では外乱オブザーバを用いてデッドタイム誤差電圧を補償する。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。

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

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_1 の一次電圧 v_1 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。

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

図 3 に提案する外乱オブザーバの構成を示す。本方式では誘導機の一次電圧 v_{1q} を式(4)の逆関数を用いて推定し, モータに流れる電流からインバータに発生する誤差電圧を推定する。しかし単純に逆関数を用いると微分演算が必要となり, 雑音の影響を無視できなくなる。そこで本方式ではシステムの微分形を回避するため, 一次遅れを移動して微分形の回避を行う。低速領域では, $R_1 \gg \omega_1 L_\sigma$ とすれば, 逆起電力やクロスタームの影響は無視でき, 外乱オブザーバによるインバータの電圧誤差推定値は(5)で推定できる。

$$\Delta \hat{V} = \frac{k}{1+sT} (R_{1c} + R_{2c} + sL_{\sigma c}) i_{1q} \dots (5)$$

ここでサフィックス c はコントローラのパラメータを示し, k はオブザーバゲイン, T はオブザーバ時定数である。

(2・3) 外乱オブザーバの伝達関数解析

外乱オブザーバの設計を行うにあたり, 出力電圧 V_1 に対する誤差電圧 ΔV の伝達関数, 出力電圧 V_1 に対する電圧指令値 V^* の伝達関数を解析する。

図 3 から求めた端子電圧 V_1 に対する誤差電圧 ΔV の伝達関数を(6)式に示す。また(7)式に出力電圧 V_1 に対する電圧指令値 V^* の伝達関数を示す。ただし $R = R_1 + R_2$, $R_c = R_{1c} + R_{2c}$ である。

$$\frac{V_1}{\Delta V} = \frac{L_\sigma Ts^2 + (1-k)L_\sigma + RT}{R+k(R_c-R)} \frac{L_\sigma T}{s^2 + \frac{L_\sigma + k(L_{\sigma c} - L_\sigma) + RT}{L_\sigma T} s + \frac{R+k(R_c-R)}{L_\sigma T}} \dots (6)$$

$$\frac{V_1}{V^*} = \frac{L_\sigma Ts^2 + (L_\sigma + RT)s + R}{R+k(R_c-R)} \frac{L_\sigma T}{s^2 + \frac{L_\sigma + k(L_{\sigma c} - L_\sigma) + RT}{L_\sigma T} s + \frac{R+k(R_c-R)}{L_\sigma T}} \dots (7)$$

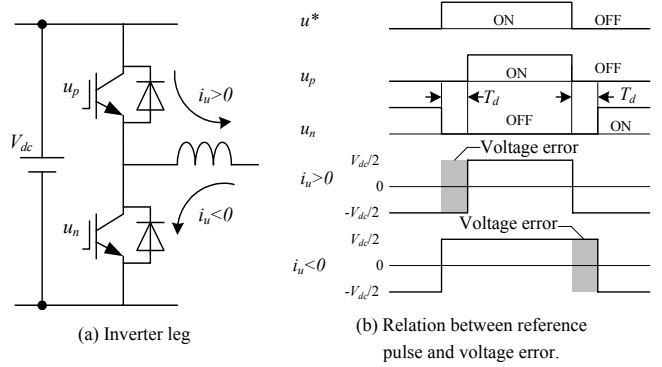


図 1 デッドタイムと誤差電圧の関係

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

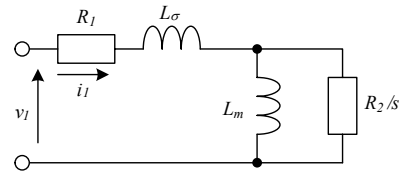


図 2 誘導電動機の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor.

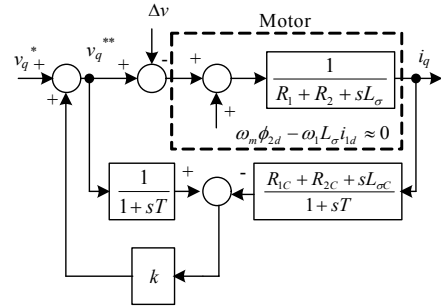


図 3 外乱オブザーバの構成

Fig. 3. Constraints of disturbance observer.

また(6),(7)式の固有角周波数 ω_n , 減衰係数 ζ を求めると, それぞれ(8),(9)式となる。固有角周波数 ω_n , 減衰係数 ζ はコントローラのゲイン $k=1$ であっても R, L_σ のパラメータ誤差の影響を受ける。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R+k(R_c-R)}{L_\sigma T}} \dots (8)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{L_\sigma + k(L_{\sigma c} - L_\sigma) + RT}{\sqrt{L_\sigma T \{R+k(R_c-R)\}}} \dots (9)$$

(6),(7)式の定常値は最終値の定理より(10),(11)式となる。

$$G_0 = (1-k) \frac{R}{R+k(R_c-R)} \dots (10)$$

$$G_0 = \frac{R}{R+k(R_c-R)} \dots (11)$$

(10)式において最終値がゼロとなれば, 定常的には誤差電圧 ΔV の影響なしに, 出力電圧 V_1 を制御できる。また $k=1$ であれば, モータとコントローラのパラメータが一致しな

くとも誤差電圧 ΔV の影響はゼロとなる。

一方、(11)式において最終値が1であれば、出力電圧 V_1 は電圧指令値 V^* に等しくなる。よって、 $R_c=R$ のとき電圧指令値 V^* におりの電圧を出力できる。ただし (11)式とは異なり、 $k=1$ であってもモータとコントローラのパラメータ誤差の影響を受ける。

図 4(a)に誤差電圧 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 $k=1$, $R_c=R$, $L_c=L$ における周波数応答、点線は R_c , L_c のパラメータをそれぞれ 10 倍、1/10 倍に設定した場合の周波数応答である。表 1 に計算で用いた伝達関数の各パラメータを示す。

図 4 から明らかなように、 L_c にパラメータミスマッチがあっても低周波領域および高周波領域でコントローラのゲインは同一である。一方、 R にパラメータミスマッチがあると、低周波数におけるコントローラのゲインは R_c/R に反比例し変化する。したがって、 R_c は R の誤差分を考慮して決定する。

(12)式に $k=1$, $R_c=R$, $L_c=L$ における端子電圧 V_1 に対する誤差電圧 ΔV の伝達関数を示す。 $k=1$ かつパラメータ誤差のない場合、周波数応答は $1/T$ に遮断周波数を持つ一次のハイパスフィルタで表現できる。

$$\frac{V_1}{\Delta V} = \frac{sT}{sT+1} \dots\dots\dots (12)$$

よって、オブザーバの時定数 T は、デッドタイムにより発生する外乱電圧の周波数に応じて設計すれば簡易的に求められる。 q 軸上では出力周波数 f の 6 倍の周波数で外乱電圧が発生し、時定数 T の 3 倍の時間で外乱が無視できる程度になるとすれば(13)式となる。

$$T < \frac{1}{18f} \dots\dots\dots (13)$$

3. 実験結果

表 1 に示すインバータとモータでシミュレーションと同様の実験を行った。実験には汎用誘導機を用い、インバータで駆動した。

図 5(a)に従来法による補償を行った結果を示す。3 相の電流波形は非常に小さく、電流極性を判別する補償は困難である。電流ひずみ率は 14.4%である。

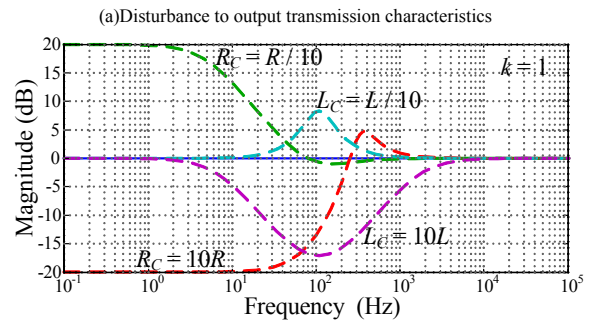
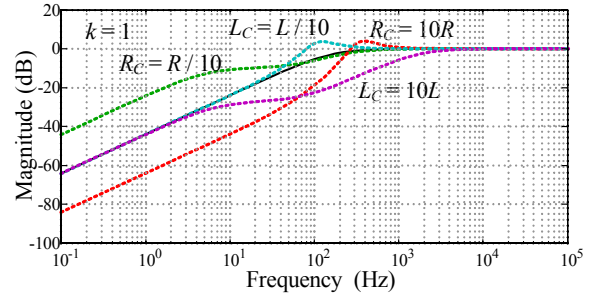
図 5(b)に提案法による補償を行った結果を示す。d,q 軸の電流波形からリップルがなくなり、電流ひずみ率は 1.69 ポイントと良好な結果を得ている。続いて(b)に対する条件の変更点を示し、(c)-(j)と(b)との比較を行う。

図 5(c) 変更点：時定数 $T=10$ 倍

(12)式より補償の上限周波数が下がり、 q 軸電流 i_q にリップルが発生する。

図 5(d) 変更点：d 軸の電流制御系を停止

外乱オブザーバにより q 軸電流 i_q は保持されるが、d 軸電流 i_d は電流制御がなくなるためリップルが発生する。よって電流ひずみ率が悪化する。



(a) Disturbance to output transmission characteristics
(b) Instruction value to output transmission characteristics
図 4 提案するコントローラの周波数特性

Fig. 4. Frequency response of proposed controller.

表 1 解析条件および実験条件

Table 1. Analysis and experimental conditions.

モータ	値	モータ	値
定格	750W	定格電流	3.6A
極数	4	定格励磁電流	2.0A
定格電圧	200V	一次抵抗 R_1	2.78 Ω
定格周波数	50Hz	二次抵抗 R_2	2.44 Ω
定格回転数	1420r/min	漏れインダクタンス L_σ	11.0mH
制御器	値	制御器	値
デッドタイム	3 μ s	スイッチング周波数	20kHz

図 5(e) 変更点：ゲイン $k=0.5$

(10)式より外乱補償の DC ゲイン G_0 が減少するため、デッドタイム外乱の影響を強く受ける。よって q 軸電流 i_q の DC 成分が減少する。

図 5(f) 変更点：ゲイン $k=1.5$

(10)式より外乱補償が過多となり、 q 軸電流 i_q の DC 成分が増加、またリップルが増加する。

図 5(g) 変更点：コントローラの抵抗 $R_c=2/3R$

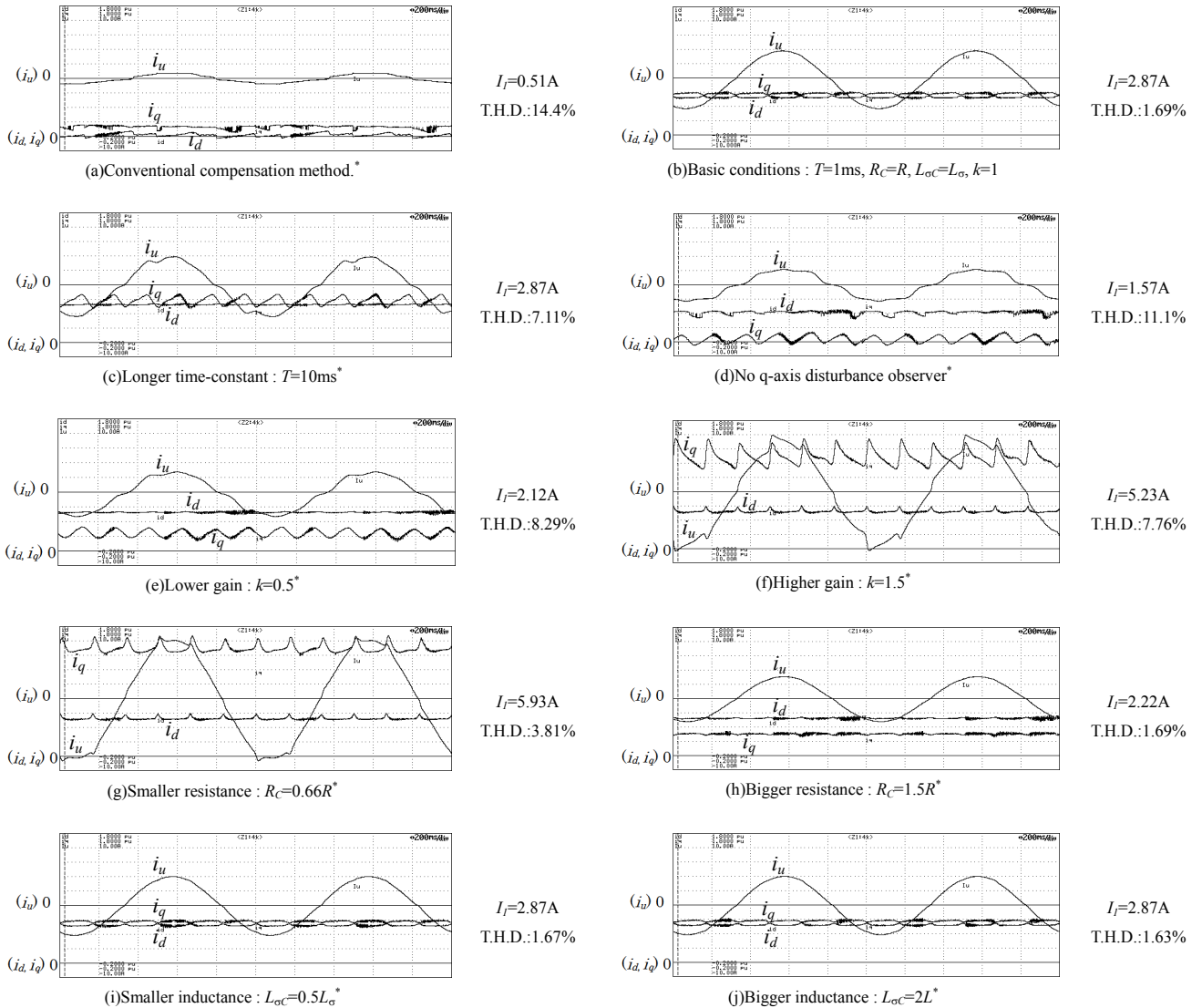
$k=1$ ゆえ外乱によるリップルは除去されるが、(11)式よりコントローラの直流ゲイン G_0 が増加するため、出力電流の直流成分が増加する。

図 5(h) 変更点：コントローラの抵抗 $R_c=1.5R$

$k=1$ ゆえ外乱によるリップルは除去されるが、(11)式よりコントローラの直流ゲイン G_0 が減少するため、出力電流の直流成分が減少する。

図 5(i) 変更点：コントローラのインダクタンス $L_{\sigma c}=1/2L_\sigma$

図 5(j) 変更点：コントローラのインダクタンス $L_{\sigma c}=2L_\sigma$



*Where (a) and (c) to (j), no parameter information means that the parameter is same to (a).

All waveforms have a same time division 200ms/div, i_u has a current division 2A/div and i_d, i_q has a current division 0.2pu/div.

図5 提案法の実験結果

Fig. 5. Experimental result of proposed dead-time error voltage compensator.

(10),(11)式よりインダクタンス $L_{\sigma c}$ の変化に対して DC ゲイン G_0 はロバストであるため, (b)と変わらない結果となる。実験結果と解析結果はよく一致し, 解析の有効性が確認できた。

4. まとめ

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。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 12.7 ポイントと大幅に電流ひずみ率を改善できることを確認した。

また, 提案するコントローラの解析を行い, 実験結果との比較を行った。解析結果は実験結果とよく一致し, 解析の有効性を確認した。

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) 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
- (5) 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).
- (6) 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).