負荷トルクオブザーバを用いたベクトル制御 誘導電動機の高性能速度制御システム

正員 岩崎 誠 (名古屋工大)

正員 松井 信行 (名古屋工大)

High Performance Speed Control System of Vector Controlled Induction Motor with Load Torque Observer

Makoto Iwasaki, Member, Nobuyuki Matsui, Member (Nagoya Institute of Technology)

Vector Controlled Induction Motors (VCIM) have been increased in popularity and their application fields are expanding. In this paper, the software implemented high performance control system of VCIM with torque feedforward using load torque observer is presented. In the proposed system, load torque is estimated by the minimal order state observer based on torque component of VCIM, and the robust control system against load torque variation is realized using the torque feedforward. Moreover, the design of speed controller with the torque observer is discussed.

The prototype was constructed using a 3.7 kW induction motor and an eccentric load with an arm and a weight which produced sinusoidal gravitational torque. The whole processing (vector control including current loop, speed control and observer control) could be performed within 104 μ s by DSP-TMS 32010. Experimental results showed the improvement of speed control characteristics, the robustness of control loop against system parameters change and the improvement of disturbance suppression in low frequency range.

キーワード：負荷トルクオブザーバ，フィードフォワード制御，ベクトル制御誘導機，DSP，ソフトウェア化制御

1. ま え が き

交流可変速電動機駆動技術の飛躍的進歩により，その応用領域は従来の直流電動機分野のみならず，極めて広範な新しい利用技術を生み出してきている。その結果，従来経験しなかった新しい技術的課題が数多く指摘されるようになってきている。そのなかには，例えばコンプレッサ駆動などで経験される負荷トルクの変動や，ロボットアーム駆動における負荷イナーシャの変動などの複雑な外乱に対しても安定で高精度な速度制御を実現したいという要求がある。この種の応用に際しては，従来よく用いられた一定ゲインのPI制御だけでは速度制御特性の劣化は避けられない。その解決策の一つとして，負荷トルクオブザーバを用いたト

ルクフィードフォワード制御による特性改善法が提案され⁽¹⁾，直流機へ応用した例⁽²⁾などが報告されている。

本論文は，ベクトル制御時の誘導機およびそのモデルを基に，負荷トルクオブザーバを用いたトルクフィードフォワード制御による高性能速度制御システムについて述べたものである。本法の特徴は，一個のデジタルシグナルプロセッサ（以下，DSPと略記）を用いて，電流制御・速度制御を含めたベクトル制御の全制御処理⁽³⁾および負荷トルクオブザーバ・トルクフィードフォワード処理が，ソフトウェアによりすべて実行されている点にある。更に速度制御システムの設計法についての考察を加え，特に実システムにおけるオブザーバ設計に関しては検出器系の性能とオブザー

特性との関係に着目した設計法を提案し、シミュレーションと実験によりその妥当性を確認している。

試作システムは DSP-TMS 32010 を中心に構成され、従来演算時間が問題とされてきたオブザーバ演算は $16\mu\text{s}$ 程度で処理でき、ベクトル制御に基づくトルクフィードフォワード機能をもつ速度制御処理が $104\mu\text{s}$ 以内で実行できる。実験には試作偏心負荷システムを用い、本システムの機械定数に対するロバスト性、および偏心負荷系で特に問題となる低速運転時の特性改善について考察し、速度検出器限界付近の低速回転時における外乱抑制特性の大幅な改善によって、高性能速度制御システムが実現されている。

2. 負荷トルクオブザーバと速度制御系

〈2.1〉 負荷トルクオブザーバの構成とトルクフィードフォワード制御⁽¹⁾⁽⁴⁾ 以下では、誘導機の電気の制御量は回転磁界に同期して回転する 2 軸座標系の値を用いる。誘導機がベクトル制御条件によって直流機と同等なトルク発生機構となっているとき、そのトルク成分および機械系の構成線図は図 1 で示され、機械系方程式は次式で表される⁽³⁾ (ただし、図中・式中の記号は末尾の付録 1 を参照)。

$$J \cdot d\omega_m/dt = K_T i_T - \tau_L \quad (1)$$

上式で、電動機角速度 ω_m を状態変数 x 、トルク電流 i_T 、負荷トルク τ_L を入力 u とすれば、サンプル周期 T_s の離散値系状態方程式はサンプル番号に i を用いて

$$x(i+1) = a_1 x(i) + [b_1, b_2] u(i) \quad (2)$$

ただし、

$$x = \omega_m, \quad u = [i_T, \tau_L]^T$$

$$a_1 = 1, \quad b_1 = \frac{K_T}{J} T_s, \quad b_2 = -\frac{T_s}{J}$$

と記せる。ここで、係数 a, b は (1) 式をオイラー近似して得られ、ともに T_s に依存する。

さて、図 1 で負荷トルク τ_L が外乱として変動する系の場合、コントローラ側でこれを τ_L として推定できれば、図 2 の破線で示されるように $\hat{\tau}_L$ に相当する電流 $\hat{i}_T$ をトルク電流にフィードフォワードすることにより速度制御系は τ_L に依存せず ω_m の応答は $G(s)$ により決定される。しかし、このような系を実現させるためには τ_L を状態変数として扱う必要があるため、サンプル周期 T_s の間の τ_L の変化が緩慢であるという仮定⁽¹⁾、

$$\tau_L(i+1) = \tau_L(i) \quad (3)$$

のもとで、 τ_L を状態変数に加えれば、(2) 式は次式のように変形される。

図 1 ベクトル制御時のトルク成分・機械系構成線図

Fig. 1. Block diagram of vector controlled IM coupled with mechanical system.

図 2 負荷トルクフィードフォワード制御
Fig. 2. Load torque feedforward control.

$$\begin{bmatrix} \omega_m(i+1) \\ \tau_L(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m(i) \\ \tau_L(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} i_T(i) \quad (4)$$

(4) 式を基にゴピナスの方法により、 τ_L に関する最小次元オブザーバ⁽⁵⁾を構成すれば、次式が得られる。

$$\begin{cases} \hat{\tau}_L(i) = \hat{\xi}(i) + L\omega_m(i) \\ \hat{\xi}(i+1) = \hat{A}\hat{\xi}(i) + \hat{K}\omega_m(i) + \hat{B}i_T(i) \end{cases} \quad (5)$$

ただし、 L : 推定誤差ゲイン、 $\hat{\xi}$: 中間変数

$$\hat{A} = 1 - Lb_2, \quad \hat{B} = -Lb_1$$

$$\hat{K} = L(1 - Lb_2 - a_1)$$

ここで、推定値 $\hat{\tau}_L$ と真値 τ_L との誤差 e を

$$e(i) = \hat{\tau}_L(i) - \tau_L(i) \quad (6)$$

と定義すれば、(5) 式から e に関して

$$e(i+1) = \hat{A}e(i) \quad (7)$$

なる関係が得られる。(7) 式で、 $\hat{A}$ の固有値がオブザーバの極 η となるので、

$$\eta = \hat{A} = 1 - Lb_2 \quad (8)$$

となる。(7) 式よりわかるように、オブザーバの収束性は $\hat{A}$ により決定されるが、この場合 $\hat{A}$ はスカラとなるので、推定誤差ゲイン L に対する収束条件はその絶対値によって次式で与えられる。

$$|\eta| = |\hat{A}| = |1 - Lb_2| < 1 \quad (9)$$

特に、 $\hat{A} = 0$ の場合は有限整定オブザーバが構成され、推定値は 1 サンプルで収束する。

さて、(5) 式によるオブザーバは機械系定数を含むので、その定数変動に対するロバスト性を考察する。コントローラ内で扱うイナーシャのノミナル値を J_n

とすれば、(1)式は次式のように変形される。

$$K_{Tr}r = J_n \cdot d\omega_m/dt + \{\tau_L + (J - J_n) \cdot d\omega_m/dt\} \dots\dots\dots (10)$$

オブザーバの推定値 $\hat{r}_L$ は、(5)式の誘導過程からも明らかに(10)式の右边第2項に対応するので $J = J_n$ であれば推定値は τ_L と一致する。しかし、実システムとコントローラで定数が一致しない場合でも、イナーシャ変動分 $(J - J_n)$ によるトルク変動分も外乱として $\hat{r}_L$ に含めて推定される。そのため、図2の i_w から ω_m までの伝達関数 ω_m/i_w は J の変動にかかわらず $K_T/J_n s$ と固定され、定数変動に対してロバストな系となることがわかる。この場合、同一の誤差ゲイン L の下ではオブザーバの極が変化することに留意されたい。

〈2・2〉 速度制御系の設計⁽⁶⁾ 本節では、負荷トルクオブザーバをもつPI速度制御系の設計法について、系の周波数領域における伝達特性に着目して検討する。

(5)式で示される負荷トルクオブザーバは、周波数領域では次式のように一次遅れ系で表現される⁽⁷⁾。

$$\hat{r}_L = \frac{1}{1 + \tau s} (K_{Tr}r - J_s \omega_m) = \frac{1}{1 + \tau s} \tau_L \dots\dots\dots (11)$$

ただし、 τ ：オブザーバ時定数

(11)式で与えられる負荷トルクフィードフォワードループを付加した制御系全体の構成線図は図3のようになる。図3から、速度応答および外乱抑制特性に対する伝達関数はそれぞれ次式で与えられる。

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_T(K_p s + K_I)}{J s^2 + K_T(K_p s + K_I)} \dots\dots\dots (12)$$

$$\frac{\omega_m}{\tau_L} = -\frac{\tau s}{1 + \tau s} \frac{s}{J s^2 + K_T(K_p s + K_I)} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、 K_p, K_I ：速度PI制御の比例・積分ゲイン

(12)式は速度応答がオブザーバに無関係であることを示しており、フィードフォワードループのないPI制御系と同様に設計できることがわかる。PIゲイン決定には種々の方法が提案されている。例えば、電流制御系も含めた速度制御系の減衰係数に着目し、電流制

図3 負荷トルクフィードフォワードループをもつ速度制御系構成線図

Fig. 3. Speed control block diagram with load torque feedforward loop.

御系の遮断周波数の2.5～3倍程度の速度制御系遮断周波数を選ぶ方法⁽⁸⁾や、開ループのステップ応答に基づいてゲインを決定するジグザ・ニコルスの方法⁽⁹⁾などがある。また、(13)式はPI制御のみの場合の外乱抑制伝達関数とオブザーバ伝達関数の積の形になっており、制御系が二自由度制御系⁽¹⁰⁾であることがわかる。すなわち、外乱抑制特性においてオブザーバはPI制御系と独立に設計可能であり、実システムでの離散値系オブザーバの極 η の設計に際しては次式の等価変換を用いればよい(付録2参照)。

$$\tau = -\frac{T_{obs}}{\ln \eta} \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 T_{obs} ：オブザーバ制御周期

以上により、速度特性および外乱抑制特性の評価と設計が可能である。しかし、実システムでは検出器による入力情報に量子化誤差などの雑音が含まれる。特に、オブザーバは等価的に微分動作を行うのでその雑音などの影響を受けやすく、(8)式や(14)式だけでは単純に設計できない。よって、設計に際しては検出器性能に対するオブザーバ特性についても考慮する必要があり、第4章で具体的に考察する。

3. 制御システム構成⁽³⁾⁽⁶⁾

〈3・1〉 システムのハードウェア概要

図4は、表1の諸元の供試誘導機に対する制御システムである。ベクトル制御に基づく電流制御、および負荷トルクオブザーバ、トルクフィードフォワードを含む速度制御は1個のDSP-TMS 32010を中心に構成され、全ソフトウェア化制御系が実現されている。

電流検出にはホール素子と12bit A/Dコンバータ

図4 制御システムのハードウェア構成

Fig. 4. Hardware configuration of control system.

表 1 誘導機諸元
Table 1. Specifications of IM.

160 V, 60 Hz, 3.7 kW, 4 poles
$I_T=30.2$ A, $K_T=0.759$ Nm/A

図 5 偏心負荷をもつ供試システムと機械定数
Fig. 5. Test IM system with eccentric load and its mechanical parameters.

図 6 制御ソフトウェアの流れ図と各処理時間
Fig. 6. Control software flowchart and processing time of each block.

(AD 7572: 最大変換時間 5 μ s) を, 速度検出には 4096 p/r のエンコーダを 4 倍回路と共に用いている。

図 5 に偏心負荷をもつ供試システムの外観およびその機械定数を示す。腕とおもりをもつ偏心負荷は回転子角度に応じて負荷トルクが変動し, 本システムの場合, $\theta=90^\circ$ において誘導機定格トルクの約 20% の重力トルクを発生する。また, おもりを取替えることにより機械定数の変化も実現できる。

(3・2) ソフトウェア構成 図 6 に制御ソフトウ

エアのフローとそれぞれの部分に必要な演算処理時間を示す。電流制御を含むベクトル制御演算は 85 μ s 以内に処理される。また, 速度制御は第 2 章で述べた PI 制御を用い, 3 μ s 程度で処理される。(5)式に基づく実際のオブザーバ演算では, 12 ビット程度の語長である $\hat{c}_l$ に比べて $\xi, L\omega_m$ は 20 ビット程度の値となるため, 十分精度をもたせて計算する必要がある, 推定演算にはけた落ちなどの防止のため 32 ビット演算などを用いているが, フィードフォワード処理も含めて約 16 μ s で実行されている。

以上述べたように, ソフトウェア実行時間は合計 104 μ s となっており, これは供試電動機のトルク電流時定数 (5.59 ms) よりも十分短いため, 1 個の DSP による高性能速度制御系の実現が可能である。

4. 検出器性能に対するオブザーバ特性

第 2 章で述べたように, 負荷トルクオブザーバは (8)式および(14)式によって設計できる。その際, $\eta = \hat{A} = 0$ により有限整定オブザーバを構成すれば理論的には遅れなく推定が行われる。しかし, その場合 (11)式で等価的に $\tau=0$ となるため, i_r, ω_m などに量子化誤差が存在しかつ離散的に変化すれば, $\hat{c}_l$ にもそのまま影響が現れる。特に ω_m については, 本システムのように有限語長の角度情報から計算される場合, 量子化誤差は検出器性能に大きく依存しかつ雑音をもった値が微分されるため, 更に雑音成分は増大する。よって, η を 0 に近づける, すなわち誤差ゲイン L を大きく選ぶことは困難である。本章では, 電流および速度検出器性能とオブザーバの特性との関係を明らかにし, オブザーバ雑音に着目した設計法について述べる。

以下では定常状態を扱い, まず検出器系の雑音成分を考える。速度検出系では, 一定速度においても速度制御周期中に入力されるエンコーダパルスは ± 1 パルスの量子化誤差をもつため, ω_m にはそれに起因する雑音成分 $\Delta\omega_{me}$ が重量している。電流に関しては, 一定の電流が流れていればそれ自身の量子化誤差はそれほど大きくないが, $\Delta\omega_{me}$ に対する速度 PI 演算の比例項による雑音 $\Delta i_{Te} = K_p \Delta\omega_{me}$ が問題となる。実際の負荷トルクオブザーバの演算においては, ω_m の微分動作が含まれてくるため $\Delta\omega_{me}$ の影響は更に大きくなると考えられる。

そこで, あるサンプル点 ($t=0$ とする) において (11)式右辺の τ_{le} に $\Delta\tau_{le}$ なる雑音成分が入力されたとすれば, 対応する負荷トルク推定値 $\Delta\hat{c}_l$ は次式で変化する。

$$\Delta \hat{\tau}_L(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \frac{\Delta \tau_{Le}}{s}$$

従って、負荷トルクそのものは $\Delta \tau_{Le}$ が入力される前の定常値を T_{Lo} と記せば

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_L(t) &= T_{Lo} + \Delta \hat{\tau}_L(t) \\ &= T_{Lo} + \Delta \tau_{Le}(1 - e^{-t/\tau}) \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

の形で変化する。上式から、 $\Delta \hat{\tau}_L(t)$ は $\Delta \tau_{Le}$ の関数になっており、実システムのオブザーバ雑音は検出系雑音とオブザーバの極（誤差ゲイン L およびシステム定数）によって記述できると考えられる。(15)式において第2章同様離散値系との対応をとれば、オブザーバ制御周期 T_{obs} 間に变化する $\Delta \hat{\tau}_L(T_{obs})$ は

$$\Delta \hat{\tau}_L(T_{obs}) = \Delta \tau_{Le}(1 - e^{-T_{obs}/\tau}) \dots\dots\dots (16)$$

となるので、(14)式を代入して

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\tau}_L(T_{obs}) &= \Delta \tau_{Le}(1 - \eta) = \Delta \tau_{Le} L b_2 \\ &\dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

と記せる。オブザーバの極は、非振動収束を考慮して(9)式から $0 \leq \eta < 1$ と選んでいるので、 $\Delta \hat{\tau}_L(T_{obs})$ は次式の範囲となる。

$$0 < \Delta \hat{\tau}_L(T_{obs}) \leq \Delta \tau_{Le} \dots\dots\dots (18)$$

以上の考察により、オブザーバ設計に際しては、第2章の周波数応答による設計と共にその雑音特性も考慮して設計することができる。

次に、本システムでの定数を例にとって具体的に検証してみる。速度検出は第3章で述べたように4,096 p/rのエンコードと4てい倍回路を用いてパルスをカウントし、速度PI演算の比例ゲインは $K_p = 5$ A/rad/sとしている。また、速度制御周期 T_m およびオブザーバ制御周期 T_{obs} は後述するように2 msである。 $\Delta \tau_{Le}$ は $J \cdot \Delta \omega_{me} / T_m$ と $K_T \Delta i_{Te}$ によって構成され、それぞれを計算すると、

$$\begin{aligned} \Delta \omega_{me} &= 2\pi / (4,096 \times 4 \times 2 \times 10^{-3}) \text{ rad/s} \\ &= 1.83 \text{ rpm} \end{aligned}$$

$$J \cdot \Delta \omega_{me} / T_m = 7.93 \text{ Nm}$$

$$K_T \Delta i_{Te} = K_T K_p \Delta \omega_{me} = 0.73 \text{ Nm}$$

となる。すなわち、この場合、速度情報雑音による影響が非常に大きいことがわかる。

図7は、第3章で示した試作システムの諸元に基づいて $\eta = 0$ 、すなわち有限整定オブザーバを構成した場合の、誘導機速度 ω_m 、負荷トルク推定値 $\hat{\tau}_L$ 、トルク電流 i_T のシミュレーションおよび実験波形である。ただし、速度一定 ($\omega_m^* = 40 \text{ rpm}$) とするために $\tau_L = 0$ とし、イナーシャ J はシステムおよびコントローラともにノミナル値と一致している。また、シミュレーションは図1のトルク成分構成線図に基づいた状態方

(a) シミュレーション波形

(b) 実験波形

図7 負荷トルク推定値 ($\eta = 0$)
Fig. 7. Load torque estimation ($\eta = 0$).

(a) シミュレーション波形

(b) 実験波形

図8 負荷トルク推定値 ($\eta = 0.9$)
Fig. 8. Load torque estimation ($\eta = 0.9$).

程式を実験と同条件で解き、特にコントローラの演算処理の模擬には、機械角を実際のエンコードから入力されるパルスと同様な分解能に離散値化して角度情報として速度を計算している。この場合には有限整定系を構成しているので、(18)式の等号が成り立ち $\pm \Delta \tau_{Le}$ の雑音成分が $\hat{\tau}_L$ に重畳される。図7から、シ

ミュレーションおよび実験とも $\pm 8 \text{ Nm}$ 程度の雑音が見られ、理論との対応が十分なされていると考えられる。

図8は $\hat{\tau}_L$ の雑音が偏心負荷トルク振幅の20%程度の 0.8 Nm となるようにオブザーバを設計した例である。そのためには、 $\Delta \tau_{Le} \approx 8 \text{ Nm}$ と考慮して(17)式から $\eta = 0.9$ と選べばよい。同図は偏心負荷を取付け、 $\omega_m^* = 40 \text{ rpm}$ 、PI演算のみで速度制御を行っている。図7に比べて、 $\hat{\tau}_L$ の雑音は1/10に減少していることがわかる。しかし、等価的なオブザーバ時定数 τ は 19.0 ms となり、オブザーバに遅れが生じてくることに留意されたい。

5. 実験結果

以下に第3章で述べた供試システムを用いた実験結果を示す。ただし、実験ではトランジスタインバータのスイッチング周波数などを考え、ベクトル制御に基づくトルク制御(電流制御)周期は $200 \mu\text{s}$ 、速度制御およびオブザーバ制御周期はトルク制御周期に同期して 2 ms としている。また、オブザーバの極は前章で検討した $\eta = 0.9$ とした。

図9は、第2章で示した機械定数変動に対するロバスト性と外乱抑制を確認するため、コントローラ内部の機械定数を $J_n \approx J/2$ としてオブザーバを構成した場合の実験結果である。実験は、速度指令を $\omega_m^* = 40 \text{ rpm}$ とし、(a)図はフィードフォワードループを外してPI制御のみで速度制御を行った場合、(b)図はフィードフォワードループを付加した場合の外乱抑制特性である。ただし、理論値 τ_L はコントローラ内部で機械角度情報を基に計算したものである。トルクフィードフォワードにより速度リプルはほぼ打消されており、外乱抑制効果と定数変動に対するロバスト性が確認できる。

図9(a)からもわかるように、偏心負荷をもつ場合PI演算のみでは速度特性が劣化するが、それは運転速度が低くなるほど顕著となる。図10(a)はその例である。この場合、実験システムでは速度制御周期中にエンコーダパルスを入力できる限界回転数が 1.83 rpm となるため、それに近い 2 rpm を速度指令とした。また、図で機械角 θ は図5で示される点を $\theta = 0$ として示している。速度リプルは指令値に対して40倍程度の振幅をもっていることがわかる。それに対し、(b)図はフィードフォワードループを付加した場合の特性である。この場合には、速度制御周期中に入力されるエンコーダパルス数は0.1, 2のいずれかとなるため、速度PI・オブザーバ制御に用いられるコントローラ内部の速度情報は図の ω_{mc} のようになり、速

(a) トルクフィードフォワードなし

(b) トルクフィードフォワードあり

図9 外乱抑制特性における機械定数変動に対するロバスト性

Fig. 9. Robustness of disturbance suppression characteristics against mechanical parameters change.

(a) トルクフィードフォワードなし

(b) トルクフィードフォワードあり

図10 低速時の外乱抑制特性

Fig. 10. Disturbance suppression characteristics in low speed range.

度の評価としては不相当と考えられる。そこで、エンコーダパルス間を高周波パルスでカウントする高分解能速度検出用IC(多摩川精機製AU9870N1, 実験中の最小速度分解能 0.047 rpm)を用いて ω_m を表示

した⁽¹¹⁾。負荷トルクフィードフォワードにより、速度検出器限界付近の低速回転時においても良好な速度特性が得られている。

6. あとがき

本論文では、負荷トルクオブザーバを用いたベクトル制御誘導機の高性能速度制御法について述べた。本論文で得られた成果を要約すると以下ようになる。

(1) ベクトル制御誘導機のトルク成分を基に負荷トルクオブザーバを用いた速度制御系を構成し、その制御系の設計法について検討した。

(2) 実システムにおいて問題となる検出器の雑音によるオブザーバ特性の劣化について考察し、シミュレーションと実験によりその妥当性を確認した。

(3) ベクトル制御を含むすべての速度制御処理はDSPを用いることによって104 μ s以内で実行され、ソフトウェアによる高性能速度制御システムが実現できた。

また、今後の課題としては、ベクトル制御条件が不成立となった場合のオブザーバ特性や、機械定数変動の際のオブザーバ極の変化に関する考察などが挙げられ、今後稿を改めて議論したい。

(平成2年3月28日受付)

文 献

- (1) 例えば、大西：「メカトロニクスにおける新しいサーボ技術」、電学論D, 107, 83 (昭62-1)
- (2) 大石・大西・宮地：「状態観測器を用いた他励直流機の一制御法」、同上B, 104, 49 (昭59-6)
- (3) 岩崎・松井：「DSPによる誘導電動機二次時定数同定機能を有するベクトル制御システム」、同上D, 108, 845 (昭63-9)
- (4) 岩崎・松井：「負荷トルクオブザーバを用いた誘導電動機の速度制御系」、平元電気学会大会, No. 1695
- (5) 例えば、美多：デジタル制御理論 (昭59) 昭晃堂
- (6) M. Iwasaki & N. Matsui: "DSP-Based High Performance Speed Control System of Vector Controlled IM with Load Torque Observer", IPEC-Tokyo 1990, 9-2
- (7) 大西・大前：「電動機駆動のロバスト制御」、平元電気・情報関連学会連大, 分冊1, 2-5
- (8) W. Leonhard: Control Electrical Drives (1985) Springer-Verlag
- (9) 例えば、高橋：システムと制御 (昭53) 岩波書店
- (10) 梅野・堀：「2自由度制御系のパラメトリゼーションに基づくロバスト制御系の設計」、電学論D, 109, 825 (平元-11)
- (11) 岩崎・松井：「偏心負荷を持つベクトル制御誘導機のトルクオブザーバによる低速運転」、平2電気学会大会, No. 372

付 録

1. 記号の説明

ω_m : 誘導機角速度, v_T : トルク成分電圧
 i_T : トルク成分電流, τ_e : 試導機発生トルク
 τ_L : 負荷反抗トルク, Φ_2 : 二次磁束
 R_1 : 一次抵抗, R_2 : 二次抵抗

L_1 : 一次自己インダクタンス

L_2 : 二次自己インダクタンス

M : 励磁インダクタンス, $L_\sigma = (L_1 L_2 - M^2) / L_2$

K_T : 等価トルク定数, K_E : 等価誘起電圧定数

J : 誘導機イナーシャ

τ : オブザーバ時定数

2. (14)式の導出

初期誤差を $e(0)$ として、(6)式を用いて(7)式を変形すれば次式を得る。

$$\begin{aligned} e(i) &= \eta^i e(0) \\ \therefore \hat{e}_L(i) &= \tau_L(i) + \eta^i \{ \hat{e}_L(0) - \tau_L(0) \} \end{aligned} \quad \text{..... (付1)}$$

上式に連続系の時定数の概念を取り入れるため、サンプル番号0の時点のステップ入力 T_L に対する $\hat{e}_L$ の応答を考える。(付1)式に

$$\hat{e}_L(0) = 0, \quad \tau_L(0) = \tau_L(i) = T_L(\text{const})$$

を代入すれば、

$$\hat{e}_L(i) = (1 - \eta^i) T_L \quad \text{..... (付2)}$$

が得られる。上式から連続系に等価な時定数 τ は、オブザーバ周期 T_{obs} が十分小さいとして、

$$\begin{aligned} 1 - \eta^i &= 1 - e^{-i} = 1 - e^{-i / \tau} \\ \therefore \tau &= i \cdot T_{obs} = - \frac{T_{obs}}{\ln \eta} \end{aligned} \quad \text{..... (付3)}$$

と得られる。

岩 崎 誠 (正員)

昭和39年1月15日生。名古屋工業大学大学院工学研究科博士後期課程在学中。DSPによる交流電動機制御に関する研究に従事。

松 井 信 行 (正員)

昭和18年5月7日生。43年3月名古屋工業大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月名古屋工業大学助手、同講師、同助教授を経て、60年4月同電気情報工学科教授、現在に至る。工学博士。制御理論による電動機制御系の解析と設計、電動機の計算機制御の研究に従事。計測自動制御学会、IEEE会員。