誘導形サーボモータの適応ベクトル制御

正 員 新 中 新 二 (神奈川大)

Adaptive Vector Control of Servo Induction Motors

Shinji Shinnaka, Member (Kanagawa University)

This paper presents a new adaptive vector control scheme for inverter-fed induction motors. The scheme proposes new system structure consisting of two subsystems for adaptive vector control, a vector control system realized on synchronous frame and a parameter identification system on stationary frame. Proposed adaptive identification system can perform in different rate from that of the control system, which adaptively identifies motor parameters varying dynamically with temperature and magnetic saturation and determines critical parameters of vector control system. The high performance of the proposed scheme verified by a real drive system is also shown.

キーワード：誘導モータ，誘導機，適応制御，ベクトル制御，滑り周波数

1. はじめに

誘導モータに高性能なサーボ特性を発揮させるには、ベクトル制御法により、これを駆動制御することになる。ベクトル制御系のコントローラ設計には、誘導モータの数学モデル上のパラメータが必要である。このため、モータモデル上のパラメータ同定（算定、推定）が近年盛んに行われてきた^{(1)~(8)}。しかし、すべてのモータパラメータを特定の定数で精度よく表現しようとするオフライン的同定は、未だ成功していないようである^{(1)~(8)}。これは、モータの数学モデルは大胆な近似モデルであり、このモデル上のパラメータはモータの動作状態によって変動する特性を本質的に有していることに、起因していると思われる。

誘導モータのベクトル制御法として、最も高い実用実績があるのはいわゆる、滑り周波数形ベクトル制御法である。本ベクトル制御法においては、モータの二次時定数が特に高い精度で必要とされるため、上述のパラメータ変動に関連して、制御を行いつつ実時間で二次時定数を同定し、これをベクトルコントローラに反映するという適応的方法が試みられてきた^{(9)~(13)}。しかし残念ながら、このより本質的アプローチにおいても、いまだ実用化のレベルにこぎつけていないようである。これには、適応同定系の導入に際し次の幾つかが原因しているように思われる。

- (i) 従来の適応同定系は、ベクトル制御系と同様に回転座標系上で構成されている。この場合、ベクトル制御の不成立と同定のための誤差方程式との関係の検討が十分でなく、回転座標系上の同定モデルの成立に問題がある。
- (ii) 適応制御系がモデリング誤差に起因して引き起こ

す不安定化現象に対し、配慮が乏しい、あるいは欠けている。

- (iii) 適応同定系を駆動する同定信号が有する雑音、ps性などの考慮が乏しい、あるいはない。
- (iv) 適応同定を成功させるために、外部より、元来のベクトル制御系に対し不都合な外乱として作用する信号を、同定信号として特別に印加する必要がある。
- (v) 同定アルゴリズムは、概して収束速度の遅い連続時間形固定ゲイン適応アルゴリズムを用いるなど、アルゴリズムの収束性能に関し、考慮が乏しい、あるいはない。
- (vi) 同定パラメータは1個であり、他のパラメータの同時同定は困難、あるいはできない。
- (vii) トルクセンサなど、元来のベクトル制御では必要とされない特別な信号検出装置を新たに必要とする。

本論文では、上記の諸問題を克服するために、誘導モータのサーボ駆動のための新規な適応ベクトル制御法の研究・開発に成功したので、この制御法の要点と実用評価試験を通じて確認された基本性能とを報告する。

2. 適応ベクトル制御系の基本構造

図1に、本研究の適応ベクトル制御系の基本構造の1例を示す。この適応ベクトル制御系は、次のような構造的特徴を有する。

- (1) モータへの制御入力たる指令電圧を生成するベクトル制御系は、代表的な滑り周波数形ベクトル制御系であり、これは、回転座標系で設計・実現さ

図 1 適応ベクトル制御系の基本構造

Fig. 1. Structure of adaptive vector control system.

れている。

- (2) ベクトル制御系において重要な制御パラメータは、適応同定系で適応的に同定されたパラメータが利用される。この適応同定系は、固定座標系で設計・実現されている（従来の問題(i)との相違）。
- (3) パラメータの適応同定のための源信号としては、固定座標系上の一次電圧、一次電流および滑り角周波数（または、回転子の回転角速度）の3情報である（従来の問題(iii), (iv)との相違）。
- (4) 特に、一次電圧および滑り角周波数の情報としては、それぞれ、指令値を用いている。
- (5) トルクセンサなどの特別なセンサを新たに用いていない（従来の問題(vii)との相違）。
- (6) 本適応ベクトル制御系は、適応同定機能を停止すると、非適応的なベクトル制御系として、動作を継続する。

以下に、本適応ベクトル制御系を構成するベクトル制御系および適応同定系を個別に説明する。

3. ベクトル制御系

d, q 軸からなる回転座標系上の一次電流、一次電圧、二次磁束の連続時間ベクトル信号を次のように表現する。

$$\mathbf{i}_1 = [i_{1d} \ i_{1q}]^T \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\mathbf{v}_1 = [v_{1d} \ v_{1q}]^T \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\boldsymbol{\phi}_2 = [\phi_{2d} \ \phi_{2q}]^T \quad \dots\dots\dots (3)$$

回転座標系の d 軸を二次磁束 $\boldsymbol{\phi}_2$ と一致させるならば、誘導モータの状態方程式は、次のように表現することができる。

$$s \begin{bmatrix} i_{1d} \\ \phi_{2d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{(1-\sigma)R_2}{\sigma L_2}\right) \frac{MR_2}{d_1 L_2^2} & \omega & 0 \\ \frac{MR_2}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & 0 \\ -\omega & -\frac{\omega_{2n} M}{\sigma L_1 L_2} - \left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{(1-\sigma)R_2}{\sigma L_2}\right) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ \phi_{2d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$* \begin{bmatrix} i_{1d} \\ \phi_{2d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ 0 \\ v_{1q} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 s は微分演算子を、 ω, ω_{2n} はそれぞれ電源角周波数、回転子の電気角速度を、 R_1, R_2, L_1, L_2, M はそれぞれ一次抵抗、二次抵抗、一次インダクタンス、二次インダクタンス、相互インダクタンスを示している。また、 σ は次式で定義される漏れ係数である。

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \quad \dots\dots\dots (5)$$

(4) 式で表現された制御対象に対し、状態変数 i_{1d}, i_{1q} を直接制御すべく、コントローラの出力を指令電圧（すなわち、モータへの制御入力）とする、次のような電流制御系を構成する。

$$\mathbf{v}_1 = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) [\mathbf{i}_1^* - \mathbf{i}_1] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -\sigma L_1 \\ L_1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_1 \quad \dots\dots\dots (6)$$

上式右辺第2項は、(4) 式の 3×3 システム行列の (1,3), (3,1), (3,2) 要素に出現している非線形な干渉を除去し、線形化を図るための処理である。 $\mathbf{i}_1^*$ は指令電流であり、右辺第1項は電流偏差 $[\mathbf{i}_1^* - \mathbf{i}_1]$ に対し、PI コントローラの構成を示している。上の電流制御系によれば、一次電流 $\mathbf{i}_1$ の回転座標系上の d, q 成分が適切に検出されている場合には、電流偏差をゼロ近傍へ追い込むことが可能である。

特に、指令電流の d 軸成分 i_{1d}^* が $i_{1d}^* = \text{const}$ の場合には、モータの発生するトルクに関し次式が成立する。

$$\tau = K_t i_{1q} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 K_t は極対数 N_p をもつ次のトルク係数である。

$$K_t = N_p (1 - \sigma) L_1 i_{1d}^*; i_{1d}^* = \text{const} \quad \dots\dots\dots (8)$$

従って、 q 軸成分の指令電流 i_{1q}^* を指令トルク τ^* に基づき、次式のように生成すれば、 $\tau \rightarrow \tau^*$ とすることができる。

$$i_{1q}^* = \frac{\tau^*}{K_t} \quad \dots\dots\dots (9)$$

すなわち、サーボモータとして重要な性能である高い線形

性をもつトルクを、電流制御系の帯域に応じた速応性をもって、発生することができる。

(6)式のコントローラは、回転座標系上の制御対象モデルである(4)式に立脚して導出されたものである。(4)式が制御対象の数学モデルとして成立するには、電源角周波数 ω は、次の関係を満足しなければならない。

$$\omega = \omega_{2n} + \omega_s \quad \cdots \cdots (10)$$

$$\omega_s = \frac{R_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{i_{1d}^*}; i_{1d}^* = \text{const} \quad \cdots \cdots (11)$$

(6)式に従って、合成された回転座標系上の指令電圧は、(10)、(11)式の電源角周波数に応じて、固定座標系上の指令電圧に変換され、ベクトル制御系から出力される。これは、図1に示すように、二相-三相変換器で三相指令電圧に変換され、この電圧は各相ごとにPWMされる。各相の被変調信号はスイッチング指令としてインバータに入力され、インバータから所要の三相電圧が制御対象である誘導モータに印加される。

なお、ベクトル制御系の設計は、上述のように連続時間系で設計されているが、その実現は(サンプリング周期 T_1 で)離散時間的になされる。

(注1) 定格の界磁レベルから弱め界磁レベルに移行する過渡状態では、 $i_{1d}^* = \text{const}$ の条件およびこれに基づいた(7)~(9)式は成立しない。二次磁束が変化している過渡状態では、トルク発生式は磁束を用いた式に改めなければならない。高品質のトルク発生にはこれに見合った精度の二次磁束の推定が必要となる。概して、レベル変化過渡時の磁束推定の精度は定常時のそれより落ち、過渡時に高品質のトルク発生を期待するのは困難である。高品質なトルク発生を狙った本論文の適応ベクトル制御は、界磁レベル変化の過渡時の使用を想定していない。なお、当然のことながら、弱め界磁の場合も界磁レベルが一定に落ち着いた定常状態では、通常の界磁の場合と同様に扱える。

(注2) (6)式のPIコントローラは、前述のように離散時間実現されている。すなわち、実装はデジタルPIコントローラとなっている。このデジタルPIコントローラのパラメータは、ベクトル制御系と後述の適応同定系の諸処理に要する1制御周期の時間遅れを考慮して指定したサーボ帯域と安定性を有するように設計したものをを用いている((注8)を参照)。

(注3) 広く知られているように、指令電圧をインバータスイッチング指令に変換するには、単なるPWM処理では不十分であり、高品質なトルク発生にはインバータデッドタイムの補償を含めたPWM処理が要求される。図1に示した本論文のPWMにおいては、この種のサフィストケイトな処理に加え、コンバータの電圧利用効率を理論的に100%にするような処理、また、コンバータの電圧を超える指令電圧に対する処理を含むPWMに関する一連の高度な処理を実行している。このPWM技術は本論文で提案する適応ベクトル制御固有の技術ではなく、各種ベクトル制御に共通の、更にはインバータ駆動に共通の技術

であり、加えてこの詳細は長くなるので、機会を改めて開示させていただく。

4. モータの特性変動とベクトル制御系の問題

ベクトル制御系は、(6)式に示した d, q 成分の一次電流を制御するためのフィードバック形の電流制御系とこれ以外の制御系とに大別して考えることができる。

電流制御系においては、電流コントローラの出力から制御対象をみた場合、実際の制御対象が数学モデルと異なるという、いわゆるモデリング誤差が存在する場合にも、フィードバック制御系の特性により、この誤差を許容し所定の性能を発揮させることが可能である。

これに対し、(10)、(11)式に示した滑り角周波数、電源角周波数の生成、(9)式に示した指令トルクから q 軸の指令電流の生成はフィードフォワード的になされており、これに使用されるパラメータが適切に選定されていない場合に生じる誤差は、基本的には、補正されることはない。この種のコントローラパラメータは、制御対象たる誘導モータの数学モデル上のパラメータから直接決定されており、高精度のベクトル制御系を実現するには、滑り周波数の生成に R_2/L_2 (二次時定数の逆数である本係数を、以下、逆二次時定数と呼ぶ)が、また指令電流 i_{1q}^* の生成に $1/K_t$ (トルク係数 K_t の逆数である本係数を、以下、逆トルク係数と呼ぶ)が、高い精度で必要とされる。

ところが、逆二次時定数を構成する二次抵抗は、モータ駆動中の温度いかにによって、初期始動時の200%を超える変動を示すことがある。また、逆二次時定数、逆トルク係数を構成するインダクタンス(特に、相互インダクタンス部分)は、モータ駆動中の一次電流(特に、一次電流の d 軸成分)いかににより、磁気飽和の影響を受け数~数十%の変動を示すことがある。

ベクトル制御系は、滑り周波数の生成の精度が一次電流の d, q 成分の分離・検出に直接影響を与えるので、仮に高帯域の電流制御系を安定に構成できたとしても、滑り角周波数を高精度に生成し得ない限り、一次電流の d, q 成分を高精度で検出し制御することはできない。

5. 適応同定系

<5・1> 同定基礎理論 上記の問題に対する最も素直なアプローチは、動作状態によって変動するモータパラメータをなんらかの方法で実時間で同定し、同定されたモータパラメータに従いフィードフォワード制御系におけるクリティカルパラメータである逆二次時定数、逆トルク係数を実時間で修正することであろう^{(9)~(13)}。

本論文では、この考えに立脚し、適応同定の手法を応用してクリティカルパラメータの実時間修正を行う。適応同定系構成のための基本方針は次の通りとした。

(a) 適応同定系は、二次時定数に加え、磁気飽和などで変動するインダクタンスの同時同定を実施する(従来の問題(vi)との相違)。

- (b) 複数パラメータの同時同定を成功させるためといえど適応同定系に特別な外部信号の印加は行わない(従来の問題(iv)との相違)。
- (c) 適応同定系は、同定信号が有する雑音、ps 性問題に対応可能とさせる(従来の問題(iii)との相違)。
- (d) 適応同定系は、ベクトル制御系の動作の影響を受けにくい固定座標系で設計・実現する。また、固定座標系での設計・実現により、(b)、(c)項の解決の道筋をつける(従来の問題(i)との相違)。
- (e) 適応同定系の実現に、特別な信号検出装置を新たに設置しない。すなわち、同定に使用する情報は、滑り周波数形ベクトル制御において難なく得られる信号とする(従来の問題(vii)との相違)。
- (f) 適応同定アルゴリズムに関しては、その収束性能が解析され、高速な指数収束が可能な離散時間形適応アルゴリズムを用いる(従来の問題(v)との相違)。この利用が可能となるように誤差方程式の導出を図る。
- (g) 適応同定系は、モデリング誤差に対し全系の安定性を確保しやすい、ベクトル制御系と異なったレートでの駆動を可能とする(従来の問題(ii)との相違)。

上記の方針(a)に従い、適応同定アルゴリズムで直接的に同定すべきモータパラメータとして逆二次時定数 R_2/L_2 と $(L_1/L_2)R_2$ (本パラメータを、以下、等価二次抵抗と呼ぶ)の2パラメータを選定し、この同定値より所要のクリティカルなコントローラパラメータを適応的に決定することにする。また、このときの同定のための源信号は、方針(b)~(e)に従い、固定座標系上の電圧、電流と滑り角周波数の3情報とする。

滑り周波数形ベクトル制御法にて二次磁束一定のベクトル制御遂行時の誘導モータの逆二次時定数 R_2/L_2 と等価二次抵抗 $(L_1/L_2)R_2$ を同定するためのモータ表現として、方針(f)に従い、次のものを新規に考える⁽¹⁴⁾。

$$\xi_0 = Z^T \theta \quad (12)$$

ただし、

$$\theta = \left[\frac{R_2}{L_2} \quad \frac{L_1}{L_2} R_2 \right]^T \quad (13)$$

$$\xi_0 = -\omega_s J [v_1 - (R_1 + \sigma L_1 s) i_1] \quad (14)$$

$$Z = \begin{bmatrix} [v_1 - R_1 i_1]^T \\ s i_1^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

ここに、 ξ_0, Z を形成する一次電圧、電流の信号は、方針(b)~(e)に従った固定座標系上の信号である。また J は次式で定義された交代行列である。

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

(12)式は連続時間上の関係であるが、この関係は、サンプル値に対しても保存され、次の関係が成立する。

$$\xi_0(k) = Z^T(k) \theta \quad (17)$$

ただし、 $\xi_0(k), Z(k)$ は $t=kT_2$ で連続時間信号 ξ_0, Z をサンプルしたサンプル値(すなわち、離散時間信号)を示す。

(17)式の同定対象に対し、次のような可調整パラメータをもつ同定モデルを考える。

$$\hat{\xi}_0(k) = Z^T(k) \hat{\theta}(k) \quad (18)$$

ここに、 $\hat{\theta}(k)$ は適応的に調整される可調整パラメータであり、 θ の同定値となる。また、 $\hat{\xi}_0(k)$ は $\xi_0(k)$ の推定値である。

(18)式から(17)式を減ずると、次の誤差方程式が得られる。

$$e(k) = Z^T(k) \phi(k) \quad (19)$$

ただし、 $e(k), \phi(k)$ は次のような事後誤差信号およびパラメータ誤差である。

$$e(k) = \hat{\xi}_0(k) - \xi_0(k) \quad (20)$$

$$\phi(k) = \hat{\theta}(k) - \theta \quad (21)$$

(19)式に示した離散時間誤差方程式は、誤差信号 $e(k)$ がベクトル、データ信号 $Z(k)$ が行列、誤差パラメータ $\phi(k)$ がベクトルという形式になっている。すなわち、上の誤差方程式は、離散時間形シリアルブロック適応アルゴリズムのための誤差方程式そのものになっている⁽¹⁵⁾。

本誤差方程式のためのシリアルブロック適応アルゴリズムの一般形は次式で与えられる⁽¹⁵⁾。

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - \Gamma(k-1) Z(k) \Gamma_e(k) e(k) \quad (22)$$

$$\Gamma(k) = \frac{1}{\lambda_1(k)} [\Gamma(k-1) - \Gamma(k-1) Z(k) [\lambda_1(k) A_2^{-1}(k) + Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)]^{-1} Z^T(k) \Gamma(k-1)] \quad (23)$$

$$\Gamma(-1) > 0, \Gamma^1(-1) > 0 \quad (24)$$

$$0 < \lambda_1(k) \leq 1 \quad (25)$$

$$A_2(k) = A_2^T(k), 0 \leq A_2(k) < M_2 I; M_2 < \infty \quad (26)$$

$$\Gamma_e(k) = \Gamma_e^T(k) \quad (27)$$

$$[2A_2^{-1}(k) + Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)]^{-1} < \Gamma_e(k) < [Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)]^{-1} [4A_2^{-1}(k) + Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)] \cdot [2A_2^{-1}(k) + Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)]^{-1} \quad (28)$$

ただし、 $e(k)$ は、次式に示すように、1時点前の同定値 $\hat{\theta}(k-1)$ を用いて合成された事前誤差信号である。

$$e(k) = Z^T(k) \hat{\theta}(k-1) - \xi_0(k) \quad (29)$$

方針(f)に従い導出した(19)式の誤差方程式およびこれに立脚した(22)~(29)式のシリアルブロック適応アルゴリズムに関しては、漸近収束、指数収束などの収束性能を含む収束特性はすでに解析が完了しており⁽¹⁵⁾、本論文では、同一形式の誤差方程式とアルゴリズムを用いているのでこの解析結果をそのまま利用することができる。この解析結果によれば、同定信号 $Z(k)$ の行ベクトルが ps ならば、同定値 $\hat{\theta}(k)$ を指数収束的に真値に追いつくことが可能である⁽¹⁵⁾。また、二つの適応ゲイン $\Gamma(k), \Gamma_e(k)$ を同定信号に応じて適応的に変化する時変ゲインとすることにより、高速な指数収束特性を発揮することも可能である⁽¹⁵⁾。

なお、誘導モータの駆動の際の ps 性は、固定軸上の一次電流、一次電圧情報が定常状態でさえも正弦的であるので、トルク発生がなされる場合には（すなわち、二次電流が存在する場合）確保される⁽¹⁴⁾。これは方針(b), (c)に従うものとなっている。

適応同定値 $\hat{\theta}(k)=[\hat{\theta}_1(k) \ \hat{\theta}_2(k)]^T$ が得られたならば、次式に従い、適応同定されたコントローラパラメータとして逆二次時定数、一次インダクタンス、逆トルク係数を決定し、ベクトル制御系に手渡すことになる。

$$\left(\frac{\hat{R}_2}{L_2}\right)=\hat{\theta}_1(k) \cdots \cdots \cdots (30)$$

$$\hat{L}_1=\frac{\hat{\theta}_2(k)}{\hat{\theta}_1(k)} \cdots \cdots \cdots (31)$$

$$\hat{R}_t=N_p(\hat{L}_1-(\sigma L_1))i_a^* \cdots \cdots \cdots (32)$$

なお、(31)式で同定した一次インダクタンスの同定値は、(32)式のみならず、(6)式の電流コントローラの第2項にも利用される。

(注4) ベクトル状あるいは行列状の同定信号の ps 性とは、パラメータを適切に適応同定するための必須条件である。2 個のパラメータを同時同定するための ps 性の確保には、直感的には、ベクトル状あるいは行列状の同定信号の構成するスカラ信号が、直流以外の一つ以上の周波数成分を継続的に (persistently) 有することと補らえてよい⁽¹⁵⁾。

(注5) 本論文で対象にした二次抵抗などを適切に適応同定するには、同定信号の ps 性の維持がひいてはトルク発生が不可欠である。このため本方法の実現に際しては、トルクの発生がない、あるいは低いといった適切な同定が期待できない状況では、適応同定を一時停止し、停止後は停止直前の同定値を利用してベクトル制御を続行するといった対策を講じている (特徴(6)参照)。このような実際の処理は、単純で軽んぜられがちであるが、高度な適応技術あるいはベクトル制御技術をして真にその実効的威力を発揮せしめるには重要である。

(注6) 離散時間形適応アルゴリズムの概要を付録に与えたので参照されたい。

〈5・2〉 同定信号の生成 図2は、適応アルゴリズムに利用する同定信号（すなわち、(17)式における離散時間信号） $\xi_0(k), Z(k)$ を実用的観点から生成する様子をブロック図で示したものである。同図に示すように、ここでは、方針(e)に従い、電流情報としては実測電流のサンプル値を、電圧情報としては指令電圧のサンプル値を用いている。

デジタルフィルタ部 DF_i では、方針(c)に従い、これらの離散時間信号に対し雑音除去、高周波成分のカットを目的としたフィルタリング処理を実施し、整形された電圧電流 v, i のサンプル値を生成すると同時に、電流の近似微分値のサンプル値 (si のサンプル値) も生成している。

同定信号合成部では上記の処理済み信号を用いて、近似的に(17)式の関係満足する離散時間信号 $\xi_0(k), Z(k)$ を

図2 同定信号の生成ブロック
Fig. 2. Block diagram of generation of identification signal.

(14), (15)式の関係に従い生成している。 $\xi_0(k), Z(k)$ の生成には(14), (15)式が示すように同定対象外の一次抵抗 R_1 、漏れインダクタンス σL_1 が必要とされるが、これには別途用意した公称値などを利用している。

(注7) ここで用いたデジタルフィルタは、まず設計仕様を満足するアナログフィルタを設計し、次にこれをデジタル化して得ている。このデジタル化は、所要のサンプル値がデジタルフィルタの出力として最小の近似誤差で直接的に得られるような著者独自の解析的方法に基づいて実施している。サンプル値を用いて、微分方程式で記述された物理パラメータ（電気系においては抵抗、インダクタンスなど、機械系においてはイナーシャ、摩擦係数など）を高精度、高速度で同定するには、同定対象、適応アルゴリズムに関する詳細な知識に加え、同定信号生成に関する高度な技術が不可欠である。この詳細は長くなるので、機会を改めて公開したい。

〈5・3〉 複数レートによる適応同定系の駆動 第3章末尾で説明したように、ベクトル制御系は同期 T_1 で駆動される。すなわち、電流、速度などのベクトル制御系実施に必要な信号の取り込み、およびベクトル制御系の出力信号である指令電圧の出力、およびこれを PWM 処理したインバータのスイッチング信号の出力は、周期 T_1 ごとにされる。一方、(22)～(28)式の適応同定アルゴリズムに利用される離散時間信号 $\xi_0(k), Z(k)$ は、すなわち図2に示した同定信号の生成は、同期 T_2 ごとに生成される。この生成周期 T_2 は、ベクトル制御系の駆動周期 T_1 と同一である必要はなく、次の関係を満足すればよい。

$$T_2=N_1 T_1; N_1 \geq 1 \cdots \cdots \cdots (33)$$

ここに、 N_1 は正の整数である。すなわち、周期 T_1 で離散時間的に遂行されるベクトル制御および PWM 処理の N_1 回に1回の割合で図2の同定信号生成ブロックは駆動すればよい。

このような関係は、同定信号 $\xi_0(k), Z(k)$ と(30)～(32)式に示したコントローラパラメータに関しても主張できる。すなわち、(30)～(32)式に示したコントローラパラメータは、周期 T_2 と同一周期で必ずしも生成される必要はない。

一般には次の関係を満足すればよい。

$$T_3 = N_2 T_2; N_2 \geq 1 \dots \dots \dots (34)$$

ここに、 T_3 はコントローラパラメータの生成周期、すなわち、ベクトル制御系のコントローラパラメータの更新周期であり、 N_2 は正の整数である。なお、上記の周期 T_1 , T_2 , T_3 は同期が取られている。

$N_2 \geq 2$ の場合には、当然のことながら、ベクトル制御系へコントローラパラメータの引渡しが必要な時点でのみ、(30)～(32)式に示したコントローラパラメータの決定を行えばよい。ベクトル制御系は、コントローラパラメータの引渡しが行われない制御周期においては、最後に引き渡されたコントローラパラメータを継続して利用することになる。

このように、本適応同定系は、方針(g)に従い、ベクトル制御系の駆動レートと異なるレートで駆動できるようにしている。このような異なったレートによる適応同定系の駆動は、適応制御系に散見されるモデリング誤差に起因する不安定化現象に対して、ロバスト安定化を図る作用が一般にあることが知られている⁽¹⁶⁾。本適応同定系はこれを誘導モータの適応ベクトル制御に利用したもので、これによれば、コントローラパラメータは適応的に更新されるが、この更新周期を、滑り角周波数などの制御信号の生成周期に対し大きく選定することができるので、更新周期 T_3 を適切に選定するならば、適応ベクトル制御系は、適応機能を発揮しながらも、モデリング誤差と制御周期とコントローラパラメータの更新周期の同期とに起因する過激な不安定化を回避することができる。

(注8) 査読者の要望に応えるべく、タイミングに関し補足しておく。適応同定系のベクトル制御系に対するタイミングは上記の通りである。適応ベクトル制御系全系としての最小周期はベクトル制御系の制御周期 T_1 であり、このタイミングは、システムクロックを参照にとられている。ベクトル制御系の主要な入出力である電流検出とPWM出力とは、この T_1 に従い正確に同期が取られている。すなわち、ベクトル制御系は、 k 時点を示すクロック信号を得たならば、同時サンプリングによる電流信号などの外部信号の取り込み、適応同定系との諸信号の送受、ベクトルコントローラによる内部諸処理の実施、デッドタイム補償などの諸処理を施したインバータスイッチング信号の生成を完遂後、これを特定素子に送信する。この一連の処理を次の $(k+1)$ 時点を示すクロック信号の到来までに完了する。 $(k+1)$ 時点直後より1制御周期前に生成が完了したスイッチング信号に従い、インバータのスイッチングが開始され、次の $(k+2)$ 時点までに完了する。このように、制御系は完全に同期が取られており、またコントローラへの入力信号の取り込みからこの出力の実効的発生までには、正確に1制御周期の時間遅れが存在する。ベクトルコントローラの設計は、この時間遅れを考慮の上なされている((注2)を参照)。

6. 性能評価試験

本適応ベクトル制御系の有効性を実用的観点から評価すべく、性能評価試験を実施した。以下、その概要を示す。

〈6・1〉 試験システムの構成 本適応ベクトル制御法で駆動される被試験モータ、これに三相電力を供給するパワーアンプ、トルクセンサ(発生トルク計測用)を介して被試験モータに付加された負荷装置の概要を下に示す。

被試験モータ：誘導モータ

定格出力	0.8 (kw)
エンコード分解能	6,000 (p/r)
定格トルク	3.8 (Nm)
定格速度	2,000 (rpm)

パワーアンプ：試作機

定格出力	15 (kw)
インバータデッドタイム	10 (μs)

負荷装置：誘導モータ

定格出力	2.2 (kw)
エンコード分解能	2,000 (p/r)
定格速度	2,000 (rpm)

パワーアンプ(試作機)としては、被試験モータの約20倍の容量のものを用いている。これには、浮動小数点演算DSPが搭載されており、前章で説明した適応ベクトルコントローラをこの単一のDSPで実現すべく、アンバランスを承知の上でこれが便宜的に採用された。

〈6・2〉 主要な試験条件 サーボモータとして、最も重要な性能であるトルク発生性能の評価すべく、被試験モータは、前章で説明したトルク制御で駆動した。この主要な設計パラメータは次の通りである。

電流制御系の帯域	1,400 (rad/s)
制御周期 T_1	180 (μs)
同定信号取得周期 T_2	180 (μs)
パラメータ更新周期 T_3	270 (ms)

また、適応アルゴリズムの同定性能を支配する二つの適応ゲインは、具体的には、同定信号に応じて適応的に変化する次の時変ゲインに選定した。

$$\begin{aligned} \Gamma(k) &= [\Gamma(k-1) - \Gamma(k-1)Z(k) \\ &\quad [I + Z^T(k)\Gamma(k-1)Z(k)]^{-1}Z^T(k)\Gamma(k-1)] \\ \Gamma_e(k) &= [I + Z^T(k)\Gamma(k-1)Z(k)]^{-1} \end{aligned}$$

上の時変ゲインは、 $\lambda_1(k)=1$, $\lambda_2(k)=I$ の選定例にあたる。繰り返し計算される適応ゲイン $\Gamma(k)$ は、パラメータ更新周期 T_3 ごとにリセットし、このリセット時の初期値は十分大きな値に設定した。

〈6・3〉 温度変化に対するロバスト特性 提案手法の適応性能を確認すべく、被試験モータの温度変化における発生トルクの性能を評価した。

試験に際しては、負荷装置で被試験モータを定格速度2,000 (rpm) で回転させたのち、被試験モータに定格トルクの発生を外部より指令トルクとして入力し、その後の駆動の様子を観察した。図3は、この実験結果を示す実デ

図 3 適応ベクトル制御系の温度変化に対する性能
Fig. 3. System performance to varying temperature.

ータである。

同図の横軸は時間軸（単位は分）であり、右端が実験の開始時点で左端が終了時点となっている。表示の方法が、利用したチャートレコーダの関係上、通常の表示法と逆になっているので注意されたい。実験開始から終了までの駆動時間は、約 70 分である。縦軸は、図から変化率が読み取れる温度データの単位（摂氏，度）のみを表示している。

同図では、上から、被試験モータのフレーム温度、被試験モータの発生トルク、被試験モータの三相電流の u 相電流実効値、被試験モータの負荷側の回転速度を各々示している。

試験期間中のモータ速度は、負荷装置により基本的に一定速度に維持されている。図が示すように、被試験モータの表面温度は、実験開始から終了までの間で、一次遅れ系のステップ応答のような形状で 20～90℃ の上昇を示している。この温度変化にもかかわらず、被試験モータの発生トルクの状況は安定しており、その変化は、開始と終了の間で 1% 未満である。発生トルクのこの安定性を裏付けるように、被試験モータの電流の状態も安定している。

これらの変化率は、微少のため同図より読み取ることは困難であるので 1 例を紹介する。同図に印字された数値記録によれば、モータ表面温度 25.5 度に対する 40 分後のモータ表面温度は 72.7 度であり、この間の諸特性の変化率は次の通りである。

$$\text{負荷装置速度: } \frac{2003-1991}{1991}=0.0060$$

$$\text{発生トルク: } \frac{3.917-3.939}{3.939}=-0.0056$$

$$\text{U 相電流: } \frac{5.479-5.558}{5.558}=-0.0142$$

すなわち、表面温度変化約 50 度に対する発生トルクの変動率は、微少の約 -0.5% に過ぎない。

内部の回転子温度はモータフレームの表面温度より更に高温化し、温度依存性の高い逆二次時定数 R_2/L_2 は、実験開始と終了の間では、大きく変化しているものと推測される。これにもかかわらず、安定したトルク発生が達成されたのは所期の通り、二次時定数 R_2/L_2 が適切に適応同定され、これが (11) 式の滑り角周波数の生成に適切に反映されたと考えられる。

〈6・4〉 電流変化に対するロバスト特性（発生トルクの線形性能） 提案手法の適応性能を確認する第 2 の方法として、被試験モータの指令トルクに対する発生トルクの線形性能を評価した。

試験に際しては、負荷装置で被試験モータを定格速度 2,000 (rpm) で回転させたのち、被試験モータに定格トルクの 50, 100, 150, 200, 250, 350% の指令トルクを外部より入力し、応答を確認した。実験は、被試験モータの温度上昇を考慮にいれ、1 データ取得のためのモータ駆動時間は 1 分程度とし、実質的な温度上昇が出現しないうちにデータの取得を完了した。表 1 は、この実験結果の実データであり、図 4 は、これを表示したものである。同図の直線は、指令トルク、応答トルクをそれぞれ τ^* , τ とすると、次式に従い作図したものである。

$$\tau=0.863\tau^*-0.390$$

図 4 より、定格の 300% 近傍まで、高い線形性能を発揮していることが理解される。また、表 1 が示すように、直線性の偏差は定格の 300% 近傍までおおむね一様であり、定格点では約 1% である。この広範囲における高い線形性の達成には、逆二次時定数の適応同定のみならず、(9) 式に示すように指令トルクから指令電流の変換に必要とされるトルク係数の適応的決定が大きく寄与しており、これな

表 1 適応ベクトル制御系のトルク線形性能
Table 1. System performance to varying torque command.

定格比 (%)	指令トルク (Nm)	発生トルク (Nm)	直線近似値 (Nm)	偏差 (Nm)
50	1.91	1.19	1.26	-0.07
100	3.82	2.94	2.91	0.03
150	5.73	4.65	4.56	0.09
200	7.64	6.21	6.20	0.01
250	9.56	7.79	7.85	-0.06
350	13.38	11.48	11.15	0.33

図 4 適応ベクトル制御系のトルク線形性能
Fig. 4. System performance to varying torque command.

くしては達成不可能であった。

実験的ではあるが、適応同定値によればインダクタンス関連のパラメータは、励磁分電流、トルク分電流の相互の関係で複雑に変化することが確認されている。これは、誘導モータの数学モデルの導出に際し、インダクタンスに関し特に大胆な近似を実施していることを考慮するならば、容易に推測されることである。

なお、図 4 によれば、指令トルクと発生トルクの比例ゲイン (0.863) が 1 でなく、またオフセット (-0.39) がのっているが、これはパワーアンプの電流センサの精度、機械損などの影響と推測される。このパワーアンプのインバータ、電流センサなどの各種素子は、容量とその調整においてすべて 15 (kw) 用であり、0.8 (Kw) モータの性能評価試験には、応答時間、精度などの特性上不利な条件となっている点には注意されたい。

〈6・5〉 その他 上記では、定格速度を基準としたデータを示したが、本適応ベクトル制御法は、回転子の回転速度がゼロの場合にも、所要のトルク分電流 (二次電流) が存在しさえすれば、正常に動作し得ることが実験的にも確認されている。低速時の正常動作には、デッドタイム補正を含む PWM 関連技術の寄与が大であった。

7. おわりに

前章に示した限界的な評価試験において、広範な温度範囲と広範な指令トルク範囲で高い安定性を有するトルク発生が確認できた。これら異なった次元の動作範囲を考慮するならば、本適応ベクトル制御法は、大変広範な動作範囲で安定したトルク発生を達成している。換言するならば、

制御対象であるモータが本来有する限界的性能を発揮させる力を有している制御手法といえよう。

なお、紹介の適応ベクトル制御法の実現には、本文中に注欄を設け誌面の許す範囲で説明を試みたが、各種の関連要素技術と、このちみつな実装が同時に必要である。この詳細は、機会をみながら順次公開していく予定である。第 1 段としては、誘導モータのパラメータ同定系、制御系の設計における基本中の基本である数学モデルの構築を計画している。本文(12)式に提示した新規な数学モデルは、数学モデル研究の成果の一部に過ぎない。

(平成 8 年 5 月 31 日受付, 同 9 年 4 月 16 日再受付)

文 献

- (1) 杉本・今中・矢野:「モデル規範適応システムに基づく誘導電動機定数の初期同定」, IEA-88-18 (昭 63)
- (2) 伊藤・岩田・大野:「インバータを利用した誘導電動機定数の初期同定」, IEA-94-9, SPC-94-48 (平 6)
- (3) 今林・野村:「二重かご形誘導電動機の等価回路における逆問題的手法の適用」, 平 3 電気学会産業応用部門全大, 51 (平 3)
- (4) 服部・坪井・広塚・松井:「誘導形 AC サーボモータの定常運転特性の一算定法」, 平 4 電気学会全大, 732 (平 4)
- (5) 斎藤・山道・水野・高倉:「誘導電動機の拘束時二次定数決定についての一考察」, 平 4 電気学会産業応用部門全大, 64 (平 4)
- (6) 彭・深尾:「誘導機の運転状態における二次時定数の直接測定法」, 平 5 電気学会全大, 637 (平 5)
- (7) 深沢・雨森・内島・関根・三木・稲光:「インバータ駆動誘導電動機特性算定法」, 平 5 電気学会産業応用部門全大, S1-4 (平 5)
- (8) 井手・井浦・石丸・辻:「電流形インバータ駆動誘導機の二次回路定数の一同定法 (その 3)」, 平 3 電気学会産業応用部門全大, 167 (平 3)
- (9) 杉本・玉井:「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法とその特性」, 電学論 B, 106, 97 (昭 60)
- (10) 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, 9 (昭 63)
- (11) 杉本・川崎:「トルクセンサを用いた MRAS による誘導機の二次抵抗の同定」, 同上 D, 111, 9 (平 3)
- (12) 片岡・佐藤・戸田:「カルマンフィルタを用いた誘導電動機のオンライン推定」, 平 4 電気学会全大, 733 (平 4)
- (13) L. C. Zai, C. L. DeMarce, & T. A. Lipo: "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives", *IEEE trans. on industry applications*, 28-1, 96~104 (1992)
- (14) 新中・楠原・深沢:「誘導機ベクトル制御のための統一ベクトル解析」, 計測自動制御学会論文集, 30, 7 (平 6)
- (15) 新中:適応アルゴリズム (離散と連続, 真髄へのアプローチ), (平 2) 産業図書
- (16) 栗上・田中・清水:「付加外力を伴う電気空気圧サーボ系の δ -演算子を用いたマルチレート MRACS」, 平 8 電気学会産業応用部門全大, 講演論文集 II (平 8)

付 録

(1) 離散時間形適応アルゴリズム

未知パラメータを適応的に同定するアルゴリズムは、連続時間形と離散時間形とに分類される。連続時間形適応アルゴリズムは、従来より収束性能は悪いが実現の容易な固定適応ゲインのものの使用が試みられてきた。しかし、理論的には、離散時間形適応アルゴリズムと同様な時変の適応ゲインを有する連続時間形アルゴリズムが存在することが明らかにされている⁽¹⁵⁾。

適応アルゴリズムの漸近収束、指数収束などの収束特性および性能は、一般に適応ゲインに支配的影響を受ける。離散時間形アルゴリズムは、この適応ゲインをアルゴリズムに使用される同定信号に応じて適応調整する時変ゲインを、一切の近似なくかつ難なく実現でき、優れた収束性能を発揮させることが可能である。

実システムの適応同定においては、実システムとこの数学モデルとの間に存在するモデリング誤差がアルゴリズムのいかんにより適応系（特に、適応制御系）に不安定化現象を誘発すること、および、アルゴリズムの指数収束性がこの不安定化に対抗してロバスト性を付与することが知られている⁽¹⁵⁾。

実際の適応システムにおいては、優れた収束特性・性能を発揮せしめる時変の適応ゲインを一切の近似なく、かつ難なく実現できる離散時間形アルゴリズムの使用が好ましい。

離散時間形適応アルゴリズムは、数十年にわたり実に数多くの報告がされてきた。この大半は、ベクトル表現された未知パラメータを、ベクトルパラメータと同次元のベクトル同定信号を用いて同定するものであり、これらの主要なものはすでに体系化されている。この体系化された適応アルゴリズムは、汎一般化適応アルゴリズムと呼ばれ、次式で与えられる⁽¹⁵⁾。

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) - \gamma(k) \Gamma(k-1) \xi(k) e(k) \\ \Gamma(k) &= \frac{1}{\lambda_1(k)} \\ &\left[\Gamma(k-1) - \frac{\lambda_2(k) \Gamma(k-1) \xi(k) \xi^T(k) \Gamma(k-1)}{\lambda_1(k) + \lambda_2(k) \xi^T(k) \Gamma(k-1) \xi(k)} \right] \\ \Gamma(-1) &> 0, \quad \Gamma^{-1}(-1) > 0 \\ 0 < \lambda_1(k) \leq 1, \quad 0 \leq \lambda_2(k) < \infty, \\ &\frac{\lambda_2(k)}{2 + \lambda_2(k) \xi^T(k) \Gamma(k-1) \xi(k)} < \gamma(k) \\ &< \frac{1}{\xi^T(k) \Gamma(k-1) \xi(k)} \left[\frac{4 + \lambda_2(k) \xi^T(k) \Gamma(k-1) \xi(k)}{2 + \lambda_2(k) \xi^T(k) \Gamma(k-1) \xi(k)} \right]\end{aligned}$$

上記の第1式が同定パラメータの更新式を示しており、これにおける $e(k)$ はスカラの事後誤差であり、スカラ $\gamma(k)$ と行列 $\Gamma(k)$ の2種の適応ゲインを有する。第2式は、行列適応ゲインの更新式であり、第3、4式は行列適応ゲインに利用する設計パラメータ選定のための条件式である。また第5式は、スカラ適応ゲイン選定のための条件式である。条件式は、各時点 k で満足されていればよく、 $\lambda_1(k)$, $\lambda_2(k)$ などの設計パラメータは一般には時変である。もちろん、時変の特別な場合として一定値を選定してもよい。

スカラと行列の2種の適応ゲインの選定により種々の具体的アルゴリズムが得られるが、この詳細に関しては、文献(15)を参照していただきたい。

(2) ブロック適応アルゴリズム

ベクトル状の未知パラメータをベクトル状の同定信号を用いて同定を遂行する付録(1)の適応アルゴリズムに対し、行列状の未知パラメータをベクトル状の同定信号で同定したり、あるいはベクトル状のパラメータを行列状の同定信号で同定する適応アルゴリズムは、ブロック適応アルゴリズムと呼ばれる。特に前者のものはパラレルブロック適応アルゴリズム、後者はシリアルブロック適応アルゴリズムと呼ばれる。シリアルブロック適応アルゴリズムは、簡単にブロック適応アルゴリズムと呼ばれることもある。

本論文<5・1>の(22)~(29)式では、体系化されたこの一般形を示した。ブロックアルゴリズムと付録(1)に示した非ブロックアルゴリズムの大きな違いは、同定信号にある。簡単には、ブロックアルゴリズムは、非ブロックアルゴリズムのベクトル信号 $\xi(k)$ を行列信号 $Z(k)$ に置換したものと理解してよい。これに応じ、スカラの適応ゲイン $\gamma(k)$ がブロックサイズと同等のサイズの行列ゲイン $\Gamma_e(k)$ に、またスカラの事後誤差信号がブロックサイズと同等の次元のベクトルの事後誤差信号に変化していると理解してよい。

ブロック適応アルゴリズムにおける適応ゲインの選定条件、この条件に従った具体的選定方法も、非ブロックアルゴリズムの場合と同様である。この詳細は、文献(15)を参照していただきたい。本文中に示した選定は、1例に過ぎないので注意されたい。

ブロック適応アルゴリズムは、非ブロック的な適応アルゴリズムに比較し、ブロックサイズに応じて収束速度が向上するという特性をもっている。また、ブロック適応アルゴリズムは、適応形のブロックディジタルフィルタや、多変数離散時間適応制御系に整合性の良いアルゴリズムでもある。誘導モータを2軸固定座標系でモデル化した場合の数学モデルは多変数系となるが、この場合も本研究の結果、ブロック適応アルゴリズムを整合性よく適用することが可能であることが明らかになった。

新 中 新 二 (正員) 1950年11月21日生。73年防衛大学校

卒業。77年 University of California, Irvine 工学部修士課程修了、79年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第1研究所、防衛大学校電気工学教室などの奉職を終えて、86年キャノン(株)勤務。91年日機電装システム研究所創設。96年神奈川大学電気工学科勤務(教授)。Ph.D.(情報工学)、工学博士(制御工学)。これまでの間、通信、情報、制御、パワーエレクトロニクス分野の教育、研究、開発およびこれらの管理に従事。電子情報通信学会、情報処理学会、計測自動制御学会、IEEE 会員。