

一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな 誘導電動機の高速度トルク制御法

正員 野口季彦 (長岡技術科学大学)
学生員 山田和範 (長岡技術科学大学)
正員 近藤正示 (長岡技術科学大学)
正員 高橋 勲 (長岡技術科学大学)

Quick-Response Torque Control of Induction Motor
with Robustness against Variations of Primary and Secondary Resistances
Toshihiko Noguchi, Member, Kazunori Yamada, Student Member,
Seiji Kondo, Member, Isao Takahashi, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel quick-response torque control strategy of an induction motor, which is robust against variations of primary and secondary resistances. Conventional field oriented control is originally robust against the variation of the primary resistance, but has very high parameter sensitivity of the secondary resistance. To compensate the effect of it, many researches have been done by using a stator voltage model, a low sensitivity flux observer, an adaptive system and so on. It is supposed that successful results have not been made in practice because each method needs not only complicated configurations but also motor parameters. Therefore its compensation has to be carried out having no relation with the motor parameter, especially the primary resistance. In this paper, a robust parameter-identification technique is applied to the field oriented control system with a flux simulator as a solution of the problem. The technique is based on instantaneous reactive power which is never affected by the primary resistance. The authors describe the above control theory and practical implementation. Excellent performance was confirmed by some computer simulations and experimental tests as a result.

キーワード：誘導電動機, 磁束フィードバック形ベクトル制御, 一次抵抗, 二次抵抗, ロバスト制御, 瞬时无効電力

1. 緒言

従来, 誘導電動機の高速度トルク制御法としてベクトル制御⁽¹⁾が広く知られており, それを用いた高性能可変速駆動システムは産業界でも多数採用されている。周知のようにベクトル制御は二次磁束鎖交数に着目し, これと直交する電流成分を制御することにより直流機に匹敵する高速なトルク応答を実現するものである。このとき二次磁束鎖交数の振幅や位相をいかに把握するかが重要なポイントとなるが, 磁束フィードフォワード形⁽²⁾, 磁束フィードバック形⁽³⁾を問わず通常は誘導電動機の二次抵抗値を使用してそれらを求めている。したがって, そのパラメータ変動に対する何らかの補償を施し, ロバスト化を図らなければ本来の制御性能を実現することはできない。そこで最近では固定子側磁束シミュレータや低感度磁束オブザーバ, 適応システムなどを使用して二次抵抗の変動を補償する方法が報告されている^{(3)~(8)}。しかし, いずれの方法もシステム構成が非常に複雑化したり, パラメータ感度を低減するにとどま

るものや, 積分演算あるいは一次抵抗値などを必要とするものもあるため, 結果的に二次抵抗の変動補償が不完全になると考えられる。

これに対し, 磁束フィードフォワード形ベクトル制御において一次抵抗の影響を受けずに二次抵抗の変動補償を行う方法が提案されており, 従来の方式と比較して良好な制御特性が得られている⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。しかし, この方法は二次磁束鎖交数の励磁電流指令に関する無効電力に着目してフィードフォワード的にすべり角周波数指令を補正するものであるため, 磁束フィードバック形のベクトル制御への適用は本質的に困難であるように思われる。そこで以上の技術的背景をふまえ, 本論文では誘導電動機の高速度トルク制御法について従来の問題点を一掃するロバスト化手法を提案する⁽¹¹⁾。この手法は基本的に磁束演算フィードバック形のベクトル制御に適用され, 一次抵抗と二次抵抗の双方の変動に対して容易にロバスト化を図ることが可能となる。ここではその制御理論を展開するとともにデジタルシミュレーションと実験を通じて制御特性の検証も行う。

2. 磁束鎖交数とトルクの制御法

<2-1> 二次磁束鎖交数シミュレータ 任意の角周波数 ω で回転する $d-q$ 座標において、二次磁束鎖交数に着目した誘導電動機の電圧電流方程式とトルクは次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{1dq} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (p + j\omega)\ell & (p + j\omega)\frac{M}{L_{22}} \\ -\frac{R_2}{L_{22}}M & \frac{R_2}{L_{22}} + \{p + j(\omega - \omega_m)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ \psi_{2dq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T = \frac{M}{L_{22}} \text{Im}(i_{1dq} \overline{\psi_{2dq}}) \quad (2)$$

ただし、各変数や電動機パラメータは以下のとおりである。

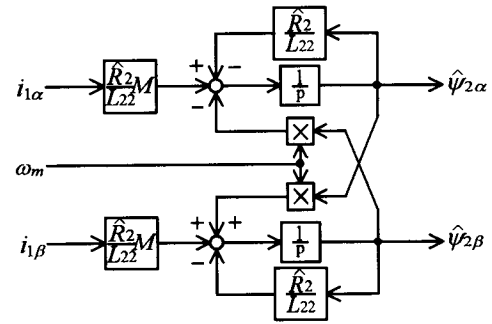
- v_{1dq} : ($d-q$ 座標における) 一次電圧ベクトル
- i_{1dq} : ($d-q$ 座標における) 一次電流ベクトル
- ψ_{2dq} : ($d-q$ 座標における) 二次磁束鎖交数ベクトル
- T : トルク
- ω : $d-q$ 座標の角周波数
- ω_m : 回転子角速度
- R_1 : 一次抵抗
- R_2 : 二次抵抗
- L_{11} : 一次自己インダクタンス
- L_{22} : 二次自己インダクタンス
- M : 一次二次間相互インダクタンス
- $\ell = (L_{11}L_{22} - M^2)/L_{22}$: 漏れインダクタンス換算値
- p : 微分演算子
- j : 虚数単位
- Im : 虚数部記号
- $\overline{}$: 複素共役記号

誘導電動機の二次磁束鎖交数は(1)式第1行の固定子電圧モデルか第2行の回転子電流モデルにより磁束シミュレータを構成して演算することができる。しかし、固定子電圧モデルでは一次電圧等の積分演算を必要とするため、演算誤差の累積に特別の配慮が必要である。実際にはこの問題を回避するため一次遅れ要素で積分動作を近似するが、零速度近傍の低速領域で磁束の演算誤差を無視できなくなる。そこで本稿では固定子電圧モデルではなく回転子電流モデルによる磁束シミュレータに着目する。

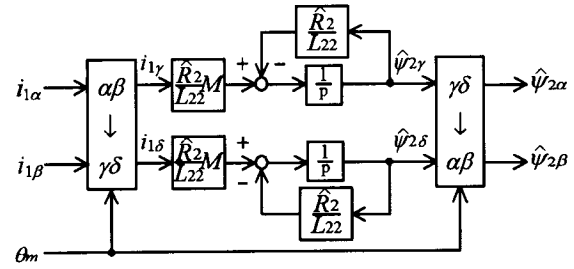
(1)式第2行を二次磁束鎖交数について解くと次式のようになる。

$$\hat{\psi}_{2dq} = \frac{M}{1 + \{p + j(\omega - \omega_m)\} \frac{L_{22}}{R_2}} i_{1dq} \quad (3)$$

(3)式は R_2 のパラメータミスマッチを考慮し、推定値記号 $\hat{}$ を用いて記述した。この式は積分演算を用いずに ψ_{2dq} を i_{1dq} と ω_m だけから演算できることを示している。したがって、(3)式に立脚する磁束シミュレータは零速度を含めた全速度制御範囲で安定に動作すると考えられる。ここで固定子に設けた静止座標を $\alpha-\beta$ 座標、回転子と同期して回転する座標を $\gamma-\delta$ 座標とよぶことにすると、各座標における二次磁束鎖交数は $d \rightarrow \alpha$, $q \rightarrow \beta$, $\omega = 0$ とおきかえたり、 $d \rightarrow \gamma$, $q \rightarrow \delta$, $\omega = \omega_m$ とすることにより次式のように求められる。



(a) $\alpha-\beta$ 座標における構成



(b) $\gamma-\delta$ 座標における構成

図1 磁束シミュレータの構成

Fig. 1. Configuration of flux simulators.

$$\hat{\psi}_{2\alpha\beta} = \frac{M}{1 + (p - j\omega_m)\frac{L_{22}}{R_2}} i_{1\alpha\beta} \quad (4)$$

$$\hat{\psi}_{2\gamma\delta} = \frac{M}{1 + p\frac{L_{22}}{R_2}} i_{1\gamma\delta} \quad (5)$$

図1は(4)式と(5)式に基づいて構成した磁束シミュレータである。 $\alpha-\beta$ 座標では干渉項が存在するが、 $\gamma-\delta$ 座標では回転座標変換が必要となるものの、非干渉化された形で二次磁束鎖交数を演算することができる。これらふたつの磁束シミュレータは連続時間系においては等価であるが、離散時間系においては異なる伝達特性を有する。後述するようにデジタル制御を行う場合は、 $\gamma-\delta$ 座標における構成は $\alpha-\beta$ 座標のそれと比較して離散化誤差をほとんど生じない点で優れている⁽¹²⁾。

<2-2> 二次磁束鎖交数に着目した高速トルク制御法

ここでは回転子電流モデルに基づく磁束シミュレータを用いた磁束演算フィードバック形ベクトル制御を考える。

いま $d-q$ 座標の d 軸を ψ_{2dq} と一致させると、 ω は二次磁束鎖交数の角周波数と等しくなる。また、二次磁束鎖交数一定制御を仮定すると、(1)式第2行と(2)式から $d-q$ 座標における一次電流を次のように表現することができる。

$$i_{1dq} = i_{1d} + j i_{1q} = \frac{1}{M} |\psi_2| + j \frac{L_{22}}{M} \frac{T}{|\psi_2|} \quad (6)$$

この式で $|\psi_2|$ は二次磁束鎖交数の振幅を表しており、実数部 i_{1d} が磁束成分電流、虚数部 i_{1q} がトルク成分電流に相当する。したがって、 $d-q$ 座標上では各電流成分を独立に制御することが可能で、 i_{1dq} の虚数部を操作することによって静的にトルクを制御することができる。すなわち $d-q$ 座標

における各軸の電流制御が完全に実現できれば、トルク伝達関数を定数化することが可能となる。図2は以上の原理に基づき構成した制御系のブロック線図である。ここでは磁束成分電流指令 i_{1d}^* を $|\psi_2|$ に関するフィードバックループの操作量として生成している。 $d-q$ 座標上で電流制御を行うために、一次電流や一次電圧指令の回転座標変換を行わなければならないが、これには(7)式と(8)式に示したように磁束シミュレータで演算した二次磁束鎖交 $\hat{\psi}_{2\alpha\beta}$ を用いる。

$$i_{1dq} = \frac{\hat{\psi}_{2\alpha\beta}}{|\hat{\psi}_2|} i_{1\alpha\beta} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$v_{1\alpha\beta} = \frac{\hat{\psi}_{2\alpha\beta}}{|\hat{\psi}_2|} v_{1dq} \quad \dots\dots\dots (8)$$

したがって、 $\hat{\psi}_{2\alpha\beta}$ の演算に誤差が生ずると回転座標変換が不正確になるため、各軸の電流制御を完全に行うことがで

表1 供試電動機のパラメータノミナル値と定格値

Table 1. Nominal parameters and rated values of tested motor.

定格出力	1.5[kW]	L_{11}	55.17[mH]
定格トルク	8.63[Nm]	L_{22}	51.03[mH]
R_1	0.542[Ω]	M	51.03[mH]
R_2	0.536[Ω]	$ \psi_2 ^*$	0.427[Wb]

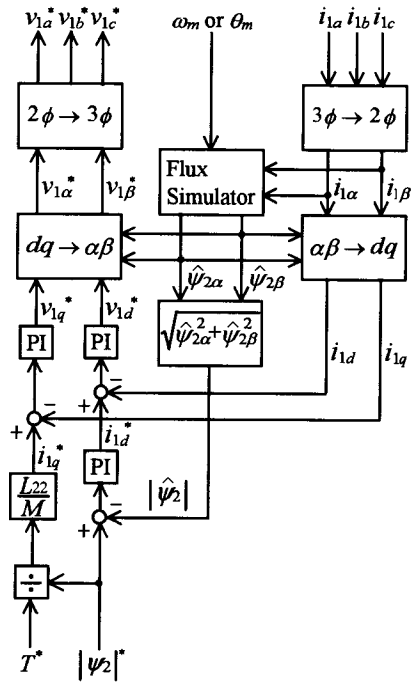


図2 磁束演算フィードバック形ベクトル制御系
Fig. 2. Configuration of flux-feedback-type field oriented control system.

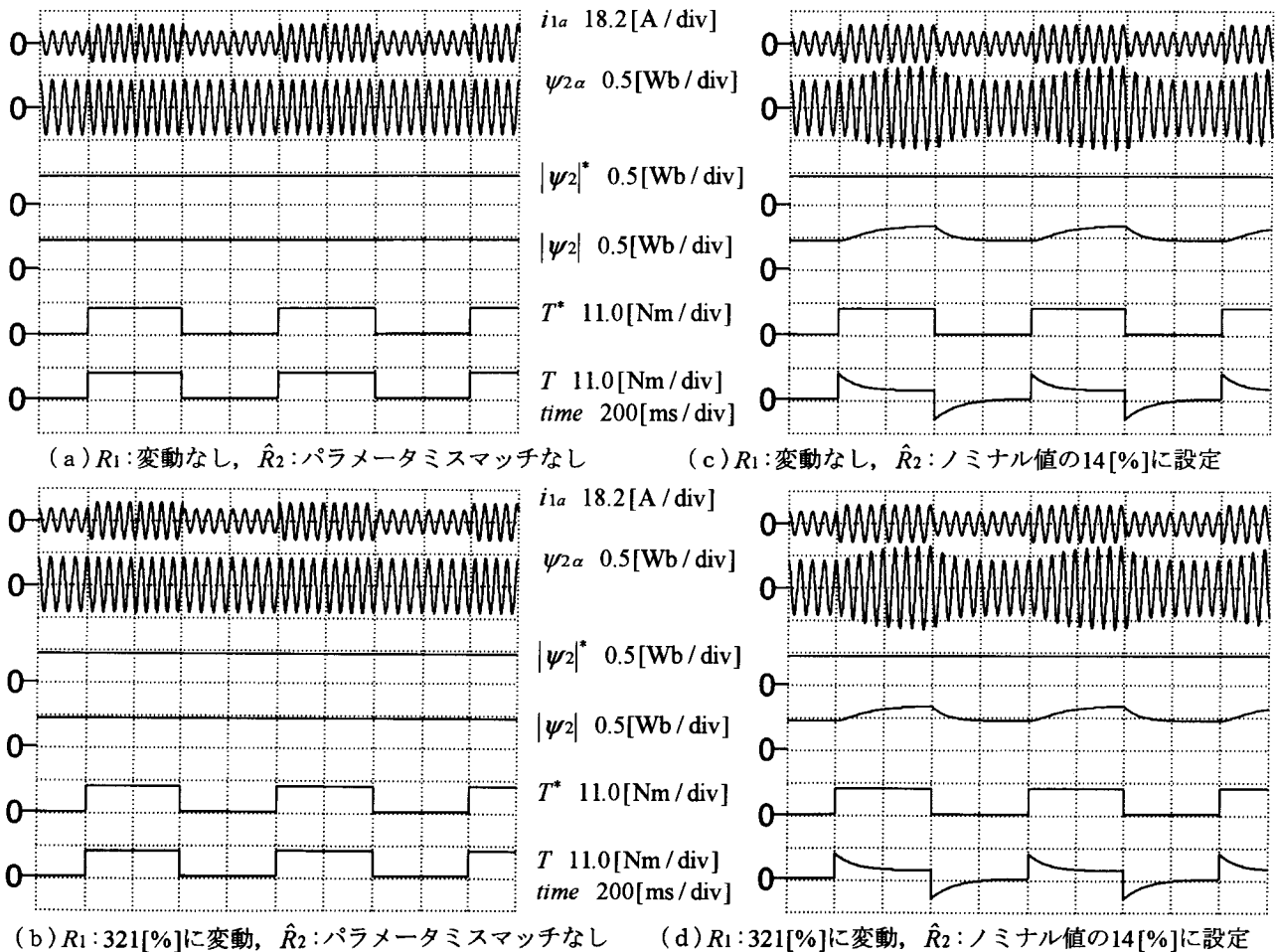


図3 二次抵抗の変動補償を行わない場合の基本的なトルク制御特性 (シミュレーション結果)

Fig. 3. Fundamental characteristics of torque control without compensation (simulation results).

きない。その結果、(6)式を満足する電流が流れず、トルク伝達関数の定数化を実現することはできなくなる。

<2.3> 基本的な制御特性と問題点 図2の制御システムについてデジタルシミュレーションを実施し、二次抵抗の変動補償を行わない場合の基本的な制御特性を検討した。制御対象とした誘導電動機のパラメータは表1のとおりであり、回転子角速度一定の条件でトルク制御を行う。図3(a)~(d)は100[%]のトルク指令に対するステップ応答を示しており、(a)は一次抵抗と二次抵抗の設定にパラメータミスマッチはなく両者ともノミナル値の場合、(b)は一次抵抗だけがノミナル値の321[%]に変動し、二次抵抗はノミナル値でパラメータミスマッチがない場合、(c)は一次抵抗がノミナル値であるのに対し、二次抵抗にはパラメータミスマッチがあり、その設定値をノミナル値に対して14[%]とした場合、(d)は一次抵抗がノミナル値に対して321[%]に変動したばかりでなく、二次抵抗にもパラメータミスマッチがあり、その設定値をノミナル値に対して14[%]とした場合である。

(a)よりトルク指令のステップ変化に対してまったく過渡振動や定常偏差のないトルク応答が得られていることがわかる。このような過渡状態にあっても二次磁束鎖交数は一定に維持され、大きな変動は見られない。一次抵抗と二次抵抗の変動がない理想的な条件では、ベクトル制御によりトルク伝達関数の定数化が完全に実現される。(b)では一次抵抗だけが変動しているが、(a)と同様に良好な制御特性が得られている。これより本制御方式は一次抵抗の変動に対して本質的にロバストであることがわかる。一方、(c)や(d)では二次抵抗のパラメータミスマッチのために二次磁束鎖交数とトルクの制御特性が大幅に劣化する。トルク応答にはすべり角周波数に相当する低周波の過渡振動だけでなく定常偏差も生ずる。またトルクの出力とともに、二次磁束鎖交数の偏差は二次時定数で増大する。ただし、無負荷時は二次電流が流れないため、二次抵抗の変動による影響はまったく現れない。

図4は100[%]のトルク指令を入力し、二次抵抗の設定誤差に対する二次磁束鎖交数とトルクの定常偏差を調べた例である。この例では正の設定誤差に対してトルクの定常偏差が±2[%]以内になっているが、出力トルクの大きさや回転数によっては数十パーセントにも及ぶ。このように二次磁束鎖交数とトルクの定常偏差は二次抵抗の設定誤差に大きく影響を受ける。

これまで述べてきたベクトル制御は磁束演算フィードバック形であり、その演算は回転子電流モデルに立脚した磁束シミュレータにより行われる。したがって、固定子電圧モデルのように積分演算は必要なく、零速度を含めた全速度制御範囲で二次磁束鎖交数を演算することができる。また、制御系で一次抵抗値を一切使用していないため、その変動に対しては本質的にロバストである。たとえ一次抵抗が変動したとしても、それは電流制御ループの前向き要素として存在するため、その影響はループゲインで十分抑制される。しかし、二次抵抗値については磁束シミュレータで使用しなければならず、電流制御ループに関して後ろ向き要素となるため、そのパラメータミスマッチが回転座標変換を通じて電流位相に大きな影響を及ぼす。したがって、完全積分や一次抵抗値を一切用いずに二次抵抗の変動を補償する方法を検討しなければならない。

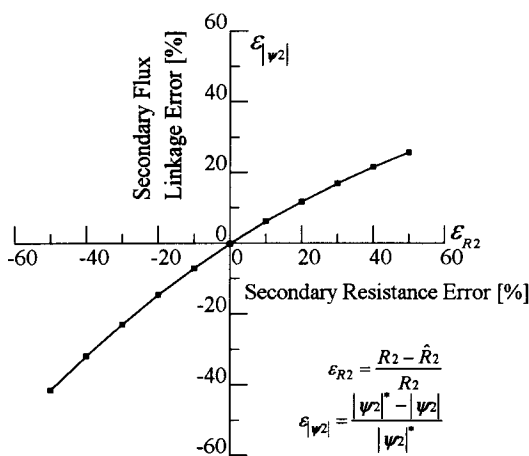
3. 瞬时无効電力による二次抵抗の変動補償法

<3.1> 瞬时无効電力に着目した二次抵抗同定機構

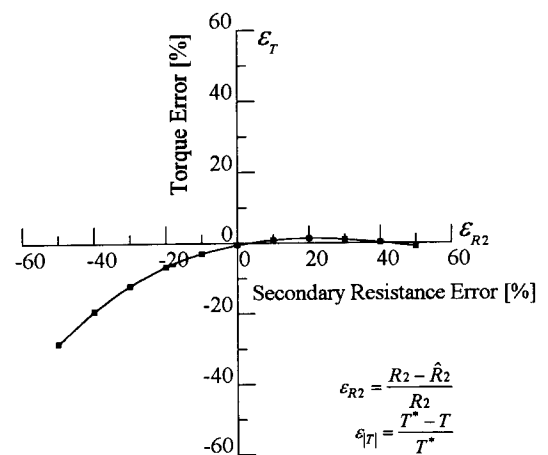
α - β 座標において誘導電動機に入力される瞬时无効電力 Q は次式で定義される。

$$Q = \text{Im}(v_{1\alpha\beta} \bar{i}_{1\alpha\beta}) \dots\dots\dots (9)$$

これは一次電圧と一次電流から静的に求められるスカラー量であり、電動機パラメータをまったく用いていないため常に真値となる。一方、(1)式第1行を α - β 座標における式におきかえて(9)式に代入すると次式のようになる。



(a) 二次磁束鎖交数の定常偏差



(b) トルクの定常偏差

図4 二次抵抗の設定誤差に対する二次磁束鎖交数とトルクの定常偏差

Fig. 4. Steady state error of secondary flux linkage and torque.

$$Q = \frac{M}{L_{22}} \text{Im}(p \psi_{2\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) + \ell \text{Im}(p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) \quad \dots\dots (10)$$

このとき(1)式第1行に存在する一次抵抗の項が完全に消去され、その変動に対して不感となる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。(10)式の演算は ψ_{2dq} を必要とするので、図1に示した磁束シミュレータの出力を使用する。しかし、先に指摘したようにこの演算には二次抵抗値を用いるため、(10)式は誤差を生ずる。そこで、(10)式を次のような推定式におきかえる。

$$\hat{Q} = \frac{M}{L_{22}} \text{Im}(p \hat{\psi}_{2\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) + \ell \text{Im}(p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) \quad \dots\dots (11)$$

(9)式、(11)式を問わず、誘導電動機に入力される瞬时无効電力の演算は一次抵抗の変動に対してロバストに実現することができる。さらに両式とも積分演算を必要としないので、零速度を含めた全速度制御範囲で有効な演算を行うことが可能である。

次に真値を表す(10)式と推定値を表す(11)式の誤差を求めると次のようになる。

$$\Delta Q = Q - \hat{Q} = \frac{M}{L_{22}} \text{Im}\{p(\psi_{2\alpha\beta} - \hat{\psi}_{2\alpha\beta}) \overline{i_{1\alpha\beta}}\} \quad \dots\dots (12)$$

このとき漏れインダクタンスの項は誤差を生じないと考えられるので両式から消去することができる。(12)式は二次抵抗の設定誤差に起因する $\hat{\psi}_{2\alpha\beta}$ の演算誤差により、瞬时无効電力の推定誤差が発生することを示している。一般に回転子側の熱容量は大きく、二次抵抗の変動は電気的な時定数に比べて極めて緩慢であると考えられる。したがって、 $p \rightarrow j\omega$ 、 $\psi_{2\alpha\beta} \rightarrow \Psi_2$ 、 $i_{1\alpha\beta} \rightarrow I_1$ などのおきかえ、(12)式を定常状態について解くと次式のようになる。

$$\Delta Q = \frac{M^2}{L_{22}} \frac{\omega \omega_s^2 \left(\frac{L_{22}}{\hat{R}_2} - \frac{L_{22}}{R_2} \right) \left(\frac{L_{22}}{\hat{R}_2} + \frac{L_{22}}{R_2} \right)}{\left\{ 1 + \left(\omega_s \frac{L_{22}}{\hat{R}_2} \right)^2 \right\} \left\{ 1 + \left(\omega_s \frac{L_{22}}{R_2} \right)^2 \right\}} |I_1|^2 \quad (13)$$

ただし、このおきかえに用いた大文字の変数はフェイズであり、 $\omega_s = \omega - \omega_m$ とする。これより $\omega = 0$ あるいは $\omega_s = 0$ のときを除いて、 $\hat{R}_2 = R_2$ となった場合にだけ瞬时无効電力の推定誤差が零になることがわかる。すなわち、回生領域な

どで連続的に直流が印加されたり無負荷同期運転の場合は、この推定誤差から二次抵抗の同定を行うことはできないが、これ以外の場合には推定誤差を用いて一意的に二次抵抗を同定することが可能である。

図5は以上の原理をもとに構成した二次抵抗同定機構のブロック線図である。基本的には並列形モデル規範適応システムの形をとっており、(9)式で求めた Q を規範モデル、(11)式の \hat{Q} を数学モデルの推定値として磁束シミュレータの二次抵抗値を動的に調整する。通常、同定アルゴリズムにはPI要素が使用されるが、ここでは前述のように二次抵抗の変動は緩慢であると考えられるのでI要素だけで構成した。いずれの場合にせよ $\omega = 0$ あるいは $\omega_s = 0$ により瞬时无効電力の推定誤差が零になったとしても、二次抵抗の推定値はそれまでの誤差積分値を保持するだけで発散することはない。 $\omega = 0$ および $\omega_s = 0$ の条件が解除されれば、保持した値から再び同定を自律的に開始し、二次抵抗の推定値はいずれ真値へと収束する。ただし、(13)式からもわかるように ΔQ は ω に比例するため、運転周波数によって収束

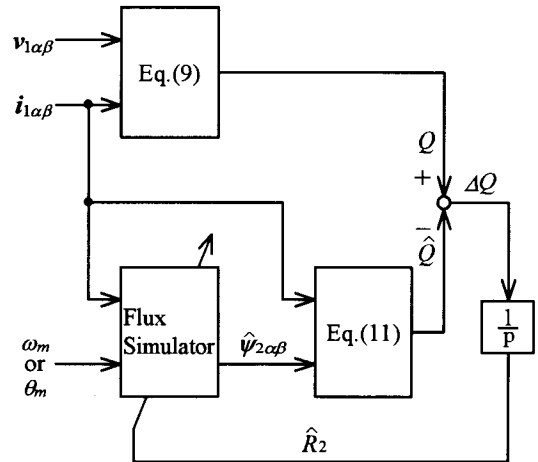
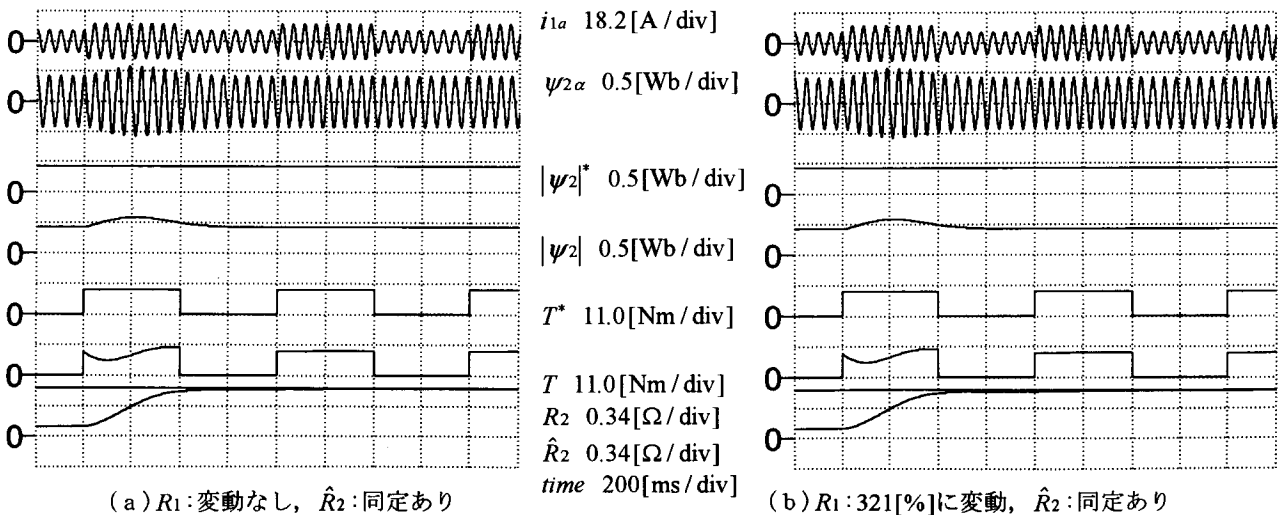


図5 一次抵抗の変動にロバストな二次抵抗同定機構
Fig. 5. Secondary resistance identifier with robustness against primary resistance variation.



(a) R_1 : 変動なし, \hat{R}_2 : 同定あり
(b) R_1 : 321[%]に変動, \hat{R}_2 : 同定あり

図6 二次抵抗の変動補償とトルク制御特性 (シミュレーション結果)
Fig. 6. Characteristics of secondary resistance compensation and torque control (simulation results).

時間が変化する。この収束時間をほぼ一定にするため、実際には速度に対してほぼ反比例する形でI要素のゲインを変化させる。

〈3・2〉 二次抵抗の変動補償特性 図6に以上の二次抵抗同定機構を適用した場合のトルク制御特性を示す。このデジタルシミュレーションも図3と同じ条件で実施した。(a), (b)いずれの場合も二次抵抗の初期設定値はノミナル値の14[%]としておき、(a)は一次抵抗に変動がなくノミナル値の場合、(b)は一次抵抗もノミナル値に対して321[%]に変動した場合である。これらの図より無負荷時は二次抵抗同定機構が動作せず、二次抵抗推定値として初期設定値が保持されていることがわかる。これは(13)式において $\omega_s = 0$ の場合に相当する。しかし、トルクが出力され $\omega_s \neq 0$ になると自律的に二次抵抗の同定が開始される。同定初期においては二次抵抗の推定値に誤差があるため、前述のとおり二次磁束鎖交数とトルクに過渡振動が生ずる。しかし、二次抵抗推定値は400[ms]で漸近安定的に真値へ収束し、これと同時に二次磁束鎖交数とトルクも真値となって各指令に追従するようになる。その後、二次抵抗の推定値は真値を保持するため、パラメータミスマッチがない状態で良好なトルク制御が可能となる。特に(b)で示したように一次抵抗の変動とは無関係に二次抵抗の変動補償が完全に行われる。このように本制御方式によれば、一次抵抗と二次抵抗の双方の変動に対してロバスト化を容易に実現することができる。

4. 実験による制御特性の検証

〈4・1〉 実験システムの構成 以上の理論展開とデジタルシミュレーションによる検証をもとに、制御システムを開発して実験を行った。図7は実験システムを示したもので、制御対象となるインバータ・誘導電動機系と負荷となるチョップ・直流電動機系から構成されている。

まず、前者は三相電圧形PWMインバータを主回路とする全デジタルソフトウェア制御システムであり、PWM以外の制御演算はすべてDSP (TMS320C25)を用いて行っている。DSPの制御周期は103[μ s]とし、図2や図5に示した制御演算はすべてこの周期で実行する。このような構成をもつ制御装置で表1のパラメータを有する三相かご形誘導電動機をトルク制御する。

一方、後者は直流電動機をPWMチョップで速度制御する負荷装置である。これによりシステム全体の速度を一定に保ち、誘導電動機のトルク制御特性を検証する。なお、誘導電動機と直流電動機は歪みゲージ形のトルクピックアップを介して直結されており、実際のトルク(軸トルク)を測定することができる。

〈4・2〉 実験結果と評価 図2に示した磁束演算フィードバック形ベクトル制御の基本的な特性を検証するために、二次抵抗の設定値を固定してトルク制御を行った。

図8は100[%]のトルク指令に対するステップ応答のオシ

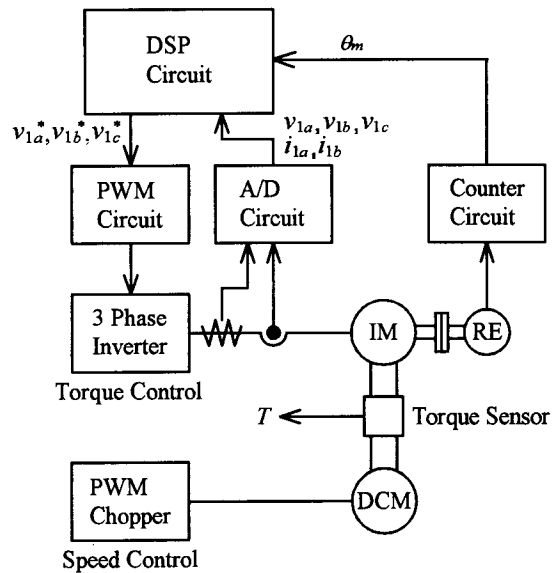


図7 実験システムの構成

Fig. 7. Schematic diagram of experimental system.

ログラムであり、一次電流 i_{1a} 、トルク成分電流指令 i_{1q}^* 、トルク成分電流 i_{1q} 、トルク T が示されている。(a)は二次抵抗の設定をノミナル値の14[%]とした場合、(b)はトルク応答が最適となるように二次抵抗値を設定した場合である。このときの二次抵抗設定値はノミナル値の76[%]で表1の値よりもかなり小さくなる。これはノミナル値が通常簡易等価回路から温度換算を施して算定されたもので、20[%]前後の誤差を有しているためと考えられる。(a)、(b)いずれの場合も i_{1q} は i_{1q}^* に高速に追従し、良好な電流制御が行われていることがわかる。しかし、(a)ではトルク応答に過渡振動だけでなく定常偏差も生ずるのに対し、(b)ではこのような現象は見られずトルク伝達関数の定数化が実現されている。トルク応答は3[ms]で直流機に匹敵する性能が得られた。なお、これらのトルク応答に見られる118[Hz]の微小振動は軸共振に起因するものと思われる。

次に二次抵抗の変動補償を施した場合のトルク制御特性を図9に示す。これは100[%]のトルク指令を1.25[Hz]で断続的に与えた場合のオシログラムで、一次電流 i_{1a} 、トルク成分電流指令 i_{1q}^* 、二次抵抗設定値(推定値) \hat{R}_2 、トルク T が示されている。図9で(a)は二次抵抗の設定をノミナル値の14[%]に固定した場合、(b)は同様の設定であるが固定子巻線に1.2[Ω]の抵抗を外付けし、一次抵抗についてはノミナル値の321[%]に変動させた場合、(c)は固定子巻線に抵抗を付加せず二次抵抗の同定を行った場合、(d)は固定子巻線に抵抗を付加し二次抵抗の同定を行った場合である。(a)、(b)より本制御方式のトルク応答は一次抵抗の影響を受けず、その変動に対して本質的にロバストであることがわかる。しかし、二次抵抗値に関してパラメータミスマッチがあるため、前述のようにトルク応答に大きな過渡振動と定常偏差が生ずる。ここで示した実験結果には57[%]もの定常偏差が見られる。一方、(c)では二次抵抗

同定機構の初期設定値をノミナル値の14[%]としたため、同定初期において(a)と同様に振動的なトルク応答となる。しかし、トルクの出力とともに自律的に二次抵抗の同定が開始され、 \hat{R}_2 は400[ms]で一定値へ収束する。この収束値は図8(b)で最適なトルク応答が得られるように設定した二次抵抗値とほぼ一致し、その後トルク応答は過渡振動や定常偏差を伴わない良好な波形に改善される。さらに(d)のように一次抵抗を大幅に変動させても同様の特性が得られ、一次抵抗の影響を受けずに二次抵抗の変動補償が完全に行われていることがわかる。以上のように本論文で提案する手法によれば、一次抵抗と二次抵抗の双方にロバスト

なトルク応答を実現できることが実験によっても確認された。

5. 結言

本論文では一次抵抗と二次抵抗の変動に対してロバストな誘導電動機の高速度トルク制御法について論じた。ここではその制御理論を展開するとともにデジタルシミュレーションと実験を通じて制御特性の検証を行った。その結果、以下の結論が得られた。

- (1) 回転子電流モデルに立脚した磁束シミュレータは

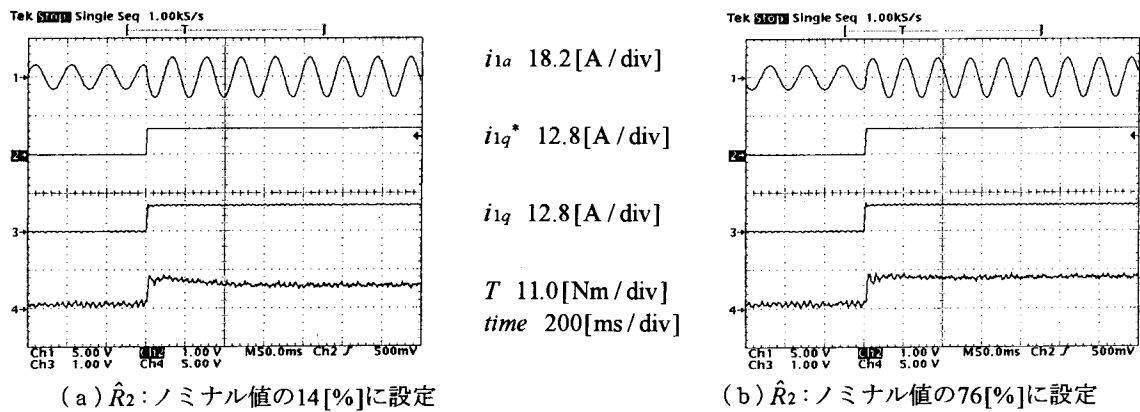


図8 電流制御特性とトルク応答 (実験結果)

Fig. 8. Characteristics of current control and torque response (experimental results).

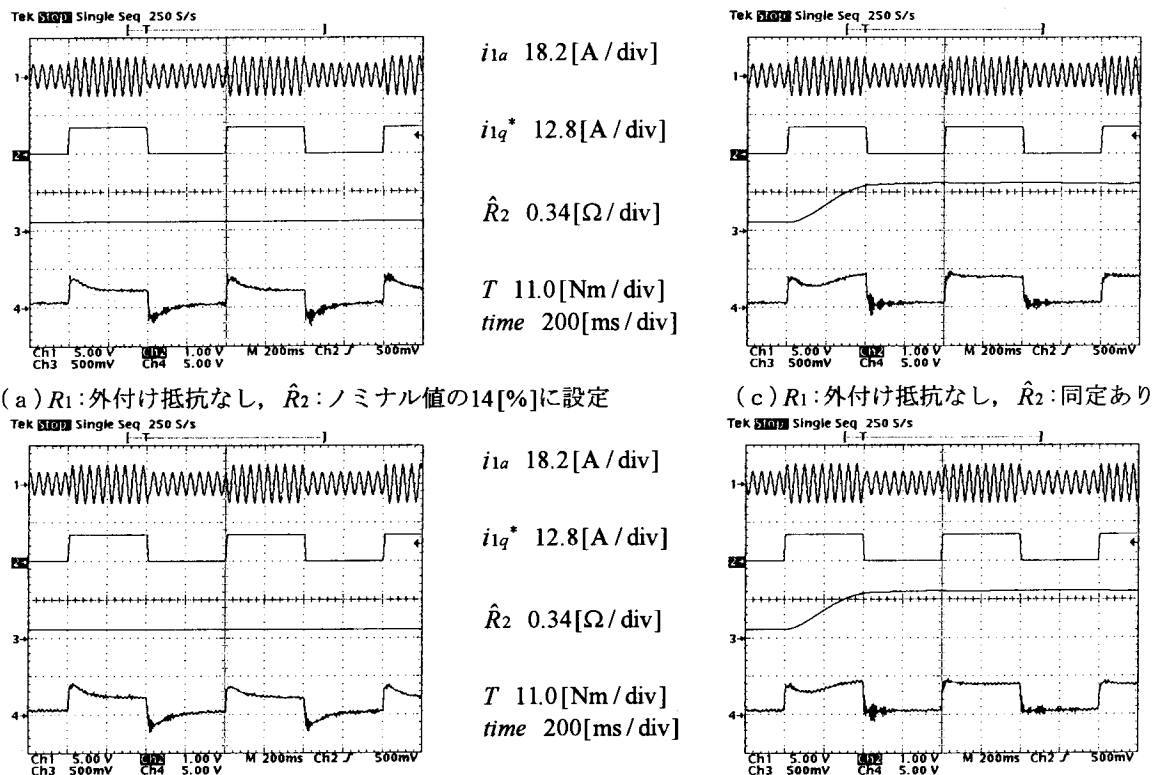


図9 二次抵抗の変動補償とトルク制御特性 (実験結果)

Fig. 9. Characteristics of secondary resistance compensation and torque control (experimental results).

完全積分を必要としないため、零速度を含む全速度制御範囲で有効な磁束演算を行うことができる。

(2) 回転子電流モデルに立脚した磁束シミュレータを使って、磁束演算フィードバック形ベクトル制御系を構成することにより、一次抵抗の変動に対して本質的にロバストなトルク制御を行うことができる。

(3) この磁束演算フィードバック形ベクトル制御では、二次抵抗が変動すると磁束鎖交数とトルクの応答に過渡振動だけでなく定常偏差も生ずる。

(4) 一次抵抗に依存しない瞬時無効電力を利用して二次抵抗同定機構を構成することにより、磁束シミュレータにおける二次抵抗のパラメータミスマッチは完全に補償される。その結果、一次抵抗とは無関係に磁束鎖交数とトルクの応答を大幅に改善することができる。

(5) 二次抵抗の同定は直流印加時や無負荷時以外であれば自律的に行われ、その推定値は一意的に真値へ収束する。

末筆ではあるが、本研究の初期段階で多大なご協力をいただいた岐阜工業高等専門学校の卒業研究生諸氏に誌面を借りて厚く御礼申し上げます。

(平成6年12月6日受付,平成7年5月22日再受付)

文 献

- (1) F. Blaschke, 石橋誠一訳:「回転磁界機のトランスベクトル制御の基本(磁界オリエンテーションの原理)」富士時報, **45**, 264~267(昭46-2)
- (2) 難波江章, 黒沢良一:「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」電学論B, **98**, 303~309(昭53-3)
- (3) 岩崎 誠, 山田英治, 木下久史, 松井信行:「DSPを用いた二次磁束制御に基づく誘導電動機の高精度トルク制御法」電学論D, **110**, 99~107(平2-2)
- (4) 堀 洋一:「誘導機の磁束オブザーバの離散形実現と電動機定数変動に対する低感度化」電学論D, **108**, 665~671(昭63-7)
- (5) 杉本英彦, 玉井伸三:「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**, 97~104(昭61-2)
- (6) 久保田寿夫, 松瀬貢規:「誘導電動機のパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案とその安定性」電学論D, **111**, 188~194(平3-3)
- (7) J. Holtz, T. Thimm: "Identification of The Machine Parameters in a Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE IAS Annual Meeting*, 601~606(1989)
- (8) J. Moreira, K. Hung, T. Lipo, R. Lorenz: "a Simple and Robust Adaptive Controller for Detuning Correction in Field Oriented Induction Machines", *IEEE IAS Annual Meeting*, 397~403(1991)
- (9) 島津正毅, T. Kanokvate, 彭 方正, 深尾 正:「1次と2次時定数にロバストな誘導電動機のベクトル

制御」電学全大, **6**, 40(平5-3)

- (10) K. Tungpimolrut, F. Peng, T. Fukao: "Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants", *IEEE IAS Annual Meeting*, 521~527(1993)
- (11) 野口季彦, 山田和範, 近藤正示, 高橋 勲:「一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導機の高速度トルク制御法」電学研究会, SPC-94-92, 77~86(平6-10)
- (12) 山田和範, 野口季彦, 近藤正示, 高橋 勲:「ベクトル制御の磁束シミュレータにおける離散化誤差の検討」電学北陸支部大, 20~21(平6-9)

野口 季彦



(正員) 1959年10月23日生まれ。82年3月名古屋工業大学電気工学科卒業。同年4月東京芝浦電気(株)入社(91年3月まで勤務)。86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。工学修士。91年4月岐阜工業高等専門学校講師。94年4月長岡技術科学大学助手,現在に至る。主として誘導電動機を用いた高性能可変速駆動システムの研究に従事。IEEE Member。

山田 和範



(学生員) 1972年4月13日生まれ。平成6年長岡技術科学大学電気系在学中。誘導電動機のロバスト制御に関する研究に従事。

近藤 正示



(正員) 1950年6月9日生まれ。73年3月名古屋大学電子工学科卒業。73年4月日立製作所入社。78年3月東京大学生産技術研究所技官。81年4月同助手。91年4月長岡技術科学大学助教授,現在に至る。工学博士。主として電動機ならびに電力変換器の制御および応用に関する研究に従事。計測自動制御学会会員, IEEE Member。

高橋 勲



(正員) 1942年3月10日生まれ。66年3月東京工業大学電気工学科卒業。71年3月東京工業大学大学院工学研究科博士課程修了。工学博士。71年4月東京工業大学助手。78年4月長岡技術科学大学助教授。81年11月米国ウィスコンシン大学客員助教授(82年8月まで)。88年1月長岡技術科学大学教授,現在に至る。主として電力, エネルギー貯蔵, サーボシステムに関する研究に従事。IEEE Senior Member。