

誘導電動機の高速度トルク制御法における パラメータ適応化とロバスト化

野口 季彦 近藤 正示 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

1 はじめに

誘導電動機の高速度トルク制御法としてベクトル制御が広く認知され、産業界に普及していることは周知のとおりである。最近ではその制御法に不可欠とされる電動機パラメータのオートチューニングに関する研究も精力的に行われており、電動機制御システムのインテリジェント化に貢献している^{(1)~(4)}。従来、このオートチューニングは電動機の実質的な制御に先立って、オフラインでパラメータを計測するものが主流であった。したがって、制御装置のパラメータ設定を自動化するとともに高精度化する点では効果的であったが、次のような問題点が残されていると考えられる。

(1) 温度、磁気飽和などにより運転中に変動するパラメータの動的な補償は行われない。

(2) 制御に先立ちパラメータ計測のために特殊なパターンで運転を行わなければならない、機械等に組み込まれた電動機の場合には制約が大きい。

(3) 実質的な制御に入るまでパラメータ計測のパターン運転を行うため、稼働率に寄与しない無駄な時間を浪費する。

したがって、以上の問題点を克服するためには基本的にオンライン同定の考え方を導入しなければならない⁽⁵⁾。これにより適当なパラメータ初期値さえ設定しておけば、運転中であっても制御装置自身がパラメータを自律的に調整するため、パラメータ設定の自動化および高精度化だけでなく動的な最適化も行うことができる。

本稿では誘導電動機の高速度トルク制御法として磁束演算フィードバック形ベクトル制御を取りあげ、電動機パラメータに対する適応制御とそのロバスト化について論ずる。提案する手法により一次抵抗に対するロバスト化だけでなく、相互インダクタンス、漏れインダクタンス、二次時定数に対する適応化を図ることができる。ここではその制御理論を述べるとともにデジタルシミュレーションと実験を通じて提案する手法の妥当性を確認する。

2 ロバスト化と適応化の原理

2.1 磁束演算フィードバック形ベクトル制御

図1に本稿で対象とする磁束演算フィードバック形ベクトル制御系を示す。ここでは(1)式に示す磁束シミュレータを構成して二次磁束鎖交数を演算し、(2)~(4)式の制御則に基づき電流制御を行うことによりトルク伝達関数の定数化を図る。

$$\hat{\psi}_{2\alpha\beta} = \frac{\hat{M}}{1 + (p - j\omega_m)\hat{\tau}_2} i_{1\alpha\beta} \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$i_{1dq}^* = i_{1d}^* + j i_{1q}^* = G_{AFR} (|\psi_{2}^*| - |\hat{\psi}_{2}|) + j \frac{T^*}{|\psi_{2}^*|} \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$i_{1dq} = \frac{\hat{\psi}_{2\alpha\beta}}{|\hat{\psi}_{2}|} i_{1\alpha\beta} \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$v_{1\alpha\beta}^* = \frac{\hat{\psi}_{2\alpha\beta}}{|\hat{\psi}_{2}|} v_{1dq}^* \quad \dots\dots\dots(4)$$

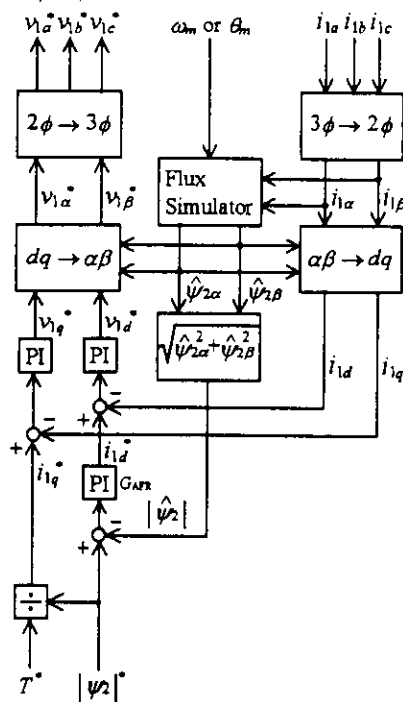


図1 磁束演算フィードバック形ベクトル制御系

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_1 : 一次電圧ベクトル
- i_1 : 一次電流ベクトル
- ψ_2 : 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

$$\ell = L_{11} - \frac{M^2}{L_{22}} : \text{漏れインダクタンス換算値}$$

$$\tau_2 = L_{22}/R_2 : \text{二次時定数}$$

p : 微分演算子

j : 虚数単位

$\hat{}$: 推定値記号

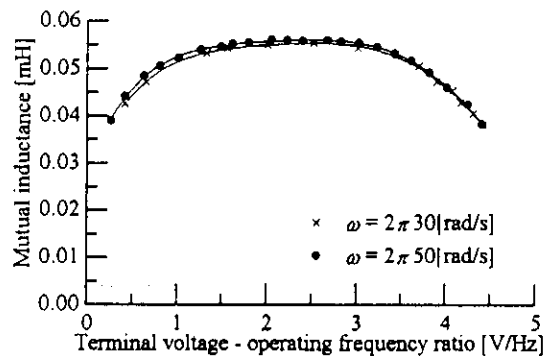
$*$: 指令値記号

$\underline{}$: ベクトル振幅記号

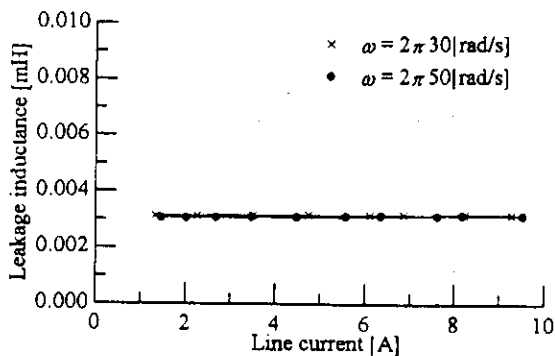
$\overline{}$: 複素共役記号

$\alpha\beta$: 固定子 ($\alpha-\beta$) 座標変数記号

dq : 磁束 ($d-q$) 座標変数記号



(a) 相互インダクタンス



(b) 漏れインダクタンス

図2 供試電動機のインダクタンス

図1に示したように、この磁束演算フィードバック形ベクトル制御系では磁束シミュレータ以外に電動機パラメータを使用していない。したがって、 M や τ_2 に対しては高いパラメータ感度を有するが、それ以外のパラメータについては本質的にロバストである。 M の変動は磁気飽和現象によって生ずるのに対し、 τ_2 の変動は負荷条件に対応した熱的要因と磁気飽和現象によって生ずる。図2は供試機として用いた誘導電動機のインダクタンスを示した例であり、同図(a)の横軸は電圧-周波数比で規格化されている。これより ℓ は一定であるが、 M は運転条件によって大幅に変動することがわかる。

2.2 相互インダクタンスと二次時定数の同定法

ここでは R_1 の影響を受けない M と τ_2 の同定法を検討する⁽⁶⁾。従来、これらの同定には誘導電動機の固定子電圧モデルと回転子電流モデルを比較する方式が採られてきた。すなわち、この方式は(5)式から演算した ψ_2 と(1)式から演算した $\hat{\psi}_2$ の誤差に基づいて(1)式のパラメータを補正するものである。

$$\psi_{2\alpha\beta} = \frac{1}{p}(v_{1\alpha\beta} - R_1 i_{1\alpha\beta}) - \ell i_{1\alpha\beta} \quad \dots\dots(5)$$

しかし、規範モデルとなる(5)式は R_1 を使用するうえ完全積分を行わなければならない。このため演算誤差の累積によって M や τ_2 の同定は不完全になると考えられる。そこで、本稿では誘導電動機に入力される全瞬時無効電力 Q に着目し、以上の問題を回避する方式を検討する。

$\alpha-\beta$ 座標において Q は次式で定義される。

$$Q = \text{Im}(v_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) \quad \dots\dots(6)$$

これは v_1 と i_1 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、(5)式を v_1 について解き、(6)式へ代入すると次のようになる。

$$Q = \text{Im}(p\psi_{2\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}} + \ell p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) \quad \dots\dots(7)$$

このとき R_1 に関する項が完全に消去され、その変動に対して不感となる⁽⁷⁾。上式は ψ_2 を必要とするので、(1)式に示した磁束シミュレータの出力を使用する。前述のようにこの演算には M や τ_2 だけでなく ℓ も必要とするため誤差を生ずる。そこで(7)式を次のような推定式におきかえる。

$$\hat{Q} = \text{Im}(p\hat{\psi}_{2\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}} + \hat{\ell} p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}}) \quad \dots\dots(8)$$

次に真値を表す(7)式と推定値を表す(8)式の誤差 ΔQ を求めると次式のようなようになる。

$$\Delta Q = \text{Im}\left\{p(\psi_{2\alpha\beta} - \hat{\psi}_{2\alpha\beta}) \overline{i_{1\alpha\beta}} + (\ell - \hat{\ell})(p i_{1\alpha\beta} \overline{i_{1\alpha\beta}})\right\}$$

.....(9)
 ここで、 $p \rightarrow j\omega$, $\psi_{2\alpha\beta} \rightarrow \Psi_2$, $i_{1\alpha\beta} \rightarrow I_1$ などのように定常状態について解くと上式は次のようになる。

$$\Delta Q = \omega \left[\frac{M - \hat{M} + (\omega - \omega_m)^2 (M \hat{r}_2^2 - \hat{M} r_2^2)}{\{1 + (\omega - \omega_m)^2 \hat{r}_2^2\} \{1 + (\omega - \omega_m)^2 r_2^2\}} + \ell - \hat{\ell} \right] |I_1|^2 \quad (10)$$

この式からわかるように $\Delta Q = 0$ とする解は無数に存在するため、なんらかの拘束条件を設けなければ各パラメータを一意に推定することはできない。そこで $\hat{\ell}$ については次節で述べる方法により真値に収束し、無負荷状態になっている場合を考える。いま、 $\hat{\ell} = \ell$ と $\omega = \omega_m$ なる条件を(10)式に代入すると次のように簡単化される。

$$\Delta Q = \omega (M - \hat{M}) |I_1|^2 \quad (11)$$

これより $\omega = 0$ の場合を除いて $\hat{M} = M$ となった場合にだけ $\Delta Q = 0$ になることがわかる。したがって、無負荷状態においては ΔQ を用いて相互インダクタンスを一意に推定することができる。

次に $\hat{M} = M$ なる条件を(10)式に代入すると次のように変形することができる。

$$\Delta Q = \frac{\omega (\omega - \omega_m)^2 M (\hat{r}_2 - r_2) (\hat{r}_2 + r_2)}{\{1 + (\omega - \omega_m)^2 \hat{r}_2^2\} \{1 + (\omega - \omega_m)^2 r_2^2\}} |I_1|^2 \quad (12)$$

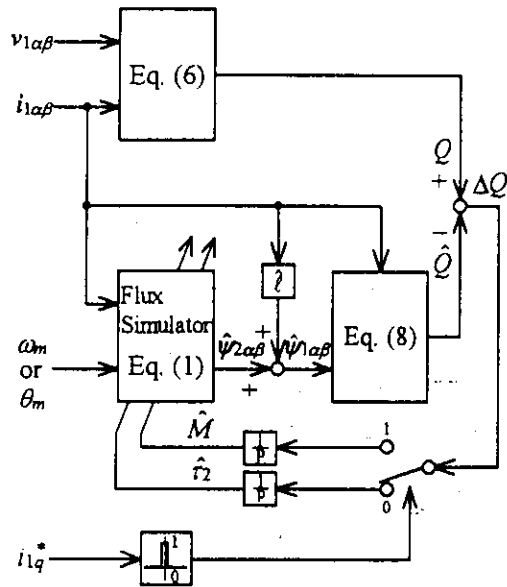


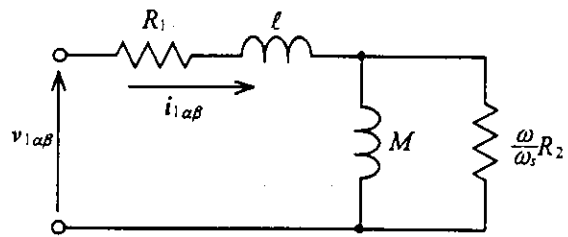
図3 相互インダクタンス、二次時定数
 同定機構

これより $\omega = 0$ または $\omega = \omega_m$ の場合を除いて $\hat{r}_2 = r_2$ となった場合だけ $\Delta Q = 0$ になることがわかる。したがって、負荷状態においては ΔQ を用いて二次時定数を一意に推定することができる。

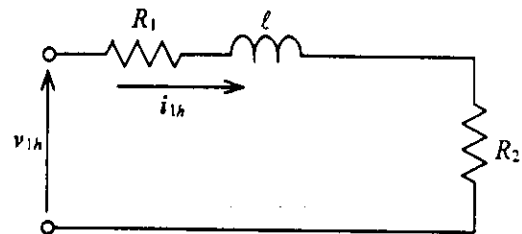
図3は以上の原理をもとに構成した相互インダクタンスおよび二次時定数の同定機構である。(6)式で求めた Q を規範モデル、(8)式の \hat{Q} を数学モデルの推定値として磁束シミュレータの \hat{M} と \hat{r}_2 を動的に調整する。両者の同定はトルク成分電流指令 i_{1q}^* によって切り換えられており、無負荷時は \hat{M} 、負荷時は \hat{r}_2 の同定アルゴリズム(積分要素)が選択される。両パラメータが真値に収束した場合だけでなく $\omega = 0$ の場合にも $\Delta Q = 0$ となるが、各推定値はそれまでの誤差積分値を保持するだけで発散することはない。 $\omega \neq 0$ になれば保持した値から再び同定を自律的に開始し、各推定値はいずれ真値へと収束する。

2.3 漏れインダクタンスの同定法

以上のように相互インダクタンスと二次時定数の同定については、漏れインダクタンスの推定値に誤差がないものとして議論を進めてきた。ここでは更に完全な無調整化を図るために、他のパラメータに依存しない漏れインダクタンスの同定法について検討する⁽⁸⁾。周知のように定常状態において、基本波角周波数 ω に対する誘導電動機の等価回路は図4(a)のように表される。



(a) 基本波に対する等価回路



(b) 高調波に対する等価回路

図4 誘導電動機の等価回路

しかし、 $\omega_h \gg \omega$ なる高調波に対しては同図(b)のように簡略化することができる。これは $\omega_h \gg \omega$ 、 $\omega - \omega_m \approx \omega_h$ の条件を(a)に適用することにより得られる。したがって、高調波に対しては M や ω_m の影響をほとんど無視することができる。いま、図1の制御系において $d-q$ 座標上の一次電圧ベクトル指令 v_{1dq}^* に角周波数 ω_h の高調波電圧ベクトル v_{1h} を重畳し、それに対応する高調波電流ベクトル i_{1h} が得られたとすると、これらによる高調波瞬时无効電力 Q_h は次式のように与えられる。

$$Q_h = \text{Im}(v_{1h} \bar{i}_{1h}) \quad \dots\dots\dots (13)$$

一方、図4(b)より高調波に対する電圧電流方程式は、

$$v_{1h} = (R_1 + R_2 + p\ell) i_{1h} \quad \dots\dots\dots (14)$$

で表されるから、これを(13)式へ代入すると R_1 および R_2 に関する項が完全に消去されて次式のように書きかえられる。

$$Q_h = \ell \text{Im}(p i_{1h} \bar{i}_{1h}) \quad \dots\dots\dots (15)$$

(15)式は電動機パラメータである ℓ が用いられているので次のように推定式におきかえる。

$$\hat{Q}_h = \hat{\ell} \text{Im}(p i_{1h} \bar{i}_{1h}) \quad \dots\dots\dots (16)$$

前述の議論と同様に真値を表す(15)式と推定値を表す(16)式の誤差 ΔQ_h を求めると次のようになる。

$$\Delta Q_h = \omega_h (\ell - \hat{\ell}) |I_{1h}|^2 \quad \dots\dots\dots (17)$$

これより $\omega_h \neq 0$ であるから、 $\hat{\ell} = \ell$ となった場合に限り $\Delta Q_h = 0$ となることがわかる。したがって、 ΔQ_h を用いれば他のパラメータの影響を受けることなく、一意に漏れインダクタンスを同定することができる。

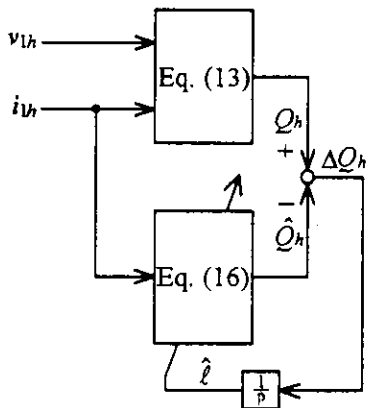


図5 漏れインダクタンス同定機構

図5は漏れインダクタンス同定機構を示したもので、図3と同様に(13)式で求めた Q_h を規範モデル、(16)式で求めた \hat{Q}_h を数学モデルの推定値として、後者の $\hat{\ell}$ を動的に調整する。このとき i_{1h} を一次電流からいかに分離抽出するかが重要となるが、ここでは次式で表されるデジタルバンドパスフィルタを使用する。

$$H(z) = \frac{b_1(z^{-1} - z^{-2})}{1 - a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad \dots\dots\dots (18)$$

(18)式で各係数はデジタルフィルタの中心周波数や先鋭度、利得などによって決定される。図6はベクトル制御系における漏れインダクタンス同定機構を示したものであり、ここに示したように高調波の注入抽出を行う。

3 シミュレーションによる検証

3.1 シミュレーション結果

以上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、 R_1 に対するロバスト性と M 、 ℓ 、 τ^{-1} に対する適応性を検証した。制御対象とした誘導電動機の各パラメータは表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。また、漏れインダクタンス同定機構で用いる高調波やデジタルフィルタの仕様は以下のとおりとした。

$$v_{1h} = 10.0e^{j2\pi 303.5t} \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$H(z) = \frac{0.0974(z^{-1} - z^{-2})}{1 - 1.9782z^{-1} + 0.9878z^{-2}} \quad \dots\dots\dots (20)$$

中心周波数：303.5[Hz]

先鋭度：8.0

利得：8.0

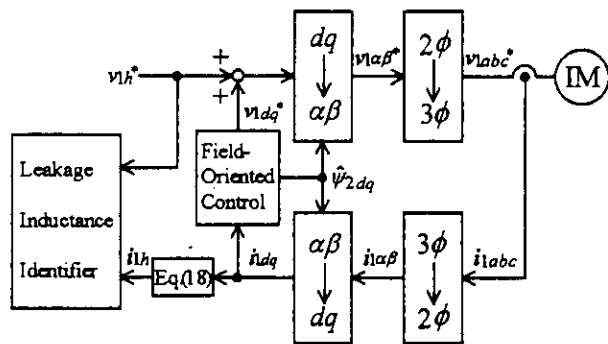
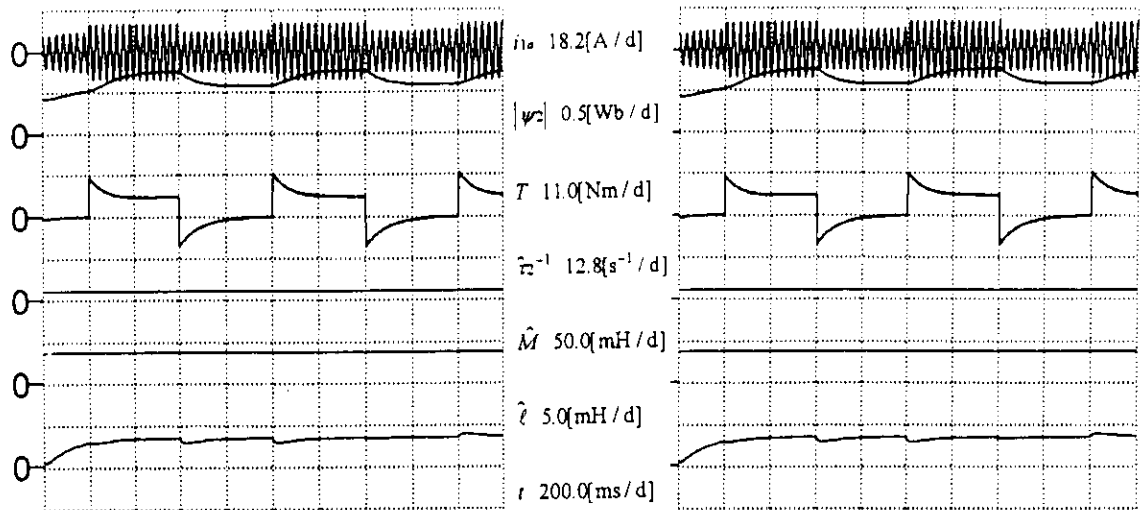
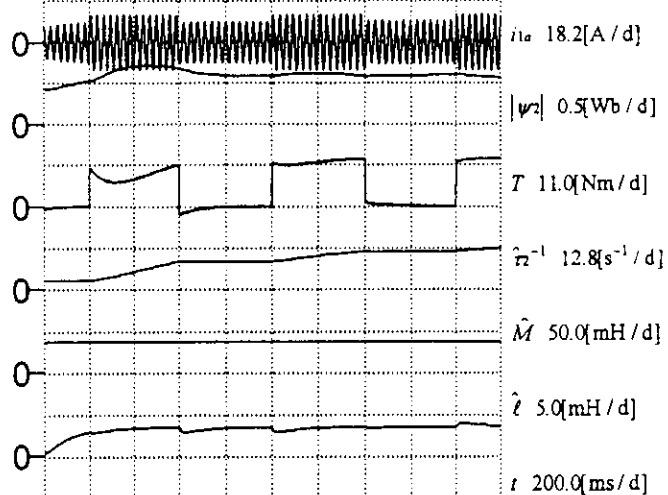


図6 ベクトル制御系と漏れインダクタンス同定機構

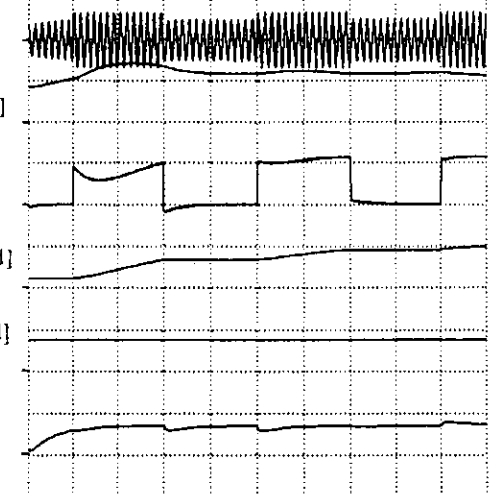


(a) R_1 :ノミナル, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:30[%]固定

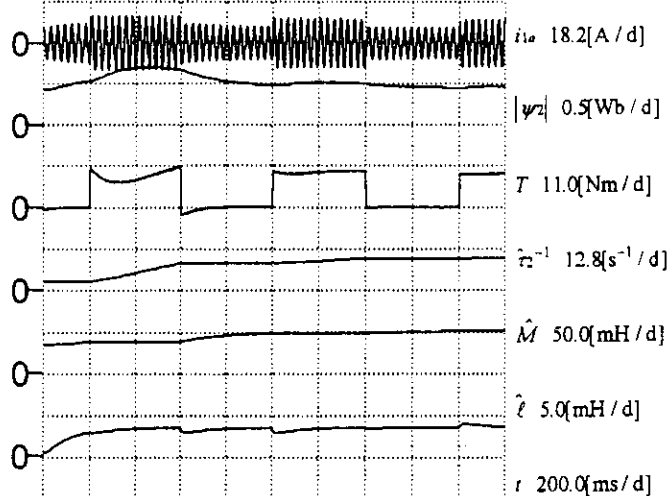
(d) R_1 :192[%]変動, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:30[%]固定



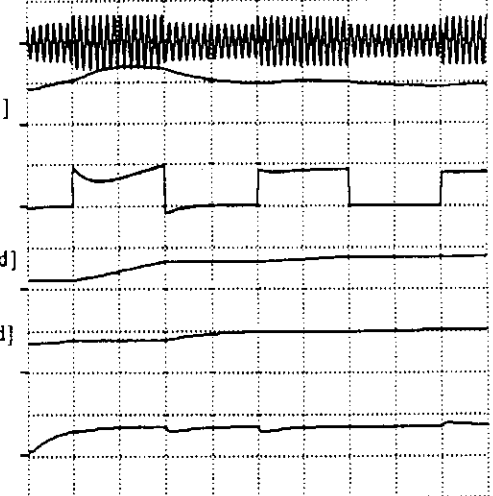
(b) R_1 :ノミナル, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:同定



(e) R_1 :192[%]変動, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:同定



(c) R_1 :ノミナル, \hat{M} :同定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:同定



(f) R_1 :192[%]変動, \hat{M} :同定,
 $\hat{\ell}$:同定, $\hat{\tau}^{-1}$:同定

図7 パラメータ同定特性とトルク制御特性 (シミュレーション結果)

図7(a)~(f)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)~(c)は R_1 がノミナル値の場合、(d)~(f)は R_1 がノミナル値の192[%]に変動した場合である。また、(a)と(d)は M 、 τ^{-1} ともに同定を行わずパラメータミスマッチが存在する場合、(b)と(e)は M にパラメータミスマッチがあるまま τ^{-1} だけを同定した場合、(c)と(f)は M 、 τ^{-1} ともに同定を行った場合である。 ℓ の同定についてはいずれの場合も同時に行われている。なお、各パラメータの初期設定値は $\hat{M} = 0.7M$ 、 $\hat{\ell} = 0.1\ell$ 、 $\hat{\tau}^{-1} = 0.3\tau^{-1}$ とした。

まず、すべての場合について ℓ の同定は約200[ms]でほぼ真値に収束しており、良好な同定特性を示している。他のパラメータがどのような値であっても、特性に大きな差異は見られずロバストな同定が可能であることがわかる。なお、トルクの急変によって僅かな誤差を生ずるが、これはデジタルフィルタの過渡特性に起因したものである。また、(a)~(c)と(d)~(f)を比較してわかるように、提案する手法は R_1 の変動に対して高いロバスト性を有する。これはベクトル制御自身が電流マイナーループによってその変動の影響を受けにくいことと、すべての同定機構が瞬时无効電力に基づいているためである。しかし、(a)と(d)のように M 、 τ^{-1} ともにパラメータミスマッチがある場合は二次磁束鎖交数の振幅やトルクの応答に大きな過渡現象が見られる。ただし、無負荷時は二次電流が流れないため、これらのパラメータミスマッチによる影響はまったく現れない。一方、

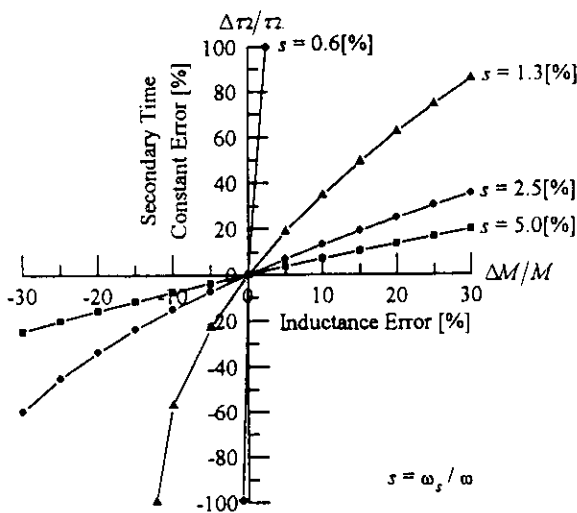


図8 二次時定数の同定誤差特性

(b)と(e)に示したように τ^{-1} だけを同定した場合は、後述のように二次時定数同定機構の収束特性が劣化し、二次磁束鎖交数の振幅やトルクの応答には過渡現象が残留する。これは(10)式において M のミスマッチが存在したままでは τ の一意収束性が保証されないためである。これに対し(c)と(f)では M 、 τ^{-1} ともに同定を行っており、双方の真値収束にともなって二次磁束鎖交数の振幅やトルクの応答は大幅に改善される。

3.2 相互インダクタンスの影響

ここでは相互インダクタンスのミスマッチが二次時定数の同定特性に与える影響を調べる⁽⁹⁾。まず、(10)式で $\hat{M} = M + \Delta M$ 、 $\hat{\tau} = \tau + \Delta \tau$ とにおいて $\omega \neq \omega_m$ の条件で同定が完了した場合($\Delta Q = 0$)について、 ΔM に対する収束誤差 $\Delta \tau$ の関係を導くと次式のようなになる。

$$\Delta \tau = \sqrt{\left(1 + \frac{\Delta M}{M}\right) \tau^2 + \frac{\Delta M}{(\omega - \omega_m)^2 M}} - \tau \quad (21)$$

図8は上式に基づいてプロットしたグラフであり、ここに示したように $\Delta \tau$ は ΔM に対して強い依存性を有する。特に負荷が軽くなるほど相対的に $\Delta \tau$ が増大する。したがって、 $\Delta \tau$ を抑制するためには、本稿で提案するように M も同定して $\hat{M} = M$ とすることが肝要である。

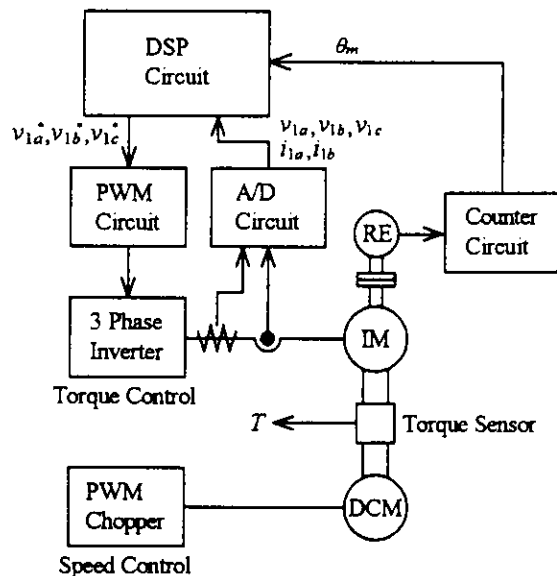


図9 実験システムの構成

4 実験システムと実験結果

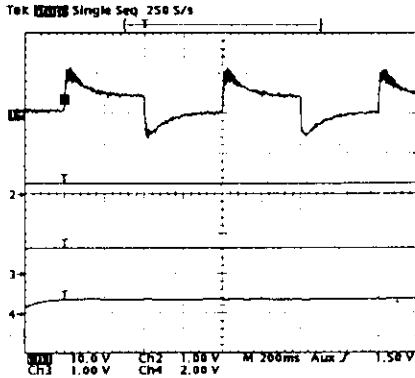
4.1 実験システムの構成

図9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パ・直流電動機系から構成されている。

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、制御演算はDSP (TMS 320C5

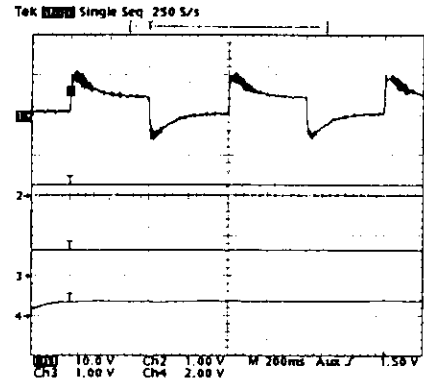
0) を用いて行っている。DSPの制御周期は基本的に103[μ s]であるが、高調波を扱う漏れインダクタンス同定機構については51.5[μ s]毎に処理する。なお、漏れインダクタンスの同定に用いられる高調波とデジタルフィルタの仕様は前述と同様である。また、誘導電動機も前述と同じ仕様のものを用いてトルク制御する。

一方、後者は直流電動機をPWMチョッパで

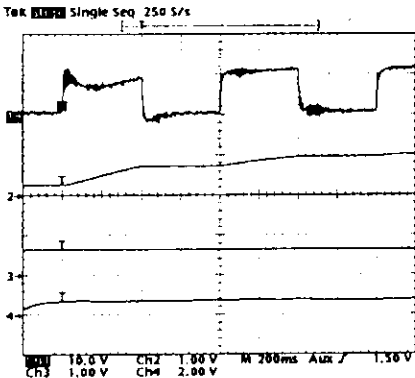


(a) R_l :ノミナル, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:30[%]固定

T 11.0[Nm/d]
 $\hat{\omega}_r^{-1}$ 12.8[s⁻¹/d]
 \hat{M} 50.0[mH/d]
 $\hat{\lambda}$ 6.5[mH/d]
 i 200.0[ms/d]

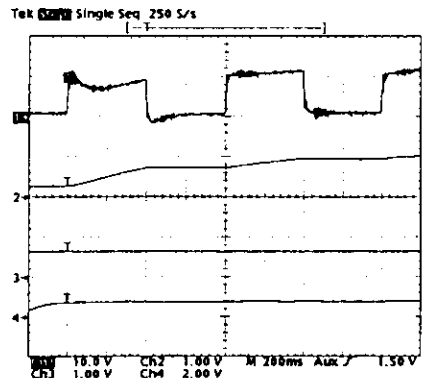


(d) R_l :192[%]変動, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:30[%]固定



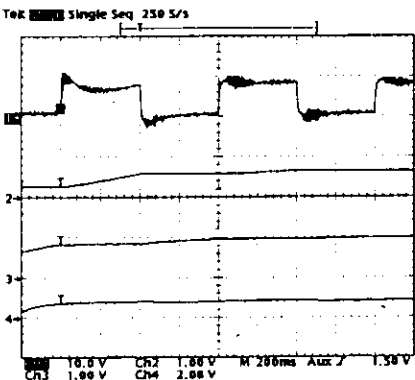
(b) R_l :ノミナル, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:同定

T 11.0[Nm/d]
 $\hat{\omega}_r^{-1}$ 12.8[s⁻¹/d]
 \hat{M} 50.0[mH/d]
 $\hat{\lambda}$ 6.5[mH/d]
 i 200.0[ms/d]

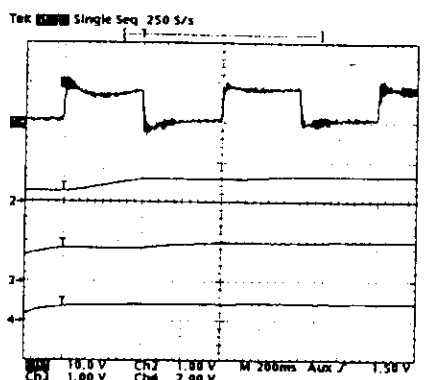


(e) R_l :192[%]変動, \hat{M} :70[%]固定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:同定

T 11.0[Nm/d]
 $\hat{\omega}_r^{-1}$ 12.8[s⁻¹/d]
 \hat{M} 50.0[mH/d]
 $\hat{\lambda}$ 6.5[mH/d]
 i 200.0[ms/d]



(c) R_l :ノミナル, \hat{M} :同定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:同定



(f) R_l :192[%]変動, \hat{M} :同定,
 $\hat{\lambda}$:同定, $\hat{\omega}_r^{-1}$:同定

図10 パラメータ同定特性とトルク制御特性 (実験結果)

速度制御する負荷装置である。PWMチョップは電流マイナーループと速度ループをもっており、これによってシステム全体の速度を一定に保つ。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、実際の出力トルク（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10(a)~(f)に以上のシステムにおける実験結果を示す。実験は前述のシミュレーションと同様の条件で行われ、(a)~(f)の各条件や記載の順序に変更はない。各オシログラムのトレースは上からトルク T 、二次時定数推定値の逆数 τ_2^{-1} 、相互インダクタンス推定値 \hat{M} 、漏れインダクタンス推定値 $\hat{\ell}$ を示している。(d)~(f)の R_1 は $0.5[\Omega]$ の外付け抵抗を一次巻線に直列接続することにより約2倍に変動させている。これらの図より、すべての場合について他のパラメータに関係なく、 ℓ の同定が良好に行われていることがわかる。また、(a)~(c)と(d)~(f)を比較してわかるように、本制御方式のトルク応答は R_1 の影響を受けず、その変動に対してロバスト化されている。しかし、シミュレーションで示したように、 M や τ_2^{-1} にミスマッチがある場合はトルク応答に大きな過渡振動と定常偏差が生ずる。これに対して(c)と(f)のように両者の同定を行った場合は、それらの収束にともなってトルク応答は自律的に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。特に(f)で示されているように R_1 を大幅に変動させても(c)と同様の結果が得られ、 R_1 の影響をまったく受けずに M 、 ℓ 、 τ_2^{-1} の同定が行われている。以上のように本稿で提案する手法によれば、一次抵抗に対するロバスト化だけでなく相互インダクタンス、漏れインダクタンス、二次時定数に対する適応化も実現できることが実験によっても確認された。

5 まとめ

本稿では一次抵抗に対するロバスト性だけでなく相互インダクタンス、漏れインダクタンス、二次時定数に対する適応性も有する誘導電動機の高速トルク制御法について論じた。以下にここで得られた結論を列挙する。

(1) 磁束演算フィードバック形ベクトル制御では相互インダクタンスと二次時定数に対するパラメータ感度が高く、これらを動的に調整して変動を補償しなければならない。

(2) 瞬时无効電力を利用して相互インダクタンスと二次時定数の同定機構を構成することにより、一次抵抗の影響を受けずにそれらのパラメータミスマッチを補償することができる。

(3) 相互インダクタンスと二次時定数の同定機構では電動機パラメータとして漏れインダクタンスを必要とする。この値は高調波瞬时无効電力に基づく漏れインダクタンス同定機構により、他のパラメータの影響を受けることなく推定することができる。

(4) 制御システム全体として、一次抵抗に対するロバスト化を実現すると同時に、相互インダクタンス、漏れインダクタンス、二次時定数に対する適応化を実現した。以上の制御特性についてはデジタルシミュレーションと実験により検証を行い、良好な結果が得られた。

参考文献

- (1) C. Wang, D. W. Novotny, T. A. Lipo: "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field-Oriented Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-24, 151~159(1988)
- (2) A. Gastli, M. Iwasaki, N. Matsui: "An Automated Equivalent Circuit Parameter Measurements of an Induction Motor Using V/F PWM Inverter", *IPEC-Tokyo*, 659~666(1990)
- (3) 山村直紀, 岩崎政彦, 桜井裕孝, 常広 誠: 「定数推定機能を付加した誘導機のPGレスベクトル制御法」*電学論D*, 111, 373~378(平3-5)
- (4) M. Akiyama, K. Kobayashi, I. Miki, M. A. El-Sharkawi: "Auto-Tuning Method for Vector Controlled Induction Motor Drives", *IPEC-Yokohama*, 789~794(1995)
- (5) T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi: "Robust Torque Control of Induction Motor against Variations of Primary and Secondary Resistances", *IPEC-Yokohama*, 1163~1168(1995)
- (6) 野口季彦, 近藤正示, 高橋 勲: 「インダクタンスと二次時定数に対する適応性を有する誘導電動機の高速トルク制御法」*電学産応全大*, 193~196(平7-8)
- (7) 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)
- (8) 宮崎宇立, 野口季彦, 近藤正示, 高橋 勲: 「誘導電動機の漏れインダクタンスオンライン同定法」*電学北陸支部大*, 投稿中(平7-9)
- (9) 野口季彦, 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トルク制御法 — インダクタンスの設定誤差に対する二次時定数同定特性の検討 —」*電学全大*, 4-247(平7-3)

表1 供試電動機の定格値とパラメータ公称値

定格出力	1.5[kW]	ℓ	3.1[mH]
定格トルク	8.63[Nm]	τ_2^{-1}	10.5[s ⁻¹]
R_1	0.542[Ω]	$ \psi_2 $	0.427[Wb]
M	510[mH]	ω_m	104.7[rad/s]

原稿受付日 平成7年9月11日