

一次磁束鎖交数に着目した 誘導電動機の世界センサレス制御法

野口 季彦* 近藤 正示 高橋 勲

(長岡技術科学大学)

New Control of an Induction Motor without a Speed Sensor Based on Primary Flux Linkage

Toshihiko NOGUCHI* Seiji KONDO Isao TAKAHASHI

(Nagaoka University of Technology)

ABSTRACT

This paper describes about a new control strategy of an induction motor which needs no speed sensors. The strategy is not based on conventional field oriented control, and is realized as a very simple configuration by using a minimum order parametric identification mechanism. We shall review the control theory, development of a practical control system based on a DSP and experiments as well. Many excellent characteristics, for example $\pm 4[\%]$ steady state torque deviation and about $\pm 1[\%]$ speed deviation, are confirmed as a result.

1 はじめに

従来より誘導電動機の世界センサレス制御法としてはベクトル制御に立脚する方式が多数提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。これは精密かつ迅速な速度制御を実現するためには高速なトルク応答が不可欠であり、ベクトル制御でなければ誘導電動機の瞬時トルクは制御できないとされてきたからであろう。しかし、ベクトル制御とは異なり一次磁束鎖交数を一定に保ちつつその瞬時すべり角周波数を制御できれば、それにほぼ比例してトルクの過渡応答が高速になる(わずか数[msec]で定格トルクを出力することができる)ことはあまり広く知られていない⁽³⁾。筆者らはこのような知見をもとにベクトル制御に立脚しない新たな速度センサレス制御法を提案した⁽⁴⁾。本論文はこの速度センサレス制御システムの構成と実験による運転特性の検証について報告するものである。

2 制御原理

2.1 制御法の概要

従来、高速なトルク応答はベクトル制御のように二次磁束鎖交数を制御しなければ得られず、一次側の磁束を制御した場合には瞬時的なトルク制御が不可能とされてきた。しかし本制御法では一次磁束鎖交数とトルクを演算・フィードバックして磁束を一定に保ちつつ瞬時すべ

り角周波数を高速に制御することで直流電動機に匹敵する高速なトルク応答を実現する。この方式の利点は直接的な磁束とトルクのフィードバックループで一次磁束制御に起因する過渡現象を抑圧できることである。このとき一次磁束鎖交数やトルクは固定子電圧モデルから一次側の諸量を用いて極めて簡単に演算できるため、トルク制御のパラメータ感度を低く保つことができる。さらにベクトル制御では重負荷時に一次側で磁気飽和がおこるためベクトル制御条件そのものが成立しなくなるが、本制御法では基本的に一次磁束鎖交数を一定に制御するためそのような不具合はおこり得ない。

一方、速度の推定法についても種々の方法が報告されているが、特に同一次元適応システムやオブザーバを利用したものは極めて高精度なパラメータの設定と非常に煩雑な行列演算を余儀なくされると考えられる⁽⁵⁾。これに対し本制御法では先に述べた磁束とトルクの制御系で得られる中間変数を有効利用することによって誘導電動機の数学モデルを最小次元化した適応同定機構を構成する。このとき適応同定機構は静止座標ではなく一次磁束鎖交数と同期して回転する座標上で構成されるため、比較的簡単かつ高精度に速度を推定することができる。

次節以降では本制御法について簡単に制御原理を説明したのち実際のシステム構成とその運転特性について述べる。なお、以下の議論では静止座標を dq 軸、一次磁束鎖交数と同期して回転する座標を $\gamma\delta$ 軸からなるものとする。諸変数については、 $\gamma\delta$ 座標を例にあげて

$v_{1\gamma}$ 、 $v_{1\delta}$: γ 、 δ 軸一次電圧
 $i_{1\gamma}$ 、 $i_{1\delta}$: γ 、 δ 軸一次電流
 $\psi_{1\gamma}$ 、 $\psi_{1\delta}$: γ 、 δ 軸一次磁束鎖交数
 ω_1 : γ 、 δ 座標の角周波数 (一次角周波数)
 などとし、誘導電動機のパラメータについては
 ω_m : 回転子角速度
 R_1 、 R_2 : 一次、二次抵抗
 L_{11} 、 L_{22} : 一次、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
 $L_\sigma = \frac{L_{11}L_{22} - M^2}{L_{11}}$: 漏れインダクタンス換算値
 とする。

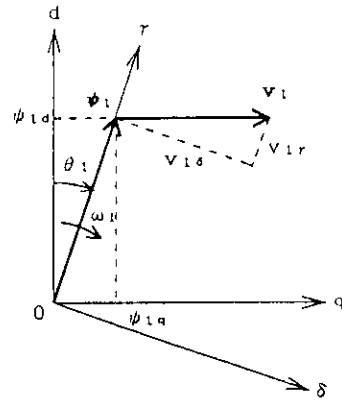


Fig. 1 Relationship between Primary Flux Linkage and Primary Voltage

2. 2 一次磁束鎖交数とトルクの制御法

$\gamma\delta$ 座標における一次磁束鎖交数に着目した誘導電動機の状態方程式は(1)式で表わされる。

$$\begin{bmatrix} p \\ p \\ \psi_{1\gamma} \\ \psi_{1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_1 L_{11} + R_2 L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} & \omega_1 - \omega_m & \frac{R_2}{L_{11} L_{\sigma}} \\ -(\omega_1 - \omega_m) & \frac{R_1 L_{11} + R_2 L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} & -\omega_m \frac{L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} \\ -R_1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & -\omega_1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \omega_m \frac{L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} \\ \frac{L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} \\ \frac{R_2}{L_{11} L_{\sigma}} \\ \omega_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{1\gamma} \\ \psi_{1\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{11}}{L_{11} L_{\sigma}} \\ 1 & \frac{L_{22}}{L_{11} L_{\sigma}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1\gamma} \\ v_{1\delta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

上式で $\omega_1 = \theta$ 、 $\gamma \rightarrow d$ 、 $\delta \rightarrow q$ とすれば dq 座標における状態方程式となる。したがって dq 座標では一次磁束鎖交数は次式のように表わされる。

$$\begin{bmatrix} \psi_{1d} \\ \psi_{1q} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} v_{1d} - R_1 i_{1d} \\ v_{1q} - R_1 i_{1q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

これより一次磁束鎖交数は一次側諸量だけから簡単に非干渉演算できることがわかるが、完全積分を必要とするため演算誤差の累積が問題となる。そこで速度センサレス制御による速度制御の実用的な範囲(1:200程度)を考慮して、実際には遮断周波数を極めて低く設定した一次遅れ要素によって積分動作を近似する。このように固定子電圧モデルのシミュレータから得られた ψ_{1d} 、 ψ_{1q} を用いて一次磁束鎖交数の振幅 $|\psi_1|$ と出力トルク T を次のように求めることができる。

$$|\psi_1| = \sqrt{\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2} \quad (3)$$

$$T = \psi_{1d} i_{1q} - \psi_{1q} i_{1d} \quad (4)$$

前述の(2)式より一次磁束鎖交数ベクトル ψ_1 は、ほぼ誘導電動機に印加される一次電圧ベクトル v_1 の方向へ回転すると考えられる。この v_1 をFig. 1のように $\gamma\delta$ 座標上で各成分に分解し、 $v_{1\gamma}$ を一次磁束鎖交数の振幅 $|\psi_1|$ に関

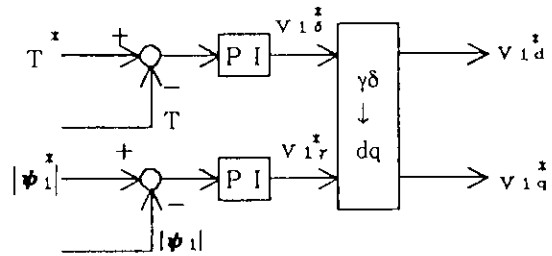


Fig. 2 Primary Flux Linkage and Output Torque Control

する操作量、 $v_{1\delta}$ を一次角周波数 ω_1 に関する操作量としてフィードバック制御を行う。 ω_1 の制御によりすべり角周波数 ω_m を任意に変化させることができるため、瞬時的な ω_m に応じて出力トルクの瞬時値を制御することが可能となる。Fig. 2は磁束とトルクの制御系の構成を示したもので、一次磁束鎖交数の振幅と出力トルクについてそれぞれ指令値との誤差を比例積分要素へ入力することにより一次電圧指令値 $v_{1\gamma}^*$ 、 $v_{1\delta}^*$ を生成する。これらは回転座標上の指令値であるから(5)式にしたがって静止座標へ変換し、さらに相数変換を行ったのちにパルス幅変調を施す。

$$\begin{bmatrix} v_{1d}^* \\ v_{1q}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\psi_1|} \begin{bmatrix} \psi_{1d} & -\psi_{1q} \\ \psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1\gamma}^* \\ v_{1\delta}^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

2. 3 速度の推定法

Fig. 1に示したように γ 軸と一次磁束鎖交数ベクトルの方向を一致させると

$$\begin{bmatrix} \psi_{1\gamma} \\ \psi_{1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |\psi_1| \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

と置くことができる。ここで磁束一定制御を仮定して $|\psi| = \text{const.}$ とする。またすべり角周波数について

$$\omega_s = \omega_r - \omega_m \quad (7)$$

であることを考慮して(1)式を簡単化すると次のようになる。

$$P \begin{bmatrix} i_{1r} \\ i_{1s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_{\sigma}} & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{R_1}{L_{\sigma}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ i_{1s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_1}{L_{11}L_{\sigma}} \\ \frac{R_1}{L_{11}L_{\sigma}} \end{bmatrix} |\psi| \quad (8)$$

これより i_{1s} は ω_s の関数として直線的に変化するため ω_s を可調節パラメータとしたすべり角周波数同定機構が考えられる。この場合プロセスとして実際の誘導電動機を考えた数学モデルとしては(8)式の各状態変数を推定値におきかえたものを想定する。Fig. 3はこのすべり角周波数同定機構を並列形モデル規範適応システムに基づいて構成したもので、同定アルゴリズムにはもっとも一般的な比例積分要素を採用している。このように本方式ではプロセス側で(9)式のような電流の回転座標変換が必要となるが、実際には磁束とトルクの制御で用いる(3)、(4)式を利用してそれにかえる。

$$\begin{bmatrix} i_{1r} \\ i_{1s} \end{bmatrix} = \frac{1}{|\psi|} \begin{bmatrix} \psi_{1d} & \psi_{1q} \\ -\psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (9)$$

すべり角周波数の推定値 $\hat{\omega}_s$ が得られれば(7)式に基づいて回転子角速度の推定値 $\hat{\omega}_m$ を求めることができる。このとき一次角周波数 ω_1 が必要となるが、これは(1)式の第4行について次のシミュレータを構成することによって簡単に演算することができる。

$$\omega_1 = \frac{v_{1s} - R_1 i_{1s}}{|\psi|} \quad (10)$$

3 制御システムの構成と運転特性

Fig. 4は以上の制御法に基づき構成した速度センサレス制御系である。前述のように一次磁束鎖交数と出力トルクは直接的にフィードバック制御されており、これらの制御部と $\gamma\delta$ 座標上の速度推定部は分離されている。

次に実際の制御システムの構成をFig. 5に示す。電力変換器は電圧形インバータで主スイッチング素子としてIGBTを使用している。インバータの出力には電流センサとしてホールCTと電圧センサとしてアイソレーションアンプが設けられている。一方、制御回路は三角波PWM回路部も含めて完全なデジタル化が図られており、Fig. 4に示した制御系はDSP(TMS320C25)を用いてすべてソフトウェア化されている。Fig. 6はDSPにおけるプログラムのフローを示したもので制御周期は103[μsec]としてある。磁束とトルク制御については毎周期実行するのに対して、速度推定値は毎

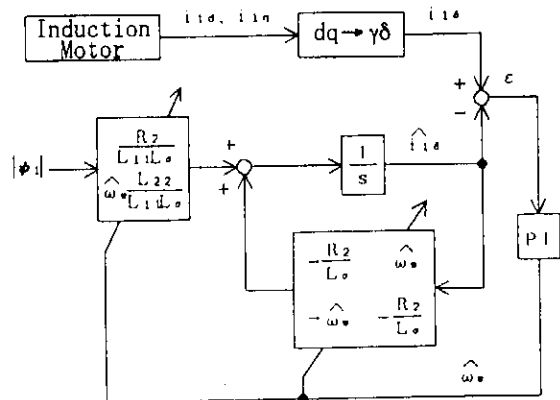


Fig. 3 Slip Angular Frequency Identifier

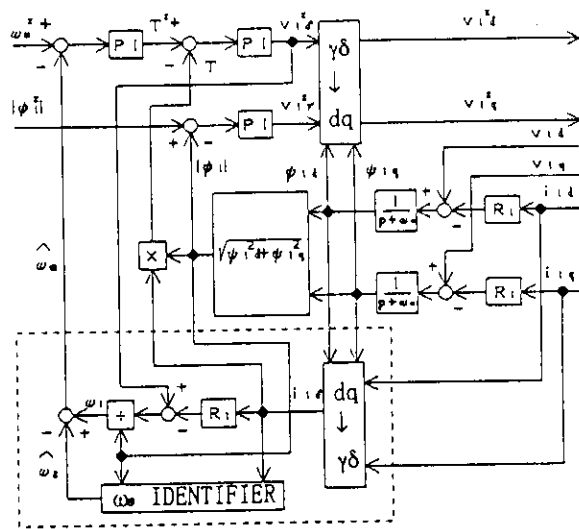


Fig. 4 Block Diagram of Control System

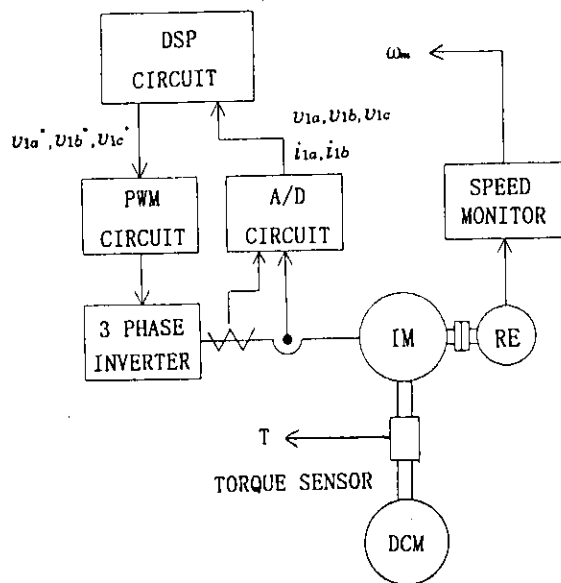


Fig. 5 Configuration of Practical Control System

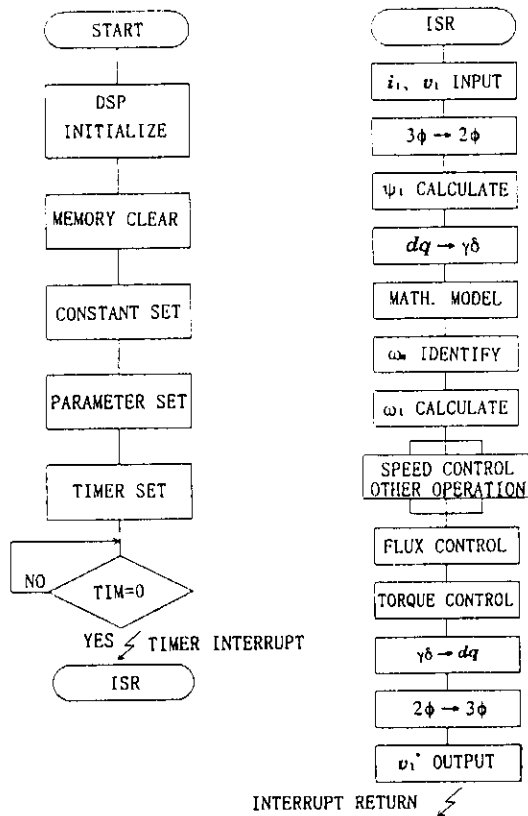


Fig. 6 Flow Chart of Control Program

SQUIRREL CAGE TYPE INDUCTION MOTOR			
PHASE	3	$R_s[\Omega]$	0.542
POLE NO.	4	$R_r[\Omega]$	0.560
$V_{100}[\%][V]$	180	$L_m[mH]$	60.3
$P_{100}[\%][kW]$	1.5	$L_s[mH]$	60.3
$T_{100}[\%][Nm]$	8.62	$M[mH]$	58.5

Fig. 7 Table of Experimental System

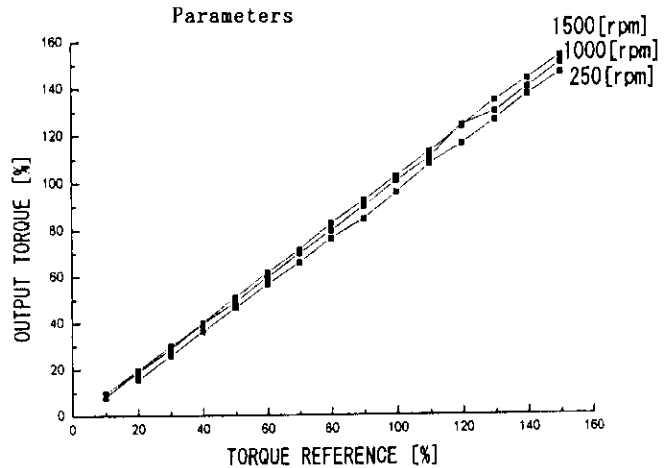


Fig. 8 Characteristics of Torque Control in Steady State

PRIMARY CURRENT
 i_{1a} 18.2[A/div]
DETECTED TORQUE
 T 13.0[Nm/div]
TORQUE REFERENCE
 T^* 12.8[Nm/div]
ESTIMATED TORQUE
 \hat{T} 12.8[Nm/div]
TIME
 t 50[m sec/div]

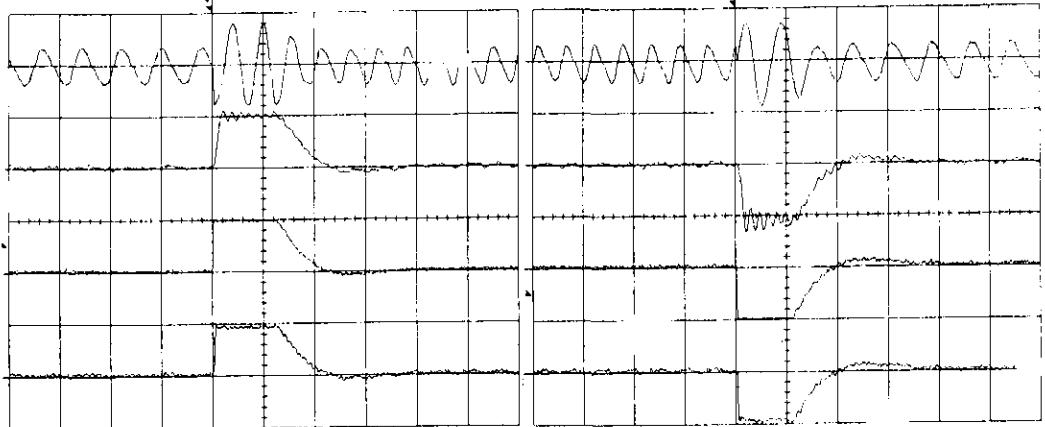


Fig. 9 Characteristics of Torque Control in Transient State

周期演算したものを8周期分アベレーシングして速度制御に用いている。以上の制御システムを用いて種々の運転特性を検証した。供試機はFig. 7に示したパラメータを有する三相かご形誘導電動機で、負荷には直流機を使用した。両者は歪みゲージ形のトルクセンサを介して連結されており、それによって軸トルクを測定することができる。まず、Fig. 8はトルク制御の定常特性を示した結果である。これは250[rpm]から1500[rpm]にわたってトルク指令値に対する誘導電動機の出カトルクを測定したもので、非常に直線性の良いトルク制御が行われていることがわかる。定格トルクにおいては±4[%]

程度の誤差で良好な制御特性が得られた。次にトルク制御の過渡特性をFig. 9に示す。トルクリミットを150[%]としてトルク指令値がステップ的に入力されたときの応答である。図では上から一次電流、トルク(軸トルク)検出値、トルク指令値、トルク演算値を示しており、いずれもよく一致していることがわかる。トルク演算値は3[m sec]で指令値に追従し、大きなオーバーシュートはまったく見られない。一方、トルク検出値では若干の振動が見られるものの8[m sec]で150[%]トルクに達している。このように本論文で提案する制御法によれば高精度で高速なトルク制御を実現することができる。

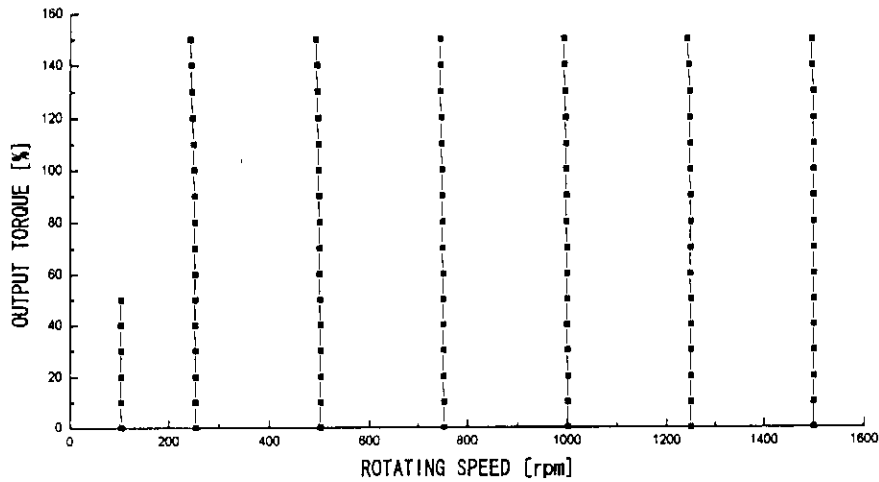


Fig. 10 Characteristics of Speed Control in Steady State

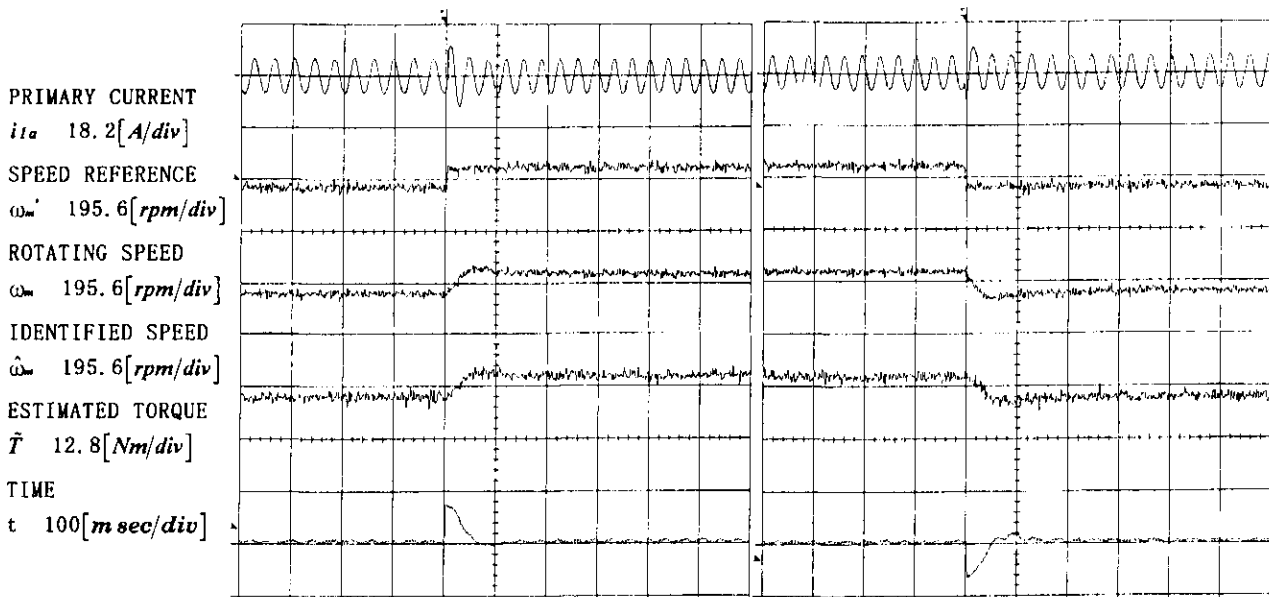


Fig. 11 Characteristics of Speed Control in Transient State (Step Response)

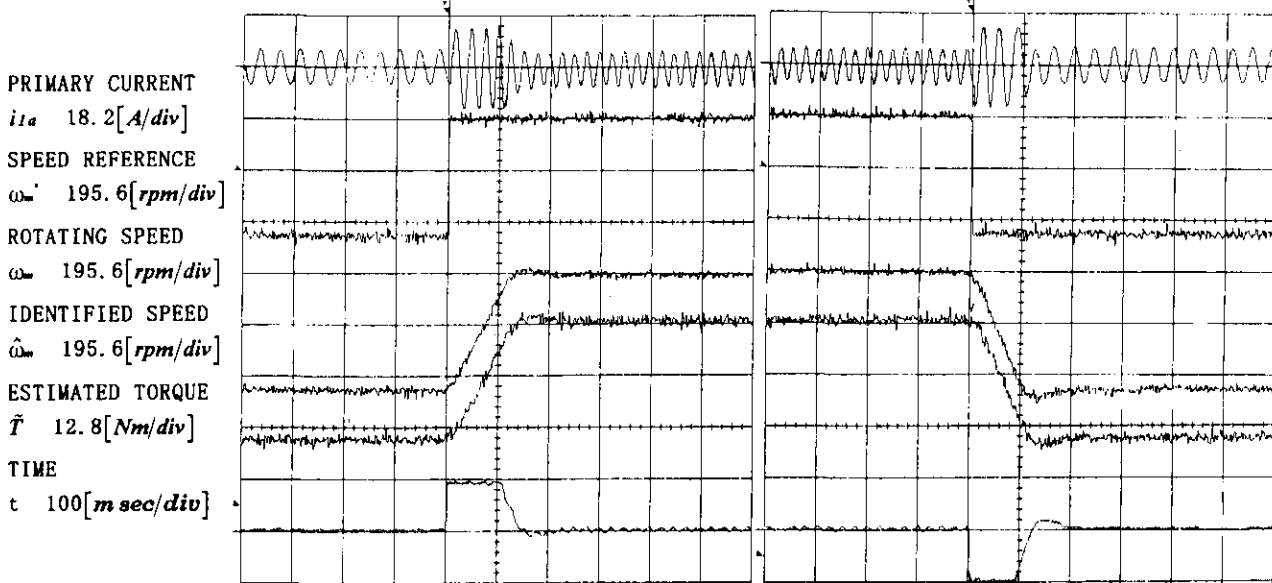


Fig. 12 Characteristics of Speed Control in Transient State (Torque Reference is saturated)

次に速度センサレス制御の運転特性について述べる。まず、Fig. 10は速度制御特性を示したもので、100[rpm]から1500[rpm]にわたって速度変動を測定したものである。図をみてもわかるように、軽負荷から重負荷にいたるまで各速度における速度変動率は ± 1 [%]未満と非常に小さい。なお、速度指令値が100[rpm]の場合は適当な負荷がなかったため50 [%]トルクで実験を打ち切った。一方、速度センサレス制御の過渡特性を示したものがFig. 11とFig. 12で、いずれの図も上から一次電流、速度指令値、実速度、速度推定値、トルク演算値の波形を示している。Fig. 11は出力トルクが飽和しないように小振幅の速度ステップ指令値(76[rpm])を入力した場合で、これより応答時間は50[msec]となっていることがわかる。また、速度推定値が実際の速度とよく一致していることもわかる。Fig. 12は速度指令値として458[rpm]のステップ入力を加えて急加減速運転を行った場合で、実際の速度と速度推定値の間で大きな差異はほとんど認められない。以上のように速度センサレス制御についても非常に良好な結果が得られた。なお、いずれの実験結果もFig. 7のパラメータを用いて制御を行ったものであり、連続的に1回だけ実験を実施して(速度の高いほうから低いほうへ、負荷の高いほうから低いほうへ)得られたデータであることを申し添えておく。

4 まとめ

本論文では一次磁束鎖交数に着目した誘導電動機の速度センサレス制御法について、制御原理を述べるとともに制御システムの構成とその運転特性についても言及した。その結果、トルク制御については定格トルクで ± 4 [%]の制御精度と、150 [%]トルクに対して8[msec]の高速な応答が得られることを実証した。また速度センサレス制御については ± 1 [%]程度の速度変動率と、50[msec]の応答を実現できることも示した。

今後はパラメータ感度について検討を加え、さらなる運転特性の向上を図っていく所存である。

参考文献

- (1) 奥山、藤本、松井、久保田：「誘導電動機の速度・電圧センサレスベクトル制御法」、電気学会論文誌、D-107、2、191 (昭62-2)
- (2) 大谷、渡辺、高崎、高田：「ベクトル制御による誘導電動機の速度センサレスドライブ」、電気学会論

文誌、D-107、2、199 (昭62-2)

- (3) 高橋、野口：「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」、電気学会論文誌、B-106、1、9 (昭61-1)

- (4) 野口、高橋：「パラメータ同定機構による誘導電動機の速度センサレス制御法」、電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、442 (平4-8)

- (5) 久保田、尾崎、松瀬、中野：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機の速度センサレス直接形ベクトル制御」、電気学会論文誌、D-111、11、954 (平3-11)