二次磁束制御方式誘導電動機の 速度センサレスベクトル制御法

正員 Adel Gastli (名古屋工大)

正員 岩崎 誠 (名古屋工大)

正員 松井 信行 (名古屋工大)

Speed Sensor-Less Vector Control of Secondary Flux Controlled Induction Motor

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

The vector controlled induction motor has been widely used for variable speed drive systems and its application fields are expanding. In these application fields, drive systems without various sensors are expected to be realized from a simplicity and reliability standpoint.

The paper presents a new type of sensor-less vector controlled Induction Motor (IM), that is, the secondary flux controlled IM without a speed and a voltage sensors. Since the original secondary flux control does not have a direct current loop which is commonly used in the conventional vector control, the proposed sensor-less algorithm is based on the current control error caused by an estimation error of speed. The proposed system only requires a current detector, and whole control processing including the vector control and the speed estimation is performed by a software using DSP-TM S 32010 within 99 μ s. The experimental result showed the steady state speed control range of 1:30 under rated load and of 1:100 under no load conditions, respectively. Moreover, an adaptive operation to the unknown mechanical parameter using a learning process was introduced and, as a result, the specified speed transient characteristics were realized.

キーワード：センサレスベクトル制御，誘導機の二次磁束制御，負荷イナーシャ同定，学習，DSP，ソフトウェア制御

1. ま え が き

誘導機の応用領域が広がるなかで，コントローラのコスト，信頼性，耐環境性などの観点から，各種検出器をもたない制御系の実現が望まれている。特に，ベクトル制御に不可欠な速度検出器に対しては，速度センサレス制御システムとして数多くの研究が行われ^{(1)~(6)}，一部は実用化の域に達している。これらの方法は，大きく二つに分類される⁽⁷⁾。一つは，従来の滑り周波数形ベクトル制御法を改良したもので^{(1)~(3)}，誘導機二次磁束の推定値を用いてトルク軸

成分の情報を演算し，その値から滑り周波数を推定して間接的に速度推定を行うものである。もう一つは，適応同定器の考え方を応用し^{(4)~(6)}，二次磁束と一次電流から電動機速度を直接同定するものである。各方式に関しては，それぞれの長所，短所および制御精度が比較検討されている⁽⁷⁾。これらの方式に共通の問題として，

- (1) 広範囲の運転周波数における正確な二次磁束推定の実現
- (2) 高精度な電圧検出・電圧積分演算の必要性
- (3) 電動機定数初期設定誤差・温度変動に対する

速度推定精度の低下

が挙げられ、各方式で対処法が工夫されている。

本論文では、著者らが先に提案した、誘導機二次磁束を直接制御するベクトル制御⁽⁸⁾に基づく速度センサレス制御システムを提案する。先に示した二次磁束制御法は、二次磁束推定に電圧方程式二次側に基づく電流モデル⁽⁹⁾を用い、その推定値から最適な電動機印加電圧を直接求めるため、通常のベクトル制御と異なり直接的な電流ループをもたない。その結果、電流モデルで必要となる速度情報の誤差は電流制御誤差として現れる。本センサレス制御法は、これをフィードバックして速度推定を行う。また、本法は上述(2)のような電圧に関する諸問題はなく、電流検出器の情報のみで、直接速度推定を行うことができる特長を有する。

ベクトル制御を含む速度センサレス制御処理はDSP-TM S 32010のソフトウェアにより99 μ s以内で実行可能である。本アルゴリズムの妥当性は、2.2 kWの供試誘導機によって1:100(無負荷)、1:30(定格負荷)の速度制御範囲内で検証され、速度推定精度低下を引き起こす二次抵抗変動についても理論的考察を加えている。更に、動特性を改善するため、電動機と機械系を含めた未知のイナーシャに対する学習アルゴリズムを付加し、52 rad/sの速度過渡応答と、良好な始動・四象限特性が実現できている。

2. 二次磁束制御方式ベクトル制御アルゴリズム⁽⁸⁾

固定子に固定された α - β 座標系の α 軸を実軸、 β 軸を虚軸と考えれば、2極のかご形誘導機の電圧方程式および発生トルク τ_e は、一次電圧 v_1 、一次電流 i_1 、二次磁束 ϕ_2 の各ベクトルを用いて次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_\sigma P & \frac{M}{L_2} P \\ -\frac{M}{L_2} R_2 & \frac{R_2}{L_2} + P - j\omega_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\tau_e = \frac{M}{L_2} |i_1 \times \phi_2| \quad (": \times": \text{外積}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 P :微分演算子、 ω_m :回転子角速度、 R_1, R_2 :一次、二次抵抗、 L_1, L_2 :一次、二次自己インダクタンス、 M :励磁インダクタンス、 $L_\sigma = (L_1 L_2 - M^2)/L_2$

いま、ベクトル制御の考え方にならって、 ϕ_2 が大きき ϕ_2^* 一定で電源(角周波数 ω_1)に同期して

$$\phi_2 = \phi_2^* = \phi_2^* \exp(j\omega_1 t) \quad \dots\dots\dots (3)$$

と制御された場合、 τ_e は次式のとおりの瞬時滑り角周波数 ω_s に対して線形に制御される。

$$\tau_e = \frac{\phi_2^{*2}}{R_2} \omega_s \quad (\omega_s = \omega_1 - \omega_m) \quad \dots\dots\dots (4)$$

すなわち、いかなる運転状態においても(3)式の二次磁束に対する条件を満足するようインバータ出力電圧を制御すれば、瞬時トルクの線形制御が可能である。(3)式の二次磁束制御条件を満たすためには、サンプル周期 T_s 中の出力電圧積分指令値 $\Delta\lambda^*$ を

$$\begin{aligned} \Delta\lambda^* &= \int_t^{t+T_s} v_1^* dt \\ &= \int_t^{t+T_s} \{ (R_1 + L_\sigma P) i_1^* + \frac{M}{L_2} P \phi_2^* \} dt \\ &\dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

と求め、これに対応するインバータ電圧ベクトルを選択する。(5)式中の電流指令 i_1^* は、磁束指令値 ϕ_2^* およびトルク指令値 τ_e^* を用いて次式で与えられる。

$$i_1^* = \frac{1}{M} (1 + j \frac{L_2 \tau_e^*}{\phi_2^{*2}}) \phi_2^* \quad \dots\dots\dots (6)$$

プロセッサによる(5)式の積分演算は、時刻 $(t+T_s)$ における指令値と時刻 t の実際値を用いた台形積分によって実行される。従って、一次電流 i_1 および二次磁束 ϕ_2 の実際値が必要となるが、 ϕ_2 は一般に直接検出できないため、回転子に同期して回転する α_m - β_m 座標系上で機械角度 θ_m と一次電流 i_1 を用いて次式の関係によって推定する。

$$i_{1m} = \exp(-j\theta_m) i_1, \quad \phi_{2m} = \exp(-j\theta_m) \phi_2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\left(\frac{R_2}{L_2} + P \right) \phi_{2m} = \frac{M}{L_2} R_2 i_{1m} \quad \dots\dots\dots (8)$$

(8)式によれば、インバータ直流電圧変動や積分誤差

図1 磁束ベクトルとベクトル選択領域
Fig.1. Flux vectors and their selection regions.

の影響を受けずに、広い周波数範囲で磁束推定演算を行うことが可能である⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

以上の制御演算により、サンプル周期 T_s 間に出力すべき電圧積分指令値 $\Delta\lambda^*$ が得られる。電力変換器として三相電圧形 PWM インバータを用いた場合、 T_s 間同じスイッチングパターンによる磁束ベクトルを出力すれば、図 1 に示す 6 種類の実ベクトル ($|\Delta\lambda| = \sqrt{2/3} V_{dc} T_s$, V_{dc} : インバータ直流電圧) と 2 本の零ベクトルの 7 種類を出力可能である。ベクトル制御演算によって計算された $\Delta\lambda^*$ が図 1 のどの領域に属するかにより、半径 $|\Delta\lambda|$ の円外 [1]~[6] の領域の場合は各領域に属する実ベクトルを T_s 間出力する。また、円内 [7] の領域の場合には、[7] 内の各領域に属する実ベクトルを $|\Delta\lambda^*|$ に対応した時間だけ出力し、残りの時間は零ベクトルを出力する⁽¹⁰⁾。

3. 速度センサレス制御アルゴリズム⁽¹¹⁾

〈3・1〉 速度推定原理 上述の二次磁束制御アルゴリズムにおいて、速度センサを用いないで速度情報に誤差が生じた場合、他の制御変数にどのような影響が生ずるかを考えよう。

電源周波数はコントローラ内の値と実際値が常に一致しているので、速度推定に誤差が生じた場合には滑り周波数に制御誤差が生ずる。以下、コントローラ内の値に C を、実際値に R を添えれば、(7), (8) 式および(1)式二次側より二次磁束推定値 ϕ_{2c} と実際値 ϕ_{2R} との間には次式の関係が成り立つ。

$$\left(\frac{R_2}{L_2} + P - j\omega_{mc}\right)\phi_{2c} = \left(\frac{R_2}{L_2} + P - j\omega_{mR}\right)\phi_{2R} \quad \dots\dots\dots (9)$$

すなわち、推定誤差を含む機械角度 θ_{mc} を用いて座標変換(7)式を行った結果得られる ϕ_{2c} は、 ϕ_{2R} と(9)式に対応した誤差をもつ。

以上の滑り周波数制御誤差および速度推定誤差を含む諸量によって計算される、出力電圧積分指令値 $\Delta\lambda^*$ には、制御・推定誤差に対応した誤差が生ずる。その結果、誘導機印加電圧に誤差が生じて i_1 および ϕ_2 に影響が現れるが、それらの時定数の差から、 ϕ_2 よりも先に i_1 にその影響が現れると考えてよい⁽⁸⁾。図 2 はそれを示した実験例であり、定常状態で機械角検出値 θ_m に 1 ms 間だけ 30° の角度雑音を挿入した場合の ϕ_{2c} (図中 ϕ_{2a}) および i_{1R} (同 i_{1U}) を示したものである。図からわかるように、 i_{1R} は雑音の影響を受けているが、 ϕ_{2c} はほとんど変化していない。このことから、 ϕ_2 に速度推定誤差の影響が生ずる前に i_1

図 2 機械角誤差に対する電流および二次磁束
Fig. 2. Current and flux responses to impulsive angular noise.

図 3 定常時のベクトル関係図
Fig. 3. Vector diagram in steady state.

の制御誤差をコントローラ内速度推定値 ω_{mc} にフィードバックすれば、速度センサレス制御系が実現できることがわかる。従来のベクトル制御と異なり二次磁束制御法は直接電流制御ループをもたないので、電流制御誤差を用いたセンサレス制御系を構成できることに留意されたい。

さて、速度推定値に誤差が生じ、 ϕ_{2R} にその影響が現れる前の ϕ_2 と i_1 の関係に着目すれば、 ω_{sc} によって作られるコントローラ内電流指令値 i_1^* および ϕ_{2R} , i_{1R} の各ベクトルの関係は図 3 のようになり、それぞれの位相差 φ_c, φ_R は(1)式二次側より次式で表せる。

$$\varphi_c = \tan^{-1}\left(\frac{L_2}{R_2}\omega_{sc}\right), \quad \varphi_R = \tan^{-1}\left(\frac{L_2}{R_2}\omega_{sR}\right) \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 φ_c と φ_R の偏差を図のように $\Delta\varphi = \varphi_R - \varphi_c$ と定義すれば、次式の関係が導かれ、 $\Delta\varphi$ の符号によって ω_{mc} と ω_{mR} の大小関係が決定できる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi > 0 &\rightarrow \omega_{sc} < \omega_{sR}, \omega_{mc} > \omega_{mR} \\ \Delta\varphi < 0 &\rightarrow \omega_{sc} > \omega_{sR}, \omega_{mc} < \omega_{mR} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

しかし、 $\Delta\varphi$ は直接演算できないので、 $\sin \Delta\varphi$ を

$$\sin \Delta \varphi = \sin \{ (\theta_1 + \varphi_R) - (\theta_1 + \varphi_C) \}$$

$$= \frac{\dot{i}_{1\beta R} \dot{i}_{1\alpha}^* - \dot{i}_{1\alpha R} \dot{i}_{1\beta}^*}{|\dot{i}_1| \cdot |\dot{i}_1^*|} \dots \dots \dots (12)$$

と各電流の α, β 成分によって求める。ここで、 α, β 成分は機械角度、電気角度と無関係であることに留意されたい。図4は、図2と同様に機械角雑音を挿入した場合に(12)式で与えられる $\sin \Delta \varphi$ を示したものである。 $\omega_{mC} > \omega_{mR}$ の誤差に対して $\sin \Delta \varphi > 0$ の値が得られており、図3および(12)式の関係が裏付けられている。従って、(11)式の関係を基に、次式によって速度推定を行うことができる。

$$\omega_{mC} = \hat{\omega}_m = \int (-K_{IC} \sin \Delta \varphi) dt \dots \dots \dots (13)$$

ただし、 $K_{IC} > 0$: 速度推定補正積分ゲイン

図4 機械角誤差に対する電流および $\sin \Delta \varphi$
Fig. 4. Current and $\sin \Delta \varphi$ responses to impulsive angular noise.

以上の速度推定アルゴリズムは、電流情報のみで実現可能であり、電流検出器以外の付加的な検出器はいっさい不要である。

〈3・2〉 速度推定と電源周波数の作製 前節の推定法を基に、実際のサンプル値系での電源周波数を次式によって作製する。

$$\omega_1(n-1) = \hat{\omega}_m(n-1) + \omega_s^*(N-1) \dots \dots \dots (14)$$

$$\hat{\omega}_m(n-1) = \hat{\omega}_m(n-2) - K_{IC} \sin \Delta \varphi(n-1) \dots \dots \dots (15)$$

$$\omega_s^*(N-1) = G_s \{ \omega_m^*(N-1) - \hat{\omega}_m(N-1) \} \dots \dots \dots (16)$$

ただし、 n : トルク制御サンプル点、 N : 速度制御サンプル点、 G_s : 速度偏差に対するPI演算

以上の速度センサレスアルゴリズムを構成図として描けば図5が得られる。

さて、(15)式によって速度推定を行う場合、補正ゲイン K_{IC} を大きく選ぶと推定値が不安定となる。逆に、 K_{IC} を小さく選べば、速度指令が大幅に変化する過渡状態などには、速度推定に十分な応答を得ることができない。そこで、速度指令変更時にはトルク制御サンプル周期中の速度変化分 $\Delta \Omega_m$ を用いた次式によるフィードフォワード補償を行う。

$$\hat{\omega}_m(n-1) = \hat{\omega}_m(n-2) + \frac{\tau_e^*}{T_{lim}} \Delta \Omega_m + K_{IC} \sin \Delta \varphi(n-1) \dots \dots \dots (17)$$

図5 速度センサレス制御構成図
Fig. 5. Block diagram of speed sensor-less control.

ただし、 $K'_c > 0$ ：速度過渡時の速度推定補

正積分ゲイン、 T_{lim} ：制限トルク値

ここで、 $\Delta\Omega_m$ の与え方および過渡期間中の $\sin \Delta\varphi$ による速度推定法を以下のように考える。すなわち、 $\Delta\Omega_m$ は加速トルク τ_e と負荷を含めたイナーシャ J が既知であれば、理論値 $\Delta\Omega_{m0}(=\tau_e/J \cdot T_s)$ に対応する。しかし、その値を用いても速度推定補正を行わなければ、ひとたび $\hat{\omega}_m \neq \omega_{mr}$ となった場合に、もはや真値には収束せず持続的な軸ずれ（以下、脱調と呼ぶ）の原因となる。(17)式では、強制的に機械角度を進めることになるので、各ベクトルの関係は図6のようになり、 $\sin \Delta\varphi$ による補正の符号は(17)式のように決められる。また、過渡時の速度制御演算は、(16)式の G_s (PI演算)の代わりに、P演算による G'_s (図5参照)を用いる。

一方、 $\Delta\Omega_m$ については前述のように理論値 $\Delta\Omega_{m0}$ が存在するが、イナーシャの値や負荷トルクの状態は制御系設計段階ではわからない場合が多く、また実際の値と大きく異なる $\Delta\Omega_m$ を与えると、過大な滑りや脱調の原因となる。この場合、 $\Delta\Omega_m$ が理論値よりも大きいときには ω_{sc} よりも大きな滑り ω_{sr} が生ずることになり、(11)式からわかるように $\sin \Delta\varphi > 0$ となる。逆の場合も同様に考えることにより、 $\Delta\Omega_m$ に次式の補正を施す。

$$\Delta\Omega_m(n) = \Delta\Omega_m(n-1) - k_c \sin \Delta\varphi(n-1) \quad \dots\dots\dots (18)$$

ただし、 $k_c > 0$ ： $\Delta\Omega_m$ 学習ゲイン

上式により、システム設置時などに数回の小振幅速度過渡運転による学習を行えば、速度変化分のフィードフォワード量 $\Delta\Omega_m$ をオートチューニングすることができる。

以上の過渡状態に対する速度推定アルゴリズムは、

図5の破線部(a)、(b)で示される。速度指令変更時にはスイッチ S_{sp} を切り換えて過渡状態での速度推定および速度制御処理を行い、 $\Delta\Omega_m$ の学習の際には S_L をONにして学習を行う。

4. 二次抵抗変動に対する速度制御誤差の理論的考察

よく知られているように、一般にセンサレス制御法は二次磁束推定や速度推定に電動機定数を用いるため、定数の初期設定誤差や温度変動によって推定精度は低下する⁽⁷⁾。本方式では、特に二次抵抗変化による速度推定誤差が問題となる。すなわち、文献(8)でも述べたように、(1)式二次側で表される電流モデル式中の二次抵抗 R_2 の変化が二次磁束推定誤差を生じさせ、その結果滑り周波数が変化するので、速度推定誤差が生ずる。ここでは、 R_2 変動に対する速度推定誤差を理論的に考察する。ただし、以下では系を定常状態として扱い、変数への添字 C, R は第3章に準ずる。

いま、二次抵抗実際値 R_{2R} が αR_{2C} (α ：二次抵抗変動係数)に変動し、その結果二次磁束振幅 Φ_{2R} も $\beta \Phi_{2C}$ (β ：二次磁束振幅変動係数)に変化したとすれば、(1)式二次側と(2)式より実際の電動機発生トルク τ_{eR} は、

$$\tau_{eR} = \frac{\Phi_{2R}^2}{R_{2R}} \omega_{sR} = \frac{\beta^2}{\alpha} \frac{\Phi_{2C}^2}{R_{2C}} \omega_{sR} \quad \dots\dots\dots (19)$$

と記せる。ここで、 Φ_{2R} は α と滑り周波数によって変化することに留意されたい⁽⁸⁾。従って、(4)式と(19)式より、実滑り角周波数に対するトルク定数はコントローラのその β^2/α 倍となるので、 ω_{sR} と ω_{sc} の間には、次式の関係が成立する。

$$\omega_{sR} = \frac{\alpha}{\beta^2} \omega_{sc} \quad \dots\dots\dots (20)$$

その結果、速度推定誤差 $\Delta\hat{\omega}_{me}$ は(21)式で与えられる

図6 過渡時のベクトル関係図
Fig. 6. Vector diagram in transient state.

図7 二次抵抗変動に対する二次磁束振幅・速度制御誤差特性

Fig. 7. Secondary flux and speed estimation error versus variation of rotor resistance.

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_{sc} + \bar{\omega}_m = \omega_{sr} + \omega_{mr} \\ \omega_{mr} &= \left(1 - \frac{\alpha}{\beta^2}\right) \omega_{sc} + \bar{\omega}_m \\ \therefore \Delta \bar{\omega}_{me} &= \left(1 - \frac{\alpha}{\beta^2}\right) \omega_{sc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

図7は、定格トルク（定格滑り）時の二次抵抗変動係数 α に対する二次磁束振幅⁽⁶⁾、速度推定誤差特性を示したものである。ただし、速度推定誤差は定格速度（60 Hz）で基準化した値を表示している。図より、定格トルク時において $\pm 20\%$ の二次抵抗変動によって $\pm 0.8\%$ （15 rpmに相当）程度の推定誤差が生ずることがわかる。

5. 制御システム構成⁽¹¹⁾

供試電動機システムは、図5に併記されているように、表1の諸元の2.2 kW かご形誘導機と直流発電機負荷によって構成されている。低速時にも安定な負荷が得られるように、直流発電機はサイリスタレオナード方式の回生電流制御装置を有している。誘導機と負荷発電機の間にはトルク検出器を挿入し、発生トルクを計測する。PWMパルス幅が小さくなる低速領域では、インバータのデッドタイムが電流波形ひずみの原因となり、その結果 $\sin \Delta\varphi$ にその影響が現れて速度推定の安定性が損なわれる。そこで、電圧積分指令値 $\Delta\lambda^*$ にソフトウェア的にデッドタイム補償を施すことによって、低速運転特性の改善を行い⁽¹²⁾、速度制御範囲の拡大を図っている。

図5の構成図で示される速度センサレス制御処理は、1個のDSP-TMS 32010のソフトウェアによりすべて処理される。二次磁束制御および速度推定を含む全ソフトウェア制御処理は99 μ s以内で実行可能であり、そのプログラム容量は三角関数テーブルも含めて約3.4 k wordである。実験では、インバータ直流電圧 V_{dc} は280 V、トルク制御サンプル周期 T_s は100 μ s、速度制御周期 T_m は T_s に同期して2 msとしている。

6. 実験結果

以下に速度センサレス運転時の特性について示す。ただし、第4章で議論した二次抵抗変動の影響を除く

表1 誘導機定数

Table 1. Induction motor parameters.

3-phase	4-pole	P	2.2 kW
V 200 V	I 8.4 A	T_e	10.7 Nm
R_1 1.073 Ω	R_2 0.707 Ω	M	82.92 mH
L_1 86.01 mH	L_2 86.01 mH	$L\sigma$	6.07 mH

ため、実験はモータ温度が熱平衡状態に達した後にやっている。

<6・1> 定常特性⁽¹²⁾

(1) 定常波形 一般に、センサレス運転では低速時の特性が問題になる。一例として、図8に速度指令30 rpmに対する無負荷時の線電流、コントローラ内の $\sin \Delta\varphi$ の定常波形および線電流のFFT解析結果を示す。第3章の議論から明らかなように、本アルゴリズムでは(12)式で与えられる $\sin \Delta\varphi$ の精度が重要で、その意味で電流波形のひずみに注意しなければならない。図から明らかなように、デッドタイムの補償によって良好な電流波形が得られており、この場合のひずみ率は2.4%（20次までのFFT解析）である。この結果、 $\sin \Delta\varphi$ のばらつきが小さく抑えられ、安定な運転が確保されている。なお、定常状態における(15)式中の $\sin \Delta\varphi$ には、8サンプル周期分の移動平均を行っていることを付記しておく。

(2) 定常速度・トルク特性 図9に負荷トルクに対する定常速度特性を、図10に速度制御時のコントローラ内トルク指令に対する実測トルク特性を示

(a) 電流・ $\sin \Delta\varphi$ 波形

(b) FFT 解析

$\omega_m = 30$ rpm, 無負荷時

図8 実験波形と電流のFFT解析
Fig.8. Experimental waveforms and FFT analysis of current.

図 9 負荷トルクに対する速度制御特性
Fig. 9. Speed versus torque characteristics.

図 10 トルク指令に対するトルク制御特性
Fig. 10. Torque versus torque command characteristics.

す。ここで、(16)式で示される定常時の速度制御演算のPIゲインは、速度制御系の固有周波数が $\omega_n=10$ rad/sとなるように選んでいる。無負荷時の最大、最低速度はそれぞれ2,000 rpm, 20 rpmであり1:100の速度制御範囲が得られるが、図9から定格トルクの範囲ではほぼ1:30の速度制御範囲となる。また、両図から100~1500 rpmの速度指令に対しては、150%負荷の範囲で定格速度の1%以内の速度制御精度と±5%程度のトルク制御精度が得られている。1,800 rpm以上の回転数では、インバータ直流電圧とモータ印加電圧の関係からトルクが十分発生できない。また、100 rpm程度以下の領域の軽負荷時(20%トルク近傍)においては、トルク制御精度が良好でないため、実速度が指令に対して低下しているという問題点が残されている。

〈6・2〉 速度指令フィードフォワード量 $\Delta\Omega_m$ の学習
ここでは、 $\Delta\Omega_m$ の設定初期値を変化させることで

(a) 1回目

(b) 9回目

図 11 フィードフォワード量 $\Delta\Omega_m$ の学習
Fig. 11. Learning process of $\Delta\Omega_m$.

等価的にイナーシャ変動を模擬し、 $\Delta\Omega_m$ の学習アルゴリズムを検証する。また、本学習および以下に示す過渡応答の実験は、システムの都合上負荷発電機を取付けたまま行っており、その場合のシステム全体のイナーシャは $52.3 \times 10^{-3} \text{kgm}^2$ である。図11は、 $\Delta\Omega_m$ の初期設定値として先に述べた理論値 $\Delta\Omega_{m0}$ の5倍を与え(イナーシャを1/5に見積もったことと等価になる)、速度変化幅300 rpmの小振幅動作による学習を行った場合の速度応答、推定速度および $\Delta\Omega_m$ の変化を示したものである。1回目の学習(図中△印)の終了後速度応答が悪くなっているのは、この時点で $\omega_m^* = \bar{\omega}_m$ となって定常状態のループに移行するからである。9回の学習により、 $\Delta\Omega_m$ はほぼ理論値に収束し、速度応答も理論値どおりのものが得られている。通常の電動機と負荷の組合せによるシステムでは、電動機の2~3倍程度のイナーシャをもつ負荷が取付けられると考えればよいので、上記の結果から提案する学習による方法は十分実用に耐え得るものと考えられる。

また、以下の速度過渡応答では、上記の学習によってチューニングされた $\Delta\Omega_m$ を用いて速度推定を行っている。その際、 $\Delta\Omega_m$ は厳密にはその理論値 $\Delta\Omega_{m0}$ に一致していなくても、(17)式の $\sin \Delta\phi$ による補正項によってその誤差分は補償される。

〈6・3〉 速度過渡応答⁽¹³⁾

(1) 速度ステップ応答 図12に、発生トルク

図 12 速度ステップ応答
Fig. 12. Step response of speed.

(a) 始動特性

(b) 四象限特性

図 13 速度過渡特性

Fig. 13. Speed control characteristics.

が制限トルク値に飽和しない線形領域における速度ステップ応答を示す。ここで、制限トルクは定格トルクの 150%とし、過渡時の速度制御系のカットオフ周波数が $\omega = 52 \text{ rad/s}$ となるように速度制御演算 G_s を設計している。ここで、図中の実速度 ω_m は、負荷側に取付けた速度検出器によってモニタしている。そのため、電動機と負荷の間に設置したトルク検出器の軸ねじれによる共振振動（共振周波数約 80 Hz）が実速度に重畳して測定されているが、制御系が振動を引き起

図 14 インパクト負荷に対する速度特性
Fig. 14. Impact load characteristic.

こしているものではない。実速度、推定速度とも設計値どおりの応答が得られていることがわかる。

(2) 始動・四象限特性 図 13 に、始動時・四象限運転時の速度および電流の応答を示す。ただし、両特性とも定格トルクで発生トルクを制限している。(a)図で、始動前は励磁電流に相当する直流電流が流れており、始動後は制限トルクとイナーシャから計算される傾きで直線的に加速している。その結果、励磁状態から定格トルクに対応した一定トルクで始動できていることがわかる。(b)図は四象限運転時の速度とトルク成分電流の応答を示したものである。ここで、本制御法ではトルク成分電流は直接制御に必要ないので、電気角で座標変換した値をモニタとして示している。速度センサレス運転時に問題となる零周波数付近においても、速度、トルク成分電流ともに良好な応答を示している。

〈6・4〉 インパクト負荷に対する速度制御特性

図 14 は、負荷発電機の負荷電流をステップ状に変化させ、定格トルクの大きさのインパクト負荷トルクを入り・切りしたときの速度制御特性を示したものである。インパクト負荷により 10%程度 の速度変動が見られるが、過大な滑りによる過電流や脱調などの現象は起こらず、安定に動作していることがわかる。

7. あとがき

本論文では、二次磁束制御方式ベクトル制御法のもつ特徴を生かした速度センサレス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、以下のようになる。

(1) 直接的な電流ループをもたない二次磁束制御法に対して、速度推定値誤差に起因する電流制御誤差を用いた速度センサレス制御アルゴリズムを提案し

た。また、二次抵抗変動が速度推定値に与える影響を理論的に考察した。

(2) 速度指令変更時の過渡時における速度推定には、サンプル周期中の速度変化分を用いたフィードフォワード補償を導入し、安定な動作と設計値どおりの速度応答を得ることができた。その際、未知の負荷イナーシャに対しても、学習によるフィードフォワード量のオートチューニングを行うことのできるアルゴリズムを付加した。

(3) 上記のアルゴリズムは、1個のDSPのソフトウェアにより99 μ s以内で処理することができ、高精度の速度・トルク制御性をもつ速度センサレスシステムを実現できた。

また、今後の課題としては、電動機電氣的定数の変動に対する補償法の開発や、低速運転特性のさらなる改善などが挙げられ、今後稿を改めて検討したい。

最後に、実験面で御協力いただいた本学大学院生杉浦功久氏、杉本哲也氏に、紙面を借りて感謝の意を表す。

(平成3年12月24日受付、同4年4月6日再受付)

文 献

- (1) 奥山・藤本・松井・久保田：「誘導電動機速度・電圧センサレス・ベクトル制御法」，電学論D，107，191（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速度センサレスドライバ」，同上D，107，199（昭62-2）
- (3) I. Miyashita & Y. Ohmori: "Speed Sensorless High-Speed Torque and Speed Control of Induction Motors", IPEC-Tokyo 1990, 23-6, p. 1144
- (4) 杉本・玉井・矢野：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御」，電学論D，108，306（昭63-3）
- (5) 楊・金：「MRASによる一次抵抗同定機能付誘導機速度センサレスベクトル制御」，同上D，111，945（平3-11）
- (6) 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速度センサレス直接形ベクトル制御」，同上D，111，954（平3-11）
- (7) 金，他：「誘導機速度センサレスベクトル制御適用の現状と課題」，平3電学大全，S9
- (8) 岩崎・山田・木下・松井：「DSPを用いた二次磁束制御に基づく誘導電動機高精度トルク制御法」，電学論D，110，99（平2-2）
- (9) 堀・V. Cotter・茅：「誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察」同上B，106，1001（昭61-11）
- (10) 宮下・松本・岡田・大森：「誘導電動機のベクトル制御におけるトルク制御性の向上」，電気学会半導体電力変換研究，SPC-89-67（平元-11）
- (11) 岩崎・杉本・杉浦・松井：「二次磁束制御方式誘導電動機速度センサレス制御特性」，平3電学産大，No. 162
- (12) 杉本・ガステリ・岩崎・松井：「誘導電動機速度センサレス制御における低速運転特性の改善」，平3電気関係学会東海支部連大，No. 173
- (13) 杉本・ガステリ・岩崎・松井：「誘導電動機速度センサレス制御における速度過渡応答」，平3同上，No. 174

Adel Gastli (正員)

1960年9月4日生。1985年6月チュニジアENIT卒業。平成2年3月名古屋工業大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年4月同大学院博士後期課程進学，現在に至る。汎用インバータの高性能化に関する研究に従事。IEEE会員。

岩崎 誠 (正員)

昭和39年1月15日生。平成3年3月名古屋工業大学大学院工学研究科博士後期課程修了。同年4月名古屋工業大学助手，現在に至る。工学博士。交流電動機制御に関する研究に従事。IEEE会員。

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。その後，講師，助教授を経て60年4月名古屋工業大学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。