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

正員 久保田 寿 夫 (明 治 大)

准員 尾 崎 正 則 (明 治 大)

正員 松 瀬 貢 規 (明 治 大)

正員 中 野 孝 良 (富士電機総研)

Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer

Hisao Kubota, Member, Masanori Ozaki, Associate, Kouki Matsuse, Member (Meiji University), Takayoshi Nakano, Member (Fuji Electric Co. R & D)

The field oriented control method is widely used for induction motor drives. In these applications, a speed sensor such as a shaft encoder is used. However, a speed sensor cannot be mounted in some cases such as motor drives in a hostile environment and high speed motor drives. Several field oriented control methods without speed sensors have been proposed. Most of them can be applied to only the indirect field oriented control but the direct field oriented control. And a stability has not been explained clearly.

Therefore, a new method of estimating the induction motor speed based on the adaptive control theory is proposed. Characteristics of the direct field oriented control system with the proposed speed estimation scheme are verified by experiments. Further, the influence of the stator and rotor resistance variations on the speed estimation is analyzed, and its compensation method is also proposed.

キーワード：速度センサレスベクトル制御，直接形ベクトル制御，適応オブザーバ，誘導電動機

1. ま え が き

誘導電動機の高精度制御に対しては，ベクトル制御が広く用いられている。ベクトル制御法は滑り周波数形と直接形（磁界オリエンテーション形）とに大別される。滑り周波数形は電動機定数（特に二次抵抗）に対する感度が高く，設定値と実際値が異なる場合には所望の制御性能は得られない。直接形は二次磁束の検出または推定が必要であり，通常，二次磁束オブザーバが用いられる。この方法は電動機定数に対する感度が低いという長所をもっている⁽¹⁾。

ところで，近年，汎用インバータによる駆動，特殊な雰囲気中での駆動，あるいは超高速電動機駆動などといった速度センサを取付けられない用途に対してベ

クトル制御適用の要求が増えている。速度センサレスのベクトル制御方式も幾つか報告されているが，ほとんどのものは滑り周波数形ベクトル制御方式であり⁽²⁾⁽³⁾，速度の推定機構と制御系が一体となっているため，安定性の考察が難しく，安定性については明確には示されていない。一方，モデル規範適応システム（MRAS）の手法を用いて，直接形ベクトル制御を速度センサレスで行う方式⁽⁴⁾は速度の推定機構と制御系が独立であり，速度推定に関する安定性は明確である。この方式は速度推定用の二つの二次磁束演算器と制御用の二次磁束演算器（オブザーバ）とを必要とし，構成が冗長である。この理由は速度推定用の磁束演算器には検出電圧の純粋積分を避けるために，一次遅れ回路が付加されており，演算された二次磁束は真値と

は異なるため、制御用には使用できないことによる。そこで、二次磁束スライディングオブザーバに速度の適応機構を加えて速度推定を行う方法が提案された⁽⁶⁾。しかし、この方法はスライディング動作によるチャタリングのため、適応動作をあまり高速で行えないこと、サンプリング時間を短くしなければならないことが予想され、実用的でなく、いまだ実験による検証は行われていない。

著者らは、さきに速度の適応機構を有するフルオーダー二次磁束オブザーバを提案した⁽⁶⁾⁽⁷⁾。このオブザーバにより推定された二次磁束は制御用に使用でき、また実現も容易である。本論文では、さきに提案した適応オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御法を実機実験により検証する。また、速度センサの有無による差は速度制御精度にあるが、センサレスの場合、電動機パラメータに誤差があると速度推定誤差を生ずる。そこで、電動機温度変化に対し変動するパラメータ(一次、および二次抵抗)の影響を既に提案したパラメータ適応機構⁽⁸⁾⁽⁹⁾により補償する方法も提案する。

2. 速度適応二次磁束オブザーバ

〈2・1〉 誘導電動機の二次磁束オブザーバ 誘導電動機は、固定座標上で次の状態方程式により記述できる。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{i}}_s = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \mathbf{i}_s + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \\ \dot{\boldsymbol{\phi}}_r = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \\ \mathbf{i}_s = C \mathbf{x} \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &= [i_{ds} \ i_{qs}]^T : \text{一次電流} \\ \boldsymbol{\phi}_r &= [\phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T : \text{二次磁束} \\ \mathbf{v}_s &= [v_{ds} \ v_{qs}]^T : \text{一次電圧} \\ A_{11} &= -(R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma \tau_r)) I \\ &= a_{r11} I \\ A_{12} &= M/(\sigma L_s L_r) \{ (1/\tau_r) I - \omega_r J \} \\ &= a_{r12} I + a_{i12} J \\ A_{21} &= (M/\tau_r) I = a_{r21} I \\ A_{22} &= -(1/\tau_r) I + \omega_r J = a_{r22} I + a_{i22} J \\ B_1 &= 1/(\sigma L_s) I = b_1 I \\ C &= [I \ 0] \\ I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ R_s, R_r &: \text{一次および二次抵抗} \\ L_s, L_r &: \text{一次および二次自己インダクタンス} \end{aligned}$$

M : 相互インダクタンス

σ : 漏れ係数 $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$

τ_r : 二次時定数 $\tau_r = L_r/R_r$

ω_r : 電動機角速度 (電気角換算)

(1)式から、状態変数を推定するためのフルオーダーオブザーバは次式のように構成できる。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + B v_s + G(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $\hat{\cdot}$: 状態変数およびパラメータの推定値

また、 G はオブザーバの動特性を決定する任意の行列であり、オブザーバゲイン行列といわれる。誘導電動機の二次磁束オブザーバの場合、広い速度範囲でパラメータ誤差の影響を低く抑えるためには、オブザーバの極を回転数に応じて変化させるように G を決めるほうがよいとされている⁽¹⁰⁾。

〈2・2〉 速度適応機構 速度センサを取付けられない場合、(2)式中の係数行列 A に未知パラメータを含むことになる。従って、(2)式の状態オブザーバに未知パラメータの同定機構を加え、図1に示すような適応オブザーバの構成とすればよい。このような構成は minimal 形適応オブザーバといわれる⁽¹¹⁾。

電動機角速度の推定値 $\hat{\omega}_r$ は次の適応調整則により演算することができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_r &= K_p(e_{id}\hat{\phi}_{qr} - e_{iq}\hat{\phi}_{dr}) \\ &\quad + K_i \int (e_{id}\hat{\phi}_{qr} - e_{iq}\hat{\phi}_{dr}) dt \\ &= \hat{\omega}_{rp} + \hat{\omega}_{ri} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

ただし、 $e_{id} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$, $e_{iq} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$,

K_p, K_i : 正の定数

(2)式に(3)式を加えた適応オブザーバの安定性についてリアプノフ法を用いて考察する。状態変数の推定誤差を $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ とすると、誤差方程式は次のようになる。

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} + \mathbf{G}C)\mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 ΔA : 速度推定誤差に起因する A

図1 適応二次磁束オブザーバ構成図
Fig.1. Block diagram of adaptive flux observer.

の誤差行列で、 $\hat{A} = A + \Delta A$
次にリアプノフ関数の候補を次のように選ぶ。

$$V = e^T e + (\hat{\omega}_{r1} - \omega_r)^2 / (cK_I) \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $c = (\sigma L_s L_r) / M$

(4)式から V の時間微分は近似的に次式となる。

$$\dot{V} = e^T \{ (A + GC)^T + (A + GC) \} e - 2K_p (e_{id}\hat{\phi}_{dr} - e_{iq}\hat{\phi}_{dr})^2 / c \dots\dots\dots (6)$$

上式第2項は明らかに準負定であるから、第1項が準負定となるように任意の行列 G を選べば、 V はリアプノフ関数となり、適応オブザーバの安定性が保証される。

〈2・3〉 速度推定結果とその考察 上述の速度適応二次磁束オブザーバの動作確認を行うために、試作装置により実験を行った。オブザーバゲイン行列 G は、オブザーバの極が誘導電動機固有の極の k 倍 ($k > 0$) に比例するように次式で計算する⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾。

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

$$\left. \begin{aligned} g_1 &= (k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \\ g_2 &= (k-1)(a_{i22}) \\ g_3 &= (k^2-1)(ca_{r11} + a_{r21}) \\ &\quad - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \\ g_4 &= -c(k-1)(a_{i22}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

誘導電動機はもともと安定であるから、このように G を計算すれば、適応オブザーバは通常の運転状態では安定となる。

図2にシステム構成を示す。誘導電動機の定格は表1に示すものである。適応オブザーバはオイラー法により離散近似し、ディジタルシグナルプロセッサ(DSP, NEC: μ PD 77230)で構成した。オブザーバ

の演算には約100 μ sを要し、サンプリング時間は150 μ sとした。一次電圧、一次電流はカットオフ周波数1 kHzの低域フィルタを介し、12ビットA/Dコンパータにより検出している。また、モニタ用の速度センサとしてタコジェネレータを用いている。実験データは2ポートRAMを介してDSPからパーソナルコンピュータ(NEC: PC 9801)に送ることにより取得した。

図3は100 rpmで回転している誘導電動機の色度推定した結果である。速度推定値の初期値は零としているが、一次電流、二次磁束については速度推定を開始する前に実速度を用いて推定している。このとき、 $k=1$ とした。(a)~(c)図は無負荷において速度適応調整則のPIゲインを変えたものである。ゲインを大きくするほど速度推定は高速となるが、推定値に高周波雑音を多く含むようになる。これはインバータのPWM制御に伴う一次電圧、一次電流の高調波の影響である。従って、図2のような構成で、PWM制御と電圧、電流の検出を非同期で行う場合は、PIゲインを制限し高周波雑音を抑える必要がある。もし、より速い速度推定が必要となる場合は、PWMパターンを直接ディジタル制御⁽¹²⁾、検出値に高調波成分を含まないようにすればよい。なお、検出値に高調波成分が含まれていても、推定二次磁束は極めて高調波成分の少ない波形であり、問題なく直接形ベクトル制御のために使用できる。

また、(d)図は負荷時(定格トルクの約60%)における結果である。負荷には直流発電機を用いた。負荷時にも無負荷時と同様な速度推定特性が得られた。

3. 適応二次磁束オブザーバによる速度センサレス直接形ベクトル制御

〈3・1〉 速度センサレス直接形ベクトル制御系

上述の適応オブザーバにより推定された速度および二次磁束を用いた誘導電動機の直接形ベクトル制御系の構成を図4に示す。図中に示す記号は次のような意味である。

- i_m : 励磁電流成分
- i_t : トルク電流成分
- $*$: 指令値

ベクトル回転の部分では推定二次磁束を用いて、次のような演算を行い、固定座標上における電流指令 i_{ds}^* , i_{qs}^* を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_{ds}^* &= i_m^* \cos \hat{\theta} - i_t^* \sin \hat{\theta} \\ i_{qs}^* &= i_m^* \sin \hat{\theta} + i_t^* \cos \hat{\theta} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

図2 システム構成
Fig. 2. System configuration.

表1 試料誘導電動機定格
Table 1. Ratings of tested induction motor.

3.7 kW	200 V	15 A
50 Hz	1,420 rpm	4 極

図 3 速度推定特性
Fig. 3. Behavior of speed estimation.

ただし

$$\cos \hat{\theta} = \hat{\phi}_{dr} / \hat{\phi}_r$$

$$\sin \hat{\theta} = \hat{\phi}_{qr} / \hat{\phi}_r$$

$$\hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}$$

試作装置では(8)式で得られた電流指令を二相/三相変換し、各相の電流指令と実電流をヒステリシスコンパレータに入力し、インバータのPWM制御を行っている。

〈3・2〉 速度制御実験とその考察 図2に示すシ

図 4 速度センサレス直接形ベクトル制御系
Fig. 4. Block diagram of direct field oriented control system.

図 5 正逆転運転特性
Fig. 5. Characteristics of forward-reverse operation.

図 6 速度ステップ応答
Fig. 6. Step speed response.

システム構成において、速度制御特性を実測した。この場合もタコジェネレータはモニター用であり、制御には推定速度を使用している。速度の適応ゲインは図 3 (b) の場合と同じ $K_p=1.8$, $K_I=1,200$, また $k=1$ とした。

図 5 に無負荷での正逆転運転結果を示す。安定に 4 象限運転ができています。また、零速度においても安定に動作している。図 6 は 100 rpm から 200 rpm への

図 7 トルクのステップ応答
Fig. 7. Step torque response.

速度ステップ応答である。加速開始時に若干の速度推定の遅れが見られるが、速度応答は良好である。

図 7 は無負荷から 17 N・m (定格の約 70%) への負荷ステップ応答である。速度は 100 rpm とした。負荷急変時にも速度推定に遅れはなく、良好な結果が得られた。

4. パラメータ誤差の影響とその対策

〈4・1〉 パラメータ誤差の影響 提案した適応二次磁束オブザーバを用いて、広い速度範囲で安定に直接形ベクトル制御が行えることを実験により確認した。しかし、これらは電動機パラメータの設定値が正しい場合の結果であり、設定値が正しくない場合には速度推定に影響を及ぼす可能性がある。特に、一次抵抗および二次抵抗は運転温度と共に変化するため正しい値を用いることは難しい。そこで、一次抵抗および二次抵抗の設定誤差が推定速度に与える影響をシミュレーションにより調べた。

図 8 は一次抵抗[(a)図]または二次抵抗[(b)図]の設定値が真値の 1.2 倍の場合の定常時における速度推定誤差である。このとき、負荷トルクは 20 N・m (定格の約 80%) とした。一次抵抗に誤差がある場合には、低速になるほど、またオブザーバの収束速度を速くする (k を大きくする) ほど推定誤差が大きくなっている。従って、低速域では何らかの補償を行う必要がある。一方、二次抵抗に誤差がある場合には速度によらず一定の推定誤差が生じている。速度と誤差の比を考慮すると、二次抵抗の誤差も低速域で問題である。ところで、二次抵抗の誤差が速度やオブザーバの収束速度に依存しない理由は、定常状態において二次側の抵抗分は R/s (s : 滑り) であるから、速度推定誤差と二次抵抗誤差の比が等しい場合、外部からはその影響を観測できないためである。他の速度センサレスベクトル制御において、二次抵抗の誤差が速度には

図 8 パラメータ誤差の影響
Fig. 8. Influence of parameter variation on speed estimation.

影響を与えるが、定常トルクに影響しないことは実験的に確認されている。

〈4・2〉 パラメータ適応機構の付加 著者らは、速度情報が得られる場合に一次抵抗と二次抵抗を適応オブザーバにより同定する方法を提案した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。速度センサレス時においてもこの手法を応用することを考える。しかし、さきに述べたように二次抵抗誤差と速度推定誤差は定常時には分離することは不可能であり、両者を同時に推定することはできない。そこで、次式のように一次抵抗のみを適応同定し、一次抵抗と同じく温度の関数と考えられる二次抵抗は一次抵抗に比例させることにする。

$$\hat{R}_s = -\lambda_1 (e_{id} \hat{i}_{ds} + e_{iq} \hat{i}_{qs}) \quad (9)$$

$$\hat{R}_r = R_{sm} \hat{R}_s \quad (10)$$

ただし、 R_{sm} ：一次抵抗と二次抵抗のノミナル値の比

また、一次抵抗の適応同定は力行時のみ行うこととする。これは式(7)のオブザーバゲインを用い、一次抵抗の適応同定を行う場合、回生時に不安定な領域が生じてしまうためである。

図9に速度センサレスベクトル制御系に一次抵抗同定機構を付加した場合の実験結果を示す。速度指令は100 rpm一定、負荷トルクは17 N・mで、一次抵抗の初期値はノミナル値の1.5倍とした。なお、この結果は二次抵抗一定で、(10)式による更新は行っていない。

図 9 一次抵抗同定特性
Fig. 9. Behavior of stator resistance identification.

い。一次抵抗同定前は推定速度が実速度より低くなっているが、同定開始後2秒程度で一次抵抗値は一定値に収束し、推定速度も実速度と一致した。また、二次磁束推定値も同定開始前は指令値より小さかったが、同定により指令値と一致しており、パラメータ適応機構の有効性が確認できた。

5. ま と め

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法を提案し、実験によりその有効性を確認した。適応オブザーバはDSPにより構成し、高速演算を行った。また、速度推定に対しては低速域において一次抵抗および二次抵抗の設定誤差の影響が大きいが、パラメータ適応機構の付加によって解決できることを明らかにした。

最後に、本研究に関し御助言をいただいた富士電機総合研究所 笹川清明氏に感謝する。

(平成3年4月26日受付)

文 献

- (1) 梅野・堀・鈴木：「ロバスト安定性を考慮した磁束オブザーバに基づく誘導機のベクトル制御系の設計」, 電学論 D, 110, 333 (平2-4)
- (2) 大谷：「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化」, 同上 D, 110, 497 (平2-5)
- (3) 奥山・藤本・藤井：「速度・電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」, 同上 D, 110, 477 (平2-5)
- (4) 堀・梅野・田島：「磁界オリエンテーション形ベクトル制御系における速度センサレス化」, 平2電気学会大会, No. 594
- (5) 道木・ソンプーン・古橋・大熊：「速度センサレス・ベクトル制御用適応スライディングオブザーバ」, 平2同上, No. 595
- (6) 久保田・尾崎・松瀬：「誘導電動機速度適応機構を有する

フルオーダー二次磁束オブザーバ」, 平2電気学会産業応用部門全大, No. 126

- (7) 久保田・松瀬・中野: 「適応二次磁束オブザーバの誘導電動機速度推定への応用」, 電学論 D, 110, 1292 (平2-12)
- (8) 久保田・松瀬: 「広速度範囲の誘導電動機制御に用いるパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案」, 同上 D, 110, 312 (平2-3)
- (9) 久保田・松瀬: 「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」, 同上 D, 111, 188 (平3-3)
- (10) 原島・近藤・橋本・大野・井上: 「誘導機の高性能トルク制御のための離散時間オブザーバの設計」, 平元電気学会産業応用部門全大, No. 159
- (11) 市川・金井・鈴木・田村: 適応制御 (昭54) 昭晃堂
- (12) A. Kawamura & L. B. Brahim: 「Deadbeat Control of Induction Motor Current using State Observer with Adaptive Poles Selection」, 電学論 D, 110, 590 (平2-5)

久保田 寿 夫 (正員)

昭和59年明治大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年明治大学工学部助手, 平成元年同理工学部助手, 現在に至る。工学博士。計測自動制御学会, IEEE 会員。

尾 崎 正 則 (准員)

昭和43年2月29日生。平成2年3月明治大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学専攻に進学, 現在に至る。

松 瀬 貢 規 (正員)

昭和46年明治大学大学院工学研究科博士課程修了。同年明治大学工学部専任講師, 助教授を経て, 54年同教授, 平成元年同理工学部教授, 現在に至る。55年3月~7月アメリカ・アイオワ州立大学客員教授。工学博士。IEEE 会員。

中 野 孝 良 (正員)

昭和35年早稲田大学第1理工学部電気工学科卒業。同年富士電機製造(株)[現, 富士電機(株)]入社。現在, 富士電機総合研究所電子機器開発本部勤務。