低速・回生領域を含む 誘導電動機速度センサレスベクトル制御法

正員 金原 義彦 (三菱電機)

正員 小山 正人 (三菱電機)

Speed Sensorless Vector Control Method of Induction Motor Including A Low Speed Region

Yoshihiko Kinpara, Member, Masato Koyama, Member (Mitsubishi Electric Corporation)

In the recent years, many speed sensorless control method with adaptive observer of induction motor have been developed. The feedback gain of observer is designed from the responsive viewpoint of the error convergence. When we drive induction motor in the low speed region with each method, the control characteristic is deteriorated. In this paper, we give the design of the speed sensorless adaptive flux observer in the low speed region and propose speed sensorless vector control system with it from the stable viewpoint of the error convergence. And we show experimental results of this method.

キーワード：誘導電動機，速度センサレスベクトル制御，適応磁束オブザーバ，低速回生運転

1. ま え が き

適応磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス制御法として、様々な方式が提案されている^{(1)~(3)}。これまで提案されてきた多くの適応磁束オブザーバのフィードバックゲインは、誤差収束の速応性の観点から設計されている⁽¹⁾⁽²⁾。また、速度同定のためのPIゲインに関して測定ノイズに対してロバストな設計法⁽³⁾が提案されているものの、速度同定の応答性は不明である。なお、いずれの制御方式も低速・回生時に制御性能が劣化する現象が問題となっており、実機で動作したという報告はない。

本論文では、回転角速度が低い範囲から速度推定可能な適応磁束オブザーバの設計方法と、速度センサの代わりにそれを用いたベクトル制御系を提案する。そして、設計した適応磁束オブザーバの安定性を非線形制御系の安定判別法として良く知られているポポフの超安定論に基づいて確認する。また、提案する適応磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系が力行・回生を問わず運転可能であることを実機で検証する。

なお、本論文では回転角速度以外の電動機定数は既知とする。

2. 適応磁束オブザーバ

適応磁束オブザーバの構成及び設計法について説明する。

〈2・1〉 適応磁束オブザーバの構成 誘導電動機の同一次元適応磁束オブザーバとして、状態変数に一次電流と二次磁束を用いたものが報告されている⁽¹⁾が、本論文では一

次電流の代わりに一次磁束を用いる。勿論、状態変数に一次磁束を用いてもオブザーバの本質は何ら変わらないが、このように4つの状態変数を磁束にすれば、固定小数点法で四則演算を行う時のスケールリングが容易となる。

誘導電動機の入力を電圧、一次・二次磁束を状態変数、出力を電流と捉えた場合、固定子座標(α - β 軸)上の誘導電動機の状態方程式は次式の様に表現される。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{pmatrix} + B v_s \dots\dots\dots (1)$$

$$i_s = C \begin{pmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

次式の同次元オブザーバを用いれば制御入力と測定出力から状態変数を再現することが可能である。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{pmatrix} = \hat{A} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{pmatrix} + B v_s - H(\hat{i}_s - i_s) \dots\dots\dots (3)$$

$$\hat{i}_s = C \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

そこで、未知パラメータである推定回転角速度(電気角) $\hat{\omega}_r$ のパラメータ調整則として、電流誤差ベクトル e ($=\hat{i}_s - i_s$)と推定二次磁束の外積を利用した次式で与える。

$$\hat{\omega}_r = k_{ap} \left(1 + \frac{1}{T_{api}s} \right) \frac{(J\hat{\Phi}_r)^T e}{|\hat{\Phi}_r|^2} \dots\dots\dots (5)$$

図1 出力誤差ブロック図
Fig. 1. Block diagram of output error

なお、このパラメータ調整則の妥当性は次節で明らかにする。

以上、適応磁束オブザーバの構成について説明した。

〈2・2〉 超安定論の適用 誘導電動機と適応磁束オブザーバとから成る非線形制御系の適応性、即ち $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$ が保証可能か判別するために、非線形制御系の安定判別法として良く知られているポポフの超安定論を適用する。超安定論は線形定常ブロックと非線形時変ブロックから構成されるフィードバック系を対象としている。本節では、この制御系における出力誤差方程式を導出し、超安定論が適用可能な二つのブロックからなるフィードバック系を求めていく。

〈2・2・1〉 出力誤差ブロックの導出 $\hat{\omega}_r$ 以外が真値の場合、 e に関する方程式として、(1),(2) 式と (3),(4) 式の差から次式が得られる。

$$e = C(sI_4 + A - HC)^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ -I \end{pmatrix} (-\Delta\omega_r J\hat{\Phi}_r) \\ = G_\omega(-\Delta\omega_r J\hat{\Phi}_r) \quad \dots\dots\dots (6)$$

但し、 $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$

(6) 式は、推定二次磁束 $\hat{\Phi}_r$ に直交する成分の信号 $(-\Delta\omega_r J\hat{\Phi}_r)$ が伝達行列 G_ω に入力され、一次電流誤差 e が出力されると解釈できる。

(5),(6) 式から得られる出力誤差ブロックを図1に示す。図中のパラメータ調整則は(5)式を表し、この系を図のように線形定常ブロック G_ω と非線形時変ブロックとに分ける。

以上、ポポフの超安定論が適用可能なフィードバック系を導出した。

〈2・2・2〉 各ブロックに課せられる条件 非線形時変ブロックと線形定常ブロックから構成されるフィードバック系を対象とする超安定論は、それぞれのブロックが以下の条件を満足する時、その系の安定性を保証している。

- 線形定常ブロックが強正実であること

- 非線形時変ブロックがすべての時刻 $t_1 > t_0$ に対してポポフの不等式と呼ばれる (7) 式を満足すること

$$\int_{t_0}^{t_1} v_1^T(t) w_1(t) dt \geq -\gamma_0^2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

但し、 γ_0 は時刻 t に依存しない定数

まず、図1の非線形時変ブロックが、(7) 式を満足することを確認する。図より v_1, w_1 は次式で表される。

$$v_1 = e, \quad w_1 = \hat{\omega}_r J\hat{\Phi}_r \quad \dots\dots\dots (8)$$

パラメータ調整則が(5) 式の場合、(5),(8) 式から次式が得られる。

$$v_1^T w_1 = k_{ap} \left(1 + \frac{1}{T_{api}s}\right) \left(\frac{(J\hat{\Phi}_r)^T e}{|\hat{\Phi}_r|} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (9)$$

$\left(\frac{(J\hat{\Phi}_r)^T e}{|\hat{\Phi}_r|} \right)^2 \geq 0$ 及び (9) 式から、図1の非線形時変ブロックはポポフの不等式(7) 式を満足する。即ち、(5) 式はパラメータ調整則として妥当であることが分かる。

一方、線形定常ブロックに課せられた条件、即ち「線形定常ブロックが強正実」とは線形定常ブロックに関する入出力間の位相差の絶対値がすべての周波数に対して 90° 以下になることであり、線形定常ブロック $G_\omega(s)$ が強正実であれば非線形時変ブロックに対して大域的な安定性を保証する。

ところが、例えば $H = 0$ の場合、後述するように線形定常ブロック $G_\omega(s)$ は低周波域で位相差が 90° を越えるので強正実ではない。

そこで、以降ではフィードバックゲイン H を含む線形定常ブロック $G_\omega(s)$ の入出力間の位相差に注目しながら、適応磁束オブザーバの設計法について検討していく。

〈2・3〉 適応磁束オブザーバの設計法 (3),(4),(5) 式において、パラメータ $\hat{A}, B, C$ は誘導電動機により一意に与えられるので、設計者が適応磁束オブザーバを構成する際に選択できるパラメータはフィードバックゲイン H と適応同定ゲイン k_{ap}, T_{api} である。ここでは、これらのパラメータの設計法について述べる。

〈2・3・1〉 フィードバックゲイン H の設計法 図1の非線形時変ブロックは、ポポフの不等式を満足する。従って、オブザーバの安定化は、線形定常ブロック $G_\omega(s)$ だけに注目すればよい。 $G_\omega(s)$ はフィードバックゲイン H を含む。そこで、 $G_\omega(s)$ の入出力間の位相差が所望の関係になるような H の設計法について検討する。

前節で述べた通り、 $G_\omega(s)$ の入出力間の位相差の絶対値がすべての周波数において 90° 以内ならば、適応磁束オブザーバは安定に動作する。

そこで、 $G_\omega(s)$ の伝達特性を平均化し位相特性を $\pm 90^\circ$ 以内にすることを目的に、平均値零の白色雑音を外乱入力として、状態誤差までの伝達行列ゲインを最小にするフィー

ドバックゲインの設計法を適用する。この設計法は、線形オブザーバの最適フィードバックゲイン設計法⁽⁶⁾として知られており、入力から出力までの伝達行列ゲインを周波数領域で平均的にすることが可能である。

ここでは、解析的に得られるフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ の設計方法について説明し、この $\mathbf{H}$ の有効性を線形定常ブロック $\mathbf{G}_\omega(s)$ の伝達特性から検証する。

$\mathbf{G}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}$ を次式のように定義する。

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{J} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

$$\mathbf{R} = \varepsilon_1 \mathbf{I} \dots\dots\dots (12)$$

$\mathbf{G}_\omega(s)$ のゲインを周波数領域で最小にする $\mathbf{H}$ は、 $\varepsilon_1 \cong 0$ とし、(13) 式より求められる。

$$\mathbf{H} = \mathbf{P}\mathbf{C}^T\mathbf{R}^{-1} \dots\dots\dots (13)$$

但し、 $\mathbf{P}$ はリッカチ方程式と呼ばれる (14) 式を満たす正定の唯一解である。

$$\mathbf{P}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{C}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{P} + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T = 0 \cdot (14)$$

以上の方程式を解くだけで、 $\mathbf{H}$ を解析的に求めることが可能である。 $\varepsilon_1 = 0$ の時、 $\mathbf{R}^{-1} = \infty$ と (13) 式から $\mathbf{H}$ は得られない。そこで本論文では、十分小さな正数 ε_1 を与えることにより $\mathbf{H}$ を導出する。

〈2・3・2〉 定常状態における安定解析 線形定常ブロック $\mathbf{G}_\omega$ が強正実でないと、適応磁束オブザーバの大域的な安定性は保証されない。しかし、大域的な安定性は保証されなくても、平衡動作点近傍の局所的な安定性は保証出来る可能性がある。

以下では、設計されたオブザーバを用いたベクトル制御系に関する平衡動作点の安定性について検証する。

解析方法 設計したオブザーバの定常状態、即ち、平衡動作点の局所的安定判別について検討する。

定常状態 (電源角周波数 ω が一定) の場合、複素平面上で電動機を含めた制御系の解析が可能であり、関数 $\mathbf{G}_\omega$ は複素平面上では次式で表現できる。

$$\bar{\mathbf{G}}_\omega = \bar{\mathbf{C}} \left(\begin{pmatrix} j\omega & 0 \\ 0 & j\omega \end{pmatrix} + \bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{C}} \right)^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (15)$$

なお、 $\mathbf{G}_\omega$ の入力は $(-\Delta\omega_r \mathbf{J}\hat{\Phi}_r)$ であるから、 $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ の入力は、電源角周波数 ω と同じ周波数複素ベクトル $(-\Delta\omega_r j\hat{\Phi}_r)$ として良い。(15) 式の入力と出力の位相差が複素平面上で $\pm 90^\circ$ 以内であれば、その周波数での系の安定性は保証可能である。従って、系は漸近安定である為には、 $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ の実部 $\Re(\bar{\mathbf{G}}_\omega)$ が $\Re(\bar{\mathbf{G}}_\omega) > 0$ を満足すれば良い。

表 1 電動機定数

Table 1. Motor Constants

定格出力	3.7 [kW]
定格周波数	60 [Hz]
極対数 p_m	2
一次抵抗 R_s	0.443 [Ω @ 75°C]
二次抵抗 R_r	0.350 [Ω @ 75°C]
一次インダクタンス L_s	62.4 [mH]
二次インダクタンス L_r	62.4 [mH]
相互インダクタンス M	60.8 [mH]

図 2 $\mathbf{G}_\omega$ の伝達特性 ($\mathbf{H} = 0, \frac{\omega_r}{2\pi} = 2[\text{Hz}]$)

Fig. 2. Bode plot of $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ ($\frac{\omega_r}{2\pi} = 2[\text{Hz}]$)

図 3 不安定領域プロット

Fig. 3. Area of unstable region

以上のように (15) 式を用いれば、電源角周波数 ω において、設計した適応磁束オブザーバが安定であるか判別することが可能である。

解析結果 以下では表 1 に示す汎用誘導電動機を供試電動機として議論を進める。

図 2 は、 $\frac{\omega_r}{2\pi} = 2[\text{Hz}]$ の場合の $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ をプロットしたものであ

る。 ε_1 を $\infty(\mathbf{H}=\mathbf{0})$, 10, 1, 0.1, 0.01 と変化させてフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ を設計した。

図を見て分かる通り $\mathbf{H}=\mathbf{0}$ の場合、低周波域で位相差が 90° を越えるので、 $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ は強正実ではない。また、 ε_1 を零に近づけると、 $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ の位相特性が $\pm 90^\circ$ 以内に収束していく様子が伺える。即ち、 ε_1 が十分小さければ、 $\bar{\mathbf{G}}_\omega$ を強正実に限りなく近い特性とすることが可能である。

図 2 において、 ε_1 を問わず回転角速度 $\omega_r(2\pi \cdot 2[\text{rad/s}])$ より高い周波数では、位相差が $\pm 90^\circ$ 以内になっている。力行時のすべり角速度 ω_s は正より、 $\omega > \omega_r$ である。従って、力行駆動時には ε_1 に関わらず適応磁束オブザーバは安定に動作する。

しかし、回生時の ω_s は負であり、低速時は ω の値も小さくなる。図より、 ε_1 が小さいほど $\pm 90^\circ$ 以内の周波数の下限値が小さくなることが伺える。

ここでは $\frac{\omega_r}{2\pi} = 2[\text{Hz}]$ を取り扱ったが、それ以外の回転角速度でも (13), (14) 式から得られたフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ を用いれば $\bar{\mathbf{G}}_\omega(s)$ は同様の特性を持つ。

以上、(13), (14) 式を用いて $\mathbf{H}$ を設計する手法は、超安定論の線形定常ブロックに課せられた条件を満足させる有効な設計手法であることが分かる。

図 3 は、回転角速度と出力トルクをパラメータとして得られた ω を $\Re(\bar{\mathbf{G}}_\omega)$ に代入して得られた安定判別結果である。

ここで設計パラメータ ε_1 は、 $\infty(\mathbf{H}=\mathbf{0})$, 10, 1, 0.1 の 4 種類とした。 ε_1 が小さいほど不安定領域が小さくなることが図より分かる。

以上のように強正実にはならない $\mathbf{H}=\mathbf{0}$ の適応磁束オブザーバを用いた制御系が動作しているとの報告⁽¹⁾も、平衡動作点近傍によって安定な領域が存在することから説明できる。また、十分小さい ε_1 を用いて $\mathbf{H}$ を設計した適応磁束オブザーバは、 $\mathbf{H}=\mathbf{0}$ を用いるそれより広い範囲で安定に動作することを速度-トルク平面上に不安定領域をプロットすることにより確認した。

〈2・3・3〉 速度同定ゲイン k_{ap}, T_{api} の設計法 適応同定の PI ゲイン k_{ap}, T_{api} を含む非線形時変ブロックがポポフの不等式を満たすことと線形定常ブロック $\bar{\mathbf{G}}_\omega(s)$ は PI ゲインを含まないことから、この PI ゲインは図 1 の系の安定性には関与しない。そこで、電源角周波数 ω は一定であると仮定して、適応同定ゲインを推定速度応答の観点から設計する。

図 1 の r_1 から y_1 への伝達関数 $G_a(s)$ は、次式で示される関数 $G'_a(s)$ と簡略化出来る。

$$G'_a(s) = \frac{A_x}{1 + T_x s} \quad \dots\dots\dots (16)$$

但し、 $A_x = G_a(0)$, $T_x = \left| \frac{1}{\mu_{max}} \right|$, μ_{max} : オブザーバの最大極

図 4 は、 ε_1 を 0.01, 0.1, 1 で与えた場合の $G_a(s)$ 及び $G'_a(s)$ のボード線図である。図より、反共振点を持たない点が異なるものの、関数 $G'_a(s)$ は関数 $G_a(s)$ と特性が良く一致していることが分かる。

図 4 伝達関数 $G_a(s)$ と $G'_a(s)$ のボード線図
Fig. 4. Bode plot of $G_a(s)$ & $G'_a(s)$

図 5 速度同定ループ (速度誤差ブロック)
Fig. 5. Block diagram of speed error loop

図 6 推定速度応答 (シミュレーション)
Fig. 6. Estimated speed response (simulation)

簡易モデル $G'_a(s) (= \frac{A_x}{1 + T_x s})$ を用いると、速度同定ループは図 5 の様に表される。そこで、PI 同定器の各ゲインを次式で与える。

$$k_{ap} = \frac{T_x}{A_x} \omega_{ac}, \quad T_{api} = T_x \quad \dots\dots\dots (17)$$

この時、速度同定に関する系の開ループ伝達特性は次式となり、実回転角速度に対する推定回転角速度の応答は ω_{ac} [rad/s] に設定される。

$$G_x(s) = \frac{\omega_{ac}}{s} \quad \dots\dots\dots (18)$$

図7 速度センサレスベクトル制御系の構成

Fig.7. Configuration of speed sensorless vector control system

図6は、 k_{ap}, T_{api} を(17)式に従って200[rad/s]に設計し、実回転角速度を時刻0でステップ変化させた時のシミュレーション結果である。推定回転角速度が設計通り実回転角速度に追従することが分かる。

3. 適応磁束オブザーバを用いたベクトル制御法

本論文では、適応磁束オブザーバを速度センサの代用に用いた誘導電動機のベクトル制御系を提案する。しかし、前章で述べた通り電源角速度一定で制御すると、適応磁束オブザーバは低速・回生の一部の領域では安定な動作が保証されない。

前章の解析によれば低速回転時でも、電源角周波数が高ければ適応磁束オブザーバは安定に速度を推定できる。そこで、充分高い周波数成分を含む電圧を誘導電動機に印加する為に励磁電流指令に交流成分を重畳する。

これによって、速度センサレス制御でありながら、すべての領域で安定に動作することができる。

〈3・1〉 制御系の構成 本論文で提案する制御系の構成を図7に示す。前章までは固定子座標(α - β 軸)上に構成されてオブザーバについて説明してきたが、観測座標軸が二次磁束(d-q軸)上になってもその本質は同じである。しかし、離散時間系では α - β 軸上のオブザーバよりd-q軸上のその方が離散化の影響を受け難いという報告⁽⁷⁾もあり、ここではd-q軸上でオブザーバを構成する。d-q軸上のオブザーバは次式で与えられる。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s' \\ \hat{\Phi}_r' \end{pmatrix} = \hat{A}' \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s' \\ \hat{\Phi}_r' \end{pmatrix} + Bv_s' - H(\hat{i}_s' - i_s') \quad (19)$$

$$\hat{i}_s' = C \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_s' \\ \hat{\Phi}_r' \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (20)$$

図8 実験結果：速度推定特性
(センサ付制御による駆動 $\epsilon_1 = \infty$)

Fig.8. Characteristic of speed estimation
($\epsilon_1 = \infty$)

図9 実験結果：速度推定特性
(センサ付制御による駆動 $\epsilon_1 = 0.1$)

Fig.9. Characteristic of speed estimation
($\epsilon_1 = 0.1$)

$$\hat{\omega}_r = k_{ap} \left(1 + \frac{1}{T_{api}s} \right) \frac{(\mathbf{J}\hat{\Phi}_r')^T \mathbf{e}'}{|\hat{\Phi}_r'|^2} \quad \dots\dots\dots (21)$$

但し、'はd-q軸上の値

図7において一般的なベクトル制御系と異なる点は、速度センサの代わりに適応磁束オブザーバが回転角速度を出力するところと、励磁電流指令に交流成分を重畳した点である。

4. 実験結果

本章では、適応磁束オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御法の特長及び有効性を実機により検証する。供試電動機の駆動には、IGBTを用いたPWMインバータを

図 10 実験結果：回転角速度-トルク特性
(速度センサレス制御)

Fig. 10. Experimental result at low speed region

図 11 実験結果：二象限運転
(速度センサレス制御)

Fig. 11. Experimental result with torque load

使用し、PWMのキャリア周波数は3.33[kHz]である。また、制御に用いる各演算は、32bit浮動小数点タイプのDSP TI/TMS320C30によってソフトウェア処理する。ソフトウェアの演算周期は450[μs]である。

〈4・1〉 オブザーバの安定性の検証 本節では励磁電流が一定の場合、 ε_1 の値によって適応磁束オブザーバの安定領域が変化することを実機により検証する。図8,9は誘導電動機を速度センサ付ベクトル制御で駆動し、適応磁束オブザーバの ε_1 をそれぞれ $\infty, 0.1$ で設計した時の推定角速度-トルク特性である。それぞれ、 $\frac{\omega_r}{2\pi}$ を0.5, 1, 3, 6, 10 [Hz]で駆動し、 τ_m/Time を約1[p.u.]/20[sec]の割合で再生負荷を加えた時の推定回転角速度とトルクの軌跡である。図8,9ともに低速・再生領域で推定回転角速度値が発散するが、図9のほうが安定領域が広いことが分かる。また、これら

は図3とほぼ同じ結果を示しており、先の安定解析結果が妥当であることが分かる。

以上から、 ε_1 を用いた適応磁束オブザーバのフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ に関する安定解析及び設計方法の妥当性を確認できた。安定領域を広く確保する為には、十分小さな ε_1 を用いてフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ の設計を行えばよい。

〈4・2〉 交流信号重畳運転 本節では、図7の励磁電流に交流信号(30Hz, 振幅4.28A[励磁電流の50%])を重畳した速度センサレスベクトル制御系による実機検証を行う。なお、周知の通り励磁電流から二次磁束への伝達特性は一次遅れ系である。本供試電動機の場合、30Hzの交流信号を励磁電流に重畳しても二次磁束の交流成分は充分小さいので、交流信号の印加によるトルクリップルも小さい。

図10は、 $\varepsilon_1 = 0.1$ で設計した適応磁束オブザーバを用いた時の回転角速度-トルク特性である。回転速度指令 $\frac{\omega_r}{2\pi}$ を0.5, 1, 3, 6, 10 [Hz]とし、 τ_m/Time を約1[p.u.]/20[sec]の割合で力行及び再生負荷を加えた時の実回転角速度とトルクの軌跡である。 ε_1 により不安定領域を小さくした上で、交流信号を重畳することにより低速・再生領域も安定に動作している。

図11は、100%負荷を印加しながら、6[Hz]/5[sec]の割合で回転角速度指令を変化させて二象限運転を行った時の実験結果である。図の各波形は、上からU相電流 i_{us} [A], 出力トルク τ_m [p.u.], 実回転角速度 $\frac{\omega_r}{2\pi}$ [Hz], 推定回転角速度 $\hat{\frac{\omega_r}{2\pi}}$ [Hz]である。正転力行→逆転再生→正転力行の加減速運転も良好に動作することが確認できた。

以上の結果から、適応磁束オブザーバのフィードバックゲインを適切に設計し且つ交流信号を重畳することにより、低速力行、低速再生ともに良好に動作することが分かる。

5. まとめ

本論文では以下について説明した。

- ポポフの超安定論に基づいて、適応磁束オブザーバの安定性とフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ の関係について明らかにした。
- 広い範囲で適応磁束オブザーバの安定性が確保可能なフィードバックゲイン $\mathbf{H}$ の設計法を提案し、その効果を実機により確認した。
- パラメータ調整則のPIゲイン k_{ap}, T_{api} の設計法を提案し、実回転角速度に対する推定回転角速度の応答が設計通りになることをシミュレーションによって検証した。
- 交流信号を励磁電流に重畳する機能をベクトル制御器に付加すれば全領域で良好に可変速駆動することを実機により確認した。

(平成11年4月2日受付, 同11年9月8日再受付)

文 献

- (1) 久保田, 松瀬, 中野: 「適応二次磁束オブザーバの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, vol111-D, No.11, pp954-960, 1991
- (2) 井手, 挟間, 辻, 小黒: 「一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機の速度センサレスベクトル制御」平成7年電気学会産業応用部門全国大会 No184
- (3) Surapong Suwankawin, Somboon Sangwongwanich: 「Stability Analysis and Design Guidelines for A Speed-Sensorless Induction Motor Drive」PCC-Nagaoka '97 P583
- (4) I.D.Landau, 富塚: 「適応制御システムの理論と実際」オーム社 1981
- (5) 市川, 金井, 鈴木, 田村: 「適応制御」昭晃堂 1984
- (6) 小郷, 美多: 「システム制御理論入門」実教出版 1979
- (7) 高橋, 道木, 大熊: 「離散時間系における磁束フィードバック形とすべり周波数形の比較」平成6年電気学会産業応用部門全国大会 No.139
- (8) 金原, 小山: 「回生動作時における誘導電動機の適応磁束オブザーバの安定解析」平成10年電気学会産業応用部門全国大会 No.55

付 録

1. 記号の説明

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11}\mathbf{I} & a_{12}\mathbf{I} \\ a_{21}\mathbf{I} & a_{22}\mathbf{I} + \omega_r\mathbf{J} \end{pmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} a_{11}\mathbf{I} & a_{12}\mathbf{I} \\ a_{21}\mathbf{I} & a_{22}\mathbf{I} + \hat{\omega}_r\mathbf{J} \end{pmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{A}}' = \hat{\mathbf{A}} - \begin{pmatrix} \omega\mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \omega\mathbf{J} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c_1\mathbf{I} & c_2\mathbf{I} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11}\mathbf{I} + h_{12}\mathbf{J} \\ h_{21}\mathbf{I} + h_{22}\mathbf{J} \end{pmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} + j\omega_r \end{pmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \end{pmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} h_{11} + jh_{12} \\ h_{21} + jh_{22} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{I}_4 = \begin{pmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix}$$

$$\zeta = L_s L_r - M^2$$

$$a_{11} = -\zeta^{-1} L_r R_s$$

$$a_{12} = \zeta^{-1} M R_s$$

$$a_{21} = \zeta^{-1} M R_r$$

$$a_{22} = -\zeta^{-1} L_s R_r$$

$$c_1 = \zeta^{-1} L_r$$

$$c_2 = -\zeta^{-1} M$$

$$\mathbf{v}_s = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$\Phi_s = \begin{pmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$\Phi_r = \begin{pmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix}$$

R_s 一次抵抗

R_r 二次抵抗

L_s 一次インダクタンス

L_r 二次インダクタンス

M 相互インダクタンス

ω 電源角周波数 (電気角)

ω_r 回転角速度 (電気角)

ω_s すべり角周波数 (電気角)

金 原 義 彦 (正員) 1968 年 10 月 30 日生。1991 年 3 月名古屋工業大学工学部電気情報工学科卒業。1993 年 3 月名古屋大学大学院博士課程前期課程電子機械工学専攻修了。同年 4 月三菱電機 (株) に入社。現在、産業システム研究所にて、主として電動機の高性能制御に関する研究開発に従事。

小 山 正 人 (正員) 1955 年 3 月 31 日生。1980 年 3 月東京大学大学院工学系研究科修士課程修了。同年 4 月三菱電機 (株) に入社、産業システム研究所にて、主として電動機の高性能制御の研究開発に従事。1998 年 10 月より、同社電力・産業システム事業所に勤務、現在に至る。工学博士。システム制御情報学会会員。