誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御†

村田 年 昭*・土谷 武士**・武田 郁 夫*

Vector Control for Induction Machine by Primary Flux Linkage Control

Toshiaki MURATA,* Takeshi TSUCHIYA** and Ikuo TAKEDA*

This paper presents a precise expression describing the phenomena for a primary flux linkage controlled-induction machine.

In the analysis and synthesis of a vector-controlled induction machine driven by a PWM inverter, control inputs are stator voltages and a stator angular frequency.

In the induction machine, rotor flux and secondary current produce torque. The β axis component perpendicular to the rotor flux, which makes contribution to the generated torque and must be controlled to be zero in the case of secondary flux control, does not become zero. Therefore, the primary current component in the direction of the primary flux linkage is directly affected for the variation of the primary current component proportional to the generated torque. Such the phenomena is undesirable for the purpose of an ideal vector control.

In this paper, it becomes clear that the conditions for a decoupling control are derived by considering an equivalent circuit on the basis of the primary flux linkage reference frame. A high torque response is obtained from a comparison of the primary flux linkage control with the secondary flux linkage control. We propose a system synthesis method on the basis of an optimal control theory which attains the speed control, the vector control by the primary flux linkage control and the primary flux constant control simultaneously. The availabilities of the proposed method are shown from simulation results.

Key Words: induction motor, vector control, primary flux linkage, optimal regulator theory, control system synthesis

1. ま え が き

今日各産業分野において、各種の制御方式に関する交流可変速駆動方式が提案され、制御システムの進歩とともに、いわゆるベクトル制御駆動システムが産業界に広く実用化されている。制御電流源あるいは制御電圧源いずれの場合においてもベクトル制御の最大の問題点は、2次鎖交磁束の大きさと位置を検出、あるいは推定することである。このため、2次抵抗の同定法¹⁾、磁束オブザーバ²⁾など種々の手法が工夫されている。ベクトル制御の最近の動向として、1次鎖交磁束に着目した制御法が報告されている^{3), 4)}。高橋氏らは、瞬時値トルク制御に関して、1次鎖交磁束一定と瞬時トルクの指令値との誤差の組合せからすべり周波数を瞬時に変化させる PWM インバータの電圧ベクトルの選択法を提案している⁵⁾。ベクトル制御システムの駆動電源として PWM インバータなどの電圧形電力変換器を考えると、固定子電圧、固定子角周波数を制御入力と考え、1次鎖交磁束の大きさと角速度を制御すればトルクの瞬時値制御が可能である。

われわれは、誘導電動機が3入力-3出力の制御対象であることを明らかにし、電流制御に対応した状態方程式を基にして現代制御理論によるベクトル制御法を提案し、良好な制御性能が得られることを報告した^{6), 7)}。

本稿では、同期角速度で回転する α - β 軸の基本式より、電圧制御入力の誘導電動機の数学モデルを導出し、1次電流の磁束成分電流とこれと直交するトルク成分電流の非干渉性の物理的意味を明確にする。

1次鎖交磁束ベクトル制御は、同期角速度で回転する座標軸上で観測している1次鎖交磁束の β 軸成分を定常、過渡状態ともに理想的には零と制御することにより実現できる。このため1次鎖交磁束の α 軸成分、

† 第31回自動制御連合講演会で発表 (1988・10)

* 北見工業大学工学部 北見市公園町 165

** 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8 丁目

* Faculty of Engineering, Kitami Institute of Technology, Kitami

** Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

(Received December 12, 1988)

(Revised April 24, 1989)

β 軸成分を出力に選び、1次鎖交磁束の α 軸成分の目標値を一定に、 β 軸成分の目標値を零と与えて制御系を構成すれば1次鎖交磁束一定のベクトル制御系が実現できる。1次鎖交磁束ベクトル制御と従来の2次鎖交磁束ベクトル制御の比較、検討を行い、1次鎖交磁束ベクトル制御の有用性を検討している。3入力-3出力、5次系の状態方程式を基にして、速度制御、1次鎖交磁束一定制御、ベクトル制御の三つの制御目的を同時に実現する制御系を多入力-多出力系の最適レギュレータ理論により構成し、直流モデルによるシミュレーション結果より1次鎖交磁束ベクトル制御法の有用性を検証している。

2. 状態方程式

2.1 ベクトルの定義と座標変換

Fig. 1 に本稿で用いる座標軸の定義を示す。3相の諸量は静止 d - q 軸へ座標変換された後、静止座標と固定子、回転子の相対角速度を考慮して回転座標である α - β 軸へ変換される¹⁾。 α 軸を実軸、 β 軸を虚軸と考えると3相 $\rightarrow$ 2相変換された空間ベクトルを用いて電圧方程式、磁束式は以下の(1)~(5)式で表わされる。ただし、本稿においては単位法を採用する。

電圧方程式

$$v_1 = r_1 i_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} + j\omega_1 \Phi_1 \quad (1)$$

$$v_2 = r_2 i_2 + \frac{d\Phi_2}{dt} + j\omega_2 \Phi_2 \quad (2)$$

すべり角周波数

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r \quad (3)$$

鎖交磁束

$$\Phi_1 = L_s i_1 + M i_2 \quad (4)$$

$$\Phi_2 = M i_1 + L_r i_2 \quad (5)$$

発生トルク τ

$$\tau = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}[i_1^* \Phi_2] \quad (6)$$

Fig. 1 Definition of coordinate and space vector

Fig. 2 Equivalent DC model in α - β axes at synchronously rotating reference frame

ただし、*: 共役の転置, I_m : 虚数部

(1)~(6)式が α - β 座標軸の基本式となる。Fig. 2 に α - β 軸の誘導電動機の等価 D. C モデルを示す。

2.2 状態方程式

1次鎖交磁束に比例する電流 i_0 を次式により定義する。

$$\Phi_1 = L_s i_0 \quad (7)$$

ただし、

$$i_0 = i_{0\alpha} + j i_{0\beta} \quad (8)$$

(7)式の1次鎖交磁束に比例する電流 i_0 を用いると、2次電流 i_2 と2次鎖交磁束 Φ_2 は(9), (10)式となる。

$$i_2 = \frac{L_s}{M} i_0 - \frac{L_s}{M} i_1 \quad (9)$$

$$\Phi_2 = \frac{L_s L_r}{M} i_0 - \frac{L_s}{M} \sigma i_1 \quad (10)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s} \quad (11)$$

発生トルク τ は2次鎖交磁束と2次電流とで表わされるが、(7)式で定義した1次鎖交磁束成分電流 i_0 と1次電流 i_1 により便宜的に次式で表わされる。

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s (i_{0\alpha} i_{1\beta} - i_{0\beta} i_{1\alpha}) \quad (12)$$

2次電流 i_2 はかご形回転子では検出、あるいは直接制御できない量であるので、(9), (10)式を用いて(2)式から i_2 を消去する。機械系のトルク方程式を考慮して、電圧入力に対応した誘導電動機の状態方程式は(13)式となる。

$$\begin{aligned}
\frac{d\omega_r}{dt} &= -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}(\tau - \tau_L) \\
\frac{di_{0\alpha}}{dt} &= -\frac{r_1}{L_s}i_{1\alpha} + \omega_1 i_{0\beta} + \frac{1}{L_s}v_{1\alpha} \\
\frac{di_{0\beta}}{dt} &= -\frac{r_1}{L_s}i_{1\beta} - \omega_1 i_{0\alpha} + \frac{1}{L_s}v_{1\beta} \\
\frac{di_{1\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{L_r}{L_s}r_1 + r_2\right)i_{1\alpha} + \omega_s i_{1\beta} \\
&\quad + \frac{r_2}{\sigma}i_{0\alpha} + \frac{L_r}{\sigma}\omega_r i_{0\beta} + \frac{L_r}{\sigma L_s}v_{1\alpha} \\
\frac{di_{1\beta}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{L_r}{L_s}r_1 + r_2\right)i_{1\beta} - \omega_s i_{1\alpha} \\
&\quad + \frac{r_2}{\sigma}i_{0\beta} - \frac{L_r}{\sigma}\omega_r i_{0\alpha} + \frac{L_r}{\sigma L_s}v_{1\beta} \quad (13)
\end{aligned}$$

ここで、本稿で用いる主な記号を以下に示す。

ω_1 : 1 次角周波数, ω_r : 回転角速度,
 ω_s : すべり角周波数, i_1 : 1 次電流ベクトル
 i_0 : 1 次鎖交磁束に比例する電流ベクトル
 r_1 : 固定子抵抗, r_2 : 回転子抵抗
 L_s : 固定子自己インダクタンス
 L_r : 回転子自己インダクタンス
 M : 相互インダクタンス
 σ : 漏れ係数, p : 極対数, τ_L : 負荷トルク
 J : 慣性モーメント, B : 制動係数

(13) 式において、制御入力は 1 次電圧 $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$, 1 次角周波数 ω_1 , 出力は回転角速度 ω_r , 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$, $i_{0\beta}$ である。

3. ベクトル制御法

3.1 1 次鎖交磁束ベクトル制御の原理

定常、過渡にかかわらず電源電圧の大きさと周波数が変動すれば 1 次鎖交磁束の大きさ、角速度はそれに伴って変動する。われわれが提案する 1 次鎖交磁束制御は、負荷トルク変動や目標速度変動などによる 1 次鎖交磁束の大きさと角速度の変動に対して、制御入力である 1 次電圧と 1 次角周波数により 1 次鎖交磁束の大きさを一定に、電源の角周波数と回転磁界である 1 次鎖交磁束の角速度を周期させれば瞬時値制御が可能である。Fig. 3 に 1 次鎖交磁束ベクトル制御の D.C モデルを示す。いま、同期角速度で回転する α - β 軸上で観測している 1 次鎖交磁束の β 軸成分を零と制御すれば、 α 軸と 1 次鎖交磁束軸は一致し、トルク τ は次式で表わされる。

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s i_{0\alpha} i_{1\beta} \quad (14)$$

(7), (14) 式から 1 次鎖交磁束 Φ_1 を一定に、1 次電流 $i_{1\beta}$ を高速に制御できればトルク τ の瞬時値制御

Fig. 3 Equivalent DC model in α - β axes

が可能となる。本稿においては、1 次鎖交磁束の α , β 軸成分電流 $i_{0\alpha}$, $i_{0\beta}$ を出力に選び、ベクトル制御を達成するため $i_{0\beta}$ の目標値を零とおくことが必要である。

3.2 ベクトル制御法の比較

1 次鎖交磁束軸と 2 次鎖交磁束軸のモデルから理想的なベクトル制御を比較する。ベクトル制御は、同期角速度で回転する座標軸を基本とした状態方程式において鎖交磁束軸の虚軸成分が零（1 次鎖交磁束制御では、 $i_{0\beta} = 0$ ）と制御することにより実現される。

3.2.1 2 次鎖交磁束ベクトル制御（過渡状態）

2 次鎖交磁束を基準に採った鎖交磁束軸においては 2 次回路の電圧方程式より (15), (16) 式を得る⁶⁾。

$$(r_2 + L_r P) i_{m\alpha} = \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\alpha} \quad (15)$$

$$\frac{r_2 M}{L_r} i_{1\beta} = \omega_s L_r i_{m\alpha} \quad (16)$$

ただし、 $P = d/dt$ を表わし、2 次鎖交磁束は以下の式で定義される。

$$\Phi_{2\alpha} = L_r i_{m\alpha}, \quad \Phi_{2\beta} = 0 \quad (17)$$

3.2.2 1 次鎖交磁束ベクトル制御（過渡状態）

1 次鎖交磁束を基準とした座標系においては、(9), (10) 式において 1 次鎖交磁束の β 軸成分電流 $i_{0\beta}$ を零とおいた 2 次電流と 2 次鎖交磁束を 2 次回路の電圧方程式に代入して (18), (19) 式を得る。

$$(r_2 + L_r P) i_{0\alpha} = (r_2 + \sigma P) i_{1\alpha} - \omega_s \sigma i_{1\beta} \quad (18)$$

$$(r_2 + \sigma P) i_{1\beta} = \omega_s (L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}) \quad (19)$$

ここで、トルク発生に寄与する 2 次鎖交磁束成分 $\Phi_{2\alpha}$, $\Phi_{2\beta}$ は次式となる。

$$\Phi_{2\alpha} = \frac{L_s L_r}{M} i_{0\alpha} - \frac{L_s}{M} \sigma i_{1\alpha} \quad (20)$$

$$\Phi_{2\beta} = -(L_s/M) \cdot \sigma i_{1\beta} \quad (21)$$

(15), (18)式を比較すれば, 2次鎖交磁束ベクトル制御では2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ はトルク成分電流 $i_{1\beta}$ の影響は受けないが, 1次鎖交磁束ベクトル制御では, 1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ は $i_{1\beta}$ の影響を受ける. これは(21)式よりトルク発生に寄与する2次鎖交磁束の β 軸成分 $\Phi_{2\beta}$ が零とはならないためである. そこで, 1次鎖交磁束成分電流 $i_{1\alpha}$ とトルク成分電流 $i_{1\beta}$ が相互干渉しない1次鎖交磁束ベクトル制御法について考察する. 簡単のため定常状態を考えると(18), (19)式より次式を得る.

$$\sigma i_{1\beta}^2 = (i_{1\alpha} - i_{0\alpha})(L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}) \quad (22)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 i_{1\beta}}{L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}} \quad (23)$$

(22)式は, (6)式のトルク式の実数部を零とおいて得られる(24)式に(9), (20), (21)式を代入して得られる.

$$\Phi_{2\alpha} i_{2\alpha} + \Phi_{2\beta} i_{2\beta} = 0 \quad (24)$$

2次鎖交磁束ベクトル制御では, $\Phi_{2\beta} = 0$, $i_{2\alpha} = 0$ となりこの項は存在しない. (24)式の物理的な意味を明確にするため, Fig. 4 に1次鎖交磁束を基準にとった瞬時値等価回路を示す⁹⁾. (24)式は, 瞬時値等価回路で考えれば漏れインダクタンス $(L_s/M)^2 \sigma$ で消費される無効電力に相当する. 定常状態では, 無効電力の平均値は零となり, トルク式の実数部は常に零となり, 漏れインダクタンスはトルク発生には寄与しない. (22), (23)式が過渡状態においても満足しているとすれば, 1次電流は(25), (26)式となる.

$$\frac{di_{1\alpha}}{dt} = -\frac{L_r}{\sigma L_s} r_1 i_{1\alpha} + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\alpha} \quad (25)$$

Fig. 4 Equivalent circuit at primary flux linkage reference frame

$$\frac{di_{1\beta}}{dt} = -\frac{L_r}{\sigma L_s} r_1 i_{1\beta} - \frac{L_r}{\sigma} \omega_1 i_{0\alpha} + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\beta} \quad (26)$$

(25), (26)式と Fig. 3 より明らかなように α 軸電圧回路と β 軸電圧回路は非干渉化される. 本稿では, (13)式の状態方程式を基本として1次鎖交磁束成分電流の β 軸成分電流 $i_{0\beta}$ を零, α 軸成分電流 $i_{0\alpha}$ を一定に制御すれば1次電流を高速に制御できる.

3.3 定常特性

3.3.1 定常動作点

電圧制御入力に対する1次鎖交磁束ベクトル制御と2次鎖交磁束ベクトル制御の定常特性を比較する. 1次鎖交磁束ベクトル制御においては, (13)式の状態方程式より, $i_{0\beta} = 0$ とおいて以下の(27)~(30)式を得る.

(1) 1次鎖交磁束ベクトル制御 (定常状態)

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} \quad (27)$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + L_s \omega_1 i_{0\alpha} \quad (28)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 \cdot i_{1\alpha} - i_{0\alpha}}{\sigma i_{1\beta}} \quad (29)$$

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s i_{0\alpha} i_{1\beta} \quad (30)$$

1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ と1次電流 $i_{1\alpha}$ との関係は, (22), (23)式より次式となる.

$$i_{0\alpha} = i_{1\alpha} \frac{\omega_s \sigma i_{1\beta}}{r_2} \quad (31)$$

一方, 2次鎖交磁束ベクトル制御においては, 2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\beta}$ を零とおいて以下の(32)~(35)式を得る.

(2) 2次鎖交磁束ベクトル制御 (定常状態)

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} - \frac{L_s}{L_r} \sigma \omega_1 i_{1\beta} \quad (32)$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + \frac{L_s L_r}{M} \omega_1 i_{m\alpha} \quad (33)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 M}{L_r^2} \cdot \frac{i_{1\beta}}{i_{m\alpha}} \quad (34)$$

$$\tau = \frac{3}{2} p M i_{m\alpha} i_{1\beta} \quad (35)$$

ただし, 1次電流 $i_{1\alpha}$ と2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ の関係は次式となる⁶⁾.

$$i_{m\alpha} = (M/L_r) \cdot i_{1\alpha} \quad (36)$$

2次鎖交磁束ベクトル制御では, $i_{m\alpha}$ は1次電流 $i_{1\alpha}$ に比例し, $i_{1\alpha}$ を制御することにより磁束を直接制御することができ都合が良いが, 電圧制御による2次鎖交磁束ベクトル制御では, 2次鎖交磁束を一定に制御しようとしても, (32)式から $i_{1\alpha}$ はトルク変動に比例する電流 $i_{1\beta}$ の影響を直接受ける. $i_{1\alpha}$ が変動すれば2次時定数により $i_{m\alpha}$ がいつまでも収束しないなどの

磁束の脈動などの問題が生じる恐れがある。

1 次鎖交磁束ベクトル制御法は、1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ は、 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, ω_s により変動するが、 α 軸、 β 軸電圧回路は非干渉化されるので、負荷トルク変動などによる ω_s , $i_{1\beta}$ の変動に対して $i_{1\alpha}$ と $i_{1\beta}$ を制御入力 $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$ により独立に制御できる。

3.3.2 すべり周波数-トルク特性

1 次鎖交磁束ベクトル制御の定常状態の式より、発生トルクはすべり角周波数と 1 次電流とで表わすと次式となる。

$$\tau = \frac{3}{2} p \frac{L_s}{L_r} \left(\sigma i_{1\alpha} i_{1\beta} + \frac{r_2}{\omega_s} i_{1\beta}^2 \right) \quad (37)$$

2 次鎖交磁束ベクトル制御においては、(34)～(36)式より、トルク τ は次式で表わされる。

$$\tau = \frac{3}{2} p \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot \frac{r_2 i_{1\beta}^2}{\omega_s} \quad (38)$$

各ベクトル制御法における電流関係は、鎖交磁束関係より求められる。1 次、2 次巻線の鎖交磁束は共通に鎖交する磁束（空隙磁束）とそれぞれの漏れ磁束とで表わされるが、これを電流分で表示すれば次式となる。

$$i_0 + \frac{M}{L_s} i_m + \frac{\sigma}{L_r} i_1 \quad (39)$$

(37), (38) 式のトルク式の係数は、 $L_s/L_r > (M/L_r)^2$ であるので鎖交磁束一定のもとで、1 次鎖交磁束ベクトル制御は、2 次鎖交磁束ベクトル制御より高トルク制御が可能であることが明らかである。

4. 最適制御理論による制御系の構成法

4.1 離散時間値系

(13) 式の状態方程式を動作点近傍で線形化した後、1 サンプル周期に等しい入力むだ時間を考慮して離散時間値系に変換すると (40) 式を得る⁹⁾。ただし、以下の式においてはサンプリング周期の表示は省略する。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{d}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (40)$$

$\mathbf{A}$: 5×5 マトリクス, $\mathbf{B}$: 5×3 マトリクス

$\mathbf{C}$: 3×5 マトリクス,

ここで、状態変数 $\mathbf{x}(k)$, 入力変数 $\mathbf{u}(k)$, 出力変数 $\mathbf{y}(k)$, 外乱 $\mathbf{d}(k)$ は以下のように定義される。

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{0\alpha}(k) \\ i_{0\beta}(k) \\ i_{1\alpha}(k) \\ i_{1\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} v_{1\alpha}(k) \\ v_{1\beta}(k) \\ \omega_1(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{0\alpha}(k) \\ i_{0\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}(k) = \tau_L(k)$$

誤差 $\mathbf{e}(k)$ を次式で定義する。

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{R}(k) - \mathbf{y}(k) \quad (41)$$

目標値 $\mathbf{R}(k)$ において、1 次鎖交磁束一定制御のベクトル制御を達成するため 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ と $i_{0\beta}$ の目標値、 $i_{0\alpha}^R(k) = \text{const}$, $i_{0\beta}^R(k) = 0$ とする必要がある。

4.2 エラーシステム法¹¹⁾

誤差と状態変数の 1 階差分値を状態変数とし、入力変数の 1 階差分値を入力変数とする拡大系をエラーシステムと定義する。新しい状態量を次式で定義する。

$$\mathbf{X}_0(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} \Delta v_{1\alpha}(k) \\ \Delta v_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (42)$$

(42) 式の状態変数を用いてエラーシステムの状態方程式は (43) 式で表わされる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k+1) \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) \\ \Delta \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & -\mathbf{CA} & -\mathbf{CB} \\ \mathbf{0} & \mathbf{AB} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{R}(k+1) \\ &+ \begin{bmatrix} -\mathbf{C} \\ \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{d}(k) \end{aligned} \quad (43)$$

あるいは

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0(k+1) &= \mathbf{\Psi} \mathbf{X}_0(k) + \mathbf{G} \Delta \mathbf{u}(k-1) \\ &+ \mathbf{G}_R \Delta \mathbf{R}(k+1) + \mathbf{G}_d \Delta \mathbf{d}(k) \end{aligned} \quad (44)$$

ここで、目標値信号 $\mathbf{R}(k)$, 外乱 $\mathbf{d}(k)$ をステップ信号と仮定する。このような仮定は、実際上の多くの場合に有効と考えられる。この仮定を用いると、(44) 式は次式となる。

$$\mathbf{X}_0(k+1) = \mathbf{\Psi} \mathbf{X}_0(k) + \mathbf{G} \Delta \mathbf{u}(k-1) \quad (45)$$

(45) 式のエラーシステムはパラメータ変動、ステップ外乱変動に対して安定に制御されるとき定常誤差が零となることが保証される。そのため一つの有効な手法として、最適レギュレータ理論を利用する。(45) 式の系に対して評価関数 PI を次式で定義する。

$$PI = \sum_{j=0}^{\infty} [\mathbf{X}_0^T(j) \mathbf{Q}_0 \mathbf{X}_0(j) + \Delta \mathbf{u}^T(j) \mathbf{H} \Delta \mathbf{u}(j)] \quad (46)$$

ここで、

$$\mathbf{Q}_0 = \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, 0] \quad (47)$$

$$\mathbf{H} = \text{diag}[h_1, h_2, h_3] \quad (48)$$

$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$: 誤差の重み係数

Fig. 5 Speed control system structure with full state feedback

h_1, h_2, h_3 : 入力加重み係数

(45)式の制御対象に関して、(46)式の評価関数 PI を最小とする最適制御入力 $\Delta u(k)$ は、最適レギュレータ問題を解いて次式のように求まる。

$$\Delta u(k) = F X_0(k) \quad (49)$$

ただし、

$$F = -[H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi \quad (50)$$

(50)式のマトリクス P は(51)式の離散時間値リカッチ方程式の解である。

$$P = \Psi^T P \Psi - \Psi^T P G [H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi + Q \quad (51)$$

Fig. 5 に1次鎖交磁束ベクトル制御系の構成線図を示す。

5. シミュレーション結果

1次鎖交磁束ベクトル制御の有効性を等価DCモデルによるシミュレーションにより実証する。シミュレーションに用いた誘導電動機は3相、6P、1.1kW、50Hz、かご形誘導電動機である。主な定数はTable 1に表示してある。1次、2次鎖交磁束ベクトル制御の制御系の応答を比較するため、電圧制御入力に対する2次鎖交磁束ベクトル制御系を構成し¹⁰⁾、シミュレーションによる比較を行った。ただし、定格トルクは磁束成分電流の値により異なるので、定格1次電流値 ($i_{1\alpha} = 15.4$ A, $i_{1\beta} = 9.1$ A)、定格出力 (1.1 kW) を基準にとり、それぞれの鎖交磁束を基準に採った磁束座標軸の定常状態の式より1次、2次鎖交磁束成分電流の定格値を求め、定格トルクを算定した。Fig. 6

Table 1 Motor constants

r_1	0.2842 Ω
r_2	0.2878 Ω
L_s	28.3 mH
L_r	28.8 mH
M	26.8 mH
J (motor)	0.0179 kg·m ²

に1次鎖交磁束ベクトル制御と2次鎖交磁束ベクトル制御のすべり周波数-トルク特性の比較を示す。参考までにベクトル制御を行わない通常の電圧、周波数一定のすべり周波数-トルク特性を表示してある。商用電源により端子電圧一定で誘導電動機を運転した場合には、発生トルクには上限値（停動トルク）をもつが、ベクトル制御では、鎖交磁束を一定としてもトルクはトルク成分電流に比例し、上限値をもたない。1次鎖交磁束ベクトル制御は、同一のすべり周波数においては、発生トルクは最大となる。Fig. 7とFig. 8に1次鎖交磁束ベクトル制御と2次鎖交磁束ベクトル制御のシミュレーション波形を示す。シミュレーションにおいて、サンプリング周期は1msである。フィードバックゲイン F は定常動作点 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ により変動するので、1次電流 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ の動作点変動に対して、ゲイン F をあらかじめ計算しておく必要がある。シミュレーションでは1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\beta}$ を零とおいたベクトル制御状態で、1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ を一定とした動作点で線形化を行い、(51)式のリカッチ方程式の解よりフィードバックゲイン F を求めた。ゲイン F を求めた際的评价関数の重み係数を以下に示す。なお、比較のため2次鎖交磁束ベクトル制御系においても同一の重み係数とした。

$$\Gamma_1 = 1.5, \Gamma_2 = 10.0, \Gamma_3 = 80.0$$

$$h_1 = 10.0, h_2 = 0.5, h_3 = 0.5$$

Fig. 7 は速度ステップ変化に対する応答波形である。

Fig. 7(a) は1次鎖交磁束ベクトル制御系の応答を示す

Fig. 6 Slip frequency vs. torque characteristics

(a) Primary flux linkage control

(b) Secondary flux linkage control

Fig. 7 Step responses for desired speed signal

し、Fig. 7(b)は2次鎖交磁束ベクトル制御系の応答を示す。1次鎖交磁束ベクトル制御、2次鎖交磁束ベクトル制御の両者とも β 軸鎖交磁束成分電流は目標値零に、鎖交磁束の α 軸成分電流は一定に制御され、トルク τ は、1次電流 $i_{1\beta}$ の応答に追従しており良好な応答が得られている。1次鎖交磁束ベクトル制御においては、発生トルクに比例する1次電流の β 軸成分 $i_{1\beta}$ は2次鎖交磁束ベクトル制御の $i_{1\beta}$ に比較して、ピーク値はなめらかとなり電圧制御系の電力変換器を設計する場合には好都合となろう。Fig. 8は外乱、パラメータ変動に対するシミュレーション波形である。2次鎖交磁束ベクトル制御は50%の2次抵抗変動に対して1次電流が若干変動し、その変動が発生トルク τ に直接現れてくるが、1次鎖交磁束ベクトル制御は、50%の2次抵抗変動があっても発生トルク τ はほとんど影響されない。

6. むすび

電圧制御による1次鎖交磁束ベクトル制御法の基本理論を明らかにした。3入力-3出力、5次系の状態方程式をもとにして最適レギュレータ理論により速度

制御、1次鎖交磁束一定制御のベクトル制御系構成法を提案し、本稿で提案する制御系構成法の有効性をシミュレーションにより検討した。1次鎖交磁束ベクトル制御と2次鎖交磁束ベクトル制御のどちらが有利かについては実用面での検討が必要であろうが、1次鎖交磁束ベクトル制御と2次鎖交磁束ベクトル制御との違いを明確にし、シミュレーション結果から1次鎖交磁束ベクトル制御の有用性を確かめた。

参考文献

- 1) T. Matsuno and T. Lipo: Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives, IEEE Trans. Industrial Applications, IA-21-4, 624/632 (1985)
- 2) 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, 電気学会論文誌B, 106-3, 209/216 (1986)
- 3) I. Takahashi and T. Noguchi: A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Trans. Industrial Applications, IA-22-5, 820/827 (1986)
- 4) X. Xu, R. De Donker and D.W. Novotny: A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive, PESC '88 RECORD, 870/876 (1988)
- 5) 高橋, 野口: 瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機

(a) Primary flux linkage control

(b) Secondary flux linkage control

Fig. 8 Step responses for disturbance and parameter variation

の新高速トルク制御法, 電気学会論文誌 B, **106-1**, 9/16 (1986)

- 6) 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, **24-6**, 596/602 (1988)
- 7) 村田, 土谷, 武田: 最適レギュレータ理論によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, **25-3**, 83/90 (1989)
- 8) 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御, 第31回自動制御連合講演会前刷, 2005, 291/294 (1988)
- 9) 村田, 土谷, 武田: 最適制御理論による誘導電動機の固

定子鎖交磁束一定制御, 電気学会産業電力電気応用研究会資料, IEA-88-13, 59/68 (1988)

- 10) 江上, 村田, 土谷: 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, 671/674 (1988)
- 11) T. Tsuchiya: Improved Direct Digital Control Algorithm for Microprocessor Implementation, IEEE Trans. Automatic Control, **AC-27-2**, 295/306 (1982)
- 12) 土谷: 最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間出力フィードバック制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, **20-3**, 193/199 (1983)