過渡状態を利用した誘導機の速度と二次抵抗の同時推定

学生員 赤 津 観 (横浜国立大学)

正 員 河 村 篤 男 (横浜国立大学)

On-line simultaneous estimations of the speed and the secondary resistance
under the transient states of Induction Motor

Kan Akatsu, Student-member, Atsuo Kawamura, Member (Yokohama National University)

In the speed sensorless control of the induction motor, the machine parameters (especially the secondary resistance R_2) have a strong influence to the speed estimation. It is known that the simultaneous estimation of the speed and R_2 is impossible in the slip frequency type vector control, because the secondary flux is constant. But the secondary flux is not always constant in the speed transient state. In this paper the R_2 estimation in the transient state without adding any additional signal to the stator current is proposed. This algorithm uses the least mean square algorithm and the adaptive algorithm, and it is possible to estimate the R_2 exactly. This algorithm is verified by the digital simulations and the experiments.

キーワード：誘導機、速度センサレスベクトル制御、二次抵抗同定

1. はじめに

誘導電動機の高精度制御法としてベクトル制御が広く用いられ、近年、小型化、低価格化からの要求から速度センサを用いないセンサレスベクトル制御が数多く研究されている。最も多く用いられているベクトル制御法はすべり周波数型ベクトル制御であるが、速度推定に二次抵抗値を用いる為に二次抵抗設定値に誤差を生じた場合や、温度により二次抵抗が変化した場合には速度推定誤差を生ずる。また、速度と二次抵抗の同時推定は困難であり、理想的なすべり周波数型ベクトル制御においては定常状態での同時推定が不可能であることが証明されている⁽¹⁾。

速度と二次抵抗の同時推定の問題に対し、スロット高調波を用いる方法⁽²⁾⁽³⁾や励磁電流指令値に交流分を加える方法⁽⁴⁾も提案されているが、スロット高調波を用いる方法では、特に低速度域において二次抵抗推定が困難になり、励磁電流に交流分を加える方法ではトルクや実速度にリップルを生じるなどの問題点がある。

本論文では、速度過渡状態における電流及び二次磁束の過渡的な振舞いを利用し、外部から何の信号も加えることなく、また一次電流のみを用いて、適応アルゴリズムにより速度と二次抵抗の同時同定を行う手法を提案する。本アルゴリズムは計算量が少なく、ベクトル制御自体は何の変更点も無しに使用できる。反面、速度過渡状態を利用しては速度一定で運転される機器には適用出来ないが、速度が頻繁に変化する機器に対しては実用的である。

本論文は、まず速度推定アルゴリズムを述べ、二次抵抗設定誤差が与える影響を明らかにした上で、提案する二次抵抗同定アルゴリズムについて説明する。さらに、本アルゴリズムの計算機シミュレーション及び実験結果を示し、最後に本アルゴリズムの収束速度等について検討を加え、改

良した提案アルゴリズムの有効性を実験により検証した。

2. センサレス速度制御アルゴリズム

〈2・1〉 速度推定アルゴリズム

誘導電動機の角速度 ω で回転する同期回転座標系(d-q座標系)における回路方程式(鉄損無視)は次式(1)となる⁽⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + pL_1)I + \omega L_1 J & * \\ pL_m I + \omega_s L_m J & * \\ * & pL_m I + \omega L_m J \\ (R_2 + pL_2)I + \omega_s L_2 J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで

$$\omega_s = \omega - \omega_r \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

であり、本稿で用いた記号については付録に記す。

式(1)の第2行の各ベクトルと $J\Phi_2$ との内積をとり、すべり角周波数 ω_s について解き、二次磁束ベクトル Φ_2 、二次電流ベクトル i_2 、二次抵抗 R_2 をそれぞれ推定値(添字 $\hat{}$)に置き換えると、すべり角周波数推定値 $\hat{\omega}_s$ 及びロータ角速度推定値 $\hat{\omega}_r$ を次式のように得る(詳細は付録3を参照されたい)⁽⁵⁾。

$$\hat{\omega}_s = -\hat{R}_2 \frac{\hat{i}_2^T J \hat{\Phi}_2}{\|\hat{\Phi}_2\|^2} - \frac{p \hat{\Phi}_2^T J \hat{\Phi}_2}{\|\hat{\Phi}_2\|^2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\hat{\omega}_r = \omega - \hat{\omega}_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで ω は電源角周波数であり、二次磁束ベクトルおよび二次電流ベクトルの推定値は次式で求める。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{L_2}{L_m} \int (v_{1s}^* - R_1 i_{1s}) dt - L_\delta i_{1s} \dots\dots\dots (6)$$

$$\hat{i}_{2s} = \frac{1}{L_2} (\hat{\Phi}_{2s} - L_m i_{1s}) \dots\dots\dots (7)$$

$$\hat{\Phi}_2 = \text{Rot}[\theta] \cdot \hat{\Phi}_{2s} \dots\dots\dots (8)$$

$$\hat{i}_2 = \text{Rot}[\theta] \cdot \hat{i}_{2s} \dots\dots\dots (9)$$

ここで

$$\text{Rot}[\theta] \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

$$\theta = \int \omega dt \dots\dots\dots (11)$$

$$L_\delta = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_m} \dots\dots\dots (12)$$

であり、添字のsは静止座標系(α - β 座標)であることを示し、添字の*は指令値であることを示している。本推定法ではインバータは電圧指令値に基づき制御されているので、実電圧の代わりに電圧指令値 v_1^* を用いている。

実際には、式(6)における積分を、一次ローパスフィルタで代用し、低周波域における位相誤差を避けるために、図1に示すように二次磁束の指令値を同じ時定数のフィルタに通し、二次磁束推定値に加えたものを使用する⁽⁶⁾。

図1 二次磁束推定ブロック図

Fig. 1. Block diagram of the secondary flux estimation

図2に本アルゴリズムを用いた速度センサレス速度制御系のブロック図を示す。

ここで、図2中の $e^{-T_s p}$ は時間 T_s の遅れを表しており、本論文では T_s をサンプリングタイムにすることにより、1サンプル遅れ($\frac{1}{z}$)となる。

〈2・2〉 二次抵抗変動の与える影響

式(4)の第一項より、二次抵抗設定値に誤差があった場合、および温度等により二次抵抗値が変化した場合には、すべり角周波数の推定誤差を生む。トルク制御系の場合は、その構成から二次抵抗誤差によるトルク制御誤差を生じないが、速度制御系の場合は、図2に示した外側の速度制御ループにより、二次抵抗誤差、すなわちすべり角周波数推定誤差が直接、速度制御誤差を生む。従って、二次磁束が完全

図2 センサレス速度制御系ブロック図

Fig. 2. Block diagram of the speed sensorless control

に推定できた場合でも、二次抵抗の誤差があった場合はその誤差に比例した速度制御誤差を生じてしまう。図3に二次抵抗設定値を二次抵抗値の $\pm 5\%$ 、及び $\pm 10\%$ ずらした場合の速度と速度推定値のシミュレーション結果(50%負荷)を示す。

図3 二次抵抗設定誤差による速度推定誤差(対数)

Fig. 3. The R_2 variation and the estimation error of the real speed (log scale)

図3より、特に100[rpm]以下の速度域において二次抵抗設定誤差が速度推定値に大きく影響を与えることが分かる。

3. 二次抵抗同定アルゴリズム

〈3・1〉 定常状態における二次抵抗推定

式(1)の第2行から ω_s を消去し、二次電流ベクトル及び二次磁束ベクトルを推定値で置き換えると、次式の二次抵抗推定値を得る(導出は付録4を参照されたい)⁽⁷⁾。

$$\hat{R}_2 = -\frac{p \hat{\Phi}_2^T \hat{\Phi}_2}{\hat{i}_2^T \hat{\Phi}_2} \dots\dots\dots (13)$$

式(13)は、理想的なすべり周波数型ベクトル制御における二次抵抗同定が不可能であることを示している。すなわち、二次磁束を一定に保つ場合には分子が0となり、また二次磁束ベクトルが二次電流ベクトルとの直交性を保つことから分母も0となり、これらが成立する定常状態においては、二次抵抗が正しく同定出来ないことが分かる。実際

には式(13)の分子、分母とも電源周波数のリップルが生じ0とはならないが、この場合も推定はできない(4)。

(3・2) 過渡状態における二次抵抗推定

図4に速度を150[rpm]から100[rpm]までステップダウンさせた場合における二次磁束の大きさの変化を示す。

図4に示すように、速度変化時などの過渡状態においては、二次磁束が過渡的に変化するので、過渡状態における二次抵抗推定値は、式(13)において分子、分母ともに0とはならず、式(13)によりある程度推定出来る。ここである程度と記したのは、実際は外乱等の影響を受けるので、そのまま用いたのでは推定は出来ないからである。

図4 速度変化時の二次磁束の大きさの変化(実験)

Fig. 4. The secondary flux behavior when the speed changes

従って、過渡状態における推定値を精度良く取り出し、定常状態では前の推定値を保持するようなアルゴリズムにより、速度と二次抵抗の同時同定が可能になる。ただし、二次抵抗が急速に変化する場合適用が困難であるが、一般に二次抵抗の変化は十分遅いと考えられるため同定が可能である。

(3・3) 最小二乗法による同定

上記アルゴリズムの実現には最小二乗法を適用した。過渡時に推定された二次抵抗値の確率的平均を取ることで、精度良い推定が可能である。具体的には式(13)を次式のように変形する。

$$\frac{1}{2}p\|\hat{\Phi}_2\|^2 = -\hat{R}_2\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \quad (14)$$

ここで微分の問題を避けるために、式(14)の両辺に $\frac{1}{1+\tau_2 p}$ を乗ずると

$$\frac{p}{1+\tau_2 p}\|\hat{\Phi}_2\|^2 = -2\hat{R}_2\frac{1}{1+\tau_2 p}\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \quad (15)$$

となり、

$$y \triangleq \frac{p}{1+\tau_2 p}\|\hat{\Phi}_2\|^2 \quad (16)$$

$$u \triangleq -2\frac{1}{1+\tau_2 p}\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \quad (17)$$

$$\hat{\theta} \triangleq \hat{R}_2 \quad (18)$$

と置き換えると、式(15)は

$$y = \hat{\theta}u \quad (19)$$

となり、 $\hat{\theta}$ を同定対象とする最小二乗法推定のモデルに帰着される。実際には $\frac{1}{1+\tau_2 p}$ を一次ローパスフィルタで、 $\frac{p}{1+\tau_2 p}$ を一次ハイパスフィルタで実現する。図5に二次抵抗同定のブロック図を示す。

図5 二次抵抗同定ブロック図

Fig. 5. Block diagram of the R_2 estimation

以上を離散時間モデルに変形し、逐次型最小二乗法のアルゴリズム(8)を適用し、閾値を設けることで定常状態においては推定せず、過渡状態においてのみ推定値を更新するアルゴリズムを次式のように得る。

$$\hat{\theta}[N] = \hat{\theta}[N-1] + k[N](y[N] - u[N]\hat{\theta}[N-1]) \quad (20)$$

$$k[N] = \begin{cases} \frac{P[N-1]u[N]}{\rho + u[N]^T P[N-1]u[N]} & y[N] \geq \alpha \\ 0 & y[N] \leq \alpha \end{cases} \quad (21)$$

$$P[N] = (1 - k[N]u[N])P[N-1]\frac{1}{\rho} \quad (22)$$

ここで ρ は忘却係数、 α は閾値である。

式(21)により定常、及び過渡状態の判別を行ない、定常状態においては $k[N] = 0$ とすることで $\hat{\theta}$ は更新されずに前

図6 最小二乗法を用いた速度と二次抵抗の同時同定結果 (シミュレーション)

Fig. 6. Simultaneous estimation result of the speed and the R_2 with the Least Mean Square algorithm

の値を保持する。また、過渡状態において $\hat{\theta}$ は忘却係数 ρ に従い更新される。図6に本アルゴリズムを用いた速度及び二次抵抗の同定結果 (シミュレーション) を示す。

図6では、時刻2秒及び4秒において二次抵抗の真値を規定値の $\pm 10\%$ 変化させ、時刻3秒及び5秒において速度指令値を変化させている。定常状態においては二次抵抗真値の変化により速度推定誤差を生じているが、速度変化後の過渡状態において、瞬時に二次抵抗推定値が真値に追従し速度推定誤差がなくなっていることが分かる。

以上から過渡状態において精度良い二次抵抗の同定が可能なが示された。しかし、本アルゴリズムは閾値及び忘却係数の決定にはノウハウがあり、実機に適用する際には現場での調整が伴うと思われる。

(3・4) 固定ゲイン則による同定

上記、忘却係数の決定法の問題を避けるためには、忘却係数がアルゴリズム内に存在しない次式で表される固定ゲイン則が都合良いと考えられる。

$$\hat{\theta}[N] = \hat{\theta}[N-1] + P[0]u[N]e[N] \dots\dots\dots(23)$$

$$e[N] = \frac{y[N] - \hat{\theta}[N-1]u[N]}{1 + u[N]^2 P[0]} \dots\dots\dots(24)$$

ここで各変数は最小二乗法の場合 (式 (16) ~ 式 (18)) と同一である。また、本アルゴリズムは固定トレース則⁽⁹⁾において、同定対象がスカラ、すなわちゲイン行列 $P[N]$ がスカラである場合に相当する。

理論的に本アルゴリズムでは、ゲイン $P[0]$ により収束速度が決定されるために、 $P[0]$ を大きく選べば同定対象は真値に素早く収束する。しかし、実際には $P[0]$ を大きく選んだ場合、ある種の外乱に敏感になり同定値が振動してしまうことがあり、 $P[0]$ が小さすぎる場合には、収束性が悪化してしまう為、 $P[0]$ は最適に選ぶ必要がある。また、本アルゴリズムでは定常状態において入力 $u[N]$ が0になった場合、式 (23) に従い $\hat{\theta}[N]$ は更新されないために、最小二乗法の場合と異なり閾値は必要とならない。しかし、実際にはわずかなリップル等が存在するために、定常状態において完全に0とはならず、微小幅の閾値を用いて入力を0にする必要がある。

図7に二次抵抗真値をランプ状に増加させた場合の速度及び二次抵抗の同定結果 (シミュレーション) を示す。

図7 固定ゲイン則による速度及び二次抵抗推定結果 (シミュレーション)

Fig. 7. Simultaneous estimation result of the speed and the R_2 with the constant gain algorithm

図7より二次抵抗同定値が二次抵抗真値の変化に速度過渡状態においてのみ追従しており最小二乗法同様正しく同定出来ていることがわかる。

定格電力	0.75(kW)	R_1	0.435(Ω)
定格トルク	4.8(N·m)	R_2	0.285 (Ω)
定格速度	1500(rpm)	L_2	24.07(mH)
極数	4	L_1	23.97(mH)
		L_m	22.94(mH)

表1 相反型誘導機定格値

Table 1. Parameters of the ADTR motor

4. 実験による同時推定

〈4・1〉 実験装置

表1に示す電気自動車用相反型誘導機において、アウトロータをロックし、インナロータを回転させて実験を行なった。ただし使用した相反型誘導機はその構造上スリップリングを持つために、電流値により一次抵抗値が変化する⁽¹⁰⁾。従って表1に示した一次抵抗値は平均値であり、実験では付録2に示したように一次抵抗をオフラインで推定した。

実験装置の構成を図8に示す。ベクトル制御及び速度と二次抵抗の同定はTI社DSP(TMS320C32 50MHz)を使用し、サンプリング周期(T_s) 200(us)で計算を行なっている。インバータのPWM波形生成、及びゲート指令値生成はNEC社DSP(uPD77230)を用い、キャリア周波数2.5KHzで駆動している。インバータ主回路には日立MOS-FET(2SK2586)を用い、デッドタイムによる出力電圧減少の影響を少なくするために電源電圧は30[V]とした。

負荷装置は750[W]のDC発電機を用い、励磁巻線に抵抗を接続し100[V]の電圧をかけることで定格の20%負荷を実現した。

図8 実験装置構成

Fig. 8. Configuration of the experimental equipment

〈4・2〉 同定結果

前章で述べた固定ゲイン則を用いて、定格の20%負荷時に速度指令値を100[rpm]から150[rpm]に変化させた場合の速度と二次抵抗の同定結果を図9に示す。なお、 $P[0]$ の値は1とし、フィルタ時定数 $\tau_1 = 1$ 、 $\tau_2 = 0.05$ とした。

図9より100[rpm]指令時には二次抵抗誤差による速度推定誤差及び制御誤差が現れているが、速度指令値を150[rpm]に増加させた瞬時に、二次抵抗推定値が更新を始め、定常状態においては速度推定誤差がなくなっていることから、

図9 速度と二次抵抗の同時同定結果(実験)

Fig. 9. Experimental result of the speed and the R_2 estimation

正しく二次抵抗が同定出来ていることが分かる。

なお本実験では、まず無負荷において速度センサレスで駆動し、一次抵抗の同定を行なうことで、実際の速度と推定速度が一致することを確認し負荷を投入した。従って、負荷がある上での速度推定誤差は二次抵抗の設定及び推定誤差が支配的であり、二次抵抗の同定により速度推定誤差がなくなること、二次抵抗が正しく同定出来ていることになる。一次抵抗の同定については付録を参照されたい。

5. 考察

本章では固定ゲイン則について、その収束時間、及び入力大きさによる収束性について考察する。

〈5・1〉 同定に必要な収束時間 τ_c について

前章で述べた固定ゲイン則の収束時間について考察する。式(24)を式(23)に代入すると次式を得る。

$$\hat{\theta}[N] = \frac{1}{1 + u^2[N]P[0]} \hat{\theta}[N-1] + \frac{u[N]P[0]y[N]}{1 + u^2[N]P[0]} \dots (25)$$

式(25)は $\frac{1}{1 + u^2[N]P[0]}$ の大きさにより収束速度が決定されることを示している。この場合 $\hat{\theta}$ の変化に関する時定数 τ_c は等価的に次式で求められる。

$$\frac{1}{1 + u^2[N]P[0]} = \exp\left(\frac{-Ts}{\tau_c}\right) \dots (26)$$

ここで T_s はサンプリング時間である。従って τ_c について解くと、

$$\tau_c = \frac{T_s}{\ln(1 + u^2[N]P[0])} \quad \dots\dots\dots (27)$$

となる。入力信号 $u[N]$ が時定数 τ_c よりも短い時間に消滅する場合は、同定値が収束する前に入力信号がなくなってしまうことになるので収束誤差を生じることが予想され、一般に τ_c は短い方が好ましい。しかし、一回の入力で収束しない場合でも、何回かの入力を繰り返すことで同定値は真値に収束する。

(5・2) 速度変化幅が小さい場合の同定

固定ゲイン則では $P[0]$ を一定に定めている為に、過大な速度変化による入力 $u[N]$ が入ってきた場合は、式 (25) において $P[0]$ の値を大きく選んだ場合に相当し、式 (27) により τ_c が小さくなるが、反面、外乱に敏感になり $\hat{\theta}[N]$ が振動してしまう。また、 $u[N]$ が小さい場合には $P[0]$ が小さい場合に相当し、式 (27) により τ_c が大きくなり、同定値の収束性が悪化してしまう。この問題は $P[0]$ を可変にする次式の時変アルゴリズム (上限トレース則) ⁽⁹⁾ を用いることで解決できる。

$$\hat{\theta}[N] = \hat{\theta}[N-1] + P[N-1]u[N]e[N] \quad \dots\dots\dots (28)$$

$$e[N] = \frac{y[N] - \hat{\theta}[N-1]u[N]}{1 + u[N]^2P[N-1]} \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$P[N] = \frac{1}{\lambda_1[N]} \left[P[N-1] - \frac{P^2[N-1]u^2[N]}{1 + u^2[N]P[N-1]} \right] \\ \triangleq \frac{1}{\lambda_1[N]} P'[N] \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$\lambda_1[N] = \max\left(\lambda, \frac{P'[N]}{\gamma}\right) \quad \dots\dots\dots (31)$$

$$\gamma \geq P[0] \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$0 < \lambda < 1 \quad \dots\dots\dots (33)$$

本アルゴリズムの場合、 $P[N]$ の上限が γ で決定され、 $u[N]$ が大きい時には $P[N]$ が小さく選ばれ、逆に $u[N]$ が小さい時には $P[N]$ が大きく選ばれるので、上記収束性の問題が解決される。また、忘却係数 $\lambda_1[N]$ も自動的に決定される。

図 10 に速度変化が 140[rpm] から 160[rpm] と小さい場合の同定結果を示す。図 10 より速度変化が小さい場合、つまり入力 $u[N]$ が小さい場合でも正しく同定できていることが分かる。

6. まとめ

本論文では、速度変化に伴う二次磁束の過渡的な変化を利用して、定常状態では不可能であった速度と二次抵抗の同時同定を行なうアルゴリズムを提案した。使用したアルゴリズムは最小二乗法及び固定ゲイン則であり、過渡状態時にのみ二次抵抗の推定を精度良く行ない、定常状態では推定値を保持する方法である。特徴としては、外部から何の信号も加える必要がなく、一次電流のみを用いていることである。さらにシミュレーション及び実験によりアルゴリズムの有効性を検証した。

本同定法では既存の速度センサレスすべり周波数型ベクトル制御自体は何の変更点もなく二次抵抗の同定を行なう

図 10 速度変化が小さい場合の速度と二次抵抗の同時同定結果 (実験)

Fig. 10. Experimental result of the speed and the R_2 estimation when the low speed change

ことが出来る。また、低速度域においては過渡的な変化が小さいことから同定が困難な事が予想されるが、考察の結果、時変アルゴリズムを用いれば、同定が可能であることを示した。極低速度域における同時同定の実験結果は、稿を改め報告したい。

(平成 10 年 5 月 12 日受付, 平成 10 年 8 月 28 日再受付)

付 録

付録 1. 記号

本文中で使用した記号は以下の通り。

- v_1 : 一次電圧ベクトル $\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix}$
- i_1, i_2 : 一次、二次電流ベクトル $\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}$
- Φ_1, Φ_2 : 一次、二次鎖交磁束ベクトル $\begin{bmatrix} \Phi_{1d} \\ \Phi_{1q} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix}$
- 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
- L_m : 結合インダクタンス
- $L_\delta = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_m}$

ω_s : すべり角周波数

ω_r : 回転子角速度

p : 微分演算子 (d/dt)

なお、添字 $\hat{\cdot}$ は推定値、 $\mathbf{x}$ はベクトル、 x_s は静止座標系 (α - β 座標系)における値を表す。

付録2. 一次抵抗の推定

一次抵抗同定を付図1に示すように二次磁束指令値と二次磁束推定値が等しくなるように同定した⁽¹¹⁾。160[rpm]運転時(無負荷)の一次抵抗同定結果を付図2に示す。

付図1 一次抵抗同定ブロック図

app. Fig. 1. Block diagram of the primary resistance estimation

付図2 一次抵抗同定結果(実験)

app. Fig. 2. Experimental result of the R_1 estimation

付録3. 式(4)の導出

式(1)の第2行を取り出すと次式になる。

$$0 = pL_m i_1 + \omega_s L_m J i_1 + (R_2 + pL_2) i_2 + \omega_s L_2 J i_2 \quad (\text{付1})$$

上式の各ベクトルと $J\Phi_2$ との内積をとり、整理すると次式になる。

$$\begin{aligned} \omega_s (J\Phi_2)^T J (L_m i_1 + L_2 i_2) &= -R_2 (J\Phi_2)^T i_2 \\ &\quad - (J\Phi_2)^T p (L_m i_1 + L_2 i_2) \quad (\text{付2}) \end{aligned}$$

ここで

$$L_m i_1 + L_2 i_2 = \Phi_2 \quad (\text{付3})$$

$$(J\Phi_2)^T = \Phi_2^T J^T \quad (\text{付4})$$

なる関係を代入すると、

$$\omega_s (\Phi_2^T J^T J \Phi_2) = -R_2 \Phi_2^T J^T i_2 - \Phi_2^T J^T p \Phi_2 \quad (\text{付5})$$

$$\omega_s \|\Phi_2\|^2 = -R_2 \Phi_2^T J^T i_2 - \Phi_2^T J^T p \Phi_2 \quad (\text{付6})$$

となり、

$$\begin{aligned} a^T J^T b &= -a^T J b \\ &= b^T J a \quad (\text{付7}) \end{aligned}$$

なる交換則が成立するので、次式に書き換えられる。

$$\omega_s \|\Phi_2\|^2 = -R_2 i_2^T J \Phi_2 - p \Phi_2^T J \Phi_2 \quad (\text{付8})$$

以上より式(4)が導出できる。

また、式(4)は誘導機のトルク T_e が以下の式で表される事を考慮すれば、すべり角周波数がトルクに比例する形になっていることが自明である。

$$T_e = N_p i_1^T J \Phi_1 \quad (\text{付9})$$

$$= -N_p i_2^T J \Phi_2 \quad (\text{付10})$$

ここで、 N_p は極対数であり、 T_e の符号はd軸からq軸の方向へ作用するトルクを正としている⁽¹²⁾。

付録4. 式(13)の導出

式(付1)の各ベクトルと Φ_2 との内積をとり、式(付3)を代入すると次式になる。

$$0 = \Phi_2^T p \Phi_2 + R_2 \Phi_2^T i_2 + \omega_s \Phi_2^T J \Phi_2 \quad (\text{付11})$$

ここで、上式の右辺第3項のすべり角周波数の項は

$$\Phi_2^T J \Phi_2 = 0 \quad (\text{付12})$$

より0となるので、

$$0 = \Phi_2^T p \Phi_2 + R_2 \Phi_2^T i_2 \quad (\text{付13})$$

となり、式(13)が導出される。

(正員) 1953年12月17日生。1981年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学博士課程修了。現在、横浜国立大学工学部電子情報工学科教授。主として、パワーエレクトロニクス、ロボティクス、デジタル制御、圧電アクチュエーターなどの研究に従事。工学博士。1988年IEEE/IAS論文誌論文賞、1996年電気学会論文賞授賞。IEEE、電子情報通信学会、ロボット学会、計測自動制御学会等会員。

- (1) 新中：“誘導機の速度と二次抵抗の一斉同定に関する統一的解析”，電学論 113-D No.12, pp. 1483 - 1484 (1993).
- (2) 大森，宮下：“二次抵抗同定機能付速度センサレスベクトル制御”，電気学会半導体電力変換研究会SPC-91-28, pp. 29 - 38 (1991).
- (3) J.Jiang and J.Holtz: “High dynamic speed sensorless ac drive with on-line model parameter tuning for steady-state accuracy”, IEEE Industrial Electronics VOL.44, pp. 240-246 (1997).
- (4) 久保田，吉原，松瀬：“速度センサレスベクトル制御誘導電動機の二次抵抗同定”，電学論 117-D No.8, pp. 940 - 945 (1997).
- (5) T. Kim and A.Kawamura: “Sensorless slip frequency estimation of induction motor in the very low speed region”, 電学論 116-D No.6, pp. 644 - 650 (1996).
- (6) 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”，電学論 110-D No.5, pp. 497 - 505 (1990).
- (7) 上町，高橋：“誘導機の二次抵抗演算法とそれを用いたセンサレス速度制御”，電気学会全国大会, pp. 6-45 (1993).
- (8) 中溝：“線形離散時間システムの同定手法”，システムと制御 Vol.25 No.8, pp. 36 - 49 (1981).
- (9) 新中：“適応アルゴリズム”，産業図書 (1991).
- (10) 河村，横山，久米：“電気自動車用相反モータの駆動特性”，電学論 115-D, No.1, pp. 31-39 (1995).
- (11) 奥山他：“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”，電学論 110-D No.5, pp. 477 - 486 (1990).
- (12) 新中，榊原，深澤：“誘導機ベクトル制御のための統一的ベクトル解析”，計測自動制御学会論文誌 Vol.30 No.7, pp. 760-766 (1994).
- (13) I.Miyashita and Y.Ohmori: “Speed sensorless high-speed torque and speed control of induction motor based on instantaneous spatial vector theory”, IPEC-Tokyo, pp. 1144 - 1151 (1990).
- (14) K.Ohnishi, et al.: “Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled vpltage source and its comparison with voltz/hertz control”, IEEE Transactions on Industry Applications vol.IA-21 NO.1, pp. 241-247 (1985).
- (15) K.Akatsu and A.Kawamura: “Sensorless speed estimation based on primary and secondary resistance estimation and output voltage compensation of induction motor”, PCC97, pp. 73 - 78 (1997).
- (16) K.Akatsu and A.Kawamura: “Sensorless speed estimation of induction motor based on the secondary and primary resistance on-line identification without any signal injection”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 1575 - 1580 (1998).

(学生員) 1972年3月14日生。平成9年3月横浜国立大学大学院電子情報工学専攻博士課程前期修了。同年4月同専攻博士課程後期入学，現在に至る。電気自動車、共振型インバータ，モータコントロールに関する研究に従事。