UDC 621.313.33.072.6:681.5.015.26.016

論文
61-B13

モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法とその特性

正員 杉本英彦 (三菱電機)

正員 玉井伸三 (三菱電機)

1. ま え が き

誘導電動機のトルクは、二次鎖交磁束とそれと直交する二次電流成分の積に比例する。誘導電動機の状態を二次鎖交磁束軸とそれと直交する軸を座標軸とする座標（以下、二次鎖交磁束座標と呼ぶ）上でとらえ、それらを制御すると、誘導電動機は他励直流電動機と同様、制御性の良い電動機として使用することができる⁽¹⁾。誘導電動機を二次鎖交磁束座標上で制御するためには、その座標軸の位相を検出あるいは推定する必要がある。その方法はよく知られているように、磁束検出法とすべり周波数制御法に大別される⁽²⁾。前者は磁束検出が必要であり⁽³⁾、その高精度検出には問題があるので⁽⁴⁾、現在は主に後者が実用されつつある。後者は直交する二つの一次電流成分を入力とし、回転子に対する二次鎖交磁束のすべり周波数を出力するすべり周波数演算器を用い、そのすべり周波数と回転子速度から、二次鎖交磁束の位相を演算するものである⁽¹⁾⁽⁴⁾。すべり周波数演算器中に温度によって変化する二次抵抗の推定値が含まれるが、それと二次抵抗の実際値が一致していないと、二次鎖交磁束やトルクに過渡振動や定常偏差が生じ、それらの制御性能が劣化する⁽⁵⁾。従って、すべり周波数制御法では二次抵抗の同定は重要な問題である。

二次抵抗同定問題については、既にいくつかの方法が報告されている。代表的な方法は二次鎖交磁束の大きさやそれによる速度起電力を、一次巻線の電圧・電流を入力とする二次抵抗を含まない数学モデルおよび一次巻線の電流を入力とする二次抵抗を含む数学モデルの両方で同時に推定し、両者の差を零にするように同定器を設計するものである⁽⁶⁾⁽⁷⁾。この方法は誘導電

動機が定常状態にあって、かつトルクを発生していない状態では、後者の数学モデルも二次抵抗に関係なく二次鎖交磁束に関する諸量を推定できるので、二次抵抗の同定ができない欠点を持っている。また、同定の安定性の検討が行なわれていないように思われる。

数学モデルの入力の一つとして、演算して得られた二次鎖交磁束軸上の一次電流指令に二値擬ランダム電流指令を重畳させるようにした二次抵抗同定法も報告されている⁽⁴⁾。この方法は二値擬ランダム電流が前記磁束軸と直交する軸上の状態変数に及ぼす作用の変化を検知して二次抵抗の同定を行なうものである。この方法においても誘導電動機が定常状態にあって、かつトルクを発生していない状態では、誘導電動機の二次側に関する二次鎖交磁束座標の両軸の諸量が非干渉状態にあるので、二次抵抗を同定できない欠点を持っている。また、同定の安定性の検討が行なわれていないように思われる。

本論文は二次抵抗同定問題について前述の欠点を解消するモデル規範適応システムを適用した二次抵抗同定法を提案するものである。その概略内容は、誘導電動機がいかなる条件にあって二次抵抗の同定ができるようにするために、演算して得られた二次鎖交磁束軸上の一次電流に交流分を重畳させることが必要であることを説明した上で、二次抵抗同定アルゴリズム、その安定性などについて論述している。また、実験でその有用性を確認している。

2. 誘導電動機の二次鎖交磁束座標における制御と二次抵抗同定の必要性

〈2・1〉 電圧方程式・トルクの式と二次鎖交磁束座標における制御 誘導電動機の電圧方程式は角周波数 ω で回転する d^*q^* 軸上では次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} v_{d^*s} \\ v_{q^*s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + P\sigma L_s & -\omega\sigma L_s \\ \omega\sigma L_s & R_s + P\sigma L_s \\ -MR_r/L_r & 0 \\ 0 & -MR_r/L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d^*s} \\ i_{q^*s} \end{pmatrix} \quad *$$

Secondary Resistance Identification of An Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics. By Hidehiko Sugimoto, Member & Shinzo Tamai, Member (Products Development Laboratory, Mitsubishi Electric Corp.).

杉本英彦：正員，三菱電機(株)応用機器研究所

玉井伸三：正員，三菱電機(株)応用機器研究所

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} PM/L_r & -\omega M/L_r \\ \omega M/L_r & PM/L_r \\ R_r/L_r + P & -(\omega - p\omega_r) \\ (\omega - p\omega_r) & R_r/L_r + P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{pmatrix} \\ & \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ここで、

R_r, L_r : 一次、二次抵抗、 L_s, L_r, M : 一次、二次自己および相互インダクタンス、 p : 極対数、 ω_r : 回転子角速度、 $v_{ds}, v_{qs}, i_{ds}, i_{qs}$: d', q' 軸一次電圧、一次電流、 $\lambda_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr}$, $\lambda_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr}$: d', q' 軸二次鎖交磁束、 i_{dr}, i_{qr} : d', q' 軸二次電流、 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$: 漏れ係数、 P : 微分演算子

(1)式で表される誘導電動機の発生トルク T_e は次式で表される。

$$T_e = p(i_{dr} \lambda_{qr} - i_{qr} \lambda_{dr}) \dots\dots\dots (2)$$

次に誘導電動機の二次鎖交磁束座標における制御の概要を述べる⁽¹⁾。この制御では ω を次式で制御する。

$$\omega = p\omega_r + \frac{i_{qs}}{\{1/(P + \hat{R}_r/L_r)\} i_{ds}} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\hat{R}_r$ は R_r の推定値である (以下推定値には $\hat{}$ を付ける)。

ω を(3)式で制御すると、 $\hat{R}_r = R_r$ であれば二次鎖交磁束の方向は d' 軸と一致し、二次鎖交磁束座標における誘導電動機の制御が可能になる。また、このとき $\lambda_{qr} = 0$ となるから次式が成立する。

$$i_{qr} = -(M/L_r) i_{qs} \dots\dots\dots (4)$$

従って、 $\lambda_{qr} = 0$ および(4)式を(2)式に代入することにより、発生トルク T_e は次式で表される。

$$T_e = p(M/L_r) i_{qs} \lambda_{dr} \dots\dots\dots (5)$$

(5)の λ_{dr}, i_{qs} は v_{ds} を(6)式、 v_{qs} を例えば(7)式で与えることで制御する。

$$v_{ds} = v_{ds}' - \omega \sigma L_s i_{qs} \dots\dots\dots (6)$$

$$v_{qs} = v_{qs}' + \omega \{\sigma L_s i_{ds} + (M/L_r) \lambda_{dr}\} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 v_{ds}', v_{qs}' は v_{ds}, v_{qs} 中の非干渉電圧を示している。このとき次の式が成立する。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{ds}' \\ 0 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R_s + P\sigma L_s & PM/L_r \\ -MR_r/L_r & R_r/L_r + P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ \lambda_{dr} \end{pmatrix} \\ &\dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

$$v_{qs}' = (R_s + P\sigma L_s) i_{qs} \dots\dots\dots (9)$$

このように誘導電動機を二次鎖交磁束座標において制御すると、 λ_{dr} および i_{qs} は v_{qs}' および v_{ds}' によって線形に制御でき、トルクはそれらの積に比例する。なお、 λ_{dr} は i_{qs} の一次遅れであり、次式の数学モデルで推定できる。

$$\hat{\lambda}_{dr} = \{1/(P + \hat{R}_r/L_r)\} (M \hat{R}_r/L_r) i_{ds} \dots\dots\dots (10)$$

以上が誘導電動機の二次鎖交磁束座標における制御の概要である。

〈2.2〉 二次抵抗同定の必要性 ω の制御に関する(3)式や λ_{dr} の推定に関する(10)式は $\hat{R}_r$ を含んでいる。 R_r は誘導電動機の実使用状態で温度によって $\pm 25\%$ 程度変化すると想定される。 $\hat{R}_r$ が R_r と等しくないとき、それが二次鎖交磁束座標における制御に及ぼす影響についての報告は、既にいくつかある⁽⁵⁾⁽⁸⁾。ここではその典型的な例として、 i_{ds} を一定に保ち、 i_{qs} をステップ的に変化させたときの λ_{dr} , λ_{qr} および T_e の挙動について、状態方程式を直接解いて示すことにする。 i_{qs} をステップ的に変化させることはインダクタンスがあるので、厳密には不可能であるが、 i_{qs} は λ_{dr} および λ_{qr} の挙動の速さに対して十分速く変化するので、そのように見なせるものとする。

(1)式の3,4行目から次式の状態方程式が得られる。

$$\begin{aligned} P \begin{pmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -R_r/L_r & (\omega - p\omega_r) \\ -(\omega - p\omega_r) & -R_r/L_r \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{pmatrix} + M R_r/L_r \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

i_{ds} を一定 (I_{ds})、 i_{qs} を時間 $t=0$ で、0 から I_{qs} へステップ的に変化するものとする、(3)式から $(\omega - p\omega_r)$ も $t=0$ で、0 から次式で示される値に変化する。

$$\omega - p\omega_r = \hat{R}_r I_{qs}/L_r I_{ds} \dots\dots\dots (12)$$

これらの条件で(11)式を解き、 T_e を求めると次式が得られる。

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{PM^2 I_{ds} I_{qs}}{L_r} \left(1 - \frac{\hat{R}_r}{R_r}\right) \left(\frac{\hat{R}_r I_{qs}^2}{R_r I_{ds}^2} - 1\right) \\ &\times h(t) + pM^2 I_{ds} I_{qs}/L_r \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

ここで、

$$h(t) = 1 - e^{-(R_r/L_r)t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_r I_{ds}}{\hat{R}_r I_{qs}}\right)^2}$$

図 1

表 1 に示す誘導電動機の発生トルクのステップ応答 (計算値)

Fig. 1. Step response of driving torque of induction motor shown in Table 1 (calculated value).

$$\times \sin\left(\frac{\hat{R}_r I_{qes}}{L_r I_{des}} t + \tan^{-1} \frac{\hat{R}_r I_{qes}}{R_r I_{des}}\right) \dots (14)$$

このように $\hat{R}_r$ が R_r と等しくないとき、 i_{qes} のステップ変化に対し T_e は時間的に変化する項を持つ。これらは全てすべり周波数で振動しながら二次時定数で減衰する。図1は後述の表1の誘導電動機について $R_r/\hat{R}_r$ が 1.3, 1.0 および 0.7 の場合における T_e を $I_{des}=33\text{A}$, $I_{qes}=60\text{A}$ の条件で、(13)式から得たものである。これらの波形は、後述の実験で得た図10(a)～(c)と良く一致している。

以上述べたように、 $\hat{R}_r$ が R_r と等しくない場合には二次鎖交磁座標における制御に誤差が生じ、トルク制御性能が劣化するので R_r の同定が必要である。

3. d^e 軸一次電流に交流分を重畳させる二次抵抗同定法の提案

〈3.1〉 従来の二次抵抗同定法の問題点 従来報告されている二次抵抗同定法は第1章で述べたように i_{des} に特別な配慮をしていないので i_{qes} が零の状態では同定できない。 i_{des} が一定、 i_{qes} が零では誘導電動機の状態は R_r に関係しないからである。従って従来の方法では i_{qes} が流れ始めると同定を開始するが、 $\hat{R}_r$ が R_r と一致するまでにはある程度時間が必要である。図1に示したように i_{qes} をステップ的に変化させた場合、 $\hat{R}_r$ が R_r と等しくないことの影響は直ぐ T_e に現れるから、高性能なトルク制御を行なうためには常に $\hat{R}_r$ を R_r と等しくしておく必要がある。

そこで、本論文では起動準備状態、即ち、 $\omega_r=0$, $i_{qes}=0$ でトルクを発生させることなく二次鎖交磁束を確立させるときでも、また、あらゆる運転状態にあっても二次抵抗が同定できる方法について考える。

〈3.2〉 d^e 軸一次電流に交流分を重畳させる二次抵抗同定法の提案 運転準備状態およびあらゆる運転状態にあっても二次抵抗の同定を行えるようにするために誘導電動機を次の二状態で考える。

(1) $i_{qes}=0$ の状態, (2) $i_{qes} \neq 0$ の状態

まず、(1)項の場合は、 $i_{qes}=0$ を(3)式に代入すると $(\omega - p\omega_r)=0$ を得るから、(1)式から次式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{des} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + P\sigma L_s & PM/L_r \\ -MR_r/L_r & R_r/L_r + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{des} \\ \lambda_{der} \end{bmatrix} \dots (15)$$

(15)式は i_{des} が一定 (I_{des}) な場合は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{des} = R_s I_{des} \\ \lambda_{der} = M I_{des} \end{bmatrix} \dots (16)$$

(16)式には R_r は含まれていない。この状態では二次抵抗の同定はできない。従って、 $i_{qes}=0$ であっても誘導電動機が R_r の影響を受ける状態にしておくためには(15)式で誘導電動機の状態を扱う必要がある。このためには i_{des} を常に変化させる必要がある。そこで i_{des} に交流分 $\hat{i}_{des}$ を重畳させる方法を提案するものである。

次に、(2)項の場合は、 i_{qes} が零でないで(1)式から明らかなように i_{des} が一定か否かに関係なく誘導電動機の状態は R_r の影響を受け、その同定は可能である。 i_{qes} が零でない場合、 i_{des} に交流分を重畳させることは、トルク脈動の原因を作ることになりかねて良くない面もあるが、これに対しては i_{qes} をトルク脈動を抑制するように制御することで回避する。即ち、トルク指令 T_e^* (以下指令には*を付ける) に対して i_{qes}^* を次式のように与えることにする。

$$i_{qes}^* = L_r T_e^* / p M \hat{\lambda}_{der} \dots (17)$$

以上に述べたように、誘導電動機の状態に関係なく二次抵抗の同定ができるようにするために i_{des} に交流分を重畳することが必要である。この交流分に起因するトルク脈動は i_{qes} を制御することによって回避する。なお、誘導電動機には温度変化するパラメータとして R_r の他に R_s があるが、 R_r の同定に R_s の温度変化が影響しないようにするために、本論文では後述するように、誘導電動機にさぐりコイルを導入している。

4. MRAS に基づく二次抵抗同定法の理論

二次抵抗同定法として、モデル規範適応システム(MRAS)に基づく同定法を導出する。MRASに基づくパラメータ同定では、入力に交流分を重畳することが十分条件の一つになっている⁽⁹⁾、本論文では第3章で述べたように d^e 軸一次電流に交流分を重畳させ

図2 出力誤差法と呼ばれる同定器の基本的構成
Fig. 2. Construction of identifier called output error method.

Fig. 3. Equivalent non-linear feedback system.

ることになっているので、この条件を満足できる。

MRAS に基づくパラメータ同定法は数学モデルの構成および同定アルゴリズムに用いる誤差信号の違いによっていくつかある⁽⁹⁾。本論文で用いるものは出力誤差法と呼ばれるもので、それを用いた同定器の基本的な構成を図2に示す。図2において二次抵抗を同定するためには誘導電動機とその数学モデルの状態変数の差を求め、更に図3に示す同定器の等価非線形フィードバック系を導き、非線形時変ブロックがポポフの積分不等式を満足し、線形定常ブロックが超安定ブロックとなるように同定アルゴリズムを定めることで得られる⁽⁹⁾。以下、MRAS に基づく二次抵抗同定法の理論を導出する。

〈4.1〉 さぐりコイルの利用 誘導電動機のパラメータの中で温度によって大きく変化するものは一次抵抗と二次抵抗の二つである。一次抵抗の同定を省略するため、一次巻線と並列にさぐりコイルが巻いてある誘導電動機を用いることにする。さぐりコイルの d^*q^* 軸上の電圧方程式はさぐりコイルに電流を流さないものとして次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d^*c} \\ v_{q^*c} \end{bmatrix} = (M_s - M_r M / L_r) \begin{bmatrix} P - \omega & \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d^*s} \\ i_{q^*s} \end{bmatrix} + M_r / L_r \begin{bmatrix} P - \omega & \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{d^*r} \\ \lambda_{q^*r} \end{bmatrix} \dots (18)$$

ここで、 v_{d^*c} , v_{q^*c} は d^* および q^* 軸さぐりコイル電圧、 M_s は一次巻線とさぐりコイルの相互インダクタンス、 M_r は二次巻線とさぐりコイルの相互インダクタンスである。

〈4.2〉 補助状態変数 λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' の導入 さぐりコイルを用いると誘導電動機の状態は(18)式と(1)式の3, 4行目で表される。これらの式で二次抵抗同定法を考える訳であるが、図2, 3において同定アルゴリズムをできるだけ簡単にするため、誘導電動機の二次側に注目することにする。この場合、原理的に i_{d^*s} および i_{q^*s} を入力、 λ_{d^*r} および λ_{q^*r} を出力に選ぶことになる。前文で原理的にと前置したのは、 λ_{d^*r} および λ_{q^*r} は衆知のように精度よく検知できないか

図4 λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' のシミュレータ
Fig. 4. Simulator of λ_{d^*r}' and λ_{q^*r}' .

ら⁽⁴⁾、例えば、(18)式でそれらを検知しようとすれば積分器のオフセットの問題が避けられず精度よく検知できないから、(19)式で表される補助状態変数 λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' を導入するためである。

$$\begin{bmatrix} v_{d^*c} \\ v_{q^*c} \end{bmatrix} = (M_s - M_r M / L_r) \begin{bmatrix} P - \omega & \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d^*s} \\ i_{q^*s} \end{bmatrix} + M_r / L_r \begin{bmatrix} P + 1/T & -\omega \\ \omega & P + 1/T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{d^*r}' \\ \lambda_{q^*r}' \end{bmatrix} \dots (19)$$

ここで λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' を補助 d^* , q^* 軸二次鎖交磁束と呼ぶことにする。また、 T は一次遅れ時定数で正定数である。

λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' は(19)式から分るように図4のブロック線図で表されるシミュレータで検知できる。 λ_{d^*r} , λ_{q^*r} と λ_{d^*r}' , λ_{q^*r}' との関係は(18), (19)式から次式で表される。

$$\begin{bmatrix} P - \omega & \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{d^*r} \\ \lambda_{q^*r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P + 1/T & -\omega \\ \omega & P + 1/T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{d^*r}' \\ \lambda_{q^*r}' \end{bmatrix} \dots (20)$$

(20)式において、 $1/T \approx 0$ であるとして $\lambda_{d^*r}' \approx \lambda_{d^*r}$, $\lambda_{q^*r}' \approx \lambda_{q^*r}$ と置くことが一般によく行なわれるが、 $p^2 + \omega^2 = 0$ 近傍ではそれらの誤差が大きい。本論文では ω の値のいかんにかかわらず二次抵抗が同定できることを考えているから、このようには考えないことにする。

〈4.3〉 等価非線形フィードバック系の導出 二次抵抗の同定を簡単にするため、誘導電動機の二次側に注目することを前述した。その状態方程式は(11)式であった。(11)式は非線形状態方程式であるので、この式から等価非線形フィードバック系を導出することは困難である。そこで、(11)式を平衡点近傍で線形化して得られる次式で考えることにする。なお、線形化に際して、 R_r は温度の影響を受け時間的に変化するが、その変化は非常に緩慢であるので、定数として取り扱うことにする。

$$P \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & p\omega_{s0} \\ -p\omega_{s0} & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} \end{bmatrix} \\ + \frac{MR_r}{L_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{des} \\ \Delta i_{qes} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{qer0} \\ -\lambda_{der0} \end{bmatrix} \Delta p\omega_s \quad (21)$$

また、前節で導入した λ_{der}' , λ_{qer}' と λ_{der} , λ_{qer} の関係は(20)式で示したように非線形関係にあるので、これも平衡点近傍で線形化すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der}' \\ \Delta \lambda_{qer}' \end{bmatrix} = \frac{1}{(P+1/T)^2 + \omega_0^2} \\ \times \begin{bmatrix} P+1/T & \omega_0 \\ -\omega_0 & P+1/T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & -\omega_0 \\ \omega_0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \lambda_{der0}' - \lambda_{qer0}' \\ -(\lambda_{der0}' - \lambda_{qer0}') \end{bmatrix} \Delta \omega \quad \dots\dots\dots (22)$$

(21), (22)式において R_r をその推定値 $\hat{R}_r$ に置き換えて得られる数学モデルを考え、その状態変数を $\Delta \lambda_{der}$, $\Delta \lambda_{qer}$, $\Delta \lambda_{der}'$ および $\Delta \lambda_{qer}'$ に対応して、その推定値 $\Delta \hat{\lambda}_{der}$, $\Delta \hat{\lambda}_{qer}$, $\Delta \hat{\lambda}_{der}'$ および $\Delta \hat{\lambda}_{qer}'$ とする。そして、(21), (22)式から、それらに対応する数学モデルの式を差し引いて得られる方程式を導出する。このとき、 R_r の同定がうまくいけば $\hat{R}_r = R_r$ となるので、誘導電動機とその数学モデルの平衡点は一致すると考えられるから、次式が得られる。

$$P \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & p\omega_{s0} \\ -p\omega_{s0} & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \\ + \frac{R_r - \hat{R}_r}{L_r} \begin{bmatrix} M\Delta i_{des} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ M\Delta i_{qes} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \dots (23) \\ \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der}' - \Delta \hat{\lambda}_{der}' \\ \Delta \lambda_{qer}' - \Delta \hat{\lambda}_{qer}' \end{bmatrix} \\ = \frac{1}{(P+1/T)^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} P+1/T & \omega_0 \\ -\omega_0 & P+1/T \end{bmatrix} \\ \times \begin{bmatrix} P & -\omega_0 \\ \omega_0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{der} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ \Delta \lambda_{qer} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \dots (24)$$

(23)式は図3の等価フィードバック系の線形定常ブロック中の状態方程式である。また、(24)式は同じく線形定常ブロック中において、そのブロックの状態検知のための方程式である。この方程式は後述するように、線形定常ブロックの安定性を保証するものでなければならない。

次に、図3の等価フィードバック系の非線形時変ブロックを表す方程式について考える。この方程式は図3から分るように(24)式の左辺を入力とし、(23)式右辺第二項の符号を逆にしたものを出力とするもので、その入力为零になった後その状態を保つために、少く

とも積分要素を持つ。ここでは比例積分要素を持つものとする。このとき、同定するものが R_r だけであることを考慮すると非線形時変ブロックの方程式は次式で表される。

$$- \frac{R_r - \hat{R}_r}{L_r} \begin{bmatrix} M\Delta i_{des} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ M\Delta i_{qes} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \\ = \left\{ \phi_1 + \int_0^t \phi_2 dt + \frac{\hat{R}_r(0) - R_r}{L_r} \right\} \\ \times \begin{bmatrix} M\Delta i_{des} - \Delta \hat{\lambda}_{der} \\ M\Delta i_{qes} - \Delta \hat{\lambda}_{qer} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (25)$$

ここで、 ϕ_1 , ϕ_2 は $(\Delta \lambda_{der}' - \Delta \hat{\lambda}_{der}')$ および $(\Delta \lambda_{qer}' - \Delta \hat{\lambda}_{qer}')$ の関数、 $\hat{R}_r(0)$ は $\hat{R}_r$ の初期値である。

〈4.4〉 同定アルゴリズムの決定 同定が漸近安定に行なわれるためには、等価非線形フィードバック系が次の二つの条件を満足するように、同定アルゴリズムを決定する必要がある⁽⁹⁾。即ち、等価非線形フィードバック系の線形定常ブロックの入力ベクトルを $-w$ 、出力ベクトルを v とすると、

(1) 非線形時変ブロックが次式を満足すること。

$$\int_0^t v^T w dt \geq -\gamma^2 \dots\dots\dots (26)$$

但し、 γ^2 は正定数である。

(2) 線形定常ブロックの伝達関数行列が強正実であること。

(1)項の条件を満足させることについて考える。

(26)式は次式で表される。

$$\int_0^t v^T w dt = \int_0^t \{ (\Delta \lambda_{der}' - \Delta \hat{\lambda}_{der}') \cdot \\ \times (M\Delta i_{des} - \Delta \hat{\lambda}_{der}) + (\Delta \lambda_{qer}' - \Delta \hat{\lambda}_{qer}') \\ \times (M\Delta i_{qes} - \Delta \hat{\lambda}_{qer}) \} \left[\phi_1 + \int_0^t \phi_2 dt \right. \\ \left. + \{ \hat{R}_r(0) - R_r \} / L_r \right] dt \geq -\gamma^2 \dots\dots (27)$$

(27)式の中辺の〔 〕内の各要素について展開して得られる各項について吟味する。第1項は被積分項が非負であれば零以上になるから、 ϕ_1 は例えば次式のように選ばばよい。

$$\phi_1 = k_1 (\Delta \lambda_{der}' - \Delta \hat{\lambda}_{der}') (M\Delta i_{der} - \Delta \hat{\lambda}_{der}) \\ + (\Delta \lambda_{qer}' - \Delta \hat{\lambda}_{qer}') (M\Delta i_{qer} - \Delta \hat{\lambda}_{qer}) \\ \dots\dots\dots (28)$$

但し、 k_1 は比例適応利得で非負である。

第2項および第3項については、次の不等式を利用する。

$$\int_0^t k_2 \{ P f(t) \} f(t) dt \geq -k_2 f^2(0)/2 \dots\dots (29)$$

但し、 k_2 は積分適応利得で正である。

(27)式の中辺の第2項, および第3項と(29)式に注目し, 次の二つの式を導入する。

$$Pf(t) = (\Delta\lambda_{der}' - \Delta\hat{\lambda}_{der}') (M\Delta i_{des} - \Delta\hat{\lambda}_{der}') \\ + (\Delta\lambda_{qer}' - \Delta\hat{\lambda}_{qer}') (M\Delta i_{qes} - \Delta\hat{\lambda}_{qer}') \dots\dots\dots (30)$$

$$k_2 f(t) = \int_0^t \psi_2 dt + \{\hat{R}_r(0) - R_r\} / L_r \dots (31)$$

このとき, (30), (31)両式を同時に満足させるには, 次式が満足されればよい。

$$\psi_2 = k_2 \{ (\Delta\lambda_{der}' - \Delta\hat{\lambda}_{der}') (M\Delta i_{des} - \Delta\hat{\lambda}_{der}') \\ + (\Delta\lambda_{qer}' - \Delta\hat{\lambda}_{qer}') (M\Delta i_{qes} - \Delta\hat{\lambda}_{qer}') \} \dots\dots\dots (32)$$

結局, (28), (32)式を満足させることで(1)項の条件を満足させることができる。

次に, (2)項の条件について考察する。線形定常ブロックの伝達関数行列, 即ち, $-w(S)$ を入力とし, $v(S)$ を出力とする $G(S)$ は(23), (24)両式から次式で与えられる。

$$G(S) = \begin{bmatrix} G_1(S) & G_2(S) \\ -G_2(S) & G_1(S) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (33)$$

ここで,

$$G_1(S) = \left\{ S^3 + \left(\frac{1}{T} + \frac{R_r}{L_r} \right) S^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{1}{T} \frac{R_r}{L_r} \right) S \right. \\ \left. + \omega_0 p \omega_{s0} \frac{1}{T} + \omega_0^2 \frac{R_r}{L_r} \right\} / G_3(S) \quad (34)$$

$$G_2(S) = \{ p \omega_{s0} S^2 - p \omega_{r0} (1/T) S \\ + \omega_0^2 p \omega_{s0} - \omega_0 (R_r / T L_r) / G_3(S) \} \dots\dots\dots (35)$$

$$G_3(S) = \{ (S + 1/T)^2 + \omega_0^2 \} \\ \times \{ (S + R_r / L_r)^2 + (p \omega_{s0})^2 \} \dots (36)$$

(33)式は $1/T$ が正定数であるとき, 強正実である(その導出は省略する)。

以上, 等価非線形フィードバック系が満足すべき二つの条件を満たすことができた。このことにより, 二次抵抗同定に対する同定アルゴリズムの漸近安定性は保証された。従って, 二次抵抗の同定は, (28)および(32)式を(25)式に代入するとともに, 微分形で表してきた記号を一般の記号に書き換えた次式で行なうことができる。

$$\hat{R}_r / L_r = k_1 \{ (\lambda_{der}' - \hat{\lambda}_{der}') (M i_{des} - \hat{\lambda}_{der}') \\ + (\lambda_{qer}' - \hat{\lambda}_{qer}') (M i_{qes} - \hat{\lambda}_{qer}') \\ + \int_0^t k_2 \{ \lambda_{der}' - \hat{\lambda}_{der}' \} (M i_{des} - \hat{\lambda}_{der}') \\ + \{ \lambda_{qer}' - \hat{\lambda}_{qer}' \} (M i_{qes} - \hat{\lambda}_{qer}') \} dt \\ + \hat{R}_r(0) / L_r \dots\dots\dots (37)$$

図5 二次抵抗同定器の構成

Fig. 5. Construction of R_r identifier.

図6 $p\omega_s$ の演算器および λ_{der}' , λ_{qer}' , λ_{qer}' のシミュレータ

Fig. 6. Operator of $p\omega_s$ and simulator of λ_{der}' , λ_{qer}' and λ_{qer}' .

図5に, (37)式を用いた二次抵抗同定器の構成を示す。また, 図6に(3)式の右辺の第2項のすべり周波数 $p\omega_s$ の演算器, および(10)式の λ_{der} とそれから得られる λ_{der}' , λ_{qer}' の推定値 $\hat{\lambda}_{der}'$, $\hat{\lambda}_{qer}'$ のシミュレータを示す。なお, 図6で得られる $p\omega_s$ を与えると λ_{qer} は零である。

5. 同定特性のシミュレーションおよび実験

上に述べた誘導電動機を二次鎖交磁座標上で正確に制御するために用いる MRAS に基づく二次抵抗同定法について, シミュレーションおよび実験でその有用性を確認する。

〈5・1〉 構成 図7にシミュレーションおよび実験で用いたシステムの構成例を示す。二次鎖交磁座

図 10 発生トルクのステップ応答の実験結果

Fig. 10. Experiment result of step response of driving torque.

よって有効である。

図 8 は $k_1=0$, $T=0.1$ s, $I_{des}=33$ A, $\hat{i}_{des}$ の振幅 3 A, 周波数 6 Hz, $i_{qs}=0$ の条件で k_2 と同定速度の関係をシミュレーションで求めたものである。 k_2 が大きくなるに従い同定が速くなっているのが分る。

〈5.3〉 実験例 $k_1=0$, $k_2=20,000$, $T=0.1$ s, $I_{des}=33$ A, $\hat{i}_{des}$ の振幅 3 A, 周波数 6 Hz, $i_{qs}=0$ の条件で、二次抵抗同定器を動作させたときの同定特性例を図 9 に示す。2 s で同定が終っていることが分る。また、図 8 のシミュレーション結果とおおむね一致している。

〈5.4〉 発生トルクのステップ応答特性 二次抵抗の同定が終った後、誘導電動機を拘束しておいてトルク指令 T_e^* をステップ的に流したときの発生トルク T_e を図 10(b) に示す。条件は $i_{des}=(33+3\sin 12\pi t)$ A, $T_e^*/9.8=2.2$ kgm である。 i_{des} および T_e^* を同じ条件に設定し、二次抵抗同定器を動作させず、 $R_r/\hat{R}_r=1.3$ および 0.7 に設定したときの T_e を図 10(a), (c) に示すが、それらに比べ、(b) はトルク制御がうまく行なわれていることを示している。また、 i_{des} に交流分を重畳したことによるトルク振動は現れておらず、 i_{qs} の制御がうまく行なわれていることを示している。なお、図において約 93 Hz の細かいトルク振動が現れているが、これは誘導電動機とトルク検出器の機械共振によるものである。

〈5.2〉 節から 〈5.4〉 節において、本論文で述べた二次抵抗同定器の有用性が確認された。

6. あとがき

誘導電動機をすべり周波数制御法によって、二次鎖交磁束上で正確に制御するために必要な二次抵抗同定法として、出力誤差法によるモデル規範適応システムに基づく方法を提案し、その特性について述べた。その主な内容は下記の通りである。

(1) 誘導電動機の回転速度やすべり周波数などの条件に関係なく二次抵抗を同定するためには、二次鎖交磁束軸上の一次電流に交流分を重畳させることが必要であることを示した。

(2) 二次抵抗同定アルゴリズムを単純化するため、一次抵抗の温度変化の影響を受けないさぐりコイルを利用した。オフセットの問題を避けるため、その電圧を積分要素でなく、一次遅れ要素にを入力し、その出力を新たな状態変数としたが、その一次遅れ要素を含めて同定アルゴリズムを導出した。

(3) 同定アルゴリズムは等価フィードバック系を導出し、それを使って、安定性が確保されるように決定した。

(4) シミュレーションおよび実験により、上に述べた同定アルゴリズムを用いた二次抵抗同定器の特性を示し、その有用性を確認した。

本論文に述べた制御法は、今後、誘導電動機の高性能トルク制御の実現に役立つものと考えられる。

(昭和 60 年 2 月 25 日受付)

文 献

- (1) 杉本・大野:「VVVF 電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御法とその特性」電学論 B, 104, 781 (昭 59-11)
- (2) 難波江:「交流電動機ベクトル制御技術の現状と問題点」昭 58 電気学会大会 S. 8-1
- (3) F. Blaschke: "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine" Siemens Forsch.-u. Entwickl.-Ber. 1, 1, 184 (1972)
- (4) R. Gabriel & W. Leonhard: "Microprocessor Control of Induction Motor" IEEE/IAS 1982 ISPC Conf. Rec. 384 (1982)
- (5) M. Koyama, H. Sugimoto, M. Mimura & K. Kawasaki: "Effects of Parameter Change on Coordinate Control System of Induction Motor", IPEC-Tokyo '83 Conf. Rec. 684 (1983)
- (6) T. Okuyama, N. Nagase, et al.: "High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters", IPEC-Tokyo '83 Conf. Rec. 720 (1983)
- (7) W. Schumacher & W. Leonhard: "Transistor-Fed AC-Servo Drive with Microprocessor Control" IPEC-Tokyo '83 Conf. Rec. 1465 (1983)
- (8) 岩金・猪ノ口・中川:「すべり周波数制御方式ベクトル制御における誘導電動機の発生トルクに及ぼす 2 次抵抗変化の影響」昭 57 電気学会大会 No. 581
- (9) I. D. Landau & M. Tomizuka: 「適応制御システムの理論と実際」(昭 56) オーム社