固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法

正員 水野孝行 (明電舎)

正員 高山順一 (明電舎)

正員 市岡忠士 (明電舎)

正員 寺嶋正之 (明電舎)

1. まえがき

誘導電動機(以下、IMと略記)の非干渉制御には、いわゆるベクトル制御として磁界オリエンテーション方式および滑り周波数方式が実用化されているほか、一次電圧を二次磁束分と二次電流分に分けて制御する方式⁽¹⁾、ベクトル制御とは発想を別にした磁界加速法⁽²⁾などが提案されている。これらの制御方式では、IMの二軸法で表した電圧方程式あるいは等価回路にその理論的基礎が置かれるため、電圧方程式、等価回路およびそれらの回路定数の取扱いが制御性能に及ぼす影響は大きいといえる。一般的な非干渉制御方式では、一次巻線および二次巻線の抵抗と自己インダクタンスおよび励磁インダクタンスの五つの要素が取扱われ、IMの損失からみれば、一次および二次銅損のみが考慮されていることになる。しかし、IMの損失には前記のほか、固定子鉄損、漂遊負荷損、回転子鉄損などがある。このうち特に固定子鉄損は、等価回路上鉄損抵抗として考慮され、IMの特性算定⁽⁹⁾においては無視できないものである。

従来、固定子鉄損は非干渉制御に与える影響が小さいとして無視されてきた。しかし最近になって、非干渉制御の固有の問題であった二次抵抗温度変化の補償法の実現⁽³⁾⁽⁴⁾、更には二次抵抗変化の影響を受けない制御方式の実用化⁽¹⁴⁾などによりトルク制御精度が向上し、その結果、誤差の残留分として固定子鉄損の影響が問題になってきている⁽⁵⁾。固定子鉄損の影響は、

同一のトルク指令に対し駆動時と制動時にトルクが異なる⁽⁶⁾⁽⁷⁾、周波数によりトルクが変化する⁽⁵⁾⁽⁷⁾などの現象として現れることになり、指令値に対する誤差が運転状態により大きく異なったものとなる。従って、より高精度のトルク制御を対象とする場合には、固定子鉄損をも考慮した制御が必要といえる。

しかしながら、固定子鉄損を考慮した非干渉制御方式は著者らの知る限りほとんど検討されていない。一部鉄損抵抗を励磁インダクタンスに並列に挿入して、鉄損に関しては空隙磁束と二次磁束が等しいとする近似のもとに、トルク分電流に鉄損分電流を加えて流す制御方式⁽⁶⁾が見られるものの、厳密には鉄損を考慮した非干渉制御が明確にされているとはいえない。

一方、非干渉制御の理論的基礎となる二軸法で表した電圧方程式にも鉄損が考慮されていないのが一般的であり、種々の制御方式への適用を考えた場合、なお不十分な点が多いように思われる。

本論文では、固定子鉄損が固定子に存在する等価渦電流回路で生じるとする仮定⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾の下に、二軸法に固定子鉄損を導入して、種々の制御へ応用可能となる基礎方程式を与えると共に、固定子鉄損を考慮した非干渉制御の明確な方法を検討するものである。更に、実験的検証結果を示し、基礎方程式および本制御方式の妥当性を検討する。特に注目すべきは、固定子鉄損が存在すると、その鉄損分抵抗を介して直軸と横軸の電流と磁束が互いに干渉し合い、従来の制御法では厳密に非干渉性が保たれていないことになる。

2. 二軸法への固定子鉄損の導入

〈2・1〉 理論展開に対する仮定 以下の理論展開に次のような仮定を置く。

(1) 電流および磁束については、時間的あるいは空間的な基本波のみを考えるものとし、これらの高調波成分は考慮しない。

Decoupling Control Method of Induction Motor Taking Stator Core Loss into Consideration. By Takayuki Mizuno, Member, Junichi Takayama, Member, Tadashi Ichioke, Member & Masayuki Terashima, Member (MEIDENSHA CORPORATION)

水野孝行：正員、(株)明電舎名古屋工場
高山順一：正員、(株)明電舎名古屋工場
市岡忠士：正員、(株)明電舎名古屋工場
寺嶋正之：正員、(株)明電舎総合研究所

(2) 固定子巻線および回転子巻線はそれぞれ対称巻線である。

(3) 磁気飽和現象、漂遊負荷損および回転子鉄損は考慮しない。

(4) 固定子鉄損は固定子に存在する平衡渦電流回路で生じる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

これらの仮定は IM 制御の現状を考慮し、実用上差し支えない範囲で理論式を簡素化するために設けたものである。非干渉制御時の電源主回路はインバータで構成されるため、非常に多くの高調波電流成分が存在し、これらの電流が IM の特性に影響を与えることは事実である⁽¹²⁾。しかし、実際には電流あるいは電圧の基本波成分に着目して制御が行われるため、ここでは(1)～(3)の仮定のように、制御主体の理論式を導入ことにした。

固定子鉄損は、鉄心材料、磁気装荷あるいは運転周波数などにより大きく異なり、これを無視した場合、制御性能が落ちることは避けられない⁽⁶⁾。(4)の仮定は固定子鉄損が磁束密度の2乗に比例するものとし、これを実用的な電気回路として模擬するものであり、IM の等価回路の理論的基礎を与えるために導入され、対称軸上で扱われた例⁽¹⁰⁾、あるいは分相形単相 IM に導入した例⁽¹¹⁾が見受けられる。ここでは、この思想を非干渉制御の基本式となるべき IM の二軸法に導入し、二軸上での電圧方程式を導出する。

〈2・2〉 d - q 軸上の電圧方程式 前述の仮定に従えば、 d - q 軸上に固定した IM の巻線モデルを図1のように置くことができる。同図において $1d, 1q$ は固定子巻線（一次巻線）、 $2d, 2q$ は回転子巻線（二次巻線）、 $3d, 3q$ は固定子鉄損を考慮するための等価渦電流回路のそれぞれ直軸分、横軸分である。この巻線モデルより電源角速度 ω で回転する d - q 軸上での電圧方程式は容易に求められるが⁽¹⁶⁾、ここでは回転子巻

図1 固定子鉄損を考慮した誘導機巻線モデル

Fig. 1. Winding model of induction motor considering stator core loss.

線および等価渦電流回路に対する任意の巻数比 α_2 および α_3 を考慮して⁽¹⁰⁾、(1)式のように表す。

$$\begin{array}{c|c} 1d & 1q \\ \hline V_1d & V_1q \\ \hline 2d & 0 \\ \hline 2q & 0 \\ \hline 3d & 0 \\ \hline 3q & 0 \end{array} = \begin{array}{c|c} 1d & 1q \\ \hline R_1 + L_1'p & -\omega L_1' \\ \hline \omega L_1' & R_1 + L_1'p \\ \hline \alpha_2 M_{12}p & -s\omega \alpha_2 M_{12} \\ \hline s\omega \alpha_2 M_{12} & \alpha_2 M_{12}p \\ \hline \alpha_3 M_{13}p & -\omega \alpha_3 M_{13} \\ \hline \omega \alpha_3 M_{13} & \alpha_3 M_{13}p \end{array} *$$

$$\begin{array}{c|c} 2d & 2q \\ \hline \alpha_2 M_{12}p & -\omega \alpha_2 M_{12} \\ \hline \omega \alpha_2 M_{12} & \alpha_2 M_{12}p \\ \hline \alpha_2^2(R_2' + L_2''p) & -s\omega \alpha_2^2 L_2'' \\ \hline s\omega \alpha_2^2 L_2'' & \alpha_2^2(R_2' + L_2''p) \\ \hline \alpha_2 \alpha_3 M_{23}p & -\omega \alpha_2 \alpha_3 M_{23} \\ \hline \omega \alpha_2 \alpha_3 M_{23} & \alpha_2 \alpha_3 M_{23}p \end{array} *$$

$$\begin{array}{c|c} 3d & 3q \\ \hline \alpha_3 M_{13}p & -\omega \alpha_3 M_{13} \\ \hline \omega \alpha_3 M_{13} & \alpha_3 M_{13}p \\ \hline \alpha_2 \alpha_3 M_{23}p & -s\omega \alpha_2 \alpha_3 M_{23} \\ \hline s\omega \alpha_2 \alpha_3 M_{23} & \alpha_2 \alpha_3 M_{23}p \\ \hline \alpha_3^2(R_3' + L_3'p) & -\omega \alpha_3^2 L_3' \\ \hline \omega \alpha_3^2 L_3' & \alpha_3^2(R_3' + L_3'p) \end{array} *$$

$$\begin{array}{c|c} 1d & I_1d \\ \hline 1q & I_1q \\ \hline 2d & I_2d \\ \hline 2q & I_2q \\ \hline 3d & I_3d \\ \hline 3q & I_3q \end{array} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 V, I : 巻数比を考慮した電圧および電流、添字 : 各軸、 R_1, L_1' : 固定子巻線一相分の抵抗および自己インダクタンス、 R_2', L_2'' : 回転子巻線一相分の抵抗および自己インダクタンス、 R_3', L_3' : 等価渦電流回路の抵抗および自己インダクタンス、 M_{12} : 固定子巻線と回転子巻線間の相互インダクタンス、 M_{13} : 回転子巻線と等価渦電流回路間の相互インダクタンス、 M_{23} : 回転子巻線と等価渦電流回路間の相互インダクタンス、 s : 滑り、 p : 時間に関する微分オペレータ

ここで、 α_2 および α_3 を

$$\alpha_2 M_{12} = \alpha_3 M_{13} = \alpha_2 \alpha_3 M_{23} \equiv M' \dots\dots\dots (2)$$

となるように決める。具体的には $\alpha_2 = M_{13}/M_{23}$ 、 $\alpha_3 =$

M_{12}/M_{23} となり、それぞれ回転子巻線、等価渦電流回路を固定子側へ換算したことになる。

また、

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \alpha_2^2 R_2', & L_2' &= \alpha_2^2 L_2'' \\ R_3 &= \alpha_3^2 R_3', & L_3 &= \alpha_3^2 L_3' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

と置き、それぞれ一次換算値とする。以下の式においては、これらの一次換算値を使用するものとする。

ここで、非干渉制御に必要となる二次直軸磁束 λ_{2d} 、二次横軸磁束 λ_{2q} およびトルク T を求めれば、(1)式より

$$\lambda_{2d} = M'(I_1d + I_3d) + L_2' I_2d \dots\dots\dots (4)$$

$$\lambda_{2q} = M'(I_1q + I_3q) + L_2' I_2q \dots\dots\dots (5)$$

$$T = k_T M' \{ I_2d(I_1q + I_3q) - I_2q(I_1d + I_3d) \} \dots\dots\dots (6)$$

となる。ただし、 $k_T = (3/4)\text{Pole}$ (Pole: 極数)である。

〈2・3〉 定常状態における電圧方程式 (1)式で

は電源角速度 ω で回転する座標軸を考えているので、定常状態における各電流は時間的変化のない一定値として扱うことができる。従って、定常状態における電圧方程式は(1)式にて $p=0$ とした式となる。

しかし、等価渦電流回路を図1のように独立させた形では定数が定まらないので、一般的な T 形等価回路あるいは π 形等価回路で与えられた定数が利用できる形に変形する必要がある。本解析においても文献(10)に示されるように、 T 形あるいは π 形等価回路に対応した式に変換することが可能であるが、ここでは一般的な T 形等価回路を念頭におき $3d$ 軸および $3q$ 軸を消去する。

(1)式より I_3d および I_3q を求めれば(7)式および(8)式となる。

$$I_3d = -D_p M' \{ \omega^2 L_3 + (R_3 + L_3 p) p \} \times (I_1d + I_2d) - \omega R_3 (I_1q + I_2q) \} \dots\dots (7)$$

$$I_3q = -D_p M' \{ \omega^2 L_3 + (R_3 + L_3 p) p \} \times (I_1q + I_2q) + \omega R_3 (I_1d + I_2d) \} \dots\dots (8)$$

$$\dot{V}_1 = (V_1d + j V_1q) / \sqrt{2}$$

$$\dot{I}_1 = (I_1d + j I_1q) / \sqrt{2}$$

$$\dot{I}_2 = (I_2d + j I_2q) / \sqrt{2}$$

$$l_1 = L_1 - M, \quad l_2 = L_2 - M$$

図2 (9)式に対する等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit for Eq. (9).

$$\text{ただし、} D_p = 1 / \{ (R_3 + L_3 p)^2 + (\omega L_3)^2 \}$$

である。

(7)式および(8)式を(1)式に代入し、すべての p を0として $3d$ 軸および $3q$ 軸を消去すると、電圧方程式は(9)式のように表すことができる。

$$\begin{array}{cc|cc|cc} & 1d & 1q & & 2d & 2q \\ 1d & V_1d & 1d & R_1 + R_m & -\omega L_1 & \\ 1q & V_1q & 1q & \omega L_1 & R_1 + R_m & * \\ 2d & 0 & 2d & s R_m & -s \omega M & \\ 2q & 0 & 2q & s \omega M & s R_m & \end{array} \quad \begin{array}{cc|cc|cc} & 2d & 2q & & 1d & 1q \\ * & R_m & -\omega M & 1d & I_1d & \\ & \omega M & R_m & 1q & I_1q & \\ & R_2 + s R_m & -s \omega L_2 & 2d & I_2d & \\ & s \omega L_2 & R_2 + s R_m & 2q & I_2q & \end{array} \dots\dots\dots (9)$$

ただし、(9)式において

$$\left. \begin{aligned} R_m &= D_0 \omega^2 M'^2 R_3 \\ L_1 &= L_1' - D_0 \omega^2 M'^2 L_3 \\ L_2 &= L_2' - D_0 \omega^2 M'^2 L_3 \\ M &= M' - D_0 \omega^2 M'^2 L_3 \\ D_0 &= 1 / (R_3^2 + \omega^2 L_3^2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

紙面の都合もあり詳細は省略するが、(9)式を相電流および相電圧を用いてフェーザ表示とすれば、図2に示す等価回路が得られ通常の T 形等価回路と一致する⁽¹⁵⁾。また、各定数はすべて一次側に換算された量であるので、 R_1 および R_2 は一次および二次抵抗、 L_1 および L_2 は一次および二次自己インダクタンス、 M は相互インダクタンスであり、 R_m は等価鉄損抵抗となる。

また、二次磁束およびトルクは(7)式および(8)式を $p=0$ として(4)～(6)式に代入することにより求まり、

$$\lambda_{2d} = M I_1d + L_2 I_2d + (R_m / \omega) (I_1q + I_2q) \dots\dots\dots (11)$$

$$\lambda_{2q} = M I_1q + L_2 I_2q - (R_m / \omega) (I_1d + I_2d) \dots\dots\dots (12)$$

$$T = k_T \{ M (I_2d I_1q - I_2q I_1d) - (R_m / \omega) (I_2q I_1q + I_2q^2 + I_2d I_1d + I_2d^2) \} \dots\dots\dots (13)$$

となる。ここで注目すべきは、二次直軸磁束 λ_{2d} は鉄損抵抗を介して横軸電流の、横軸磁束 λ_{2q} は鉄損抵

抗を介して直軸電流の影響を受けることである。また、トルクの式にも R_m が現れる。 R_m は一般に周波数の関数となるので、同一の一次電流を流したとしても周波数により二次電流およびトルクの値が変化することを示している。従って、(9)式および(11)～(13)式によりこれら鉄損による影響の定量的把握が容易になったといえる。

〈2・4〉 過渡時の電圧方程式 (7)式および(8)式を(1)式に代入して、 p を残したまま $3d$ 軸および $3q$ 軸を消去すれば、過渡時の電圧方程式が得られることになる。しかし、得られた電圧方程式は p^3 までの項を含む複雑な式となり、図2に示す定数では表せないものとなる。そこで、等価渦電流回路の時定数に着目し、方程式の簡略化を図ることにする。

まず、(10)式において

$$M' \simeq L_3 \quad \dots\dots\dots (14)$$

と置くと、

$$R_m = D_0 \omega^2 L_3^2 R_3, \quad M = D_0 R_3^2 L_3 \quad \dots\dots\dots (15)$$

と表すことができる。(14)式の仮定はIMのようにインダクタンスの結合係数が高い機種において、時定数の概略値を検討するには問題のないものとする。

従って、(15)式より等価渦電流回路の時定数は(16)式のように表すことができる。

$$(L_3/R_3) = (R_m/\omega^2 M) \quad \dots\dots\dots (16)$$

一般に、 $R_m \ll \omega^2 M$ であり、 $(L_3/R_3) \ll 1$ となる。後述する供試機では $L_3/R_3 = 3.29 \times 10^{-5}$ (180 Hz) である。すなわち、等価渦電流回路はその抵抗分が他の定数に比較して非常に大きく、時定数が極めて小さいことになる。

この関係により、(7)、(8)式中において

$$(R_3 + L_3 p) = R_3 \{1 + (L_3/R_3)p\} \simeq R_3 \quad \dots\dots\dots (17)$$

と置くことができる。更に、(17)式を(7)、(8)式に代入すると、 $I_3 d$ および $I_3 q$ の式の中に

$$(\omega^2 L_3 + R_3 p) \quad \dots\dots\dots (18)$$

なる微分項が残る。しかし、この $I_3 d$ および $I_3 q$ の式を(1)式に代入して $3d, 3q$ 軸を消去すると、各々の電流の項について、以下のように簡略化を図ることができる。

例えば、(1)式の1行目を展開し、 $I_1 d$ に関する項のみを考えれば、(10)式の関係を用いて

$$\begin{aligned} & \left\{ R_1 + R_m + \left(L_1 - \frac{R_m}{\omega^2} p \right) p \right\} I_1 d \\ &= \left\{ R_1 + R_m + L_1 \left(1 - \frac{R_m}{\omega^2 L_1} p \right) p \right\} I_1 d \\ &\simeq (R_1 + R_m + L_1 p) I_1 d \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

となり、 p の2乗の項を無視することができる。こ

で、 $R_m \ll (\omega^2 L_1)$ は(16)式より明らかである。

同様に、(1)式の各行、各電流の項について検討を行えば、 p の2乗の項を無視した簡単な方程式を得ることができる。なお、(16)式および(19)式は周波数が低い場合に成立しないように見受けられるが、周波数が低くなると R_m も小となり、この関係は運転周波数全域にわたって成立することになる。

従って、過渡時の電圧方程式は図2に示す定数を用いて(20)式のように表すことができる。

$$\begin{array}{c} \begin{array}{c} 1d \\ 1q \\ 2d \\ 2q \end{array} \begin{array}{|c|} \hline V_{1d} \\ \hline V_{1q} \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{c} 1d \\ 1q \\ 2d \\ 2q \end{array} \begin{array}{|c|} \hline R_1 + R_m + L_1 p \\ \hline \omega L_1 - \frac{R_m}{\omega} p \\ \hline s R_m + M p \\ \hline s \omega M - \frac{R_m}{\omega} p \\ \hline \end{array} \quad * \\ \\ \begin{array}{c} 1q \\ 2d \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline -\omega L_1 + \frac{R_m}{\omega} p & R_m + M p \\ \hline R_1 + R_m + L_1 p & \omega M - \frac{R_m}{\omega} p \\ \hline -s \omega M + \frac{R_m}{\omega} p & R_2 + s R_m + L_2 p \\ \hline s R_m + M p & s \omega L_2 - \frac{R_m}{\omega} p \\ \hline \end{array} \quad * \\ \\ \begin{array}{c} 2q \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline -\omega M + \frac{R_m}{\omega} p & 1d \quad I_1 d \\ \hline R_m + M p & 1q \quad I_1 q \\ \hline -s \omega L_2 + \frac{R_m}{\omega} p & 2d \quad I_2 d \\ \hline R_2 + s R_m + L_2 p & 2q \quad I_2 q \\ \hline \end{array} \quad * \end{array} \quad \dots\dots\dots (20)$$

また、二次磁束およびトルクの式についても同様な手順により求め、結果的に(11)～(13)式と同一となる。

ここで、(20)式の各要素には R_m あるいは $(R_m/\omega)p$ なる項が存在するが、この物理的意味について検討しておく。例えば、 $2q-1d$ 要素で考えると、 R_m/ω は等価的なインダクタンスとみなすことができ、 $(R_m/\omega)p I_1 d$ はいわゆる変圧器起電力に相当する。すなわち、 $I_1 d$ が流れると鉄損抵抗を介して $2q$ 軸上に $(R_m/\omega) I_1 d$ なる磁束が生ずることを意味している。こ

の $2q$ 軸上の磁束を $2d$ 巻線が切ることになり、 $2d$ - $1d$ 要素には、 $sw(R_m/\omega)I_1d = sR_mI_1d$ なる速度起電力が発生することになる。以下同様に考察すれば、(11)、(12)式の磁束の式が(20)式より直感的に求められる。また、トルクについても(20)式よりトルク係数行列⁽¹⁷⁾を求めることにより直接得ることができ、鉄損を考慮した電圧方程式と磁束およびトルクの関係も明確になったといえる。

従って、(20)式は従来の鉄損を考慮しない方程式と比較して、より厳密に過渡現象を近似できるものと考えられる。なお、(20)式で $R_m = 0$ とすると通常の二軸法で表した電圧方程式と同一となる。

3. 非干渉制御法への応用

非干渉制御方式には、前述のように種々の方法があるが、現在ではベクトル制御としての滑り周波数制御方式が主流を占めているため、ここではこの方式を例にとって、固定子鉄損の従来制御法に及ぼす影響、および固定子鉄損を考慮した非干渉制御法について考えることにする。しかし、基礎方程式に固定子鉄損が導入されたので、他の制御方式へ応用することも容易であると考えられる。また、前述の仮定により電流および磁束の基本波成分のみに着目するものとし、二次抵抗の温度変化など他の要素は考慮しない。

〈3・1〉 従来制御法に与える鉄損の影響 鉄損を考慮しない従来の制御法では、例えば文献(13)に示されるように、一次電流および滑り周波数を

$$\left. \begin{aligned} I_r' &= I_1d = (-L_2/M)I_2d && (\text{トルク分電流}) \\ I_0' &= I_1q = \text{一定} && (\text{励磁電流}) \\ sw &= (R_2/L_2)(I_r'/I_0') && (\text{滑り周波数}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

として与え、 I_r' および I_0' が一定である限り、 $I_2d = \text{一定}$ 、 $I_2q = 0$ 、 $\lambda_2q = \text{一定}$ 、 $\lambda_2d = 0$ となることを前提として制御が行われる。従って、与えられた I_r' と I_0' に対して、(21)式より決定される I_1d 、 I_1q および sw を(9)式に代入して二次電流を求め、更に(11)～(13)式により、二次磁束およびトルクを求めれば、これらに対する定常状態での鉄損の影響が定量的に検討できることになる。

ここでは、表1に示すIMを例にとって検討を進めるが、他のIMについても同様に検討できる。

図3(a)は鉄損抵抗の大きさが制御に与える影響を調べるため、定格周波数・定格トルク指令で運転している場合を想定し、 R_m を任意に変化させて二次電流、二次磁束およびトルクを計算したものである。単

表 1 供試機の回路定数

Table 1. Circuit constants of test machine.

出力-極数		1.9 kW-12 P	
電圧-周波数		180 V-180 Hz	
R_1	0.271 Ω	R_2	0.363 Ω
L_1	7.025 mH	L_2	6.995 mH
M	5.508 mH	R_m	0.232 Ω (180 Hz)

(a) R_m による誤差

(b) 周波数による誤差

図 3 従来制御法における鉄損の影響

Fig. 3. Influence of core loss in conventional system.

位はそれぞれ pu であり、 I_2q および λ_2d は I_2d および λ_2q の基準値に対する値である。同図より明らかなように、 R_m が大きいほど電流、磁束およびトルクの誤差は増大し、その誤差の大きさは R_m にほぼ比例する。

一方、鉄損抵抗は周波数により変化し、周波数が高くなるほど大となる。供試機の R_m の周波数特性を示すと図4のようである。同図は正弦波電源 (V/f 一定)

図 4 周波数に対する R_m の変化
Fig. 4. R_m vs. frequency characteristics.

により、各周波数における無負荷試験の結果より得られたものである。これより、供試機の鉄損抵抗は周波数の約 1.6 乗に比例するといえる。

この関係を用いて、図 3 (a) と同様に周波数に対する各数値を計算したものが (b) 図である。(b) 図より、周波数によっても R_m が変化するために電流、磁束およびトルクも変化し、その影響は周波数が高いほど大きいことがわかる。

詳細は省略するが、(21) 式を (9) 式に代入し二次電流、二次磁束およびトルクの式を求めれば、 R_m と上記の誤差との関係が得られ、近似的に (R_m/ω) に比例することがわかる。従って、二次電流、二次磁束およびトルクの鉄損による誤差は、図 3 (a) では R_m にほぼ比例、(b) 図では周波数の約 0.6 乗に比例することになる。

本供試機の定格付近でのトルク誤差は図 3 より 3% 程度であるが、種々の誤差が (R_m/ω) にほぼ比例することから使用する IM の定数、運転周波数などの条件によって更に大きな誤差となる可能性もある。従って、より高精度なトルク制御が要求される場合には、鉄損によるトルク誤差を何らかの方法により補償することが必要といえる。

また、図 3 より明らかなように、従来の制御法では二次の各軸に電流と磁束が存在し、厳密な意味での非干渉性は保たれていないことになる。

〈3・2〉 鉄損を考慮した非干渉制御法 まず、式の誘導を簡単にするために、(9) 式および (11)~(13) 式を用いて定常状態における非干渉制御の条件を導くことにする。いま、 q 軸を二次磁束の方向に定めることにすると、二次電流が二次磁束と直交する条件は二

次電流が d 軸に一致することであり、従って、

$$\lambda_2 d = 0 \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$I_2 q = 0 \quad \dots\dots\dots (23)$$

が必要十分条件となる。更に、(22) 式および (23) 式が成立するものとすれば、(11)~(13) 式により

$$T = k_T \lambda_2 q I_2 d \quad \dots\dots\dots (24)$$

となり、二次電流に対するトルクの直線性を保つためには、 $\lambda_2 q = \text{一定}$ となるように制御する必要がある。

まず、 $\lambda_2 d = 0$ となる条件を求めると、(11) 式より (25) 式の関係が得られる。

$$I_1 d = -\frac{L_2}{M} I_2 d - \frac{R_m}{\omega M} (I_1 q + I_2 q) \quad \dots\dots\dots (25)$$

また、 $\lambda_2 q = \text{一定}$ に保つために、 I_0 (一定電流) を導入して、 $I_1 q$ として

$$I_1 q = I_0 - \frac{L_2}{M} I_2 q + \frac{R_m}{\omega M} (I_1 d + I_2 d) \quad \dots\dots\dots (26)$$

なる電流を流すものとすれば、(12) 式より $\lambda_2 q$ は (27) 式となり、二次磁束は一定となる。

$$\lambda_2 q = M I_0 \quad \dots\dots\dots (27)$$

ここに、 I_0 は二次磁束を決定する電流であり、いわゆる励磁電流に相当する。鉄損を考慮していない従来の制御方法では $I_1 d$ としてトルク分電流のみ、 $I_1 q$ として励磁分電流のみを流すことになるが、(25) 式および (26) 式より明かなように鉄損抵抗による干渉分を一次電流に付加して流し、補償することが必要となる。

次に、 $I_2 q = 0$ となる条件を求める。まず、(25) 式および (26) 式より両式を満足する $I_1 d$ および $I_1 q$ を求め、(9) 式の 3 行目に代入して整理すれば $I_2 q = 0$ となる条件として (28) 式が得られる。

$$s\omega = (R_2/M)(I_2 d/I_0) \quad \dots\dots\dots (28)$$

(28) 式は滑り周波数を表す式である。

以上の式を整理し、トルク分電流指令値としての $I_2 d$ を I_T と表すものとすれば、最終的に (29)~(32) 式となる。

$$I_1 d = -D_m(R_m^2 + \omega^2 M L_2) I_T - D_m \omega M R_m I_0 \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$I_1 q = D_m \omega^2 M^2 I_0 - D_m \omega R_m (L_2 - M) I_T \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$s\omega = (R_2/M)(I_T/I_0) \quad \dots\dots\dots (31)$$

$$T = k_T M I_0 I_T \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$\text{ただし、} D_m = 1/(R_m^2 + \omega^2 M^2)$$

なお、通常非干渉制御ではトルク分電流指令として一次電流相当を与えるが、(29)~(32) 式で明かなように滑り周波数およびトルクの直線性が損なわれる

図 5 制御系構成線図
Fig. 5. Block diagram of control.

ため、ここではトルク分電流指令値として二次電流相当を与えるものとする。

以上は定常状態より導いた式であるが、(29)～(31)式を(20)式に代入して二次電流および二次磁束を求めると、

$$\left. \begin{aligned} I_2 d &= I_1, & I_2 q &= 0 \\ \lambda_2 d &= 0, & \lambda_2 q &= M I_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (33)$$

なる関係が過渡状態においても成立することがわかる。従って、固定子鉄損を考慮した非干渉制御では、一次電流を(29)式および(30)式、滑り周波数を(31)式で制御することにより実現できることになる。この場合の制御系の構成線図を図5に示す。本制御法では同図から明確なように、鉄損による干渉分を打消す電流をd軸およびq軸より供給するものであり、極めて現実的な制御法といえる。なお、(29)式～(31)式で $R_m=0$ とすれば、従来の制御法における式と同一となる。

4. 検証結果と考察

ここでは、表1の供試機を用いて種々の検証試験を行った。図6はトルク分電流指令 I_1 を一定に保った場合の周波数に対するトルクの変化を表したものである。鉄損抵抗は周波数により変化するが、前章の検討により運転周波数の1.6乗に比例するものとした。また、トルクはトルクメータより得られる軸トルクに機械損を加味して求めたものである。

図6(a)は鉄損を考慮しない従来方式であり、(21)式より求めた電流を指令値として与えた場合のト

図 6 周波数に対するトルクの変化
Fig. 6. Torque vs. frequency characteristics.

ルクの測定値と、前章で述べた方法により算出したトルクが示してある。すなわち、従来の鉄損を考慮しない制御法での鉄損による誤差を実験的および理論的に求めたことになる。図6(a)より明らかなように従来の制御法では周波数の増加と共に、駆動時にはトルクが減少し、制動時にはトルクが増大することになる。駆動時と制動時のトルクの差は負荷率が大きいほど大となる。

図6(b)図は鉄損を考慮した本方式であり、(29)～(31)式より得られる電流を指令値として与え、計算値については(32)式により求めたものである。同図よ

り明らかのように、鉄損を考慮した本制御方式では周波数、運転状態に関係なく指令値に対してトルクが一定に保たれ、指令値と測定値は良好な一致を示している。従って、本制御方式は従来の方式に比較してトルク制御性能が数段向上したと見ることができる。

なお、両図とも測定値と計算値に若干の差が見られるが、これは制御上の誤差、定数の温度変化⁽¹³⁾あるいは測定上の誤差によるものと考えられる。

最後に、本供試機は高周波で運転されることを考慮し、比較的固定子鉄損の少ない設計となっている。しかし、一般的な電動機では更に鉄損の影響が大きいものと予想され、高精度なトルク制御を対象とする場合には鉄損を考慮した制御が必要なものとする。

5. あとがき

本論文においては、固定子鉄損が固定子に存在する等価渦電流回路で生ずるとの仮定の下に、二軸法に固定子鉄損を導入し、種々の非干渉制御法の基礎となる電圧方程式を算出した。更に、固定子鉄損を考慮した滑り周波数制御方式による非干渉制御の一方を示し、実験的検証を行った結果、明らかになった要点は次のとおりである。

(1) 二軸法で表した場合、鉄損抵抗は (R_m/ω) なる等価インダクタンスとして現れ、磁束に寄与すると共にすべての電流と関係を有することになる。従って、鉄損を考慮しない従来の制御法では、鉄損抵抗を介して d 軸と q 軸が干渉し合い、厳密な意味での非干渉性は保たれていない。

(2) 鉄損を考慮していない従来の制御方式では、同一の指令値にもかかわらず周波数、運転状態によってはトルクの誤差が大となり、高精度なトルク制御に支障をきたす。この誤差の定量的把握は本理論により容易に検討することができる。

(3) 鉄損を考慮した本制御方式は鉄損による干渉分を打消すための電流を直軸および横軸に加えて流す方式であり、二次磁束と二次電流に着目すれば、より厳密に非干渉性が保たれ、制御精度が大きく向上することになる。従って、より高精度なトルク制御に応用できる明確な方法が確立された。

なお、本論文の範囲外としたが、固定子鉄損を考慮した他の制御方式あるいは二次時定数同定法など、本理論をもとに容易に展開できるものと考えている。

終りに、本研究に対し当社名古屋工場および総合研究所の関係者各位より多大なる便宜が寄せられたこと、産業電力電気応用研究会⁽⁷⁾、電気学会全国大会⁽⁸⁾ならびに産業応用部門全国大会ポスタセッション⁽¹⁶⁾の席上において多くの方々より有益な御討論、御助言を賜ったことに対し、感謝の意を表す次第である。

(昭和63年10月21日受付)

文 献

- (1) K. Ohnishi, et al.: "Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volt/hertz controlled", IEEE/IAS Annual Meeting Conf. Rec. p. 678 (1982)
- (2) 山村・中川:「交流サーボモーターの過渡現象と制御一磁界加速法の提案」, 電学論 B, 101, 557 (昭56-9)
- (3) 足利・野村・堀・寺嶋:「現代制御理論による誘導電動機の二次抵抗補償」, 明電時報, 195, 33 (昭62-7)
- (4) 岩崎・松井:「DSPによる誘導電動機二次時定数同定機能を有するベクトル制御システム」, 電学論 D, 108, 845 (昭63-9)
- (5) 足利・寺嶋・野村・水野:「誘導機非干渉制御によるトルク制御時の鉄損の影響」, 昭63電気学会全大, No. 1495
- (6) 大沢・橋井・元吉・上原:「鉄損の影響を考慮した誘導電動機のベクトル制御」, 昭63同上, No. 1493
- (7) 水野・市岡・松田:「インバータで駆動される誘導機の定数」, 電気学会産業電力電気応用研究, IEA-87-10 (昭62)
- (8) 水野・市岡・寺嶋:「鉄損を考慮した誘導機非干渉制御の方法」, 昭63電気学会全大, No. 1494
- (9) 電気学会電気規格調査会: JEC-37 誘導機 (昭54)
- (10) 加藤:「固定子鉄損を考慮した多相誘導電動機の等価回路の理論的基礎」, 電気学会技報, No. 9, 21 (昭31)
- (11) 坪井:「固定子鉄損を考慮した分相形单相誘導電動機の解析」, 電学論 B, 94, 287 (昭49-6)
- (12) 例えば, 電気学会技報 (I部) No. 135; (II部) No. 235, No. 241
- (13) 寺嶋・野村・足利・須田・中村:「制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較」, 電学論 D, 107, 183 (昭62-2)
- (14) 宮下・今柳田・高橋:「デジタルシグナルプロセッサを用いた誘導電動機の高性能トルク制御」, 電学論 D, 107, 223 (昭62-2)
- (15) T. Ashikaga, M. Nomura, M. Hori, T. Mizuno & M. Terashima: "A High Performance Induction Motor Control System", ICED '88 C. 3-7-1 (1988-9)
- (16) 水野・高山・市岡・寺嶋:「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法」, 昭63電気学会産業応用部門全大, No. 77
- (17) 電気学会大学講座: 基礎電気機器学, p. 102 (昭59)