UDC 621.313.333.012.8:621.316.718-526

論文

58-B61

速応性交流サーボモータとしての誘導機の 過渡現象解析と磁界加速法制御

正員 山村 昌 (横浜国立大)
 非会員 華 鐘 祥 (中国上海市船用ディーゼルエンジン研)
 正員 中川 聡 子 (横浜国立大)
 正員 河村 篤 男 (ミズーリ大)

1. 緒 言

三相誘導電動機の制御技術が進歩して、これまで直流機が用いられていた分野に進出しているが、その制御理論としてはベクトル制御理論に拠ることが多い。ベクトル制御は西ドイツで発案されたもので、トルク発生機構を直流機に類似させて、磁束と二次起磁力との直交性を基本としている。三相二相の座標変換を行なって等価二相機によって磁束と二次起磁力との直交性を説明する。トルク指令に応じて等価二相機の一次電流を定めて、これを三相座標に逆変換して、その一次電流を定める。ベクトル制御は元来電流形制御であって、座標変換のためにその理論も制御回路も複雑になり過ぎると考える。ベクトル制御の他の問題の一つは、電磁氣的過渡現象に十分な考慮が払われていないことである。

誘導機の過渡現象は複雑であって解析が難かしい。これまでの過渡現象の解析では三相二相の座標変換をして得られる等価二相機によっていた⁽¹⁾⁽⁷⁾。しかし、これは4メッシュ回路で、解析が難かしく、実用には便利でない。二相機の d, q 軸座標を更に瞬時対称座標法によって変数変換をする手法が猪狩⁽²⁾、Adkin 氏

ら⁽³⁾の著書にもあるが、2段の変数変換をする結果、元の変数による現象を見るのが困難になり、この解析法によってサーボモータの制御理論を考えるのは極めてむずかしい。

筆者らは⁽⁴⁾、先に誘導機の過渡現象を場理論によって解析して、その減衰時定数が大きくて、過渡現象の発生を防がなければ、応答の速い制御は不可能であることを示し、制御ステップごとに一次電流のつながりを適切にすることによって、過渡現象の発生を防ぐことを基本とする制御法を提案して、これを磁界加速制御と名付けた。ギャップ中の回転磁界が全然崩れないで、その速度だけを加減してトルクを制御するという趣旨である。

磁界加速法制御では、誘導機の等価回路による一次電流あるいは一次電圧の制御演算が基礎になる。筆者らはさきの論文で⁽⁵⁾、等価回路として T 型、T-I 型、T-II 型、L 型の四つの等価回路を導いて、これらの等価回路に対応して磁界加速法制御の制御特性がどのようなになるかを明らかにした。

筆者らは⁽⁶⁾、更に、誘導機の過渡現象について電気回路理論的な解析を進めて、座標変換を行なうことなく、過渡現象をも表現できる等価回路に到達した。これは三相機の定常状態に対する従来の等価回路が拡張された形のものであるが、理論上、また実用上の意義は大きいものと考えている。すなわち、誘導機の過渡現象の解が、電流形制御についても電圧形制御についても容易に求められ、その解は誘導機の速応制御の基礎となるものと考えている。本論文においてはこの過渡現象にも適用できる拡張された等価回路を用いて、磁界加速法制御につき更に重要ないくつかの結論を与えるものである。

Analysis of Transient Phenomena and Field Acceleration Control of Induction Motor as A-C Servomotor of Quick Response. By Sakae Yamamura, Member (Yokohama National University, Faculty of Engineering), Hua Zhong Xiang, Non-member (Marine Diesel Engine Research Institute, Shanghai, China), Satoko Nakagawa, Member (Yokohama National University, Faculty of Engineering) & Atsuo Kawamura, Member (University of Missouri-Columbia, Electrical Engineering Department).
 山村 昌: 正員, 横浜国立大学工学部 (現在, 工学院大学)
 華 鐘 祥: 非会員, 中国上海市船用ディーゼルエンジン研究所
 中川聡子: 正員, 横浜国立大学工学部
 河村篤男: 正員, ミズーリ大学電気工学科

図 1 電流形制御の過渡等価回路

Fig. 1. Transient equivalent circuit for current-type control.

2. 電流形制御の解析

筆者らは先の論文⁽⁶⁾において、電流形制御をされる誘導機の過渡現象をも表わすことのできる過渡等価回路は図1で与えられることを示した。電流形制御において一次電流を i_1 、励磁電流を i_0 とすると、図1の等価回路より下記の回路方程式が得られる。

$$R_2 i_0 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (p - j\omega_m) i_0 = \{ R_2 + l_2 (p - j\omega_m) \} i_1 \quad (1)$$

ここに、 ω_m は回転角速度で、他の記号については図1を参照のこと。このラプラス変換は

$$R_2 I_0(s) + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (s I_0(s) - I_{00}) = \{ R_2 + l_2 (s - j\omega_m) \} I_1(s) \quad (2)$$

となる。ここに、 s はラプラス演算子、 I_{00} は励磁電流の初期値である。(2)式より下式が得られる。

$$I_0(s) = \frac{R_2 + l_2 (s - j\omega_m)}{R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (s - j\omega_m)} I_1(s) + \frac{\frac{3}{2} L_m + l_2}{R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (s - j\omega_m)} I_{00} \quad (3)$$

この式の特性根は一つで

$$s = -\frac{R_2}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} + j\omega_m = \delta = -\lambda + j\omega_m \quad (4)$$

であって、これを δ または $-\lambda + j\omega_m$ と置く。電流形制御においては一次電流 i_1 が駆動源であって、その複素表現およびラプラス変換は下記となる。

$$i_1 = \sqrt{2} I_1 e^{j\omega t}, \quad I_1(s) = \sqrt{2} I_1 \frac{1}{s - j\omega} \quad (5)$$

これを(3)式に代入して下式を得る。

$$I_0(s) = \frac{1}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \frac{R_2 + l_2 (s - j\omega_m)}{s - \delta} \frac{\sqrt{2} I_1}{s - j\omega} + \frac{I_{00}}{s - \delta} \quad (6)$$

この式のラプラス逆変換として、励磁電流 $i_0(t)$ は下式となる。

$$i_0(t) = \frac{R_2 + j s \omega l_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \sqrt{2} I_1 e^{j\omega t} - \frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \frac{\frac{3}{2} L_m}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \times \sqrt{2} I_1 e^{\delta t} + I_{00} e^{\delta t} \quad (7)$$

ここに、 s はすべり $\{s = (\omega - \omega_m)/\omega\}$ であって、上式の第1項は定常解、第2、第3項はともに減衰過渡項である。従って過渡現象を発生しない制御条件は下記で与えられる。

$$\frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \frac{\frac{3}{2} L_m}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \sqrt{2} I_1 = I_{00} \quad (8)$$

ここに、 I_{00} は励磁電流の初期値(複素表現)である。(8)式によって I_1 を定めれば、過渡現象の発生しない制御が可能になる。電流形制御の磁界加速法において、(8)式によって一次電流を定めて、トルクの制御を行なえば、図2のような時間遅れのないトルク応答が得られることになる。このことは、筆者らの先の論文⁽⁴⁾において既に指摘したところであって、磁界加速法の大きな特長である。誘導機は理論上で、直流機よりも優れた応答を持ち得るサーボモータである。このような認識はベクトル制御理論においては欠けていたところであり、過渡現象への理解を欠いていたからであると考えられる。

図 2 トルク制御のステップ応答

Fig. 2. Step response of torque for current-type control.

図 3 対称 T 型過渡等価回路

Fig. 3. Symmetrical T type transient equivalent circuit.

3. 各種の過渡等価回路

筆者らは先の論文⁽⁶⁾において、一次端子電圧を入力とする過渡等価回路を与えた。図3にそれを示してあるが、これは対称 T 型回路過渡現象に対しても成り立つものである。対称 T 型過渡等価回路と呼ぶことにする。普通の等価回路は定常状態のみを扱うものであるが、これに対称 T 型、非対称 T-I 型、非対称 T-II 型、L 型などがあることを、先の論文⁽⁶⁾で示した。過渡現象に対しては図3の対称 T 型のみを導いたのであるが、定常等価回路について行なったと同様な手法によって、過渡等価回路に対しても、各種の型を導くことができる。

図3の対称 T 型過渡等価回路の回路方程式は下記で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + l_1 p + \frac{3}{2} L_m p & * \\ \frac{3}{2} L_m (p - j\omega_m) & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$* = \frac{3}{2} L_m p + R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (p - j\omega_m)$$

電流を次式で変換する。

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ i_2' \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2' \end{bmatrix} \quad (10)$$

α は任意定数で、 C は変換行列を表す。(9)式のインピーダンス行列 $[Z]$ を $C_i[Z]C$ によって変換して下式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + l_1 p + \frac{3}{2} L_m p & * \\ \frac{3}{2} L_m \alpha (p - j\omega_m) & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2' \end{bmatrix}$$

$$* = \frac{3}{2} L_m \alpha p + R_2 \alpha^2 + \alpha^2 \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) (p - j\omega_m)$$

図 4 一般過渡等価回路

Fig. 4. Generalized transient equivalent circuit.

$$\times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2' \end{bmatrix} \dots \dots \dots (11)$$

この式に対応する等価回路は図4となる。この図で e' は速度起電力で、下式で与えられる。

$$e' = -j\omega_m \frac{3}{2} L_m \alpha i_1 - j\omega_m \times \left(l_2 \alpha^2 + \frac{3}{2} L_m \alpha^2 \right) i_2' \quad (12)$$

この回路には任意定数 α が含まれているので、過渡等価回路も無限に多数あることになる。図4の等価回路を一般過渡等価回路と呼ぶことにする。

任意定数 α を 1 と定めると、図4の回路は図3の対称 T 型過渡等価回路となる。図4の回路で α を下記のように定めると、

$$\alpha = \frac{\frac{3}{2} L_m}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \quad (13)$$

二次漏れインダクタンスが零となって、図5の回路となる。これを非対称 T-I 型過渡等価回路と呼ぶことにする。一次漏れインダクタンスを零にするためには α を下記のように定めればよい。このとき等価回路

$$\alpha = \frac{l_1 + \frac{3}{2} L_m}{\frac{3}{2} L_m} \quad (14)$$

は図6となる。これを非対称 T-II 過渡等価回路と呼

図 5 非対称 T-I 型過渡等価回路

Fig. 5. Unsymmetrical T-I type transient equivalent circuit.

図 6 非対称 T-II 型過渡等価回路

Fig. 6. Unsymmetrical T-II type transient equivalent circuit.

ぶ。

図3～図6の等価回路は一次端子で見ると、全く等価であって、差はない。従って一次端子で見た過渡現象についても、定常状態についても四つの回路において差はない。しかしながら二次側に関する現象については、四つの回路は見掛け上異なるものとなる。

図3の回路による電流形制御の解は(7)式であったが、これに対応する図4の一般過渡等価回路の解は次式で与えられる。

$$i_0'(t) = \frac{R_2 \alpha + j s \omega \left\{ \alpha l_2 + \frac{3}{2} L_m (\alpha - 1) \right\}}{\alpha \left\{ R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) \right\}} \times \sqrt{2} I_1 e^{j \omega t} \\ - \frac{R_2}{\alpha \left\{ R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) \right\}} \times \frac{\frac{3}{2} L_m}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \sqrt{2} I_1 e^{\delta t} + I_{00} e^{\delta t} \quad (15)$$

この式より過渡現象を発生しない条件を求めると、

$$\frac{R_2}{\alpha \left\{ R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right) \right\}} \frac{\frac{3}{2} L_m}{l_2 + \frac{3}{2} L_m} \sqrt{2} I_1 = I_{00} \quad (16)$$

を得る。この式は一般的に、どの過渡等価回路においても、励磁電流一定の制御の各ステップのつながりが、過渡現象を伴わないで可能であることを示すものである。

(15)、(16)式で $\alpha=1$ とすると、それぞれ(7)、(8)式と一致する。 α を(13)式のように定めると、(15)式は下式となり。

$$i_0'(t) = \frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \sqrt{2} I_1 e^{j \omega t}$$

$$- \frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \sqrt{2} I_1 e^{\delta t} + I_{00} e^{\delta t} \quad (17)$$

(16)式の過渡現象を発生しない条件式は

$$\frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} \sqrt{2} I_1 = I_{00} \quad (18)$$

となる。(17)式では過渡項(第2項)と定常項(第1項)の係数の部分が一致することが注目される。このように T-I 型等価回路では、 $t=0$ で定常項と過渡項とが一致するので、過渡現象の発生を防ぐための制御演算が単純になる(付録I参照)。

4. 電圧形制御

T型(図3)、T-I型(図5)、T-II型(図6)のいずれの過渡等価回路によっても電圧形制御の解析を行なうことが可能であるが、これらは2メッシュ回路であるので、一般には過渡項が二つ発生して、二つの過渡項を発生しないように制御することは困難である。これに反して電流形制御によれば、過渡項の発生を防いで、時間遅れのないトルク制御ができることを、上に説明した。

しかしながら電流形制御にも問題がある。一次電流 I_1 の制御に誤差があると、発生トルクに誤差が生じるばかりでなく、過渡現象を発生して、トルク制御に遅れを生じる(第5章参照)。先の論文⁽⁶⁾にも示したように、電流形制御の過渡現象の減衰時定数は非常に大きいので、このトルク制御の遅れも大きい。一次電流の制御が理論通りに行なえない理由が幾つかある。回転子の温度が上がると、二次抵抗 R_2 が大きくなって、電流制御に誤差を生じる。一次側に漏れインダクタンスがあって、理論通りの一次電流の制御を不可能とする。このような理由で、電流形制御は理論通りに実行することは難しく、その結果場合によっては制御性能が劣化する。これに対する対策として電圧形制御が登場する。

電圧形制御に対しては、L型等価回路が適していることは既に述べたところであるが⁽⁵⁾、過渡等価回路においてもそうである。まずL型過渡等価回路を導こう。図6の T-II 型過渡等価回路においても、励磁リアクタンス $(3/2)L_m$ を端子に移すための誤差は小さいので、実用上さしつかえないとする。このとき誤差は図3の T型回路から L型回路を得るよりは少ない。このように考えて、図7の L型過渡等価回路が得られる。

この回路の回路方程式は下記となる。

図 7 L 型過渡等価回路

Fig. 7. L type transient equivalent circuit.

$$v_1 = \frac{3}{2} L_m \alpha p i_0'' \dots\dots\dots (19)$$

$$v_1 = - \left\{ R_1 + \frac{3}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) p + l_2 \alpha^2 p + R_2 \alpha^2 \right\} i_2'' - e' \dots\dots\dots (20)$$

ここに、 e' は (12) 式の数値起電力であり、 α は (14) 式で与えられる ($i_2' \rightarrow i_2''$ とする)。

(19), (20) 式による電圧形制御において、(19) 式中の励磁電流 i_0'' に過渡現象を発生しないような制御を行なうことは容易である。一次電圧 v_1 を、大きさは周波数に比例し、位相を常に 90° だけ i_2'' より進めることによって、 i_0'' のベクトルを一定に保つことができる。このとき (20) 式は下記となる。

$$v_1 = j\omega \frac{3}{2} L_m \alpha i_0'' \dots\dots\dots (21)$$

$i_1 = i_0'' - i_2''$ を (12), (20) 式に代入して

$$v_1 = j\omega_m \frac{3}{2} L_m \alpha i_0'' - \left\{ R_1 + \alpha^2 R_2 + \left\{ \alpha^2 l_2 + \frac{3}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) \right\} \times (p - j\omega_m) \right\} i_2'' \dots\dots\dots (22)$$

この式の第 1 項は (21) 式より

$$j\omega_m \frac{3}{2} L_m \alpha i_0'' = \frac{\omega_m}{\omega} v_1 = (1-s) v_1$$

となつて、(22) 式は

$$s v_1 = - \left\{ R_1 + \alpha^2 R_2 + \left\{ \alpha^2 l_2 + \frac{3}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) \right\} \times (p - j\omega_m) \right\} i_2'' \dots\dots\dots (23)$$

となる。この特性根は 1 個で

$$p = - \frac{R_1 + \alpha^2 R_2}{\alpha^2 l_2 + \frac{3}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha)} + j\omega_m \dots\dots\dots (24)$$

となる。この減衰時定数を第 5 章の表 1 の例について計算すると、

$$T_v = \frac{\alpha^2 l_2 + \frac{3}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha)}{R_1 + \alpha^2 R_2} = 0.0023 \text{ s}$$

となつて、転速に無関係で、極めて小さい。電流形制御の時定数は $T_c = 0.101 \text{ s}$ であったが⁽⁶⁾、これよりもはるかに小さくて、過渡現象が発生しても実用上さしたくつかえないほどに小さい。この事実は電圧形制御が実用上非常に有利であることを示すものである。

5. 過渡トルクの計算

第 2 章で説明したように、電流形制御を理論通りに行なえば、トルク応答には図 2 に示すように、時間遅れはない。これは電流形制御の大きな特長である。しかしながら温度変化や一次漏れインダクタンスのために、理論通りの電流形制御は実行できない。その場合トルク制御の応答に過渡現象が発生することは避けられないので、これを計算してみよう。

図 5 の T-I 型過渡等価回路について、一次電流を

$$i_1 = \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t + \varphi_1)} \dots\dots\dots (25)$$

とすると、励磁電流の応答は (17) 式で与えられ、これを書き換えて、下式を得る。

$$i_0' = \frac{R_2'}{Z_2'} \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t + \varphi_1 - \theta_0)} + \Delta I_0 e^{\delta t} \dots\dots\dots (26)$$

ここに、 $Z_2' e^{j\theta_0}$ は二次のメッシュインピーダンス、 ΔI_0 は (17) 式の第 2, 第 3 項の係数の差である。二次電流は

$$i_2' = i_0' - i_1 = - \frac{s\omega \frac{3}{2} L_m \alpha}{Z_2'} \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t + \varphi_1 + \theta_2)} + |\Delta I_0| e^{-\lambda t} e^{j(\omega_m t + \varphi_3)} \dots\dots\dots (27)$$

ここに、 $\theta_2 = (\pi/2) - \theta_0$, $\Delta I_0 = |\Delta I_0| e^{j\varphi_0}$ であり、 λ は (4) 式で与えられる。

一相当りの瞬時トルクは、 P を極数として、

$$T_1 = \frac{1}{\omega_m} \frac{P}{2} \text{real}\{e'\} \text{real}\{i_2'\} \dots\dots\dots (28)$$

となる。 e' は (12) 式の数値起電力で、その実数部は

$$\begin{aligned} \text{real}\{e'\} = & \omega_m \frac{3}{2} L_m \alpha \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ & - \omega_m \left(l_2 \alpha^2 + \frac{3}{2} L_m \alpha^2 \right) \\ & \times \frac{s\omega (3/2) L_m \alpha}{Z_2'} \sqrt{2} I_1 \\ & \times \sin(\omega t + \varphi_1 + \theta_2) \\ & + |\Delta I_2| e^{-\lambda t} \sin(\omega_m t + \varphi_3) \end{aligned} \dots\dots\dots (29)$$

二次電流の実数部は

$$\text{real}\{i_2'\} = - \frac{s\omega \frac{3}{2} L_m \alpha}{Z_2'} \sqrt{2} I_1$$

図 8 電流形, 電圧形トルク制御の応答

Fig. 8. Response curves of torque control for current-type control and voltage-type control.

$$\begin{aligned} & \times \cos(\omega t + \varphi_1 + \theta_2) \\ & + |\Delta I_0| e^{-\lambda t} \cos(\omega_m t + \psi_3) \\ & \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

(28)式の一相当りのトルクは, (29), (30)式の積として6項あるが, 三相全体のトルク T_3 は, 三相回路の対称性を考えると, 下記のごとく2項のみとなる。

$$\begin{aligned} T_3 = & 3 \frac{1}{\omega_m} \frac{P}{2} \left\{ \frac{s \omega \left(\frac{3}{2} L_m \alpha \right)^2}{Z_2'} I_1^2 \sin \theta_2 \right. \\ & \left. - \frac{3}{2} L_m \alpha \frac{I_1}{\sqrt{2}} |\Delta I_0| e^{-\lambda t} \right. \\ & \left. \times \sin(s \omega t + \varphi_1 - \varphi_3) \right\} \dots\dots\dots (31) \end{aligned}$$

第1項は定常トルクで一定であり, 第2項は過渡トルクである。

表1のモータを, 無負荷で運転中に, 定格トルク(24.6 N-m)の2.39倍のトルク指令(すべり=0.042 $\times$ 2.39=0.1に相当)が来たときの出力トルクは図8に示すように, 理論通りに電流形制御を行なうと(31)式で $\Delta I_0=0$ となるので, 時間遅れがなくトルク指令値の58.5 N-mとなる。

しかし回転子温度が上って, 二次抵抗 R_2 (75°C 相当)が1.26 R_2 (150°C 相当)になったとすると, 電流形制御に誤差を生じて, トルクの定常値は70.1 N-m となって, 20% だけ指令値より高くなり, この定常値に静定する間の過渡現象の減衰時定数は0.101秒であって, 時間遅れが大きい。第4章の電圧形制御によると, R_2 が1.26 R_2 になったとき, 出力トルクの定常値が48.6 N-m となって, 指令値より17% 低下す

表 1 モータ定数

Table 1. Motor constant.

3.7 kW, 200 V, 50 Hz, 4 極, $x_1=0.408$, $x_2=0.269$ $x_m=13.2$, $R_1=0.463$, $R_2=0.432$
--

るが, 過渡トルクの減衰時定数は3ms 弱と極めて小さいので, 実用上ステップ状の応答となる。この例からも電圧形制御のほうが, 実用上有利であるといえる。先の論文⁽⁶⁾で示したように, 制御回路が簡単になることも, 電圧形制御の長所である。

6. 結 言

誘導機について新たに開発した過渡等価回路を用いて, 過渡現象を解析して, 過渡現象の発生しない電流形制御の条件を定めた。これによって時間遅れのない制御が理論上は可能であることを示した。しかし電流形制御を理論通りに実行することは困難であるので, 過渡現象が発生し, 速応制御の妨となることを示した。電圧形制御の過渡現象を解析して, 時間遅れが極めて少なく, 実用的であることを示した。以上は磁界加速法制御に関する重要な結論であると考えている。

院生の野中寿一君の協力に対し謝意を表する。

(昭和57年8月30日受付, 同58年1月24日再受付)

文 献

- (1) 山村・安井:「誘導機の過渡トルク」電学誌 75, 493 (昭30-5)
- (2) 猪狩: 電気機械理論 130 (昭52) コロナ社
- (3) Adkin, Harley: The General Theory of AC Machines Chagman & Hall, London, 58 (1975)
- (4) 山村・中川:「交流サーボモータの過渡現象と制御-磁界加速法制御の提案」電学論B 101, 557 (昭56-9)
- (5) 山村・中川:「誘導機による交流サーボモータの等価回路と磁界加速法制御」電学論B 102, 439 (昭57-7)
- (6) 山村・華・中川:「速応サーボモータとしての誘導機の等価回路」電学論B 103, 133 (昭58-2)
- (7) 宮入: 電気機械エネルギー変換工学 p.202~206 (丸善)

付 録

I. (17), (18)式が T-I 型定常回路に適用できるものであることを示そう。 $\alpha=(3/2)L_m/(l_2+(3/2)L_m)$ であるので,

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{R_2}{R_2 + j s \omega \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} I_1 \\ &= \frac{\alpha^2 R_2}{\alpha^2 R_2 + j s \omega \alpha^2 \left(l_2 + \frac{3}{2} L_m \right)} I_1 \\ &= \frac{\alpha^2 R_2}{\alpha^2 R_2 + j s \omega \alpha \frac{3}{2} L_m} I_1 \\ &= \frac{\alpha^2 R_2 / s}{\alpha^2 R_2 + j \alpha x_m} I_1 \dots\dots\dots (\text{付1}) \end{aligned}$$

この式は T-I 型定常等価回路に相当する回路方程式

付図 1 変形 L 型過渡等価回路
app. Fig. 1. Varied L type transient equivalent circuit.

付図 2 変形 L 型定常等価回路
app. Fig. 2. Varied L type steady state equivalent circuit.

である。

II. 電圧形制御を実行する場合に図 7 の L 型回路では問題がある。電源周波数が零となったときに、励磁電流が不定となる。この点を是正するために、付図 1 に示すように、励磁回路に R_1 を直列に入れることとして、これを変形 L 型過渡等価回路と名付けることにする。付図 2 は変形 L 型定常等価回路である。これは図 6 の非対称 T-II 型回路で、 i_1 が $(3/2)L_m$ と i_2 との両方に直列に入っていることに相当するが、これは理論

付図 3 電圧形制御の一次電圧対周波数曲線
app. Fig. 3. Voltage-frequency curve for voltage-type control.

的な帰結であった。 R_1 の挿入についても理由がある。無負荷電流の値が図 7 の L 型回路よりも、変形 L 型回路のほうがより正しいものとなる。変形 L 型回路では (21) 式は下記となる。

$$v_1 = \left(j\omega \frac{3}{2} L_m \alpha + R_1 \right) i_0'' \dots\dots\dots (付 2)$$

この式によって、一次電圧の大きさと電源周波数との関係を示すと、付図 3 となる。周波数が非常に低い範囲で直線から少しずれるにすぎない。周波数が零のときに $V_1 = 6.97 \text{ V}$ となる。これはモータが停止中にも i_0 を一定に保守するための電圧であって、停止中のモータが速応性を失わないためには必要である。