UDC 621.313.333.072.2.013.016:537.612

論 文

59-B 54

磁界加速法制御による誘導電動機の 電圧形制御

正 員 山 村 昌 (工学院大)
正 員 中 川 聡 子 (横浜国立大)
正 員 河 村 篤 男 (University of Missouri)

1. 緒 言

誘導電動機の速応制御理論として、ベクトル制御理論が流行しているが、この理論には理論として不備な点があり、実用上にも幾つかの不工な点があることを、先の論文で指摘した^{(1)~(6)}。ベクトル制御が電流形制御に限られていることも、このような点の一つである。筆者らはベクトル制御に代わるものとして、磁界加速法を提案したが、これには電圧形制御が含まれており、電流形制御と比べて、優れた幾つかの特長があることを示した。

磁界加速法制御は誘導機の等価回路において、励磁電流を一定に保つように制御することを基本とする。電流形制御の等価回路は、1メッシュの回路であるので、過渡項は1項であって、これを発生しないように制御することは容易であるが、制御上に誤差があると必然的に励磁電流にも過渡現象が発生して、その減衰時定数は大きくて制御応答の遅れが大きい。電圧形制御の等価回路は2メッシュの回路であるので、過渡項が二つあって、二つとも発生しないように制御することは難かしいが、励磁電流は過渡現象を発生しない制御は容易であって、残りの過渡項の減衰は極めて速くて、制御の妨とならない^{(4),(5)}。

電圧形制御は制御演算が簡単であることも長所である。また電源インバータにおいても、電圧を出力とする電圧形インバータのほうが構造が簡単である。

このように幾多の長所をもつ電圧形制御の新しい制御法を提案し、その過渡現象を解析して優れた制御性能をもつものであることを示すのが、本論文の内容である。また誘導機は温度変化によって制御特性が変わることが問題であったが、本論文ではこれに対する補正法を提案するものである。

2. 電圧形制御理論

筆者らはさきの論文で⁽⁵⁾誘導機のトルクを電圧形制御した場合の過渡現象を解析して、その応答が極めて速やかであることを示した。その際に解析の基礎となる過渡等価回路として、L型過渡等価回路を用いたのであるが、これは理論的に誤差のある回路であることにも触れておいた。普通のL型等価回路は誘導機の定常特性の算定に広く用いられているのであるが、可変周波数電源によって速度を広い範囲にわたって変えると、低い周波数の領域では誤差が大きくなることは免れない。このことはL型過渡等価回路⁽³⁾についても同様である。誘導機をサーボモータとして使う場合に、低速運転時には電源周波数が低くなって、L型等価回路による制御演算の誤差が大きくなる。L型等価回路によらない電圧形制御を、本論文では提案するものである。

筆者らは先に⁽²⁾誘導機の等価回路として、T型、T-I型、T-II型などの等価回路を導いたが、この三つは理論的に誤差のない等価回路である。過渡等価回路をも導いて⁽³⁾、これにもT型、T-I型、T-II型の回路を与えた。これらも、理論的に誤差のない等価回路である。過渡等価回路は定常状態にも適用できて、同じ型の回路は、定常等価回路と過渡等価回路とが、同一の定常特性を与えるものである。

磁界加速法はこれらの等価回路で、励磁電流を一定に保つことを基本とする制御であるが、どの型の等価

Voltage Type Control of Induction Motor by Means of Field Acceleration Method, By Sakae Yamamura, Member (Kogakuin University, Electrical Engineering Department), Satoko Nakagawa, Member (Yokohama National University, Faculty of Engineering) & Atsuo Kawamura, Member (University of Missouri Elect. Engr. Dept.)

山村 昌: 正員, 工学院大学電気工学科
中川聡子: 正員, 横浜国立大学工学部
河村篤男: 正員, University of Missouri

図 5 電圧形トルク制御ブロック接続図

Fig. 5. Block diagram for voltage-type torque control of induction motor.

数として図示すると図4となる。定格トルクの倍ぐらいまでは直線としてよいことが判る。

磁界加速法によるトルク制御は次のステップで行なわれる。トルク指令 T_c に応じて、(7)式あるいは図4によってすべり周波数 sf が求まる。図5に制御ステップをブロック接続図として示してあるが、 $T \rightarrow sf$ のステップは実用上、定係数乗算器 K_T でよい。 sf にモータの転速の角周波数 $f_m = (1-s)f$ を加えて、電源周波数 f が求まる。

次に(5)式より励磁リアクタンスの電圧 E_1 が定まり、単位ベクトル発生器によって e_1 が定まる。図2の回路によって、一次端子電圧 v_1 が定まり、これが三相 PWM 型インバータの入力指令となる。モータへの入力は電圧 v_1 であって電圧形の制御となる。

3. 電圧形トルク制御の過渡現象解析

図5のブロック接続図によるトルク制御の回路方程式は(2)、(3)、(4)式で与えられる。モータの加減速の時定数は電氣的過渡現象の時定数よりも十分に大きいとすると、モータの転速周波数 f_m は一定とすることができる。そうでない場合でも、 f_m を一定として求めた解より過渡トルクを定めて、これよりモータの加速を求めて、段々法によってモータの転速が一定でないときの解を求めることができる。ここでは f_m は一定とする。

トルク指令値が与えられると、図5の回路において、電圧 e_1 の大きさが直ちに定まる。(5)式を満足するように、 e_1 の大きさと位相を単位ベクトル発生器によって定めることができるので、(2)式の励磁電流 i_0'' には過渡現象は発生しない。(5)式を(3)式に代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} e_1 \left(1 - \frac{\omega_m}{\omega}\right) \\ = s e_1 = -\{l_2''(p - j\omega_m) + R_2''\} i_2'' \end{aligned} \quad (8)$$

この式の定常解は $p \rightarrow j\omega$ とし、(5)式を参照して次式となる。

$$\sqrt{2} I_2'' = -\frac{j\omega(3/2)L_m''\sqrt{2}I_0''}{(R_2''/s) + j\omega l_2''} e^{j(\omega t + \varphi_0)} \quad (9)$$

ここに、 $i_0'' = \sqrt{2} I_0'' e^{j(\omega t + \varphi_0)}$ である。

(8)式の過渡解は右辺を零と置いた i_2'' の整次式の解として、下式となる。

$$i_{2t}'' = A e^{-(R_2''/l_2'')t} e^{j\omega_m t} \quad (10)$$

ここに、 A は任意定数である。一般解は、(9)、(10)式の和として次式となる。

$$\begin{aligned} i_2'' = & -\frac{j x_m'' \sqrt{2} I_0''}{Z_2''} e^{j(\omega t + \varphi_0)} \\ & + A e^{-(R_2''/l_2'')t} e^{j\omega_m t} \end{aligned} \quad (11)$$

ここに、 $x_m = \omega(3/2)L_m''$ 、 $Z_2'' = (R_2''/s) + j\omega l_2''$ である。一相あたりのトルクは次式で与えられる。

$$T_1 = \frac{1}{\omega_m} \text{real}[e''] \text{real}[i_2''] \quad (\text{N}\cdot\text{m}) \quad (12)$$

e'' は(1)式で速度起電力、 i_2'' は(11)式で与えられる。(11)式を(1)式に代入して、速度起電力は次式となる。

$$\begin{aligned} e_s'' = & -j\omega_m \left\{ \frac{3}{2} L_m'' i_0'' + l_2'' i_2'' \right\} \\ = & -j\omega_m \left\{ \frac{3}{2} L_m'' \sqrt{2} I_0'' e^{j(\omega t + \varphi_0)} \right. \\ & \left. + l_2'' \left(-j \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' e^{j(\omega t + \varphi_0 - \theta_2)} \right. \right. \\ & \left. \left. + A e^{-(R_2''/l_2'')t} e^{j\omega_m t} \right) \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

ここに、

$$|Z_2''| e^{j\theta_2} = \frac{R_2''}{s} + j\omega l_2'' \quad (14)$$

である。(13)式の実数部は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{real}[e''] = & \frac{3}{2} \omega_m L_m'' \sqrt{2} I_0'' \sin(\omega t + \varphi_0) \\ & - \omega_m l_2'' \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' \cos(\omega t \\ & + \varphi_0 - \theta_2) + \omega_m l_2'' |A| \\ & \times e^{-(R_2''/l_2'')t} \sin(\omega_m t + \varphi_A) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、 $A = |A| e^{j\varphi_A}$ とする。

二次電流の実数部は(11)式と(5)式から次式となる。

$$\begin{aligned} \text{real}[i_2''] = & \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' \sin(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \\ & + |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} \cos(\omega_m t + \varphi_A) \end{aligned}$$

表 1 三相誘導機定数 (T 型等価回路による)

Table 1. Constants of Three phase induction motor. (Based on T-type equivalent circuit).

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

.....(16)

(15), (16) 式を (12) 式に代入して

$$\begin{aligned}
 T_1 = & \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' \frac{3}{2} L_m'' \sqrt{2} I_0'' \\
 & \times \sin(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \sin(\omega t + \varphi_0) \\
 & - \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' l_2'' \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' \\
 & \times \sin(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \cos(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \\
 & + \frac{x_m}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' l_2'' |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} \\
 & \times \sin(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \sin(\omega_m t + \varphi_A) \\
 & + |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} \frac{3}{2} L_m'' \sqrt{2} I_0'' \\
 & \times \cos(\omega_m t + \varphi_A) \sin(\omega t + \varphi_0) \\
 & - |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} l_2'' \frac{x_m''}{|Z_2''|} \sqrt{2} I_0'' \\
 & \times \cos(\omega_m t + \varphi_A) \cos(\omega t + \varphi_0 - \theta_2) \\
 & + |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} l_2'' |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} \\
 & \times \cos(\omega_m t + \varphi_A) \sin(\omega_m t + \varphi_A) \dots (17)
 \end{aligned}$$

(17) 式の一相のトルクは 6 項あるが、 φ_0 と φ_A については三相間で $2\pi/3$ の位相差があることから、三相のトルクは次式のように、2 項のみとなる。

$$\begin{aligned}
 T_3 = & \frac{3}{2} \left\{ 2 \frac{x_m''}{|Z_2''|} \frac{3}{2} L_m'' I_0''^2 \cos \theta_2 \right. \\
 & + |A| e^{-(R_2''/l_2'')t} \frac{3}{2} L_m'' \sqrt{2} I_0'' \\
 & \left. \times \sin \{(\omega - \omega_m)t + \varphi_0 - \varphi_A\} \right\} \dots (18)
 \end{aligned}$$

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、 $\omega - \omega_m = s\omega$ のすべり周波数で変動するトルクであるが、その減衰は非常に速い。

表 1 に数値例を示すモータでは、その時定数は下記となって、

$$\frac{l_2''}{R_2''} = \frac{0.22113 \times 10^{-2}}{0.45839} = 0.0048 \text{ (s)}$$

非常に小さい。このモータが 50 Hz で、無負荷で運転中に、定格トルクの 2.39 倍 (すべり=0.1 相当) のトルク指令値を与えたとすると、 $t=0$ で $i_2''=0$ であるので、(11) 式より

図 6 電圧形トルク制御の応答

Fig. 6. Response curve of voltage-type torque control.

$$\varphi_A - \varphi_0 = \frac{\pi}{2} - \theta_2$$

となる。このときのトルク応答を (18) 式で計算した結果を図 6 に示す。応答は非常に速やかである。

4. 温度補正

温度が上昇すると、巻線抵抗 R_1, R_2 が増すが、等価回路に増加した抵抗値を代入することによって、特性を算定することができる。一次巻線の温度は測定できるので、 R_1 の変化に対する温度補正は容易である。運転中の二次巻線の温度の測定は困難であるので、 R_2 の温度補正はむづかしい。 R_2 の変化は誘導機の特性に大きな影響を与えるものであるにもかかわらず、 R_2 の温度補正はこれまで問題として残っていた。

筆者らは先の論文において⁽⁵⁾、電流形制御は、制御が正しければ過渡現象が発生しない制御が可能であって、時間遅れのないトルク制御が実現できるが、二次抵抗 R_2 が変わると、制御演算に誤差を生じて、過渡現象が発生してトルク応答に遅れを生じ、整定値にも誤差を生ずることを示した⁽⁵⁾。

電圧形制御に対する R_2 の変化の影響は、電流形制御におけるよりも軽微で補正が容易である。過渡現象への影響は (11) 式の減衰時定数 l_2''/R_2'' の変化であるが、時定数が変わっても、減衰は速やかであることには変わりなく、トルク制御の速応性には影響はない。

定常特性への影響は、T-II 型定常等価回路によって算定できる。一次電流とトルクの定常特性は、それぞれ (6), (7) 式によって算定される。一次電流の大きさは (6) 式を変形した次式による。

$$|I_1| = \sqrt{\frac{(R_2'')^2 + (sx_m'' + sx_2'')^2}{(R_2'')^2 + (sx_2'')^2}} |I_0''| \dots (19)$$

アルミのかご型巻線の温度 t における抵抗 R_{2t}'' は次式により算定する。

図 7 一次電流-すべり周波数特性曲線
Fig. 7. Primary current versus slip frequency characteristic curves.

図 8 トルク-すべり周波数特性曲線
Fig. 8. Torque versus slip frequency characteristic curves.

$$R_{21}'' = \frac{218+t}{293} R_{2,75}'' \dots\dots\dots (20)$$

(19)式と(7)式によって、表1のモータについて、一次電流とトルクとを算定した結果をそれぞれ図7、図8に示す。いずれもすべり周波数 sf のみの関数で、温度の影響は、パラメータとして示してある。温度によって R_2'' が増すと、一次電流もトルクも減少することが判かる。75°C の R_2'' の値を用いて制御演算を

すると、すべり周波数 5Hz に対して、A 点の一次電流とトルクとなる。温度が 150°C になると、実際の一次電流とトルクは B 点の値になってトルクは約 20% 減少する。これに対する補正は測定の容易な一次電流によって行なう。(19)式で R_2'' の値を増して、一次電流を試算すると、図7で A 点が B 点に近づいてくる。A 点が B 点と一致したときの R_2'' の値が正しい値である。この R_2'' の値を用いて、電圧形制御を行えば、誤差のないトルク制御を行なうことができる。

二次巻線の温度変化はそれほど速くないので、この補正は常時行なう必要はない。制御に用いるマイコンの余暇に行なうことができる。

電流形制御の場合には、一次端子電圧を算定することによって、温度補正を行なうことができることを付記しておく。

5. 結 言

誘導機の磁界加速法制御について、新しい電圧形制御法を提案してその過渡現象を解析し、トルク応答が極めて速いことを示した。更にこの制御法について温度補正法を与えた。この制御法は非常に実用性が高く、広く利用されるものと考えている。

(昭和 58 年 7 月 5 日受付)

文 献

- (1) 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 B101, 557 (昭 56-9)
- (2) 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)
- (3) 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 B103, 133 (昭 58-2)
- (4) S. Yamamura, S. Nakagawa & A. Kawanura: "Equivalent circuit of induction motor as servomotor of quick response", IPEC (Tokyo), p.732, march, 1983
- (5) 山村・華・中川・河村：「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」電学論 B103, 491 (昭 58-7)
- (6) 山村・中川：「誘導機の磁界加速法制御，サーボ技術実用マニュアル」14 章 (昭 58-7) トリケッス社 (東京，神田)