UDC 621.313.333.1.025.3 : 621.316.718.5
621.311.69 : 621.314.57.025.4.077.65

論 文

57-B 89

電流形九相インバータの直流電流制御 による三相三重巻線誘導電動機の瞬時 磁束一定運転

正 員 松 本 久 男 (新居浜工専)

正 員 稲 見 和 生 (新居浜工専)

正 員 近 藤 康 夫 (新居浜工専)

1. ま え が き

誘導電動機を高性能で速度制御するためにベクトル制御方式が開発され研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾。これは回転子磁束鎖交数の大きさを一定に保って、固定子相電流の空間ベクトルのこれに直交する成分(トルク成分電流)の瞬時値を制御する方式である。この制御方式においては、相電流の空間ベクトルの大きさと方向を微細に制御する必要があるが、三相インバータを、そのまま用いては小刻みな制御はできない。そのため、相電流(交流)を個別に、パルス幅変調により小刻みに制御する方式(以下、交流制御方式と略する)が実用されており、個別に制御するため制御回路が複雑である。

筆者らが提案する掲題の方式においては、3組の電流形三相インバータの出力電流を、3個の三相変圧器を介して合成する構成の周知の電流形三相三重インバータの出力電流と同じ滑らかな相電流波形が得られる⁽⁷⁾。この場合、ほぼ厳密に、相電流の空間ベクトルの大ききの瞬時値がインバータの直流電流値に比例し、その回転速度の瞬時値がインバータのサイリスタの点弧周波数に比例する。従って本方式ではこの両者を制御するだけで相電流を微細に制御できるので、大容量装置に適した⁽⁸⁾制御回路の簡単な⁽⁹⁾装置が構成できる。本方式は極座標系による理論に基づいてインバータの直流電流を制御するので、直流制御方式と呼べる。

ベクトル制御方式によって高度な動特性が得られる

理由として次の2項目が考えられる。

(1) 回転子磁束鎖交数の瞬時値を一定に保つことにより、トルク伝達関数が定数化されるので、装置の最大の制御遅れになる機械系の慣性による遅れを補償する制御回路が、正確かつ容易に構成できる。

(2) 直流機の界磁磁束に対応する回転子磁束鎖交数が一定に保たれるので、電気系に大きな制御遅れを生じさせる要因が無くなり、制御遅れは電動機の漏れインダクタンスとインバータの平滑リアクトルによるもののみになる。

この電気系の制御遅れは、電流マイナーループの調節器で補償される。本方式の電流マイナーループの開ループ伝達関数は、静止レオナード方式におけるような簡単な形の定係数形でなく、動作点で異なる非線形なものになる⁽¹⁰⁾。交流制御方式では、この伝達関数が報告されていないようであるが、本方式ではこれが容易に導出され、調節器の設計も比較的容易である⁽¹¹⁾。この伝達関数のあはくは高速応速度制御のために必要不可欠と考えられる。

以下に過渡特性の検討に便利な形の定常特性解析を行ない、これを基にして本方式の制御法則と伝達関数を導出し、最適設計の調節器を用いて実験を行ない、本方式の高速応性を明らかにする。

2. 定 常 特 性

図1に本方式の主回路を示す。図において、 E_a と I_a は直流電源電圧と電流であり、 E_r は転流用補助直流電源電圧であって、転流時に転流用サイリスタ T_{0a1} などを介してシャ断される相に挿入されて減流作用をする。この回路では、文献(7)で詳述したように、多相化の効果により平滑リアクトル L_a の電圧 v_a は非常に小さくなる。よって、 L_a を電動機の漏れインダクタンス程度に選定しても、定常運転時には I_a は一

Constant Instantaneous Flux Operation of Triple Three-Phase Wound Induction Motor by the DC Current Control of a Current Source Type Nine-Phase Inverter. By Hisao Matsumoto, Member, Kazuo Inami, Member & Yasuo Kondo, Member (Electrical Engineering Department of Niihama Technical College).

松本久男：正員，新居浜工業高等専門学校(現在，山口大学工学部)
稲見和生：正員，新居浜工業高等専門学校
近藤康夫：正員，新居浜工業高等専門学校

図 1 本方式の主回路

Fig. 1. Main circuit of the system.

定と見なせる。また、相電流は結合リアクトルにより平衡させられるとともに、波形改善されて第 17 未満の調波成分を含まず、高調波成分は非常に小さい。

文献(7)で明らかにしたように、この回路では転流電流を直線近似して十分な解析精度が得られる。更に以下に示すように、回転子鎖交磁束の高調波成分は無視できるものになる。この両条件を用いて簡明化した過渡特性の検討に便利な解式を、文献(7)の解析結果に基づいて求める。三相三巻線誘導電動機について、固定子相電流と相電圧の空間ベクトル $\dot{I}_{s1}$ と $\dot{V}_{s1}$ 、固定子座標系で表した回転子相電流と、回転子磁束鎖交の空間ベクトル $\dot{I}_{r1}'$ と $\dot{\phi}_{r1}$ の間に、過渡時も含めて次の基礎方程式が成立する⁽⁷⁾。

$$\dot{V}_{s1} = (r_s + lP)\dot{I}_{s1} + (M/L_r)P\dot{\phi}_{r1} \quad \dots (1)$$

$$0 = (P - \dot{a}r)\dot{\phi}_{r1} - (M/L_r)r_r\dot{I}_{s1} \quad \dots (2)$$

但し、 $l = L_s - M^2/L_r$ 、 $\dot{a}r = -r_r/L_r + j\omega_r$ であり、

$$\dot{\phi}_{r1} = M\dot{I}_{s1} + L_r\dot{I}_{r1}' \quad \dots (3)$$

ここで、添字 s は固定子系量、添字 r は回転子系量を意味し、 r_s 、 r_r は 1 相ごとの抵抗、 L_s 、 L_r は 1 相ごとの自己インダクタンス (多相定数)、 M は固定子 1 相と回転子 1 相の相互インダクタンス (多相定数)、 l は固定子側から見た 1 相ごとの等価漏れインダクタンス、 ω_r は電気角速度に換算した回転子角速度、 P は時間 t による微分演算子である。

なお、以下において、周波数は f を用いて、 $f_r = \omega_r/2\pi$ などと表す。これらの基礎方程式とインバータの運転条件より、以下のように解式が求まる。

〈2.1〉 転流時間 ≤ サイリスタの点弧間隔の場合

定常運転の場合には、サイリスタの点弧間隔 T は一定であり、インバータの ($\dot{I}_{s1}$ の) 運転角周波数 ω

$= \pi/9T$ は $\dot{\phi}_{r1}$ の角周波数 ω_ϕ と等しくなる。空間ベクトルの実軸を第 1 相の巻線軸にとり、この相の電流が正方向に流れ始める時点時間を時間 t の原点にとって、転流時間を t_1 とすると、 $0 \sim t_1$ で相電流が直線変化し、転流完了後 $t_1 \sim T$ で一定値になる。このことを (5) 式の $\eta(t)$ を用いて表現すると、 $\dot{I}_{s1}$ は点弧間隔 T ごとに同一変化形状で $\pi/9$ ずつ回転するベクトルとなるので、 $0 \sim T$ の期間を求めると、厳密と見なせる (4) 式で表される [文献(7)の (13) と (30) 式]。

$$\dot{I}_{s1} = -(3/2)I_d' \{ j\epsilon^{j\pi/18} + 2\eta \sin(\pi/18) \times \epsilon^{j\pi/18} \} \quad (0 \leq t \leq T) \quad \dots (4)$$

但し、 $I_d' = 0.353I_d$ で、

$$\eta(t) = \begin{cases} 1 - t/t_1 & (0 \leq t \leq t_1) \\ 0 & (t_1 \leq t \leq T) \end{cases} \quad \dots (5)$$

いま、 $\dot{I}_{s1}$ をフーリエ展開して

$$\dot{I}_{s1} = \dot{I}_1 \epsilon^{j\omega_\phi t} + \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \dot{I}_{18n+1} \epsilon^{j(18n+1)\omega_\phi t} \quad \dots (4a)$$

とおくと、 $\dot{I}_1$ は $\dot{I}_{s1} \epsilon^{-j\omega_\phi t}$ の、 $\dot{I}_{18n+1}$ は $\dot{I}_{s1} \epsilon^{-j(18n+1)\omega_\phi t}$ の $t=0 \sim T$ の積分で決定されて、

$$\dot{I}_1 = -j \frac{27}{\pi} \sin \frac{\pi}{18} \frac{\sin(\pi t_1/18T)}{\pi t_1/18T} \times \epsilon^{j(\pi/18)(1-t_1/T)} \cdot I_d' \quad \dots (6)$$

となる。また、 $t_1=0 \sim T$ で $|\dot{I}_{18n+1}/\dot{I}_1| \leq 1/(18n+1)$ となり、 $\dot{I}_{s1}$ の高調波成分は可成り小さい。よって、 $\dot{I}_{s1}$ をその基本波成分のみで近似すると、

$$\dot{I}_{s1} = -j I \epsilon^{j(\omega_\phi t + \pi/18 - \pi t_1/18T)} \quad \dots (4b)$$

となる。ここで、 $I = |\dot{I}_1|$ であり、 t_1 の変化による I の変動が小さいので、 t_1 に無関係に $I = 0.525I_d$ (誤差 0.4% 以内) とする。(4b) 式の $\dot{I}_{s1}$ を (2) 式に代入すると、基本波成分で表した $\dot{\phi}_{r1}$ が次式で得られる。

$$\dot{\phi}_{r1} = M\dot{I}_{s1}/(1 + j\omega_s L_r/r_r) = -j\phi_0 \epsilon^{j(\omega_\phi t + \pi/18 - \pi t_1/18T - \delta)} \quad \dots (3a)$$

但し、 $\omega_s = \omega_\phi - \phi_r$ ですべり角周波数を表し、

$$\phi_0 = M I / |1 + j\omega_s L_r/r_r| \quad \dots (7)$$

$$\delta = \tan^{-1} \omega_s L_r/r_r \quad \dots (8)$$

となる。次に (4a) 式を (2) 式に代入して $\dot{\phi}_{r1}$ の高調波成分の大きさを検討すると、 $t_1=0$ で $f_\phi = 0.5 \text{ Hz}$ 、 $f_r = 0$ のような極端な条件でも高調波成分は十分無視できる。よって、基本波成分のみよりなる (3a) 式を $\dot{\phi}_{r1}$ の厳密解と見なす。

トルク τ の平均値 $\bar{\tau}$ は、極数を p_0 とすると、(4a) および (3a) 式を用いて次式で表される⁽⁷⁾。

$$\begin{aligned} \bar{\tau} &= p_0 (M/L_r) (1/T) \int_0^T I \text{mag}[\text{conj}(\dot{\phi}_{r1}) \\ &\quad \times \dot{I}_{s1}] dt = p_0 (M/L_r) \phi_0 I \sin \delta \\ &= p_0 (\phi_0^2/r_r) \omega_s \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

ここで, $\text{conj}()$ は共役複素数を示す。 ϕ_{r1} が基本波成分のみよりなるので, I_{r1} の高調波成分によって生じる脈動トルクは平均が零になって, 本式に表れない。なお, I_{r1} の高調波成分は小さいのでトルクの脈動は無視できる。

インバータの各相端子は, 通常は主サイリスタを介して, 相電流しゃ断時の転流中 ($0 \sim t_1$) は転流用サイリスタと E_s を介して, 直流電圧 $E_d - v_d$ の正または負側に接続される。しゃ断完了後の $t_1 \sim T$ では, しゃ断相の端子電圧は時間と共に変化する。このことと結合リアクトルが I_{r1} によっては, 電圧を発生しないことより, $\dot{V}_{r1}$ が $E_d - v_d$ と E_s などを用いて表される。これは, I_{r1} と同様に時間間隔 T ごとに同一変換形状で $\pi/9$ ずつ回転するベクトルとなり, $0 \sim T$ で次式となる〔文献(7)の(17a)式〕。

$$\dot{V}_{r1} = -\frac{1}{3} \left\{ j(E_d - v_d) e^{j(\pi/18)} / 2 \sin \frac{\pi}{18} + v_d e^{j(\pi/9)} \right\} \quad (0 \leq t \leq T) \quad (10)$$

但し, v_d は消弧する主サイリスタの逆電圧であり, $0 \leq t \leq t_1$ では $v_d = -E_s$ (一定) となる。

これと(4)式を(1)式に代入すると, 次の厳密式が導出される〔文献(7)の(24)と(27)式〕。

$$P\eta + (r_s/l)\eta = r_s/2l - E_s/l \{ 9lI_d' \times \tan(\pi/18) + [M/\{3lI_d' \times \sin(\pi/18)\}] \text{Real}[P\phi_{r1} \times e^{-j\pi/18}] \} \quad (0 \leq t \leq t_1) \quad (11)$$

$$E_d = 9r_s I_d' \{ 1 - (t_1/T) \sin^2(\pi/18) \} \times \tan(\pi/18) + 2E_s(t_1/T) \sin^2(\pi/18) - (6/T)(M/L_r) \sin \frac{\pi}{18} \tan \frac{\pi}{18} \times \text{Real}[\{\phi_{r1}(0) + \phi_{r1}(t_1)\} e^{-j(\pi/18)}] \dots (12)$$

(11)式に(5)式の η を代入し, $t=0 \sim t_1$ の積分をし, (3a)式を代入すると次式が得られる。

$$E_s t_1 = 9lI_d' \tan(\pi/18) + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{6\phi_0}{\cos(\pi/18)} \times \sin(\pi t_1/18T) \cos \delta \dots (13)$$

また, (12)式に(3a)と(13)式を代入すると次式が得られる。

$$E_d = 9r_s I_d' \{ 1 - (t_1/T) \sin^2(\pi/18) \} \times \tan(\pi/18) + (18/T) l I_d' \tan(\pi/18) \times \sin^2(\pi/18) + \frac{12}{T} \cdot \frac{M}{L_r} \phi_0 \tan \frac{\pi}{18} \times \sin \frac{\pi}{18} \sin \left(\delta + \frac{\pi t_1}{18T} \right) \dots (12a)$$

以上より, E_s と ϕ_0 を既知として, ω_s を与えると(7)~(9)式より $I_r \delta$ と $\bar{\sigma}$ が決まる。更に, ω_r を与えて $T = \pi/9(\omega_s + \omega_r)$ を決めると, (13)式より t_1 が決って, (12a)式より E_d が決まる。本方式の運転条件である ϕ_0 を一定に保って負荷を変えた場合の定常特性を, 表1に示す定数の供試機について計算して図2に示す。なお, 表1の ϕ_0 は定格運転状態における値に定めたものである。

本図より, E_d, I_d 共に $\bar{\sigma}$ [(9)式より f_s に比例] に対して単調に変化しないので, E_d によって I_d を変えて $\bar{\sigma}$ を制御する本方式の制御が複雑化している。また, t_1 は運転条件により変化する。 t_1 の変化は(4b)式より相電流の位相変化になる。本方式では, この位

表1 供試機の定数

Table 1. Constants of the tested machine.

極数 (P_s)	4	r_s (Ω)	0.618
定格周波数	60 Hz	r_r (Ω)	0.322
定格出力	1.5 kW	L_s (H)	0.0772
定格回転数	1,720 rpm	L_r (H)	0.0765
定格相電圧	44.2 V	M (H)	0.0734
定格相電流	5.36 A	l (H)	0.0068
慣性モーメント (J)	0.043 kg-m ²	ϕ_0 (wb-T)	0.202
		I_0 (A)	2.75

(注) 定格トルク $\tau_n = 8.49 \text{ N-m}$, 定格すべり $s_n = 4.44\%$, 定格すべり周波数 $f_{sn} = 2.67 \text{ Hz}$, 定格時の $I_r, I, I_d = I_{rn}, I_n, I_{dn} = 11.0, 11.3, 21.5 \text{ A}$ であり, $i_{rn} = I_{rn}/I_0 = 4.0$ となる。また, 電動機単体の粘性減衰係数 $D = 10^{-3} \text{ N-m/rad/s}$ である。

図2 ϕ_0 一定運転の場合の定常特性Fig. 2. Steady-state characteristics of constant ϕ_0 operation.

過渡時にも適用できる I と E_d の関係式を導出する。この式を過渡解析に適用する場合には、常用される手法に従って、右辺の諸量を、その平均値を $T/2$ の時点の値とする過渡連続量と見なせるものとする。

(15)と(14)式の $\dot{I}_d$ と $\dot{\phi}_d$ を(1)式に代入すれば、過渡時にも成立する次式が得られる。

$$I_{\text{mag}}[\dot{V}_{s1} \varepsilon^{-j\pi/9}] = (r_s I + l P I) \sin(\theta_\psi) \\ + \delta - \pi/9 + \omega l I \times \cos(\theta_\psi + \delta - \pi/9) \\ + \omega_\psi (M/L_r) \phi_0 \times \cos(\theta_\psi - \pi/9)$$

この式中の θ_ψ を、過渡特性の(14)と(15)式と定常特性の(3a)と(4b)式を等置することにより、 $\omega_\psi t$ を用いて表して、 T 時間中の平均値を $t=T/2$ の時点の値で表す。次に、 v_d の平均値は過渡時には I_d が変化するので零にならず、 $v_d = L_d P I_d = (L_d/0.525) P I$ となる。なお、結合リアクトルは、二重星形整流回路の相間リアクトルと同様に、制御遅れを生じさせるリアクタンスとしては作用しない。これらの関係を(22)式に代入すると、次の過渡特性式が得られる。

$$E_d = 1.90 L_d P I + 1.06 \{ (r_s I + l P I) \\ \times \cos(\pi t_1/18T) + \omega l I \sin(\pi t_1/18T) \\ + \omega_\psi (M/L_r) \phi_0 \sin(\delta + \pi t_1/18T) \} \quad (23)$$

(23)式より、 t_1 を一定として、定常動作点近傍での I_τ と ω_r の微小変化 (ΔI_τ) と ($\Delta \omega_r$) に対する E_d の変分 (ΔE_d) を求めると、次式が得られる。

$$(\Delta E_d) = (R_r + R_w) (\Delta I_\tau) + L P (\Delta I_\tau) \\ + K_w (\Delta \omega_r) \dots \dots \dots (24)$$

$$R_r = 1.06 \{ r_s \cos \phi \cdot i_\tau / i + (M/L_r)^2 r_r \\ \times \{ \cos \phi \cdot (i^2 + 1) i_\tau + \sin \phi \} / i^3 \\ + (l/L_r) r_r \sin \phi \cdot (i^2 + i_\tau^2) / i \} \dots (25)$$

$$R_w = 1.06 \{ (M^2/L_r) (\cos \phi - \sin \phi \cdot i_\tau) / i^3 \\ + l \sin \phi \cdot i_\tau / i \} \omega_r \dots \dots \dots (26)$$

$$L = (1.90 L_d + 1.06 l \cos \phi) i_\tau / i \\ + 1.06 l \sin \phi \cdot 1 / i \dots \dots \dots (27)$$

$$K_w / I_0 = 1.06 \{ (M^2/L_r) (\cos \phi \cdot i_\tau + \sin \phi) / i \\ + l \sin \phi \cdot i \} \dots \dots \dots (28)$$

但し、 $\phi = \pi t_1/18T$, $i = I/I_0$, $i_\tau = I_\tau/I_0$

ここで、 R_r は ω_r に無関係な、 R_w は ω_r に比例する (ΔI_τ) に対する等価抵抗を表わす。 L は等価インダクタンスで ω_r に無関係である。 K_w は逆起電力定数を示す。

次に、誤差検討のため、厳密計算の(13)式より求めた t_1 を(23)式に代入して E_d を計算し、厳密な(12a)式で計算した図2の E_d 上に $\times$ 印で示す。これより、(23)式による E_d の算出誤差は比較的小さいので、

(25)~(28)式の誤差も実用上小さいと見なせる。

仮に $E_t = \infty$ とすれば、 $t_1 = 0$ になる。 E_t を小にすれば t_1 は大となる。 E_t を制御して $t_1 = T$ および $t_1 = 2T$ (〈2・2〉節で述べた二重転流モードで転流時間が最大の場合) に保った場合の $r_r, R_w, R = R_r + R_w, L, K_w$ の値と、定常特性の $f_r = 60 \text{ Hz}$ の場合に $t_1 = T, 2T$ に保つ E_t の値を、表1の供試機について計算して図4に示す。但し、 $L_d = 10 \text{ mH}$ である。本図より、 $t_1 = 0 \sim T \sim 2T$ に対応して $E_t = \infty \sim$ (実線の E_t) $\sim$ (点線の E_t) と E_t は大きく変るが、これに対応する R_r, R, L, K_w の変化幅は小さい。従って、 $E_t = 200 \text{ V}$ (実験時の値) とした場合に、 $t_1 = T$ に対応するこれらの諸数値を採用して制御設計を行なっても応答性の誤差は無視できる。

以上より、電流制御回路を含むこの系のブロック線図は図5(a)で表される。図において、 G_1 と G_2 は図3の速度調節器と電流調節器の伝達関数である。 J は電動機を含む機械系の慣性モーメント、 D は粘性減衰係数である。 t_d は12パルス位相制御整流電源 E_d の定常運転時の点弧間隔であり、実験に用いた 60 Hz の商用電源で約 1.4 ms となる。この点弧間隔により E_d の微小変動に対しては E_d が位相制御信号に対し

図4 線形化した伝達関数の諸定数

Fig. 4. Constants of the linearized transfer function.

図5 本方式のブロック線図

Fig. 5. Block diagram of the system.

で最大 t_L のむだ時間をもつと見なせる⁽¹²⁾。本稿では電流調節器を安定側に設計するために、常に t_L のむだ時間を持つと見なし、更に $\epsilon t_L s \doteq 1 + t_L s$ とした。

次に、この制御系の振動周波数近傍、すなわち利得交点近傍で具体的数値を入れて検討すると、 K_w はほぼ無視できて、ブロック線図を図5(b)のように簡略化して近似することができる。

このブロック線図で、例えば指令値に対して最適制御になる調節器の伝達関数を文献(13)の手法に準じて以下に決定する。電流調節器 G_2 の伝達関数を

$$G_2(s) = (1/2t_L) \{L + (R_r + R_w)/s\} \dots\dots (29)$$

にすると、電流マイナーループの閉ループ伝達関数は

$$W_1(s) = 1/(1 + 2t_L s + 2t_L^2 s^2) \dots\dots (30)$$

となり、ほぼ $T_e = 2t_L \doteq 2.8\text{ms}$ の遅れをもつ一次系と見なせる。従って、速度調節器 G_1 の伝達関数を

$$G_1(s) = (2/P_0)(1/2T_e)(J + D/s) \dots\dots (31)$$

とすると、系全体の閉ループ伝達関数は

$$W(s) = 1/(1 + 2T_e s + 2T_e^2 s^2) \dots\dots (32)$$

となり、減衰係数 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 、非減衰固有周波数 $f_n = (1/\sqrt{2}T_e)/2\pi \doteq 40\text{Hz}$ のインディシャル応答が行き過ぎ量 4%、立上り時間 $4.7T_e \doteq 13\text{ms}$ 、整定時間 $10T_e \doteq 28\text{ms}$ の安定で速い応答を示すものになる。

この場合、 R_r 、 R_w と L は図4のように変化するので、(29)式の $G_2(s)$ のブロック線図は図6のようになる。図において(25)～(27)式の演算にはダイオードを用いた折線近似関数発生器を利用した。

以上の議論について、実験で次の事項を検討した。

【問題点 1】(24)式により線形化ならびに位相制御整流電源 E_d をむだ時間 t_L を持つ系とみなして導出した伝達関数の妥当性。

【問題点 2】図4で $i_r = 0 \sim -3$ 近傍(制動運転)では $R > 0$ で $L < 0$ となり、図5の電流 (ΔI_e) 制御系の開ループ伝達関数は右半平面の極を持つ。この極を右半平面に零点をもつ電流調節器 [(29)式の $G_2(s)$]

図6 電流調節器 $G_2(s)$ のブロック線図Fig. 6. Block diagram of current controller $G_2(s)$. 図7 ω_s^* の演算回路Fig. 7. Calculating circuit of ω_s^* .

で相殺する方式の妥当性。

〈4.2〉 周波数制御回路 前述したように、電流マイナーループの閉ループ伝達関数は、ほぼ時定数 T_e の一次遅れ系と見なせる。従って ω_s^* と ω_m^* にもこれと同じ遅れをもたせる必要がある。また、インバータの運転角周波数 ω の上限は、転流回路の動作時間によって制約される。この両条件を考慮した ω_s^* の演算回路を図7に示す。この回路は 0～200% のトルク指令のステップ状変化に対応する δ の変化 δ_m (本稿の数値例では $0.46\pi \doteq 83^\circ$) の 75% を $3T_e$ 間の飽和動作で達成するとともに、 f_s の最大値を $(\delta_m/2)/(K T_e)/(2\pi) \doteq 21\text{Hz}$ に制限したものである。これにより、 $f_r + f_s$ の最大値を 60 Hz とすると f の最大値は約 81 Hz となる。 δ のステップ状変化が $\delta_m/2K = \delta_m/4$ より小さい場合には、この回路の伝達関数は $s/(1 + T_e s)$ となり、 ω_s に T_e の遅れをもたせる理想的なものになる。

以上の議論に関連して実験で次の事項を検討した。

【問題点 3】 ω_s^* 演算回路に飽和特性をもたせることにより、 $4T_e \doteq 1/100$ 秒間制御法則からはずれる点。

【問題点 4】定常特性の図2に示すように、運転状態 (f_s) が変ると転流時間 t_L が変り、これにより相電流の位相が変ることになる。これは、過渡時には相電流の周波数を変化させて ω_s に誤差を生じさせるがこれを考慮していない点 (図2では、 $f_r = 60\text{Hz}$ の場合の $f_s = \pm 0.6\text{Hz}$ 近傍で t_L の変化が大きく、これによる位相変化が δ の変化に対して無視できない。

【問題点 5】サイリスタの点弧間隔を考慮していない点 ($f = 20\text{Hz}$ では約 2.8ms になり、 T_e と等しくなると無視できない)。

5. $G_2(s)$ の設定と実験結果

〈4・1〉節の〔問題点2〕を実験的に検証した結果、理論通りの $G_2(s)$ では、制動時に E_d が負方向に暴走するような不安定現象が生じた。この対策としてフィードバック補償により (ΔI_r) 制御系の閉ループ伝達関数の右半平面の極を除去することが考えられるが、 $G_2(s)$ 中の制動時 ($i_r < 0$) の R_o を零にして $R = R_r + R_o < 0$ として右半平面の極を左半平面に近づけるだけで対処できた。すなわち、後述の図8、図9および図11の考察で述べるように、この $G_2(s)$ の理論値との相異によってはわずかな特性低下が認められるだけである。この理由は、本稿の伝達関数は第3章の制御法則の成立を前提として導出しているが、 I_r と ω の制御を別個に考察すると、制御の安定化には、 I_r の制御によるよりも ω の制御による寄与が大きき、この場合にも ω の制御は理論通り働いているためと考えられる（実験時、過渡的な角周波数 ω_s^* を取除くと極端な速度の持続振動が発生し、 ω の制御が安定性に大きく寄与することが推定された）。更に、後述の図10に示すような超低速時の安定運転を保証するためには、 $G_2(s)$ 中の R_r と L の値を $i_r = -0$ ではわずかに負に $i_r = +0$ ではわずかに正に設定することを必要とした。なお、次の〔問題点1〕の検証で述べる E_d が持つむだ時間の減速時における増加は上述の不安定現象を助長すると考えられる。

次に、〔問題点1〕の検証のために、 $G_2(s)$ 中の L と R_o の値を変化させて速度応答を観察した。その結果、図4による設定値の近傍でインディシャル応答の行き過ぎ量が〈4・1〉節の(32)式におけると同程度になり、また立ち上がり時間の小さい速い応答を示した。しかしながら、後述の図9で考察するように、減速時の速度応答に大きなむだ時間性の遅れが生じた。これは主として、この場合には E_d を大幅に急減させる必要があるが、位相制御整流電源のサイリスタが強制消弧能力を有しないので、 E_d の持つむだ時間が、 t_L より大きく増加することに起因すると考えられる。この E_d 大幅急減時にむだ時間が増加する問題点を除いては、前述の伝達関数の導出は妥当と考えられる。

実験は安定性に関して最も厳しい条件になると考えられる無負荷単独運転で実施した。なお $G_1(s)$ と $G_2(s)$ の利得を理論値の $3/4$ にして安定性を増した実測結果を示す。

図8は速度逆転時のオシログラムを示す。上述した制動時の $G_2(s)$ の理論値との相異に起因すると考えられる実際速度のわずかな非直線性と I_d の行き過ぎ

があるが、ほぼ理想的な特性を示す。ここで、整流電源を用いたため、 $E_d - v_d$ の線幅が広がっており、 v_{u1} には転流時のスパイク電圧が表れている。

図9は、トルク指令 τ^* が飽和しない範囲でのステップ応答である。減速時の速度応答に約 10ms のむだ時間性の遅れがある他はほぼ理論通りの結果を示す。ここで、 I_d , i_{u1} , i_{w2} の値は、上述した $G_2(s)$ の理論値との相異とむだ時間の増加に起因すると考えられるが、制動時にやや過大になっている。このため、速度

図8 高速における逆転時のオシログラム

Fig. 8. Oscillogram of reverse rotation at high speed.

図9 速度のステップ応答のオシログラム

Fig. 9. Oscillogram of step response of speed.

図 10 超低速における逆転時のオシログラム

Fig. 10. Oscillogram of reverse rotation at very low speed.

応答の立上りも加速時に比べて制動時にやや速くなっている。このような高速応答制御の場合には、 E_d は図 2 の静特性値より相当大きな過渡値になる。

図 10 は、速度零近傍での逆転 (± 0.45 rps) 時のオシログラムを示す。主として〈4・2〉節の〔問題点 5〕に起因すると考えられる応答性の鈍化が観察されるが、良好な応答をしている。これ以下の速度になると、実際速度の脈動が増大してくる。なお、摩擦トルク負荷を加えても、同様に安定で定常速度変動のない応答を示した。

図 11 は、〈4・1〉節の〔問題点 2〕に関連して、 (ΔI_c) 制御系の開ループ伝達関数の極が右半平面にある制動状態での安定性を検討したものである。この場合、直流機とベルトを介して結合していて、 f_s が約 ± 0.5 Hz になる電動および発電運転をしている。調節器 (G_1) を無負荷単独運転に対する設定のままにしてあるので、 J の増加のため応答が遅くなっている。また、上述した $G_2(s)$ の理論値との相異によると考えられる制動運転時の電流波形の乱れがある。定常速度変動もベルト結合の影響も加わって大きくなっているが、不安定現象は見られない。

上述の実験結果を総合して、〈4・2〉節の〔問題点 3〕の影響は無視できると考えられる。また、〔問題点 4〕の検討のため、1,500 rpm において E_d と負荷を連続的に変化させて速度応答を観察したが、これによる不安定現象は生じなかった。これは、 ω_s^* が、速度フィードバックループを介して、 t_1 の変動による ω の偏

図 11 電動および発電運転のオシログラム

Fig. 11. Oscillogram of motor and generator operation.

差を、有効に補償しているためと考えられる。

6. む す び

本方式においては、空げき磁束の検出を行なはないで制御法則を組立てているため、温度変化による回転子抵抗の変化により、図 3 の ω_s^* が理論値と異なることになる。これに対しては、実用化の際適当な対策を講じる必要がある。空げき磁束を検出する方法も、殊に界磁弱め運転の際に、回転子磁束鎖交数と異なる値を検出することになるので、対策を必要としている⁽¹⁴⁾。(昭和 56 年 2 月 2 日受付、同 57 年 3 月 18 日再受付)

文 献

- (1) K. Hasse: "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermaschinen" Dissertation TH Darmstadt (1969)
- (2) F. Blaschke: Siemens Forsch. -u. Entwickl. -Ber. 1, 1, 184 (1972)
- (3) 檜崎: 電学制御変換装置研資 PCC-78-25 (昭 53)
- (4) 難波江・黒沢: 電学論 B 98, 303 (昭 53-3)
- (5) 岩金・甲斐・広瀬: 昭 53 電気学会全大 S. 7-5
- (6) 鈴木・中野: 昭 53 電気学会全大 S. 7-6
- (7) 松本・稲見: 電学論 B 101, 137 (昭 56-3)
- (8) 松本・稲見・近藤: 昭 52 電気関係学会四国支部連大 No. 9-3
- (9) 松本・稲見・近藤: 昭 54 電気学会全大 No. 552
- (10) 松本・稲見・近藤: 昭 54 電気学会全大 No. 553
- (11) 松本・稲見・近藤: 昭 55 電気学会全大 No. 528
- (12) 例えば、加藤編: 制御工学の実際, p. 80 (昭 51) 昭晃堂
- (13) C. Keßler: "Das Symmetrische Optimum, Teil I, Teil II" Regelungstechnik 6, 11, 12, 395, 432 (1958)
- (14) F. Blaschke, K.-H. Bayer: Siemens Forsch. -u. Entwickl. -Ber. 7, 2, 77 (1978)