UDC 621.313.333.012.6 : {621.311.6 : 621.314.57 : 621.376.54}

論 文

58-B 20

一括転流式電流形 PWM インバータ

駆動誘導電動機系の特性改善

正 員 北 村 闊 幸 (東京芝浦電気)

非会員 細 川 倚 男 (東京芝浦電気)

正 員 深 沢 勝 美 (東京芝浦電気)

1. ま え が き

近年、誘導電動機の可変速駆動用に、パワートランジスタ (PTR) などの自己消弧形電力用半導体素子が適用され、これらの半導体素子で構成された PWM インバータが実用化されている。その一例として、筆者らは自己消弧形電力用半導体素子 (以下、OT と略称する) を 2 個だけ使用した、一括転流式電流形 PWM インバータ装置の開発を行ない、その内容の一部を発表している (1) (3)~(5)。

本インバータ回路は OT 2 個、サイリスタ 7 個、ダイオード 2 個と平滑リアクトル 1 個による簡単な基本構成である。しかし、転流時の一括ターンオフによって電動機電流が減少し、高速領域でのトルクが減少する傾向にあった。トルク特性として差し使えない用途ですでに実用化されている (2) が、この度デルタ状のコンデンサを接続した改良形インバータのデータをまとめ、計算と実験によって、トルク特性が改善されるのを確認している。制御方式については、SF 制御よりトルク伝達関数定数化制御 (6) (7) に切り換えて、過渡特性を改善して、一括転流方式でも直流機並の高速応答が得られることを確認したので報告する。

2. 通流率の一改良方法

〈2・1〉 本インバータの基本構成と概要

一括転流式の本インバータは従来前述のような簡単な基本構成から成り、本インバータの直流入力電流 i_s の概略波形は図 1 に示す通りである。転流方法としては転流タイミングで OT 2 個を同時にターンオフして、ブリッジ接続された主サイリスタに逆バイアスをかける

図 1 電流波形概略図

Fig. 1. Sketch of current waveforms.

方式で、断続転流という名称でも (8) 知られている。転流時には i_s が減衰して、いったんはかならず零になる。これに対して平滑リアクトル L_s は転流時に短絡サイリスタ S_7 によって短絡されるので、リアクトル電流 i_{LS} はほとんど減衰しない。通流率 d_i は図 1 に示すような直流入力平均電流 I_s とリアクトル平均電流 I_{LS} の比として、次式で定義できる。

$$d_i = I_s / I_{LS} \quad (1)$$

d_i は高速領域で減少し、トルクも同様に減少する傾向にある。従って、次のような改良を行なう。

〈2・2〉 改良形インバータの構成

改良したインバータの特長は図 2 に示すように、インバータ出力端子に 3 個のコンデンサ (C_1, C_2, C_3) をデルタ状に接続したことであり、従来の基本構成はそのまま継承している。転流用制御回路も従来と同じであり、オフ期間 T_{ch} を半分程度に縮少して、設定した点が異なる。

図 2 は a 相より b 相に転流する過程を検討するための転流時等価回路である。 a 相について抵抗分を、 $r_a = r_1 + r_2'$ 、漏れインダクタンスを $l_a = l_1 + l_2'$ 、誘起電圧を e_a として、また、 b 相についても同様に $r_b = r_1 + r_2'$ 、 $l_b = l_1 + l_2'$ 、 e_b 、更に、 c 相についても同様に $r_c = r_1 + r_2'$ 、 $l_c = l_1 + l_2'$ 、 e_c として、誘導電動機を等価回路で示している。転流直前において、サイリスタ S_1 と S_6 のオンにより、 a 相より c 相に $i_s = I_{LS}$ が

Characteristics Improvement of Induction Motor Driving System by the Current Source Type Input-Commutated PWM Inverter. By Hiroyuki Kitamura, Member, Yorio Hosokawa, Non member & Katsumi Hukawasa, Member (Toshiba Corp.).

北村闊幸: 正員, 東京芝浦電気株式会社
細川倚男: 非会員, 東京芝浦電気株式会社
深沢勝美: 正員, 東京芝浦電気株式会社

図2 デルタコンデンサ
を活用したインバータ

Fig. 2. The inverter circuit with three condenser connected in delta state.

図3 転流時等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit at commutation.

流れていて、コンデンサ C_1, C_2, C_3 の初期充電電荷を各々 Q_{01}, Q_{02}, Q_{03} として、図3に示す。

図3により転流現象の基本式は次の(2), (3)式に、電動機の相電流 i_a, i_b, i_c は(4)式で示された。

$$\left. \begin{aligned} & \{r_a(i_1+i_2)+l_a p(i_1+i_2)+e_a\} \\ & + \{r_c(i_1+i_3)+l_c p(i_1+i_3)+e_c\}-v_{c3}=0 \\ & \{r_b(i_2-i_3)+l_b p(i_2-i_3)-e_b\} \\ & + \{r_a(i_2+i_1)+l_a p(i_1+i_2)+e_a\}-v_{c1}=0 \\ & \{r_c(i_1+i_3)+l_c p(i_1+i_3)+e_c\} \\ & + \{r_b(i_3-i_2)+l_b p(i_3-i_2)+e_b\}-v_{c2}=0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} v_{c3} &= -(1/C_3) \int i_1 dt, \quad v_{c1} = -(1/C_1) \int i_2 dt \\ v_{c2} &= -(1/C_1) \int i_3 dt \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

$$i_a = i_1 + i_2, \quad i_b = i_3 - i_2, \quad i_c = -(i_1 + i_3) \quad (4)$$

供試電動機としては、表1に電動機定数を示す定格15kW、2極、64V、6,800rpmの誘導機を考える。この供試機を $V_s=96V$ 、 $L_s=1mH$ 、 $C_1=C_2=C_3=C_d=100\mu F$ 、 $T_{ch}=150\mu s$ の改良インバータによって、 $I_{Ls}=159A$ 、 $n=5,000rpm$ の状態では駆動した場合の電

流 i_1, i_2, i_3 と i_a, i_b, i_c および C_3 の電圧 v_{c3} の値などについて具体的に計算し、その結果を図4に示す。

転流のたびに、デルタコンデンサ C_d と電動機漏れインダクタンス l_l によって共振現象が発生する。この共振現象は指数関数状に減衰し、次の転流時にまた再発生する形で、以後繰り返される。共振電圧すなわちコンデンサ電圧 v_{c3}, v_{c1}, v_{c2} は(2), (3)式と図4より求まる。例えば、共振電圧最大値を v_{cp} とすれば、 v_{c3} は次式の関数形で示される。

$$v_{c3} = v_{c3} \approx V_{cp} \cos(\omega_c t) e^{-D_c \omega_c t} \quad \dots\dots\dots (5)$$

但し、共振角周波数 $\omega_c = 2\pi f_c$ 、 $\omega_c = 1/\sqrt{3C_d l_l}$ 、電動機定数 $D_c \omega_c = 2l_l/r_s$ 、電動機抵抗 $r_s = r_a = r_b = r_c$ 、 $l_l = l_a = l_b = l_c$ 。

〈2.3〉改良インバータの動作 図4において

転流時点 t_1 で i_b は上昇を開始し、 i_a は若干上昇した後直ちに下降を開始している。 a 相より b 相の転流は t_1 より直ちに始まっていることを示す。

(a) 図4の前記転流タイミング t_1 で、 OT_1 と OT_2 をオフし、同時に S_7 をオンする。これにより a 相より c 相に今まで流れていた負荷電流はコンデンサ C_3, C_2, C_1 に環流して、サイリスタ S_1 と S_6 の陽極電流は各々零となり、 t_1 付近で S_1 と S_6 はオフする。この瞬間より S_1 と S_6 に、 D_1 と D_2 を介して逆バイアスがかかり、 S_1 と S_6 をターンオフすることができる。従って T_{ch} は従来の半分程度に短縮が可能である。この時 C_3 の電流は図4の如く減衰振動状の共振電流となる。また、 c 相電流 i_c は C_d の作用により図4のようにしばらく通流状態を維持する。

(b) t_2 において OT_1, OT_2, S_2, S_6 をオンする。 L_s が S_7 によって短絡され、図4のように i_a が減衰し、 i_b が上昇して、 i_c が通流を維持している時点 t_2 で電源 S が接続されるので、電流 i_a は従来よりもかなり急速に上昇して、 T_r は短縮される。

以後、図1に示す通電モード ($t_3 < t \leq t_4$)、環流モード ($t_4 < t \leq t_5$) と同様な動作を継続して、インバータは確実に動作する。 C_d を接続したことにより通流率はかなり改善される。しかし、図4に示すコンデンサ電流が転流のたびに電動機的一次巻線に流れ、高調波電

表1 供試電動機の定数

Table 1. Constant of examined motor.

r_1	0.0040Ω
r'_2	0.0025Ω
ℓ_1	0.0130mH
ℓ'_2	0.0118mH
L_M	0.8580mH
α	6.35

図 4 改良インバータの
計算波形(電流, 電圧)

Fig. 4. Simulation waveforms of the improved inverter (current, voltage).

流による損失の増大を招くので、注意が必要である。

〈2.4〉コンデンサ損失 接続した3個のコンデンサ C_d の誘電体力率 $\tan \delta$ によって、コンデンサ損失が若干発生する。このコンデンサ損失は、一般に(付1)式で求められる⁽⁹⁾。コンデンサの電圧波形は基本波に減衰振動状の共振電圧が重畳した形である。共振の高調波によるコンデンサ損失は(5)式を(付1)式に代入することによって次に求まる。

$$P_c = 3 \times V_{cp}^2 \cos^2(\omega_c t) e^{-2D_c \omega_c t} \cdot \omega_c C_d \tan \delta \quad (6)$$

この高調波損失 P_c は電気角 60° に相当する転流周期 T_s のたびに繰返して変化する損失である。 P_c については、 T_s の積分をとって積分値/ T_s 、という平均電力損失 P_{cav} として次式で評価することができる。

$$P_{cav} = 3 \times V_{cp}^2 \omega_c C_d \tan \delta \cdot \sigma \quad (7)$$

但し、

$$\sigma = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \cdot e^{-2D_c \omega_c t} dt$$

(7)式の δ はコンデンサ損失低減係数に相当し、高速になって、 T_s が短くなるほど、大きくなる値で、積分変換によって次の(8)式として求まる。

$$\sigma = \frac{1}{4D_c \omega_c T_s} \left[1 + \frac{D_c^2}{1 + D_c^2} - e^{-2D_c \omega_c T_s} \right. \\ \left. \times \left\{ 1 - \frac{D_c}{\sqrt{1 + D_c^2}} \sin(2\omega_c T_s - \theta_c) \right\} \right] \quad (8)$$

但し、 $D_c = (r_s/2) \sqrt{3C_d/L_l}$ 、 $\theta_c = \tan^{-1}(D_c)$

一例として、前述の $I_{Ls} = 159 \text{ A}$ 、 $n = 5,000 \text{ rpm}$ すなわち $f_1 = 83.3 \text{ Hz}$ で駆動したときのコンデンサ損

失を計算する。このとき、 $I_s = 150 \text{ A}$ 、端子電圧実効値は $V_{as} = 58.0 \text{ V}$ 、共振電圧最大値は $V_{cp} = 90 \text{ V}$ と実測される。また、 $100 \mu\text{F}$ の C_d は紙コンデンサで、 $\tan \delta$ が 0.45% のものである。一方、前述の ω_c と電動機定数は $\omega_c = 1/\sqrt{3C_d L_l} = 11,560$ 、 $D_c \omega_c = r_s/2L_l = 131.0$ で求まる。また、 $D_c = 0.01130$ 、 $\theta_c = 0.6967^\circ$ となり、低減係数は $\delta = 0.3939$ と計算される。基本波電圧によるコンデンサ損失は(付1)式により $P_l = 2.38 \text{ W}$ 、共振電圧によるコンデンサ損失は(7)、(8)式により $P_{cav} = 49.9 \text{ W}$ として求まる。従って、 159 A 、 $5,600 \text{ rpm}$ のときのコンデンサ損失 P_{cl} は $P_{cl} = P_l + P_{cav} = 52.3 \text{ W}$ であり、あまり大きな値ではない。

3. 誘導電動機駆動系過渡特性の改善

〈3.1〉本インバータの制御系統 トルク伝達関数定数化制御⁽⁶⁾を実施した本インバータ装置の制御系統図を図5に示す⁽⁴⁾。すべり周波数 f_{s1} は(付2)式、 f_{s2} は(付3)式、一次電流基準 i_1^* は(付5)式により演算されトルク伝達関数は定数化される。過渡特性の改善について、まず計算で確認し、その後実験により一括転流でも高速応答が得られるのを証明する。

〈3.2〉系の基本式 簡単化のため、2極機で負荷の GD^2 が十分に大きい系として考える。この場合三相-二相変換によって得られる電圧方程式は一般に次式で与えられる⁽¹⁰⁾。なお、一次電流を i_{1d} 、 i_{1q} 、二次電流を i_{2d} 、 i_{2q} 、一次電圧を v_{1d} 、 v_{1q} とする。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_1 & 0 & pM \\ 0 & r_1 + pL_1 & 0 \\ pM & \omega_r M & r_2 + pL_2 \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad *$$

図 5 一括転流式インバータ制御系統図

Fig. 5. Block diagram of the control system in this PWM inverter equipment.

$$\begin{matrix} 0 \\ * \\ pM \\ \omega_r L_2 \\ r_2 + pL_2 \end{matrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 r_1 : 一次抵抗、 r_2 : 二次抵抗、 p : 微分演算子、 ω_r : 回転角周波数、 a : 巻数比、 l_1 : 一次漏れインダクタンス、 l_2 : 二次漏れインダクタンス、 L_{01} : 一次有効インダクタンス (表1では L_M として表示)、 L_{02} : 二次有効インダクタンス、 M_{12} : 相互インダクタンス、 α_1 : 三相-二相変換した一次有効インダクタンス、 α_2 : 二相変換時の二次有効インダクタンス、 L_1 : 二相変換時の一次自己インダクタンス、 L_2 : 二相変換時の二次自己インダクタンス、 M : 三相-二相変換時の一次二次相互インダクタンス。

$$\begin{aligned} L_{01} &= aM_{12}, \quad L_{02} = M_{12}/a, \quad a = N_1/N_2, \\ \alpha_1 &= (3/2)L_{01}, \quad \alpha_2 = (3/2)L_{02}, \quad M = (3/2)M_{12}, \\ L_1 &= \alpha_1 + l_1, \quad L_2 = \alpha_2 + l_2 \end{aligned}$$

また、極数を P とすると、軸トルク T_e は一般に次の式で与えられる。

$$T_e = (P/2) \cdot M (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) \dots\dots\dots (10)$$

なお、 d 軸二次巻線の磁束鎖交数を ϕ_{2d} 、 q 軸二次巻線の磁束鎖交数を ϕ_{2q} として、次に示す。

$$\Phi_{2d} = L_2 i_{2d} + M i_{1d}, \quad \Phi_{2q} = L_2 i_{2q} + M i_{1q} \dots (11)$$

〈3.3〉 特性式の導出 本インバータには平滑リアクトル L が存在し、図1に示すように方形波電流の大きさを可変制御することを原則としている。電流形 PWM インバータとしては一次電流を制御して、可変速駆動を行なっているわけで、二次電流が求まれば、駆動特性の検討は可能である。ここでは一次電流の基本波を考慮して、二次電流、一次電圧などの計算式を求め、トルク特性、負荷力率などの誘導電動機駆動特性を検討する。

一次電流の振幅値を I_M 、一次角周波数を ω_1 、電流位相角を θ_a とすると、一次電流は次式で示される。

$$i_{1d} = I_M \cos(\omega_1 t + \theta_a), \quad i_{1q} = I_M \sin(\omega_1 t + \theta_a) \dots (12)$$

i_{1d} 、 i_{1q} 、 i_{2d} 、 i_{2q} の初期値を各々 I_{1d0} 、 I_{1q0} 、 I_{2d0} 、 I_{2q0} として、(12)式を(9)式に代入しラプラス変換すると

$$\begin{aligned} & \left\{ (L_2 I_{2d0} + M I_{1d0}) - M I_M \times \{ \cos \theta_a \cdot S^2 * \right. \\ & * - \sin \theta_a \cdot (\omega_1 - \omega_r) S + \cos \theta_a \cdot \omega_1 \omega_r \} / (S^2 + \omega_1^2) \\ & (L_2 I_{2q0} + M I_{1q0}) - M I_M \times \{ \sin \theta_a \cdot S^2 * \\ & * + \cos \theta_a \cdot (\omega_1 - \omega_r) S + \sin \theta_a \cdot \omega_1 \omega_r \} / (S^2 + \omega_1^2) \} \\ & = \begin{bmatrix} r_2 + L_2 S & \omega_r L_2 \\ -\omega_r L_2 & r_2 + L_2 S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{2d}(S) \\ I_{2q}(S) \end{bmatrix} \dots (13) \end{aligned}$$

となる。(13)式より、次の(14)、(15)式が求まる。

$$I_{2d}(S) = \frac{1}{L_2^2} \frac{F_d S^3 + N_d S^2 + P_d S + Q_d}{(S^2 + \omega_1^2)(S^2 + 2D\omega_2 S + \omega_2^2)}$$

$$= \frac{1}{L_2^2} \left[\frac{\kappa_d + \lambda_d S}{S^2 + \omega_1^2} + \frac{\alpha_d + \beta_d S}{S^2 + 2D\omega_2 S + \omega_2^2} \right] \dots (14)$$

$$\text{但し, } \omega_2 = \sqrt{r_2^2 + (\omega_r L_2)^2} / L_2$$

$$\begin{aligned} D &= r_2 / \sqrt{r_2^2 + (\omega_r L_2)^2}, \quad \Phi_{2d0} = L_2 I_{2d0} + M I_{1d0} \\ \Phi_{2q0} &= L_2 I_{2q0} + M I_{1q0}, \quad X_1 = 4D^2 \omega_1^2 \omega_2^2 + (\omega_1^2 - \omega_2^2) \\ X_2 &= \omega_2 \sqrt{1 - D^2} \{ \omega_2^2 (2D^2 - 1) + \omega_1^2 \}^2 \\ &+ 4D^2 (1 - D^2) \omega_2^4, \quad F_d = L_2 (\Phi_{2d0} - M I_M \cos \theta_a) \\ N_d &= r_2 \Phi_{2d0} - M I_M (r_2 \cos \theta_a - \omega_1 L_2 \sin \theta_a) \\ &- \omega_r L_2 \Phi_{2q0}, \quad P_d = \omega_1^2 L_2 \Phi_{2d0} + M I_M \\ &\times \{ r_2 \sin \theta_a (\omega_1 - \omega_r) - \omega_r^2 L_2 \cos \theta_a \} \\ Q_d &= \omega_1^2 (r_2 \Phi_{2d0} - \omega_r L_2 \Phi_{2q0}) + \omega_1 \omega_r M I_M \\ &\times (\omega_r L_2 \sin \theta_a - r_2 \cos \theta_a), \quad \kappa_d = \{ \omega_1^2 N_d - Q_d \} \\ &\times (\omega_1^2 - \omega_2^2) - 2D\omega_1^2 - \omega_2^2 (\omega_1^2 F_d - P_d) / X_1 \\ \lambda_d &= \{ 2D\omega_2 (\omega_1^2 N_d - Q_d) + (\omega_1^2 F_d - P_d) \\ &\times (\omega_1^2 - \omega_2^2) \} / X_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha_d &= \{ (A_d \omega_2 \sqrt{1 - D^2} + B_d D \omega_2) \{ \omega_2^2 (2D^2 - 1) + \omega_1^2 \} \\ &+ 2D\omega_2 \sqrt{1 - D^2} (A_d D \omega_2 - B_d \omega_2 \sqrt{1 - D^2}) \} / X_2 \\ \beta_d &= \{ B_d \{ \omega_2^2 (2D^2 - 1) + \omega_1^2 \} + 2D\sqrt{1 - D^2} \omega_2^2 A_d \} \\ &/ X_2, \quad A_d = \omega_2^3 D (3 - 4D^2) F_d + \omega_2^2 (2D^2 - 1) N_d \\ &- D\omega_2 P_d + Q_d, \quad B_d = \omega_2^3 (4D^2 - 1) \sqrt{1 - D^2} F_d \\ &- 2\omega_2^2 D \sqrt{1 - D^2} N_d + \omega_2 \sqrt{1 - D^2} P_d \end{aligned}$$

$$I_{2q}(S) = \frac{1}{L_2^2} \frac{F_q S^3 + N_q S^2 + P_q S + Q_q}{(S^2 + \omega_1^2)(S^2 + 2D\omega_2 S + \omega_2^2)}$$

$$= \frac{1}{L_2^2} \left[\frac{\kappa_q + \lambda_q S}{S^2 + \omega_1^2} + \frac{\alpha_q + \beta_q S}{S^2 + 2D\omega_2 S + \omega_2^2} \right] \dots (15)$$

$$\text{但し, } F_q = L_2 - (\Phi_{2q0} - M I_M \sin \theta_a)$$

$$\begin{aligned} N_q &= r_2 \Phi_{2q0} - M I_M (r_2 \sin \theta_a + \omega_1 L_2 \cos \theta_a) + \omega_r L_2 \Phi_{2d0} \\ P_q &= \omega_1^2 L_2 \Phi_{2q0} - M I_M \{ r_2 \cos \theta_a (\omega_1 - \omega_r) - \omega_r^2 L_2 \\ &\times \sin \theta_a \}, \quad Q_q = \omega_1^2 (r_2 \Phi_{2q0} + \omega_r L_2 \Phi_{2d0}) - \omega_1 \omega_r M I_M \\ &\times (\omega_r L_2 \cos \theta_a + r_2 \sin \theta_a), \quad \kappa_q = \{ (\omega_1^2 N_q - Q_q) (\omega_1^2 - \omega_2^2) \\ &- 2D\omega_1^2 \omega_2^2 (\omega_1^2 F_q - P_q) \} / X_1, \quad \lambda_q = \{ 2D\omega_2 (\omega_1^2 N_q - Q_q) \\ &+ (\omega_1^2 F_q - P_q) \times (\omega_1^2 - \omega_2^2) \} / X_1, \quad \alpha_q = \{ (A_q \omega_2 \sqrt{1 - D^2} \\ &+ B_q D \omega_2) \{ \omega_2^2 (2D^2 - 1) + \omega_1^2 \} + 2D\omega_2 \sqrt{1 - D^2} \\ &\times \{ A_q D \omega_2 - B_q \omega_2 \sqrt{1 - D^2} \} \} / X_2, \\ \beta_q &= \{ B_q \{ \omega_2^2 (2D^2 - 1) + \omega_1^2 \} \\ &+ 2D\sqrt{1 - D^2} \omega_2^2 A_q \} / X_2, \quad A_q = \omega_2^3 D (3 - 4D^2) \\ &\times F_q + \omega_2^2 (2D^2 - 1) N_q - D\omega_2 P_q + Q_q, \\ B_q &= \omega_2^3 (4D^2 - 1) \sqrt{1 - D^2} F_q \\ &- 2\omega_2^2 D \sqrt{1 - D^2} N_q + \omega_2 \sqrt{1 - D^2} P_q \end{aligned}$$

起動時は $\omega_r = 0$ で、 $D = 1$ となり、この場合の二次電流と一次電圧は(付7)式~(付10)式で与えられる。起動後は $D^2 < 0$ となり、 i_{2d} 、 i_{2q} は各々(14)式、(15)式によって、(16)、(17)式のように得られる。

$$\begin{aligned} i_{2d} &= \frac{1}{L_2^2} \left[\sqrt{\left(\frac{\kappa_d}{\omega_1} \right)^2 + \lambda_d^2} \sin(\omega_1 t + \theta_d) \right. \\ &- \frac{\sqrt{S_d^2 + R_d^2}}{\omega_2^2 \sqrt{1 - D^2}} e^{-D\omega_2 t} \\ &\left. \times \sin(\omega_2 \sqrt{1 - D^2} t + \gamma_d) \right] \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

但し、

$$\theta_d = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_1 \lambda_d}{\kappa_d} \right), \quad \gamma_d = \tan^{-1} \left\{ \frac{\beta_d \omega_2 \sqrt{1 - D^2}}{\alpha_d - \beta_d D \omega_2^2} \right\}$$

図 6 定常運転時駆動特性

Fig. 6. Driving characteristics in steady state operation

$$R_d = \beta_d \omega_2^2 \sqrt{1-D^2} \quad S_d = \omega_2 (\alpha_d - \beta_d D \omega_2)$$

$$i_{2q} = \frac{1}{L_2^2} \left[-\sqrt{\left(\frac{\kappa_q}{\omega_1}\right)^2} + \lambda_q^2 \sin(\omega_1 t + \theta_q) + \frac{\sqrt{S_q^2 + R_q^2}}{\omega_2^2 \sqrt{1-D^2}} e^{-D\omega_2 t} \right. \\ \left. \times \sin(\omega_2 \sqrt{1-D^2} t + \gamma_q) \right] \dots \dots \dots (17)$$

但し,

$$\theta_q = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_1 \lambda_q}{\kappa_q} \right) \quad \gamma_q = \tan^{-1} \left\{ \frac{\beta_q \omega_2 \sqrt{1-D^2}}{\alpha_q - \beta_q D \omega_2} \right\}$$

$$R_q = \beta_q \omega_2^2 \sqrt{1-D^2} \quad S_q = \omega_2 (\alpha_q - \beta_q D \omega_2)$$

従って、(12)、(16)、(17)式を(10)式に代入することによって、軸トルク T_e を求め、定常特性と過渡特性を算定できる。なお、この T_e は正弦波駆動の場合の発生トルクの値と等価なものである。

また、(9)式と(12)、(16)、(17)式によって、一次電圧 v_{1d} , v_{1q} は次の(18)、(19)式のように求まる。

$$v_{1d} = \sqrt{r_1^2 + (\omega_1 L_1)^2} I_M \cos(\omega_1 t + \theta_1) + (\omega_1 M / L_2^2) \sqrt{(\kappa_d / \omega_1)^2 + \lambda_d^2} \cos(\omega_1 t + \theta_d)$$

図 7 トルク伝達関数定数化制御時の過渡特性

Fig. 7. Transient characteristics in driving control having constant torque transfer function.

$$- \frac{M}{(\omega_2 L_2)^2} \times \sqrt{\frac{S_d^2 + R_d^2}{1-D^2}} e^{-D\omega_2 t} \times \cos(\omega_2 \sqrt{1-D^2} t + \gamma_d + \theta_e) \dots (18)$$

但し、 $\theta_1 = \tan^{-1}(\omega_1 L_1 M / r_1)$, $\theta_e = \tan^{-1}(D / \sqrt{1-D^2})$

$$v_{1q} = \sqrt{r_1^2 + (\omega_1 L_1)^2} I_M \sin(\omega_1 t + \theta_1) - (\omega_1 M / L_2^2) \sqrt{(\kappa_q / \omega_1)^2 + \lambda_q^2} \cos(\omega_1 t + \theta_q) + \frac{M}{(\omega_2 L_2)^2} \sqrt{\frac{S_q^2 + R_q^2}{1-D^2}} e^{-D\omega_2 t} \times \cos(\omega_2 \sqrt{1-D^2} t + \gamma_q + \theta_e) \dots \dots \dots (19)$$

(18)、(19)式により v_{1d} , v_{1q} を求め、各々 i_{1d} , i_{1q} との位相差を計算して、負荷力率の過渡特性を求める。

〈3.4〉 特性計算 前述の 15kW 供試電動機を $I_M = 110$ A, $f_r = 50$ Hz, $f_s = 0.533$ Hz で駆動した場合の定常特性を計算し、その結果を図 6 に示す。(16)～(19)式などにより、逐次計算を行なうことによって 50Hz の駆動時の特性を計算する。なお、図 6 の負荷力率角 θ は 26.6 度である。図 7 に伝達関数定数化制御の場合のトルク応答の一例を示す。電流基準 I_R を 110A より 130A にステップ状に変えた場合の応答

は約 1ms である。これに対し SF 制御の場合を同様に計算すると、トルク応答は 500ms で、 $1/f_s=1/0.633=1.58$ s の周期で、小さな振幅の減衰振動が発生している。これについては図示を省略する。

4. 実験結果と考察

まず、 $V_s=96$ V、 $L_s=1$ mH で、SF 制御によって実験を行ない、デルタコンデンサ C_d による特性改良のデータを主に測定した。また、トルク伝達関数定数化制御を実施して、過渡応答について特性改善の確認を行なった。

〈4.1〉 C_d 無しでの一般特性 T_{ch} を 300 μ s として実験を行なった。図 8 は S_1 の極間電圧波形 v_{s1} であり、5,000rpm、 $I_{LS}=172$ A で駆動したときの波形である。高さが $V_s/2$ 、時間幅が $t_0=T_{ch}-T_f$ の方波状の逆バイアス電圧が転流時に S_1 にかかるのを良く示している。この逆バイアスはダイオード D_1 と D_2 の逆回復の残留キャリア、漏れ電流などによって、電源 V_s が D_1 と D_2 を介して印加することによって生じ、サイリスタを十分にターンオフさせる。

図 9 は、3,000rpm における駆動特性であり、ほぼ

図 8 主サイリスタ極間電圧実測波形例

Fig. 8. Example of observed terminal voltage waveforms among anode and cathode of main thyristor.

図 9 I_{LS} , d_i , T_e , η_{MC} と I_s との関係

Fig. 9. I_{LS} , d_i , T_e , η_{MC} vs. I_s characteristics.

図 10 改良インバータの相電流と線間電圧実測波形例

$n=1000$ rpm, 10ms/div, $i_a=200$ A/div, $V_{ba}=50$ V/div

Fig. 10. Example of observed phase current and terminal voltage in the improved inverter.

図 11 改良形インバータによる特性改善効果

Fig. 11. The effect of characteristics improvement by the improved inverter.

満足なトルク特性を示す。効率については本インバータと電動機とを合わせた総合効率 η_{MC} を測定し、示している。

〈4.2〉 C_d を活用した改良特性 100 μ F のコンデンサ C_1 , C_2 と C_3 を接続して、 $T_{ch}=150\mu$ s として改良インバータの実験を行なった。

図 10 は C_d を接続して、1,000rpm で駆動した場合の電動機相電流 i_a と線間電圧 v_{ba} の波形であり、 I_{LS} が 211A の場合である。転流時に共振電圧と共振電流が発生して、減衰してゆく現象が確認される。

図 11 は $I_{LS}=175$ A で改良インバータによって駆動したときの実験データで、 C_d による特性改善の効果を示す。 C_d 無しの場合に比較して、通流率 d_i とトルク T_e の面でかなり改善されている。前述の C_d による共振現象は C_d にコンデンサ損失を、電動機に高調波損失を発生させ、効率を若干低下させる。

C_d を接続したことによって発生した損失増分 ΔP_i は C_d 接続時の入力電力の増大分を抽出することによって分離が可能である。図 12 は抽出した、損失増分と回転速度との関係を I_s パラメータで示した測定データである。5,000rpm、 $I_s=150$ A の場合、損失増分は $\Delta P_i=0.95$ kW である。〈2.4〉節で述べたコンデンサ損失低減係数 σ と $I_s=150$ A 通電時のコンデンサ損失 P_{cs} の計算値を点線で示す。5,000rpm にお

図 12 回転速度 - 損失増分特性

Fig. 12. Revolving speed vs. increase part of loss characteristics.

図 13 負荷力率特性

Fig. 13. Characteristics of load power factor.

ける P_{ct} は 52.3 W であり、約 900 W は電動機の高調波損失であると考えられる。高調波損失は鉄損と銅損とに分けられるが表皮効果による高調波銅損の割合は図 12 により比較的に大きいと考えられる。

〈4.3〉 負荷力率特性 図 13 は 3,000rpm で定常運転時の負荷力率 $\cos \theta$ の特性を示す。〈3.4〉特性計算による計算値も同時に点線で示す。定格時の負荷力率は 93% を越えている。なお、 $I_{Ls}-f_s$ パターンは SF 制御の制御パターンを示している。

〈4.4〉 過渡特性の改善 図 14 はトルク伝達関数定数化制御を実施して、測定した過渡応答特性データである。速度基準 ω^* を $-30\% \rightarrow +30\% \rightarrow -30\%$ 速度と切り換えたときのステップ応答は良好で、速度偏差すなわち電流基準 i_2' に対応して軸トルク T_e が発生し、トルク振動の無い高速応答が実現しているのを示す。なお、 θ^* は(付4)式で演算される一次電流位相基準信号、 ω_r は回転角周波数、 i_a は相電流、 v_{ab}

図 14 トルク伝達関数定数化制御時過渡応答

Fig. 14. Transient response data in driving control Chaving onstant torque transfer function.

は線間電圧の波形である。

5. む す び

一括転流式改良形 PWM インバータの構成と動作、およびコンデンサ電流・電圧・損失、相電流の計算について報告した。5,000 rpm, 150 A 通電時のコンデンサ損失は 50 W 程度であった。改良形インバータによって通流率とトルク性能はかなり改善されたが、900 W ほどの高調波損失の増加が発生損失分離によって確認された。電気自動車などに実用化する場合には、短時間に大出力を必要とする追い抜き加速時や登坂時に C_d を接続する方式が考えられる。

伝達関数定数化制御⁽⁶⁾については、一次電流の基本波を考慮し、等価的に正弦波駆動として解析し、二次電流 i_{2d}, i_{2q} 、一次電圧 v_{1d}, v_{1q} などの式を導出した。これらの式によって負荷力率と駆動系過渡特性を計算し、実験を行ない、一括転流方式でも直流機並の高速応答が得られることを確認した。

(昭和 56 年 4 月 24 日受付、同 57 年 5 月 14 日再受付)

文 献

- (1) 北村・細川・深沢：「一括転流式 PWM インバータの応用」昭 52 電気学会東京支大 No. 172
- (2) 岡土・和田・土屋：「誘導電動機のトランジスタによる PWM 制御」昭 53 電気学会全大 No. 423
- (3) 細川・北村・深沢：「コンデンサを活用した一括転流式インバータ」昭 53 電気学会全大 No. 816
- (4) 細川・深沢・北村：「一括転流式 GTO インバータの特性」昭 54 電気学会東京支大 No. 238
- (5) 北村・細川・深沢：「パルス幅制御を適用した速度制御系の特性解析」昭 56 電気学会全大 No. 580
- (6) 難波江・黒沢：「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」電学論 B 98, 101 (昭 53-3)

- (7) 難波江・大塚・内野・黒沢: "An Approach to Flux Control of Induction Motors", IAS 78:30C Operated with Variable Frequency Power Supply, 890 (1978-Oct)
- (8) 多田隼・田中・稲垣: 「電気自動車用電動機, 制御装置の評価」電学論B 96, 25 (昭 51-2)
- (9) 電気学会通信教育会: 「特殊機器」電気学会大学講座 3 (昭 35-5)
- (10) 宮入: 「電気・機械エネルギー変換工学」157, 202 (昭 51-3)

付 録

(I) 回生運転動作 一括転流式の基本構成で, α 相より b 相に転流する過程は次の通りである。

(a) 電流下降モード 付図1の t_1 で OT_1 と OT_2 をオフ, S_7 をオンする。 i_s は急速に減衰する。

(b) 逆バイアスモード ($t_a < t \leq t_2$)

(c) 励磁モード ($t_2 < t \leq t_2 + t_m$) t_2 で OT_1 , OT_2 , S_2 , S_6 をオンする。 L_s は S_7 によって短絡されていて, 電源 S により励磁電流 i_a は $S-OT_1-S_7-S_2-b-C-S_6-OT_2-S$ の回路に流れ, 付図1の波形(ロ)のように急速に上昇する。 t_m は $200\mu s$ とする。

(d) 環流による電流上昇モード ($t_2 + t_m < t \leq t_3$) $t_2 + t_m$ で QT_2 をオフする。発電機電流 i_s は $S_7-S_2-b-C-S_6-D_1-OT_1-S_7$ の回路に環流して, $i_s = i_{Ls}$ に達するまで急速に上昇する。

(e) 環流モード ($t_3 < t \leq t_4$) t_3 で i_s は i_{Ls} に達し, S_7 はオフする。 i_s は $L_s-S_2-b-C-S_6-D_1-OT_1-L_s$ の回路に環流し, 緩慢に上昇を続ける。

(f) 回生モード ($t_4 < t \leq t_5$) i_s が電流基準の上限値設定に等しくなる t_4 において, OT_1 をオフする。 OT_1 と OT_2 のオフにより, $L_s-S_2-b-C-S_6-D_1-S-D_2-L_s$ の回路に i_s は流れ, モード e で L_s に蓄えられた発電機エネルギーは電源 S に回生される。

i_s が緩慢に減衰し, t_5 において電流の下限値設定にかかり, OT_1 は再びオンして, 環流モード e が再開される。以上のモードが繰返され回生運転される。

(II) 3 個の C_d のコンデンサ損失⁽⁹⁾

$$P_i = 3 \times 2 E^2 \pi f C_d \tan \delta \dots\dots\dots (付 1)$$

(III) 伝達関数定数化制御の基本式⁽⁶⁾

$$f_{s1} = (1/2\pi)(r_2/L_2 I_0) i_2' \dots\dots\dots (付 2)$$

$$f_{s2} = \frac{1}{2\pi} \frac{I_0}{i_2'^2 + I_0^2} \frac{di_2'}{dt} \dots\dots\dots (付 3)$$

$$\theta^* = \pm \tan^{-1}(i_2'/I_0) \quad (-は回生) \dots\dots\dots (付 4)$$

$$i_1^* = \sqrt{i_2'^2 + I_0^2} \dots\dots\dots (付 5)$$

(IV) 起動時誘導機駆動特性の基本式 起動時は $f_1 = f_{s1}$ で駆動される。(14)式は(付6)式に, (15)式は(付6)式で d を q に置き換えた式に変形される。

付図 1 回生制動時タイムチャート

app. Fig. 1. Time chart in regenerative braking operation.

この場合, κ_a と κ_q は(14)式, κ_d と λ_q は(15)式と同様である。

$$I_{2d}(S) = \frac{1}{L^2} \left[\frac{\kappa_d + \lambda_d S}{S^2 + \omega_1^2} + \frac{\alpha_d + \beta_d S}{(S + \omega_2)^2} \right] \dots\dots\dots (付 6)$$

$$\alpha_d = (-F_d \omega_2^3 + N_d \omega_2^2 - P_d \omega_2 + Q_d) / (\omega_1^2 + \omega_2^2) + \beta_d \omega_2, \quad \beta_d = [(3F_d \omega_2^2 - 2N_d \omega_2 + P_d) (\omega_1^2 + \omega_2^2) - 2\omega_2 \{ \omega_2^2 (N_d - F_d \omega_2) + (Q_d - \omega_2 P_d) \}] / (\omega_1^2 + \omega_2^2)$$

$$\therefore i_{2d} = \frac{1}{L^2} \left[\sqrt{\left(\frac{\kappa_d}{\omega_1} \right)^2 + \lambda_d^2} \sin(\omega_1 t + \theta_d) + e^{-\omega_2 t} \{ \beta_d + (\alpha_d - \beta_d \omega_2) t \} \right] \dots\dots\dots (付 7)$$

$$i_{2q} = \frac{1}{L^2} \left[-\sqrt{\left(\frac{\kappa_q}{\omega_1} \right)^2 + \lambda_q^2} \sin(\omega_1 t + \theta_q) + e^{-\omega_2 t} \{ \beta_q + (\alpha_q - \beta_q \omega_2) t \} \right] \dots\dots\dots (付 8)$$

$$v_{1d} = \sqrt{r_1^2 + (\omega_1 L_1)^2} I_M \cos(\omega_1 t + \theta_1) + (\omega_1 M / L_2^2) \sqrt{(\kappa_d / \omega_1)^2 + \lambda_d^2} \times \cos(\omega_1 t + \theta_d) + (M / L_2^2) e^{-\omega_2 t} \times \{ \alpha_d - 2\beta_d \omega_2 - \omega_2 (\alpha_d - \beta_d \omega_2) t \} \dots\dots\dots (付 9)$$

$$v_{1q} = \sqrt{r_1^2 + (\omega_1 L_1)^2} I_M \sin(\omega_1 t + \theta_1) \times -(\omega_1 M / L_2^2) \sqrt{(\kappa_q / \omega_1)^2 + \lambda_q^2} \times \cos(\omega_1 t + \theta_q) + (M / L_2^2) e^{-\omega_2 t} \times \{ \alpha_q - 2\beta_q \omega_2 - \omega_2 (\alpha_q - \beta_q \omega_2) t \} \dots\dots\dots (付 10)$$