UDC 621.313.333

621.314.57: 621.311.69: [621.316.722+621.316.726]

論文

56-B 27

電流形インバータ駆動誘導電動機系の

 V/f 一定制御時の動作モード

正員 野中 作太郎 (九州大)

正員 篠原 勝次 (九州工大)

非会員 平川 正澄 (国鉄)

1. ま え が き

電流形インバータ駆動誘導電動機系は、1台のコンバータで4象限運転ができる。このため、可逆あるいは回生を必要とする用途に関してはシステム全体が簡単、安価になる特長を有するので、その需要は増加する傾向にある⁽¹⁾。

定常特性の解析において、電圧形インバータでは誘導機一次巻線電圧波形がすべりに関係なく既知として解くことができるのに対して、電流形の場合は一次巻線電流、電圧波形共にすべりによって変化するので複雑である。このため、基本波で近似する方法⁽²⁾、方形波で近似する方法^{(3)~(5)}、また直列リアクトルを無限大と仮定した場合の厳密解を状態変数を用いて求める方法などが提案されている⁽⁶⁾。伊藤氏および著者らは先に直列リアクトルが有限な場合の厳密解法について報告した^{(7)~(9)}。この厳密解法においてはコンバータの出力電圧一定の条件での解析であった。しかしながら大部分の用途では周波数に対してオープンループで運転される。この場合は誘導機の端子電圧 V と周波数 f との比 V/f はほぼ一定に保たれる。

本論文は V/f 一定のもとでのインバータおよび誘導機の定常特性を直列リアクトルも考慮した厳密解法^{(10)~(13)}を用いて求めたもので、従来二つのモード(A, B)で説明されていた転流現象^{(6) (7)}が実際は四つのモード(A, A', B, C)に分類されることを指摘し、実測結果ともよく一致することを明らかにしたものである。

Operational Modes of a Current Source Inverter Induction Motor Drive System at Constant Voltage/Frequency Control.
By Sakutaro Nonaka, Member (Faculty of Engineering, Kyushu University), Katsuji Shinohara, Member (Kyushu Institute of Technology) & Masazumi Hirakawa, Non member (Japanese National Railways)

野中作太郎：正員，九州大学工学部

篠原勝次：正員，九州工業大学

平川正澄：非会員，*日本国鉄

2. モードの分類と追加充電

〈2・1〉 モードの分類 第1図に実験に使用した直列ダイオード方式電流形インバータの回路図を示す。制御回路の e_r は周波数および端子電圧への共通指令である。周波数の方はこの電圧を発振回路により周波数に比例変換する。この周波数はインバータゲート回路で $1/6$ へ分周される。他方、電圧の方は端子電圧のフィードバック値との差が初段の OP アンプで PI 増幅される。この出力と電流のフィードバック値との差がマイナーループとして次段の OP アンプで PI 増幅され、電動機端子電圧と周波数の比 V/f が一定になるように制御されている。この回路の転流現象は主として転流コンデンサ、インバータ周波数およびすべりにより四つのモードに分類される。第2図に各モードにおける電流波形とそのときの系全体の等価回路を示す。ここで繰返し周期 $T=1/6f$ ， τ_1 は逆バイアス終了時間 ($\tau_1'=\tau_1-T$)， τ_2 は重なり終了時間 ($\tau_2'=\tau_2-T$)， τ_3 は追加充電終了時間である。A モードは一番代表的なものであり τ_2 が T 内にある。A'

第1図 インバータ回路

Fig. 1. Inverter circuit.

第2図 各モードの等価回路

Fig. 2. Equivalent circuits of each mode.

モードでも t_2 は T 内にあり、第2図の等価回路の3段目（点弧されたサイリスタ T_2 に直列に接続されているダイオード D_2 が逆バイアスされている期間）と4段目（この逆バイアスが解け、 D_2 が導通を開始し正側のアームでは D_1 と D_2 のダイオードが導通している期間）までは A モードと全く同一であるが、重なり終了前に追加充電が起こる場合である。この追加充電の現象について数野氏は既に、他励式インバータとして運転した場合の制御進み角との関係について詳しく報告している⁽¹⁴⁾。

しかしながら自励式インバータとして誘導機を運転した場合の追加充電は周波数および転流コンデンサ容量のみではなく、誘導機のすべりにも大いに関係する。

B モードとは逆バイアス時間 t_1 は T 内で終了するが、重なり時間 t_2 が T より大きい場合である。

C モードとは逆バイアス時間 t_1 、重なり時間 t_2 共に T より大きい $2T$ より小さい場合である。

〈2.2〉追加充電時の回路動作 A モードおよび B モードの回路動作については既に報告されている⁽⁶⁾ ので、ここでは追加充電が起きる A' モードの場合を説明する。

第3図はサイリスタ T_1 から T_2 への転流が行なわれる場合である。 A モードは第3図において $(a) \rightarrow (b) \rightarrow (d)$ の順で転流が行なわれる。しかしながら同図 (b) の重なり期間において誘導機端子電圧 e_{sb} が前回に転流を終了したコンデンサの端子電圧 e_{c5b} より大きくなると D_5 が導通し、同図 (c) の追加充電期間が現われる。この場合 $T_2 \rightarrow D_2 \rightarrow D_5 \rightarrow T_6$ を通る電流により負側のコンデンサを追加充電することになる。この現象は正側の重なりが終了すると同時に終わる。これは重なりが起きている期間は誘導機巻線にスパイク状の電圧が重畳されているために端子電圧 e_{sb} が高くなっているが、その重畳分が重なり終了と同時になくなり、 $e_{sb} < e_{c5b}$ となるためである。同様な現象が負側における転流（例えば $T_6 \rightarrow T_4$ ）の場合にも起きる。

3. 各モードでの状態変数表示とその解法

〈3.1〉各モードでの状態方程式の導出 第2図に示すような4種類のモードがあり、各モードとも3～4個の等価回路のつなぎ合わせで T の期間を形成している。第2図において縦の方向は6段であり、各段はモードに関係なく同一の等価回路で表わされる。更に次の段への遷移条件もモードに関係なく同一である。

よってここでは追加充電のある A' モードを例にとり状態方程式の導出を行なう。第4図 (c) の等価回路において、 $t_2 < t \leq t_3$ の区間で次式が成立する。

$$E_d = (R_d + L_d p) i_d + e_{c1} + e_{sa} - e_{sc} \dots (1)$$

$$e_{sb} = e_{c1} + e_{sa} \dots (2)$$

$$i_{c1} = C_0 p e_{c1} \dots (3)$$

$$i_{sa} = i_{c1} \dots (4)$$

$$i_{sb} = i_d - i_{c1} - i_{c2} \dots (5)$$

$$i_{sc} = -i_d + i_{c2} \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{c2} = C_0 p(e_{sb} - e_{sc}) \dots\dots\dots (7)$$

但し, $C_0 = 3C/2$ とする。

(1)~(7)式の中の未知数は $E_d, e_{c1}, e_{c2}, e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}, e_{c1}, i_{c2}, i_d, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ の計 12 個であるが, 12 個の

うち e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} および i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} を(付2)式により e_{sd}, e_{sq} および i_{sd}, i_{sq} に変数変換すると, 未知数は $E_d, e_{c1}, e_{c2}, e_{sa}, e_{sq}, i_{c1}, i_{c2}, i_d, i_{sd}, i_{sq}$ の 10 個となる。(1)~(7)式と誘導機単体に関する(付1)式を連立させて解くことにより次の(8)~(12)式が得られる。

$$p \begin{pmatrix} E_d \\ i_d \\ i_{c1} \\ e_{c1} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ i_{c2} \\ e_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_d & -R_d/L_d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_{se}/\sigma L_s & -2/3\sigma L_s & \frac{M(3\sigma_r + \sqrt{3}\omega_r)}{3\sigma L_r L_s} & \frac{M(3\omega_r - \sqrt{3}\sigma_r)}{3\sigma L_r L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_r M/2 & \sigma_r M/2 & 0 & -\sigma_r & -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}\sigma_r M/2 & -\sqrt{3}\sigma_r M/2 & 0 & \omega_r & -\sigma_r & 0 & 0 \\ 1/L_d & r_{se}/\sigma L_s - R_d/L_d & 0 & 1/3\sigma L_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(-\sigma_r + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \right) & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(-\omega_r - \frac{\sigma_r}{\sqrt{3}} \right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad *$$

$$* \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/L_d \\ 0 & 1/3\sigma L_s \\ 0 & 0 \\ -\sigma_r M/2 & 0 \\ -\sqrt{3}\sigma_r M/2 & 0 \\ -r_{se}/\sigma L_s & -2/3\sigma L_s \\ 1/C_0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_d \\ i_d \\ i_{c1} \\ e_{c1} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ i_{c2} \\ e_{c2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$e_{sd} = (r_{se} + \sigma L_s p)(i_{c1} + i_d - i_{c2})/\sqrt{2} + \sqrt{2} M \operatorname{Re}(\dot{a}_r \phi_r)/L_r \dots\dots\dots (9)$$

$$e_{sq} = \sqrt{3}(r_{se} + \sigma L_s p)(-i_{c1} + i_d - i_{c2})/\sqrt{2} + \sqrt{2} M \operatorname{Im}(\dot{a}_r \phi_r)/L_r \dots\dots\dots (10)$$

$$i_{sd} = (i_{c1} + i_d - i_{c2})/\sqrt{2} \dots\dots\dots (11)$$

$$i_{sq} = \sqrt{3}(-i_{c1} + i_d - i_{c2})/\sqrt{2} \dots\dots\dots (12)$$

但し

$$L_m = 2\sigma L_s + L_d, \quad r_{se} = r_s + (1-\sigma)L_s\sigma_r$$

$$R_m = R_d + 2r_{se}, \quad L_l = 2L_d + 3\sigma L_s$$

$$R_l = 2R_d + 3r_{se}$$

$$K_d = (L_d r_{se} - R_d \sigma L_s)/\sigma L_s L_l$$

$$K_c = -(L_d + 2\sigma L_s)/\sigma L_s L_l$$

$$K_w = M(L_d + 3\sigma L_s)/\sigma L_s L_r L_l$$

$$K_\sigma = \sqrt{3} M(L_d + \sigma L_s)/\sigma L_s L_r L_l$$

また, トルク τ に関しては次式が成立する。

第3図 A'モード時の回路動作

Fig. 3. Circuit operations at A' mode.

第4図 A'モード時の等価回路

Fig. 4. Equivalent circuits at A' mode.

$$\tau = PM \operatorname{Im}(i_s \dot{\phi}_r^*) / L_r = -PM i_d \phi_{rq} / L_r \quad (13)$$

ここで P は極数である。

逆バイアス期間、重なり期間、単流期間についても同様な式を導出することができる。これら各期間で成立する式は一般的に次式のように表現できる。

$$p x = A_i x \quad (14)$$

$i=1$: 逆バイアス期間, $i=2$: 重なり期間

$i=3$: 追加充電期間, $i=4$: 単流期間

〈3.2〉 モード遷移条件と接続条件 逆バイアス期間から重なり期間への遷移条件は次式で表わされる。

$$e_{c1}(\tau_1) + e_{sa}(\tau_1) + e_{sb}(\tau_1) = 0 \quad (15)$$

(15)式の e_{sa}, e_{sb} を(付2)式により e_{sd}, e_{sq} におきかえ, 更に e_{sd}, e_{sq} に関して次式を代入する。

$$e_{sd} = \sqrt{2} \{ r_{se} + \sigma L_s p \} i_d + \sqrt{2} M \operatorname{Re}(\dot{a}_r \dot{\phi}_r) / L_r$$

$$e_{sq} = \sqrt{2} M \operatorname{Im}(\dot{a}_r \dot{\phi}_r) / L_r$$

これらを整理すると,

$$\Gamma_1^T x(\tau_1) = 0 \quad (16)$$

但し

$$\begin{aligned} \Gamma_1^T = & [\sigma L_s / L_m, r_{se} - \sigma L_s R_m / L_m, 0, \\ & 1 - \sigma L_s / L_m, \\ & M(2\sigma L_s \sigma_r / L_m - \sigma_r - \sqrt{3} \omega_r) / L_r, \\ & M(2\sigma L_s \omega_r / L_m - \omega_r + \sqrt{3} \sigma_r, 0, 0) \end{aligned} \quad (17)$$

となる。重なり期間から追加充電期間への遷移条件 Γ_2^T は次のようになる。

$$e_{c2}(\tau_2) - e_{sb}(\tau_2) + e_{sc}(\tau_2) = 0 \quad (18)$$

より

$$\Gamma_2^T x(\tau_2) = 0 \quad (19)$$

但し

$$\Gamma_2^T = (3\sigma L_s / L_i, 2r_{se} - 2\sigma L_s R_i / L_i - \sigma L_s K_d, 0, \\ -(\sigma L_s K_c + 2\sigma L_s / L_i), K_1, K_2, 0, -1)$$

$$\begin{aligned} K_1 = & \{(-\sigma_r - \sqrt{3} \omega_r) L_d M \\ & + (3\sigma_r - 3\sqrt{3} \omega_r) \sigma L_s M\} / L_r L_i \\ & - M(\sigma_r - \sqrt{3} \omega_r) / L_r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_2 = & \{(-\omega_r + \sqrt{3} \sigma_r) L_d M \\ & + (3\omega_r + 3\sqrt{3} \sigma_r) \sigma L_s M\} / L_r L_i \\ & - M(\omega_r + \sqrt{3} \sigma_r) / L_r \end{aligned}$$

更に, 追加充電期間から単流期間への遷移条件 Γ_3^T は次のようになる。

$$i_{c1}(\tau_3) = 0 \quad (20)$$

より

$$\Gamma_3^T x(\tau_3) = 0 \quad (21)$$

ここで

$$\Gamma_3^T = (0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)$$

接続行列は単流期間から逆バイアス期間への接続行列 B_1 と追加充電期間から単流期間への接続行列 B_2 からなる。先に B_1 を求めてみる。逆バイアスが開始されると同時に α - β 軸は反時計方向に $\pi/6$ だけ回転するが, $\dot{\phi}_r$ に関してのその瞬間に磁束鎖交数一定の法則が適用されるので, 次の関係が成立する。

$$\dot{\phi}_r(kT_+) = e^{-j(\pi/6)} \dot{\phi}_r(kT_-) \quad (22)$$

転流コンデンサ電圧に関しては, 第3図(c)に示すように反対のアームの転流の影響により転流直後の転流コンデンサが追加充電されるので, 次式が成立する。

$$e_{c1}(kT_+) = -e_{c2}(kT_-) \quad (23)$$

$$e_{c2}(kT_+) = e_{c1}(kT_-) / 3 + 2e_{c2}(kT_-) / 3 \quad (24)$$

(23)~(24)の関係を考慮すると, 次の接続行列 B_1 を得る。

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & \sqrt{3}/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/3 & 0 & 0 & 0 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (25)$$

第3図(c)で正側の重なり現象が終わると同時に負側の追加充電作用も終了する。よって追加充電期間から単流期間への接続行列 B_2 は次のようになる。

$$B_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 6 \times 6 & 6 \times 1 & 6 \times 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 \times 6 & & \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 \times 6 & & \end{pmatrix} \dots\dots\dots (26)$$

〈3.3〉状態方程式の解法 (14)式の解を遷移行列 $\Phi_i(t)$ および接続行列 B_i を用いて表わすと(27)~(30)式が得られる。

$$0 < t \leq \tau_1: \mathbf{x}(t) = \Phi_1(t) \mathbf{B}_1 \mathbf{x}(0_-) \dots\dots (27)$$

$$\tau_1 < t \leq \tau_2: \mathbf{x}(t) = \Phi_2(t - \tau_1) \mathbf{x}(\tau_1) \dots\dots (28)$$

$$\tau_2 < t \leq \tau_3: \mathbf{x}(t) = \Phi_3(t - \tau_2) \mathbf{x}(\tau_2) \dots\dots (29)$$

$$\tau_3 < t \leq T: \mathbf{x}(t) = \Phi_4(t - \tau_3) \mathbf{B}_2 \mathbf{x}(\tau_3) \dots\dots (30)$$

(27)~(30)式を組み合わせることにより

$$\begin{aligned} & \{\Phi_4(T - \tau_3) \mathbf{B}_2 \Phi_3(\tau_3 - \tau_2) \Phi_2(\tau_2 - \tau_1) \\ & \times \Phi_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 - \mathbf{I}\} \mathbf{x}(0_-) = 0 \dots\dots (31) \end{aligned}$$

(16)式に(27)式を代入し $t = \tau_1$ とおくと次式を得る。

$$\Gamma_1^T \Phi_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 \mathbf{x}(0_-) = 0 \dots\dots (32)$$

同様に(33)~(34)式が得られる。

$$\Gamma_2^T \Phi_2(\tau_2 - \tau_1) \Phi_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 \mathbf{x}(0_-) = 0 \dots\dots (33)$$

$$\begin{aligned} & \Gamma_3^T \Phi_3(\tau_3 - \tau_2) \Phi_2(\tau_2 - \tau_1) \Phi_1(\tau_1) \mathbf{B}_1 \mathbf{x}(0_-) = 0 \\ & \dots\dots\dots (34) \end{aligned}$$

(31)~(34)式は $\mathbf{x}(0_-)$, τ_1 , τ_2 , τ_3 に関する 11 元非線形連立方程式であるのでニュートン法を使用した数値計算により解くことができる。ニュートン法を用いる場合に必要な状態変数の初期値は、 i_a の脈動を無視しかつ重なり期間を近似⁽¹⁵⁾することにより解いた値を使用した。

〈3.4〉端子電圧一定の計算方法 誘導機の線間電圧 V は $0 < t \leq T$ の区間で e_{sab} , e_{sbc} , e_{sca} の計算値を用いて次式より求める。

$$V = \sqrt{\frac{1}{3T} \int_0^T (e_{sab}^2 + e_{sbc}^2 + e_{sca}^2) dt} \dots\dots (35)$$

(35)式で計算した値が $V = (200/60)f$ に等しくなるよう E_a を逐次二分法で求めた⁽¹²⁾。

4. 数値計算結果と実測値との照合

〈4.1〉各モードの境界 第1表の供試機定数で $C = 5, 10, 15 \mu\text{F}$ における逆バイアス時間 τ_1 , 重なり時間 τ_2 のすべりに対する特性を第5図に示す。この図より τ_1, τ_2 は $s = 0$ に関してほぼ対称であるが、数%程度すべりの負側の方が正側より大きいことが分かる。また、この図で τ_2/T が1より大きい範囲がBモードであり、 τ_1/T が1より大きい範囲がCモードに相当している。このすべり $s = 0$ に対する τ_1, τ_2 の対称性は漏れインダクタンス $l(l = L_s - M = L_r - M)$,

第1表 誘導機およびインバータ定数

Table 1. Induction machine and inverter constants.

誘導機：定格 2.2 kW, 200 V, 60 Hz, $P = 4$	
誘導機定数	インバータ定数
$r_s = 0.859 \Omega$	$L_d = 0.224 \text{ H}$
$r_r = 0.459 \Omega$	$R_d = 0.885 \Omega$
$L_s = L_r = 0.0904 \text{ H}$	$C = 10 \mu\text{F}$
$M = 0.0873 \text{ H}$	

二次抵抗の一次側換算値 r_r , 励磁インダクタンス M をそれぞれ単独に、供試機定数の 0.5~2 倍まで変化させたが、保たれていた。

第6図にモードの境界図を示す。これよりBモード、Cモードはほぼ $s = 0$ の点に関して対称であるが、追加充電の起こるA'モードはすべりが正の部分だけで発生し、負の領域では生じていない。これはすべりの負側では正側に比べて、追加充電に相当する時刻での誘導機端子電圧の大きさが小さいため追加充電

第5図 転流時間特性 ($V/f = 200/60$)

Fig. 5. Commutating time characteristics.

第6図 モード境界図 ($V/f = 200/60$)

Fig. 6. Mode boundary diagrams.

第 7 図 l に対するモード境界図 ($V/f=200/60$)Fig. 7. Mode boundary diagrams for l . 第 8 図 r_r に対するモード境界図 ($V/f=200/60$)Fig. 8. Mode boundary diagrams for r_r .

が起きないことによる。端子電圧のすべりに対する位相差を第10図に示している。また V/f 一定で f を変化した場合の各モードの境界線の傾向は第6図のコンデンサ容量を変化した場合と同じである。第7図に漏れインダクタンス l を変化した場合の各モードの境界を示す。 l が小さいほど追加充電領域が広がる。第8図に二次抵抗 r_r を変化した場合の各モードの境界を示す。この図より r_r が小さくなるにつれ追加充電領域の範囲が狭まると同時に追加充電を発生するすべり s の値が小さくなる。更に一次抵抗 r_s の変化に対してはモード境界線は殆ど変化しない。

C, l, r_r の追加充電に及ぼす影響は物理的には次のように説明される。転流時に発生するスパイク部の電圧の大きさはほぼ $\sqrt{l/C}$ に比例し、電動機端子電圧はこのスパイク部の電圧を誘導起電力に重畳した形で近似できる。追加充電は次回転流時の端子電圧の最大値が今回転流時のそれより大きいと発生するので(第10図参照)、スパイク部電圧の割合が小さいほど

第 9 図 転流コンデンサ電圧波形 ($V/f=200/60$)

Fig. 9. Commutating capacitor voltage waveforms.

($\sqrt{l/C}$ が小さいほど) よく発生する。 r_r に対しては r_r/s が一定であれば電動機電流に対する誘導起電力の位相(力率)が変化しないので、 r_r が大きくなると追加充電が起きるすべり s も大きくなる。

〈4.2〉 モードの代表点における各部の波形 インバータおよび誘導機に関する各部の波形を $C=10 \mu F$ の条件で $s=0.02$ (A' モード), $s=0$ (B モー

第 10 図 誘導機の電圧および電流波形 ($V/f=200/60$)

Fig. 10. Voltage and current waveforms of induction machine.

で、 $s = -0.02$ (Aモード) の点において調べる。第9図～第10図に計算波形を、第11図に実測波形を示す。両者の比較を明確にするため、 $s = 0.02$ の実測波形の値を第9図～第10図に○印で示す。

第9図と第11図(a)に転流コンデンサの電圧波形 e_{c12} を示す。 $s = 0.02$ で計算、実測とも追加充電が発生しているのがわかる。

第10図と第11図(b)に電動機端子電圧 e_{1ba} および相電流 i_{1b} の波形を示す。第10図 $s = 0.02$ の端子電圧波形では $t = 4 \text{ ms}$ の付近で追加充電作用のため飽和している。同図の電流波形においてもこの期間で追加充電のため巻線電流波形のおちこみがみられる。これらの現象は計算と実測共によく一致している。

第11図(c)にインバータ入力電圧 e_i と入力電流 i_d の波形を示す。同図(d)にサイリスタ電圧とダイオード電圧の波形を示す。

ダイオードに印加される電圧は誘導機端子電圧と転流コンデンサ電圧の和から決まる。転流コンデンサ電圧に対する誘導機端子電圧の位相がすべりにより変わるために、この電圧波形はすべりにより大きく異なっ

Fig. 11. Experimental waveforms in various parts.

ており、すべり負の領域のほうが大きい。

〈4.3〉 平均値特性の比較 平均値的な特性の比較を行なうために転流コンデンサ容量 C をパラメータにして、すべりに対する転流コンデンサ電圧、一次電流、出力トルクの計算値と実測値との照合を第12図～第14図に示す。

第12図において、転流コンデンサ電圧(最大値)は $s = 0.01$ の付近に最小点があることがわかる。図より計算値は実測値より幾分大きくなっているがすべりに対する傾向は非常によく一致している。

第13図に誘導機の一次電流特性(実効値)を示す。

第12図 転流コンデンサ電圧特性
($V/f = 200/60$)

Fig. 12. Commutating capacitor voltage characteristics.

第13図 誘導機の電流特性 ($V/f = 200/60$)

Fig. 13. Current characteristics of induction machine.

第 14 図 出力トルク特性 ($V/f=200/60$)

Fig. 14. Output torque characteristics.

実測値と計算値はよく一致している。

第 14 図に出力トルク特性を示す。すべり s が零から正に離れるに従い、実測値が計算値より少し小さくなっている。

5. あとがき

直列ダイオード方式の電流形インバータで誘導機を V/f 一定の条件下ですべり正負にわたり運転した場合の定常特性に関して、

(1) 通常の動作範囲において転流モードが A, A', B, C の四つに分類されることを明らかにし、各モードの境界を示した。

(2) 各動作モードにおける厳密解の解法のための状態方程式を求めた。この解法よりインバータおよび誘導機各部の波形を求め、それを実測値と比較し、よい一致が得られることを確認した。

(3) 追加充電作用の発生条件は、転流コンデンサ電圧波形に対する誘導機端子電圧の位相差により主として決まる。この追加充電はすべりが正の領域で生じ、負の領域では起こらないことを明らかにした。

(4) 逆バイアス時間および重なり時間はすべり $s=0$ に関してほぼ対称の値になることを示した。

終りに、本研究の遂行に際して種々御討議頂いた福岡大学 伊藤良三助教授、九州大学大学院博士課程 辻峰男君および実験に御協力頂いた九州大学昭和 54 年修士卒業生 山川達夫君 (現、九州電力(株)) に深く謝意を表する。

(昭和 55 年 6 月 16 日受付, 同 55 年 10 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 吉田・久米:「パワーエレクトロニクス特集」電学誌 98, 46 (昭 53-5)
- (2) N. Sawaki & N. Sato: Steady-State and Stability Analysis of Induction Motor Driven by Current Source Inverter; *IEEE Trans. Ind. Appl.* IA-13, 3, 244 (1977)
- (3) 鈴木・元吉・柳瀬:「矩形波電流で駆動される誘導電動機の解析」富士時報 45, 756 (昭 47-9)
- (4) 金・富田:「電流形インバータ駆動か形誘導電動機の脈動トルクの解析とその評価」電学論 B, 97, 780 (昭 52-12)
- (5) T. A. Lipo & E. P. Cornell: State-Variable Steady-State Analysis of a Controlled Current Induction Motor Drive; *IEEE Trans. Ind. Appl.* IA-11, 6, 1704 (1975)
- (6) 安岡・常広:「誘導機駆動用・電流制御形インバータの転流コンデンサ容量の決定法」電学論 B, 94, 335 (昭 49-7)
- (7) 伊藤:「電流形インバータ駆動誘導電動機の定常解析」福大工学集報 20, 1 (昭 53-3)
- (8) 野中:「インバータ駆動における定常および過渡特性の解析」昭 53 電気学会全大 S, 7-7
- (9) 野中・辻:「電流形インバータ駆動誘導電動機の定常および過渡特性について」電学論 B, 99, 441 (昭 54-7)
- (10) 野中・篠原・山川:「電流形インバータで駆動される誘導電動機の定常特性」昭 53 電気学会全大 No. 662
- (11) 野中・篠原・山川・平川:「電流形インバータで駆動される誘導電動機の定常特性について」昭 55 電気学会九州支連大 No. 442
- (12) 野中・篠原・山川・平川:「電流形インバータで駆動される誘導電動機の定常特性」九大工学集報 52, 39 (昭 54-1)
- (13) 野中・篠原・平川:「電流形インバータ駆動誘導電動機系の転流モードの分類と追加充電について」昭 55 電気学会全大 No. 519
- (14) 数野:「直列ダイオード方式三相サイリスタブリッジの転流について」電学論 90, 1960 (昭 45-10)
- (15) 野中・伊藤・山崎:「電流形インバータ駆動誘導電動機の定常特性の近似解析」九大工学集報 48, 623 (昭 50-10)

付 録

誘導機の複素表示 三相誘導機を α - β 軸に変換し、これを二相対称座標法により正相分と逆相分に分けると、逆相分は正相分の共役となるので正相分についてのみ解けばよいことになる。一次電圧、一次電流および二次電流の正相分をそれぞれ $\dot{e}_s, \dot{i}_s$ および $\dot{i}_r$ とおくと次式が成立する。

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \sigma L_s p & M p / L_r \\ -\sigma_r M & p - \dot{a}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} \dots (\text{付 1})$$

但し

$$\dot{e}_s = (e_{sa} + j e_{sq}) / \sqrt{2}, \quad \dot{i}_s = (i_{sa} + j i_{sq}) / \sqrt{2}$$

$$\dot{i}_r = (i_{ra} + j i_{rq}) / \sqrt{2},$$

$$\dot{\phi}_r = (\phi_{ra} + j \phi_{rq}) = M \dot{i}_s + L_r \dot{i}_r$$

$$\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r, \quad \sigma_r = r_r / L_r, \quad \dot{a}_r = -\sigma_r + j \omega_r$$

このときの固定子巻線に関する変換行列は次式を使用する。

$$C_s = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} s_a & s_b & s_c \\ s_d & \sqrt{3/2} & 0 & -\sqrt{3/2} \\ s_g & -1/2 & 1 & -1/2 \end{bmatrix} \dots (\text{付 2})$$