多重 PWM インバータによる誘導電動機の 直接トルク制御

正員 高橋 勲 (長岡技科大)

正員 大森 洋一 (長岡技科大)

1. 緒 言

FA 化, FMS 化が進み, それらの駆動源となっている AC サーボモータの高性能化が高まっていることは周知のことであろう。更に, 最近ではこれらの分野で高度に発達した技術を小形の分野にとどまらず, 一般の圧延機や大形工作機械, 更には高速エレベータ, 電車のような乗物に使用される大容量機にまで使用されつつある。

このような大容量化の需要にこたえるために, 並列多重構成による PWM インバータを用いた誘導機駆動システムが採用されている。このインバータに GTO などのスイッチング素子を用いると, 数百 kW 以上のサーボも経済的に容易に構成することができるであろう。また, 多相キャリアによる PWM 制御により, GTO に適した数百 Hz の低いスイッチング周波数でも, トルクリプルや高調波損失を低く抑えられる。

ここに使用されている制御法のほとんどは, ベクトル制御に代表される高速トルク制御法であり, これに関しての多くの論文が発表されている⁽¹⁾。最近では, 二次抵抗の変化などのパラメータ変動に対する補償など, システムがますます複雑化する機運にある。

著者らは, これらに対して PWM インバータで直接誘導機のトルク制御を行う手法を提案したが, ここではこの制御法を上記の並列多重 PWM インバータに対し採用したものである。これは, まず制御量としての一次電圧と一次電流より過渡変動の少なく推定容易な一次抵抗を用いて, トルクと一次鎖交磁束を演算

する。そして, これらの指令値とヒステリシスコンパレータで比較した後, スwitching テーブルの ROM を直接アクセスし, その出力は PWM インバータのスイッチング信号としている⁽²⁾。

2. 制御方法と優先順位

図 1 は前述の原理に基づく誘導機のトルク T , 一次鎖交磁束の大きさ $|\phi|$ を独立に制御できる回路である。本論文では, PWM インバータに相間リアクトル付の並列二重インバータを採用している。この回路では, 誘導機の入力電圧 v , 電流 i より直接 $|\phi|$, T が演算され, それらの誤差がコンパレータでレベル判定される。このデジタルの出力で, リードオンリメモリ ROM のアドレスを指定することによって, 最適スイッチングパターンが記憶されている ROM より直接インバータの制御信号を得ることができる。

図 2 は, 二重 PWM インバータ誘導機システムの主回路を簡約化して示したものである。2 台の三相 PWM インバータの直流電源 E は共通で, それらの出力の間には各々相間リアクトルが挿入されている。同図において電動機の相電圧 v_{1a}, v_{1b}, v_{1c} は, 相間リアクトルの結合係数を 1 と仮定すると各インバータの相電圧の平均値となる。また, 各インバータの相電圧はインバータのスイッチング状態のみにより決定されるので, 同図のスイッチング関数 S の値 1, 0 で示さ

Direct Torque Control of an Induction Motor by a Multi-Parallel PWM Inverter. By Isao Takahashi, Member & Yoichi Ohmori, Member (Technological University of Nagasaki).

高橋 勲: 正員, 長岡技術科学大学電気電子システム課程
大森洋一: 正員, 長岡技術科学大学電気電子システム課程〔現在, 東洋電機製造(株)〕

図 1 直接トルク・磁束制御

Fig. 1. Direct torque and flux control.

図2 二重インバータ・誘導機駆動システム

Fig. 2. A induction motor drive system using a double parallel inverter.

れる。従って、一次電圧ベクトル v_1 は次のようになる。

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{1d} + jv_{1q} \\ &= \sqrt{2/3} \{ (v_{1a} - v_{1b}/2 - v_{1c}/2) \\ &\quad + j\sqrt{3}/2 (v_{1b} - v_{1c}) \} \\ &= \sqrt{2/3} E/2 \{ (S_{a1} + S_{a2}) - (S_{b1} + S_{b2})/2 \\ &\quad - (S_{c1} + S_{c2})/2 \} + j\sqrt{3}/2 \{ (S_{b1} + S_{b2}) \\ &\quad - (S_{c1} + S_{c2}) \} \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ただし、例えば S_{a1} は図のインバータ1の a 相のスイッチング関数を表している。これらのスイッチング関数はすべて2値をとるので、全組合せ数は $2^6=64$ とおりあり、それらをすべての状態で示したのが図3である。しかし、これらの中には重複するものもあり、相異なる電圧ベクトル v_1 は19種類しか存在しない。この()内の数字は、各インバータのスイッチング状態を表しており、各スイッチへの対応は表1に示されている。

本論文では、これら重複するスイッチング状態の自由度を活かし、以下のような優先順位に基づいて制御を試みた。

図3 インバータ出力電圧の瞬時ベクトル

Fig. 3. Instantaneous voltage vectors of the inverter.

表1 スイッチング状態

Table 1. Switching conditions.

S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	S_n
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6
1	1	1	7

$n=1,2$

- (1) トルクの瞬時値制御
- (2) 一次鎖交磁束の瞬時値制御
- (3) 相間リアクトルの循環電流の抑制
- (4) 平均スイッチング周波数の最小化

ここで循環電流とは、相間リアクトルの入力電流差

$$\begin{aligned} i_{ar} &= i_{a1} - i_{a2}, \quad i_{br} = i_{b1} - i_{b2}, \quad i_{cr} = i_{c1} - i_{c2} \\ &\dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

であり、この値が大きいと相間リアクトルの損失を増加させるだけでなく、インバータ容量も増加させる恐れがある。このような瞬時トルク優先の制御を行うことにより、最高速度のトルク応答を得ることができるであろう。

3. 磁束・トルクの直接制御法

誘導電動機の一次側の特性方程式は、

$$v_1 = R_1 i_1 + d\phi_1/dt \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 R_1 : 一次巻線抵抗、 i_1 : 一次電流ベクトル、 ϕ_1 : 一次鎖交磁束ベクトル

ここで、 i_1 は v_1 と同様に

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{1d} + ji_{1q} \\ &= \sqrt{2/3} \{ (i_{1a} - i_{1b}/2 - i_{1c}/2) \\ &\quad + j\sqrt{3}/2 (i_{1b} - i_{1c}) \} \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

で定義されている。 v_1 はインバータ出力電圧であるので図3のように離散的な値となり、しかもスイッチング間隔の間一定の値をとるので、 ϕ_1 の初期値を ϕ_{10} とすると、(3)式は

$$\phi_1 = v_1 t - \int R_1 i_1 dt + \phi_{10} \dots\dots\dots (5)$$

と書き換えられる。

(5)式より、一次巻線の電圧降下を説明の都合上小さいと仮定すると、 ϕ_1 の軌跡は v_1 の方向に $|v_1|$ に比例した速度で移動する。よって、電圧ベクトル v_1 を適当に選べば、図4のように ϕ_1 の大きさ $|\phi_1|$ を一定に保つようにオン、オフ制御できる。同図は ϕ_1 を時計方向に回転させた場合の一次電圧ベクトルと、一

図4 一次鎖交磁束一定制御

Fig. 4. Constant primary winding flux control.

図5 $\hat{\theta}_s$ のステップ変化に対するトルク応答Fig. 5. Torque responses for the step change of $\hat{\theta}_s$.

次鎖交磁束ベクトル軌跡の関係を表したものである。同図のように常に指令値 $|\psi_1|^*$ との間の誤差 $\Delta|\psi_1|$ 内に、 $|\psi_1|^* - \Delta|\psi_1| \leq |\psi_1| \leq |\psi_1|^* + \Delta|\psi_1|$ が満足するように適当な v_1 の選択が行われている。そして、 ψ_1 のベクトルの方向よりも回転方向に 90° 進んだ v_1 を選択すれば、ベクトル切換回数が最小となり、磁束制御のみを考えた場合スイッチング周波数が最低となる。

図5は $|\psi_1|$ 一定の場合、誘導機の瞬時回転角速度 $\hat{\theta}_m$ に対する一次鎖交磁束瞬時回転角速度 $\hat{\theta}_s$ の相対速度で定義される瞬時すべり角速度 $\hat{\theta}_s = \hat{\theta}_s - \hat{\theta}_m$ を、ステップ変化させたときの誘導機トルク T の応答波形である。同図より定常トルクは $\hat{\theta}_s = 2\pi \cdot 15$ で最大値となっているが、過渡時のトルク増加率は、ほぼ $\hat{\theta}_s$ のステップ幅に比例する。よって、速度 $\hat{\theta}_m$ の変化はトルクの変化に対して非常に遅いと仮定すれば、 $\hat{\theta}_s$ をステップ変化させることによって最短時間でトルクを制御できることになる。

図3のように、小さな電圧ベクトルのグループ $v_1 = V_1 \sim V_6$ (以下、Aグループ) で一次鎖交磁束の大きさ $|\psi_1|$ を一定に制御した場合、その平均回転角速度を $\hat{\theta}_{\phi 1}$ とする。また、大きな電圧ベクトルのグループ $v_1 = V_7 \sim V_{18}$ (以下、Bグループ) で $|\psi_1|$ を制御した場

図6 瞬時トルク制御

Fig. 6. Instantaneous torque control.

合、その平均回転角速度を $\hat{\theta}_{\phi h}$ とする。それらには逆回転の $-\hat{\theta}_{\phi 1}$ 、 $-\hat{\theta}_{\phi h}$ があり、零電圧ベクトル $v = V_0$ では $\hat{\theta}_{\phi 0} = 0$ となるので、一次鎖交磁束の大きさを一定に制御しながら、その回転角速度は大きい順にほぼ $\hat{\theta}_{\phi h}$ 、 $\hat{\theta}_{\phi 1}$ 、 $\hat{\theta}_{\phi 0}$ 、 $-\hat{\theta}_{\phi 1}$ 、 $-\hat{\theta}_{\phi h}$ の5値を選ぶことができる。よって、これら5値の $\hat{\theta}_\phi$ を選ぶことによってトルクを滑らかに制御することが可能である。

図6は図4の一次鎖交磁束ベクトル軌跡におけるその回転角速度 $\hat{\theta}_\phi$ とトルク T の関係を示したもので、例えば時間 $t_1 \sim t_2$ において $\hat{\theta}_\phi = 0$ (V_0) でトルク T が減少した後、 ΔT_1 のヒステリシス幅に交わる瞬間 t_2 で $\hat{\theta}_\phi = \hat{\theta}_{\phi 1}$ (Aグループ) にステップ変化させてトルクを増加させる。また、時間 $t_3 \sim t_4$ では $\hat{\theta}_\phi = \hat{\theta}_{\phi 1}$ (Aグループ) でトルクが減少しているので、時間 t_4 で $\hat{\theta}_\phi = \hat{\theta}_{\phi h}$ (Bグループ) にステップ変化させてトルクを増加させている。

このような基本理念に基づいたトルクと磁束の制御のための電圧ベクトル選択テーブルを図7に示す。ヒステリシスコンパレータはトルク T と一次鎖交磁束の大きさ $|\psi_1|$ のそれぞれの指令値 T^* 、 $|\psi_1|^*$ との差をデジタル信号 τ_1 、 ϕ に変換し、定常状態において T と $|\psi_1|$ をそれらのヒステリシス幅 ΔT_1 、 $\Delta|\psi_1|$ 内にリミットサイクル制御する。

トルクは、上記のように多段のヒステリシスコンパレータで必要な $\hat{\theta}_\phi$ のレベルに応じて $\hat{\theta}_{\phi 0} (=0)$ 、 $\hat{\theta}_{\phi 1}$ (Aグループ)、 $\hat{\theta}_{\phi h}$ (Bグループ) を切換えて制御する。図8はこのコンパレータを模式的に示したもので、各々のレベルに応じた四つのヒステリシスループ(1~4)より構成されている。これらを切換えるのが、ループ切換えカウンタである。

図 7 電圧ベクトルの決定法
Fig. 7. Decision of the voltage vectors.

図 8 多段ヒステリシスコンパレータの模式図
Fig. 8. Schematic diagram of the multi-stage hysteresis comparator.

例えば、トルク誤差 $T^* - T$ が大きくなり、図 8(a) の loop 3 が上に飽和した場合、カウンタがカウントアップして図 8(b) のように loop 4 に移動する。また、loop 3 が下に飽和した場合は反対にカウンタダウンして loop 2 に移動する。コンパレータが飽和すると $|T^* - T| > \Delta T_1$ となるので、 ΔT_1 よりも少し広いウィンドウ幅 ΔT_2 をもつウィンドコンパレータ出力 τ_2 が 1 になったとき、カウンタを τ_1 の方向にカウントしヒステリシスループを切替える。またトルク誤差 $|T^* - T|$ が大きくなると τ_3 が 1 となり、 $\tau_1 = 1$ の場合 loop 4 に、 $\tau_1 = 0$ の場合 loop 1 に一気に切替えて、最大または最小の θ_0 を選んで高速にトルク T を指令値 T^* に追従させる。

θ_0 は一次鎖交磁束の大きさを制御する際に、回転方向に 90° 進んだ電圧ベクトルを選ぶために必要な ϕ の角度情報である。

4. 循環電流の抑制

図 2 の主回路には、(2)式で示したように相間リアクトルに損失を増加させる循環電流 i_{ar} , i_{br} , i_{cr} が流れる。ここでは、トルクと磁束の制御のために選ばれた電圧ベクトルを変更しないで、重複するスイッチング状態を用いて循環電流を最小化し、しかもスイッチング周波数が最小となるようにする。

図 9 にスイッチング状態決定の流れ図を示す。入力した電圧ベクトル v_1 よりその重複するスイッチング状態 $S(S_1, S_2)$ の数 N が決まる。これは図 3 より、電圧ベクトル $v_1 = V_0$ の場合 $N=10$, $v_1 = V_1 \sim V_6$ の場合 $N=6$, $v_1 = V_7 \sim V_{12}$ の場合 $N=2$, $v_1 = V_{13} \sim V_{18}$ の場合 $N=1$ である。それらの中から、 v_1 に対するスイッチング状態 S を一つ選び、循環電流抑制状態 D_a, D_b, D_c とスイッチ切換え数 N_c を調べる。相間リアクトルの両端には、 E か 0 か $-E$ の電圧が印加されるので、循環電流の絶対値はこれらに応じて増加、ほぼ一定、減少の三つの状態をもつ。それを三相それぞれに 1, 0, -1 に対応させたのが D_a, D_b, D_c である。また、スイッチ切換え数 N_c は現在出力中のスイッチング状態と次に出力すべきスイッチング状態を比較して求められる。インバータのスイッチは合計 6 個あるので、 N_c は $0 \sim 6$ の 7 とおりある。それらは重み係数表より循環電流を抑制し、スイッチ切換え数を最小とするような重み係数 g を求める。

この重み係数は自由に設定できるが、ここでは同図のように N_c が 3 以下に小さい重み係数を設定し、ス

図 9 スwitching 状態選択の方法
Fig. 9. Selection of the switching condition.

イチ切換え数が4以上になるのを抑えている。また循環電流抑制状態 D_a, D_b, D_c の中の循環電流の増加に対応する1の数によって破線で囲んだブロックに分け、1の数が少ないほど重み係数を小さくしている。

以下、同様に他のスイッチング状態において g を求め、 g を最小にする次のスイッチング状態 S を出力する。例えば、 $v_1 = V_1$ が $v_1 = V_7$ に変化したとき、現在出力中のスイッチング状態が $S(0, 4)$ で $i_{ar} > 0, i_{br} > 0, i_{cr} < 0$ ならば、図9より V_7 のスイッチング状態の $S(4, 6)$ の重み係数 g は10であり、 $S(6, 4)$ の g は24なので小さいほうの $S(4, 6)$ のスイッチング状態を出力する。

5. 制御回路構成

図10は二重インバータ誘導機制御システムの制御回路構成である。検出された三相の一次電圧 v 、一次電流 i は(1)、(4)式より三相二相変換され、 $v_{1d}, v_{1q}, i_{1d}, i_{1q}$ が得られる。それらより(3)式を用いて、

$$\phi_1 = \phi_{1d} + j\phi_{1q}$$

$$= \int (v_{1d} - R_1 i_{1d}) dt + j \int (v_{1q} - R_1 i_{1q}) dt \quad \dots\dots\dots (6)$$

を演算し、一次鎖交磁束ベクトル ϕ_1 の直交成分 ϕ_{1d}, ϕ_{1q} を求める。またトルク T は、

$$T = \phi_{1d} i_{1q} - \phi_{1q} i_{1d} \quad \dots\dots\dots (7)$$

で演算でき、一次側の変数のみで求めることができ

図10 制御システム

Fig. 10. Control system diagram.

表2 偏角 θ_n の決定法

Table 2. Decision of the angle θ_n .

	$\phi_{1d} > \phi_1 /2$	$ \phi_1 /2 > \phi_{1d} > 0$	$0 > \phi_{1d} > - \phi_1 /2$	$- \phi_1 /2 > \phi_{1d}$
$\phi_{1q} > \phi_1 /2$	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
$ \phi_1 /2 > \phi_{1q} > 0$	θ_1	*	*	θ_6
$0 > \phi_{1q} > - \phi_1 /2$	θ_{13}	*	*	θ_7
$- \phi_1 /2 > \phi_{1q}$	θ_{11}	θ_{10}	θ_8	θ_9

*: 存在しない

る。

一次鎖交磁束の大きさ $|\phi_1| = \sqrt{\phi_{1d}^2 + \phi_{1q}^2}$ とトルク T は、それらを制御する電圧ベクトルを選択するため、指令値 $|\phi_1|^*$, T^* と比較されヒステリシスコンパレータでデジタル量に変換される。 ϕ_1 の偏角も表2のようにコンパレータを用いて、デジタルの θ_n に変換され、 θ_n のレベルを換えるループ切換えカウンタの出力 loop と共にトルク磁束制御 ROM のアドレスとなり、最適な電圧ベクトル v_1 を表す5ビットの信号が出力される。

循環電流は出力電流よりインバータ2の電流の2倍を減じたものであり

$$\left. \begin{aligned} i_{ar} &= i_{1a} - 2i_{a2}, \quad i_{br} = i_{1b} - 2i_{b2} \\ i_{cr} &= i_{1c} - 2i_{c2} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (8)$$

で演算され、ゼロクロスコンパレータと許容誤差 ΔI_r の幅のウィンドコンパレータを用いて0、1の値の出力 I_{r0}, I_{r1} を得る。循環電流抑制 ROM には、電圧ベクトル v_1 に対してすべての循環電流の方向状態 ($2^3 = 8$ とおり) とすべてのスイッチング状態 ($2^6 = 64$ とおり) において、電圧ベクトルの重複するスイッチング状態の中から、図9に従って循環電流を抑制し、スイッチ切換え数を最小とするスイッチング状態をあらかじめ求めておく。

よって、ROM には5ビットの電圧ベクトル v_1 と三相の循環電流の方向を表す3ビットの I_{r0} 、現在出力中のスイッチング状態 $S(S_1, S_2)$ の6ビットが入力され、 v_1 が変化したときと I_{r1} が1になったときにラッチパルスが発生し、 v_1 に対応する新しいスイッチング状態 $S(S_1, S_2)$ が出力される。それはフォトカプラで光絶縁され、スイッチに代わるパワートランジスタをドライブする。

相間リアクトルには、直流成分が流れないから変圧器のようにギャップを小さく設計できる。実験では表3の定数に設計し、カットコアに0.2mm程度のギャップを設けた。以上のように、循環電流が最小になるように制御すると相間リアクトル両端にはスイッチング周波数に相当した0、 E 、 $-E$ の電圧が表れる。

従って、最悪の場合を考慮してもスイッチング周波数で波高値 E のリアクトル容量に定めればよい。しかし、実際には 0 の電圧のモードが多く、図 3 のベクトルを確率的に考えると上記の容量の 1/3 でよい。実験で使ったリアクトル容量は電動機容量の約 5% である。 L_p を大きく設計することにより、それだけ循環電流の大きさを減らすことが可能である。

6. 実験結果

図 11 は誘導電動機を拘束状態にして測定したトルク T (演算値) の追従波形である。図 11(a) はトルク指令 T^* を正負定格トルクのステップ状にした場合で、 $-9\text{ N}\cdot\text{m}$ から $9\text{ N}\cdot\text{m}$ を 0.65 ms で行き過ぎなく応答している。

図 5 のトルクの増加率を近似的に表すと

$$\frac{dT}{dt} \approx \frac{PM^2|\phi_1|^2\dot{\theta}_s}{L_{11}(L_{11}L_{22}-M^2)} \quad (9)$$

ここで、 P : 極対数、 L_{11} : 一次巻線自己インダクタンス、 L_{22} : 二次巻線自己インダクタンス、 M : 一次、二次巻線相互インダクタンスとなる⁽⁷⁾。そして(5)式より、一次鎖交磁束の周刃速

図 11 トルク応答の実験結果

Fig. 11. Experimental results of the torque response.

表 3 システム機器定数
Table 3. System machine constants.

R_1	0.5 Ω	R_2	0.7 Ω
L_{11}	87.5 mH	L_{22}	87.5 mH
M	83.8 mH	E	273 V
L_p	24 mH	$ \phi_1 ^*$	0.5 Wb
P	2	f_1	50 Hz
容量	1.5 kW		

度は $|v_1|$ で半径は $|\phi_1|^*$ なので、回転子は固定させているため

$$\dot{\theta}_s = \dot{\theta}_\phi \doteq |v_1|/|\phi_1|^* \quad (10)$$

と近似できる。(9)式と(10)式に表 3 の定数を代入すると $dT/dt \doteq 2.9 \times 10^4 \text{ N}\cdot\text{m/S}$ となり、図 11(a) の過渡時のそれとほぼ一致する。この値はベクトル制御の場合でも理想的な制御を行えば同一である。

定常状態では、使用している電圧ベクトルが半分の大きさの $V_1 \sim V_6$ と零ベクトル V_0 なので dT/dt が半分となり、低周波でのリミットサイクル波形となっている。

図 11(b), (c) は T^* を定格トルクの振幅で周波数 f_r の正弦波とした場合で、(b)図は $f_r = 100\text{ Hz}$ 、(c)図は $f_r = 1.5\text{ kHz}$ である。(b)図では、 T^* の変化が遅いので $v_1 = V_1 \sim V_6$ と V_0 で十分制御が可能であり、正弦波に良く追従している。 T^* の傾きの向きが変わった時点で、他の場所よりも指令値から離れているのは、 V_0 ベクトルではトルクを減少(増加)できなくなり図 8 の loop 3 (loop 2) が飽和し、 $|T^* - T| > \Delta T_1$ となったからである。よって、 ΔT_1 よりも大きい ΔT_2 のウィンドウ幅をもつ τ_2 が 1 となり、ループを切替えて逆向きの電圧ベクトルを出力することによって制御している。

図 11(c) は T^* の変化が(9)式の最大の dT/dt よりも速いため、三角波状の波形となり追従に遅れを生じている。よって、この三角波の傾きは図 11(a) の過渡時の傾きと同一である。

図 12 はトルクの周波数特性を示している。これは T^* の振幅 T_m を変えて測定したもので、 $T_m = 13.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ でカットオフ周波数 f_c は 0.5 kHz 、 $T_m = 8.9 \text{ N}\cdot\text{m}$ で $f_c = 0.9\text{ kHz}$ 、 $T_m = 4.4 \text{ N}\cdot\text{m}$ で $f_c = 2\text{ kHz}$ となっており、 T_m が小さいほど f_c は高くなっている。これは前述したように最大の dT/dt が電源電圧で制限されるからである。

図 12 より、ゲインの減衰は約 -20 dB/dec であり、トルク制御の伝達関数は一次遅れ系で近似できる。しかし、位相特性が -90° よりも下がっているのはヒステリシス制御によるもので、周波数が高くなるとヒ

図 12 トルク制御の周波数特性

Fig. 12. Frequency responses of the torque control system.

図 13 一次鎖交磁束ベクトル軌跡

Fig. 13. Vector trajectories of the primary winding flux.

ステリシス幅による制御遅れが位相遅れを生ずるからである。

図 13 は一次基本波周波数が 20 Hz と 50 Hz における一次鎖交磁束ベクトル ϕ_1 の軌跡の実験値である。同図より $|\phi_1|$ は、いかなる周波数でも一定に制御されており、磁束のリプルは小さく、しかもマイナーループを構成していないので、高調波損失、音響雑音は少ない。

一次基本波周波数が 20 Hz では、周波数が低いため図 8 の loop 2 か loop 3 で制御しており、使用している電圧ベクトルは $V_1 \sim V_6$ と V_0 である。軌跡中の輝点は V_0 によって磁束が停止しているためである。

一次基本波周波数が 50 Hz では、周波数が高いため loop 1 か loop 4 で制御しており、 V_0 を除いたすべての電圧ベクトルを使用している。このため輝点はなく、中間方向の電圧ベクトル $V_7 \sim V_{12}$ より軌跡が滑らかなものとなっている。

図 14 は速度 $\hat{\theta}_m$ をフィードバックし指令値 $\hat{\theta}_m^*$ と

図 14 速度のステップ応答の実験結果

Fig. 14. Experimental results of the speed step response.

図 15 正弦波運転の場合の平均スイッチング周波数

Fig. 15. Average switching frequency for the sinusoidal drive.

の差を PI 制御回路に通してトルク指令値 T^* とし、このシステムを応用した速度制御系での実験結果である。矢印で $\hat{\theta}_m^*$ を -500 rpm から 500 rpm に、また -500 rpm にステップ変化させており、 $\hat{\theta}_m$ は約 9 ms で応答している。過渡時には、定格の約 2 倍の一次電圧が印加されており、トルク T は定格の約 8 倍を出力している。またトルク T の定常状態では、ヒステリシス幅内でのリミットサイクル波形となっている。一次電流 i_{1a} は、定常時においてリプルの小さな波形となっている。そして、循環電流 i_{ar} は約 1.5 A 以内に抑制されている。

図 15 は一次基本波周波数に対する平均スイッチング周波数の変動を測定したものである。比較のために多重化を用いない単一インバータで測定したものと、シミュレーションによる結果も示している。同図より本システムの二重インバータ方式は最大平均スイッチング周波数において約 $1/3$ に減少していることがわかる。従って、高調波損失はスイッチング周波数の -2 乗に比例すると考えられるので、単一インバータの場合と同じスイッチング周波数と考えれば、高調波損失

は約 1/9 になると考えられる。単一インバータの場合、本方式は直接トルク制御のため従来のベクトル制御におけるトルクリプルの約 1/2 となる⁽⁷⁾。また単一インバータにおいて、平均スイッチング周波数は一次基本波周波数が 30 Hz でピークをもち、一次基本波周波数に対して大きく変動しているのに対し、二重インバータの場合は二つのピークをもち、一次基本波周波数に対してほぼ均一な特性となっている。これは、 $V_1 \sim V_6$ (A グループ) と $V_7 \sim V_{18}$ (B グループ) の大きさの異なる電圧ベクトルが存在するからで、一次基本波周波数が約 30 Hz 以下では、図 8 の loop 2 か loop 3 で動作しており、30 Hz 以上では loop 1 か loop 4 で動作していることを意味する。

7. 結 言

本論文では、大容量高性能サーボモータとして二重 PWM インバータ誘導機システムを採用し、これにベクトル制御とは全く制御法の異なるトルクを直接制御する方法を適用した。以下にその結論を述べる。

(1) 二重インバータは単一インバータの約 3 倍の種類の電圧ベクトルをもち、それぞれに多数のスイッチング状態がある。これらをむだなく利用した直接トルク制御法を考案し、電動機のトルク制御に応用し、その高速化と低トルクリプル化、そして低スイッチング周波数化を図る手法について述べた。

(2) スwitching の自由度をうまく利用することにより、相間リアクトルを流れる循環電流を抑制することができた。

(3) トルク制御の周波数特性はカットオフ周波数 0.9 kHz を得ることができ、これが一次遅れ系で近似

できることを示し上限を明らかにした。

(4) PI 制御を用いた速度制御系において、1,000 rpm のステップを 9 ms で応答させることができ、そのとき、定格の約 8 倍の瞬時トルクが得られた。

(5) 平均スイッチング周波数は、単一インバータと比較して約 1/3 となっており、低トルクリプルと低い高調波損失を保ったまま、GTO などの 600 Hz 程度の低いスイッチング周波数大容量スイッチング素子を使用可能であることが判明した。また、二重インバータを用いることにより、容量が 2 倍となるので GTO の容量上のデメリットはない。

(昭和 62 年 2 月 27 日受付)

文 献

- (1) 雄波江・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**, 303 (昭 53-3)
- (2) 野口・高橋:「新理論に基づく誘導電動機の高速トルク制御法」, 電気学会回転機研究, RM-84-76, p. 61 (昭 59-9)
- (3) 松井:「PWM トランジスタインバータにおいて電流平衡リアクトルを用いた素子の並列接続」, 電学論 B, **104**, 49 (昭 59-1)
- (4) L.J. Garces: "Parameter adaption for the speed controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **1A-16**, 173 (1980)
- (5) T. Matsuo & T.A. Lipo: "A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drive", in Conf. Rec. 1984 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. pp. 538
- (6) I. Racz: "Dynamic behaviour of inverter controlled induction motors", in Conf. Rec. 1965 IFAC, pp. 4B.1-4B.7
- (7) I. Takahasi & T. Noguchi: "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Annu. Meet. Conf.* p. 496 (1985)