

UDC 621.313.333.072.6 : 621.3.016.07-185.4

論文  
61-B2

# 瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機 の新高速トルク制御法

正員 高橋 勲 (長岡技科大)  
正員 野口 敏彦 (長岡技科大)

## 1. 緒 言

近年、産業界のFA化、あるいはFMS化が進む中でロボットや、数値制御機器などに使用するサーボモータの重要性が急速に高まっている。従来このような電動機には、主として直流サーボモータが用いられてきたが、現在では耐環境性、省保守性などの点で交流サーボモータが主流となりつつある。

特に誘導機のベクトル制御が提唱されてからは、過渡的にも良好な制御特性が得られるようになり、直流機とほぼ同等の性能を満足できるようになった<sup>(1)</sup>。しかしこのベクトル制御は本来制御法が複雑でパラメータの調整個所も多く、個々の電動機に応じて調整が必要となる。更に、温度変化による二次抵抗の変動が応答に、直接的な影響を及ぼすなどの問題点を残している<sup>(2)</sup>。

本論文で提案する新制御法は従来のベクトル制御とはまったく異なる原理に基づいており、電動機とインバータを一体化して考えた制御手法と見なすことができる<sup>(3)</sup>。本方式では瞬時磁束と瞬時トルクの制御を同時に行ない、電動機の状態から最短時間トルク制御が達成されるようにインバータのスイッチングモードを決定している。従って、インバータ制御も含めて考えると、従来の電流制御形インバータによるベクトル制御に劣らない高速なトルク応答を実現できる。更に本方式のもうひとつの大きな特長は、ベクトル制御と異なり一次鎖交磁束一定制御を行なうため制御回路が簡単となり、温度変化による二次抵抗の変動によって制御演算が直接的な悪影響を受けないことである。また

瞬時磁束制御の結果、PWM波形に伴う電動機の騒音や高調波損失、トルクリプルについても一般の手法と比較して軽減することができる。

## 2. 制御理論

〈2.1〉 誘導電動機特性方程式 三相インバータの出力相電圧の瞬時値を  $v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}$  とし、これらを瞬時電圧ベクトル  $v_1$  で示すと

$$v_1 = \sqrt{2/3}(v_{a1} + v_{b1}e^{j(2/3)\pi} + v_{c1}e^{j(4/3)\pi}) \dots\dots\dots (1)$$

となる。一次電流、二次電流についても同様の定義を行ない、それらの瞬時電流ベクトルを  $i_1, i_2$  で示すと

$$i_1 = \sqrt{2/3}(i_{a1} + i_{b1}e^{j(2/3)\pi} + i_{c1}e^{j(4/3)\pi}) \dots\dots\dots (2)$$

$$i_2 = \sqrt{2/3}(i_{a2} + i_{b2}e^{j(2/3)\pi} + i_{c2}e^{j(4/3)\pi}) \dots\dots\dots (3)$$

となる<sup>(4)</sup>。これらの瞬時ベクトルを用いて誘導電動機特性方程式を表わすと次式のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + PL_{11} & PM \\ (P - j\theta_m)M & R_2 + (P - j\theta_m)L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

- $R_1$ : 一次巻線抵抗,  $R_2$ : 二次巻線抵抗
- $L_{11}$ : 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、二次巻線間相互インダクタンス
- $\theta_m$ : 回転角速度,  $P = d/dt$

また、瞬時トルク  $T$  は一般に

$$T = I_m(Mi_2^*i_1) \dots\dots\dots (5)$$

で表わされる。但し、 $I_m$  は虚数部、 $i_2^*$  は  $i_2$  の共役瞬時ベクトルを表わす。ここで、一次鎖交磁束ベクトル  $\phi_1$  は

$$\phi_1 = L_{11}i_1 + Mi_2 \dots\dots\dots (6)$$

Quick Response Torque Control of an Induction Motor by Using Instantaneous Slip Frequency Control. By Isao Takahashi, member & Toshihiko Noguchi, member (Technological University of Nagasaki).

高橋 勲: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系  
野口敏彦: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系大学院

であるから、この式より  $Mi_2$  を求めて(5)式へ代入し、 $I_m(i_1^*i_1)=0$  に注意すると、瞬時トルク  $T$  は(7)式のように変形することができる。

$$T = I_m(\phi_1^*i_1) \dots\dots\dots (7)$$

次に上記したような誘導電動機の特性格式と種々の変数を用いてトルクの過渡応答について調べる。

(2.2) 誘導電動機のトルク過渡応答 本制御法では前述のように一次鎖交磁束ベクトルの絶対値  $|\phi_1|$  を一定に制御する。このときすべりに対するトルクのステップ応答について考えてみよう。

まず(6)式の両辺を  $L_{11}$  で割り、この瞬時ベクトルを  $i_0$  とおく。これは一次鎖交磁束に対する励磁電流に相当するものである。

$$i_0 = \frac{\phi_1}{L_{11}} = i_1 + \frac{M}{L_{11}}i_2 \dots\dots\dots (8)$$

そこで、(4)式の第1行は(8)式を用いて次のように変形することができる。

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + P L_{11} \left( i_1 + \frac{M}{L_{11}} i_2 \right) \\ &= R_1 i_1 + P L_{11} i_0 \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

この関係式から図1のような誘導電動機の  $i_0$  に関する等価回路が得られる。一次鎖交磁束ベクトルの絶対値  $|\phi_1|$  を一定制御するため、(8)式の励磁電流ベクトルの絶対値  $|i_0|$  は一定に保たなければならない。

次に、 $i_0$  並びに  $i_1$  の瞬時ベクトルを(10)式のような極座標形式で記述する。

$$i_0 = I_0(t) e^{j\theta(t)}, \quad i_1 = \dot{I}_1(t) e^{j\theta(t)} \dots\dots\dots (10)$$

但し、 $I_0(t)$  を基本ベクトルとし、 $\theta(t)$  は  $i_0$  の偏角とする。これらは、いずれも時間関数である。(10)式を(8)式へ代入し、これを用いて(4)式の第2行から  $i_2$  を消去すると次の関係式が得られる。

$$\begin{aligned} \{R_2 + (P + j\dot{\theta}_s(t))l\} \dot{I}_1(t) \\ = \{R_2 + (P + j\dot{\theta}_s(t))L_{22}\} I_0(t) \dots\dots (11) \end{aligned}$$

但し、 $l = (L_{11}L_{22} - M^2)/L_{11}$ 、 $\dot{\theta}_s(t) = \dot{\theta}(t) - \dot{\theta}_m(t)$  であり、この  $\dot{\theta}_s(t)$  は一次鎖交磁束に対する瞬時すべり角周波数を表わしたものである。前述のように  $|i_0| = I_0$  一定

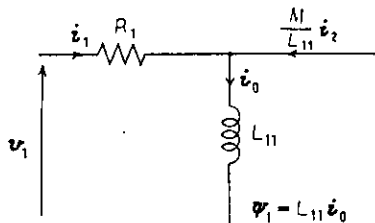


図1 一次鎖交磁束と一次、二次電流との関係  
Fig. 1. Relation between primary flux linkage and currents.

制御下で回転角速度  $\dot{\theta}_m(t)$  を一定に保ち、時刻  $t=0$  で  $\theta(t)$  をある一定値にステップ的に変化させた場合、解析の対象となる  $t=0+$  以降においては  $\dot{\theta}_s(t)$  を定数  $\dot{\theta}_s$  とみなすことができる。従って、 $t=0$  における  $\dot{I}_1(t)$  の初期値を  $\dot{I}_{10}$  とおき、(11)式の両辺をラプラス変換して  $\dot{I}_1(s)$  について解くと次式のようになる。

$$\dot{I}_1(s) = \frac{R_2 + j\dot{\theta}_s l}{R_2 + j\dot{\theta}_s L_{22}} \frac{I_0}{s} + \frac{l \dot{I}_{10}}{R_2 + (s + j\dot{\theta}_s)l} \dots\dots\dots (12)$$

一方、瞬時トルク  $T$  を表わす(7)式は、(8)、(10)式を用いて以下のように変形することができる。

$$T = I_m(L_{11}i_0^*i_1) = L_{11}I_0 \mathcal{L}^{-1}\{I_m\{\dot{I}_1(s)\}\} \dots\dots\dots (13)$$

従って、(12)式を(13)式へ代入することによって、一次鎖交磁束ベクトルの絶対値  $|\phi_1|$  を一定制御した場合のすべりに対するトルクのステップ応答は

$$\begin{aligned} T &= \frac{R_2 M^2 I_0^2 \dot{\theta}_s}{z^2} - \left[ \frac{R_2 M^2 I_0^2}{l z} \sin(\dot{\theta}_s t + \alpha) \right. \\ &\quad - \frac{L_{11} I_0}{l} \{L_{22} I_0 - l R_e(\dot{I}_{10})\} \sin \dot{\theta}_s t \\ &\quad \left. - L_{11} I_0 I_m(\dot{I}_{10}) \cos \dot{\theta}_s t \right] e^{-(R_e/l)t} \dots (14) \end{aligned}$$

と求められる。但し  $z = \{R_2^2 + (\dot{\theta}_s l)^2\}^{1/2}$ 、 $\alpha = \tan^{-1}(\dot{\theta}_s l / R_2)$  であり、 $R_e$  は実数部を表わす。上式の第1項は定常解、第2項は減衰過渡項となっている。これよりトルクの過渡応答は減衰振動項を含み、指数関数的に変化することがわかる。

なお、初期トルクは(14)式に  $t=0$  を代入することによって、また、定常トルクは  $t \rightarrow \infty$  とすることによって次式のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} T|_{t=0} &= L_{11} I_0 I_m(\dot{I}_{10}) \\ T|_{t \rightarrow \infty} &= \frac{R_2 M^2 I_0^2 \dot{\theta}_s}{z^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

次に、(14)式のトルク過渡応答がどのような立ち上がり特性を有するか検討してみよう。まず、(14)式を時間  $t$  で微分して、 $t=0$  を代入すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} \left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} &= \frac{L_{11} I_0}{l} \{ \{L_{22} I_0 - l R_e(\dot{I}_{10})\} \dot{\theta}_s \\ &\quad - R_2 I_m(\dot{I}_{10}) \} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

上式は  $t=0$  におけるトルクの立ち上がりの傾きを表わしており、 $\dot{\theta}_s$  にほぼ比例して立ち上がりが急しゅんになる。従って、一次鎖交磁束一定制御下においては  $\dot{\theta}_s$  の係数が正であるから(付録参照)、 $\dot{\theta}_s$  をできる限り大きくすることにより高速なトルク応答を得ることができる。一方、この傾きは二次巻線抵抗  $R_2$  によ

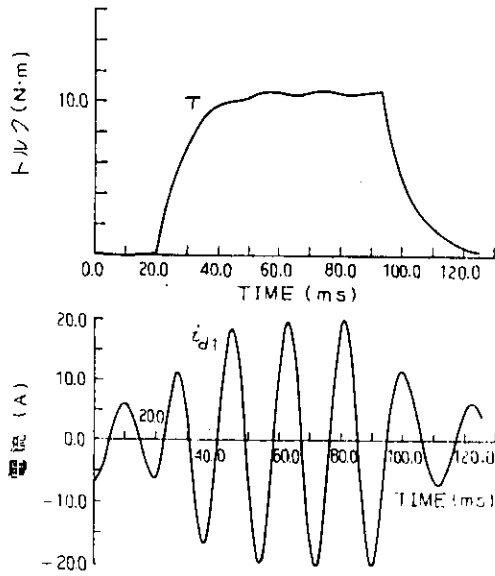


図2 トルク過渡応答のシミュレーション結果  
Fig. 2. Simulation results of torque response.

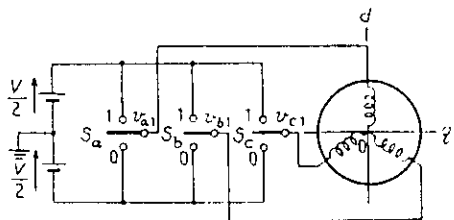


図3 インバータ・誘導電動機駆動システム  
Fig. 3. Inverter-induction motor drive system.

でも変化する。すなわち、 $R_2$ が増加すると傾きが小さくなるため、トルク応答が若干悪化する傾向にある。

なお、図2は以上のトルク過渡応答をシミュレーションした結果であり、一次鎖交磁束ベクトルの絶対値を一定に制御しながら、一次周波数を50Hzから55Hzにステップ変化させた場合を示している。この例では1.5kW相当の電動機定数を用いた。

〈2・3〉インバータ・電動機系の電圧ベクトルと磁束ベクトル 以上の考察では誘導電動機の電源として理想的な可変周波数電源を想定してきた。しかし、実際には三相電圧形インバータのように、ステップ的に電圧が変化する電源を考える必要があり、(4)式などで用いられた種々の瞬時ベクトルを再び検討しなければならない。

図3はここで対象とするインバータ・誘導電動機駆動システムを示したものである。この図でインバータの出力電圧  $v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}$  は仮想中性点に対する相電圧とする。インバータ各相の正側のスイッチがオン状態であることをスイッチング関数を用いて  $S_a$  (または  $S_b, S_c$ )=1 と表わし、逆に負側のスイッチがオン状態

であることを  $S_a$  (または  $S_b, S_c$ )=0 で表わすことにすると、各相の出力相電圧は  $S_a, S_b, S_c$  に応じて直流電源電圧  $\pm V/2$  のいずれか一方の値をとりうるため、(1)式の一次電圧ベクトル  $v_1$  は次式のように  $S_a, S_b, S_c$  の関数として表現できる。

$$v_1(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{2/3}V(S_a + S_b e^{j(2/3)\pi} + S_c e^{j(4/3)\pi}) \dots \dots \dots (17)$$

従って、図3のインバータには  $2^3$  通りのスイッチングモードが存在し、各モードに対応する瞬時電圧ベクトルは(17)式を用いて次式のように簡単に求めることができる。これを  $dq$  座標上に表わすと図4のようになる(4)~(6)。

$$\left. \begin{aligned} v_1(1, 0, 0) &= \sqrt{2/3}V \\ v_1(1, 1, 0) &= \sqrt{2/3}V e^{j(\pi/3)} \\ v_1(0, 1, 0) &= \sqrt{2/3}V e^{j(2/3)\pi} \\ v_1(0, 1, 1) &= -\sqrt{2/3}V \\ v_1(0, 0, 1) &= \sqrt{2/3}V e^{j(4/3)\pi} \\ v_1(1, 0, 1) &= \sqrt{2/3}V e^{j(5/3)\pi} \\ v_1(0, 0, 0) &= v_1(1, 1, 1) = 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (18)$$

このように、三相インバータが出力可能な電圧ベクトルは7種類の離散的なものであり、スイッチングの瞬間を除いて一定と考えてよい。特にこれらの電圧ベクトルの中でも  $v_1(0, 0, 0)$  と  $v_1(1, 1, 1)$  は大きさを持たない零ベクトルとなる。

次に図3のシステムで誘導電動機に発生する一次鎖交磁束ベクトル  $\phi_1$  を検討する。前述のように  $\phi_1$  は(6)式で与えられるが、(4)式の第1行より次式のように変形することができる。

$$\phi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt \dots \dots \dots (19)$$

この式に(17)式を代入すると

$$\phi_1 = \int \{v_1(S_a, S_b, S_c) - R_1 i_1\} dt$$

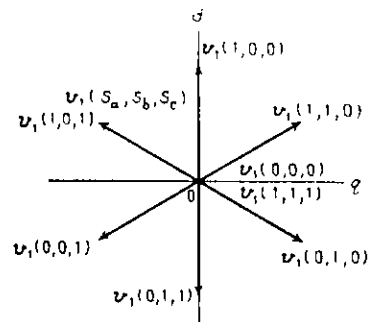


図4 インバータ出力電圧の瞬時ベクトル  
Fig. 4. Instantaneous vectors of inverter output voltage.

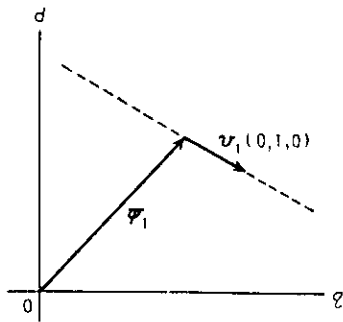


図 5 一次鎖交磁束ベクトルの軌跡

Fig. 5. Locus of primary flux linkage vector.

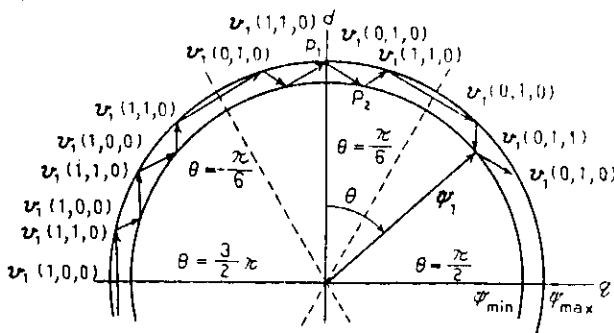


図 6 一次鎖交磁束一定制御

Fig. 6. Control for constant primary flux linkage.

$$= v_1(S_a, S_b, S_c)t - \int R_1 i_1 dt + \phi_{10} \dots (20)$$

となる。但し、 $\phi_{10}$  は  $t=0$  における  $\phi_1$  の初期値である。(20)式から一次鎖交磁束ベクトル  $\phi_1$  は一次巻線抵抗の電圧降下が小さいので、ほぼ一次電圧ベクトル  $v_1(S_a, S_b, S_c)$  の方向へ変化することがわかる。このときの移動速度は直流電源電圧に比例し一定であるが、 $v_1(0,0,0)$  や  $v_1(1,1,1)$  のような零ベクトルの場合には  $\phi_1$  はほぼ停止すると考えられる<sup>(6)(7)</sup>。

図5は特定の一次電圧ベクトル  $v_1(0,1,0)$  が出力された場合に、その方向へ一次鎖交磁束ベクトルが変化の様子を示したものである。

以上より、三相インバータでは完全な円形軌跡を持つ回転磁界を得ることは不可能であるが、図4の7種類の電圧ベクトルの中から適当なものを選択し、順次出力することによって、例えば図6のように絶対値がほぼ一定の回転磁界を作ることができ、前節で仮定した  $I_0$  一定制御をほぼ満足することができる。また、 $\phi_1$  を回転させる電圧ベクトルとほぼ停止させる零電圧ベクトルを交互に用いることによって、すべり周波数の瞬時制御が可能となる。

〈2・4〉 誘導電動機の高速トルク制御法 前節で

述べたように、三相インバータから出力可能な一次電圧ベクトル  $v_1$  は7種類の離散量となり、制御上の自由度は限られている。従って、それらの中から電動機の状態に最適な一つの瞬時電圧ベクトルを選択することは、さほど困難なことではない。本方式では電動機の一次鎖交磁束および瞬時トルクがそれらの目標値に対して一定の誤差範囲内におさまるよう、しかもインバータのスイッチング周波数が最小となるように選択が行なわれる。

図6は本方式の  $|\phi_1|$  一定制御法を示したもので、 $\phi_1$  を時計方向に回転させた場合のベクトル軌跡と一次電圧ベクトルの関係を表わしたものである。図のように  $dq$  平面上に磁束の上限値  $\psi_{max}$  と下限値  $\psi_{min}$  を設定しておき、常に  $\psi_{min} \leq |\phi_1| \leq \psi_{max}$  が満足されるように一次電圧ベクトル  $v_1(S_a, S_b, S_c)$  の選択が行なわれる。例えば点  $P_1$  のように  $\phi_1$  が上限値  $\psi_{max}$  に達した場合には図4に示した  $v_1(S_a, S_b, S_c)$  のうち  $v_1(0,1,0)$  を用いることによって  $|\phi_1|$  を減少させながら  $\phi_1$  を回転させる。逆に点  $P_2$  のように下限値  $\psi_{min}$  に達した場合には  $v_1(1,1,0)$  を用いて  $|\phi_1|$  を増大させる。また、適切な電圧ベクトルの選択には一次鎖交磁束ベクトルの絶対値だけでなく、その方向も考慮に入れなければならない。すなわち、図6のように  $d$  軸と  $\phi_1$  のなす角度を  $\theta$  とし、 $dq$  平面を  $(2n-3)\pi/6 \leq \theta \leq (2n-1)\pi/6, n=1, \dots, 6$  の6領域に分割すると、各領域ごとに選択すべき電圧ベクトルは当然異なる。ここまで述べてきたように  $\psi_{min} \leq |\phi_1| \leq \psi_{max}$  の微小領域内で  $\phi_1$  の空間的なリミットサイクル制御を行なうことによって一次鎖交磁束ベクトルの絶対値をほぼ一定に制御することが可能となる。

次に図7を用いて瞬時トルクの制御法について述べる。同図は横軸に時間  $t$ 、縦軸に瞬時トルク  $T$  をとったもので、時計方向のトルクを正としている。いま誘導電動機を時計方向へ回転させる場合を考えると、この図に示されたように  $T_{ref} - \Delta T \leq T \leq T_{ref} + \Delta T$  の微小領域内で  $|\phi_1|$  同様  $T$  のリミットサイクル制御を行なう。

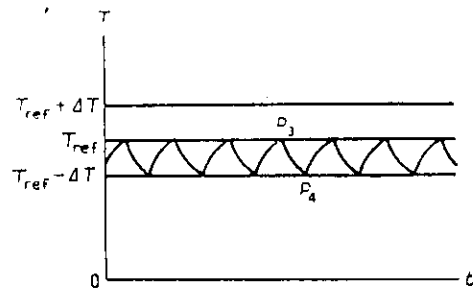
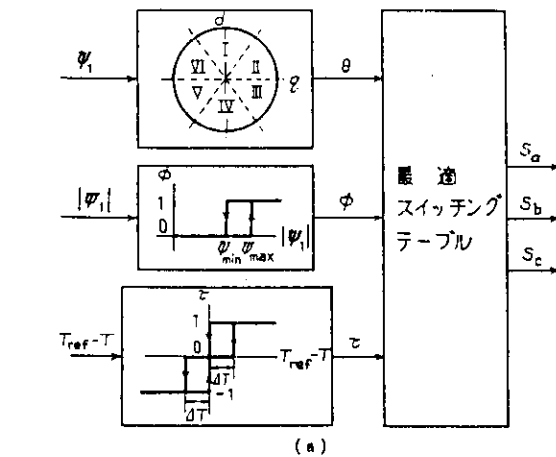


図 7 瞬時トルク制御

Fig. 7. Control of instantaneous torque.

このときリミットサイクルの周波数が直接インバータのスイッチング周波数に影響を及ぼすためトルクの切り換え頻度は可能な限り低減する必要がある。そこで点  $P_3$  のように  $T$  がトルク指令値  $T_{ref}$  に達した場合には一次電圧ベクトルとして  $v_1(0, 0, 0)$  もしくは  $v_1(1, 1, 1)$  を選び、 $\phi_1$  をほぼ停止させることによって  $T$  を減少させる。逆に点  $P_4$  のように  $T_{ref} - \Delta T$  に達した場合には  $\phi_1$  を高速に回転させ、 $\theta_1(t)$  をステップ的に変化させることによって  $T$  を増加させる。このように零電圧ベクトルを積極的に活用することによってトルクが  $\Delta T$  の範囲内に入っている時間を長くとれるためインバータの平均的なスイッチング周波数を低減することができる。なお、誘導電動機を反時計方向へ回転させる場合には  $T_{ref} \leq T \leq T_{ref} + \Delta T$  の微小領域内で同様の制御を行えばよい。

以上に述べたような一次鎖交磁束並びに瞬時トルクの目標値に対する偏差は図 8 (a) に示したヒステリシスコンパレータで比較判断する。一方各ヒステリシスコンパレータの出力  $\phi, \tau$  と  $\phi_1$  の方向  $\theta$  の組み合わせによって最適な一次電圧ベクトル  $v_1(S_a, S_b, S_c)$  を一義的に決定できる。従って図 8 (b) のように  $\phi, \tau, \theta$  の三次元的なスイッチングテーブルを用いてインバータの制御を行なうことができる。



$\phi, \tau$	$\theta$	I	II	III	IV	V	VI
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$v_1(1, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 0)$
	$\tau = 0$	$v_1(1, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 0)$
	$\tau = -1$	$v_1(1, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 1)$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$v_1(0, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 0)$
	$\tau = 0$	$v_1(0, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 1)$	$v_1(0, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 1)$
	$\tau = -1$	$v_1(0, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 1)$	$v_1(1, 0, 0)$	$v_1(1, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 0)$	$v_1(0, 1, 1)$

図 8 一次電圧ベクトルの決定法  
Fig. 8. Determination of primary voltage vectors.

3. システム構成と実験結果

〈3-1〉 システム構成 図 9 は本制御システムの構成を示したものである。この図では瞬時ベクトルを直交座標上で  $d$  軸、 $q$  軸成分に分解して種々の演算を行なう手法を用いた。まず、一次電圧ベクトル並びに一次電流ベクトルの各成分は、次式の三相/二相変換より与えられる。

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{pmatrix} \dots (21)$$

$$\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{pmatrix} \dots (22)$$

これらを用いて (19) 式の一次鎖交磁束ベクトルの各成分は次式のように求めることができる。

$$\begin{pmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \int (v_{d1} - R_1 i_{d1}) dt \\ \int (v_{q1} - R_1 i_{q1}) dt \end{pmatrix} \dots (23)$$

更に瞬時トルク  $T$  は (7) 式より

$$T = \Psi_{d1} i_{q1} - \Psi_{q1} i_{d1} \dots (24)$$

となる。

次に (23) 式で得られた  $\Psi_{d1}$  および  $\Psi_{q1}$  より一次鎖交磁束ベクトルの絶対値  $|\phi_1|$  を演算する。その演算結果は 2 値のヒステリシスコンパレータへ入力され大小判断が行われる。更に  $e^{j\theta} = \phi_1 / |\phi_1|$  よりベクトルの方向が 6 領域のどれに属するかを判断できる。すなわち

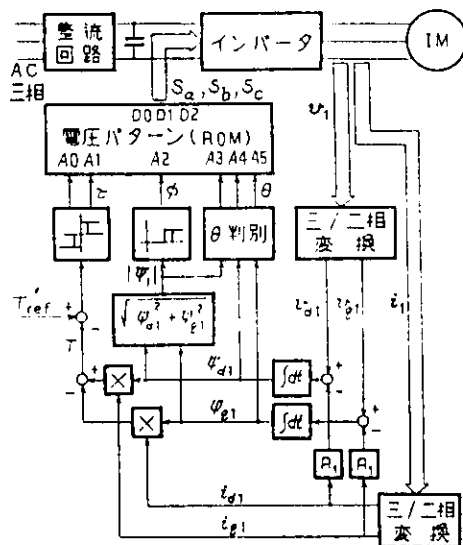
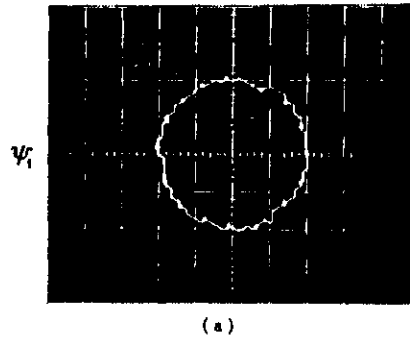
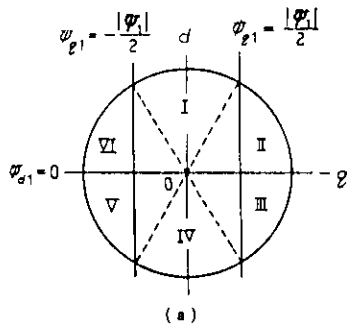


図 9 制御システム  
Fig. 9. Schematic diagram.



$\psi_{d1}, \psi_{e1}$ の条件			領域
$0 \leq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	I $-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}$
$0 \leq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	II $\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$
$0 \geq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	III $\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5}{6}\pi$
$0 \geq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	IV $\frac{5}{6}\pi \leq \theta \leq \frac{7}{6}\pi$
$0 \geq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \leq \psi_{e1}$	V $\frac{7}{6}\pi \leq \theta \leq \frac{3}{2}\pi$
$0 \leq \psi_{d1}$	$-\frac{ \psi_{e1} }{2} \geq \psi_{e1}$	$\frac{ \psi_{e1} }{2} \geq \psi_{e1}$	VI $\frac{3}{2}\pi \leq \theta \leq \frac{11}{6}\pi$

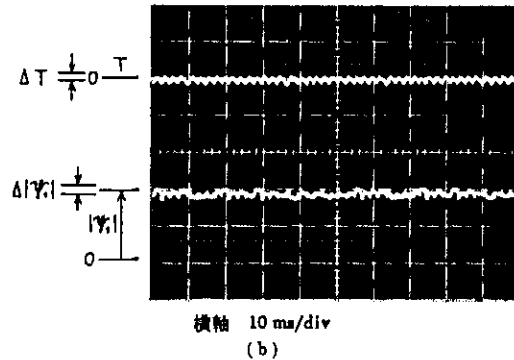


図 10 一次鎖交磁束ベクトルの偏角決定法

Fig. 10. Determination of angles of primary flux linkage.

図 11 実験結果 (定常状態)

Fig. 11. Experimental results of steady state.

図 10(a)より  $\psi_{d1}$  に対しては 0 を,  $\psi_{e1}$  に対しては  $-|\psi_{e1}|/2$  と  $|\psi_{e1}|/2$  を境界とすることによって, 同図 (b)に示したように, これらの境界と  $\psi_{d1}, \psi_{e1}$  の大小関係から, 領域 I~VI を簡単に判別できる。また, (24)式から得られた瞬時トルク  $T$  は, トルク指令値  $T_{ref}$  との偏差がとられ, その偏差が 3 値ヒステリシスコンパレータへ入力される。以上の判断結果  $\phi, \theta, \tau$  はすべてデジタル量で出力され,  $\phi$  は 1 bit,  $\theta$  は 3 bit,  $\tau$  は 2 bit のデジタル信号となる。一方, 図 8 (b)に示したスイッチングテーブルを ROM 上に構成し, 前述のコンパレータ出力  $\phi, \theta, \tau$  を図 9 のように 6 bit のアドレス信号として接続する。

以上の結果, 一次鎖交磁束ベクトル, 瞬時トルクの目標値に対する制御誤差をデジタル信号  $\phi, \theta, \tau$  としてとらえ, これらの組み合わせによって電動機の状態に最も適した一次電圧ベクトル  $v_1(S_a, S_b, S_c)$  を選択できる。

なお, 図 9 を見てもわかるように, 検出もしくは演算される諸量はすべて一次側のものであり, 二次側変数並びに定数を一切含んでいない。従って, 本方式の場合, 座標変換を必要としないため回路の単純化を図れ, 制御演算そのものは二次抵抗の変動などに直接影響されることがない。しかし一次抵抗については使用する電動機に応じて調整しなければならない。

〈3.2〉 実験結果 本制御方式の妥当性を確認す

るために 1.5 kW の三相かご形誘導電動機を用いて実験を行なった。まず, 図 11 は速度制御を行なった場合の定常特性であり, (a)は一次鎖交磁束ベクトル  $\psi_1$  の軌跡を, (b)は瞬時トルク  $T$  と一次鎖交磁束ベクトルの絶対値  $|\psi_1|$  を示している。 $\psi_1$  の軌跡から  $|\psi_1|$  一定制御が良好に行なわれていることがわかる。特にこの軌跡上で  $\psi_1$  の停止した場所は輝点となって現われていることに注意されたい。また,  $T$  についても  $|\psi_1|$  同様に良好な制御が行なわれており, 設定されたヒステリシス幅の中で切り換わっていることがわかる。このように本方式の場合, 瞬時トルクは常にヒステリシス幅に相当する微小振動を伴うが, これは決して欠点にならない。シミュレーションによれば, 従来方式のほぼ 1/2 にリップルを低減できることが判明している。すなわちスイッチング周波数を極端に高くさせない程度にトルクのヒステリシス幅を小さくすることによって, リップルを十分低減できる。しかも運転周波数に対して非常に高い周波数のリップル成分が主体となるため, ごく小さな慣性負荷でも, トルクリップルに関するフィルタ効果は十分なものとなる。

次に, 図 12 は速度指令値をステップ的に変化させた場合の過渡特性であり, 上から順に速度指令値  $\omega_{ref}$  回転速度  $\omega_m$ , 瞬時トルク  $T$ , 一次電流  $i_1$  を示している。同図より 500rpm から 1,000rpm のステップ応答が 8ms で完了していることがわかる。このよう

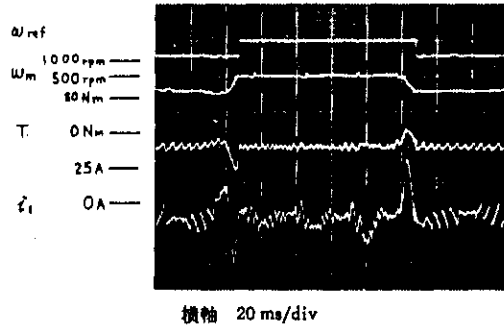


図 12 実験結果 (過渡状態)

Fig. 12. Experimental results of transient state.

に本方式によれば、サーボモータとしても十分な応答が得られる。なお、以上のような過渡状態においても  $\phi_1$  は設定されたヒステリシス幅の中で制御され、 $|\phi_1|$  一定制御はまったく崩れない。一般にベクトル制御はトルク指令に対して理論上瞬時に応答するものと思われるが、これはインバータ出力電圧が十分大きい場合を仮定しており、出力電圧が有限のインバータでは瞬時的なトルク応答を得ることはできない。これに対し本方式は最短時間で応答する最適な電圧ベクトルを選んでいるため、ベクトル制御より有利と思われる。

#### 4. シミュレーションによる検討

ここでは、本方式の制御特性並びに電動機定数の変動に伴う制御誤差をデジタルシミュレーションにより検討する。対象とする誘導電動機の各定数は以下のように設定している。

$$R_1 = 0.5 \Omega, R_2 = 1.0 \Omega$$

$$L_{11} = 0.105 \text{ H}, L_{22} = 0.105 \text{ H}$$

$$M = 0.1 \text{ H}, \text{極数} = 2$$

$$\text{軸換算慣性モーメント} = 0.005 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$\text{インバータ直流電源電圧} = 280 \text{ V}$$

図 13(a), (b) はいずれも一次鎖交磁束ベクトル軌跡、一次電流波形 ( $d$  軸,  $q$  軸成分)、瞬時トルクを表わしたシミュレーション結果である。まず (a) は定常状態における制御特性を示したもので、一次鎖交磁束ベクトルの軌跡をほぼ円形にしたことによって一次電流波形が正弦波に近づく。この場合磁束のベクトル軌跡にマイナーループを持たないため、高調波損失や騒音の面で非常に有利といえる<sup>(7)</sup>。また、図 6 や図 8 (b) でも示したように、電圧ベクトルを切り換える際にスイッチングを行なうのは必ず 1 相だけであるため、インバータの平均的なスイッチング周波数低減の点でも有利である。一方、(b) はトルク指令値をステップ的に変化させた場合のトルク追従特性を示したも

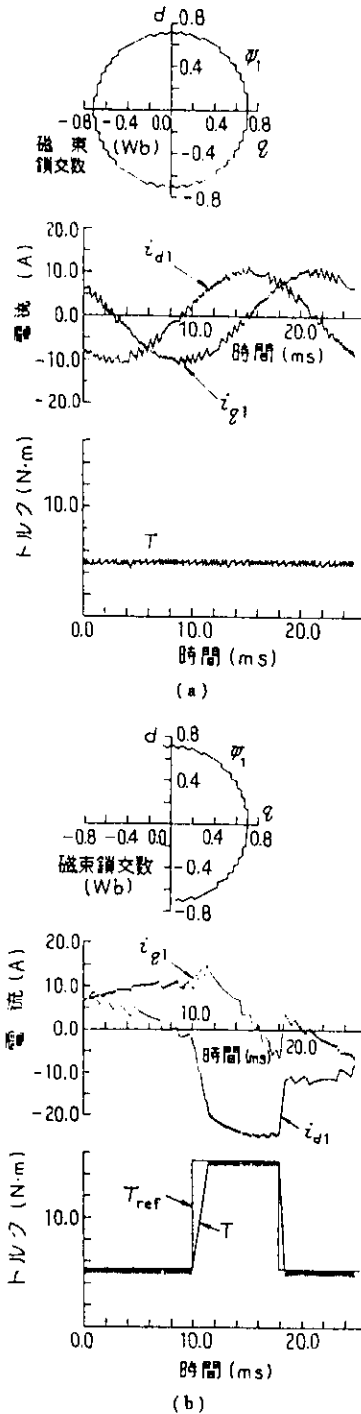


図 13 シミュレーション結果

Fig. 13. Simulation results.

のである。この図を見てもわかるように 3 倍のステップ変化に対して約 2ms で追従している。しかも、本質的にオーバーシュートやアンダーシュートをまったく伴わない。これは機器定数が変化しても同様で、本方式のようなトルク制御を行なうことによって「頑丈」な系を構成することができる。また、このようなトルクの過渡状態においても、一次鎖交磁束ベクトルの制御は良好に行なわれている。

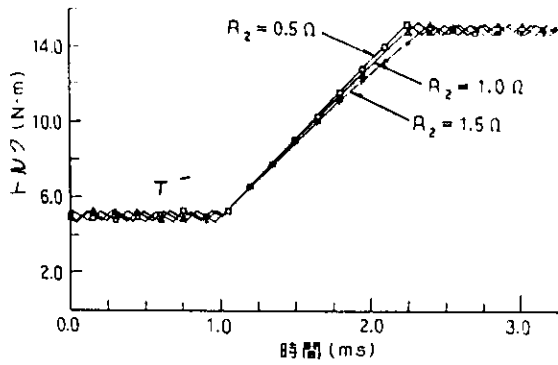


図 14  $R_2$  変化時のトルク応答

Fig. 14. Torque response when  $R_2$  changes.

次に電動機定数の変化がトルク応答にどのような影響を与えるか検討してみよう。二次巻線抵抗  $R_2$  がトルクの立ち上がり特性に影響を及ぼすことは(16)式で明らかにされている。ここでは本方式のようなトルク制御を行なった場合について、その影響を確認する。図 14 は種々の  $R_2$  についてトルクのステップ応答を示したものである。図のように  $R_2$  の増加に伴ってトルクの立ち上がり時間はわずかに大きくなるが、 $0.5 R_2 \sim 1.5 R_2$  の範囲でその誤差は  $0.2 \text{ms}$  以内であるため実用上問題ない。また、前述のように  $R_2$  が変化してもオーバーシュートはまったく生じない。一方、 $R_1$  の影響は低速運転時に顕著となるが、 $2 \sim 3 \text{Hz}$  以上の場合には、実用上問題とならないことが確認されている。

5. 結 言

本論文では、誘導電動機の一次鎖交磁束ベクトルと瞬時トルクを制御変数とし、その指令値に対する誤差の組み合わせから瞬時的に最適なインバータのスイッチングモードを決定する手法を提案した。この方式は従来のベクトル制御法とはまったく異なった思想に基づくものであり、実験並びにシミュレーションを通じて以下のような特長が明らかとなった。

(1) 定常状態においては、瞬時トルクをあるヒステリシス幅に制限するため、トルクリプルを低減できる。更に磁束軌跡にマイナーループを持たないようにスイッチングパターンを指定しているため、電動機の高調波損失並びに騒音が小さい。

(2) 過渡状態においては最短時間トルク応答が達成されるようにインバータのスイッチングモードを決定している。従って、高速なトルク応答が得られ、実験では速度制御を行なった場合  $8 \text{ms}$  ( $500 \text{rpm}$  ステップ) の速度ステップ応答が確認された。

(3) 二次抵抗の変動はトルクの過渡応答に影響するだけでオーバーシュートなどの問題はない。

従来ベクトル制御ではインバータで完全に電流制御が達成された場合を仮定している。このため高性能を得るには PWM インバータにスイッチング周波数が高く大容量のものを必要とした。これに対し本論文で提案した制御法によれば、これらの点を改善することが可能となる。なお、今後の課題としては、低速運転 ( $2 \sim 3 \text{Hz}$  以下) 時における  $R_1$  の影響、磁束演算および補償法の検討などが残されており、更に研究を推進する所存である。

最後に、本研究を推進するに当たり有益な御討論をいただいた本学 難波江 章教授、(株)東芝 電機商品事業部の関係者各位に厚く御礼申し上げます。

(昭和 60 年 1 月 7 日受付)

文 献

- (1) 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, 303 (昭 53-3)
- (2) Luis J. Garces "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-16, 2, 173 (1980)
- (3) 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」回転機研究会資料 RM-84-76, 61 (昭 59-9)
- (4) I. Racz: "Dynamic behaviour of inverter-controlled Induction motors", IFAC conference, London, 4B.1 (1965)
- (5) K. R. Jordan: "General Analysis of Three-Phase Inverters", *IEEE Trans. Industr. Gen. Applic.*, IGA-5, 6, 672 (1969)
- (6) K. R. Jordan: "Modes of Operation of Three-Phase Inverters", *ibid.*, IGA-5, 6, 680 (1969)
- (7) Y. Murai: "Improved PWM Method for Induction Motor Drive Inverters", *IPEC Conference, Tokyo*, 1, 407 (1983)

付 録

(16) 式の説明 ステップ変化以前の定常状態においては、 $\dot{I}_1(t) = \dot{I}_{10}$ ,  $\dot{I}_2(t) = \dot{I}_{20}$ ,  $P - j\theta_m = j\omega_{10}$  とおけるから、(4) 式の第 2 行と (8) 式はそれぞれ

$$0 = j\omega_{10} M \dot{I}_{10} + (R_2 + j\omega_{10} L_{22}) \dot{I}_{20}$$

$$I_0 = \dot{I}_{10} + (M/L_{11}) \dot{I}_{20}$$

と変形できる。両式より  $I_0$  と  $\dot{I}_{10}$  の関係式は

$$\dot{I}_{10} = \frac{R_2^2 + \omega_{10}^2 L_{22} + j\omega_{10}(L_{22} - l) R_2}{R_2^2 + (\omega_{10} l)^2} I_0$$

と求まる。従って、(16) 式における  $\theta$  の係数は

$$L_{22} I_0 - l R_2 (\dot{I}_{10}) = \frac{R_2^2 (L_{22} - l) I_0}{R_2^2 + (\omega_{10} l)^2} > 0$$

となり、常に正であることがわかる。