

新理論に基づく 誘導電動機の高速度トルク制御法

野口 敏彦 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

1. 緒言

近年、ロボットや数値制御などの分野において、直流サーボモータが用いられてきた領域に交流サーボモータの進出が著しい。これは高性能な電力用半導体素子やマイクロエレクトロニクス技術を用いた高速制御性能を有する可変周波数電源が得られるようになったためと考えられる。特に誘導電動機に関してはベクトル制御が提唱されてから直流電動機と同等の性能が得られるようになり、その制御法も格段の進歩を遂げたといえる。しかし、このベクトル制御も制御法が複雑で調整箇所が多く、しかも温度等による二次側定数変化が制御誤差に直接的な影響を及ぼしてしまうなどの欠点を持っていた。

この論文で新しく提案する手法は、従来のベクトル制御とは全く異なった思想に基づきトルク伝達関数の定数化制御を行うもので、誘導電動機並びにインバータを一体化して考えた最適トルク制御システムとも見ることが出来る。本方式によれば誘導電動機の二次側定数変化による影響が少なく、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するため、インバータ制御も含めて考えると従来の手法よりトルク応答を非常に速くすることが出来る。更にPWM波形に伴う電動機の高調波損失も一般の手法と比較して軽減することが可能となる。

本稿においては、以上のように数々の特長を持つ新制御法の理論的説明とデジタルシミュレーション結果について報告する。

2. 三相電圧形インバータの電圧ベクトル

図1. はここで解析する三相電圧形インバータ・三相誘導電動機システムを示している。この図でインバータの出力電圧 v_a 、 v_b 、 v_c を仮想中性点に対する相電圧とすると、それぞれは $\pm V/2$ のどちらか一方の電位をとりうる。こ

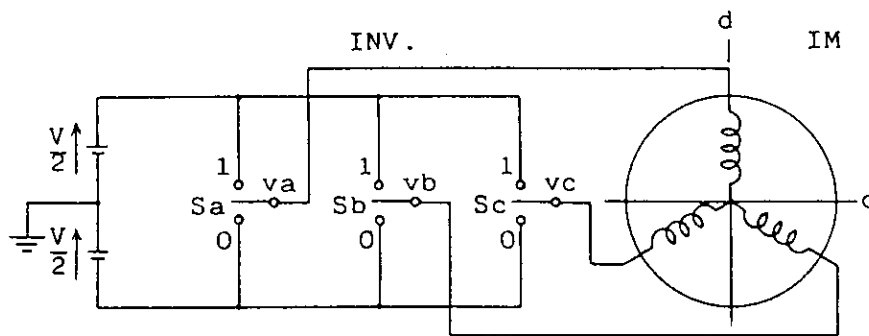


図1. 三相電圧形インバータ・三相誘導電動機システム

の電圧に瞬時ベクトル的な表現を与えると、零相電圧が存在しない場合には次のように表わされる。

$$v_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a + v_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_c e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (1)$$

ここで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 S_a (もしくは 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 $S_a = 0$ のように表わすことにすると、 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8種類の電圧ベクトルは $v_1(S_a, S_b, S_c)$ の形で表現できる。これらのベクトルは S_a, S_b, S_c の値に応じて式(1)の v_a, v_b, v_c に $\pm V/2$ のいずれかを代入することにより次のように求められ、それを図2.に示す。

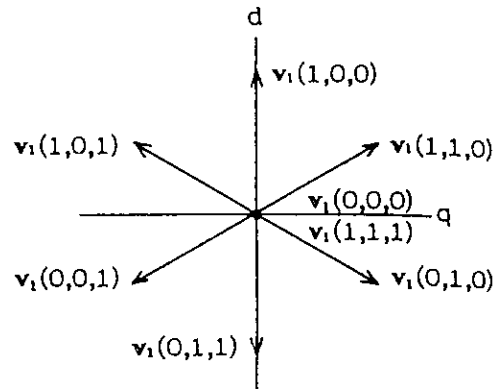


図2.電圧ベクトル

$$\begin{aligned} v_1(0,0,0) &= 0 & v_1(1,0,0) &= \sqrt{2/3} V \\ v_1(0,0,1) &= \sqrt{2/3} V e^{j\frac{4}{3}\pi} & v_1(1,0,1) &= \sqrt{2/3} V e^{j\frac{5}{3}\pi} \\ v_1(0,1,0) &= \sqrt{2/3} V e^{j\frac{2}{3}\pi} & v_1(1,1,0) &= \sqrt{2/3} V e^{j\frac{\pi}{3}} \\ v_1(0,1,1) &= -\sqrt{2/3} V & v_1(1,1,1) &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

3.三相誘導電動機に発生する磁束ベクトル

誘導電動機の一次電流を式(1)と同様に瞬時ベクトルとして次式のように定義する。

$$\bar{i}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (3)$$

ここで一次巻線抵抗を R_1 とすれば、誘導電動機に発生する一次鎖交磁束ベクトル ψ_1 は、

$$\psi_1 = \int \{ v_1(S_a, S_b, S_c) - R_1 \bar{i}_1 \} dt \quad (4)$$

で表わされる。更に、式(2)で示したように三相インバータ出力電圧の瞬時ベクトルはスイッチングの瞬間に変化するだけで、その他の場合は変化することがないので、式(4)は時間領域において次式のようなになる。

$$\psi_1 = v_1(S_a, S_b, S_c) t - R_1 \int \bar{i}_1 dt + \psi_{10} \quad (5)$$

ここで ψ_{10} は $t=0$ における ψ_1 の初期値である。いま $v_1 \gg R_1 \bar{i}_1$ の場合を仮定すると、式(5)から一次鎖交磁束ベクトル ψ_1 は一次電圧ベクトル $v_1(S_a, S_b, S_c)$ の方向へ変化することがわかる。ただし一次電圧ベクトルが $v_1(0,0,0)$ や $v_1(1,1,1)$ のような零ベクトルの場合には、一次鎖交磁束ベクトルはほ

とんど停止することになる。

図3.は三相方形波インバータによって誘導電動機を時計方向に駆動した場合の例であり、一次電圧ベクトルと一次鎖交磁束ベクトル及びその軌跡を示している。この場合、一次鎖交磁束ベクトルの軌跡は正六角形となり、その移動方向が電圧ベクトルによって決定されていることがよくわかる。なお一般には一次巻線抵抗の影響は非常に小さいといえるが、もし無視できないような場合には、一次鎖交磁束ベクトルは点線で示したような軌跡を描くことになる。

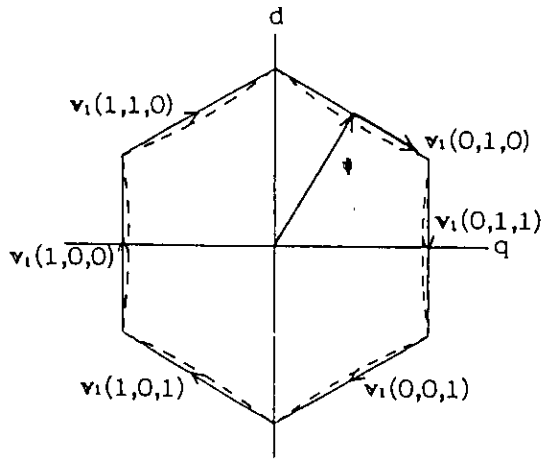


図3.磁束ベクトル軌跡

4. 誘導電動機の特性格方程式

周知のように誘導電動機の特性格方程式を式(1)、(3)で示したような瞬時ベクトルを用いて表わすと次式のようなになる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{11} & PM \\ (P - j\dot{\theta}_m)M & R_2 + (P - j\dot{\theta}_m)L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

ただし、

- | | |
|--------------------------|--------------------------|
| L_{11} : 一次巻線自己インダクタンス | R_1 : 一次巻線抵抗 |
| L_{22} : 二次巻線自己インダクタンス | R_2 : 二次巻線抵抗 |
| M : 相互インダクタンス | $\dot{\theta}_m$: 回転角速度 |

である。

ここで式(4)の一次鎖交磁束ベクトル ψ_1 は式(6)の第1行より、

$$\psi_1 = L_{11} \bar{i}_1 + M \bar{i}_2 \quad (7)$$

と表わされる。また瞬時トルク T は、

$$T = |M \bar{i}_2 \times \bar{i}_1| \quad (8)$$

で表わされるが、式(7)より $M \bar{i}_2$ を求めて上式に代入すると、

$$T = |(\psi_1 - L_{11} \bar{i}_1) \times \bar{i}_1|$$

となり、 $\bar{i}_1 \times \bar{i}_1 = 0$ であるから、結局、

$$T = |\psi_1 \times \bar{i}_1| = \text{Im}(\psi_1^* \bar{i}_1) \quad (9)$$

と表わすことができる。ただし*は共役瞬時ベクトルを示す。

5. 誘導電動機のトルク過渡応答

ここでは一次鎖交磁束ベクトル Ψ_1 の絶対値を一定制御した場合のトルク過渡応答について考察する。

まず式(7)の両辺を L_{11} で割り、このベクトルを \bar{i}_0 とおくと、

$$\bar{i}_0 = \frac{\Psi_1}{L_{11}} = \bar{i}_1 + \frac{M}{L_{11}} \bar{i}_2 \quad (10)$$

となる。これを用いると式(6)の第1行から図4のような等価回路が得られる。またこの式

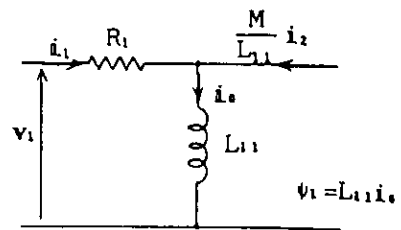


図4. 等価回路

と式(6)の第2行より \bar{i}_2 を消去すると \bar{i}_1 と \bar{i}_0 の関係式が次のように導かれる。

$$\left\{ R_2 + (P - j\dot{\theta}_m) \frac{L_{11}L_{22} - M^2}{L_{11}} \right\} \bar{i}_1 = \left\{ R_2 + (P - j\dot{\theta}_m) L_{11} \right\} \bar{i}_0 \quad (11)$$

ここで、 I_0 を基本ベクトルとし、 \bar{i}_0 の偏角を θ とする。

$$\begin{aligned} (L_{11}L_{22} - M^2)/L_{11} &= \ell \\ \bar{i}_1 &= \bar{I}_1 e^{j\theta} \\ \bar{i}_0 &= I_0 e^{j\theta} \end{aligned} \quad (12)$$

とにおいて、これらを式(11)に代入すると

$$\left\{ R_2 + (P + j\dot{\theta}_s) \ell \right\} \bar{I}_1 = \left\{ R_2 + (P + j\dot{\theta}_s) L_{11} \right\} I_0 \quad (13)$$

となる。ただし $\dot{\theta}_s = \dot{\theta} - \dot{\theta}_m$ である。

いま回転角速度 $\dot{\theta}_m$ を一定に保ち、 $t=0$ で $\dot{\theta}$ を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 $\dot{\theta}_s$ を定数と見なすことができる。したがって $t=0$ における \bar{I}_1 の初期値を \bar{I}_{10} とおき、式(13)の両辺をラプラス変換して $\bar{I}_{1(s)}$ について解くと次式のようになる。

$$\bar{I}_{1(s)} = \frac{R_2 + (s + j\dot{\theta}_s) L_{11}}{R_2 + (s + j\dot{\theta}_s) \ell} \frac{I_0}{s} + \frac{\ell \bar{I}_{10} - L_{11} I_0}{R_2 + (s + j\dot{\theta}_s)} \quad (14)$$

次に式(9)よりトルクの過渡応答を求めよう。まず式(9)は式(10)、(12)を用いて次のように変形することができる。

$$T = \text{Im}(\Psi_1^* \bar{i}_1) = \text{Im}(L_{11} I_0 \bar{I}_1) = L_{11} I_0 \mathcal{L}^{-1}\{\text{Im} \bar{I}_{1(s)}\} \quad (15)$$

したがって $\left\{ (R_2/\ell)^2 + \dot{\theta}_s^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = \xi$ 、 $\tan^{-1}(\dot{\theta}_s \ell / R_2) = \phi$ とおいて、式(14)を式(15)に代入すると

$$\begin{aligned} T = \frac{R_2 \dot{\theta}_s M^2 I_0^2}{\ell^2 \xi^2} - \left\{ \frac{R_2 M^2 I_0^2}{\ell^2 \xi^2} \sin(\dot{\theta}_s t + \phi) - L_{11} I_0 \left(\frac{L_{22}}{\ell} - \bar{I}_{10}^{\text{re}} \right) \sin \dot{\theta}_s t \right. \\ \left. - L_{11} I_0 \bar{I}_{10}^{\text{im}} \cos \dot{\theta}_s t \right\} e^{-\frac{R_2}{\ell} t} \end{aligned} \quad (16)$$

となる。式(16)からトルクの過渡応答は減衰振動項を含み指数関数的に変

化するが、その時定数は L/R_2 であるため非常に小さいことがわかる。また初期トルクは式(16)で $t=0$ を代入することにより、

$$T|_{t=0} = L_{11} I_0 \dot{I}_0^{im}$$

で与えられる。一方、定常トルクは $t=\infty$ とすることにより、

$$T|_{t=\infty} = \frac{R_2 \dot{\theta}_s M^2 I_0^2}{g^2 Z^2}$$

となる。

なお図5.は以上のようなトルク過渡応答のシミュレーション結果であり、 $|\psi|$ を一定に保ちながら $50 \text{ } \dot{\theta} / 2\pi$ を 50 [Hz] から 55 [Hz] にステップ変化させた場合を示している。

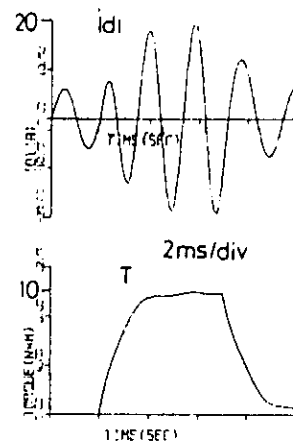


図5.トルク過渡応答

6.誘導電動機の制御法

本稿で新しく提案する制御法では、次の点が従来の手法と異なっている。

- (1) 誘導電動機の瞬時トルクは式(9)で示したように一次鎖交磁束ベクトルと一次電流ベクトルとの外積によって演算できる。更に、式(16)で述べたごとく一次鎖交磁束ベクトルの絶対値を一定に保つ限り、トルクはすべりのステップ変化に対して指数関数的に変化する。しかしその時定数は非常に小さいため高速なトルク応答を得ることができ。
- (2) 一次鎖交磁束ベクトルは一次電圧ベクトルと一次電流ベクトルから式(4)のように演算できる。前述したように三相インバータは8種類の電圧ベクトルしか出力できないため、この中から最適なものを選択して誘導電動機に供給する。

以上のように、本方式では瞬時トルクと一次鎖交磁束ベクトルの演算が必要となるが、それには一次電圧ベクトルと一次電流ベクトルを使用しているだけであり、二次側定数及び変数を一切含んでいない。

次にトルク制御と一次鎖交磁束ベクトル制御をもう少し詳細に説明しよう。式(9)に示したように誘導電動機の瞬時トルクは ψ と \dot{I}_1 の両方によって制御できるが、 ψ を瞬時的に変化させることは困難であり、飽和等の点から一定に保つことが望ましい。そこでトルクを変化させるには \dot{I}_1^{im} を制御しなくてはならない。これは式(16)で示したように $\dot{\theta}_s$ を変化させることで達成できる。

まず一次鎖交磁束ベクトルの絶対値を一定に保つために、その下限値と上限値をそれぞれ ψ_{min} 、 ψ_{max} として次の領域に一次鎖交磁束ベクトルが入るようにしなければならない。

$$\psi_{\min} \leq |\psi| \leq \psi_{\max}$$

このためには図6.に例示したような電圧ベクトルの選択を行えばよい。たとえば一次鎖交磁束ベクトル ψ とd軸がなす角度を θ とし、 $-\pi/6 < \theta \leq \pi/6$ の範囲で時計方向に ψ を移動させる場合を考える。もし ψ が点 P_1 において磁束の上限値 ψ_{\max} に達したとすると、その絶対値を小さくしなければならないので8種類の電圧ベクトルのうち $v_1(0,1,0)$ を用いて ψ を移動させる。逆に点 P_2 において下限値 ψ_{\min} に達したならば、 $v_1(1,1,0)$ を用いることによって絶対値を大きくすることができる。このような絶対値の大小判別には図7.のようなヒステリシスを有するコンパレータを用いる。同様に θ が他の範囲にあつたとしても $|\psi|$ が ψ_{\max} に達したか、 ψ_{\min} に達したかを随時判断し、 θ に応じた適当な電圧ベクトル $v_1(S_a, S_b, S_c)$ を選択することによって一次鎖交磁束ベクトルの絶対値を設定された領域内に保ちつつ制御できる。

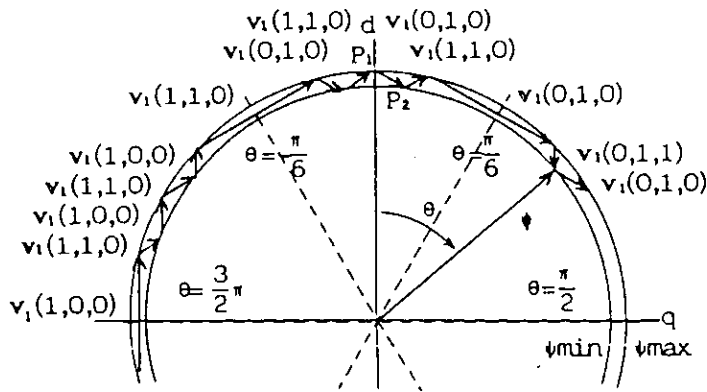


図6.一次鎖交磁束ベクトル制御

次にトルクの制御について述べる。前述したようにトルクは ω のステップ的な変化に対して非常に速い応答を示す。したがって ψ の移動、停止によってトルク制御が可能となる。トルクは図8.のようにトルク指令値 T_{ref} を中心に $\pm \Delta T$ の区間を振動しながら制御する方式をとっている。この場合、トルクの切り換え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ので、この切り換え周波数をできるだけ低く選ぶことが必要である。たとえば図8.の点線のようにトルクを減少させる場合には $v_1(0,0,0)$ か $v_1(1,1,1)$ を用いる。

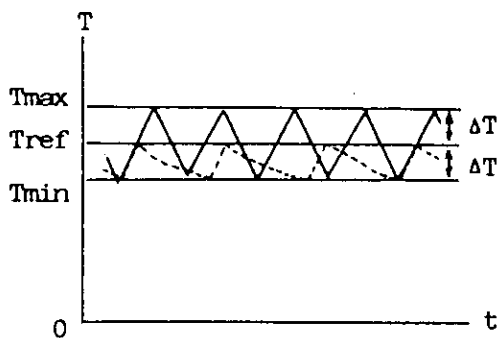


図8.瞬時トルクの制御

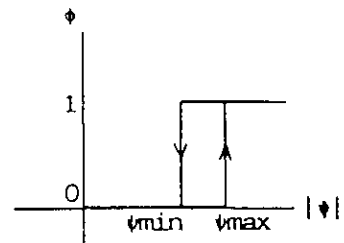


図7.2値ヒステリシスコンパレータ

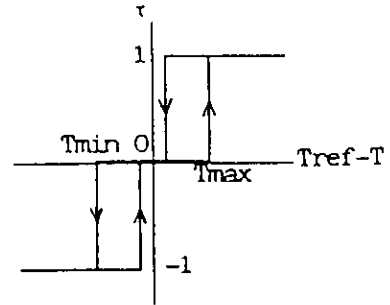


図9.3値ヒステリシスコンパレータ

1.1) の電圧ベクトルを選択することによりこの周波数を低減できる。そのためトルクの判別には図9.のような3値ヒステリシスコンパレータを使用する。以上より、 $|V_1|$ と $T_{ref}-T$ の大きさよりインバータの8個の電圧ベクトルをある評価関数の下で一義的に選べるのが本システムの特長である。

なお本論文では、一例として $\tau=1$ の場合は時計方向に ψ を最も速く回転させる電圧ベクトルを、 $\tau=-1$ の場合は反時計方向に ψ を最も速く回転させる電圧ベクトルを選んでいる。

図10.は θ の全領域において、コンパレータの出力 ϕ 及び τ に対する電圧ベクトルを示したものである。ここで ϕ と $|V_1|$ の関係は図7.に、 τ と $T_{ref}-T$ の関係は図9.に示されている。

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

I : $-\pi/6 < \theta \leq \pi/6$

IV : $5\pi/6 < \theta \leq 7\pi/6$

II : $\pi/6 < \theta \leq \pi/2$

V : $7\pi/6 < \theta \leq 3\pi/2$

III : $\pi/2 < \theta \leq 5\pi/6$

VI : $3\pi/2 < \theta \leq 11\pi/6$

図10.インバータの出力電圧制御

7. 制御回路の構成

本システムの制御回路ブロック図を図11.に示す。この場合はトルク指令値 T_{ref} を外部より入力するシステムとなっており、これと演算によって求めた瞬時トルクとの間で誤差を検出し、3値ヒステリシスコンパレータにてトルクの過不足を判断しデジタル信号とする。同様に一次鎖交磁束ベクトルの絶対値に関してヒステリシスコンパレータを用いて判断及びデジタル化を行う。更に一次鎖交磁束ベクトルの方向は θ がI~VIのどの領域に入っているかを判別できさえすればよいので、 $\pm(\sqrt{3}/2)|V_1|$ 及び $\pm(1/2)|V_1|$ と ψ の成分との比較を行うだけである。

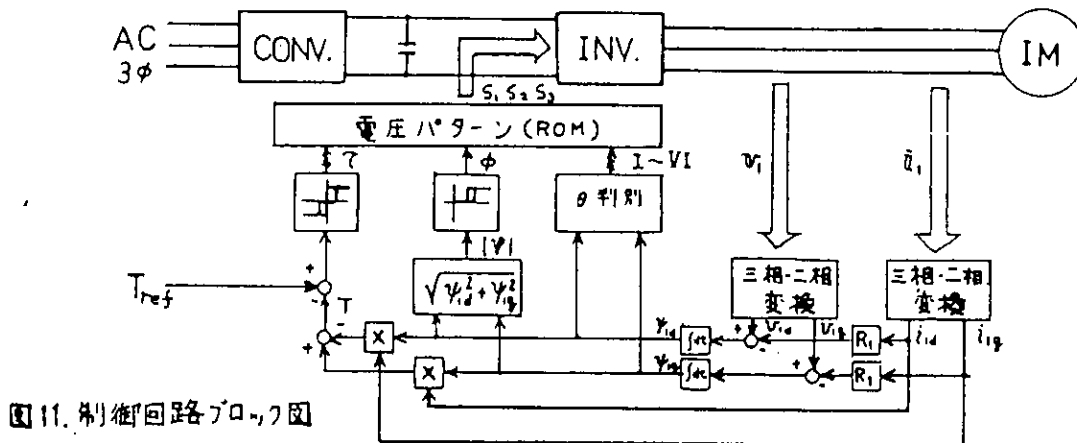


図11. 制御回路ブロック図

以上のように、本方式によれば瞬時トルク、一次鎖交磁束ベクトルを一次側の定数及び変数だけから演算して求めるため、調整箇所が R_1 の部分のみで非常に簡単な構成となる。更に演算した結果をデジタル化するため、インバータ・電動機システムの状態をデジタル信号の組み合わせとしてとらえることができる。したがってこれらの組み合わせに対応して、一義的に最適な電圧ベクトルをROMに書き込んでおけるので、常に最適制御が可能な電圧ベクトルを選択、出力できることになる。

8. シミュレーション結果

以上の理論を実証するためにデジタルシミュレーション法を用いて確認した。図12は時刻 $t = 0.573, 0.580$ (sec)においてトルク指令値をステップ的に変化した場合の追従特性を示している。図(a)は一次鎖交磁束ベクトルの軌跡、図(b)は一次電流のd、q軸成分。図(c)はトルクである。このシステムにおける定数は、ほぼ2[kw]のもので、

$$V = 270 \text{ [V]}, \quad R_1 = 0.5 \text{ [\Omega]}, \quad R_2 = 1 \text{ [\Omega]}, \quad L_{11} = L_{22} = 0.105 \text{ [H]}$$

$$M = 0.1 \text{ [H]}, \quad \text{極数} = 2, \quad \text{慣性モーメント} = 0.001 \text{ [kgm}^2\text{]}$$

である。トルクの応答は2[msec]以内で、一次鎖交磁束ベクトルと共に良好に

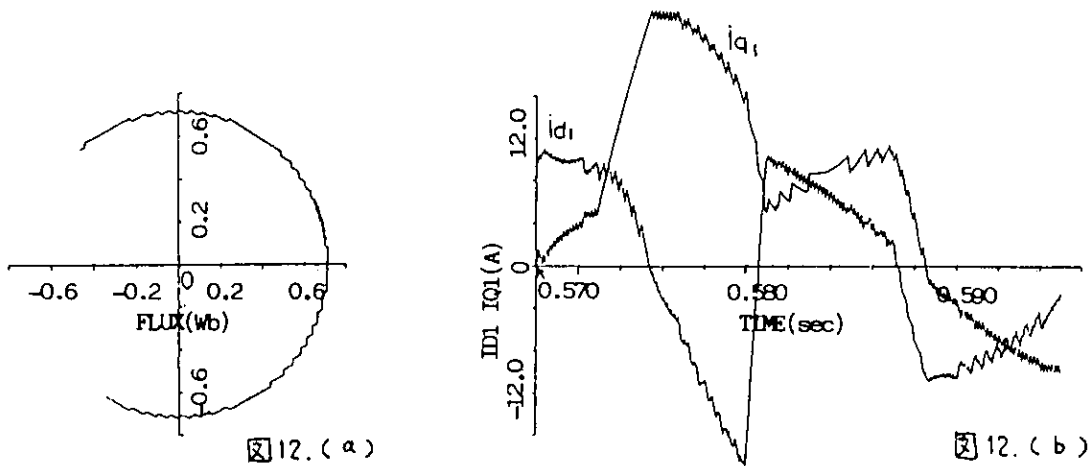


図12.(a)

図12.(b)

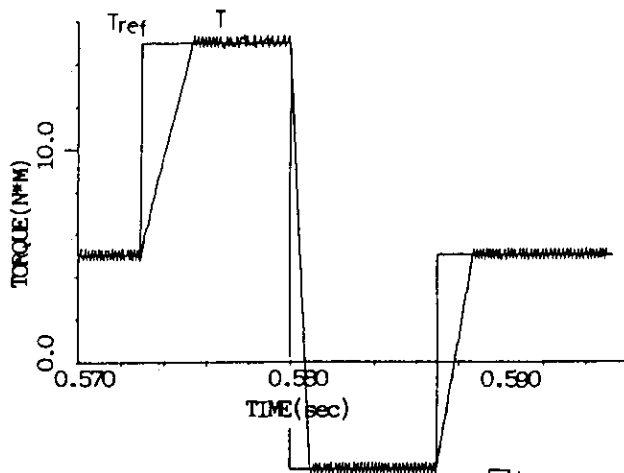


図12.(c)

$$\begin{aligned} \psi_{max} &= 0.720 \text{ [Wb]} \\ \psi_{min} &= 0.705 \text{ [Wb]} \\ T_{ref} &= 5.3 \rightarrow 15.0 \\ &\quad \rightarrow -5.0 \rightarrow 5.3 \text{ [Nm]} \\ \Delta T &= 0.5 \text{ [Nm]} \\ \text{回転速度} &= 1500 \text{ [rpm]} \end{aligned}$$

図12.シミュレーション結果

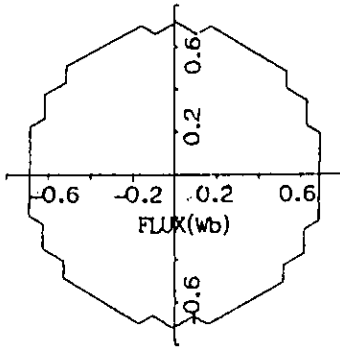


図 13.(a)

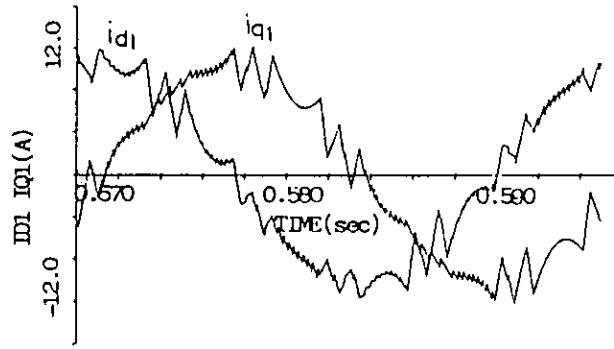


図 13.(b)

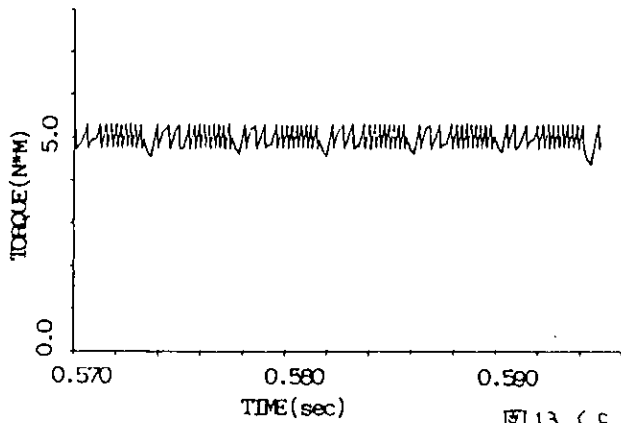


図 13.(c)

$\psi_{max} = 0.720$ [wb]
 $\psi_{min} = 0.670$ [wb]
 $T_{ref} = 5.3$ [Nm]
 $\Delta T = 0.5$ [Nm]

図 13. シミュレーション結果

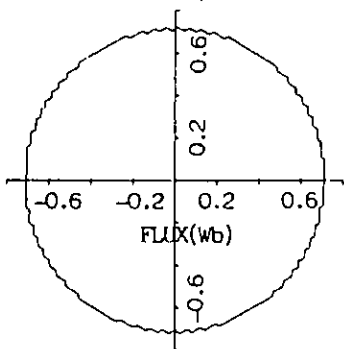


図 14.(a)

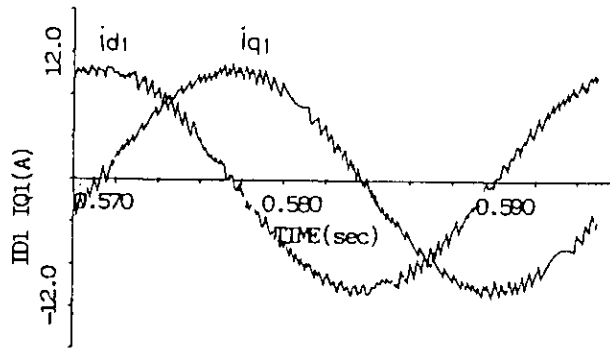


図 14.(b)

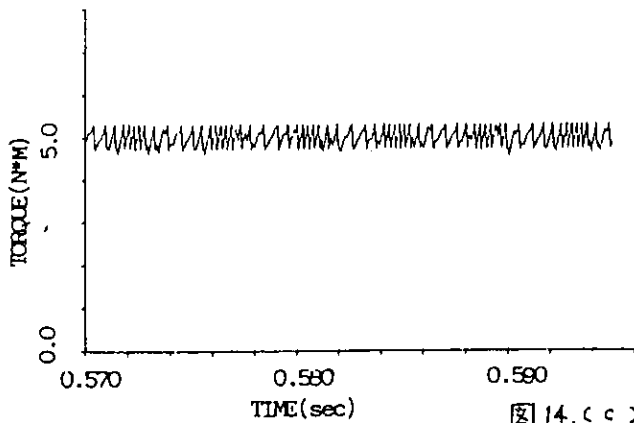


図 14.(c)

$\psi_{max} = 0.720$ [wb]
 $\psi_{min} = 0.705$ [wb]
 $T_{ref} = 5.3$ [Nm]
 $\Delta T = 0.5$ [Nm]

図 14. シミュレーション結果

制御されていることがわかる。図13と図14は一定トルクの場合を示しているが、図13は Ψ_r のヒステリシス幅が大きい場合である。この場合は幾分スイッチング周波数が低くなっていることがわかる。また Ψ_r のヒステリシス幅をせばめると入力電流波形はほぼ正弦波となるが、これらの図より電流波形が正弦波でなくとも一定トルクを発生させることがわかるであろう。

9. 結言

本論文ではトルクの瞬時値を直接制御する新しい誘導電動機の制御法を提案した。これは誘導電動機の一次鎖交磁束とトルク偏差よりインバータのスイッチングモードを決定するもので、インバータを含めた誘導電動機の最適制御が実現できる。この論文で得られた結果は次のようなものである。

- (1) 誘導電動機をインバータ駆動した時のトルク過渡応答を瞬時ベクトルを用いて算出した。
- (2) 誘導電動機の一次鎖交磁束を用いた瞬時トルク測定法を明らかにした。
- (3) 高速トルク応答を得るためのインバータ制御法を明白にした。
- (4) 以上の結果を用いて、高速トルク制御システムを実現した。
- (5) これらのシステムをデジタルシミュレーション法を用いて調べた結果、トルク応答は2(msec)以内であった。

従来のベクトル制御では、インバータで完全に電流制御できた場合を考えている。すなわちインバータと誘導電動機を別個に考えており、このためPWMインバータのスイッチング周波数の高いものを必要とし、その制御法、損失軽減の手法などに問題があった。また誘導電動機の温度上昇等による定数変化が特性に重大な影響を及ぼしていた。本論文で提案した制御法はこれらの点が改善され、全システムを考えた場合、ベクトル制御法に優るものと思われる。

今後、更に最良のインバータのスイッチング手法の開発、電動機定数の変動による制御誤差の検討、実用化の問題点解決などを行っていく予定である。

参考文献

- (1) K.R. Jordan、他 General Analysis of three-phase inverters. IEEE Trans Industr. Gen. Applic. Vol. IGA-5, No.6, 1969, p.672~679
- (2) Y. Murai、他 Improved PWM method for induction motor drive inverters. IPEC-Tokyo Vol. 1, 1983, p.407~417
- (3) A. Nabae、他 An approach to flux control of induction motors operated with variable frequency power supply. IEEE Trans Industr. Applic. Vol. IA-16, No.3, 1980, p.342~350
- (4) 山村、他 速応性交流サーボモータとしての誘導機の磁界加速法制御. 電学論 58-B61 (昭和58-7) p.491~497