

高トルク応答と高効率を同時に可能にする 誘導電動機の新制御理論*

高橋 勲**

A New Control Theory of an Induction Motor with High Torque Response and Efficiency

Isao TAKAHASHI

New quick response and high efficiency control of an induction motor which is quite different from that of field oriented one is proposed. The most obvious difference between the two is as follows;

(1) The proposed scheme is based on limitcycle control for both flux and torque using optimum PWM output voltage. A switching table is employed for selecting the optimum inverter output voltage vectors so as to attain as fast torque response, low inverter switching frequency and low harmonic losses as possible.

(2) The efficiency optimization in the steady state operation is also considered. It can be achieved by controlling the amplitude of the flux in accordance with the torque command.

To verify the feasibility of this scheme, experiment, simulation, and comparison with field oriented control are carried out. The results prove the excellent characteristics for torque response and efficiency, confirming the validity of this control scheme.

Key words : Induction motor drive/PWM inverter/Servo-motor drive/Optimum control

1. 緒言

近年、ファクトリーオートメーションの進展に伴って、ロボットや数値制御機器にサーボの需要が高まりつつある。特に交流サーボはメンテナンスフリーという点で注目されている。これに対し、最近直流サーボに匹敵する性能を有するフィールドオリエンテッド制御の手法が提案されてきた。これは誘導電動機を直流電動機に類似した制御を可能にするもので、磁束と電流の相互作用により生ずるトルク発生メカニズムを用いている¹⁾。

図1は一般に使用されているフィールドオリエンテッド制御システムを示したものである。ここで I_0^* は磁束分電流の指令値、 I_T^* はトルク分電流の指令値である。これは二次磁束指令値 ψ_2^* 、トルク指令値 T^* より演算される。このシステムは通常電動機軸の位置センサを用い、これらの電流成分の回転変換を行っている。従って、定常的にも過渡的にもこれらの演算が正しく行なわれなければ誤差を生じ、これらの補償に関して多くの論文が発表されている²⁻⁴⁾。

一方、PWMインバータによる電動機電流制御に関しても種々の問題が残されている。例えば、これらの制御には3個の独立のヒステリシスコンパレータを使用した電流制御法が一般に使用されているが、スイッチング周波数を上げないとトルクリプル、高調波損失を多く生じる。また過渡状態においても、もしインバータ出力電圧が飽和したなら、高速のトルク応答が期待できないで

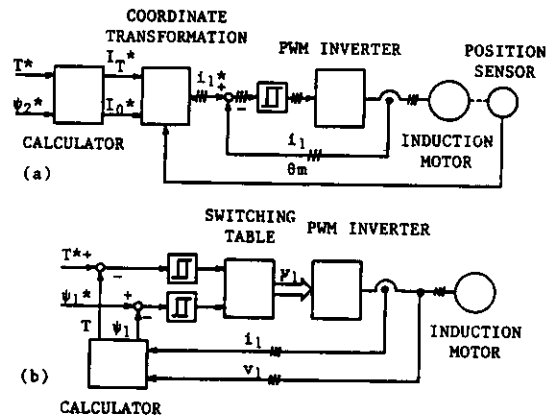


Fig. 1. Comparison between two schemes
(a) Field oriented control
(b) Newly proposed scheme

原稿受付 昭和61年5月17日

* 本論文は IEEE-IAS Annual Meeting 1985 at Toronto
で Best paper (1st prize) をもらったものの要約である

** 長岡技術大学電気系

あろう。

本論文で述べる手法は従来のものと全く異なるもので、その原理は指令値に対するリミットサイクル制御を用いている⁹⁾。図1(b)が本論文に提案するシステムで、磁束トルク等は電動機一次側の電圧、電流より直接演算される。インバータのスイッチングは希望する磁束、トルクを独立にしかも最適に制御するように選択される。しかも本システムでは、定常状態において電動機効率の改善が可能である。

2. 誘導電動機の動特性

瞬時ベクトルを用い、誘導機の定常、過渡特性を示してみよう。

一次電圧ベクトル v_1 は次式で示される⁹⁾。

$$v_1 = \sqrt{2/3} \{v_{1a} + v_{1b} \exp(j2\pi/3) + v_{1c} \exp(j4\pi/3)\} \quad (1)$$

この式で v_{1a} , v_{1b} , v_{1c} は一次相電圧の瞬時値である。

同様に一次電流、二次電流ベクトル i_1 , i_2 は

$$i_1 = \sqrt{2/3} \{i_{1a} + i_{1b} \exp(j2\pi/3) + i_{1c} \exp(j4\pi/3)\} \quad (2)$$

$$i_2 = \sqrt{2/3} \{i_{2a} + i_{2b} \exp(j2\pi/3) + i_{2c} \exp(j4\pi/3)\} \quad (3)$$

で示される。これらのベクトルはd-q軸の静止した座標系上で示されている。これらのベクトルを用いて2極の誘導電動機の特性格方程式を示すと次式が得られる。

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

$$T = \psi_1 \cdot (-ji_1) \quad (5)$$

ここで R_1 :一次抵抗, R_2 :二次抵抗, L_{11} :一次自己インダクタンス, L_{22} :二次自己インダクタンス, M :相互インダクタンス, θ_m :回転子角速度, T :トルク, $\cdot$:スカラー積, ψ_1 :一次磁束鎖交数ベクトルである。

ψ_1 は

$$\psi_1 = L_{11}i_1 + Mi_2 \quad (6)$$

であるから、一定磁束、すなわち一定励磁電流 I_0 の下で、電動機トルクのステップ応答を調べてみよう。 i_0 は式(6)を L_{11} で割ることにより得られ、

$$i_0 = \psi_1 / L_{11} = i_1 + (M/L_{11})i_2 \quad (7)$$

となる。 i_0 , i_1 を極座標表示で表わすと

$$i_0 = I_0 \exp(j\theta_0), \quad i_1 = I_1 \exp(j\theta_1) \quad (8)$$

となり、 I_0 は一定の基準ベクトルとして考える。 θ_0 はベクトル i_0 とd軸となす角である。式(8)を式(4), (7)に代入すると式(4)より次式が得られる。

$$I_1 = \frac{R_2 + (P + j\theta_s)L_{22}}{R_2(P + j\theta_s)l} I_0 \quad (9)$$

ここで

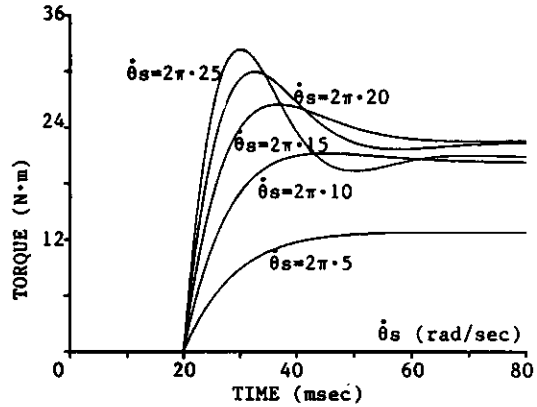


Fig. 2. Torque response for step change of θ_s

$$l = (L_{11}L_{22} - M^2) / L_{11}, \quad \theta_s = \theta_1 - \theta_m$$

θ_s は ψ_1 の回転子に対する瞬時すべり角周波数である。 θ_m を一定と仮定し、 $t=0$ で θ_0 をステップ的に変化させる場合を考える。

式(7), (8)を式(5)に代入するとトルクは I_0 と I_1 を用いて表わせ、

$$T = L_{11}I_0L^{-1}\{Im \ I_1(s)\} \quad (10)$$

ここで、 L^{-1} は逆ラプラス変換を示し、 Im はベクトルの虚数部分を示す記号である。従って、式(9)の I_1 よりトルク T は

$$\begin{aligned} T = & \frac{\theta_s R_2 M^2 I_0^2}{Z^2} - \left[\frac{R_2 M^2 I_0^2}{lZ} \sin(\theta_s t + \alpha) \right. \\ & \left. - \frac{L_{11}I_0}{l} \{L_{22}I_0 - lRe(I_1|_{t=0})\} \sin\theta_s t \right. \\ & \left. - L_{11}I_0Im(I_1|_{t=0}) \cos\theta_s t \right] \exp(-R_2 t/l) \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、 $Z = \{R_2 + (\theta_s l)^2\}^{1/2}$, $\alpha = \tan^{-1}(\theta_s l / R_2)$ で Re はベクトルの実数部分を示す記号である。この式は、 $|\psi_1|$ 一定の下で θ_s をステップ的に変化させた時のトルクの応答を示している。この式の第一項は定常トルク、第二項は過渡トルクをそれぞれ示していることがわかる。

式(11)を時間 t で微分すると $t=0$ におけるトルクの増加率を求めることができる。すなわち

$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} = \frac{L_{11}I_0}{l} [\{L_{22}I_0 - lRe(I_1|_{t=0})\} \theta_s - R_2 Im(I_1|_{t=0})] \quad (12)$$

となる。この式において θ_s の係数は常に正だから高速のトルク応答を得るにはできるだけ θ_s を大きくすればよい。

図2は種々のステップ θ_s に対してトルク応答を示したものである。これよりトルクの増加率はほぼ θ_s の大

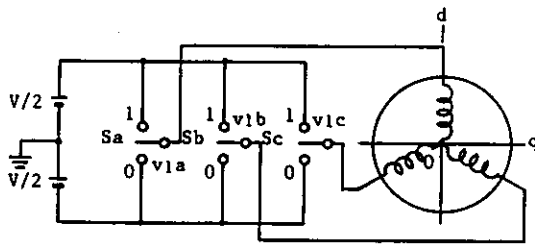


Fig. 3. Schematic diagram of PWM inverter

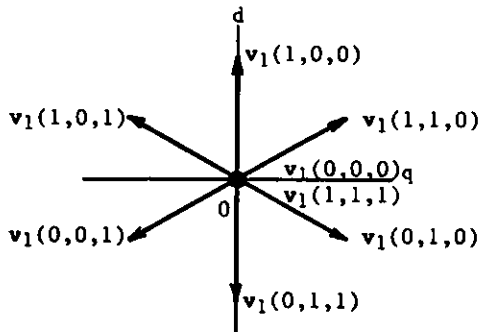


Fig. 4. Instantaneous voltage vectors

きさに比例していることがわかる。しかし、定常トルクは $\theta_s = 2\pi \cdot 15$ のところで最大値を有している。

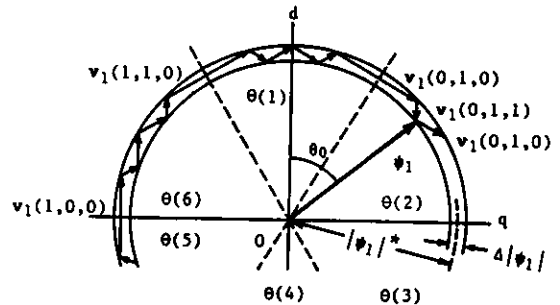
3. PWM インバータによる空間磁束ベクトル制御

前節では、正弦波の可変波出力が得られる理想的な電源を考えた。実際は、電源電圧は PWM インバータのようにステップ状の波形を考えなければならない。PWM インバータの瞬時電圧ベクトルは離散的な値であるので、瞬時ベクトルを用いた解析法が適している。

図3は PWM インバータを用いた駆動システムを簡略化して示したものである。この図において、相電圧 v_{1a} , v_{1b} , v_{1c} はインバータのスイッチングモードのみにより決定される。 S_a , S_b , S_c のスイッチング状態の組合せを考えると、8つのモードが得られる。これをスイッチング関数 S_a , S_b , S_c の 1, 0 の値で示すと、一次電圧 v_1 は

$$v_1(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{2/3} V \{ S_a + S_b \exp(j2\pi/3) + S_c \exp(j4\pi/3) \} \quad (13)$$

となる。ここで、 V は直流電源電圧である。ここで2つのベクトル $v_1(0,0,0)$, $v_1(1,1,1)$ は零電圧ベクトルで他の6個は図4に示すように零でない電圧ベクトルであ

Fig. 5. Selection of voltage vectors for ψ_1

る^{6)~8)}。

磁束鎖交数ベクトルは電圧ベクトルの積分で示されるから、式(6)に一次巻線の式(4)を代入すると、一次鎖交磁束は次のように別の式で示される。

$$\psi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt \quad (14)$$

スイッチング間隔内においては、各電圧ベクトル $v_1(0,0,0)$... $v_1(1,1,1)$ は一定であるから、式(13)を(14)に代入して

$$\psi_1 = \sqrt{2/3} V \{ S_a + S_b \exp(j2\pi/3) + S_c \exp(j4\pi/3) \} - R_1 i_1 dt + \psi_{1,0} \quad (15)$$

となる。巻線の電圧降下は小さくこれを無視すると ψ_1 の軌跡は電圧ベクトルの方向に移動する^{7)~9)}。ある零電圧でないベクトルの場合は出力電圧値に比例した一定速度で移動し、零電圧ベクトルの場合は $R_1 i_1$ が小さいのでは停止する。従って、これらのベクトルを適当に選ばば ψ_1 を指定された軌跡に沿って移動させることができる。例えば、図5のように $|\psi_1|$ を一定に保つように制御できる。そして、その回転速度は零ベクトルを適当に挿入することにより調整可能である。

θ_s と $|\psi_1|$ はトルクの過渡現象と効率に密接な関係がある。従って、もし ψ_1 の大きさと回転速度が自由に変わってきたなら、希望するトルク制御と最小損失制御が同時に実現できる。

4. 高速トルク制御法

図5は $|\psi_1|$ 一定制御法の一例を示したものである。 $v_1(S_a, S_b, S_c)$ の選択は $|\psi_1|$ がその指令値 $|\psi_1^*|$ と $\Delta |\psi_1|$ の制限内になるように制御される。すなわち

$$|\psi_1| - \Delta |\psi_1| / 2 \leq |\psi_1| \leq |\psi_1| + \Delta |\psi_1| / 2 \quad (16)$$

この選択は ψ_1 の振幅と方向に関して決定される。図5に

示すように、インバータの出力電圧ベクトルは $\pi/3$ rad のステップで周期的に変化する。従って、その方向を決定するには、d-q 軸面は 6 個の領域に分割できる。すなわち

$$(2N-3)\pi/6 \leq \theta(N) \leq (2N-1)\pi/6 \quad (17)$$

$$N=1,2,\dots,6$$

となる。例えば、 ψ_1 が $\theta(2)$ の領域で $v_1(0,1,1)$ なら式 (16) は時計方向に回転する。そして $|\psi_1|$ がその上限に達した時、 $v_1(0,1,0)$ が選ばれる。逆に、反時計方向の回転の場合は $v_1(1,0,0)$ 、 $v_1(1,0,1)$ が選択される。このようにして適当な電圧ベクトルを選ぶことにより、二次元的なリミットサイクルが構成され、 ψ_1 を一定に保つことができる。

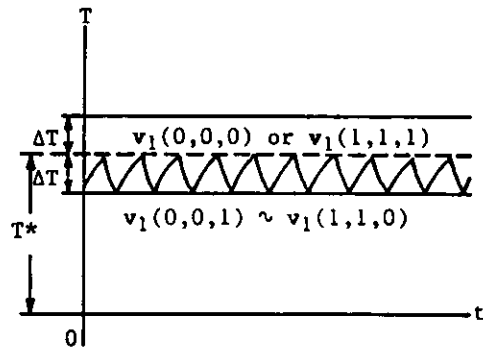
式 (12) より、 $|\psi_1|$ が一定ならトルクの増加の速度はほぼ $\dot{\theta}_0$ に比例する。よって、 T が指令値 T^* より小さい場合はいちばん大きな $\dot{\theta}_0$ を用いて T をできるだけ速く増加させることが望ましい。これはある $\theta(N)$ の領域で一義的に決定することができる。また図 6 に示すように T が T^* になったら、 T をできるだけおそく減衰させた方がインバータのスイッチングの点から望ましい。それには零電圧ベクトルを選択すればよいことがわかる。 $v_1(S_a, S_b, S_c)$ の選択は従って $\Delta|\psi_1|$ の領域で ΔT 内にトルク誤差が入るように制御される。すなわち

$$T^* - \Delta T \leq T \leq T^* \quad (\psi \text{ が時計方向に回転})$$

$$T^* \leq T \leq T^* + \Delta T \quad (\psi \text{ が反時間方向に回転})$$

(18)

とする。零電圧ベクトルを選ぶと ψ_1 はほぼ停止するので式 (12) より $\dot{\theta}_s \approx -\dot{\theta}_m < 0$ となりトルクは減衰する。一方、 T が $T^* - \Delta T$ のときは ψ_1 が最大速度に回転するよ

Fig. 6. Selection of voltage vectors for T

うなベクトルが選ばれる。電動機の回転方向が反時間方向の場合も同様である。

図 7 に示すように $|\psi_1|$ 、 T は 2 または 3 値のヒステリシスコンパレータでデジタル化される。前述のように最適のスイッチングテーブルはこれらの誤差と $\theta(N)$ の領域のみで決定できるから、インバータの最適のスイッチング手法が書かれているテーブルをアクセスするだけで最適電圧ベクトルが選択できる。この図で ϕ と τ はこれらの誤差をデジタル化した出力で $\theta(N)$ は d, q 軸の磁束鎖交ベクトルより決定される。これらの出力により、ある最適のインバータ出力電圧ベクトルを求めることができる。

5. 実験装置と実験結果

図 8 はここで提案したシステムの構成図で、瞬時ベク

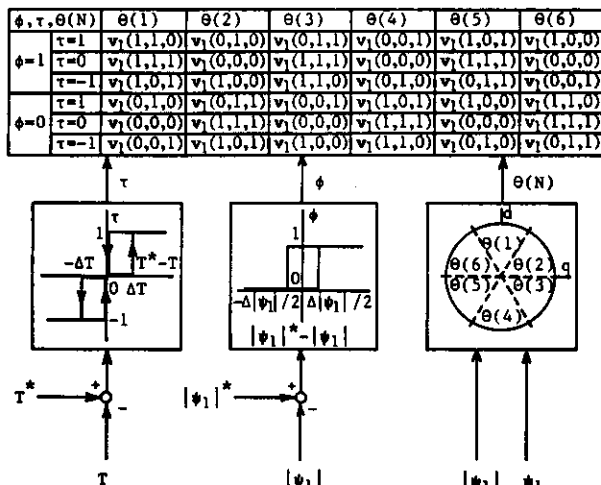


Fig. 7. Optimum switching table and comparators

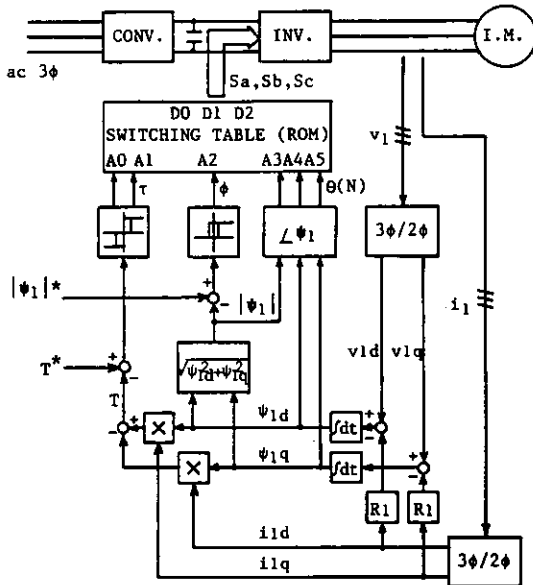


Fig. 8. Block diagram of proposed system

トルは d-q 軸の変数で示してある。従って、三相電圧、電流ベクトルは 3 相-2 相変換されなければならない

$$v_1 = v_{1d} + jv_{1q}$$

$$= \sqrt{2/3} \{v_{1a} - v_{1b}/2 - v_{1c}/2 + j(\sqrt{3}v_{1b}/2 - \sqrt{3}v_{1c}/2)\}$$

$$i_1 = i_{1d} + ji_{1q}$$

$$= \sqrt{2/3} \{i_{1a} - i_{1b}/2 - i_{1c}/2 + j(\sqrt{3}i_{1b}/2 - \sqrt{3}i_{1c}/2)\}$$

式 (19) を (14) に代入すると (19)

$$\psi_1 = \psi_{1d} + j\psi_{1q}$$

$$= \int (v_{1d} - R_1 i_{1d}) dt + j \int (v_{1q} - R_1 i_{1q}) dt \quad (20)$$

で d, q 成分は簡単に求めることができる。トルクは式 (5) より次のように書ける。

$$T = \psi_{1d} i_{1q} - \psi_{1q} i_{1d} \quad (21)$$

この式は、トルクは一次側の変数のみから計算できることを示している。

磁束とトルクに誤差はそれぞれ 2, 3 値レベルのヒステリシスコンパレータでデジタル量に変換される。ψ₁ の角度 θ(N) も同様に ψ_{1d}, ψ_{1q} ± √3/2 |ψ₁|, ±1/2 |ψ₁| を用いてコンパレータにより、デジタル化される。これらの出力 φ, τ, θ(N) により ROM の最適スイッチングテーブルが参照される。ROM のメモリサイズは 64 バイトである。もし、コンパレータの代りに A/D 変換器を用い

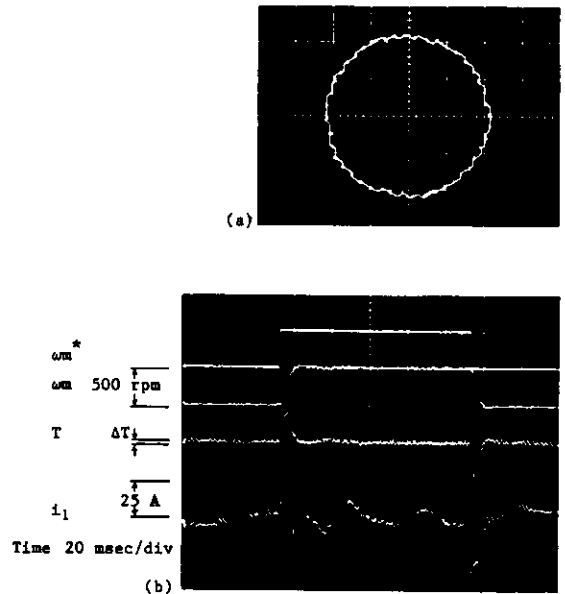


Fig. 9. Experimental results
(a) Locus of ψ_1 at 600 rpm
(b) Velocity step response

るなら一層良好なスイッチングが可能である。ROM の出力はフォトカプラで光絶縁されパワートランジスタをドライブする。

制御回路は二次側変数を使用していないので非常に簡単であり、回転座標を変換するような位置センサも不要である。しかし、低速時において使用している積分器にドリフトが生じるおそれがあるが、この影響は 2Hz 以上の領域では小さい。

1.5 kw の誘導電動機を用い本システムの有効性を実験的に検討した。図 9 (a) は定常状態における一次鎖交磁束のベクトル軌跡を示したものである。|ψ₁| はほぼ一定に制御されており、この写真のいくつかの輝点は ψ₁ が停止している部分を示している。磁束のリップルは小さく、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、音響ノイズは少ない⁹⁾。

図 9 (b) は速度のステップ応答を示したものである。500 rpm のステップ変化でおよそ 8ms である。このような過渡時においても |ψ₁| は一定に保たれていることはいうまでもない。高調波トルクはヒステリシス領域内に保たれている。この方式は他の PWM 制御方式に比べて同一リップルの下でスイッチング周波数を減らすことが

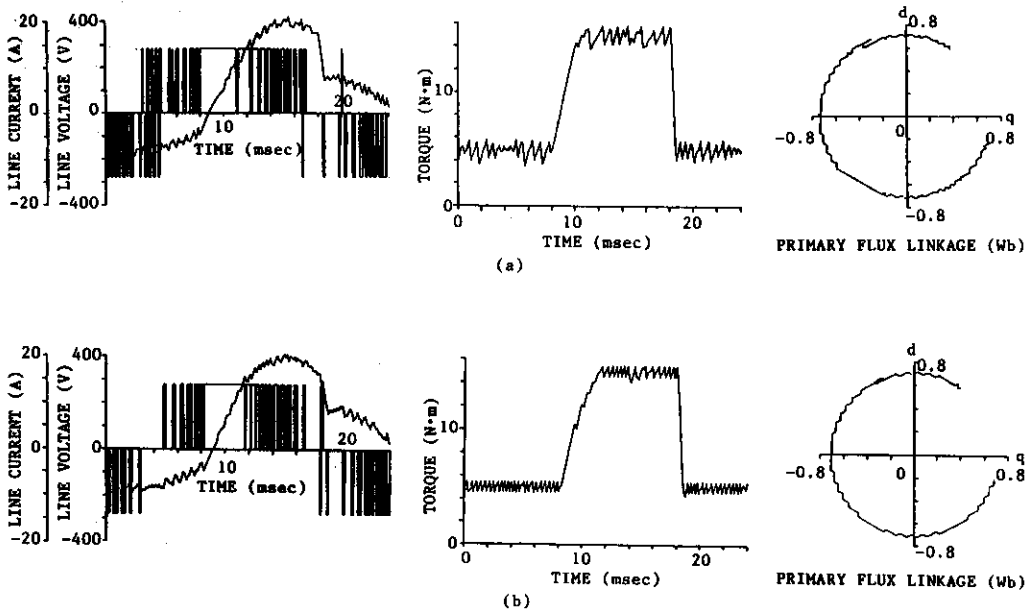


Fig. 10. Simulation results for comparison between two schemes
(a) Field oriented control
(b) Proposed control

可能でかつ騒音等も少なく制御されている。

6. フィールドオリエンテッド制御との比較

ヒステリシスコンパレータを用いた瞬時電流制御インバータを用い同一直流電源電圧、同一スイッチング周波数の場合のフィールドオリエンテッド制御と比較してみよう。

図10(a), (b)は5 Nmから15 Nmにトルクをステップ的に変化した時のシミュレーション結果である。この図が示すように両方とも磁束のリップルは等しいがトルクリップルはほぼ半分である。フィールドオリエンテッド制御はトルク応答は瞬時的に行なえるがこれは電流制御が理想的に行なわれた場合である。言い換えれば、もしインバータ電圧が制限されたなら、瞬時トルク制御は不可能となる。この論文で提案する制御法はいつも最良のトルク応答が得られるように制御される。その上、スイッチングを無駄なく行っている。特に低速領域においてスイッチング周波数の低減効果は大きい。

式(12)は二次抵抗 R_2 が応答に与える影響を示している。 R_2 の増加が応答悪化の原因となる。図11は R_2 が変化

した時の応答波形を示している。この図よりわかるように $0.5 R_2 \sim 1.5 R_2$ まで変化してもトルク応答に与える影響はきわめて少ない。このように、トルクのリミットサイクル制御は非常に有効で、“頑丈”なシステムを構成できる。それに反して、 R_1 の変動は特に低速領域において演算に何らかの誤差を生じさせることがある。

7. 磁束制御による効率改善

トルクは瞬時すべり周波数を変化させることにより簡単に実現できる。一方、効率の改善も弱め界磁のように ϕ の振幅制御を行なうことにより実現できる。トルク指令が頻繁に変化する場合は、トルク応答を速めるために磁束を最大にしておく。定常状態でしかも軽負荷の場合はむしろ低い磁束の方が高効率を得られる。それゆえ、最大効率を得るには、トルクに応じて自動的に磁束レベルを制御しなければならない。

電動機的全損失は

$$P_{loss} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_l I_0^2 \quad (22)$$

となる。 R_2 は一次より見た R_2 、 R_l は等価鉄損抵抗である。この式を I_2 、 I_0 を用いて書きなおすと

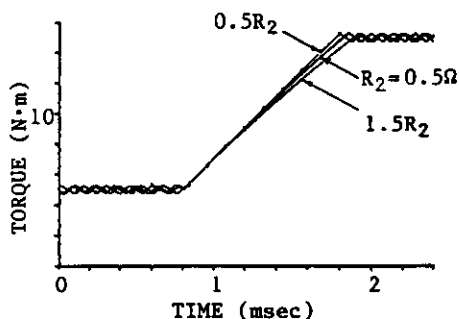
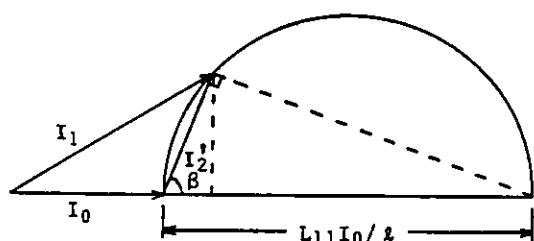

 Fig. 11. Torque step response for variations of R_2


Fig. 12. Circular diagram

$$P_{loss} = (R_1 + R_2')I_2^2 + (R_1 + R_2')I_0^2 + 2R_1 I_0 I_2 \cos \beta$$

この I_2 の軌跡は、図 12 の円 C のようになる。ここで β は I_0 と I_2 の位相差である。トルクは式 (10) より、 β を用いて

$$T = L_{11} I_0 I_2' \sin \beta \quad (23)$$

ここで漏れインダクタンスの電圧降下 $\omega(L_{11}/M)^2 I_2'^2$ は $\omega L_{11} I_0 \cos \beta$ に等しいから、次式が得られる。

$$I_2' = I \frac{L_{11}}{(L_{11}/M)^2 I} I_0 \cos \beta \quad (24)$$

式 (24) を (22) (23) に代入して

$$P_{loss} = \frac{2(L_{11}/M)^2 I}{L_{11}^2} T \left(\frac{A \cos^2 \beta + B}{\sin 2\beta} \right) \quad (25)$$

ここで

$$A = \frac{L_{11}}{(L_{11}/M)^2 I} (L_{11}(R_1 + R_2') / (L_{11}/M)^2 I + 2R_1)$$

$$B = R_1 + R_2'$$

が得られる。式 (25) の全損失は $\beta = \tan^{-1} \sqrt{(A+B)/B}$ で最小となり、この β を式 (24) (25) に代入して

$$T = \frac{1}{(L_{11}/M)^2 I} \frac{\sqrt{AB+B^2}}{A+2B} |\psi_1|^2 \quad (26)$$

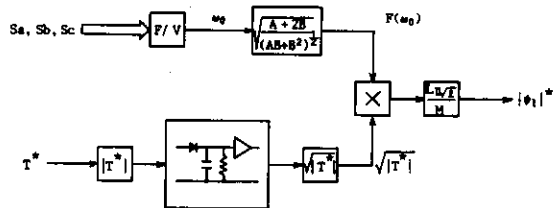
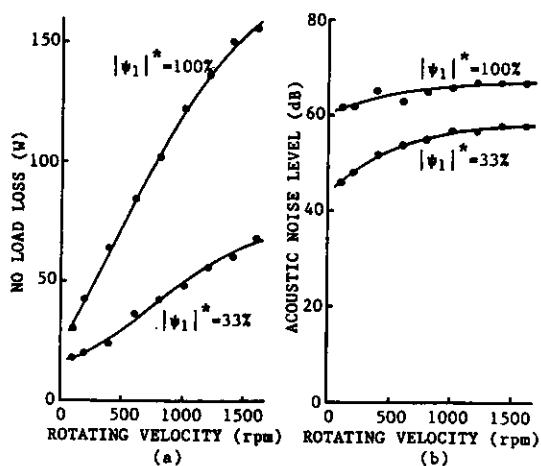


Fig. 13. Block diagram of efficiency controller


 Fig. 14. Efficiency improvement and noise reduction
(a) No load loss, (b) Acoustic noise level

式 (26) における定数は B が R_2 の関数なので一次周波数 ω_0 の関数である。

図 13 は効率制御のブロック図を示す。 $|\psi_1|$ は式 (26) よりトルク指令値 $|T|^*$ より求めることができる。一次周波数 ω_0 はスイッチング関数より求めることができる。この図で非線形フィルタはピークデテクタのような動作をし、その出力電圧はトルク指令が急速に変化する時はできるだけ早くその最大値をホールドし、その値を大きな時定数で減衰させる働きをする。しかし、定常状態で長くその状態を保つ場合は効率が最大になるような制御が行なわれる。この時定数はトルク指令の変化の頻度により決定される。

図 14 (a) (b) は効率、騒音に関して改善された結果である。磁束が定格値の $1/3$ すなわちトルクがほぼ $1/10$ の時無負荷は 60% 程度、騒音も $10 \sim 15$ dB 減少する。

8. 結 言

本論文はトルク応答と効率を同時に最適化する誘導電動機制御法を示した。この手法は、通常のフィールドオリエンテッド制御とは全く異なり、瞬時すべり制御の概念を用いている。すなわち、従来の手法は“フレミングの法則”を用いているのに対して、“アラゴの円板”の原理を用いている。

実験およびシミュレーションを通じてこの原理が正しいことを証明することができた。本論文で得た結論は次のようなものである。

- (1) 過渡時において、最大トルク応答が最大すべりを得るような電圧ベクトルを選択することにより実現できる。
- (2) 定常状態において、零電圧ベクトルを用いることにより、最小のスイッチング周波数で高調波を少なくすることができる。これにより電動機の高調波損失、騒音は減少させることができる。
- (3) 一次磁束鎖交数は効率を最大にするように制御される。この磁束レベルは定常状態において最大の効率が得られ、過渡時においては最大のトルク応答が同時に得られるように制御される。
- (4) 低周波時においてはドリフトが生じるが、これらは自動的に補償することも可能である。

これらの点よりこの論文で提案する手法は非常に有望で、フィールドオリエンテッド制御に劣らない特性を有していることが判明した。

この制御法は、現在いくつかの企業で検討され、その有効性が実証されている。本論文は、IEEE-IAS Annual Meeting 1985 at Toronto で発表したものの要約であることを付記しておく。

参 考 文 献

- 1) A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino and R. Kurosawa, "An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp. 342-350, May/Jun. 1980.
- 2) L. J. Garces, "Parameter adaption for the speed controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp. 173-178, Mar./Apr. 1980.
- 3) K. B. Nordin, D. W. Novotny and D. S. Zinger, "The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems," in Conf. Rec. 1984 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 525-531.
- 4) T. Matsuo and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives," in Conf. Rec. 1984 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 538-545.
- 5) 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会 RM-84-76 pp61~70, 昭和 59 年 9 月.
- 6) I. Racz, "Dynamic behaviour of inverter controlled induction motors," in Conf. Rec. 1965 IFAC, pp. 4B.1-4B.7.
- 7) K. R. Jordan, S. B. Dewan and G. R. Slemon, "General analysis of three-phase inverters," IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-5, pp. 672-679, Nov./Dec. 1969.
- 8) K. R. Jordan, "Modes of operation of three-phase inverters," IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-5, pp. 680-685, Nov./Dec. 1969.
- 9) Y. Murai and Y. Tsunehiro, "Improved PWM method for induction motor drive inverters," in Conf. Rec. 1933 IPEC, pp. 407-417.