電圧制御形インバータによる誘導電動機のトルク速応制御 (パルス電圧印加による過渡項の消去)

学生員 鄭 碩 権 (横浜国立大学)
正 員 藤 井 康 正 (横浜国立大学)
正 員 関 口 隆 (横浜国立大学)

A Method to Realize Very Quick Torque Control of Induction Motor Systems with Voltage-Source Inverter

Seok Kwon Jeong, Member, Yasumasa Fujii, Member, Takashi Sekiguchi, Member
(Yokohama National University)

At the present time, almost all of the quick torque control of an induction motor is achieved by vector control or direct torque control methods using CSI(Current-Source Inverter) or VSI(Voltage-Source Inverter) controller. Compared with CSI, VSI has several advantages, such as simple structure, low cost and so on. Consequently, VSI is generally used in induction motor driving systems. However, very quick torque response is hardly attained in VSI systems without the detection of stator current information. This makes the simple structure of VSI rather complicated after all.

In this paper, a new control method to realize very quick torque response of an induction motor system with VSI is proposed. The method developed here employs a PWM voltage-source inverter without the detection of stator current information. The method is based on the explicit mathematical analysis of the two transient terms of the current, and is formulated in a very simple arithmetic manner. For this control, the authors introduced a new concept of pulse addition on the input voltage of an induction motor. Through both numerical simulations and DSP(Digital Signal Processor) system-based experiments, the conceptual validity of the proposed method was successfully confirmed.

キーワード：誘導電動機，電圧制御形インバータ，トルク速応制御，パルス電圧印加，過渡トルク消去

1. まえがき

誘導電動機のトルク速応制御の実現にとって重要な評価基準の一つはトルクの過渡特性であり，トルク変化時に生ずる電磁氣的過渡現象を適切に抑える必要がある。

これに関する研究としては多数の論文が発表されているが，過渡トルクメカニズムを理論的に正確に解明し，それに基づいて制御則を提案した文献は少ない。特に電圧形制御の場合はその電流解に現れる二つの過渡項を完全に消去できる電圧条件式を得るのが難しいとされている。したがって時定数の大きい方のみを消去することによりこの問題を解決する方案が提案されている⁽¹⁾。

理論的に完全な過渡トルクの生じない電流解は，一次側電圧にインパルス電圧を印加させることにより得られるが⁽²⁾⁽⁶⁾，実用的には実現不可能である。したがって本論文では，まずインパルスのかわりに実用的に意味のあるパルス電圧を印加することにより，ある有限微小整定時間 Δ 後の状態が過渡トルクなし

になるように理論を展開する。そのあと，適切な近似を行うことにより，比較的簡単な制御演算でトルク変化時に生ずる電磁氣的な過渡トルクが消去できることを示す。

本手法は従来のベクトル制御とは異なった観点から，一次側電圧にパルス電圧を印加することにより過渡トルクを消去し，トルクの速応制御を実現する手法である。そこでの特徴は，トルク速応制御を電流のフィードバックループによらずフィードフォワード的に行っていることである。その結果，本手法は制御そのものには電流検出情報を必要としない。また，電圧指令の決め方に対する考察より，提案の制御方式はインバータの出力電圧の制約条件の下で，制御周期ごとに，電流の過渡現象によるオーバシュットを発生させることなく，トルク指令値に向かって最大のトルク変化を実現する方法であることを示す。

さらに本論文では，電圧制御形インバータ(VSI)を想定したシミュレーションおよびDSPをベースとした実機実験の結果を示し，提案する制御方式の有効性を確認する。

2. 誘導電動機の状態方程式表現と瞬時トルク式

三相誘導電動機の状態方程式は、一次電流 x_1 、二次電流 x_2 を状態変数、一次側の電圧 u を制御入力として次のように表現できる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} L_2 \\ -m \end{bmatrix} u \quad (1)$$

ここで、

$$A_{11} = -R_1 L_2 - j m^2 \dot{\theta}_e, \quad A_{12} = R_2 m - j L_2 m \dot{\theta}_e$$

$$A_{21} = R_1 m + j L_1 m \dot{\theta}_e, \quad A_{22} = -R_2 L_1 + j L_1 L_2 \dot{\theta}_e$$

$$\sigma^2 = L_1 L_2 - m^2, \quad L_i = \frac{3}{2} L'_i + l_i, \quad m = \frac{3}{2} M$$

R_i, L'_i, l_i : 一次、二次巻線の各相抵抗、主インダクタンス、漏れインダクタンス ($i=1$: 一次側, 2 : 二次側)

$\dot{\theta}_e$: 一次、二次巻線間電気角

M : 相互インダクタンス

$$j = \sqrt{-1}$$

さらに x_1, x_2, u は複素変数でありその二相変換時の実数部が d 軸、虚数部が q 軸に対応している。また、上式では一次、二次側ともに星形結線を想定している。

三相誘導電動機の瞬時トルク T は(1)式の状態変数を用い一般には次式のように示される。

$$T = p m \operatorname{Im} [x_1 \bar{x}_2] \quad (2)$$

ここで、 p は極対数、 Im は虚数部、 $\bar{}$ は複素共役を表す。

次のような正弦波入力に対して、

$$u(t) = u_1 \exp(j\omega_1 t), \quad t \geq 0 \quad (3)$$

電流は(1)式から次のように得られる。

$$x_i(t) = x_{i1} \exp(-\tau_1 t) + x_{i2} \exp(-\tau_2 t) + x_{in} \exp(j\omega_1 t), \quad i=1, 2 \quad (4)$$

ここで、 u_1 は電圧ベクトル（以下電圧ベクトルを電圧と略す） ω_1 は角周波数を、 $-\tau_i$ ($\tau_1 \neq \tau_2$) は(1)式を $\dot{x} = Ax + Bu$ といた場合のシステム行列 A の固有値、 x_{ij} ($j=1, 2$)、 x_{in} は電動機定数や電流の初期値などより決まる定数である。(4)式の右辺第1、第2項は過渡電流を、第3項が定常状態での電流を表している。

3. パルス電圧印加によるトルクの速応制御

< 3・1 > パルス電圧印加によるトルク過渡項消去の概要
トルク過渡項を消去するための十分条件は(2)、(4)式より、電流の過渡項をなくすことであることがわかる。ところで、(4)式に現れる二つの過渡項を完全に消去できる解析解は、一次側電圧にインパルス電圧を印加することにより求められる。しかし、実システムは電源などのある制約条件の下で

運転するのが通例なので、瞬間的に高電圧のインパルスを印加する方法は実用的ではない。したがって、ここではある有限微小整定時間 Δ 以降においてトルクを T_1 から T_2 に整定させるような制御を考える(図1)。

図1 トルク速応制御のパターン

Fig.1. Desired very quick torque pattern.

すなわち、本手法では図1に示すトルク制御を(5)式に見るような正弦波にパルスを重畳した一次側電圧パターンで実現することを試みる。

$$u(t) = \begin{cases} u_1 \exp(j\omega_1 t) & t < 0 \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) + u_c & 0 \leq t < \Delta \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) & \Delta \leq t \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 u_2, ω_2 はトルク変化時およびその後の正弦波の電圧と角周波数を、 u_c は過渡トルク消去のため Δ 時間の間に印加するパルス電圧を示す。また添字1と2はトルク変化前と後の状態を示すものとする。

図2は(5)式に対応するある一相分の電圧の変化を模式的に表したものである。

図2 トルク変化前後の電圧

Fig.2. Voltage variation before and after torque change.

この場合、トルクの完全なステップ応答は整定時間 $\Delta \rightarrow 0$ の極限を取ることで導かれることは明らかである。

次に(5)式の u_1, u_2, u_c の関係を導くが、計算の簡略化のためシステム行列 A の固有値および固有ベクトルを用い、次式のような対角標準形に直して議論を進める。

$$\dot{\tilde{x}} = \Lambda \tilde{x} + \tilde{B} u \quad (6)$$

ここで、

$$\Lambda = P^{-1} A P = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}$$

$$\dot{x} = P^{-1}x$$

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{bmatrix} = P^{-1}B$$

また λ_i ($= -\tau_i$) , v_i ($i = 1, 2$) はシステム行列の固有値および固有ベクトルを各々示す。

さて、変換された電流式 (6) をラプラス変換すれば、次式のようになる。

$$\tilde{X}_i(s) = \left\{ \tilde{x}_i(0) + \tilde{b}_i U(s) \right\} / (s + \tau_i), \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

ここで、

$\tilde{x}_i(0)$: $x_i(0)$ から変換された初期電流値

s : ラプラス演算子

一方、(5) 式のトルク変化時のパルス電圧が重畳された入力電圧をラプラス変換すれば、

$$U(s) = u_2 \frac{1}{s - j\omega_2} + u_c \frac{1}{s} (1 - e^{-s\Delta}) \quad (8)$$

となり、電流は (8) 式を (7) 式に代入し、その逆ラプラス変換を行うことより求められる。整定時間 Δ 以降の過渡トルクを消去するためには、 Δ 時刻以降の過渡電流項を消去すればよい。そこでまず、 Δ 時刻以降の電流 $\tilde{x}_i(t)$ は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} \tilde{x}_i(t) = e^{-\tau_i t} & \left\{ \tilde{x}_i(0) - \frac{\tilde{b}_i u_2}{(\tau_i + j\omega_2)} - \frac{\tilde{b}_i u_c}{\tau_i} (1 - e^{\tau_i \Delta}) \right\} \\ & + \frac{\tilde{b}_i u_2}{\tau_i + j\omega_2} e^{j\omega_2 t}, \quad i = 1, 2 \quad (9) \end{aligned}$$

ここで、 $\tilde{x}_i(0)$ はトルク変化直前 ($t = 0_-$) の電流値を示す。

上式では右辺の第 1 項が過渡項を、第 2 項が定常項を示している。したがって、整定時間 Δ 後の過渡電流をゼロにするためには第 1 項の $\{ \}$ の内をゼロにする正弦波電圧 u_2 およびパルス電圧 u_c を求めればよい。この条件を満たす電圧を制御入力とすることにより、設定された整定時間後の状態を過渡トルクなしに制御することができる。よって、ここで提案する制御手法はトルクの状態をある定常状態から整定時間 Δ でもって次の定常状態へ移行することを可能にする。なお本論文での「過渡トルクなし」という用語は、整定時間 Δ 後のトルクに過渡トルクが生じないことを意味する。

< 3・2 > 過渡項消去条件を満たす電圧式の導出 トルク変化前の状態を定常状態と想定できることから、トルク変化直前の電流値は、(5) 式の $t < 0$ 時の入力電圧を (7) 式に代入することより次のように得られる。

$$\tilde{x}_i(0_-) = \frac{\tilde{b}_i u(0_-)}{\tau_i + j\omega_i}, \quad i = 1, 2 \quad (10)$$

ここで、 $u(0_-)$ はトルク変化直前の電圧を表す。

(10) 式の関係を用いることにより、本制御方式は制御そのものには電流情報を直接利用しなくて済むようになる。

一方、(9) 式の過渡電流項をゼロにする正弦波電圧およびパルス電圧は (10) 式を用い、次式のように導かれる。

$$u_2 = \frac{(\tau_1 + j\omega_2)(\tau_2 + j\omega_2) \left\{ D_2(\tau_2 + j\omega_1) - D_1(\tau_1 + j\omega_1) \right\}}{(\tau_1 + j\omega_1)(\tau_2 + j\omega_1) \left\{ D_2(\tau_2 + j\omega_2) - D_1(\tau_1 + j\omega_2) \right\}} u(0_-) \quad (11)$$

$$u_c = \frac{\frac{(\tau_2 + j\omega_2)}{(\tau_2 + j\omega_1)} - \frac{(\tau_1 + j\omega_2)}{(\tau_1 + j\omega_1)}}{D_2(\tau_2 + j\omega_2) - D_1(\tau_1 + j\omega_2)} \frac{u(0_-)}{\Delta} \quad (12)$$

ここで、

$$D_i = \frac{1 - \exp(\tau_i \Delta)}{\tau_i \Delta}, \quad i = 1, 2$$

次に、誘導電動機のトルク指令が Δ 間隔ごとに変わるような一般的なケースへと理論を拡張して議論を行う。トルク指令の変化時を基準時点 $n\Delta$ 時刻として、その前後の電圧および角周波数の状態を $n-1$, n を用いて書き換えると、(11), (12) 式は次のように書き直せる。

$$u_2 = \frac{(\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) \left\{ D_2(\tau_2 + j\omega_{n-1}) - D_1(\tau_1 + j\omega_{n-1}) \right\}}{(\tau_1 + j\omega_{n-1})(\tau_2 + j\omega_{n-1}) \left\{ D_2(\tau_2 + j\omega_n) - D_1(\tau_1 + j\omega_n) \right\}} \times u_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1}) \quad (13)$$

$$u_{cn} = \frac{\frac{(\tau_2 + j\omega_n)}{(\tau_2 + j\omega_{n-1})} - \frac{(\tau_1 + j\omega_n)}{(\tau_1 + j\omega_{n-1})}}{D_2(\tau_2 + j\omega_n) - D_1(\tau_1 + j\omega_n)} \frac{u_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1})}{\Delta} \quad (14)$$

ここで、

$$u(t) = u_n \exp(j\omega_n t) + u_{cn}, \quad n\Delta \leq t < (n+1)\Delta$$

なお (11), (12) 式の $u(0_-)$ は、(13), (14) 式においては単に u_{n-1} と置き換えられるのではなく、 Δ 間の回転分を考慮して $u_{n-1} \exp(-j\Delta\omega_{n-1})$ となることに注意して頂きたい。また u_{n-1} , ω_{n-1} は既知とし、 Δ 間隔の間には電動機速度を一定と見なすと、(13), (14) 式はともに角周波数 ω_n のみの関数と見なせる。

本手法は、前述したように、定常状態間を推移させる制御になるので、トルク指令が Δ 間隔ごとになっても $n\Delta$ 時刻における瞬時トルクを定常状態のトルク式を用いて表現できる。したがって $n\Delta$ 時刻におけるトルク T_n は、(13) 式の正弦波電圧を用いて次式のように表せる。

$$T_n = \left| \frac{u_n}{(\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n)} \right|^2 \frac{p R_2 m^2}{\sigma^4} (\omega_n - \theta_{en}) \quad (15)$$

ここで、 θ_{en} は $n\Delta$ 時刻における電動機回転速度から換

算された電気角速度を示す。

角周波数 ω_n は厳密には(13)式を(15)式に代入することより、実はある2次方程式の解として得られる。この場合、 ω_n の決定には平方根や指数関数などの計算が必要となる。しかし(13)、(14)式に対し適切な近似を行うことにより ω_n が簡単に計算できることを以下に示す。

< 3・3 > 実システムへの適用を考慮した近似 まず(13)、(14)式は Δ に関する指数関数を含んでいるが、ここではそれらのテーラ展開による第一次近似式を用いて計算する。正弦波電圧とパルス電圧は各々次式のように得られる。

$$u_n = \frac{(\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n)}{(\tau_1 + j\omega_{n-1})(\tau_2 + j\omega_{n-1})} \left\{ 1 + j\Delta(\omega_{n-1} - \omega_n)/2 \right\} \times u_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1}) \quad (16)$$

$$u_{en} = \frac{j(\omega_n - \omega_{n-1}) \left\{ 1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2 \right\}}{(\tau_1 + j\omega_{n-1})(\tau_2 + j\omega_{n-1})} u_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1}) \quad (17)$$

さらに(16)式の右辺()の内を次のように近似すると、

$$1 + j\Delta(\omega_{n-1} - \omega_n)/2 \approx \frac{(1 + j\Delta\omega_{n-1}/2)}{(1 + j\Delta\omega_n/2)} \quad (18)$$

となる。この近似式を(16)式に代入することより、帰納的に次の漸化式が導かれる。

$$\frac{(1 + j\Delta\omega_n/2) u_n}{(\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n)} = \frac{(1 + j\Delta\omega_{n-1}/2) u_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1})}{(\tau_1 + j\omega_{n-1})(\tau_2 + j\omega_{n-1})} \\ = \frac{(1 + j\Delta\omega_i/2)}{(\tau_1 + j\omega_i)(\tau_2 + j\omega_i)} u_i \exp(j\Delta \sum_{k=i}^{n-1} \omega_k), \quad i < n \quad (19)$$

ここで次式のようなベクトル C_n を導入すると、

$$C_n = \frac{(1 + j\Delta\omega_n/2) u_n}{(\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n)} \quad (20)$$

(20)式は、(19)式の関係より次のように書き直すことができる。

$$C_n = C_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1}) = C_i \exp(j\Delta \sum_{k=i}^{n-1} \omega_k), \quad i < n \quad (21)$$

またこの式から次の関係が導かれる。

$$|C_n| = |C_{n-1}| = \dots = |C_i| = \dots = |C_0| = C \quad (22)$$

ここで、

$$C_i = C \exp \left\{ j \left(\varphi + \Delta \sum_{k=0}^{i-1} \omega_k \right) \right\}$$

$$\varphi = \arg C_0$$

さらに、 C はスカラー量である。

次にこの C を用いてトルク式を表現するため(20)式を(15)式に代入し、 Δ に関する二次以上の高次項を無視すると、(15)式は次のように書き直せる。

$$T_n = C^2 \frac{p R_2 m^2}{\sigma^4} (\omega_n - \theta_{en}) \quad (23)$$

この式より本提案手法はトルクをすべり周波数に比例させて制御することになる。 C は正の値であり、電動機の動作点を決めるパラメータと解釈することができる。よって、パラメータ C は(23)式に電動機の定格値を用いて、次のように定めるのが実用的であろう。

$$C = \sqrt{\frac{\sigma^4 T_{ra}}{p R_2 m^2 (\omega_{ra} - \theta_{era})}} \quad (24)$$

ここで、 T_{ra} ：定格トルク値、 ω_{ra} ：定格電源角周波数、

θ_{era} ：モータの定格回転数から換算された電気角速度

したがって、(23)式より、角周波数 ω_n はトルク指令値 T_n^* および電動機速度情報を用い、次のように簡単に計算できる。

$$\omega_n = \frac{\sigma^4 T_n^*}{p R_2 m^2 C^2} + \theta_{en} = (\omega_{ra} - \theta_{era}) \frac{T_n^*}{T_{ra}} + \theta_{en} \quad (25)$$

この角周波数 ω_n を用いて、任意時刻における電圧指令 $u(t)$ は(16)、(17)式に(18)～(21)式を代入することより近似的に次のように得られる。

$$u_n = (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) (1 - j\Delta\omega_n/2) C_n \quad (26)$$

$$u_{en} = j(\omega_n - \omega_{n-1}) \left\{ 1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2 \right\} (1 - j\Delta\omega_{n-1}/2)$$

$$\times C_{n-1} \exp(j\Delta\omega_{n-1})$$

$$= j(\omega_n - \omega_{n-1}) \left\{ 1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2 \right\} (1 - j\Delta\omega_{n-1}/2) C_n$$

$$\quad (27)$$

(27)式より、パルス電圧は角周波数指令が変わるとき、すなわち $\omega_n \neq \omega_{n-1}$ のときのみ値を持ち、 $\omega_n = \omega_{n-1}$ となる定常状態では値を持たない。したがって、定常状態では正弦波電圧(26)式だけが電圧指令となる。なお電動機のトルク指令がゼロであり、かつ回転停止状態での電圧指令は、角周波数指令がゼロとなり、(26)式などより大きさ $|\tau_1 \tau_2 C_0|$ の直流電圧となる。

一方、連続系における電圧指令 $u(t)$ は(26)、(27)式の和として得られるが、サンプリング間隔 Δ を持つ離散制御系においては単に(26)式の $n\Delta$ と $(n+1)\Delta$ 時刻間の中間時点における値を取り、(28)式のように定めても問題はないと考えられる。

$$u_n' = u_n \exp \left(j \frac{\Delta}{2} \omega_n \right) = (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) C_n \quad (28)$$

ただし、ここでは次のような近似を行った。

$$(1 - j\Delta\omega_n/2) \exp(j\Delta\omega_n/2) \approx 1$$

よって、最終的な離散制御系の電圧指令 u_n' は(29)式となる。

$$u_n' = u_n + u_{en}, \quad n\Delta \leq t < (n+1)\Delta$$

$$= \left\{ (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) \right.$$

$$\left. + j(\omega_n - \omega_{n-1}) \left\{ 1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2 \right\} (1 - j\Delta\omega_{n-1}/2) \right\} C_n$$

$$\quad (29)$$

(29) 式は固有値を含んでいるが、それぞれの固有値を個別に求める必要はなく、次式のような互いの積と和とだけを求めれば、離散制御系の電圧指令 u_n^* が計算できる。

$$\tau_1 \tau_2 = (R_1 R_2 - j R_1 L_2 \dot{\theta}_e) / \sigma^2 \quad (30)$$

$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 L_2 + R_2 L_1) / \sigma^2 - j \dot{\theta}_e \quad (31)$$

したがって、電動機回転速度が変化しても、(29) 式の計算は除算および平方根の演算なしで進めることができる。DSPなどの数値演算プロセッサを用いて本手法を実現することを考えると、このことは演算時間の大幅な短縮に寄与し、大きなメリットとなる。

図3は(29)式に基づくDSPの演算フローチャートを示す。

図3 DSP演算フローチャート

Fig.3. DSP arithmetic flow chart.

初期設定を除く、演算所要総ステップ数は190ステップ程度であり、そのうちトルク指令と速度情報からの周波数演算部(図3のa) 11ステップ、電圧指令演算部(図3のb) 67ステップ、そして座標系変換および二相から三相電圧への変換部(図3の

c, 三角関数はテーブルから直接に呼んでくることを前提に1ステップとして計算) 112ステップとして構成される。1命令あたり150ns程度の処理速度を持つ汎用的なプロセッサ(DSP)を想定すれば、わずか29μsほどの演算時間で済む。

一方、(29)式で決まる電圧指令が(32)式のように、インバータの出力電圧の上限以上になる場合は、(25)式で得られた ω_n を、 ω_{n-1} に近付けるよう収束計算(図3のb)を行い、電圧指令を利用可能な最大電圧以下になるよう再調整する。ただしこの場合、トルク指令の実現は、複数の時間ステップに渡って行われることになる。

$$|u_n^*| > U_{\max} \quad (32)$$

ここで、 $U_{\max}$ はインバータの出力最大電圧の二相変換値を示す。

なお、電圧指令演算ループ1回の演算(図3のb)所要時間は10μs(150ns/instructionの処理速度を想定)程度であるので数百μsの制御周期を想定すると、繰り返し計算により十分精度よくインバータの出力電圧を最大限利用する電圧指令の計算が可能となる。

また、 K_{ω} 値はトルク指令を読む制御周期やDSPの演算処理速度などを考慮して適宜に選ぶ必要がある。今回の実験ではとりあえず K_{ω} 値を0.95にした。

ところで、本方式で得られる電圧指令は、理論的にはインバータ出力電圧の制約条件下で、制御周期ごとに、電流の過渡現象によるオーバーシュートを発生させることなく、トルク指令値に向かって最大のトルク変化を実現するものである。この観点から言えば、従来のベクトル制御に比べ、本方式の方がトルク変化時の過渡特性の面で有利になる可能性は十分ある。

また、本方式の特徴は、電流制御のためのインバータ電圧指令を電流フィードバックループによらずに、(29)式よりフィードフォワード的に決定できることである。したがって本方式は、フィードバックによる電流制御の時間遅れが問題となるような、高度の速応性が要求される制御への応用も期待できる。さらに本方式では、電流検出情報は、装置保護の観点からのリミッタなどに使われることは有り得るが、制御そのものには不用である。したがって本方式は、必ずしも制御周期ごとに、電流情報を高精度で検出する必要はないことから、制御性能の電流検出精度への依存性を減らすことなどにも寄与できると考えられる。

4. 数値シミュレーションおよび実機検証

< 4・1 > 数値シミュレーション 図4に数値シミュレーションに想定された誘導電動機のPWMインバータシステムの構成を示す。

図4 PWMインバータシステム

Fig.4. Outline of the assumed PWM inverter system in the numerical simulation.

図4でインバータは、キャリア周波数2kHz、三相200V電圧形PWM方式のものを想定している。なおパルス幅 Δ （制御周期）は、インバータのキャリア周期の整数倍となっていれば、厳密に同期を取る必要はなく、比較的容易にパルス電圧指令の実現ができる。本シミュレーションではパルス幅 Δ を1msと設定した。

前述したように本方式では、電流制御をフィードフォワードで行えるので、図4に見るように制御そのものには電流検出情報が必要としない。

表1にシミュレーションおよび実験に用いた三相巻線形誘導電動機の定格値および電動機定数を示す。

表1 供試電動機の定格値および定数

Table 1. Rated values and constants of the tested induction motor (Wound-rotor type).

定格	出力	2.2 kW
	電圧	200 V, 50 Hz
	相数	3
	極数	4 ($p=2$)
	角速度	132.5 rad/s
定数	R_1	0.58 Ω
	R_2	1.5 Ω
	L_1	100 mH
	L_2	108.8 mH
	$m (= 3M/2)$	100.4 mH

図5は数値シミュレーション結果の一例として、ステップおよびランプ関数的なトルク指令に対するトルク応答とその際のそれぞれの電圧指令 (v_u^*, v_v^* : 以下 v_u, v_v と略記) および一次電流 (x_{1u}, x_{1v}) の二相分を各々示す。

図5の電圧指令パターンより、 Δ 時間の間には本手法の特徴であるパルス電圧が重畳され、整定時間後の状態を過渡トルクなしに制御できていることがわかる。またこの運転状態では印加可能な余裕電圧が小さいため、トルク指令に整定するのに、複数の時間ステップで実現していることがわかる。

(a)

(b)

図5 数値シミュレーション結果 (800rpm) ; (a) ステップ的なトルク指令の場合、(b) ランプ関数的なトルク指令の場合

Fig.5. Numerical simulation results; (a) Step torque command, (b) Ramp torque command.

シミュレーション結果では、本手法を用いることにより、電圧形PWMインバータを用いても、比較的良好なトルクの速応制御ができているのが分かる。

< 4・2 > 実機による理論検証 図6にDSPをベースとした実験装置の構成を示す。

図6 実験装置の構成

Fig.6. Experimental system.

図6のVSIは、バイポーラトランジスタの三相200V電圧形PWMインバータである。DSPは32ビットの浮動小数点処理方式のもの(150ns/instructionの処理速度)で、与えられたトルク指令を出すための電圧指令の演算を行い、12ビットのD/A変換器を通して信号波を生成する。キャリアは周波数2kHzで、三角波発生回路より作られる。所定のPWMパルスパターンは比較回路で信号波とキャリアとの比較により作られる。信号波の制御周期は1msとした。また、使用インバータのトランジスタの短絡防止時間は20 μ sに設定されているため、電動機の低速運転時の低電圧出力領域では、それによる電圧降下分の影響が無視できなくなる。この問題に対する方策はいくつかあるが、本実験では、電圧指令であるPWMパルスパターンとフォトカプラで検出された実際のPWMインバータの出力電圧パルスパターンを比較し、それらのパルス幅が一致するようにフィードバック制御する回路⁽⁸⁾を介して電圧補償を行った。

本実験ではモータの拘束状態および回転状態で電圧指令と一次電流を測定し、この測定値から演算トルクを求めることにした。このため、測定された電圧 v_1 と一次電流 x_1 から(33)式を用いて一次鎖交磁束ベクトル ψ_1 を計算し、(34)式より一次電流とのベクトル積を取ることで瞬時トルクを求めた。

$$\psi_1 = \int (v_1 - R_1 x_1) dt \quad (33)$$

$$T = p |\psi_1 \times x_1| \quad (34)$$

一方、理論の妥当性の評価は、インバータ自体の性能差による影響を取り除くため、パルス電圧印加の有無による対照実験を通して行うことにした。

図7と図8はそれぞれ拘束状態および回転状態で、トルク指令を5N.mから10N.mへステップ的に変化した時の実験結果を示す。図7と図8の(a)はトルク指令を出すための相電圧指令を示す。トルク指令が変わる30ms時点で、本方式の特徴でもあるパルス電圧が重畳されている。図7と図8の(b)と(c)は、(a)の電圧指令に対する電動機の一次相電流およびトルク応答を各々示している。電流波形(b)で見るように本方式では、一次電流をパルス電圧の印加により、トルク指令の変化時に生じ得る過渡電流を抑えたと共に、設定された整定時間後には定常状態になるように制御していることが分かる。その結果、図(c)に見るように整定時間後のトルクが、指令通りの定常値に整定されている。回転状態でのトルクには、定常状態時でも一次電源周波数の6倍調の周期的なトルクリップルが観測されるが、これは短絡防止時間の影響を完全には除去

図7 拘束状態での実験結果

Fig.7. Experimental result under lock state.

図8 回転状態(800rpm)での実験結果

Fig.8. Experimental result under rotating state.

できなかったためと推定される。

図7と図8の(d)はパルス電圧印加の影響を調べるため、(29)式の電圧指令 u_n^* からパルス電圧 u_{on} だけを除いた正弦波電圧 u_n^* を指令とした場合のトルク応答を示す。パルス電圧を印加しなかった場合のトルク応答(d)は、パルス電圧を印加した場合のトルク応答(c)に比べ、整定時間で15ms以上の遅れが生じていることが分かる。

図7と図8とに示された実験結果より、パルス電圧印加によってトルク制御の速応性が大幅に改善されているのがわかる。

このことにより、本論文で提案する理論の妥当性が検証されたと言える。なお、図7と図8の(d)に示すトルク応答はあくまでもパルス電圧印加の影響を評価するための対照実験の結果であり、本方式とベクトル制御などの従来方式とを直接比較しているのではないことに注意する必要がある。

5. おわりに

本論文では、パルス電圧印加による過渡トルク消去に基づいた電圧制御形誘導電動機のトルク速応制御の新しい手法を提案し、理論検証のためPWMインバータを想定したシミュレーションおよび実験結果を示した。以上の結果よりトルク変化時に生ずる誘導電動機の電磁気的な過渡トルクをパルス電圧印加により除去でき、トルクの速応制御が可能であることがわかった。

本稿で提案する新手法は、制御演算が比較的簡単でありながらもトルク速応性は優れている。また本方式では、トルク速応制御を電流のフィードバックループによらずフィードフォワード的に行っているのが特徴と言える。したがって本方式は、電流制御の時間遅れが問題となるような高度の速応性が要求される制御への応用も期待できる。

今後は電動機のパラメータ変動に対する感度解析などを含む本手法の実用化および速度センサレス化などに関わる問題についてさらに検討を加えたい。

本研究の一部は東洋電機製造(株)との共同研究の一環で行われたことを付記する。同技術研究所の小林 弘和氏、藤川 淳両氏には、有益な助言を賜ったこと、厚くお礼を申し上げる。

(平成6年5月18日受付、同6年10月24日再受付)

文 献

- (1) 山村 昌・中川聡子・河村篤男：「磁界加速法制御による誘導電動機の電圧形制御」，電学誌B, **104**, 7, 449～453 (昭59-7)
- (2) 野村辛弘・藤森一正・関口 隆：「電圧制御法誘導電動機の過渡トルク消去条件について」，第25回自動制御連

合講演会, No. 2002 (昭57-11)

- (3) 関口 隆：「誘導電動機の過渡トルク応答」，電学誌, **90**, 2, 287～293 (昭45-9)
- (4) I.Takahashi and T.Noguchi："A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **IA-22**, No.5, 820～827 (1986)
- (5) A.Kawamura and R.G.Hoft："An Analysis of Induction Motor Field Oriented or Vector Control", *IEEE Pow. Elec. Spec. Conf.*, 91～101 (1983)
- (6) S.K.Jeong, T.Sekiguchi, H.Kobayashi and K.Fujikawa："A Method to Eliminate Transient Torque of Induction Motors", *Proc. Int. Conf. on Power Conversion*, 456～460 (1993 - 4)
- (7) S.K.Jeong, Y. Fujii, T.Sekiguchi, H.Kobayashi and K.Fujikawa："A Method to Realize Very Quick Torque Control of Induction Motors in Voltage-Controlled System", *Proc. Int. Workshop on Advanced Motion Control*, 321～328 (1994 - 3)
- (8) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」，総合電子出版社，54～58 (1991)

鄭 碩権

(学生員) 1961年4月8日韓国生。1983年国立釜山水産大学機関学科卒業。1986年同大学院機関科修了。1986年より同大学助手を経て1989年4月文部省奨学生として来日。平成7年3月横浜国立大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士課程修了。電動機制御，パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

藤井 康正

(正員) 昭和40年4月12日生。平成5年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月より横浜国立大学電子情報工学科助手。エネルギーシステム，離散事象システムを対象にした研究に従事。エネルギー・資源学会，計測自動制御学会会員。

関口 隆

(正員) 昭和10年6月11日生。34年横浜国立大学工学部電気工学科卒業。同年安川電機(株)入社，制御装置の設計に従事。36年横浜国立大学工学部助手。講師，助教授を経て，現在，電子情報工学科教授。工学博士。FA，CIMシステムおよび電動機制御の研究に従事。計測自動制御学会，システム制御情報学会，日本ファジィ学会およびIEEEの会員並びにIEC/TC65日本代表。