インバータ駆動交流電動機のトルク電流 および励磁電流検出器

正員 浅野 勝宏 (名古屋工大) 正員 常 広 讓 (名古屋工大)
准員 堀田 和彦 (名古屋工大)

1. ま え が き

誘導電動機のベクトル制御やDCブラシレスモータにおいては、一次電流 $i_u \sim i_w$ を後述の(1)式で与えられる値になるよう、迅速かつ正確に制御しなければならない。通常、これはPWMインバータに電流制御ループを設けて行っているが、電流 $i_u \sim i_w$ にPWM制御に起因する高調波電流(脈流)が多量に含まれるため、高精度の制御は極めて難しい。また、脈流を除去するためのフィルタを用いると応答性が阻害される。

言い換えると、電流 $i_u \sim i_w$ から脈流を取除いた形でトルク電流 i_q や励磁電流 i_d を簡単に得ることができれば、電流制御のみならず制御系全体が大幅に簡便化されると共に、電動機の特長や性能改善が図れるものと考えられる。このような観点から、本論文ではPWM制御の原理を利用した座標変換器とその適用例を述べ、本装置の有用性を示す。

第2章は、座標変換器の原理および回路構成、動作特性について説明したもので、回路定数を適切に選ぶことにより、PWM制御に起因する脈流の影響を受けない変換器が実現できることを明らかにする。

第3章は、 d - q 軸電圧 v_d^* , v_q^* が与えられたとき、これに対応する電圧を電動機に供給するためのインバータのPWM制御回路に関するものである。本回路の動作原理は第2章の座標変換器と同じであり、両者を併用することにより d - q 軸での制御を可能にしようとするものである。

これらの回路のDCブラシレスモータへの適用例を第4章で考察している。従来の方式に比べ、制御回路

の構成が簡便化されると共に、大幅な特性改善がなされることを供試機の試験結果をもとに明らかにした。

2. PWM制御の原理を用いた座標変換器

〈2・1〉 座標変換器の必要性と問題点 第1章にも述べたように、図1に示す誘導電動機のベクトル制御系では、一次電流 $i_u \sim i_w$ を検出し、これを設定値

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_q^* \\ i_d^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 $\theta = \omega t$, ω : インバータ角周波数に等しくするようPWMインバータを動作させる。ここで、 i_q^* と i_d^* は誘導機に流すべきトルク電流および励磁電流である。

この場合、基本的には各相の電流誤差

$$\varepsilon_i = i_i^* - i_i \quad (i = u, v, w) \quad (2)$$

を0にするようにインバータを動作させればよいわけであるが、インバータはオン・オフ動作であるから、スイッチング周波数を無限大にしない限り $\varepsilon_i = 0$ とすることは原理的に不可能である。瞬時値制御方式⁽¹⁾や

図1 電流制御ループ付きPWMインバータの構成図

Fig. 1. PWM inverter with current feedback loop.

Current Detector of Torque and Exciting Components of Inverter-Fed AC Motor. By Katsuhiro Asano, Member, Kazuhiko Hotta, Associate & Yuzuru Tsunehiro, Member (Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya Institute of Technology).

浅野勝宏: 正員, 名古屋工業大学大学院(現在, (株)豊田中央研究所)
堀田和彦: 准員, 名古屋工業大学大学院
常広 讓: 正員, 名古屋工業大学電気情報工学科

平均値制御方式⁽²⁾、また電流検出にサンプルホールド回路を用いる方法⁽³⁾など数多くの提案があるが、精度および応答性を十分満足するまでには至っていない。

さて、上述した電流制御法は、見方を変えれば

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix}^* \\ &\quad * \begin{bmatrix} \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

で定義されるトルク電流 i_q と励磁電流 i_d を、設定値 i_q^* と i_d^* に追従させる一方策であり、これを u - v - w 軸で行っていると考えることができる。もし、(3)式の座標変換が(実用的な意味で)可能であれば、誤差

$$e_q = i_q^* - i_q, \quad e_d = i_d^* - i_d$$

を 0 にするような制御は十分可能である。 $i_u \sim i_w$ と異なり i_q, i_d は直流であるから、フィルタや補償回路の設計は格段に簡単化されるからである。加えて、ベクトル制御系の電圧方程式や運動方程式は d - q 軸の諸量を用いて記述されるので、この点でも利するところが大きい。

〈2・2〉 座標変換器の動作原理 ここでは、(3)式の座標変換を行わせる回路⁽⁴⁾ (以下、電流変換器と略記) について考えよう。

電流変換器の動作原理を理解するための回路図を図 2 に示す。変換器の入力端子には、電流 i_u, i_v, i_w を供給する電流源が接続してある。6 個のアナログスイッチは、(b)図に示す動作パターンに従ってオン・オフさせる。すなわち、 u 相のスイッチ S_u^+ と S_u^- は、振幅 1 ののこぎり波が $\sin \theta$ より小さい期間では S_u^+ を、一方 $\sin \theta$ より大きいところでは S_u^- がオンである。 v 相と w 相のスイッチについても、 $\sin \theta$ がそれぞれ $\sin(\theta - 2\pi/3)$ 、 $\sin(\theta + 2\pi/3)$ となるだけで、同じ規則に従って動作するものとしよう。

なお、のこぎり波の周期 T は、インバータの変調キャリアの周期に比べかなり小さいと仮定する。

このとき、変換器の出力電圧 e_+, e_- の一微小期間(のこぎり波の 1 周期)の平均値を $\bar{e}_+, \bar{e}_-$ とすると

$$\begin{aligned} \bar{e}_+ &= R \{ (1 + \sin \theta) / 2 \cdot i_u \\ &\quad + \{ 1 + \sin(\theta - 2\pi/3) \} / 2 \cdot i_v \\ &\quad + \{ 1 + \sin(\theta + 2\pi/3) \} / 2 \cdot i_w \} \\ \bar{e}_- &= R \{ (1 - \sin \theta) / 2 \cdot i_u \\ &\quad + \{ 1 - \sin(\theta - 2\pi/3) \} / 2 \cdot i_v \\ &\quad + \{ 1 - \sin(\theta + 2\pi/3) \} / 2 \cdot i_w \} \end{aligned}$$

となる。従って、変換器の出力電圧の平均値 $\bar{e}_0$ は

$$\begin{aligned} \bar{e}_0 &= \bar{e}_+ - \bar{e}_- = R \{ \sin \theta i_u + \sin(\theta - 2\pi/3) i_v \\ &\quad + \sin(\theta + 2\pi/3) i_w \} \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

図 2 座標変換の機能を備えた電流変換器の原理図

Fig. 2. Principle of current converter for performing the coordinate conversion.

となり、平均値に関する限り i_d に比例することがわかる。同様に、 i_q に比例する電圧を得るには、(b)図の $\sin \theta \sim \sin(\theta + 2\pi/3)$ の代わりに $\cos \theta \sim \cos(\theta + 2\pi/3)$ を用いればよい。

〈2・3〉 より実用的な回路 図 2 の変換器をより実用的な回路とするため、多重度 3 の変換器⁽⁵⁾ (図 2 の回路を 3 台並列接続したのと同等の性能をもつ回路) を考えよう。まず、 $i_u + i_v + i_w = 0$ であるから、(3)式から i_w を消去すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \pi/6) & -\cos \theta \\ \cos(\theta - \pi/6) & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \\ &\dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

実際の回路でも、電流検出では u と v の二相で行うので、 i_w がないことはより実用的であろう。

ここで、図 3 (a) の回路を考えよう。(b)図は $\theta = 7\pi/6$ 付近のアナログスイッチの動作状況を図示したものである。(I)~(III)の 3 組の u 相のスイッチは、振幅が 1 ののこぎり波と $\sin(\theta - \pi/6)$ の大小関係に従ってオン・オフさせることは図 2 の回路と同様である。また v 相については、(5)式から $-\cos \theta$ とののこぎり波を比較してオン・オフパターンを決める。この場合、のこぎり波は各組ごとに $T/3$ だけ移相したものをを用いる必要がある。出力電圧 e_0 の一微小期間(のこぎり波の 1 周期)の平均値が i_d に比例することは自明であろう。また、 $\sin(\theta - \pi/6)$ を $\cos(\theta - \pi/6)$ に、 $-\cos \theta$ を $\sin \theta$ に代えれば i_q に比例した出力が得られる。

次に、負荷抵抗を流れる実効的な電流 (R^+ と R^- に同時に $i_w/3$ が流れるときは 0 と考える) を見ると、 u 相電流については、 i_u と $i_u/3$ が、 v 相電流は $i_v/3$ と $-i_v/3$ が $T/3$ を周期として交互に流れている。

このことから、図 3 の回路の実効的な電流は各相に

図 3 多重度 3 の電流変換器

Fig. 3. Multiple connection of the current converter.

について、 $i_u/3$ 、 $-i/3$ 、 $-i$ の 4 レベルであり、図 4 (a) の回路のように簡単化することができよう。

すなわち、図 4 の回路で、例えば $R(i_u+i_v/3)$ を出力するには、 S_{u1}^+ 、 S_{u2}^+ および S_{u2}^- 、 S_{u1}^- をオンすればよい。同様に、 $R(i_u/3-i_v/3)$ に対しては、 S_{u2}^+ 、 S_{u1}^- と S_{u1}^+ 、 S_{u2}^- がオンである。

さて、電流 i_u 、 i_v の検出には通常ホール素子を用いた CT が用いられ、その出力は電圧源である。そこで、図 5 に示すように演算増幅器を用いて、図 4 の回路の電流源 $2i_u/3$ 、 $i_u/3$ 、 $\dots$ を得るようにしている。各演算増幅器の入力端子は常に 0 電位であるから、抵抗 r_1 および r_2 の電流は、 e_0 に無関係に i_u または i_v に正比例する。なお、 $S_{u1}^+ \sim S_{u2}^-$ にはアナログスイッチ (HC 4053) を用いている。出力電圧 e_0 を平滑にするため、低域フィルタを設けている。この変換器の伝達関数は、近似的に

$$G(s) = 1/(1 + T_s s)^2, \quad T_s = rC = r'C' \quad (6)$$

で与えられるが、時定数 T_s をインバータの変調キャリア周波数を考慮して選ぶことにより、電流 $i_u \sim i_v$ に

図 4 図 3 の変換器の改良形回路

Fig. 4. Modification of the current converter of Fig. 3.

図 5 電流変換器の結線図

Fig. 5. Current converter circuit.

含まれる (PWM 制御に起因する) 脈流の影響がない電流変換器が実現できる (〔2.4〕節参照)。

実際の回路構成を図 6 に示す。カウンタ HC-4520 は、図 3 の回路ののこぎり波 (時間軸 t と考えてもよい) に相当する信号を ROM に供給する。4 MHz のクロックを用いているので、のこぎり波の 1 周期の時間 T は $64 \mu s$ である。

$\theta = \omega t$ に相当する指令は、8 ビットのデジタル信号として ROM に入力される。ROM には、 θ を $\sin(\theta - \pi/6)$ 、 $-\cos \theta$ などに変換し、これをのこぎり波の値と比較し、オンすべきアナログスイッチを指示する一連の情報が書き込まれている。出力の上位 4 ビットは i_d に関する 8 個のアナログスイッチの制御信号であり、ラッチ HC-374 を介して、 $0.25 \mu s$ ごとに出力される。 i_q に関する下位 4 ビットも同様である。

既に明らかなように、変換器は多重度 3 の動作を行うので、実効的な周期は $T/3 = 21.3 \mu s$ である。

〈2.4〉 電流変換器の特性 (1) 式において、 i_d^* と i_q^* が

$$i_d^* = I_d (\text{一定}), \quad i_q^* = I_q \cos \omega t$$

であるような電流、すなわち

$$i_u^* = \sqrt{2/3} (I_d \sin \theta + I_q \cos \omega t \cos \theta)$$

$$i_v^* = \sqrt{2/3} (I_d \sin(\theta - 2\pi/3) + I_q \cos \omega t \cos(\theta - 2\pi/3))$$

図 6 トルクおよび励磁電流変換器の回路構成
Fig. 6. Connection diagram of torque and exciting current converter.

図 7 電流変換器の周波数特性
Fig. 7. Frequency response of current converter.

を発生させ、これらを図 6 の回路の入力端子 (\$i_u, i_v\$) に加える。このときの変換器の出力, \$k i_u\$ と \$k i_v\$ を種々の \$\omega\$ について実測すれば、変換器の周波数特性を知ることができる (具体的な試験回路については、〈3.2〉節で詳述する)。

図 7 は実測結果をボード線図に表したものである。時定数 \$T_s (=rC=r'C')\$ は 0.16 ms に選んであるが、実測値も (6) 式の理論値にほぼ一致している。\$T_s\$ を上記の値に選んだのは、次の理由による。PWM インバータの変調キャリア周波数 \$f_c\$ を 2 kHz に選ぶとすると、電流 \$i_u \sim i_w\$ に含まれる脈流の主成分は 4 kHz 付近にある。電流制御ループの特性改善を図るうえで最大の障害は、PWM 制御に起因する脈流であり、これが十分抑制されるように \$T_s\$ を選べばよい。図 7 を見ると、4 kHz に対する減衰率は 30 dB 程度あり脈流の影響はほとんど無視できよう。

次に、変換器の帯域幅は約 3,700 rad/s である。電流制御系の帯域幅は、機械系の数倍は必要とされるので、700 rad/s 程度の応答には十分対応できるものと考える。

3. 電圧 \$v_d^*\$ と \$v_q^*\$ を出力する PWM 制御回路

本章では、指令電圧 \$v_d^*\$ と \$v_q^*\$ が与えられたとき、

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta - 2\pi/3) \\ \sin (\theta + 2\pi/3) & \cos (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

に等しい電圧を、電動機に供給するような PWM インバータの制御回路⁽⁶⁾について考察する。

便宜上、(1) 式を \$\mathbf{i}_{dq}^* = \mathbf{C} \mathbf{i}_{uvw}^*\$ と書けば、(8) 式は \$\mathbf{v}_{uvw}^* = \mathbf{C}^T \mathbf{v}_{dq}^*\$ と書けるので、前章で述べた電流変換器の原理は、本章の座標変換器 (以下、電圧変換器と略記) にも適用できる。

〈3.1〉 制御回路の構成と動作原理 図 8 に、PWM 制御回路の構成図を示す。回路は電圧 \$v_d^*\$ と \$v_q^*\$ に対応した正弦波状の被変調波 \$e_u \sim e_w\$ を発生させる回路と、\$e_u \sim e_w\$ を三角波キャリアで変調する回路に区分できる。なお、三角波キャリアは、インバータの直流電圧 \$V_d\$ で振幅変調している点に特徴がある。

(1) 三角波キャリア変調回路 いま、被変調波 \$e_u \sim e_w\$ を

$$\left. \begin{aligned} e_u &= E_0 \cos (\theta - \phi) \\ e_v &= E_0 \cos (\theta - \phi - 2\pi/3) \\ e_w &= -e_u - e_v = E_0 \cos (\theta - \phi + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

とし、これを振幅が \$\pm E_i\$、周期が \$2T_c\$ の三角波で変調する。PWM インバータの直流電圧は \$V_d\$ で、\$e_u \sim e_w\$ と三角波 \$e_i\$ の大小関係を比較し、インバータ各相のトランジスタをオン・オフさせる (\$e_i > e_u\$ のとき \$T_i^+\$ をオンさせる。ただし、\$i=u, v, w\$ である)。

このとき、三角波の 1/2 サイクル期間 (\$t=0 \sim T_c\$) のインバータ出力電圧 \$v_{uv}\$ の平均値を \$\bar{v}_{uv}\$ と記すと

$$\begin{aligned} \bar{v}_{uv} &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_{uv} dt \simeq \frac{\tau_u - \tau_v}{T_c} V_d \\ &= \frac{E_0 \cos (\theta - \phi) - E_0 \cos (\theta - \phi - 2\pi/3)}{2E_i} V_d \\ &= \sqrt{3}/2 \cdot \alpha V_d \cos (\theta - \phi + \pi/6) \dots \dots (10) \end{aligned}$$

ただし、\$\alpha = E_0/E_i\$

となる。同様に、\$\bar{v}_{vw}\$ を求めると次式が得られる。

$$\bar{v}_{vw} = +\sqrt{3}/2 \cdot \alpha V_d \sin (\theta - \phi) \dots \dots (10')$$

一方、(8) 式から \$v_{uv}^* (=v_u^* - v_v^*)\$ と \$v_{uv}^*\$ は

$$\begin{aligned} v_{uv}^* &= \sqrt{2(v_d^{*2} + v_q^{*2})} \cos (\theta - \phi' + \pi/6) \\ v_{vw}^* &= +\sqrt{2(v_d^{*2} + v_q^{*2})} \sin (\theta - \phi') \\ \phi' &= \tan^{-1}(v_d^*/v_q^*) \end{aligned}$$

である。これらの式から、\$\alpha\$ と \$\phi\$ を

$$\alpha = \frac{\sqrt{2(v_d^{*2} + v_q^{*2})}}{\sqrt{3} V_d/2}, \quad \phi = \phi' = \tan^{-1} \frac{v_d^*}{v_q^*} \quad (11)$$

図 8 電圧 v_d^* と v_q^* を出力する PWM 制御回路

Fig. 8. Control circuit of the PWM inverter, which supplies v_d^* and v_q^* to the motor.

図 9 三角波キャリア変調の原理図

Fig. 9. Principle of PWM with triangular carrier.

図 10 e_u, e_v, e_w を発生するための回路構成

Fig. 10. Connection diagram of the circuit for generating e_u, e_v, e_w .

のように選ぶとき、インバータは指令 v_d^*, v_q^* に等しい電圧を電動機に供給する。これを電子回路で実現するには、 β を比例定数として

$$\left. \begin{aligned} e_u &= \beta \left\{ \sqrt{2/3} \{ \sin \theta v_d^* + \cos \theta v_q^* \} \right\} \\ e_v &= \beta \left\{ \sqrt{2/3} \{ \sin (\theta - 2\pi/3) v_d^* \right. \\ &\quad \left. + \cos (\theta - 2\pi/3) v_q^* \} \right\} \\ &= \beta \left\{ \sqrt{2/3} \{ -\cos (\theta - \pi/6) v_d^* \right. \\ &\quad \left. + \sin (\theta - \pi/6) v_q^* \} \right\} \\ e_w &= -e_u - e_v \end{aligned} \right\} \dots (12)$$

のような三相電圧を、振幅 $E_t = \beta V_d/2$ の三角波電圧で変調すればよい。図 8 の回路では、基準の三角波にインバータ電圧 V_d を乗算し、 e_t を得ている。

こうすることによって、直流電圧 V_d が変動しても所望の v_d^*, v_q^* に等しい電圧を電動機に供給できる。

(2) e_u, e_v を得るための変換回路 (12) 式を

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \end{bmatrix} = \beta \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos (\theta - \pi/6) & \sin (\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}$$

と書き改めよう。この式を前出の(5)式と対比すると、行列の要素は同じで、配列と符号が一部異なるだけである。このことは、図 6 の回路の ROM およびラッチ (HC-374) を共用した図 10 のような回路で $e_u \sim e_w$ が得られることを示している。

なお、この回路の低域フィルタは、出力電圧 e_u と e_v の平滑化が主目的である。前述の電流変換器のような PWM 制御による脈動分は、 v_d^* や v_q^* には含まれていない。従って、フィルタの時定数 T_s は、 e_u や e_v の脈動が問題にならない程度に小さく選べばよく、供試機では $T_s = 64 \mu s$ とした。

〈3.2〉座標変換器の特性 本章の変換器および前述の電流変換器の伝達特性を調べるため、図 11 に

図 11 変換器の試験回路

Fig. 11. Testing circuit for measuring the response.

示すように結線し、種々の試験を行った。

まず、同図の回路で A_1 と A_2 を定数として

$$v_d^* = A_1 (\text{直流電圧}), \quad v_q^* = A_2 \sin \omega t$$

を電圧変換器に入力し、電流変換器の出力 $k i_d$ と $k i_q$ を測定する。もし、両変換器に時間遅れがなく所望の動作が行われるときには $k i_d = A_1, k i_q = A_2 \sin \omega t$ となるであろう。実際の回路ではフィルタなどが含まれるので、 ω が高くなるに従って入出力間に偏差が生じることが予想される。試験結果の一例を図 7 に示してある。この図は $k i_q/v_q^*$ の周波数特性である。

電圧変換器のフィルタ時定数 T_s は、電流変換器の $1/3$ 程度に選んでいるので、測定可能な領域にはその影響は現れていない。言い換えると、電流変換器と電

図 12 応答波形

Fig. 12. Time response of the current converter.

圧変換器をペア（対）で用いるときには、電圧変換器の時間遅れは無視してよい。

また図7を見ると、電流変換器の帯域幅は約 3,700 rad/s であり、DC ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御に十分適用できるものと考えらる。

図12は $v_d^*=0$ とし、 v_q^* に振幅が5Vの方形波の電圧を加えたときの Ki_d と Ki_q の応答波形である。入出力波形を対比すると、立上り部分に若干の時間遅れが見られるが、おおむね(6)式に従った波形になっている。

4. 座標変換器のDCブラシレスモータへの適用

これまで述べてきた電流および電圧変換器、PWM制御回路の応用として、本章ではDCブラシレスモータへの適用例を述べる。従来の方式に比べ制御系が著しく簡単化され、また良好な制御特性が得られることを示そう。

〈4.1〉 非干渉制御を行うための制御回路 DC ブラシレスモータの、 $d-q$ 軸における電圧方程式は

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & -n\omega_m L_1 \\ n\omega_m L_1 & R_1 + L_1 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n\omega_m M I_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $R_1 + L_1 p$: 電機子巻線のインピーダンス、 n : 極対数、 ω_m : 回転角速度、 $n\omega_m M I_0$: 速度起電力
で与えられる。また、電動機軸に換算した合成の慣性モーメントを J とすると、運転方程式は

$$J p \omega_m \approx n M I_0 i_q \dots\dots\dots (14)$$

となる。これより系の状態方程式は次のようになる。

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\chi_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\chi_1 - \beta \\ 0 & \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n\omega_m i_q \\ -n\omega_m i_d \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

ただし、

$$\chi_1 = R_1/L_1, \beta = n M I_0/L_1, \gamma = n M I_0/J$$

上式は状態変数の積の項を含むので、非線形の方程式である。また、電流 i_d は発生トルクには関与しないので $i_d=0$ とするのが望ましい。

そこで、電圧 v_d を次のように制御しよう。

$$v_d (=v_d^*) = -n\omega_m L_1 i_q - K_d i_d \dots\dots\dots (16)$$

i_d, i_q は前述の電流変換器を用いて実測可能であるから、角速度 ω_m が正確にわかれば上式の制御は可能で

ある。なお、 K_d はフィードバックゲインである。

このとき、 i_d に関する微分方程式は

$$p i_d = -(\chi_1 + K_d/L_1) i_d \dots\dots\dots (17)$$

となり、何らかの原因で電流 i_d が流れたとしても、ゲイン K_d を大きく選んでおけば、速やかに $i_d=0$ となるであろう。一方、 $i_d=0$ のときの系の方程式は

$$p \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\chi_1 & -\beta \\ \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_q \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

となり、一般の直流電動機と同じ線形の方程式である。すなわち、(16)式に相当する制御回路を一つ附加するだけで、線形化と非干渉制御が達成できる。

図13は、制御回路の構成を構成線図で示したものである。電圧変換器の入力 v_q^* は

$$v_q^* = L_1 [\chi_1 i_q + \beta \omega_m] + K_q (i_q^* - i_q) \dots\dots (19)$$

ここで、 K_q : 電流フィードバックのゲイン

である。また、速度ループは速度指令を ω_m^* として

$$i_q^* = (K_p + K_I/p) (\omega_m^* - \omega_m) \dots\dots\dots (20)$$

のように構成している。

〈4.2〉 実測結果と諸特性の評価

実験に用いた電動機は、連続定格 2 kW、短時間定格 6 kW の永久磁石形同期電動機で、定数の一部を表1に示してある。インバータはバイポーラトランジスタで構成し、上下アームの短絡防止時間 T_d を 25 μ s として設計した。なお、 f_c は 2 kHz である。

図14(a)は、電流制御ループを切離した状態で、電動機に一定の負荷をかけ、 $v_d^* = -6$ V、 $v_q^* = 60$ V を与えて運転したときの i_q および i_d の実測波形である。アーム短絡防止時間 T_d の影響が顕著に電流波形に表れている。この状態で、 $K_d = K_q = 15$ V/A の電流フィードバックを施すと、(b)図のような波形になる。電流制御系の応答が速いために、 T_d の影響が完全に補償されていることがわかる。前述の瞬時値制御方式や平均値制御方式のような交流側での制御に比し、本方式のような直流側 ($d-q$ 軸)での制御は、 T_d やトランジスタなどの電圧降下の不揃いの影響を受けやすいとの指摘もあるが、座標変換器の精度と応答速度

表 1 供試電動機の定格および定数

Table 1. Rating and parameters of experimental machine.

定格出力: 2 kW (短時間定格 6 kW)
定格トルク: 9.55 N·m
定格回転数: 2,000 rpm
定格電流: 9.95 A, 極数: 4
$R_1 = 0.414 \Omega$, $L_1 = 3.78$ mH, $n M I_0 = 0.058$ V/rpm
$\chi_1 = 109$, $\beta = 15.3$, $\gamma = 4.41$

図 13 DC ブラシレスモータの制御回路構成

Fig. 13. Block diagram representation of DC brushless motor control system.

さえ十分であれば、その心配はないことを示している。

図 15 は、速度指令 ω_m^* をステップ状に変化したときの角速度 ω_m の応答波形である。 $-2,000$ rpm から $+2,000$ rpm まで約 0.4 s を要している。なお、この場合の慣性モーメント (モータ + 負荷) は $0.026 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ である。

(b) 図は、 $200 \rightarrow 230$ rpm のステップ入力に対するもので、系が線形領域で動作する場合の応答を示している。系を一次遅れと見れば、時定数は約 2 ms であり、これより 500 rad/s の応答が可能であることがわかる。更に速い応答が必要な場合には、変換器の帯域幅を広くしなければならない (本装置では $3,700 \text{ rad/s}$)。そのためには、インバータの三角波キャリア周波数 f_c を高くする必要がある。 f_c を 2 kHz のままで変換器の帯域幅を広げると、PWM 制御に起因する脈流の影響が顕著になり、高精度の制御が難しくなるからである。

図 16 は、同期電動機にわずかな摩擦性負荷を加えて、 30 rpm で回転させたときの角度 $\theta (= \omega t)$ と、電流 i_u のオシログラフである。

電流波形が正弦波であり、トルク脈動が少なく円滑な回転が保持されていることがわかる。

〈4・3〉 本方式の利点 制御を d - q 軸上で行うことによる最大の利点は、回路構成が著しく簡単化されることであろう。図 13 に示すように、電流変換器および電圧変換器 (PWM 制御部も含む) を除いた制御回路は、1 個の乗算器と 2~3 個の加算器で構成することができる。問題は座標変換器であるが、既に明らかにように、主要な部はデジタル IC で構成されており、その出力段にアナログの加算器が用いられているだけである。従って、この加算器に低雑音、低ドリフトのものを用いれば、アナログ回路の難点である

(a) 開ループ特性

(b) 閉ループ特性

図 14 電流フィードバック路の有無による電流の実測波形

Fig. 14. Oscilograms of the current waveforms without and with current feedback.

(a) 大振幅特性

(b) 小振幅特性

図 15 DC ブラシレスモータの過渡応答

Fig. 15. Transient response of DC brushless motor.

ドリフトや内部雑音などの問題は、それほど障害とならないであろう。

なお、本論文の座標変換器と同じ機能をもつものとして、ROM と乗算形 DA 変換器による方式が報告されている。著者らの試験によれば、8 bit の DA 変換器と同程度の精度は前述の回路で容易に得られる。

両者の相違は DA 変換器がマルチレベルの電圧を出力するのに対し、本方式は PWM 制御された電圧が出力される点にある。そのため、回路構成が格段に簡単であり、カスタム IC 化することも容易であろう。

図 16 DC ブラシレスモータの低速時の特性
Fig. 16. Characteristics of DC brushless motor under low speed operation.

このほかに、DSP などを用いた電流変換器や PWM 制御回路が幾つか提案されているが、電流変換器に関しては「どの時点で電流 $i_u \sim i_w$ をサンプルするか」が特に重要である。 $i_u \sim i_w$ には PWM 制御に起因する脈流が含まれるからである。

本方式の利点を示すシミュレーション結果の一例を図 17 に示す。なお、シミュレーションは次のような条件の下で行った。

前述のブラシレスモータが定格トルクの負荷を負って、一定角速度 $\omega_m (=2\pi f_1/n)$ で運転しているとし、 i_d と i_q の平均値が 0 および I_{q0} (一定) となるように PWM 制御回路を動作させる*。このときの実電流 i_u, i_v, i_w を三角波キャリアの正および負のピーク点でサンプリングし、(5) 式の座標変換を施すと、 $i_d(nT), i_q(nT)$ が得られる。この値が次のサンプリング点まで保持されるとして、設定値に対する誤差 $\delta i_d, \delta i_q$ の分散 $\sigma^2 (= \sigma_d^2 + \sigma_q^2)$ を求めたものをサンプリング方式として示してある。ただし、 δi_d および δi_q は I_{q0} で正規化した値を用いている。

図 17 には、同じ電流を前述の電流変換器を介して得た i_d, i_q の分散が併記してある。定数は本文記載の値を用い、キャリア周波数は両方式とも 2kHz である。図に見るように、サンプリング方式は、周波数 f_1 が高くなると σ^2 は急増する。また、特定の周波数で σ^2 が大きくなる現象が見られる。これは、非同期式 PWM に原因があると考えられる。なお、図 17 の値には計算時間の遅れは考慮されていない。これを考慮すれば、 σ^2 は更に増加するものと考えられる。図 17 は、定常状態における比較であるが、速応性が要求される過渡状態では差は更に大きくなるであろう。

5. あとがき

誘導機のベクトル制御や、DC ブラシレスの制御性

: 実際には、 $v_d^ = -n\omega_m L_1 I_{q0}$ 、 $v_q^* = L_1 x_1 I_{q0} + L_1 \beta \omega_m$ の電圧を出力するように、PWM 制御回路を動作させる。供試機は $I_{q0} = 17.2A$ のとき定格トルクを発生する。

図 17 電流の検出精度
Fig. 17. Accuracy of the current detection.

能を左右する電流制御系の特性改善の一方法として、本論文では $d-q$ 軸の電流・電圧の直接制御を意図し、これに必要な座標変換器について詳述した。得られた成果のうち、主なものを要約すると次のようである。

(1) PWM 制御の原理を利用した電流変換器は回路が簡単であり、また主回路にディジタル IC を用いているため低ドリフトである。また、フィルタ定数を適切に選ぶことによって、電流 $i_u \sim i_w$ に含まれる脈流の影響を受けない i_d, i_q の検出が可能である。

(2) 電圧 v_d^*, v_q^* に等しい電圧を出力する PWM インバータの制御回路として、同じ原理に基づく電圧変換器を提案した。この回路はインバータの直流側電圧 V_d の影響を受けないことを特長とする。

(3) 両変換の性能および $d-q$ 軸における制御の利点を示すために、DC ブラシレスモータへの適用例をもとに種々の考察を行った。従来の方式に比べ電流ループのゲインが高くとれるため、 T_d 補正回路が不要なこと、トルク脈動が低減するなどの利点を強調した。

DC ブラシレスモータや誘導機のベクトル制御系の特性は、電流制御系の性能に大きく依存すると言われている。電流制御系の性能向上の一方策として、本論文の方法が役立てば、著者の最も幸いとするところである。
(昭和 62 年 11 月 30 日受付)

文 献

- (1) 小笠原・西村・赤木・難波江：電学論 B, 106, 89 (昭 61-2)
- (2) V. R. Stefanovic: IPEC-Tokyo '83, p. 438 (1983)
- (3) K. Kubo, M. Watanabe, K. Ohnaka & K. Kamiyama: *ibid.*, p. 1500 (1983)
- (4) 今井・塚本・常広：昭 61 電気関係学会東海支部連大, No. 130
- (5) 宮入：交流電動機の変速駆動, p. 101 (昭 56) 東京電機大学出版局
- (6) 浅野・塚本・常広：昭 62 電気学会全大, No. 599
- (7) 浅野・岡田・岩間・常広：昭 62 電気関係学会東海支部連大, No. 155