定電圧駆動領域における HB形ステッピングモータの閉ループ制御

学生員 奥松 美宏* 正員 河村 篤男*

A Lead Angle Control for HB-Type Stepping Motor in the Constant Voltage Range

Yoshihiro Okumatsu*, Student Member, Atsuo Kawamura*, Member

Stepping motors are generally used as a positioning servo in the OA (Office Automation) and FA (Factory Automation) system because the construction cost is very low and the construction of system is very easy. Since they are generally driven by an open loop controller, the response of stepping motors is oscillatory and it is possible to be out of drive. Therefore they are driven by a closed loop controller in the special system, which requires the high reliability and stability. The lead angle control is used as a closed loop controller of stepping motors because an applied voltage amplitude is not able to be controlled. However a closed loop control of stepping motors is hardly used at present.

This paper presents the lead angle control based on the vector control in the constant voltage drive range for 2 phases HB type stepping motors. In the constant voltage range, since the HB type stepping motor is modeled as a surface permanent magnet motor, the motor torque is controlled by the q-axis current. The d-axis current is calculated by the voltage limit condition because of the constant voltage amplitude operation. The control performances are examined by the simulations and experimental results.

キーワード：HB形ステッピングモータ，進角制御，定電圧駆動

Keywords: HB type stepping motor, lead angle control, constant voltage drive

1. はじめに

ステッピングモータはオープンループで簡単に高精度の位置決めが可能なることから、OA (Office Automation)・FA (Factory Automation) 機器に広く普及している。しかし、回転子位置や負荷に関係なくオープンループで励磁を切り替えるため、その過渡特性は振動的となり、高速駆動時や急加減速時には脱調の恐れがある。そのため、脱調が許されないような高い信頼性が要求されるシステムや高速駆動が必要なシステムでは、エンコーダ等の位置センサを用いて回転子位置を検出し、フィードバックする閉ループ制御が行われる⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。これまで、ステップ毎の振動を抑制する⁽⁷⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾、起動時の励磁シーケンスを決定する⁽⁸⁾、中・高速駆動時の脱調を防止する⁽⁴⁾等を目的とした閉ループ制御の方式として様々な手法が提案されている。しかし、それらが実用化された例は少なく、現在では殆ど用いられていない。それは、元来オープンループで位置決めが可能

なステッピングモータに高価な位置センサをつける必要があり、システム自体が高価になるため安価で簡単に位置決めできるというステッピングモータのメリットが薄れるということが原因であると考えられる。また、これまで提案されてきた閉ループ制御では学習期間が必要である⁽¹⁾、負荷により速度が変化する⁽²⁾⁽³⁾、トルク角のインピーダンス項しか考慮していない⁽⁴⁾、常に最大トルクを発生するように励磁を調整する⁽⁶⁾等オープンループ駆動と比較して位置センサを付けるのに見合った性能の向上が見られないというのも原因であると思われる。しかし、閉ループ制御を行うことで高精度な位置決めや脱調なしに高速駆動可能なシステムの構築が可能となり、近年盛んに研究が行われている位置センサレス技術を併用することにより、安価に実現できる可能性がある。

本論文では、ハイブリッド形ステッピングモータ（以下、HB形と略記）を対象とし、定電圧駆動が行われる中・高速領域での進角制御において進角の決定法を提案する。また、中・高速領域で駆動しているステッピングモータの脱調防止を最終目的とし、この速度域での過渡特性の向上を実現する。2章では、HB形ステッピングモータのインダクタンスを回転子位置と周波数を変化させて測定し、定電

* 横浜国立大学
〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5
Yokohama National University
79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama 240-8501

圧駆動の中・高速領域ではインダクタンスが回転子位置に依存しない円筒形の同期モータでモデル化できることを示す。3章では、定電圧駆動時のステッピングモータの動作点が位置と速度により一意に決定できることから、進角も一意に決定できることを示す。4章では、提案する進角の決定法を示す。5章では、シミュレーションを行い提案手法が3章で示した動作点と一致することを示す。6章では、オープンループ駆動と提案する進角制御を用いた駆動とを実験により比較し、本論文で提案する進角制御の有効性を示す。7章は結論である。

2. HB形ステッピングモータモデル

本章では、定電圧駆動時のHB形ステッピングモータのモデルを提案する。

HB形ステッピングモータの回転子は回転子内部に永久磁石が埋め込まれた構造となっているため、構造上、永久磁石同期モータに分類することができる。永久磁石同期モータは一般に次のように表すことができる。

$$v = ri + Li + e \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 v :電機子電圧ベクトル、 i :電機子電流ベクトル、 e :速度起電力ベクトル、 r :巻線抵抗、 L :巻線インダクタンス行列

永久磁石同期モータでインダクタンスが回転子位置に依存しているモータは突極形、回転子位置に依存しないモータは円筒形と分類される。そこで、HB形ステッピングモータのインダクタンスの位置依存性を調べる。モータの軸を固定し、正弦波の電源を印加したときの電圧と電流の振幅と位相からインダクタンスを測定した場合の測定結果を図1に示す⁽⁶⁾。図の横軸 θ_{re} は回転子位置の電気角、縦軸 L_a は測定したインダクタンス値を示している。

300Hzで測定した場合は回転子位置によりインダクタンスは正弦波状に変化するが、2000Hzで測定した場合では、殆ど回転子位置に依存していないことが分かる。本論文で行う制御は、定電流制御から定電圧駆動に切り替わった後の中・高速領域を対象としている。そのため、本論文ではHBステッピングモータのモデルとして円筒形の同期モ

図1 回転子位置と周波数によるインダクタンスの変化

Fig. 1. Inductance versus rotor position at a high and low frequency.

タモデルを使用する。

以上の考察により、中・高速領域でのHB形ステッピングモータの回路方程式を(2)式に、トルク式を(3)に、運動方程式を(4)として、以降での解析に用いる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{re}\Phi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

$$T_e = K_t i_q \dots \dots \dots (3)$$

$$Jp\omega_{rm} = T_e - (T_l + D\omega_{rm}) \dots \dots \dots (4)$$

ただし、 v_d, v_q :電機子電圧のd,q軸成分、 i_d, i_q :電機子電流のd,q軸成分、 R_a :電機子巻線抵抗、 L_a :電機子巻線インダクタンス、 ω_{re} :電気角速度、 Φ :電機子巻線鎖交磁束数、 T_e :モータトルク、 K_t :トルク定数、 J :イナーシャ、 D :粘性摩擦、 ω_{rm} :機械角速度、 T_l :負荷トルク、 p :微分演算子

3. 中・高速領域の定電圧駆動時におけるステッピングモータの動作

PWM駆動のモータでは電圧の位相と振幅を制御することが可能である。しかし、定電圧駆動時のステッピングモータでは振幅の制御を行うことはできず、位相のみが制御可能となる。また、ステッピングモータでは、一般的に低速領域では電流一定の定電流駆動が行われ、中・高速領域では電圧一定の定電圧駆動が行われる。つまり、中・高速領域における定電圧駆動時のステッピングモータのトルク角は負荷と速度により一意に決定され、オープンループ駆動時はそのトルク角を自動的に調整していると考えられる。そのため、オープンループ駆動時のステッピングモータのトルク角を求めることにより進角を得る事ができ、その進角を使って励磁のタイミングを調整することにより進角制御を実現することが可能とであると考えられる。

そこで、本章では、定電圧駆動時におけるステッピングモータの定常状態での負荷と速度による電圧、電流の位相を求める。

図2 高速駆動時におけるHB形ステッピングモータの解析モデル

Fig. 2. Analytical model of HB type stepping motor at a middle and high frequency range.

(2) 式の定常状態では, $d\omega_{re}/dt = 0$, $di_d/dt = 0$, $di_q/dt = 0$ となるので, 回路方程式, 運動方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{re}\Phi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_e = T_l + D\omega_{rm} \quad (6)$$

また, 定常状態では印加電圧の電源周波数 ω_s と回転子速度は一定なので次の式が成り立つ。

$$\omega_{re} = \omega_s \quad (7)$$

これを積分して回転子角度の式を求めると次のようになる。

$$\omega_{ret} = \theta_{re} + \gamma \quad (8)$$

ただし, θ_{re} は回転子角度 (電気角), γ はトルク角 (電気角) である。

ここで, 各相の電圧は定電圧駆動時はパルス電圧となるが, その基本波成分のみを考え, 各相の電圧を正弦波で近似し次のように与える。

$$\begin{cases} v_\alpha = V \cos(\omega_s t) = V \cos(\theta_{re} + \gamma) \\ v_\beta = V \sin(\omega_s t) = V \sin(\theta_{re} + \gamma) \end{cases} \quad (9)$$

(9) 式を回転座標に変換すると次式になる。

$$\begin{cases} v_d = V \cos \gamma \\ v_q = V \sin \gamma \end{cases} \quad (10)$$

(2) 式から q 軸電流の定常値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{R_a v_q - \omega_{re} L_a v_d - R_a \omega_{re} \Phi}{Z^2} \\ &= \frac{V}{Z} \sin(\gamma - \phi) - \frac{R_a \omega_{re} \Phi}{Z^2} \end{aligned} \quad (11)$$

ただし, $Z^2 = R_a^2 + \omega_{re}^2 L_a^2$, $\phi = \tan^{-1} \frac{\omega_{re} L_a}{R_a}$

これより, トルクの定常値が次式のように求まる。

$$\begin{aligned} T_e &= K_t i_q \\ &= \frac{K_t V}{Z} \sin(\gamma - \phi) - \frac{K_t R_a \omega_{re} \Phi}{Z^2} \end{aligned} \quad (12)$$

これを変形してトルク角 γ の値が求まる。

$$\gamma = \phi + \sin^{-1} \left[\frac{Z}{K_t V} \left\{ T_e + \frac{K_t R_a \omega_{re} \Phi}{Z^2} \right\} \right] \quad (13)$$

また, d,q 軸電流はそれぞれ次のように求まる。

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{R_a} \left(V \cos \gamma + \frac{\omega_{re} L_a T_e}{K_t} \right) \\ i_q = \frac{T_e}{K_t} \end{cases} \quad (14)$$

定電圧オープンループ駆動時のステッピングモータは,

表 1 システム定数

Table 1. System constants.

定格電圧	0.92[V]
定格電流	1.4[A]
電機子巻線抵抗 R_a	0.66[Ω]
インダクタンス L_a	2.0[mH]
トルク定数 K_t	0.191[Nm/A]
歯数 P	50
慣性モーメント J	1.4e-5[kg·m ²]
粘性摩擦 D	3.0e-4[Nm·s/rad]
直流電圧 V	24[V]

図 3 トルク角 γ の変化

Fig. 3. Transition of torque angle.

図 4 d,q 軸電流の変化

Fig. 4. Transition of d,q axis current.

負荷と速度が決まれば (13) 式で表される位相で自動的に駆動されている。電圧の位相しか制御できないステッピングモータの進角制御においても電圧の位相はこの位相でしか駆動できないため, ステッピングモータの進角制御とは負荷と速度から (13) 式の位相を求めることになる。

表 1 に示すモータ定数を用いて (13) 式に示したトルク角と d,q 軸電流の速度と負荷に対する変化を計算した結果を示す。図 3 にトルク角を図 4 に電流を, 無負荷の場合と 0.1[Nm] の場合について示す。図 3 より, トルク角 γ は 0-500[Hz] 付近までは (13) 式の第一項, $\phi (= \tan^{-1}(\omega_{re} L_a / R_a))$ の項が支配的となり, 0 度から 90 度まで急激に変化する。500[Hz] 以降は (13) 式の第二項にあたるモータの負荷と速度により変化する逆正弦の項が支配的となり, ほぼ直線で 180 度まで変化する。

4. 提案する進角制御

前章で示したように, 定電圧駆動時のステッピングモータ

タのトルク角が(13)式、電流が(14)式で表され、それぞれ、図3、4で示すように負荷と速度により変化する。本章では、位置指令からd,q軸電流を求め、進角指令値を決定する進角制御方式を提案する。

(4・1) 位置・速度制御 従来行われていた進角制御では、脱調防止・高速化を主目的とし速度制御は行っておらず、負荷により速度が変化していた。また、速度制御を行う場合は、他のサーボモータと同様に位置ループと電流ループの間に速度マイナーループを設ける構成としていた⁽²⁾。しかし、ステッピングモータの位置指令値は他のサーボモータと違い入力パルス列により励磁切り替えを行っていることからパルス列が階段状の位置指令値となっている。そのため、位置指令の微分を行うことなくパルス間隔から速度指令値が得られる。そこで、位置制御器の構成をPID制御器とし、位置制御器の出力をq軸の電流指令値とし次のように構成する。ただし、位置誤差の微分は行わず、代わりに速度指令値はパルス間隔から、実速度は位置センサから得られる値を使用する。

$$i_q^* = (K_{pq} + \frac{1}{sK_{iq}} + sK_{dq})(\theta_{re}^* - \theta_{re}) \dots\dots (15)$$

ただし、 K_{pq} :P制御のゲイン、 K_{iq} :I制御のゲイン、 K_{dq} :D制御のゲイン

(4・2) 電流制御 電圧源駆動におけるACサーボモータのベクトル制御では、電流指令値から電圧指令値を求めるときに電流フィードバックを行い電流制御器の出力を電圧指令とする構成が一般的である。しかし、定電圧駆動時のステッピングモータでは電圧ベクトルの大きさが一定となるため、ACサーボと同様の電流制御ループを構成した場合、電圧ベクトルの大きさが常に一定となるような処理を行う必要がある。また、パルス電圧で駆動するため電流には高調波成分が含まれておりd,q軸電流は直流量とならないため、通常の電流制御ループを構成することは出来ない。そこで、d,q軸の回路方程式を用い電流指令値からフィードフォワードで電圧指令値を求める^{(11)~(14)}。

ステッピングモータを(2)~(4)式でモデル化しているため、トルクをq軸電流で制御し(15)式とした。先に述べたように、定電圧駆動のステッピングモータの位相は負荷と速度から決まるので、d軸電流は電圧の位相が(13)式を満たすように決定する必要がある。

印加電圧の大きさは一定なので、d軸電圧とq軸電圧は次の関係を満たしている。

$$v_d^2 + v_q^2 = V^2 \dots\dots (16)$$

ただし、 V : 印加電圧の基本波振幅

q軸電流指令値と電圧制限からd軸電流指令値を求める。前章で示した定常状態での電圧位相と一致すればよいので、定常状態での回路方程式を再掲すると次のようになる。

$$\begin{cases} v_d = R_a i_d - \omega_{re} L_a i_q \\ v_q = R_a i_q + \omega_{re} L_a i_d + \omega_{re} \Phi \end{cases} \dots\dots (17)$$

上式を変形してd軸電流指令値とすればよいが、このまま変形すると複雑な式となる。ここでは定電圧駆動となる高速駆動領域を考えているため、 $\omega_{re} L_a \gg R_a$ であるので $R_a = 0$ と仮定して次式を用いる。

$$\begin{cases} v_d = -\omega_{re} L_a i_q \\ v_q = \omega_{re} L_a i_d + \omega_{re} \Phi \end{cases} \dots\dots (18)$$

(16), (18) 式より、

$$(\omega_{re} L_a i_q)^2 + (\omega_{re} L_a i_d + \omega_{re} \Phi)^2 = V^2 \dots\dots (19)$$

これからd軸の電流が求まり

$$i_d = \frac{1}{L} \left\{ \pm \sqrt{\left(\frac{V}{\omega_{re}} \right)^2 - (L_a i_q)^2 - \Phi} \right\} \dots\dots (20)$$

よって、q軸電流指令値からd軸の電流指令値が次のように求めることが出来る。

$$i_d^* = \frac{1}{L} \left\{ \sqrt{\left(\frac{V}{\omega_{re}^*} \right)^2 - (L_a i_q^*)^2 - \Phi} \right\} \dots\dots (21)$$

ここで、(21)式は定常状態を仮定した(5)式とq軸電流指令値(15)から求めたものである。そのため、モデル化誤差やパラメータ誤差によって電圧指令値の大きさ(後述する(23), (24)式に対応) $\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}$ が前提条件であった電圧振幅と異なる大きさになる。そのため、これを補正する必要がある。q軸電流は位置のフィードバックにより求めており、d軸電流指令値はフィードフォワードにより求めているため、d軸電流指令値を用いて補正を行うことを考える。そこで、電圧誤差をPI制御器の入力とし、その出力をd軸電流指令値に加える。以上より、(21)式のd軸電流指令値を次のように修正する。

$$i_{dm}^* = \frac{1}{L} \left\{ \sqrt{\left(\frac{V}{\omega_{re}^*} \right)^2 - (L_a i_q^*)^2 - \Phi} \right\} + \left(K_{pv} + \frac{1}{sK_{iv}} \right) (V - V_{dq}) \dots\dots (22)$$

$$\text{ただし、} V_{dq} = \sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}$$

図5 進角指令値と相電圧指令値(2相励磁)

Fig. 5. Relation between lead angle reference and voltage reference (two-phase-on drive).

(15) 式の q 軸電流指令値, (22) 式の d 軸電流指令値から (17) 式の電圧方程式を用いフィードフォワードで dq 軸電圧指令値を求める。

$$v_d^* = R_a i_{dm}^* - \omega_{re} L_a i_q^* \dots\dots\dots (23)$$

$$v_q^* = R_a i_q^* + \omega_{re} L_a i_{dm}^* + \omega_{re} \Phi \dots\dots\dots (24)$$

これより, 進角指令値 γ^* が次のように求まる。

$$\gamma^* = \tan^{-1} \left(\frac{v_q^*}{v_d^*} \right) \dots\dots\dots (25)$$

〈4・3〉 進角制御の実現と励磁方法 (25) 式より求めた進角指令値を用いて励磁を切り替えることにより, 進角制御を実現する。具体的には, 進角指令値と回転子角度の和から各相の電圧の基本波が (9) 式となるように電圧の励磁を切り替える。例えば 2 相励磁の場合, 進角指令値と回転子角度の和 $\gamma^* + \theta_{re}$ と相電圧の関係は図 5 に示ようになる。図 5 は $\gamma^* + \theta_{re}$ が 90 度と 270 度のとき A 相電圧の励磁を切り替え, 0 度と 180 度のとき B 相電圧の励磁を切り替えることを示しており, 進角指令値が大きくなるに従い励磁を切り替えるタイミングが早くなることが分かる。

5. シミュレーション

上記の制御を用いてシミュレーションを行い, 本論文で提案している制御法の特性を検討する。シミュレーションでは 3 章の計算で使用したモータ定数と同じ表 1 の値を使用する。

負荷を粘性摩擦項のみとし, 速度をモータ基本周波数で

図 6 d,q 軸電圧の変化 (シミュレーション)

Fig. 6. Simulation result of V_d, V_q .

図 7 d,q 軸電流の変化 (シミュレーション)

Fig. 7. Simulation result of I_d, I_q .

500 から 4000[Hz] (600 から 4800[rpm]) まで増加させるシミュレーションを行った時の結果を示す。ただし, シミュレーションでは制御特性を分かりやすく示すために, 電圧は振幅一定の正弦波とした。図 6 に d, q 軸電圧と電圧位相, 図 7 に d, q 軸電流と電流位相の周波数に対する変化を示す。3 章の図 3 で示したトルク角の変化と同様に電圧位相は直線状に 90 度から 180 度まで変化している。また, d, q 軸電流も同様に図 4 で示した計算結果と同様に, q 軸電流は負荷に比例するため周波数に対してランプ状に増加し, d 軸電流は電圧の振幅が一定になるように変化していることが分かる。以上より, 電圧, 電流ベクトルが 3 章で示した定電圧駆動時におけるステッピングモータの動作と一致していることが確認できる。

6. 実験

〈6・1〉 実験装置 4 章で提案した制御を適用した実験システムの構成を図 8 に示す。

表 1 で示した 2 相 HB 形ステッピングモータを用い, 低速駆動時及びオープンループ駆動で使用する電流制御を含めた制御部全体を DSP (TMS320C32) で構成した。このとき, DSP のサンプリング周期は 80[μ s] としている。モータの回転子角度はモータ軸に取り付けられた 1 回転あたり 1000 パルスのインクリメンタル形エンコーダを 4 通倍し, 1 回転あたり 4000 パルス, 電気角で 4.5 度の分解能で検出している。

図 8 実験装置の構成

Fig. 8. Construction of the experimental system.

図 9 制御ブロック図

Fig. 9. Block diagram of the lead angle control.

図 10 オープンループ駆動

Fig. 10. Block diagram of the open loop drive.

図 11 速度-脱出トルク特性

Fig. 11. Pull-out torque-speed characteristics.

図 9 に提案する進角制御のブロック図を示す。また、本論文で比較のために使用したオープンループ駆動のブロック図を図 10 に示す。提案手法を用いた実験では、低速駆動時に定電流のオープンループ駆動を行っている。オープンループ駆動では速度が増加するに従い定電流駆動が実現できなくなり、電流制御器が飽和する約 500[Hz] で進角制御に切り替えている。このとき、各相の電圧と進角指令値、回転子角度は図 5 に示した関係となる。

(6・2) 実験結果 図 11 に提案手法を用いた場合とオープンループ駆動の場合の速度-脱出トルク特性を示す。オープンループ駆動の場合も DSP で制御を行い、サンプリング周期は 50[μs] としている。

オープンループ駆動では、500~900[Hz] 付近で不安定となり定常状態では駆動出来ない。しかし、進角制御を行った場合では、この領域でも安定して駆動している。1500[Hz] 以上の領域では、オープンループ駆動、進角制御とも脱出トルクはほとんど変わらない。これは、提案している進角制御が定電圧駆動のオープンループ駆動の動作を求めているため、脱出トルクもオープンループと同様にトルク角が 180 度となる負荷及び周波数となるためである。また、2000[Hz] 以上の領域ではオープンループ駆動の方がやや大きくなる。これは、ステッピングモータでは歯数が多いため高速領域になるとサンプリング周期の影響が大きくなることと、高速駆動時のステッピングモータはトルク角が 180 度以上で駆動することが知られているが、提案手法では 180 度を最大値としているためである。

図 12 に 1700[Hz] で駆動時に負荷を 0 から 0.08[Nm] へ急変させた場合の各部の応答を示す。(a) に d,q 軸電流指

(a) d 軸電流, q 軸電流応答
(a) Current response.

(b) 進角指令値
(b) Lead angle reference.

(c) 角度誤差
(c) Position error.

(d) 負荷変化
(d) Load.

図 12 負荷急変時の応答

Fig. 12. Torque response.

令値と実際値を示す。実際の d,q 軸電流は高調波を含んでいるため、ここでは低域通過フィルタを用いて高調波成分を除去した値を示している。負荷の変化に伴い d,q 軸電流指令値とも変化し、d,q 軸電流が追従していることが確認できる。(b) に進角指令値を示す。負荷が増加すると進角も増加するため、負荷の変化に伴い進角指令値も増加している。(c) に角度指令値 θ_{re}^* と回転子角度 θ_{re} の誤差を示す。負荷急変が生じても殆ど誤差が生じていないことが分かる。図 13 と図 14 に一定加速度で 1000[Hz] から 2000[Hz] ま

(a) 速度応答
(a) Speed response.

(b) 進角指令値
(b) Lead angle reference.

図 13 加速特性 (無負荷時)

Fig. 13. Acceleration characteristics.

(a) 速度応答
(a) Speed response.

(b) 進角指令値
(b) Lead angle reference.

図 14 加速特性 (0.07[Nm] 負荷時)

Fig. 14. Acceleration characteristics.

で加速した場合の応答を示す。図 13 は無負荷、図 14 は 0.07[Nm] の負荷を与えた場合の応答を示している。それぞれ、(a) に速度指令値と速度の実際値を、(b) に進角指令値を示す。(a) より何れの場合も脱調することなく加速していることが確認できる。また、(b) より速度の増加に伴い

進角指令値も増加している。オープンループ駆動では、このような加速度一定での加減速は実現できない。

7. まとめ

本論文において、筆者らは定電圧で駆動される中・高速領域のステッピングモータの進角制御の方式として、円筒形の同期モータモデルに基づき位置指令値から q 軸電流指令値を求め、負荷と速度により決定される位相に収束するように d 軸電流を求め、それらの電流指令値から進角指令値を求める新しい進角制御を提案した。

また、本手法を実験システムに適用し、有効性の検証を行った。その結果、オープンループ駆動時の位相変化を元に行っているため、速度-脱出力特性に関してはほぼ同様の結果となるものの、オープンループ駆動で見られる中速領域における不安定領域でのトルクの落ち込みは改善することが出来る。また、過渡特性に関しては、オープンループ駆動では脱調する程度の急加減速時や負荷トルクの急変時においても脱調することなく駆動することが可能であり、過渡特性が改善されていることが確認できた。

(平成 14 年 4 月 2 日受付、平成 14 年 10 月 1 日再受付)

文 献

- (1) 見城尚志・菅原 晟:「ステッピング・モータとマイコン制御」, 総合電子出版社 (1994)
- (2) 百目鬼英雄:「ステッピングモータの使い方」, 工業調査会 (1993)
- (3) 百目鬼英雄・松永幸治・柴田岩夫:「ステッピングモータの脱出力と励磁進み角に関する検討」, 平 6 電気学会全国大会, No.848 (1994)
- (4) 水野 毅・樋口俊郎:「閉ループ制御駆動される PM 形ステップモータの動特性の解析」, 第 26 回自動制御連合会講演会, pp.118-119 (1983)
- (5) K.Sakamoto, Y.Okumatsu, and A.Kawamura: "Discussion on the Relation between the Maximum Speed and the Inductance of Two-Phase HB-Type Stepping Motor", 2001 National Convention Record, IEE Japan, No.4-144 (2001-3)(in Japanese) 坂本国弘・奥松美宏・河村篤男:「2 相 HB 形ステッピングモータの最高速度とインダクタンスの関係についての実験的考察」, 平 13 電気学会全国大会, No.5-026 (2001)
- (6) J.B.Grimbleby: "Simple algorithm for closed-loop control of stepping motors", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol.142, No.1 (1995)
- (7) T.Senju, S.Nakahama, and K.Uezato: "Damping Method of Rotor Oscillation for Variable Reluctance Type Stepping Motor Using Fuzzy Reasoning", *Trans. IEE Japan*, Vol.114-D, No.3, pp.346-347 (1994-3)(in Japanese) 千住智信・仲濱政毅・上里勝夫:「ファジー推論を用いた可変リラクタンス形ステッピングモータの回転子振動抑制法」, 電学論 D, 114, 3, pp.346-347 (1994-3)
- (8) A.Tazaki, T.Miura, Y.Akiyama, and T.Taniguchi: "Tuning of Exciting Sequence for rapid Start of a Stepping Motor by Genetic Algorithm", *Proc. IAS Japan*, No.211, pp.89-92 (1998) (in Japanese) 田崎 聡・三浦 武・秋山宜万・谷口敏幸:「遺伝的アルゴリズムによるステッピングモータの起動用励磁シーケンスの調整」, 平 10 電気学会産業応用部門大会, No.211, pp.89-92 (1998)
- (9) H.Sekine and M.Zhong: "Optimal Positioning Control of stepping motor Using Observer", *Proc. IAS Japan*, No.210, pp.85-88 (1998)(in Japanese) 関根秀臣・鍾 敏:「オブザーバを用いたステッピングモータの最適位置決め制御」, 平 10 電気学会産業応用部門大会, No.210 (1998)
- (10) T.Miura and T.Taniguchi: "Rotor Oscillation Damping of a Stepping Motor by Sliding Mode Control", *T. IEE Japan*,

Vol.117-D, No.11, pp.1375-1376(1997-11)(in Japanese)
三浦 武・谷口敏幸:「スライディングモード制御によるステッピングモータの回転子振動抑制」, 電学論 D, **117**, 11, pp.1375-1383 (1997-11)

- (11) Y.Nakazawa, S.Toda, and I.Yasuoka: "A New Vector Control for Induction Motor Drives in Full Block Mode of Inverters", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.9, pp.1071-1080 (1998-9) (in Japanese)
中沢洋介・戸田伸一・安岡育雄:「電圧固定モードでの誘導電動機ベクトル制御」, 電学論 D, **118**, 9, pp.1071-1080 (1998-9)
- (12) 大西公平・宮地邦夫・寺嶋正之:「制御電圧源による誘導電動機の一方式」, 電学論 B, **104**, pp.25-30 (1984)
- (13) 千住智信・烏袋 剛・上里勝実:「円筒形 PM モータの回転子位置センサレス速度制御法」, SPC-94-90, pp.57-66 (1994)
- (14) B.K.Bose: "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", *ibid.*, IA-24, 987 (1988)

奥 松 美 宏 (学生員) 1975 年 11 月 6 日生。2000 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前期修了。同年 4 月同大学院工学研究科博士課程後期入学, 現在に至る。ステッピングモータの研究に従事。電気学会会員

河 村 篤 男 (正員) 1953 年 12 月 17 日生。1981 年 3 月東京大学大学院工学系研究科電気工学博士課程修了。現在, 横浜国立大学工学部電子情報工学科教授。パワーエレクトロニクス, ロボティクス, デジタル制御などの研究に従事。工学博士。1988 年 IEEE/IAS 論文誌論文賞, 1996 年電気学会論文賞, 2002 年 IEEE/IES 論文誌論文賞受賞。IEEE Fellow, 電子情報通信学会, ロボット学会, 計測

自動制御学会等会員。