ステップモータ駆動系の実稼働中の状態量とパラメータの推定*

今 城 昭 彦^{*1}, 富 沢 正 雄^{*1}

Estimation of State Variables and Parameters under the Actual Working Condition in a System Driven by a Step Motor

Akihiko IMAGI and Masao TOMISAWA

This paper describes a method of estimating the rotor angle, the friction torque, and the motor torque constant of a step motor by measuring the back electromotive voltage and the current of motor winding coils. The basic equations for estimating the state variables and the parameters are derived from the sequential least square filter. To investigate the validity of this method, experiments in steady and transient states are carried out. Estimated responses are compared with the results measured by an encoder. The estimated values of parameters are checked by adding the known load torque with a servomotor. As a result, it is clarified that the proposed method enables measurement of the dynamic behavior and the motor characteristics with a sufficient accuracy without changing the actual working condition.

Key Words: Transient Response, Measurement, Filter, Vibration of Rotating Body, Step Motor, Estimation, State equation

1. ま え が き

ステップモータは開ループで位置決めができるため磁気ディスク装置やプリンタなどに多く用いられている。そして、これらの高速化や高精度化を図るには、実稼働状態のモータの応答特性や機構系の摩擦負荷を正確に把握することが必要である。

従来、ステップモータの応答を計測するにはエンコーダが用いられてきた。しかし、これを取付けるとロータの慣性が増え、計測対象の応答特性が変化する。また、モータを製品に組み込むとエンコーダが取付けられないことも多い。

著者らは先に、ステップモータの駆動パルスタイミングを最適化し、高速な駆動や無振動の停止ができることを示した⁽¹⁾⁽²⁾。エンコーダなど機械的検出器を用いないで製品状態でステップモータの応答が計測できると、この最適駆動パターンの適用は容易になると考えられる。

製品の位置決め精度を高めるには、機構系の摩擦負荷の実状を把握し、これをある範囲に抑えて生産する

必要がある。特に、開ループで位置決めするときは、摩擦負荷で位置決め精度が低下するので、この要求は強い。

応答特性や摩擦負荷などの状態量やパラメータを推定する手法としてオブザーバや最適フィルタが良く知られている^{(3)~(5)}。そして、機械的検出器を用いない推定方法も研究され、大石らは直流モータの電流を検出してオブザーバを構成し、ロータを速度制御している⁽⁶⁾。一方、ステップモータは磁気回路系の飽和やヒステリシスによりモータ発生トルクの非線形性が強く、動的な条件下でこれを推定する必要がある。

本研究では、ステップモータの電流と逆起電圧を検出し、最適フィルタで、モータを機構系に組み込んだときでもロータの回転角度や角速度、パラメータである摩擦トルクやモータトルク定数が推定できる手法を提案する。そして、定常や過渡応答の実験でその有効性を示し、モータの非線形なトルク特性を検討したので、以下に報告する。

2. 理 論

永久磁石回転子形のステップモータを二相励磁駆動するときの運動方程式、逆起電圧に着目した巻き線の電圧方程式は次のようになる⁽¹⁾。

* 平成元年11月11日 機械力学講演会において講演、原稿受付 平成元年1月23日。

^{*1} 正員、三菱電機(株)中央研究所 (〒661 尼崎市塚本町8-1-1)。

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + T_f \left| \frac{d\theta}{dt} \right| = -K \left\{ I_a \sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{\theta}{\lambda} + \frac{1}{2} \right) + I_b \sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{\theta}{\lambda} - \frac{1}{2} \right) \right\} - T_m \sin 2\pi \frac{\theta}{\lambda} \quad \cdots (1)$$

$$E_a \triangleq -K \frac{d\theta}{dt} \sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{\theta}{\lambda} + \frac{1}{2} \right) = V_a - L \frac{dI_a}{dt} - RI_a$$

$$E_b \triangleq -K \frac{d\theta}{dt} \sin \frac{\pi}{2} \left(\frac{\theta}{\lambda} - \frac{1}{2} \right) = V_b - L \frac{dI_b}{dt} - RI_b$$

$$\cdots \cdots \cdots (2)$$

ここで、

E, V : 巻き線の逆起電圧, 供給電圧
 I, K : 巻き線の電流, トルク定数
 J, t : ロータの慣性モーメント, 時間
 L, R : 巻き線の自己インダクタンス, 抵抗
 T_f, T_m : 摩擦負荷トルク, 阻止トルク
 θ, λ : ロータの回転角度, ステータの歯角
 添字 a, b : 巻き線の各相を表す。

上式の電流 I_a と I_b , 逆起電圧 E_a と E_b を検出し、機械的な状態量の θ と $d\theta/dt$, パラメータの T_f と K を推定する。ここで、電流 I_a, I_b を既知とすれば式(1)と式(2)は連成しなくなり、式(1)のみで状態方程式が構成できる。また、出力方程式は式(2)の逆起電圧と $\theta, d\theta/dt$ の関係から得られる。

式(1), (2)の状態量の大きさをそろえるため、ステータ歯角 λ , 保持トルク T_0 , モータ系の固有振動数 f_0 , 基準供給電圧 V_0 , 基準トルク定数 K_0 を用い、次の無次元量を導入する。

$$\phi = \frac{\theta}{\lambda}, \xi = \frac{T}{T_0}, \tau = f_0 t, i = \frac{R}{V_0} I$$

$$k = \frac{K}{K_0}, e = \frac{E}{\lambda f_0 K_0} \quad \cdots \cdots \cdots (3)$$

ここで、

$$T_0 = \sqrt{2} K_0 V_0 / R, f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi T_0}{2\lambda J}}$$

パラメータのうち ξ_f と k を推定するとして状態量に加え、推定すべき状態量ベクトルを $x = \{\phi, \dot{\phi}, \xi_f, k\}^T$ とする。なお、推定すべきパラメータは一定であるとして、 $d\xi_f/d\tau = 0, dk/d\tau = 0$ とする。また、電流の測定値に重畳するノイズやロータ回転系の外乱をプロセスノイズとして外乱トルク ξ_u で表し、プロセスノイズベクトルを $u = \{0, \xi_u, 0, 0\}^T$ とする。そして、式(3)を用いて式(1)を書き直すと次の状態方程式が得られる。

$$\dot{x} = g(x) + u \quad \cdots \cdots \cdots (4)$$

ここで、

$$g(x) =$$

$$\begin{Bmatrix} \dot{\phi} \\ 8\pi \left[-\frac{k}{\sqrt{2}} \left\{ i_a \sin \frac{\pi}{2} \left(\phi + \frac{1}{2} \right) + i_b \sin \frac{\pi}{2} \left(\phi - \frac{1}{2} \right) \right\} - \xi_m \sin 2\pi\phi - \xi_f \dot{\phi} / |\dot{\phi}| \right] \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}$$

なお、記号 $\cdot$ は無次元時間 τ に関する微分を表す。

式(2)において無次元化した逆起電圧を観測量ベクトル $y = \{e_a, e_b\}^T$ とし、これに重畳するノイズを $w = \{w_a, w_b\}^T$ とすれば、次の出力方程式を得る。

$$y = h(x) + w \quad \cdots \cdots \cdots (5)$$

ここで、

$$h(x) = -\sqrt{2} k \dot{\phi} \begin{Bmatrix} \sin \frac{\pi}{2} \left(\phi + \frac{1}{2} \right) \\ \sin \frac{\pi}{2} \left(\phi - \frac{1}{2} \right) \end{Bmatrix}$$

式(4), (5)に次式の誤差の評価関数を最小にする Detchmندی らの逐次最小二乗フィルタ⁽⁷⁾を適用する。

$$q \int_0^\tau (\|y(\bar{\tau}) - h(x(\bar{\tau}))\|^2 + r \|\dot{x}(\bar{\tau}) - g(x(\bar{\tau}))\|^2) d\bar{\tau} \quad \cdots \cdots \cdots (6)$$

ここで、 q と r は重み係数である。

式(4)の状態方程式を満たしながら式(6)を最小にする最適推定値 $\hat{x}$ は次の偏微分方程式の解である。

$$\frac{d\hat{x}}{d\tau} = g(\hat{x}) + 2qP \left\{ \frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right\}^T \{y - h(\hat{x})\}$$

$$\frac{dP}{d\tau} = \frac{\partial g(\hat{x})}{\partial \hat{x}} P + P \left\{ \frac{\partial g(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right\}^T + 2qP \left\{ \left\{ \frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right\}^T \{y - h(\hat{x})\} \right\} \hat{x} P + \frac{uu^T}{2qr}$$

$$\cdots \cdots \cdots (7)$$

ここで、 $\left[\left\{ \frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right\}^T \{y - h(\hat{x})\} \right]_{\hat{x}}$ は 4×4 の行列で、

第 m 列が $\frac{\partial}{\partial \hat{x}_m} \left[\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \{y - h(\hat{x})\} \right]$ となる。

重み係数 q, r および行列 P と推定値 $\hat{x}$ の初期値を与え、式(7)をルンゲ・クッタ法で解くことで、最適推定値 $\hat{x}$ が求められる。

3. 実験方法および重み係数と初期値の設定法

3.1 供試モータと実験方法 供試モータの式(3)の無次元化に用いた定数、阻止トルク、摩擦負荷トルクを表1に示す。供試モータは既報⁽²⁾と同一のもので磁気回路系のヒステリシスがあるため、保持状態から一方向に回転するにつれて発生トルクが低下し、約3ステップで一定値に落ち着く。このため、表1の ξ_f には初期の値とヒステリシスが飽和した値を示し

ている。なお、停止するときの残留振動でヒステリシスは初期の値に回復する。

ユニポーラ巻き線の供試モータをバイポーラで駆動したが、このときのa相の電流と逆起電圧の検出回路を図1に示す。 I_a と dI_a/dt は抵抗とトランスを巻き線と直列に挿入し、観測量である E_a は励磁しない巻き線に生じる $E_a + L dI_a/dt$ から $L dI_a/dt$ を差引いて検出した。なお、他の形式のモータについても I と dI/dt を測定すれば式(2)を用いて逆起電圧が検出できる。

図2は、実験に用いた装置の概略構造とモータの駆動および測定系のブロック図である。モータ軸には回転角度測定用のエンコーダ、既知の負荷トルクを加える直流サーボモータが直結できる。モータの駆動は計算機で駆動周波数と送りステップ数を設定し、TTL論理回路で生成した二相励磁のシーケンスで定電圧電源からの供給電圧を切換えて行う。

次に計測の手順を述べる。電流と逆起電圧はA-D変換器を介してサンプル時間 $25\mu s$ でデータ処理用の計算機に収録する。励磁切換時のパワートランジスタのスイッチングで生じるパルス状のノイズが含まれるため、急激な時間変化を示す測定値を省略し、前後の測定値から内挿する前処理を行う。

図3は、前処理を施した電流と逆起電圧の波形である。電流は励磁切換えや逆起電圧の影響で複雑な波形であるが、逆起電圧は励磁切換時のノイズが除かれた

正弦波状の波形になっている。

3.2 重み係数と初期値の設定法 式(7)を解く際に与える k と ξ_f を含む状態ベクトル x の推定値 $\hat{x}$ の初期値、行列 P の初期値および重み係数 q, r の設定法を述べる。

$\hat{x}$ の ϕ と $\hat{\phi}$ の初期値はロータが一定速度で回転するときの解析解⁽¹⁾とし、 ξ_f と $\hat{k}$ は表1の静的実験結果とする。式(7)からわかるように q と P の積が観測ノイズの寄与度を決める。 P が拡張カルマンフィルタの推定誤差の共分散行列⁽³⁾に相当するように、 q は観測ノイズの逆数とする。このようにすれば P の初期値は $\hat{x}$ の初期値として設定した値の誤差から与えることができる。ロータ静止状態で測定した観測ノイズの分散は0.001で、 q はその逆数の1000とする。重み係数 r は、式(7)の第1項の観測ノイズと第2項のプロセスノイズの寄与度が等しくなるようにする。供試モータの歯角誤差は5%程度で、これによって生じるトルクの変動の分散は0.001で、観測ノイズの分散0.001との比から $r=1$ とする。初期の行列 P の値は、 $\hat{x}$ として設定した値の誤差の二乗を対角項、非対角項

表1 供試モータの諸元

Parameter	Nominal value
Step angle	$\lambda = 0.9^\circ$
Supply voltage	$V_0 = 2.0\text{V}$
Holding torque at $V_0 = 2\text{V}$	$T_0 = 9.98 \times 10^{-3}\text{Nm}$
Natural frequency at $V_0 = 2\text{V}$	$f_0 = 141\text{Hz}$
Torque constant at $V_0 = 2\text{V}$	$K_0 = 9.35 \times 10^{-2}\text{Nm/A}$
Normalized detent torque	$\xi_m = 0.069$
Normalized torque hysteresis	Initial
	Saturated
	$\xi_f = 0.003$
	$\xi_f = 0.3$

図1 電流と逆起電圧の検出回路

図2 実験装置の概略

図3 電流と逆起電圧の測定波形

を零とする。ここで、 $\hat{x}$ の初期値には10%の誤差があるとする。表1に示したように負荷トルク $\hat{\xi}_f$ は回転中に変化すると予想されるため $\hat{\xi}_f$ の収束を支配する P_{33} の初期値は次の検討により定めた。

図4は、系の固有振動数 f_0 で無次元化した駆動周波数 f が7.2のときの定常応答から P_{33} の初期値を変えて $\hat{\xi}_f$ を求めた結果である。 P_{33} の初期値が大きくなるにつれて最初のオーバーシュートは大きくなるが、時間とともにほぼ一様に収束することがわかる。なお極端に P_{33} の初期値を大きくすると発散するので、収束の速さとの兼ね合いから P_{33} の初期値10を用いる。

図5は、これらの重み係数と P_{33} の初期値で推定した結果である。10%の誤差を含んだ $\hat{x}$ を与えて1回めを推定し、得られた $\hat{x}$ の最終値を次の推定の初期値に設定し、計4回の推定を行った。 $\hat{\phi}$ と $\hat{\phi}$ は、1回めの推定の最初に大きな変動を生じるが、それ以後は速やかに収束して2回目以降のそれらと一致する。 $\hat{\xi}_f$ は2回めの後半、 $\hat{k}$ は3回めでそれ以降の値とほぼ一致している。そして、最も収束の遅い $\hat{k}$ でも2回の推定で1%程度の誤差まで収束するようで、2回の推定計算をすれば実用上充分であると考えられる。

4. フィルタの有効性の検討

4.1 ロータの回転角度の推定精度 代表的な速度での定常走行の実験を行った。エンコーダによる測定結果とフィルタによる推定結果の比較を図6に示す。モータ系の固有振動数に近い無次元駆動周波数 $f=1.4$ では変動が大きい、 $f=7.2$ ではこれがおさまる。さらに、 $f=12.9$ と高速になると再び変動が大きくなり、これ以上では中周波共振のためにモータは脱調した。このようにロータの動的挙動は変化するが、エンコーダとフィルタによる結果は、変動の周期、位相、振幅とも良く一致している。なお、 $f=7.2$ での駆動パルス四つごとの変動は、駆動シーケンスによるモータ発生トルクのばらつきのためである。プロセスノイズを考慮することで、理論モデルに含まれない外乱成分

図4 P_{33} の初期値に関する $\hat{\xi}_f$ の収束状況

を推定している。

図7は、これらの波形から読取った回転角度の変動の両振幅を横軸、エンコーダとフィルタの波形の最大ずれを縦軸としてまとめた結果である。推定誤差は変動の大きさに比例する傾向があり、変動幅の約30%であることがわかる。しかし、大きな変動を生じる $f=1.4$ でもステータ角 0.9° の0.2倍の誤差で、1回転に2000パルスが発生するエンコーダの分解能に相当し、実用上充分な精度であることがわかる。

次に、起動から停止までの過渡状態の回転角度の推

図5 推定値の収束状況

図6 駆動周波数による回転角度波形の変化

定精度および摩擦負荷の変化について述べる。図8は、 $f=5.7$ で50ステップ駆動したときの応答波形である。起動から定速走行までの過渡応答の推定結果は回転角度さらに回転角度の変動でもエンコーダの測定値と一致する。また、エンコーダのデータを数値微分して求めた速度、フィルタで求めた $\dot{\theta}$ を用いて観測量の逆起電圧を計算し直した結果も良く一致している。

いずれの波形でも起動および走行中の応答はうまく推定しているが、停止時のそれは差異があり、推定波形が直ちに停止する傾向にある。これは、表1に示した残留振動に伴う磁気回路系のヒステリシスの減少をフィルタの時定数のために推定できず、停止時の摩擦負荷を過大に推定したためと考えられる。

そこで、磁気回路系のヒステリシスが初期状態から増えて飽和する起動区間a、ヒステリシスが飽和したまま一定と考えられる定速走行区間b、残留振動に伴ってヒステリシスが回復する停止区間cの三つに分けて推定することを試みた。なお、区間が長くなると誤差共分散行列が小さくなってフィルタの速応性が悪くなるので、区間のはじめの行列 P の値は3・2節で示した初期値に設定し直した。

図9(a)は図8と同一の応答をこのような区間分けをして推定した結果である。区間aと区間bの回転角度の推定波形は図8と同等、区間cの残留振動の波形は改善されていることがわかる。なお、停止時における2回めまでの波形は一致するが、これ以後は推定精度が低下している。これは、図8の逆起電圧波形からわかるように、観測量のSN比が悪くなるためである。しかし、このような区間分けをすると、 $\hat{\xi}_f$ の推定結果は区間aの終端で0.07、区間bで0.16、区間cでほぼ零になり、表1に示した静的実験の傾向と定性的に一致する値が得られる。

図9(b)は共振に近い $f=1.4$ の過渡応答の結果である。定速走行の区間bの推定波形は図6のそれと同じで、過渡状態でも定常応答と同等の推定精度が得られている。なお、図9(a)に比べて区間bの $\hat{\xi}_f$ の収束が遅いのは、図6でも指摘したように駆動シーケンスによるモータ発生トルクのばらつきがあるためである。フィルタの時定数は図5に示したように約0.6で、 $f=5.7$ では駆動パルスごとのトルクの変化が速すぎて追従しないが、 $f=1.4$ では駆動パルスの周期が長いのでトルクのばらつきをも推定しようとして収束が遅くなる。図は省略するが、より区間を短くすれば、駆動シーケンスによる発生トルクのばらつきが推定できた。

図9(a)、(b)の起動区間aの応答は定常走行に比

べるとかなり大きい。推定精度は定常走行の結果をまとめた図7の値に比べるとより高いようである。いずれにしても過渡応答に対しても区間分けによって定常応答と同程度の推定精度が得られている。

4・2 パラメータの推定精度 4・1節に示した定常応答と過渡応答から推定された摩擦負荷 $\hat{\xi}_f$ とトルク定数 $\hat{k}$ を無次元駆動周波数 f に対して図10に示す。図10中には表1に示した静的実験での値も示している。

図7 変動の大きさと推定精度の関係

図8 過渡応答の推定波形

過渡応答から推定した区間 b の $\hat{\xi}_f$ と $\hat{k}$ は定常応答からの値と良く一致する。ロータの回転角度変動が小さい $f=2.9 \sim 10.1$ の $\hat{k}$ は静的実験での 1.0 と一致し、大きな変動を生じる $f=1.4$ と $f=11.5$ 以上では若干低下する。 f に対して顕著に変化するのは $\hat{\xi}_f$ で、低い f の $\hat{\xi}_f$ は低下して静的実験のヒステリシスが回復した初期状態に漸近している。また、推定した $\hat{\xi}_f$ は静的実験でのヒステリシスの飽和値よりも小さくなっている。これは、既報⁽²⁾において計算と実験が一致する摩擦負荷が $\xi_f=0.15$ 以下であったことから妥当と考えられる。

次に、パラメータの推定精度を検証するため、直流サーボモータを直結して既知の負荷トルクを与え、 $f=4.3$ の定常走行で実験した。供給電圧 V_0 は 2V だけでなく 4V と 10V でも実験し、磁気飽和の影響が大きいときの推定精度も調べた。

図 11 は、実験で与えた負荷トルクを横軸、推定した $\hat{\xi}_f$ と $\hat{k}$ を縦軸にまとめた結果である。なお、 $\hat{k}$ や $\hat{\xi}_f$ に及ぼす磁気飽和などのモデルに含まれない非線形性

の影響を無視すると、与えた負荷トルクに対して $\hat{\xi}_f$ は 45° 傾きを持つ直線、 $\hat{k}$ は一定になる。

磁気飽和の影響の小さい $V_0=2V, 4V$ の実験結果から $\hat{\xi}_f$ と 45° の直線のずれは 5% 以下、 $\hat{k}$ はほぼ一定で、うまく推定していることがわかる。しかし、磁気飽和の影響の大きい $V_0=10V$ での $\hat{\xi}_f$ と $\hat{k}$ は全般的に低下し、与えた負荷トルクが 0.5 以上では $\hat{k}$ が若干増え、 $\hat{\xi}_f$ の傾きが小さくなる傾向がある。

図 12 は、 $\hat{k}$ と $\hat{\xi}_f$ の推定値から算出した理論モデルのトルク曲線を静的実験で測定したトルク曲線と比較したものである。理論モデルのトルク曲線は式(1)の右辺に $\hat{k}$ を代入し、 $\hat{\xi}_f$ と与えたトルクの差を引算して求めた。また、図 12 中の記号 $\circ$ はトルク発生時の励磁切換角度で、実験で求めた励磁電圧の切換時刻の回転角度に巻き線時定数による遅れ相当の角度を加算して求めた。そして、二つの $\circ$ の間のハッチング部分が実際に作用するトルク領域である。

(a) 無次元駆動周波数 5.7

(b) 無次元駆動周波数 1.4

図 9 区間を分割したときの過渡応答の推定波形

図 10 駆動周波数を変えたときのパラメータ推定結果

図 11 負荷を与えたときのパラメータ推定結果

(a) 無次元負荷トルク = 0

(b) 無次元負荷トルク = 1.07

図 12 トルク曲線における推定値と実験値の比較

与えた負荷トルクが零, 1.07 とともにトルクの作用領域での実線と破線は良く一致し, 磁気飽和の影響が大きい $V_0=10\text{ V}$ でも妥当なパラメータが推定できることがわかる。

5. 結 論

本研究では, ステップモータ駆動系に逐次最小二乗

フィルタを適用し, その有効性を検討して以下の結論を得た。

(1) 逆起電圧と電流を検出し, 機械的な状態量のロータ回転角度と角速度, パラメータである負荷トルクとモータトルク定数を推定する手法を提案した。

(2) 定常応答と過渡応答の推定値をエンコーダでの測定値と比較し, 状態量の推定精度はロータ回転挙動の計測に充分であることを示した。最悪の場合でもステータ歯角 0.9° の 0.2 倍, すなわち 1 回転に 2000 パルスが発生するエンコーダの分解能に相当する精度が得られた。

(3) 既知の負荷トルクを与えて, これが実用上十分な精度で推定できることを示した。さらに, パラメータの推定値から算出した理論モデルのトルク曲線を静的実験で測定したトルク曲線と比較し, モータ発生トルクに及ぼす磁気飽和の影響をも適切に推定できることを示した。

文 献

- (1) 富沢・今城, 機論, 54-508, C(1988), 2890.
- (2) 今城・富沢, 機論, 54-508, C(1988), 2898.
- (3) 例えば, 計測制御学会編, 計測自動制御ハンドブック, (1983), オーム社.
- (4) 清水・猪岡, 機論, 53-496, C(1987), 2608.
- (5) 清水・猪岡, 機論, 54-502, C(1988), 1345.
- (6) 大石・ほか2名, 計測制御論文集, 21-11(1985), 1217.
- (7) Detchmندی, D. M. and Sridhar, R., *Trans. ASME, J. Basic Eng.*, 16(1966), 363.

討 論

〔質問〕 岡田 養二〔茨城大学工学部〕

以下の点, お教えいただければ幸いである。

(1) 状態量推定を行う場合, 対象系と推定モデルとの違いがあると, 推定精度が落ちるとされる。使用中にモータの慣性負荷, 巻線抵抗, インダクタンスなどが変化すると思うが, 貴方式を適用する際にこれらの定数の変化は問題にならないのか。

(2) サンプリング時間 $25\text{ }\mu\text{s}$ という超高速サンプリングとデータ処理を行っているが, 安価なステッピングモータの制御に対し, これをどのように実現するのか。

〔回答〕 (1) 本手法では逆起電圧を直接測定するので, 巻線抵抗 R , 自己インダクタンス L の変動は観測ノイズに含まれる。また, 本実験のようにユニポーラ巻線のモータをバイポーラ駆動をするときには,

空き巻線の電圧から $L di/dt$ を引算して逆起電圧を検出するので, R の影響はない。一定周波数で駆動して逆起電圧波形が正弦波となるように検出回路のアンプゲイン L/L_c を校正して実験したが, L の変化は小さくなるようで, $V_0=2\text{ V}$ の実験では観測ノイズの分散は 0.003 程度であり, 駆動中の L の変動は標準偏差で 5% 未満と小さかった。

本手法は, 情報機器などのように慣性負荷が一定の駆動系を対象としており, 慣性の微小な変動はプロセスノイズに含まれる。なお, ロボットのように慣性負荷が大きく変化する場合でも, その変化速度が駆動周波数に比べて遅ければ, 慣性 J を推定する状態量に含めることで本実験と同程度の推定精度が確保できると思われる。

(2) 本手法は状態量のロータ回転角度と角速度お

よびパラメータの負荷トルクとトルク定数を計測することを目的としている。データの収録と処理に例えばはん用のFFTアナライザとパーソナルコンピュータを用いてもこの計測システムは実現できる。

〔質問〕 小島 昌一・横山 和男

〔山洋電気(株)〕

以下三点につきご教示賜わりたい。

(1) 供試ステッピングモータの構造および駆動回路につきご説明いただきたい。

(2) ステッピングモータの運動方程式(1)には速度比例減衰項が含まれていないが、実機との間に差違が生じないか。

(3) 基礎方程式に磁気回路に関する記述がないにもかかわらず、磁気飽和の影響を考慮できるのはなぜか。

〔回答〕 (1) ロータにティースと永久磁石を持つハイブリッド形のステップモータである。ロータは 3.6° のピッチでティースを刻んだ2枚のディスクが永久磁石を挟み込む構造で、ステータは8対のヨークに5個のティースを刻んでいる。駆動回路は種々のステ

ップモータの試験を目的としたはん用のもので、ダーリントン接続のパワートランジスタ4個で1相を励磁し、定電圧の二相励磁駆動で実験した。

(2) ロータ速度に比例する減衰のうち巻線の銅損の影響は直接検出した電流に含まれているので、機械的な負荷として乾性摩擦形を仮定した。本文中でも示したように負荷トルクの推定値 $\hat{\xi}_r$ がロータ速度に比例する傾向はなく、他の機構例えば流量制御バルブやフレキシブルディスク装置でも同様だった。

(3) ステップモータの逆起電圧は式(2)に示したようにロータ回転角度 θ と角速度 $d\theta/dt$ の関数となり、与えられたトルク定数に対して式(2)だけから θ と $d\theta/dt$ を決めることも可能である。本手法のトルク推定では、この逆起電圧から得られる θ 、 $d\theta/dt$ と釣り合うトルクを運動方程式(1)上で算出し、このトルク曲線をトルク定数の推定値 $\hat{k}$ と $\hat{\xi}_r$ で最小二乗近似することでトルク定数を補正する。このため、磁気飽和などモデルに含まれない影響は $\hat{k}$ と $\hat{\xi}_r$ の値が変化することで表現される。