

ステッピングモータの逆相励磁ダンピング法における 励磁タイミングのセンサレス調整に関する検討

On Sensorless Excitation Timing Adjustment for Back-Phasing Damping in Stepping Motors

○新保開斗*, 松尾健史*, 三浦武*, 佐藤靖雄**

○Kaito Shimbo*, Kenshi Matsuo*, Takeshi Miura*, Yasuo Sato**

*秋田大学, **オリエンタルモーター株式会社

*Akita University, **Oriental Motor Co., Ltd.

キーワード： ステッピングモータ(stepping motor), 回転子振動抑制(rotor oscillation suppression), 逆相励磁ダンピング(back-phasing damping), 巻線電圧(winding voltage), センサレス調整(sensorless adjustment)

連絡先： 〒:010-8502 秋田市手形学園町 1-1 秋田大学 大学院理工学研究科 松尾 健史,
Tel.: 018-889-2332, Fax.: 018-837-0406, E-mail: matsuo@gipc.akita-u.ac.jp

1. はじめに

ステッピングモータは、指令パルスの周波数および総数によって回転速度および角度が制御可能なモータである。フィードバック機構を用いず、開ループ制御で高精度な位置決めが可能であるため低コストで簡易な構造の制御システムが構築可能である¹⁾。これらの利点から、FA 機器および OA 機器など、様々な分野で幅広く用いられている¹⁾。

しかし、ステッピングモータが所望の位置で停止する際に、回転子振動が生じる。この回転子振動を抑制するための、代表的な手法の 1 つとして逆相励磁ダンピング法が知られている²⁾。この手法は、励磁タイ

ミングを適切に調整することで振動の発生を抑制するものである。

ここで問題となるのは、モータ軸に接続された慣性負荷が変化すると、振動を抑制するための励磁タイミングもそのたびに变化してしまう点である。この問題を解決するため、変更された慣性負荷による慣性モーメントの大きさに応じて調整を行う手法が提案されている。例えば、ニューラルネットワークを用いて適切な励磁タイミングを推定する手法³⁾ や、適切な励磁タイミングをモデルベースで調整する手法⁴⁾ が提案されている。

しかし、これらの手法は適切な励磁タイミングを調整するためにセンサを導入する必要があるが、比較的安価にシステムを構

築できるステッピングモータにおいて、システムの複雑化やコスト増加を招くため望ましくない。

そこで、文献 5) ではセンサを用いず、巻線電圧のみを用いたセンサレス調整法が提案されている。ただし、この手法は試行錯誤的に巻線電圧波形を取得し、最も振動の小さい励磁タイミングを探索するため、労力を要する。そのため、自動的に適切な励磁タイミングをセンサレスで調整する手法が求められる。

したがって、本研究では基準慣性負荷における 1 ステップ分の巻線電圧情報からモータモデルを推定し、それに基づいて負荷条件に応じた逆相励磁ダンピング法の励磁タイミングを導出する手法を提案する。

2. 制御システム

2.1 逆相励磁ダンピング法

逆相励磁ダンピング²⁾は、2 つの連続する励磁タイミングを適切に調整することで回転子の振動を抑制する手法である。Fig. 1 に、2 相ステッピングモータの 2 相励磁方式での、逆相励磁ダンピングにおける励磁シーケンスを示す。2 相モータは A 相および B 相から構成され、2 相励磁方式では、1 電気周期を 4 ステップとし、 $AB \rightarrow \bar{A}B \rightarrow \bar{A}\bar{B} \rightarrow A\bar{B}$ のように励磁する。ここで、A および B は A 相および B 相に順方向に電流を流す励磁状態を、 $\bar{A}$ および $\bar{B}$ は、それぞれ逆方向の電流を流す励磁状態を表す。例えば、 $\bar{A}B$ は A 相を逆方向に、B 相を順方向に同時に励磁する状態を表す。

例えば、Fig. 1 のように励磁状態を AB から $\bar{A}B$ へ切り替えると、時刻 0 で静止していた回転子は、加速度を伴って基本ステップ角だけ回転し始める。目標停止角に達す

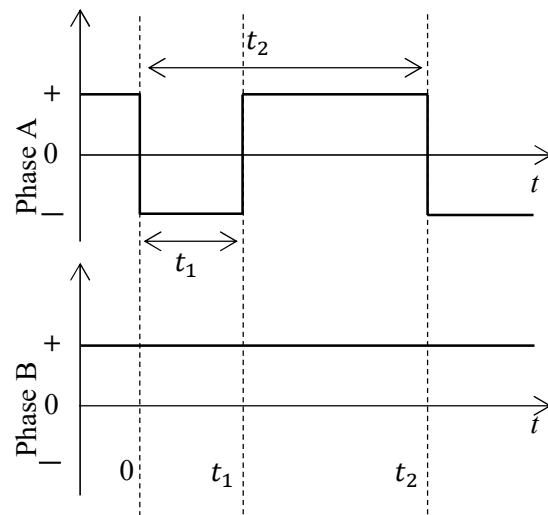


Fig. 1 2 相励磁方式における励磁シーケンス. Excitation phases and times in back-phasing damping for two-phase-on mode.

ると、回転子は目標停止角の周囲で振動する。この振動を抑制するため、時間 t_1 において励磁状態を一時的に $\bar{A}B$ 励磁へ戻すことで、回転子を減速させる。さらに、時間 t_2 において再び $\bar{A}B$ へ切り替えることで、回転子の速度を十分に低下させた状態で整定させることができる。

したがって、時間 t_1 および t_2 を適切に調整することにより、回転子の振動を抑制することができる。

2.2 センサレス調整法

逆相励磁ダンピング法における適切な励磁タイミングを導出するために、本研究では巻線電圧からモータモデルを同定し、センサレスで励磁タイミングを調整する。本研究におけるセンサレス調整の基本的な考え方は文献 5) に基づく。

開ループ制御による逆相励磁ダンピングの伝達関数 $G_c(s)$ を用いて制御系全体をブロック線図で表した図を Fig. 2 に示す。ここで、 $\theta_r(s)$ 、 $\theta'_r(s)$ 、 $\theta_m(s)$ はそれぞれ目標角度、補正された目標角度、回転子角度を表

す．逆相励磁ダンピングにおける減衰モデル^{4) 5)} は，励磁時間 t_1, t_2 に対して，式(1)のように表される．

$$G_c(s) = 1 - e^{-st_1} + e^{-st_2} \quad (1)$$

ここで， J_0 を制御系全体の慣性モーメント，すなわちモータ軸に接続された基準慣性負荷を含む慣性モーメントとすると，モータモデルは 2 次系²⁾ としてモデル化することができる．ここで， D は粘性摩擦係数， c は発生する正弦波トルクの傾き²⁾ を表す．

$$G_m(s) = \frac{c/J_0}{s^2 + (D/J_0)s + cJ_0} \quad (2)$$

さらに，慣性モーメント J_L の慣性負荷を付加した場合，モータの伝達関数 $G'_m(s)$ は以下のように表される．

$$G'_m(s) = \frac{c/(J_0 + J_L)}{s^2 + (J_0 + J_L)Ds + c(J_0 + J_L)} \quad (3)$$

このとき，振動を抑制する基本的な考え方は，モータの伝達関数 $G_m(s)$ が有する振動を支配する極を，逆相励磁ダンピングの伝達関数 $G_c(s)$ によって形成される零点により相殺することである．式(1)に示す $G_c(s)$ には時間遅れ要素 e^{-st_1} および e^{-st_2} が含まれるため，Pade 近似を適用して，有理関数に近似することで極および零点の関係を容易に扱える形とする．本研究では 6 次の Pade 近似を用いる．

モータの伝達関数 $G_m(s)$ の極を s_{p1}, s_{p2} とする．減衰率 ζ および固有振動数 ω_n を用いると，不足減衰条件 $0 < \zeta < 1$ における極は，

$$s_{p1}, s_{p2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (4)$$

と表される．

一方，有理関数化された $G_c(s)$ の分子を $Z(s)$ とすると， $Z(s) = 0$ の解が逆相励磁ダンピングモデルの零点となる．得られた複

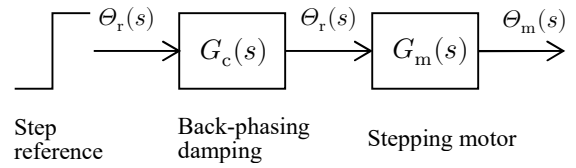


Fig. 2 逆相励磁ダンピング法における制御システム. Control system of a stepping motor using back-phasing damping.

数の零点のうち，複素平面上で虚軸に最も近い共役複素根を s_{z1}, s_{z2} とする．ここで， s_{p2} および s_{z2} はそれぞれ s_{p1} および s_{z1} の共役複素数である．モータモデルの極と逆相励磁ダンピングモデルの零点との複素平面上の距離を評価関数として，

$$F(t_1, t_2) = |s_{p1} - s_{z1}| \quad (5)$$

と定義する．共役複素根は同様の関係にあるため，正の虚部をもつ根を用いて評価する．そして $F(t_1, t_2)$ が最小となる t_1, t_2 を求め，これを逆相励磁ダンピングにおける振動が最小となる最適励磁タイミングとする．

以上の手法では，最適励磁タイミングを導出するために，モータの減衰率 ζ および固有振動数 ω_n をあらかじめ求める必要がある．

本研究では，無負荷状態においてフルステップ駆動により 1 基本ステップ角分を駆動した際の巻線電圧を一度取得し，その電圧波形から減衰率 ζ および固有振動数 ω_n を推定し，励磁タイミングを求める．

以下に，巻線電圧からモータモデルの減衰率 ζ および固有振動数 ω_n を推定する手法を示す．

巻線電圧には，回転子の角速度に比例する逆起電力成分が含まれる．角速度は回転子変位の時間微分であるため，逆起電力成分には回転子振動に対応した周波数成分および振幅の減衰特性が現れる．Fig.3 に，無

負荷時に 1 ステップ入力を与えた場合の回転子振動波形と非切替相の巻線電圧波形の一例を示す。Fig.3 より、両者の振動特性に対応関係が認められる。このことから、巻線電圧を周波数特性および減衰特性を解析することにより、回転子の固有振動数 ω_n と減衰率 ζ を推定することができると考えられる。

具体的な手法は、取得した巻線電圧から DC 成分を除去し、FFT を行う。得られた周波数スペクトルから最大振幅を示す周波数成分を回転子振動の第 1 成分として抽出し、その角周波数 ω_d を求める。このとき、

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (6)$$

の関係が成り立つ。次に、得られた巻線電圧から振動の包絡線を求める。巻線電圧 $v(t)$ は以下の式で表される。

$$v(t) = K e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (7)$$

式(7)の振幅を $A(t)$ として、本研究で作成する包絡線は、

$$A(t) = K e^{-\zeta \omega_n t} \quad (8)$$

と表せる。ここで、式(8)の両辺の自然対数を取ると

$$\ln A(t) = \ln K - \zeta \omega_n t \quad (9)$$

となる。ここで、包絡線から減衰率 ζ 、固有振動数 ω_n を同定するため、未知パラメータを

$$a_1 = \ln K \quad (10)$$

$$a_2 = -\zeta \omega_n \quad (11)$$

と定義すると、次の線形式が得られる。

$$\ln A(t) = a_1 + a_2 t \quad (12)$$

この式(12)に対して線形最小二乗法を適用することで a_1, a_2 を求める。さらに、得られ

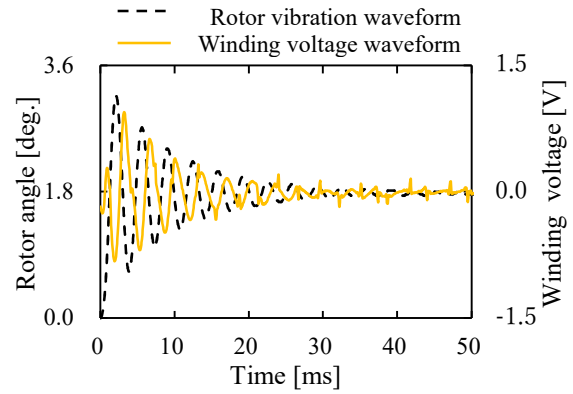


Fig. 3 回転子振動波形と巻線電圧波形の比較. Comparison of Rotor Vibration Waveforms and Winding Voltage Waveforms.

た ω_d, a_1, a_2 と式(6)、(11)の関係から、 ω_n, ζ が得られる。

$$\omega_n = \sqrt{\omega_d^2 + a_2^2} \quad (13)$$

$$\zeta = \frac{a_2}{\omega_n} \quad (14)$$

3. 実験および結果

3.1 実験システム

本研究では、オリエンタルモーター社製の 2 相ハイブリッド形ステッピングモータと同社の駆動回路を使用する。ステッピングモータは PKP266D42B2 であり、使用する駆動回路は CVD242B-K(メーカー仕様のカレントダウン機能が OFF になるよう調整された駆動回路)である。モータの仕様を Table 1 に示す。

次に、実験システムの構成図を Fig. 4 に示す。本システムは 2 相励磁方式で駆動する。マイクロコンピュータから指令パルス駆動回路へ入力し、ステッピングモータの励磁相を切り替えて各相(2 相モータのため A 相および B 相)を励磁する。このとき、ステッピングモータの各巻線から巻線電圧

取得回路を接続し，アナログ/デジタル（A / D）変換器を介して PC で巻線電圧 V_A ， V_B を取得する．

本実験で用いた巻線電圧取得回路をここでは A 相のみを Fig. 5 に示す．B 相にも同様の回路を装着し，それぞれの相に対して巻線電圧を取得している．

3.2 実験方法

本実験では，2 相ステッピングモータを 2 相励磁方式で駆動し，無負荷時における 1 ステップ入力後の巻線電圧波形を測定した．

励磁状態を AB 相から $\overline{A}B$ 相へ切り替えた際に，励磁状態が切り替わらない B 相の巻線電圧を測定対象とした．ここで，マイクロコンピュータから励磁切替パルスが出力される時刻を $t = 0$ とし，この時刻を基準として巻線電圧の測定を開始し，サンプリング間隔は 0.1ms とした．

次に，巻線電圧に含まれる減衰振動成分から減衰特性を抽出するため，振動波形の極大値および極小値をそれぞれ抽出し，各極値を用いて包絡線を求めた．

その後，包絡線から得られた固有振動数 ω_n と減衰率 ζ を用いてモータモデルを同定し，モータモデルの極を打ち消すような零点を持つ t_1, t_2 の組を導出する．その後，実際に振動が抑制されることを確かめるため，実験によって検証を行った．

3.3 実験結果

3.3.1 モデル推定実験

本実験によって得られた包絡線を，Fig. 6 に示す．測定開始直後の約 1.5ms までには，回転子の減衰振動とは異なる小さな極大値および極小値が確認される．これらは励磁

Table 1 ステッピングモータの仕様.
Specifications of a stepping motor.

モータ	PKP266D42B2
固定子慣性モーメント	$270 \times 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
定格電流	4.2 A / 相
巻線抵抗	0.38Ω / 相
励磁最大静止トルク	$1.4 \text{ N} \cdot \text{m}$
インダクタンス	1.3mH / 相
基本ステップ角	1.8°

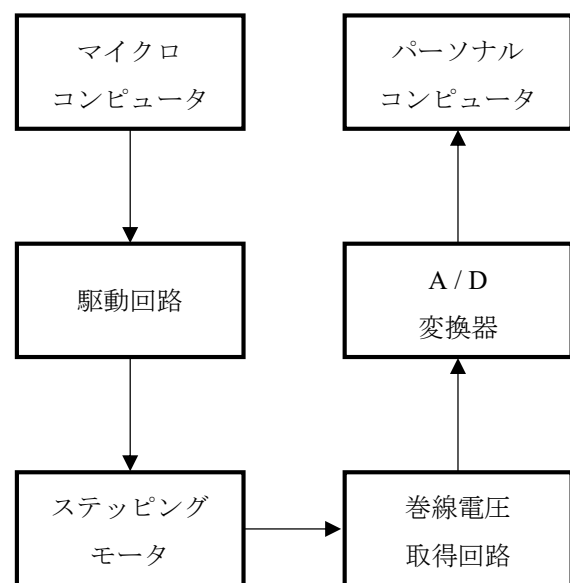


Fig. 4 実験システム構成図.
Configuration of experimental setup.

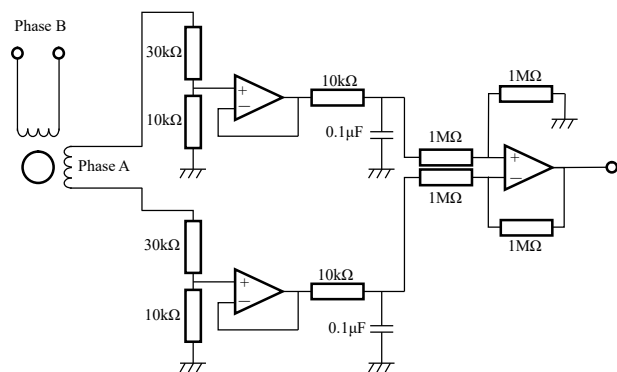


Fig. 5 巻線電圧取得回路(A相)
Phase-A Winding Voltage Acquisition Circuit

切替に伴う電氣的な過渡応答によるものと考えられるため、回転子振動に起因する減衰振動成分とは区別し、包絡線の算出およびフィッティングの対象から除外した。

ただし、振動が十分に減衰した後の定常領域では、振動成分に対するノイズの影響が相対的に大きくなる。そこで、Fig. 6における80～100msを定常ノイズ領域とし、この区間における最大振幅をノイズレベルとして定義した。このノイズレベルを基準として、フィッティング範囲を自動的に決定する。具体的には、極大値についてその振幅がノイズレベルを下回った場合、以降の極値ではノイズの影響が減衰振動成分に対して相対的に大きくなると判断し、その直前の極大値までをフィッティング対象とし、極小値についても同様の処理を行った。なお、本実験におけるモデル同定に用いた測定領域は、17.8 ms までであった。

以上の処理により、ノイズの影響が支配的となる領域を除外し、減衰振動成分が支配的な範囲のみを用いて包絡線を近似した。

得られた極大値側および極小値側の包絡線に対してそれぞれ減衰特性のフィッティングを行い、各包絡線から減衰特性を求めた。その後、両者から得られた推定値を平均することで、個々の極値のばらつきおよび測定ノイズの影響を低減し、最終的な減衰特性および振動特性を求めた。

式(13), (14)より得られた減衰率 ζ 、固有振動数 ω_n とFFTによって得られた巻線電圧波形における共振周波数を以下に示す。

$$\begin{aligned}\omega_n &= 1810 \text{ [rad/s]} \\ \zeta &= 0.053 \\ f &= 288.2 \text{ [Hz]}\end{aligned}$$

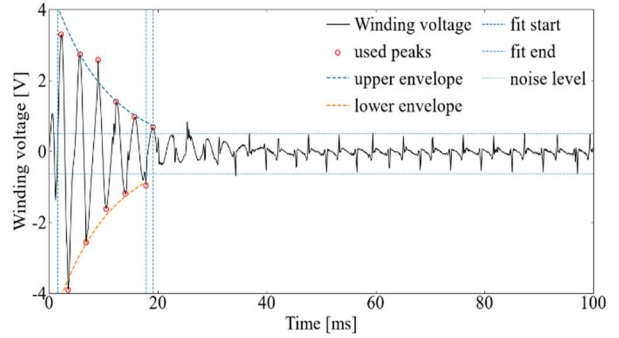


Fig. 6 巻線電圧波形から得られた包絡線近似. Envelope approximation derived from the winding voltage waveform.

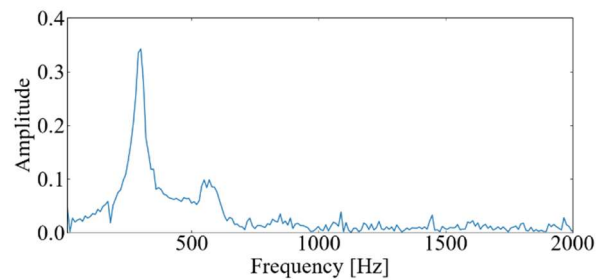


Fig. 7 巻線電圧波形における周波数スペクトル. Frequency Spectrum of the Winding Voltage Waveform.

3.3.2 励磁タイミング導出実験

前節で同定したモータモデルを用いて負荷条件に応じた逆相励磁ダンピング法の励磁タイミング t_1, t_2 を導出した。負荷 1 ($J_L = 0.35 \times 10^{-4} \text{ [kg} \cdot \text{m}^2]$)、負荷 2 ($J_L = 1.42 \times 10^{-4} \text{ [kg} \cdot \text{m}^2]$)において、各負荷条件におけるモータモデルの極を算出し、6 次の Pade 近似を適用した逆相励磁ダンピングの伝達関数 $G_c(s)$ の零点との距離が最小となるような t_1, t_2 を探索した結果、以下のような値が得られた。

負荷 1 では、

$$t_1 = 1.03 \text{ ms}, t_2 = 1.94 \text{ ms}$$

負荷 2 では、

$$t_1 = 1.73 \text{ ms}, t_2 = 3.35 \text{ ms}$$

となった。

なお、本システムにはモータ巻線のインダクタンスに起因する電氣的遅れが存在し、電流の立ち上がりに対して約 0.24ms の遅れが生じる。したがって、導出した励磁タイミングを実際の駆動に適用する際には、この電氣的遅れを補償するためモータモデルより導出した値から、 t_1, t_2 がそれぞれ 0.24ms ずつ遅れて入力される。そこで、この電氣的遅れを補償するため、導出した励磁タイミングに 0.24 ms を加算した。その結果、実際の実験に用いる励磁タイミングは、負荷 1 では、

$$t_1 = 1.27\text{ms}, t_2 = 2.28 \text{ ms}$$

負荷 2 では、

$$t_1 = 1.97 \text{ ms}, t_2 = 3.59 \text{ ms}$$

となった。

3.3.3 励磁タイミング検証実験

前節で導出した励磁タイミングを用いて逆相励磁ダンピング法を実施し、その振動抑制効果を実験的に検証した。

逆相励磁ダンピングを適用しない場合の回転子振動波形を Fig. 8 に、導出した励磁タイミングを用いた場合の回転子振動波形を Fig.9 に示す。なお、本実験装置のサンプリング間隔は 0.1ms であるため、実験には導出した励磁タイミングに最も近い値を用いた。また、比較のため試行錯誤により決定した最適励磁タイミングを用いた場合の回転子振動波形を Fig. 10 に示す。

各波形についてオーバーシュート量を比較した結果、逆相励磁ダンピング法を適用しない場合に対し、導出した励磁タイミングを用いた場合のオーバーシュート量は、

負荷 1 および負荷 2 においてそれぞれ 75.9%, 73.8% 減少した。一方、試行錯誤により決定した最適励磁タイミングを用いた場合には、それぞれ 91.6%, 88.6% 減少していた。

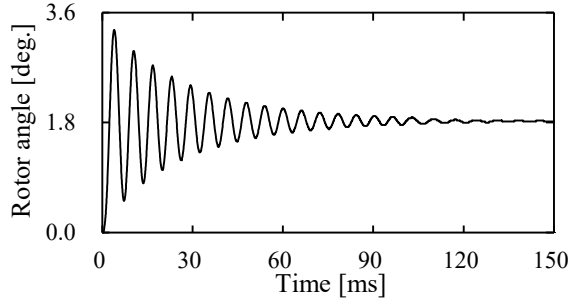
以上より、本手法により導出した励磁タイミングを用いることで、負荷 1 および負荷 2 のいずれにおいても振動が抑制できることを確認した。また、試行錯誤により得られた最適励磁タイミングと比較すると、振動はやや残存するものの、本手法によっても振動抑制に一定の効果が得られる事を確認した。

4. おわりに

本研究では、2 相モータにおいてセンサレス情報である巻線電圧を用いてモータモデルを同定し、そのモデルに基づいて逆相励磁ダンピング法における適切な励磁タイミングを導出する手法について検討した。

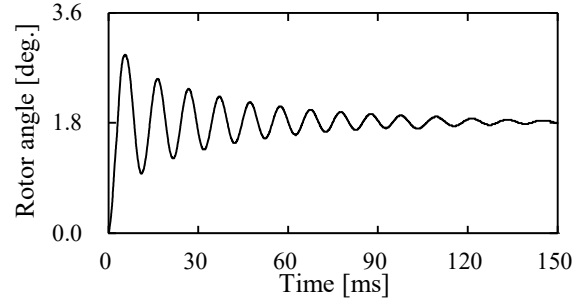
その結果、巻線電圧を一度取得することで同定したモータモデルから導出した励磁タイミングを用いることにより、回転子振動を一定抑制できることを確認した。一方で、試行錯誤により求めた最適励磁タイミングを用いた場合と比較すると、回転子振動の抑制効果には改善の余地があることが確認された。

今後の課題として、モータモデル同定の精度向上、ならびに同定精度向上を踏まえた新たなセンサレス調整法の確立が挙げられる。



(a) 負荷 1 における無調整時の回転子振動波形.

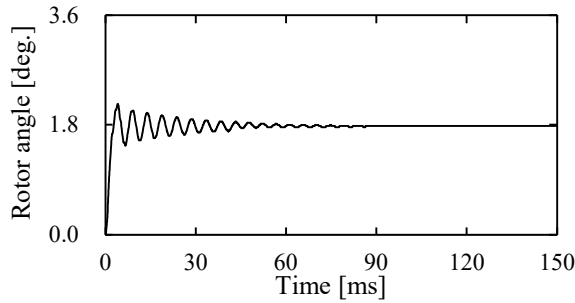
Rotor vibration waveform without adjustment
at Load 1.



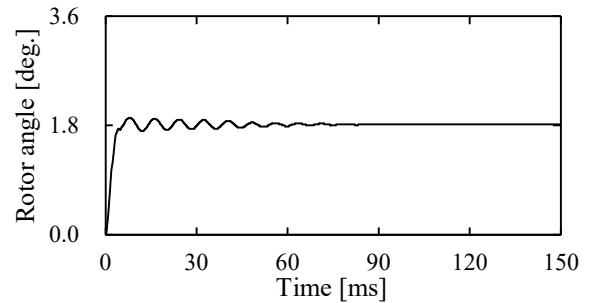
(b) 負荷 2 における無調整時の回転子振動波形.

Rotor vibration waveform without adjustment
at Load 2.

Fig. 8 逆相励磁ダンピング法未適用時の回転子振動波形. Rotor vibration waveform when the Back-phasing damping is not applied.

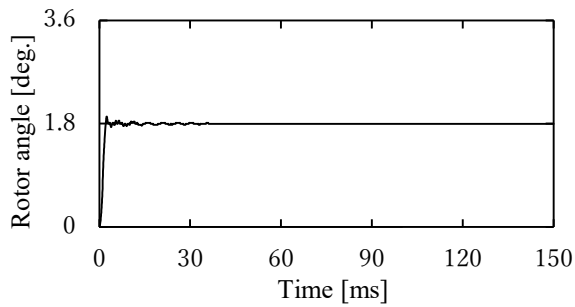


(a) 負荷 1 における $t_1 = 1.3\text{ms}$, $t_2 = 2.3\text{ ms}$
のときの回転子振動波形. Rotor vibration
waveform for load 1 at $t_1 = 1.3\text{ms}$,
 $t_2 = 2.3\text{ ms}$.

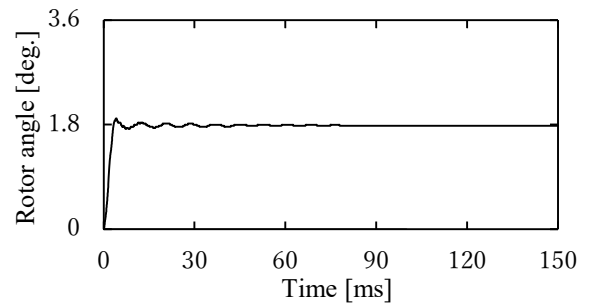


(b) 負荷 2 における $t_1 = 2.0\text{ms}$, $t_2 = 3.6\text{ ms}$
のときの回転子振動波形. Rotor vibration
waveform for load 2 at $t_1 = 2.0\text{ms}$,
 $t_2 = 3.6\text{ ms}$.

Fig. 9 逆相励磁ダンピング法適用時の回転子振動波形. Rotor vibration waveforms when applying the back-phasing damping.



(a) 負荷 1 における $t_1 = 1.4\text{ms}$, $t_2 = 2.5\text{ ms}$
のときの回転子振動波形. Rotor
vibration waveform for load 1 at
 $t_1 = 1.4\text{ms}$, $t_2 = 2.5\text{ ms}$.



(b) 負荷 2 における $t_1 = 2.2\text{ms}$, $t_2 = 3.7\text{ ms}$
のときの回転子振動波形. Rotor
vibration waveform for load 2 at
 $t_1 = 2.2\text{ms}$, $t_2 = 3.7\text{ ms}$.

Fig. 10 試行錯誤により得られた最適励磁タイミングを用いた場合の回転子振動波形.

Rotor vibration waveforms when using the optimal excitation timing determined through trial and error.

参考文献

- 1) 百目鬼英雄: ステッピングモータの使い方, 工業調査会 (1993)
- 2) 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, 76 / 132 (1994)
- 3) K. Matsuo, Z. Xiang, T.Miura, and K. Tajima: Automatic Yuning of Pulse Timings Using Neural Network for Rotor Oscillation Damping of a Stepping Motor , IEEJ Journal of Industry Applications, 7-5, 443 / 444 (2018)
- 4) K. Matsuo, T. Miura and K. Tajima: Systematical Tuning for Back-phasing Damping of a Stepping Motor, IEEJ Jurnal of Industry Applications, 11-5, 713 / 714 (2022)
- 5) K. Matsuo: A Sensorless Tuning Method for Back-phasing Damping of a Stepping Motor, IEEJ Journal of Industry Applications, 13-5, 578 / 579 (2024)