

前置補償要素の適用によるステッピングモータの 2 慣性系制御 Two-Inertia System Control of a Stepping Motor with Pre-Compensator

○石橋 衛*, 松尾健史*, 三浦 武*, 谷口敏幸*

○Mamoru Ishibashi*, Kenshi Matsuo*, Takeshi Miura*, Toshiyuki Taniguchi*

*秋田大学

*Akita University

キーワード：2 慣性系(two-inertia system), ステッピングモータ(stepping motor)

前置補償要素(pre-compensator), マイクロステップ駆動(microstep drive)

連絡先：〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1 秋田大学工学資源学部 電気電子工学科
三浦 武, TEL : (018)889-2329, FAX : (018)837-0406, E-mail : miura@ipc.akita-u.ac.jp

1. はじめに

産業界においては、モータをアクチュエータとした駆動装置が様々な用途で使用されている。近年では、小形化・軽量化等の要求によって制御系の剛性が低下し、モータと負荷が有限剛性の軸で結合された 2 慣性系¹⁾として取り扱う必要が生じている。

2 慣性系に対する振動抑制手法としては、共振比制御や H_∞ 制御¹⁾など、様々な手法が提案されているが、これらの手法は複雑な閉ループ系によって構成されている。

これに対して開ループ系は、目標値と制御量を比較する機構を持たないため、機械的摩擦などの影響で定常偏差が生じた場合に修正が効かないという欠点がある。駆動トルクが十分に大きいモータの駆動に関しては、機械的摩擦が位置決め精度に影響す

る可能性は低いですが、小形モータの駆動に関しては、駆動トルクが小さくなることから、機械的摩擦が位置決め精度に影響を及ぼす可能性は無視できない。特に弾性要素を介した 2 慣性系では、モータ側と負荷側で与えられるトルクが異なるため、その影響が顕著に現れることが予想される。

小形モータの一種であるステッピングモータは入力パルスに応じて一定角度ずつステップ状に回転するモータである。入力パルスの総数・周波数によって回転角・回転速度を調節でき、開ループで位置制御及び速度制御が可能なことから、FA 機器、OA 機器などに幅広く使われている²⁾。一方で基本ステップ角を単位として回転する際、ステップ毎に回転子が振動するという問題が生じるため、最終ステップにおける整定時間の増大、共振、脱調などの原因となる。



(a) Actual two-inertia part

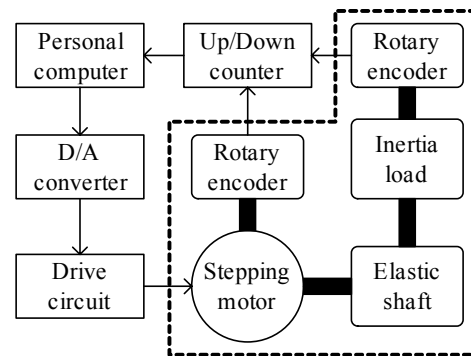
振動に対する改善法として、基本ステップ角を細分化して駆動を行うマイクロステップ駆動法³⁾、前置系の補償要素を設けて駆動回路へ与える励磁指令を適切に修正する方法⁴⁾などがある。しかし、これらの手法は2慣性系には対応しておらず、摩擦による定常偏差も考慮されていない。

そこで本研究では、2慣性系におけるステッピングモータのモデルを構築して、周波数特性の解析から補償要素を設計した。次に、システムに実装して実験した結果から、摩擦による定常偏差の問題を明らかにし、その問題を解決する手段として、目標波形の時間周波数特性に応じた新たな補償要素の設計を提案した。最後に、本手法をシステムに実装して実験した結果より、2慣性系における振動現象及び定常偏差の問題が改善された。

2. 実験装置

本研究で使用したモータは、2相ハイブリッド形のPK244-02B（オリエンタルモーター社製、定格6V、0.8A、基本ステップ角1.8deg.）である。このモータはバイファイラ巻線を持ち、ユニポーラ方式によって駆動される。

本研究で用いた実験装置をFig.1に示す。パーソナルコンピュータ（NEC PC-9821 Xa13）から、各相への励磁指令がD/A変換



(b) Configuration

図1 実験システム

Fig.1 Experimental system.

ボードを介して電流制御形駆動回路へ出力される。この指令に従って各相に励磁電流が流され、モータが駆動される。モータと負荷の間は弾性要素によって結合されており、モータ側及び負荷側の角度は、いずれも分解能6000pulses/rev.のロータリエンコーダ(2相出力)によって検出され、Up/Downカウンタボードで4通倍することによって、最終的に24000pulses/rev.の信号としてパーソナルコンピュータに入力される。なお、本実験システムの入出力データのサンプリング時間は0.1msである。

3. 2慣性系モデルの構築

3.1 ステッピングモータのモデリング⁴⁾

本研究で取り扱う2慣性系モデルを構築

する前に、ステッピングモータをモデリングし、その特性を求める。

本研究で対象としているのは、第2章でも述べたように2相ハイブリッド形ステッピングモータである。このモータに関する発生トルク T を各相の励磁電流及び回転子角度の関数として以下のような正弦波状の分布で表すことができる。

$$T = -K_T(i_A - i_{\bar{A}})\sin(N_r\theta) + K_T(i_B - i_{\bar{B}})\cos(N_r\theta) \quad (1)$$

ただし、 K_T : トルク定数、 i_A : A相励磁電流、 i_B : B相励磁電流、 $i_{\bar{A}}$: \bar{A} 相励磁電流、 $i_{\bar{B}}$: \bar{B} 相励磁電流、 N_r : 回転子の歯数、 θ : 回転子角度である。

ステッピングモータのマイクロステップ駆動においては、(1)式中の各相の励磁電流値を増減させることによって、トルク平衡点を微小量ずつ移動させ、回転子を回転させる。(1)式のようにトルク分布が正弦波状であるときには、励磁電流も正弦波とすることにより後述のようにトルクリプルの発生を防ぐことができる³⁾。バイファイラ巻線を用いている場合、定数 I_m および変数 θ_e を用いて、

$$\begin{aligned} i_A &= \begin{cases} I_m \cos(N_r\theta_e), & \cos(N_r\theta_e) \geq 0 \\ 0, & \cos(N_r\theta_e) < 0 \end{cases} \\ i_B &= \begin{cases} I_m \sin(N_r\theta_e), & \sin(N_r\theta_e) \geq 0 \\ 0, & \sin(N_r\theta_e) < 0 \end{cases} \\ i_{\bar{A}} &= \begin{cases} 0, & \cos(N_r\theta_e) \geq 0 \\ -I_m \cos(N_r\theta_e), & \cos(N_r\theta_e) < 0 \end{cases} \\ i_{\bar{B}} &= \begin{cases} 0, & \sin(N_r\theta_e) \geq 0 \\ -I_m \sin(N_r\theta_e), & \sin(N_r\theta_e) < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

とし、式中の θ_e を微小量ずつ変化させることによって、各相の電流値が与えられる。

このときの発生トルクは、(1)および(2)式より、

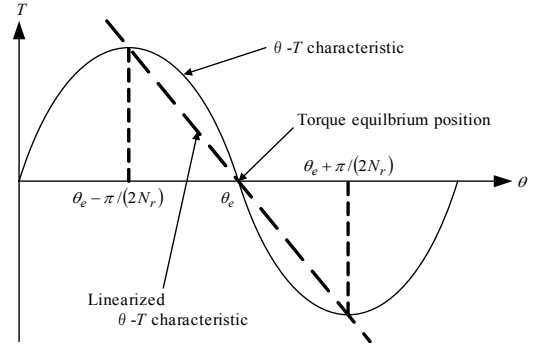


図2 角度—トルク特性の線形化

Fig.2 Linearization of $\theta-T$ characteristic.

$$T = -K_T I_m \sin\{N_r(\theta - \theta_e)\} \quad (3)$$

となり、Fig.2のように θ_e がトルク平衡点となる正弦波状の分布を持つ角度—トルク特性となる。この場合には、 θ_e を変化させてもトルク平衡点に対するトルク曲線の相対的な位置関係および形状は変化せず、よってトルクリプルのない駆動が可能となる。このとき、 I_m は各相の励磁電流の最大値となり、通常はモータの定格電流値が用いられる。

以下では、トルク平衡点 θ_e に任意の値を与えられるものとし、上記のトルク特性と機械系の運動方程式を組み合わせることで、システムの伝達関数を求め、その周波数特性を解析する。

伝達関数を得るには、システムは線形でなければならない。ここでは文献4)に従い、(3)式として得られた正弦波状のトルク分布を Fig.2 のようにその正負のピーク付近を通る直線で近似して線形化を行う。この近似によれば、トルク平衡点付近での発生トルクは次のようになる。

$$T = -\frac{K_T I_m}{\pi/(2N_r)}(\theta - \theta_e) = -a(\theta - \theta_e) \quad (4)$$

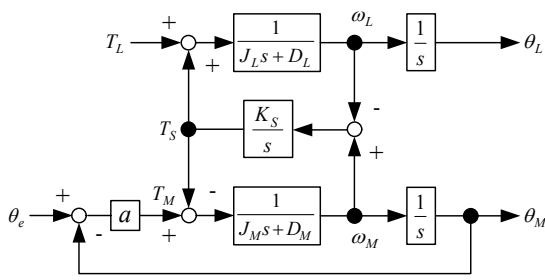


図3 2慣性系モデル

Fig.3 Model of two-inertia system.

ただし、 a は定数で、

$$a = \frac{K_T I_m}{\pi (2N_r)}$$

である。

3.2 2慣性系のモデリング

以上の点を踏まえた上で、本研究で取り扱う2慣性系モデルを構築すると、Fig.3のようになる。

ただし、 θ_M : モータ角度、 θ_L : 負荷角度、 ω_M : モータ角速度、 ω_L : 負荷角速度、 T_L : 負荷トルク、 T_M : モータトルク、 T_S : 軸ねじれトルク、 J_M : モータ慣性モーメント、 J_L : 負荷慣性モーメント、 D_M : モータ制動係数、 D_L : 負荷制動係数、 K_S : ねじればね定数である。

Fig.3において、 $T_L = 0$ とおくと、2慣性系モデルの状態方程式および出力方程式は以下ようになる。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \quad (5)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{c}\mathbf{x} \quad (6)$$

ここで、 $u = \theta_e$ であり、

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \omega_M & T_S & \omega_L & \theta_L & \theta_M \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D_M}{J_M} & -\frac{1}{J_M} & 0 & 0 & -\frac{a}{J_M} \\ K_S & 0 & -K_S & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_L} & -\frac{D_L}{J_L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} a/J_M & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

である。これらより、外部より任意の値を与えることのできる量であるトルク平衡点 θ_e を入力、モータ角度 θ_M を出力と見なした伝達関数 P_M と、トルク平衡点 θ_e を入力、モータ角度 θ_L を出力と見なした伝達関数 P_L を導出する事が出来る。

実験システムを用いてステップ応答を取得し、モデルを用いた計算により得られたステップ応答と比較することで妥当性を確認した。モデルを用いた計算には実際のシステムに合わせた下記のパラメータを代入している。

$$J_M = 7.29 \times 10^{-6} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}$$

$$J_L = 6.13 \times 10^{-6} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}$$

$$D_M = 2.27 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$$

$$D_L = 3.41 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$$

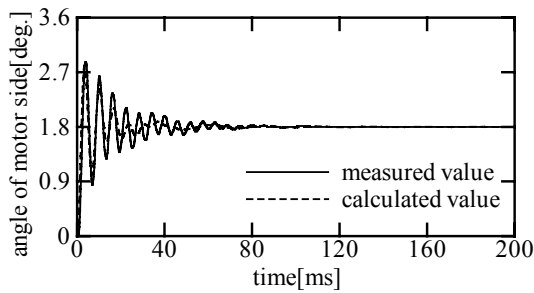
$$K_S = 0.453 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{rad}$$

$$K_T = 0.23 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}$$

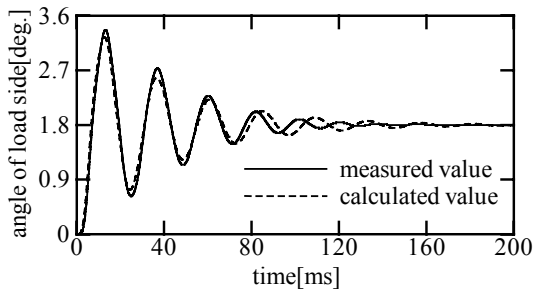
$$I_m = 0.8 \text{ A}$$

$$N_r = 50$$

これらの中で、機械系のパラメータである J_M 、 J_L 、 D_M 、 D_L は回転軸に直結された測定系も含んだものである。また、 K_S は弾性棒の一端を拘束した状態で、反対側に錘を下げたときの角度偏差を測定して導出している。入力 θ_e を0からモータの基本ステップ角(1.8deg.)までステップ状に変化さ



(a) motor side



(b) load side

図4 制御対象のステップ応答

Fig.4 Step response of the controlled system.

せたときの時間変化を Fig.4 に示す。得られた応答波形を実測値と比較すると、ほぼ一致していることがわかり、上記のモデルが妥当な近似であるといえる。

4. 前置補償要素の設計

4.1 IIR デジタルフィルタの設計

本章では、制御対象であるモータ側及び負荷側の周波数特性を求め、その結果から前置補償要素を設計する。2 慣性系においては、振動現象と定常偏差が問題になると予測されるため、最初に振動現象のみを考慮に入れた補償要素を設計して、その効果を確認する。

P_M 及び P_L のゲイン特性を求めた結果を

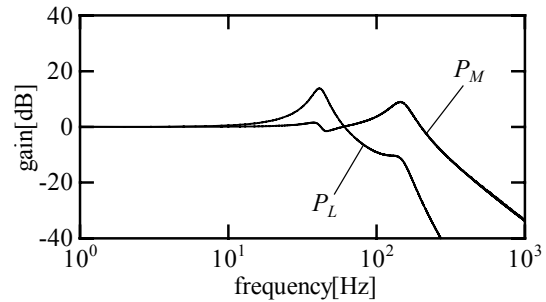


図5 制御対象のゲイン特性

Fig.5 Gain characteristic of the controlled system.

Fig.5 に示す。モータ及び負荷の固有振動は、これらの特性においてピークを与える共振周波数付近の周波数成分が入力信号に含まれている場合に誘起されると考えられるので、振動を抑制するには、この領域の周波数成分を入力信号からカットすればよい。

Fig.5 の結果を見ると、負荷の共振周波数が、モータの共振周波数よりも低くなっていることがわかる。文献 4) では、ステップモータに対する補償要素として低域通過フィルタが適切であることを示しており、今回はモータ及び負荷の振動抑制を目的としているので、入力信号から負荷の共振周波数以上の周波数帯を除去するような低域通過フィルタを設計することで目的を達成できると考えられる。

本研究では、低域通過フィルタとして、IIR デジタルフィルタを用いた。また、フィルタの種類は、通過域での振幅特性が平坦かつ位相特性が最も理想的な直線位相に近い特性を示す 2 次ベッセルフィルタとした。デジタルフィルタを設計する手法としては、アナログフィルタを設計して、双 1 次変換を行う手法を用いる⁵⁾。

2 次ベッセルフィルタの伝達関数 $H(s)$ に希望のカットオフ周波数を用いると、

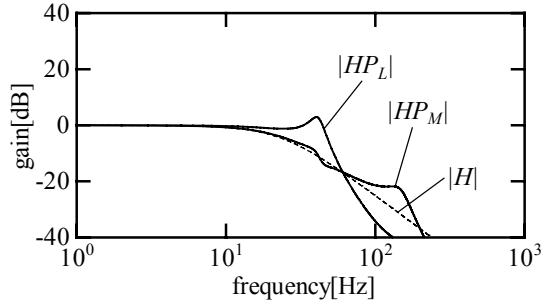


図6 補償要素のゲイン特性

Fig.6 Gain characteristic of the compensator

$$H(s) = \frac{3}{(s/\omega_a)^2 + 3(s/\omega_a) + 3} \quad (11)$$

となる。ただし、 ω_a はアナログカットオフ周波数である。この式を双1次変換によってデジタルフィルタの伝達関数に変換することで、アナログフィルタの周波数 ω_a とデジタルフィルタの周波数 ω_d の関係式 $\omega_a = (2/\Delta)\tan(\omega_d\Delta/2)$ を得る。ここで、 Δ はサンプリング時間である。カットオフ周波数を $f_c = \omega_d/(2\pi)$ としたとき、デジタルフィルタの伝達関数 $H(z)$ は、

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}} \quad (12)$$

となる。ここで、フィルタ係数 a_1 、 a_2 、 b_0 、 b_1 、 b_2 は、以下の値をもつ。

$$a_1 = \frac{2 - 6(\tan \pi f_c \Delta)}{3(\tan \pi f_c \Delta)^2 + 3(\tan \pi f_c \Delta) + 1}$$

$$a_2 = \frac{-3(\tan \pi f_c \Delta)^2 + 3(\tan \pi f_c \Delta) - 1}{3(\tan \pi f_c \Delta)^2 + 3(\tan \pi f_c \Delta) + 1}$$

$$b_0 = b_2 = \frac{1}{2}b_1 = \frac{3(\tan \pi f_c \Delta)^2}{3(\tan \pi f_c \Delta)^2 + 3(\tan \pi f_c \Delta) + 1}$$

次にカットオフ周波数を決定する。本研究ではフィルタ係数中の f_c を調整して、 P_M 及び P_L のゲイン特性のピークが3dBを超えない範囲内で f_c が取りうる最大値を求め、これをカットオフ周波数とする。

このときのカットオフ周波数 f_c は13.8Hzと設定した。

求めた値を用いて式(12)中のフィルタ係数を得た。この値を用いて構成した前置補償要素のゲイン特性をFig.6に示す。

これよりリップルのない低域通過特性が得られていることがわかる。また、負荷側の伝達関数 HP_L のゲイン特性を見ると、固有振動の現れるピーク付近で3dB以下に抑えられており、モータ側の伝達関数 HP_M のゲイン特性を見ると、ピーク付近で小さく抑えられていることがわかる。

4.2 実験結果(1)

前節で設計された補償要素の効果を確認するため、第2章に紹介した実験システム中のパーソナルコンピュータのソフトウェア上に補償要素を実装して実際にモータを駆動した。本節ではその結果を示す。

本実験システムでは、モータの駆動方法としてマイクロステップ駆動を用いるが、ここでは、基本ステップ角を128分割した0.0140625degを単位としてトルク平衡点 θ_e を移動させている。したがって、補償要素の出力は、実際にはこの角度を単位として量子化される。システムに与えるモータ角度の目標値 θ_r は基本ステップ角(1.8deg.)までステップ状に変化させたものを与える。

Fig.7に補償要素を実装してモータを駆動したときのモータ及び負荷角度の時間変化を示す。図中の「with compensation」は前節で設計した補償要素を適用した場合であり、「no compensation」は通常のフルステップ駆動をさせた場合である。

Fig.7を見ると、モータ側、負荷側のいづ

れも 1 ステップ駆動の際に生じていた振動が抑制されていることが確認できる。また、ゲイン特性のピーク付近が 0dB 以下に抑えられているモータ側においては、振動成分が全く残っていないことから、補償要素の効果が顕著であることが示されている。

しかし、その一方でモータ側と負荷側の間に定常偏差が生じることが確認された。モータ側の最終静止位置は 1.8deg. であるのに対して、負荷側の最終静止位置は 1.77deg. であり、基本ステップ角に対する誤差は 1.67% であった。誤差が生じる原因としては機器間の機械的摩擦などが考えられる。この結果より、振動現象及び定常偏差の問題を考慮に入れた新たな補償要素を設計する必要があると考えられる。

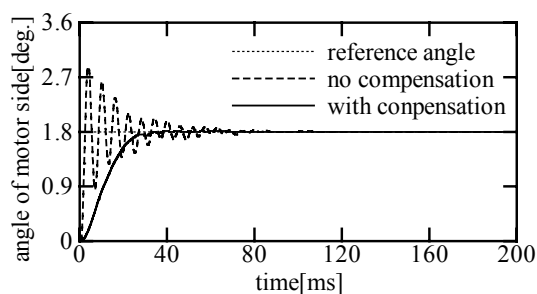
前節で決定したカットオフ周波数 f_c を調整して、負荷角度の時間変化を比較したときの結果を Fig.8 に示す。具体的には、(a) が $f_c = 10.0\text{Hz}$, (b) が $f_c = 18.0\text{Hz}$ としたときの負荷角度の時間変化である。

これらを Fig.7 のデータと比較すると、 f_c の値が低いほど振動成分が除去されているものの、定常偏差が顕著に現れており、逆に f_c の値が高いほど振動成分が残るものの、定常偏差が無くなっていることが確認できる。この結果を踏まえ、目標波形の時間周波数特性に応じて、デジタルフィルタのカットオフ周波数 f_c を自動的に変化させる新たな補償要素の設計を提案する。

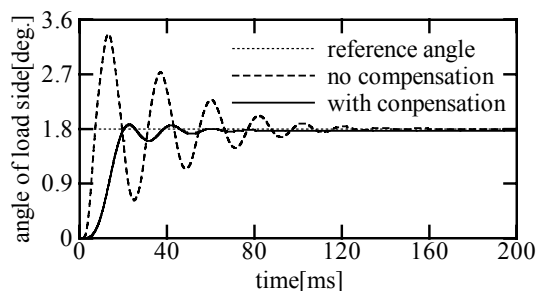
5. 新たな前置補償要素の設計

5.1 ウェーブレット変換の適用⁶⁾

本節では、目標波形の時間周波数特性に



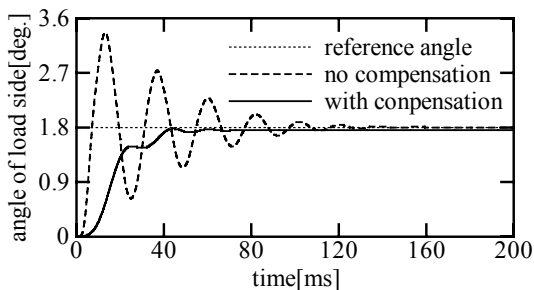
(a) motor side



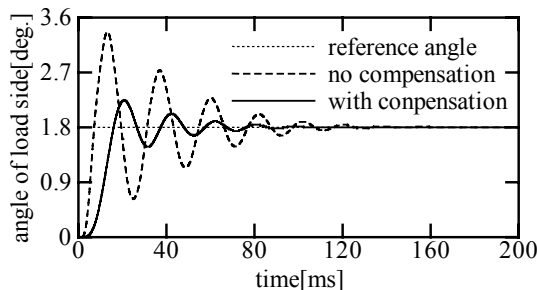
(b) load side

図 7 補償要素適用時の時間変化

Fig.7 Temporal variation with compensator.



(a) $f_c = 10.0\text{Hz}$



(b) $f_c = 18.0\text{Hz}$

図 8 負荷角度の時間変化

Fig.8 Temporal variation of load side.

応じて、デジタルフィルタのカットオフ周波数 f_c を自動的に変化させる補償要素の設計を提案する。

第4章の結果より、構築したモデルに従ってカットオフ周波数 f_c を決定したときに、定常誤差の問題が生じ、 f_c を調整することで、振動現象及び定常誤差の問題を回避できることを確認した。これより、 f_c を時間毎に調整することで双方の問題を解決できると考えた。また、調整の指標としては、目標波形の時間毎の周波数成分が適切であると考えた。

これを実現させるためには、入力信号を時間と周波数の両面から捉える時間周波数解析をする必要がある。本研究では、その手法としてウェーブレット変換⁶⁾を用いる。

ウェーブレット変換 $W(r, \tau)$ は、解析対象となる信号 $f(t)$ とマザーウェーブレット $\psi(t)$ によって、

$$W(r, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{|r|}} \overline{\psi\left(\frac{t-\tau}{r}\right)} f(t) dt \quad (13)$$

と定義される。ここで、 r : スケールパラメータ、 τ : トランスレートである。

本研究では、解析対象となる入力信号 $f(t)$ をステップ波形 ($\theta_r = 1.8 \text{ deg.}$) とし、マザーウェーブレット $\psi(t)$ としては、以下に示す Gabor 関数⁷⁾を用いた。

$$\psi(t) = \frac{1}{\pi^{1/4}} \frac{\omega_p}{\gamma} \cdot \exp\left\{-\frac{\omega_p^2}{2\gamma^2} t^2\right\} \cdot \exp(-j\omega_p t) \quad (14)$$

ここで、 ω_p は制御対象の共振周波数、 γ は周波数領域と時間領域の局在性を決めるパラメータである。

式(13)において、 r と τ の値はそれぞれ $r=1.0$ 、 $\tau=0.0 \sim 0.2$ とし、式(14)における

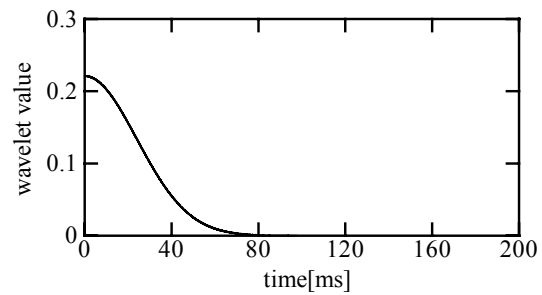


図9 ウェーブレットの時間変化

Fig.9 temporal variation of wavelet value.

ω_p と γ の値は $\omega_p = 82\pi$ 、 $\gamma = 2\pi$ とした。
 ω_p 、 γ 、 r の値は負荷側の共振周波数のピークに合わせた値を用いており、 τ の値は1ステップ応答のデータ取得時間 (200ms) に合わせた範囲で調整している。本研究で目標波形としているステップ波形に対するウェーブレットの時間変化を Fig.9 に示す。

次に、カットオフ周波数 f_c を決定する関数について考える。このシステムは静止角度誤差の問題を改善するための振動制御を目的としているが、どのように f_c を変化させることで実現可能なのかという指標についてはよくわかっていない。

そこで、以下に示す2通りの関数を定義して、実験結果を比較することで f_c を決定する関数の有効性を確認する。

$$f_{c1} = A_1 \times \left[1 - \exp\left\{-B_1 \times (W_\theta(t))^{P_1}\right\} \right] \quad (15)$$

$$f_{c2} = A_2 \times \exp\left\{-B_2 \times (W_\theta(t))^{P_2}\right\} \quad (16)$$

ここで、 $W_\theta(t)$ は目標波形のウェーブレットの大きさ、 A_1 、 B_1 、 P_1 、 A_2 、 B_2 、 P_2 は係数である。本研究では、目標波形としてステップ波形を用いている。この目標波形に対して、式(15)を適用すると、最初に f_c は高い値を取り、時間経過で徐々に減少する傾向を示す。また、式(16)を適用すると、最初に f_c は低い値を取り、時間経過で徐々に

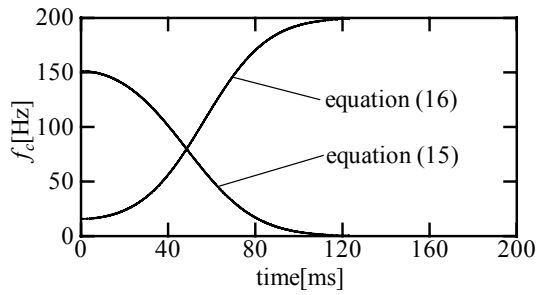


図 10 時間-周波数特性

Fig.10 time - frequency characteristic.

増加する傾向を示す。

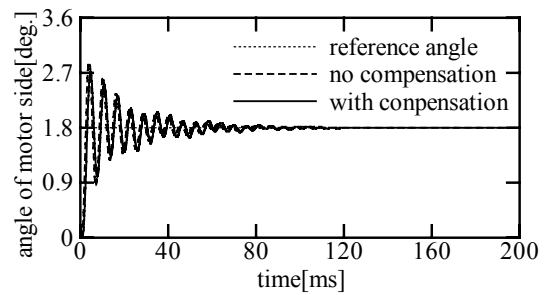
A_1 , A_2 の値は f_c の値を十分に大きく取ることができると考え、 $A_1=A_2=200$ とした。また、 B_1 , P_1 , B_2 , P_2 の値は試行錯誤により、 $B_1=3.0$, $B_2=5.4$, $P_1=P_2=0.5$ とした。式(15)(16)を適用したときのカットオフ周波数の時間分布を Fig.10 に示す。

5.2 実験結果(2)

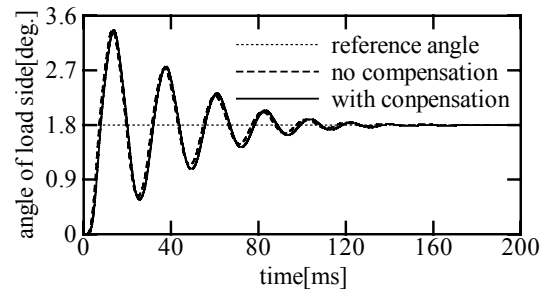
本節では、カットオフ周波数 f_c を決定する2通りの関数を適用したときの実験結果を示す。また、Fig.7に示したカットオフ周波数 $f_c=13.8\text{Hz}$ に固定したときのデータと比較することで有効性を確認する。

式(15)(16)を適用したときの実験結果を Fig.11, Fig.12 に示す。Fig.11を見ると、モータ側、負荷側のいずれも通常のフルステップ駆動と変わらない挙動を示しており、式(15)を適用することで振動抑制の効果を確認することは出来なかった。Fig.12の結果を見ると、負荷側にわずかしか振動成分を残していない挙動を示し、式(16)を適用することで振動抑制の効果が確認された。

次に、 $f_c=13.8\text{Hz}$ に固定したときのデータ (Fig.7を参照) と式(16)を適用したとき



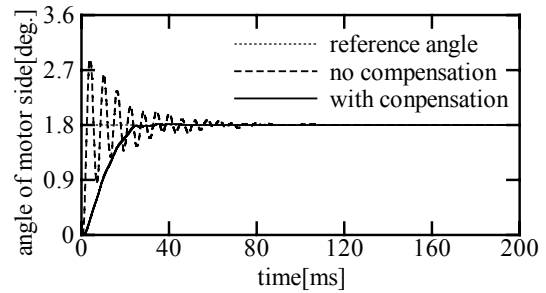
(a) motor side



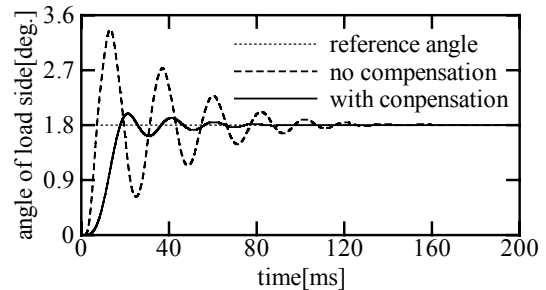
(b) load side

図 11 式(15)適用時の時間変化

Fig.11 Temporal variation of using equation (15).



(a) motor side



(b) load side

図 12 式(16)適用時の時間変化

Fig.12 Temporal variation of using equation (16).

のデータを比較した。

Fig.12 において，モータ側及び負荷側の最終静止位置は共に基本ステップ角と同じ 1.8deg. であり， $f_c = 13.8\text{Hz}$ に固定したときに問題となっていたモータ側と負荷側との角度誤差が見られなかったため，定常偏差に対する有効性が確認できたといえる。

6. おわりに

本研究では，2 慣性系におけるステッピングモータの駆動に関するモデルを構築し，周波数解析をすることで，問題となる振動現象・定常偏差に対応した前置系の補償要素を設計する手法を提案した。補償要素として，IIR 形デジタルフィルタを用いることで特定の周波数成分をカットしている。

第4章では，制御対象のゲイン特性より，フィルタのカットオフ周波数 f_c を決定した。システムに実装して実験した結果，モータ・負荷の振動を抑制することができたが，負荷側に定常偏差が生じるという問題があることがわかった。

そこで，第5章では，目標波形をウェーブレット変換することで時間周波数特性を求め，その結果からフィルタのカットオフ周波数 f_c を自動的に変化させる新たな補償要素を提案した。システムに実装して実験した結果，本手法を用いて負荷側の振動を調整することで定常偏差の問題を改善できたことから，本手法が有効であることが実証された。

今後の課題としては，本研究で用いたステップ波形以外の目標波形を適用した場合，あるいは，負荷状態を変更した場合について，検討することが挙げられる。

参考文献

- 1) 松井 信行，堀 洋一：モータコントロールの新しい技術，電気学会論文誌 D，**113-10**，1122/1137(1993)
- 2) 見城 尚志：小形モータの基礎とマイコン制御，96/138，総合電子出版社(1983)
- 3) 百目鬼 英雄：ステッピングモータの使い方，95/108，工業調査会(1993)
- 4) 三浦 武，谷口 敏幸，百目鬼 英雄：前置補償要素の適用によるステッピングモータのマイクロステップ駆動時の回転子振動の抑制，電気学会論文誌 D，**120-12**，1462/1470(2000)
- 5) 中村 尚吾：ビギナーズ デジタルフィルタ，88/132，東京電機大学出版局(1989)
- 6) 榊原 進：ウェーブレットビギナーズガイド，1/28，東京電機大学出版局(1995)
- 7) 中野 和司，田原 鉄也，新 誠一，豊田 幸裕：ウェーブレット解析を基づく連続むだ時間系の同定とそのボイラへの応用，電気学会論文誌 C，**119-6**，724/731(1999)