

自己共振相殺制御を用いた3慣性系の制振制御

白石 貴行*, 藤本 博志 (東京大学)

Vibration Suppression Position Control of Three-inertia Systems
Using Self Resonance Cancellation Control
Takayuki Shiraiishi*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract

Recently, to extend the bandwidth of feedback, self resonance cancellation control was proposed that uses some sensors. The self resonance cancellation control is designed supposing two inertia systems which disregarded viscosity. However, in actual control system, viscosity existed in the guide. This paper proposes self resonance cancellation control for 2-inertia system with viscosity. Moreover, this paper poposes the extended self resonance cancellation control for three-inertia system.

キーワード：ボールねじ駆動ステージ，高帯域化，自己共振相殺制御，3慣性系
(ballscrew driven stage, high-bandwidth, self resonance cancellation control, three-inertia system)

1. はじめに

一般に，ボールねじ駆動ステージに代表される軸ねじれ系は多慣性系であることが知られており，これまでに2慣性系とみなした場合の制御系設計手法が数多く提案されている。状態フィードバック (FB) によって振動を抑制する方法⁽¹⁾ や，2慣性系の共振比を制御する共振比制御⁽²⁾， H_∞ 制御による振動抑制制御⁽³⁾ などが報告されている。これらの手法の多くは，モータ位置のみがロータリーエンコーダで計測できるとした場合の設計法である。近年では，工作機械や露光装置などの高精度位置決め装置において，モータ位置に加えて最終的な位置決め精度であるステージ位置も計測できる機器が増加してきている。

ボールねじ駆動ステージにおいて，複数のセンサを用いて制御系設計を行う方法としては，位置-速度制御のカスケード制御系において，速度マイナーループをモータ速度で，位置のアウトーループをステージ位置で制御する方法が一般的であるが，それ以外の制御構成は著者の知る限りほとんど見受けられないようである。複数センサを用いて高帯域な FB 制御系を構成する立場から提案された制御系として，自己共振相殺制御 (SRC) がある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。同手法は，近年提案された手法であり，2慣性系のばね性の変動にロバストな制御系設計手法である。2慣性系のばね性は，ステージ位置によって変動することが知られており，この問題に対して非常に有効な手法となっている。文献⁽⁵⁾で提案される SRC は，案内などの粘性を無視した場合の2慣性系を想定して設計されている。実際の制御系では，案内などに粘性が存在するため，実際に即した制御系を用意すべきと考えている。本稿では，粘性のある場合の2慣性系に対する SRC の設計法を示す。また，2慣性系だけでなく，3慣性系へ設計を拡張し，実機実験により提案手法の効果を確認した。

2. 制御対象のモデル化

図 1(a)，図 1(b) に制御入力からモータ位置 x_m ，ステージ位置 x_s までの周波数特性を示す。図 1(a) には実験結果 P_m ，2慣性ノミナルプラント P_{m2} ，3慣性ノミナルプラント P_{m3} を，図 1(b) には実験結果 P_s ，2慣性ノミナルプラント P_{s2} ，3慣性ノミナルプラント P_{s3} を重ねている。それぞれのノミナルプラントは，次式である。

$$P_{m2} = \frac{N_{pm2}(s)}{D_{pm2}(s)}, P_{s2} = \frac{N_{ps2}(s)}{D_{ps2}(s)} \dots \dots \dots (1)$$

$$P_{m3} = \frac{N_{pm3}(s)}{D_{pm3}(s)}, P_{s3} = \frac{N_{ps3}(s)}{D_{ps3}(s)} \dots \dots \dots (2)$$

ここで，それぞれの多項式は次式である。

$$N_{ps2}(s) = 1.247 \times 10^7 \dots \dots \dots (3)$$

$$N_{pm2}(s) = 1.4s^2 + 83.57s + 1.247 \times 10^7 \dots \dots \dots (4)$$

$$D_{p2}(s) = 0.01399s^4 + 1.128s^3 + 1.744 \times 10^5 s^2 + 1.744 \times 10^6 s \dots \dots (5)$$

$$N_{ps3}(s) = 5.255e014 \dots \dots \dots (6)$$

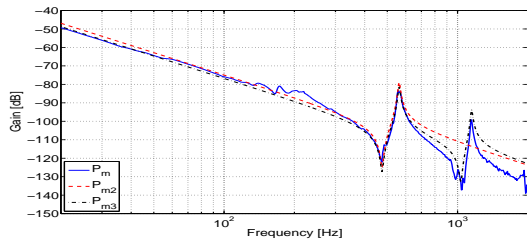
$$N_{pm3}(s) = 1.4s^4 + 265.3s^3 + 7.148 \times 10^7 s^2 + 5.141 \times 10^9 s + 5.255e014 \dots \dots \dots (7)$$

$$D_{p3}(s) = 0.01399s^6 + 3.145s^5 + 9.023 \times 10^5 s^4 + 8.558 \times 10^7 s^3 + 9.075 \times 10^{12} s^2 + 9.074 \times 10^{13} s (8)$$

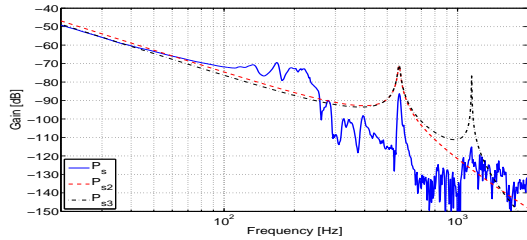
また，制御対象を1慣性系とみなしたときの伝達関数を

$$P_0(s) = \frac{1}{D_{p0}(s)} = \frac{1}{Js^2 + Bs}, J = 0.01399, B = 0.1399 \dots \dots \dots (9)$$

とする。以降，特に断りのない限り，制御対象は $N_p(s)/D_p(s)$ である。



(a) Gain characteristics of x_m/u .



(b) Gain characteristics of x_s/u .

Fig 1 Frequency responses of plant.

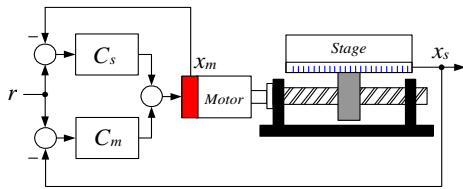


Fig 2 Self resonance cancellation control.

3. 自己共振相殺制御⁽⁴⁾ (5)

SRCは、複数センサを用いることで制御系を単入力多出力系とし、制御対象の特性そのものを利用して共振を抑制する手法である。大まかな設計手順は以下の3つである。
 手順1: 制御対象の特性多項式を、共振のない多項式と共振極の多項式に分解する。
 手順2: 単入力多出力系の開ループ伝達関数に共振が残らないように、開ループ伝達関数の分子多項式に共振極を打消す零点を持たせる。
 手順3: 開ループ特性方程式を極配置設計する。

手順1 まず、2慣性系の特性多項式 $D_p(s)$ を共振を持たない多項式 $D_{p0}(s)$ と共振極を含む多項式 $D_{pr}(s)$ に因数分解する。

$$D_p(s) = D_{p0}(s)D_{pr}(s) \dots\dots\dots (10)$$

手順2 制御対象とFB制御器を次式とする。

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_s(s) & P_m(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} N_{ps}(s) & N_{pm}(s) \\ D_p(s) & D_p(s) \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

$$C(s) = \begin{bmatrix} C_s(s) & C_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{cs}(s) & N_{cm}(s) \\ D_c(s) & D_c(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

制御器 $C_m(s)$, $C_s(s)$ は図2にあるように、それぞれモータ位置偏差 $e_m (= x_r - x_m)$, ステージ位置偏差 $e_s (= x_r - x_s)$ に対するFB制御器である。これより、開ループ伝達関数

$G_{op2}(s) = C(s)P(s)$ は次式となる。

$$G_{op2}(s) = \frac{N_{cs}(s)N_{ps}(s) + N_{cm}(s)N_{pm}(s)}{D_c(s)D_{p0}(s)D_{pr}(s)} \dots\dots\dots (13)$$

このときの開ループ特性多項式 $A_{cl}(s)$ は次式となる。

$$A_{cl}(s) = D_c(s)D_{p0}(s)D_{pr}(s) + N_{cs}(s)N_{ps}(s) + N_{cm}(s)N_{pm}(s) \quad (14)$$

式(14)の右辺第2項および第3項が、次の関係を満たすように制御器の分子多項式 $N_{cs}(s)$, $N_{cm}(s)$ を設計する。

$$N_{cs}(s)N_{ps}(s) + N_{cm}(s)N_{pm}(s) = D_{pr}(s)\alpha(s) \dots\dots\dots (15)$$

式(15)を式(14)に代入すると、特性方程式は次式となる。

$$A_{cl}(s) = (D_c(s)D_{p0}(s) + \alpha(s))D_{pr}(s) \dots\dots\dots (16)$$

また、このときの開ループ伝達関数 $G_{op2}(s)$ は次式となる。

$$G_{op2}(s) = \frac{\alpha(s)}{D_c(s)D_{p0}(s)} \dots\dots\dots (17)$$

上式より、開ループ伝達関数 $G_{op2}(s)$ から制御対象の共振を含む多項式 $D_{pr}(s)$ を除去できている。

手順3 最後に、式(16)の特性方程式を極配置設計する。所望の特性多項式 $A_{dcl}(s)$ と一致させたい場合には、

$$D_c(s)D_{p0}(s) + \alpha(s) = A_{dcl}(s) \dots\dots\dots (18)$$

となるように $D_c(s)$ と $\alpha(s)$ を設計すればよい。

3・1 設計1: PID制御器型⁽⁵⁾ 2 慣性系の制御対象を次式とする。

$$P_{s2}(s) = \frac{b_{s0}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \dots\dots\dots (19)$$

$$P_{m2}(s) = \frac{b_{m2}s^2 + b_{m1}s + b_{m0}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \dots\dots\dots (20)$$

手順1に従って、上式を以下のように分解する。

$$P_{s2}(s) = \frac{N_{ps2}(s)}{D_{p0}(s)D_{pr}(s)}, P_{m2}(s) = \frac{N_{pm2}(s)}{D_{p0}(s)D_{pr}(s)} \quad (21)$$

$$D_{pr}(s) = p_2s^2 + p_1s + p_0 \dots\dots\dots (22)$$

式(15)を満たすように制御器の分子多項式を決定する。文献(5)ではFB制御器がPID制御器となるような設計法を提案している。また、それぞれのFB制御器の分子多項式が

$$N_{cs}(s) = \phi\alpha(s), N_{cm}(s) = \psi\alpha(s) \dots\dots\dots (23)$$

となるように、それぞれのFB制御器が係数 ϕ , ψ のみ異なるように設計している。このようにすると、式(15)は共通因子 $\alpha(s)$ が消去され、

$$\phi N_{ps}(s) + \psi N_{pm}(s) = D_{pr}(s) \dots\dots\dots (24)$$

となる。式(19), (20), (22)から、式(24)を求めると

$$\phi b_{s0} + \psi(b_{m2}s^2 + b_{m1}s + b_{m0}) = p_2s^2 + p_1s + p_0$$

となる。ここで、粘性項に関係する $b_{m1}s$ の項を無視できるとすれば、係数 ϕ 、 ψ は以下のように求まる。

$$\psi = 1/b_{m2}, \phi = (p_0 - \psi b_{m0})/b_{s0} \dots \dots \dots (25)$$

ここでは、 $C_s(s)$ 、 $C_m(s)$ に共通する FB 制御器を次式の PID 制御器とする。

$$C_{FB}(s) = \frac{\alpha(s)}{D_c(s)} = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{l_2s^2 + l_1s} \dots \dots \dots (26)$$

式 (18) に従って極を配置する。所望の特性多項式 $A_{dcl}(s)$ と一致させるには下記の 2 式から $D_c(s)$ と $\alpha(s)$ を定める。

$$A_{dcl}(s) = (l_2s^2 + l_1s)(Js^2 + Bs) + \alpha(s) \dots \dots \dots (27)$$

$$A_{dcl}(s) = a_{d4}s^4 + a_{d3}s^3 + a_{d2}s^2 + a_{d1}s + a_{d0} \dots \dots \dots (28)$$

この場合の係数は次のようになる。

$$\begin{cases} l_2 = a_{d4}/J, l_1 = (a_{d3} - Bl_2)/J, \\ q_2 = a_{d2} - Bl_1, q_1 = a_{d1}, q_0 = a_{d0} \end{cases}$$

3・2 設計 2: PID 制御器 + 位相補償器

前節の PID 制御器のみの設計では、無視した粘性項の影響で安定余裕が低下する場合がある。そこで、粘性項まで考慮した制御対象に対応できるように、制御器の次数を増やした場合の設計法も用意する必要があると考えられる。提案する制御器は PID 制御器に位相補償器を付加したものである。制御器の分子多項式 $N_{cm}(s)$ 、 $N_{cs}(s)$ を次式のようにする。

$$N_{cs}(s) = \phi(s)\alpha(s), N_{cm}(s) = \psi(s)\alpha(s) \dots \dots \dots (29)$$

設計 1 の場合と異なる点は ϕ 、 ψ が係数ではなく、多項式になっている点である。このとき、式 (15) は次式となる。

$$\phi(s)N_{ps}(s) + \psi(s)N_{pm}(s) = D_{pr}(s) \dots \dots \dots (30)$$

式 (19)、(20)、(22) から、式 (30) は次式となる。

$$\begin{aligned} \phi(s)b_{s0} + \psi(s)(b_{m2}s^2 + b_{m1}s + b_{m0}) \\ = p_2s^2 + p_1s + p_0 \dots \dots \dots (31) \end{aligned}$$

右辺の $D_{pr}(s)$ は 2 次であるため、 $\psi(s)$ は定数でなければならない。また、一意に係数を決定するためには $\phi(s)$ は 1 次でなければならない。これらを考慮して、 $\phi(s)$ 、 $\psi(s)$ は

$$\phi(s) = m_1s + m_0, \psi(s) = \psi \dots \dots \dots (32)$$

となる。よって、式 (31) より、各係数は次式となる。

$$\begin{cases} \psi = p_2/b_{m2}, m_1 = (p_1 - \psi b_{m1})/b_{s0}, \dots \dots \dots (33) \\ m_0 = (p_0 - \psi b_{m0})/b_{s0} \end{cases}$$

次に $\alpha(s)$ の次数を決める。 $\alpha(s)$ は式 (26) から制御器の分子であるため、次数は小さい方が望ましい。いま、 $\phi(s)$ は 1 次なので、 $D_c(s)$ の次数が n_c だとすれば、 $\alpha(s)$ は $(n_c - 1)$ 次以下でなければならない。また、FB 制御器を 1 つの積分器を有するとすると制御器の特性多項式は

$$D_c(s) = l_{n_c}s^{n_c} + l_{n_c-1}s^{n_c-1} + \dots + l_1s \dots \dots \dots (34)$$

と書ける (パラメータは n_c 個)。また、 $D_{p0}(s) = Js^2 + Bs$ なので、式 (18) の $D_c(s)D_{p0}(s)$ の一番小さい次数は 2 次となる。よって、 $D_c(s)D_{p0}(s)$ の多項式の係数は $2(n_c - 1)$ であり、このパラメータを決定する必要がある。制御器の分母多項式 $D_c(s)$ により決定できるパラメータは n_c であるから、残りは $n_c - 2$ となる。これを $\alpha(s)$ で決定する。加えて、 $\phi(s)\alpha(s)$ 、 $\psi(s)\alpha(s)$ の次数は n_c 以下でなければプロパな制御器とならない。これらの制約を考慮すると $n_c = 3$ となり、 $\alpha(s)$ は 2 次の多項式となる。

$$C_{FB}(s) = \frac{\alpha(s)}{D_c(s)} = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s} \dots \dots \dots (35)$$

上式より、極配置が次式のように行われる。

$$\begin{aligned} (l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s)(Js^2 + Bs) \\ + q_2s^2 + q_1s + q_0 = A_{dcl}(s) \dots \dots \dots (36) \end{aligned}$$

FB 制御器の係数は、次のようになる。

$$\begin{cases} l_3 = a_{d5}/J, l_2 = (a_{d4} - l_3B)/J, \\ l_1 = (a_{d3} - l_2B)/J, q_2 = a_{d2} - l_1B, \\ q_1 = a_{d1}, q_0 = a_{d0} \end{cases}$$

最終的に得られる FB 制御器は次式となる。

$$C_s(s) = \frac{(m_1s + m_0)(q_2s^2 + q_1s + q_0)}{l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s} \dots \dots \dots (37)$$

$$C_m(s) = \frac{\psi(q_2s^2 + q_1s + q_0)}{l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s} \dots \dots \dots (38)$$

FB 制御器の構造を説明する。まず、PID 補償器を次式のように書くとする。

$$C_{pid}(s) = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{\tilde{l}_2s^2 + \tilde{l}_1s} \dots \dots \dots (39)$$

ただし、 $D_c(s) = (\tilde{l}_2s^2 + \tilde{l}_1s)(\tau_s s + 1)$ と分解できるとする。このとき、各制御器は次式で表わせる。

$$C_s(s) = C_{pid}(s) \cdot \frac{m_1s + m_0}{\tau_s s + 1} \dots \dots \dots (40)$$

$$C_m(s) = C_{pid}(s) \cdot \frac{\psi}{\tau_s s + 1} \dots \dots \dots (41)$$

上式より、 $C_s(s)$ は PID 制御器と位相補償器、 $C_m(s)$ は PID 制御器とローパスフィルタによって構成されていることがわかる。なお、 $C_s(s)$ の位相補償器は、

$$\frac{p_0 - \psi b_{m0}}{p_1 - \psi b_{m1}} < 0 \dots \dots \dots (42)$$

の場合には、不安定零点を持つことが式 (33) からわかる。なお、2 慣性系の制振制御では、加速度の正帰還を与えることが有効である場合が知られており⁽⁶⁾、本手法でもそのような形となっているようであるが、本稿ではその解析には至っていない。

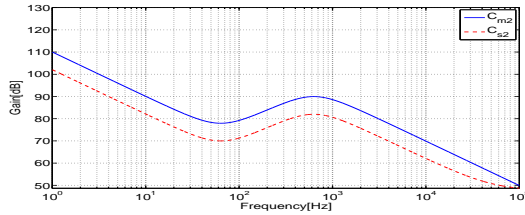


Fig 3 Feedback Controller for 2-inertia system.

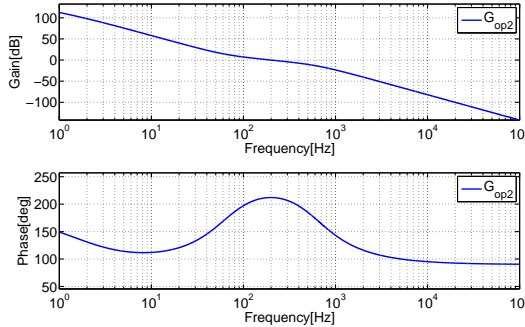


Fig 4 Open loop for 2-inertia system.

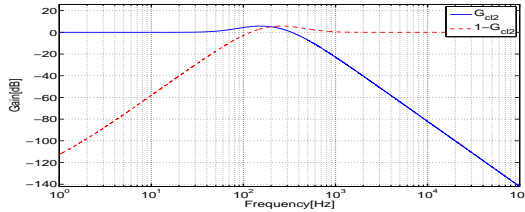


Fig 5 Sensitivity function and complementary sensitivity function for 2-inertia system.

3・2・1 シミュレーション：設計 2 図 3, 図 4, 図 5 に, 2 慣性系の制御対象に対して設計 2 を行った場合の制御器, 開ループ, 閉ループの周波数特性を示す。極は 200[Hz] に配置しているシミュレーションに用いた多項式を次に示す。

$$\begin{aligned}
 N_{pm}(s) &= N_{pm2}(s), N_{ps}(s) = N_{ps2}(s), D_p(s) = D_{p2}, \\
 D_{pr}(s) &= s^2 + 70.63s + 1.247 \times 10^7 \\
 D_c(s) &= s^3 + 6273s^2 + 1.573 \times 10^7 s \\
 N_{cs}(s) &= 7.882 \times 10^7 s^2 + 4.986 \times 10^{10} s + 1.252 \times 10^{13} \\
 N_{cm}(s) &= 1.967 \times 10^8 s^2 + 1.246 \times 10^{11} s + 3.131 \times 10^{13}
 \end{aligned}$$

図 4 より, SRC によって開ループ特性に共振の影響がないことが確認できる。図 5 から, 2 慣性系の場合, 高帯域化が可能である。

次に, 2 慣性系に対して設計された SRC が, 3 慣性系の制御対象に対してどのような影響になるのかを確認する。図 6, 図 7 はそれぞれ開ループ特性と, 閉ループ特性である。図 6 より, 3 慣性系の共振の影響が大きくでている。また, 2 慣性系の共振ピークも増大していることが確認できる。

3・3 設計 3 : 3 慣性系の自己共振相殺制御 2 慣

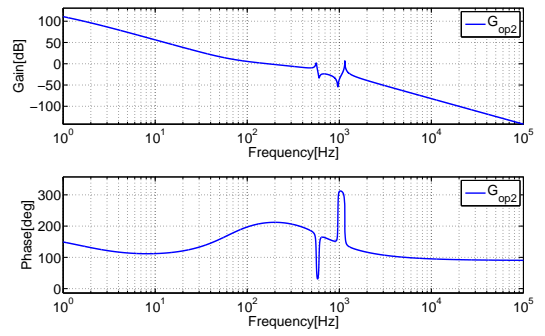


Fig 6 Open loop for 3-inertia system.

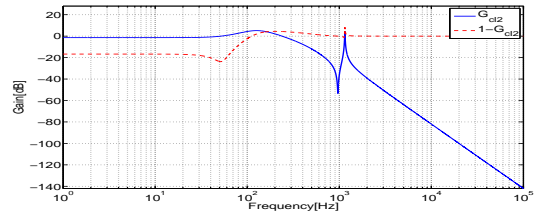


Fig 7 Sensitivity function and complementary sensitivity function for 3-inertia system.

性系での設計 2 と同様の手順を用いると多慣性系に対する SRC の設計も可能である。例えば 3 慣性系の場合には, 2 慣性系の場合と比較して次数が 2 つ大きくなるので, 制御器の次数もこれに合わせて 2 だけ大きくする。3 慣性系の場合の制御器 $C_m(s)$, $C_s(s)$ に共通する制御器 $C_{FB}(s)$ は,

$$C_{FB}(s) = \frac{\alpha(s)}{D_c(s)} = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{l_5 s^5 + l_4 s^4 + \dots + l_1 s} \quad (43)$$

となる。また $\phi(s)$, $\psi(s)$ はそれぞれ次式となる。

$$\begin{cases} \phi(s) = m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0 \\ \psi(s) = \psi \end{cases} \quad (44)$$

所望の特性多項式 $A_{dcl}(s)$ を次式とする。

$$A_{dcl}(s) = a_{d7} s^7 + a_{d6} s^6 + \dots + a_{d1} s + a_{d0} \quad (45)$$

FB 制御器の係数は, 次のようになる。

$$\begin{cases} l_5 = a_{d7}/J, l_4 = l_5(a_{d6} - l_5 B), l_3 = l_5(a_{d5} - l_4 B) \\ l_2 = l_5(a_{d4} - l_3 B), l_1 = l_5(a_{d3} - l_2 B) \\ q_2 = l_5(a_{d2} - l_1 B), q_1 = a_{d1}, q_0 = a_{d0} \\ \psi = p_4/b_{m4}, m_3 = (p_3 - \psi b_{m3})/b_{s0}, \\ m_2 = (p_2 - \psi b_{m2})/b_{s0}, m_1 = (p_1 - \psi b_{m1})/b_{s0}, \\ m_0 = (p_0 - \psi b_{m0})/b_{s0}. \end{cases}$$

最終的に得られる FB 制御器は次式となる。

$$\begin{aligned}
 C_s(s) &= \frac{(m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0)(q_2 s^2 + q_1 s + q_0)}{l_5 s^5 + l_4 s^4 + l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s} \\
 C_m(s) &= \frac{\psi(q_2 s^2 + q_1 s + q_0)}{l_5 s^5 + l_4 s^4 + l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s} \quad (46)
 \end{aligned}$$

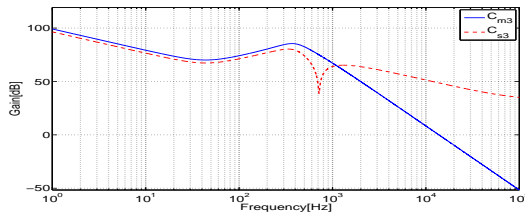


Fig 8 Feedback Controller for 3-inertia.

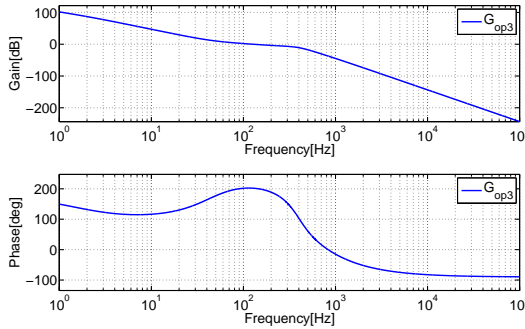


Fig 9 Open loop for 3-inertia

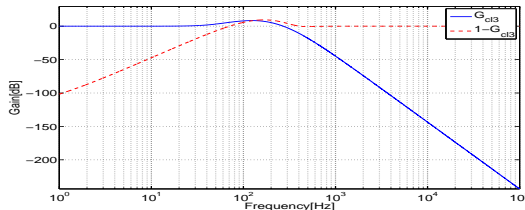


Fig 10 Sensitivity function and complementary sensitivity function for 3-inertia.

3.3.1 シミュレーション：設計3 設計に必要な3慣性系の制御対象と、得られた制御器を示す。なお、設計2と同じく200[Hz]とした。

$$\begin{aligned}
 D_p(s) &= D_{p3}, N_{pm}(s) = N_{pm3}(s), N_{ps}(s) = N_{ps3}(s), \\
 D_{pr}(s) &= s^4 + 214.9s^3 + 6.451 \times 10^7 s^2 \\
 &\quad + 5.474 \times 10^9 s + 6.488 \times 10^{14} \\
 D_c(s) &= s^5 + 8786s^4 + 3.307 \times 10^7 s^3 \\
 &\quad + 6.912 \times 10^{10} s^2 + 8.659 \times 10^{13} s \\
 N_{cs}(s) &= 2.327 \times 10^7 s^4 + 1.298 \times 10^{10} s^3 \\
 &\quad + 4.756 \times 10^{14} s^2 + 2.008 \times 10^{17} s + 3.601 \times 10^{19} \\
 N_{cm}(s) &= 6.488 \times 10^{14} s^2 + 2.754 \times 10^{17} s + 4.944 \times 10^{19}
 \end{aligned}$$

図8より、 $C_{s3}(s)$ はノッチ特性を持っているが、そのノッチ中心周波数は制御対象の共振周波数とは関係のない周波数となっている。図9より、SRCによって開ループ特性に共振の影響がでないことが確認できる。図10から、3慣性系のような多慣性系に対してもSRCが構成でき、高帯域化できることが確認できる。

4. 実験結果

フィードフォワード制御や非線形摩擦補償などを行わず、FB制御のみで位置決め制御を行い、発生する誤差を比較する。制御器は全て双一次変換でデジタル再設計されている。また、サンプリング時間は、 $T_s = 500[\mu s]$ である。図11にステージ位置 x_s に対してPID制御したときの実験結果を示す。図11(a), (b), (c)はそれぞれ所望軌跡、モータ位置誤差 e_m 、ステージ位置誤差 e_s である。なお、以降の所望軌跡は全て図11(a)と同一である。所望軌跡は周波数1.326[Hz]、半径10[mm]の正弦波(接線速度:5000[mm/min])である。PID制御器は、閉ループ系の帯域が40[Hz]となるように極配置設計している。

図12にフルクロードPID制御+ノッチフィルタとしたときの実験結果を示す。図11(a), (b)はモータ位置誤差 e_m 、ステージ位置誤差 e_s である。また、ノッチフィルタは2慣性系の共振565[Hz]を抑圧するように設計した。PID制御器は、ノッチフィルタにより共振ピークが抑圧され閉ループ系の帯域が70[Hz]となるように極配置設計できている。図11と図12の(a)(b)を比較すると、図11では速度反転時に非線形摩擦の影響により22[μm]の誤差が生じているが、図12ではノッチフィルタにより14[μm]まで誤差が抑圧されている。

図13および図14は制御対象を2慣性系および3慣性系としたときの実験結果である。(a), (b)はモータ位置誤差 e_m 、ステージ位置誤差 e_s である。図13では80[Hz]、図14では90[Hz]まで高帯域化できた。図13および図14の速度反転時の誤差は約10[μm]まで誤差抑圧されており、SRCによる高帯域化が確認できる。また、両者の最大誤差は変わらないものの、3慣性系まで考慮したSRCでは、2慣性系まで考慮した場合と比較して全体の誤差が抑圧されている。また、高次の振動成分も低下している。

5. まとめ

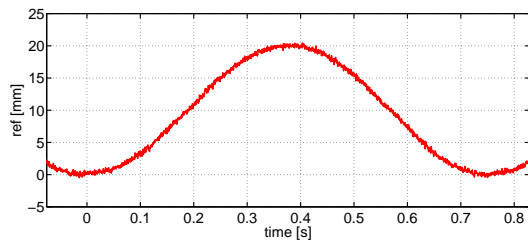
本稿では、複数センサを用いて高帯域化を図る自己共振相殺制御を軸ねじれ系に適用した。これまで、2慣性系のみで設計されていたが、これを3慣性系に拡張した。また、設計された制御器を用いて、実機実験を行い、多慣性系の場合においても高帯域化が達成できることを示した。提案法で得られた制御器は不安定零点を含んでおり、従来より知られている加速度の正帰還に相当しているようであるが、これについての解析は今後の取組みとしたい。

謝辞

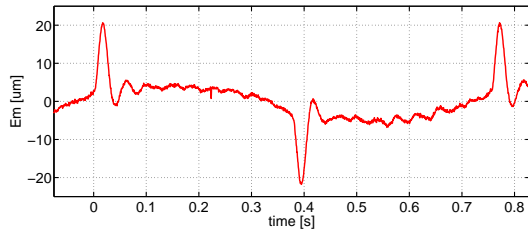
本稿の一部は文部科学省科学研究費補助金(課題番号18686036, 20686028)により行われたことを付記する。

参考文献

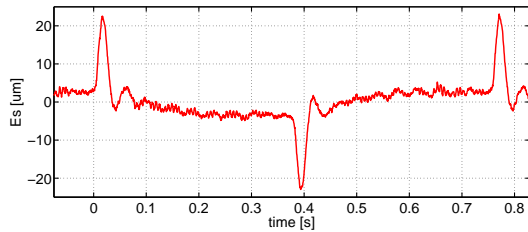
- (1) Y. Hori, H. Iseki, and K. Sugiura, "Basic consideration of vibration suppression and disturbance rejection control of n-inertia system using SFLAC (state feedback and load acceleration control)," in Proc. Power Conversion Conference 1993, pp.309-315.



(a) Reference trajectory y_{ref} .

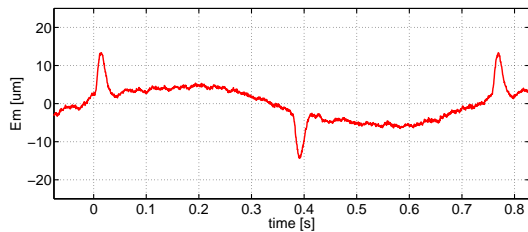


(b) Error e_m

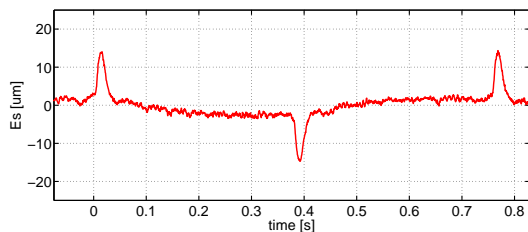


(c) error e_s

Fig 11 Full-closed PID (R10F5000).



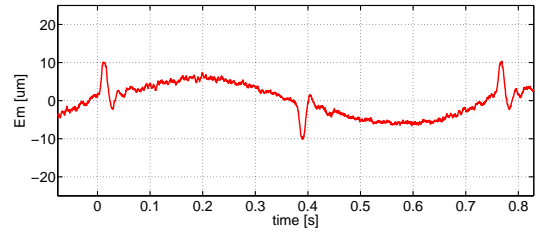
(a) Error e_m



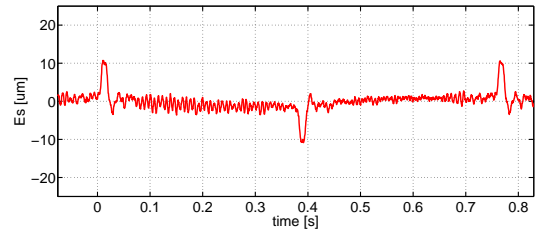
(b) error e_s

Fig 12 Full-closed PID+Notch(R10F5000).

- (2) Y. Hori, "2-Inertia System Control using Resonance Ratio Control and Manabe Polynomials," Trans. IEE of Japan. IA, vol. 114, no. 10, pp.1038-1045, 2010 (in Japanese).
- (3) M. Hirata and T. Mita, "New control method for the torsional systems: H.INF. control and .MU.-

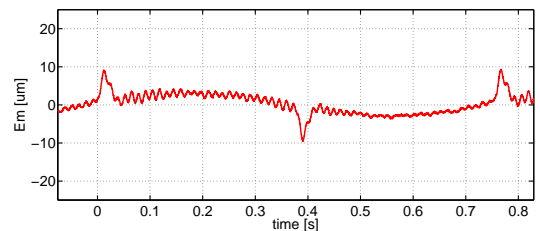


(a) Error e_m

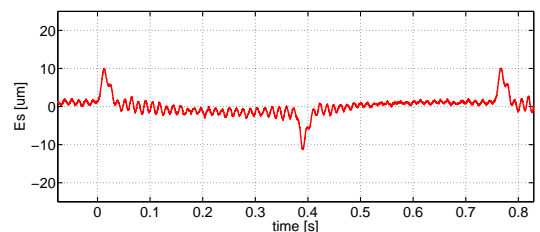


(b) error e_s

Fig 13 SRC for 2-inertia system (R10F5000).



(a) Error e_m



(b) error e_s

Fig 14 SRC for 3-inertia system (R10F5000).

- Synthesis," in Proc. IEEJ Industry Applications Society Conf. (JIASC 1994), S.323-S.326 (in Japanese).
- (4) K. Salkata, K. Saiki, and H. Fujimoto, "Design of Feedback Control for Robustness of Resonance Mode using Multiple Sensors for High-Precision Gantry Stage," in Proc. IEE of Japan Technical Meeting Record, IIC-11-065, pp.83-88, 2010 (in Japanese).
- (5) K. Salkata, K. Saiki, and H. Fujimoto, "Self Resonance Cancellation using Multiple Sensors for Ballscrew Driven Stage," to be published in Proc. IEEJ Industry Applications Society Conf. (JIASC 2011), (in Japanese).
- (6) Y. Hori, "Introduction to Control of Torsional Vibration System," in Proc. IEEJ Industry Applications Society Conf. (JIASC 1994), S.305-s.307, (in Japanese).