柔軟構造物のサーボ位置決め制御のための
目標軌道生成手法*

原

進^{*1}Reference Trajectory Generation Method for
Servo Positioning Control of Flexible StructuresSusumu HARA^{*2}^{*2} JSPS Research Fellow, Keio University, Faculty of Science and Technology,
Hiyoshi 3-14-1, Kohoku-ku, Yokohama, Kanagawa, 223-8522 Japan

In two-degree-of-freedom (2-DOF) servo positioning control of mechanical structures, the profile of reference trajectories is extremely important. In some cases, taking constraints on control problems into account, these trajectories are designed a priori by off-line calculations. Especially, such trajectories are effective in positioning control of flexible structures. Generally, the number of the profiles is limited such that the profiles comprise only some typical positioning distance cases. Therefore, an adjustment is required for realizing the positioning of an arbitrary distance. For this problem, this study proposes SMART adjustment method based on the idea of "Structural vibration Minimized Acceleration Trajectory (Mizoshita, et al., 1991)." SMART is an optimal control solution for the motion of the double integrator dynamical model. SMART adjustment maintains the characteristics of off-line designed trajectories. By applying this method to 2-DOF H_∞ servo positioning control of a flexible structure, the effectiveness of it is verified by numerical calculations and experiments.

Key Words: Positioning, Servo Mechanism, Flexible Structure, Robust Control, Two-Degree-of-Freedom Control, Reference Trajectory, H_∞ Control, Off-Line Design

1. はじめに

位置決め制御は、あらゆる機械構造物において必要とされる最も基本的で重要な制御技術の一つである。例えば、クレーンなどの搬送装置、ハードディスクドライブなどの情報精密機器、ロボットアームなどにおいて極めて重要な技術である。最近、制御対象の軽量化や位置決め的高速化に伴い、制御対象を柔軟構造物とみなして制御系を設計する必要性も増している^{(1)~(11)}。

従来の位置決め制御手法としては、目標値との定常偏差をなくすため、積分特性を有するフィードバック補償を伴うサーボ系を構成することが多い^{(8)~(11)}。さらに、過渡特性と定常特性、安定性を独立に決定できる2自由度制御系⁽¹²⁾を構成することも行われる^{(8), (9), (13)~(16)}。これまで、フィードバック制御器の設計法や、2自由度制御系において用いられるフィードフォワード制御器の設計法^{(8), (9), (13)~(15), (17)~(21)}に関しては様々な提案が行われてきた。しかしながら、目標値、すなわち位置決め制御の場合でいう目標軌道の設計法に関する提案は前者ほど多くはない。ほとんどの場合、速度軌道を台形状とするよう

な目標軌道が採用される^{(22)~(24)}。また、ハードディスクドライブヘッドなどの場合には、残り距離との関数として与えられる特定の減速曲線を目標軌道とすることも多い^{(16), (25)}。制御対象が柔軟構造物であることを前提とした、振動モードの励起を防ぐ軌道の例としては、SMART (Structural vibration Minimized Acceleration Trajectory)^{(19), (20)}に代表される、剛体系をモデル化した2重積分モデルから導出される軌道が多用される^{(8), (14), (26)}。上記のような目標軌道は、任意の位置決め距離に対し、オンラインで容易に実現できる点が優れている。

一方、最近では特定の仕様を満たせるように、オフラインで目標軌道やこれに相当するものを設計し、実装用計算機のメモリに保存して適用する例も見られる。例えば、柔軟構造物の振動特性を考慮し、非定常的な最適レギュレータ問題やロバスト制御問題を解いて得られる時変フィードバックゲインを用いる手法^{(1)~(7)}、DCモータの逆起電力特性を考慮したオフラインシミュレーションの結果を目標軌道として用いる手法^{(15), (25)}、アクチュエータの能力制限や位置決めの終端条件などの制約条件下で非線形最適化問題を解き、求まる軌道を用いる手法^{(27), (28)}などである。位置決め距離が特定の種類に限られる問題ではこれらの手法が極めて有効となる。しかしながら、一般にはメモリ容量をどれだけ大きくしても、保

* 原稿受付 1999年5月18日。

^{*1} 正員, 日本学術振興会特別研究員, 慶應義塾大学理工学部訪問研究員 (〒223-8522 横浜市港北区日吉3-14-1) [現: 豊田工業大学 (〒468-8511 名古屋市中白区久方2-12-1)]。
E-mail: haras@toyota-ti.ac.jp

存できる目標軌道の種類は有限である。よって、任意の距離の位置決めが必要な問題では、何らかの近似、補間や組み合わせなど目標軌道の補正が不可欠となる⁽²⁹⁾。

上記のような背景に基づき、本研究では次のような内容について検討している。まず、対象を柔軟な機械構造物の位置決め制御問題とし、2自由度サーボ系により位置決めすることを前提とする。そして、制振特性が要求される仕様が存在する。この場合に、比較的長時間での位置決めにおいては前述のSMARTが有用であることを確認する。一方、短時間での位置決めではオフラインで設計される目標軌道を用いることが有効である点を示す。その上で、短時間での位置決めのための目標軌道を、有限のメモリのもとで、任意の距離の位置決め問題に適用するための一軌道補正法の提案を行う。重要な点は、この軌道補正法が制御演算に関する負担を大きく増やすことなく、オフライン設計時の目標軌道が有する特徴を維持して、あらゆる位置決め距離に対応できることである。本研究では、このオンライン軌道補正法として、長時間での位置決めで用いられるSMARTの活用を提案する。SMARTとは、2重積分モデルに対し、Jerk値を目的関数とした評価関数から導かれる最適制御軌道のことを指す。従来、SMARTは滑らかな軌道が得られることから制御対象の振動を励起しない位置決め軌道として提案されていた。本研究では、SMARTが境界条件さえ与えれば簡単にリアルタイムで計算できる点に着目し、補正分の軌道（SMART補正軌道）としてこれを採用する。そして、オフライン設計軌道とSMART補正軌道を位置決め時間全体に渡って足し合わせて行くことにより、任意の位置決め距離に合理的に対応する方法を提案する。柔軟な塔をDCサーボモータとボールねじから成る駆動系により位置決めする例題を選び、数値計算および実験により本手法の有効性を明らかにする。

2. 制御対象例と2自由度サーボ系

2.1 制御対象と問題設定 本研究においては、対象を柔軟な機械構造物の位置決め制御問題とし、2自由度サーボ系により位置決めすることを前提とする。本節ではその制御対象例ならびに問題設定について説明する。制御対象は図1のように、塔状の柔軟な部分がDCサーボモータとボールねじから成る駆動系により位置決めされる機械構造物を選ぶ。本構造物に関するパラメータを表1に示す。なお、本構造物における振動モードは1次が2.5Hz、2次が34Hz付近に存在する^{(6), (7)}。ただし、フィードバック制御器設計のためのノミナル系は、構造物の振動モードを無視した剛体系とし、駆動系の固体摩擦は無視する。この場合の制御対象の乗法的変動

Fig. 1 Controlled object

Table 1 Parameters of the controlled object

m_b	Mass of the base part	1.80 kg
m_s	Mass of the vibrating part	0.433 kg
k_s	Spring constant of the vibrating part	1.068×10^2 N/m
c_s	Damping coefficient of the vibrating part	3.93×10^{-2} N·s/m
J_b	Moment of inertia of the ball screw shaft	5.81×10^{-3} kg·m ²
J_m	Moment of inertia of the rotor of motor	1.809×10^{-4} kg·m ²
J_g	Moment of inertia of the pulley	7.17×10^{-6} kg·m ²
l	Lead of the ball screw	1.6×10^{-2} m
d	Diameter of the ball screw shaft	1.6×10^{-2} m
L	Inductance of the motor	3.13×10^{-3} H
R	Resistance of the motor	4.25 Ω
K_T	Torque constant of the motor	0.205 N·m/A
K_E	Induced voltage constant of the motor	0.204 V·s/rad
B	Braking constant of the motor	8.26×10^{-4} N·m·s/rad
d_d	Transfer coefficient from the angular displacement of the motor to the displacement of the base part	2.55×10^{-3} m/rad
d_f	Transfer coefficient from the torque of the motor to the driving force	3.93×10^2 1/m
f_f	Coulomb friction force of the driving system	46.6 N

Fig. 2 Multiplicative error and a frequency-shaped weight

$\Delta(s)$ を図2に示す。モータの角変位を $\theta_m(t)$ (rad)、電流を $i(t)$ [A]、制御入力を電圧 $u_{nom}(t)$ [V]として、ノミナル系の状態方程式は次のように示される^{(3), (4), (6), (7)}。

$$\dot{\mathbf{x}}_{nom}(t) = \mathbf{A}_{nom} \mathbf{x}_{nom}(t) + \mathbf{b}_{nom} u_{nom}(t) \dots \dots \dots (1)$$

$$\mathbf{x}_{nom}(t) = [\theta_m(t) \quad \dot{\theta}_m(t) \quad i(t)]^T$$

$$\mathbf{A}_{nom} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -d_f B / I_l & d_f K_T / I_l \\ 0 & -K_E / L & -R / L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{nom} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 / L \end{bmatrix}$$

$$I_l = d_d(m_b + m_s) + d_f(J_m + J_b + 2J_g)$$

なお、後に使用するため、モータの減衰、インダクタンスならびに逆起電力を無視した2重積分モデルの場合に

Fig. 3 Two-degree-of-freedom H_∞ robust servo control system

ついても以下に示す⁽²⁵⁾.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{dim}(t) &= A_{dim}x_{dim}(t) + b_{dim}u_{dim}(t) \cdots \cdots (2) \\ x_{dim}(t) &= \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \dot{\theta}_m(t) \end{bmatrix}, A_{dim} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, b_{dim} = \begin{bmatrix} 0 \\ (d_f K_T)/(I_f R) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

2.2 フィードバック制御器の設計

サーボ系の設計においては2自由度制御系を採用する⁽¹²⁾. 2自由度制御系にはフィードフォワード型^{(8), (9), (13), (14)}, フィードバック型, 目標値フィルタ型^{(15), (17)}や他の方法⁽¹⁶⁾が知られている⁽³⁰⁾. 本研究ではフィードフォワード型を採用する. そして, 無視した振動モードに対するロバスト安定性を確保する目的から, H_∞ 制御器をフィードバック制御器として用いる. さらに, 駆動系の固体摩擦の影響により定常偏差を生じないように, H_∞ 制御器には積分特性を持たせ, ロバストサーボ系を構成する⁽³¹⁾. 具体的には, 図3のような一般化プラントを考える. ロバスト安定性を確保する目的で, 図2の乗法的変動を包含する周波数重み

$$\begin{aligned} W_r(s) &= Lev + Lev \frac{2[\zeta_h(\omega_l + \omega_h) - \zeta_p \omega_p]s + \omega_l \omega_h - \omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_p s + \omega_p^2} \\ Lev &= 0.1, \omega_l = 2.0 \cdot 2\pi \text{ rad/s}, \omega_p = 14.0 \cdot 2\pi \text{ rad/s} \\ \omega_h &= 70.0 \cdot 2\pi \text{ rad/s}, \zeta_h = \zeta_p = 0.7 \cdots \cdots (3) \end{aligned}$$

を制御入力に与える. また, 積分器状態量にも定数重み $C_{int}=2.0$ を与える. あらかじめ積分器の部分まで含んだ一般化プラントに対し, 図3中の制御器 $\hat{K}(s)$ を求めてから, 破線で囲まれた $K(s)$ が実装する制御器となる⁽³¹⁾. $\hat{K}(s)$ を求める解法には, 文献⁽³²⁾のものを用了. この時, 閉ループ系の H_∞ ノルムを意味する定数 γ はイテレーションの結果, $\gamma = 0.40$ となった.

2.3 フィードフォワード制御の実現

フィードフォワード制御の実現に関しては, 式(1)中からモータの動特性に関する部分のみを抜き出した以下の式を考える.

$$u_{nom}(t) = Li(t) + K_e \dot{\theta}_m(t) + Ri(t) \cdots \cdots (4)$$

そして, 式(4)の右辺の各状態量に, 対応する目標軌道を代入する. ただし右辺第一項目はインダクタンスが十

分小さく, 他の項と比べて第一項目の影響の度合いは小さいことが多い. そこで, フィードフォワード制御については, 式(4)を次のように書き換え,

$$u_{ff}(t) = K_e \dot{\theta}_{mref}(t) + Ri_{ref}(t) \cdots \cdots (5)$$

から求まる電圧 $u_{ff}(t)$ をフィードフォワード入力としてモータに与えるものとする. 式(5)中の添字 ref は目標軌道であることを意味する. 以上の構成に基づく2自由度サーボ制御系を, 次章からのすべての場合で適用する.

本研究においては, 検出量をモータ角変位のみとしており, 実験時はエンコーダにより検出する. 制御演算にはDSP(TMS320C30)をサンプリング周期2msで用いる. この際, 制御器は同周期により離散化近似されたものを適用する. また, 構造物先端の振動状態を検出する目的で, 同所に加速度ピックアップを設置している.

3. 従来の目標軌道とオフライン目標軌道設計

3.1 位置決め条件の設定

位置決め制御のためのサーボ系に関しては, 速度軌道を台形状とするような目標軌道を採用することが多い^{(22)~(24)}. 制御対象が柔軟構造物であることを前提とした, 振動モードの励起を防ぐ軌道の例としては, SMART (Structural vibration Minimized Acceleration Trajectory)^{(19), (20)}に代表される2重積分系から導出される軌道が多用される^{(8), (14), (26)}.

山浦らが指摘しているように, SMARTなど制御対象の振動特性を考慮しないモデルに基づいた軌道では, 振動モードの固有周期に対して比較的短い時間で位置決めしようすると良好な制振性能は得られなくなる⁽²⁹⁾. 例えば, 1次振動モードの約4周期分以下の制御時間で作られたSMARTから導かれる制御入力の周波数成分は, 同モデルを基に設計した最小発熱制御入力の場合と同様となり制振効果を期待できないことが報告されている⁽²⁹⁾. そこで, 前章の制御対象について, 従来の代表的な目標軌道を適用し, 上記の点について確認する. 位置決め条件は距離0.30mに対して制御時間を2秒間とする場合(以下, 「長時間位置決め」と呼ぶ.), および距離0.15mに対して制御時間を1秒間とする場合(以下, 「短時間位置決め」と呼ぶ.)の2種類を考える. 前者は本制御対象における1次振動モードの約5周期分に相当する. 後者は約2.5周期分である. よって, 前者は振動モードの固有周期に対して比較的長い時間で位置決めを行う場合に相当し, 後者は短い時間で行う場合といえる.

3.2 台形速度指令

速度軌道を台形状とするような目標軌道を採用する場合を, 以下「台形速度指令」と呼び, この適用を試みる. まず, 台形状の速度目標軌道を考える. 制御対象を式(2)の2重積分モデルとみなせ

Fig. 4 Servo control with trapezoidal velocity commands
(Maximum base speed of references: -0.2m/s)

ば、速度目標軌道を微分して角加速度軌道 $\ddot{\theta}_{mref}(t)$ を得て、さらに電流目標軌道 $i_{ref}(t)$ が次式で求まる⁽²⁵⁾。

$$i_{ref}(t) = \frac{I_l}{d_f K_T} \ddot{\theta}_{mref}(t) \dots \dots \dots (6)$$

同時に、速度目標軌道を積分することで変位目標軌道を得る。これらの目標軌道を前章のサーボ制御系に適用した数値計算結果を図4に示す。この結果から、短時間位置決めで特に大きな残留振動が発生しており、本制御対象に対して台形速度指令を適用することが困難となるのは明らかである。

3.3 SMART 次に、柔軟構造物の場合に多用されてきたSMART(Structural vibration Minimized Acceleration Trajectory)を適用する^{(19), (20)}。SMARTとは、式(2)の2重積分モデルに対し、制御入力 u の時間微分値を目的関数とした評価関数

$$J_{SMART} = \int_{t_0}^{t_f} \left[\frac{du_{dim}(t)}{dt} \right]^2 dt \dots \dots \dots (7)$$

から導かれる最適制御軌道のことを指す。これは2重積分モデルのJerk値を目的関数に選んでいることに相当する。ただし、 t_0 , t_f はそれぞれ制御開始ならびに終了時刻を意味する。 $t = t_0$, t_f における境界条件を

Fig. 5 Servo control with SMART commands

$\theta_{mref}(t=t_0=0)=0, \dot{\theta}_{mref}(t=t_0=0)=0, i_{ref}(t=t_0=0)=0$
 $\theta_{mref}(t=t_f)=Y/d_d, \dot{\theta}_{mref}(t=t_f)=0, i_{ref}(t=t_f)=0$
 とすると、角変位、角速度、電流の各SMARTは次のように求められる。

$$\theta_{mref}(t) = \frac{Y}{d_d} \left[6\left(\frac{t}{T}\right)^5 - 15\left(\frac{t}{T}\right)^4 + 10\left(\frac{t}{T}\right)^3 \right], T \equiv t_f - t_0 \dots \dots \dots (8)$$

$$\dot{\theta}_{mref}(t) = \frac{30Y}{d_d T} \left[\left(\frac{t}{T}\right)^4 - 2\left(\frac{t}{T}\right)^3 + \left(\frac{t}{T}\right)^2 \right] \dots \dots \dots (9)$$

$$i_{ref}(t) = \frac{60I_l Y}{d_d d_f K_T T^2} \left[2\left(\frac{t}{T}\right)^3 - 3\left(\frac{t}{T}\right)^2 + \left(\frac{t}{T}\right) \right] \dots \dots \dots (10)$$

SMARTを目標軌道に採用する場合の数値計算結果を図5に示す。長時間位置決めの場合、台形速度指令と比較して残留振動は大幅に低減しており、SMARTがこのような条件下では有用な軌道であることがわかる。ところが、短時間位置決めでは、台形速度指令と比較して加速度振幅において若干の減少は見られるものの、やはり残留振動は大きく、この条件ではSMARTの制振効果が期待できない。以上の結果から、SMARTなど制御対象の振動特性を考慮しないモデルに基づいた軌道では、振動モードの固有周期に対して比較的短い時間で位置決め

を行うと十分な制振性能が得られない点が理解できる。

3.4 振動モードを含めたモデルに基づくオフライン目標軌道設計 本節では短時間位置決めの場合に限り、前節までのようなオンラインでも生成できる目標軌道ではなく、オフラインで設計する目標軌道の適用について考える。前節までの考察から、式(1)に1次振動モードまでも含めたモデルに対する目標軌道設計の必要

Fig. 6 Low-pass property and time-varying weights

Fig. 7 Servo control with nonstationary frequency-shaped optimal control trajectories

性が考えられる。このモデルの詳細に関しては文献^{(3), (4)}に譲る。様々な設計法が考えられるが、本節では時変フィードバックゲインを用いる非定常的、かつ制御入力の高周波数領域遮断特性を含めた非定常周波数成形最適制御手法^{(5), (6)}を適用する。そして、数値計算から求まる軌道を目標軌道として用いる。この理由は、時変重みを用いる本手法が軌道の形状の設計にある程度の自由度を有し、かつ制御入力の高周波数領域成分を抑えることで高次の振動を抑制できることによる。1次振動モードまで含めた制御対象モデル

$$\dot{\mathbf{x}}_{\text{vibsys}}(t) = \mathbf{A}_{\text{vibsys}} \mathbf{x}_{\text{vibsys}}(t) + \mathbf{b}_{\text{vibsys}} u_{\text{vibsys}}(t) \cdots \cdots (11)$$

と、図6上段にあるような2次ローパス特性を達成する状態方程式

$$\dot{\mathbf{x}}_f(t) = \mathbf{A}_f \mathbf{x}_f(t) + \mathbf{b}_f v(t) \cdots \cdots (12)$$

$$u_{\text{vibsys}}(t) = \mathbf{c}_f \mathbf{x}_f(t)$$

$$\mathbf{A}_f = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_f^2 & -2\zeta_f \omega_f \end{bmatrix}, \mathbf{b}_f = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_f^2 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_f = [1 \quad 0]$$

$$\omega_f = 3.0 \cdot 2\pi \text{ rad/s}, \zeta_f = 0.7$$

との拡大系を式(13)とする。

$$\dot{\mathbf{x}}_{\text{aug}}(t) = \mathbf{A}_{\text{aug}} \mathbf{x}_{\text{aug}}(t) + \mathbf{b}_{\text{aug}} v(t) \cdots \cdots (13)$$

$$\mathbf{x}_{\text{aug}}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\text{vibsys}}(t) \\ \mathbf{x}_f(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{vibsys}} & \mathbf{b}_{\text{vibsys}} \mathbf{c}_f \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_f \end{bmatrix}, \mathbf{b}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_f \end{bmatrix}$$

これに対し、次の時変評価関数を考え、

$$J_{\text{NSFSLQ}} = \int_0^{t_f} [\mathbf{x}_{\text{aug}}^T(t) \mathbf{Q}(t) \mathbf{x}_{\text{aug}}(t) + v^2(t)] dt \cdots \cdots (14)$$

図6下段にある時変重み $q_{\text{pos}}(t)$ 、 $q_{\text{vib}}(t)$ を与える。ただし、 $\dot{\mathbf{x}}_f(t)$ は $\mathbf{x}_{\text{vibsys}}(t)$ の一状態変数であり、構造物先端の土台部との相対速度を意味する。式(14)に基づき、以下のような時変フィードバックゲインが得られる。

$$\mathbf{f}_{\text{NSFSLQ}}(t) = \mathbf{b}_{\text{aug}}^T \mathbf{P}(t) \cdots \cdots (15)$$

ただし、 $\mathbf{P}(t)$ は次のRiccati微分方程式の正定解を意味する。

$$-\dot{\mathbf{P}}(t) = \mathbf{P}(t) \mathbf{A}_{\text{aug}} + \mathbf{A}_{\text{aug}}^T \mathbf{P}(t) - \mathbf{P}(t) \mathbf{b}_{\text{aug}} \mathbf{b}_{\text{aug}}^T \mathbf{P}(t) + \mathbf{Q}(t)$$

$$\mathbf{P}(t_f) = \mathbf{0}, \mathbf{Q}(t) = \mathbf{q}^T(t) \mathbf{q}(t)$$

$$\mathbf{q}(t) = [0 \quad \sqrt{q_{\text{vib}}(t)} \quad \sqrt{q_{\text{pos}}(t)} \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \cdots \cdots (16)$$

式(15)の時変ゲインによる状態フィードバック制御の応答を求めることで、目標軌道が得られる。なお、本章では1次振動モードにパラメータ変動は存在しないものと仮定する。パラメータ変動が存在する場合については6章で検討する。

上記の手法により求まる目標軌道を図7上段に示す。

1次振動モードをモデルに含めているために、残留振動はすみやかに小さくなる。この目標軌道を用いてサーボ系の応答を計算した結果が図7下段となる。固体摩擦の影響により残留振動は残るものの、台形速度指令やSMARTの場合と比較すると約半分程度となる。ゆえに、短時間位置決めにおいては、このような振動モード

を含めたモデルに基づく目標軌道設計が不可欠といえる。ところが、本軌道はオフラインで求めているため、実装用計算機のメモリ容量の制約により、保存できる目標軌道の種類は有限である。よって、任意の距離の位置決め問題に対しては、何らかの目標軌道の補正が必要となる。このための一補正法を次章で提案する。

4. SMART補正法による 任意の位置決め距離への対応

本章では、3・4節で説明した手法により、数種類の代表的な位置決め距離 Y_{typ} に対する目標軌道はあらかじめ求められ、実装用計算機のメモリに保存されているものとする。そして、代表的な距離以外の任意の距離に対応させる方法について提案する。実用上の観点から、できる限りメモリ負担が小さく、かつ簡単なアルゴリズムによる方法が望ましい。そこで、3・3節で説明したSMARTの活用を考える。SMARTは境界条件さえ与えれば、式(8)~(10)を解きながらリアルタイムに軌道を求められることが特徴である。そこで、ある位置決め距離 Y_{arb} が要求された場合、 Y_{arb} に最も近い代表的な距離 Y_{typ} との差 $Y_{arb} - Y_{typ}$ をSMART境界条件の Y に選ぶ。そして、あらかじめ求められていた Y_{typ} のための非定常周波数成形最適制御軌道に、式(8)~(10)からリアルタイムで求められる距離 Y のためのSMARTを足しあわせながら Y_{arb} のための目標軌道をオンラインで生成する。この

方法の概念を図8に示す。本研究では上記の方法を「SMART補正法」と呼ぶ。2種類の軌道を重ね合わせる本法では、代表的な位置決め距離 Y_{typ} の種類がある程度揃っていれば、各時刻での目標軌道の値の内、補正分の割合は小さく、オフライン設計軌道の特徴に影響を与える度合いは小さくなる。これは、位置決め終端で発生する誤差を終端においてのみ補正するのではなく、位置決め時間全体に渡って補正する本手法の特徴である。次章で具体的に本補正法の効果を確認する。

5. 実験による検討

前章の手法の有効性を確認する目的で、本章では実験による検討を行う。実施するのは3・4節の非定常周波数成形最適制御手法（短時間位置決め条件）、およびその条件から距離+0.05m分のSMART補正を考慮し、位置決め距離を0.20mとした場合の2種類である。これらの実験結果を図9に示す。非定常周波数成形最適制御手法の結果（上段）は対応する図7下段の数値計算結果とほぼ一致している。そして、提案したSMART補正の結果（下段）では、SMARTを足しあわせることにより目標の位置決め距離を満たし、残留振動に関しては非定常周波数成形最適制御手法の場合と同程度に抑えられている。ここで、制御入力の大半を占めるフィードフォワード制御入力と、そのうちのSMART補正軌道から生成される分の入力およびその割合を図10に示す。この図からわかるように、全フィードフォワード制御入力に寄与するSMART補正軌道分の入力の割合は、本実験の場合、最大の時刻でも3割程度となっている。ゆえに、補正用としてSMARTを用いても、本法の場合にはSMARTの割合がオフラインで設計された目標軌道と比較して相対的に小さいため、制振特性を悪化させることなく、オフライン設計軌道の特徴を保っている。なお、負側への距離の補正も含め、図9下段の場合以外の補正についても残留振動特性を調べたが、SMART補正軌道分のフィードフォワード入力の割合が最大3割程度までであれば図9下段の結果と同様になることを確かめている。以上の結果より、本手法の有効性が実験的に確かめられた。

本章中では、振動モードに関するパラメータ変動は存在しないものとして、1次振動モードを含めたモデルに対して目標軌道を求めた。しかし、1次振動モードにパラメータ変動が存在する場合には、さらにこれを考慮したオフライン目標軌道設計法を採用する必要がある⁽³³⁾。⁽³⁴⁾。このような場合に関しては次章で説明する。

図10では、本実験の場合少なくとも最大3割程度までのSMART補正入力の使用では、制振特性を悪化させないことを意味している。このような特徴を得るために

Fig. 8 Scheme of the SMART adjustment method

Fig. 9 Experimental results of the proposed method
(thin: theory; bold: experiment)

Fig. 10 Feedforward control inputs of the proposed method

は、SMART補正法の適用可能範囲を図9、10中のような数値計算により明確にしておく必要がある。SMART補正入力割合が過度に大きくならないためには、オフライン設計される位置決めパターンの種類がある程度揃っている必要がある。一方、3.3節での考察から、長時間位置決めの場合ではSMARTのみで制振特性に優れた目標軌道を生成できる。よって、SMARTの制振性能が不十分となる位置決め時間においてのみSMARTを補正用として活用し、目標軌道を生成すればよい。長時間位置決め用のSMARTをそのまま短時間位置決め時の補正用とする本手法は、実装が容易な実用性に優れた方法である。

6. 1次振動モードにパラメータ変動が存在する場合に関する検討

1次振動モードにパラメータ変動が存在する場合にはこれを考慮したオフライン目標軌道設計法が必要となる。その一手法として、複数設定値系を用いる方法を説明する⁽³³⁾。例えば、図1の制御対象の振動部の等価質量 m_s が変化し、1次振動モードの周波数が2.50Hzから2.32Hzまで変動するものとする。この変動は m_s を0.068kg(元の m_s の15.7%分に相当)大きくすることでほぼ実現できる。ここで、2.50Hz、2.41Hz、2.32Hzの各場合を考え、それぞれについて式(11)のモデルを記述した後、式(12)も含む、それらの拡大系(複数設定値系)を以下のように定義する。

$$\hat{\mathbf{x}}_{aug}(t) = \hat{\mathbf{A}}_{aug} \hat{\mathbf{x}}_{aug}(t) + \hat{\mathbf{b}}_{aug} \hat{\mathbf{v}}(t) \quad \dots \dots \dots (17)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_{aug} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vibsys2.50} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{b}_{vibsys2.50} \mathbf{c}_f \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{vibsys2.41} & \mathbf{0} & \mathbf{b}_{vibsys2.41} \mathbf{c}_f \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{vibsys2.32} & \mathbf{b}_{vibsys2.32} \mathbf{c}_f \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_f \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{b}}_{aug} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_f \end{bmatrix}$$

$\hat{\mathbf{x}}_{aug}(t) = [\mathbf{x}_{vibsys2.50}^T(t) \quad \mathbf{x}_{vibsys2.41}^T(t) \quad \mathbf{x}_{vibsys2.32}^T(t) \quad \mathbf{x}_f^T(t)]^T$
ただし、添字2.50、2.41、2.32はそれぞれのモデルの1次振動モードの周波数[Hz]を意味する。式(17)に対し、次の時変評価関数を考え、

$$J_{MDP} = \int_0^{t_f} \{ q_{pos}(t) [\theta_{m2.50}^2(t) + \theta_{m2.41}^2(t) + \theta_{m2.32}^2(t)] + q_{vib}(t) [\dot{x}_{r2.50}^2(t) + \dot{x}_{r2.41}^2(t) + \dot{x}_{r2.32}^2(t)] + \hat{\mathbf{v}}^2(t) \} dt$$

$$q_{pos}(t) = \begin{cases} 0 & (0 \leq t < 0.9 \text{ [s]}) \\ 25.0 & (0.9 \leq t < 1.0 \text{ [s]}) \\ 10.0 & (1.0 \leq t \leq 4.0 \text{ [s]}) \end{cases},$$

$$q_{vib}(t) = \begin{cases} 0 & (0 \leq t < 0.9 \text{ [s]}) \\ 5.0 \times 10^6 & (0.9 \leq t < 1.0 \text{ [s]}) \\ 1.0 \times 10^3 & (1.0 \leq t \leq 4.0 \text{ [s]}) \end{cases} \quad \dots \dots \dots (18)$$

3.4節同様の方法により拡大系の状態フィードバック制御の応答を計算する。この方法では、複数設定された各モデルのいずれについても残留振動抑制を図るような種類の制御入力を得ることが可能となる。図1のような機械構造物の場合、モータの電流、角速度、角変位の応答は制御入力電圧によってほぼ決まり、振動部の固有振動数変化の影響は受けにくい。そこで、拡大系中の2.50Hzモデルのモータの応答をあらかじめ求めておく軌道とする。この軌道にSMART補正を施して最終的な目標軌道を得る。

上記の目標軌道を用い、図9下段と同様の実験を行うと図11のようになる。実験では1次振動モードが2.50Hzの場合(上段)と2.32Hzの場合(下段)の2種類を実施している。いずれの場合にも、残留振動は同程度であり、パラメータ変動の影響は見られない。これに対して、図9下段の目標軌道をそのまま2.32Hzの場合に採用した結果を図12に示す。この場合には、図9下段と比較して残留振動が著しく大きくなり、パラメータ変動の影響が大きいことが理解できる。以上の結果か

(First vibration mode: 2.50Hz)

(First vibration mode: 2.32Hz)

Fig. 11 Experimental results of the proposed method based on the multi-design-point model (thin: theory; bold: experiment)

Fig. 12 Experimental results of the proposed method based on the single-design-point model

(First vibration mode: 2.32Hz; thin: theory; bold: experiment)

ら、1次振動モードがパラメータ変動を発生する場合においてもオフライン目標軌道設計が可能であり、かつ本研究で提案しているSMART補正法が適用できることが確認された。

7. おわりに

本研究では、柔軟な機械構造物の2自由度サーボ系による位置決め制御問題を前提とした。そして、制振特性など、ある仕様のもとではオフラインで設計される目標軌道を採用することが有用である点、および任意の距離の位置決め問題に対応するための、オフライン設計軌道の一補正法を提案した。具体的には、SMART (Structural vibration Minimized AccelERation Trajectory)の考え方を採用し、オフライン設計軌道とSMART補正軌道を位置決め時間全体に渡って足しあわせることにより、任意の距離に対応する方法を提案した。そして、その有効性を数値計算ならびに実験により確認した。本補正法は、従来限られてきたサーボ系における目標軌道の選択の幅を拡げるものと期待できる。

最後に、富士通(株)原武生氏より、本研究に関連し、貴重な意見を戴いたことに謝意を表する。また、本研究は文部省科学研究費補助金(特別研究員奨励費, No. 5424)の援助を受けたことを付記し、感謝する。

文 献

- (1) 山田・中川, 計自論, **18-1** (1982), 84 - 91.
- (2) 工藤・ほか2名, 機論, **57-542, C** (1991), 3234 - 3239.
- (3) 原・吉田, 計自論, **31-8** (1995), 1136 - 1143.
- (4) Hara, S. and Yoshida, K., *Proc. ASME 1995 Design Eng. Tech. Conf.*, 3C (1995), 439 - 447.
- (5) 原・吉田, 計自論, **32-7** (1996), 985 - 992.
- (6) 原・吉田, 機論, **63-610, C** (1997), 1948 - 1955.
- (7) 原・吉田, 機論, **65-633, C** (1999), 1835 - 1840.
- (8) 平田・ほか3名, 計自論, **29-1** (1993), 71 - 77.
- (9) 平田・ほか2名, 電学論, **114-D-5** (1994), 512 - 519.
- (10) 畠・ほか2名, 機論, **61-584, C** (1995), 1366 - 1373.
- (11) 西村・ほか3名, 計自論, **32-7** (1996), 1027 - 1034.
- (12) 杉江, システム/制御/情報, **35-2** (1991), 80 - 87.
- (13) 石川・ほか2名, 機論, **62-597, C** (1996), 1848 - 1856.
- (14) 高倉, 電学論, **117-D-3** (1997), 348 - 355.
- (15) Yi, L. and Tomizuka, M., *IEEE/ASME Trans. Mechatro.*, **4-1**, (1999), 17 - 24.
- (16) 山口・平井, 計自論, **32-8** (1996), 1219 - 1225.
- (17) Tomizuka, M., *Trans. ASME, J. Dynamic Syst., Meas., Contr.*, **109-1** (1987), 65 - 68.
- (18) 山浦・小野, 機論, **59-559, C** (1993), 727 - 732.
- (19) 溝下・ほか2名, 機論, **910-17, C** (1991), 410 - 412.
- (20) Mizoshita, Y., et al., *IEEE Trans. Mag.*, **32-3 II** (1996), 1793 - 1798.
- (21) 千田, 電気学会産業計測制御研究会資料, **IIC-94-25** (1994), 31 - 40.
- (22) 吉田, ロボット学会誌, **13-8** (1995), 1062 - 1067.
- (23) 齊藤・ほか2名, 精工誌, **64-3** (1998), 368 - 371.
- (24) 中村・ほか2名, メカトロサーボ系制御—産業界における問題点とその理論的解決—, (1998), 15 - 18, 森北出版.
- (25) Hara, S., et al., *Proc. 1999 American Contr. Conf.*, **6** (1999), 4132 - 4136.
- (26) Fischer, M. and Tomizuka, M., *Proc. 4th Int. Work. Advan. Motion Contr.*, (1998), 494 - 499.
- (27) 矢野・寺嶋, 機論, **64-625, C** (1998), 3435 - 3442.
- (28) 宮崎・池田, 機論, **65-630, C** (1999), 478 - 484.
- (29) 山浦, 機械学会講習会教材, **95-66** (1995), 71 - 87.
- (30) 野波・西村, MATLABによる制御理論の基礎, (1998), 199 - 202, 東京電機大学出版局.
- (31) 原, SICE夏期セミナー'92 2テキスト, (1992), 59 - 60, 計測自動制御学会.
- (32) Glover, K. and Doyle, J. C., *Syst. Contr. Lett.*, **11-3** (1988), 162 - 172.
- (33) 山田・中川, 計自論, **18-11** (1982), 1059 - 1066.
- (34) 山浦・ほか2名, 機論, **58-549, C** (1992), 1399 - 1405.