

# ガントリー型精密位置決めステージにおける SRC を用いた 最適機構設計の提案

関優志\*, 藤本博志 (東京大学), 佐伯和明 (ニコン)

Proposal of Optimum Mechanical Design Using SRC Control for Gantry-type Precision Stage

Yushi Seki\*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo), Kazuaki Saiki (Nikon)

## Abstract

Gantry-type precision stages are generally designed so that its center of mass can be moved using motors. However, Gantry-type precision stages have some resonances on frequency response. These resonances are the pitching in the translation driving. In this paper, a two-mass four-degree-of-freedom (4-DOF) model is constructed for the stage. It proposes new design method of stage on the assumption that Self Resonance Control (SRC) is used. First resonance is applied SRC and second resonance is proposed to change parameter of the stage. Finally, simulations and experiments with an experimental precision stage are performed to show the advantages of the proposed optimization method.

キーワード：超精密位置決めステージ，フィードバック制御，回転運動，自己共振相殺制御  
(High-precision stage, Feedback Control, Pitching, Self Resonance Control)

## 1. はじめに

超精密位置決めステージは液晶パネルや半導体を製造するために、不可欠な産業機械である。近年、スループット向上を目指した高速高精度な位置決めと装置の大型化が要求されている。ステージ設計の常識としてステージ全体を一つの剛体として考え、リニアモータによる並進方向駆動点とステージ重心を一致させるように取り付けられている。しかし、大型化による重量の増加によって剛性が低下し、一つの剛体として成り立たなくなるため、複数の共振が周波数応答上に生じている。数十 Hz に生じる主な共振は並進移動の大きな加減速によるピッチングが原因であり、位置決め精度向上の問題となっている。

様々な分野において同時最適化の研究が進められており、対象物の機構に対する同時最適化<sup>(1)(2)</sup>や $H_\infty$ を用いた制御理論の構築<sup>(3)</sup>が挙げられる。著者らのグループでは、制御対象の同相化の検証<sup>(4)</sup>や駆動点やパラメータの変更により位相安定化を図り機構と制御の同時最適化による制御性能向上の有効性を示した<sup>(4)</sup>。一方で、複数のセンサを用いることで検出状態を増やし、設計自由度を増やすことで制御性能の向上を図る研究も行われている。著者らのグループでは複数のセンサを用いて、ノッチフィルタを含んだ制御器設計手法である自己共振相殺制御 (Self Resonance Cancellation: SRC)<sup>(5)</sup>を考案し、位置決め性能向上の有効性を示した。しかし、センサの数に制限がある場合、共振を相殺させる数が限られてしまうという欠点が存在する。そこで本稿では一次共振に対して SRC を適用させることを前提に、二次共振を相殺させる機構設計を提案し、位置決め精度向上の有効性について検証を行う。

## 2. モデル設計

ステージは、ステージ全体を 1 慣性系とみなしたときのステージ重心と並進方向駆動点を一致するように設計されている。しかし、実際のステージでは剛性の低下によって 2 慣性化するため、並進方向駆動点とステージ重心は一致しない。

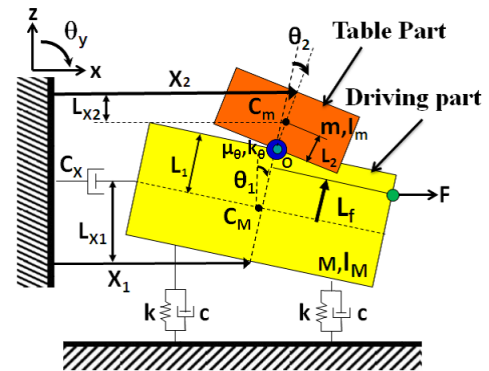


図 1 2 質点 4 自由度モデル

そのため、駆動点とキャリッジ重心間の距離を  $L_f$  (上向き正) と本稿では定義する。図 1 に示すように、上側の質量  $m$  にあたる部分をテーブル部、下側の質量  $M$  にあたる部分をキャリッジ部、テーブル部とキャリッジ部の接合点を  $O$  とする。静止時において並進方向  $x$  軸と垂直な方向に  $z$  軸を定義する。また、 $x$  方向の並進運動に対して、 $\theta$  方向の回転運動が質点ごとに生じるため、キャリッジ部の重心  $C_M$  と  $z$  軸との角度を  $\theta_1$ 、テーブル部の重心  $C_m$  と  $\theta_1$  軸との角度を  $\theta_2$  とする。回転運動はステージの上下に設置してある並進センサによって、並進方向の駆動部重心位置をセンサ測定位置  $X_1$ 、 $X_2$  から観測し、ピッチング角を算出している。露光装置の可動部を模擬した実験用精密位置決めステージ (実験用ナノステージ) をプラントとする各パラメータを表 1 に示した。まずは図 1 のモデルから伝達関数の導出を行う。

2・1 運動方程式 図 1 のモデルから、 $\cos \theta \approx 1$ 、 $\sin \theta \approx \theta$  として線形化を行うと、 $x$  に関する運動方程式は (1) 式となる。同様に  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  に関する運動方程式は (2) 式、(3) 式となる。

$$F = (M + m)\ddot{x} + c_x\dot{x} + m(L_1 + L_2)\ddot{\theta}_1 + mL_2\ddot{\theta}_2(1)$$

表 1 ガントリ型ステージ 2 質点 4 自由度パラメータ

Mass of table	m	7.7	kg
Mass of driving part	M	5.2	kg
Thrust viscous constant	$C_x$	4.8	N·s/m
Twist dumping constant of joint	$\mu_\theta$	0.15	N·m·s
Spring constant	k	5.7	N/ $\mu\text{m}$
Viscous constant	C	$7.5 \times 10^2$	N·s/ $\mu\text{m}$
Twist spring constant of joint	$k_\theta$	$1.0 \times 10^3$	N·m/rad
Inertia of table	$I_m$	$1.2 \times 10^{-2}$	kg·m <sup>2</sup>
Inertia of driving part	$I_M$	$6.0 \times 10^{-2}$	kg·m <sup>2</sup>
Distance from $C_M$ to joint	$L_1$	40	mm
Distance from $C_m$ to joint	$L_2$	61	mm
Distance from $C_m$ to $X_1$	$L_{x1}$	$1.1 \times 10^2$	mm
Distance from $C_M$ to $X_2$	$L_{x2}$	10	mm
Distance from $C_M$ to $F$	$L_f$	95	mm

$$F \cdot L_f = [I_M + I_m + m\{(L_1^2 + L_2^2) + 2L_1L_2\}]\ddot{\theta}_1 + (I_m + mL_2^2 + mL_1L_2)\ddot{\theta}_2 + m(L_1 + L_2)\ddot{x} + \{2kl^2 - m \cdot g(L_1 + L_2)\theta_1\} - m \cdot g \cdot L_2\theta_2 + 2cl^2\ddot{\theta}_1(2)$$

$$(I_m + mL_2^2 + mL_1L_2)\ddot{\theta}_1 + (I_m + mL_2^2)\ddot{\theta}_2 + mL_2\ddot{x} + \mu_\theta\dot{\theta}_2 - m \cdot g \cdot L_2\theta_1 + (k_\theta - m \cdot g \cdot L_2)\theta_2 = 0(3)$$

2.2 伝達関数 運動方程式をラプラス変換し, (7) 式の係数に置き換えると (4) 式 ~ (6) 式となる。

$$F(s) = (a_1s^2 + b_1s)X(s) + a_2s^2\theta_1(s) + a_3s^2\theta_2(s) \quad (4)$$

$$F(s) \cdot L_f = a_2s^2X(s) + (a_4s^2 + b_3s + c_1)\theta_1(s) + (a_5s^2 + c_2)\theta_2(s) \dots \dots \dots (5)$$

$$a_3s^2X(s) + (a_5s^2 + c_2)\theta_1(s) + (a_6s^2 + b_2s + c_3)\theta_2(s) = 0 \dots \dots \dots (6)$$

$$\begin{cases} a_1 = M + m \\ a_2 = m(L_1 + L_2) \\ a_3 = mL_2 \\ a_4 = I_M + I_m + m(L_1^2 + L_2^2 + 2L_1L_2) \\ a_5 = I_m + mL_2^2 + mL_1L_2 \\ a_6 = I_m + mL_2^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} b_1 = c_x & \begin{cases} c_1 = 2kl^2 - m \cdot g(L_1 + L_2) \\ c_2 = -m \cdot g \cdot L_2 \\ c_3 = k_\theta - m \cdot g \cdot L_2 \end{cases} \end{cases} \dots (7)$$

(4) 式 ~ (6) 式を連立して解き, (8) 式を用いることで (9) 式 ~ (11) 式の伝達関数が得られる。

$$D_e(s) = \{(a_1a_5 - a_2a_4)a_8 + (a_2a_6 - a_3a_5)a_7 - a_1a_6^2 + a_3a_4a_6\}s^6 + \{(a_1a_8 - a_3a_7)b_3 + (a_1a_5 - a_2a_4)b_2 + (a_5a_8 - a_6^2)b_1\}s^5 + \{(a_1a_5 - a_2a_4)c_3 + (a_2a_7 - 2a_1a_6 + a_5b_1b_2)\}s^4 + \{(a_1b_3 + a_3a_4)c_2 + (a_1a_8 - a_3a_7)c_1 + (a_1b_2 + a_8b_1)b_3 + a_5b_1c_3 - 2a_6b_1c_2 + (a_1b_2 + a_8b_1)c_1 + b_1b_2b_3\}s^3 + \{(a_1c_1 + b_1b_3)c_3 - a_1c_2^2 + b_1b_2c_1\}s^2 + (b_1c_1c_3 - b_1c_2^2)s \dots \dots \dots (8)$$

$$\frac{X(s)}{F(s)} = -\{[(a_2a_8 - a_3a_6)L_f - a_5a_8 + a_6^2]s^4 + (a_2b_2L_f$$

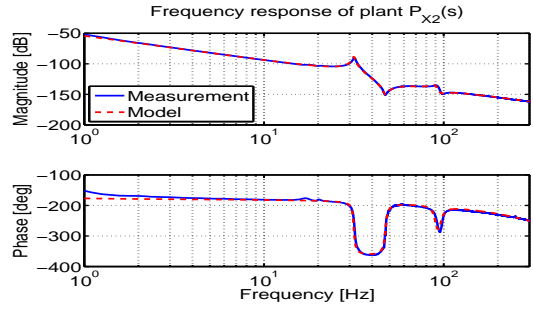


図 2 モデルフィッティング

$$-a_8b_3 - a_5b_2)s^3 + \{(a_2c_3 - a_3c_2)L_f - a_5c_3 + 2a_6c_2 - a_8c_1 - b_2b_3\}s^2 + (-b_3c_3 - b_2c_1)s + (c_2^2 - c_1c_3)]/D_e(s) \dots \dots (9)$$

$$\frac{\theta_1(s)}{F(s)} = \{[(a_1a_8 - a_3a_7)L_f - a_4a_8 + a_6a_7]s^3 + \{(a_1b_2 + a_8b_1)L_f - a_4b_2\}s^2 + \{(a_1c_3 + b_1b_2)L_f - a_4c_3 + a_7c_2\}s + b_1c_3L_f]/D_e(s) \dots \dots \dots (10)$$

$$\frac{\theta_2(s)}{F(s)} = \{[(a_2a_7 - a_1a_6)L_f - a_5a_7 + a_4a_6]s^3 - (a_6b_1L_f + a_7b_3)s^2 + (-a_1c_2L_f + a_4c_2 - a_7c_1)s - b_1c_2L_f]/D_e(s) \dots \dots \dots (11)$$

回転方向の伝達関数 (10) 式, (11) 式にセンサから各質点間の距離  $L_{x1}$ ,  $L_{x2}$  と質点からジョイント間の距離  $L_1$ ,  $L_2$  をかけることで, 制御対象の伝達関数 (12) 式, (13) 式を得る。

$$\frac{X_1}{F} = \frac{X}{F} + \frac{\theta_1}{F} \cdot L_{x1} \dots \dots \dots (12)$$

$$\frac{X_2}{F} = \frac{X}{F} + \frac{\theta_1}{F} \cdot L_1 + \frac{\theta_2}{F} \cdot (L_2 + L_{x2}) \dots \dots \dots (13)$$

### 3. 制御器設計

3.1 自己共振相殺制御 (SRC) 推力  $F$  を制御入力, テーブル位置  $X_2$  とキャリッジ位置  $X_1$  を出力とした 1 入力 2 出力系を用いる。ノミナルプラントは一次共振を考慮した (14) 式, (15) 式とした。また, 制御対象と制御器を (16) 式, (17) 式として定義する。

$$P_{X1}(s) = \frac{X_1}{F} = \frac{b_{12}s^2 + b_{11}s + b_{10}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \quad (14)$$

$$P_{X2}(s) = \frac{X_2}{F} = \frac{b_{22}s^2 + b_{21}s + b_{20}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \quad (15)$$

$$\begin{cases} a_4 = MmL_2^2 + MI_m + mI_m \\ a_3 = M\mu_\theta + m\mu_\theta + (mL_2^2 + I_m)C \\ a_2 = Mk_\theta + mk_\theta - MmgL_2 - m^2gL_2 + \mu_\theta C \\ a_1 = (k_\theta - mgL_2)C \\ b_{12} = mL_2^2 + I_m, \quad b_{22} = mL_2^2 + I_m - mL_2l \\ b_{11} = b_{21} = \mu_\theta, \quad b_{10} = b_{20} = k_\theta - mgL_2 \\ l = (L_{x1} + L_{x2} + L_1 + L_2) \end{cases}$$

$$P_{X2}(s) \simeq \frac{N_{p1}(s)}{D_p(s)D_r(s)}, \quad P_{X1}(s) \simeq \frac{N_{p2}(s)}{D_p(s)D_r(s)} \quad (16)$$

$$C_{X2}(s) = \frac{N_{c1}(s)}{D_c(s)}, \quad C_{X1}(s) = \frac{N_{c2}(s)}{D_c(s)} \quad (17)$$

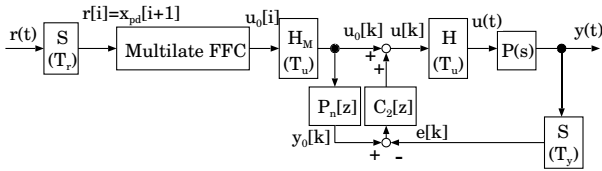


図3 Perfect Tracking Control system

$$\begin{cases} N_{p1}(s) = b_{22}s^2 + b_{21}s + b_{20} \\ N_{p2}(s) = b_{12}s^2 + b_{11}s + b_{10} \\ D_p(s) = s^2 + \frac{C_x}{M+m}s \\ D_r(s) = a_4s^2 + (a_3 - a_4 \frac{C_x}{M+m})s + a_1 \frac{M+m}{C_x} \end{cases} \quad (18)$$

(19) 式のように  $N_{c1}$ ,  $N_{c2}$  を設計すると、開ループ特性では (20) 式のように共振特性が極零相殺される。

$$\begin{aligned} N_{c1}(s)N_{p1}(s) + N_{c2}(s)N_{p2}(s) &= D_r(s)\alpha(s) \cdots (19) \\ \frac{N_{c1}(s)N_{p1}(s) + N_{c2}(s)N_{p2}(s)}{D_c(s)D_p(s)D_r(s)} &= \frac{\alpha(s)}{D_c(s)D_p(s)} \cdots (20) \end{aligned}$$

(18) 式から (19) 式を係数比較することで、 $N_{c1}$ ,  $N_{c2}$  は (21) 式となる。

$$\begin{aligned} N_{c1}(s) &= a\alpha(s), N_{c2}(s) = b\alpha(s) \cdots (21) \\ \begin{cases} a = \frac{mL_2}{l} \\ b = M + m - a \end{cases} \end{aligned}$$

本稿では SRC を用いて PID 極配置設計を行うため、 $D_c(s)$ ,  $\alpha(s)$  を (22) 式のように定義する。

$$\begin{cases} D_c(s) = s^2 + a_{c1}s \\ \alpha(s) = a_{\alpha 2}s^2 + a_{\alpha 1}s + a_{\alpha 0} \\ (D_c(s)D_p(s) + \alpha(s)) = (s + \omega_p)^4 \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} a_{c1} = 4\omega_p - \frac{C}{M+m}, a_{\alpha 2} = 6\omega_p^2 - \frac{C}{M+m}a_{c1}, \\ a_{\alpha 1} = 4\omega_p^3, a_{\alpha 0} = \omega_p^4 \end{cases}$$

以上より SRC によるフィードバック制御器  $C_{X1}$ ,  $C_{X2}$  を用いることで、一次共振を極零相殺させることができる。

**3.2 完全追従制御器設計 (PTC)** フィードフォワード制御器として PTC<sup>(7)</sup> を用いる。図3に示す PTC は制御対象の安定な逆システムを用いた 2 自由度制御系であり、 $n_p$  サンプル先の可制御準系の全状態変数  $x[k + n_p]$  を目標軌道とする。また、剛体モードと一次共振モードをもつ制御対象モデルに対して設計された制振 PTC を用いることで、一次共振を積極的に制御できる。

#### 4. 最適機構設計

**4.1 モード分解** 制御対象の伝達関数 (13) 式に、留数定理を用いた部分分数分解を行うことで (23) 式を得る。共振周波数が  $b'_0$  と  $c'_0$  の平方根と一致することから、2 慣性系の伝達関数において剛体部、一次共振部、二次共振部の三つのモードに分解することができる<sup>(4)</sup>。また、分子を A から F の定数にまとめ、共振のゲインに支配的なモード影響定数 ( $D$  および  $F$ ) を用いて機構の最適設計を提案する。

$$\frac{X_2(s)}{F(s)} = \frac{As + B}{s^2 + a'_0s} + \frac{Cs + D}{s^2 + b'_1s + b'_0} + \frac{Es + F}{s^2 + c'_1s + c'_0} \quad (23)$$

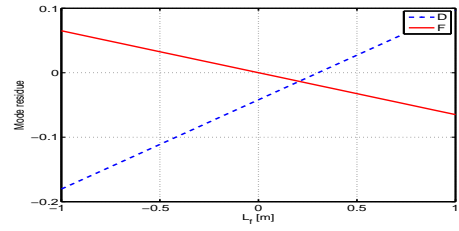


図4 モード影響定数

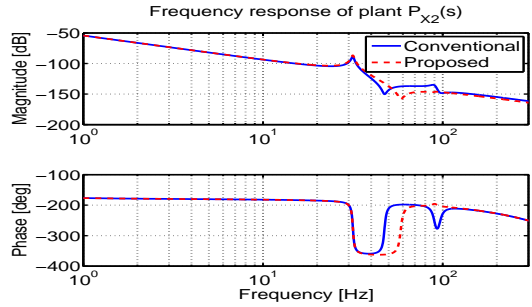


図5 従来法と提案法 プラント特性

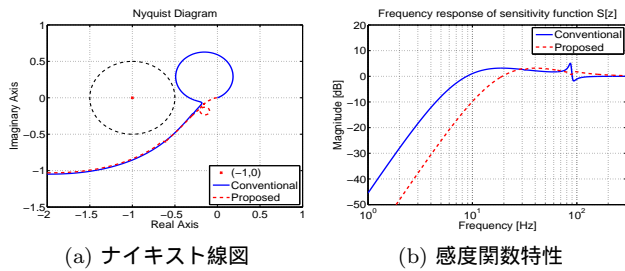
**4.2 2 質点系におけるモード影響定数の変化** モード影響定数は様々なパラメータの値に依存する。特に図4のように、駆動点とキャリッジ重心間の距離  $L_f$  によって、 $D$  および  $F$  の値は大きく変わる。本稿では SRC により一次共振が極零相殺されるため、二次共振のモード影響定数  $F$  に着目すると、 $L_f = 0$  の点でモード影響定数  $F = 0$  となることがわかる。

**4.3 提案設計** 表1に示す実験用ステージのパラメータを用いた従来法に対して、 $L_f = 0$  にパラメータを変更したモデルを提案法とする。提案法は、駆動点とキャリッジ重心が一致し、二次共振の要因となるキャリッジ部のピッチングを抑えた設計となる。図5において、従来法のプラントと提案法のプラントの周波数特性を比較している。従来法では 100 Hz 付近に二次共振が生じているが、提案法では二次共振がほとんど見えていないことが確認できる。以下では、SRC で設計した制御器を用いて従来法と提案法の制御性能の比較による検証を行う。

#### 5. シミュレーション

仕様条件を感度関数ピーク  $S_p$  が立ちあがらないように  $S_p \leq 2$  dB とする。目安として中心  $(-1, 0)$ 、半径 0.5 の円をナイキスト線図に記載している。仕様条件を満たしながら閉ループ極  $\omega_p$  を高帯域化することで最適制御器を設計し、位置決め精度向上を目指す。ただし、制御器は制御周期 0.2 ms で Tustin 変換を用いて離散化した離散時間制御器とした。

閉ループ極  $\omega_p$  を従来法では 9 Hz、提案法では 20 Hz とした時の各制御器のナイキスト線図と感度関数特性を図6に示した。図6(a)から、従来法のナイキストが仕様条件の円の近くを通るのに対して、提案法には位相余裕が十分にあることが分かる。また、図6(b)から、低域の感度関数ゲインが  $-40$  dB 程の大幅な減少が可能であり、外乱抑圧特性の向上も期待できる。図7(a)に示したように、従来法では  $x$  方向の位置決め誤差は  $\pm 40 \mu\text{m}$  程である。図7(b)に示したように、提案法では  $x$  方向の位置決め誤差が  $\pm 7.5 \mu\text{m}$  以内と



(a) ナイキスト線図 (b) 感度関数特性

図 6 従来法と提案法の比較

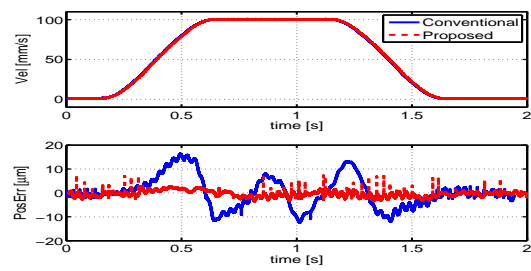
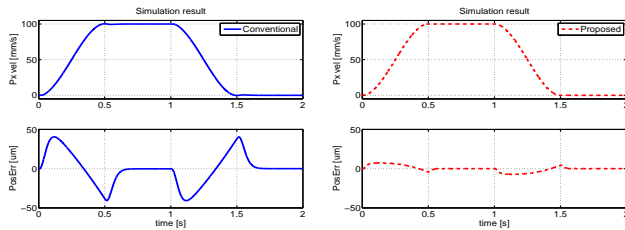


図 9 Experimental result



(a) 従来法 (b) 提案法

図 7 シミュレーション 時間応答

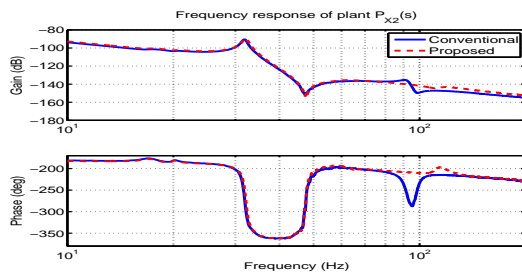


図 8 プラント周波数応答の比較

なり、従来法に対して  $\pm 30 \mu\text{m}$  以上の精度が向上する。したがって、パラメータを変更し、二次共振を小さくする提案法の優位性をシミュレーションで示すことが出来た。

## 6. 実験

シミュレーションによる結果を踏まえ、本研究室で所有する実験用ナノステージにより SRC を適用させた最適機構設計の検証を行なう。シミュレーションでは、二次共振を打ち消す新しい機構設計を提案したが、実験では新たな実験機を作成する前段階として、重心位置を変更し駆動点と重心間の距離  $L_f$  を変更することで二次共振のゲインを小さくする。図 8 に示すように、従来法に対して提案法の方が二次共振のゲインが小さくなることを確認できる。

シミュレーションと同様に SRC を用いたフィードバック制御器を設計し、従来法は閉ループ極  $\omega_p=13 \text{ Hz}$ 、提案法は閉ループ極  $\omega_p=16 \text{ Hz}$  の制御器を用いた。図 9 に示すように、従来法では  $x$  方向の位置決め誤差は  $3\sigma$  値において  $\pm 19.4 \mu\text{m}$  である。提案法では  $x$  方向の位置決め誤差が  $\pm 3.67 \mu\text{m}$  となり、 $\pm 15.7 \mu\text{m}$  の位置決め精度が向上している。以上より、一次共振に SRC を適用させ、二次共振は機構のパラメータを変更するという提案法により位置決め精度を向上させることを実証した。

## 7. まとめ

一次共振を相殺させる SRC を用いて、二次共振を生じさせない最適機構設計を提案した。モード影響定数を用いたパ

表 2 実験結果 位置決め誤差  $3\sigma$  値

	Conv.	Prop.
$3\sigma$	$19.4 \mu\text{m}$	$3.67 \mu\text{m}$

ラメータの変更により二次共振を小さくし、位置決め制度の向上について検証した。実験では現存する実機に対し、重心位置を変更することで二次共振の縮小による位置決め精度向上の有効性について実証した。

## 参考文献

- (1) A. Hara, K. Saiki, K. Sakata, and H. Fujimoto, "Basic Examination on Simultaneous Optimization of Mechanism and Control for High Precision Stage", IIC-07-127, pp. 65-70 (2007)
- (2) M. Hirata, R. Ota, and K. Nonami, "Position Sensorless Control of AMB Systems by using Simultaneous Optimum Design of Structure and Control System", Trans. JSME, 00-6, pp. 37-44 (2000)
- (3) K. Tsujioka, I. Kajiwara, and A. Nagamatsu, "Simultaneous Optimum Design of the Structure and  $H^\infty$  Control System", Trans. JSME, Vol. 61, No. 583, pp. 967-974 (1995)
- (4) Y. Seki, H. Fujimoto, A. Hara, T. Yamanaka, and K. Saiki, "Basic examination of simultaneous optimization of mechanical and control design for gantry-type precision stage modeled as two-mass 4-DOF system," in Proc. The 36rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1872-1877, 2010.
- (5) K. Sakata, H. Fujimoto, and K. Saiki, "Design of Feedback Control for Robustness of Resonance Mode using Multiple Sensors for High-Precision Gantry Stage" IIC-11-065, pp. 83-88 (2010).
- (6) T. Atsumi, T. Arisaka et al. "Vibration Servo Control Design for Mechanical Resonant Modes of a Hard-Disk-Drive Actuator" JSME International Journal Series C, Vol. 46, No. 3, pp. 819-827 (2003)
- (7) H. Fujimoto, Y. Hori, and A. Kawamura, "Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 3, pp. 636-644, 2001.