

ミラーのイナーシャに応じたガルバノスキャナの 高帯域フィードバック制御の基礎検討

浅野 弘一郎*, 白石 貴行, 藤本 博志, 堀 洋一 (東京大学)

Basic Consideration on High-bandwidth Feedback Control of Galvano Scanner for inertia of mirror
Asano Koichiro, Shiraishi Takayuki, Hujimoto Hiroshi, Hori Yoichi (The University of Tokyo)

Abstract

Galvano scanner can be modeled as 3-inertia system, encoder, moter and mirror. When the inertia of the mirror is changed, frequency characteristics of nominal plant is also changed. To extend the bandwidth of feedback, the feedback controller should be designed by considering the inertia of the mirror. Taking the mirror angle sensor into account, this paper considers the suited construct and design of feedback controller for different inertia of the mirror.

キーワード：ガルバノスキャナ, 高帯域化, 位相安定化, 3 慣性系
(galvano scanner, high-bandwidth, phase-stabilization, three-inertia system)

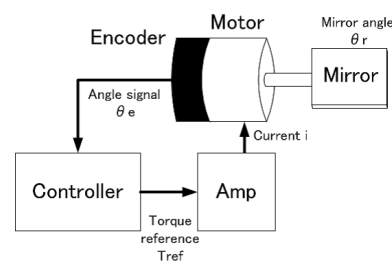
1. はじめに

近年, 各種情報機器をはじめとした電子機器の小型・高性能化はめざましく, その背景には電子部品の高密度実装技術の急速な進展がある。この高密度化にはレーザ加工によるプリント基板への小径口あけ加工の高速高精度化が必要とされており, レーザ加工の一つとしてガルバノスキャナが用いられる。

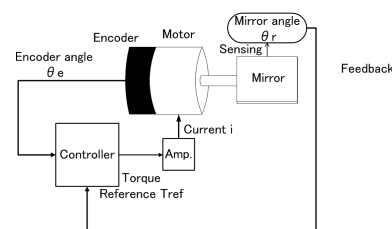
図 1 に, ガルバノスキャナを用いたレーザ加工の概観図を示す。レーザの出力光をモータに取付けたミラーで反射させる。このミラーを高速高精度に回転させることで, 反射光を所望の場所に照射し, レーザ加工や走査を行う。位置決め動作の高速高精度化は品質向上や製作時間の短縮につながる重要な課題である。制御工学の観点から, これを達成するためには, サーボ帯域の高帯域化が必要である。ガルバノスキャナは機構上, 高周波帯域に機械共振を含む。この共振が安定性を低下させ, 高帯域化には限界が生じる。

こうした, 高周波帯域に共振を含む制御対象に対して, 安定性を確保しつつ高帯域化する手法の一つに, 位相安定化がある⁽¹⁾。位相安定化とは, ナイキスト線図上で共振モー

ドをあらわすループを, 不安定点 $[-1, 0]$ から遠ざかるように制御系を設計し, 安定化させる手法である。位相安定化は, ノッチフィルタを用いるなどの, スモールゲイン定理に基づいた設計と比較して, 剛体モードの位相余裕を損なわないため, 高帯域化が可能となる。位相安定化設計による制御系は, 共振周波数でのベクトル軌跡がナイキスト右半面を通過する限り安定性を保証できるため, 共振周波数の変動およびゲイン変動に対するロバスト性は高い。



(a) セミクローズド制御



(b) フルクローズド制御

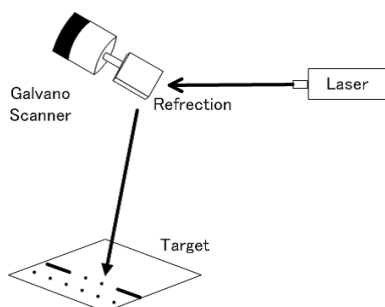
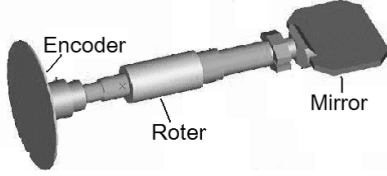
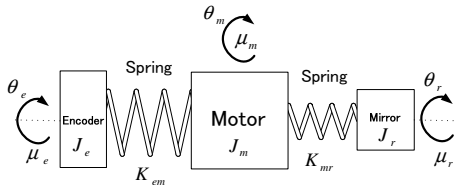


図 1 ガルバノスキャナのレーザマーキング
Fig. 1. Laser marking of Galvano scanner

図 2 制御構成例
Fig. 2. One construction of feedback controller



(a) ガルバノスキャナの構成図



(b) 3 慣性系モデル

図 5 ガルバノスキャナのモデル

Fig. 5. Model for Galvano scanner

図 2 に、ガルバノスキャナの一般的な制御構成例を示す。2(a) は、エンコーダからエンコーダ角をフィードバックし、制御をかけるものである。これは本来位置決め制御すべき対象がミラー角であることから、制御対象を間接的に制御するセミクローズド制御であるといえる。これに対し、図 2(b) に示すような、実際の制御対象をセンシングするフィードバック制御をフルクローズド制御という。

本稿では、ミラー角を検出し、制御するフルクローズド制御系を視野に入れ、制御対象が短いむだ時間を有する場合には、用途によって決まるミラーのイナーシャに応じて、位相安定化⁽¹⁾の観点から高帯域化できるフィードバックがセミクローズドなのかフルクローズドなのか判別できることを明らかにした。また制御対象が長いむだ時間を有する場合には、ナイキスト線図を見ながら適宜位相安定化設計を行う必要があることを示した。特に、ミラー角のフィードバック制御がエンコーダ角のフィードバック制御よりも高帯域化可能である場合は、外乱抑圧特性に加えて最終位置決め精度の向上も図ることができる。

2. 3 慣性系による制御対象のモデル化

図 5(a) のガルバノスキャナの構成図から図 5(b) の 3 慣性系モデルでモデル化することは適当であると考えられる。

J_e , J_m , J_r はそれぞれエンコーダ、モータ、ミラーのイナーシャ、 μ_e , μ_m , μ_r はエンコーダ、モータ、ミラーの粘性係数、 K_{em} , K_{mr} はエンコーダ-モータ間、モータ-ミラー間のばね定数、 θ_e , θ_m , θ_r はエンコーダ、モータ、ミラーの回転角、 τ はモータトルクである。

ガルバノスキャナの運動方程式は、

$$J\ddot{\theta} + \mu\dot{\theta} + K\theta = T \quad (1)$$

とあらわされる。ただし、

$$J = \begin{bmatrix} J_e & 0 & 0 \\ 0 & J_m & 0 \\ 0 & 0 & J_r \end{bmatrix}, \mu = \begin{bmatrix} \mu_e & 0 & 0 \\ 0 & \mu_m & 0 \\ 0 & 0 & \mu_r \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} K_{em} & -K_{em} & 0 \\ -K_{em} & K_{em} + K_{mr} & -K_{mr} \\ 0 & -K_{mr} & K_{mr} \end{bmatrix}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_e \\ \theta_m \\ \theta_r \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} 0 \\ \tau \\ 0 \end{bmatrix}$$

である。これより、運動方程式 (1) から導かれる、トルク τ からエンコーダ角 θ_e 、ミラー角 θ_r までの伝達関数 G_{e0} , G_{r0} は、トルク定数を C_t とおくと、次式となる。

$$G_{e0}(s) = \frac{C_t(K_{em}J_r s^2 + K_{em}\mu_r s + K_{em}K_{mr})}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s} \quad (2)$$

$$G_{r0}(s) = \frac{C_t(K_{mr}J_e s^2 + K_{mr}\mu_e s + K_{em}K_{mr})}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s} \quad (3)$$

ただし、

$$a_6 = J_e J_m J_r,$$

$$a_5 = J_e J_m \mu_r + J_m J_r \mu_e + J_r J_e \mu_m,$$

$$a_4 = (J_e \mu_m \mu_r + J_m \mu_e \mu_r + J_r \mu_e \mu_m) + (J_e J_m K_{mr} + J_m J_r K_{em} + J_e J_r (K_{em} + K_{mr})),$$

$$a_3 = (K_{em} (J_e + J_m) + K_{mr} J_e) \mu_r + (J_e K_{mr} + K_{em} J_r) \mu_m + (J_r K_{em} + J_r K_{mr} + K_{mr} J_m) \mu_e + \mu_e \mu_m \mu_r,$$

$$a_2 = K_{em} K_{mr} (J_e + J_m + J_r) + (\mu_e \mu_m K_{mr} + \mu_m \mu_r K_{em} + \mu_e \mu_r (K_{em} + K_{mr})),$$

$$a_1 = K_{em} K_{mr} (\mu_e + \mu_m + \mu_r).$$

図 3, 4 に、イナーシャの異なる 3 種類のミラーについて、トルク τ からエンコーダ角 θ_e までの実測した周波数特性、トルク τ からミラー角 θ_{mr} までの実測した周波数特性を示す。ミラーはイナーシャの小さいものから順に、小ミラー、中ミラー、大ミラーとする。中ミラーはちょうど一次共振と反共振が相殺している。図 3, 4 の小ミラーと大ミラーの周波数特性において、低周波数帯から順に、反共振が 1 つと共振が 2 つ見られることから、文献 (7) と同様に、エンコーダ、モータ、ミラーの 3 慣性によるモデル化として本稿でも扱う。

表 1 の物理パラメータを用いて、図 3, 4 のプラントの周波数特性にフィッティングさせた。ミラーのイナーシャ値は、大ミラーが $1.8 \times 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、中ミラーが $0.86 \times 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、小ミラーが $0.34 \times 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ となる。図 6~8 に、各ミラーを使用した場合の、 G_{e0} , G_{r0} のナイキスト線図を示す。

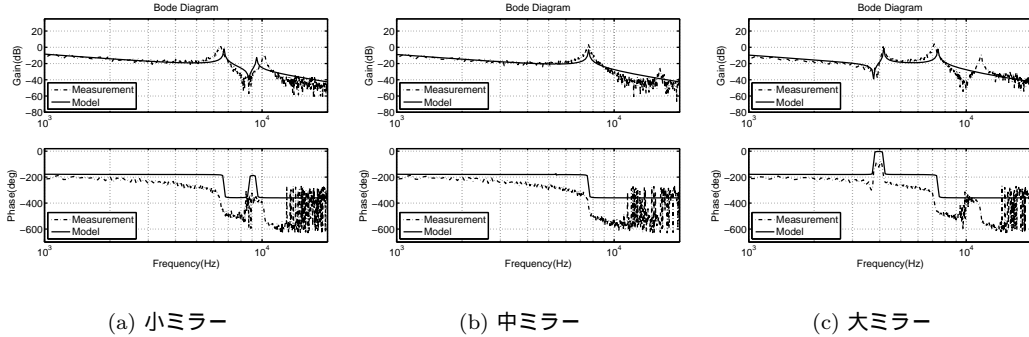


図 3 G_{e0} の周波数特性

Fig. 3. Frequency characteristic of G_{e0}

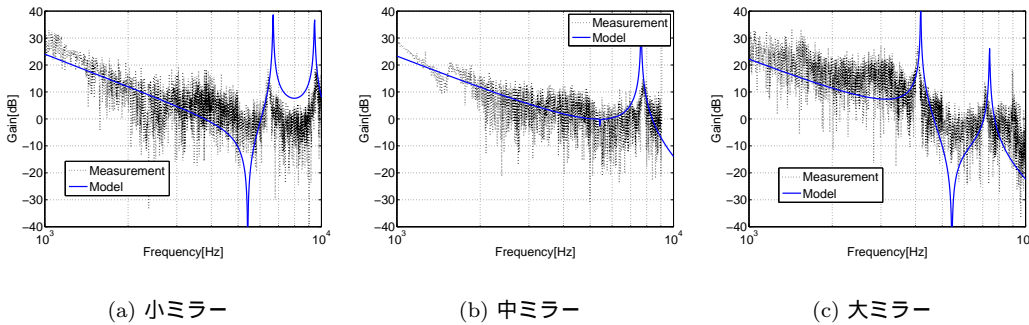


図 4 G_{r0} の周波数特性

Fig. 4. Frequency characteristic of G_{r0}

表 1 物理パラメータ

Table 1. Mechanical Parameters

J_e	1.8×10^{-7}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
J_m	3.0×10^{-7}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
μ_e	0.1×10^{-7}	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
μ_m	1.0×10^{-4}	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
μ_r	0.1×10^{-4}	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
K_{em}	2.2×10^2	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
K_{mr}	1.0×10^2	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}$
C_t	2.8	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$

3. むだ時間の大きさを考慮した位相安定化設計

プラントは、式 (1) から導いた伝達関数 G_{e0} , G_{r0} に、零次ホールドとむだ時間の位相遅れ特性を加えたものである。むだ時間 T_d を含んだ、トルクからエンコーダ角の伝達関数 G_e 、トルクからミラー角の伝達関数 G_{mr} を次式で定義する。ただし、零時ホールドの位相遅れも、等価むだ時間としてむだ時間に含めている。⁽¹⁾

$$G_e(s) = G_{e0}(s) \cdot e^{-T_d s} \dots \dots \dots (4)$$

$$G_{mr}(s) = G_{r0}(s) \cdot e^{-T_d s} \dots \dots \dots (5)$$

本章では、文献 (1) にあらわされている位相安定化の手法を用いて、プラントが小さなむだ時間を有する場合と大き

なむだ時間を有する場合の 2 通りについて、高帯域化のシミュレーションを行った。

3.1 プラントが小さいむだ時間を有する場合の位相安定化設計 むだ時間が短い系における位相安定化設計を行う。例として、むだ時間が $50 \mu\text{s}$ の場合は、系の持つ位相遅れ特性は、二次共振モードにおいても、たかだか 180 deg である。従って、文献 (1) にあらわされる通り、系の持つ位相遅れ特性のみによって、共振を位相安定化することが可能である。この場合の位相安定化の可否の分類は、式 (6) のように、プラント $P(s)$ を並列結合型で表現した場合の、モード影響定数 κ_i に依存する。

$$P(s) = K_p \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 ω_{ni} は各モードの固有振動数 [rad/s]、 ζ_i は各モードの減衰定数をそれぞれ表す。モード影響定数 κ_i が正の場合は、ナイキスト線図上において、機構から導かれる伝達関数のもつ共振ループは虚軸上を - に向かう円軌道となり、負の場合は、共振ループは虚軸上を + 方向に回る共振ループとなる。前者は、零次ホールドとむだ時間による位相遅れ特性により、位相が時計回りに回転するため、共振モードが不安定点 $[-1, 0]$ に向かって円軌道を描く不安定な特性となっており、位相安定化は困難である。一方、後者は零

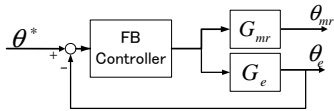


図 9 セミクローズド制御
Fig. 9. semi-closed control

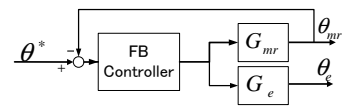
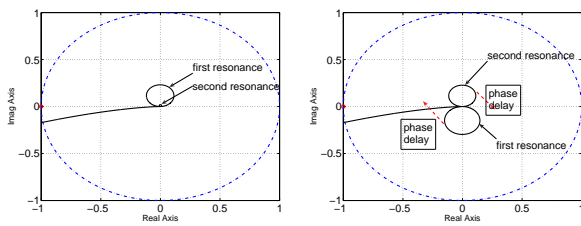


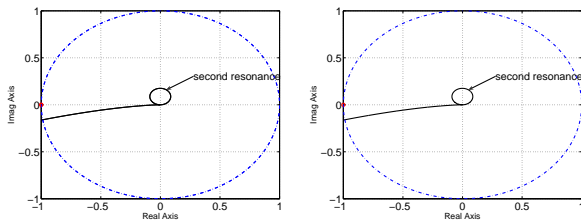
図 10 フルクローズド制御
Fig. 10. full-closed control



(a) G_{e0} (b) G_{r0}

図 6 小ミラー, ナイキスト線図

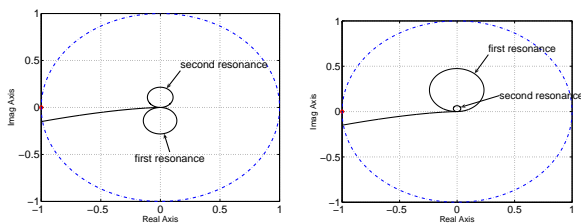
Fig. 6. Small mirror, nyquist



(a) G_{e0} (b) G_{r0}

図 7 中ミラー, ナイキスト線図

Fig. 7. Middle mirror, nyquist



(a) G_{e0} (b) G_{r0}

図 8 大ミラー, ナイキスト線図

Fig. 8. Big mirror, nyquist

次ホールドとむだ時間の位相遅れ特性により、共振モードの円軌道が $[-1, 0]$ から遠ざかるものとなっており、位相安定化可能である⁽¹⁾。一例として、小ミラーを用いた場合に、プラント $G_{mr}(s)$ に対して、フィードバック制御を行うことを考える。図 6(b) に示されるとおり、位相遅れ特性により、プラントはナイキスト線図上で、時計回りに回転する。この場合は、一次共振モードが点 $[-1, 0]$ に近づく不安定な

表 2 むだ時間 $50 \mu s$ 時のエンコーダ角フィードバック
Table 2. Encoder angle feedback-control at $50 \mu s$ delay

	小ミラー	中ミラー	大ミラー
一次共振モード	可能	反共振と相殺	不可能
二次共振モード	可能	可能	可能
達成帯域 [Hz]	660	600	350

表 3 むだ時間 $50 \mu s$ 時のミラー角フィードバック
Table 3. Mirror angle feedback-control at $50 \mu s$ delay

	小ミラー	中ミラー	大ミラー
一次共振モード	不可能	反共振と相殺	可能
二次共振モード	可能	可能	可能
達成帯域 [Hz]	535	600	460

特性となり位相安定化が困難であること、二次共振モードが点 $[-1, 0]$ から遠ざかる安定な特性となり位相安定化が可能であることがわかる。

$G_e(s)$, $G_{mr}(s)$ に対して位置フィードバックコントローラを設計することは、セミクローズド制御 (図 9)、フルクローズド制御 (図 10) に相当する。図 6~8 を見ながら、表 2 に、ミラーの大きさによる、セミクローズド制御とフルクローズド制御を行った場合の、各共振モードの位相安定化の可否をまとめた。位相安定化可能な共振モードは、系のもつ零次ホールドとむだ時間による位相遅れ特性によって位相安定化する。位相安定化不可能な共振モードは、ノッチフィルタを用いて、ゲイン安定化する。閉ループ伝達関数 $G_{cl}(s)$ の高帯域化のために、それぞれのプラントの剛体モード $P_n(s)$ に対して、PID コントローラ $C_{pid}(s)$ を、閉ループの極を重根配置することで設計する。また、満たすべき設計仕様を、下記の通り定めた。

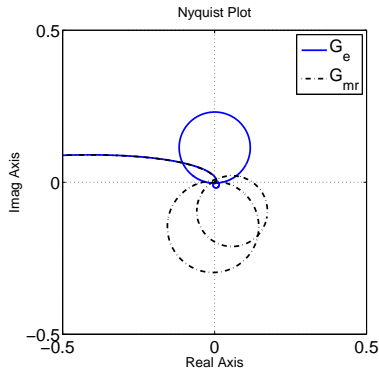
- 位相余裕が 30 deg 以上

本稿では、閉ループ伝達関数 $G_{cl}(s)$ の重根 ω_{cl} の値を、設計仕様を満たす範囲で大きくする。

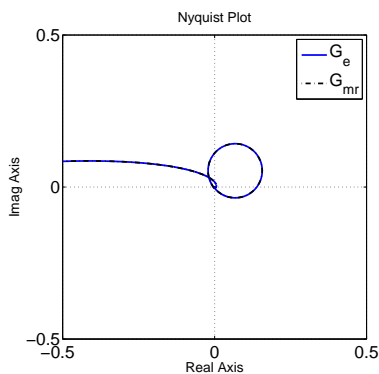
$$G_{cl}(s) = \frac{P_n(s)C_{pid}(s)}{1 + P_n(s)C_{pid}(s)} = \frac{N(s)}{(s + \omega_{cl})^4} \dots \dots \dots (7)$$

ただし、 $N(s)$ は $G_{cl}(s)$ の分子多項式である。表 2, 3 に達成帯域を記した。大ミラーを用いる場合には、ミラー角をフィードバック制御した方が、エンコーダ角をフィードバック制御するのと比較して、同じ位相余裕を確保しながらも、高帯域化可能である。

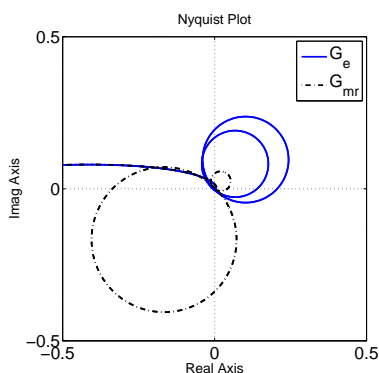
3.2 プラントが大きいむだ時間を有する場合の位相安定化設計 むだ時間 $150 \mu s$ を有するプラントに対し、位相安定化設計を行う。図 11 に、むだ時間を含む、各ミラー使用時のプラントのナイキスト線図を示す。図 6~8 と



(a) 小ミラー



(b) 中ミラー



(c) 大ミラー

図 11 むだ時間 $150\mu s$ を持つプラント
Fig. 11. Plant at $150\mu s$ delay

図 11 を比較すると、零次ホールドとむだ時間の位相遅れ特性により、位相が 180 deg 以上遅れている共振モードがある。この場合、モード影響定数 κ_i が負となる共振モードが、必ずしも位相安定化可能であるとはいえない。また、図 11(a) の $G_{mr}(s)$ のように、共振ループがナイキスト平

面上で左半面に大きく出ている部分を持つ場合には、系の持つ位相遅れ特性だけでは、位相安定化できない。このような共振モードに対して、文献(8)では、位相安定化するには位相が遅れすぎている共振モードに対して、位相進み補償器をあてることで位相安定化する制御法が提案されている。

本稿では、位相安定化設計するにあたり、上記手法を用いて、次の通りフィードバック制御器を設計した。

- (1) 共振部分を位相安定化するためのフィルタ設計
まず、プラントに存在する共振モードを位相安定化するために、位相を安定化するためのフィルタを設計する。位相安定化が不可能である共振モードについては、ノッチフィルタを用いて、ゲイン安定化を行った。図 11 をみながら、表 4, 5 にそれぞれのミラーを使用した場合について、各共振モードを安定化するための方法をまとめた。また、位相安定化 (Phase-Stabilization) に基づく方法には (PS)、ゲイン安定化 (Gain-Stabilization) に基づく方法には (GS) の記号をそれぞれ付した。

- (2) 閉ループ系を高帯域化するための制御器設計
プラントの剛体モードに対し、PID 制御器を、閉ループの極配置設計を行うことで設計し、高帯域化を行う。PID 制御器は、高周波数領域の位相変化はわずかであるため、手順 (1) で位相安定化した共振はナイキスト平面上で右半面からほとんど出ないままと

なる。手順 (1), (2) で、大・中・小それぞれのミラーを使用した場合の、 $G_e(s)$, $G_{mr}(s)$ に対して、位相安定化設計を行った。表 4, 5 に、位相余裕が 30 deg 以上を満たす範囲内で達成した、帯域を示す。小ミラーを用いる場合には、エンコーダ角よりも、ミラー角をフィードバック制御したほうが、高帯域化可能であるといえる。図 12 に、感度関数を示す。低周波領域における感度関数が 3 dB 程度抑えられており、外乱抑圧特性の向上がみられる。以上より、プラントがむだ時間を $150\mu s$ 有する場合に、例えば小ミラーを用いるとすれば、外乱抑圧性能・高速位置決め観点から、エンコーダ角ではなく、ミラー角をフィードバック制御する位相安定化設計が適しているといえる。また、実際のプラントである、ミラー角を検出するフルクロード制御は、エンコーダ角をフィードバック制御する場合に比べて、最終的な位置決め精度の向上というメリットがある。

4. 実験

大ミラーのトルクからミラー角までを、位相安定化する実験を行う。ミラー角を検出するセンサとしてレーザーと PSD (Position Sensing Diode) を用いた。プラントは大ミラー使用時のトルクからミラー角までとする。むだ時間は長い。剛体モードに対して PID 制御器を設計し、 180 Hz まで高帯域化した。また、位相安定化のため、高周波帯域に位相進み補償器を挿入した。図 13 に位相進み補償器が入った場合及び入っていない場合のボデ線図を示す。位

表 4 むだ時間 150 μ s 時のエンコーダ角フィードバック

Table 4. Encoder angle feedback-control at 150 μ s delay

G_e	小ミラー	中ミラー	大ミラー
一次共振	ノッチフィルタ (GS)	反共振と相殺	フィルタ不使用 (PS)
二次共振	位相進み補償 (PS)	フィルタ不使用 (PS)	フィルタ不使用 (PS)
達成帯域 [Hz]	280	240	240

表 5 むだ時間 150 μ s 時のミラー角フィードバック

Table 5. Mirror angle feedback-control at 150 μ s delay

G_{mr}	小ミラー	中ミラー	大ミラー
一次共振	位相進み補償器 (PS)	反共振と相殺	ノッチフィルタ (GS)
二次共振	位相進み補償器 (PS)	フィルタ不使用 (PS)	フィルタ不使用 (PS)
達成帯域 [Hz]	310	240	210

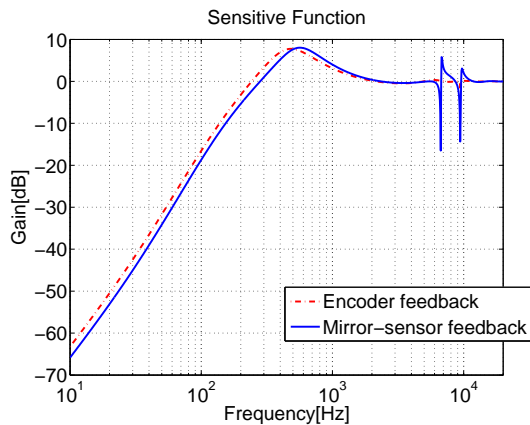


図 12 小ミラー, むだ時間 150 μ s
Fig. 12. Small mirror, 150 μ s delay

相進み補償器により共振が位相安定化されていることがわかる。

5. 結 言

本稿では, むだ時間が長い系においては, 位相安定化の可否はモード影響定数の正負にのみ依存するわけではなく, ナイキスト線図を見ながら適宜位相安定化の為にフィルタを設計する必要があることを示した。また, むだ時間の大小とミラーのイナーシャによっては, エンコーダ角を検出するよりも, ミラー角を検出し, 位置 FB をかけた方が, 同じ位相余裕を持ちつつも, 高帯域化を果たせる場合が存在することが示された。この場合は, フルクローズド制御となっており, 本来制御すべき対象をフィードバックするため, エンコーダ角をフィードバックする場合と比較して, 最終的な位置決め精度の向上が可能といえる。

参考文献

- (1) 山口高司, 平田光男, 藤本博志:「ナノスケールサーボ高速・高精度に位置を決める技術」, 東京電機大学出版局, pp.103-115(2007)
- (2) 廣瀬徳晃, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武:「繰り返し位置決め制御時の初期値補償による残留振動抑制」, 電学論 D, Vol.125, No.1, pp.76-83(2005)

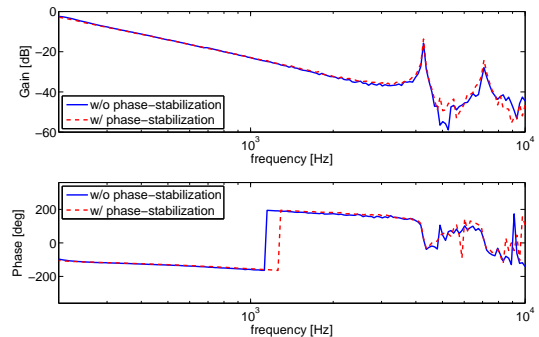


図 13 オープンループのボーデ線図

Fig. 13. Bode of open loop

- (3) 平田光男, 城所隆弘, 上田伸治:「終端状態制御によるガルバノスキャナのナノスケールサーボ制御」, 電学論 D, Vol.129, No.9, pp938-944(2009)
- (4) 上田伸治, 平田光男:「ミラーの応答を考慮したガルバノスキャナの位置決め制御」, 産業計測制御研究会, IIC-11, pp.156-171(2011)
- (5) 黒木幸恵, 上田伸治, 平田光男:「ミラー特性を考慮したガルバノスキャナの高速度高精度軌跡制御」, 産業計測制御研究, IIC-11, pp.156-171(2011)
- (6) 関健太, 神波弘樹, 岩崎誠, 平井洋武:「圧電素子を用いたセルフセンシングアクチュエーションによるガルバノミラーの制振制御」, 産業計測制御研究, 電学論 D, Vol.131, No.3, pp938-944(2009)
- (7) 関健太, 松浦紘明, 岩崎誠, 平井洋武:「制御性を考慮した位置決め機構設計と性能評価」, 産業計測制御研究会, IIC-10-166, pp.37-42(2010)
- (8) 中邨 勉:「柔軟構造を有する人工衛星の高速姿勢変更のための制御手法」, 東京大学工学部電子工学科, 修士論文(2008)