荷重制御装置に対する共振周波数変動を考慮した
2 段アクチュエータのロバスト制御系設計篠原 悠作^{*1}, 関 健太^{*1}, 岩崎 誠^{*2}
珍田 寛^{*3}, 高橋 昌樹^{*4}Robust controller design for dual-stage actuator against resonant frequency variations
in load devicesYusaku SHINOHARA^{*1}, Kenta SEKI^{*1}, Makoto IWASAKI^{*2},
Hiroshi CHINDA^{*3} and Masaki TAKAHASHI^{*4}^{*1,*2} Department of Computer Science and Engineering, Nagoya Institute of Technology
Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, Aichi 466-8555, Japan^{*3,*4} Technology Management Department, FUJIKURA RUBBER LTD.
6-12-8 Ueno, Iwatsuki-ku, Saitama-shi, Saitama 339-8510, Japan

Received 29 June 2014

Abstract

This paper presents a controller design approach for load devices to provide robust properties against variations in resonant frequencies and disturbance forces in the mechanism. In the device, a pneumatic actuator and a voice coil motor are combined as a dual-stage to expand the servo bandwidth of the load control. The control performance, however, is deteriorated by disturbances due to the interference force between the actuators as well as the frequency variation in the mechanical resonance. In this research, therefore, a robust controller is designed by PQ method and H_∞ control framework against the disturbances of the dual-stage actuator. Effectiveness of the proposed approach has been verified by frequency analyses and experiments using an actual load device.

Key words : Servo mechanism, Controller, Dual-stage actuator, Pneumatic actuator, Voice coil motor, Frequency variation, Robustness

1. ま え が き

被加工物の研削や研磨を行う加工装置には、生産性や加工品質の向上の観点から高精度加工の進展が常に望まれている。研削・研磨装置は金属材料の表面加工やバリ取りなどの仕上げ加工に使用されるだけでなく、液晶ディスプレイに使用されるガラス材、光学デバイスやファインセラミック、半導体デバイスのシリコンウエハの加工など、その利用用途は多岐にわたる(白石他, 2008)(宇根他, 2002)。中でも、炭化ケイ素やダイヤモンドなどの研磨材を利用した研磨装置では、研磨材を被加工物に押し当てることで加工を行うが、被加工物に対する高精度加工を実現するためには目標荷重への高速応答性や高精度荷重制御が要求される。

本研究で対象とする荷重制御装置では、持続的に荷重を保持することに適した空気圧アクチュエータを主駆動源として利用するが、高精度荷重制御の実現を目的に、応答性の高いボイスコイルモータ(以下、VCM)を併用した2段アクチュエーションを採用し、広い周波数範囲で高精度な荷重制御を達成する。その場合、2つの異なる

No. 14-00351 [DOI: 10.1299/transjsme.14-00351], J-STAGE Advance Publication date : 27 March, 2015

^{*1} 正員, 名古屋工業大学大学院情報工学専攻 (〒466-8555 愛知県名古屋市昭和区御器所町)^{*2} 名古屋工業大学大学院情報工学専攻^{*3} 藤倉ゴム工業(株) 技術統括部 (〒339-8510 埼玉県さいたま市岩槻区上野 6-12-8)^{*4} 正員, 藤倉ゴム工業(株) 技術統括部

E-mail of corresponding author: shinohara.yusaku@nitech.ac.jp

Fig. 1 Schematic configuration of force control system.

アクチュエータの併用は動作干渉を引き起こして制御精度を劣化させる場合がある(原, 2002). そこで, 筆者らは既に2段アクチュエータに対する干渉抑制を考慮した制御系設計手法としてPQ法(Steven, et al., 2001)を荷重制御装置に適用し, アクチュエータ間の動作干渉を抑制しながらサーボ帯域の広帯域化を実現した(篠原他, 2011). その結果, 例えば被加工物の凹凸に起因した突発的な外乱の影響を抑制し, 高精度な荷重制御が可能となった. しかし, 本制御対象に内在する共振モードは空気の圧縮性に起因したばね力により発生するため, 設置環境や動作条件の変化により周波数変動が生じる. 従来の制御系では, 共振モードに対してノッチフィルタを適用して共振周波数のゲイン低減を図ったが, 周波数変動に対して制御系の不安定化, あるいは制御精度の劣化が生ずる場合も想定される. したがって, 共振周波数が変動した場合においても制御系が安定であり, かつ制御精度の劣化を抑制するロバスト性能を担保することが必要となる.

以上の背景の下, 本研究では, H_∞ 制御系設計(美多, 1994)の枠組みで, 共振周波数変動に対するロバスト性を陽に考慮した制御系設計を行う. H_∞ 制御による2段アクチュエーションに対する補償器の設計法(Massimiliano, et al., 2003)は既に提案されているが, 本制御対象は応答性が大きく異なるアクチュエータを併用しているため, H_∞ 制御のみではアクチュエータ間の干渉抑制を考慮することが困難である. そこで, 従来手法であるPQ法により干渉抑制が考慮された拡大制御対象を構築し, それに対して共振周波数変動に対するロバスト性を考慮した重み関数を設定し, 拡大系に対するロバスト補償器の設計を試みる. 提案制御系は実際の荷重制御装置を用いた実験により検証され, 産業応用上の有用性が示される.

2. 供試荷重制御装置の概要とモデル化

2.1 システム構成

図1に, 本研究の制御対象である空気圧アクチュエータとVCMを併用した, 2段アクチュエータによる荷重制御装置のシステム構成を示す. 制御システムは, 補償器演算を行うDSP(Digital Signal Processor), 空気圧アクチュエータ, サーボバルブ, VCM, 荷重値を検出するロードセルから構成される. なお, 空気圧シリンダの上部は外部装置側に固定されている. 図中, r は目標荷重値, u_a はサーボバルブへの制御入力, u_v はVCMへの制御入力, f はロードセルで検出される荷重値を示す. 荷重値 f はAD変換器を介してDSP内に取り込まれ, 空気圧アクチュエータとVCMに対して設計された補償器により各制御入力が計算される. 各制御入力はDA変換されたアナログ信号 u_a および u_v であり, それらは各サーボアンプを介してサーボバルブ及びVCMへ入力される. サーボバルブは制御入力に応じてバルブの開閉を行い, 空気圧シリンダ内の圧力を変化させることで荷重値を制御す

Fig. 2 Frequency characteristics of pneumatic actuator.

Fig. 3 Frequency characteristics of VCM.

Table 1 Parameters of plant models.

K_a	ω_{a1} [rad/s]	ζ_a	ω_{a2} [rad/s]	L_a [ms]
5.2	$2\pi \cdot 4.2$	0.035	$2\pi \cdot 226$	2.8
K_v	ζ_v	ω_v [rad/s]	L_v [ms]	-
0.098	0.035	$2\pi \cdot 226$	0.7	-

る。一方、VCMは制御入力に応じた電磁力を発生させることで、荷重値を制御する。

2.2 制御対象の周波数特性とモデル化

各アクチュエータの周波数特性を測定し、その測定結果を基に数学モデルを構築する。図2に u_a から f までの空気圧アクチュエータの周波数特性を、図3に u_v から f までのVCMの周波数特性をそれぞれ実線で示す。図2および3より、先行研究(篠原他, 2011)において既に構築した数学モデルを適用し、パラメータを同定する。空気圧アクチュエータの数学モデル P_a およびVCMの数学モデル P_v を次式に示す。

$$P_a(s) = \frac{f}{u_a} = \frac{K_a}{s + \omega_{a1}} \cdot \frac{\omega_{a2}^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_{a2}s + \omega_{a2}^2} \cdot e^{-L_a s} \quad (1)$$

$$P_v(s) = \frac{f}{u_v} = \frac{K_v}{s^2 + 2\zeta_v \omega_v s + \omega_v^2} \cdot e^{-L_v s} \quad (2)$$

ここで、 K_a 、 K_v はゲイン、 ω_{a1} は折点角周波数、 ω_{a2} 、 ω_v は共振角周波数、 ζ_a 、 ζ_v は減衰係数、 L_a 、 L_v はむだ時間、 s はラプラス演算子である。同定したモデルのパラメータを表1に、同定した数学モデルの特性を図2および図3の破線でそれぞれ示す。図2および図3より、構築した数学モデルは実測結果とよく一致している。

3. 従来制御系の構成と課題

3.1 従来制御系の基本構成

図4は、従来制御系であるPQ法を用いた2段アクチュエータ制御系のブロック線図である。図中、 C_1 はVCMに対する補償器、 C_2 は空気圧アクチュエータに対する補償器、 C_0 は拡大制御対象 $G_0(=C_1 P_v + C_2 P_a)$ に対する補償器であり、 d は被加工物からの外乱を示す。PQ法は、2つのアクチュエータを併用した装置に対して、干渉抑制を考慮する際に設計の見通しが良く、アクチュエータ相互の出力関係を決める動作分離周波数を任意に決定できる利点を持つ。本制御対象では、設計指針として、動作分離周波数を10 Hz、動作分離周波数におけるアクチュエータ間の位相差120 deg以内を与える。 C_1 は、制御入力の飽和を回避するためハイパスフィルタを適用する。一

Fig. 4 Block diagram of parallel control system using PQ method.

Table 2 Parameters of conventional controller.

ω_{hp} [rad/s]	K_{le}	ω_{le} [rad/s]	α	ζ_{n1}
$2\pi \cdot 5$	0.032	$2\pi \cdot 10$	0.3	0.032
ζ_{n2}	ω_n [rad/s]	K_p	K_i	-
0.98	$2\pi \cdot 200$	140	20000	-

Fig. 5 Open-loop characteristics of each actuator system.

Fig. 6 Servo characteristics of force control system using PQ method.

方, C_2 は, アクチュエータ間の位相差を小さくするため, 位相進み補償器を適用する. C_1 および C_2 の伝達関数は, それぞれ次式で表現される.

$$C_1(s) = \frac{s}{s + \omega_{hp}} \quad (3)$$

$$C_2(s) = K_{le} \cdot \frac{s + \omega_{le}}{\alpha s + \omega_{le}} \quad (4)$$

ここで, ω_{hp} はハイパスフィルタの折点角周波数, K_{le} , ω_{le} , α は位相進み補償器のゲイン, 角周波数, 周波数変動比係数である. 一方, C_0 は, 共振モードのゲインを低減させるノッチフィルタと, 制御系の安定性確保とサーボ帯域拡大を考慮した PI 補償器を適用する. C_0 の伝達関数を次式に示す.

$$C_0(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (5)$$

ここで, ζ_{n1} , ζ_{n2} , ω_n はノッチフィルタの減衰係数と角周波数, K_p , K_i は PI 補償器の比例ゲインと積分ゲインである. 表 2 に設計パラメータを, 図 5 に各アクチュエータの開ループ特性を示す. 図中, 実線は VCM の開ループ

Fig. 7 Sensitivity gains of force control system using PQ method.

Fig. 8 Experimental load waveforms for step disturbance.

Fig. 9 Frequency characteristics of pneumatic actuator.

Fig. 10 Sensitivity gains of force control system using PQ method with and without frequency variation.

特性 C_1P_v , 破線は空気圧アクチュエータの開ループ特性 C_2P_a , 垂直点線は動作分離周波数 (10 Hz) である。さらに, 図 6 に設計した 2 段アクチュエータ制御系の目標値追従特性 (f/r) を, 図 7 に感度ゲイン特性 (f/d) を, 図 8 に一定荷重 (10 N) の状態から $d = -0.5$ N のステップ外乱を印加したときの荷重値時間応答波形をそれぞれ示す。各図中, 実線は PQ 法を用いずに設計した制御系の特性, 破線は PQ 法を用いて設計した制御系の特性である。図 5 より, PQ 法を用いることで設計指針である動作分離周波数 10 Hz, その周波数における位相差を 120 deg 以内を実現している。その結果, 図 6 より, 動作分離周波数 (10 Hz) 近傍の干渉によるゲイン低下を改善しながら, サーボ帯域の拡大が実現できている。さらに, 図 7 および 8 に示すように低周波数領域の特性が改善され, ステップ外乱に対する収束性能が大幅に改善できている。

3.2 共振周波数変動の影響

PQ 法を適用することにより, アクチュエータ間の干渉抑制を考慮した制御系を構築した。しかし, 共振モードの補償は, 式 (5) に示すとおりノッチフィルタによるゲイン補償を行っているため, 共振周波数変動時には共振モードのゲイン低減が不十分となり, 制御系の不安定化や外乱に対する抑圧性能の劣化が予想される。図 9 の上段は, 空気圧アクチュエータのゲイン特性であり, 下段は共振周波数近傍の拡大図を示している。図中, 変動が確認できる周波数特性を 4 通り示している。図 9 より, ノミナル周波数 226 Hz に対して $\pm 5\%$ の変動が確認されており, その変動は周囲環境や設置状況が要因であると考えられる。実際の稼働状態において, これらの変動は十分に予想されるため考慮する必要がある。そこで, この共振周波数変動が荷重制御性能に与える影響を, 数値シミュ

Fig. 11 Simulated load waveforms for step disturbance with and without frequency variation.

Fig. 12 Frequency characteristic of G_0 .

Fig. 13 Block diagram of dual-stage actuator system by H_∞ control framework.

レーションにより考察する。本制御対象では、ノミナル周波数から高域へ変動する場合、安定性および抑圧性能への影響が無視できるほど小さいため、ここでは低域へ -5% 変動が生じた 215 Hz の場合を検証する。図 10 の破線は、共振周波数が 215 Hz に変動した際の感度特性を、図 11 の破線は一定荷重 (10 N) の状態から $d = -0.5\text{ N}$ のステップ外乱を印加したときの荷重値応答をそれぞれ示す。図 10 より、共振周波数変動によって共振周波数近傍の感度特性が劣化している。その結果、図 11 より、ステップ外乱に対する抑圧性能が劣化して残留振動が発生している。以下では、共振周波数変動に対するロバスト性能を確保するために、 H_∞ 制御系設計の枠組みでロバストな補償器設計を試みる。そこでは、本制御対象が 2 段アクチュエーションであるため、アクチュエータ間の干渉抑制も同時に考慮した設計を併せて目指す。

4. 共振周波数変動を考慮した制御系設計

4.1 制御系の設計指針

本研究では、共振周波数の変動に対するロバスト性と同時に、アクチュエータ間の干渉抑制も考慮した補償器の設計を行う。具体的には、従来制御系設計手法である PQ 法の適用を前提に、干渉抑制を考慮した式 (3)、式 (4) の補償器 C_1 および C_2 (設計パラメータは表 2) を含む拡大制御対象 G_0 に対して、 H_∞ 制御により周波数変動に対するロバスト性を考慮した補償器の設計を行う。図 12 に G_0 の周波数特性を示す。

4.2 一般化プラントの設計

H_∞制御系設計では、H_∞ノルムを用いて制御対象の摂動に対する安定化条件を数式化し、それを満たす補償器を設計する。そこでは、一般化プラントに対して、モデル化誤差や特性変動に対するロバスト安定性を持たせる重み関数や、感度特性を整形する重み関数を選定することで、外乱抑圧性能や追従性能等の所望の性能を満足す

る補償器を導出することが可能となる。以下では、共振周波数変動に対するロバスト性を考慮した重み関数の設計を行う。

図 13 に、 H_∞ 補償器設計に用いる 2 段アクチュエータ制御系のブロック線図を示す。図中、 C_h は G_0 に対する補償器、点線で囲まれた G は一般化プラント、 W_u , W_t , W_s は重み関数、 u は制御入力、 e は目標値に対する偏差、 r_d は目標値信号および外乱などの外部入力信号、 z は制御量を示す。図 13 より、 G は次式で定義される。

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & W_u \\ 0 & W_t G_0 \\ W_s - W_s G_0 \\ 1 & -G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_d \\ u \end{bmatrix} \quad (6)$$

上式において、 W_s は r_d から z_3 までの感度関数 $S(=1/(1+C_h G_0))$ に対する重み、 W_t は r_d から z_2 までの相補感度関数 $T(=(C_h G_0)/(1+C_h G_0))$ に対する重み、 W_u は r_d から z_1 までの伝達関数 $C_h S$ に対する重みである。 H_∞ 制御器設計では、次式に示す r_d から各 z までの伝達関数に対して、 H_∞ ノルムが γ 以下となる C_h が設計される。

$$\left\| \begin{bmatrix} W_u C_h S \\ W_t T \\ W_s S \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (7)$$

4.3 重み関数の設計

W_u は、共振周波数変動に対するロバスト性を考慮して設計する。すなわち、共振周波数の変動に対するロバスト性を確保するため、共振モードを除いたプラントモデルをノミナルモデル G_n として、 G_0 との乗法的誤差 M_e に対して、この誤差を覆うような重み関数を設計する。ここで、 M_e は次式で定義される。

$$M_e(s) = \frac{G_0(s) - G_n(s)}{G_n(s)} \quad (8)$$

図 14 に、 M_e および重み関数の一例を示す。図中、破線が M_e 、実線が重み関数のゲイン特性である。図 14 より、変動に対してロバスト性を考慮するためには実線で示す特性のように M_e を覆う重み関数を設計すればよい。そこで、本研究では、 M_e が共振周波数近傍にゲインピークを有するため、 W_u には 2 次の共振フィルタを適用する。さらに、従来制御系と同等の制御性能を確保するため、従来制御系の補償器を参考に、位相遅れ進みフィルタを追加する。以上より、 W_u の伝達関数は次式となる。

$$W_u(s) = K_{wu} \cdot \frac{s + \omega_{u1}}{s + \omega_{u2}} \cdot \left(\frac{s^2 + 2\zeta_{r1}\omega_{r1}s + \omega_{r1}^2}{s^2 + 2\zeta_{r2}\omega_{r2}s + \omega_{r2}^2} \right)^2 \quad (9)$$

ここで、 K_r はゲイン、 ζ_{r1} , ζ_{r2} および ω_{r1} , ω_{r2} は共振フィルタの減衰係数と角周波数である。

一方、 W_t には約 100 Hz の追従性能を確保するため、1 次の位相遅れ進みフィルタを適用する。 W_s には、低周波数領域で前述の従来制御系と同等の性能を確保し、全帯域のゲインを 6 dB 以下とすることを目的に、2 次の位相遅れ進みフィルタを適用する。 W_t および W_s の伝達関数は次式で与えられる。

$$W_t(s) = K_{wt} \cdot \frac{s + \omega_{t1}}{s + \omega_{t2}} \quad (10)$$

$$W_s(s) = K_{ws} \cdot \frac{s + \omega_{s1}}{s + \omega_{s2}} \cdot \frac{s + \omega_{s3}}{s + \omega_{s4}} \quad (11)$$

ここで、 K_{wt} および K_{ws} はゲイン、 ω_t および ω_s は位相遅れ進み補償器および共振フィルタの角周波数である。な

Table 3 Parameters of weighting functions.

K_{wu}	ζ_{r1}	ζ_{r2}	ω_{r1}	ω_{u1}	ω_{u2}	K_{wt}
140	0.6	0.1	$2\pi \cdot 226$	$2\pi \cdot 1.8$	$2\pi \cdot 100$	0.45
ω_{t1}	ω_{t2}	K_{ws}	ω_{s1}	ω_{s2}	ω_{s3}	ω_{s4}
$2\pi \cdot 500$	$2\pi \cdot 200$	1.8	$2\pi \cdot 60$	$2\pi \cdot 0.1$	$2\pi \cdot 8$	$2\pi \cdot 6.5$

Fig. 14 Gain characteristics of M_e and a weighting function. Fig. 15 Gain characteristic of W_u^{-1} and $C_h S$. Fig. 16 Gain characteristics of W_t^{-1} and T . Fig. 17 Gain characteristics of W_s^{-1} and S .

お, W_u に適用した共振フィルタ以外のパラメータはスモールゲイン定理の考え方を基に, 従来制御系の各特性に対して重み関数の逆ゲイン特性が覆うように設計した. 表 3 に設計した各重み関数のパラメータを, 図 15~17 に各重み関数の逆ゲイン特性をそれぞれ実線で示す.

4.4 H_∞ 制御による補償器の導出と外乱抑圧性能の評価

設計した重み関数を用いて, G_0 に対する C_h を導出した. 図 18 に C_h の周波数特性を示す. 図 18 より, r から各 z までの特性が決定する. 図 15~17 に各重み関数に対応した制御量までの周波数特性をそれぞれ破線で示す. 次に, 設計された補償器を 2 段アクチュエータ制御系に適用し, 制御性能を検証する. 図 19 に, H_∞ 制御による 2 段アクチュエータ制御系の感度特性を示す. 図中, 点線は PQ 法での制御系の特性, 実線は提案制御系の特性, 破線は共振周波数変動時における提案制御系の特性である. 図 19 より, 共振周波数変動を考慮した補償器を設計することによって, 変動に対する性能劣化の抑制を実現している.

5. 実験による外乱抑圧性能検証

設計した制御系の有効性を, 実機実験により検証する. 実験は, 目標荷重値 10 N で一定とした状態から, 10 s で $d = -0.5$ N のステップ外乱を印加したときの荷重値を測定する. なお, 実験に際しては, 配管長の変更や重り

Fig. 18 Frequency characteristic of C_h .

Fig. 19 Comparison of sensitivity gains in force control system.

Fig. 20 Frequency characteristics of pneumatic actuator on frequency variation.

Fig. 21 Frequency characteristics of VCM on frequency variation.

Fig. 22 Experimental load waveforms for step disturbance on frequency variation.

を実機に付加することで周波数の変動を再現した。図 20 に周波数変動時の空気圧アクチュエータの周波数特性を、図 21 に VCM の周波数特性を示す。図中、実線が周波数変動前の特性、破線が変動時の特性である。図 20 および 21 では共振周波数が 226 Hz から 215 Hz に変動しており、この変動下でステップ外乱に対する抑圧性能を検証する。図 22 に、ステップ外乱に対する提案制御系の荷重値応答を示す。図中、実線が周波数変動前の特性、破線が

変動時の特性である．図 22 より，共振周波数が変動した際の荷重値応答はノミナル周波数での応答と変わらず，ステップ外乱に対して十分な抑圧性能を有している．その結果より， H_∞ 制御を適用することで，共振周波数変動に対してロバストな制御系を実現された．

6. あ と が き

本論文では，空気圧アクチュエータと VCM を併用した荷重制御装置を対象として，共振モードの周波数変動に対するロバスト性を考慮した制御系の設計を行った．具体的には，PQ 法により設計された拡大制御対象に対して， H_∞ 制御系設計に基づき，共振周波数変動に対するロバスト性を考慮した重み関数を設定し，各アクチュエータに対する補償器の設計を行った．その結果，共振周波数の変動に対して周波数変動時の外乱抑圧性能劣化の抑制し，ステップ外乱に対して変動前と同様の応答が得られ，干渉抑制と同時に共振周波数変動に対するロバスト性を考慮した制御系を実現した．

文 献

- 原武生, 磁気ディスク装置の 2 段アクチュエータ制御, 計測と制御, Vol.41, No.6 (2002), pp.452-455.
- Massimiliano, R., Raymond, A. C. and Frank E. T., Comparison and Design of Servo Controllers for Dual-Stage Actuators in Hard Disk Drives, IEEE Trans. on Magnetics, Vol.39, No.5 (2003), pp.2597-2599.
- 美多勉, H_∞ 制御, 昭晃堂 (1994).
- 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹, 干渉と外乱の補償を考慮した 2 段アクチュエータの荷重制御系設計, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.77, No.783 (2011), pp.4155-4164.
- 白石陽一, ニノ宮進一, 岩井学, 植松哲太郎, 鈴木清, ヘリカルスキャン研削法に関する研究, 砥粒加工学会誌, Vol.52, No.4 (2008), pp.219-223.
- Steven, J. S., William, C. M. and Robert, J. M., On Compensator Design for Linear Time-Invariant Dual-Input Single-Output Systems, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol.6, No.1 (2001), pp.50-57.
- 宇根篤暢, 大保誠司, 餅田正秋, 揺動速度制御型連続研削・研磨装置の開発, 精密工学会誌, Vol.68, No.3 (2002), pp.461-465.

References

- Hara, T., Control for Dual-Stage Actuator in Magnetic Disk Drives, Journal of the Society of Instrument and Control Engineers, Vol.41, No.6 (2002), pp.452-455 (in Japanese).
- Massimiliano, R., Raymond, A. C. and Frank E. T., Comparison and Design of Servo Controllers for Dual-Stage Actuators in Hard Disk Drives, IEEE Trans. on Magnetics, Vol.39, No.5 (2003), pp.2597-2599.
- Mita, T., H_∞ Control, Shokodo (1994) (in Japanese).
- Shinohara, Y., Seki, K., Iwasaki, M., Chinda, H. and Takahashi, M., Load Controller Design for Dual-Stage Actuator Considering Compensation for Interference and Disturbance, Transactions of JSME, Series C, Vol.77, No.783 (2011), pp.4155-4164 (in Japanese).
- Shiraishi, Y., Ninomiya, S., Iwai, M., Uematsu, T. and Suzuki, K., Study on the Helical Scan Grinding Method, Journal of the Japan Society for Abrasive Technology, Vol.52, No.4 (2008), pp.219-223 (in Japanese).
- Steven, J. S., William, C. M. and Robert, J. M., On Compensator Design for Linear Time-Invariant Dual-Input Single-Output Systems, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol.6, No.1 (2001), pp.50-57.
- Une, A., Ohbo, S. and Mochida, M., Development of an Oscillation-Speed-Control-Type Sequential Grinding and Polishing Machine, Journal of the Japan Society for Precision Engineering, Vol.68, No.3 (2002), pp.461-465 (in Japanese).