

制御対象の周波数応答特性の変動にロバストな 制御器自動設計手法の提案

北吉 良平* (安川電機) 藤本 博志 (東京大学)

Automatic Adjustment method robust against fluctuations of frequency characteristics

Ryohei Kitayoshi* (YASKAWA Electric Corporation)

Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Recently, the demand for servo-motors and automated controller design methods has increased because factory automation is rising. For responding to the demand, controller design methods using numerical optimization have gained considerable attention. In this research, we propose an automatic adjustment method robust against fluctuations of frequency characteristics of the plant. This method enables us to design an optimal controller by analyzing time-series error data and repetitively identifying and updating the frequency band that seems to be fluctuating. The effectiveness of the proposed method was confirmed by experiments with precise positioning device.

キーワード：自動調整, 周波数特性変動, 繰り返し同定, モデルの更新

(Automatic adjustment, Fluctuations of frequency characteristics, Iterative identification, Update of model)

1. 研究背景

近年, 産業界では工場自動化のニーズの高まりに伴って, 自動化装置の主要部品の1つであるサーボモータのニーズが非常に高まっている。サーボモータは半導体製造装置や産業用ロボットなど高速高精度な位置決め動作を実現する装置に用いられるため, 環境の変化や外乱へのロバスト性や目標位置に到達するまでに要する時間(整定時間)が性能指標として重視される。これらの性能は, サーボモータを装置に取り付けた際の制御パラメータの調整の巧拙に大きく左右されるため調整は非常に重要な工程であるが, 人手の調整が多く自動化が求められている。

このような産業界のニーズを受けて, 学界においても制御パラメータの調整方法として様々な手法が提案されている。制御対象の周波数応答データから制御パラメータを計算するデータ駆動型の調整手法の研究も進んでおり, 固定構造の制御器のパラメータを目標の制御性能に合わせて自動的に最適化する Structured H_∞ 制御 [1-7] が注目を浴びている。パラメータのみならず, 制御器の構造をも調整することでより実用的な制御器自動設計の研究 [8] も報告されている。筆者らもノッチフィルタと位相進み補償を組み合わせた「基底フィルタ」の数を調整することで, 外乱抑圧特性を最適化する制御器の構造とパラメータを調整する手法を提案している [9]。周波数応答データを基にした手法は, 設定したい安定余裕の値や調整したいパラメータの値の範囲などを制約条件として設定できる使い勝手の良さ, データから制御器を自動設計できるため設計者の負担が軽いという特長を合わせ持つ優れた手法である。

しかし, これらの手法は, 制御対象の特性データが正確に得られていることを前提とし, 経年劣化や測定誤差の混入による周波数応答特性の変動がある場合には, 予期して

いなかった振動や誤差が発生してしまう。

そこで, 本稿では位置応答を周波数解析し, 変動があったと思われる周波数帯域のみを繰り返し同定・モデルを更新することで, 真に最適な制御器を自動設計する手法を提案する。まず, 2章において, 本稿で取り扱う1軸の位置決め装置の周波数応答特性と, その周波数応答特性の変動について説明する。次いで, 3章において, 周波数応答特性が変動した対象に対して制御器を自動設計する手法を説明する。4章では, 実際に位置決め装置に本手法を適用し, モデルの更新と制御器を設計した結果について述べる。5章では, 最適化された外乱抑圧特性の効果を実機にて検証した結果を説明する。最後に, 本研究のまとめを述べる。

2. 制御対象の周波数特性変動

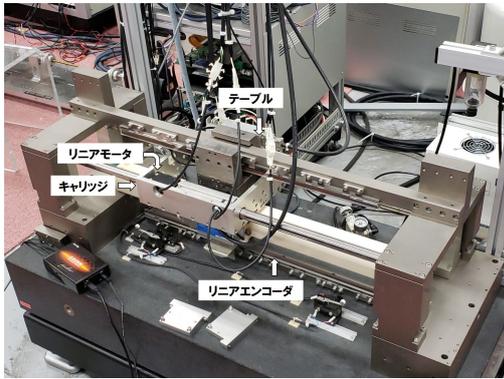
本章では, 制御対象の機構の概要, その周波数応答特性と特性を表現した伝達関数モデル, そして周波数応答特性の変動について説明する。

〈2・1〉 機構の概要

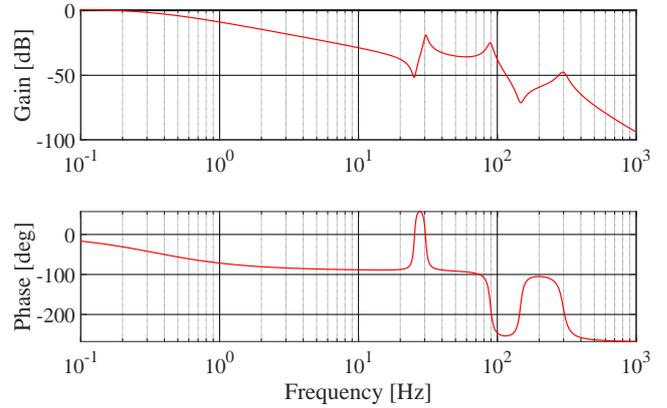
本稿で扱う制御対象は, Fig. 1-(i) に示すリニアモータを用いた1軸の精密位置決め装置である。駆動用と外乱印加用の2つのリニアモータ, キャリッジ部およびその上に板バネで連結されたテーブル部の4つの部分から構成されている。アナログ電流指令を入力とし, リニアモータの位置をリニアエンコーダで検出しており, 分解能は1 nm である。

〈2・2〉 制御対象の周波数応答特性

駆動用モータの電流指令 I_{ref} からモータ位置 X_m までの周波数応答を Fig. 1-(ii) に示す。制御対象は3つの振動モードを持っており, この周波数応答特性を伝達関数モデル $P(s)$ で表現すると, 式 (1) のように剛体モードと複数の振動モードを用いて表現することができる。具体的な共振・反共振周波数や減衰の値は Table.1 に示す。



(i) Overview



(ii) Bode diagram of the plant (Input: current reference, Output: position of the carriage)

Fig. 1. Overview and frequency response characteristics of the positioning device

Table 1. Parameters of transfer function of the plant

Symbol	Value	Unit
ω_{r1}	30.5	Hz
ζ_{r1}	2.84×10^{-2}	-
ω_{a1}	25.3	Hz
ζ_{a1}	2.56×10^{-2}	-
ω_{r2}	89.2	Hz
ζ_{r2}	4.05×10^{-2}	-
ω_{r3}	298.0	Hz
ζ_{r3}	7.00×10^{-2}	-
ω_{a3}	146.7	Hz
ζ_{a3}	4.60×10^{-2}	-
K	14.6	-

$$P(s) = \frac{K}{s \cdot (s + 2.101)} \cdot \frac{\omega_{r2}^2}{s^2 + 2\zeta_{r2}\omega_{r2}s + \omega_{r2}^2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{a1}\omega_{a1}s + \omega_{a1}^2}{s^2 + 2\zeta_{r1}\omega_{r1}s + \omega_{r1}^2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{a3}\omega_{a3}s + \omega_{a3}^2}{s^2 + 2\zeta_{r3}\omega_{r3}s + \omega_{r3}^2} \quad (1)$$

〈2・3〉 周波数応答特性の変動 実際には、周波数応答特性を計測してから時間が経過したことによる弾性要素の経年変化や、計測時の周波数分解能の誤差により、伝達関数モデルと比較して実際の周波数応答特性には変動が見られる場合がある。そのような場合、制御対象の伝達関数モデルを基に制御器を自動設計させると、予期していなかった誤差や振動が発生してしまう。筆者らが提案する自動設計手法 [9] においても、制御対象の実際の周波数応答特性と伝達関数モデルが異なることによる、予期しない位置誤差が発生することを実機実験において確認した。

3. 繰り返し同定に基づく制御器自動設計

そこで、制御対象に周波数特性変動が生じたとしても、変動後の特性に合った最適な制御器を設計する手法を提案する。本手法は、制御対象を駆動させることで得られた実応答と保有している周波数応答特性から推定した推定応答を

周波数領域で比較し、一致しない周波数帯域を繰り返し同定・伝達関数モデルを更新することで周波数特性の変動を伝達関数モデルに反映させる。そして、更新後の伝達関数モデルを基に制御器を設計することで最適な性能を得ようとするものである。大きく6つのステップから構成される。

〈3・1〉 繰り返し同定

Step.1: 周波数応答特性のデータを基に調整した制御器を用いて、制御対象を駆動し実応答 $y(t)$ を得る。

Step.2: 制御対象の周波数特性データと制御器モデルから得られた制御対象の推定応答 $\hat{y}(t)$ と $y(t)$ について、FFT解析し各周波数においてパワースペクトルの差が最大となる周波数 f_{max} を抽出する。(サンプリング周期:400 μ s)

$$f_{max} = \arg \max_{0.1 \leq f \leq 1250} |P_{exp}(f) - P_{sim}(f)| \quad (2)$$

Step.3: 抽出した周波数 f_{max} の ± 10 Hz の範囲を同定する加振入力を作成し、周波数応答特性データを得る

Step.4: 新たに得られた周波数応答特性データと従来の伝達関数モデルを基に伝達関数モデルを更新する。

Step.5: 更新した伝達関数モデルを基に制御器を調整する。

Step.6: 再調整した制御器で制御対象を駆動し、実応答と推定応答が十分に近いか確認する。

〈3・2〉 制御器の自動設計

〈3・2・1〉 カスケード型位置制御系

まず、調整対象とするカスケード型位置制御系について説明する。カスケード型位置制御系は、Fig.2に示されるように入れ子状に複数のフィードバックループを有する制御系であり、その中でも、サーボモータで多く用いられている位置P制御・速度PI制御 (P-PI制御器) を扱う。位置制御系の状態量とパラメータを Table.2 に示す。

〈3・2・2〉 基底フィルタ

位置制御系の次数を調整するために「基底フィルタ: Basis filter」と呼ぶ構造を導入する。基底フィルタは、Fig.2の $K_{bf}(s)$ に設置されるフィルタであり、式 (3) で示す m 個のフィルタ $G_{bfi}(s)$ の掛け合わせで構成する。 m を調整することで次数を調整する。

Table 2. Parameters and variables of the position control system

Symbol	Parameters	Symbol	Variables
K_p	Position P gain	X_{ref}	Position reference
K_v	Velocity P gain	X_m	Motor side position
K_i	Velocity I gain	V_m	Motor side velocity
ω_{fi}	Notch frequency	I_{ref}	Current reference
ζ_{di}	Notch damping	d	Disturbance
α_i	Notch depth		
$\omega_{\ell i}$	Phase-lead frequency		
β_i	Phase-lead coefficient		

フィルタ $G_{bfi}(s)$ の構造は目的に合わせて任意の形をとることが可能であるが、本稿ではゲイン安定化・位相安定化の両方を実現するために、式 (4) に示すようにノッチフィルタと位相進み補償を組み合わせた構造を用いる。

$$K_{bf}(s) = \prod_{i=1}^m G_{bfi}(s) \dots\dots\dots (3)$$

$$G_{bfi}(s) = \frac{s^2 + 2\alpha_i\zeta_{di}\omega_{fi}s + \omega_{fi}^2}{s^2 + 2\zeta_{di}\omega_{fi}s + \omega_{fi}^2} \cdot \frac{s + \omega_{\ell i}}{\beta_i s + \omega_{\ell i}} \dots\dots (4)$$

〈3・3〉 Structured H_∞ 制御を用いたパラメータ最適化
 本節では、P-PI 制御器と基底フィルタから構成される位置制御系の外乱抑圧特性が向上するように、Structured H_∞ 制御を用いてパラメータを最適化する。

位置制御器を $K_1(s)$ 、速度制御器を $K_2(s)$ 、擬似微分器を $D(s)$ 、制御対象を $P(s)$ とおく。制御対象 $P(s)$ は、式 (1) に示した伝達関数を用いている。また、擬似微分器の微分時間 T_f は固定値を用いる。このとき、位置制御系の開ループ伝達関数 $L(s)$ と感度関数 $S(s)$ は、式 (5)・式 (6) のように表現できる。入力端外乱の影響を抑制したい場合は、抑制したい周波数で $S(s)$ のゲインを下げるようにパラメータを調整すればよい。調整するパラメータは、式 (7) に示す $5m + 3$ 個のパラメータである。

$$K_1(s) = K_p \quad K_2(s) = K_v + \frac{K_i}{s}$$

$$D(s) = \frac{s}{1 + T_f \cdot s}$$

$$L(s) = (K_1 + D) \cdot P \cdot K_2 \cdot K_{bf} \dots\dots\dots (5)$$

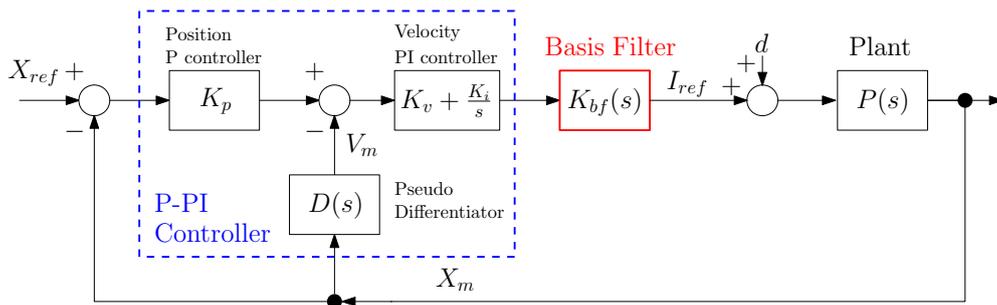


Fig. 2. Block diagram of position control system to be adjusted

$$S(s) = \frac{1}{1 + L} \dots\dots\dots (6)$$

$$\rho = [K_p, K_v, K_i, \omega_{fi}, \zeta_{di}, \alpha_i, \omega_{\ell i}, \beta_i] \dots\dots\dots (7)$$

〈3・3・1〉 目標仕様と制約条件の設定 制御器の次数とパラメータを調整するために、目標仕様と2つの制約条件を設定する。

目標仕様：低周波数帯域における外乱抑圧特性の向上

0.1 ~ 10 Hz における $L(s)$ の傾きを -60 dB/dec 以下

制約条件 1. 位置制御系が安定

ゲイン余裕 G_m : 6 dB, 位相余裕 P_m : 30 deg を確保

制約条件 2. 制御パラメータは全て正数

直観的な理解を助けるために、目標仕様と制約条件1をそれぞれ図示する。目標仕様は、Fig. 3 に示すようにゲイン線図において $L(s)$ のゲインが、0.1 ~ 10Hz の範囲で黒色の一点鎖線よりも下の範囲の値をとることを示している。

また、制約条件1は Fig. 3 に示すナイキスト線図において開ループ伝達関数 $L(s)$ のベクトル軌跡が赤い円の外を通ること示している。

目標仕様と制約条件を満たす制御パラメータを求める最適化問題は、式 (8) のように表現することができる。 W_s は、目標指標に合わせた周波数ごとに設定される重み関数である。この最適化問題は、MathWorks 社の Matlab に実装されている 'systune' 関数 [13] を用いて解いており、具体的には Bundle 法 [12] と呼ばれるアルゴリズムが用いられている。

$$\arg \min_{\rho} \delta \dots\dots\dots (8)$$

$$\|W_s(\omega)S(\omega, \rho)\| \leq \delta$$

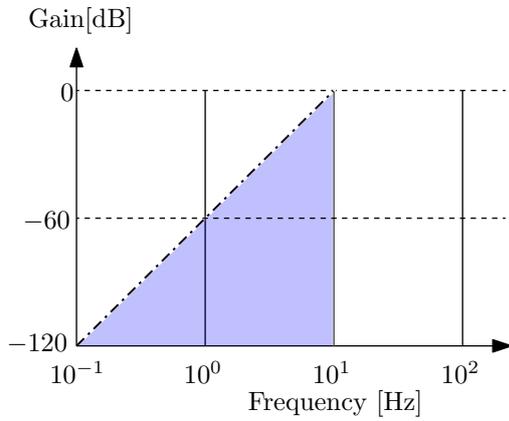
$$0.1 \cdot 2\pi \leq \omega \leq 10 \cdot 2\pi$$

$$|p_c - L(\omega, \rho)| \geq r_c$$

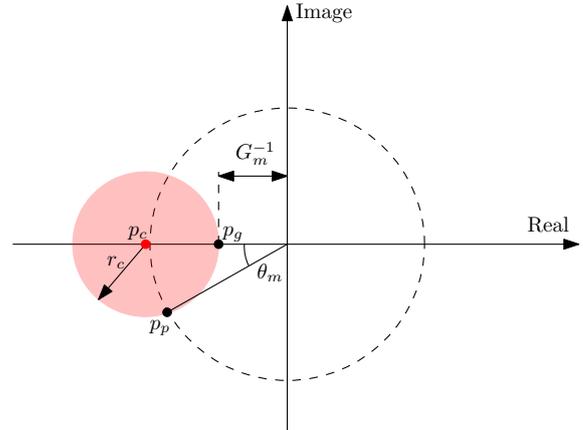
$$\rho \geq 0$$

4. 提案法に基づく周波数特性の再同定と制御器設計

本章では、2章で説明した制御対象に対して、提案法を適用することで、伝達関数モデルと実際の周波数応答特性が異なる制御対象においても、制御器を最適に調整した結果を示す。



(i) Target specification



(ii) Stable constraint condition

Fig. 3. Target specification and constraint condition for optimization

Table 3. Tunable parameters of the controller

Symbol	Min	Max	Initial	Unit
K_p	0	2000	10	rad/s
K_v	0	2000	$10 \cdot 2 \cdot \pi$	rad/s
K_i	0	2000	$40 \cdot 2 \cdot \pi$	1/s
ω_{fi}	0	2000	1000	Hz
ζ_{di}	0	1	0.5	rad/s
α_i	0	1	0.5	-
ω_{li}	0	2000	1000	Hz
β_i	0.80	1	0.90	-

〈4・1〉 実応答データの取得 式 (1) と Table.1 に示す制御対象の伝達関数モデルに基づいて自動設計した制御器 (Table.5 の Conventional) を用いて、制御対象の位置制御を行った実応答 $y(t)$ を Fig.4-(i) の赤線に示す。緑線は、MATLAB を用いたシミュレーションにおける位置制御の推定応答 $\hat{y}(t)$ を示している。シミュレーションでは 0.4 s において位置が整定していることを確認できるが、実機実験では持続振動が発生していることが確認できる。

〈4・2〉 実応答と推定応答のパワースペクトルの比較 実応答と推定応答をそれぞれ FFT 解析し、位置応答のパワースペクトルを計算した結果を Fig.4-(ii) に示す。パワースペクトルの差が最大となる周波数 f_{max} は 92.5 Hz であり、この周波数付近で周波数特性の変動があったと推定される。

〈4・3〉 スペクトルの差が大きい周波数帯域の再同定 そこで、 f_{max} の周辺の周波数特性を調べるため、80 ~ 100 Hz の範囲でパワースペクトルが高くなるよう設計したチャープ信号を用いて、制御対象を加振する。入力電流指令 I_{ref} であり、出力はモータ速度 V_m である。

〈4・4〉 伝達関数モデルの更新 新たに取得した周波数応答特性を基に、制御対象の伝達関数モデルを更新する。従来の伝達関数モデルと更新した伝達関数モデルのパラメータを Table.4 に示す。また、従来の伝達関数モデルと更新した伝達関数モデルの比較を Fig.5 に示す。Fig.5-(ii) に再同定した周波数帯域の特性から、従来の伝達関数モデルと

Table 4. Parameters of the updated transfer function

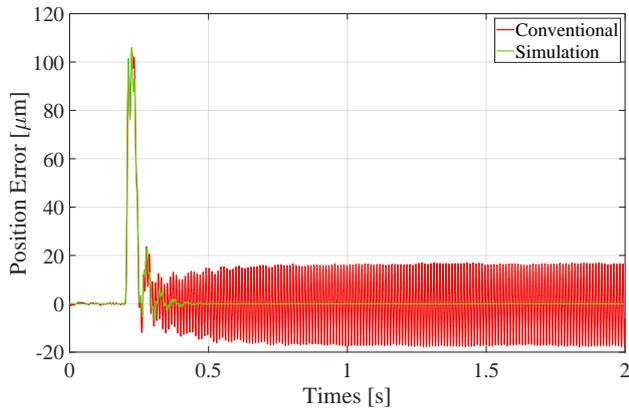
Symbol	Conventional	Updated	Unit
ω_{r1}	30.5	30.5	Hz
ζ_{r1}	2.84×10^{-2}	2.84×10^{-2}	-
ω_{a1}	25.3	25.3	Hz
ζ_{a1}	2.56×10^{-2}	2.56×10^{-2}	-
ω_{r2}	89.2	91.5	Hz
ζ_{r2}	4.05×10^{-2}	2.05×10^{-2}	-
ω_{r3}	298.0	298.0	Hz
ζ_{r3}	7.00×10^{-2}	7.00×10^{-2}	-
ω_{a3}	146.7	146.7	Hz
ζ_{a3}	4.60×10^{-2}	4.60×10^{-2}	-
K	14.6	13.8	-

比較して 2 モード目の共振のゲインが 6 dB 程度高いことが分かる。この共振のゲインの差が、Fig.4-(i) の持続振動の原因と考えられる。

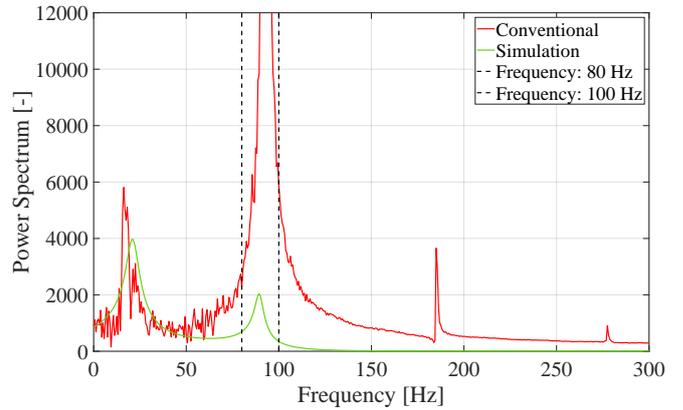
〈4・5〉 更新伝達関数モデルを基にした制御器の調整 更新した伝達関数モデルを基に、調整した制御器の外乱抑圧特性と 2 つの制約条件が満たされていることを確認する。まず、外乱抑圧特性については、Fig.6-(i) の 0.1 ~ 10 Hz において感度関数のゲイン (青線) が目標仕様 (黒点線) より小さくなっていることから、目標仕様を満たしている。

次に、位置制御系の安定性を保証する制約条件 1 が満たされていることを確認する。開ループ伝達関数 $L(s)$ のナイキスト線図を Fig.6-(ii) に示す。黒点線の円が $L(s)$ が通ってはならない範囲を示している。提案手法・従来手法ともにベクトル軌跡が円の外側を通過しており、制約条件 1 は満たされている。

最後に、制御パラメータの値が全て正数である制約条件 2 が満たされていることを確認する。Table 5 から、パラメータは全て正数であり、制約条件 2 も満たされている。P-PI 制御器のゲインのうち、速度制御器がハイゲイン化されていることが分かる。また、2 モード目の共振を抑制するピークフィルタの周波数と減衰が更新されている。

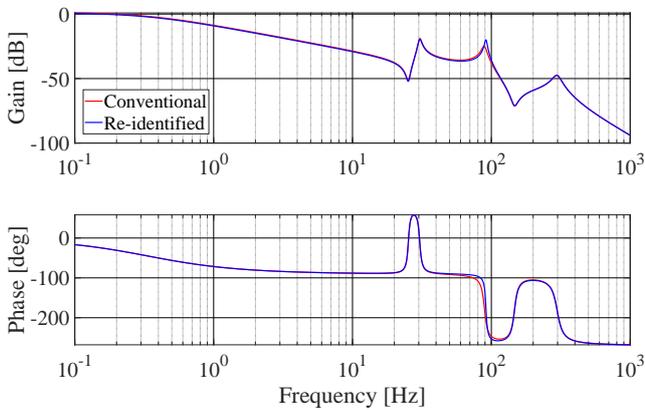


(i) Time-series data from 0 to 2.0 s

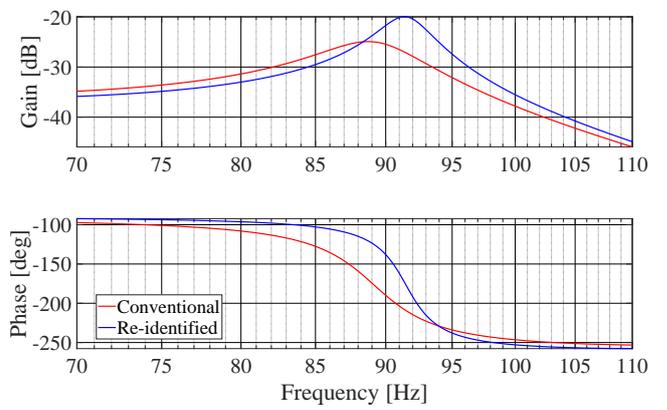


(ii) Power spectrum of position error

Fig. 4. Comparison for position error between the conventional experiment and the simulation

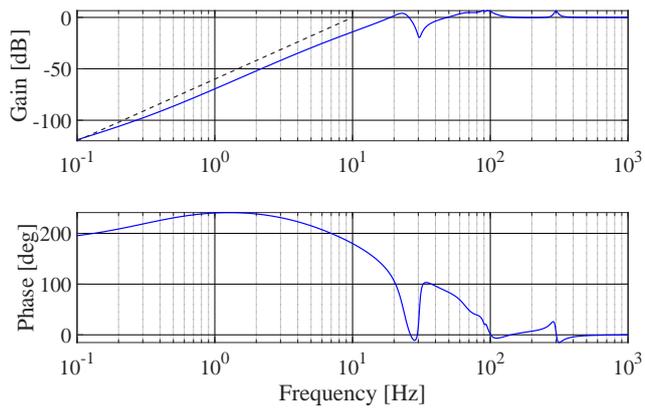


(i) Between 0.1 Hz to 1000 Hz

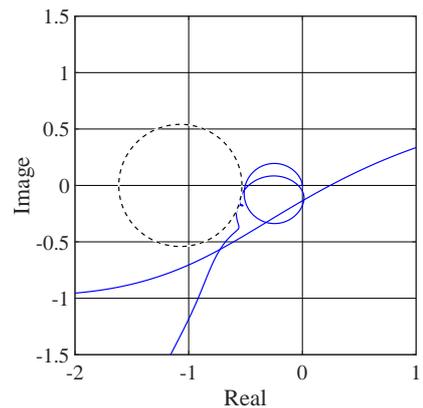


(ii) Between 70 Hz to 110 Hz (around re-identified frequency)

Fig. 5. Re-identified frequency characteristics of the positioning device



(i) Nyquist diagram of open loop function: $L(s)$



(ii) Bode diagram of sensitivity function: $S(s)$

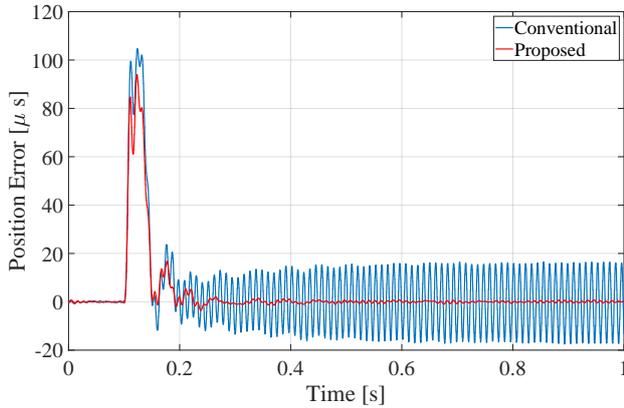
Fig. 6. Disturbance suppression performance and stability of position control system

以上より、制約条件を満たしつつ外乱抑圧特性を向上させたカスケード型位置制御系が設計できることを確認した。

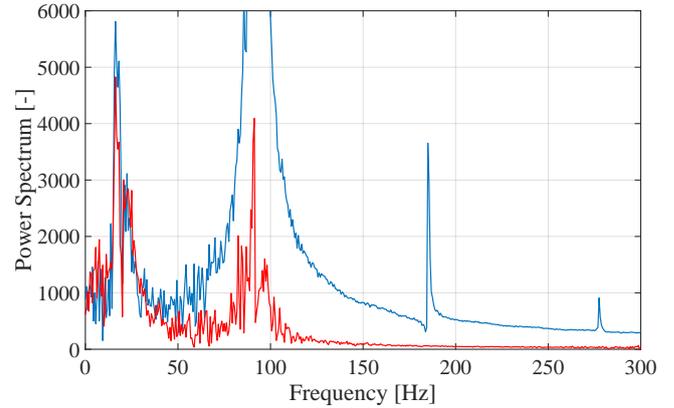
5. 実機検証による制御器の外乱抑圧特性の確認

本章では、4章にて設計した制御器を用いて実機検証を行い、外乱抑圧特性が最適化されていることを確認した。ステップ状の外乱電流指令 1A を実験開始 0.1 秒後に加え

たときの位置誤差の比較を Fig.7 に示す。最大位置偏差は、 $105 \mu\text{m}$ (従来手法) から $94 \mu\text{m}$ (提案手法) に 10% 減少した上に、0.3 秒以降に発生していた $15 \mu\text{m}$ の振幅の持続振動が発生しなくなったことが確認できる。0.3 秒以降の位置偏差を FFT 解析し、パワースペクトルの比較を Fig.7 に示す。伝達関数モデル変更前においては、80~100 Hz に



(i) Time-series data from 0 to 1.0 s



(ii) Power spectrum of position error

Fig. 7. Comparison for position error between the conventional method and the proposed method

Table 5. Adjusted parameters of controller

Symbol	Conventional	Re-adjusted	Unit
K_p	60.8	62.4	rad/s
K_v	70.8	80.7	rad/s
K_i	4.40×10^3	5.13×10^3	1/s
ω_{f1}	88.1	91.5	Hz
ζ_{d1}	0.517	0.247	rad/s
α_1	0.105	7.48×10^{-2}	-
ω_{f2}	-	78.5	Hz
ζ_{d2}	-	0.360	rad/s
α_2	1.00	0.530	-
$\omega_{\ell 1}$	88.4	50.0	Hz
β_{n1}	0.850	0.800	-
$\omega_{\ell 2}$	88.3	50.0	Hz
β_{n2}	0.850	0.800	-
$\omega_{\ell 3}$	88.3	669	Hz
β_{n3}	0.850	0.800	-

において非常に大きかったパワースペクトルが大きく減少している。振動が減少した要因は、制御対象の伝達関数モデルが修正されノッチフィルタの周波数と深さが適切に設定し直されたことであると考えられる。

6. まとめと今後の展望

本稿では、制御対象に周波数応答の変動が生じた場合においても最適な制御器を自動設計できる手法を提案した。そして、1軸の精密位置決め装置を用いて検証した結果、制御対象のモデルを更新することで、外乱抑圧特性を最適化できることを確認した。

参考文献

- (1) 茨木 創一, 田中 拓也, 松原 厚, 垣野 義昭: “構造が固定された制御器の数値最適化による周波数整形 (送り系のための制振フィルタの設計)”, 機械学会論文集 C 編, 70 巻, 691 号, pp.687-692 (2004)
- (2) P.Apkarian and D.Noll: “Nonsmooth H^∞ Synthesis”, IEEE Transaction on Automatic Control Vol.51, No.1, pp.71-86 (2006)

- (3) A.Karimi, G.Galdos and R.Longchamp: “Robust fixed-order H^∞ Controller Design for Spectral Models by Convex Optimization”, IEEE Conference on Decision and Control Cancun, Mexico, Dec.9-11 (2008)
- (4) P.Apkarian and D.Noll: “The H^∞ Control Problem is Solved”, AerospaceLab Journal, ONERA pp.1-11 (2017)
- (5) 弓場井 一裕: “凸最適化によるデータに基づく制御器設計の展開”, 電学論 Vol.139, No.4, pp.272-275 (2019)
- (6) E.van Solingen, J.W.Wingerden and T.Oomen: “Frequency-domain optimization of fixed-structure controllers”, International Journal of Robust and Non-linear Control, Volume 28 issue 12 (2016)
- (7) 前田 佳弘, 郷 直樹, 岩崎 誠: “最適化問題の可解性を利用した制御パラメータの安定範囲算出とパラメータ調整の効率化”, 電学論 Vol.138, No.5, pp.392-401 (2018)
- (8) E. Kuroda, Y. Maeda, and M. Iwasaki, “An Autonomous Design Method of a Cascade Structure Feedback Controller”, Proc. of the 8th IFAC Symposium on Mechatronic Systems (MECHATRONICS2019), pp. 808-813 (2019)
- (9) R. Kitayoshi, H.Fujimoto: “Automatic adjustment method for cascade control system based on iterative setting of stability-margin criterion circle” IFAC-V World Congress, Germany, pp. N/A 2020 June (2020)
- (10) 大西 亘: “駆動側と負荷側情報を有効に利用するフィードバック制御器の周波数応答データによる自動設計法”, 電学論 Vol.139, No.11, pp.924-932 (2019)
- (11) 熱海 武憲: “Robust Controller Bode (RCBode) plot を用いたハードディスクドライブの磁気ヘッド位置決め制御”, 計測と制御 59 巻 3 号, pp.184-191 (2020)
- (12) T. M. T. Do and T. Artières: “Regularized bundle methods for convex and non-convex risks”, Journal of Machine Learning Research, vol. 13, no. Dec, pp. 3539-3583 (2012)
- (13) P.Gahinet and P.Apkarian: “Decentralized and Fixed-Structure H^∞ Control in MATLAB”, 2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (2011)