

4.4 周波数応答データ駆動の共振フィルタ設計

4.4.1 はじめに

ビッグデータやクラウドコンピューティングの活用が進む現代において、それらのデータを蓄積するためにデータセンターで用いられているハードディスクドライブ (Hard Disk Drive: HDD) の重要性はこれまで以上に高まっている。HDD の内部で用いられる磁気ヘッドの制御性能の改善は、HDD に記録されるデータ容量の増大に直結しており、そのための制御器設計手法は大量のデータが蓄積される現代の情報化社会を支える上で欠かすことのできない技術であると言える。HDD の磁気ヘッドの制御系は、ディスクの回転に起因する振動、ストレージボックス内で発生するファン起因の振動、HDD の位置測定機構に起因するノイズなど、多くの外乱にさらされている。HDD の磁気ヘッドにおいてより高い位置決め制御性能を発揮するためには、複数の周波数の外乱を抑圧するためのフィードバック制御器を設計する必要がある。現代の日本の労働人口減少の背景からも、制御器が持つ複数の周波数の外乱に対応した多数のパラメータを自動調整する手法が望まれている。

HDD の外乱抑圧のための従来のモデルベースのフィードバック制御器として、適応制御 [1-4]、共振フィルタ [5]、繰り返し制御 [6, 7]、Youla-Kucera parameterization [8]、外乱オブザーバ [9]、カップリング制御器 [10]、などを用いた手法が提案されている。それらのモデルベースの手法は基本的には制御対象のモデルが必要となるが、HDD のような大量生産される装置において制御対象のモデル変動は無視できない要素であり、多数のモデル変動に対して伝達関数モデルを作成するのは非常に時間と経験を要する。このようなモデルベースの手法の欠点を克服するために、 H_∞ ロバスト制御や H_2 制御に基づくデータベースの手法 [11, 12] も提案されている。それらのデータベースの手法はゲイン安定化によりロバスト安定性を保証していることから、設計結果が保守的になってしまうという問題がある。また、最大ストロークといったハードウェア制約も実装の上では考慮して設計する必要がある。

このように、HDD の外乱抑圧のためのフィードバック制御器設計において複数の手法が提案されてきたが、位相安定化とストローク制約に関しては設計において考慮されていない。本節では、位相安定化とストローク制約を考慮した構造化された複数の共振フィルタを最適化を用いて設計する手法を紹介する。本手法の貢献は次の通りである。

- (1) 2入力1出力系に対する複数の共振フィルタを反復凸最適化により設計する。
- (2) 複数の周波数応答データから HDD のモデル変動を直接扱う。
- (3) 位相安定化とストローク制約を考慮した最適化計

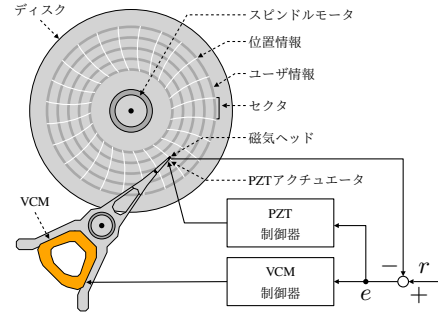


図 4.4.1 2 段アクチュエータのハードディスクドライブ。

Fig. 4.4.1. Hard disk drive with a dual-stage actuator.

算を行う。

4.4.2 問題設定

図 4.4.1 に、本節で扱う 2 段アクチュエータ HDD ベンチマーク問題における制御対象の概観を示す。この HDD は、ボイスコイルモータ (Voice Coil Motor: VCM) とピエゾアクチュエータ (PieZoelecTric actuator: PZT actuator) の 2 つのアクチュエータを用いて、ディスク上における磁気ヘッドの位置制御を行う制御系となっている。このベンチマーク問題では、1 秒間の定常応答における連続時間の磁気ヘッドの位置 y_c の標準偏差の 3 倍値の最悪ケースを最小化することを目的とする [13]。トラックピッチを $T_p = 52.7 \text{ nm}$ 、サンプリング時間を $T_s = 1/(7200/60)/420 \approx 1.9841 \times 10^{-6} \text{ s}$ とする。また、機械的な可動域の制約から連続時間のピエゾアクチュエータの変位 y_{cp} は $\pm 50 \text{ nm}$ より小さい必要がある。

2 段アクチュエータ HDD の制御系のブロック線図を図 4.4.2 に示す。ここで、 P_c は連続時間の制御対象、 C_d は離散時間のシングルレートフィードバック制御器、 F_m は離散時間のマルチレートフィルタ、下付き添字の p と v はピエゾアクチュエータとボイスコイルモータをそれぞれ表す。連続時間の制御対象は 9 つの場合のモデル変動を持ち、モデル変動に対応したデータ番号 $k_c = 1, \dots, 9$ を用いて下付き添字で表す。 $m \in \mathbb{N}$ をマルチレート数として、 I_m を m 倍にアップサンプルするインターポレータ、 \mathcal{H}_m を m 倍のマルチレート系におけるマルチレートホールド、 S をサンプラとする。本節では、指令値 $r = 0$ の条件において連続時間の磁気ヘッドの位置 y_c の最悪ケースを最小化するように、各アクチュエータにおける離散時間の既存の開ループ制御系 G_p 、 G_v に対して、出力端外乱 d の影響を抑圧する離散時間のシングルレートフィルタ F_{rp} と F_{rv} を各アクチュエータにそれぞれ設計することを目的とする。

既存の開ループ系におけるピエゾアクチュエータの周波数応答 $G_{p,k_c}(j\omega_{k_f})$ とボイスコイルモータの周波数応答 $G_{v,k_c}(j\omega_{k_f})$ を図 4.4.3 にそれぞれ示す。ただし、 n_f を周波数応答のデータ点数とし、 $k_f = 1, \dots, n_f$ は周波数応答のデータ番号とする。

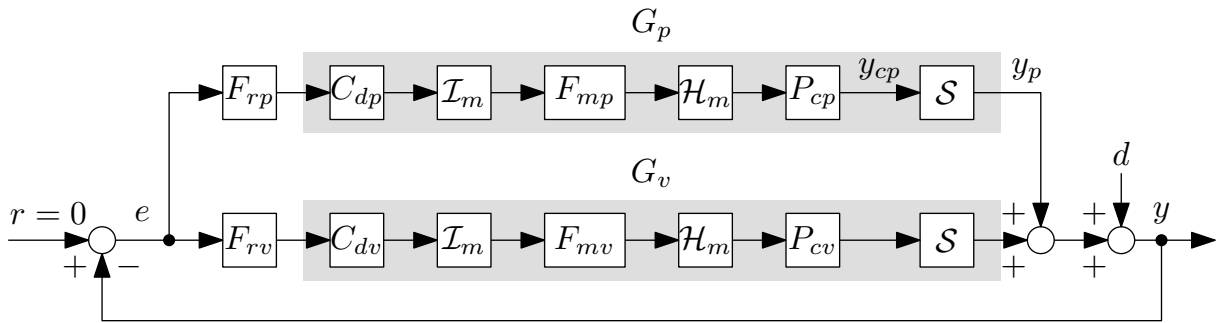


図 4.4.2 2 段アクチュエータのハードディスクドライブのブロック線図。
Fig. 4.4.2. Block diagram of a hard disk drive with a dual-stage actuator.

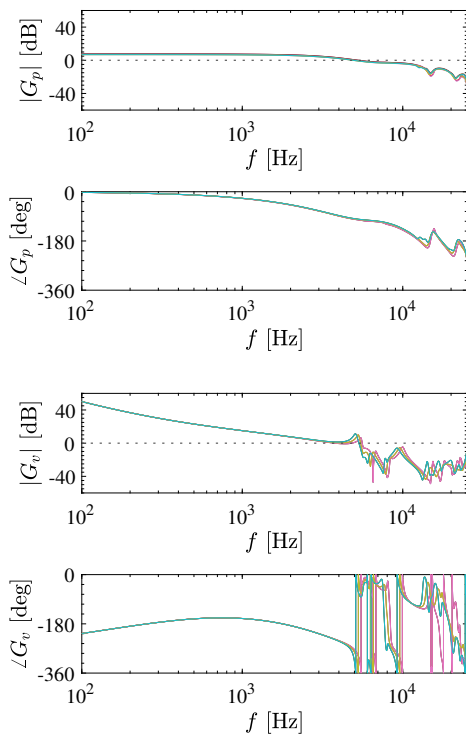


図 4.4.3 既存の開ループ系の周波数応答。上： piezo アクチュエータ G_p 。下：ボイスコイルモータ G_v 。
Fig. 4.4.3. Frequency responses of given open-loop systems. Top: PZT actuator G_p . Bottom: VCM G_v .

このベンチマーク問題において本節で扱う出力端外乱 d は、HDD 本体に加わる回転加速度外乱 d_f 、ストレージボックス内で発生するファン起因外乱 d_p 、位置信号に含まれる誤差成分 d_{RRO} の周波数応答から等価的に次のように求められる。

$$d_k(j\omega_{k_f}) = P_{cv,k_c}(j\omega_{k_f})d_f(j\omega_{k_f}) + d_p(j\omega_{k_f}) - d_{RRO}(j\omega_{k_f}) \quad (4.1)$$

出力端外乱 d の周波数スペクトルを図 4.4.4 に示す。

以上の問題設定から、指令値 $r = 0$ 、出力 y 、誤差 $e = r - y$

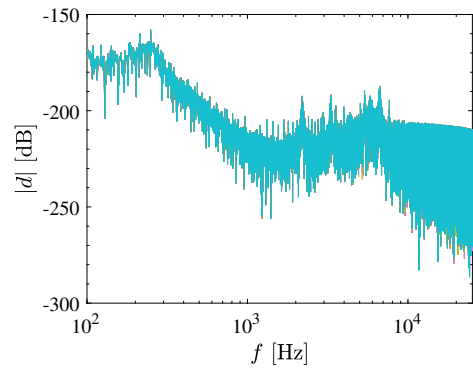


図 4.4.4 出力端外乱の振幅スペクトル。
Fig. 4.4.4. Amplitude spectrum of output disturbances.

の関係性において、連続時間の磁気ヘッドの位置 y_c の最悪ケースを最小化することは、離散時間の誤差 e の最悪ケースを最小化することとして扱うことができる。本節では、離散時間の誤差 e の最悪ケースを最小化するように、各アクチュエータにおける離散時間の既存の開ループ制御系 G_p 、 G_v に対して、出力端外乱 d の影響を抑圧する離散時間のシングルレートフィルタ F_{rp} と F_{rv} を各アクチュエータにそれぞれ設計することを目的とする。

4.4.3 2 段アクチュエータ HDD の制約を考慮した複数共振フィルタの凸最適化設計

2 段アクチュエータ HDD における複数共振フィルタの最適化手法を示す。構造的に定式化された共振フィルタの設計問題は、周波数応答データを直接用いた最適化問題としてロバスト安定性、ロバスト性能、ハードウェア制約を考慮して定式化される。最適化問題は逐次線形化による反復凸最適化により計算される。

設計される共振フィルタの構造

トラック追従性能を改善するために、共振フィルタ [5] を用いた外乱抑圧制御を行う。共振フィルタは外乱周波数と同じ周波数に共振周波数を持つことにより、内部モデ

ル原理に基づき外乱を抑圧することができる。本手法では、外乱周波数に合わせた複数の共振フィルタを設計し、トラック追従性能を改善する。

設計する共振フィルタのブロック線図を図 4.4.5 に示す。各アクチュエータにおける共振フィルタは次のように定式化される。

$$F_{r,k_u}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_{k_u}) = 1 + \sum_{k_r=1}^{n_r} \frac{\rho_{k_u,(k_r,2)}(j\omega_{k_f})^2 + \rho_{k_u,(k_r,1)}(j\omega_{k_f})}{(j\omega_{k_f})^2 + 2\zeta_{r,k_r}\omega_{r,k_r}(j\omega_{k_f}) + \omega_{r,k_r}^2}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_{k_u,(1,1)} \\ \rho_{k_u,(1,2)} \\ \vdots \\ \rho_{k_u,(n_r,1)} \\ \rho_{k_u,(n_r,2)} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{1}{(j\omega_{k_f})} \\ \frac{(j\omega_{k_f})^2 + 2\zeta_{r,1}\omega_{r,1}(j\omega_{k_f}) + \omega_{r,1}^2}{(j\omega_{k_f})^2} \\ \frac{(j\omega_{k_f})^2 + 2\zeta_{r,1}\omega_{r,1}(j\omega_{k_f}) + \omega_{r,1}^2}{(j\omega_{k_f})^2} \\ \vdots \\ \frac{(j\omega_{k_f})}{(j\omega_{k_f})^2 + 2\zeta_{r,n_r}\omega_{r,n_r}(j\omega_{k_f}) + \omega_{r,n_r}^2} \\ \frac{(j\omega_{k_f})^2 + 2\zeta_{r,n_r}\omega_{r,n_r}(j\omega_{k_f}) + \omega_{r,n_r}^2}{(j\omega_{k_f})^2} \end{bmatrix}$$

$$= \boldsymbol{\rho}_{k_u}^T \boldsymbol{\phi}(j\omega_{k_f}) \quad (4.2)$$

ただし、各アクチュエータに対応する下付き添字を $k_u \in \{p, v\}$ 、共振フィルタを設計する周波数の個数を $n_r \in \mathbb{N}$ 、共振フィルタを設計する周波数のデータ番号を $k_r = 1, \dots, n_r$ 、各アクチュエータの調整パラメータを $\boldsymbol{\rho}_{k_u} \in \mathbb{R}^{2n_r+1}$ 、共振角周波数を $\omega_{r,k_r} \in \mathbb{R}_{>0}$ 、ダンピング係数を $\zeta_{r,k_r} \in \mathbb{R}_{>0}$ とする。本節において、設計する共振フィルタの共振角周波数 ω_{r,k_r} とダンピング係数 ζ_{r,k_r} は外乱や誤差の周波数特性から予め与えられているものとし、分子多項式の係数である調整パラメータ $\boldsymbol{\rho}_{k_u}$ を調整することを目的とする。

設計される共振フィルタは共振モードと位相補償器の和により次のように定義される。

$$F(s) = \frac{\kappa s^2 + \kappa \psi s}{s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2} \quad (4.3)$$

共振フィルタのベクトル軌跡は図 4.4.6 のように表され、共振フィルタにおける分子の係数 κ と ψ は各共振モードのゲインと位相に対応している。

最適化問題の定式化

本手法では、ロバスト安定性、ロバスト性能、ハードウェア制約を周波数応答データから考慮する。ロバスト性能として、誤差の周波数スペクトルの最悪値を最小化するように共振フィルタを最適化する。ハードウェア制約として、 y_p の周波数スペクトルの最大値を制約条件として、PZT アクチュエータのストローク制約を考慮する。ロバスト安定性として、共振フィルタ有りのベクトル軌跡が $(-1, j0)$ に対して共振フィルタ無しのベクトル軌跡と同じ側に存在し、かつ円条件の外側に存在するように制約条件を与える。これらの制約条件から、最適化問題は次のように定式化される。

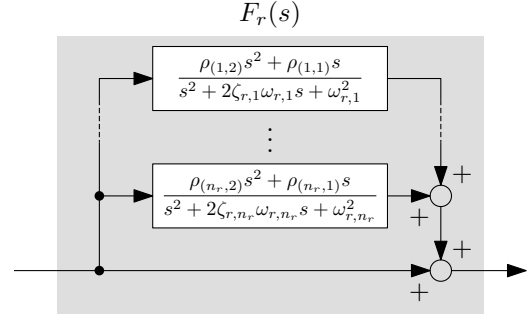


図 4.4.5 共振フィルタのブロック線図。
Fig. 4.4.5. Block diagram of resonant filters.

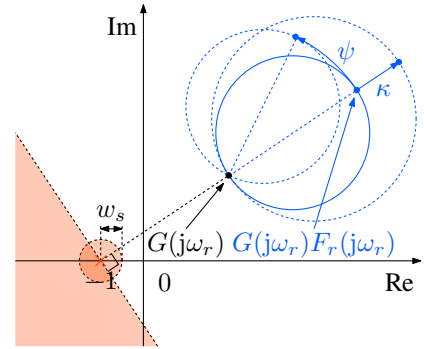


図 4.4.6 ナイキスト線図における共振フィルタを用いた場合のベクトル軌跡の円条件と位相安定化。

Fig. 4.4.6. Vector locus using a resonant filter with modulus margin and phase stabilization in Nyquist diagram.

$$\text{minimize}_{\boldsymbol{\rho}} \max_{\forall k_c, \forall k_f} |e_{k_c}(j\omega_{k_f})| \quad (4.4a)$$

$$\text{subject to } |y_{p,k_c}(j\omega_{k_f})| \leq y_{p,\max} \quad (4.4b)$$

$$w_s |G(j\omega_{k_f})| S_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}) \leq 1 \quad (4.4c)$$

$$-\frac{\pi}{2} \leq \angle(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho})) - \angle(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f})) \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.4d)$$

ただし、 w_s は感度関数の重み関数とし、 G_{k_c} 、 L_{k_c} 、 S_{k_c} を次のように定義する。

$$G_{k_c}(j\omega_r) = G_{p,k_c}(j\omega_{k_f}) + G_{v,k_c}(j\omega_{k_f}) \quad (4.5)$$

$$L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}) = L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_p) + L_{v,k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_v) \quad (4.6)$$

$$L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_p) = G_{p,k_c}(j\omega_{k_f}) F_{rp}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_p) \quad (4.7)$$

$$L_{v,k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_v) = G_{v,k_c}(j\omega_{k_f}) F_{rv}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}_v) \quad (4.8)$$

$$S_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho}) = \frac{1}{1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho})} \quad (4.9)$$

逐次線形化による凸最適化

式 (4.4a) において、評価関数は次のように表すことができる。

$$\text{minimize}_{\boldsymbol{\rho}} \max_{\forall k_c, \forall k_f} |e_{k_c}(j\omega_{k_f})| \Leftrightarrow \text{maximize}_{\boldsymbol{\rho}} \min_{\forall k_c, \forall k_f} \frac{1}{|e_{k_c}(j\omega_{k_f})|}$$

$$\Leftrightarrow \text{minimize}_{\boldsymbol{\rho}} - \left(\min_{\forall k_c, \forall k_f} \left| \frac{1}{d_{k_c}(j\omega_{k_f})} (1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \boldsymbol{\rho})) \right| \right) \quad (4.10)$$

ただし、誤差の周波数応答データは次のように求められる。

$$e_{k_c}(j\omega_{k_f}) = S_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho) d_{k_c}(j\omega_{k_f}) \quad (4.11)$$

式 (4.4b) において、PZT アクチュエータの出力の周波数スペクトルは次のように評価される。

$$|y_{p,k_c}(j\omega_{k_f})| = \left| \frac{L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \rho) d_{k_c}(j\omega_{k_f})}{1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)} \right| \quad (4.12)$$

また、既存のフィードバック制御器における最大値は次のように表される。

$$y_{p,\max} = \max_{\forall k_c, \forall k_f} \left| \frac{G_{p,k_c}(j\omega_{k_f}) d_{k_c}(j\omega_{k_f})}{1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f})} \right| \quad (4.13)$$

式 (4.4d) において、ベクトル軌跡の位相は、ベクトル軌跡の実部と虚部から atan2 関数により評価される。以上の考察から、最適化問題は式 (4.14) のように表すことができる。式 (4.14) の非線形非凸最適化問題は、逐次線形化により反復凸最適化問題として式 (4.15) のように計算することができる。

4.4.4 2段アクチュエータ HDD ベンチマーク問題における外乱抑圧性能の検証

2段アクチュエータ HDD ベンチマーク問題において、共振フィルタによる外乱抑圧性能を検証する。共振フィルタはロバスト安定性、ロバスト性能、ハードウェア制約を考慮して最適化により設計され、共振フィルタ無しの場合とトラック追従性能を比較する。

設計条件

制御対象と外乱の周波数応答のデータ点は、100 Hz からナイキスト周波数の $F_s/2 = 1/2T_s = 25.2 \text{ kHz}$ まで線形に 1 Hz 刻みで取得し、データ点数を $n_f = 25101$ とする。共振フィルタ無しの場合のナイキスト線図、感度関数、誤差の周波数スペクトル、 y_p の周波数スペクトルを図 4.4.7、図 4.4.8、図 4.4.9、図 4.4.10 にそれぞれ示す。図 4.4.9 より、共振フィルタは垂直黒点線のある 8 つの周波数にそれぞれ設計され、共振フィルタのダンピング係数は全て $\zeta_r = 0.05$ とする。初期条件として、全ての調整パラメータを $\rho = 0$ とし、 $F_{rp} = F_{rv} = 1$ とする。ロバスト安定条件において、円条件を $1/w_s = 6 \text{ dB}$ とする。

共振フィルタの設計結果

共振フィルタの最適化計算は YALMIP [14] と MOSEK [15] を用いて行い、反復最適化は 1 つ前の結果と比較して評価関数の改善が 0.1 % 未満になるまで行う。共振フィルタ有りの場合のナイキスト線図、感度関数、誤差の周波数スペクトル、 y_p の周波数スペクトルを図 4.4.11、図 4.4.12、図 4.4.13、図 4.4.14 にそれぞれ示す。最適化の結果より、共振フィルタが 9 つのモデル変動に対して、ロバスト安定性、ロバスト性能、ハードウェア制約を満たすように設計されていることが分かる。

外乱抑圧性能の評価

2段アクチュエータ HDD ベンチマーク問題において、9 つのモデル変動に対する共振フィルタ無しと有りの場合の時間領域シミュレーションでのトラック追従性能を図 4.4.15 に示す。図 4.4.15 より、9 つの全ての場合において共振フィルタを用いた場合に追従誤差が小さくなることが確認できる。PZT アクチュエータの最大ストロークを図 4.4.16 に示す。図 4.4.16 より、共振フィルタ有りの場合の最大ストロークは共振フィルタ無しの場合とほとんど同じか少しの増加で収まっており、ストローク制約を満たしていることが確認できる。以上の結果より、設計された共振フィルタによってトラック追従性能が改善されることが確認できる。

4.4.5 まとめ

本節では、2段アクチュエータ HDD のトラック追従性能を改善するための最適な共振フィルタ設計手法に関して紹介した。共振フィルタは構造的に定式化され、反復凸最適化計算により制御対象の周波数応答データから直接設計された。最適化において、9 つのモデル変動に対するロバスト安定性、ロバスト性能、ハードウェア制約が考慮されている。2段アクチュエータ HDD ベンチマーク問題において最適化された共振フィルタによる外乱抑圧性能の改善が確認された。周波数領域と時間領域のデータをどちらも用いた設計や共振フィルタ以外の制御器の同時最適化、マルチレートフィルタの最適化設計が今後の研究課題である。

$$\underset{\rho}{\text{minimize}} \quad -\gamma \quad (4.14a)$$

$$\text{subject to} \quad \gamma - \left| \frac{1}{d_{k_c}(j\omega_{k_f})} (1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)) \right| \leq 0 \quad (4.14b)$$

$$\frac{|d_{k_c}(j\omega_{k_f})|}{y_{p,\max}} \left| L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \rho) \right| - \left| 1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho) \right| \leq 0 \quad (4.14c)$$

$$w_s(j\omega_{k_f}) - \left| 1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho) \right| \leq 0 \quad (4.14d)$$

$$\mp \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) \pm \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) - \frac{\pi}{2} \leq 0 \text{ when } \pm \text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)) \geq 0 \quad (4.14e)$$

$$\pm \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) \mp \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) - \frac{\pi}{2} \leq 0 \text{ when } \pm \text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)) \geq 0 \quad (4.14f)$$

$$\underset{\rho_{k_i}}{\text{minimize}} \quad -\gamma \quad (4.15a)$$

$$\text{subject to} \quad \gamma - \text{Re} \left(\frac{\left(\frac{1}{d_{k_c}(j\omega_{k_f})} (1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1})) \right)^*}{\left| \frac{1}{d_{k_c}(j\omega_{k_f})} (1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1})) \right|} \left(\frac{1}{d_{k_c}(j\omega_{k_f})} (1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i})) \right) \right) \leq 0 \quad (4.15b)$$

$$\frac{|d_{k_c}(j\omega_{k_f})|}{y_{p,\max}} \text{Re} \left(\frac{\left(L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{p,k_i-1}) \right)^*}{\left| L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{p,k_i-1}) \right|} \left(L_{p,k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{p,k_i}) \right) \right) - \text{Re} \left(\frac{\left(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1}) \right)^*}{\left| 1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1}) \right|} \left(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i}) \right) \right) \leq 0 \quad (4.15c)$$

$$w_s(j\omega_{k_f}) - \text{Re} \left(\frac{\left(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1}) \right)^*}{\left| 1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i-1}) \right|} \left(1 + L_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho_{k_i}) \right) \right) \leq 0 \quad (4.15d)$$

$$\mp \left[\text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) + \frac{\text{Re}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho)) \text{Im}(1 + L_{k_c,k_i}(j\omega_{k_f}, \rho)) - \text{Im}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho)) \text{Re}(1 + L_{k_c,k_i}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\left| 1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho) \right|^2} \right] \pm \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) - \frac{\pi}{2} \leq 0 \text{ when } \pm \text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)) \geq 0 \quad (4.15e)$$

$$\pm \left[\text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) + \frac{\text{Re}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho)) \text{Im}(1 + L_{k_c,k_i}(j\omega_{k_f}, \rho)) - \text{Im}(1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho)) \text{Re}(1 + L_{k_c,k_i}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\left| 1 + L_{k_c,k_i-1}(j\omega_{k_f}, \rho) \right|^2} \right] \mp \text{atan2} \left(\frac{\text{Im}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))}{\text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho))} \right) - \frac{\pi}{2} \leq 0 \text{ when } \pm \text{Re}(1 + G_{k_c}(j\omega_{k_f}, \rho)) \geq 0 \quad (4.15f)$$

引用・参考文献

- (1) Ohno, K. and Hara, T.: Adaptive resonant mode compensation for hard disk drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 2, pp. 624–630 (2006).
- (2) Pérez-Arancibia, N. O., Tsao, T.-C. and Gibson, J. S.: A new method for synthesizing multiple-period adaptive–repetitive controllers and its application to the control of hard disk drives, *Automatica*, Vol. 46, No. 7, pp. 1186–1195 (2010).
- (3) Shahsavari, B., Keikha, E., Fu Zhang, and Horowitz, R.: Adaptive Repetitive Control Design With Online Secondary Path Modeling and Application to Bit-Patterned Media Recording, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 51, No. 4, pp. 1–8 (2015).
- (4) Sun, L., Jiang, T. and Chen, X.: Adaptive Loop Shaping for Wideband Disturbances Attenuation in Precision Information Storage Systems, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1–13 (2017).
- (5) Atsumi, T., Okuyama, A. and Kobayashi, M.: Track-Following Control Using Resonant Filter in Hard Disk Drives, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 472–479 (2007).
- (6) Fujimoto, H.: RRO Compensation of Hard Disk Drives With Multirate Repetitive Perfect Tracking Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, pp. 3825–3831 (2009).
- (7) Chen, X. and Tomizuka, M.: New Repetitive Control With Improved Steady-State Performance and Accelerated Transient, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 22, No. 2, pp. 664–675 (2014).
- (8) Chen, X. and Tomizuka, M.: Discrete-Time Reduced-Complexity Youla Parameterization for Dual-Input Single-Output Systems, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 24, No. 1, pp. 302–309 (2016).
- (9) Zheng, M., Zhou, S. and Tomizuka, M.: A design methodology for disturbance observer with application to precision motion control: An H-infinity based approach, in *2017 American*

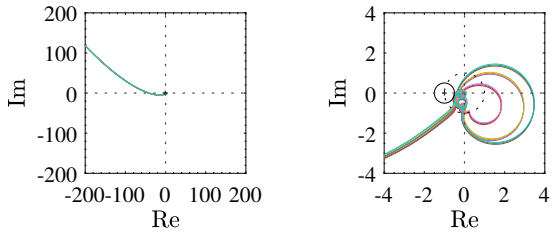


図 4.4.7 共振フィルタ無しのナイキスト線図。

Fig. 4.4.7. Nyquist diagram without resonant filters.

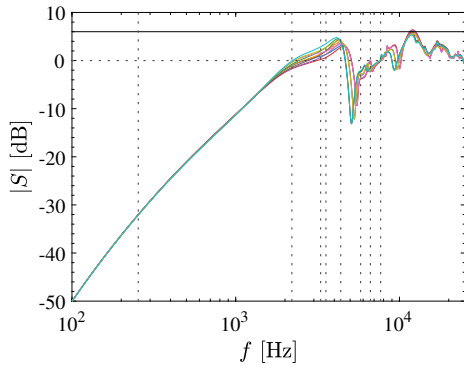


図 4.4.8 共振フィルタ無しの感度関数。

Fig. 4.4.8. Sensitivity function without resonant filters.

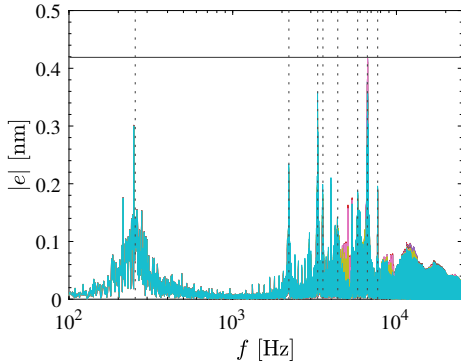


図 4.4.9 共振フィルタ無しの誤差 e の振幅スペクトル。

Fig. 4.4.9. Amplitude spectrum of e without resonant filters.

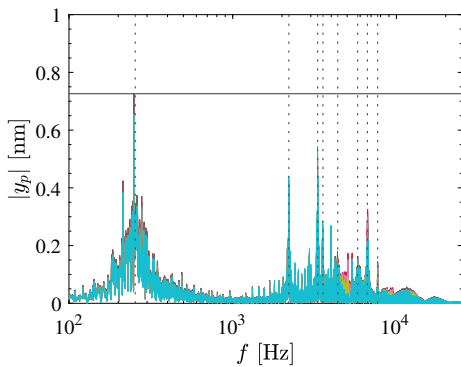


図 4.4.10 共振フィルタ無しの y_p の振幅スペクトル。

Fig. 4.4.10. Amplitude spectrum of y_p without resonant filters.

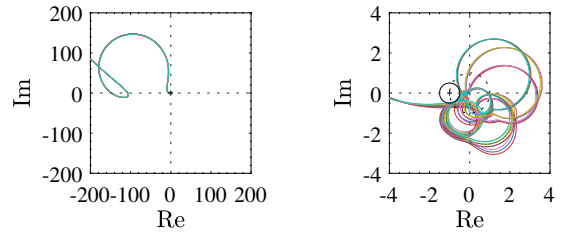


図 4.4.11 共振フィルタ有りのナイキスト線図。

Fig. 4.4.11. Nyquist diagram with resonant filters.

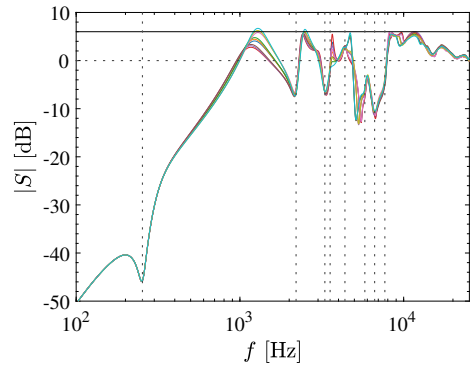


図 4.4.12 共振フィルタ有りの感度関数。

Fig. 4.4.12. Sensitivity function with resonant filters.

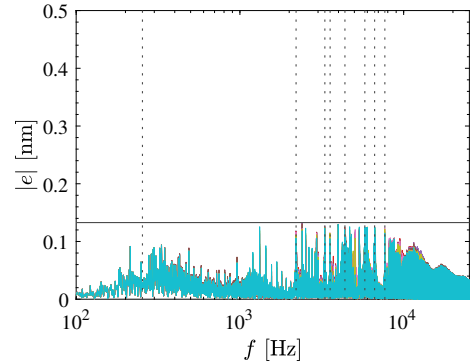


図 4.4.13 共振フィルタ有りの誤差 e の振幅スペクトル。

Fig. 4.4.13. Amplitude spectrum of e with resonant filters.

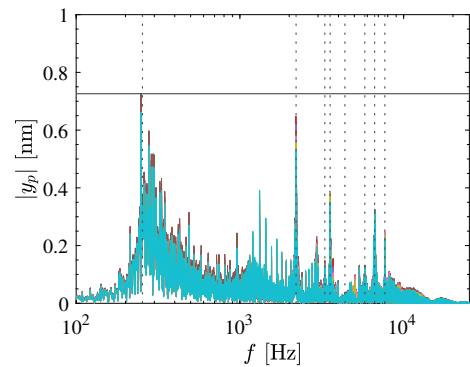


図 4.4.14 共振フィルタ有りの y_p の振幅スペクトル。

Fig. 4.4.14. Amplitude spectrum of y_p with resonant filters.

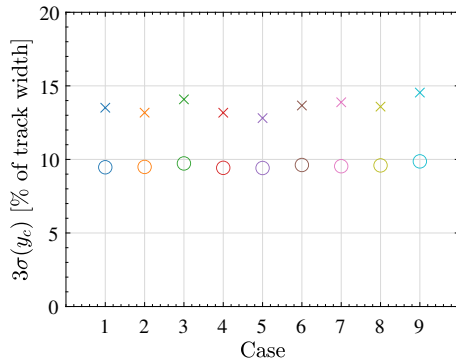


図 4.4.15 トラック追従性能 $3\sigma(y_c)$ のシミュレーション結果。× と ○ は最適化された共振フィルタ無しと有りの場合をそれぞれ示す。

Fig. 4.4.15. Simulation results of track-following performance $3\sigma(y_c)$. × and ○ denote without and with optimized resonant filters.

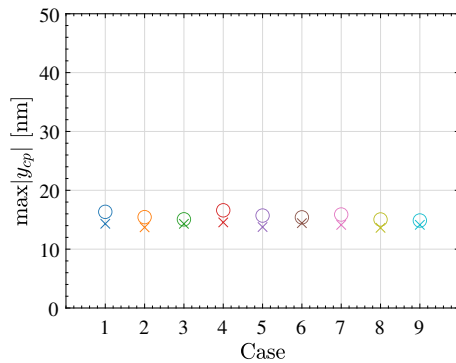


図 4.4.16 ピエゾアクチュエータの最大ストローク $\max|y_{cp}|$ のシミュレーション結果。× と ○ は最適化された共振フィルタ無しと有りの場合をそれぞれ示す。

Fig. 4.4.16. Simulation results of maximum stroke in a PZT actuator $\max|y_{cp}|$. × and ○ denote without and with optimized resonant filters.

Control Conference (ACC), pp. 3524–3529, IEEE (2017).

- (10) Yabui, S., Atsumi, T. and Inoue, T.: Coupling Controller Design for MISO System of Head Positioning Control Systems in HDDs, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 56, No. 5, pp. 1–9 (2020).
- (11) Bashash, S. and Shariat, S.: Performance enhancement of hard disk drives through data-driven control design and population clustering, *Precision Engineering*, Vol. 56, No. November 2018, pp. 267–279 (2019).
- (12) Potu Surya Prakash, N. and Horowitz, R.: Data-Driven Robust Feedback Control Design for Multi-Actuator Hard Disk Drives, in *2nd IFAC Modeling, Estimation and Control Conference* (2022).
- (13) Atsumi, T.: Magnetic-head positioning control system in HDDs

(2022).

- (14) Lofberg, J.: YALMIP : a toolbox for modeling and optimization in MATLAB, in *2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation (IEEE Cat. No.04CH37508)*, pp. 284–289, IEEE (2004).
- (15) Mosek, : MOSEK 9.3 (2021).