

博 士 論 文

荷重制御装置に対する
2段アクチュエータ制御系の設計

Controller Design for Dual-Stage Actuator
in Load Devices

2014 年度

篠 原 悠 作

目次

1	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	3
1.3	本論文の構成	5
2	荷重制御装置の概要とモデル化	6
2.1	緒言	6
2.2	荷重制御装置の概要	7
2.3	空気圧アクチュエータのモデル化	13
2.3.1	空気圧アクチュエータの周波数特性	13
2.3.2	空気圧アクチュエータのモデル化	14
2.3.3	空気圧アクチュエータ数学モデルの妥当性検証	16
2.4	ボイスコイルモータのモデル化	20
2.4.1	ボイスコイルモータの周波数特性	20
2.4.2	ボイスコイルモータのモデル化	21
2.4.3	ボイスコイルモータの妥当性検証	22
2.5	制御系の基本構成と課題	26
2.6	結言	31
3	干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計	33
3.1	緒言	33
3.2	PQ法の概要	33
3.2.1	動作分離角周波数の設定	34
3.2.2	SISOシステム G_{SISO} の安定性確保	34
3.2.3	アクチュエータ間の干渉抑制	35
3.3	干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計	36
3.3.1	荷重制御装置へのPQ法の適用	36
3.3.2	シミュレーションによる検証	40
3.4	実験検証	43

3.5	結言	45
4	特定周波数の外乱抑圧を考慮した制御系設計	46
4.1	緒言	46
4.2	モータによる回転振動の影響	46
4.3	特定周波数外乱の抑圧手法	47
4.4	特定周波数外乱の抑圧を考慮した制御系設計	49
4.4.1	外乱補償フィルタの設計	49
4.4.2	2段アクチュエータ制御系への適用	52
4.4.3	外乱周波数変動時の安定性評価	57
4.5	実験による検証	58
4.6	結言	62
5	ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系設計	63
5.1	緒言	63
5.2	ボイスコイルモータ制御入力飽和による影響	63
5.2.1	入力飽和による荷重値への影響	63
5.2.2	ボイスコイルモータ制御入力飽和時の振動の要因分析	66
5.3	ボイスコイルモータ制御入力飽和を考慮した制御系設計	69
5.3.1	制御系の概要	69
5.3.2	ボイスコイルモータの共振周波数近傍の低感度化	69
5.3.3	空気圧アクチュエータに対する切換え補償器の設計	72
5.4	実験検証	74
5.5	結言	76
6	特性変動に対するロバスト性を考慮した制御系設計	77
6.1	緒言	77
6.2	特性変動による影響	77
6.3	H_{∞} 制御による特性変動を考慮した制御系設計	80
6.3.1	一般化プラントの設計	80
6.3.2	重み関数の設計	81
6.3.3	H_{∞} 制御による補償器の導出と外乱抑圧性能の評価	84
6.4	実験検証	86
6.5	結言	88
7	結論	89

A	モデルマッチング制御の基本理論	92
	謝 辞	93
	参考文献	94
	発表論文リスト	97
	投稿論文リスト	99

目 次

2.1	荷重制御装置の外観	7
2.2	荷重制御装置の内部構造	8
2.3	荷重制御装置のシステム構成	8
2.4	空気圧シリンダの内部構成	9
2.5	サーボバルブの外観	10
2.6	サーボバルブの内部構造	10
2.7	ブラシレス DC モータの回路図	11
2.8	ボイスコイルモータの内部構造	12
2.9	ボイスコイルモータの駆動原理	12
2.10	空気圧シリンダ周波数特性測定時のブロック線図	13
2.11	空気圧シリンダの周波数特性	14
2.12	空気圧シリンダ数学モデルの周波数特性	15
2.13	空気圧シリンダに対する荷重制御系のブロック線図	16
2.14	補償器 C_{ba} の周波数特性	17
2.15	空気圧シリンダに対する荷重制御系の一巡伝達特性	18
2.16	空気圧シリンダに対する荷重制御系の目標値追従特性	18
2.17	空気圧シリンダに対する荷重制御系におけるステップ応答波形	19
2.18	ボイスコイルモータの周波数特性測定時のブロック線図	20
2.19	ボイスコイルモータの周波数特性	21
2.20	ボイスコイルモータ数学モデルの周波数特性	22
2.21	ボイスコイルモータに対する荷重制御系のブロック線図	23
2.22	フィードバック補償器 C_{bv} の周波数特性	23
2.23	ボイスコイルモータに対する荷重制御系の一巡伝達特性	24
2.24	ボイスコイルモータに対する荷重制御系の目標値追従特性	25
2.25	ボイスコイルモータに対する荷重制御系におけるステップ応答波形	25
2.26	従来並列制御系のブロック線図	26
2.27	従来補償器の周波数特性	27
2.28	従来制御系の目標値追従特性	28
2.29	従来制御系の感度特性	28

2.30	モータ駆動時の荷重値応答	29
2.31	ボイスコイルモータ制御入力飽和時の荷重値応答	30
2.32	ボイスコイルモータ制御入力飽和時の各制御入力	31
2.33	周波数変動時におけるステップ外乱印加時の荷重値応答	32
3.1	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	34
3.2	P および Q による等価的フィードバック制御系のブロック線図	35
3.3	ω_c における G_{siso} の大きさと位相余裕の関係	36
3.4	P の周波数特性	37
3.5	Q の周波数特性	38
3.6	PQ の周波数特性	39
3.7	G_{SISO} の周波数特性	39
3.8	C_0 の周波数特性	40
3.9	PQ法による荷重制御系の一巡伝達特性	41
3.10	PQ法による荷重制御系のナイキスト線図	42
3.11	PQ法による荷重制御系の追従特性	42
3.12	PQ法による荷重制御系の外乱抑圧特性	43
3.13	PQ法による荷重制御系におけるステップ外乱印加時の荷重値応答	44
3.14	PQ法による荷重制御系におけるステップ外乱印加時の各制御入力	44
4.1	モータ駆動時の荷重検出値	47
4.2	一般的なフィードバック制御系	48
4.3	ナイキスト線図上での外乱抑圧特性	49
4.4	2段アクチュエータ制御系の一巡伝達特性	50
4.5	外乱補償フィルタ C_{rf} の特性	51
4.6	外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の一巡伝達特性	52
4.7	外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の外乱抑圧特性	53
4.8	外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の目標値追従特性	53
4.9	2段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系のブロック線図	54
4.10	各フィードフォワード補償器の周波数特性	56
4.11	フィードフォワード補償器による PQ の周波数特性	56
4.12	2段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系の目標値追従特性	57
4.13	外乱補償フィルタの特定周波数の変化に対する安定余裕の変化	58
4.14	モータ駆動時(1800rpm)の荷重検出値	59
4.16	モータ駆動時(3000rpm)の荷重検出値	59
4.15	モータ駆動時(2400rpm)の荷重検出値	60

4.17	モータ入力電圧と外乱周波数の関係	60
4.18	外乱周波数の変動率	61
4.19	外乱周波数変動時の荷重検出値	61
5.1	ボイスコイルモータの制御入力制限を付加した制御系のブロック線図	64
5.2	ステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力波形	65
5.3	ステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答	65
5.4	シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答	67
5.5	シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力	67
5.6	シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータ出力	68
5.7	ボイスコイルモータに対する制御入力の周波数解析結果	68
5.8	制御入力飽和を考慮した提案制御系のブロック線図	69
5.9	C_{ps} を付加したボイスコイルモータの周波数特性	71
5.10	C_{ps} を付加した2段アクチュエータ制御系の感度特性	71
5.11	制御入力飽和時における制御系の感度特性	73
5.12	制御入力飽和時における制御系の一巡伝達特性	73
5.13	提案制御系におけるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答	74
5.14	提案制御系におけるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力	75
5.15	実測荷重値応答の周波数解析結果	75
6.1	空気圧アクチュエータの周波数特性および共振周波数近傍の拡大図	78
6.2	PQ法による制御系に対する周波数変動時の感度特性	79
6.3	シミュレータによる周波数変動時におけるステップ外乱印可時の荷重値応答	79
6.4	H_{∞} 制御による提案制御系のブロック線図	80
6.5	M_e に対する重み関数の設計例	81
6.6	W_u^{-1} および $C_h S$ のゲイン特性	83
6.7	W_t^{-1} および T のゲイン特性	83
6.8	W_s^{-1} および S のゲイン特性	84
6.9	C_h の周波数特性	85
6.10	提案制御系における周波数変動時の感度特性	85
6.11	周波数変動時の空気圧アクチュエータの周波数特性	86
6.12	周波数変動時のボイスコイルモータの周波数特性	87
6.13	提案制御系に対する周波数変動時におけるステップ外乱印可時の荷重値応答	87

A.1 モデルマッチング制御系のブロック線図	92
----------------------------------	----

表 目 次

2.1	装置の名称	7
2.2	サーボバルブの仕様	10
2.3	トランジスタのスイッチングシーケンス	11
2.4	ロードセルのパラメータ	14
2.5	空気圧アクチュエータ数学モデルのパラメータ	15
2.6	フィードバック補償器 C_{ba} の設計パラメータ	17
2.7	ボイスコイルモータ数学モデルのパラメータ	21
2.8	フィードバック補償器 C_{bv} の設計パラメータ	23
2.9	従来補償器の設計パラメータ	27
3.1	Q の設計パラメータ	37
3.2	C_0 の設計パラメータ	40
4.1	外乱補償フィルタ C_{rf} の設計パラメータ	51
4.2	フィードフォワード補償器の設計パラメータ	55
5.1	C_{ps} の設計パラメータ	70
5.2	C'_2 の設計パラメータ	72
6.1	重み関数の設計パラメータ	82

第1章

序論

1.1 本研究の背景

情報端末などIT社会を支える情報機器の発達は目覚ましく、更なる多機能化、小型化、低コスト化が進むにつれて、これらの製品に関わる各種加工機や検査装置などの工作機械に対して、更なる高品質化や信頼性向上が強く求められている。中でも、製品の構成要素である部品の研削・研磨を行う加工装置に対する生産性や加工精度の向上は、情報機器発達の重要な役割を担う。被加工物の研削・研磨を行う加工装置は、金属材料の表面加工やバリ取りなどの仕上げ加工のみでなく、液晶ディスプレイに使用されるガラス材を始め、光学デバイスやファインセラミックス、半導体デバイスのシリコンウエハの研削・研磨加工など、その利用用途は多岐に渡る^{[1]~[3]}。これらの加工装置の精度向上は、部品の機能向上や信頼性向上だけでなく、部品の互換性向上や表面の美観にも大きく影響を与える。その中で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は被加工物表面の鏡面化や加工ひずみの僅少化を目的とした装置であり、研磨材を被加工物に押し当てて加工を行うため、加工中に発生する振動などの影響による被加工物への過加圧は、被加工物の変形や破壊を招く^[4]。そのため、高精度な加工を実現するためには、加工中に発生する外乱の影響を抑制しながら目標荷重へ高精度に追従させる必要がある。

上記加工装置の主な駆動源には、電気エネルギーを利用した電磁アクチュエータ^{[4][5]}や、流体エネルギーを利用した油圧、空気圧アクチュエータ^{[6][7]}などが挙げられる。電磁アクチュエータは高速応答と線形応答性能に優れているため、制御し易く高速高精度が要求される分野に利用される^{[8]~[12]}。その反面、大きな推力を得るためには装置の大型化が必要になり、それに比例してアクチュエータ自体が発生させる熱量が大きくなる。一方、油圧や空気圧アクチュエータは動力密度（装置の質量当たりの発生推力）が大きく、構造がシンプルであるため、小型化が実現しやすい。さらに、その出力制御にサーボ弁を用いれば流体の方向と量を小さな電気信号で高速に制御することが可能となり、優れたサーボ機構が実現できる^{[13]~[16]}。そのため、電磁アクチュエータでは適用できな

い大出力を要求される分野に利用される^[17]。しかし、駆動源となる油や空気の圧縮性に起因したばね作用の影響やサーボ弁自体の応答遅れの影響により電磁アクチュエータと同等の高速高精度化は困難である。加工装置としては、生産性や加工精度の向上を考慮すれば電磁アクチュエータの使用が最適であると考えられるが、被加工物に接触する装置の場合、電磁アクチュエータが発生させる熱は研磨材や被加工物の熱変形を招く^[1]。研磨材と被加工物の接触による熱の発生もあるが、高い精度を実現するために熱を抑制するためには油空圧アクチュエータの使用が最適であるといえる。以上の特長を鑑みて、使用用途や目的、環境に適したアクチュエータの選定がなされる。

本研究で対象とする研磨用荷重制御装置では、大きな荷重を持続的に保持する必要があるため、エネルギー効率の観点から空気圧アクチュエータが主な駆動源として用いられる。しかし、空気圧アクチュエータはサーボバルブ自体の応答遅れや空気の圧縮性に起因したばね作用の影響によって、十分な応答帯域を確保することができない。そこで、高速応答に優れたボイスコイルモータを併用した2段アクチュエーションを構成することで、空気圧アクチュエータのみでは実現できない高周波数領域の動作を補い、広い周波数範囲で高精度な荷重制御の実現が期待できる。さらに、ボイスコイルモータの補償範囲を高帯域側のみに制限すれば継続して駆動させる必要がなくなるため、熱による影響が軽減される。2段アクチュエーションは、磁気ディスクの分野で数多く研究されており、一般的な磁気ディスクに使用されるボイスコイルモータにマイクロアクチュエータを併用することで制御帯域の拡大を実現している^{[18]~[24]}。しかし、2段アクチュエーションでは、異なるアクチュエータを併用するため、相対ゲインが1となる周波数において動作干渉を引き起こし、制御精度が劣化する^[18]。2段アクチュエータに対する従来の荷重制御系設計では、荷重制御装置の各アクチュエータに対してそれぞれ独立にプレフィルタを設計する並列型^[22]を適用しており、それぞれのループが単独で安定化されているため、動作帯域の分離や飽和を考慮した補償器の設計が容易である。その反面、相対伝達特性の整形が困難となるため、相互干渉の十分な抑制の実現には補償器パラメータ調整の試行錯誤が必須である。特に本制御対象は、空気圧アクチュエータと電磁アクチュエータを組合わせているため応答性大きく異なり、干渉の影響が大きい。そのため、干渉抑制を陽に考慮した制御系が求められる。一方、研磨装置の観点から、研磨材を回転駆動させる研磨用モータの回転振動や被加工物の凹凸による突発的な外乱の発生が懸念される。空気圧アクチュエータを用いた荷重制御装置に対して研磨用モータの影響を検証すると、回転振動の影響により荷重値が一定に保持できず目標荷重への追従性が劣化することが先行研究において確認されている^[25]。すなわち、本制御対象の荷重制御装置で高精度荷重追従制御を実現するためには、アクチュエータ間の干渉抑制によってサーボ帯域の広帯域化を図ると同時に、それぞれの外乱を十分に抑制することが必須となる。

1.2 本研究の目的

以上の背景の下、本研究では、空気圧アクチュエータとボイスコイルモータを併用した荷重制御装置に対する高精度荷重制御系の構築を目的とする。制御系設計に際して勘案すべき指標は以下の2点である。

1. 2段アクチュエーションによるサーボ帯域の広帯域化
2. 各種外乱に対する抑圧性能向上

上記1.の広帯域化に関しては、2つのアクチュエータを併用することによって発生する動作干渉の抑制を陽に考慮する必要がある。そのため、各アクチュエータの特性や性能限界を十分に解析し、明確な設計指針の下で制御系を設計する必要がある。2段アクチュエータ制御系設計では、前節で説明した並列型^[22]の他に直列型^[23]や非干渉型^[24]などがある。直列型は、高帯域化を考慮した設計が容易であり、低域のゲインを大きくとることが出来る。その反面、高帯域側を補償する微動アクチュエータが飽和した場合、制御系全体の系が不安定となるため、飽和対策が必須となる。一方、非干渉型は各アクチュエータの相対変位分を差し引き、干渉をキャンセルしているため、干渉による影響が小さく、2自由度制御による高速化に適している。しかし、各アクチュエータに対する補償器の設計では、古典制御によるフィルタを組合わせて構成している例が多く、干渉抑制を陽に考慮するためには試行錯誤的に補償器の調整が必要となる。参考文献[26][27]では、ボイスコイルモータと圧電素子を併用した磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に対して、干渉抑制手法であるPQ法^{[26][27]}を用いて各アクチュエータに対する補償器を設計することで、干渉抑制を考慮した制御系を実現している。そこで、干渉抑制手法の一つであるPQ法を適用することで、干渉抑制を陽に考慮した制御系の実現を目指す。

一方、上記2.の外乱抑圧性能に関しては、研磨用モータの回転周波数に同期した特定の周波数外乱や、被加工物の凹凸に起因した外乱(インパルス、ステップ外乱)の抑制が必須である。前者の特定周波数外乱に関しては、モータの回転周波数に同期した周波数成分を含む振動が荷重値に影響を与える。そのため、モータ定格回転数3000 rpm(50 Hz)以下の外乱抑圧特性を向上させることが必要となる。特定周波数における外乱抑圧性能を改善するためには、対応する周波数で一巡伝達特性のゲインを大きくすれば良い^{[28][29]}。参考文献[28]では、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に対して、共振特性を有するフィルタを適用することで、ディスク回転に同期した位置外乱および流体加振力起因の機構系振動の抑圧を実現している。一方、参考文献[29]では、振動台に対して同様のフィルタを適用することで、供試体反力の抑圧を実現している。そこで、特定周波数で急峻なゲインピークを有する共振フィルタを適用することで、特定周波数外乱の抑圧

を実現する。一方、後者の外乱は主に低周波数成分が支配的であるため、フィードバック制御帯域を拡大することで速やかな収束が可能となる^[30]。そのため、2段アクチュエーションによるサーボ帯域の広帯域化によって改善される。しかし、被加工物の凹凸による外乱の大きさは未知であるため、過大な外乱が作用した場合にボイスコイルモータの制御入力飽和し、外乱に対する収束性能が劣化する場合がある。そのため、ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮し、性能劣化を最小限に抑える手法の確立が求められる。さらに、本制御対象は空気の圧縮性に起因したばね力により共振モードを有しているため、設置環境や経年劣化によって共振周波数が変動し、制御系の不安定化、あるいは外乱に対する抑圧性能の劣化を招く。そのため、特性変動に対してロバスト性を考慮した制御系の確立が求められる。

以上の指標の実現を目指して、制御系の設計を行う。具体的アプローチとしては、以下の5点が挙げられる。

(a) 実機特性を忠実に再現する数学モデルの構築 (2章)

空気圧アクチュエータおよびボイスコイルモータの実測周波数特性を測定し、その特性を基に実機特性を忠実に再現する数学モデルを構築を目指す。

(b) 干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系の設計 (3章)

アクチュエータ間の動作干渉に対して、PQ法を適用し、干渉抑制を陽に考慮した2段アクチュエータ制御系の設計を目指す。

(c) 特定周波数外乱の抑圧を考慮した制御系設計 (4章)

研磨用モータの回転振動に対して、特定周波数にゲインピークを有する共振フィルタ（以降、外乱補償フィルタ）を設計することで、特定周波数における感度特性を改善し、特定周波数外乱の抑圧を目指す。

(d) ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系の設計 (5章)

過大な外乱に対して生じるボイスコイルモータの制御入力飽和に対して、共振周波数におけるボイスコイルモータの位相安定化^[28]および共振振動の抑圧を考慮した切り替え補償器を適用することで、飽和による性能劣化抑制を目指す。

(d) 特性変動に対するロバスト性を考慮した制御系の設計 (6章)

制御対象に内在する共振モードの周波数変動に対して、 H_∞ 制御^{[31]~[33]}を用いて周波数変動にロバストな補償器を設計し、外乱抑圧性能の劣化抑制を目指す。

これらの有効性を、供試機に対する数値シミュレーションおよび実機実験により評価・検証する。

1.3 本論文の構成

本論文は7つの章から構成されており、以下にその概要を述べる。

第1章 序論

本研究の着手に至る背景と、研究の目的を明確にする。

第2章 荷重制御装置の概要とモデル化

本研究の制御対象である荷重制御装置の概要を述べ、各アクチュエータに対して周波数特性の測定を行い、実機特性を忠実に再現する数学モデルを構築する。さらに、制御系の基本構成と本研究の課題について述べる。

第3章 PQ法による干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計

第2章で構築した各アクチュエータの数学モデルを基に、干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系の設計を行う。ここでは、干渉抑制手法となるPQ法の概要を述べ、その手法に沿って各アクチュエータに対する補償器の設計を行い、実験により有効性を検証する。

第4章 特定周波数の外乱抑圧を考慮した制御系設計

研磨用モータによる特定周波数の外乱抑圧を考慮した制御系設計を行う。ここでは、外乱の周波数成分が単一であることに着目し、特定周波数での外乱抑圧性能向上を実現する共振フィルタの設計を行い、2段アクチュエータ制御系に適用する。

第5章 ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系設計

突発的な外乱に対する、ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系設計を行う。ここでは、ボイスコイルモータの制御入力飽和した際に、共振モードの周波数成分を含んだ振動が発生していることに着目し、ボイスコイルモータ飽和時に共振周波数における外乱抑圧性能向上を実現する補償器の設計を行う。

第6章 特性変動に対するロバスト性を考慮した制御系設計

制御対象の特性変動に対するロバスト性を考慮した制御系設計を行う。ここでは、制御対象に内在する共振モードの周波数が変動していることに着目し、 H_∞ 制御系設計の枠組みで共振周波数の変動を考慮した重み関数を設計し、各アクチュエータに対して周波数変動にロバストな補償器の設計を行う。

第7章 結論

本研究により得られた成果と今後の課題についてまとめる。

第2章

荷重制御装置の概要とモデル化

2.1 緒言

制御システムにおいて、制御対象の性能を最大限に引き出す補償器を設計するためには、制御対象の正確な数学モデルが必要である。特に、本制御対象は空気圧アクチュエータと電磁アクチュエータを結合した構造となっているため、電気信号だけでなく空気の圧力や流量などの様々な物理量が関係する。そのため、設計した制御系の性能評価を正確に行うために、高精度シミュレータの構築が必須となる。

本章では、空気圧アクチュエータおよびボイスコイルモータの周波数特性を測定し、その特性を基にモデル化を行う。空気圧アクチュエータのモデル化に関しては、これまでも空気圧サーボ系の物理関係を明確にした数学モデルの構築は多く行われてきている。しかし、本研究で用いる空気圧アクチュエータはダイヤフラムと呼ばれるゴム膜が使用されており、一般的な空気圧アクチュエータとは多少物理関係が異なる。さらに、荷重装置として使用するため、ピストン変位の推移が微小であり、摩擦の影響をほとんど受けないために線形モデルとして扱える。一方、ボイスコイルモータに関しては、空気圧シリンダに対して動力密度が小さく、空気圧アクチュエータの影響を受け易い。そのため、本研究では、実測周波数特性を基に数学モデルを構築し、パラメータを同定させることでモデル化を行う。構築したモデルの妥当性は、各アクチュエータに対して設計した制御系による実機実験によって検証する。

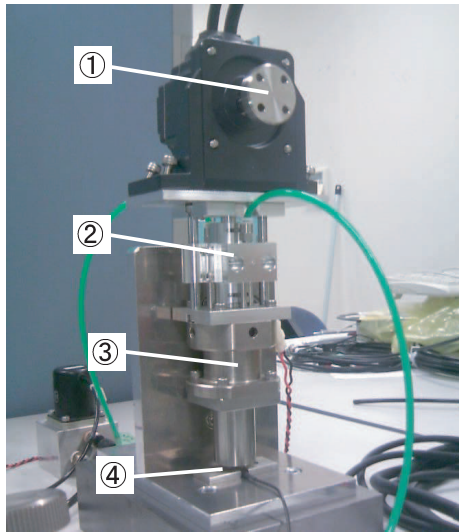


図 2.1: 荷重制御装置の外観

表 2.1: 装置の名称

番号	名称
1	研磨用モータ
2	空気圧アクチュエータ
3	ボイスコイルモータ
4	ロードセル

2.2 荷重制御装置の概要

図 2.1 に本研究の制御対象である荷重制御装置の外観を、図 2.2 にその内部構造を示す。装置の各名称は表 2.1 に示すとおりである。荷重制御装置は、空気圧アクチュエータ、ボイスコイルモータ、研磨用モータ、ロードセル (KYOWA 社 : LMB-A-50N) から構成されている。なお、研磨用モータは通常ロードセル側に設置されるが、本研究では装置の都合上、最上部に設置している。実際の装置と厳密には異なるが、研磨用モータを駆動した際の課題は忠実に再現可能である。

図 2.3 は、荷重制御装置のシステム構成である。制御システムは、表 2.1 に示した荷重制御装置以外に、補償器演算を行う DSP (Digital Signal Processor)、研磨用モータを駆動させるインバータ、空気圧アクチュエータを駆動させるサーボバルブおよびサーボアンプ、ボイスコイルモータを駆動させるサーボアンプ、ロードセルアンプ (KYOWA 社 : CDV-700A) から構成される。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 はボイスコイルモータへの制御入力、 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ボイスコイルモータ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 変換器を介してアナログ信号 u_a 、 u_v となり、各サーボアンプを介してサーボバルブおよびボイスコイルモータへ入力される。なお、研磨用モータは、専用のインバータを介して外部信号により任意の回転数 n となるように制御される。各構成要素の詳細を以下に述べる。

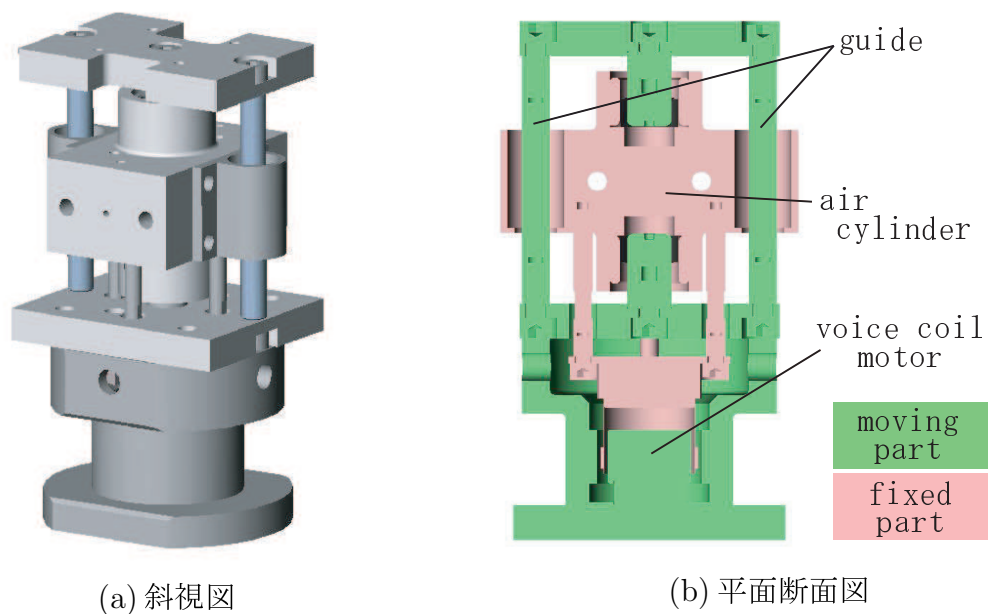


図 2.2: 荷重制御装置の内部構造

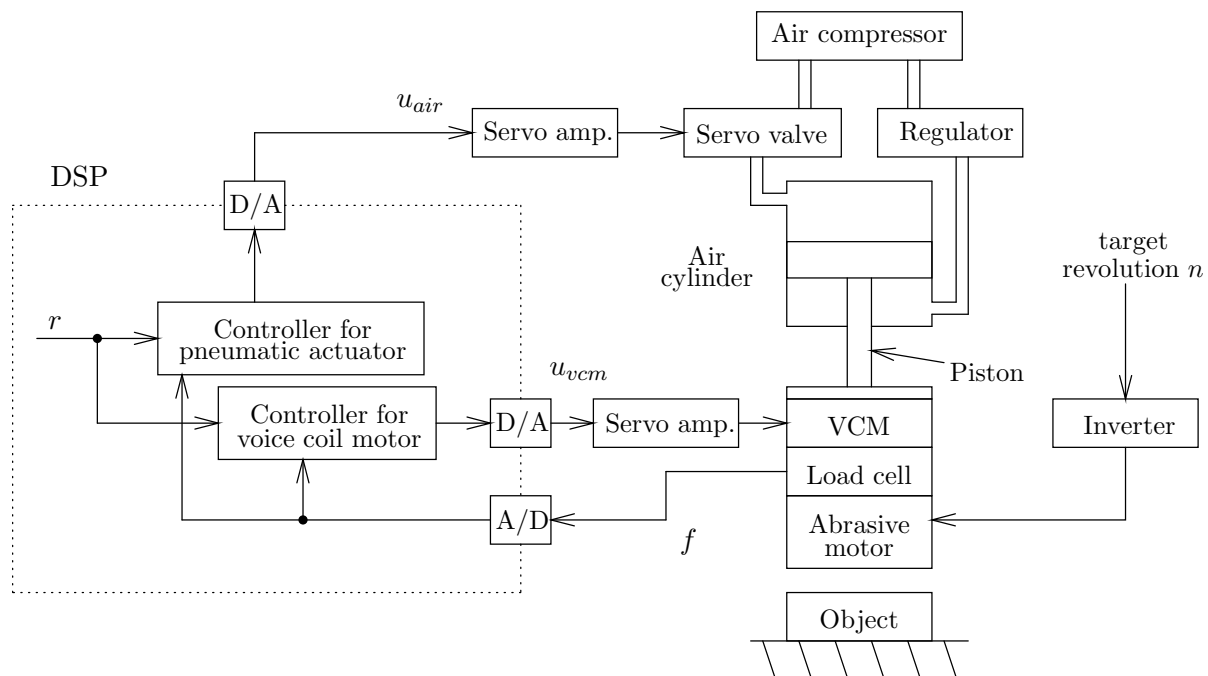


図 2.3: 荷重制御装置のシステム構成

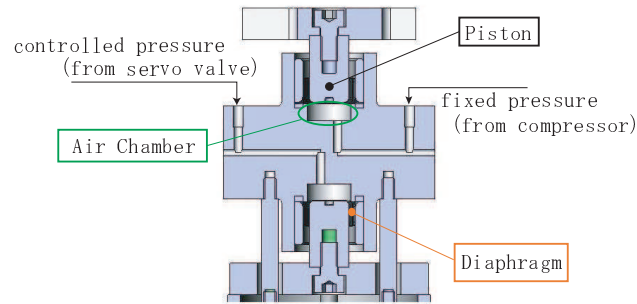


図 2.4: 空気圧シリンダの内部構成

空気圧アクチュエータ

図 2.4 に空気圧アクチュエータの内部構造を示す。空気圧アクチュエータは、対向する空気室の圧力差(差圧)によってピストン(可動部)が駆動する。本装置では、片側の空気室にコンプレッサから一定の空気圧をかけた状態で、もう一方の空気室の空気圧をサーボバルブで制御し、差圧を生じさせる。なお、シリンダ内にダイヤフラムを用いることで、駆動時の空気の漏れを防ぐ。さらに、ダイヤフラムのローリングによってピストンが駆動するため、パッキン型シリンダと比べ、摺動抵抗が非常に小さい。本研究では、コンプレッサからの一定圧力を 0.15 MPa としている。

サーボバルブ

図 2.5 にサーボバルブ (ISD 社 : MODEL58) の外観を、表 2.2 にサーボバルブの仕様を、図 2.6 にサーボバルブの内部構造をそれぞれ示す。本研究で用いるサーボバルブは圧力制御弁であり、高性能マグネットを使用したトルクモータ、およびフラップノズルにより構成されている。方弁は 3 箇所あり、供給ポート、制御圧ポート、排気ポートに分かれており、制御圧力範囲は供給圧の 1.5% ~ 99% である。フラップが中立点にある場合、漏れ流量は制御流量の 50% となるが、ノズルの開きと負荷圧との圧力降下に依存して変動する。制御分解能は、アナログ比例駆動するため、指令信号とフィードバック信号の分解能に依存する。出力圧は、サーボアンプを介して指令電圧に比例した電流をコイルに通電することによりトルクモータを駆動して、フラップを変化させることで制御する^[34]。



図 2.5: サーボバルブの外観

表 2.2: サーボバルブの仕様

流体	空気
供給圧	0.1~ 9.8 MPa
制御圧力	0~ 100 % 供給圧
流量	50 L/min 0.69 MPa 圧力降下
最大入力電流	100 mA (75 Ω)
ヒステリシス	4 % 以下
温度	-40 °C ~ 150 °C

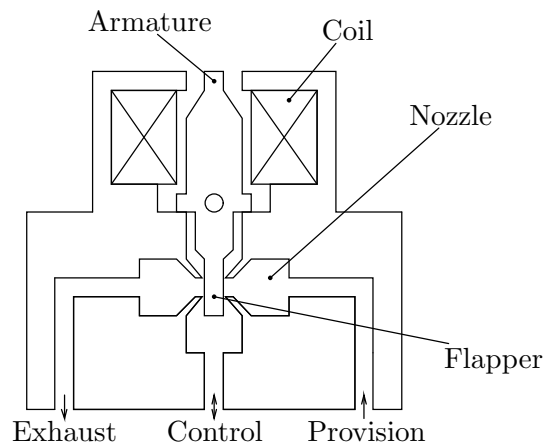


図 2.6: サーボバルブの内部構造

研磨用モータ

本研究で用いる荷重制御装置には、砥石を回転させる研磨装置を模擬してブラシレス DC モータが設置されている。この場合、モータの回転数に比例した特定周波数の回転振動が発生し、荷重制御性能を劣化させる要因となる。図 2.7 にブラシレス DC モータ (Orientalmotor 社: BLFM230-A) の回路図を、表 2.3 にモータ巻線に接続されたスイッチング用のトランジスタのスイッチングシーケンスを示す。モータ巻線にはスイッチング用のトランジスタが接続されており、トランジスタ 6 個でインバータを構成している。上下のトランジスタが交互に ON-OFF を一定の順序で繰り返して、巻線電流の方向を変えている。表 2.3 より、ステップ□の場合トランジスタは Tr1 と Tr6 が ON 状態になる。このとき、巻線電流は U 相から W 相へ流れるため、U 相は N 極、W 相は S 極に励磁され、ロータは 30 deg 回転する。表 2.3 のステップを繰り返すことで、ロータが回転する^[35]。

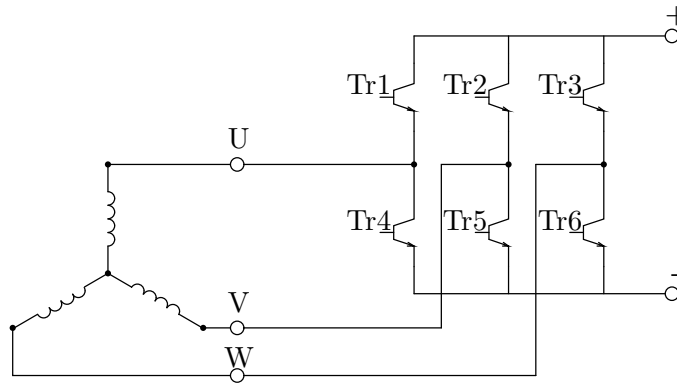


図 2.7: ブラシレス DC モータの回路図

表 2.3: トランジスタのスイッチングシーケンス

ステップ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Tr1	ON					ON	ON					ON	ON
Tr2		ON	ON					ON	ON				
Tr3				ON	ON					ON	ON		
Tr4			ON	ON					ON	ON			
Tr5					ON	ON					ON	ON	
Tr6	ON	ON					ON	ON					ON
U	N	-	S	S	-	N	N	-	S	S	-	N	N
V	-	N	N	-	S	S	-	N	N	-	S	S	-
W	S	S	-	N	N	-	S	S	-	N	N	-	S

ボイスコイルモータ, サーボアンプ

図 2.8 にボイスコイルモータの内部構造を, 図 2.9 にその駆動原理を示す。本研究で対象となるボイスコイルモータは, 固定子にボイスコイル, 可動子にネオジウム磁石を用いて構成されている。図 2.9 より, ボイスコイルを励磁させることで磁束が発生し, 固定子と可動子の間に吸引・反発力が発生する。これが駆動推力となり, 可動子であるネオジウム磁石は垂直方向に駆動し, 荷重値を変化させる。サーボアンプは指令電圧 5 V に対し, ボイスコイルモータに 200 mA の電流が流れるように設計されている。

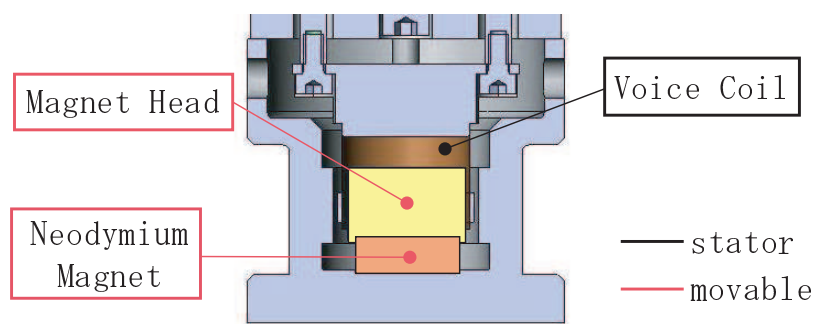


図 2.8: ボイスコイルモータの内部構造

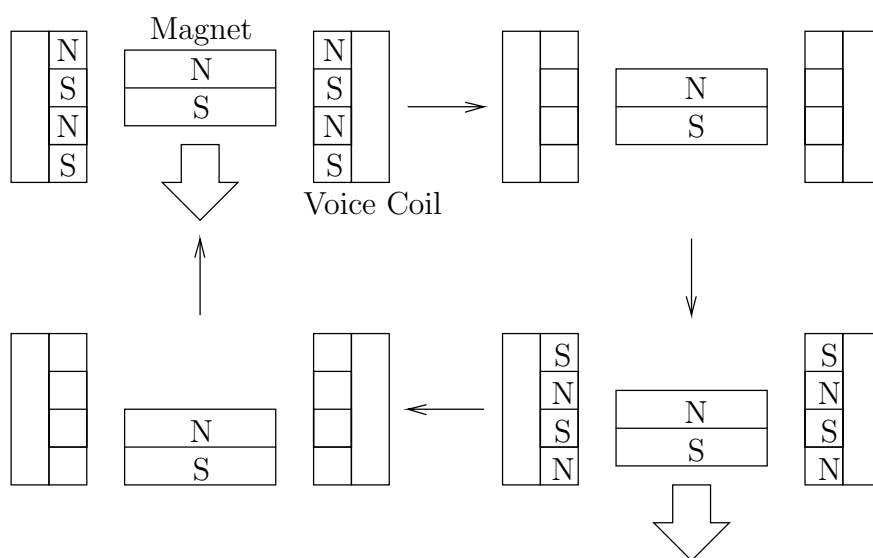


図 2.9: ボイスコイルモータの駆動原理

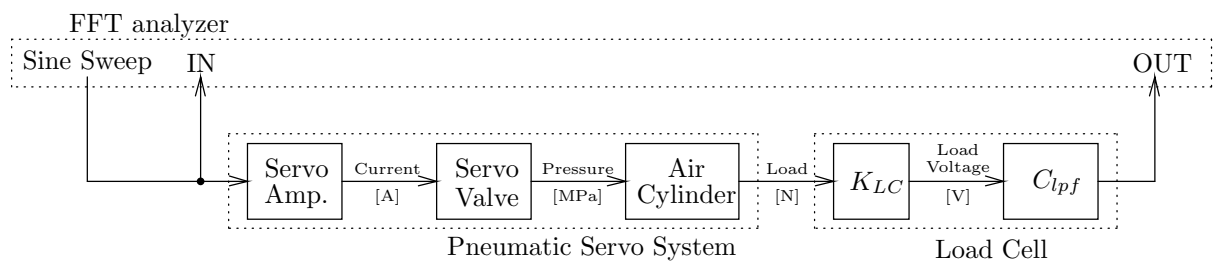


図 2.10: 空気圧シリンダ周波数特性測定時のブロック線図

2.3 空気圧アクチュエータのモデル化

本節では、FFTアナライザを用いて空気圧アクチュエータの周波数特性を測定し、その周波数特性を基に数学モデルを構築する。

2.3.1 空気圧アクチュエータの周波数特性

FFTアナライザ (NF社製: FRA5097) を用いて、正弦波掃引により、空気圧アクチュエータへの入力電圧からロードセルにより検出される荷重値電圧までの周波数特性を測定する。図 2.10 に、空気圧アクチュエータの周波数特性測定時のブロック線図を示す。なお、図中 K_{LC} はロードセルの電圧変換係数、 C_{lpf} はロードセルアンプ内に含まれるローパスフィルタである。

図 2.11 に、空気圧アクチュエータの周波数特性を示す。この場合、正弦波の振幅は 0.1 V, 0.3 V, 0.5 V として測定している。図中、点線が 0.1 V の振幅、破線が 0.3 V の振幅、実線が 0.5 V の振幅である。図 2.11 より、本研究の制御対象である空気圧アクチュエータは、225 Hz に振動モードを有している。これは、空気の圧縮性によるばね要素の影響である^{[36][37]}。なお、空気圧アクチュエータの周波数特性は正弦波の振幅に依存して変化しない。したがって、非線形摩擦の影響や振幅に依存した空気の圧縮性の変化は無いものとし、線形モデルとしてモデル化する。

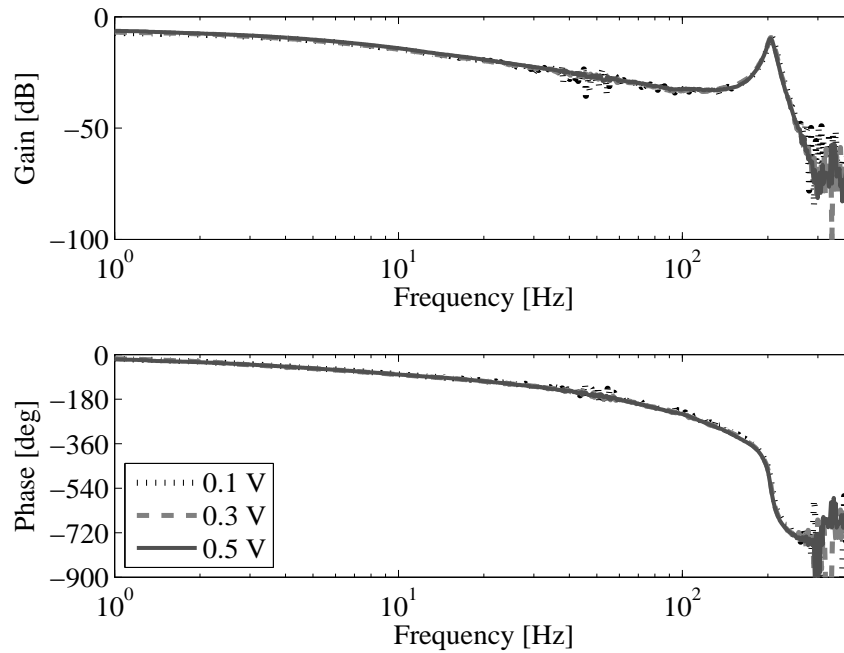


図 2.11: 空気圧シリンダの周波数特性

表 2.4: ロードセルのパラメータ

K_{LC} [V/N]	ω_{lc} [rad/s]
0.1	$2\pi \cdot 1000$

2.3.2 空気圧アクチュエータのモデル化

本項では、測定した空気圧アクチュエータの周波数特性を基に、数学モデルを構築する。図 2.10 から、測定した周波数特性にはロードセルの特性も含まれているため、ロードセルに内在する電圧変換係数およびローパスフィルタの特性を考慮して、数学モデルを構築する。ロードセルの伝達関数を次式に示す。

$$G_{LC} = K_{LC} \cdot C_{lpf} \quad (2.1)$$

$$C_{lpf} = \frac{\omega_{lc}}{s + \omega_{lc}} \quad (2.2)$$

ここで、 ω_{lc} は折点周波数である。なお、(2.1) 式および (2.2) 式のパラメータを表 2.4 に示す。

表 2.5: 空気圧アクチュエータ数学モデルのパラメータ

K_{air}	ω_{a1} [rad/s]	ζ_a	ω_{a2} [rad/s]	L_a [s]
4.8	$2\pi \cdot 4.5$	0.03	$2\pi \cdot 225$	4.0×10^{-3}

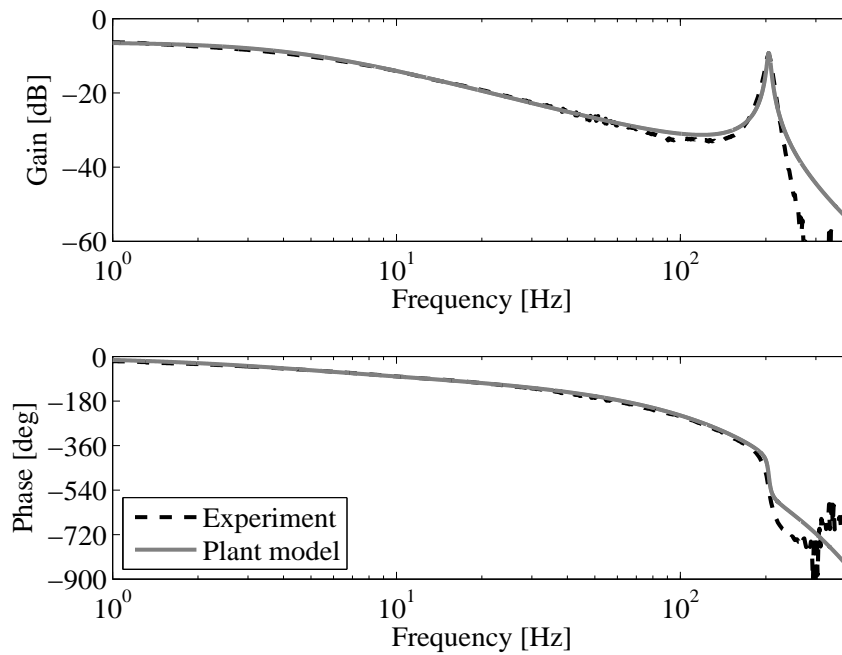


図 2.12: 空気圧シリンダ数学モデルの周波数特性

空気圧アクチュエータの共振モードとむだ時間を考慮し、(2.1) 式のロードセルを含めた次式の伝達関数でモデル化する。

$$P_{air} = K_{air} \cdot \frac{\omega_{a1}}{s + \omega_{a1}} \cdot \frac{\omega_{a2}^2}{s^2 + 2\zeta_a\omega_{a2}s + \omega_{a2}^2} \cdot G_{LC} \cdot e^{-L_a s} \quad (2.3)$$

ここで、 K_{air} はゲイン、 ω_{a1} は折点周波数、 ω_{a2} は共振角周波数、 ζ_a は減衰係数、 L_a はシステムに内在するむだ時間である。表 2.5 に構築した数学モデルのパラメータを、図 2.12 に空気圧アクチュエータ数学モデルの周波数特性を示す。図中、破線が実験により得られた周波数特性、実線が構築した数学モデルの周波数特性である。数学モデルは実機特性によく一致している。

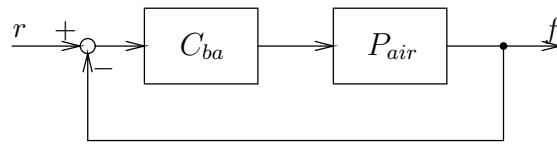


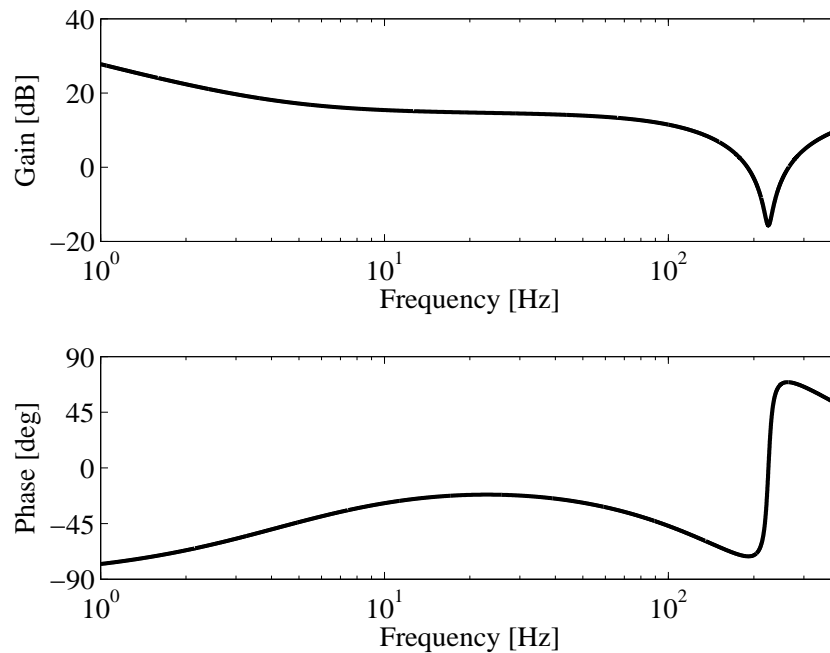
図 2.13: 空気圧シリンダに対する荷重制御系のブロック線図

2.3.3 空気圧アクチュエータ数学モデルの妥当性検証

前項で構築した空気圧アクチュエータ数学モデルを用いて、空気圧アクチュエータに対する荷重制御系のシミュレータを構築し、その妥当性を検証する。図 2.13 に、空気圧アクチュエータに対する荷重制御系のブロック線図を示す。図中、 C_{ba} は空気圧アクチュエータに対するフィードバック補償器である。ここで、フィードバック補償器 C_{ba} は、共振モードのゲイン低減、十分な安定性の確保およびサーボ帯域の高域化を目的として、ノッチフィルタと PI 補償器を適用している。フィードバック補償器の伝達関数を次式に示す。

$$C_{ba} = \left(K_{bap} + \frac{K_{bai}}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.4)$$

ここで、 K_{bap} は比例ゲイン、 K_{bai} は積分ゲイン、 ζ_n 、 ω_n はそれぞれノッチフィルタの減衰係数および角周波数である。図 2.14 に補償器 C_{ba} の周波数特性を、表 2.6 に設計パラメータをそれぞれ示す。

図 2.14: 補償器 C_{ba} の周波数特性表 2.6: フィードバック補償器 C_{ba} の設計パラメータ

K_{bap}	K_{bai}	ζ_{n1}	ζ_{n2}	ω_n [rad/s]
5.4	150	0.03	0.99	$2\pi \cdot 225$

構築したシミュレータに基づき、設計した補償器を荷重制御系に適用し、特性を評価する。図 2.15 に空気圧アクチュエータに対する荷重制御系の一巡伝達特性を、図 2.16 に目標値追従特性をそれぞれ示す。図 2.15 より、制御系の安定余裕は、ゲイン余裕 11.7 dB、位相余裕 66.3 deg であるため、安定性が十分に確保されている。一方、図 2.16 より、約 20 Hz のサーボ帯域を確保している。

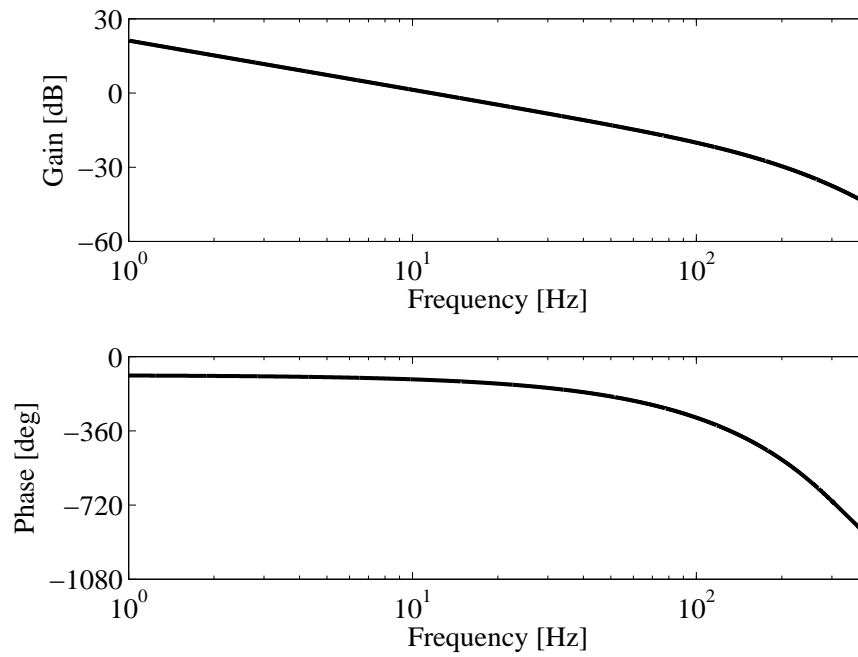


図 2.15: 空気圧シリンダに対する荷重制御系の一巡伝達特性

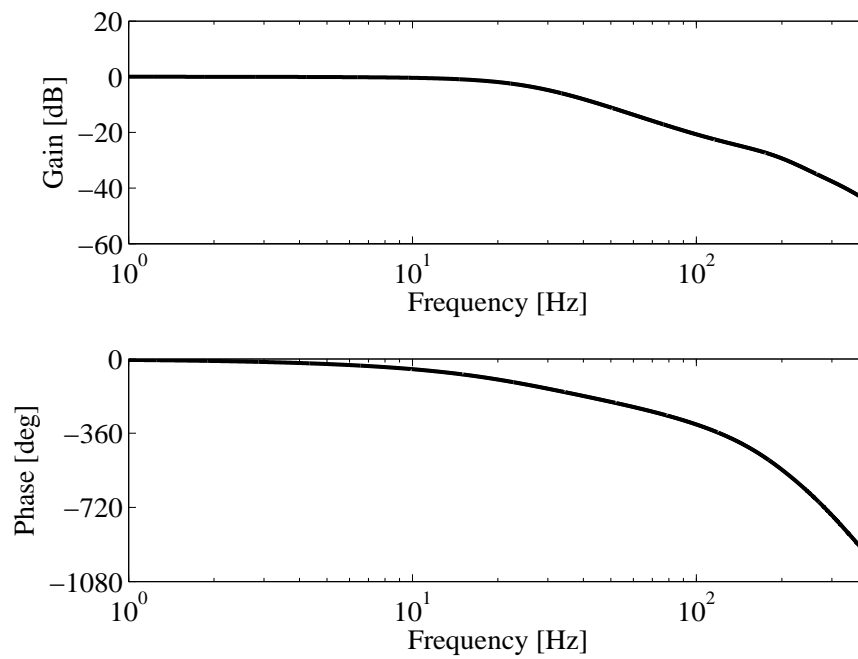


図 2.16: 空気圧シリンダに対する荷重制御系の目標値追従特性

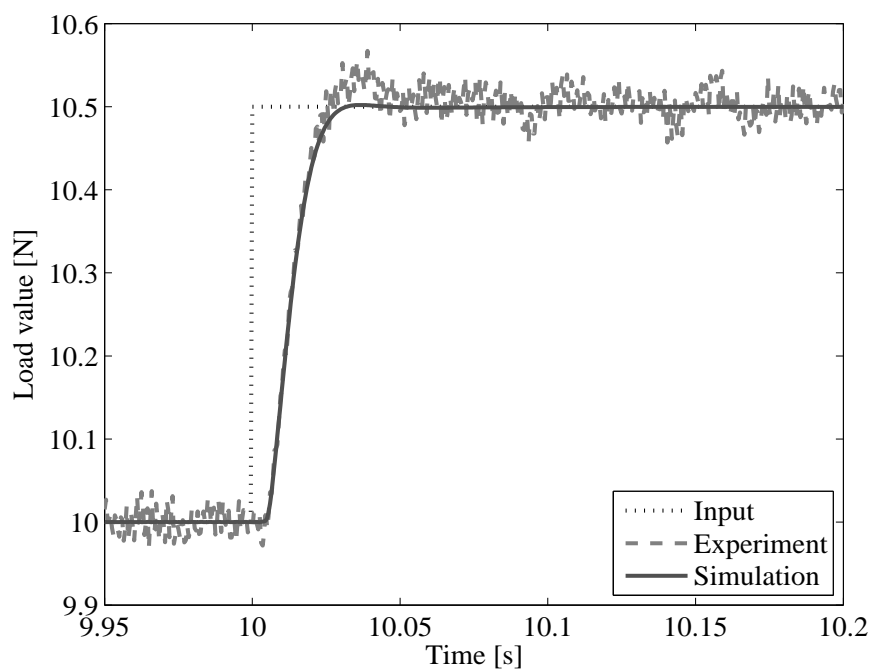


図 2.17: 空気圧シリンダに対する荷重制御系におけるステップ応答波形

次に、構築した制御系を実機に実装し、一定荷重 (10 N) でステップ入力印加時の荷重値を測定する。図 2.17 に、10 s で 0.5 N のステップ入力を印加したときの荷重値応答を示す。図中、点線は目標入力、破線は実験波形、実線はシミュレーション波形を示す。図 2.17 より、実験波形とシミュレーション波形は良く一致しており、空気圧アクチュエータ数学モデルの妥当性が確認できる。

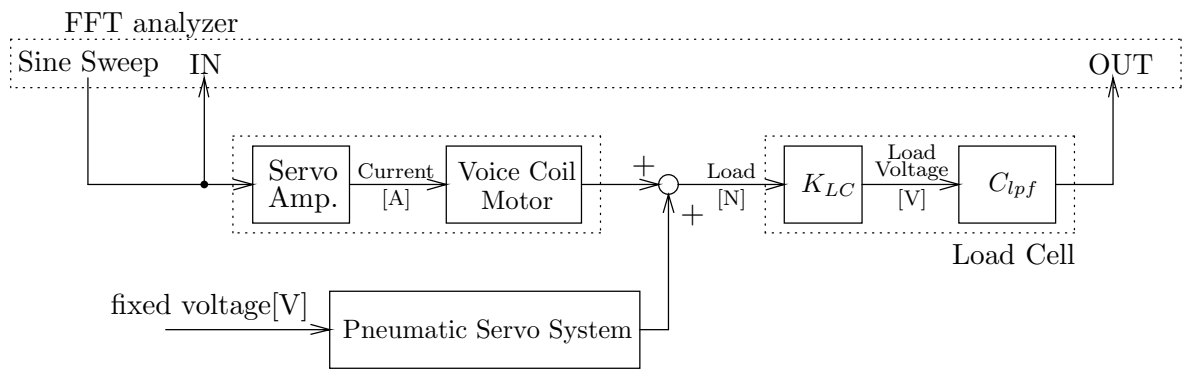


図 2.18: ボイスコイルモータの周波数特性測定時のブロック線図

2.4 ボイスコイルモータのモデル化

本節では、空気圧アクチュエータと同様に、FFTアナライザを用いてボイスコイルモータの周波数特性を測定し、その特性を基に数学モデルを構築する。

2.4.1 ボイスコイルモータの周波数特性

FFTアナライザを用いて、正弦波掃引により、ボイスコイルモータへの入力電圧からロードセルにより検出される荷重値電圧までの周波数特性を測定する。図 2.18 に、ボイスコイルモータの周波数特性測定時のブロック線図を示す。ボイスコイルモータは定格出力が小さいため、空気圧アクチュエータを用いて荷重を加える必要がある。そのため、周波数特性測定時は、空気圧アクチュエータに 1 V の電圧を印加している。

正弦波の振幅は 0.5 V として測定する。図 2.19 に、ボイスコイルモータの周波数特性を示す。図 2.19 より、ボイスコイルモータは 225 Hz に振動モードを有している。これは、本制御対象である空気圧アクチュエータとボイスコイルモータが一体となっている装置であるため、空気圧アクチュエータ同様、空気の圧縮性によるばね要素の影響である。

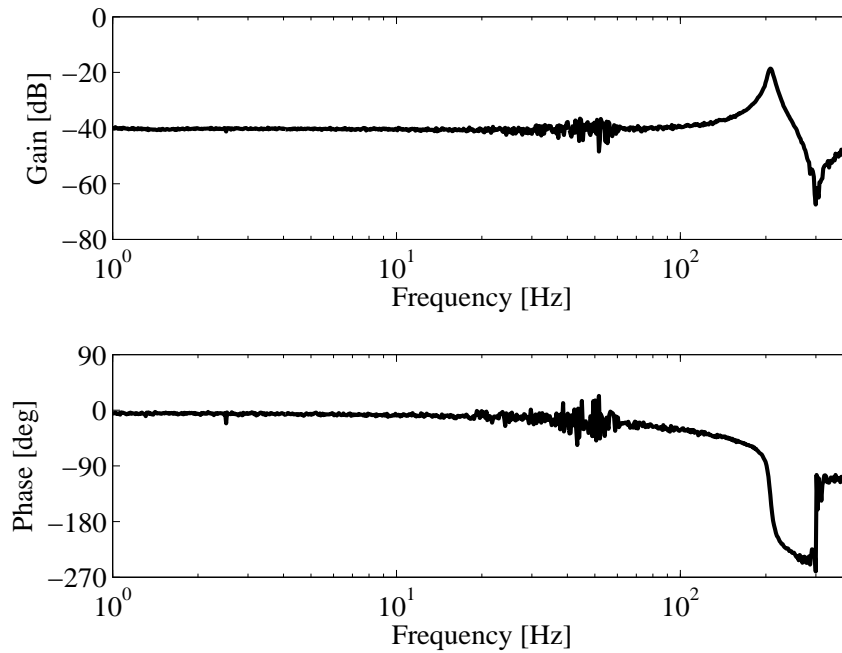


図 2.19: ボイスコイルモータの周波数特性

表 2.7: ボイスコイルモータ数学モデルのパラメータ

K_{vcm}	ζ_v	ω_v [rad/s]	L_v [s]
0.095	0.03	$2\pi \cdot 225$	$0.5 \cdot 10^{-3}$

2.4.2 ボイスコイルモータのモデル化

測定したボイスコイルモータの周波数特性に基づき、数学モデルを構築する。空気圧アクチュエータのモデル化と同様、ロードセルの特性、ボイスコイルモータの振動モードとむだ時間を考慮してモデル化する。次式にボイスコイルモータの伝達関数を示す。

$$P_{vcm} = K_{vcm} \cdot \frac{\omega_v^2}{s^2 + 2\zeta_v\omega_v s + \omega_v^2} \cdot G_{LC} \cdot e^{-L_v s} \quad (2.5)$$

ここで、 K_{vcm} はゲイン、 ω_v は共振角周波数、 ζ_v は減衰係数、 L_v はシステムに内在するむだ時間である。表 2.7 に構築した数学モデルのパラメータを、図 2.20 にボイスコイルモータの周波数特性を示す。図中、破線がボイスコイルモータの実機特性、実線が構築したボイスコイルモータの数学モデルの周波数特性である。ボイスコイルモータの数学モデルは、実機特性に良く一致している。

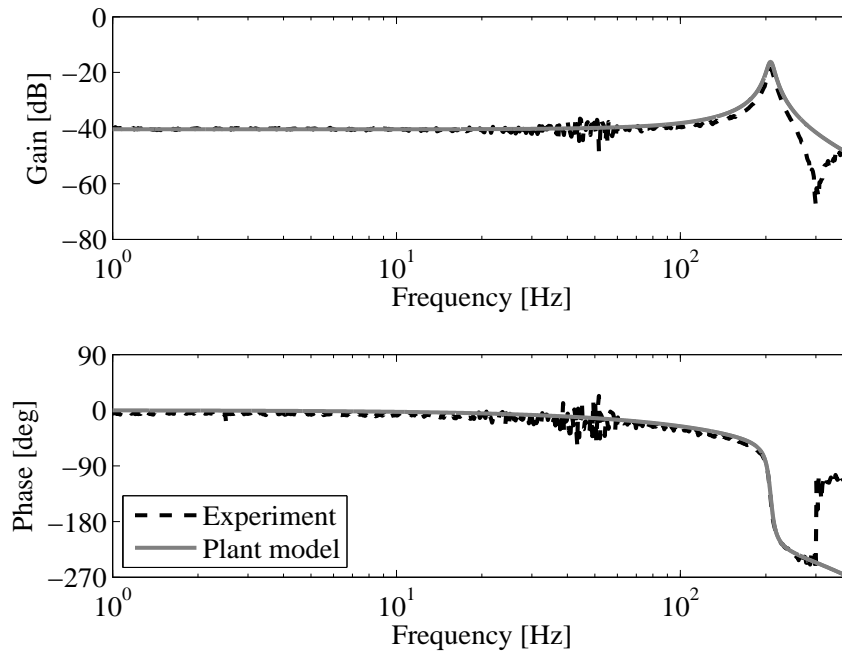


図 2.20: ボイスコイルモータ数学モデルの周波数特性

2.4.3 ボイスコイルモータの妥当性検証

前項で構築したボイスコイルモータ数学モデルを用いて、ボイスコイルモータに対する荷重制御系のシミュレータを構築し、その妥当性を検証する。図 2.21 に、ボイスコイルモータに対する荷重制御系のブロック線図を示す。図中、 C_{bv} はボイスコイルモータに対するフィードバック補償器である。周波数特性の測定と同様に、空気圧アクチュエータに一定電圧を印加し、荷重を加えている。ここで、フィードバック補償器 C_{bv} は、共振モードのゲイン低減、十分な安定性の確保およびサーボ帯域の高域化を目的として、ノッチフィルタと PI 補償器を適用している。さらに、制御入力飽和の回避を目的として、2次ハイパスフィルタを適用している。フィードバック補償器の伝達関数を次式に示す。

$$C_{bv} = \left(K_{bvp} + \frac{K_{bvi}}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \left(\frac{s}{s + \omega_{bvh}} \right)^2 \quad (2.6)$$

ここで、 K_{bvp} は比例ゲイン、 K_{bvi} は積分ゲイン、 ζ_n 、 ω_n はそれぞれノッチフィルタの減衰係数および角周波数、 ω_{bvh} はハイパスフィルタの折点周波数である。図 2.22 に補償器 C_{bv} の周波数特性を、表 2.8 に設計パラメータをそれぞれ示す。

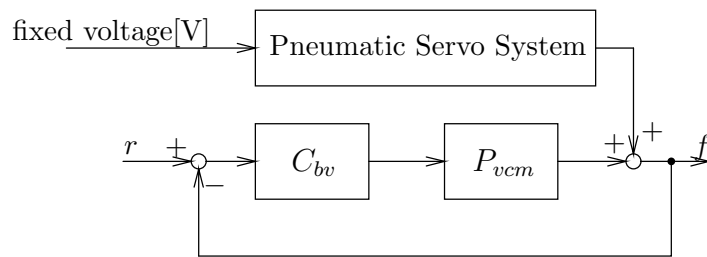
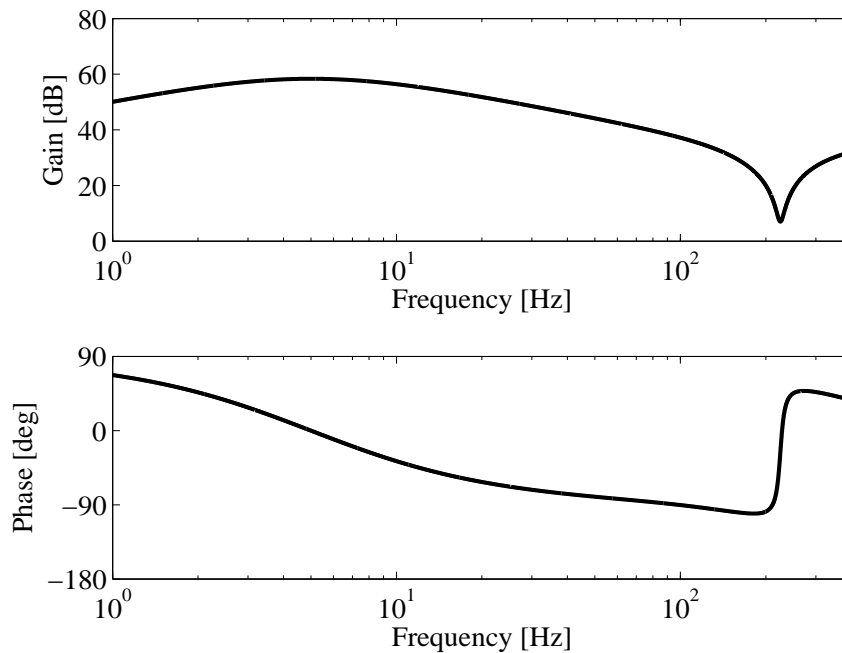


図 2.21: ボイスコイルモータに対する荷重制御系のブロック線図

図 2.22: フィードバック補償器 C_{bv} の周波数特性表 2.8: フィードバック補償器 C_{bv} の設計パラメータ

K_{bvp}	K_{bvi}	ζ_{n1}	ζ_{n2}	ω_n [rad/s]	ω_{bvh} [rad/s]
65	52000	0.03	0.99	$2\pi \cdot 225$	$2\pi \cdot 5$

構築したシミュレータに基づき、設計した補償器を荷重制御系に適用して特性評価を行う。図 2.23 にボイスコイルモータに対する荷重制御系の一巡伝達特性を、図 2.24 に目標値追従特性をそれぞれ示す。図 2.23 より、制御系の安定余裕はゲイン余裕 10.3 dB、位相余裕 71.5 deg であり、安定性は十分に確保されている。

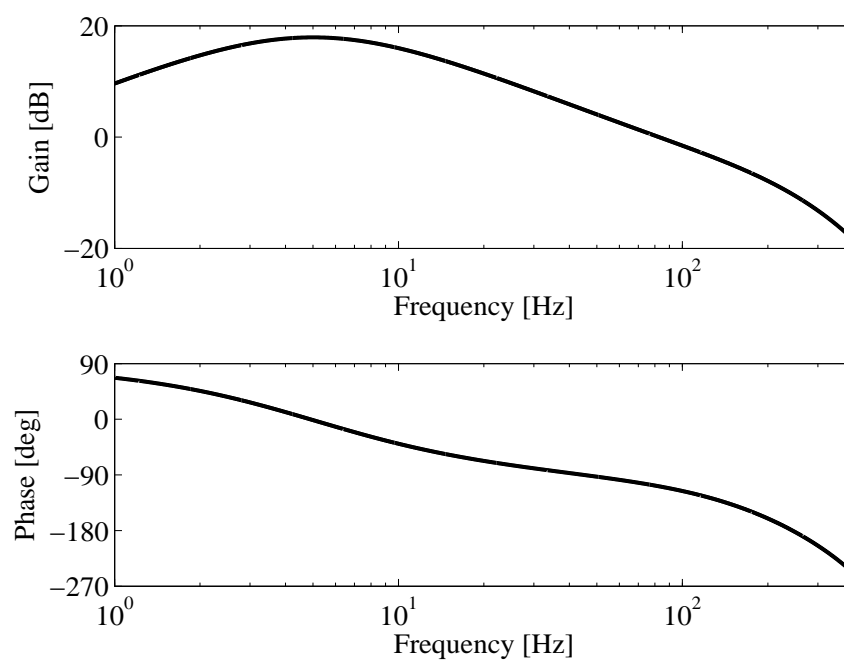


図 2.23: ボイスコイルモータに対する荷重制御系の一巡伝達特性

次に、構築した制御系を実機に実装し、一定荷重 (10 N) でステップ入力印加時の荷重値を測定する。なお、一定荷重は空気圧アクチュエータにより加重される。図 2.25 に、10 s で 0.5 N のステップ入力を印加したときの荷重値応答を示す。図中、点線は目標入力、破線は実験波形、実線はシミュレーション波形を示す。図 2.25 より、実験波形とシミュレーション波形は良く一致しており、ボイスコイルモータ数学モデルの妥当性が確認できる。

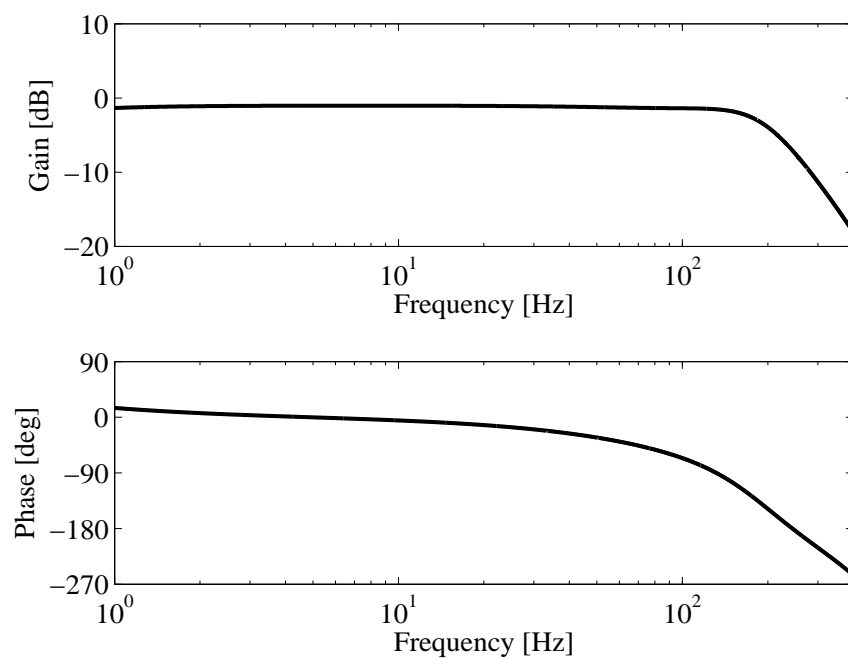


図 2.24: ボイスコイルモータに対する荷重制御系の目標値追従特性

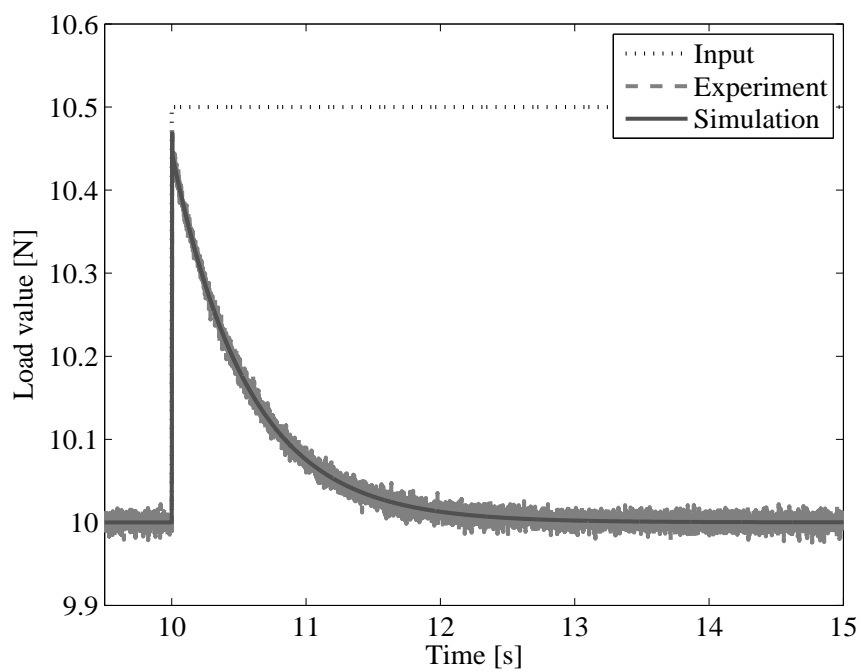


図 2.25: ボイスコイルモータに対する荷重制御系におけるステップ応答波形

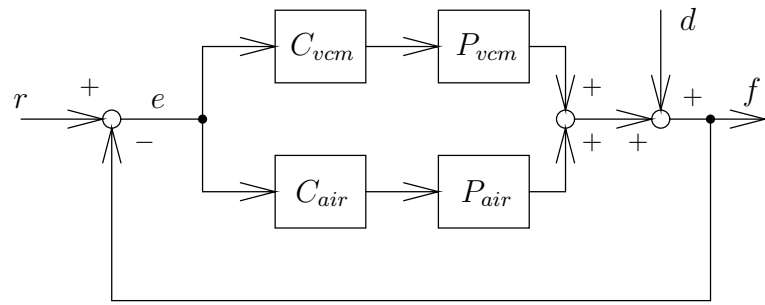


図 2.26: 従来並列制御系のブロック線図

2.5 制御系の基本構成と課題

図 2.26 は、従来の荷重制御装置に用いられてきた制御系 (以下、従来法と呼ぶ) のブロック線図である。図中、 C_{air} は空気圧アクチュエータに対する補償器、 C_{vcm} はボイスコイルモータに対する補償器、 e は目標荷重 r と荷重値 f との偏差、 d は外乱を示す。従来法では、動作分離角周波数を $\omega_c = 2\pi \cdot 10$ rad/s と設定し、各アクチュエータの動作周波数をプレフィルタによって分離している。空気圧アクチュエータに対する補償器 C_{air} は、 ω_c より低周波数領域の動作を目的として、ノッチフィルタと PI 補償器により構成される。一方、ボイスコイルモータに対する補償器 C_{vcm} は、 ω_c より高周波数領域の動作とボイスコイルモータへの制御入力飽和 (± 5 V) の回避を目的として、2次ハイパスフィルタ、1次ローパスフィルタ、ノッチフィルタ、P 補償器により構成される。各補償器の伝達関数を次式に示す。

$$C_{vcm} = K_{vp} \cdot \left(\frac{s}{s + \omega_h} \right)^2 \cdot \frac{\omega_l}{s + \omega_l} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.7)$$

$$C_{air} = \left(K_{ap} + \frac{K_{ai}}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.8)$$

ここで、 K_{ap} 、 K_{vp} は比例ゲイン、 K_{ai} は積分ゲイン、 ζ_n 、 ω_n はそれぞれノッチフィルタの減衰係数および角周波数、 ω_l はローパスフィルタの折点周波数である。各補償器のパラメータは、各補償ループが干渉しないように、試行錯誤的に決定される。表 2.9 に実際に設計されたパラメータを、図 2.27 に各補償器の周波数特性を示す。図中、破線はボイスコイルモータに対する補償器 C_{vcm} 、実線は空気圧アクチュエータに対する補償器 C_{air} を示している。

表 2.9: 従来補償器の設計パラメータ

ω_h [rad/s]	K_{vp}	ω_l [rad/s]	K_{ap}
$2\pi \cdot 5$	110	$2\pi \cdot 100$	4.0
K_{ai}	ζ_{n1}	ζ_{n2}	ω_n [rad/s]
120	0.03	0.99	$2\pi \cdot 225$

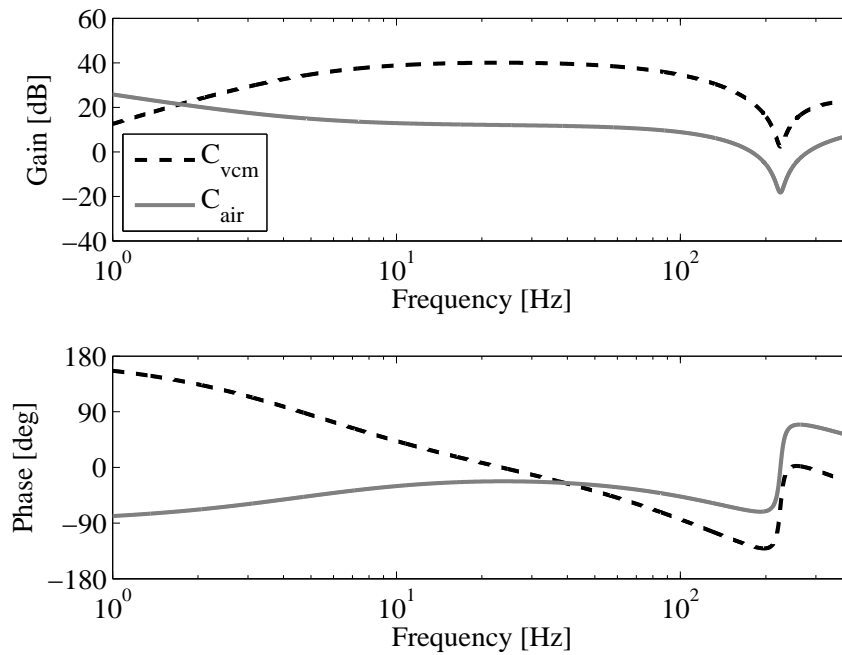


図 2.27: 従来補償器の周波数特性

図 2.28 に設計した各補償器による目標値 r から荷重値 f までの目標値追従特性を、図 2.29 に外乱 d から荷重値 f までの外乱抑圧特性をそれぞれ示す。図中、破線は従来法による荷重制御系の特性であり、比較のため空気圧アクチュエータ単体に対する制御系の特性を実線で示している。なお、空気圧アクチュエータ単体に対する制御系の補償器は、前節で示した (2.4) 式を用いる。

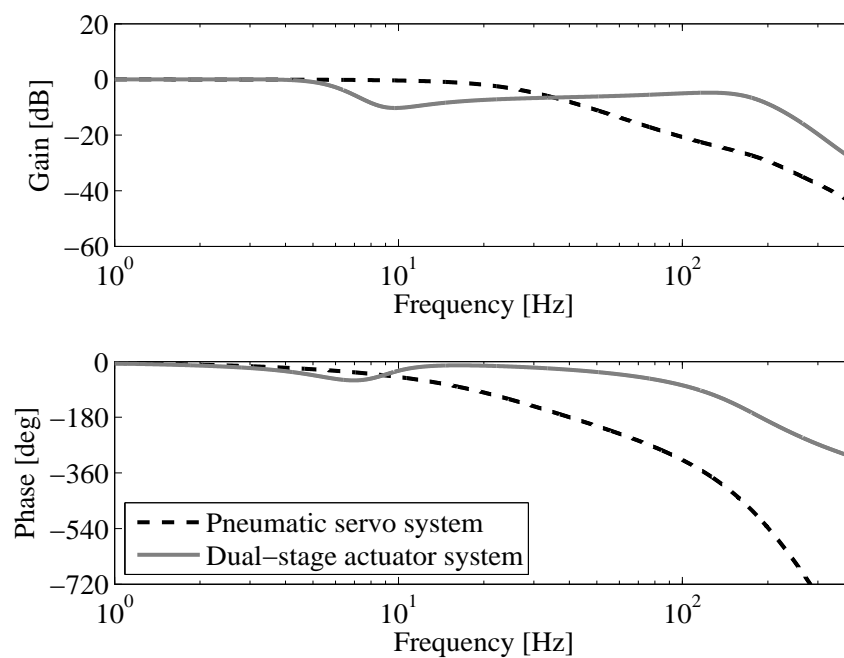


図 2.28: 従来制御系の目標値追従特性

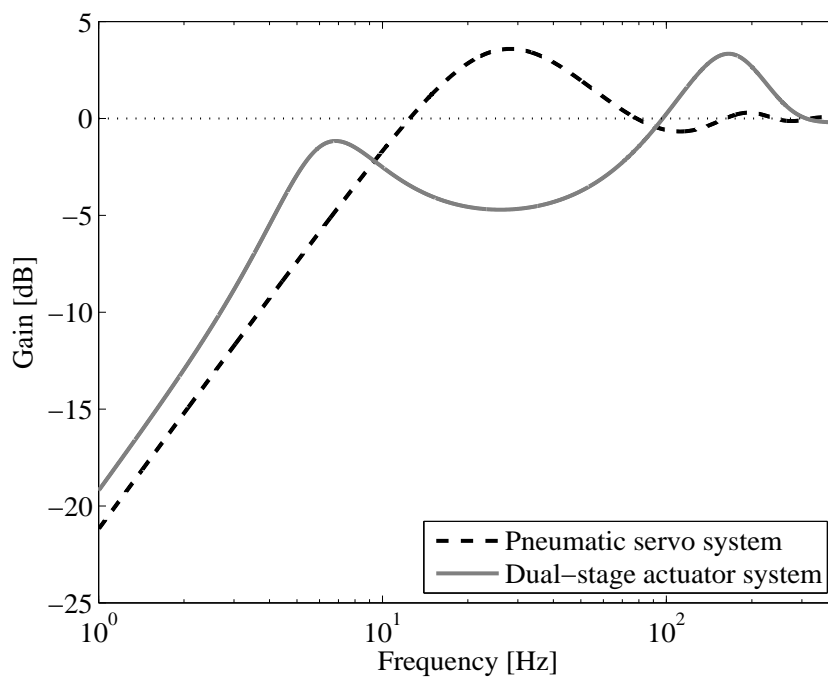


図 2.29: 従来制御系の感度特性

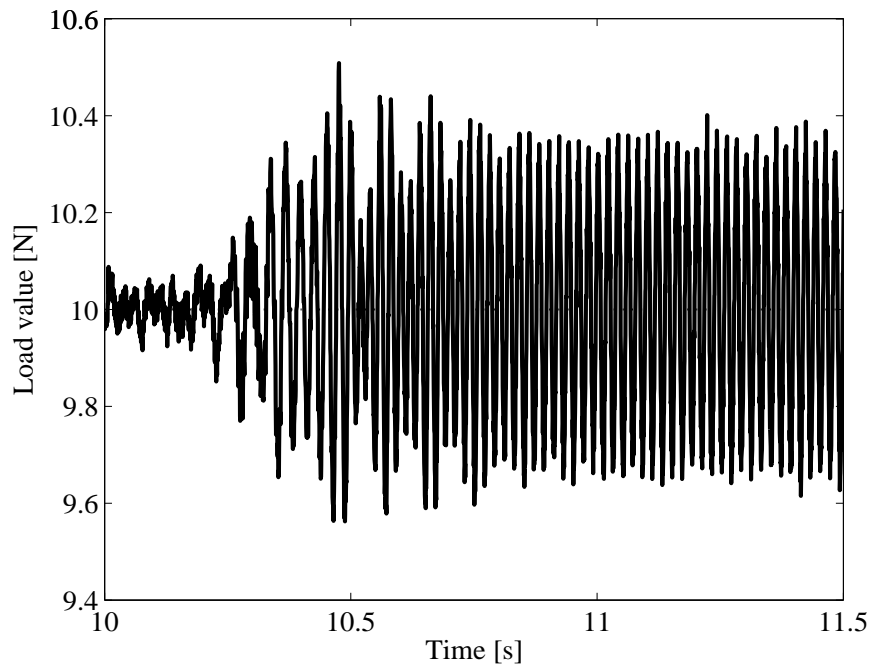


図 2.30: モータ駆動時の荷重値応答

図 2.28 から、空気圧アクチュエータ単体に対する制御系に対して、2 段アクチュエータとした従来法では、高域側のゲイン、位相共に改善できている。しかし、動作分離周波数である 10 Hz 近傍の特性が劣化している。一方、図 2.29 から、空気圧アクチュエータ単体では 10 Hz 以上で外乱に対する感度が 0 dB 以上となっており、その周波数帯では外乱を抑圧することができない。それらに対して、2 段アクチュエータに対する従来法では、10~60 Hz の外乱抑圧特性は向上しているものの、5~10 Hz 付近で感度が高くなっている。これらの現象は、アクチュエータ間の動作干渉による影響である。

本制御対象に作用する外乱には、被加工物の凹凸に起因するステップあるいはインパルス状の外乱と、モータの回転数に同期した特定周波数外乱が想定される。前者はサーボ帯域を拡大して低周波数領域の外乱抑圧性能を改善することで、外乱の影響を速やかに零に収束させることができる。その場合、アクチュエータ間干渉がサーボ帯域内で発生することから、その干渉抑制は必須である。一方、後者に対しては、モータ定格回転数 3000 rpm (50 Hz) 以下の外乱抑圧特性を向上させることが必要である。本制御対象ではモータ回転数 3000 rpm 時に最大の外乱力が作用することがわかっており、その影響を 10 % 以下に抑制するためには、図 2.29 の外乱抑圧特性を 50 Hz で -20 dB 以下としなければならない。図 2.30 に、一定荷重 (10 N) 状態で 10 s でモータを定格回転数 3000 rpm で駆動させた時の荷重値を示す。図 2.30 より、モータを駆動させることで荷重値応答が振動的となり、一定荷重に制御されていない。そのため、研磨モータによる振動の抑

圧手法の確立が求められる。

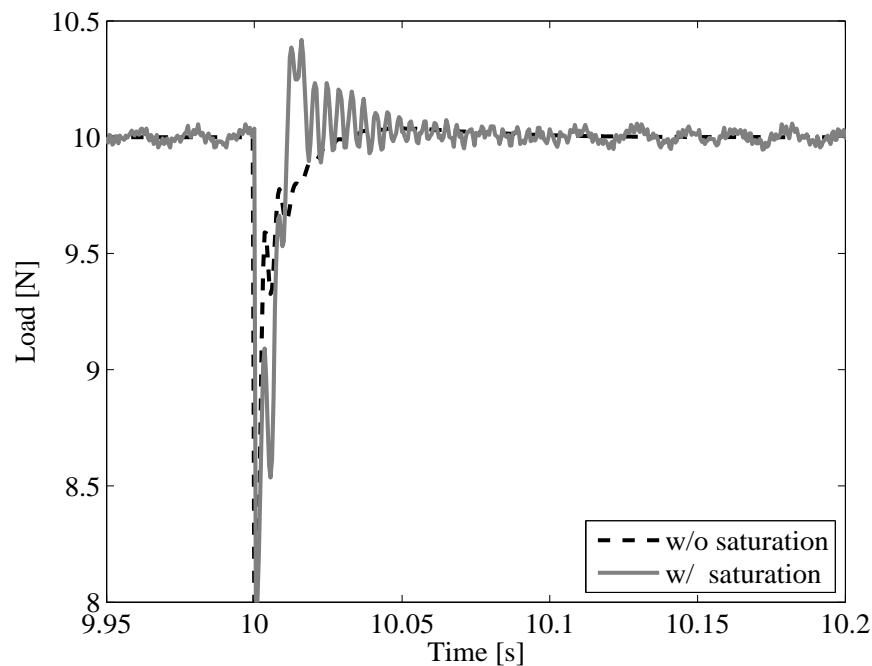


図 2.31: ボイスコイルモータ制御入力飽和時の荷重値応答

さらに、空気圧アクチュエータの定格出力が 50 N に対してボイスコイルモータの定格出力は 0.8 N と小さい。そのため、ボイスコイルモータの制御入力には ± 5 V の入力制限がある。したがって、ボイスコイルモータの補償可能な範囲を上回る大きさの外乱が発生した場合、ボイスコイルモータの制御入力が飽和し、外乱に対する収束性能が劣化する可能性がある。図 2.31 に一定荷重 (10 N) 状態において 10 s で 2.0 N のステップ外乱印加時の荷重値応答を、図 2.32 にそのときの各制御入力をそれぞれ示す。なお、破線はボイスコイルモータの入力制限がない場合の応答を示している。図 2.31 および 2.32 より、ボイスコイルモータの制御入力が飽和したとき、ステップ外乱に対する応答が振動的となっており、収束性が劣化している。したがって、ボイスコイルモータの制御入力が飽和した際、性能劣化を最小限に抑える手法が必要となる。

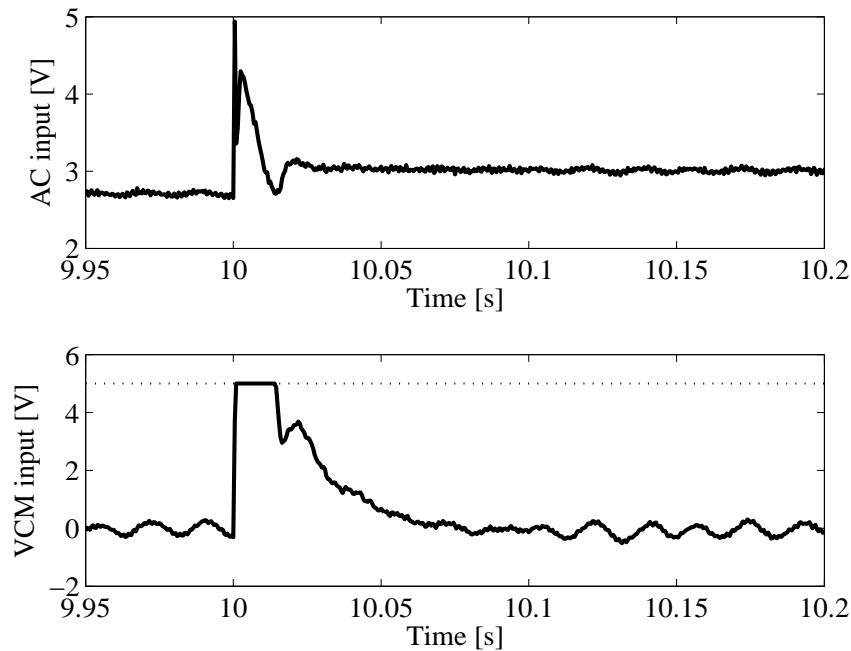


図 2.32: ボイスコイルモータ制御入力飽和時の各制御入力

一方、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。そのため、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。図 2.33 に、一定荷重 (10 N) の状態から 0.5 N のステップ外乱印加時の荷重値応答を示す。図中、破線が周波数変動前のノミナルモデルにおける応答、実線が周波数変動時の応答である。図 2.33 より、周波数変動が発生することによって残留振動が発生し、ステップ外乱に対する収束性能が劣化している。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。

2.6 結言

制御システムにおいて、物理特性を再現するモデルの構築は、補償器の設計および高精度なシミュレータ構築のため必要である。特に、本装置は2つの異なるアクチュエータが結合した構造となっておりため、実機応答を忠実に再現する数学モデルの構築が強く求められる。

本章では、各アクチュエータの実機特性を測定し、その特性を基に数学モデルを構築した。構築したモデルの妥当性は、各アクチュエータに対して制御系を構築し、実機実

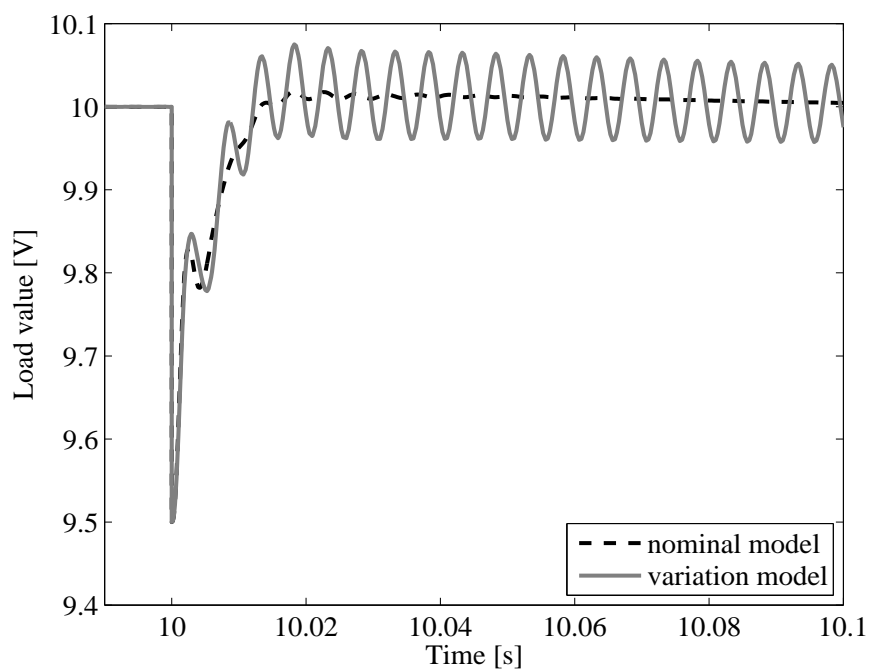


図 2.33: 周波数変動時におけるステップ外乱印加時の荷重値応答

験によって確認した。さらに、2つのアクチュエータを併用した制御系の基本構成を示し、本研究の課題を明確にした。本研究の課題を以下に示す。

- アクチュエータ間の干渉抑制
- モータ駆動による特定周波数外乱の抑圧
- 制御入力飽和による性能劣化の抑制
- プラントの特性変動に対するロバスト性能の確保

これらの課題に対して、それらを陽に考慮した制御系の設計を目指す。

第3章

干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計

3.1 緒言

2段アクチュエーションの目的は、空気圧アクチュエータのみでは実現できない高周波数領域の動作を補い、広い周波数範囲で高精度な荷重制御を実現することである。しかし、2つの異なるアクチュエータを併用すると、一般にアクチュエータ間の動作干渉によって制御精度が劣化する。前章で示した2段アクチュエータに対する荷重制御系では、荷重制御装置の各アクチュエータに対してそれぞれ独立にプレフィルタを設計し、動作周波数の分離がなされてきたが、相互の動作を考慮して補償器を設計するためには試行錯誤が避けられず、干渉を十分に抑制することは困難であった。

そこで、本研究では、アクチュエータ間の干渉抑制を実現する制御系設計手法の一つであるPQ法^{[26][27]}を適用する。PQ法は周波数領域上で動作干渉補償に対する明確な設計指針が与えられるため、各補償器のパラメータ設計の見通しが良いという利点を持つ。本章では、PQ法を用いて干渉抑制を考慮した制御系の設計について述べる。設計した制御系の有効性は、供試装置を用いた実験により検証される。

3.2 PQ法の概要

本研究では、アクチュエータ間の干渉抑制を目指した制御系設計手法として、PQ法^{[26][27]}を導入する。PQ法は、2つの異なるアクチュエータを併用した装置に対して、アクチュエータ間の干渉抑制を考慮した制御系を設計する手法の一つであり、アクチュエータ相互の出力関係を決める動作分離角周波数を設計者が明確に設定することができ、補償器設計の見通しが良いという特長を有する。図3.1に、PQ法に用いる制御系のブロック線図を示す。図中、 C_0 、 C_1 、 C_2 は補償器であり、 G_{SISO} をSISO (Single-Input Single-Output) と見なした場合の拡大系制御対象と定義する。以下に、PQ法を用いた制御系

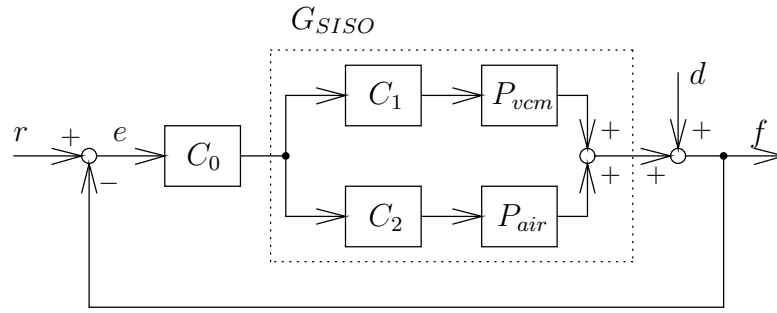


図 3.1: PQ法を用いた2段アクチュエータ制御系のブロック線図

設計法について述べる。

3.2.1 動作分離角周波数の設定

まず、伝達関数 P 、 Q により次式の関数 PQ を定義する。

$$PQ := \frac{C_2 P_{air}}{C_1 P_{vcm}} \quad (3.1)$$

ここで、

$$P = \frac{P_{air}}{P_{vcm}}, \quad Q = \frac{C_2}{C_1} \quad (3.2)$$

であり、 P は各アクチュエータによって決まる伝達関数、 Q は補償器による PQ の設計フリーパラメータである。このとき、 PQ のゲイン特性から、各アクチュエータの出力は以下の関係となる。

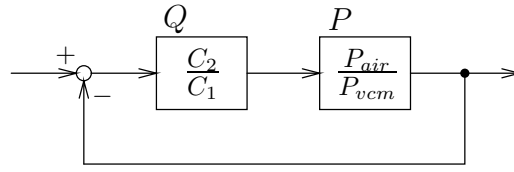
- a). $|PQ| \ll 1$ ($|C_1 P_{vcm}| \gg |C_2 P_{air}|$) ... ボイスコイルモータの出力が支配的
- b). $|PQ| \gg 1$ ($|C_1 P_{vcm}| \ll |C_2 P_{air}|$) ... 空気圧シリンダの出力が支配的
- c). $|PQ| = 1$ ($|C_1 P_{vcm}| = |C_2 P_{air}|$) ... 各アクチュエータ出力が同等

以上から、 PQ のゲイン交差周波数が各アクチュエータの動作分離角周波数となることは明らかであり、 Q により動作分離角周波数を陽に設計可能である。

3.2.2 SISO システム G_{SISO} の安定性確保

次に、 G_{SISO} の安定性を検討する。 G_{SISO} は、図 3.1 より次式で与えられる。

$$G_{SISO} = C_1 P_{vcm} + C_2 P_{air} \quad (3.3)$$

図 3.2: P および Q による等価的フィードバック制御系のブロック線図

G_{SISO} が安定であるためには、次式の根が複素平面上における左半平面に存在するように各補償器を設計する必要がある。

$$C_1 P_{vcm} + C_2 P_{air} = 0 \quad (3.4)$$

ここで、(3.4) 式は (3.2) 式より次式に変形できる。

$$1 + \frac{C_2 P_{air}}{C_1 P_{vcm}} = 1 + PQ = 0 \quad (3.5)$$

(3.5) 式は、図 3.2 に示す P および Q による等価的なフィードバック制御系 (以降、 PQ フィードバック制御系^[27]) の特性方程式と等しい。そこで、 PQ フィードバック制御系を安定化する Q を設計することで、 G_{SISO} の安定性を確保できる。

3.2.3 アクチュエータ間の干渉抑制

次に、アクチュエータ間の干渉抑制を検討する。アクチュエータ間の干渉感度は、動作分離角周波数における PQ フィードバック制御系の位相余裕により決まる。ここで、動作分離角周波数 ω_c に対する関数 PQ の位相 $Ph_{pq}(j\omega_c)$ は、次式で与えられる。

$$Ph_{pq}(j\omega_c) = Ph_2(j\omega_c) - Ph_1(j\omega_c) \quad (3.6)$$

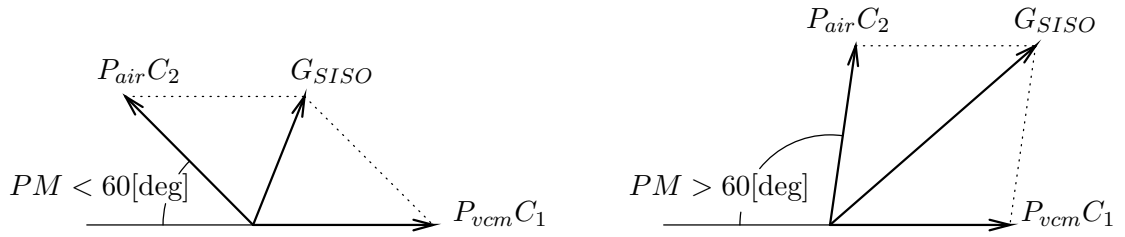
式中、 $Ph_2(j\omega_c)$ および $Ph_1(j\omega_c)$ は、 ω_c における $P_{air}C_2$ および $P_{vcm}C_1$ の位相特性である。前述した各アクチュエータの出力関係より、 ω_c は PQ フィードバック制御系のゲイン交差周波数であるため、 PQ フィードバック制御系の位相余裕 PM は次式となる。

$$PM = 180 - |Ph_{pq}(j\omega_c)| \quad (3.7)$$

図 3.3 に、 ω_c における G_{SISO} の大きさ $|G_{SISO}|$ と PM の関係を示す。図 3.3 より、以下の関係が成り立つ。

$$PM < 60 \Leftrightarrow |G_{SISO}| < |C_2 P_{air}| = |C_1 P_{vcm}|$$

$$PM > 60 \Leftrightarrow |G_{SISO}| > |C_2 P_{air}| = |C_1 P_{vcm}|$$

図 3.3: ω_c における G_{siso} の大きさと位相余裕の関係

すなわち, PM が 60 deg 未満のとき, $|G_{siso}|$ は各アクチュエータの出力 $|C_1 P_{vcm}|$ および $|C_2 P_{air}|$ より小さくなるため, 図 2.28 中の 10 Hz 前後のゲイン特性から目標値追従特性にゲイン低下が発生する。そのため, PM を 60 deg 以上確保することでゲイン低下を防ぎ, アクチュエータ間干渉を抑制する Q の設計を目指す。

上記の設計に際して, Q は, 補償器 C_1 , C_2 は (3.4) 式の根を考慮した安定で実現可能 (プロバ) な関数でなければならない。一方, 補償器 C_0 は, G_{siso} に対して制御系の安定性や追従性能を考慮して設計する必要がある。なお, C_1 と C_2 に共通する項は, C_0 として等価変換が可能であることを付記しておく。

3.3 干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計

3.3.1 荷重制御装置への PQ 法の適用

前節で述べた PQ 法を, 本制御対象である荷重制御装置に適用する。設計指針として, 動作分離角周波数を $\omega_c = 2\pi \cdot 10 \text{ rad/s}$, PQ フィードバック制御系の位相余裕 PM を 60 deg 以上とする。

図 3.4 に P の周波数特性を示す。図中, 点線はボイスコイルモータの周波数特性を, 破線は空気圧シリンダの周波数特性を, 実線は P の周波数特性を示す。この特性を基に, 前節の設計手順に従い Q を設計する。ボイスコイルモータに対する補償器 C_1 は, 制御入力の飽和回避と低周波数領域の信号低減を目的に, バンドパスフィルタを適用する。一方, 空気圧シリンダに対する補償器 C_2 は, 動作分離角周波数 ω_c における空気圧シリンダとボイスコイルモータの位相差を小さくし, 位相余裕 PM の確保を目的に, 位相進み補償器を適用する。以上の方針から, 補償器 C_1 および C_2 を次式とする。

$$C_1 = \frac{s}{s + \omega_{hp}} \cdot \frac{\omega_{lp}}{s + \omega_{lp}} \quad (3.8)$$

$$C_2 = K_{le} \frac{s + \omega_{le}}{\alpha s + \omega_{le}} \quad (3.9)$$

ここで, ω_{hp} はハイパスフィルタの折点周波数, ω_{lp} はローパスフィルタの折点周波数, K_{le} , ω_{le} , α はそれぞれ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。

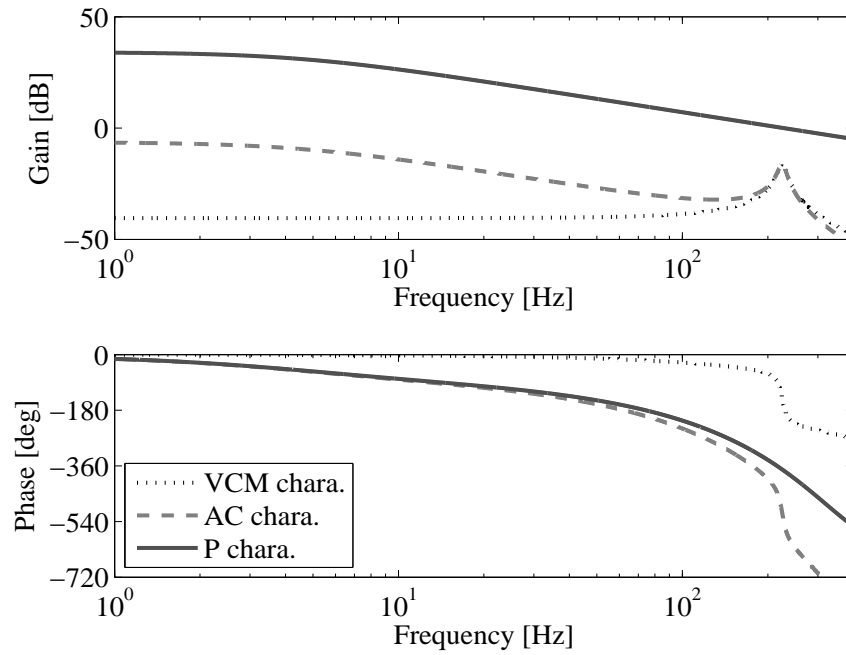


図 3.4: P の周波数特性

(3.8) 式および (3.9) 式から, Q の伝達関数は次式となる。

$$Q = K_{le} \frac{(s + \omega_{hp})(s + \omega_{lp})(s + \omega_{le})}{\omega_{lp}s(\alpha s + \omega_{le})} \quad (3.10)$$

表 3.1 に設計した各補償器パラメータを, 図 3.5 に Q の周波数特性をそれぞれ示す。図中, 点線は補償器 C_1 の周波数特性を, 破線は補償器 C_2 の周波数特性を, 実線は Q の周波数特性を示す。

表 3.1: Q の設計パラメータ

K_{le}	ω_{hp} [rad/s]	α	ω_{le} [rad/s]	ω_{lp} [rad/s]
0.039	$2\pi \cdot 5$	0.2	$2\pi \cdot 20$	$2\pi \cdot 300$

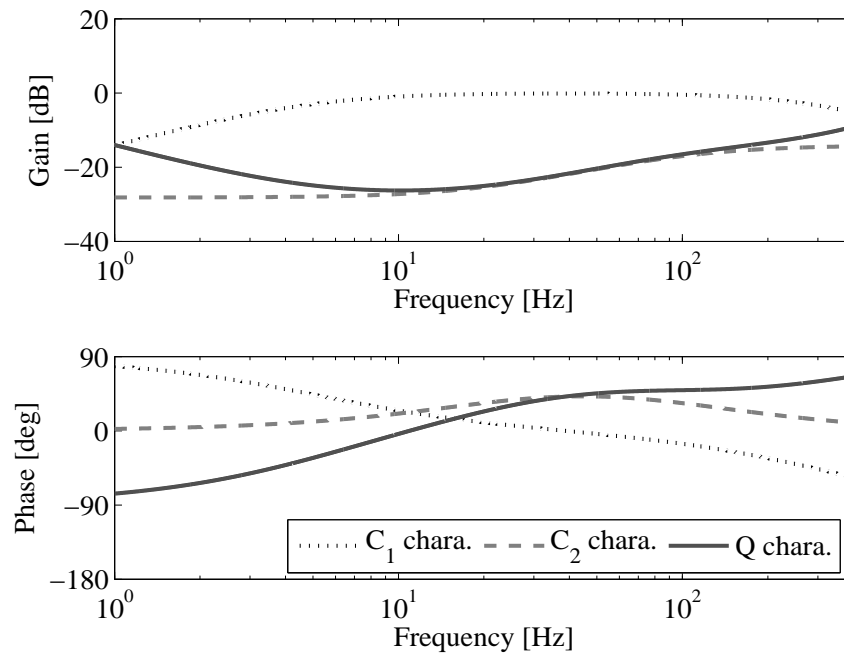
図 3.5: Q の周波数特性

図 3.4 および図 3.5 より, PQ の周波数特性は図 3.6 に示す特性となる。図 3.6 より, PQ フィードバック制御系のゲイン交差周波数が 10 Hz となり, ゲイン余裕 9.9 dB, 位相余裕 97.9 deg により前述の設計指針を満たしている。その結果, 図 3.7 に示す G_{SISO} の周波数特性より, ω_c における干渉(すなわち, ゲイン低下)が排除できている。

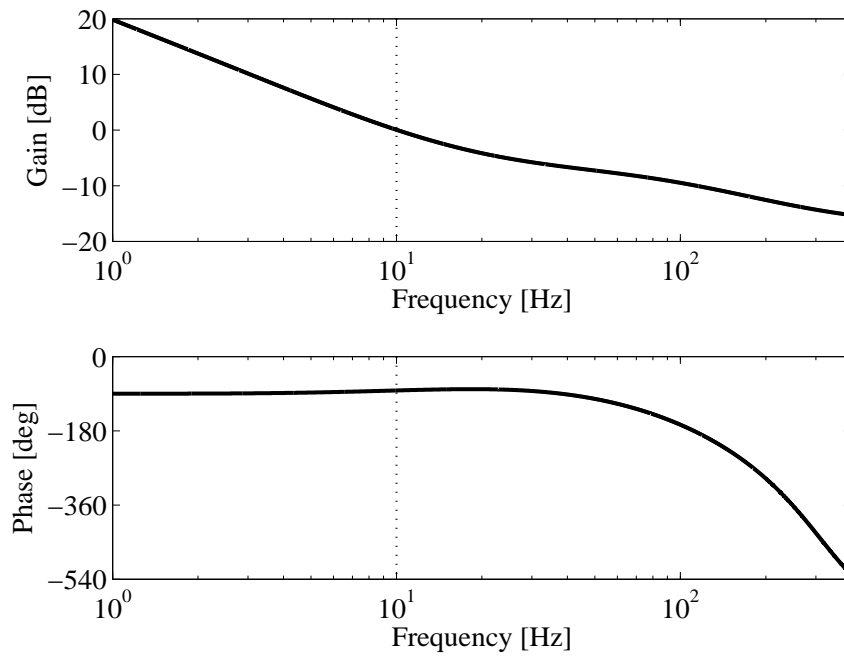


図 3.6: PQ の周波数特性

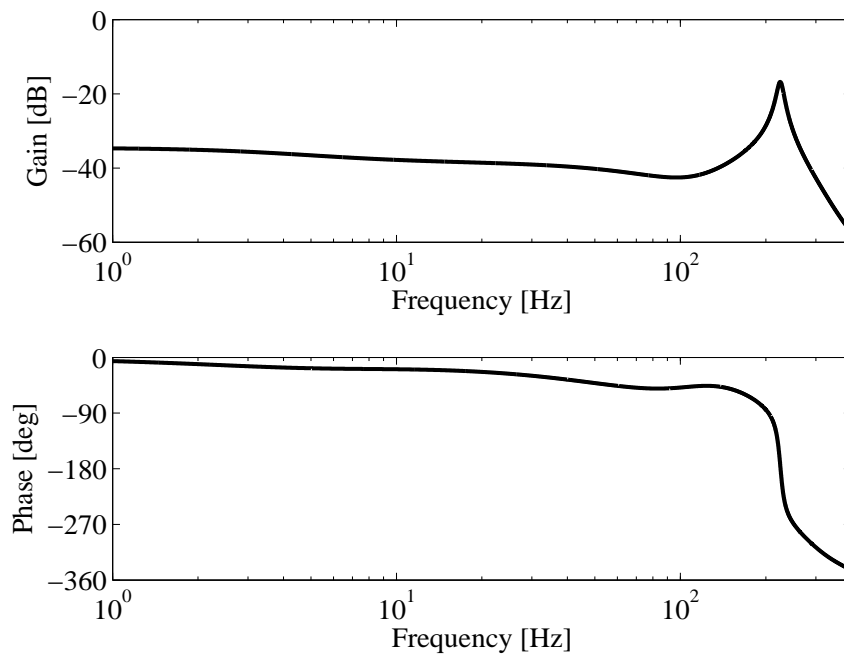
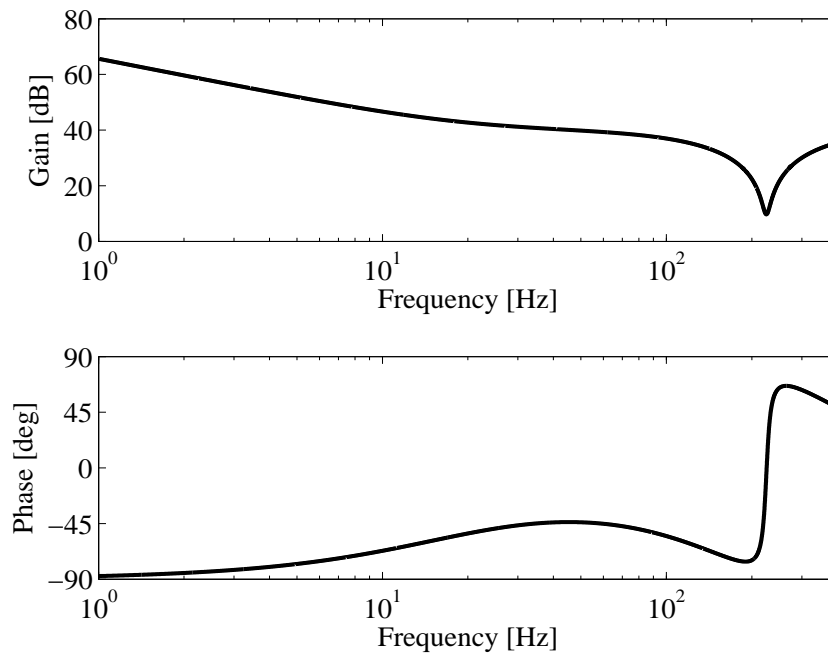


図 3.7: G_{SISO} の周波数特性

次に、 G_{SISO} に対して補償器 C_0 を設計する。図 3.7 の G_{SISO} の特性から、 C_0 には (2.3) 式に示した共振周波数 ω_{a2} に対応する共振モードのゲイン低減を目的としたノッチフィルタが必要である。さらに、制御系全体の安定性確保とサーボ帯域の拡大を目的に、PI

図 3.8: C_0 の周波数特性表 3.2: C_0 の設計パラメータ

ω_n [rad/s]	ζ_{n1}	ζ_{n2}	K_p	K_i
$2\pi \times 225$	0.03	1.0	100	12000

補償器を付加した。 C_0 の伝達関数を次式に示す。

$$C_0 = \frac{s^2 + 2\zeta_{n1}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_{n2}\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (3.11)$$

ここで、 ζ_n 、 ω_n はそれぞれノッチフィルタの減衰係数、角周波数、 K_p は比例ゲイン、 K_i は積分ゲインである。図 3.8 に補償器 C_0 の周波数特性を、表 3.2 に設計パラメータを示す。

3.3.2 シミュレーションによる検証

前項で設計した各補償器を2段アクチュエータ制御系に適用したときの制御性能を、数値シミュレーションにより検証する。図 3.9 に PQ 法を用いた荷重制御系の一巡伝達特性 (f/e) を、図 3.10 にナイキスト線図を、図 3.11 に目標値追従特性 (f/r) を、図 3.12 に外乱抑圧特性 (f/d) をそれぞれ示す。図中、破線は図 2.26 に対応する従来制御系の特

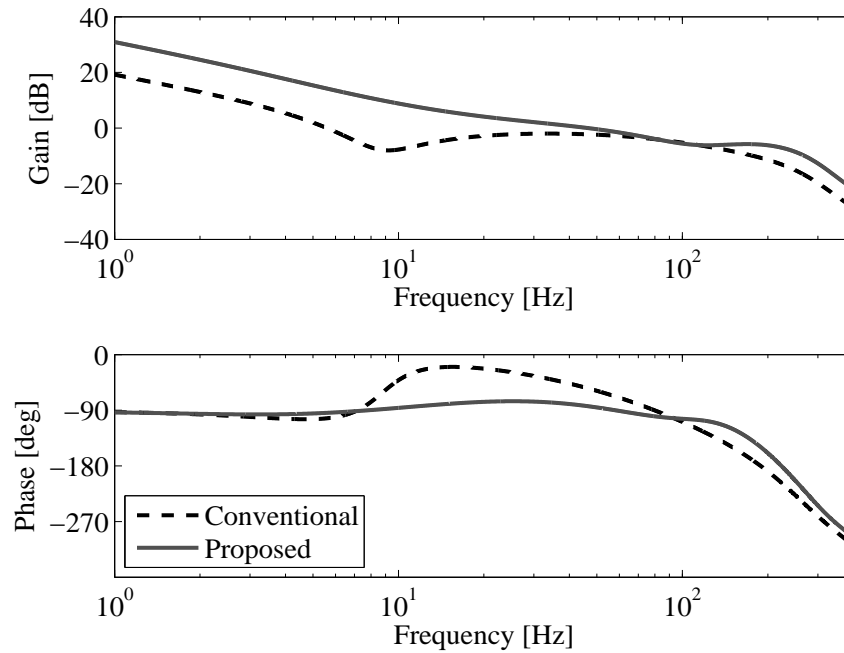


図 3.9: PQ 法による荷重制御系の一巡伝達特性

性、実線は PQ 法を用いた制御系の特性である。図 3.9 および 3.10 より、提案法はゲイン余裕 7.03 dB、位相余裕 96.5 deg と十分な安定性が確保され、ゲイン交差周波数は 46.8 Hz まで拡大している。図 3.11 より、PQ 法を用いることで動作分離角周波数 ω_c 前後の干渉の影響を抑制し、サーボ帯域の広帯域化が実現されている。その結果、図 3.12 より低周波数領域の外乱抑圧特性が大幅に改善されている。しかし、50 Hz における外乱圧縮は -3 dB となっているため、3 章末で示した -20 dB 以下を満足していない。そのため、回転数 3000 rpm (50 Hz) 以下のモータ回転同期振動を抑制するためには、別途外乱抑圧特性を改善する補償器を設計する必要がある。

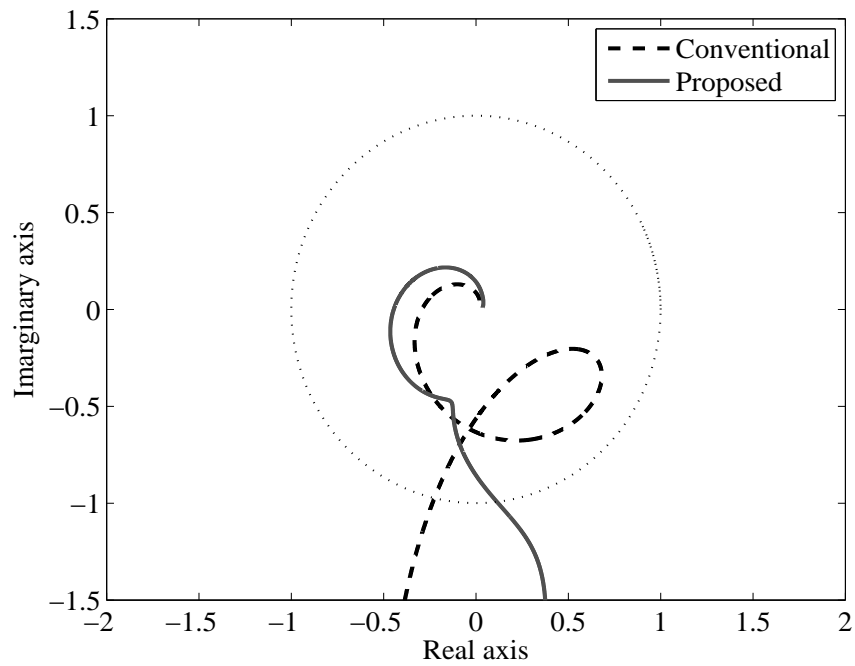


図 3.10: PQ法による荷重制御系のナイキスト線図

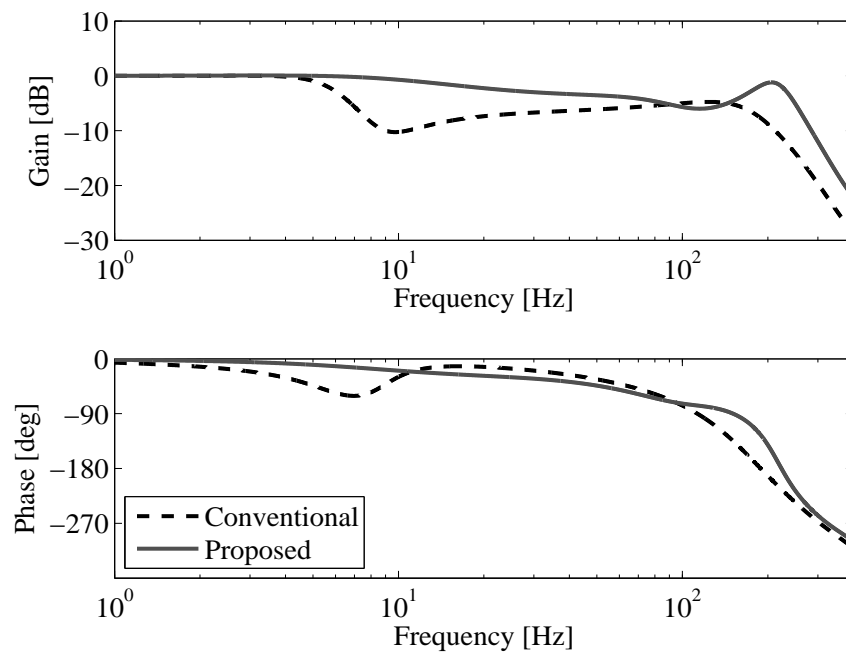


図 3.11: PQ法による荷重制御系の追従特性

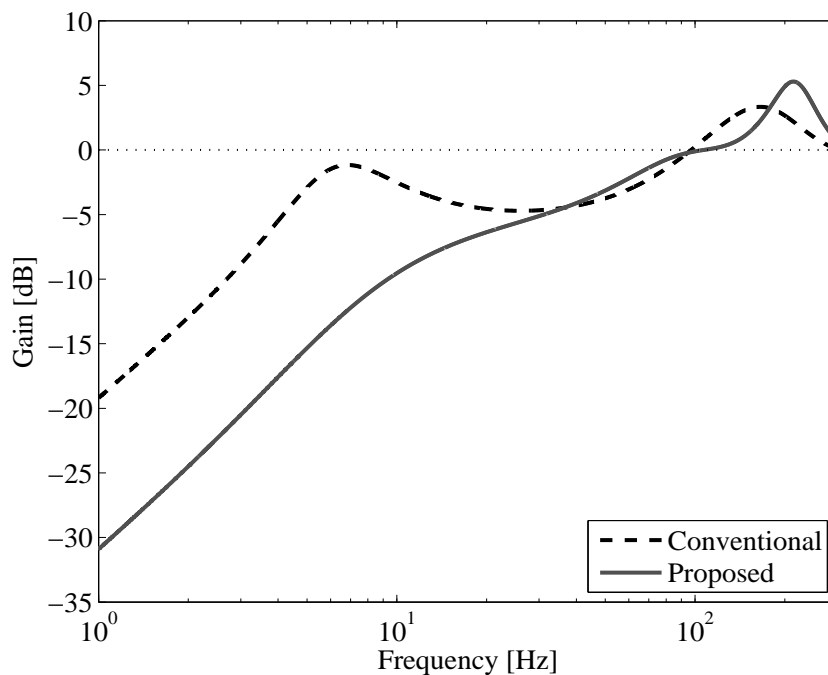


図 3.12: PQ 法による荷重制御系の外乱抑圧特性

3.4 実験検証

前節で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、一定荷重値 (10 N) で押し付けた状態で、ステップ外乱印加時の荷重値を測定する。図 3.13 に 10 s で 0.5 N のステップ外乱を与えたときの荷重値を、図 3.14 にその時の各アクチュエータの制御入力をそれぞれ示す。図中、破線は従来法を適用した荷重制御系の応答、実線は PQ 法を適用した荷重制御系の応答である。図 3.13 および図 3.14 より、PQ 法を用いることでアクチュエータ間の干渉を抑制し、従来制御系よりもオーバーシュート量を抑制し、ステップ外乱に対する収束性能の向上を実現している。ここで、一定荷重 (10 N) を基準にしたとき、10 ~ 10.35 s 間の誤差面積を比較すると、従来法に対して 50.1 % の抑制効果を得られている。

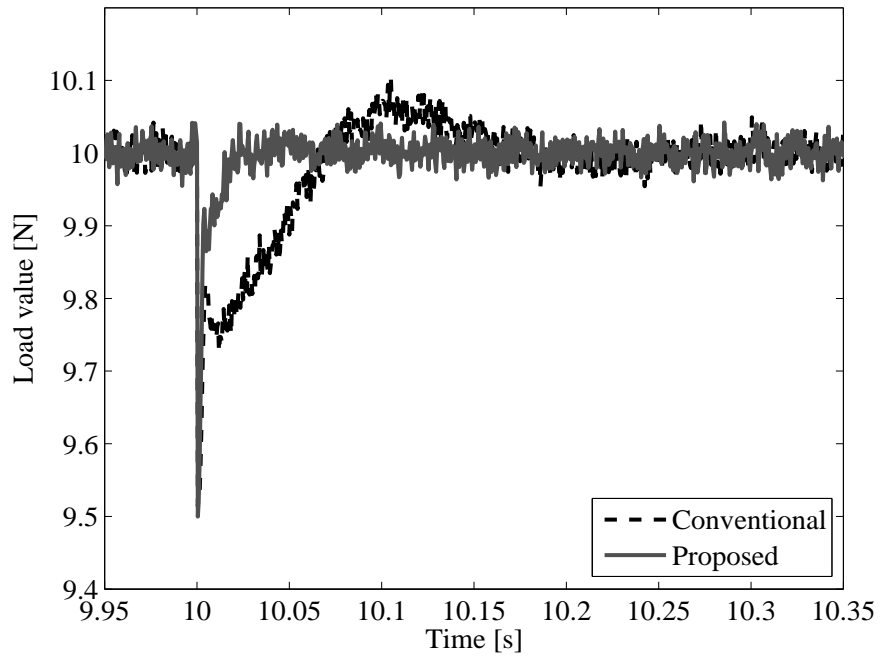


図 3.13: PQ 法による荷重制御系におけるステップ外乱印加時の荷重値応答

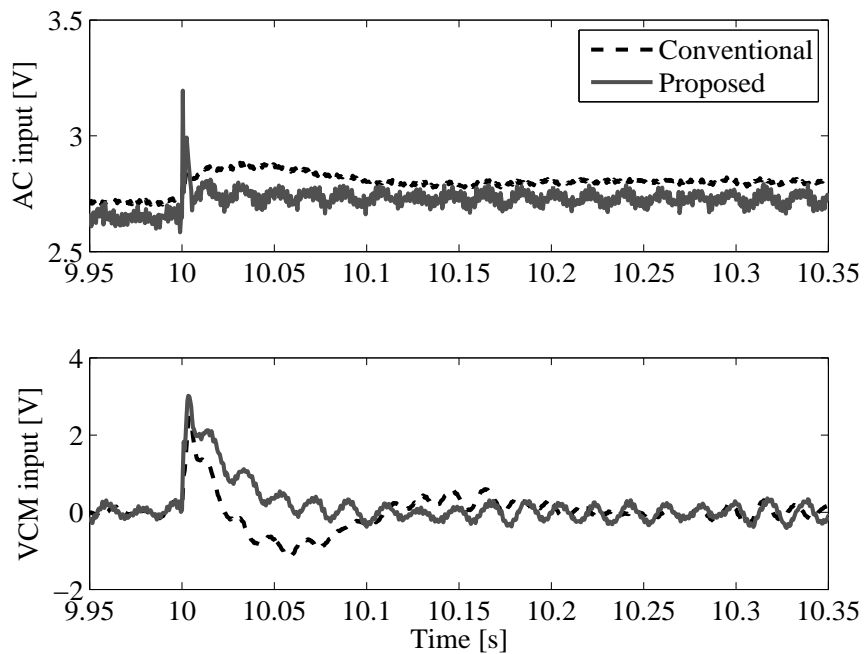


図 3.14: PQ 法による荷重制御系におけるステップ外乱印加時の各制御入力

3.5 結言

本章では、空気圧アクチュエータとボイスコイルモータを併用した2段アクチュエータによる加重制御装置に対して、アクチュエータ間の動作干渉を抑制してサーボ帯域の広帯域化を実現する制御系の設計を行った。その手法として、動作分離周波数を陽に設定可能であるPQ法を適用した。PQ法を用いることで、各アクチュエータ間の干渉を抑制し、かつ目標値追従特性および外乱抑圧特性を改善した。その結果、ステップ外乱に対する収束性能が向上し、一定荷重(10 N)を基準にしたとき、従来法に対してステップ外乱の誤差面積を50.1%抑圧した。

第4章

特定周波数の外乱抑圧を考慮した制御系設計

4.1 緒言

研磨装置では、研磨材の回転駆動に起因するモータ回転同期振動が荷重制御系に対する外乱として作用し、目標荷重への追従性能が劣化することも知られている。本研究では、荷重制御装置に取り付けられたブラシレスDCモータの駆動によって、モータの駆動が回転周波数に同期した特定周波数外乱として作用し、荷重値応答に影響を与える。

そこで、本研究では、特定周波数にゲインピークを有する共振フィルタ（以降、外乱補償フィルタ）を設計することで、特定周波数における感度特性を改善し、特定周波数外乱を抑圧する。本章では、外乱補償フィルタの概要および設計について述べる。設計した外乱補償フィルタの有効性は、供試装置を用いた実験により検証される。

4.2 モータによる回転振動の影響

本項では、研磨用モータの回転振動が荷重制御系に与える影響について検証する。なお、使用する制御系は、前章で設計した図3.1の制御系を用いる。荷重目標値を10 Nで一定とし、モータの回転速度を1200, 1800, 2400, 3000 rpmとしたときの荷重検出値を図4.1に示す。図4.1の上段は時間応答波形、下段はそのパワースペクトルである。

図4.1より、回転周波数に同期した成分の振動が荷重値に重畳している。特に、回転周波数が高くなるにつれて加振力が大きくなるため、その影響は顕著に現れる。ここで、モータの回転振動が影響する30 Hz ~ 50 Hzにおける外乱抑圧特性は、図3.12に示したとおり -20 dB以上であるため、モータ回転振動に対して抑圧が十分ではない。したがって、この影響を抑圧する新たな補償器を導入することが必要となる。

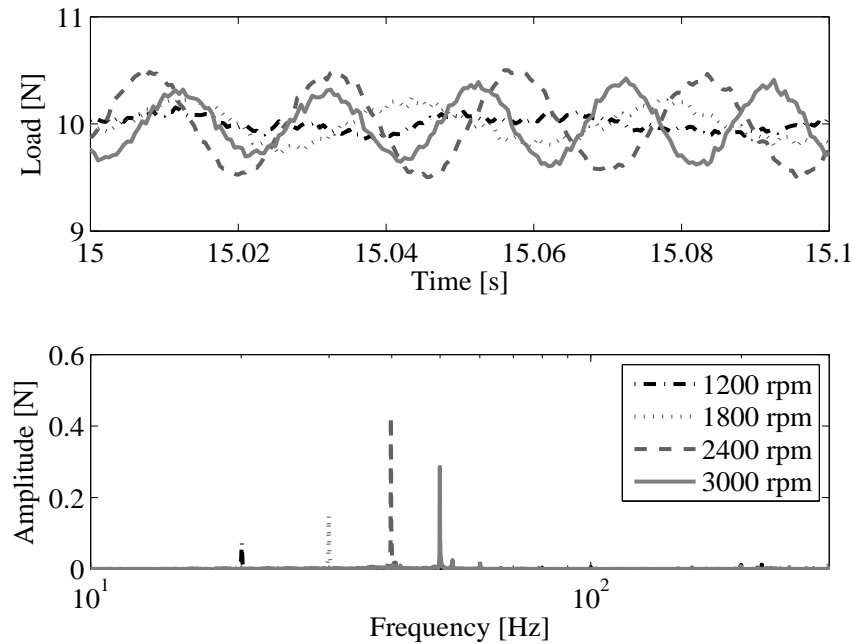


図 4.1: モータ駆動時の荷重検出値

4.3 特定周波数外乱の抑圧手法

特定周波数の外乱抑圧特性を向上させる方法として、ベクトル軌跡に着目した周波数整形手法について述べる。一般的なフィードバック制御系に出力端外乱が加わったブロック線図を、図 4.2 に示す。図中、 C はフィードバック補償器、 P は制御対象、 r は目標値、 y は制御量、 d は外乱を示す。このシステムの外乱抑圧特性 G_d は、外乱 d から制御量 y までの特性で次式となる。

$$G_d = \frac{1}{1 + CP} \quad (4.1)$$

(4.1) 式より、外乱抑圧特性は一巡伝達関数 $L = CP$ で決まる。すなわち、任意の周波数 ω rad/s において、一巡伝達関数が $|L(j\omega)| > 0$ となるように C を設計して外乱抑圧特性を $|G_d(j\omega)| < 1$ とし、周波数 ω での外乱抑圧特性を向上させる。そこで、一巡伝達関数のベクトル軌跡を用いて、特定周波数外乱を抑圧するための条件を明らかにする。

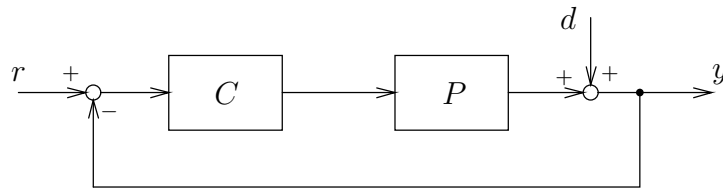


図 4.2: 一般的なフィードバック制御系

(4.1) 式で示した伝達関数が安定であると仮定し、任意の周波数 ω rad/s で $G_d(j\omega)$ の絶対値の二乗は

$$\begin{aligned} |G_d(j\omega)|^2 &= \frac{1}{|1 + L(j\omega)|^2} \\ &= \frac{1}{(1 + a)^2 + b^2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

と表すことができる。ここで a, b は

$$a = \text{Re}[L(j\omega)] \quad (4.3)$$

$$b = \text{Im}[L(j\omega)] \quad (4.4)$$

であり、(4.2) 式の分母 $(1 + a)^2 + b^2$ は複素平面上における座標 $(-1, j0)$ から一巡伝達関数 $L(j\omega)$ までの距離の二乗に等しく、この距離を $R(j\omega)$ とすると (4.2) 式は次式で表せる。

$$|G_d(j\omega)| = \frac{1}{|R(j\omega)|} \quad (4.5)$$

(4.5) 式は、任意の周波数における外乱抑圧特性の大きさが、ナイキスト線図上における座標 $(-1, j0)$ から一巡伝達関数のベクトル軌跡までの距離の逆数であることを示している。したがって、フィードバック制御系が周波数 ω における外乱成分を抑圧するための条件は

$$|R(j\omega)| > 1 \quad (4.6)$$

であり、外乱成分を増幅する条件は

$$|R(j\omega)| < 1 \quad (4.7)$$

である。図 4.3 は、ナイキスト線図上における外乱抑圧特性の大きさを示す三次元プロット (x - y 平面: 複素平面, z 軸: $|G_d(j\omega)|$) である。

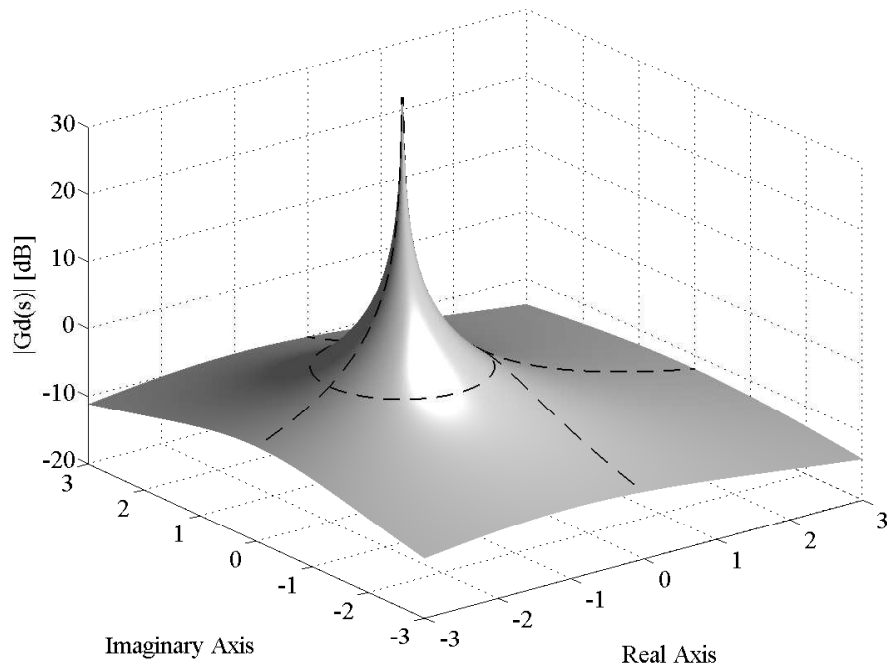


図 4.3: ナイキスト線図上での外乱抑圧特性

$\angle L(j\omega)$ が $360 \text{ deg} \times n$ (n は整数) を中心に $\pm 90 \text{ deg}$ 以内の範囲である場合、ベクトル軌跡はナイキスト線図上の右半平面を通過することとなり、ゲインの大きさによらず $|G_d(j\omega)| \leq 1$ が保証される。したがって、特定周波数の外乱抑圧特性を向上させる場合には、補償器 C が (4.6) 式の条件を満たすように周波数 ω に急峻な共振特性を持つように設計する必要がある。

4.4 特定周波数外乱の抑圧を考慮した制御系設計

4.4.1 外乱補償フィルタの設計

4.2 節で述べたとおり、モータの回転数 n に同期した外乱周波数近傍での外乱抑圧性能を向上させるためには、一巡伝達特性においてその周波数のゲインを大きくし、位相を $\pm 90 \text{ deg}$ (複素平面での右半平面) とすれば良い。そこで、特定の周波数で急峻なゲインピークを有する共振フィルタを、次式の外乱補償フィルタ C_{rf} として設計する。

$$C_{rf} = \frac{s^2 + 2\zeta_{rf1}\omega_{rf}s + \omega_{rf}^2}{s^2 + 2\zeta_{rf2}\omega_{rf}s + \omega_{rf}^2} \quad (4.8)$$

ここで、 ζ_{rf} 、 ω_{rf} はそれぞれ共振フィルタの減衰係数、角周波数である。 C_{rf} は ω_{rf} で 0 deg 、その近傍で位相が 180 deg 推移するため、各パラメータを設計する際、 ω_{rf} に

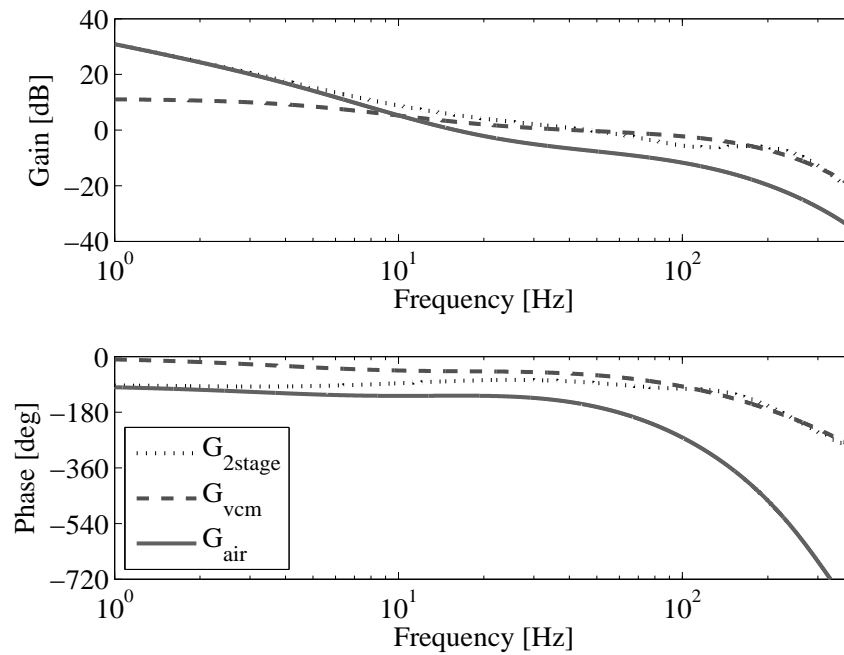
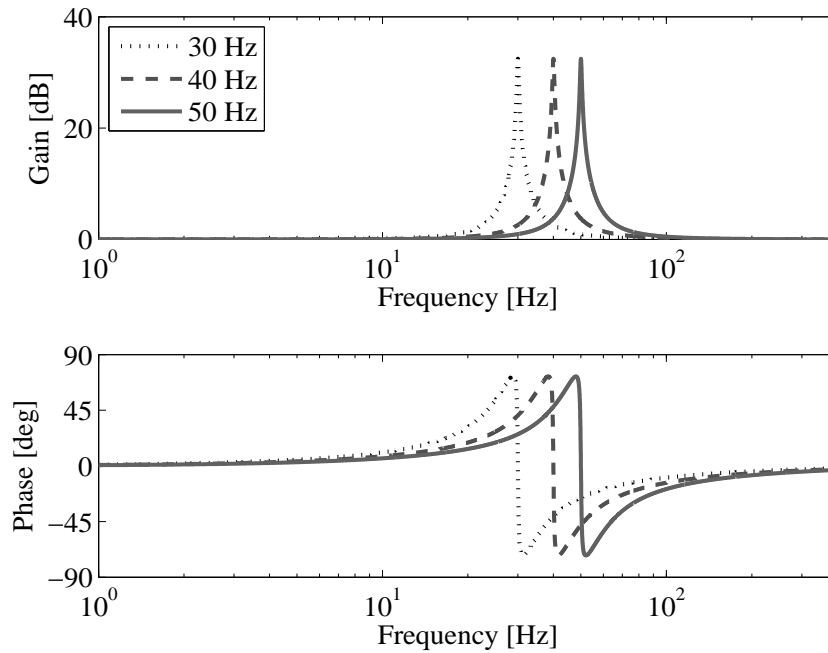


図 4.4: 2 段アクチュエータ制御系の一巡伝達特性

おける一巡伝達関数の位相特性を ± 90 deg (複素平面での右半平面) の範囲内とすることで、フィードバック制御系の安定性を確保できる。図 4.4 に、前章で PQ 法により設計した 2 段アクチュエータ制御系の一巡伝達特性を示す。図中、点線はアクチュエータ併用時の特性 $G_{2stage} (= C_0 C_1 P_{vcm} + C_0 C_2 P_{air})$ を、破線はボイスコイルモータ単体の特性 $G_{vcm} (= C_0 C_1 P_{vcm})$ を、実線は空気圧シリンダ単体の特性 $G_{air} (= C_0 C_2 P_{air})$ をそれぞれ示す。図 4.4 より、外乱周波数 30 ~ 50 Hz における各位相特性は、 G_{2stage} が $-76 \sim -85$ deg, G_{vcm} が $-50 \sim -60$ deg, G_{air} が $-134 \sim -183$ deg である。 G_{2stage} および G_{vcm} は、前述した安定条件を満足しているため、外乱補償フィルタを付加しても安定性が確保される。しかし、 G_{air} の ω_{rf} 近傍の位相特性は ± 90 deg の範囲外であるため、外乱補償フィルタを付加した場合、十分な安定性を確保することができない。

図 4.5: 外乱補償フィルタ C_{rf} の特性表 4.1: 外乱補償フィルタ C_{rf} の設計パラメータ

モータ速度 [rpm]	ζ_{f1}	ζ_{f2}	ω_{sf} [rad/s]
1800	0.084	0.002	$2\pi \cdot 30$
2400	0.084	0.002	$2\pi \cdot 40$
3000	0.084	0.002	$2\pi \cdot 50$

一方, PQ法により, ω_{rf} 付近ではボイスコイルモータの出力が支配的となるように設計されているため, 補償器 C_2 に外乱補償フィルタを付加すると, 新たに動作干渉が発生する可能性がある。したがって, 外乱補償フィルタはボイスコイルモータに対する補償器 C_1 に付加するべきである。以上の点を考慮し, 制御系の安定性を十分に考慮しながら, 外乱周波数において, 目標とする -20 dB 以下の外乱抑圧性能を実現する外乱補償フィルタを設計した。図 4.5 に設計した外乱補償フィルタ C_{rf} の周波数特性を, 表 4.1 に設計パラメータを示す。図中, 点線は 1800 rpm (外乱周波数 30 Hz) に対する外乱補償フィルタの特性, 破線は 2400 rpm (外乱周波数 40 Hz) に対する外乱補償フィルタの特性, 実線は 3000 rpm (外乱周波数 50 Hz) に対する外乱補償フィルタの特性である。図 4.5 より, 特定周波数で急峻なゲインピークを有する特性が実現できている。

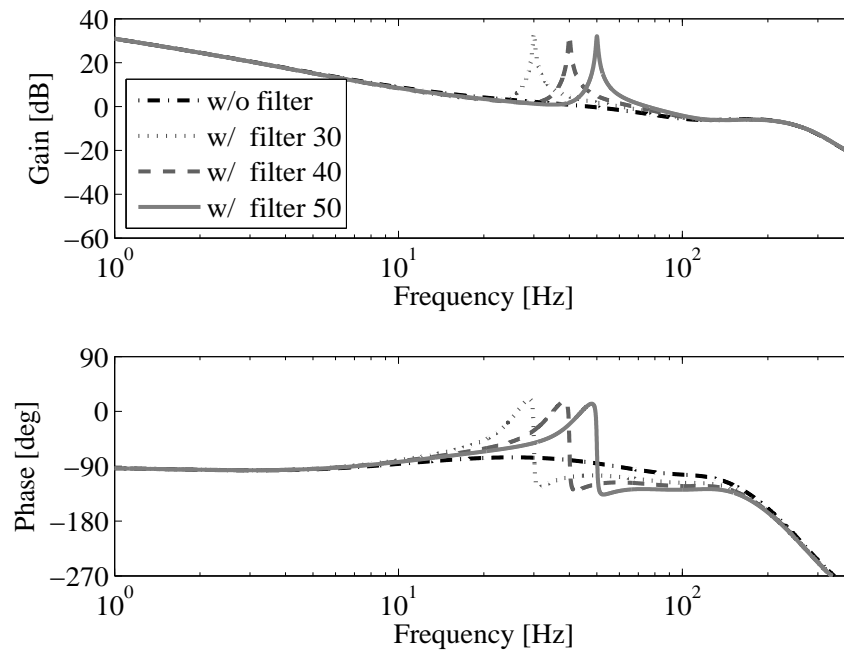


図 4.6: 外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の一巡伝達特性

4.4.2 2 段アクチュエータ制御系への適用

前項で設計した外乱補償フィルタ C_{rf} を荷重制御系へ付加し、数値シミュレーションによる特性評価を行う。図 4.6 に外乱補償フィルタ C_{rf} を付加した荷重制御系の一巡伝達特性を、図 4.7 に外乱抑圧特性を、図 4.8 に目標値追従特性を示す。図中、一点鎖線は外乱補償フィルタ未付加時の特性、点線は 30 Hz の外乱補償フィルタ付加時の特性を、破線は 40 Hz の外乱補償フィルタ付加時の特性を、実線は 50 Hz の外乱補償フィルタ付加時の特性である。図 4.6 より、外乱補償フィルタを付加することで、外乱周波数でゲインピークを有し、外乱周波数近傍の位相特性は ± 90 deg の範囲内であるため、安定性が確保されている。その結果、図 4.7 より、各外乱周波数における外乱圧縮は -30 dB 以下となり、2.4 節で設定した目標仕様である -20 dB 以下を満足している。

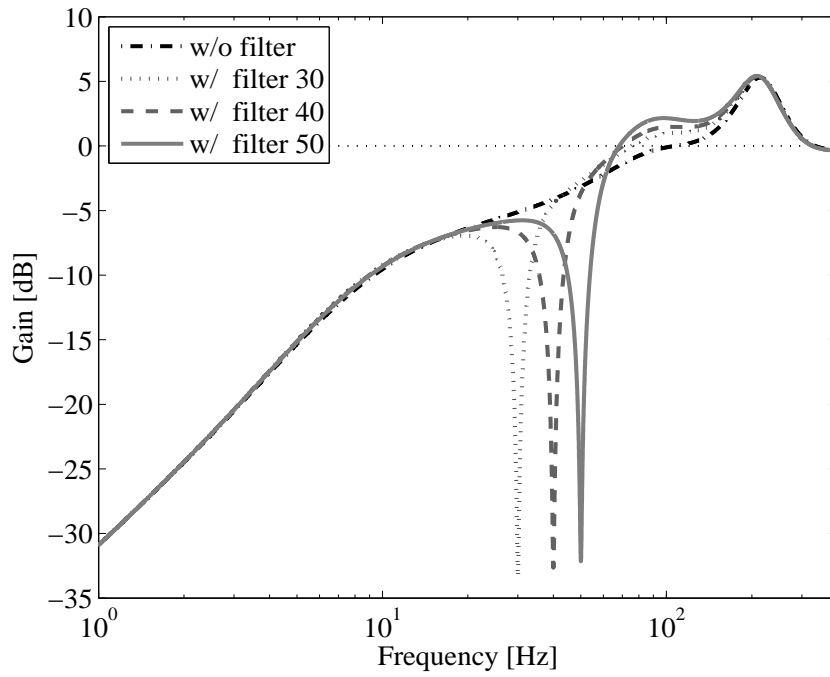


図 4.7: 外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の外乱抑圧特性

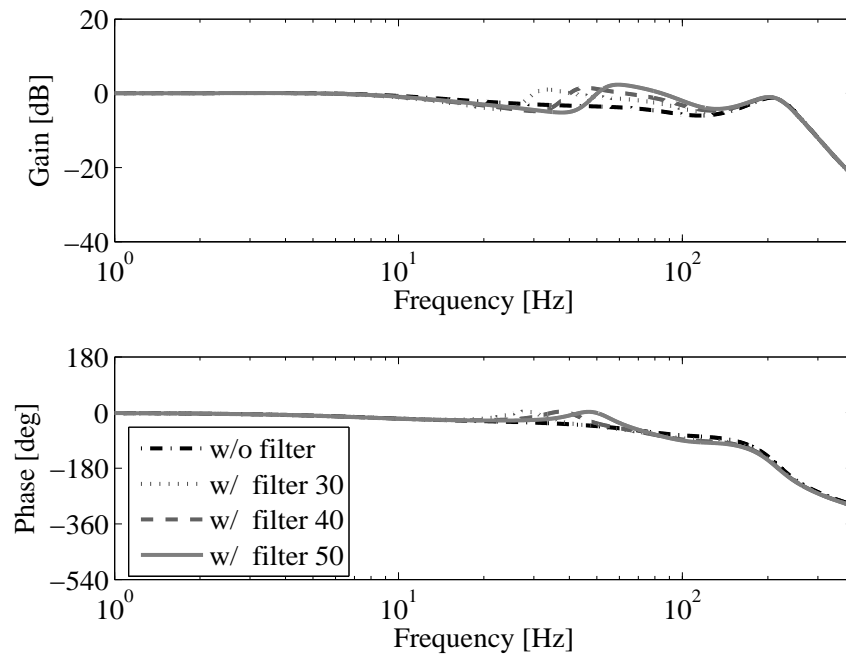


図 4.8: 外乱補償フィルタを付加した荷重制御系の目標値追従特性

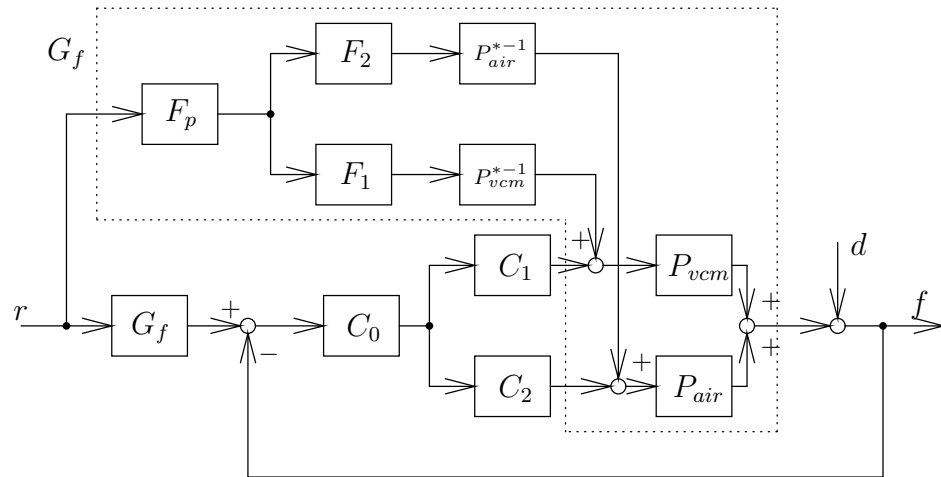


図 4.9: 2 段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系のブロック線図

一方で、外乱抑圧特性を重視したために、図 4.8 から目標値追従特性が劣化している。そのため、モデルマッチング制御系を設計することで目標値追従特性の改善を図る。なお、モデルマッチング制御系の基本理論については、付録 A に記載した。

本研究では 2 段アクチュエータ制御系を採用しているため、フィードバック補償器と同様に、フィードフォワード補償器もアクチュエータ間の干渉抑制を考慮して設計する必要がある。そのため、3.1 節で述べた PQ 法を用いて補償器を設計する。図 4.9 に、2 段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系のブロック線図を示す。図中、 F_p はプロパ化フィルタ、 F_1 はボイスコイルモータに対するフィードフォワード補償器、 F_2 は空気圧シリンダに対するフィードフォワード補償器、 P^* はむだ時間を除いたプラントの数学モデル、 G_f は目標入力 r から荷重値 f までの特性である。このとき、実機特性が変動しなければ、 G_f は次式の伝達関数で表現できる。

$$G_f = F_p F_1 e^{-L_v s} + F_p F_2 e^{-L_a s} \quad (4.9)$$

各フィードフォワード補償器は、PQ 法の設計手順に従って設計される。モデルマッチング制御系を用いるため、 P および Q は次式で定義される。

$$P = \frac{e^{-L_a}}{e^{-L_v}} \quad , \quad Q = \frac{F_2}{F_1} \quad (4.10)$$

ここで、設計指針として動作分離角周波数を 10 Hz、PQ フィードバック制御系の位相余裕を 60 deg 以上とする。PQ 法により、補償器 F_1 は制御入力飽和の回避と低周波数領域の信号低減を目的に、バンドパスフィルタを適用する。補償器 F_2 は PQ フィードバック制御系における位相余裕確保を目的に、位相進み補償器と位相遅れ補償器を適用する。なお、プロパ化フィルタ F_p は 3 次のローパスフィルタを適用する。

表 4.2: フィードフォワード補償器の設計パラメータ

ω_{fh} [rad/s]	K_{f2}	ω_{fl} [rad/s]	α_{fl}
$2\pi \cdot 10$	0.67	$2\pi \cdot 80$	0.2
ω_{fd} [rad/s]	α_{fd}	ω_{pl} [rad/s]	-
$2\pi \cdot 75$	7.5	$2\pi \cdot 500$	-

以上の方針から、 F_1 、 F_2 および F_p は次式の伝達関数となる。

$$F_1 = \frac{s}{s + \omega_{fh}} \quad (4.11)$$

$$F_2 = K_{f2} \cdot \frac{s + \omega_{fl}}{\alpha_{fl}s + \omega_{fl}} \cdot \frac{s + \omega_{fd}}{\alpha_{fd}s + \omega_{fd}} \quad (4.12)$$

$$F_p = \left(\frac{\omega_{pl}}{s + \omega_{pl}} \right)^3 \quad (4.13)$$

上式中、 ω_{fh} はハイパスフィルタの折点周波数、 K_{f2} はゲイン、 ω_{fl} 、 α_{fl} は位相進み補償器の角周波数および周波数変動比係数、 ω_{fd} 、 α_{fd} は位相遅れ補償器の角周波数および周波数変動比係数、 ω_{pl} はローパスフィルタの折点周波数である。表 4.2 に各補償器パラメータを、図 4.10 に各補償器の周波数特性を示す。図中、点線は F_1 の周波数特性、破線は F_2 の周波数特性、実線は F_p の周波数特性を示す。各補償器により、 PQ の周波数特性は図 4.11 に示す特性となる。図 4.11 より、ゲイン交差周波数が 10 Hz、位相余裕が 97 deg となっており、前述した設計指針を満たしている。

設計した補償器を、図 4.9 の制御系に適用する。図 4.12 に 2 段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系の目標値追従特性を示す。図中、破線は 1 自由度制御系の特性、実線はモデルマッチング制御系の特性を示す。図 4.12 より、モデルマッチング制御系を用いることで目標値追従特性の改善が実現できている。

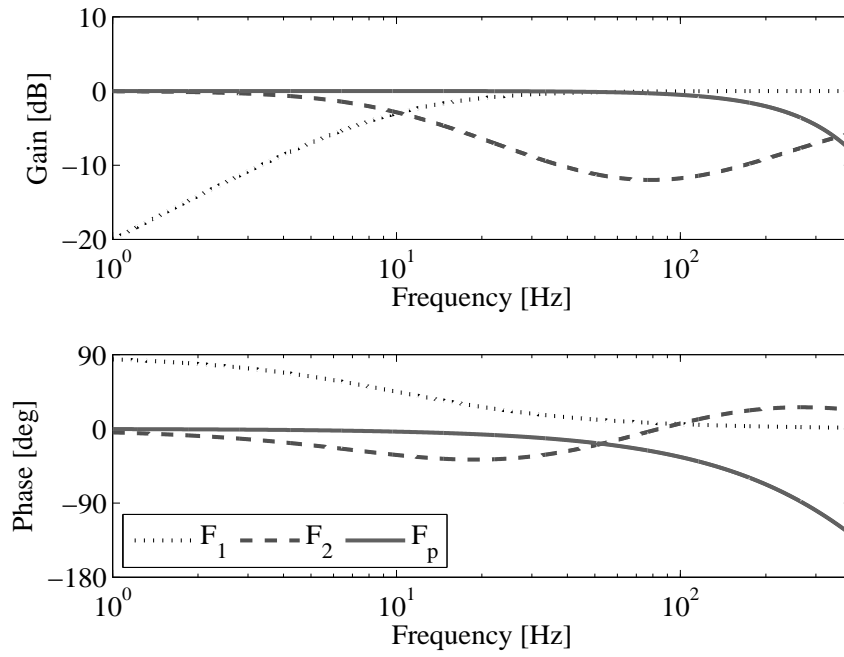


図 4.10: 各フィードフォワード補償器の周波数特性

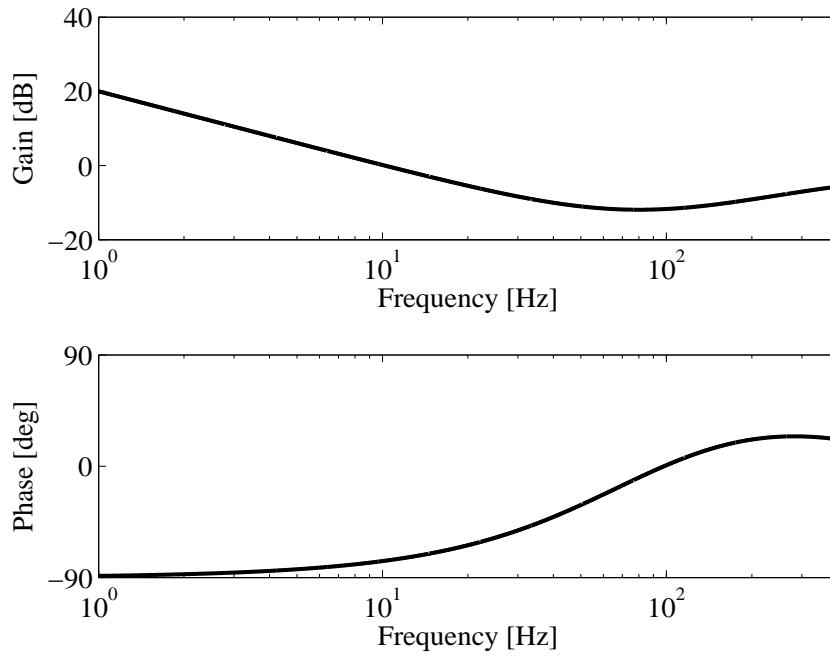


図 4.11: フィードフォワード補償器による PQ の周波数特性

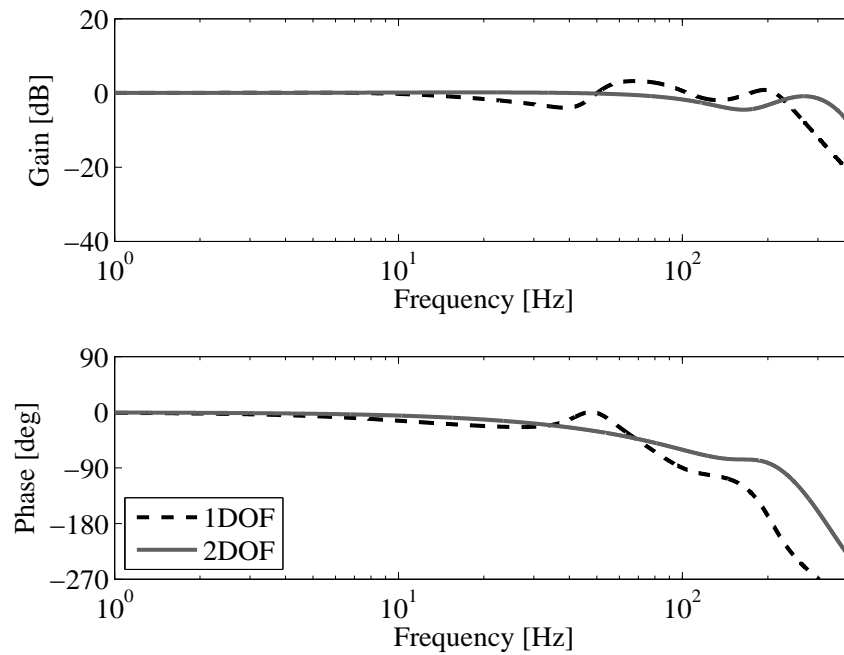


図 4.12: 2 段アクチュエータに対するモデルマッチング制御系の目標値追従特性

4.4.3 外乱周波数変動時の安定性評価

前項までは外乱周波数が一定として議論を進めてきたが、実際にはモータの回転周波数は時々刻々と変化するため、外乱周波数も変動する。この場合、外乱周波数の変化に合わせて外乱補償フィルタ C_{rf} を変化させればよい。なお、表 4.1 から外乱補償フィルタの減衰係数は各周波数で同一の値であるため、 ω_{rf} の値のみを変化させる。図 4.13 は、外乱補償フィルタの変化に対する制御系の安定余裕の変化を示している。図 4.13 より、約 100 Hz 以下まで制御系は安定である。一方、100 Hz よりも高域周波数ではゲイン余裕、位相余裕が共に負となり、制御系が不安定となるが、モータの定格回転数以上の周波数であるため、この領域で外乱補償フィルタを適用する必要はない。

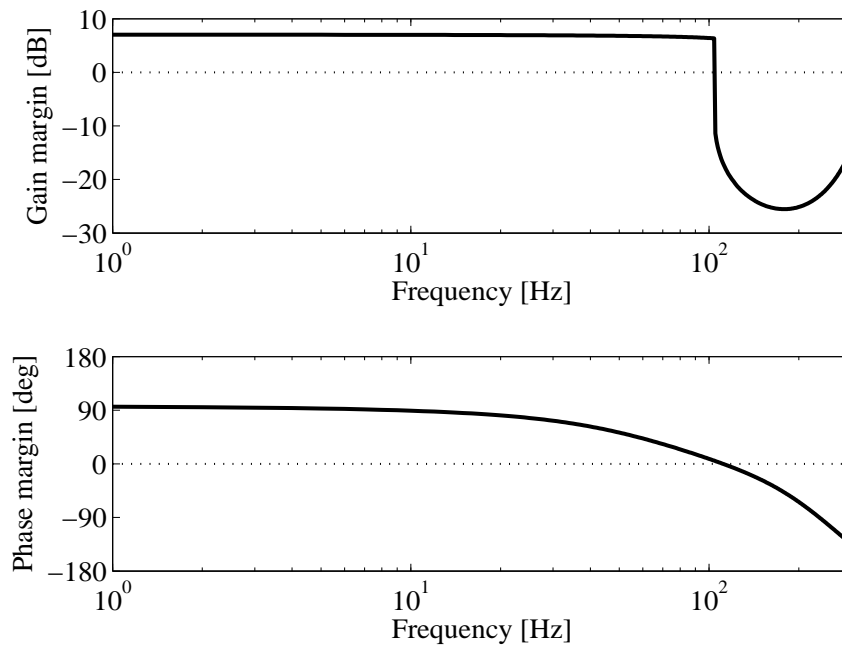


図 4.13: 外乱補償フィルタの特定周波数の変化に対する安定余裕の変化

4.5 実験による検証

前節で設計した制御系の有効性を、実機実験により検証する。ここで、目標荷重値は 10 N で一定とした。図 4.14 から 4.16 に、それぞれのモータ速度に対する荷重検出値を示す。図中、破線が外乱補償フィルタ付加時、実線が補償フィルタを付加していない時の波形である。

図 4.14 から 4.16 より、外乱補償フィルタを付加することで各モータ速度における外乱の影響を十分に抑圧できている。具体的には、30 Hz の外乱に対して 92.1 %、40 Hz の外乱に対して 90.9 %、50 Hz の外乱に対して 94.8 % の抑圧効果が実現できている。

次に、30 Hz から 50 Hz までの外乱周波数変動を想定して実験を行った。図 4.17 は、モータの入力電圧に対する外乱周波数の関係である。同図から両者は比例関係にあるため、入力電圧情報に基づいて外乱補償フィルタのパラメータを逐次更新すればよい。変動速度を 1 Hz/s に設定し、30 Hz から 50 Hz まで外乱周波数が増加したときの荷重値を測定する。図 4.18 に外乱周波数の変動率を、図 4.19 に荷重検出値を示す。図 4.19 より、外乱補償フィルタにより外乱周波数変動時にも抑圧効果を得ることができる。具体的には、30 Hz から 50 Hz の外乱周波数変化に対して、88.6 % の抑圧効果が得られている。

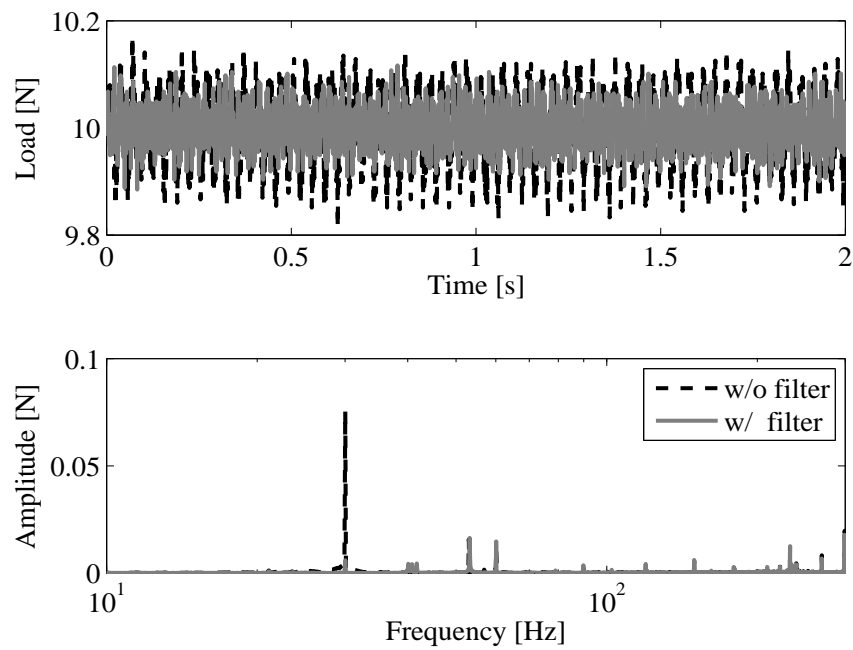


図 4.14: モータ駆動時 (1800rpm) の荷重検出値

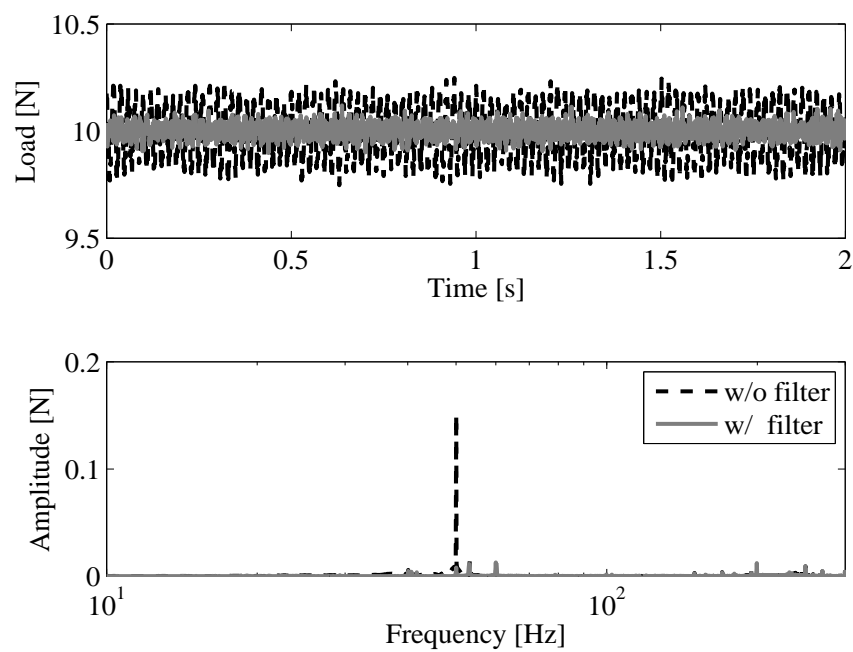


図 4.16: モータ駆動時 (3000rpm) の荷重検出値

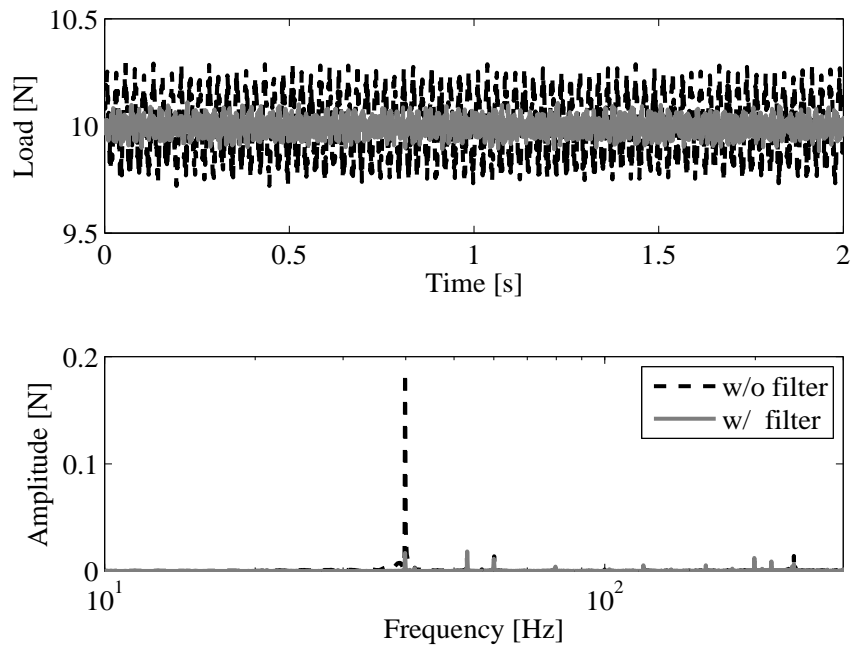


図 4.15: モータ駆動時 (2400rpm) の荷重検出値

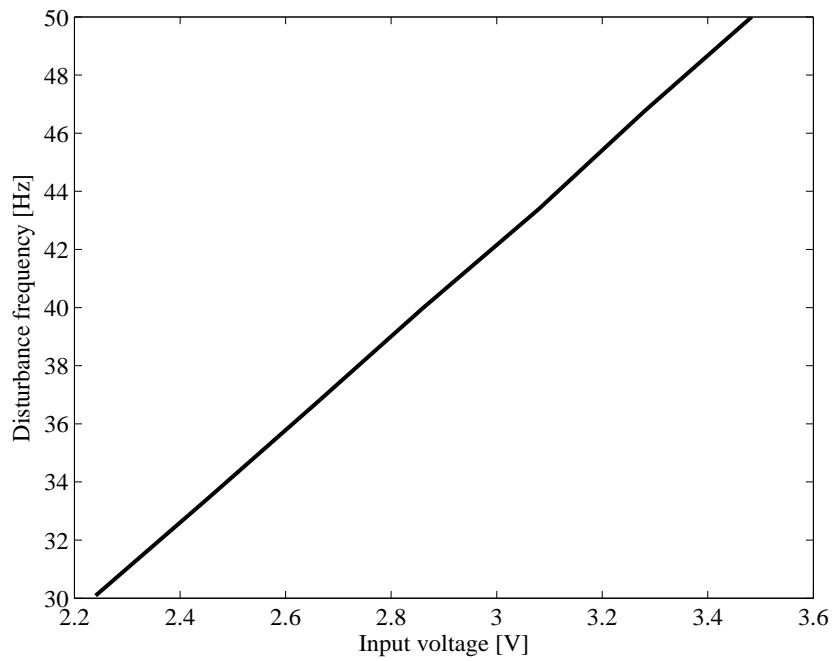


図 4.17: モータ入力電圧と外乱周波数の関係

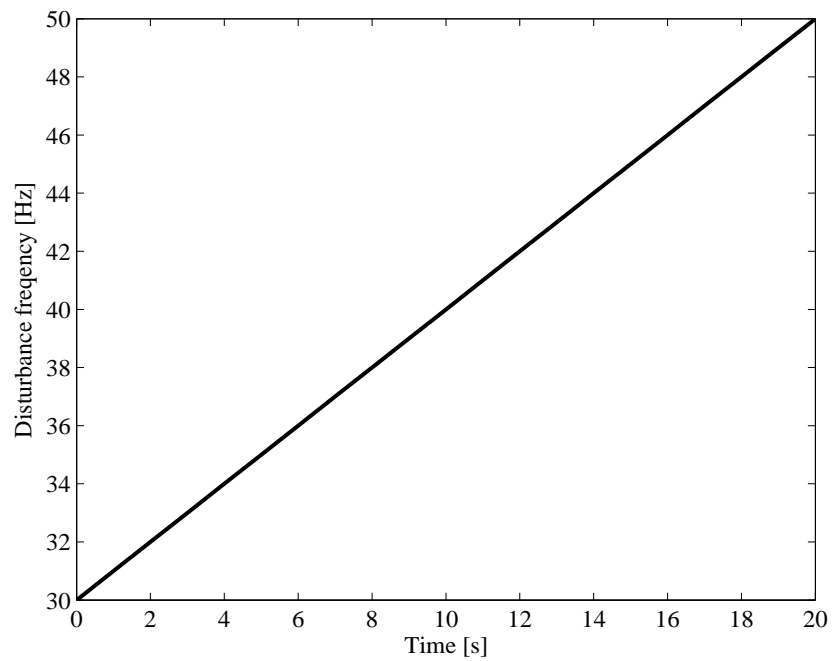


図 4.18: 外乱周波数の変動率

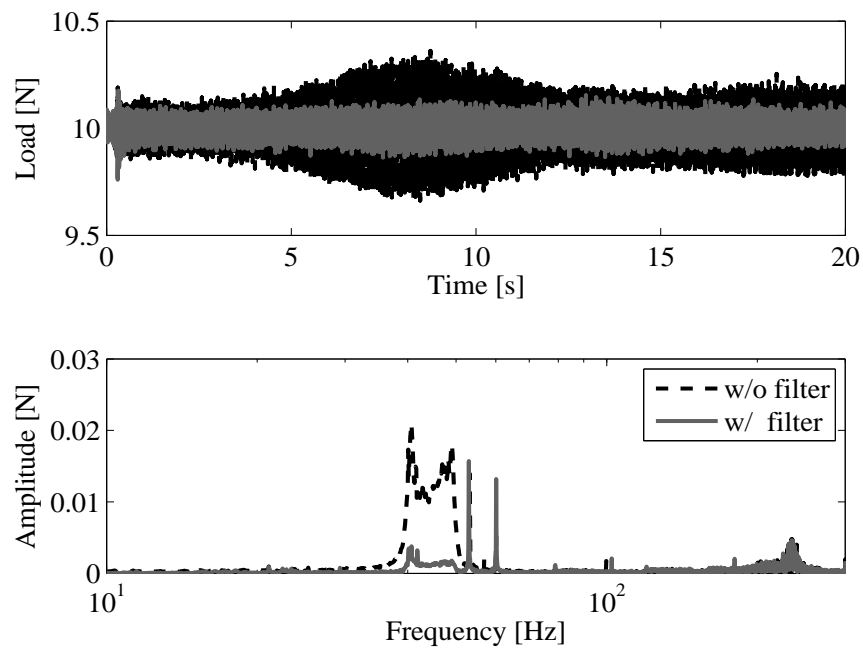


図 4.19: 外乱周波数変動時の荷重検出値

4.6 結言

本章では、研磨用モータの回転数に同期して発生する特定周波数外乱に対する抑圧性能の向上を考慮した制御系の設計を行った。その抑圧手法として、モータの回転振動はその回転数に同期した特定の周波数成分を有することに着目し、特定の周波数にゲインピークを有する共振フィルタを適用した。さらに、共振フィルタの付加によって劣化した目標値追従特性に対して、2自由度制御系を適用することで改善した。その結果、30, 40, 50 Hzそれぞれの外乱補償フィルタを付加することで、30 Hzでは92.1%, 40 Hzでは90.9%, 50 Hzでは94.8%の抑圧効果を得た。さらに、30~50 Hzの外乱周波数変動に対しても、外乱補償フィルタの設計周波数をモータ回転周波数と同期することで対応可能であることを示し、88.6%の抑圧効果を得た。

第5章

ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系設計

5.1 緒言

本研究で用いるボイスコイルモータは、空気圧アクチュエータに比して定格出力が小さく、対応する制御入力に制限があつて、過大な外乱に対して入力が飽和するため、所望の動作を実現できない場合がある。特に、飽和時には入力波形が急峻に変化して不連続となるため、制御対象に内在する共振モードによる機構振動が励起され、出力荷重に影響を与える。

そこで、本研究では、制御入力飽和時に発生する振動の要因分析をシミュレータベースで行い、ボイスコイルモータの周波数特性に着目し、共振周波数における位相特性改善を考慮した補償器を設計することで、共振周波数近傍の低感度化を図り、外乱抑圧特性の改善を目指す。さらに、ボイスコイルモータの制御入力が飽和する際には、空気圧アクチュエータ側の補償器を切り替えることで積極的な振動抑圧を図り、目標荷重への収束性能向上を目指す。本章では、飽和時の影響および飽和を考慮した補償器の設計について述べる。設計した制御系の有効性は、供試装置を用いた実験により検証する。

5.2 ボイスコイルモータ制御入力飽和による影響

5.2.1 入力飽和による荷重値への影響

本装置では、ボイスコイルモータの制御入力に $\pm 0.8 \text{ N}$ の制限があり、過大な外乱が発生した場合にはボイスコイルモータの制御入力が飽和することが考えられる。図 5.1 に、ボイスコイルモータの制御入力制限を付加した制御系のブロック線図を示す。図中、 u_v および u'_v は制限前後のボイスコイルモータの制御入力、 f_{vcm} および f_{air} は各アクチュ

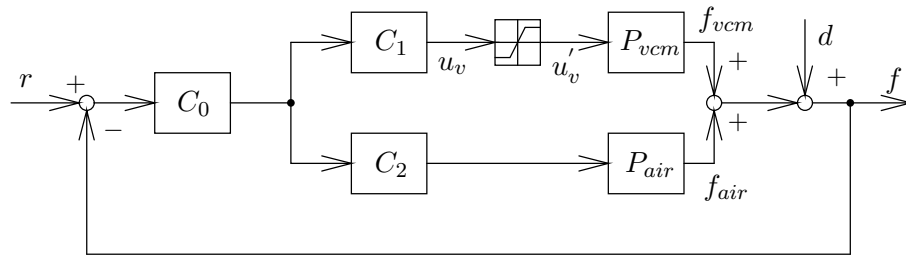


図 5.1: ボイスコイルモータの制御入力制限を付加した制御系のブロック線図

エータの出力荷重値である。なお、ボイスコイルモータの制御入力の関係は以下となる。

$$\begin{aligned} -0.8 \leq u_v \leq 0.8 &\Leftrightarrow u'_v = u_v \\ u_v > 0.8 &\Leftrightarrow u'_v = 0.8 \\ u_v < -0.8 &\Leftrightarrow u'_v = -0.8 \end{aligned}$$

ここで、ボイスコイルモータの制御入力飽和が荷重値に与える影響を、実験により検証する。図 5.2 の上段に、一定荷重の状態から、ボイスコイルモータが出力できる荷重より大きい $d = 2.0 \text{ N}$ のステップ外乱を印加したときの空気圧アクチュエータの制御入力、下段にボイスコイルモータの制御入力を、図 5.3 に荷重値応答をそれぞれ示す。図 5.2 より、過大な外乱が作用した場合、補償器 C_1 をハイパスフィルタで設計したとしても、ボイスコイルモータの制御入力飽和している。その結果、図 5.3 より、ステップ外乱に対する抑圧性能が劣化し、残留振動が発生している。そのため、この制御入力飽和に起因する残留振動の抑制を考慮した制御系の設計を目指す。

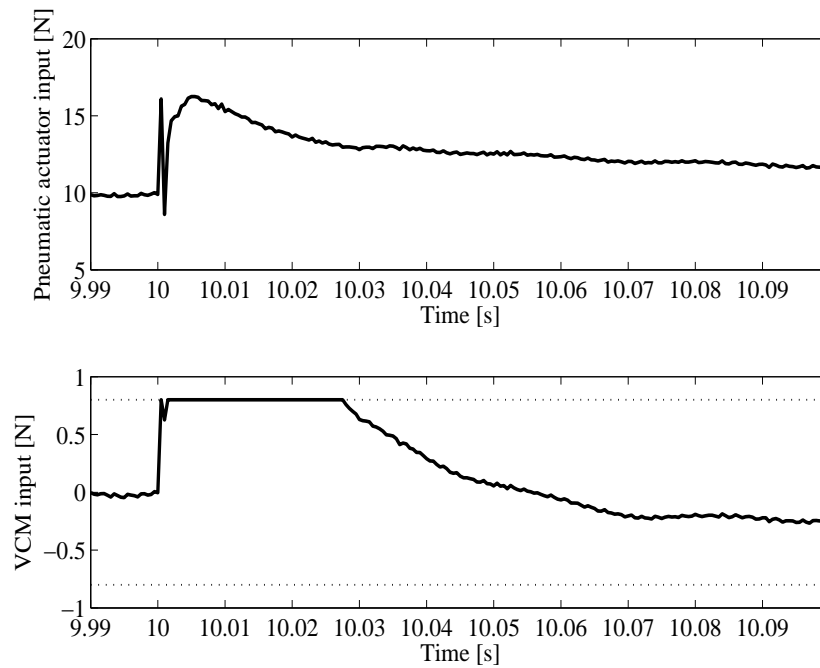


図 5.2: ステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力波形

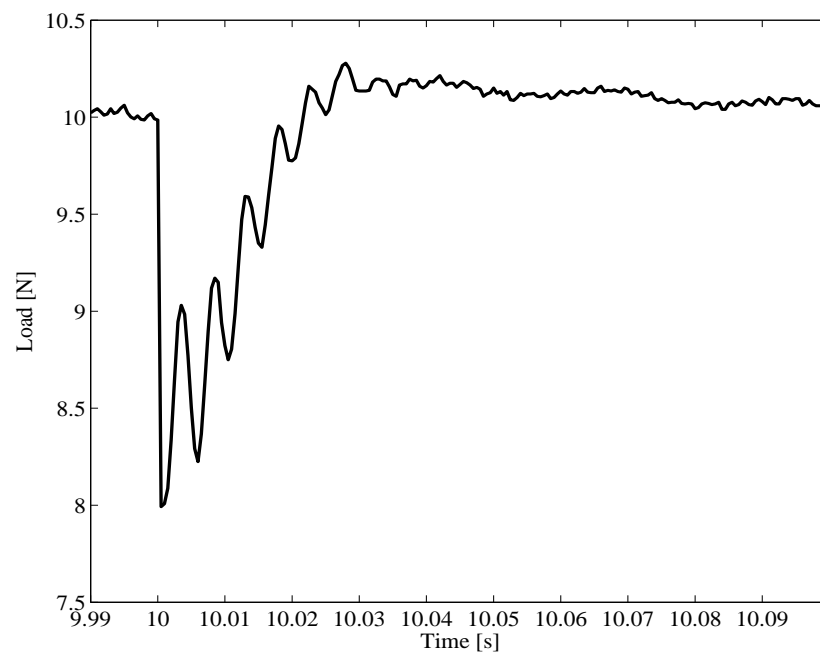


図 5.3: ステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答

5.2.2 ボイスコイルモータ制御入力飽和時の振動の要因分析

前章で示した通り、ボイスコイルモータの制御入力飽和することによって外乱抑圧性能が劣化し、残留振動が発生する。ここでは、まず振動の発生要因を分析する。実際の装置では、各アクチュエータの出力値を分離することはできず、さらにボイスコイルモータ制御入力飽和の有無で応答を比較することができない。そこで、前章で構築した実機応答を忠実に再現するシミュレータを用いて、振動発生要因の分析を行う。図 5.4 に、一定荷重の状態から $d = 2.0 \text{ N}$ のステップ外乱を印加した時の荷重出力を、図 5.5 の上段に空気圧アクチュエータの制御入力を、下段にボイスコイルモータの制御入力を、図 5.6 の上段に空気圧アクチュエータの荷重出力 f_a を、下段にボイスコイルモータの荷重出力 f_v を、図 5.7 にボイスコイルモータ荷重出力を周波数解析した結果をそれぞれ示す。図中、破線が入力飽和がない場合の応答、実線が入力飽和がある場合の応答である。図 5.4 および 5.5 より、ボイスコイルモータの制御入力飽和しなければ、ステップ外乱に対して振動は発生しない。一方、図 5.6 の結果より、ボイスコイルモータ制御入力飽和によってボイスコイルモータ側の荷重出力には振動が発生するが、空気圧アクチュエータ側の荷重出力には振動的な応答は発生していない。図 5.7 より、発生した振動は 210 Hz の周波数成分を含んでおり、その周波数は制御対象の有する共振モードの周波数と一致する。以上の結果から、ボイスコイルモータの制御入力飽和することによって、入力波形が急峻に変化し不連続となるため、共振モードの影響により共振振動が励起されると考えられる。それは、PQ 法の設計では、動作分離周波数近傍の干渉抑制に主眼が置かれており、共振周波数近傍の特性は考慮されない。3 章で示した PQ 法による制御系でも、共振モードに対して補償器 C_0 にノッチフィルタを加えてゲイン補償を行っているのみであるため、図 2.29 の感度特性からも明らかなように、共振周波数におけるゲインが 0 dB 以上であり、共振振動が抑圧されない。したがって、共振周波数近傍の感度特性改善を考慮した制御系の設計が必要である。

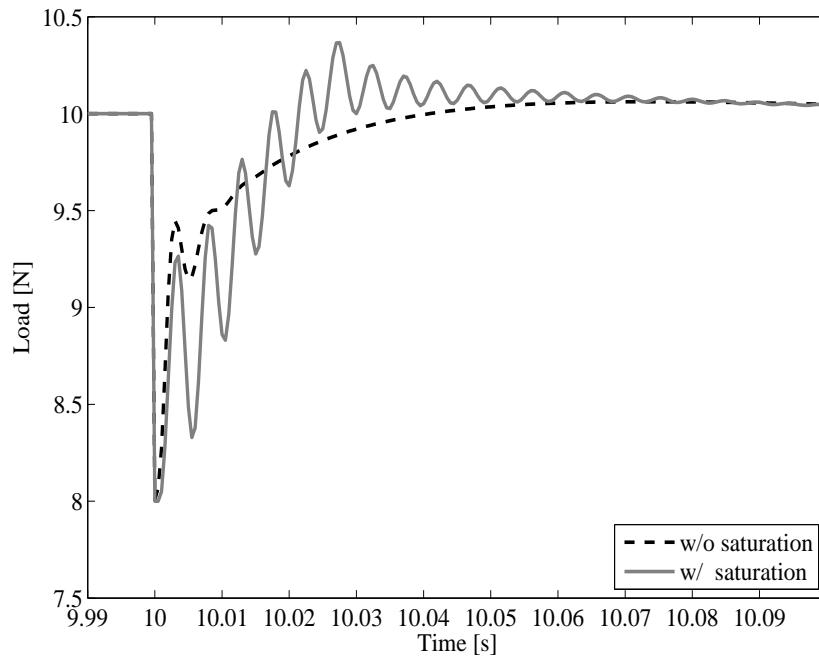


図 5.4: シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答

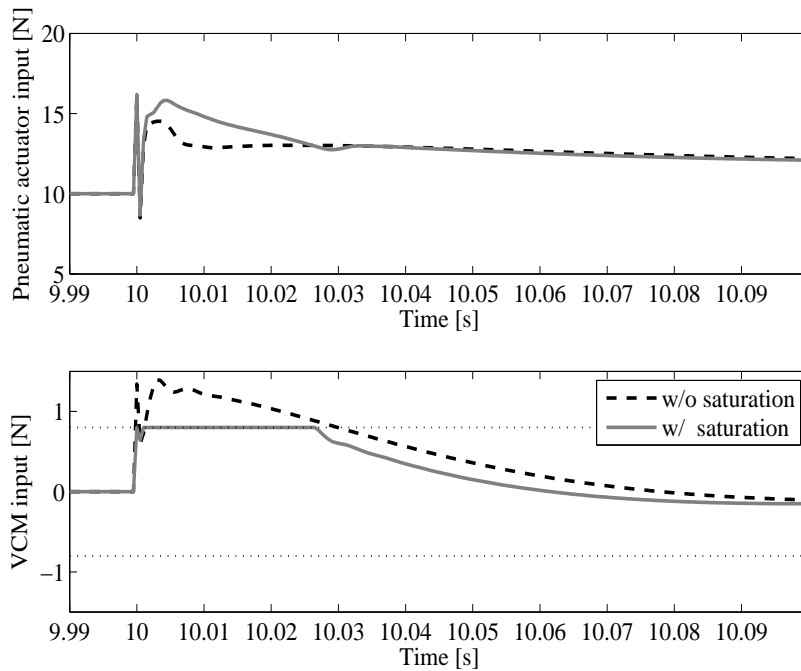


図 5.5: シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力

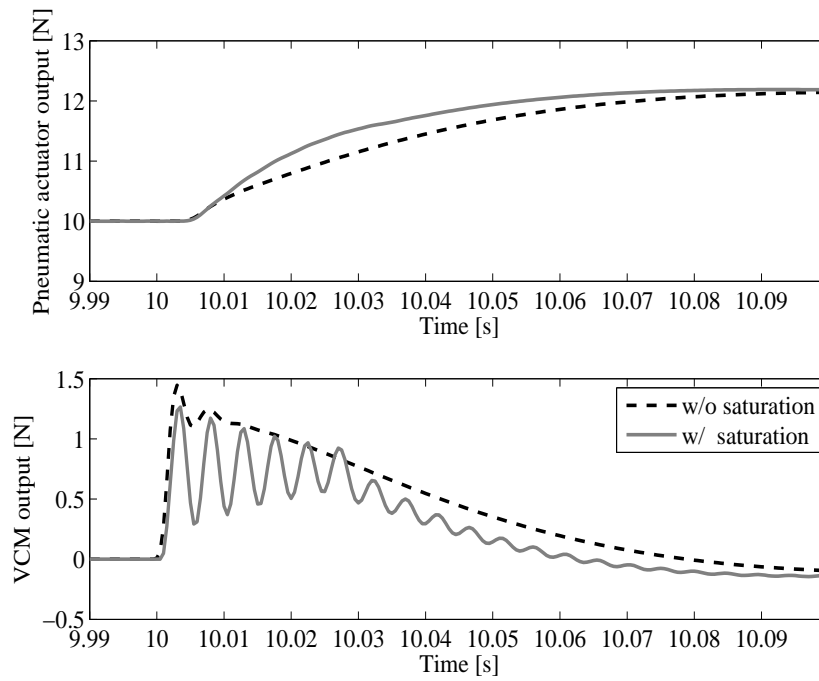


図 5.6: シミュレータによるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータ出力

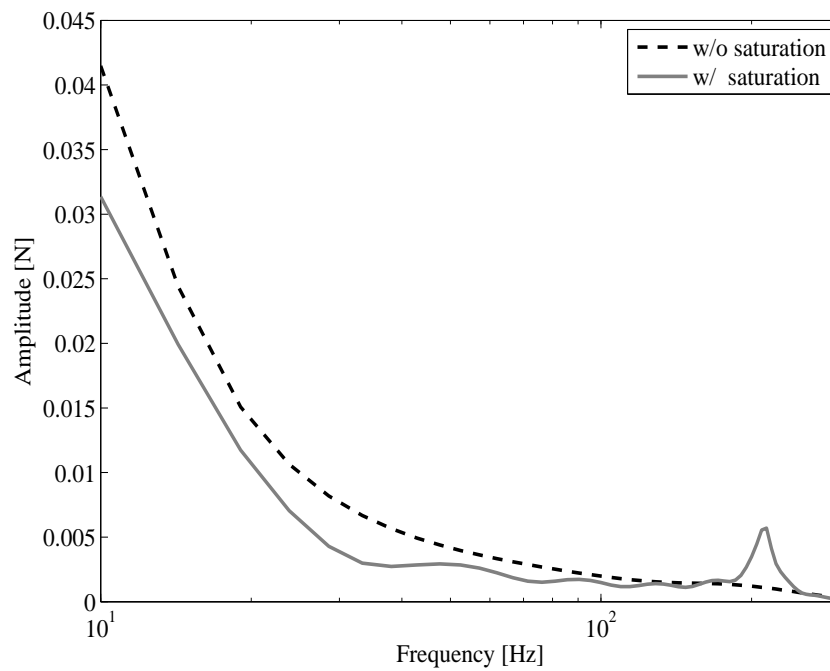


図 5.7: ボイスコイルモータに対する制御入力の周波数解析結果

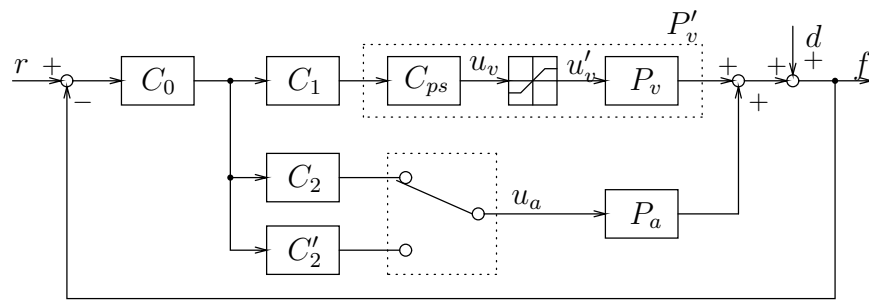


図 5.8: 制御入力飽和を考慮した提案制御系のブロック線図

5.3 ボイスコイルモータ制御入力飽和を考慮した制御系設計

5.3.1 制御系の概要

前章で示した共振振動に対して、共振周波数近傍の低感度化を目指した補償器の設計を行い、共振振動の抑圧を図る。具体的には、ボイスコイルモータの共振周波数近傍における位相特性に着目し、共振振動の発生を抑制する補償器を設計する。一方、ボイスコイルモータの制御入力飽和時にはボイスコイルモータの補償器が機能しないため、制御系全体の性能は空気圧アクチュエータ単体にのみ依存する。そのため、ボイスコイルモータ制御入力飽和時には、共振振動の抑圧を考慮した補償器を空気圧アクチュエータ側に切り替えて導入する。図 5.8 に、ボイスコイルモータ制御入力飽和時に発生する共振振動の抑圧を考慮した制御系のブロック線図を示す。本提案制御系は、ボイスコイルモータ制御入力飽和時に発生する共振振動の抑圧を目的として、共振周波数におけるボイスコイルモータの位相改善を考慮した補償器 C_{ps} を設計する。さらに、ボイスコイルモータの制御入力飽和している間、空気圧アクチュエータ側の補償器 C_2 を共振振動の抑圧を考慮した補償器 C'_2 に切り替えることで、共振振動の積極的な抑圧を図る。なお、補償器の切り替えは以下の関係で行われる。

$$-0.8 \leq u_v \leq 0.8 \Leftrightarrow C_2$$

$$u_v > 0.8 \text{ or } u_v < -0.8 \Leftrightarrow C'_2$$

5.3.2 ボイスコイルモータの共振周波数近傍の低感度化

まず、 C_{ps} の設計について述べる。外乱に対する感度特性は、ナイキスト線図上で $(-1, j0)$ を中心とした単位円外の領域で 0 dB 以下に対応することが知られている。そのため、共振周波数近傍で感度特性を改善するためには、その周波数で位相が $\pm 90 \text{ deg}$ (複素平面の右半平面) の範囲内に存在することが望ましい。図 2.19 のボイスコイルモータ

表 5.1: C_{ps} の設計パラメータ

ζ_{ps1}	ζ_{ps2}	$\omega_{ps}[\text{rad/s}]$
0.008	0.4	$2\pi \cdot 190$

タの周波数特性から、共振周波数における位相は -142 deg であるため、位相を 52 deg 以上進める補償器を設計することで位相改善を図る。本研究では、ノッチフィルタの中心周波数より高域側の位相進み特性を活用して、共振周波数近傍の低感度化を試みる。設計したノッチフィルタ C_{ps} の伝達関数は、次式で表現される。

$$C_{ps} = \frac{s^2 + 2\zeta_{ps1}\omega_{ps}s + \omega_{ps}^2}{s^2 + 2\zeta_{ps2}\omega_{ps}s + \omega_{ps}^2} \quad (5.1)$$

ここで、 ζ_{ps} 、 ω_{ps} は、ノッチフィルタの減衰係数および角周波数である。ノッチフィルタの位相進み特性を活用するため、中心周波数は共振周波数より低域側に設定する。表 5.1 にノッチフィルタの設計パラメータを、図 5.9 に C_{ps} を付加したボイスコイルモータの周波数特性を示す。図中、破線が C_{ps} 未付加時の特性、実線が付加時の特性である。図 5.9 より、 C_{ps} を付加することによって共振周波数における位相が -72 deg となり、抑圧条件となる $\pm 90 \text{ deg}$ の範囲内に収まっている。一方、他の補償器 C_1 、 C_2 、 C_0 の設計は、 C_{ps} を付加したボイスコイルモータを拡大制御対象 P'_v として PQ 法を適用する。ここでは、 C_{ps} の効果を確認するため、3 章で設計した制御系と同様に (3.8)、(3.9) および (3.11) 式の補償器を適用し、表 3.1 および 3.2 に示したパラメータを用いて 2 段アクチュエータ制御系の制御性能を検証する。図 5.10 に、 C_{ps} を付加した制御系の感度特性を示す。図中、破線が従来制御系の特性、実線が C_{ps} を付加した場合の制御系の特性である。図 5.10 より、共振周波数におけるボイスコイルモータの位相特性を改善することで、共振周波数近傍の低感度化が実現できている。

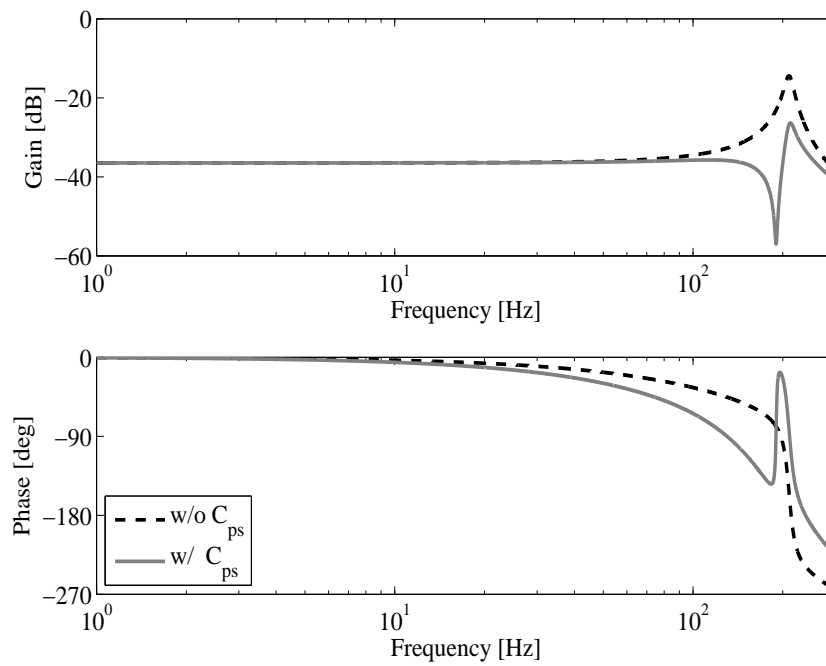


図 5.9: C_{ps} を付加したボイスコイルモータの周波数特性

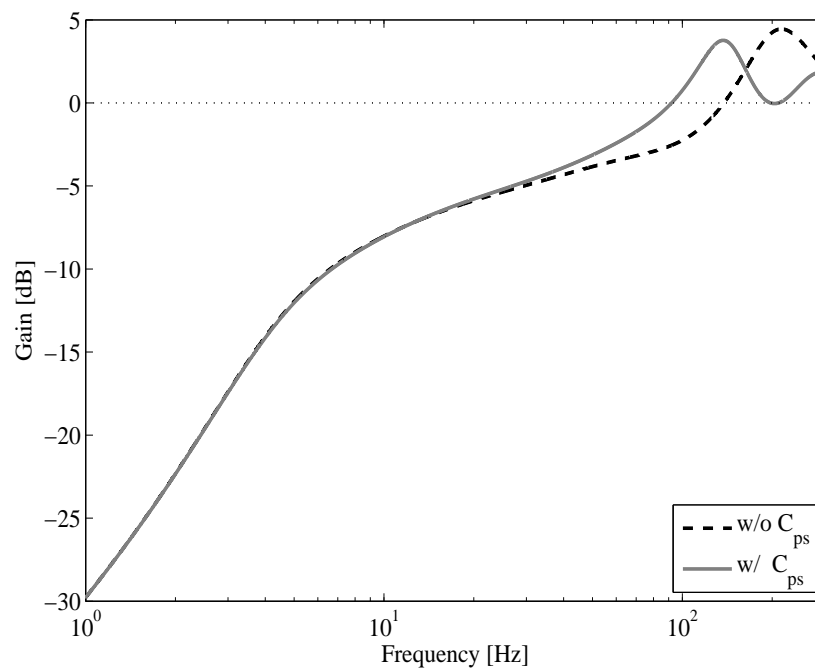


図 5.10: C_{ps} を付加した2段アクチュエータ制御系の感度特性

表 5.2: C'_2 の設計パラメータ

K'_{le}	α'	ω'_{le} [rad/s]
0.05	0.2	$2\pi \cdot 20$
ζ_{rf1}	ζ_{rf2}	ω_{rf} [rad/s]
0.8	0.002	$2\pi \cdot 210$

5.3.3 空気圧アクチュエータに対する切換え補償器の設計

一方、ボイスコイルモータの制御入力飽和する期間では、ボイスコイルモータに対する補償器は機能しないため、2段アクチュエータ制御系は空気圧アクチュエータ単体に対する制御系と等価となる。図 5.11 に、空気圧アクチュエータ単体に対する制御系の感度特性を、図 5.12 に一巡伝達特性をそれぞれ破線で示す。図 5.11 より、共振周波数におけるゲインが 0.2 dB であるため、共振振動に対して十分な抑圧効果を得られない。そのため、共振振動の抑圧を考慮した切換え補償器 C'_2 を設計することで、共振振動の積極的な抑圧を図る。図 5.12 より、共振周波数におけるゲイン特性が -38.7 dB、位相特性が -530 deg であるため、共振周波数のゲイン増大と、位相を 80 deg 以上進ませる、または 180 deg 以上遅らせる補償器が必要となる。本研究では、共振周波数にゲインピークを有し、その周波数で位相を 180 deg 遅らせる共振フィルタを適用すると共に、従来制御系と同様、動作分離周波数近傍で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'_2 の伝達関数は次式で表現できる。

$$C'_2 = K'_{le} \cdot \frac{s + \omega'_{le}}{\alpha' s + \omega'_{le}} \cdot \frac{s^2 - 2\zeta_{rf1}\omega_{rf}s + \omega_{rf}^2}{s^2 + 2\zeta_{rf2}\omega_{rf}s + \omega_{rf}^2} \quad (5.2)$$

ここで、 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、 ζ_{rf} 、 ω_{rf} は共振フィルタの減衰係数、角周波数である。表 5.2 に C'_2 の設計パラメータを、図 5.11 に C'_2 切換え時の感度特性を、図 5.12 に一巡伝達特性をそれぞれ実線で示す。図 5.12 より、共振フィルタを適用することで、共振周波数におけるゲインを増大させ、位相を抑圧条件である範囲内に収めた結果、図 5.11 より共振周波数近傍の低感度化を実現している。

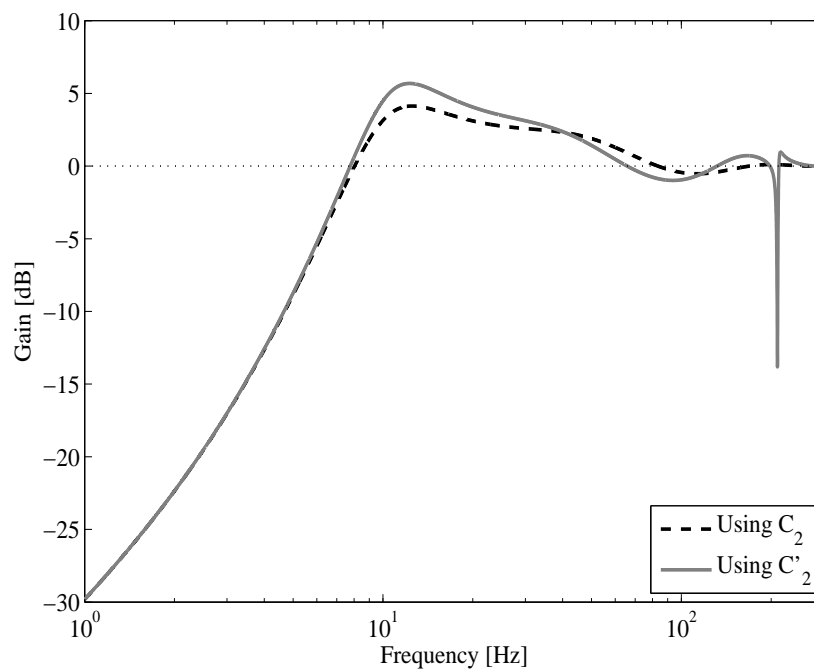


図 5.11: 制御入力飽和時における制御系の感度特性

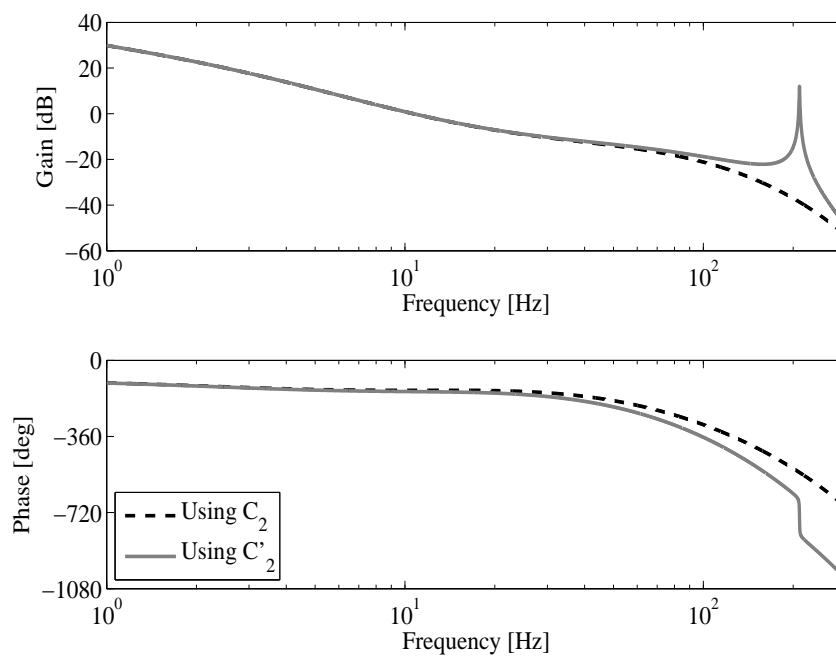


図 5.12: 制御入力飽和時における制御系の一巡伝達特性

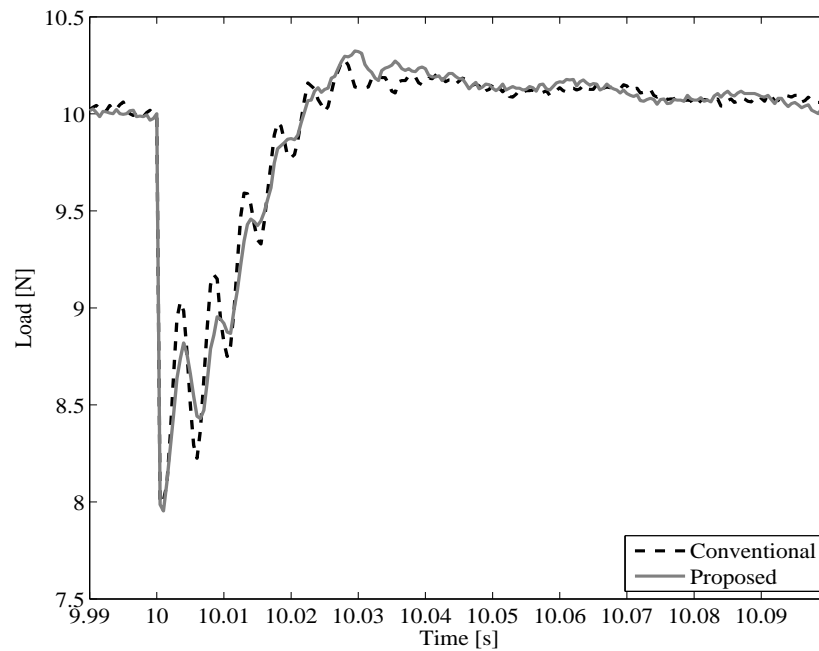


図 5.13: 提案制御系におけるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の荷重値応答

5.4 実験検証

前章で設計した制御系を用いて、ボイスコイルモータの出力可能な荷重以上の過大な外乱に対する抑圧性能を、実機実験により検証する。実験は、一定荷重値 ($r = 10 \text{ N}$) で押しつけた状態で、ステップ外乱印加時の荷重値を測定する。図 5.13 に $d = 2.0 \text{ N}$ のステップ外乱印加時の荷重値応答を、図 5.14 にその時の各アクチュエータの制御入力を、図 5.15 に荷重値応答を周波数解析した時のスペクトルをそれぞれ示す。図中、破線が従来制御系の応答、実線が提案制御系の応答である。図 5.13 および 5.14 から、ボイスコイルモータの位相改善および空気圧アクチュエータに対する切換え補償により、共振周波数近傍における低感度化を実現し、ステップ外乱に対する抑圧性能が向上している。その結果、図 5.15 よりボイスコイルモータの制御入力飽和による共振振動の影響を 47% 抑圧できている。以上の結果より、提案手法の有効性が確認された。

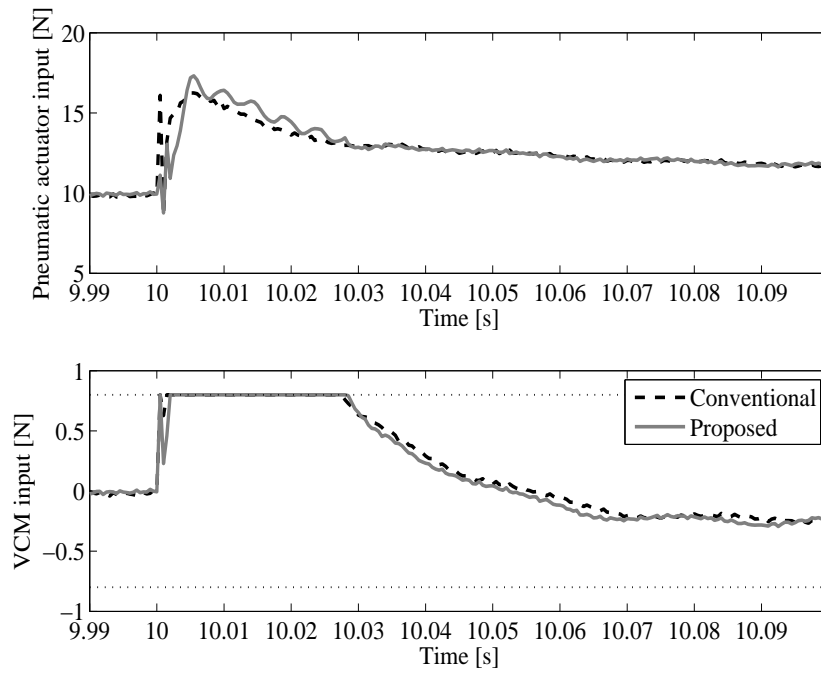


図 5.14: 提案制御系におけるステップ外乱 (2.0 N) 印可時の各アクチュエータに対する制御入力

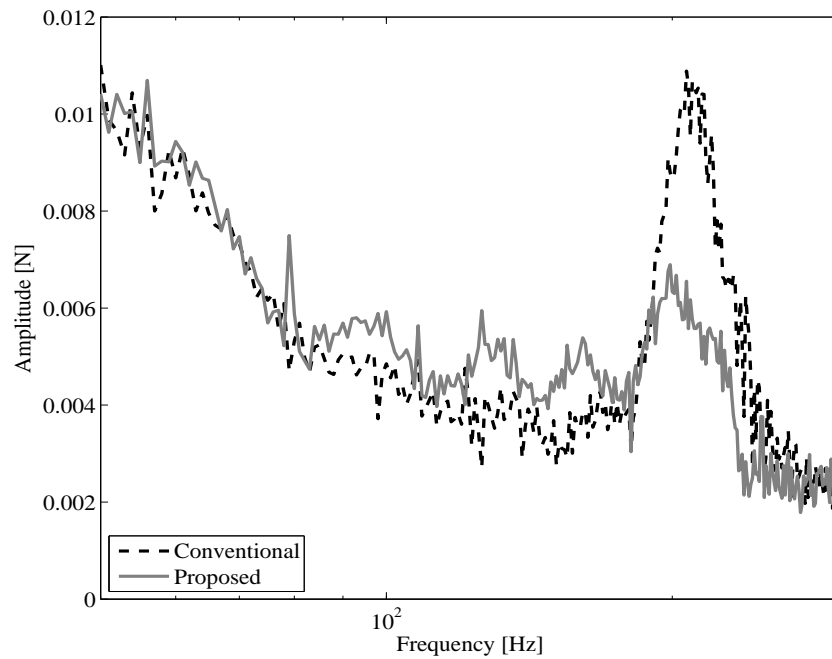


図 5.15: 実測荷重値応答の周波数解析結果

5.5 結言

本章では、制御入力飽和時に発生する振動に対して、その発生要因の分析と振動抑圧を考慮した制御系の設計を行った。振動解析の結果、その振動は制御対象に内在する共振モードの周波数成分を含むことから、ボイスコイルモータの制御入力飽和することによってボイスコイルモータへの入力不連続となり、共振振動が励起され残留振動が発生した。そこで、共振周波数近傍の低感度化のため、共振周波数におけるボイスコイルモータの位相改善を実現する補償器を設計すると共に、空気圧アクチュエータに対して、ボイスコイルモータ入力飽和時に共振振動抑制を考慮した切り替え補償器を設計した。その結果、制御入力飽和時に発生する共振振動の影響を47%抑圧した。

第6章

特性変動に対するロバスト性を考慮した制御系設計

6.1 緒言

本研究で用いる制御対象では、機構共振振動が空気の圧縮性に起因したばね力により励起されるため、設置環境や動作条件の変化により共振周波数変動が生じる。3章で示した基本制御系では、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、ノッチフィルタが急峻な特性であるため周波数変動に対して十分にゲインを抑えることが出来ず、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が想定される。したがって、共振周波数変動した場合においても制御系が安定であり、かつ制御系の劣化を抑制するロバスト性能を担保することが必要である。

そこで、本章では、 H_∞ 制御系設計の枠組みで、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。なお、ここで議論する“ロバスト性”とは制御系のロバスト安定性および外乱抑圧性能のロバスト性を指す。具体的には、3章で設計した拡大制御対象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行う。

6.2 特性変動による影響

3章で示した制御系において、共振モードの補償は式(3.11)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6.1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6.1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。実際の稼働状態ではこれらの変動が生ずるため、この共

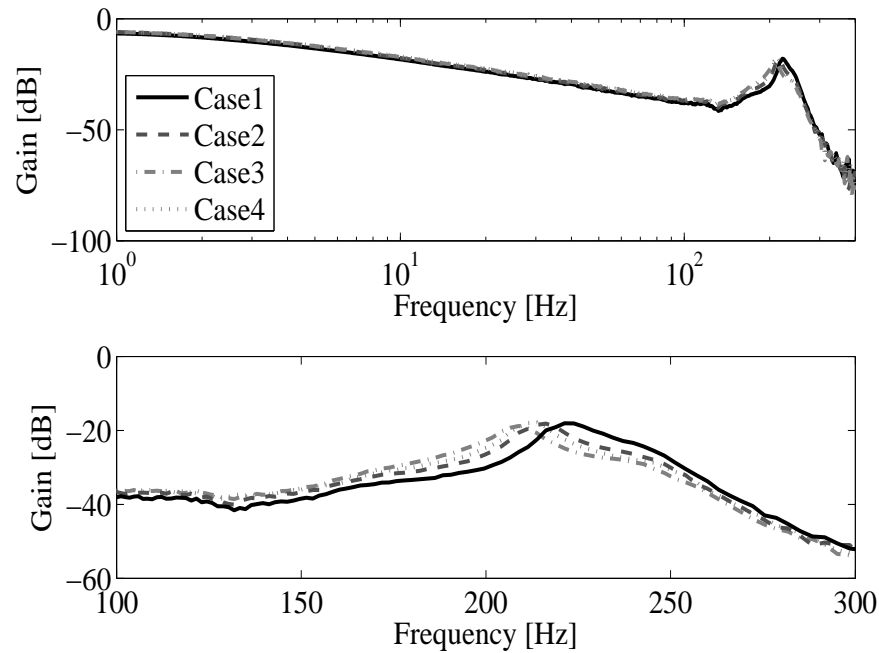


図 6.1: 空気圧アクチュエータの周波数特性および共振周波数近傍の拡大図

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レーションにより考察する。なお、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 6.2 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 6.3 の破線は一定荷重 (10 N) の状態から 0.5 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 6.2 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 6.3 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。

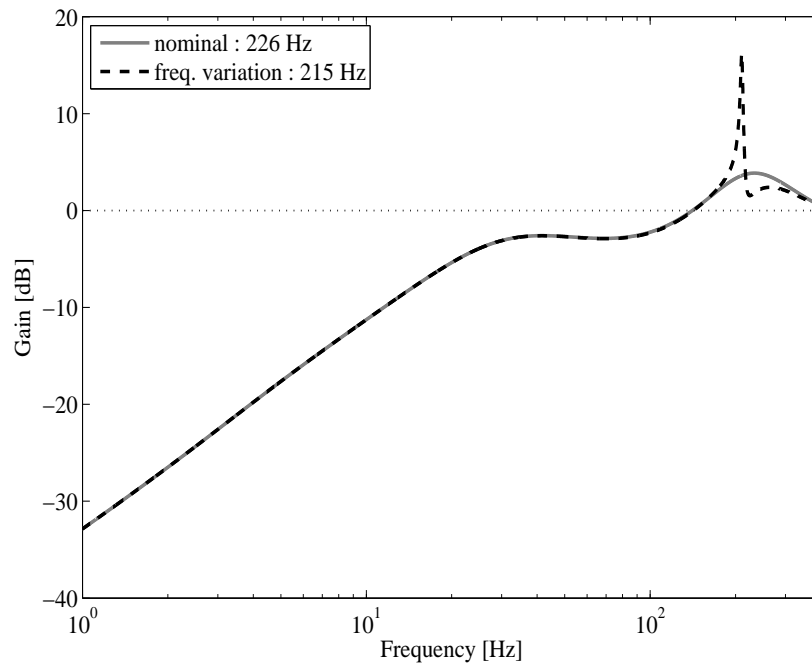


図 6.2: PQ 法による制御系に対する周波数変動時の感度特性

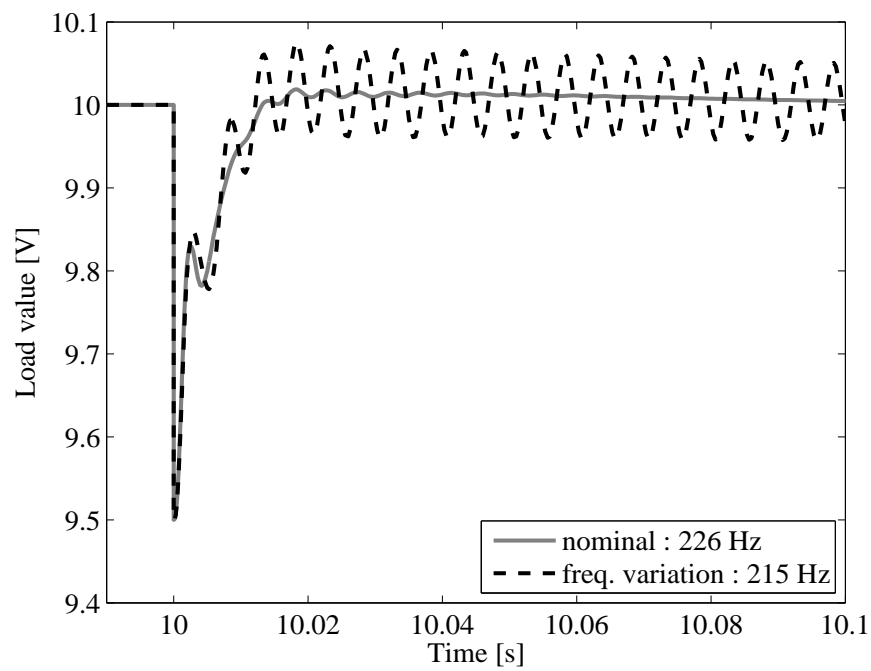


図 6.3: シミュレータによる周波数変動時におけるステップ外乱印可時の荷重値応答

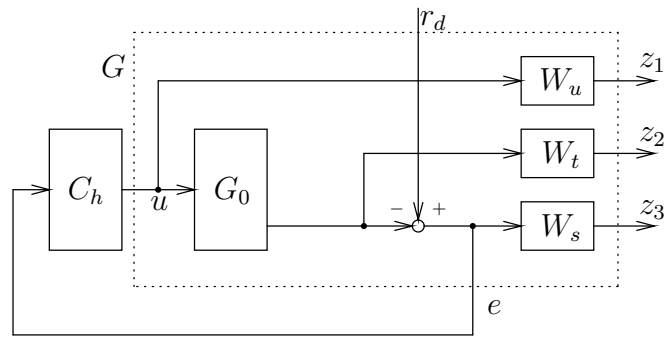


図 6.4: H_∞ 制御による提案制御系のブロック線図

6.3 H_∞ 制御による特性変動を考慮した制御系設計

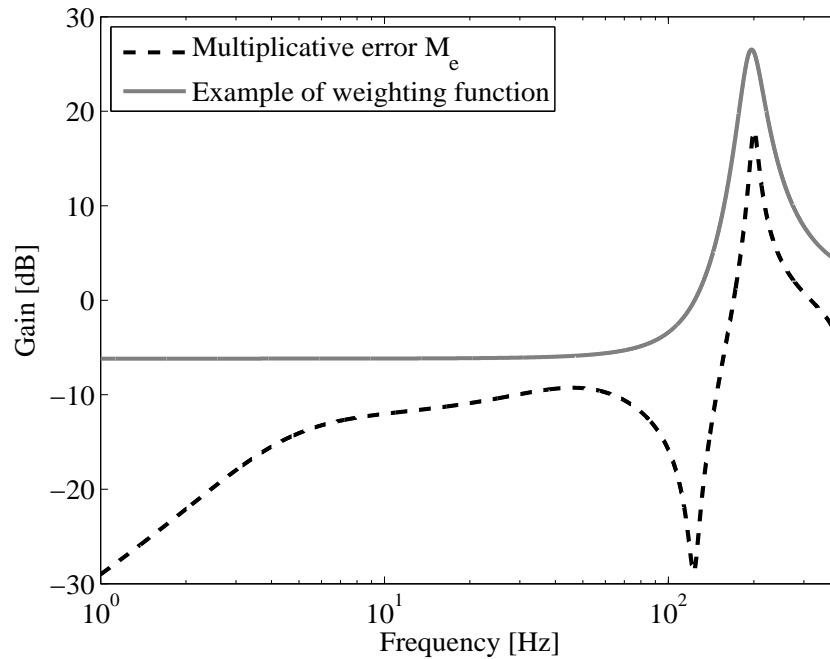
6.3.1 一般化プラントの設計

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。ここでは、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を可能とする。以下では、共振周波数変動に対するロバスト性能を考慮した重み関数の設計を行う。

図 6.4 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 6.4 より、 G は次式で定義される。

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & W_u \\ 0 & W_t G_0 \\ W_s & -W_s G_0 \\ 1 & -G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_d \\ u \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

上式で、 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 を設計する。

図 6.5: M_e に対する重み関数の設計例

$$\left\| \begin{bmatrix} W_u C_h S \\ W_t T \\ W_s S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (6.2)$$

6.3.2 重み関数の設計

$C_h S$ に対する重み関数 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 とした時、 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。すなわち、 M_e は次式で定義される。

$$M_e(s) = \frac{G_0(s) - G_n(s)}{G_n(s)} \quad (6.3)$$

図 6.5 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

表 6.1: 重み関数の設計パラメータ

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	$2\pi \cdot 60$	$2\pi \cdot 0.1$	$2\pi \cdot 8$	$2\pi \cdot 6.5$

ン特性である。図 6.5 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。ここで， M_e は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，3.3 節で示した従来制御系の特性を参考に，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。

$$W_u(s) = K_{wu} \cdot \frac{s + \omega_{u1}}{s + \omega_{u2}} \cdot \left(\frac{s^2 + 2\zeta_{r1}\omega_{r1}s + \omega_{r1}^2}{s^2 + 2\zeta_{r2}\omega_{r2}s + \omega_{r2}^2} \right)^2 \quad (6.4)$$

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，相補感度関数 T に対する重み関数 W_t には，約 100 Hz の追従性能の確保を目的に，1 次の位相遅れ進みフィルタを適用する。一方，感度関数 S に対する重み関数 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。そこで， W_t および W_s の伝達関数を次式で与える。

$$W_t(s) = K_{wt} \cdot \frac{s + \omega_{t1}}{s + \omega_{t2}} \quad (6.5)$$

$$W_s(s) = K_{ws} \cdot \frac{s + \omega_{s1}}{s + \omega_{s2}} \cdot \frac{s + \omega_{s3}}{s + \omega_{s4}} \quad (6.6)$$

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に基づき，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 6.1 に設計した各重み関数のパラメータを，図 6.6~6.8 に各重み関数の逆ゲイン特性をそれぞれ実線で示す。

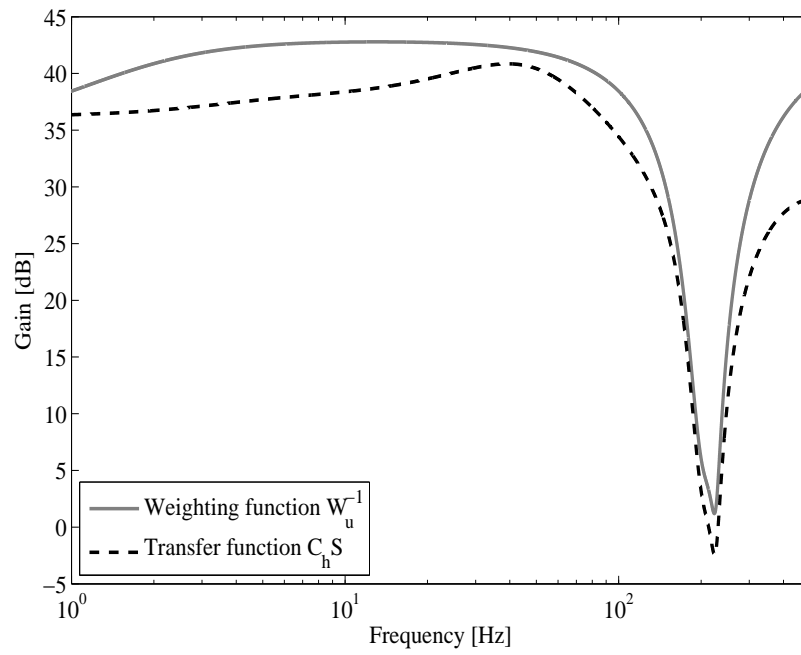


図 6.6: W_u^{-1} および $C_h S$ のゲイン特性

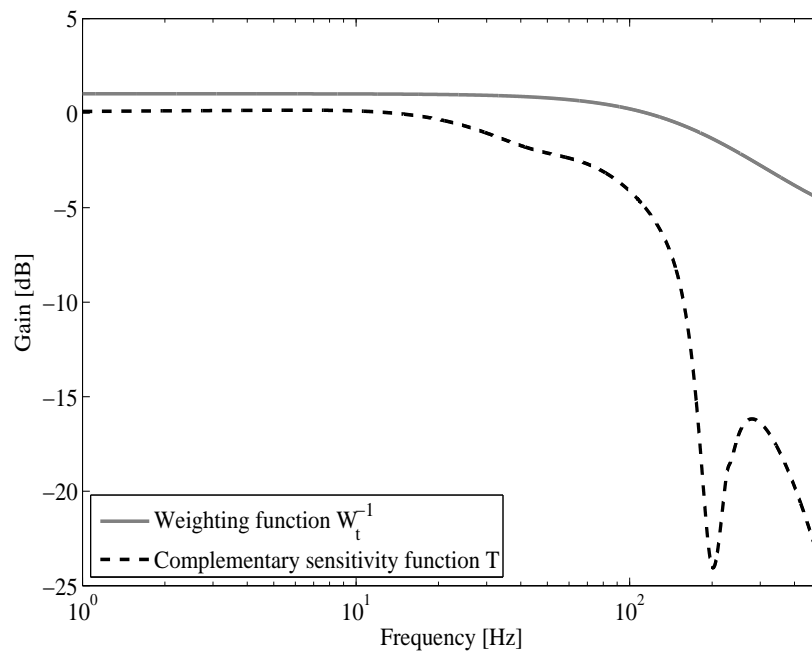


図 6.7: W_t^{-1} および T のゲイン特性

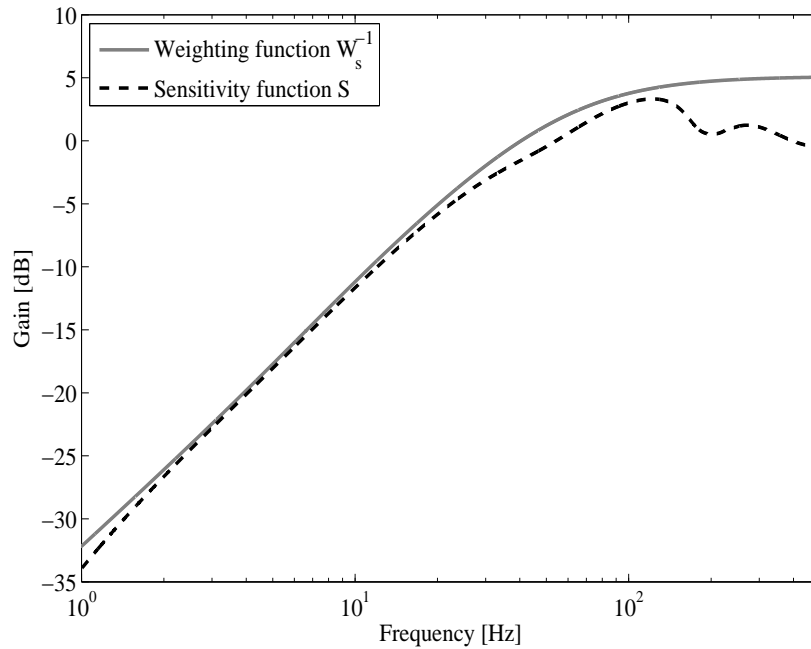


図 6.8: W_s^{-1} および S のゲイン特性

6.3.3 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 6.9 に、 C_h の周波数特性を示す。図 6.9 の C_h により、 r から各 z までの特性が決定される。図 6.6~6.8 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 6.10 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 6.10 より、ノミナル周波数 (226 Hz) に対して $\pm 5\%$ の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。

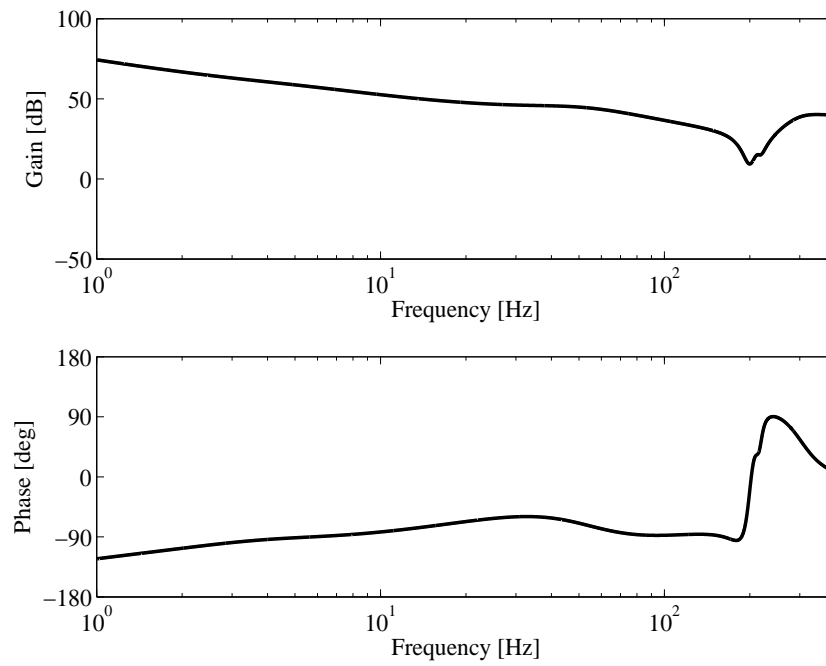


図 6.9: C_h の周波数特性

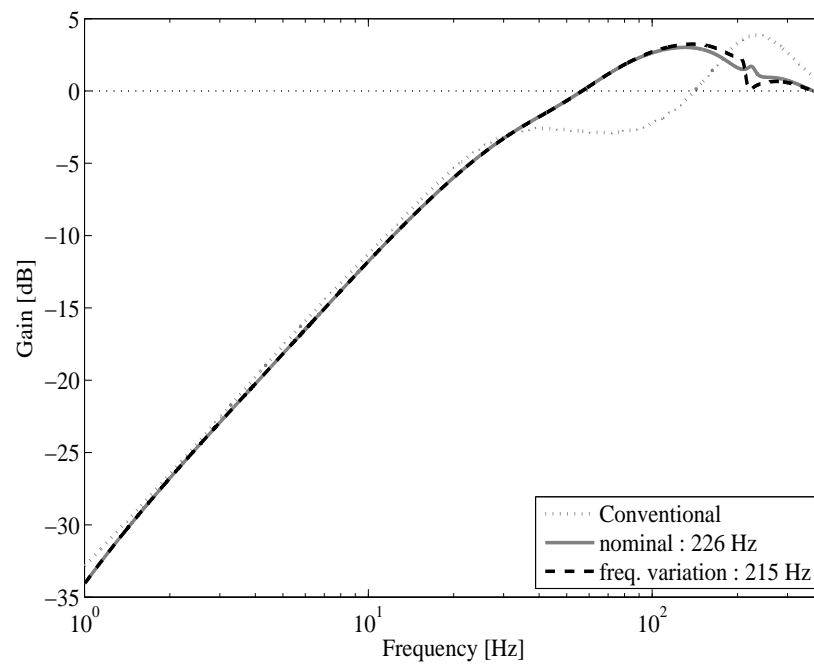


図 6.10: 提案制御系における周波数変動時の感度特性

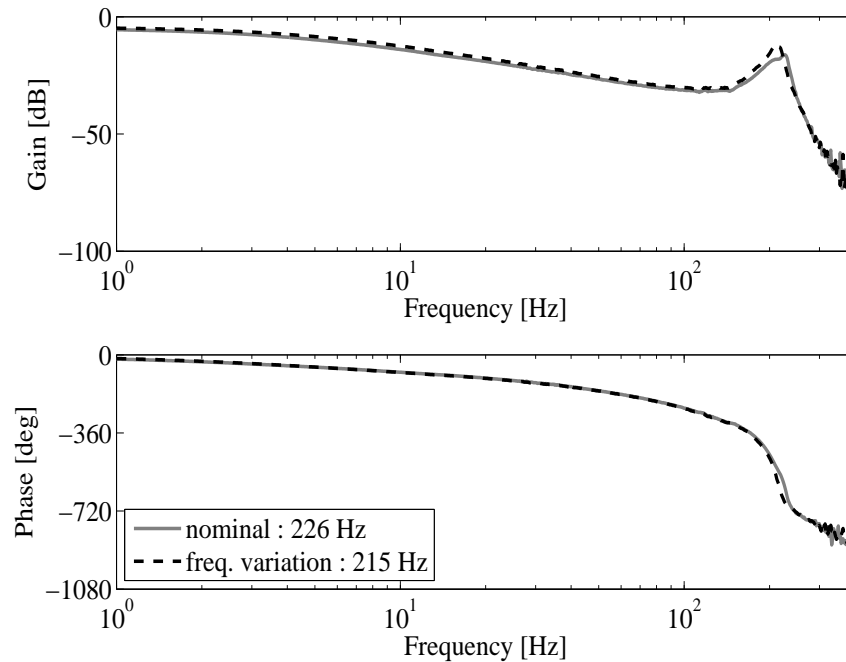


図 6.11: 周波数変動時の空気圧アクチュエータの周波数特性

6.4 実験検証

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 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を実機に付加することで 226 Hz から 215 Hz の周波数変動を再現した。図 6.11 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 6.12 にボイスコイルモータ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 6.11 および 6.12 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 6.13 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 6.13 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、図 6.3 に示した応答の周波数変動前後の誤差面積を 100 % とした時、 H_∞ 制御を適用した提案手法では、周波数変動前後の応答誤差面積を 31.8 % 抑圧した。

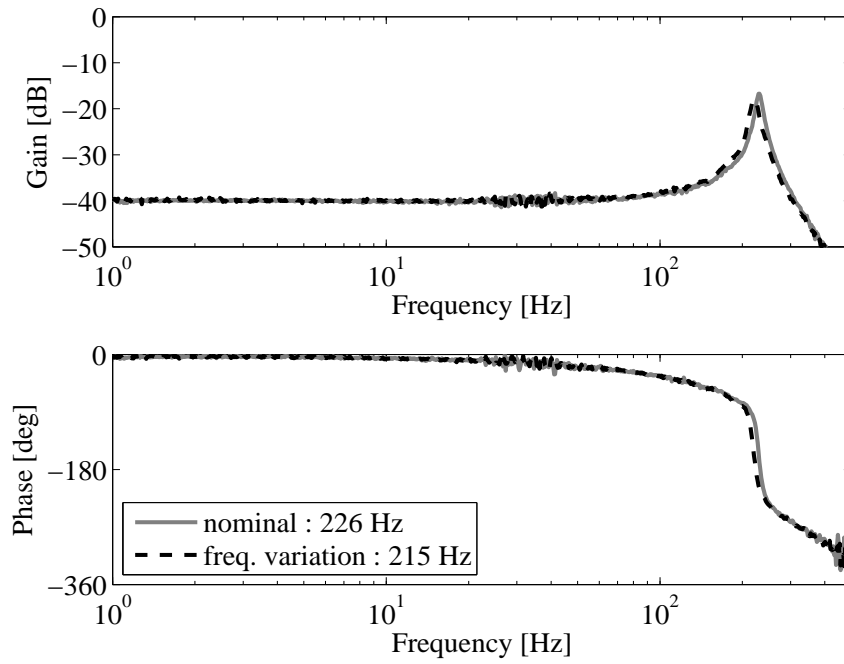


図 6.12: 周波数変動時のボイスコイルモータの周波数特性

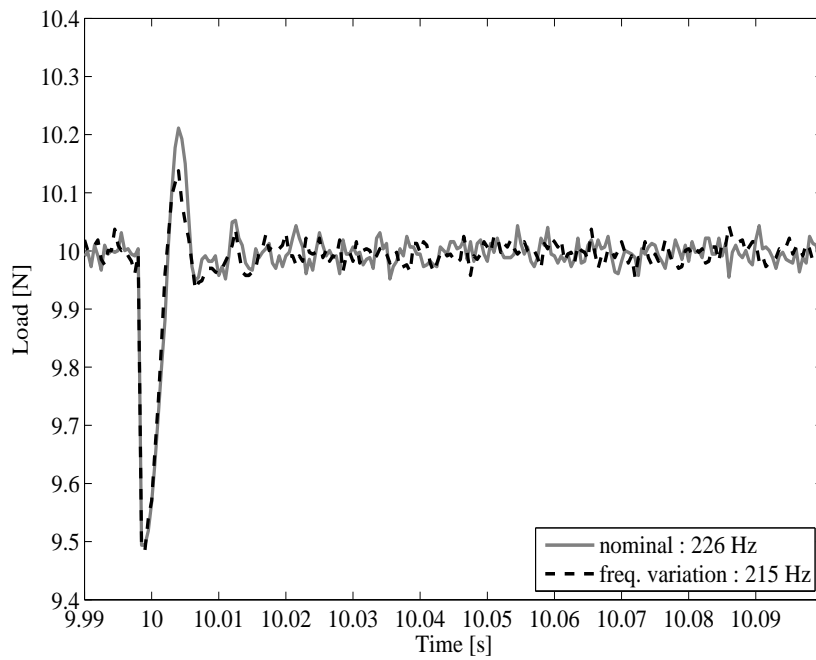


図 6.13: 提案制御系に対する周波数変動時におけるステップ外乱印可時の荷重値応答

6.5 結言

本章では、制御対象に内在する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。その手法として、PQ法により設計された拡大制御対象に対して、 H_∞ 制御系設計の枠組みの基、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を抑制し、 H_∞ 制御を適用した提案手法では、周波数変動前後の応答誤差面積を従来法に対して31.8%抑圧し、周波数変装に対するロバスト制御系を実現した。

第7章

結論

本研究では、空気圧シリンダとボイスコイルモータを併用した2段アクチュエータ制御系で構成される荷重制御装置を制御対象に、アクチュエータ間の動作干渉を抑制してサーボ帯域の広帯域化を実現すると共に、被加工物の凹凸に起因した突発的な外乱や研磨用モータの回転振動に同期して発生する特定周波数外乱に対する抑圧性能向上を目指した。具体的には、空気圧シリンダおよびボイスコイルモータの周波数特性を測定し、その結果を基に数学モデルを構築した。構築した数学モデルを基に、アクチュエータ間の動作干渉に対して、PQ法による制御系設計により、干渉抑制を考慮した制御系の設計を行った。次に、モータによる特定周波数外乱を抑圧するため、その周波数にゲインピークを有する外乱補償フィルタを設計し、2段アクチュエータ制御系に適用することで、特定周波数の外乱抑圧を考慮した制御系設計を行った。さらに、ボイスコイルモータの制御入力飽和時に発生する共振振動を抑制するため、共振周波数にゲインピークを有する補償器を設計し、ボイスコイルモータの制御入力飽和を考慮した制御系の設計を行った。

以下に本研究で得られた成果をまとめる。

1. 空気圧シリンダおよびボイスコイルモータの周波数特性を測定し、周波数領域で共振モードおよびむだ時間を考慮して数学モデルを構築し、実機特性を模擬するシミュレータを獲得した。
2. 構築した各アクチュエータの数学モデルを基に、PQ法を適用し、アクチュエータ間の動作干渉抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系を設計し、制御系の広帯域化を実現した。その結果、ステップ外乱に対する収束性能が向上し、一定荷重(10 N)を基準にしたとき、従来法に対してステップ外乱の誤差面積を50.1%抑圧した。
3. 研磨用モータによる特定周波数外乱に対して、特定周波数にゲインピークを有する外乱補償フィルタを設計し、2段アクチュエータ制御系に適用した。その結果、

30, 40, 50 Hzそれぞれの外乱補償フィルタを付加することで, 30 Hzでは92.1%, 40 Hzでは90.9%, 50 Hzでは94.8%の抑圧効果を得た。さらに, 30~50 Hzの外乱周波数変動に対しても, 外乱補償フィルタの設計周波数をモータ回転周波数と同期することで対応可能であることを示し, 88.6%の抑圧効果を得た。

4. 制御入力飽和時に発生する振動に対して, その発生要因の分析と振動抑圧を考慮した制御系設計を示した。振動解析の結果, その振動は制御対象の共振周波数成分を含むことから, ボイスコイルモータの制御入力が増大することによって制御入力が不連続となり, 共振振動が励起され残留振動が発生した。そこで, 共振周波数近傍の低感度化のため, 共振周波数におけるボイスコイルモータの位相改善を実現する補償器を設計すると共に, 空気圧アクチュエータに対して入力飽和時に切り替わる補償器を適用した。その結果, 制御入力飽和時に発生する共振振動の影響を47%抑圧した。
5. 共振周波数の変動に対して, 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, 共振周波数変動時の外乱抑圧性能の劣化を抑制し, ステップ外乱に対して H_∞ 制御を適用した提案手法では, 周波数変動前後の応答誤差面積を従来法に対して31.8%抑圧し, 共振周波数変動に対するロバスト性能を獲得した。

今後の課題として, 以下の5点が挙げられる。

1. 本研究では制御対象をブラックボックスとしてモデル化したため, 内部状態量については十分な検討がなされていない。今後, より高精度な制御を実現するためには, 制御対象内部の状態や制限値などを積極的に考慮する必要がある。そのため, 物理特性を明確にしたモデルの構築が必要であろう。
2. 本研究では共振周波数変動に対するロバスト制御系を実現したが, アクチュエータ間の干渉抑制を考慮するためにPQ法を適用しているため, 各アクチュエータに対して干渉抑制と共にロバスト性を考慮した補償器が最適であるとはいえない。そのため, アクチュエータ間の干渉抑制と共に周波数変動に対するロバスト性を同時に考慮した最適な補償器を各アクチュエータ毎に設計する手法の確立が必要であろう。
3. 本研究では空気圧アクチュエータとボイスコイルモータを併用し, 2段アクチュエーションを構成しているが, ボイスコイルモータの定格出力が小さいため, サーボ帯域の広帯域化にも限界がある。そのため, 小型で大出力を期待できる圧電素

子のようなマイクロアクチュエータを併用し、さらなる広域化を考慮した制御系の構築が必要であろう。

4. 本研究では加工中に発生する外乱や飽和等に対して、それを考慮した制御系を実現したが、研磨装置として研磨材が被加工物に押し当てられるまでの工程も考慮しなければ、押し付け時に必要以上の荷重を印加する可能性がある。そのため、研磨材の位置を検出し、位置制御系を構築するとともに、位置から荷重制御系への切換え制御系の構築が必要であろう。
5. 本研究では提案した制御系の評価方法としてロードセルから検出された荷重値を用いているが、研磨装置として評価をするためには、実際に加工をした時の表面を検証する必要がある。そのため、被加工物の加工を実現する環境と加工表面の評価方法の確立が必要であろう。

付録 A

モデルマッチング制御の基本理論

図 A.1 に、モデルマッチング制御系のブロック線図を示す。図中、 P は制御対象、 C はフィードバック補償器、 P^{-1} は制御対象の逆特性、 F はプロパ化フィルタ、 r は目標指令、 r^* は追従すべき目標軌道、 y は制御量、 e は制御偏差である。図 A.1 の制御系において、制御対象 P とその逆特性 P^{-1} が完全に一致するならば、制御偏差 e は零となり、目標指令 r から制御量 y までの特性は次式となる。

$$\frac{Y}{R} = F \quad (\text{A.1})$$

すなわち、目標値追従特性は F により規定されることとなる。 F は、 $P^{-1}F$ をプロパとするため、相対次数を P の相対次数以上に設定する。なお、 P^{-1} が安定となるためには P は最小位相系である必要があるが、 P が非最小位相系であっても、 P の不安定極を相殺するように F を設計することでモデルマッチング制御系を構成することができる。 P^{-1} にモデル化誤差が含まれる、あるいは制御系に外乱が作用する場合、制御偏差 e が発生する。この偏差 e の収束性能は、次式の感度関数により決定し、フィードバック補償器 C の性能に依存することがわかる。

$$\frac{E}{R^*} = \frac{1}{1 + CP} \quad (\text{A.2})$$

すなわち、フィードバック補償器 C のゲインを大きくすることで、偏差 e を速やかに零へと収束させることができる。

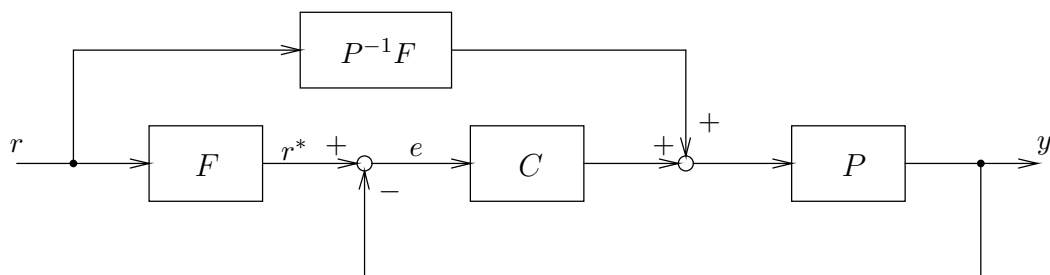


図 A.1: モデルマッチング制御系のブロック線図

謝 辞

本研究を進めるにあたり、卒研究生の頃より現在に至るまで常日頃より熱心な御指導、御討論を賜りました名古屋工業大学 情報工学専攻 岩崎誠 教授に深く感謝致します。

また、学位審査に携わって頂き、幾多の有益な御助言、御指摘を頂きました名古屋工業大学 情報工学専攻 森田良文教授、小坂卓准教授に心から御礼申し上げます。ならびに、研究を進めていく上で幾多の御助言、援助をして頂きました日立ビアメカニクス・モーションシステム研究所 平井洋武プロジェクト教授に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたり、常日頃から熱心かつ丁寧な御指導と御助言を頂きました名古屋工業大学 情報工学専攻 関健太准教授に深く感謝致します。研究の方針や実験に関する的確な御助言、論文作成への多大なお力添えを頂きました。研究生活におきまして幾多の御指導、御助言を頂きました。心より感謝申し上げます。

また、本研究を遂行するにあたり、研究生活の中でさまざまな事務処理を担い快適な研究環境を整えて頂いた岩崎・関研究室秘書 石川圭子氏、宇野満枝氏に心から御礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、日頃から幾多の助言と必要となる実験装置、データの提供をしてくださった藤倉ゴム工業(株) 珍田寛氏、高橋昌樹氏に深く感謝致します。

在学中、共に研究に議論を交わし、学生生活を共にした岩崎・関研究室の先輩方、同級生、後輩の皆様に深く感謝すると共に厚く御礼申し上げます。

最後に、長きにわたり学業に専念できる環境と心の支えとなって頂いた方々に御礼申し上げますと共に、何不自由することなく、現在に至るまで私を育てて頂いた両親に深く感謝いたします。

平成 26 年 12 月

参考文献

- [1] 超精密加工編集委員会,「超精密加工の基礎と実際」, 日刊工業新聞社 (2006)
- [2] 白石陽一, 二ノ宮進一, 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(第1報:窒化珪素セラミックスに対するヘリカルスキャン平面研削の効果)」, 砥粒加工学会誌, Vol. 52, No. 4 (2008), pp. 219-223.
- [3] 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(第1報)-装置構造と基本研磨特性-」, 精密工学会誌, Vol. 68, No. 3 (2002), pp. 461-465.
- [4] 川村:「制御用アクチュエータの基礎」, コロナ社
- [5] 岡田:「サーボアクチュエータとその制御」, コロナ社
- [6] 仙田:「油圧・空気圧」, 産業図書
- [7] 橋本:「自動化のための空気圧技術入門」, 工業調査会
- [8] 吉田:「ハードディスク装置の電磁アクチュエータ技術」, 精密工学会誌, Vol.69, No.11, 2003
- [9] 吉岡:「リニアモータによる高速ナノメートル位置決め(学習制御による高精度位置決めの実現)」, 日本機械学会年次大会講演論文集, 2000
- [10] 金弘中他:「高加速度直線駆動装置 トンネルアクチュエータ」, 日本応用磁気学会誌, Vol.29, No.3, 2005
- [11] 田中:「自動車用電磁アクチュエータ」, 精密工学会誌, Vol.69, No.11, 2003
- [12] 谷澤他:「反発型電磁アクチュエータを用いた一足跳躍ロボットの開発」, 日本機械学会, No.05-15, 2005
- [13] 鈴木他:「超音波 PWM バルブによる空気圧シリンダの位置および力制御」, 精密工学会誌, Vol.61, No.9, 1995

- [14] 則次他：「外乱オブザーバを用いた空気圧サーボ系のロバスト制御」，計測自動制御学会論文集，Vol.29，No.1，1993
- [15] 花房他：「空気圧シリンダの高精度位置決めのための圧力制御方式」，日本機械学会論文集C編，47巻，415号，1981
- [16] 山藤他：「空気圧シリンダの最適制御」，日本機械学会論文集C編，53巻，487号，1987
- [17] 梶原他：「実大三次元振動破壊実験装置 (E-ディフェンス) の負荷試験体積載時の加振性能について 日本機械学会関東支部第12期総会講演会講演論文集」，pp.85-86，(2006).
- [18] 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.
- [19] K. Mori, T. Munemoto, H. Otsuki, Y. Yamaguchi and K. Akagi, “ A dual-stage magnetic disk drive actuator using a piezoelectric device for a high track density ”, *IEEE trans. on Magn.*, 27-6, pp.5298-5300 (1991)
- [20] L. S. Fan, H. H. Ottensen, T. C. Reiley and R. W. Wood, “ Magnetic recording head positioning at very high track densities using a microactuator-based two-stage servo system ”, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, 35-2, pp.222-233 (1995)
- [21] T. Imamura, T. Koshikawa and M. Katayama, “ Transverse mode electrostatic microactuator for MEMS-based HDD slider ”, *IEEE MEMS*, pp.216-221 (1996)
- [22] T. Semba, “ A Design Method of a Multi-Rate Servo Controller Using H-Infinity ”, *Digest of the INTERMAG 2000*, AD-03 (2000)
- [23] 石川：「磁気ディスク装置のマルチレートサンプル値制御に関する一考察」，電気学会研究会，IIC-00-55，pp.31-36 (2000)
- [24] M. Kobayashi and R. Horowitz, “ Track Seek Control for Hard Disk Dual-Stage Servo System ”, *IEEE Trans. Magn.*, 37-2, pp.949-954 (2000)
- [25] 篠原悠作，関健太，岩崎誠，珍田寛，高橋昌樹：「荷重制御装置における特定周波数の外乱抑圧制御」，日本機械学会2010年度年次大会講演論文集(5)，No.10-1 (2010)
- [26] Holly R. Rapley, William C. Messner, “ Designing Controller for Two Stage Disk Drive Actuator Systems Using the PQ Method and the Sbode Plot ”, *IEEE Transactions on magnetics*, Vol.37, No.2 (2001), pp. 944-948.

- [27] Steven J. Schroeck, William C. Messner, and Robert J. McNab “ 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.
- [28] 熱海武憲：「仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol. 71, No. 706 (2005), pp. 124-129.
- [29] 関健太, 樋川祥弘, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武, 保田和輝：「特定周波数の反力抑制を考慮した振動試験機の制御系設計」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol. 74, No. 743 (2008), pp. 103-109.
- [30] 中野他：「自動制御」, 森北出版
- [31] 美多勉：「 H_∞ 制御」, 昭晃堂 (1994)
- [32] 真鍋：「古典制御, 最適制御, H_∞ 制御の統一的解釈」, 計測と制御, Vol.30, No.10, pp.941-946 (1991).
- [33] 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 Magnetism*, Vol.39, No.5, pp.2597-2599 (2003).
- [34] 「DYNAMIC AIR SERVO」, サーボバルブカタログ, インターナショナル・サーボ・データ
- [35] 松井：「電気機器」, 森北出版
- [36] 涌井他：「逆テーパ付き空気ばねのモデルの提案」, 精密機械工学誌, Vol.74, No.6, 2008
- [37] 山田他：「空気ばねで支持された 2 自由度系の最適設計」, 日本機械学会論文集 C 編, 74 巻, 741 号, 2008

発表論文リスト

- [1] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 平井洋武, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「荷重制御装置における特定周波数の外乱抑圧制御」
日本機械学会 2010 年度年次大会講演論文集, G1000-2-1, 2010-9.
- [2] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「荷重制御装置における PQ 法を用いた制御系の広帯域化」
電気学会研究会産業計測制御研究会, IIC-11-118, 2011-3.
- [3] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「特定周波数外乱の抑圧を考慮した 2 段アクチュエータ制御系の設計」
電気学会産業応用部門大会, 2-99, 2011-9.
- [4] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「荷重制御装置における干渉抑制を考慮した 2 段アクチュエータ制御系設計」
日本機械学会 2011 年度年次大会講演論文集, G100011, 2011-9.
- [5] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「2 段アクチュエーションによる荷重制御装置の制御入力飽和を考慮した補償器設計」
電気学会研究会産業計測制御研究会, 95-100, 2012-3.
- [6] Yusaku Shinohara, Kenata Seki, Makoto Iwasaki, Hiroshi Chinda, Masaki Takahashi : “Controller Design for Dual-Stage Actuator-Driven Load Devices Considering Suppression of Vibration Due to Input Saturation”, 2013 IEEE International Conference on Mechatronics, 0742-if-000973, Italy, 2・2013
- [7] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠 :
「 H_{∞} 制御による共振周波数変動を考慮した 2 段アクチュエータ制御系の設計」
電気学会研究会産業計測制御研究会, 7-12, 2013-3.
- [8] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠 :
「共振周波数変動に対するロバスト性を考慮した 2 段アクチュエータ荷重制御系の設計」
メカトロニクス制御研究会, MEC-13-168, 2013-9.

- [9] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠 :
「LP モデルを用いた周波数推定による荷重制御装置の外乱抑圧制御」
電気関係学会東海支部連合大会, B2-5, 2013-9.
- [10] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠 :
「干渉と周波数変動を考慮した2段アクチュエータ制御系設計」
電気学会研究会産業計測制御研究会, 55-60, 2014-3.
- [11] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠 :
「適応機構を備えた周期外乱抑制制御系の設計」
高速信号処理応用技術学会研究会, 2014-9

投稿論文リスト

- [1] 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.
- [2] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「荷重制御装置における入力飽和による共振振動抑制を考慮した2段アクチュエータ制御系設計」, 日本機械学会論文集C編, Vol.79, No.802, 2013, pp.1883-1892.
- [3] 篠原悠作, 関健太, 岩崎誠, 珍田寛, 高橋昌樹 :
「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」, 日本機械学会論文集C編