

産業用ロボットの振動要素を考慮した
先端加速度に基づくモーション制御法に関する研究

吉岡 崇

2015年8月

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	論文の概要	5
第 2 章	産業用ロボットの先端加速度に着目したモーション制御の高性能化とその課題	9
2.1	はじめに	9
2.2	加速度比例項からなる動力学外乱トルクに起因する問題	11
2.3	ロボット先端振動を考慮したプロファイル整形についての検討とその課題	15
2.4	ロボット先端と環境との相互作用を考慮した共振比制御についての検討	19
2.5	まとめ	24
第 3 章	瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットのロバストモーション制御	27
3.1	はじめに	27
3.2	瞬時状態オブザーバに基づく負荷トルク推定	28
3.3	可変共分散カルマンフィルタを用いた加速度信号のノイズ低減	32
3.4	実機実験による検証	36
3.5	まとめ	43
第 4 章	整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制 制御	45
4.1	はじめに	45

4.2	整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御	46
4.3	慣性変動に対するロバスト性の解析	61
4.4	実機実験による検証	65
4.5	まとめ	71
第 5 章	反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットの安定な力制御	73
5.1	はじめに	73
5.2	環境を考慮した共振比制御の安定性解析	74
5.3	反共振比に基づく力制御系の設計	77
5.4	実機実験による検証	85
5.5	まとめ	88
第 6 章	結論	89
6.1	本論文による成果	89
6.2	今後の課題	92

目次

1.1	博士論文にて着目する課題	3
1.2	博士論文の構成	8
2.1	産業用ロボットの関節軸モデル	12
2.2	動力学外乱の影響の検証に用いた速度制御系の構成	13
2.3	慣性乗積による動力学外乱の影響のシミュレーション結果	13
2.4	シミュレーションにおけるロボットの動作姿勢	14
2.5	検証動作におけるロボット先端位置応答	15
2.6	産業用ロボットのモーション制御系の一般的な構成例	16
2.7	産業用ロボットのモーション制御系の一般的な構成例	17
2.8	パラメータ変動時を含むモーション制御系のボード線図	18
2.9	ノッチフィルタのボード線図	18
2.10	慣性変動時のロボット先端応答のシミュレーション結果	19
2.11	$J_L = 2J_{Ln}$ におけるロボット先端応答のシミュレーション結果	19
2.12	$J_L = 0.5J_{Ln}$ におけるロボット先端応答のシミュレーション結果	19
2.13	環境と接触している二慣性系のブロック線図	20
2.14	共振比制御のブロック線図	21
2.15	環境と接触していない二慣性系における反共振周波数 ω_{ar} の内部相殺	22
2.16	環境と接触している二慣性系における反共振周波数 ω_{ar} と環境共振周波数 ω_e の内部相殺	22

2.17	環境と接触していない二慣性系のボード線図	23
2.18	環境と接触している二慣性系のボード線図	23
3.1	瞬時状態オブザーバのブロック線図	30
3.2	ステップ負荷トルク入力に対する ISOB の推定結果	31
3.3	ISOB を用いた速度制御系のブロック線図	32
3.4	カルマンフィルタの計算アルゴリズム	35
3.5	KFISOB のブロック線図	35
3.6	産業用ロボットを用いた実機実験の概観図	36
3.7	先端負荷の落下による負荷トルク変動	37
3.8	実験結果 (モータ速度 ω_M)	39
3.9	実験結果 (負荷側加速度 a_L)	39
3.10	実験結果 (ノイズ共分散 R)	39
3.11	負荷トルク推定の実験結果	40
3.12	負荷トルク補償のためのモーション制御系のブロック線図	41
3.13	負荷トルク補償のシミュレーション結果	42
3.14	負荷トルク補償の実験結果	43
3.15	0次外乱オブザーバを用いた場合	44
3.16	瞬時状態オブザーバを用いた場合	44
4.1	指令値生成部とモーション制御系からなる拡大系のブロック線図	49
4.2	提案する指令値設計法を用いたモーション制御系のブロック線図	51
4.3	終端状態制御のシミュレーション結果	53
4.4	慣性変動を考慮したプロファイル設計のフローチャート	54
4.5	慣性変動時のロボット先端応答のシミュレーション結果	55
4.6	慣性変動に対する残留振動振幅とアンダーシュート量の数値評価	56
4.7	瞬時状態オブザーバを用いたモーション制御系	57

4.8	ロボット先端応答のシミュレーション結果	59
4.9	ロボット先端応答のシミュレーションの数値解析結果	60
4.10	負荷慣性モーメントの乗法的変動を有するモーション制御系	61
4.11	相補感度関数 $T(s)$ と乗法的変動分の逆数 $\Delta^{-1}(s)$ の周波数特性	63
4.12	位置指令 θ_M^{ref} から負荷位置 θ_L までの閉ループゲイン特性	63
4.13	慣性変動時の位置指令から負荷位置応答までの閉ループ伝達関数のゲイン特性	64
4.14	提案法を用いて設計したプロファイルと慣性変動時の閉ループ伝達関数を直列 接続した場合の FFT 解析結果	64
4.15	実機実験で用いた 3 軸産業用ロボット	65
4.16	実機実験におけるロボットアームの動作姿勢	66
4.17	実機実験で用いたプロファイルの一覧	67
4.18	第 1 軸の残留振動の実験結果 (無負荷)	68
4.19	ロボット先端の残留振動の実験結果 (無負荷)	68
4.20	ロボット先端の加速度応答の実験結果 (無負荷)	68
4.21	第 1 軸の残留振動の実験結果 (100%負荷)	70
4.22	ロボット先端の残留振動の実験結果 (100%負荷)	70
4.23	ロボット先端の加速度応答の実験結果 (100%負荷)	70
5.1	本論文で用いている共振比制御のブロック線図	75
5.2	図 5.1 の等価変換ブロック線図	75
5.3	理想的な共振比制御における開ループ伝達関数のボード線図	76
5.4	図 5.2 の開ループ伝達関数のボード線図	77
5.5	図 5.4 の拡大図	77
5.6	オブザーバの帯域に対して実現可能な共振比	78
5.7	加速度センサの帯域を考慮した瞬時状態オブザーバのブロック線図	79
5.8	提案する力制御系のブロック線図	81
5.9	力制御系のシミュレーション結果	84

5.10	各標準形に基づいて設計した力制御系のシミュレーション結果	85
5.11	実機実験で用いた産業用ロボットアームの概観	86
5.12	提案する力制御系の実験結果	87
5.13	異なる環境および異なる動作点における提案制御系の実験結果	87

表目次

3.1	速度制御系の設計パラメーター一覧	38
3.2	単軸加速度センサ 3711B の仕様	38
3.3	モーション制御系のパラメーター一覧	40
4.1	終端状態制御に用いる状態変数の一覧	51
4.2	数値シミュレーションにおける各プロファイルの数値評価 (0%負荷)	56
4.3	数値シミュレーションにおける各プロファイルの数値評価 (100%負荷)	56
4.4	シミュレーション結果の一覧	58
4.5	実機実験に用いるプロファイルの設計条件	66
4.6	実機実験結果の定量的評価 (無負荷)	69
4.7	実機実験結果の定量的評価 (100%負荷)	69
5.1	オブザーバの推定帯域に対するフィードバックゲイン K_f の最大値の計算結果	76
5.2	オブザーバの推定帯域に対して実現可能な共振比の計算結果	78
5.3	各標準形の安定度指数の一覧	82
5.4	シミュレーションで用いたパラメーター一覧	85
5.5	力制御系の設計パラメーター一覧	87

第 1 章

序論

1.1 研究背景

工場の自動制御技術の発展とともに、産業界における産業用ロボットの位置づけは重要性を増し続けている。この背景には、産業ロボットに用いられるサーボモータの制御技術の発展や、減速機などの機械要素の精度の向上、および産業用ロボットの制御を担う組み込み向けプロセッサの性能向上が挙げられる。産業用ロボットの性能向上に伴い、近年では産業用ロボットの適用範囲についても広がりを見せ始めている。

溶接・塗装・重量物のハンドリングといった作業者に危険が伴う可能性のある作業においては、産業用ロボットの黎明期から作業者に代わってその役割を担っている。上記のような作業において、製品の品質や生産性を向上させるためには、高精度な位置決め制御を高速条件下で実現しなければならない。産業用ロボットの特長として、人間と比較して非常に高い位置決め性能と繰り返し精度を有していることが挙げられる。そして、品質や生産性の更なる向上のため、産業用ロボットには動作高速化による作業時間の短縮と、高速条件下での振動抑制性能の向上が日々求められている [1-4]。

産業用ロボットの一般的な作業における高速・高精度化が追い求められている一方で、近年では研磨・バリ取り・組み立てといった作業にも産業用ロボットが用いられ始めている。これらの作業は従来の産業用ロボットでは実現が難しく基本的には人間が作業を行ってきたが、産

業用ロボットの力制御技術の発展により実現が容易になってきている。代表的な力制御手法として仮想インピーダンス制御に基づく手法や加速度制御に基づく手法が提案されているほか、反力推定オブザーバを用いて力センサレスで力制御を行う手法についても研究が行われている [5–9]。さらに、力制御技術のさらなる発展による、産業用ロボット同士の協調作業やロボットと作業者の協調作業の実現も期待されている。

力制御を想定した次世代の産業用ロボットに対して全体の作業時間を短縮させるためには、環境と接触するまでに用いる位置制御と環境接触後に用いる力制御双方の高性能化が必要となる。産業用ロボットの位置制御時に取り上げられる課題としては、ロボット先端応答と慣性変動に対するロバスト性のトレードオフ、動力学トルクによる他軸干渉、パストラッキング動作における軌跡追従精度問題、アームのたわみによる絶対位置精度の低下などが挙げられる。また、産業用ロボットの力制御時に取り上げられる課題としては、二慣性系における負荷側力制御の高性能化、様々な環境剛性に対する力制御のロバスト性、力制御系のバックドライバビリティの向上、センサレス力制御の実現などが挙げられる。このような数々の課題に対して、産業用ロボットの全体の作業時間を短縮させるという目的に対しては、空走動作時の精度は重要視されずパストラッキング動作における軌跡追従精度やアームのたわみによる絶対位置精度の低下はあまり問題とはならない。一方で、高速動作を実現するために先端応答とロバスト性のトレードオフや動力学トルクによる他軸干渉が課題となってくる。さらに、産業用ロボットの場合は環境が既知である場合が多く様々な環境剛性に対するロバスト性はあまり重要視されず、プレイバック動作時は力制御系のバックドライバビリティも重要ではない。一方、高性能力制御を目的とする場合には力センサ付きでの力制御が行われる場合が多く、力応答性向上のためには二慣性系における負荷側力制御の高性能化が必須である。このような理由から、図 1.1 に示すように、本論文では動力学トルクによる他軸干渉、ロボット先端応答と慣性変動に対するロバスト性のトレードオフ、二慣性系における負荷側力制御の高性能化を解決すべき課題として取り上げる。

産業用ロボットのモーション制御の際に妨げとなる要因としては、減速機のトルクリプル、減速機の角度伝達誤差やロストモーション、バックラッシュなどの非線形要素 [10–13] が挙げら

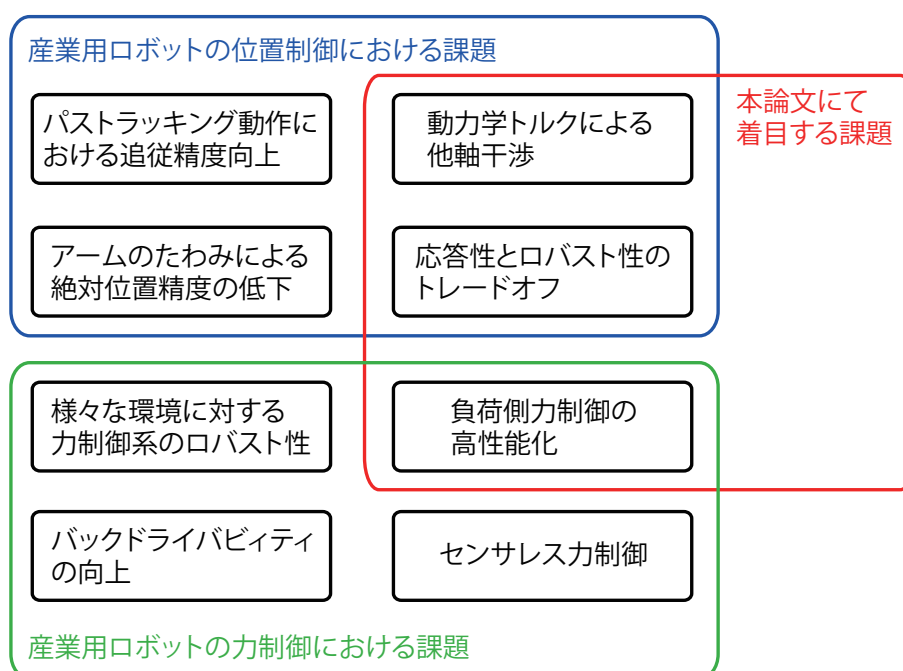


図 1.1: 博士論文にて着目する課題

れるが、最も大きな問題となるのは、減速機の剛性に起因する軸ねじれ振動である [14–32]。一般に、産業用ロボットの関節軸は減速機の軸ねじれを考慮して二慣性系としてモデルされ、高速動作時には減速機の軸ねじれに起因する振動を生じてしまう。特に、比較的負荷トルクの小さい関節軸に用いられる波動歯車減速機は弾性変形により減速を行う構造であるため、軸ねじれ振動の影響が現れやすい。大型の産業用ロボットの場合は剛性の高いサイクロイド減速機が用いられるため軸ねじれは比較的生じにくい、ロボットアームの慣性モーメントが大きいため軸ねじれ振動を無視することはできない。産業用ロボットのモーション制御系を構成する場合は、状態フィードバックを始めとする軸ねじれ振動の抑制制御法がしばしば用いられる。軸ねじれを考慮した振動抑制制御により振動低減を図ることは可能であるが、産業用ロボットの場合は関節軸から見た慣性モーメントが姿勢によって変化するため、慣性変動を考慮した振動抑制制御が必要になる [33, 34]。そのため、慣性変動の範囲をあらかじめ見積った上で、パラメータ変動の範囲内においてロバスト安定条件を満足する振動抑制制御を行う必要がある。

産業用ロボットのモーション制御特有の問題として、動力学トルクによる他軸干渉が挙げられる [35–41]。アクチュエータの駆動軸が直交している場合は他軸干渉の影響は問題とはなら

ないが、垂直多関節形の産業用ロボットの場合は無視できない他軸干渉トルクが生じる場合がある。動力学トルクは加速度に起因する慣性項、速度に起因するコリオリ力・遠心力項、姿勢（位置）に起因する重力項からなる。加減速動作を繰り返す産業用ロボットの場合、慣性項を通じた他軸干渉が最も支配的となる。この慣性項を通じた他軸干渉は、高速動作時にロボット先端応答を劣化させる外乱として作用することになる。慣性項は加速度に比例するトルクであることからその変化は急峻であり、外乱オブザーバ [42–44] を用いて推定および補償を行う場合には広い推定帯域を有する高性能な外乱オブザーバが必要になる。一般に用いられる 0 次外乱オブザーバは観測ノイズなどの影響で推定帯域を十分に上げられない場合が多く、動力学トルクによる他軸干渉を補償するためには産業用ロボットに適した広帯域な外乱オブザーバが必要となる。

また、フィードバック制御系のみで振動抑制を行うのには限界があり、実際にはモーションプロファイルの設計と組み合わせて振動抑制を図る場合が多い [45–47]。制御対象が慣性変動を有する場合、慣性変動に起因する振動成分がロボット先端応答に現れる。プロファイル設計段階で振動抑制を図るためにはこの振動周波数を励起させないような周波数特性を持つプロファイルを設計する、またはプロファイルをフィルタリングすることにより振動周波数を減衰させるような周波数特性となるように設計することがしばしば行われる。前者の手法は終端状態制御に代表されるプロファイル設計法であり、プロファイル設計段階でジャーク最小軌道 [48, 49] をはじめとする振動を励起させないような制約条件を与えた上で、理想条件では所望する整定時間を満足するようなプロファイルを設計することができる [50–53]。しかしながら、一般的な終端状態制御はパラメータ変動の影響は陽に考慮されておらず、パラメータ変動時には所望する応答を得られない場合が多い。一方、後者の手法はノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法を指しており、この手法ではパラメータ変動時の振動周波数を減衰させるようにノッチフィルタを設計する。そして、あらかじめ設計しておいたプロファイルをノッチフィルタを用いてフィルタリングすることにより、振動を励起させないプロファイルを設計する。しかしながら、ノッチフィルタによるフィルタリングは位置応答の位相遅れにつながり、所望する整定時間が得られない場合が多い。そのため、十分な振動抑制性能と所

望する整定時間を両立できるプロファイル設計法が必要となる。

さらに、産業用ロボットの力制御を実現するにあたり振動抑制制御は必要不可欠な技術である。二慣性の力制御を行う場合、内部ループに加速度制御ベースの共振比制御 [54–56] を構成した上で、外側に力制御ループを構成することが多い。共振比制御は、二慣性系の共振周波数を制御によって等価的に移動させ、反共振周波数に対して適切な共振周波数とすることにより振動抑制を図る手法である。ただし、力制御を行う場合、二慣性系の負荷側は環境からの反力を受けるため、一般的な二慣性系に環境のダイナミクスを追加した構造となる。環境を含まない一般的な二慣性系における共振比制御については数多くの先行研究が報告されているが、環境を含む二慣性系の振る舞いについては検討が十分になされていない。そのため、産業用ロボットの力制御を行うためには、力制御に先立って環境を含む二慣性系の振る舞いについての解析することが必要不可欠である。

これまで述べてきたように、産業用ロボットのモーション制御系を構成するにあたり、振動抑制に関していくつかの課題が残されている。そこで、本論文では、言及した課題に対する解決手段について検討を行う。

1.2 論文の概要

本論文では、産業用ロボットのモーション制御系の高性能化を図るため、振動抑制の観点から産業用ロボットのモーション制御を行う上での課題を解決するための手段について提案する。本論文の概要を図 1.2 に示す。

本論文の第 2 章では、産業用ロボットのモーション制御の高性能化の際の技術的な課題について、ロボットの先端加速度に着目して検討を行う。産業用ロボットの振動抑制制御においては、産業用ロボットに生じる動力学トルクに起因する他軸干渉が重要な課題となっている。特に、加減速動作を繰り返す産業用ロボットにおいては、加速度に起因する慣性項の非対角成分である慣性乗積が問題となる。慣性乗積による他軸干渉は他軸の振動も伝達するため、非干渉化が十分でない場合は関節軸応答に他軸の振動が重畳されてしまう場合がある。そのため、軸

間干渉を断ち切って各軸独立にモーション制御系を行うためには、高性能な外乱抑圧制御が必要となることを示す。また、産業用ロボットのモーション制御系には、ロボットにはその動作軌道であるプロファイルが入力される。フィードバック制御系において振動抑制を考慮した設計が十分になされていたとしても、プロファイルの設計が適切でない場合、パラメータ変動時に振動が励起されてしまう場合がある。振動抑制にあたってはノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法が用いられるが、フィルタの位相遅れによって所望する整定時間を満足することができなくなる。従って、産業用ロボット先端における振動抑制を図るためには、整定時間と振動抑制性能を両立するプロファイル設計が必要であることを示す。産業用ロボットは一般的に二慣性系としてモデル化され、周波数特性には共振周波数と反共振周波数が現れる。二慣性の力制御を行う場合、内部ループに加速度制御ベースの共振比制御を構成した上で、外側に力制御ループを構成する。しかしながら、環境と接触している二慣性系において共振比制御を構成する場合、環境非接触時とは異なる振る舞いを有する。このことから、産業用ロボットの力制御系設計には、環境接触時のロボット先端と環境の相互作用に関する解析が必要になることを示す。

本論文の第3章では、瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットのロバストモーション制御について提案する [57]。産業用ロボットのモーション制御では、各軸ごとに独立したモーション制御系を構成するため、動力学トルクに起因する他軸干渉の補償が必要不可欠である。他軸干渉分を外乱トルクと見なし外乱オブザーバを用いて補償する場合、産業用ロボットの他軸干渉は急峻な変化を示すために一般に用いられる0次外乱オブザーバでは推定遅れのために完全な補償は困難であった。そこで、本論文では、二慣性系の負荷側に取り付けられた加速度センサを用いて、二慣性系の状態変数と負荷トルクを瞬時に推定することのできる瞬時状態オブザーバを提案する。本手法では、負荷トルクを瞬時に推定した上でフィードバック制御系に入力することにより、外乱トルクに対してロバストなモーション制御を行うことが可能になる。

本論文の第4章では、整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制制御法を提案する [58]。前述のように、ノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法は位置応答の位相遅れを生じさせてしまう。また、一般的な終端状態制御

に基づくプロファイル設計においては理想条件では良好な応答が得られるものの、慣性変動を陽に考慮するのは難しいという問題があった。そこで、本論文では、整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御により慣性変動を陽に考慮したプロファイル設計を行う手法を新たに提案する。本手法は、フローチャートに基づいて終端状態制御則から得られた指令値の再設計を行うことにより、慣性変動時においても所望するロボット先端の整定時間を得ることができる。

本論文の第5章では、反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットの安定な力制御について提案する。二慣性系の力制御を行う手法として、共振比制御をインナーループに構成した上で力制御系を設計する手法がしばしば用いられる。環境と接触していない二慣性系については様々な研究結果が報告されているが、環境と接触している場合は環境と接触していない場合とは異なる振る舞いを示す。そのため、産業用ロボットの力制御を行うためには、環境接触時の共振比に対する解析が必要になる。これを踏まえ、本論文では、環境を考慮した新しい共振比に基づき、本論文では共振比制御の安定性がねじれ反力オブザーバの推定帯域に依存することを示した上で、瞬時状態オブザーバを用いた安定な共振比制御を提案する。そして、瞬時状態オブザーバに基づく共振比制御によって構成される新しい力制御系を提案する。さらに、係数図法に基づいて導き出した新しい共振比が反共振比によって決定されることを示す。

最後に、第6章にて、産業用ロボットの先端加速度に着目したモーション制御の観点から、本論文の成果および今後の課題について言及する。本論文で提案した手法を用いることにより、産業用ロボットのモーション制御における課題を解決し、産業用ロボットのモーション制御の高性能化を図ることが可能になる。

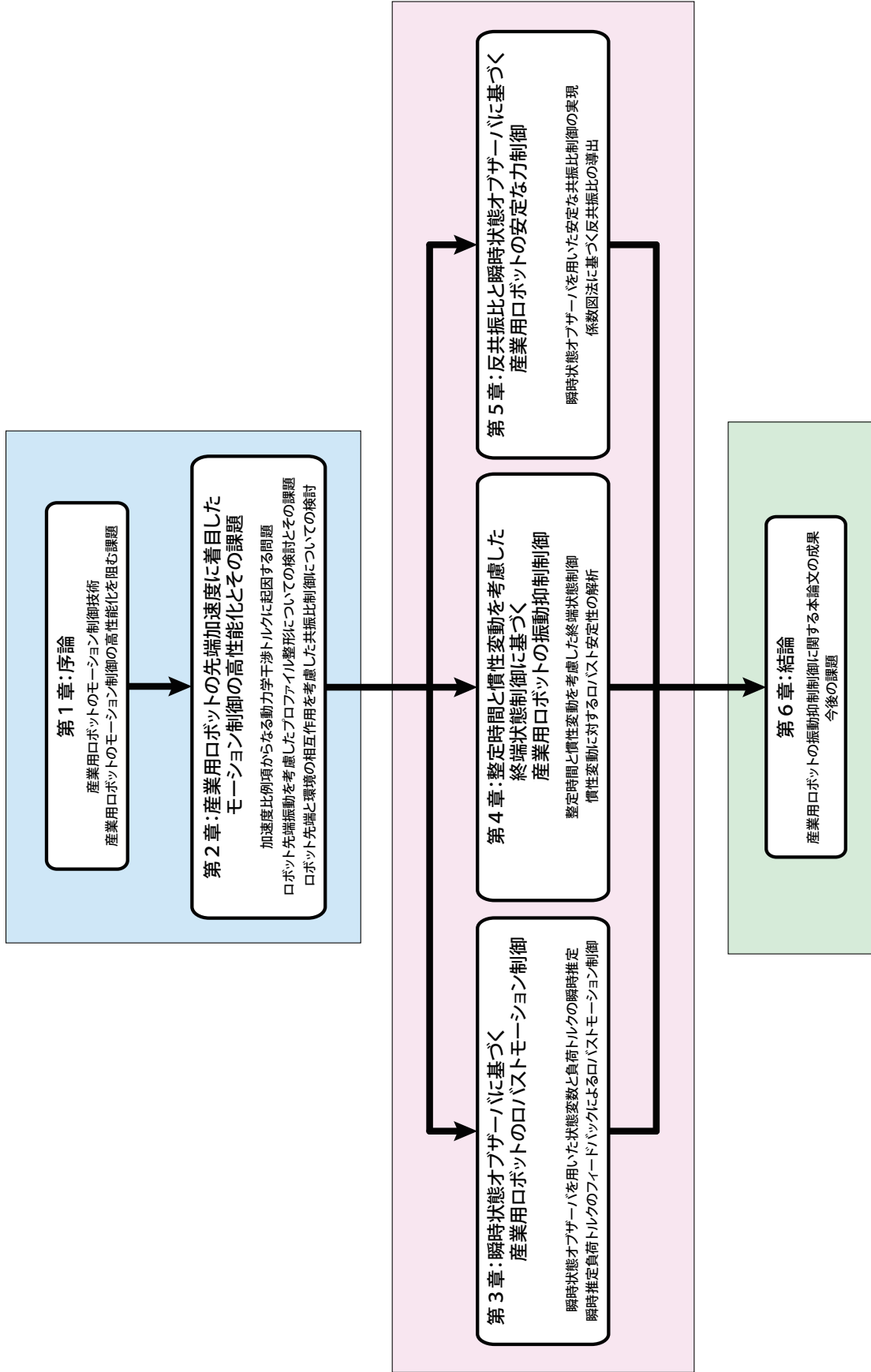


図 1.2: 博士論文の構成

第2章

産業用ロボットの先端加速度に着目したモーション制御の高性能化とその課題

2.1 はじめに

本論文では、力制御を想定した次世代の産業用ロボットに対して全体の作業時間を短縮を目的として、環境と接触するまでに用いる位置制御と環境接触後に用いる力制御双方の高性能化を図る。この目的に対して、位置制御時の高速動作を実現するためには、先端応答とロバスト性のトレードオフや動力学トルクによる他軸干渉が課題となる。さらに、力制御系の応答性の向上のため、二慣性系における負荷側力制御の高性能化が必須である。このような理由から、本論文では動力学トルクによる他軸干渉、ロボット先端応答とロバスト性のトレードオフ、二慣性系における力制御の高性能化を課題として取り上げることとする。

一般的な産業用ロボットのモーション制御系は、工作機械などと異なり機械的な構造上負荷側にセンサを取り付けるのは困難である場合が多く、モータ位置情報に基づいてフィードバック制御を行うセミクローズド制御系で構成される場合が多い。しかしながら、あらかじめ同定しておいた負荷側のパラメータとモータ側の情報のみで負荷側の制御をすることになり、動作条件によってはロボット先端の制御性能が低下してしまう場合がある。この問題に対して、本論文ではモーション制御の高性能化を図るため、二慣性系の負荷側の加速度情報、すなわち産

産業用ロボットの先端加速度情報に着目したモーション制御法について検討を行う。

産業機器のモーション制御において、制御対象の振動抑制性能を向上させるために加速度情報のフィードバックを適用する手法が報告されている [59–69]。これらの手法の基本的なアプローチは、検出した加速度をフィードバックすることによりダンピング制御を行い振動抑制を図るものである。すなわち、これらの手法は振動抑制制御の延長として加速度フィードバックを用いていることになるが、これはすなわち加速度情報の振動成分のみに着目したものであり、制御対象の加速度情報を十分に利用できていない。一般的な加速度センサは直流成分を検出できず振動成分のみしか検出できないためこのようなアプローチが広く用いられているが、産業用ロボットのモーション制御の高性能化のためには、加速度情報の振動成分だけでなく加速度情報全体を適切に利用することが重要になる。

産業用ロボットの先端加速度に着目したモーション制御の高性能化に対して、本論文では次の3つの観点から課題について検討する。

- 加速度比例項からなる動力学トルクに対する外乱抑圧制御についての検討
- ロボット先端振動を考慮したモーションプロファイルについての検討
- ロボット先端と環境との相互作用を考慮した共振比制御についての検討

産業用ロボットの振動抑制制御においては、産業用ロボットに生じる動力学外乱トルクの補償が重要な課題となっている。産業用ロボットの動力学外乱トルクは、自軸の運動で決まる動力学トルクと他軸の運動によって決まる干渉トルクからなる。特に、高加減速動作を繰り返す産業用ロボットの場合、加速度に比例する慣性項に含まれる干渉成分、すなわち慣性乗積が問題となる場合がある。この動力学干渉トルクは他軸の振動も伝達するため、非干渉化が十分でない場合は関節軸応答に他軸の振動が重畳される場合がある。そのため、関節軸間の干渉を断ち切って各軸独立にモーション制御系を行うためには、高性能な外乱抑圧制御が必要となる。

さらに、産業用ロボットを実際に運用する場合、ロボットにはその動作軌道、すなわちプロファイルを入力することになる。このとき、フィードバック制御系において振動抑制を考慮した設計が十分になされていたとしても、プロファイルの設計が適切でない場合プロファイル

の形状によってはパラメータ変動時に振動が励起されてしまう場合がある。この問題に対し、ノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法がしばしば用いられるが、フィルタの位相遅れのため所望する整定時間を満足するのは難しい。従って、産業用ロボットの振動抑制においては、整定時間と振動抑制性能を両立するプロファイル設計も必要になる。

振動抑制を考慮したフィードバック制御系を設計する場合、まずは制御対象である産業用ロボットのアクチュエータの周波数特性に着目する。産業用ロボットは一般的に二慣性系としてモデル化され、周波数特性には共振周波数と反共振周波数が現れる。二慣性の力制御を行う場合、内側ループに加速度制御ベースの共振比制御を構成した上で、外側ループに力制御系を構成する。しかしながら、環境と接触している二慣性系において共振比制御を構成する場合、環境非接触時とは異なる振る舞いを示す。そのため、力制御を行う際など環境と接触しているロボットアームは環境非接触時とは異なる周波数特性を有するため、環境接触時の振る舞いを含む解析や制御系設計が必要になる。

2.2 加速度比例項からなる動力学外乱トルクに起因する問題

産業用ロボットは、動力学トルクによって各軸が干渉しているため、動力学トルク外乱を補償して非干渉化する必要がある [35–40]。関節軸間の干渉を断ち切って各軸独立にモーション制御系を行うためには、高性能な外乱抑圧制御が必要となる。外乱オブザーバ [42–44] を用いて他軸干渉分を外乱として推定し補償することが可能であるが、一般的な外乱オブザーバは推定遅れを有するため完全な非干渉化を行うのは難しい。

産業用ロボットの単軸モデルは図 2.1 のように二慣性系で表され、さらに動力学外乱トルクが負荷側に入力されたモデルとして表現される。マニピュレータの動力学方程式の一般系は次式のように表され、加速度に比例する慣性項、速度の関数で表されるコリオリ力・遠心力項、および位置の関数となる重力項からなる。

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_L)\ddot{\boldsymbol{\theta}}_L + \mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_L, \dot{\boldsymbol{\theta}}_L) + \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_L) \quad (2.1)$$

産業用ロボットの動作は加減速を繰り返す動作がほとんどであり、このような動作条件では慣

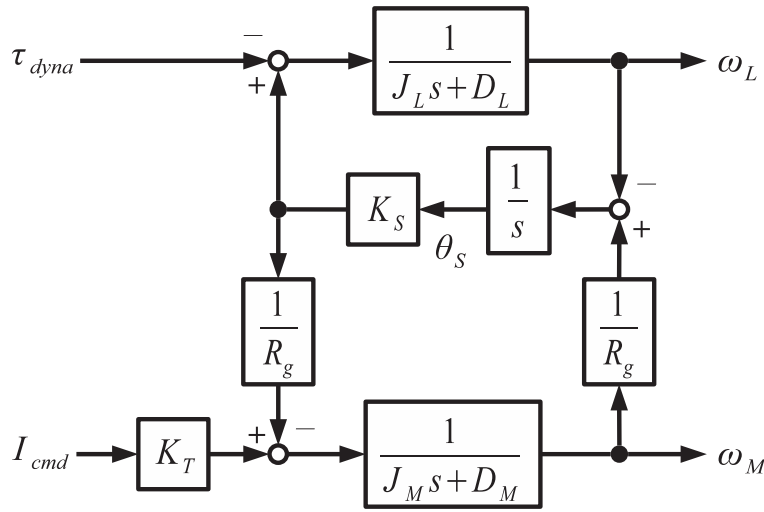


図 2.1: 産業用ロボットの関節軸モデル

性項の影響が支配的となる。コリオリ力・遠心力項は速度が非常に大きくなる場合のみ問題となり、重力項の影響は積分器で容易に補償できるため大きな問題とはならない。従って、慣性項に起因する動力学外乱トルクを抑制することが重要な課題となる。

なお、動力学外乱トルクとして二慣性系に入力されるのは、次式のように全動力学トルクからノミナル駆動トルクを差し引いた分となる。

$$\tau_L = \tau - \tau_{nom} \tag{2.2}$$

このときの慣性項は次式のように表され、自軸分（対角要素）についてはノミナル慣性モーメントの変動として捉えることができるが、他軸干渉分（非対角要素）は自軸のモデルには含まれていない外乱入力となる。

$$\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_L)\ddot{\boldsymbol{\theta}}_L = \begin{bmatrix} H_{11}(\boldsymbol{\theta}_L) - J_{L1} & H_{12}(\boldsymbol{\theta}_L) & H_{13}(\boldsymbol{\theta}_L) \\ H_{12}(\boldsymbol{\theta}_L) & H_{22}(\boldsymbol{\theta}_L) - J_{L2} & H_{23}(\boldsymbol{\theta}_L) \\ H_{13}(\boldsymbol{\theta}_L) & H_{23}(\boldsymbol{\theta}_L) & H_{33}(\boldsymbol{\theta}_L) - J_{L3} \end{bmatrix} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_L \tag{2.3}$$

慣性項の非対角成分は慣性乗積と呼ばれ、他軸の加速度は慣性乗積を通じて自軸に対する外乱トルクとして入力される。

慣性乗積が外乱トルクとなってどのような他軸干渉をもたらすのかをシミュレーションによって検証した。シミュレーションでは、図 2.2 に示す速度制御系を構成し、ステップ速度指令に対する応答の確認を行った。シミュレーション結果を図 2.3 に示す。速度応答の立ち上が

りでは大きな加速度が生じるため、慣性乗積による干渉の影響も大きくなる。その結果、一定速度制御下においても、他軸の速度の立ち上がりの際に速度応答が乱れていることが確認できる。1軸については慣性乗積の値が小さいために他軸干渉の影響はほとんど生じていない ($H_{12} = 0.282$ [kgm²], $H_{13} = 0$ [kgm²])。一方、2軸と3軸については慣性乗積の値が大きいため ($H_{23} = 2.65$ [kgm²]) 他軸干渉によって速度応答が乱れていることが確認できる。

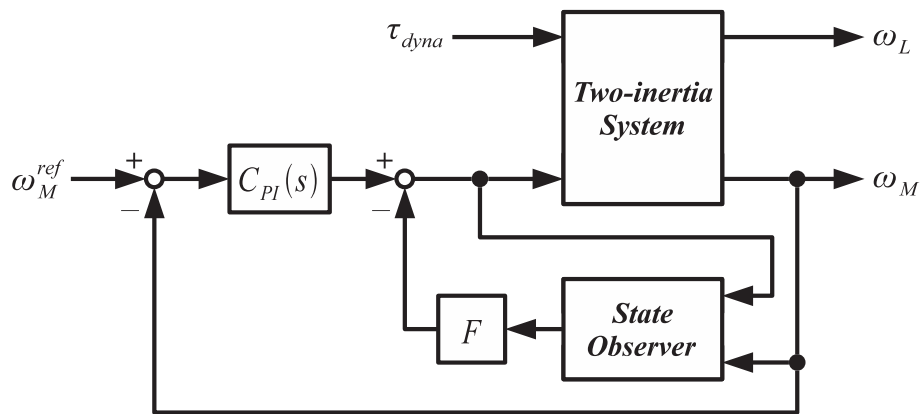


図 2.2: 動力学外乱の影響の検証に用いた速度制御系の構成

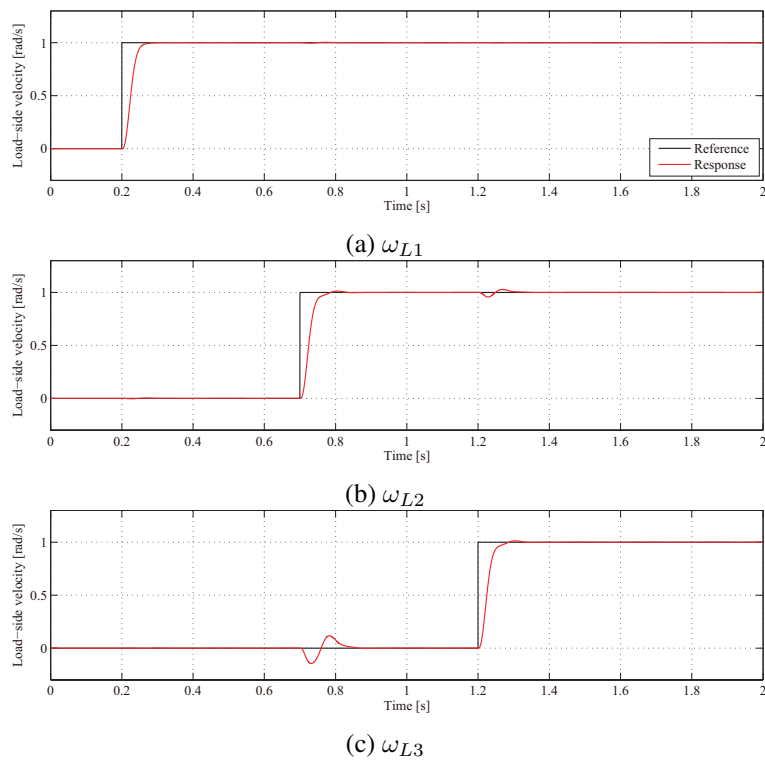


図 2.3: 慣性乗積による動力学外乱の影響のシミュレーション結果

14 第2章 産業用ロボットの先端加速度に着目したモーション制御の高性能化とその課題

さらに、慣性乗積による動力学外乱が位置制御時にどのような影響を及ぼすのかをシミュレーションで検証した。検証では、図 2.4 に示すようなポイント・ツー・ポイントの位置制御を繰り返す動作において、ロボット先端における動作軌跡を確認する。動作軌跡としては、X 軸方向または Y 軸方向に 100 [mm] ピッチでの位置決めを行い、Z 軸方向の移動量は常に 0 としている。位置制御系としては、図 2.2 に示す速度制御系の外側に P 位置制御系を構成している。位置制御時のシミュレーション結果を図 2.5 に示す。速度制御における検証より、慣性乗

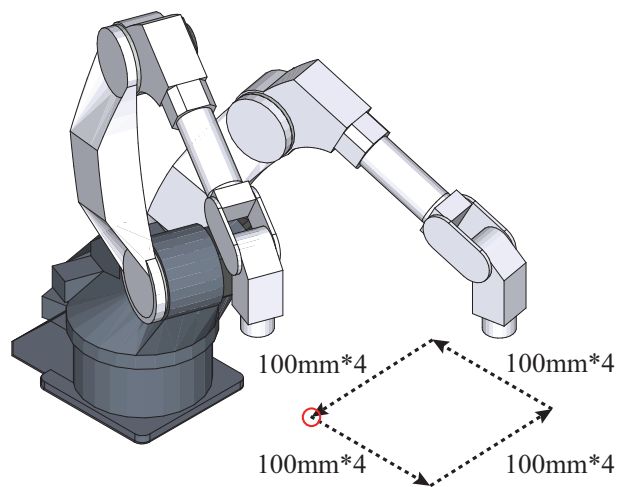


図 2.4: シミュレーションにおけるロボットの動作姿勢

積による動力学干渉は 2 軸－3 軸間に大きく現れていることを考慮すると、基本 3 軸動作では Z 軸方向の位置応答に影響を及ぼすと予想される。シミュレーション結果より、X 軸方向または Y 軸方向への移動時に Z 軸方向にも変位が生じていることが確認できる。

この結果から、慣性乗積による動力学干渉は他軸に対する外乱トルクとして作用し、さらに産業用ロボットの位置決めに影響を及ぼす場合があることが示された。このため、慣性乗積による動力学干渉の影響を補償する手段として、広帯域な外乱トルク推定およびその補償法が必要となってくる。

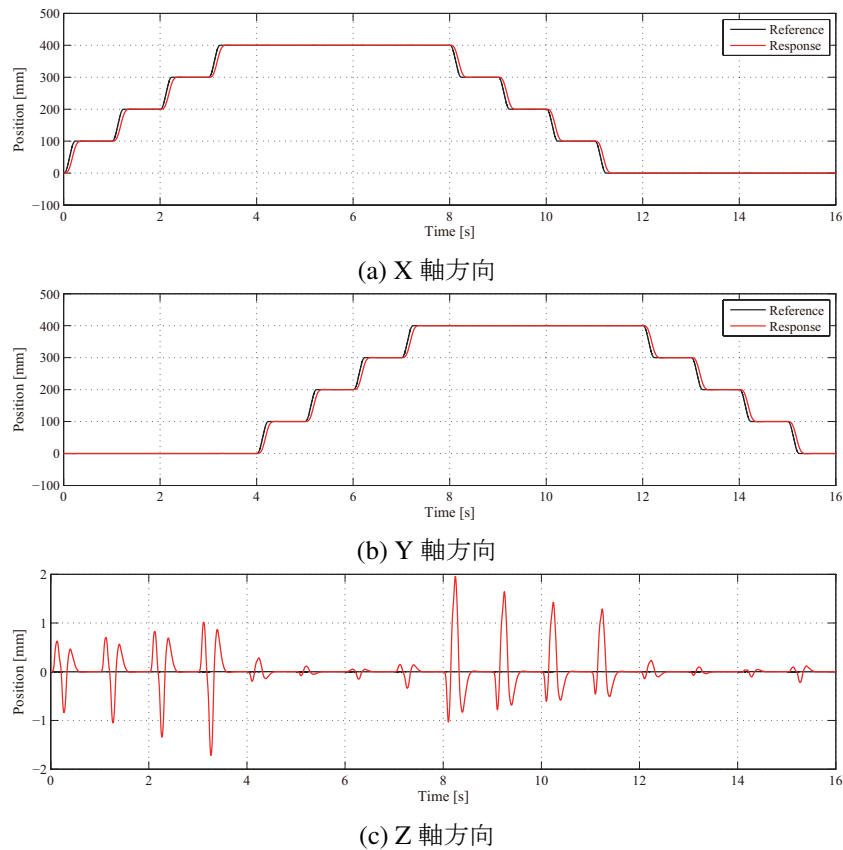


図 2.5: 検証動作におけるロボット先端位置応答

2.3 ロボット先端振動を考慮したプロファイル整形についての検討とその課題

パラメータ変動によってロボットアームに振動が生じる場合、プロファイルをノッチフィルタなどでフィルタリングすることで共振振動を抑制する手法がしばしば用いられる [45–47]。フィードバック制御系の設計する場合、制御対象の周波数特性が事前に分かっている前提でゲイン設計を行う場合が多い。しかしながら、プロファイルを設計する場合は、所望する動作軌道と移動時間、および定格トルク範囲内での加減速が満足されているかどうか重要であり、モーション制御系や制御対象の周波数特性まで考慮して設計するのは一般的ではない。そのため、モーション制御系の共振に留意せずにプロファイルを設計する 경우가多く、加減速の大きなプロファイルでは姿勢が変化しパラメータ変動が生じた場合に先端振動が生じる場合があ

る。この問題に対し、プロファイルをフィルタリングすることで振動周波数成分を減衰させ、ロボットアームの振動抑制を図る方法が用いられる場合がある。ここでは、プロファイルのフィルタリング手法とその問題点について検討する。

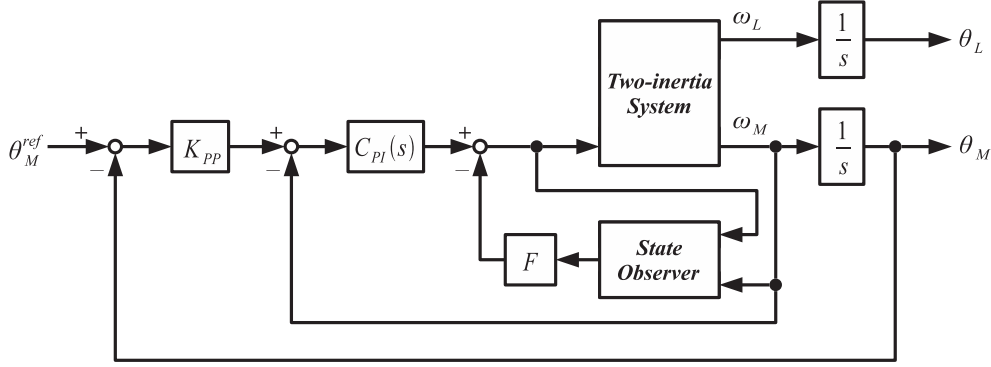


図 2.6: 産業用ロボットのモーション制御系の一般的な構成例

まず、図 2.6 に示す産業用ロボットのモーション制御系の構成例について考える。この制御系は、状態フィードバックによる振動抑制制御、PI 速度制御器および P 位置制御器による目標値追従制御、およびプロファイル生成部により構成されている。このように、近年用いられる産業用ロボットのモーション制御系には、減速機の軸ねじれ振動を考慮した振動抑制制御系が組み込まれるのが一般的である。このモーション制御系の状態方程式を次に示す。なお、本検討ではパラメータ変動の影響を考慮しなければならないため、制御対象の状態変数 $(\omega_M, \omega_L, \theta_S)$ と状態オブザーバの状態変数 $(\hat{\omega}_M, \hat{\omega}_L, \hat{\theta}_S)$ は別の状態変数とする。

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{b}_c \theta_M^{ref} \quad (2.4)$$

$$\theta_L = \mathbf{c}_c \mathbf{x}_c \quad (2.5)$$

$$\mathbf{x}_c = \left[\omega_M \quad \omega_L \quad \theta_S \quad \hat{\omega}_M \quad \hat{\omega}_L \quad \hat{\theta}_S \quad \theta_M \quad z \right]^T$$

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{K_T(K_p(1+K_{PD})+F_M)+D_M}{J_M} & 0 & -\frac{K_S}{R_g J_M} & 0 & -\frac{K_T F_L}{J_M} & -\frac{K_T F_S}{J_M} & -\frac{K_T K_p K_{PP}}{J_M} & \frac{K_T}{J_M} \\ 0 & -\frac{D_L}{J_{Ln}} & \frac{K_S}{J_{Ln}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_g} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_1 - \frac{K_T(K_p(1+K_{PD})+F_M)}{J_M} & 0 & 0 & -\frac{D_M}{J_M} - k_1 & -\frac{K_T F_L}{J_M} & -\frac{R_g K_T F_S + K_S}{R_g J_M} & -\frac{K_T K_p K_{PP}}{J_M} & \frac{K_T}{J_M} \\ k_2 & 0 & 0 & -k_2 & -\frac{D_L}{J_L} & \frac{K_S}{J_L} & 0 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 & \frac{1}{R_g} - k_3 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_i(1+K_{PD}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -K_i K_{PP} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b}_c = \left[\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} \quad 0 \quad 0 \quad \frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_i K_{pp} \right]^T$$

$$\mathbf{c}_c = \left[0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1/R_g \quad 0 \right]$$

$$G(s) = \frac{\theta_L}{\theta_M^{ref}}$$

$$= \mathbf{c}_c (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{b}_c$$

$$= \frac{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.6)$$

共振ピークを抑制するため、今回はノッチフィルタを用いてプロフィールのフィルタリングを行う。プロフィールのフィルタリングを含むモーション制御系の構成を図 2.7 に示す。パラ

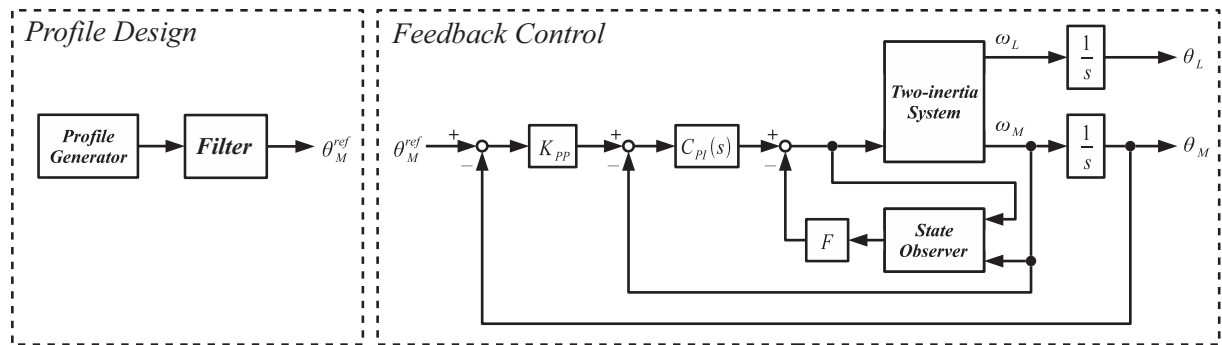


図 2.7: 産業用ロボットのモーション制御系の一般的な構成例

メータ変動時を含む産業用ロボットのモーション制御系のボード線図を次に示す。パラメータ変動を有する場合、10 [Hz] 付近に共振ピークが現れていることが確認できる。ノッチフィルタの伝達関数を図 2.7 に、設計したノッチフィルタのボード線図を図 2.9 に示す。ノッチフィルタは、パラメータ変動時にモーション制御系の周波数特性に現れる 10 [Hz] 付近の共振を抑えるように設計している。また、想定されるパラメータ変動範囲におけるロバスト性を有するようにノッチフィルタの幅を設計する必要がある。

$$G_{NF}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_1\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.7)$$

次に、ノッチフィルタの有無によるパラメータ変動時の位置応答の変化を確認するためシミュレーションを行った。シミュレーションでは、プロフィールのフィルタリングを行わず直接

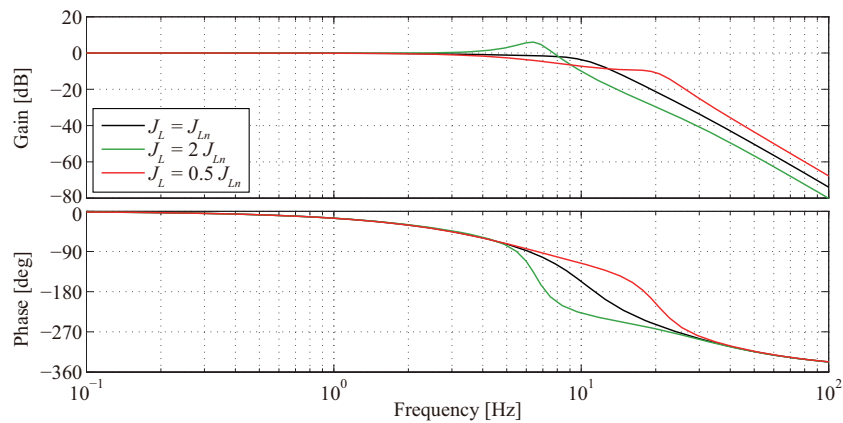


図 2.8: パラメータ変動時を含むモーション制御系のボード線図

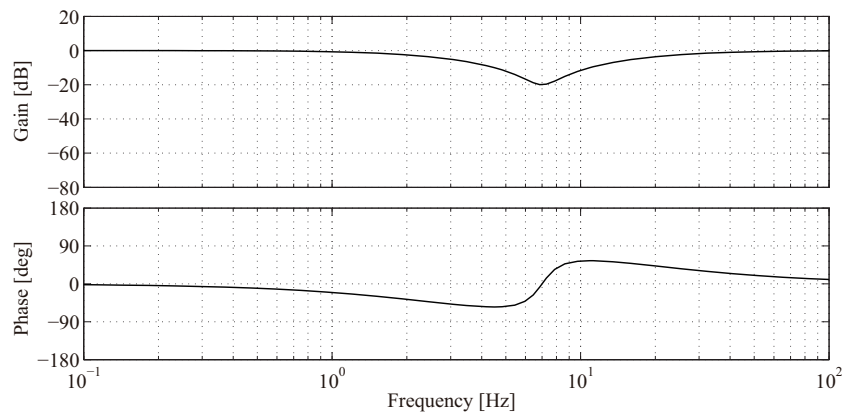


図 2.9: ノッチフィルタのボード線図

モーション制御系に入力した場合と、ノッチフィルタを用いてプロファイルのフィルタリングを行った場合について、負荷位置応答の比較を行う。シミュレーション結果を図 2.10～図 2.12 に示す。

シミュレーション結果より、プロファイルのフィルタリングを行わない場合はパラメータ変動に依って負荷位置応答が劣化していることが確認できる。特に、慣性 2 倍変動時は負荷位置応答が振動的になっている。一方で、ノッチフィルタを用いた場合はいずれの条件においても負荷位置応答はほぼ同等となっており、ノッチフィルタによるプロファイルのフィルタリングが振動抑制に効果的であることが確認できる。しかしながら、ノッチフィルタを用いた場合は応答の位相遅れが大きくなるため、振動抑制性能と引き換えに整定時間が犠牲になっている。従って、ノッチフィルタによるプロファイルのフィルタリングでは、振動抑制性能と

制御性能を両立するのは難しい。

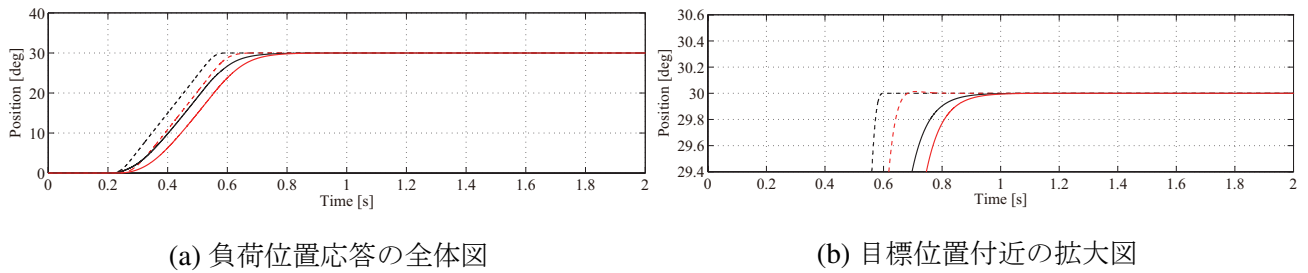


図 2.10: 慣性変動時のロボット先端応答のシミュレーション結果

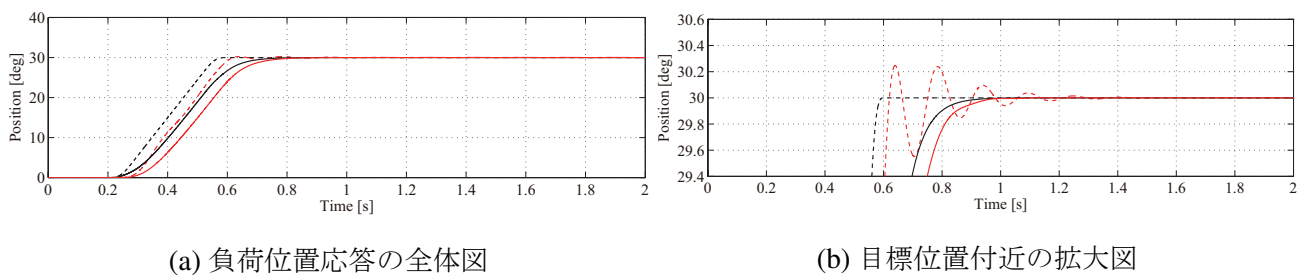


図 2.11: $J_L = 2J_{Ln}$ におけるロボット先端応答のシミュレーション結果

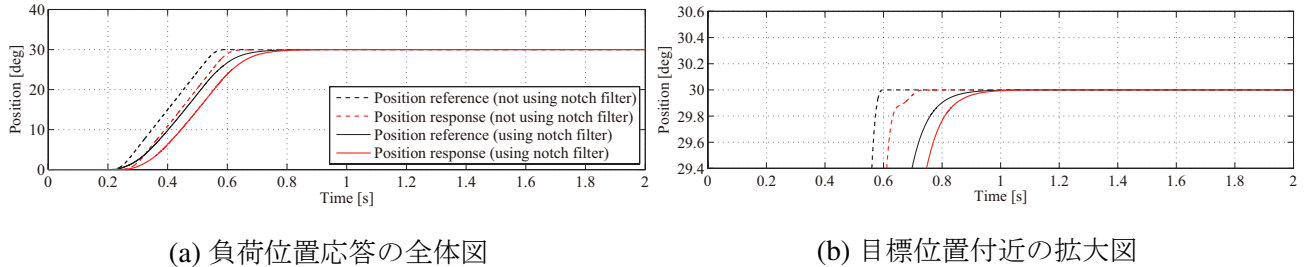


図 2.12: $J_L = 0.5J_{Ln}$ におけるロボット先端応答のシミュレーション結果

2.4 ロボット先端と環境との相互作用を考慮した共振比制御についての検討

ロボットアームのように軸ねじれ振動を有するシステムにおいて振動抑制を図る手段として、共振比制御に基づく手法が広く用いられている [54–56]。共振比制御は、外乱オブザーバを用いてモータ側の慣性モーメントを等価的に変えることにより、共振周波数と反共振周波数の比、すなわち共振比を適切に設計し振動抑制を図る手法である。さらに、二慣性系にて力制

御を行う際にも共振比制御が用いられる場合がある。位置制御の場合は負荷トルクは0であるため一般的な二慣性系として議論することができるが、力制御時は負荷トルクとして環境反力が加わることとなり、一般的な二慣性系とは異なる議論が必要となる。そこで、本節では、環境と接触している二慣性系の振る舞いについて解析を行う。

環境と接触している場合の二慣性系のブロック線図を図 2.13 に示す。ただし、今回は接触している環境を環境剛性 K_e からなるばねのみでモデル化している。この二慣性系に対して、共

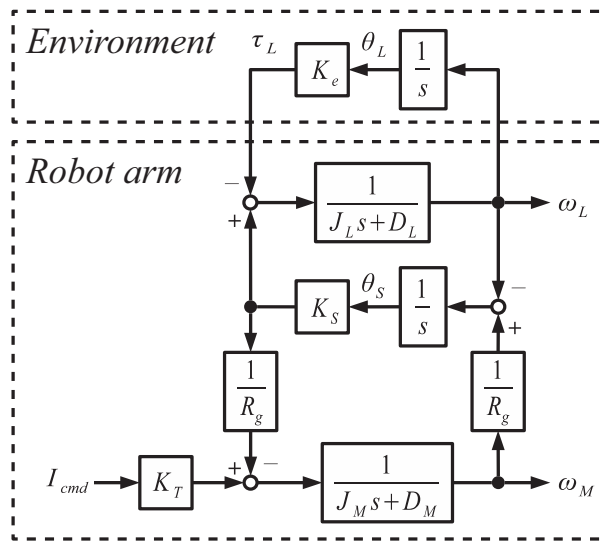


図 2.13: 環境と接触している二慣性系のブロック線図

振比ゲイン K_f を用いて図 2.14 に示す共振比制御を構成する。このブロック線図において、理想的な共振比制御が行われていると仮定して ($L_{do}(s) = 1$)、モータ側粘性摩擦と負荷側粘性摩擦を 0 すると ($D_M = D_L = 0$)、モータ速度 ω_M までの伝達関数は次のように表される。

$$G_M(s) = \frac{\omega_M}{\tilde{a}_M^{ref}} = \frac{s(s^2 + \omega_{ar}^2)}{(s^2 + \omega_{r1}^2)(s^2 + \omega_{r2}^2)} \quad (2.8)$$

$$\omega_{r1}, \omega_{r2} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\omega_{ar}^2 + KK_f \pm \sqrt{(\omega_{ar}^2 + KK_f)^2 - 4KK_f\omega_e^2} \right)} \quad (2.9)$$

$$\omega_{ar} = \sqrt{\frac{K_S + K_e}{J_L}} \quad (2.10)$$

$$K = \frac{K_S}{R_g^2 J_M}$$

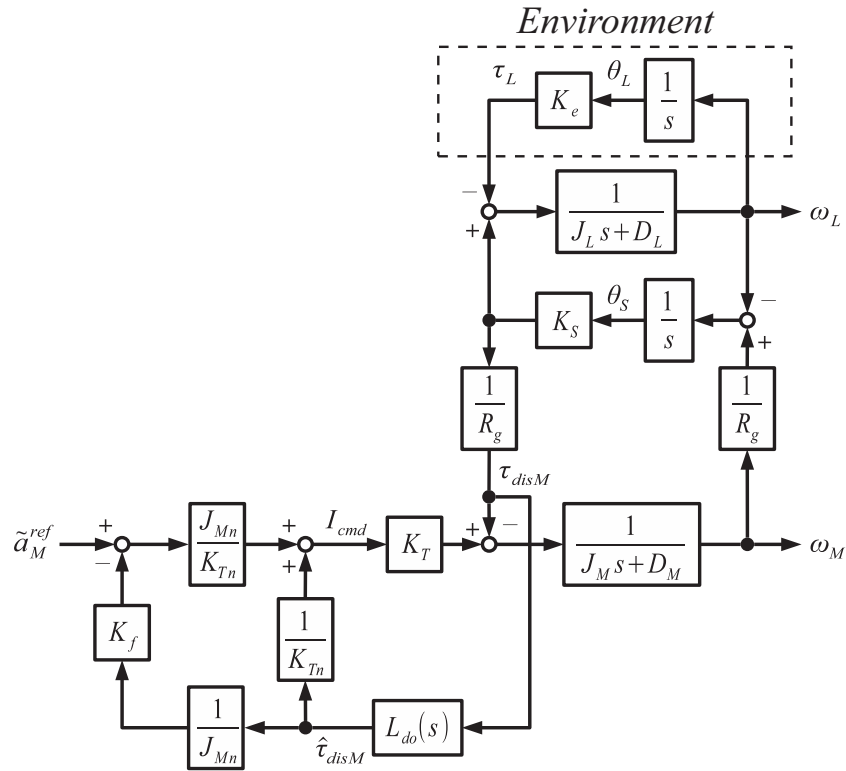


図 2.14: 共振比制御のブロック線図

式から分かるように、反共振周波数 ω_{ar} は減速機のばね定数 K_S と環境剛性 K_e で決まる値となる。また、共振周波数 ω_r についても反共振周波数 ω_{ar} と環境との共振周波数 ω_e から決まり、反共振周波数と同様に減速機のばね定数 K_S と環境剛性 K_e によって決まる。さらに、共振周波数については ω_{r1} と ω_{r2} で表される二つの共振が現れる。なお、環境と接触していないときの共振周波数と反共振周波数については (2.9) 式および (2.10) 式に関して $K_e=0$ とすると導出することができ、それぞれ次のように表される。

$$\omega_r = \sqrt{\omega_{ar}^2 + KK_f} \tag{2.11}$$

$$\omega_{ar} = \sqrt{\frac{K_S}{J_L}} \tag{2.12}$$

環境の有無に限らず、二慣性系の場合は内部相殺の影響で伝達関数の極や零点に現れてこない周波数がある。図 2.15 に示すように、環境と接触していない二慣性系の場合電流指令 I_{cmd} からモータ速度 ω_M の伝達関数には反共振周波数 ω_{ar} が現れるが、負荷側速度 ω_M までの伝達関数の場合は反共振周波数 ω_{ar} は内部相殺されてしまう。一方、環境と接触している二慣性

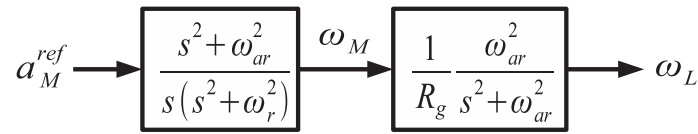


図 2.15: 環境と接触していない二慣性系における反共振周波数 ω_{ar} の内部相殺

系の場合、図 2.16 に示すように反共振周波数 ω_{ar} と環境共振周波数 ω_e の内部相殺が生じる。モータ速度までの伝達関数では反共振周波数 ω_{ar} が現れるが、ねじれトルク τ_S までの伝達関数の場合は反共振周波数 ω_{ar} の内部相殺が起きると同時に環境共振周波数 ω_e が反共振周波数として表れる。そして、反力トルク τ_L までの伝達関数の場合は環境共振周波数 ω_e の内部相殺が生じることになる。次に、ボード線図より周波数応答の確認を行った。環境と接触していな

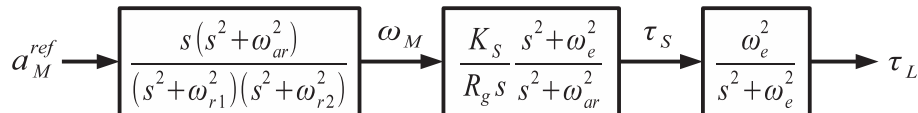


図 2.16: 環境と接触している二慣性系における反共振周波数 ω_{ar} と環境共振周波数 ω_e の内部相殺

い二慣性系のボード線図を図 2.17 に示す。伝達関数の極（すなわち共振周波数）は同じシステムであれば共通であることから、モータ側および負荷側のどちらにおいても同じ共振周波数を有していることが確認できる。一方、伝達関数の零点は伝達関数によって異なり、モータ側には反共振周波数が現れているのに対し負荷側には反共振周波数は現れない。次に、環境と接触している二慣性系のボード線図を図 2.18 に示す。環境と接触していない場合と同様に、共振周波数はいずれの伝達関数においても同じであることが確認できる。ただし、環境と接触している場合は共振周波数は 2 つ現れることに注意されたい。反共振周波数については、モータ速度の伝達関数では ω_{ar} が反共振周波数となるが、ねじれトルクの伝達関数では ω_e が反共振周波数となり、反力トルクの伝達関数では反共振周波数は現れない。

さらに、共振周波数 ω_r と反共振周波数 ω_{ar} の比である共振比 H の導出を行った。共振比 H は (2.11) 式、(2.12) 式から求めることができ、環境と接触していない場合は次式のように表される。

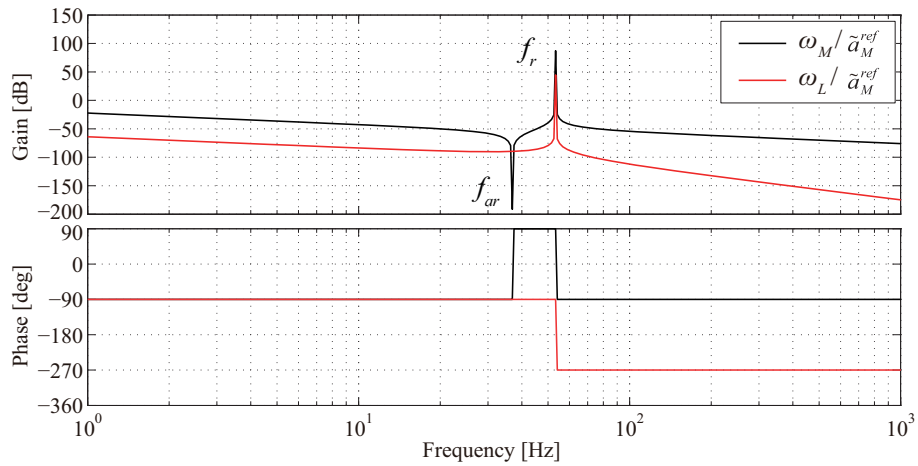


図 2.17: 環境と接触していない二慣性系のボード線図

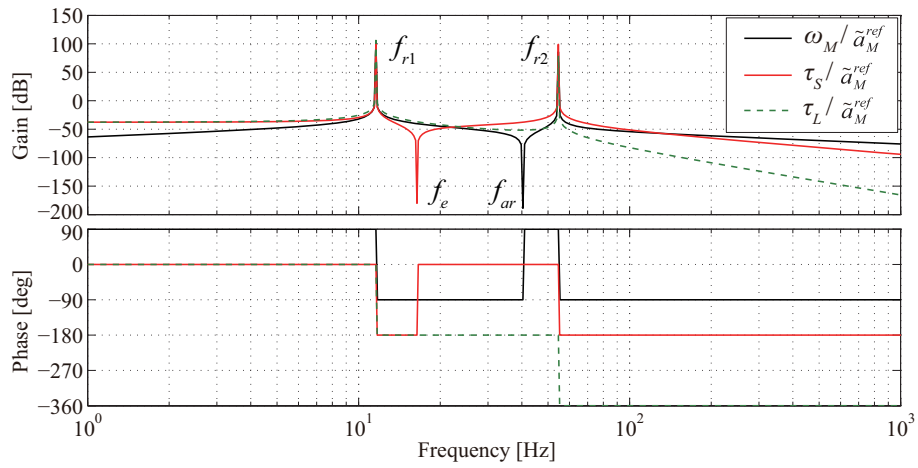


図 2.18: 環境と接触している二慣性系のボード線図

$$H = \frac{\omega_r}{\omega_{ar}} = \sqrt{1 + R_0 K_f} \tag{2.13}$$

$$R_0 = \frac{J_L}{R_g^2 J_M}$$

一方、環境と接触している場合の共振比は (2.9) 式、(2.10) 式から求めることができ、次式のよ
うに表される。ただし、ここでは、2つの共振周波数のうち、周波数が高い方の共振周波数を
選択する。

$$H = \frac{\omega_r}{\omega_{ar}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + R_S R_0 K_f + \sqrt{(1 + R_S R_0 K_f)^2 - 4 R_S R_e R_0 K_f} \right)} \quad (2.14)$$

$$R_S = \frac{K_S}{K_S + K_e}, \quad R_e = \frac{K_e}{K_S + K_e}$$

(2.14) 式および (2.15) 式から分かるように、環境の有無によって共振比は全く異なる式で表される。これまでの比較から、環境と接触している二慣性系は、環境と接触していない二慣性系とは異なる性質を持っていることが分かる。そのため、環境と接触している二慣性系について検討を行う場合、従来の二慣性系の場合とは異なる観点から議論を行う必要がある。

2.5 まとめ

本章では、産業用ロボットの振動抑制制御に対して、1.加速度比例項に対する外乱抑圧制御、2.プロファイル整形によるロボット先端振動抑制制御、3.ロボット先端と環境の相互作用解析の3つの観点から課題の検討を行った。

一点目は、産業用ロボットの動力学トルク外乱に起因する課題について検討を行った。産業用ロボットのモーション制御を行う場合、自軸のモーション制御系に対して動力学外乱に起因する他軸干渉が生じる場合がある。加減速動作を繰り返す産業用ロボットの場合、動力学トルクのうち慣性乗積に起因する他軸干渉が最も支配的となる。そして、慣性乗積による他軸干渉が産業用ロボットの位置決め制御性能を劣化させる例についてシミュレーションで検証を行った。この検討に基づいて、産業用ロボットのモーション制御を行う場合、自軸のモーション制御系設計に対する検討だけでなく、動力学外乱に起因する他軸干渉を断ち切るための高性能な外乱抑圧制御が必要であることを示した。

二点目は、産業用ロボットのプロファイル整形による振動抑制制御における課題について検討を行った。産業用ロボットの振動抑制制御を行う場合、フィードバック制御系設計だけで振動抑制を図るのは難しく、制御系に入力するプロファイルの設計も併用して振動抑制がなされる場合が多い。プロファイル整形によって振動抑制を図る手法として、ノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法が用いられる。パラメータ変動によって生じる振動周波

数があらかじめ分かっているならば、その周波数成分を減衰させるようなノッチフィルタを設計することで振動抑制を図ることができる。しかしながら、産業用ロボットのように慣性変動範囲が大きい場合は、ロバスト性を持たせるためにノッチフィルタの幅を広く設計せざるを得ず、その結果として位置応答に位相遅れが生じてしまい整定時間が伸びてしまうことを示した。そのため、プロファイル設計による振動抑制では、振動抑制性能の向上させつつも所望する整定時間を満足するようなプロファイル設計が必要になることを示した。

三点目は、ロボット先端が環境と接触している場合の共振比制御について検討を行った。二慣性系の振動抑制制御手法として、共振周波数と反共振周波数の比である共振比が適切な値になるように設計する共振比制御が提案されている。しかしながら、環境と接触している二慣性系の場合、環境と接触していない二慣性系とは異なる性質を有する。環境と接触している二慣性系は2つの共振周波数を有する上に、反共振周波数の内部相殺の生じ方が異なることを伝達関数の解析とボード線図を用いて示した。さらに、環境と接触している二慣性系は、共振比制御を行う際に最も重要になる共振比が従来とは異なる式で表される。これらの解析から、環境と接触している二慣性系においては、従来とは異なる観点から議論を行う必要があることを示した。

第3章

瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットのロバストモーション制御

3.1 はじめに

産業用ロボットは、溶接、塗装、ハンドリングなどの様々な用途で広く使用されている。製品の品質と生産性を向上させるため、産業用ロボットには高速かつ高精度で動作することが求められている。この要求を満足するため、マニピュレータの動力学トルクに対してロバストなモーション制御が必要とされている。産業用ロボットの動力学トルク補償法としては、逆動力学計算に基づく方法がしばしば用いられる。しかしながら、DSP上で動力学計算を行う場合は多くの計算リソースが必要となる上に、正確な動力学モデルの同定が必要となる。

モデルレス動力学トルクを推定する方法として、外乱オブザーバ (DOB) を用いた負荷トルク推定が広く用いられている。しかしながら、一般的な外乱オブザーバは推定遅れを有するため、動力学トルクを完全に補償するのは難しい。広帯域な外乱推定を実現する手法として、桂らは位置-加速度統合形外乱オブザーバ (PAIDO) を提案している [70, 71]。しかしながら、PAIDOは単慣性系を対象としており、減速機の軸ねじれを有する産業用ロボットに代表される二慣性系に対しては適用するのは難しい。

この問題に対し、本論文では二慣性系の瞬時状態推定および瞬時負荷推定を実現するため、

瞬時状態オブザーバ (ISOB) を提案する。ISOB は二慣性系の負荷側に取り付けられた加速度センサにより負荷側情報を測定し、二慣性系の瞬時推定を実現する。ただし、この場合は加速度センサの測定ノイズが瞬時状態オブザーバの推定波形を劣化させる要因となる。そこで、本論文では可変共分散形カルマンフィルタ (VNC Kalman filter) を用いて負荷側加速度のフィルタリングを行う [72–74]。これにより、可変共分散形カルマンフィルタに基づく瞬時状態オブザーバ (KFISOB) はノイズの少ない推定を行うことができるようになる。さらに、KFISOB を用いて瞬時に推定した負荷トルクをフィードバックすることにより、負荷トルクの瞬時補償を実現する。提案法の有効性は、計算機シミュレーションと単軸産業用ロボットを用いた実機実験により確認する。

3.2 瞬時状態オブザーバに基づく負荷トルク推定

3.2.1 負荷側加速度を用いた瞬時状態オブザーバ

本論文では、減速機の軸ねじれを考慮し、産業用ロボットのアクチュエータモデルを二慣性系としてモデル化する。負荷側トルク τ_L を含む二慣性系の状態方程式は次式のように表される。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b}_I I_{cmd} - \mathbf{b}_T \tau_L$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ \omega_L \\ \theta_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_{Mn}}{J_{Mn}} & 0 & -\frac{K_{Sn}}{R_{gn} J_{Mn}} \\ 0 & -\frac{D_{Ln}}{J_{Ln}} & \frac{K_{Sn}}{J_{Ln}} \\ \frac{1}{R_{gn}} & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_M \\ \omega_L \\ \theta_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{Tn}}{J_{Mn}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{cmd} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{Ln}} \\ 0 \end{bmatrix} \tau_L \quad (3.1)$$

ここで、負荷側加速度 a_L が加速度センサを用いて直接計測できる場合、負荷側速度の微分は $\dot{\omega}_L = a_L$ を用いて直接求めることができる。このときの状態方程式は次のように表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_M \\ \omega_L \\ \theta_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_{Mn}}{J_{Mn}} & 0 & -\frac{K_{Sn}}{R_{gn} J_{Mn}} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_{gn}} & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_M \\ \omega_L \\ \theta_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{Tn}}{J_{Mn}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{cmd} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} a_L \quad (3.2)$$

$a_L = \dot{\omega}_L$ の関係を用いて、次式を得ることができる。

$$\begin{aligned} a_L = \dot{\omega}_L &= -\frac{D_{Ln}}{J_{Ln}}\omega_L + \frac{K_{Sn}}{J_{Ln}}\theta_S - \frac{1}{J_{Ln}}\tau_L \\ \iff \tau_L &= K_{Sn}\theta_S - D_{Ln}\omega_L - J_{Ln}a_L \end{aligned} \quad (3.3)$$

図 3.3 は、負荷側加速度 a_L が計測可能な場合、負荷側トルク τ_L を瞬時に推定できることを表している。

しかしながら、(3.2) 式は状態オブザーバの構造を有していないため、状態変数は初期値誤差の影響を受けることになる。そこで、本論文では検出可能な信号であるモータ速度 ω_M を用いて状態オブザーバを構成する。オブザーバゲイン $\mathbf{k} = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$ を用いることで、二慣性系の状態方程式は次式のように表される。なお、オブザーバゲイン \mathbf{k} は、一般的な状態オブザーバと同様に瞬時状態オブザーバが任意の極配置を持つように設計する。

最終的に、ISOB の状態方程式は次式のように表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_M \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{\theta}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_{Mn}}{J_{Mn}} - k_1 & 0 & -\frac{K_{Sn}}{R_{gn}J_{Mn}} \\ -k_2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_{gn}} - k_3 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_M \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{\theta}_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{Tn}}{J_{Mn}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{cmd} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} a_L + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \omega_M \quad (3.4)$$

$$\hat{\tau}_L = \begin{bmatrix} 0 & -D_{Ln} & K_{Sn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_M \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{\theta}_S \end{bmatrix} - J_{Ln}a_L \quad (3.5)$$

(3.4) 式は ISOB が加速度入力を有する二慣性オブザーバであることを示している。また、(3.5) 式は負荷トルク $\hat{\tau}_L$ がオブザーバの状態変数 ($\hat{\omega}_L, \hat{\theta}_S$) と測定した負荷側加速度 a_L を用いて瞬時に推定させることを表している。ISOB のブロック線図を図 3.1 に示す。

ISOB の推定性能を確認するため、ステップ状の負荷トルク入力に対する負荷トルクの推定シミュレーションを行った。比較対象として、0 次外乱オブザーバ (ZODOB) を用いた場合の推定結果も併せて示している。シミュレーションでは、ISOB の極配置は $p_{ISOB} = [-100 \ -100 \ -100]$ [rad/s] とし、ZODOB の極配置は $p_{ZODOB} = [-100 \ -100 \ -100 \ -100]$ [rad/s] とした。

図 3.2 (a) に各オブザーバにおけるステップ状の負荷トルクの推定結果を示す。シミュレーション結果より、ZODOB は極配置に応じた推定遅れを有していることが確認できる。一方で、

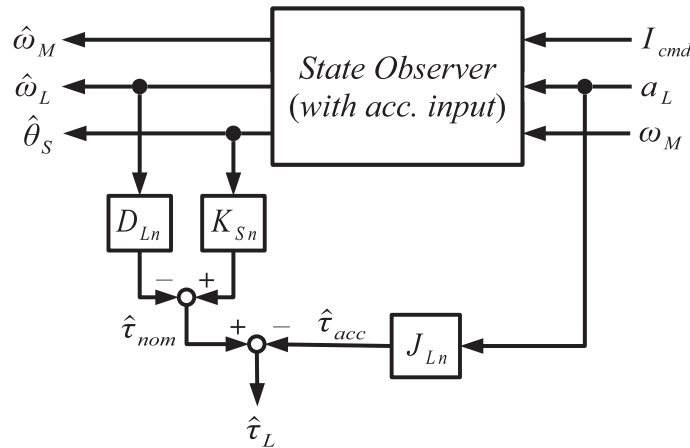


図 3.1: 瞬時状態オブザーバのブロック線図

ISOB はステップ状の負荷トルクを遅れなく推定できていることが確認できる。また、図 3.2 (b) にオブザーバの状態変数 ($\hat{\omega}_M, \hat{\omega}_L, \hat{\theta}_S$) の推定誤差 $\mathbf{x}_e = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ のシミュレーション結果を示している。ZODOB を用いた場合は負荷トルクがステップ状に変化した際に極配置に応じた推定遅れが生じているが、ISOB では状態変数を推定遅れなく推定できていることが確認できる。

3.2.2 ISOB に基づく速度制御系の設計

ISOB を用いた速度制御系のブロック線図を図 3.3 に示す。速度制御系は、PI 制御器と状態フィードバックから構成されている。速度制御系の設計にあたって、速度偏差の積分値 z を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} z &\equiv \frac{1}{s} (\omega_M^{ref} - \omega_M) \\ \dot{z} &= -\mathbf{c}\mathbf{x} + \omega_M^{ref} \end{aligned} \quad (3.6)$$

(3.1) 式と (3.6) 式より、拡大系の状態方程式は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{z} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_I \\ 0 \end{bmatrix} I_{cmd} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \omega_M^{ref} \\ \dot{\mathbf{x}}_e &= \mathbf{A}_e \mathbf{x}_e + \mathbf{b}_e I_{cmd} + \mathbf{b}_r \omega_M^{ref} \end{aligned} \quad (3.7)$$

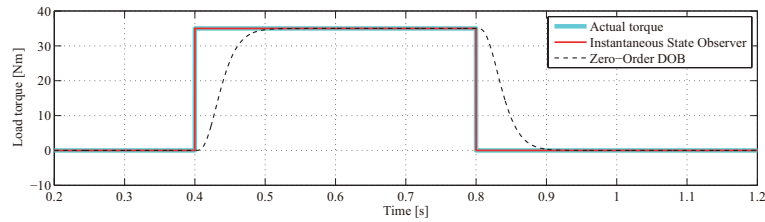
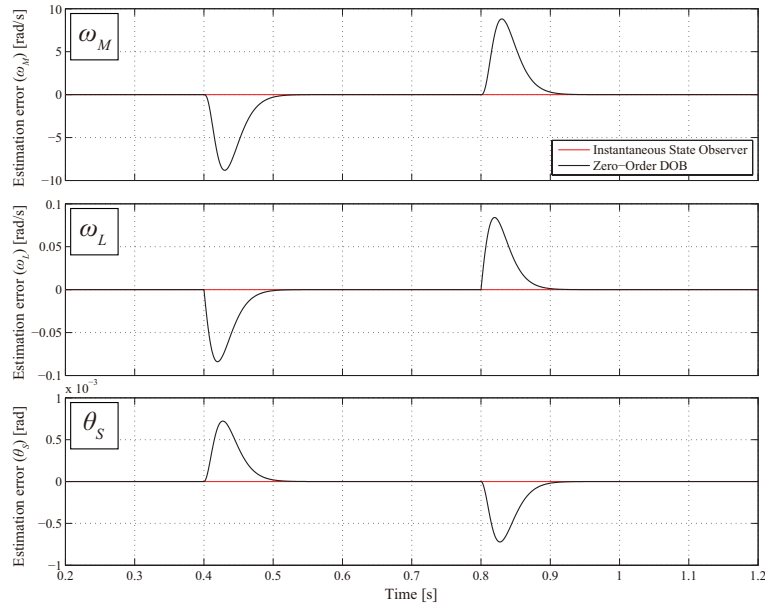
(a) 推定負荷トルク τ_L (b) 状態変数の推定誤差 \mathbf{x}_e

図 3.2: ステップ負荷トルク入力に対する ISOB の推定結果

状態フィードバックゲイン $\mathbf{F}' = [F'_1 \ F'_2 \ F'_3 \ F'_4]$ を用いると、状態フィードバック制御系の状態方程式は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_e &= \mathbf{A}_e \mathbf{x}_e + \mathbf{b}_e (-\mathbf{F}' \mathbf{x}_e) + \mathbf{b}_r \omega_M^{ref} \\ &= (\mathbf{A}_e - \mathbf{b}_e \mathbf{F}') \mathbf{x}_e + \mathbf{b}_r \omega_M^{ref} \end{aligned} \quad (3.8)$$

状態フィードバックゲイン \mathbf{F}' は特性多項式 $\det(s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_e - \mathbf{b}_e \mathbf{F}'))$ が任意の極配置となるように設計する。状態フィードバックゲインのうち、 $F'_1 \sim F'_3$ はオブザーバで推定した状態変数 ($\omega_M, \omega_L, \theta_s$) のフィードバックゲインを表し、 F'_4 は PI 速度制御器の積分ゲイン K_I を表す。

$$K_I = -F'_4 \quad (3.9)$$

PI 制御器の比例ゲイン K_P は、PI 零点 $z_{PI} = -K_I/K_P$ より次式のように表される。

$$K_P = -\frac{K_I}{z_{PI}} \quad (3.10)$$

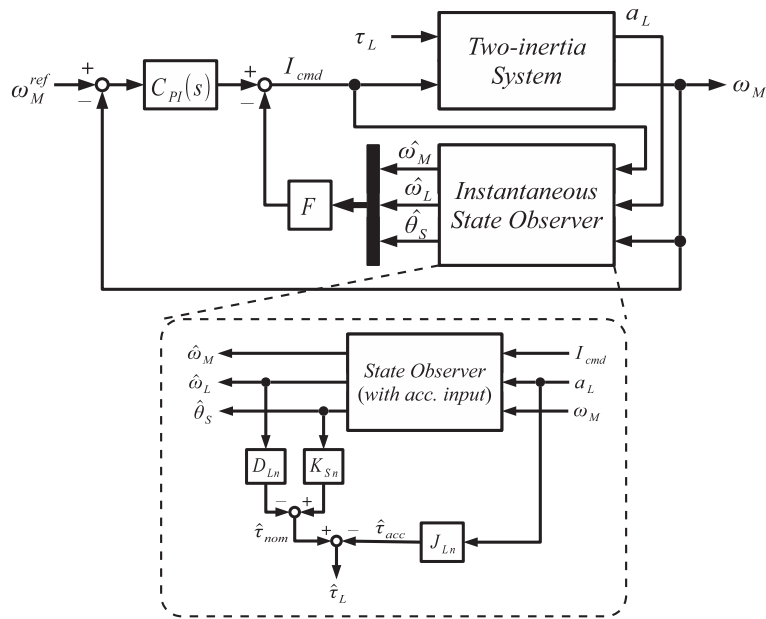


図 3.3: ISOB を用いた速度制御系のブロック線図

最終的に、状態フィードバックゲイン \mathbf{F} は次式のように表される。モータ速度 ω_M をフィードバックするゲイン F_1 については PI 制御器の比例ゲイン K_P を差し引いたものが最終的なゲインとなる。

$$\mathbf{F} = [F_1 \quad F_2 \quad F_3] = [F'_1 - K_P \quad F'_2 \quad F'_3] \quad (3.11)$$

3.3 可変共分散カルマンフィルタを用いた加速度信号のノイズ低減

ISOB の推定性能は負荷側加速度の計測結果に依存する。加速度センサを用いて測定された加速度信号は測定ノイズの影響を受けるため、加速度情報を直接入力すると ISOB の推定値も同様にセンサノイズの影響を受けてしまう。

この問題を考慮し、本論文ではカルマンフィルタを用いて加速度信号を推定する。カルマンフィルタは二乗誤差の平均を最小にする状態推定を行う手法である。一般的なカルマンフィルタは測定ノイズの特性が一定という仮定の下で推定動作を行う。しかしながら、一般的には、測定ノイズの特性が一定であるとは限らない。特に、ステップ状の負荷トルク入力を加える場

合、インパルス状の負荷側加速度応答が生じ測定ノイズ特性が大幅に変化する。そこで、本論文では、効果的に加速度信号のノイズ低減を図るために、可変ノイズ共分散形 (VNC) カルマンフィルタを用いて負荷側加速度推定を行う。VNC カルマンフィルタと ISOB を統合させることにより、ISOB の推定性能を向上させる。

VNC カルマンフィルタはセンサで想定した加速度情報を用いて負荷側加速度を推定し、測定ノイズの不確かさを考慮して測定ノイズの低減を図る。VNC カルマンフィルタは次式に基づいて状態推定を行う。

$$\mathbf{x}_{(k+1)} = \mathbf{A}x_{(k)} + \mathbf{B}u_{(k)} + w_{(k)} \quad (3.12)$$

$$z_{(k)} = \mathbf{H}x_{(k)} + v_{(k)} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{A} = 1, \quad \mathbf{B} = 0, \quad \mathbf{H} = 1$$

ここで、 $x_{(k)}$ は推定した加速度情報を、 $z_{(k)}$ 測定によりノイズの影響を受けた加速度情報を意味する。 $w_{(k)}$ と $v_{(k)}$ はそれぞれプロセスノイズと測定ノイズを表している。

(3.12) 式と (3.13) 式の状態空間表現において、プロセスノイズ $w_{(k)}$ と測定ノイズ $v_{(k)}$ は相互相関がなく平均値 0 の白色ノイズとして仮定する。 \mathbf{Q} と \mathbf{R} はプロセスノイズの共分散行列と測定ノイズの共分散行列をそれぞれ表している。共分散行列 \mathbf{Q} および \mathbf{R} は次式のように表される。

$$\mathbf{Q} = E [ww^T] \quad (3.14)$$

$$\mathbf{R} = E [vv^T] \quad (3.15)$$

ただし、 \mathbf{Q} と \mathbf{R} は非負値行列である。 \mathbf{Q} および \mathbf{R} は実機実験から得られたデータを用いた定常カルマンフィルタのシミュレーションにより決定される。

本論文では負荷側加速度測定の際のノイズ特性が明確ではない。そのため、可変ノイズ共分散推定に基づいて共分散行列 \mathbf{R} の値を決定する。可変ノイズ共分散行列 \mathbf{R} は次式のように表される。

$$\mathbf{R} = \sigma \quad \text{when } (\sigma > \mathbf{R}_{St}) \quad (3.16)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{St} \quad \text{when } (0 < \sigma \leq \mathbf{R}_{St}) \quad (3.17)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (a_i - M)^2}, \quad M = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i \quad (3.18)$$

\mathbf{R}_{St} は定常カルマンフィルタから得られた測定ノイズ共分散である。 N は可変ノイズ共分散 R を計算するデータ点数を、 a_i は可変ノイズ共分散 R を算出するための N 点のデータ列を表す。可変ノイズ共分散を算出するためのデータ列はサンプリングごとに更新される。データ数 N は、インパルス状の加速度応答によるノイズ特性の変動の影響が、可変ノイズ共分散 R に現れるように決定される。

図 3.4 にカルマンフィルタの推定アルゴリズムを示す。カルマンフィルタはフィードバック制御の形式に基づいて状態推定を行う。カルマンフィルタはある時刻の状態を予測した後に、対応する時刻においてノイズの影響を受けた測定値のフィードバックを取得する。現在の状態と推定誤差はそれぞれ次式のように表される。

$$\mathbf{x}_{(k|k-1)} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{(k-1|k-1)} + \mathbf{B}u_{(k-1)} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{P}_{(k|k-1)} = \mathbf{A}\mathbf{P}_{(k-1|k-1)}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \quad (3.20)$$

ここで、 \mathbf{P} は状態予測とフィードバックされた状態推定の分散から得られた推定誤差共分散行列を表す。カルマンゲイン \mathbf{K} は、次式を用いて誤差共分散を最小化するように表される。

$$\mathbf{K}_{(k)} = \mathbf{P}_{(k|k-1)}\mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{P}_{(k|k-1)}\mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (3.21)$$

次のステップでは、状態推定と誤差共分散の更新を行う。センサで測定した信号 $z_{(k)}$ は、補正された推定値を得るために次に示す補正式を用いて算出される。

$$\mathbf{x}_{(k|k)} = \mathbf{x}_{(k|k-1)} + \mathbf{K}_{(k)} (z_{(k)} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{(k|k-1)}) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{P}_{(k|k)} = \mathbf{P}_{(k|k-1)} - \mathbf{K}_{(k)}\mathbf{H}\mathbf{P}_{(k|k-1)} \quad (3.23)$$

VNC カルマンフィルタから得られた加速度信号は図 3.5 に示すブロック線図に基づいて ISOB に入力される。

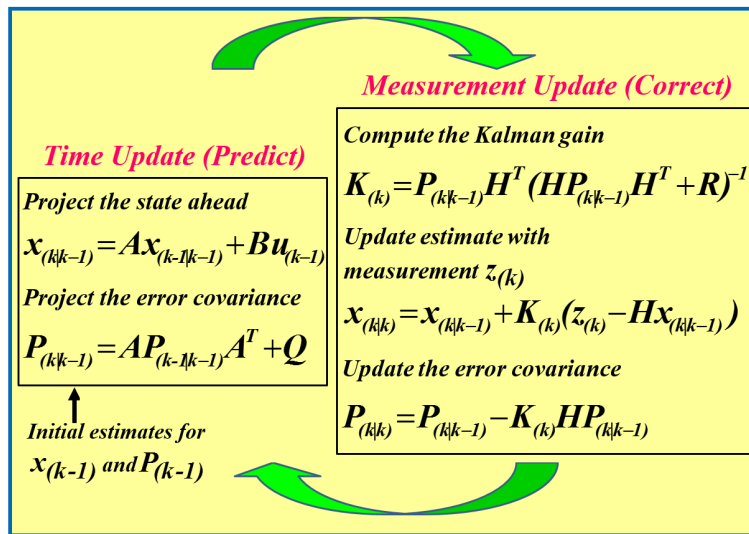


図 3.4: カルマンフィルタの計算アルゴリズム

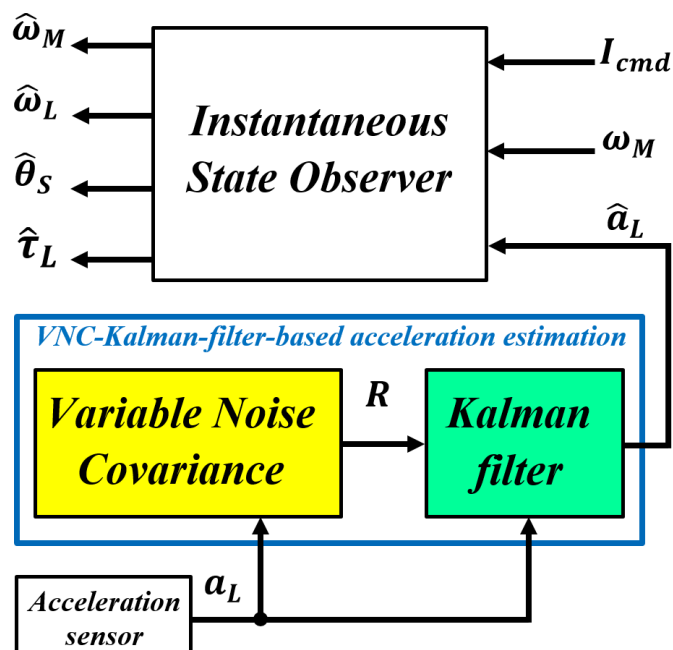


図 3.5: KFISOB のブロック線図

3.4 実機実験による検証

3.4.1 実験条件

提案法の有効性を確認するため、産業用ロボットの単軸を用いた実機実験を行った。図 3.6 に実機実験の概観図を示す。実験では、図 3.7 に示すようにエンドエフェクタ先端に吊り下げられている 5 [kg] の先端負荷の落下によって負荷トルクの変動を生じさせる。この先端負荷によって生じる重力負荷トルクは次式で表される。

$$\tau_L = 5[\text{kg}] \times 9.81[\text{m/s}^2] \times 0.7[\text{m}] = 34.3[\text{Nm}] \quad (3.24)$$

ロボットアームは一定速度 ($\omega_M^{ref} = 30$ [rad/s]) で駆動され、アームが下向きの姿勢になったときに先端負荷が落下し、落下後は負荷トルクは 0 [Nm] となる。

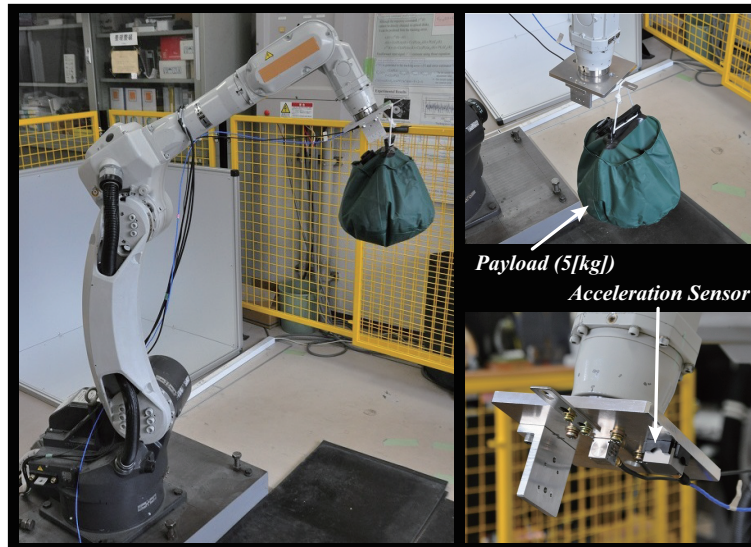


図 3.6: 産業用ロボットを用いた実機実験の概観図

ISOB はクーロン摩擦トルク T_c も含んだ全ての負荷トルクを推定するため、本論文ではクーロン摩擦トルク分を全推定負荷トルク $\hat{\tau}_{L,all}$ から差し引いている。

$$\tau_c = \text{sign}(\omega_L)T_c \quad (3.25)$$

同様に、推定負荷トルクにはロボットアーム自体の重力負荷トルク T_g も含まれているため、重

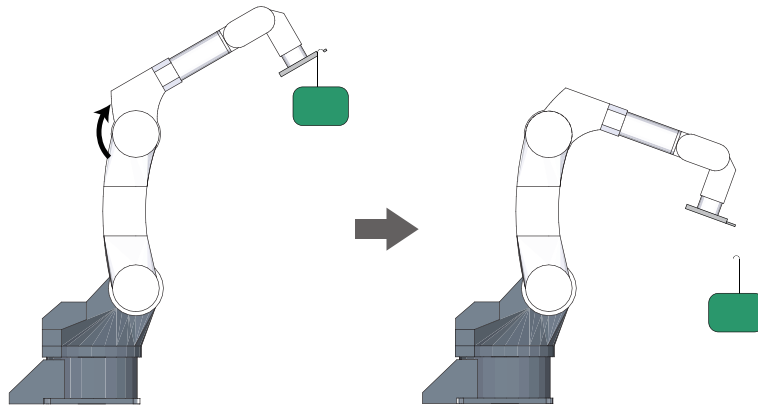


図 3.7: 先端負荷の落下による負荷トルク変動

力負荷トルク分についても全推定負荷トルク $\hat{\tau}_{L,all}$ から同様に差し引いている。

$$\tau_g = G_{S3} \sin(\theta_{L3}) + G_{C3} \cos(\theta_{L3}) \quad (3.26)$$

従って、先端負荷トルク $\hat{\tau}_L$ は次式のように表される。

$$\hat{\tau}_L = \hat{\tau}_{L,all} - \tau_g - \tau_c \quad (3.27)$$

速度制御系の設計パラメータ一覧を表 3.1 に示す。フィードバック制御系の極は係数図法に基づいて設計を行っている。本論文では、提案法である **KFISOB** と、従来法である **ZODOB** の実験結果の比較を行う。

負荷側加速度を測定するため、本論文では単軸加速度センサ 3711B (PCB Piezotronics) をロボットアームに取り付けている。単軸加速度センサ 3711B の仕様を表 3.2 に示す。**KFISOB** を実装するためには、は負荷側加速度の交流成分だけでなく直流成分も必要になるため、本論文では直流加速度も測定可能な加速度センサを使用している。次式を用いることで、センサで測定された線加速度 a_{EE} から関節軸の角加速度 a_L を算出する。

$$a_L = a_{EE}/L \quad (3.28)$$

表 3.1: 速度制御系の設計パラメータ一覧

オブザーバ極 (ZODOB)	$p_{ZODOB} = [p, p, p, p]$ ($p = -100$ or -200 or -300) [rad/s]
オブザーバ極 (KFISOB)	$p_{KFISOB} = [p, p, p]$ [rad/s]
速度制御系の極配置	$p_s = [-75.0 \pm 24.4j, -75.0 \pm 103j]$ [rad/s]
PI 零点	$z_{PI} = -150$ [rad/s]

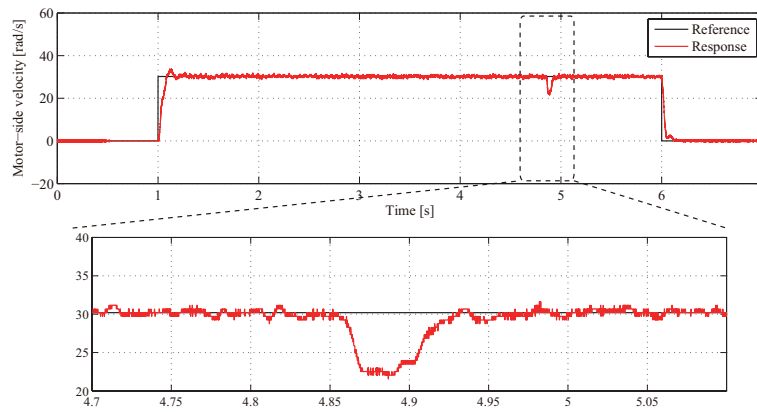
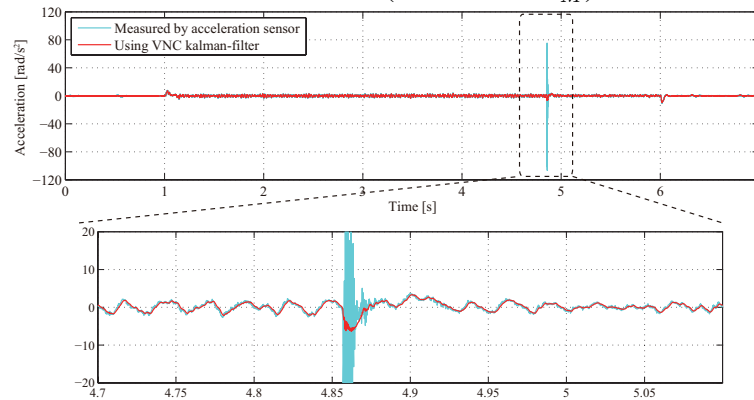
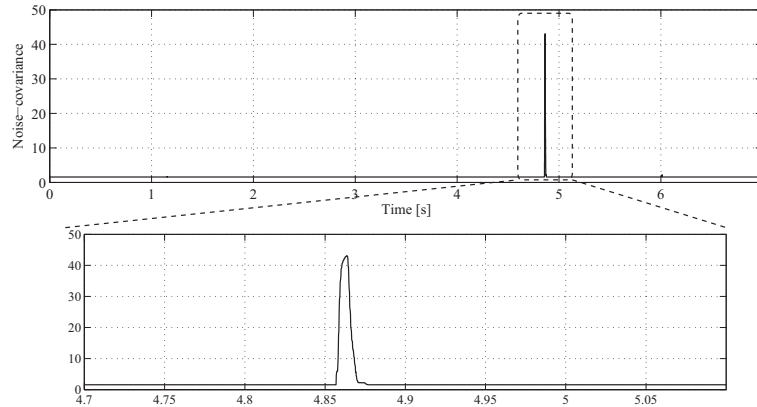
表 3.2: 単軸加速度センサ 3711B の仕様

検出可能帯域	DC ~ 1 [kHz]
検出感度	20.4 [mV/(m/s ²)]
最大加速度	± 98.1 [m/s ²]

3.4.2 実験結果 (推定のみ)

提案法の有効性を確認するため、負荷トルクは推定のみでフィードバックはしない条件で検証を行った。図 3.8 のモータ速度波形に示すように、ロボットアームは一定速度で動作しており、時刻 4.85 [s] にてロボットアームは下向きとなり先端負荷が落下する。このとき、負荷トルク変動が生じ、モータ速度は過渡的に減少する。次に、ロボットアームに取り付けられた加速度センサで測定した負荷側加速度応答 a_L を図 3.9 に示す。実験結果より、先端負荷落下時に負荷側加速度 a_L がインパルス状に変化していることが確認できる。また、インパルス状に加速度が変化する時刻にて測定ノイズが大幅に増大している。VNC カルマンフィルタを用いることで、加速度センサの測定ノイズが大幅に低減されていることが確認できる。最後に、VNC カルマンフィルタにより算出された可変ノイズ共分散 R の実験結果を図 3.10 に示す。実験結果より、インパルス状の加速度応答によって測定ノイズが増大している部分にて、可変ノイズ共分散 R の値も増大していることが確認できる。VNC カルマンフィルタは可変ノイズ共分散 R の値に基づいて適切な加速度信号を推定している。

次に、それぞれのオブザーバにおいてオブザーバ極を変化させた場合の負荷トルクの推定結果を図 3.11 に示す。実験結果より、従来法を用いた場合は推定遅れが生じているが、提案法を

図 3.8: 実験結果 (モータ速度 ω_M)図 3.9: 実験結果 (負荷側加速度 a_L)図 3.10: 実験結果 (ノイズ共分散 R)

用いた場合は瞬時負荷推定が達成されていることが確認できる。また、従来法ではオブザーバ極に応じて推定速度が変化するが、提案法のオブザーバ極は初期値応答の収束にのみ寄与するため、提案法の推定速度はオブザーバ極に依存していないことが確認できる。

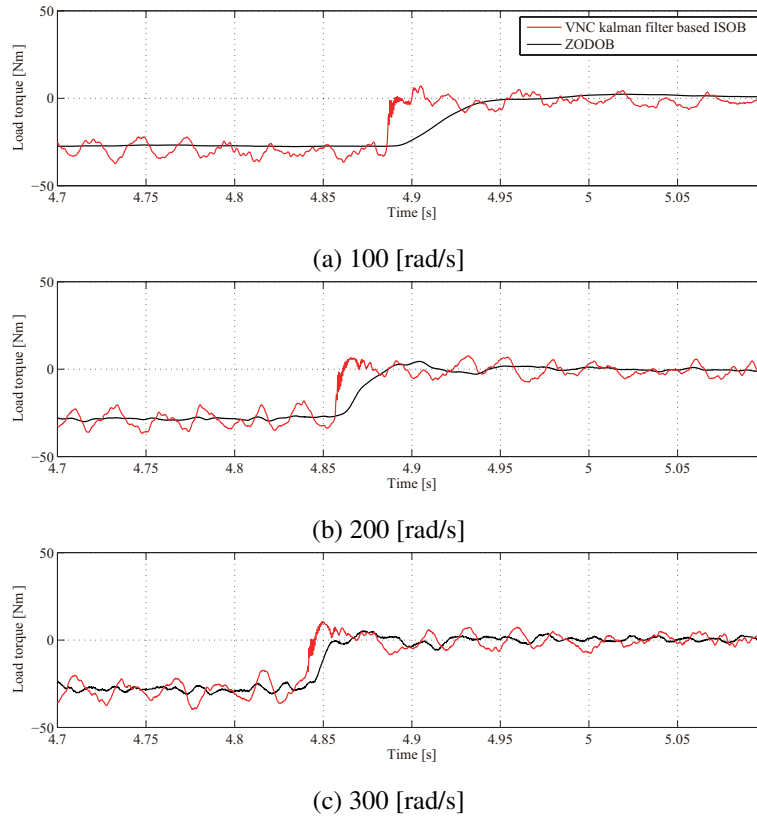


図 3.11: 負荷トルク推定の実験結果

3.4.3 実験結果 (負荷トルク補償)

負荷トルク補償の検証では、オブザーバの推定性能の差を明確にするため、フィードバック制御は負荷トルク補償部のみとし状態フィードバックと速度制御器を排することとした。モーション制御系のブロック線図を図 3.12 に、制御系の設計パラメータ一覧を表 3.3 に示す。推定負荷トルクはパルス伝達関数 $T_m(z)$ を用いて電流次元に変換し制御系に入力する。また、補償電流に含まれる雑音を低減するため、本論文ではローパスフィルタを用いて補償電流のフィルタリングを行っている。

表 3.3: モーション制御系のパラメータ一覧

オブザーバ極 (ZODOB)	$p_{ZODOB} = [-200, -200, -200, -200]$ [rad/s]
オブザーバ極 (KFISOB)	$p_{KFISOB} = [-200, -200, -200]$ [rad/s]
ローパスフィルタの帯域	$g_{LPF} = 2\pi \times 80$ [rad/s]

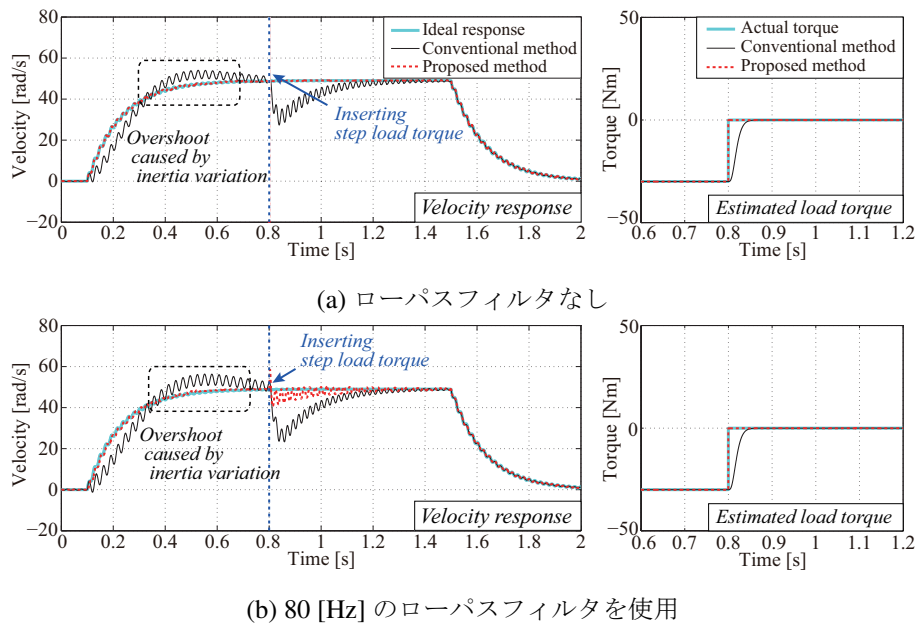


図 3.13: 負荷トルク補償のシミュレーション結果

次に、負荷トルク補償の実験結果を図 3.14 に示す。推定のみの場合と同様に、本実験ではステップ状の負荷トルク入力を先端負荷の落下させることにより模擬している。従来法では負荷トルクの推定遅れが生じているが、提案法では遅れなしに負荷トルクを推定できていることが確認できる。また、従来法では慣性変動に起因するオーバーシュートと先端負荷落下による速度低下が生じているが、提案法ではオーバーシュートは生じておらず、負荷トルク変動による速度低下は従来法と比較して 55% 低減されている。

なお、提案法を用いた場合に定常状態で生じている振動は、モデル化していない共振に起因している。従来法では、負荷トルクの推定帯域がオブザーバの極配置で制限されているためこの振動は減衰してしまう。しかしながら、提案法では負荷トルクの推定帯域がオブザーバの極配置で制限されないため、モデル化していない共振の振動も含めて負荷トルクとして推定される。参考までに、従来法においてもオブザーバ極を速く設定すると、同様の振動が推定値に現れてくる。また、本論文では制御対象を二慣性系としてモデル化しているが、制御対象を多慣性系としてモデル化することで高次振動モードを含まない負荷トルク推定が可能になると考えられる。

また、実機実験の際の負荷側速度応答についても確認を行った。なお、負荷側速度応答 $\omega_{L,int}$

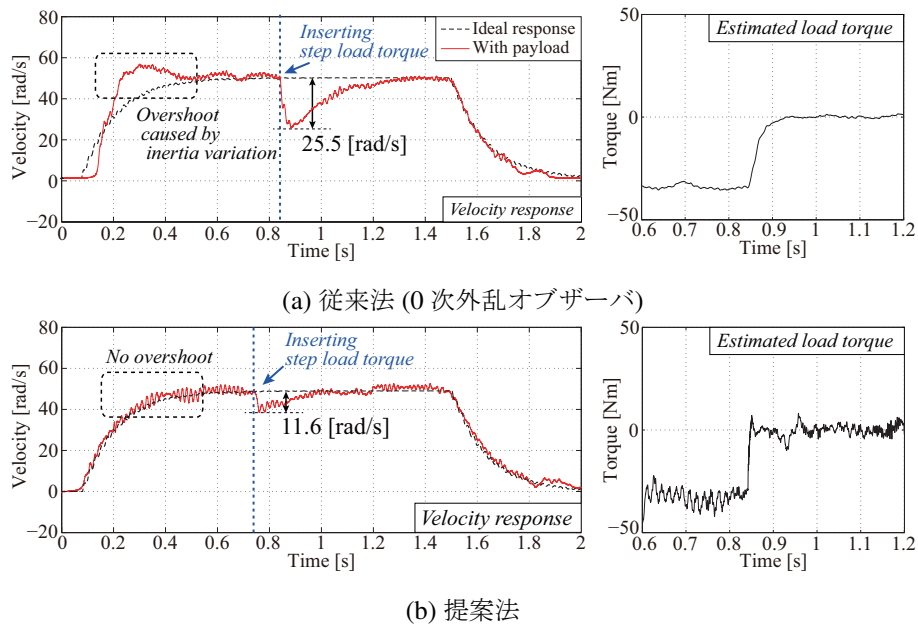


図 3.14: 負荷トルク補償の実験結果

(負荷側加速度の積分値) は負荷側加速度 a_L を完全積分して算出しておりドリフトが生じているため、参考データとしてオブザーバで推定した負荷側速度の推定値 $\hat{\omega}_L$ も示している。また、 $\omega_{L,int}$ と $\hat{\omega}_L$ はドリフト成分を除いて同様の傾向を示しており、負荷側加速度を積分して得た負荷側速度による評価には妥当性があると考えている。図 3.16、図 3.16 より、負荷側速度応答についてもモータ側速度応答と同様に立ち上がり時の速度オーバーシュートおよびステップ負荷トルク入力時の速度低下が低減されていることが確認できる。

3.5 まとめ

本論文では、瞬時状態オブザーバと VNC カルマンフィルタを用いて産業用ロボットの瞬時負荷推定を行う手法を提案した。ロボットアームに取り付けられた加速度センサを用いることにより、瞬時状態オブザーバは二慣性系の状態変数および負荷トルクの瞬時推定を達成することができる。さらに、加速度信号の測定ノイズ低減を図るため、本論文では VNC カルマンフィルタを使用している。VNC カルマンフィルタに基づく瞬時状態オブザーバを用いることにより、産業用ロボットの瞬時負荷トルク推定を実現する。

提案法の有効性は、計算機シミュレーションおよび産業用ロボットの単軸実験により確認し

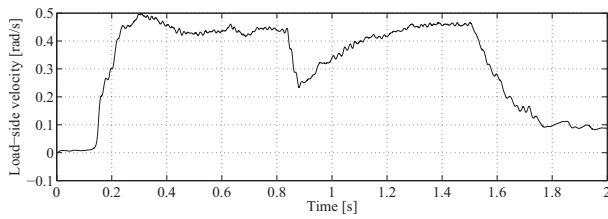
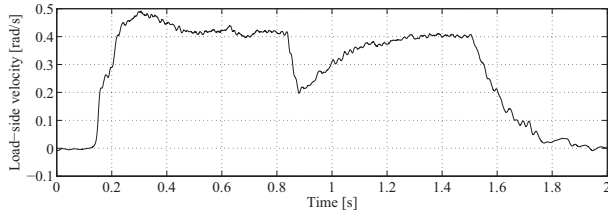
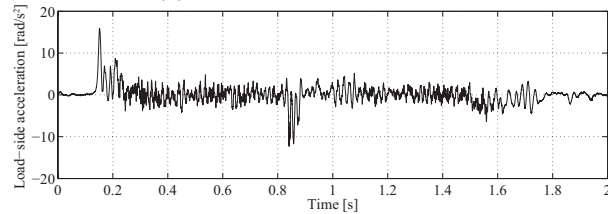
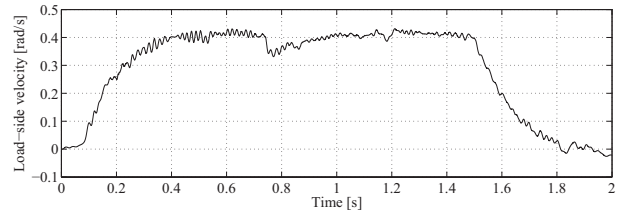
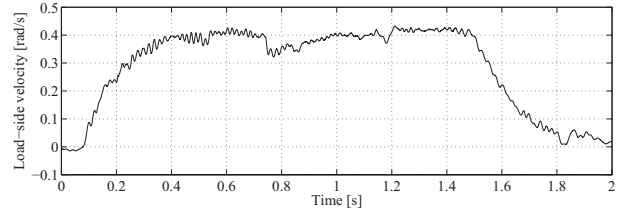
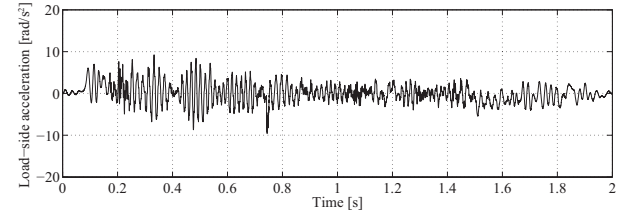
(a) 負荷側速度 (負荷側加速度の積分値) $\omega_{L,int}$ (b) 負荷側速度の推定値 $\hat{\omega}_L$ (c) 負荷側加速度 a_L (a) 負荷側速度 (負荷側加速度の積分値) ω_L (b) 負荷側速度の推定値 $\hat{\omega}_L$ (c) 負荷側加速度 a_L

図 3.15: 0 次外乱オブザーバを用いた場合

図 3.16: 瞬時状態オブザーバを用いた場合

た。提案法は、VNC カルマンフィルタ加速度センサの測定ノイズ低減を図った上で、負荷トルクの瞬時推定が達成されていることを確認した。さらに、瞬時推定された負荷トルクを制御系にフィードバックすることにより、ステップ状の負荷トルク変動による影響を補償できることを確認した。提案法は、産業用ロボットの高速・かつ高精度なモーション制御に応用することができると思われる。

第4章

整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制制御

4.1 はじめに

産業分野では、溶接用ロボットや塗装用ロボットなどの産業用ロボットが広く普及しており、重要な役割を担っている。溶接や塗装などの作業において、ロボット先端に振動が生じた場合、製品の品質を劣化させる要因となってしまう。このことから、産業用ロボットのモーション制御においては各軸及びロボット先端の振動抑制制御が重要となる。産業用ロボットの関節軸はモーターアーム間に軸ねじれを有する二慣性振系としてモデル化され、軸ねじれによって目標値到達後もすぐに停止せずに残留振動が生じてしまう。このため、産業用ロボットの各軸の制御系においては、状態フィードバックをはじめとする振動抑制制御が広く用いられている。高速動作ではロボット先端における残留振動が顕著に現れることから、設計通りの整定時間を実現するのは難しくなる。加えて、産業用ロボットは関節軸から見た慣性モーメントが姿勢によって変化することから、慣性変動を考慮した制御系設計が重要となる。また、フィードバック制御系のみでロボット先端応答の整定時間を短縮するのは限界があり、応答性を向上させるためにはフィードフォワード制御を併用するのが一般的である。指令値設計はオフラインで処理であることからフィードフォワード制御とは異なるが、制御対象の特性に基づいて応答性を

改善するという意味ではオフライン形のフィードフォワード制御と捉えることができる。指令値設計により応答性の改善を図る手法として、周波数整形により共振周波数のゲインを低減させ振動抑制を図る手法 [45–47] や、終端状態制御に基づく手法 [50–53] などが提案されており、一定の成果が報告されている。これらの手法は制御対象の良好な応答性を実現することができるものの、パラメータ変動時には制御対象の整定時間を陽に考慮するのは難しい。西村ら [53] はパラメータ変動時の終端状態について議論を行っているが、終端時刻における状態量の誤差の評価に重点が置かれており、停止時の過渡的な応答に対する評価はほとんどなされていない。

そこで、本論文では、慣性変動時の整定時間を陽に考慮した、産業用ロボットのプロファイル設計法を提案する。提案法では、フィードバック制御系を含むモーション制御系全体を終端状態制御の対象としてプロファイル設計を行う。所望するロボット先端の整定時間を得るため、フローチャートに基づいて終端状態制御則から得られた指令値の再設計を行う。また、マニピュレータの非線形動力学トルクについては、動力学フィードフォワード補償 (DFFC) [3] を用いて補償する。提案法の有効性については、計算機シミュレーション及び3軸の産業用ロボットを用いた実機実験により検証する。

4.2 整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御

4.2.1 動力学トルク補償に基づく産業用ロボットモデルの線形化

産業用ロボットに対して終端状態制御を適用するため、非線形動力学トルク補償を用いて制御対象の線形化を行う。他軸干渉を含む非線形動力学トルクは、逆動力学計算に基づく動力学フィードフォワード補償 (DFFC) を用いて補償する。(4.1) 式にマニピュレータの運動方程式を示す。

$$\tau = H(\theta_L)\ddot{\theta}_L + b(\theta_L, \dot{\theta}_L) + g(\theta_L) \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{\tau} &: \text{全動力学トルク} \\
\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_L) &: \text{慣性項} \\
\mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_L, \dot{\boldsymbol{\theta}}_L) &: \text{コリオリ力項・遠心力項} \\
\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_L) &: \text{重力項} \\
\boldsymbol{\theta}_L &: \text{負荷位置}
\end{aligned}$$

全動力学トルク $\boldsymbol{\tau}$ はノミナル駆動トルク $\boldsymbol{\tau}_{Ln}$ と非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ で表される。ノミナル駆動トルク $\boldsymbol{\tau}_{Ln}$ は、ノミナル負荷側慣性モーメント \mathbf{J}_{Ln} とノミナル粘性摩擦係数 \mathbf{D}_{Ln} を用いて (4.2) 式のように表される。

$$\boldsymbol{\tau}_{Ln} = \mathbf{J}_{Ln} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_L + \mathbf{D}_{Ln} \dot{\boldsymbol{\theta}}_L \quad (4.2)$$

非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ は、他軸からの干渉分、自軸の慣性変動分、および重力分からなる。非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ は、(4.3) 式のように全動力学トルク $\boldsymbol{\tau}$ からノミナル駆動トルク $\boldsymbol{\tau}_{Ln}$ を差し引くことによって得られる。

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{\tau}_L &= \boldsymbol{\tau} - \boldsymbol{\tau}_{Ln} \\
&= (\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_L) - \mathbf{J}_{Ln}) \ddot{\boldsymbol{\theta}}_L + \mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_L, \dot{\boldsymbol{\theta}}_L) + \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_L)
\end{aligned} \quad (4.3)$$

DFFC を用いる場合、非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ を計算するために負荷側の情報が必要となる。しかしながら、一般的な産業用ロボットの場合は負荷側の情報は計測できない場合が多い。そのため、本論文では、モータ位置指令 θ_M^{ref*} から次式に示すパルス伝達関数 $W_r(z)$ を用いて負荷側情報を算出する。

$$\begin{aligned}
W_r(z) &= \frac{\theta_{L(k+1)}}{\theta_{M(k+1)}^{ref*}} \\
&= \frac{b_{w3}z^3 + b_{w2}z^2 + b_{w1}z + b_{w0}}{z^4 + a_{w3}z^3 + a_{w2}z^2 + a_{w1}z + a_{w0}}
\end{aligned} \quad (4.4)$$

補償する非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ は、モータ位置指令から算出した負荷側情報と逆動力学計算から算出することができる。補償する非線形動力学トルク $\boldsymbol{\tau}_L$ をモーション制御系に入力するため、パルス伝達関数 $T_m(z)$ を用いて補償電流 I_{cmp} に変換する。 $T_m(z)$ の算出にあたっては、

パルス伝達関数をプロパーにするため1サンプル遅延 z^{-1} を乗じている。

$$\begin{aligned} T_m(z) &= \frac{I_{(k)}^{cmp}}{\tau_{L(k+1)}} \\ &= \frac{z^5 + a_{t4}z^4 + a_{t3}z^3 + a_{t2}z^2 + a_{t1}z + a_{t0}}{b_{t4}z^5 + b_{t3}z^4 + b_{t2}z^3 + b_{t1}z^2 + b_{t0}z} \end{aligned} \quad (4.5)$$

$T_m(z)$ が1サンプル遅延を有するために、算出した補償電流 I^{cmp} も位置指令 $\theta_{M(k)}^{ref*}$ に対して1サンプルの遅延を有する。産業用ロボットの場合、位置指令は事前に分かっていることがほとんどであり、1サンプル進んだ位置指令 $\theta_{M(k+1)}^{ref*}$ を用いることで1サンプル遅延の影響を相殺する。

4.2.2 終端状態制御に基づくフィードフォワード入力的设计

システムの状態変数を目標とする状態に有限ステップで到達させるフィードフォワード入力を設計するため、(4.6)式に示す離散時間システムについて考える。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{b}u[k] \quad (4.6)$$

システムの状態変数の初期値を $\mathbf{x}[0]$ とすると、 N ステップ後のシステムの状態は(4.7)式のように与えられる。

$$\mathbf{x}[N] = \mathbf{A}^N \mathbf{x}[0] + \Sigma \mathbf{U} \quad (4.7)$$

ただし、 Σ 及び \mathbf{U} は次のように定義している。

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} u[0] & u[1] & \dots & u[N-1] \end{bmatrix}^T \\ \Sigma &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{N-1}\mathbf{b} & \mathbf{A}^{N-2}\mathbf{b} & \dots & \mathbf{b} \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

(4.7)式を満たすフィードフォワード入力 \mathbf{U} は無数に存在するため、 \mathbf{U} を唯一に定めるためには何らかの制約条件を与える必要がある。ここでは、(4.8)式のように \mathbf{U} の二乗和を最小化するという条件を与える。

$$J = \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \mathbf{U} \quad (4.8)$$

結果として、(4.7)式を満たす \mathbf{U} を一意に求めることができ、(4.9)式で与えられる。

$$\mathbf{U} = \mathbf{Q}^{-1} \Sigma^T (\Sigma \mathbf{Q}^{-1} \Sigma^T)^{-1} (\mathbf{x}[N] - \mathbf{A}^N \mathbf{x}[0]) \quad (4.9)$$

さらに、重み行列 Q を単位行列とすると、(4.9) 式は次のように表される。

$$U = \Sigma^T (\Sigma \Sigma^T)^{-1} (\mathbf{x}[N] - \mathbf{A}^N \mathbf{x}[0]) \quad (4.10)$$

(4.10) 式により、状態変数を有限ステップで終端状態に到達させるフィードフォワード入力を求めることができる。

4.2.3 終端状態制御のための拡大系の設計

本論文では、指定時刻にて制御対象の状態変数を指定値に到達させるため、終端状態制御を用いて指令値を設計する。さらに、残留振動を加振させないようにするため、ジャーク最小軌道 [48] を設計する。本論文では図 4.1 のような拡大系に対して終端状態制御を適用し、産業用ロボットのモーション制御系におけるジャーク最小軌道を設計する。ジャーク最小軌道を設計するため、本来の制御対象だけでなくジャーク指令から位置指令までの 3 つの積分器を含んだ拡大系を、ジャークを最小とするフィードフォワード入力の設計対象とする。

このような拡大系に対して終端状態制御を適用することで、産業用ロボットのモーション制御系におけるジャーク最小軌道を実現することができる。設計対象 $P_d(z)$ は (4.11) 式の連続時間モデルを 0 次ホールドにて離散化したものであり、状態差分方程式は (4.12) 式で表される。

$$\dot{\mathbf{x}}_c(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{b}_c x_c^{ref}(t) \quad (4.11)$$

$$\mathbf{x}_d[k+1] = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d[k] + \mathbf{b}_d x_d^{ref}[k] \quad (4.12)$$

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}_c T}, \quad \mathbf{b}_d = \int_0^T e^{\mathbf{A}_c \tau} d\tau \mathbf{b}_c$$

また、ジャーク指令 $j_d^{ref}[k]$ - 加速度指令 $a_d^{ref}[k]$ - 速度指令 $v_d^{ref}[k]$ - 位置指令 $x_d^{ref}[k]$ の間の関

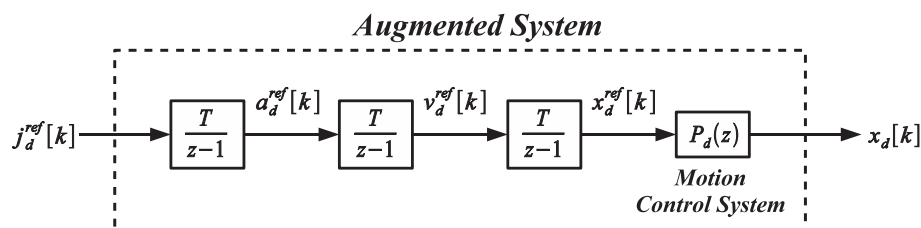


図 4.1: 指令値生成部とモーション制御系からなる拡大系のブロック線図

係は、サンプリング周期 T を用いて次のような差分方程式で表される。

$$\left. \begin{aligned} x_d^{ref}[k+1] &= x_d^{ref}[k] + T v_d^{ref}[k] \\ v_d^{ref}[k+1] &= v_d^{ref}[k] + T a_d^{ref}[k] \\ a_d^{ref}[k+1] &= a_d^{ref}[k] + T j_d^{ref}[k] \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

(4.12) 式と (4.13) 式をまとめると、拡大系 $P_e(z)$ について次のような差分方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[k+1] &= \mathbf{A}_e \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_e j_d^{ref}[k] \quad (4.14) \\ \mathbf{x}[k] &= \begin{bmatrix} x_d[k] & x_d^{ref}[k] & v_d^{ref}[k] & a_d^{ref}[k] \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{A}_e &= \begin{bmatrix} A_d & b_d & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{b}_e &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & T \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

拡大系の差分方程式から得られる A_e 、 b_e を (4.15) 式に示す終端状態制御に適用することで、拡大系に対するジャーク最小のフィードフォワード入力を求めることができる。

$$\mathbf{U}_e = \Sigma_e^T (\Sigma_e \Sigma_e^T)^{-1} (\mathbf{x}[N] - \mathbf{A}_e^N \mathbf{x}[0]) \quad (4.15)$$

$$\Sigma_e = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_e^{N-1} \mathbf{b}_e & \mathbf{A}_e^{N-2} \mathbf{b}_e & \dots & \mathbf{b}_e \end{bmatrix}^T$$

なお、本論文では、終端状態制御に用いる状態変数 $x[k]$ を表 4.1 および (4.16) 式のように定義している。ここで、 $x_p[k]$ は制御対象の状態変数、 $x_c[k]$ は制御器の状態変数、 $x_r[k]$ は指令値の状態変数を表している。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[0] &= [\mathbf{x}_p[0]^T \mid \mathbf{x}_c[0]^T \mid \mathbf{x}_r[0]^T]^T \quad (4.16) \\ \mathbf{x}_p[0] &= [\omega_M[0] \ \omega_L[0] \ \theta_S[0] \ \theta_M[0]]^T \\ \mathbf{x}_c[0] &= [\hat{\omega}_M[0] \ \hat{\omega}_L[0] \ \hat{\theta}_S[0] \ i[0]]^T \\ \mathbf{x}_r[0] &= [\theta_M^{ref}[0] \ \omega_M^{ref}[0] \ a_M^{ref}[0]]^T \end{aligned}$$

関節軸を θ だけ変位させる場合、状態変数の初期値 $x[0]$ 及び最終値 $x[N]$ は次のように設定

表 4.1: 終端状態制御に用いる状態変数の一覧

$\omega_M[k]$	モータ速度	制御対象の状態変数 $\mathbf{x}_p[k]$
$\omega_L[k]$	負荷速度	
$\theta_s[k]$	ねじれ角	
$\theta_M[k]$	モータ位置	
$\hat{\omega}_M[k]$	推定モータ速度	制御器の状態変数 $\mathbf{x}_c[k]$
$\hat{\omega}_L[k]$	推定負荷速度	
$\hat{\theta}_s[k]$	推定ねじれ角	
$i[k]$	PI 制御器の積分器	
$\theta_M^{ref}[k]$	モータ位置指令	指令値生成部の状態変数 $\mathbf{x}_r[k]$
$\omega_M^{ref}[k]$	モータ速度指令	
$a_M^{ref}[k]$	モータ加速度指令	

する。

$$\mathbf{x}[0] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ | \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ | \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (4.17)$$

$$\mathbf{x}[N] = [0 \ 0 \ 0 \ \theta \ | \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ | \ \theta \ 0 \ 0]^T \quad (4.18)$$

上記の手順により設計したジャーク最小軌道を、産業用ロボットのモーション制御系に適用する際のブロック線図を図 4.2 に示す。ジャーク軌道から位置及び速度のプロファイルを生成し、モーション制御系の指令値として用いている。本論文では、慣性変動に対してロバストなモーション制御系を構成している。

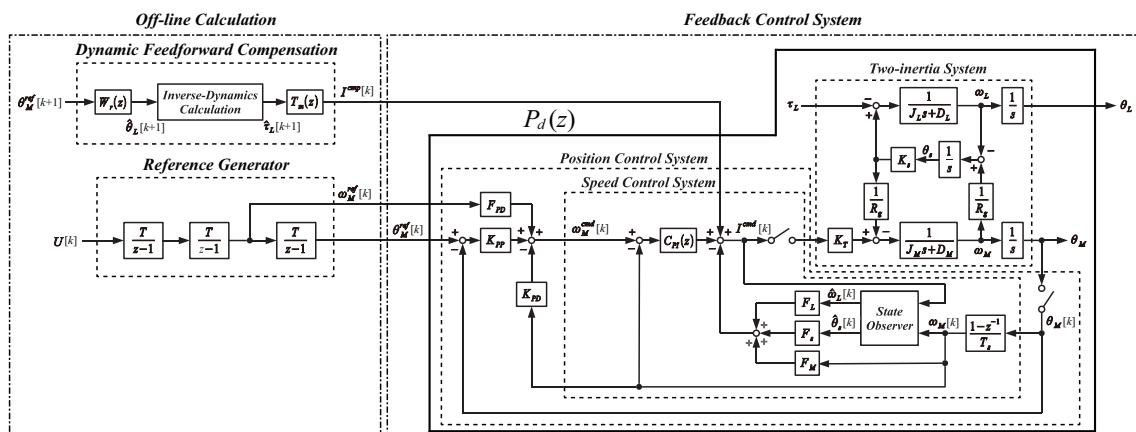


図 4.2: 提案する指令値設計法を用いたモーション制御系のブロック線図

$$\dot{\boldsymbol{x}}_c = \boldsymbol{A}_c \boldsymbol{x}_c + \boldsymbol{b}_c \theta_M^{ref} \quad (4.19)$$

$$\boldsymbol{x}_c = \left[\omega_M \quad \omega_L \quad \theta_S \quad \hat{\omega}_M \quad \hat{\omega}_L \quad \hat{\theta}_S \quad \theta_M \quad i \right]^T$$

$$\boldsymbol{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{K_T(K_p(1+K_{PD})+F_M)+D_M}{J_M} & 0 & -\frac{K_S}{R_g J_M} & 0 & -\frac{K_T F_L}{J_M} & -\frac{K_T F_S}{J_M} & -\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} & \frac{K_T}{J_M} \\ 0 & -\frac{D_L}{J_{Ln}} & \frac{K_S}{J_{Ln}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_g} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_1 - \frac{K_T(K_p(1+K_{PD})+F_M)}{J_M} & 0 & 0 & -\frac{D_M}{J_M} - k_1 & -\frac{K_T F_L}{J_M} & -\frac{R_g K_T F_S + K_S}{R_g J_M} & -\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} & \frac{K_T}{J_M} \\ k_2 & 0 & 0 & -k_2 & -\frac{D_L}{J_L} & \frac{K_S}{J_L} & 0 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 & \frac{1}{R_g} - k_3 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_i(1+K_{PD}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -K_i K_{pp} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{b}_c = \left[\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} \quad 0 \quad 0 \quad \frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_i K_{pp} \right]^T$$

提案法から得られた指令値を用いた場合の負荷位置応答のシミュレーション結果を図 4.3 に示す。この結果から、いずれの指令値においても設計した整定時間で負荷位置が目標値に到達しており、終端状態制御が達成できていることが確認できる。なお、シミュレーションにて $T_{move}=0.6, 0.8, 1.0[s]$ を選択した理由は、実機実験において $T_{move}=0.6[s]$ が電流リミットにかからない最短の整定時間であるためである。

4.2.4 慣性変動を考慮した指令値設計

所望する整定時間を達成するため、本論文では図 4.4 に示すフローチャートに基づいてプロファイルを再設計する。プロファイル設計は次のような流れで行う。

1. プロファイル設計前にスモールゲイン定理に基づいて制御系の安定性を解析
2. 最小のノミナル慣性モーメント J_{Ln} を用いてプロファイルを設計
3. 設計したプロファイルを用いた場合に先端応答の整定時間が設計値を満たしているかどうかを時間領域にて評価
4. スモールゲイン定理から導き出した H_∞ ノルムが最大となる条件下における振動抑制性能を周波数領域にて評価

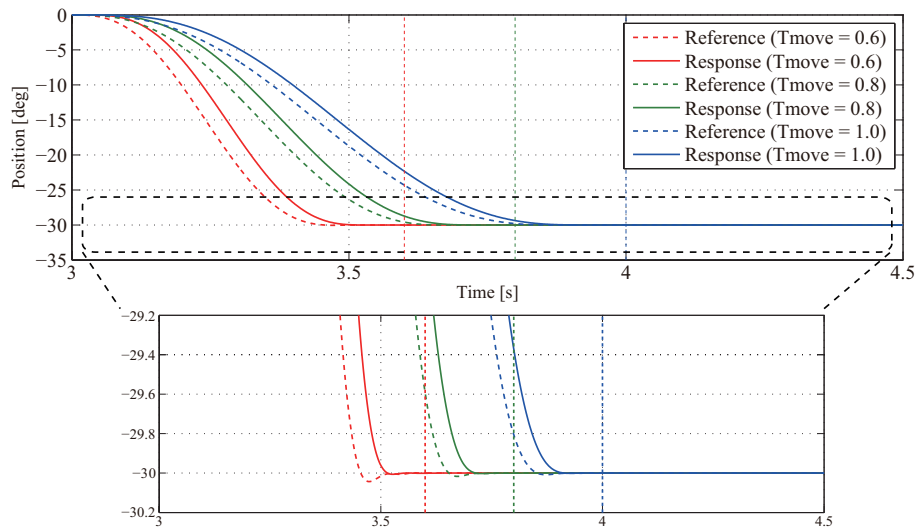


図 4.3: 終端状態制御のシミュレーション結果

- 仕様を満足していなければノミナル慣性モーメント J_{Ln} の値を増加させた上でプロファイルを再設計

終端状態制御を用いてプロファイルを設計する際、(4.20) 式に示すモーション制御系の状態方程式に含まれるノミナル慣性 J_{Ln} の値を調整し、慣性変動に起因する残留振動の大きさを評価する。従って、ノミナル慣性 J_{Ln} の値を適切な値に設定することで残留振動抑制が可能になる。想定する慣性変動の範囲を 0% 負荷時の慣性 $J_{L,0\%}$ から 100% 負荷時の慣性 $J_{L,100\%}$ とした場合、 $J_{L,0\%}$ をノミナル慣性として指令値を設計すると目標値到達が最も遅くなり、ノミナル慣性を $J_{L,100\%}$ に近づけるほど目標値到達は早くなる。そこで、図 4.4 のフローチャートに示すように、整定時間が設計値を超えないようにするため最初に目標値到達が最も遅い $J_{L,0\%}$ をノミナル慣性として最初に指令値を設計しシミュレーションにて位置応答を確認する。残留振動が整定範囲に収まらない場合はノミナル慣性を $J_{L,0\%}$ をより大きな値に設定して指令値を再設計する。図 4.4 のフローチャートに示す手順により、44% 負荷時の慣性 $J_{L,44\%}=32.86[\text{kgm}^2]$ ~100% 負荷時の慣性 $J_{L,100\%}=41.52[\text{kgm}^2]$ の範囲にて、残留振動が所望する整定時間までに所望する整定範囲（目標値の $\pm 0.2[\text{mm}]$ ）に収まることを確認した。

なお、ノミナル慣性 J_{Ln} を 100% 負荷時の慣性 $J_{L,100\%}$ に近づけていくほど目標値到達時のアンダーシュートが大きくなる傾向にある。そのため、残留振動が整定範囲に収まる $J_{L,44\%} \sim J_{L,100\%}$

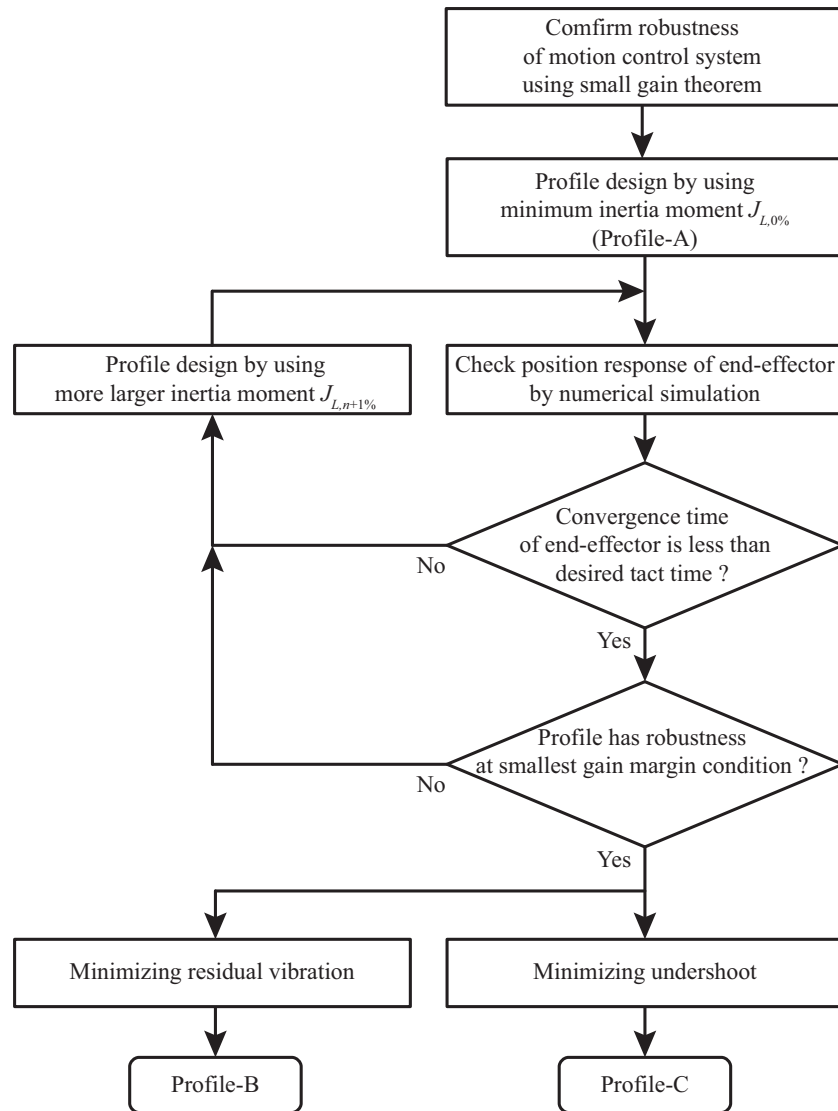


図 4.4: 慣性変動を考慮したプロファイル設計のフローチャート

の慣性値のうち、アンダーシュートが最も小さくなる慣性値および残留振動が最も小さくなる慣性値を抽出する。今回の検討では、アンダーシュートが最も小さくなる慣性値として 44% 負荷時の慣性 $J_{L,44\%}$ を、残留振動が最も小さくなる慣性値として 100% 負荷時の慣性 $J_{L,100\%}$ を用いる。

次に、整定時間のみを考慮した指令値と、整定時間と慣性変動を考慮して設計した指令値にて、慣性変動を有する場合の負荷位置応答シミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 4.5 に、残留振動とオーバーシュート量の解析結果を図 4.6 に示す。(4.15) 式に示す整定

時間のみを考慮し慣性変動は考慮していない指令値（プロファイル-A）、整定時間および慣性変動を考慮し残留振動が最小になる指令値（プロファイル-B）、整定時間および慣性変動を考慮しアンダーシュートが最小になる指令値（プロファイル-C）の3通りの指令値について検証を行っている。この結果から、Profile-A を用いた場合は慣性変動により残留振動を生じるが、Profile-B および Profile-C を用いた場合は慣性変動に伴う残留振動が抑制されている。さらに、Profile-C は Profile-B と比較するとアンダーシュートも少なくなっていることが確認できる。

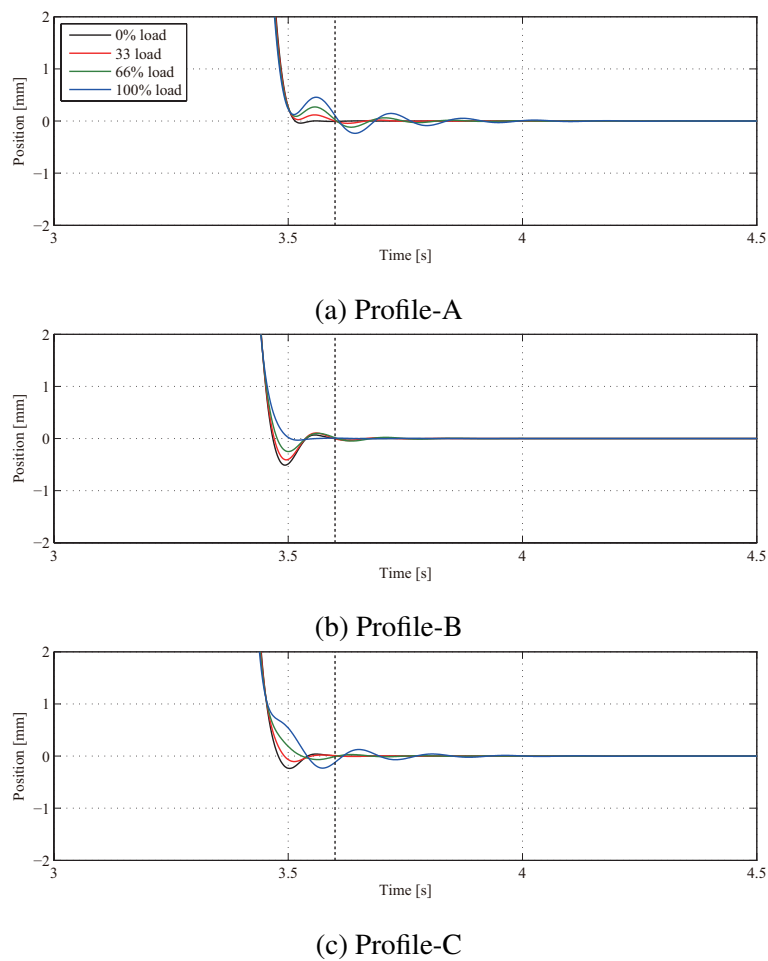


図 4.5: 慣性変動時のロボット先端応答のシミュレーション結果

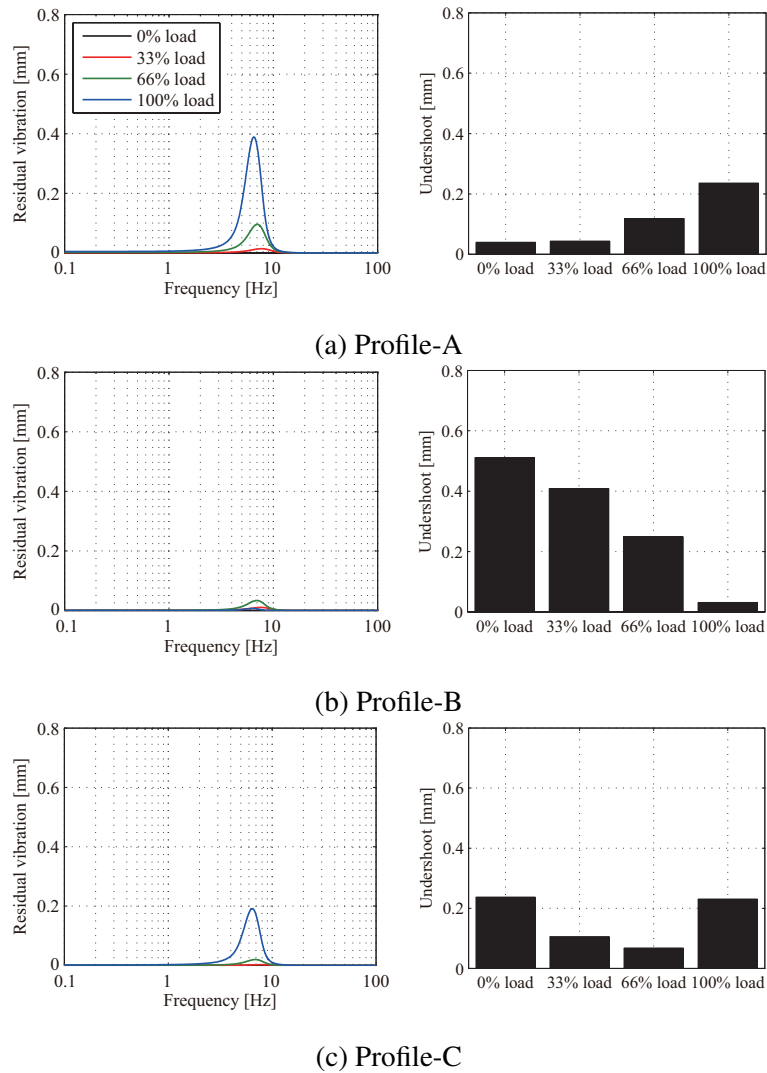


図 4.6: 慣性変動に対する残留振動振幅とアンダーシュート量の数値評価

表 4.2: 数値シミュレーションにおける各プロファイルの数値評価 (0%負荷)

	提案法 Profile-A	提案法 Profile-B	提案法 Profile-C
整定時間 [s]	0.503	0.482	0.514
残留振動振幅 [mm]	3.69×10^{-4}	6.73×10^{-4}	2.12×10^{-3}
アンダーシュート量 [mm]	0.0400	0.511	0.237

表 4.3: 数値シミュレーションにおける各プロファイルの数値評価 (100%負荷)

	提案法 Profile-A	提案法 Profile-B	提案法 Profile-C
整定時間 [s]	0.657	0.522	0.586
残留振動振幅 [mm]	0.389	3.84×10^{-4}	0.192
アンダーシュート量 [mm]	0.236	0.0313	0.231

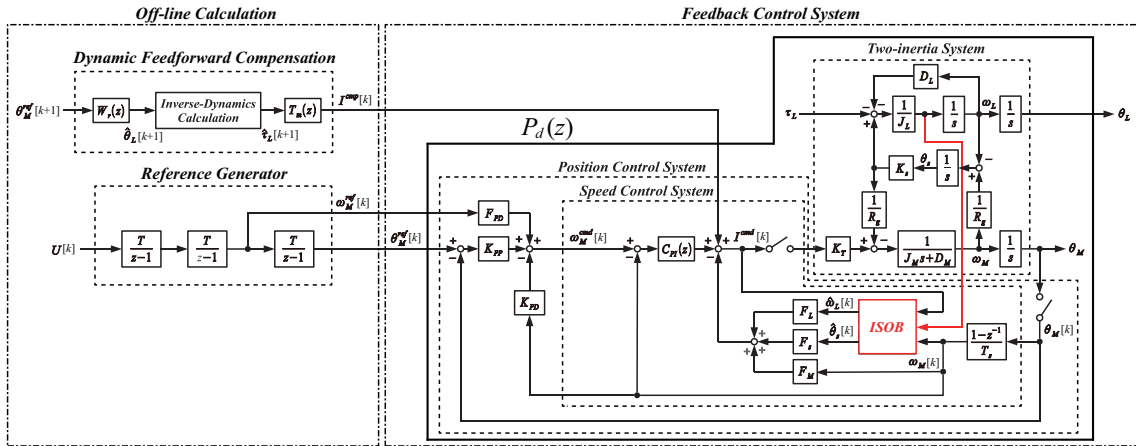


図 4.7: 瞬時状態オブザーバを用いたモーション制御系

さらに、瞬時状態オブザーバを用いたモーション制御系に対して終端状態制御を適用した場合について検討を行った。ここでは、図 4.7 に示しているように、状態フィードバックに用いる二慣性系の状態オブザーバを瞬時状態オブザーバに置き換えた場合について検討を行う。瞬時状態オブザーバの推定値は実際の制御対象の状態変数と等しくなることからモーション制御系は完全状態フィードバックと同様の振る舞いを示し、制御系の状態方程式は次式のように表される。

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{b}_c \theta_M^{ref} \quad (4.20)$$

$$\theta_L = \mathbf{c}_c \mathbf{x}_c \quad (4.21)$$

$$\mathbf{x}_c = \left[\omega_M \quad \omega_L \quad \theta_S \quad \theta_M \quad z \right]^T$$

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{D_M}{J_M} - \frac{K_T K_p (1 + K_{PD})}{J_M} & -\frac{K_T F_M}{J_M} & -\frac{K_T F_L}{J_M} & -\frac{K_S}{R_g J_M} & -\frac{K_T F_S}{J_M} & -\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} & \frac{K_T}{J_M} \\ 0 & 0 & -\frac{D_L}{J_L} & \frac{K_S}{J_L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_g} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_i (1 + K_{PD}) & 0 & 0 & 0 & -K_i K_{pp} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b}_c = \left[\frac{K_T K_p K_{pp}}{J_M} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_i K_{pp} \right]^T$$

$$\mathbf{c}_c = \left[0 \quad 0 \quad -1 \quad 1/R_g \quad 0 \right]$$

58第4章 整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制制御

状態フィードバックに用いるオブザーバには、通常の二慣性オブザーバまたは瞬時状態オブザーバを用いている。今回のシミュレーションでは、以下の4つの条件でシミュレーションを行っている。二慣性オブザーバと瞬時状態オブザーバではプロファイル設計の際に最適慣性モーメント値が異なるため、公平な比較のため他方の最適慣性モーメント値を用いた場合のシミュレーションも行っている。

- 二慣性オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,30\%}$ で設計
- 二慣性オブザーバを使用、最適なパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計
- 瞬時状態オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計
- 瞬時状態オブザーバを使用、最適パラメータ $J_{L,30\%}$ で設計

ロボット先端応答のシミュレーション結果を図4.8に、シミュレーションの数値解析結果を図4.9に示す。シミュレーション結果より、瞬時状態オブザーバを用いた方が良好な先端応答を実現できていることが分かる。また、いずれのオブザーバを用いた場合においても、最適な慣性モーメント値を用いた方が良好な応答が得られることが分かる。下表に示すシミュレーション結果のまとめより、瞬時状態オブザーバを用いて最適なパラメータでプロファイルを設計するのが最も優れていることが確認できる。

表 4.4: シミュレーション結果の一覧

	最適でない慣性モーメント値	最適な慣性モーメント値
二慣性オブザーバ	×	△
瞬時状態オブザーバ	○	◎

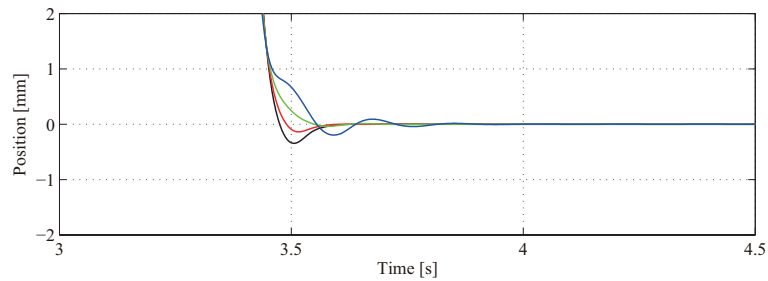
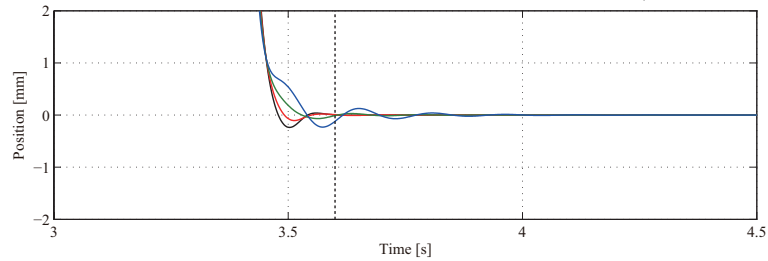
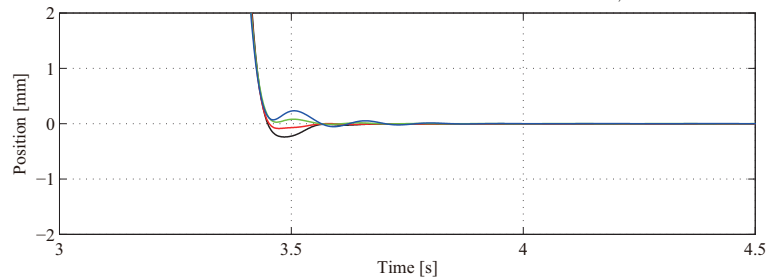
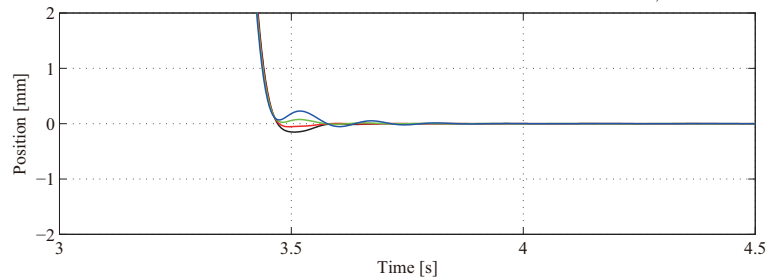
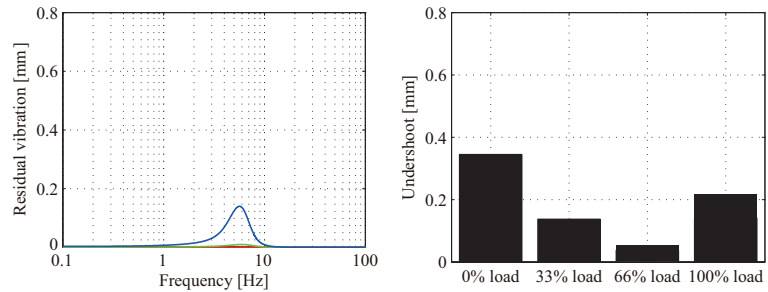
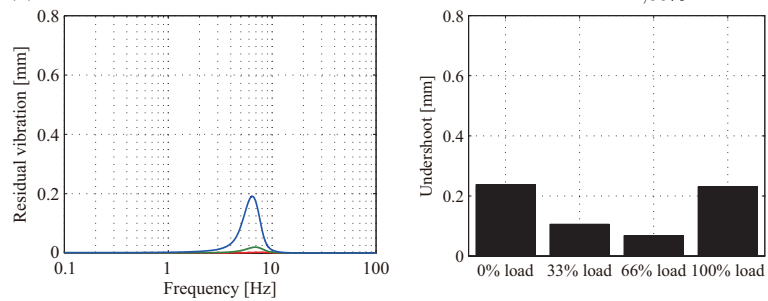
(a) 二慣性オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,30\%}$ で設計(b) 二慣性オブザーバを使用、最適なパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計(c) 瞬時状態オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計(d) 瞬時状態オブザーバを使用、最適パラメータ $J_{L,30\%}$ で設計

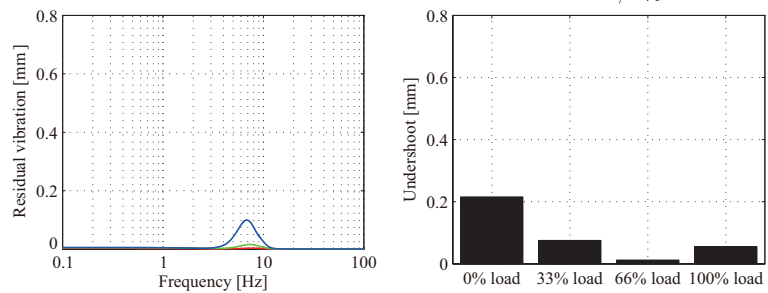
図 4.8: ロボット先端応答のシミュレーション結果



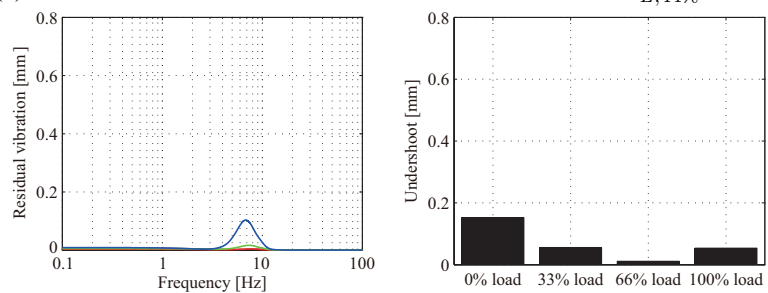
(a) 二慣性オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,30\%}$ で設計



(b) 二慣性オブザーバを使用、最適なパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計



(c) 瞬時状態オブザーバを使用、最適でないパラメータ $J_{L,44\%}$ で設計



(d) 瞬時状態オブザーバを使用、最適パラメータ $J_{L,30\%}$ で設計

図 4.9: ロボット先端応答のシミュレーションの数値解析結果

4.3 慣性変動に対するロバスト性の解析

本論文では、スモールゲイン定理を用いてロバスト安定性の検証を行い、その結果に基づいてプロファイルの振動抑制性能の評価を行う。スモールゲイン定理は (4.22) 式のように表される。(4.22) 式を (4.23) 式のように変形することで、相補感度関数 $T(s)$ とプラント変動の逆数 $\Delta(s)$ のゲインの大小関係からロバスト安定性を確認する。

$$\| T(s)\Delta(s) \|_{\infty} < 1 \tag{4.22}$$

$$|T(j\omega)| < |\Delta^{-1}(j\omega)| \quad \forall \omega \tag{4.23}$$

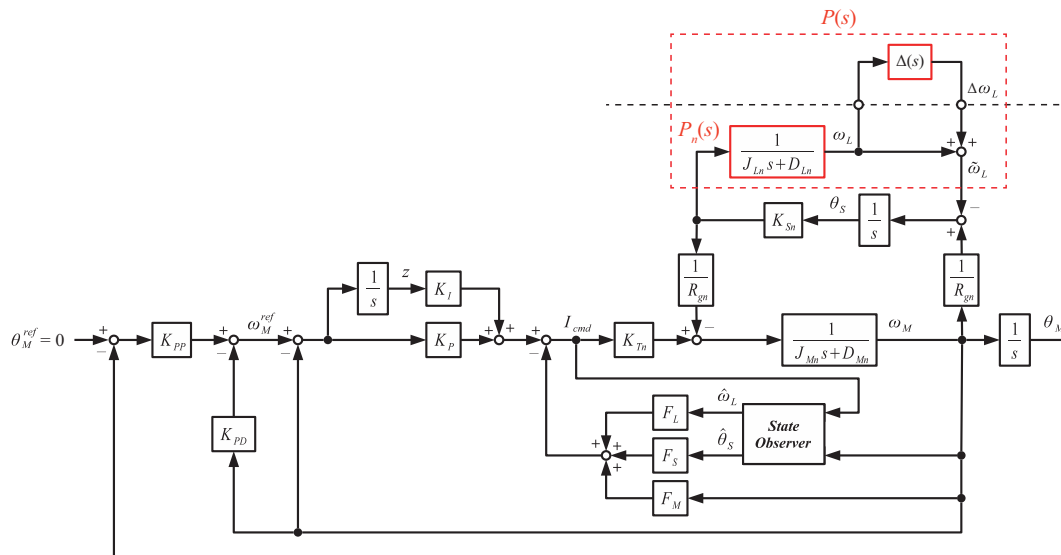


図 4.10: 負荷慣性モーメントの乗法的変動を有するモーション制御系

負荷側慣性モーメント J_L のみを変動すると仮定し、慣性変動の影響は図 4.10 のように乗法的変動分 $\Delta(s)$ を用いて表現する。このとき、乗法的変動分 $\Delta(s)$ 、変動プラント $P(s)$ 、ノミナルプラント $P_n(s)$ は次のように表される。

$$\Delta(s) = \frac{P(s) - P_n(s)}{P_n(s)} \tag{4.24}$$

変動プラント $P(s)$ およびノミナルプラント $P_n(s)$ の伝達関数は次のような式で表される。

$$P(s) = \frac{1}{J_Ls + D_{Ln}} \tag{4.25}$$

$$P_n(s) = \frac{1}{J_{Ln}s + D_{Ln}} \tag{4.26}$$

これを (4.24) 式に代入すると乗法的変動分 $\Delta(s)$ が得られる。

$$\begin{aligned}\Delta(s) &= \frac{\frac{1}{J_L s + D_{Ln}} - \frac{1}{J_{Ln} s + D_{Ln}}}{\frac{1}{J_{Ln} s + D_{Ln}}} \\ &= \frac{(J_{Ln} - J_L) s}{J_{Ln} s + D_{Ln}}\end{aligned}\quad (4.27)$$

最終的に、乗法的変動分の逆数 $\Delta^{-1}(s)$ は次式のように表される。

$$\Delta^{-1}(s) = \frac{J_{Ln} s + D_{Ln}}{(J_{Ln} - J_L) s}\quad (4.28)$$

次に、本論文で用いたモーション制御系における相補感度関数 $T(s)$ の導出を行う。入力を $\Delta\omega_L$ 、出力を ω_L とすると、システムの状態方程式は次のように表される。次に示す状態方程式より相補感度関数 $T(s)$ を導出することができる。

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{b}_\omega \Delta\omega_L\quad (4.29)$$

$$y = \mathbf{c}_\omega \mathbf{x}_c\quad (4.30)$$

$$\mathbf{b}_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{c}_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}T(s) &= \frac{\omega_L}{\Delta\omega_L} \\ &= \mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} \\ &= \frac{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}\end{aligned}\quad (4.31)$$

次に、相補感度関数 $T(s)$ と乗法的変動分の逆数 $\Delta^{-1}(s)$ の周波数特性を図 4.11 に示す。この結果より、いずれの負荷条件においても全周波数領域で相補感度関数のゲインが下回っており、ロバスト安定条件が満たされていることが確認できる。また、負荷を増大させていくことによりゲイン余有が少なくなり、最大負荷のときにゲイン余有が最も少なくなる。

本論文では、慣性変動時の閉ループ伝達関数と提案法を用いて設計したプロファイルを直列接続し、その周波数特性を評価する。0%負荷時のパラメータをノミナル値とし、100%負荷において最大変動となり、このときにノルムが最大となる。従って、プロファイルのロバスト性を確認するためには、100%負荷における振動抑制性能を評価する必要がある。

モーション制御系の伝達関数のゲイン特性を図 4.12 に示す。また、提案法を用いて設計したプロファイルの FFT 解析結果を図 4.13 に示す。さらに、図 4.12 と図 4.13 を直列接続した場合の FFT 解析結果を図 4.14 に示している。これらの解析結果より、慣性変動時にノルムが増大する周波数領域における振幅成分が低減されていることが確認できる。従って、提案するプロファイルを用いることにより、慣性変動を考慮したプロファイル設計が実現できることが確認できる。

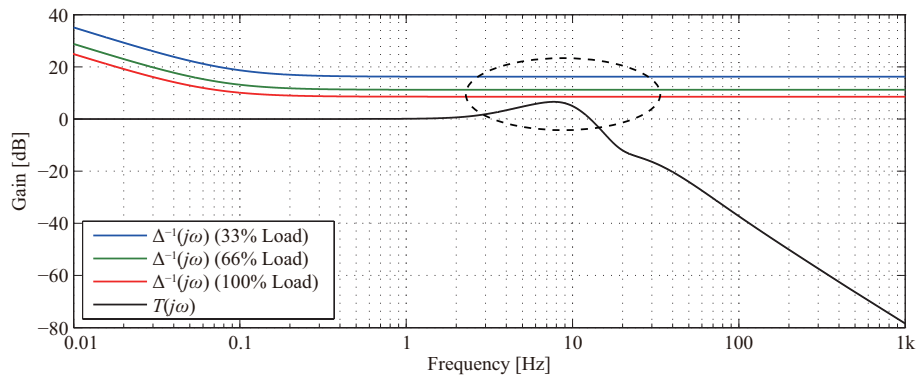


図 4.11: 相補感度関数 $T(s)$ と乗法的変動分の逆数 $\Delta^{-1}(s)$ の周波数特性

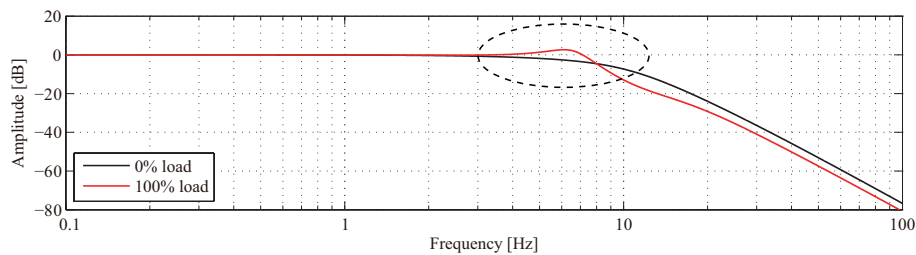
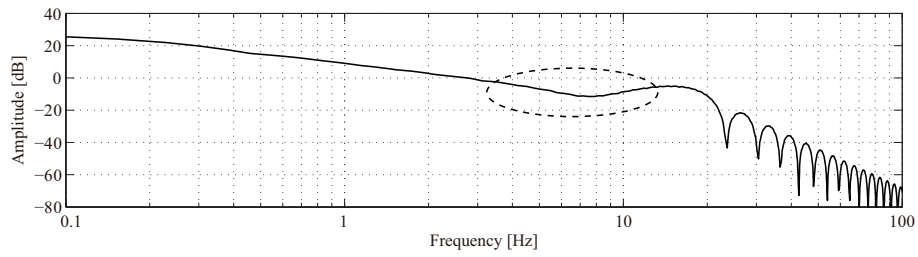
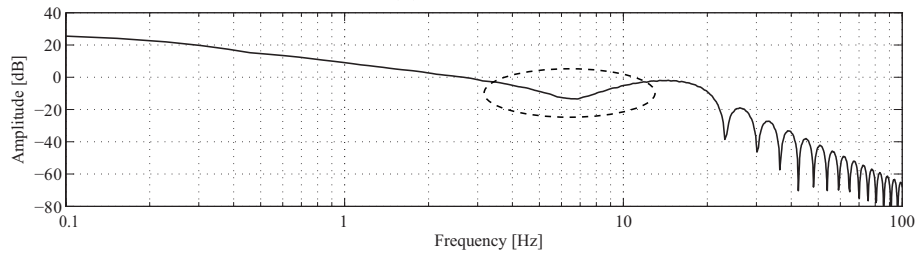


図 4.12: 位置指令 θ_M^{ref} から負荷位置 θ_L までの閉ループゲイン特性

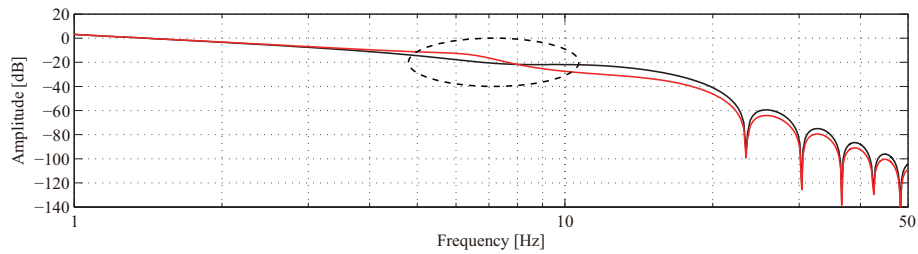


(a) Profile-B

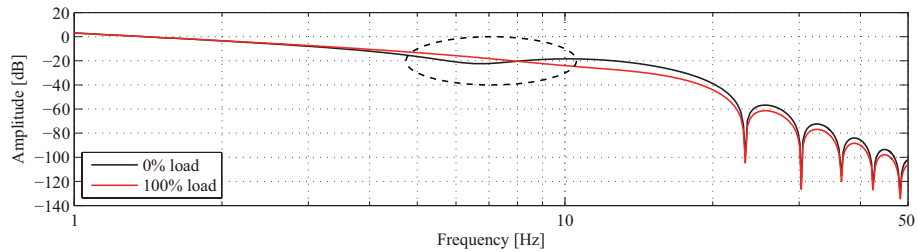


(b) Profile-C

図 4.13: 慣性変動時の位置指令から負荷位置応答までの閉ループ伝達関数のゲイン特性



(a) Profile-B



(b) Profile-C

図 4.14: 提案法を用いて設計したプロフィールと慣性変動時の閉ループ伝達関数を直列接続した場合の FFT 解析結果

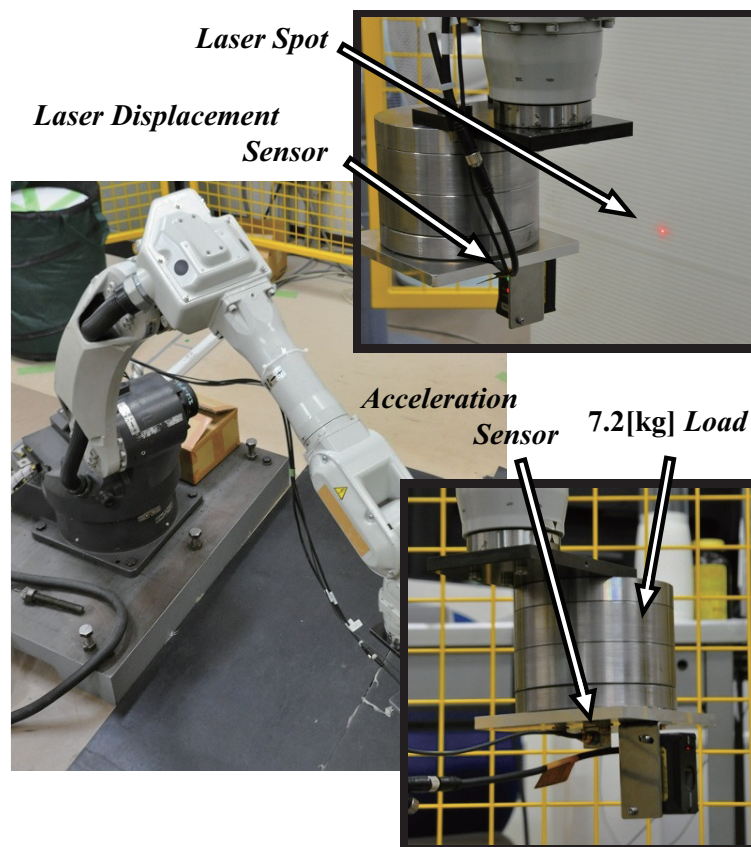


図 4.15: 実機実験で用いた 3 軸産業用ロボット

4.4 実機実験による検証

4.4.1 実験機の構成

提案する指令値設計法の有効性を検証するため、3 軸産業用ロボットを用いて実機実験を行った。産業用ロボットの外観図を図 4.15 に、ロボットの動作姿勢を図 4.16 および表 4.5 に示す。実験では、関節駆動用モータに取り付けられたエンコーダによる測定に加え、図 4.15 のようにレーザー変位計と加速度センサを用いてロボット先端の応答を測定している。

所望する整定時間については、どの実験条件においても電流リミットにかからない範囲での最短値である $0.75[s]$ に設定している。本論文では、整定範囲を目標位置の $\pm 0.2[mm]$ とし、先端振動が範囲内に収まれば整定しているとみなす。残留振動の影響については、ロボット先端

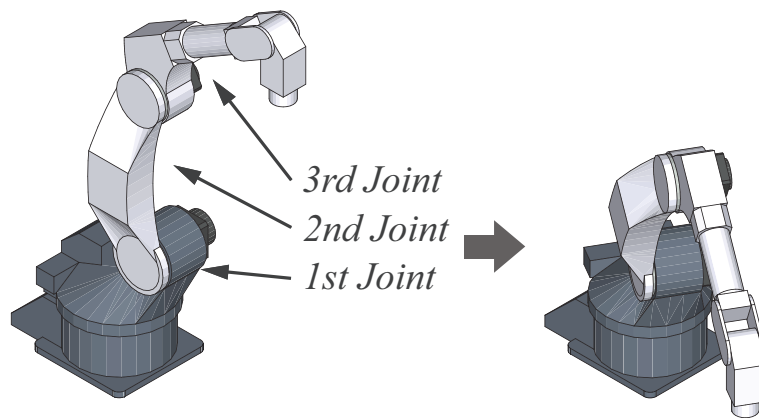


図 4.16: 実機実験におけるロボットアームの動作姿勢

表 4.5: 実機実験に用いるプロファイルの設計条件

	1 軸	2 軸	3 軸
初期位置 [deg]	0	0	-60
最終位置 [deg]	-30	-30	-90
移動時間 [s]	0.75	0.75	0.75
プロファイルのサンプリング時間 [ms]	1		

位置及びロボット先端加速度の最大振幅を評価する。

また、慣性変動が与える影響を確認するため、負荷未装着時と 7.2[kg] 負荷装着時において検証を行っている。なお、本ロボットの最大可搬重量は 7.2[kg] となっており、負荷未装着時が 0%負荷に、7.2[kg] 負荷装着時が 100%負荷に相当する。実験では、(4.15) 式に示す整定時間のみを考慮し慣性変動は考慮していない指令値 (Profile-A)、慣性変動を考慮し残留振動が最小になる指令値 (Profile-B)、慣性変動を考慮しアンダーシュートが最小になる指令値 (Profile-C) 3つのプロファイルを提案法として示している。また、比較対象として、台形加速度パターンを用いたときの実験結果を従来法として示している。

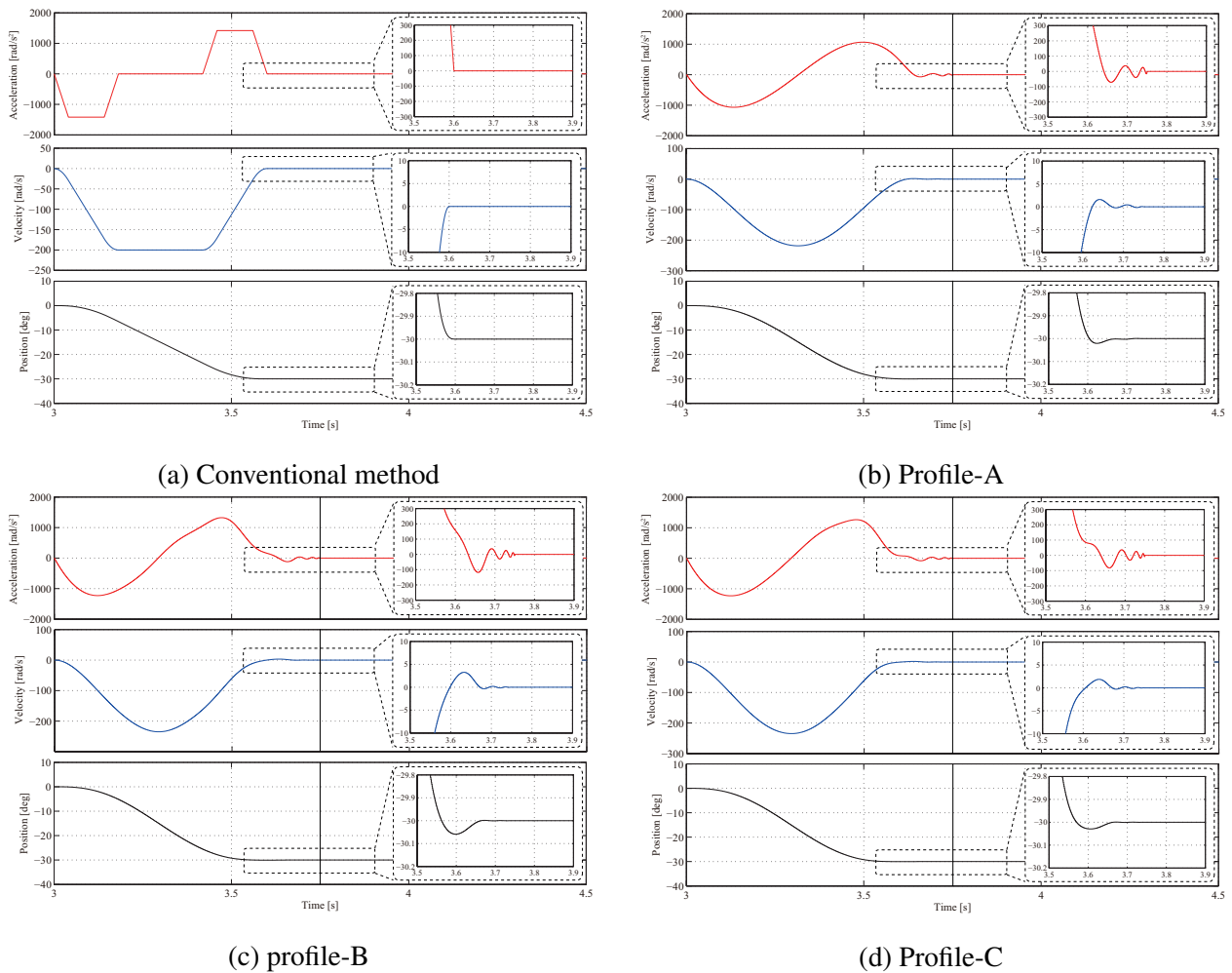


図 4.17: 実機実験で用いたプロフィールの一覧

4.4.2 実験結果

無負荷時の実験結果を図 4.18、図 4.19、図 4.20 に、定量的評価を表 4.6 に示す。本実験で用いた加速度センサの帯域は $1[\text{Hz}] \sim 5[\text{kHz}]$ であることから、目標値到達後は加速度センサの仕様範囲外となり加速度ドリフトが検出されている。ただし、実際には目標値到達後にロボットアームは完全に停止しており、ドリフトが生じる範囲については本論文の対象外である。実験結果より、負荷未装着はいずれのプロファイルでも残留振動が生じず所望する整定時間で目標値に整定していることが確認された。

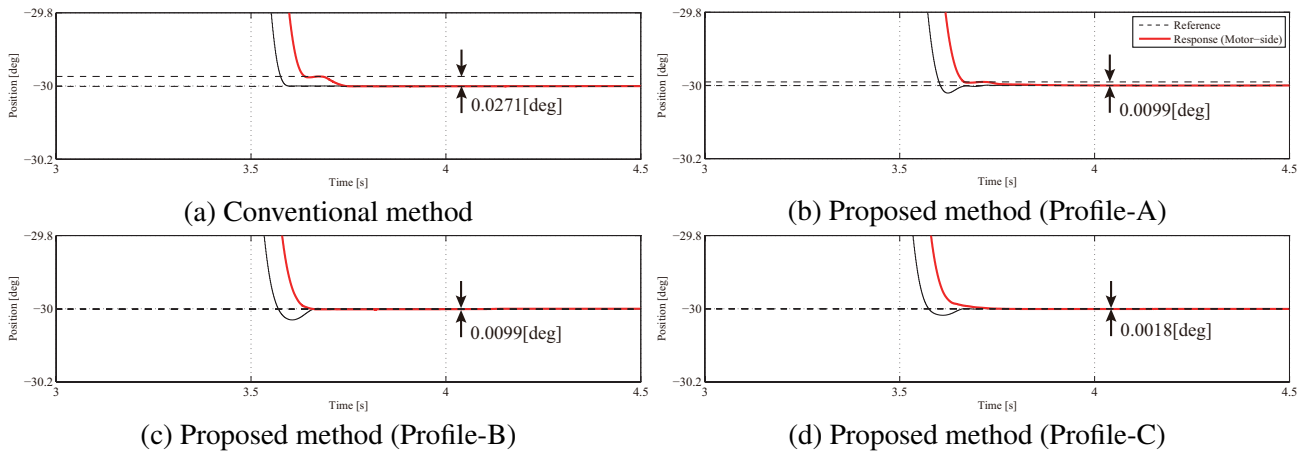


図 4.18: 第 1 軸の残留振動の実験結果 (無負荷)

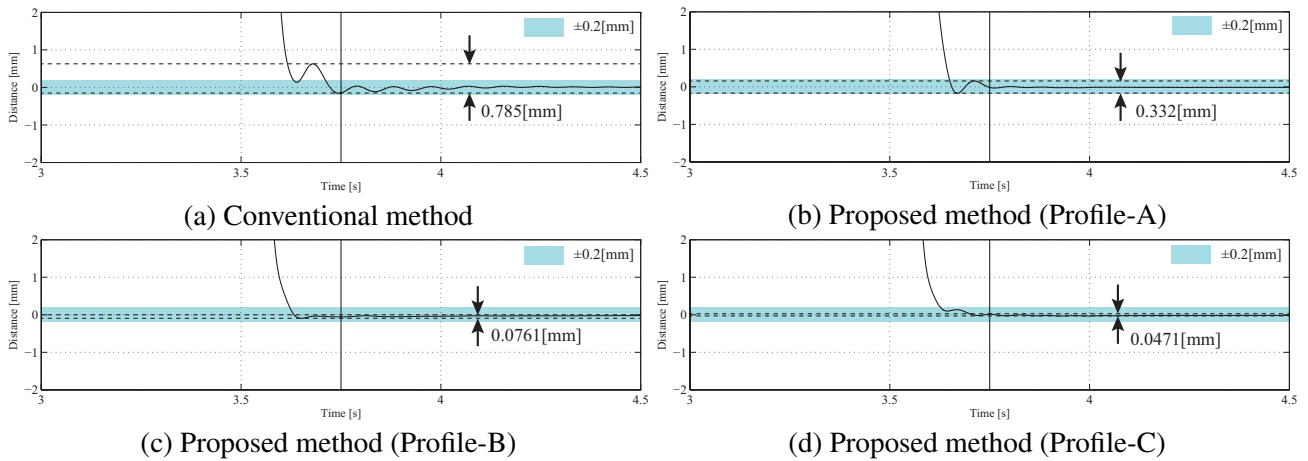


図 4.19: ロボット先端の残留振動の実験結果 (無負荷)

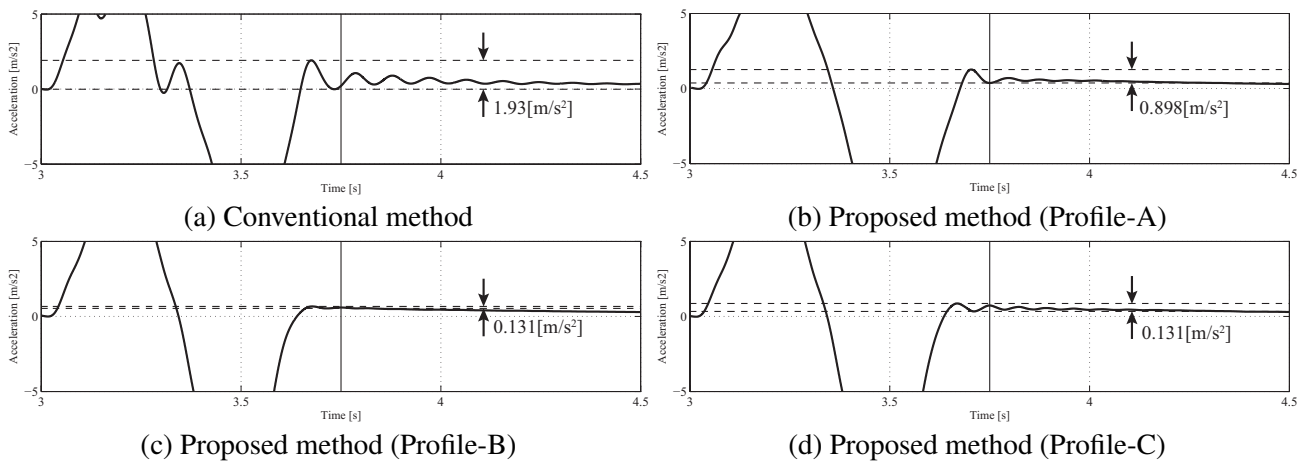


図 4.20: ロボット先端の加速度応答の実験結果 (無負荷)

次に、100%負荷時の実験結果を図 4.21、図 4.22、図 4.23 に、定量的評価を表 4.7 に示す。提案法 Profile-A は設計の際に慣性変動を考慮していないことから、モータ位置・先端位置・先端加速度のいずれについても振動が生じており、その結果整定時間が長くなってしまっている。従来法についても提案法 Profile-A と同様の傾向となっているが、残留振動についてはより増大している。一方で、提案法 Profile-B および提案法 Profile-C は慣性変動を考慮した設計となっていることから、残留振動が少なくなっており、所望する時間での整定がおおむね達成されている。また、提案法 Profile-C は設計通りアンダーシュートが少なくなっていることが確認できる。この結果から、100%負荷時は提案法 Profile-C の適用により、所望する整定時間が達成され、モータ位置振動が 87[%]、先端位置振動が 83[%]、先端加速度振動が 77[%] 低減されることが確認された。

表 4.6: 実機実験結果の定量的評価 (無負荷)

	従来法	提案法 Profile-A	提案法 Profile-B	提案法 Profile-C
整定時間 [s]	0.710	0.649	0.622	0.626
残留振動振幅 [mm]	0.785	0.332	0.0761	0.0471
アンダーシュート量 [mm]	0.156	0.174	0.0761	0.0321

表 4.7: 実機実験結果の定量的評価 (100%負荷)

	従来法	提案法 Profile-A	提案法 Profile-B	提案法 Profile-C
整定時間 [s]	0.924	0.820	0.782	0.609
残留振動振幅 [mm]	1.83	0.856	0.796	0.303
アンダーシュート量 [mm]	0.735	0.380	0.336	0.158

70第4章 整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制制御

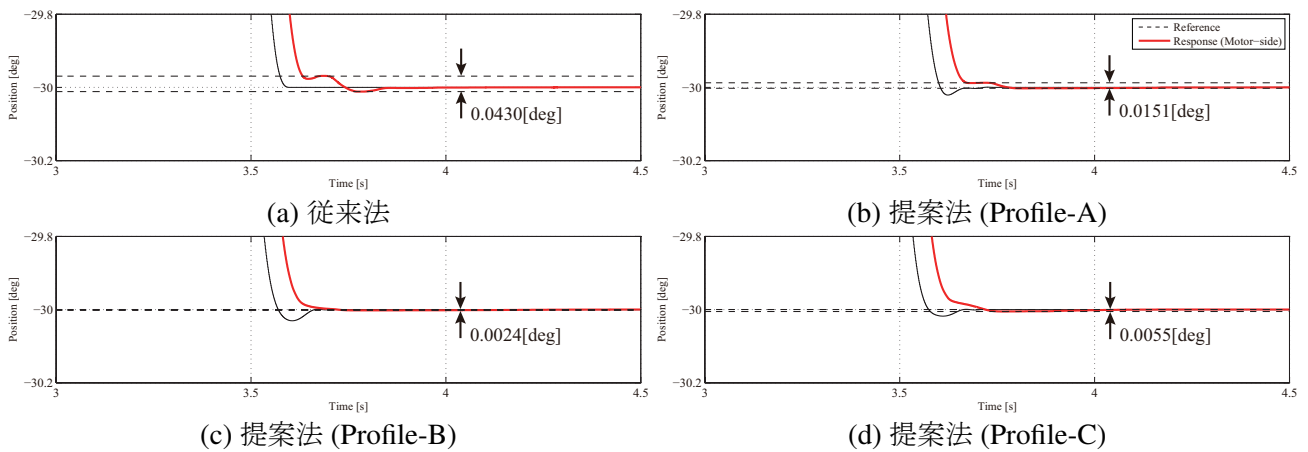


図 4.21: 第 1 軸の残留振動の実験結果 (100%負荷)

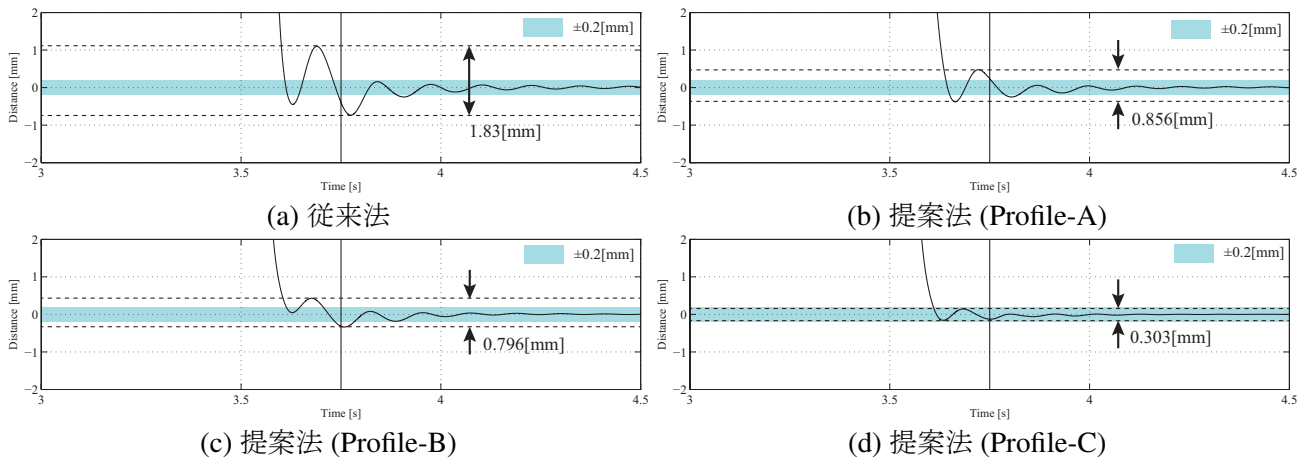


図 4.22: ロボット先端の残留振動の実験結果 (100%負荷)

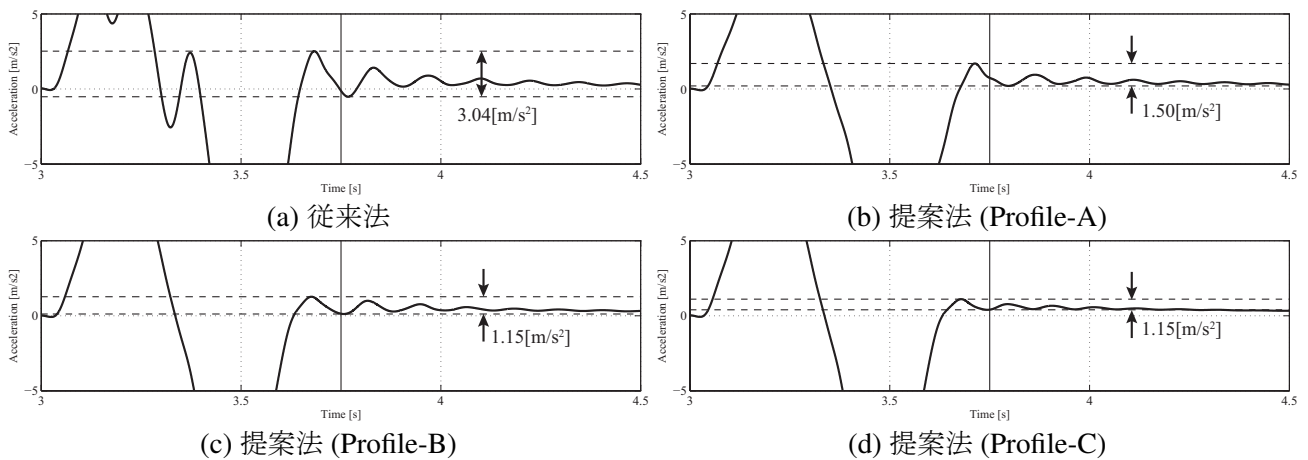


図 4.23: ロボット先端の加速度応答の実験結果 (100%負荷)

4.5 まとめ

本論文では、整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御法を提案した。提案法は、所望する負荷応答の終端状態を達成するため、フィードバック制御系全体に対して終端状態制御を適用している。さらに、慣性変動時の整定時間を陽に考慮するため、指令値設計の際に慣性変動に対する検討を行った。

提案法の有効性については、計算機シミュレーション及び3軸の産業用ロボットを用いた実験により検証した。実験結果より、整定時間を考慮した指令値設計法を用いることで、ロボット先端が所望する整定時間にて目標位置に到達することを確認した。さらに、慣性変動を考慮した指令値設計法を用いることにより、0%負荷及び100%負荷のどちらにおいても残留振動が抑制され所望する整定時間が達成されることが確認された。提案法は、産業用ロボットのように慣性変動が顕著な制御対象においても整定時間の短縮が可能であり、高い精度が要求される作業の高速化に効果的であると考えられる。

第5章

反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットの安定な力制御

5.1 はじめに

産業分野では、溶接、塗装、ハンドリング作業など、産業用ロボットは様々な用途で使用されている。近年では、産業用ロボットの用途拡大のため、産業用ロボットによる力制御が注目を集めている [7,8,75,76]。産業用ロボットの力制御は、研磨、バリ取り、組み立てなどの作業への応用が期待されている。

環境と接触している産業用ロボットの振る舞いを解析する場合、ロボットのアクチュエータの振る舞いだけでなく環境との接触の振る舞いについても同時に解析する必要がある。一般的に、産業用ロボットのアクチュエータは二慣性系としてモデル化される [77–80]。二慣性系の力制御を行う手法として、共振比制御に基づく力制御手法が提案されている [81–83]。しかしながら、これらの文献では、環境と接触している二慣性系の振る舞いについて十分な議論がなされていない。環境と接触していない二慣性系の場合、システムの共振比は慣性比だけで表される。一方、環境と接触している二慣性系の場合、慣性比、ギア剛性、環境剛性で表される新しい共振比が定義される。そのため、環境と接触している二慣性系においては、従来とは異なり、環境の影響を考慮した新しい解析が必要となる。

この問題を考慮し、本論文では、環境と接触している二慣性系に対して従来とは異なる手法で解析を行う。まず、環境と接触している二慣性系における新しい共振比について検討する。環境を考慮した新しい共振比に基づき、本論文では共振比制御の安定性がねじれ反力オブザーバの推定帯域に依存することを示す。これを踏まえ、本論文では、瞬時状態オブザーバ [57] を用いた安定な共振比制御を提案する。さらに、本論文では、瞬時状態オブザーバを用いた共振比制御とモータ速度フィードバックを有する I-P 力制御系からなる新しい力制御系を提案する。本論文では、係数図法 [84] に基づいて導き出した新しい共振比が反共振比で決定されることを示す。反共振比はギア剛性と環境剛性を合わせた全体剛性と環境剛性の比で表現される値となる。力制御系のインナーループである共振比制御はこの反共振比に基づいて設計される。提案法の有効性は、計算機シミュレーション結果および産業用ロボットアームを用いた実機実験により確認する。

5.2 環境を考慮した共振比制御の安定性解析

本論文では、力制御系のインナーループとして共振比制御が使用される。二慣性系が環境と接触している場合、環境の振る舞いを含めた解析が必要となる。本論文で使用されている共振比制御の構成を図 5.1 に示す。共振比制御の安定性解析のため、図 5.1 は図 5.2 のように等価変換される。ここで、 $L_{do}(s)$ は外乱オブザーバのローパスフィルタを表す。図 5.2 の開ループ伝達関数 $G_{op}(s)$ は次式のように表される。

$$G_{op}(s) = \frac{a_M^{fb}}{a_M^{ref}} = \frac{KL_{do}(s)P_e(s)}{s^2P_{ar}(s) + K(1 - L_{do}(s))P_e(s)} \quad (5.1)$$

$$P_{ar}(s) = s^2 + 2\zeta_1\omega_{ar}s + \omega_{ar}^2$$

$$P_e(s) = s^2 + 2\zeta_2\omega_e s + \omega_e^2$$

$$K = \frac{K_S}{R_g^2 J_M} \quad \omega_{ar} = \sqrt{\frac{K_S + K_e}{J_L}}, \quad \omega_e = \sqrt{\frac{K_e}{J_L}}$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{2}D_L \sqrt{\frac{1}{J_L(K_S + K_e)}}, \quad \zeta_2 = \frac{1}{2}D_L \sqrt{\frac{1}{J_L K_e}}$$

理想的なねじれ反力推定がなされている場合、ねじれ反力推定の伝達関数は $L_{do}(s) = 1$ で表

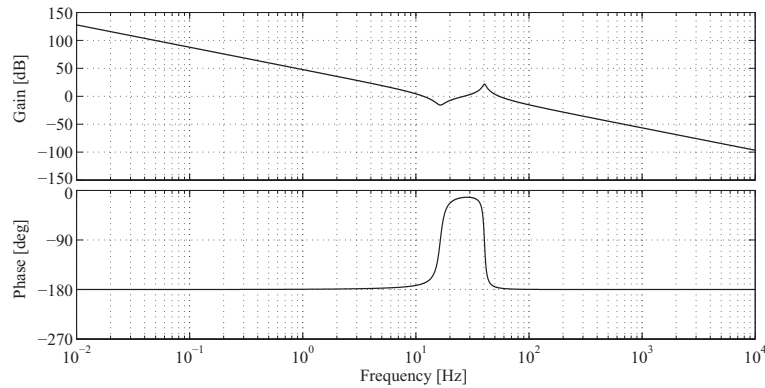


図 5.3: 理想的な共振比制御における開ループ伝達関数のボード線図

開ループ伝達関数 $G_{op,obs}(s)$ のボード線図を図 5.4 に示す。ボード線図より、ギア剛性 K_S が増加するほどゲイン余裕は減少し、オブザーバの推定帯域 g が広がるほどゲイン余裕も増加する。共振比制御が安定となるフィードバックゲインの最大値 K_f は図 5.5 から読み取れるゲイン余裕 g_m を次式に代入することで得られる。

$$K_f = 10^{\frac{g_m}{20}} \quad (5.4)$$

表 5.1: オブザーバの推定帯域に対するフィードバックゲイン K_f の最大値の計算結果

	$g = 300$ [rad/s]	$g = 1000$ [rad/s]	$g = 6280$ [rad/s]
K_{Sn}	2.30	3.42	8.81
$2 K_{Sn}$	1.64	2.35	6.28
$4 K_{Sn}$	1.39	1.86	4.80

本論文では、環境と接触している二慣性系における環境の振る舞いを考慮した新しい共振比を定義する。環境との接触時の振る舞いを含む新しい共振比は次式のように表される。

環境と接触していない二慣性系の場合、共振比は慣性比 R_0 のみで表される。一方で、環境との接触を考慮した新しい共振比は慣性比 R_0 、ギア剛性 K_S 、環境剛性 K_e で表される。表 5.2 および図 5.6 より、実現可能な共振比はねじれ反力オブザーバの帯域に依存していることが確認できる。この結果より、高いギア剛性を持つ二慣性系において共振比を大きな値に設定する

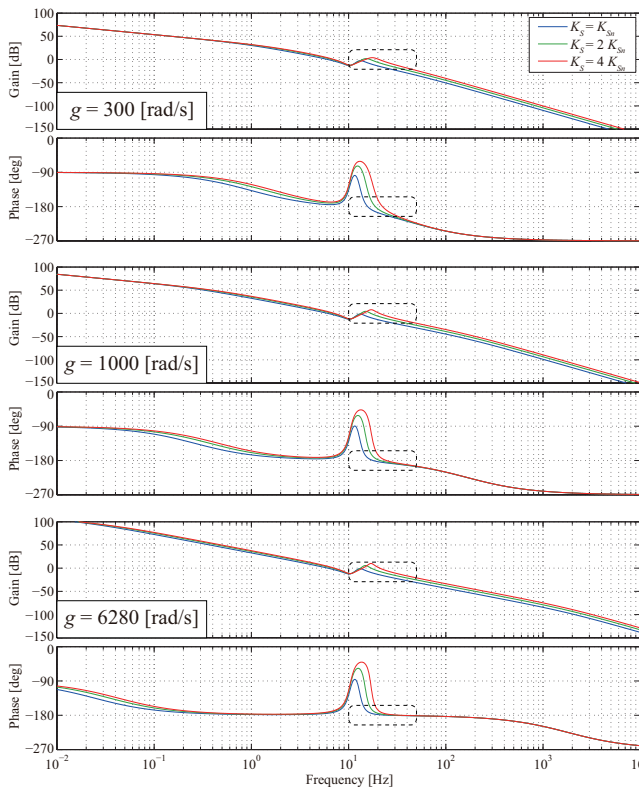


図 5.4: 図 5.2 の開ループ伝達関数のボード線図

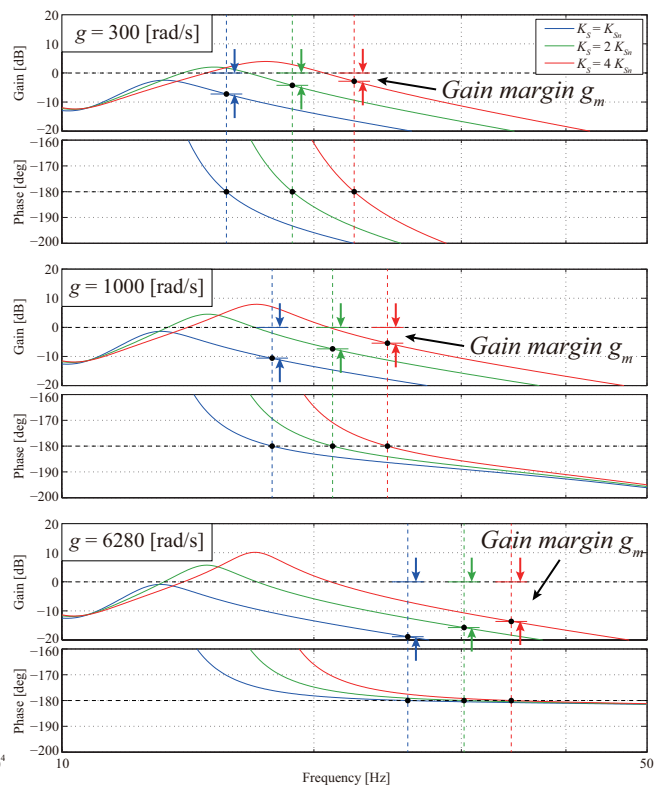


図 5.5: 図 5.4 の拡大図

場合は、広い推定帯域を持つねじれ反力オブザーバが必要となる。

$$H = \frac{\omega_r}{\omega_{ar}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + R_S R_0 K_f + \sqrt{(1 + R_S R_0 K_f)^2 - 4 R_S R_e R_0 K_f} \right)} \quad (5.5)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\omega_{ar}^2 + K K_f + \sqrt{(\omega_{ar}^2 + K K_f)^2 - 4 K K_f \omega_e^2} \right)},$$

$$R_0 = \frac{J_L}{R_g^2 J_M}, \quad R_S = \frac{K_S}{K_S + K_e}, \quad R_e = \frac{K_e}{K_S + K_e}$$

5.3 反共振比に基づく力制御系の設計

本論文では、広帯域なねじれ反力推定を実現するために、インナーループでは瞬時状態オブザーバを用いた共振比制御を構成している。さらに、共振比制御のアウターループとして、

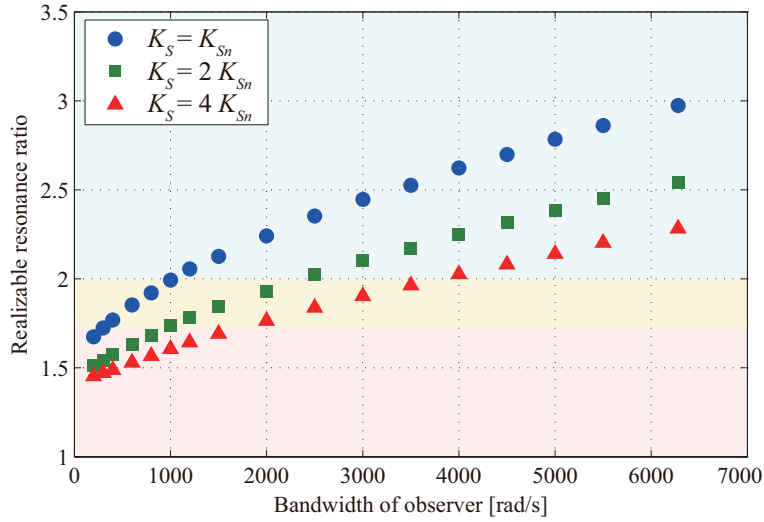


図 5.6: オブザーバの帯域に対して実現可能な共振比

表 5.2: オブザーバの推定帯域に対して実現可能な共振比の計算結果

	$g = 300$ [rad/s]	$g = 1000$ [rad/s]	$g = 6280$ [rad/s]
K_{Sn}	1.72	1.99	2.97
$2 K_{Sn}$	1.54	1.74	2.54
$4 K_{Sn}$	1.47	1.61	2.29

モータ速度フィードバックを有する I-P 力制御系を構成する。

5.3.1 加速度センサの帯域を考慮した瞬時状態オブザーバ

負荷トルク τ_L を含む二慣性系の状態方程式は次式のように表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_M \\ \hat{\omega}_L \\ \hat{\theta}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_{Mn}}{J_{Mn}} & 0 & -\frac{K_{Sn}}{R_{gn}J_{Mn}} \\ 0 & -\frac{D_{Ln}}{J_{Ln}} & \frac{K_{Sn}}{J_{Ln}} \\ \frac{1}{R_{gn}} & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_M \\ \omega_L \\ \theta_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{Tn}}{J_{Mn}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{cmd} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{Ln}} \\ 0 \end{bmatrix} \tau_L \quad (5.6)$$

ここで、負荷側加速度 a_L が加速度センサにより直接計測可能な場合、負荷側速度の微分値は $\dot{\omega}_L = a_L$ を用いて直接算出することができる。このとき、負荷トルクの推定式は負荷側加速度 a_L を用いて次式のように表される。

$$\begin{aligned} a_L = \dot{\omega}_L &= -\frac{D_{Ln}}{J_{Ln}}\omega_L + \frac{K_{Sn}}{J_{Ln}}\theta_S - \frac{1}{J_{Ln}}\tau_L \\ \Leftrightarrow \tau_L &= K_{Sn}\theta_S - D_{Ln}\omega_L - J_{Ln}a_L \end{aligned} \quad (5.7)$$

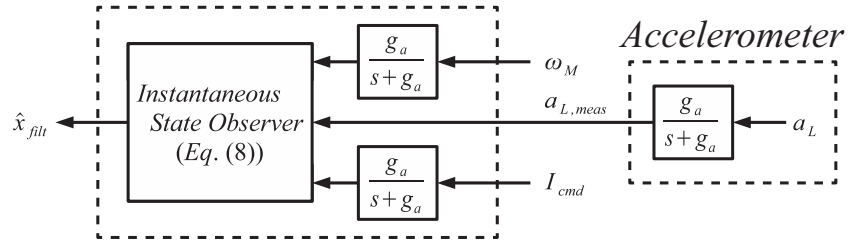


図 5.7: 加速度センサの帯域を考慮した瞬時状態オブザーバのブロック線図

(5.7) 式は負荷トルク τ_L が負荷側加速度 a_L を用いて瞬時に得られることを示している。また、初期値誤差を補償するため、本論文ではエンコーダで検出可能なモータ速度 ω_M を用いて状態オブザーバを構成する。ここでは、オブザーバゲイン \mathbf{k} を用いて二慣性系の状態オブザーバを構成する。最終的に、瞬時状態オブザーバの状態方程式は次式のように表される。(5.8) 式および (5.9) 式は瞬時状態オブザーバが加速度入力を有する状態オブザーバであることを示している。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_o \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{b}_i I_{cmd} + \mathbf{b}_a a_L + \mathbf{k} \omega_M \quad (5.8)$$

$$\hat{\tau}_L = \mathbf{c}_t \hat{\mathbf{x}} + d_t a_L \quad (5.9)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_M & \hat{\omega}_L & \hat{\theta}_S \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} -\frac{D_{Mn}}{J_{Mn}} - k_1 & 0 & -\frac{K_{Sn}}{R_{gn} J_{Mn}} \\ -k_2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_{gn}} - k_3 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b}_i = \begin{bmatrix} \frac{K_{Tn}}{J_{Mn}} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{b}_a = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{c}_t = \begin{bmatrix} 0 & -D_{Ln} & K_{Sn} \end{bmatrix}, \quad d_t = -J_{Ln}$$

瞬時状態オブザーバは、(5.8) 式および (5.9) 式に基づいて、理想的には状態変数と負荷トルクの瞬時推定を行うことができる。しかしながら、実際には加速度センサの検出帯域の制限により、瞬時オブザーバの推定帯域も制限されることになる。この問題を考慮し、本論文では加速度センサの検出帯域を考慮して瞬時状態オブザーバを再設計する。本論文では、加速度センサの検出帯域を 1 次遅れのローパスフィルタを用いてモデル化する。なお、本論文で用いた加速度センサの検出帯域は 1 [kHz] である。

$$a_{L, meas} = \frac{g_a}{s + g_a} a_L \quad (5.10)$$

ここで、加速度センサの検出帯域に基づいて、オブザーバの電流指令入力 I_{cmd} とモータ速度入力 ω_M を加速度センサと同じ帯域を有する1次ローパスフィルタを用いてフィルタリングする。

$$I_{cmd,filt} = \frac{g_a}{s + g_a} I_{cmd}, \quad \omega_{M,filt} = \frac{g_a}{s + g_a} \omega_M$$

その結果、加速度センサの検出帯域を考慮した瞬時状態オブザーバの状態変数推定は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{x}}_{filt} &= (s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}_o)^{-1} (\boldsymbol{b}_i I_{cmd,filt} + \boldsymbol{b}_a a_{L,meas} + \boldsymbol{k} \omega_{M,filt}) \\ &= \frac{g_a}{s + g_a} (s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}_o)^{-1} (\boldsymbol{b}_i I_{cmd} + \boldsymbol{b}_a a_L + \boldsymbol{k} \omega_M) \\ &= \frac{g_a}{s + g_a} \hat{\boldsymbol{x}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

従って、加速度センサの検出帯域を考慮した場合、瞬時状態オブザーバの状態変数推定においても加速度センサと同様の推定遅れを有することになる。

5.3.2 係数比に基づく力制御系の設計

提案する力制御系の設計を図5.8に示す。提案する力制御系の状態方程式は次式のように表される。

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b}\tau_L^{ref} \quad (5.12)$$

$$\tau_L = \boldsymbol{c}\boldsymbol{x} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x} &= \left[\omega_M \quad \theta_S \quad \omega_L \quad \theta_L \quad z \right]^T \\ \boldsymbol{A} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{D_M}{J_M} + K_V\right) & -\frac{K_S K_f}{R_g J_M} & 0 & -K_e K_P & K_I \\ \frac{1}{R_g} & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_S}{J_L} & -\frac{D_L}{J_L} & -\frac{K_e}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_e & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{b} &= \left[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \right]^T \\ \boldsymbol{c} &= \left[0 \quad 0 \quad 0 \quad K_e \quad 0 \right] \end{aligned}$$

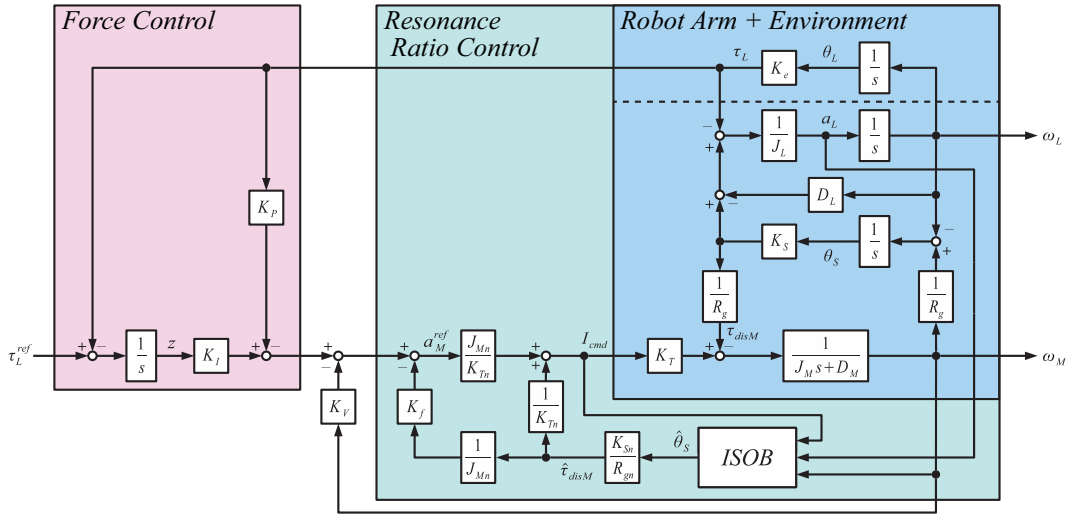


図 5.8: 提案する力制御系のブロック線図

ここで、本論文では簡単化のためモータ側粘性摩擦および負荷側粘性摩擦の影響を無視することとする ($D_M = 0, D_L = 0$)。このとき、力制御系の伝達関数の特性多項式は次式のように表される。

$$D(s) = s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (5.14)$$

$$a_4 = K_V$$

$$a_3 = KK_f + \omega_{ar}^2$$

$$a_2 = \omega_{ar}^2 K_V$$

$$a_1 = \omega_e^2 \left(KK_f + \frac{K_S}{R_g} K_P \right)$$

$$a_0 = \frac{K_S}{R_g} \omega_e^2 K_I$$

ここで、任意の安定度指数 ($\gamma_1 = a_1^2/(a_2a_0)$, $\gamma_2 = a_2^2/(a_4a_3)$, $\gamma_3 = a_3^2/(a_4a_2)$, $\gamma_4 = a_4^2/a_3$) を満たすフィードバックゲインは次式のように表される。

$$K_V = \gamma_4 \sqrt{\gamma_3} \omega_{ar} \quad (5.15)$$

$$K_f = (\gamma_3 \gamma_4 - 1) \frac{1}{K} \omega_{ar}^2 \quad (5.16)$$

$$K_P = \frac{R_g}{K_S} \omega_{ar}^2 \left(\frac{\gamma_4 \omega_{ar}^2}{\gamma_2 \omega_e^2} - (\gamma_3 \gamma_4 - 1) \right) \quad (5.17)$$

$$K_I = \frac{\gamma_4}{\gamma_1 \gamma_2 \sqrt{\gamma_3}} \frac{R_g}{K_S} \frac{\omega_{ar}^2}{\omega_e^2} \omega_{ar}^3 \quad (5.18)$$

さらに、等価時定数 τ は次式のように表され、反共振周波数 ω_{ar} の関数となることが分かる。

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \gamma_1 \gamma_2 \sqrt{\gamma_3} \frac{1}{\omega_{ar}} \quad (5.19)$$

表 5.3: 各標準形の安定度指数の一覧

係数図法	$[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [2.5, 2, 2, 2]$
重根	$[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [2.5, 2, 2, 2.5]$

本論文では、表 5.3 に示す 2 つの標準形（係数図法の標準形と重根の標準形）に基づいてフィードバックゲインを算出する。係数図法の標準形に基づくフィードバックゲインと等価時定数は次式のように表される。

$$\begin{aligned} K_{V,CDM} &= 2\sqrt{2}\omega_{ar} \\ K_{f,CDM} &= 3\frac{1}{K}\omega_{ar}^2 \\ K_{P,CDM} &= \frac{R_g}{K_S}\omega_{ar}^2 \left(\frac{\omega_{ar}^2}{\omega_e^2} - 3 \right) \\ K_{I,CDM} &= \frac{1}{5\sqrt{2}} \frac{R_g}{K_S} \frac{\omega_{ar}^2}{\omega_e^2} \omega_{ar}^3 \\ \tau_{CDM} &= 5\sqrt{2} \frac{1}{\omega_{ar}} \end{aligned}$$

また、重根標準形に基づくフィードバックゲインと等価時定数は次式のように表される。

$$\begin{aligned} K_{V,Binom} &= \frac{5}{2}\sqrt{2}\omega_{ar} \\ K_{f,Binom} &= 4\frac{1}{K}\omega_{ar}^2 \\ K_{P,Binom} &= \frac{R_g}{K_S}\omega_{ar}^2 \left(\frac{5\omega_{ar}^2}{4\omega_e^2} - 4 \right) \\ K_{I,Binom} &= \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{R_g}{K_S} \frac{\omega_{ar}^2}{\omega_e^2} \omega_{ar}^3 \\ \tau_{Binom} &= 5\sqrt{2} \frac{1}{\omega_{ar}} \end{aligned}$$

5.3.3 反共振比の決定

環境を考慮した共振比 H は、前節で求めたフィードバックゲイン K_f を用いて次式のように表される。(5.20) 式に示すように、環境を考慮した共振比 H はシステムの反共振周波数 ω_{ar} と

環境の反共振周波数 ω_e で表されることから、本論文では環境を考慮した共振比 H を反共振比 H_a とする。また、反共振比 H_a は (5.21) 式のように変形することができ、本論文では環境を考慮した共振比 H がばね比 S で表されることを示している。

$$H = H_a = \sqrt{\frac{\gamma_3\gamma_4}{2} + \sqrt{\left(\frac{\gamma_3\gamma_4}{2}\right)^2 - (\gamma_3\gamma_4 - 1) \left(\frac{\omega_e}{\omega_{ar}}\right)^2}} \quad (5.20)$$

$$S = \sqrt{\frac{\gamma_3\gamma_4}{2} + \sqrt{\left(\frac{\gamma_3\gamma_4}{2}\right)^2 - (\gamma_3\gamma_4 - 1) \frac{K_e}{K_S + K_e}}} \quad (5.21)$$

係数図法を用いた場合、反共振比 $H_{a,CDM}$ およびばね比 S_{CDM} はそれぞれ次のように表される。

$$H_{a,CDM} = \sqrt{2 + \sqrt{4 - 3 \left(\frac{\omega_e}{\omega_{ar}}\right)^2}} \quad (5.22)$$

$$S_{CDM} = \sqrt{2 + \sqrt{4 - 3 \frac{K_e}{K_S + K_e}}} \quad (5.23)$$

$K_e \ll K_S$ と見なせる場合にばね比は最大値 $S_{CDM} = 2$ となり、 $K_e \gg K_S$ と見なせる場合にはばね比は最小値 $S_{CDM} = \sqrt{3}$ となる。また、重根標準形を用いた場合、反共振比 $H_{a,Binom}$ およびばね比 S_{Binom} はそれぞれ次のように表される。

$$H_{a,Binom} = \sqrt{\frac{5}{2} + \sqrt{\frac{25}{4} - 4 \left(\frac{\omega_e}{\omega_{ar}}\right)^2}} \quad (5.24)$$

$$S_{Binom} = \sqrt{\frac{5}{2} + \sqrt{\frac{25}{4} - 4 \frac{K_e}{K_S + K_e}}} \quad (5.25)$$

$K_e \ll K_S$ と見なせる場合にばね比は最大値 $S_{Binom} = \sqrt{5}$ となり、 $K_e \gg K_S$ と見なせる場合にはばね比は最小値 $S_{Binom} = 2$ となる。

提案する力制御系のシミュレーション結果を図 5.9 に示す。このシミュレーションでは、ばね比を $S_{CDM} = 1.97$ に設定している。図 5.9 (a) と (b) はねじれ反力オブザーバの帯域が所望するばね比に対して十分ではないために制御系が不安定になっていることが確認できる。一方で、図 5.9 (c) は瞬時状態オブザーバを用いることで広帯域なねじれ反力推定が実現されており、安定な力応答が実現できていることが確認できる。

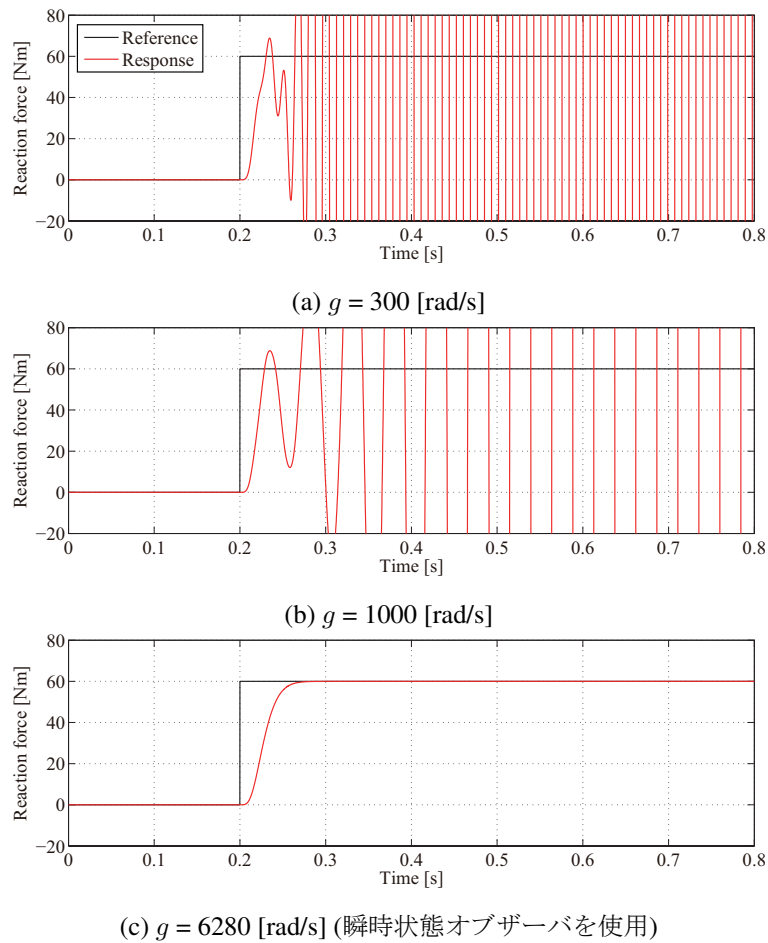


図 5.9: 力制御系のシミュレーション結果

次に、シミュレーションにおける CDM に基づく力制御系と重根標準形に基づく力制御系の比較結果を図 5.10 に示す。シミュレーションにおける設計パラメータの一覧を表 5.4 に示している。それぞれの標準形において、安定度指数 γ_4 の値が異なることから、それぞれの標準形のばね比 S_{CDM} と S_{Binom} も異なる値となる。シミュレーション結果より、CDM に基づく力制御系と重根標準形に基づく力制御系はほぼ同等の力応答となることがわかる。これらの結果を考慮し、本論文では CDM に基づく力制御系を採用することとする。

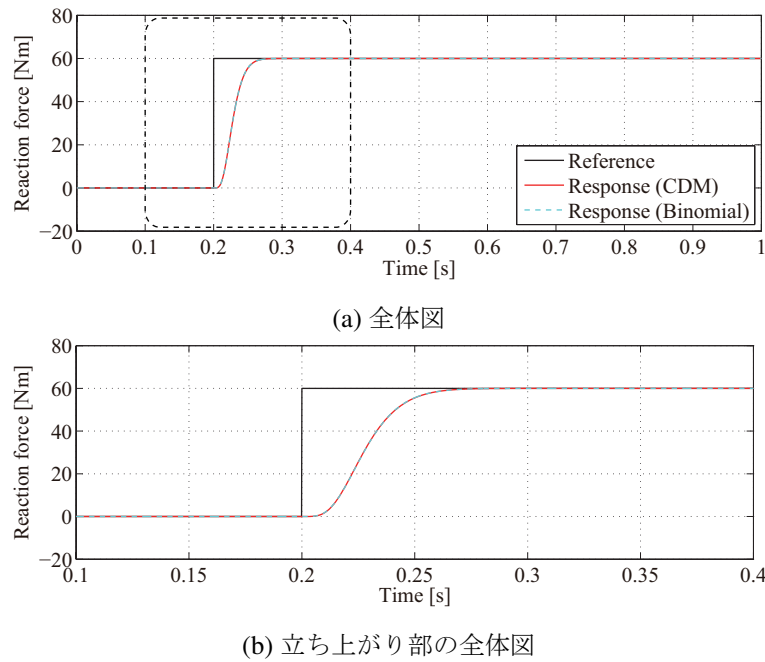


図 5.10: 各標準形に基づいて設計した力制御系のシミュレーション結果

表 5.4: シミュレーションで用いたパラメーター一覧

係数図法	ばね比	$S_{CDM} = 1.97$
	安定度指数	$[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [2.5, 2, 2, 2]$
	極配置	$p = [-102, -108 \pm 63.3j, -199 \pm 230j]$ [rad/s]
重根	ばね比	$S_{Binom} = 2.20$
	安定度指数	$[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [2.5, 2, 2, 2.5]$
	極配置	$p = [-179, -179, -179, -179, -179]$ [rad/s]

5.4 実機実験による検証

5.4.1 実験条件

提案法の有効性を確認するため、産業用ロボットアームを用いた実機実験を行った。実機実験の概観図を図 5.11 に示す。瞬時状態オブザーバを用いるには負荷側加速度が必要になるため、ロボットアームには DC 応答単軸加速度センサ 3711B (PCB Piezotronics) が取り付けられてい

る。さらに、ロボット先端の反力を測定するため、静電容量形力センサ WEF-6A500-10-RC24-A (ワコーテック) が取り付けられている。実験では、ロボットアームは力制御によって弾性ブロックに対して押し付け動作を行う。また、今回は、硬い弾性ブロック (environment-A) と柔らかい弾性ブロック (environment-B) を用いて実機実験を行っている。実機実験における設計パラメータの一覧を表 5.5 に示す。

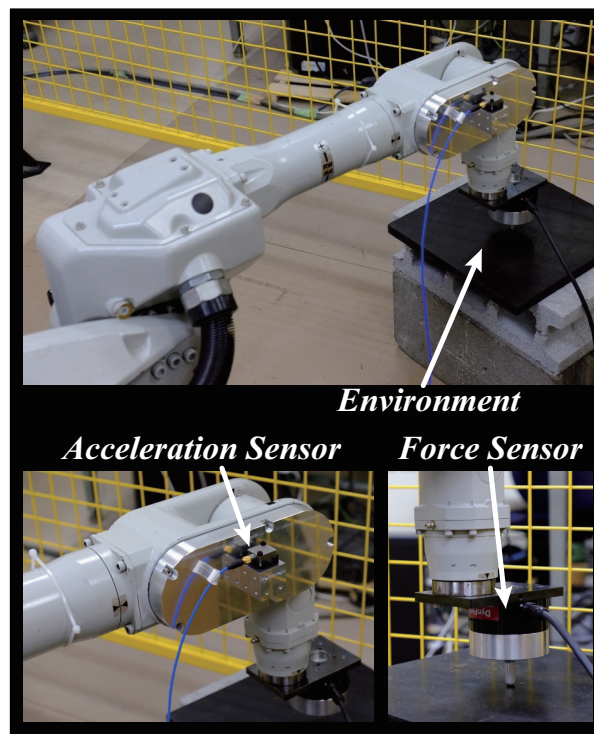


図 5.11: 実機実験で用いた産業用ロボットアームの概観

5.4.2 実験結果

提案する力制御系の実験結果を図 5.12 に示す。この実験の条件は、図 5.10 に示すシミュレーション結果と同様の条件となっている。図 5.12 に示す実験結果はシミュレーション結果と同様の傾向を示していることが確認できる。なお、力応答の立ち上がり時に生じている過渡的な振動は力センサの推定帯域に起因していると考えている。

動作点と対象の環境を変えた場合における提案制御系の実験結果を図 5.13 に示している。実験結果より、提案する力制御系は動作点によらず安定な力応答を実現できていることが確認で

きる。さらに、異なる環境に対しても安定な力応答が実現できていることが確認できる。

表 5.5: 力制御系の設計パラメータ一覧

瞬時オブザーバの極	$p_{ISOB} = [-300, -300, -300]$
安定度指数	$[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [2.5, 2, 2, 2]$
環境剛性 (environment-A)	$K_{e,A} = 1.83 \times 10^4$ [Nm/rad]
ばね比 (environment-A)	$S_A = 1.97$
環境剛性 (environment-B)	$K_{e,B} = 7.68 \times 10^3$ [Nm/rad]
ばね比 (environment-B)	$S_B = 1.99$

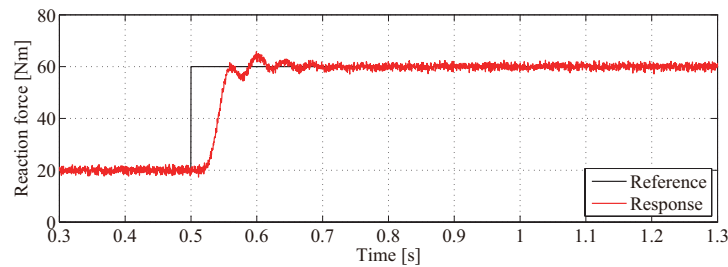
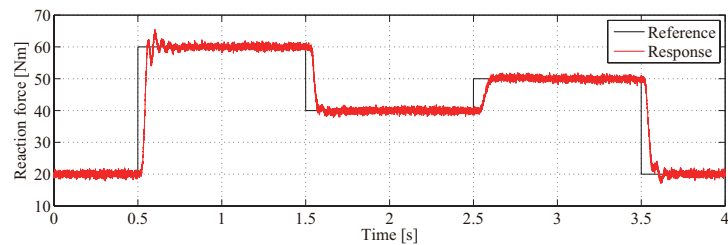
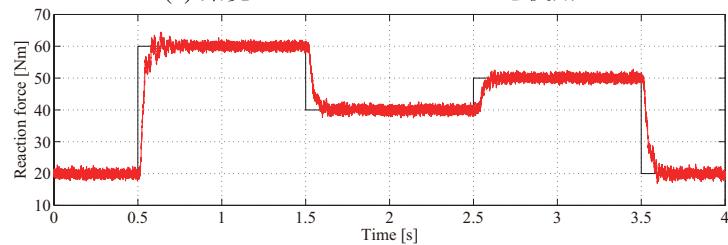


図 5.12: 提案する力制御系の実験結果



(a) 環境として environment-A を使用



(b) 環境として environment-B を使用

図 5.13: 異なる環境および異なる動作点における提案制御系の実験結果

5.5 まとめ

産業用ロボットの安定な力制御を実現するため、本論文では反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく力制御系を提案した。環境と接触している産業用ロボットの振る舞いを解析するため、本論文では環境と接触している二慣性系についての解析を行った。本論文では、瞬時状態オブザーバを用いた広帯域なねじれ反力推定により安定な共振比制御を実現した。また、瞬時状態オブザーバを用いた共振比制御と I-P 力制御からなる新しい力制御系を提案した。さらに、提案する力制御系における共振比は反共振比によって決定されることを示した。

提案法の有効性は、計算機シミュレーションと産業用ロボットアームを用いた実機実験により確認した。これらの結果から、提案法は産業用ロボットの安定な力制御に有効であることが示された。

第6章

結論

6.1 本論文による成果

本論文では、産業用ロボットのモーション制御系の高性能化を図るため、産業用ロボットのモーション制御の高性能化について振動抑制の観点から検討を行った。この検討を通し、産業用ロボットの振動抑制制御を行う上での課題を解決するための3つの手法について提案を行った。

まず一つ目は、瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットのロバストモーション制御について提案を行った。産業用ロボットの振動抑制制御においては、産業用ロボットに生じる動力学トルクに起因する他軸干渉が重要な課題となっている。特に、加減速動作を繰り返す産業用ロボットにおいては、加速度に起因する慣性項の非対角成分である慣性乗積が問題となる。慣性乗積による他軸干渉は他軸の振動も伝達するため、非干渉化が十分でない場合は関節軸応答に他軸の振動が重畳されてしまう場合がある。そのため、軸間干渉を断ち切って各軸独立にモーション制御系を行うためには、高性能な外乱抑圧制御が必要となることを示した。この問題の解決手段として、本論文では瞬時状態オブザーバとVNCカルマンフィルタを用いて産業用ロボットの瞬時負荷推定を行う手法を提案した。ロボットアームに取り付けられた加速度センサを用いることにより、瞬時状態オブザーバは二慣性系の状態変数および負荷トルクの瞬時推定を達成することが可能になる。さらに、加速度信号の測定ノイズ低減を図るため、本論文

では VNC カルマンフィルタを使用する。提案法の有効性は、計算機シミュレーションおよび産業用ロボットの単軸動作による実機実験により確認した。提案法は、VNC カルマンフィルタ加速度センサの測定ノイズ低減を図った上で、負荷トルクの瞬時推定が達成されていることを確認した。さらに、瞬時推定された負荷トルクを制御系にフィードバックすることにより、ステップ状の負荷トルク変動による影響を補償できることを確認した。提案法は、産業用ロボットの高加減速動作時の他軸干渉にも対応することが可能であり、産業用ロボットの高速・高精度なモーション制御に応用できると考える。

二つ目は、整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御に基づく産業用ロボットの振動抑制制御法を提案を行った。産業用ロボットのモーション制御系には、ロボットにはその動作軌道であるプロファイルが入力される。フィードバック制御系において振動抑制を考慮した設計が十分になされていたとしても、プロファイルの設計が適切でない場合、パラメータ変動によって振動が励起されてしまう場合がある。特に、産業用ロボットの場合は姿勢によって慣性モーメントが変動するため、共振点の変動を考慮した振動抑制が不可欠となる。振動抑制にあたってはノッチフィルタを用いたプロファイルのフィルタリング手法が用いられるが、フィルタの位相遅れによって所望する整定時間を満足することができなくなる。従って、産業用ロボットの振動抑制においては、整定時間と振動抑制性能を両立するプロファイル設計が必要であることを示した。この問題の解決手段として、本論文では整定時間と慣性変動を考慮した終端状態制御により慣性変動を陽に考慮したプロファイル設計を行う手法を新たに提案した。本手法は、フローチャートに基づいて終端状態制御則から得られた指令値の再設計を行うことにより、慣性変動時においても所望するロボット先端の整定時間を得ることができる。慣性変動を考慮した指令値設計法を用いることにより、0%負荷及び100%負荷のどちらにおいても残留振動が抑制され所望する整定時間が達成されることが確認された。そして、計算機シミュレーションと3軸の産業用ロボットを用いた実機実験により提案法の有効性を確認した。提案法は、産業用ロボットのように慣性変動が顕著な制御対象においても整定時間の短縮が可能であり、高い精度が要求される作業の高速化に効果的であると考える。

三つ目は、反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく産業用ロボットの安定な力制御について

提案を行った。産業用ロボットは一般的に二慣性系としてモデル化され、周波数特性には共振周波数と反共振周波数が現れる。二慣性の力制御を行う場合、内部ループに加速度制御ベースの共振比制御を構成した上で、外側に力制御ループを構成する。しかしながら、環境と接触している二慣性系において共振比制御を構成する場合、環境非接触時とは異なる振る舞いを有する。環境の有無によって、反共振周波数と環境の共振周波数の内部相殺の生じ方に違いがある上に、共振周波数と反共振周波数の比である共振比も異なる式で定義されることになる。このことから、産業用ロボットの力制御を行うためには、環境接触時の振る舞いについて新たに解析が必要になることを示した。この問題に対し、本論文では産業用ロボットの安定な力制御を実現するため、本論文では反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく力制御系を提案した。まず、環境と接触している産業用ロボットの振る舞いを解析するため、本論文では環境と接触している二慣性系についての解析を行った。そして、本論文では、瞬時状態オブザーバを用いた広帯域なねじれ反力推定により安定な共振比制御を実現した。また、瞬時状態オブザーバを用いた共振比制御と I-P 力制御からなる新しい力制御系を提案した。さらに、提案する力制御系における共振比が反共振比 H, a で決定されることを示した。提案法の有効性は、計算機シミュレーションと産業用ロボットアームを用いた実機実験により確認した。これらの結果から、提案法は産業用ロボットの安定な力制御に有効であることが示された。

これまでに述べた3つの提案により、産業用ロボットのモーション制御について、振動抑制の観点から高性能化が実現されることを示した。提案する手法により産業用ロボットの動作高速化による作業時間の短縮と高速条件下での振動抑制性能の向上が達成され、製品の品質や生産性の更なる向上が可能となる。また、提案する手法は産業用ロボットの高性能な力制御にも効果的であり、産業用ロボットの用途拡大にも寄与すると考える。

さらに、3つの提案法を単独で用いるだけでなく、各手法を組み合わせることで産業用ロボットのさらなる高性能化が期待できる。産業用ロボットを用いて力制御を行う際には、最初から環境と接触していることは少なく、最初は位置制御から開始して環境に接触した後に力制御に移行するケースが多い。この一連の動作において、位置制御時は終端状態制御に基づくロボット先端振動抑制制御を用い、環境接触後は反共振比と瞬時状態オブザーバに基づく力制御を適用

することが可能である。すなわち、本論文で提案した各手法を用いることで、接触前から接触後の動作全体を高性能化することが可能になる。

6.2 今後の課題

本論文では、産業用ロボットのモーション制御の高性能化を図るため、振動抑制の観点から3つの手法について提案を行い産業用ロボットのモーション制御の高性能化を実現した。しかしながら、次に示すような問題については本論文では十分な検討がなされておらず、検討の余地が残っている。

- 終端状態制御に基づくプロファイルの実時間上での設計
- 減速機に生じる角度伝達誤差の影響についての検討
- 位置制御から力制御への切り替え方法についての検討

本論文で用いている終端状態制御に基づいてプロファイル設計を行う場合、行列演算のための計算リソースが必要になる。終端状態制御による行列演算は、設計されるプロファイルのステップ数と、終端状態制御の対象となる状態方程式の次数に応じて計算量が増大し、本論文のアルゴリズムでは実時間での設計は難しい。フィードバック制御系の構造は変えることができない場合が多く状態方程式の次数低減は容易ではないが、プロファイルのステップ数については低減させる余地があると考えられる。本論文では、間引きの影響が表面化しないように十分なステップ数でプロファイル設計を行っているが、実時間でのプロファイル設計を実現するためにはプロファイルのステップ数の最適化が必要になってくると考えられる。

さらに、本論文では、軸ねじれ振動の影響については十分な検討がなされているものの、減速機に生じる角度伝達誤差については十分な検討がなされていない。角度伝達誤差に起因する振動周波数はモータの回転速度に同期しており動作点に依存することから、非線形な振動現象として知られている。角度伝達誤差の振動周波数が軸ねじれ振動周波数と合致した場合、軸ねじれ振動が増幅されることになり大きな振動を生じる。そのため、減速機の角度伝達誤差の影響を考慮した産業用ロボットのモーション制御が必要となってくる。

位置制御から力制御に移行する場合、位置制御時の運動エネルギーによって大きな衝撃力が発生する可能性がある。大きな衝撃力が生じてしまった場合は接触する環境の破損につながってしまう。また、切り替えの際に制御対象に対する制御入力、すなわち電流指令が連続的になっていないと振動的ないし不安定な動作につながってしまい、ウッドペッカー現象や環境の破損につながる。そのため、位置制御から力制御へ移行する際は、モーション制御系の構造を考慮した、適切な切り替えアルゴリズムを用いる必要が出てくる。

本論文で提案した手法をさらに発展させることにより、残された課題を解決し産業用ロボットのさらなる高性能化を図ることが可能になると考える。

謝辞

研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 大石 潔教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、研究が行き詰った際に何度も貴重なアドバイスやご助言を下された、長岡技術科学大学 宮崎 敏昌准教授、横倉 勇希助教に心より御礼申し上げます。また、日頃より有益な御意見、御助言を賜りました長岡技術科学大学 近藤 正示教授、伊東 淳一准教授、香川高等専門学校 漆原 史朗准教授、慶應義塾大学 桂 誠一郎准教授、苫小牧工業高等専門学校 佐沢 政樹助教、石川工業高等専門学校 嶋田 直樹助教の諸先生方にも心より御礼申し上げます。昼夜を問わず研究生活を共にし、有益な討論をして頂いた大石研究室を始めとするパワーエレクトロニクス研究室の先輩、同輩、後輩諸氏に深く感謝いたします。最後に、これまで私の学業を支援し続けてくれた両親に心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 大石 潔, 大西 正紀, 宮崎 敏昌: 「ロバスト速度コントローラに基づく多関節ロボットの一モーショントリッキング制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 2, pp. 144–151, 1996.
- [2] 島田 明: 「外乱トルク・速度推定オブザーバを用いた低剛性マニピュレータ制御」, 日本ロボット学会誌, Vol. 10, No. 7, pp. 983–991, 1992.
- [3] 宮崎 敏昌, 大瀧 栄, ソムサワッス タンパタラタナウオン, 大石 潔: 「動力学トルク補償と 2 自由度制御系に基づく産業用ロボットの高速度モーショントリッキング制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 5, pp. 525–532, 2003.
- [4] 島田 明, 竹田 剛: 「弾性関節を持つロボットマニピュレータのマルチレートフィードフォワード制御系の実現」, 日本ロボット学会誌, Vol. 26, No. 7, pp. 778–784, 2008.
- [5] 駒田 諭, 村上 俊之, 大西 公平: 「加速度に基づく多自由度ロボットのカフィードバック制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 109, No. 5, pp. 325–332, 1989.
- [6] 村上 俊之, 大西 公平: 「多自由度マニピュレータの作業空間における力コントローラの一構成法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 5, pp. 453–458, 1992.
- [7] T. Murakami, F. Yu and K. Ohnishi: “Torque Sensorless Control in Multidegree-of-Freedom Manipulator”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 2, pp. 259–265, 1993.
- [8] S. Tungpataratanawong, K. Ohishi, T. Miyazaki and S. Katsura: “Force Sensor-less Workspace Virtual Impedance Control Considering Resonant Vibration for Industrial Robot”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol. 127, No. 1, pp. 1–8, 2007.
- [9] N. Shimada, T. Yoshioka, K. Ohishi and T. Miyazaki: “Smooth Touch Control between Position Control and Force Control for Industrial Robots”, *Proc. of IEEE IECON 2010*, pp.

- 1949–1954, 2010.
- [10] 宮崎 敏昌, 大石 潔, 橋本 敦美, 中塚 隆: 「ギアの角度伝達誤差を考慮したロボットアームのロバスト速度制御系の一構成法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 12, pp. 1427–1434, 1998.
- [11] 河原 翔太, 吉岡 崇, 大石 潔, Nguyen Hien, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「サイクロイド減速機の角度伝達誤差に起因した速度振動の拡張状態オブザーバによる抑制法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 3, pp. 241–251, 2014.
- [12] 岩崎 誠, 宮路 匡, 松井 信行: 「ロストモーション補償による工作機械テーブル駆動系の高精度軌跡制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 6, pp. 616–622, 2005.
- [13] M. Ruderman, F. Hoffmann and T. Bertram: “Modeling and Identification of Elastic Robot Joints With Hysteresis and Backlash”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, pp. 3840–3847, 2009.
- [14] 松井 信行, 堀 洋一: 「モータコントロールの新しい技術」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 10, pp. 1122–1137, 1993.
- [15] Y. Hori, H. Iseki, and K. Sugiura: “Basic Consideration of Vibration Suppression and Disturbance Rejection Control of Multi-inertia System using SFLAC (State Feedback and Load Acceleration Control)”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, pp. 889–896, 1994.
- [16] 堀 洋一: 「PID 制御のみによる 2 慣性系の制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No. 1, pp. 86–87, 1995.
- [17] 堀 洋一: 「外乱オブザーバによる軸ねじれ系制御」, 日本ロボット学会誌, Vol. 13, No. 8, pp. 1096–1102, 1995.
- [18] 黒沢 良一, 中村 利孝: 「産業用ドライブシステムにおける振動問題」, 日本ロボット学会誌, Vol. 13, No. 8, pp. 1068–1072, 1995.
- [19] 花本 剛士, 田中 良明, 軽部 出, 望月 琢郎: 「軸ねじれ反力オブザーバを用いた 2 慣性共振系のデジタル速度制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No. 11, pp. 1325–1332, 1995.

- [20] 真鍋 舜治：「係数図法による 2 慣性共振系制御器の設計」, 電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 1, pp. 58–66, 1998.
- [21] 松井 義弘, 竹内 倶佳：「周波数特性を用いた軸ねじれ振動抑制のための制御器の設計」, 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 6, pp. 880–887, 1999.
- [22] P. S. Gandhi and F. H. Ghorbel: “Close-Loop Compensation of Kinematic Error in Harmonic Drives for Precision Control Applications”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 10, No. 6, pp. 759–768, 2002.
- [23] 武居 直行, 古荘 純次, 岩越 邦男：「二慣性系の慣性比と振動抑制に関する一考察—駆動伝達リプルの振動抑制効果—」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 2, pp. 149–155, 2003.
- [24] 武居 直行, 古荘 純次, 藤永 浩司：「二慣性共振特性を有するロボットアームにおける関節トルクセンサを用いた制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 10, pp. 985–993, 2004.
- [25] 今泉 雄太, 漆原 史朗, 大石 潔, 宮崎 敏昌：「推定負荷情報に基づく二慣性共振系のロバスト位置制御系の一設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 7, pp. 847–857, 2010.
- [26] J. S. Bang, H. Shim, S. K. Park and J. H. Seo: “Robust Tracking and Vibration Suppression for a Two-Inertia System by Combining Backstepping Approach With Disturbance Observer”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 9, pp. 3197–3206, 2010.
- [27] M. Aoki, H. Fujimoto and Y. Hori: “Robust Resonance Suppression Control based on Self Resonance Cancellation Disturbance Observer and Application to Humanoid Robot”, *Proc. of IEEE ICM 2013*, pp. 623–628, 2013.
- [28] J. N. Yun, J. Su, Y. I. Kim and Y. C. Kim: “Robust Disturbance Observer for Two-inertia System”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 7, pp. 2700–2710, 2013.
- [29] T. M. O’Sullivan, C. M. Bingham and N. Schofield: “High-Performance Control of Dual-Inertia Servo-Drive Systems Using Low-Cost Integrated SAW Torque Transducers”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 4, pp. 299–305, 2006.
- [30] 山田 翔太, 藤本 博志, 堀 洋一：「高分解能エンコーダの適用による駆動側情報を用いない 2 慣性系の制振制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 3, pp. 212–219, 2015.

- [31] 犬飼 健二, 藤本 博志, 高橋 太郎: 「駆動共振相殺制御による 2 慣性系の制振制御とベルト駆動サーボシステムへの応用」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 3, pp. 237–245, 2015.
- [32] 大明 準治, 足立 修一: 「設計レス非線形状態オブザーバに基づく弾性関節ロボットアームの振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 571–581, 2015.
- [33] 宮崎 敏昌, 大石 潔: 「外乱オブザーバと既約分解表現を用いたロバスト安定な 2 自由度制御系の一設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 5, pp. 572–578, 1997.
- [34] S. Tungpataratanawong, K. Ohishi and T. Miyazaki: “Robust Motion Control of Industrial Robot Manipulator Based on Robot Parameter Identification and Feedforward Control Considering Resonant Frequency”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol. 125, No. 6, pp. 568–574, 2005.
- [35] 涌井 伸二, 美田 勉: 「連成振動による慣性項同定精度の劣化とその改善」, 日本ロボット学会誌, Vol. 7, No. 3, pp. 83–86, 1989.
- [36] 本家 浩一, 井上 喜雄, 西田 吉晴, 西村 利彦: 「外乱オブザーバを用いた弾性ロボットの運動と振動の制御 (弾性振動を考慮した外乱オブザーバの適用)」, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 60, No. 577, pp. 153–158, 1994.
- [37] 小坂 裕紀, 島田 明: 「モータと減速機を考慮したロボットマニピュレータ制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 41, No. 5, pp. 466–472, 2005.
- [38] T. C. Steve Hsia, T. A. Lasky and Z. Guo: “Robust Independent Joint Controller Design for Industrial Robot Manipulators”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 1, pp. 21–25, 1991.
- [39] 中島 レイ, 尾島 正夫, 小黒 龍一, 辻 輝生: 「産業用ロボットの非干渉化制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 5, pp. 673–679, 2000.
- [40] 大明 準治, 足立 修一: 「物理パラメータ推定に基づくシリアル 2 リンク 2 慣性系の振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 1, pp. 94–104, 2013.
- [41] T. Yoshioka, N. Shimada, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Link-Coupled Vibration

- Suppression Control Considering Product of Inertia for Industrial Robots”, *Proc. of IEEE AMC 2014*, pp. 675–680, 2014.
- [42] K. Ohishi, K. Ohnishi and K. Miyachi: “Torque-Speed Regulation of DC Motor based on Load Torque Estimation”, *Proc. of IEEE IPEC Tokyo*, Vol. 2, pp. 1209–1216, 1983.
- [43] H. Kobayashi, S. Katsura and K. Ohnishi: “An Analysis of Parameter Variations of Disturbance Observer for Motion Control”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, pp. 3413–3421, 2007.
- [44] J. N. Yun and J. Su: “Design of a Disturbance Observer for a Two-Link Manipulator With Flexible Joints”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 22, No. 2, pp. 809–815, 2014.
- [45] L. Van den Broeck, G. Pipeleers, J. De Caigny, B. Demeulenaere, J. Swevers and J. De Schutter: “A Linear Programming Approach To Design Robust Input Shaping”, *Proc. of IEEE AMC 2008*, pp. 80–85, 2008.
- [46] 片岡 史, 宮崎 敏昌, 大石 潔, 桂 誠一郎, タンパタラタナウオン ソムサワッス: 「位相遅れの少ないノッチフィルタリングシステムによる産業用ロボットの軌跡追従制御の性能改善法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 128, No. 6, pp. 793–801, 2008.
- [47] 熊谷 聡, 宮崎 敏昌, 大石 潔: 「振動抑制および高速軌跡追従を考慮した産業用ロボットのモーション制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 3, pp. 375–384, 2010.
- [48] Y. Mizoshita, S. Hasegawa and K. Takaishi: “Vibration Minimized Access Control for Disk Drives”, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 32, No. 3, pp. 1793–1798, 1996.
- [49] 後藤 聡, 岩永 卓也, 久良 修郭, 中村 政俊: 「産業用多関節ロボットアームのスプライン補間教示信号を用いたジャーク抑制高速高精度制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 9, pp. 1071–1080, 2003.
- [50] 平田 光男, 長谷川 辰紀, 野波 健蔵: 「終端状態制御によるハードディスクのショートシーク制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 5, pp. 524–529, 2005.
- [51] 平田 光男, 城所 隆弘, 上田 伸治: 「終端状態制御によるガルバノスキャナのナノス

- ケールサーボ制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 9, pp. 938–944, 2009.
- [52] 西村 秀和, 戸谷 隆美, 渡邊 豊: 「走行弾性振り子の終端状態制御」, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 60, No. 571, pp. 906–911, 1994.
- [53] 西村 秀和, 舟木 厚司, 戸谷 隆美: 「フィードフォワード入力を用いた終端状態制御のパラメータ変動に対するロバスト性能 (走行振り子の位置決め制御による検証)」, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 61, No. 587, pp. 2938–2944, 1995.
- [54] 結城 和明, 村上 俊之, 大西 公平: 「共振比制御による 2 慣性共振系の振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 10, pp. 1162–1169, 1993.
- [55] 堀 洋一: 「共振比制御と真鍋多項式による 2 慣性系の制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 114, No. 10, pp. 1038–1045, 1994.
- [56] Y. Hori, H. Sawada and Y. Chun: “Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, pp. 162–168, 1999.
- [57] T. Yoshioka, T. T. Phuong, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Variable Noise-Covariance Kalman Filter based Instantaneous State Observer for Industrial Robot,” *Proc. of IEEE ICM 2015*, pp. 623–628, 2015.
- [58] T. Yoshioka, N. Shimada, K. Ohishi and T. Miyazaki: “High Performance Final State Control System Based on Minimum-jerk Trajectory for Industrial Robots”, *Proc. of IEEE IECON 2011*, pp. 3281–3286, 2011.
- [59] S. Futami, N. Kyura and S. Hara: “Vibration Absorption Control of Industrial Robots by Acceleration Feedback”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 30, No. 3, pp. 299–305, 1983.
- [60] 堀 洋一: 「負荷側加速度制御と状態フィードバックによる 2 慣性系の制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 5, pp. 499–500, 1992.
- [61] 涌井 伸二: 「微動ステージに対する運動モードに基づく改良型加速度フィードバックを有する位置決め」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 3, pp. 367–368, 1996.

- [62] 松村 正三, 杉本 英彦, 伊東 光晴: 「加速度センサを用いたリニアモータシステムの慣性変動にロバストな速度制御系の設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 6, pp. 659–668, 1996.
- [63] 木野 卓, 森田 登, 村上 俊之, 大西 公平: 「推定反力フィードバックと複数の加速度フィードバックに基づくフレキシブルマニピュレータの振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 12, pp. 1477–1484, 1999.
- [64] J. Kang and S. Sul: “Vertical-Vibration Control of Elevator Using Estimated Car Acceleration Feedback Compensation”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 1, pp. 91–99, 2000.
- [65] 保坂 元明, 村上 俊之: 「多重オブザーバ構成によるフレキシブルアームの防振制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 7, pp. 693–698, 2004.
- [66] Y. Marushita, H. Ikeda and H. Sugie: “Vibration Suppression Control using the Load-side Acceleration Feedback”, *Proc. of IEEE IECON 2007*, pp. 810–815, 2007.
- [67] A. D. Luca, D Schroder and M. Thummel: “An Acceleration-based State Observer for Robot Manipulators with Elastic Joints”, *Proc. of IEEE ICRA 2007*, pp. 3817–3823, 2007.
- [68] 吉浦 泰史, 加来 靖彦: 「加速度センサフィードバックによる振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 9, pp. 801–806, 2014.
- [69] S. Li, J. Li and Y. Mo: “Piezoelectric Multimode Vibration Control for Stiffened Plate Using ADRC-Based Acceleration Compensation”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 12, pp. 6892–6902, 2014.
- [70] 入江 航平, 桂 誠一郎, 大石 潔: 「位置・加速度入力型外乱オブザーバによる広帯域モーションコントロール」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 6, pp. 579–586, 2007.
- [71] S. Katsura, K. Irie and K. Ohishi: “Wideband Force Control by Position-Acceleration Integrated Disturbance Observer”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 4, pp. 1699–1706, 2008.
- [72] R. E. Kalman: “A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems”, *Trans. of*

- ASME Journal of Basic Engineering*, Vol. 82, No. 1, pp. 35–45, 1960.
- [73] T. T. Phuong, C. Mitsantisuk, K. Ohishi and M. Sazawa: “FPGA-based Wideband Force Sensing with Kalman-Filter-based Disturbance Observer”, *Proc. of IEEE IECON 2010*, pp. 1263–1268, 2010.
- [74] T. T. Phuong, K. Ohishi, Y. Yokokura and C. Mitsantisuk: “FPGA-Based High-Performance Force Control System With Friction-Free and Noise-Free Force Observation”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 2, pp. 994–1008, 2014.
- [75] Y. Kimura, S. Oh and Y. Hori: “Novel Reaction Force Control Design based on Bi-articular Driving System using Intrinsic Muscle Viscoelasticity”, *Proc. of IEEE ICM 2011*, pp. 815–820, 2011.
- [76] 前橋 亘, 伊藤 和晃, 松尾 康平, 岩崎 誠: 「接触動作を考慮した切り替え制御による高精度センサレス加圧力制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 5, pp. 535–543, 2014.
- [77] G. Ferretti, G. A. Magnani and P. Rocco: “Impedance Control for Elastic Joints Industrial Manipulators”, *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, Vol. 20, No. 3, pp. 488–498, 2004.
- [78] T. Kawakami, K. Ayusawa, H. Kaminaga and Y. Nakamura: “High-fidelity Joint Drive System by Torque Feedback Control using High Precision Linear Encoder”, *Proc. of IEEE ICRA 2010*, pp. 3904–3909, 2010.
- [79] 山田 翔太, 犬飼 健二, 藤本 博志, 小俣 賢治, 武田 勇樹, 牧野内 進: 「負荷側エンコーダを用いた 2 慣性系における軸トルク制御の提案」, 電気学会メカトロニクス制御研究会論文集, MEC-14-157, pp. 57–62, 2014.
- [80] N. Shimada, T. Yoshioka, K. Ohishi and T. Miyazaki: “Quick and Reliable Contact Detection for Sensorless Force Control of Industrial Robots for Human Support”, *Proc. of IEEE ISIE 2012*, pp. 1674–1679, 2012.
- [81] S. Katsura and K. Ohnishi: “Force Servoing by Flexible Manipulator Based on Resonance Ratio Control”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, pp. 539–547, 2007.
- [82] C. Mitsantisuk, M. Nandayapa, K. Ohishi and S. Katsura: “Resonance Ratio Control Based

- on Coefficient Diagram Method for Force Control of Flexible Robot System”, *Proc. of IEEE AMC 2012*, pp. 1–6, 2012.
- [83] S. Anayama, K. Ohishi, Y. Yokokura, T. Miyazaki and A. Tsukamoto: “Sensor-less Force Control Using Resonance Ratio Control and Friction Free Reaction Force Observer”, *Proc. of IEEJ SAMCON 2015*, TT5–3–3, pp. 1–6, 2015.
- [84] S. Manabe: “Importance of Coefficient Diagram in Polynomial Method”, *Proc. of IEEE CDC 2003*, pp. 3489–3494, 2003.

論文目録

公表論文

学術論文

- (1) **T. Yoshioka**, N. Shimada, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Vibration Suppression Control based on Final State Control Considering Convergence Time and Inertia Variation for Industrial Robot”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 3 , No. 3, pp. 236–247, 2014.
- (2) **T. Yoshioka**, T. T. Phuong, A. Yabuki, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “High-performance Load Torque Compensation of Industrial Robot using Kalman-Filter-based Instantaneous State Observer”, *IEEJ Journal of Industry Applications* (Vol. 4, No. 5 (2015–9) に掲載決定).

国際会議口頭発表論文 (査読付きフルペーパー)

- (1) **T. Yoshioka**, N. Shimada, K. Ohishi and T. Miyazaki: “High Performance Final State Control System Based on Minimum-jerk Trajectory for Industrial Robots”, *Proceedings of The 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011)*, pp. 3281–3286, 2011.
- (2) **T. Yoshioka**, N. Shimada, K. Ohishi and T. Miyazaki: “Load-Side Acceleration Control for Industrial Robot Arm with Axial Torsion”, *Proceedings of The 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012)*, pp. 3800–3805, 2012.
- (3) **T. Yoshioka**, N. Shimada, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Link-Coupled Vibration Suppression Control Considering Product of Inertia for Industrial Robots”, *Proceedings of The*

- 13th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC 2014)*, pp. 675–680, 2014.
- (4) **T. Yoshioka**, Y. Hirano, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Vibration Suppressing Control Method of Angular Transmission Error of Cycloid Gear for Industrial Robots”, *Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC 2014)*, pp. 1956–1961, 2014.
- (5) **T. Yoshioka**, T. T. Phuong, K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Yokokura: “Variable Noise-Covariance Kalman Filter based Instantaneous State Observer for Industrial Robot”, *Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics (ICM 2015)*, pp. 96–101, 2015.

参考論文

- (1) 河原 翔太, 吉岡 崇, 大石 潔, Nguyen Hien, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「サイクロイド減速機の角度伝達誤差に起因した速度振動の拡張状態オブザーバによる抑制法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 3, pp. 241–251, 2014.

国内学会口頭発表論文

- (1) 吉岡 崇, 尾形 頭國, 熊谷 聡, 大石 潔, 漆原 史朗, 宮崎 敏昌: 「産業用ロボットの推定負荷情報に基づくロバスト位置制御系設計」, 第 27 回ロボット学会学術講演会, 2M2–6, 4 頁, 2009.
- (2) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌: 「産業用ロボットの推定負荷情報に基づくロバスト位置制御系の一設計法」, 第 28 回ロボット学会学術講演会, 1F2–2, 4 頁, 2010.
- (3) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌: 「産業用ロボットの高性能先端位置応答のためのプロファイル設計法の検討」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC–11–105, pp. 61–66, 2011.
- (4) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌: 「制御遅れ及び振動抑制を考慮した産業用ロボットの終端状態制御法」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 2–26, pp. 465–470, 2011.
- (5) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌: 「軸ねじれ振動を有する産業用ロボットアームの加速度制御」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC–12–140, pp. 43–48, 2012.
- (6) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「産業用ロボットの先端加速度に

- 着目した零位相誤差追従制御」, 第 30 回ロボット学会学術講演会, 4G2-1, 4 頁, 2012.
- (7) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「産業用ロボットの先端加速度に着目した軌跡追従制御」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-13-039, pp. 43-48, 2013.
- (8) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「慣性乗積を考慮した産業用ロボットの軸間連成振動抑制制御法についての一検討」, 第 31 回ロボット学会学術講演会, 1H1-6, 4 頁, 2013.
- (9) 吉岡 崇, 嶋田 直樹, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「連成振動を考慮した産業用ロボットの高性能なモーション制御」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-14-137, pp. 43-48, 2014.
- (10) 吉岡 崇, 矢吹 明紀, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「負荷側加速度を用いた瞬時外乱推定に基づく産業用ロボットの振動抑制制御」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 2-4, pp. 87-90, 2014.
- (11) 吉岡 崇, 矢吹 明紀, 大石 潔, 宮崎 敏昌, 横倉 勇希: 「負荷側加速度を用いた瞬時外乱オブザーバに基づく産業用ロボットの負荷トルク推定」, 第 32 回ロボット学会学術講演会, 1E3-4, 4 頁, 2014.

国際会議口頭発表論文 (査読なし)

- (1) T. Yoshioka, N. Shimada, K. Ohishi and T. Miyazaki: “Motion Control Method of Industrial Robot Based on Dynamic Torque Compensation and Estimated Load Information”, IEEE Shin-etsu Session, p. 36, 2010.

博士（工学）学位論文
産業用ロボットの振動要素を考慮した
先端加速度に基づくモーション制御法に関する研究

発行日 2015年8月吉日

著者・発行者 吉岡 崇
