

博士論文

**多自由度移動ロボットの
高機動化運動生成法と
モーションコントロール**

Motion Generation and Control for Multi-Degree-of-Freedom

Mobile Robots towards High-mobility



指導教員：藤本 康孝 教授

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

電気電子ネットワークコース

鈴木 章洋

2017 年 3 月提出

論文要旨

本論文は、脚車輪型移動ロボット (WLMR) のような大自由度を有する車輪移動ロボットの、高速性と安定性を満たした運動を実現するための運動制御手法について述べる。特に機動力を向上することを狙い、(1) 関節駆動制御の高性能化、(2) 更なる高機動化を実現する全身運動生成法、の2点について論じる。以上を考慮して、本論文は二部構成とした。第一部は、運動生成によって与えられた関節動作をより高性能に実現するため、「N 自由度制御」を提案し、その有効性について論じる。N 自由度制御の目的は関節駆動制御系の高性能化であるが、多くのメカトロニクス・モーションコントロールシステムに応用可能であるため、その応用事例についても述べる。第二部は、脚車輪型移動ロボットをはじめとした大自由度を有する移動ロボットの、Zero Moment Point (ZMP) に基づいた高機動化運動生成法について論じる。

第一部: 高機動化に貢献可能なモーションコントロールの新たな一般的枠組の提案

ロボティクス・メカトロニクスシステムでは、モータと減速機を基本とした駆動系を利用する例が多い。ロボットシステムの高機動化を実現するためには、モータ駆動系に対してより高速・高精度な位置決め・速度制御性能が要求される。また、安全性の観点から力制御系を搭必要とするシステムも増加傾向にあり、力制御性能の向上も求められている。位置や速度、力を高速・高精度に制御する一般的枠組みとして、2 自由度制御がある。2 自由度制御はフィードフォワード制御によって高速性を実現し、フィードバック制御によってロバスト性を高め、高精度性を実現する。ロバストフィードバック制御の一手法として、外乱補償が可能な外乱オブザーバが多用されている。本研究では、外乱オブザーバに基づいたアプローチで、複数のセンサフィードバックを用いて外乱推定・抑圧性能を向上可能な一般的枠組みである N 自由度制御を提案する。N 自由度制御は、例えばエンコーダの分解能を高めることが困難な状況で効果を発揮する。減速機を介したロボットアクチュエータでは、減速機の弾性やバックラッシュに起因した伝達誤差による制御性能の劣化が問題となるため、減速機の出力端にエンコーダを取り付ける方法が有効である。モータに取り付けたエンコーダ情報から減速機出力の角度を換算すると、分解能が減速比倍される利点があるが、減速機の出力端に取り付けたエンコーダをフィードバックに使用する場合はその限りでない。この時、量子化誤差の影響が顕著になり制御系の高性能化が困難となる。このような状況で N 自由度制御を使用すれば、例えばエンコーダに加えて加速度センサやジャイロ스코プを使用することにより、量子化ノイズを抑えて広帯域な外乱抑圧が可能となる。近年の MEMS 技術の発展に伴い、ロボットの各関節に加速度センサやジャイロ스코プを搭載することが現実的となっている。また、ロボットの姿勢や人との衝突を検知する意味でもこれらのセンサを多く搭載する意義は大きい。N 自由度制御では、これらの目的で搭載したセンサ情報を利用し、制御系の性能を向上させることが可能である。本稿では N 自由度制御の有効性をモータ駆動系を用いた実験装置によって検証する。また、弾性アクチュエータやロボットマニピュレータのインピーダンス制御、ハプティックインターフェースのバイラテラル制御など、種々の問題にも応用可能であるため、その有効性についても論じる。

第二部: WLMR の高機動化運動生成法の提案

近年、車輪移動機構に駆動自由度を追加して、移動性能の向上を図る研究開発事例が散見される。WLMR は、上

記研究例の代表的なロボットであると言える。このようなロボットの特徴として、車輪移動機構の上部にリンク機構を追加するような構成により、その重心位置が高くなる点がある。重心位置が高くなると、必然的に転倒する危険性が高くなる。従来研究では、重心位置の支持領域への投影点が、支持領域の内部に存在するか否かで安定性を判断する、静的安定性に基づいた運動生成を行っている。しかし、車輪を有する利点は、平坦地において高速・高効率な移動が可能である点であるので、この利点を活かせることが望ましい。よって、静的な安定性のみならず、動的な安定性を考慮した安定性指標や運動生成法について検討する必要がある。そこで我々は、2足歩行ロボットの動的安定性指標として用いられる Zero Moment Point (ZMP) に基づいた運動制御法を WLMR に適用する方法を提案する。ZMP の制御法として代表的である予見制御を用いた方法に加えて、容易に実装が可能となる零位相ローパスフィルタによる方法を提案する。結果的に、直進動作における加減速に起因したピッチング動作を低減でき、安定した加速・減速動作が実現可能となることをシミュレーションおよび実機実験により確認する。ZMP を規範とすることで高速度な運動が実現可能となると、低速度域では問題とならなかった点が影響を及ぼし始める。それは旋回時における遠心力の ZMP への影響であり、高速度での旋回動作において顕著に現れる。そこで本稿では、旋回時の遠心力による影響を ZMP への外乱とみなして、その外乱値を推定しフィードフォワード補償することで、ZMP の制御誤差を低減する方法を提案し、シミュレーションおよび実機実験によりその効果を確認する。

目次

第 1 章 序論	14
1.1 研究背景	14
1.2 研究目的	16
1.3 論文の構成	17
 第 I 部 N 自由度制御の提案とモーションコントロールシステムへの応用	 18
第 2 章 第一部の導入	19
2.1 一つのセンサ情報を用いたフィードバックシステム	20
2.1.1 力/トルクの推定とフィードバック	20
2.1.2 位置/速度/加速度の推定とフィードバック	21
2.2 複数センサを用いた性能向上手法	22
2.2.1 位置/速度/加速度の推定とフィードバック	22
2.2.2 力/トルク推定とフィードバック	23
2.3 第一部の構成	23
 第 3 章 N 自由度制御の提案	 24
3.1 1 入力多出力系に対する N 自由度制御	24
3.1.1 2 自由度制御器の導出	24
3.1.2 3 自由度制御の導出	26
3.1.3 2 自由度制御および 3 自由度制御の周波数特性	29
3.1.4 一般化	29
3.1.5 N 自由度制御の実装について	30
3.2 多入力多出力系に対する N 自由度制御器の設計	30
3.2.1 MIMO-2 自由度制御	30
3.3 伝達関数行列の分割に基づいた複数センサフィードバックによる性能改善	34
3.3.1 MIMO-拡張 2 自由度制御	34
 第 4 章 モータドライブシステムへの応用	 39
4.1 はじめに	39
4.2 電流制御型モータモデルに対する 3 自由度制御の設計	39
4.2.1 2 自由度制御	39
4.2.2 3 自由度制御	40

4.2.3	2/3 自由度制御のフリーパラメータの選定指針と外性信号に対する感度特性	40
4.3	シミュレーションおよび実験による比較検証	42
4.3.1	関連手法との比較	42
4.3.2	遮断周波数の決定について	44
4.4	おわりに	45
第 5 章	弾性アクチュエータへの応用	51
5.1	はじめに	51
5.2	SEA のモデルとセンサ構成	52
5.2.1	SEA のモデル化	53
5.2.2	2 慣性系における N 自由度制御のフィードバック情報選定指針	53
5.3	加速度センサ情報を利用した SEA の 2/3 自由度制御	54
5.4	2/3 自由度制御による軸トルク制御の設計	54
5.4.1	2 自由度制御	54
5.4.2	3 自由度制御	55
5.5	2/3 自由度制御による位置制御の設計	55
5.5.1	2 自由度制御	55
5.5.2	3 自由度制御	56
5.6	3 自由度制御におけるフリーパラメータの選定指針と外性信号に対する感度特性	57
5.7	シミュレーションおよび実験による検証	57
5.7.1	軸トルク制御のシミュレーション結果	57
5.7.2	位置制御のシミュレーションおよび実験結果	59
5.8	おわりに	59
第 6 章	N 自由度制御から導かれる外乱オブザーバとその効果に関する考察	61
6.1	はじめに	61
6.2	NDoF-DOB の導出と解析	61
6.2.1	NDoF-DOB の導出	62
6.2.2	PAIDO と NDoF-DOB の相違点について	62
6.3	1 慣性系および 2 慣性系に対する PAIDO/NDoF-DOB の応用	64
6.3.1	1 慣性系のための PAIDO/NDoF-DOB	64
6.3.2	2 慣性系のための PAIDO/NDoF-DOB	66
6.4	シミュレーションおよび実験による PAIDO/NDoF-DOB の検証	68
6.5	おわりに	69
第 7 章	ハプティックインターフェースへの応用	72
7.1	はじめに	72
7.2	マスター/スレーブ装置について	74
7.3	従来法: 相補感度関数に基づいた 2ch バイラテラル制御設計法	74

7.3.1	制御器の導出と内部安定性	74
7.3.2	マスター/スレーブ装置間の位置同期および作用・反作用の法則を実現するためのフリーパラメータ条件の導出	77
7.3.3	フリーパラメータの設計例	78
7.4	提案法 1: 相補感度関数に基づいた多入力多出力制御設計に基づいた 2ch バイラテラル制御設計法	78
7.4.1	MIMO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造	78
7.4.2	MISO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造	81
7.5	提案法 2: 伝達関数行列の分割に基づいた複数センサフィードバックによる性能改善	82
7.5.1	MIMO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造	82
7.5.2	MISO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造	84
7.6	実験	85
7.7	おわりに	88
第 8 章	インピーダンス制御問題への応用	89
8.1	はじめに	89
8.2	PB-IC と DB-IC	90
8.2.1	DB-IC	90
8.2.2	PB-IC	91
8.2.3	「正確性/頑健性のジレンマ」とその解決策	92
8.3	新たな問題提起とその解決法	95
8.3.1	正確性/頑健性/雑音性のジレンマ	95
8.3.2	新たなジレンマの解決法: 3 自由度制御	96
8.4	多入力多出力系における検討	97
8.4.1	マニピュレータの運動学と動力学	97
8.4.2	MIMO 系における PB-IC と DB-IC	99
8.4.3	MIMO 系における「正確性と頑健性のジレンマ」に対する解決法	102
8.4.4	「正確性・頑健性および雑音性のジレンマ」の解決法	103
8.5	シミュレーション/実験	104
8.5.1	1 入力 1 出力のケース	104
8.5.2	多入力多出力のケース	105
8.6	おわりに	106
第 II 部	多自由度脚/車輪移動ロボットの高機動化運動生成法	110
第 9 章	第二部の導入	111
9.1	脚の機構と車輪の機構を併せ持つ適応性の高い機構に対する運動生成法の検討	111
9.2	ZMP に基づく高機動化運動生成法の検討	112
9.3	第二部の構成	113

9.4	パラメータの定義および運動学計算時に使用する定理の説明	114
第 10 章	4 脚 4 輪型移動ロボットの運動生成法	115
10.1	脚車輪型移動ロボットの運動学の基礎	116
10.1.1	位置と姿勢の計算	116
10.1.2	リンク先端速度の計算	118
10.1.3	重心速度・運動量の計算	119
10.1.4	速度次元における微分逆運動学	122
10.1.5	複数の拘束条件を考慮した逆運動学	123
10.2	脚車輪型移動ロボットの運動生成	125
10.2.1	脚車輪型移動ロボットのための運動学的拘束条件	125
10.2.2	旋回運動生成時の問題点	127
10.2.3	WLMR の全身運動生成と制御法	132
10.2.4	制御器	134
第 11 章	Zero Moment Point (ZMP) に基づいた高機動化運動生成法	137
11.1	はじめに: ZMP のダイナミクスの導出と脚車輪型移動ロボットへの適用	137
11.1.1	Zero Moment Point (ZMP)	137
11.1.2	剛体多リンクモデルに基づく ZMP の近似計算法	138
11.2	従来法: 予見制御による重心軌道生成	142
11.3	提案法: ZMP 方程式の逆システム構築による重心軌道生成	144
11.3.1	ZPLPF を用いた近似逆モデル構築によるフィードフォワード制御	144
11.3.2	不安定極を有するコントローラの実現	145
11.3.3	$G_p^{-1}(s)$ の実現	147
11.3.4	FIR-ZPLPF の設計法	148
11.3.5	IIR-ZPLPF の設計法	149
11.4	軌道生成結果	151
11.5	3次元シミュレーション及び実験による検証	151
11.5.1	全身運動生成と制御	152
11.5.2	ZMP ステップ応答	153
11.5.3	ZMP に基づく車輪走行	153
11.5.4	ZMP に基づくトロット歩行	154
11.6	おわりに	154
第 12 章	旋回動作時の遠心力による影響の補償制御法	162
12.1	はじめに	162
12.1.1	従来法のサーベイ結果とその問題点	162
12.2	遠心力の予測	164
12.2.1	遠心力のモデル化	164

12.2.2 遠心力の未来値の予測	165
12.3 提案法 1: 外乱予見制御に基づく遠心力補償 (遠心力予見制御)	166
12.3.1 制御系設計	166
12.4 提案法 2: ZPLPF に基づく遠心力補償	167
12.4.1 制御系設計	168
12.5 旋回時の全身運動生成法	168
12.6 シミュレーション/実験	170
12.6.1 従来法および提案法による ZMP のトラッキング制御	170
12.6.2 ZMP スラローム軌道追従制御による CFPC および CFZPLPF の有効性の検証	171
12.7 おわりに	172
第 13 章 結言	177
付 録 A 第一部の補足	179
A.1 N 自由度制御の実験に用いる加速度センサについて	179
A.2 演算装置について	179
A.3 1 慣性モータドライブシステムの諸元	180
A.3.1 実験装置の外観	180
A.3.2 モータ駆動系	180
A.3.3 センサ類	180
A.3.4 パラメータ同定	181
A.4 多慣性モータドライブシステム (Series Elastic Actuator (SEA) 評価用実験機) の諸元	181
A.4.1 SEA ベンチマーク実験機の外観	181
A.4.2 駆動系	181
A.4.3 センサ類	183
A.5 N 自由度制御器の実現方法	183
A.5.1 可制御/可観測正準系に基づいた制御器の実現法	183
A.5.2 実現例: 2 自由度制御および 3 自由度制御の実現	186
付 録 B 第二部の補足 (4 脚 4 輪型移動ロボットの詳細)	188
B.1 駆動系	188
B.1.1 駆動系の機構	188
B.1.2 駆動系の制御法	188
B.2 センサ類	191
B.3 演算装置	192
付 録 C N 自由度制御による脚車輪型移動ロボットの重心/関節制御系の性能改善	195
C.1 はじめに	195
C.2 関節制御への N 自由度制御の応用	197

C.3	重心制御への N 自由度制御の応用	198
C.4	シミュレーションによる検証	199
付 録 D	WLMR の車輪走行時における角運動量の影響について	202
D.1	運動量の拘束条件を用いた運動生成	202
D.2	脚配置最適化による角運動量の抑圧に基づく ZMP 誤差の低減	204
D.3	角運動量の時間微分を拘束条件とした運動生成による角運動量フィードバック制御	204
D.4	その他のアプローチ	205
付 録 E	MPC の導入による ZMP 制約の考慮	206
E.1	予測のための定式化	206
E.2	MPC のための評価関数定式化	207
E.3	入力・状態・出力の制約条件	208
E.4	解くべき最適化問題	210

目 次

3.1	2, 3, N 自由度制御のブロック図	25
3.2	2 自由度制御の等価ブロック図	26
3.3	3 自由度制御の等価ブロック図	27
3.4	2 自由度制御と 3 自由度制御の周波数応答	29
3.5	一般化された N 自由度制御の等価ブロック図	37
3.6	2 自由度制御の DOB 型等価ブロック図	38
3.7	2 自由度制御の IMC 型等価ブロック図	38
3.8	拡張 2 自由度制御の DOB 型等価ブロック図	38
3.9	拡張 2 自由度制御の IMC 型等価ブロック図	38
4.1	外性信号の通過域と相補感度関数の対応	41
4.2	位置制御のシミュレーション結果 (ステップ応答)	46
4.3	位置制御の実験結果 (ステップ応答)	46
4.4	2 自由度制御の周波数応答	47
4.5	2 自由度制御+KKF の周波数応答	47
4.6	3 自由度制御の周波数応答	47
4.7	2 自由度制御における ω_c の変化に伴う応答の変化	48
4.8	CXL10GP3 を用いた 3 自由度制御における ω_{c2} の変化に伴う応答の変化	49
4.9	ADXL203 を用いた 3 自由度制御における ω_{c2} の変化に伴う応答の変化	49
4.10	CXL10GP3 を用いた 3 自由度制御における ω_{c2} の変化に伴う応答の変化	50
5.1	SEA のモデル	52
5.2	SEA の実験装置の外観	52
5.3	軸トルク制御のシミュレーション結果	58
5.4	位置制御のシミュレーション結果	58
5.5	位置制御の実験結果	59
6.1	3 自由度制御のブロック図	62
6.2	3 自由度制御の等価ブロック図	62
6.3	DOB 型の等価ブロック図: NDoF-DoB	62
6.4	一般化された PAIDO のブロック図	62
6.5	PAIDO および NDoF-DOB における各種フィルタの波数特性と対応する外性信号	64
6.6	NDoF-DOB/PAIDO を用いた外乱/反力推定のブロック図	65

6.7	1 慣性系および 2 慣性系のシミュレーション/実験環境	65
6.8	1 慣性系および 2 慣性系の周波数特性	66
6.9	1 慣性系の場合の周波数特性 (左: $\frac{\hat{T}_{ld}}{T_{ld}}$, 中央: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_1}$, 右: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_2}$)	69
6.10	2 慣性系の場合の周波数特性 (左: $\frac{\hat{T}_{ld}}{T_{ld}}$, 中央: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_1}$, 右: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_2}$)	70
6.11	1 慣性系におけるステップ外乱の推定結果	71
6.12	2 慣性系におけるステップ外乱の推定結果	71
7.1	本稿における提案法の概要	73
7.2	バイラテラル制御の概念図	75
7.3	実験環境の外観	85
7.4	4ch バイラテラル制御と提案法 1 の実験結果	86
7.5	提案法 1 と提案法 2 の実験結果. 実験においては, エンコーダの分解能を 12000 ppr に意図的に設定し, 低分解能エンコーダを模擬している.	87
8.1	DB-IC と PB-IC の等価ブロック図	91
8.2	2DoF-IMC および DB-IC+IMC のブロック図	93
8.3	2DoF-DOB および DB-IC+DOB のブロック図	93
8.4	2DoF-DOB および PB-IC+DOB のブロック図	95
8.5	3 自由度制御のブロック図	97
8.6	DB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図	98
8.7	PB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図	98
8.8	マニピュレータの外観	99
8.9	DB-IC のブロック図	101
8.10	PB-IC のブロック図	101
8.11	2DoF-IMC および DB-IC+IMC のブロック図	103
8.12	2DoF-IMC および DB-IC+IMC のブロック図	103
8.13	DB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図	104
8.14	実験装置の外観	106
8.15	PB-IC および DB-IC のシミュレーション結果 (2 自由度制御: $\omega_c=1000$ rad/s, 3 自由度制御: $\omega_{c1}=1000$ rad/s, $\omega_{c2}=500$ rad/s)	108
8.16	PB-IC および DB-IC の実験結果 (2 自由度制御: $\omega_c=700$ rad/s (安定限界), 3 自由度制御: $\omega_{c1}=1000$ rad/s and $\omega_{c2}=500$ rad/s)	108
8.17	シミュレーション結果	109
10.1	関節座標系の定義	116
10.2	リンク機構の定義	116
10.3	接地点の定義	118
10.4	WLMR の三次元モデル	125
10.5	接地面の概要: \mathbf{l}_{c_i} , \mathbf{t}_{c_i} および \mathbf{n}_{c_i} は単位ベクトル	125

10.6 問題点 2 の説明図	129
10.7 問題点 3 の説明図	132
10.8 加速度次元の全身運動生成ブロック図	135
10.9 速度次元の全身運動生成ブロック図	136
11.1 ZMP の定義	138
11.2 ZMP と圧力分布	138
11.3 WLMR の支持領域と ZMP	139
11.4 ZMP に基づいた WLMR の転倒危険性	139
11.5 単質点倒立振子モデル	140
11.6 WLMR の剛体多リンクモデル	141
11.7 WLMR の単質点近似モデル (テーブル台車モデル)	141
11.8 予見ゲイン F_r	144
11.9 予見制御のブロック図	145
11.10 ZPLPF を用いた ZMP の FF 制御の概要	146
11.11 ZPLPF を用いた重心軌道生成の概要	147
11.12 式 (11.50) のインパルス応答	149
11.13 FIR-ZPLPF による $G_p^{-1}(s)$ の構築法	150
11.14 IIR-ZPLPF による $G_p^{-1}(s)$ の構築法	151
11.15 重心位置・速度・加速度指令軌道	156
11.16 全体の制御ブロック図 (予見制御, ZPLPF 検証用)	157
11.17 ZMP ステップ応答外観	157
11.18 ZMP のステップ応答結果	158
11.19 ZMP に基づく車輪走行時のロボットモーション (シミュレーション)	159
11.20 ZMP に基づく車輪走行時のロボットモーション (実験)	159
11.21 車輪走行のシミュレーション結果	160
11.22 車輪走行の実験結果	160
11.23 ZMP に基づく歩行時のロボットモーション (シミュレーション)	161
11.24 トロット歩行のシミュレーション結果	161
12.1 倒立振子モデル	163
12.2 ロボットに加わる遠心力	166
12.3 曲率に基づいた遠心力のモデル図	166
12.4 プレビューゲイン F_r, F_d ($z_c = 0.429$)	167
12.5 遠心力予見制御のブロック図 (CFPC)	168
12.6 遠心力補償付き ZPLPF のブロック図 (CFZPLPF)	169
12.7 全体の制御ブロック図 (遠心力補償法検証用)	170
12.8 試験環境	172

12.9 ZMP のトラッキング制御: 姿勢制御に基づくアプローチの有効性検証結果	172
12.10 ZMP スラローム軌道追従時のロボットモーション (シミュレーション)	173
12.11 ZMP スラローム軌道追従時のロボットモーション (実験)	174
12.12 遠心力の影響の補償結果 (シミュレーション)	175
12.13 遠心力の影響の補償結果 (実験)	176
A.1 加速度センサの外観	179
A.2 実験機の概要	180
A.3 SEA 評価用試験機の外観	182
A.4 エラストマーバネの外観	182
B.1 WLMR 外観	189
B.2 CAD モデル外観	190
B.3 WLMR の関節配置	191
B.4 駆動システム外観	193
B.5 全体のシステム構成	193
B.6 DC モータ外観	194
B.7 ハーモニックドライブギア外観	194
B.8 関節タイプ	194
B.9 ジャイロセンサ外観	194
B.10 加速度センサ外観	194
C.1 重心動作の追従誤差による ZMP 誤差	197
C.2 従来の制御系と 2 自由度制御の比較 (シミュレーション)	201
E.1 MPC の基本制御方策	206

表 目 次

3.1	N 自由度制御の構成条件	31
4.1	2 自由度制御/2 自由度制御+KF/3 自由度制御比較シミュレーションおよび実験の RMS 評価値	44
7.1	Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 の構成条件	77
7.2	各実験結果の RMS 誤差	88
8.1	シミュレーション結果および実験結果の RMS 評価値 (誤差 [rad], 制御入力 [A])	106
10.1	ZXZ オイラー角	117
10.2	ローカル関節座標系におけるリンク重心位置・次関節座標原点位置	117
11.1	シミュレーションおよび実験条件	153
11.2	ZMP 誤差の RMS 値 [mm]	155
12.1	シミュレーションおよび実験条件	171
12.2	実験における ZMP 誤差の RMS 値 [mm]	175
12.3	実験における ZMP 誤差の RMS 値 [mm]	176
A.1	モータ仕様	181
A.2	各関節仕様	182
A.3	モータ仕様	182
A.4	ハーモニックドライブのデータ	182
B.2	モータ仕様	189
B.1	関節の可動範囲	191
B.3	ハーモニックドライブのデータ	191
B.4	各関節仕様	192
B.5	WLMR の駆動に用いるパラメータ	192

第1章 序論

1.1 研究背景

内閣府が公開している高齢化社会白書によれば、我が国では高齢化は継続して進行するという予想がなされている [1]. 経産省によって公開された産業用ロボットの市場予測において、2035 年における市場内訳の約 50%がサービス分野となる見込みであることは、高齢化の背景を反映していると言えるであろう [2]. よって、今後も生活支援を目的としたロボット技術応用に対する期待は増加し続けると考えられる. このような期待に応えるため、人間支援を目的としたロボット技術の研究開発が盛んに行われてきている. 特に生活支援ロボット (パーソナルケアロボット) に関しては、安全性に関する国際規格 ISO13482 が策定されるなど、実用化に向けて本格的な検討の段階に入っていると言える [3]. 策定された規格内では、生活支援ロボットは、「移動作業型ロボット」、「搭乗型ロボット」、「人間装着型ロボット」の 3 つに分類される.

移動作業型ロボットは、自律的に移動し作業を行う、独立行動が可能なロボットである. 移動作業型ロボットは、人と協調した作業が可能であることや、様々な環境に作用しながらの作業が可能であること、また人の生活空間で適応的に移動可能であること、等が期待される. 近年の開発事例としては、例えば単純な車輪移動ロボットである iRobot の Roomba [4], 豊田中央研究所の荷物運搬・ヒト追従が可能な俊敏性を持つパーソナルモビリティロボット [5], 車輪移動機構に加えて汎用的なタスクが遂行可能なマニピュレータを持つ、トヨタ自動車の生活支援ロボット HSR [6] や、ドイツ航空宇宙センター (DLR) の Justin [7] などがある. 以上のロボットは全て車輪移動型ロボットであるが、乗り越えられる段差や凹凸が車輪径によって制限されるため、踏破性が低いという欠点がある. また、作業用のマニピュレータを有する HSR や Justin などの例は、機構上重心位置が高くなるため、移動速度を抑えて走行する必要がある. 移動環境における段差の踏破性向上を目指して、脚車輪機構などの車輪と付加的な駆動自由度を有する機構を採用する事例も多く見受けられる. 例えば、産業技術総合研究所の人間支援・人間先導、人間誘導を目的とした Flexible Personal Robot (FPR) [8], 日本精工の盲導犬や介護犬の代用を目指した盲導犬型ロボット [9] 等の脚車輪型移動ロボットがある. これらのロボットは歩行動作による段差乗り越え等が可能であるので、歩行時にはその安定性を考慮しながら転倒を避けるように歩行を計画する必要がある. 車輪走行時についても、構造上重心位置が非常に高くなるので、転倒の危険性が高い. よって、転倒しないよう車輪での移動速度を可能なかぎり遅くする必要があり、機動性を向上することが難しい. また、上記のロボットに共通する課題として、人との協調や環境とフレキシブルに作用するための制御設計が必要となる点がある.

搭乗型ロボットは、人を載せて輸送することが可能なパーソナルモビリティロボットである. 搭乗型ロボットも、移動作業型ロボットのように様々な環境に適応して移動可能であることが望ましい. 移動作業型との大きな違いは、人を載せての移動が主な目的である点である. 研究開発例として、車椅子型の搭乗型ロボットとしては様々な事例があるが、特徴的なものとしてパーソナルモビリティである WHILL [10] がある. WHILL は従来の車椅子と比較して、悪路の走破性や旋回性能が高く、機動性が高くなるよう設計されている点が特徴的である. また、倒立振子型の搭乗型ロボットの研究開発例として、セグウェイ [11], トヨタ自動車の Winglet [12], 本田技術工業の UNI-CUB [13],

東京大学と豊田中央研究所のパーソナルモビリティ実験機 [14] などがある。搭乗型ロボットとして倒立振子型を選択する理由は、車輪駆動部の接地面積 (支持領域) が車椅子型と比較して狭くなるため、小回りが効き更なる機動性が達成できる点であると考えられる。ただし、転倒しないよう常にバランス制御が必要となる。他にも、例えば脚車輪機構のように駆動自由度を多くすることで環境に対するフレキシビリティを向上させる研究例も存在する。千葉工業大学のちゃりべえ [15] や RT-Mover [16] などが代表例である。これらの例は移動作業型の脚車輪型ロボットとは異なり低重心であるため、バランス制御の必然性は比較的低く、かつ高い走破性を有するという利点を持つ。一方で、移動速度が低いため機動性が低い、小回りが効かないという欠点を持つ。また、上記のロボットに共通する課題として、人を乗せた状態でも十分な移動性能が確保できるよう、ロバスト性の高い制御設計が必要となる。

そして人間装着型ロボットは、人の動作の補助や増強を目的として、身体的な補助を行うロボットである。一例として、Exoskelton (外骨格) と呼ばれる装着型の支援ロボットが盛んに研究開発されている。例えば、CYBERDYNE のロボットスーツ HAL [17]、カリフォルニア大学バークレー校の BLEEX [18]、ReWalk [19]、Ekso Bionics [20] などがある。アクチュエータとして電気モータと減速機による駆動と油圧駆動が用いられているが、安全性と装置の軽量化の観点からは電気モータと減速機を介した構成有利である。ただし、高出力なアシストを志向して高減速比の減速機を採用すると、バックドライバビリティ [21] が損なわれて、アクチュエータが人の動きに合わせて柔軟にアシストすることが困難になってしまう。この問題を解決する研究事例として、Series Elastic Actuator (SEA) をアクチュエータとして用いた Exoskelton が盛んに研究されている [22]–[24]。SEA は高減速比の減速機を用いながらも安価に力制御を可能とするアクチュエータであり、力制御をベースとしたアシスト制御が必要となる Exoskelton との親和性は高い。ただし、原理的に制御が難しく応答が振動的になりやすいので、振動を抑制しつつ所望の性能を発揮するための制御技術が必要となる。また、直接体に取り付ける装着型ではないが、手押し式の歩行アシスト装置である RT.WORKS の RT.1, 2 [25] がある。また、安川電機の屋内移動アシスト装置 [26] は、高齢者のベッドからの立ち上がり支援も可能とすることを目指した支援ロボットである。これらの装置に関しても、アクチュエータに関しては Exoskelton と同様に高いアシスト性能を有するアクチュエータとその制御技術が肝要であると言える。さらにこのようなロボットには転倒危険性の問題がある。例えば安川電機のアシストロボットは、車輪移動機構と、回転と上下動作が可能な 2 自由度のリンク機構を組み合わせた多自由度型の歩行支援装置である。このように自由度を増やすと、重心が高くなってしまい転倒危険性が高まってしまうという問題がある。また、屋内での利用を考えると小回りの利くコンパクトな機構であることが求められるが、この要求と転倒しない、という条件はトレードオフの関係にあり同時に実現することが難しい。

3つの形式のロボットに共通している点として、車輪移動機構に加えて脚の機構を有する脚車輪機構や、マニピュレータを搭載する移動マニピュレータ方式、2 自由度程度のリンク機構を追加した支援用の移動ロボットなど、タスク遂行能力の向上や踏破性の向上を目指して構造を複雑にしている研究事例が多く見受けられつつある。このような研究例の特徴として、従来の車輪のみを有するロボットと比較して重心位置が高くなる点がある。また、小回りの利く移動ロボットを実現するためには接地領域をできるだけ小さくする必要があるが、この点がさらに高重心の機構になることを後押ししている。ロボットが高重心になると、転倒の危険性が高まるので、転倒危険性について常に考慮しながらロボットを移動させる必要がある。すなわち、ロボットの移動速度を遅くし、静的な安定性を確保しながら転倒しないよう移動させる必要がある。車輪移動型である利点として、車輪による高い機動性を持った移動が可能である点が考えられる。しかし、作業性や走破性を向上することを目的として機構的自由度を向上させると、この高機動性の利点が失われてしまう。よって、転倒を避け、かつ高い機動性を実現するような高機動

化運動計画・運動生成法が必要であると言える。

また、それぞれの形式のロボットに関して、今まで以上に高性能な駆動制御手法が必要とされていると言える。例えば、移動作業型に関しては、人と協調するために柔らかい動作が必要となるため、環境変動に不感力制御やインピーダンス制御が重要となる。搭乗型ロボットに関しては、どのような人が乗っても所望の性能が発揮できる必要があるため、負荷の変動に対してロバストな位置や速度の制御手法が必要になる。また、高機動性が求められる作業移動型や搭乗型ロボットに関しては、上位系である運動生成法から与えられる位置や速度の指令値変動が急峻である可能性が高く、上述のような負荷変動が存在した上で、更に広帯域な制御性能が求められる。装着型では弾性アクチュエータを用いるアプローチが有効であるが、その振動抑制制御手法の性能向上が必須であることは前述の通りである。一般的に、上記のような問題は全て「モーションコントロール」という分野に属する。モーションコントロールでは、環境変動や負荷の変動を「外乱」として扱い、外乱による影響を可能な限り抑圧して、目標の実現を目指すアプローチが取られる [27]。

1.2 研究目的

研究背景を鑑みて、本研究では、(1) 生活支援ロボットの多様化と高自由度化による高重心の問題が転倒危険性を高めること、(2) 環境変動や負荷変動のある条件下で急峻な指令変化が制御系に与えられる可能性が高いこと、の2点を考慮すべき課題として検討する。そこで本稿では、それぞれの課題に対応した2つの提案を行う。1つ目は、「多自由度移動ロボットの転倒危険性低減を目指した安定性指標と高機動化を実現する運動生成法の提案」であり、2つ目は、「ロボットシステムに親和性の高いモーションコントロール手法の提案と外乱抑圧特性の向上」である。

まず1つ目の提案における多自由度移動ロボットの転倒危険性に関して、本研究では脚車輪型移動ロボットを評価用の実験機として使用する。脚車輪型移動ロボットは、非常に多くの駆動関節を有しているという点で、多くの多自由度移動ロボットの特徴を包含していると言えるからである。また、脚車輪型移動ロボットはその自由度の高さから、脚の姿勢を様々に変更可能であり、例えば接地領域を小さく、重心位置を高くした姿勢が実現可能である。よって、高重心で転倒危険性の高い姿勢での運動生成法の有効性検証が可能である。脚車輪型移動ロボットで検討する手法の有効性が確認できれば、様々な形式の多自由度移動ロボットに対して有効性のある一般性を持った手法であると主張できる。また、転倒危険性低減を目指した安定性指標として、Zero Moment Point (ZMP) の適用を提案する。ZMP はもともとヒューマノイドに用いられてきた動的安定性の指標であるが、本研究ではこの指標に基づいて高機動化を目指した運動生成を行う。特に、車輪移動時における ZMP を支持領域の中央に制御しながら、安定に直進運動や旋回運動を行う手法を提案する。提案するアプローチは大きく分けて2つの取り組みに分けられる。1つ目は、直進時や旋回時の重心運動を、ZMP に基づいて生成する重心軌道計画問題である。2つ目は、脚の機構と車輪の機構を同時に持つ機構に対して、与えられた重心軌道を実現するための関節動作を求める全身運動生成問題である。本稿ではそれぞれ独自の手法提案を行い、提案した手法の有効性をシミュレーションおよび実験によって検討する。

続いて2つ目の提案における、ロボットシステムに親和性の高い外乱抑圧手法に関して述べる。本研究では、ロボットシステムにおけるセンサが潤沢に使用されつつある背景を考慮して、ロボットが搭載する複数センサ情報を有効活用してサーボ性能を向上する方法を提案する。例えば、近年の MEMS 技術の発展に伴い、ロボットの各関節に加速度センサやジャイロ스코プを付加的に搭載することが現実的となっている。これらのセンサは、ロボットの姿勢や人との衝突を検知する意味でも大きな意義を持つ。本研究では、これらのセンサから得られた加速度情

報や角速度情報を活用することを考える。外乱抑圧手法として一般的にモーションコントロールで用いられるのは外乱オブザーバ (DOB) である。DOB は直感的な構成であり、かつ容易に実現可能で、実用上十分な程度に外乱抑圧が可能である特徴を持つため、産業界で広く用いられている。また、外乱抑圧と広帯域な指令値追従を実現するため、2 自由度制御が広く用いられている。2 自由度制御設計では、相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションすると、等価的に DOB を内包することが知られている [28]。本研究では、DOB を内包する 2 自由度制御のアプローチを、複数センサのフィードバック情報が扱えるよう拡張した N 自由度制御を提案する。 N 自由度制御を用いることで、エンコーダなどの位置情報に加えて付加的に速度や加速度をフィードバックして、外乱抑圧性能を向上することが可能となる。つまり、直感的かつ容易に構成可能であるという DOB の利点を継承しつつ、ロボットシステムに搭載される多くのセンサ情報を活かして外乱抑圧の性能を向上することができる。本稿ではこの N 自由度制御を、ロボットシステムにおいても駆動系として広く一般的に用いられる、モータ駆動の制御問題へと応用する。更に、SEA やバイラテラル制御問題、インピーダンス制御問題など、生活支援ロボットに必須である問題に対しても適用し、その有効性をシミュレーションおよび実験によって評価する。

1.3 論文の構成

本論文は、大きく 2 つのトピックを扱う関係上、二部構成とする。第一部は、複数センサのフィードバックが可能な N 自由度制御の提案とその応用について述べる。まず第二章では、導入としてモーションコントロールにおける複数センサフィードバックの類似研究についての研究調査を行う。第三章では、 N 自由度制御の理論について具体的に述べる。そして第四章では、 N 自由度制御を 1 慣性系としてモデル化が可能であるモータドライブシステムへと適用する。第五章では、2 慣性系としてモデル化が可能である SEA に適用する。第六章では、 N 自由度制御から等価的に得られる DOB の構造について解析し、1 慣性系と 2 慣性系に適用する。また、類似研究との比較を行う。第七章では、バイラテラル制御問題において、特に位置情報のみに基づいたアプローチに対して N 自由度制御のアイデアを適用する。最後に第八章では、インピーダンス制御問題に対する N 自由度制御の有効性を論じる。

第二部では、脚車輪型移動ロボットの運動制御と高機動化を実現するための運動生成法について述べる。まず第九章では、脚車輪型移動ロボットの研究事例と本研究の立ち位置について述べる。続いて第十章では、脚車輪型移動ロボットに特有な運動生成問題について述べる。第十一章では、ZMP に基づいた直進運動の高機動化運動生成法について述べる。第十二章では、ZMP に基づいた旋回運動の高機動化運動生成法について述べる。最後に、第十三章にて、第一部および第二部のまとめについて述べ、本稿の結びとする。

第I部

N自由度制御の提案とモーションコントロールシステムへの応用

第2章 第一部の導入

モーションコントロールの世界では、精密で高速な位置決めが重要である [29]. 精密な位置決めのためには、高い振動抑制性能や外乱・パラメータ変動に対する高いロバスト性を必要とする。産業界におけるモーションコントロールシステムの大部分は、アクチュエータとして直動/回転型の AC/DC モータが使用されている。これらの多くは位置決めのために光学式エンコーダやレゾルバといったセンサを有する [30]. 近年、これらのセンサの価格は下がり続けており、位置決め精度を向上するために高い分解能を有するセンサを採用することは十分実用的になっている。

センサの重要な側面として、取り付け位置の問題がある。多くのモーションコントロールシステムでは、モータやエンコーダは駆動側、すなわちモータの回転角や速度が検出可能である状況が多い (セミクローズド)。これは、負荷側にセンサを搭載すると付加的なセンサコストが発生する上、配線の引き回しにも考慮が必要なためである。一般的に、モータはボールネジや減速機などが接続され、直動/回転運動の変換やトルクの増減速が行われる。広く用いられる減速機の構造では、原理的に必ず存在するバックラッシュや非線形な摩擦が、精密な位置決めの実現を阻害する。一つの解決法は、負荷側の角度や速度情報をオブザーバによって推定する方法である。オブザーバによる方法は有効ではあるが、システムのモデル化誤差や、パラメータ変動による影響を受ける。対照的に、負荷側にセンサを取り付ける方法は、前述の問題である配線の引き回しやセンサコストの問題が無視できる場合に有効であり、結果的に位置決め誤差を低減できる (フルクローズド)。

センサの取り付け位置や使用するセンサの組み合わせとして、様々な可能性が考えられる。例えば、加速度センサや力/トルクセンサ (以降、F/T センサと記述) は、エンコーダやレゾルバといった位置を測定するセンサに加えて用いられてきた。加速度センサや F/T センサは、センサによって得られた値を制御量として直接フィードバック制御するのみならず、位置決め時に負荷的にその情報をフィードバックすることによって全体的な性能を向上することも可能である。例えば、加速度センサや F/T センサのフィードバックは制御系のダンピング特性を向上させるので、弾性特性の強い制御対象の振動抑制手法として用いられている [31]. 加速度センサや F/T センサを付加的に用いたセンサフィードバックの特徴は検証されており [32], それらのモーションコントロールにおける役割は明らかになりつつある。しかしながら、近年の多くの研究事例は、精密性や正確性、計測帯域を高めるための新たな視点を提示してきている。よって本章では、複数センサをフィードバックする必要があるモーションコントロールシステムの応用例や、複数センサのフィードバックによって制御系全体の性能を総合的に向上するような手法を対象として文献調査を行う。特に、エンコーダやレゾルバ、ジャイロスコープや加速度センサ、F/T センサなどについてである。

複数センサ情報を扱う制御手法について本章で俯瞰した後、次章ではさらに、モーションコントロールシステムで幅広く用いられている 2 自由度制御器 [33, 34] を拡張した、N 自由度制御を提案する。N 自由度制御は複数のセンサフィードバック情報を自然に扱うことができ、その点が既存の 2 自由度制御と比較した有効な点となっている [28, 36]. また、N 自由度制御は複数のセンサ情報を用い、各センサの雑音特性が少ない周波数帯域を活かすようセンサフュージョンすることが可能な自然な設計法となっているので、外乱抑圧特性とノイズ特性を同時に低

減することが可能である。理論的な詳細については次章以降で述べる。また、本部では N 自由度制御の応用例として、(1) 一般的なモータードライブシステムへの応用、(2) 弾性アクチュエータへの応用、(3) ハプティックインターフェースへの応用、(4) インピーダンス制御問題への応用、について検討する。本章における残りの説明では、複数センサフィードバックに関連したトピックについて述べる。

2.1 一つのセンサ情報を用いたフィードバックシステム

本節では、一つのセンサ情報のみを用いて性能を向上するアプローチについて述べる。特に、一つのセンサ情報からノイズの影響を取り除いて計測制度を向上する手法や、速度/加速度や力/トルクを推定する手法について述べる。本節で紹介する手法は、次節以降の複数センサを用いたフィードバックシステムに対しても有効な手法であることに注意されたい。

2.1.1 カ/トルクの推定とフィードバック

駆動系に加わる外乱は、外乱オブザーバ (DOB) によって推定することができる [27]。DOB は、設計が直感的であり容易に構成可能であるので、産業界に広く応用されてきた。また、DOB は力制御のアプリケーションにも応用可能である。外乱情報の中から、同定可能な情報である摩擦や重力、遠心力やコリオリ力の影響を引くことにより、反力情報を抽出することが可能であり、この時外乱オブザーバは反力推定オブザーバ (RFOB) と呼ばれる [37]。RFOB は、力センサレス力制御の応用例が多い。その際たる例がハプティクス分野である。商用の力センサでは力の検出帯域が制限されてしまうが、RFOB を使うことで広帯域な力推定が可能である [38]。過去 10~20 年の間、RFOB に基づいた高性能なハプティックインターフェースの実現に向けて、盛んに議論されてきた。DOB に基づいた位置/力制御のノミナル/ロバスト安定性については、幾つかの文献にて解析されている [39,40]。文献中では、力制御や位置制御における質量/イナーシャや推力/トルク係数、接触する環境の粘弾性の変化に伴う安定性に関して議論されている。また、適応的にそれらのパラメータを同定する枠組みとその安定解析も提案されている [41]。同様に、モデルの変動下でロバストに負荷トルクを推定するため、ロバスト H_∞ フィルタの適用が提案されている [42]。周期的な外乱は、実用上の観点から考慮すべき事象である [43]。例えば DOB に基づくアプローチによる解決法として、モデル化していない周期外乱を抑圧するため、周期的適応外乱オブザーバ (PADOB) が提案されている。

以上の手法や解析は、1 慣性系に対するものであった。多慣性系に対しては、1 慣性系とは異なる問題が生じるため、多慣性系のための適切な設計が必要となる。2 慣性共振系では、ねじれトルクをモータ側のダイナミクスを用いた DOB によって推定し、推定値をポジティブフィードバックするアプローチを共振比制御と呼び、振動抑圧のために有効な制御設計法として知られている。しかしながら、共振比制御では、モータ側のダイナミクスのみを用いた DOB の場合、その推定速度が十分速い必要がある [44]。ただし、推定速度を向上させることはすなわちノイズの影響を増大させることになるので、実用的な見地からは検討が必要である。この問題を避けるため、DOB の構成には 2 慣性系全体のダイナミクスを用いる必要があるが、その際にパラメータ変動による影響が問題になるので、ロバスト性に関する検討が必要である。2 慣性系全体のダイナミクスを用いて DOB を設計する例として、 H_∞ 制御の枠組みを用いて DOB を設計する例がある。この枠組みの応用例として 2 慣性共振系の振動制御に用いたもの [45] や、このアプローチを改良して弾性関節を有するロボットマニピュレータへと応用した研究例がある [46]。

DOB の安定性に加えて、推定精度の向上も検討すべき課題である。一般的に言うと、DOB での力/トルク推定には、光学式エンコーダによって計測角度から速度を推定することが必要である。よって、DOB の推定精度を向上するためには、速度の推定精度の向上が必要である。速度の推定精度の向上については次節にて述べる。本節では、DOB の推定性能の向上手法について述べる。

力/トルクの推定結果におけるノイズや誤差の影響を低減するため、DOB/RFOB の推定帯域を向上させるアプローチが存在する。光学式エンコーダの計測や、その他の D/A 変換機における量子化誤差の影響は、位置決めシステムにおける定常状態に、リミットサイクル現象を引き起こす。この問題に対して、このリミットサイクル現象を低減するための十分条件や、適応的に影響を削減する方法が提案されている [47]。Field-programmable gate array (FPGA) に基づいた高次の DOB 実装とカルマンフィルタに基づいたアプローチは、摩擦とノイズの影響を低減可能であることを示している [49]。この方法を用いることにより、力制御系の制御帯域を向上することができる。さらに、量子化誤差の影響を確率的な外乱としてモデル化した研究例もある [50]。ここで、共振フィルタなるものが量子論に基づいて設計されており、結果的に量子化誤差の影響を抑圧し、低ノイズで高い制御帯域を持った力の推定が可能となる。また、加速度センサのみを用いた反力推定手法も提案されている。本手法は動力学および運動学モデルに基づいたカルマンフィルタによってノイズを低減し、結果的に加速度センサのみによって力制御を実現している [51]。さらに、電流の量子化と電流の歪みの問題が、精密なモーションコントロールシステムの実現を阻害する。この問題を解決する有効な方法は、複合フィルタリングによる方法である。例えば、ローパスフィルタとバンドストップフィルタを用いる手法が有効である [52]。ディザリングの技術は、電流の A/D 変換における量子化の影響を抑圧する方法として有効である [53]。電流の量子化誤差を低減することは、DOB の推定精度を向上することにつながる。よって、電流における影響を考えた上記の研究例も重要である。

2.1.2 位置/速度/加速度の推定とフィードバック

速度情報は、光学式エンコーダやレゾルバから得られた位置情報を、差分による方法やフィッティングによる方法などによって推定することができる。FPGA が使用できる場合は、位置情報の差分によって、低速から高速までの領域にわたって高い精度の速度計測が可能である [54]。最小二乗法を用いて量子化誤差を推定することにより、量子化誤差の取り除かれた位置情報が推定できれば、差分による精度の高い速度推定が可能である [48]。近年、高分解能エンコーダの発展により、位置情報の差分によって推定された速度情報は十分精密になりつつある。また、差分を繰り返すことで加速度を推定可能であるが、この加速度情報も実用的になってきている [55]。このように加速度推定に関する話題も重要であり、推定に関するいくつかの研究が行われてきている。エンコーダから得られた位置情報から加速度を推定する方法として、ニュートン予測器とカルマンフィルタを組み合わせた方法が提案されている [56]。また、DOB のアプローチに基づいて加速度を推定する手法として加速度オブザーバが提案されている [57]。

一方で、コストの問題で分解能が上げられない場合や、使用環境の制約等から原理的に低分解能であるレゾルバを使用する必要がある事例も存在する。そこで、低分解能のエンコーダ/レゾルバを用いた場合の速度推定誤差を低減する方法についても研究されている。低分解能エンコーダを用いた場合の速度推定時の量子化ノイズによる影響を低減する方法として、スライディングモード微分器 [58]、アダプティブウィンドウイング [59] などがあり、近年の研究例はその併用を提案している [60]。自己適応カルマンフィルタは、ノイズ情報に基づいてリアルタイムにカルマンゲインを更新するカルマンフィルタであり、ノイズの状態を考慮した速度の推定が可能である [62]。従来

の瞬時オブザーバやカルマンフィルタに基づいたオブザーバベースの推定法はノイズ低減が可能な手法として用いられてきたが、観測時の時間遅れの問題がある。そこで、光学式エンコーダ情報から、移動ホライズン推定を用いて遅れの少ない位置情報を再構築する方法が提案されている [61]。上述した技術は、分解能が制限されたエンコーダやレゾルバに対して提案された手法ではあるが、高分解なエンコーダを用いた場合の位置計測精度をさらに向上する目的でも使用が可能である。例えば、最小二乗法に基づいた誤差推定手法はナノスケールサーボ制御に有効であることが示されている [48]。よって、ナノスケールサーボ制御のように、精密性がさらに要求されるモーションコントロールを実現する際に有効なアプローチと言える。

2.2 複数センサを用いた性能向上手法

本章では、複数センサを用いて性能を向上する手法について紹介する。前述のように、力/トルク、速度、加速度等を推定する方法が多く存在する。それらはモーションコントロールシステムに対して、少ないセンサ数で実現可能であるという点で実用的であり、広く適用可能である。しかしながら、上記のアプローチは推定の時間遅れや、望ましくない外乱・パラメータ変動による影響を受ける場合が多い。対照的に、複数センサの使用はフォールト・トリラントなシステムなど、計測システムの信頼性を高めることに有効である。さらに、複数センサを用いるアプローチは、センサフュージョンによって計測性能を向上する見込みもある。本章では、モーションコントロールシステムのための複数センサフィードバックによる性能向上技術を紹介する。

2.2.1 位置/速度/加速度の推定とフィードバック

位置および加速度の情報は、速度の推定精度を向上するために度々併用される。一つは手法は two-channel approach と呼ばれ、周波数領域で位置の情報と加速度の情報を統合する方法である。推定された速度情報は、低周波域のエンコーダ情報と、高周波域の加速度情報をたし合わせたものとなっている [63]。kinematic kalman filter (KKF) [64] は、位置情報と加速度の情報をカルマンフィルタによって統合し、位置や速度、加速度を推定する方法である。多数の研究で、KKF を用いることによって、低コストなエンコーダと加速度センサを組み合わせることで位置や速度、加速度を推定する事例が見受けられる。例えば、reset kinematic state estimator (RKSE) は KKF と同様に位置情報と加速度情報を統合して位置、速度、加速度を推定し、モーションコントロールシステムへと応用している [65]。推定された情報は直動モータの位置決め精度を向上する目的で使用されており、さらに推定された加速度情報は DOB に直接用いられている。他の研究事例として、加速度情報を 2 慣性系に應用するものがある。例えば、2 慣性系システムの状態を負荷側加速度センサを活用したカルマンフィルタによって推定するものがある [66]。さらに、linear quadratic Gaussian (LQG) 制御によって位置決め制御系を設計している [67]。

ノイズの影響が取り除かれた加速度情報を取得することも、モーションコントロールシステムにとって重要である。エンコーダやレゾルバに加えて加速度センサを使用することは、システムの粘性特性を向上させる効果や [32]、外乱抑圧特性を向上させる効果 [68]、接触安定性を向上させる効果 [69] がある。そのような効果により、サーボ駆動系 [70] や、エレベータ [71]、ハードディスクドライブ [72]、ロボットマニピュレータ [73] など多くの応用事例がある。加速度センサは、その計測原理により、オフセットや雑音を多く含む。そこで、加速度センサ情報についても高性能な状態推定技術が求められている。

2.2.2 カ/トルク推定とフィードバック

力およびトルクを推定するためには DOB/RFOB が用いられるが, エンコーダやレゾルバ, 加速度センサなどのうちから, 単一のセンサのみを用いる場合が多い. 前項で述べたように, 複数のセンサ情報を組み合わせて推定精度を向上することが可能である. 周波数重み付けによる方法は, DOB/RFOB に対しても適用可能である. 位置と加速度の情報を統合した外乱オブザーバ (PAIDO) は, 周波数重み付けの方法によって, 広帯域に力の推定が可能な方法である [74]. カルマンフィルタに基づいた DOB (KFDOB) [75] は, DOB の推定帯域を向上するために, KKF を用いる方法である. また, 2 慣性系に対する力/トルクの推定も実用上重要な問題である. 複数エンコーダを用いた DOB (MEDOB) は, 駆動側のエンコーダと負荷側のエンコーダを用いて, バネ定数を用いることなく外力を推定することが可能な方法である [76]. さらに, カルマンフィルタに基づいた瞬時状態オブザーバ (KFISOB) が, 負荷側の力/トルクを広帯域に推定する方法として用いられている [77]. KFISOB は, 2 慣性系のモデルにおいて, 加速度を活用した形で状態方程式表現した上で, カルマンフィルタによって負荷側の力/トルクを推定する方法である. 結果として, 加速度センサの導入により, 推定帯域を向上することができる.

2.3 第一部の構成

最後に, 第一部の構成を述べる. 第 3 章では, N 自由度制御の理論について述べる. 第 4 章では, N 自由度制御をモータ駆動系に適用し, その有効性を示す. 第 5 章では, 2 慣性系としてモデル化が必要なモータ駆動系に N 自由度制御を適用する方法について検討する. 第 6 章では, N 自由度制御に現れる外乱オブザーバ型の等価構造に着目し, 陽に実現した場合の外乱推定性能について, 1 慣性系および 2 慣性系を対象に議論する. 第 7 章では, 位置情報ベースのバイラテラル制御法を N 自由度制御の枠組みで設計する方法について述べる. 最後に第 8 章では, インピーダンス制御問題に対して, N 自由度制御を適用する方法について論じる.

第3章 N自由度制御の提案

前章にて述べたように、複数センサフィードバックは性能向上のために有効な方策である。本章では、複数センサフィードバックを扱う一般的な枠組みとして、N 自由度制御を提案する。N 自由度制御では、1 入力 1 出力系の出力フィードバックに加えて、他の物理量をセンサフィードバックし 1 入力多出力 (SIMO) 系とすることで、制御性能を向上することができる。文献 [35] では、3 自由度制御の有効性が示唆されていた。本稿では、その概念を N 自由度へと拡張し、さらに多入力多出力系に適用できるよう理論を展開する。

3.1 1 入力多出力系に対する N 自由度制御

一般的なモーションコントロールシステムでは 1 入力多出力系として設計する場合が多い。よって、本章ではまず提案する N 自由度制御について、1 入力多出力系への適用を詳細に述べる。まず 2 自由度制御について述べ、次に 2 自由度制御を 3 自由度制御に拡張し、さらに N 自由度制御へと一般化する。

3.1.1 2 自由度制御器の導出

まず、2 自由度制御のブロック図を図 3.1(a) に示す。ここで、 $r(s)$ は目標値、 $d(s)$ は外乱、 $\xi(s)$ はセンサ出力のノイズである。また、目標値から出力までの応答 $G_{yr}(s)$ 、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $Q(s)$ は以下のように求まる。

$$G_{yr}(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{P(s)C_1(s)}{1 + P(s)C_2(s)} \quad (3.1)$$

$$S(s) = \frac{\delta G_{yr}(s)/G_{yr}(s)}{\delta P(s)/P(s)} = \frac{1}{1 + P(s)C_2(s)} \quad (3.2)$$

$$Q(s) = 1 - S(s) \quad (3.3)$$

感度関数は外乱抑圧の帯域を示し、相補感度関数はモデル化誤差に対するロバスト性を決定づける。以上より、2 自由度制御器は式 (3.1)–(3.3) を $P(s) = P_n(s)$ という条件下で解くと以下のように求められる。

$$C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))}, C_2(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))} \quad (3.4)$$

ここで、 $P_n(s)$ はノミナルプラントモデルであり、 $G_{yr}(s)$ および $Q(s)$ は設計者が決定するフリーパラメータとなる。また、式 (3.4) を式 (3.1)–(3.3) に代入することにより、以下の関係が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} u(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)}{P_n(s)} & Q(s) & -\frac{Q(s)}{P_n(s)} \\ G_{yr}(s) & -P_n(s)(1 - Q(s)) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ここで、 $d'(s) = d(s) + \frac{P_n(s) - P(s)}{P_n(s)P(s)}y(s)$ である。 $d'(s)$ はシステムに加わる外乱トルクと、プラントのモデル化誤差の合算値である。安定性を満足するための条件として、式 (3.5) のそれぞれの伝達関数が安定である必要がある。ここで、

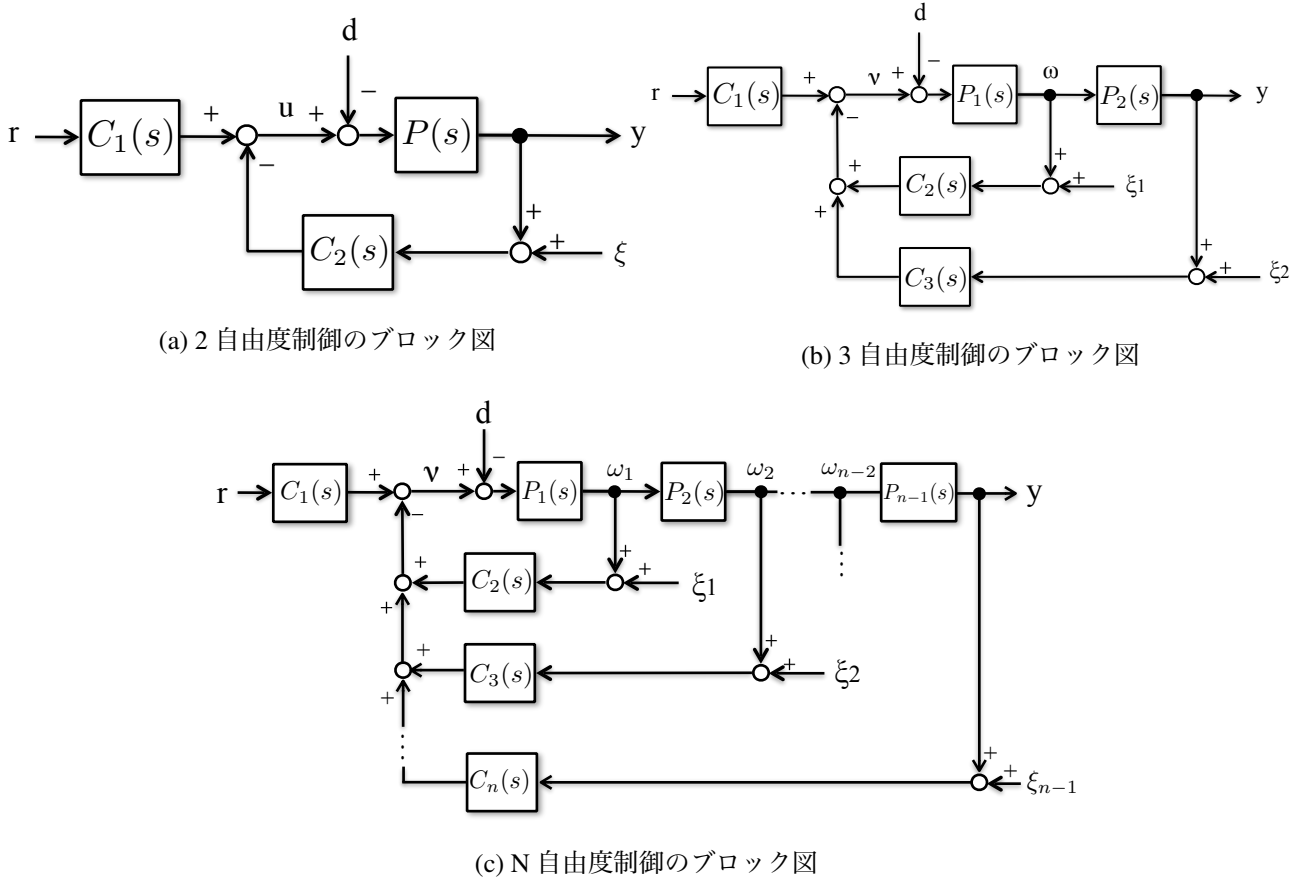


図 3.1: 2, 3, N 自由度制御のブロック図

安定性は $P(s) = P_n(s)$ という条件に基づくため、ノミナル安定性のみを満たす条件でありロバスト安定性条件は満たさない。また、出力が目標値へ定常誤差なく追従 ($e = r - y \rightarrow 0|_{t \rightarrow \infty}$) するためのサーボ設計問題は、以下の出力誤差に関する関係式から検討すれば良い。

$$e(s) = r(s) - y(s) = (1 - G_{yr}(s))r(s) + P_n(s)(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \quad (3.6)$$

最終値の定理に基づく、定常特性は以下のように求められる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + P_n(s)(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \right) \quad (3.7)$$

2 自由度制御のコントローラの具体的な条件に関しては、文献 [36] が詳しい。本稿では、3 自由度制御を例として後に条件を具体的に述べる。式 (3.4) を用いると、図 3.1(a) の等価ブロック図 3.2(a)(b) が得られる。図 3.2(a) から、 $G_{yr}(s)$ により目標値応答が決定され、外乱応答が $Q(s)$ に基づいて決定されることが理解できる。外乱は一般的に低周波成分を有することが多いので、 $1 - Q(s)$ をハイパスフィルタとして設計し、そのカットオフ周波数をできるだけ高く設定できれば良い。この時、 $Q(s)$ はローパスフィルタの特性を有することになるが、そのカットオフ周波数を高く設定することにより、センサノイズの影響が多大となる。また、モデル化誤差の影響は外乱の中に含まれているため、 $1 - Q(s)$ の設計によってキャンセルできることがわかる。

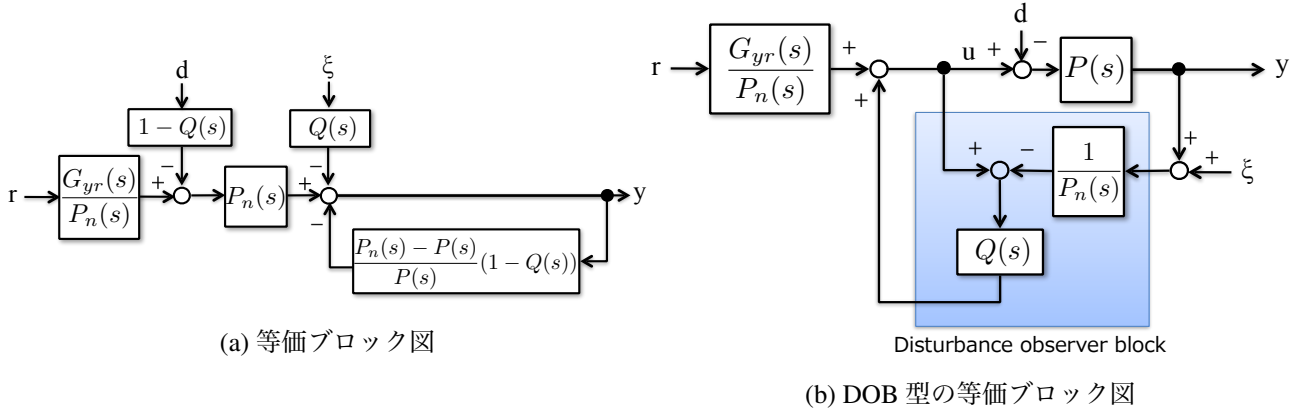


図 3.2: 2 自由度制御の等価ブロック図

3.1.2 3 自由度制御の導出

3.1.2.1 3 自由度制御の構造

続いて, 2 自由度制御を 3 自由度制御に拡張する. 3 自由度制御のブロック図を図 3.1(b) に示す. ここで, 制御対象の伝達関数は $P_1(s)$ と $P_2(s)$ に分割されており ($P(s) = P_1(s)P_2(s)$), 二つのフィードバックループのために二つの制御器がある. よって, 制御システムには ξ_1 と ξ_2 のノイズが存在する. また, 目標値応答 $G_{yr}(s)$, $P_1(s)$ に対応する感度関数 $S_1(s)$ および相補感度関数 $Q_1(s)$, $P_2(s)$ に対応する感度関数 $S_2(s)$ および $Q_2(s)$ はそれぞれ以下のようになる.

$$G_{yr}(s) = \frac{P_1(s)P_2(s)C_1(s)}{1 + P_1(s)C_2(s) + P_1(s)P_2(s)C_3(s)} \quad (3.8)$$

$$S_1(s) = \frac{\delta G_{yr}(s)/G_{yr}(s)}{\delta P_1(s)/P_1(s)} = \frac{1}{1 + P_1(s)C_2(s) + P_1(s)P_2(s)C_3(s)} \quad (3.9)$$

$$S_2(s) = \frac{\delta G_{yr}(s)/G_{yr}(s)}{\delta P_2(s)/P_2(s)} = \frac{1 + P_1(s)C_2(s)}{1 + P_1(s)C_2(s) + P_1(s)P_2(s)C_3(s)} \quad (3.10)$$

$$Q_1(s) = 1 - S_1(s), \quad Q_2(s) = 1 - S_2(s) \quad (3.11)$$

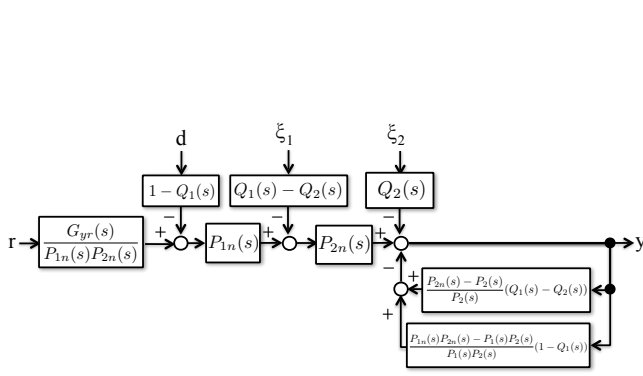
以上の式より, $P_1(s) = P_{1n}(s)$, $P_2(s) = P_{2n}(s)$ の条件下で, 3 自由度制御器は以下のように求められる.

$$C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q_1(s))} \quad (3.12)$$

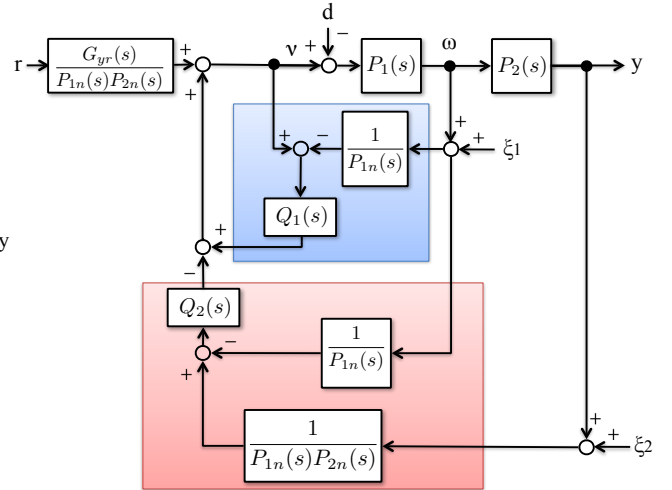
$$C_2(s) = \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{P_{1n}(s)(1 - Q_1(s))} \quad (3.13)$$

$$C_3(s) = \frac{Q_2(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q_1(s))} \quad (3.14)$$

ここで, $P_{1n}(s)$ および $P_{2n}(s)$ はそれぞれ $P_1(s)$ および $P_2(s)$ のノミナルプラントモデルであり, $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, $Q_2(s)$ は設計者が決めるべきフリーパラメータとなる.



(a) 等価ブロック図



(b) DOB 型の等価ブロック図

図 3.3: 3 自由度制御の等価ブロック図

3.1.2.2 内部安定性条件

続いて, 3 自由度制御のための内部安定条件を導出する. $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, および $Q_2(s)$ が満たすべき条件は, 以下の関係式から導出できる.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)} & Q_1(s) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{P_{1n}(s)} & -\frac{Q_2(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)} \\ \frac{G_{yr}(s)}{P_{2n}(s)} & -P_{1n}(s)(1-Q_1(s)) & -(Q_1(s)-Q_2(s)) & -\frac{Q_2(s)}{P_{2n}(s)} \\ G_{yr}(s) & -P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1-Q_1(s)) & -P_{2n}(s)(Q_1(s)-Q_2(s)) & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

ここで, $d'(s) = d(s) + \frac{P_{1n}(s)P_{2n}(s)-P_1(s)P_2(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)P_1(s)P_2(s)}y(s)$ および $\xi'_1(s) = \xi_1(s) + \frac{P_{2n}(s)-P_2(s)}{P_{2n}(s)P_2(s)}y(s)$ である. 内部安定条件を満たすためには, 式 (3.15) のそれぞれの伝達関数行列が安定である必要がある. よって, 内部安定性を満たすための $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, および $Q_2(s)$ の条件は式 (3.15) より以下のようにまとめられる.

1. $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, および $Q_2(s)$ は安定でプロパー
2. $G_{yr}(s)$ は $P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ および $P_{2n}(s)$ のすべての不安定零点を零点として持つ
3. $1-Q_1(s)$ は $P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ および $P_{1n}(s)$ のすべての不安定極を零点として持つ
4. $Q_1(s)-Q_2(s)$ は $P_{1n}(s)$ のすべての不安定零点および $P_{2n}(s)$ のすべての不安定極を零点として持つ
5. $Q_2(s)$ は $P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ および $P_{2n}(s)$ のすべての不安定零点を零点として持つ.

上記の条件は, システムを安定とするために必ず満たす必要がある.

3.1.2.3 次数条件

続いて, $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, および $Q_2(s)$ の次数条件を導出する. 式 (3.12), (3.13), および (3.14) より, 次数の条件としては下記条件を満たす必要がある.

6. $\frac{G_{yr}(s)}{1-Q_1(s)}$ の相対次数が $P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ より高い ($C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{1-Q_1(s)} \cdot \frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}$)

7. $\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{1-Q_1(s)}$ の相対次数は $P_{1n}(s)$ より高い ($C_2(s) = \frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{1-Q_1(s)} \cdot \frac{1}{P_{1n}(s)}$)

8. $\frac{Q_2(s)}{1-Q_1(s)}$ の相対次数は $P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ より高い ($C_3(s) = \frac{Q_2(s)}{1-Q_1(s)} \cdot \frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}$)

次数条件を満たさない場合, 制御器のプロパー性が満たされないので実現不可能になってしまう. よって, 次数条件についても必ず満たす必要がある.

3.1.2.4 サーボ条件

出力が目標値へ定常誤差なく追従 ($e = r - y \rightarrow 0|_{t \rightarrow \infty}$) するためのサーボ条件は, 以下の出力誤差に関する関係式から求められる.

$$\begin{aligned} e(s) = r(s) - y(s) &= (1 - G_{yr}(s))r(s) + P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q_1(s))d(s) \\ &+ P_{2n}(s)(Q_1(s) - Q_2(s))\xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \end{aligned} \quad (3.16)$$

最終値の定理に基づくと, 定常特性は以下のように求められる.

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q_1(s))d(s) \right. \\ &+ \left. P_{2n}(s)(Q_1(s) - Q_2(s))\xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

よって, サーボ条件は以下のようにまとまる.

9. $1 - G_{yr}(s)$ は $r(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ
10. $1 - Q_1(s)$ は $P_{1n}(s)P_{2n}(s)d(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ
11. $Q_1(s) - Q_2(s)$ は $P_{2n}(s)\xi_1(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ
12. $Q_2(s)$ は $\xi_2(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ

ここですべての記述は, 入力信号や外乱信号は虚軸上を含んだ不安定極/零点を持つという仮定に基づいている. ただし, 虚軸上の不安定極/零点に対応する条件は, 満たさずとも不安定になることはないので任意の条件である.

3.1.2.5 3 自由度制御の等価表現

図 3.1(b) の等価ブロック図は, 式 (3.12), (3.13), および (3.14) を代入することで, 図 3.3(a)(b) のようになる. 図 3.3(a) より, 目標値応答は $G_{yr}(s)$ により決定され, 外乱応答は $Q_1(s)$ により決定され, そしてノイズ $\xi_1(s)$ および $\xi_2(s)$ に対応する応答は $Q_1(s)$ および $Q_2(s)$ 両方に依存して決まる. つまり, $d(s)$, $\xi_1(s)$, $\xi_2(s)$ のうち任意の二つの応答に対して独立に特性を決定できる. もし, $\xi_1(s)$ および $d(s)$ を同時に低減したい場合, $Q_1(s)$ をまず最初に決定し, $Q_2(s)$ は $\xi_2(s)$ を抑圧するように設計する. この時, $\xi_2(s)$ の抑圧特性は従属的に決定される. 加えて, 図 3.3(a) はモデル化誤差の影響を $Q_1(s)$ および $Q_2(s)$ の設計によって抑圧できることを示しており, 2 自由度制御と同様にモデル化誤差を扱えることがわかる.

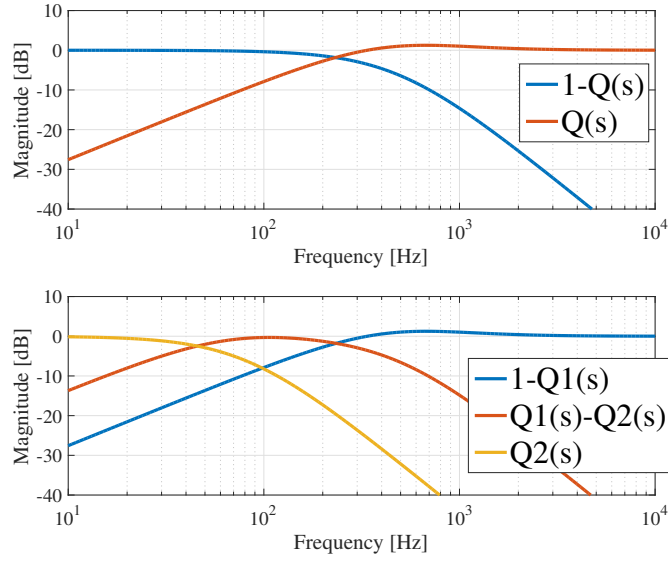


図 3.4: 2 自由度制御と 3 自由度制御の周波数応答

3.1.3 2 自由度制御および 3 自由度制御の周波数特性

図 3.4 では、上図が 2 自由度制御の $Q(s)$ および $1 - Q(s)$ の周波数応答の一例を示している。この図より、 $Q(s)$ および $1 - Q(s)$ がトレードオフの関係にあることがわかる。続いて図 3.4 では、下図は $1 - Q_1(s)$ 、 $Q_1(s) - Q_2(s)$ 、および $Q_2(s)$ それぞれの周波数特性を示しており、それぞれ同様にトレードオフの関係にあることがわかる。しかしながら、周波数整形のための新たな自由度が存在するため、2 自由度制御と比較してノイズを抑圧するための設計が可能である。

3.1.4 一般化

本節では、3 自由度制御を N 自由度制御に一般化する。 N 自由度制御のブロック図を図 3.1(c) に示す。ここで、 n は制御器の自由度を示す。入力から出力までの伝達関数、また $P_k(s)$ に対する感度関数 $S_k(s)$ ($k = 1, 2, \dots, n-1$) および相補感度関数 $Q_k(s)$ はそれぞれ以下のように求められる。

$$G_{yr}(s) = \frac{(\prod_{j=1}^{n-1} P_j(s))C_1(s)}{1 + P_1(s)C_2(s) + \dots + \prod_{j=1}^{n-1} P_j(s)C_n(s)} = \frac{(\prod_{j=1}^{n-1} P_j(s))C_1(s)}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \{(\prod_{j=1}^i P_j(s))C_{i+1}(s)\}} \quad (3.18)$$

$$S_k(s) = \frac{\delta G_{yr}(s)/G_{yr}(s)}{\delta P_k(s)/P_k(s)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{k-1} \{(\prod_{j=1}^i P_j(s))C_{i+1}(s)\}}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \{(\prod_{j=1}^i P_j(s))C_{i+1}(s)\}} \quad (3.19)$$

$$Q_k(s) = 1 - S_k(s) \quad (3.20)$$

最後に、一般化された制御器 $C_j(s)$ ($j = 1, 2, \dots, n$) は、式 (3.18)–(3.20) を解くことで以下のように求められる。

$$C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{(\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s))(1 - Q_1(s))}, \dots, C_j(s) = \frac{Q_{j-1}(s) - Q_j(s)}{(\prod_{i=1}^{j-1} P_i(s))(1 - Q_1(s))}, \dots, C_n(s) = \frac{Q_{n-1}(s)}{(\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s))(1 - Q_1(s))} \quad (3.21)$$

式 (3.21) を図 3.1(c) に代入すると、 N 自由度制御の等価ブロック図が図 3.5 のように得られる。この図から N 自由度制御の直感的な意味が理解でき、 $(n-1)$ 個の外乱オブザーバが内包され、 $(n-1)$ 個の外性信号に対する応答が独立

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega_1(s) \\ \omega_2(s) \\ \vdots \\ \omega_j(s) \\ \omega_{j+1}(s) \\ \vdots \\ \omega_{n-2}(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)} & Q_1(s) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{P_{in}(s)} & \cdots & -\frac{Q_j(s)-Q_{j+1}(s)}{\prod_{i=1}^{j-1} P_i(s)} & \cdots & -\frac{Q_{n-1}(s)}{\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)} \\ \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=2}^{n-1} P_i(s)} & -P_{in}(s)(1-Q_1(s)) & -(Q_1(s)-Q_2(s)) & \cdots & -\frac{Q_j(s)-Q_{j+1}(s)}{\prod_{i=2}^{j-1} P_i(s)} & \cdots & -\frac{Q_{n-1}(s)}{\prod_{i=2}^{n-1} P_i(s)} \\ \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=3}^{n-1} P_i(s)} & -P_{in}(s)P_{2n}(s)(1-Q_1(s)) & -P_{2n}(s)(Q_1(s)-Q_2(s)) & \ddots & \vdots & \cdots & -\frac{Q_{n-1}(s)}{\prod_{i=3}^{n-1} P_i(s)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=j}^{n-1} P_i(s)} & -\prod_{i=1}^j P_i(s)(1-Q_1(s)) & -\prod_{i=2}^j P_i(s)(Q_1(s)-Q_2(s)) & \cdots & -(Q_j-Q_{j+1}) & \cdots & -\frac{Q_{n-1}(s)}{\prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)} \\ \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)} & -\prod_{i=1}^{j+1} P_i(s)(1-Q_1(s)) & -\prod_{i=2}^{j+1} P_i(s)(Q_1(s)-Q_2(s)) & \cdots & -P_{j+1}(s)(Q_j-Q_{j+1}) & \cdots & -\frac{Q_{n-1}(s)}{\prod_{i=j+2}^{n-1} P_i(s)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{G_{yr}(s)}{\prod_{i=n-1}^{n-1} P_i(s)} & -\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)(1-Q_1(s)) & -\prod_{i=2}^{n-1} P_i(s)(Q_1(s)-Q_2(s)) & \cdots & -\prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)(Q_j-Q_{j+1}(s)) & \cdots & -Q_{n-1}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi'_2(s) \\ \vdots \\ \xi'_j(s) \\ \xi'_{j+1}(s) \\ \vdots \\ \xi'_{n-1}(s) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

に決定できることがわかる。次に、内部安定性条件、次数条件、サーボ条件を一般化する。次数条件は、2, 3 自由度制御と同様に制御器式 (3.21) の構造から導出できる。出力の目標値への追従 ($e = r - y \rightarrow 0|_{t \rightarrow \infty}$) を実現するサーボ条件についても、2, 3 自由度制御と同様に導出できる。誤差 e は以下ようになる。

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s(r(s) - y(s)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) - \prod_{i=1}^{n-1} P_{in}(s)(1 - Q_1(s))d(s) + \prod_{i=2}^{n-1} P_{in}(s)(Q_1(s) - Q_2(s))\xi_1(s) \right. \\ &\quad \left. + \cdots + \prod_{i=j}^{n-1} P_{in}(s)(Q_{j-1}(s) - Q_j(s))\xi_j(s) \dots + Q_{n-1}(s)\xi_{n-1}(s) \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

上式に基づいて、サーボ条件が導出される。また、内部安定条件は、式 (3.23) のそれぞれの伝達関数が安定であればよい。ここで、 $d'(s) = d(s) + \frac{\prod_{i=1}^{n-1} P_{in}(s) - \prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)}{\prod_{i=1}^{n-1} P_{in}(s)P_i(s)}y(s)$, $\xi'_j(s) = \xi_j(s) + \frac{\prod_{i=j+1}^{n-1} P_{in}(s) - \prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)}{\prod_{i=j+1}^{n-1} P_{in}(s) \prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)}y(s)$ である。最後に、N 自由度制御が満たすべき条件を表 3.1 にまとめる。

3.1.5 N 自由度制御の実装について

N 自由度制御器は、基本的には n 入力 1 出力の形で可観測正準実現すれば良い。この時、実現された制御器は状態方程式表現として ($\mathbf{A}_c \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $\mathbf{B}_c \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{C}_c \in \mathbb{R}^{1 \times m}$, $\mathbf{D}_c \in \mathbb{R}^{1 \times n}$) のように表現できる。ここで、m は C_1, C_2, \dots , および C_n の分母多項式の最初公倍多項式の次数である。N 自由度制御における m は、従来の 2 自由度制御と比較すると大きくなりがちである。よって、2 自由度制御と比較すると制御器は複雑になる。よって制御器の自由度を向上させる場合には、この計算量に関して考慮しつつ自由度 n を決定する必要がある。また、可観測正準系は数値計算の適切さを示す尺度である条件数が小さくなるので、平衡実現などによって条件数を高くしておくの実装上都合が良い。最後に、実現した状態方程式表現を双一次変換などの離散化手法で離散化して実装すれば良い。

3.2 多入力多出力系に対する N 自由度制御器の設計

本章では、2ch バイラテラル制御系を相補感度関数によってパラメトリゼーションされた 2 自由度制御により設計する手順について述べる。まず、上述の 2 自由度制御について述べる。

3.2.1 MIMO-2 自由度制御

2 自由度制御のブロック図については、図 1 を参考にされたい。ここで、入力を $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^n$, 出力を $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$ とする。目標値 \mathbf{r} , 観測に伴うノイズ $\boldsymbol{\xi}$ は出力と同じ次元を持ち、外乱 \mathbf{d} は入力と同じ次元を持つ。結果として、制御対象と制御器は $\mathbf{P} \in \mathbb{R}(s)^{m \times n}$, $\mathbf{C}_1 \in \mathbb{R}(s)^{m \times m}$, $\mathbf{C}_2 \in \mathbb{R}(s)^{n \times m}$ となる。

表 3.1: N 自由度制御の構成条件

内部安定条件	
i	$G_{yr}(s), Q_i(s) (i = 1, 2, \dots, n-1)$ は安定でプロパー
ii	$G_{yr}(s)$ は $\prod_{i=j}^{n-1} P_i(s) (j = 1, 2, \dots, n-1)$ のすべての不安定零点を零点に持つ
iii	$1 - Q_1(s)$ は $\prod_{i=1}^j P_i(s) (j = 1, 2, \dots, n-1)$ のすべての不安定極を零点に持つ
iv	$Q_{n-1}(s)$ は $\prod_{i=j}^{n-1} P_i(s) (j = 1, 2, \dots, n-1)$ のすべての不安定零点を零点に持つ
v	$Q_j(s) - Q_{j+1}(s) (j = 1, 2, \dots, n-2)$ は $\prod_{i=k}^j P_i(s) (k = 1, 2, \dots, j)$ のすべての不安定零点 および $\prod_{i=j+1}^k P_i(s) (k = j+1, \dots, n-1)$ のすべての不安定極を零点に持つ
次数条件	
vi	$\frac{G_{yr}(s)}{1-Q_1(s)}$ の相対次数は $\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)$ よりも高い
vii	$\frac{Q_j(s)-Q_{j+1}(s)}{1-Q_1(s)} (j=1,2,\dots,n-2)$ の相対次数は $\prod_{i=1}^j P_i(s)$ よりも高い
viii	$\frac{Q_{n-1}(s)}{1-Q_1(s)}$ の相対次数は $\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)$ よりも高い
サーボ条件	
viii	$1 - G_{yr}(s)$ は $r(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ
x	$1 - Q_1(s)$ は $\prod_{i=1}^{n-1} P_i(s)d(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ
xi	$Q_{n-1}(s)$ は $\xi_{n-1}(s)$ のすべての不安定零点を零点に持つ
xii	$Q_j(s) - Q_{j+1}(s) (j = 1, 2, \dots, n-2)$ は $\prod_{i=j+1}^{n-1} P_i(s)\xi_j(s)$ のすべての不安定極を零点に持つ

3.2.1.1 入力数 \geq 出力数の場合

2 自由度制御の導出に際して、 $n \geq m$ のプラントに対する 2 自由度制御の導出について述べる。 $n < m$ に関しても同様に制御器を導出でき、制御系の特性は同等となる。 $n < m$ の場合については次項にて述べる。まず、2 自由度制御系の入力特性を求めると、下記のようなになる。

$$\mathbf{u}(s) = \Delta^{-1}(\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s) + \mathbf{C}_2(s)\mathbf{P}(s)\mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s)\xi(s)) \quad (3.24)$$

$$\Delta(s) = \mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}_2(s) \quad (3.25)$$

続いて出力特性が以下のように求められる。

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{P}(s)\Delta^{-1}(\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s) - \mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s)\xi(s)) \quad (3.26)$$

ここで、 $\mathbf{r}(s)$ から $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{G}_{yr}(s)$ とする。以上の定義により、 $\mathbf{G}_{yr}(s)$ は以下のように定義できる。

$$\mathbf{G}_{yr}(s) \equiv \mathbf{P}(s)\Delta^{-1}\mathbf{C}_1(s) \quad (3.27)$$

続いて、 $\mathbf{G}_{yr}(s)$ の出力から $\mathbf{u}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{S}(s)$ とすると、

$$\mathbf{S}(s) \equiv (\mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}_2(s))^{-1} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & \mathbf{Q}_1(s) & -(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) & -\mathbf{Q}_2(s)\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \\ \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & -\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) & -\mathbf{P}_{1n}(s)(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) & -\mathbf{P}_{1n}(s)\mathbf{Q}_2(s)\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \\ \mathbf{G}_{yr}(s) & -\mathbf{P}_{2n}(s)\mathbf{P}_{1n}(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) & -\mathbf{P}_{2n}(s)\mathbf{P}_{1n}(s)(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) & -\mathbf{P}_{2n}(s)\mathbf{P}_{1n}(s)\mathbf{Q}_2(s)\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}(s) \\ \mathbf{d}'(s) \\ \xi_1'(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{d}'(s) = \mathbf{d}(s) + ((\mathbf{P}_1^\dagger(s)\mathbf{P}_2^\dagger(s) - \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)))\mathbf{y}(s), \quad \xi_1'(s) = \xi_1(s) + ((\mathbf{P}_2^\dagger(s) - \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)))\mathbf{y}(s)$$

と定義できる. $\mathbf{S}(s)$ は感度関数行列と呼ばれる. また, 感度関数行列 $\mathbf{S}(s) = \mathbf{I} - \mathbf{Q}(s)$ の関係が成り立ち, $\mathbf{Q}(s)$ は相補感度関数行列と呼ばれる. 以上の式を $\mathbf{C}_1(s)$, $\mathbf{C}_2(s)$ について解くと, 2 自由度制御器が以下のように求められる.

$$\mathbf{C}_1(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))^{-1}\mathbf{P}^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) \quad (3.29)$$

$$\mathbf{C}_2(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))^{-1}\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}^\dagger(s) \quad (3.30)$$

ここで, オペレータ \dagger はムーアペンローズの擬似逆行列を表し, 以下のように定義される.

$$\mathbf{P}^\dagger(s) = \mathbf{P}^T(s)(\mathbf{P}(s)\mathbf{P}^T(s))^{-1} \quad (n > m) \quad (3.31)$$

このように, 2 自由度制御器は相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションできる. 実際の制御器では, 制御対象のノミナル伝達関数行列 $\mathbf{P}_n(s)$ を使用する.

続いて, 本制御系の特性について述べる. 制御系の外性信号に対する内部安定性は, 以下の伝達関数行列に基づいて議論できる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}(s) \\ \mathbf{y}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_n^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & \mathbf{Q}(s) & -\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s) \\ \mathbf{G}_{yr}(s) & -\mathbf{P}_n(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s)) & -\mathbf{P}_n(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}(s) \\ \mathbf{d}'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

ここで, $\mathbf{d}'(s)$ は, $\mathbf{d}'(s) = \mathbf{d}(s) + ((\mathbf{P}^\dagger(s) - \mathbf{P}_n^\dagger(s)))\mathbf{y}(s)$ であり, モデル化誤差と入力端外乱トルクの和である. 特に上式から出力に関する特性を抜き出すと, 下記ようになる.

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{G}_{yr}(s)\mathbf{r}(s) - \mathbf{P}_n(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))\mathbf{d}(s) - \mathbf{P}_n(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s)\xi(s) \quad (3.33)$$

上式より, 外乱に対する応答と目標値応答が独立に指定できる 2 自由度制御構造が直感的に理解できる. 制御設計の目的がサーボ制御設計である場合, 目標値に対して出力が誤差なく追従するよう下記の関係式を考慮してパラメータを設計する必要がある.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} = \lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{r} - \mathbf{y}) = \lim_{t \rightarrow \infty} s\{(\mathbf{I} - \mathbf{G}_{yr}(s))\mathbf{r} + \mathbf{P}_n(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))\mathbf{d}(s) + \mathbf{P}_n(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s)\xi(s)\} \quad (3.34)$$

最後に, 本制御系は図 3.7 に示すように, DOB を内部に有した構造になる.

3.2.1.2 出力数 > 入力数の場合

$n < m$ の場合は, 出力特性を直接求め, 議論を進めれば良い. 2 自由度制御系の出力特性を求めると, 下記のようになる.

$$\mathbf{y}(s) = \Delta^{-1}(s)\mathbf{P}(s)(\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s) - \mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s)\xi(s)) \quad (3.36)$$

$$\Delta(s) = \mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}_2(s) \quad (3.37)$$

ここで, $\mathbf{r}(s)$ から $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{G}_{yr}(s)$, $\boldsymbol{\xi}(s)$ から $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{Q}(s)$ とする. $\mathbf{Q}(s)$ はしばしば相補感度関数行列と呼ばれる. 以上の定義により, $\mathbf{G}_{yr}(s)$, $\mathbf{Q}(s)$ は以下のように定義できる.

$$\mathbf{G}_{yr}(s) \equiv \Delta^{-1}(s)\mathbf{P}(s)\mathbf{C}_1(s) \quad (3.38)$$

$$\mathbf{Q}(s) \equiv \Delta^{-1}(s)\mathbf{P}(s)\mathbf{C}_2(s) \quad (3.39)$$

また, 感度関数行列 $\mathbf{S}(s) = \mathbf{I} - \mathbf{Q}(s)$ の関係により,

$$\mathbf{S}(s) \equiv (\mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}_2(s))^{-1} \quad (3.40)$$

と定義できる. 以上の式を $\mathbf{C}_1(s)$, $\mathbf{C}_2(s)$ について解くと, 2 自由度制御器が以下のように求められる.

$$\mathbf{C}_1(s) = \mathbf{P}^\dagger(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))^{-1}\mathbf{G}_{yr}(s) \quad (3.41)$$

$$\mathbf{C}_2(s) = \mathbf{P}^\dagger(s)(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))^{-1}\mathbf{Q}(s) \quad (3.42)$$

ここで, オペレータ \dagger はムーアペンローズの擬似逆行列を表し, 以下のように定義される.

$$\mathbf{P}^\dagger(s) = (\mathbf{P}^T(s)\mathbf{P}(s))^{-1}\mathbf{P}^T(s) \quad (n < m) \quad (3.43)$$

このように, 2 自由度制御器は相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションできる. 実際の制御器では, 制御対象のノミナル伝達関数行列 $\mathbf{P}_n(s)$ を使用する.

続いて, 本制御系の特性について述べる. 制御系の外性信号に対する内部安定性は, 以下の伝達関数行列に基づいて議論できる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}(s) \\ \mathbf{y}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_n^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & \mathbf{P}_n^\dagger(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n(s) & \mathbf{P}_n^\dagger(s)\mathbf{Q}(s) \\ \mathbf{G}_{yr}(s) & -(\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))\mathbf{P}_n(s) & \mathbf{Q}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}(s) \\ \mathbf{d}'(s) \\ \boldsymbol{\xi}(s) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

ここで, $\mathbf{d}'(s)$ は, $\mathbf{d}'(s) = \mathbf{d}(s) + (\mathbf{P}_n^{-1}(s)(\mathbf{P}_n(s) - \mathbf{P}(s))\mathbf{P}^{-1}(s))\mathbf{y}$ であり, モデル化誤差と入力端外乱トルクの和である. 特に上式から出力に関する特性を抜き出すと, 下記ようになる.

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_{yr}(s)\mathbf{r} - (\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))\mathbf{P}_n(s)\mathbf{d} + \mathbf{Q}(s)\boldsymbol{\xi} \quad (3.45)$$

上式より, 外乱に対する応答と目標値応答が独立に指定できる 2 自由度制御構造が直感的に理解できる. 制御設計の目的がサーボ制御設計である場合, 目標値に対して出力が誤差なく追従するよう下記の関係式を考慮してパラメータを設計する必要がある.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} = \lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{r} - \mathbf{y}) = \mathbf{G}_{yr}(s)\mathbf{r} - (\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))\mathbf{P}_n(s)\mathbf{d} + \mathbf{Q}(s)\boldsymbol{\xi} \quad (3.46)$$

最後に, 本制御系は図 3.7 に示すように, Internal Model Control (IMC) を内部に有した構造になる. IMC の効能は基本的には外乱オブザーバと同等であって, その実現方法に違いがある. MIMO 系での DOB は散見されるが, 本稿のように相補感度関数に基づいた MIMO 系の 2 自由度制御から議論を展開すると, その構造は等価的に IMC 型になることに注意されたい.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{Q}_1(s)\mathbf{P}_{2n}(s)\mathbf{P}_{1n}(s) & -\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{2n}(s) & -\mathbf{P}_{1n}^\dagger(s)\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{Q}_2(s) \\ \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{G}_{yr}(s) & -(\mathbf{I} - \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{Q}_1(s)\mathbf{P}_{2n}(s))\mathbf{P}_{1n}(s) & -\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{2n}(s) & -\mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)\mathbf{Q}_2(s) \\ \mathbf{G}_{yr}(s) & -(\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))\mathbf{P}_{2n}(s)\mathbf{P}_{1n}(s) & -(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_{2n}(s) & -\mathbf{Q}_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$d'(s) = d(s) + \left((\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))(\mathbf{P}_{1n}(s)\mathbf{P}_{2n}(s) - \mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s))\mathbf{P}_1^\dagger(s)\mathbf{P}_2^\dagger(s) + (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))(\mathbf{P}_{2n}(s) - \mathbf{P}_2(s))\mathbf{P}_2^\dagger(s) \right) \mathbf{y} \quad (3.48)$$

3.3 伝達関数行列の分割に基づいた複数センサフィードバックによる性能改善

本章では, 前章にて述べた 2 自由度制御の設計法に対して, 伝達関数の分割による新たな相補感度関数表現を導入する. この方法は, 伝達関数の分割により新たなフィードバックループを追加するので, 複数の出力フィードバックが可能となるアプローチである.

3.3.1 MIMO-拡張 2 自由度制御

まず, 2 自由度制御のアプローチに対して, 伝達関数の分割による方法を導入する. 分割後のブロック図については, 図 1 を参考にされたい. 伝達関数の分割によって新たに得られた中間変数を $\omega \in \mathbb{R}^m$ とし, 中間変数の観測に伴うノイズは $\xi_1 \in \mathbb{R}^m$ とする. また, 出力 $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^o$ とし, 出力の観測に伴うノイズは $\xi_2 \in \mathbb{R}^o$ とする. すると, 制御対象および制御器は $\mathbf{P}_1 \in \mathbb{R}(s)^{n \times m}$, $\mathbf{P}_2 \in \mathbb{R}(s)^{o \times n}$, $\mathbf{C}_1 \in \mathbb{R}(s)^{m \times o}$, $\mathbf{C}_2 \in \mathbb{R}(s)^{m \times n}$, $\mathbf{C}_3 \in \mathbb{R}(s)^{m \times o}$ となる.

3.3.1.1 入力数 > 出力数の場合

ここで, 制御系の外性信号に対する入力を求めると, 以下のようになる.

$$\mathbf{u}(s) = \Delta_{ex}^{-1}(\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s) - (\mathbf{C}_2(s)\mathbf{P}_1(s) + \mathbf{C}_3(s)\mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s))\mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s)\xi_1(s) - \mathbf{C}_3(s)\xi_2(s)) \quad (3.49)$$

$$\Delta_{ex} = \mathbf{I} + \mathbf{C}_2(s)\mathbf{P}_1(s) + \mathbf{C}_3(s)\mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s) \quad (3.50)$$

続いて, 出力を求めると, 以下のようになる.

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)\Delta_{ex}^{-1}((\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s) - \mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s)\xi_1(s) - \mathbf{C}_3(s)\xi_2(s)) \quad (3.51)$$

ここで, $\mathbf{r}(s)$ から $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{G}_{yr} \in \mathbb{R}(s)^{o \times o}$ とする. 定義により, $\mathbf{G}_{yr}(s)$ は以下のようになる.

$$\mathbf{G}_{yr}(s) \equiv \mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)\Delta_{ex}^{-1}\mathbf{C}_1(s) \quad (3.52)$$

感度関数については, 伝達関数を分割することによって観測ノイズが二つ現れているので, 二つの相補感度関数 $\mathbf{Q}_1 \in \mathbb{R}(s)^{m \times m}$ および $\mathbf{Q}_2(s) \in \mathbb{R}(s)^{m \times m}$ を以下のように定義する.

$$\mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\mathbf{P}_1^\dagger(s) \equiv \mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)\Delta_{ex}^{-1}\mathbf{C}_2(s) (\xi_1(s) \rightarrow \mathbf{y}(s)) \quad (3.53)$$

$$\mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)\mathbf{Q}_2(s)\mathbf{P}_1^\dagger(s)\mathbf{P}_2^\dagger(s) \equiv \mathbf{P}_2(s)\mathbf{P}_1(s)\Delta_{ex}^{-1}\mathbf{C}_3(s) (\xi_2(s) \rightarrow \mathbf{y}(s)) \quad (3.54)$$

上記の定義からは恣意性を感じるかもしれないが、この定義は SIMO 系における結果を参考に定義している。また、上記の定義から導かれる制御器が、定義通りの特性を導くことを後に説明する。続いて、 $\mathbf{G}_{yr}(s)$ の出力から $\mathbf{u}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{S}(s)$ とすると、

$$\mathbf{S}_1(s) \equiv \Delta_{ex}^{-1} \quad (3.55)$$

となる。以上の式を $\mathbf{C}_1(s)$, $\mathbf{C}_2(s)$, $\mathbf{C}_3(s)$ について解くと、制御器が以下のように求められる。

$$\mathbf{C}_1(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} \mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) \mathbf{G}_{yr}(s) \quad (3.56)$$

$$\mathbf{C}_2(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_1^\dagger(s) \quad (3.57)$$

$$\mathbf{C}_3(s) = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} \mathbf{Q}_2(s) \mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) \quad (3.58)$$

このように、制御器は複数の相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションできる。実際の制御器では、制御対象のノミナル伝達関数行列 $\mathbf{P}_{1n}(s)$, $\mathbf{P}_{2n}(s)$ を使用する。

続いて、導かれた制御器を使用した場合の閉ループ特性について述べる。制御系の外性信号に対する内部安定性行列を式 (3.47) に示す。前章における制御系の内部安定性行列と比較すると、制御ループが増加している関係上、複雑となっている。閉ループ系を安定にするためには、内部安定性行列の各伝達関数が安定となるようフリーパラメータ $\mathbf{Q}_1(s)$, $\mathbf{Q}_2(s)$, $\mathbf{G}_{yr}(s)$ を設計する。続いて、上式から出力に関する特性を抜き出すと、下記ようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(s) &= \mathbf{G}_{yr}(s) \mathbf{r}(s) - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) \mathbf{d}_1(s) \\ &\quad - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \xi_1(s) - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) \mathbf{Q}_2(s) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \xi_2(s) \end{aligned} \quad (3.59)$$

上式より、拡張 2 自由度制御器の導出に際して定義した相補感度関数の関係 (3.64)(3.65) が実現されていることがわかる。また、サーボ制御を実現するためには、下記の関係式を参考にフリーパラメータを決定する。

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{r} - \mathbf{y}) = \lim_{s \rightarrow 0} s \{ (\mathbf{I} - \mathbf{G}_{yr}(s)) \mathbf{r}(s) - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) \mathbf{d}_1(s) \\ &\quad - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \xi_1(s) - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) \mathbf{Q}_2(s) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \xi_2(s) \} \end{aligned} \quad (3.60)$$

システムに加わる外性信号による影響は、 $\mathbf{d}(s)$ に対しては $\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)$ で決定され、 ξ_1 に対しては $\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)$ で決定され、 $\xi_2(s)$ に対しては $\mathbf{Q}_2(s)$ で決定される。ここで、 $\mathbf{y}(s)$ のみを制御することを考えれば、フィードバック制御器の自由度二つを利用して、制御目標 $\mathbf{y}(s)$ に影響を与える外性信号三つのうち二つの特性に対する制御系への影響を決定できることがわかる。つまり、拡張 2 自由度制御は制御系の自由度を増やし、複数のセンサフィードバックを可能とすることで、外性信号に対するシステムへの影響を抑制するための設計自由度を与えることができるのである。最後に、拡張 2 自由度制御は、図 3.9 に示すように、DOB を内部に複数有した構造になる。内側の DOB と外側の DOB が存在し、内側の DOB は入力橋外乱の除去に、外側の DOB は観測ノイズによる影響の除去のために働く。

3.3.1.2 出力数 > 入力数の場合

制御系の外性信号に対する出力を求めると、以下ようになる。

$$\mathbf{y}(s) = \Delta_{ex}^{-1}(s) \mathbf{P}_2(s) \mathbf{P}_1(s) (\mathbf{C}_1(s) \mathbf{r}(s) - \mathbf{d}(s) - \mathbf{C}_2(s) \xi_1(s) - \mathbf{C}_3(s) \xi_2(s)) \quad (3.61)$$

$$\Delta_{ex} = \mathbf{I} + \mathbf{P}_2(s) \mathbf{P}_1(s) \mathbf{C}_2(s) \mathbf{P}_2^{-1}(s) + \mathbf{P}_2(s) \mathbf{P}_1(s) \mathbf{C}_3(s) \quad (3.62)$$

ここで, $\mathbf{r}(s)$ から $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列を $\mathbf{G}_{yr} \in \mathbb{R}(s)^{o \times o}$ とする. 定義により, $\mathbf{G}_{yr}(s)$ は以下ようになる.

$$\mathbf{G}_{yr}(s) \equiv \Delta_{ex}^{-1}(s) \mathbf{P}_1(s) \mathbf{P}_2(s) \mathbf{C}_1(s) \quad (3.63)$$

感度関数については, 伝達関数を分割することによって観測ノイズが二つ現れているので, 二つの相補感度関数 $\mathbf{Q}_1 \in \mathbb{R}(s)^{m \times m}$ および $\mathbf{Q}_2 \in \mathbb{R}(s)^{m \times m}$ を以下のように定義する.

$$(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_2(s) \equiv \bar{\Delta}_{ex}^{-1}(s) \mathbf{P}_2(s) \mathbf{P}_1(s) \mathbf{C}_2(s) (\xi_1(s) \rightarrow \mathbf{y}(s)) \quad (3.64)$$

$$\mathbf{Q}_2(s) \equiv \Delta_{ex}^{-1}(s) \mathbf{P}_2(s) \mathbf{P}_1(s) \mathbf{C}_3(s) (\xi_2(s) \rightarrow \mathbf{y}(s)) \quad (3.65)$$

上記の定義は恣意性が残る. ここでの定義は, SIMO 系における結果を参考に定義しており, 上記の定義から導かれる制御器が, 定義通りの特性を導くことを後に説明する. また, 上記の定義に従うと, 感度関数行列 $\mathbf{S}_1(s) = \mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)$ の関係により,

$$\mathbf{S}_1(s) \equiv \Delta_{ex}^{-1}(s) \quad (3.66)$$

となる. 以上の式を $\mathbf{C}_1(s)$, $\mathbf{C}_2(s)$, $\mathbf{C}_3(s)$ について解くと, 制御器が以下のように求められる.

$$\mathbf{C}_1(s) = \mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} \mathbf{G}_{yr}(s) \quad (3.67)$$

$$\mathbf{C}_2(s) = \mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_2(s) \quad (3.68)$$

$$\mathbf{C}_3(s) = \mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s))^{-1} \mathbf{Q}_2(s) \quad (3.69)$$

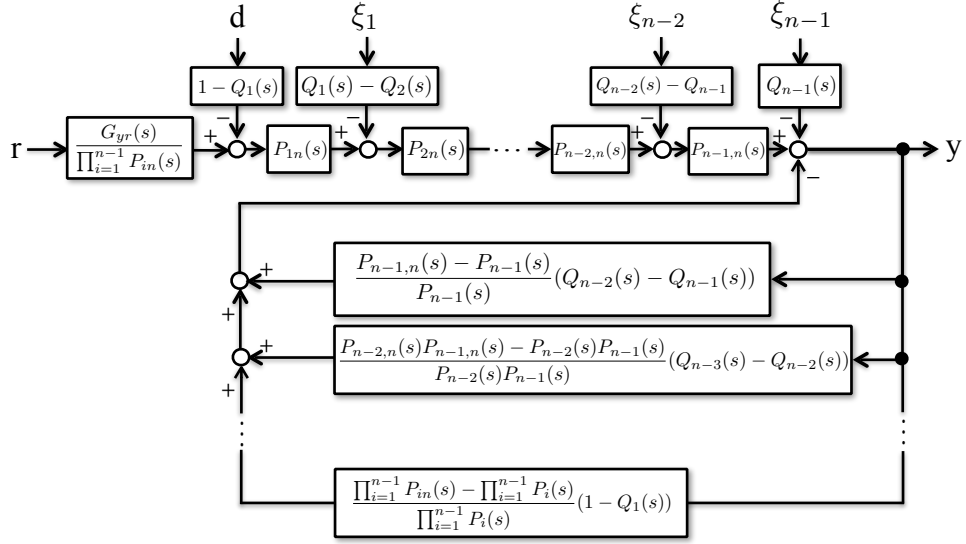
このように, 制御器は複数の相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションできる. 実際の制御器では, 制御対象のノミナル伝達関数行列 $\mathbf{P}_{1n}(s)$, $\mathbf{P}_{2n}(s)$ を使用する. 続いて, 導かれた制御器を使用した場合の閉ループ特性について述べる. 制御系の外性信号に対する内部安定性行列を式 (3.47) に示す. 前章における制御系の内部安定性行列と比較すると, 制御ループが増加している関係上, 複雑となっている. 閉ループ系を安定にするためには, 内部安定性行列の各伝達関数が安定となるようフリーパラメータ $\mathbf{Q}_1(s)$, $\mathbf{Q}_2(s)$, $\mathbf{G}_{yr}(s)$ を設計する. 続いて, 上式から出力に関する特性を抜き出すと, 下記ようになる.

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{G}_{yr}(s) \mathbf{r}(s) - (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) \mathbf{d}(s) + (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{2n}(s) \xi_1(s) + \mathbf{Q}_2(s) \xi_2(s) \quad (3.70)$$

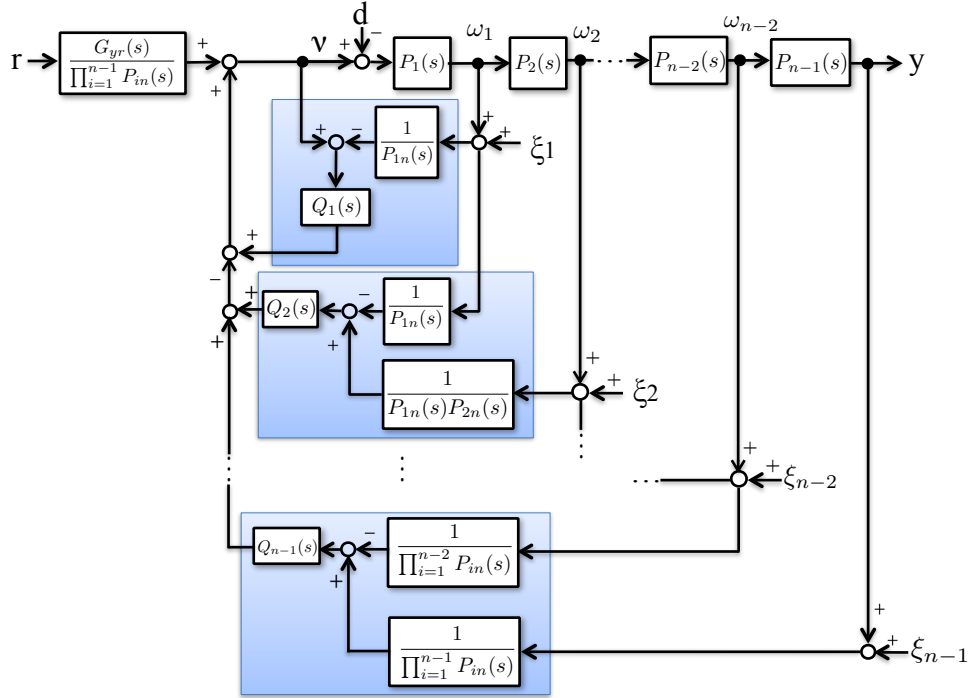
上式より, 拡張 2 自由度制御器の導出に際して定義した相補感度関数の関係 (3.64)(3.65) が実現されていることがわかる. また, サーボ制御を実現するためには, 下記の関係式を参考にフリーパラメータを決定する.

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} &= \lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{r} - \mathbf{y}) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \{ \mathbf{G}_{yr}(s) \mathbf{r}(s) - (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) \mathbf{d}(s) + (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{2n}(s) \xi_2(s) + \mathbf{Q}_2(s) \xi_2(s) \} \end{aligned} \quad (3.71)$$

システムに加わる外性信号による影響は, $\mathbf{d}(s)$ に対しては $\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)$ で決定され, $\xi_1(s)$ に対しては $\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)$ で決定され, $\xi_2(s)$ に対しては $\mathbf{Q}_2(s)$ で決定される. ここで, $\mathbf{y}(s)$ のみを制御することを考えれば, フィードバック制御器の自由度二つを利用して, 制御目標 $\mathbf{y}(s)$ に影響を与える外性信号三つのうち二つの特性に対する制御系への影響を決定できることがわかる. つまり, 拡張 2 自由度制御は制御系の自由度を増やし, 複数のセンサフィードバックを可能とすることで, 外性信号に対するシステムへの影響を抑制するための設計自由度を与えることができるのである. 最後に, 拡張 2 自由度制御は, 図 3.9 に示すように, Internal Model Control (IMC) を内部に複数有した構造になる. 内側の IMC と外側の IMC が存在し, 内側の IMC は入力橋外乱の除去に, 外側の IMC は観測ノイズによる影響の除去のために働く. 拡張 2 自由度制御に関しては, SIMO 系の場合と同様に, 更に拡張して一般化が可能であるが, 紙面の都合上割愛する.



(a) 等価ブロック図



(b) DOB 型の等価ブロック図

図 3.5: 一般化された N 自由度制御の等価ブロック図

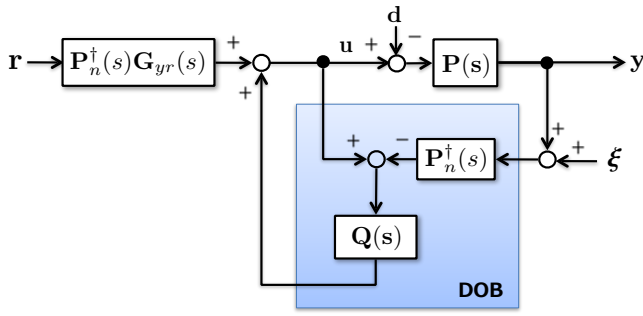


図 3.6: 2 自由度制御の DOB 型等価ブロック図

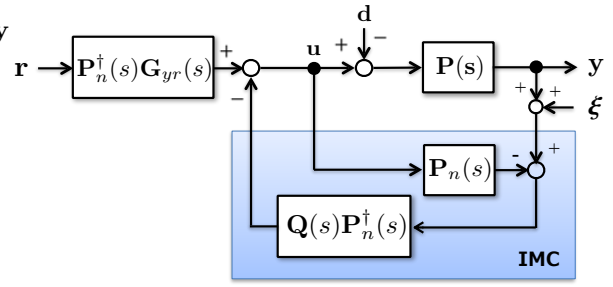


図 3.7: 2 自由度制御の IMC 型等価ブロック図

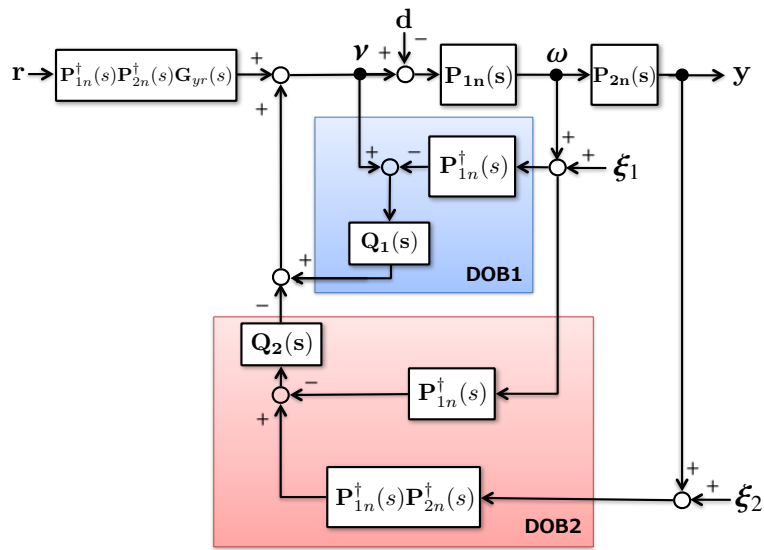


図 3.8: 拡張 2 自由度制御の DOB 型等価ブロック図

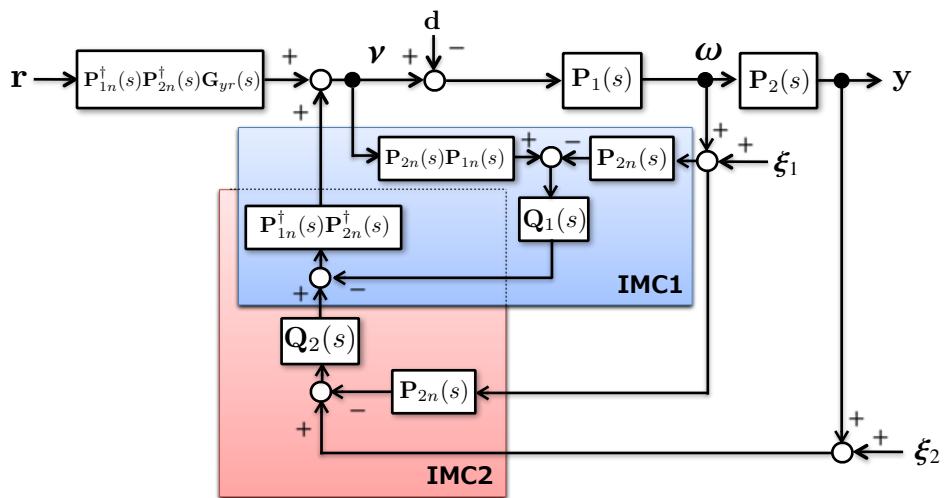


図 3.9: 拡張 2 自由度制御の IMC 型等価ブロック図

第4章 モータドライブシステムへの応用

4.1 はじめに

本章では、3自由度制御を、モータの位置決めシステムへと応用し、その有効性を論じる。3自由度制御のメリットは、外乱応答性とノイズ応答性の決定に自由度が増えることである。よって、位置制御時の外乱抑圧特性と、位置センサによるノイズの影響を同時に抑圧することが可能となる。一方で2自由度制御にはそのような自由度はなく、トレードオフの関係性によって性能が制限される。

4.2 電流制御型モータモデルに対する3自由度制御の設計

本稿では、電流制御型のDCモータモデルを制御対象として考える。対象の運動方程式は下記のようになる。

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} = K_t i_a - \tau_d \quad (4.1)$$

ここで、 θ は回転角 [rad], τ_d は外乱トルク [Nm], i_a はモータの電機子電流 [A] である。 τ_d は負荷トルク τ_l に加えて、摩擦やモデル化誤差を含む。また、 J はイナーシャ [kgm²], B は粘性摩擦定数 [Nms/rad], K_t はトルク定数 [Nm/A] である。また、位置制御に際して、角度情報が光学式エンコーダによって取得されていると仮定し、さらに角加速度が加速度センサに基づいて計測可能であるとする。よって、計測された出力情報はノイズを含む。ここでの制御目的は、複数のセンサ情報を扱うことで、計測に伴うノイズを抑圧しつつ制御系全体のパフォーマンスを向上させることである。比較として、2, 3自由度制御器それぞれについて設計法を述べる。

4.2.1 2自由度制御

制御対象の電流から出力角度までの伝達関数は、式 (4.1) より以下のように求められる。

$$P(s) = \frac{\Theta(s)}{I_a(s)} = \frac{K_t}{Js^2 + Bs} \quad (4.2)$$

ここで、 $\Theta(s) = \mathcal{L}[\theta(t)]$, $I_a(s) = \mathcal{L}[i_a(t)]$ であり、 \mathcal{L} はラプラス演算子である。ここでの伝達関数は、2自由度制御のためのノミナル伝達関数 $P_n(s)$ に使用できる。以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと、2自由度制御の閉ループ伝達関数行列は、式 (3.5) を参考にして、下記のようになる。

$$\begin{bmatrix} u(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)(Js^2 + Bs)}{K_t} & Q(s) & -\frac{Q(s)(Js^2 + Bs)}{K_t} \\ G_{yr}(s) & -\frac{K_t}{(Js^2 + Bs)}(1 - Q(s)) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

上記の式において、 $d' \rightarrow y$ の伝達関数が、極に s を持つ。よって、同伝達関数内のフリーパラメータである $1 - Q$ が、 s を一つ零点として有する必要がある。

また、サーボに関する特性は、式 (3.7) より、下記のように求められる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{K_t}{(Js^2 + Bs)}(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \right) \quad (4.4)$$

例えば、目標値をステップ状、加わる外乱もステップ状であるとする、定常状態をゼロとするためには、 $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ、 $1 - Q(s)$ は零点に s を二つ持つ必要がある。

4.2.2 3自由度制御

3自由度制御の設計に関しては、制御対象を二つに分割する。例えば、対象の速度が計測可能であれば下記のようになる。

$$P_1(s) = \frac{\dot{\Theta}(s)}{I_a(s)} = \frac{K_t}{Js + B}, P_2(s) = \frac{\Theta(s)}{\dot{\Theta}(s)} = \frac{1}{s} \quad (4.5)$$

ここで、 $y(s) = \theta(s)$, $\omega(s) = \dot{\theta}(s)$, $r(s) = \theta^{cmd}(s)$ である。本章で扱うように、加速度が計測可能であれば以下のようになる。

$$P_1(s) = \frac{\ddot{\Theta}(s)}{I_a(s)} = \frac{K_t s}{Js + B}, P_2(s) = \frac{\Theta(s)}{\ddot{\Theta}(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (4.6)$$

ここで、 $y = \theta$, $\omega = \dot{\theta}$, $r = \theta^{cmd}$ である。以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと、3自由度制御の閉ループ伝達関数行列は式 (3.15) を参考にして、下記のようになる。

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)(Js^2 + Bs)}{K_t} & Q_1(s) & -\frac{(Q_1(s) - Q_2(s))(Js + B)}{K_t s} & -\frac{Q_2(s)(Js^2 + Bs)}{K_t} \\ G_{yr}(s)s^2 & -\frac{K_t s}{(Js + B)}(1 - Q_1(s)) & -(Q_1(s) - Q_2(s)) & -Q_2(s)s^2 \\ G_{yr}(s) & -\frac{K_t}{(Js^2 + Bs)}(1 - Q_1(s)) & -\frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{s^2} & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

上記の式において、 $\xi'_1 \rightarrow v$ の項は s を一つ極に持ち、 $d' \rightarrow y$ の項は s を一つ極に持ち、 $\xi'_1 \rightarrow y$ の項は s^2 を極に二つ持つ。また、サーボに関する特性は、式 (5.16) より、下記のように求められる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{K_t}{(Js^2 + Bs)}(1 - Q_1(s))d(s) + \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{s^2}\xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \right) \quad (4.8)$$

例えば、目標値をステップ状、加わる外乱もステップ状であるとする、定常状態をゼロとするためには、 $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ、 $1 - Q_1(s)$ は零点に s を二つ持たせる必要がある。以上をまとめると、 $Q_1(s) - Q_2(s) = (1 - Q_1(s)) - (1 - Q_2(s))$ より、 $1 - Q_1(s)$ と $1 - Q_2(s)$ がともに零点に s を二つ持てば、すべての条件が満たされる。

4.2.3 2/3 自由度制御のフリーパラメータの選定指針と外性信号に対する感度特性

2/3 自由度制御におけるフリーパラメータの選定指針について述べる。まず、 Q, Q_1, Q_2 に関しては使用するセンサの特徴に応じ選定する必要がある。本稿では、特にエンコーダと加速度センサを併用する事例が多いので、ここで詳細に述べておく。エンコーダの量子化誤差は、DOB に基づく制御系では高周波領域のノイズが顕著となることが知られている。特に低分解能なエンコーダやレゾルバではその影響は大きい。2自由度制御では、式 4.3 よりその影響を確認できる。ここで、 ξ がエンコーダ量子化ノイズである。制御系設計において、外乱 d に対する感度は低い方が望ましいので、 d に対応するフリーパラメータ $1 - Q(s)$ が可能な限りゼロに近いことが望まれる。しか

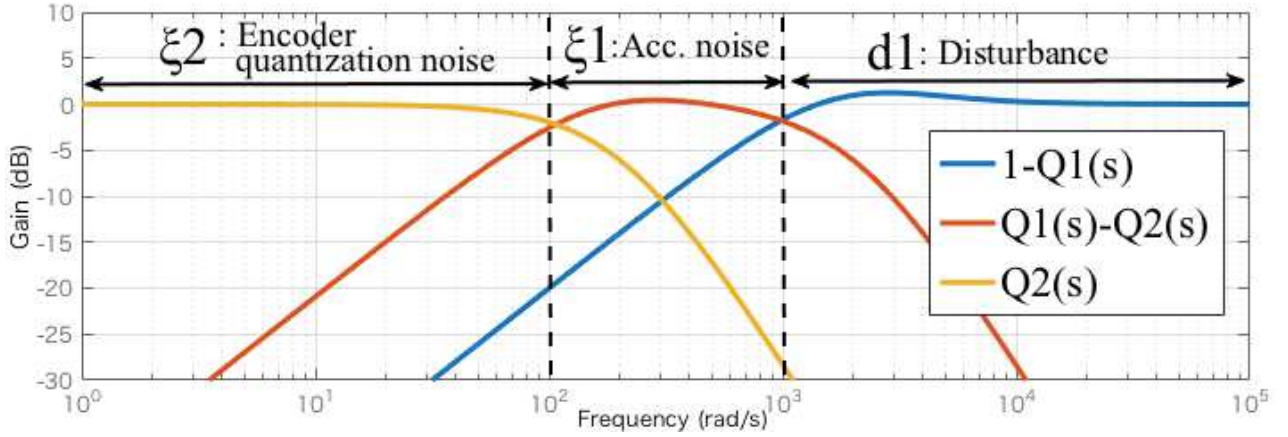


図 4.1: 外性信号の通過域と相補感度関数の対応

し、この時 ξ に対する感度に対応するフリーパラメータ $Q(s)$ が 1 に近づくため、エンコーダ量子化ノイズが制御系に多大な影響を与えてしまう。一方で 3 自由度制御では、式 4.7 のように、外性信号に対する感度におけるフリーパラメータが $1 - Q_1(s)$, $Q_1(s) - Q_2(s)$, $Q_2(s)$ の形で分散されていることがわかる。ここで、加速度センサとエンコーダを使用する状況を考えて、 ξ_1 が加速度センサノイズ、 ξ_2 がエンコーダ量子化ノイズである。加速度センサのノイズ特性は白色ノイズ特性を持つことが知られており、高周波領域にもノイズは存在するが、高周波領域におけるエンコーダの量子化ノイズと比較すると問題とならない程度である。ただし、ピエゾ素子式/歪ゲージ式といった加速度センサの検出原理の違いによっては、DC 成分の有無など違いが生じる。また、外気温の変動によるオフセット出力のドリフト等が生じる可能性がある。これらは、加速度センサのノイズは低周波領域に集中することを意味する。ジャイロスコップなどのセンサを使用することも候補として考えられるが、センサノイズの特性としては上述の加速度センサノイズの特性と同等である。以上のセンサノイズに関する特性を考慮して、 Q , Q_1 , Q_2 の設計を考える。加速度センサノイズが低周波域にて問題となり、エンコーダ量子化ノイズが高周波にて問題となるので、加速度センサの高周波域と、エンコーダの低周波域を活用するような設計となれば良い。よって、それぞれの周波数特性が図 4.1 のようになるよう Q , Q_1 , Q_2 を決めれば良い。

続いて、フリーパラメータを決定する必要があるが、選定の際には第 3 章における構成条件表 3.1 を満たす必要がある。2 自由度制御の設計に際しては、3 自由度制御において $Q_1(s) = Q_2(s)$ として自由度を減らすことで条件を確認できる。基本的には、 Q フィルタはローパスフィルタとして設計する。また、 $Q(s)$ および $Q_2(s)$ の相対次数は $P_n(s) = P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ の相対次数 2 より高くなるよう設計する。 $Q_1(s)$ に関しては、 $P_{1n}(s)$ がバイプロパーであることから次数に関しては任意に選定できる。加えて内部安定性を満たすため、 $1 - Q(s)$ は s を零点に持ち、 $1 - Q_1(s)$ および $1 - Q_2(s)$ はともに s^2 を零点に持つ必要がある。最終的に、 Q フィルタは以下のように設計した。

$$1 - Q(s) = \frac{s^2(s + 2\omega_c)}{(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (4.9)$$

3 自由度制御のための $1 - Q_1(s)$ および $1 - Q_2(s)$ の構造は上式と同様になるよう設計し、その遮断周波数として異なるパラメータを用いた。 $G_{yr}(s)$ の設計に関しては、 $1 - Q(s)$ がバイプロパーであり、 $P_n(s) = P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ の相対次数が 2 であるので、下記のように設計した。

$$G_{yr}(s) = \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right)^2 \quad (4.10)$$

2 自由度制御器と 3 自由度制御器は、それぞれ 2 入力/3 入力-1 出力の可観測正準形として実現し、双一次変換によって離散化して実装した。実現方法の詳細については、付録 A 章を参照されたい。

4.3 シミュレーションおよび実験による比較検証

4.3.1 関連手法との比較

まずはじめに、2 自由度制御と 3 自由度制御、および 2 自由度制御にカルマンフィルタを組み合わせた手法を比較する。カルマンフィルタを用いた手法として、Kinematic Kalman Filter (KKF) を用いた。KKF は位置、速度、加速度の関係性を元にカルマンフィルタを構成する。特に位置と加速度が計測できる状況で、位置や速度の計測値をフィルタリングする目的で使用されることが多い。よって、本稿での提案である N 自由度制御との比較手法として妥当であると考えられる。ここで、カルマンフィルタのための状態方程式表現は、以下ようになる。

$$\dot{\mathbf{x}}_{kkf}(t) = \mathbf{A}_{kkf}\mathbf{x}_{kkf}(t) + \mathbf{B}_{kkf1}a_m(t) + \mathbf{B}_{kkf2}v(t) \quad (4.11)$$

$$\mathbf{y}_{kkf}(t) = \mathbf{c}_{kkf}^T \mathbf{x}_{kkf}(t) + w(t) \quad (4.12)$$

$$\mathbf{A}_{kkf} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{kkf1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{kkf2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_{kkf} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ここで、 $a_m(t)$ は加速度センサの出力であり、 $\mathbf{x} = [\theta \dot{\theta}]^T$ 、 $v(t)$ は加速度センサノイズ、 $w(t)$ はエンコーダ量子化ノイズである。また、加速度センサノイズはガウス過程 $N(0, \sigma_v^2)$ に従い、エンコーダ量子化ノイズはガウス過程 $N(0, \sigma_w^2)$ に従うとする。続いて、連続時間の状態方程式を離散化して \mathbf{A}_{kkfd} 、 \mathbf{B}_{kkf1d} 、 \mathbf{B}_{kkf2d} 、 \mathbf{c}_{kkfd} を得て、離散線形カルマンフィルタの設計に用いる。離散線形カルマンフィルタは、(1) 予測ステップ、(2) フィルタリングステップ、の 2 つのステップにより状態を推定する。まず、(1) 予想ステップでは、事前状態推定値 $\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k-1]$ および事前誤差共分散行列 $\mathbf{P}[k|k-1]$ を以下のように求める ($\mathbf{P}[k]$ は状態推定誤差 $\tilde{\mathbf{x}}_{kkf}[k] = \hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k] - \mathbf{x}_{kkf}[k]$ の共分散行列であり、 $\mathbf{P}[k] = E[\tilde{\mathbf{x}}_{kkf}[k]\tilde{\mathbf{x}}_{kkf}^T[k]]$ である。)

$$\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k-1] = \mathbf{A}_{kkfd}\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k-1|k-1] + \mathbf{B}_{kkf1d}a_m[k-1] \quad (4.13)$$

$$\mathbf{P}_{kkf}[k|k-1] = \mathbf{A}_{kkfd}\mathbf{P}_{kkf}[k-1|k-1]\mathbf{A}_{kkfd}^T + \sigma_v^2\mathbf{B}_{kkfd}\mathbf{B}_{kkfd}^T \quad (4.14)$$

次に、(2) フィルタリングステップでは、以下のように事後状態推定値 $\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k]$ および事後誤差共分散行列 $\mathbf{P}_{kkf}[k|k]$ を求める。

$$\mathbf{g}[k] = \frac{\mathbf{P}_{kkf}[k|k-1]\mathbf{c}_{kkfd}^T}{\sigma_w^2 + \mathbf{c}_{kkfd}^T\mathbf{P}_{kkf}[k|k-1]\mathbf{c}_{kkfd}} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{P}_{kkf}[k|k] = (\mathbf{I} - \mathbf{g}[k]\mathbf{c}_{kkfd}^T)\mathbf{P}_{kkf}[k|k-1] \quad (4.16)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k] = \hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k-1] + \mathbf{g}[k](y_{kkf}[k] - \mathbf{c}_{kkfd}^T\hat{\mathbf{x}}_{kkf}[k|k-1]) \quad (4.17)$$

以上のようにして、観測ノイズを取り除いた状態推定値 $\hat{\mathbf{x}}_{kkf}$ を得ることができる。

実験検証に用いた実験機を図 6.8 に示す。MAXON Motor 社の RE40 およびドライバとして 4-Q-DC を用いた。モータエンコーダの分解能は $q_r = 2\pi/12000$ rad であり、加速度センサとして CXL10GP3 (Sumitomo Precision Products) を用いた。制御器の演算は、Intel Core i3 3.7 GHz のプロセッサを持ち、RT-preempt カーネルを導入した Linux OS 上で行っている。制御系の制御周期 Δt は $100 \mu s$ である。詳細については、付録 A を参照されたい。

シミュレーションでは、ガウス過程 $N(\mu=0, \sigma_{acc}^2=5.0)$ に従ったノイズを加速度計測値に意図的に加えており、角度計測値は分解能 q_r で量子化した。図 4.2 に示されている応答は、量子化後の応答である。シミュレーションおよび実験では、ステップ型の外乱を 1.0s 時に印可している ($d=0.02$ Nm)。シミュレーションで用いたパラメータは、実際の実験機で同定したパラメータを用いており、 $J=6.58 \times 10^{-5}$ kgm², $B=6.13 \times 10^{-5}$ Nms/rad, $K_r=29.7 \times 10^{-3}$ Nm/A, $c_l=5.0 \times 10^{-3}$ である。制御器の設計に際しては、粘性摩擦係数 B_n を 0.001 に設定した。これは、粘性摩擦係数の mismatches に関して制御器が不感であることを示すためにあえて設定している。本稿で設計した Q フィルタ式 (4.9) は、ステップ型の外乱に対して完全に定常誤差をゼロにしないが、 B_n を大きく設定することで定常誤差を低減できる (Q の次数をあげれば B_n の値によらず完全抑圧が可能である)。加えて、シミュレーションおよび実験では、ノミナルイナーシャを $\pm 50\%$ 変動 ($J_n = (1 \pm 0.5)J$) させ、イナーシャの変動に対するロバスト性も確認している。

続いて、シミュレーション結果に関して述べる。図 4.2(a) に 2 自由度制御の結果を示す。Q フィルタのカットオフ周波数 ω_c は、case 1 では $\omega_c = 1000$ rad/s, case 2 では $\omega_c = 500$ rad/s とした。ここで、case 1 の制御入力、カットオフ周波数が高く設定されていることから振動していることがわかる。ただし、外乱抑圧に関しては case 2 と比較して良好な結果を示している。以上より、外乱抑圧とノイズ抑圧の同時実現が、2 自由度制御のみでは実現困難であることがわかる。図 4.2(b) に 2 自由度制御とカルマンフィルタを組み合わせた時の結果を示す。シミュレーションにおいて、KKF で用いたパラメータは $\sigma_v^2 = \sigma_{acc}^2 = 5.0$ and $\sigma_\omega^2 = q_r^2/12$ とした。図より、出力応答において微妙な誤差が生じているが、制御入力を大きく改善できていることがわかる。よって、カルマンフィルタの併用も、外乱抑圧とノイズの抑圧を達成する上では有効な手段であることがわかる。最後に、図 4.2(c) に 3 自由度制御の結果を示す。3 自由度制御における Q フィルタ式 (4.9) の遮断周波数 ω_{c1}, ω_{c2} は、case 1 では $\omega_{c1} = 1000$ rad/s および $\omega_{c2} = 1000$ rad/s とし、case 2 では $\omega_{c1} = 1000$ rad/s および $\omega_{c2} = 500$ rad/s とした。3 自由度制御の結果は、case 1 および case 2 双方において、外乱が良好に抑圧可能であることを示している。また、case 2 における制御入力の振動は、case 1 における制御入力の振動と比較して抑圧された結果となっている。よって、3 自由度制御においても外乱とノイズが同時に抑圧可能であることが確認できた。ノミナルイナーシャを変動させた時の結果については、2 自由度制御および 2 自由度制御+KKF では case 1, 3 自由度制御では case 2 の状況でイナーシャを変動させた。2 自由度制御+KKF と、3 自由度制御による方法では、ノミナルイナーシャを変動させたとしても応答に変化は少なく、制御入力も良好に抑圧された状態を維持している。よって、モデル化誤差に対するロバスト性に関しても同時に確認できた。3 自由度制御の ω_{c2} は、下げれば下げる程制御入力の振動は低減される。結果的に、シミュレーションにおけるカルマンフィルタの結果と同等な性能を示すことは可能であるが、 ω_{c2} を下げすぎると加速度センサの低域ノイズ (オフセット誤差や温度変化に対する計測誤差) の影響を受けてしまい性能が劣化する。よって、 ω_{c2} は必要以上に下げるとは避けたほうが良い。

続いて、実験結果を図 4.3 に示す。図 4.3(a) では、2 自由度制御の結果において、シミュレーションと同様にトレードオフの関係を確認できた。図 4.3(b) では、カルマンフィルタの併用により制御入力の振動を抑圧できていることが確認できた。ただし、カルマンフィルタに用いたパラメータは、シミュレーションで用いたパラメータを起点に試行錯誤によりチューニングを施している。結果として、パラメータは $\sigma_v^2 = 10.0$, $\sigma_\omega^2 = q_r^2/400$ となった。ここで、case 1 においてパラメータ変動を加えた場合は、制御系が振動的になり不安定となった。これはシミュレーションとは異なる結果であるが、カルマンフィルタによって推定値に遅れが生じ、制御系が不安定になったと考えられる。対して、図 4.3(c) では、3 自由度制御は不安定になることなく、外乱および制御入力の抑圧が同時に実現できていることがわかる。3 自由度制御では計測値を直接入力することができるので推定遅れによる問題は生じないが、カル

表 4.1: 2 自由度制御/2 自由度制御+KKF/3 自由度制御比較シミュレーションおよび実験の RMS 評価値

environment	method	position error [rad], current input [A]
Simulation	Two-DoF	1.82×10^{-3} , 0.631
	Two-DoF+KKF	2.57×10^{-3} , 0.389
	Three-DoF	1.82×10^{-3} , 0.553
Experiment	Two-DoF	2.61×10^{-3} , 0.856
	Two-DoF+KKF	2.62×10^{-3} , 0.530
	Three-DoF	2.61×10^{-3} , 0.538

マンフィルタを用いる場合はこの問題を考慮する必要がある。

次に、それぞれの手法に関して周波数特性を実験により計測した。計測した特性は、(a) 指令値から出力、(b) 外乱から出力、(c) ノイズから入力、である。(c) はノイズから出力の結果で比較すると大小が微小になり改善効果の確認が難しくなるため入力で確認した。結果を図 4.4 から 4.6 に示す。2 自由度制御では、カットオフ周波数を大きく設定すると外乱感度が低感度化されるが、ノイズ感度が高感度化される。カルマンフィルタを併用した場合は、指令値の追従性・外乱の抑圧特性ともに 2 自由度制御と比較して改善されている。また、3 自由度制御では、外乱感度を低減しつつノイズ感度も低減できており、周波数応答からもその効果が確認できた。ここで、カルマンフィルタの周波数応答特性計測時についても、応答が不安定になることが多く、提示した結果は安定時の結果であることを付記しておく。対して、2 自由度制御や 3 自由度制御では不安定となることはなかった。

続いて、提案法の有効性を定量的に評価する。まず、計算量について述べる。2 自由度制御および 3 自由度制御は、演算は $1\mu\text{s}$ 以内で完了させることができる。一方で、2 自由度制御+KKF では、 $3\mu\text{s}$ 以上計算に時間がかかっている。ここで、実験環境でのタイマ時間分解能が $1\mu\text{s}$ であることからおおまかな比較となっているが、それぞれの優劣を比較するには十分である。よって、計算量の観点でカルマンフィルタを用いた手法に対して 3 自由度制御が優れていることが確認できた。続いてそれぞれの手法におけるステップ応答時の誤差と入力の二乗平均平方根の値を評価した。評価値は表 4.1 にまとめた。3 自由度制御の他手法に対する有効性は、3 自由度制御の case 2 の結果と、他手法の case 1 の結果を比較することによって判断できる。2 自由度制御に対して、3 自由度制御は制御入力 RMS を低減できており有効性が確認できる。2 自由度制御+KKF に対しては、微小ではあるが応答値の誤差を低減できている。制御入力に関しては 3 自由度制御の方が抑圧性能が低いが、先ほどの結果よりロバスト安定性に関しては 3 自由度制御の方が良好であることから、モーションコントロールへの応用の観点で優れている。

4.3.2 遮断周波数の決定について

前項では、比較においてチューニングが施された結果の ω_{c_2} の値を使用していた。本項では、遮断周波数、特に ω_{c_2} についての決定法を実験的に示すことで、その妥当性を示す。なお、本稿ではエンコーダと加速度センサを併用する応用事例が散見されるが、全て本節に示すような手順を踏んでいることに注意されたい。

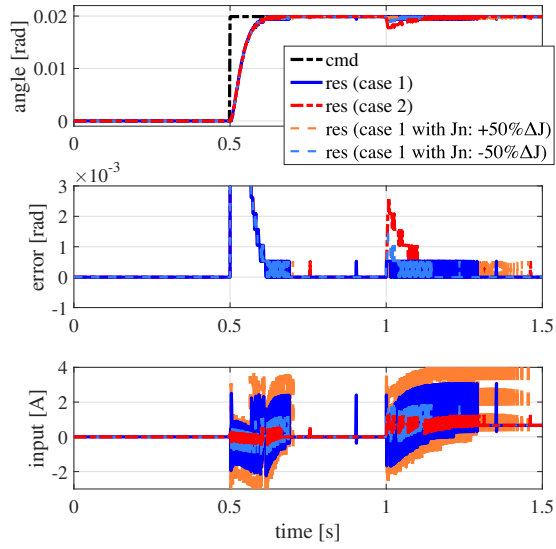
まずはじめに、2 自由度制御における ω_c の限界値を確認する。 ω_c を変更した時の 2 自由度制御の結果を図 4.7 に示す。図より、 ω_c が低いときはパフォーマンスが著しく劣化していることが確認できる。また、 ω_c が高いときは

制御入力が振動していることがわかる。結果的に、 $\omega_c = 800 \text{ rad/s}$ で不安定となった。

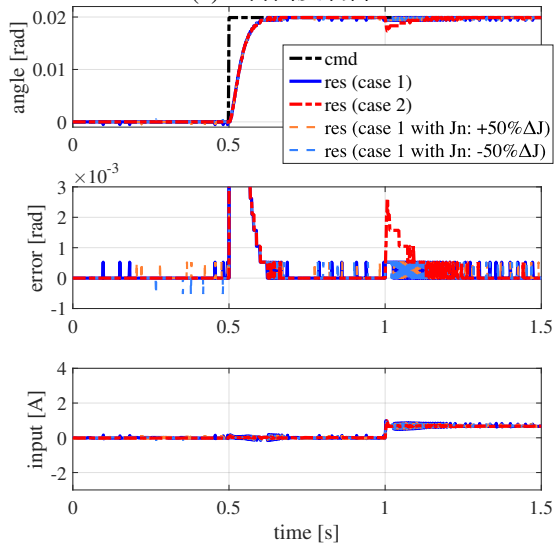
続いて、3 自由度制御における ω_{c1} の値を決める。この値は 2 自由度制御における ω_c よりも高く設定できるが、前項で用いた値を参考に $\omega_{c1} = 1000 \text{ rad/s}$ とした。ここで、 ω_{c1} を固定して、 ω_{c2} を変更した時の 3 自由度制御の結果を確認する。2 自由度制御では $\omega_c = 800 \text{ rad/s}$ で不安定となったので、 ω_{c2} は 800 rad/s 付近より小さい必要があることが予想される。本項における検証では、2 つの異なる加速度センサを用いた場合の結果について示す。1 つは前項にて用いた CXL10GP3 であり、1 つはアナログデバイセズ社の ADXL203 である。それぞれのセンサの詳細については、付録 A を参照されたい。CXL10GP3 を用いた場合の結果を図 4.8 に、ADXL203 を用いた場合の結果を図 4.9 に示す。図より、 ω_{c2} が 800 rad/s に近い時、パフォーマンスが著しく劣化していることが確認できる。また、 800 rad/s より大きい場合には不安定となった。この結果は 2 自由度制御の結果と対応している。一方で、 ω_{c2} の値が低くなるにつれ、誤差の RMS の値を維持しつつ、入力 RMS が改善されていることが確認できる。 ω_{c2} の値を小さくしていくと、誤差および入力 RMS が悪化する傾向にあることが確認できる。 ω_{c2} の値をさらに小さくしていくと、CXL10GP3 の場合は制御系が不安定になることが確認された。ADXL203 の結果においては、入力および誤差の RMS が再度低下するという結果に見える。しかし、図 4.9 において $\omega_{c2} = 100 \text{ rad/s}$ の例をみるとわかるように、制御系の誤差に振動が見えており、好ましくない現象が発生していることがわかる。 ω_{c2} を必要以上に小さくすることで性能が劣化し不安定にさえるという問題は、加速度センサの低周波ノイズによる影響であると考えられる。よって、 ω_{c2} を必要以上に下げることは好ましくなく、良好な制御性能を維持するためには、 $400 \sim 500 \text{ rad/s}$ 付近に ω_{c2} を設定すれば良いことがわかる。

4.4 おわりに

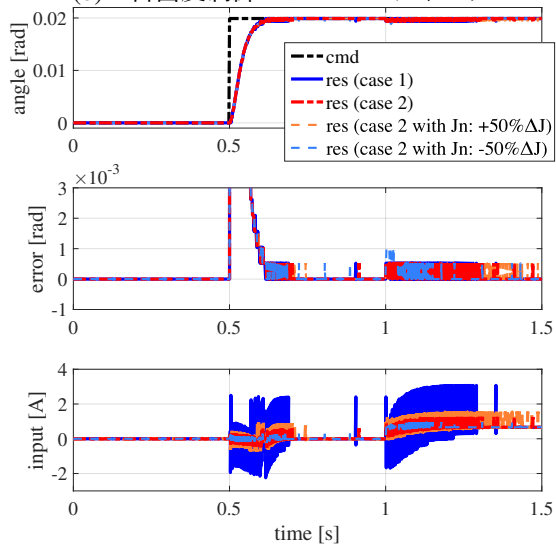
本章では、N 自由度制御を 1 慣性系としてモデル化が可能なモータドライブシステムへと応用した。付加的に用いるセンサとして加速度センサを採用し、低分解能なエンコーダを用いた場合に問題となる量子化誤差による影響を、加速度センサの併用によって低減可能であることを示した。結果的に、外乱抑圧性能を向上可能となることを示した。複数センサ情報を統合する方法としてカルマンフィルタがあるが、カルマンフィルタと N 自由度制御を比較すると、計算量の観点から N 自由度制御が優れていることを示した。また、安定性の観点からも N 自由度制御が優れていることを示した。以上より、N 自由度制御は、モータドライブシステムにおいて複数センサが利用可能である状況に対して有効な手法として利用されることが期待できる。



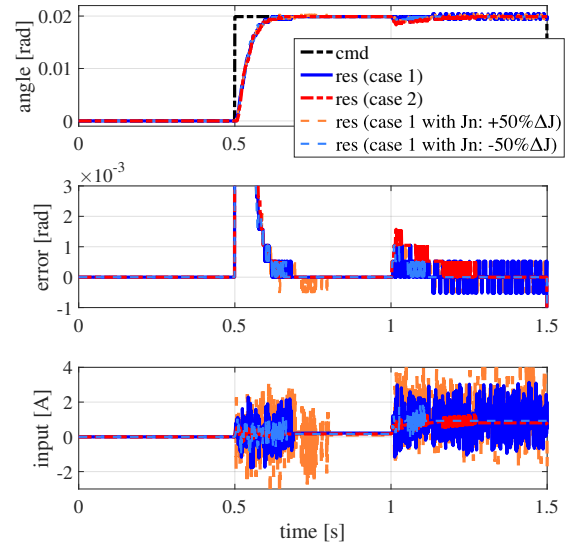
(a) 2 自由度制御



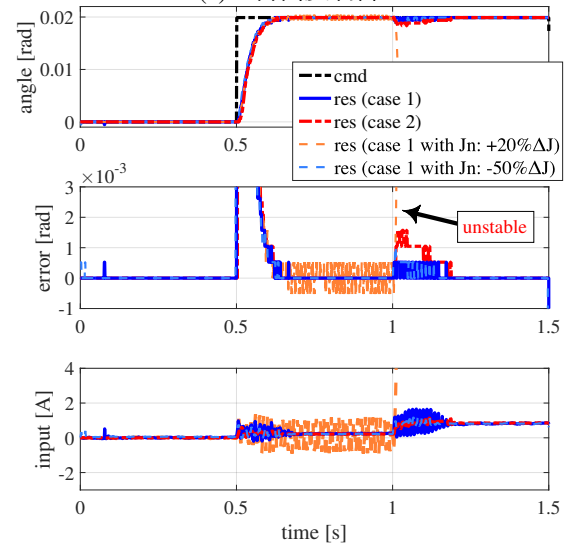
(b) 2 自由度制御 + カルマンフィルタ



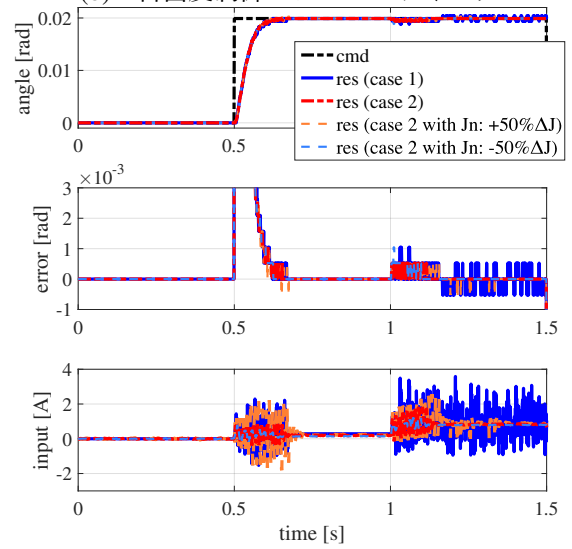
(c) 3 自由度制御



(a) 2 自由度制御



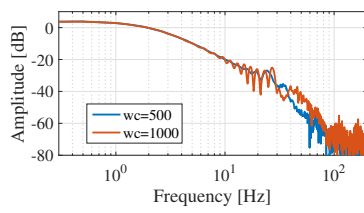
(b) 2 自由度制御 + カルマンフィルタ



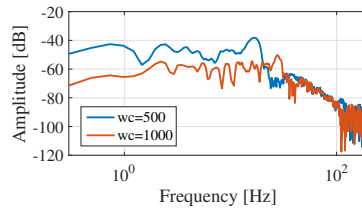
(c) 3 自由度制御

図 4.2: 位置制御のシミュレーション結果 (ステップ応答)

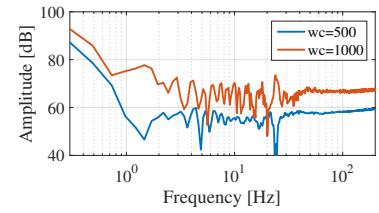
図 4.3: 位置制御の実験結果 (ステップ応答)



(a) $r \rightarrow y$

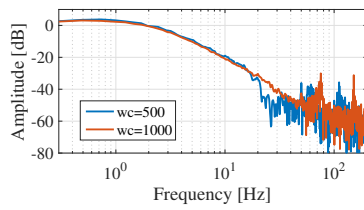


(b) $d \rightarrow y$

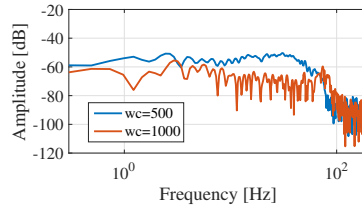


(c) $\xi \rightarrow u$

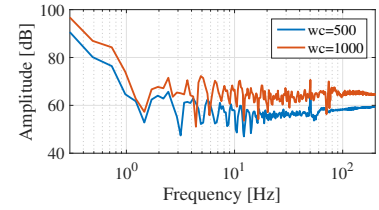
図 4.4: 2 自由度制御の周波数応答



(a) $r \rightarrow y$

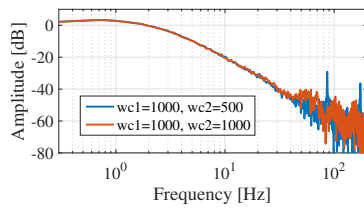


(b) $d \rightarrow y$

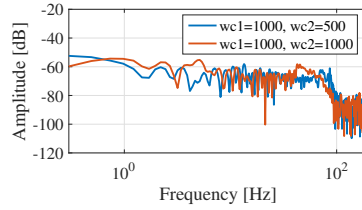


(c) $\xi \rightarrow u$

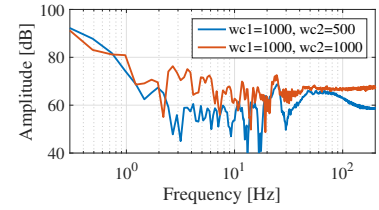
図 4.5: 2 自由度制御+KKF の周波数応答



(a) $r \rightarrow y$

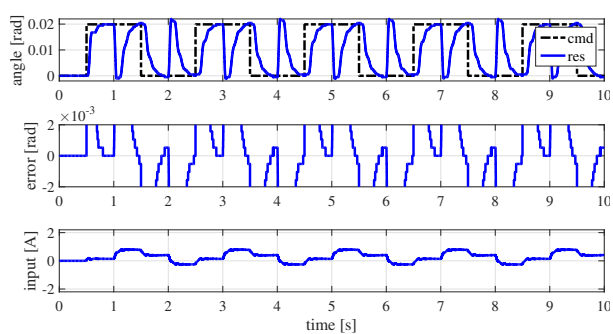


(b) $d \rightarrow y$

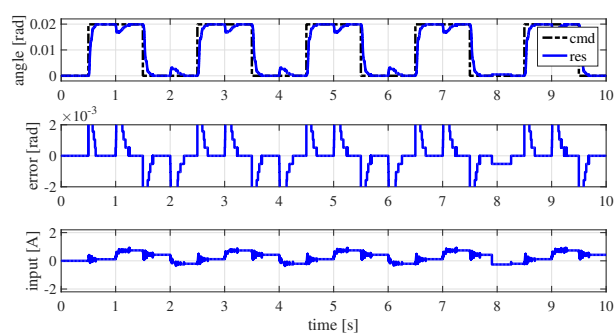


(c) $\xi_2 \rightarrow u$

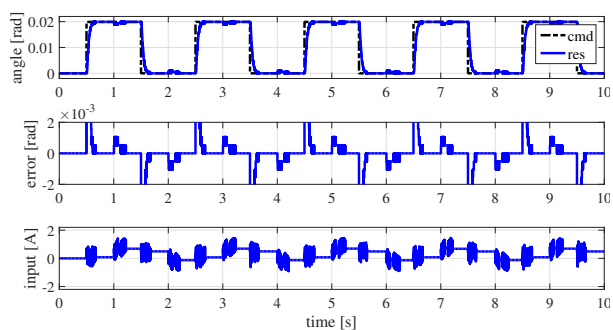
図 4.6: 3 自由度制御の周波数応答



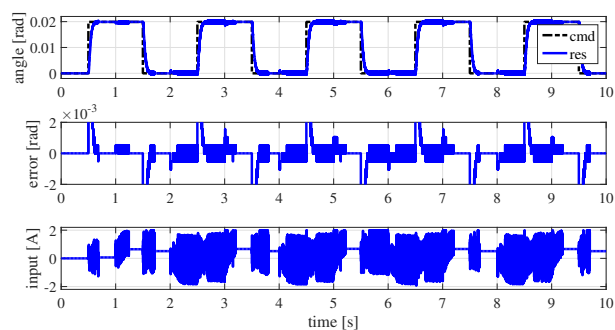
(a) $\omega_c = 100$ rad/s



(b) $\omega_c = 300$ rad/s

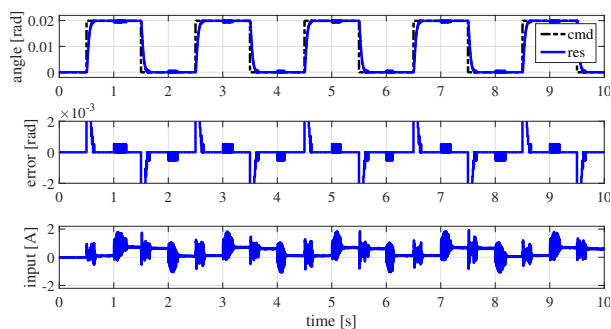


(c) $\omega_c = 600$ rad/s

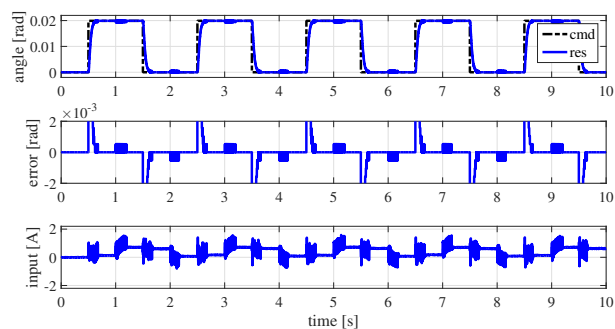


(d) $\omega_c = 800$ rad/s

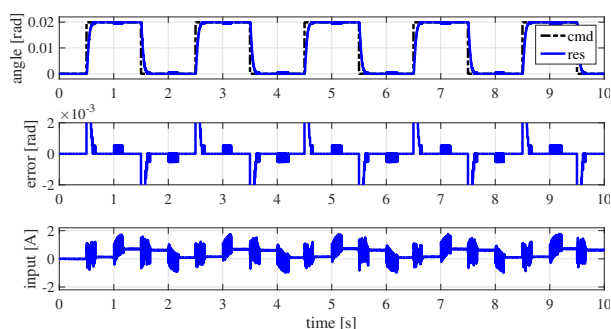
図 4.7: 2 自由度制御における ω_c の変化に伴う応答の変化



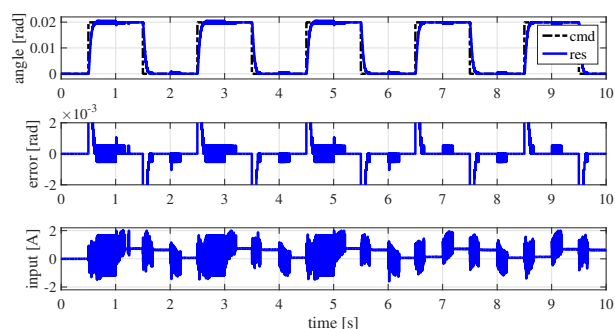
(a) $\omega_{c2} = 500$ rad/s



(b) $\omega_{c2} = 600$ rad/s

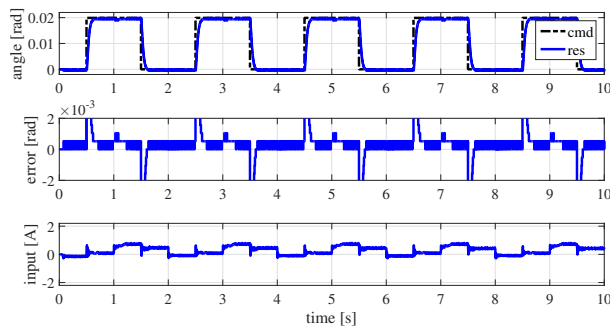


(c) $\omega_{c2} = 700$ rad/s

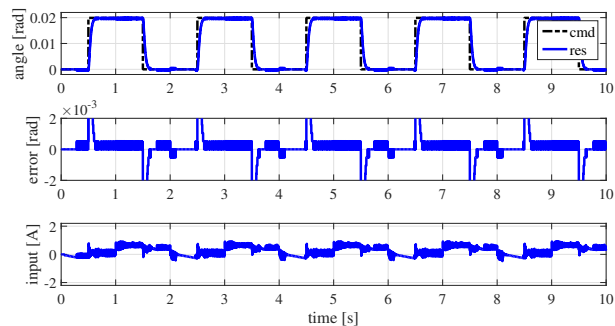


(d) $\omega_{c2} = 800$ rad/s

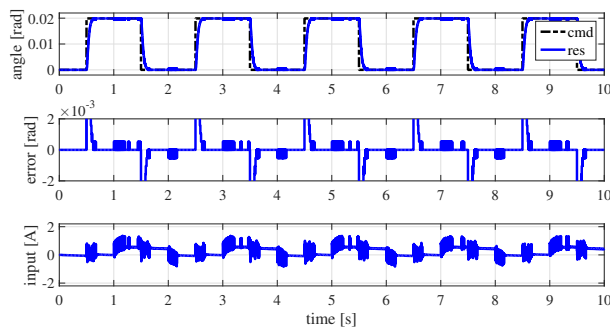
図 4.8: CXL10GP3 を用いた 3 自由度制御における ω_{c2} の変化に伴う応答の変化



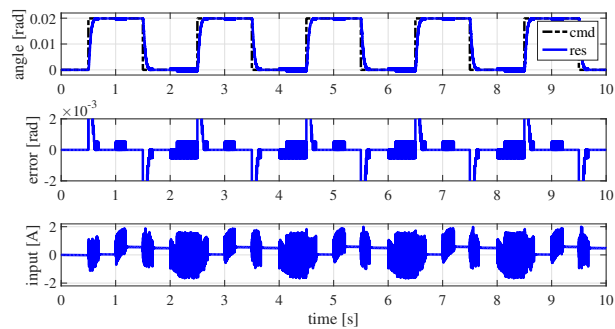
(a) $\omega_{c2} = 100$ rad/s



(b) $\omega_{c2} = 300$ rad/s

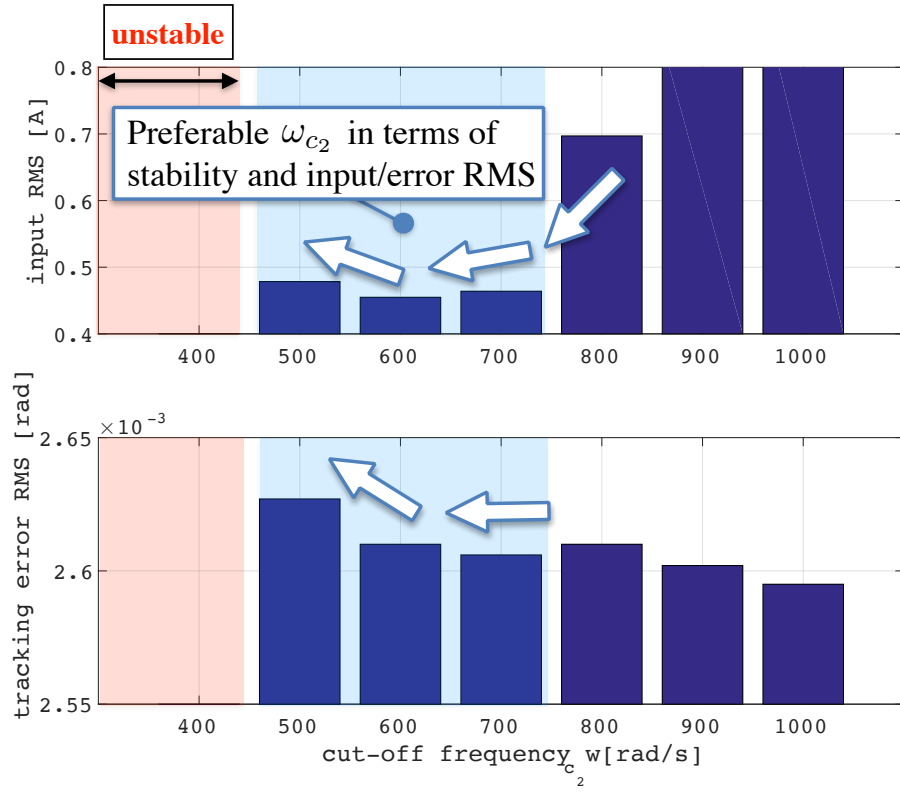


(c) $\omega_{c2} = 600$ rad/s

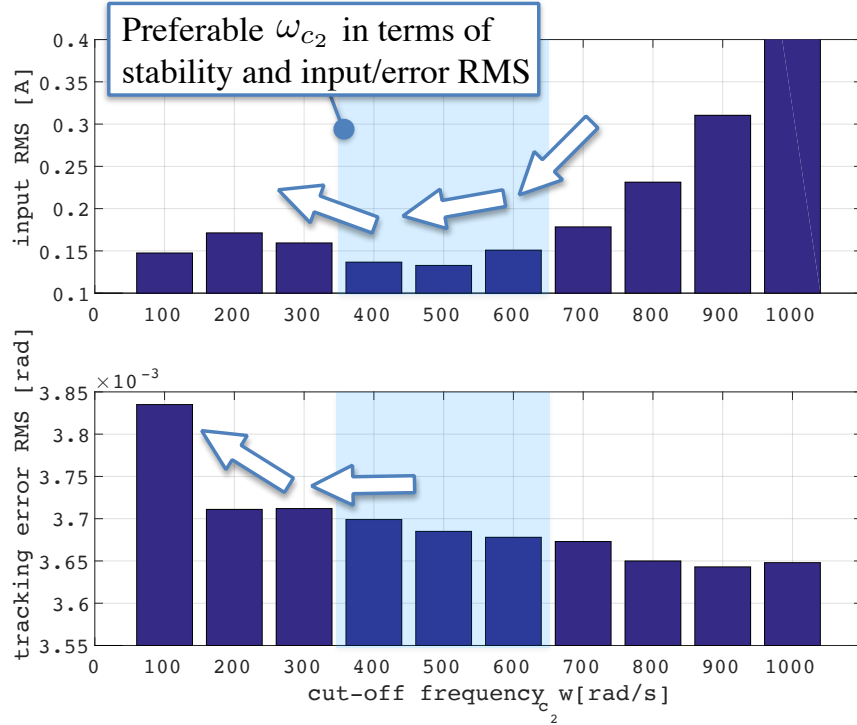


(d) $\omega_{c2} = 800$ rad/s

図 4.9: ADXL203 を用いた 3 自由度制御における ω_{c2} の変化に伴う応答の変化



(a) CXL10GP3



(b) ADXL203

図 4.10: CXL10GP3 を用いた 3 自由度制御における ω_{c_2} の変化に伴う応答の変化

第5章 弾性アクチュエータへの応用

5.1 はじめに

直列弾性アクチュエータ (Series Elastic Actuator: SEA) [78] は、図 5.1 に示すような構成をしたアクチュエータの総称である。SEA はモータと減速比の出力側に弾性要素を直列接続する。さらに、弾性要素の変位を 2 つのエンコーダによって計測することで力を計測し、力情報をフィードバックすることが可能である。

上記の特徴により、SEA の利点は下記ようになる。

1. 弾性エネルギーの蓄積による周期運動の高効率化
2. 負荷側速度・出力の増大効果
3. 力検出と力制御によるバックドライバビリティの実現

以上の特徴により、産業用途から生活支援に至るまで様々なロボットへの応用が期待されている。特に、多くのアプリケーションでは 3. の利点を利用して人間支援用途へと応用している [79]。このような用途では、SEA の力制御とインピーダンス制御が主な制御目的となる。多くの文献では、力制御の実現に工夫を凝らす [80,81]。特に近年、外乱オブザーバ (Disturbance Observer: DOB) を利用した SEA の力制御系が多く [79,82,83]、インピーダンス制御の実現に際しては、インナーループに前述した力制御系を用い、アウトナーループに PD 位置制御を用いることで一次のインピーダンス制御を実現している [80,82,83]。

力制御やインピーダンス制御に関しては、機構設計の観点や、制御系設計の観点から近年においても盛んに研究され続けている。機構設計の観点からは、弾性要素の機構的な位置に変更を加えることで制御性能を向上させる反力利用直列弾性アクチュエータ (Reaction Force Series Elastic Actuator: RFSEA) が提案されている [84]。ここで、従来の SEA は FSEA と略称されることが多い。RFSEA は単一のアクチュエータとして SEA を用いる場合には有効な方策であるが、例えばマニピュレータなど RFSEA が直列に接続される場合には従来の FSEA と同様なダイナミクスとなるため、その利点は失われてしまう。よって、制御系設計による高性能化についても更なる検討が必要である。力制御に関しては前述したように外乱オブザーバを用いるもの、スライディングモード制御を用いるもの [85]、スライディングモード制御と外乱オブザーバを併用するもの [86] などが検討されてきている。

また、SEA の力制御に基づいた人間用途用途のみならず、位置決めへの対応も必要とされている。例えば、Baxter [87] は人との衝突検知や教示の際には 3. の利点が必要とされるが、通常時のタスク遂行時には作業時間短縮のため高速な位置決めが可能であることが望ましい。同社の Sawyer はこの目的を満たすため改良された製品であり、産業用の観点からもこの点の需要が高いことが伺える。SEA は多慣性系としてモデル化が可能であるが、最終的な負荷側の位置制御の振動抑制を目的とすると、力制御 (ねじれトルクの制御) と比較して位相遅れが大きくなり広帯域な制御の実現が困難となる。よって、PID 制御器等の簡便な制御器では位置制御の高性能化は難しい。Variable Stiffness Actuator (VSA) [88] のようにアクチュエータを追加して SEA の機械特性を可変とし、制御目的に応じて剛性を操

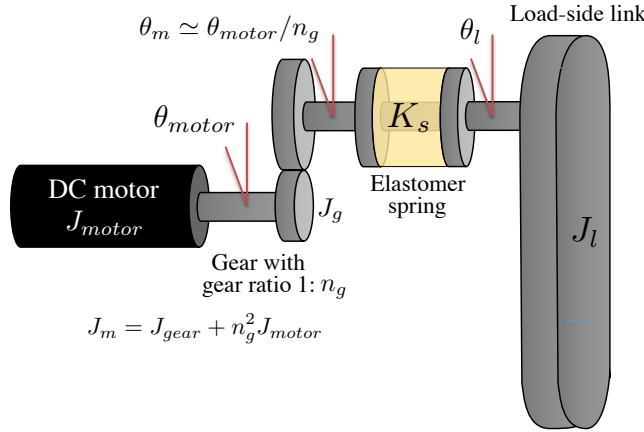


図 5.1: SEA のモデル

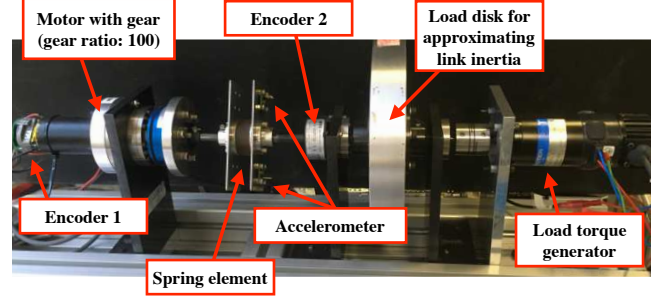


図 5.2: SEA の実験装置の外観

作することで制御帯域を変更する方法も盛んに研究されている。ただし、機構的な複雑さやコスト増加の問題が避けられないため、SEA のみによる力と位置の広帯域制御に関しての検討も依然として必要である。以上より、SEA に関しては、力制御・位置制御双方に関して更なる高性能化に関する研究が行われてきていることがわかる。

本稿では特に、SEA を高性能化する上で問題となるであろう雑音特性について着目する。SEA では、弾性要素の入出力側にエンコーダが必要となるが、その分解能の影響に関して議論する事例は少ない。特に、図 5.1 のような構成を考える場合、弾性要素の入出力側の計測分解能双方についての議論が必要である。SEA は構成上部品点数が多くなるが、エンコーダが 2 つ必要である点が部品コストにおける比重が大きい。特に高い計測分解能が必要である場合には高価なエンコーダが必要となる。弾性要素の入力側の計測分解能は、モータに取り付けられたエンコーダの分解能に対して減速比倍されるので、モータ側エンコーダとして低分解能の物を使用したとしても、問題になる可能性は低い。例えば 4000 ppr のエンコーダを用いた時に、減速比が 100 倍であれば 400,000 ppr となる。対して、負荷側のエンコーダは減速機による高分解能化の恩恵が得られないので、問題になる可能性が高くなる。この問題は、第 2 章にて述べた問題と同様である。本章では、SEA に対して、3 自由度制御を適用することによってその影響を抑えることを考える。ここで、第 2 章と同様に、エンコーダに加えて安価に制作可能な MEMS 加速度センサ/ジャイロセンサを併用することを考え、雑音による影響を低減する。

5.2 SEA のモデルとセンサ構成

本稿では、図 5.1 に示す SEA の構成を対象とする。一般的な SEA と同様、減速機構の出力側に弾性要素を直列接続する。減速機の入力に接続されたモータはエンコーダを有し、かつ負荷側にもエンコーダを搭載する。上記構成により、バネの入力側と出力側の角度情報が求められる。SEA に関する実験検証を行うため、図 5.2 に示す SEA 試験機を制作した。試験機の詳細については、付録第 2 章を参考にされたい。試験機では、後述するように加速度情報を利用するため、モータ側および負荷側に加速度センサを有した構成となっている。

5.2.1 SEA のモデル化

制御系設計の際には、減速機の特に対して弾性要素の特性が支配的であるとして、弾性要素の入力側を一慣性系として考えた 2 慣性系としてモデル化する方法が一般的である。2 慣性系のモデルを以下に示す。

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = K i_a - \tau_s \quad (5.1)$$

$$J_l \ddot{\theta}_l + B_l \dot{\theta}_l = \tau_s - \tau_l \quad (5.2)$$

$$\tau_s = K_s(\theta_m - \theta_l) + D_s(\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_l) \quad (5.3)$$

ここで、 θ_m は弾性要素の入力側回転角度 [rad]、 θ_l は出力側回転角度 [rad]、 τ_s は弾性要素のねじれによって生じる軸トルク [Nm]、 i_a はモータの電流 [A]、 J_m, B_m は負荷側から見たモータおよび減速機のイナーシャ [kgm²] および粘性 [Nms/rad] で、 J_l, B_l は負荷側イナーシャ [kgm²] および粘性 [Nms/rad]、 K_s, D_s はエラストマーバネの弾性係数 [Nm/rad] 及び粘性係数 [Nms/rad]、 $K = K_t n$ は負荷側からみた弾性要素の入力トルク定数 [Nm/A] で、モータトルク定数 K_t [Nm/A] と減速比 n を乗じた値であり、 τ_l は負荷側外乱トルク [Nm] である。通常の SEA では、 $D_s \simeq 0$ として無視することが多い。

次に、2 慣性系の代表的な伝達特性は、下記のようになる。

$$\frac{\Theta_m(s)}{I_a(s)} = \frac{K(J_l s^2 + (D_s + B_l)s + K_s)}{A} \quad (5.4)$$

$$\frac{\Theta_l(s)}{I_a(s)} = \frac{K(D_s s + K_s)}{A} \quad (5.5)$$

$$\frac{T_s(s)}{I_a(s)} = \frac{K(D_s s + K_s)(J_l s^2 + B_l s)}{A} \quad (5.6)$$

$$A(s) = J_m J_l s^4 + ((D_s + B_l)J_m + D_s J_l + B_m J_l)s^3 + ((J_m + J_l)K_s + (B_m + B_l)D_s + B_m B_l)s^2 + (B_m + B_l)K_s s \quad (5.7)$$

$$A'(s) = \frac{A}{s} = J_m J_l s^3 + ((D_s + B_l)J_m + D_s J_l + B_m J_l)s^2 + ((J_m + J_l)K_s + (B_m + B_l)D_s + B_m B_l)s + (B_m + B_l)K_s \quad (5.8)$$

ここで、 $\Theta_m = \mathcal{L}\{\theta_m\}$ 、 $\Theta_l = \mathcal{L}\{\theta_l\}$ 、 $T_s = \mathcal{L}\{\tau_s\}$ 、 $I_a = \mathcal{L}\{i_a\}$ であり、 \mathcal{L} はラプラス変換を表すオペレータである。 $A'(s)$ は、後の説明のために定義している。

5.2.2 2 慣性系における N 自由度制御のフィードバック情報選定指針

本稿では、加速度センサが弾性要素の出力側に搭載されたシステムを仮定する。例えば、文献 [89] では、エンコーダ情報により得られた角度情報と加速度センサ情報をカルマンフィルタにより統合し、高精度な速度情報を得て制御に利用している。また、文献 [90] では、Inertial Measurement Unit (IMU) を SEA ユニットに搭載させている。このように、SEA ユニットにおいて加速度情報が得られる例は多く見受けられつつある。上記研究例は加速度情報そのものを制御系に利用していないが、本研究では加速度情報そのものを積極的に利用した制御系を構成する。

2 慣性系では、フィードバック可能な物理量として θ_m 、 θ_l 、 τ_s やこれらの時間微分情報などが他の選択肢として考えられるであろう。本稿のように制御系の外乱抑圧と雑音低減の両立を目的とする場合、制御目的とする物理量と、その時間微分情報を用いる組み合わせを推奨する。例えば、 θ_l を制御対象とする場合は、 $y = \theta_l$ 、 $\omega = \dot{\theta}_l$ を、 τ_s を制御対象とする場合は $y = \tau_s$ 、 $\omega = \dot{\tau}_s$ 、といった組み合わせである。これは、2 慣性系では入力側のみならず中間変数にも外乱が加わるという特徴による。本質的に 1 入力多出力である 2 慣性系では、式 () のように外性信号と出力の関係が行列形式で表現される。今、 $y = \theta_l$ 、 $\omega = \dot{\theta}_m$ のような組み合わせで 3 自由度制御を設計することを考える。

すると、モータ側外乱と負荷側外乱がともに中間変数への外乱として印可される。この状況では、外乱とノイズの抑圧が分離設計不可能であるため、ノイズの感度を低減すると外乱の感度が上がってしまい、N 自由度制御の利点が活かせない。対して、 $y = \theta_l$, $\omega = \dot{\theta}_l$ のような組み合わせで N 自由度制御を設計した場合は、中間変数に外乱が加わる形とはならないので、ノイズの感度を低減しつつ外乱の感度も低減できる。以上の理由により、本項では加速度センサを積極的に利用した制御系を検討している。

5.3 加速度センサ情報を利用した SEA の 2/3 自由度制御

本章では、雑音低減と高帯域な外乱抑圧を同時に実現するため、エンコーダと加速度センサを利用した 3 自由度制御を適用する。また、比較として 2 自由度制御についても設計を行い、シミュレーションおよび実験によってその効果の違いを確認する。N 自由度制御自体の理論的な詳細については第 2 章を参照されたい。本章では、特に 2 慣性系の力/位置制御を実現する際の設計に注力して述べる。

5.4 2/3 自由度制御による軸トルク制御の設計

本章では、軸トルク制御への 2/3 自由度制御器の適用について述べる。

5.4.1 2 自由度制御

2 自由度制御では、 $y = \tau_s$ とすれば良いので、制御対象の伝達関数は下記ようになる。

$$P_n(s) = \frac{\tau_s(s)}{I_a(s)} = \frac{KK_s(J_l s + B_l)}{A'(s)} = \frac{KK_s(J_l s + B_l)}{J_m J_l s^3 + (B_l J_m + B_m J_l) s^2 + ((J_m + J_l) K_s + B_m B_l) s + (B_m + B_l) K_s} \quad (5.9)$$

ここで、 $D_s \approx 0$ として伝達関数を簡単化している。この時、 ξ はモータ側および負荷側エンコーダの合算値となる。ここで、制御対象の伝達関数は相対次数が 2 となり、位相特性は 180 deg. まで変化する。無駄時間による影響や電流制御系の遅れを考慮しなければ、位相が 180 deg. より大きくなることはないので、比較的簡単に力制御が実現可能となる。

以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと、2 自由度制御の内部安定性行列は式 (3.5) を参考にして、下記のようになる。

$$\begin{bmatrix} u(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)A'(s)}{KK_s(J_l s + B_l)} & Q(s) & -\frac{Q(s)A'(s)}{KK_s(J_l s + B_l)} \\ G_{yr}(s) & -\frac{KK_s(J_l s + B_l)}{A'}(1 - Q(s)) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

上記の式において、それぞれの伝達関数は不安定極を持たない。よって、各フリーパラメータが安定であれば、内部安定性は保証される。また、サーボに関する特性は、式 (3.7) より、下記のように求められる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{KK_s(J_l s + B_l)}{A'(s)}(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \right) \quad (5.11)$$

例えば、目標値をステップ状、加わる外乱もステップ状であるとする、定常状態をゼロとするためには、 $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ、 $1 - Q(s)$ は零点に s を一つ持つ必要がある。

5.4.2 3自由度制御

3自由度制御では, $y = \tau_s$, $\omega = \ddot{\tau}_s$ とすれば良い. ここで, 軸トルクの2階微分は以下のように表せる.

$$\ddot{\tau}_s = K_s(\ddot{\theta}_m - \ddot{\theta}_l) \quad (5.12)$$

よって, 制御対象の伝達関数は以下になる.

$$P_{1n}(s) = \frac{\ddot{\tau}_s(s)}{I_a(s)} = \frac{KK_s s^2(J_l s + B_l)}{A'(s)} = \frac{KK_s s^2(J_l s + B_l)}{J_m J_l s^3 + (B_l J_m + B_m J_l) s^2 + ((J_m + J_l) K_s + B_m B_l) s + (B_m + B_l) K_s} \quad (5.13)$$

$$P_{2n}(s) = \frac{\tau_s(s)}{\ddot{\tau}_s(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (5.14)$$

ここで, 軸トルクの2階微分を求めるためには, モータ側および負荷側双方の加速度情報が必要となる. モータ側および負荷側双方に加速度センサを取り付けて $\ddot{\tau}_s$ を検出することもできるが, 本稿では1つの加速度センサ情報のみを用いて検出することを考える. 第1節にて述べた通り, SEAでは θ_m の分解能は減速比倍され高分解能となる場合が多いので, 数値微分によって微分を繰り返して加速度情報を求めたとしても, 量子化誤差によるノイズの影響は許容範囲内である. 対して θ_l は低分解能となる場合が多いので, 数値微分を繰り返すと, 量子化誤差による影響が顕著に現れる. そこで, $\ddot{\theta}_m$ はエンコーダ情報から求め, $\ddot{\theta}_l$ は加速度情報から求める組み合わせを検討する. この時, ξ_1 はモータ側のエンコーダ量子化ノイズおよび負荷側加速度センサノイズの合算値, ξ_2 はモータ側および負荷側エンコーダ量子化ノイズの合算値である. 以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと, 3自由度制御の閉ループ伝達関数行列は式(3.15)を参考にして, 下記のようになる.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)A'}{KK_s(J_l s + B_l)} & Q_1(s) & -\frac{(Q_1(s)-Q_2(s))A'}{KK_s s^2(J_l s + B_l)} & -\frac{Q_2(s)A'}{KK_s(J_l s + B_l)} \\ G_{yr}(s)s^2 & -\frac{KK_s s^2(J_l s + B_l)}{A'}(1 - Q_1(s)) & -(Q_1(s) - Q_2(s)) & -Q_2(s)s^2 \\ G_{yr}(s) & -\frac{KK_s(J_l s + B_l)}{A'}(1 - Q_1(s)) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{s^2} & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

上記の式において, $y(s)/\xi'_1(s)$ の項は s^2 を極に持つ. よって, 同項内における $Q_1(s) - Q_2(s)$ が s^2 を零点に持つよう設計する必要がある. また, サーボに関する特性は, 式(5.16)より, 下記のように求められる.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{KK_s(J_l s + B_l)}{A'(s)}(1 - Q_1(s))d(s) + \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{s^2}\xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \right) \quad (5.16)$$

例えば, 目標値をステップ状, 加わる外乱もステップ状であるとする, 定常状態をゼロとするためには, $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ, $1 - Q_1(s)$ は零点に s を一つ持つ必要がある. 以上をまとめると, $Q_1(s) - Q_2(s) = (1 - Q_1(s)) - (1 - Q_2(s))$ より, $1 - Q_1(s)$ と $1 - Q_2(s)$ がともに零点に s を二つ持てば, すべての条件が満たされる.

5.5 2/3自由度制御による位置制御の設計

本章では, 負荷側位置制御への2/3自由度制御器の適用について述べる.

5.5.1 2自由度制御

2自由度制御では, $y = \theta_l$ とすれば良いので, 制御対象の伝達関数は下記のようになる.

$$P_n(s) = \frac{\theta_l(s)}{I_a(s)} = \frac{KK_s}{A(s)} = \frac{KK_s}{J_m J_l s^4 + (B_l J_m + B_m J_l) s^3 + ((J_m + J_l) K_s + B_m B_l) s^2 + (B_m + B_l) K_s s} \quad (5.17)$$

この時, ξ は負荷側エンコーダノイズである. ここで, 軸トルク制御の場合と同様に, $D_s \approx 0$ として伝達関数を簡単化している. 制御対象の伝達関数は相対次数が 4 となり, 位相特性は 360 deg まで変化する. この位相遅れは, SEA の位置決めを困難にしている理由の一つである.

以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと, 2 自由度制御の閉ループ伝達関数行列は式 (3.5) を参考にして, 下記のようになる.

$$\begin{bmatrix} u(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)A(s)}{KK_s} & Q(s) & -\frac{Q(s)A(s)}{KK_s} \\ G_{yr}(s) & -\frac{KK_s}{A(s)}(1-Q(s)) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

上記の式において, $y(s)/d'(s)$ の伝達関数が, 極に s を持つ. よって, 同伝達関数内のフリーパラメータである $1-Q(s)$ が, s を一つ零点として有する必要がある.

また, サーボに関する特性は, 式 (3.7) より, 下記のように求められる.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{KK_s}{A(s)}(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \right) \quad (5.19)$$

例えば, 目標値をステップ状, 加わる外乱もステップ状であるとする, 定常状態をゼロとするためには, $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ, $1-Q(s)$ は零点に s を二つ持つ必要がある.

5.5.2 3 自由度制御

3 自由度制御では, $y = \theta_l$, $\omega = \dot{\theta}_l$ とすれば良い. よって, 制御対象の伝達関数は以下のようになる.

$$P_{1n}(s) = \frac{\ddot{\theta}_l(s)}{I_a(s)} = \frac{KK_s s^2}{A(s)} = \frac{KK_s s^2}{J_m J_l s^4 + (B_l J_m + B_m J_l) s^3 + ((J_m + J_l)K_s + B_m B_l) s^2 + (B_m + B_l)K_s s} \quad (5.20)$$

$$P_{2n}(s) = \frac{\dot{\theta}_l(s)}{\ddot{\theta}_l(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (5.21)$$

この時, ξ_1 は負荷側加速度センサノイズ, ξ_2 は負荷側エンコーダノイズである. 以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと, 3 自由度制御の閉ループ伝達関数行列は式 (3.15) を参考にして, 下記のようになる.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)A(s)}{KK_s} & Q_1(s) & -\frac{(Q_1(s)-Q_2(s))A'(s)}{KK_s s} & -\frac{Q_2(s)A(s)}{KK_s} \\ G_{yr}(s)s^2 & -\frac{KK_s s}{A'(s)}(1-Q_1(s)) & -(Q_1(s)-Q_2(s)) & -Q_2(s)s^2 \\ G_{yr}(s) & -\frac{KK_s}{A(s)}(1-Q_1(s)) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{s^2} & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

上記の式において, $v(s)/\xi'_1(s)$ の項は s を一つ極に持ち, $y(s)/d'(s)$ の項は s を一つ極に持ち, $y(s)/\xi'_1(s)$ の項は s^2 を極に二つ持つ. また, サーボに関する特性は, 式 (5.16) より, 下記のように求められる.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{KK_s}{A(s)}(1 - Q_1(s))d(s) + \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{s^2}\xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \right) \quad (5.23)$$

例えば, 目標値をステップ状, 加わる外乱もステップ状であるとする, 定常状態をゼロとするためには, $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ, $1-Q_1(s)$ は零点に s を二つ持つ必要がある. 以上をまとめると, $Q_1(s)-Q_2(s) = (1-Q_1(s))-(1-Q_2(s))$ より, $1-Q_1(s)$ と $1-Q_2(s)$ がともに零点に s を二つ持てば, すべての条件が満たされる.

5.6 3自由度制御におけるフリーパラメータの選定指針と外性信号に対する感度特性

本節の最後に、3自由度制御を適用した場合の、外性信号に対する感度の特性について述べる。用いるセンサの構成は第4章と同一であるので、第4章におけるフリーパラメータの選定指針を参考にされたい。 $Q_i(s)$ ($i=1, 2$)の設計方法に関しては自由度があるが、基本的には全てローパスフィルタ特性を持つよう設計し、そのカットオフ周波数 ω_{ci} が、それぞれ $\omega_{c1} > \omega_{c2}$ となるよう選ぶ。外乱 d はハイパスフィルタ通過後、システムに影響を与える。この点は従来のDOBと同じである。 ξ_1 (加速度センサノイズ)はバンドパスフィルタを通過後、システムに影響を与え、 ξ_2 (エンコーダ量子化ノイズ)はローパスフィルタ通過後、システムに影響を与える。ここで、 ξ_2 は低域のみ系に影響を与えるためその量子化ノイズを大きく低減できる。 ξ_1 は中域から高域にかけて系に影響を与えるため、低域のノイズを除去できる。以上より、それぞれのセンサにおいて、ノイズが問題となる領域の成分をカットし、問題とならない部分を利用して外乱除去性能を向上可能であることがわかる。

Qフィルタの基本的な構造については上述した通りであるが、フィルタの次数や係数の決定法などについては別途決定する必要がある。フィルタが持つべき零点に関しては、前章においてそれぞれ説明している。具体的なフリーパラメータの設計例は、次章のシミュレーションおよび実験の章にて例示する。

5.7 シミュレーションおよび実験による検証

本章では、SEAの軸トルク制御および位置制御に対する3自由度制御の有効性をシミュレーションによって確認する。また、比較として、2自由度制御の結果についても例示する。シミュレーションおよび実験で用いる実験機は、5.2である。制御対象のパラメータは、それぞれ $J_m = 0.202 \text{ kgm}^2$, $J_l = 9.46 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$, $B_m = 4.50 \text{ Nms/rad}$, $B_l = 0.110 \text{ Nms/rad}$, $D_s = 0 \text{ Nms/rad}$, $K_s = 53.1 \text{ Nm/rad}$, $K_t = 2.97 \text{ Nm/A}$ としている。実験機の詳細については、付録第A章を参照されたい。シミュレーションでは、 θ_m 検出の分解能を1,200,000 ppr, θ_l 検出の分解能を20,000 pprとした。また、加速度情報には $N(0, 1.0)$ の白色ガウスノイズを加えた。

5.7.1 軸トルク制御のシミュレーション結果

軸トルクの制御において、2/3自由度制御で用いるフリーパラメータの構成を以下に示す。

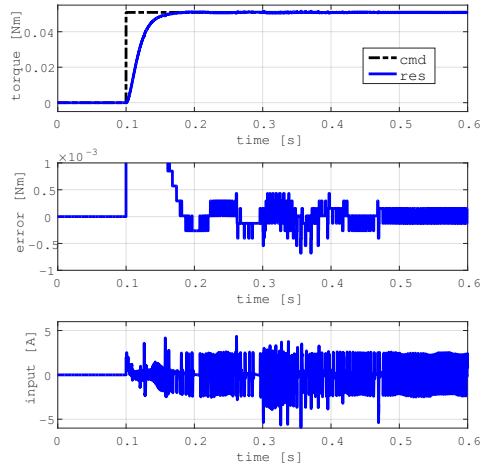
$$G_{yr}(s) = \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right)^2 \quad (5.24)$$

$$Q_{1,2}(s) = \frac{5\omega_{ci}^4 s + \omega_{ci}^5}{(s + \omega_{ci})^5} \quad (5.25)$$

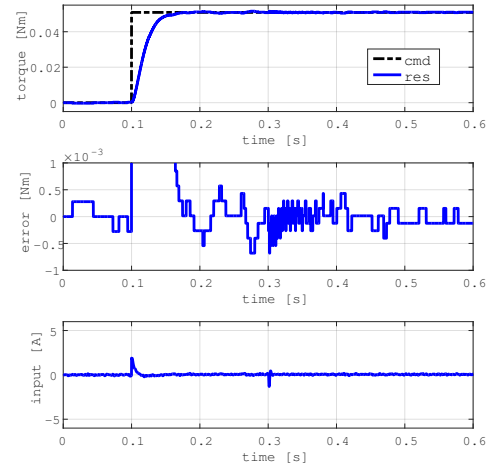
ここで、 $\tau = 0.01 \text{ s}$ とした。軸トルク制御における3自由度制御のフリーパラメータの条件は以下の通りである。

- $G_{yr}(s)$ が s を零点に持つ
- $1 - Q_1(s)$, $1 - Q_2(s)$ がそれぞれ s^2 を零点に持つ

フリーパラメータは、この条件を満たすように設計されている。2自由度制御における $Q(s)$ として、3自由度制御における $Q_1(s)$ を用いた。

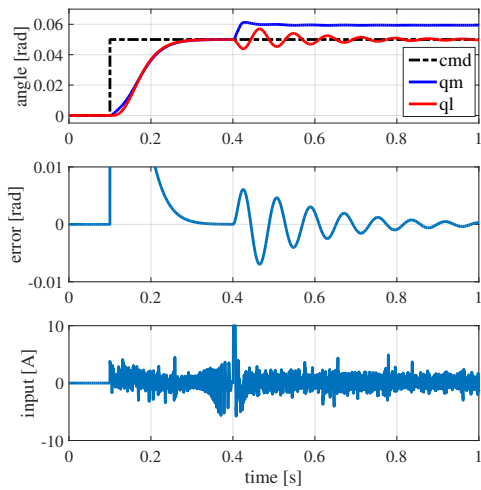


(a) 2 自由度制御の結果

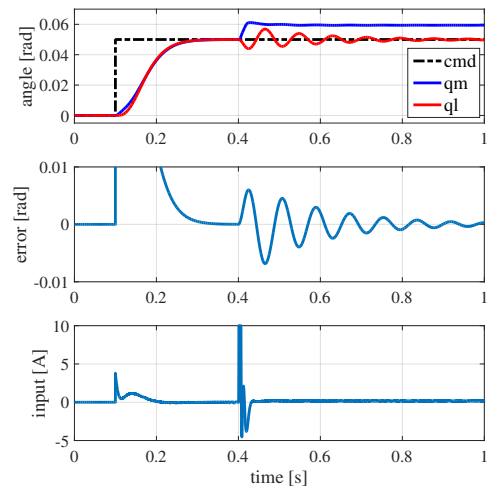


(b) 3 自由度制御の結果

図 5.3: 軸トルク制御のシミュレーション結果



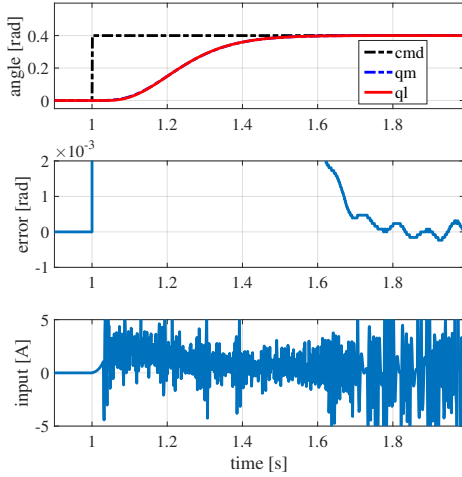
(a) 2 自由度制御の結果



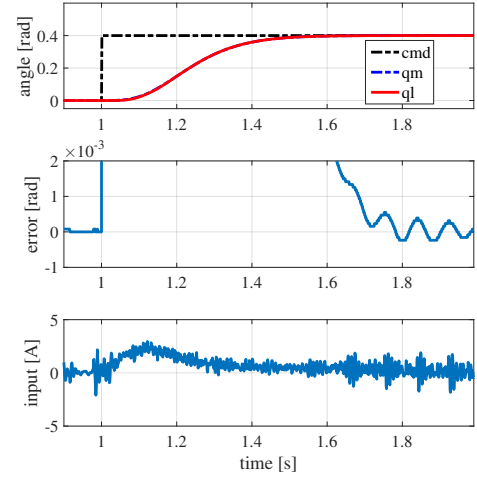
(b) 3 自由度制御の結果

図 5.4: 位置制御のシミュレーション結果

2 自由度制御および 3 自由度制御におけるシミュレーション結果を図 5.3 に示す。シミュレーションでは、 $\omega_c = \omega_{c1} = 2000 \text{ rad/s}$, $\omega_{c2} = 200 \text{ rad/s}$ とした。また、アクチュエータは粘弾性でモデル化された環境に接触している状況を模擬している。環境の弾性は 2500 Nm/rad , 粘性は 100 Nms/rad である。結果を見ると、出力におけるノイズの影響は、制御対象の積分要素により濾過されるため、双方ともにその影響は隠れている。対して、制御入力への応答は、2 自由度制御では振動的であることが確認でき、3 自由度制御ではその影響は抑圧されている。以上より、3 自由度制御の有効性が確認できた。このように、制御入力へのノイズ感度を抑圧できることから外乱感度も同時に向上できることが確認でき、広帯域な外乱抑圧のために加速度センサ情報を利用した 3 自由度制御が有効であることがわかる。



(a) 2 自由度制御の結果



(b) 3 自由度制御の結果

図 5.5: 位置制御の実験結果

5.7.2 位置制御のシミュレーションおよび実験結果

位置制御において, 2/3 自由度制御で用いるフリーパラメータの構成を以下に示す.

$$G_{yr}(s) = \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right)^4 \quad (5.26)$$

$$Q_{1,2}(s) = \frac{6\omega_{ci}^5 s + \omega_{ci}^6}{(s + \omega_{ci})^6} \quad (5.27)$$

ここで, $\tau = 0.02 \text{ s}$ とした. 位置制御における 3 自由度制御のフリーパラメータの条件は以下の通りである.

- G_{yr} が s を零点に持つ
- $1 - Q_1(s), 1 - Q_2(s)$ がそれぞれ s^2 を零点に持つ

フリーパラメータは, この条件を満たすように設計されている. 2 自由度制御における $Q(s)$ として, 3 自由度制御における $Q_1(s)$ を用いた. また, 位置制御のシミュレーションでは, 0.4 s にて負荷側に外乱トルク 0.1 Nm を加えた.

2 自由度制御および 3 自由度制御におけるシミュレーション結果を図 5.4 に示す. シミュレーションでは, $\omega_c = \omega_{c1} = 500 \text{ rad/s}$, $\omega_{c2} = 200 \text{ rad/s}$ とした. 結果を見ると, 制御入力の応答は, 2 自由度制御では振動的であることが確認でき, 3 自由度制御ではその影響は抑圧されている. 以上より, 3 自由度制御の有効性が確認できた.

続いて, 実験結果を図 5.5 に示す. 実験では, $\omega_c = \omega_{c1} = 300 \text{ rad/s}$, $\omega_{c2} = 300 \text{ rad/s}$ とした. 実験においても, 2 自由度制御では応答が振動的になっていることがわかる. 負荷側のエンコーダは $20,000 \text{ ppr}$ と低分解能であるので, 300 rad/s のカットオフ周波数という比較的低い値で, 制御入力が非常に振動的になることが確認できる. 対して, 3 自由度制御では, 加速度センサ情報を利用して制御入力の振動を低減することに成功している. 現状, 外乱抑圧帯域を決める ω_{c1} の値を著しく大きな値に設定できていない, という問題点は残っているが, 従来の制御系による結果に対して, 提案法による結果は相対的に優れた結果となった.

5.8 おわりに

本稿では, 加速度センサ情報を利用した SEA の軸トルク・位置制御に対して, 3 自由度制御を適用する方法を提案した. 本稿では, 2 自由度制御および 3 自由度制御を軸トルク・位置制御問題に対して設計する方法について述

べた. 軸トルク制御においては, シミュレーションにより, 2 自由度制御において遮断周波数を上昇すると, 応答が振動的になることを確認した. また, 3 自由度制御を適用し, 加速度センサを併用することにより, 制御入力の変動が著しく軽減されることを確認した. 位置制御においては, シミュレーションおよび実験により, 2 自由度制御において制御入力の変動的になることを確認した. 軸トルク制御と同様に 3 自由度制御を適用することで, 位置制御においても制御入力の変動抑制が可能であることを確認した. 本章における結果により, 3 自由度制御は 2 慣性系に対しても有効であることを示すことができた.

第6章 N自由度制御から導かれる外乱オブザーバとその効果に関する考察

6.1 はじめに

第3章で述べた通り、N自由度制御は複数のセンサを用いて、2自由度制御における制御設計上の制約を緩和することができた。本章では、N自由度制御の等価構造として得られる外乱オブザーバに着目する。例えば3自由度制御では、インナーループにDOBを二つ有する構造となっていた。一つは従来のDOBと同等であり、もう一つは今までのDOBに見られない構造で、ノイズを低減するためのDOBとして働く。N自由度制御では上記のDOBは等価的に陰に有していた。本章では、これを陽に実装することを考える。陽に実装する利点としては、DOBを反力推定機構として用いるReaction Force Observer (RFOB)として利用可能であることがあげられる[37][38]。

反力推定の性能を向上する研究例として、多くの研究が見受けられる。例えば、カルマンフィルタは複数センサ情報を統合して、センサノイズを除去する一般的な方法として知られている。位置と加速度の関係性を利用して、位置情報と加速度情報を統合してスムージングされた位置・速度・加速度情報を得ることができる[67]。位置情報と加速度情報からスムージングされた速度情報を得る方法として、周波数分離による方法が存在する[63]。この方法は、姿勢角推定に用いられる相補フィルタのアプローチと同じ考え方であり、実装が非常に容易であるという利点がある。これらの方法は、DOBやRFOBの推定性能を向上することを目的として、幾つかの研究で用いられている。カルマンフィルタに基づいたDOB (Kalman Filter based DOB: KFDOB) は、DOBに用いる速度情報に、カルマンフィルタでスムージングされた速度情報を用いる方法である[75]。また、位置と加速度の情報を統合したDOB (Position and acceleration integrated DOB: PAIDO) は、位置情報と加速度情報を周波数領域上で統合し、外乱推定性能を向上する方法(周波数分離による方法)である[74]。PAIDOの構造は非常にシンプルではあるが、高周波領域においてノイズ成分の低い加速度センサを用いることで、推定外乱の高帯域化が可能な方法である。

ここで、PAIDOの構造は、N自由度制御から導かれるDOB(以下、NDoF-DOBと呼ぶ)と構造的に類似している。よって、PAIDOとNDoF-DOBについて関連性を議論する必要がある。PAIDOは、従来1慣性系モデルに対してのみ適用されてきていた。そこで、PAIDOやNDoF-DOBを2慣性系に適用可能とするよう拡張する方法についても検討する余地が残されている。2慣性系における反力推定の性能を向上するアプローチとしてカルマンフィルタを用いる方法が提案されており、Kalman-filter-based instantaneous state observer (KFISOB)が提案されている[77]。上記の方法はカルマンフィルタに基づいた性能向上のアプローチであり、周波数分離に基づいたアプローチによって負荷側の反力を推定する研究例は見受けられない。以上より、本章ではPAIDOおよびNDoF-DOBを1慣性系および2慣性系に適用し、その効果について比較考察することを目的とする。

6.2 NDoF-DOBの導出と解析

本章では、NDoF-DOBを導出し、その有効性について述べる。

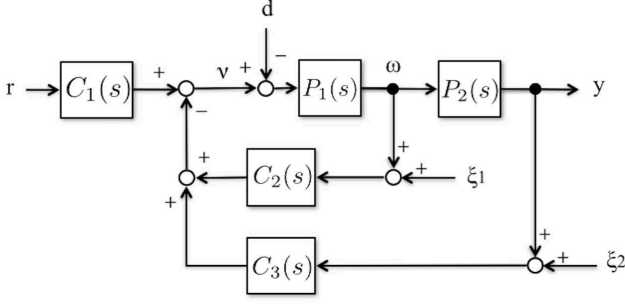


図 6.1: 3 自由度制御のブロック図

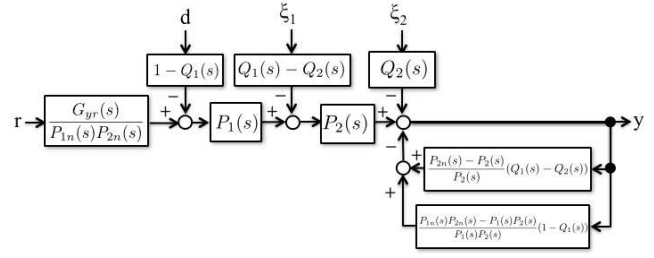


図 6.2: 3 自由度制御の等価ブロック図

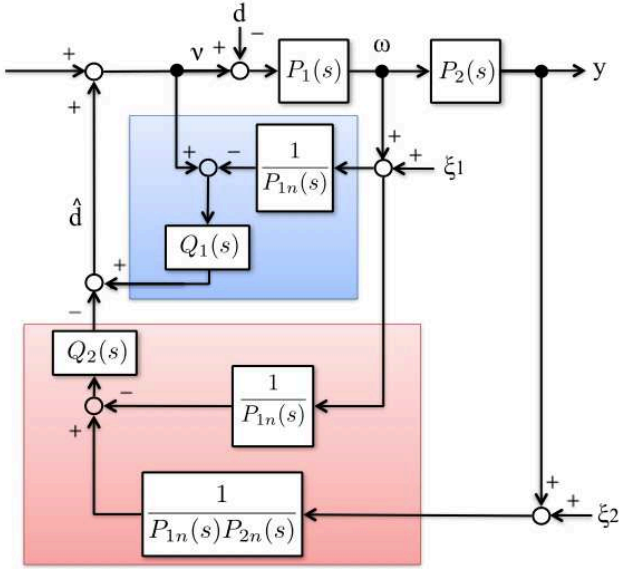


図 6.3: DOB 型の等価ブロック図: NDoF-DOB

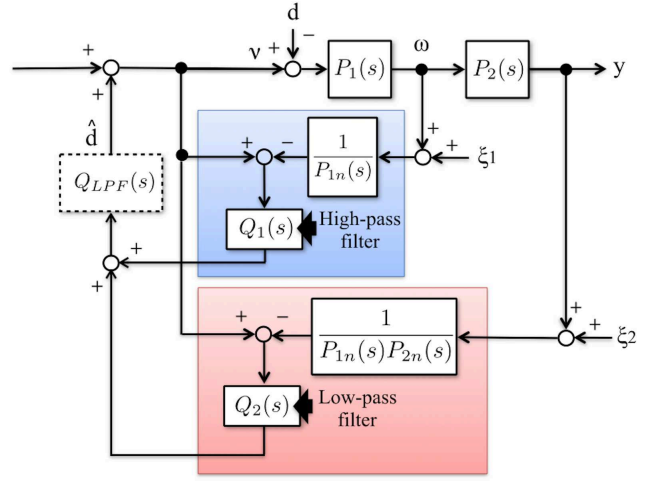


図 6.4: 一般化された PAIDO のブロック図

6.2.1 NDoF-DOB の導出

本稿では, 3 自由度制御を例として議論を進める. 3 自由度制御は, 等価的に 2 つの外乱オブザーバを有することは, 第 2 章での解析で明らかになっている. ここで, 3 自由度制御のブロック図を図 6.1 に, 等価ブロック図を図 6.2 に, DOB 型の等価ブロック図 (NDoF-DOB) を図 6.3 に示す. NDoF-DOB のブロック図より, NDoF-DOB は 2 つの DOB を内包していることが分かる. 一方は従来の DOB と同一な構造であり, 他方は他の研究例では見受けられない構造である.

6.2.2 PAIDO と NDoF-DOB の相違点について

本項では, PAIDO と NDoF-DOB の違いについて解析する. ここで, 比較として PAIDO のブロック図を 6.4 に示す. PAIDO は, 加速度に基づいた DOB (Acceleration DOB: ADOB) と, 位置に基づいた DOB (Position DOB: PDOB) を有している. 原著論文 [74] では, 静電容量式の加速度センサが用いられている. この方式の加速度センサは, 検出帯域が極めて高いという特徴がある. しかしながら, DC 成分が検出できないという欠点も有する. よって, ADOB のための Q フィルタ $Q_a(s)$ はハイパスフィルタとして設計し, PDOB のための Q フィルタ $Q_p(s)$ はローパスフィ

ルタとして設計する必要がある。ここで、 $Q_a(s)$ および $Q_p(s)$ の遮断周波数はそれぞれ同じカットオフ周波数を用いる。さらに、電流制御系の制御帯域を考慮して、 $Q_{LPF}(s)$ を用いて帯域を制限する必要がある。

NDoF-DOB の枠組みでは、 $Q_1(s)$ および $Q_2(s)$ の双方がローパスフィルタとして設計される。この時、外性信号はそれぞれ、図 6.5 に示すような周波数特性を持つフィルタをそれぞれ通過してシステムに影響を与える。図より分かるように、加速度センサに起因するノイズはバンドパス特性を通過し、低域のノイズと超高域のノイズが遮断される。また、位置センサ (エンコーダ) に起因するノイズはローパスフィルタ特性を通過し、中域以上のノイズが遮断される。以上により、低域にノイズが集中する加速度センサと、高域にノイズが集中するエンコーダのそれぞれのノイズを抑圧しながら、それぞれのセンサの得意な部分を利用して外乱が推定可能であることが分かる。

続いて、PAIDO と NDoF-DOB の相違点について解析する。PAIDO において、PDOB と ADOB の推定外乱は、それぞれ以下のようになる。

$$\begin{aligned}\hat{d}_{PDOB}(s) &= Q_a(s)(v(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}y(s)) - Q_p(s)\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s) \\ &\simeq Q_p(s)d(s) - Q_p(s)\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s)\end{aligned}\quad (6.1)$$

$$\begin{aligned}\hat{d}_{ADOB}(s) &= Q_a(s)(v(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)}\omega(s)) - Q_a(s)\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s) \\ &\simeq Q_a(s)d(s) - Q_a(s)\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s)\end{aligned}\quad (6.2)$$

よって、最終的に推定される外乱は下記のようになる。

$$\hat{d}(s) \simeq Q_{LPF}(s)(Q_a(s) + Q_p(s))d(s) - Q_{LPF}(s)Q_a(s)\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s) - Q_{LPF}(s)Q_p(s)\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s)\quad (6.3)$$

ここで、簡単のため $P_1(s) = P_{1n}(s)$, $P_2(s) = P_{2n}(s)$ であると仮定する。 $Q_a(s)$ および $Q_p(s)$ は、 $Q_a(s) + Q_p(s) = 1$ の関係式が満たされるように設計する。結果として、推定外乱はローパスフィルタによって帯域制限された実外乱が、バンドパスフィルタリングされた加速度センサノイズとローパスフィルタリングされたエンコーダノイズを伴った値となる。

対して、NDoF-DOB によって推定された外乱は、下記のようになる。

$$\begin{aligned}\hat{d}_1(s) &= Q_1(s)(v(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)}\omega(s)) - Q_1(s)\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s) \\ &\simeq Q_1(s)d - Q_1(s)\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s)\end{aligned}\quad (6.4)$$

$$\hat{d}_2(s) = Q_2(s)(\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}y(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)}\omega(s)) + Q_2(s)(\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s))\quad (6.5)$$

$$\simeq Q_2(s)(\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s) - \frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s))\quad (6.6)$$

従って、最終的な推定外乱は下記のようになる。

$$\hat{d}(s) \simeq Q_1(s)d(s) - (Q_1(s) - Q_2(s))\frac{1}{P_{1n}(s)}\xi_1(s) + Q_2(s)\frac{1}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)}\xi_2(s)\quad (6.7)$$

ここで、 $Q_1(s)$ および $Q_2(s)$ は、ともにローパスフィルタとして設計される。それぞれのフィルタのカットオフ周波数 ω_1 および ω_2 は、 $\omega_1 \gg \omega_2$ となる必要がある。このように設計することにより、 $Q_1(s) - Q_2(s)$ はバンドパスフィルタの特性を有することになる。上述の導出結果は、PAIDO と NDoF-DOB が同等な特性を有することを示している。ここで強調しておきたいことは、NDoF-DOB は周波数領域における設計法として、PAIDO よりさらに一般的な枠組みとなっていることである。本枠組みは 1 慣性系のみならず、2 慣性系にも自然に適用可能である。次節では、1 慣性系および 2 慣性系に対する応用について紹介する。

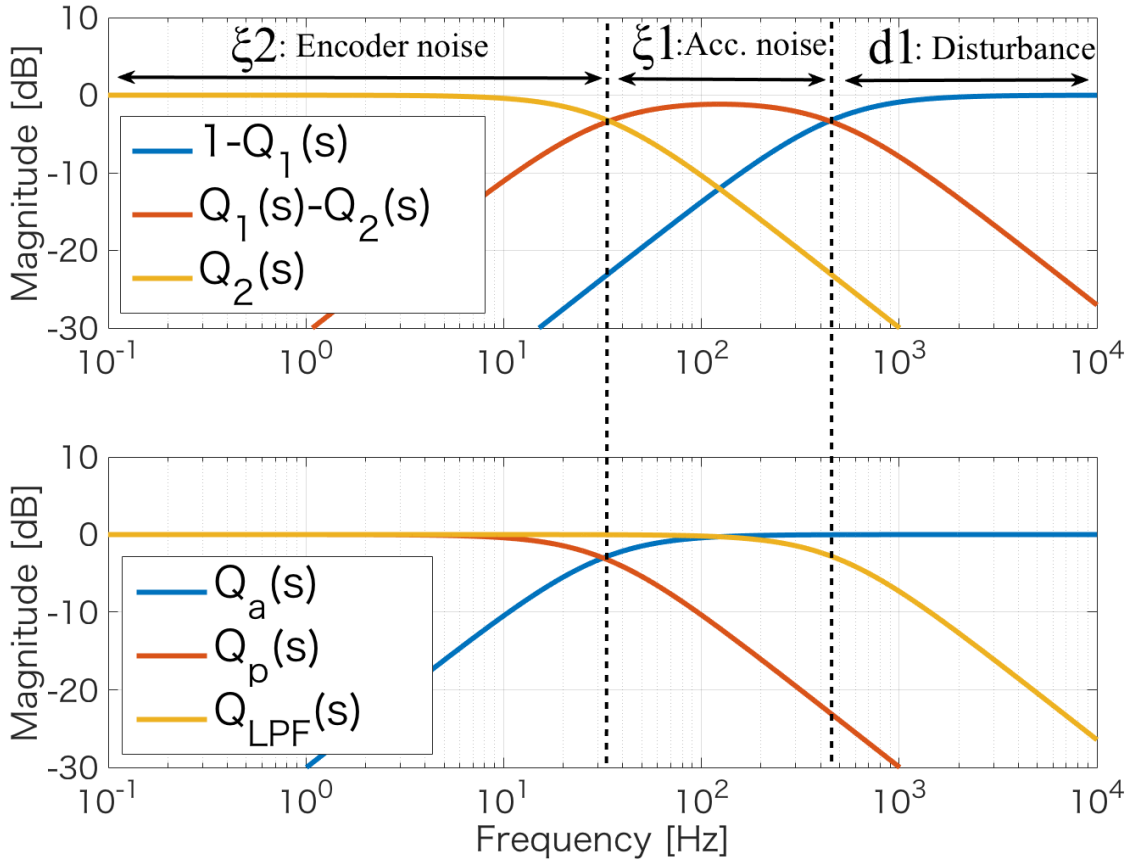


図 6.5: PAIDO および NDoF-DOB における各種フィルタの波数特性と対応する外乱信号

6.3 1 慣性系および 2 慣性系に対する PAIDO/NDoF-DOB の応用

本章では, 1 慣性系および 2 慣性系のための PAIDO/NDoF-DOB について述べる. NDoF-DOB および PAIDO を用いたシステムのブロック図を図 6.6 に示す.

6.3.1 1 慣性系のための PAIDO/NDoF-DOB

本項では, PAIDO/NDoF-DOB を 1 慣性系に適用する. 1 慣性系のダイナミクスは以下のようになる.

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} = K_t i - \tau_d \quad (6.8)$$

ここで, θ は回転角 [rad], τ_d は外乱トルク [Nm], i はモータの電機子電流 [A] である. τ_d は負荷トルク τ_l に加えて, 摩擦やモデル化誤差を含む. また, J はイナーシャ [kgm²], B は粘性摩擦定数 [Nms/rad], K_t はトルク定数 [Nm/A] である. NDoF-DOB の設計のために, 制御対象の伝達関数は, 下記のように分割される.

$$P_1(s) = \frac{\ddot{\theta}(s)}{I(s)} = \frac{K_t s}{Js + B}, \quad P_2(s) = \frac{\dot{\theta}}{\ddot{\theta}} = \frac{1}{s} \quad (6.9)$$

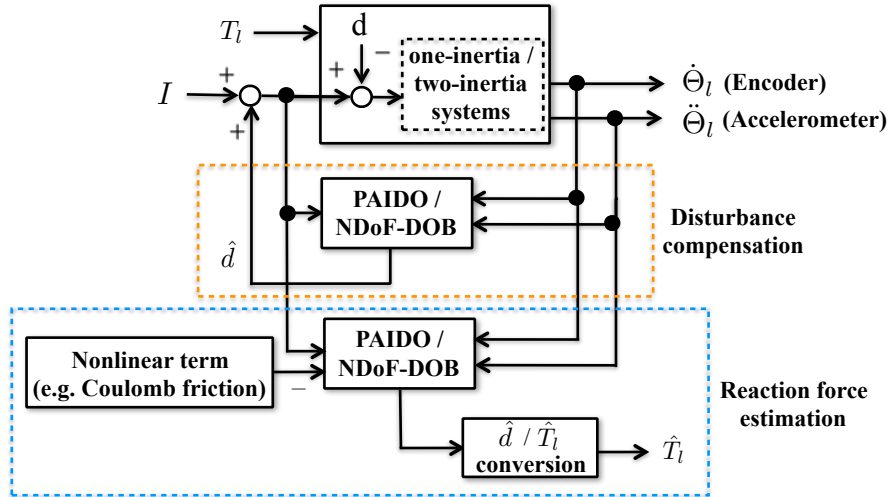
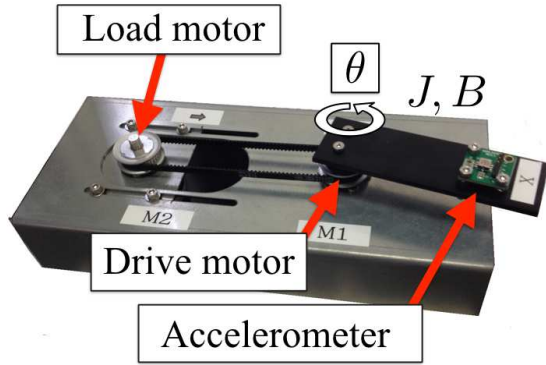
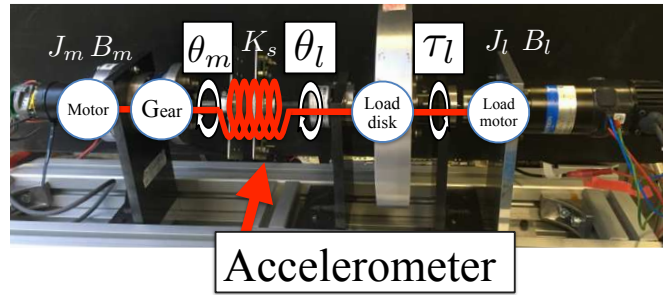


図 6.6: NDoF-DOB/PAIDO を用いた外乱/反力推定のブロック図



(a) 1 慣性系



(b) 2 慣性系

図 6.7: 1 慣性系および 2 慣性系のシミュレーション/実験環境

ここで, $y = \theta$, $\omega = \dot{\theta}$ である. また, $\Theta = \mathcal{L}\{\theta\}$, $I = \mathcal{L}\{i\}$ であり, \mathcal{L} はラプラス演変換を示すオペレータである. Q フィルタとして, 以下のローパスフィルタを選ぶ.

$$Q_1(s) = \frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}}, \quad Q_2(s) = \frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} \cdot \frac{\omega_{c2}}{s + \omega_{c2}} \quad (6.10)$$

PAIDO の場合は, $Q_a(s)$ および $Q_p(s)$ はそれぞれ 1 次のハイパスフィルタおよびローパスフィルタとして以下のようを選ぶ.

$$Q_a(s) = \frac{s}{s + \omega_{c2}}, \quad Q_p(s) = 1 - Q_a(s) \quad (6.11)$$

Q_{LPF} のカットオフ周波数は, ω_{c1} と等しくなるように選ぶ. 結果として, 各手法の周波数特性は同一となり, それぞれ図 6.9 のようになる.

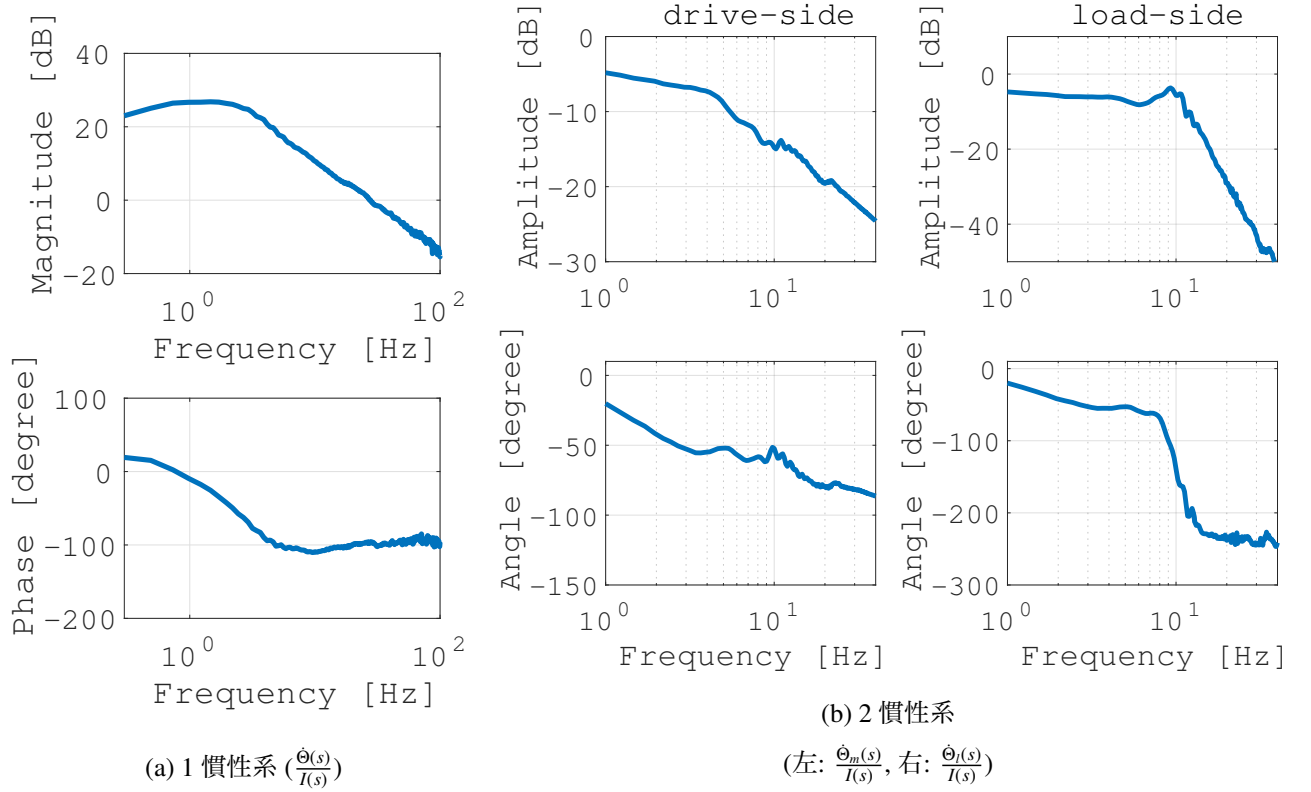


図 6.8: 1 慣性系および 2 慣性系の周波数特性

6.3.2 2 慣性系のための PAIDO/NDoF-DOB

本項では, NDoF-DOB および PAIDO を 2 慣性系に適用する. 2 慣性系のダイナミクスは, 以下のように表される.

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = Ki - \tau_s - \tau_{md} \quad (6.12)$$

$$J_l \ddot{\theta}_l + B_l \dot{\theta}_l = \tau_s - \tau_{ld} \quad (6.13)$$

$$\tau_s = K_s(\theta_m - \theta_l) + D_s(\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_l) \quad (6.14)$$

ここで, θ_m は駆動側の回転角 [rad], θ_l は負荷側回転角 [rad], J_m はモータ側のイナーシャ [kgm^2], B_m は粘性項 [Nms/rad], J_l は負荷側のイナーシャ [kgm^2], B_l は粘性項 [Nms/rad], K_s は弾性部分の弾性係数 [Nm/rad], D_s は粘性係数 [Nms/rad], i はモータの電機子電流 [A], K はトルク定数 [Nm/A], τ_{md} および τ_{ld} はそれぞれモータ側のと負荷側の外乱トルク [Nm] である. τ_{md} および τ_{ld} は摩擦トルクおよびモデル化誤差を含んでいる.

続いて、2 慣性系における代表的な伝達関数を求めると、下記ようになる。

$$\begin{aligned}\Theta_m(s) &= G_{\theta_{mi}}(s)(I(s) - \frac{1}{K}T_{md}(s)) - G_{\theta_m\tau_{ld}}(s)T_{ld}(s) \\ &= G_{\theta_{mi}}(s)(I(s) - \frac{1}{K}T_{md}(s) - \frac{G_{\theta_m\tau_{ld}}(s)}{G_{\theta_{mi}}(s)}T_{ld}(s))\end{aligned}\quad (6.15)$$

$$\begin{aligned}\Theta_l(s) &= G_{\theta_{li}}(s)(I(s) - \frac{1}{K}T_{md}(s)) - G_{\theta_l\tau_{ld}}(s)T_{ld}(s) \\ &= G_{\theta_{li}}(s)(I(s) - \frac{1}{K}T_{md}(s) - \frac{G_{\theta_l\tau_{ld}}(s)}{G_{\theta_{li}}(s)}T_{ld}(s))\end{aligned}\quad (6.16)$$

$$G_{\theta_{mi}}(s) = \frac{K(J_l s^2 + (D_s + B_l)s + K_s)}{A} \quad (6.17)$$

$$G_{\theta_m\tau_{ld}}(s) = \frac{D_s s + K_s}{A} \quad (6.18)$$

$$G_{\theta_{li}}(s) = \frac{K(D_s s + K_s)}{A} \quad (6.19)$$

$$G_{\theta_l\tau_{ld}}(s) = \frac{J_m s^2 + (D_s + B_m)s + K_s}{A} \quad (6.20)$$

$$\begin{aligned}A(s) &= J_m J_l s^4 + ((D_s + B_l)J_m + D_s J_l + B_m J_l)s^3 \\ &\quad + ((J_m + J_l)K_s + (B_m + B_l)D_s + B_m B_l)s^2 + (B_m + B_l)K_s s\end{aligned}\quad (6.21)$$

ここで、 $\Theta_m = \mathcal{L}\{\theta_m\}$, $\Theta_l = \mathcal{L}\{\theta_l\}$, $T_s = \mathcal{L}\{\tau_s\}$, $I = \mathcal{L}\{i\}$, $T_{md} = \mathcal{L}\{\tau_{md}\}$, $T_{ld} = \mathcal{L}\{\tau_{ld}\}$ である。

NDoF-DOB の設計に際して、制御対象は下記のように選ぶ。

$$P_1(s) = s^2 G_{\theta_{li}}(s) = \frac{K(D_s s^3 + K_s s^2)}{A}, \quad P_2(s) = \frac{1}{s} \quad (6.22)$$

ここで、 $y = \theta_l$, $\omega = \ddot{\theta}_l$ である。2 慣性系では、負荷側にエンコーダが取り付けられた状況を考える。さらに、負荷側に加速度センサが取り付けられ、エンコーダ情報に加えて使用可能であるとする。Q フィルタとして、以下のローパスフィルタを選ぶ。

$$Q_1(s) = \left(\frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}}\right)^2, \quad Q_2(s) = \left(\frac{\omega_{c2}}{s + \omega_{c2}}\right)^3 \quad (6.23)$$

Q フィルタの次数は、NDoF-DOB が実現可能であり、かつ最小次数となるよう選んだ。ここで、 $P_{1n}(s)$ の相対次数は 1 である。 $D_s = 0$ であれば、相対次数は 2 となる。この時、PAIDO では実現に関して NDoF-DOB とは異なった制約が生じる。 $P_{1n}(s)$ の相対次数により、 $Q_a(s)$ は相対次数 1 もしくは 2 以上有する必要がある。ここで、ハイパスフィルタはその特性上バイプロパーとなってしまうので、ハイパスフィルタは用いることができない。よって、それぞれの Q フィルタを下記のように設計する必要がある。

$$Q_a(s) = Q_{HPF}(s)Q_{LPF}(s) \quad (6.24)$$

$$Q_p(s) = (1 - Q_{HPF}(s))Q_{LPF}(s) \quad (6.25)$$

$$Q_{HPF}(s) = \begin{cases} \frac{s}{s + \omega_{c2}} & (case1) \\ \left(\frac{s}{s + \omega_{c2}}\right)^2 & (case2) \end{cases} \quad (6.26)$$

$$Q_{LPF}(s) = \left(\frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}}\right)^2 \quad (6.27)$$

ここで、 $Q_{LPF}(s)$ は $Q_a(s)$ の設計の中で既に考慮されていることに注意されたい。また、 $Q_p(s)$ はそれぞれの DOB が実現可能となるように選んでいる。 $Q_{HPF}(s)$ は 1 次のもの (case 1) および 2 次のもの (case 2) を提示している。こ

これは、シミュレーションおよび実験結果において、case 1 よりも case 2 において良好な結果が得られたことによる。ここで、各手法における周波数特性を図 6.10 に示す。上述の結果より、NDoF-DOB の設計は、PAIDO の設計よりも自然な設計が可能であることがわかる。各手法の性能に関する比較は、事節にて示す。

負荷トルクの推定に関しては、PAIDO および NDoF-DOB 双方において、下記の変換が必要となる。

$$\hat{d}(s) = \frac{1}{K} T_{md}(s) + \frac{G_{\theta_l \tau_{ld}}(s)}{G_{\theta_l}(s)} T_{ld} \quad (6.28)$$

τ_{md} の影響が比較的小さいと仮定すると、推定された負荷トルクは下記のように表される。

$$\hat{T}_{ld}(s) = \frac{G_{\theta_l}(s)}{G_{\theta_l \tau_{ld}}(s)} (\hat{d}(s) - \frac{1}{K} T_{md}(s)) \simeq \frac{K(D_s s + K_s)}{J_m s^2 + (D_s + B_m)s + K_s} \hat{d}(s) \quad (6.29)$$

シミュレーションおよび実験では、上式を用いて推定性能の確認を行う。実用的な観点からは、 T_{md} および T_{ld} は非線形摩擦の影響を含むので、事前に同定して引いておく必要がある。本項では、この問題については厳密には扱わない。よって、 T_l は T_{ld} と等しいと考えて検証を行う。

6.4 シミュレーションおよび実験による PAIDO/NDoF-DOB の検証

本節では、PAIDO/NDoF-DOB を、シミュレーションおよび実験によって比較する。実験装置の外観を、図 6.8 に示す。同定されたパラメータの公称値は、 $J = 6.58 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$, $B = 6.13 \times 10^{-5} \text{ Nms/rad}$, $K_t = 29.7 \times 10^{-3} \text{ Nm/A}$, $J_m = 0.202 \text{ kgm}^2$, $J_l = 9.46 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$, $B_m = 4.50 \text{ Nms/rad}$, $B_l = 0.110 \text{ Nms/rad}$, $D_s = 0 \text{ Nms/rad}$, $K_s = 53.1 \text{ Nm/rad}$, $K_t = 2.97 \text{ Nm/A}$ である。シミュレーションでは、制御対象のパラメータに上述の値を用いた。制御系のサンプリング時間は、 100 us とした。

θ および θ_l の分解能は、それぞれ 12000 ppr および 32000 ppr とした。加速度の計測には、ADXL203 (Analog Devices) を用いた。加速度センサはピエゾ方式であるので、DC 成分が検出可能なセンサとなっている ($0\text{--}2.5 \text{ kHz}$)。シミュレーションでは、得られた角度情報は実験装置に合わせて量子化した。また、加速度情報にはガウスノイズ $N(0, 0.1)$ を加えた。1 慣性系および 2 慣性系の双方において、 ω_{c1} および ω_{c2} はそれぞれ 3000 rad/s and 200 rad/s とした。

シミュレーションおよび実験では、それぞれの手法における外乱抑圧特性の性能について確認した。1 慣性系では、静止摩擦による影響を抑えるために、モータの速度を一定速度に制御 ($\pi/2 \text{ rad/s}$) した。また、負荷トルクは接続した負荷用モータによって印可した。外乱トルクの値は 0.03 Nm とし、 0.05 s 以降にステップ値として加えた。2 慣性系では、同様にモータ側速度を一定速度に制御 (0.05 rad/s) した。また、負荷トルクは接続した負荷用モータによって印可し、負荷外乱トルクの値は 1.0 Nm とし、 0.25 s 以降にステップ値として加えた。

図 6.11 は、1 慣性系にそれぞれの手法を適用した場合の結果を示している。図 6.11(a) および (b) はそれぞれ、外乱を印可した際のシミュレーションおよび実験結果を示している。PAIDO および NDoF-DOB のシミュレーションにおける結果を二乗平均平方根 (RMS) で評価すると、ともに $4.13 \times 10^{-4} \text{ Nm}$ であった。続いて実験時の RMS を評価すると、ともに $2.33 \times 10^{-3} \text{ Nm}$ であった。RMS の結果は、10 回の実験結果から平均値を求め評価している。シミュレーションおよび実験結果より、それぞれの手法の性能が一致していることがわかる。これは、図 6.9 の結果からも説明できる。図 6.9 は、1 慣性系の実パラメータを用いて、式 (6.3)(6.7) により導出することができる。図中では、それぞれの感度特性が完全に一致していることがわかる。よって、解析結果とシミュレーションおよび実験結果の一致が確認できた。

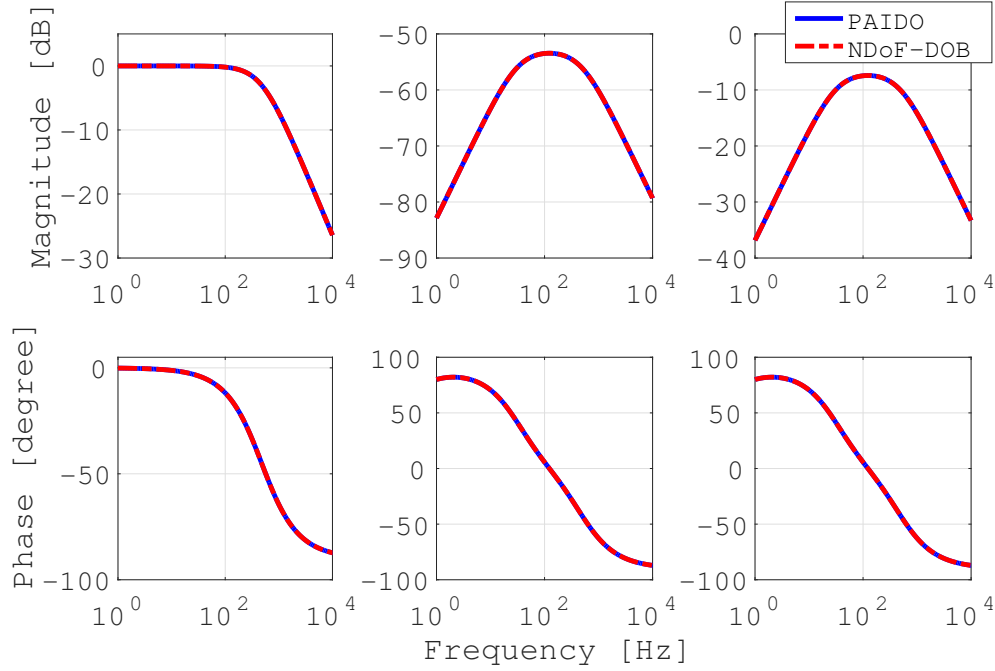


図 6.9: 1 慣性系の場合の周波数特性 (左: $\frac{\hat{T}_{ld}}{T_{ld}}$, 中央: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_1}$, 右: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_2}$)

図 6.12 は 2 慣性系における各手法を適用した場合の結果を示している. 図 6.12(a) および (b) はそれぞれ, 外乱が加えられた際のシミュレーションおよび実験結果を示している. PAIDO (case 1), PAIDO (case 2), および NDoF-DOB を用いた場合のシミュレーションにおける RMS 推定誤差は, それぞれ 0.246 Nm, 0.0276 Nm, 0.0194 Nm であった. 結果より, PAIDO (case 1) の結果がノイズによる影響が大きく, 誤差が大きくなっていることがわかる. この結果についても, 図 6.10 の結果より説明が可能である. エンコーダノイズの感度 (右図) は, PAIDO における結果が, NDoF-DOB における結果よりも, 高周波領域において高感度であることを示している. よって, 解析結果はシミュレーション結果と一致していると言える. 続いて実験では, それぞれ 0.726 Nm, 0.699 Nm, 0.695 Nm であった. ここで, 応答における推定値の振動と, 定常値における誤差は, モデル化誤差や非線形摩擦による影響であると考えられる. 実験結果より, PAIDO による結果が, NDoF-DOB による結果と比較してノイズによる影響が大きいことがわかる. よって, シミュレーションおよび実験における結果の傾向は概ね一致していると言えるであろう.

6.5 おわりに

本章では, PAIDO と NDoF-DOB の相違点について考察した. 解析結果より, PAIDO および NDoF-DOB は, 1 慣性系においてはその効能は完全に一致することが明らかになった. しかしながら 2 慣性系においては, エンコーダおよび加速度センサのノイズ感度に関して相違点が見られた. 低周波領域における NDoF-DOB を用いた場合の加速度センサに対するノイズ感度は, PAIDO のそれよりも大きい. 一方で, 高周波領域における NDoF-DOB を用いた場合のエンコーダに対するノイズ感度は, PAIDO のそれよりも低い結果となった. 本項では, 上記の違いをシミュレーションおよび実験において確認することができた. 本項で用いた加速度センサはピエゾ方式であったが, 静電容量方式に対しても, 同様な結果となることに注意されたい. 定量的に言えば, NDoF-DOB と PAIDO の違いはそこまで大きな違いではない. 重要な点は, N 自由度制御 (3 自由度制御) から導かれる NDoF-DOB (3DoF-DOB)

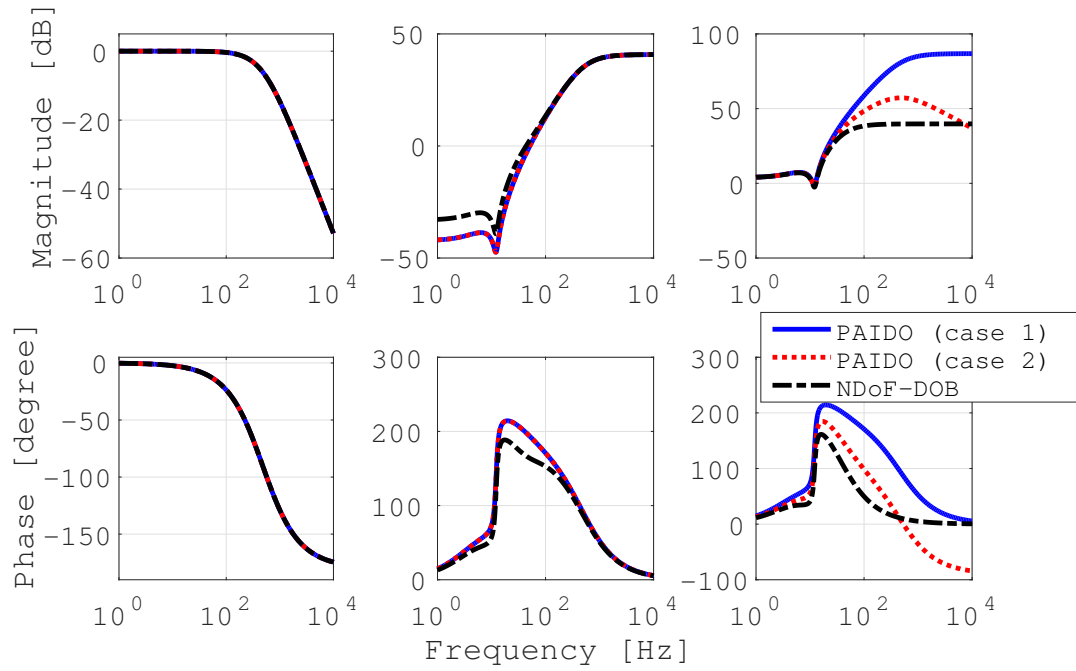
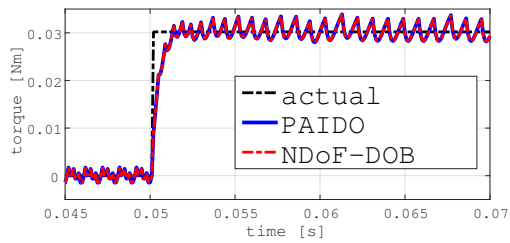


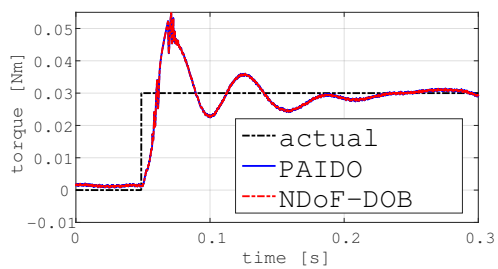
図 6.10: 2 慣性系の場合の周波数特性 (左: $\frac{\hat{T}_{ld}}{T_{ld}}$, 中央: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_1}$, 右: $\frac{\hat{T}_{ld}}{\xi_2}$)

の効果を明らかにしたことにある。結果として、3 自由度制御は PAIDO とほぼ同等の効果を持つことがわかった。ゆえに、設計法としてより一般性を有する N 自由度制御は、周波数領域における外乱補償/推定のための一般的な枠組みとして用いられることが期待できると言える。

しかしながら、シミュレーションおよび実験は 1 慣性系および 2 慣性系のある特定のクラスにおいてのみその有効性を確認しているのが現状である。つまり、今後はモータのイナーシャや粘性、トルク定数や弾性定数など、様々な値を有するシステムに対してその有効性を議論することが必要である。さらに、本章のはじめに紹介した、時間領域における設計法である KFDOB や KFISOB との比較も有用であろう。

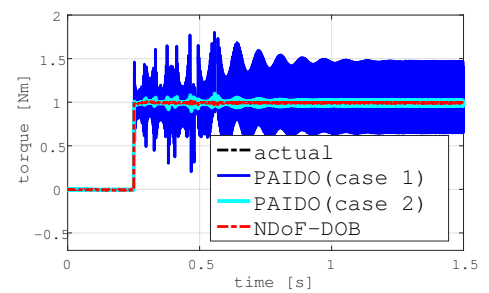


(a) シミュレーション結果

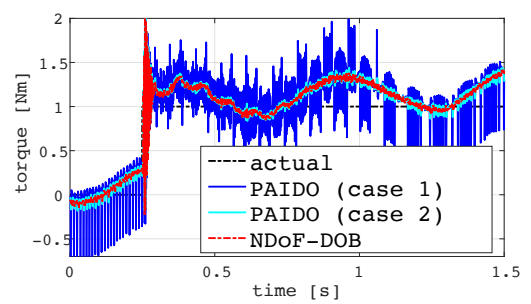


(b) 実験結果

図 6.11: 1 慣性系におけるステップ外乱の推定結果



(a) シミュレーション結果



(b) 実験結果

図 6.12: 2 慣性系におけるステップ外乱の推定結果

第7章 ハプティックインターフェースへの応用

7.1 はじめに

バイラテラル制御は、位置や速度、加速度、力の情報をマスター/スレーブ装置間で共有し、同期制御を実現する制御技術の総称であり、人間機械協調システムに対する基幹技術として期待されている [91]。具体的な応用例として、鉗子の制御に適用し、高精度な遠隔手術の実現を目指すことなどが挙げられる [92]。また、モーションコピーシステムと呼ばれる応用例も存在する [93]。モーションコピーシステムでは、まずバイラテラル制御を実装したシステムによってあるタスクを遂行し、運動情報を保存しておく。保存された運動情報は、バイラテラル制御を実装したシステムによって再度再現することが可能である。このシステムを用いることで、例えば熟練者の運動をコピーしておき、その運動をいつでも再現することが可能となる。

バイラテラル制御を実現するためには、いくつかのアプローチが存在する。文献 [94,95] では、マスター/スレーブ間の相互運動を 2 端子対回路として表現し、制御系設計及び安定性の解析を行っている [94,95]。また、文献 [96] では、力制御器及び位置制御器を並列に用いた制御器によってバイラテラル制御器を構成している [96]。また、文献 [97,98] は上記の力制御器及び位置制御器を並列に用いた制御構成と同様な構成をしているが、加速度制御を用いている点及び力情報を力センサレスで推定している点で異なる。これらの制御法では、DOB を用いることでロバストな加速度制御系を構築し、RFOB によって力情報を推定する [27,37]。RFOB を用いることで、力センサを用いる場合と比較して広帯域な力検出が可能となるので、バイラテラル制御との親和性は高い [101]。

バイラテラル制御のアプローチは、いくつかの種類に分類することができる。例えば、2ch バイラテラル制御は位置情報のみをマスター/スレーブ間で共有し、4ch バイラテラル制御は位置及び力の情報を共有する。本節の冒頭にて述べたバイラテラル制御のアプリケーションは、4ch バイラテラル制御を用いている。これは、マスター/スレーブ間で位置の同期と、力覚の伝達（作用・反作用の法則の実現）が必要であることによる。状況によっては、マスター/スレーブ間で遠隔地通信を行う必要がある。このような状況では、通信データの増大が通信遅延を引き起こすので、相互に通信されるデータ量を可能な限り削減することが望ましい。データ量を削減するためのアプローチとして、4ch バイラテラル制御における通信データを離散コサイン変換などの手法を用いて圧縮する研究例がある [99]。一方で、位置情報のみを用いたバイラテラル制御によって制御に必要なフィードバック量自体を削減するアプローチも存在する。例えば、位置の同期と力覚の伝達を位置情報のみで実現する手法が提案された [100,102]。この手法では、図 7.1 に示されるようにマスター/スレーブ間で位置情報を相互にフィードバックするような制御構造となっている。よって、この手法は通信量を削減する一手法として有効な手法と言える。

本章の目的は、位置情報のみを用いたバイラテラル制御において、以下の 2 点に関する提案を実験的に検証することである。

1. 多入力多出力 (MIMO) 系における相補感度関数に基づいた制御設計法による 2ch バイラテラル制御問題の再設計

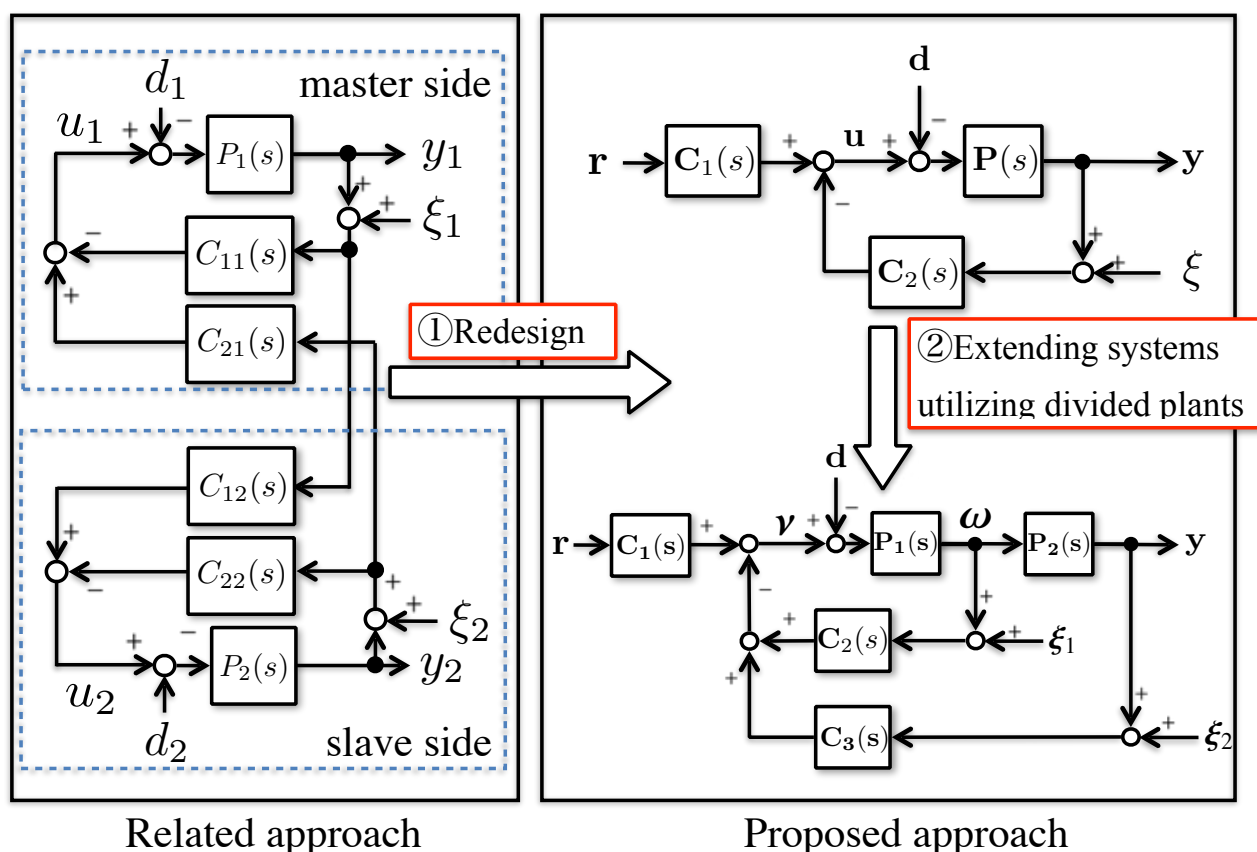


図 7.1: 本稿における提案法の概要

2. 伝達関数の分割に基づいた相補感度関数表現によるバイラテラル制御の性能改善

(1) については、マスター/スレーブ間の位置同期及び力覚の伝達が、位置情報のみを用いた相補感度関数に基づく制御設計法の枠組みによって実現される。制御器は第3章で導出した一般性のある多入力多出力系の表現を用いるので、様々なプラントの表現に対して制御器を導出することができる。よって、新しい制御器の構造を含んだ複数の制御器構成を導出することができる。その中の一方は文献 [100, 102] に述べられる制御構造と同一であり、他方は制御性能は同一な上、よりシンプルな制御器構成となっている。(2) については、(1) で提案された制御システムを、伝達関数の分割によって得られる相補感度関数表現を用いることで拡張し、複数のセンサフィードバックが自然な形で実現できるよう拡張する。提案する手法では、位置情報に加えて、例えば加速度情報をフィードバックし制御系の性能向上を図ることができる。従来の 4ch バイラテラル制御においても、位置情報に加えて加速度情報を活用することで制御系の性能を向上する例が存在する [66, 74, 75]。本章では、2ch バイラテラル制御の枠組みにおいて、同様なセンサ構成で制御性能を向上する手法を提供する。

本章における構成は以下の通りである。まず第2節において、従来法である相補感度関数に基づいた 2ch バイラテラル制御の設計法について述べる。第3節において 2ch バイラテラル制御を、相補感度関数に基づいた多入力多出力制御系のパラメトリゼーションにより設計する。続いて4節において伝達関数の分割に基づいた相補感度関数表現により制御系を拡張する。第5節にて実験による検証を行い、最後に第6節にて結論を述べる。

7.2 マスター/スレーブ装置について

対象とするマスター/スレーブ装置として, 簡単のため双方が1 慣性系の回転モータである状況を想定する. すると, マスター/スレーブ装置のダイナミクスは下記ようになる.

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = \tau_m - d_m \quad (7.1)$$

$$J_s \ddot{\theta}_s + B_s \dot{\theta}_s = \tau_s - d_s \quad (7.2)$$

ここで, 下付き添字 m はマスターを示し, s はスレーブを示す. J_o はモータイナーシャであり, B_o は粘性摩擦係数, θ_o はモータ回転角, τ_o はモータトルク, d_o は外乱トルクである. 外乱トルク d_o は反トルク τ_o^{reac} や非線形摩擦 τ_o^{fric} 等の要素を含む. バイラテラル制御の概念図を, 図 7.2 に示す. バイラテラル制御の目的は, 以下のように書ける.

- 位置同期: マスター/スレーブ装置の角度誤差を可能な限りゼロに近づける
- 作用反作用の法則の実現: マスター/スレーブ装置の反力の和をゼロに近づける

上記の制御目的は, 時間領域上で以下のように数式表現できる.

$$\theta_m - \theta_s = 0 \quad (7.3)$$

$$\left. \begin{array}{l} \tau_m + \tau_s^{reac} = 0 \\ \tau_s + \tau_m^{reac} = 0 \end{array} \right\} \rightarrow \tau_m^{reac} + \tau_s^{reac} = 0 \quad (7.4)$$

上記の目的を達成する一制御器として, ラプラス領域上で以下のバイラテラル制御器が有効である [97,98]:

$$\tau_m(s) = \frac{1}{2} J_{mn} \left((K_p + K_d s) \theta_e - K_f \tau_e \right) + \hat{d}_m \quad (7.5)$$

$$\tau_s(s) = \frac{1}{2} J_{sn} \left(-(K_p + K_d s) \theta_e - K_f \tau_e \right) + \hat{d}_s \quad (7.6)$$

ここで, $\theta_e(s) = \theta_s(s) - \theta_m(s)$ は位置同期誤差であり, $\tau_e(s) = \hat{\tau}_m^{reac}(s) + \hat{\tau}_s^{reac}(s)$ は作用・反作用の法則の実現誤差である. $\hat{\tau}_o^{reac}$ はトルクセンサや RFOB によって得られた反トルク情報であり, \hat{d}_o は DOB によって得られた外乱トルク情報である. この時, 位置及び力の情報は相互にフィードバックされるため, 4ch バイラテラル制御と呼ばれる. ここで, 4ch バイラテラル制御器には力情報が不可欠であることがわかる. 一方で, 後に述べる 2ch バイラテラル制御器は位置情報のみしか使用しないので, 遠隔地との通信が必要な場合には, 通信に必要なデータ量の観点からは優れている.

7.3 従来法: 相補感度関数に基づいた 2ch バイラテラル制御設計法

本節では, 従来法である相補感度関数表現に基づいた 2ch バイラテラル制御設計法について述べる.

7.3.1 制御器の導出と内部安定性

まず, 制御器の導出と, 内部安定性を考慮するための閉ループ系の伝達関数行列を導出する. 図 7.1 における左側のブロック図が, 従来法の制御器の構造である. ここで, 出力と入力との関係は, 以下のように求められる.

$$y_1(s) = P_1(s)(u_1(s) - d_1(s)) \quad (7.7)$$

$$y_2(s) = P_2(s)(u_2(s) - d_2(s)) \quad (7.8)$$

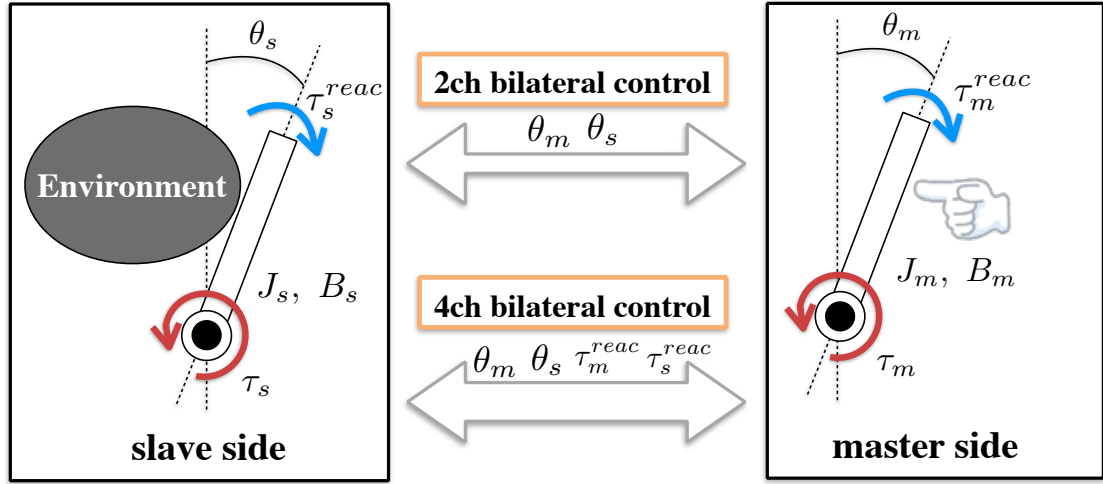


図 7.2: バイラテラル制御の概念図

ここで,

$$\mathbf{y}(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) & y_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \theta_m(s) & \theta_s(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.9)$$

$$\mathbf{u}(s) = \begin{bmatrix} u_1(s) & u_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tau'_m(s) & \tau'_s(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.10)$$

$$\mathbf{d}(s) = \begin{bmatrix} d_1(s) & d_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tau_m^{reac}(s) & \tau_s^{reac}(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.11)$$

$$\boldsymbol{\xi}(s) = \begin{bmatrix} \xi_1(s) & \xi_2(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.12)$$

$$\mathbf{P}(s) = \begin{bmatrix} P_1(s) & 0 \\ 0 & P_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m s^2 + B_m s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_s s^2 + B_s s} \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

である. 実際の制御入力 $\tau_o(s) = \tau'_o(s) + \tau_o^{ff}(s)$ であり, τ_o^{ff} は τ_o^{reac} を除いた非線形摩擦 τ_o^{fric} などの外乱トルクをキャンセルするフィードフォワード項である. ここで, 外乱トルクは τ_o^{ff} によって補償されていると仮定する. 実用上は補償誤差は避けられないが, 後に述べるように補償誤差はフィードバック制御器によって補償が可能である.

また, 図 7.1 より, 制御入力は以下ようになる.

$$u_1(s) = -C_{11}(s)(y_1(s) + \xi_1(s)) + C_{21}(s)(y_2(s) + \xi_2(s)) \quad (7.14)$$

$$u_2(s) = C_{12}(s)(y_1(s) + \xi_1(s)) - C_{22}(s)(y_2(s) + \xi_2(s)) \quad (7.15)$$

上式を入力および出力について解き, 外性信号に対する伝達関数行列を導出することを考えると, 伝達関数行列は

以下のようになる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{A(s)} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{yd}(s) & \mathbf{G}_{y\xi}(s) \\ \mathbf{G}_{ud}(s) & \mathbf{G}_{u\xi}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (7.16)$$

$$\mathbf{G}_{yd}(s) = \begin{bmatrix} -(1 + C_{22}(s)P_2(s))P_1(s) & -C_{21}(s)P_1(s)P_2(s) \\ -C_{12}(s)P_1(s)P_2(s) & -(1 + C_{11}(s)P_1(s))P_2(s) \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

$$\mathbf{G}_{y\xi}(s) = \begin{bmatrix} (1 + C_{22}(s)P_2(s)) - A(s) & C_{21}(s)P_1(s) \\ C_{12}(s)P_2(s) & (1 + C_{11}(s)P_1(s)) - A(s) \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

$$\mathbf{G}_{ud}(s) = \begin{bmatrix} -(1 + C_{22}(s)P_2(s)) + A(s) & -C_{21}(s)P_2(s) \\ -C_{12}(s)P_1(s) & -(1 + C_{11}(s)P_1(s)) + A(s) \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$\mathbf{G}_{u\xi}(s) = \begin{bmatrix} -C_{11}(s) + P_2(s)B(s) & C_{21}(s) \\ C_{12}(s) & -C_{22}(s) + P_1(s)B(s) \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

$$A(s) = (1 + C_{11}(s)P_1(s))(1 + C_{22}(s)P_2(s)) - C_{12}(s)C_{21}(s)P_1(s)P_2(s) \quad (7.21)$$

$$B(s) = C_{12}(s)C_{21}(s) - C_{11}(s)C_{22}(s) \quad (7.22)$$

続いて, 制御器を相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションすることを考える. 相補感度関数行列を, ノイズ $\xi(s)$ から出力 $\mathbf{y}(s)$ までの伝達関数行列であるとし, 以下のように定義する.

$$\mathbf{G}_{y\xi}/A(s) \equiv \begin{bmatrix} Q_{11}(s) & Q_{12}(s) \\ Q_{21}(s) & Q_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{A(s)} \begin{bmatrix} (1 + C_{22}(s)P_2(s)) - A(s) & C_{21}(s)P_1(s) \\ C_{12}(s)P_2(s) & (1 + C_{11}(s)P_1(s)) - A(s) \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

上式を $C_{11}(s), C_{12}(s), C_{21}(s), C_{22}(s)$ について解くと, 以下の制御器を得る.

$$C_{11}(s) = \frac{1}{P_{1n}(s)} \frac{(1 - Q_4(s))Q_1(s) + Q_2(s)Q_3(s)}{(1 - Q_1(s))(1 - Q_4(s)) - Q_2(s)Q_3(s)} \quad (7.24)$$

$$C_{12}(s) = \frac{1}{P_{2n}(s)} \frac{Q_3(s)}{(1 - Q_1(s))(1 - Q_4(s)) - Q_2(s)Q_3(s)} \quad (7.25)$$

$$C_{21}(s) = \frac{1}{P_{1n}(s)} \frac{Q_2(s)}{(1 - Q_1(s))(1 - Q_4(s)) - Q_2(s)Q_3(s)} \quad (7.26)$$

$$C_{22}(s) = \frac{1}{P_{2n}(s)} \frac{(1 - Q_1(s))Q_4(s) + Q_2(s)Q_3(s)}{(1 - Q_1(s))(1 - Q_4(s)) - Q_2(s)Q_3(s)} \quad (7.27)$$

ここで, 制御器における制御対象の伝達関数 $P_o(s)$ を実モデルと区別し, ノミナルモデル $P_{on}(s)$ としている. 得られた制御器を式 (7.16) に代入し, $P_1(s) = P_{1n}(s), P_2(s) = P_{2n}(s)$ とすると, 以下の伝達関数行列を得る.

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - Q_1(s))P_1(s) & -Q_2(s)P_2(s) & -Q_1(s) & Q_2(s) \\ -Q_3(s)P_1(s) & -(1 - Q_4(s))P_2(s) & Q_3(s) & -Q_4(s) \\ Q_1(s) & -\frac{P_2(s)}{P_1(s)}Q_2(s) & -\frac{Q_1(s)}{P_1(s)} & -\frac{Q_2(s)}{P_1(s)} \\ -\frac{P_1(s)}{P_2(s)}Q_3(s) & Q_4(s) & \frac{Q_3(s)}{P_2(s)} & \frac{Q_4(s)}{P_2(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

制御系が内部安定であるためには, 上式の伝達関数行列における全ての伝達関数が安定である必要がある. よって, フリーパラメータである相補感度関数行列の各要素は, 制御系が内部安定となるよう設計する必要がある. 内部安定性を満たす安定条件を表 7.1 に示す.

表 7.1: Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 の構成条件

内部安定条件	
i	$Q_i(s)$ ($i = 1, 2, \dots, 4$) は安定でプロパー
ii	$1 - Q_1(s)$ は $P_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
iii	$Q_1(s)$ は $P_1(s)$ の不安定零点を零点に持つ
iv	$Q_2(s)$ は $P_2(s), P_2(s)/P_1(s)$ の全ての不安定極および $P_1(s)$ の不安定零点を零点に持つ
v	$Q_3(s)$ は $P_1(s), P_1(s)/P_2(s)$ の全ての不安定極および $P_2(s)$ の不安定零点を零点に持つ
vi	$1 - Q_4(s)$ は $P_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
vii	$Q_4(s)$ は $P_2(s)$ の不安定零点を零点に持つ
次数条件	
viii	$Q_1(s)$ の相対次数は $P_1(s)$ の相対次数以上である
viii	$Q_2(s)$ の相対次数は $P_1(s)$ の相対次数以上である
x	$Q_3(s)$ の相対次数は $P_2(s)$ の相対次数以上である
xi	$Q_4(s)$ の相対次数は $P_2(s)$ の相対次数以上である
位置同期および力覚伝達条件	
xii	$1 - Q_1(s) - Q_3(s)$ は $P_1(s)f_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xiii	$1 - Q_2(s) - Q_4(s)$ は $P_2(s)f_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
xiv	$Q_1(s)$ は $f_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xv	$1 - P_2(s)/P_1(s)Q_2(s)$ は $f_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
xvi	$1 - P_1(s)/P_2(s)Q_3(s)$ は $f_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xvii	$Q_4(s)$ は $f_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
xviii	$Q_1(s) + Q_3(s)$ は $\xi_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xviii	$Q_2(s) + Q_4(s)$ は $\xi_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
xx	$Q_1(s)$ は $\xi_1(s)/P_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xxi	$Q_2(s)$ は $\xi_2(s)/P_1(s)$ の不安定極を零点に持つ
xxii	$Q_3(s)$ は $\xi_1(s)/P_2(s)$ の不安定極を零点に持つ
xxiii	$Q_4(s)$ は $\xi_2(s)/P_2(s)$ の不安定極を零点に持つ

7.3.2 マスター/スレーブ装置間の位置同期および作用・反作用の法則を実現するためのフリーパラメータ条件の導出

続いて、マスター/スレーブ装置間の位置同期および作用・反作用の法則を実現するためのフリーパラメータ条件を導出する。位置同期の実現のため、マスター装置とスレーブ装置の位置偏差をゼロとする必要がある。で、 $\theta_e = \theta_m - \theta_s = 0$ を満たす必要がある。作用・反作用の法則の実現方法として、マスターに加わる外乱と、スレーブに加わる外乱それぞれについて同等な力をスレーブ/マスター側で発生させることを目標とする。つまり、 $\tau_{e1} = \tau_m + \tau_s^{reac} = 0$ 及び $\tau_{e2} = \tau_s + \tau_m^{reac} = 0$ が満たされる必要がある。すると、時間領域上および s 領域上での制御目標として以下のように書ける。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y_1 - y_2) = \lim_{s \rightarrow 0} s(y_1(s) - y_2(s)) = 0 \quad (7.29)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (u_1 + d_2) = \lim_{s \rightarrow 0} s(u_1(s) + d_2(s)) = 0 \quad (7.30)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (u_2 + d_1) = \lim_{s \rightarrow 0} s(u_2(s) + d_1(s)) = 0 \quad (7.31)$$

上式を s 領域上で考え、式 (7.28) を代入すると、以下の関係式を得る。

$$\begin{bmatrix} y_1(s) - y_2(s) \\ u_1(s) + d_2(s) \\ u_2(s) + d_1(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - Q_1(s) - Q_3(s))P_1(s) & (1 - Q_2(s) - Q_4(s))P_2(s) & -(Q_1(s) + Q_3(s)) & Q_2(s) + Q_4(s) \\ Q_1(s) & 1 - \frac{P_2(s)}{P_1(s)}Q_2(s) & -\frac{Q_1(s)}{P_1(s)} & -\frac{Q_2(s)}{P_1(s)} \\ 1 - \frac{P_1(s)}{P_2(s)}Q_3(s) & Q_4(s) & \frac{Q_3(s)}{P_1(s)} & \frac{Q_4(s)}{P_2(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (7.32)$$

上式は, 外乱信号に対する位置同期および作用・反作用の法則に関する応答が, 定常偏差をゼロとするための条件を与える. 条件を表 7.1 に示す.

7.3.3 フリーパラメータの設計例

フリーパラメータの設計について, ここで一例を示しておく. 制御対象として式 (7.1)(7.2) を想定する. 表 7.1 および式 (7.32) を眺めると, 以下のようにフリーパラメータを選定することができる.

$$Q_1(s) = Q_4(s) = 0 \quad (7.33)$$

$$Q_2(s) = Q_3(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (7.34)$$

ここで, $Q_2(s)$ および $Q_3(s)$ はローパスフィルタの特性を有し, 所望の遮断周波数を実現するようフィルタ係数を決定すれば良い. この時, 式 (7.32) において, 外乱感度は高域通過特性となり, ノイズ感度は低域通過特性となる. よって, 外乱に対して位置同期および作用・反作用の法則の実現性能を向上したいならば, 遮断周波数を大きくすれば良い. ただしこの時, 観測ノイズの高周波成分が通過してしまうため, 実用上は遮断周波数の値に限界が存在することがわかる.

7.4 提案法 1: 相補感度関数に基づいた多入力多出力制御設計に基づいた 2ch バイラテラル制御設計法

続いて本節では, 相補感度関数に基づいてパラメトリゼーションされた多入力多出力制御設計の枠組みで, 2ch バイラテラル制御のための制御器を設計する. 従来法におけるアプローチに対して本提案法のアプローチは一般性のある設計法に基づいているため設計上の見通しが良い. さらに, 次節にて提案する設計法へと自然に拡張することができるという利点も持つ. 詳しくは次節にて述べる. 前節における従来法のアプローチでは, 制御対象の実伝達関数とノミナル伝達関数が完全に一致している状況を想定していたが, 本章のアプローチではその誤差による影響についても考察可能な設計法を示す.

7.4.1 MIMO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造

7.4.1.1 バイラテラル制御のための制御設計定式化

まず, MIMO 系のプラント表現に基づいたシステム表現について述べる. マスター/スレーブ装置は, 本質的に 2 入力 2 出力系であるので, 制御系を以下の 2 入力 2 出力系として捉える.

$$\begin{bmatrix} \theta_m(s) \\ \theta_s(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m s^2 + B_m s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_s s^2 + B_s s} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \tau'_m(s) \\ \tau'_s(s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tau_m^{reac}(s) \\ \tau_s^{reac}(s) \end{bmatrix} \right) \quad (7.35)$$

式 (7.35) より, 以下の関係式を得る.

$$\mathbf{y}(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) & y_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \theta_m(s) & \theta_s(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.36)$$

$$\mathbf{u}(s) = \begin{bmatrix} u_1(s) & u_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tau'_m(s) & \tau'_s(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.37)$$

$$\mathbf{d}(s) = \begin{bmatrix} d_1(s) & d_2(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tau_m^{reac}(s) & \tau_s^{reac}(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.38)$$

$$\boldsymbol{\xi}(s) = \begin{bmatrix} \xi_1(s) & \xi_2(s) \end{bmatrix}^T \quad (7.39)$$

$$\mathbf{P}(s) = \begin{bmatrix} P_1(s) & 0 \\ 0 & P_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m s^2 + B_m s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_s s^2 + B_s s} \end{bmatrix} \quad (7.40)$$

上記のシステム表現は, 従来法と同様である. 続いて, 相補感度関数行列 $\mathbf{Q}(s)$ を $\mathbf{Q}(s) \equiv \begin{bmatrix} Q_{11}(s) & Q_{12}(s) \\ Q_{21}(s) & Q_{22}(s) \end{bmatrix}$ のように定義する. 制御目的は, マスター/スレーブ間での位置同期と作用反作用の法則の実現である. 本制御設計では, それぞれの制御目的は, 相補感度関数の設計によって間接的に実現する. つまり, 制御設計の問題はサーボ制御設計の問題として取り扱わず, フィードフォワード制御部である $\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s)$ は無視する. この時, フィードバック制御器のそれぞれの要素 $\mathbf{C}_2(s) = \begin{bmatrix} C_{11}(s) & C_{12}(s) \\ C_{21}(s) & C_{22}(s) \end{bmatrix}$ は以下ようになる.

$$C_{11}(s) = \frac{1}{P_{1n}(s)} \frac{(1 - Q_{22}(s))Q_{11}(s) + Q_{12}(s)Q_{21}(s)}{(1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)} \quad (7.41)$$

$$C_{12}(s) = \frac{1}{P_{2n}(s)} \frac{Q_{21}(s)}{(1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)} \quad (7.42)$$

$$C_{21}(s) = \frac{1}{P_{1n}(s)} \frac{Q_{12}(s)}{(1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)} \quad (7.43)$$

$$C_{22}(s) = \frac{1}{P_{2n}(s)} \frac{(1 - Q_{11}(s))Q_{22}(s) + Q_{12}(s)Q_{21}(s)}{(1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)} \quad (7.44)$$

ここで, $Q_{12}(s) = -Q'_{12}(s)$ 及び $Q_{21}(s) = -Q'_{21}(s)$ を導入することで, 上式 (7.41)-(7.44) は, 従来法における式 (7.24)-(7.27) と一致する. ここで, 従来法の $Q_1(s)$ - $Q_4(s)$ は, 提案法の $Q_{11}(s)$ - $Q_{22}(s)$ に対応する. よって, 従来法の設計法は, 提案法における設計法の特別な場合であると言える.

7.4.1.2 バイラテラル制御のためのパラメータ選定基準の導出

マスター/スレーブ間の位置同期を実現するためには, $\theta_e = \theta_m - \theta_s = 0$ が満足される必要がある. よって, 以下の関係式を考慮する必要がある.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y_1 - y_2) = \lim_{s \rightarrow 0} s (y_1(s) - y_2(s)) = \lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{I}_p \mathbf{y}(s) \quad (7.45)$$

ここで, $\mathbf{I}_p = [1 \ -1]$ である. 式 (3.44) より得られる閉ループシステムの出力伝達特性を上式に代入すると, 以下のようになる.

$$\mathbf{I}_p \mathbf{y}(s) = -\mathbf{I}_p \left(\mathbf{P}_n(s)(\mathbf{I}(s) - \mathbf{Q}(s))\mathbf{d}'(s) - \mathbf{P}_n(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s)\boldsymbol{\xi}(s) \right) \quad (7.46)$$

式 (7.46) では, 右辺第一項が位置同期の実現に大きく関係する. 位置同期を実現するためには, 外乱に対する影響を除去するよう $\mathbf{Q}(s)$ 選定せねばならない.

続いて、マスター/スレーブ間での作用・反作用の法則実現を間接的に実現するパラメータ選定基準を導出する。作用・反作用の法則を実現するためには、マスター/スレーブ側はスレーブ/マスター側に加わる力に等しい力を発生させる必要がある。つまり、 $\tau_{e1} = \tau_m + \tau_s^{react} = 0$ 及び $\tau_{e2} = \tau_s + \tau_m^{react} = 0$ が満たされる必要がある。よって、以下の関係式を考慮する。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} u_1 + d_2 \\ u_2 + d_1 \end{bmatrix} = \lim_{s \rightarrow 0} s \begin{bmatrix} u_1(s) + d_2(s) \\ u_2(s) + d_1(s) \end{bmatrix} = \lim_{s \rightarrow 0} s (\mathbf{u}(s) + \bar{\mathbf{I}}\mathbf{d}(s)) \quad (7.47)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{I}}$ は反対角単位行列 $\bar{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ である。式 (3.44) から得られる閉ループ系の入力伝達特性を上式に代入すると、 $\mathbf{u}(s) + \bar{\mathbf{I}}\mathbf{d}(s)$ は以下ようになる。

$$\mathbf{u}(s) + \bar{\mathbf{I}}\mathbf{d}(s) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} + \mathbf{Q}(s) & -\mathbf{Q}(s)\mathbf{P}_n^\dagger(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}(s) \\ \boldsymbol{\xi}(s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s))(\mathbf{P}^\dagger(s) - \mathbf{P}_n^\dagger(s)) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{y}(s) \quad (7.48)$$

式 (7.48) において最終的に導かれた式において、右辺第 1 項が作用反作用実現に関連する。外性信号に対して、その伝達関数が安定になるようフリーパラメータ $\mathbf{Q}(s)$ を決定すれば良い。また同式第 2 項はモデル化誤差に起因するため、モデル化誤差が存在する場合は作用反作用の法則の実現に関して性能劣化が生ずることが予想される。ただし、モデル化誤差に対して $\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s)$ が乗じられた形となっているため、その設計により誤差の抑圧が可能である。理想的な状況においては、力の情報をフィードバックすることなしに、作用反作用の法則が実現される。ただし、ここで摩擦や重力、遠心力やコリオリ力による影響等の非線形要素は別途フィードフォワード補償する必要がある。この点に関しては、上記モデルを事前に同定し、オンラインで外乱オブザーバの推定値から補償する必要がある反力推定オブザーバに基づいたアプローチと同様である。上記非線形要素の補償誤差に関しても、 $\mathbf{I} - \mathbf{Q}(s)$ を通ってシステムに影響を与える。

7.4.1.3 フリーパラメータの設計

続いて、フリーパラメータの具体的な設計について述べる。式 (7.46)(7.48) は、 $\mathbf{P}(s) = \mathbf{P}_n(s)$ という条件下で、式 (7.49) のようにまとめられる。

$$\begin{bmatrix} y_1(s) - y_2(s) \\ u_1(s) + d_2(s) \\ u_2(s) + d_1(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_1(s)(1 - Q_{11}(s)) - P_2(s)Q_{21}(s) & P_1(s)Q_{12}(s) + P_2(s)(1 - Q_{22}(s)) & -Q_{11}(s) + \frac{P_2(s)}{P_1(s)}Q_{21}(s) & -\frac{P_1(s)}{P_2(s)}Q_{12}(s) + Q_{22}(s) \\ Q_{11}(s) & 1 + Q_{12}(s) & -\frac{Q_{11}(s)}{P_1(s)} & -\frac{Q_{12}(s)}{P_2(s)} \\ 1 + Q_{21}(s) & Q_{22}(s) & -\frac{Q_{21}(s)}{P_1(s)} & -\frac{Q_{22}(s)}{P_2(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (7.49)$$

所望の特性を満足する相補感度関数は、以下のように選ぶことができる。

$$Q_{11}(s) = Q_{22}(s) = 0 \quad (7.50)$$

$$Q_{12}(s) = -Q'_{12}(s) = -\frac{a_1 s + a_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (7.51)$$

$$Q_{21}(s) = -Q'_{21}(s) = -\frac{b_1 s + b_0}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (7.52)$$

ここで、 $Q_{12}(s)$ 及び $Q_{21}(s)$ は遮断周波数 ω_{c12} 及び ω_{c21} を持つローパスフィルタとして設計する。この時、式 (7.49) のすべての出力は、特定のクラスの外乱に対してゼロに収束する。問題点として、DOB に基づいた制御設計法と同様に、外乱抑圧特性とノイズ抑圧特性の間におけるトレードオフの関係性がある。遮断周波数 $Q_{12}(s)$ 及び $Q_{21}(s)$

が高くなればなるほど、マスター/スレーブ装置間の位置同期及び作用・反作用の法則の実現精度が向上する。しかし一方で、ノイズによる影響も同時に顕著となってしまう問題がある。

7.4.2 MISO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造

本項では、位置の同期についてはサーボ制御問題として取り扱い、作用・反作用の法則の実現についてはパラメータ設計によって間接的に実現する方法を検討する。

7.4.2.1 バイラテラル制御のための制御設計定式化

位置同期の問題をサーボ問題として扱うため、出力を $\theta_m(s) - \theta_s(s)$ とする。すると、制御対象の出力伝達特性は以下ようになる。

$$y(s) = \theta_m(s) - \theta_s(s) = \left[\frac{1}{J_m s^2 + B_m s} \quad -\frac{1}{J_s s^2 + B_s s} \right] (\mathbf{u}(s) - \mathbf{d}(s)) \quad (7.53)$$

上式より、以下の関係式を得る。

$$\mathbf{P}(s) = \begin{bmatrix} P_1(s) & -P_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m s^2 + B_m s} & -\frac{1}{J_s s^2 + B_s s} \end{bmatrix} \quad (7.54)$$

ここで、 $\mathbf{Q}(s)$ を前項における MIMO 系の場合と同様に定義する。以上に述べたように、制御対象は多入力単出力系となる。マスター/スレーブ装置間の位置同期を常に実現するため、目標値 r をゼロとする。この時、フィードバック制御器 $\mathbf{C}_2(s) = [C_1(s) \ C_2(s)]^T$ は以下ようになる。

$$C_1(s) = -\frac{P_1(s)(Q_{11}(s)(Q_{22}(s) - 1) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)) + P_2(s)Q_{12}(s)}{(P_1^2(s) + P_2^2(s))((1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s))} \quad (7.55)$$

$$C_2(s) = \frac{P_2(s)(Q_{22}(s)(Q_{11}(s) - 1) - Q_{12}(s)Q_{21}(s)) + P_1(s)Q_{21}(s)}{(P_1^2(s) + P_2^2(s))((1 - Q_{11}(s))(1 - Q_{22}(s)) - Q_{12}(s)Q_{21}(s))} \quad (7.56)$$

ここで重要な点は、実現すべき制御器の数が、MIMO 系の場合と比較して少なく、2 つとなっている。よって、MISO 系の場合は、実装コストの点で優れている。

7.4.2.2 バイラテラル制御のためのパラメータ選定基準の導出

マスター/スレーブ装置間の位置同期は、サーボ制御設計によって実現される。よって、位置同期の実現に関しては、式 (3.46) をもとに考慮すれば良い。続いて、作用・反作用の法則の実現に関しては、式 (7.48) をもとに検討する。最後に、式 (3.46)(7.48) は $\mathbf{P}(s) = \mathbf{P}_n(s)$ の条件下で、式 (7.57) のようにまとめられる。

$$\begin{bmatrix} y_1(s) - y_2(s) \\ u_1(s) + d_2(s) \\ u_2(s) + d_1(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_1(s)(1 - Q_{11}(s)) - P_2(s)Q_{21}(s) & P_1(s)Q_{12}(s) + P_2(s)(1 - Q_{22}(s)) & -\frac{P_1(s)(P_1(s)Q_{11}(s) - P_2(s)Q_{21}(s))}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} & \frac{P_2(s)(P_1(s)Q_{12}(s) - P_2(s)Q_{22}(s))}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} \\ Q_{11}(s) & 1 + Q_{12}(s) & -\frac{P_1(s)Q_{11}(s) - P_2(s)Q_{12}(s)}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} & -\frac{P_1(s)Q_{21}(s) - P_2(s)Q_{22}(s)}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} \\ 1 + Q_{21}(s) & Q_{22}(s) & \frac{P_1(s)Q_{11}(s) - P_2(s)Q_{12}(s)}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} & -\frac{P_1(s)Q_{21}(s) - P_2(s)Q_{22}(s)}{P_2^2(s) + P_1^2(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (7.57)$$

式 (7.49) と比較すると、 $\xi_1(s)$ 及び $\xi_2(s)$ に対する伝達関数特性が異なることがわかる。

7.4.2.3 フリーパラメータの設計

続いて、フリーパラメータの設計について述べる。フリーパラメータは、MIMO 系として定式化した場合と同様な設計が可能である。この時、式 (7.57) の全ての出力は、特定のクラスの外乱に対してゼロに収束する。また、観測ノイズは MIMO 系の場合と比較してシステムにより影響を与えることが予測される。なぜならば、式 (7.57) における $(u_1(s) + d_2(s))/\xi_1(s)$ 及び $(u_2(s) + d_1(s))/\xi_2(s)$ の伝達関数が $Q_{11}(s) = Q_{22}(s) = 0$ の条件下で非ゼロである一方、式 (7.49) における同伝達関数はゼロとなるからである。しかしながら、その違いは軽微であり、問題とはならない。また、式 (7.55)(7.56) に示される制御器は、 $Q_{11}(s) = Q_{22}(s) = 0$, $Q(s) = Q'_{12}(s) = Q'_{21}(s)$, 及び $P(s) = P_1(s) = P_2(s)$ の条件下で以下のように簡略化できる。

$$C_{1,2}(s) = \pm \frac{Q(s)}{2P(s)(1 - Q(s))} \quad (7.58)$$

ここで、実現すべき制御器の数は 1 である。上記の制御器は制御器 (7.55)(7.56) の特別な場合である。適用可能な状況は限定されるが、制御性能を劣化させることなく、制御器の簡略化が可能で興味深い。この簡略化は、MISO 系として定式化した場合のみ可能であることを付記しておく。MISO 系の定式化は、提案法の導入によって初めて導出可能となる。よって、提案法の導入は、制御系設計の自由度を拡大する意味で有効であると言える。

7.5 提案法 2: 伝達関数行列の分割に基づいた複数センサフィードバックによる性能改善

本章では、前章にて述べた 2ch バイラテラル制御の設計法に対して、伝達関数の分割による新たな相補感度関数表現を導入する。この方法は、伝達関数の分割により新たなフィードバックループを追加するので、複数の出力フィードバックが可能となるアプローチである。前章の制御系では位置情報のフィードバックのみであったが、本章では加えて加速度情報もフィードバック可能とする。特に、位置と加速度を統合した DOB (PAIDO) はエンコーダ情報及び加速度センサ情報を利用し、広帯域な外乱抑圧/推定を実現する手法である。PAIDO 自体は DOB の性能を向上する手法であるが、4ch バイラテラル制御の性能向上に用いることもできる。一方で、提案法は 2ch バイラテラル制御において、加速度情報を用いて性能向上を実現する方法を提供する。提案法を用いることによって、エンコーダの量子化ノイズの影響を低減し、外乱抑圧帯域を向上することができる。

7.5.1 MIMO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造

本節では、MIMO 系の制御対象表現に基づいた場合の 2ch バイラテラル制御器の制御構造について述べる。本稿では位置情報に加えて加速度情報を扱う場合について述べるので、この場合の設計法について説明する。

7.5.1.1 バイラテラル制御のための制御設計定式化

拡張 2 自由度制御の出力 $\mathbf{y}(s)$ と中間変数 $\boldsymbol{\omega}(s)$ を以下のように選ぶことができる.

$$\mathbf{y}(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_m(s) \\ \theta_s(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2} \boldsymbol{\omega}(s) \quad (7.59)$$

$$\boldsymbol{\omega}(s) = \begin{bmatrix} \omega_1(s) \\ \omega_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s}{J_m s + B_m} & 0 \\ 0 & \frac{s}{J_s s + B_s} \end{bmatrix} (\mathbf{u}(s) - \mathbf{d}(s)) \quad (7.60)$$

上式より, 以下の式を得る.

$$\mathbf{P}_1(s) = \begin{bmatrix} P_1^1(s) & 0 \\ 0 & P_2^1(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s}{J_m s + B_m} & 0 \\ 0 & \frac{s}{J_s s + B_s} \end{bmatrix} \quad (7.61)$$

$$P_2 = \frac{1}{s^2} \quad (7.62)$$

ここで, 観測ノイズは $\boldsymbol{\xi}_1(s) = [\xi_1^1(s) \ \xi_2^1(s)]^T$ 及び $\boldsymbol{\xi}_2(s) = [\xi_1^2(s) \ \xi_2^2(s)]^T$ とする.. 続いて, 相補感度関数行列を $\mathbf{Q}_1(s) \equiv \begin{bmatrix} Q_{11}^1(s) & Q_{12}^1(s) \\ Q_{21}^1(s) & Q_{22}^1(s) \end{bmatrix}$, $\mathbf{Q}_2(s) \equiv \begin{bmatrix} Q_{11}^2(s) & Q_{12}^2(s) \\ Q_{21}^2(s) & Q_{22}^2(s) \end{bmatrix}$ と定義する. 提案法 1 の場合と同様に, フィードフォワード制御部 $\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s)$ は無視する. この時, 8 つの制御器 $\mathbf{C}_2 \in \mathbb{R}(s)^{2 \times 2}$ 及び $\mathbf{C}_3 \in \mathbb{R}(s)^{2 \times 2}$ を実現する必要がある.

7.5.1.2 バイラテラル制御のためのパラメータ選定基準の導出

マスター/スレーブ装置間の位置同期を実現するためには, 式 (7.45) を考慮する必要がある. 式 (3.47) より得られる閉ループ系の出力伝達特性を用いると, 以下のようになる.

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_p \mathbf{y}(s) &= -\mathbf{I}_p (\mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) \mathbf{d}'(s) \\ &\quad - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) (\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \boldsymbol{\xi}_1(s) - \mathbf{P}_{2n}(s) \mathbf{P}_{1n}(s) \mathbf{Q}_2(s) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \boldsymbol{\xi}_2(s)) \end{aligned} \quad (7.63)$$

上式の伝達関数特性では, システムに加わる観測ノイズ $\boldsymbol{\xi}_1$ はマスター/スレーブ側の加速度センサに起因するノイズであり, $\boldsymbol{\xi}_2$ はエンコーダに起因するノイズである. エンコーダの出力は角度の検出に際して量子化誤差を含み, 量子化誤差による影響が生じる. 特に, 低分解能エンコーダのケースでは問題となり, 高周波領域においてその影響が顕著である. 一方で, 加速度センサはノイズを低周波域から高周波域まで広範囲にノイズを含むものの, オフセット誤差や環境変動によるバイアス等, 低周波領域のノイズによる影響が顕著である. 本提案法では, 位置同期を実現するために $\mathbf{Q}_1(s)$ を決め, 観測ノイズによる影響を最小化するために $\mathbf{Q}_2(s)$ を決めることができる.

続いて, マスター/スレーブ間の作用・反作用の法則の実現については, 式 (7.47) を考慮すれば良い. 式 (3.47) より得られる閉ループ系の入力伝達特性を用いると, $\mathbf{u}(s) + \bar{\mathbf{I}}\mathbf{d}(s)$ は以下のように変形できる.

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(s) + \bar{\mathbf{I}}\mathbf{d}(s) &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} + \mathbf{Q}_1(s) & -(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) & -\mathbf{Q}_2(s) \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}(s) \\ \boldsymbol{\xi}_1'(s) \\ \boldsymbol{\xi}_2(s) \end{bmatrix} \\ &\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)) (\mathbf{P}_1^\dagger(s) \mathbf{P}_2^\dagger(s) - \mathbf{P}_{1n}^\dagger(s) \mathbf{P}_{2n}^\dagger(s)) \mathbf{y}(s) \end{aligned} \quad (7.64)$$

作用・反作用の法則を実現するため、 $\mathbf{Q}_1(s)$ は外乱による影響が抑圧されるよう設計する必要がある。提案法 1 の場合と同様に、上式右辺第一項はモデル化誤差を表し、 $\mathbf{I} - \mathbf{Q}_1(s)$ の設計によって抑圧が可能である。理想的な条件下では、作用・反作用の法則は力情報をフィードバックすることなしに実現が可能である。

位置同期の実現及び作用・反作用の法則実現双方において、外乱 $d'(s)$ による影響は $\mathbf{Q}_1(s)$ によって決定される。一方で、観測ノイズ $\xi_1(s)$ (加速度センサノイズ) による影響は $\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)$ によって決定され、観測ノイズ $\xi_2(s)$ (エンコーダ量子化ノイズ) による影響は $\mathbf{Q}_2(s)$ によって決まる。よって、パラメータ設計の一指針として、 $\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s)$ をバンドパスフィルタとして設計し、 $\mathbf{Q}_2(s)$ をローパスフィルタとして設計すれば良い。

7.5.1.3 フリーパラメータの設計

続いて、パラメータの具体的な設計例について述べる。まず、 $Q_{12}^i(s) = -Q_{12}^{ii}(s)$, $Q_{21}^i(s) = -Q_{21}^{ii}(s)$ と定義する。ここで、 $i=1, 2$ である。パラメータの設計例は以下の通りである。

$$Q_{11}^i(s) = Q_{22}^i(s) = 0 \quad (7.65)$$

$$Q_{12}^i(s) = -Q_{12}^{ii}(s) = -\frac{a_{1i}s + a_{0i}}{s^3 + a_{2i}s^2 + a_{1i}s + a_{0i}} \quad (7.66)$$

$$Q_{21}^i(s) = -Q_{21}^{ii}(s) = -\frac{b_{1i}s + b_{0i}}{s^3 + b_{2i}s^2 + b_{1i}s + b_{0i}} \quad (7.67)$$

ここで、 $Q_{12}^i(s)$ 及び $Q_{21}^i(s)$ は、遮断周波数 ω_{c12}^i 及び ω_{c21}^i を持つローパスフィルタとして設計する。遮断周波数を $\omega_{co}^2 < \omega_{co}^1$ として選定すると、エンコーダの量子化ノイズはローパスフィルタ特性を通過してシステムに影響を与え、加速度センサノイズはバンドパスフィルタ特性を通過してシステムに影響を与える。加えて、式 (7.45)(7.47) のすべての出力は、特定のクラスの外乱に対してゼロに収束する。

7.5.2 MISO 系のプラント表現に基づいた 2ch バイラテラル制御器の制御構造

7.5.2.1 バイラテラル制御のための制御設計定式化

本項では、MISO 系の制御対象表現に基づいた場合の 2ch バイラテラル制御器の制御構造について述べる。制御対象の出力及び中間変数を $y(s) = \theta_m(s) - \theta_s(s)$, $\omega(s) = \ddot{\theta}_m(s) - \ddot{\theta}_s(s)$ のように選ぶと、それぞれ以下ようになる。

$$y(s) = \frac{1}{s^2} \omega(s) \quad (7.68)$$

$$\omega(s) = \left[\frac{s}{J_m s + B_m} \quad -\frac{s}{J_s s + B_s} \right] (\mathbf{u}(s) - \mathbf{d}(s)) \quad (7.69)$$

上式より、以下の式を得る。

$$\mathbf{P}_1(s) = \begin{bmatrix} P_1^1(s) & -P_1^1(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s}{J_m s + B_m} & -\frac{s}{J_s s + B_s} \end{bmatrix} \quad (7.70)$$

$$P_2(s) = \frac{1}{s^2} \quad (7.71)$$

続いて、 $\mathbf{Q}_1(s)$ 及び $\mathbf{Q}_2(s)$ を MIMO 系の場合と同様に定義する。また、フィードフォワード制御部 $\mathbf{C}_1(s)\mathbf{r}(s)$ を省略する。この時、4 つの制御器 $\mathbf{C}_2 \in \mathbb{R}(s)^{1 \times 2}$ 及び $\mathbf{C}_3 \in \mathbb{R}(s)^{1 \times 2}$ を実現する必要がある。

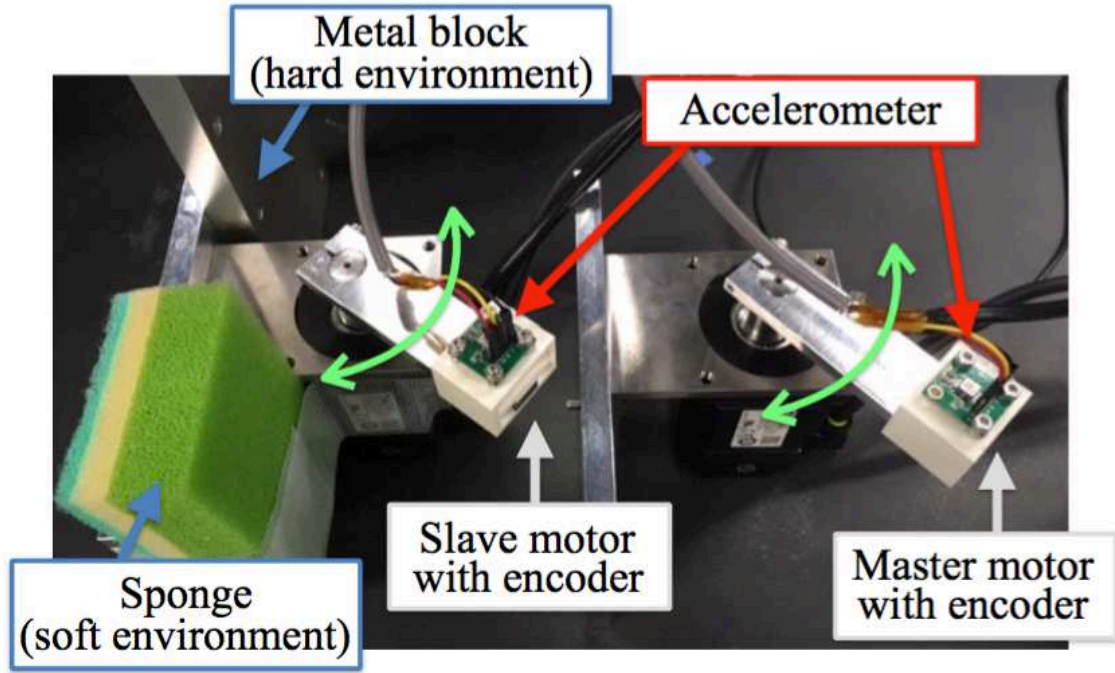


図 7.3: 実験環境の外観

7.5.2.2 バイラテラル制御のためのパラメータ選定基準の導出

マスター/スレーブ装置間の位置同期の実現については、式 (3.47) を考慮すれば良い。また、作用・反作用の法則の実現については、式 (7.64) を考慮すれば良い。

7.5.2.3 フリーパラメータの設計

続いて、パラメータの具体的な設計例について述べる。フリーパラメータは、MIMO 系の場合と同様に設計すれば良い。この時、式 (7.45)(7.47) の全ての出力は、特定のクラスの外乱に対してゼロに収束する。提案法 1 の場合と同様に、制御器 $\mathbf{C}_2(s) = [C_{21}(s) \ C_{22}(s)]^T$ 及び $\mathbf{C}_3(s) = [C_{31}(s) \ C_{32}(s)]^T$ は、 $Q_{11}^1(s) = Q_{22}^1(s) = Q_{11}^2(s) = Q_{22}^2(s) = 0$ 、 $Q_1(s) = Q_{12}'(s) = Q_{21}'(s)$ 、及び $P_1(s) = P_1^1(s) = P_1^2(s)$ の条件下で、以下のように簡略化される。

$$C_{21,22}(s) = \pm \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{2P_1(s)(1 - Q_1(s))}, C_{31,32}(s) = \pm \frac{Q_2(s)}{2P_1(s)P_2(s)(1 - Q_1(s))} \quad (7.72)$$

ここで、実現すべき制御器の数は 2 である。上述の仮定はバイラテラル制御の特別な場合であるが、制御系の性能を劣化させることなく制御器を簡略化可能な点で興味深い。また、制御性能を劣化させることなく制御器を簡略化することは、MISO 系として制御対象を表現した場合のみ可能である。

7.6 実験

本節では、提案法の有効性を実験によって検証する。マスター/スレーブ装置に用いる制御対象のアクチュエータを図 7.3 に示す。駆動用モータとして分解能 $q_r = 2\pi/2^{20}[\text{rad}]$ を有する AC モータ SGMJV-02ADA21 (Yaskawa Elec.) を用い、サーボドライバとして SGD V-2R1F01A (Yaskawa Elec.) を用いた。加えて、加速度センサとして ADXL203

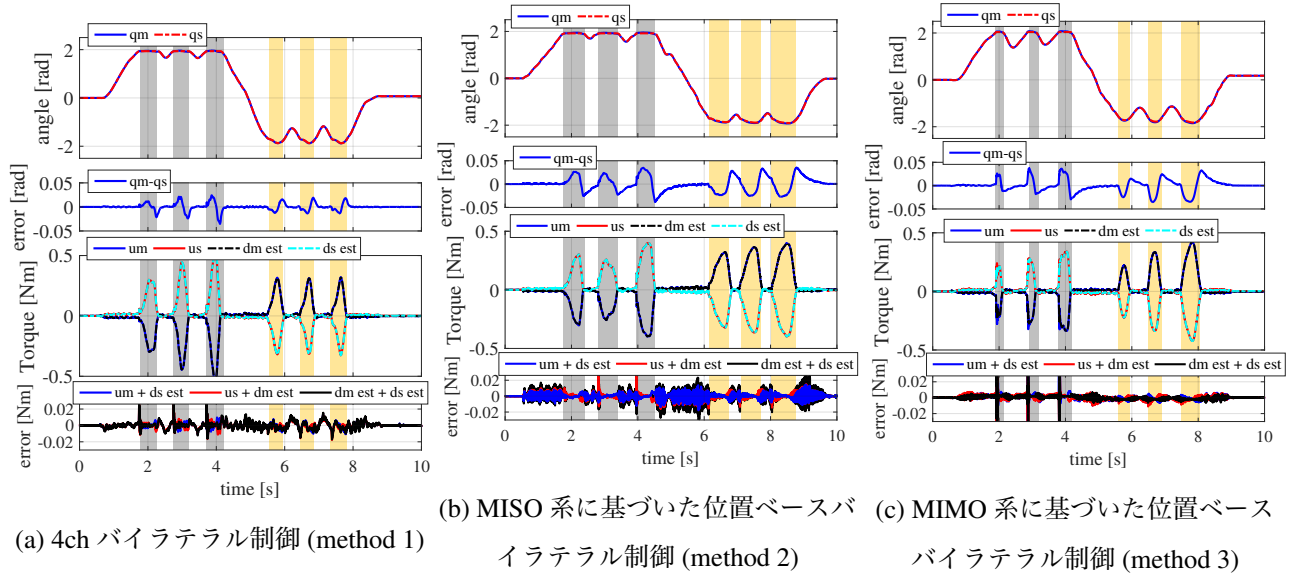


図 7.4: 4ch バイラテラル制御と提案法 1 の実験結果

(Analogue Devices) を用いた。演算装置には、Intel Core i7 3.7 GHz のプロセッサを搭載した PC 上で、rt-preempt カーネルを導入した Linux OS を用いた。サンプリング時間 Δt は $200 \mu s$ とした。制御系の設計におけるノミナルパラメータとして、 $J_{mn} = J_{sn} = 5.10 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$ 及び $B_{mn} = B_{sn} = 1.77 \times 10^{-4} \text{ Nms/rad}$ を用いた。

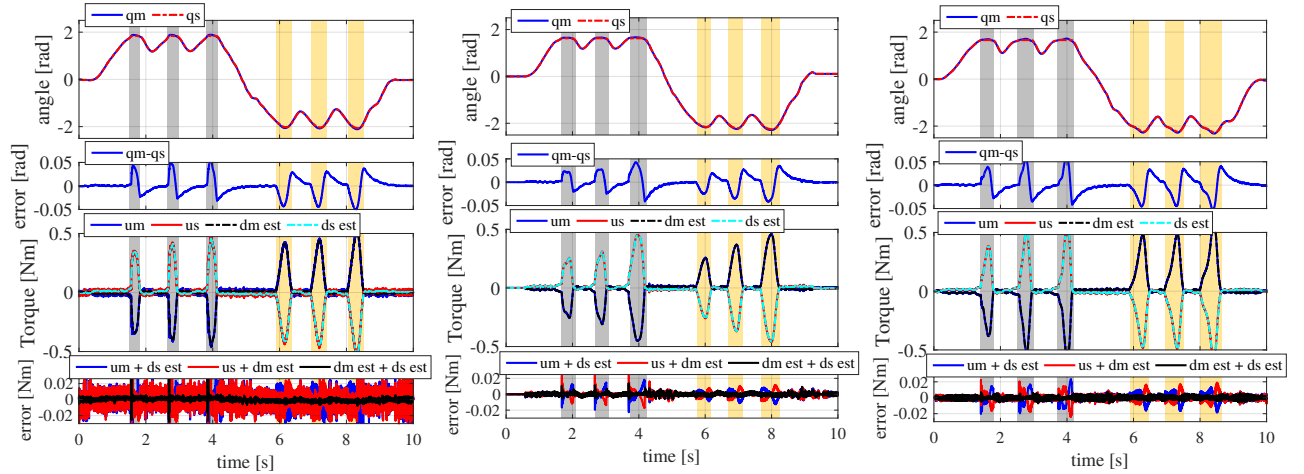
実験に際して、以下の二つのケースを検証した。

- Case 1: 4ch バイラテラル制御と提案法 1(位置ベース 2ch バイラテラル制御) の比較
- Case 2: 提案法 1 と提案法 2(伝達関数の分割を導入した位置ベース 2ch バイラテラル制御) の比較

Case 1 は、従来法である 4ch バイラテラル制御に対して、提案法である位置ベースのバイラテラル制御手法の有効性を示すことを目的とする。式 (7.5)(7.6) で示したバイラテラル制御では、パラメータを $K_p = 7000$, $K_d = 300$, $K_f = 5000$, $\omega_{DOB} = \omega_{RFOB} = 700 \text{ rad/s}$ とした。提案法においては、 $\omega_c = \omega_{c12} = \omega_{c21} = 700 \text{ rad/s}$ を用いた。Case 2 は、伝達関数の分割を導入することによって得られた提案法 2 の有効性を、提案法 1 と比較することで示す。ここで、エンコーダの分解能は、意図的に 12000 ppr まで低下させ、低分解能のケースを模擬して実験検証した。提案法 1(伝達関数の分割導入なし) では、遮断周波数 $\omega_c = 700 \text{ rad/s}$ を用いた。続いて、提案法 2(伝達関数の分割導入あり) では、 $\omega_{c1} = \omega_{c12}^1 = \omega_{c21}^1 = 700 \text{ rad/s}$ 及び $\omega_{c2} = \omega_{c12}^2 = \omega_{c21}^2 = 300 \text{ rad/s}$ とした。このような条件では、 $\omega_c = \omega_{c1}$ となるため、提案法 1 と提案法 2 の外乱抑圧特性の性能は同等となることが予想される。しかしながら、エンコーダによる量子化誤差の影響は、 ω_{c2} の値を低く設定することで低減が可能である。Case 2 における作用・反作用の法則の評価に関しては、 $\omega_{RFOB} = 300 \text{ rad/s}$ に統一して評価した。

Case 1 及び Case 2 の実験結果を図 7.4 及び 7.5(a)–(c) にそれぞれ示す。図中の上段が位置応答を示し、二段目が位置同期誤差を示し、三段目が反力の応答を示し、下段が作用・反作用の法則実現に関する誤差を示す。ここで、 q_o がマスター/スレーブ側の位置応答を示し、 u_o は入力、 d_o は反力を示す。それぞれの実験結果は、二乗平均平方根 (RMS) 誤差によって表 7.2 のように評価した。実験では、マスター側が操作者の手によって操作され、スレーブ側がマスター側に同期し、硬い環境及び柔らかい環境に接触するような試験を行った。硬い環境としてアルミブロック A5052 を使い、柔らかい環境としてスポンジを用いた。

図 7.4(a)–(c) では、従来法及び提案法双方において、位置同期及び作用・反作用の法則が実現されていることが



(a) MIMO 系に基づいた位置ベースバ イラテラル制御 (提案法 1, method 5) (b) MISO 系に基づいた位置ベースバ イラテラル制御 (提案法 2, method 6) (c) MISO 系に基づいた位置ベースバ イラテラル制御 (提案法 2, method 7)

図 7.5: 提案法 1 と提案法 2 の実験結果. 実験においては, エンコーダの分解能を 12000 ppr に意図的に設定し, 低分解能エンコーダを模擬している.

わかる. ここで, 提案法における力の誤差が, 従来法と比較して同等もしくはそれ以下であることがわかる. ここで強調しておきたいのは, 提案法においては力のフィードバックを用いることなく, 従来法と同等の性能を実現している点である. よって, 提案するバイラテラル制御の有効性を実験的に示すことができた. 位置誤差については, 従来法と比較して提案法の誤差が大きい. これは, DOB の構造に起因するものと考察される. 従来法では代表的な 1 次の DOB を用いているが, 提案法では 3 次の DOB を等価的に用いているため, 外乱の遮断特性 (ゲイン特性) にわずかな劣化が生じる. この問題は, 提案法におけるフリーパラメータの設計を工夫することで解決することができると考えられる. 例えば, 一般的に用いられる 1 次の DOB の設計が可能となるよう最小実現するような工夫をすれば良い [27]. ただし, 本稿ではこの点については深く言及しない. 加えて, 提案法は一つのパラメータ ω_{cl} しか用いないが, 従来法は 5 つのパラメータ K_p , K_d , K_f , ω_{DOB} , 及び ω_{RFOB} を用いる. よって, 従来法と提案法の比較は, 設計の自由度の観点からは公平であるとは言えない. 本稿では, 力情報のフィードバックを利用することなく, 従来法と同程度の性能が実現可能であることを示した.

続いて, 図 7.5(a)-(c) では, 提案法 1 及び提案法 2 双方において, 位置同期及び作用・反作用の法則が実現されていることがわかる. ここで, 伝達関数の分割を利用していない提案法 1 の結果 (a) では, 量子化誤差によって制御入力が振動的になっていることがわかる. 結果として, 作用・反作用の法則の実現誤差は, 図 7.4(a)-(c) と比較して振動的となっていることがわかる. 対して, 伝達関数の分割を利用している提案法 2 の結果 (b) 及び (c) は, 入力が振動することなく, 図 7.4(a)-(c) の結果と同様であることがわかる. これは, 提案法 2 が付加的に利用した加速度センサを有効利用し, 制御入力の振動を低減可能であることを示している. 提案法ではこのような複数のセンサ利用を自然な形で, システムチックに実現可能である. よって, 提案法は制御設計・実装の簡略化の観点から有用であると言える.

表 7.2: 各実験結果の RMS 誤差

method	$\theta_e = \theta_m - \theta_s$ [$\times 10^{-2}$ rad]	$\tau_{e1} = \tau_m + \hat{\tau}_s^{react}$ [$\times 10^{-3}$ Nm]	$\tau_{e2} \tau_s + \hat{\tau}_m^{react}$ [$\times 10^{-3}$ Nm]	$\tau_e \hat{\tau}_m^{react} + \hat{\tau}_s^{react}$ [$\times 10^{-3}$ Nm]
1	0.5718	2.955	3.061	3.309
2	1.250	2.750	2.454	4.328
3	1.083	4.940	3.937	2.517
4	1.039	4.584	4.624	1.367
5	1.442	8.890	8.141	2.080
6	1.091	2.434	2.473	1.102
7	1.398	3.280	3.400	1.180

7.7 おわりに

本論文ではまず、位置情報のみを扱う 2ch バイラテラル制御問題を、相補感度関数のパラメトリゼーションに基づいた多入力多出力制御設計によって取り扱う方法を提案した。提案法では従来の設計法と比較して、より一般的な枠組みで制御系設計が可能となった。続いて、伝達関数の分割に基づいたパラメトリゼーションにより、複数センサのフィードバックを可能とした。具体的には加速度情報を追加でフィードバックすることにより、従来の制御系に対して、観測ノイズがシステムに与える影響を抑圧可能な設計方法を提供した。最後に、上記の提案を実験により検証し、その有効性を確認した。力覚情報の直接フィードバックが扱えない本提案法は、例えば減速機を介したバックドラバビリティが損なわれたアクチュエータでは性能が劣化することが予想される。このような状況ではトルク制御可能な直列弾性アクチュエータの導入や、トルクセンサの導入によりインナーループに力制御系を構築しておき、アウトーループで本提案法を適用すれば良い。今後は、このような減速機付きのアクチュエータでの実験検証を行う必要がある。

第8章 インピーダンス制御問題への応用

8.1 はじめに

協調ロボットの分野では、ロボットと人の衝突検出と、衝突の際の衝撃力を低減する衝突緩和の方策が不可欠である [103]. 衝突の検出に関しては、力センサに基づいて衝突を検出する方法と、力センサを用いない力センサレス手法によって衝突を検出する方法がそれぞれ広く用いられている. 一度ロボットが衝突を検出すると、衝突力を最小限にするために、ロボットは可能な限り速く制御則を切り替える. 例えば、位置や速度の制御則から、力の制御則へと切り替える方法は最も単純な方策である. 力制御則の種類としては、様々な方策が存在するが、間接的力制御 (インピーダンス制御) が衝突力低減方策として広く用いられている [104]. 本章では、インピーダンス制御の問題点について議論する. インピーダンス制御は、衝突緩和以外の目的にも広く用いられている. 例えば、パワーアシスト制御 [105], 組み立てタスク [106], 筋活性のためのブレイン-マシーンインターフェース [107], ハプティックインターフェース [108] などが実践的な応用例である. これらの応用例では、負荷変動に対するロバスト性や、インピーダンス特性の正確な再現が必要とされる.

インピーダンス制御には、所望のインピーダンス特性を実現するアプローチとして、大きく分けて2つのアプローチが存在する. 一方は、位置に基づくインピーダンス制御 (Position-Based Impedance Control; PB-IC) であり、他方は動力学に基づくインピーダンス制御 (Dynamics-Based Impedance Control; DB-IC) である. 固定弾性を有するロボットのインピーダンス制御については、文献 [109] がその性能と制約に関して詳細をまとめており非常に参考になる. 特に、インピーダンス制御においては正確さと頑健性に関するジレンマが存在する. この問題は文献 [110] において初めて言及された. ここで、PB-IC は高いインピーダンス特性を実現する際に有効であり、一方で、DB-IC は低いインピーダンス特性を実現する際に有効であることが示されている. PB-IC は位置制御器のゲインを向上することによってパラメータ変動に対してロバストになるが、一方で高ゲインは制御系の安定性を低下させる. 対して、DB-IC は正確かつ安定にインピーダンス特性を実現可能であるが、パラメータ変動に対して高感度であるため、頑健性に関して問題が残る. 以上より、インピーダンス制御に関するジレンマが「正確性/頑健性のジレンマ」と呼ばれる所以が理解できる. この問題を解決するため、内部モデル制御 (IMC) が DB-IC に適用された [111]. IMC を用いると、DB-IC のパラメータ変動に対する感度が低感度化される. 結果として、正確性/頑健性に関するジレンマは解決され、正確性と頑健性を同時に実現することができる.

一方で、上記の解決策は、センサに起因する雑音の問題に関しては言及されていない. IMC は正確性と頑健性を同時に実現するが、雑音を増幅する結果となり、さらなるジレンマが生じる. そこで本章では、この問題を「正確性/頑健性/雑音性のジレンマ」と呼ぶことにする. 雑音性に関する問題は、外乱オブザーバに基づく設計問題において数多く指摘されている [27]. その中でも、外乱オブザーバを用いた位置制御に関して、雑音低減の一手法として3自由度制御が有効であることは第4章にて述べた通りである. 同様に、3自由度制御の枠組みは、インピーダンス制御のジレンマの解決策としても用いることができる. この枠組みでは、ジレンマの問題は複数センサを用いることで解決できる. 雑音性を低減するアプローチとしては様々なものが存在する. 例えばカルマンフィルタはその

うちの一つであり、3自由度制御との差異については第4章で述べた通りである。これらの研究は正確性/頑健性/雑音性の問題それぞれに対して、別途に対応することを考える。例えばカルマンフィルタを用いる場合は、インピーダンス制御は古典制御的な伝達関数ベースの手法を用い、ノイズ低減に関しては現代制御的なカルマンフィルタを用いる、といった形である。対して、3自由度制御では一つの制御設計の枠組みの中で全てを取り扱うことができ、制御設計上の見通しが良いという利点がある。この利点により、「正確性/頑健性/雑音性のジレンマ」に対する一般的な解法として3自由度制御の利用が期待できる。

8.2 PB-IC と DB-IC

本節では、PB-IC と DB-IC について述べる。続いて、文献 [110] にて述べられている”正確性/頑健性のジレンマ”について説明する。まず、1入力-1出力回転型の1自由度アクチュエータのダイナミクスは、以下のようになる。

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + g(\theta) = Ki - \tau_d - \tau_l \quad (8.1)$$

$$g(\theta) = mgl \cos \theta \quad (8.2)$$

$$\tau_d = c \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) \quad (8.3)$$

ここで、 J はモータイナーシャ [kgm^2], B は弾性係数 [Nms/rad], g は重力加速度 [m/s^2], K はトルク定数 [Nm/A], i はモータ電流 [A], τ_d は摩擦トルク [Nm] 等の非線形誤差モデルであり、 τ_l は負荷トル [Nm] である。次に、インピーダンス制御の目的は、外力に対して以下の所望のインピーダンス特性を実現することである。

$$J_d(\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta}) + B_d(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + K_d(\theta_d - \theta) = \tau_l \quad (8.4)$$

ここで、 J_d は所望の慣性 [kgm^2] であり、 B_d は所望の粘性 [Nms/rad], K_d は所望の剛性 [Nm/rad] である。本節における以降の説明では、DB-IC と PB-IC についてそれぞれ紹介する。

8.2.1 DB-IC

まず、DB-IC の構造とその等価特性について導出する。DB-IC は、制御対象の動的な特性をフィードフォワード補償する制御方法 (フィードフォワード動力学補償) に基づく。その制御則は、式 (8.1) から以下のように導出できる。

$$\tau^{ref} = J_n \ddot{\theta}^{ref} + B_n \dot{\theta} + g_n(\theta) + \tau_{dn} + \tau_{ln} \quad (8.5)$$

ここで、 X_n は X の公称値を示す。続いて、 $\ddot{\theta}^{ref}$ は以下のように与えられる。

$$\ddot{\theta}^{ref} = \frac{J_d \ddot{\theta}_d + B_d \dot{\theta}_d + K_d \theta_d}{J_d} - \frac{B_d \dot{\theta} + K_d \theta}{J_d} - \frac{\tau_l}{J_d} \quad (8.6)$$

上式は、式 (8.4) を $\ddot{\theta}$ について解くことで得られる。もし、所望の軌道 θ_d および θ が連続で、2階微分可能である場合、 θ は θ_d に遅れなく追従する。さらに、負荷に対する所望のインピーダンス特性が正確に実現される。しかしながら、DB-IC はパラメータ変動に対して高感度であることは容易に想像可能であろう。結果として、DB-IC は安定な制御則を実現可能ではあるが、正確性に関して問題が生じる。

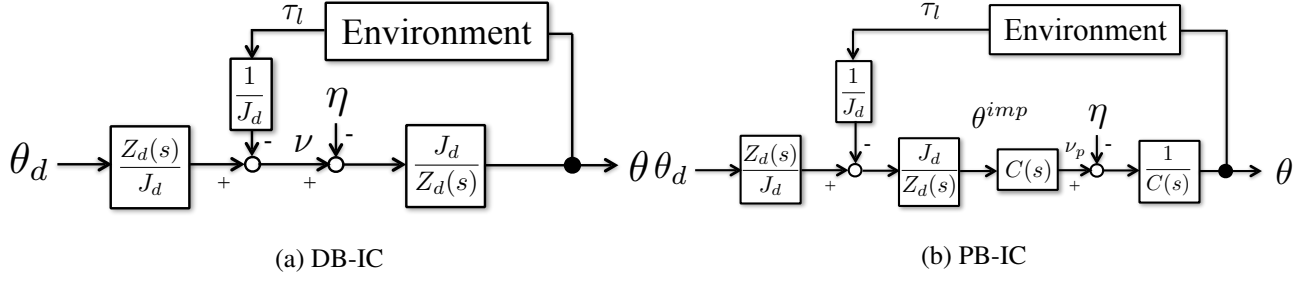


図 8.1: DB-IC と PB-IC の等価ブロック図

続いて、パラメータ変動に関して解析的な表現を導出する。まず、式 (8.6) をラプラス変換し、以下の伝達関数表現を得る。

$$\ddot{\Theta}^{ref}(s) = \frac{Z_d(s)}{J_d} \Theta_d(s) - \frac{B_d s + K_d}{J_d} \Theta(s) - \frac{T_l(s)}{J_d} \quad (8.7)$$

ここで、 $\Theta_X(s) = \mathcal{L}[\theta_X(t)]$ 、 $Z_d(s) = J_d s^2 + B_d s + K_d$ である。次に、 $\nu(s) = \frac{Z_d(s)}{J_d} \Theta_d(s) - \frac{T_l(s)}{J_d}$ と定義すると、

$$\ddot{\Theta}^{ref}(s) = \nu(s) - \frac{B_d s + K_d}{J_d} \Theta(s). \quad (8.8)$$

となる。続いて、アクチュエータのダイナミクスと、フィードフォワード動力学補償について、パラメータ変動を考慮して下記のように再表現する。

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + g(\theta) = K_t i - \tau_d - \tau_l \quad (8.9)$$

$$\begin{aligned} J_n \ddot{\theta} + B_n \dot{\theta} + g_n &= K_{tn} i - \tau_{dn} - \tau_{ln} + (K_t - K_{tn}) i - (\tau_d - \tau_{dn}) \\ &- (\tau_l - \tau_{ln}) - (J - J_n) \ddot{\theta} - (B - B_n) \dot{\theta} - (g - g_n) \end{aligned} \quad (8.10)$$

式 (8.5) を式 (8.10) に代入し、 $i^{ref} = \frac{\tau^{ref}}{K_n}$ とすると、

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}^{ref} - \ddot{\theta} &= \frac{(\tau_d - \tau_{dn}) + (J - J_n) \ddot{\theta} + (B - B_n) \dot{\theta} + (g - g_n)}{J_n} \\ &= \eta \end{aligned} \quad (8.11)$$

$$\therefore \ddot{\Theta}^{ref}(s) - \ddot{\Theta}(s) = \eta(s) \quad (8.12)$$

となる。さらに、式 (8.8) を式 (8.12) に代入すると、以下の関係式を得る。

$$\Theta(s) = \frac{J_d}{Z_d(s)} (\nu(s) - \eta(s)) \quad (8.13)$$

結果として、DB-IC は図 8.1(a) のようにまとめられる。この図は、位置の追従とインピーダンス特性の再現に関する性能が、 η によって直接影響を受けることを示している。よって、DB-IC は慣性や粘性、重力の補償、また非線形摩擦などの非線形項の補償誤差に関して高感度であることが直感的に理解できる。

8.2.2 PB-IC

続いて、PB-IC について述べ、その等価構造を導出する。PB-IC はインナーループの位置制御に基づく。本節では、文献 [111] に従って、フィードフォワード動力学補償と PD 制御則を併用する位置制御を用いる。よって、制御則は

以下ようになる.

$$\tau^{ref} = J_n \ddot{\theta}^{ref} + B_n \dot{\theta} + g_n(\theta) + \tau_{ln} + \tau_{dn} \quad (8.14)$$

$$\ddot{\theta}^{ref} = \ddot{\theta}^{imp} + K_p(\theta^{imp} - \theta) + K_d(\dot{\theta}^{imp} - \dot{\theta}) \quad (8.15)$$

インナーループ位置制御のための位置指令は, 以下の微分方程式の解を用いれば良い.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta^{cmp} \\ \dot{\theta}^{cmp} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_d}{J_d} & -\frac{B_d}{J_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta^{cmp} \\ \dot{\theta}^{cmp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_d} \end{bmatrix} \tau_l \\ \ddot{\theta}_{cmp} &= \begin{bmatrix} -\frac{K_d}{J_d} & -\frac{B_d}{J_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta^{cmp} \\ \dot{\theta}^{cmp} \end{bmatrix} + \frac{1}{J_d} \tau_l \end{aligned} \quad (8.16)$$

ここで, $\theta^{cmp} = \theta_d - \theta^{imp}$ である. 上式は式 (8.4) より得られる. 続いて, θ^{imp} , $\dot{\theta}^{imp}$, および $\ddot{\theta}^{imp}$ は式 (8.16) を解くことによって得られ, さらにラプラス変換することによって以下ようになる.

$$\Theta^{imp}(s) = \Theta_d(s) - \frac{1}{Z_d(s)} T_l(s) \quad (8.17)$$

$$= \frac{J_d}{Z_d(s)} \left(\frac{Z_d(s)}{J_d} \Theta_d(s) - \frac{1}{J_d} T_l(s) \right) \quad (8.18)$$

PB-IC は DB-IC と同様にアクチュエータのパラメータを用いるが, 位置制御則の K_p および K_d によってその誤差の影響を抑圧可能である. よって, PB-IC はパラメータ変動に対してロバストであり, PD 制御器のゲインを上昇させることによってその変動が抑圧可能である. ところが, ハイゲインの PD 制御は安定性を失いやすい. よって, (注意!) 頑健性と安定性に関してはトレードオフの関係性がある.

DB-IC と同様に, PB-IC のパラメータ変動に対する頑健性を解析的に導出する. まず, 式 (8.15) をラプラス変換し, 下記を得る.

$$\ddot{\Theta}^{ref}(s) = C(s)\Theta^{imp}(s) - (K_d s + K_p)\Theta(s) \quad (8.19)$$

ここで, $C(s) = s^2 + K_d s + K_p$ である. また, $v_p(s) = C(s)\Theta^{imp}(s)$ と定義し, 式 (8.12) を代入すると,

$$\Theta(s) = \frac{1}{C(s)}(v_p(s) - \eta(s)) \quad (8.20)$$

となる. パラメータ変動を表す式 (8.12) を代入すると, PB-IC の追従誤差が以下のように表現される.

$$\Theta^{imp}(s) - \Theta(s) = \frac{1}{C(s)}\eta(s). \quad (8.21)$$

上式は, PB-IC におけるパラメータ変動の影響を, $C(s)$ によって抑圧可能であることを示している. PB-IC の等価ブロック図を, 図 8.1(b) に示す.

8.2.3 「正確性/頑健性のジレンマ」とその解決策

最後に, 正確性と頑健性のジレンマについて述べ, その解決法について紹介する. 前項における記述より, PB-IC と DB-IC はともにジレンマを有することがわかる. PB-IC では, 正確性と頑健性はハイゲイン PD 制御によって同時に実現可能である. PD ゲインが高くなればなるほど, 所望のインピーダンスを実現する性能は高くなる. ただし, PD ゲインが高くなればなるほど, 安定性の余裕が小さくなり, 制御系は振動的になる. よって, ハイゲイン PD

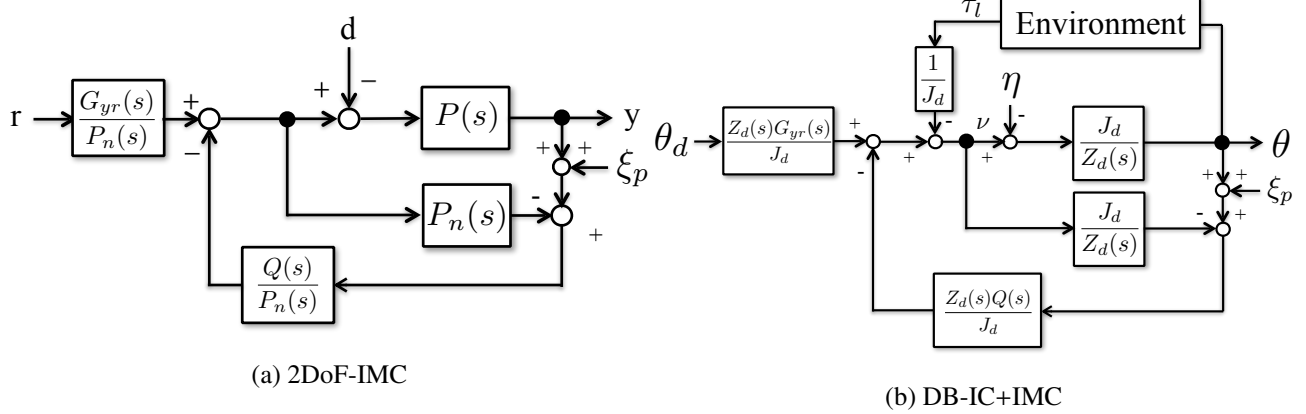


図 8.2: 2DoF-IMC および DB-IC+IMC のブロック図

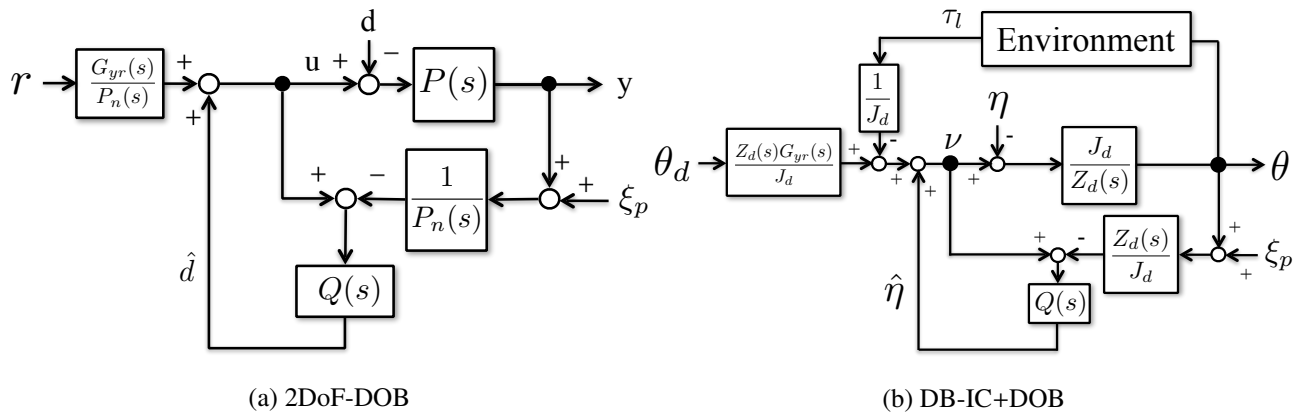


図 8.3: 2DoF-DOB および DB-IC+DOB のブロック図

制御は実応用に関して現実的な方法ではない。結果として、PB-IC では PD ゲインには制限が生じるので、インピーダンス特性の実現に関して不正確になりがちである。一方で、DB-IC では、パラメータ変動が存在しなければ、正確なインピーダンス特性の再現および位置の追従が可能である。実際の応用では、パラメータ変動は避けられない問題である。ゆえに、性能は劣化する。以上のように、インピーダンス特性の実現性のは、PB-IC および DB-IC 双方において制限が存在する。

この問題を解決するために、他の手法を併用するアプローチが有効である。例えば、頑健性を向上するために、DB-IC に Internal Model Control(IMC) を併用するアプローチが提案されている [111]。IMC はパラメータ変動を推定し補償することが可能であるので、DB-IC の欠点である頑健性の低さを解決することが可能となる。また、IMC の効果は、外乱オブザーバ (DOB) と同等である。よって本稿では、DOB をベースに議論を進める。同様に、PB-IC に対しても IMC/DOB を適用することが可能であり、インナーループ位置制御の頑健性をさらに向上することが可能となる。ただし、PB-IC が本質的に持つ問題点であるハイゲイン位置制御による振動と安定性の低下は、IMC/DOB によっては解決できないことに注意されたい。本稿では、上記の理由から DB-IC に対するジレンマの解決法として IMC/DOB を用いる方法と、その問題点を主題として議論を進めるが、比較として PB-IC についても IMC/DOB を適用した結果について述べる。

8.2.3.1 DB-IC に対する DOB 適用

IMC のブロック図を図 8.2(a) に示す。ここで、前述した通り、IMC が果たす役割は DOB と同等である。DOB を用いた 2 自由度制御構造を図 8.3(a) に示す。図より分かるように、IMC と DOB の等価性が理解できる。それぞれの図内でブロック図の変形を施すことで、等価であることは容易に理解できる。よって、DB-IC の頑健性に関する問題は DOB によっても解決することが可能である。

以降では IMC ではなく DOB を手法として用いる。DB-IC のブロック図 8.1(a) に対して、2 自由度の制御構造を有する DOB を適用すると、8.3(b) を得る。続いて、DOB のパラメータ補償性能に関して解析する。第 2 章において、相補感度関数でパラメトライズした 2 自由度制御器が、等価的に 8.3(a) の構造を有することを見てきた。そこで、式 (3.5) において、制御対象の伝達関数を以下のように選び、

$$P_n(s) = \frac{J_d}{Z_d(s)} \quad (8.22)$$

出力に関する伝達関数特性を抜き出すと、以下のように求められる。

$$\Theta(s) = G_{yr}(s)\Theta_d(s) - \frac{J_d}{Z_d(s)}(1 - Q(s))\eta(s) + Q(s)\xi_p(s) \quad (8.23)$$

ここで、 $\xi_p(s)$ はゼロであると仮定する。 $Q(s)$ を 1 とすれば、パラメータ変動による影響 η は完全にキャンセルされる。文献 [111] では、IMC において $Q(s) = 1$ が選定されている。しかし実際は、この構成では IMC は実現不可能であるため、IMC/DOB が実現可能となるよう、 $Q(s)$ を選ばなければならない。ここで、 $Z_d(s)$ を二次のインピーダンスモデルとして選定すると、 $Q(s)$ は厳密にプロパーであり、その相対次数は 2 以上である必要がある。例えば、代表的な DOB の設計法と同様に、 $Q(s)$ は極にバタワースパターンを持つ二次のローパスフィルタが選定される。そのカットオフ周波数は、パラメータ変動に起因した誤差 η が抑圧できるよう、可能な限り高く選定される。

8.2.3.2 PB-IC に対する DOB 適用

PB-IC に対して DOB を適用した位置制御系を設計する。DOB は線形制御則であり非線形項は扱うことはできない。そこで、DB-IC に対してフェアとなるように、ダイナミクスにおける非線形項はフィードフォワード補償するように制御系を設計する。アクチュエータのダイナミクスは式 (8.1) であった。ここで、アクチュエータに印可する制御入力を以下のように決める。

$$i = i^{ref} + \frac{g_n(\theta) + \tau_d}{K_n} \quad (8.24)$$

ここで、 i^{ref} は DOB を用いた位置制御則によって与える。具体的には、(1)DOB と、(2) 制御対象の線形システム部分に対応する逆システムを有するフィードフォワード制御器の、二つを有する 2 自由度制御器を用いる。上記制御系のブロック図を図 8.4 に示す。基本的には位置制御に 2 自由度制御構造を有する DOB を適用しただけであるので、第 3 章における制御系設計法及び解析結果と同様である。出力に関する伝達関数を再掲すると、以下ようになる。

$$\Theta(s) = G_{yr}(s)\Theta_d(s) - \frac{K}{Js^2 + Bs}(1 - Q(s))\eta(s) + Q(s)\xi_p(s) \quad (8.25)$$

ここで、 η は厳密には式 (8.12) における定義とは異なるが、モデル化誤差や非線形項の補償誤差である点で同等であるので、同じ表現を用いている。フリーパラメータの設計については第 3 章で述べた通りである。 $Q(s)$ はローパスフィルタとして選定し、そのカットオフ周波数は、パラメータ変動に起因した誤差 η が抑圧できるよう、可能な限り高く選定される。

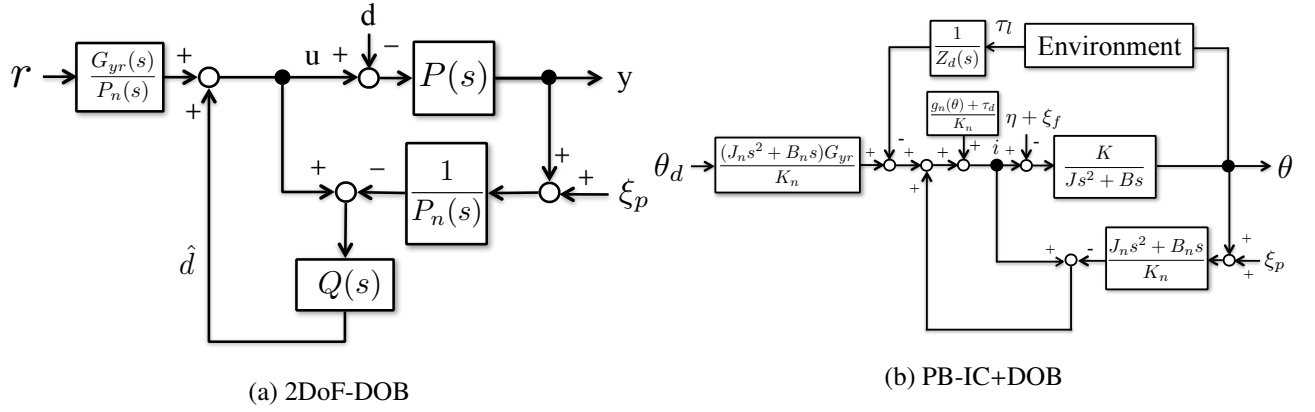


図 8.4: 2DoF-DOB および PB-IC+DOB のブロック図

8.3 新たな問題提起とその解決法

本節では、雑音性を考慮することで新たに生じるジレンマについて述べる。

8.3.1 正確性/頑健性/雑音性のジレンマ

まずはじめに、力/トルクセンサによって生じる誤差について考慮する。パラメータ変動に関する誤差を表す摂動項 $\eta(s)$ は、力/トルクセンサによって生じる誤差を含む。フィードフォワード動力学補償式 (8.5) は、力/トルクセンサの雑音を考慮することで下記のように再表現される。

$$\tau^{ref} = J_n \ddot{\theta}^{ref} + B_n \dot{\theta}^{ref} + g_n(\theta) + \tau_l + \xi_f \quad (8.26)$$

結果として、フィードフォワード動力学補償におけるパラメータ変動に関して、以下の表現を得る。

$$\ddot{\Theta}^{ref}(s) - \ddot{\Theta}(s) = \eta(s) + \xi_f(s) \quad (8.27)$$

さらに、DB-IC に DOB を併用した場合の伝達関数特性は、出力の計測における雑音を考慮することで、以下のようになる。

$$\Theta(s) = G_{yr}(s)\Theta_d(s) - \frac{J_d}{Z_d(s)}(1 - Q(s))(\eta(s) + \xi_f(s)) + Q(s)\xi_p(s) \quad (8.28)$$

ここで、パラメータ変動の抑圧特性と出力の計測雑音の抑圧特性は、トレードオフの関係性を持つことが分かる。一般的に、パラメータ変動の周波数特性は、高周波域に存在すると言える。Q フィルタ設計の規範に基づくと、 $Q(s)$ は適切な次数と係数を持つローパスフィルタとして選定される必要がある。さらに、そのカットオフ周波数は高周波域に存在するパラメータ変動を抑圧するため、可能な限り高く選定される必要がある。よって、 $Q(s) = 1$ が理想的な選択である。しかしながら、それは同時に力/トルクセンサと位置センサの計測ノイズのシステムへの影響度を高くしてしまうことに繋がる。一般的に、位置センサとして光学式のエンコーダが用いられる。光学式のエンコーダが計測する位置情報は量子化誤差を伴う。特に、分解能の低いエンコーダは量子化誤差が大きく、制御系への影響が大きくなる。結果として、 $Q(s)$ の選定制約は、通常の DOB 設計よりもさらに厳しいものとなる。ここで、低分解能エンコーダに起因する量子化誤差は、力センサの計測に伴う雑音よりも問題になりがちである。よって、エンコーダの量子化誤差を低減する方策が必要である。以上の議論は、PB-IC に DOB を適用した場合にも同様に生じる問題である。

8.3.2 新たなジレンマの解決法: 3 自由度制御

続いて, 新たなジレンマに対する解決策について述べる. 解決法として, 3 自由度制御が PB-IC および DB-IC 双方について適用される. 3 自由度制御については, 第 3 章で述べた通りである. 3 自由度制御では例えば, エンコーダ情報と加速度センサ情報を自然に統合することが可能であった. 結果として, 外乱抑圧性能および雑音低減性能が同時に改善されることを見てきた. 本章においても同様に, 3 自由度制御の枠組みを用い, PB-IC および DB-IC 双方に適用する.

PB-IC については, 第 3 章で用いた 3 自由度制御による位置制御を, インナーループの位置制御則としてそのまま用いれば良い. 2 自由度制御をインナーループの制御則として利用した例を図 8.7(a) に, 3 自由度制御をインナーループの制御則として利用した例を図 8.7(b) に示す. よって, 本章では DB-IC に対する 3 自由度制御器の設計についてのみ詳細に述べる. ここで, 3 自由度制御のブロック図を図 8.5(a) に再掲する. ”正確性/頑健性/雑音性のジレンマ”は, 制御系の自由度の不足によって生じる問題である. DB-IC と IMC/DOB を組み合わせた場合では, $\eta + \xi_f$ および ξ_p を同時に抑圧するためのパラメータが不足している. ここで, 3 自由度性は制御系の自由度を自然に増やすことが可能なので, この問題に対する適切な解法として用いることができる. 本章では, DB-IC に対して 3 自由度制御を設計するために, 第 3 章と同様にエンコーダに加えて加速度センサ/ジャイロセンサを用いる. この時, 3 自由度制御のための制御対象表現は一意に決定され, 以下ようになる.

$$P_1(s) = \frac{J_d s^2}{Z_d(s)}, \quad P_2(s) = \frac{1}{s^2} \quad (8.29)$$

続いて, 制御系の伝達関数特性は以下ようになる.

$$\Theta(s) = G_{yr}(s)\Theta_d(s) - \frac{J_d}{Z_d(s)}(1 - Q_1(s))(\eta(s) + \xi_f(s)) + \frac{1}{s^2}(Q_1(s) - Q_2(s))\xi_a(s) - Q_2(s)\xi_p(s) \quad (8.30)$$

ここで, $G_{yr}(s)$, $Q_1(s)$, および $Q_2(s)$ は閉ループ系の内部安定条件を満たすよう, 選定される必要がある. 式 (8.28) と比較して, 提案する制御方法の枠組みは付加的な制御系の自由度を有するため, 提案する枠組みは新しいジレンマを解決する可能性を持つ. 閉ループ系の伝達関数行列は, 以下のように表現される.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{yr}(s)Z_d(s)}{J_d} & Q_1(s) & -\frac{Z_d(s)(Q_1(s)-Q_2(s))}{J_d s^2} & -\frac{Z_d(s)Q_2(s)}{J_d} \\ s^2 G_{yr}(s) & -\frac{J_d s^2}{Z_d(s)}(1 - Q_1(s)) & -(Q_1(s) - Q_2(s)) & -s^2 Q_2(s) \\ G_{yr}(s) & -\frac{J_d}{Z_d(s)}(1 - Q_1(s)) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{s^2} & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d(s) \\ \xi_1(s) \\ \xi_2(s) \end{bmatrix} \quad (8.31)$$

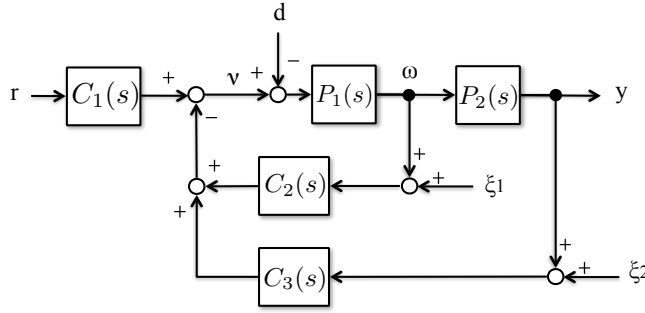
以上より, 内部安定性を満たすフリーパラメータの選定制約は以下のように求められる.

- $Q_1(s), Q_2(s), G_{yr}(s) \in \mathcal{RH}_\infty$
- $Q_1(s) - Q_2(s)$ は s^2 を零点に持つ
- $Q_2(s)$ の相対次数は 2 以上である

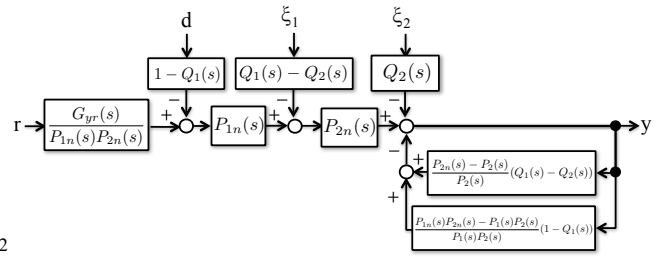
最後に, $Q_1(s)$, $Q_2(s)$ および $G_{yr}(s)$ は以下のように選定できる.

$$G_{yr}(s) = \left(\frac{1}{\tau s + 1}\right)^2 \quad (8.32)$$

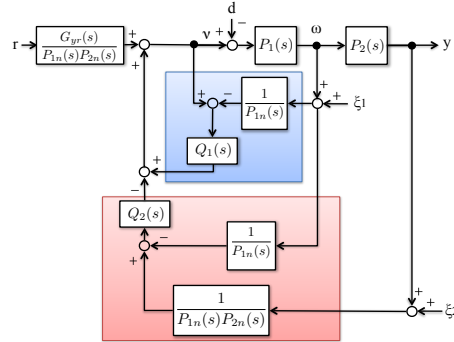
$$Q_i(s) = \frac{a_{1i}s + a_{0i}}{s^4 + a_{3i}s^3 + a_{2i}s^2 + a_{1i}s + a_{0i}}, \quad i = 1, 2 \quad (8.33)$$



(a) 3 自由度制御のブロック図



(b) 3 自由度制御の等価ブロック図



(c) 3 自由度制御の DOB 型等価ブロック図

図 8.5: 3 自由度制御のブロック図

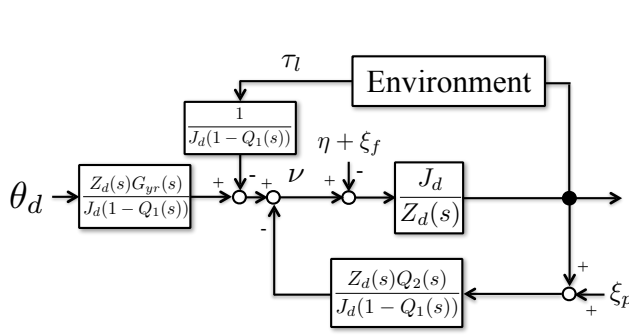
ここで, τ は位置追従性能の応答速度を決定する時定数である. $Q_i(s)$ の係数は, その特性多項式の極がバターースパターンを持つように決定し, その遮断周波数 ω_{c1} および ω_{c2} を独立に決定する. 本書の後半では, 3 自由度制御の比較対象として 2 自由度制御を用いる. この時, $Q(s)$ は $Q_1(s)$ と等しくなるよう選定する. また, PB-IC に対しても, 2/3 自由度制御それぞれ DB-IC のフリーパラメータと同じものを選定する.

8.4 多入力多出力系における検討

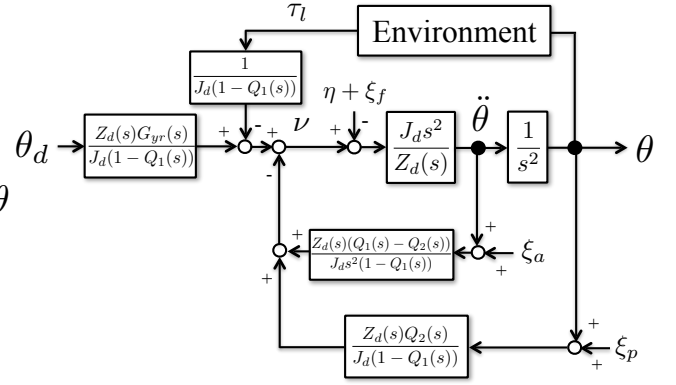
前節までは, SISO 系における検討であった. 本節では, MIMO 系における検討を行う. ロボットマニピュレータは本質的に MIMO 系であるので, ロボットマニピュレータを対象としてインピーダンス制御の検討を行う. MIMO 系においても SISO 系と同様に PB-IC と DB-IC を適用可能であり, 「正確性/頑健性のジレンマ」が存在する. 本節では MIMO 系での PB-IC と DB-IC の数式表現を導入し, ジレンマについて解析的に表現した後, その解決方法について述べる.

8.4.1 マニピュレータの運動学と動力学

本項において対象とするロボットマニピュレータを図 8.8 に示す. ロボットは 4 つの駆動関節を持つため, エンドエフェクターは空間 6 自由度のうち 4 自由度を制御可能となる. 本章では, 手先における 3 自由度の直進運動に着目し, その外力に対するインピーダンス特性を制御することを目的とする. よって, ロボットは冗長性を持つ.

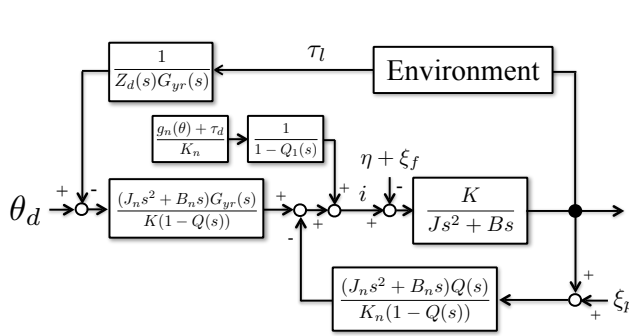


(a) DB-IC と 2 自由度制御

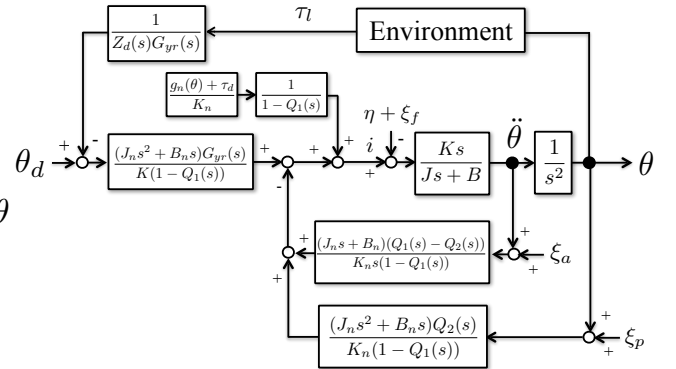


(b) DB-IC と 3 自由度制御

図 8.6: DB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図



(a) PB-IC と 2 自由度制御



(b) PB-IC と 3 自由度制御

図 8.7: PB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図

マニピュレータのエンドエフェクターの位置 \mathbf{p} は以下のようになる。

$$\mathbf{p} = \mathbf{f}(\mathbf{q}) \quad (8.34)$$

ここで、 \mathbf{q} は一般化座標である。続いて、一般化座標の 1 階および 2 階微分を計算すると、以下のようになる。

$$\dot{\mathbf{p}} = \mathbf{J}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \quad (8.35)$$

$$\ddot{\mathbf{p}} = \mathbf{J}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \quad (8.36)$$

ここで、 $\mathbf{J}(\mathbf{q})$ はエンドエフェクターの速度ベクトルと関節空間の速度ベクトルをマッピングするヤコビアンである。これらの関係式は、エンドエフェクターと各関節の運動学的な拘束条件を与える。次に、ロボットマニピュレータのダイナミクスは、下記のようになる。

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \boldsymbol{\tau} - \mathbf{J}^T(\mathbf{q})\mathbf{F}_e \quad (8.37)$$

ここで、 $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ はロボットマニピュレータの慣性行列であり、 $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ は遠心力やコリオリ力を含む項、 $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ は重力項である。

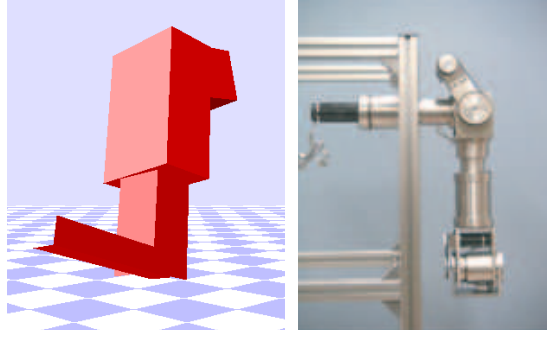


図 8.8: マニピュレータの外観

8.4.2 MIMO 系における PB-IC と DB-IC

8.4.2.1 DB-IC

本節ではまず, MIMO 系における DB-IC について述べる. MIMO 系における所望のインピーダンスモデルは, 下記のようなになる.

$$\mathbf{M}_d(\ddot{\mathbf{p}}_d - \ddot{\mathbf{p}}) + \mathbf{B}_d(\dot{\mathbf{p}}_d - \dot{\mathbf{p}}) + \mathbf{K}_d(\mathbf{p}_d - \mathbf{p}) = \mathbf{F}_e \quad (8.38)$$

ここで, \mathbf{M}_d は所望の慣性行列, \mathbf{B}_d は所望の粘性行列, \mathbf{K}_d は所望の弾性行列である. また, \mathbf{F}_e はエンドエフェクターに加えられる力のベクトルである. インピーダンス制御の目的は, マニピュレータを, 式 (8.38) のダイナミクスに追従させることにある. よって, マニピュレータは作業空間における加速度を以下のように生成すれば良い.

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref} = \ddot{\mathbf{p}}_d + \mathbf{M}_d^{-1} (\mathbf{B}_d(\dot{\mathbf{p}}_d - \dot{\mathbf{p}}) + \mathbf{K}_d(\mathbf{p}_d - \mathbf{p}) - \mathbf{F}_e) \quad (8.39)$$

続いて, 作業空間における加速度を実現するための関節加速度を求める逆運動学問題を解く. ここで, 対象としているロボットマニピュレータは冗長であるので, 解くべき逆運動学問題は下記の通りとなる.

$$\min. \quad \frac{1}{2}(\ddot{\mathbf{q}} - \ddot{\mathbf{q}}_0)^T(\ddot{\mathbf{q}} - \ddot{\mathbf{q}}_0) \quad (8.40)$$

$$s.t. \quad \mathbf{J}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} = \ddot{\mathbf{p}}^{ref} - \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \quad (8.41)$$

ここで考えている問題は, 第一のタスク $\ddot{\mathbf{p}}^{ref}$ を実現する解 $\ddot{\mathbf{q}}$ を求める問題である. $\ddot{\mathbf{q}}_0$ は第二のタスクが存在した場合に, そのタスクを実現する解であると考え. この問題は, 凸 2 次計画問題である. よって, 標準的なアルゴリズムによって大域的最適解 $\ddot{\mathbf{q}}_d$ を求めることができる. 不等式制約条件が存在しない場合, 逆運動学解は以下のような解として陽に求められる.

$$\ddot{\mathbf{q}}^{ref} = \mathbf{J}^\dagger(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{p}}^{ref} - \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}}) + (\mathbf{I} - \mathbf{J}^\dagger(\mathbf{q})\mathbf{J}(\mathbf{q}))\ddot{\mathbf{q}}_0 \quad (8.42)$$

最終的に, 得られた $\ddot{\mathbf{q}}_d$ は以下のフィードフォワードトルク補償則に代入される.

$$\boldsymbol{\tau}_u = \mathbf{M}_n(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}_n(\mathbf{q}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{q})\hat{\mathbf{F}}_e \quad (8.43)$$

ここで, $\boldsymbol{\tau}_u$ はロボットマニピュレータへのトルク入力ベクトルであり, $\mathbf{M}_n(\mathbf{q})$ は慣性行列の公称値, $\mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ は遠心力, コリオリ力, 等の公称値, $\mathbf{g}_n(\mathbf{q})$ は重力項の公称値である. この制御則は逆動力学制御則と呼ばれる. パラメータ

変動が存在しない場合は, DB-IC はマニピュレータを, 外力に対して所望のインピーダンス特性を有する挙動に正確に制御することが可能である. ここで, DB-IC のパラメータ誤差について解析的に導出する. 逆動力学制御則式 (8.42) を動力学方程式に代入すると, 以下を得る.

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{M}_n(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{q})\hat{\mathbf{F}}_e - \mathbf{J}^T(\mathbf{q})\mathbf{F}_e \quad (8.44)$$

上式は, 以下のように変形できる.

$$\mathbf{M}_n(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{M}_n(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + (\mathbf{M}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}_n(\mathbf{q}))\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{q})(\hat{\mathbf{F}}_e - \mathbf{F}_e) \quad (8.45)$$

運動学的な関係式を代入すると, 以下の関係式を得る.

$$\mathbf{M}_n(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{p}}^{ref} - \ddot{\mathbf{p}}) = (\mathbf{M}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}_n(\mathbf{q}))\mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{p}} - \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{q})(\hat{\mathbf{F}}_e - \mathbf{F}_e) \quad (8.46)$$

最後に, 逆動力学補償則における補償誤差は以下のようにまとめられる.

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{p}}^{ref} - \ddot{\mathbf{p}} &= \boldsymbol{\eta} \\ \boldsymbol{\eta} &= \mathbf{M}_n^{-1}(\mathbf{q})((\mathbf{M}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}_n(\mathbf{q}))\mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{p}} - \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{C}_n(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{q})(\hat{\mathbf{F}}_e - \mathbf{F}_e)) \end{aligned} \quad (8.47)$$

続いて, 逆動力学補償則の補償誤差をインピーダンス制御則の中に組み込む. 補償誤差をラプラス変換すると, 以下の関係式を得る.

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref}(s) - \ddot{\mathbf{p}}(s) = \boldsymbol{\eta}(s) \quad (8.48)$$

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref}(s) = \boldsymbol{\eta}(s) + s^2\mathbf{p}(s) \quad (8.49)$$

ここで, 所望のインピーダンスモデルから求められた加速度参照値をラプラス変換すると, 以下の関係式を得る.

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref}(s) = \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{Z}_d(s)\mathbf{p}_d(s) - \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{F}_e(s) - \mathbf{M}_d^{-1}(\mathbf{K}_d + \mathbf{B}_d s) \quad (8.50)$$

ここで, $\mathbf{Z}_d(s) = \mathbf{M}_d s^2 + \mathbf{B}_d s + \mathbf{K}_d$ である. さらに, $\boldsymbol{\nu}(s) = \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{Z}_d(s)\mathbf{p}_d(s) - \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{F}_e(s)$ とおき, 上式を (8.49) に代入すると, 以下の関係式を得る.

$$\mathbf{p}(s) = \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d(\boldsymbol{\nu}(s) - \boldsymbol{\eta}(s)) \quad (8.51)$$

最後に, インピーダンス制御則の誤差について, 位置の次元で表現する. 所望のインピーダンスモデルから求められた位置の指令値は, ラプラス変換を介して以下のように求められる.

$$\mathbf{p}^{ref}(s) = \mathbf{p}_d(s) - \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{F}_e(s) \quad (8.52)$$

上式と, $\boldsymbol{\nu}$ の関係は, 下記のようになる.

$$\boldsymbol{\nu}(s) = \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{Z}_d(s)\mathbf{p}^{ref}(s) \quad (8.53)$$

上式を式 (8.51) に代入すると,

$$\mathbf{p}^{ref}(s) - \mathbf{p}(s) = \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d\boldsymbol{\eta}(s) \quad (8.54)$$

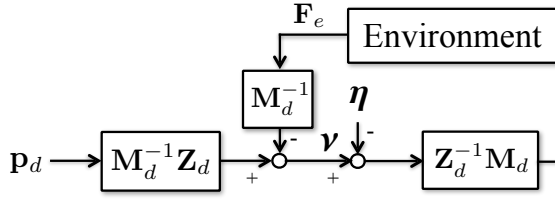


図 8.9: DB-IC のブロック図

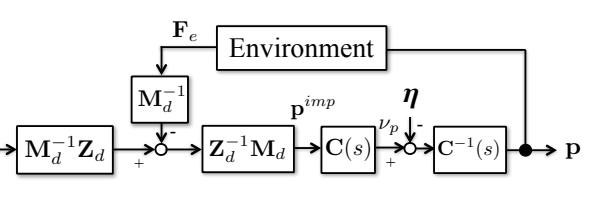


図 8.10: PB-IC のブロック図

となる。最終的に求められた上式は、DB-IC の問題点を直感的に明らかにしており、根本的な問題点は SISO 系と同様である。所望のインピーダンス特性を実現するための位置追従誤差は、パラメータ誤差によって影響を受ける。さらに、この制御系には、パラメータ変動による影響を抑圧するフリーパラメータが存在しない。以上をまとめると、DB-IC は望ましくないパラメータ変動が存在しなければ、正確なインピーダンス特性の実現が可能であると言える。しかし、現実問題としてパラメータ変動の問題は避けられない。この問題は、DB-IC における「正確性と頑健性のジレンマ」と呼ばれる。MIMO 系における DB-IC の等価ブロック図を図 8.9 に示す。

8.4.2.2 PB-IC

本節では、MIMO 系における PB-IC について述べる。MIMO 系の PB-IC では、SISO 系の PB-IC と同様にインナーループに位置制御則を用いる。インナーループの位置指令は、MIMO 系における所望のインピーダンスモデルである、式 (8.38) をラプラス変換することにより、以下ようになる。

$$\begin{aligned}\mathbf{p}^{imp}(s) &= \mathbf{p}_d(s) - \mathbf{Z}_d^{-1}(s) \\ &= \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d(\mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{Z}_d(s)\mathbf{p}_d(s) - \mathbf{M}_d^{-1}\mathbf{F}_e(s))\end{aligned}\quad (8.55)$$

実際には、上式の両辺を微分することで、速度指令および加速度指令も計算しておく。そして、作業空間における加速度参照値を下記のように与える。

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref}(s) = \ddot{\mathbf{p}}^{imp}(s) + \mathbf{K}_d(\dot{\mathbf{p}}^{imp}(s) - \dot{\mathbf{p}}(s)) + \mathbf{K}_p(\mathbf{p}^{imp}(s) - \mathbf{p}(s))\quad (8.56)$$

ここで、 $\mathbf{K}_p, \mathbf{K}_d \in \mathbb{R}^{n \times n}$ は P ゲインおよび D ゲインの行列である。上記のように求められた加速度参照値を式 (8.42) に代入することで、関節空間での加速度参照値を得る。得られた関節加速度参照値を式 (8.43) に代入すれば、最終的に各関節でのトルク入力を得られる。

ここで、PB-IC のパラメータ誤差について解析的に導出する。式 (8.56) は以下のように変形できる。

$$\ddot{\mathbf{p}}^{ref}(s) = \mathbf{v}_p(s) - (s\mathbf{K}_d + \mathbf{K}_p)\mathbf{p}(s)\quad (8.57)$$

$$\mathbf{v}_p(s) \equiv \mathbf{C}(s)\mathbf{p}^{imp}(s), \mathbf{C}(s) = s^2\mathbf{I} + s\mathbf{K}_d + \mathbf{K}_p\quad (8.58)$$

続いて、式 (8.57) を式 (8.49) に代入すると、以下の関係式を得る。

$$\mathbf{p}(s) = \mathbf{C}^{-1}(s)(\mathbf{v}_p(s) - \eta(s))\quad (8.59)$$

上式に $\mathbf{v}_p(s)$ を代入すると、

$$\mathbf{p}^{imp}(s) - \mathbf{p}(s) = \mathbf{C}^{-1}(s)\eta(s)\quad (8.60)$$

を得る。以上より、PB-IC の場合は、パラメータ変動による誤差 η を抑圧可能なフリーパラメータとして、PD 制御器が働くことがわかる。PB-IC の場合は、PD 制御ゲインを高く設定することで、パラメータ変動の影響を抑圧可能である。ここで、PD 制御ゲインの値に上限が存在する問題点は、SISO 系と同様である。よって、ハイゲイン PD 制御の実現は困難となり、結果的にインピーダンス特性の正確な再現が困難となる。この問題は、PB-IC における「正確性と頑健性のジレンマ」と呼ばれる。MIMO 系における PB-IC の等価ブロック図を図 8.10 に示す。

8.4.3 MIMO 系における「正確性と頑健性のジレンマ」に対する解決法

上述のように、PB-IC と DB-IC 双方について、インピーダンス特性の実現には限界があることを見てきた。この問題を解決するためには、SISO 系と同様に IMC を適用する方策が有効である [111]。IMC はパラメータ変動による影響を推定し、補償することが可能である。したがって、DB-IC の欠点を補うことが可能である。ここで、MIMO 系における IMC の効能についても、SISO 系と同様に DOB と同等であると言える。以降では IMC の代わりに DOB を用いて説明する。以下、PB-IC および DB-IC について DOB を適用する方策について述べる。

8.4.3.1 DB-IC に対する DOB 適用

MIMO 系の IMC のブロック図を図 8.11(a) に示す。2 自由度を有する DOB の制御構造を図 8.12(a) に示す。図より、IMC と DOB の等価性が容易に理解できる。ここで、DOB を用いた場合のパラメータ変動による影響の補償性能を解析する。

MIMO 系の 2 自由度制御において相補感度関数行列に基づいて制御則をパラメトリゼーションすると、等価的に外乱オブザーバを有することは、第 3 章にて述べた通りである。よって、MIMO2 自由度制御における第 3 章の結果を用いて解析を行う。DB-IC において、図 8.9 より、制御対象の伝達関数行列を下記のように選ぶ。

$$\mathbf{P}_n(s) = \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d \quad (8.61)$$

この時、出力 $\mathbf{y}(s) = \mathbf{p}(s)$, $\mathbf{u}(s) = \mathbf{v}(s)$, $\mathbf{d}(s) = \boldsymbol{\eta}(s)$ である。第 3 章の閉ループ系の伝達関数行列式 (3.5) より、出力に関する伝達関数特性を抜き出すと、下記の関係式を得る。

$$\mathbf{p}(s) = \mathbf{G}_{yr}(s)\mathbf{p}_d(s) - \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d(1 - \mathbf{Q}(s))\boldsymbol{\eta}(s) + \mathbf{Q}(s)\boldsymbol{\xi}(s) \quad (8.62)$$

ここで、 $\mathbf{Q}(s)$ として \mathbf{I} が選定可能であるとする、パラメータ変動による誤差は完全に抑圧可能である。文献 [111] では、IMC において $\mathbf{Q}(s) = \mathbf{I}$ が採用されている。SISO 系の場合の議論と同様に、実現不可能なこと、外乱 $\mathbf{d}(s)$ と雑音 $\boldsymbol{\xi}(s)$ の抑圧特性がトレードオフの関係にあること、等を考慮する必要がある。パラメータ変動の周波数特性は高周波領域に存在するので、 $\mathbf{Q}(s)$ は適切な係数と次数を持つローパスフィルタとして設計されるべきである。また、カットオフ周波数は高周波領域に存在するパラメータ変動を抑圧するため、可能な限り高くすることが望ましい。

MIMO 系においても、ロボットマニピュレータの各関節における位置情報を光学式エンコーダで計測すると考える。この時、特に低分解能のエンコーダを用いた場合に、量子化による影響が顕著となる。ロボットマニピュレータの場合は、手先位置が各関節のエンコーダ情報に依存することに注意されたい。例えばロボットマニピュレータの場合は、アクチュエータにモータと減速機が併用される事例が多く、モータ側にエンコーダを搭載する事例が多い。この時、減速機による軸ねじれを代表とする角度伝達誤差が、位置決め精度を悪化させる。もっとも単純な解決

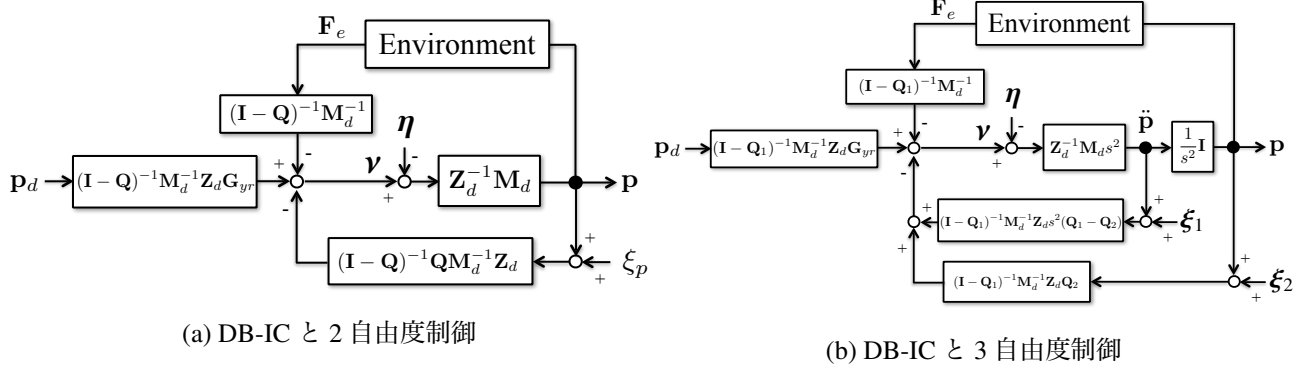


図 8.13: DB-IC と 2/3 自由度制御を併用した際のブロック図

した場合の閉ループ系における伝達関数特性は、下記ようになる。

$$\mathbf{p}(s) = \mathbf{G}_{yr}(s)\mathbf{p}_d(s) - \mathbf{Z}_d^{-1}(s)\mathbf{M}_d s^2(1 - \mathbf{Q}_1(s))\eta(s) + \frac{1}{s^2}\mathbf{I}(\mathbf{Q}_1(s) - \mathbf{Q}_2(s))\xi_1(s) + \mathbf{Q}_2(s)\xi_2(s) \quad (8.64)$$

ここで、 $\mathbf{G}_{yr}(s)$ 、 $\mathbf{Q}_1(s)$ 、および $\mathbf{Q}_2(s)$ は閉ループ系の内部安定性が実現されるよう決定する必要がある。式 (8.62) と比較すると、提案する MIMO-3 自由度制御の枠組みでは、付加的な制御系の自由度が生じている。よって、提案する枠組みは上述するジレンマを解決する可能性を有していると言える。

続いて、PB-IC のフリーパラメータについて述べる。本稿では、各フリーパラメータは対角行列として選定する。また、対角成分の各要素は、SIMO 系と同様に下記のように選定した。

$$\mathbf{G}_{yr}(s) = \text{diag} \left\{ \left(\frac{1}{\tau_x s + 1} \right)^2, \left(\frac{1}{\tau_y s + 1} \right)^2, \left(\frac{1}{\tau_z s + 1} \right)^2 \right\} \quad (8.65)$$

$$\mathbf{Q}_1(s) = \text{diag} \left\{ \left(\frac{\omega_{x1}}{s + \omega_{x1}} \right)^2, \left(\frac{\omega_{y1}}{s + \omega_{y1}} \right)^2, \left(\frac{\omega_{z1}}{s + \omega_{z1}} \right)^2 \right\} \quad (8.66)$$

$$\mathbf{Q}_2(s) = \text{diag} \left\{ \left(\frac{\omega_{x2}}{s + \omega_{x2}} \right)^2, \left(\frac{\omega_{y2}}{s + \omega_{y2}} \right)^2, \left(\frac{\omega_{z2}}{s + \omega_{z2}} \right)^2 \right\} \quad (8.67)$$

ここで、カットオフ周波数に関する選定指針に関して説明しておく。 ω_{x1} の値は可能な限り大きく選定する。続いて、 ω_{x2} は量子化誤差を低減するよう、可能な限り小さく設定する。ここで、 ω_{x2} は加速度センサの低周波域における誤差成分、例えばオフセット、DC 成分の欠落等、を低減する役割を担う。よって、 ω_{x2} に関しては下限が存在し、この下限については実験的に決める必要がある。比較のため、MIMO-2 自由度制御のための $\mathbf{Q}(s)$ を下記のように選定する。

$$\mathbf{Q}(s) = \text{diag} \left\{ \left(\frac{\omega_x}{s + \omega_x} \right)^2, \left(\frac{\omega_y}{s + \omega_y} \right)^2, \left(\frac{\omega_z}{s + \omega_z} \right)^2 \right\} \quad (8.68)$$

以上の設計により、MIMO-3 自由度制御を用いて、作業空間における良好なインピーダンス特性の実現が可能となる。

8.5 シミュレーション/実験

8.5.1 1 入力 1 出力のケース

本節では、提案する枠組みをシミュレーションおよび実験により検証する。実験に用いる試験機は第 4 章にて用いたものと同様であり、図 8.14 に再掲する。実験機は、モータとエンコーダ、および加速度センサによって構成され

る. 制御系設計に使用する実験機パラメータの公称値は, $J=6.85 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$, $B=0.001 \text{ Nms/rad}$, $K=29.7 \times 10^{-3} \text{ Nm/A}$ である. ここで, 粘性係数の公称値は, あえて大きくしている. これは, 定常状態における誤差を低減する方策である. 実際は定常誤差がなくなるよう $Q(s)$ を設計することは可能であるが, ここでの粘性項の誤差はパラメータ誤差を意図的に与える意味を持つ. 本章では平面上における 1 自由度回転型アクチュエータを用いるので, 重力項や非線形摩擦については無視する ($m=0 \text{ kg}$, $c=0 \text{ Nms/rad}$). 所望のインピーダンス特性は, $J_d=0.001 \text{ kgm}^2$, $B_d=0.01 \text{ kgm}^2 \text{ Nms/rad}$, および $K_d=1.0 \text{ Nm/rad}$ とした. また, エンコーダの分解能は 12000 ppr とした. 演算装置のサンプリング時間は, $100 \mu\text{s}$ で統一した. シミュレーションでは, 計測する位置情報は, 実験機におけるエンコーダの分解能に合わせて量子化した. また, 加速度情報はガウスノイズ $N(0, 1.0)$ を加えたものをフィードバックに用いた. 力/トルクセンサのノイズについての考慮も必要であるが, 本稿ではその影響を無視し, 雑音を加えずにシミュレーションを行った. 実験では, アクチュエータの制御入力に仮想的に外乱を加えることで, 外力に対する応答を確認した. 実際は, 雑音特性は周波数依存性を有する場合も考えられる. しかし, 本章ではこの問題については厳密に議論しない. 提案法の白色ノイズに対する有効性を示すことができれば, あらゆるケースに対して提案法が有効であると言えるからである.

本章では, 各手法の性能を比較する. 比較する手法は, (A) PB-IC (2DoF), (B) PB-IC (3DoF), (C) DB-IC (2DoF), そして (D) DB-IC (3DoF) である. PB-IC のブロック図を図 8.7 に示す. カットオフ周波数については, 2 自由度制御と 3 自由度制御において $\omega_c=\omega_{c1}=1000 \text{ rad/s}$, $\omega_{c2}=500 \text{ rad/s}$ とした. 図 8.15–8.16 は位置の応答, インピーダンス特性の実現誤差, 制御入力をそれぞれ示す. ここで, 位置応答はすなわち計測した角度情報であり, インピーダンス特性の実現誤差は式 (8.17) と位置応答の誤差である. シミュレーションでは, 3 自由度制御は計測雑音に起因する制御入力の振動を低減しつつ, 誤差低減性能を維持できていることがわかる. よって, 有効性が確認できたと言える. 続いて実験では, 2 自由度制御はカットオフ周波数を最大 700 rad/s 以上あげることはできなかった. 一方で, 3 自由度制御ではカットオフ周波数をさらに向上することができ, 誤差低減性能もさらに向上させることが可能であった. 結果として, 提案法の有効性が実験においても確認された. 次に, それぞれの結果を二乗平均平方根誤差 (RMS) によって定量的に評価した. 結果を表 8.1 に示す. 以上の結果から読み取れることは, 以下の通りである.

- PB-IC と DB-IC (2 自由度制御) は頑健だが, 制御入力の振動が問題になる
- PB-IC and DB-IC (3 自由度制御) は正確であり頑健, かつ制御入力の振動が 2 自由度制御と比較して低減されている

以上に述べたように, 提案法は従来の手法では問題となった雑音による影響を抑圧可能な利点を有していると言える. 実験では外乱抑圧帯域の向上を確認できたが, 定量的な改善度は軽微であった. これは, 実験における外乱 (パラメータ変動) を小さく設定していたことによる. よって, 大きな外乱を加えた際の実験評価を行えば, 相対的な改善度は向上する.

8.5.2 多入力多出力のケース

本項では, MIMO 系における MIMO-3 自由度制御の有効性をシミュレーションによって検証する. シミュレーションでは, 4 自由度マニピュレータを動力学シミュレータ ROCOS を用いて検証した. 逆動力学補償に関しては, ニュートン・オイラー法を用いた. 逆運動学問題に対しては, 陽的な逆運動学解である式 (8.42) を用い, 零空間入力 $\ddot{\mathbf{q}}_0$ はゼロとした. 所望のインピーダンス特性を表すパラメータとして, $\mathbf{M}_d(s) = 0.1\mathbf{I}$, $\mathbf{B}_d(s) = 1.0\mathbf{I}$, および

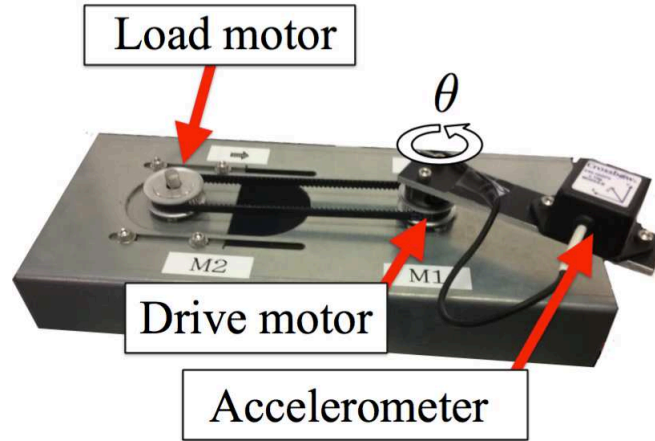


図 8.14: 実験装置の外観

表 8.1: シミュレーション結果および実験結果の RMS 評価値 (誤差 [rad], 制御入力 [A])

environment	method	2dof	3dof
simulation	PB-IC	0.01445, 1.369	0.01445, 1.205
	DB-IC	0.01444, 1.343	0.01444, 1.204
experiment	PB-IC	0.01454, 0.2656	0.01454, 0.3319
	DB-IC	0.01449, 0.04192	0.01445, 0.4907

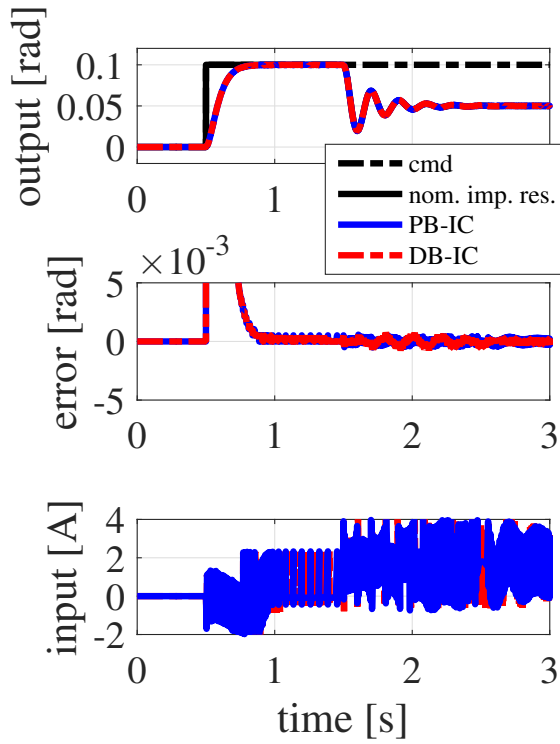
$\mathbf{K}_d(s) = 100.0\mathbf{I}$ とした. また, シミュレーションにおける各関節の計測角度は, 分解能を 2^{14} として, 量子化したものをフィードバック情報として用いた. さらに, エンドエフェクターに取り付ける加速度センサについては, $\mathcal{N}(0, 1.0)$ のガウス過程に従った白色ノイズを加えた. 3 自由度制御のためのフリーパラメータは, $\tau_x = \tau_y = \tau_z = 0.1s$, $\omega_{x1}=500 \text{ rad/s}$ および $\omega_{x2}=100 \text{ rad/s}$ とし, 2 自由度制御のためのフリーパラメータは, $\tau_x = \tau_y = \tau_z = 0.1s$ および $\omega_x=500 \text{ rad/s}$ とした.

続いて, それぞれの結果について述べる. 図 8.17 (a) に 2 自由度制御の結果を示す. 図中では, 各関節における位置応答, 位置追従誤差, トルク制御入力 that 示されている. 位置追従誤差は, Q フィルタのカットオフ周波数をあげることによって抑圧が可能である. しかしながら, トレードオフの関係により, トルク制御入力が振動する結果となる. 一方で, 3 自由度制御の結果 図 8.17 (b) は異なった結果を示している. 制御器の自由度の増加により, 3 自由度制御では高い外乱抑圧性能を維持しながらも, 雑音による影響が抑圧できていることが分かる. 以上より, ロボットマニピュレータのインピーダンス制御問題に対して, MIMO-3 自由度制御の有効性が示された.

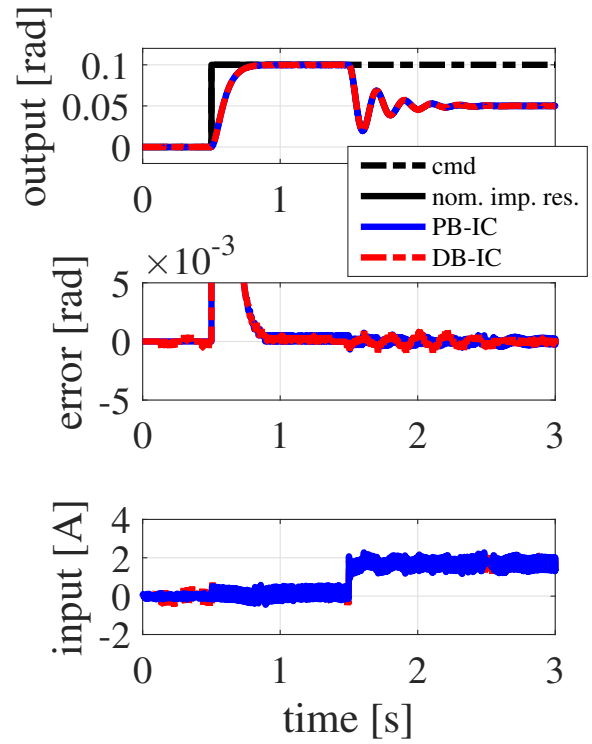
8.6 おわりに

本章では, インピーダンス制御問題における「正確性と頑健性のジレンマ」に対して, 雑音性の問題を新たに考慮し, 「正確性・頑健性・雑音性のジレンマ」の問題を提起した. 従来の手法では, 雑音性について考慮されておらず, 実用上問題が生じていた. この問題に対する解決策として, 3 自由度制御の適用を提案した. 3 自由度制御で

は, DOB に基づいた既存の制御系に対して, 複数センサのフィードバックを扱うことを可能とする. 本章ではインピーダンス制御問題に対して, 付加的に加速度センサ情報が使用可能である状況を想定し, 位置と加速度のフィードバックによってパラメータ変動の抑圧性能を向上させる方法を提案した. 提案法は SIMO 系および MIMO 系それぞれに対して設計が可能である. SIMO 系では 1 自由度のアクチュエータ, MIMO 系ではロボットマニピュレータがそれぞれ相当する. SIMO 系における提案法の有効性は, シミュレーションおよび実験によって検証された. シミュレーションでは, 2 自由度制御に対して 3 自由度制御は制御器におけるパラメータ設定の自由度が増加するため, 制御入力雑音の低減するような設計が可能であった. 実験では, 2 自由度制御のみ用いた場合では, カットオフ周波数の増加に伴い制御入力の振動が劣悪となってしまうことが確認され, カットオフ周波数をシミュレーションと同程度まで上昇させることができなかった. 対して, 3 自由度制御では, 外乱抑圧のためのカットオフ周波数をシミュレーションと同程度まで上昇させることができ, 制御入力の振動も同時に低減することが可能であった. MIMO 系においては, 4 自由度ロボットマニピュレータに適用し, シミュレーションにより有効性を確認し, SIMO 系の場合と同様な傾向の結果を確認した. 以上より, インピーダンス制御問題に対して 3 自由度制御が有効であることが確認できた.

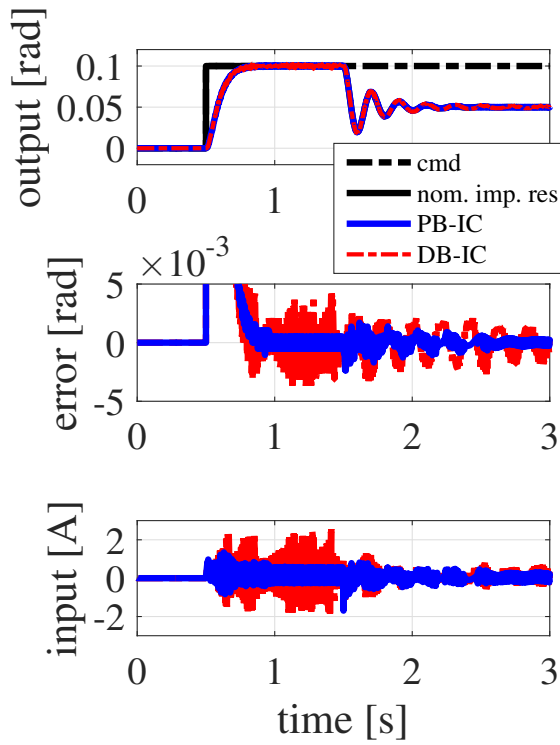


(a) 2DoF

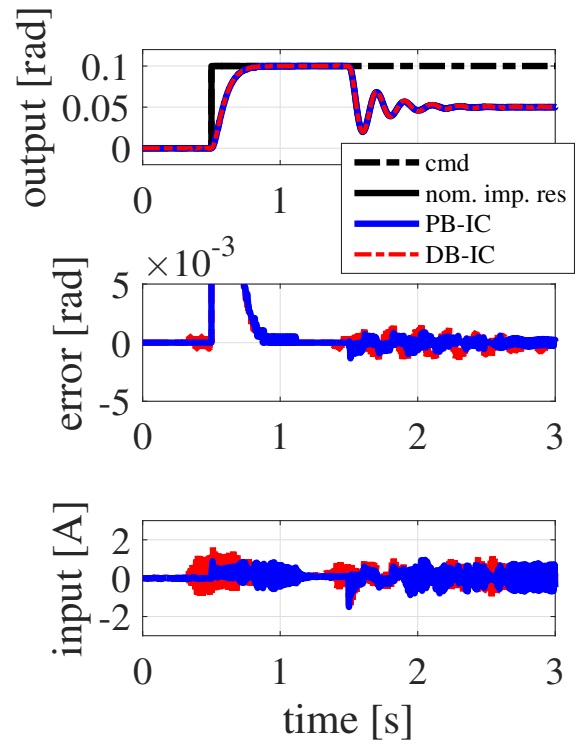


(b) 3DoF

図 8.15: PB-IC および DB-IC のシミュレーション結果 (2 自由度制御: $\omega_c=1000$ rad/s, 3 自由度制御: $\omega_{c1}=1000$ rad/s, $\omega_{c2}=500$ rad/s)

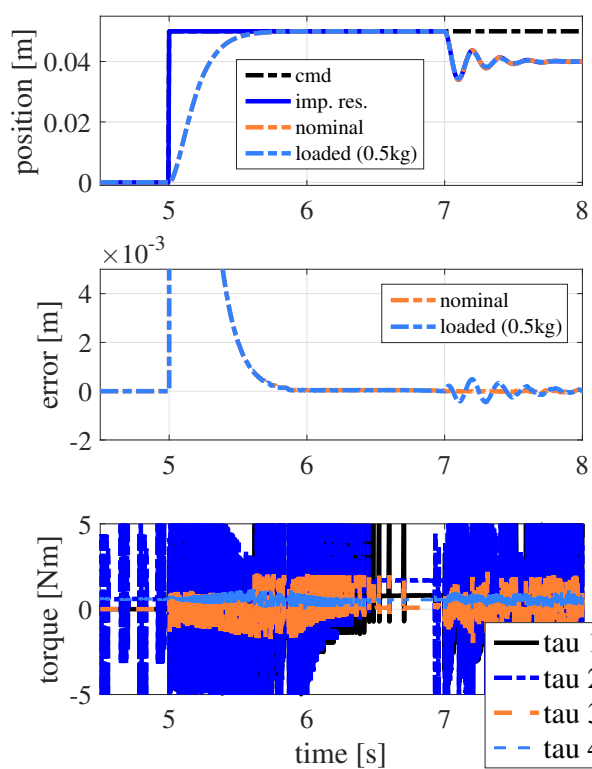


(a) 2DoF

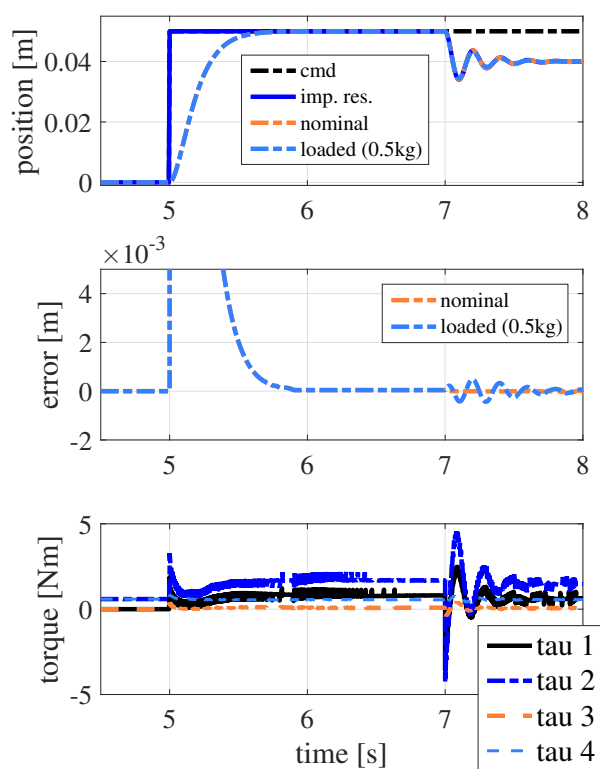


(b) 3DoF

図 8.16: PB-IC および DB-IC の実験結果 (2 自由度制御: $\omega_c=700$ rad/s (安定限界), 3 自由度制御: $\omega_{c1}=1000$ rad/s and $\omega_{c2}=500$ rad/s)



(a) 2DoF control



(b) 3DoF control

図 8.17: シミュレーション結果

第II部

多自由度脚/車輪移動ロボットの高機動化運動生成法

第9章 第二部の導入

多自由度移動ロボットの特徴として高重心になる傾向があり、その特徴がロボットの転倒危険性を高めることを第一章にて述べた。本研究では、そのような多自由度移動ロボットの特徴を包含した脚車輪型移動ロボットを検証用の実験機として用いる。よって本章ではまず導入として、脚車輪型移動ロボットの関連研究について述べ、本研究の意義を明確にする。第一章にて述べた本研究のアプローチは大別して2点であった。1つは、「脚の機構と車輪の機構を同時に持つ機構に対して、与えられた重心軌道を実現するための関節動作を求める全身運動生成問題」であり、もう1つは、「直進時や旋回時の重心運動を、ZMPに基づいて生成する重心軌道計画問題」であった。本章では、それぞれについて、研究の現状を俯瞰する。

9.1 脚の機構と車輪の機構を併せ持つ適応性の高い機構に対する運動生成法の検討

脚車輪型移動ロボットは、脚移動ロボットのメリットである障害物乗り越えや人間環境への親和性、その自由度の多さを利用した多様な運動のほか、車輪移動ロボットの高速度や移動効率の高さなどのメリットも有する機構を持つ。このような構造的特徴から、周囲環境に合わせて脚型・車輪型それぞれの移動方式を選択することができるため、高い適応力を有していると言える。

脚車輪型移動ロボットの適応力の高さに着目した研究に関しては、様々な先行研究が存在する。足立らは、脚先の能動車輪を活用した歩行法である Walk'n Roll を提案した [112]。広瀬らは、脚先に受動車輪を搭載させ、脚運動によって推進動作を生み出す Roller Walk を提案した。また、整地と不整地で車輪移動と脚移動を変更し、環境に応じた適応的な移動を実現している [113]。新井らは、不整地歩行の際の段差乗り越えに車輪動作を積極的に取り入れた歩行法を提案した [114]。小谷内らは、階段昇降時の歩行動作に車輪動作を取り入れ、安定な階段昇降を実現した [8]。日本精工 (NSK) が開発した盲導犬ロボットは、平坦地では車輪移動を、階段昇降時では車輪動作を活用した歩行動作が可能である。視覚障がい者を先導することが可能なことを示しており、2020年までの実用化を目指している [9]。中嶋らは、より簡素な構造の脚車輪型移動ロボット RT-Mover によって、段差乗り越えが可能なパーソナルモビリティロボットの実現を目指している [16]。

一方で、不整地の走破性に特化した脚車輪型移動ロボットの先行研究も多く存在する。Sharf らは、能動車輪を有する4脚ロボット PAW を開発し、旋回運動やギャロッピングを可能とした [116]。Halme らは、屋外環境におけるサービスロボットのプラットフォームとして、脚車輪による不整地適応移動を目指した WorkPartner を開発している [117]。Heverly ら NASA は、月における不整地移動に適応可能な探査ローバの開発を目的とし、6脚6輪型移動ロボット ATHLETE を開発した [118]。続いて、火星探査を目的とした Curiosity を開発し、実際に火星での探査に利用している [119]。米 Boston Dynamics 社の RHex は、扇状の弾性脚を車輪の代わりに用いる事で不整地での移動を実現している [120]。National Science Council of Taiwan (NSC) は、RHex の機構に加え、扇状の脚を車輪状に

変形可能な機構を提案し、車輪走行モードと扇状脚移動モードの切り替えを可能とした [121]. 前節にて紹介した PackBot や Quince [122] は、フリックパートラック型機構によって不整地対応を目指している. IntRoLab は、フリックパートラック型と全方向移動非ホロミック移動型を切替可能な移動ロボットプラットフォーム Azimut を開発している [123].

また、脚車輪型移動ロボットの高い自由度を利用し、脚配置を走行中に変更可能とする研究も存在する. 高橋らは、脚配置の変更可能な全方向移動ロボットを開発し、移動中の車両安定性に応じて脚配置を変更することで、ロールオーバーを防ぐ走行法を提案している [124]. 野中らは、走行路面の幅に応じて、車両幅を可変な全方向移動ロボットを開発し、軌道追従制御を実現している [125]. Fu らも脚配置を変更可能な移動ロボット ROAMeR を開発し、軌道追従制御のための逆運動学計算について理論を整備している [126]. Shen らは、伸縮可能な脚を有する車輪機構を搭載した移動ロボットのプラットフォーム Justin を開発し、その運動学モデルと制御法を提案している [127]. 以上の研究例は、二次元モデルに基づいたアプローチである. また、脚先を任意の位置に制御するのではなく、冗長自由度を利用して、ベース位置・姿勢の軌道追従を達成しつつ関節を制御するアプローチである.

3次元モデルに基づくアプローチを行っている研究例として、Grand らの開発した Hylos が挙げられる [129]. Grand らは、脚先とベース位置を任意の軌道に追従するための運動学モデリングを行い、全身運動生成を実現するための制御系設計法を整備している. Thomson らは、Grand らの提案する運動学モデリングに従い、独自に開発した脚車輪型移動ロボット MHT robot の全身運動制御系設計を行っている. また、消費エネルギーの観点から、エネルギー消費の少ない最適な姿勢を導出している [130]. An らは、Hylos の機構において操舵角を別途解析的に求めるアプローチに対し、機構設計において工夫を加えることで、操舵角を別途求める必要性を省略した [131]. Mutka らは、フリックパートラック型移動ロボットを脚車輪型と同様なモデルとして扱い、逆運動学計算によって任意のベース位置・姿勢に制御可能とした [132].

以上の研究例より、脚車輪機構を活用した歩行動作については既に研究がなされていると言え [8,9,112–114], 不整地適応に関してもローバ型・フリックパートラック型等様々なアプローチにより適応力の高い移動ロボットが実現されている現状があると言えよう [16,115–123]. しかし、脚配置変更による周囲環境への適応法に関しては、まだ問題が存在する [124–132]. 二次元モデリングに基づくアプローチでは、脚配置の変更のために関節空間での制御を行っているが、直感的な制御のためには作業空間での脚先軌道追従制御が可能なが望ましい. 三次元モデリングに基づくアプローチでは、脚先軌道追従を達成しているが、更に機構が複雑な脚車輪型移動ロボットの場合の脚先軌道追従制御については言及していない. 本研究では、より自由度の高い脚車輪型移動ロボットのベース位置・姿勢と、脚先位置の同時軌道追従制御を考えた場合に発生する問題について言及する. そして、それらの解決法を提案し、提案法の有効性をシミュレーション及び実機実験によって検証することを第一の目的とする.

9.2 ZMP に基づく高機動化運動生成法の検討

次に、脚車輪型移動ロボット機動力の向上に着目する. 関連研究として、An らの Zero Moment Point(ZMP) に基づいた全身運動生成に関する研究がある [133] [134]. 動的入出力線形化を利用した ZMP のフィードフォワードおよびフィードバック制御によって、ZMP をロボットの支持領域における中心点に制御することを試みている. An らのアプローチは誤差なく ZMP を MSP に制御することではなく、多少の誤差は許容する、という考え方に基づいており、ZMP と MSP に誤差が生じている. 本研究では、ヒューマノイドロボットの ZMP 制御の考え方 [135] に基づき、ZMP と MSP の誤差をより小さく抑圧することを可能とする. ヒューマノイドの ZMP 制御には、予見制御

を用いた手法が多用される [136]. 本稿では, 予見制御に対して実装コストおよび計算コストがより少ない, 零位相ローパスフィルタ (ZPLPF) に基づいた手法を提案する. 提案法の実装法として FIR フィルタと IIR フィルタがあるが, 両者の設計法および利点と欠点についてまとめる. 提案法を用いた場合の ZMP の制御性についてシミュレーション及び実機実験によって比較し, 提案法の有効性を示す. また, An らのアプローチは二次元モデリングに基づくシミュレーションのみを実施しており, 実験による有効性の検証を行っていないことも追記しておく. よって, 実機実験による ZMP の制御性の検証を行うことは, 意義があると考えられる.

最後に, 更なる脚車輪型移動ロボットの機動力の向上を目指し, 遠心力による ZMP への影響を考慮した制御系設計法を提案する. 脚車輪型移動ロボットの移動速度が向上するにつれ, 旋回時の遠心力の影響が顕著となる. そこで, 本稿では遠心力の影響を陽に考慮し, フィードフォワードで ZMP への抑圧を試みる. 脚車輪型にこだわらなければ, 遠心力の影響を考慮した先行研究は存在する. Krid らは, Lateral Load Transfer(LLT) に基づき, ZMP が支持領域の中心に制御されるようローバのロール姿勢角を制御している [137]. Hosoda らは, 遠心力と重力との釣り合いから, ZMP が支持領域の中心に制御されるようロール角を姿勢制御している [138]. 以上のアプローチは制御系設計時にロボットを倒立振子としてモデル化しているが, 倒立振子固有の不安定零点により, ZMP に逆応答が発生することで, 制御帯域を高くすることが不可能となる [139]. 廣瀬らは, 上記研究の問題点を指摘し, 支持領域の中心点まわりのトルクが零になるよう制御するアプローチや, 車両の横加速度を制御入力としたアプローチを提案し, 制御帯域の向上を実現した [5]. 上記研究は路面環境が未知であるという観点から, フィードバック制御のみによって遠心力の ZMP への影響を抑圧している. フィードバック制御のみではシステム固有の不安定零点を完全に消去することは不可能であり, 制御帯域の向上にも限界がある. そこで本稿では,

- 移動環境が平坦地である
- 遠心力外乱値の一定秒未来値が推定可能である

という条件のもと, 予見制御および ZPLPF を遠心力を考慮した形に拡張する手法を提案する. 提案法は未来の遠心力情報を予測し, その影響を考慮した重心軌道を計算する. ロボットの重心位置を生成された重心軌道に追従させることで, 遠心力の影響が補償可能となる. また, 関連研究として挙げた例が脚車輪型でないことから, 脚車輪型において遠心力による影響を考慮した研究が存在しないという現状がわかる. よって, 脚車輪型における遠心力の影響の補償制御系設計について議論を行うことは有意義であると考えられる. 本稿では, 予見制御に基づく方法と, ZPLPF に基づく方法 2 種類による遠心力補償法をシミュレーション及び実機実験によって検証し, 有効性を示す.

9.3 第二部の構成

最後に, 第二部の構成を述べる. 第 10 章では, 脚車輪型移動ロボットの全身運動生成法について述べる. 第 11 章では, ZMP に基づいた脚車輪型移動ロボットの高機動化制御手法について述べ, 予見制御及び ZPLPF に基づいた重心軌道生成法について述べる. 最後に第 12 章では, 遠心力の影響を考慮した場合の重心軌道生成法の詳細を述べる.

本章では, 本研究で扱う 4 脚 4 輪型移動ロボットのモデリングを行う. また, 運動学計算時の数式展開のための準備を行う.

9.4 パラメータの定義および運動学計算時に使用する定理の説明

本節では, まず 4 脚 4 輪ハイブリット型移動ロボットのパラメータの定義を行う. 脚車輪機構のロボットモデルを図. 10.4 に示す.

第10章 4脚4輪型移動ロボットの運動生成法

ここで、各座標系は以下のように定義される.

- Σ_w : ワールド座標系
- Σ_B : ベース座標系
- Σ_{c_i} : 車輪と床面の接触座標系

また,

- ${}^w\mathbf{p}_B, {}^B\mathbf{p}_{c_i} \in \mathbb{R}^3$ はそれぞれ Σ_w から見たベース位置ベクトル, Σ_B から見た各脚先位置のベクトル.
- ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B = \mathbf{v}_B, \boldsymbol{\omega}_B \in \mathbb{R}^3$ は Σ_w から見たベースリンク速度と角速度であり, $\boldsymbol{\xi}_B = [\mathbf{v}_B \ \boldsymbol{\omega}_B]^T$ とする. $\boldsymbol{\Phi} = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ はベースリンクのロール・ピッチ・ヨー角.
- $\boldsymbol{\theta}_{legi} = [\theta_{1i} \ \theta_{2i} \ \cdots \ \theta_{Ni}]^T \in \mathbb{R}^N$ は各脚の関節角度ベクトル.

ここで, N は脚機構の駆動自由度を示す. 車輪走行時に関する関節パラメータは, $\boldsymbol{\theta}_{wheeli} = [\gamma_i \ \phi_i]^T$ である. ここで, γ_i は車輪ステアリング軸回転角, ϕ_i は車輪の回転角である. i は各脚のインデックスを表し, 最終的に各脚の各回転角情報は $\boldsymbol{\theta}_i = [\boldsymbol{\theta}_{legi}^T \ \boldsymbol{\theta}_{wheeli}^T]^T \in \mathbb{R}^{n=N+2}$ とまとめられる.

次に, 運動学計算に利用する公式を列挙する. 角速度ベクトル ${}^x\boldsymbol{\omega}_y$ と姿勢行列 ${}^x\mathbf{R}_y$ の関係式は, 以下のように表現される.

$${}^x\dot{\mathbf{R}}_y = {}^x\boldsymbol{\omega}_y^\wedge \cdot {}^x\mathbf{R}_y \quad (10.1)$$

$${}^x\boldsymbol{\omega}_y = (\ln {}^x\mathbf{R}_y)^\vee \quad (10.2)$$

ここで, \wedge は 3×1 のベクトルを, 3×3 の歪対称行列に変換するベクトルであり, ベクトル同士の外積計算を行列とベクトルによる積の計算に変換することができる. \wedge の逆の作用, 3×3 の歪対称行列を 3×1 のベクトルに変換するオペレータは, \vee で表される. よって, 外積演算は, \wedge を用いて演算形式の変換が可能となる. 例えば, 以下のような変形が可能である.

$$\mathbf{a}(\in \mathbb{R}^3) \times \mathbf{b}(\in \mathbb{R}^3) = -\mathbf{b} \times \mathbf{a} = -\mathbf{b}^\wedge \mathbf{a} = \mathbf{a}^\wedge \mathbf{b} \quad (10.3)$$

また, 式 (10.2) における $(\ln {}^x\mathbf{R}_y)^\vee$ は以下のように計算される.

$$(\ln {}^x\mathbf{R}_y)^\vee = \begin{cases} [0 \ 0 \ 0]^T & (\mathbf{R} = \mathbf{I}_{3 \times 3}) \\ \frac{\theta}{2 \sin \theta} \begin{bmatrix} r_{32} - r_{23} \\ r_{13} - r_{31} \\ r_{21} - r_{12} \end{bmatrix} & (\mathbf{R} \neq \mathbf{I}_{3 \times 3}) \end{cases} \quad (10.4)$$

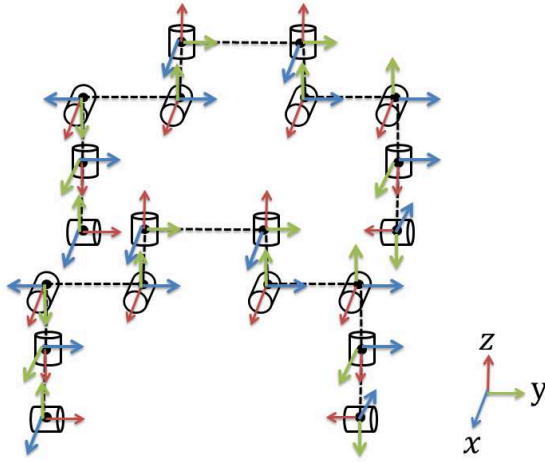


図 10.1: 関節座標系の定義

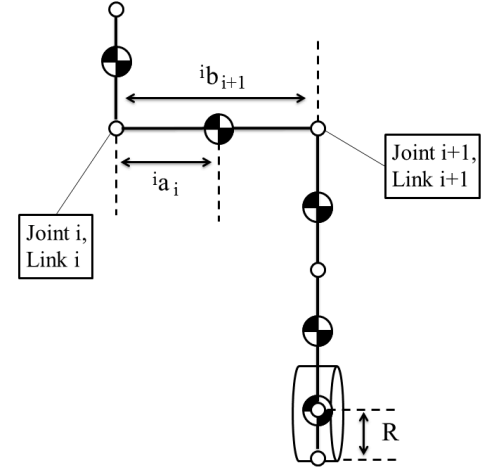


図 10.2: リンク機構の定義

ここで, 以下のようにおいている.

$${}^x\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \quad (10.5)$$

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{r_{11} + r_{22} + r_{33} - 1}{2}\right) \quad (10.6)$$

式 (10.2) の導出の詳細については, 文献 [140] を参照されたい.

10.1 脚車輪型移動ロボットの運動学の基礎

10.1.1 位置と姿勢の計算

まず, 各関節座標系の姿勢行列を求める. 本研究では, Denavit-Hartenberg(DH) 記法に依存せず, ZXZ オイラー角表現に基づいた座標変換により各関節座標系を関連付ける. 定義した各関節座標系を図 10.1 に示す.

各関節は, z 軸まわりに回転するよう座標系を定義している. 次に, 座標変換行列を以下のように定義する.

$$\mathbf{R}_x(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (10.7)$$

$$\mathbf{R}_z(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10.8)$$

上記座標変換行列を用いて, 各関節の Σ_w から見た姿勢行列を求める. まず, 図 10.2 に示されるように, 各脚を胴体を付け根に, 脚先を末端に見立ててツリー構造化する. 関節 i から見た関節 $i+1$ の姿勢行列を ${}^i\mathbf{R}_{i+1}$ とすると, ${}^i\mathbf{R}_{i+1}$

leg 1,2	ψ_{1i}	ϕ_i	ψ_{2i}
${}^B\mathbf{R}_1$	0	0	θ_1
${}^1\mathbf{R}_2$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	θ_2
${}^2\mathbf{R}_3$	0	0	θ_3
${}^3\mathbf{R}_4$	0	$\frac{\pi}{2}$	θ_4
${}^4\mathbf{R}_5$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	θ_5

leg 3,4	ψ_{1i}	ϕ_i	ψ_{2i}
${}^B\mathbf{R}_1$	0	0	θ_1
${}^1\mathbf{R}_2$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	θ_2
${}^2\mathbf{R}_3$	$-\pi$	0	θ_3
${}^3\mathbf{R}_4$	π	$\frac{\pi}{2}$	θ_4
${}^4\mathbf{R}_5$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	θ_5

表 10.1: ZXZ オイラー角

i	${}^i\mathbf{g}_i$	${}^i\mathbf{p}_{i+1}$
1	$[0\ 0\ -{}^1a_1]^T$	$[0\ 0\ -{}^1b_2]^T$
2	$[{}^2a_2\ 0\ 0]^T$	$[{}^2b_3\ 0\ 0]^T$
3	$[0\ -{}^3a_3\ 0]^T$	$[0\ -{}^3b_4\ 0]^T$
4	$[0\ 0\ -{}^4a_4]^T$	$[0\ 0\ -{}^4b_5]^T$

(a) leg 1, 2

i	${}^i\mathbf{g}_i$	${}^i\mathbf{p}_{i+1}$
1	$[0\ 0\ -{}^1a_1]^T$	$[0\ 0\ -{}^1b_2]^T$
2	$[{}^2a_2\ 0\ 0]^T$	$[{}^2b_3\ 0\ 0]^T$
3	$[0\ -{}^3a_3\ 0]^T$	$[0\ -{}^3b_4\ 0]^T$
4	$[0\ 0\ -{}^4a_4]^T$	$[0\ 0\ -{}^4b_5]^T$

(b) leg 3, 4

表 10.2: ローカル関節座標系におけるリンク重心位置・次関節座標原点位置

は

$${}^i\mathbf{R}_{i+1} = \mathbf{R}_z(\psi_{1i})\mathbf{R}_x(\phi_i)\mathbf{R}_z(\psi_{2i}) \quad (10.9)$$

となる. ここで, 各脚の $\psi_{1i}, \psi_{2i}, \phi_i$ を表 10.1 にまとめた. 表 10.1 に従い ${}^i\mathbf{R}_{i+1}$ を求めると, Σ_w から見た各関節の姿勢行列は以下のように求まる.

$${}^w\mathbf{R}_i = {}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{R}_1 \dots {}^{i-1}\mathbf{R}_i \quad (10.10)$$

以上より, 各関節座標系の姿勢行列が求められた.

次に, 各関節座標系原点の位置・各リンク重心の位置・脚先位置を求める. 図 10.2 に示されるパラメータ ${}^i a_i, {}^i b_{i+1}$ を用いて, Σ_i からみた Σ_i リンクの重心位置ベクトル ${}^i\mathbf{g}_i$, Σ_{i+1} 座標原点位置ベクトル ${}^i\mathbf{p}_{i+1}$ と定義すると, 各脚における ${}^i\mathbf{g}_i, {}^i\mathbf{p}_{i+1}$ は表 10.2 にまとめられる. Σ_{i+1} からみた各リンク重心位置および各関節座標系原点位置を ${}^w\mathbf{g}_i, {}^w\mathbf{p}_i$ とすると, それぞれ以下のように求められる.

$${}^w\mathbf{p}_i = {}^w\mathbf{p}_{i-1} + {}^w\mathbf{R}_{i-1} {}^{i-1}\mathbf{p}_i \quad (10.11)$$

$${}^w\mathbf{g}_i = {}^w\mathbf{p}_i + {}^w\mathbf{R}_i {}^i\mathbf{g}_i \quad (10.12)$$

次に各脚先位置 ${}^w\mathbf{p}_{c_i}$ を求める. 脚先位置は, Σ_w からみた車輪回転軸中心から, 半径 $R[\text{m}]$ 下の位置であると定義する (図 10.3).

$${}^w\mathbf{p}_{c_i} = {}^w\mathbf{p}_5 - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ R \end{bmatrix} \quad (10.13)$$

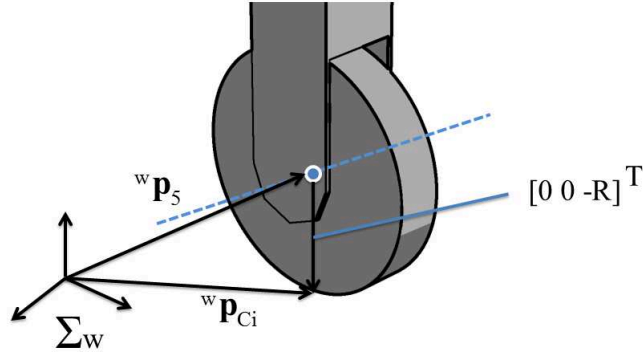


図 10.3: 接地点の定義

最後に、ロボット全体の重心位置 ${}^w \mathbf{p}_{CoG}$ は、各リンク重心位置と、各リンク質量 m_i から以下のように求められる。

$${}^w \mathbf{p}_{CoG} = \frac{\sum_{i=0}^N m_i {}^w \mathbf{g}_i}{\sum_{i=0}^N m_i} \quad (10.14)$$

10.1.2 リンク先端速度の計算

次に各関節座標系原点・各リンク重心・脚先の速度・加速度を求める。まず簡単のため、ベース座標系 Σ_B からみた各関節座標系原点速度を求める。各関節座標系の回転軸ベクトルを \mathbf{a}_i とおいた。各関節座標系原点の角速度 ${}^w \boldsymbol{\omega}_i$ は、

$${}^B \boldsymbol{\omega}_i = {}^B \mathbf{a}_i \dot{\theta}_i \quad (10.15)$$

のように求まる。次に各関節座標系原点の速度 ${}^w \dot{\mathbf{p}}_i$ を求める。 Σ_B から見た各関節座標系の位置は、注目する関節座標系 i に至るまでの関節角を含んだベクトル $\boldsymbol{\theta}_i = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_i]^T$ により、

$${}^B \mathbf{p}_i = \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}_i) \quad (10.16)$$

と表現される。よって、各関節座標系原点の速度は、

$${}^B \dot{\mathbf{p}}_i = \frac{\partial \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}_i)}{\partial \boldsymbol{\theta}_i} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \quad (10.17)$$

となる。ここで、 $\frac{\partial \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}_i)}{\partial \boldsymbol{\theta}_i}$ はヤコビ行列と呼ばれる。上式は解析的に求めることができるが、マニピュレータの機構が複雑な場合計算が煩雑となる。この時、ヤコビ行列は解析的なアプローチの代替として以下のように数値的に求めることができる [141]。

$${}^B \dot{\mathbf{p}}_i = \sum_{j=1}^{i-1} ({}^B \mathbf{a}_j \times ({}^B \mathbf{p}_i - {}^B \mathbf{p}_j) \dot{\theta}_j) \quad (10.18)$$

すると、脚先速度 ${}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は下記のように求められる。

$${}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} = \sum_{j=1}^{n-1} ({}^B \mathbf{a}_j \times ({}^B \mathbf{p}_n - {}^B \mathbf{p}_j) \dot{\theta}_j) \quad (10.19)$$

ここで、脚先速度 ${}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は、 ${}^B\dot{\mathbf{p}}_5$ に等しく、 $n = 5$ である。上式を行列形式で表現すると、

$$\begin{aligned} {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} &= \begin{bmatrix} {}^B\mathbf{a}_1 \times ({}^B\mathbf{p}_5 - {}^B\mathbf{p}_1) & {}^B\mathbf{a}_2 \times ({}^B\mathbf{p}_5 - {}^B\mathbf{p}_2) & \dots & {}^B\mathbf{a}_{n-1} \times ({}^B\mathbf{p}_n - {}^B\mathbf{p}_{n-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \dot{\theta}_n \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{J}_{aco}(\boldsymbol{\theta})\dot{\boldsymbol{\theta}} \end{aligned} \quad (10.20)$$

となる。ここで、 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_n]^T = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \gamma \ \phi]^T$ である。

以上の計算は、 Σ_B を基準としたものである。産業用マニピュレータのように、ベースリンクが固定されている場合には、以上の計算のみを考えれば良い。しかし、本研究のようにベースが浮遊リンクである場合には、ベースの運動も考慮する必要がある。ベース運動も考慮する場合は、ワールド座標系 Σ_w を基準とした速度を求めればよい。ワールド座標系から見た脚先速度 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は、式 (10.13) を微分することにより得られる。

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B + {}^w\dot{\mathbf{R}}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i} + {}^w\mathbf{R}_B {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} \quad (10.21)$$

ここで、 ${}^w\dot{\mathbf{R}}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i}$ は式 (10.1) および式 (10.3) により、以下のように求められる。

$${}^w\dot{\mathbf{R}}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i} = {}^w\boldsymbol{\omega}_B^\wedge \cdot ({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i}) = -({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i})^\wedge \cdot {}^w\boldsymbol{\omega}_B = -({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i}) \times {}^w\boldsymbol{\omega}_B \quad (10.22)$$

式 (10.20) および式 (10.22) を式 (10.21) に代入すると、

$$\begin{aligned} {}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i} &= {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i}) \times {}^w\boldsymbol{\omega}_B + {}^w\mathbf{R}_B \mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i})^\wedge {}^w\boldsymbol{\omega}_B + {}^w\mathbf{R}_B \mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & -({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_{c_i})^\wedge & {}^w\mathbf{R}_B \mathbf{J}_{aco} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\boldsymbol{\omega}_B \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix} = \mathbf{J}_{aco}^{ext} \dot{\mathbf{q}} \end{aligned} \quad (10.23)$$

となる。ここで、 \mathbf{J}_{aco}^{ext} はベースの運動も考慮したヤコビアンであり、拡張ヤコビアンと呼ぶことにする。また、 $\dot{\mathbf{q}} = [{}^w\dot{\mathbf{p}}_B^T \ {}^w\boldsymbol{\omega}_B^T \ \dot{\boldsymbol{\theta}}^T]^T = [\xi_B^T \ \dot{\boldsymbol{\theta}}^T]^T$ である。

10.1.3 重心速度・運動量の計算

次に、重心の速度および運動量の計算法を示す。ロボットの重心位置は、式 (10.14) のようにして求められる。式 (10.14) を Σ_B を基準とした式に変更し、時間微分を行うと、

$${}^B\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = \frac{\sum_{i=0}^N m_i {}^B\dot{\mathbf{g}}_i}{\sum_{i=0}^N m_i} \quad (10.24)$$

となる。ここで、 ${}^B\dot{\mathbf{g}}_i$ は式 (10.18) と同様に以下のように求まる。

$${}^B\dot{\mathbf{g}}_i = \sum_{j=1}^i ({}^B\mathbf{a}_j \times ({}^B\mathbf{g}_i - {}^B\mathbf{p}_j) \dot{\theta}_j) \quad (10.25)$$

上式を行列形式で表現すると,

$${}^B\dot{\mathbf{g}}_i = \begin{bmatrix} {}^B\mathbf{a}_1 \times ({}^B\mathbf{g}_i - {}^B\mathbf{p}_1) & {}^B\mathbf{a}_2 \times ({}^B\mathbf{g}_i - {}^B\mathbf{p}_2) & \dots & {}^B\mathbf{a}_{i-1} \times ({}^B\mathbf{g}_i - {}^B\mathbf{p}_i) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \dot{\theta}_N \end{bmatrix} \quad (10.26)$$

$$= {}^B\mathbf{J}_G^i \dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (10.27)$$

となる. 以上により,

$${}^B\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = \frac{\sum_{i=1}^N m_i {}^B\mathbf{J}_G^i \dot{\boldsymbol{\theta}}}{\sum_{i=1}^N m_i} = \frac{\sum_{i=1}^N m_i {}^B\mathbf{J}_G^i}{\sum_{i=1}^N m_i} \dot{\boldsymbol{\theta}} = {}^B\mathbf{J}_G \dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (10.28)$$

となる. ここで, ${}^B\mathbf{J}_G$ は重心ヤコビアンと呼ばれ, 所望の重心運動を実現するために用いられる.

次に, ワールド座標系 Σ_w から見た重心速度を導出する. 重心位置は,

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B + {}^w\mathbf{R}_B^B \dot{\mathbf{p}}_{CoG} \quad (10.29)$$

のように表せ, 時間微分および脚先速度の計算式 (10.23) の導出と同様の式展開により, 以下のように求められる.

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{CoG}) \times {}^w\boldsymbol{\omega}_B + {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{J}_G \dot{\boldsymbol{\theta}} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{CoG})^\wedge {}^w\boldsymbol{\omega}_B + {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{J}_G \dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (10.30)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & -({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{CoG})^\wedge & {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{J}_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\boldsymbol{\omega}_B \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix} = \mathbf{J}_G^{ext} \dot{\mathbf{q}} \quad (10.31)$$

ここで, \mathbf{J}_G^{ext} を拡張重心ヤコビアンと呼ぶことにする. 本稿で示した重心ヤコビアン of の計算法は, 必ずしも計算効率が良いとは言えない. 重心ヤコビアンを解析的に利用するアプローチは従来用いられており [142], 杉原ら [143], Choi ら [144] が効率の良い計算法を提案しているので参考にされたい.

次に, ワールド座標系 Σ_w からみたロボット重心の運動量を求める. 各リンク重心の並進運動量 ${}^w\mathbf{P}_i$ は, 以下のよう求められる.

$${}^w\mathbf{P}_i = m_i {}^w\dot{\mathbf{g}}_i \quad (10.32)$$

ここで,

$${}^w\mathbf{g}_i = {}^w\mathbf{p}_i + {}^w\mathbf{R}_i^i \mathbf{g}_i \quad (10.33)$$

$${}^w\dot{\mathbf{g}}_i = {}^w\dot{\mathbf{p}}_i + {}^w\dot{\mathbf{R}}_i^i \mathbf{g}_i = {}^w\dot{\mathbf{p}}_i - ({}^w\mathbf{R}_i^i \mathbf{g}_i)^\wedge {}^w\boldsymbol{\omega} \quad (10.34)$$

である. よって, ${}^w\mathbf{P}_i$ は以下ようになる.

$${}^w\mathbf{P}_i = m_i {}^w\dot{\mathbf{p}}_i - m_i ({}^w\mathbf{R}_i^i \mathbf{g}_i)^\wedge {}^w\boldsymbol{\omega}_i = \begin{bmatrix} m_i \mathbf{I}_{3 \times 3} & -m_i ({}^w\mathbf{R}_i^i \mathbf{g}_i)^\wedge \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_i \\ {}^w\boldsymbol{\omega}_i \end{bmatrix} = \mathbf{I}_{P_i} \boldsymbol{\xi}_i \quad (10.35)$$

次に, 各リンク重心の Σ_w から見た角運動量 ${}^w\mathbf{P}_i$ は以下のように求められる.

$${}^w\mathbf{L}_i = {}^w\mathbf{g}_i \times {}^w\mathbf{P}_i + {}^w\mathbf{I}_i {}^w\boldsymbol{\omega}_i \quad (10.36)$$

ここで, ${}^w\mathbf{I}_{g_i}$ は Σ_w から見た各リンクの回転軸まわりの慣性テンソルであり, 以下のように求められる [145].

$${}^w\mathbf{I}_{g_i} = {}^w\mathbf{R}_i {}^i\mathbf{I}_{g_i} {}^w\mathbf{R}_i^T \quad (10.37)$$

${}^i\mathbf{I}_{g_i}$ はリンク重心周りの慣性テンソルを基に, 並行軸の定理によって以下のように求まる.

$${}^i\mathbf{I}_{g_i} = m_i {}^i\mathbf{g}_i^T {}^i\mathbf{g}_i + \mathbf{I}_{g_i} \quad (10.38)$$

本稿では, 各リンクは一様密度, 縦横高さが l_x, l_y, l_z の直方体であるという仮定をおく. この時, \mathbf{I}_{g_i} は以下のように求まる.

$$\mathbf{I}_{g_i} = \begin{bmatrix} \frac{l_y^2 + l_z^2}{12} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{l_x^2 + l_z^2}{12} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l_x^2 + l_y^2}{12} \end{bmatrix} \quad (10.39)$$

式 (10.36) を式 (10.35) に代入し, 式変形を施すと, 以下ようになる.

$$\begin{aligned} {}^w\mathbf{L}_i &= m_i {}^w\mathbf{g}_i^{\wedge} {}^w\dot{\mathbf{p}}_i + ({}^w\mathbf{I}_i + m_i {}^w\mathbf{g}_i^{\wedge} ({}^w\mathbf{R}_i {}^i\mathbf{g}_i)^T) {}^w\omega_i = \begin{bmatrix} m_i {}^w\mathbf{g}_i^{\wedge} & ({}^w\mathbf{I}_i + m_i {}^w\mathbf{g}_i^{\wedge} ({}^w\mathbf{R}_i {}^i\mathbf{g}_i)^T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_i \\ {}^w\omega_i \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{I}_{L_i} \xi_i \end{aligned} \quad (10.40)$$

次に, ${}^w\dot{\mathbf{p}}_i, {}^w\omega_i$ を求めよう. ${}^w\dot{\mathbf{p}}_i$ は,

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_i = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B + {}^w\dot{\mathbf{R}}_B {}^B\mathbf{p}_i + {}^w\mathbf{R}_B {}^B\dot{\mathbf{p}}_i = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_i)^{\wedge} {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B {}^B\dot{\mathbf{p}}_i \quad (10.41)$$

である. ここで, ${}^B\dot{\mathbf{p}}_i$ は式 (10.20) と同様に以下のように求まる.

$$\begin{aligned} {}^B\dot{\mathbf{p}}_i &= \begin{bmatrix} {}^B\mathbf{a}_1 \times ({}^B\mathbf{p}_i - {}^B\mathbf{p}_1) & {}^B\mathbf{a}_2 \times ({}^B\mathbf{p}_i - {}^B\mathbf{p}_2) & \dots & {}^B\mathbf{a}_{i-1} \times ({}^B\mathbf{p}_i - {}^B\mathbf{p}_{i-1}) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \dot{\theta}_N \end{bmatrix} \\ &= {}^B\mathbf{J}_{\mathbf{p}_i} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \end{aligned} \quad (10.42)$$

よって,

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_i = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{p}_i)^{\wedge} {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{J}_{\mathbf{p}_i} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \quad (10.43)$$

となる. 次に ${}^w\omega_i$ は,

$$\begin{aligned} {}^w\omega_i &= {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B ({}^B\omega_1 + {}^B\omega_2 + \dots + {}^B\omega_i) \\ &= {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B \begin{bmatrix} {}^B\mathbf{a}_1 & {}^B\mathbf{a}_2 & \dots & {}^B\mathbf{a}_i & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_N \end{bmatrix} \\ &= {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B {}^B\mathbf{J}_{\omega_i} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \end{aligned} \quad (10.44)$$

となる. 式 (10.43) と (10.44) をまとめると, 以下の関係式を得ることができる.

$$\begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_i \\ {}^w\dot{\boldsymbol{\omega}}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & -({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_i)^\wedge & {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{J}_{\mathbf{p}_i} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & {}^w\boldsymbol{\omega}_B & {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{J}_{\boldsymbol{\omega}_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\boldsymbol{\omega}_B \\ \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \end{bmatrix} \quad (10.45)$$

$$\boldsymbol{\xi}_i = \mathbf{J}_i \dot{\mathbf{q}} \quad (10.46)$$

以上より, ${}^w\mathbf{P}_i$ および ${}^w\mathbf{L}_i$ は式 (10.35)(10.36) に式 (10.46) を代入することで,

$${}^w\mathbf{P}_i = \mathbf{I}_{\mathbf{p}_i} \mathbf{J}_i \dot{\mathbf{q}} \quad (10.47)$$

$${}^w\mathbf{L}_i = \mathbf{I}_{\mathbf{L}_i} \mathbf{J}_i \dot{\mathbf{q}} \quad (10.48)$$

となる. ロボット全体の運動量 ${}^w\mathbf{P}$, ${}^w\mathbf{L}$ を考えると,

$${}^w\mathbf{P} = \sum_{i=0}^N \mathbf{I}_{\mathbf{p}_i} \mathbf{J}_i \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} \quad (10.49)$$

$${}^w\mathbf{L} = \sum_{i=0}^N \mathbf{I}_{\mathbf{L}_i} \mathbf{J}_i \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_L \dot{\mathbf{q}} \quad (10.50)$$

となる. 本稿では \mathbf{J}_P は並進運動量ヤコビアン, \mathbf{J}_L は角運動量ヤコビアンと呼ぶ. 文献 [146] では並進運動量ヤコビアンが, [147] では角運動量ヤコビアンを用いた運動生成がそれぞれ用いられた. 梶田らが提案する分解運動量制御の文献 [148] では, 本稿で定義した並進・角運動量ヤコビアンを慣性行列と定義し, ツリー構造化したマニピュレータの末端からの繰り返し計算により, 効率良く計算している. 文献 [149] では, 並進・角運動量ヤコビアンを Centroidal momentum matrix と呼び, 導出法を詳細に記述している. いずれの文献も求めるものは同一であるため, 実装時は最も計算効率の良いものを選ぶべきである.

10.1.4 速度次元における微分逆運動学

次に, 作業空間における重心やリンク先端の速度および運動量を, 各関節の角速度にマッピングする方法について述べる. 位置の次元において得られた幾何学的な拘束条件を微分することにより, 速度次元の運動学的拘束条件が得られる. 速度次元の運動学的拘束条件は, 作業空間の速度ベクトルと関節角速度ベクトルに関して, ヤコビアンを介してアフィン形として得られることは, 前項にて説明してきた. この問題を解くことで所望の関節動作を得ることを, 本稿では速度次元の微分逆運動学と呼ぶことにする. 本稿では, 特に速度次元の微分逆運動学計算法について述べる.

解くべき式として, 以下の式を考える.

$$\dot{\mathbf{p}} = \mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (10.51)$$

ここで, $\dot{\boldsymbol{\theta}} \in \mathbb{R}^n$, $\dot{\mathbf{p}}_{c_i} \in \mathbb{R}^m$ とする. $\dot{\boldsymbol{\theta}}$ について解くと, 以下の関係式が得られる [150].

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = \begin{cases} \mathbf{J}_{aco}^{-1} {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} & (n = m) \\ \mathbf{J}_{aco}^\# {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} & (n < m) \\ \mathbf{J}_{aco}^\dagger {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_{aco}^\dagger \mathbf{J}_{aco}) \dot{\boldsymbol{\theta}}^{null} & (n > m) \end{cases} \quad (10.52)$$

ここで,

$$\mathbf{J}_{aco}^{\#} = \mathbf{J}_{aco}(\mathbf{J}_{aco}^T \mathbf{J}_{aco})^{-1} \quad (10.53)$$

$$\mathbf{J}_{aco}^{\dagger} = \mathbf{J}_{aco}^T (\mathbf{J}_{aco} \mathbf{J}_{aco}^T)^{-1} \quad (10.54)$$

であり, $\mathbf{J}_{aco}^{\#}, \mathbf{J}_{aco}^{\dagger}$ は擬似逆行列と呼ばれる. $n < m$ の場合の解は,

$$\mathbf{J} = \frac{1}{2} \|\mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} - {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}\|^2 \quad (10.55)$$

なる評価関数を最小化する最小二乗問題を解くことと等価であり, この時のマニピュレータは劣駆動マニピュレータと呼ばれる. $n > m$ の解において $\dot{\boldsymbol{\theta}}^{null} = \mathbf{0}$ とした場合の解は,

$$\mathbf{J} = \frac{1}{2} \|\dot{\boldsymbol{\theta}}\|^2 \quad (10.56)$$

なる関数を $\mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} = {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ なる等式制約のもと最小化する問題と等価であり, この時のマニピュレータは冗長マニピュレータと呼ばれる. ここで, $\dot{\boldsymbol{\theta}}^{null}$ は零空間入力であり, 冗長自由度を用いた障害物回避や特異姿勢回避に用いられる. また, 最小化問題において以下のように重み付けを行うことで, 各関節のタスク達成への寄与分 (ここでは, 脚先の速度への寄与分) を調節することができる [143].

$$\min \mathbf{J} = \frac{1}{2} \|\dot{\boldsymbol{\theta}}\|_{\mathbf{W}}^2 \quad (10.57)$$

$$s.t \quad \mathbf{J}_{aco} \dot{\boldsymbol{\theta}} = {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} \quad (10.58)$$

ここで, $\mathbf{W} = \text{diag} \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n\}$ は重み行列である. 上式はラグランジュの未定乗数法によって解析的に解かれ, 解は以下ようになる.

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{J}_{aco}^T (\mathbf{J}_{aco} \mathbf{W}^{-1} \mathbf{J}_{aco}^T)^{-1} {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i} \quad (10.59)$$

${}^w \mathbf{p}_{c_i}, {}^w \mathbf{p}_{CoG}$ を実現する関節速度を求める逆運動学問題を解く場合も, 以上の計算と同様な計算を行えば良い. ここで, \mathbf{J}_{aco}^{-1} は, \mathbf{J}_{aco} にランク落ちが生じている場合は求めることができないことに注意が必要である. ランク落ちが生じるマニピュレータの姿勢は特異姿勢と呼ばれる. この特異姿勢問題を避けるため, (1) マニピュレータの運動計画の段階で特異姿勢を避けるよう計画する, という単純な方法から, (2) 冗長性を活用して特異姿勢に陥らないようにする方法 [150], (3) 擬似逆行列を意図的に用いる方法 [151], (4) 特異姿勢近傍において数値的に不安定とならないよう工夫を設ける方法 [152, 153] 等が適用される. (3) は特異点近傍においてチャタリングが発生するため好ましくなく, 文献 [152, 153] で提案される方法はその問題を解決するための手法である.

10.1.5 複数の拘束条件を考慮した逆運動学

前節までに述べた逆運動学計算は, 脚先または重心の運動を実現する関節角速度を独立に求める方法であった. 本節では, それらを双方考慮する場合の逆運動学計算法を述べる. 本節では式 (10.23) と式 (10.49) をそれぞれ拘束条件と呼び, 二つの拘束条件を同時に実現する場合を考える.

10.1.5.1 連立による方法

一つ目の方法として、二つの式を連立して解く方法がある。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{aco}^{ext} \\ {}^w\mathbf{J}_P \end{bmatrix} \dot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{p}}_{c_i} \\ {}^w\mathbf{P} \end{bmatrix} \quad (10.60)$$

ここで、 $\dot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^{m_1}$, $\dot{\mathbf{p}}_{c_i} \in \mathbb{R}^{m_1}$, ${}^w\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{m_2}$ とすると、 $n \leq m_1 + m_2$ であれば目標とする二つの運動 $\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$, ${}^w\mathbf{P}$ を同時に実現できる。 $n \geq m_1 + m_2$ となる場合は、式 (10.55) に示されるように最小二乗の意味で二つの拘束条件が達成される解が求まる。この時、二つの拘束条件がどのように達成されるかについては明確な指針を設定することはできない。

10.1.5.2 重み付き最小二乗法による方法

二つの拘束条件を重みづけた形で解く方法が容易に思いつく。つまり、逆運動学問題を以下の評価関数を最小化する最適化問題として定式化すればよい。

$$\min \quad \mathbf{J} = \|\dot{\mathbf{p}}_{c_i} - \mathbf{J}_{aco}^{ext} \dot{\mathbf{q}}\|_Q^2 + \|{}^w\dot{\mathbf{P}} - \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}}\|_R^2 \quad (10.61)$$

このように、それぞれの拘束条件の誤差に関する重み付き最小化問題として定式化することで、それぞれの拘束条件が重み付けられた形で解くことができる。上記最適化問題は、以下の二次計画問題に帰着する。

$$\begin{aligned} \min \quad \mathbf{J} &= \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{G} \dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{f} \\ \text{with} \quad \mathbf{G} &= \mathbf{J}_{aco}^{extT} \mathbf{Q} \mathbf{J}_{aco}^{ext} + \mathbf{J}_P^T \mathbf{R} \mathbf{J}_P \\ \mathbf{f} &= \mathbf{J}_{aco}^{extT} \mathbf{Q} {}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}^{ref} + \mathbf{J}_P^T \mathbf{R} {}^w\dot{\mathbf{P}}^{ref} \end{aligned} \quad (10.62)$$

ここで、制約条件については考慮しない。評価関数を $\dot{\mathbf{q}}$ で偏微分したものを 0 とおくことで、評価関数を最小化する $\dot{\mathbf{q}}$ が以下のように解析的に求まる。

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{f} \quad (10.63)$$

重み行列 \mathbf{Q} , \mathbf{R} を適切に設定することで、拘束条件所望の運動を重みに従って実現する各関節角速度が求まる。

10.1.5.3 優先度付き逆運動学による方法

2つの拘束条件を考えた時、それぞれの拘束条件に優先度をつけることを考える。例えば、重心の拘束条件を脚の拘束条件よりも優先したい状況を考え、 $n \geq m_1, n \geq m_2$ である場合を考える。最小化する最適化問題を下記のように設定する。

$$\begin{aligned} \min \quad \mathbf{J} &= \frac{1}{2} (\dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{q}}_0)^T (\dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{q}}_0) \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} &= {}^w\mathbf{P} \end{aligned} \quad (10.64)$$

ここで、 $\dot{\mathbf{q}}_0$ は、 $\mathbf{J}_{aco}^{ext} \dot{\mathbf{q}} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ の解である。上記の問題を解くと、まず運動量の拘束条件が実現され、余った冗長自由度を用いて脚先の拘束条件が実現される。つまり、運動量の拘束条件が優先されるのである。上述の問題は、不等式拘

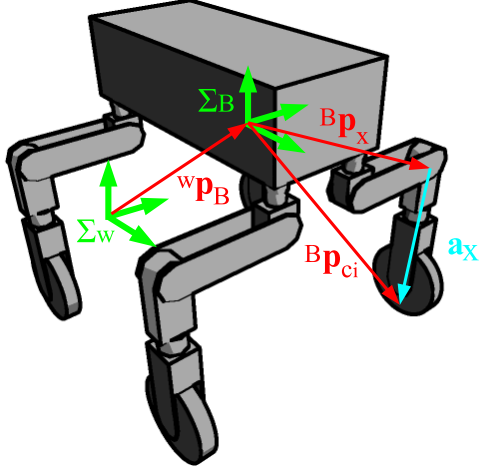


図 10.4: WLMR の三次元モデル

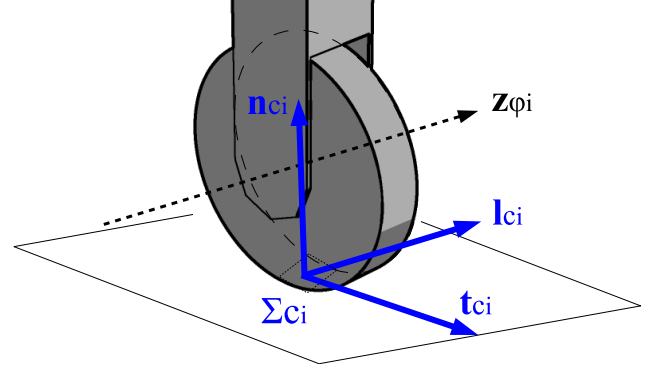


図 10.5: 接地面の概要: \mathbf{l}_{c_i} , \mathbf{t}_{c_i} および \mathbf{n}_{c_i} は単位ベクトル

束条件が存在しない場合は, 以下のような解が得られる.

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_p^\dagger \mathbf{wP} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_p^\dagger \mathbf{J}_p) \dot{\mathbf{q}}_0 \quad (10.65)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_0 = {}^w \mathbf{J}_{aco}^{ext \dagger w} \mathbf{p}_{c_i} \quad (10.66)$$

上記の解の形式では, $\dot{\mathbf{q}}_0$ は零空間入力と呼ばれる.

10.2 脚車輪型移動ロボットの運動生成

本節では, 脚車輪型移動ロボットの運動生成, すなわち作業空間における所望の重心動作や脚動作・車輪動作を実現する逆運動学計算法について述べる. まず, 脚車輪型移動ロボットに特有な運動学的拘束条件について述べる. 続いて, 逆運動学計算により, 拘束条件下を考慮しながら, 作業空間における所望の運動を実現する各関節動作を計算する方法について述べる.

10.2.1 脚車輪型移動ロボットのための運動学的拘束条件

本章では, 脚車輪型移動ロボットの機構による拘束を考慮した運動生成を行うための拘束条件を定義する. 脚車輪型移動ロボットは, 脚機構と車輪機構を有するため, それぞれの機構に応じた拘束条件の定義が必要となる. 本稿では, 適切な拘束条件の定義方法を述べる.

10.2.1.1 車輪に関する拘束条件

一般的に, WLMR の運動学的拘束条件は, 車輪の横滑りに関する定式化を基に定義し, 横滑りが零となる拘束条件を求める. [128, 129, 132–134, 154]. 接地点における滑りは, 以下のように表現される.

$$\mathbf{v}_{s_i} = {}^w \dot{\mathbf{p}}_{c_i} - {}^w \mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.67)$$

ここで, \mathbf{v}_{s_i} は脚の接地点における滑りであり, \mathbf{R} は車輪の径である. ${}^w\mathbf{R}_{c_i} = [\mathbf{t}_{c_i} \ \mathbf{l}_{c_i} \ \mathbf{n}_{c_i}]$ の詳細を, 図 10.5 に示す. \mathbf{n}_{c_i} は接地点座標系の法線ベクトル, \mathbf{t}_{c_i} は接地点座標系の (法線の垂直方向) ベクトル, そして $\mathbf{l}_{c_i} = \mathbf{n}_{c_i} \times \mathbf{t}_{c_i}$ は横方向ベクトルである. 本稿では, 設置点面は平坦であると仮定する. よって, $\mathbf{n}_{c_i} = [0 \ 0 \ 1]^T$ となる. 次に, \mathbf{t}_{c_i} は以下のように求められる.

$$\mathbf{t}_{c_i} = \frac{\mathbf{z}_{\phi_i} \times \mathbf{n}_{c_i}}{|\mathbf{z}_{\phi_i} \times \mathbf{n}_{c_i}|} \quad (10.68)$$

ここで, \mathbf{z}_{ϕ_i} は車輪の回転軸ベクトルである. 次に, ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は順運動学計算により以下のように表現される.

$${}^w\mathbf{p}_{c_i} = {}^w\mathbf{p}_B + {}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{c_i} \quad (10.69)$$

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B + {}^w\dot{\mathbf{R}}_B^B \mathbf{p}_{c_i} + {}^w\mathbf{R}_B^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}. \quad (10.70)$$

ここで, ${}^w\dot{\mathbf{R}}_B$ は ${}^w\dot{\mathbf{R}}_B = {}^w\omega_B^\wedge \cdot {}^w\mathbf{R}_B$ のように表現される. よって, 以下のように変形できる.

$${}^w\dot{\mathbf{R}}_B^B \mathbf{p}_{c_i} = {}^w\omega_B^\wedge \cdot ({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{c_i}) = -({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{c_i})^\wedge \cdot {}^w\omega_B = -({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{c_i}) \times {}^w\omega_B \quad (10.71)$$

${}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は以下のように表現される.

$${}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} = \frac{\partial {}^B\mathbf{p}_{c_i}}{\partial \theta_{legi}} \dot{\theta}_{legi} + \frac{\partial {}^B\mathbf{p}_{c_i}}{\partial \gamma_i} \dot{\gamma}_i = \mathbf{J}_{legi} \dot{\theta}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i \quad (10.72)$$

ここで, $\mathbf{J}_{legi} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $\mathbf{J}_{\gamma_i} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ はマニピュレータ・ヤコビアンであり, 以下のようにして求められる.

$$\mathbf{J}_{legi} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{\theta_{1i}} \times \mathbf{a}_{\theta_{1i}} & \mathbf{z}_{\theta_{2i}} \times \mathbf{a}_{\theta_{2i}} & \mathbf{z}_{\theta_{3i}} \times \mathbf{a}_{\theta_{3i}} \end{bmatrix} \quad (10.73)$$

$$\mathbf{J}_{\gamma_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{\gamma_i} \times \mathbf{a}_{\gamma_i} \end{bmatrix} \quad (10.74)$$

ここで, \mathbf{z}_x は回転軸ベクトルであり, $\mathbf{a}_x (= {}^B\mathbf{p}_{c_i} - {}^B\mathbf{p}_x)$ は各脚における各関節軸の中心と接地点をつなぐベクトルである. よって, (10.67) は以下のように変形される.

$$\mathbf{v}_{s_i} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - ({}^w\mathbf{R}_B^B \mathbf{p}_{c_i}) \times {}^w\omega_B + {}^w\mathbf{R}_B(\mathbf{J}_{legi} \dot{\theta}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i) - {}^w\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.75)$$

一般的に, 横滑りを防ぐため, \mathbf{v}_{s_i} は $\mathbf{0}$ に設定される. これにより, 車輪接地点における横滑りが発生しない拘束条件を満たすような全身運動が生成される. 計算の簡単化のため, 式 (10.75) に ${}^w\mathbf{R}_B^T$ を左から乗じると, 以下の式を得る.

$$\mathbf{0} = {}^w\mathbf{R}_B^T {}^w\dot{\mathbf{p}}_B - {}^B\mathbf{p}_{c_i} \times {}^w\omega_B + \mathbf{J}_{legi} \dot{\theta}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i - {}^B\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.76)$$

そして, 式 (10.76) は行列形式で以下のように表現される.

$$\mathbf{0} = \begin{bmatrix} {}^w\mathbf{R}_B^T & -{}^B\mathbf{p}_{c_i}^\wedge \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\omega_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & -{}^B\mathbf{R}_{c_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \dot{\phi}_i \end{bmatrix} \quad (10.77)$$

$$= \mathbf{J}_{B_i} \xi_B + \mathbf{J}_{W_i}^{vel} \dot{\theta}_i \quad (10.78)$$

ここで, $\mathbf{J}_{B_i} \in \mathbb{R}^{3 \times 6}$, $\xi_B = [{}^w\dot{\mathbf{p}}_B^T \ {}^w\omega_B^T]^T$, そして, $\mathbf{J}_{W_i}^{vel} \in \mathbb{R}^{3 \times n}$ である.

10.2.1.2 脚に関する拘束条件

前節にて述べた横滑り零の拘束条件を考慮することで、滑りの発生を妨げるような車輪移動を実現できる。ここで、もし脚先位置を明示的に指定しない場合、 $\begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} & \dot{\gamma}_i & \dot{\phi}_i \end{bmatrix}^T$ に関する様々な組み合わせの解が生じうる。そこで、脚先に関する拘束条件を別途定義する必要がある。[129]. 我々の研究では、式 (10.72) を接地点に関する運動学的拘束条件とし、以下のような行列形式で表現する。

$${}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \dot{\phi}_i \end{bmatrix} = \mathbf{J}_{L_i}^{vel} \dot{\theta}_i. \quad (10.79)$$

上記拘束条件により、各脚の接地点を任意の位置に制御可能となる。

10.2.2 旋回運動生成時の問題点

10.2.2.1 問題点 1

各脚毎の拘束式 (10.78) および (10.79) を同時に達成するための逆運動学計算法を考える。最も単純な方法は、それぞれの拘束式を以下のように連立して解けばよい。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^w\mathbf{R}_B^T & -{}^B\mathbf{p}_{c_i}^\wedge \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\dot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\boldsymbol{\omega}_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & {}^B\mathbf{R}_{c_i} \\ \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \dot{\phi}_i \end{bmatrix}. \quad (10.80)$$

ここで、 $\begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \dot{\phi}_i \end{bmatrix}$ の係数行列に着目する。係数行列のランク r は、

$$\begin{aligned} r &= \text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & {}^B\mathbf{R}_{c_i} \\ \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) = \text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & {}^B\mathbf{R}_{c_i} \\ \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \\ &= \text{rank} \left({}^B\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} -R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) + \text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (10.81)$$

となる。ここで、 $r = 6$ であれば、行フルランクとなり、係数行列の擬似逆行列が存在する。しかし $r < 6$ の場合は、擬似逆行列は存在せず、逆運動学解を求めることができない。例えば、 ${}^B\mathbf{R}_{c_i} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$ の時、 $r = 4$ となる。つまり設置点座標系がベース座標系と平行であるとき、WLMR は特異姿勢であると言える。この問題を、本稿では問題点 1 と定義する。

10.2.2.2 問題点 1 の解決法: 選択行列を用いたランク落ちの防止

問題点 1 を解決する方法として, それぞれの拘束式の成分を選択行列によって選択することで, ランク落ちを防ぐ方法が容易に思いつく. ランク落ちを防ぐための選択行列の組み合わせとして様々な組み合わせが考えられる. 例えば, x 成分意外を削減する選択行列 \mathbf{S}_x は $\mathbf{S}_x = [1 \ 0 \ 0]$ となる. 以降では, \mathbf{S}_x を用いてランク落ちを防いだ場合の例を示そう. 選択行列を用いた場合の連立方程式は以下ようになる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_x {}^B \mathbf{p}_{c_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^w \mathbf{R}_B^T & -{}^B \mathbf{p}_{c_i}^\wedge \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w \mathbf{p}_B \\ {}^w \boldsymbol{\omega}_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & {}^B \mathbf{R}_{c_i} \\ \mathbf{S}_x \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{S}_x \mathbf{J}_{\gamma_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \dot{\phi}_i \end{bmatrix}. \quad (10.82)$$

次に, 式 (10.82) は以下のようにまとめられる.

$$\dot{\mathbf{p}}_i = \mathbf{J}_{B_i}^{vel} \boldsymbol{\xi}_B + \mathbf{J}_i^{vel} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i \quad (10.83)$$

ここで, $\mathbf{J}_B^{vel} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$, $\mathbf{J}_i^{vel} \in \mathbb{R}^{4 \times n}$ である. 全ての脚 (脚数を k とする) に関する拘束式を考慮した場合の拘束式は以下のようになる.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{p}}_1 \\ \dot{\mathbf{p}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{p}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{B_1} \\ \mathbf{J}_{B_2} \\ \vdots \\ \mathbf{J}_{B_k} \end{bmatrix} \boldsymbol{\xi}_B + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_2 & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{J}_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\theta}}_1 \\ \dot{\boldsymbol{\theta}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\boldsymbol{\theta}}_k \end{bmatrix} \quad (10.84)$$

$$\dot{\mathbf{P}} = \mathbf{J}_B^{vel} \boldsymbol{\xi}_B + \mathbf{J}^{vel} \dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (10.85)$$

ここで, $\mathbf{J}_B^{vel} \in \mathbb{R}^{4k \times 4}$, $\mathbf{J}^{vel} \in \mathbb{R}^{4k \times nk}$ である. 次に, 全ての脚の拘束式を考慮し, かつベース位置の任意の並進および角速度を実現する逆運動学解は以下のように求まる.

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{J}^{vel\dagger} (\dot{\mathbf{p}}^{ref} - \mathbf{J}_B^{vel} \boldsymbol{\xi}_B^{ref}) + (\mathbf{I} - \mathbf{J}^{vel\dagger} \mathbf{J}^{vel}) \mathbf{u}_{null} \quad (10.86)$$

ここで, \mathbf{J}^\dagger は \mathbf{J} の擬似逆行列であり, \mathbf{u}_{null} は零空間入力である.

10.2.2.3 問題点 2

本節では, γ_i についての逆運動学解計算時の問題点について述べる. まず, 式 (10.74) における係数行列 \mathbf{J}_{γ_i} に着目しよう. 脛 Yaw 軸 γ_i の回転軸ベクトルが, 接地面と垂直となる時, 脛 Yaw 軸の回転中心位置ベクトルと接地点位置ベクトルの差ベクトル $\mathbf{a}_{\gamma_i} = {}^B \mathbf{p}_{c_i} - {}^B \mathbf{p}_{\gamma_i}$ は, 回転軸ベクトル \mathbf{z}_{γ_i} と平行となる. この時, \mathbf{J}_{γ_i} は零ベクトルとなる. これは, $\dot{\gamma}_i$ についての逆運動学解が常に零になることを意味し, 三次元的な運動を許容する WLMR における特異姿勢として指摘されている [129] [131]. この問題を問題点 2 と定義しよう. 本稿では, 文献 [129] [131] において提案されている解決法以外の方法で, 問題点 2 を解決する. 問題点 2 を図示すると, 図 10.6(a) のようになる. 厳密には, $\dot{\theta}_i$ についても, 図 10.6(a) のような姿勢において問題が生じる. この問題は, 問題 1 の解決法のように選択行列を用いることで回避することができる. また, 後に問題点 2 の解決法として述べる方法を同様な手順で適用することが可能であるが, 紙面の都合上省略する.

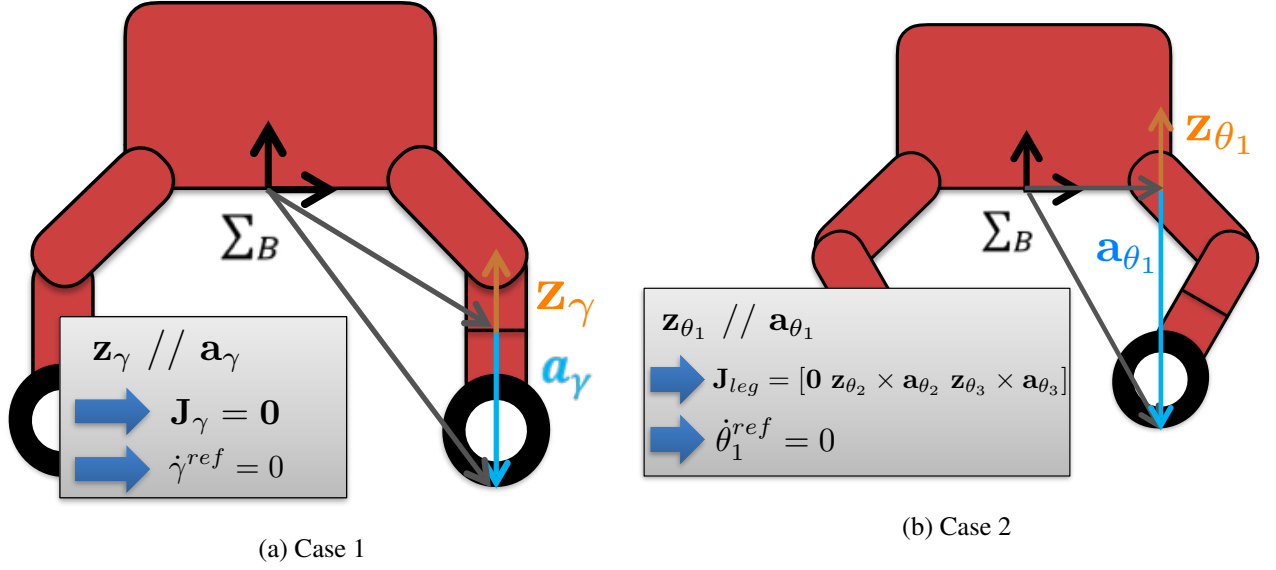


図 10.6: 問題点 2 の説明図

10.2.2.4 問題点 2 の解決法 1: 解析解に基づくアプローチ

式 (10.76) において, ${}^B\mathbf{R}_{\gamma_i}$ は γ_i を含んでいる. この式に着目し, γ_i について解析的に解くことを考える [129]. 今,

$${}^w\mathbf{R}_B^T {}^w\dot{\mathbf{p}}_B = \mathbf{v} \quad (10.87)$$

とおき, 式 (10.76) の第 2 行成分について展開すると,

$$\begin{aligned}
0 &= \{\cos \theta_1 \sin \gamma - \sin \theta_1 (\cos \theta_2 \cos \theta_3 \cos \gamma - \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \gamma)\} \{-{}^B p_c(y) \omega_z + {}^B p_c(z) \omega_y + v_x + {}^B \dot{p}_c(x)\} \\
&+ \{\sin \theta_1 \sin \gamma + \cos \theta_1 (\cos \theta_2 \cos \theta_3 \cos \gamma - \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \gamma)\} \{{}^B p_c(x) \omega_z - {}^B p_c(z) \omega_x + v_y + {}^B \dot{p}_c(y)\} \\
&+ \{\cos \theta_2 \sin \theta_3 \cos \gamma + \sin \theta_2 (\cos \theta_3 \cos \gamma)\} \{-{}^B p_c(x) \omega_y - {}^B p_c(y) \omega_x + v_z + {}^B \dot{p}_c(z)\} \\
&= \{\cos \theta_1 (-{}^B p_c(y) \omega_z + {}^B p_c(z) \omega_y + v_x + {}^B \dot{p}_c(x)) + \sin \theta_1 ({}^B p_c(x) \omega_z - {}^B p_c(z) \omega_x + v_y + {}^B \dot{p}_c(y))\} \sin \gamma \\
&+ \{-\sin \theta_1 \cos \theta_2 + \theta_3 (-{}^B p_c(y) \omega_z + {}^B p_c(z) \omega_y + v_x + {}^B \dot{p}_c(x)) + \cos \theta_1 \cos (\theta_2 + \theta_3) ({}^B p_c(x) \omega_z \\
&- {}^B p_c(z) \omega_x + v_y + {}^B \dot{p}_c(y)) + \sin (\theta_2 + \theta_3) (-{}^B p_c(x) \omega_y - {}^B p_c(y) \omega_x + v_z + {}^B \dot{p}_c(z))\} \cos \gamma
\end{aligned} \quad (10.88)$$

となる. ここで, $\mathbf{v} = [v_x \ v_y \ v_z]^T$, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$, ${}^B\mathbf{p}_c = [{}^B p_c(x) \ {}^B p_c(y) \ {}^B p_c(z)]^T$ である. さらに, 記述の簡単化のため,

$$a = -{}^B p_c(y) \omega_z + {}^B p_c(z) \omega_y + v_x + {}^B \dot{p}_c(x) \quad (10.89)$$

$$b = {}^B p_c(x) \omega_z - {}^B p_c(z) \omega_x + v_y + {}^B \dot{p}_c(y) \quad (10.90)$$

$$c = -{}^B p_c(x) \omega_y - {}^B p_c(y) \omega_x + v_z + {}^B \dot{p}_c(z) \quad (10.91)$$

と置く. (10.88) 式より,

$$\tan \gamma = \frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} \quad (10.92)$$

$$= \frac{-\sin \theta_1 \cos (\theta_2 + \theta_3) a + \cos \theta_1 \cos (\theta_2 + \theta_3) b + \sin (\theta_2 + \theta_3) c}{\cos \theta_1 a + \sin \theta_1 b} \quad (10.93)$$

$$= \frac{d}{e} \quad (10.94)$$

となる. よって, 所望のステアリング角度 γ^{cmd} は以下のように求まる.

$$\gamma^{cmd} = \text{atan2}(d, e) \quad (10.95)$$

ここで, $\text{atan2}(d, e)$ は C 言語において実装されている, $\tan^{-1}(\frac{d}{e})$ を計算する関数である. $\text{atan2}()$ は, $-\pi$ から π の範囲の値を返す関数であるが, $-\pi$ と π の間で不連続な切り替えが生じることに注意して実装しなければならない.

10.2.2.5 問題点 2 の解決法 2: 数値解に基づくアプローチ

本項では, 問題点 2 を数値的な解に基づいて解決する手法を提案する. 問題点 2 は, $\mathbf{J}_{\gamma_i} = \mathbf{0}$ となる姿勢 (特異姿勢) において生じる問題である. 同様な問題は, 非ホロノミック移動マニピュレータ (Non-holonomic Mobile Manipulators: NMMS) において生じており [155], 加速度次元の運動学に適切な工夫を施すことで問題を解決している. 本節では, 本研究にて用いている WLMR においても, 加速度次元の運動学に適切な工夫を施すことによって問題 1 が解決できることを示す. ここで, 加速度次元における車輪の拘束式は, 式 (10.76) を時間に関して微分することで得られる.

$$\begin{aligned} {}^w\mathbf{R}_B^{Tw} \ddot{\mathbf{p}}_B + {}^w\dot{\mathbf{R}}_B^{Tw} \dot{\mathbf{p}}_B - {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_i} \times {}^w\boldsymbol{\omega}_B + {}^B\mathbf{p}_{c_i} \times \dot{\boldsymbol{\omega}}_B + \mathbf{J}_{legi} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} \\ + \mathbf{J}_{\gamma_i} \ddot{\gamma}_i + \dot{\mathbf{J}}_{legi} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \dot{\mathbf{J}}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i - {}^B\dot{\mathbf{R}}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - {}^B\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\ddot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (10.96)$$

ここで,

$${}^w\dot{\mathbf{R}}_B^T = ({}^w\boldsymbol{\omega}_B^\wedge {}^w\mathbf{R}_B)^T \quad (10.97)$$

$${}^B\dot{\mathbf{R}}_{c_i} = ({}^B\mathbf{R}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i \mathbf{R}_{c_i}) = {}^B\dot{\mathbf{R}}_{\gamma_i} \gamma_i \mathbf{R}_{c_i} + {}^B\mathbf{R}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i \mathbf{R}_{c_i} = {}^B\boldsymbol{\omega}_{\gamma_i}^\wedge {}^B\mathbf{R}_{c_i} + {}^B\mathbf{R}_{\gamma_i} \gamma_i \boldsymbol{\omega}_{c_i}^\wedge \mathbf{R}_{c_i}. \quad (10.98)$$

である. また, $\gamma_i \boldsymbol{\omega}_{c_i}^\wedge$ は式 (10.2) から得られ, ${}^B\boldsymbol{\omega}_{\gamma_i}$ は以下のように変形される.

$$\begin{aligned} {}^B\boldsymbol{\omega}_{\gamma_i} &= {}^B\boldsymbol{\omega}_{\theta_{1i}} + \cdots + {}^B\boldsymbol{\omega}_{\theta_{Ni}} + {}^B\boldsymbol{\omega}_{\gamma_i} = (\mathbf{z}_{\theta_{1i}} \dot{\theta}_{1i} + \mathbf{z}_{\theta_{2i}} \dot{\theta}_{2i} + \cdots + \mathbf{z}_{\theta_{Ni}} \dot{\theta}_{Ni}) + \mathbf{z}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{\theta_{1i}} & \mathbf{z}_{\theta_{2i}} & \cdots & \mathbf{z}_{\theta_{Ni}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1i} \\ \dot{\theta}_{2i} \\ \vdots \\ \dot{\theta}_{Ni} \end{bmatrix} + \mathbf{z}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i = \mathbf{J}_{legi}^\omega \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i}^\omega \dot{\gamma}_i \end{aligned} \quad (10.99)$$

ここで, $\mathbf{J}_{legi}^\omega = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{\theta_{1i}} & \mathbf{z}_{\theta_{2i}} & \cdots & \mathbf{z}_{\theta_{Ni}} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times N}$, $\mathbf{J}_{\gamma_i}^\omega = \mathbf{z}_{\gamma_i} \in \mathbb{R}^3$ である. よって, 以下の式を得る.

$${}^B\boldsymbol{\omega}_{\gamma_i}^\wedge = (\mathbf{J}_{legi}^\omega \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi})^\wedge + \mathbf{J}_{\gamma_i}^\omega \dot{\gamma}_i \quad (10.100)$$

ここで得られた $\dot{\gamma}_i$ の係数ベクトルは, 問題点 2 における姿勢において零ベクトルとならない. 最終的に, 式 (10.96) は以下のように表現される.

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \begin{bmatrix} {}^w\mathbf{R}_B^T & -{}^B\mathbf{p}_{c_i}^\wedge \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^w\ddot{\mathbf{p}}_B \\ {}^w\dot{\boldsymbol{\omega}}_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & -{}^w\boldsymbol{\omega}_B^\wedge \mathbf{J}_{\gamma_i} - \mathbf{J}_{\gamma_i}^\omega \wedge {}^B\mathbf{R}_{c_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \ddot{\phi}_i \end{bmatrix} \\ &+ ({}^w\boldsymbol{\omega}_B^\wedge {}^w\mathbf{R}_B)^T {}^w\ddot{\mathbf{p}}_B + \boldsymbol{\omega}_B^\wedge \mathbf{J}_{legi} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \dot{\mathbf{J}}_{legi} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \ddot{\gamma}_i - (\mathbf{J}_{legi}^\omega \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi})^\wedge {}^B\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + {}^B\mathbf{R}_{\gamma_i} {}^{\gamma_i}\boldsymbol{\omega}_{c_i}^\wedge {}^{\gamma_i}\mathbf{R}_{c_i} \begin{bmatrix} R\dot{\phi}_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.101) \\ &= \mathbf{J}_B \dot{\boldsymbol{\xi}}_B + \mathbf{J}_{W_i}^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_i + \mathbf{b}_{W_i} \quad (10.102) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{J}_{W_i}^{acc} \in \mathbb{R}^{3 \times n}$, $\mathbf{b}_{W_i} \in \mathbb{R}^3$ である. 次に, 加速度次元における各脚接地点に関する拘束を導出する. 拘束条件は, 式 (10.72) を時間微分することで得られる.

$$\begin{aligned} {}^B\ddot{\mathbf{p}}_{c_i} &= \mathbf{J}_{legi} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \ddot{\gamma}_i + \dot{\mathbf{J}}_{legi} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \dot{\mathbf{J}}_{\gamma_i} \dot{\gamma}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{legi} & \mathbf{J}_{\gamma_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} \\ \dot{\gamma}_i \\ \ddot{\phi}_i \end{bmatrix} + \dot{\mathbf{J}}_{legi} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{legi} + \mathbf{J}_{\gamma_i} \ddot{\gamma}_i \\ &= \mathbf{J}_{L_i}^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{b}_{L_i} \quad (10.103) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{J}_{L_i}^{acc} \in \mathbb{R}^{3 \times n}$, $\mathbf{b}_{L_i} \in \mathbb{R}^3$ である. ここで, $\ddot{\boldsymbol{\theta}}_i = [\ddot{\boldsymbol{\theta}}_{legi}^\top \dot{\gamma}_i \ddot{\phi}_i]^\top$ は速度/加速度が混合されたベクトルとなっていることに注意されたい. 以上に述べた加速度次元における拘束条件により, 式 (10.102) における $\dot{\gamma}_i$ の係数ベクトルは非零となる. これは, 問題点 2 における特異姿勢においても係数ベクトル非零となることを意味し, 逆運動学計算によって得られた $\dot{\gamma}_i^{cmd}$ は非零となる. しかしながら, $\dot{\phi}_i = 0$ の時には, $\dot{\gamma}_i$ の係数ベクトルは零ベクトルとなる. すなわち, ロボットの移動速度が低速度域の場合に解が不安定となり, 振動的となることを意味する. この問題は, 文献 [156] によって報告されており, 文献中では解決策として逆運動学演算に工夫を加える方法が提案されているので, 参考にされたい.

10.2.2.6 問題点 3

問題点 1 を解決する方法として, 選択行列を用いる方法を述べた. しかし, この方法には, WLMR の有する潜在的な自由度を削減してしまうという問題点がある. 例えば, 式 (10.82) では脚先拘束の成分を x 方向のみに限定した. これは, 本来制御可能である y 方向成分を制御不可能としていることになる. 本稿ではこの問題を問題点 3 と定義する. 厳密に言うと, 脚先滑り拘束における y 成分 (y 方向への滑り) をあえて発生させることを利用して脚先方向を制御することは可能である. しかし, このような制御方法は直感に反する. よって, y 方向への滑りを発生させないという拘束条件を達成しつつ, y 方向への脚先動作を可能とするような運動生成が実現可能となることが望ましい.

10.2.2.7 問題点 3 の解決法: 優先度を考慮した微分逆運動学による解決

問題点 3 は, 車輪に関する拘束と, 脚に関する拘束を同時に実現する解を求める際に発生していた. よって, 二つの拘束式を別途解くことで問題を回避できる. 例えば, $\dot{\mathbf{p}}_{high} \in \mathbb{R}^l$ を優先度の高いタスク, $\dot{\mathbf{p}}_{low} \in \mathbb{R}^m$ を優先度の低い

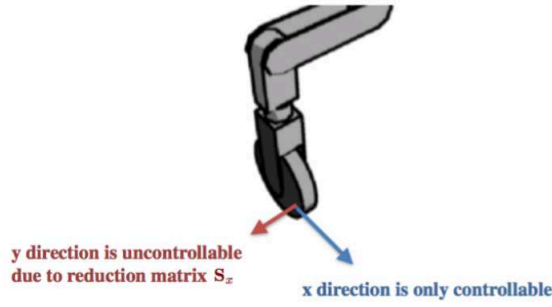


図 10.7: 問題点 3 の説明図

タスクとしよう. タスクとは, 実現すべき作業空間の目標量であり, 本研究ではベース並進速度や角速度・各脚接地点速度や加速度に相当する. $\dot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ はロボットの自由度を表現するベクトルであり, 本研究では関節角速度や角加速度がまとめられる. ここで, $\dot{\mathbf{p}}_{high}$, $\dot{\mathbf{p}}_{low}$ および $\dot{\mathbf{q}}$ の関係性は以下のように表現される.

$$\dot{\mathbf{p}}_{high} = \mathbf{J}_{high}\dot{\mathbf{q}}_{high} \quad (10.104)$$

$$\dot{\mathbf{p}}_{low} = \mathbf{J}_{low}\dot{\mathbf{q}}_{low} \quad (10.105)$$

ここで, 冗長システムの場合 ($l, m > n$) を考えると, 式 (10.104)(10.105) の解は, 以下のように表現される [157].

$$\dot{\mathbf{q}}_{high} = \mathbf{J}_{high}^\dagger \dot{\mathbf{p}}_{high} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_{high}^\dagger \mathbf{J}_{high})\dot{\mathbf{q}}_{low} \quad (10.106)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_{low} = \mathbf{J}_{low}^\dagger \dot{\mathbf{p}}_{low} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_{low}^\dagger \mathbf{J}_{low})\mathbf{u}_{null}. \quad (10.107)$$

このようにして逆運動学解を計算すると, タスク $\dot{\mathbf{p}}_{high}$ が優先して実現され, 残った自由度を用いてタスク $\dot{\mathbf{p}}_{low}$ が実現される. 上記の方策に従うことで, 先述した問題 3 を解決できる. 一般的には, WLMR の脚先に滑りを発生させるべきではない. よって, 本研究では, 車輪に関する拘束を優先すべきタスクとして設定している.

10.2.3 WLMR の全身運動生成と制御法

本章で示した問題 1, 問題 2, 問題 3 を解決する全身運動生成例を示す. 方法として,

- 速度次元における方法
- 加速度次元における方法

の 2 種類について述べる.

10.2.3.1 速度次元における逆運動学

速度次元における方法では, 問題 2 が式 (10.88) を用いて解決され, 問題 3 が優先度付き微分逆運動学によって解決される. ここで, 全ての脚を考慮した運動学的拘束条件は, 式 (10.78)(10.72) を用いて以下のようにして求めら

れる.

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_1} \\ {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_2} \\ \vdots \\ {}^B\dot{\mathbf{p}}_{c_k} \end{bmatrix} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{B_1} \\ \mathbf{J}_{B_2} \\ \vdots \\ \mathbf{J}_{B_k} \end{bmatrix} \xi_B + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{W_1}^{vel} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{W_2}^{vel} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{J}_{W_k}^{vel} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \dot{\theta}_k \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{L_1}^{vel} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{L_2}^{vel} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{J}_{L_k}^{vel} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \dot{\theta}_k \end{bmatrix} \end{pmatrix} \\
 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{0} &= \mathbf{J}_B \xi_B + \mathbf{J}_W^{vel} \dot{\boldsymbol{\theta}} \\ \dot{\mathbf{P}}_L &= \mathbf{J}_L^{vel} \dot{\boldsymbol{\theta}} \end{cases} \quad (10.108)
 \end{aligned}$$

ここで, 本研究で用いるロボットでは $\mathbf{J}_W^{vel} \in \mathbb{R}^{12 \times 20}$, $\mathbf{J}_L^{vel} \in \mathbb{R}^{12 \times 20}$ である. 次に, 所望の関節速度は以下のように求まる.

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}^{cmd} = -\mathbf{J}_W^{vel\top} \mathbf{J}_B \xi_B + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_W^{vel\top} \mathbf{J}_W^{vel}) \dot{\boldsymbol{\theta}}^{ref} \quad (10.109)$$

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}^{ref} = \mathbf{J}_L^{vel\top} \dot{\mathbf{P}}_L + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_L^{vel\top} \mathbf{J}_L^{vel}) \mathbf{u}_{null}. \quad (10.110)$$

このようにして求められた各関節速度に追従するよう各関節を制御することで, 所望の運動を実現することができる. 重心運動を取り扱いたい場合は, 重心ヤコビアンや運動量ヤコビアンを用いたタスクを式 (10.108) に加えれば良い. 次章以降では速度次元における逆運動学において, 運動量ヤコビアンも考慮することで所望の重心運動を生成している.

10.2.3.2 加速度次元における逆運動学

提案する加速度次元の方法では, 問題 2 と問題 3 を同時に解決することができる. 式 (10.102) および式 (10.103) を拘束条件として用い, 全ての脚について考慮すると,

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} {}^B\ddot{\mathbf{p}}_{c_1} \\ {}^B\ddot{\mathbf{p}}_{c_2} \\ \vdots \\ {}^B\ddot{\mathbf{p}}_{c_k} \end{bmatrix} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{B_1} \\ \mathbf{J}_{B_2} \\ \vdots \\ \mathbf{J}_{B_k} \end{bmatrix} \dot{\xi}_B + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{W_1}^{acc} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{W_2}^{acc} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{J}_{W_k}^{acc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \ddot{\theta}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{W_1} \\ \mathbf{b}_{W_2} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{W_k} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{L_1}^{acc} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{L_2}^{acc} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & & \mathbf{J}_{L_k}^{acc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \\ \vdots \\ \ddot{\theta}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{L_1} \\ \mathbf{b}_{L_2} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{L_k} \end{bmatrix} \end{pmatrix} \\
 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{0} &= \mathbf{J}_B \dot{\xi}_B + \mathbf{J}_W^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{b}_W \\ \ddot{\mathbf{P}}_L &= \mathbf{J}_L^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{b}_L \end{cases} \quad (10.111)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \mathbf{0} &= \mathbf{J}_B \dot{\xi}_B + \mathbf{J}_W^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{b}_W \\ \ddot{\mathbf{P}}_L &= \mathbf{J}_L^{acc} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{b}_L \end{cases} \quad (10.112)$$

となる. ここで, 本研究におけるロボットでは $\mathbf{J}_W^{acc} \in \mathbb{R}^{12 \times 20}$ and $\mathbf{J}_L^{acc} \in \mathbb{R}^{12 \times 20}$ である. そして, 逆運動学解は以下のよう求める.

$$\ddot{\boldsymbol{\theta}}^{cmd} = \mathbf{J}_W^{acc\top}(-\mathbf{J}_B \dot{\boldsymbol{\xi}}_B - \mathbf{b}_W) + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_W^{acc\top} \mathbf{J}_W^{acc}) \ddot{\boldsymbol{\theta}}^{ref} \quad (10.113)$$

$$\ddot{\boldsymbol{\theta}}^{ref} = \mathbf{J}_L^{acc\top}(\ddot{\mathbf{P}}_L - \mathbf{b}_L) + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_L^{acc\top} \mathbf{J}_L^{acc}) \mathbf{u}_{null}. \quad (10.114)$$

このようにしてもとまった加速度参照値通りに各関節を加速度制御することで, ロボットの所望の動作を実現できる.

10.2.4 制御器

ロボットのベースリンク位置および各脚先位置を所望の軌道に追従させるため, 速度次元における参照値を以下のように与える.

$${}^w \dot{\mathbf{p}}_B^{ref} = \mathbf{K}_{pB_i}({}^w \mathbf{p}_B^{cmd} - {}^w \mathbf{p}_B^{res}) \quad (10.115)$$

$${}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}^{ref} = \mathbf{K}_{pc_i}({}^B \mathbf{p}_{c_i}^{cmd} - {}^B \mathbf{p}_{c_i}^{res}) \quad (10.116)$$

$${}^w \dot{\boldsymbol{\omega}}_B^{ref} = \mathbf{T}(\boldsymbol{\Phi}) \dot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref} \quad (10.117)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref} = \mathbf{K}_{p\Phi}(\boldsymbol{\Phi}^{cmd} - \boldsymbol{\Phi}^{res}) \quad (10.118)$$

ここで, \mathbf{K}_{pB_i} , \mathbf{K}_{pB_i} , および \mathbf{K}_{pB_i} は位置フィードバックのためのゲインである. また, $\mathbf{T}(\boldsymbol{\Phi})$ は ${}^w \dot{\boldsymbol{\omega}}_B$ と $\dot{\boldsymbol{\Phi}}$ の変換行列である. 式 (10.115)-(10.118) を実現する $\dot{\boldsymbol{\theta}}^{cmd}$ および γ_i^{cmd} は式 (10.109) および (10.88) によって得られる. そして, 操舵軸である γ_i を除いた関節のトルク参照値は以下のように表現される.

$$\boldsymbol{\tau}^{ref} = \mathbf{K}_{pj}(\dot{\boldsymbol{\theta}}^{cmd} - \dot{\boldsymbol{\theta}}^{res}) + \hat{\boldsymbol{\tau}}^{dis} \quad (10.119)$$

ここで, \mathbf{K}_{pj} は速度フィードバックゲインである. 操舵軸 γ_i のためのトルク指令値は以下のように与える.

$$\tau_{\gamma_i}^{ref} = K_{pj\gamma}(\gamma_i^{cmd} - \gamma_i^{res}) + K_{dj\gamma}(\dot{\gamma}_i^{cmd} - \dot{\gamma}_i^{res}) + \hat{\tau}_{\gamma_i}^{dis} \quad (10.120)$$

ここで, $K_{pj\gamma}$ および $K_{dj\gamma}$ は位置・速度フィードバックゲインである. $\hat{\tau}^{dis}$ は外乱オブザーバによって推定された外乱トルクである. 加えて, 加速度次元における参照値は以下のように決定される.

$${}^w \ddot{\mathbf{p}}_B^{ref} = \mathbf{K}_{pB_i}({}^w \mathbf{p}_B^{cmd} - {}^w \mathbf{p}_B^{res}) + \mathbf{K}_{dB_i}({}^w \dot{\mathbf{p}}_B^{cmd} - {}^w \dot{\mathbf{p}}_B^{res}) \quad (10.121)$$

$${}^B \ddot{\mathbf{p}}_{c_i}^{ref} = \mathbf{K}_{pc_i}({}^B \mathbf{p}_{c_i}^{cmd} - {}^B \mathbf{p}_{c_i}^{res}) + \mathbf{K}_{dc_i}({}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}^{cmd} - {}^B \dot{\mathbf{p}}_{c_i}^{res}) \quad (10.122)$$

$${}^w \ddot{\boldsymbol{\omega}}_B^{ref} = \mathbf{T}(\boldsymbol{\Phi}) \ddot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref} \quad (10.123)$$

$$\ddot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref} = \mathbf{K}_{p\Phi}(\boldsymbol{\Phi}^{cmd} - \boldsymbol{\Phi}^{res}) + \mathbf{K}_{d\Phi}(\dot{\boldsymbol{\Phi}}^{cmd} - \dot{\boldsymbol{\Phi}}^{res}) \quad (10.124)$$

ここで, \mathbf{K}_{dB_i} , \mathbf{K}_{dB_i} , および \mathbf{K}_{dB_i} は速度フィードバックゲインである. ${}^w \dot{\boldsymbol{\omega}}_B$ と $\dot{\boldsymbol{\Phi}}$ の関係式は, 厳密に言うと ${}^w \dot{\boldsymbol{\omega}}_B^{ref} = \mathbf{T}(\boldsymbol{\Phi}) \ddot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref} + \dot{\mathbf{T}}(\boldsymbol{\Phi}) \dot{\boldsymbol{\Phi}}^{ref}$ である. ここで, $\dot{\mathbf{T}}(\boldsymbol{\Phi})$ による影響が充分小さいものとして無視している ($\dot{\mathbf{T}}(\boldsymbol{\Phi}) \simeq \mathbf{0}$). 式 (10.121)-(10.124) を実現する $\ddot{\boldsymbol{\theta}}^{cmd}$ および $\dot{\gamma}_i^{cmd}$ は式 (10.113) を用いて求められる. そして, 操舵軸 γ_i を除いた各関節のトルク参照値は以下のように求められる.

$$\boldsymbol{\tau}^{ref} = \mathbf{M}_n \ddot{\boldsymbol{\theta}}^{ref} + \hat{\boldsymbol{\tau}}^{dis}. \quad (10.125)$$

ここで, $\mathbf{M}_n \in \mathbb{R}^{20 \times 20}$ は各関節のノミナルイナーシャを対角成分としたノミナル慣性行列である. 本稿では, ロボットの全関節に DOB を適用することで, ロボットの動力学がノミナル化されているという仮定をおく. つまり, $\hat{\tau}^{dis}$ はノミナル化によるイナーシャのモデル化誤差, 干渉力, 遠心力, コリオリ力, 摩擦力, および外部からの接触力による全ての影響を推定しているという仮定をおいている. 操舵軸 γ_i のためのトルク参照値は以下のように与えられる.

$$\tau_{\gamma_i}^{ref} = K_{pj\gamma}(\dot{\gamma}_i^{cmd} - \dot{\gamma}_i^{res}) + \hat{\tau}_{\gamma_i}^{dis}. \quad (10.126)$$

式 (10.113) を解くためには, バイアスベクトル \mathbf{b}_{w_i} および \mathbf{b}_{L_i} を計算しなくてはならない. 本稿では, \mathbf{b}_{w_i} および \mathbf{b}_{L_i} を, 指令値 (10.121)-(10.124) および (10.113) を用いて計算する. 例えば, ω_B は以下のように計算された値を用いる.

$$\omega_B = \int \dot{\omega}_B^{cmd} dt. \quad (10.127)$$

同様に, 式 (10.88) は指令値を用いて計算される. 最後に, 全体のブロック図を図 10.9 および 10.8 に示す.

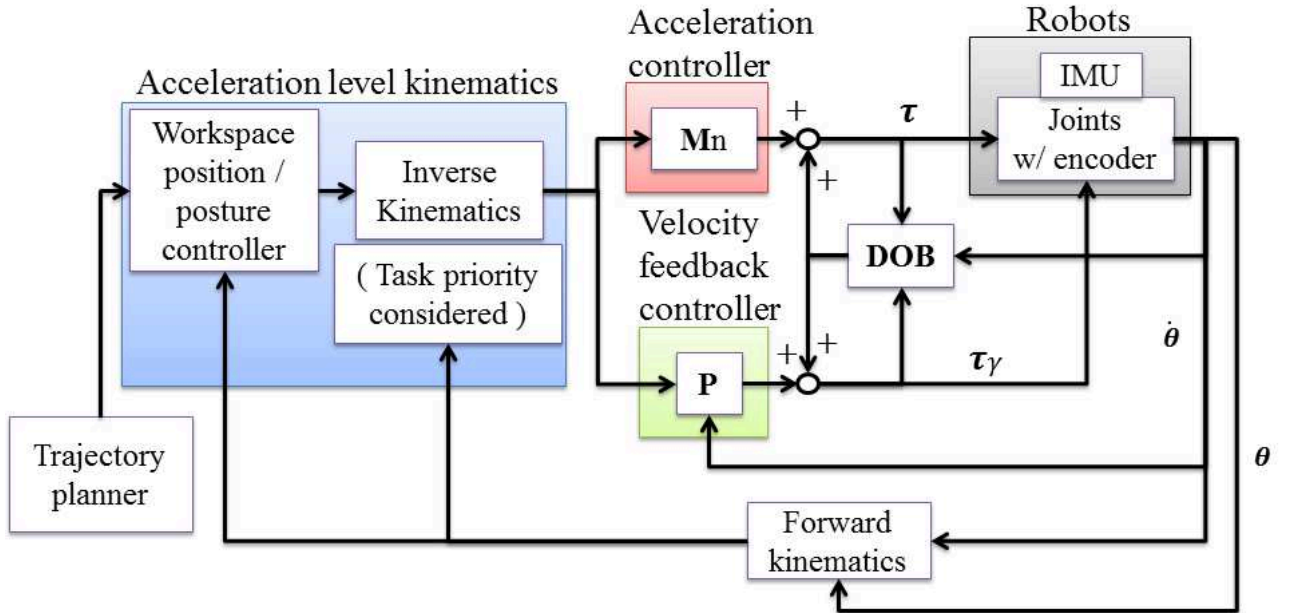


図 10.8: 加速度次元の全身運動生成ブロック図

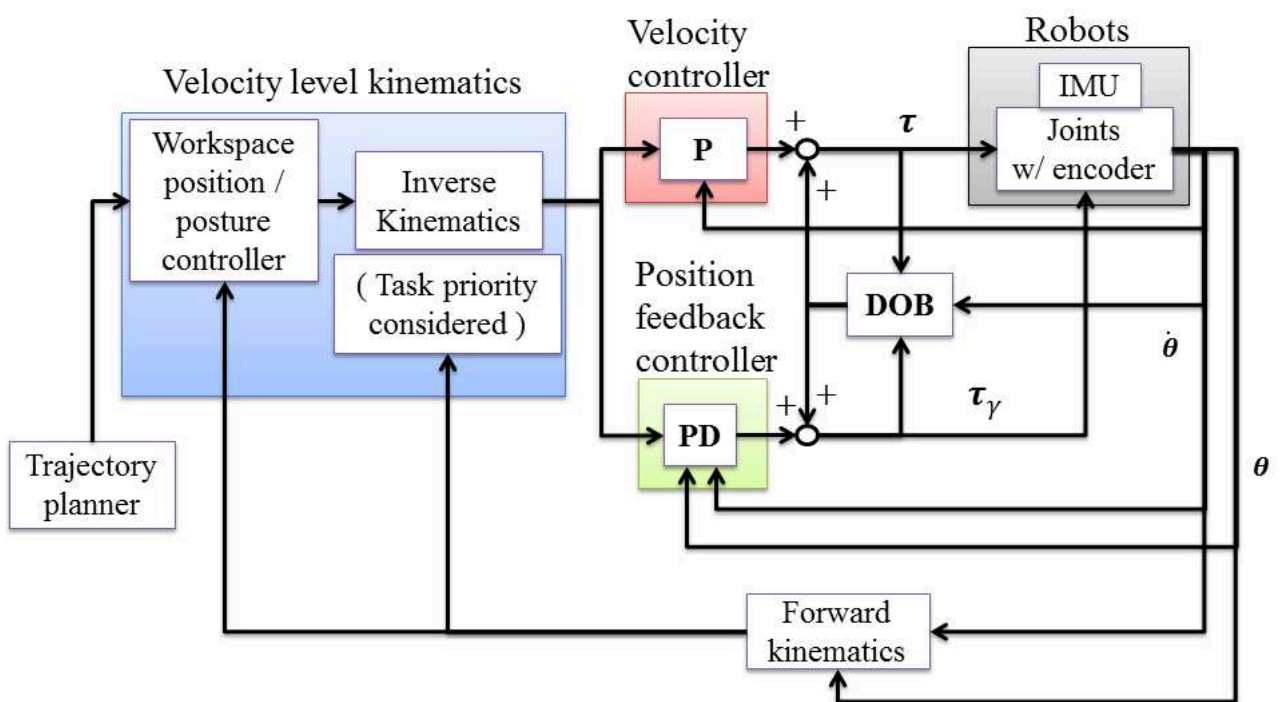


図 10.9: 速度次元の全身運動生成ブロック図

第11章 Zero Moment Point (ZMP) に基づいた高機 動化運動生成法

11.1 はじめに: ZMP のダイナミクスの導出と脚車輪型移動ロボットへの適用

本章ではまず, ZMP の概念について述べる. また, 剛体多リンクモデルに基づく ZMP の近似計算法について述べる.

11.1.1 Zero Moment Point (ZMP)

ZMP は, Vukobratovic らによって定義された概念であり, 多くの二足歩行ロボットの歩行安定化制御に用いられている [158]. 文献 [145] によれば, ZMP の定義は以下になる.

ZMP の定義

図 11.1.1 は, 足部における力の分布例である. 加重は接触面全体で同符号であり, 足部の境界の内側に存在する点に作用する等価な力 R としてまとめられる. 力ベクトル R が通過するこの作用点を Zero Moment Point, または略して ZMP と呼ぼう.

直感的な ZMP の理解方法として, 支持領域における圧力の中心点であると考えれば良い. さらに文献 [145] の説明を引用すると, ZMP と転倒危険性について, 以下のような記述がある.

図 11.1.1 では足裏の圧力分布と ZMP の位置の関係を模式的に表した. (a) では床反力が足裏の全面にほぼ均等に分布しており, ZMP は接触領域のほぼ中央に存在する. (b) のように床反力が前方へ偏って作用すれば ZMP も前方へ移動する. さらに (c) のように全床反力を 1 点で支えている状況では, その点が ZMP である. この場合, 足裏と床面との面接触はもはや保証されず, ほんのわずかな外乱によっても端点まわりに足部の回転が始まるため転倒の危険性が増大する. それゆえ, 安定な歩行のためには接触領域の端からあるマージンを確保した範囲内に ZMP が位置することが望ましい.

つまり, ZMP が歩行の安定性に直接影響を与えるのである. よって, ZMP を所望の位置に制御可能であれば, 安定に歩行を継続できる.

ここで, WLMR における ZMP の重要性について述べる. WLMR が平面上を移動する時, 図 11.3 に示されるように各脚の接触点によって支持領域が形成される. ここで, WLMR の高機動化を考える. WLMR の各脚における車輪が急な回転運動を発生させると, 慣性の法則に基づきロボットの上体とその場にとどまろうとする. この時, ZMP は支持領域の端に移動し, WLMR はピッチ軸まわりの回転し, 転倒する危険性がある. この時の様子を図 11.1.1 に示す. また, 旋回時を考えると, ロール軸まわりに回転し, 転倒する危険性がある. よって, 二足歩行ロボットの歩行制御のみならず, WLMR の高機動化においても, ZMP が制御可能となり, 支持領域の中心点近傍に維持されること

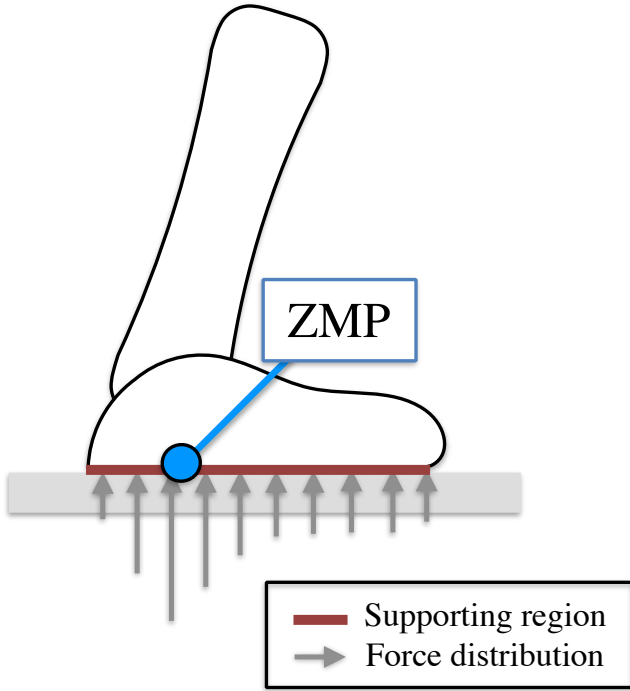


図 11.1: ZMP の定義

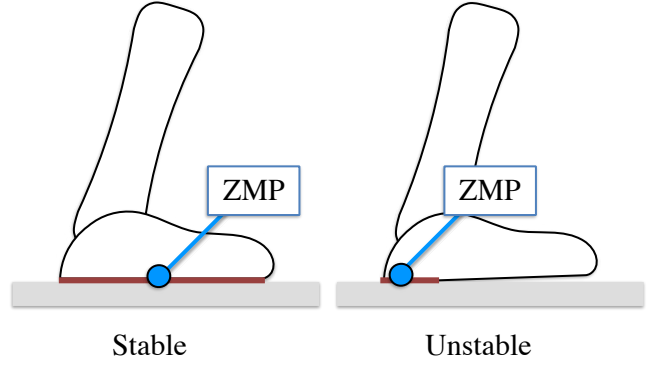


図 11.2: ZMP と圧力分布

が望ましい. 本研究は, 二足歩行ロボットにおける ZMP 制御のアプローチを WLMR に適用・拡張し, その効果を確認することを目的としている.

11.1.2 剛体多リンクモデルに基づく ZMP の近似計算法

ロボットを集中単質点で近似した, 線形倒立振子モデルを図 11.5 に示す. ここで, $\mathbf{p} = [p_x \ p_y \ p_z]^T$, $\mathbf{c} = [x \ y \ z]^T$ は座標系原点を基準とした ZMP および重心位置であり, τ_p は ZMP まわりのモーメント, \mathbf{f} , \mathbf{f}^{dis} は振子の伸長力および重心に加わる外乱である. 座標系の原点から見た, 発生トルク τ は,

$$\tau = \mathbf{p} \times \mathbf{f} + \tau_p \quad (11.1)$$

となる.

次に, 重心周りの運動量の変化度に着目する. 並進運動量および角運動量の変化度は, 以下のように表される.

$$\dot{\mathbf{P}} = M\mathbf{g} + \mathbf{f} + \mathbf{f}^{dis} \quad (11.2)$$

$$\dot{\mathbf{L}} = \mathbf{c} \times M\mathbf{g} + \mathbf{c} \times \mathbf{f}^{dis} + \tau \quad (11.3)$$

式 (11.3) に, 式 (11.1)(11.2) を代入すると,

$$\dot{\mathbf{L}} = \mathbf{c} \times M\mathbf{g} + \mathbf{p} \times (\dot{\mathbf{p}} - M\mathbf{g} - \mathbf{f}^{dis}) + \mathbf{c} \times \mathbf{f}^{dis} + \tau_p \quad (11.4)$$

上式を τ_p について解くと,

$$\tau_p = \dot{\mathbf{L}} - \mathbf{c} \times M\mathbf{g} - \mathbf{p} \times (\dot{\mathbf{p}} - M\mathbf{g} - \mathbf{f}^{dis}) - \mathbf{c} \times \mathbf{f}^{dis} \quad (11.5)$$

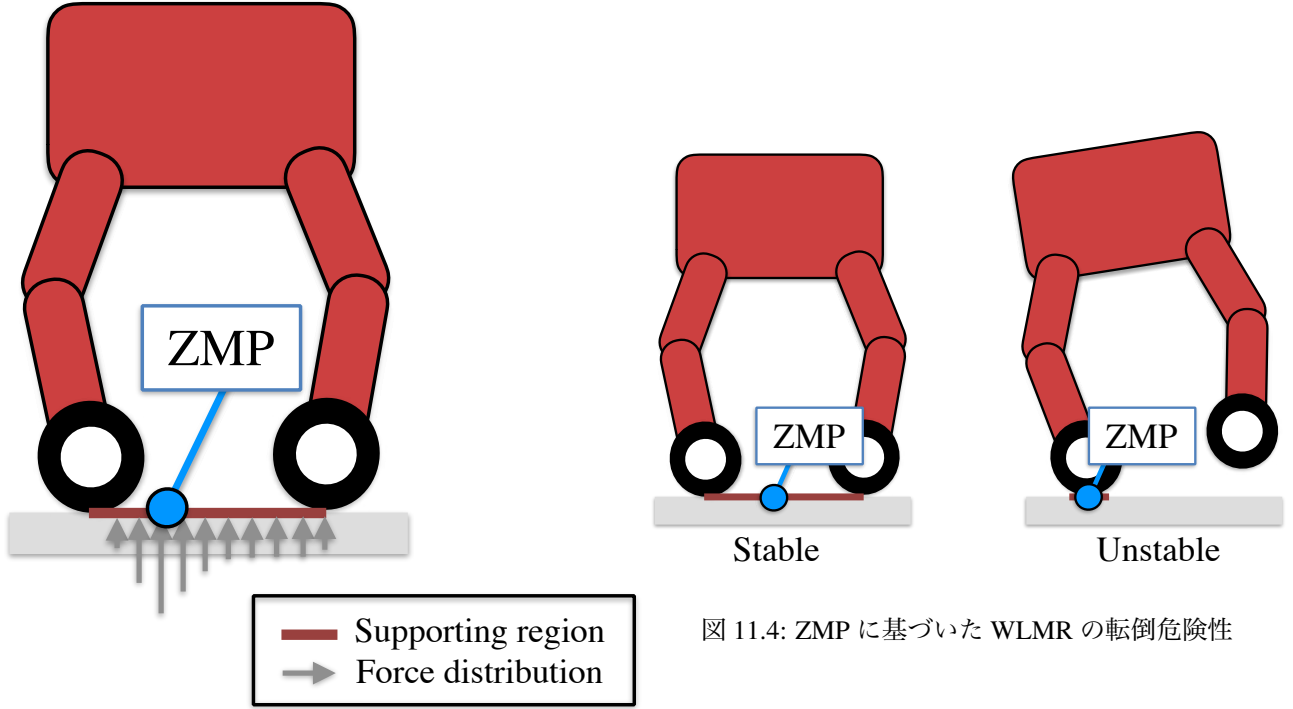


図 11.4: ZMP に基づいた WLMR の転倒危険性

図 11.3: WLMR の支持領域と ZMP

となる. ZMP とは, $\tau_p = \mathbf{0}$ となる \mathbf{p} のことである. 今, 床面は平面であると仮定すると, $p_z = 0$ となることは自明である. 11.5 の x, y 成分について書き下し, p_x, p_y について解くと,

$$x_p = \frac{Mgx - (xf_z^{dis} - zf_x^{dis}) - \dot{L}_y}{\dot{P}_z + Mg - f_z^{dis}} \quad (11.6)$$

$$y_p = \frac{Mgy - (yf_z^{dis} - zf_y^{dis}) + \dot{L}_x}{\dot{P}_z + Mg - f_z^{dis}} \quad (11.7)$$

となる. さらに, 運動量と原点まわりの角運動量は,

$$\mathbf{P} = M\dot{\mathbf{c}} \quad (11.8)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{c} \times M\dot{\mathbf{c}} \quad (11.9)$$

となる. それぞれの微分値を計算し, 要素ごとを示すと, 以下のようになる.

$$\begin{bmatrix} \dot{P}_x \\ \dot{P}_y \\ \dot{P}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M\ddot{x} \\ M\ddot{y} \\ M\ddot{z} \end{bmatrix} \quad (11.10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{L}_x \\ \dot{L}_y \\ \dot{L}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(y\ddot{z} - z\ddot{y}) \\ M(z\ddot{x} - x\ddot{z}) \\ M(x\ddot{y} - y\ddot{x}) \end{bmatrix} \quad (11.11)$$

以上を式 (11.6)(11.7) に代入すると,

$$x_p = x - \frac{z(\ddot{x} - \ddot{x}^{dis})}{(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis}) + g} \quad (11.12)$$

$$y_p = y - \frac{z(\ddot{y} - \ddot{y}^{dis})}{(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis}) + g} \quad (11.13)$$

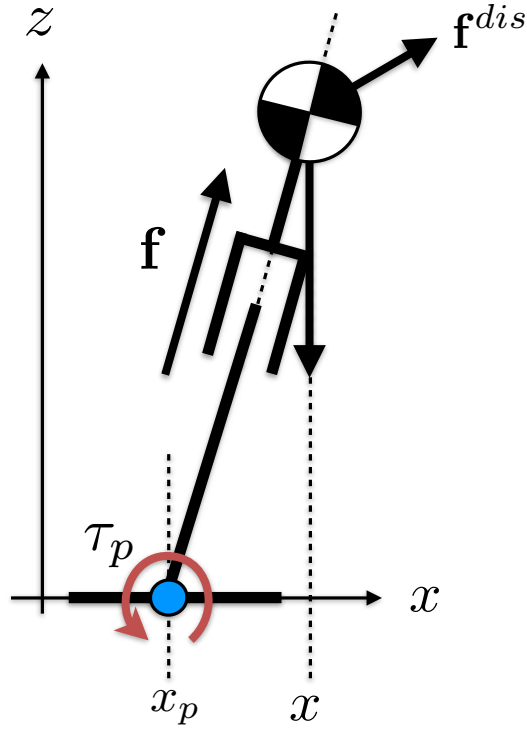


図 11.5: 単質点倒立振子モデル

上式は, ロボットを集中質点倒立振子モデルで近似した時の ZMP 方程式である. ここで, $z = z_c$ なる仮定をおき, ロボットの重心が一定に制御されているものとする, ZMP 方程式は更に簡略化され,

$$x_p = x - \frac{z_c}{g - \ddot{z}^{dis}} (\ddot{x} - \ddot{x}^{dis}) \quad (11.14)$$

$$y_p = y - \frac{z_c}{g - \ddot{z}^{dis}} (\ddot{y} - \ddot{y}^{dis}) \quad (11.15)$$

となる. 上記の簡略化されたモデルは, 図 11.1.2 に示すようなテーブル上に台車が置かれたモデルとして説明でき, テーブル台車モデルと呼ばれる. テーブル上の台車がテーブルの端に寄ると, テーブルの支持面に働くモーメントが大きくなり, 転倒してしまうことがわかる. 後に述べる ZMP の制御法は, 上記モデルを制御対象とし, 制御系設計を行う.

次に, 式 (11.14)(11.15) を図 11.6 に示すような多質点剛体多リンクモデルでの ZMP 方程式に拡張する. ここで, 各リンク質量を m_i , 重心位置を $\mathbf{c}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$, 並進運動量および角運動量を $\mathbf{P}_i = [P_{x_i} \ P_{y_i} \ P_{z_i}]^T$ とすると, 以下の関

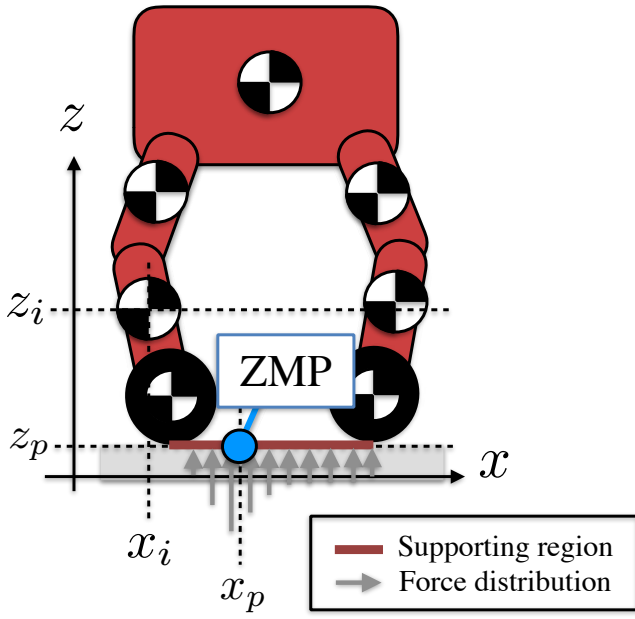


図 11.6: WLMR の剛体多リンクモデル

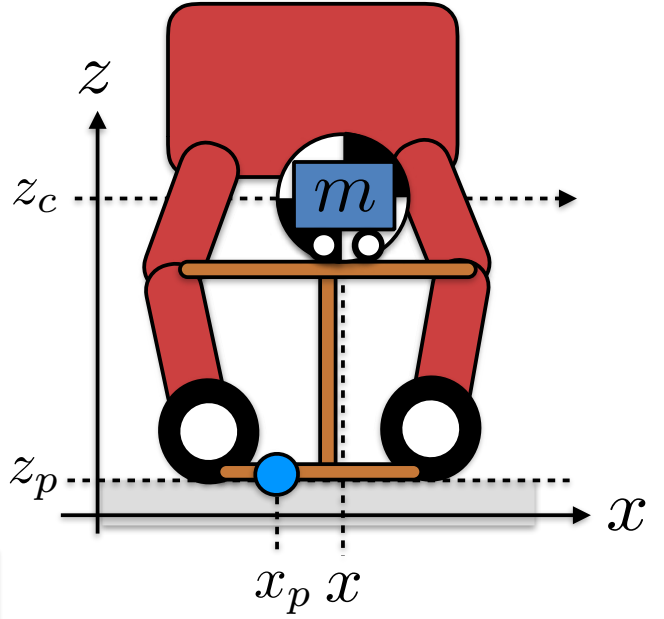


図 11.7: WLMR の単質点近似モデル (テーブル台車モデル)

係式を得る.

$$\mathbf{c} = \left(\sum_{i=1}^N m_i \mathbf{c}_i \right) / M \quad (11.16)$$

$$\mathbf{P} = \sum_{i=1}^N \mathbf{P}_i = M \dot{\mathbf{c}} = \sum_{i=1}^N m_i \dot{\mathbf{c}}_i \quad (11.17)$$

$$\dot{\mathbf{P}} = M \ddot{\mathbf{c}} = \sum_{i=1}^N m_i \ddot{\mathbf{c}}_i \quad (11.18)$$

$$\mathbf{L} = \sum_{i=1}^N \mathbf{L}_i = \sum_{i=1}^N (\mathbf{c}_i \times \mathbf{P}_i) \quad (11.19)$$

$$\dot{\mathbf{L}} = \sum_{i=1}^N (\dot{\mathbf{c}}_i \times \mathbf{P}_i) + \sum_{i=1}^N (\mathbf{c}_i \times \dot{\mathbf{P}}_i) \quad (11.20)$$

以上の関係式を (11.6)(11.7) に代入することで、剛体多リンクモデルにおける ZMP 方程式が求まる.

$$x_p = \frac{\sum_{i=1}^N m_i \left(((\ddot{z}_i - \ddot{z}_i^{dis}) + g)x_i - z_i(\ddot{x} - \ddot{x}_i^{dis}) \right)}{\sum_{i=1}^N m_i ((\ddot{z}_i - \ddot{z}_i^{dis}) + g)} \quad (11.21)$$

$$y_p = \frac{\sum_{i=1}^N m_i \left(((\ddot{z}_i - \ddot{z}_i^{dis}) + g)x_i - z_i(\ddot{y} - \ddot{y}_i^{dis}) \right)}{\sum_{i=1}^N m_i ((\ddot{z}_i - \ddot{z}_i^{dis}) + g)} \quad (11.22)$$

上式を用いて、各リンク重心の位置および加速度からロボットの ZMP を計算することができる. このようなアプローチは、高西らによって提案された [159]. しかし、高西らをはじめとした ZMP の近似計算に基づく研究は、外乱による影響 \mathbf{f}^{dis} が十分小さいものとしている. 本研究では、重心に加わる外乱 \mathbf{f}^{dis} として遠心力をモデル化し、ZMP の近似計算の中に組み込む. ZMP はもともと、ヒューマノイドの歩行安定性の指標、または歩行制御系設計時に用いられる. ヒューマノイドの移動速度域が、遠心力による影響が顕著になる速度域に達していないため、 \mathbf{f}^{dis} による影響を無視しても問題にはならない. しかし、WLMR においては、その影響が顕著になる速度域に達しうる. この

影響については, 第 5 章にて議論することにし, 本章ではこの影響を小さいものとして無視することにする.

11.2 従来法: 予見制御による重心軌道生成

本章では, 単質点近似によって導出された ZMP 方程式を制御対象のプラントモデルとし, 制御器として予見制御を用いることで所望の ZMP に実 ZMP を追従可能とする重心軌道を生成する方法 [136] について述べる. 数多くの研究が予見制御に基づいた重心軌道計画を採用しているため, 比較手法として述べる. また, 後述する遠心力を補償するための制御系設計にも, 本章で述べる予見制御理論を用いる.

11.2.0.1 予見制御系設計

以降では, ZMP 方程式の x 成分に対する制御系設計についてのみ記述する. x, y 成分は単質点倒立振子モデルにおいて重心高さ一定の仮定のもと非干渉化されており, y 成分に対しても同様の制御系設計が可能である. ZMP 方程式に対して予見制御を適用するため, 式 (11.14) を状態方程式表現する. 入力を台車重心のジャークとすると, 下式のようなシステム表現に書き直すことができる.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \mathbf{E}d, u = \frac{d}{dt} \ddot{x} \quad (11.23)$$

$$x_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{z_c}{g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} \quad (11.24)$$

上式は以下のように状態方程式の一般形にまとめられる.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}d \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (11.25)$$

上記のモデルを用いて制御系を構築する. はじめに, 式 (12.21), 式 (12.22) をサンプリング時間 Δt で離散化する.

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_d \mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_d u[k] + \mathbf{E}_d d[k] \quad (11.26)$$

$$x_p[k] = \mathbf{C}_d \mathbf{x}[k] \quad (11.27)$$

ここで,

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{\Delta t^2}{2} \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^3}{6} \\ \frac{\Delta t^2}{2} \\ \Delta t \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{z_c}{g} \end{bmatrix}, \mathbf{E}_d = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^2}{2} \\ \Delta t \\ 1 \end{bmatrix}$$

次に、現在時刻を k , 目標 ZMP を $x_p^{cmd}[k]$, 誤差を $e[k] = x_p^{cmd}[k] - x_p[k]$ とし、後退差分を利用した拡大系を構成する.

$$\mathbf{X}_0[k+1] = \mathbf{A}_e \mathbf{X}_0[k] + \mathbf{B}_e \Delta u[k] + \mathbf{G}_R \Delta x_p^{cmd}[k+1] + \mathbf{G}_d \Delta d[k] \quad (11.28)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0[k] &= \begin{bmatrix} e[k] \\ \Delta \mathbf{x}[k] \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_e &= \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \\ 0 & \mathbf{A}_d \end{bmatrix}, \mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d \\ \mathbf{B}_d \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{z_c}{g} \end{bmatrix}, \mathbf{G}_r = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_d = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_d \mathbf{E}_d \\ \mathbf{E}_d \end{bmatrix} \end{aligned}$$

である. これは、誤差と状態の一階差分値を新しい状態変数とし、入力変数の一階差分値を新しい入力変数とする拡大系である. これを、誤差のダイナミクスを表すという意味でエラーシステムと呼ぶ. この式において、適切な制御入力 $\Delta u[k]$ を加えることで閉ループ系を安定に制御できれば、 $k \rightarrow \infty$ で $\mathbf{X}_0 \rightarrow \mathbf{0}$, つまり $e[k] \rightarrow 0$ とできる. 式 (11.28) のエラーシステムに対して現在時刻から M_R ステップ未来までの目標値, 及び M_D ステップ未来までの外乱値が既知であるとして、評価関数を次のように定義する.

$$J = \sum_{k=-M+1}^{\infty} (\mathbf{X}_0^T[k] \mathbf{Q} \mathbf{X}_0[k] + \Delta u^T[k] \mathbf{H} \Delta u[k]) \quad (11.29)$$

ここで、 $M = \max(M_R, M_D)$ である. そして、この様な条件を満たす最適制御入力は、予見制御理論により、次のようになる.

$$\Delta u[k] = \mathbf{F}_0 \mathbf{X}_0[k] + \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{F}_R[j] x_p^{cmd}[k+j] + \sum_{j=1}^{M_D} \mathbf{F}_D[j] d[k+j] \quad (11.30)$$

ここで、 \mathbf{F}_0 は

$$\mathbf{F}_0 = -[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \quad (11.31)$$

であり、 \mathbf{P} は次式の定常の Riccati 方程式を満たす正定解である.

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B} [\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \quad (11.32)$$

予見フィードフォワード係数 $\mathbf{F}_R[j]$ および $\mathbf{F}_D[j]$ は次式で表される.

$$\mathbf{F}_R[j] = -[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \{(\mathbf{A}_e + \mathbf{B}_e \mathbf{F}_0)^T\}^{j-1} \mathbf{P} \mathbf{G}_R \quad (11.33)$$

$$\mathbf{F}_D[j] = -[\mathbf{H} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^T \{(\mathbf{A}_e + \mathbf{B}_e \mathbf{F}_0)^T\}^j \mathbf{P} \mathbf{G}_D \quad (11.34)$$

式 (11.30) を $u[k]$ について解き、初期値を 0 として変形すると、

$$u[k] = \mathbf{F}_e \sum_{j=1}^k e[j] + \mathbf{F}_x x[k] + \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{F}_R[j] x_p^{cmd}[k+j] + \sum_{j=1}^{M_D} \mathbf{F}_D[j] d[k+j] \quad (11.35)$$

という制御入力が見られる. ここで、一般的には外乱による影響はモデルに組み込まないため、 $\mathbf{E}_d = \mathbf{0}$ である. よって、 $\mathbf{F}_D = \mathbf{0}$ である. この系のブロック図を図 11.9 に示す. 式 (11.35) の右辺第 3 項が目標値の未来値を利用する予見動作を示している. 以上の計算によって得られた予見ゲイン \mathbf{F}_r を図 11.8 に示す.

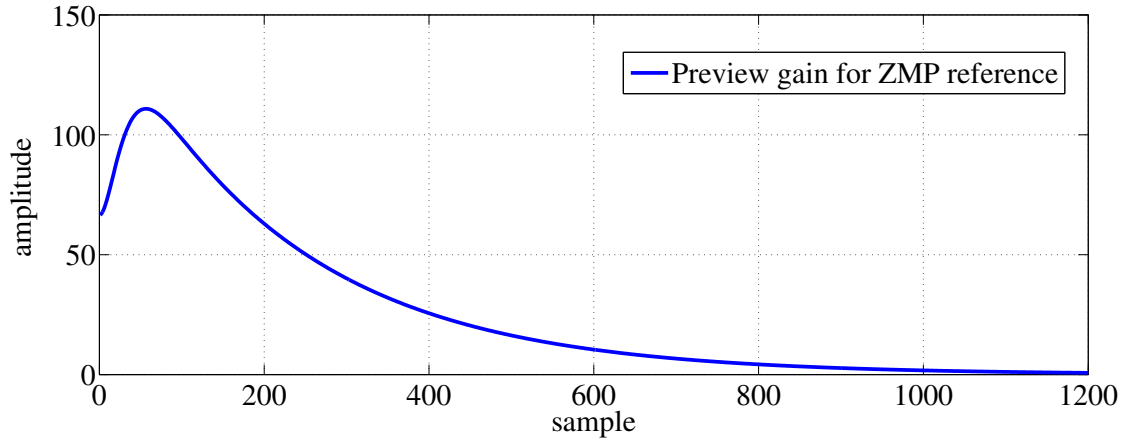


図 11.8: 予見ゲイン F_r

11.3 提案法: ZMP 方程式の逆システム構築による重心軌道生成

本章では, 予見制御に対し, より容易かつ高速に目標 ZMP を実現する重心軌道を生成する手法を提案する. 提案法は, 入力を重心パターン, 出力を ZMP パターンとした時の ZMP 方程式の逆システムを用いる方法である. この場合の逆システム特性は, 零位相差ローパスフィルタ (ZPLPF) の特性を有するため, 提案法を ZPLPF による重心軌道生成法と呼ぶことにする. 提案法は, ZMP 方程式の逆システムに相当する ZPLPF に目標 ZMP 軌道を入力し, その出力が所望の重心軌道となるため, 予見制御と比較して容易に重心軌道が生成可能である点に特徴がある. ZPLPF の設計法は, FIR フィルタと IIR フィルタの 2 種類の設計法があり, 構成された FIR/IIR-ZPLPF それぞれに長所と短所がある. 本章では, WLMR の重心軌道生成に ZPLPF が有効であることを示し, FIR/IIR-ZPLPF それぞれにどのような利点と欠点があるかを述べる.

11.3.1 ZPLPF を用いた近似逆モデル構築によるフィードフォワード制御

本節では, ZPLPF を用いた重心軌道生成法について述べる. 式 (11.14) において, 重心位置 x を制御入力, ZMP を出力とすると, 伝達関数は以下のように表される.

$$G_p(s) = 1 - \frac{z_c}{g} s^2, \quad (11.36)$$

$$= \left(1 - \sqrt{\frac{z_c}{g}} s\right) \left(1 + \sqrt{\frac{z_c}{g}} s\right) \quad (11.37)$$

ここで, 重心位置 x および ZMP の入出力の組み合わせを n 階微分した場合の伝達関数も, 上記伝達関数と等しくなることを追記しておく. ここで, 伝達関数是不安定零点を有することが容易に確認できる. 不安定零点を持つシステムは, その応答に逆応答が現れる特徴がある. 二足歩行ロボットの ZMP 制御では, この逆応答によって制御帯域が制限されるという問題が指摘されている [139]. また, プラントの逆モデルを構築し, 目標値追従性を向上させるフィードフォワード制御器を設計することを考える. この時, 不安定零点を持つシステムの逆システムは不安定極を持つこととなり, 内部不安定なシステムとなってしまう. つまり, 不安定極を持つシステムに対する逆モデルは実現できない. 式 (11.36) に対して, 目標 ZMP を実現するための FF 制御器を構築することを考えると, 制御対象の逆システムをフィードフォワード制御器として用いることが思いつくが, 前述のとおり内部不安定となつて

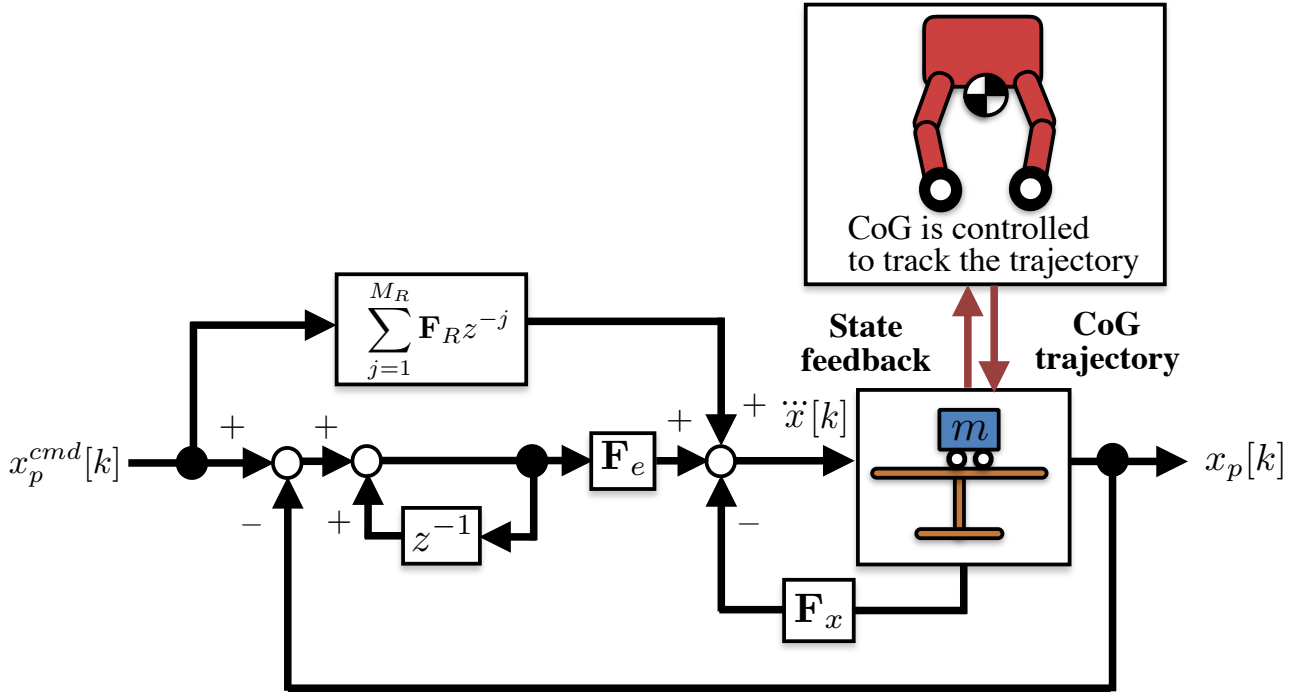


図 11.9: 予見制御のブロック図

しまうので実現できない。白石らは、システムの有する不安定零点を内包する特性を、離散領域におけるデジタル零位相ローパスフィルタを用いることで実現できることを示し、システムの不安定零点を相殺可能とする方法を示している [160]。白石らのアイディアに従い、零位相フィルタを用いると、式 (11.36) に示すシステムの逆システムは構築可能となる。よって、適切に設計した零位相フィルタを用いることで、目標 ZMP を実現する FF 制御器が実現できる。以上の概要を図 11.10 に示す。ここで、FF 制御器の入力は ZMP (もしくは ZMP の速度・加速度)、FF 制御器の出力の重心位置 (もしくは速度・加速度) である。つまり、所望の物理量の ZMP 目標軌道を FF 制御器 (ZPLPF) の入力とした時の出力が、所望の重心パターンとなる。このようにして得られた重心パターンを実現するようロボットを制御することで、ZMP を所望の軌道に追従させることができる。よって、軌道生成のみを目的とした場合のブロック図は図 11.11 のように単純な構成となる。

本稿では、以上に述べたように白石らの方法を重心軌道生成に適用する方法を提案し、軌道生成のための ZPLPF の設計法を述べる。白石らは、ZPLPF を FIR デジタルフィルタとして実装する方法を示した。本稿では、FIR フィルタに加えて IIR デジタルフィルタによる ZPLPF の設計法を示し、両者の違いを述べる。

11.3.2 不安定極を有するコントローラの実現

白石らは、不安定零点の逆システムを内包する ZPLPF を FF 制御器として用いることで不安定零点の特性を相殺する方法を示した。本稿では、不安定零点の逆システムを直接構成する方法を述べ、設計の簡略化を図る。そして、例題として不安定零点を有するシステムに FF 制御 + PID 制御による簡単な制御系を構築し、その効果を確認する。制御対象 $G(s)$ が以下のような伝達関数で表される場合を考える。

$$G(s) = \frac{(1 - \tau s)\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11.38)$$

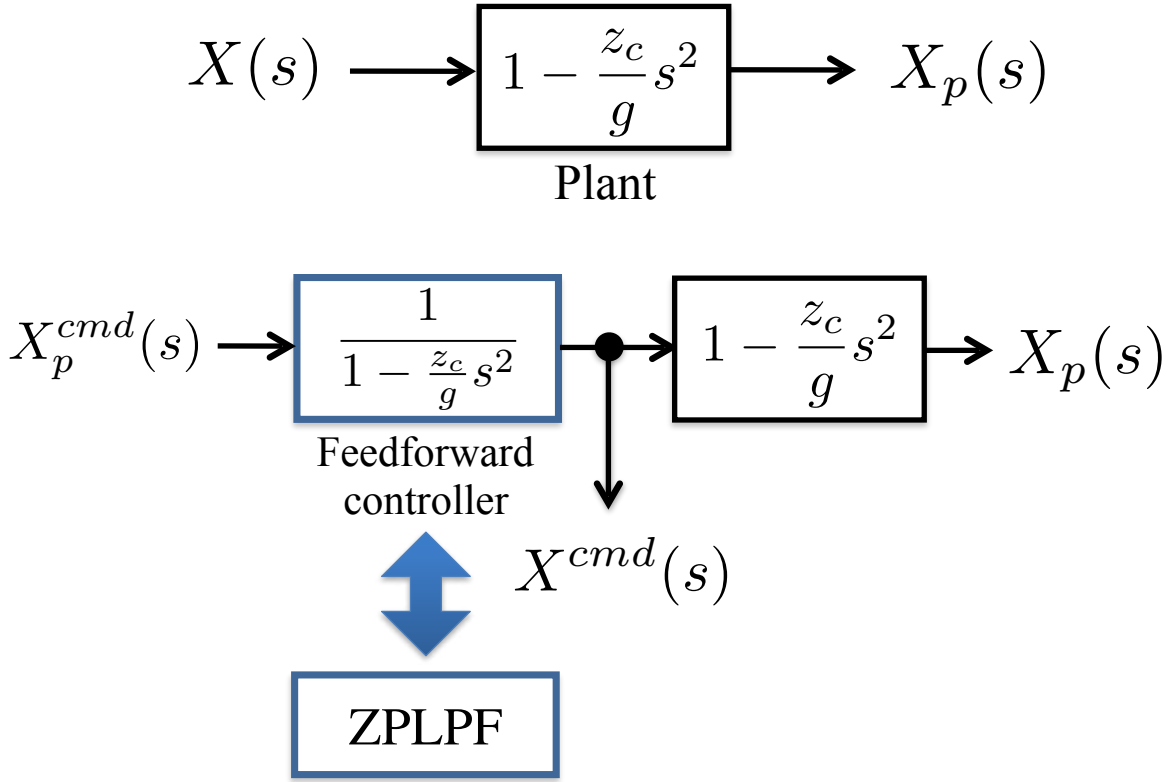


図 11.10: ZPLPF を用いた ZMP の FF 制御の概要

上式は不安定零点を有しており、応答に逆応答が発生する。ここで、 $G(s)$ の分子多項式 $G_0(s) = 1 - \tau s$ の逆システム $G_0^{-1}(s) = \frac{1}{1-\tau s}$ を実現するコントローラを設計する。設計法は以下の手順となる。

1. $G_0^{-1}(s) = \frac{1}{1-\tau s}$ とする。 $G_0^{-1}(-s)$ は不安定極を有さないので実現可能である。
2. $G_0^{-1}(-s)$ に対し、FIR・IIR フィルタの設計法を適用する。得られたフィルタ特性を $G_0^{-1}[z]$ とする。
3. 2. で得られた $G_0^{-1}[z]$ におけるフィルタ係数を利用し、 $G_0^{-1}[z^{-1}]$ を構成する。

FIR・IIR フィルタの設計法は次節以降に述べるので、適宜参照されたい。 $G_0^{-1}(-s)$ に相当する FIR デジタルフィルタ $G_0^{-1}[z]$ が以下のように得られたとしよう。

$$G_0^{-1}[z] = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^k \quad (11.39)$$

上式に基づき、 $G_0^{-1}[z^{-1}]$ は以下のようになる。

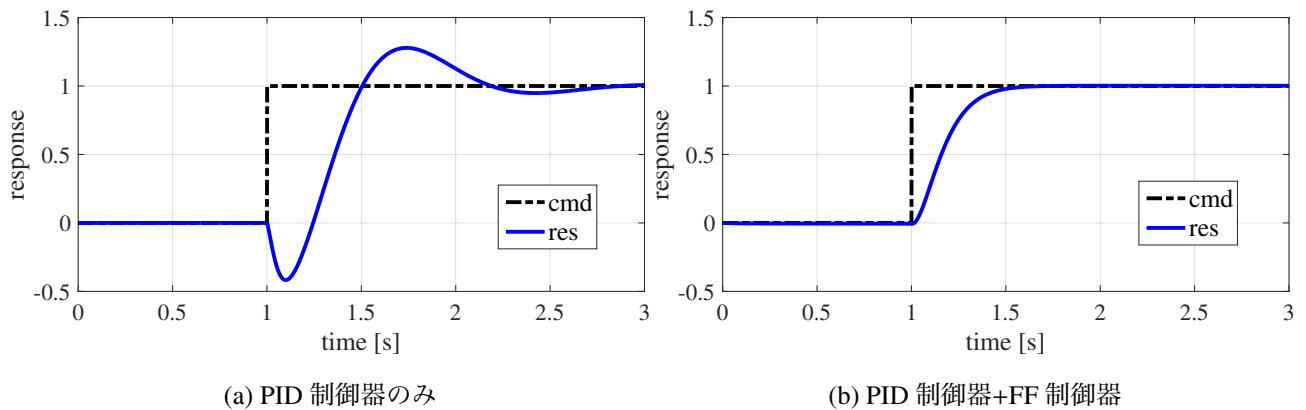
$$G_0^{-1}[z^{-1}] = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k} \quad (11.40)$$

このようにして得られた $G_0^{-1}[z^{-1}]$ が、 $G_0^{-1}(s) = \frac{1}{1-\tau s}$ の離散時間領域における実現に相当するため、FF 制御器において式 (11.40) を用いればよい。ここで、FIR デジタルフィルタは出力のフィードバック情報を用いないため、内



CoG pattern generator

図 11.11: ZPLPF を用いた重心軌道生成の概要



部不安定とならないことが保証されている。また, z^{-k} は未来情報を参照するオペレータとなっている。つまり, FF 制御器の入力情報に関して, N ステップ未来までの値が常に必要となることに注意されたい。本節では FIR フィルタによる実装法を示したが, IIR フィルタによる実装も可能であることも追記しておく。

以上の手順にて設計された FF 制御器によって, システムの不安定零点が相殺可能であることを示そう。設定した制御対象を可制御正準系として実現し, シミュレーションを行った結果を図 11.3.2 に示す。図 (a) は, 以下に示す PID 制御器のみによってステップ状の目標軌道への追従を目指した。

$$u(s) = K_p e(s) + K_d \frac{s}{1 + Ts} e(s) + K_I \frac{1}{s} e(s) \quad (11.41)$$

ここで, $e(s) = r(s) - y(s)$ であり, $r(s)$ は指令値を示す。また, T は微分演算を実現可能とするために導入された微少値である。図 (b) は, 非因果フィルタによるフィードフォワード制御器と, PID 制御器を併用した場合の結果である。結果から明らかなように, PID 制御器のみでは応答値に逆応答が発生している。また, 非因果フィルタによる逆システム構築を併用することにより, 不安定零点が相殺され, 逆応答が抑圧されることが確認できた。以上により, 確かに不安定零点を有するシステムの逆システムが構築可能であることを確認した。

11.3.3 $G_p^{-1}(s)$ の実現

今, 実現したい所望のフィルタ特性は, 制御対象の逆システムに相当する以下の伝達関数である。

$$G_{ZPLPF}(s) = \frac{1}{G_p(s)} = \frac{1}{1 - T^2 s^2} \quad (11.42)$$

ここで, $T = \sqrt{\frac{z}{g}}$ である. 上記伝達関数は,

$$G_{ZPLPF}(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+Ts} + \frac{1}{1-Ts} \right) \quad (11.43)$$

$$= \frac{1}{2} (G(s) + G(-s)) \quad (11.44)$$

という和の形に分解される. また, 以下のように積の形に分解することもできる.

$$G_{ZPLPF}(s) = \frac{1}{1-T^2s^2} = \frac{1}{1+Ts} \cdot \frac{1}{1-Ts} \quad (11.45)$$

このように, 所望の重心軌道を導く ZPLPF は, 2 通りの計算方法が存在する. ここで, 6.3.2 節にて述べたように, $G(s)$ を $G[z]$ で実現し, $G(-s)$ を $G[z^{-1}]$ で実現すればよい. つまり, ZPLPF を以下のように構成すればよい.

$$G_{ZPLPF}[z] = \frac{1}{2} (G[z] + G[z^{-1}]) \quad (11.46)$$

$$G_{ZPLPF}[z] = G[z] \cdot G[z^{-1}] \quad (11.47)$$

式 (11.46)(11.47) それぞれに対し, FIR フィルタ・IIR フィルタそれぞれの実装法が適用できるので, ZPLPF の構成法としては, 全四通りとなる.

11.3.4 FIR-ZPLPF の設計法

まず, FIR-ZPLPF の設計法を示す. FIR フィルタの一般式 $G_{FIR}[z]$ は以下の式で表される.

$$G_{FIR}[z] = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^k \quad (11.48)$$

また, $G_{FIR}[z^{-1}]$ は以下の式のように構成される.

$$G_{FIR}[z^{-1}] = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k} \quad (11.49)$$

$G_{FIR}[z]$ は過去の入力情報を, $G_{FIR}[z^{-1}]$ は未来の入力情報を扱うため, それぞれ因果性を満たす因果フィルタ, 因果性を満たさない非因果フィルタと呼ばれる. 非因果フィルタ $G_{FIR}[z^{-1}]$ は, 入力信号の N ステップ未来までの値が既知であると仮定すれば実現が可能である. ここで, $G_{FIR}[z]$ と $G_{FIR}[z^{-1}]$ のフィルタ係数は等しい. よって, 因果性フィルタ $G_{FIR}[z]$ のフィルタ係数のみを設計すればよい. 重心軌道生成時は, 積の実現において注意が必要である. 未来情報を必要とする非因果フィルタの計算を行うためには, 未来情報があらかじめ定まっている ZMP パターンを入力としなければならない. つまり, 図 11.13 に示すように直列に連結する因果性フィルタと非因果フィルタの順序について, 非因果フィルタが先となるように実装しなければならない. 和の実現においては, 因果・非因果フィルタ双方について, 入力が ZMP パターンとなるので上記のような注意は必要ない.

11.3.4.1 FIR フィルタ係数の算出

$G_{FIR}[z]$ に相当する伝達関数は,

$$G_{FIR}(s) = \frac{1}{1+Ts} \quad (11.50)$$

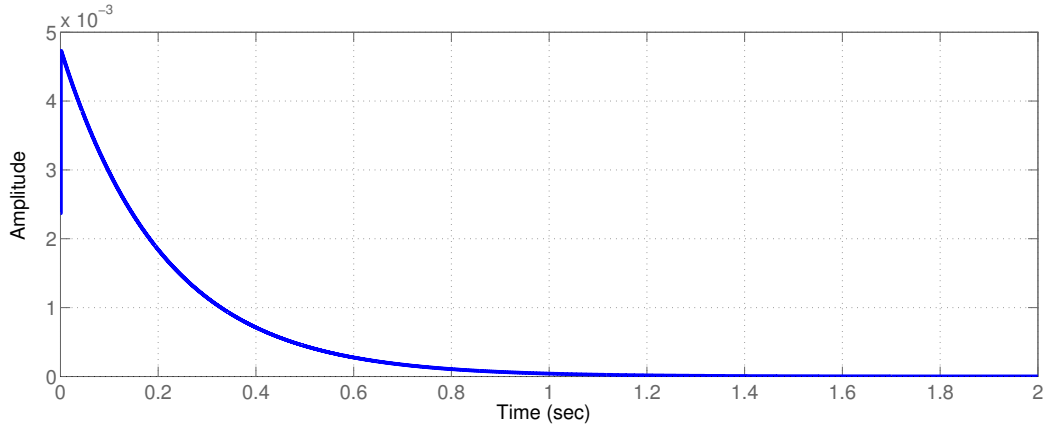


図 11.12: 式 (11.50) のインパルス応答

である. 次に, 選定したアナログプロトタイプフィルタ $G_{FIR}(s)$ を双一次変換法によってサンプリング時間 Δt で離散化を行い, $G[z]$ を得る.

$$G[z] = \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{2T}{\Delta t} + (1 - \frac{2T}{\Delta t})z^{-1}} \quad (11.51)$$

そして, 上記パルス伝達関数のインパルス応答を求め, 各サンプル毎のインパルス応答の値を以下のようにまとめる.

$$\Lambda = [\delta_0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \dots \ \delta_N] \quad (11.52)$$

ここで, $\delta_n (n = 0, 1, 2, \dots, N)$ は $t = n\Delta t$ における値を示す. 重心高さ z_c の変化に応じたインパルス応答の結果を図 11.12 に示す.

次に, 次式を計算する.

$$\tilde{a}_k = \sum_{n=0}^N \delta_n \delta_{n-k}. \quad (11.53)$$

最終的に, フィルタ係数 a_k は \tilde{a}_k を用いて以下のように求められる.

$$a_k = \frac{\tilde{a}_k}{\tilde{a}_1 + \tilde{a}_2 + \dots + \tilde{a}_N}. \quad (11.54)$$

以上の手順によりフィルタ係数は求められたので, ZPLPF は式 (11.48)(11.49) を用いて実現される. 文献 [160] [161] においても等価な設計法が示されているので参照されたい. ZPLPF のフィルタ次数 N はインパルス応答図 11.12 に示すインパルス応答値が 0 に充分収束したときのサンプル数とする.

11.3.5 IIR-ZPLPF の設計法

次に, IIR-ZPLPF の設計法を示す. IIR フィルタの一般式は以下の式で表される.

$$G_{IIR}[z] = \frac{\sum_{i=0}^N \beta_i z^i}{1 + \sum_{k=0}^N \alpha_k z^k} \quad (11.55)$$

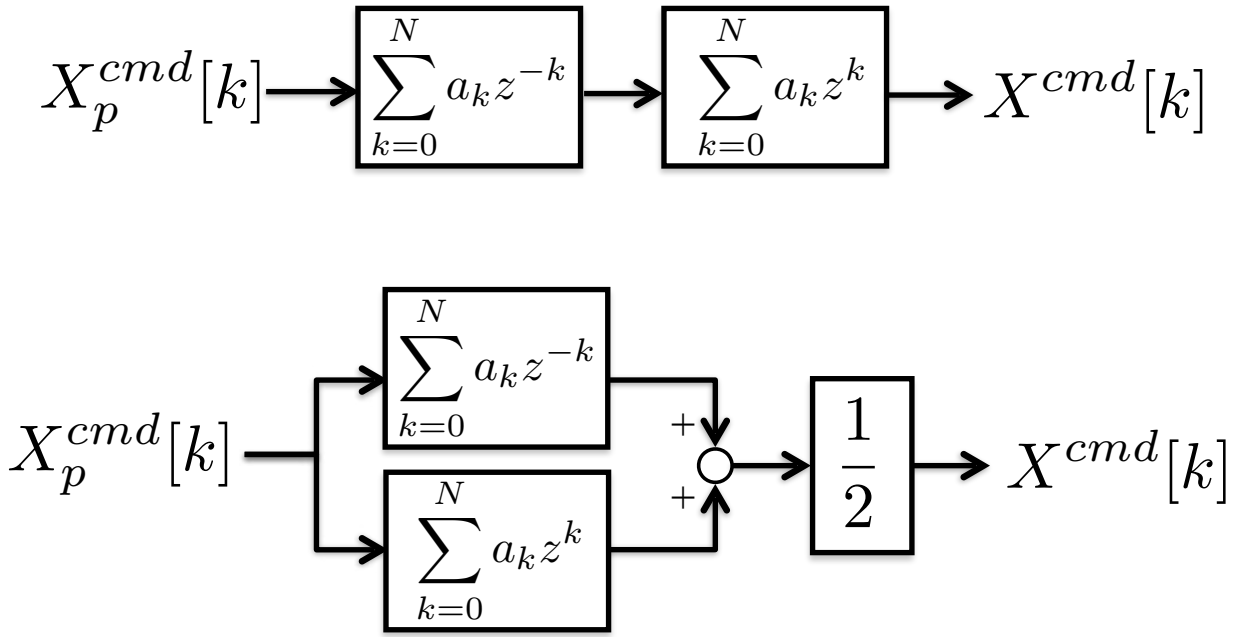


図 11.13: FIR-ZPLPF による $G_p^{-1}(s)$ の構築法

また, $G_{IIR}[z^{-1}]$ は以下の式のように構成される.

$$G_{IIR}[z^{-1}] = \frac{\sum_{i=0}^N \beta_i z^{-i}}{1 + \sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k}} \quad (11.56)$$

FIR フィルタと IIR フィルタの違いとして, IIR フィルタは出力のフィードバックを必要とする点がある. 因果性を満たす因果性フィルタ $G_{IIR}[z]$ の出力情報, ここでは 1 サンプル前の出力情報は, メモリに格納しておくことで利用できる. 対して非因果フィルタ $G[z^{-1}]$ の必要とする出力情報は, 1 サンプル未来の値である. 逐次計算において未来の出力情報は求めることはできないので, IIR 非因果フィルタは逐次計算を行うことができない. 代わりに, First In Last Out (FILO) バッファを用いてオフラインで非因果フィルタの計算を行うことが可能である [162]. IIR-ZPLPF の和の実現と積の実現法を, 図 11.14 に示す. 図に示されるように, $G[z^{-1}]$ を, FILO2 つと $G[z]$ によって構成することで, 実現が可能となる.

11.3.5.1 IIR フィルタ係数の算出

$G_{IIR}[z]$ に相当する伝達関数は,

$$G_{IIR}(s) = \frac{1}{1 + Ts} \quad (11.57)$$

である. FIR フィルタと同様に, 選定したアナログプロトタイプフィルタ $G_{IIR}(s)$ を双一次変換法によってサンプリング時間 Δt で離散化し, 所望の因果性 IIR フィルタ $G_{IIR}[z]$ を得る.

$$G_{IIR}[z] = \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{2T}{\Delta t} + (1 - \frac{2T}{\Delta t})z^{-1}} \quad (11.58)$$

式 (11.58) を用いて, 図 11.14 の通りに IIR-ZPLPF を構築する.

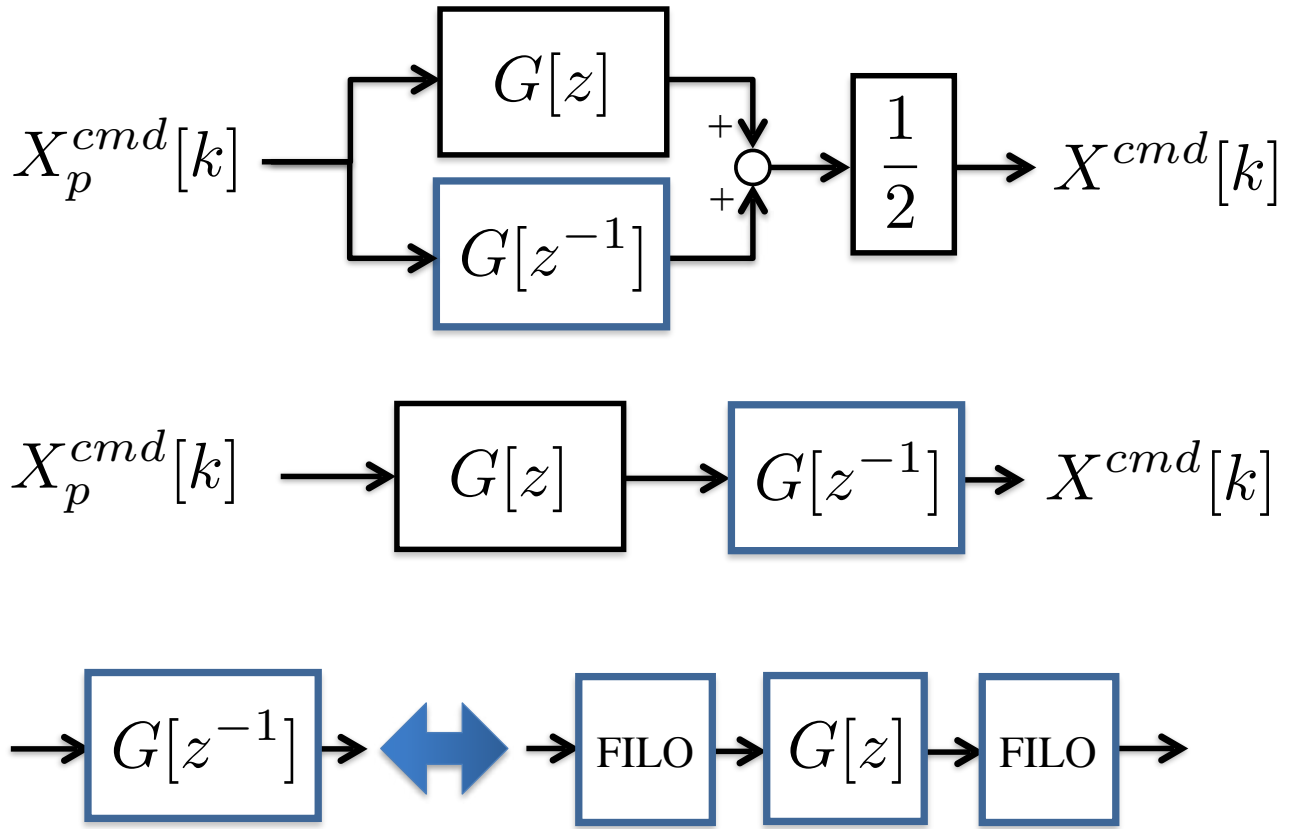


図 11.14: IIR-ZPLPF による $G_p^{-1}(s)$ の構築法

11.4 軌道生成結果

本章では, 各種法によって生成された重心軌道を示す. 生成された重心軌道を図 11.15(a) に示す. ここでは, サンプルタイム $\Delta t = 1ms$ で 5 秒間の軌道を生成した. ZMP 目標軌道には微分可能な余弦関数を用いた. 図に示された軌道は, それぞれ予見制御 (Preview.), 和の FIR-ZPLPF, (sum FIR-ZPLPF), IIR-ZPLPF (sum IIR-ZPLPF), 積の FIR-ZPLPF (mult FIR-ZPLPF), IIR-ZPLPF (mult IIR-ZPLPF) である. 各手法によって生成された軌道は, 全てほぼ同等な軌道であることが確認できる.

11.5 3次元シミュレーション及び実験による検証

本章では, 3次元動力学シミュレータ ROCOS によるシミュレーション及び実機実験によって提案する運動生成方式の有効性を検証する. 本稿では, 以下の3つの項目を実施した.

1. ZMP ステップ応答
2. ZMP に基づく車輪走行
3. ZMP に基づくトロット歩行

上記3事項により, 有効性を検証する.

11.5.1 全身運動生成と制御

ZMP 制御の流れは以下ようになる。

1. 近似された単質点倒立振子モデルに対し, 予見制御および ZPLPF により目標 ZMP を実現する重心軌道を生成
2. 実ロボットの重心を生成された重心軌道に追従制御
3. ZMP が支持領域の中心に配置されるよう脚先を制御する

所望の運動を実現するためのタスク (拘束条件) は, 所望の重心運動を実現できること, 脚先を任意の位置に制御できること, 姿勢が制御できること, 車輪に関する非ホロノミックな拘束を満たすこと, となる。以上のタスクを実現するための拘束条件は, 第 10 章にて既に定義してあり, 式 (10.49)(10.50)(10.78)(10.79) に相当する。そしてタスク分解には, 第 10 章にて述べた, 優先度付き微分逆運動学を用いる。タスクの優先度を考慮した微分逆運動学解法により, 各タスクは以下に示す階層的な計算法によって分解される。

$$\mathbf{q}^{des} = (\mathbf{I} - \mathbf{A}^\dagger \mathbf{A}) \mathbf{q}_1 \quad (11.59)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_1 = \mathbf{J}_p^\dagger \mathbf{P}^{ref} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_p^\dagger \mathbf{J}_p) \dot{\mathbf{q}}_2 \quad (11.60)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_2 = \mathbf{J}_L^\dagger \mathbf{L}^{ref} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_L^\dagger \mathbf{J}_L) \dot{\mathbf{q}}_3 \quad (11.61)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_3 = \mathbf{J}_c^\dagger \dot{\mathbf{p}}_c^{ref} + (\mathbf{I} - \mathbf{J}_c^\dagger \mathbf{J}_c) \dot{\mathbf{q}}_4. \quad (11.62)$$

ここで, 脚先拘束および車輪に関する拘束式は, $\mathbf{q} = [\xi_B^T \theta^T]^T$ に関してまとめられている。このようにして, 非ホロノミック拘束式を満たしつつ, 所望の運動量が達成され, 残った駆動自由度を用いて段階的に, 角運動量, そして脚先速度が実現される。この時, 第 3 章にて述べたように操舵角 γ_i については適切な運動が生成されず, 逆運動学解は $\dot{\gamma}_i = 0$ となってしまうが, 本章では直進運動による提案法の有効性を確認するのみにとどまるので, 問題とならない。

また, ロボットの位置・姿勢を所望の軌道に追従させるために, 運動量および脚先速度の参照値は以下のように決定される。

$$\mathbf{P}^{ref} = M \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} + \mathbf{K}_{pM} (\mathbf{p}_{CoG}^{ref} - \mathbf{p}_{CoG}^{res}) \quad (11.63)$$

$$\mathbf{L}^{ref} = \mathbf{I}_n \mathbf{T}(\boldsymbol{\phi}) \dot{\boldsymbol{\phi}}^{cmd} + \mathbf{K}_{pL} (\boldsymbol{\phi}^{cmd} - \boldsymbol{\phi}^{res}) \quad (11.64)$$

ここで M はロボットの総重量であり, \mathbf{K}_{pM} は位置制御のための P ゲインである。 \mathbf{p}_{CoG}^{ref} および \mathbf{p}_{CoG}^{res} は重心の指令軌道および脚先位置の応答値をそれぞれ示す。 $\boldsymbol{\phi}^{cmd}$ および $\boldsymbol{\phi}^{res}$ はベースリンクのロール・ピッチ・ヨー角 $\boldsymbol{\phi}$ ($\boldsymbol{\phi} = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ の指令値および応答値を示し, \mathbf{K}_{pL} は姿勢制御のための比例ゲインである。また, $\mathbf{T}(\boldsymbol{\phi})$ は $\boldsymbol{\omega}_B$ と $\dot{\boldsymbol{\phi}}$ の変換行列である。ここで, ZMP を支持領域の中心点に制御するような脚先運動を示す。まず, 初期状態として ZMP が支持領域の中心に存在するよう初期姿勢を決定しておく。直線運動を考えた時, 各脚先速度と目標 ZMP の速度が同期しながら走行することで, ZMP は支持領域の中心に維持される。よって, $\dot{\mathbf{p}}_c^{ref}$ を以下のように決定すればよい。

$$\dot{\mathbf{p}}_c^{ref} = \dot{\mathbf{p}}_{ZMP}^{ref} \quad (11.65)$$

歩行運動を実現する時は, 脚先位置軌道を余弦関数を用いて, 目標 ZMP 軌道に応じて決定する。

表 11.1: シミュレーションおよび実験条件

Contents	Simulation (ROCOS)	Experiment
Sampling time T_s [ms]	1.000	1.000
ZPLPF tap length N [sample]	1200	1200
Previewing period M_R [sample]	1200	1200
\mathbf{Q}	$1.0 \times 10^6 \mathbf{I}_{4 \times 4}$	$1.0 \times 10^6 \mathbf{I}_{4 \times 4}$
H	1.000	1.000
Height of CoG z_c [m]	0.464	0.464

これらの制御器により, 重心まわりの運動量および脚先速度参照値が求められ, 逆運動学計算によって所望の関節角速度が求まる. さらに関節角速度指令値を積分し, 関節位置指令値を計算したあと, PD 制御器および外乱オブザーバによって関節角度が指令軌道に追従するよう制御される. 最後に, 全体の制御システムのブロック図を図 11.16 に示す.

11.5.2 ZMP ステップ応答

11.5.2.1 シミュレーション

本節では, ZMP ステップ応答のシミュレーション結果を示す. シミュレーション時の動作図を図 11.17 に示す. シミュレーション条件を表 11.1 に, 従来法及び提案法によるシミュレーション結果を図 11.18(a), (b) に示す. ここで, ZMP の二乗平均平方根誤差 (RMSE) を表 11.2 に示す. 結果より, 多少のオーバーシュートは確認されたが, 実 ZMP は目標 ZMP に追従していることが確認できる. よって, 単質点倒立振子によって近似されたモデルを用いて生成した重心軌道を用いることは, 多関節脚車輪型移動ロボットの運動生成シミュレーションにおいて有効であることが示された.

11.5.2.2 実験

実験には, 図 B.1 に示すロボットを用いた. 実機実験時のパラメータはシミュレーション時と同様である. 図 11.18(c) に ZPLPF による実験結果を, 図 11.18(d) に予見制御による実験結果を示す. 上記結果より, 実 ZMP は目標 ZMP に追従していることが確認できる. これは, 実験においても, 生成された重心軌道が有用であることを示している. ZMP 誤差の RMS 値は表 11.2 に示してある. 誤差に関しては, 予見制御・ZPLPF とともに同等の結果であることが確認できる. 本節の実験により, 提案法は実機実験においても有効であることが示された.

11.5.3 ZMP に基づく車輪走行

本節では, 多関節機構を活用した ZMP に基づく車輪走行法を提案し, シミュレーション及び実機実験によって有効性を示す. 提案する車輪走行法の流れは以下の通りである.

1. 生成された重心軌道に追従するようにロボットの重心を制御

2. 各脚先を目標 ZMP がロボットの支持多角形の中心になるように制御

走行時の運動の様子を図 11.19, 11.20 に示し, シミュレーションおよび実験時の動作図を図 11.19 および図 11.20 に示す. 上記手法より, ZMP は常に支持領域の中心に保たれる.

11.5.3.1 シミュレーション

予見制御および ZPLPF を用いた場合の車輪走行時の ZMP の応答の結果を図 11.6(a), (b) に示す. ここで, 目標 ZMP 軌道は余弦関数を用いて, ロボットが 1.0 m を 1.5 s で遷移する軌道を与えた. 通常の手輪走行法では, ZMP の逆応答が発生してしまう. しかし本提案法による車輪走行では, ZMP の逆応答は見られず, 目標 ZMP に実 ZMP が追従している結果となっている. 以上の結果より, 提案する軌道生成法は, 車輪走行制御シミュレーション時にも有効であることが示された.

11.5.3.2 実験

ZMP に基づく車輪走行実験時の ZMP の応答を, 図 11.6(c), (d) に示す. ここで, 目標 ZMP 軌道は余弦関数を用いて, ロボットが 1.0 m を 1.5 s で遷移する軌道を与えた. 結果より, ZMP の逆応答は抑圧され, 目標 ZMP は実 ZMP に追従していることが確認できる. よって, 提案する車輪走行法, 軌道生成法は実験時においても有効であることが示された.

11.5.4 ZMP に基づくトロット歩行

本稿で提案する手法は, 動歩行時にも有効である. 提案法の有効性を確認するため, トロット歩行によるシミュレーションを実施した. トロット歩行は, 対角線上の脚を組とし, 支持脚と遊脚を切り替える歩容法であり, 歩行の様子を図 11.23 に示した. 予見制御及び ZPLPF を用いた場合の結果を図 11.24(a),(b) に示す. 図より, ZMP の応答値は目標 ZMP に追従していることが確認できる. 今回のシミュレーションでは, 上位の姿勢安定化制御を適用することなく, 8 歩の歩行運動の生成を実現している. 以上により, 動歩行時にも提案する軌道生成法は有効であることが示された.

11.6 おわりに

本章で述べた方法は, ロボットを単質点で近似した倒立振子モデルに対し制御系設計を行い, 得られた所望重心パターンを実現するよう重心ヤコビアン (運動量ヤコビアン) で各関節運動へと分配することで実現している. 通常, 本章で述べた単質点近似によるアプローチは, ベース部に重量が集中するロボットに対し有効とされている. 本研究で用いるロボットは, 脚部の重量が比較的大きい. 更に, 4 脚・4 輪有することによってさらに脚部の重量比が大きくなっている. このように, 単質点近似によるアプローチの適用条件を満たしていないように思われるが, シミュレーションおよび実験によって, 単質点近似によるアプローチが有効であることが示された. よって, 「脚部の重量が比較的大きい能動車輪付多脚移動ロボットにおいても単質点近似が有効である」というのが, 本章で示された第一の知見である. 次に, 従来法と提案法の追従誤差について考察する. 各シミュレーションおよび実験結果の

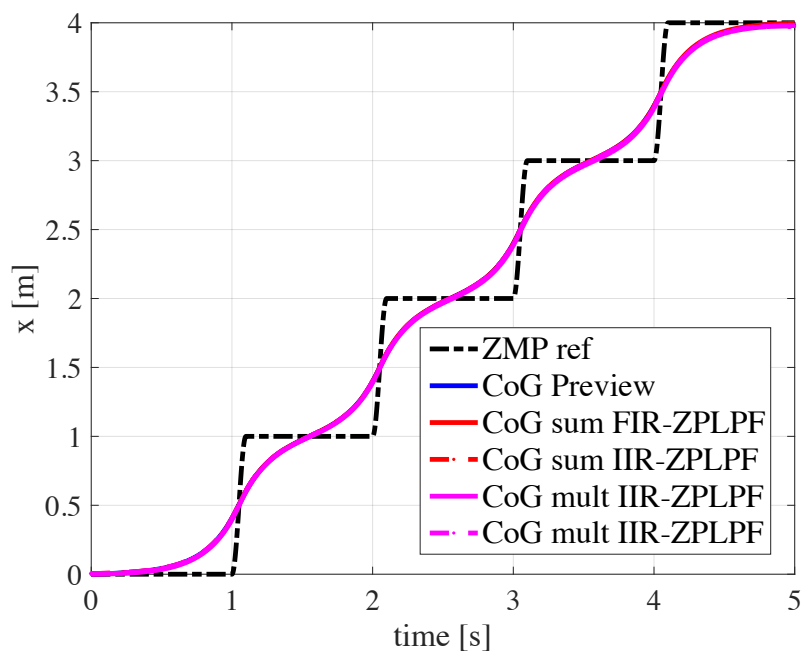
表 11.2: ZMP 誤差の RMS 値 [mm]

Contents	Simulation (ROCOS)	Experiment
ZMP step response(zplpf)	2.445	2.014
ZMP step response(preview)	2.217	1.914
Wheeled locomotion(zplpf)	8.35	15.9
Wheeled locomotion(preview)	6.77	19.1
Wheeled locomotion(w/o comp.)	54.3	56.4
Walking(zplpf)	90.60	-
Walking(preview)	76.43	-

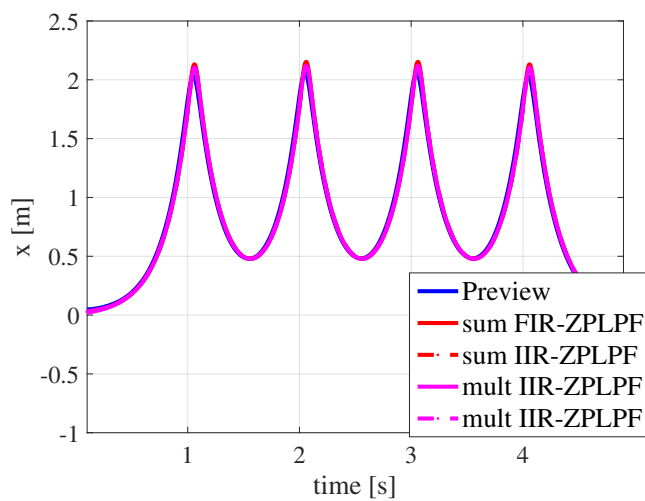
ZMP の二乗平均平方根誤差を表 11.2 にまとめた。結果を見ると、ZMP がステップ指令値状になっているステップ応答試験、歩行試験の場合は提案法を用いた時の誤差が大きい。対して余弦関数を用いて指令を与えている車輪走行試験においては従来法を用いた時の誤差が大きいという結果になっている。つまり、指令軌道が不連続な軌道である時、提案法では生成重心軌道の速度・加速度が従来法と比較して大きくなっていることが予想される。そこで、図 11.15 にて示した軌道生成時の従来法・提案法の速度・加速度を求めて比較した。生成軌道の速度および加速度を図 11.15(b)(c) に示す。図 11.15(c) より、提案法を用いた時の加速度が大きくなっていることがわかる。目標 ZMP 軌道が急峻であればあるほど、加速度が大きくなることが予想される。ZMP のステップ応答では、この影響によって加速度変化による影響が最も顕著になり、誤差が大きくなってしまったものと考えられる。二足歩行ロボットの動作計画では ZMP をステップ状で計画する文献が散見されるが、WLMR の動作計画を行う場合は、目標 ZMP をステップ状で与えることはまずなく、余弦関数や多次スプライン補完軌道を用いる。先ほど示したように急峻な目標 ZMP 軌道に対しては、加速度が問題となるが、本章で設計した余弦関数から得られる重心軌道は、比較的加速度が小さいため、問題とならないものと考えられる。よって、WLMR の適用範囲内では、誤差が少なくなる提案法が適切であると言える。

以上の考察は誤差の観点から論じたが、いずれの手法を用いるにせよ誤差の大小は非常に小さい。よって、別途 ZMP のフィードバック制御を適用すれば、誤差は吸収されるであろう。その時、従来法と提案法の違いはほぼなくなり、実装コストにおいて優れている提案法は重宝されるはずである。

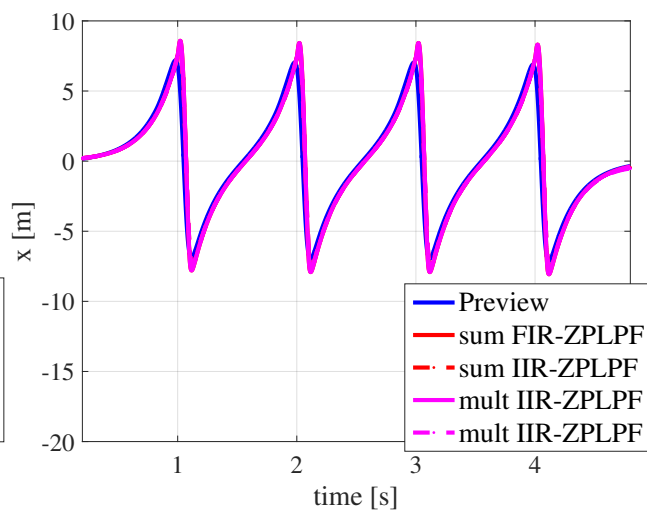
次に、各種法の計算時間について検証する。図 11.15 に示した軌道を 100 回生成した際に要した計算時間は、予見制御、FIR-ZPLPF、IIR-ZPLPF、順に 40.80 ms, 44.12 ms, 0.2190 ms となった。予見制御と FIR-ZPLPF は計算時間はほぼ同等であり、予見制御に対する ZPLPF の利点は理論・実装の容易さになる。FIR-ZPLPF のフィルタ次数は、N(図 11.12 より $N=1200$: 因果性・非因果フィルタ併せて 2400) と大きい。対して、IIR-ZPLPF は次数が 1(因果性・非因果フィルタ併せて 2) であるため、計算量は極めて小さいという強みがある。しかし、FILO を構成する必要があるため、各サンプリング毎の逐次軌道生成には向かない。ある期間の軌道をまとめて生成する場合に IIR-ZPLPF を用いる事で利点が発揮される。



(a) 重心位置指令



(b) 重心速度指令



(c) 重心加速度指令

图 11.15: 重心位置・速度・加速度指令軌道

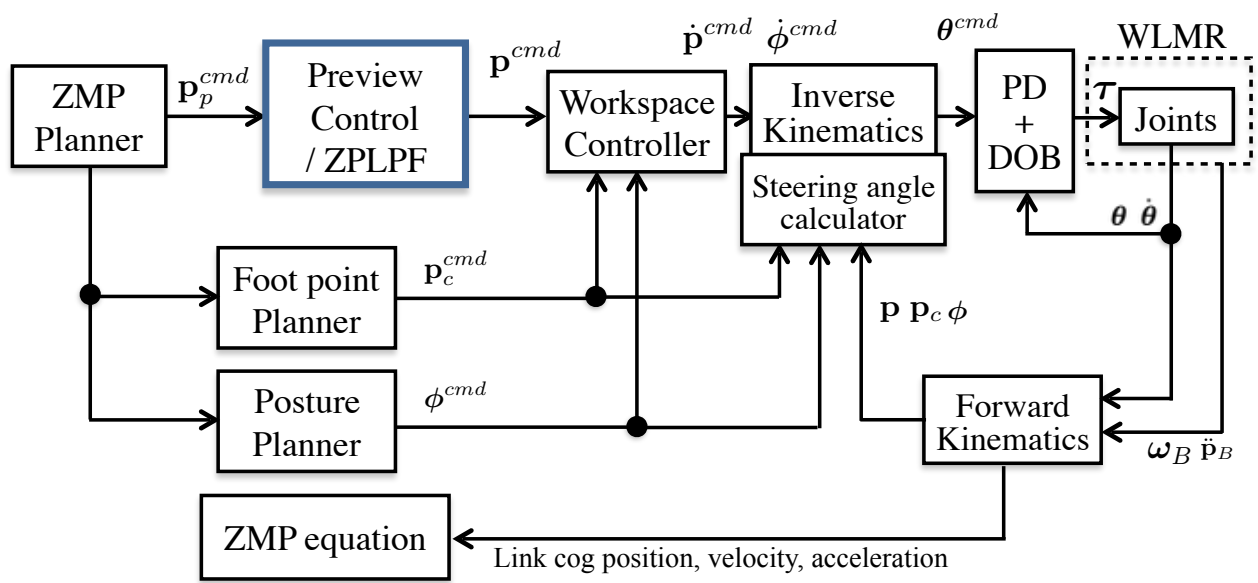


図 11.16: 全体の制御ブロック図 (予見制御, ZPLPF 検証用)

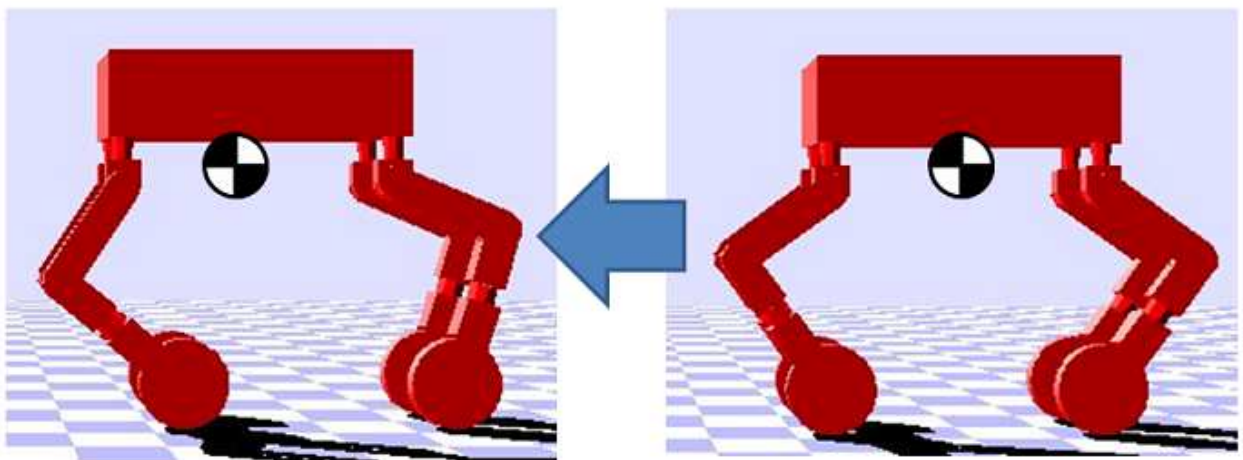
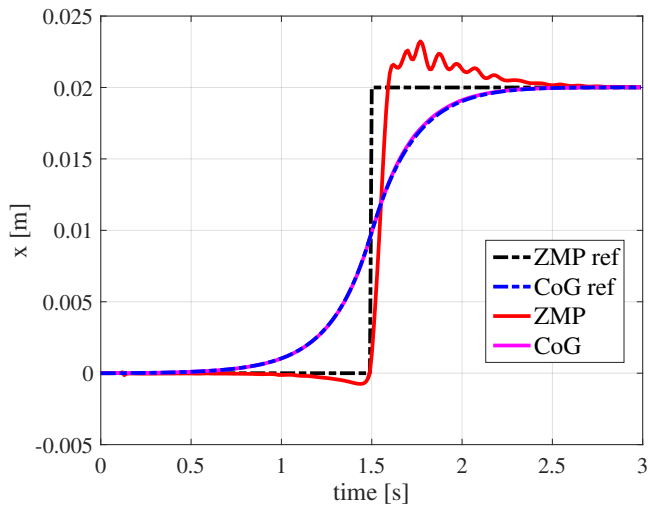
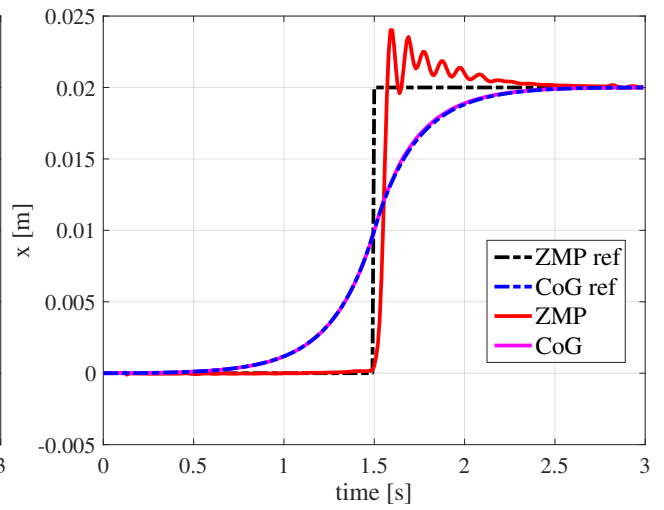


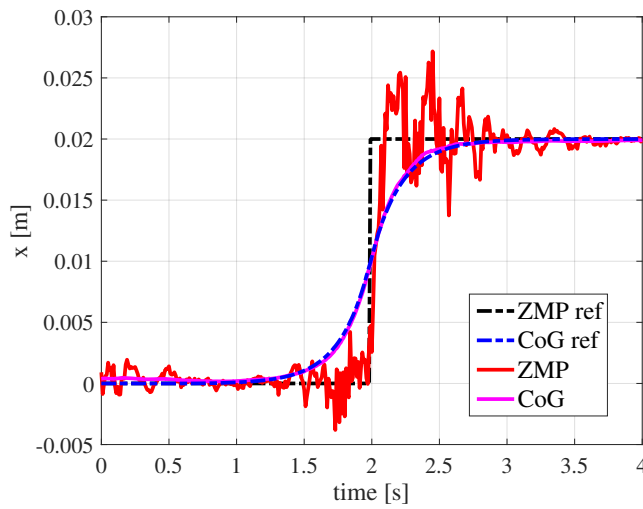
図 11.17: ZMP ステップ応答外観



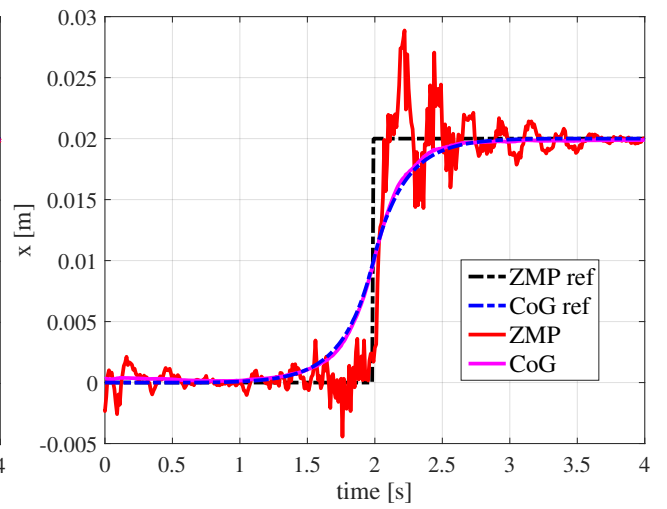
(a) Simulation (Conv.)



(b) Simulation (Pro.)



(c) Experiment (Conv.)



(d) Experiment (Pro.)

図 11.18: ZMP のステップ応答結果

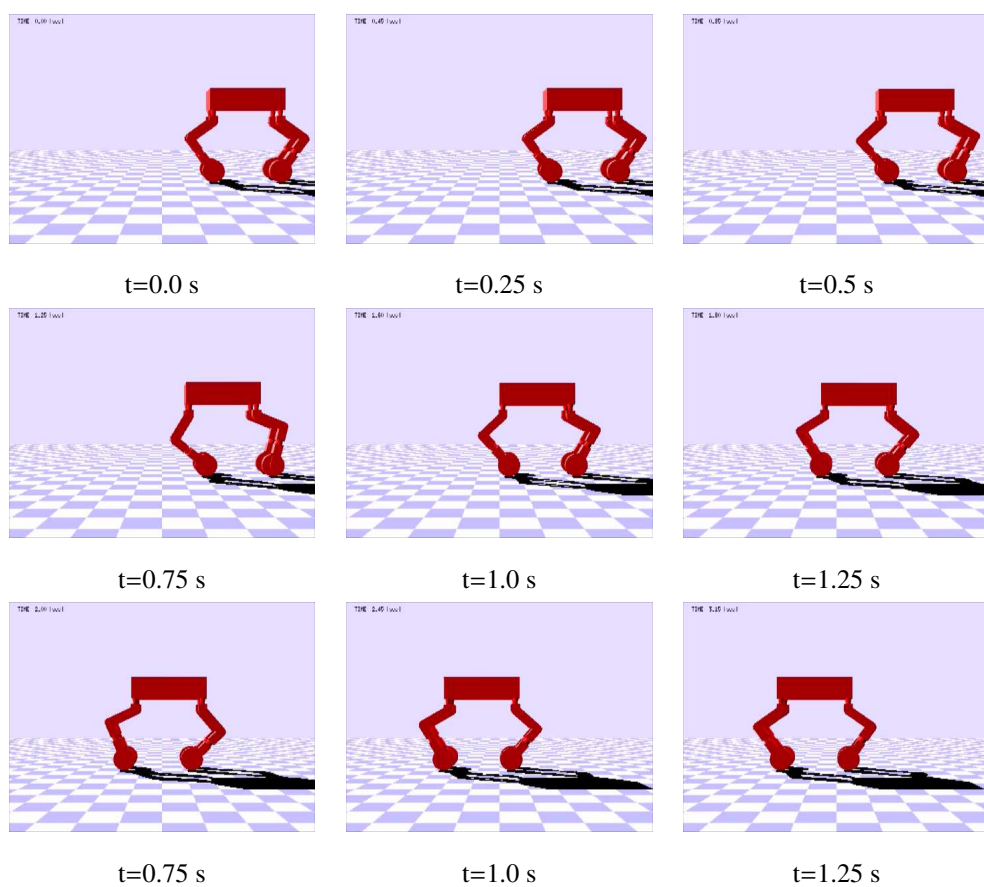


図 11.19: ZMP に基づく車輪走行時のロボットモーション (シミュレーション)

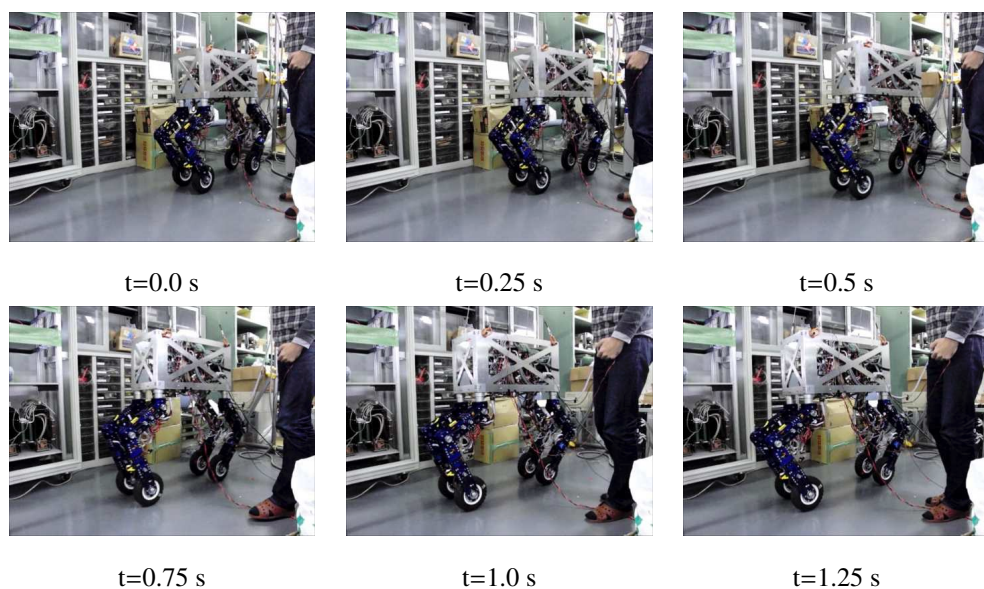
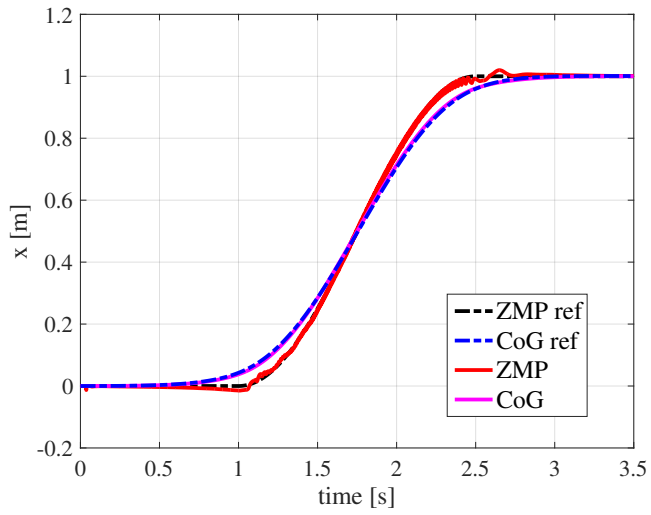
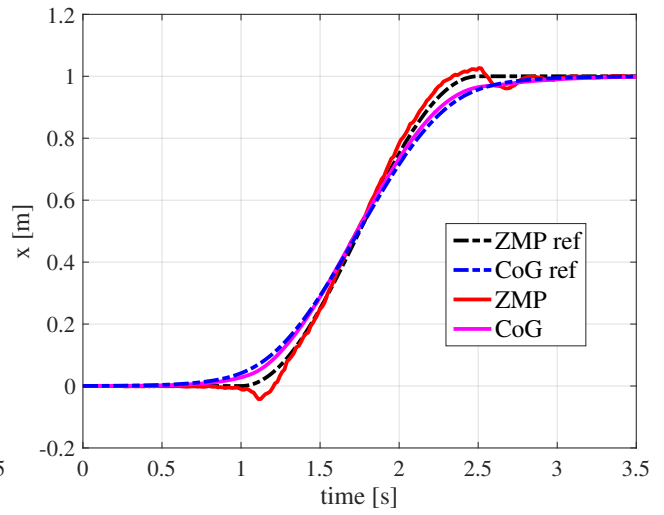


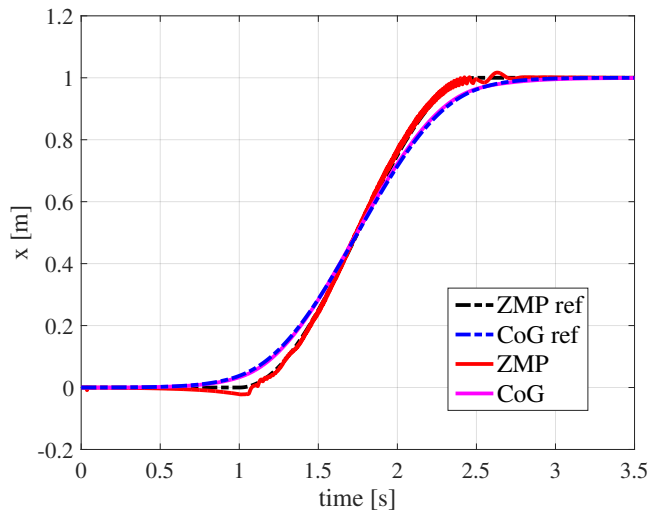
図 11.20: ZMP に基づく車輪走行時のロボットモーション (実験)



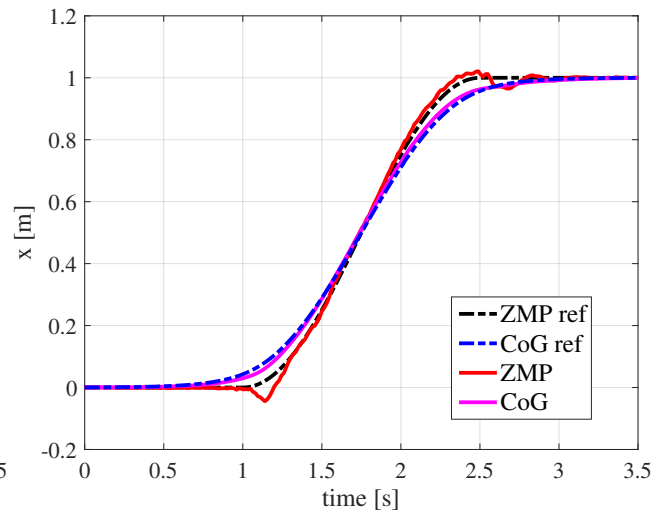
(a) Conventional



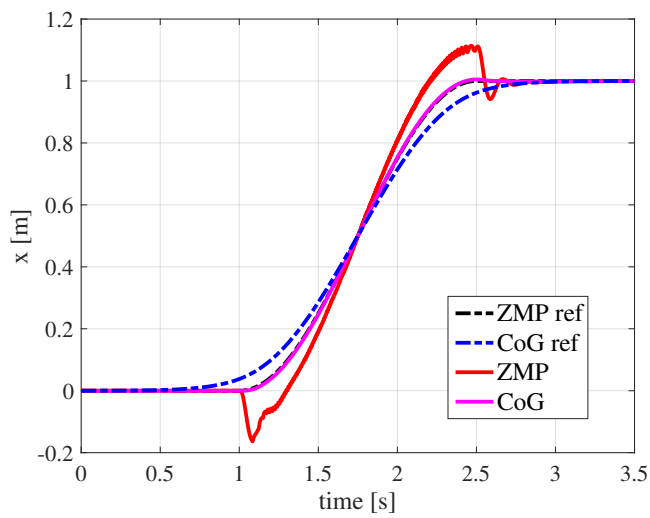
(a) Conventional



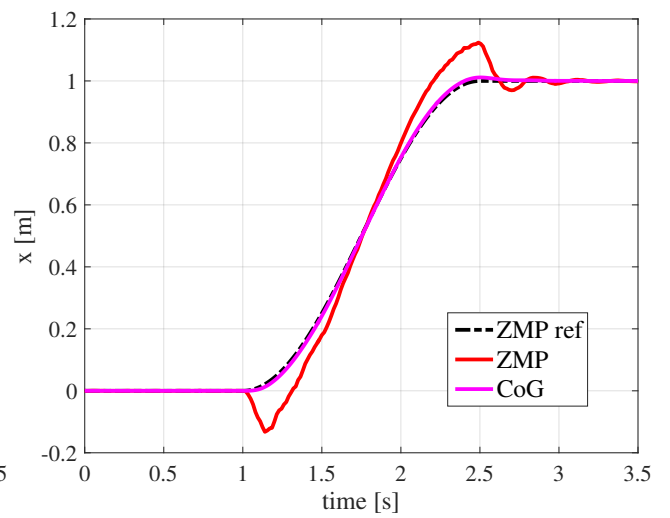
(b) Proposed



(b) Proposed



(c) Car-like



(c) Car-like

図 11.21: 車輪走行のシミュレーション結果

図 11.22: 車輪走行の実験結果

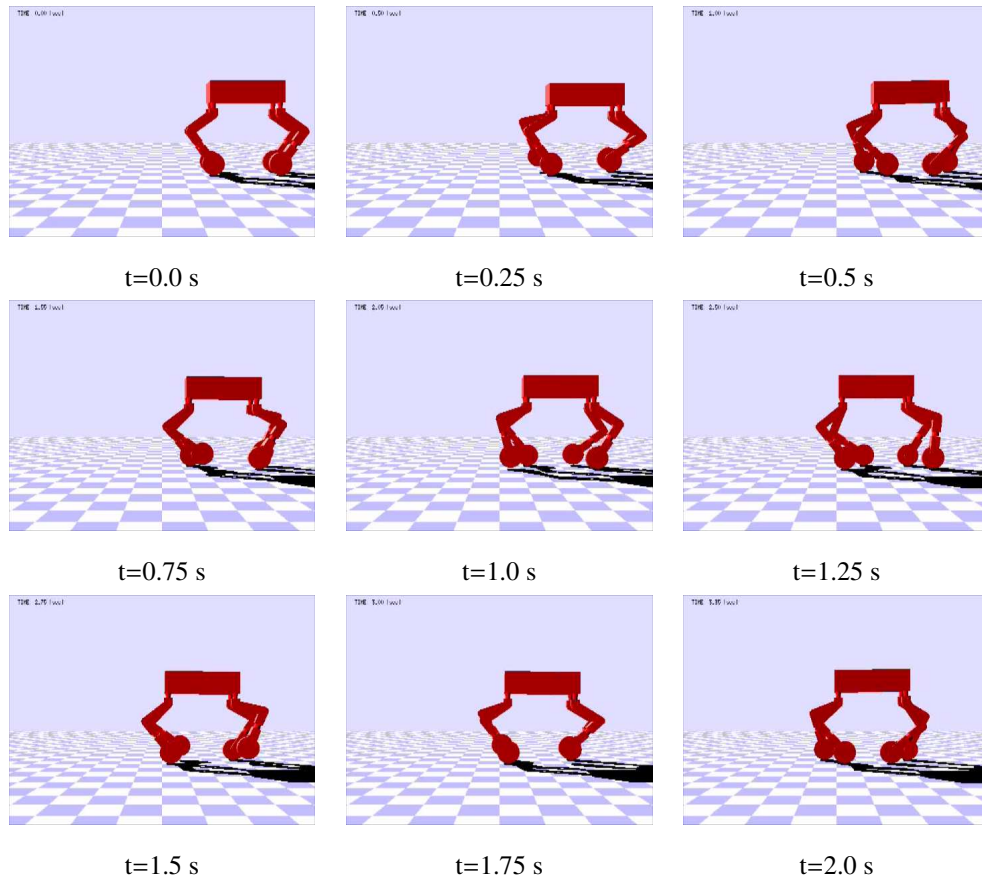
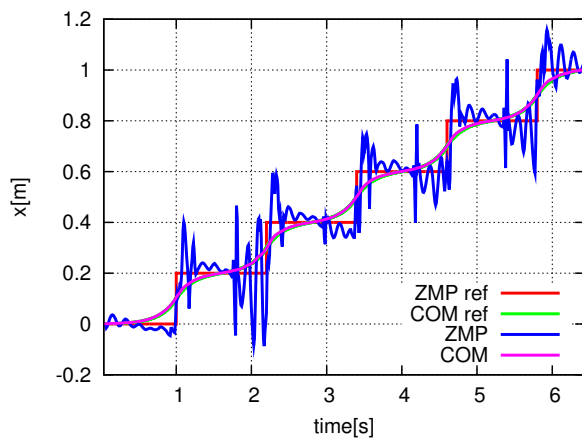
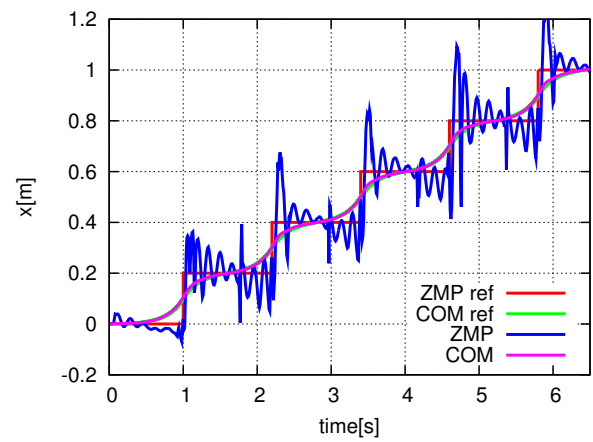


図 11.23: ZMP に基づく歩行時のロボットモーション (シミュレーション)



(a)ZMP response (Conv.)



(b)ZMP response (Pro.)

図 11.24: トロット歩行のシミュレーション結果

第12章 旋回動作時の遠心力による影響の補償制御法

12.1 はじめに

本章では, 遠心力による ZMP への影響を考慮した制御系設計法を提案する. 前章では, 遠心力・コリオリ力および外力等の外乱が存在しないとし, 制御系設計の段階で外乱による影響を考慮していなかった. 本稿は, WLMR の高機動化を目標としている. WLMR の移動速度が速くなるにつれ, 特に遠心力による影響が顕著になり, 遠心力を無視した制御系設計では目標とする ZMP 通りに ZMP を制御できない問題の発生が予想される. そこで本章ではまず, 高速度域における旋回運動制御を行い, 遠心力の影響によって ZMP に誤差が生じることを確かめる. 次に従来法として, 安定な高速旋回を実現する手法について調査し, 概要を述べる. 次に, 遠心力のモデルを導出し, 将来にわたってロボットに加わるであろう遠心力を見積もる方法を述べる. そして, 見積もった遠心力をもとに遠心力の影響を FF で補償するような FF 制御器を設計する. FF 制御器には, 前章で述べた予見制御系と, ZPLPF を用いた制御系の 2 手法を, 遠心力を考慮した形に拡張し, 遠心力の影響の補償を試みる.

12.1.1 従来法のサーベイ結果とその問題点

本節では, 移動ロボットにおいて, その移動速度向上に伴う遠心力による影響の補償法に関する従来研究の詳細を紹介する. 従来法は, 以下の 2 つに大別される.

1. 姿勢制御によるアプローチ [137] [138]
2. ZMP フィードバック補償によるアプローチ [163–169]

上記の研究例は, 重心位置の操作が可能な駆動自由度を有する車輪移動ロボット (Articulated Wheeled Mobile Robot: AWMR), 非ホロノミック移動マニピュレータ (Non-holonomic Mobile Manipulator: NMM), 二足歩行ロボットにおいて検討された手法である. WLMR において, 遠心力による影響の補償を検討した文献は見受けられず, どのような手法が有効であるか十分な議論がなされていない, という現状である. そこで本章ではまず, どのような方法が適用可能であるかを議論する.

12.1.1.1 姿勢制御によるアプローチ: 遠心力と重力の静的な釣り合いに基づく姿勢制御

図 12.1 に表されるようにロボットを単質点倒立振子モデルとしてモデル化する. ロボットの状態が静的であると仮定 ($\ddot{\theta}, \dot{\phi} = 0$) し, 支持領域の中心点まわりのトルクが 0 となる姿勢においては, 以下の関係式が成り立つ [137] [138].

$$l \sin \theta - y_{zmp}^{cmd} + \delta : l \cos \theta = \ddot{y}^{cent} : g \quad (12.1)$$

$$\theta^{ref} = \sin^{-1} \frac{y_{zmp}^{cmd}}{\sqrt{l^2 + \ddot{y}^{cent}}} + \tan^{-1} \frac{\ddot{y}^{cent}}{g} \quad (12.2)$$

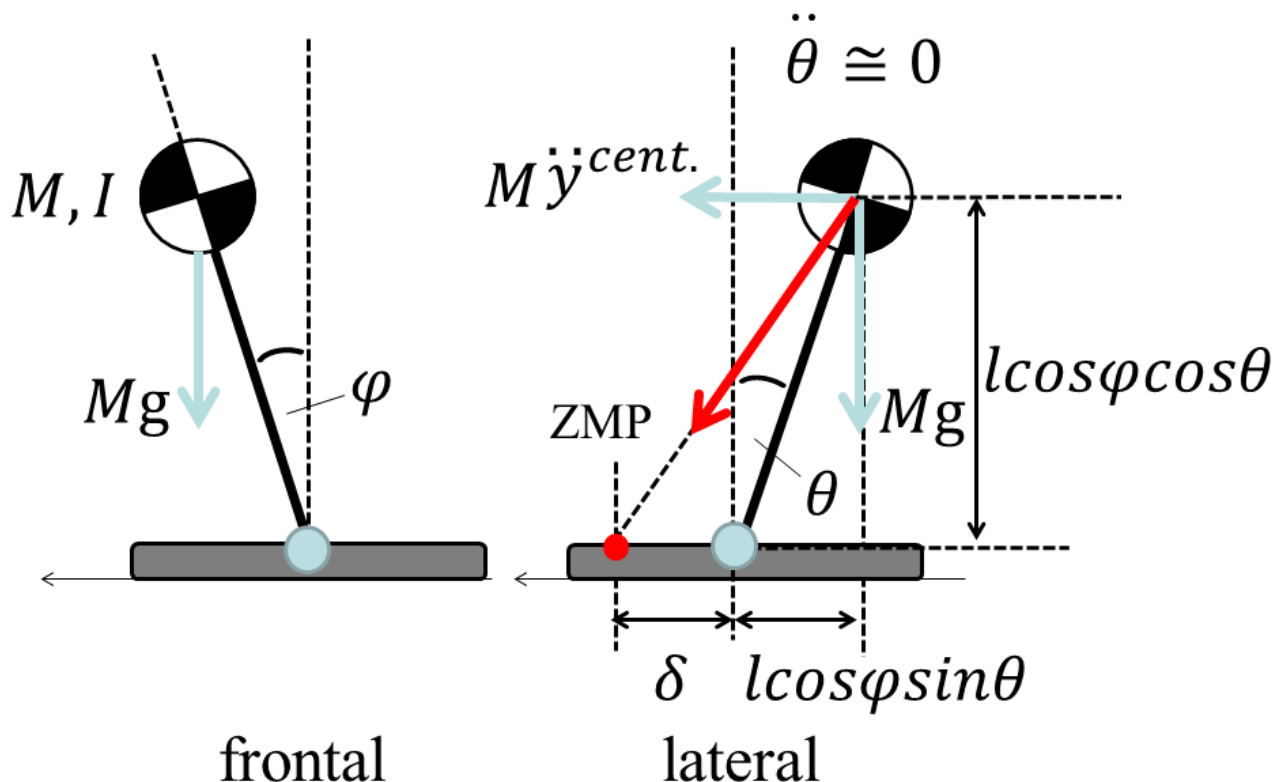


図 12.1: 倒立振子モデル

ここで、 ϕ は簡単化のため零としてある。ロボットの姿勢 θ を θ^{ref} に追従させることで、ZMP の誤差 δ は零となる。しかしながら、 δ はロボットの状態が動的な状況 ($\ddot{\theta} \neq 0$) において大きくなる。また、システム固有の不安定零点により逆応答が発生してしまうという問題がある。

廣瀬らは、支持領域の中心点まわりのトルクを零に制御する、姿勢角の検出を必要としない方法や、ロボットの横加速度に着目することで不安定零点による影響を抑圧する方法を提案している [5] が、図 B.1 に示す本稿で扱うような複雑な機構を有する脚車輪型移動ロボットに適用することは難しい。

姿勢角制御による ZMP 制御法は、容易に実装が可能である。モデル化された倒立振子は振子長が一定であり、その制御すべき姿勢角に対応する重心位置が求まる。よって、対応する重心位置指令にロボットを制御すればよい。つまり、この手法は重心位置を指令とする手法と解釈することができるが、本章にて提案する重心軌道生成法と競合する（同時に適用することができない）。よって、いずれの手法が優位であるかを明確にするため、従来法として提案法との比較を行い、従来法の欠点について論じる。

12.1.1.2 ZMP フィードバック補償によるアプローチ

本節では、ZMP フィードバック制御による方法を紹介する。足首関節を用いた ZMP のフィードバック補償法は、足と床とのインタラクションを直接扱えるため、即応性が高く、二足歩行ロボットにおいて有用である [166–168, 170]。しかし、本研究で用いる WLMR は足首関節を有していない。仮に足首関節を有している WLMR を開発したとしても、足首関節に十分な自由度を搭載するのは難しい。厳密に言うと、足首関節を用いずとも、以下の条件下において足首関節を用いた ZMP 制御のアプローチと同様なアプローチは可能である。

1. WLMR の車輪走行に限定する
2. 各脚が設置状態を保っている
3. 各脚において接地点の力が検出可能であり、動的力制御が可能である

以上の条件下においては、各脚の動的床反力制御によって、ZMP まわりのモーメントの直接操作が可能となる。しかし、各脚全てに高精度な力センサを搭載することは、コストの面で困難である。ロードセルのように比較的安価な力センサを搭載することも可能だが、アナログノイズによる影響によって、広帯域な制御帯域の確保が困難となることが予想される。Hylos は車輪と脚の間に力センサを搭載し、反力情報に基づいた脚先接地維持制御を実装しているが、Hylos の移動速度は 8cm/sec と非常に静的であり、動的な力制御に活かしていない [129]。An らのアプローチは以上の考えに近い制御法を提案しており、動的な状況下での ZMP 制御を行っているが、シミュレーション結果を示すのみであり、実験における有効性を論じていない [133, 134]。以上より、WLMR においては、力センサ情報の搭載が現実的でない上、直接のフィードバックによる広帯域な力制御が困難である現状がうかがえる。

対して、重心位置の補正によって ZMP を制御し、歩行安定化を図る研究例が存在する [169, 171]。足首関節による ZMP 制御と比較して即応性には劣るが、姿勢変更を可能とする十分な駆動関節を有するロボットであれば適用可能な手法である。以上の理由から、WLMR においては、重心位置の補正による ZMP フィードバック制御が適切であると考えられる。よって、ZMP フィードバックによる重心補正法を従来法として検討する必要がある。

ここで、重心補正法は ZMP フィードバックによる補正法である事に注意されたい。本章にて提案する方法は前述のように FF によって重心位置を補正する方法である。よって、提案法と従来法 (ZMP フィードバックによる重心補正法) は同時に適用可能であり、競合することはない。提案する FF 補償法によって誤差を極力低減し、低ゲイン FB 補償法によって補償しきれない誤差をオンラインで補償すればよいのである。本稿では以上の考えに従い、FB 補償法は競合する従来法として扱わず、提案法との効果の優位性については議論しない。

12.2 遠心力の予測

12.2.1 遠心力のモデル化

次に、WLMR に加わる遠心力の影響をモデル化する。基準軸周りに角速度 ω 、速度 \mathbf{v} で移動する質量 m の移動物体に加わる遠心力 $\mathbf{f}^{cent.}$ は、

$$\mathbf{f}^{cent.} = m\mathbf{v} \times \boldsymbol{\omega} \quad (12.3)$$

となる。遠心力の説明図を図 12.2 に示す。 $\mathbf{f}^{cent.} = [f_x^{cent.}, f_y^{cent.}, f_z^{cent.}]^T$ とすると、式 (11.21)(11.21) における各リンク重心に加わる加速度外乱は、遠心力に起因した加速度成分を考えることによって、以下のように表すことができる。

$$\ddot{x}_i^{dis} = f_{xi}^{cent.} / m_i \quad (12.4)$$

$$\ddot{y}_i^{dis} = f_{yi}^{cent.} / m_i \quad (12.5)$$

$$\ddot{z}_i^{dis} = f_{zi}^{cent.} / m_i \quad (12.6)$$

続いて, 簡略化された ZMP 方程式 (11.14)(11.14) における, 遠心力による影響を考える. まず, $\mathbf{v} = [v_x \ v_y \ v_z]^T$, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$ とすると, 遠心力の x, y, z 成分は以下のようになる.

$$f_x^{cent.} = m(v_y \omega_z - v_z \omega_y) \quad (12.7)$$

$$f_y^{cent.} = -m(v_x \omega_z - v_z \omega_x) \quad (12.8)$$

$$f_z^{cent.} = m(v_x \omega_y - v_y \omega_x) \quad (12.9)$$

回転運動において支配的となるのは, v_x, v_y, ω_z であると言える. そこで, $v_z, \omega_x, \omega_y \simeq 0$ なる近似を導入すると, 遠心力は以下のように簡単化される.

$$f_x^{cent.} \simeq m v_y \omega_z \quad (12.10)$$

$$f_y^{cent.} \simeq -m v_x \omega_z \quad (12.11)$$

$$f_z^{cent.} \simeq 0 \quad (12.12)$$

ここで, 遠心力のモデルを x, y で表現することを考える. まず, $v_z, \omega_x, \omega_y \simeq 0$ なる状況において, ω_z は瞬時回転中心 (Instantaneous Center of Rotation: ICR) まわりの回転角速度である. 図 12.3 に示すように, 時間 Δt における ICR まわりの回転角度を $\Delta\psi$ とする. Δt をゼロに漸近すると, ω_z は以下のように書ける.

$$\omega_z = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta\psi}{\Delta t} = \frac{d\psi}{dt} \quad (12.13)$$

続いて, Δs を微小時間 Δt における移動軌道の微小変化量とすると,

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta s}{\Delta t} = \frac{ds}{dt} = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} \quad (12.14)$$

である. 以上より, 遠心力 $f_x^{cent.}$ は以下のように求められる.

$$f_x^{cent.} = m \dot{x} \frac{d\psi}{dt} = m \dot{x} \frac{d\psi}{ds} \frac{ds}{dt} \quad (12.15)$$

ここで, $\frac{d\psi}{ds} = \kappa$ は曲率と呼ばれ, 曲率は以下のように表現される.

$$\kappa = \frac{\dot{x}\ddot{y} - \dot{y}\ddot{x}}{(\dot{x}^2 + \dot{y}^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (12.16)$$

以上より, 遠心力は以下のように表現される.

$$f_x^{cent.} = m \dot{x} \frac{\dot{x}\ddot{y} - \dot{y}\ddot{x}}{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} \quad (12.17)$$

$$\ddot{x}^{cent.} = \frac{f_x^{cent.}}{m} \quad (12.18)$$

式 (12.17)(12.18) を用いることで, 現ステップにおける遠心力に起因した加速度外乱 $x^{cent.}[k]$ を, 重心の状態から推定することができる.

12.2.2 遠心力の未来値の予測

次に, 遠心力の未来値 $f_x^{cent.}[k+j]$ ($j = 0, 1, 2, \dots, N$) を推定する. WLMR の将来の重心位置は未知である. 運動生成の段階で既知であるのは, 目標 ZMP 軌道である. 目標 ZMP 軌道を重心軌道に見立て, 遠心力を予想する方法

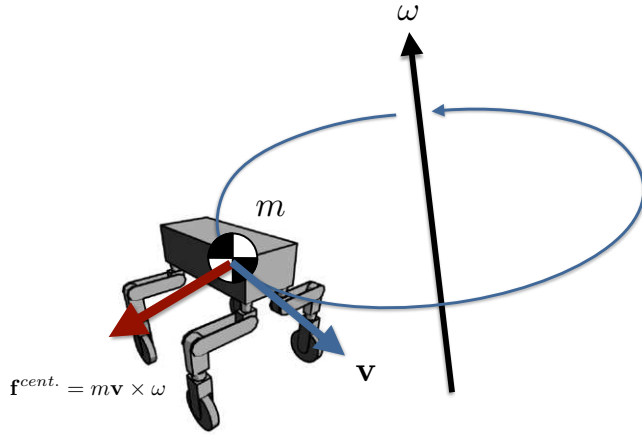


図 12.2: ロボットに加わる遠心力

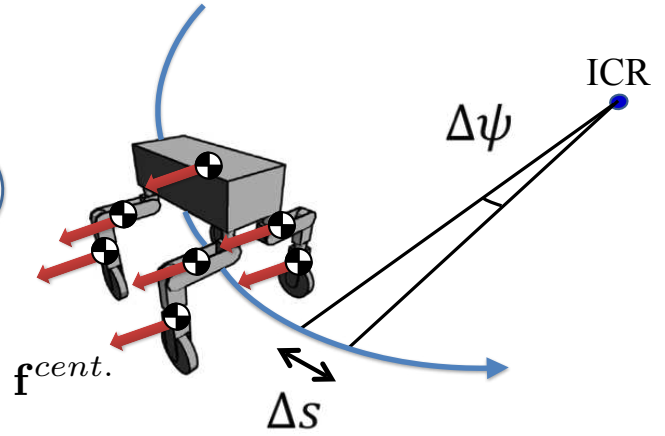


図 12.3: 曲率に基づいた遠心力のモデル図

が考えられるが、予測誤差によって遠心力の影響を適切に補償できない可能性がある。この問題を解決するため、ZMP 軌道を実現する重心軌道をあらかじめ計算しておく。この前処理は高速に軌道生成可能な IIR-ZPLPF を利用し、ここでは遠心力による影響は考慮しない。この前処理によって計算された重心軌道に基づいて遠心力の未来値を予測することで、十分な精度で遠心力による影響を補償することが可能となる。

12.3 提案法 1: 外乱予見制御に基づく遠心力補償 (遠心力予見制御)

ZMP 外乱予見制御は、見積り可能な外乱を考慮した予見制御であり、文献 [136] に示されている。JSK の神崎等は、ヒューマノイドロボットへの予測可能な外乱 (文献中では、天井に吊るした重りをロボットに衝突させている) を考慮した予見制御による重心軌道生成法を提案している [172]。また、Ibanez 等は、ヒューマノイドのハンドマニピュレーションにおける外乱によって生じる重心への外乱を見積もり、予見制御を逐次最適型のモデル予測制御に発展させた形で制御系設計を行っている [173]。本研究では、遠心力を外乱とみなし、予見制御を適用することで遠心力による ZMP への外乱、遠心力 ZMP 外乱を補償することを試みる。

12.3.1 制御系設計

第 6 章 2 節においては、式 $\mathbf{E}_d = \mathbf{0}$ としていた。遠心力によって生じる影響を適切に表現するためには、 \mathbf{E}_d を適切に決定しなければならない。ここで、以下の仮定をおく。

- 外乱は測定されてからある時間が経過するまで、観測出力に影響を与えない
- \ddot{x} に $d(= \ddot{x}^{cent})$ の外乱が瞬時に加わっている

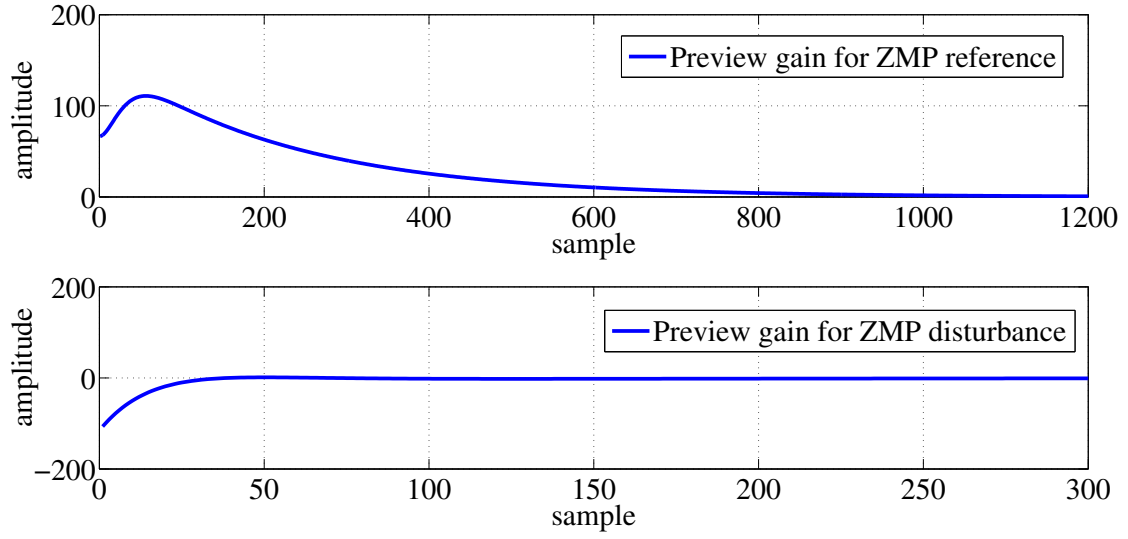


図 12.4: プレビューゲイン F_r, F_d ($z_c = 0.429$)

このような仮定のもと状態方程式を構成すると、以下のようになる。

$$u = \frac{d}{dt} \ddot{x} \quad (12.19)$$

$$d = \dot{x} \frac{\ddot{y} - \dot{y} \ddot{x}}{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} \quad (12.20)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (12.21)$$

$$x_{zmp} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{z_c}{g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} \quad (12.22)$$

よって、 $\mathbf{E}_d = [0 \ 1 \ 0]^T$ のように決定される。第 5 章に示した設計手順と同様に、外乱を考慮した状態方程式を離散化し、エラーシステムを構築、外乱予見制御器を設計する。設計されたフィードバックゲインは式 (11.31) のように求まり、目標値および外乱フィードフォワードゲインは式 (11.33)(11.34) のように求まる。求められたフィードフォワード制御器に基づいた制御器の構成は式 (11.30) のようになる。この系のブロック図を図 12.5 に示す。以上のようにして設計された場合の外乱フィードフォワードゲインベクトル \mathbf{F}_d を図 12.4 に示し、同時に目標フィードフォワードゲインベクトル \mathbf{F}_r も載せる。目標フィードフォワードゲインと比較して、外乱フィードフォワードゲインは速く 0 に収束していることが分かる。よって、外乱抑圧に必要な未来情報は、目標値追従に必要な未来情報と比較してより少ない情報量で済むことがわかる。

12.4 提案法 2: ZPLPF に基づく遠心力補償

本章では、ZPLPF を用いた重心軌道生成法において、遠心力による影響を補償する方法を提案する。ZPLPF を用いた場合の補償法は、予見制御を用いた場合と比較して単純・明快であり、設計時の拡張コストも非常に少ないと

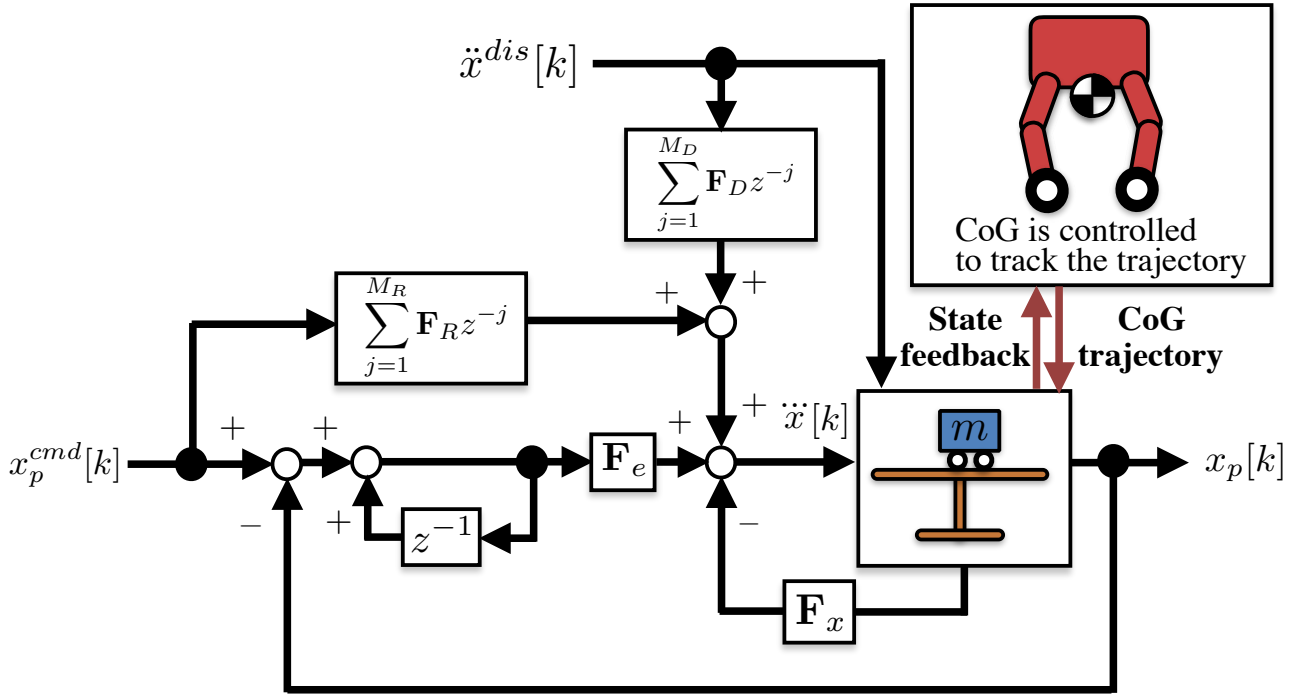


図 12.5: 遠心力予見制御のブロック図 (CFPC)

いうメリットがある。以下に、その設計法を述べる。

12.4.1 制御系設計

遠心力による外乱を考慮した ZMP 方程式 (11.7) をラプラス変換すると、以下ようになる。

$$X_{ZMP}(s) = (1 - \frac{z_c}{g} s^2) X(s) + \frac{z_c}{g} D(s) \quad (12.23)$$

ここで、 $X_{ZMP}(s) = \mathcal{L}[x_{ZMP}(t)]$, $X(s) = \mathcal{L}[x(t)]$ and $D(s) = \mathcal{L}[\ddot{x}^{cent}(t)]$ である。また、(12.23) は以下の形式に変形される。

$$X^{des}(s) = \frac{X_{ZMP}^{cmd}(s) - \frac{z_c}{g} D(s)}{1 - \frac{z_c}{g} s^2} \quad (12.24)$$

式 (12.24) を用いることにより、所望の重心軌道を求めることができる。ここで、(12.24) は連続時間領域において実現不可能であることは、第 6.3.1 節において説明した。 $\frac{1}{1 - \frac{z_c}{g} s^2}$ の特性は、離散領域において ZPLPF と等価な逆システムで近似的に実現する。ZPLPF の設計法は、6.3 節にて述べた。ZPLPF フィルタを用いた場合の遠心力補償制御系設計の説明は以上である。零位相ローパスフィルタによる方法のブロック図を図 12.6 に示す。

12.5 旋回時の全身運動生成法

本章にて提案した手法の有効性を確認するためには、ロボットの重心位置を所望の軌道に追従させる必要がある。また、ZMP を支持領域の中心に制御するため、脚先を適切な位置に制御する必要がある。さらに、旋回時の姿勢を適切に制御する必要があり、以上の運動に応じた操舵軸を適切に駆動することが必要となる。以上の目的を達成

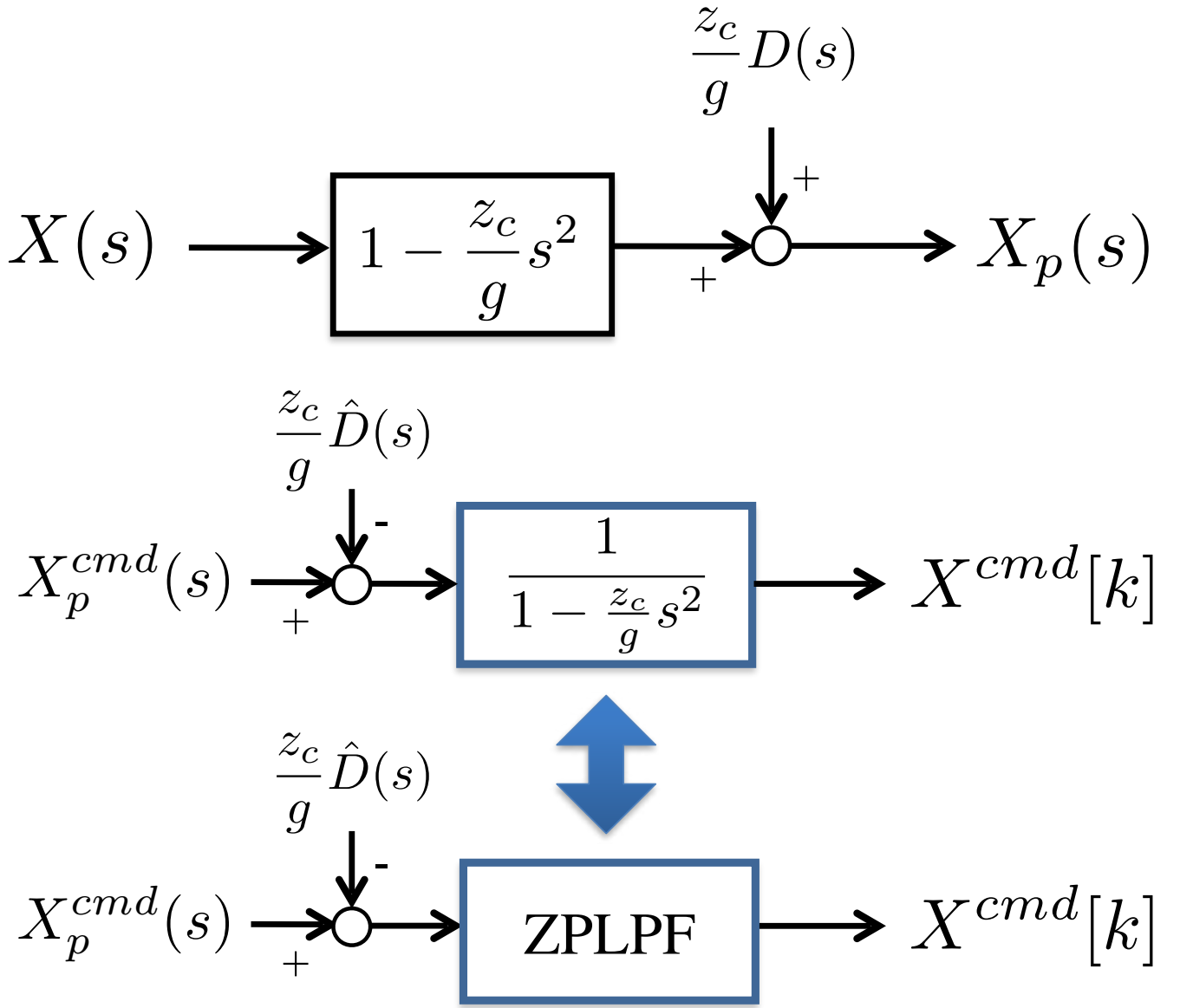


図 12.6: 遠心力補償付き ZPLPF のブロック図 (CFZPLPF)

する全身運動生成法は、基本的には前章にて述べたものとほぼ同じであり、式 (10.49)(10.50)(10.76)(10.79) による逆運動学計算を行う。前章と異なる点として、駆動軸を適切に制御する方法に第 5 章で述べた従来法式 (10.88) を用いた点がある。式 (10.88) により、適切な各脚操舵角度を求めることができるが、指令角度計算のために ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B$, ω_B , ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B$, ${}^w\mathbf{p}_{c_i}$ および ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ が必要な点について注意が必要である。 ${}^w\mathbf{p}_{c_i}$ および ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ は運動計画の段階で生成した指令値を代入すればよいが、 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B$ および ω_B は指令値を計画しないため、指令値を用いた計算ができない。応答値 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B^{res}$, ω_B^{res} を用いることも考えられるが、速度応答値は擬似微分によるノイズが多く含まれるため、式 (10.88) の計算結果が振動的になってしまう。そこで、シミュレーションでは式 (10.49)(10.50)(10.76)(10.79) による逆運動学解のなかに含まれる ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B^{ref}$ および ω_B^{ref} を代入している。実験においては、 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B^{ref}$ および ω_B^{ref} を用いる方法でも解が振動的となった。そこで、 ${}^w\mathbf{p}_{CoG} \simeq {}^w\mathbf{p}_B$ という仮定を置き、 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_B$ に ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{cmd}$ を代入している。全体の制御システムのブロック図を図に示す。

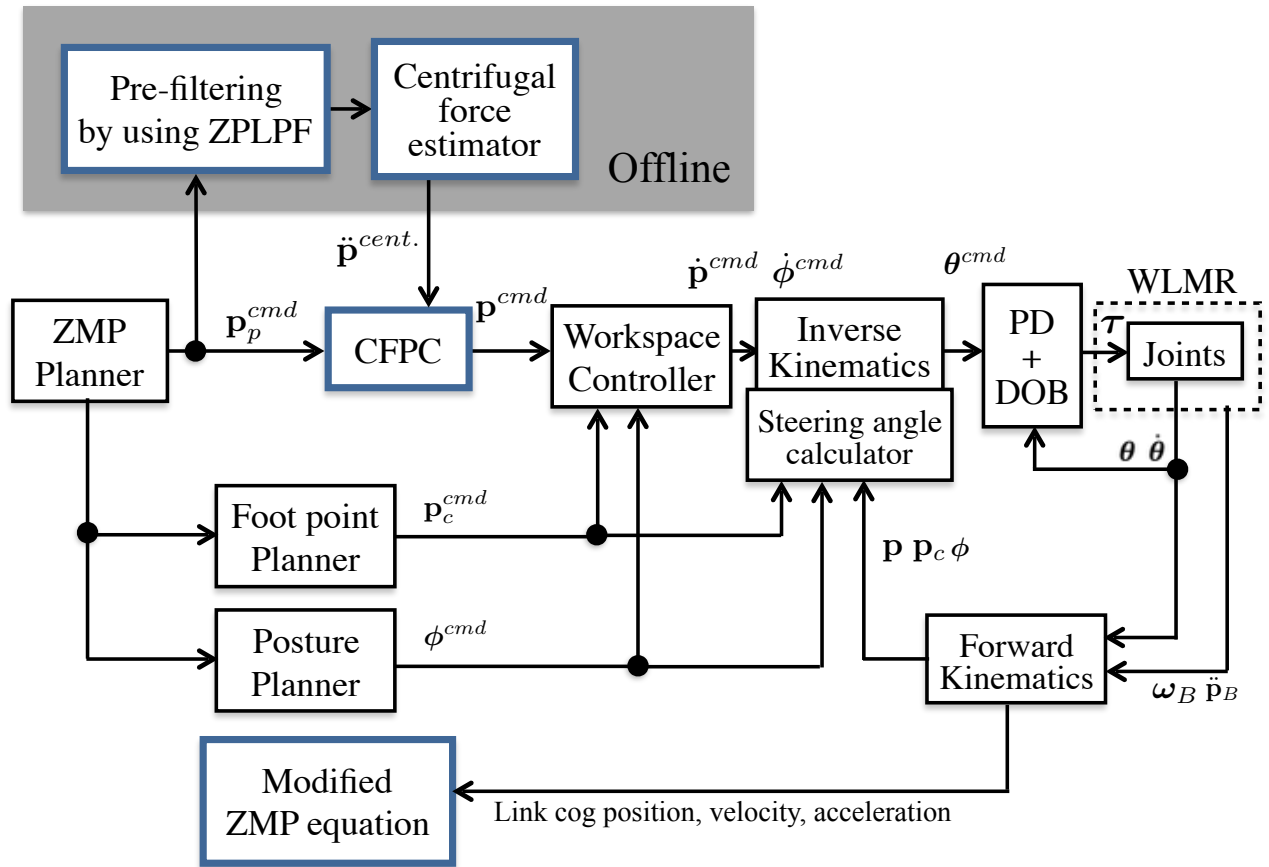


図 12.7: 全体の制御ブロック図 (遠心力補償法検証用)

12.6 シミュレーション/実験

本章では, 提案法の有効性を 3 次元シミュレーションおよび実験によって検証する. 本稿では, 以下の 2 種類の項目を検証した.

1. 従来法および提案法による ZMP のトラッキング制御
2. CFPC および CFZPLPF の有効性検証のための ZMP スラローム軌道追従制御

シミュレーションおよび実験時の主要パラメータを表 12.1 に示す.

12.6.1 従来法および提案法による ZMP のトラッキング制御

本節では, 提案法によるアプローチの性能と従来法の欠点を示す. シミュレーション環境は図 12.8(a) に示すとおりであり, シミュレーション結果を図 12.9(a) に, 実験結果を同図 (b) に示す.

従来法では, ロボットの重心位置を倒立振子の質点に見立て, 振子のロール角 θ を θ^{ref} に制御することで, ZMP が間接的に制御されている. この時, 過渡応答期における ZMP の誤差が大きくなっていることがわかる. これは, システムに内在する不安定零点に起因した ZMP の逆応答によるものが大きな原因であると考えられる. このように, 従来法には ZMP の逆応答によって制御帯域が制限されてしまうという問題が存在し, 遠心力の影響を補償す

表 12.1: シミュレーションおよび実験条件

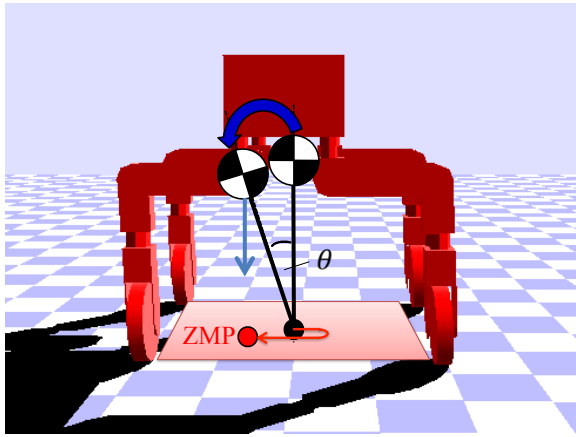
Contents	Simulation (ROCOS)	Experiment
Sampling time T_s [ms]	1.000	1.500
ZPLPF tap length N [sample]	1200	1200
Previewing step M_R [sample]	1200	800
Previewing step M_D [sample]	400	300
\mathbf{Q}	$1.0 \times 10^6 \mathbf{I}_{4 \times 4}$	$1.0 \times 10^6 \mathbf{I}_{4 \times 4}$
H	1.000	1.000
Height of CoG z_c [m]	0.43	0.43

る際にもその影響は残る。よって、遠心力による影響を議論するまでもなく、姿勢制御によるアプローチは問題を有していることがわかる。

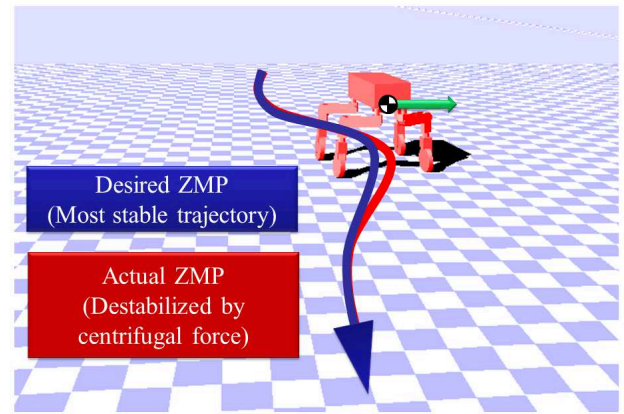
対して、提案法によるアプローチでは、ZMP の追従誤差が良好に抑圧されていることがわかる。提案法は、ロボットの重心が予見制御および ZPLPF の出力に追従するよう制御されている。本節におけるシミュレーション及び実験によって、提案法によるアプローチは ZMP の追従性において優れていることが示された。遠心力による影響がない状況において、従来法では誤差が残るが、本提案法によるアプローチは ZMP の誤差を低減する。よって、残る遠心力による影響の誤差のみに集中し、補償を行えばよい。

12.6.2 ZMP スラローム軌道追従制御による CFPC および CFZPLPF の有効性の検証

本節では、CFPC および CFZPLPF の有効性を検証する。シミュレーション環境を図 12.8(b) に示し、シミュレーション時の走行動作例を 12.10 に、実験時の走行動作例を図 12.11 に示す。また、シミュレーション結果を図 12.12 に、実験結果を図 12.13 に示す。図 12.12, 12.13 では、(a) に各種法適用時の ZMP の誤差を載せた。同図 (b)-(e) には、各手法適用時の ZMP の応答値を載せた。ここで、ZMP の目標軌道は余弦関数を用いて生成した。シミュレーションおよび実験では、ロボットの重心位置は CFPC および CFZPLPF によって生成された重心軌道に追従するよう制御されている。また、重心に加わる遠心力は、前もって生成された重心軌道をもとに予測されており、重心軌道自体はオンラインで生成している。シミュレーション結果により、提案法による遠心力の影響の補償が行われない場合は、ZMP の誤差が大きくなっていることがわかる。対して、提案法を用いた場合は、提案法を用いない場合と比較して ZMP 誤差が小さくなっていることがわかる。よって、CFPC および CFZPLPF は、遠心力による影響を十分に補償可能であることが示された。また、目標 ZMP 軌道を用いて遠心力を予測した場合の結果は、CFPC および CFZPLPF を用いた場合においても、付加的な ZMP 誤差が生じることを確認した。対して、前処理に基づいて遠心力を予測した結果では、遠心力の影響を補償し、ZMP の誤差が低減された。実験結果においてもシミュレーションと同様な傾向が見られ、提案法を用いた場合は ZMP の誤差が低減されることが確認できた。以上により、CFPC および CFZPLPF、そして前処理による遠心力の予測の効果を確認することができた。

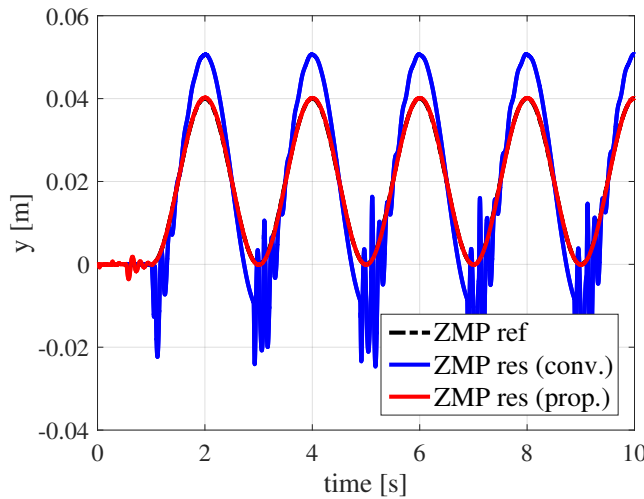


(a) ZMP トラッキング制御の試験環境: 姿勢制御に基づくアプローチの性能を検証

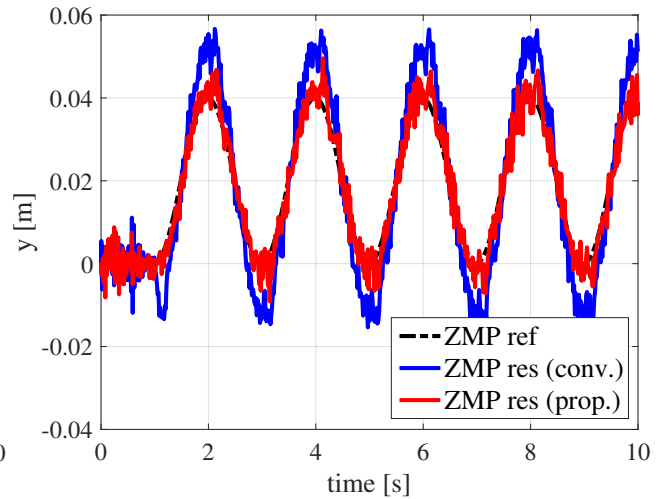


(b) 遠心力補償付 ZMP トラッキング制御の試験環境: 遠心力補償の有効性を検証

図 12.8: 試験環境



(a) シミュレーション結果



(b) 実験結果

図 12.9: ZMP のトラッキング制御: 姿勢制御に基づくアプローチの有効性検証結果

12.7 おわりに

まず, 提案法を用いる場合と用いない場合の ZMP 誤差を検討する. シミュレーションおよび実験時の ZMP の二乗平均平方根誤差 (RMSE) を表 2 に示す. シミュレーションでは, 提案法を用いる場合, 提案法を用いない場合と比較して ZMP の RMSE を約 1/2 に低減可能とした. さらに実験においても, シミュレーションほどではないが, 提案法によって ZMP の RMSE を低減しており, WLMR において十分な補償性能を示すことができたと言える. 実験における遠心力による影響の補償が顕著でないのは, シミュレーションと比較して移動速度が小さいことに起因する. 現状の実験環境では移動速度が限界であるためこれ以上速度の高い領域で実験することはできないが, 移動速度を向上させ, 遠心力による影響が更に大きくなる領域に制御した場合は, 提案法による効果は更に顕著となるであろう.

遠心力補償の効果において CFPC と CFZPLPF に大きな差は見受けられないが, CFPC と比較して, CFZPLPF は

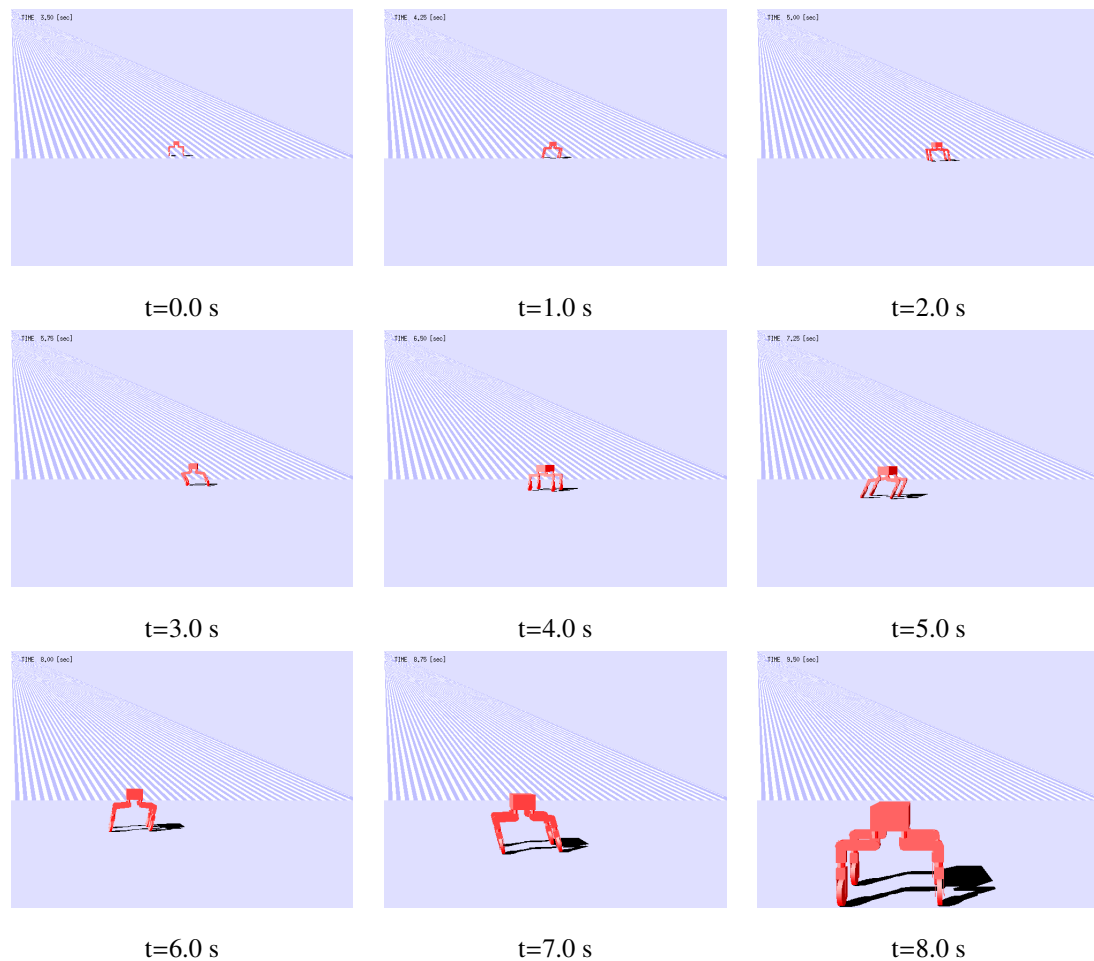


図 12.10: ZMP スラローム軌道追従時のロボットモーション (シミュレーション)

非常に容易に遠心力の影響を補償する形に拡張可能であることに特徴があると言える. 一方で, 遠心力の影響の抑圧に必要な遠心力の未来値の情報量は, CFPC と比較して CFZPLPF の方がより多く必要である. CFPC に必要な遠心力未来値は図 11.12 を見るとわかるように 400 ステップほどでよいが, CFZPLPF では理論上目標 ZMP 軌道のフィルタリングと同様の 1200 ステップほど未来の値が必要となるのである. よって, 外乱値のフィードフォワード補償に関する計算量としては, CFPC の方がより少なくてよい. このように, CFPC では外乱予見に関して目標値予見と独立に設計可能であり, また外乱予見のステップ幅が短く設定できる点に特徴があると言えよう.

また, 重心軌道をあらかじめ計算しておく前処理を施しておき, 計算された重心軌道を用いて遠心力を予測する方法が必要であることが, シミュレーションと実験により明らかとなった. 目標 ZMP 軌道を用いて遠心力を予測した場合には, ZMP 誤差が増加した. これは, 目標 ZMP 軌道が重心軌道と比較して急峻になることに起因し, 遠心力を過剰に見積もってしまったことによると考えられる. よって, ZMP 誤差をより低減したい場合は, 目標重心軌道の未来値を適宜予測する必要があることになる.



$t=0.0$ s



$t=1.0$ s



$t=2.0$ s



$t=3.0$ s



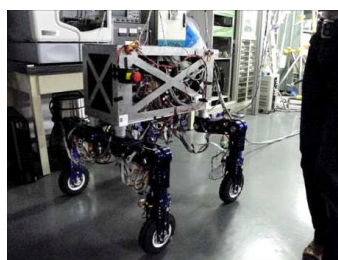
$t=4.0$ s



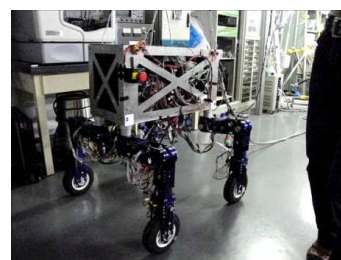
$t=5.0$ s



$t=6.0$ s



$t=7.0$ s



$t=8.0$ s

図 12.11: ZMP スラローム軌道追従時のロボットモーション (実験)

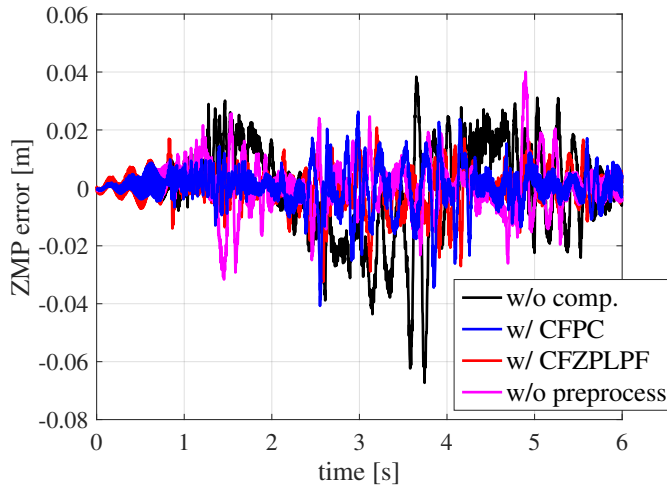
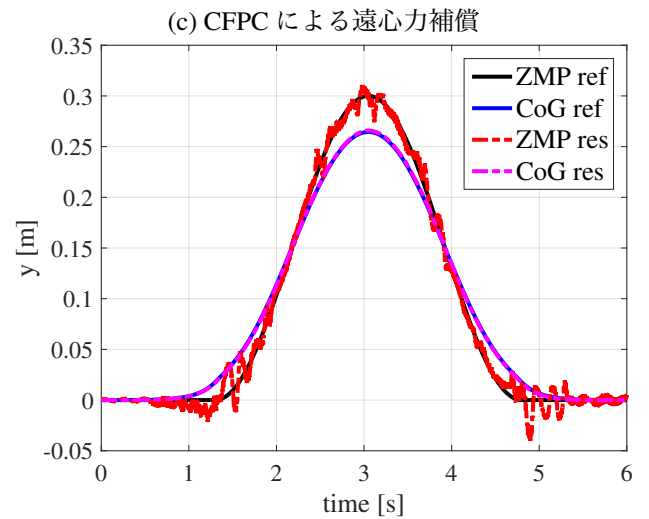
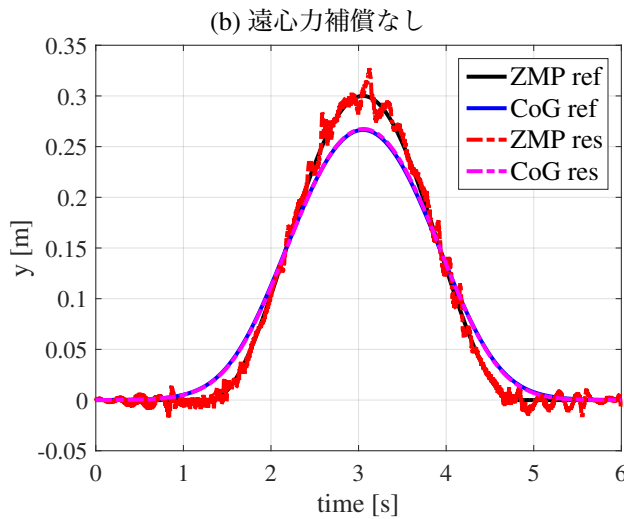
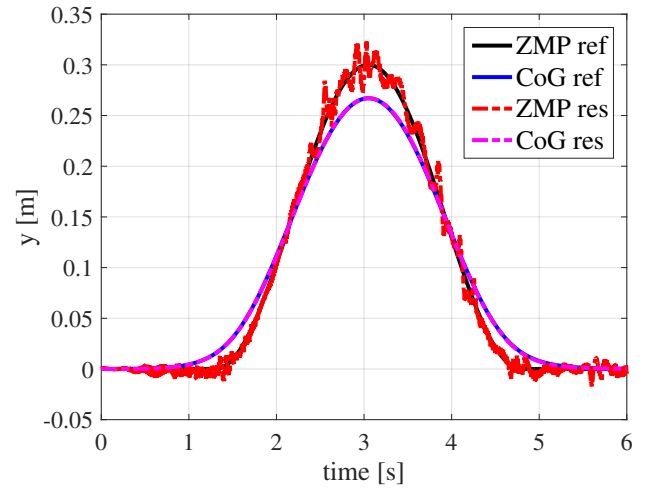
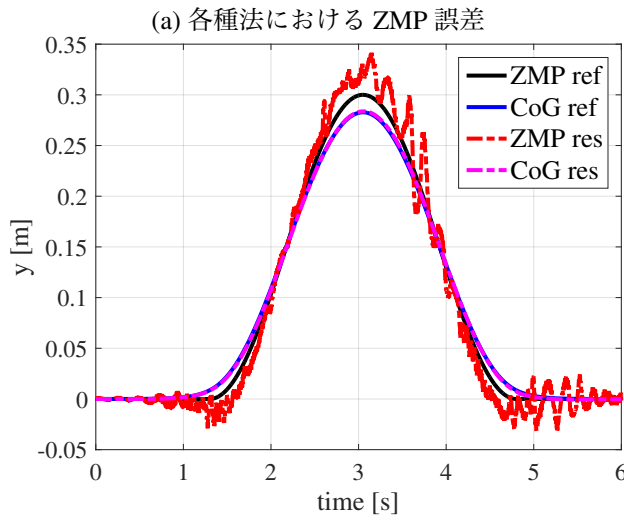


表 12.2: 実験における ZMP 誤差の RMS 値 [mm]

w/o comp.	44.24
w/ CFPC	18.84
w/ CFZPLPF	20.70
w/o preprocess	39.60



(d) CFZPLPF による遠心力補償

(e) ZMP に基づいて遠心力を予測した場合 (CFZPLPF)

図 12.12: 遠心力の影響の補償結果 (シミュレーション)

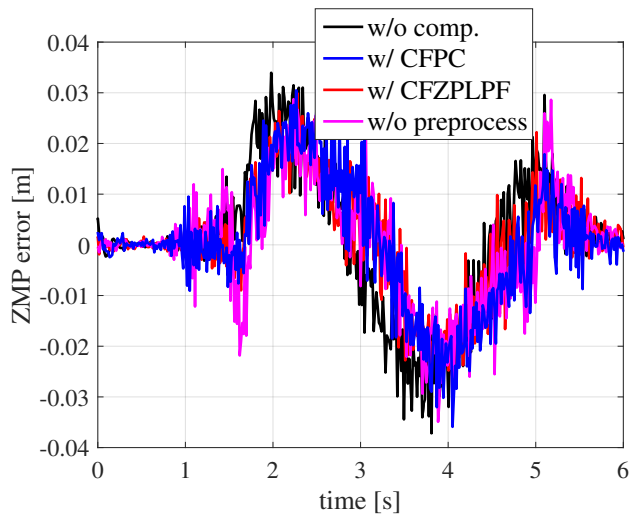
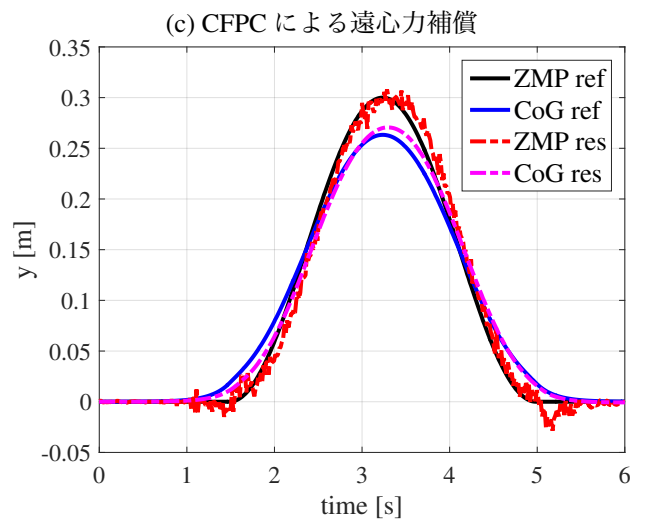
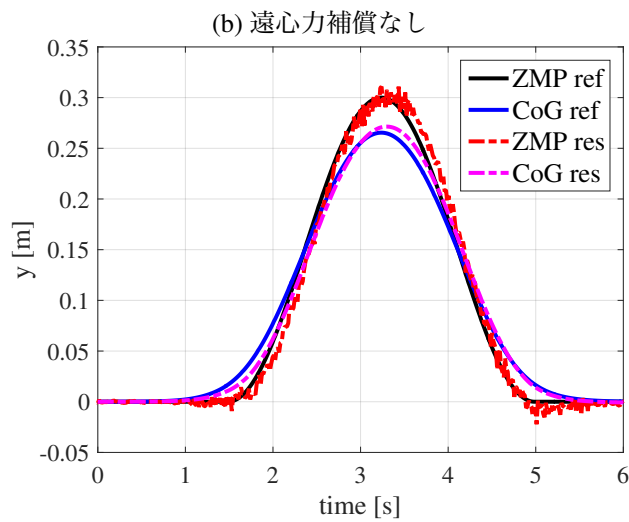
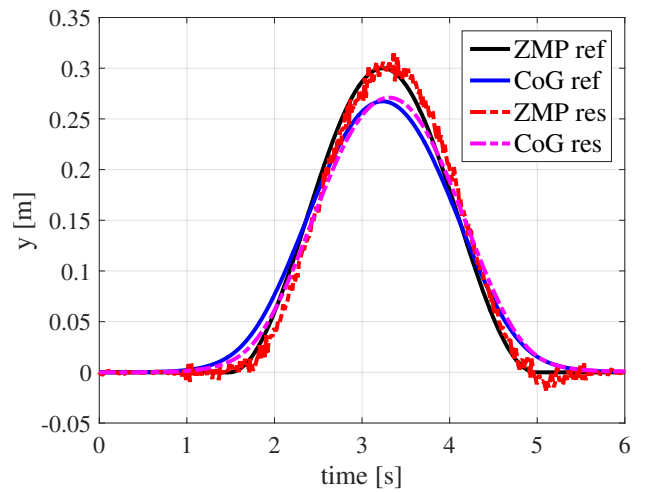
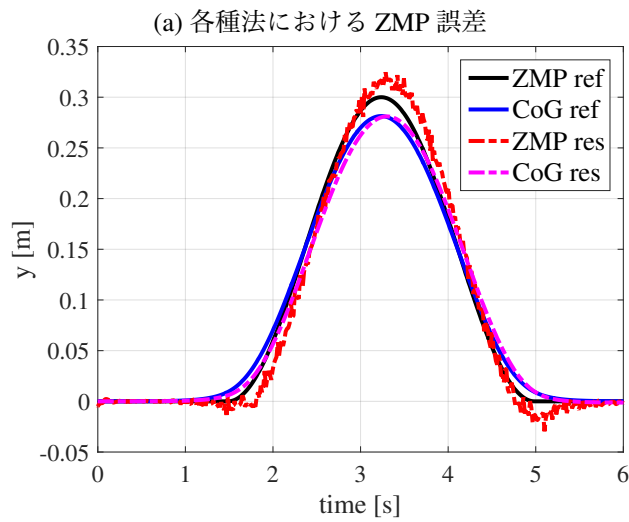


表 12.3: 実験における ZMP 誤差の RMS 値 [mm]

w/o comp.	13.40
w/ CFPC	11.00
w/ CFZPLPF	9.574
w/o preprocess	10.31



(d) CFZPLPF による遠心力補償

(e) ZMP に基づいて遠心力を予測した場合 (CFZPLPF)

図 12.13: 遠心力の影響の補償結果 (実験)

第13章 結言

本稿では、第I部にて「ロボットシステムに親和性の高いモーションコントロール手法の提案と外乱抑圧特性の向上」を述べ、第II部にて「多自由度移動ロボットの転倒危険性低減を目指した安定性指標と高機動化を実現する運動生成法の提案」について述べた。

具体的には、第一部にてN自由度制御を提案した。N自由度制御は制御対象の線形性を仮定して、伝達関数/伝達関数行列を分割することによって複数センサのフィードバックを可能とする方法であり、SIMO系やMIMO系に適用可能であることを理論的に示した。第I部全体を通して、エンコーダに加えて加速度センサが使用可能である状況を想定した応用事例を述べた。

まず、N自由度制御を1慣性系としてモデル化が可能なモータドライブシステムへと応用した。比較手法として2自由度制御とカルマンフィルタを用い、2自由度制御に対してはノイズ感度と外乱感度がともに低減できる点で優れており、カルマンフィルタに対しては安定性と計算量の観点から優れていることを確認した。

続いてN自由度制御を、2慣性系としてモデル化する必要があるSEAに応用した。SEAに対して、位置制御では負荷側エンコーダと加速度センサの組み合わせが有効であること、軸トルク制御ではモータ側と負荷側双方でエンコーダと加速度センサを用いる組み合わせが可能であることをシミュレーションおよび実験により確認した。

さらに、位置ベースのバイラテラル制御手法へのN自由度制御応用を検討した。まず、位置情報のみを用いたバイラテラル制御手法を2自由度制御の枠組みで再設計し、さらにN自由度制御のアプローチを導入して加速度フィードバックを行うことで、ノイズの低減と外乱抑圧の同時設計が可能であることを、シミュレーションおよび実験により確認した。

続いて第一部の最後に、インピーダンス制御手法へのN自由度制御応用を検討した。インピーダンス制御問題は、PB-ICとDB-ICに大別可能であることを述べ、「正確性と頑健性のジレンマ」が存在することを紹介した。さらにエンコーダの性能によって雑音性を考慮すべき問題点を述べ、その問題を加速度センサを併用したN自由度制御によって解決する手法を提案した。インピーダンス制御問題に対する3自由度制御の有効性は、1自由度のアクチュエータおよび多自由度マニピュレータを対象として、シミュレーションおよび実験によって確認した。

以上、第I部ではN自由度制御の様々な応用事例について述べた。モータの位置決めやSEA、バイラテラル制御、インピーダンス制御は、生活支援ロボットに有効なモーションコントロール技術である。もちろん、その他の産業機械など多くのアプリケーションがある。それぞれの応用事例に対して外乱抑圧性能を向上可能な本提案法は、モーションコントロールにおいて広く用いることが可能な一般性のある手法である、と言えよう。

続いて、第二部にてWLMRの高機動化運動生成法を提案した。WLMRは脚と車輪の機構を併せ持つので、マニピュレータやヒューマノイドなどのロボットとは異なる運動計画が必要となる。そこで本稿ではまず、車輪の拘束条件と脚の拘束条件を同時に考慮することで、所望の重心運動を実現しつつ、車輪の横滑りが生じないよう適切な脚の動作を生成する運動生成法を提案した。

2つ目の取り組みとして、ZMPに基づいた多脚多車輪型移動ロボットの運動生成が有用であることを示した。軌

道生成法として ZMP 方程式の逆システムを構築するアプローチを新たに提案した。提案する逆システム構築法によって生成された逆システムは、ZPLPF と同様の特徴を持つ。この ZPLPF の特徴を有する逆システムに目標 ZMP を通すのみで目標重心軌道を容易に生成可能であるため、提案法は設計・実装コストにおいて従来法である予見制御と比較して有利である。さらに、従来用いられていた FIR フィルタによる設計に加えて IIR フィルタによる設計の適用を提案し、特に計算量の観点から IIR フィルタの有用性が高いことを示した。提案する軌道生成法の有効性は、脚車輪型移動ロボットの全身運動生成シミュレーションおよび実験により確認した。

3 つ目に、WLMR の更なる高機動化を目指し、遠心力による影響を抑圧する制御手法を提案した。提案法する手法は、外乱予見制御および ZPLPF を拡張した手法の 2 手法である。提案する 2 手法の有効性を三次元シミュレーションおよび実験により確認し、ZMP 誤差の RMS 値においては外乱予見制御の性能がまさることを確認した。対して ZPLPF を拡張した手法は、遠心力を考慮した形に容易に拡張可能である点に特徴がある。また、提案した二つの手法はともに遠心力の未来値を必要とするが、遠心力の予測のために、あらかじめ重心軌道を生成しておく必要があることを示した。今後、オンラインで遠心力の影響を補償することを考えた時、未来の重心軌道を逐次予測しなければいけないことがあきらかとなった。

以上、第二部にて述べた手法は、脚車輪型移動ロボットのみならず、二足歩行ロボットや、従来の対向二輪型移動ロボットなどと比較して高い駆動自由度を持った移動ロボットなど、脚車輪型移動ロボットとは異なる機構の移動ロボットにも適用可能である。よって、本稿にて提案した手法は、移動ロボット全般において、機動性の向上に貢献できるものと考えられる。

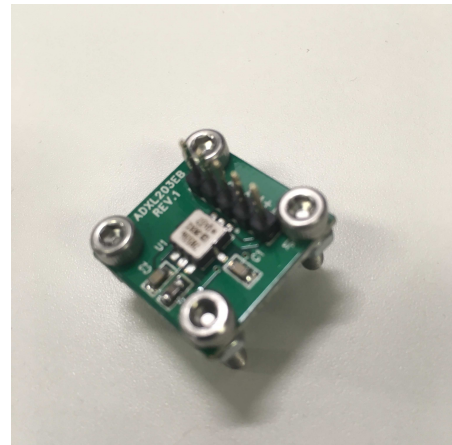
付 録 A 第一部の補足

A.1 N 自由度制御の実験に用いる加速度センサについて

本章では, 本項を通して共通して使用する加速度センサについて詳細を述べる. 加速度センサとして, クロスボー社製加速度センサ CXL10GP3 およびアナログデバイセズ社の ADXL203 を用いた. 加速度センサの概形をそれぞれ図 A.1(a)(b) に示す. CXL10GP3 は, 激しい運動や衝撃にも対応できる $\pm 10 \text{ G}$ [m/s^2] の測定範囲を持ち, 寸法 $44.5(\text{W}) \times 27(\text{D}) \times 20(\text{H}) \text{ mm}$, 重量 23 g と小型計量である. また, ADXL203 は非常に安価な加速度センサであり, 計測範囲は $\pm 1.7 \text{ G}$ [m/s^2] である. 寸法 $20(\text{W}) \times 20(\text{D}) \times 1(\text{H}) \text{ mm}$, 重量 5 g と小型計量である.



(a) CXL10GP3 外観



(b) ADXL203 外観

図 A.1: 加速度センサの外観

A.2 演算装置について

制御器の演算は, Intel Core i3 3.7 GHz のプロセッサを持ち, RT-preempt カーネルを適用した Linux OS 上で実験を行っている. 制御系の制御周期 Δt は全て $100 \mu\text{s}$ として実験を行っている. また, 制御演算時の行列演算には C++ 行列演算ライブラリ Eigen [184] を使用している. モータドライバ用電圧指令値の D/A 変換, センサ類のアナログ出力信号の A/D 変換, エンコーダ信号のカウントにはそれぞれ, Interface 社の 12 ビット 4ch DA 変換ボード DA12-16(PCI), CONTEC 社の 12 ビット 16ch アナログ入力ボード AD12-16(PCI), CONTEC 社の 32 ビットカウンタボード CNT32-8M(PCI) を用いた.

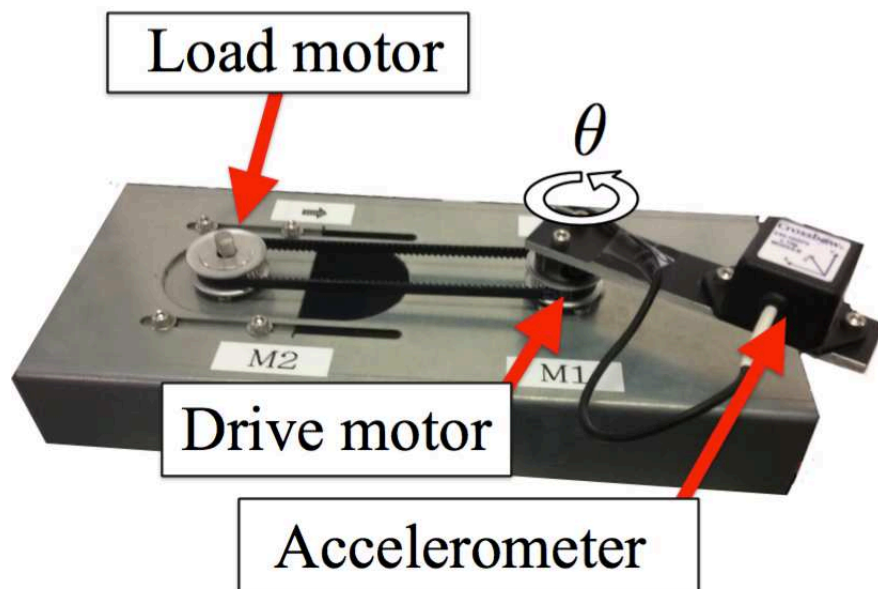


図 A.2: 実験機の概要

A.3 1 慣性モータドライブシステムの諸元

本節では, 1 慣性系の実験に用いたモータドライブシステムについて諸元を述べる. 特に外観, 関節駆動系, センサ, パラメータ同定結果等について述べる.

A.3.1 実験装置の外観

実験検証に用いた実験機を図 A.2 に示す. 実験装置は, 駆動側モータにタイミングベルトを介して負荷側モータを接続した構成になっている. センサとしてはエンコーダが両モータに取り付けられており, また駆動側モータに加速度センサが取り付けられるようリンクが取り付けられている.

A.3.2 モータ駆動系

駆動側のモータとして MAXON Motor 社の RE40(150W) を用いている. また, 負荷側のモータとして同社 RE35(90W) を用いている. モータの仕様を表 A.1 に示す. DC モータ駆動用モータドライバには, MAXON Motor 社製 DC モータドライバ 4-Q-DC を使用している. 4-Q-DC は, 1 軸駆動が可能な電流制御型のモータドライバであり, DC モータに流れる電流をアナログ電圧指令値に応じた値に制御することができる. 主電源電圧は 24V である.

A.3.3 センサ類

モータの角度検出のためのロータリーエンコーダには NIDEC 社製 30-2MD を用いた. エンコーダ自体の分解能は 3000 ppr であり, ラインドライバ方式, 信号のレベルは TTL である. A 相 B 相信号の立ち上がり及び立ち下がりを利用し, カウント数を 4 通倍することで, 分解能を 12000 ppr としている. また, N 自由度制御における加速度情報フィードバックのため, 加速度センサを用いる. 1 慣性系試験機は回転型であるので, 必要な情報は角加速度である. 本研究では, 並進加速度が検知可能な 1 軸加速度センサを用い, 回転/直動変換によって角加速度を得る. 加

表 A.1: モータ仕様

形式	RE-40 (148867)	RE-35 (273755)
公称電圧 [V]	24	48
定格出力 [W]	150	90
停動トルク [Nm]	2.28	0.98
最大連続トルク [Nm]	0.17	0.0994
無負荷回転数 [rpm]	7580	7300
トルク定数 [Nm/A]	30.2	62.2
質量 [kg]	0.480	0.340

速度センサとして、クロスボー社製加速度センサ CXL10GP3 およびアナログデバイセズ社の ADXL203 を用いた。使用する加速度センサの詳細については A.1 を参照されたい。

A.3.4 パラメータ同定

パラメータ同定のため、最小二乗法に基づいたパラメータ同定を行った。モータのトルク定数はカタログ値を用い、モータのダイナミクス式 (6.8) に基づいて、以下の式の二乗誤差を最小にするパラメータを求めた。

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}[0] & \dot{\theta}[0] & \text{sgn}(\dot{\theta}[0]) \\ \ddot{\theta}[1] & \dot{\theta}[1] & \text{sgn}(\dot{\theta}[1]) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \ddot{\theta}[N] & \dot{\theta}[N] & \text{sgn}(\dot{\theta}[N]) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J \\ B \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ki[0] \\ Ki[1] \\ \vdots \\ Ki[N] \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

ここで、N はデータ点数であり、印可電流としてスワイプ関数を用いた。

A.4 多慣性モータドライブシステム (Series Elastic Actuator (SEA) 評価用実験機) の諸元

本章では、本研究で用いる SEA ベンチマーク実験機の詳細を述べる。特に外観、関節駆動系、センサ、パラメータ同定結果等について述べる。

A.4.1 SEA ベンチマーク実験機の外観

まず、実際に製作した SEA 評価用実験機の外観を図 A.3 に示す。

A.4.2 駆動系

使用しているモータ、減速機の総合的な仕様を表 A.2 に示す。駆動源としてモータ、減速機としてハーモニックギアを用いている。駆動用モータとして、Maxon 社製 DC モータ RE40(150W) を採用している。モータの仕様を表

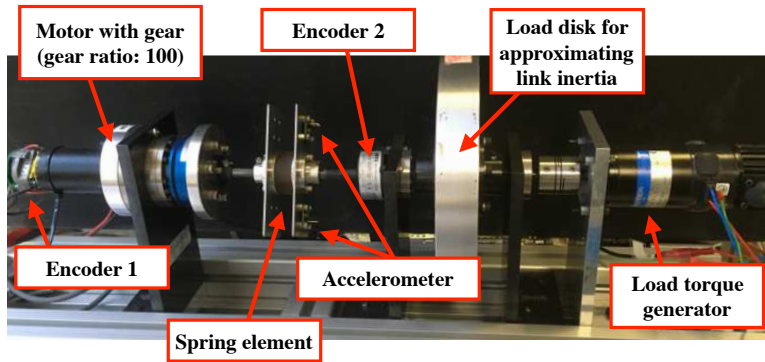


図 A.3: SEA 評価用試験機の外観

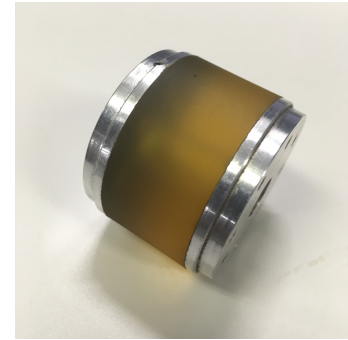


図 A.4: エラストマーバネの外観

表 A.2: 各関節仕様

モータ出力 [W]	モータ定格トルク [N・m]	減速比	最大連続トルク [N・m]
90	1.2	100	10.1

A.3 に示す. 減速機として, HarmonicDrive 社製ハーモニックドライブギア (CSF-17-100-2A) を用いている. ハーモニックギアの仕様を表 A.4 に示す. また, 直列弾性アクチュエータに用いる弾性要素として, エラストマーを用いる. エラストマーを採用する理由として, 一般的に用いられる金属バネと比較して, エネルギー蓄積率が高い点が挙げられる. エラストマーバネを図 A.4 に示す. エラストマーバネは線形バネの特性を持ち, SEA に用いる弾性要素として適切であることが過去の研究により示されている [185]. DC モータ駆動用モータドライバには, MAXON モータ社製 DC モータドライバ ESCON70/10 を使用している. ESCON70/10 は, 1 軸駆動が可能な電流制御型モータドライバであり, DC モータに流れる電流をアナログ電圧指令値に応じた値に制御することができる. 最大許容電流が 30 A と高く, 高出力型のアクチュエータを対象として用いることができる. 主電源電圧は 24 V として使用した.

表 A.3: モータ仕様

形式	RE-40 (148867)
公称電圧 [V]	24
定格出力 [W]	150
停動トルク [Nm]	2.28
最大連続トルク [Nm]	0.17
無負荷回転数 [rpm]	7580
トルク定数 [Nm/A]	30.2
質量 [kg]	0.480

表 A.4: ハーモニックドライブのデータ

CSF-17-100-2A	
許容瞬間最大トルク [Nm]	108
許容連続最大トルク [Nm]	54
重量	0.15

A.4.3 センサ類

アクチュエータに取り付けられたロータリーエンコーダの詳細を示す。モータ用のエンコーダには NIDEC 社製 30-2MD を用いた。エンコーダ自体の分解能は 3000 ppr であり、ラインドライバ方式、信号のレベルは TTL である。A 相 B 相信号の立ち上がり及び立ち下がりを利用し、カウント数を 4 通倍することで、分解能を 12000 ppr としている。また、弾性要素の出力側のエンコーダとして、MTL 社製 MEH-30-10000PST20EF1(10) を用いた。MEH-30-10000PST20EF1(10) は分解能が 800,000 ppr と非常に高いエンコーダであり、ラインドライバ方式、出力信号のレベルは TTL である。

また、本実験機では、ねじれトルクを計測することを考え、トルクセンサを備えている。トルクセンサとして第一精工の ESTORQ を選定した。ESTORQ の定格トルクは 20 Nm であり、USB/RS422 通信を介して 5kHz のサンプリングでデータ取得可能である。トルク計測計測の分解能は、10 bit である。

加速度フィードバックを行うため、加速度センサを用いる。前節にて述べた 1 慣性系と同様に並進加速度が検出可能な加速度センサを用いて、並進/直動変換を行うことで角加速度を得る。ここで、回転方向が水平でなく垂直方向であることから、取り付けた加速度センサが重力加速度成分を拾ってしまう。そこで、回転軸のまわりに同じ加速度センサを 2 つ取り付ける。フィードバックする加速度を 2 つの加速度センサ出力の平均値とすることで、重力加速度成分をキャンセルした加速度が検出できる。加速度センサとして、アナログデバイセズ社の ADXL203 を用いた。

A.5 N 自由度制御器の実現方法

本章では、N 自由度制御器の実現について詳細を述べる。本稿における N 自由度制御の実装は、本章にて述べる方法に基づいていることに注意されたい。

A.5.1 可制御/可観測正準系に基づいた制御器の実現法

まずはじめに、可制御/可観測正準系に基づいて多入出力系の制御器を実現する方法について述べる。

A.5.1.1 多入力単出力系制御器の可観測正準実現

いま、 n 入力単出力系を以下のように定義する。

$$\mathbf{C} = [C_1 \ C_2 \ \dots \ C_n] = \frac{1}{d_c(s)} [n_1(s) \ -n_2(s) \ \dots \ -n_n(s)] \quad (\text{A.2})$$

ここで、

$$n_i(s) = s^n + b_{in-1}s^{n-1} + \dots + b_{i1}s + b_0 \quad (\text{A.3})$$

$$d_c(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \quad (\text{A.4})$$

である。可観測正準系で実現することを考えると、伝達関数表現は厳密にプロパーな形で表現することが望ましい。よって、下記のように直達項を分離しておく。

$$C_i(s) = \frac{s^n + b_{in-1}s^{n-1} + \cdots + b_{i1}s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{\beta_{in-1}s^{n-1} + \cdots + \beta_{i1}s + \beta_{i0}}{s^n \alpha_{n-1}s^{n-1} + \cdots + \alpha_1s + \alpha_0} + D_0 \quad (\text{A.6})$$

$$\beta_{ij} = \frac{1}{a_n} \left(b_{ij} - \frac{b_n}{a_n} a_j \right) (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (\text{A.7})$$

$$\alpha_j = \frac{a_j}{a_n} (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (\text{A.8})$$

$$D_i = \frac{b_{in}}{a_n} \quad (\text{A.9})$$

この時、 $C(s)$ は n 入力 1 出力系として、下記のような可観測正準形式で実現できる。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & -\alpha_0 \\ 1 & 0 & \cdots & -\alpha_1 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & -\alpha_n \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_{10} & \cdots & \beta_{m0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \beta_{1n-1} & \cdots & \beta_{mn-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} D_1 & D_2 & \cdots & D_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

A.5.1.2 単入力多出力系の可制御正準実現

いま、単入力 m 出力系を以下のように定義する。

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{1n} \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} = \frac{1}{d_c(s)} \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

ここで、

$$n_i(s) = s^n + c_{in-1}s^{n-1} + \cdots + c_{i1}s + b_0 \quad (\text{A.13})$$

$$d_c(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0 \quad (\text{A.14})$$

である。可制御正準系で実現することを考えると、伝達関数表現は厳密にプロパーな形で表現することが望ましい。よって、下記のように直達項を陽に分離しておく。

$$C_i(s) = \frac{s^n + c_{in-1}s^{n-1} + \cdots + c_{i1}s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \quad (\text{A.15})$$

$$= \frac{\gamma_{in-1}s^{n-1} + \cdots + \gamma_{i1}s + \gamma_{i0}}{s^n \alpha_{n-1}s^{n-1} + \cdots + \alpha_1s + \alpha_0} + D_0 \quad (\text{A.16})$$

$$\gamma_{ij} = \frac{1}{a_n} \left(c_{ij} - \frac{c_n}{a_n} a_j \right) (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (\text{A.17})$$

$$\alpha_j = \frac{a_j}{a_n} (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (\text{A.18})$$

$$D_i = \frac{c_{in}}{a_n} \quad (\text{A.19})$$

この時, C は 1 入力 m 出力系として, 下記のような可制御正準形式で実現できる.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & \cdots & \cdots & -\alpha_n \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \gamma_{10} & \gamma_{11} & \cdots & \gamma_{1n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \gamma_{n0} & \gamma_{n1} & \cdots & \gamma_{nn-1} \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ \vdots \\ D_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

A.5.1.3 多入力多出力系の可制御/可観測正準実現

n 入力 m 出力の以下の制御器の実現を考える.

$$\begin{bmatrix} y_{c1} \\ \vdots \\ y_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{m1} & \cdots & C_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

上式の MIMO 制御器の実現方法は, (1) n 入力 1 出力系の実現を m 通り実現する方法 (可観測正準系ベース) と, (2) 1 入力 m 出力系の実現を n 通り実現する方法 (可制御正準系ベース) の 2 通り存在する. まず, (1) n 入力 1 出力系の実現を m 通り実現する方法 (可観測正準系ベース) では, 実現したい式 (A.22) を以下のように分解する.

$$y_{c1} = \begin{bmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{bmatrix}, y_{c2} = \begin{bmatrix} C_{21} & \cdots & C_{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{bmatrix}, \cdots, y_{cm} = \begin{bmatrix} C_{m1} & \cdots & C_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

それぞれの制御器は n 入力単出力系なので, 可観測正準形によって実現すれば良い.

続いて, (2) 単入力 m 出力系の実現を n 通り実現する方法 (可制御正準系ベース) では, 実現したい式 (A.22) を以下のように分解する.

$$\begin{bmatrix} y_{c1} \\ \vdots \\ y_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} \\ \vdots \\ C_{m1} \end{bmatrix} u_{c1} + \begin{bmatrix} C_{12} \\ \vdots \\ C_{m2} \end{bmatrix} u_{c2} + \cdots + \begin{bmatrix} C_{1n} \\ \vdots \\ C_{mn} \end{bmatrix} u_{cn} \quad (\text{A.24})$$

それぞれの制御器は 1 入力 m 出力なので, 可制御正準形によって実現すれば良い.

A.5.2 実現例: 2 自由度制御および 3 自由度制御の実現

実現に先立って, 複数入出力の伝達関数行列を実現する場合に, 伝達関数行列の要素をそれぞれ共通分母多項式で括り出す必要がある. まず, 2 自由度制御について述べる. 2 自由度制御器は, 以下の伝達関数で表現される.

$$C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))} \quad (\text{A.25})$$

$$C_2(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))} \quad (\text{A.26})$$

ここで, フリーパラメータをそれぞれ以下のように表現する.

$$G_{yr}(s) = \frac{n(G_{yr})}{d(G_{yr})} \quad (\text{A.27})$$

$$Q(s) = \frac{n(Q)}{d(Q)} \quad (\text{A.28})$$

すると, それぞれの制御器は以下のように表現できる.

$$C_1(s) = \frac{n(G_{yr})d(Q)d(P_n(1 - Q))}{d_c} \quad (\text{A.29})$$

$$C_2(s) = \frac{d(G_{yr})n(Q)d(P_n(1 - Q))}{d_c} \quad (\text{A.30})$$

$$d_c = d(G_{yr})d(Q)n(P_n(1 - Q)) \quad (\text{A.31})$$

ここで, d_c は C_1 と C_2 の分母における最小公倍多項式である. よって, 実現したい制御器は,

$$\mathbf{C}(s) = \frac{1}{d_c(s)} [n(G_{yr})d(Q)d(P_n(1 - Q)) - d(G_{yr})n(Q)d(P_n(1 - Q))] \quad (\text{A.32})$$

となり, 式 (A.2) に当てはめて可観測正準実現すれば良い.

続いて, 3 自由度制御器の伝達関数表現について述べる.

$$C_1(s) = \frac{G_{yr}(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q(s))} \quad (\text{A.33})$$

$$C_2(s) = \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{P_{1n}(s)(1 - Q(s))} \quad (\text{A.34})$$

$$C_3(s) = \frac{Q_2(s)}{P_{1n}(s)P_{2n}(s)(1 - Q_1(s))} \quad (\text{A.35})$$

ここで, フリーパラメータをそれぞれ以下のように表現する.

$$G_{yr}(s) = \frac{n(G_{yr})}{d(G_{yr})} \quad (\text{A.36})$$

$$Q_1(s) = \frac{n(Q_1)}{d(Q_1)} \quad (\text{A.37})$$

$$Q_2(s) = \frac{n(Q_2)}{d(Q_2)} \quad (\text{A.38})$$

すると, それぞれの制御器は以下のように表現できる.

$$C_1(s) = \frac{n(G_{yr})d(Q_2)d(P_{2n}(Q_1 - Q_2))n(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1))}{d_c} \quad (\text{A.39})$$

$$C_2(s) = \frac{d(G_{yr})d(Q_2)n(P_{2n}(Q_1 - Q_2))d(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1))}{d_c} \quad (\text{A.40})$$

$$C_3(s) = \frac{d(G_{yr})n(Q_2)d(P_{2n}(Q_1 - Q_2))d(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1))}{d_c} \quad (\text{A.41})$$

$$d_c = d(G_{yr})d(Q_2)d(P_{2n}(Q_1 - Q_2))n(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1)) \quad (\text{A.42})$$

ここで, d_c は C_1 と C_2 の分母における最小公倍多項式である. よって, 実現したい制御器は,

$$\begin{aligned} \mathbf{C}(s) = \frac{1}{d_c(s)} \quad [& n(G_{yr})d(Q_2)d(P_{2n}(Q_1 - Q_2))n(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1)) \\ & -d(G_{yr})d(Q_2)n(P_{2n}(Q_1 - Q_2))d(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1)) \\ & -d(G_{yr})n(Q_2)d(P_{2n}(Q_1 - Q_2))d(P_{1n}P_{2n}(1 - Q_1))] \end{aligned} \quad (\text{A.43})$$

となり, 式 (A.2) に当てはめて可観測正準実現すれば良い. さらに高自由度の場合も同様な手順で変形可能である. ただし, 一般的に, 可制御/可観測正準系は悪条件となり, 数値的に好ましくない. よって, 最小実現や対角実現, 平衡実現によって条件数をあげてから実装することが望ましく, 本研究では平衡実現を適用している.

ところで, MISO 系の N 自由度制御は, 制御系の不安定部分をまとめてインナーループに入れることで, 内部安定性を確保しながら実現することができる. まず, d_c を, 不安定多項式 d_c^+ と安定多項式 d_c^- に分けて表現する.

$$d_c = d_c^+ d_c^- \quad (\text{A.44})$$

ここで, 虚軸上に極を持つ多項式も d_c^+ に入れておく. 3 自由度制御を例として上記の表現を導入すると, 制御器は以下のように表現できる.

$$u = C_1 r - C_2 \omega - C_3 y = \frac{1}{d_c^+} \left(\frac{n_1}{d_c^-} r - \frac{n_2}{d_c^-} \omega - \frac{n_3}{d_c^-} y \right) \quad (\text{A.45})$$

ここで, d_c^- を分母に持つ伝達関数は制御器としてそれぞれ独立に実装すればよく, それぞれの出力を足しあわせて, 最終的に一つの制御器として実装した $1/d_c^+$ に通せば良い. d_c^+ と d_c^- はそれぞれプロパーになるよう分離する必要がある. よって, d_c^+ は不安定極だけでなく安定極を持つように選定しても良い. また, 伝達関数の実装には後退差分や双一次変換などの手法を用いてパルス伝達関数に変換し, その後差分方程式を用いて実装すれば良い.

付 録 B 第二部の補足 (4脚4輪型移動ロボットの 詳細)

本章では、図 B.1 に示される脚車輪型移動ロボットの詳細を述べる。特に、ロボットの各関節駆動系仕様と駆動制御法、センサ類の仕様と計算機類の仕様について述べる。まず、脚車輪型移動ロボットの CAD モデルを図 B.2 に示す。各脚に 5 自由度を有した構造となっており、全ての脚に能動車輪を有している。各関節の駆動範囲を表 B.1 に示す。また、関節配置図を図 B.3 に示す。ロボット全体のシステム構成を図 B.4 及び B.5 に示す。

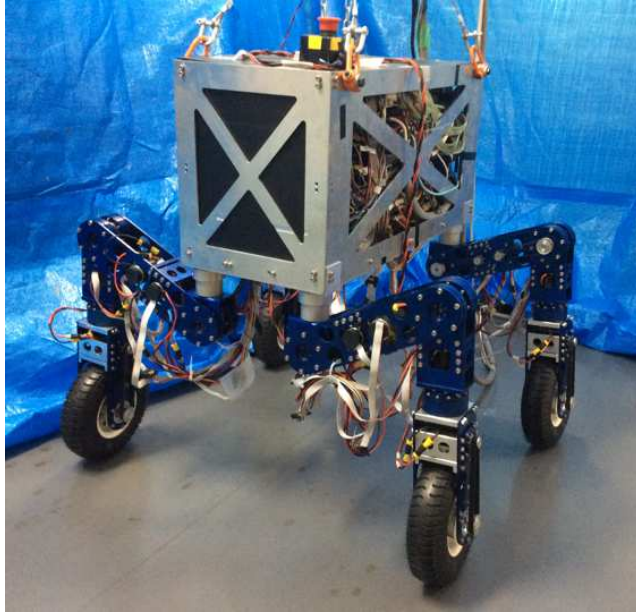
B.1 駆動系

B.1.1 駆動系の機構

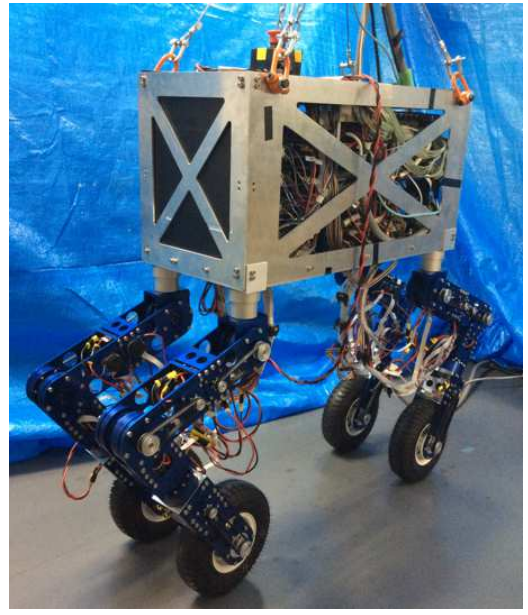
関節駆動用アクチュエータとし、Maxon 社製 DC モータ RE プログラムを採用している。脛 Yaw 軸駆動用として RE-30(60 W)、股 Yaw 軸・股 Roll 軸・車輪駆動用として RE-35(90 W)、膝 Roll 軸駆動用として RE-40(150 W) を用いている。モータの写真を図 B.6 に、仕様を表 B.2 に示す。HarmonicDrive 社製ハーモニックドライブギアを用いている。ハーモニックドライブギアは低バックラッシュ・高効率・小型でありながら高ギア比を実現できるという特徴がある。車輪駆動用に CSF-14-30-2A-R を、脛 Yaw 軸駆動用に CSF-14-100-2A-R-SP を、股 Yaw 軸駆動用に CSF-17-100-2A-R-SP を、股 Roll 軸・膝 Roll 軸駆動用に CSF-17-120-2A-R を用いている。ハーモニックギアの写真を図 B.7 に、仕様を表 B.3 に示す。使用しているモータ、減速機の仕様を表 B.4 に示す。すべての関節においてハーモニックギアを用いており、股ロール軸、膝ロール軸、車輪軸は減速比 2 のプーリとタイミングベルトを介して駆動している。関節駆動系の構成図を図 B.8 に示す。DC モータ駆動用モータドライバには、サーボテクノ社製モータドライバ PMA20W-48V を使用している。PMA20W-48V は、2 軸同時駆動が可能なモータドライバであり、DC モータに流れる電流を、アナログ電圧指令値に応じた値に制御することができる。主電源電圧は 48 V である。本研究では、三相 200 V 電圧を山菱電気製ボルトスライダを用いて変圧した後、全波整流回路にて整流後の出力をモータドライバの入力として用いている。

B.1.2 駆動系の制御法

本節では、アクチュエータの制御法を示す。ロボットの任意の運動を実現するためには、各関節は所望の位置・速度・加速度に制御される必要がある。本稿では、関節駆動系のモデル化と制御器の設計法を示す。制御系設計に際して厳密にモデル化を行う場合は、図 B.8 に示されたモデルに対し、モータと HDG による 2 慣性共振系もしくはタイミングベルトも考慮した 3 慣性共振系でモデル化を行う事になる。多慣性共振系においては、弾性定数およびイナーシャの値によって共振周波数が決まり、制御帯域が制限される [179]。本研究にて用いる HDG は高剛性であるため弾性定数は非常に高く、共振周波数も高くなる。よって、本稿では共振による制御帯域の制限は問題に



(a) 姿勢 1



(b) 姿勢 2

図 B.1: WLMR 外観

表 B.2: モータ仕様

形式	RE-30 (268216)	RE-35 (273755)	RE-40 (148877)
公称電圧 [V]	48	48	48
定格出力 [W]	60	90	150
停動トルク [Nm]	1.02	0.967	2.5
最大連続トルク [Nm]	0.0882	0.0965	0.184
無負荷回転数 [rpm]	8490	7270	7580
トルク定数 [Nm/A]	0.0538	0.0622	0.0603
質量 [kg]	0.238	0.340	0.480

ならないという仮定をおく. また, HDG における角度伝達誤差が精密な位置決めの際に問題となることが報告されている [180] が, 本稿では角度伝達誤差が問題となる微小領域を取り扱わないこととして, この影響を無視する. さらに, タイミングベルトの共振が問題となる研究例 [181] も報告されており, 今後高速・精密な位置決めを行う際にはこの影響が問題となる可能性はあるが, 本稿では取り扱わない.

上記の仮定をおくと, 関節駆動系の減速機構は理想的な伝達となされることになる. よって, モータ側回転角度 θ_m [rad] と負荷側回転角度 θ_l [rad], モータ側発生トルク τ_m [Nm] と負荷側発生トルク τ_l [Nm] において以下の関係式が成り立つ.

$$\theta_l = n\theta_m \quad (\text{B.1})$$

$$\tau_l = n\tau_m \quad (\text{B.2})$$

ここで, n は各関節における HDG およびタイミングベルトによる減速比である. 関節駆動系には負荷側ロータリー

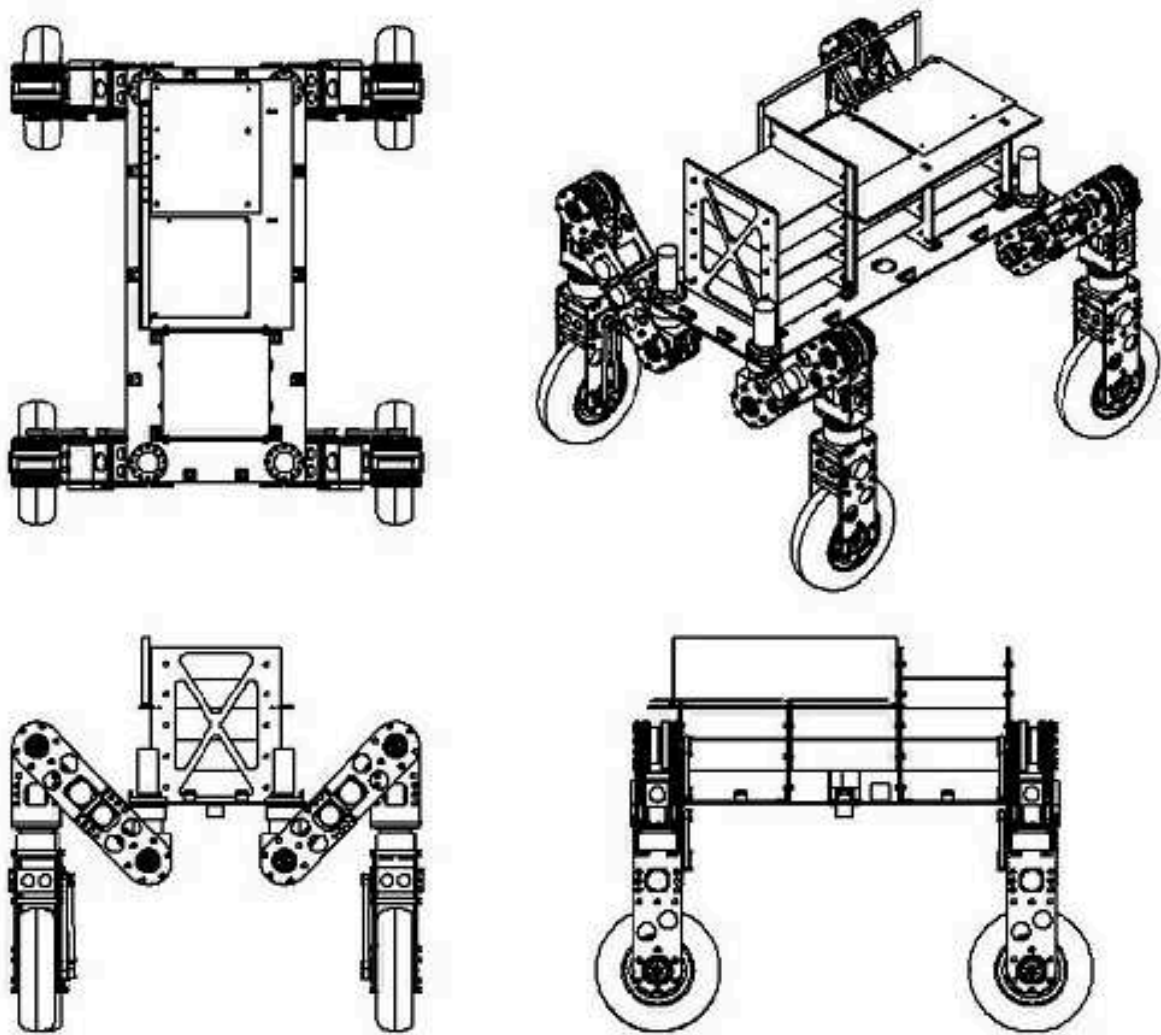


図 B.2: CAD モデル外観

エンコーダが搭載されておらず、モータ側ロータリーエンコーダのみ搭載されているため、負荷側回転角を計測できない。本稿では、上記関係式を用いることで負荷側回転角度を計算している。上記の仮定のもとでは、関節回転軸の運動方程式を負荷側に換算して、以下のように簡単化できる。

$$J \frac{d\omega_l}{dt} + B\omega_l = nk_t i - \tau_l^{react} \quad (\text{B.3})$$

ここで、 $J = J_l + n^2 J_m$ は負荷側換算したイナーシャ [kgm^2] であり、ロボットの姿勢に応じて変動する時変パラメータである。 $B = B_l + n^2 B_m$ は負荷側換算した粘性係数 [Nms/rad] であり、 k_t はトルク定数 [Nm/A] である。モータドライバによって流れる電流を任意の値に制御可能と仮定すれば、上記モデルに対し、制御入力を電流 i として制御器を設計することになる。

制御則としては、PD フィードバック制御と外乱オブザーバの併用によって電流指令値を決定することで位置と

表 B.1: 関節の可動範囲	
股 Yaw 軸	-90~+90 deg
股 Roll 軸	-90~+50 deg
膝 Roll 軸	-90~+50 deg
脛 Yaw 軸	-180~+180 deg

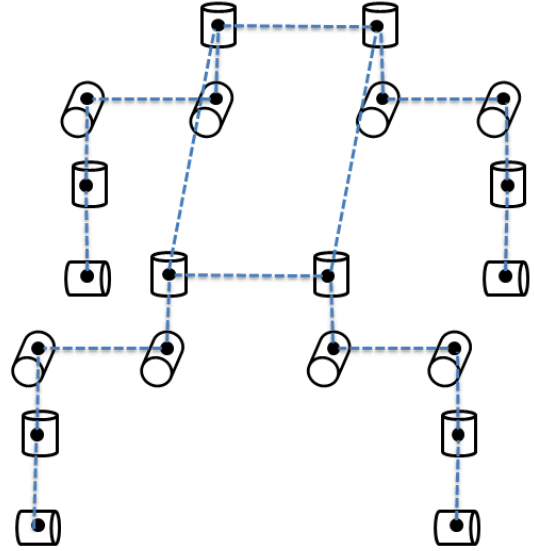


図 B.3: WLMR の関節配置

表 B.3: ハーモニックドライブのデータ

ギア	CSF14-30	CSF14-100	CSF17-100	CSF17-120
許容瞬間最大トルク [Nm]	17	54	86	108
許容連続最大トルク [Nm]	6.8	11	39	39
重量	90	90	150	150

速度を制御可能である.

$$\dot{i}^{ref} = K_p(\dot{\theta}_l^{cmd} - \dot{\theta}_l^{res}) + \frac{\hat{\tau}^{dis}}{nk_{t_n}} \quad (B.4)$$

$$i^{ref} = K_p(\theta_l^{cmd} - \theta_l^{res}) + K_d(\dot{\theta}_l^{cmd} - \dot{\theta}_l^{res}) + \frac{\hat{\tau}^{dis}}{nk_{t_n}} \quad (B.5)$$

制御系に用いるパラメータを表 B.5 に示す.

B.2 センサ類

モータに取り付けられたロータリーエンコーダの詳細を示す. 全てのエンコーダに, Maxon Motor 社製エンコーダ MR type L を用いている. エンコーダ自体の分解能は 1024 ppr であり, ラインドライバ方式, 信号のレベルは TTL である. A 相 B 相信号の立ち上がり及び立ち下がりを利用し, カウント数を 4 通倍することで, 分解能を 4096 ppr としている.

続いて, ロボットの姿勢を検出するためのセンサについて述べる. 本研究では, 姿勢角センサとしてジャイロスコープ・加速度センサを用いている. ジャイロスコープとして, シリコンセンシングシステムズジャパン社製 CRS03-04 を使用している. ジャイロスコープの概形を図 B.9 に示す. CRS03-04 は, ± 200 deg/sec の広い測定範囲を持ち, 寸法も 29(W)×29(D)×18.2(H)mm と非常にコンパクトである. 加速度センサとして, クロスボー社製加速度センサ CXL10GP3 を選定した. 加速度センサの概形を図 B.10 に示す. CXL10GP3 は, 激しい運動や衝撃にも対応できる $\pm 10G$ [m/s^2] の測定範囲を持ち, 寸法 44.5(W)×27(D)×20(H) mm, 重量 23 g と小型計量である.

表 B.4: 各関節仕様

	モータ/ギア型式	モータ出力 [W]	モータ定格トルク [Nm]	減速比	最大出力トルク [Nm]
股ヨー軸	RE35/CSF17-100	90	0.967	100	9.65
股ロール軸	RE35/CSF17-120	90	0.967	240	23.16
膝ロール軸	RE40/CSF17-120	150	2.5	240	44.16
脛ヨー軸	RE30/SF14-100	60	1.02	100	8.82
車輪軸	RE35/CSF14-30	90	0.967	60	5.79

表 B.5: WLMR の駆動に用いるパラメータ

	回転軸まわりのノミナルイナーシャ (負荷側換算値) [kgm^2]	ノミナル質量 [kg]	リンク長 [m]
ベースリンク	-	12.0	$0.70(W) \times 0.35(D) \times 0.40(H)$
股ヨー	1.50	0.70	0.150
股ロール	1.50	3.03	0.350
膝ロール	0.50	1.52	0.140
脛ヨー	0.01	1.61	0.280
車輪軸	0.10	1.88	0.104

	P ゲイン (位置/速度)	D ゲイン	DOB カットオフ 周波数 [rad/sec]	位置擬似微分カットオフ 周波数 [rad/sec]
股ヨー	5.00/3.00	3.00	30.0	150.0
股ロール	25.0/15.00	5.00	30.0	150.0
膝ロール	20.0/15.00	5.00	30.0	150.0
脛ヨー	25.0/2.00	5.00	30.0	150.0
車輪軸	15.0/3.00	5.00	30.0	150.0

B.3 演算装置

制御演算を行う計算機の詳細を述べる。マザーボードは、Mini-ITX 規格の EPIA-PN18000G を用いている。CPU は PentiumM 1.7GHz を、メモリは DDR2 533 メモリ 1G を搭載している。PCI スロットに PCI 拡張ボードを用いており、各種 PCI ボードを使用可能としている。D/A, A/D, カウンタにはそれぞれ Contec の非絶縁型多チャンネルアナログ出力ボード (DA12-16(PCI)), 非絶縁型高速高精度高機能アナログ入力ボード (AD16-16U(PCI)EV), 32 ビット高速アップダウンカウンタボード (CNT32-8M(PCI)) を用いている。OS には Linux(debian) を採用しており、カーネルバージョンは 2.6.30.5, Debian のバージョンは 4.3.2-1.1 である。また、リアルタイム演算のために Real Time Application Interface(RTAI) [183] を使用しており、高精度な周期実行を可能としている。制御演算時の行列演算には C++行列演算ライブラリ Eigen [184] より、LU 分解や特異値分解の API を利用している。

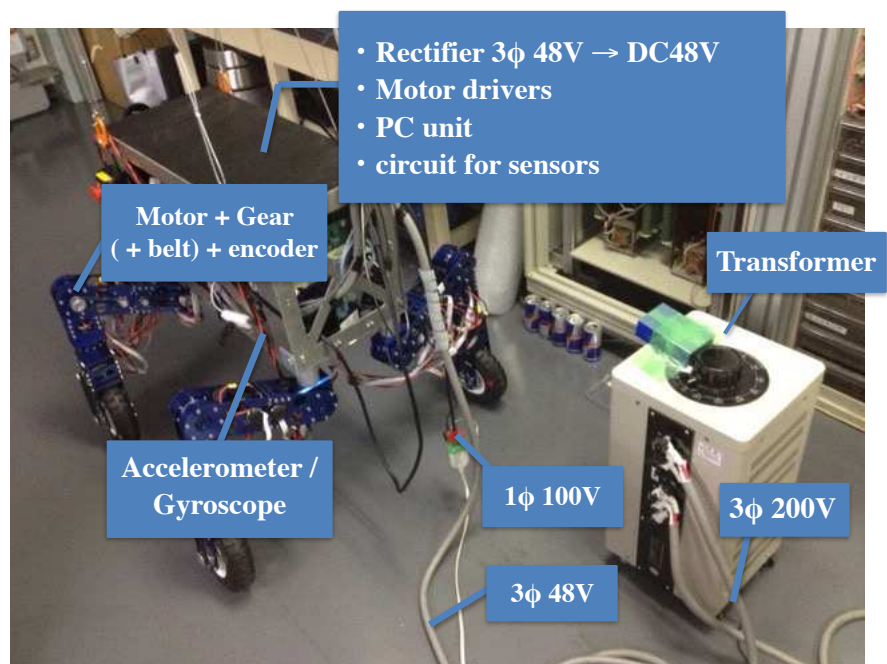


図 B.4: 駆動システム外観

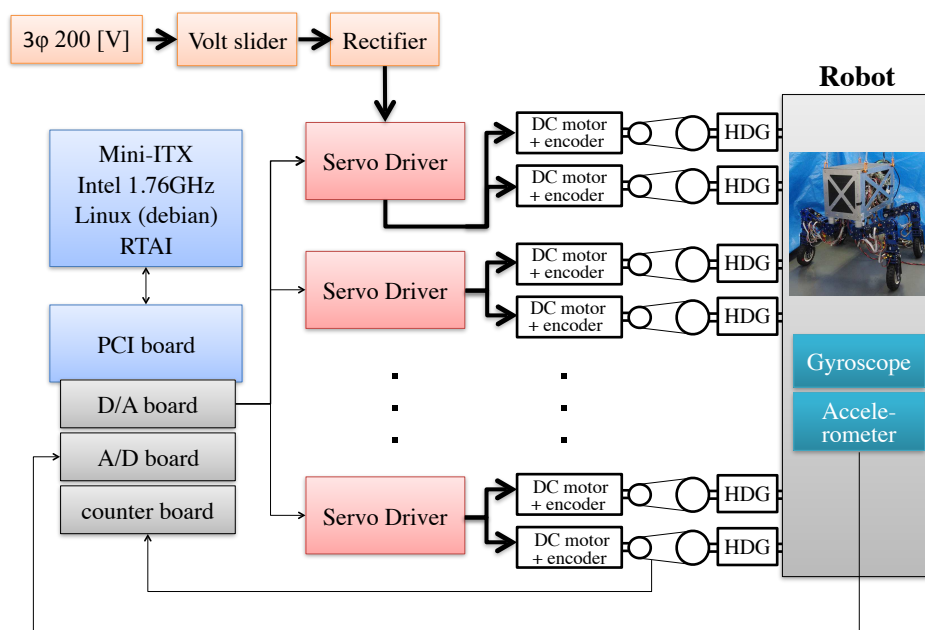


図 B.5: 全体のシステム構成

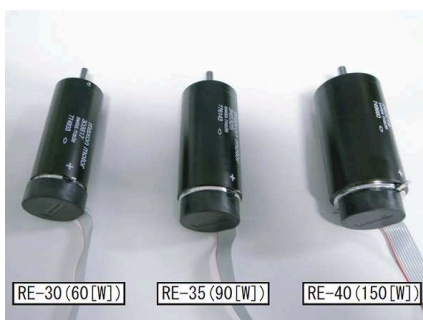


図 B.6: DC モータ外観



図 B.7: ハーモニックドライブギア外観

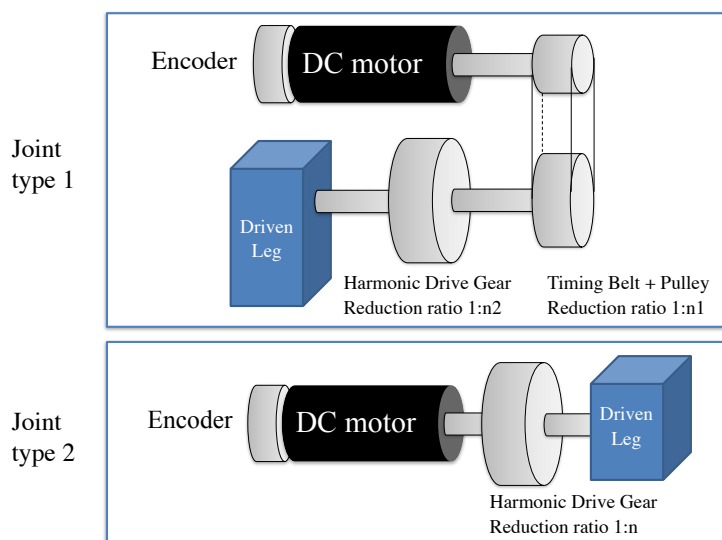


図 B.8: 関節タイプ



図 B.9: ジャイロセンサ外観



図 B.10: 加速度センサ外観

付 録 C N自由度制御による脚車輪型移動ロボット の重心/関節制御系の性能改善

C.1 はじめに

本章では, 第一部にて提案した N 自由度制御を, WLMR へと適用することを考える. 第二部において, ZMP を規範とした重心動作を計画する方法や, 所望の重心動作等を実現するための関節動作を生成する全身運動生成問題について問題点を述べ, 解決法を提案してきた. これらの提案手法は, 所望の ZMP を実現するための重心軌道や, 所望の重心を実現する関節軌道を出力する手法であり, 出力された重心軌道や関節軌道に, 実際の重心や関節が良好に追従可能であることを前提としている. つまり, 提案法は重心制御の追従特性や, 関節制御の追従特性に大きく依存していることになる.

以上の関係を数式上で示そう. 第 11 章及び第 12 章の検証において, 重心制御系では並進運動量 $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^3$ を参照値とし, 以下に示す P 制御を用いていた.

$$\mathbf{P}^{ref} = M_n \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} \quad (C.1)$$

$$\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} = \mathbf{K}_p^{mom.} (\mathbf{p}_{CoG}^{cmd} - \mathbf{p}_{CoG}) + \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{cmd} \quad (C.2)$$

ここで, M_n はロボット全体の質量であり, $\mathbf{p}_{CoG} \in \mathbb{R}^3$ はロボットの重心位置, $\mathbf{K}_p = \text{diag}\{\mathbf{K}_{px}, \mathbf{K}_{py}, \mathbf{K}_{pz}\}$ である. 運動生成は主に速度の次元で行っているの, 重心運動は P 制御のみで安定な軌道追従が可能である. ヒューマノイドなどの運動制御においても, この P 制御方式は一般的な方策である [148]. ここで, \mathbf{P}^{ref} は第 10 章にて述べたように, 並進運動量と $\dot{\mathbf{q}}$ を関係付ける以下の並進運動量ヤコビアンに与えられる.

$$\mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{P} \quad (C.3)$$

上式を解くことで, \mathbf{P}^{ref} を実現する $\dot{\mathbf{q}}^{ref}$ を得ることができる. 得られた $\dot{\mathbf{q}}^{ref}$ を積分することで \mathbf{q}^{ref} が求められ, \mathbf{q}^{ref} に追従するよう関節のトルク指令を以下のように与える.

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{K}_p^{joint} (\mathbf{q}^{ref} - \mathbf{q}) + \mathbf{K}_d^{joint} (\dot{\mathbf{q}}^{ref} - \dot{\mathbf{q}}) + \hat{\boldsymbol{\tau}}^{dis} \quad (C.4)$$

ここで, $\mathbf{K}_p^{joint} = \text{diag}\{\mathbf{K}_{p1}, \mathbf{K}_{p2}, \dots, \mathbf{K}_{pn}\}$, $\mathbf{K}_d^{joint} = \text{diag}\{\mathbf{K}_{d1}, \mathbf{K}_{d2}, \dots, \mathbf{K}_{dn}\}$ は PD ゲインであり, $\boldsymbol{\tau} \in \mathbb{R}^n$ は n 関節分のトルク指令, $\hat{\boldsymbol{\tau}}^{dis}$ は外乱オブザーバによって推定された外乱トルクである. 簡単のため, トルク制御 (電流制御) ループは良好な追従制御系が構築されているものとして, $\boldsymbol{\tau} \simeq \boldsymbol{\tau}^{ref}$ とする. 以上の条件下で, 重心制御系の応答について解析する. \mathbf{J}_P はロボットの各リンクの長さや質量のパラメータに依存するので, 真の値との誤差を含む可能性がある. そこで, 真の並進運動量ヤコビアンを \mathbf{J}_P , ノミナル並進運動量ヤコビアンを \mathbf{J}_{Pn} として区別すると, \mathbf{P} と $\dot{\mathbf{q}}$ の関係は以下のように変形できる.

$$\mathbf{P} = \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_{Pn} \dot{\mathbf{q}} + (\mathbf{J}_P - \mathbf{J}_{Pn}) \dot{\mathbf{q}} \quad (C.5)$$

上式において, \mathbf{J}_{Pn} に掛かる $\dot{\mathbf{q}}$ について解き, $\dot{\mathbf{q}}^{ref}$ とすると, 以下のようになる.

$$\dot{\mathbf{q}}^{ref} = \mathbf{J}_{Pn}^\dagger \mathbf{P}^{ref} - \mathbf{J}_{Pn}^\dagger (\mathbf{J}_P - \mathbf{J}_{Pn}) \dot{\mathbf{q}} \quad (\text{C.6})$$

上式は, \mathbf{P}^{ref} と $\dot{\mathbf{q}}^{ref}$ のマッピングの際に誤差が生じることを示している. 続いて, \mathbf{P} と $\dot{\mathbf{q}}$ の関係において, 関節制御系における誤差を考慮すると, 以下のように表せる.

$$\mathbf{P} = \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_P (\dot{\mathbf{q}}^{ref} - \dot{\mathbf{q}}^{err}) \quad (\text{C.7})$$

上式に式 (C.6) を代入して整理すると, 以下のようになる.

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}^{ref} - (\mathbf{I} - \mathbf{J}_P \mathbf{J}_{Pn}^\dagger) \mathbf{P}^{ref} - \mathbf{J}_P \mathbf{J}_{Pn}^\dagger (\mathbf{J}_P - \mathbf{J}_{Pn}) \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}}^{err} \quad (\text{C.8})$$

続いて, $\mathbf{P} = M \dot{\mathbf{p}}_{CoG}$, $\mathbf{P}^{ref} = M_n \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref}$ を代入すると, $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}$ に関する以下の関係式を得る.

$$\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} - \left(1 - \frac{M_n}{M}\right) \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} - \frac{1}{M} \{(\mathbf{I} - \mathbf{J}_P \mathbf{J}_{Pn}^\dagger) M_n \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} - \mathbf{J}_P \mathbf{J}_{Pn}^\dagger (\mathbf{J}_P - \mathbf{J}_{Pn}) \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}}^{err}\} \quad (\text{C.9})$$

$$\dot{\mathbf{p}}_{CoG} = \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref} - \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis} \quad (\text{C.10})$$

ここで, $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis}$ は質量のパラメータ誤差や関節制御系の追従誤差によって生じる重心追従誤差であり, 本稿では重心外乱と定義する. この重心外乱を抑圧することができれば, 所望の重心運動が実現され, 結果的に所望の ZMP が実現される.

重心外乱を抑圧するためには, (1) 関節運動に対する制御性能を向上することで追従誤差を低減, (2) 重心運動に対する制御性能を向上させることで外乱の影響を抑圧, の2つの方法がある. (1) は, $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis}$ における $\dot{\mathbf{q}}^{err}$ を抑圧するアプローチであり, (2) は $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis}$ そのものを抑圧するアプローチである. 前章までの検証では, (1) として PD 制御と外乱オブザーバ, (2) として P 制御を採用している形となる. 例えば, 重心制御に P 制御を用いた場合, 重心外乱による影響は以下のように抑圧される.

$$\mathbf{p}_{CoG}(s) = \mathbf{p}_{CoG}^{cmd}(s) - (s + \mathbf{K}_p^{mom.})^{-1} \mathbf{p}_{CoG}^{dis}(s) \quad (\text{C.11})$$

ここで, ラプラス変換を施して s 領域上での特性を示している. $\mathbf{K}_p^{mom.}$ の値を高く設定することで, 重心外乱による影響が抑圧可能であることがわかる. 図 C.1 は, 第 11 章における車輪走行動作において, 関節制御に PD 制御と外乱オブザーバを, 重心制御に P 制御を適用した結果を再掲している. 第 11 章では特に言及していなかったが, 重心の応答において急峻な重心動作の変動が確認できる. これは大きな加速度を発生させる事に繋がり, 結果的に ZMP の応答に振動を生じさせている. 原因として, 重心外乱抑圧特性を向上するために高い P 制御ゲインを設定した事による, 好ましくないオーバーシュートや振動などが考えられる. このような ZMP の誤差はロボット自体の安定性に深刻な影響を与えるものではないが, さらなる高機動化の実現を考える上で好ましいものではない. ZMP を直接フィードバックすることでこの ZMP 誤差を抑圧するアプローチも存在する. 例えば関連研究として, 単質点近似したモデルに基づく ZMP と実 ZMP の誤差を ZMP 外乱と定義し, その誤差を推定する ZMP 外乱オブザーバが提案されている [174]. これらの研究では, ZMP 外乱に基づいて重心位置及び重心加速度を補正する制御系の適切なゲイン設計法を提案している. 本研究で提案する N 自由度制御において, フリーパラメータの設計に上記研究の知見を活かすことで, ZMP 誤差の抑圧を実現することは可能であると思われる. しかし本稿では, あくまで ZMP 制御系のインナーループに相当する重心制御系の性能向上を目標とする. 重心外乱の影響を十分に排除しつつ目標値追従性能を改善すれば, 重心制御性能及び ZMP 制御性能を向上させる事ができる. その上で ZMP 誤差が問題となる場合は, アウターループに ZMP 制御系を構築すれば良い. 具体的な手法としては N 自由度制御, 特に 2/3 自由度制御を重心制御及び関節制御のそれぞれに適用することを考え, 性能改善を目指す.

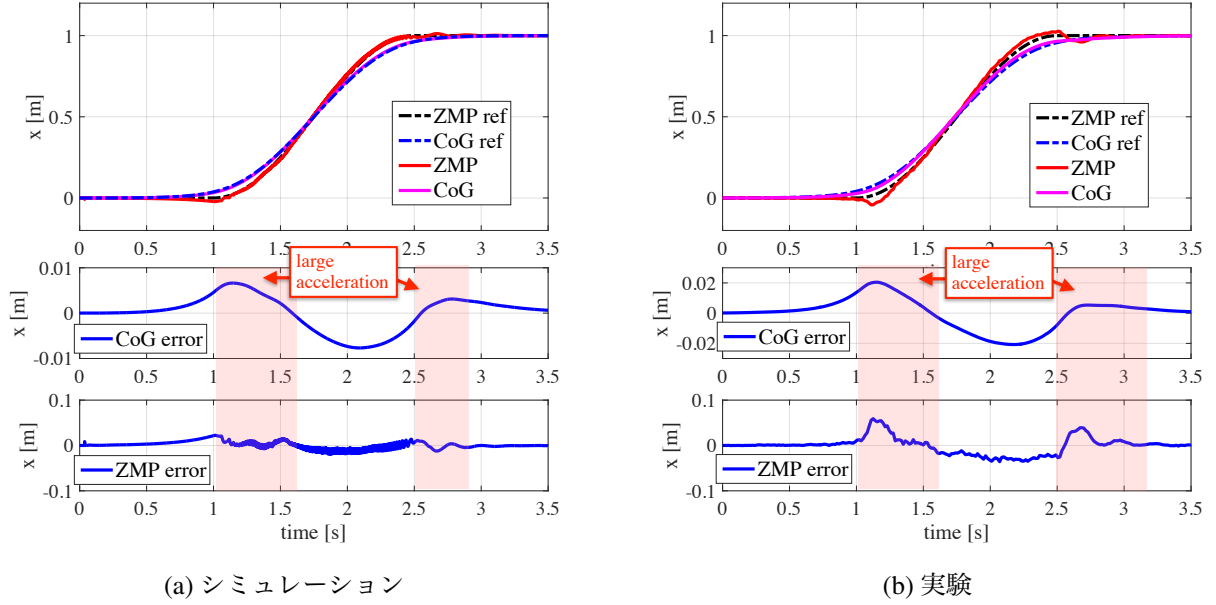


図 C.1: 重心動作の追従誤差による ZMP 誤差

C.2 関節制御への N 自由度制御の応用

本節では, WLMR の関節制御に 2/3 自由度制御を適用する. WLMR の関節駆動系の詳細については付録 B を参照されたい. 各関節に対して独立に 2/3 自由度制御を適用する事を考えると, 基本的な設計方法は第 4 章に示したものと同じであるため, 詳細については第 4 章を参照されたい.

まず, 2 自由度制御のための伝達関数を以下のように選ぶ.

$$P(s) = \frac{\Theta(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js^2 + Bs} \quad (C.12)$$

ここで, パラメータ J, B は各関節の負荷側換算後のイナーシャ [kgm^2], 各関節の負荷側換算後の粘性摩擦定数 [Nms/rad] である. また, $\Theta(s) = \mathcal{L}[\theta(t)]$, $T(s) = \mathcal{L}[\tau(t)]$ であり, \mathcal{L} はラプラス演算子である.

続いて, 関節角度と角加速度が検出可能な状況を想定し, 3 自由度制御のための伝達関数を以下のように選ぶ.

$$P_1(s) = \frac{\ddot{\Theta}(s)}{T(s)} = \frac{s}{Js + B}, P_2(s) = \frac{\Theta(s)}{\ddot{\Theta}(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (C.13)$$

2 自由度制御のための $Q(s)$ は以下のように設計した.

$$1 - Q(s) = \frac{s^2(s + 2\omega_c)}{(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (C.14)$$

3 自由度制御のための $1 - Q_1(s)$ および $1 - Q_2(s)$ の構造は上式と同様になるよう設計し, その遮断周波数として異なるパラメータを用いた. $G_{yr}(s)$ の設計に関しては, $1 - Q(s)$ がバイプロパーであり, $P_n(s) = P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ の相対次数が 2 であるので, 下記のように設計した.

$$G_{yr}(s) = \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right)^2 \quad (C.15)$$

2 自由度制御器と 3 自由度制御器は, それぞれ 2 入力/3 入力-1 出力の可観測正準形として実現し, 双一次変換によって離散化して実装した. 実現方法の詳細については, 付録 A を参照されたい. また, 制御設計における脚車輪型移動ロボットのノミナルイナーシャ選定について言及しておく. ロボットの実イナーシャは姿勢に応じて変動す

るので、イナーシャの変動に伴うモデル化誤差が問題となる。各リンクの可動範囲に応じてイナーシャの最大値と最小値を求めておき、中央値をノミナルイナーシャとして選定する方法が適切ではあるが、本稿では外乱オブザーバの設計において使用していた表 B.5 のノミナルイナーシャを継承して用いる。

2/3 自由度制御は、関節制御系に適用していた PD 制御と外乱オブザーバの構成と比較して、フィードフォワード制御器を有しているので、目標値応答と外乱応答を分離設計できる点で性能向上が期待できる。さらに、3 自由度制御によって量子化ノイズの影響を低減でき、外乱抑圧特性を向上可能である事が期待される。

C.3 重心制御への N 自由度制御の応用

本節では、WLMR の重心制御に 2/3 自由度制御を適用する。重心制御の問題は、式 (C.10) をもとに考える事ができる。まず、重心位置の制御を目標として、式 (C.10) をラプラス変換し s 領域で以下のように表す。

$$\mathbf{p}_{CoG}(s) = \frac{1}{s}(\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref}(s) - \dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis}(s)) \quad (C.16)$$

上式において、 $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{ref}(s)$ を入力とし、 $\mathbf{p}_{CoG}(s)$ を出力としたシステムと捉えると、 $\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{dis}(s)$ は入力端外乱である。また、制御対象の伝達関数行列は $\frac{1}{s}\mathbf{I}$ となるが、対角成分のみに要素を持つ伝達関数行列であるため、各要素を独立に単入力単出力系として取り扱う事ができる。

$\mathbf{p}_{CoG}(s) = [p_{CoG}^x(s) \ p_{CoG}^y(s) \ p_{CoG}^z(s)]^T$ とすると、重心制御問題に対する 2 自由度制御のための伝達関数は以下のように選ぶ事ができる。

$$P(s) = \frac{p_{CoG}^i(s)}{\dot{p}_{CoG}^i(s)} = \frac{1}{s}, \quad (i = x, y, z) \quad (C.17)$$

以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと、2 自由度制御の閉ループ伝達関数行列は、式 (3.5) を参考にして、下記のようになる。

$$\begin{bmatrix} u(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{yr}(s)s & Q(s) & -Q(s)s \\ G_{yr}(s) & -\frac{1}{s}(1 - Q(s)) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi(s) \end{bmatrix} \quad (C.18)$$

上記の式において、 $d' \rightarrow y$ の伝達関数が、極に s を持つ。よって、同伝達関数内のフリーパラメータである $1 - Q$ が、s を一つ零点として有する必要がある。

また、サーボに関する特性は、式 (3.7) より、下記のように求められる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{1}{s}(1 - Q(s))d(s) + Q(s)\xi(s) \right) \quad (C.19)$$

例えば、目標値をステップ状、加わる外乱もステップ状であるとする、定常状態をゼロとするためには、 $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ、 $1 - Q(s)$ は零点に s を二つ持たせる必要がある。

続いて、3 自由度制御のための伝達関数は以下のように選ぶ事ができる。

$$P_1(s) = \frac{\ddot{p}_{CoG}^i(s)}{\dot{p}_{CoG}^{iref}(s)} = s, P_2(s) = \frac{p_{CoG}^i(s)}{\ddot{p}_{CoG}^{iref}(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (i = x, y, z) \quad (C.20)$$

以上のように制御対象の伝達関数を選ぶと, 3 自由度制御の閉ループ伝達関数行列は式 (3.15) を参考にして, 下記のようになる.

$$\begin{bmatrix} v(s) \\ \omega(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{yr}(s)s & Q_1(s) & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{s} & -Q_2(s)s \\ G_{yr}(s)s^2 & -s(1-Q_1(s)) & -(Q_1(s)-Q_2(s)) & -Q_2(s)s^2 \\ G_{yr}(s) & -\frac{1-Q_1(s)}{s} & -\frac{Q_1(s)-Q_2(s)}{s^2} & -Q_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \\ \xi'_1(s) \\ \xi'_2(s) \end{bmatrix} \quad (\text{C.21})$$

上記の式において, $\xi'_1 \rightarrow v$ の項は s を一つ極に持ち, $d' \rightarrow y$ の項は s を一つ極に持ち, $\xi'_1 \rightarrow y$ の項は s^2 を極に二つ持つ. また, サーボに関する特性は, 式 (5.16) より, 下記のように求められる.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{s \rightarrow 0} s \left((1 - G_{yr}(s))r(s) + \frac{K_t}{(Js^2 + Bs)}(1 - Q_1(s))d(s) + \frac{Q_1(s) - Q_2(s)}{s^2} \xi_1(s) + Q_2(s)\xi_2(s) \right) \quad (\text{C.22})$$

例えば, 目標値をステップ状, 加わる外乱もステップ状であるとする, 定常状態をゼロとするためには, $G_{yr}(s)$ は零点に s を一つ, $1 - Q_1(s)$ は零点に s を二つ持たせる必要がある. 以上をまとめると, $Q_1 - Q_2 = (1 - Q_1) - (1 - Q_2)$ より, $1 - Q_1$ と $1 - Q_2$ がともに零点に s を二つ持てば, すべての条件が満たされる.

以上の条件を考慮して, 2 自由度制御のための $Q(s)$ は以下のように設計した.

$$1 - Q(s) = \frac{s^2(s + 2\omega_c)}{(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (\text{C.23})$$

3 自由度制御のための $1 - Q_1(s)$ および $1 - Q_2(s)$ の構造は上式と同様になるよう設計し, その遮断周波数として異なるパラメータを用いた. $G_{yr}(s)$ の設計に関しては, $1 - Q(s)$ がバイプロパーであり, $P_n(s) = P_{1n}(s)P_{2n}(s)$ の相対次数が 1 であるので, 下記のように設計した.

$$G_{yr}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{C.24})$$

2 自由度制御及び 3 自由度制御が等価的に外乱オブザーバを内包することは, 第 3 にて述べた通りである. よって, 式 (C.10) に対する 2/3 自由度制御の適用は, 速度次元における作業空間外乱オブザーバを重心運動に対して設計していると言える. 本稿ではこの問題における外乱オブザーバを速度次元における重心外乱オブザーバと呼ぶことにする.

C.4 シミュレーションによる検証

本章では, 重心制御及び関節制御に対する提案法の有効性をシミュレーションによって検証する. 検証対象として, 第 11 章の ZMP に基づいた車輪走行における追従性能の改善を試みる. 重心軌道の生成法としては予見制御を用いることとし, その条件下で重心制御法と関節制御法を変更する. 結論として, 2 自由度制御による追従性能の改善は確認されたが, 3 自由度制御による性能改善は確認できなかった. これは, 2 自由度制御における遮断周波数を十分高く設定できなかったためである. よって本節では, 従来の制御系と 2 自由度制御による結果の比較についてのみ述べる.

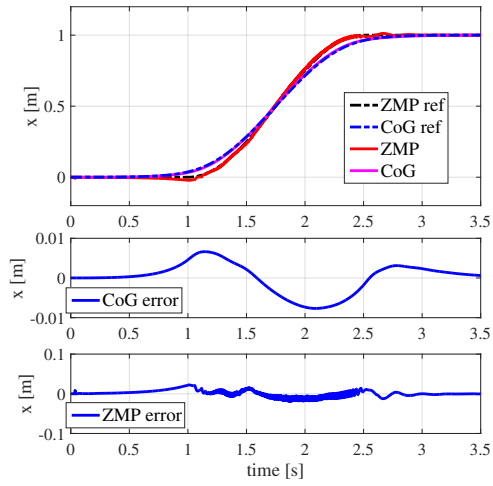
まず, 従来の制御系と 2 自由度制御の比較のために, 以下の 4 つのケースの検証を行う.

1. case 1: 関節制御 PD+DOB, 重心制御 P
2. case 2: 関節制御 PD+DOB, 重心制御 2DoF

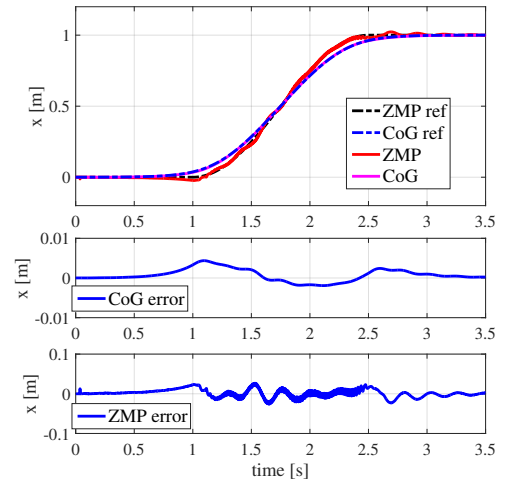
3. case 3: 関節制御 2DoF, 重心制御 P

4. case 4: 関節制御 2DoF, 重心制御 2DoF

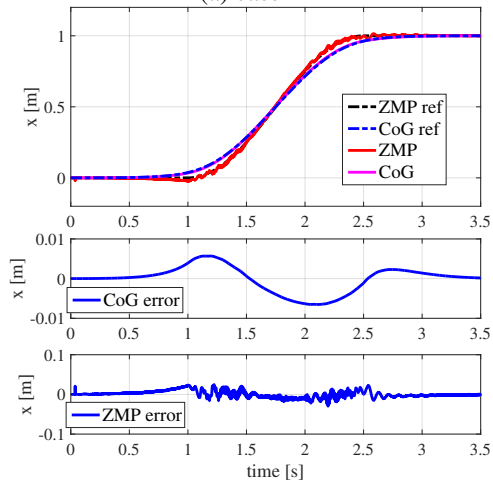
本稿では重心の x 方向成分のみについて議論することとする. P 制御における $\mathbf{K}_p^{mom.}$ の x 方向成分は 500 とし, 関節制御における PD および DOB のゲインについては第 B 章に述べたとおりである. 関節制御における 2 自由度制御のパラメータは, $\tau = 0.001\text{s}$ で統一し, 遮断周波数 ω_c は, 股ヨー軸, 股ロール軸, 膝ロール軸, 脛ヨー軸, 車輪軸それぞれについて 30, 200, 400, 100, 300 [rad/s] とした. 重心制御における 2 自由度制御のパラメータは, $\tau = 0.001\text{s}$ とし, 遮断周波数 $\omega_c = 20$ [rad/s] とした. シミュレーション結果を図 C.2 に示す. 図 (a)-(d) はそれぞれ case 1-4 を示している. 図 (b) より, 重心制御則のみを変更した場合は, 重心誤差は低減可能であるが振動的となっていることがわかる. 続いて図 (c) より, 関節制御則を変更することで重心制御性能は向上できていないことが確認できる. 最後に図 (d) より, 重心制御性能が大きく改善できていることがわかる. これは重心外乱における関節制御系の誤差が関節における 2 自由度制御で低減され, さらに重心制御系の 2 自由度制御によって重心外乱自体が抑圧された結果であると考えられる. 以上より, シミュレーションにおいて重心外乱の抑圧に 2 自由度制御が有効であることが確認できた. ただし, ここで重心制御における 2 自由度制御の遮断周波数が 20[rad/s] と著しく低いことがわかる. 作業空間において外乱オブザーバを設計した際には遮断周波数は高く設定できないことが一般的に問題となるので, 重心外乱の抑圧においてもその値が制限されているものと考えられる. 上記の問題により, 3 自由度制御を適用することはできなかった. 今後は, この問題について検討する必要がある.



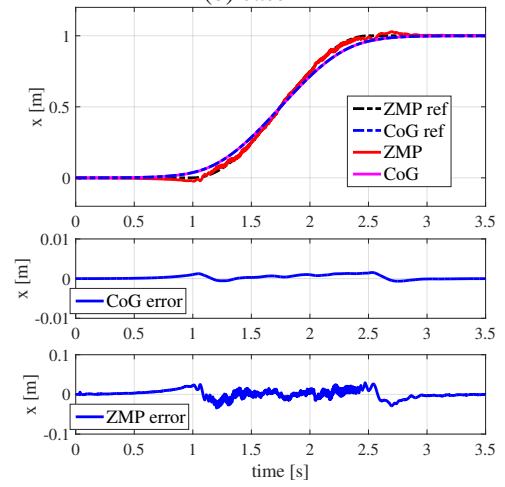
(a) case 1



(b) case 2



(a) case 3



(b) case 4

図 C.2: 従来の制御系と 2 自由度制御の比較 (シミュレーション)

付 録 D WLMR の車輪走行時における角運動量の影響について

本稿では, ZMP に基づいた WLMR の高機動化を実現してきたが, 運動生成の段階で運動量の拘束条件を用いることによる明確なメリットが提示されていなかった. よって本章では, 拘束条件として運動量及び角運動量を扱うことによるメリットについて説明しておく. 本稿にて用いた ZMP 方程式 (11.12)(11.13) では, 外乱による影響は考慮しているものの, 重心まわりの回転に伴う慣性変動を考慮していない. 慣性変動を考慮すると, その影響が ZMP 方程式において下記のように角運動量の時間微分値として現れる.

$$x_p = \frac{mx(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g) - mz(\ddot{x} - \ddot{x}^{dis})}{m(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g)} - \frac{\dot{L}_y}{m(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g)} \quad (D.1)$$

$$y_p = \frac{my(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g) - mz(\ddot{y} - \ddot{y}^{dis})}{m(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g)} - \frac{\dot{L}_x}{m(\ddot{z} - \ddot{z}^{dis} + g)} \quad (D.2)$$

ここで, $z = z_c$ として一定値とし, $L_y, L_z = 0$ とすると, 式 (11.14)(11.15) と一致する. つまり, 角運動量の変化度が ZMP に直接影響を与えるが, 本稿ではその影響は小さいものとして無視している. 本章では, その角運動量による影響を, 運動量の拘束条件を用いて抑圧するアプローチについて述べる.

D.1 運動量の拘束条件を用いた運動生成

まず, ロボットの全身運動生成を実現するための運動学的拘束を定義する. 車輪気候に関する拘束条件は下記の形式で与えられる.

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0} \quad (D.3)$$

続いて, 脚先速度 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{c_i}$ に関する拘束は, 以下の形式で表現される.

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_c = \mathbf{J}_{leg}\dot{\mathbf{q}} \quad (D.4)$$

続いて, 運動量に関する拘束条件は以下のように表現する.

$$\mathbf{P} = \mathbf{J}_P\dot{\mathbf{q}} \quad (D.5)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{J}_L\dot{\mathbf{q}} \quad (D.6)$$

$$(D.7)$$

詳細については, 第 10 章を参照されたい. 4 つの拘束条件を満たすような逆運動学解の求め方としては, 最小二乗法を用いると, 以下の連立方程式を解けば良い.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \mathbf{L} \\ \mathbf{0} \\ {}^w\dot{\mathbf{p}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_P \\ \mathbf{J}_L \\ \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_{leg} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{q}} \quad (\text{D.8})$$

左辺と右辺の二乗偏差を最少にする逆運動学解は, 疑似逆行列を用いて以下のように与えられる.

$$\dot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_P \\ \mathbf{J}_L \\ \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_{leg} \end{bmatrix}^\dagger \begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \mathbf{L} \\ \mathbf{0} \\ {}^w\dot{\mathbf{p}}_c \end{bmatrix} + (\mathbf{I} - \begin{bmatrix} \mathbf{J}_P \\ \mathbf{J}_L \\ \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_{leg} \end{bmatrix}^\dagger \begin{bmatrix} \mathbf{J}_P \\ \mathbf{J}_L \\ \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_{leg} \end{bmatrix}) \mathbf{k} \quad (\text{D.9})$$

ここで, \mathbf{k} は零空間入力である. 式 (D.9) により, 車輪機構の拘束を満たしつつ目標とする運動量及び脚先速度を実現する各関節角速度が求まる.

続いて, 所望の重心パターンを実現するため, 運動量及び脚先速度の参照値を, 以下のように与える.

$$\mathbf{P}^{ref} = m_{total} {}^w\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{cmd} + k_P ({}^w\mathbf{p}_{CoG}^{cmd} - {}^w\mathbf{p}_{CoG}^{res}) \quad (\text{D.10})$$

$$\mathbf{L}^{ref} = \mathbf{0} \quad (\text{D.11})$$

$${}^w\dot{\mathbf{p}}_c^{ref} = {}^w\dot{\mathbf{p}}_c^{cmd} + k_{p_c} ({}^w\mathbf{p}_c^{cmd} - {}^w\mathbf{p}_c^{res}) \quad (\text{D.12})$$

${}^w\mathbf{p}_{CoG}^{cmd}$, ${}^w\dot{\mathbf{p}}_{CoG}^{cmd}$ は, 第 11, 12 章にて述べた目標 ZMP を実現する重心軌道生成器によって生成する. 式 (D.11) は, 角運動量が零になることを期待する拘束式である. 角運動量の値を抑圧できれば, 角運動量の時間微分値による影響も抑圧されることが期待できる. ${}^w\mathbf{p}_c^{cmd}$ は, ZMP の観点からもっとも安定である支持多角領域の中心 (Most stable point: MSP) になるように設定する. 脚先位置指令値は, ロボットの初期姿勢における ZMP が MSP に存在するような位置に設定し, 車輪走行中は目標 ZMP と各脚先位置の相対位置が一定となるように決める. 上記制御則および式 (D.9) を用いて, ロボットを制御する.

上記の運動生成法では, 角運動量が常にゼロになるとは限らない. 制御の主目的は ZMP を制御することであるので, 重心軌道生成器によって生成された重心軌道への追従を考えて重心制御系のゲインを高くすると, 重心制御への重みが大きくなる. また, ZMP を MSP に制御することを考えて脚先制御系のゲインを高くすると, 脚先制御への重みが大きくなる. この時, 角運動量がゼロになることは保障されない. 重心軌道生成問題と, ZMP の MSP への制御による脚動作の生成問題は本稿では同時に独立に検討されているので, 脚の動作による ZMP への影響については考慮されていない. 例えば, 第 11 章にて示したように, 加減速時における WLMR の脚動作は大きな加減速を伴う動作であるので, 角運動量の変動が支配的として ZMP 誤差がむしろ問題となることも考えられる. よって, $\mathbf{L} = \mathbf{0}$ を達成するためには, $\dot{\mathbf{p}}_c^{ref}$ を適切に計画する必要がある.

D.2 脚配置最適化による角運動量の抑圧に基づく ZMP 誤差の低減

角運動量を抑圧するための一つのアプローチとして, 脚先速度参照値 ${}^w\dot{\mathbf{p}}_c$ を適切に決定することを考える. 全身運動生成問題を, 以下の評価関数を最小化する最適化問題として定式化する.

$$\begin{aligned} \min \quad \mathbf{J} &= \|\mathbf{L}^{ref} - \mathbf{L}\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|{}^w\dot{\mathbf{p}}_{ZMP}^{ref} - {}^w\dot{\mathbf{p}}_c\|_{\mathbf{R}}^2 \\ &= \|\mathbf{L}^{ref} - \mathbf{J}_L\dot{\mathbf{q}}\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|{}^w\dot{\mathbf{p}}_{ZMP}^{ref} - \mathbf{J}_{leg}\dot{\mathbf{q}}\|_{\mathbf{R}}^2 \\ s.t \quad \mathbf{P} &= \mathbf{M}\dot{\mathbf{q}} \\ \mathbf{0} &= \mathbf{A}\dot{\mathbf{q}} \end{aligned}$$

このように, 角運動量の目標値と応答値の誤差と, 目標 ZMP の速度と各脚先速度の誤差に関する重み付き最小化問題として定式化することで, 角運動量を最小化しつつ, 目標 ZMP が支持多角形の中心に拘束されるような運動が生成されることが期待される.

次に, 定義した最適化問題を解く. 上記最適化問題は, 二次計画問題に帰着できる.

$$\begin{aligned} \min \quad \mathbf{J} &= \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{G} \dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{f} \\ s.t \quad \mathbf{P} &= \mathbf{J}_P \dot{\mathbf{q}} \\ \mathbf{0} &= \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}} \\ with \quad \mathbf{G} &= \mathbf{J}_L^T \mathbf{Q} \mathbf{J}_L + \mathbf{J}_{leg}^T \mathbf{R} \mathbf{J}_{leg} \\ \mathbf{f} &= \mathbf{J}_{leg}^T \mathbf{R} {}^w\dot{\mathbf{p}}_{ZMP}^{ref} \end{aligned}$$

制約が等式制約のみの場合, ラグランジュの未定乗数法により以下の方程式を解くことで解が求まる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{J}_P^T & \mathbf{A}^T \\ \mathbf{J}_P & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{q}} \\ \zeta \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{P}^{ref} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{D.13})$$

上式を解くことで, 所望の運動を実現する各関節角速度が求まる. このように定式化した場合の利点としては, 各脚の速度が角運動量を考慮した形で決定される点にある. つまり, 重心軌道生成器が式 (11.14)(11.15) を用いて ZMP の軌道追従を目指し誤差低減を行うのに対して, 上記の運動生成法では角運動量を最小化するように脚動作を生成して誤差低減を行うのである. 問題の定式化に関しては重心動作の軌道追従に関して重みをどのように設定するかなど議論の余地があり, また評価関数自体の定式化に関しても議論の余地がある. さらに, 不等式拘束条件を導入するなどの検討の余地も残されている.

D.3 角運動量の時間微分を拘束条件とした運動生成による角運動量フィードバック制御

以下のように, 角運動量の時間微分を拘束条件として運動生成を行う方法が容易に思いつく.

$$\dot{\mathbf{L}} = \mathbf{J}_P \ddot{\mathbf{q}} + \dot{\mathbf{J}}_P \dot{\mathbf{q}} \quad (\text{D.14})$$

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}_P^\dagger (\dot{\mathbf{L}}^{ref} - \dot{\mathbf{J}}_P \dot{\mathbf{q}}) \quad (\text{D.15})$$

$$\dot{\mathbf{L}}^{ref} = k_L (\mathbf{L}^{cmd} - \mathbf{L}^{res}) = k_L (\mathbf{0} - \mathbf{L}^{res}) \quad (\text{D.16})$$

上式はフィードバック制御により直接角運動量を抑圧する制御則である [187]. 角運動量の時間微分の次元における逆運動学によって, 上記の制御則は可能になる. ただし, 運動量の拘束条件を微分すると, 拘束条件が煩雑となるという問題がある.

D.4 その他のアプローチ

文献 [188] のように, 重心軌道生成の段階で角運動量の変動を考慮するアプローチも存在する. 本稿では ZMP 方程式を線形化することで制御設計及び演算の簡略化を考えているが, 線形化を行うことなく非線形制御等によって角運動量の影響を直接考慮する方法アプローチも考えられる.

付 録 E MPC の導入による ZMP 制約の考慮

本稿で提案した予見制御に基づく方法は、モデル予測制御へと拡張が可能である [186]. 本章では、予測可能な外乱を考慮したモデル予測制御について述べる. 計算アルゴリズムは、予見制御と比較して大幅に煩雑となる. また、計算量に関しても二次計画問題をオンラインで解く必要があるため大幅に増加する. ただし、モデル予測制御の利点の一つである、陽な制約の考慮が達成できるため、欠点を補って余りある利点を有すると言える.

MPC のコンセプトを図 E.1 に示す. あるサンプル k の時点において、 H_p サンプル未来までのシステムの挙動を予測し、ある評価関数を最小化するような H_u サンプル未来までの制御入力を求める. そして実際のシステムには、最適化によって求めた制御入力列の先頭の値 (現サンプルのための制御入力) を取り出し、印可する. この処理を各サンプルごとに繰り返すことで、所望の制御目標が達成される. この方策に従った制御則の総称を MPC と言う. また、MPC の特徴として最適化問題をリアルタイムで解くという点があり、この際に制約付き最適化問題として定式化すれば、陽に制約を考慮した制御が実現される. まとめて、MPC は (1) H_p ステップ未来までの状態の予測、(2) 制御入力の最適化、の 2 ステップをリアルタイムで実行することで制御目標が達成される.

E.1 予測のための定式化

まず、制御対象を離散時間状態方程式で表現された以下のモデルとする.

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_d \mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_d \mathbf{u}[k] + \mathbf{E}_d \mathbf{d}[k] \quad (\text{E.1})$$

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{C}_d \mathbf{x}[k] \quad (\text{E.2})$$

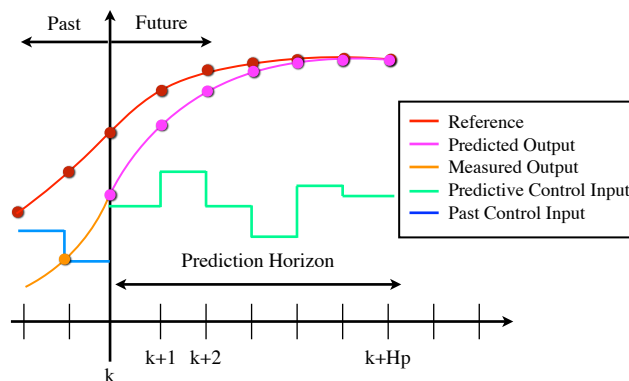


図 E.1: MPC の基本制御方策

続いて, 上式を用いて状態の予測を行う. 簡単な計算により, 以下の状態予測式が導出できる.

$$\mathbf{X}[k] = \mathbf{A}_p \mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_{p1} u[k-1] + \mathbf{B}_{p2} \Delta \mathbf{U}[k] + \mathbf{E}_p \mathbf{D}[k] \quad (\text{E.3})$$

$$\mathbf{X}[k] = \begin{bmatrix} \hat{x}[k+1|k] \\ \hat{x}[k+2|k] \\ \vdots \\ \hat{x}[k+H_p|k] \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}[k+1|k] \\ \Delta \hat{u}[k+2|k] \\ \vdots \\ \hat{u}[k+H_u-1|k] \end{bmatrix}, \mathbf{A}_p[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{A}^{H_p} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{p1} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{AB} + \mathbf{B} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{H_p-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{p2} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{AB} + \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \vdots & \ddots \\ \sum_{i=0}^{H_u-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{B} \\ \sum_{i=0}^{H_u} \mathbf{A}^i \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{AB} + \mathbf{B} \\ \vdots & & \\ \sum_{i=0}^{H_p-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} & \cdots & \sum_{i=0}^{H_p-H_u} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix}, \mathbf{E}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{AE} & \mathbf{E} & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}^{H_p-1} \mathbf{B} & \mathbf{A}^{H_p-2} \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{E} \end{bmatrix}$$

続いて, 出力予測式が以下のように導出できる.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[k] &= \mathbf{C}_p \mathbf{X}[k] \\ &= \mathbf{C}_p \mathbf{A}_p \mathbf{x}[k] + \mathbf{C}_p \mathbf{B}_{p1} u[k-1] + \mathbf{C}_p \mathbf{B}_{p2} \Delta \mathbf{U}[k] + \mathbf{C}_p \mathbf{E}_p \mathbf{D}[k] \\ &= \mathbf{\Psi} \mathbf{x}[k] + \mathbf{\Upsilon} u[k-1] + \mathbf{\Theta} \Delta \mathbf{U}[k] + \mathbf{\Xi} \mathbf{D}[k] \end{aligned} \quad (\text{E.4})$$

$$\mathbf{Y}[k] = \begin{bmatrix} \hat{y}[k+1|k] \\ \hat{y}[k+2|k] \\ \vdots \\ \hat{y}[k+H_p|k] \end{bmatrix}, \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_d & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{C}_d \end{bmatrix}$$

以上の予測式は, H_p サンプル未来までの状態および出力が, 現在の状態, 1 サンプル前の制御入力, また H_u サンプル未来までの制御入力によって決まることを示している. 単純な予測の式として捉えると, 予測したい状態や出力が未来の入力の値に依存するため, 予測不可能であることがわかる. 一方で, H_u サンプル未来までの制御入力 $\Delta \mathbf{U}[k]$ を制御入力と捉えると, H_p サンプル未来までの状態・出力は, $\Delta \mathbf{U}[k]$ によって操作可能であることもわかる. よって, MPC は $\Delta \mathbf{U}[k]$ を最適化することで未来の状態・出力を制御することを考える.

E.2 MPC のための評価関数定式化

MPC では, 以下の評価関数の最適化を考える.

$$\begin{aligned} J[k] &= \sum_{i=H_w}^{H_p} \|\hat{\mathbf{y}}[k+i|k] - \mathbf{y}^{ref}[k+i|k]\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{H_u-1} \|\Delta \hat{\mathbf{u}}[k+i|k] - \Delta \mathbf{u}^{ref}[k+i|k]\|_R^2 + \sum_{i=H_w}^{H_p} \|\hat{\mathbf{x}}[k+i|k] - \mathbf{x}^{ref}[k+i|k]\|_S^2 \\ &= \|\mathbf{Y}[k] - \mathbf{Y}^{ref}[k]\|_Q^2 + \|\Delta \mathbf{U}[k] - \Delta \mathbf{U}^{ref}[k]\|_R^2 + \|\mathbf{X}[k] - \mathbf{X}^{ref}[k]\|_S^2 \end{aligned} \quad (\text{E.5})$$

重み行列 $\mathbf{Q}, \mathbf{R}, \mathbf{S}$ は正定な対称行列であれば, 任意の行列として設計して良い. \mathbf{O}^{ref} に関しては, 制御したい物理量のみを非ゼロとする. いま, 上式の評価関数を, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する 2 次形式に変形したい. そこで, 式 (E.3)(E.4) を代入

し式変形を施すと, 以下の関係式を得る.

$$\begin{aligned}
J[k] &= \frac{1}{2} \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{H}_{ess} \Delta \mathbf{U}[k] + \mathbf{J}_{aco}^T \Delta \mathbf{U}[k] \\
\mathbf{H}_{ess} &= \mathbf{\Theta}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Theta} + \mathbf{B}^T \mathbf{S} \mathbf{B} + \mathbf{R} \\
\mathbf{J}_{aco} &= -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Theta} - \mathbf{e}^T \mathbf{S} \mathbf{B} - \Delta \mathbf{U}^T \mathbf{R} \\
(\mathbf{e} &= \mathbf{X}^{ref} - \mathbf{A}_p \mathbf{x}[k] - \mathbf{B}_{p1} u[k-1] - \mathbf{E}_p \mathbf{D}[k], \mathbf{B} = \mathbf{B}_{p2}, \\
\boldsymbol{\epsilon} &= \mathbf{Y}^{ref} - \mathbf{\Phi} \mathbf{x}[k] - \mathbf{\Upsilon} u[k-1] - \mathbf{\Xi} \mathbf{D}[k])
\end{aligned} \tag{E.6}$$

E.3 入力・状態・出力の制約条件

本章では, 制約条件を定式化する. 制御系設計の際に, 状態や出力, 入力の値をある値以上 (もしくは以下) に抑えたいという制御要求が考えられる. 例えば以下のような制約を満たした制御が実現できることが好ましい.

$$\begin{aligned}
u_{min}[k+i|k] &\leq u[k+i|k] \leq u_{max}[k+i|k] \quad (i = 1, 2, \dots, H_u - 1) \\
\mathbf{x}_{min}[k+i|k] &\leq \mathbf{x}[k+i|k] \leq \mathbf{x}_{max}[k+i|k] \quad (i = 1, 2, \dots, H_p) \\
y_{min}[k+i|k] &\leq y[k+i|k] \leq y_{max}[k+i|k] \quad (i = 1, 2, \dots, H_p)
\end{aligned}$$

ここでは, 簡単化のため SISO 系の例を示している. 上記の制約を MPC の中で取り扱いたいが, 評価関数式 (E.6) は $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する関数なので, $\Delta \mathbf{U}[k]$ で表現された制約しか扱うことができない. ここで, 上記の制約は $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する制約に変形が可能であるので, その変形結果について述べておく.

まず制御入力の制約は, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する制約として以下のように変形できる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{F} \Delta \mathbf{U}[k] &\leq -\mathbf{F}_1 u[k-1] - \mathbf{f} \\
\mathbf{F} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 \\ -1 & -1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \mathbf{f} = \begin{bmatrix} -u_{max}[k|k] \\ u_{min}[k|k] \\ -u_{max}[k+1|k] \\ u_{min}[k+1|k] \\ \vdots \\ u_{max}[k+H_u|k] \\ -u_{max}[k+H_u-1|k] \\ u_{min}[k+H_u-1|k] \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{E.7}$$

続いて状態の制約を, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する制約として表現する. まず, ステップ k におけるステップ i 未来の状態の制

約は以下のように変形できる.

$$\mathbf{H}_p \mathbf{x}[k+i|k] + \boldsymbol{\eta}_i \leq \mathbf{0} \quad (\text{E.8})$$

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix}, \boldsymbol{\eta}_i = \begin{bmatrix} -x_{1\max}[k+i|k] \\ x_{1\min}[k+i|k] \\ \vdots \\ -x_{n\max}[k+i|k] \\ x_{n\min}[k+i|k] \end{bmatrix}$$

上記の制約を k ステップから $k + H_p$ ステップまで考慮すると,

$$\mathbf{H}_p \mathbf{X}[k] + \boldsymbol{\eta} \leq \mathbf{0} \quad (\text{E.9})$$

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_p & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{H}_p \end{bmatrix}, \boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_0 \\ \boldsymbol{\eta}_1 \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta}_{H_p} \end{bmatrix}$$

式 (E.3) を代入すれば, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する以下の式が得られる.

$$\mathbf{H}_p \mathbf{B}_{p2} \Delta \mathbf{U}[k] \leq -\boldsymbol{\eta} - \mathbf{H}_p \mathbf{A}_p \mathbf{x}[k] - \mathbf{H}_p \mathbf{B}_{p1} u[k-1] - \mathbf{H}_p \mathbf{E}_p \mathbf{D}[k] \quad (\text{E.10})$$

最後に出力の制約を, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する制約として表現する. まず, 出力に関する制約は以下のように変形できる.

$$\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{Y}[k] + \mathbf{g} \leq \mathbf{0} \quad (\text{E.11})$$

$$\boldsymbol{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{g} = \begin{bmatrix} -z_{\max}[k|k] \\ z_{\min}[k|k] \\ -z_{\max}[k+1|k] \\ z_{\min}[k+1|k] \\ \vdots \\ -z_{\max}[k+H_u-1|k] \\ z_{\min}[k+H_u-1|k] \end{bmatrix}$$

式 (E.4) を代入すれば, $\Delta \mathbf{U}[k]$ に関する以下の式が得られる.

$$\boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\Theta} \Delta \mathbf{U}[k] \leq -\mathbf{g} - \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{x}[k] - \boldsymbol{\Gamma} \Upsilon u[k-1] - \boldsymbol{\Gamma} \Xi \mathbf{D}[k] \quad (\text{E.12})$$

E.4 解くべき最適化問題

最終的に, MPC で各サンプリングごとに解くべき最適化問題は下記の通りとなる.

$$\begin{aligned}
 \min \quad & J[k] = \frac{1}{2} \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{H}_{ess} \Delta \mathbf{U}[k] + \mathbf{J}_{aco}^T \Delta \mathbf{U}[k] \\
 s.t. \quad & \mathbf{F} \Delta \mathbf{U}[k] \leq -\mathbf{F}_1 u[k-1] - \mathbf{f} \\
 & \mathbf{H}_p \mathbf{B}_{p2} \Delta \mathbf{U}[k] \leq -\boldsymbol{\eta} - \mathbf{H}_p \mathbf{A}_p \mathbf{x}[k] - \mathbf{H}_p \mathbf{B}_{p1} u[k-1] - \mathbf{H}_p \mathbf{E}_p \mathbf{D}[k] \\
 & \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\Theta} \Delta \mathbf{U}[k] \leq -\mathbf{g} - \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{x}[k] - \boldsymbol{\Gamma} \Upsilon u[k-1] - \boldsymbol{\Gamma} \Xi \mathbf{D}[k]
 \end{aligned}$$

上記の最適化問題は標準的な凸二次計画問題なので, 局所最小解が大域的最適解となる. また, 有効制約法や内点法などの標準的なアルゴリズムを適用することで求解が可能である.

参考文献

- [1] 内閣府, “高齢化社会白書,” <http://www8.cao.go.jp/kourei/whitepaper/index-w.html> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [2] 経産省 製造産業局 産業機械課, “2012 年 ロボット産業の市場動向,” <http://www.meti.go.jp/press/2013/07/20130718002/20130718002.html> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [3] 一般財団法人日本品質保証機構, “ISO 13482 (パーソナルケアロボット),” https://www.jqa.jp/service_list/fs/service/13482/index.html (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [4] J. Forlizzi and Carl DiSalvo. “Service Robots in the Domestic Environment: a Study of the Roomba Vacuum in the Home,” in *Proc of the 1st ACM SIGCHI/SIGART Conf. on Human-robot interaction*. ACM, 2006.
- [5] 廣瀬, 但馬, 鋤柄, 津坂, “不安定極を有するフィードバック補償を用いた小型移動体の姿勢安定化制御,” 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 133, No. 3, pp. 282-289, 2013
- [6] U. Yamaguchi, F. Saito, K. Ikeda, and T Yamamoto, “HSR, Human Support Robot as Research and Development Platform,” in *Proc. Int. Conf. on Avanced Mechatronics*, pp. 39-40, 2015
- [7] Christoph Borst et al, “Rollin’ Justin - Mobile Platform with Variable Base,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1597-1598, 2009
- [8] 小谷内, 丸山, 河井, 富田, “4 輪 4 脚フレキシブルパーソナルロボットの段差跨ぎ超え -3 眼立体視による段差検出と車輪脚協調歩容-,” 日本ロボット学会誌, Vol. 27, No. 8, pp. 825-832, 2009
- [9] 日本精工株式会社 「盲導犬型ロボットを開発」, <http://www.jp.nsk.com/company/presslounge/news/2011/press111027b.html> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [10] WHILL Inc., <https://whill.jp/features> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [11] H. G. Nguyen, J. Morrell, K. Mullens, A. Burmeister, S. Miles, N. Farrington, K. Thomas, and D. Gage. “Segway robotic mobility platform,” in *SPIE Proc. 5609: Mobile Robots XVII*, 2004.
- [12] トヨタ自動車株式会社 Winglet, http://www.toyota.co.jp/jpn/tech/personal_mobility/winglet.html (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [13] 本田技研工業株式会社 UNI-CUB, <http://www.honda.co.jp/UNI-CUB/> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [14] 「高齢者の自立生活を支えるパーソナルモビリティによる移動支援技術」, <http://www.irt.i.u-tokyo.ac.jp/reform/081114/index.shtml> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)

- [15] S. Nakajima, E. Nakano and T. Takahashi, "Motion control technique for practical use of a leg-wheel robot on unknown outdoor rough terrains," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, vol.2, pp. 1353-1358, 2004
- [16] S. Nakajima, "RT-Mover: a rough terrain mobile robot with a simple leg-wheel hybrid mechanism," *Int. Journal of Robotics Research*, Vol. 30, Issue. 13, pp. 1609-1626, 2011
- [17] CYBERDYNE 株式会社 HAL, <http://www.cyberdyne.jp/products/HAL/> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [18] A. B. Zoss, H. Kazerooni and A. Chu, "Biomechanical design of the Berkeley lower extremity exoskeleton (BLEEX)," in *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 11, no. 2, pp. 128-138, 2006
- [19] A. Esquenazi, M. Talaty, A. Packel, M. Saulino, "The Rewalk Powered Exoskeleton to Restore Ambulatory Function to Individuals with Thoracic-level Motor-Complete Spinal Cord Injury," *American Journal of Physics Medicine and Rehabilitation*, Vol. 91, Issue 11, pp. 911-921, 2012
- [20] E. Strickland, "Good-bye, wheelchair," in *IEEE Spectrum*, Vol. 49, No. 1, pp. 30-32, 2012
- [21] 中村, 神永, "高バックドライバビリティを実現する油圧駆動システム," *日本ロボット学会誌*, Vol. 31, No. 6, pp. 568-571, 2013
- [22] J. E. Pratt, B. T. Krupp, C. J. Morse, "The RoboKnee: An Exoskeleton for Enhancing Strength and Endurance During Walking," in *Proc. Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2430-2435, 2004
- [23] J. F. Veneman, R. Ekkelenkamp, R. Kruidhof, F. C. T. van der Helm, and H. van der Kooij, "A series elastic- and Bowden-cable-based actuation system for use as torque actuator in exoskeleton-type robots," *Int. Journal of Robotics Research*, vol. 25, no. 3, pp. 261-281, 2006.
- [24] K. Kong, J. Bae and M. Tomizuka, "Control of Rotary Series Elastic Actuator for Ideal Force-Mode Actuation in Human-Robot Interaction Applications," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 14, No. 1, pp. 105-118, Feb. 2009.
- [25] RT. ワークス株式会社 ロボットアシストウォーカー, <https://www.rtworke.co.jp/product/index.html> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [26] 株式会社安川電機「ロボット介護機器「屋内移動アシスト装置」を開発 -自分の足で「立って歩く」をサポート」, <https://www.yaskawa.co.jp/newsrelease/technology/14039> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [27] K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, "Motion control for advanced mechatronics," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 56-67, Mar. 1996
- [28] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust Servosystem Design with Two Degrees of Freedom and its Application to Novel Motion Control of Robot Manipulators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 40, No. 5, pp. 473-485, Oct. 1993

- [29] M. Iwasaki, K. Seki and Y. Maeda, "High-Precision Motion Control Techniques A Promising Approach to Improving Performance," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 6, No. 1, pp. 32-40, Mar. 2012
- [30] R. M. Kennel, "Encoders for Simultaneous Sensing of Position and Speed in Electrical Drives With Digital Control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, No. 6, pp. 1572-1577, Nov. 2007
- [31] A. Albu-Schäffer, "Unified Passivity Based Control Framework for Position, Torque and Impedance Control of Flexible Joint Robot," *The International Journal of Robotics Research*, Vol. 26, No. 1, pp. 23-39, Jan. 2007
- [32] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, "Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks - Comparative Study," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 2, pp. 1193-1206, Apr. 2007
- [33] R. Dhaouadi, K. Kubo and M. Tobise "Two-Degree-of-Freedom Robust Speed Controller for High-Performance Rolling Mill Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 29, No.5, pp. 400-407, Sep./Oct. 1993
- [34] L. Yi and M. Tomizuka, "Two-Degree-of-Freedom Control with Robust Feedback Control for Hard Disk Servo Systems," *IEEE/AMSE Trans. Mechatronics*, Vol. 4, No.1, pp.17-24, Mar. 1999
- [35] 藤本康孝, "外乱オブザーバを併用したスライディングモード制御と2自由度制御の比較", 横浜国立大学卒業論文, 1993.
- [36] Y. Fujimoto and A. Kawamura, "Robust Servo-System Based on Two-Degree-of-Freedom Control with Sliding Mode," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 42, No. 3, 272-280, Jun. 1995
- [37] T. Murakami, F. Yu, and K. Ohnishi, "Torque Sensorless Control in Multidegree-of-Freedom Manipulator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 40, No. 2, pp. 259-265, Apr. 1993
- [38] S. Katsura, Y. Matsumoto and K. Ohnishi, "Analysis and experimental validation of force bandwidth for force control," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 3, pp. 922-928, June 2006
- [39] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, "Stability and Robustness of Disturbance-Observer-Based Motion Control Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.62, No. 1, pp.414-422, Jan. 2015
- [40] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, "On the Explicit Robust Force Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.62, No. 3, pp.1581-1589, Mar. 2015
- [41] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, "An Adaptive Reaction Force Observer Design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.62, No. 3, pp.1581-1589, Apr. 2015
- [42] D. Grignion, X. Chen, N. Kar, and H. Qian, "Estimation of Load Disturbance Torque for DC Motor Drive Systems Under Robustness and Sensitivity Consideration," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 2, pp. 930-942, Feb. 2014
- [43] K. Cho, J. Kim, S. B. Choi, and S. Oh, "A High-Precision Motion Control Based on a Periodic Adaptive Disturbance Observer in a PMLSM," *IEEE Trans. Mechatronics*, Vol. 20, No. 5, pp. 2158-2171, Oct. 2015

- [44] Y. Hori, H. Sawada, and Y. Chun, "Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 46, No. 1, pp. 162-168, Feb. 1999
- [45] J. N. Yun, J. Su, Y. I. Kim, and Y. C. Kim, "Robust Disturbance Observer for Two-Inertia System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 7, pp. 2700-2710, July 2013
- [46] J. Nam and J. Su, "Design of a Disturbance Observer for a Two-Link Manipulator With Flexible Joints," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* Vol. 22, No. 2, pp. 809-815, Mar. 2014
- [47] R. Horng, H. Chou, and A. Lee, "Rejection of Limit Cycles Induced From Disturbance Observers in Motion Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 6, pp. 1770-1780, Dec. 2006
- [48] M. Hirata and T. Kidokoro, "Servo Performance Enhancement of Motion System via a Quantization Error Estimation Method—Introduction to Nanoscale Servo Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No.10, pp. 3817-3824, Oct. 2009
- [49] T. T. Phuong, R. Furusawa, M. Nandayapa, C. Mitsantisuk, and K. Ohishi, "FPGA-based Wideband Force Control System with Friction-Free and Noise-Free Force Observation," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 1, No. 3 pp. 178-190, Nov. 2012
- [50] M. Takeya and S. Katsura, "Modeling of Stochastic Disturbance Based on Quantum Physics for High-Performance Force Estimation," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 5, pp. 535-542, Sep. 2015
- [51] N. Kobayashi and T. Murakami, "Comparison of Force Control Performance Based on Only Acceleration Sensor with KF/EKF," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 5, pp. 559-567, Sep. 2015
- [52] F. Nishi and S. Katsura, "Nanoscale Motion Control Using Composite Filter for Disturbance Observer," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 2, pp. 98-104, Mar. 2014
- [53] H. Zhu and H. Fujimoto, "Suppression of Current Quantization Effects for Precise Current Control of SPMSM Using Dithering Techniques and Kalman Filter," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 10, No. 2, pp. 1361-1371, May 2013
- [54] M. Nandayapa, C. Mitsantisuk, and K. Ohishi, "High Performance Velocity Estimation for Controllers with Short Processing Time by FPGA," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 1, No. 1, pp. 55-61, July 2011
- [55] S. Yamada and H. Fujimoto, "Vibration Suppression Control for a Two-Inertia System using Load-Side High-Order State Variables Obtained by a High-Resolution Encoder," in *Proc. 40th IEEE IECON*, pp. 2897-2903, Oct. 2014
- [56] J.D. Han, Y.Q. He, and W.L. Xu, "Angular acceleration estimation and feedback control: An experimental investigation", *Mechatronics*, Vol. 17, Issue 9, pp. 524-532, Nov. 2007
- [57] Y. Yokokura K. Ohishi, and S. Katsura, "Fine Force Reproduction Based on Motion-Copying System Using Acceleration Observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 11, pp. 6213-6221, 2014

- [58] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *Int. Journal of Control*, Vol.76, Issue 9-10, pp. 924-941, June 2003
- [59] F. Janabi-Sharifi, V. Hayward, and C. J. Chen, "Discrete-Time Adaptive Windowing for Velocity Estimation," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 8, No. 6, pp. 1003-1009, Nov. 2000
- [60] S. Jin, R. Kikuuwe, and M. Yamamoto, "Improving Velocity Feedback for Position Control by Using a Discrete-Time Sliding Mode Filtering with Adaptive Windowing," *Advanced Robotics*, Vol.28, No.14, pp.943-953, July 2014
- [61] H. Zhu and T. Sugie, "Velocity Estimation of Motion Systems Based on Low-Resolution Encoders," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 135, Paper No: DS-11-1085, Jan. 2013
- [62] T. Shi, Z. Wang, and C. Xia, "Speed Measurement Error Suppression for PMSM Control System Using Self-Adaption Kalman Observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 5, pp. 2753-2763, May 2015
- [63] W. Zhu and T. Lamarche, "Velocity Estimation by Using Position and Acceleration Sensors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 5, pp. 2706-2715, Oct. 2007
- [64] S. Jeon and M. Tomizuka, "Benefits of acceleration measurement in velocity estimation and motion control," *Control Engineering Practice*, Vol. 15, Issue 3, pp. 325-332, Mar. 2007
- [65] J. Zheng and M. Fu, "A Reset State Estimator Using an Accelerometer for Enhanced Motion Control With Sensor Quantization," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 18, No. 1, pp. 79-90, Jan. 2010
- [66] R. Antonello, K. Ito, and R. Oboe, "Acceleration Measurement Drift Rejection in Motion Control Systems by Augmented-State Kinematic Kalman Filter," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 3, pp. 1953-1961, Mar. 2016
- [67] R. Oboe and D. Pilastro, "Use of Load-side MEMS Accelerometers in Servo Positioning of Two-Mass-Spring Systems," in *Proc. 41th IEEE IECON*, pp.4603-4608, Nov. 2015
- [68] P. B. Schmidt and R. D. Lorenz, "Design Principles and Implementation of Acceleration Feedback to Improve Performance of dc Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, No.3, pp. 594-599, May/June 1992
- [69] W. L. Xu, J. D. Han, S. K. Tso, and Y. C. Wang, "Contact Transition Control via Joint Acceleration Feedback," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, No.1, pp. 150-158, Feb. 2000
- [70] Y. Marushita, H. Ikeda, and H. Sugie, "Vibration Suppression Control using the Load-side Acceleration Feedback," in *Proc. 33th IEEE IECON*, pp. 810-815, Nov. 2007
- [71] J. Kang and S. Sul, "Vertical-Vibration Control of Elevator Using Estimated Car Acceleration Feedback Compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, No. 1, pp. 91-99, Feb. 2000
- [72] A. Jinzenji, T. Sasamoto, K. Aikawa, S. Yoshida, and K. Aruga, "Acceleration feedforward control against rotational disturbance in hard disk drives," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 37, Issue. 2, pp. 888-893, Mar. 2001

- [73] W. Shang and S. Cong, "Motion Control of Parallel Manipulators Using Acceleration Feedback," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* Vol. 22, No. 1, pp. 314-321, Jan. 2014
- [74] S. Katsura, K. Irie, and K. Ohishi, "Wideband Force Control by Position-Acceleration Integrated Disturbance Observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 4, pp. 1699-1706, Apr. 2008
- [75] C. Mitsantisuk, K. Ohishi, and S. Katsura, "Estimation of Action/Reaction Forces for the Bilateral Control Using Kalman Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 11, pp. 4383-4393, Nov. 2012
- [76] C. Mitsantisuk, M. Nandayapa, K. Ohishi, and S. Katsura, "Design for Sensorless Force Control of Flexible Robot by Using Resonance Ratio Control Based on Coefficient Diagram Method," *Journal of AUTOMATIKA*, Vol. 54, No. 1, pp.62-73, Feb. 2013
- [77] T. Yoshioka, T. T. Phuong, A. Yabuki, K. Ohishi and 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, pp. 589-590, 2015
- [78] G. A. Pratt and M. Williamson, "Series Elastic Actuators," in *IEEE/RSJ Intelligent Robots and Systems (IROS)*, Vol.1, pp.399-406, 1995
- [79] K. Kong, J. Bae, and M. Tomizuka, "A Compact Rotary Series Elastic Actuator for Human Assistive Systems," *IEEE/AMSE Trans. on Mechatronics*, Vol.17, No.2, 2012
- [80] H. Vallery, R. Ekkelenkamp, H. Kooji and M. Buss, "Passive and Accurate Torque Control of Series Elastic Actuators," in *IEEE/RSJ Intelligent Robots and Systems (IROS)*, Vol.1, pp.399-406, 2007
- [81] G. Wyeth, "Control Issues for Velocity Sourced Series Elastic Actuators," in *IEEE/RSJ Intelligent Robots and System (IROS)*, Vol.1, pp.399-406, 2007
- [82] N. Paine, J. S. Mehling, J. Holley, N. A. Radford, G. Johnson, and C. Fok, "Actuator Control for the NASA-JSC Valkyrie Humanoid Robot: A Decoupled Dynamics Approach for Torque Control of Series Elastic Robots," *Journal of Field Robotics*, vol. 32, issue. 3, pp.378-396, 2015
- [83] M. Hopkins, S. Ressler, D. Lahr, A. Leonessa, and D. Hong, "Embedded Joint-Space Control of a Series Elastic Humanoid," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2015
- [84] N. Paine, S. Oh and L. Sentis, "Design and Control Considerations for High-Performance Series Elastic Actuators," in *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 19, no. 3, pp. 1080-1091, 2014.
- [85] A. Calanca, L. Capisani, and P. Fiorini, "Robust Force Control of Series Elastic Actuators," *Actuators*, vol. 3, pp. 182204, 2014.
- [86] M. Wang, L. Sun, W. Yin, S. Dong and J. Liu, "A novel sliding mode control for series elastic actuator torque tracking with an extended disturbance observer," *IEEE Int. Conf. on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, pp. 2407-2412, 2015

- [87] E. Guizzo and E. Ackerman, "The rise of the robot worker," in *IEEE Spectrum*, Vol. 49, No. 10, pp. 34-41, 2012
- [88] B. Vanderborght, et. al, "Variable impedance actuators: A review," *Robotics and Autonomous Systems*, Vol.61, Issue 12, pp. 1601-1614, 2013
- [89] K. Kong, J. Bae, and M. Tomizuka, "Torque Mode Control of a Cable-Driven Actuating System by Sensor Fusion," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol.135, 2013
- [90] D. Rollinson, et. al, "Design and Architecture of a Series Elastic Snake Robot," in *IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems(IROS)*, 2014
- [91] K. Ohnishi, S. Katsura, and T. Shimono, "Motion Control for Real-World Haptics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 4, No. 2, pp. 16-19, June 2010
- [92] S. Katsura, W. Iida, and K. Ohnishi, "Medical Mechatronics – An Application to Haptic Forceps," *Annual Reviews in Control*, Issue. 29, pp. 237-245, Nov. 2005
- [93] S. Katsura, W. Yamanouchi, and Y. Yokokura, "Real-World Haptics: Reproduction of Human Motion," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 6, No. 1, pp. 25-31, Mar. 2012.
- [94] B. Hannaford, "A Design Framework for Teleoperators with Kinesthetic Feedback," *IEEE Trans. Robot. Autom.*, Vol. 5, No. 4, pp. 426-434, Aug. 1989
- [95] Y. Yokokohji, and T. Yoshikawa "Bilateral Control of Master-Slave Manipulators for Ideal Kinesthetic Coupling – Formulation and Experiment," *IEEE Trans. Robot. Autom.*, Vol. 10, No. 5, pp. 605-620, Oct. 1994
- [96] K. Hashtrudi-Zaad, and S. E. Salcudean, "Bilateral Parallel Force/Position Teleoperation Control," *Journal of Field Robotics*, Vol. 19, No. 4, pp.155-167, Jan. 2002
- [97] S. Katsura and K. Ohnishi, "A Realization of Haptic Training System by Multilateral Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 6, pp. 1935-1942, Dec. 2006
- [98] T. Shimono, S. Katsura, and K. Ohnishi, "Abstraction and Reproduction of Force Sensation From Real Environment by Bilateral Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 2, pp. 907-918, Apr. 2007
- [99] E. A. Baran, A. Kuzu, S. Bogosyan, M. Gokasan and A. Sabanovic, "Comparative Analysis of a Selected DCT-Based Compression Scheme for Haptic Data Transmission," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 12, No. 3, pp. 1146-1155, June 2016.
- [100] M. Tajiri and Y. Fujimoto, "Design of Bilateral Control Based on Complementary Sensitivity Function using Velocity Information," in *Proc. 41st Annu. Conf. of the IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 4412-4417, Nov. 2015
- [101] S. Katsura, Y. Matsumoto, K. Ohnishi, "Modeling of Force Sensing and Validation of Disturbance Observer for Force Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 1, pp. 530-538, Feb. 2007
- [102] Y. Fujimoto and M. Tajiri, "Transfer Function-based Approach for Designing Two-channel Bilateral Control Systems," in *Proc. IEEE Int. Workshop on Sensing, Actuation, Motion Control, and Optimization*, IS1-5, Mar. 2016

- [103] S. Haddadin, A. Albu-Schaffer, A. De Luca and G. Hirzinger, "Collision detection and reaction: A contribution to safe physical Human-Robot Interaction," *IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2008
- [104] B. Siciliano and O. Khatib, "Springer Handbook of Robotics," *Springer*, 2008
- [105] S. Oh, K. Kong, and Y. Hori, "Design and Analysis of Force-Sensor-Less Power-Assist Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 2, 2014
- [106] S. P. Chan, and H. C. Liaw, "Generalized Impedance Control of Robot for Assembly Tasks Requiring Compliant Manipulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 43, No. 4, 1996
- [107] H. K. Kim, J. M. Carmena, J. Biggs, T. L. Hanson, M. A. L. Nicolelis, and M. A. Srinivasan, "The Muscle Activation Method: An Approach to Impedance Control of Brain-Machine Interfaces Through a Musculoskeletal Model of the Arm," *IEEE Trans. Biomedical Engineering.*, Vol. 54, No. 8, 2007
- [108] A. Gupta and M. K. O' Maley, "Design of a Haptic Arm Exoskeleton for Training and Rehabilitation," *IEEE/ASME Trans. on Mechatron.*, Vol. 11, No. 3 pp. 280-289, 2006
- [109] A. Calanca, R. Muradore, and P. Fiorini, "A Review of Algorithms for Compliant Control of Stiff and Fixed-Compliance Robots," *IEEE/AMSE Trans. Mechatron.*, Vol. 14, No. 3, 2015
- [110] T. Valency and M. Zacksenhouse, "Accuracy/Robustness Dilemma in Impedance Control," *IEEE/AMSE Trans. Mechatron.*, Vol. 14, No. 3, 2009
- [111] S. H. Kang, M. Jin, and P. H. Chang, "A Solution to the Accuracy/Robustness Dilemma in Impedance Control," *IEEE/AMSE Trans. Mechatron.*, Vol. 14, No. 3, 2009
- [112] H. Adachi, N. Koyachi, T. Arai, A. Shimuzu and Y. Nogami. "Mechanism and control of a leg-wheel hybrid mobile robot," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1792-1797, 1999
- [113] G. Endo and S. Hirose, "Study on Roller-Walker (multi-mode steering control and self-contained locomotion)," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2808-2821, 2003
- [114] T. Yoshioka, T. Takubo, T. Arai, and K. Inoue, "Hybrid Locomotion of Leg-Wheel ASTERISK H," *Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 20, No. 3, pp. 403-412, 2008
- [115] Y. J. Dai, E. Nakano, T. Takahashi and H. Ookubo, "Motion Control of Leg-wheel Robot for an Unexplored Outdoor Environment," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems*, pp. 402-409, 1998
- [116] J. Smith, I. Sharf and M. Trentini, "PAW: a Hybrid Wheeled-Leg Robot," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 4043-4048, 2006
- [117] A. Halme, I. Leppanen, S. Salmi, and S. Ylonen, "Hybrid Locomotion of a Wheel-legged Machine," in *Proc. Int. Conf. on Climbing and Walking Robots*, Madrid, Spain, 2000.
- [118] B. H. Wilcox, "ATHLETE: A Cargo and Habitat Transporter for the Moon," in *Procc. IEEE Aerospace conference*, pp. 1-7, 2009

- [119] NASA Curiosity Rover, http://www.nasa.gov/mission_pages/msl/index.html (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [120] Uluc Saranlı, Martin Buehler and Daniel E. Koditschek, “RHex: A Simple and Highly Mobile Hexapod Robot,” *Int. Journal of Robotics Research*, Vol. 20, No. 7, pp.616-631
- [121] S. Shen, C. Li, C. Cheng, J. Lu, S. Wang, and P. Lin, “Design of a Leg-Wheel Hybrid Mobile Platform,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robots and Interigent Systems (IROS)*, pp.4682-4687, 2009
- [122] Kiribayashi. S, Okada. Y, Tadokoro. S, ishimura. T, Yoshida. T, Koyanagi. E, Hada. Y, “Redesign of rescue mobile robot Quince,” in *Proc. IEEE Int. Symposium on Safety, Security, and Rescue Robotics (SSRR)*, pp. 13-18, 2011
- [123] F. Michaud, D. Ltourneau, M. Arsenault, Y. Bergeron, et al., “Multi-Modal Locomotion Robotic Platform Using Leg-Track-Wheel Articulations,” *Autonomous Robots*, Vol. 18, No. 2, pp. 137-156, 2005
- [124] 高橋, 横田, 王, 森, 中野: “車両幅可変型全方向移動ロボットの機構と制御”, 日本ロボット学会誌, Vol. 19, No. 5, pp. 638-645, 2001
- [125] 豊田, 野中: “冗長な多関節機構を有する車両型ロボットの目標軌道追従制御”, 日本機械学会 第 9 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, pp. 553-556, 2005
- [126] Q. Fu and V. Krovı, “Articulated Wheeled Robots: Exploiting Reconfigurability and Redundancy,” in *Proc. ASME Dynamic Systems and Control Conference, DSCC2008-130*, Ann Arbor, 2008.
- [127] P. R. Giordano, M.Fuchs, A. Albu-Schaffer and G. Hirzinger, “On the Kinematic Modeling and Control of a Mobile Platform Equipped with Steering Wheels and Movable Legs,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, 2009.
- [128] S. Moosavian and A. Mozdbaran, “Dynamics and Motion Planning of a Wheel-Legged Mobile Robot,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control*, pp. 581-586, 2007
- [129] C. Grand, F. Benamar and F. Plumet, “Motion Kinematics Analysis of Wheeled-Legged Rover Over 3D Surface With Posture Adaptation,” *Int. J. Mechanism and Machine Theory*, pp. 477-495, 2010
- [130] T. Thomson, I. Sharf, B. Beckman, “Kinematic Control and Posture Optimization of a Redundantly Actuated Quadruped Robot,” in *Proc. Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1895-1900, 2012
- [131] Sang-ik An, Dong-Soo Kwon : “Design and Kinematic Analysis of a 6DOFs Omnidirectional Mobile Robot for the Gesture Expression”, *ICROS-SICE Int. Joint Conf.* , pp. 129-133, 2009.
- [132] A. Mutka and Z. Kovacic, “A Leg-wheel Robot-based Approach to the Solution of Flipper-track Robot Kinematics,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Control Applications*, pp. 1443-1450, 2011
- [133] Sang-ik An and Dong-Soo Kwon, “Zero-Moment Point Feedforward Balance Control of Leg-Wheel Hybrid Structures by using Input/Output Linearization,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 2759-2764, 2011.

- [134] Sang-ik An and Dong-Soo Kwon, “Zero-Moment Point Feedback Balance Control of Leg-Wheel Hybrid Structures by using Dynamic Decoupling and Control Allocation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 2759-2764, 2011.
- [135] 藤本, 梶田, “位置制御に基づく 2 足歩行技術”, 日本ロボット学会誌, vol. 30, no. 4, pp. 344-349, 2012
- [136] S. Kajita, F. Kanehiro, N. Kenji, K. Fujiwara, K. Harada, and K. Yokoi: “Biped Walking Pattern Generation by using Preview Control of Zero-Moment Point”, in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, pp.1620-1626, 2003
- [137] M. Krid and F. Benamar, “Design and Control of an Active Anti-Roll System for a Fast Rover,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robot and Systems (IROS)*, pp. 274-279, 2011
- [138] Y. Hosoda, S. Egawa, J. Tamamoto, R. Nakamura and T. Horiuchi, “MOBILE ROBOT,” *United States Patent*, 2010
- [139] N. Nazir, 中浦, 三平, “人間型ロボットの ZMP フィードバック制御における制御性能の限界,” 日本ロボット学会誌, Vol. 22, No. 5, pp. 656-665, 2004
- [140] R. M. Murray, Z. Li and S. S. Sastry, “Mathematical Introduction to Robotic Manipulators,” *CRC Press*, 1994
- [141] S. R. Buss “Introduction to Inverse Kinematics with Jacobian Transpose, Pseudo inverse and Damped Least Squares methods,” Typeset manuscript, available from <http://math.ucsd.edu/~sbuss/ResearchWeb>, 2004
(最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [142] Y. Fujimoto, A. Kawamura, “Three Dimensional Digital Simulation and Autonomous Walking Control for Eight-Axis Biped Robot,” in *Proc. Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2877-2884, 1995
- [143] T. Sugihara, Y. Nakamura, “Whole-body cooperative balancing of humanoid robot using COG Jacobian,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, vol.3, pp. 2575-2580, 2002
- [144] Y. Choi, D. Kim, Y. Oh, and B. You, “Posture/Walking Control for Humanoid Robot Based on Kinematic Resolution of CoM Jacobian With Embedded Motion,” *IEEE Trans. on Robotics*, Vol. 23, No. 6, pp. 1285-1293, 2007
- [145] 梶田, “ヒューマノイドロボット,” オーム社
- [146] A. C. Fang and N. Pollard, “Efficient synthesis of physically valid human motion,” in *ACM Transactions on Graphics*, in *Proc. ACM SIGGRAPH*, vol.22, no. 3, pp.417-426, 2003
- [147] Y. Morita and K. Ohnishi, “Attitude control of hopping robot using angular momentum,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology*, vol. 1, pp. 173-178, 2003
- [148] S.Kajita, F.Kanehiro, K.Kaneko, K.Fujiwara, K.Harada, K.Yokoi, and H.Hirukawa: “Resolved Momentum Control: humanoid motion planning based on the linear and angular momentum,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, Vol. 2, pp. 1644-1650, 2003

- [149] D. E. orin and A. Goswami, "Centroidal Momentum Matrix of a Humanoid Robot:Structure and Properties," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp.653-659, 2008
- [150] 吉川, "ロボット制御基礎論," pp. コロナ社
- [151] D.E. Whitney, "The Mathematics of Coordinated Control of Prosthetic Arms and Manipulators," *ASME Trans. on Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 94, No. 4, pp/303-309, 1972
- [152] 中村, 花房, "関節型ロボットアームの特異点低感度運動分解," 計測自動制御学会論文集, Vol. 20, No. 5, pp. 453-459, 1984
- [153] 杉原, "Levenberg-Marquardt 法による可解性を問わない逆運動学," 日本ロボット学会誌, Vol. 29, No. 3, pp. 269-277, 2011
- [154] G. Campion, G. Bastin, and B. D. Novel, "Structural properties and classification of kinematic and dynamic models of wheeled mobile robots," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 12, no. 1, pp 47-62, 1996.
- [155] A. Luca, G. Oriolo and P. Giordano, "Kinematic Control of Nonholonomic Mobile Manipulators in the Presence of Steering Wheels," in *Proc. IEEE. Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1792-1798, 2010
- [156] K. Nagano and Y. Fujimoto, "Comparison of Methods for Solving the Singular Configuration of a Wheel-Legged Mobile Robot," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 5, No. 5, pp. 378391, 2016.
- [157] Y. Nakamura, H. Hanafusa and T. Yoshikawa, "Task Priority Based Redundancy Control of Robot Manipulators," *Int. Journal of Robotics Research*, Vol.6, No.2, pp.3-15, 1987.
- [158] M. Vukobratovich, "Zero-moment point-thirty five years of its life," *Int. Journal of Humanoid Robot*, Vol. 1, pp. 157173, 2004
- [159] A. Takanishi, M. Ishida, Y. Yamazaki, and I. Kato, "The Realization of Dynamic Walking by the Biped Walking Robot," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 459-466, 1985
- [160] T. shiraishi and H. Fujimoto, "Trajectory Tracking Control Method Based on Zero-Phase Minimum-Phase Factorization for Nonminimum-Phase Continuous-Time System," in *Proc. the 12th IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*, 2012
- [161] C. J. Kempf and S. Kobayashi: "Disturbance Observer and Feedforward Design for a High-Speed Direct-Drive Positioning Table," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol.7, no.5, pp.513-526, 1999
- [162] L.R.Rabiner and B. Gold, "Theory and application of Digital Signal Processing," Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J.
- [163] Q. Huang, K. Tanie, and S. Sugano, "Stability compensation of a mobile manipulator by manipulator motion : feasibility and planning," *Advanced Robotics*, Vol. 13, No. 1, pp 25-40, 1999
- [164] D. Choi and J. Oh, "ZMP stabilization of Rapid Mobile Manipulator," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 883-888, 2012

- [165] S. Lee, M. Leibold, M. Buss, and F. Park, "Online Stability Compensation of Mobile Manipulators Using Recursive Calculation of ZMP Gradients," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 850-855, 2012
- [166] J. Yamaguchi, A. Takanishi, and I. Kato, "Experimental Development of a Foot Mechanism with Shock Absorbing Material for Acquisition of Landing Surface Position Information and Stabilization of Dynamic Biped Walking," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2892-2899, 1995.
- [167] S. Kajita, M. Morisawa, K. Miura, S. Nakaoka, K. Harada, K. Kaneko, F. Kanehiro, and K. Yokoi, "Biped Walking Stabilization Based on Linear Inverted Pendulum Tracking," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 4489-4496, 2010
- [168] S. Kajita, K. Yokoi, M. Saigo, and K. Tanie, "Balancing a Humanoid Robot Using Backdrive Concerned Torque Control and Direct Angular Momentum Feedback," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, Vol. 4, pp. 3376-3382, 2001
- [169] 佐藤, 境野, 大西, "二足歩行ロボットの歩行安定化のための ZMP 外乱オブザーバの一設計法," 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 3, 2010
- [170] Y. Fujimoto and A. Kawamura, "Simulation of an Autonomous Biped Walking Robot Including Environmental Force Interaction," *IEEE Robotics and Automation Magazine*, Vol. 5, No. 2, pp. 33-42, 1998
- [171] "体幹位置コンプライアンス制御を用いた人間型ロボットの歩行安定化," 第 17 回日本ロボット学会学術講演会予稿集, pp. 1193-1194, 1999
- [172] S. Kanzaki, K. Okada, and M. Inaba, "Bracing behavior in humanoid through preview control of impact disturbance," in *Proc. 5th IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots*, 2005, pp. 301-305.
- [173] A. Ibanez, P. Bidaud and V. Padois, "Unified Preview Control for Humanoid Postural Stability and Upper-limb Interaction Adaptation," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2012
- [174] 佐藤, 境野, 大西, "2 足歩行ロボットの歩行安定化のための ZMP 外乱オブザーバの一設計法," 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 130, No. 3, pp. 283-292, 2010
- [175] 堀 洋一, 外乱推定型ロバストメカニカル制御, システム制御情報学会チュートリアル, pp. 47-99, 1994
- [176] H. Fujimoto and B. Yao, "Multirate Adaptive Robust Control for Discrete-Time Non-minimum Phase Systems and Application to Linear Motors," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 10, No. 4, 2005
- [177] G. Marani, J. Kim, J. Yuh, and W. K. Chung, "A Real-time Approach for Singularity Avoidance in Resolved Motion Rate Control of Robotic Manipulators," in *Proc. Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1973 - 1978, 2002
- [178] A. Hourtash, "The Kinematic Hessian and Higher Derivatives," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation*, pp. 169-174, 2005

- [179] 結城, 村上, 大西, “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
- [180] M. Iwasaki, M. Yamamoto, H. Hirai, Y. Okitsu, K. Sasaki, and T. Yajima, “Modelling and Compensation for Angular Transmission Error of Harmonic Drive Gearings in High Precision Positioning,” in *Proc. IEEE/ASME Int. Conf. on Advanced Intelligient Mechatronics (AIM)*, pp. 662-667, 2009
- [181] 青木, 藤本, 堀, 高橋, “自己共振相殺外乱オブザーバを用いた 2 慣性系のロバスト制御とそのヒューマノイドロボットへの適用,” 産業計測制御研究会 IIC, IIC-12-179, 2012
- [182] A. Baerveldt, R. Klang, “A low-cost and low-weight attitude estimation system for an autonomous helicopter,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Engineering Systems*, pp.391-395, 1997
- [183] RTAI - the RealTime Application Interface for Linux, <https://www.rtai.org/> (最終検索日: 2017 年 3 月 10 日)
- [184] Gaël Guennebaud and Benoît Jacob and others, “Eigen v3,” <http://eigen.tuxfamily.org>, 2010
- [185] 須賀, 藤本, “安全な 2 足ロボットの実現に向けた弾性アクチュエータの各軸独立による多軸制振制御,” 日本ロボット学会誌 Vol.30, No.5, pp.515-523, 2012
- [186] Jan M. Maciejowski, 足立, 菅野, “モデル予測制御: 制約のもとでの最適制御,” 東京電機大学出版局, 2005
- [187] A. Goswami and V. Kallem, “Rate of change of angular momentum and balance maintenance of biped robots,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, Vol. 4, pp. 3785-3790, 2004
- [188] B. Ugurlu and A. Kawamura, “Bipedal Trajectory Generation Based on Combining Inertial Forces and Intrinsic Angular Momentum Rate Changes: Eulerian ZMP Resolution,” *IEEE Trans. on Robotics*, Vol. 28, No. 6, pp. 1406-1415, 2012

謝辞

本研究を進めるにあたり、日頃から親切かつ丁寧な御指導、御助言を頂いた藤本康孝教授に深く感謝致します。また、本研究の一部は、JSPS 科研費 15J06727 の助成を受けたものです。本研究を遂行するにあたりご支援を頂いた日本学術振興会に御礼申し上げます。

指導教官の藤本康孝教授には、学部研究室配属時から5年間ご指導を頂きました。修士号取得後、企業に所属していた私に博士号取得の道をご提示頂き、研究活動に専念できる環境を与えて頂いたことに心より感謝いたします。また、本論文を審査して頂いた下野誠通准教授、辻隆男准教授、河村篤男教授、大山力教授に感謝を申し上げます。特に下野誠通准教授、河村篤男教授には、審査を通じて多くの有益なご指摘、ご助言を頂きました。重ねて御礼を申し上げます。論文誌の共著者になって頂いた慶應義塾大学の村上俊之教授、Padova 大学の Roberto Oboe 准教授には、投稿に際して多くのご助言を頂きましたこと、御礼を申し上げます。

研究室の皆様には、研究に関する議論や相談相手になって頂きましたこと、感謝申し上げます。特に、永野健太君には脚車輪型移動ロボットの実験に際してご支援頂きました。また、研究に行き詰まった際に議論の相手になって頂きました。誠にありがとうございました。小山昌人君には、ゼミ等において研究に関する多くのご助言を頂き、また制御設計に関して多々議論の相手になって頂きましたこと、感謝を申し上げます。また、バイラテラル制御の実験環境をご提供頂いた田尻将大君に感謝致します。英文執筆に際して多くの助言をくださった Cyusa Simba Christophe, Rodrigo Carnier に感謝を申し上げます。また、学会発表等でご一緒させて頂いた同大学の河村研究室や下野研究室、また他大学の関連研究室の皆様方にも御礼申し上げます。

豊島真澄様には、博士後期課程進学に際してご相談に乗って頂き、決断の後押しとなるご意見を頂きましたこと、御礼申し上げます。また、企業を退職し博士後期課程へ進学することにご理解・ご支援を頂いた鈴木延保様、ゆり様、いつ子様、香織様、加地晃代様に感謝いたします。最後に、博士後期課程時、研究活動や就職活動、博士論文執筆に至るまでの困難な時期に精神的に支えて頂いた妻、鈴木巴様に感謝を申し上げます。

発表文献

論文誌論文 (査読有り)

- [1] A. Suzumura, Y. Fujimoto, “Real-Time Motion Generation for High Wheel-Legged Mobile Robot Mobility,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 7, pp. 3648-3659, 2014
- [2] 鈴村, 藤本, “遠心力の予見に基づいた脚車輪型移動ロボットの旋回時の ZMP 誤差のフィードフォワード補償法,” 電気学会論文誌 D, Vol. 134-D, No. 3, pp. 258-267, 2014.
- [3] A. Suzumura, Y. Fujimoto, T. Murakami, and R. Oboe “A General Framework of SISO-Based Motion Controller with Multiple Sensor Feedback,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 12, pp. 7607-7620, 2016

国際会議論文 (査読有り)

- [4] A. Suzumura and Y. Fujimoto, “High Mobility Control for a Wheel-legged Mobile Robot Based on Resolved Momentum Control,” in Proc. *IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*, DOI: 10.1109/AMC.2012.6197115, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, Mar. 2012
- [5] A. Suzumura and Y. Fujimoto, “Control of Dynamic Locomotion for the Hybrid wheel-legged Robot by using Unstable-Zeros Cancellation,” in Proc. *IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2337-2342, DOI: 10.1109/ICRA.2012.6224968, St. Paul, Minnesota, USA, May 2012
- [6] A. Suzumura and Y. Fujimoto, “Workspace Control of a Wheel-Legged Mobile Robot for Gyration Locomotion with Movable Leg,” in Proc. *IEEE Int. Conf. on Mechatronics*, DOI: 10.1109/ICMECH.2013.6519117, Vicenza, Italy, Mar. 2013
- [7] A. Suzumura, Y. Fujimoto, “Three-Degree-of-Freedom Control and its Application to Motion Control Systems,” in Proc. *41st Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, DOI: 10.1109/IECON.2015.7392765, Yokohama, Japan, Nov. 2015
- [8] A. Suzumura, Y. Fujimoto, “On Multiple Disturbance Observers derived from Three-Degree-of-Freedom Control,” in Proc. *IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*, DOI: 10.1109/AMC.2016.7496390, Auckland, New Zealand, Apr. 2016
- [9] A. Suzumura, Y. Fujimoto, “Three-Degree-of-Freedom Control for Impedance Control with Encoder and Accelerometer,” in Proc. *41st Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, DOI: 10.1109/IECON.2016.7793247, Florence, Italy, Oct. 2016

国内会議論文・研究会論文(査読無し)

- [10] 鈴村, 藤本, “四脚四輪ハイブリッド型移動ロボットの開発と ZMP を規範とした動歩行のための一制御手法,” 日本ロボット学会学術講演会, 111-7, 東京, 9 月, 2011.
- [11] 鈴村, 藤本, “タスクの優先順位を考慮した脚車輪ハイブリッド型移動ロボットの運動生成,” 電気学会産業計測制御研究会 IIC, IIC-12-076, 横浜, 3 月, 2012.
- [12] 鈴村, 藤本, “脚先位置を任意に変更可能な 4 脚 4 輪移動ロボットの旋回動作生成,” 日本ロボット学会学術講演会, 2F2-3, 札幌, 9 月, 2012.
- [13] 鈴村, 藤本, “遠心力による ZMP への影響の予見に基づく脚車輪型移動ロボットの高機動化,” 電気学会産業計測制御研究会 IIC, IIC-13-041, 千葉, 3 月, 2013.
- [14] 鈴村, 藤本, “直列弾性アクチュエータにおける N 自由度制御を用いた軸トルク制御に基づく負荷側仮想ダイレクトドライブ,” 3J2-07, 日本ロボット学会学術講演会, 東京, 9 月, 2015
- [15] 鈴村, 藤本, “加速度センサ情報を利用した N 自由度制御に基づく直列弾性アクチュエータの一制御法,” 1X2-04, 日本ロボット学会学術講演会, 山形, 9 月, 2016
- [16] 鈴村, 藤本, “伝達関数の分割による補感度関数表現に基づいたバイラテラル制御の性能改善,” メカトロニクス制御研究会 MEC, MEC16-007, 東京, 9 月, 2016

投稿予定

- [17] A. Suzumura and Y. Fujimoto, “Generalized Design of Position-based Bilateral Control Parameterized by Complementary Sensitivity Function,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*

受賞

- [18] 平成 25 年電気学会メカトロニクス制御技術委員会優秀論文発表賞, 2014 年 1 月 10 日
- [19] 平成 25 年電気学会産業応用部門優秀論文発表賞, 2014 年 3 月 31 日
- [20] IEEE IECON Best Presentation in session (Session name: ”Motion Control I”), 9, Nov., 2015