

—修士学位論文—

入出力データを用いた非反証制御に基づく
力制御系の設計に関する研究

A Study on Design of Force Control System Based
on Unfalsified Control Using Input/Output Data

平成29年度

三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 電気電子工学専攻
山本 直輝

目次

第1章 緒言	1
1.1 研究背景と目的	1
1.2 論文の構成	3
第2章 力制御系の構築	5
2.1 力制御系の基本構成	5
2.2 リニアモータのモデル化	6
2.3 外乱オブザーバ ^[11]	7
2.4 反力推定オブザーバ ^[12]	8
2.5 力制御系	9
2.5.1 力制御系における問題点	9
第3章 入出力データに基づく力制御器設計	11
3.1 モデル参照制御問題	11
3.2 Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT)	12
3.3 小ゲイン定理に基づく安定制約	14
3.4 入出力データに基づいた力制御器の設計	17
3.5 シミュレーション	18
3.5.1 シミュレーション条件	18
3.5.2 シミュレーション結果	19
3.6 実機実験	21
3.6.1 実験条件	21
3.6.2 実験結果	22
第4章 非反証制御に基づく力制御系	24
4.1 非反証制御	24
4.2 評価式	25
4.2.1 オンラインへの適用	26

4.3	リセット条件に基づく評価	27
4.3.1	リセット時間の生成	27
4.4	提案する切り替え型力制御系	28
第 5 章	シミュレーション	29
5.1	シミュレーション条件	29
5.2	シミュレーション結果	29
第 6 章	実機実験	33
6.1	インピーダンス制御 ^[16]	33
6.2	実験条件	35
6.3	実験結果	35
第 7 章	まとめと今後の課題	39
7.1	まとめ	39
7.2	今後の課題	40
	参考文献	41
	謝辞	43
	論文目録	45

第1章 緒言

1.1 研究背景と目的

近年，産業界において労働者の減少や負担の軽減，また生産コストの削減が求められており，生産ラインの自動化が進められている。産業用ロボットは，高速かつ高精度の位置制御によって生産性向上に大きく貢献している。しかしながら，部品の組み付けのような組立やバリ取り，研磨などの環境との接触を伴う作業は，位置制御だけでは実現困難であり力制御も必要となる^[1]。さらに，産業界だけでなく，医療の現場においても精密な運動制御が要求されている。この要望を実現するべく装置としてリニアモータが積極的に採用されつつある^[2]。モーションコントロールを構成する基本要素は位置制御と力制御であり，文献[2]では，リニアモータを用いて精密な運動制御を実現するために外乱オブザーバを用いた位置制御系と力制御系を構築している。力制御は，環境との接触力をフィードバックすることにより接触力を自由に制御できるため，高精度な接触状態の制御が必要な作業に適した制御手法である。しかしながら，多くの産業用ロボットには位置制御のみが使用され，力制御の実用化には至っていない。ロボットの位置制御と力制御の研究がほとんど同時期に始まったにもかかわらず，力制御の実用化が遅れている原因の一つは，安定な力制御の実現が困難であることが考えられる^[3]。

力制御系には，ロボットが接触する環境ないし対象物の特性が含まれ，力制御系全体の特性を複雑化する。また，過大な力の印加を防ぎロボット先端が接触している対象物の保護が第一に要求される。一方で，一般的な力制御においては力指令に対する応答の速さも要求される。従来から力制御では，主に固定ゲインの制御器を用いた力フィードバック制御が行われてきた^[4]。文献[5]では，力制御においてPD制御が力の制御帯域を広め，追従性能が高めることからPD制御による性能向上について述べている。しかしながら，微分ゲインにより応答が振動的になり制御系の不安定化を招く恐れがあり，各ゲインの調整には試行錯誤を伴う。また，固定ゲイン制御器を用いた力制御では，対象物が持つ特性の変化に対して適応するのは困難である。したがって，接触環境が未知であったり変化したりする場合には，随時ゲイン調整が必要であり，試

行錯誤を伴う。この問題に対し、接触する環境の特性が推定できれば制御器の設計は容易になるという観点から、文献 [4] では、環境のパラメータを推定し、その推定値を用いて力制御器のゲイン調整を自動的に行う適応型の力制御器を実現している。しかしながら、環境のパラメータ推定には時間を必要とし、目標応答速度を小さめに設定することで安定な力応答が得られているが、力制御系の安定性を陽に考慮していない。そこで、力制御器のゲイン調整の際に安定性を考慮し試行錯誤を伴わない調整法が求められている。

制御系設計には制御対象の動特性に関する情報の取得と、その情報を効果的に制御器に組み込む手順が含まれている。一般的な制御器設計法のアプローチとして、モデルベース制御器設計法がある。この手法は制御対象の数式モデルを基に制御器の設計を行う。しかしながら、数式モデルの取得は制御対象の動特性の複雑さやモデリングの際に伴う煩雑さのため困難である。これは力制御系においてはより顕著に現れる問題である。一方で、モデルベース制御器設計法の代替手段として制御対象モデルを仲介することなく、制御対象より得られた入出力データから直接的に制御器を設計するデータ駆動型制御器設計法に関する研究が盛んに行われている^[6, 7]。データ駆動型制御器設計法では制御対象のモデリングやシステム同定などの煩雑な作業が不要である。また、制御器の構造を設計者が指定できるため、PID 制御器や PD 制御器など構造を指定された制御器の設計問題も容易に解くことができる。しかしながら、データ駆動型制御器設計法では、制御対象のモデルや不確かさの情報を利用できないため、設計された制御器が実際に閉ループ系を安定化するかどうかを実装前に判定することができない。機器の保全などの観点からも制御系を不安定化させることは好ましくなく、制御器を実装する前にその制御器が閉ループ系を安定化できるかどうかを判定する必要がある。このような背景の下、文献 [8] では小ゲイン定理に基づいて、入出力データのみを用いた安定判別法を提案している。これにより、設計された制御器を実装することなく閉ループ系の安定性の判定が可能であり、実システムへの適用例も報告されている。しかしながら、これらの適用例は位置制御系に関するものがほとんどである。そこで、本研究では、データ駆動型制御器設計法を力制御系へ適用し、データ駆動型制御器設計法に基づいた力制御器の設計法を提案する。この設計法では、接触環境も制御対象に含めて考え、環境への接触時に得られる力応答とその時の制御対象への入力データを用いることで接触環境を考慮した力制御器の設計を可能としている。また、取得したデータを用いて小ゲイン定理に基づく安定制約を付加することで、力制御系の安定性の考慮も可能である。

しかしながら，上記の手法では，接触環境が変化する場合には再びデータ取得を行い，力制御器を再設計する必要がある。一般に，力制御を適用したロボットを剛性の高い硬い環境に接触させると，制御系が不安定になりやすいことが知られている。これを接触安定問題という^[9]。つまり，固定ゲイン制御器を用いた力制御では，接触環境の変化に対応するのは困難である。そこで，本研究では文献 [10] で提案されている非反証制御に注目し，非反証制御に基づいた切り替え型力制御系を提案する。非反証制御とは，制御対象の入出力データから候補制御器の評価を行い，評価基準を満たさない制御器を候補制御器集合から取り除くことで，最終的に所望の制御器を得るという考え方である。非反証制御では，制御対象の入出力データから擬似参照信号を生成し，その信号を用いて評価することで，実際には使用していない制御器を用いた制御系の評価が可能である。この非反証制御の考え方にに基づき，接触環境の変化に対してオンラインデータから力制御器の評価を行い，評価基準を満たす制御器を判別し切り替えることで接触環境の変化に対応する。そして，提案手法をリニアモータを用いた 1 自由度ロボットを模擬したシミュレーションモデル，及び実験装置に適用し，提案手法の有効性を示す。

1.2 論文の構成

本論文は，全 7 章で構成されており，各章の内容は以下の通りである。

第 2 章 力制御系の構築

本研究で扱うリニアモータを用いた 1 自由度ロボットを例に力制御系について説明する。そして，ロバストな制御系を構築するために外乱オブザーバを組み込んだ力制御系について述べ，力制御系における問題点について説明する。

第 3 章 入出力データに基づく力制御器設計

データ駆動型制御器設計法の概要とその設計法の一つである Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) ^[6]，小ゲイン定理に基づく安定制約について説明する。さらに，シミュレーションや実機実験を通じて，これらの手法が力制御系へ適用可能であることを確認する。

第 4 章 非反証制御に基づく力制御系

力制御系における接触環境の変化に対応するために，非反証制御に基づいた切り替え型力制御系を提案する。

第 5 章 シミュレーション

提案手法を 1 自由度のリニアモータを模擬したモデルに対して適用して，シミュレーションにて有効性を確認する。

第 6 章 実機実験

提案手法を 2 つのリニアスライダを配した 1 自由度ロボットに適用し，実機実験にて有効性を確認する。

第 7 章 まとめと今後の課題

本研究のまとめと今後の課題について述べる。

第2章 力制御系の構築

本章では，本研究で扱うリニアモータを用いた1自由度ロボットを例に力制御系の構成について説明する。そこでまず，リニアモータの特性について示す。また，外乱に対してロバストな制御系を構築するために外乱オブザーバを用いて，リニアモータの力制御系の構築を行う。そして，力制御系における問題点について述べる。

2.1 力制御系の基本構成

図 2.1 に力制御系の簡略図を示す。

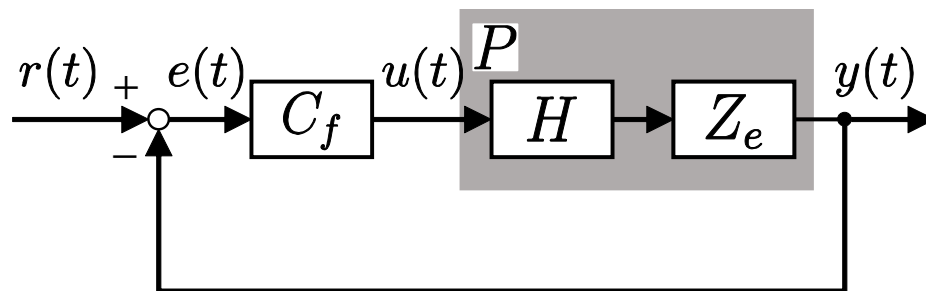


図 2.1: 力制御系の簡略図

ここで， $r(t)$ と $y(t)$ はそれぞれ力指令値と環境反力， $e(t)$ と $u(t)$ はそれぞれ力偏差と制御入力であり， C_f ， H ， Z_e はそれぞれ力制御器，ロボットの伝達関数，環境モデルである。このように，力制御系はロボットに加え接触環境の特性も含むことが特徴である。つまり，接触環境によっては力制御系の特性自体も変化する。そのため，接触環境が未知であったり変化したりする場合には，力制御系の性能劣化や不安定化を招く恐れがある。したがって，力制御系の設計にはロボットの特性に加え，接触環境を考慮した設計が必要となる。

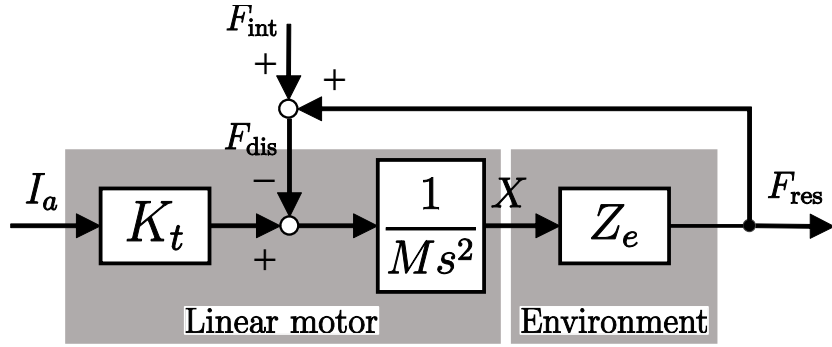


図 2.2: 制御対象のブロック図

2.2 リニアモータのモデル化

本節では、制御対象であるリニアモータの運動方程式について述べる。リニアモータの位置を X 、質量を M 、モータの駆動力と外乱力をそれぞれ F 、 F_{dis} とすると、運動方程式はラプラス領域で (2.1) 式で表される。

$$Ms^2X = F - F_{\text{dis}} \quad (2.1)$$

リニアモータは供給した電流に比例した推力を発生する。よって、モータの駆動力は (2.2) 式のように表される。

$$F = K_t I_a \quad (2.2)$$

ここで、 K_t は推力定数、 I_a はモータに供給した電流を表す。外乱力 F_{dis} は、環境反力 F_{res} や摩擦力などの内力 F_{int} があり、(2.3) 式のように表される。

$$F_{\text{dis}} = F_{\text{res}} + F_{\text{int}} \quad (2.3)$$

また一般に、接触環境はバネ・ダンパ系で表され、環境反力は、(2.4) 式のように表される。

$$F_{\text{res}} = K_e X + D_e sX \quad (2.4)$$

$$= (K_e + D_e s)X \quad (2.5)$$

$$= Z_e X \quad (2.6)$$

ここで、 K_e は環境の剛性、 D_e は粘性を表す。よって、(2.1) 式の運動方程式は (2.7) 式のように書き換えることができる。

$$Ms^2X + D_e sX + K_e X = K_t I_a - F_{\text{int}} \quad (2.7)$$

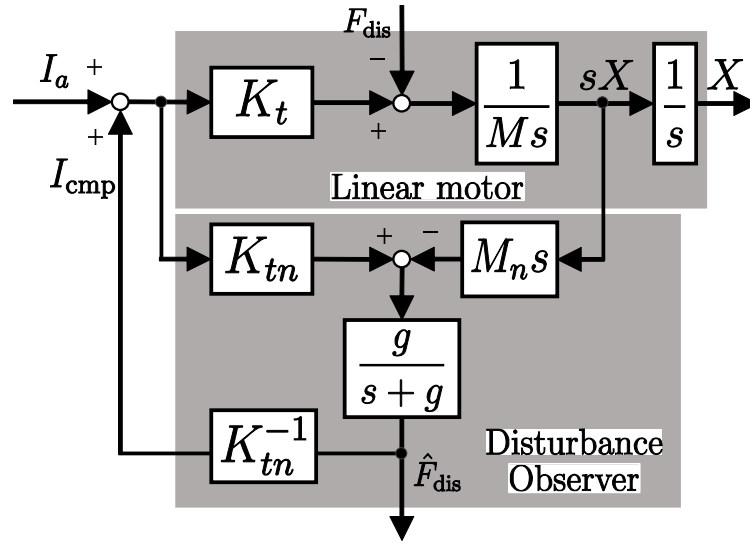


図 2.3: 外乱オブザーバ

以上より，制御対象のモデルをブロック線図で表すと図 2.2 のようになる。

2.3 外乱オブザーバ^[11]

モーションコントロールにおいて，制御対象のパラメータ変動や摩擦などの不確かさを含む外乱によって制御性能が損なわれる。文献 [11] では，外乱に対してロバストな制御系を実現させる手法として外乱オブザーバが提案されている。外乱オブザーバとは，摩擦力，パラメータ変動，外力などの制御対象に加わる外乱を外乱力として推定し，その推定した外乱力によって実際の外乱の影響を打ち消す制御アルゴリズムである。(2.1) 式より，外乱力 F_{dis} は (2.8) 式のように表される。

$$F_{dis} = K_{tn}I_a - M_ns^2X \quad (2.8)$$

ここで，添え字の \bullet_n は公称値を表す。外乱力はエンコーダの位置情報を擬似微分した加速度情報と電流 I_a から推定する。よって，図 2.2 のリニアモータに外乱オブザーバを用いた制御系を図 2.3 に示す。ここで， $\hat{\bullet}$ は推定値， g はローパスフィルタのカットオフ周波数， I_{cmp} は補償電流を表す。また，図 2.3 のローパスフィルタは，エンコーダ量子化誤差やセンサノイズなどに起因する高周波ノイズを除去する役割がある。した

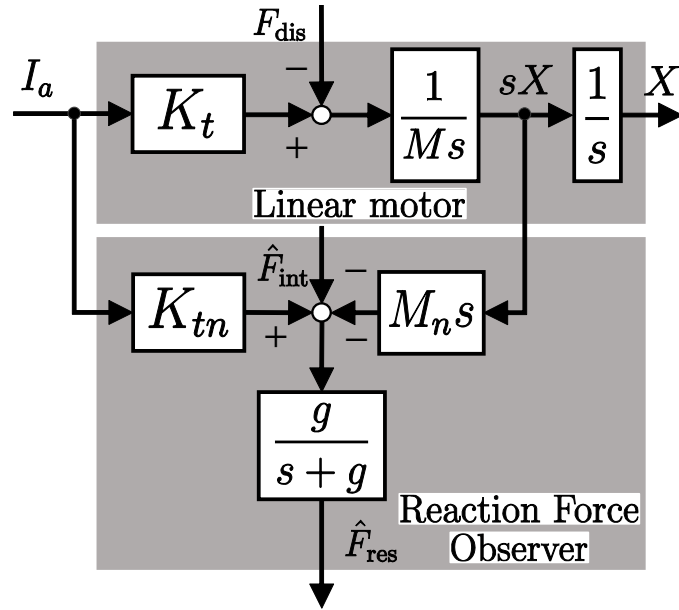


図 2.4: 反力推定オブザーバ

がって、外乱力 F_{dis} は推定外乱力 \hat{F}_{dis} として (2.9) 式で表される。

$$\begin{aligned}\hat{F}_{dis} &= \frac{g}{s+g}F_{dis} \\ &= \frac{g}{s+g}(K_{tn}I_a - M_ns^2X)\end{aligned}\quad (2.9)$$

外乱オブザーバを用いることで、出力を外乱によらず制御することが可能となる。

2.4 反力推定オブザーバ^[12]

力制御において、まずどのように環境反力を計測するかが問題となる。一般に反力を計測する方法は力センサを利用するものが多い。しかし、力センサは、設置場所に制限を受けることやセンサ自体が高価であり衝撃に弱いといった問題がある。そこで、本研究では力センサを用いずに反力推定オブザーバを利用する。反力推定オブザーバは 2.3 節で述べた外乱オブザーバに基づいた推定システムである。外乱力は (2.3) 式で表されるため、内力 F_{int} が既知もしくはあらかじめ同定することができれば、(2.10) 式より環境反力の推定値 \hat{F}_{res} が得られる。

$$\hat{F}_{res} = \frac{g}{s+g}(F_{dis} - \hat{F}_{int})\quad (2.10)$$

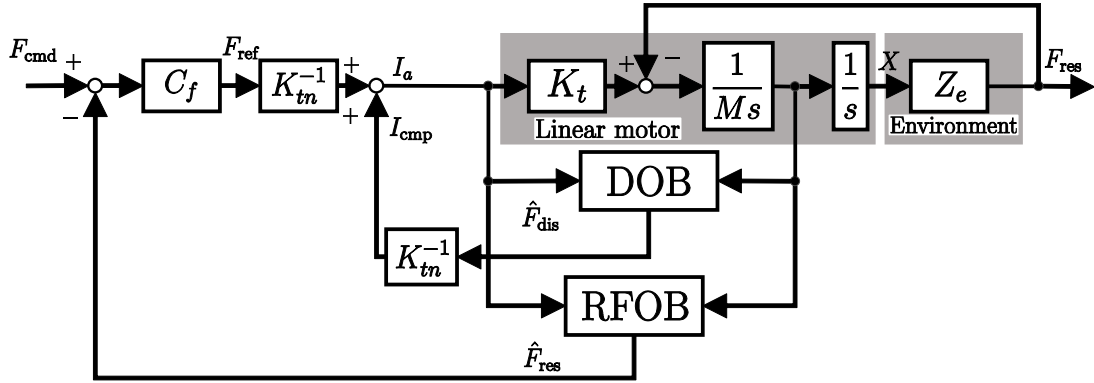


図 2.5: 力制御系

よって、反力推定オブザーバは図 2.4 のように表される。このように、電流参照値と加速度応答値から環境反力を推定することができる。また一般には、反力推定オブザーバによって環境反力を推定するには摩擦などの内力を同定する必要があるが、リニアモータは摩擦が非常に小さく摩擦を微小値として無視すると (2.10) 式は (2.11) 式に書き換えることができる。

$$\hat{F}_{res} = \frac{g}{s + g} F_{dis} \quad (2.11)$$

2.5 力制御系

2.3 節, 2.4 節で述べた外乱オブザーバと反力推定オブザーバを用いた力制御系のブロック線図を図 2.5 に示す。これより力制御則は, (2.12) 式のように表される。

$$F_{ref} = C_f(F_{cmd} - \hat{F}_{res}) \quad (2.12)$$

ここで, F_{cmd} は目標の力指令値を表す。このように, 環境反力 F_{res} を反力推定オブザーバにより推定し, フィードバックすることで力制御を行う。

2.5.1 力制御系における問題点

図 2.1, 図 2.5 に示したように力制御系にはロボットの特性に加え接触環境の特性が含まれ, 接触環境によっては力制御系の特性自体も変化する。そのため, 固定ゲイン制御器を用いた力制御では, 対象物が持つ特性の変化に適応するのは困難である。したがって, 接触環境が未知であったり変化する場合には, 随時力制御器のゲイン調整が必要となり, 試行錯誤を伴う。

これらの問題に対して，第 3 章では，データ駆動型制御器設計法を力制御系へ適用することで試行錯誤を伴わない力制御器のゲイン調整を可能とする。そして，第 4 章では，非反証制御に基づく切り替え型力制御系を提案し，接触環境の変化に対してオンラインデータから力制御器の評価を行い，評価基準を満たす制御器を判別し切り替えることで接触環境の変化に対応する。

第3章 入出力データに基づく力制御器設計

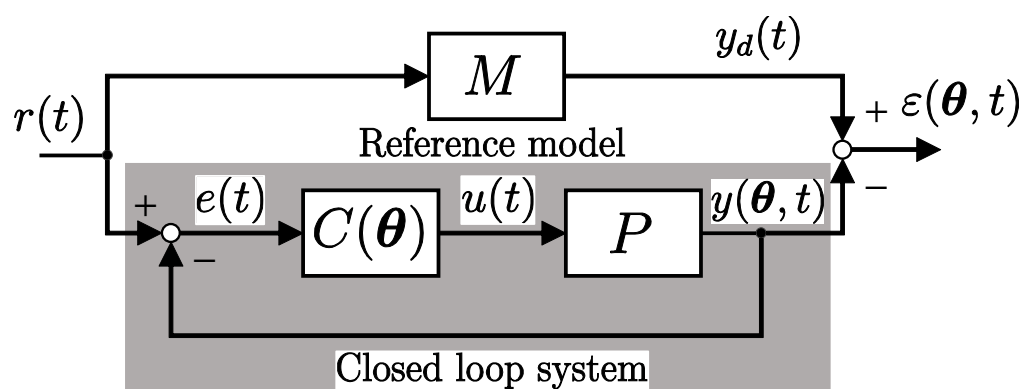


図 3.1: モデル参照制御問題

本章では、力制御系に対してデータ駆動型制御器設計法を適用することで、試行錯誤を伴わない力制御器の設計を可能とする。データ駆動型制御器設計法は、制御対象の入出力データを用いて直接制御器パラメータの調整を行う。そこで、図 2.1 のように接触環境 Z_e も制御対象 P に含めて考え、未知な環境への接触時に得られる力応答とその時の制御対象への入力データを用いることで接触環境を考慮した力制御器の設計を可能とする。そこでまず、データ駆動型制御器設計法に共通する設計問題であるモデル参照制御問題について述べる。そして、データ駆動型制御器設計法の一つである VRFT^[6]、小ゲイン定理に基づく安定制約について説明する。さらに、シミュレーションや実機実験を通じて、これらの手法が力制御系へ適用可能であることを示す。

3.1 モデル参照制御問題

設計目的は、前章の図 2.1 に示した未知な環境を含めた制御対象 P と制御器 $C(\theta)$ で構成される閉ループ系の特性と、(3.1) 式で表される達成したい閉ループ系である参照モデル M の特性との差が何らかのノルムに関して最小となるような固定次数制御器

$C(\hat{\theta})$ を設計することである。

$$M = \frac{PC^*}{1 + PC^*} \quad (3.1)$$

ここで C^* は参照モデルを達成する理想制御器であり、制御器 $C(\hat{\theta})$ を設計することは、理想制御器 C^* を求めることと等価である。この問題は例えば (3.2) 式のように参照モデルと閉ループ系との誤差システムの 2 ノルムの 2 乗を最小化する問題として定式化できる。

$$J_{MR}(\theta) = \left\| M - \frac{PC(\theta)}{1 + PC(\theta)} \right\|_2^2 \quad (3.2)$$

(3.2) 式の最小化は制御対象 P が既知である場合、 H_2 制御問題となり、図 3.1 に示すように、設計される閉ループ系及び参照モデル M に対して参照信号 $r(t)$ を印加した時に得られる (3.3) 式の実出力誤差 $\varepsilon(\theta, t)$ の 2 ノルムの 2 乗を最小化する制御器パラメータ $\hat{\theta}$ を求める問題と等価である。

$$\varepsilon(\theta, t) = y_d(t) - y(\theta, t) \quad (3.3)$$

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \|\varepsilon(\theta, t)\|_2^2 \quad (3.4)$$

データ駆動型制御器設計法において、(3.4) 式のモデル参照制御問題が典型的な制御器設計問題として扱われている。

3.2 Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT)

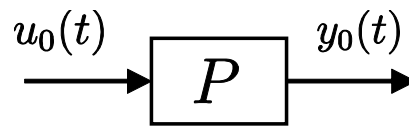


図 3.2: 入出力データの取得

本節では、データ駆動型制御器設計法の一つである VRFT^[6] について説明する。VRFT は、制御対象の一組の入出力データを利用して参照モデルと閉ループシステムの応答データが近くなるように制御器パラメータを求める手法である。

まず、図 3.2 に示すように制御対象 P の入出力データ $\{u_0(t), y_0(t)\}$ を取得する。次に (3.5) 式が成り立つような仮想参照入力 $\tilde{r}(t)$ を生成する。

$$y_0(t) = M\tilde{r}(t) \quad (3.5)$$

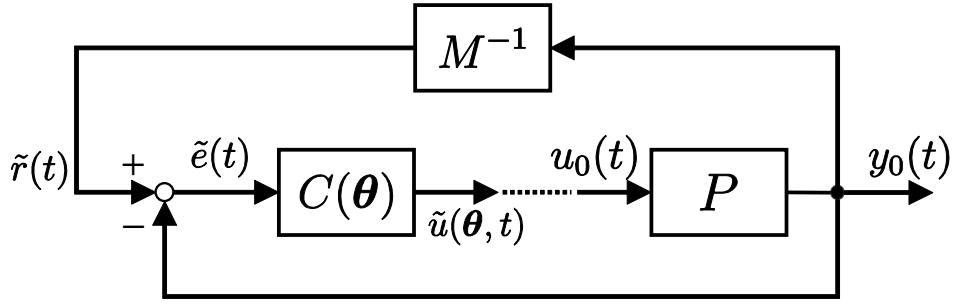


図 3.3: VRFT の概念図

また，制御器 $C(\boldsymbol{\theta})$ を離散時間の伝達関数 $\boldsymbol{\sigma}(z)$ とパラメータベクトル $\boldsymbol{\theta}$ を用いて (3.6) 式に示すように $\boldsymbol{\theta}$ に対して線形な形で定義する。

$$C(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\sigma}^T(z)\boldsymbol{\theta} \quad (3.6)$$

ここで， $\boldsymbol{\sigma}(z)$ ， $\boldsymbol{\theta}$ はそれぞれ (3.7)，(3.8) 式で定義する。

$$\boldsymbol{\sigma}(z) = [\sigma_1(z), \sigma_2(z), \dots, \sigma_n(z)]^T \quad (3.7)$$

$$\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]^T \quad (3.8)$$

n は制御器パラメータの数である。そのとき，偏差 $\tilde{e}(t)$ と仮想制御入力 $\tilde{u}(t)$ はそれぞれ (3.9) 式，(3.10) 式として計算できる。

$$\begin{aligned} \tilde{e}(t) &= \tilde{r}(t) - y_0(t) \\ &= (M^{-1} - 1)y_0(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\tilde{u}(t) = C(\boldsymbol{\theta})\tilde{e}(t) \quad (3.10)$$

もし $\tilde{u}(t)$ と取得した制御対象の入力データ $u_0(t)$ が一致するとき，この閉ループ系の出力は $y_0(t)$ に一致する。これは，図 3.3 に示すように仮想参照入力 $\tilde{r}(t)$ から出力 $y_0(t)$ までの伝達関数が参照モデル M に一致することを意味し，(3.11) 式を最小化する制御器パラメータ $\boldsymbol{\theta}$ を求める問題となる。

$$J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u_L(t) - C(\boldsymbol{\theta})\tilde{e}_L(t)]^2 \quad (3.11)$$

ここで， N はデータ数であり， $u_L(t)$ ， $\tilde{e}_L(t)$ はそれぞれ $u_0(t)$ ， $\tilde{e}(t)$ をフィルタ L に通した出力である。フィルタ L を導入する理由は，仮想参照入力 $\tilde{r}(t)$ を計算する際のプロパー性を保つことと，本来最小化すべき評価関数 (3.2) 式と VRFT における評価関

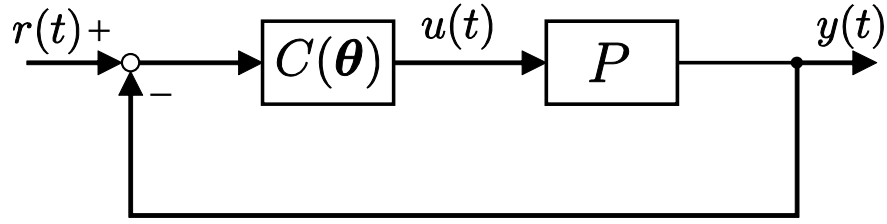


図 3.4: 閉ループ系

数 (3.11) 式の意味を一致させることである^[6]。また、制御器 $C(\theta)$ は (3.6) 式に示すようにパラメータ θ に対して線形であるため、(3.11) 式の最小化は、最小二乗法により計算できる。

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{t=1}^N \varphi_L(t) \varphi_L^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \varphi_L(t) u_L(t) \quad (3.12)$$

$$\varphi_L(t) = \sigma(z) \tilde{e}_L(t)$$

3.3 小ゲイン定理に基づく安定制約

モデル参照制御問題では、参照モデルと閉ループ系との特性の差の 2 ノルムの 2 乗のみを評価しており、閉ループ系の安定性に関する評価を行っていない。機器の保全などの観点からも閉ループ系の不安定化は好ましくなく、力制御においてもロボット先端が接触している環境の保護が第一に要求されている。そこで、実装する制御器が閉ループ系を安定化できるかどうかを制御器の設計時に判定する必要がある。しかしながら、データ駆動型制御器設計法では、制御対象の入出力データのみを用いて制御器の設計をすため、閉ループ系の安定性を考慮するには、入出力データで記述可能な安定制約が必要となる。

そこで、本節では、3.2 節で述べた評価関数に対して、文献 [8] で提案されている小ゲイン定理に基づく閉ループ系の安定性に関する制約を付加することで、安定性を考慮した力制御器の設計が可能であることを示す。

まず、図 3.4 に示す設計される制御器 $C(\theta)$ と制御対象 P から構成される閉ループ系を考える。このとき、閉ループ系は参照モデル M を達成する理想制御器 C^* を用いて図 3.5 のように表すことができる。 $C(\theta) - C^*$ を制御器の変動とみなせば加法的変動に対するロバスト安定化問題と解釈できる。すなわち、 w から w までの一巡伝達関数の

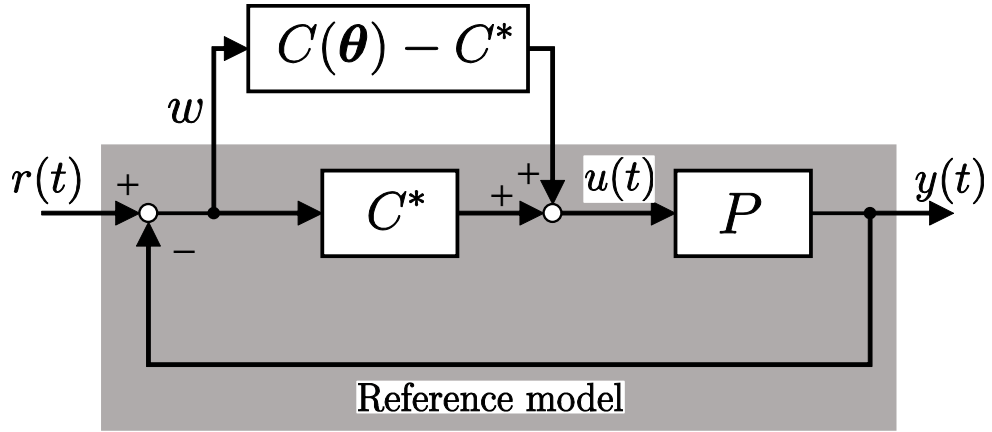
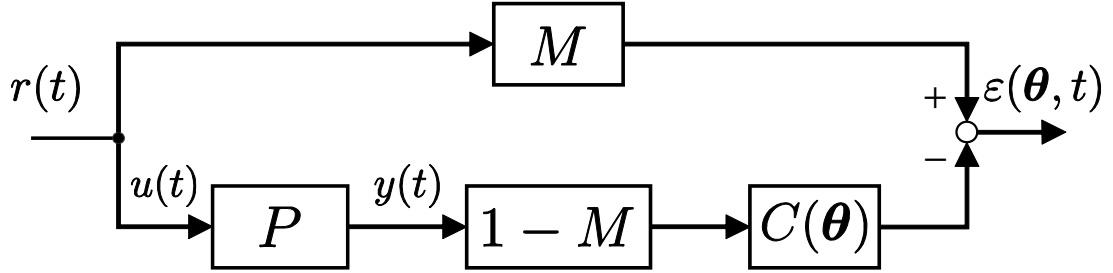

 図 3.5: C^* を用いた閉ループ系


図 3.6: モデル参照制御問題の近似

H_∞ ノルムを δ と定義すると、図 3.5 の閉ループ系が安定であるための十分条件は小ゲイン定理より $\delta < 1$ となる。この十分条件は参照モデル M を用いて (3.13) 式のように書くことができる。

$$\begin{aligned} \delta &= \left\| \frac{-(C(\theta) - C^*)P}{1 + C^*P} \right\|_\infty \\ &= \|M - (1 - M)PC(\theta)\|_\infty < 1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

制御対象 P が利用可能な場合、閉ループ系の安定性は (3.13) 式により評価できるが、データ駆動型制御器設計法においては制御対象 P は利用できないため、制御対象の入出力データから (3.13) 式を評価する必要がある。ここで、(3.2) 式を最小化することで、(3.14) 式のような近似が成り立つとする。

$$\frac{1}{1 + PC(\theta)} \simeq 1 - M \quad (3.14)$$

(3.14) 式より、図 3.1 は図 3.6 のように近似できる。ここで、図 3.6 において $r(t)$ から

$\varepsilon(\boldsymbol{\theta}, t)$ までの伝達関数 $G(\boldsymbol{\theta})$ は (3.15) 式のように表される。

$$G(\boldsymbol{\theta}) = M - (1 - M)PC(\boldsymbol{\theta}) \quad (3.15)$$

(3.13) 式, (3.15) 式より, $G(\boldsymbol{\theta})$ の H_∞ ノルムは δ と等しいことがわかる。よって, $r(t)$ と $\varepsilon(\boldsymbol{\theta}, t)$ のデータからスペクトル解析法^[13]を用いて $G(\boldsymbol{\theta})$ を推定する。スペクトル解析法により, 周波数点 ω_k における推定値 $\hat{G}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k)$ は (3.16) 式のように計算できることが知られている。

$$\begin{aligned} \hat{G}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k) &= \frac{\hat{\Phi}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k)}{\hat{\Phi}_r(\omega_k)} \\ \omega_k &= 2\pi k / (T \times T_s), \quad k = 0, \dots, [(T-1)/2] \end{aligned} \quad (3.16)$$

ここで, T は $r(t)$ の 1 周期のデータ数, T_s はサンプリングタイムである。また, $\hat{\Phi}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k)$ は $r(t)$ と $\varepsilon(\boldsymbol{\theta}, t)$ のパワースペクトルの推定値, $\hat{\Phi}_r(\omega_k)$ は $r(t)$ のパワースペクトルの推定値を表す。これらのスペクトル推定値は $r(t)$ と $\varepsilon(\boldsymbol{\theta}, t)$ の相互相関関数 $\hat{R}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \tau)$, $r(t)$ の自己相関関数 $\hat{R}_r(\tau)$ を離散フーリエ変換から, 以下のように求めることができる。

$$\hat{\Phi}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k) = \frac{1}{T} \sum_{\tau=0}^{T-1} \hat{R}_{r\varepsilon}(\tau) e^{-i\tau\omega_k} \quad (3.17)$$

$$\hat{\Phi}_r(\omega_k) = \frac{1}{T} \sum_{\tau=0}^{T-1} \hat{R}_r(\tau) e^{-i\tau\omega_k} \quad (3.18)$$

$$\hat{R}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \tau) = \sum_{t=1}^T r(t-\tau)\varepsilon(t) \quad (3.19)$$

$$\hat{R}_r(\tau) = \sum_{t=1}^T r(t-\tau)r(t) \quad (3.20)$$

よって, (3.13) 式の制約は (3.21) 式の制約として近似できる。

$$\begin{aligned} \hat{\delta} &= \left\| \hat{G}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k) \right\|_\infty \\ &\simeq \max_{\{\omega_k | \hat{\Phi}_r(\omega_k) \neq 0\}} \left| \frac{\hat{\Phi}_{r\varepsilon}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k)}{\hat{\Phi}_r(\omega_k)} \right| < 1 \end{aligned} \quad (3.21)$$

以上より, スペクトル推定により推定された伝達関数 $\hat{G}(\boldsymbol{\theta}, \omega_k)$ を用いることでデータのみを用いて安定制約を (3.21) 式と記述でき, (3.21) 式を満たすような状態で (3.11) 式の評価関数を最小化することで閉ループ系の安定性を保証できる。

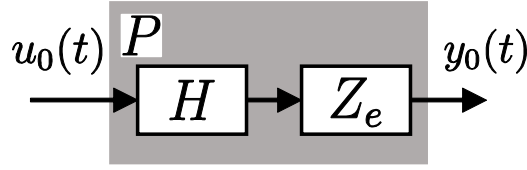


図 3.7: 入出力データの取得

3.4 入出力データに基づいた力制御器の設計

以下の手順により，所望の特性を実現する力制御器の設計を可能とする。

Step1 入出力データの取得

図 3.7 に示すように，接触環境を含めた制御対象 P の入出力データ $\{u_0(t), y_0(t)\}$ を取得する。

Step2 仮想参照入力 $\tilde{r}(t)$ と仮想制御入力 $\tilde{u}(t)$ の生成

$$\begin{aligned}\tilde{r}(t) &= M^{-1}y_0(t) \\ \tilde{u}(t) &= C(\boldsymbol{\theta})(\tilde{r}(t) - y_0(t)) \\ &= C(\boldsymbol{\theta})\tilde{e}(t)\end{aligned}$$

Step3 評価関数 $J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta})$ の最小化

3.2 節で述べた VRFT における評価関数 $J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta})$ に 3.3 節で述べた小ゲイン定理に基づく安定制約を付加した評価関数 (3.22) 式を解くことにより，制御器パラメータ $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ を導出する。

$$\begin{aligned}J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta}) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u_L(t) - C(\boldsymbol{\theta})\tilde{e}_L(t)]^2 \\ \hat{\boldsymbol{\theta}} &= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta}) \\ \text{subject to } \max_{\{\omega_k | \Phi_r(\omega_k) \neq 0\}} \left| \frac{\hat{\Phi}_{r\varepsilon}(\omega_k, \boldsymbol{\theta})}{\Phi_r(\omega_k)} \right| &< 1\end{aligned}\tag{3.22}$$

以上より，制御対象の入出力データのみを用いて試行錯誤を伴うことなく力制御器の設計が可能となる。また，安定制約により，力制御系の安定性を保証する。

表 3.1: シミュレーションのパラメータ

M	リニアモータの質量	0.60 [Kg]
K_e	環境の剛性	1000 [N/m]
D_e	環境の粘性	0 [Ns/m]
K_t	推力定数	22 [N/A]
g	ローパスフィルタのカットオフ周波数	400 [rad/s]
T_s	サンプリングタイム	1 [ms]

3.5 シミュレーション

本節では、前節までに述べた設計法の有効性を確認するために、第 2 章で述べた 1 自由度のリニアモータを模擬したモデルに対して力制御器の設計を行う。文献 [5] では、力制御において PD 制御が力の制御帯域を広め、追従性能を高めることを明らかにしたが、ゲインの調整には試行錯誤を伴うことから文献 [2] のように P 制御器が用いられることが多い。データ駆動型制御器設計法では、制御器の構造を任意に指定可能である。そこで、このシミュレーションでは P 制御器と PD 制御器の 2 つの場合で設計を行い、制御器のゲイン調整に試行錯誤を伴うことなく望みの特性を実現できることを示す。

3.5.1 シミュレーション条件

制御対象は 2 章で述べた 1 自由度のリニアモータを模擬したモデルとし、シミュレーションで用いたパラメータを表 3.1 に示す。ただし、(2.4) 式で示したように、一般に接触する環境はバネ・ダンパ系で表されるが、剛性による影響が粘性の影響に比べて大きく支配的であるとして、このシミュレーションでは簡単化のために環境のモデルをバネ系のみで考える。参照モデル M は (3.23) 式を与え、離散化したものを用いた。

$$M = \frac{50}{s + 50} \quad (3.23)$$

力制御器の構造は、P 制御器とカットオフ周波数 150 rad/s の擬似微分器を含む PD 制御器とする。データ取得の際の入力信号は、リニアモータと環境を接触させた状態とするために、ステップ信号（データ数 200）を印加した後に 12 段の M 系列信号を 3 周期（データ数 12285）印加した。

表 3.2: シミュレーション結果

	P 制御	PD 制御
推定値 $\hat{\delta}$	0.9296	0.3079
平均二乗誤差	0.1031	4.0615×10^{-4}
パラメータ θ	[0.1168]	[0.1032, 0.0291]

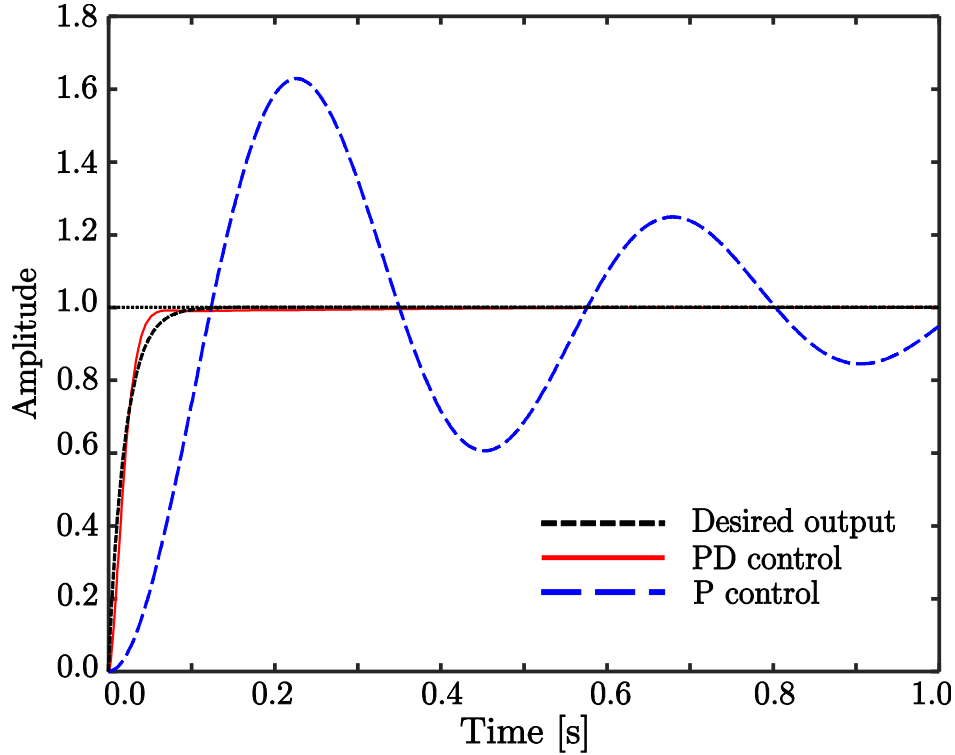


図 3.8: ステップ応答

3.5.2 シミュレーション結果

表 3.2 に (3.21) 式の制約式の推定値 $\hat{\delta}$ ，参照モデルの応答に対する平均二乗誤差，制御器パラメータ θ の調整結果を示す。また，設計した力制御器を用いた制御系のステップ応答を図 3.8 に，設計した制御器のゲイン特性を図 3.9 に示す。

表 3.2 より，どちらの制御器構造で設計した場合においても (3.21) 式の制約式の推定値は $\hat{\delta} < 1$ となっており，力制御器の設計段階で制御系の安定性を保証している。次に図 3.8 より，P 制御器で設計した場合の応答は，オーバーシュートが生じ振動的になっていることが確認できる。これは図 3.9 より，P 制御器のゲイン特性は周波数によらず一定であり，高周波帯域で理想制御器 C^* と一致しないためである。これに対し，PD

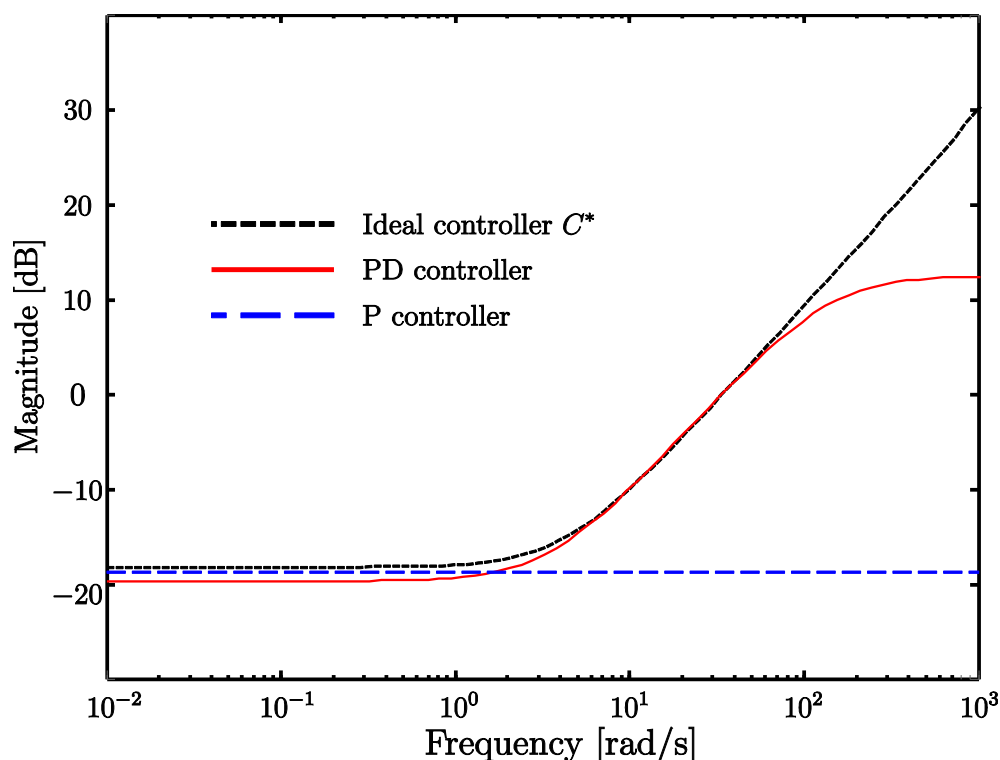


図 3.9: 制御器のゲイン特性

制御器で設計した場合は、望みの応答に追従するような応答が得られていることが確認できる。これは図 3.9 より、今回得られた PD 制御器の折点角周波数 $\omega = 3.5 \text{ rad/s}$ より高い周波数帯域から $+20 \text{ dB/dec}$ の傾きでゲインが増加し、位相が進むため過渡特性が改善されたと考えられる。ただし、今回は微分特性にローパスフィルタを加えた擬似微分器を用いているため、図 3.9 においてローパスフィルタのカットオフ周波数以上では、理想制御器 C^* の特性と一致していないが、擬似微分器には雑音の増幅を抑える効果がある。

以上より、従来まで力制御器のゲイン調整に試行錯誤を伴っていたが、データ駆動型制御器設計法の適用により簡易に力制御器の設計が可能であることをシュミレーションにより確認した。

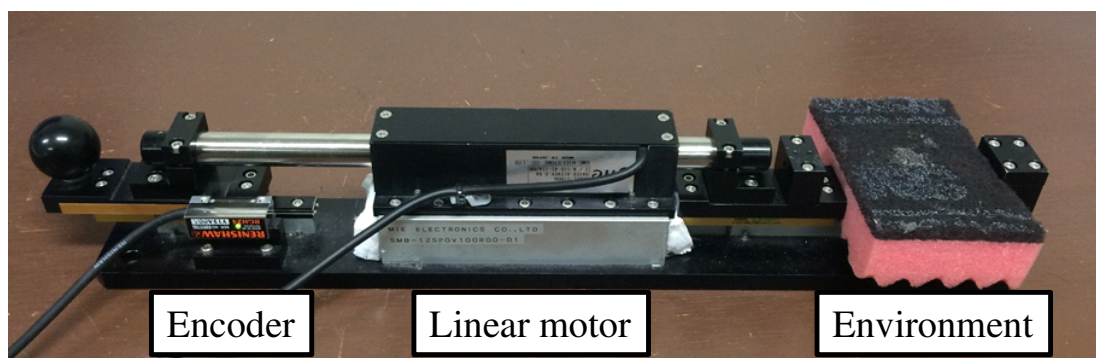


図 3.10: 実験装置

表 3.3: 実験のパラメータ

M_n	リニアモータのノミナル質量	0.60 [Kg]
K_{tn}	リニアモータの推力定数	22 [N/A]
g	ローパスフィルタのカットオフ周波数	400 [rad/s]
T_s	サンプリングタイム	1 [ms]

3.6 実機実験

本節では、図 3.10 に示す 1 自由度のリニアモータを用いて、実験データによる力制御器の設計を行う。3つの異なる環境を用意し、それぞれに対して力制御器の設計をし、力制御を行った結果を示す。

3.6.1 実験条件

制御対象は、図 3.10 に示す 1 自由度のリニアモータに市販のスポンジを接触させたものの他に、ゴムボール、金属片を接触させたものとし、それぞれ P_1 , P_2 , P_3 とする。実験で用いたパラメータを表 3.3 に示す。参照モデル M はシミュレーションと同様に (3.23) 式を与え、離散化したものを用いた。力制御器の構造は、カットオフ周波数 150 rad/s の擬似微分器を含む PD 制御器とする。データ取得の際の入力信号は、リニアモータと環境を接触させた状態とするために、ステップ信号（データ数 200）を印加した後に 12 段の M 系列信号を 3 周期（データ数 12285）印加した。

表 3.4: 実験結果 (安定制約無し)

	P_1	P_2	P_3
推定値 $\hat{\delta}$	1.3424	1.1305	0.9867
J_{VR}^N の評価値	1.3×10^{-11}	1.9×10^{-11}	7.0×10^{-12}

表 3.5: 実験結果 (安定制約有り)

	P_1	P_2	P_3
推定値 $\hat{\delta}$	0.9990	0.9990	0.9867
J_{VR}^N の評価値	8.6×10^{-11}	8.5×10^{-11}	7.0×10^{-12}
パラメータ θ	[0.1688, 0.0041]	[0.1787, 0.0032]	[0.1922, 0.0025]

3.6.2 実験結果

(3.21) 式の制約無しの場合の推定値 $\hat{\delta}$ と評価関数 J_{VR}^N の評価値を表 3.4 に、制約有りの場合の推定値 $\hat{\delta}$ と評価関数 J_{VR}^N の評価値と制御器パラメータ θ の調整結果を表 3.5 に示す。また、設計した力制御器を実装した場合の力推定オブザーバによる力応答の推定値を図 3.11 に示す。

表 3.4 より安定制約が無い場合では、 $\hat{\delta}$ は 1 を超えるような制御器が設計されることがあり、小ゲイン定理の考え方からこれらの制御器を用いる場合、力制御系の不安定化を招く恐れがある。これに対して安定制約を付加することで $\hat{\delta}$ は 1 未満となるように制御器が設計され、力制御器の設計段階で制御系の安定性を保証している。また図 3.11 より、どの環境においても望みの応答に追従するような良好な応答が得られていることが確認できる。しかし、望みの応答と比べると過渡応答が劣化していることが確認できる。この要因としては、理想制御器は制御対象 P が利用可能であれば (3.1) 式により算出できるが、制御対象が複雑な場合、理想制御器が高次数化してしまう可能性がある。そのため、PD 制御器では、参照モデルに対する完全なモデルマッチングが達成できないことが考えられる。しかしながら、従来まで力制御器のゲイン調整に試行錯誤を伴っていた問題に対し、事前に様々な接触環境に対してデータ取得することで力制御系の安定性を保証する制御器を試行錯誤なく設計可能となった。

以上の結果より、データ駆動型制御器設計法を力制御器の設計に適用することで、試行錯誤を伴うことなく簡易に設計可能となった。しかしながら、固定ゲインの力制御器では接触環境の変化に対応するのは困難となる。接触環境が変化する場合には、変化後の環境に対して再びデータ取得を行い力制御器を再設計する必要がある。これに

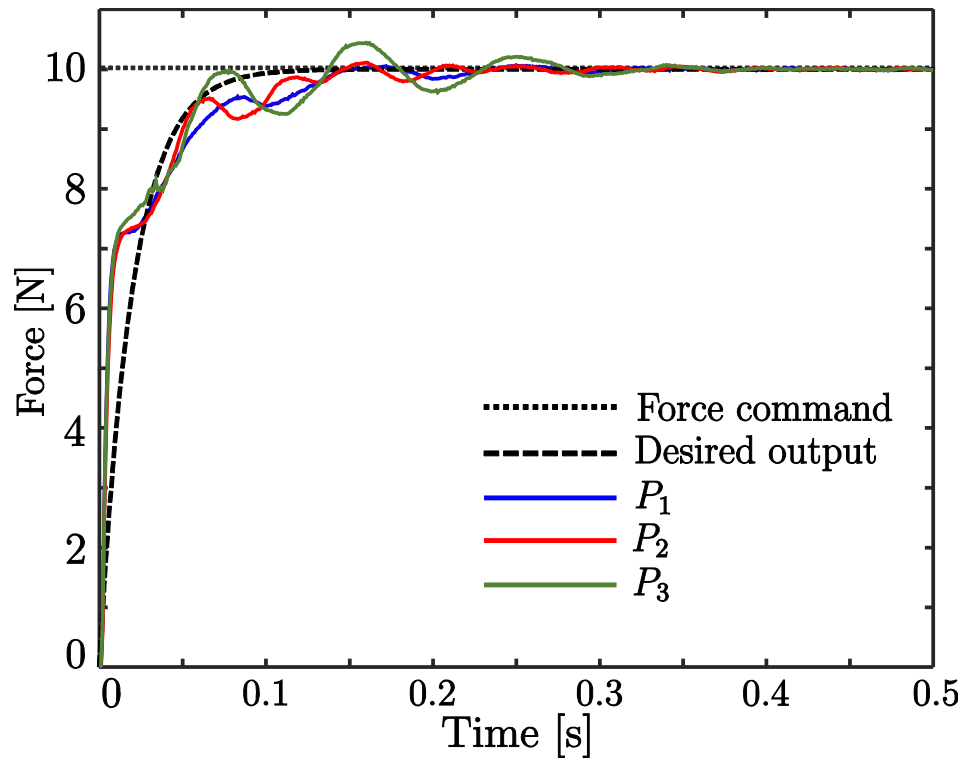


図 3.11: 力応答

対して，4 章ではこの問題を解決する手法を提案する。

第4章 非反証制御に基づく力制御系

力制御系には，ロボットの特性に加え接触環境の特性が含まれ，接触環境によっては力制御系の特性自体も変化する。3章では，データ駆動型制御器設計法に基づいて，環境への接触時に得られる力応答とその時の制御対象への入力データを用いることで接触環境を考慮した力制御器の設計を可能とした。しかしながら，この手法は設計者が指定する制御器構造が固定された力制御器の設計法であった。固定ゲイン制御器を用いた力制御では，対象物が持つ特性の変化に適応するのは困難であり，接触環境が変化する場合には，力制御系の性能劣化や不安定化を招く恐れがある。

上記の問題に対して本章では，文献 [10] で述べられている非反証制御に基づいた切り替え型力制御系を提案する。提案する切り替え型力制御系は，複数の候補制御器とそれらを判別する評価式から構成される。そして，接触環境の変化に対してオンラインデータから候補制御器の中から評価基準を満たす力制御器を判別し，切り替えることで問題を解決する。

4.1 非反証制御

非反証制御とは，制御対象の入出力データから擬似的な参照信号を求めて候補制御器の評価を行い，評価基準を満たさない制御器を排除することで所望の制御器を得るデータベース型制御系設計法である。図 4.1 に非反証制御の概念図を示す。擬似参照信号 \tilde{r}_i ，擬似誤差信号 \tilde{e}_i は制御対象の入出力データ $\{u, y\}$ ，候補制御器 C_i から (4.1) 式，(4.2) 式のように求めることができる。

$$\tilde{r}_i = y + C_i^{-1}u \quad (4.1)$$

$$\tilde{e}_i = \tilde{r}_i - y \quad (4.2)$$

擬似参照信号 \tilde{r}_i と擬似誤差信号 \tilde{e}_i を用いて評価することで，図 4.2 のような制御対象の入出力データを $\{u, y\}$ に固定した仮想的な閉ループ系の評価でき，実装していない複数の候補制御器 C_i の評価が可能となる。

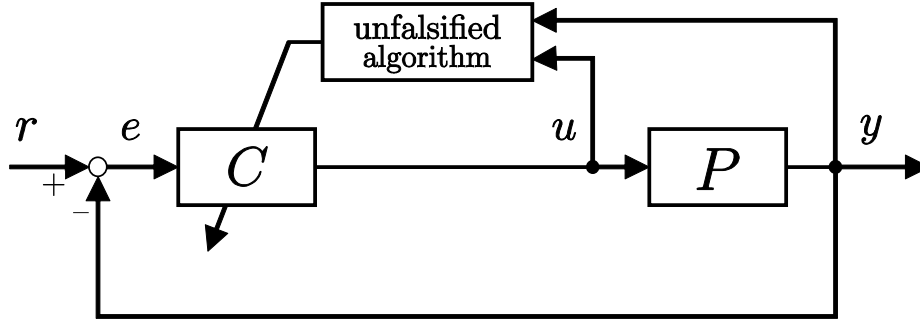


図 4.1: 非反証制御の概念図

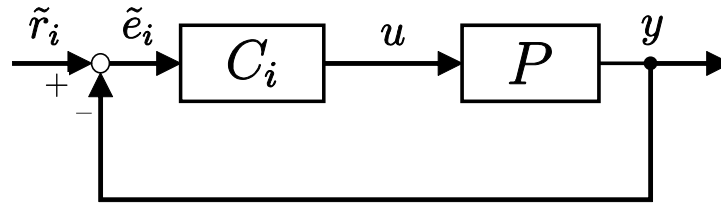


図 4.2: 擬似参照信号の概念図

4.2 評価式

文献 [10] では、所望の制御性能を保証するノミナル性能と制御対象の加法的不確かさに対するロバスト安定性を満たすような混合感度問題を評価している。そこで、非反証制御の考え方に基づいて混合感度問題をデータを用いて評価する。 H_∞ ノルムは入力エネルギーと出力エネルギーの比の最大値と等価であることから、評価関数 Π_i 、制御仕様 $\pi_i(t)$ を (4.3) 式、(4.4) 式のように定義する。

$$\Pi_i := \max_t \pi_i(t) \quad (4.3)$$

$$\pi_i(t) := \frac{\|z_i\|_{L_2[0,t]}^2}{\|\tilde{r}_i\|_{L_2[0,t]}^2} \quad (4.4)$$

ただし、 z_i は $z_i := [\tilde{e}_i \ u]^T$ 、添え字 i は i 番目の制御器を表す指数、 $\|\cdot\|_{L_2[0,t]}$ は $0 \sim t$ 秒までの得られた時系列データの L_2 ノルムである。(4.4) 式は、擬似参照信号 \tilde{r}_i が偏差 \tilde{e}_i や制御入力 u に及ぼす影響を評価しており、一般的に閉ループ系においては参照信号に対して偏差や制御入力は小さいことが望まれている。つまり、(4.3) 式の評価関数 Π_i が小さければ小さいほど良好な制御性能を達成していると評価する。そこで、ステップごとに (4.5) 式が成り立つような指数 $i_*(t)$ を計算する。そして、接触環境が変化

した際に $C_{i_*(t)}$ に切り替えて制御することで所望の制御性能を保証する。

$$\Pi_{i_*(t)} \leq \Pi_i \quad (4.5)$$

4.2.1 オンラインへの適用

(4.4) 式の分母分子は以下のように表すことができる。

$$\|\tilde{r}_i\|_{L_2[0,t]}^2 = |\tilde{r}_i(0)|^2 + |\tilde{r}_i(1)|^2 + \cdots + |\tilde{r}_i(t)|^2 \quad (4.6)$$

$$\|z_i\|_{L_2[0,t]}^2 = |\tilde{e}_i(0)|^2 + |u(0)|^2 + \cdots + |\tilde{e}_i(t)|^2 + |u(t)|^2 \quad (4.7)$$

ここで (4.6) 式, (4.7) 式は, ステップごとに各信号の 2 乗和の計算を行っている。つまり, 以下に示すように 1 ステップで見ると 1 回の積と和の計算のみを行っているため計算コストは少なくオンラインでの適用が可能である。

$$\|\tilde{r}_i\|_{L_2[0,t]}^2 = \|\tilde{r}_i\|_{L_2[0,t-1]}^2 + \|\tilde{r}_i\|_{L_2[t-1,t]}^2 \quad (4.8)$$

$$\|z_i\|_{L_2[0,t]}^2 = \|z_i\|_{L_2[0,t-1]}^2 + \|z_i\|_{L_2[t-1,t]}^2 \quad (4.9)$$

しかしながら, (4.4) 式は制御開始の 0 秒からのデータを用いており, 時間の経過に伴いデータが蓄積される。そのため, 時間が経つほど過去のデータの影響が大きくなり, 接触環境の変化を検出できなくなることが考えられる。この問題の簡単な解決策としては, 窓関数^[14]の導入が挙げられる。この手法は, 時間窓の考え方により有効時間を指定することでデータの蓄積を防ぎ, 過去のデータによる影響の低減が期待できる。(4.3) 式, (4.4) 式に時間窓の考え方をを用いると (4.10) 式, (4.11) 式のように表現できる。

$$\Pi_i := \max_{\tau \in \{t-\tau_0, \dots, t\}} \pi_i(\tau) \quad (4.10)$$

$$\pi_i(t) = \frac{\|z_i\|_{L_2[t-\tau_0,t]}^2}{\|\tilde{r}_i\|_{L_2[t-\tau_0,t]}^2}, \quad \forall t \geq t_k \quad (4.11)$$

ここで, τ_0 は有効時間である。しかしながら, この有効時間の選定には明確な指標がなく, この有効時間を短くするほど環境の変化に素早く対応できるが, 極端に短すぎると突発的な変化を誤検出してしまう恐れがある。逆に長くすると誤検出はなくなるが環境の変化の検出が遅くなってしまう。

以上より, あらかじめ有効時間を設定し評価するのではなく, 環境の変化に応じて有効時間も変化させることが望ましい。そこで, 文献 [15] で提案されているデータの変化に伴い評価関数をリセットする手法に注目する。

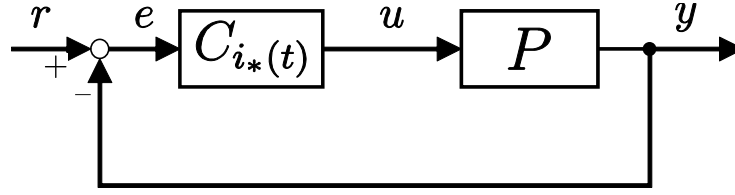


図 4.3: 閉ループ系

4.3 リセット条件に基づく評価

文献 [15] では、リセット条件が発生するたびに評価関数をリセットする機構を組み込むことで、過去のデータの影響を低減する手法が提案されている。(4.3) 式, (4.4) 式にこの考え方をを用いると (4.12) 式, (4.13) 式のように表現できる。

$$\Pi_i := \max_{\tau \in \{t_k, \dots, t\}} \pi_i(\tau) \quad (4.12)$$

$$\pi_i(t) = \frac{\|z_i\|_{L_2[t_k, t]}^2}{\|\tilde{r}_i\|_{L_2[t_k, t]}^2}, \quad \forall t \geq t_k \quad (4.13)$$

ここで、 t_k はリセット時間である。(4.13) 式は、リセット条件が発生した時間 t_k より前のデータを無視して計算するため、過去のデータの影響を低減することができる。前節で述べた時間窓を用いる方法では、設計者があらかじめ有効時間を設定しているのに対し、この手法はリセット条件により有効時間が決定される。次節ではリセット条件とリセット時間について説明する。

4.3.1 リセット時間の生成

まず、図 4.3 に示す実際の閉ループ系の制御仕様を (4.14) 式のように定義する。

$$\pi_*(t) = \frac{\|z\|_{L_2[t_k, t]}^2}{\|r\|_{L_2[t_k, t]}^2} \quad (4.14)$$

ただし、 z は $z := [e \ u]^T$ である。そして、リセット条件を (4.15) 式のように定義し、この条件が成立するとき、リセット時間 t_k が生成される。

$$\pi_*(t-1) \leq \pi_{i*}(t)(t-1) + \epsilon, \quad \epsilon > 0 \quad (4.15)$$

左辺の π_* は実際の信号 r や e に対して計算され、右辺の $\pi_{i*}(t)$ は擬似参照信号 \tilde{r}_i や擬似誤差信号 \tilde{e}_i に対して計算される。(4.15) 式は左辺が右辺よりも小さい場合に不等式

が成立し、リセット時間 t_k が発生することを意味する。ここで、 ϵ は (4.15) 式の不等式の等号を成立させるためのマージンである。

もし、制御仕様を満たすように制御器が選択されているとき r と \tilde{r}_i 、 e と \tilde{e}_i は一致するため、 π_* と $\pi_{i_*(t)}$ も一致し (4.15) 式が成立する。しかしながら、接触環境の変化に伴い制御対象が変化すると、(4.15) 式は成立しなくなり、 t_k 以降のデータを用いて (4.13) 式のように評価される。そして、再び制御仕様を満たすように制御器が選択されると (4.15) 式が成立しリセットが発生する。つまり、(4.15) 式が成立している時は、所望の制御器が得られているとしデータとしては蓄積されない。よって、リセット条件を導入することで、接触環境の変化に対して過去のデータに影響を受けることなく評価することが可能となる。

4.4 提案する切り替え型力制御系

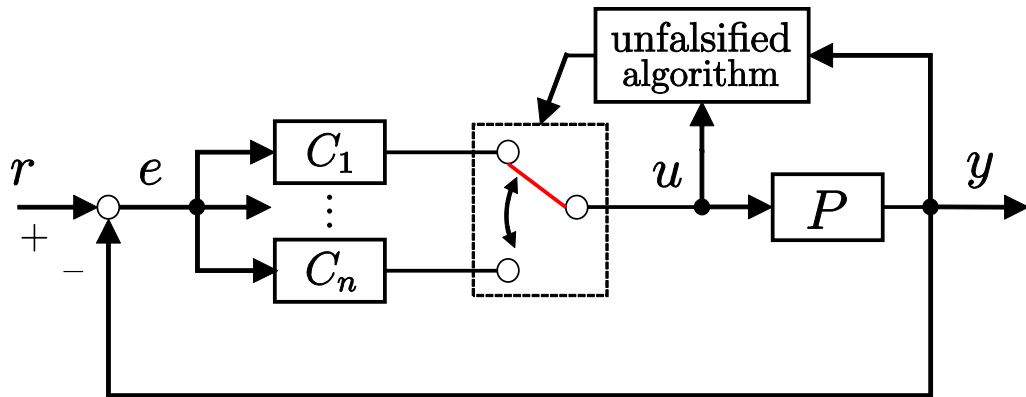


図 4.4: 切り替え型力制御系の概略図

図 4.4 に提案する切り替え型力制御系の概略図を示す。提案する切り替え型力制御系は、複数の候補制御器とそれらを判別する評価式から構成される。候補制御器は、3 章で述べたデータ駆動型制御器設計法に基づき、あらかじめ様々な接触環境に対してデータ取得を行うことで設計可能である。そして、(4.15) 式で定義したリセット条件を基に、(4.12) 式、(4.13) 式で候補制御器の評価を行う。そして、ステップごとに (4.5) 式が成り立つような指数 $i_*(t)$ を計算し、接触環境が変化した際に $C_{i_*(t)}$ に切り替えて制御することで所望の制御性能を保証する。

第5章 シミュレーション

本章では、4章で述べた提案手法の有効性をシミュレーションにより検証する。一般に、力制御を適用したロボットを剛性の高い硬い環境に接触させると、力制御系の性能劣化や不安定になりやすいことが知られており、これは接触安定問題とされている^[9]。つまり、固定ゲイン制御器を用いた力制御では、接触環境が柔らかい環境から硬い環境へ変化する場合に、制御性能の劣化や不安定化する恐れがある。そこで、柔らかい環境から硬い環境への変化を模擬したモデルに対して提案手法を適用し、有効性を検証する。

5.1 シミュレーション条件

制御対象は、2章で述べた1自由度のリニアモータを模擬したモデルとし、シミュレーションで用いたパラメータを表5.1に示す。接触環境は、柔らかい環境から硬い環境への変化を模擬し、3秒後に $Z_{e1} = 1000$ [N/m] から $Z_{e2} = 10000$ [N/m] に変化させる。ただし、粘性による影響は剛性による影響に比べて小さいため、粘性は無視し接触環境はバネ系のみで考える。また、候補制御器として2種類の力制御器 C_1 , C_2 を用いる。力制御器の構造は、カットオフ周波数 150 rad/s の擬似微分器を含む PD 制御器とした。ここで、 C_1 , C_2 はそれぞれ Z_{e1} , Z_{e2} の接触環境に対し、3章で述べた設計法に基づいて設計したものとする。そして、 C_1 のみの固定ゲインの力制御器の場合と提案手法との比較をし、提案手法の有効性を検証する。

5.2 シミュレーション結果

力指令値をステップ時間 1 秒で振幅 10 N のステップ信号とした場合の力応答を図 5.1 に、(4.12) 式の評価値とそれに基づいて切り替えを行った制御器を図 5.2 に、(4.15) 式のリセット条件の評価値を図 5.3 示す。

図 5.1 より、制御器の切り替えは行わず C_1 のみの固定ゲインの力制御器を用いた場合、接触環境が変化する前は指令値に追従するような良好な応答が得られているが、接

表 5.1: シミュレーションのパラメータ

M	リニアモータの質量	0.60 [Kg]
K_t	リニアモータの推力定数	22 [N/A]
g	ローパスフィルタのカットオフ周波数	400 [rad/s]
T_s	サンプリングタイム	1 [ms]
ϵ	(4.15) 式の定数	0.01

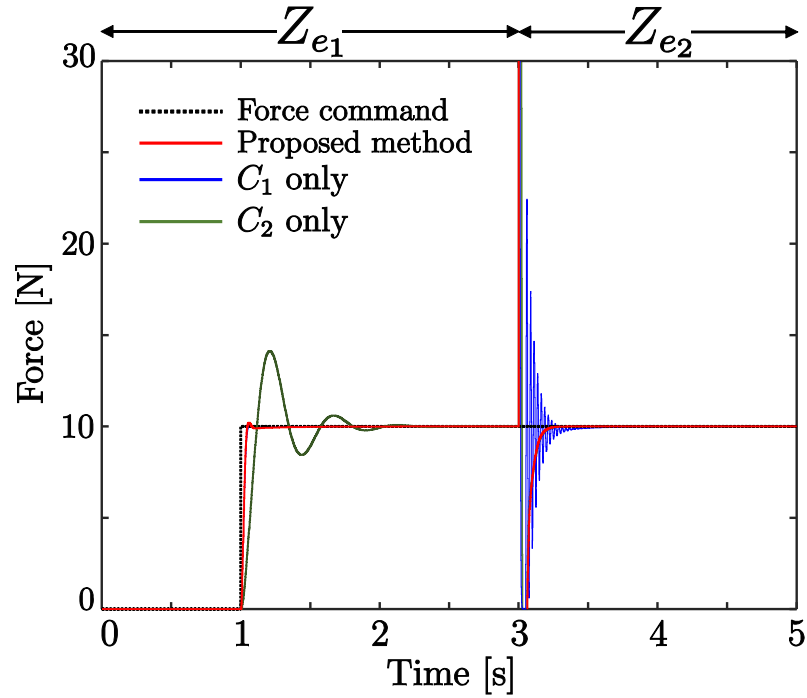


図 5.1: 力応答

触環境の変化に伴い力応答が振動的になっていることが確認できる。また、 C_2 のみの固定ゲインの力制御器を用いた場合、接触環境の変化後は振動的になっていないが、変化前の接触環境において立ち上がりが遅くオーバーシュートが生じていることが確認できる。したがって、固定ゲイン制御器ではこのような接触環境の変化に対応するのは困難となる。これに対して提案手法では、接触環境の変化後に力応答が一時オーバーシュート、アンダーシュートが生じているが、その後は振動することなく指令値に追従していることが確認できる。指令値との平均二乗誤差を計算すると、提案手法では 5.812, C_1 のみでは 11.450 であり、提案手法の方が良好な応答が得られていることがわかる。この提案手法による切り替えは、図 5.2 の上図の評価値に基づいて行われており、評価値の小さい方の制御器を選択することで図 5.2 の下図のような制御器の切り替

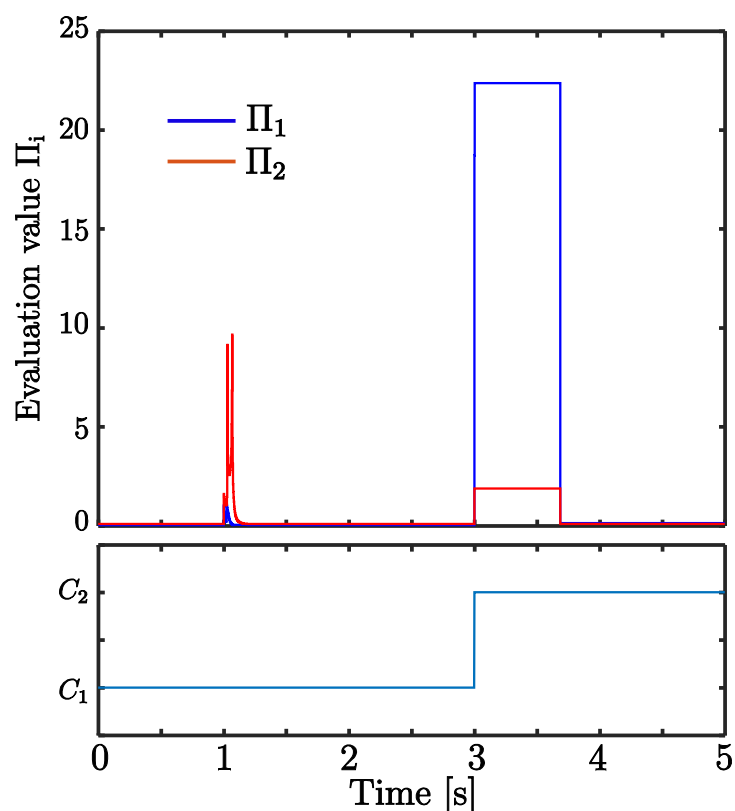


図 5.2: 評価値

えが行われる。評価値が小さい方の制御器を用いることで、良好な制御性能が達成される。また、図 5.3 の上図は (4.15) 式のリセット条件の評価値であり、図 5.3 の下図の値が 1 の時は、条件が成立していることを示している。つまり、接触環境の変化後の評価は制御開始 3 秒以降のデータを用いて行われており、変化前のデータの影響を受けることなく評価できている。よって、リセット条件の導入により、過去の接触環境によるデータの影響を受けることなく評価可能である。

以上より、力制御系における接触環境の変化に対し、提案手法の力制御器の切り替えの有効性をシミュレーションにより検証した。

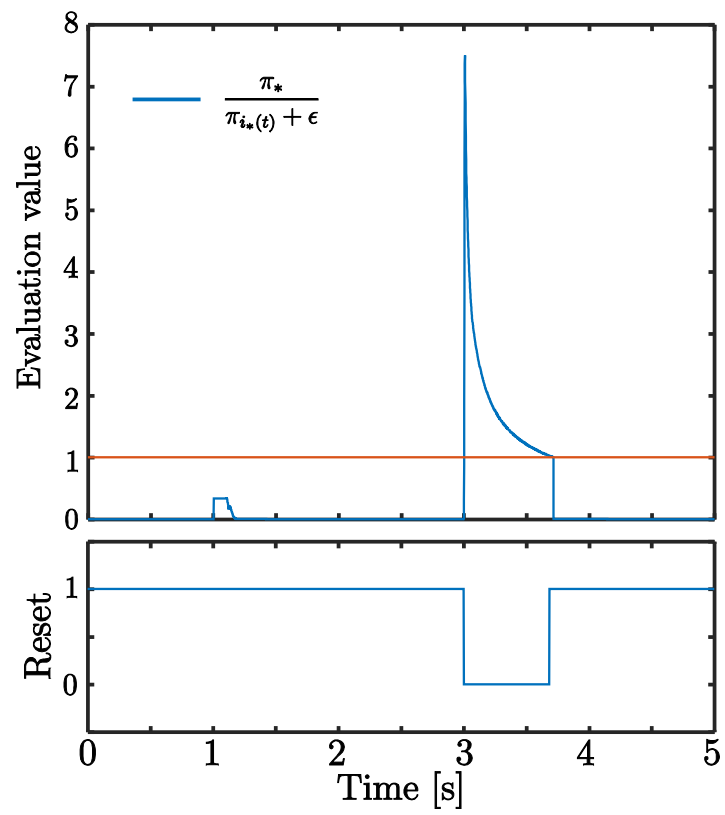


図 5.3: リセット条件

第6章 実機実験

本章では，図 6.1 に示す 2 つのリニアスライダを配した 1 自由度ロボットを用いて接触環境の変化を模擬した実験を行い，提案した非反証制御に基づいた切り替え型力制御系の有効性を実機実験にて検証する。LM1 (Linear motor 1) では，第 2 章で述べた力フィードバック制御系を，LM2 (Linear motor 2) では，位置制御ベースのインピーダンス制御系を構成する。LM2 でインピーダンス制御を行うことにより，任意の機械的なインピーダンスを持つ接触環境を模擬することが可能である。そして，インピーダンス制御により接触環境の変化を模擬し，提案手法の有効性を実機実験により検証する。

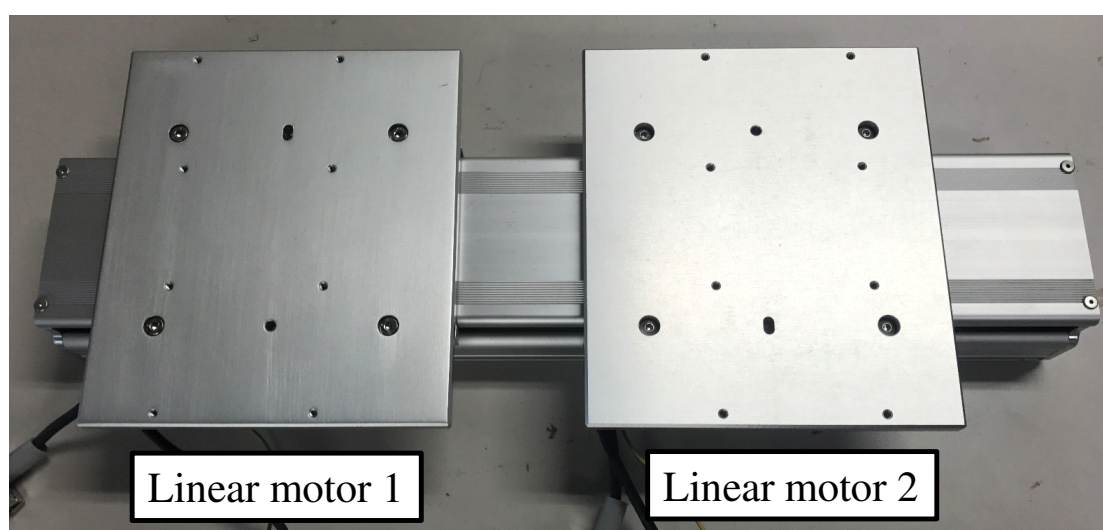


図 6.1: 実験装置

6.1 インピーダンス制御^[16]

インピーダンス制御とは，ロボットの手先に外力が加わったとき，望みの機械的なインピーダンス（質量，粘性，剛性）をロボットの手先に柔らかさとして実現しよう

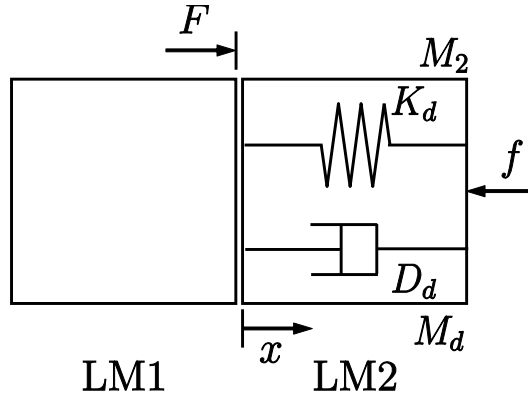


図 6.2: インピーダンスモデル

とする制御法である。つまり、インピーダンス制御を行うことで、任意の機械的なインピーダンスを持つ接触環境を模擬できる。

図 6.2 に示す LM2 を対象にインピーダンス制御を考える。図 6.2 より、LM2 の運動方程式は (6.1) 式で表される。

$$M_2 \ddot{x} = f - F \quad (6.1)$$

ここで、 M_2 は LM2 の質量、 f は LM2 が発揮する駆動力、 F は LM2 に加わる外力、 x は変位である。また、同図のように LM2 が外力 F に対して (6.2) 式で表される望みのインピーダンスを持つようにする。

$$M_d \ddot{x} + D_d(\dot{x} - \dot{x}_d) + K_d(x - x_d) = F \quad (6.2)$$

ここで、 M_d 、 D_d 、 K_d はそれぞれ目標とする質量、粘性、剛性であり、 x_d は目標位置である。これを実現する駆動力 f は、(6.1) 式、(6.2) 式より (6.3) 式で表される。

$$\begin{aligned} f &= M_2 \ddot{x} + F \\ &= \frac{M_2}{M_d} (D_d(\dot{x}_d - \dot{x}) + K_d(x_d - x)) + \left(\frac{M_2}{M_d} + 1 \right) F \end{aligned} \quad (6.3)$$

したがって、(6.3) 式を LM2 の制御入力とすれば、(6.2) 式で表される望みの機械的なインピーダンスが達成される。

以上より、LM2 を対象にインピーダンス制御を行うことで、(6.2) 式で表される望みの機械的なインピーダンスが実現できる。つまり、 M_d 、 K_d 、 D_d を変更することで接触環境の変化を模擬できる。

表 6.1: インピーダンスパラメータ

Z_{e_1}	M_d	0.54 [Kg]	Z_{e_2}	M_d	0.54 [Kg]
	K_d	100 [N/m]		K_d	10000 [N/m]
	D_d	10 [Ns/m]		D_d	100 [Ns/m]

表 6.2: 実験のパラメータ

M_n	リニアモータのノミナル質量	0.54 [Kg]
K_{tn}	リニアモータの推力定数	33 [N/A]
g	ローパスフィルタのカットオフ周波数	500 [rad/s]
T_s	サンプリングタイム	1 [ms]
ϵ	(4.15) 式の定数	0.01

6.2 実験条件

制御対象は、図 6.1 に示す 2 つのリニアスライダを配した 1 自由度ロボットとする。

まず LM2 では、接触環境を模擬するために前節で述べたインピーダンス制御を行う。表 6.1 にインピーダンスパラメータを示す。 Z_{e_1} は粘性と剛性を低く設定し柔らかい環境を、 Z_{e_2} は粘性と剛性を高く設定し硬い環境を模擬している。 Z_{e_1} 、 Z_{e_2} それぞれのパラメータを用いた制御系は安定であることは確認済みである。そして、制御開始 5 秒後に Z_{e_1} から Z_{e_2} へとパラメータを変化させ、接触環境の変化を模擬する。ただし、制御開始時は各リニアモータを接触させた状態とする。

次に LM1 では、2 章で述べた力フィードバック制御系を構成する。実験で用いたパラメータを表 6.2 に示す。候補制御器として 2 種類の力制御器 C_1 、 C_2 を用いる。力制御器の構造は、カットオフ周波数 500 rad/s の擬似微分器を含む PD 制御器とした。ここで、 C_1 、 C_2 はそれぞれ Z_{e_1} 、 Z_{e_2} の接触環境に対してデータ取得を行い、3 章で述べた設計法に基づいて設計したものとする。

6.3 実験結果

力指令値をステップ時間 1 秒で振幅 20 N のステップ信号とした場合の反力推定オブザーバによる力応答の推定値を図 6.3 に、(4.12) 式の評価値とそれに基づいて切り替えを行った制御器を図 6.4 に、(4.15) 式のリセット条件の評価値を図 6.5 示す。

まず図 6.3 より，制御器の切り替えは行わず C_1 のみの固定ゲイン制御器を用いる場合，接触環境の変化に伴い 5 秒後以降の力応答は発散的になり指令値に追従していないことが確認できる。また， C_2 のみの固定ゲイン制御器を用いる場合，接触環境の変化後は発散的になっていないが，変化前の接触環境において立ち上がりが遅く，即応性が低いことが確認できる。したがって，固定ゲイン制御器では，このような接触環境の変化に対応するのは困難であることがわかる。これに対して提案手法では，接触環境の変化後も制御器の切り替えが発生し，発散することなく指令値に追従していることが確認できる。この提案手法による切り替えは，図 6.4 の上図の評価値に基づいて行われており，評価値の小さい方の制御器を選択することで図 6.4 の下図のような制御器の切り替えが行われ，力応答が発散することなく良好な制御性能が達成される。また，図 6.5 の上図は (4.15) 式のリセット条件の評価値であり，図 6.5 の下図の値が 1 の時は，条件が成立していることを示している。つまり，接触環境の変化後の評価は，変化前のデータの影響を受けることなく評価できていることが確認できる。よって，リセット条件の導入により，過去の接触環境によるデータの影響を受けることなく評価可能である。

以上より，力制御系における接触環境の変化に対し，提案手法の力制御器の切り替えの有効性を実機実験を通じて確認した。

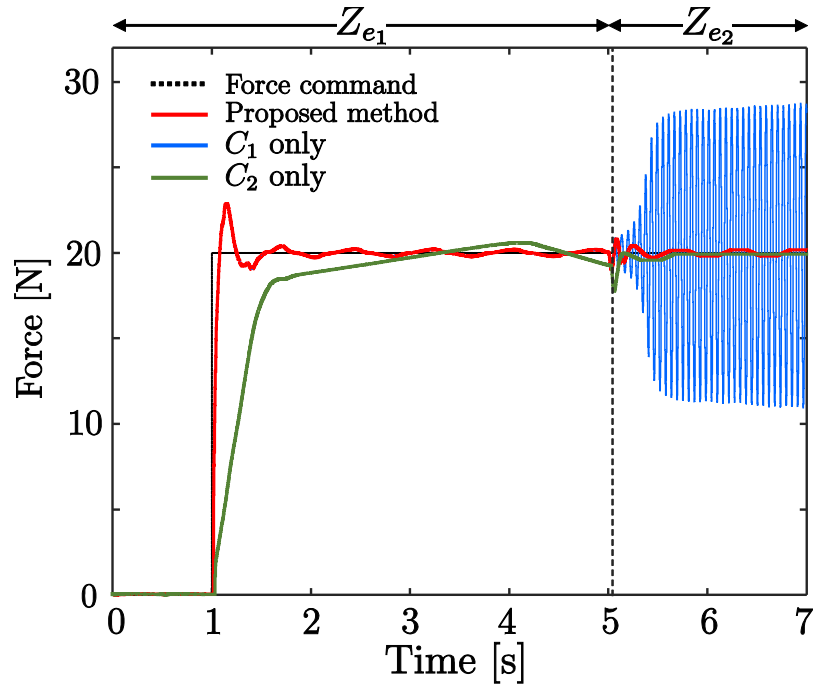


図 6.3: 力応答

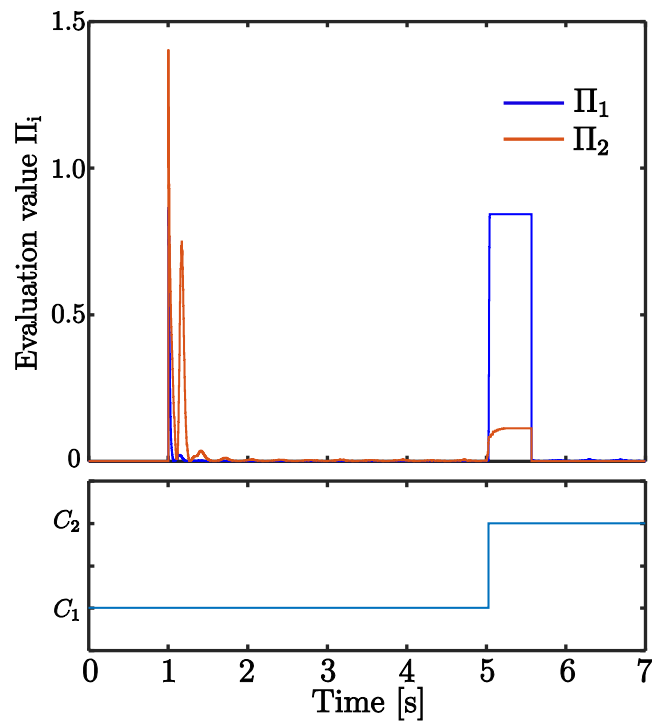


図 6.4: 評価値

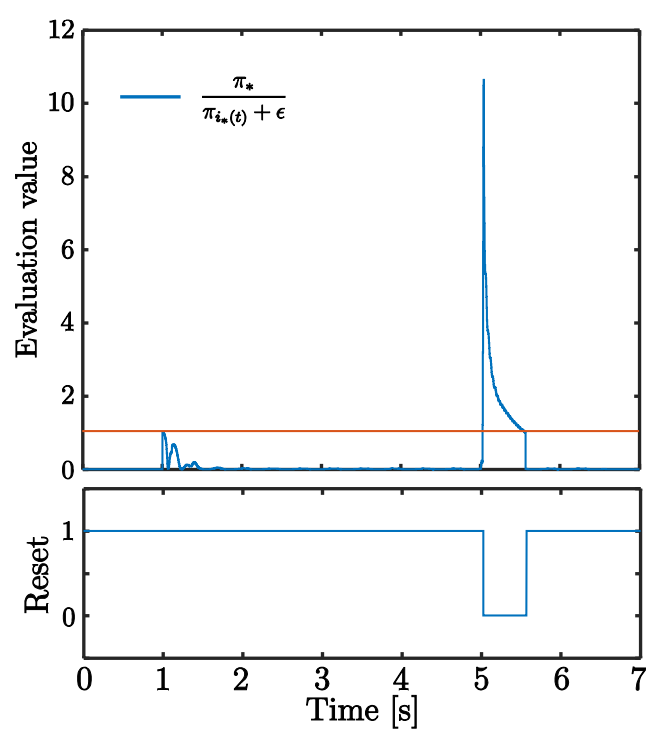


図 6.5: リセット条件

第7章 まとめと今後の課題

7.1 まとめ

本研究では、産業用ロボットが組立やバリ取り、研磨のような環境との接触を伴う作業をする際に必要となる力制御に注目した。力制御系にはロボットの特性に加え接触環境の特性が含まれ接触環境によっては力制御系の特性自体も変化する。そのため、固定ゲインの制御器を用いた力制御では、対象物が持つ特性の変化に適応するのは困難である。したがって、接触環境が未知であったり変化する場合には、随時力制御器のゲイン調整が必要となり、試行錯誤を伴うといった問題があった。

本研究では、上記の問題に対して、大きく2つの手法を提案した。1つ目はデータ駆動型制御器設計法に基づいた力制御器の設計法である。この設計法では、接触環境も制御対象に含めて考え、環境への接触時に得られる力応答とその時の制御対象への入力データを用いて最適化計算を解くことにより、簡易に力制御器の設計が可能となった。また、取得したデータを用いて小ゲイン定理に基づく安定制約を付加することで、力制御系の安定性の考慮も可能とした。しかしながら、この設計法は、制御器構造が固定された固定ゲインの力制御器の設計法であり、接触環境が変化する場合には再びデータ取得を行い、力制御器を再設計する必要がある。これに対して、2つ目の手法では、非反証制御に基づいた切り替え型力制御系を提案した。この提案手法は、複数の候補制御器とそれらを判別する評価式から構成される。候補制御器は1つ目の手法により、あらかじめ様々な接触環境に対してデータ取得ができれば容易に設計可能である。候補制御器の評価は、動作中の制御対象の入出力データを用いて擬似的な参照信号を生成し、その信号を用いて評価することで実際には使用していない候補制御器を用いた制御系の評価が可能である。これにより、接触環境の変化に対してオンラインデータから力制御器の評価を行い、評価基準を満たす制御器を評価式により判別し切り替えることで接触環境の変化に対応可能である。そして、以上の提案手法に対して、リニアモータを用いた1自由度ロボットを模擬したシミュレーションモデル、及び実験装置に適用し、提案手法の有効性を確認した。

7.2 今後の課題

今後の課題として、以下の点が挙げられる。

1 点目に、候補制御器の設計は、あらかじめ様々な接触環境に対してデータ取得ができることを前提としていることである。そのため、事前にデータ取得できていない環境へ変化する場合は、力制御系の安定性や制御性能は保証されていない。この問題の解決策としては、制御器の切り替えで対応できる範囲を広げるために候補制御器を多く用意しておくことである。ゲインの小さい候補制御器を 1 つ用意しておくことで、少なくとも力制御系の不安定化を防ぐことができる。また、環境パラメータ推定に基づいた適応制御手法により、制御器のゲインをオンラインで調整した制御器を候補制御器として増やすことができれば、事前にデータ取得できない環境への変化にも対応可能となる。本論文のシミュレーション及び実機実験における検証は、2 つの接触環境に対して 2 つの候補制御器による検証であったため、候補制御器を 3 つ以上に増やしておくことで動作中に起こり得る複数の接触環境の変化に対して、制御器の切り替えで対応できる範囲の拡大が期待できる。

2 点目に、異なる制御対象に対して提案手法の有効性を検証することである。本論文で示した結果はリニアモータを用いた 1 自由度ロボットに対してのみ行っており、提案手法の汎用性を確認するには、多自由度ロボットなどの異なる制御対象で検証する必要がある。しかしながら、多自由度ロボットは 1 自由度ロボットと比べ制御系が複雑化するため、反力推定オブザーバによる力の推定が容易でない場合、力センサを用いる必要がある。そのため、センサノイズの影響を考慮した手法へと拡張する必要があると考えている。

参考文献

- [1] 大賀淳一郎, 西原泰宣, 大明準治:「産業用ロボットアームの動力学モデルに基づいたセンサレス力制御」, 東芝レビュー, Vol. 66, No. 5, pp. 38–41 (2011)
- [2] 加藤敦, 久保武春, 大西公平:「リニア直流ソレノイドモータを用いた精密な運動制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 6, pp. 630–636 (2005)
- [3] 吉川恒夫:「ロボットにおける力制御の現状と将来」, 日本ロボット学会誌, Vol. 9, No. 6, pp. 746–750 (1991)
- [4] 村上俊之, 大西公平:「作業環境のパラメータ推定に基づいた多自由度マニピュレータの力制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 4, pp. 503–509 (1993)
- [5] 佐藤晴哉, 菅原圭祐, 大西公平:「反力推定オブザーバを用いた力の PD 制御の性能向上法」, 電気学会研究会資料, IIC-11-62, pp. 65–70 (2011)
- [6] M. C. Campi, A. Lecchini and S. M. Savaresi, “Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers”, *Automatica*, Vol. 38, pp. 1337–1346 (2002)
- [7] 相馬将太郎, 金子修, 藤井隆雄:「一回の実験データに基づく制御器パラメータチューニングの新しいアプローチ - Fictitious Reference Iterative Tuning の提案」, システム制御情報学会論文誌, Vol. 17, No. 12, pp. 528–536 (2004)
- [8] K. van Heusden, A. Karimi, and D. Bonvin, “Data-driven model reference control with asymptotically guaranteed stability”, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 25, pp. 331–351 (2011)
- [9] 榊泰輔, 館昭:「インピーダンス制御の接触安定性についての一考察」, 日本ロボット学会誌, Vol. 12, No. 3, pp. 489–496 (1994)
- [10] M. G. Safonov, T. C. Tsao, “The unfalsified control concept and learning”, *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, Vol. 42, No. 6, pp. 843–847 (1997)

第 7 章 結言

- [11] 大西公平：「外乱オブザーバによるロバスト・モーションコントロール」，日本ロボット学会誌，Vol. 11, No. 4, pp. 486–493 (1993)
- [12] 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 (1993)
- [13] 足立修一：MATLAB による制御のためのシステム同定，東京電機大学出版，pp.77–82 (1996)
- [14] Cheong Shin-Young, and Michael G. Safonov , “Unfalsified control for slowly varying plants using fading memory and windowing.” *Proc. AIAA Guidance, Navigation and Control Conf. and Exhibit*, Vol. 4, pp.2485–2490 (2006)
- [15] G. Battistelli, E. mosca, P. Tesi: “Model-Free Adaptive Switching Control of Time-Varying Plants” *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 58, No. 5, pp. 1208–1220 (2013)
- [16] 川崎晴久：ロボット工学の基礎，森北出版，pp.143–149 (1991)

謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々に御世話になりました。ここに深く感謝の意を表します。

本研究の遂行ならびに修士論文の作成にあたり、熱心なご指導とご鞭撻を賜りました、三重大学大学院工学研究科教授 平井 淳之先生、同大学教授 駒田 諭先生、同大学准教授 弓場井 一裕先生、同大学助教授 矢代 大祐先生に心より感謝申し上げます。弓場井 一裕先生は、日頃よりグループ検討会や学会発表等で常に丁寧に指導して頂き、私自身の成長に大きく寄与して下さいました。また、先生には研究だけでなく社会人としての多くの助言を頂き、自分を奮い立たす励みになりました。先生の下で多くのことを学び、研究に打ち込めたことを非常に嬉しく思います。この場をお借りして心よりお礼申し上げます。

平井 淳之先生には、検討会や研究室生活の様々な場面で大変貴重なご意見を頂きました。さらに、就職活動などの郊外活動や留学生との交流の場面において、貴重な体験をさせて頂きました。留学生との交流により英語に対する苦手意識を克服でき、心より感謝を申し上げます。

駒田 諭先生には、全体検討会や学内で開催された学会で、本研究のご指導を頂き、貴重なご意見をいただくことができました。

矢代 大祐先生には、本研究の実機実験を進めるにあたり、丁寧に指導して頂き、理解を深めることができました。また、全体検討会等で、本研究の貴重なご意見をいただくことができました。

また、日々の全体検討会や授業等で貴重なご意見を頂きました同大学教授 石田 宗秋先生、同大学准教授 山村 直紀先生、同大学助教授 小山 昌人先生に心から感謝致します。そして、日頃から研究室生活でお世話になった技術職員 中村 勝氏に心から感謝致します。

本研究の遂行にあたり、同グループの先輩として親切なご指導をくださいました磯部 良太氏、岩本 直也氏に心より感謝いたします。時には厳しく、時には優しくご指導していただき、貴重な意見をいただくことができました。

また、同期として、多くの時間を共にし、研究室での生活を共に送り、研究を遂行

第 7 章 結言

してきた宇佐美 朋大君，堀 智貴君，井垣 颯太君，大橋 知弥君，河合 恭宏君，平田 暁久君，福森 穰君に感謝します。研究室での生活が楽しく有意義に過ごせました。また，多くのことを協力していただき，研究生活を充実してものにしてくれた電機システム研究室の皆さんに深く感謝致します。

最後に，これまで何一つ不自由なく大学生活を送らせて頂いた両親に心から深く感謝致します。本当にありがとうございました。

論文目録

国際会議

- (1) Naoki Yamamoto, Kazuhiro Yubai, Daisuke Yashiro, Satoshi Komada: “Direct Design Method of Force Controller Based on Input/Output Data”, *Proceedings of 2016 International Conference on Advanced Mechatronic Systems*, pp. 126-131, (2016.11)
- (2) Naoki Yamamoto, Kazuhiro Yubai, Daisuke Yashiro, Satoshi Komada: “Direct Design Method of Force Controller Based on Data-Driven Controller Tuning”, *Proceedings of International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU*, No. 2P8, pp. 1-6, (2016.12)
- (3) Naoki Yamamoto, Kazuhiro Yubai, Daisuke Yashiro, Satoshi Komada: “Design of Force Control System Based on Unfalsified Control”, *Proceedings of International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU*, 1O-3, pp. 13-16, (2017.12)

学会発表

- (1) 山本直輝, 弓場井一裕, 矢代大祐, 駒田諭: 「入出力データに基づく力制御器の直接設計法に関する基礎検討」, 平成 28 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会講演論文集, No. A2-3, (2016.9)
- (2) 山本直輝, 弓場井一裕, 矢代大祐, 駒田諭: 「入出力データに基づく力制御器設計法の提案とその実機検証」, 電気学会メカトロニクス制御研究会資料, No. MEC-16-034, pp. 43-48, (2016.12)
- (3) 山本直輝, 弓場井一裕, 矢代大祐, 駒田諭: 「非反証制御に基づく切り替え型力制御器の提案」, 電気学会メカトロニクス制御研究会資料, No. MEC-17-020, pp. 29-32, (2017.12)