

平成 30 年度 修士論文

題目

タイトル

— サブタイトル —

指導教員

石川 将人 教授

大阪大学大学院 工学研究科 機械工学専攻

学籍番号 28E17076

名前

2016 年 2 月 xx 日

# 概要

卒業論文を L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X で書くときに参考になればと思い作りました。なぜかコンパイルできない、Word みたいな微調整ができなくて体裁が整わないなどの “L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X あるある” で、無駄に時間を費やさないように、本来時間を割くべきところにきちんと時間を割けるようにしましょう。

本テンプレートは使用を強要するものではありません。すでに Share フォルダ内に、末岡先生が作られた大須賀研用のテンプレがありますのでそれを用いてもらっても構いません。あるいは自分で論文体裁を整えてもらっても構いません。要するに論文が書ければそれでいいのです。

## Abstract

This paper discusses ...

# 目次

第 1 章 緒言	1
第 2 章 基礎方程式	2
2.1 サーボバルブ	2
2.2 油圧シリンダー	4
2.3 運動方程式と摩擦のモデル	6
2.4 モデルの線形化とラプラス変換	6
第 3 章 システムの線形性とその同定	8
3.1 実験機とその構成	8
3.2 先端で発生する力までの線形性とモデルの同定	11
3.3 位置までの同定	15
3.4 M 系列による同定	17
第 4 章 力制御	24
4.1 力推定アルゴリズム	24
4.2 PID 制御と I-PD 制御	24
4.3 $H_\infty$ 制御	25
4.4 I-PD 制御と $H_\infty$ 制御の応答および外乱抑制効果の比較	30
第 5 章 力制御と位置制御の統合	33
5.1 並列型制御手法	33
5.2 直列型制御手法	36
5.3 コンプライアンス制御	40
第 6 章 結言	43
参考文献	44

付録 A	ポンプ圧力の差による周波数応答の変化	46
付録 B	$H_\infty$ 制御器設計の詳細	47
B.1	伝達関数から状態空間への変換	47
B.2	$H_\infty$ 制御器設計過程	48

# 図目次

2.1	System of Servo Valve and Cylinder . . . . .	3
2.2	Detail of Servo Valve . . . . .	3
3.1	caption . . . . .	9
3.2	system . . . . .	11
3.3	FFT of $f_{\text{measure}}$ . . . . .	12
3.4	FFT of $p_{\text{hs}}$ . . . . .	12
3.5	FFT of $p_{\text{rs}}$ . . . . .	13
3.6	Frequency Response from Input to $f_{\text{measure}}$ (7 MPa) . . . . .	14
3.7	Frequency Response from Input to $f_{\text{thrust}}$ (7 MPa) . . . . .	14
3.8	FFT of Input to Position . . . . .	16
3.9	Frequency Response from Input to Position . . . . .	16
3.10	Generating Circuit of M-sequence . . . . .	17
3.11	Input and Output Data . . . . .	19
3.12	Input and Ooutput Data for System Identification . . . . .	19
3.13	Input and Ooutput Data for Cross Validation . . . . .	20
3.14	Compare data . . . . .	20
3.15	Input and Output of Position . . . . .	22
3.16	Input and Output of Position (after Integrate to Input) . . . . .	22
3.17	Cross Validation of Position . . . . .	23
4.1	Block Diagram for Force Control . . . . .	25
4.2	PID and I-PD Controller . . . . .	25
4.3	Sin Responce of Estimated Force and Measured Force (PID Controller and I-PD Controller) . . . . .	26
4.4	Mixed $H_{\infty}$ Synthesis . . . . .	27
4.5	Servo $H_{\infty}$ Controller . . . . .	28

---

4.6	Step Response of Estimated Force and Measured Force ( $H_\infty$ servo controller w/o dead time) . . . . .	28
4.7	Step Response of Estimated Force and Measured Force ( $H_\infty$ servo controller w/ Padé approximation of dead time) . . . . .	29
4.8	Step Response of Estimated Force and Measured Force . . . . .	30
4.9	Sin Response of Estimated Force and Measured Force . . . . .	30
4.10	with Band-Limited White Noise . . . . .	31
4.11	Step Response of Estimated Force and Measured Force (with Band-Limited White Noise) . . . . .	32
4.12	Sin Response of Estimated Force and Measured Force (with Band-Limited White Noise) . . . . .	32
5.1	Image of Integration Control of Force and Position . . . . .	34
5.2	Force and Position Controller (Pararell) . . . . .	34
5.3	Decision of Touch or No Touch . . . . .	34
5.4	Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller:PID) . . . . .	35
5.5	Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller:I-PD) . . . . .	35
5.6	Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller: $K_{H_\infty \text{servo}}$ ) . . . . .	36
5.7	Force and Position Controller (Casquade) . . . . .	36
5.8	Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller:PID) . . . . .	37
5.9	Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller:I-PD) . . . . .	37
5.10	Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller: $K_{H_\infty \text{servo}}$ ) . . . . .	37
5.11	Torque Compensator . . . . .	38
5.12	Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller:PID) . . . . .	39
5.13	Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller:I-PD) . . . . .	39
5.14	Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller: $K_{H_\infty \text{servo}}$ ) . . . . .	39
5.15	Compliance Control (Virtual Stiffness $k = 50$ ) . . . . .	41
5.16	Compliance Control (Virtual Stiffness $k = 100$ ) . . . . .	41
5.17	Casquade Controller with FBM . . . . .	42
B.1	Multiplicative Perturbation . . . . .	49
B.2	Gain Graph of Mixed $H_\infty$ Problem . . . . .	50

# 表目次

3.1	Experiment System Configuration . . . . .	10
5.1	Rod Position and Force . . . . .	42

# 第1章

## 緒言

一章ブランチの作成

# 第 2 章

## 基礎方程式

本章では油圧システムについてのモデリングの導出を行う。対象とする油圧システムの模式図を Fig. 2.1 に、サーボバルブの詳細を Fig. 2.2 に示す。対象のシステムは 4 ポートサーボバルブと片ロッドシリンダが接続されているものである。このサーボバルブとシリンダについて Jalali ら [1] の手法を抜粋し、第一原理に基づき基礎方程式の記述を行う。記述にあたっては酒井らの手法 [2, 3] も適宜参考にしている。

### 2.1 サーボバルブ

#### 2.1.1 サーボバルブの各部名称とパラメータ

ここでは 4 ポート式サーボバルブの各部名称、および変数設定について述べる。

#### 2.1.2 サーボバルブを通過する流量

作動流体がサーボバルブを通過する流れは、オリフィス流れであるとみなされる。オリフィスを通過する流量  $Q$  は、一般に

$$Q = \alpha_d A \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} \quad (2.1)$$

と表される。ここで、 $\alpha_d$  は流出係数 (discharge coefficient)、 $A$  は流体の断面積、 $\rho$  は流体の密度、 $\Delta p$  はオリフィス前後の十分離れた場所における流体の圧力の差である。サーボバルブにおけるスプールの中立点からの変位を  $x_v$  とし、流体の流れる方向を考慮すると、式 2.1 は

$$Q(x_v, \Delta p) = c_v x_v \text{sign}(\Delta p) \sqrt{\Delta p} \quad (2.2)$$

$$c_v = \pi d_v \alpha_d \sqrt{\frac{2}{\rho}} \quad (2.3)$$

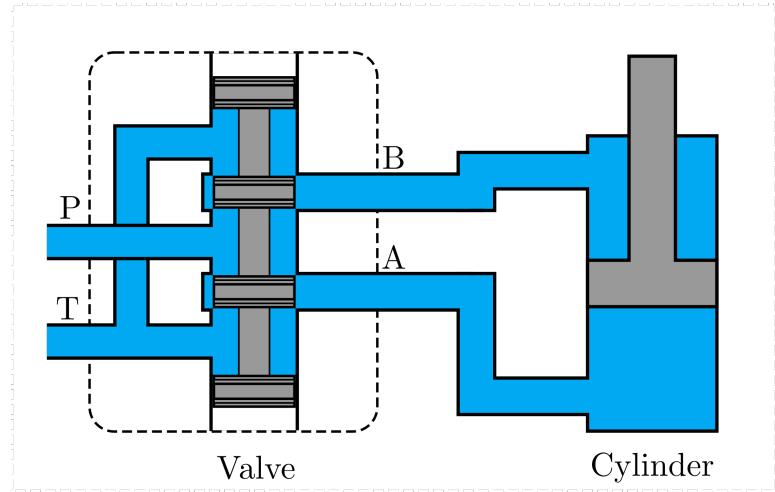


Fig. 2.1: System of Servo Valve and Cylinder

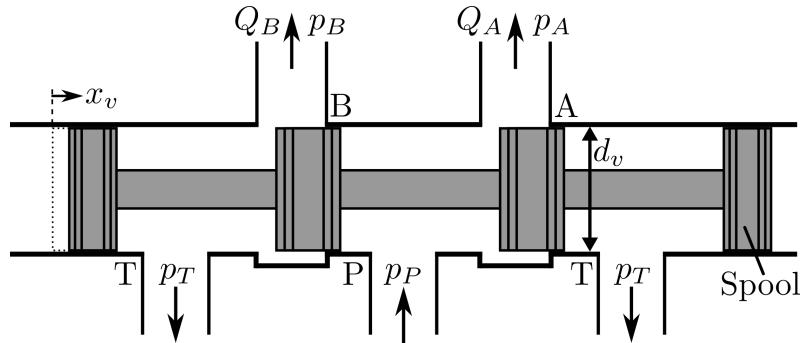


Fig. 2.2: Detail of Servo Valve

となる。 $\text{sign}(\cdot)$  はシグナム関数であり、以下で定義される。

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & (\text{if } x > 0) \\ 0 & (\text{if } x = 0) \\ -1 & (\text{if } x < 0) \end{cases} \quad (2.4)$$

サーボバルブの制御ポート A から吐き出される流量  $Q_A$  は、「供給ポート P から制御ポート A へ流れる流量  $Q_{PA}$ 」と「制御ポート A から戻りポート T への流量  $Q_{AT}$ 」の差分で表される。供給ポート P から制御ポート A へ流れるときのスプール変位  $x_v$  を正とすると、このときには  $Q_{AT}$  は 0 となる。逆に  $x_v$  が負のときには  $Q_{PA}$  は 0 となる。こ

れらをまとめると、 $Q_A$  は、式 2.2 も考慮すると、

$$\begin{aligned} Q_A &= Q_{PA} - Q_{AT} \\ &= c_{v_{PA}} \text{sg}(x_v) \text{sign}(p_P - p_A) \sqrt{|p_P - p_A|} \\ &\quad - c_{v_{AT}} \text{sg}(-x_v) \text{sign}(p_A - p_T) \sqrt{|p_A - p_T|} \end{aligned} \quad (2.5)$$

となる。同様に、制御ポート B へ吐き出される流量  $Q_B$  は、向きが  $Q_A$  と逆になることに注意して

$$\begin{aligned} Q_B &= Q_{PB} - Q_{BT} \\ &= -c_{v_{PB}} \text{sg}(-x_v) \text{sign}(p_P - p_B) \sqrt{|p_P - p_B|} \\ &\quad + c_{v_{BT}} \text{sg}(x_v) \text{sign}(p_B - p_T) \sqrt{|p_B - p_T|} \end{aligned} \quad (2.6)$$

となる。 $\text{sg}(\cdot)$  は、

$$\text{sg}(x) = \begin{cases} x & (\text{if } x > 0) \\ 0 & (\text{if } x \leq 0) \end{cases} \quad (2.7)$$

で定義される関数である。

### 2.1.3 サーボバルブの動特性

サーボバルブへの指令電圧入力  $u_v$  とスプール変位  $x_v$  の関係は、周波数応答などから式 2.8 に示す二次系の運動方程式で近似して表すことができる。

$$\frac{1}{\omega_v^2} \ddot{x}_v^* + \frac{2D_v}{\omega_v} \dot{x}_v^* + x_v^* + f_{hs} \text{sign}(\dot{x}_v^*) = K_v u_v^* \quad (2.8)$$

なお、 $u_v^*$  や  $x_v^*$  などはそれぞれ入力電圧の最大値  $u_{v,max}$ 、スプール変位の最大値  $x_{v,max}$  で除して正規化されたものであり、以下の式 2.9 から式 2.10 で定義される。

$$u_v^* = \frac{u_v}{u_{v,max}} \quad (2.9)$$

$$x_v^* = \frac{x_v}{x_{v,max}}, \quad \dot{x}_v^* = \frac{\dot{x}_v}{x_{v,max}}, \quad \ddot{x}_v^* = \frac{\ddot{x}_v}{x_{v,max}} \quad (2.10)$$

また、式 2.8 において  $K_v$  はバルブのゲイン、 $\omega_v$  は固有角振動数、 $D_v$  は粘性係数、 $f_{hs}$  はバルブのヒステリシスや応答感度を表す関数である。

## 2.2 油圧シリンダー

油圧シリンダー内の作動流体についてモデル化する。流体の質量保存則は式 2.11 である。

$$\Sigma \dot{m}_{\text{in}} - \Sigma \dot{m}_{\text{out}} = \frac{d(\rho V)}{dt} = \rho \dot{V} + \dot{\rho} V \quad (2.11)$$

$V$  および  $\dot{V}$  は流体の体積とその時間変化率である。 $\rho$  は流体の密度であり、圧縮性流体においてはその表現方法は文献により様々であるが、本論文では以下の式 2.12 で定義される  $\rho$  を採用する。

$$\rho = \rho_i + \frac{\rho_i}{E(p)} p \quad (2.12)$$

ここで  $\rho_i$  は圧力が 0 のときの密度、 $E(p)$  はバルクモジュールである、 $p$  は流体の圧力である。式 2.11 と式 2.12 より

$$\Sigma Q_{\text{in}} - \Sigma Q_{\text{out}} = \dot{V} + \frac{V}{E(p)} \dot{p} \quad (2.13)$$

となる。よって、シリンダ内の流量は次の式 2.14 および式 2.15 で表される。

$$Q_{\text{rod}} = \dot{V}_{\text{rod}} + \frac{V_{\text{rod}}}{E(p_{\text{rod}})} \dot{p}_{\text{rod}} \quad (2.14)$$

$$Q_{\text{head}} = \dot{V}_{\text{head}} + \frac{V_{\text{head}}}{E(p_{\text{head}})} \dot{p}_{\text{head}} \quad (2.15)$$

シリンダロッドの速度を  $\dot{x}_p$  とし、rod 側の受圧面積を  $A_r$ 、head 側の受圧面積を  $A_h$  とすると、 $\dot{V}_{\text{rod}}$  および  $\dot{V}_{\text{head}}$  は

$$\dot{V}_{\text{rod}} = A_r \dot{x}_p \quad (2.16)$$

$$\dot{V}_{\text{head}} = -A_h \dot{x}_p \quad (2.17)$$

と表わせ、式 2.14 および式 2.15 とあわせて、

$$\dot{p}_{\text{rod}} = \frac{E(p_{\text{rod}})}{V_{\text{rod}}} (Q_{\text{rod}} - A_r \dot{x}_p) \quad (2.18)$$

$$\dot{p}_{\text{head}} = \frac{E(p_{\text{head}})}{V_{\text{head}}} (Q_{\text{head}} - A_h \dot{x}_p) \quad (2.19)$$

となる。

ここで、Fig. 2.1 を考慮すると、シリンダへの流入/流出量は

$$Q_A = A_h \dot{x}_p \quad (2.20)$$

$$Q_B = A_r \dot{x}_p \quad (2.21)$$

と表せ、負荷による圧力降下（または単に負荷圧力）は

$$p_{\text{load}} = p_{\text{head}} - \frac{A_r}{A_h} p_{\text{rod}} \quad (2.22)$$

と表される。また、バルブとシリンダの間における圧力降下が無視できるときには、 $p_A = p_{\text{head}}$ ,  $p_B = p_{\text{rod}}$  であり、式 2.5, 式 2.6, 式 2.20, 式 2.21, 式 2.22 より、

$$\begin{cases} p_A = p_{\text{head}} & = \frac{1}{1 + (A_r/A_h)^3} \left( \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^3 p_T + \left( \frac{A_r}{A_h} \right) p_P + p_{\text{load}} \right) \\ p_B = p_{\text{rod}} & = \frac{1}{1 + (A_r/A_h)^3} \left( \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^2 p_T + p_P - \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^2 p_{\text{load}} \right) \end{cases} \quad (\dot{x}_p > 0) \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} p_A = p_{\text{head}} & = \frac{1}{1 + (A_r/A_h)^3} \left( \left( \frac{A_r}{A_h} \right) p_T + \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^3 p_P + p_{\text{load}} \right) \\ p_B = p_{\text{rod}} & = \frac{1}{1 + (A_r/A_h)^3} \left( p_T + \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^2 p_P - \left( \frac{A_r}{A_h} \right)^2 p_{\text{load}} \right) \end{cases} \quad (\dot{x}_p < 0) \quad (2.24)$$

となる。

## 2.3 運動方程式と摩擦のモデル

油圧シリンダのロッドの運動方程式は

$$m_{\text{rod}} \ddot{x}_p = A_h p_{\text{head}} - A_r p_{\text{rod}} - F_f(\dot{x}_p) - F_{\text{ext}} \quad (2.25)$$

と表せる。 $F_{\text{ext}}$  はロッドにかかる外力であり、 $F_f(\dot{x}_p)$  は摩擦である。摩擦を表す代表的なモデルに Stribeck friction curve があり、式 2.26 で表される。

$$F_f(\dot{x}_p) = \sigma \dot{x}_p + \text{sign}(\dot{x}_p) \left( F_{c0} + F_{s0} \exp \left( -\frac{|\dot{x}_p|}{c_s} \right) \right) \quad (2.26)$$

$\sigma$  は粘性摩擦、 $F_{c0}$  はクーロン摩擦、 $F_{s0}$  および  $c_s$  は静止摩擦のパラメータである。

## 2.4 モデルの線形化とラプラス変換

油圧システムにおいて、理想的にはポンプの供給圧力  $p_P$  および戻り圧力  $p_T$  は一定であるため、式 2.23 および式 2.24 を線形化すると

$$\Delta p_A = \frac{1}{1 + (A_r/A_h)^3} \Delta p_{\text{load}} \quad (2.27)$$

$$\Delta p_B = -\frac{(A_r/A_h)^2}{1 + (A_r/A_h)^3} \Delta p_{\text{load}} \quad (2.28)$$

となる。式 2.5 と式 2.6 をテイラー展開し、式 2.18, 式 2.19, 式 2.22, 式 2.27, 式 2.28 とあわせると、式 2.29 が得られる。 $K_1$  から  $K_3$  はそれぞれの項の係数をまとめたものである。

$$\Delta \dot{p}_{\text{load}} = K_1 \Delta x_v + K_2 \Delta p_{\text{load}} + K_3 \Delta \dot{x}_p \quad (2.29)$$

よって、式 2.22、式 2.25、式 2.26 をまとめ、ラプラス変換を施すと

$$X_p(s) = \frac{K_4 X_v(s) + K_5 F_{\text{ext}}(s)}{s(s^2 + K_6 s + K_7)} \quad (2.30)$$

となり、式 2.8 を考慮するとバルブへの入力からロッド位置までの伝達関数は

$$G_{xu}(s) = \frac{X_p(s)}{U(s)} = \frac{K_v K_1}{\frac{1}{\omega_v^2} s^2 + \frac{2D_v}{\omega_v} s + 1} \frac{K_8}{s^2 + K_6 s + K_7} \frac{1}{s} \quad (2.31)$$

となる。ここで  $K_4$  から  $K_8$  は係数をまとめたものである。これより、入力から位置までの伝達関数には積分器が含まれていることがわかる。

また、シリンダロッド先端を固定している際には  $\dot{x}_p = \ddot{x}_p = 0$  であるため、式 2.8 および式 2.29 より、バルブへの入力から負荷圧力までの伝達関数は

$$G_{p_{load}u}(s) = \frac{P_{\text{load}}(s)}{U(s)} = \frac{K_v}{\frac{1}{\omega_v^2} s^2 + \frac{2D_v}{\omega_v} s + 1} \frac{K_1}{s - K_2} \quad (2.32)$$

となる。負荷圧力に受圧面積  $A_h$  をかけるとシリンダの推力  $f_{\text{thrust}}$  となるので、入力から推力までの伝達関数は

$$G_{f_{\text{thrust}}u}(s) = A_h G_{p_{load}u}(s) = \frac{F_{\text{thrust}}(s)}{U(s)} = \frac{A_h K_v}{\frac{1}{\omega_v^2} s^2 + \frac{2D_v}{\omega_v} s + 1} \frac{K_1}{s - K_2} \quad (2.33)$$

となる。

## 第3章

# システムの線形性とその同定

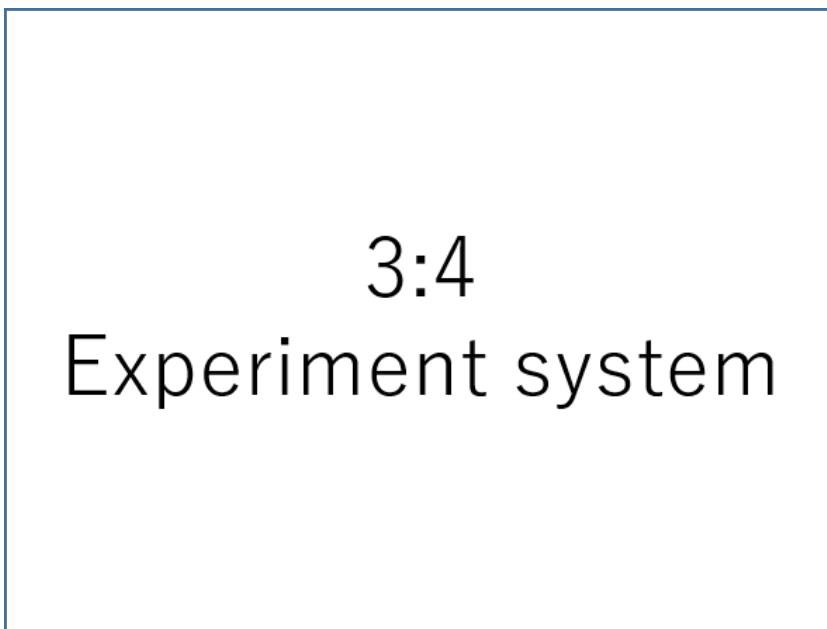
対象とするシステムのモデルを作成することで、直接力を測定することなく他のセンサの値から力を推定することが可能である。前章で導出した物理モデルにおいて未知パラメータを同定すればモデルの構築は可能である。しかし、バルクや粘性項などのパラメータは温度や圧力などに依存しており、これらのパラメータを正確にしること、そしてすべてのパラメータを同定してモデルを組み上げることは現実的には難しい。

そこで本章ではシステム同定を用いて油圧システムのモデルの構築を行う。システム同定にあたっては入出力関係を見て同定を行うため、未知パラメータを一つ一つ同定することなくモデルの作成を行うことが可能である。そこで、バルブへの電圧入力からシリンダ先端の位置及び先端で発生する力までのモデルを、システム同定を用いて導出する。力の同定ではシリンダ先端を固定した状態で同定をする。位置の同定にあたっては無負荷状態で行う。

### 3.1 実験機とその構成

本研究で使用する油圧システムの実験装置を Fig. 3.1 に示す。本装置は片ロッドの油圧シリンダ、ギヤポンプ、サーボバルブなどにより構成されており、シリンダにはワイヤー式エンコーダとロードセルが取り付けてある。また、圧力センサをサーボバルブの A ポートおよび B ポート、そしてシリンダのヘッド側とロッド側の入り口の計 4箇所に取り付けてある。

コントローラ側は PC 及び AD/DA 変換器やカウンタで構成されており、実験装置に取り付けてあるセンサからの値の取得及びサーボバルブへの入力を行うことができる。センサ値の処理やサーボバルブへの入力をための制御アルゴリズムは PC 上で MATLAB/Simulink を用いて組んでいる。また、取得したセンサ値に対しローパスフィルタとして  $1/(0.005s + 1)$  を作用させている。本装置に用いている各部品の諸元を



**Fig. 3.1:** caption

Table 3.1 にまとめる。また、システムの伝達経路の全体像は Fig. ?? のようになる。

Table 3.1: Experiment System Configuration

Name	Maker	Model Number	Property
Servo Valve	nachi	J869-1000A	—
Hydraulic Cylinder	SMC	CHN-25-250	internal diameter: 25 mm rod diameter: 12 mm
Gear Pump	—	—	rated power 7 Mpa, 2 l/min
Oil	JXTG Nippon Oil & Energy Corporation	Super Hyrando 32	—
Load Cell	KYOWA	LUK-A-10kN	—
Pressure Sensor	KEYENCE	GP-M250?	—
Encoder	Micro Tech Laboratory	—	—
PC	mouse computer	cpu:i7-7900K	gpu: OS:windows 10 education
AD/DA Converter	Speedgoat	Speedgoat	—
Counter	MathWorks	2018b	—
MATLAB/Simulink	MathWorks	2018b	—

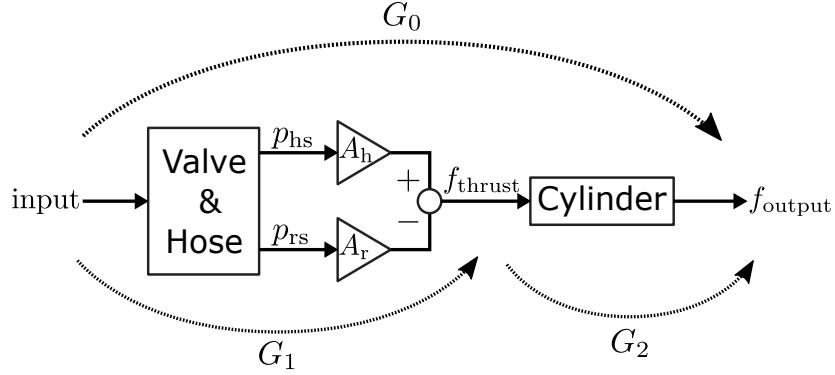


Fig. 3.2: system

## 3.2 先端で発生する力までの線形性とモデルの同定

バルブへの入力から先端で発生する力までのシステム同定にあたり、Fig. ??に示した伝達経路を Fig. 3.2 のように書き直す。input はコントローラからバルブへの電圧指令、 $f_{thrust}$  はシリンダの圧力および受圧面積より算出される推力、 $f_{output}$  は実際に先端で発生する力である。推力  $f_{thrust}$  は式 3.1 により算出される。

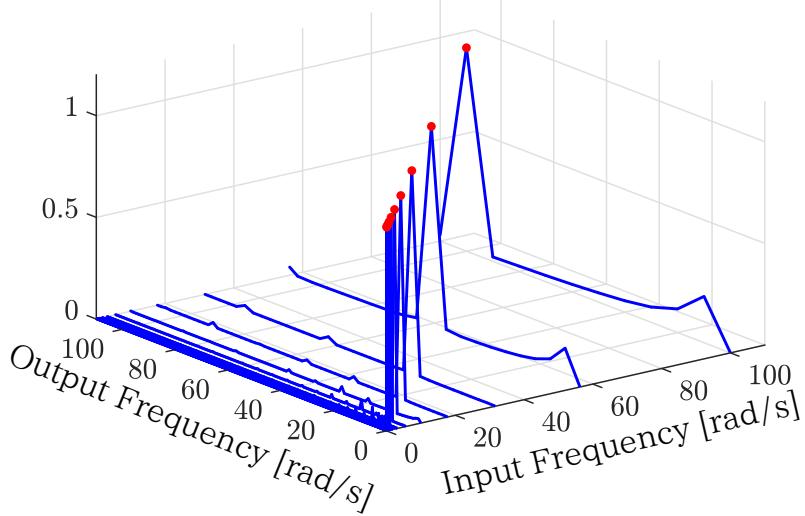
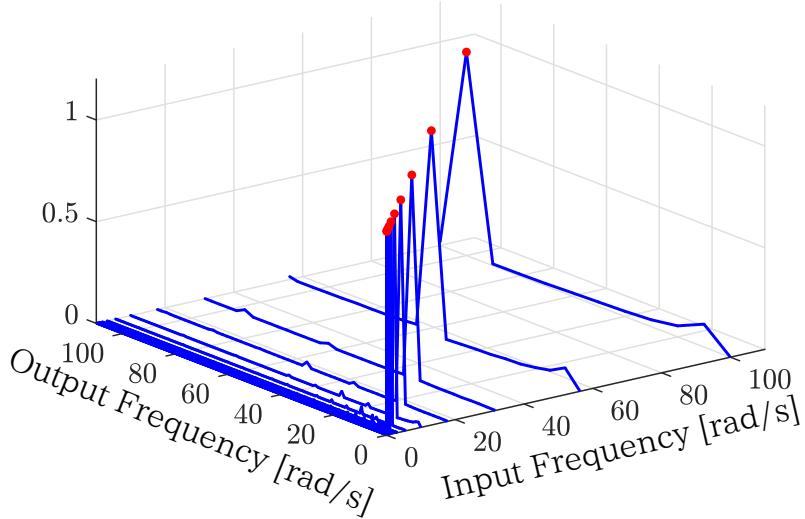
$$f_{thrust} = A_h p_{hs} - A_r p_{rs} \quad (3.1)$$

ここで  $A_h$  はヘッド側の受圧面積、 $A_r$  はロッド側の受圧面積、 $p_{hs}$  はシリンダのヘッド側の圧力、 $p_{rs}$  はシリンダ側のロッド側の圧力である。なお、先端で発生する力とはロードセルにより測定された実測値であり、今後これを実測出力と呼ぶ。

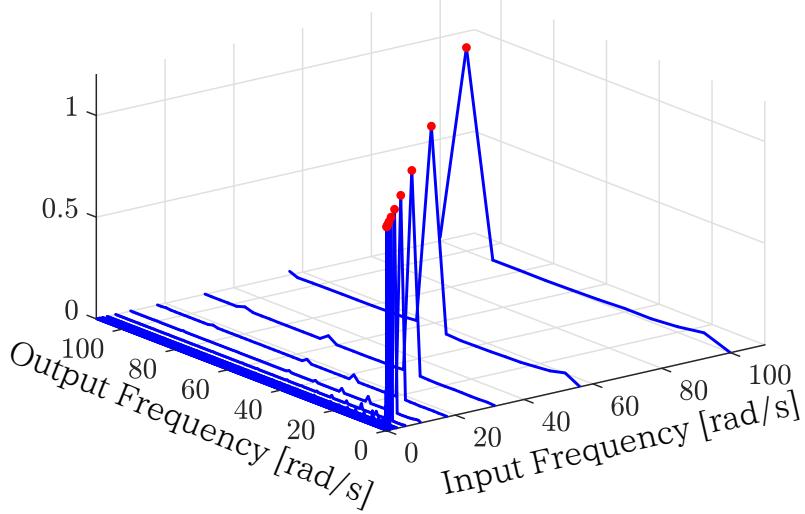
### 3.2.1 線形性調査

バルブへの入力に対するシステムの物理量の応答の線形性について調べ、システムの特性の把握を行う。対象とする物理量は、実測出力  $f_{measure}$  およびシリンダに取り付けてあるヘッド側圧力  $p_{hs}$ 、ロッド側圧力  $p_{rs}$  である。

バルブへ正弦波入力を与えた際の応答をフーリエ変換し、そのピークが入力した正弦波の角速度と一致し、かつその他の角速度でピークが立たない場合に線形応答とみなすことができる。実験では、バルブへ入力する角速度として  $0.1778 \text{ rad/s}$  から  $100 \text{ rad/s}$  まで対数上で等間隔に 12 等分したものを採用した。サンプリング周期は  $0.001 \text{ s}$  であり、センサから取得される値にはローパスフィルタ (以降 LPF) として一次遅れの伝達関数  $1/(0.005s + 1)$  を通している。また、直流成分をフーリエ変換を施す前に除去し、フーリエ変換後には角速度のピークに着目するため、最大ピークで除すことで正規化している。


 Fig. 3.3: FFT of  $f_{\text{measure}}$ 

 Fig. 3.4: FFT of  $p_{\text{hs}}$ 

各物理量の応答を Fig. 3.3 から Fig. 3.5 に示す。これより最大ピークの角速度と入力した正弦波の角速度が一致しているため、これらの物理量の応答は線形であるとみなすことができる。よって対象とする油圧システムは線形なシステムとして扱い、同定することができる。


 Fig. 3.5: FFT of  $p_{rs}$ 

### 3.2.2 周波数応答と最小自乗法による伝達関数モデルの同定

入力から実測出力  $f_{\text{measure}}$  および推力  $f_{\text{thrust}}$  までのシステムを同定するにあたり、はじめに周波数応答を調べ、システムの特性を把握する。バルブへの入力に 3.2.1 節と同様に正弦波入力を角速度を  $0.1778 \text{ rad/s}$  から  $100 \text{ rad/s}$  まで対数上で等間隔に 12 等分したものを与え、その際の実測出力  $f_{\text{measure}}$  の振幅比と位相遅れをプロットすると Fig. 3.6 のようになる。また、バルブへの入力から推力  $f_{\text{thrust}}$  までの周波数応答は Fig. 3.7 のようになる。

Fig. 3.6 により、入力から実測出力  $f_{\text{measure}}$  までのシステムは式 3.2 で表されるムダ時間と二次遅れ系であると判断した。

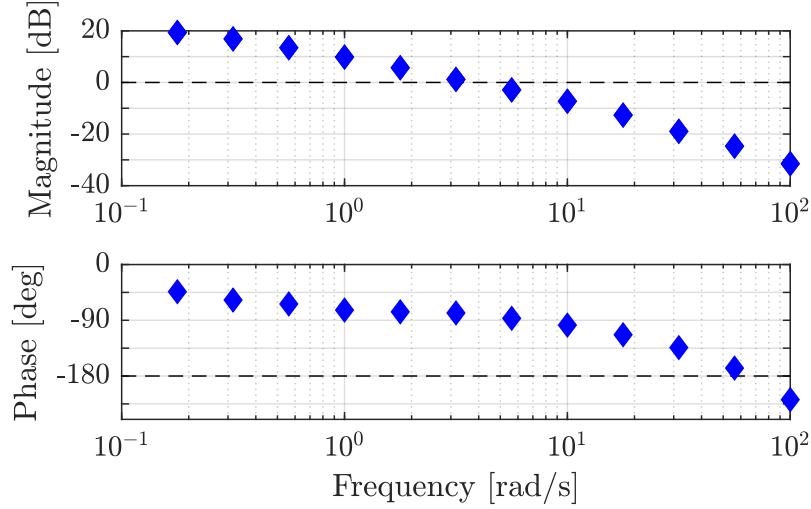
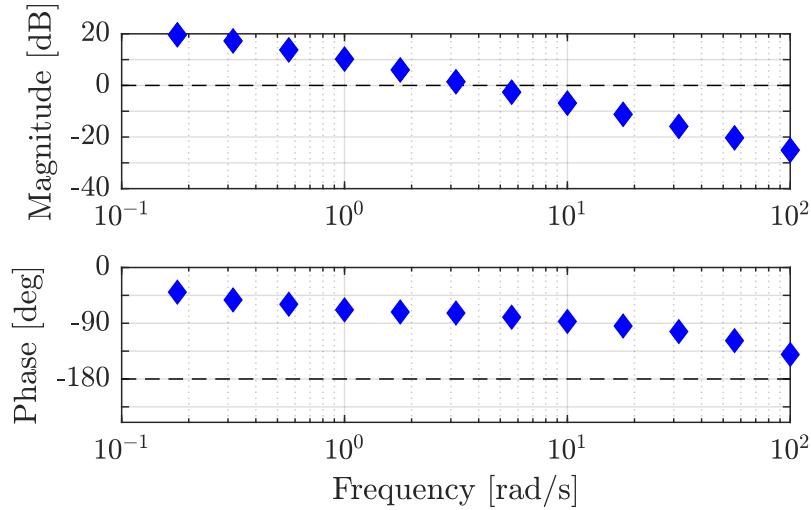
$$G_{\text{input}2f_{\text{measure}}} = \frac{a}{(s + b)(s + c)} e^{-ds} \quad (3.2)$$

式 3.2 の周波数応答が Fig. 3.6 と一致するように最小自乗法を用いて係数を決定すると、式 3.3 となる。

$$G_{\text{input}2f_{\text{measure}}} = \frac{41.82}{(s + 0.34)(s + 130)} e^{-0.016s} \quad (3.3)$$

同様に、入力から推力  $f_{\text{thrust}}$  までの応答はムダ時間を含む一次遅れ系であるとし、その係数を求めるとき、式 3.4 となる。

$$G_{\text{input}2f_{\text{thrust}}} = \frac{3.4}{s + 0.34} e^{-0.01s} \quad (3.4)$$

Fig. 3.6: Frequency Response from Input to  $f_{\text{measure}}$  (7 MPa)Fig. 3.7: Frequency Response from Input to  $f_{\text{thrust}}$  (7 MPa)

よって、推力  $f_{\text{thrust}}$  から実測出力  $f_{\text{measure}}$  までの伝達関数は式 3.3 と式 3.4 より式 3.5 となる。

$$G_{f_{\text{thrust}}2f_{\text{measure}}} = \frac{123}{s + 130} e^{-0.006s} \quad (3.5)$$

### 3.3 位置までの同定

バルブ入力からシリンダ位置までの応答のモデルの同定を行う。本節ではシリンダ先端を拘束せず、自由に動く状態で同定を行う。

油圧シリンダにおける入力から位置までの同定は、線形な応答を前提に同定入力として正弦波の足し合わせを入力したもの [4, 5] や、M 系列による同定を行っているもの [6, 7]、パラメータ同定を行っているもの [2] がある。本論文でははじめに、対象としている実験機のシリンダの応答の線形性を調べ、前節と同様に最小自乗法による周波数領域での同定、そして M 系列による同定を行う。

#### 3.3.1 線形性調査

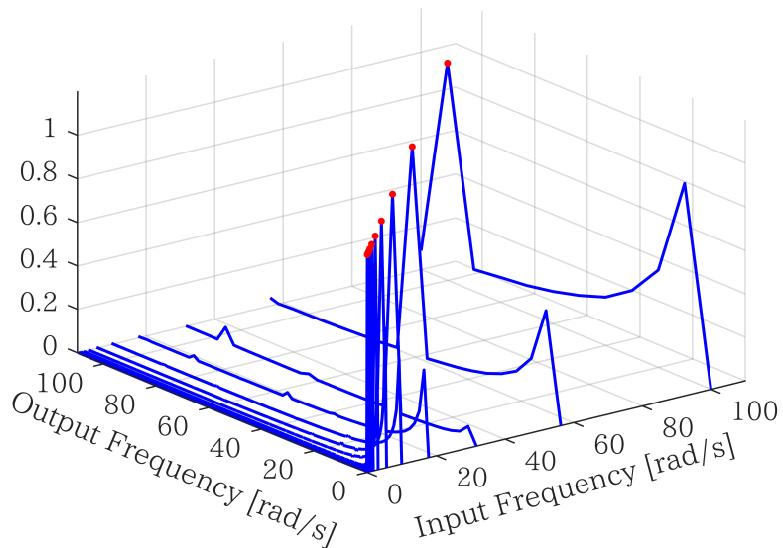
バルブに正弦波入力を与え、位置の応答をフーリエ変換してピークを見ることにより線形性を調べる。入力する正弦波の角速度は 3.2.1 節と同様に 0.1776 rad/s から 100 rad/s までを対数上で等間隔に 12 等分したものを与える。

位置までの応答をフーリエ変換した結果を Fig. 3.8 に示す。Fig. 3.8において、入力した正弦波よりも低周波の部分でピークが立っており、応答は厳密には線形応答とは言えない。本論文においてモデルを得たい領域は比較的低周波の領域であり、正弦波入力の角速度が 50 rad/s 以下の領域ではピークが大きくなく線形として扱える。また先行研究において、線形システムとして同定を行った場合でも良い結果が得られていることなどより、本論文においても線形応答の対象としてシステムの同定を試みる。

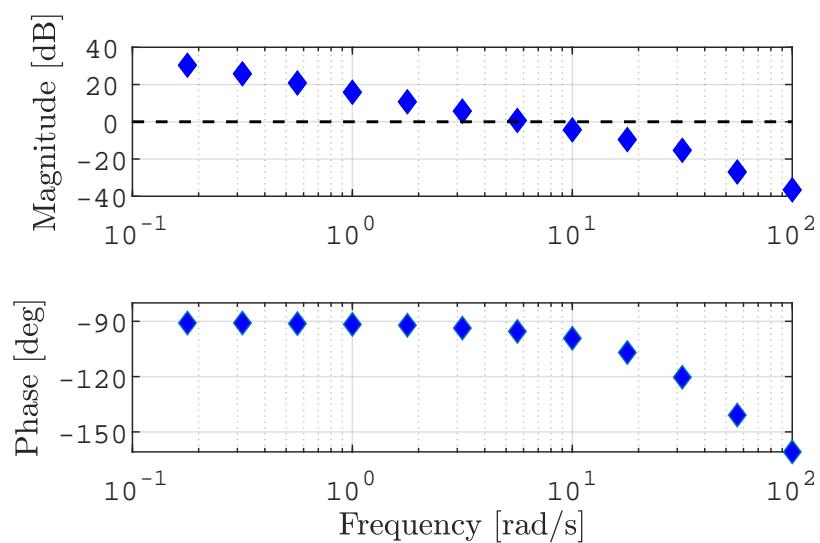
#### 3.3.2 周波数応答と最小自乗法によるモデル同定

位置の応答までの周波数応答を Fig. 3.9 に示す。このときのポンプ圧力は 7 MPa である。Fig. 3.9 より位置までの応答は積分器と一次遅れとムダ時間と含むシステムであると判断でき、最小自乗法により伝達関数モデルを求める式 3.6 となる。

$$G_{\text{input2position}} = \frac{330}{s(s + 60)} e^{-0.002s} \quad (3.6)$$



**Fig. 3.8:** FFT of Input to Position



**Fig. 3.9:** Frequency Response from Input to Position

$\oplus$  : exclusive OR

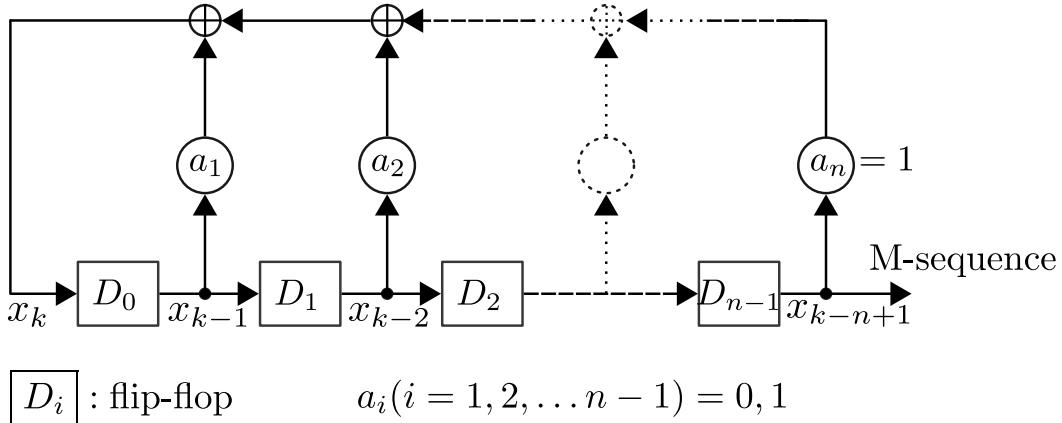


Fig. 3.10: Generating Circuit of M-sequence

## 3.4 M 系列による同定

3.2 節および 3.3 節では周波数領域で最小自乗法を適用することにより、伝達関数モデルを得た。本来、対象とするシステムの正確なモデルを得るために白色雑音を入力として用いることが望ましいが、現実的に白色雑音の適用は不可能であり、代わりとして擬似白色雑音を用いられる。疑似白色雑音の一つが M 系列と呼ばれる信号系列であり、信号の生成が比較的簡単であるためシステム同定の入力としてよく用いられている [8, 9]。そこで本節では、同定入力に M 系列を用いた場合のシステム同定について述べる。

### 3.4.1 M 系列の性質

M 系列とは、Fig. 3.10 に示す回路により生成される、0 と 1 から構成される擬似白色雑音である。Fig. 3.10 は  $n$  段のシフトレジスタの各段の値に係数  $a_i$  を掛けてフィードバックし、排他的論理和を適用させる構成になっている。最初、シフトレジスタの各段には 0 または 1 の値が格納されており、全て 0 でなければその組み合わせは任意である。これにより発生する M 系列は以下の特徴をもつ [10, 11, 12]。

- 周期系列であり、系列長は  $p = 2^n - 1$  である。(周期性)
- 1 周期内に 0 は  $2^{n-1} - 1$  個、1 は  $2^{n-1}$  個存在する。(均一性)
- 1 周期内において連続した  $n$  個の要素に着目したとき、そのビットパターンは全ての値が 0 である場合を除く全てのパターンが現れる。
- M 系列中の 1 を +1 に、0 を -1 に対応させると、自己相関関数  $\phi_j$  は式 3.7 のよう

になる。 $j$  は元の系列をシフトさせる数である。

$$\phi_j = \begin{cases} 1 & \text{for } j \equiv 0 \pmod{p} \\ \frac{-1}{p} & \text{for } j \not\equiv 0 \pmod{p} \end{cases} \quad (3.7)$$

### 3.4.2 システム同定（入力から力）

バルブへの入力から力までの同定について M 系列を用いての同定を行う。M 系列を用いるさいのサンプリング周波数は、バンド幅の 10 倍程度に設定するのがよいため [8], Fig. 3.6 を参考にして、サンプリング時間 0.2 s とし、シフトレジスタの個数  $n$  は 8 とした。

バルブへの入力と、力の入出力関係を Fig. 3.11 に示す。Fig. 3.11 のうち、10~70 s を同定用のデータとして (Fig. 3.12), 72~100 s を検証用データとして (Fig. 3.13) 用いる。

同定した伝達関数  $G_{\text{input2}f_{\text{measure}}}$  は、式 3.8 であり、分子第 2 項および分母第 3 項を微小として無視し整理すると、式 3.9 となる。

$$G_{\text{input2}f_{\text{measure}}} = \frac{4.193s + 0.02265}{s^2 + 1.118s + 7.614 \times 10^{-11}} e^{-0.02s} \quad (3.8)$$

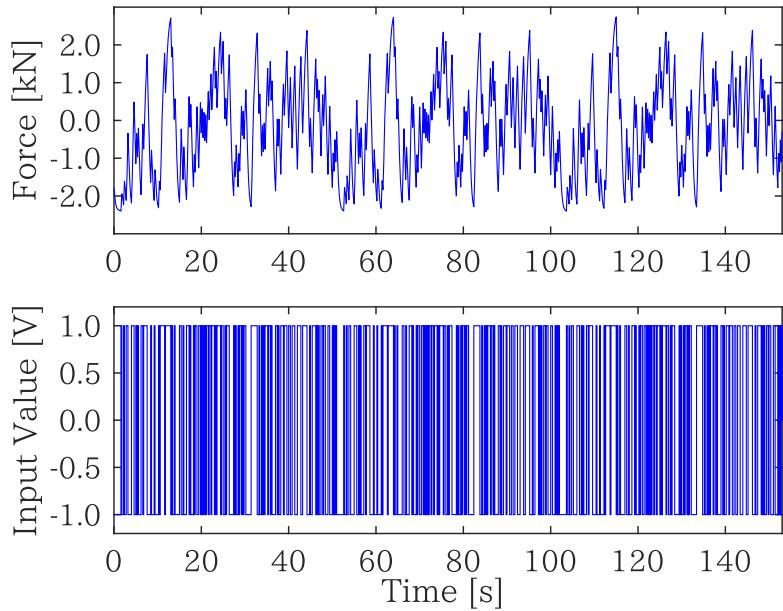
$$G_{\text{input2}f_{\text{measure}}} = \frac{4.19}{s + 1.12} e^{-0.02s} \quad (3.9)$$

式 3.8 および式 3.9 の応答と、Fig. 3.13 の結果を比較すると、Fig. 3.14 のようになる。tf(w/o shaping) が式 3.8 の応答、tf(with shaping) が式 3.9 の応答である。それぞれの横に書いてある数字は Fit 率であり、式 3.10 で算出される適合率の値である。

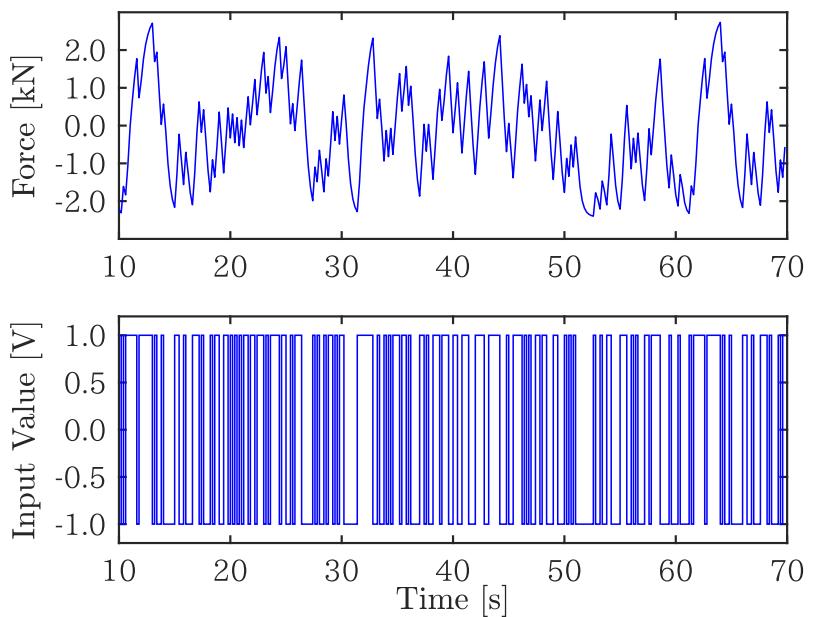
$$\text{Fit} = \left( 1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N |\hat{y}(k) - y(k)|^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |y(k) - \bar{y}|^2}} \right) \times 100 \quad (3.10)$$

ここで、 $y(k)$  は実際の出力、 $\hat{y}(k)$  はモデルの出力、 $\bar{y}$  は実際の出力の平均値である。Fig. 3.14 より、微小項を無視しても Fit 率がほぼ下がっていないので式 3.9 を同定結果として用いても問題ない。よって式 3.9 を model TD: $G_{\text{input2}f_{\text{measure}}}^{\text{TD}}$  として扱う。

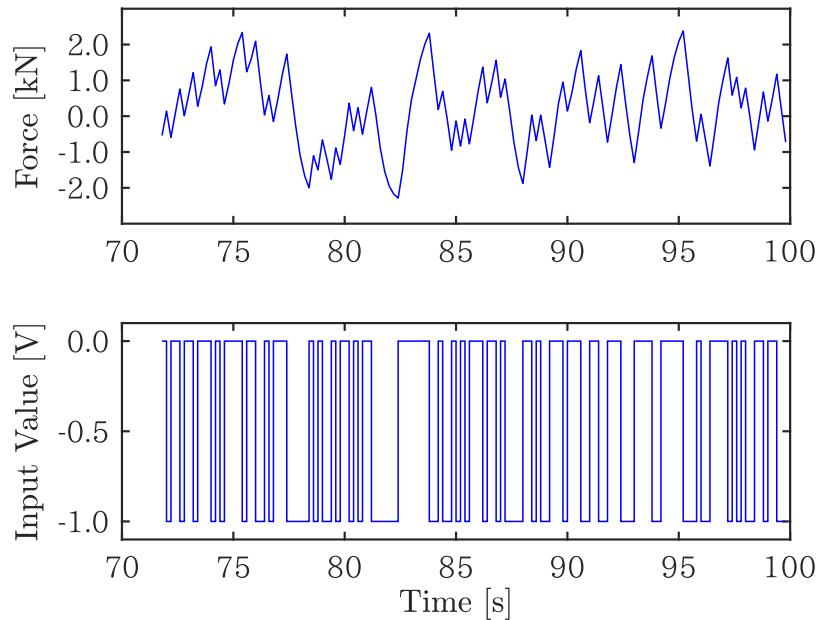
$$G_{\text{input2}f_{\text{measure}}}^{\text{TD}} = \frac{4.19}{s + 1.12} e^{-0.02s} \quad (3.11)$$



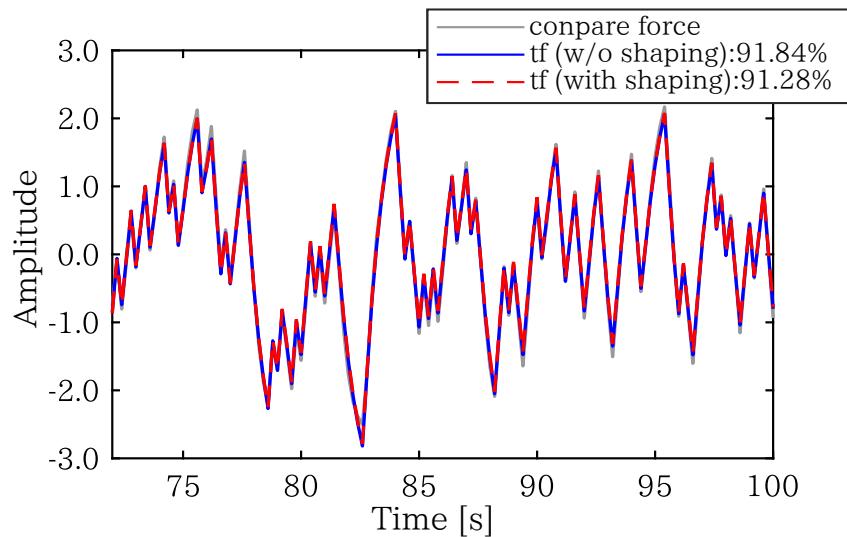
**Fig. 3.11:** Input and Output Data



**Fig. 3.12:** Input and Ooutput Data for System Identification



**Fig. 3.13:** Input and Ooutput Data for Cross Validation



**Fig. 3.14:** Compare data

### 3.4.3 システム同定（入力から位置）

シリンド先端を無負荷にした際の入力から位置までのシステムを同定する。Fig. 3.9 より、バルブへの入力から位置までには積分器が含まれている。そのため、同定においては積分器が含まれることを前提としたシステム同定 [13] を行う。具体的な手法は以下のとおり。

#### 積分器を有するシステムの同定手法

同定したいプラント  $P(s)$  に積分器が  $m$  個含まれているとき、その入出力関係をラプラス変換すると式 3.12 となる。

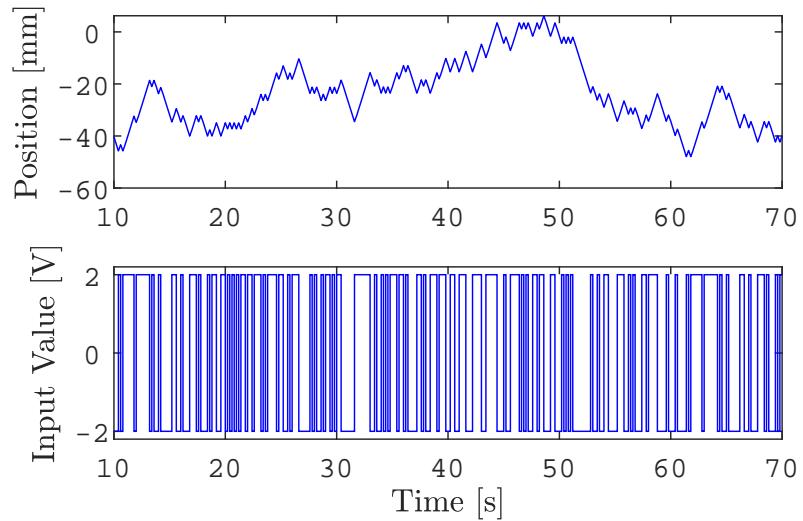
$$Y(s) = P(s)U(s) = \frac{1}{s^m}P'(s)U(s) \quad (3.12)$$

ここで、 $P'(s)$  は積分器を含まないシステムである。式 3.12 において  $1/s^m U(s)$  を新たな入力  $U_{\text{new}}(s)$  とし、入出力関係から  $m$  次トレンドを除去して同定を行うことにより  $P'(s)$  が求められる。 $P'(s)$  と  $1/s^m$  を合わせることにより、所望のシステムの伝達関数  $P(s)$  を得ることが可能である。

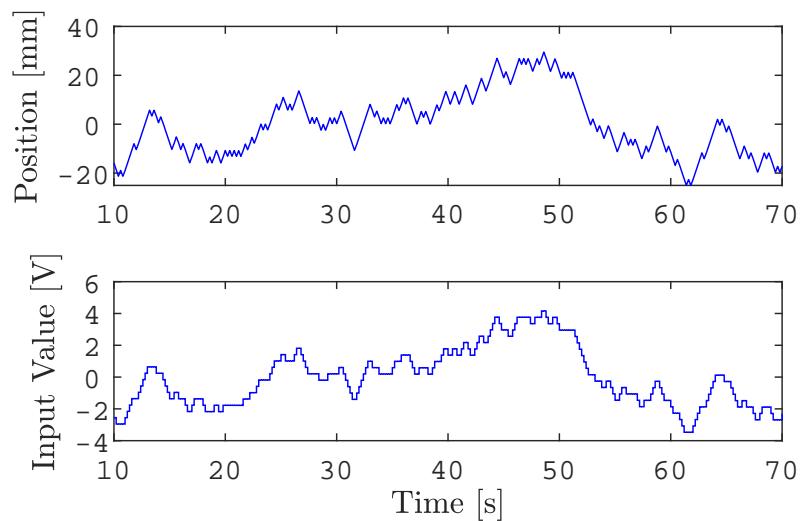
3.4.2 と同様に、シフトレジスタの数  $n$  を 8、サンプリング周期 0.2 s としたバルブへの入力と、位置の応答の入出力関係を Fig. 3.15 に示す。Fig. 3.15 の入力に積分器を通した後の入出力関係は Fig. 3.16 となる。Fig. 3.16 から 1 次トレンドを除去して同定したのち、積分器を付加した伝達関数  $G_{\text{input2position}}^{\text{TD}}$  は、

$$G_{\text{input2position}}^{\text{TD}} = \frac{1}{s} \frac{327.5}{s + 48.32} e^{-0.002s} \quad (3.13)$$

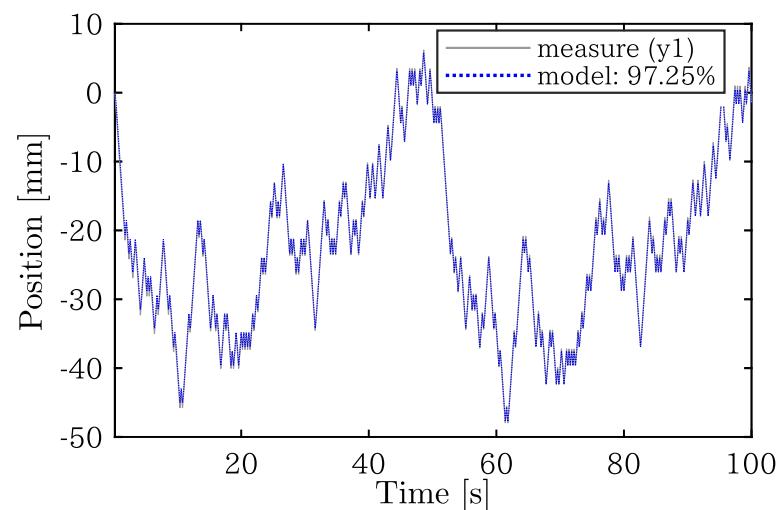
となる。式 3.13 の応答を実際の応答と比較すると、Fig. 3.17 となり、適合率 97.25 % での同定ができることがわかる。これより、入力から位置までの同定には、積分器の存在を陽に考慮した同定が有効であると言える。



**Fig. 3.15:** Input and Output of Position



**Fig. 3.16:** Input and Output of Position (after Integrate to Input)



**Fig. 3.17:** Cross Validation of Position

# 第 4 章

## 力制御

油圧システムの力制御については、センサを取り付けて直接力を測定したり、式 3.1 による推力をそのままシリンダの出力として用いる方法がとられてきた [14, 15, 16, 17]. 本章では、 $G_{f_{\text{thrust}}2f_{\text{measure}}}$  を用いて出力を推定する推定アルゴリズムおよび制御器の設計とその比較を行う.

### 4.1 力推定アルゴリズム

力制御をおこなうためのシステムのブロック線図を Fig. 4.1 に示す. 油圧シリンダの head 側および rod 側の圧力と受圧面積から式 3.1 を用いて推力  $f_{\text{thrust}}$  を計算して伝達関数  $G_{f_{\text{thrust}}2f_{\text{measure}}}$  へ入力し、その出力を推定出力  $f_{\text{estimate}}$  としてフィードバックする. 実際に発生している実測出力  $f_{\text{measure}}$  は Load Cell により測定される.

### 4.2 PID 制御と I-PD 制御

PID 制御器 (Fig. 4.2(a)) と I-PD 制御器 (Fig. 4.2(b)) による応答を調べる. I-PD 制御器を利用するには、目標値の急峻な変化に対するオーバーシュートを抑制させることを目的とするためである.  $s/(\tau s + 1)$  は近似微分器であり、 $\tau = 0.005$  とした. 制御器におけるそれぞれのゲイン  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$  は  $G_{\text{input}2f_{\text{measure}}}$  に対し限界感度法を適用して決定し、 $K_P = 8.4$ ,  $K_I = 168$ ,  $K_D = 0.1$  とした.

それぞれの制御器におけるステップ応答を Fig. 4.3 に示す. Fig. 4.3(a) が推定値の応答、Fig. 4.3(b) が実測出力の応答である. Fig. 4.3(a) より推定値  $f_{\text{estimate}}$  は目標値に対し定常偏差なく追従している. 実測出力  $f_{\text{measure}}$  の応答は、Fig. 4.3(b) より定常偏差が残っていることが確認されるが、偏差は 5% 以内に収まっており、推定値をフィードバックすることにより実測出力を制御できているといえる. また、I-PD 制御器におけるオーバーシュートが PID 制御器に比べて抑制されており、I-PD 制御器を導入した

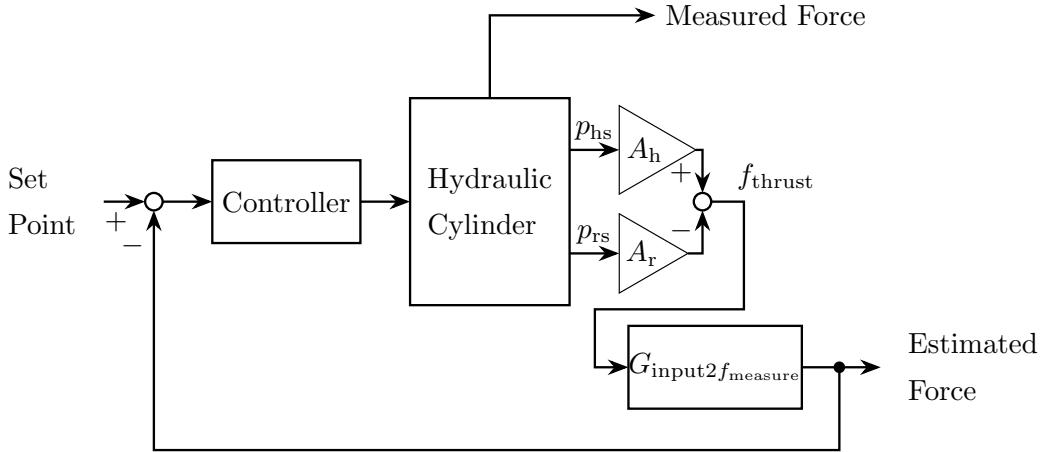


Fig. 4.1: Block Diagram for Force Control

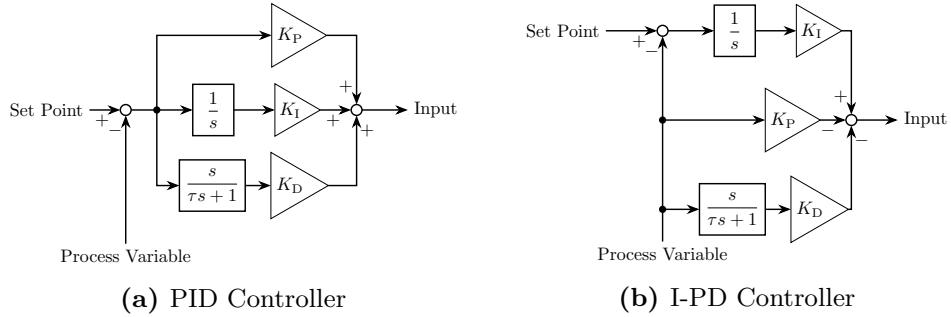


Fig. 4.2: PID and I-PD Controller

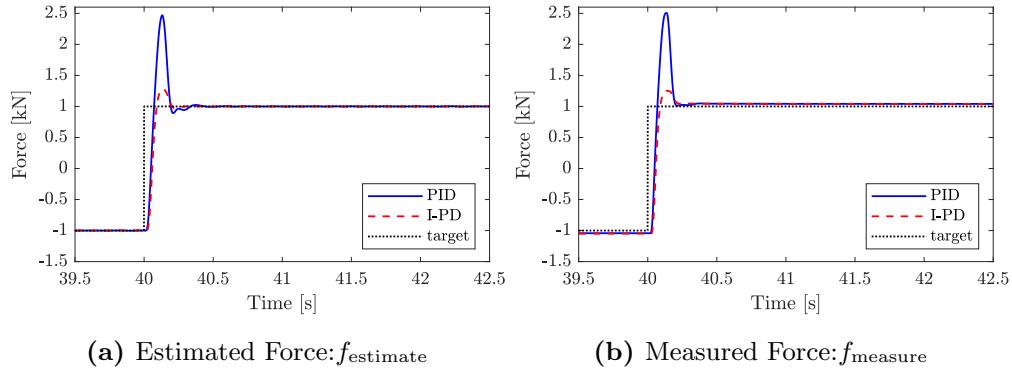
意図を満たしている。

### 4.3 $H_\infty$ 制御

対象のシステムに対して,  $H_\infty$  制御の適用をする。 $H_\infty$  制御の適用により, モデル化誤差の吸収および外乱抑制が期待される [18, 19]。力制御を行う際には環境との接触を伴うため, 環境から振動など様々な外乱を受けることになる。その点においても, 外乱抑制を行う制御の適用は意味あるものとなる。

#### 4.3.1 対象システムの状態空間表現

$H_\infty$  制御器を設計するにあたり, 対象システムのモデルを状態空間で表現する必要がある。なお,  $H_\infty$  制御器の設計には 3.2.2 節で求めた最小自乗法による伝達関数モデル,  $G_{input2f_{measure}}$  を用いる。 $G_{input2f_{measure}}$  を状態空間表現に書き直すと, 式 4.1 となる。

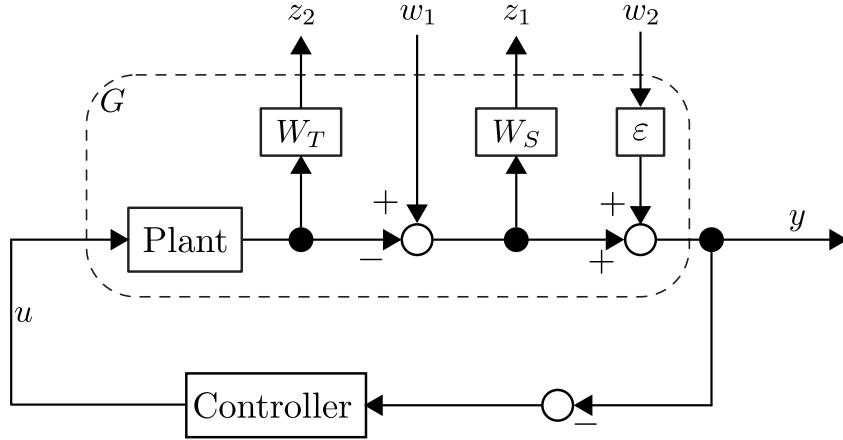


**Fig. 4.3:** Sin Response of Estimated Force and Measured Force (PID Controller and I-PD Controller)

導出の詳細は付録 B.1 に示す。

$$\begin{cases} \dot{x}_p = A_p x_p + B_p u_p \\ y_p = C_p x_p \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
 x_p &= \begin{bmatrix} x_1(t-0.006) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \\
 u_p &= u(t-0.016) \\
 A_p &= \begin{bmatrix} -0.34 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 B_p &= \begin{bmatrix} 3.4 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C_p &= [0 \quad 123]
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Fig. 4.4: Mixed  $H_\infty$  Synthesis

### 4.3.2 $H_\infty$ 制御器の設計

$H_\infty$  制御器の設計にあたってはむだ時間をそのまま扱うことはできないため、(i) むだ時間を無視した場合のコントローラ  $K_{H_\infty \text{ servo}}$  と (ii) むだ時間を 1 次で Padé 近似した場合のサーボ系コントローラ  $K_{H_\infty \text{ servo}}^{\text{Padé}}$ 、それぞれの設計を行う。制御器を設計するシステムは Fig. 4.4 で示す出力端混合感度問題であり<sup>\*1</sup>、破線で囲まれた部分を一般化プラントとして取扱う。Fig. 4.4 中の各パラメータは式 4.2 とし、コントローラを設計する。設計手法の詳細は付録 B.2 に示す。

$$W_T = \frac{15(s + 10)}{s + 400} \quad (4.2)$$

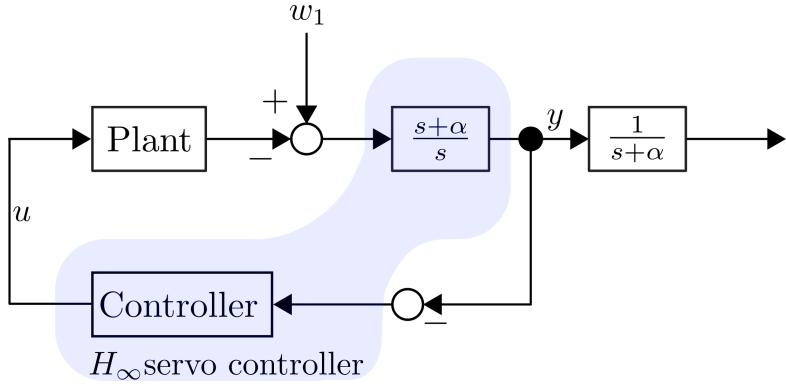
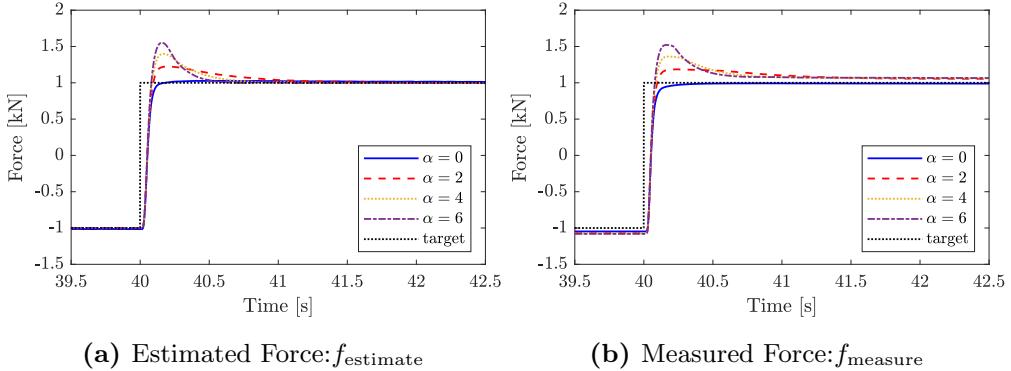
$$W_S = \frac{5}{s + 0.1} \quad (4.3)$$

$$\varepsilon = 0.001 \quad (4.4)$$

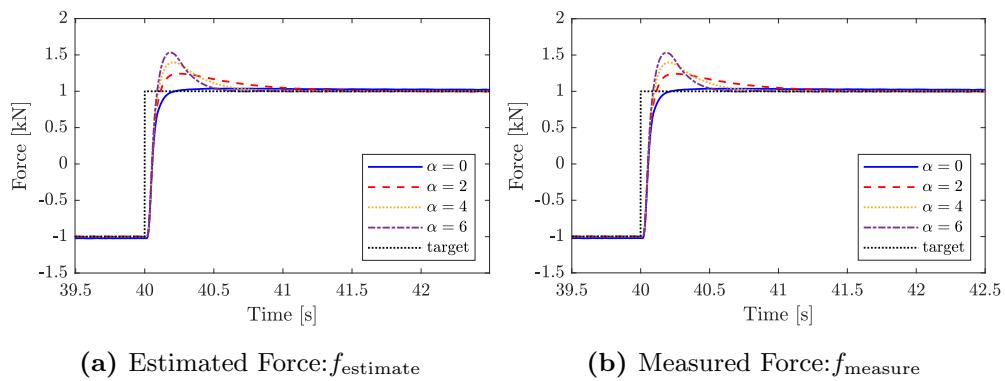
### 4.3.3 サーボ系 $H_\infty$ 制御器

4.3.2 節で設計した  $H_\infty$  制御器をサーボ系に適用するため、コントローラに積分器を導入する。一般に使用される  $1/s$  の形の積分器はコントローラから見ると不可観測かつ不安定になる [18]。そこで、 $(s + \alpha)/s$  の形の積分器を、Fig. 4.4 を Fig. 4.5 のように書き直して導入することで、サーボ系を構築することができる。 $\alpha$  の値は正の実数であれば

<sup>\*1</sup> SISO システムの場合入力端混合感度問題と出力端混合感度問題は同一であり、本研究で扱っている対象のシステムは SISO システムである。

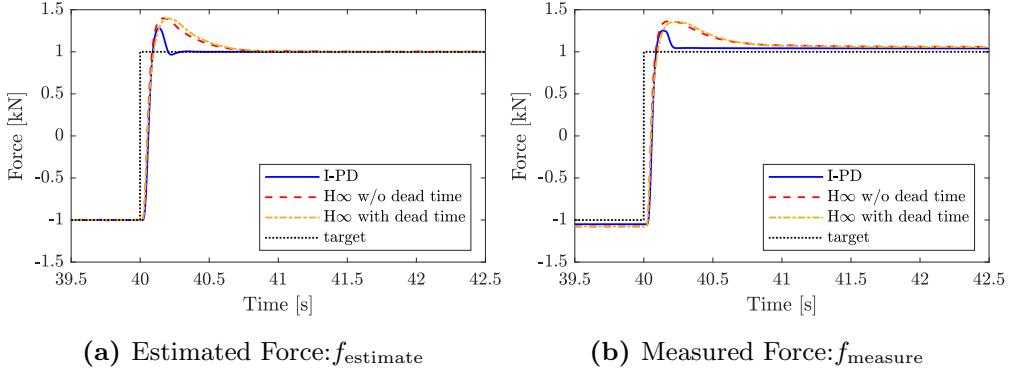
**Fig. 4.5:** Servo  $H_\infty$  Controller**Fig. 4.6:** Step Response of Estimated Force and Measured Force ( $H_\infty$  servo controller w/o dead time)

任意である。 $\alpha$  の値を 0 から 6 まで 2 ずつ変化させて、ステップ応答を比較した結果を Fig. 4.6 および Fig. 4.7 に示す。Fig. 4.6 がむだ時間を無視して設計したサーボ系コントローラ  $K_{H_\infty \text{servo}}$  を用いたときの応答、Fig. 4.7 がむだ時間を Padé 近似して設計したサーボ系コントローラ  $K_{H_\infty \text{servo}}^{\text{Padé}}$  を用いたときの応答を示す。また、それぞれ、(a) が推定値の応答、(b) が実測出力の応答である。Fig. 4.6(a) および Fig. 4.7(a) において目標値に定常偏差なく追従していることから、設計したコントローラはどちらもサーボ系を構成できていることが確認できる。 $\alpha$  が増大するごとに、収束時間が早く、オーバーシュートが大きくなっていることが確認でき、これらの兼ね合いから本研究では今後、 $\alpha = 4$ としたサーボ系  $H_\infty$  制御器を用いる。

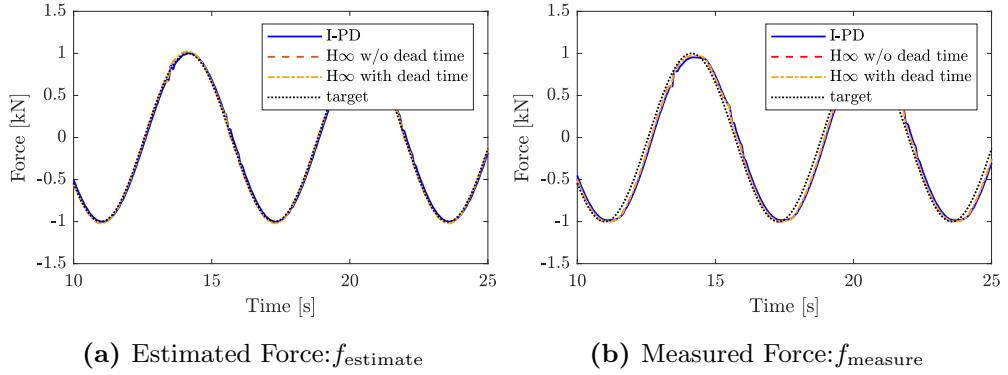


**Fig. 4.7:** Step Response of Estimated Force and Measured Force ( $H_\infty$  servo controller w/ Padé approximation of dead time)

#### 4.4. I-PD 制御と $H_\infty$ 制御の応答および外乱抑制効果の比較



**Fig. 4.8:** Step Response of Estimated Force and Measured Force

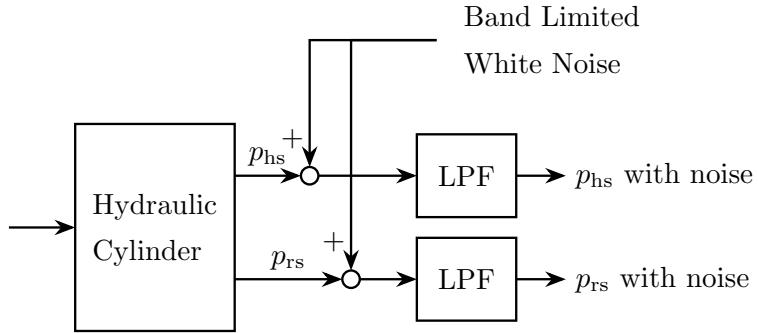


**Fig. 4.9:** Sin Response of Estimated Force and Measured Force

#### 4.4 I-PD 制御と $H_\infty$ 制御の応答および外乱抑制効果の比較

I-PD 制御器と 4.3.3 節で設計したサーボ系  $H_\infty$  制御器の応答、及び外乱が応答へ与える影響の比較を行う。目標値として、ステップ目標および正弦波目標  $f_{\text{target}} = \sin(t)$  を与える。ステップ目標を与えたときの応答を Fig. 4.8 に、正弦波目標を与えたときの応答を Fig. 4.9 に示す。Fig. 4.8 より、I-PD 制御が最もオーバーシュートが少なく、整定時間も早いことが確認できる。また、正弦波目標に対してはどの制御器を用いても目標値に追従しているが、実測出力  $f_{\text{measure}}$  は正弦波目標に対して遅れていることが確認できる。

次に、外乱を加えたときの応答について比較を行う。外乱として Fig. 4.10 に示すようにノイズを matlab/simulink 上で取得した head 側圧力  $p_{hs}$  と rod 側圧力  $p_{rs}$  のセンサ値に付加する。これにより、推定値  $f_{\text{estimate}}$  の値に外乱が乗ることになる。用いるノイズは、matlab/simulink の Band-Limited White Noise を利用し、ノイズ強度 0.01、サン



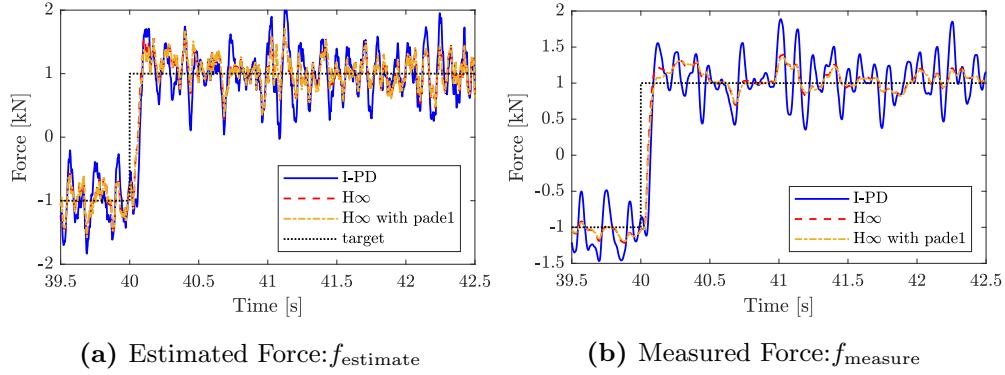
**Fig. 4.10:** with Band-Limited White Noise

プル時間 0.001 とした。

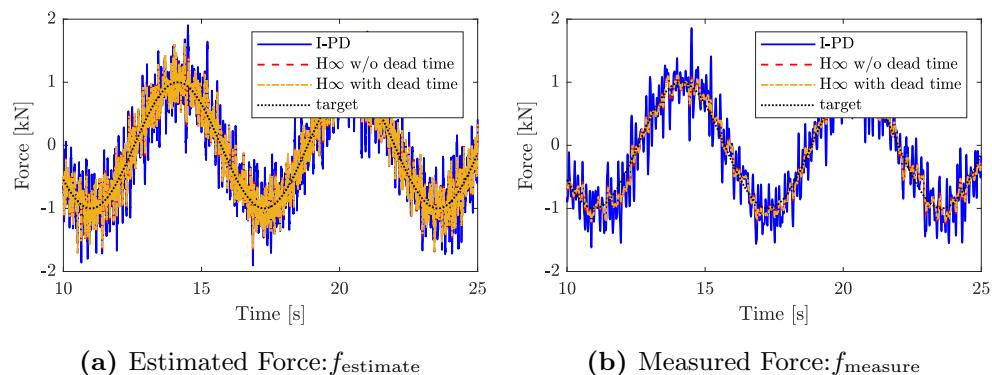
外乱を付加したときのステップ応答および正弦波応答についてそれぞれ Fig. 4.11 および Fig. 4.12 に示す。推定値および実測値のどちらにおいても、 $H_\infty$  制御の方が I-PD 制御に比べて外乱による影響を抑えられていることから、4.3.3 で設計したコントローラは所望の性能を満たしているといえる。特に、実測出力において外乱抑制がよく効いていることが確認できる。波形の形から、推定値  $f_{\text{estimate}}$  から実測出力  $f_{\text{measure}}$  までにはローパスフィルタの役割を果たす伝達関数が存在していることが予想でき、本研究におけるシステム同定で反映できなかった周波数帯にそれが存在すると考えられる。Fig. 4.9(b) における目標値に対する遅れの要因もこの伝達関数によるものだと予想される。

さらに、外乱抑制は実測値の方によく効いていること、むだ時間を考慮した場合の方が若干ではあるが外乱をより抑えられていることが確認できる。むだ時間の Padé 近似の次数を大きくすることにより外乱抑制の効果も大きくなるが、その分コントローラの次数も上がることを考慮する必要があり、今回の場合は 1 次の Padé 近似またはむだ時間を無視したコントローラでも抑制の効果は十分であると言える。

#### 4.4. I-PD 制御と $H_\infty$ 制御の応答および外乱抑制効果の比較



**Fig. 4.11:** Step Response of Estimated Force and Measured Force (with Band-Limited White Noise)



**Fig. 4.12:** Sin Response of Estimated Force and Measured Force (with Band-Limited White Noise)

## 第 5 章

# 力制御と位置制御の統合

本章では、力制御と位置制御を統合させて油圧シリンダの制御を行う。制御で実現させる動作の例を Fig. 5.1 に示す。Fig. 5.1 は位置目標として正弦波目標を与えており、対象物（固定板）に触れていない時は位置目標に従い、対象物に触れたら力制御を行う例を示している。

制御にあたっては、( i ) 対象物に触れている時には力制御、それ以外には位置制御を行うというように力制御と位置制御を切り替える並列型の手法、( ii ) 位置制御からの入力をトルク入力と捉え、そのトルクを満たすように力制御を行う直列型の手法が考えられる。また、直列型の手法を用いるとコンプライアンス制御を行うことも可能である。そこで本章では並列型と直列型それぞれについて述べる。

### 5.1 並列型制御手法

並列型の手法の概略を Fig. 5.2 に示す。位置制御は PD 制御を行い、P ゲインを 15, D ゲインを 0.1 とした。また、力制御は PID 制御、I-PD 制御、サーボ系  $H_\infty$  制御により行い、PID 制御と I-PD 制御のゲインは P ゲイン 8.4, I ゲイン 168, D ゲイン 0.1 とし、サーボ系  $H_\infty$  の制御器にはむだ時間を無視して設計したコントローラ  $K_{H_\infty\text{servo}}$  を用いる。力制御と位置制御の切り替えは、以下のアルゴリズムにより行う。

#### 切り替えアルゴリズム

1. ロッド先端が対象物に触れていない場合は位置制御を行う。
2. 対象物に触れており、かつ力目標による力の付加方向と位置目標による進行方向が“一致している”場合は力制御を行う。
3. 対象物に触れており、かつ力目標による力の付加方向と位置目標による進行方向が“逆”の場合は位置制御を行う。

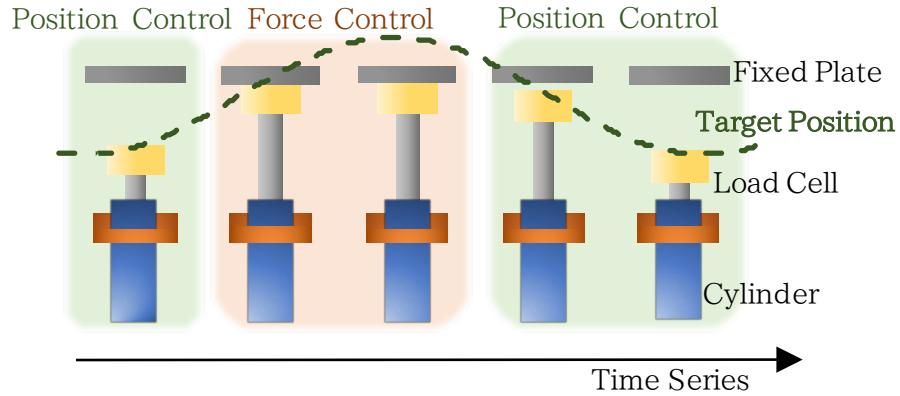


Fig. 5.1: Image of Integration Control of Force and Position

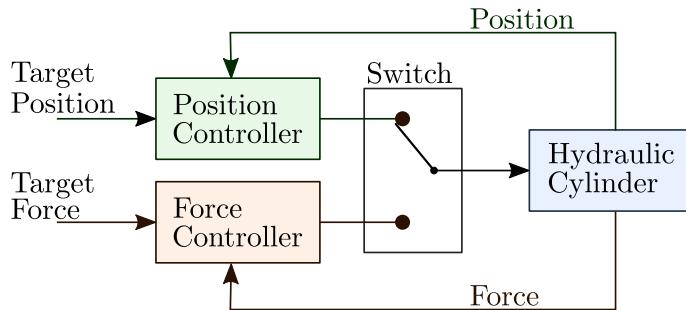


Fig. 5.2: Force and Position Controller (Pararell)

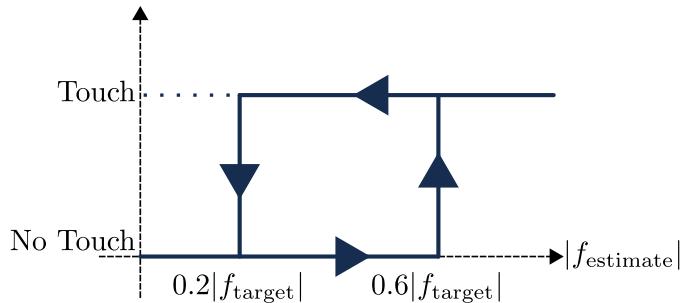
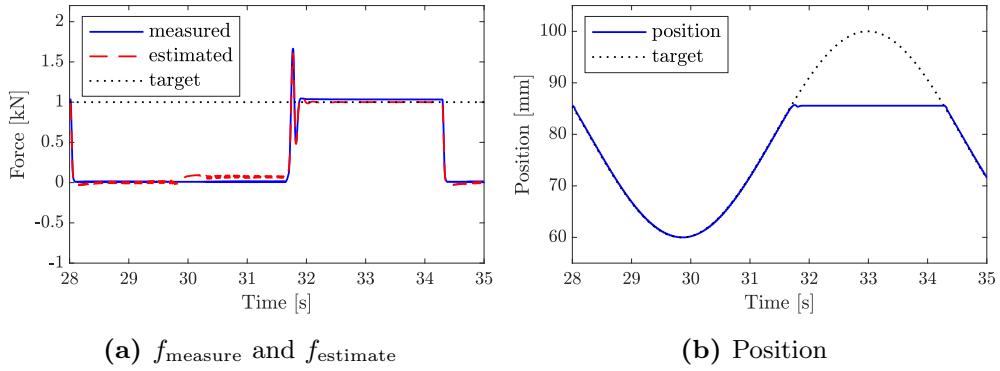
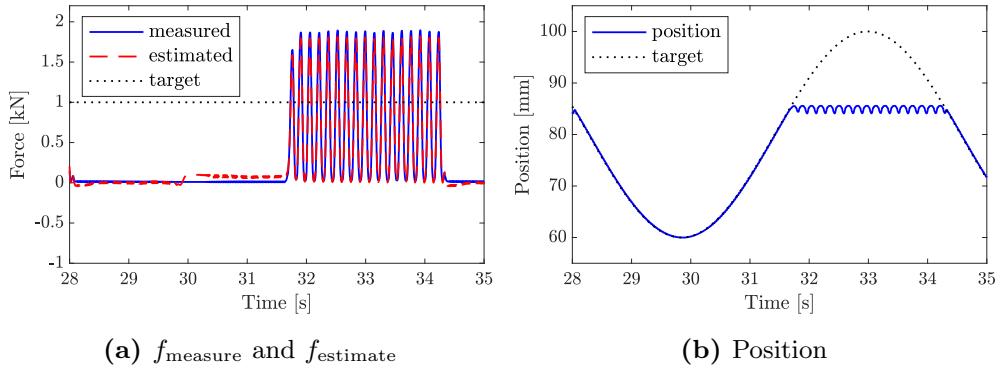


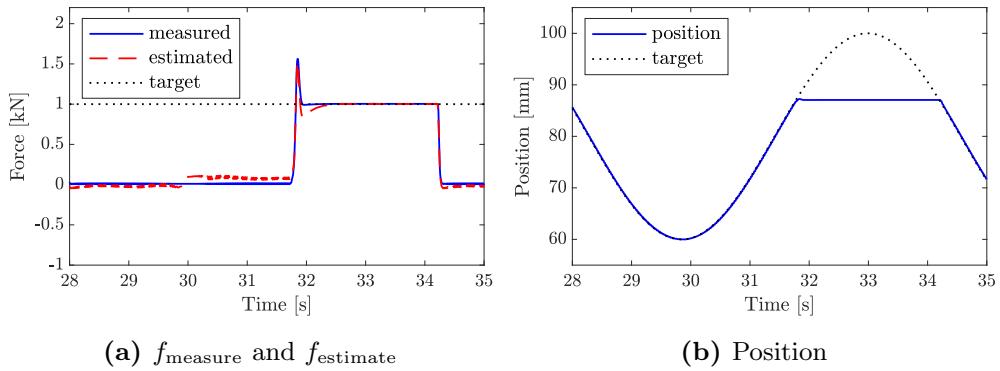
Fig. 5.3: Decision of Touch or No Touch

また、接触非接触の判定は Fig. 5.3 に示すように、目標値に対する割合で判定を行う。非接触から接触と接触から非接触の閾値が異なるのは、チャタリングを防ぐためである。また、制御モードが切り替わった際には積分器のリセットを行っている。

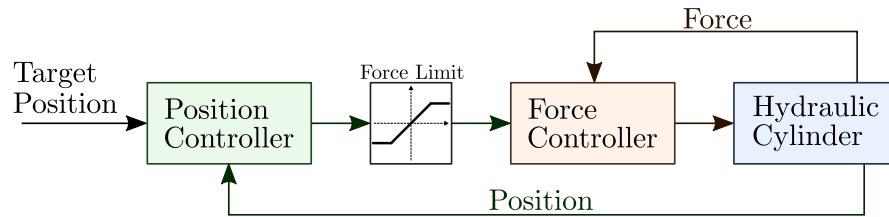
力目標値として 1kN、位置目標として振幅 20 mm、角振動数 1 rad/s の正弦波を与える。応答を Fig. 5.4 から Fig. 5.6 に示す。各グラフの (a) が力の応答、(b) が位置の応答

**Fig. 5.4:** Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller:PID)**Fig. 5.5:** Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller:I-PD)

を示しており、固定板は 85 mm から 90 mm 付近に設置をしている。I-PD 制御 (Fig. 5.5)において力制御時に応答が振動的になっているのは、オーバーシュート後の応答において  $f_{\text{estimate}}$  が小さくなりすぎ、位置制御と力制御が頻繁に切り替わっているためである。この要因については、押し付け時に積分器をリセットしていることが影響していると考えられるが、本研究においてその検証までは至っていない。



**Fig. 5.6:** Pararell Control (Position Controller:PD, Force Controller: $K_{H_\infty \text{ servo}}$ )



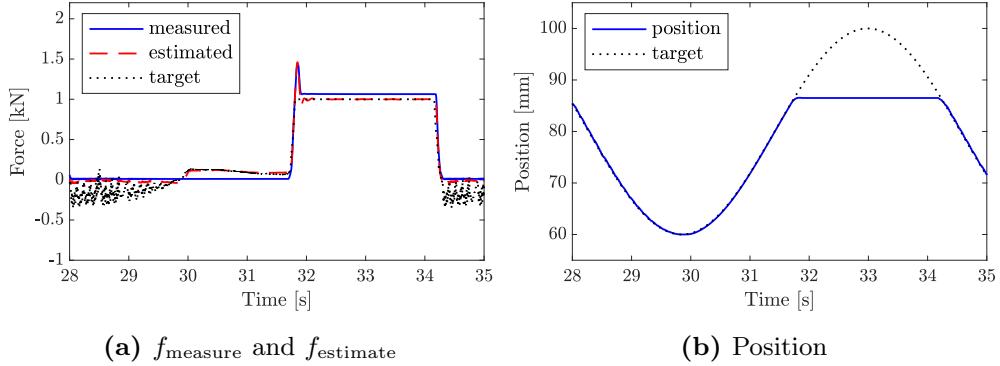
**Fig. 5.7:** Force and Position Controller (Casquade)

## 5.2 直列型制御手法

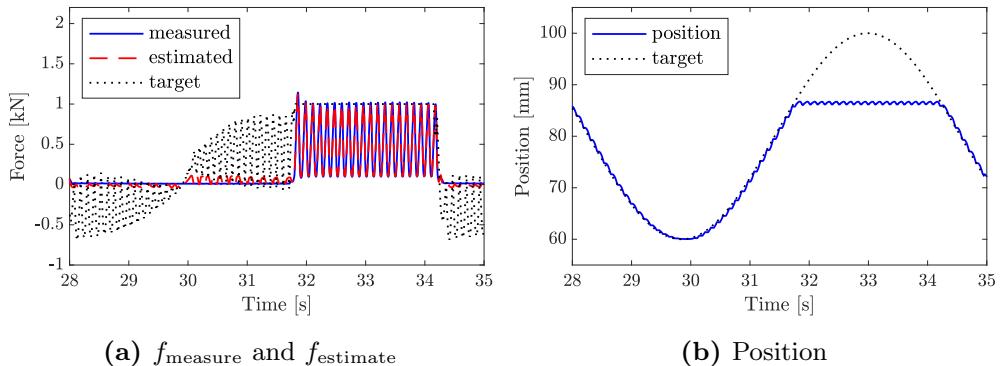
直列型の手法の概略を Fig. 5.7 に示す。位置制御による入力をトルク入力とみなし、そのトルクを満たすように力制御を行うことにより位置の制御と力の制御を両立させる。また、トルク入力値に制限を設けることにより、その制限値が力目標値となる。

### 5.2.1 位置制御ゲイン調整による直列型制御

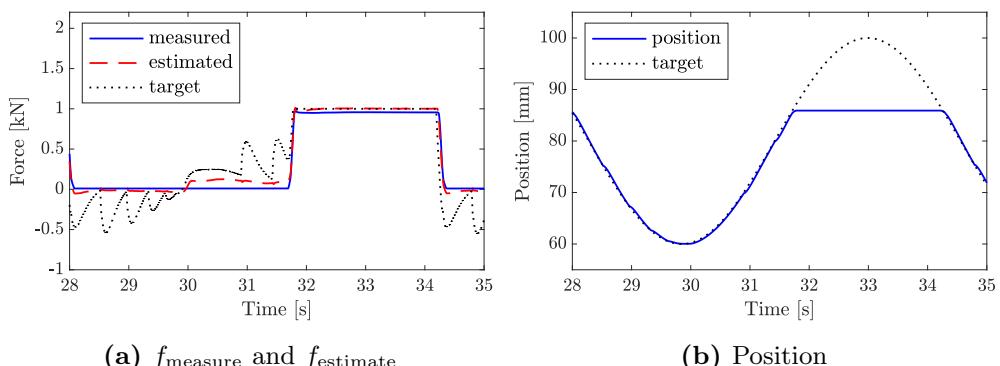
直列型の手法において、5.1 節におけるそれぞれの制御器を直列につなぎ変えたのみでは位置制御器からの出力が小さく、位置制御の応答性が悪化する。そこで位置制御器のゲインを P ゲイン 850, D ゲイン 4 とした。そのときの応答を Fig. 5.8 から Fig. 5.10 に示す。



**Fig. 5.8:** Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller:PID)



**Fig. 5.9:** Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller:I-PD)



**Fig. 5.10:** Casquade Control (Position Controller:PD, Force Controller: $K_{H_\infty}$  servo)

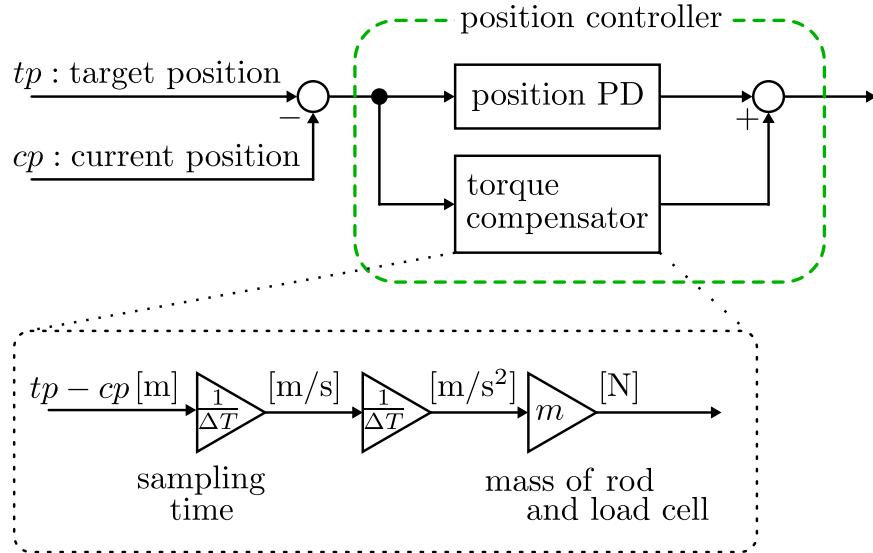
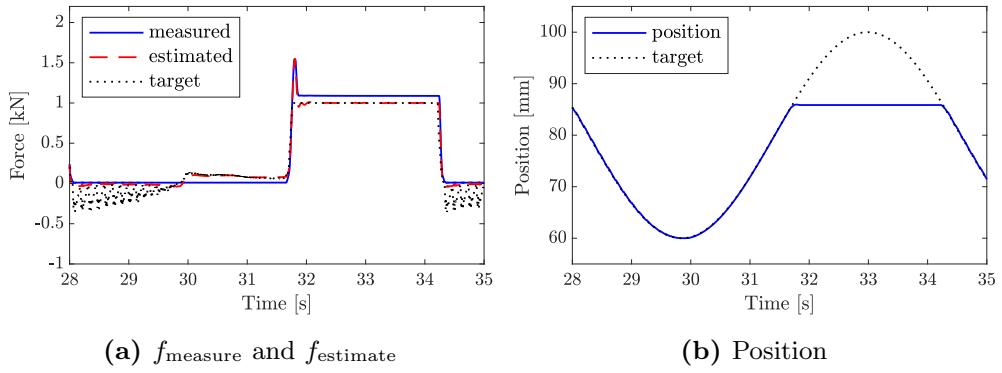


Fig. 5.11: Torque Compensator

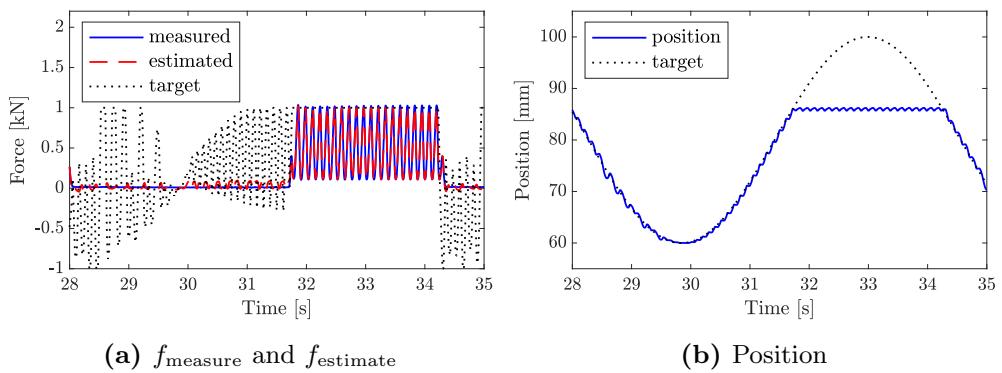
### 5.2.2 トルク補償による直列型制御

次に位置制御の PD ゲインを 5.1 節と同様に P ゲイン 15, D ゲイン 0.1 としたまま、トルク補償を行うことにより応答性の改善を図る。トルク補償を行うことにより、位置制御のみを行って決定したゲインをそのまま統合制御に使用することが可能になると期待される。位置制御におけるトルク補償の概要を Fig. 5.11 に示す。Fig. 5.11 中の  $\Delta T$  はサンプリング時間、 $m$  はロッドとロードセルの合計質量である。ロッドの質量は直接測定できなかったためカタログ値から推定し、合計質量は  $m = hoge$  とした。

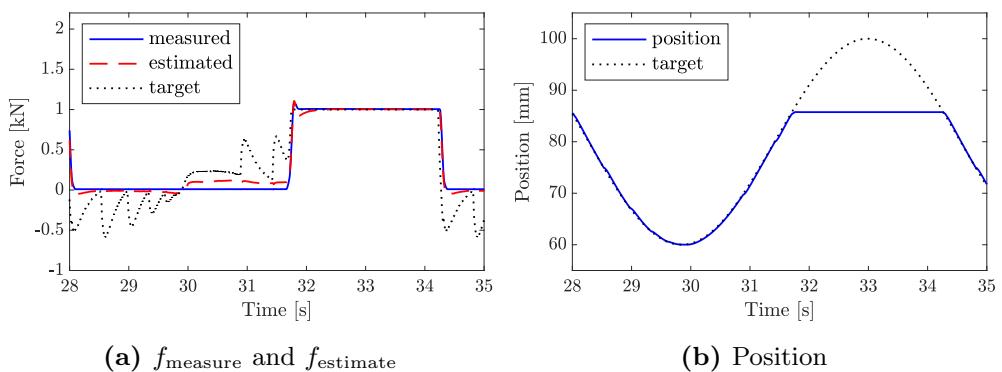
トルク補償による応答の結果を Fig. 5.12 から Fig. 5.14 に示す。



**Fig. 5.12:** Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller:PID)



**Fig. 5.13:** Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller:I-PD)



**Fig. 5.14:** Casquade Control (Position Controller:PD with Torque Compensate, Force Controller: $K_{H_\infty}$ servo)

## 5.3 コンプライアンス制御

コンプライアンス制御とは、アクチュエータの剛性を制御する手法である [20, 21, 22]. 多リンク系のマニピュレータにおいてはコンプライアンスにより、対象物に沿うように手先を押し付ける倣い操作が可能になる。本研究で扱う油圧シリンダーにおいては構造上倣い操作はできないが、コンプライアンス制御においてアクチュエータの剛性を柔らかくできることを示す。

### 5.3.1 外力と仮想バネ

アクチュエータの運動方程式は式 2.25 より

$$m\ddot{x}_p + B\dot{x}_p = f_{output} + F_{ext} \quad (5.1)$$

と表せる。 $x_p$  はアクチュエータの位置、 $f_{output}$  はアクチュエータの出力、 $m$  はロッドとロードセルの合計質量、 $B$  は粘性項をまとめたものである<sup>\*1</sup>。ここで、位置の目標値  $x_{ref}$  に対し、 $f_{output} = k(x_{ref} - x_p)$  となるようにすると、式 5.1 は

$$m\ddot{x}_p + B\dot{x}_p = k(x_{ref} - x_p) + F_{ext} \quad (5.2)$$

となり、これは外力  $F_{ext}$  を受けたバネマスダンパ系の運動方程式となる。 $k$  を仮想バネ定数といい、 $k$  を変えることにより関節の剛性を変化させる制御のことをコンプライアンス制御という。

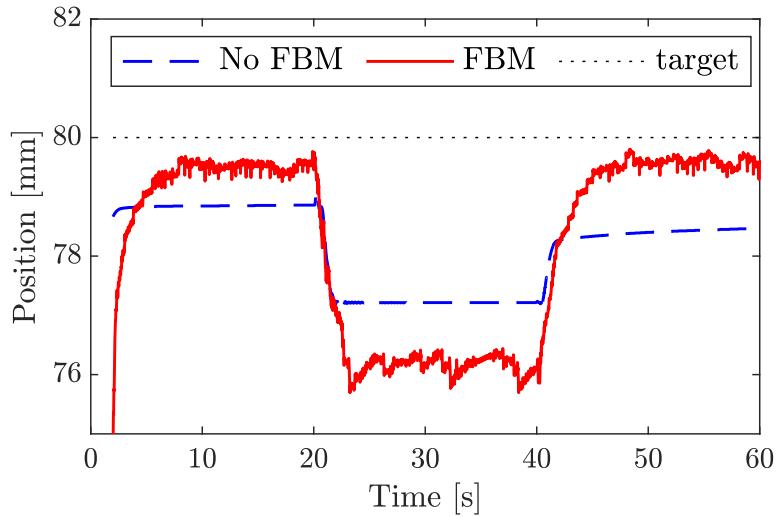
### 5.3.2 コンプライアンス制御の応答とフィードバック変調器の導入

位置目標値を 80 mm、仮想バネ定数  $k$  を 550 N/mm および 100 N/mm に設定した時の位置の応答を Fig. 5.15 および Fig. 5.16 に青破線で示す。重りを手作業でのせているためおおよその時間であるが、0 s から 20 s および 40 s から 60 s までが荷重をかけていない状態、20 s から 40 s までが荷重として 15 kg の重りをのせた時の応答である。Fig. 5.15 および Fig. 5.16 において、荷重および仮想バネ定数に応じて位置が変位しており、コンプライアンス制御が機能していることが確認できる。無負荷状態において目標値との間に偏差は摩擦による影響が大きいと考えられる。

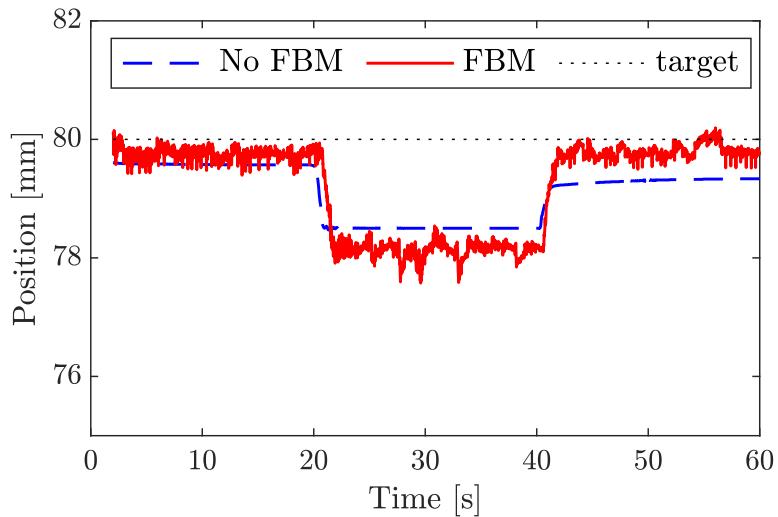
摩擦による定常偏差を減らすために、フィードバック変調器 (Feedback Module;FBM) を導入する<sup>\*2</sup>[23, 24]。FBM の詳細については付録??に譲るが、FBM とはフィードバッ

<sup>\*1</sup> 本来はここにクーロン摩擦も加わるが、本研究では考慮できていない。

<sup>\*2</sup> 定常偏差を解消する手法として積分器を導入する手法もあるが、コンプライアンス制御の特性上積分器の導入は難しい

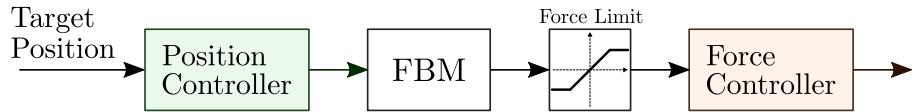


**Fig. 5.15:** Compliance Control (Virtual Stiffness  $k = 50$ )



**Fig. 5.16:** Compliance Control (Virtual Stiffness  $k = 100$ )

クを有する量子化器の一つであり、コントローラからの入力値を時間的・空間的に離散化することによって切り替え速度の遅いアクチュエータへの対応や、摩擦の補償を行うことが可能である [24, 25, 26]. 本研究では FBM を Fig. 5.17 に示すように位置制御器と力制御器の間に挿入する. 力制御器の目標値を FBM で整形することにより、摩擦力を陽に考慮して空間量子化幅を設計することが可能である. FBM のサンプリング時間 0.02 s, 空間量子化幅 0.5 とした. また、量子化誤差  $\eta$  から FBM の出力  $u_Q$  までの信号伝達関数

**Fig. 5.17:** Casquade Controller with FBM**Table 5.1:** Rod Position and Force

Virtual Stiffness	No Load [mm]	Loaded [mm]	$k(\text{No Load} - \text{Load})$ [N]
$k = 50$	78.85	77.21	81.10
$k = 50$ (with FBM)	79.51	76.22	164.6
$k = 100$	79.57	78.50	106.1
$k = 100$ (with FBM)	79.74	78.13	161.5

$N(s)$  を

$$N(s) = \left( \frac{0.022s}{0.022s + 1} \right)^2 \quad (5.3)$$

とした。FBM を導入したときの位置の応答を Fig. 5.15 および Fig. 5.16 に赤の実線で示す。これらより、FBM を用いない場合と比べて定常特性が改善されていることが確認できる。

無負荷状態 (10 s から 18 s) および負荷状態 (25 s から 35 s) での位置の平均値、および両者の差に仮想バネ定数を乗じた値について Table 5.1 に示す。重りが 15 kg であるため、重りによる外力は 147 N となる。よって Table 5.1 より、FBM を用いた場合において変位から計算される荷重と重りから受ける力の差が 15 N となり、想定しているコンプライアンス制御の挙動に近くなり、FBM を導入した効果が現れていることが確認できる。

## 第6章

### 結言

# 参考文献

- [1] Mohieddine Jelali and Andreas Kroll. *Hydraulic servo-systems: modelling, identification and control*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [2] 前島祐三, 酒井悟, 中西稔, 大須賀公一. 油圧アームの基底パラメータ同定法とモデル検証. 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vol. 43, No. 1, pp. 16–21, 2011.
- [3] 前島祐三, 酒井悟. 鉛直多関節油圧マニピュレータのパラメータ同定法とモデル検証. 計測自動制御学会論文集, Vol. 50, No. 1, pp. 91–100, 2014.
- [4] TG Ling, MF Rahmat, and AR Husain. System identification and control of an electro-hydraulic actuator system. In *Signal Processing and its Applications (CSPA), 2012 IEEE 8th International Colloquium on*, pp. 85–88. IEEE, 2012.
- [5] Jian-ming Zheng, Sheng-dun Zhao, and Shu-guo Wei. Application of self-tuning fuzzy pid controller for a srm direct drive volume control hydraulic press. *Control engineering practice*, Vol. 17, No. 12, pp. 1398–1404, 2009.
- [6] 松本貴夢, 大須賀公一, 石川将人, 吉灘裕, 小谷貴幸, 松尾公彦. 6 軸油圧マニピュレータのシステム同定. フルードパワーシステム講演会講演論文集, pp. 84–86, 2016.
- [7] 松本貴夢, 杉本克文, 濱戸山靖広, 石川将人, 吉灘裕, 大須賀公一, 酒井悟, 小谷貴幸, 松尾公彦. 6 軸油圧マニピュレータのモデリングと制御. ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集 2016, pp. 1A1–09b7. 一般社団法人 日本機械学会, 2016.
- [8] 足立修一. システム同定の基礎. 東京電機大学出版局, 9 2009.
- [9] 柏木潤, 劇旻, 原田博之, 山口晃生. M 変換の性質と同定への応用. 計測自動制御学会論文集, Vol. 34, No. 12, pp. 1785–1790, 1998.
- [10] 吉谷清澄. PN 系列 特に M 系列について. 電波研究所季報, Vol. 17, No. 90, pp. 249–263, 1971.
- [11] 近藤勝也. M 系列を用いた線形システムの周波数特性測定に関する調査. 研究紀要, No. 40, pp. 59–64, 2004.
- [12] 柏木潤. M 系列再発見. 計測と制御, Vol. 20, No. 2, pp. 236–245, 1981.
- [13] 竹下侑, 川口貴弘, 足立修一. 積分器を有するシステムの同定について. 計測自動制御学会論文集, Vol. 50, No. 4, pp. 342–347, 2014.

- 
- [14] Claudio Semini, Nikos G Tsagarakis, Emanuele Guglielmino, and Darwin G Caldwell. Design and experimental evaluation of the hydraulically actuated prototype leg of the hyq robot. In *Intelligent Robots and Systems (IROS), 2010 IEEE/RSJ International Conference on*, pp. 3640–3645. IEEE, 2010.
  - [15] Claudio Semini. Hyq-design and development of a hydraulically actuated quadruped robot. *Doctor of Philosophy (Ph. D.), University of Genoa, Italy*, 2010.
  - [16] 川端健太郎, 西拓紀, 鳥居裕貴, 北浦誠人, 兼松宏多, 玄相昊. 1a1-i02 油圧式 4 脚歩行ロボット RL-A1 の開発 (力制御型液圧駆動ロボット (1)). ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集 2014, pp. 1A1-I02\_1. 一般社団法人 日本機械学会, 2014.
  - [17] 岡田大貴, 横小路泰義, 田崎勇一, 吉灘裕, 中村晋也, 倉舗圭太. 多自由度油圧駆動ロボットのシリンドラ圧に基づく手先負荷力推定による力覚フィードバック. ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集 2017, pp. 2A1-P06. 一般社団法人 日本機械学会, 2017.
  - [18] 三平満司. 実用的な  $H_{\infty}$  制御の基礎 . 日本油空圧学会誌, Vol. 28, pp. 4–395, 1997.
  - [19] 平田光男. 実践ロバスト制御 (システム制御工学シリーズ). コロナ社, 3 2017.
  - [20] 松野文俊, 大須賀公一, 松原仁, 野田五十樹, 稲見昌彦 (編) . ロボット制御学ハンドブック. 近代科学社, 12 2017.
  - [21] 吉川恒夫. ロボット制御基礎論 (コンピュータ制御機械システムシリーズ). コロナ社, 11 1988.
  - [22] 谷江和雄, 福田敏男. コンプライアンス制御と柔軟接触問題. 精密工学会誌, Vol. 55, No. 7, pp. 1189–1193, 1989.
  - [23] 石川将人, 丸田一郎, 杉江俊治. フィードバック変調器を用いた離散値入力制御系の設計. 計測自動制御学会論文集, Vol. 43, No. 1, pp. 31–36, 2007.
  - [24] 石川将人, 丸田一郎, 杉江俊治. フィードバック変調器を用いた離散値入力制御におけるアクチュエータ非線形性の補償. 計測自動制御学会論文集, Vol. 44, No. 3, pp. 288–290, 2008.
  - [25] 佐藤順紀, 菅野貴皓, 深尾隆則, 高田亮平, 横小路泰義. 不等間隔量子化入力とアクチュエータの非線形要素モデルを用いたフィードバック変調器による油圧駆動システムの軌道制御. 日本ロボット学会誌, Vol. 31, No. 7, pp. 669–675, 2013.
  - [26] Takeyuki Ohgi and Yasuyoshi Yokokohji. Control of hydraulic actuator systems using feedback modulator. *Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 20, No. 5, pp. 695–708, 2008.

## 付録 A

# ポンプ圧力の差による周波数応答の 変化

## 付録 B

### $H_\infty$ 制御器設計の詳細

$H_\infty$  制御器設計の詳細な過程について述べる。

#### B.1 伝達関数から状態空間への変換

油圧システムのバルブへの入力から出力までの伝達関数は式 3.3 より、

$$G_{\text{input}2f_{\text{measure}}} = \frac{41.82}{(s + 0.34)(s + 130)} e^{-0.016s} \quad (\text{B.1})$$

である。この伝達関数から状態空間への変換は一意ではないが、本研究においては「バルブへの指令電圧から推力まで」と「推力から出力まで」の 2 つのモデルの直列結合として表す。前者の伝達関数モデルは式 3.4 より、

$$\frac{3.4}{s + 0.34} e^{-0.01s} \quad (\text{B.2})$$

となるのでこの状態空間は

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -0.34x_1(t) + u(t - 0.01) \\ y_1(t) = 3.4x_1(t) \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

と表せる。同様に、後者の伝達関数は

$$\frac{123}{s + 130} e^{-0.006s} \quad (\text{B.4})$$

であるので、その状態空間は、

$$\begin{cases} \dot{x}_2(t) = -130x_2(t) + u_2(t - 0.006) \\ y_2(t) = 123x_2(t) \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

となる。よって式 B.3 と式 B.5 の直列結合は、

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t - 0.006) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.34 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t - 0.006) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3.4 \\ 0 \end{bmatrix} u(t - 0.016) \\ y = \begin{bmatrix} 0 & 123 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t - 0.006) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

と表される。

## B.2 $H_\infty$ 制御器設計過程

例として、むだ時間を無視した場合のコントローラ  $K_{H_\infty}$  servo の設計過程を示す。

### B.2.1 乗法的摂動の見積もり

$H_\infty$  制御器設計の設計にあたっては、対象としているモデルの乗法的摂動を見積もる必要がある。実対象制御モデルを  $P_{\text{true}}(j\omega)$ 、そのノミナルモデルを  $P_{\text{nomi}}(j\omega)$  としたとき、

$$P_{\text{true}}(j\omega) = (1 + \Delta_m(j\omega))P_{\text{nomi}}(j\omega) \quad (\text{B.7})$$

で表される  $\Delta_m(j\omega)$  を乗法的摂動という。ノミナルモデル  $P_{\text{nomi}}(j\omega)$  はむだ時間を無視した場合のモデルである。ノミナルモデルの周波数応答と、実制御対象の周波数応答 Fig. 3.6 から乗法的摂動を求めると Fig. B.1 の赤丸のようになる。この乗法的摂動を覆うように伝達関数  $W_m$  を決定すると、

$$W_m = 15 \frac{s + 10}{s + 400} \quad (\text{B.8})$$

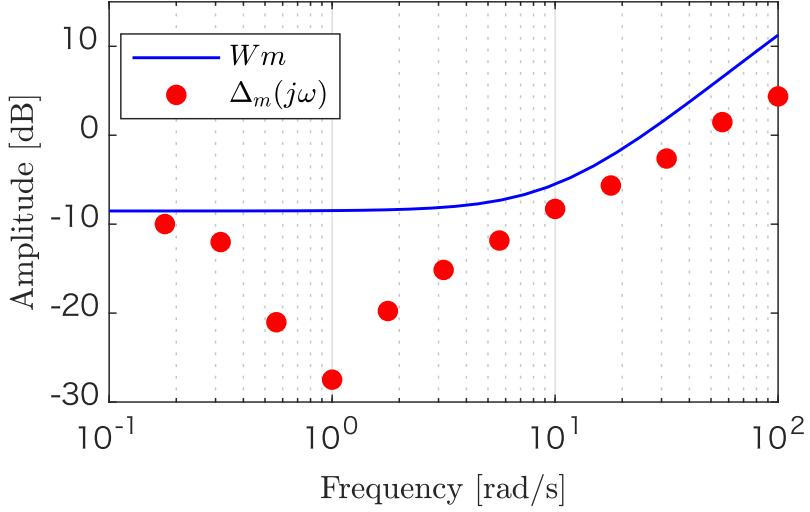
となる。 $W_m$  の周波数応答を Fig. B.1 に青実線で示す。Fig. 4.4において  $W_T = W_m$  とすることで、ロバスト性が保証される [19]。

次に  $W_S$  を選ぶ。 $|W_S|$  の逆数が感度関数  $|S|$  を覆うので、 $1/|W_S|$  が低周波領域で十分小さくなるように選ぶと  $S$  も小さくなり、目標値追従特性や外乱抑制が高まる。これを考慮して、

$$W_S = \frac{5}{s + 0.1} \quad (\text{B.9})$$

とした。

$\varepsilon$  は  $w_1$  から  $y$  までの直達項が 0 にならないようにするため入れる入力であり、 $\varepsilon = 1e - 3$  とした。これは観測ノイズと捉えることも可能である。

**Fig. B.1:** Multiplicative Perturbation

以上の設定の元に、 $\gamma$  イタレーションにより  $H_\infty$  制御器  $\bar{K}_{H_\infty}$  servo を求めると、

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -0.34 & -1102270.49 & 461.19 & -421.88 \\ 1 & -1664.57 & 0 & 0 \\ 0 & -648638.69 & 271.19 & -248.17 \\ 0 & 0 & 311.87 & -285.06 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 8961.55 \\ 12.48 \\ 5273.49 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{B.10})$$

$$y = [0 \ 0 \ 4.87 \ 1.80] x \quad (\text{B.11})$$

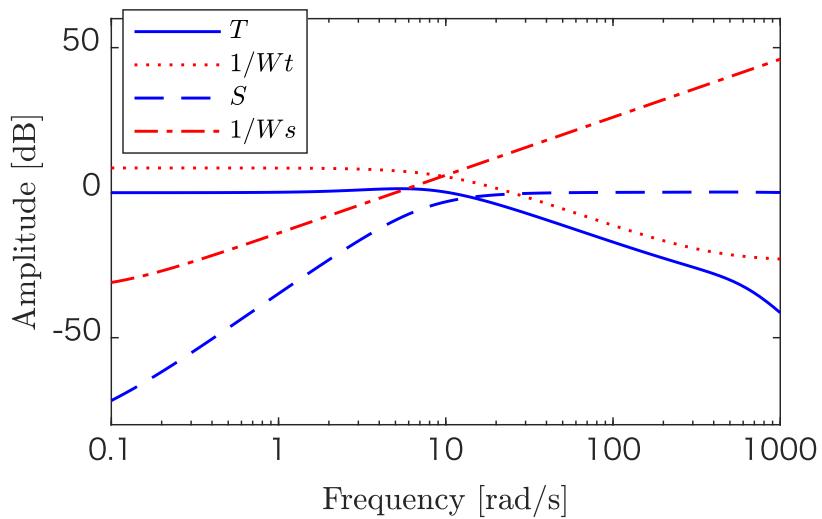
となる。これに 4.3.3 で示した積分器を結合させたのが、むだ時間を無視した場合の servo 系  $H_\infty$  制御器  $K_{H_\infty}$  servo となり、混合感度問題のゲイン線図は Fig. B.2 となる。

また、むだ時間を Padé 近似した場合のコントローラは

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -255.34 & 6606.82 & -105231.24 & 197.07 & -209.83 \\ 128 & 14740.75 & -230324.2 & 0 & 0 \\ 0 & 1055.90 & -16373.36 & 0 & 0 \\ 0 & 13213.12 & -206454.94 & 49.17 & -52.46 \\ 0 & 0 & 0 & 61.79 & -63.92 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 16489.91 \\ 36094.04 \\ 2565.87 \\ 32353.49 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{B.12})$$

$$y = [0 \ 0 \ 0 \ 0.97 \ 5.25] x \quad (\text{B.13})$$

に積分器を結合したものである。



**Fig. B.2:** Gain Graph of Mixed  $H_\infty$  Problem