

平成19年度 修士論文

外乱オブザーバに基づく内部モデル制御の適応化とその産業応用

指導教員 橋本 誠司 准教授

群馬大学大学院工学研究科
電気電子工学専攻

木暮 雅之

目次

第1章 序論	3
1.1 研究背景	3
1.2 研究目的	4
第2章 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)	5
2.1 内部モデル制御系(IMC)	5
2.1.1 内部モデル制御の位置制御系への応用とその問題点	6
2.2 PID 制御器に基づく内部モデル制御系(IMC-PID)	9
2.3 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)	10
2.3.1 外乱オブザーバ	10
2.3.2 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系	11
2.3.3 任意の外乱に対する補償法	13
2.4 制御器の離散パラメータ	18
2.5 制御入力飽和に対する Anti-Windup 化の検討	21
第3章 DIMC に対する適応機構の導入	25
3.1 モデル化誤差の検討	25
3.2 DIMC の適応化アルゴリズム	28
3.2.1 制御器の適応アルゴリズム	28
3.2.2 可変忘却要素を用いた逐次最小二乗(VFF-RLS)法	29
3.2.3 DIMC の適応化の導入	30
第4章 DIMC の産業分野への応用	31
4.1 非共振型超音波アクチュエータ駆動精密ステージへの応用	31
4.1.1 SPIDER 駆動ステージ	31
4.1.2 SPIDER の動作原理	34
4.1.3 シミュレーション結果	36
4.1.4 実験結果	46
4.2 自動車エンジンの可変バルブリフト制御への応用	60
4.2.1 可変バルブリフト駆動系	60
4.2.2 シミュレーション結果	61
4.3 デジタル制御電源への応用	73
4.3.1 デジタル制御電源	73

4.3.2 シミュレーション結果	76
------------------	----

第5章 まとめ	87
---------	----

謝辞	89
----	----

参考文献	90
------	----

発表文献	92
------	----

第1章 序論

1.1 背景

昨今の急速な技術革新により、電子機器の性能向上により高速・高応答・高精度特性を有する製品が市場に台頭してきた。その中で、高い制御性能が要求される分野の一例として、半導体露光装置用精密ステージの位置決め制御を例にとる。精密ステージ制御の観点から見ると、主に以下の制御特性が要求されている。

- 製品スループット向上のための高速・高応答特性
- 位置センサ分解能内への高精度位置決め特性
- オンサイトセットアップのための少ない設計パラメータ数
- 経年変化に対する制御性能の保持

高い制御性能が要求される分野では、各種制御理論が応用されているが^(1~3)、設計法および調整法が困難である場合が多く、またこれらの系ではフィードバック制御を前提とした制御系で構築されていることが多い。フィードバック制御では、観測される制御量の結果を受け取ってから誤差を修正するため、修正動作が後追いになってしまい、目標値の応答性において、所望の特性を満たさない場合がある。また、外乱が生じると必ずその影響を受けることになる。さらに、制御量が所望の状態にあったとしてもセンサなどの検出器にノイズが存在した場合、フィードバックループによりノイズ増幅し、系が発散する場合もある。そこで近年では実現が容易で、安定性において優れるフィードフォワードを基本とした制御系に対する需要が高まっている。

1.2 目的

本研究ではオープンループのフィードフォワード制御を基本とした高速・高応答・高精度の制御系の構築を目的とする。オープンループ駆動フィードフォワード型の制御器として、制御性能の逆特性を利用したオープンループ駆動を基本とし、モデル化誤差と外乱が存在する場合にのみフィードバック補償をおこなう制御系として内部モデル制御(**Internal Model Control:IMC**)が報告されている⁽⁴⁾。しかし、位置制御系のように制御対象が積分特性を有する制御対象の場合、**IMC**ではステップ外乱に対して追従誤差が常に存在してしまう。

本研究で提案する手法では、**IMC**に外乱オブザーバを導入することで、上述した問題を解決する。提案手法の特徴としては、制御対象の逆特性を利用したオープンループ駆動ベースの制御系で構成され、モデル化誤差と外乱に対してのみフィードバック補償を行う。これにより、目標値に対して行き過ぎ量が皆無であり、かつ制御対象のノミナルモデルさえ高精度に同定できれば制御帯域幅を極めて広帯域化でき、安定性、ノイズ特性にも優れる。さらに、制御器内に制御対象のノミナルモデルを含んでいるため、モデル化誤差および制御対象の経年劣化のように制御対象のダイナミクスの変化に対しては適応機構を導入することでその補償を行う。

提案手法は高速・高応答・高精度化が要求される位置制御系全般に導入可能である。例えば、半導体製造装置、電子線測長装置、電子線描画装置、DVD マスタリングに導入可能であ、本手法の導入により、生産性向上や素子の微細化が期待できる。他にも、**NC** 工作機、産業用ロボット、自動車の可変バルブリフト量制御などの位置制御機構を有する分野やデジタル制御電源など、ほとんどの制御分野に適用可能であり、同様の効果が期待できる。

本研究では、**IMC**に外乱オブザーバを導入し、その有効性をエンジンの可変バルブリフト量制御およびデジタル制御電源においてはシミュレーションを通して検証する。また、精密ステージの位置決め制御では、シミュレーションおよび実験を通して検証する。

本論文は以下のような構成となっている。

第 2 章では外乱オブザーバに基づく内部モデル制御を提案し、第 3 章では経年変化に対する制御性能の保持として外乱オブザーバに基づく内部モデル制御に適応機構を導入し、第 4 章では各種産業分野への応用を検討し、第 5 章で本論文のまとめを述べる。

第2章 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)

2.1 内部モデル制御系(IMC)

内部モデル制御(IMC)は、M.Morari によって提唱されたプロセス制御系に対する制御法である。これは H_2 制御やスミス予測制御に関連しており、Youla のパラメトリゼーションを基本とした具体的なプロセス制御系の設計法としてまとめられている。

この内部モデル制御系のブロック図を図 2.1 に示す。 $P(s)$ 、 $P_n(s)$ は制御対象とそのノミナルモデルを表す。ここで s はラプラス演算子を表す。 $F(s)$ は定常ゲインが 1 のローパスフィルタであり、IMC コントローラ $F(s) \times P_n^{-1}(s)$ を物理的に実現させるため、この伝達関数がバイプロパーとなるように選択する。例えば、 $P_n(s)$ の相対次数を n とすると、

$$F(s) = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^n} \quad (2.1.1)$$

となる。この場合、制御対象が既知とすると、IMC の設計パラメータはフィルタの帯域幅 $1/\tau_i$ [rad/s] のみであり、設計および調整が容易な点が利点である。また、この制御構成からわかるように、IMC ではモデル化誤差がなく、かつ外乱が存在しなければ、目標値 r から出力 y までの伝達特性は $F(s)$ となる。すなわち、フィードバックループが無く直列補償器によるオープンループ駆動である。これに対して、モデル化誤差や外乱 d が存在する場合にのみ、 P と P_n の出力の差分を利用し、フィードバックにより誤差補償が行われる。

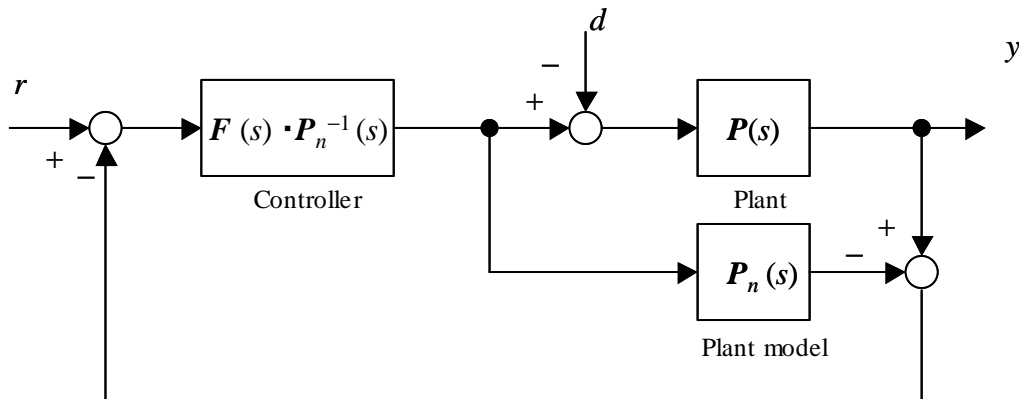


図 2.1.1 内部モデル制御系のブロック図

2.1.1 内部モデル制御法の位置制御系への応用とその問題点

IMC を一般的なアクチュエータを動力源として用いた位置制御系に応用する。制御対象のモデル P_n が式(2.1.2)で与えられるとする。入力力は力(又はトルク)であり、出力は位置(また角度)とする。速度から位置への伝達特性である積分特性と粘性特性が考慮されていることに注意する。一般的に位置制御系の制御対象の伝達関数は2次系まで低次元化できるので

$$P_n(s) = \frac{k_1}{s(s + p_1)} \quad (2.1.2)$$

とすると、

$$F = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^2} \quad (2.1.3)$$

となる。例えば $k_1=1365$ 、 $p_1=215$ 、 $P=P_n$ としてステップ位置指令に対するシミュレーションを行った結果を図 2.1.2 に示す。ここで、 $\tau_i=1/(2\pi \times 80)$ とした。0 s で 0.05 mm のステップ位置指令を印加し、0.1 s でステップ外乱(制御入力の最大値の 20%相当)を印加している。以下、目標値と外乱はステップ状と仮定する。また、比較のために同程度の帯域幅を持つ PID 制御系の応答波形を重ねて示す。用いた PID 制御器は

$$C_{PID}(s) = \frac{(1 + 0.0159s) \cdot (1 + 0.00465s)}{5.62 \times 10^{-4} s (1 + 5.31 \times 10^{-4} s)} \quad (2.1.4)$$

である。IMC 制御系では、目標値特性においてはオーバーシュートもなく良好な制御特性が得られているが、外乱応答においては定常偏差が残っている。これに対し、PID 制御系では、目標値応答においては 10%程度オーバーシュートが見られるものの、外乱に対してはドロップ量も小さく、定常偏差補償が達成できている。参考に設計した PID 制御器ならびに IMC 制御器の周波数特性を図 2.1.3 に示す。IMC 制御器では、PID 制御器が有する一形の積分特性が得られていないことが分かる。位置制御系においては、少なくとも一形の世紀分特性が必要不可欠である。この IMC の外乱特性について考察する。IMC 制御器は、制御対象が積分特性を有する場合、低域で制御ゲインが無限大という一形の特性を持たない。すなわち、モデル化誤差および外乱のないシステムは存在しないということに鑑み、位置制御系に IMC を適用した場合、目標値指令に対しても必ず定常偏差が生じることとなる。以下、簡単な準備の下、例によりその理由を示す。図 2.1.1 のブロック図を等価変換すると図 2.1.4 となる。等価変換したブロック図より、 $z=F(s)(e+z)$ であり、

$$z = \frac{F(s)}{1 - F(s)} e \quad (2.1.5)$$

となる。IMC フィルタ F の定常ゲインは常に 1 となるため、 e から z への定常ゲインは無限大である。すなわち、一形(積分特性)である。しかしながら、 $P(s)$ が積分特性を有すると $P_n^{-1}(s)$ は微分特性を持つので、 $F(s)/\{1-F(s)\}$ の積分特性を打ち消してしまう。その結果、目標値 r に対しては定常誤差が生じてしまう。

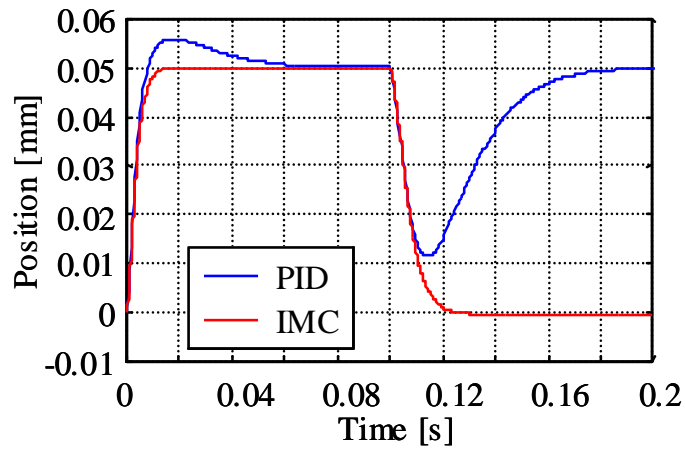


図 2.1.2 ステップ応答波形

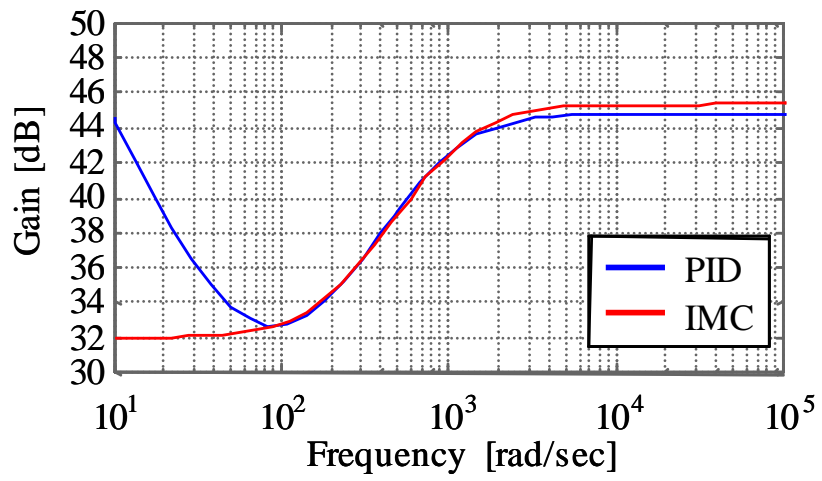


図 2.1.3 制御器の周波数応答波形

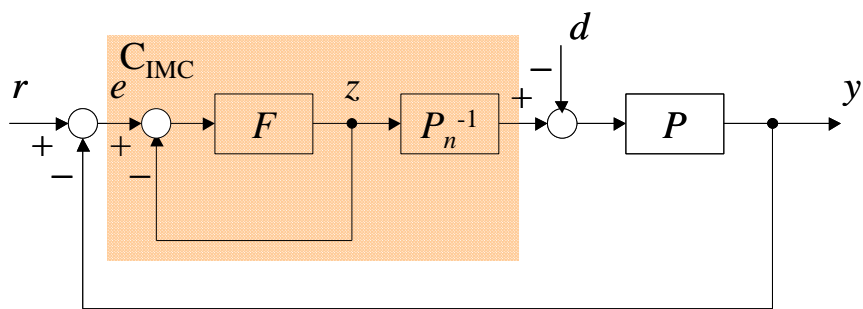


図 2.1.4 IMC ブロック図の等価変換

以下では制御対象に積分特性を含む場合と含まない場合の IMC 制御系について考察する。

(1) 制御対象に積分特性が含まれない場合

例えば、簡単なモデルとして制御対象のモデルが

$$P_n = \frac{1}{s+1} \quad (2.1.6)$$

で与えられた場合、IMC 制御器 C_{IMC} は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1-F)} P_n^{-1} = \frac{1}{\tau_i s} \cdot (s+1) = \frac{s+1}{\tau_i s} \quad (2.1.7)$$

となり、制御器には積分器が残る。また、目標値応答および外乱応答は

$$y = \frac{1}{s+1} \left\{ d + \frac{s+1}{\tau_i s} (r-y) \right\} = \frac{1}{(\tau_i s+1)} u + \frac{\tau_i s}{(\tau_i s+1)(s+1)} d \quad (2.1.8)$$

となり、目標値応答はフィルタの応答となり、外乱応答は微分特性により定常偏差は残らない。

(2) 制御対象に積分特性が含まれる場合

制御対象に積分特性が含まれ、モデルが次式で与えられたとする。

$$P_n = \frac{1}{s} \quad (2.1.9)$$

このとき IMC 制御器 C_{IMC} は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1+F)} P_n^{-1} = \frac{1}{\tau_i s} \cdot s = \frac{1}{\tau_i} \quad (2.1.10)$$

となり、制御器の積分器が消滅する。目標値応答および外乱応答特性は

$$y = \frac{1}{s} \left\{ d + \frac{1}{\tau_i} (r-y) \right\} = \frac{1}{\tau_i s+1} r + \frac{\tau_i}{(\tau_i s+1)^2} d \quad (2.1.111)$$

となり、目標値に対しては定常偏差が残らないが、外乱応答には定常偏差が残る。

2.2 PID 制御器に基づく内部モデル制御系(IMC-PID)

前節で示したように、位置制御系のように制御対象が積分特性を含む場合、IMC は有効ではない。これを解決する手法として IMC フィルタ $F(s)$ を次のように設計する。

$$F(s) = \frac{(n+1)\tau_i s + 1}{(\tau_i s + 1)^{n+1}} \quad (2.2.1)$$

この手法は IMC-PID⁽⁴⁾ と呼ばれ、IMC 制御器を等価的に PID 制御器とみなすことができる。これにより目標値応答および外乱応答に定常偏差は残らない。しかしながら、PID 制御器と等価であるのでモデル化誤差や外乱が存在しない場合でも目標値応答において必ずオーバーシュートが発生してしまう。

制御対象のモデル P_n を以下の式で与える。

$$P_n(s) = \frac{k_1}{s(s + p_1)} \quad (2.2.2)$$

ここで、 k_1 、 p_1 は前節と同様とし、 $P(s)=P_n(s)$ とする。制御対象が 2 次系であるので

$$F(s) = \frac{3\tau_i s + 1}{(\tau_i s + 1)^3} \quad (2.2.3)$$

としてステップ応答シミュレーションを行った結果を図 2.2.1 に示す。シミュレーション条件も 2.1 節と同様とする。また、比較のために同帯域での IMC 制御系の応答波形を重ねて示す。IMC-PID 制御系では、目標値応答においては 10% 程度オーバーシュートが見られるが、外乱に対してはドロップ量も小さく、定常偏差も補償できている。また、図 2.2.2 から IMC-PID 制御器ならびに IMC 制御器の周波数特性を比較すると IMC-PID 制御器は一形の積分特性が得られ、定常偏差が補償されていることが分かる。

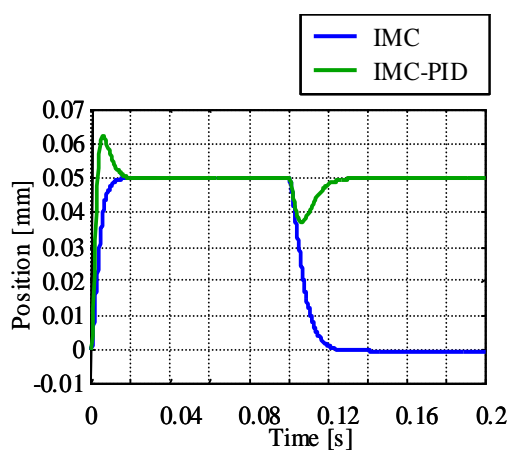


図 2.2.1 ステップ応答波形

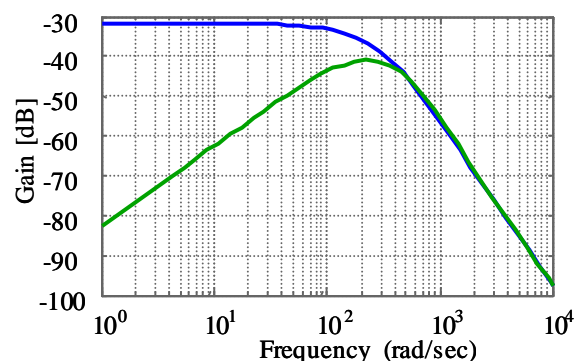


図 2.2.2 外乱の周波数応答波形

2.3 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)

前節の IMC-PID 制御系では目標値応答および外乱応答には定常偏差が残らない。しかし、目標値応答に対してオーバーシュートが発生してしまう。これを解決する手段として内部モデル制御系に外乱オブザーバ⁽⁵⁾を導入する手法を以下に提出する。

2.3.1 外乱オブザーバ

外乱オブザーバは、制御入力と出力情報を用いて制御対象にかかる外力を推定し、それをフィードバックすることで外乱補償を行うものである。

外乱オブザーバのブロック図を図 2.3.1(a)に示す。ここで外乱を d 、入力を i_{ref} 、制御対象の伝達関数を $P(s)$ 、そのモデルを $P_n(s)$ 、出力を y とする。

$$d = i_{ref} - P_n^{-1}y \quad (2.3.1)$$

となるため、入力と制御対象の逆特性から外乱 d が計算で求められる。しかし、制御対象に積分特性を含んでいる場合、位置の微分が必要となるためその実現は難しく、また、仮に可能であったとしても、高周波でハイゲインとなるため観測ノイズの影響を非常に受けやすくなる。そこで次式に示すように d に低域通過フィルタを通して得られる出力 \hat{d} を推定値とする。また、 n は $F \times P_n^{-1}$ がプロパーになるように決定する。

$$\hat{d} = F_d \cdot d = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^n} d \quad (2.3.2)$$

これを図示したのが図 2.3.1(b)である。この点線で囲まれた部分は、制御対象への入力および出力から外乱を推定するため、外乱オブザーバ(disturbance observer)と呼ばれる⁽⁶⁾。このとき、外乱オブザーバの極は式(2.3.2)のローパスフィルタの極に相当するため、フィルタの時定数をできるだけ小さくすることで遅れの少ない推定値を得ることができる。しかし、実際にあまりに小さくしすぎると、観測ノイズや制御対象のモデル化誤差などの影響を受け、正しい推定が行えなくなるためその決定にトレードオフは避けられない。また、本手法では、図 2.3.1(b)の等価ブロック図として図 2.3.1(c)を用いる。

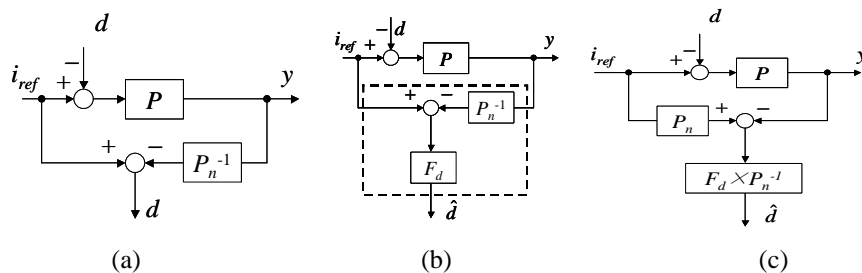


図 2.3.1 外乱オブザーバのブロック図

2.3.2 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)

DIMCの基本的なブロック図を図2.3.2に示す。同図からもわかるように、外乱オブザーバの制御構成は、IMCに極めて類似しており、モデル化誤差および外乱が存在しない場合にはフィードバック補償が働かない。従って外乱オブザーバを有する内部モデルはオープン駆動型という特長を最大限発揮可能である。ここで、 $F_d(s)$ は外乱オブザーバ用フィルタであり、IMCフィルタと同一($F(s)=F_d(s)$)とする。すなわち、IMCに外乱オブザーバを導入しても、 $F(s)=F_d(s)$ という条件下では設計パラメータは増加せず、制御帯域幅を指定するだけでよい。制御器の離散化においても、IMCおよび外乱オブザーバで同一のもの($(s)F \times P_n^{-1}(s)$ と $P_n(s)$)を用いればよく、コンピュータでの実現が容易である。

図2.3.2より、このシステムの入出力関係は次式となる。

$$y = \frac{F P P_n^{-1}}{(1-F)^2 + (2-F) F P P_n^{-1}} r - \frac{(1-F)^2 P}{(1-F)^2 + (2-F) F P P_n^{-1}} d \quad (2.3.3)$$

式(2.3.1)が外乱オブザーバ付き内部モデル制御系の目標値および外乱に対する伝達特性である。ここで $P(s)=P_n(s)$ のとき

$$y = F(s) \cdot r - (1-F(s))^2 P(s) \cdot d \quad (2.3.4)$$

となり、目標値 r から出力 y への伝達特性はフィルタ $F(s)$ で表され、ステップ状の目標値に対する定常偏差は零になる。また、外乱 d から出力 y への伝達特性では、フィルタ $F(s)$ の定常ゲインであり、 $(1-F(s))^2$ は2つの微分特性を持つので、制御対象に積分特性が含まれていても外乱 d から出力 y への伝達特性は1つの微分特性が残る。したがって、ステップ外乱に対して定常偏差は補償される。

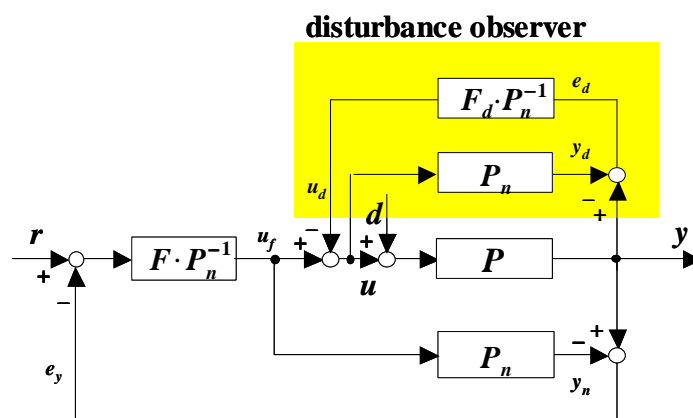


図 2.3.2 外乱オブザーバ付き内部モデル制御系

ここで

u_f : 直列補償器出力 ($F \cdot P_n^{-1}$)	u_d : 推定外乱
u : 制御入力	y_d : モデル出力 (入力 : u)
y_n : モデル出力(入力 : u_f)	e_d : 偏差 : $y_d - y$
e_y : 偏差 : $y - y_n$	

これらより、DIMCのステップ指令に対するシミュレーション結果を図2.3.3に示す。シミュレーション条件は前節と同様である。ここで、外乱オブザーバ用のフィルタの帯域幅は、IMCフィルタと同じ $2\pi \times 80$ rad/sとした。比較のため、IMC、IMC-PIDの応答も同時に示す。ここで制御対象のモデルは前節と同様に式(2.2.2)とする。制御対象に積分特性を含む場合を考える。このとき $P=P_n$ とし、0.1 sでステップ外乱を最大入力電圧の20%相当を印加した。

図2.3.4より、目標値応答はIMCと同様にフィルタ特性にのみ依存し、オーバーシュートがない。また、IMCではステップ外乱に対して定常偏差が残っているのに対し、DIMCでは外乱による定常偏差補償が達成できている。またそのドロップ量に対してもIMCと比較しDIMCの方が小さい。

図2.3.4に外乱応答に対するボード線図を示す。同図より外乱に対して一形の微分特性が達成できていることが確認できる。

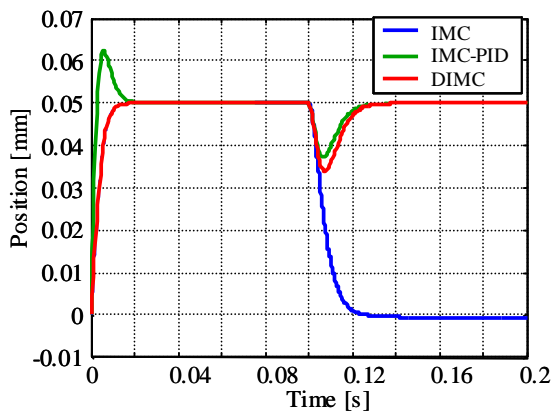


図 2.3.3 ステップ応答波形
(IMC,IMC-PID,DIMC の比較)

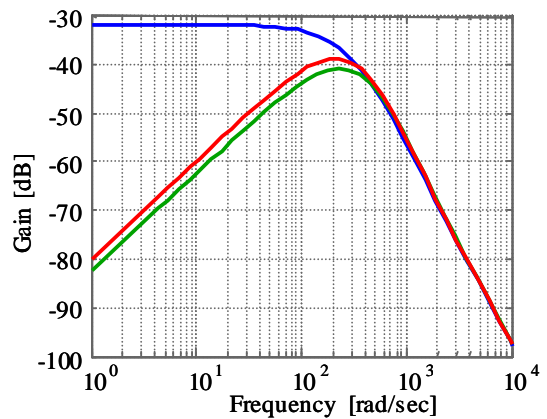


図 2.3.4 外乱応答特性
(IMC,IMC-PID,DIMC の比較)

2.3.3 任意の外乱に対する補償法

位置制御系においては制御対象に積分特性が一つ含まれる。このことを留意すると場合、図 2.3.2 のブロック図においてステップ外乱に対しては外乱補償を行えるが、ランプ外乱などの高次の外乱に対しては、式(2.3.4)の外乱項にある $(1-F(s))^2$ の微分成分がすべて打ち消され定常偏差が残る。これを解決する手法について以下に述べる。一つには、外乱オブザーバの内部ループ数を増やすことで補償可能である。また、ほかの方法としては外乱オブザーバのフィルタの次数を IMC-PID の設計法のように高次元化する手法でも補償可能である。

(1) 内部ループ数を増やす方法(DIMC type1 型)

図 2.3.2 のブロック図を図 2.3.5 のように等価変換する。IMC における入出力関係が

$$y = P \cdot \left\{ \frac{F \cdot P_n^{-1}}{1-F} \cdot (r-y) - d \right\} \quad (2.3.5)$$

であったのに対し、DIMC では

$$y = P \cdot \left\{ \frac{F \cdot P_n^{-1}}{(1-F)^2} \cdot (r-y) - \frac{F \cdot P_n^{-1}}{(1-F)} y - d \right\} \quad (2.3.6)$$

また、図 2.3.5 と図 2.3.6 を比較すると内部ループが一つ増えることで、ステップ外乱を補償できた。このことを利用し、伝達関数が $1/s^n$ の外乱に対しては式(2.3.6)になるように調整すると図 2.3.7 が得られる。

$$y = P \cdot \left\{ \frac{F \cdot P_n^{-1}}{(1-F)^{n+1}} (r-y) - \sum_{k=1}^n \frac{F \cdot P_n^{-1}}{(1-F)^k} y - d \right\}$$

$$= \frac{P}{(1-F)^{n+1} + P \cdot P_n^{-1} [1 - (1-F)^{n+1}]} \left\{ F \cdot P_n^{-1} \cdot r - (1-F)^{n+1} d \right\} \quad (2.3.7)$$

しかし、内部ループが増えることで演算時間の増大やフィードバックループによるノイズ増幅の問題から極ループが少ないことが望ましい。位置制御系ではステップ外乱が支配的であるため、内部ループを一つ含む図 2.3.2 の構造が最適である。

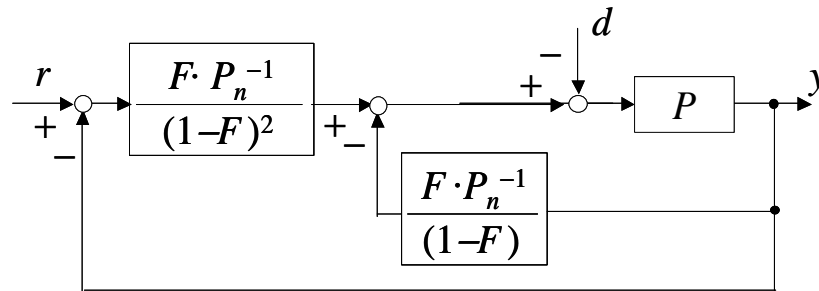


図 2.3.5 DIMC の等価ブロック図

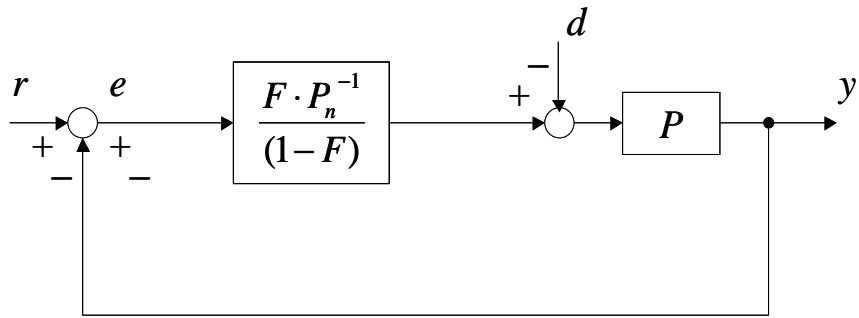


図 2.3.6 IMC の等価ブロック図

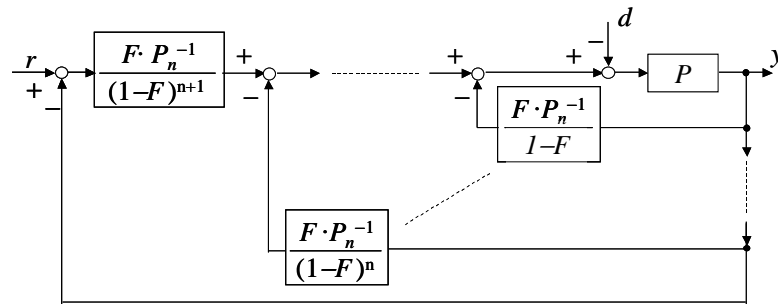


図 2.3.7 DIMC の n 次の外乱に対する補償法

(2) 外乱オブザーバのフィルタを調整する方法

外乱オブザーバのフィルタを調整することで外乱補償を行う方法について述べる。 $F \neq F_d$ のときの入出力関係は

$$y = \frac{FPP_n^{-1}}{(1-F)(1-F_d) + FPP_n^{-1} + (1-F)F_dPP_n^{-1}} r - \frac{(1-F)(1-F_d)P}{(1-F)(1-F_d) + FPP_n^{-1} + (1-F)F_dPP_n^{-1}} d \quad (2.3.8)$$

$P=P_n$ のとき

$$y = Fr - (1-F)(1-F_d)Pd \quad (2.3.9)$$

となる。つまり直列補償器に含まれるフィルタ F は変更せず、外乱オブザーバのフィルタ F_d を変更することで、目標値応答および外乱応答に対して定常偏差なく追従し、オーバーシュートも発生しない。

例えば、外乱の伝達関数が $1/s^n$ であれば、フィルタ F_d は次のように調整することで定常偏差なく目標値に追従することができる。

$$F_d = \frac{(n+1)\tau_{do}s+1}{(\tau_{do}s+1)^{n+1}} \quad (2.3.10)$$

(3) 上記の(1)と(2)の結合による方法(DIMC type2 型)

上記の(1)と(2)の方法を組み合わせることで制御系の最適化を行うことができる。いま、図 2.3.6 のブロック図を図 2.3.8 に等価変換させ、フィードバック部分をさらに変形させることで図 2.3.9 を得る。ここで、フィードバック部分を外乱オブザーバとみなすことができ、DIMC と同様の制御性能をもつ制御系が得られる。さらに外乱オブザーバのフィルタを F_d としたときの入出力関係は

$$y = \frac{FPP_n^{-1}}{1-F_d + F_dPP_n^{-1}} r + \frac{(1-F_d)P}{1-F_d + F_dPP_n^{-1}} d \quad (2.3.11)$$

$P=P_n$ のとき

$$y = F \cdot r + (1-F_d)P \cdot d \quad (2.3.12)$$

さらにフィルタを

$$F_d = \frac{(n+1)\tau_{do}s+1}{(\tau_{do}s+1)^{n+1}} \quad (2.3.13)$$

とおくことで伝達関数が $1/s^n$ の外乱にも対応することができる。

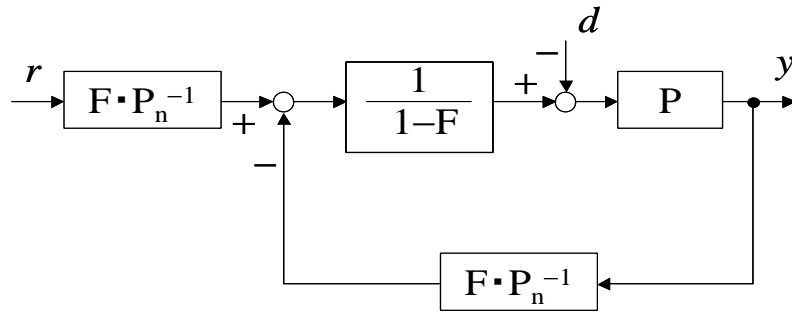


図 2.3.8 IMC の等価ブロック図

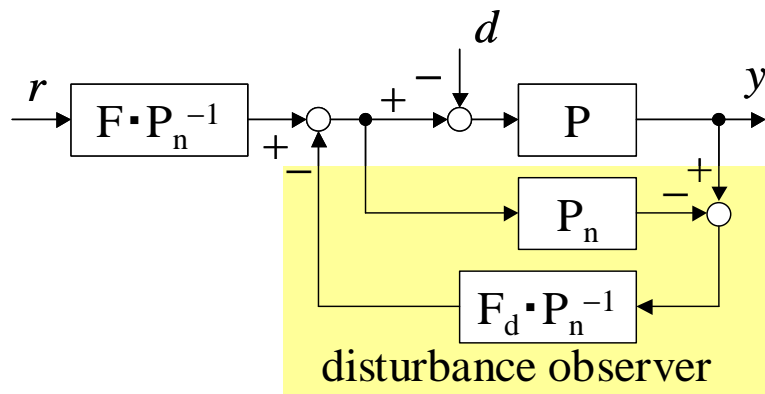


図 2.3.9 DIMC type2 のブロック図

図 2.3.9 のブロック図で示した DIMC type2 の離散系のシミュレーション結果を図 2.3.10 に示す。シミュレーション条件は前節と同様である。ここで、外乱に対して定常偏差が現れた。これは外乱オブザーバ出力部の代数ループを解消するためにユニットディレイを挿入したために起こった。この代数ループの問題を解決するためにブロック図を等価変換して図 2.3.11 のように変更する。そのときのステップ応答波形を図 2.3.12 に示す。これにより、代数ループは打ち消され、外乱に対して定常偏差なく追従できたことが確認できた。同時に DIMC type1 との性能比較のため、応答波形を重ねて示す。シミュレーション条件は前節と同様とし、制御帯域を $2\pi \times 80$ rad/s とする。DIMC type1 のブロック図は図 2.3.2、DIMC type2 のブロック図には図 2.3.11 を用いた。type1 と比較して type2 のほうが外乱に対してドロップ量が小さく、外乱からの復帰も早いことが分かる。これは式(2.3.4) と式(2.3.12)の外乱応答の零点を比較したとき、DIMC type2 のほうが DIMC type1 よりも高帯域側に存在し、位相を進めるからである。

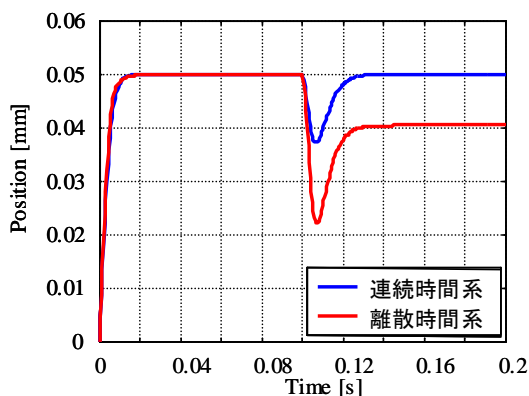


図 2.3.10 離散系シミュレーション結果 (DIMC type2)

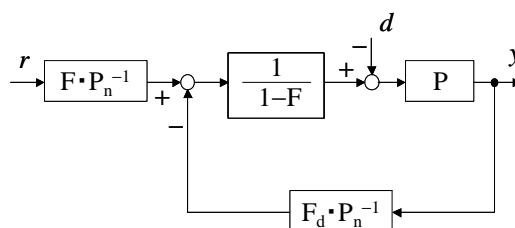
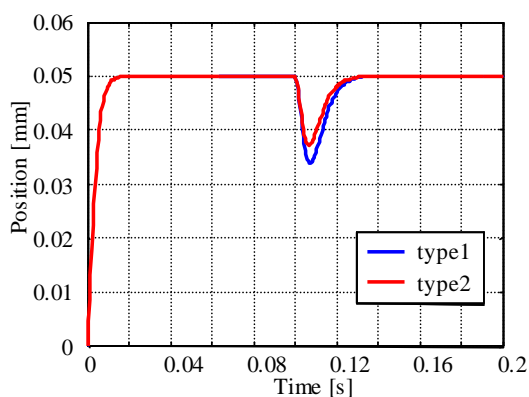
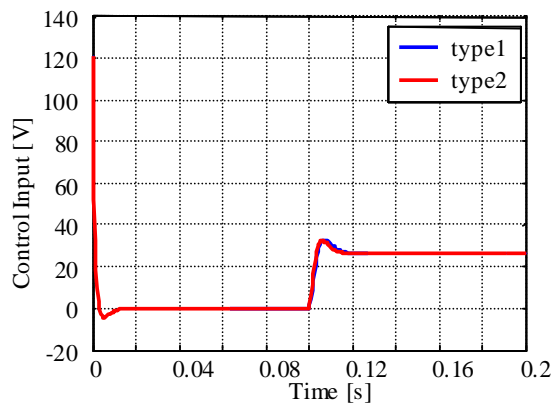


図 2.3.11 DIMC type2 等価変換ブロック図



(a) ステップ応答波形



(b) 制御入力

図 2.3.12 シミュレーション結果(DIMC type1 と type2 の比較)

2.4 制御器の離散パラメータ

実システムをコンピュータで制御するためには、設計された制御器をデジタル計算機に実装しなければならない。このためコントローラは最終的に離散時間系で記述する必要がある。

前節までは制御器を連続時間制御系で設計してきたが、離散化実現させる方法として `tustin` 法を用いる。いま制御器の連続時間状態方程式が次のように与えられたとする。

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= A_c \cdot X(t) + B_c \cdot u(t) \\ y(t) &= C_c \cdot X(t) + D_c \cdot u(t)\end{aligned}\tag{2.4.1}$$

このとき次の変換公式を用いる。

$$\begin{aligned}A_d &= (I - A_c \cdot T_s/2)^{-1} \cdot (I + A_c \cdot T_s/2) \\ B_d &= (I - A_c \cdot T_s/2)^{-1} \cdot B_c \\ C_d &= T_s \cdot C_c \cdot (I - A_c \cdot T_s/2)^{-1} \\ D_d &= \frac{T_s}{2} \cdot C_c \cdot (I - A_c \cdot T_s/2)^{-1} \cdot B_c + D_c\end{aligned}\tag{2.4.2}$$

これにより離散時間状態方程式は

$$\begin{aligned}w(k+1) &= A_d \cdot w(k) + B_d \cdot u(k) \\ y(k) &= C_d \cdot w(k) + D_d \cdot u(k)\end{aligned}\tag{2.4.3}$$

となる。以下で制御器のパラメータを示す。

(1) DIMC type1 の離散パラメータ

制御対象の伝達関数が次のように与えられたとき

$$P = \frac{k}{s(s + p_1)} \quad (2.4.4)$$

コントローラ内のパラメータは次のようになる。

$$P_n: \quad Ad = \begin{bmatrix} \frac{2 - p_1 Ts}{2 + p_1 Ts} & 0 \\ \frac{Ts}{2} & \frac{4}{2 + p_1 Ts} \\ & 1 \end{bmatrix} \quad Bd = \begin{bmatrix} 2 \\ 2 + p_1 Ts \\ Ts \\ 2 + p_1 Ts \end{bmatrix} \quad (2.4.5)$$

$$Cd = kTs \begin{bmatrix} \frac{Ts}{2 + p_1 Ts} & 1 \end{bmatrix} \quad Dd = \frac{kTs^2}{2(2 + p_1 Ts)}$$

$$F \cdot P_n^{-1} \quad Ad = \begin{bmatrix} \frac{4\tau_s^2 - 4\tau_s Ts - Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} & -\frac{4Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \\ \frac{4\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} & \frac{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts - Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \end{bmatrix} \quad Bd = \begin{bmatrix} \frac{4\tau_s^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \\ \frac{2\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \end{bmatrix}$$

$$Cd = -\frac{4\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \frac{1}{2k\tau_s^3} \left[(-4 + 2\tau_s p_1 - Ts/\tau_s) \frac{(2 + p_1 Ts)}{\tau_s} \right]$$

$$Dd = -\frac{4\tau_s^2 Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \frac{1}{4k\tau_s^3} (-4 + 2\tau_s p_1 - Ts/\tau_s) + \frac{1}{k\tau_s^2} \quad (2.4.6)$$

(2) DIMC type2 の離散パラメータ

上記の制御対象のときの DIMC type2 の離散パラメータは

$$F \cdot P_n^{-1} \quad Ad = \begin{bmatrix} \frac{4\tau_s^2 - 4\tau_s Ts - Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} & -\frac{4Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \\ \frac{4\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} & \frac{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts - Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \end{bmatrix} \quad Bd = \begin{bmatrix} \frac{4\tau_s^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \\ \frac{2\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \end{bmatrix}$$

$$Cd = -\frac{4\tau_s^2 Ts}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \frac{1}{2k\tau_s^3} \left[(-4 + 2\tau_s p_1 - Ts/\tau_s) \frac{(2 + p_1 Ts)}{\tau_s} \right]$$

$$Dd = -\frac{4\tau_s^2 Ts^2}{4\tau_s^2 + 4\tau_s Ts + Ts^2} \frac{1}{4k\tau_s^3} (-4 + 2\tau_s p_1 - Ts/\tau_s) + \frac{1}{k\tau_s^2}$$

$$F_d \cdot P_n^{-1} : \quad (2.4.7)$$

$$Ad = \frac{8\tau_{do}^3}{8\tau_{do}^3 + 12\tau_{do}^2 T_s + 6\tau_{do} T_s^2 + T_s^3} \begin{bmatrix} 1 - \frac{3T_s}{2\tau_{do}} - \left(\frac{T_s}{2}\right)^3 \left(\frac{1}{\tau_{do}^3}\right) - \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{3}{\tau_{do}^2} & -\frac{3T_s}{\tau_{do}^2} - \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{2}{\tau_{do}^3} & -\frac{T_s}{\tau_{do}^3} \\ T_s & 1 + \frac{3T_s}{2\tau_{do}} - \left(\frac{T_s}{2}\right)^3 \left(\frac{1}{\tau_{do}^3}\right) - \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{3}{\tau_{do}^2} & -2\left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{1}{\tau_{do}^3} \\ 2\left(\frac{T_s}{2}\right)^2 & T_s \left(1 + \frac{3T_s}{2\tau_{do}}\right) & 1 + \frac{3T_s}{2\tau_{do}} - \left(\frac{T_s}{2}\right)^3 \left(\frac{1}{\tau_{do}^3}\right) + \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{3}{\tau_{do}^2} \end{bmatrix}$$

$$Bd = \frac{8\tau_{do}^3}{8\tau_{do}^3 + 12\tau_{do}^2 T_s + 6\tau_{do} T_s^2 + T_s^3} \begin{bmatrix} 1 \\ T_s/2 \\ (T_s/2)^2 \end{bmatrix}$$

$$Cd = -\frac{8T_s}{8\tau_{do}^3 + 12\tau_{do}^2 T_s + 6\tau_{do} T_s^2 + T_s^3} \frac{1}{k_1} \begin{bmatrix} \frac{T_s}{4\tau_{do}^3} (-8 + 3p_1 \tau_{do})(Ts + 6\tau_{do}) + \left(\frac{3T_s}{2\tau_{do}} + 1\right) \left(\frac{3T_s}{2\tau_{do}^2} - p_1 + \frac{9}{\tau_{do}}\right) \\ \frac{T_s}{2\tau_{do}^3} (-8 + 3p_1 \tau_{do}) + \frac{3}{\tau_{do}^2} \left(\frac{3T_s}{2\tau_{do}} + 1\right) + \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \frac{p_1}{\tau_{do}^3} \end{bmatrix}^T$$

$$Dd = Cd_{11}/2 + \frac{3}{k_1 \tau_{do}^2}$$

(2.4.8)

$$\frac{1}{1 - F_d} : Ad = \begin{bmatrix} \frac{2\tau_{do} - 3T_s}{2\tau_{do} + 3T_s} & 0 & 0 \\ \frac{2\tau_{do} T_s}{2\tau_{do} + 3T_s} & 1 & 0 \\ \frac{4\tau_{do}}{2\tau_{do} + 3T_s} \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad Bd = \frac{2\tau_{do}}{2\tau_{do} + 3T_s} \begin{bmatrix} 1 \\ T_s/2 \\ (T_s/2)^2 \end{bmatrix}$$

$$Cd = T_s \begin{bmatrix} \frac{T_s(6\tau_{do} + T_s)}{2\tau_{do}^2(2\tau_{do} + 3T_s)} & \frac{6\tau_{do} + T_s}{2\tau_{do}^3} & \frac{1}{\tau_{do}^3} \end{bmatrix} \quad Dd = \frac{T_s^2(6\tau_{do} + T_s)}{4\tau_{do}^2(2\tau_{do} + 3T_s)} + 1$$

(2.4.9)

2.5 制御入力飽和に対する Anti-Windup の検討

現実のシステムでは操作量に対して飽和特性を持ち、制御入力飽和に対する制御性能劣化防止が実装での絶対条件となる。このような操作量飽和による制御性能の劣化はワインドアップ (windup) 現象と呼ばれる。Anti-Windup(AW)制御⁶⁾の目的は、たとえ制御入力の飽和が生じても、制御系の安定性を維持し、良好な制御性能を達成する制御器を設計することである。

一般的に AW 制御器は次の 2 段階設計の考え方に基づいて設計される。

Step1: 飽和非線形要素を無視した線形制御系に対して、与えられた制御仕様を満たす線形制御器 $C(s)$ を設計する。

Step2: 入力飽和による悪影響を低減するために新たに補償要素を $C(s)$ に付加する。

あるいは制御系の構造を変更することにより、AW 制御器 $C_{aw}(s)$ を構成する。

ここで、AW 制御器の簡単な例として Goodwin の方法を紹介する。Step1 で設計した線形制御器 $C(s)$ とその定常ゲイン C_∞ 及び、それらの逆特性を用いて図 2.5.2 のように構成される。この系において偏差 e から制御入力 u までの伝達関数は

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{C_\infty}{1 + (C(s)^{-1} - C_\infty^{-1})C_\infty} = \frac{C_\infty}{C(s)^{-1} \cdot C_\infty} = C(s) \quad (2.5.1)$$

となり、制御性能は保証される。また、所望の入力を $\hat{u}(t)$ 、実際の入力を $u(t)$ とおくと、次のように記述できる。

$$u(t) = \text{Sat}\langle \hat{u}(t) \rangle \equiv \begin{cases} u_{\max} & \text{if } \hat{u}(t) > u_{\max}, \\ \hat{u}(t) & \text{if } u_{\min} \leq \hat{u}(t) \leq u_{\max}, \\ u_{\min} & \text{if } \hat{u}(t) < u_{\min}, \end{cases} \quad (2.5.2)$$

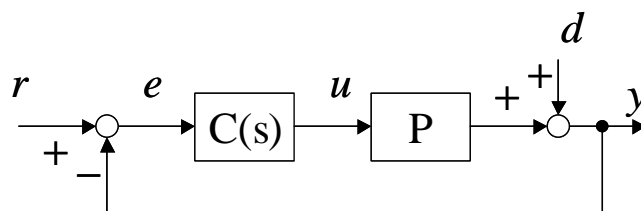


図 2.5.1 飽和非線形要素を無視した線形制御系

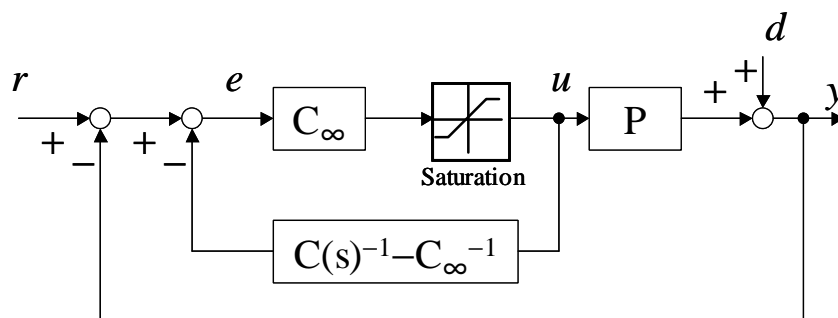


図 2.5.2 Anti-Windup 制御系のブロック図

ここで、Goodwin の Anti-Windup 手法において、離散化法に注意しなければならない。離散化実現に対し、直達項が現れるような双一次変換を用いた場合、応答性は劣化してしまう。そこで、直達項が現れないような離散化方法を用いなければならない。一般的にはゼロ次ホールドが広く用いられているが、さらなる応答性の改善の為、本論文では後退差分法を用いる。

図 2.5.3 のような連続系システムが与えられたとする。このときの状態方程式は

$$\begin{cases} sX(k) = A_c X(k) + B_c u(k) \\ y(k) = C_c X(k) + D_c u(k) \end{cases} \quad (2.5.3)$$

となる。ここでサンプリング時間を T_s とし、 $s=(z-1)/(zT_s)$ を第一式に代入して解いていくと

$$\begin{aligned} X(k+1) - X(k) &= T_s A_c X(k+1) + T_s B_c u(k+1) \\ (I - T_s A_c) X(k+1) - T_s B_c u(k+1) &= X(k) \equiv w(k+1) \end{aligned}$$

$$X(k+1) = (I - T_s A_c)^{-1} w(k+1) + (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c u(k+1)$$

$k+1 \rightarrow k$ とすると

$$\begin{aligned} X(k) &= (I - T_s A_c)^{-1} w(k) + (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c u(k) \\ w(k+1) &= (I - T_s A_c)^{-1} w(k) + (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c u(k) \end{aligned}$$

また、同様に第二式を解くと

$$y(k) = C_c (I - T_s A_c)^{-1} w(k) + \{D_c + C_c (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c\} u(k)$$

したがって、各離散系パラメータは次のよう変換される。

$$\begin{aligned} A_d &= (I - T_s A_c)^{-1} \\ B_d &= (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c \\ C_d &= C_c (I - T_s A_c)^{-1} \\ D_d &= D_c + C_c (I - T_s A_c)^{-1} T_s B_c \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

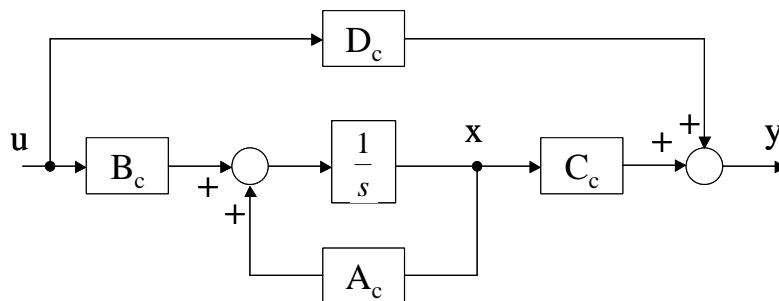


図 2.5.3 状態空間表現のブロック図

(1) DIMC type1 への適用

図 2.3.2 のブロック図を図 2.5.4 のように変形させる。ここで、線形制御器を $C(s)$ とし、この部分に Anti-Windup を適用させる。ここで、外乱オブザーバの部分を変更しない理由は、外乱 d と外乱オブザーバの出力 u_d を相殺させるためである。それを考慮し、DIMC type1 に Anti-Windup 手法を導入し、そのブロック図を図 2.5.5 と変更できる。このときの入力は次のように記述できる。

$$u_{ff}(t) = Sat\langle \hat{u}(t) \rangle \equiv \begin{cases} u_{\max} + u_d & \text{if } \hat{u}(t) > u_{\max} + u_d, \\ \hat{u}(t) & \text{if } u_{\min} \leq \hat{u}(t) \leq u_{\max}, \\ u_{\min} + u_d & \text{if } \hat{u}(t) < u_{\min} + u_d, \end{cases} \quad (2.5.5)$$

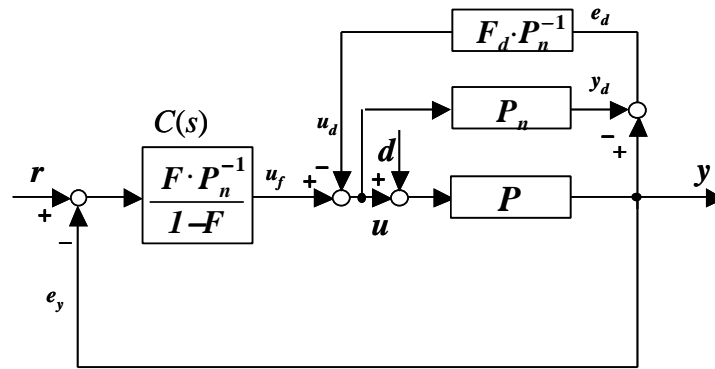


図 2.5.4 DIMC type1 の等価ブロック図

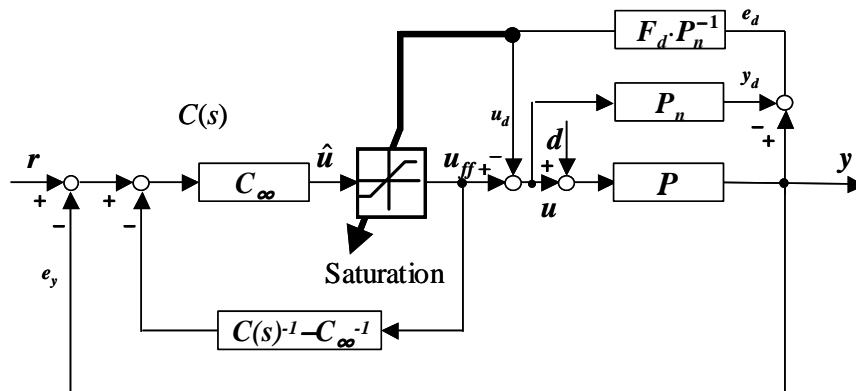


図 2.5.5 DIMC type1 の Anti-Windup 制御系

(2) DIMC type2 への適用

図 2.3.11 のブロック図を図 2.5.6 のように変形させダイレクトフィードスルー部を線形制御器 $C(s)$ とし、Anti-Windup を適用させる。しかし、制御対象が n 次系の場合、線形制御器 $C(s)$ の次数は $(2n+1)$ となり、実装においてオンラインセルフチューニングを考慮したとき、逆行列を導出するとき演算工程が増大してしまうことがある。そこでブロック図を図 2.5.7 のように変更し、フィードフォワードコントローラを線形制御器 $C(s)$ とし、Anti-Windup を導入する。このときのブロック図を図 2.5.8 とし、入力は type 1 と同様に次のように記述できる。

$$u_{ff}(t) = Sat\langle \hat{u}(t) \rangle \equiv \begin{cases} u_{\max} + u_d & \text{if } \hat{u}(t) > u_{\max} + u_d, \\ \hat{u}(t) & \text{if } u_{\min} \leq \hat{u}(t) \leq u_{\max}, \\ u_{\min} + u_d & \text{if } \hat{u}(t) < u_{\min} + u_d, \end{cases} \quad (2.5.6)$$

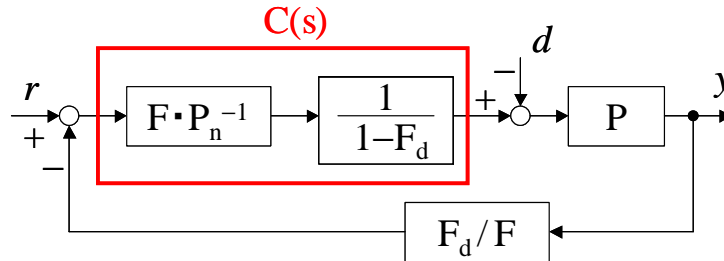


図 2.5.6 DIMC type2 の等価ブロック図

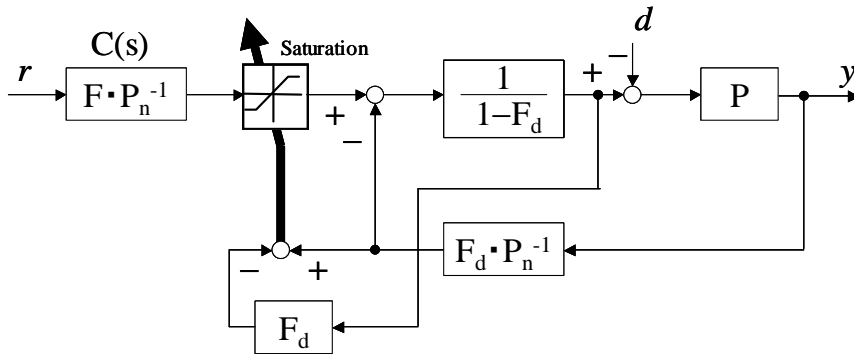


図 2.5.7 汎用性と入力飽和を考慮した DIMC type2

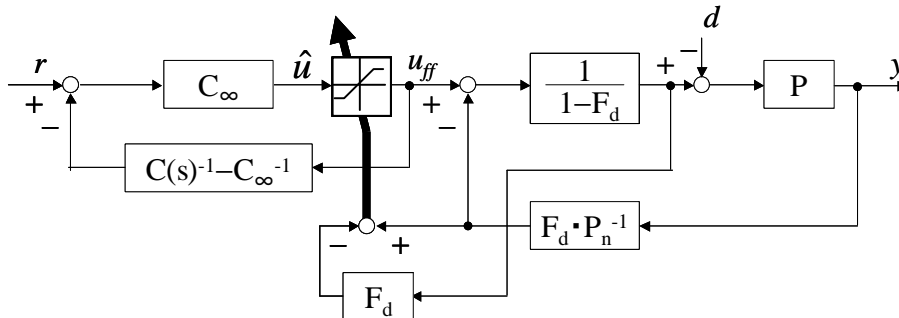


図 2.5.8 DIMC type2 の Anti-Windup 制御系

第3章 DIMC に対する適応機構の導入

3.1 モデル化誤差の検討

前章までは制御対象とそのノミナルモデルとの間にモデル化誤差が存在しない場合を検討してきた。しかし、制御対象のダイナミクスは変化するため、制御対象とモデルが完全に一致することは現実的ではない。したがって、本節では、モデル化誤差が存在する場合、すなわち $P \neq P_n$ の場合について考える。以下で(1)から(3)の3つの方法を述べているが、これを分かりやすく説明しておく。

(1) DIMC type1 の場合

まず制御対象モデルの極およびゲインを各30%増減させたときのステップ応答波形を図3.1.1に示す。ゲインを30%増やすと、オーバーシュートが発生してしまう。逆にゲインを30%減らすと、追従速度が遅くなってしまった。また、外乱応答に注目してみると、ゲインを小さくすると、ステップ外乱に対するドロップ量が小さくなった。

極を30%増やした場合、整定速度は速くなるが波形に振動性が見られ、追従速度は遅くなった。逆にゲインを30%減らした場合オーバーシュートが発生した。また、極の値を大きくとった場合、外乱に対するドロップ量は小さく、外乱からの復帰も早くなる。いずれの結果もモデルの極およびゲインを変動させると目標値に対する出力応答は悪化することを示している。

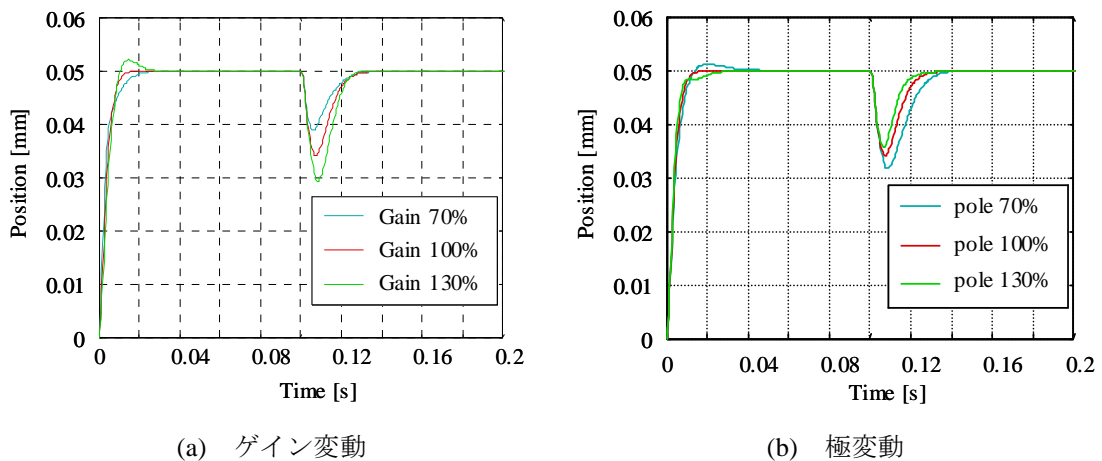


図 3.1.1 DIMC type1 におけるパラメータ変動のステップ応答波形

(2) DIMC type2 の場合(外乱オブザーバとフィードフォワードコントローラのモデルが一致)

制御対象モデルの極およびゲインを各 30%増減させ、そのときのステップ応答波形を図 3.1.2 に示す。ゲインを 30%減らすと、オーバーシュートが発生してしまう。逆にゲインを 30%増やすと、追従速度が遅くなってしまった。また、外乱応答に注目してみると、ゲインが小さくると、ステップ外乱に対するドロップ量が小さくなった。

極を 30%減らした場合、整定速度は速くなるが波形に振動性が見られ、追従速度は遅くなった。逆にゲインを 30%増やした場合オーバーシュートが発生した。また、極の値を大きくとった場合、外乱に対するドロップ量は小さく、外乱からの復帰も早くなる。

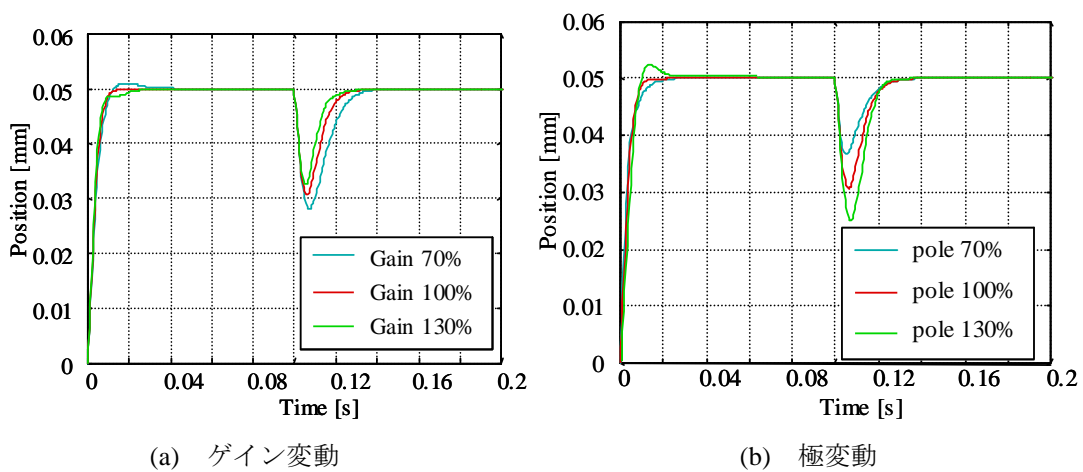


図 3.1.2 DIMC type2 におけるパラメータ変動のステップ応答波形

(3) DIMC type2の場合(外乱オブザーバとフィードフォワードコントローラのモデルを不一致)

外乱オブザーバはモデル化誤差と外乱を補償し、外乱オブザーバのモデル $P_{nd}(s)$ を $P(s)$ に近づけさせる効果を持っている。それゆえに、 $P_{nd}(s)$ の適応化は重要ではない。さらに、図 3.1.3 のように同定する対象を外乱オブザーバと制御対象にし、フィードフォワードのノミナルモデル $P_{nf}(s)$ だけ適応させる。ここで、 $P_{nd}(s)$ と $P_{nf}(s)$ とのミスマッチにより発生する定常偏差を補償する補正ゲイン k_a に注意する。補正ゲイン k_a は次のようになる。

$$k_a = P_{nf}(0) \cdot P_{nd}^{-1}(0) \quad (3.1.1)$$

結果として、オープンループで同定することができるので、オンラインのプロセスでさえも正確な同定を行える。このブロック図を用いて、フィードフォワードコントローラの極およびゲインを各 30% 増減させ、そのときのステップ応答波形を図 3.1.4 に示す。ゲインを変動させた場合、応答波形に変化が見られなかった。しかし、極を 30% 減らした場合、整定速度は速くなるが、オーバーシュートが発生した。逆にゲインを 30% 増やした場合、追従速度は遅くなった。

いずれの結果もモデルの極およびゲインを変動させると出力応答は悪化した。このため出力応答の性能向上には、高精度な制御対象のモデルが必要不可欠であり、制御系に適応機構を導入する必要がある。

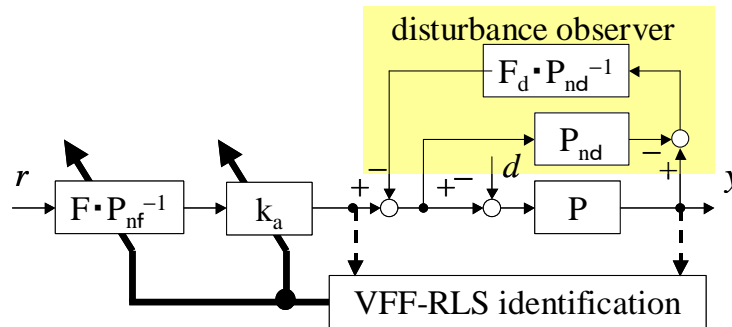
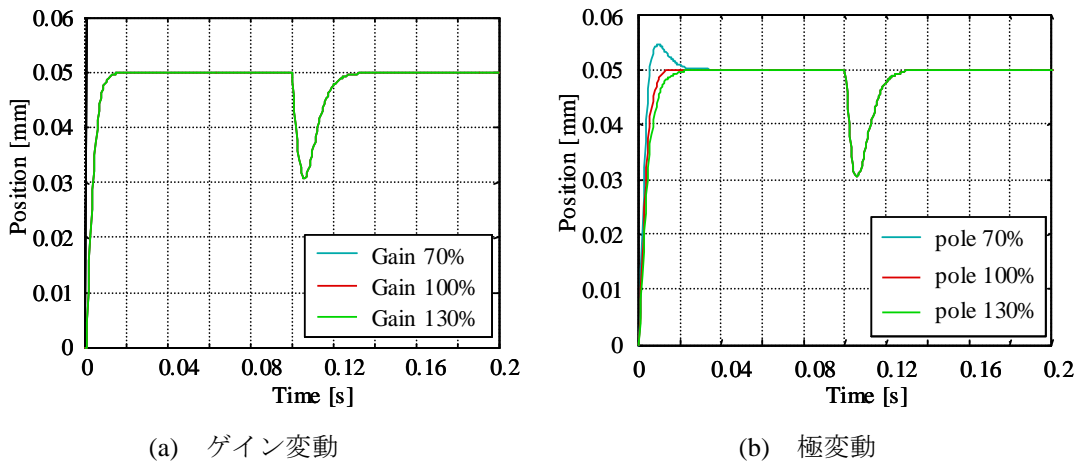


図 3.1.3 適応機構を含む DIMC type2 のブロック図



(a) ゲイン変動

(b) 極変動

図 3.1.4 DIMC type2 におけるパラメータ変動のステップ応答波形

3.2 DIMC の適応化アルゴリズム

3.2.1 制御器の適応アルゴリズム

前節の結果からモデル化誤差が存在する場合、システムの応答は劣化してしまうことが分かった。しかし、現実的にはモデル化誤差が存在しないシステムは存在しない。そこで制御器に含まれる制御対象のモデルに対して適応機構を導入することが望ましい。これにより、経年劣化による制御器のパラメータの再チューニングを行う必要がなくなり、保守・コストの面でも有益である。

制御器の適応化にあたっては以下の4つの手順を繰り返す。

Step1:制御対象の入出力信号を取得

Step2:Step1 で得た入出力信号を用いて、可変忘却要素を用いた逐次最小二乗(VFF-RLS)法⁽⁷⁾で離散モデルを同定

Step3:離散系モデルを連続系モデルに変換し、制御対象のゲインと極を導出

Step4:同定したゲインと極を用いて DIMC コントローラを実現

Step4 で DIMC コントローラはゲインと極の関数として計算される。各々のパラメータの詳細は節 3.3.1、および、節 3.3.2 で記述する。しかし、常時チューニングを行った場合、過渡応答に対する出力応答は悪化する。これは式(2.3.4)および、式(2.3.12)は定常状態で目標値応答がフィルタの応答となるからである。したがって、パラメータの更新は定常状態で行わなければならない。また、Step2 において、離散モデルの初期値を収束値に近づけることで、パラメータ推定値の収束時間を短縮することができる。

3.2.2 可変忘却要素を用いた逐次最小二乗(VFF-RLS)法

モデルの同定に可変忘却要素を用いた逐次最小二乗(VFF-RLS)同定法を使用する。この手法は制御性能に影響を与える非線形摩擦において位置決め制御に対する有効な適応同定法の一つである。また、モデルのパラメトリックモデルには ARX モデルを用いる。

VFF-RLS 法は次の評価関数を最小にする最小二乗推定法を基にしている。

$$J(\vartheta) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \varepsilon^2(i) \quad (3.2.1)$$

ここで λ は忘却要素で、 $\varepsilon(i)$ は時間 i での予測誤差である。この忘却要素を可変にすることで、過渡状態の場合は過去のデータを指数的に忘却することでそれらのデータに対する重みを減らすことができ、逆に定常状態ではモデルの変動が少ないので、忘却要素を1に近づけることで過去のデータを積極的に利用することができる。

VFF-RLS 法の手順は以下の5つの手順を繰り返す。

Step1: 予測誤差の計算

$$\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k) \hat{\theta}(k-1) \quad (3.2.2)$$

Step2: 適応ゲインの計算

$$K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k)}{\lambda(k-1) + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)} \quad (3.2.3)$$

Step3: パラメータ推定値の更新

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \quad (3.2.4)$$

Step4: 忘却要素の計算

$$\lambda(k) = 1 - \frac{1 - \phi^T(k)K(k)}{\Sigma_0} \varepsilon^2(k) \quad (3.2.5)$$

ここで $\lambda(k) < \lambda_{\min}$ のとき $\lambda(k) = \lambda_{\min}$

Step5: 共分散行列の更新

$$P(k) = \frac{1}{\lambda(k)} [1 - \phi^T(k)K(k)]P(k-1) \quad (3.2.6)$$

λ_{\min} は忘却要素の下限值である。 Σ_0 は追従速度を決定するパラメータで、小さくすると追従性が向上し、逆に大きくすると適応速度が減少する。

3.2.3 DIMC の適応化の導入

同定モデルに 2 次の ARX モデルを用いた場合について考える。ARX モデルは式誤差モデルの一つで、次式のように表せる。

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + w(k) \quad (3.2.7)$$

ここで、 q はシフトオペレータ、 $w(k)$ は外乱項である。また、ARX モデルは最小二乗法によって都合のいいモデルで、出力の一段先予測値が推定値に対して線形な関係式で記述できる。

同定モデルが 2 次系に低次元化できた場合、制御対象は次のように表せる。

$$P_n(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.2.8)$$

これを双一次変換させると

$$P_n(s) = \frac{-\frac{b_1 - b_2}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} s^2 - \frac{4b_2}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} s + \frac{4(b_1 + b_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)}}{s^2 + \frac{4(1 - a_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} s + \frac{4(1 + a_1 + a_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)}} \quad (3.2.9)$$

ここで

$$\alpha = \frac{4(1 - a_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} \quad \beta = \frac{4(1 + a_1 + a_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} \quad (3.2.10)$$

とし、もし制御対象のモデルが $P_n(s) = K/(s+p_1)(s+p_2)$ と与えられた場合、式(3.2.9)と比較すると

$$K = \frac{4(b_1 + b_2)}{T_s^2(1 - a_1 + a_2)} \quad p_1 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}{2} \quad p_2 = \frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}{2} \quad (3.2.11)$$

以上の操作で同定した離散時間パラメータを連続時間パラメータに変換する。

第4章 DIMC の産業分野への応用

本章では、第2章、第3章で述べた制御手法を、エンジンの可変バルブリフト量制御、デジタル制御電源、精密ステージの位置決め制御へ適用させる。各制御対象に対してコントローラを設計し、シミュレーションモデルを構築した結果について説明する。精密ステージの位置決め制御に対しては、同時に実機実験も行い本手法を実装することが可能であることを実証する。

4.1 非共振型超音波アクチュエータ駆動精密ステージへの応用

昨今の急速な半導体製造技術の革新によって、製造プロセスの表記も μm (マイクロメートル) から nm (ナノメートル)に移行している。2006年の国際半導体技術ロードマップ(ITRS2006)によると、DRAMの最密層回路パターンのハーフピッチサイズは、2010年には45nm、2020年には14nmに達すると予測されている⁽⁸⁾。シリコンウェハに回路パターンを作り上げる際には、光を用いてガラス板上に描かれた回路パターンをシリコンウェハ上に転写する必要があるが、その際用いる光の波長が十分に短くないと、細かな回路パターンを転写できない。しかし、露光装置分野では現在主流である波長193nmのArFエキシマレーザが光源として用いられており、液浸技術により45nmノードまで達成されているが、ナノ領域でのLSI加工には不十分である。そこで注目されているのが電子ビームを用いて、回路パターンをウェハ上に描画していく電子線(EB)露光装置である。

一方ステージ開発の分野では精密ステージ用アクチュエータとして、リードスクリュウ型ステッピングモータ、磁気型リニアモータ、リニア超音波モータの3種類が主流となっている。リードスクリュウ型ステッピングモータは、構造及び制御が簡単で、低コストであるがステップ角に起因した分解能制限やトルクリップルがあり、高精度化には補助アクチュエータなどを用いなければならない。また、変換機構を持たないダイレクトドライブ型のリニアモータは高速、高応答、非接触でクリーンであることから現在の主流となっているが、次世代EB露光においては磁気シールドや冷却装置、真空雰囲気などを考慮した対応が不可欠である。これに対して、リニア超音波モータは、非磁性、低発熱かつ高剛性という特徴を持つが、共振利用に起因した無駄時間や精度劣化、摩擦駆動に起因した磨耗という問題がある。

このような背景のもと、次世代EB露光への応用を目的に、有限会社熊本テクノロジー社は超精密ステージ駆動用アクチュエータ *SPIDER(Synchronous Piezoelectric Device drivER)*⁽⁹⁾ を新たに開発した。非共振型超音波モータは従来の超音波モータとは異なり、共振特性を使用しないため、任意の位置でアクチュエータを止めることが可能である。また電磁力を用いないため磁気ノイズ特性に優れている為将来的にEBが転写用光源として用いられるようになった際有効である。

4.1.1 SPIDER 駆動精密ステージ

本研究に用いた実験装置の構成図を図 4.1.1 に示す。ホスト PC から送られた入力指令は PCI スロットに装着したパラレル IO カードを利用して、サーボインターフェスユニット（モーションコントローラ）、アンプを通して SPIDER に送信される。ここのアンプにおいて入力指令電圧は 130/10 倍（以下 13 倍）されて送られる。また、エンコーダ及びリミットセンサよりステージの位置情報ストロークリット情報が読み込まれ、ホスト PC に送られる。ホスト PC には OS として Windows98 を搭載した PC を用い、VisualC++ により実行プログラムを作成している。I/F カードには Interface Corporation 製 16/16bit I/O PCI ボード PCI-2735 を使用している。圧電素子を使用しているアクチュエータを含むステージシステムは熊本テクノロジー、太平洋セメント社らの共同研究により開発された。

ステージシステムの写真を図 4.1.2 に、アクチュエータ拡大図を図 4.1.3 に示す。位置を測定するためにリニアエンコーダがステージ稼動部の下面に取り付けてある。リニアエンコーダはミツトヨ製で計測分解能は電気分割ユニットのスイッチ切り替えにより、最小 10nm となっている。制御入力となる圧電素子への最大印加電圧は $\pm 130\text{V}$ である。駆動周波数は 1kHz \sim 60kHz まで設定変更が可能であり、ステージストロークは 4 インチウエハ対応の約 100mm となっている。ステージの仕様を表 4.1.1 に示し、また圧電素子の性能表を表 4.1.2 に示す。また、圧電素子の静的な発生力は最大伸縮素子発生力 660N（4 脚同時）となる。予圧力が 50N、摺動面の摩擦力が 15N であることから足の運動に十分な駆動力が得られている。また、ガイドプレートの平均表面粗さが約 $0.2\mu\text{m}$ であることから、伸縮方向に 39V のオフセット電圧を印加することで表面粗さの影響を軽減している。

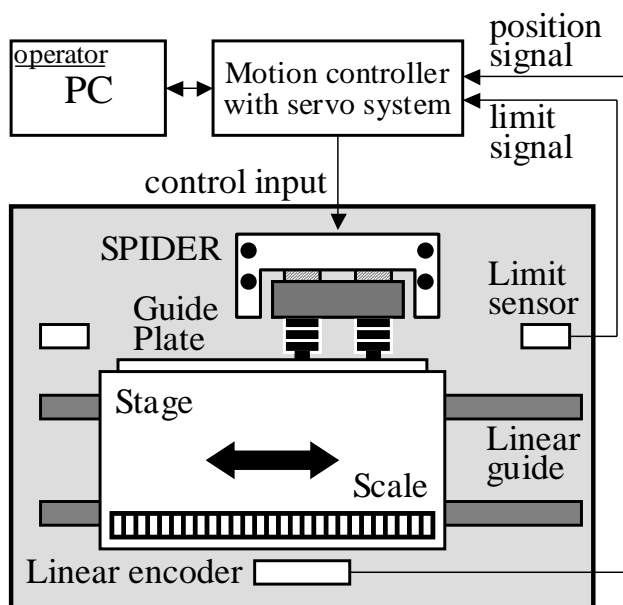


図 4.1.1 ハードウェア構成図

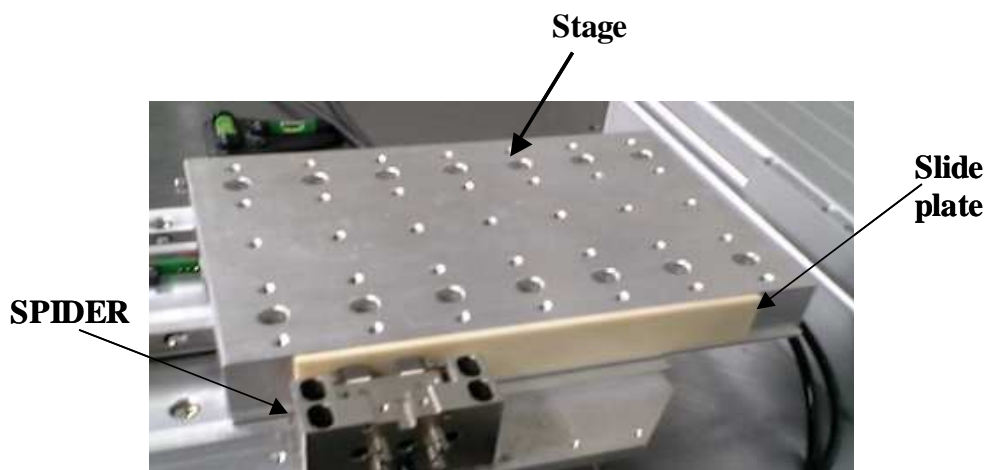


図 4.1.2 精密ステージ

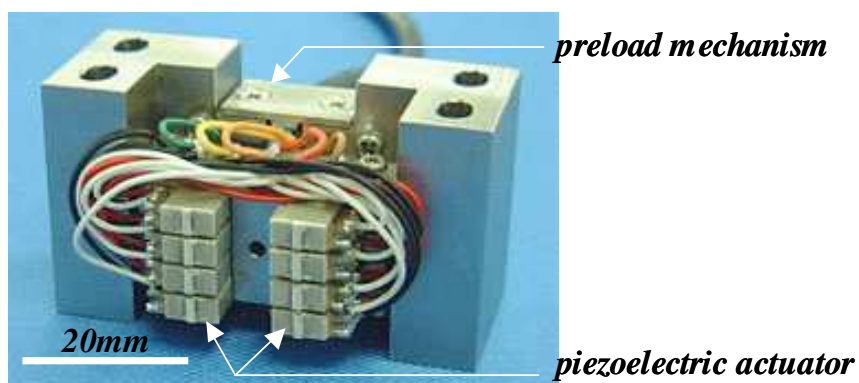


図 4.1.3 アクチュエータ部拡大図

表 4.1.1 ステージの仕様

可動部質量	1kg
駆動周波数設定	1~60kHz
最大推力	13N
最大印加電圧	±130V
ストローク	100mm
位置分解能	100nm

表 4.1.2 アクチュエータ (SPIDER) の仕様

材質	PB(Zr,Ti)O ₃
密度	$7.8 \times 10^3 \text{kg/m}^3$
伸縮率	$660 \times 10^{-12} \text{m/V}$
剪断率	$1010 \times 10^{-12} \text{m/V}$
積層枚数	4 (伸縮) × 4 (剪断)

4.1.2 SPIDER の動作原理

本節ではステージの動作原理について述べる。ステージ駆動用アクチュエータである SPIDER は圧電素子の積層化により構成されており、圧電素子とは素子の変形によって電圧を発生する材料のことである。これを逆圧電効果といい、身近な応用例としてライターやガスなどの着火装置などに使用されている。これとは逆の電圧を印加することで素子が伸縮する。この性質を逆圧電効果という。この圧電素子に分極と同じ方向の電圧を印加すると、縦に伸び横に縮む。本アクチュエータはこの性質を利用し、図 4.1.4 のように剪断・伸縮を組み合わせ、連続的に動作させることにより円運動を行うことが可能となる。また、1.2 節で述べたように、アクチュエータは $v=r\omega$ で円運動しており、その様子を図 4.1.5 に示す。

次に、圧電素子を利用した SPIDER の 1 脚および、その円運動の動作ループを図 4.1.6 に示す。アクチュエータの脚は剪断方向 4 層と伸縮方向 4 層の計 8 層により構成されている。伸縮方向に電圧を印加するとアクチュエータは上下に伸縮し剪断方向に電圧を印加すると左右方向に剪断する。その脚を二本対とし、交互に円運動させ図 4.1.7 のような動作ループを繰り返すことでそれに接するステージの連続移動を行っている。

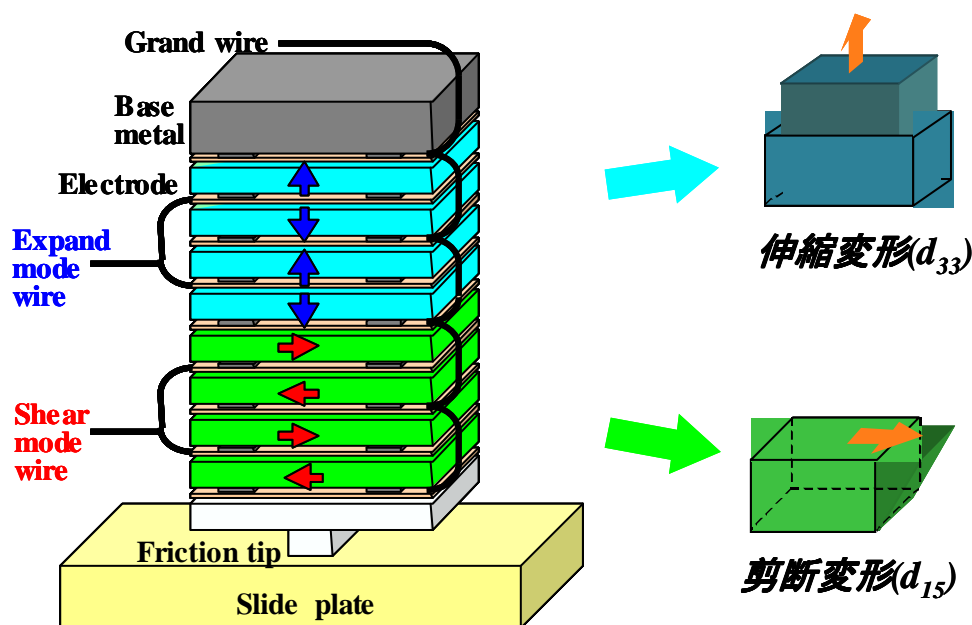


図 4.1.4 圧電素子の拡大図

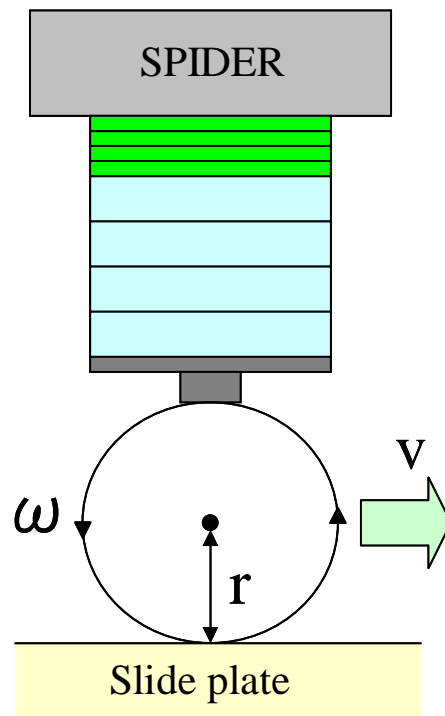


図 4.1.5 アクチュエータの円運動

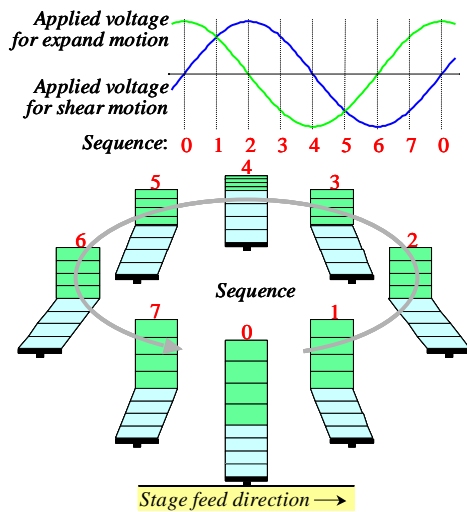


図 4.1.6 SPIDER の脚の動作順序

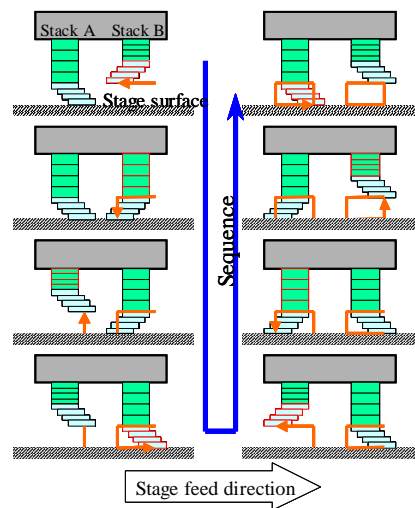


図 4.1.7 ステージの送り順序

4.1.3 シミュレーション結果

本節では SPIDER 駆動精密ステージの位置決め制御系に DIMC type1 と DIMC type2 を適用させ、両者について制御入力と検出出力(位置)について比較・検討する。

ここで制御対象のモデルは大石の論文⁽¹⁰⁾より

$$P_n = \frac{13 \times 0.488 \times 215}{s(s + 215)} \quad (4.1.1)$$

とし、サンプリング時間 0.5 ms、コントローラに含まれるフィルタ帯域幅を 80 Hz と設定した。さらに、入力電圧の飽和域を ±130 V、目標値 0.05 mm、センサ分解能 100 nm、0.1 s 後に入力の 30% に相当するステップ外乱を印加し、そのときのステップ応答シミュレーション結果を図 4.1.8 に示す。また、同時に比較のため同帯域程度の IMC-PID 制御器を示す。

IMC-PID ではセンサ分解能内への整定に 0.0545 s かかるのに対し、DIMC type1 および DIMC type2 では、0.022 s かかり、約 60% 向上することが分かった。さらに IMC-PID では約 25% ほどのオーバーシュートが発生したのに対し、DIMC type1 および DIMC type2 ではオーバーシュートは発生せず、式(2.3.2)から分かるようにフィルタの応答と同様になった。また、外乱応答に着目したとき、節 2.3.3 で述べたように、外乱応答の零点を比較すると DIMC type2 のほうが DIMC type1 よりも高帯域側に存在し、位相を進めるので外乱に対してドロップ量が小さく、外乱からの復帰も早くなる。

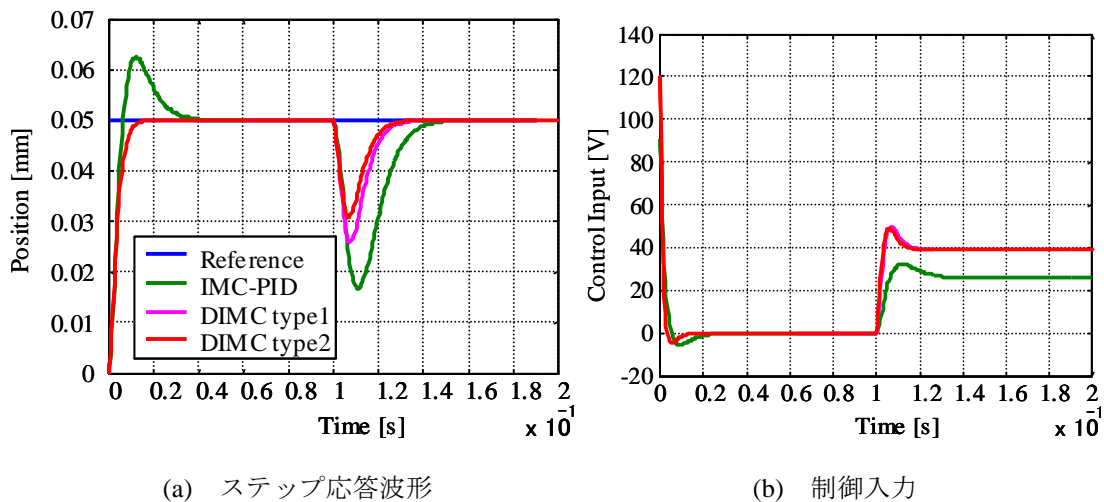


図 4.1.8 DIMC に対するシミュレーション結果

適応機構の導入

本節では DIMC type1 と DIMC type2 に適応機構を導入する。モデル化誤差に対する適応機構の影響を検討するため、制御対象のゲインおよび極を 30%増減させ、適応化後 5 ステップ目の応答波形と比較する。シミュレーション条件はサンプリング時間 0.5 ms、コントローラに含まれるフィルタ帯域幅を 80 Hz、指令値に周期 0.4 s のステップ位置指令を印加した。さらに、入力電圧の飽和域を ±130 V、目標値 0.05 mm、センサ分解能 100 nm、パラメータ更新時間 0.4 s、クーロン摩擦に相当するステップ外乱を 0s から最大電圧の 30%相当を印加し、そのときのステップ指令に対するシミュレーション結果を DIMC type1 においては図 4.1.9、図 4.1.10、図 4.1.11、図 4.1.12、DIMC type2 においては図 4.1.13、図 4.1.14、図 4.1.15、図 4.1.16 に示す。また、適応前と適応化後のオーバーシュート量の比較を表 4.1.3、表 4.1.4 に示す。

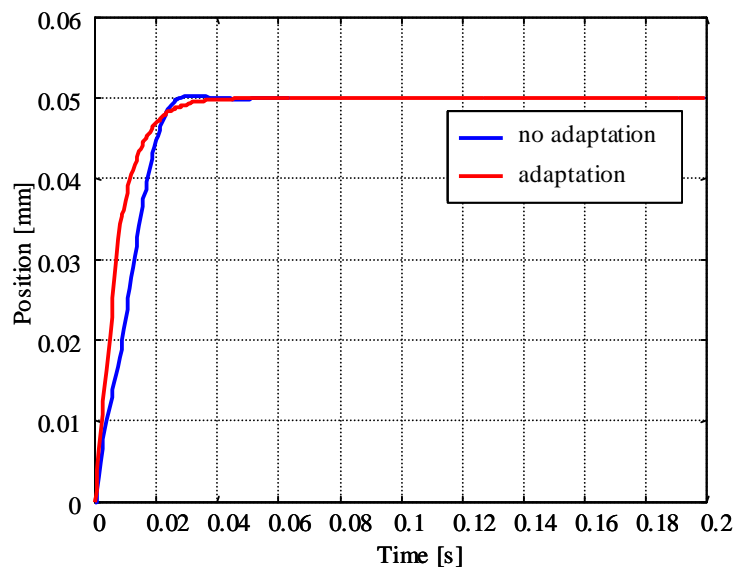
ARX モデルで同定した離散パラメータのグラフに着目すると、各図ともパラメータは収束しているため精度のよい同定ができた。ステップ応答波形に着目するとすべてのグラフで整定時間が速くなっていることが分かる。これはモデルの中に外乱項を含めて同定しているため、極が小さな値をとるようになり、その分だけ立ち上がりが早くなった。しかし図 4.1.13 より、DIMC type2 の制御対象のゲインを 30%減らしたときのシミュレーション結果では 4.8%のオーバーシュートが発生している。これは極が小さくなりすぎたために図 3.1.2 のような振動特性が発生したと考えられる。そこでこれを解決する手段としてモデルのパラメータに上下限值を設定する、もしくは遺伝的アルゴリズムのような学習アルゴリズムの導入が望ましい。

表 4.1.3 DIMC type1 におけるオーバーシュート量の比較

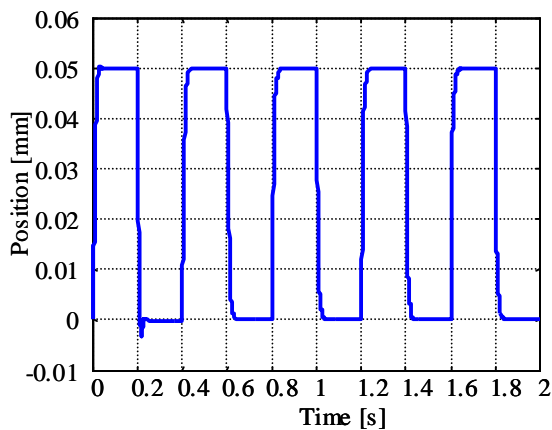
	オーバーシュート(First Step)	オーバーシュート(Last Step)
ゲイン 30%減	0.9%	0%
ゲイン 30%増	0%	0%
極 30%減	0%	0%
極 30%増	0.5%	0%

表 4.1.4 DIMC type2 におけるオーバーシュート量の比較

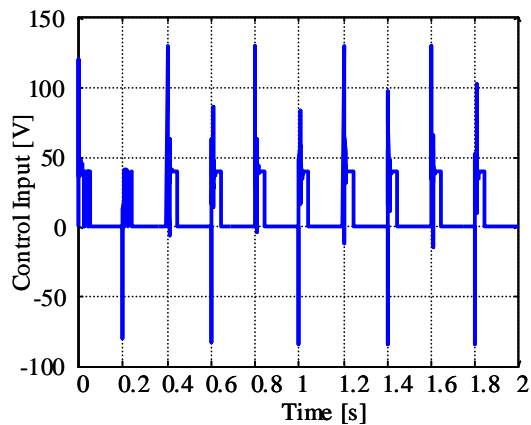
	オーバーシュート(First Step)	オーバーシュート(Last Step)
ゲイン 30%減	0%	4.8%
ゲイン 30%増	0%	0%
極 30%減	0%	0%
極 30%増	0.5%	0%



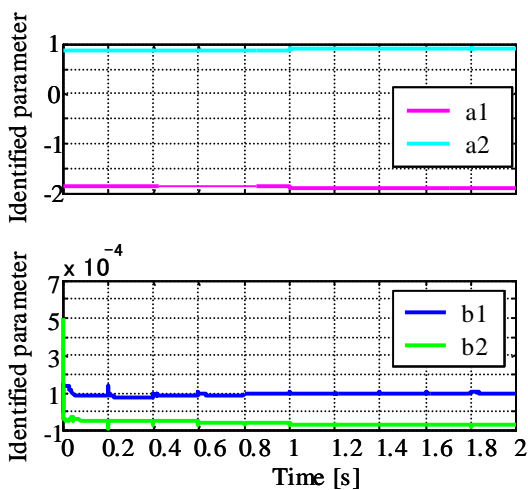
(a) ステップ応答における適応化の比較



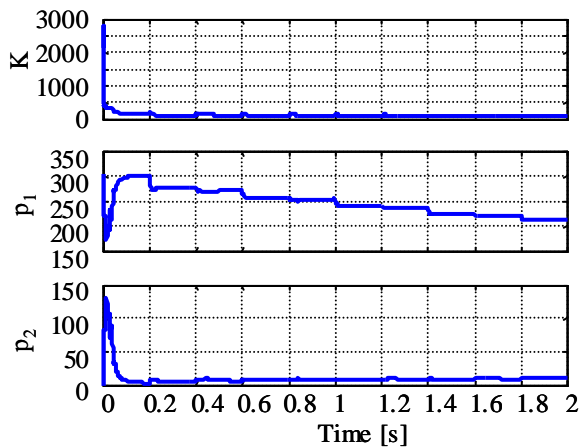
(b) 同定出力



(c) 同定入力

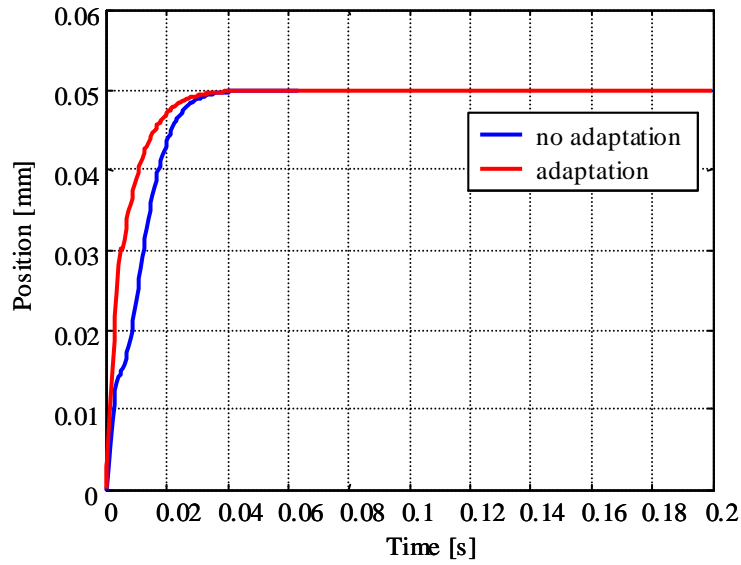


(d) 離散時間同定パラメータ

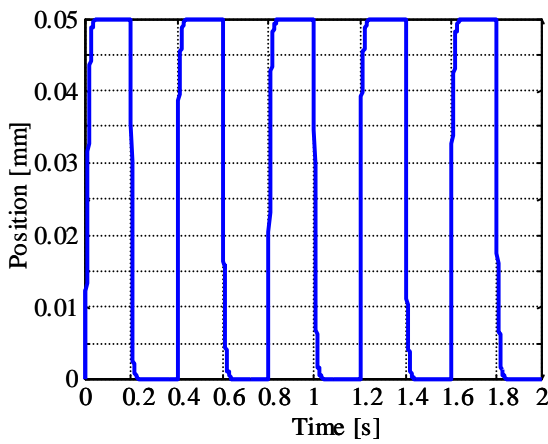


(e) 連続時間同定パラメータ

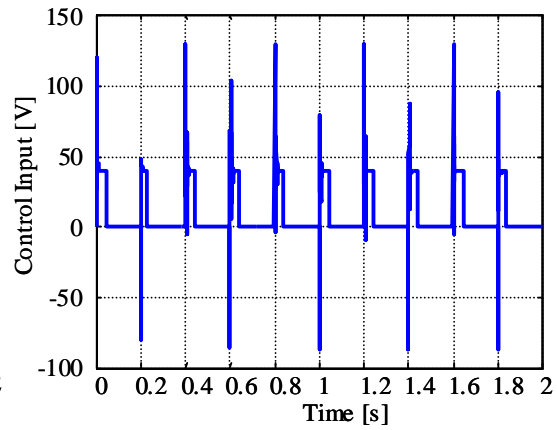
図 4.1.9 DIMC type1 の適応化(制御対象のゲイン 30%減)



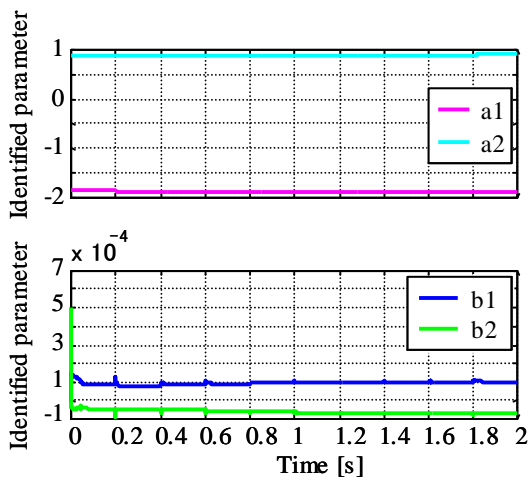
(a) ステップ応答における適応化の比較



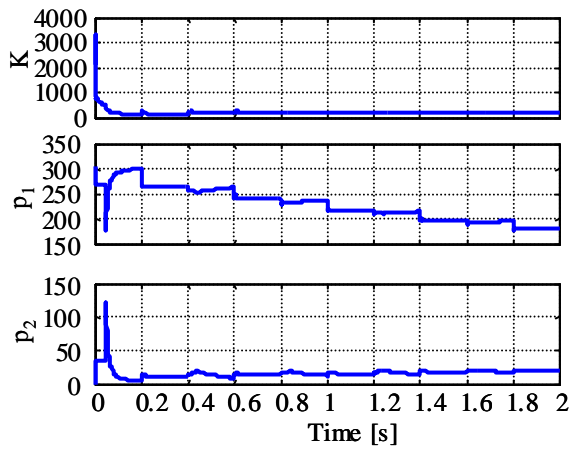
(b) 同定出力



(c) 同定入力

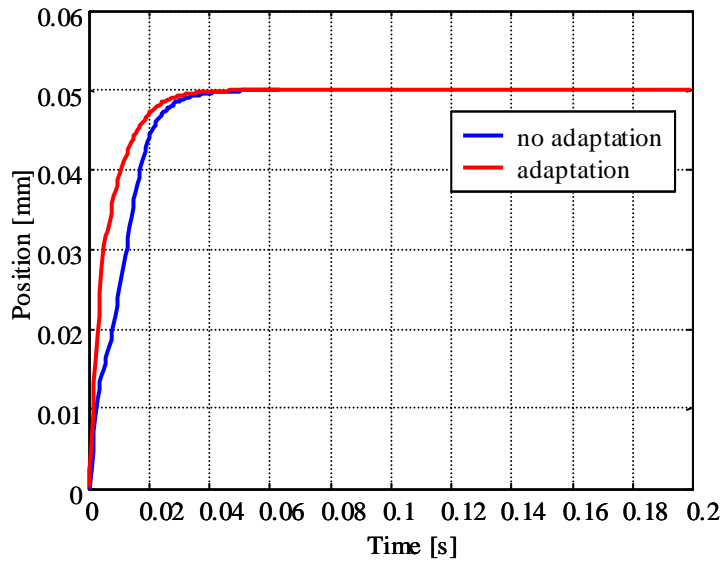


(d) 離散時間同定パラメータ

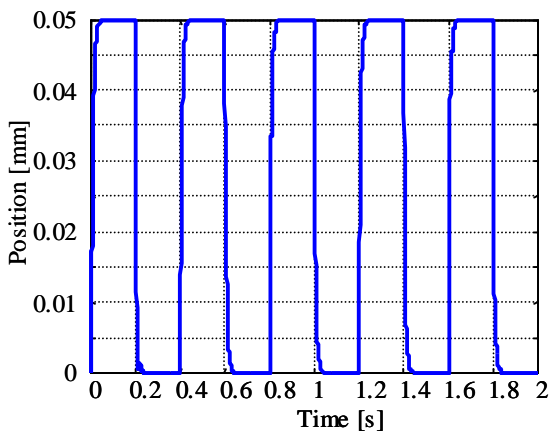


(e) 連続時間同定パラメータ

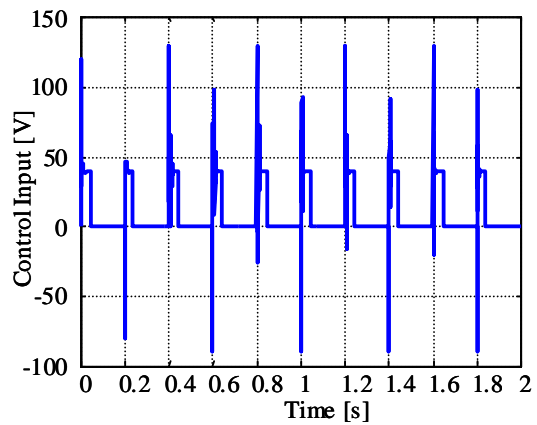
図 4.1.10 DIMC type1 の適応化(制御対象のゲイン 30%増)



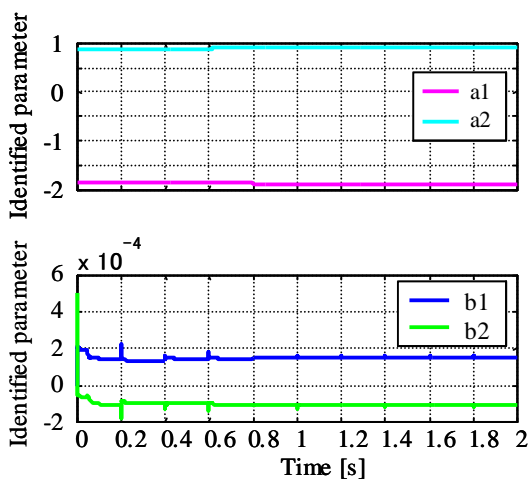
(a) ステップ応答における適応化の比較



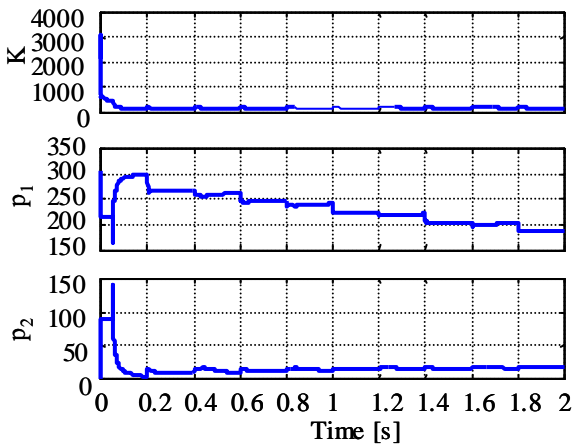
(b) 同定出力



(c) 同定入力

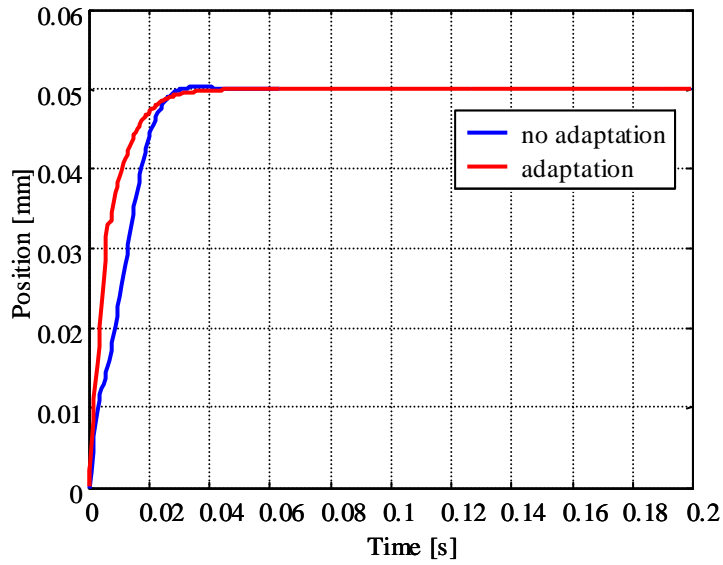


(d) 離散時間同定パラメータ

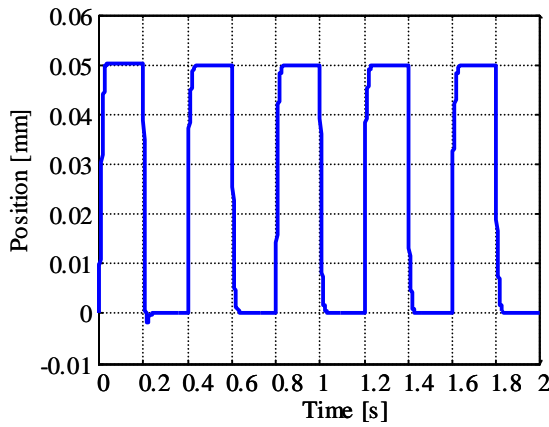


(e) 連続時間同定パラメータ

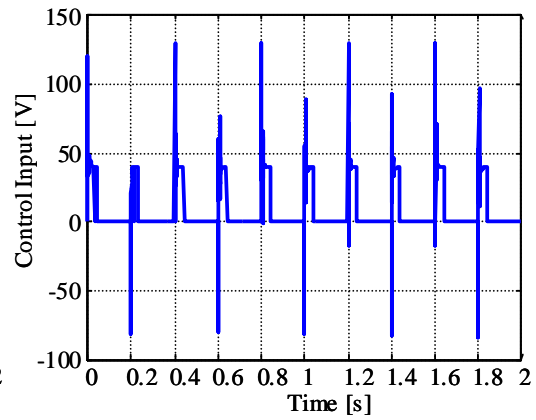
図 4.1.11 DIMC type1 の適応化(制御対象の極 30%減)



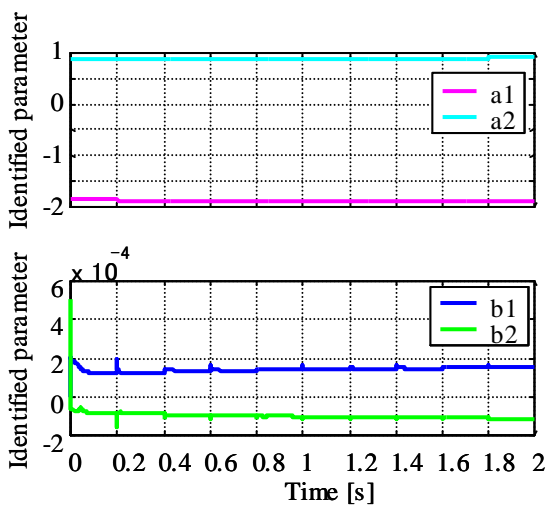
(a) ステップ応答における適応化の比較



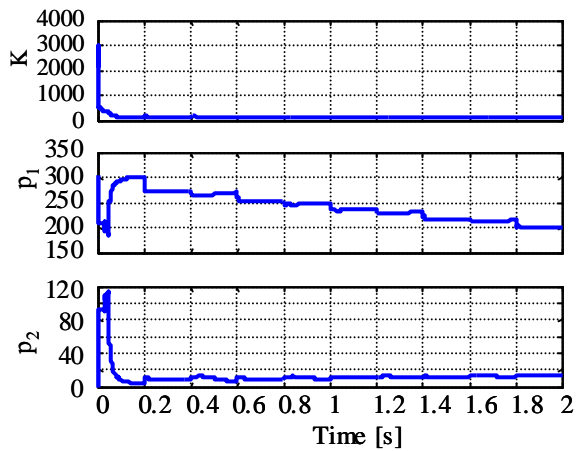
(b) 同定出力



(c) 同定入力

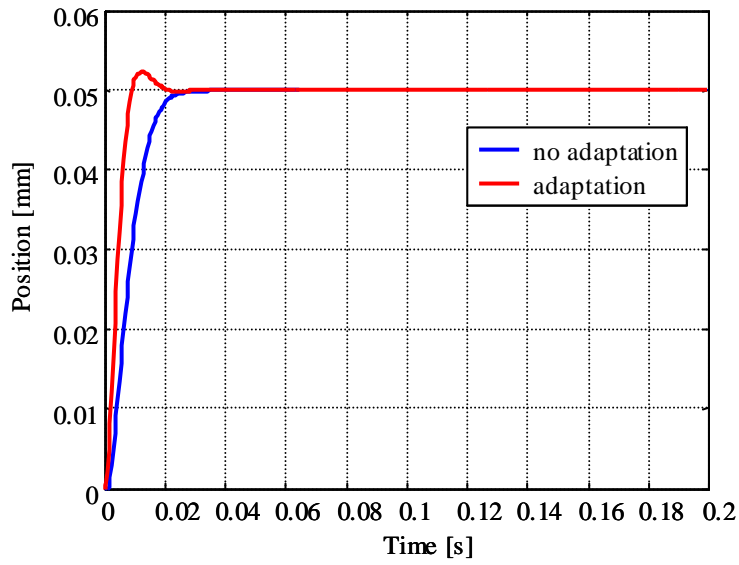


(d) 離散時間同定パラメータ

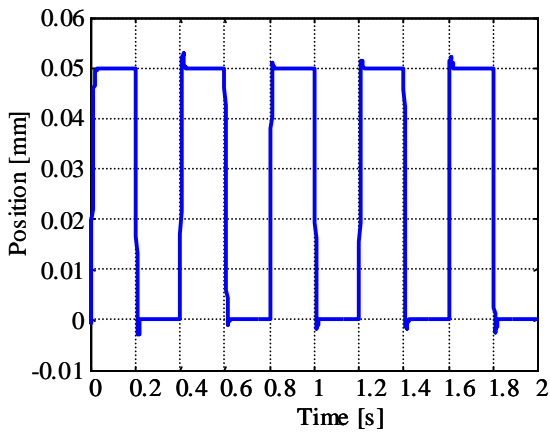


(e) 連続時間同定パラメータ

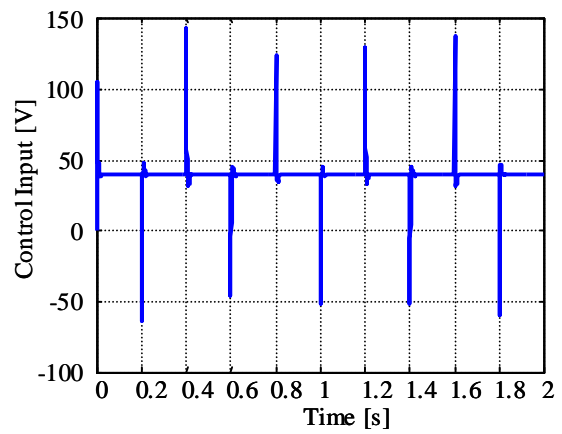
図 4.1.12 DIMC type1 の適応化(制御対象の極 30%増)



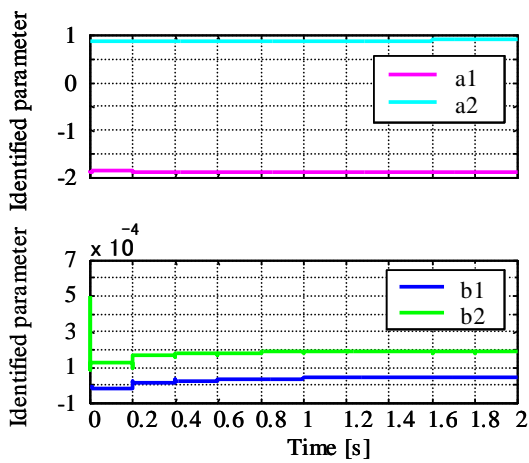
(a) ステップ応答における適応化の比較



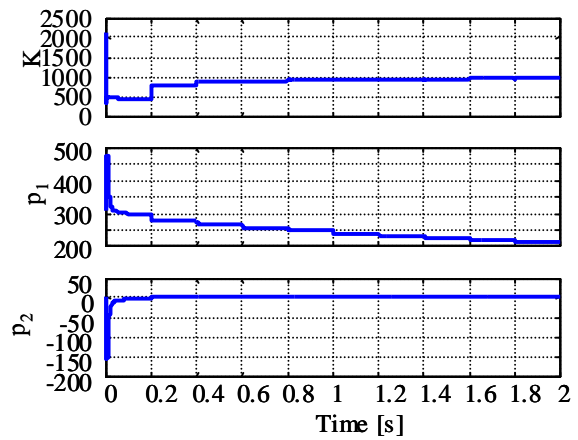
(b) 同定出力



(c) 同定入力

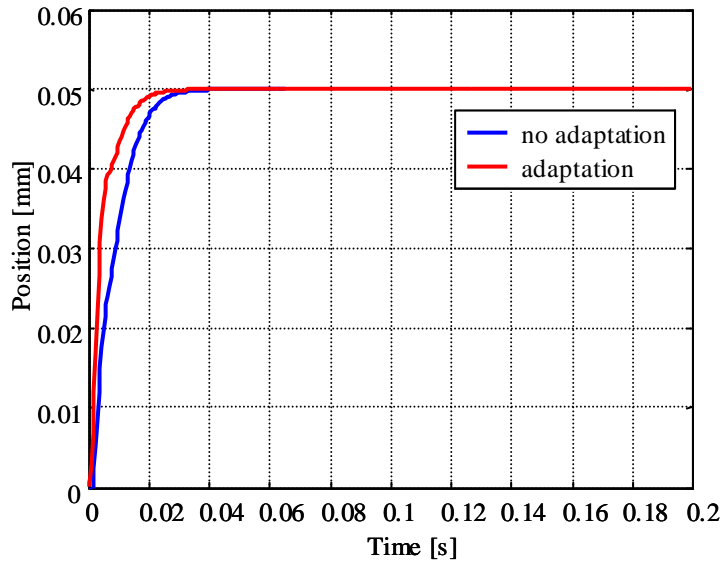


(d) 離散時間同定パラメータ

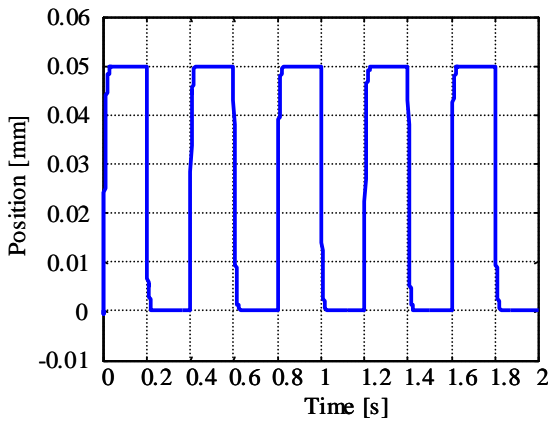


(e) 連続時間同定パラメータ

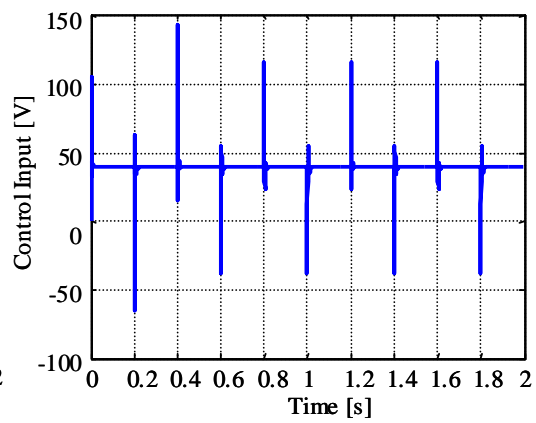
図 4.1.13 DIMC type2 の適応化(制御対象のゲイン 30%減)



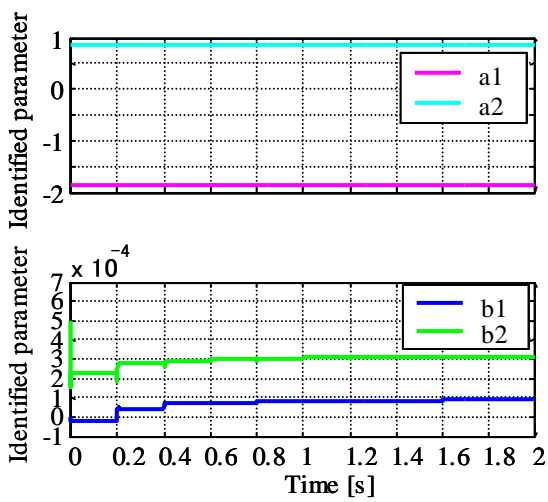
(a) ステップ応答における適応化の比較



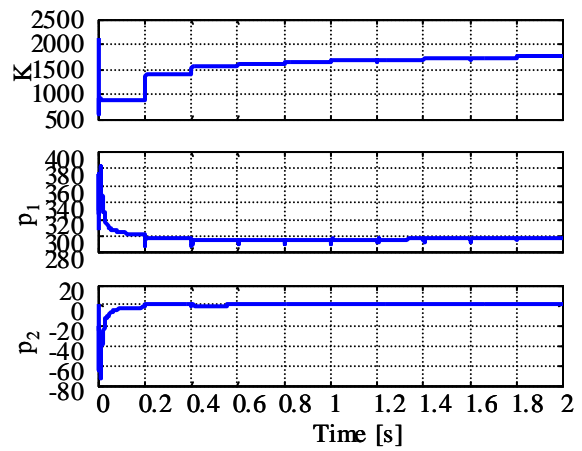
(b) 同定出力



(c) 同定入力

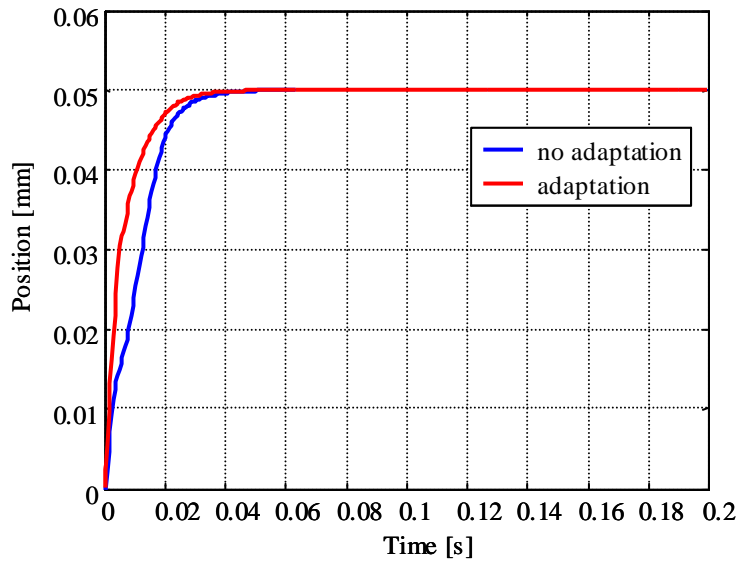


(d) 離散時間同定パラメータ

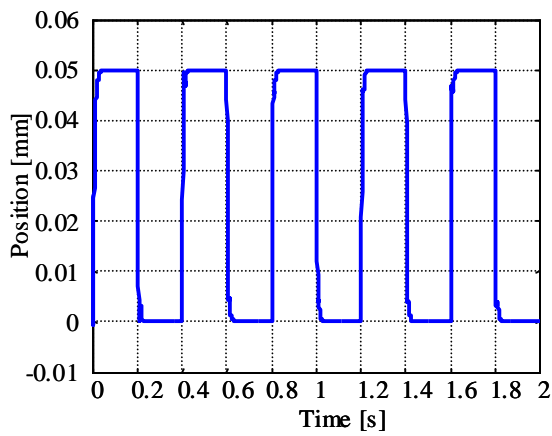


(e) 連続時間同定パラメータ

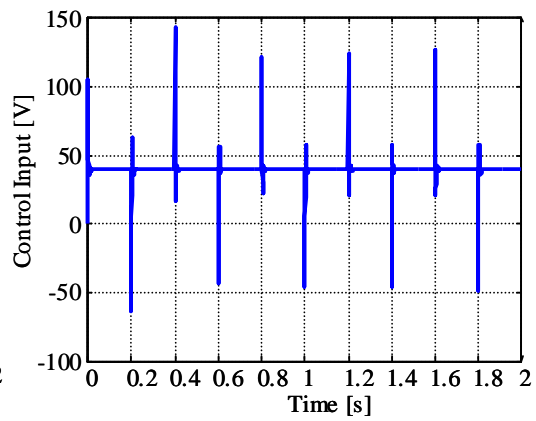
図 4.1.14 DIMC type2 の適応化(制御対象のゲイン 30%増)



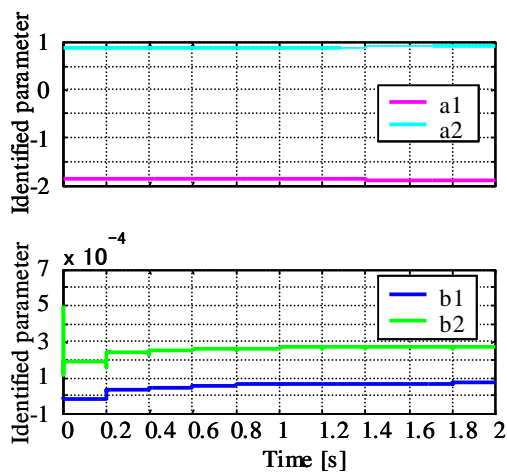
(a) ステップ応答における適応化の比較



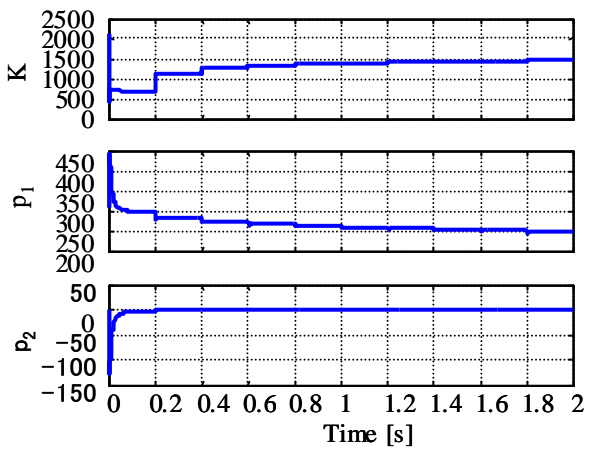
(b) 同定出力



(c) 同定入力

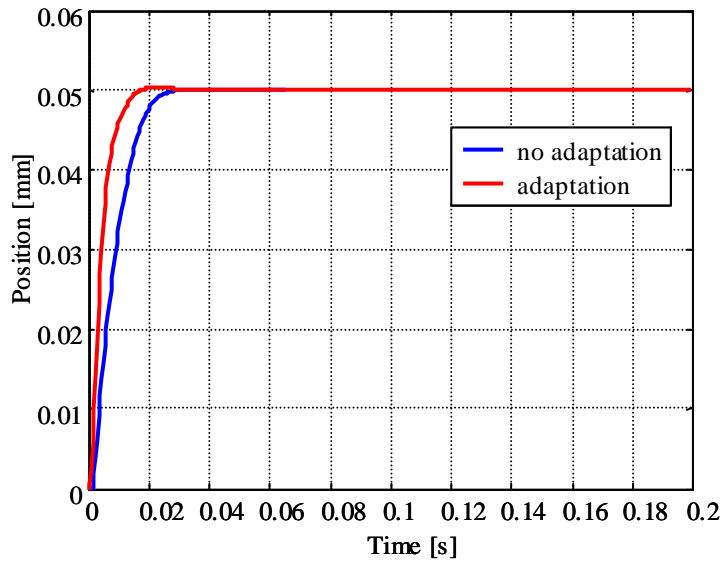


(d) 離散時間同定パラメータ

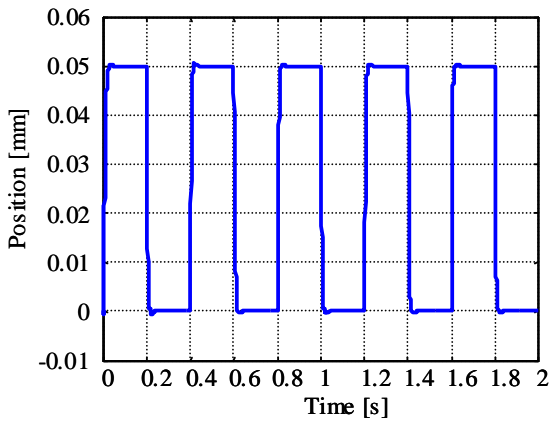


(e) 連続時間同定パラメータ

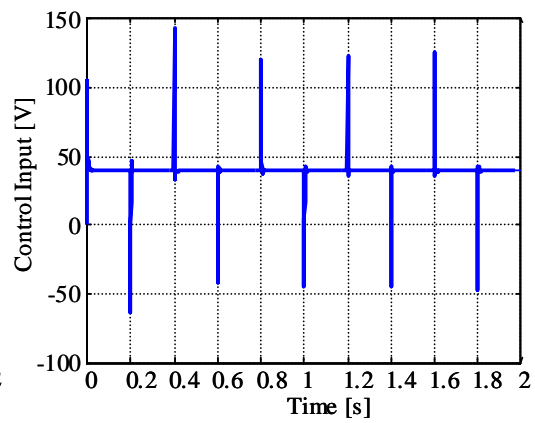
図 4.1.15 DIMC type2 の適応化(制御対象の極 30%減)



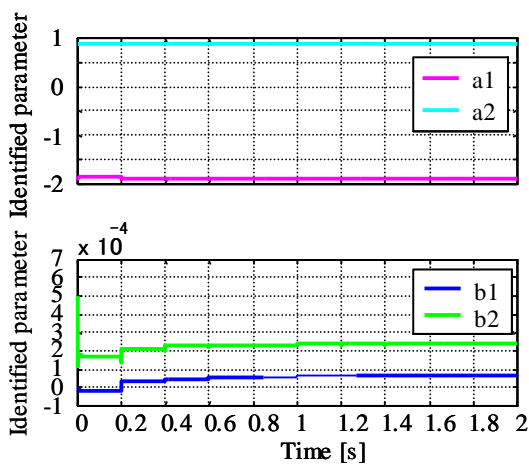
(a) ステップ応答における適応化の比較



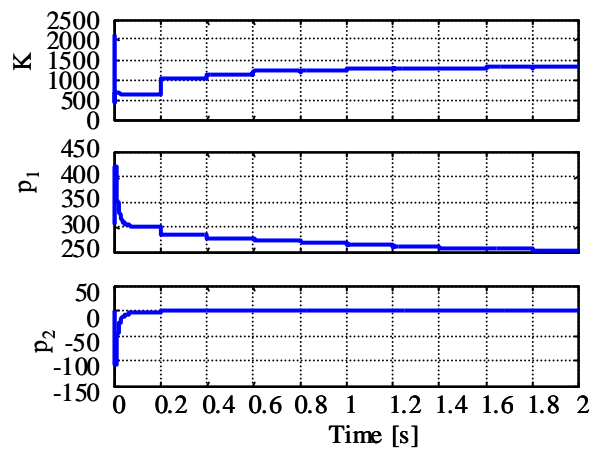
(b) 同定出力



(c) 同定入力



(d) 離散時間同定パラメータ



(e) 連続時間同定パラメータ

図 4.1.16 DIMC type2 の適応化(制御対象の極 30%増)

4.1.4 実験結果

精密ステージのモデルは式(4.3.1)を用いる。シミュレーション条件は前節と同様とした。前節までのシミュレーション結果を反映させて DIMC type1、DIMC type2 の有効性について精密ステージを用いて実験結果で示す。印加指令は、シミュレーション同様に 0.05 mm のステップ位置指令とし、そのときの一出力波形を図 4.1.17 示し、そのときの制御入力を図 4.1.18 に示す。同図には、同帯域程度の IMC-PID 制御系の出力波形も同時に示す。

IMC-PID では摩擦の影響からシミュレーションのようなオーバーシュートは見られず、目標値に到達する前で静止してしまっている。DIMC では、シミュレーションと比較して若干のオーバーシュートした後目標値に近づくものの摩擦の影響により、IMC-PID と同様に目標値に到達する前で静止した後、目標値近傍を行ったり来たりしてしまう。これは微小速度領域で負勾配特性に起因したスティックスリップ現象が引き起こされたためである。再び制御対象が動き出すためには積分動作により、制御入力が偏差の積分値を累積されていき、静止摩擦を超えたとき再び動き出す。ここで、スティックスリップ現象の対策として、静止摩擦補償機構の導入が必要である。

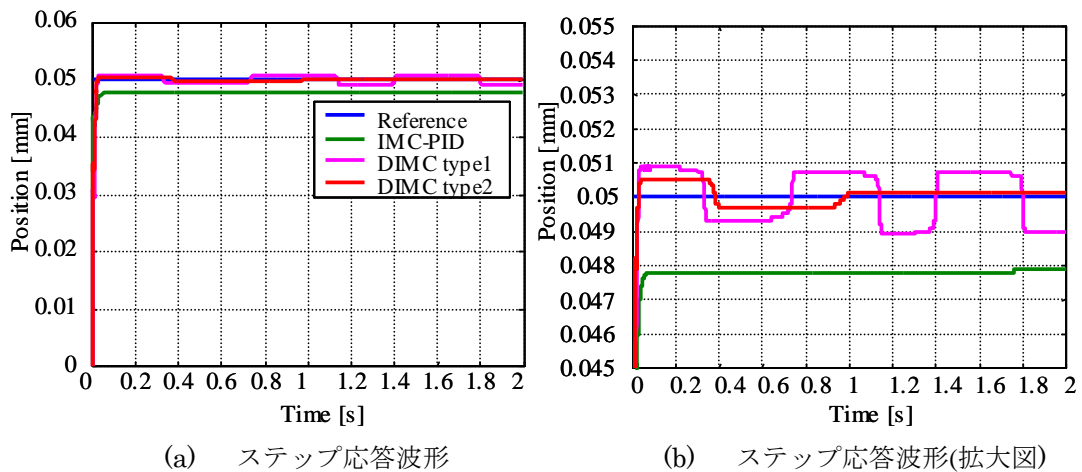


図 4.1.17 ステップ応答実験結果

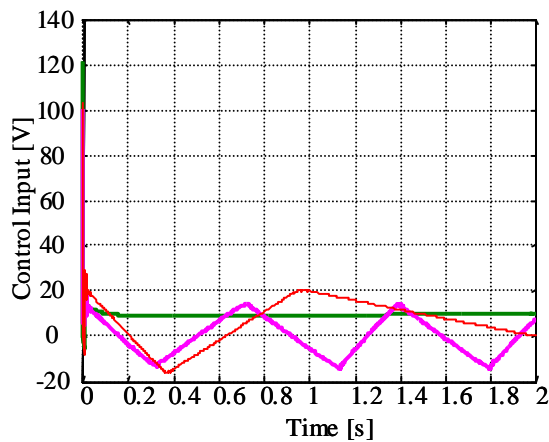


図 4.1.18 実験結果(制御入力)

Bang-Bang 制御

スティックスリップ現象による応答性能の劣化を改善するために bang-bang 制御⁽¹⁾に基づく摩擦補償を行う。Bang-bang 制御とは最短時間制御の古典制御理論の一つであり、制御対象が積分型の場合に上下限值を設定し、その間にはいるように ON/OFF 制御する手法である。

DMC+Bang-Bang 制御のブロック図を図 4.1.19 に示す。ステージ静止時の位置追従誤差に着目し、事前に同定した静止摩擦力相当の補償電圧 $\{F_{sp}, F_{sn}\}$ を制御入力電圧にフィードフォワード的に印加する。Bang-bang 制御を用いて目標値 0.05 mm のステップ位置指令を加えたときの実験結果を図 4.1.20、図 4.1.21 に示す。

入力電圧が静止摩擦値以下の領域にあるときステージは摩擦の影響により静止してしまう。しかし、Bang-bang 制御により補償電圧が制御入力に加算して印加されることによりステージが動き出すため、DIMC のみと比較してセンサ分解能内への整定が早くなる。実験結果からセンサ分解能内への整定に DIMC type1 では 0.1265 s、DIMC type2 では 0.065 s となった。

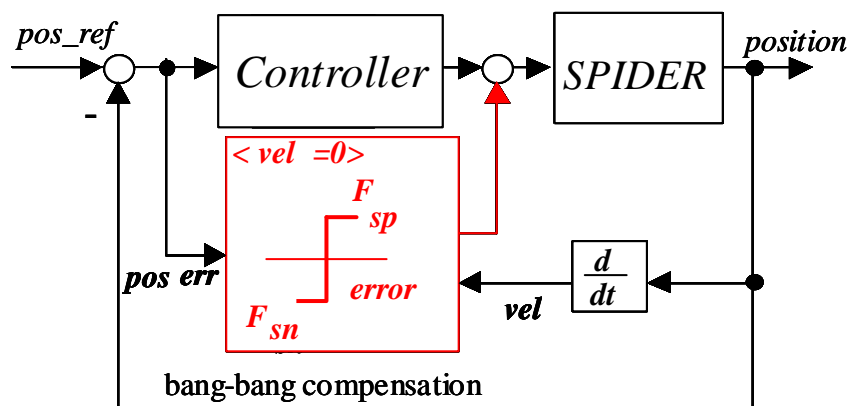
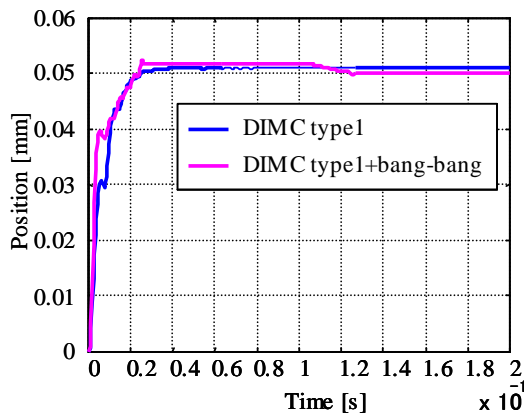
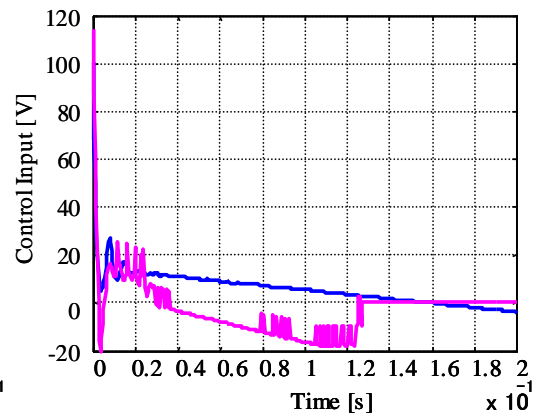


図 4.1.19 bang-bang 制御付き制御系のブロック図

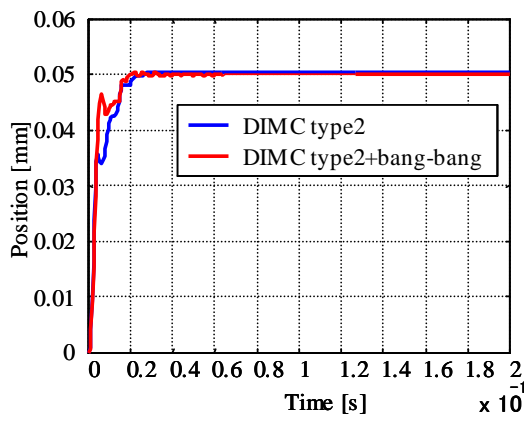


(a) ステップ応答波形

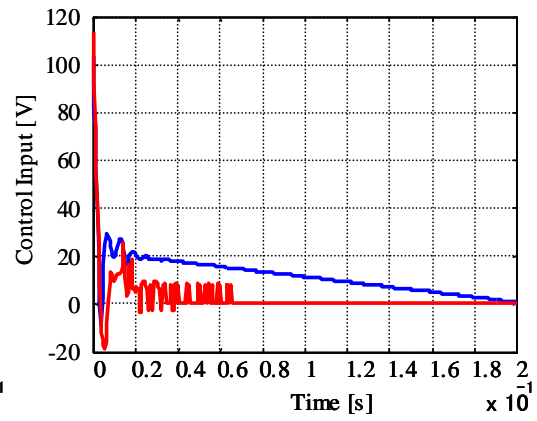


(b) 制御入力

図 4.1.20 実験結果(DIMC type1+bang-bang 制御)



(a) ステップ応答波形



(b) 制御入力

図 4.1.21 実験結果(DIMC type2+bang-bang 制御)

制御器の積分特性を考慮した Bang-Bang 制御

前節にて Bang-bang 補償に基づく摩擦補償を行った結果を示した。しかしこの制御法の場合、コントローラの内部変数における積分動作の働きにより、入力電圧が最大静止摩擦値以下の場合がある。そこで Bang-bang 制御に対し、内部変数のリセット効果を持たせる⁽¹²⁾。

制御入力を u 、制御器出力を u_c とし、制御器の離散化実現を次式とする。

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot e(k) \\ u_c(k) = C_d \cdot x(k) + D_d \cdot e(k) \end{cases} \quad (4.1.2)$$

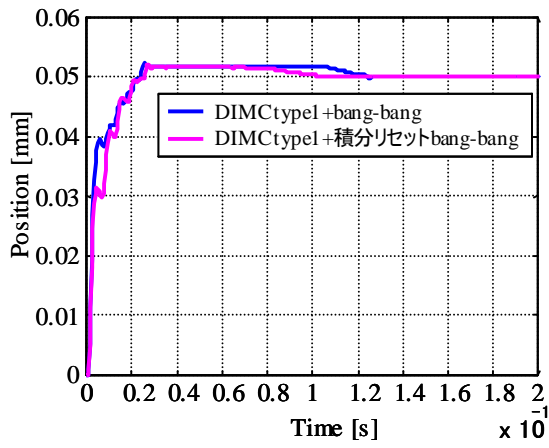
ここで、制御器に積分器を持たせるために DIMC 1 type1 に対してはブロック図 2.5.4 を DIMC type2 に対してはブロック図 2.5.6 を用い、内部変数のリセットは $C(s)$ のみ行うことに注意する。

手順としては、位置誤差が存在し、かつステータスが静止した時($e \neq 0$ かつ $v=0$)の 1 サンプル目に制御器の内部状態をクリアする($x(k)=0$)。次に $u(k)=De(k)$ とし、制御出力を定常項のみに設定する。そして摩擦補償電圧 $\{F_{sp}, F_{sn}\}$ を印加する。すなわち、

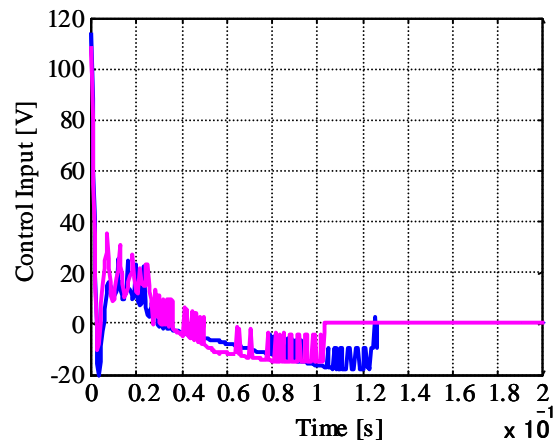
$$u(k) = \begin{cases} D_d \cdot e(k) + F_{sp} & \text{if } (e > 0) \wedge (v = 0) \\ D_d \cdot e(k) + F_{sn} & \text{if } (e < 0) \wedge (v = 0) \end{cases} \quad (4.1.3)$$

とする。図 4.1.19 に上記の改良を加えた時のステップ応答波形を示す。

この手法を用いると Bang-bang 制御により電圧が印加されたときに静止摩擦力相当の電圧以上の入力が補償されるため、目標値に早く追従可能である。センサ分解能内への整定において、DIMC type1 では 0.103s となり、約 18.6%の向上となった。DIMC type2 ではセンサ分解能内への整定に 0.0375 s となり、約 42.3%の向上となった。しかし、いずれの結果も目標値応答に対して若干のオーバーシュートが確認できる。これはモデル化誤差により目標値応答が劣化したためであると考えられる。

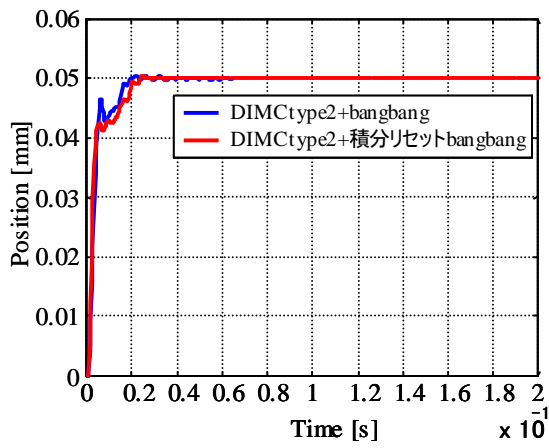


(a) ステップ応答波形

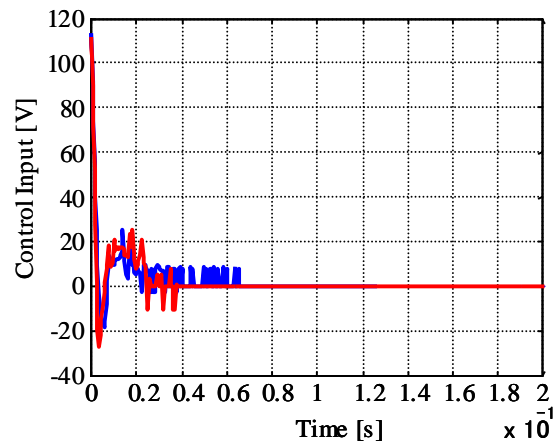


(b) 制御入力

図 4.1.22 実験結果(DIMC type1+制御器の積分特性を考慮した bang-bang 制御)



(a) ステップ応答波形



(b) 制御入力

図 4.1.23 実験結果(DIMC type2+制御器の積分特性を考慮した bang-bang 制御)

適応機構の導入

前節までは目標値応答に対して若干のオーバーシュートが発生していた。この原因は制御対象のダイナミクスの変化により、モデル化誤差が存在するからである。本節ではモデルのダイナミクスに対する補償法として節 3.2 で述べた手法を用いて DIMC に適応機構を導入する。

実験条件はサンプリング時間、目標値、コントローラの帯域幅はシミュレーションと同様で、コントローラの更新時間を 0.4 s 毎とした。そのときの実験結果を図 4.1.24、図 4.1.25 に示し、そのときのオーバーシュート量を表 4.1.5、表 4.1.6 に示す。

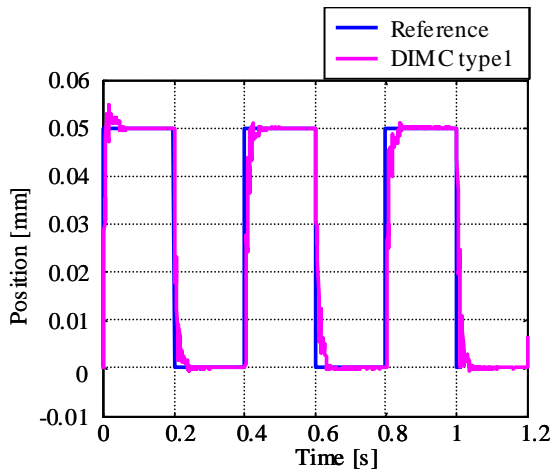
同定により推定した離散時間パラメータは収束されているので精度のよい同定ができたことが確認できる。また、オーバーシュート量に着目したとき、ステップ数が進むにつれてオーバーシュートが改善していくことが分かる。以上より、制御対象のモデルに対して適応機構を導入することにより、モデル化誤差による応答劣化の改善をすることができた。

表 4.1.5 DIMC type1 のオーバーシュート量

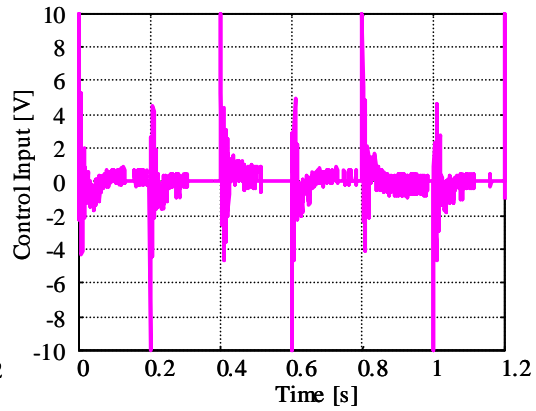
	1Step	2Step	3Step
オーバーシュート	9.4%	1.8%	1.6%

表 4.1.6 DIMC type2 のオーバーシュート量

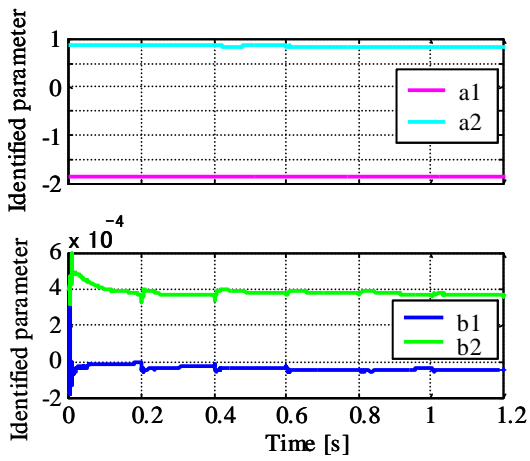
	1Step	2Step	3Step
オーバーシュート	3.0%	2.0%	1.6%



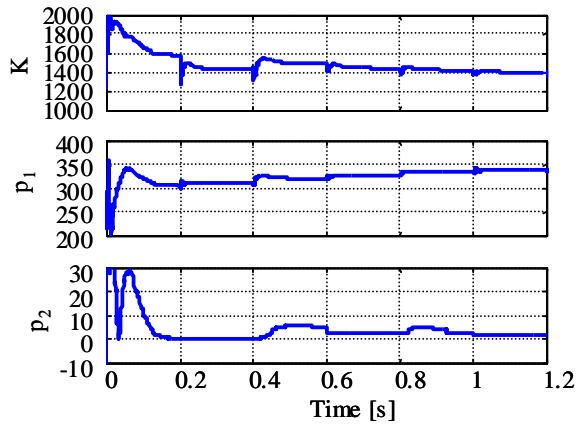
(a) ステップ応答波形



(b) 同定入力

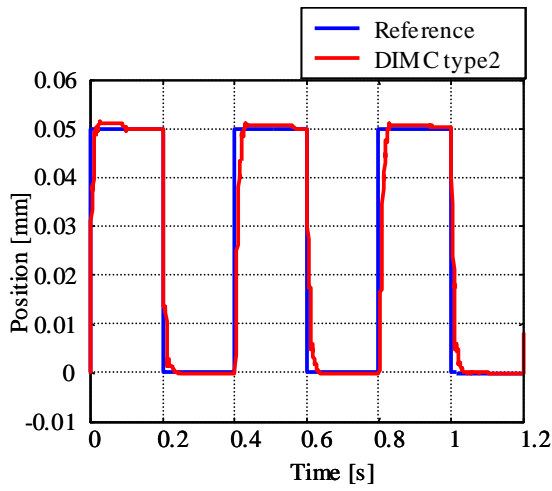


(c) 離散時間パラメータ

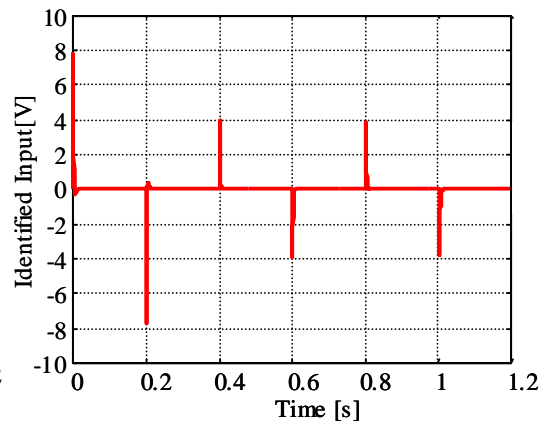


(d) 連続時間パラメータ

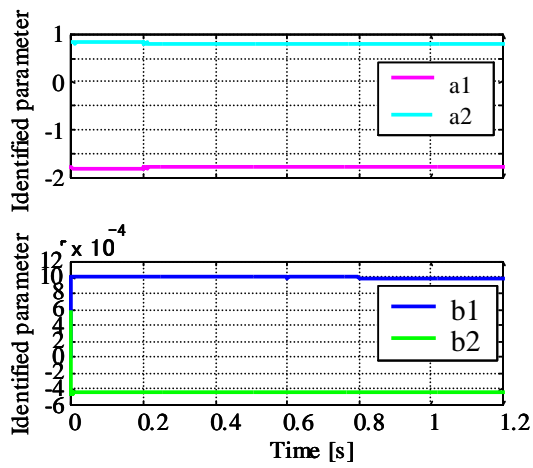
図 4.1.24 オンラインニューロニング実験結果(DIMC type1)



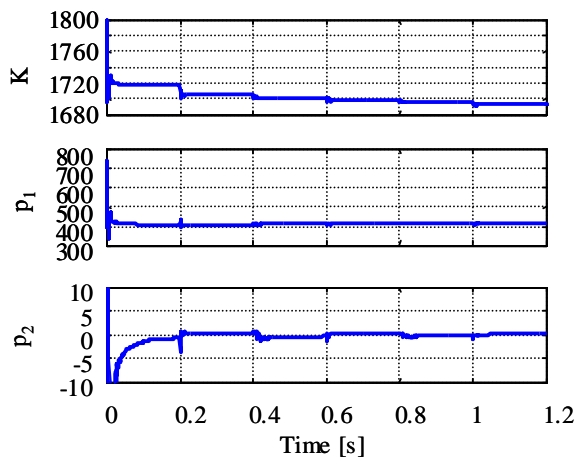
(a) ステップ応答波形



(b) 同定入力



(c) 離散時間パラメータ



(d) 連続時間パラメータ

図 4.1.25 オンラインニューニング実験結果(DIMC type2)

パラメータ変化によるロバスト性の検証

DIMC の適応化において、コントローラに含まれるノミナルモデルのパラメータを変化させたときのロバスト性を検証する。DIMC type1 に対しては制御対象モデルの連続時間パラメータのゲインを 50%減らし、極を 50%増やし、ARX モデルの初期値をすべて 30%減らした。DIMC type2 に対して連続時間パラメータのゲイン、極、ARX モデルの初期値をすべて 30%減らした。その状態から離散時間パラメータと連続時間パラメータが真値に収束するかを検証してみた。実験条件は前節と同様である。このときの実験結果を図 4.1.26、図 4.1.27 に示し、そのときのオーバーシュート量を表 4.1.7、表 4.1.8 に示す。

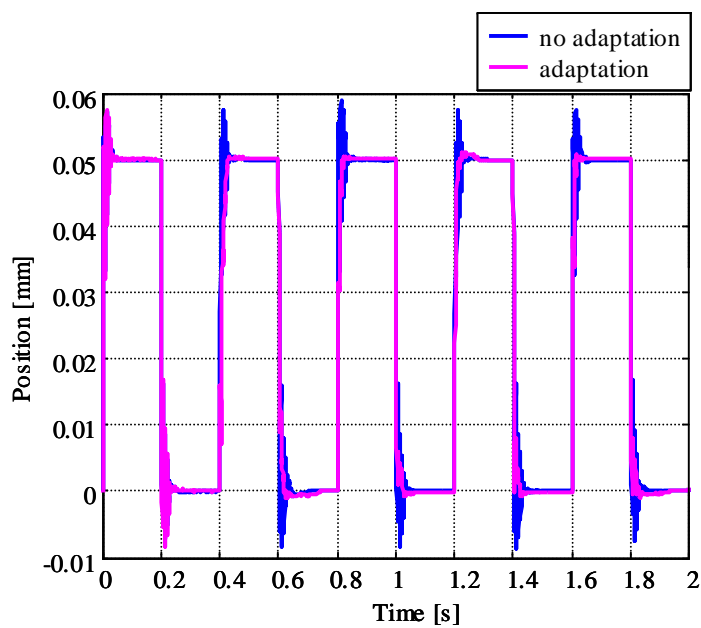
実験結果より、同定により推定した離散時間パラメータは収束されているので精度のよい同定ができたことが確認できる。また、DIMC type1 では適応機構を含まない制御系での出力波形はモデル化誤差の影響により応答性が劣化している。それとは逆に、適応機構を含む制御系では含まない制御系と比較してオーバーシュートが改善されることが確認できる。また、DIMC type2 のほうが DIMC type1 と比較してモデル化誤差の影響が低いことが分かる。これら結果から、制御系に適応機構を含ませることでモデルの不確かさに対して補償することができた。

表 4.1.7 モデル化誤差に対する DIMC type1 のオーバーシュート量の比較

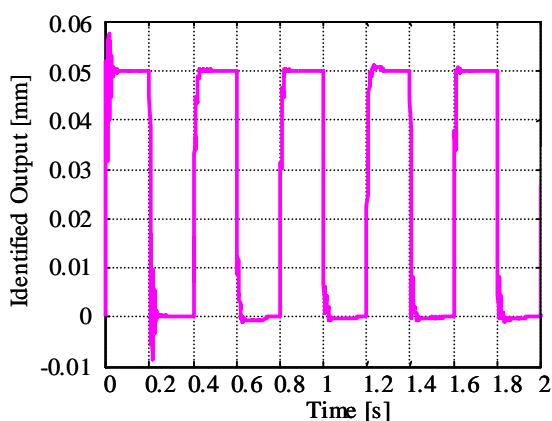
	1Step	2Step	3Step	4Step	5Step
Overshoot (no adaptation)	14.2%	15.2%	17.8%	15.0%	15.0%
Overshoot (adaptation)	15.0%	1.0%	1.0%	2.4%	1.6%

表 4.1.8 モデル化誤差に対する DIMC type2 のオーバーシュート量の比較

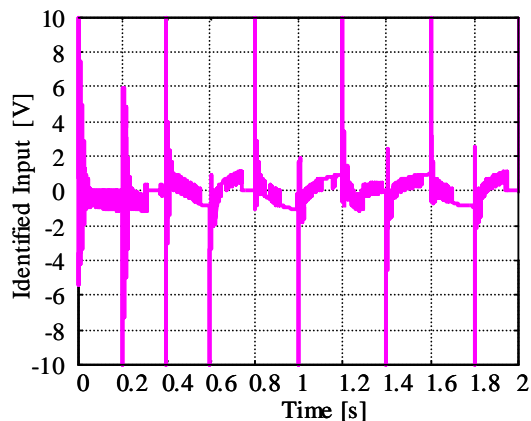
	1Step	2Step	3Step	4Step	5Step
Overshoot (no adaptation)	3%	3.4%	4.2%	2.8%	2.4%
Overshoot (adaptation)	5.8%	2.2%	0.4%	0.8%	1.6%



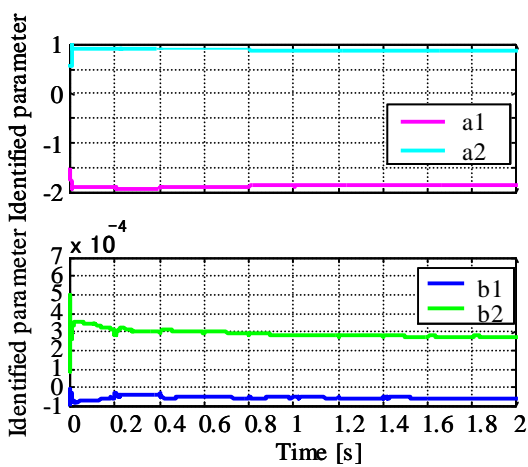
(a) ステップ応答における適応化の比較



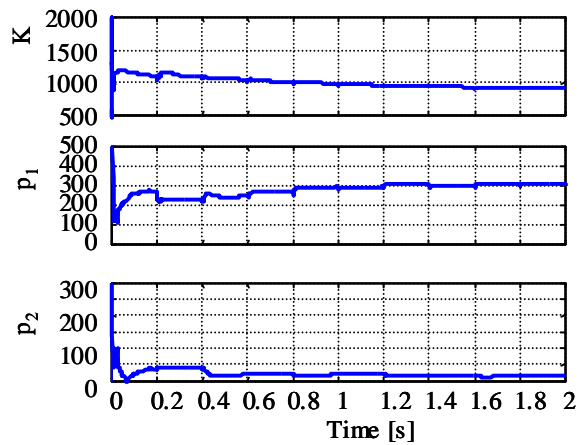
(b) 同定出力



(c) 同定入力

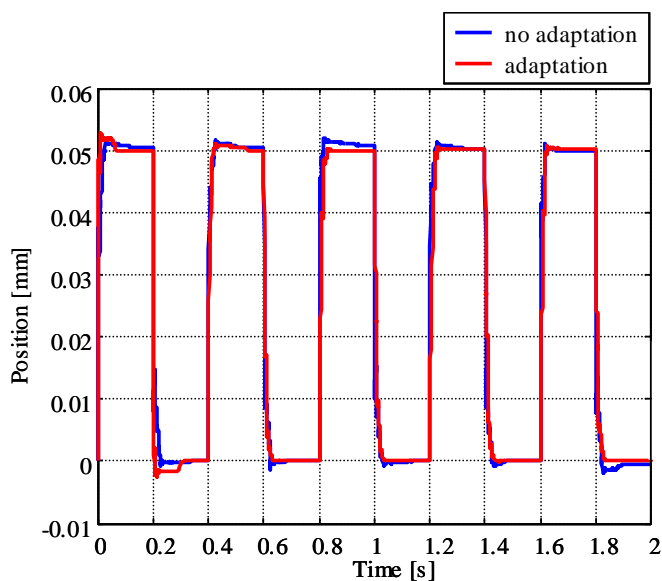


(d) 離散時間パラメータ

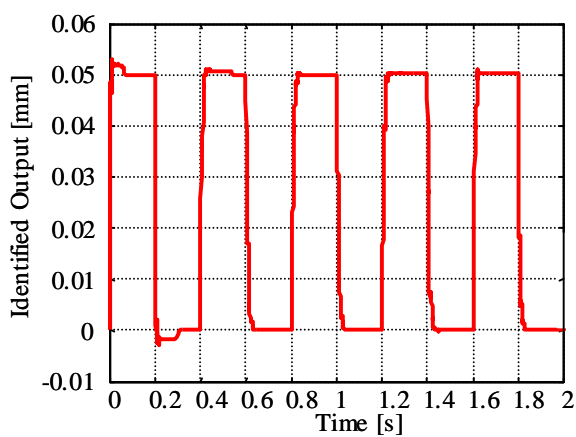


(e) 連続時間パラメータ

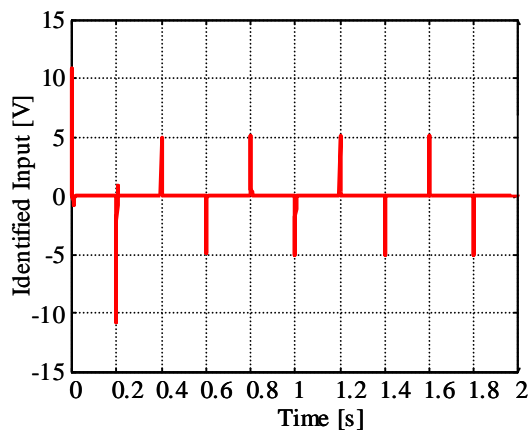
図 4.1.26 モデル化誤差による DIMC type1 実験結果



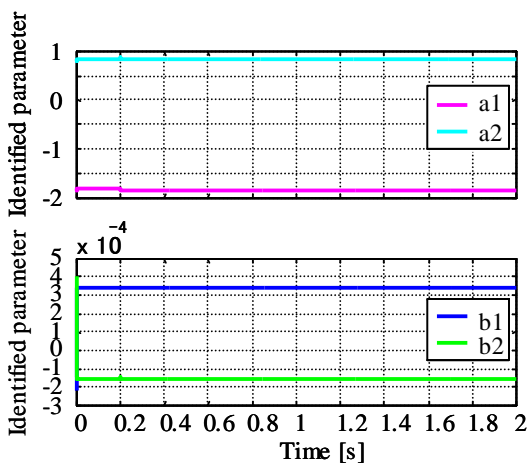
(a) ステップ応答における適応化の比較



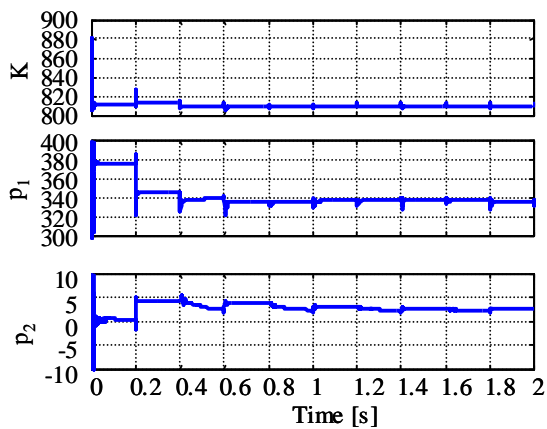
(b) 同定出力



(c) 同定入力



(d) 離散時間パラメータ



(e) 連続時間パラメータ

図 4.1.27 モデル化誤差による DIMC type2 実験結果

制御対象の質量変化に対するロバスト性の検証

次に、制御対象の重量を変化させ、それに対するロバスト性の検証を行う。いま、制御対象の稼動部質量は 1 kg であり、ステージ上に 170 g の重りを加えて実験を行った。そのときの実験結果を図 4.1.28、図 4.1.29 に示し、そのときのオーバーシュート量を表 4.1.9、表 4.1.10。

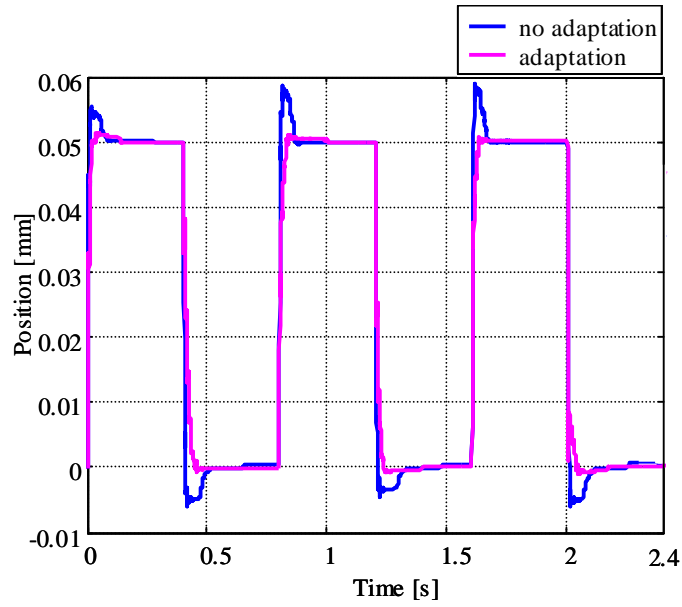
実験結果より、同定により推定した離散時間パラメータは収束されているので精度のよい同定ができたことが確認できる。また、適応機構を含まない制御系ではモデル化誤差の影響により応答性が劣化している。それとは逆に、適応機構を含む制御系では時間経過とともにオーバーシュートが改善され、時間応答はすばやく改善されることが確認できた。この結果から、制御系に適応機構を含ませることで制御対象の稼動部質量の変化によるロバスト性に対して補償することができた。また、前節同様 DIMC type2 のほうが DIMC type1 と比較してロバスト性が強い。したがって DIMC type1 は適応機構を導入することでオーバーシュートの改善に対する寄与は大きい、DIMC type2 は適応機構を導入してもオーバーシュートの改善に対する寄与は小さいことが分かった。

表 4.1.9 モデルの不確かさに対する DIMC type1 のオーバーシュート量の比較

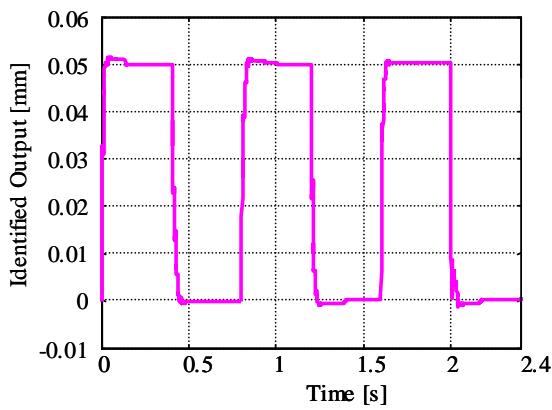
	1Step	2Step	3Step
Overshoot (no adaptation)	10.8%	17.6%	18.2%
Overshoot (adaptation)	2.8%	2.2%	1.4%

表 4.1.10 モデルの不確かさに対する DIMC type2 のオーバーシュート量の比較

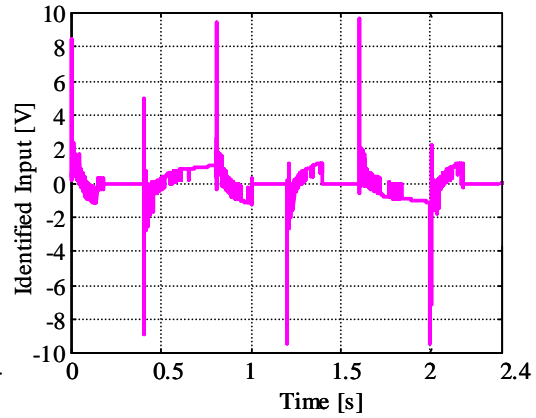
	1Step	2Step	3Step	4Step	5Step
Overshoot (no adaptation)	1.4%	2.4%	3.8%	2.2%	3.4%
Overshoot (adaptation)	2.6%	2.2%	0.4%	0.8%	1.0%



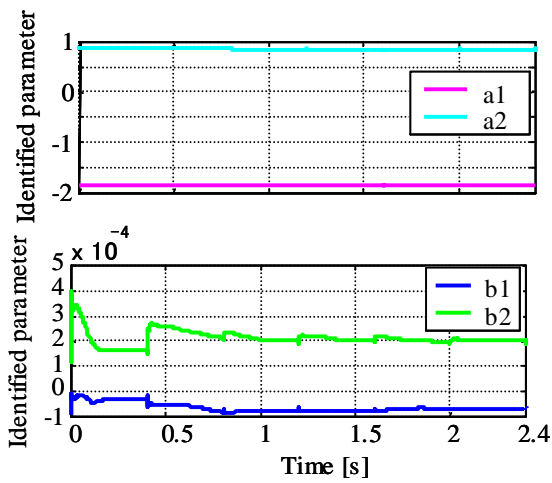
(a) ステップ応答における適応化の比較



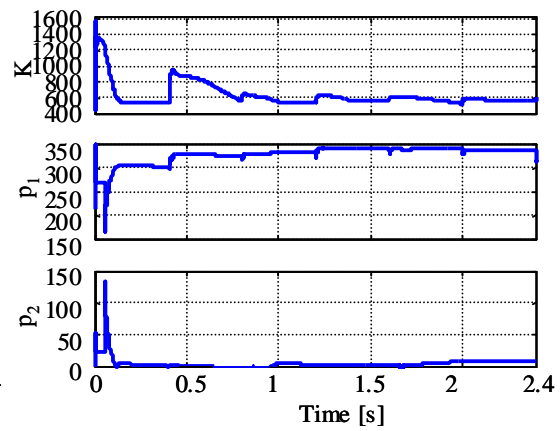
(b) 同定出力



(c) 同定入力

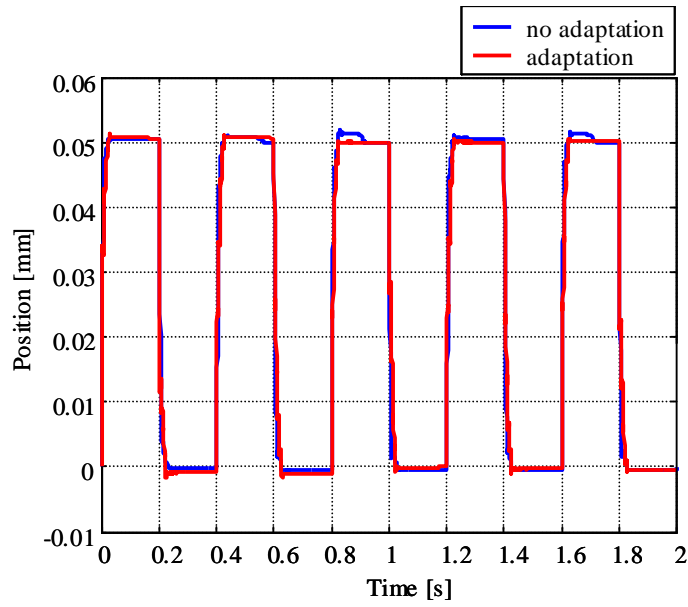


(d) 離散時間パラメータ

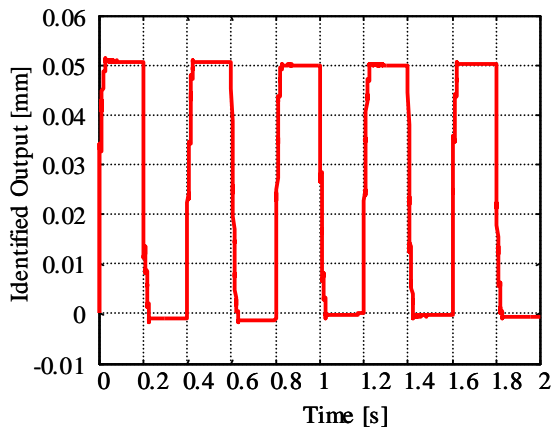


(e) 連続時間パラメータ

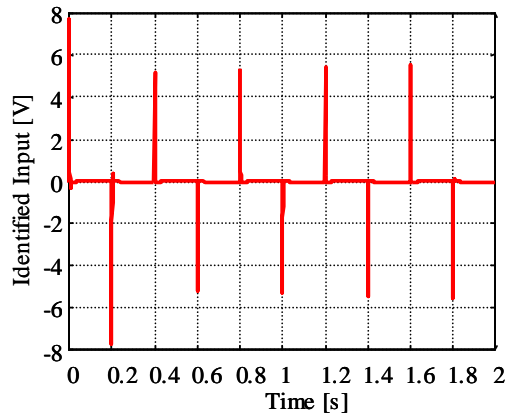
図 4.1.28 質量変化による DIMC type1 実験結果



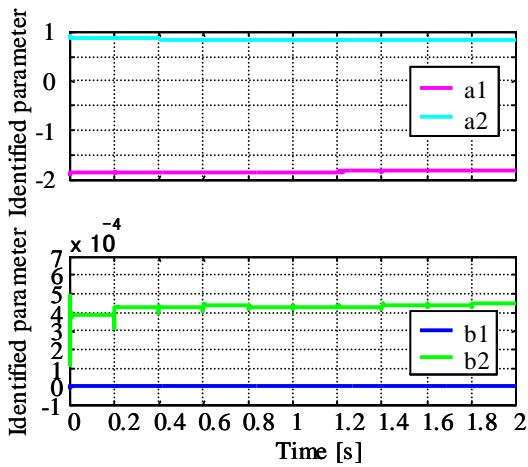
(a) ステップ応答における適応化の比較



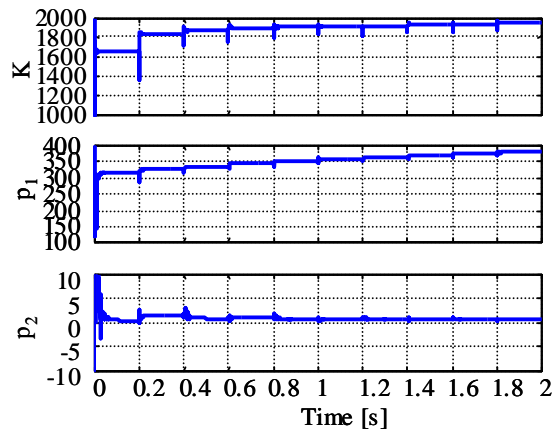
(b) 同定出力



(c) 同定入力



(d) 離散時間パラメータ



(e) 連続時間パラメータ

図 4.1.29 質量変化による DIMC type2 実験結果

4.2 自動車エンジンの可変バルブリフト制御への応用

バルブリフト制御とは、エンジンバルブの開閉タイミングとリフト量を可変制御するシステムである。従来のガソリンエンジンでは、吸気管の途中にスロットルを設けて流入面積をある一定の効率の良い回転数に合わせてコントロールし、空気／燃料混合気の吸入量を調整している。シリンダへ空気と燃料の混合気の出し入れをする際に、出入り口が狭いと流れに抵抗が生じ、吸排気効率が悪くなる。また、エンジン回転が速くなり、混合気の流れが速くなるほど抵抗は大きくなり、吸排気効率は悪化する。理想的な吸排気効率を得るためには、エンジン回転数に応じて連続的に最大リフト量を変化させなければならない。つまり、アクセルの踏み込み量に応じて、吸気バルブのリフト量を可変させる機構を電動モータ駆動で制御することにより、理想的な吸排気効率を得ることができる。これにより、アクセル操作に対するレスポンスが早くなるだけでなく、エンジン出力の向上や吸気抵抗の低減による燃費の向上が図れる。

4.2.1 可変バルブリフト駆動系

可変バルブリフト駆動系とはスロットルバルブの開閉ではなくバルブリフト量によって、吸気量を調整する。吸気カムの動きがサブアームからアームへと伝わり、アームと接続されているスロットルバルブが上下動する構造を採用し、アームの上部に「コントロールレバー」を配置する。コントロールレバーの先端がアーム上を転がって移動でき、先端の位置がアームの回転運動の支点となるので、これによりバルブリフト量を調整できる。低速時はバルブリフト量を小さくすることで吸気量を少なくし、高速時はバルブリフト量を大きくすることで吸気量を多くすることで吸排気効率を向上させる。また、コントロールレバー自体は、回転モータとボールねじを組み合わせたアクチュエータで動かす。

カムプロフィールを構成する要素は大きく分けて、バルブのリフト量、オーバーラップの時間、バルブの開閉時間の3つある。

リフト量については、ある程度までは大きければ大きいほど混合気を多くとりこめる。これはカム山の高さによる。適切なクリアランス内であれば大きい方が高回転型であるといえる。

オーバーラップとは、吸気側のバルブと排気側のバルブの同時に開いている時間のことである。これは、排気による負圧を利用して混合気を取り込み、効率よく吸気（排気）させる。気流が早いときはオーバーラップが大きい方がロスなく（排気量を最大限活かして）吸気できるため高回転が伸びる。しかし、オーバーラップが大きくなると、瞬間的な負圧が低くなり、吸排気の流れが緩くなるため、気流が低速のとき、つまりアイドリング時に安定性がなくなる。

バルブが開いている時間は、長くなればそのぶんだけ混合気が多くとりこめ、高回転型に適する。ゆっくり開き始め、速く閉じるタイプのカム山であれば、負圧が十分活かせるため一般的には高回転型である。高回転であれば気流が速くなるので、バルブが速く開き、ゆっくり閉じるタイプは適さない。これは完全に閉まる瞬間に気流による大きなストレスがバルブにかかり、完全に閉まりきらないという事も起き、燃焼系の効率が下するからである。

4.2.2 シミュレーション結果

可変バルブリフトの制御モデルは実制御軸角度 θ [°] が目標制御軸角度 θ^* [°] に追従するようにモータ PWM Duty u [%] を算出する。角度検出能力は $360/4096=0.0878$ °/count である。

本節では可変バルブリフト制御器に DIMC type1 と DIMC type2 を適用させ、両者についてモータ PWM Duty 比と実制御軸角度について比較・検討する。

ここで制御対象のモデルは

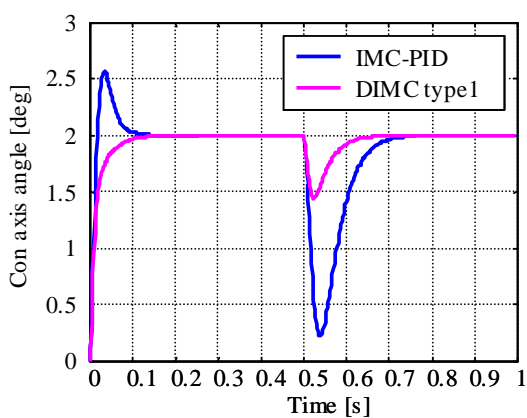
$$P_n = \frac{29.6 \times 10.68}{s(s + 29.6)} \quad (4.2.1)$$

とし、サンプリング時間 2 ms、ここから導出するナイキスト周波数の限界帯域幅は

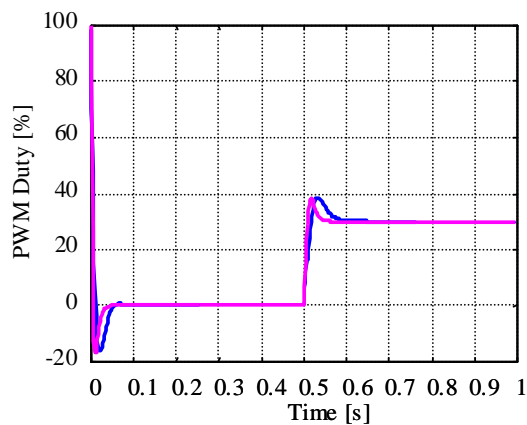
$$\frac{1}{2 \times 10^{-3}} \cdot \frac{1}{2} \cong 250 \text{ Hz}$$

となる。したがって、入出力の関係式(2.3.4)、式(2.3.12)を考慮し、DIMC type1 ではフィードフォワード制御器のフィルタ帯域幅を 250Hz、外乱オブザーバのフィルタ帯域幅を 250/2 Hz、DIMC type2 ではフィードフォワード制御器のフィルタ帯域幅を 250 Hz、外乱オブザーバのフィルタ帯域幅を 250/3 Hz と設定した。さらに、モータ PWM Duty 比の飽和域を ±100%、目標制御軸角度 2°、センサ分解能 0.0878°、0.5 s 後に最大制御入力 の 30% に相当するステップ外乱を印加し、そのときのシミュレーション結果を図 4.2.5、図 4.2.6 に示す。また、同時に比較のため同帯域程度の IMC-PID 制御器を示す。

シミュレーション結果より、IMC-PID ではセンサ分解能内への整定に 0.078 s かかるのに対し、DIMC type1 では 0.072 s となり 7.6% の向上となり、DIMC type2 では 0.04 s となり 48.7% の向上となった。また、外乱応答に対してセンサ分解能内への整定が可能であることが分かった。外乱応答に着目したとき、DIMC type2 のほうがドロップ量は小さく、外乱からの復帰時間も早くなる。これは前節と同様に外乱応答の零点を比較したときに DIMC type2 のほうが DIMC type1 よりも高帯域側に存在し、位相を進めるので外乱に対してドロップ量が小さく、外乱からの復帰も早くなる。ここで、PWM デューティ比に着目すると最大値からのスタートとなっているため、入力飽和が存在する可能性がある。したがって Anti-Wndup 対策の必要性がある。

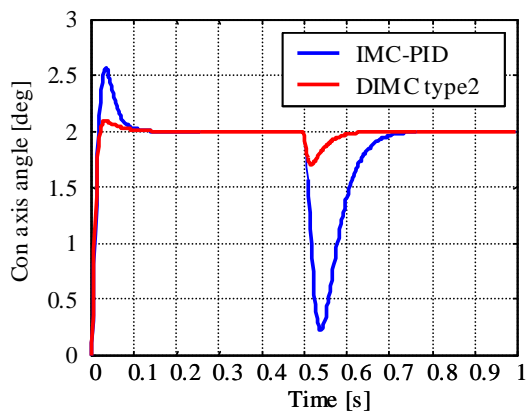


(a) 制御軸角度

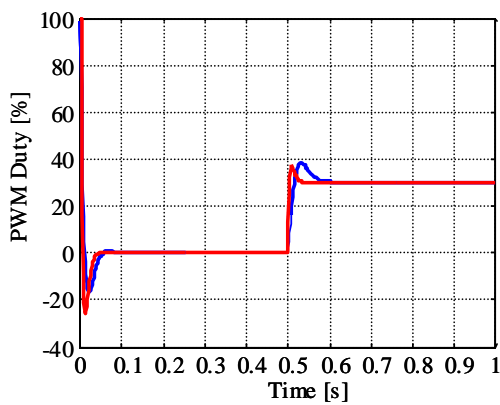


(b) PWM デューティー比

図 4.2.3 DIMC type1 に対するシミュレーション結果



(a) 制御軸角度



(b) PWM デューティー比

図 4.2.4 DIMC type2 に対するシミュレーション結果

Anti-Windup 対策の導入

節2.4で述べた入力飽和に対する Anti-Windup(AW)対策を自動車エンジンのバルブリフト制御に適用させる。ブロック図は DIMC type1 に対しては図 2.5.5、DIMC type2 に対しては図 2.5.8 を用い、ステップ指令に対するシミュレーション結果を図 4.2.5、図 4.2.6 に示す。なおシミュレーション条件は前節と同様である。

シミュレーション結果より、センサ分解能内への整定に DIMC type1 では 0.026 s となり AW なしのとときと比較して 63.9%の向上となった。DIMC type2 ではセンサ分解能内への整定に 0.026 s かかり、AW なしのとときと比較して 35%の向上となった。また、目標値応答に着目すると、入力飽和によるオーバーシュートは改善されたことが確認できる。

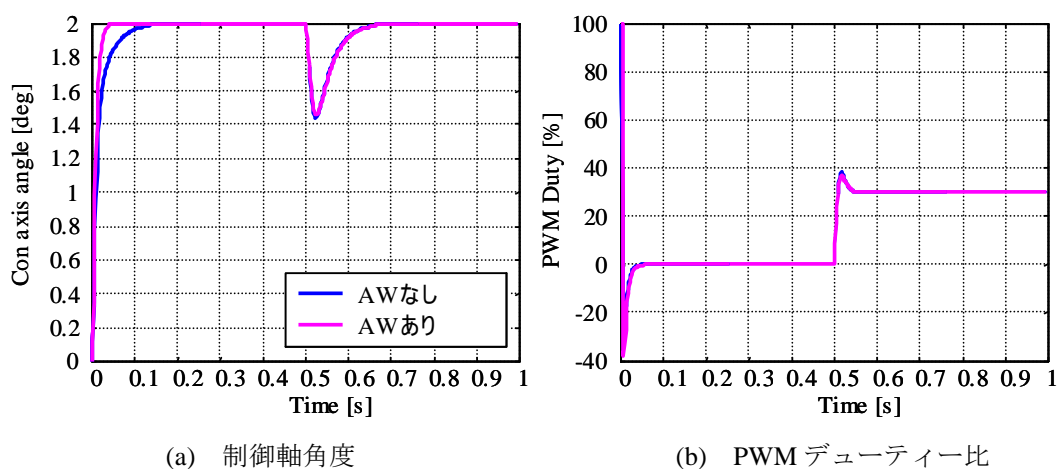


図 4.2.5 DIMC type1 に対するシミュレーション結果

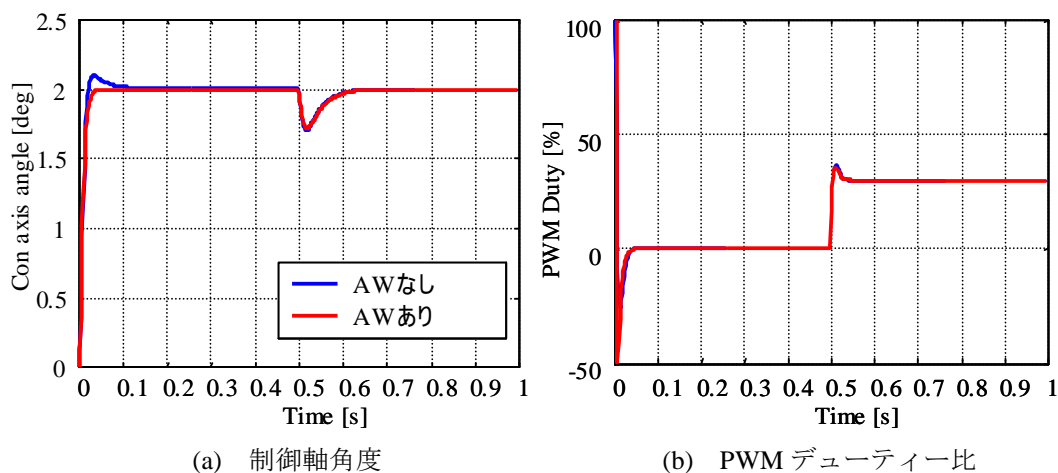
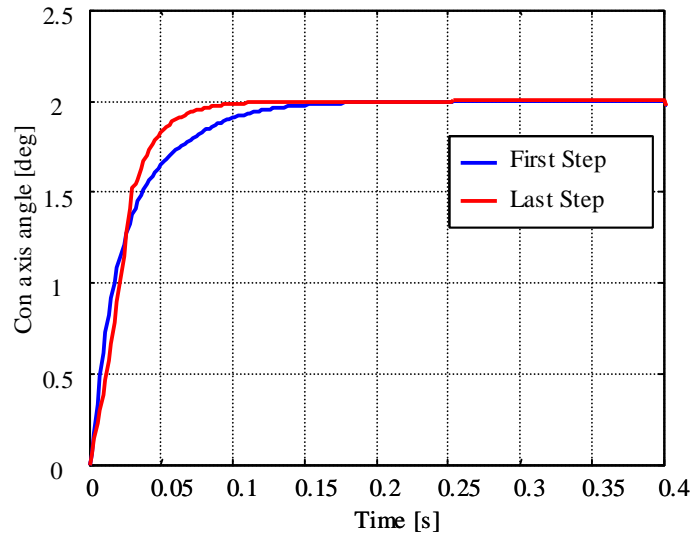


図 4.2.6 DIMC type2 に対するシミュレーション結果

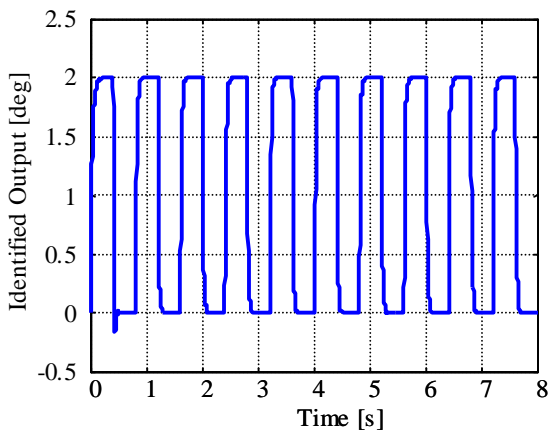
適応機構の導入

節 3.1 からモデル化誤差が存在するとき、出力応答は劣化してしまうことが分かった。実機への実装を考えたとき、必ずモデル化誤差が存在するので DIMC type1 と DIMC type2 に適応機構を導入することが望ましい。モデル化誤差の検討として、制御対象のゲインおよび極を 30% 増減させ、適応化後 10 ステップ目の応答波形と比較する。シミュレーション条件は指令値に周期 0.8 s のステップ位置指令を印加し、パラメータ更新時間 0.8 s、クーロン摩擦に相当するステップ外乱を 0s から最大制御入力の 30% を印加した。また、コントローラの帯域幅は前節まではナイキストの限界周波数で行ってきたが、ここでは安定余裕を持たせるためコントローラの帯域幅は 180 Hz とした。そのときのステップ指令に対するシミュレーション結果を DIMC type1 においては図 4.2.7、図 4.2.8、図 4.2.9、図 4.2.10、DIMC type2 においては図 4.2.11、図 4.2.12、図 4.2.13、図 4.2.14 に示す。

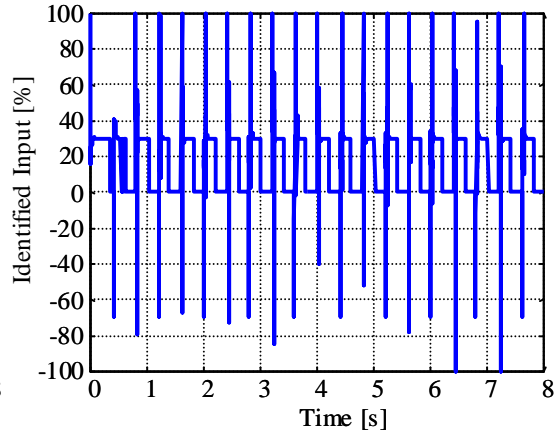
ARX モデルで同定した離散パラメータのグラフに着目すると、各図ともパラメータは収束しているため精度のよい同定ができた。ステップ応答波形に着目するとすべてのグラフで整定時間が速くなっていることが分かる。これは更新したモデルは外乱項を含めて同定しているため、極が小さな値をとるようになり、その分だけ立ち上がりが早くなった。



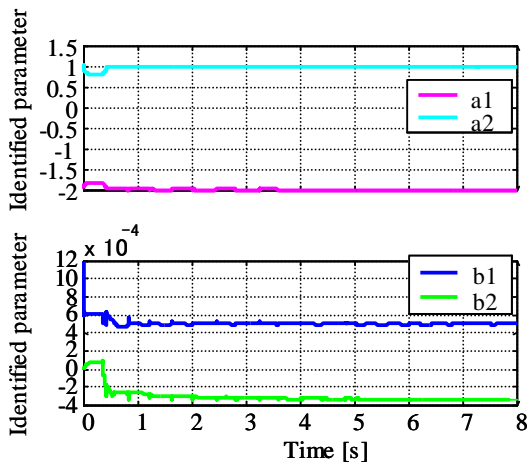
(a) ステップ応答における適応化の比較



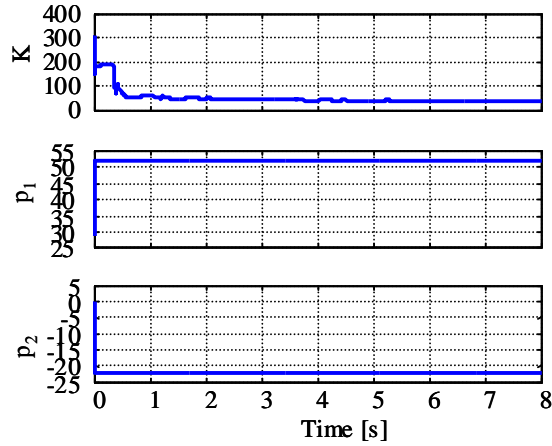
(b) 同定出力



(c) 同定入力

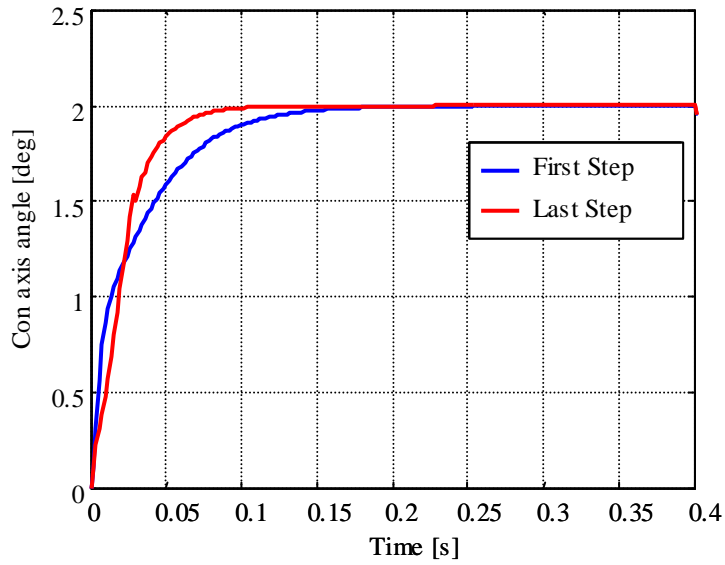


(d) 離散時間パラメータ

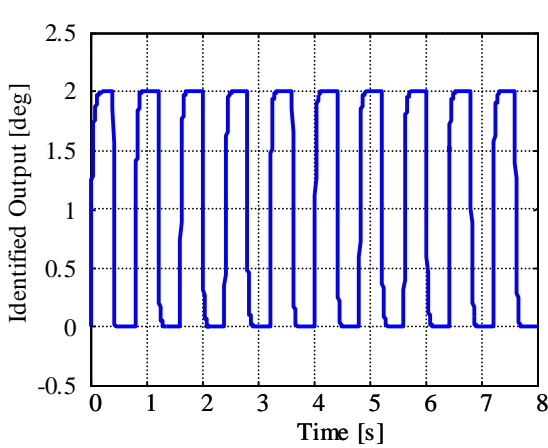


(e) 連続時間パラメータ

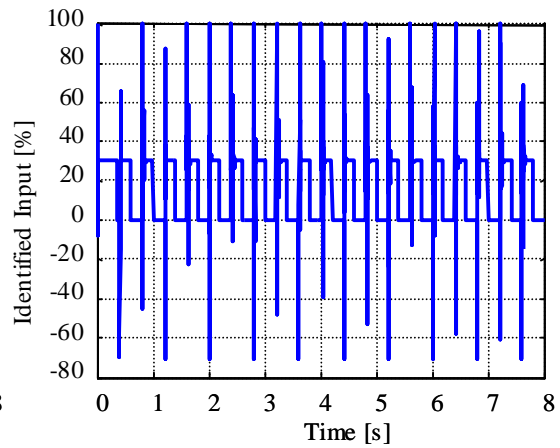
図 4.2.7 DIMC type1 の適応化(制御対象のゲイン 30%減)



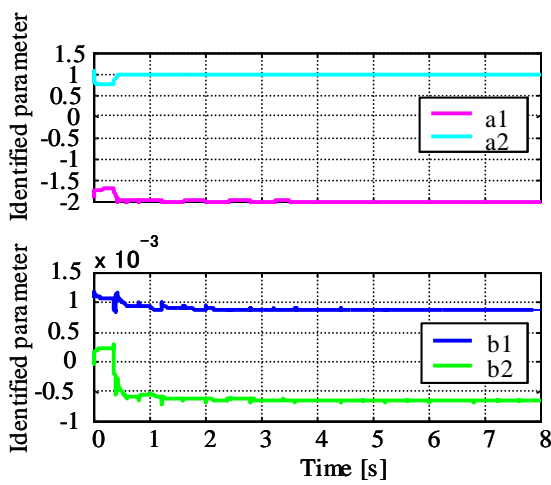
(a) ステップ応答における適応化の比較



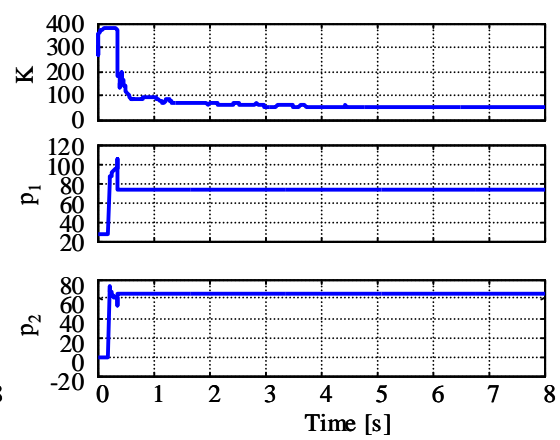
(b) 同定出力



(c) 同定入力

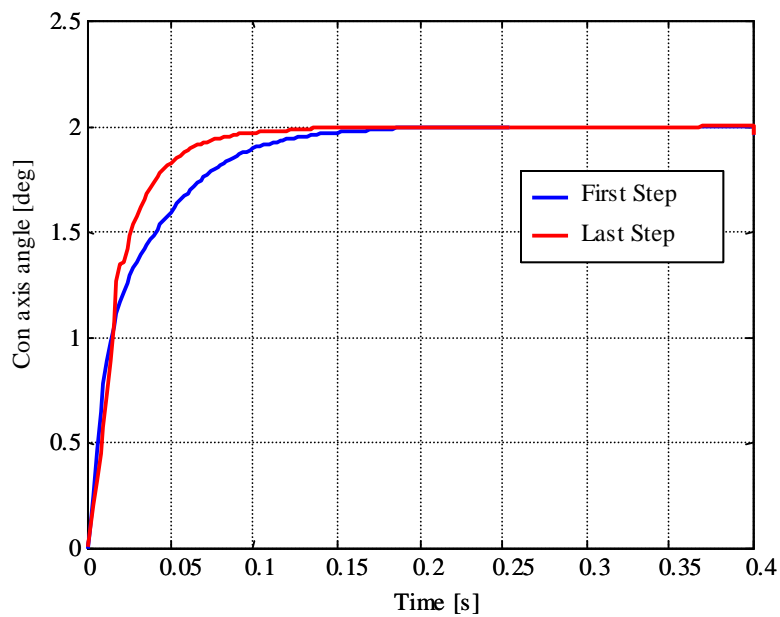


(d) 離散時間パラメータ

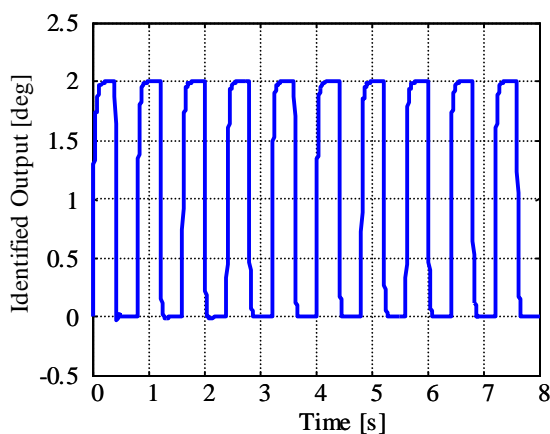


(e) 連続時間パラメータ

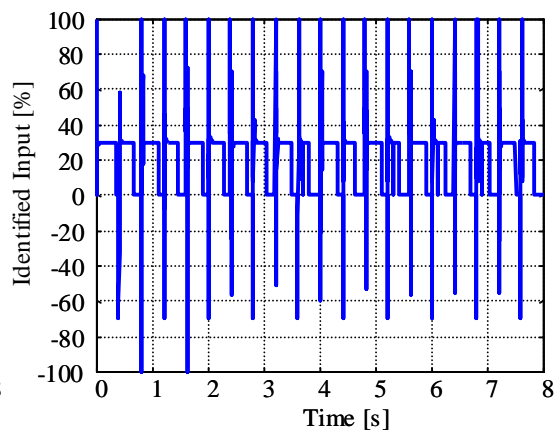
図 4.2.8 DIMC type1 の適応化(制御対象のゲイン 30%増)



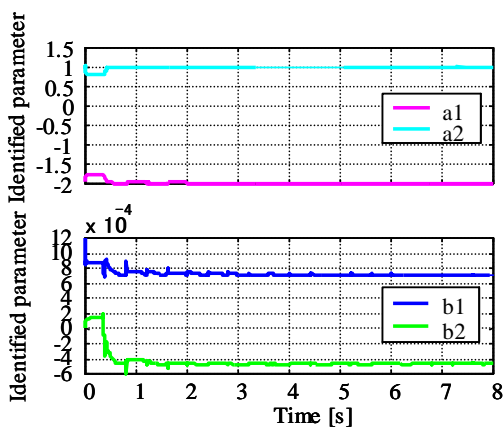
(a) ステップ応答における適応化の比較



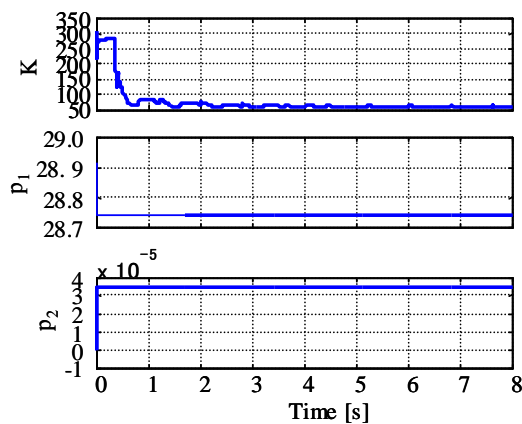
(b) 同定出力



(c) 同定入力

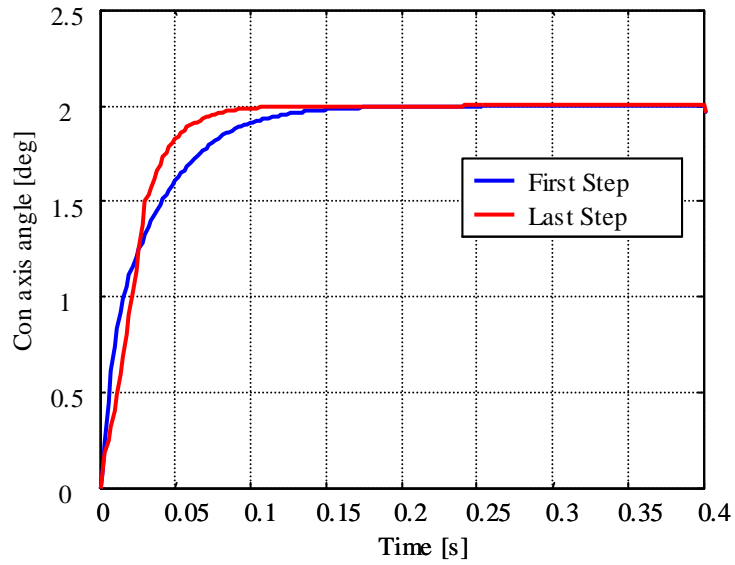


(d) 離散時間パラメータ

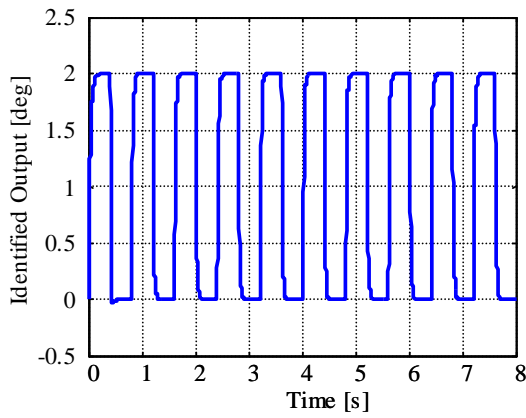


(e) 連続時間パラメータ

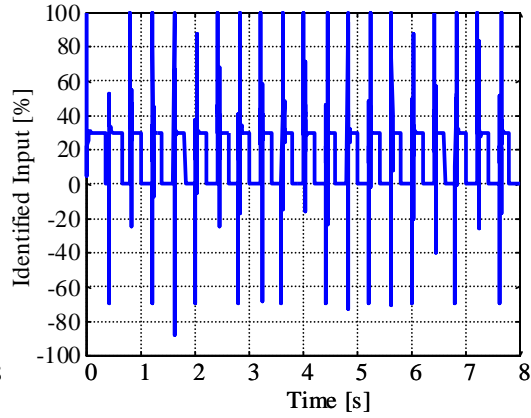
図 4.2.9 DIMC type1 の適応化(制御対象の極 30%減)



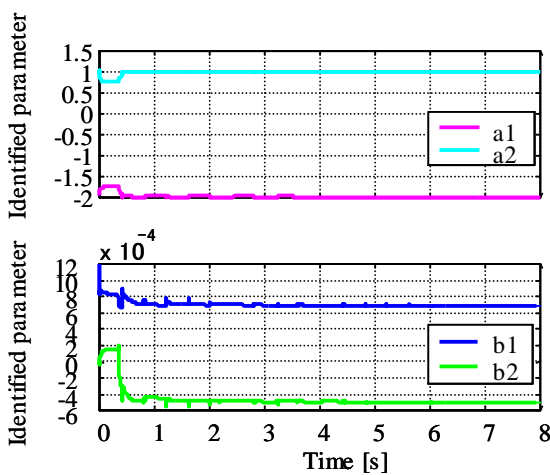
(a) ステップ応答における適応化の比較



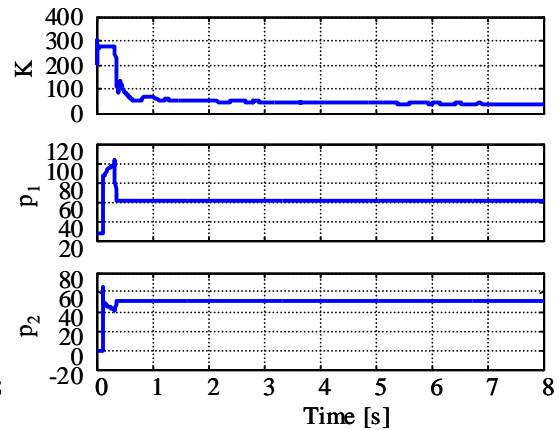
(b) 同定出力



(c) 同定入力

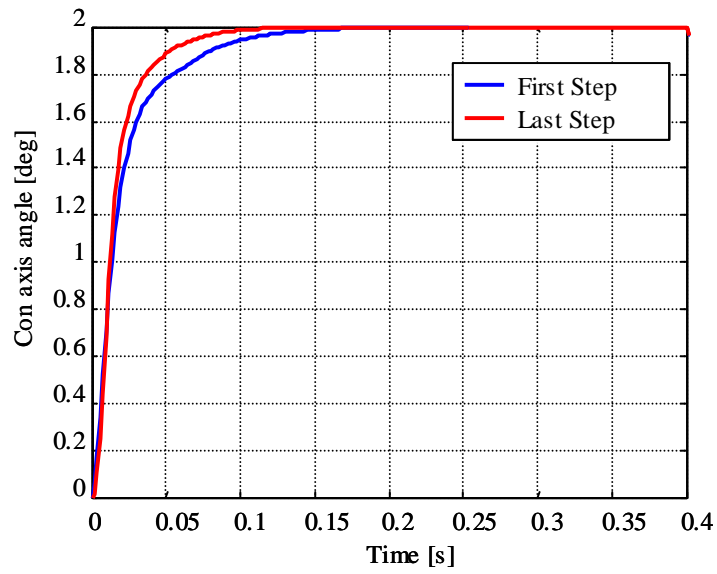


(d) 離散時間パラメータ

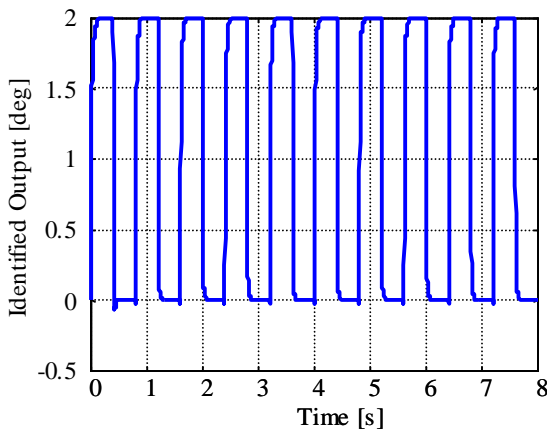


(e) 連続時間パラメータ

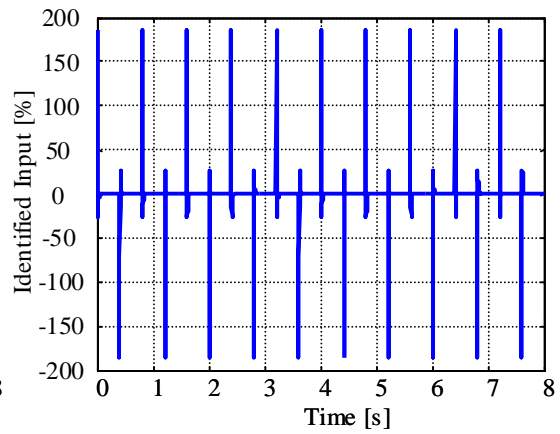
図 4.2.10 DIMC type1 の適応化(制御対象の極 30%増)



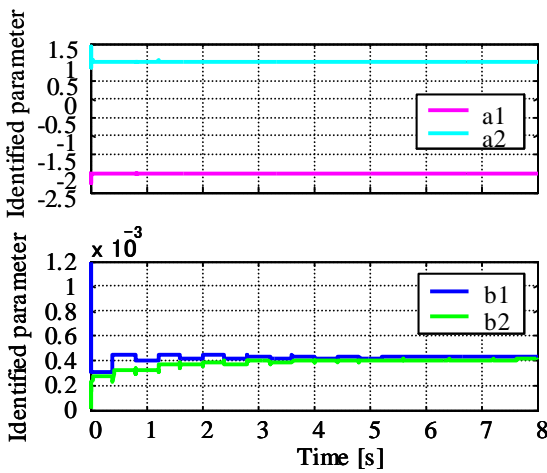
(a) ステップ応答における適応化の比較



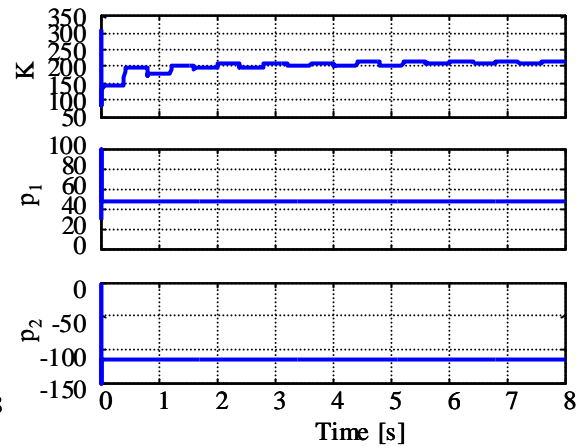
(b) 同定出力



(c) 同定入力

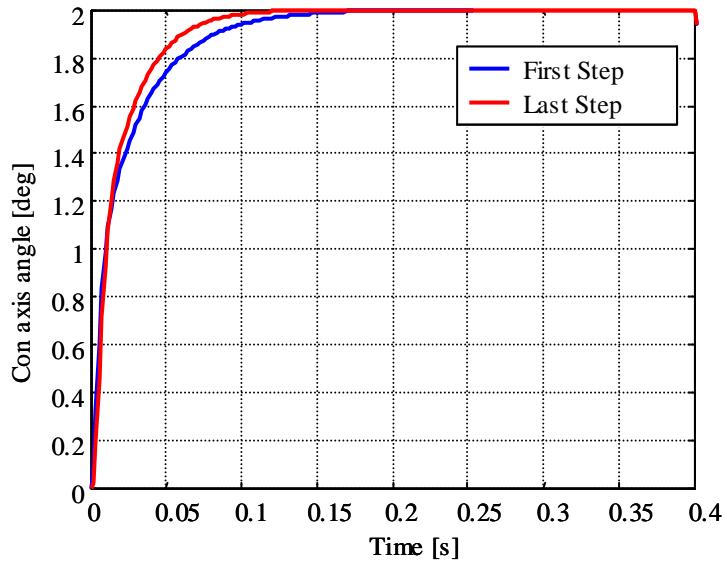


(d) 離散時間パラメータ

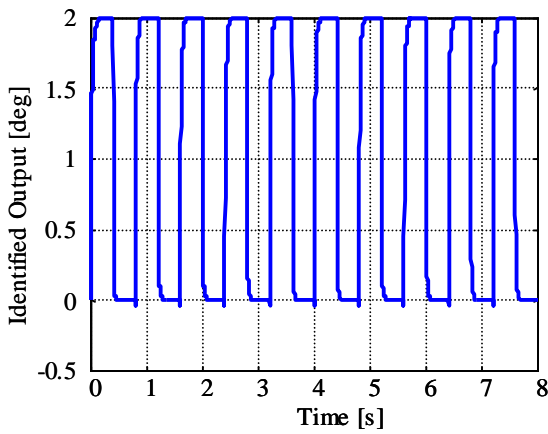


(e) 連続時間パラメータ

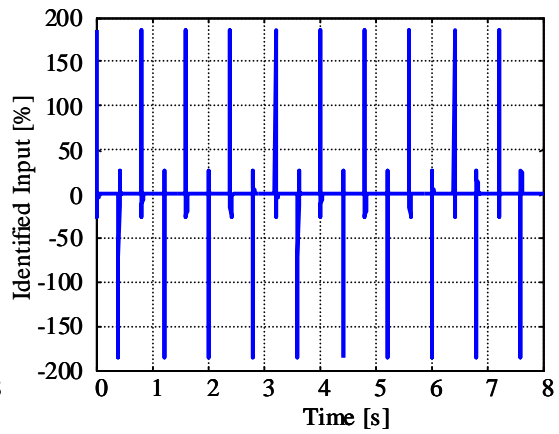
図 4.2.11 DIMC type2 の適応化(制御対象のゲイン 30%減)



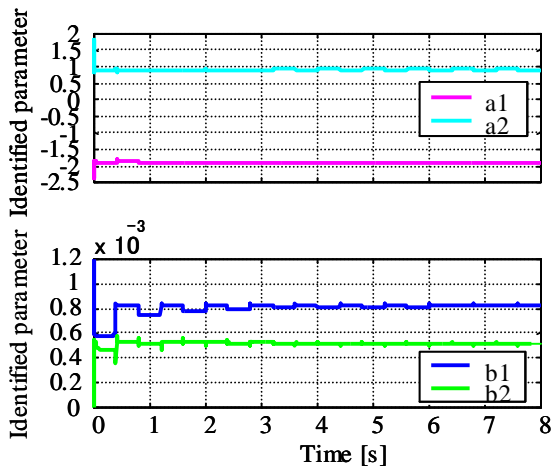
(a) ステップ応答における適応化の比較



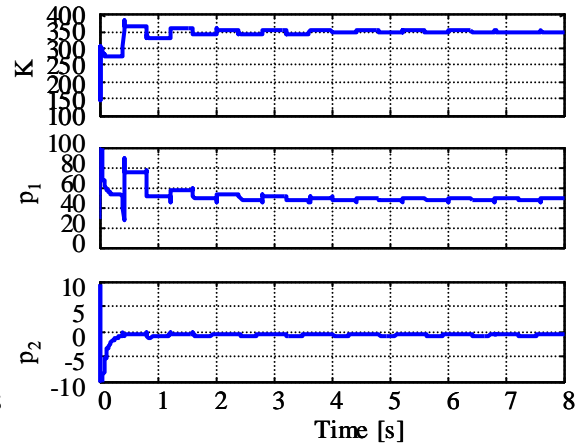
(b) 同定出力



(c) 同定入力

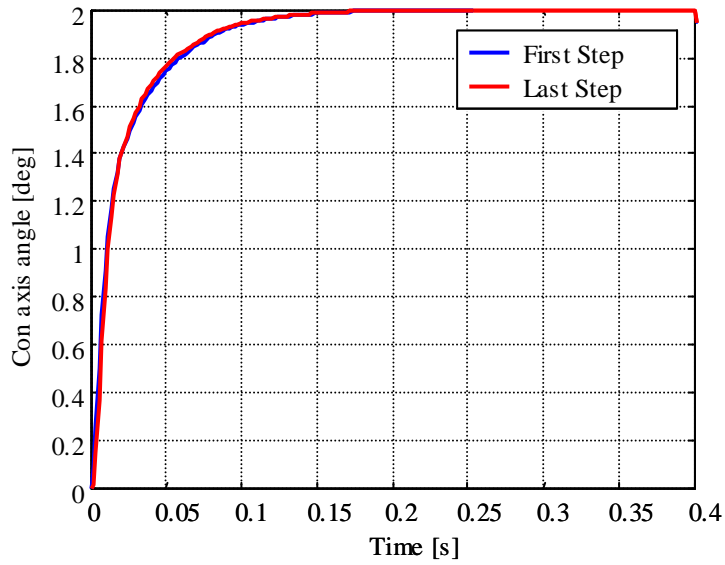


(d) 離散時間パラメータ

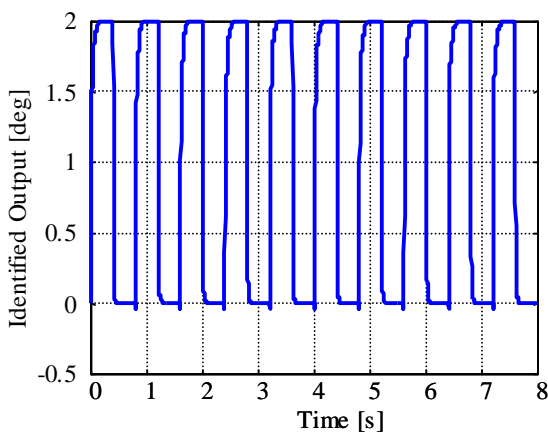


(e) 連続時間パラメータ

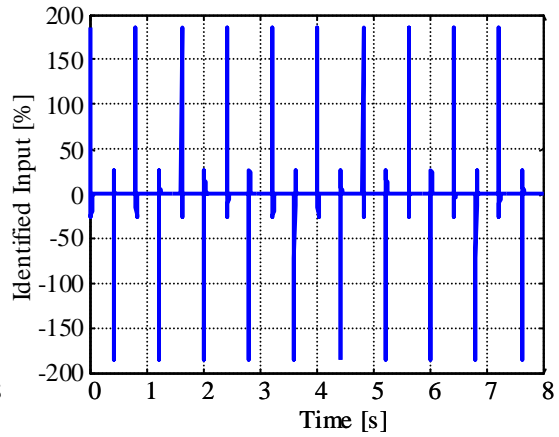
図 4.2.12 DIMC type2 の適応化(制御対象のゲイン 30%増)



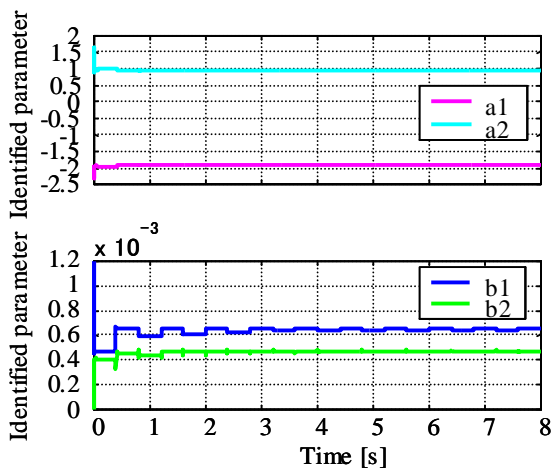
(a) ステップ応答における適応化の比較



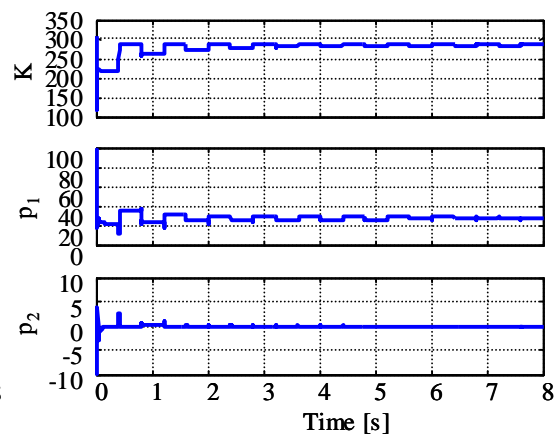
(b) 同定出力



(c) 同定入力

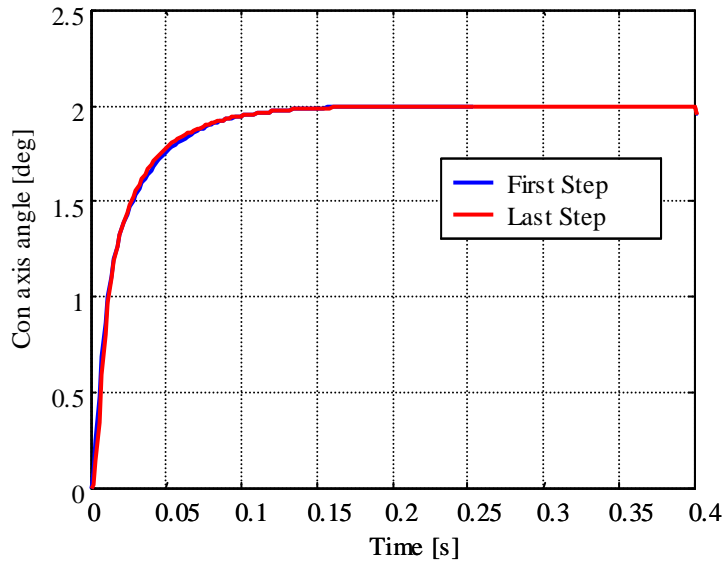


(d) 離散時間パラメータ

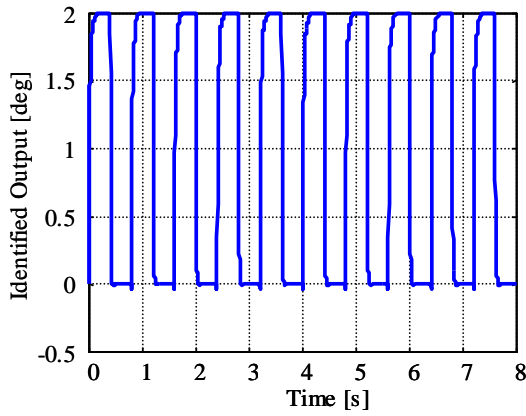


(e) 連続時間パラメータ

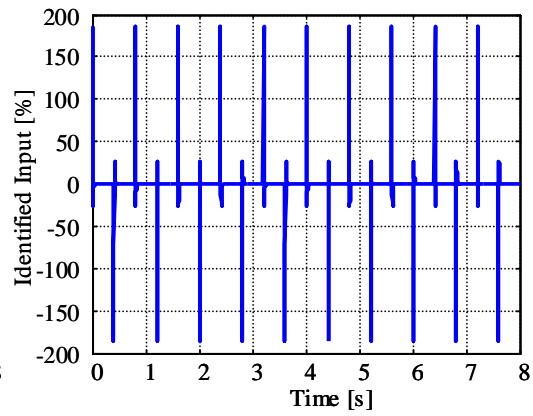
図 4.2.13 DIMC type2 の適応化(制御対象の極 30%減)



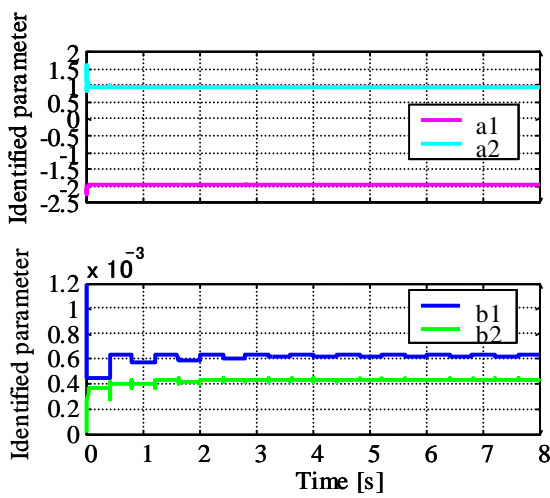
(a) ステップ応答における適応化の比較



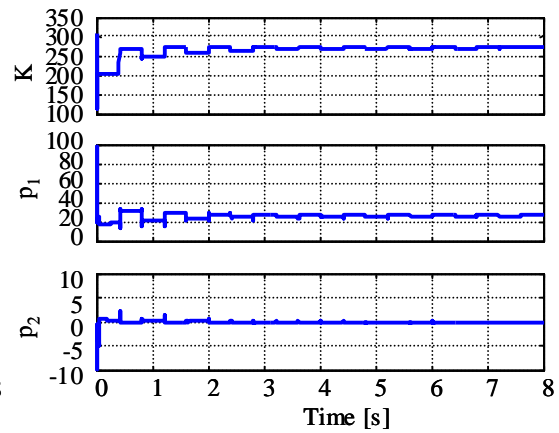
(b) 同定出力



(c) 同定入力



(d) 離散時間パラメータ



(e) 連続時間パラメータ

図 4.2.14 DIMC type2 の適応化(制御対象の極 30%増)

4.3 デジタル制御電源への応用

近年、負荷に供給する出力電圧が指令信号と一致するフィードバック制御系で構成された PWM 電力増幅器^(14~15)が、電源あるいはアンプとして広く用いられている。このとき、負荷の特性はキャパシティブからインダクティブと広く、その大きさもゼロから最大定格までと大幅に変動する。

これまでのアナログ制御電源では、個々の負荷に対して設計条件を変えて個別の制御器を設計し、部品の微調整や再設計、または交換を行っていた。これに対して、デジタル制御電源では、広範囲な負荷変動または直流電源電圧変動に対してソフトウェアの変更だけで、制御器のチューニングが可能である。さらに、Digital Signal Processor (DSP) をデジタル電源に応用することにより、(1) 高速スイッチング制御ができる、(2) 回路が簡素化できる、(3) 電圧と電流を同時に制御できる、(4) 複数のモニタリングが同時にできる、(5) 高速通信機能を付加できる、(6) 無調整化ができる、などの利点がある。

4.3.1 デジタル制御電源の設計仕様

図 4.1.1 に制御対象となる PWM 駆動の降圧型スイッチング電源の構成を示す。PWM スwitching 信号発生部は三角波ダブルキャリア方式であり、キャリア周波数は 40~200 kHz である。またその振幅 C_m は 10 V である。電力増幅部はフルブリッジ形チョッパ回路であり、直流電源 E は 150 V である。 L_o および C_o で構成される LC 回路はキャリアやスイッチングノイズを除去するためのフィルタである。この L_o と C_o の値はキャリアやスイッチングノイズを減らすと同時に制御系がより低感度になるよう決定され、 $L_o=180\mu\text{H}$ 、 $C_o=2.675\mu\text{F}$ 、 $R_o=1.24\ \Omega$ と設定されている。このとき、制御対象の無負荷時の回路方程式は

$$i = C_o \dot{e}_o \quad (4.3.1)$$

$$(K_p - 1)e_o - R_o i = L_o \dot{i} \quad (4.3.2)$$

となり、状態方程式は

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}x \end{cases} \quad (4.3.3)$$

$$x = \begin{bmatrix} e_o \\ i \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_o \\ -1/L_o & -R_o/L_o \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_p/L_o \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} = [1 \ 0] \quad u = e_i \quad y = e_o \quad K_p = -\frac{E}{c_m} \quad (4.3.4)$$

となる。ここで R_o は回路のコイル抵抗などの合成抵抗を表す。

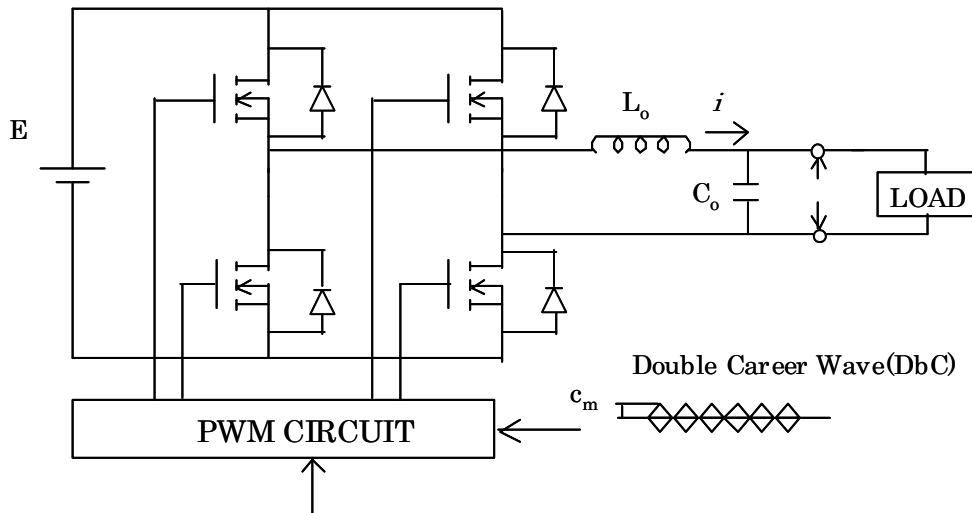
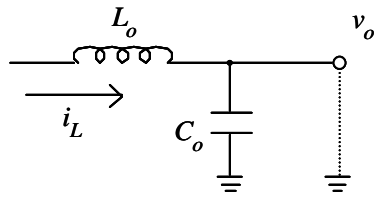


図 4.3.1 PWM 駆動降圧型スイッチング電源

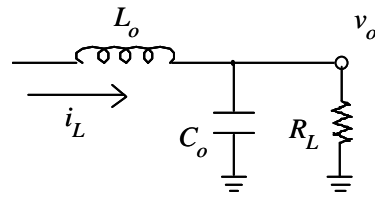
このような無負荷時の PWM 駆動降圧型スイッチング電源（制御対象）においてフィードバック制御系を構成し、次のような仕様を満たすように設計する。

- (1) 無負荷、抵抗負荷 R_L 、容量負荷 C_L 、抵抗 R_L と容量 C_L の並列負荷、各負荷時において帯域幅は約 2 kHz とする。ただし、各負荷の範囲は $8.8 \leq R_L < \infty \Omega$ 、 $0 \leq C_L \leq 70 \mu\text{F}$ とする。
- (2) (1) の全ての負荷時においてオーバーシュートを生じないようにする。
- (3) $\pm 10\%$ の直流電源の変動に対しても (1) , (2) の仕様を満たす。

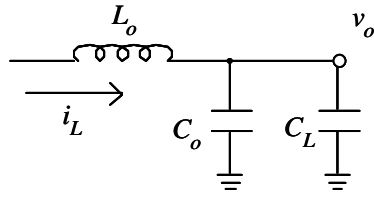
抵抗負荷時、容量負荷時および抵抗容量並列負荷時の回路図を図 4.3.2 に示す。ここで、A 行列はそれぞれ式(4.3.5)のようになり、負荷変動は A 行列の A(1,1)要素および A(1,2)要素のパラメータ変動とみなすことができる。また、直流電源変動は B(2,1)要素のパラメータ変動となる。各負荷時におけるこれらのパラメータ変動の影響を抑制させる。



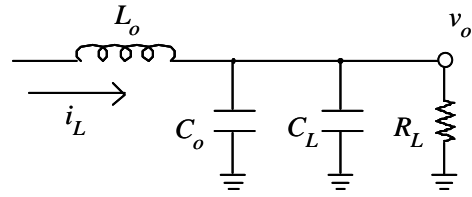
(a) 無負荷時



(b) 抵抗負荷時



(c) 容量負荷時



(d) 抵抗容量並列負荷時

$$\begin{cases} i_L = C_o \frac{dv_o}{dt} + C_o \frac{dv_o}{dt} = (C_o + C_L) \frac{dv_o}{dt} \\ \therefore \dot{v}_o = \frac{1}{C_o + C_L} i_L \end{cases}$$

図 4.3.2 各負荷時の回路図

$$\begin{aligned} A_{R_L} &= \begin{bmatrix} -1/C_o R_L & 1/C_o \\ -1/L_o & -R_o/L_o \end{bmatrix} \dots (a) & A_{C_L} &= \begin{bmatrix} 0 & 1/(C_o + C_L) \\ -1/L_o & -R_o/L_o \end{bmatrix} \dots (b) \\ A_{R_L+C_L} &= \begin{bmatrix} -1/(C_o + C_L) R_L & 1/(C_o + C_L) \\ -1/L_o & -R_o/L_o \end{bmatrix} \dots (c) \end{aligned} \quad (4.3.5)$$

(a) 抵抗負荷時、(b) 容量負荷時、(c) 抵抗容量並列負荷時

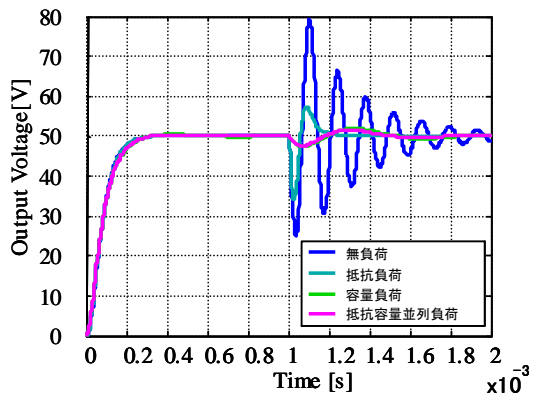
4.1.2 シミュレーション結果

抵抗容量並列負荷時における制御対象の伝達関数は

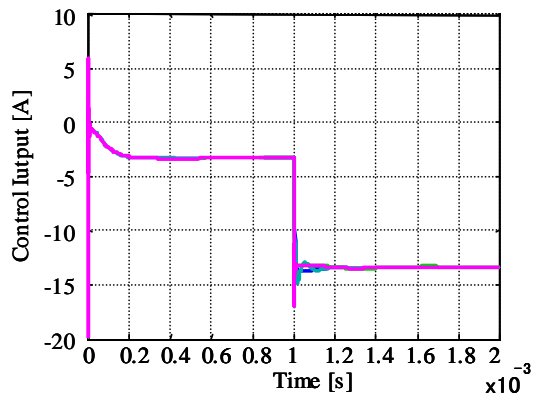
$$P_{R_L+C_L} = \frac{K_p}{L_0(C_0+C_L)} \cdot \frac{1}{s^2 + \left\{ \frac{R_0}{L_0} + \frac{1}{(C_0+C_L)R_L} \right\} s + \frac{R_0+R_L}{L_0(C_0+C_L)R_L}} \quad (4.3.6)$$

負荷側に抵抗負荷 R_L が存在しない場合 $R_L = \infty$ とし、同様に容量負荷 C_L が存在しない場合 $C_L = 0$ とする。この一般化制御対象を用いてシミュレーションを行う。シミュレーション条件は前節で示したとおりで、電圧指令として 50 V のステップ電圧を印加し、1 ms 経過後に 10 A の電流外乱に相当するステップ外乱を印加する。また、負荷抵抗を用いる場合 $R_L = 8.8 \Omega$ 負荷容量を用いる場合 $C_L = 50 \mu\text{F}$ 、サンプリング時間 $1 \mu\text{s}$ 、IMC 制御器の帯域 $2 \times 2 \text{ kHz}$ 、外乱オブザーバの帯域 $50 \times 2 \text{ kHz}$ とした。それぞれ、制御対象を無負荷時、抵抗負荷時、容量負荷時、抵抗容量並列負荷時と変化させたときの DIMC type1 のシミュレーション結果を図 4.3.3、図 4.3.4、図 4.3.5、図 4.3.6 に示す。比較のため、図中ではノミナルモデルを無負荷時、抵抗負荷時、容量負荷時、抵抗容量並列負荷時と変化させた時の応答を示す。同様に、図 4.3.7、図 4.3.8、図 4.3.9、図 4.3.10 では DIMC type2 のシミュレーション結果を示す。DIMC type2 において、サンプリング時間を $1 \mu\text{s}$ としたときに特異解が存在するため、サンプリング時間を $0.5 \mu\text{s}$ と小さな数値に変更した。さらに、外乱応答に対してドロップ量が小さすぎるため、50 A の電流外乱に相当するステップ外乱に変更した。

これらのシミュレーション結果からモデルに無負荷、抵抗負荷を用いることは好ましくないことが分かる。さらに、外乱応答に着目してみると、外乱からの復帰時に振動的特性が見られた。そこで各制御対象のボード線図を図 4.3.11 に示す。この図から、制御対象の無負荷時および抵抗負荷時では $4.5 \times 10^4 \text{ rad/sec}$ 、容量負荷時および抵抗容量並列負荷時では $9.0 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ 付近で共振特性を持つことが確認できる。これらの共振特性を抑制するために制御対象に対して状態フィードバック制御を適用する。

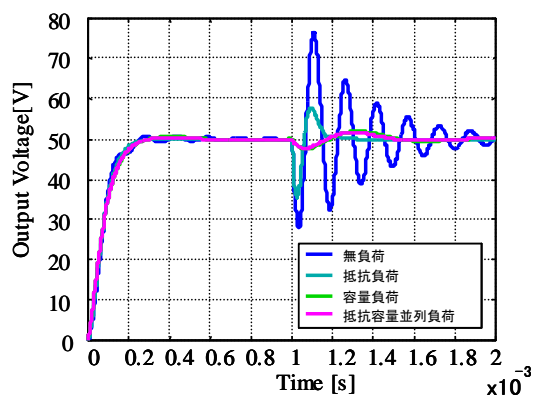


(a) 出力電圧波形

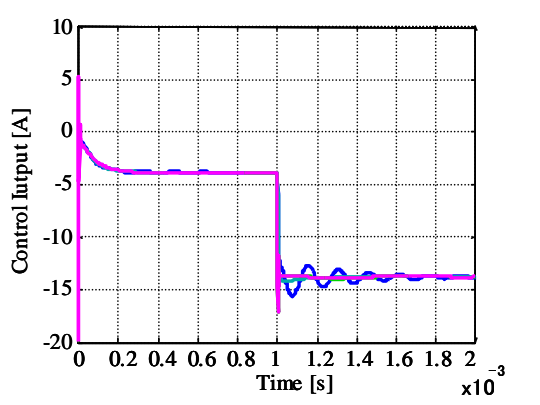


(b) 入力電圧波形

図 4.3.3 DIMC type1 のシミュレーション結果(制御対象：無負荷時)

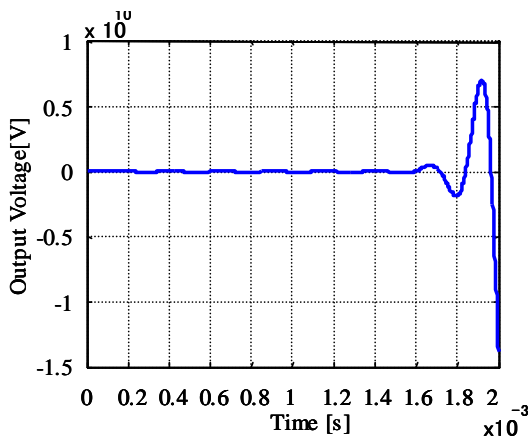


(a) 出力電圧波形

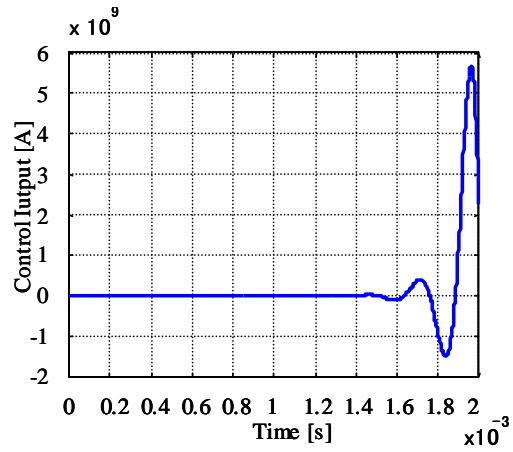


(b) 入力電圧波形

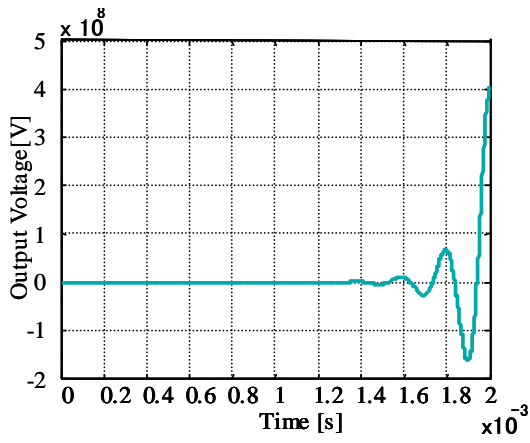
図 4.3.4 DIMC type1 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗負荷時)



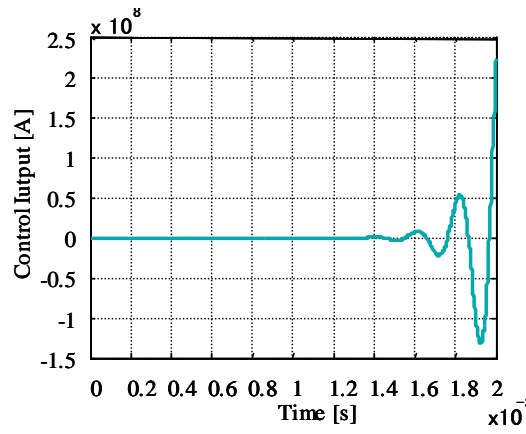
(a) 出力電圧波形(モデル：無負荷時)



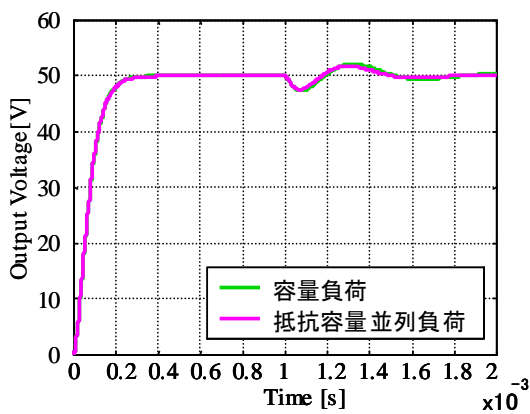
(b) 入力電圧波形(モデル：無負荷時)



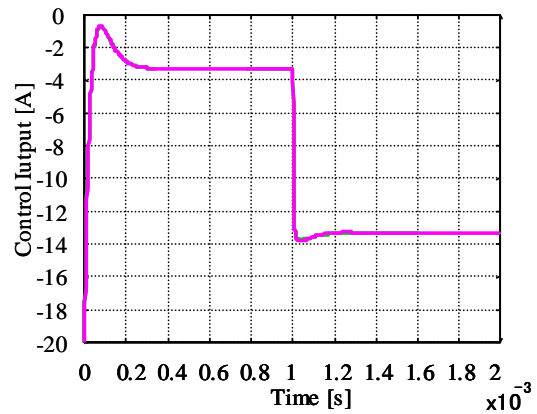
(c) 出力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)



(d) 入力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)

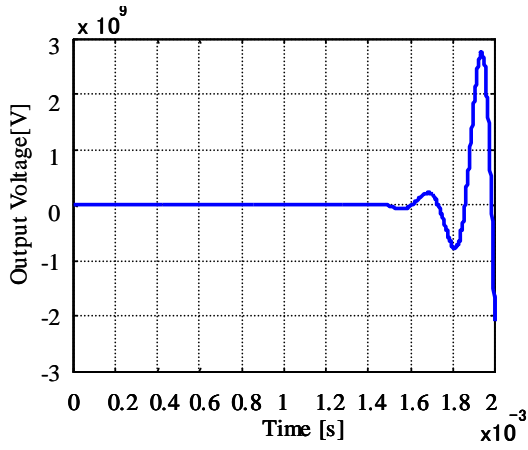


(e) 出力電圧波形

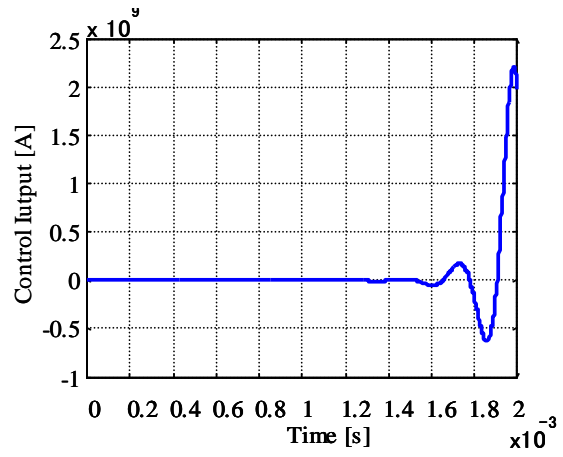


(f) 入力電圧波形

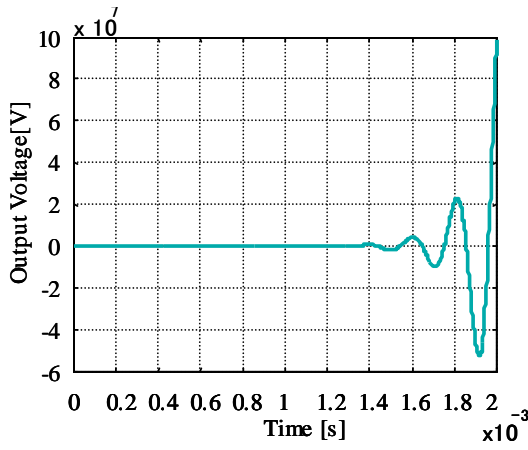
図 4.3.5 DIMC type1 のシミュレーション結果(制御対象：容量負荷時)



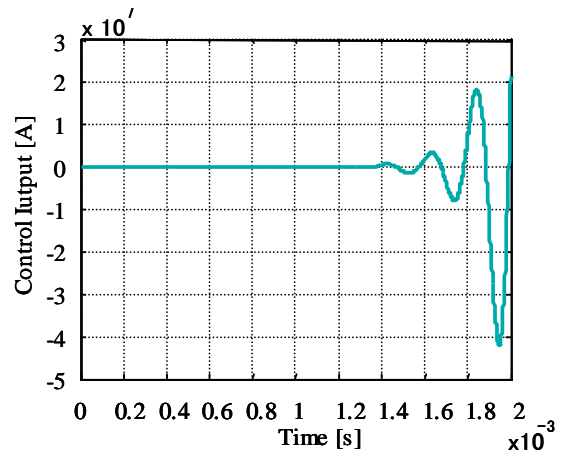
(a) 出力電圧波形(モデル：無負荷時)



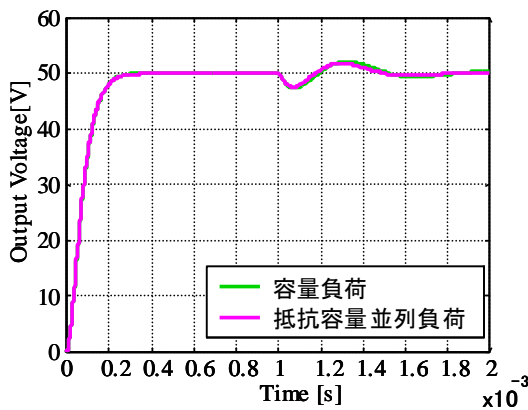
(b) 入力電圧波形(モデル：無負荷時)



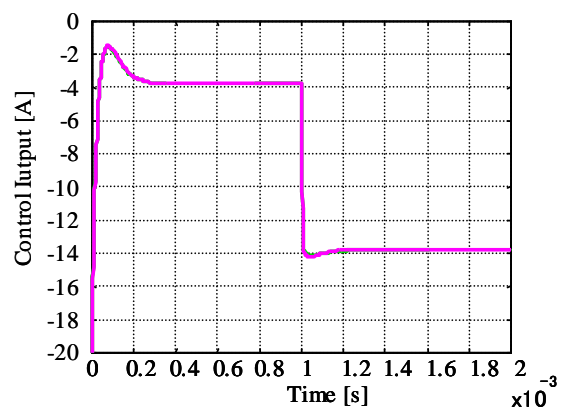
(c) 出力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)



(d) 入力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)

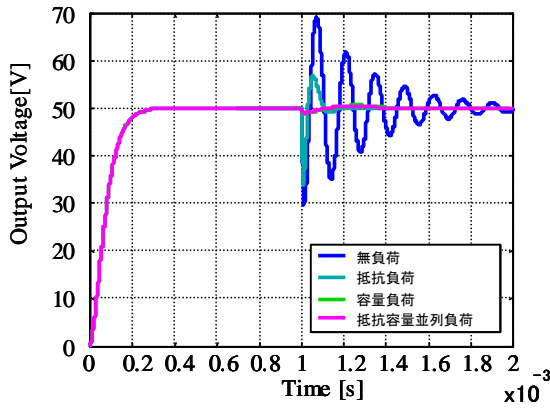


(e) 出力電圧波形

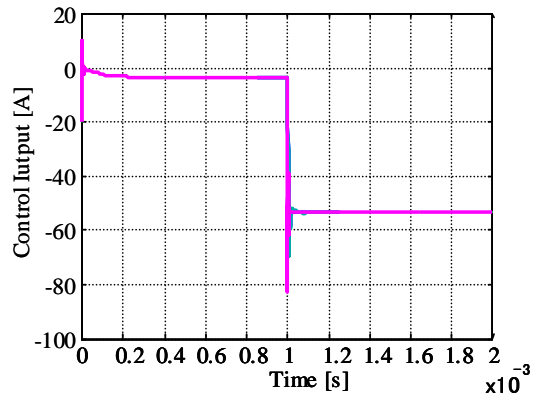


(f) 入力電圧波形

図 4.3.6 DIMC type1 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗容量並列負荷時)

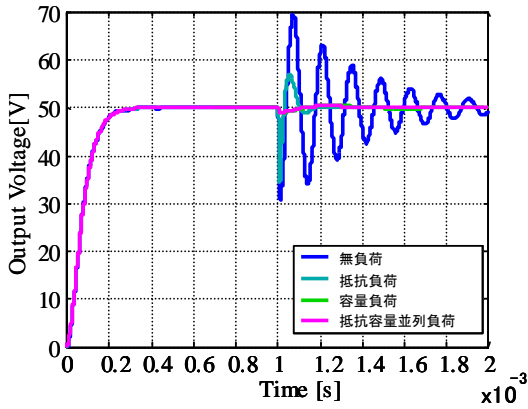


(a) 出力電圧波形

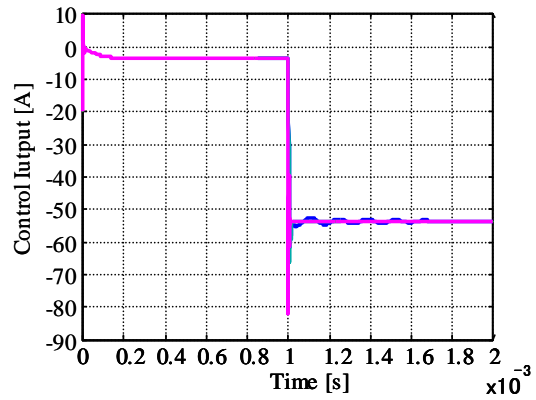


(b) 入力電圧波形

図 4.3.7 DIMC type2 のシミュレーション結果(制御対象：無負荷時)

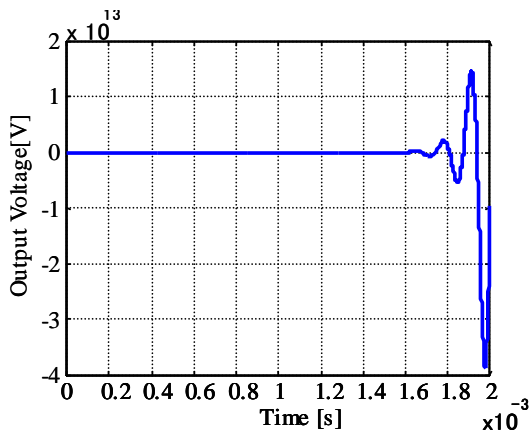


(a) 出力電圧波形

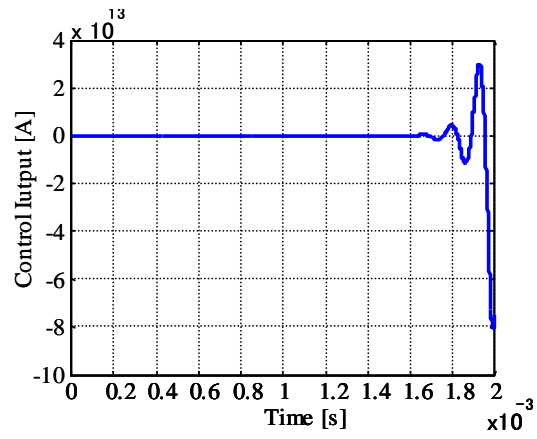


(b) 入力電圧波形

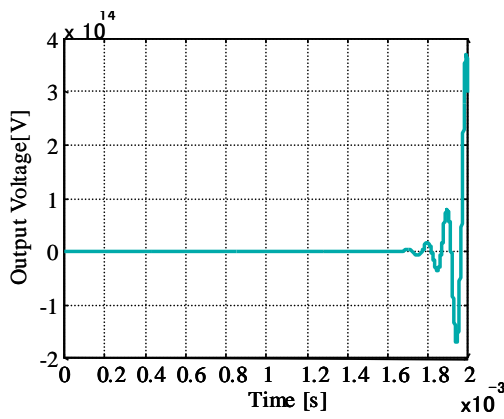
図 4.3.8 DIMC type2 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗負荷時)



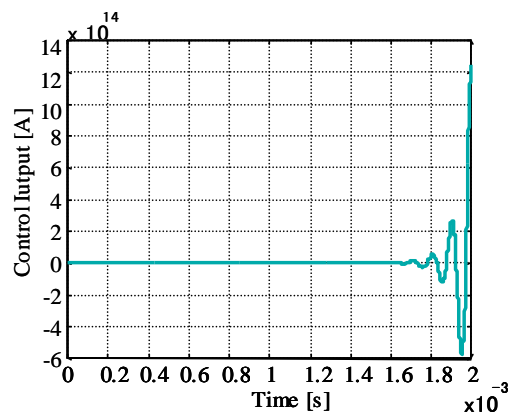
(a) 出力電圧波形(モデル：無負荷時)



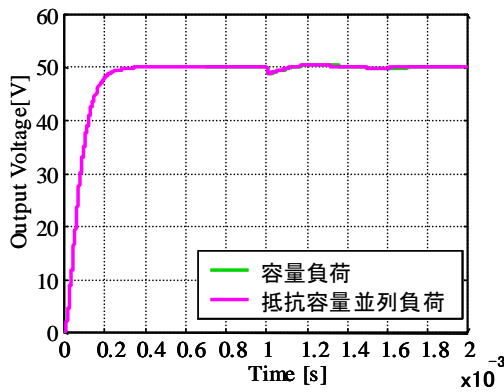
(b) 入力電圧波形(モデル：無負荷時)



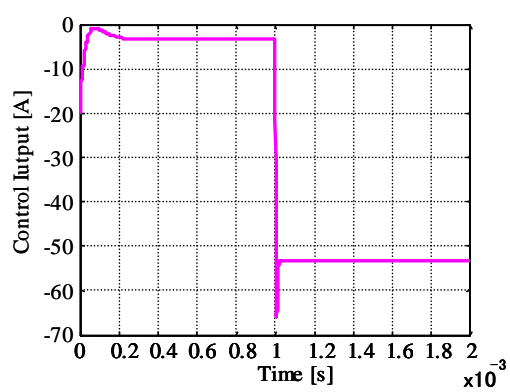
(c) 出力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)



(d) 入力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)

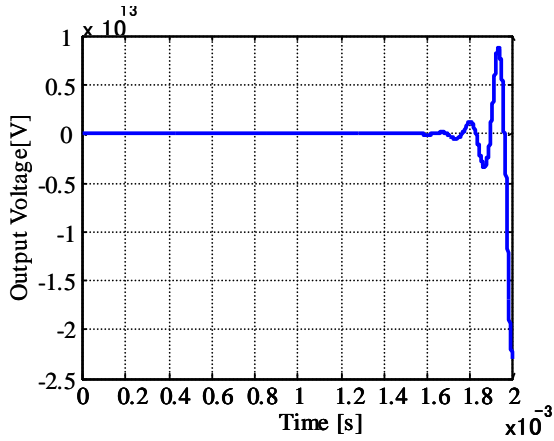


(e) 出力電圧波形

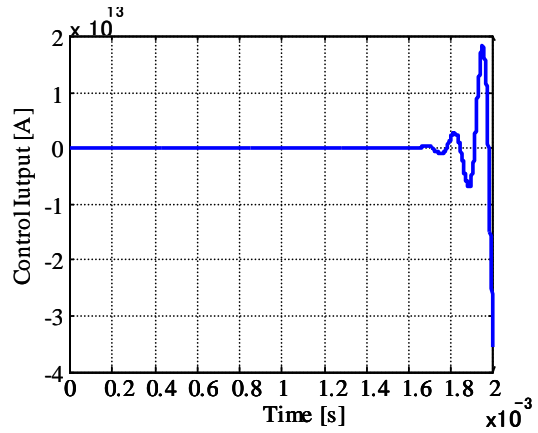


(f) 入力電圧波形

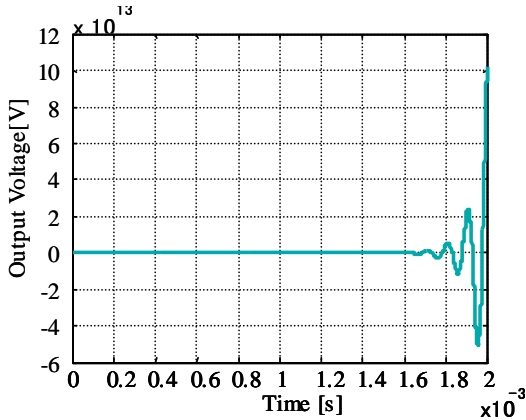
図 4.3.9 DIMC type2 のシミュレーション結果(制御対象：容量負荷時)



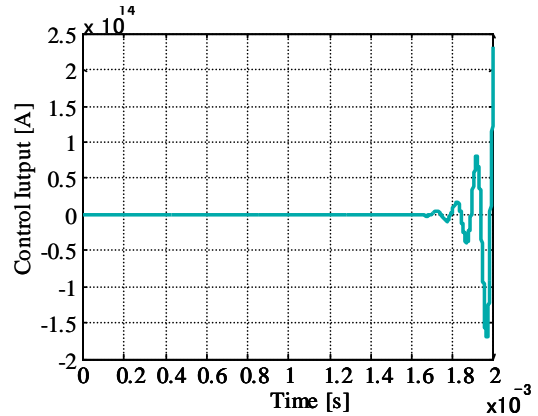
(a) 出力電圧波形(モデル：無負荷時)



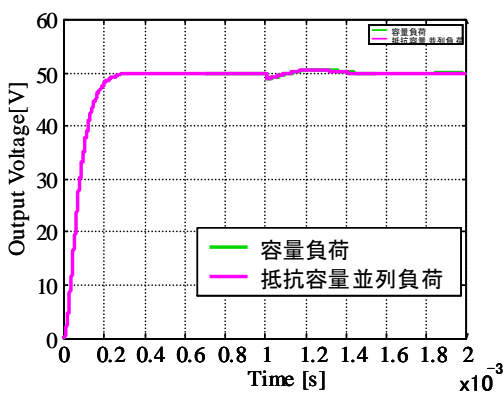
(b) 入力電圧波形(モデル：無負荷時)



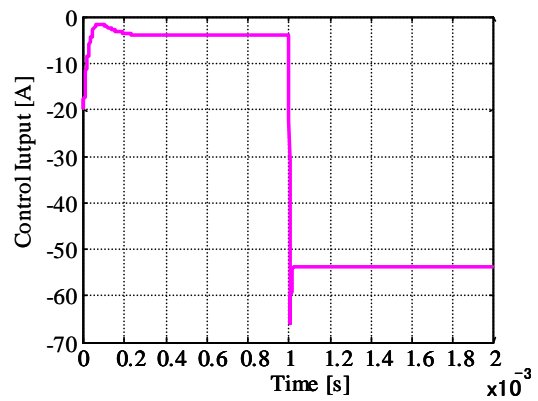
(c) 出力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)



(d) 入力電圧波形(モデル：抵抗負荷時)



(e) 出力電圧波形



(f) 入力電圧波形

図 4.3.10 DIMC type2 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗容量並列負荷時)

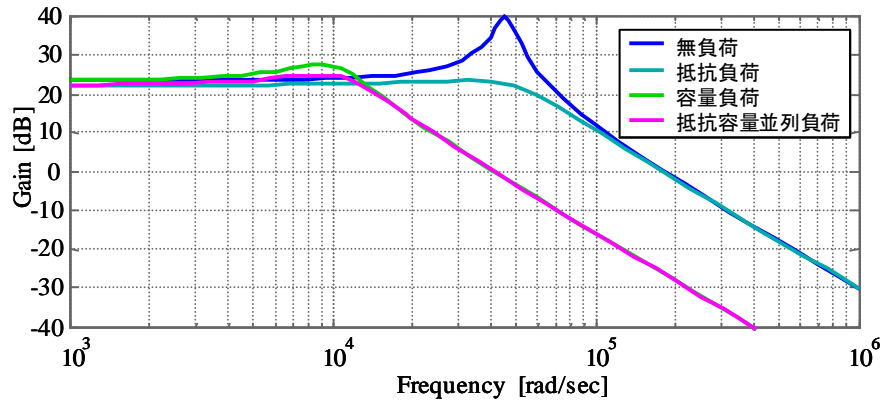


図 4.3.11 制御対象の周波数特性

DIMC に状態フィードバック制御の導入

状態フィードバック制御⁽¹³⁾とは、制御対象が可制御なら極の位置を任意に指定することができ、元のシステムが不安定であっても安定化し、かつ収束の特性を決めることができるといったものである。極配置をする際に注意すべき事として、指定する極は必ず負でなければならない。また指定する極の位置の目安としては、極の位置は速応性に関係しており、より小さい（絶対値が大きい）値をもつほど高い収束性が得られる。しかしその反面として、ある状態変数に対して振れ幅が増大してしまう欠点や、必要とする操作量が大きくなってしまふなどの問題がある。

可制御なシステム

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), x(t_0) = x_0 \quad (4.3.7)$$

に対して図 4.1.2.10 に示されるように、すべての状態を直接検出することができ、制御入力は

$$u(t) = -F_{sf}x(t) \quad (4.3.8)$$

とできるものとする。ここで、 A 、 B はそれぞれ制御対象のシステム行列と入力行列で、 F_{sf} は状態フィードバックゲイン行列を表す。このとき、閉ループ系は

$$\dot{x}(t) = (A - BF_{sf})x(t) \quad (4.3.9)$$

となる。閉ループ系は $(A - BF_{sf})$ の固有値によりその解の振る舞いが決まり、安定であれば状態 $x(t)$ を漸近的に原点に持っていくことができる。また、システムが可安定の場合にはシステムの可制御なモードに対応する極を任意に設定でき、システム全体を安定化することができる。

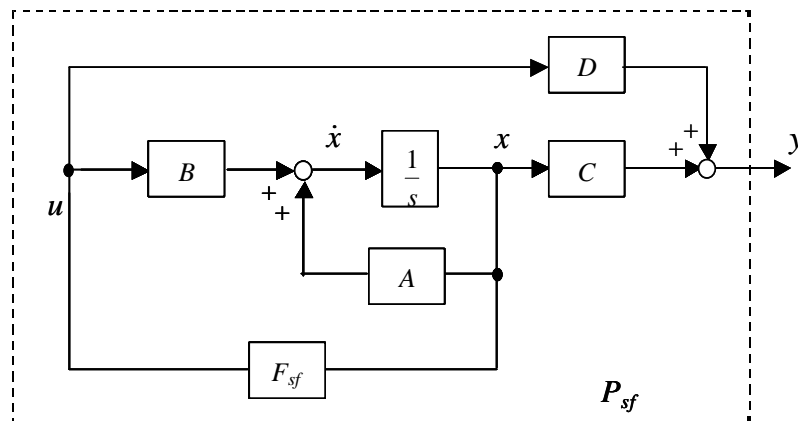


図 4.3.12 状態フィードバック制御系のブロック図

次にフィードバックゲイン F_{sf} の設計法について述べる。閉ループ系の固有値を対角成分を持つ対角行列 $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 \lambda_2 \cdots \lambda_n]$ 、固有値ベクトルからなる行列 $X = [v_1 v_2 \cdots v_n]$ の関係から次式が

$$\text{成り立ち、} (A - BF_{sf})X = X\Lambda \quad (4.3.10)$$

X の逆行列が存在すれば、

$$-BF_{sf} = X\Lambda X^{-1} - A \quad (4.3.11)$$

となる。 B を QR 分解して、

$$B = [U_0, U_1] \begin{bmatrix} Z \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.3.12)$$

とすれば、

$$\begin{aligned} -ZF_{sf} &= U_0^T (X\Lambda X^{-1} - A) \\ 0 &= U_1^T (X\Lambda X^{-1} - A) \end{aligned}$$

すなわち、 $\mathcal{R}\{X\Lambda X^{-1} - A\} \subset \mathcal{R}\{B\} \equiv \mathcal{R}\{U_0\}$ のとき、 F_{sf} が存在する。

$$F_{sf} = -Z^{-1}U_0(X\Lambda X^{-1} - A) \quad (4.3.13)$$

$\mathcal{R}\{X\Lambda X^{-1} - A\}$ は $N\{B\} \equiv \mathcal{N}\{U_1\}$ に直行する。ここで、 $\mathcal{R}\{\cdot\}$ は値域、 $\mathcal{N}\{\cdot\}$ は零空間を表す。

今回の制御対象においては、極の位置を制御帯域 $2\pi \times 2 \times 10^3$ rad/sec の整数倍とした。その結果、適切な極の位置は $-2\pi \times 2 \times 10^3 \times 11$ の重根と判断し、極配置を行なった。このとき図 4.3.5、図 4.3.6、図 4.3.9、図 4.3.10 の結果からノミナルモデルの選定に無負荷、抵抗負荷を用いると出力応答は発散してしまうので、モデルに容量負荷または抵抗容量並列負荷を用いた。ここで、制御対象の一般化を考慮し、モデルには抵抗容量並列負荷を用いることにする。このモデルを用いて状態フィードバック制御を適用したときの制御対象の周波数特性を図 4.3.13 に示す。同図からわかるように、状態フィードバック制御を適用したことにより共振特性を改善することができたことを確認できる。また、極配置を行なった後の制御対象 P_{sf} の伝達関数は下式のようになる。

$$P_{sf} = \frac{-1.582 \times 10^9}{(s + 12560 \times 11)^2} \quad (4.3.14)$$

上式をコントローラのノミナルモデルとし、制御対象を無負荷時、抵抗負荷時、容量負荷時、抵抗容量並列負荷時と変化させたときのシミュレーション結果を図 4.1.14、図 4.1.15 に示した。状態フィードバック制御を導入することにより、外乱応答の振動特性を補償することができ、ドロップ量も小さくすることができた。さらに外乱からの復帰も早くなった。

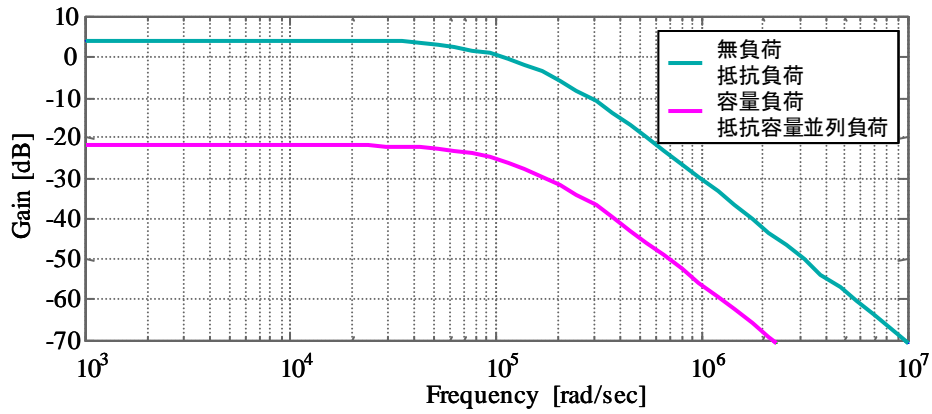


図 4.3.13 状態フィードバック付き制御対象の周波数特性

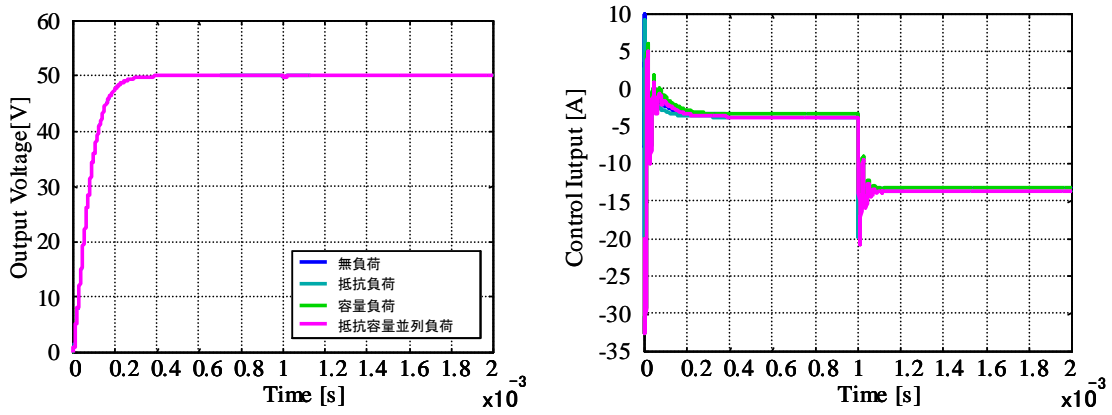


図 4.3.14 DIMC type1 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗容量並列負荷時)

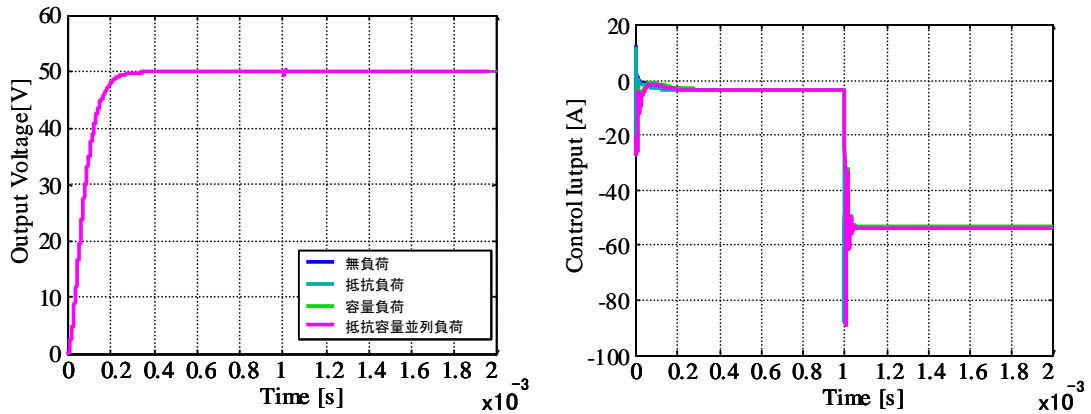


図 4.3.15 DIMC type2 のシミュレーション結果(制御対象：抵抗容量並列負荷時)

第5章 まとめ

最後に本論文のまとめを記す。本論文では、制御対象の逆特性を利用したオープンプール駆動ベースで構成され、モデル化誤差と外乱に対してのみフィードバック補償を行うことを特徴とする制御系を提案し、制御器に含まれる制御対象のノミナルモデルに適応機構を導入することで制御対象の不確かさに対する補償を行い、シミュレーションおよび実験結果によりその有効性を検証した。

まず第2章で、提案手法である外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系のコントローラ設計法を説明し、第3章では制御器に含まれるノミナルモデルへの適応機構の導入法を述べ、第4章では提案手法の有効性を示すために制御対象を非共振型アクチュエータ駆動精密ステージ、自動車エンジンの可変バルブリフト機構、デジタル制御電源に適用させて検証を行った。

この適用結果を考察すると、非共振型アクチュエータ駆動精密ステージでは、提案手法を導入しても微小速度領域で負勾配特性に起因したスティックスリップ現象により、目標値近傍での追従が困難になってしまった。そこで提案手法に bang-bang 制御を導入することにより、センサ分解能内への整定に DIMC type1 では 0.1265 s、DIMC type2 では 0.065 s と大幅に改善した。さらに、bang-bang 制御に切り換わる際、制御器の内部状態をリセットさせることでセンサ分解能内への整定に DIMC type1 では 0.103s と約 18.6%の向上させ、DIMC type2 では 0.0375 s と約 42.3%の向上となった。さらにステップ指令に対する応答波形でオーバーシュートが発生していたが、適応機構を導入することでオーバーシュート量を 1.6%まで低減することができた。また、制御系のロバスト性を証明するためにモデル化誤差に対してはコントローラに含まれるノミナルモデルの極およびゲインを 30%増減させ、制御対象の不確かさに対してはステージ重量を変化させた。DIMC type1 では大幅なオーバーシュートの低減を行うことができたが、DIMC type2 ではそれほどの改善は見られなかった。したがって DIMC type1 は適応機構を導入することでオーバーシュートの改善に対する寄与は大きい、DIMC type2 は適応機構を導入してもオーバーシュートの改善に対する寄与は小さい。

自動車エンジンの可変バルブリフト機構では、IMC-PID におけるセンサ分解能内への整定は 0.0545 s かかるのに対し、DIMC type1 および DIMC type2 において、0.022 s かかり、約 60%向上できた。しかし、制御入力に着目したとき、入力飽和を含んでいるために入力飽和に対する Anti-Wndup(AW)対策の必要性があった。そこで Goodwin の AW 法を導入することでセンサ分解能内への整定に DIMC type1 では 0.026 s となり AW なしのとときと比較して 63.9%の向上となった。DIMC type2 ではセンサ分解能内への整定に 0.026 s かかり、AW なしのとときと比較して 35%の向上となった。さらに、適応機構を導入することで整定時間およびオーバーシュートを改善することができた。これは更新したモデルは外乱項を含めて同定されたためである。

デジタル制御電源では、ノミナルプラントに無負荷、抵抗負荷を用いた場合、出力は発振してしまう。これは制御対象の無負荷時および抵抗負荷時では 4.5×10^4 rad/sec、容量負荷時および抵抗容量並列負荷時では 9.0×10^3 rad/sec 付近で共振特性を持つからである。そこで制御対象の共振特性を改善するために状態フィードバックの極配置を行った。このときノミナルプラントを抵抗容量並列付加時とすることで全ての負荷時においてオーバーシュート・外乱のドロップ量・外乱からの復帰時間を改善させた。

今後の課題、進展として、適応機構によって推定した制御対象の同定パラメータの改善として遺伝的アルゴリズムのような学習アルゴリズムの導入が望ましい。また、本論文で適用させた制御対象には無駄時間要素を含んでいなかったため、今後はそのようなシステムへの適用を検討する。さらに、非共振型アクチュエータ駆動精密ステージ、自動車エンジンの可変バルブリフト機構のシミュレーション結果から DIMC に適応機構を導入することで制御対象のロバスト性に対する補償を行うことができたので、デジタル制御電源へ DIMC の適応化を行い、それらの結果を反映させて実機での実装によりその有効性の検証を行う。また、デジタル制御電源では、高速追従・高精度化を主体とするため、高速追従用コントローラと高精度追従用コントローラの切り換え制御の導入が望ましい。

謝辞

最後に本論文をまとめるにあたり、様々な方々にお世話になったことに対してこの場を借りて感謝いたします。

まず本研究を行うにあたり、多大なるご指導をいただきました橋本誠司准教授に厚く御礼を申し上げます。また、ご指導、ご協力いただきました石川赴夫教授、松波道夫技官に深く感謝いたします。数々の有益なご助言、援助していただき、ならびに実験機材の提供をいただきました熊本テクノロジーの小阪光二氏に謝意を表します。

そして副査としてご指導いただきました石川赴夫教授、小林春夫教授に深く感謝します。

最後に数々の有益な助言、的確なアドバイスをいただき共に協力して過ごした橋本研究室の皆様にも心から感謝申し上げます。

参考文献

- [1] K. Sato, M. Furuya, and T. Shinshi, H. Tachikawa, Z. Abidin, and A. Shimokohbe: “Performance Evaluation of Leadscrew Positioning System with Five Kinds of Control Method (1st Report) -Basic Positioning Performance and Effect of the Coulomb Friction Force on Positioning Performance-” , Journal of the Japan Society of Precision Engineering, Vol. 63, No. 11, pp.1614–1619 (1997) (in Japanese)
佐藤 海二, 古屋 学, 進士 忠彦, 太刀川 博之, ザイナル アビディン, 下河辺 明:「各種制御法を用いた送りねじ位置決め系の性能評価(第1報)」, 精密工学会誌, Vol. 63, No. 11, pp.1614–1619 (1997)
- [2] K. Sato, M. Furuya, and T. Shinshi, H. Tachikawa, S. Okabe, and A. Shimokohbe: “Performance Evaluation of Leadscrew Positioning System with Five Kinds of Control Method (2nd Report) - Effect of the Input Step Height and the Table Mass Changes and the Constant Disturbance Force on Positioning Performance-” , Journal of the Japan Society of Precision Engineering, Vol. 63, No. 12, pp.1759–1763 (1997) (in Japanese)
佐藤 海二, 古屋 学, 進士 忠彦, 太刀川 博之, 岡部 信次, 下河辺 明:「各種制御法を用いた送りねじ位置決め系の性能評価(第2報)」, 精密工学会誌, Vol. 63, No. 12, pp.1759–1763 (1997)
- [3] M. Iwasaki, Y. Maeda, M. Kawafuku, and H. Hirai: “Improvement of Precise Positioning Performance by Modeling and Compensation for Nonlinear Friction” , T. IEE Japan, Vol. 126–D, No. 6, pp.732–740 (2006–6) (in Japanese)
岩崎 誠, 前田 佳弘, 川福 基弘, 平井 洋武:「非線形摩擦のモデル化と摩擦補償による位置決め制御系の高精度化」, 電学論 D, 126, 6, pp.732–740 (2006–6)
- [4] M. Morari, and E. Zafiriou: “Robust Process Control,” , Prentice - Hall International, Inc.(1989)
- [5] 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)
- [6] Graham C.Goodwin : CONTROL SYSTEM DESIGN、Prentice Hall (2000)
- [7] T. R. Fortescue, L. S. Kershenbaum and B. E. Ydstie, “Implementation of Self-tuning Regulators with Variable Forgetting Factors” , Automatica, Vol.17, No.6, pp.831-835, 1981
- [8] International Technology Roadmap for semiconductors, Lithography 2004
- [9] Y. Egashira, et al.: “Sub-Nanometer Resolution Ultrasonic Motor for 300 mm Wafer Lithography Precision Stage” , Jpn. J. Appl. Phys.,Vol.41, No.9, pp.5858-5863 2002-9
- [10] 大石卓也『非共振型超音波モータ駆動精密ステージの同定法と連続軌跡制御法に関する研究』平成16年度群馬大学院修士論文 (2005)

- [11]是田、沖友、津田、竹内、江川『バンバン制御による工作機械送りの高精度化に関する研究』精密工学会誌, vol.60,No.3,pp.427-431,2000
- [12]橋本 誠司、大石 潔、小坂 光二、石川 赴夫、久保田 弘、大見 忠弘『非共振型超音波アクチュエータ駆動精密ステージの位置決め制御における摩擦補償法』電気学会論文誌（産業応用部門誌）、Vol. 126 (2006)、No. 6、pp.719-725
- [13]Paolo Venini : Robust control of uncertain structures, Computers & Structures Vol.67 pp.165-174 (1999)
- [14]樋口、中野、荒木、茅野：電圧フィードバックのみを用いた近似的2自由度デジタル積分形制御によるロバストPWM電力増幅器の設計、電子情報通信学会論文誌 C Vol.J85-C, No.10, pp.906-916 (2002)
- [15] 樋口、中野、荒木、茅野：バンプレスモード切換形近似的2自由度デジタル積分形制御器によるPWM電力増幅器のロバスト制御、電子情報通信学会論文誌 C Vol.J87-C, No.1, pp.148-159 (2004)
- [16] L. Ljung, System Identification -Theory for the User (2nd edition), Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ: 1999
- [17] O. J. Smith, "A Controller to overcome dead time," ISA Journal, vol.6, no.2, 1959, pp.28-33
- [18]Y. Egashira et al., "Sub-Nanometer Resolution Ultrasonic Motor for 300 mm Wafer Lithography Precision Stage," Jpn. J. Appl. Phys., vol.41, no.9, 2002, pp.5858-5863
- [19]橋本 誠司、大石 潔、小坂 光二、石川 赴夫、久保田 弘、大見 忠弘『スティックスリッパ補償と連続軌跡追従制御に基づく超音波アクチュエータ駆動精密ステージの一制御法』電気学会論文誌 D（産業応用部門誌）、Vol. 125 (2005)、No. 6、pp.582-589
- [20]橋本 誠司、大石 潔、小坂 光二、石川 赴夫、久保田 弘、大見 忠弘『非共振型超音波アクチュエータによる精密ステージ制御法』(2005)
- [21] Seiji Hashimoto, Kiyoshi Ohishi, Koji Kosaka, Takeo Ishikawa, Hiroshi Kubota, Tadahiro Ohmi『VARIABLE FREQUENCY CONTROL FOR SPIDER-DRIVEN ULTRA-PRECISION STAGES』(2005)
- [22]近藤智文『自動車エンジンの無段階バルブリフト制御法』平成17年度群馬大学卒業論文(2007)
- [23]岡田裕太『スイッチング電源のロバストデジタル制御法に関する基礎研究』平成17年度群馬大学卒業論文(2007) [18]樋口龍雄『自動制御理論』森北出版株式会社(1989)
- [24]美田勉、小郷寛『システム制御理論入門』実教出版株式会社(1979)
- [25]野波健蔵、西村秀和『MATLABによる制御理論の基礎』東京電機大学出版局(1998)
- [26]野波健蔵、西村秀和、平田光男『MATLABによる制御系設計』東京電機大学出版局(1998)
- [27]足立修一：MATLABによる制御のためのシステム同定、東京電機大学出版局(1996)
- [28]井村順一、吉川恒夫『現代制御理論』株式会社昭晃堂(1994)
- [29]市川邦彦『安定化制御からH_∞制御へ』槇書店(2003)

[30]萩原朋道『デジタル制御入門』コロナ社(1999)

[31]大日方五郎『制御システム設計：コントローラの低次元化/システム制御情報学会編』朝倉書店(1999)

[32]林晴比古『新訂新 C 言語入門』ソフトバンク クリエイティブ株式会社(2004)

発表文献

[1]木暮 雅之、橋本 誠司、石川 赴夫：内部モデル制御に基づく高応答・高精度制御手法
産業計測制御研究会、電気学会研究会資料、IIC-06-120、pp31-36 (2006)

[2] Masayuki Kigure、 Seiji Hashimoto、 Takeo Ishikawa 『Disturbance ObserverBased Internal Model Control With An Adaptive Mechanism for Linear Actuators』, SICE Annual Conference 2007, pp.1305-1310, 2007