



Title	データ駆動による量子化器のパラメータ設計の省力化と低帯域制御への応用
Author(s)	吉田, 侑史
Citation	大阪大学, 2025, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.18910/103213">https://doi.org/10.18910/103213</a>
rights	
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

データ駆動による量子化器の  
パラメータ設計の省力化と  
低帯域制御への応用

吉田 侑史

2025 年 7 月

大阪大学大学院工学研究科



# Contents

第一章 緒言 .....	1
1.1 製造設備の自動化と相互接続の現状と課題 .....	2
1.2 本論文での取り組み .....	3
1.3 本論文の構成 .....	3
第二章 主な量子化手法と自動化における利点 .....	5
2.1 主な量子化手法 .....	5
2.1.1 サンプリングと量子化 .....	5
2.1.2 静的量子化器 .....	6
2.1.3 ディザ量子化 .....	8
2.1.4 $\Delta\Sigma$ 変調器 .....	9
2.1.5 フィードバック変調器 .....	10
2.2 信号を量子化することによる産業上の利点 .....	12
第三章 データ駆動型フィードバック変調器による非線形補償 .....	15
3.1 はじめに .....	15
3.2 問題設定 .....	17
3.2.1 対象システム .....	17
3.2.2 データ駆動型フィードバック変調器 .....	18
3.2.3 設計目標 .....	20
3.2.4 データ駆動型フィードバック変調器のパラメータ調整法 ..	21
3.2.4.1 設計全体の流れ .....	21
3.2.4.2 本稿における各 Step での適用手法 .....	23
3.3 数値シミュレーション .....	25
3.3.1 数値設定 .....	25
3.3.2 非線形補償の効果 .....	26
3.3.3 パラメータ変動に対する頑健性 .....	28
3.4 おわりに .....	30
第四章 モデル化困難な要素を有するモータ制御系への適用による動的量子化 器のデータ駆動型設計の実機検証 .....	31
4.1 はじめに .....	31
4.2 最適動的量子化器と D4Q .....	33
4.2.1 D4Q .....	35



4.2.2 D4Q の構築手順 .....	37
4.3 実機実験 .....	38
4.3.1 実験装置の概要 .....	38
4.3.2 連続値入力に対する応答 .....	39
4.3.3 D4Q の適用 .....	40
4.3.3.1 データ駆動設計のための入出力データの取得 .....	40
4.3.3.2 D4Q 構成とその適用 .....	40
4.4 他手法との比較 .....	45
4.4.1 最適動的量子化器 .....	45
4.4.2 $\Delta\Sigma$ 変調器 .....	45
4.4.3 ディザ量子化 .....	46
4.4.4 比較結果 .....	47
4.4.5 考察 .....	49
4.4.6 未知入力信号に対する D4Q の応答 .....	50
4.5 結言 .....	51
<b>第五章 結言 .....</b>	<b>53</b>
5.1 本論文のまとめ .....	53
5.2 今後の展望 .....	54
5.2.1 本論文での実験装置 .....	55
5.2.2 今後の展開先の実験装置 .....	55
<b>Bibliography .....</b>	<b>61</b>

## List of Figures

Figure 2.1	Mid-tred quantizer .....	7
Figure 2.2	Example of Mid-tred quantizer .....	7
Figure 2.3	Mid-rise quantizer .....	8
Figure 2.4	Example of Mid-rise quantizer .....	8
Figure 2.5	Example of dither quantizer .....	9
Figure 2.6	$\Delta\Sigma$ modulator (n-stage) .....	9
Figure 2.7	$\Delta\Sigma$ modulator(1st order) .....	10
Figure 2.8	$\Delta\Sigma$ modulator(2nd order) .....	10
Figure 2.9	Output Example of $\Delta\Sigma$ Modulator (1st order) .....	10
Figure 2.10	Output Example of $\Delta\Sigma$ Modulator (2nd order) .....	10
Figure 2.11	Structure of Feedback Modulator .....	12
Figure 2.12	Output Example of Feedback Modulator .....	12
Figure 2.13	Overview and Circuit of Solenoid Valve .....	13
Figure 2.14	Overview and Circuit of Servo Valve .....	13
Figure 3.1	Conceptual Image of DDFBM Application .....	17
Figure 3.2	Structure of the System .....	18
Figure 3.3	Feedback Modulator with Nonlinearity Compansation (NCFBM) as well as its Data-Driven extension (DDFBM) .....	19
Figure 3.4	Reference System .....	21
Figure 3.5	Estimation of Non-Linear Signal .....	22
Figure 3.6	Response of Target System .....	26
Figure 3.7	Error between Reference and target System .....	26
Figure 3.8	Response of Target System (case: Friction +50%) .....	28
Figure 3.9	Error between Reference and target System (case: Friction +50%) .....	28
Figure 4.1	Discrete-input system (target) .....	35
Figure 4.2	Continuous-input system (reference) .....	35
Figure 4.3	Target system with noise-shaping filter .....	35
Figure 4.4	Experimental system .....	38
Figure 4.5	Block diagram of experimental system .....	39

Figure 4.6	Continuous input (desired angle) and output angle .....	40
Figure 4.7	Discretized input and output with static quantizer .....	40
Figure 4.8	Discretized input and output with D4Q(1st order) .....	43
Figure 4.9	Discretized input and output with D4Q(2nd order) .....	44
Figure 4.10	Discretized input and output with ODQ .....	45
Figure 4.11	Discretized input and output with $\Delta\Sigma$ modulator(1st order) . .	46
Figure 4.12	Discretized input and output with $\Delta\Sigma$ modulator(2nd order) .	46
Figure 4.13	Discretized input and output with dither .....	48
Figure 4.14	Output error in discrete-input systems compared to the continuous-input system (1st order case) .....	48
Figure 4.15	Output error in discrete-input systems compared to the continuous-input system (2nd order case) .....	48
Figure 4.16	Discretized input and output with D4Q (for complex sinusoids) .....	50
Figure 5.1	Experimental System of Section 4 .....	55
Figure 5.2	Experimental System of Hydraulic .....	56

## List of Tables

Table. 3.1 Simulation Parameter: $I_m, D_m, K_m$ and $F_*$ are $P_{\text{model}}$ Parameters. $I_r, D_r, K_r$ are Reference Model Parameters. ....	26
Table. 3.2 Target Parameter of Bayes Optimization and Optimization Hyper Parameter .....	26
Table. 4.1 Residual sum of squares(RSS) and maximum absolute error(MAE) in discrete-input systems compared to the continuous-input system .....	48

# Acknowledgement

本研究を遂行するにあたり、活発な議論やご指導をいただきました、石川将人教授および南裕樹教授（現兵庫県立大）に多大なる感謝を申し上げます。石川教授には、社会人博士課程に進みたいと希望した際に快く受け入れていただき、研究がなかなか進まないときでも見守っていただきました。時間がかかりながらも本論文を執筆できたのは石川教授の支えがあったからに他なりません。南教授には研究においては活発に議論いただくとともに、研究者としての多種多様な活動について時折雑談のようにお話いただき、刺激をいただきました。

また、石川研究室（旧石川・南研究室）の方々に感謝申し上げます。増田助教はいつ研究室に行っても常におられ、他愛ない話をたくさんしていただきました。社会人博士として在籍している中でも疎外感が少なくいることができたのは増田助教がおられたからだと思います。研究室の学生の皆様には変に距離をおかずに研究室の一員として接していただき、過ごしやすく活動できました。感謝申し上げます。

加えて、現所属であるコマツみらい建機協働研究所の皆様には業務と並行して本論文の執筆ができるように多大なる配慮をいただきました。私が遅筆のためなかなか論文が完成せず、さまざまなご迷惑やご心配をおかけいたしました。論文を完遂できたのは本研究所の皆様のご理解があつての賜物だと思います。ここに多大なる感謝を申し上げます。

さらに、博士課程進学において資金面、生活面で多大なるサポートをしてくれた家族に感謝いたします。リビングで論文を書いても気にせず、また夜遅く帰宅してもご飯を用意してくれていたことは非常にありがたかったです。

最後に、博士課程へ進学することを応援してくれ、論文執筆中に家事がおろそかになってても許してくれた、パートナーに最大級の感謝を捧げます。





## 第一章 緒言

社会全体の経済活動から身近な生活におけるまで、いかに少ない労力で生産性を向上させるかは人類が常に取り組んでいるテーマである。前者、特に企業において、省力化と生産性向上はそのまま企業の利益に直結するため、業界業種を問わず取り組まれている。後者の例としては、洗濯機や食洗器などの家電製品により家事にかかる労力を削減することが挙げられる。また、料理をする際の手順など、明確に省力化や生産性向上を意識していないものでも自然と工夫をしていることが多い。

省力化と生産性向上というのを特に重要視し、積極的な取り組みを行っているのが製造業である。現代の製造業においては、省力化のために生産装置の自動化が進んでおり、生産性向上のために生産装置がネットワークで繋がって高度に最適化がなされている。さらに、グローバル化による市場拡大と各国法令規制や、消費者のニーズが多様化していることに伴い、多種の製品を短期間で開発して市場投入することが求められている。そのため、効率化と省力化という傾向は今後ますます進むことが予想され、製品や製造設備に搭載される制御装置とそのソフトウェアも必然的に対応することが迫られる。一方で自動化はそれぞれの装置の調整作業の増大を、ネットワークで繋がる装置の増加は通信量の逼迫を招き、課題となりうる。そこで本論文ではこれらの課題に対して、量子化器の適用と入出力データの活用により解決を図る手法を提案する。初めに、本章においては研究背景である製造業を取り巻く現状と課題について述べる。



## 1.1 製造設備の自動化と相互接続の現状と課題

はじめに述べたように、現代の製造設備は自動化と相互接続が進んでいる。現代においては、半導体技術の進展によりアクチュエータやセンサの一つ一つに至るまで通信機能が搭載されている。これにより、コントローラ等の上位の装置は各アクチュエータやセンサー等の状態（正常やエラー等の情報）も取得することが可能となった。また、通信方式が規格化されていることによりメーカーの垣根を超えて通信ができることも自動化を進めている。自動化が高度になるにつれてネットワークに繋がるアクチュエータやセンサの数は増加し、それに伴い通信量も増加している。そのため、通信量の逼迫も課題となる。

工場自動化において用いられるネットワークとしては、古くは RS-422 や RS-485 などのシリアル通信が用いられてきた。これらは少数の配線で各機器を接続できることから、現代に至るまで広く用いられている。しかしながら通信速度が 10Mbps 程度であり、また接続台数も RS-485 通信で 32 台となり現代の製造設備で用いるには特に接続可能台数の点で適用箇所が限られているものとなる。変わってシェアを伸ばしているのが Ethernet を用いたネットワークであり、Ethernet/IP や EtherCAT などがある [1]。特に EtherCAT はリアルタイム性も意識しており、100 マイクロ秒以下の通信周期と 1 マイクロ秒以下の同期精度を実現している。また通信速度が最大 100Mbps であり、また接続台数も 65535 台と多くの機器を接続することができるため、近年では採用が広がっているものである。

このように通信側の技術も向上が進んでいるが、自動化の進展に伴いセンサやアクチュエータの数は今後も増大し、さらには故障診断等の追加情報も増えることが予想され、通信容量の逼迫は常に課題となっている。通信量が通信容量を超えた場合には、通信周期が長期化することや通信情報の欠落等の影響が生じる。前者においては、想定より通信周期が長くなることで設備間の動作タイミングの同期が取れないこと、後者においては必要な信号を取得できないことにより動作しないことなどの現象が生じる。このことは今日の最適化や効率化が進んでいる生産設備においては生産停止や工場の停止にも繋がり、影響が大きいものとなる。これを回避するためには通信回線を増やすことや、通信量そのものを削減することが重要な対策となる。前者の通信回線を増やすことは効果的な手段であるが、回線の敷設に費用と工数が必要であり、工場によってはその設

備投資負担が重いものである。そこで、本論文では後者の通信量の削減に焦点をあてる。これにより、既存の通信設備をそのまま利用することができる。これを実現するためには、通信量を削減することによる情報の欠落を最小限にする手法の開発が重要な課題となる。

## 1.2 本論文での取り組み

本論文では、アクチュエータ制御において量子化とサンプリング時間の長期化により制御帯域を削減する手法に取り組む。量子化することは信号のbit数を削減することになり、またサンプリング時間を長期化することは通信周期を長くすることになる。そこでこれらを併せることにより、通信帯域の削減が可能となる。

信号を量子化して制御を行う手法として、離散値を出力する制御器を用いる手法と、制御器からの出力は連続値とし、別途量子化を行う手法の二つに大別できる。これらはデジタル制御の枠組みで取り組まれていることが多いが、前者においては制御器を設計する段階で離散値を出力すること前提に設計が行われる[2-5]。一方、後者においては制御器そのものは連続値制御の枠組みで設計を行うことができる。本論文においては、第3章および第4章で述べるように、制御器は既存のものや既に形が決まっているものとして後付けで量子化の機能を付加することを可能とすることも指向するため、後者の手法に着目する。

一般に、量子化とサンプリング周期の長期化は制御性能を悪化させるため、量子化幅およびサンプリング時間はその影響が小さくなるように設計する必要がある。本論文においてはこれらのパラメータを実機の運用データを基に設計する手法を提案する。以降、量子化とサンプリング周期を長期化するものをまとめて量子化器と呼ぶ。

## 1.3 本論文の構成

本論文の構成は下記のとおりである。初めに、第二章において連続信号を離散値信号に変換する量子化手法について代表的なものを紹介する。そしてそれぞれの構造や特徴について述べ、本論文で扱う量子化器やその比較の下準備を行う。

第三章において、量子化器の一つである非線形補償型フィードバック変調器のパラメータを対象の入出力に基づき調整するデータ駆動型フィードバック変

#### 4 1.3 本論文の構成

調器を提案する．この提案手法により，制御器と量子化器を分離して設計できること，およびその調整をデータを用いることで省力化できることを示す．

第四章では，最適動的量子化器を基として入出力データにより量子化器を直接設計するデータ駆動型動的量子化器を提案し，実機実験により提案手法が有効であることを示す．本手法により，制御対象のモデリングを行うことなく対象の特性を反映した動的量子化器の設計を行うことができることを示す．

最後に第五章において，本論文の総括を行う．また，本論文で提案した手法についての今後の展開先について述べる．

## 第二章 主な量子化手法と自動化における利点

量子化器は連続値を離散値に変換する，自動制御において基本的な要素の一つであり，その構造や設計法について様々な提案がなされている．本章では先行研究として主な量子化器について紹介するとともに，産業，特に製造業の自動化における量子化器の役割や恩恵について述べる．

### 2.1 主な量子化手法

#### 2.1.1 サンプリングと量子化

はじめに，本論文で扱うサンプリングと量子化について述べる [6]．サンプリングとは連続時間の信号を離散信号の信号として取得することである．一定時間ごとに信号を取得する場合，その周期をサンプリング周波数  $f_s$  [Hz]，その逆数をサンプリング周期  $T_s$  [s] と呼ぶ．言い換えると，サンプリングは時間方向に離散化することとも言える．

量子化とは信号を空間方向に離散化するものであり，サンプリングされた信号を離散値に変換することである．量子化は必ずしも一定の幅で行うものではないが，本論文では一定の幅  $d$  で量子化を行う一様量子化器を扱う．

このサンプリングと量子化を行うものを量子化器  $Q$  とよび，これにより連続値信号  $u(t)$  は量子化信号  $v[t_s]$  へと変換される．

本章では主な量子化手法について述べる．

## 6 2.1 主な量子化手法

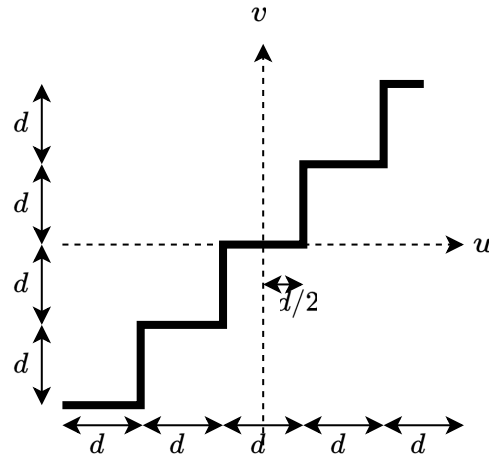


Figure 2.1 Mid-tred quantizer

### 2.1.2 静的量子化器

静的量子化器は最も基本的な量子化器の一つであり，現在の入力 $u[t]$ のみで量子化後の出力が決まるものである．代表的なものとしてミッドトレッド型量子化器(mid-tred quantizer)とミッドライズ型量子化器(mid-riser quantizer)がある．これらは，入力信号 $u$ を量子化幅 $d$ の方向に四捨五入して丸めて離散値信号 $v$ を得るものであり，この操作は下記のように表される [7-9]．

$$v = q(u) \quad (2.1)$$

ここで $u \in \mathbb{R}$ ， $v \in \mathbb{R}$ であり，関数 $q$ は量子化幅 $d$ で丸めるものである．

ミッドトレッド型量子化器の場合，関数 $q()$ は(2.2)式のように表される．

$$q(u) = \left\lceil \frac{u}{d} + \frac{1}{2} \right\rceil \cdot d \quad (2.2)$$

ミッドトレッド型量子化器における $u$ と $q(u)$ の関係を Figure 2.1 に示す．また，正弦波信号 $y = \sin(u(t))$ にサンプリング周期 $T_s = 0.2 \text{ s}$ ，量子化幅 $d = 0.2$ にミッドトレッド型量子化器を適用した場合を Figure 2.2 に示す．青線が連続値信号 $u$ ，赤線が量子化器を通した後の信号 $q(u)$ である．

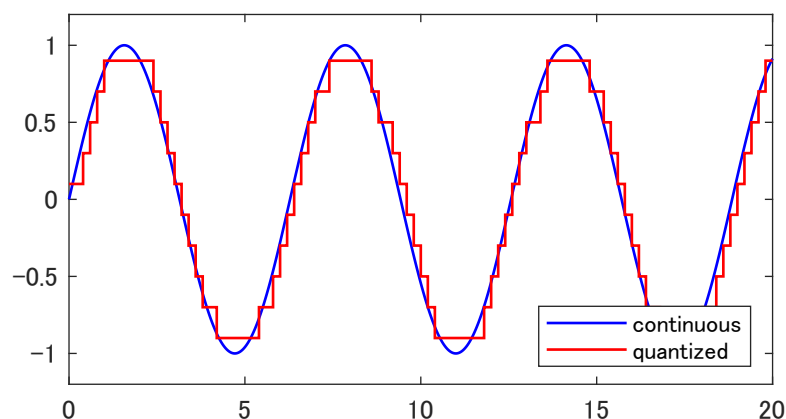


Figure 2.2 Example of Mid-tred quantizer

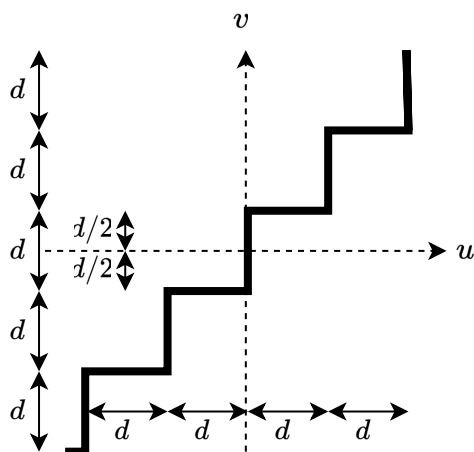


Figure 2.3 Mid-rise quantizer

ミッドライズ型量子化器は，入力 $u$ に量子化幅の半分 $d/2$ を加算したのちにミッドトレッド型量子化器を適用し，その後 $d/2$ 減算することで得ることができる．このとき，関数 $q()$ が(2.3)式のように表される．

$$q(x) = \left\lceil \frac{u}{d} + 1 \right\rceil \cdot d - \frac{d}{2} \quad (2.3)$$

ミッドライズ型量子化器における $u$ と $q(u)$ の関係を Figure 2.3 に示す．また，ミッドトレッド型と同様に正弦波信号にサンプリング周期 $T_s = 0.2$  s，量子化幅 $d = 0.2$ に量子化器を適用した場合を Figure 2.4 に示す．青線が連続値信号 $u$ ，赤線が量子化器を通した後の信号 $q(u)$ である．

## 8 2.1 主な量子化手法

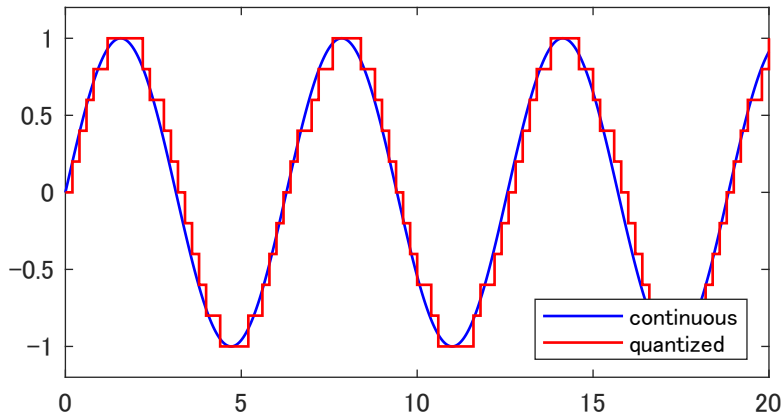


Figure 2.4 Example of Mid-rise quantizer

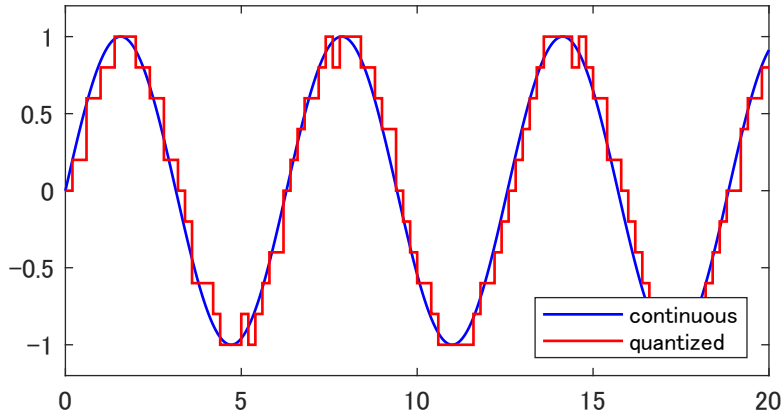


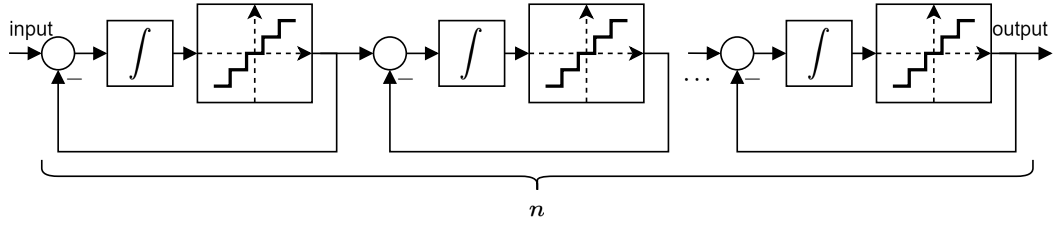
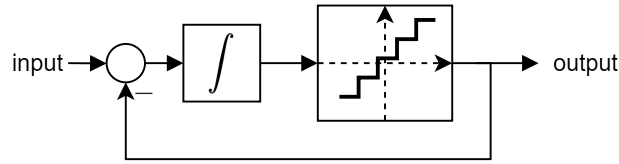
Figure 2.5 Example of dither quantizer

### 2.1.3 ディザ量子化

ディザ量子化器は、信号にディザ信号とよばれる乱数を加えたのちに静的量子化器により量子化する手法である [9]． $u$  にディザ信号としてある分布に従う確率過程  $\eta$  を加え、量子化関数  $q$  を作用させることにより  $v$  が得られる．このときの  $q$  はミッドトレッド型量子化器やミッドライズ型量子化器などが用いられる．

$$v = q(u + \eta) \quad (2.4)$$

ディザ信号として  $[-d/2, d/2]$  の一様分布、量子化器に前節のミッドトレッド型量子化器を用いた場合のディザ量子化による出力を Figure 2.5 に示す．連続信号は正弦波であり、サンプリング周期  $T_s = 0.2$  s、量子化幅  $d = 0.2$  とする．

Figure 2.6  $\Delta\Sigma$  modulator (n-stage)Figure 2.7  $\Delta\Sigma$  modulator(1st order)

#### 2.1.4 $\Delta\Sigma$ 変調器

現在値の入力で出力が決まる静的量子化に対し，過去の入力や出力を用いて量子化後の出力を決めるものを動的量子化器という [10]． $\Delta\Sigma$ 変調器は動的量子化器の1つであり，その構造を Figure 2.6 に示す． $\Delta\Sigma$ 変調器は入力 $u$ と量子化後の出力 $v$ の差分を積分し，その値に対して量子化を行う構造となっている [11–14]．これにより量子化ノイズが高い周波数域に分布するようになり，低周波域において量子化誤差を小さくすることが可能である．

$\Delta\Sigma$ 変調器は任意の数を重ねることが可能である． $n$ 個接続したものを $n$ 段の $\Delta\Sigma$ 変調器と呼ぶ．もっとも基本的な形である1段の $\Delta\Sigma$ 変調器 $Q_{\Delta\Sigma 1st}$ は(2.5)式で表される．

$$Q_{\Delta\Sigma 1st} : \begin{cases} \xi(k+1) = \xi(k) + v(k) - u(k) \\ v(k) = q(-\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (2.5)$$

このときの $\Delta\Sigma$ 変調器をブロックで表すと Figure 2.7 のようになる．



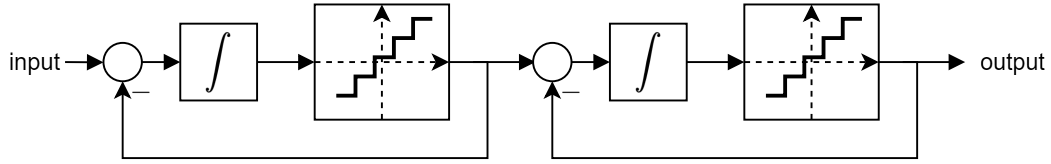


Figure 2.8  $\Delta\Sigma$  modulator(2nd order)

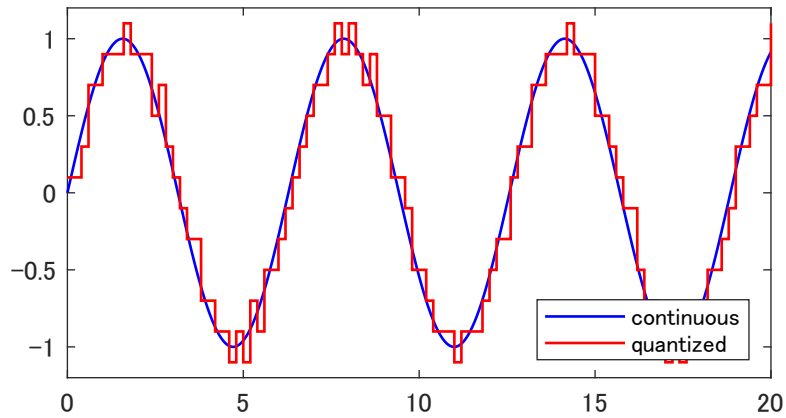


Figure 2.9 Output Example of  $\Delta\Sigma$  Modulator (1st order)

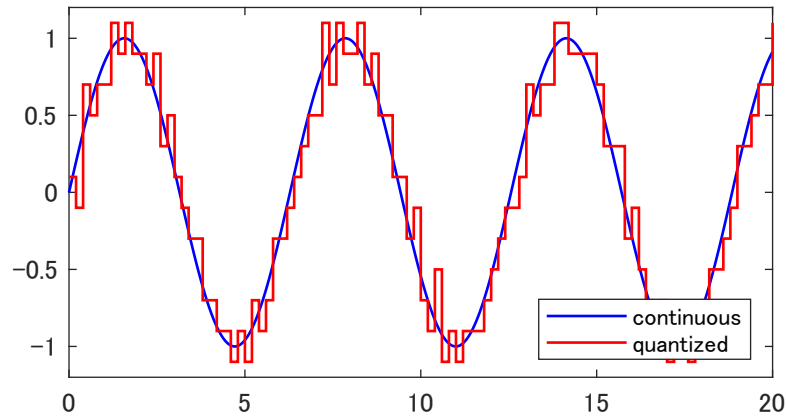
また、2段のときの $\Delta\Sigma$ 変調器は(2.6)式のように表され、ブロック線図は Figure 2.8 のようになる。

$$Q_{\Delta\Sigma 2nd} : \begin{cases} \xi(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \xi(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} (v(k) - u(k)) \\ v(k) = q(-[1 \ 1]\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (2.6)$$

$\Delta\Sigma$ 変調器による量子化として、これまでと同様に正弦波 $y = \sin(t)$ を量子化した出力を Figure 2.9 および Figure 2.10 に示す。

### 2.1.5 フィードバック変調器

フィードバック変調器(Feedback Modulator; FBM)は石川らにより提案された量子化器である [15]。この構造を Figure 2.11 に示す。  $Q_{mid}$  はミッドトレッ

Figure 2.10 Output Example of  $\Delta\Sigma$  Modulator (2nd order)

ド型量子化器である．  $Q(s)$ は $Q_{\text{mid}}$ を通過する前後の誤差をフィードバックする際のフィルターであり設計パラメータである． また，  $Q(s)$ は(2.7)式を満たす．

$$\begin{cases} Q(s) \in RH_{\infty} \\ Q(\infty) = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

$\Delta\Sigma$ 変調器の動作原理を応用したものであるが，サンプリング周期を陽に考慮していること，および連続時間システムとしてその特性を考察できる点が異なる．連続時間システムとみなして設計する手法としては他に幅変調パルス幅変調(Pulse Width Modulation; PWM)が有名である． PWM はサンプリング周波数が数十 kHz 以上あり，アクチュエータの切換速度が制御周期と比較して十分高速である必要がある．一方でフィードバック変調器はサンプリング周期を数十 msec 以上も可能であり，比較的長くとることができるため，切換速度が遅いアクチュエータにも適用可能である点が特徴である．

ここで，先行研究にもとづき，

$$Q(s) = 1 - \left( \frac{\tau s}{\tau s + 1} \right)^2 \quad (2.8)$$

と定めた場合，  $\tau$ を $T_s < \tau$ を満たすように選ぶことで FBM は BIBO 安定となる [15]．

フィードバック変調器による量子化例として，  $\tau = 0.21, T_s = 0.2$ とした場合の出力を Figure 2.12 に示す．連続信号はこれまでと同様正弦波 $y = \sin(t)$ である．

## 12 2.1 主な量子化手法

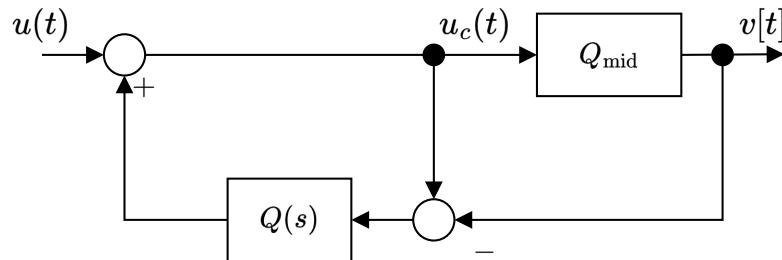


Figure 2.11 Structure of Feedback Modulator

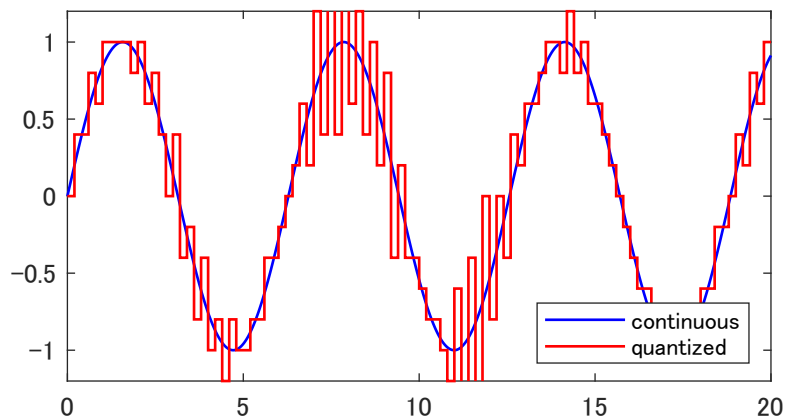


Figure 2.12 Output Example of Feedback Modulator

## 2.2 信号を量子化することによる産業上の利点

信号を量子化することにより，産業上では下記の利点が見込まれる．

- 通信帯域の削減
- ソレノイドバルブ等安価で単純なアクチュエータの高度化

前者についてはこれまでで述べたとおりであるので，ここでは後者について述べる．なお，

量子化により連続値の信号を，ON-OFFの1bit，もしくは $[-1,0,1]$ の3値(2bit)までbit数削減できると，2値駆動のアクチュエータへの適用が視野にはいる．代表的なものとして，空気圧機器や油圧機器で用いられるソレノイドバルブがある．ソレノイドバルブの外観および回路図をFigure 2.13に示す．ソレノイドバルブは左右のコイル流す電流を切り替えることで，シリンダ等のアクチュ

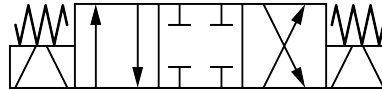


Figure 2.13 Overview and Circuit of Solenoid Valve

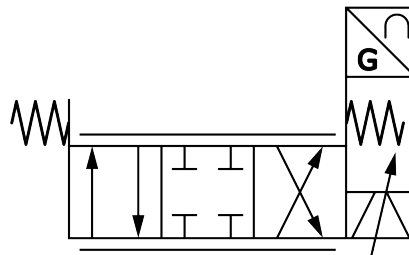
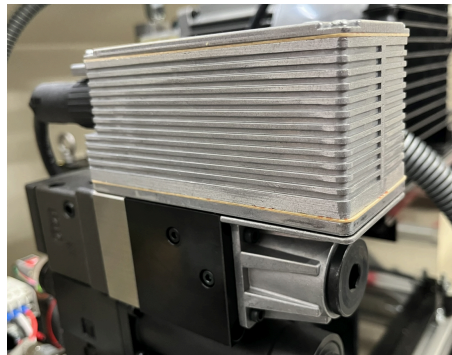


Figure 2.14 Overview and Circuit of Servo Valve

エータへ流れる流体の方向を切り替えるものであり、正方向、負方向、中間の3状態をとることができる。構造も単純で安価であるため基本的な空気圧や油圧の制御機器として広く用いられている。しかしながら、流体の方向のみを変えるため動作領域の途中の任意の位置で止めることが難しく、また切換え速度も数十 msec と遅いため、対象の物体を押し付けるなど単純な用途に適用範囲が限定されている。

一方で、任意の位置でアクチュエータを止めるためにはサーボバルブが用いられる。サーボバルブの外観と回路図を Figure 2.14 に示す。サーボバルブは流体の方向と流量の両方を制御することができ、かつ応答速度も高速（数 msec 程度）であるため、任意の位置で動作を止めることができ、より細やかなアクチュ

## 14 2.2 信号を量子化することによる産業上の利点

エータの制御が可能である。そのため、精密な制御が要求される一部のプレス機や航空宇宙分野でよく用いられる。しかしながら、サーボバルブはそれ自身の構造が複雑でかつ精密であるため、流体の清浄度を高くする必要があるため、使用できる環境が制限される。またソレノイドバルブよりも高価であり、10 倍程度の価格差がある。このため、適用は一部の機器や目的に限定されている。

そこで、量子化器により ON-OFF のみの信号でかつ制御周期を長くすることができれば、ソレノイドバルブにおいてもアクチュエータの位置制御が可能となる。これは安価なアクチュエータでもより高度な制御を行うことが可能となるだけでなく、既存のサーボバルブを用いているものを置き換えることも可能となりえる。これは量子化器により見込まれる利点である。

## 第三章 データ駆動型フィードバック変調器による非線形補償

フィードバック変調器は入力を量子化していることやサンプリング周期が比較的長くできるなどの特徴により摩擦などの非線形要素を持つ対象の制御において非線形補償器としても有効であることが示されている [16,17]．しかしながら、制御対象が有する非線形性は対象ごとに異なるため、非線形補償器の体系的な設計や調整は容易ではなく、個々のノウハウに依存することが多い．そこで本章ではフィードバック変調器のもつ非線形補償器としての特性を活かしつつ、データ駆動型の手法を用いて非線形補償器を設計の手間を減らす手法について述べる．

### 3.1 はじめに

機械系をはじめとした制御対象にはその入力端に非線形要素を含むことが多い．代表的なものとして摩擦や不感帯といったものが挙げられる．これらの要素は定常偏差やスティックスリップ現象を引き起こし、制御性能を悪化させる要因となるものである．そのため、制御器の設計においては制御対象の非線形にどう対処するかが制御系全体の性能を左右するため常に重要な課題となっている．理想的なアプローチの一つとして、非線形要素をそれぞれモデル化し、その影響をなくすよう補償器を設計することが考えられる．しかし、現実には実機に実装してみて初めてその影響の度合いがわかることも多く、さらに非線形要

素の現れ方はその時その物によって異なるため、事前に机上検討して対策を打つ範囲には限りがある。そのため、非線形補償器の設計は経験則に基づくことが多く、個々のノウハウに依存することが多いのが現状である。また、制御器設計が非線形要素のモデルへの依存度が高くなると、その分調整すべきパラメータの数が増えるため、パラメータの調整に多大な時間を要する。さらに運用への移行後に制御器の構成を変更することが著しく困難なものとなる。そのため、製品が実際に組みあがってから調整せざるを得ない部分も多分にあり、制御器の設計は製品開発プロセス全体の中で後手にまわることが多い。さらに製品投入時期が決まっている場合などには設計や調整に十分な時間をかけることができず、保守的な設計や調整となることも多分にある。

一方、制御器において非線形補償を行うのではなく、信号としての制御入力を整形することにより非線形性を補償する研究も行われている。例えば、入力信号を離散化することにより非線形補償を行う手法の提案が行われている [18,19]。また、2章で述べたフィードバック変調器を用いることによっても非線形補償を行うことが可能なことが示されている [16]。フィードバック変調器により、離散値入力信号を連続制御系設計の枠組みで扱えるようになる。さらにフィードバック変調器の内部に非線形要素の仮モデルを含ませた非線形補償型フィードバック変調器 (Feedback Modulator with Nonlinear Compensation; NCFBM) も提案されており、摩擦や不感帯の補償により有効であることが示されている [17]。非線形補償型フィードバック変調器は非線形補償の効果がよりよくなったものの、非線形要素のモデル化のためにその構造を事前に把握すること、および非線形補償型フィードバック変調器自身のパラメータ調整は依然として必要となる。

そこで、非線形補償型フィードバック変調器の構造に着目し、そのパラメータ調整を制御対象のシステムの運用データに基づいて行うよう拡張した、データ駆動型フィードバック変調器 (Data-Driven Feedback Modulator; DDFBM) を提案する。ここでいう対象の運用データとは、対象への入力信号やその応答などのデータを指す。運用データにもとづいて設計パラメータの調整を行い、制御器などの設計を行う手法はデータ駆動制御という枠組みで取り組みがなされている [20–26]。データ駆動型フィードバック変調器はその考え方を非線形補償型フィードバック変調器に適用したものであり、パラメータ調整の自動化を可能にするものである。制御対象と主制御器、データ駆動型フィードバック変調器の

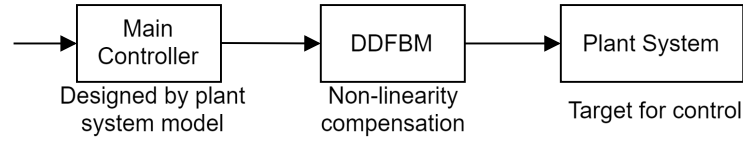


Figure 3.1 Conceptual Image of DDFBM Application

関係の概要を Figure 3.1 に示す. このデータ駆動型フィードバック変調器は制御対象のモデルにもとづいて事前設計を行う主制御器の部分と, 非線形補償を行う部分がそれぞれ独立していることが特徴である. したがって主制御器をあらかじめ設計しておき, 非線形補償器を後付けで追加することが可能である. これにより, 既存の製品に追加して性能向上を図ることや, 実現場での入出力データを活用して逐次的に制御性能を向上させるといった運用を行うことが可能となる. また, 非線形補償部分を完全に独立させていることで主制御器の設計を製品の開発プロセスの早い段階で行うことができるため十分な設計期間を設けることができ, 製品としての性能を引き出すことも可能となる. これらの点においてデータ駆動型フィードバック変調器の構造はデータ駆動型制御の枠組みと相性が良いものであると言える.

本章では, はじめに扱う問題の設定を行い, その後データ駆動型フィードバック変調器の構造と設計手法の提案を行う. そして数値シミュレーションにより本手法の有効性についての検証を行う.

## 3.2 問題設定

### 3.2.1 対象システム

想定する制御系全体の構成を Figure 3.2 に示す.  $P_{\text{model}}$  は制御対象である実プラント,  $K$  は主制御器である. これを対象システムと呼ぶ. 数値シミュレーションにおけるデータ駆動型フィードバック変調器の効果検証を主目的としているため,  $P_{\text{model}}$  は線形要素  $P_L$  と, 非線形要素  $N_f$  の直列結合であり,  $P_L$  は(3.1)式の形で表せるものとする.

$$P_L = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (m > n) \quad (3.1)$$



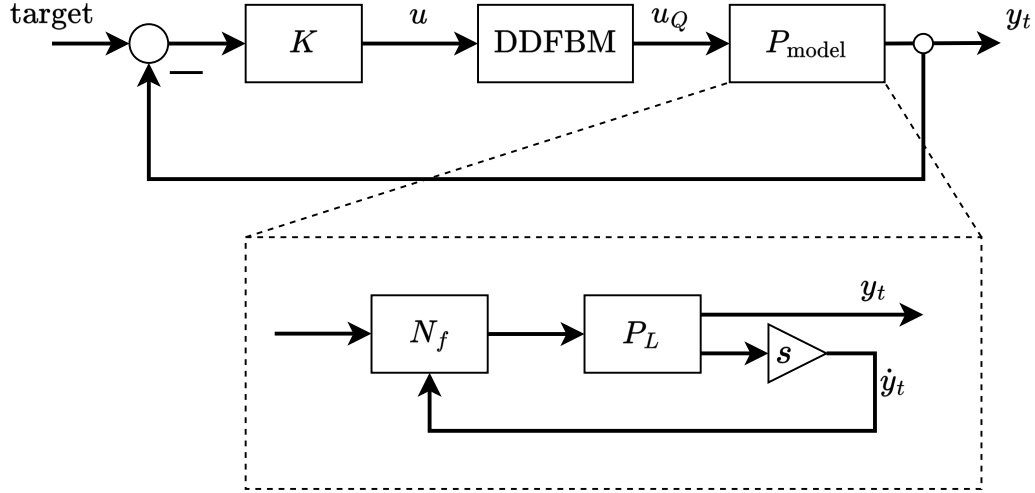


Figure 3.2 Structure of the System

一般に実プラントは二次遅れ系でモデリングされることが多くあるため，ここでは例として非線形摩擦を有するプラントを対象とし， $P_L$ は(3.2)式で表される二次遅れ系， $N_f$ は摩擦として(3.3)式のように設定する．(3.2)式において， $I_m$ はイナーシャなどの慣性項， $D_m$ は粘性項， $K_m$ は弾性項である．(3.3)式は Gauss 摩擦モデル [27] であり， $F_c$ はクーロン摩擦力， $F_s$ は最大静止摩擦力， $F_v$ は粘性摩擦係数， $v_s$ は stribek 速度， $\text{sgn}(\cdot)$ は符号関数である．

$$P_L = \frac{1}{I_m s^2 + D_m s + K_m} \quad (3.2)$$

$$N_f : u_Q + (F_c + (F_s - F_c)e^{-(\dot{y}_t/v_s)})\text{sgn}(\dot{y}_t) + F_v \dot{y}_t \quad (3.3)$$

なお，(3.2)式および(3.3)式は一例であり，提案手法は対象が線形要素と非線形要素の直列結合で表現できるものであれば適用が可能となることをここで改めて述べておく．

### 3.2.2 データ駆動型フィードバック変調器

データ駆動型フィードバック変調器のベースとなっている先行研究である非線形補償型フィードバック変調器について紹介したのち，データ駆動型フィードバック変調器の構造について述べる．非線形補償型フィードバック変調器の構造を Figure 3.3 に示す．非線形補償型フィードバック変調器は Section 2.1.5 で示したフィードバック変調器の内部に非線形要素のモデルを導入したもので

ある．内部で連続時間システムから離散時間システムへの変換を行っており，連続時間信号 $u$ を受け取り，離散値 $u_Q$ を出力する． $N_{est}$ は非線形要素のモデルであり，非線形要素の出力 $\hat{u}_N$ を推定する推定器としての役割がある．そのため，非線形補償型フィードバック変調器においては制御対象の実プラント内部の非線形要素の構造は既知であることが前提であり，そのパラメータも設計者が定めるものである．

Section 2.1.5 と重なる部分もあるが，改めてフィードバック変調器 および非線形補償型フィードバック変調器 の構造について述べる．Figure 3.3 において S/H はサンプリング周期 $h$ とゼロ次ホールドにより信号を時間方向に離散化するものであり，時間分解能制約を表す．また，量子化器は分解能  $N$  bit の一様量子化器とし，空間分解能制約を表す．これらにより，S/H へ入力される連続信号  $u_c$  は(3.4)式および(3.5)式 により量子化信号  $u_Q$  へと変換される．

$$u_h = u_c \left( \left\lfloor \frac{t}{h} \right\rfloor \cdot h \right) \quad (3.4)$$

$$u_Q = \left\lfloor \frac{u_h}{d} + \frac{1}{2} \right\rfloor \cdot d, \quad d = \frac{u_U - u_L}{2^N} \quad (3.5)$$

$u_U$  および  $u_L$  はそれぞれ  $u_c$  の上限値と下限値である．なお， $h$  は S/H のサンプリング周期であり，システム全体のサンプリング周期（制御周期）とは異なるものであることには留意が必要である．

また， $Q(s)$  は Section 2.1.5 と同様に

$$Q(s) = 1 - \left( \frac{\tau s}{\tau s + 1} \right)^2 \quad (3.6)$$

とする．

本章で提案するデータ駆動型フィードバック変調器 は非線形補償型フィードバック変調器 の構造を引き継ぎながらそのパラメータの決定方法を拡張したものである．具体的には次節以降に示す方法により， $N_{est}$  を含むすべてのパラメータを実プラントへの入出力データから決定できることが特徴となる．

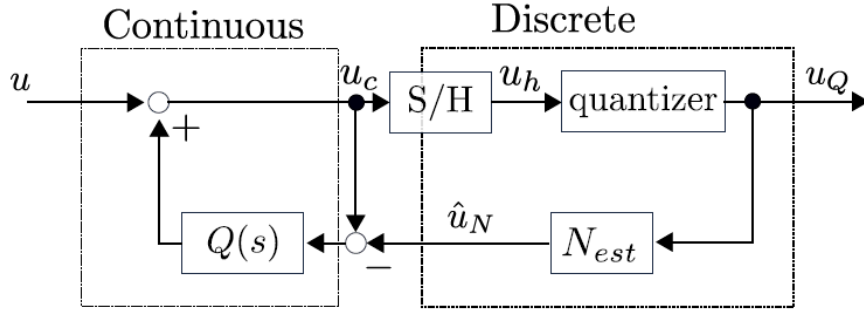


Figure 3.3 Feedback Modulator with Nonlinearity Compansation (NCFBM) as well as its Data-Driven extension (DDFBM)

### 3.2.3 設計目標

データ駆動型フィードバック変調器の設計にあたってはその設計目標が必要となる。ここでは、実システムの出力 $y_t$ を非線形要素を含まないシステムの応答に近づけること、すなわち非線形要素による出力への影響が0に近づくようにすることを設計目標とする。そのために、まず非線形要素を含まない連続時間線形時普遍的なモデル $P_{\text{ref}}$ と制御器 $K$ から成るシステムを用意する。これを参照システムとよび、その構成をFigure 3.4に示す。制御器 $K$ はFigure 3.2およびFigure 3.4で共通のものであり、 $P_{\text{ref}}$ に対して設計されるものとする。また、 $K$ は $P_{\text{ref}}$ を安定化させるように設計されており、 $P_{\text{model}}$ も安定化されているものとする。

参照システムFigure 3.4において $P_{\text{ref}}$ は設計者により決めることができるものであり、例えば $P_{\text{model}}$ を線形モデルで同定したものなどを用いることができる。

ここで、 $P_{\text{model}}$ の線形要素の構造 $P_L$ が既知であり、(3.2)式の形で表せるものとする。このとき、 $P_{\text{ref}}$ を同じ二次遅れ系として(3.7)式で表す。

$$P_{\text{ref}} = \frac{1}{I_r s^2 + D_r s + K_r} \quad (3.7)$$

そして $P_{\text{model}}$ の出力 $y_t$ を参照システムの出力 $y_{\text{ref}}$ に近づけるようにデータ駆動型フィードバック変調器のパラメータ調整を行う。

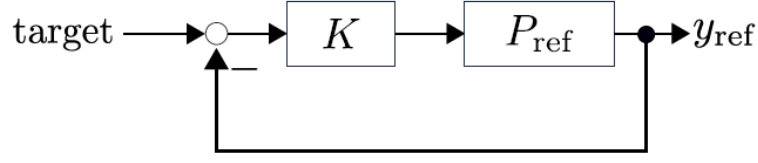


Figure 3.4 Reference System

### 3.2.4 データ駆動型フィードバック変調器のパラメータ調整法

本節ではデータ駆動型フィードバック変調器のパラメータ調整法について述べる．はじめに設計全体の手順について述べ、次に本研究で用いた具体的な方法について記述する． **設計全体の流れ**

設計にあたり、非線形出力推定器 $N_{\text{est}}$ の構築 (**Step1**) と、データ駆動型フィードバック変調器の残りのパラメータ $h, N, \tau$ の調整 (**Step2**) の2ステップの手順を踏む． **Step1** において、対象プラントの運用データを予め取得し、そのデータを用いて $N_{\text{est}}$ を構築する． **Step2** において $N_{\text{est}}$ を用いて各種最適化手法を用いてパラメータ $h, N, \tau$ の値を決める

具体的な手順は次の通りである．

**Step1** :対象システム内の非線形要素に起因する出力と、 $P_{\text{model}}$ への入力 $u$ との関係をモデル化する．

Figure 3.5 に示すように、既設計コントローラ $K$ と制御対象 $P_{\text{model}}$ だけの部分 (上段) から、下段のように $u_{N'}$ と $u_d$ を取得する． $u_d$ は $K$ の出力 $u$ そのものである．また、 $u_{N'}$ は対象システムの出力 $y_t$ を参照システムの逆モデル $P_{\text{ref}}^{-1}$ とFilterで処理した信号である．ここで、Filterは $P_{\text{ref}}^{-1}$ とあわせてプロパーにするために用いる．いま、 $P_{\text{model}}$ は $P_L$ と $N_f$ の直列結合で表せるとしているため、

$$P_{\text{model}} = P_L N_f \quad (3.8)$$

となる． よって $u_{N'}$ は

$$\begin{aligned} u_{N'} &= P_{\text{model}} \cdot (\text{Filter} \cdot P_{\text{ref}}^{-1})u \\ &= P_L N_f \cdot (\text{Filter} \cdot P_{\text{ref}}^{-1})u \end{aligned} \quad (3.9)$$

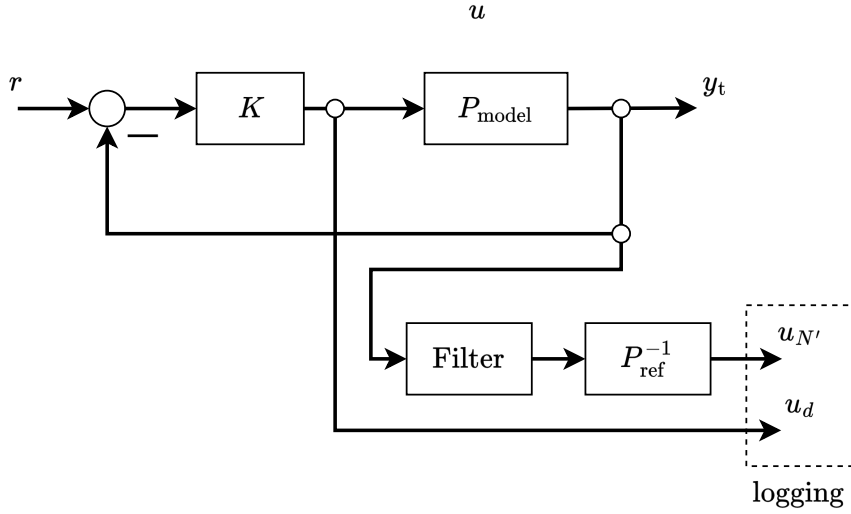


Figure 3.5 Estimation of Non-Linear Signal

となる. ここで,  $P_{\text{ref}}$  が  $P_L$  をよくモデリングできており同一, すなわち  $P_{\text{ref}} = P_L$  である場合, (3.9)式は

$$u_{N'} = N_f \cdot \text{Filter} \cdot u \quad (3.10)$$

となり, 非線形要素  $N_f$  の出力に Filter をかけたものとみなすことができる. 着目したい周波数域を考慮した Filter を用いることにより,  $u_{N'}$  は  $N_f$  の出力とみなすことができる. そこで取得した  $u_d$  と  $u_{N'}$  のデータから,  $K$  の出力  $u$  を入力として非線形要素の出力を推定する推定器  $N_{\text{est}}$  を構築し, その推定値を  $\hat{u}_N$  とする.

**Step2**  $N_{\text{est}}$  を用いて DDFBM を構成し, Figure 3.2 のシステムを構築する.

そして  $N_{\text{est}}$  は固定したまま, 実システムの出力  $y_t$  が参照システムの出力  $y_{\text{ref}}$  に近くなるよう DDFBM の残りのパラメータ  $h, N, \tau$  を調整する.

特に, **Step2** において  $y_t$  と  $y_{\text{ref}}$  を近づけるよう設計するのが本手法ひとつのポイントであり, DDFBM により実システムの振る舞いを参照システムに近づけることを意味している. これによりコントローラ  $K$  の設計を参照システムに基づいて行い, 非線形性は DDFBM で補償するというように役割を分け, 独立して設計することができる.

このように参照システムの出力を利用して実システムの補償を行う先行研究としては, 岡島ら [28] によりモデル誤差抑制補償器が提案されている. この先行研究と本提案手法の違いとして, 本手法は調整が完了した後の DDFBM は  $K$  からの入力と  $P_{\text{model}}$  への出力のみで動作することが挙げられる. これは, すで

に組みあがっていて新たなフィードバック用信号を追加できない対象（例えば出荷後の製品等）や、過去の製品への機能追加という点で特に有効である．使用例として、出力の取得が可能な試験機を用いて DDFBM の構築調整を行った後、DDFBM のみを後付という形で  $K$  と  $P_{\text{model}}$  の間に挿入し、既成品の性能向上を図ることが挙げられる．

**本稿における各 Step での適用手法** Step1 における  $N_{\text{est}}$  は、予め取得した  $u_d$  と  $u_{N'}$  のデータから非線形要素の出力推定値  $\hat{u}_N[k]$  を出力する推定する構造である．本研究においてシミュレーションによる検証を行うため、各信号はサンプリング周期  $h_s$  で取得されるものとする．なお実際のシステムにおいても運用データの取得は一定のサンプリング周期で行われるため、この点におけるシミュレーションと実機との差はないといえる．よって、前節では連続時間信号である  $u_d, u_{N'}, y_t, y_{\text{ref}}$  の値は、 $u_d[k], u_{N'}[k], y_t[k], y_{\text{ref}}[k]$  のように  $h_s$  で離散化された表記となる．ここで、 $k$  は時刻ステップを表し、ある連続信号  $x(t)$  を  $h_s$  で離散化した値  $x[k]$  は (3.11) 式で表す．

$$x[k] = x\left(\left\lfloor \frac{t}{h_s} \right\rfloor \cdot h_s\right) \quad (3.11)$$

**Step1** において、各信号を離散化したうえで、 $N_{\text{est}}$  を下記の手順で構築する．

1. Fig{fig:NL\_estimate) の状態で時刻ステップ  $k$  における  $u_{N'}[k]$  と、その 1 ステップ前から  $m$  ステップ前までの  $u_{N'}[k-1] \cdots u_{N'}[k-m]$ 、および 1 ステップ前から  $n$  ステップ前までの  $u_d[k-1] \cdots u_d[k-n]$  を取得する．
2.  $u_{N'}[k-1] \cdots u_{N'}[k-m]$ 、 $u_d[k-1] \cdots u_d[k-n]$  をそれぞれの座標軸の値に、 $u_{N'}[k]$  をその座標での値とする  $f(u_{\text{map}}) : \mathbb{R}^{m+n} \rightarrow \mathbb{R}$  の Map を作成し、これにより非線形要素推定を行う．ここで、

$$u_{\text{map}} = [u_{N'}[k-1] \cdots u_{N'}[k-m], u_d[k-1] \cdots u_d[k-n]] \quad (3.12)$$

である．

3. 対象システムを Figure 3.3 に切り替える．データ駆動型フィードバック変調器は  $K$  の後段に設置されるため、ここまでで構築した Map の  $u_{N'}[k]$  は  $\hat{u}_N[k]$  に、 $u_d[k]$  は  $u_Q[k]$  に対応する．
4. 推定においては、 $\hat{u}_N[k-1], \dots, \hat{u}_N[k-m], u_Q[k-1], \dots, u_Q[k-n]$  を取得し、それらで示される座標を  $u_p$  とする．

5.  $u_p$  の値を  $k$  近傍法により求める. Map 上で  $u_p$  に近い順に  $u_{N'}[k]$  を  $k$  個取得し, その平均値を  $u_p = \hat{u}_{N[k]}$  として採用する.

**Step2** では, パラメータの最適化にベイズ最適化による手法を適用する. 最適化にあたり, 目的関数として(3.13)式に示す  $J_{\text{obj}}$  を用いる. これは,  $y_{t[k]}$  を  $y_{\text{ref}[k]}$  に近づけることを意図している.  $J_{\text{obj}}$  は  $k = 0$  から  $k = T_N$  までの各時間ステップにおける  $y_{t[k]}$  と  $y_{\text{ref}[k]}$  の差の二乗を合計した値であり,  $J_{\text{obj}}$  の値が小さいほど,  $y_{t[k]}$  を  $y_{\text{ref}[k]}$  は近い応答であるとみなせる.

$$J_{\text{obj}} = \sum_{k=0}^{T_N} (y_{\text{ref}[k]} - y_t[k])^2 \quad (3.13)$$

ここで, ベイズ最適化について簡単に述べる. ベイズ最適化はある未知関数について, その関数を最大化(もしくは最小化)するパラメータを実験的に探索する手法の一つである. 未知関数が正規分布に従うという仮定のもとで実運用のデータに対してガウス過程回帰を適用することで, 各点における関数の期待値と標準偏差を得る. そして標準偏差が大きくなるパラメータを次の探索点として実験をしてデータを取得し, そのデータを加えて再度ガウス過程回帰を適用し, 関数の期待値と標準偏差を更新する. このプロセスにより, 未知関数であるモデルの確度を高めるとともに次に取得すべきパラメータの両方を得ることができ, 実験計画法のようにパラメータを探索することができる. これにより, 実プラントのようにデータの取得コストが高い対象にたいして効率的にパラメータ探索を行えることが期待できるものである.

ここで,  $N_{\text{est}}$  の作成やパラメータ探索には実システムからの信号のフィードバックが必要になる. そのため, あとづけ可能というデータ駆動型フィードバック変調器の利点が失われているように見えるが, これらは例えば出力信号の取得可能な試験機や開発機を用いて行うことを想定している. そしてデータ駆動型フィードバック変調器調を調整したのちに既存のシステムにあとづけするという使い方が可能である.

なお, 非線形要素の同定手法および最適化に用いる手法は, 適用対象や使用可能な計算機的能力などにより設計者が選択することができる. そのため, 今回の手法の選択は一例であることを述べておく.

### 3.3 数値シミュレーション

提案手法の効果を MATLAB/Simulink による数値シミュレーションにより確かめる．さらに、実運用時を想定し、補償器設計時と実際のパラメータが異なる場合のロバスト性についても検証する．

#### 3.3.1 数値設定

数値シミュレーションで用いるパラメータを Table. 3.1 に示す． $I_m, D_m, K_m$  および  $F_*$  は  $P_{\text{model}}$  のパラメータであり、 $I_r, D_r, K_r$  は  $P_{\text{ref}}$  のパラメータである．なお、実際には  $P_{\text{model}}$  は実プラントであり、そのパラメータを正確に知ることはほぼ不可能であること、 $P_{\text{ref}}$  は設計者が定めるものでありモデリングの次数等も含めてパラメータ設定には自由度がある．今回、簡単のために  $P_{\text{model}}$  のパラメータの値は正確にわかっているものとし、 $I_r, D_r, K_r$  はそれぞれ  $I_m, D_m, K_m$  と等しくなるよう設定する．

$K$  として PID 制御を用い、参照システムにおける一巡伝達関数の極が  $\{-4, -2 \pm 2\sqrt{3}i\}$  となるよう各ゲインを決める．また、 $N_{\text{est}}$  構築には Section 3.2.4.2 を適用し、 $n = 1, m = 1, k = 1$  とする．Filter は制御対象の制御帯域を考慮して、(3.14)式に示すローパスフィルターを用いる．

$$\text{Filter} : \left( \frac{1}{0.01s + 1} \right)^2 \quad (3.14)$$

次に、ベイズ最適化を適用するパラメータの値の探索範囲と、最適化の設定、探索の初期値について Table. 3.2 に示す．ガウス過程回帰における事前分布は、平均値が 0 の定数関数とする．本稿でのベイズ最適化の実行は MATLAB の“baysopt”関数を用いる．カーネル関数および獲得関数は MATLAB に規定で用意されているものを用い、カーネル関数には“ARD Matern 5/2 kernel”を、獲得関数には“expected-improvement-per-second-plus”を用いる．

また、最適化を行う際の目標値として振幅1、周期5sの正弦波を用いる．ここで、目標値設定およびFilter設定において重要な要因である制御帯域について述べておく．データ駆動型フィードバック変調器はプラントや建設機械、運送機械等アクチュエータの切換え速度が遅く、制御帯域も比較的低いシステムの動作を念頭においている．これらのシステムの制御帯域は高くても数百 Hz であり、



Table. 3.1 Simulation Parameter:  $I_m, D_m, K_m$  and  $F_*$  are  $P_{\text{model}}$  Parameters. $I_r, D_r, K_r$  are Reference Model Parameters.

variable	unit	value
$I_m$	kg m <sup>2</sup>	$5.0 \times 10^{-3}$
$D_m$	N m s/rad	$1.0 \times 10^{-4}$
$K_m$	N m/rad	$1.0 \times 10^{-2}$
$F_c$	N m	$1.0 \times 10^{-2}$
$F_s$	N m	$2.0 \times 10^{-2}$
$F_v$	N s	$1.0 \times 10^{-3}$
$v_s$	rad/s	$1.0 \times 10^{-2}$
$I_r$	kg m <sup>2</sup>	$5.0 \times 10^{-3}$
$D_r$	N m s/rad	$1.0 \times 10^{-4}$
$K_r$	N m/rad	$1.0 \times 10^{-2}$

Table. 3.2 Target Parameter of Bayes Optimization and Optimization Hyper Parameter

variable	unit	value/range
$h$	s	0.001 to 0.5
$N$	-	1 to 12
$\tau$	-	0.002 to 0.5
Evaluations	times	30
Initial Value	-	$h = 0.001, N = 12, \tau = 0.002$

数十Hz程度のものも多くある。またシステムそのものに含まれるダンパ要素等がローパスフィルタとしても働く。さらに、摩擦要素や不感帯は比較的遅い動作の時ほど影響が大きい。これは一般に高速動作の場合はアクチュエータの出力が大きいため非線形要素の影響が相対的に小さくなる一方、低速動作の場合はアクチュエータ出力が絞られるため、摩擦などの影響が出やすいためである。そのためFilterは100Hz程度とし、また低周波域での非線形補償を重視するため目標値として比較的low周波数の正弦波を用いる。

### 3.3.2 非線形補償の効果

前節の設定でDDFBM設計を行った結果をFigure 3.6に示す。Figure 3.6において、一点破線が参照システムの応答、青実線がデータ駆動型フィードバック変

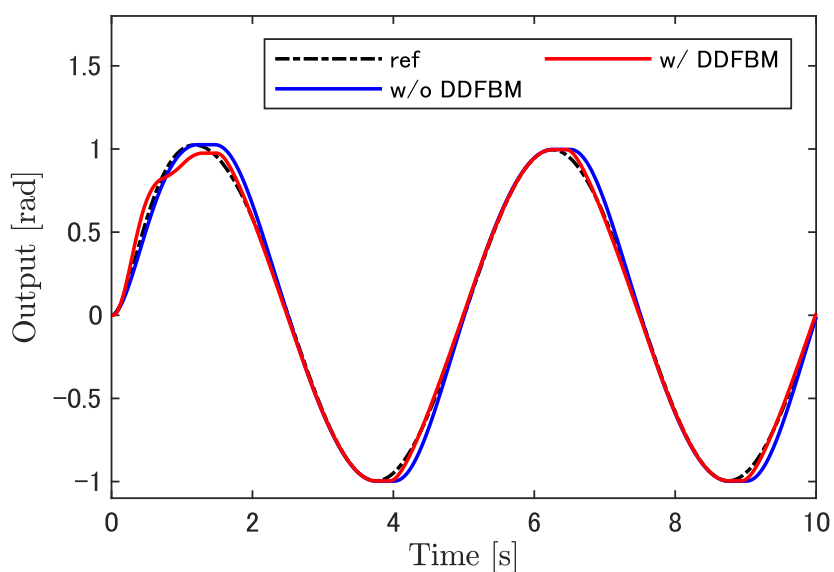


Figure 3.6 Response of Target System

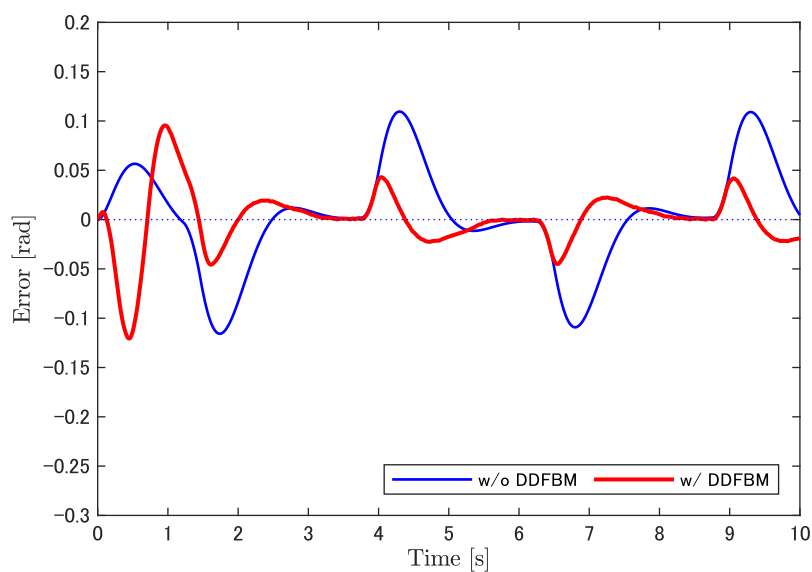


Figure 3.7 Error between Reference and target System

調器 を用いないときの実システムの応答，赤実線がデータ駆動型フィードバック変調器 を適用した際の応答である．最適化後のデータ駆動型フィードバック変調器 のパラメータは $N = 10$ ,  $h = 0.015$ ,  $\tau = 0.2947$ であった．また，目的関数の最小値は9.66となった．参照システムと実システムの応答の差分を Figure 3.7 に示す．Figure 3.7 において，青実線がDDFBM を用いないときの実システムと参照システムの差分，赤実線がDDFBM を適用した際の差分である．Figure 3.7

より、動き出しの直後はデータ駆動型フィードバック変調器 適用後の方が目標応答との誤差が大きくなっているが、その後、参照システムと実システムの差分が小さくなっていることがわかる。このことより、DDFBM を適用することによって、狙いとしていた摩擦補償が達成されていることが確認できる。

特に、目標値の方向が変わる前後、図中の 2,4,7,9 s 前後、において参照システムとの差分が小さく抑えられていることが確認できる。目標値の方向が変わる瞬間はシステムへの入力小さくなり、また応答の速度が 0 となる瞬間が存在するため、その前後で摩擦など非線形性の影響が応答に現れやすくなる。よって時間区間で応答の差分が抑えられていることは、データ駆動型フィードバック変調器 内部で行っている非線形要素の出力推定の効果により非線形要素の補償がなされていること、および入力値を時間と空間の両方で量子化することによる効果の両方が活きていると言える..

一方で、動き出しの 0~1 s 付近までの時間においては、参照システムとの差分がむしろ大きくなっていることが確認できる。これは  $N_{\text{est}}$  の構造に起因するものである。 $N_{\text{est}}$  は一ステップ前から数ステップ前までの DDFBM への入出力信号  $\hat{u}_N$  と  $u_Q$  から  $\hat{u}_N[k]$  を推定する。 $\hat{u}_N$  と  $u_Q$  の初期値は 0 であるため、動き出しの時間では  $\hat{u}_N[k]$  を推定するのに十分な  $\hat{u}_N$  と  $u_Q$  が得られず、 $N_{\text{est}}$  は実際とは大きくずれた  $\hat{u}_N[k]$  を出力することになる。そして  $N_{\text{est}}$  はそれ自身の出力  $\hat{u}_N[k]$  を次の時刻ステップでの推定に利用するため、一度大きくずれた値を出すとその影響がしばらく残ることになる。これにより動き出しの時間においては制御性能が悪化すると考えられる。この点においては、動き出してから推定に十分なデータが得られるまではデータ駆動型フィードバック変調器 の機能を OFF にすることや、などの対応が今後の検討課題となる。

### 3.3.3 パラメータ変動に対する頑健性

設計時と運用時でシステムのパラメータ同じであることは非常に稀であり、ほとんどの場合で異なるものとなる。また、同じ設計のシステムであったとしてもそれぞれの個体差がある。さらに運用を経るにつれて摩耗や劣化が進み、当初のパラメータと異なるものとなることも想定される。非線形補償器はそのような場合においても性能を保つことが求められる。そこで、データ駆動型フィードバック変調器 の設計時と実システムのパラメータが異なっていた際の補償性能を確かめる。DDFBM のパラメータは設計時のままとし、最大静止摩擦力および

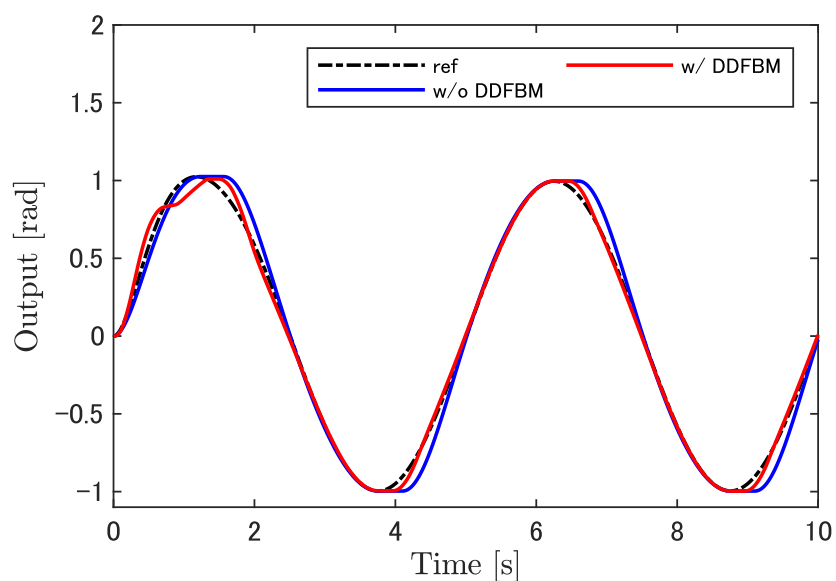


Figure 3.8 Response of Target System (case: Friction +50%)

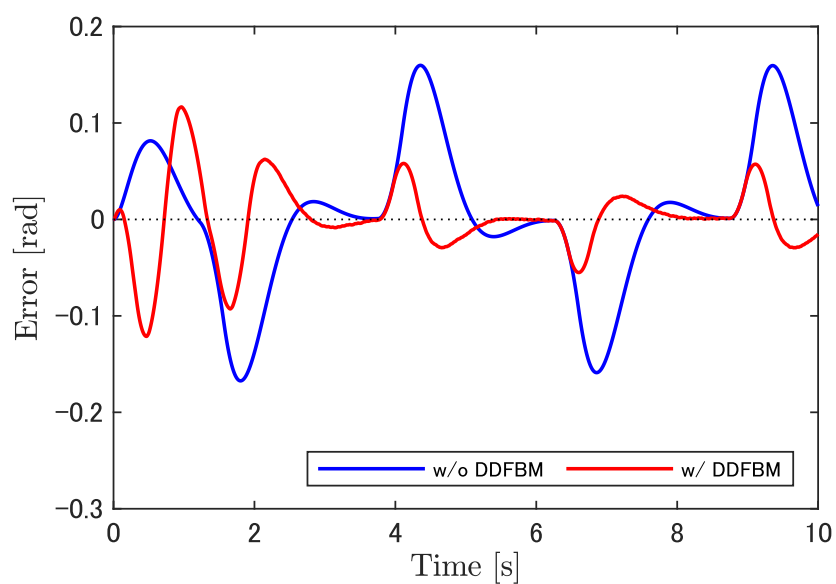


Figure 3.9 Error between Reference and target System (case: Friction +50%)

動摩擦力が1.5倍であった場合を想定する。これは経年により摩擦が増えることや、摩擦のばらつきで大きい方向にばらついた場合を考えている。このときの応答をFigure 3.8に示す。また、その際の参照システムとの応答の差分をFigure 3.9に示す。黒一点鎖線が参照システムの応答、青実線がDDFBMを適用しない場合、赤実線がデータ駆動型フィードバック変調器を適用した場合の応答である。摩擦が想定より大きい場合でも摩擦補償が達成されていることが確認でき

る。また、データ駆動型フィードバック変調器を適用していない場合には参照システムとの応答差分が拡大して制御性能が劣化しているのに比べ、適用した場合には制御性能の劣化が抑えられていることも確認できる。これより、本提案手法は対象となるシステムのパラメータが変動した場合にも頑健であるといえる。

また、本節においても動き出しの時間において参照システムとの差分がむしろ大きくなっていることが確認でき、これは前節で記述したのと同様に $N_{\text{est}}$ の構造によるものであると考えられる。加えて、設計時より摩擦が大きくなっているため、初期段階での推定精度が悪化していることも要因の一つであると考えられる。

### 3.4 おわりに

本章ではシステムに含まれる非線形要素を補償する手法として、データ駆動型フィードバック変調器を提案し、設計手法をまとめた。データ駆動型フィードバック変調器は、パラメータ設計を運用データに基づいて行えること、また既存の制御システムに追加する形での導入が可能であることが特徴である。また、数値シミュレーションを用いて提案手法において非線形補償が達成できること、および対象となるシステムのパラメータが変動した場合にも有効であり、提案手法が頑健であることを示した。これらの特性により、すでに市場投入されている製品に対し後からデータ駆動型フィードバック変調器を追加して制御性能を向上させるといった使い方が可能であると見込まれる。

なお、本提案手法は、非線形要素出力の推定手法や目的関数の設定、パラメータ探索手法など設計パラメータが様々にあり、本章ではその枠組を示したにすぎない。最適化手法等が設計パラメータとして残るため、調整を簡潔にするという目的からは離れているとも言えるが、一度手法を確立すれば同等のシステムに対して水平展開が可能であるため、全体のプロセスでみると工数の削減や性能向上に寄与すると考えられる。これを実運用へ昇華するために、実機での有効性の検証に加え、特に適用対象のシステムの安全性を担保した設計手法の確立が必要であり、課題である。

## 第四章 モデル化困難な要素を有するモータ制御系への適用による動的量子化器のデータ駆動型設計の実機検証

本章では，産業用アクチュエータを対象として制御対象のモデルに依存しない動的量子化器の構成法を示し，実機への適用を行う．そして，既存のモデルベースの量子化器と比較し，遜色ない性能を有することを示す．

### 4.1 はじめに

製造装置などの機器の自動化において用いられるアクチュエータへは電圧や電流等のアナログ信号を用いて速度や位置を指令することが多い．これは動作目標値を DA 変換器により電圧や電流に変換してアクチュエータへの入力信号を生成するものであり，目標値の更新周期とその分解能は DA 変換器の性能に依存する．

また近年では通信距離の長期化や省配線化に利点があるデジタル信号を用いる手法が普及している．これらの方式として EtherCAT や IO-LINK, CAN 通信などのリアルタイム指向の産業用ネットワーク技術があり，ネットワーク接続を前提とした制御システムについての研究も進められている [29–31]．デジタル信号を用いることで多数の機器を少ない配線数で接続することができ，機器の自動化をより進めることを可能とする．そのため，1つのネットワークに接続

される機器の数は日々増加している。さらに、より精緻な動作をさせるために目標値などの情報もより bit 数が大きい信号を用いて高分解能化し、送受信する信号が増大する傾向にある。これらはネットワークの通信量を増大させる要因であり、産業用ネットワーク技術も向上しているものの、接続できる機器の数や分解能にはトレードオフが生じる要因となっている。このような場合にも、分解能を粗くすることにより通信量を削減することにより、ネットワークの負荷の軽減が見込まれる。

アクチュエータの制御において、性能を大きく損なうことなく分解能を粗くすることは、多くの利点をもたらす。このような観点から、連続値を離散値に変換する量子化の手法については、さまざまなアプローチでの取組がされてきた。最も基本的な方法としては、ミッドトレッド型に代表される静的量子化器を用いるものがある。静的量子化器は構造が単純である一方で、量子化に伴う誤差が大きくなる傾向がある。また、パルス幅変調 (PWM :Pulse Width Modulation) も代表的な手法であり、これを 3 値に拡張する方式も提案されている [32]。PWM は制御対象がローパス特性を有する場合に効果的であるが、十分な精度で動作させるには値の更新周期を高速に保つ必要がある。そのため、ネットワーク越しの制御では通信負荷が増大させて負荷を増やす要因となる..

一方で、静的量子化器が現在の入力値のみに基づいて量子化を行うのに対し、過去の入力や量子化誤差を反映して出力を決定するのが動的量子化器である。その代表例として、信号処理や音響分野で用いられる  $\Delta\Sigma$  変調器が挙げられる [11,12]。連続値の入力と離散値の出力との間で最大誤差が最小となることを目指して、対象のモデルに基づいて設計される最適動的量子化器がある。これはモデルベースで設計される動的量子化器であり、さまざまな制御対象への応用が報告されている [33–36]。

最適動的量子化器を設計するには、対象となるシステムのモデルが必要である。しかし、対象に非線形要素や摩擦などの複雑な特性が含まれる場合、あらかじめ精密なモデルを構築することは困難であり、煩雑である。また、実際にはアクチュエータなどの機器を市販品として購入して使用することが多く、それらの詳細な物理パラメータや内部構造は非公開である場合が多い。また、多くの場合では、カタログに記載された代表的なパラメータしか得られず、実物が手元にない段階でのモデル化には限界がある。一方で、制御対象への入力とその出力データには、対象が内包している特性が反映されている。このような入出力データを

活用することで、現実の対象に適した動的量子化器の設計が可能となる。さらに、運用中に得られるデータを活かして、逐次的に設計を改善することもできる。このような背景から、対象の入出力データに基づいて動的量子化器を設計する手法が提案されている。中野・金子ら[37]は、FRIT (Feedback Reconstruction Iterative Tuning) に基づくデータ駆動型設計法を提示している。また、藤本・南ら[38]は、最適動的量子化器が制御対象の逆モデルによって構成されるという性質に着目し、それを基盤とした設計手法を提案している。本章においては、この設計法を「動的量子化器のデータ駆動型設計」と呼び、構成される量子化器を Data-Driven Designed Dynamic Quantizer(D4Q)と呼ぶ。D4Q においては数値例での検証が行われているが、実機による検証はまだ報告がされておらず、その検証は重要なステップとなる。そこで本章では実機の例として一般に用いられている産業用モータを対象とし、摩擦や不感帯などのモデル化が困難な要素を有する対象に D4Q の適用可能性を実証することを目的とする。

本章の構成は以下の通りである。第2章では提案手法の設計手順を示す。第3章では産業用モータを用いた実機検証を行う。第4章では他の手法との比較および未知入力への適用性について確認し、提案手法の有効性を示す。

## 4.2 最適動的量子化器と D4Q

本章では最適動的量子化器と D4Q の構成手法を示す。対象とするシステムを  $\Sigma$  とする。 $\Sigma$  は離散時間線形システム  $P$  と量子化器  $Q$  が直列接続されているものであり、Figure 4.1 に示す。また、 $\Sigma$  は 1 入力 1 出力のシステム (SISO) であり、 $u(k) \in \mathbb{R}$  を入力とし、 $y(k) \in \mathbb{R}$  が出力となる。 $k$  はサンプリング時刻、 $v(k)$  は  $u(k)$  を  $Q$  により量子化した離散値である。また、 $P$  は(4.1)式で与えられる。

$$P : \begin{cases} x(k+1) = A_p x(k) + B_p v(k) \\ y(k) = C_p x(k) \end{cases} \quad (4.1)$$

ここで、(4.1)式において  $x(k) \in \mathbb{R}^n$  は状態ベクトル、 $A_p \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 、 $B_p \in \mathbb{R}^n$ 、 $C_p \in \mathbb{R}^{1 \times n}$  は定数行列である。また、 $P$  は相対次数が 1 であり、安定で最小位相系とする。この  $P$  に対し、動的量子化器  $Q$  を(4.2)式のように定義する。



$$Q: \begin{cases} \xi(k+1) = \mathcal{A}\xi(k) + \mathcal{B}(v(k) - u(k)) \\ v(k) = q(\mathcal{C}\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (4.2)$$

ここで, (4.2)式において  $\xi(k) \in \mathbb{R}^m$  は内部状態ベクトル,  $\mathcal{A} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ,  $\mathcal{B} \in \mathbb{R}^m$ ,  $\mathcal{C} \in \mathbb{R}^{1 \times m}$  は定数行列である.  $q(\cdot)$  は静的量子化器であり, ここでは量子化幅  $d$  のミッドトレッド型量子化器を用いる.

さらに, 動的量子化器の性能は以下の式で評価する [39].

$$E(Q) := \sup_{u_k \in l_\infty} \|y - y_I\|_\infty \quad (4.3)$$

$l_\infty$  は有界な実数列の集合である,  $y(k)$  は量子化器を含むシステムの出力,  $y_{I(k)}$  は Figure 4.2 に示す量子化器を含まない場合の参照システムの出力である.  $E(Q)$  が小さいほど  $y - y_I$  の差は小さくなり, これは2つの出力応答が近くなることを示す.  $E(Q)$  を最小化するような動的量子化器  $Q$  を最適動的量子化器と呼び, その一例として  $\mathcal{A} = A_p$ ,  $\mathcal{B} = B_p$ ,  $\mathcal{C} = -(C_p B_p)^{-1} C_p A_p$  と与えられることが知られている.

ここで, 動的量子化器の構造を整理する. まず, ミッドトレッド型量子化器によって生じる量子化誤差を以下のように定義する.

$$w(k) := q(\mathcal{C}\xi(k) + u(k)) - (\mathcal{C}\xi(k) + u(k)) \quad (4.4)$$

この  $w(k)$  に着目して, 動的量子化器  $Q$  を次のようなフィルタ構造  $H$  として書き換えることができる.

$$H: \begin{cases} \xi(k+1) = (\mathcal{A} + \mathcal{B}\mathcal{C})\xi(k) + \mathcal{B}w(k) \\ v(k) = \mathcal{C}\xi(k) + w(k) \end{cases} \quad (4.5)$$

このとき, (4.2)式の出力  $v(k)$  は(4.5)式を用いて  $v(k) = Hw(k) + u(k)$  と書き直せる. また,  $v(k) = Hw(k) + u(k) = w(k) + u - (1 - H)w(k)$  とすることで Figure 4.1 は Figure 4.3 の形にできる [39]. 加えて,  $y - y_I = PHw$  となることより,  $E(Q)$  を最小化する  $H$  は(4.6)式と表すことができる [40].

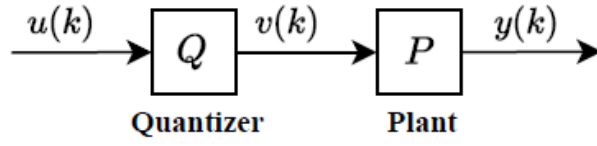


Figure 4.1 Discrete-input system (target)

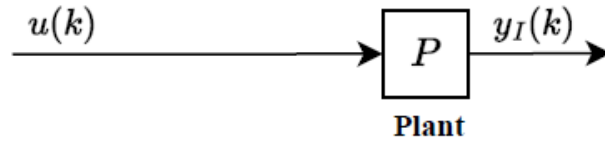


Figure 4.2 Continuous-input system (reference)

$$H_{\text{tf}}^*(z) = \frac{C_p B_p}{z} P^{-1} \quad (4.6)$$

上記より，最適動的量子化器は線形フィルタ $H$ によって量子化誤差 $w$ をフィルタリングする構造を有しているといえる．そして，最適なフィルタ $H_{\text{tf}}^*$ はシステム $P$ の逆モデルから構成できることがわかる．ここで， $P$ を伝達関数表現として

$$P_{\text{tf}}(z) = \frac{b_{p,1}z^{n-1} + \dots + b_{p,n}}{z^n + a_{p,1}z^{n-1} + \dots + a_{p,n}} \quad (4.7)$$

と表すと，(4.6)式は

$$\begin{aligned} H_{\text{tf}}^*(z) &= \frac{b_{p,1}}{z} \frac{z^n + a_{p,1}z^{n-1} + \dots + a_{p,n}}{b_{p,1}z^{n-1} + \dots + b_{p,n}} \\ &= \frac{z^n + a_{p,1}z^{n-1} + \dots + a_{p,n}}{z^n + \frac{b_{p,2}}{b_{p,1}}z^{n-1} + \dots + \frac{b_{p,n}}{b_{p,1}}z} \end{aligned} \quad (4.8)$$

となる．ただし， $b_{p,1} = C_p B_p$ である．

#### 4.2.1 D4Q

これまでに示した最適動的量子化器の設計法は，制御対象のモデル $P$ が既知であることを前提としていた．これに対して，藤本・南ら [38] は，制御対象の入

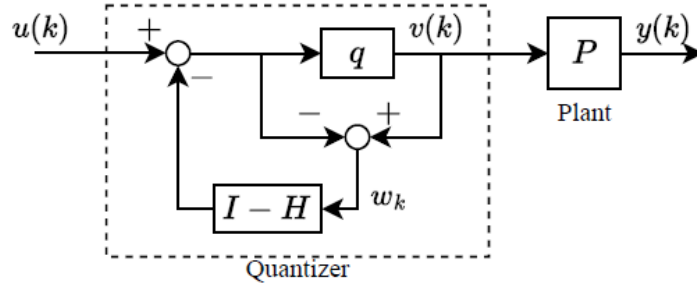


Figure 4.3 Target system with noise-shaping filter

出力データ  $v(k)$  と  $y(k)$  を用いて, 量子化器の構成に必要なフィルタ  $H(z)$  をデータ駆動的に導出する方法を提案している.

ここで,  $\bar{H}^*(z) = \frac{1}{z}P^{-1}$  と定義すると, (4.6)式より次の関係が得られる.

$$(C_p B_p) \bar{H}^*(z) = H_{\text{tf}}^*(z) \quad (4.9)$$

これは  $H_{\text{tf}}^*(z)$  が  $\bar{H}^*(z) = \frac{1}{z}P^{-1}$  を正規化してモニックにしたものであることを意味する. また,  $y(k) = P v(k)$  が成り立つことから,  $v(k-1)$  と  $y(k)$  の間には次の関係が成り立つ.

$$\bar{H}^*(z) y(k) = v(k-1) \quad (4.10)$$

すなわち, (4.10)式は  $y(k)$  に  $\bar{H}^*$  を作用させると,  $v(k-1)$  が得られることを示している. これをもとに

$$H(\theta, z) = \frac{\theta_{b,0} z^m + \theta_{b,1} z^{m-1} + \dots + \theta_{b,m}}{z^m + \theta_{a,1} z^{m-1} + \dots + \theta_{a,m}} \quad (4.11)$$

を考え, そのパラメータベクトル  $\theta$  を

$$\theta = [\theta_{b,0}, \theta_{b,1}, \dots, \theta_{b,m}, \theta_{a,1}, \dots, \theta_{a,m}]^T \quad (4.12)$$

とする.  $m$  は  $H(\theta, z)$  の次数に対応する. 制御対象  $P$  の入出力データ  $(y(k), u(k))_{k=0}^{N-1}$  に対して,  $H(\theta, z) y(k) \approx v(k-1)$  が成立する  $\theta$  を求めることを考えると, (4.10)式より  $H(\theta, z) \approx \bar{H}^*$  となる. そこで, 評価関数

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^{N-1} (v(k-1) - H(\theta, z)y(k))^2 \quad (4.13)$$

を導入し、 $J(\theta)$ を最小化するパラメータ

$$\bar{\theta} = [\bar{\theta}_{b,0}, \bar{\theta}_{b,1}, \dots, \bar{\theta}_{b,m}, \bar{\theta}_{a,1}, \dots, \bar{\theta}_{a,m}]^T \quad (4.14)$$

を求める．評価関数は $v(k-1)$ と $H(\theta, z)y(k)$ の差を小さくすることを意味する．なお、 $N$ はサンプル数である．得られた $\bar{\theta}$ に対して、その先頭から $m+1$ 個の要素を $\bar{\theta}_{b,0}$ で除算することで以下のベクトル $\hat{\theta}$ を得る．

$$\hat{\theta} = \left[ 1, \frac{\bar{\theta}_{b,1}}{\bar{\theta}_{b,0}}, \dots, \frac{\bar{\theta}_{b,m}}{\bar{\theta}_{b,0}}, \bar{\theta}_{a,1}, \dots, \bar{\theta}_{a,m} \right]^T \quad (4.15)$$

この結果、モニックなフィルタ $H(\hat{\theta}, z)$ が得られる．すなわち、 $\bar{H}^*$ に対応するフィルタ $H(\bar{\theta}, z)$ を求め、それを正規化することで $H^*$ に対応するフィルタ $H(\hat{\theta}, z)$ が得られる．

ここで、(4.6)式に示されるように、本来 $H^*$ を構成するには、モデル $P$ の同定とその逆モデル $P^{\{-1\}}$ の導出が必要である．しかし、例えばむだ時間を含むシステムの場合には $P$ の正確な推定が難しくなることが知られている [41]．さらに、 $P$ を同定した上で逆システムを構成する方法と、比較的少ないデータから直接 $P^{\{-1\}}$ を推定する方法とでは、得られる結果が一致しない場合があることも報告されている [42,43]．一方で、本節の操作では $H(\bar{\theta}, z)$ を求める過程において、 $zP$ の逆モデル $(zP)^{-1}$ が自然と $H(\bar{\theta}, z)$ に含まれることが期待される．そのため、モデルを求めることが難しい対象や、データを十分に取得できないなどの場合においても適用することが可能となる．

さらに、 $P$ が前述のとおり最小位相系で安定かつ相対次数が1かつ $n=m$ のときには、 $H(\theta^*, z) = H_{\text{tf}}^*(z)$ となる $\theta^*$ が存在し、 $N \rightarrow \infty$ のとき $\hat{\theta} \rightarrow \theta^*$ となり、 $H(\hat{\theta}, z)$ は最適動的量子化器になることが先行研究[38]において示されている．

#### 4.2.2 D4Q の構築手順

本節では、前節で述べたデータ駆動型動的量子化器の設計に基づき、実際にD4Qを構成する手順を整理する．以下にその具体的なステップを示す．

**Step1** まず, 制御対象 $P$ に対して, 静的なミッドトレッド型量子化器を用いて入力信号 $u(k)$ を量子化し, その結果得られる離散信号 $v(k)$ と, 対象から得られる出力 $y(k)$ を記録する. このとき, 使用する量子化器の量子化幅 $d$ は事前に設定しておく. この操作により,  $P$ に関する実際の入出力データ $(v(k), y(k))$ が得られる.

**Step2** 次に, Step 1 で得られたデータを用いて, 評価関数 $J(\theta)$ を最小にするパラメータベクトル $\bar{\theta}$ を求める.

**Step3** 得られた $\bar{\theta}$ にたいして, 先頭の要素 $\bar{\theta}_{b,0}$ で先頭から $m+1$ 個の要素を割ることで正規化したパラメータ $\hat{\theta}$ を求める.

**Step4**  $H(\hat{\theta}, z)$ が得られるので, (4.5)式の構造に従うことで動的量子化器を構成することで D4Q を得られる.

## 4.3 実機実験

Section 4.1 で示したように D4Q については数値シミュレーションによって有効性が確認されているものの, これまで実機を用いた検証はなされていない. 本節では, D4Q の実用性を実証するため, 産業用モータを対象とした実験を通じてその適用可能性を示す.

### 4.3.1 実験装置の概要

本実験に用いた装置構成を Figure 4.4 に示す. モータおよびモータアンプには, オリエンタルモータ株式会社製の BXM230-GFS および BXSD30-A2 を使用する. このモータにはエンコーダが内蔵されており, モータの回転角度をフィードバックすることが可能である. I/O system には株式会社コンテック製の F&eIT 省配線リモート I/O システムを採用し, コントローラには市販の汎用 PC を用いる [44]. 本システムでは, PC から出力される指令信号を I/O システム経由でモータアンプに入力し, その結果としてモータを駆動する. このとき, モータアンプへの入力にはモータの回転速度の指令値であり, モータから得られる回転角度は内蔵エンコーダを通じて I/O システム経由で PC に取り込まれる. また, 制御ソフトウェアとして, MATLAB/Simulink を用いる. Simulink の toolbox の 1 つである Simulink Desktop Real-Time を用いることで実時間での制御が可能である. なお, 実現可能な制御帯域は機器の構成により異なるが, 本章

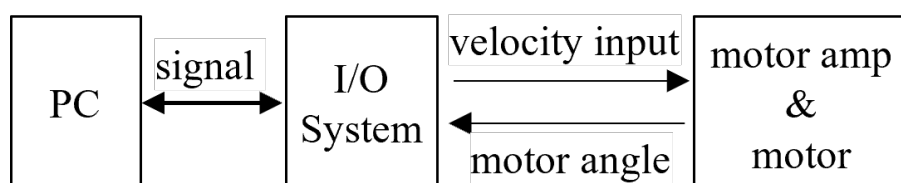
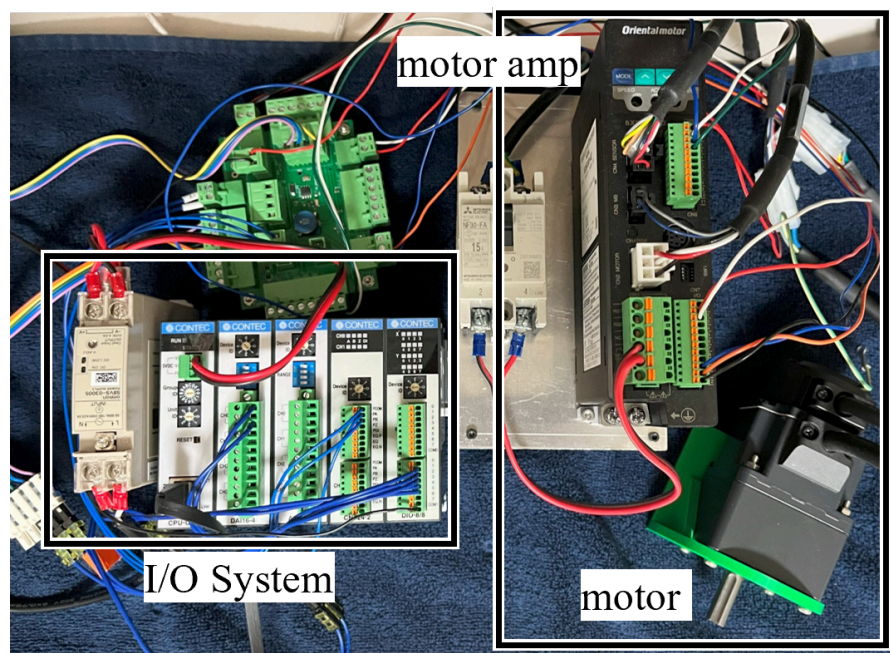


Figure 4.4 Experimental system

の構成では 500Hz 程度までの制御帯域が可能であることを別途実験的に確かめている。

実機を含む対象システムの構成を Figure 4.5 に示す。モータの回転角度をそのまま単純にフィードバックすることで、角度入力と角度出力をもつ 1 自由度のシステムと見なすことができ、これをプラント  $P_{\text{ex}}$  と定義する。このとき、対象システムは Figure 4.1 の  $P$  を  $P_{\text{ex}}$  に置き換えたものと同等である。ここで、 $u(k)$  は回転角度の指令値、 $y(k)$  は実際のモータ回転角度、 $v(k)$  は  $u(k)$  を量子化器  $Q$  によって量子化した信号である。

### 4.3.2 連続値入力に対する応答

まず、基準として量子化器を用いない場合の入出力関係を確認する。すなわち、連続値の入力信号をモータに与えたときの出力挙動を観察する。入力信号  $u(k)$  として、以下のような振幅 1.5 rad、周期 0.2 Hz の正弦波を用いる。サンプリング周期は  $h = 0.05$  s と設定する。

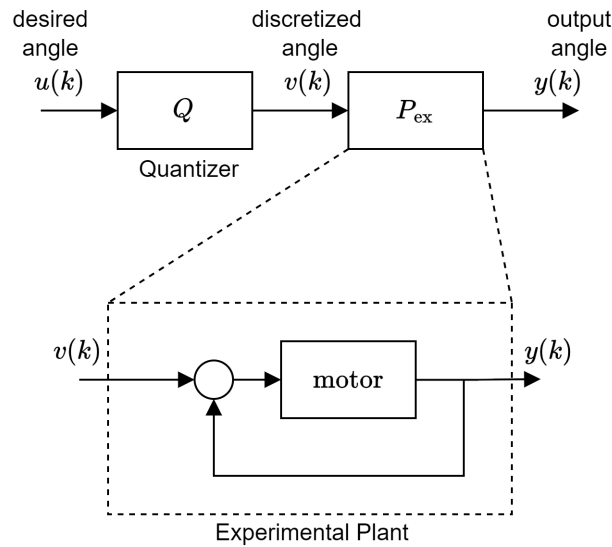


Figure 4.5 Block diagram of experimental system

$$u(k) = 1.5 \sin\left(\frac{2\pi}{5}hk\right) \quad (4.16)$$

このときの入力信号および出力信号を Figure 4.6 に示す。黒破線が入力信号  $u(k)$ ，赤線がモータの回転角度  $y(k)$  である。1.5 s および 4.0 s 付近の出力信号の波形に応答が滑らかでない領域が存在することが確認できる。これは、本実験装置に摩擦や不感帯といった非線形な特性が含まれていることを示唆している。

### 4.3.3 D4Q の適用

Section 4.2.2 手順に従い，D4Q を設計・適用する。

**データ駆動設計のための入出力データの取得** はじめに，量子化幅  $d = 1$  としたミッドトレッド型量子化器  $Q$  を用意し， $P_{\text{ex}}$  の入出力データを収集する。信号の bit 数を削減することを意識し，量子化幅  $d$  は  $u(k)$  を整数値に丸める。入力信号  $u(k)$  は前節と同様に (4.16) 式であらわされる正弦波を用いる。このときの  $P_{\text{ex}}$  への入力信号および出力信号を Figure 4.7 に示す。実験データのうち，動作はじめの影響がないと判断できる途中 2 周期分のデータを示す。Figure 4.7 において，上段が出力信号，下段が入力信号である。青線が  $Q$  で量子化した入力信号である。また，連続値入力信号の場合の入出力を赤線で比較として示す。

### D4Q 構成とその適用

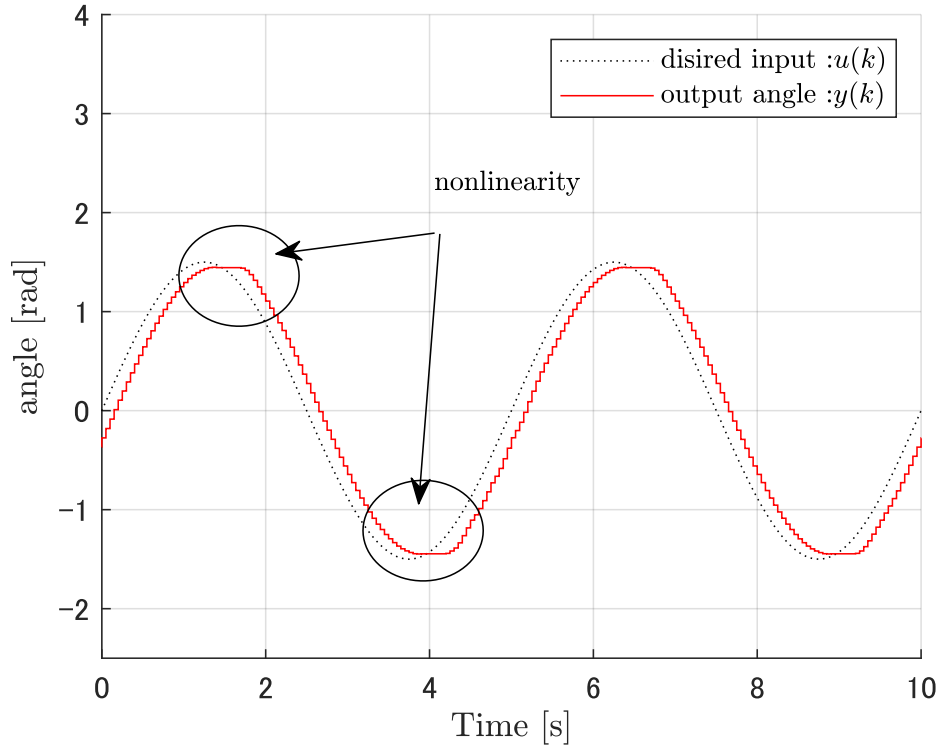


Figure 4.6 Continuous input (desired angle) and output angle

前節で得た入出力データをもとに，D4Q を構成する． 利用するデータは Figure 4.7 に示す2周期，10秒分のデータであり，評価関数は(4.13)式を用いる． サンプル数 $N = 201$ であり， $H(\theta, z)$ の次数 $m$ は設計者により決められるパラメータである． 本章では， $m = 1$ とした場合と $m = 2$ とした場合を扱う． また，評価関数の最小値は MATLAB の `fminsearch` 関数を用いる．

はじめに， $m = 1$ とした場合， $H(\theta, z)$ は(4.17)式の形となる．

$$H(\theta, z) = \frac{\theta_{b,0}z + \theta_{b,1}}{z + \theta_{a,1}z} \quad (4.17)$$

`fminsearch` において，探索の初期値を

$$\begin{aligned} \theta &= [\theta_{b,0}, \theta_{b,1}, \theta_{a,1}]^T \\ &= [0.9, 0.9, 0.9]^T \end{aligned} \quad (4.18)$$



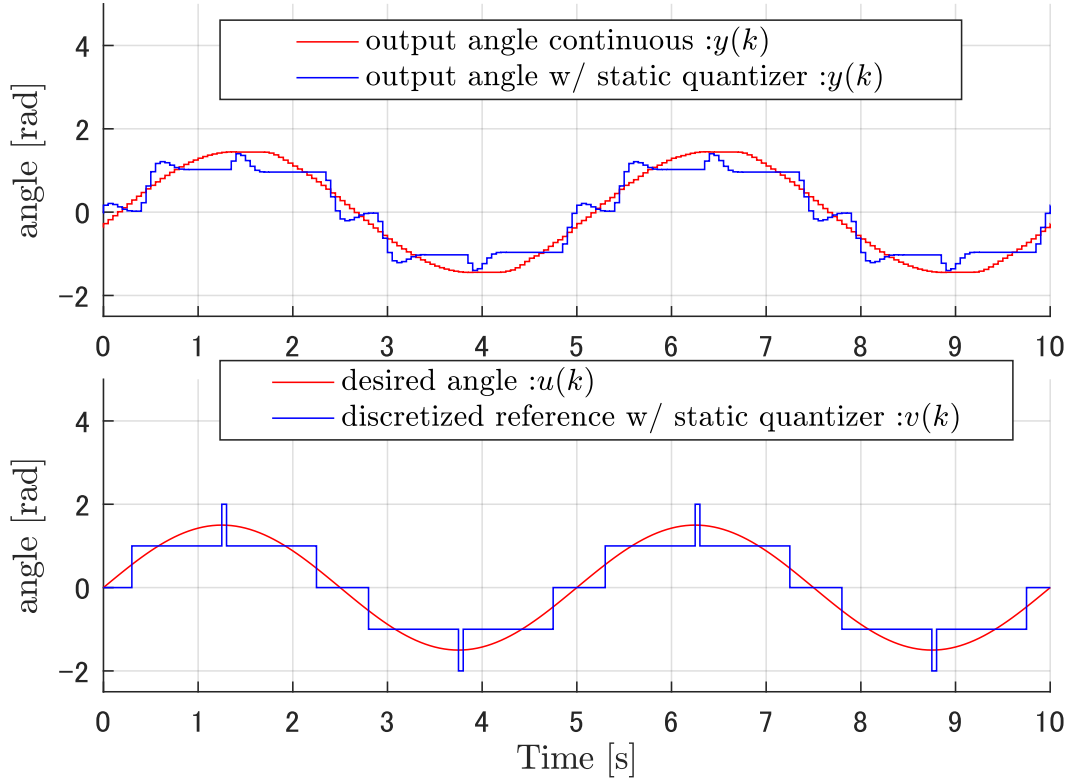


Figure 4.7 Discretized input and output with static quantizer

とする．探索終了の判定は，評価関数 $J_i$ と次の反復 $J_{\{i+1\}}$ との差 $|J_i - J_{\{i+1\}}|$ が $1.0\text{e-}4$ 以下になった時点とする．この条件下で評価関数の最小値をとるときの $\theta$ の値 $\bar{\theta}$ は

$$\bar{\theta} = [2.2904, -0.6690, 0.7361]^T \quad (4.19)$$

となる．探索の回数は130回，評価関数の最小値は16.58であった．これを(4.17)式に代入して $H(\bar{\theta}, z)$ を求め，それを正規化して $H(\hat{\theta}, z)$ とすると，求められた $H(\hat{\theta}, z)$ は

$$H(\hat{\theta}, z) = \frac{z - 0.2921}{z + 0.7361} \quad (4.20)$$

となる．この $H(\hat{\theta}, z)$ とFigure 4.3により動的量子化器 $Q_{\text{D4Q1st}}$ を構成する．そのときの離散化した入力信号およびそのときの出力信号をFigure 4.8に示す．前節と同様に実験データのうち，動作はじめの影響がないと判断できる途中2周期分のデータを示している．上段が出力信号，下段が入力信号であり，赤線が連続値

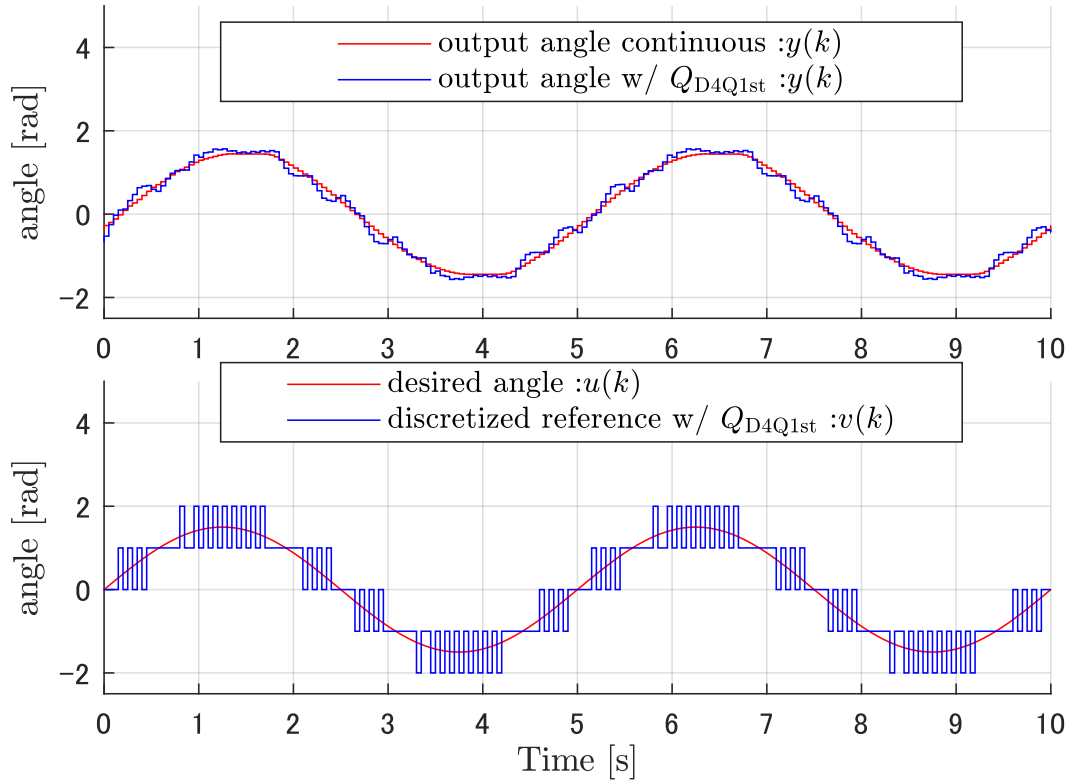


Figure 4.8 Discretized input and output with D4Q(1st order)

入力信号の場合，青線が動的量子化器 $Q_{D4Q1st}$ で量子化した入力信号の場合である．以降も同様に表す．

次に， $m = 2$ とした場合を考える．このとき， $H(\theta, z)$ は(4.21)式の形となる．なお， $\theta_{a,0}$ は $m = 1$ のときと同様に 1 として固定している．

$$H(\theta, z) = \frac{\theta_{b,0}z^2 + \theta_{b,1}z + \theta_{b,2}}{z^2 + \theta_{a,1}z + \theta_{a,2}} \quad (4.21)$$

探索の初期値を

$$\begin{aligned} \theta &= [\theta_{b,0}, \theta_{b,1}, \theta_{b,2}, \theta_{a,1}, \theta_{a,2}]^T \\ &= [0.9, 0.9, 0.9, 0.9, 0.9]^T \end{aligned} \quad (4.22)$$

とする．終了条件は $m = 1$ の場合と同じとする．このとき，評価関数の最小値をとるときの $\theta$ の値 $\bar{\theta}$ は

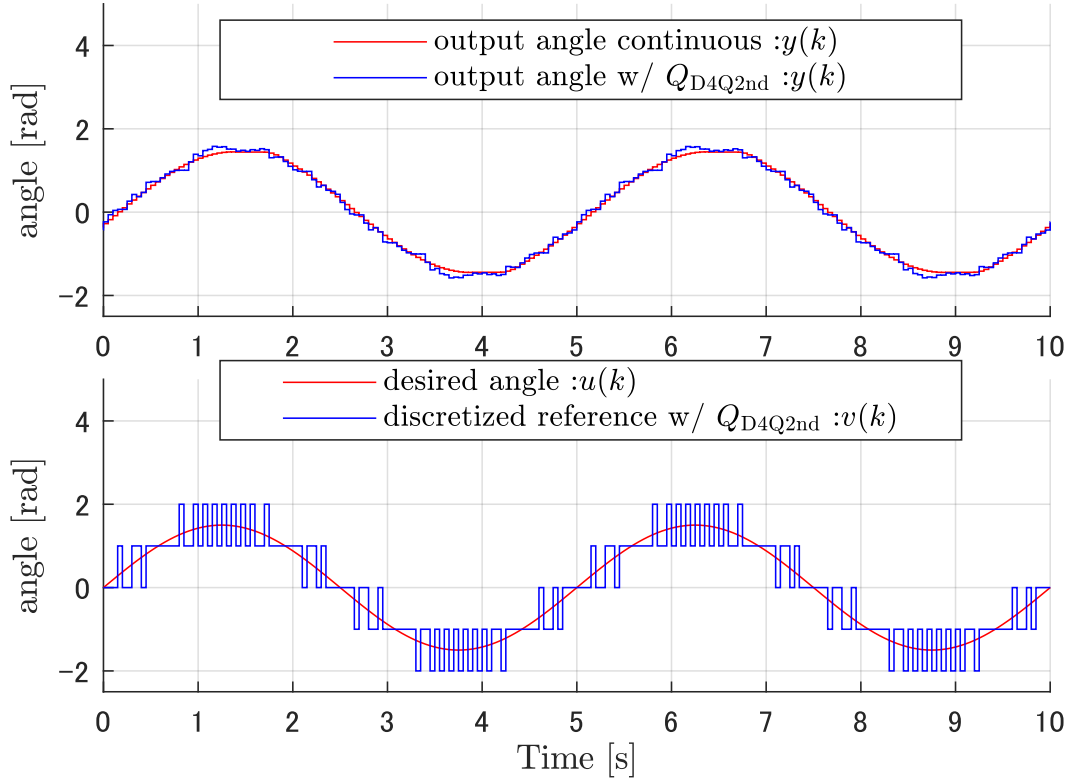


Figure 4.9 Discretized input and output with D4Q(2nd order)

$$\bar{\theta} = [2.7804, -3.5186, 1.5095, 0.0135, -0.2096]^T \quad (4.23)$$

となり，探索の回数は 398 回，評価関数の最小値は 14.74 であった．これを (4.21) 式に代入し， $H(\bar{\theta}, z)$  をもとめ，正規化して  $H(\hat{\theta}, z)$  とすると，下記が得られる．

$$H(\hat{\theta}, z) = \frac{z^2 - 1.2655z + 0.5429}{z^2 + 0.0135z - 0.2096} \quad (4.24)$$

この  $H(\hat{\theta}, z)$  と Figure 4.3 により動的量子化器  $Q_{D4Q2nd}$  を構成する． $Q_{D4Q2nd}$  により量子化した入力信号およびそのときの出力信号を Figure 4.9 に示す．Figure 4.8 および Figure 4.9 より， $y(k)$  が  $u(k)$  に追従するように動いていることが確認できる．このことより，実機においても D4Q は一定の効果があるといえる．

## 4.4 他手法との比較

他の量子化手法と D4Q との比較をする．本章では，比較対象として最適動的量子化器， $\Delta\Sigma$ 変調器およびディザ量子化器を選択する．

### 4.4.1 最適動的量子化器

最適動的量子化器は(4.2)式にもとづいて設計される．D4Q との比較を行うため，まず実機対象 $P_{\text{ex}}$ のモデリングを行う．Figure 4.5 に示すとおり，本実験対象は速度入力・角度出力の構造をもち，また角度フィードバックを有している．このことから， $P_{\text{ex}}$ は(4.25)式のような離散時間一次システムとしてモデル化される．

$$P_{\text{ex}} : \begin{cases} x(k+1) = 0.595x(k) + 0.405v(k) \\ y(k) = 1x(k) \end{cases} \quad (4.25)$$

ここで， $v(k)$ の係数 0.4050 は実際のデータより実験的に求めたものである．ただし，本モデルには摩擦や不感帯，むだ時間といった実機の非線形性は含まれていない点に注意する．

(4.25)式と(4.2)式より，最適動的量子化器 $Q^*$ を求めると，

$$Q^* : \begin{cases} \xi(k+1) = 0.595\xi(k) - 0.405(u(k) - v(k)) \\ v(k) = q(-1.4691\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (4.26)$$

となる．このときの，入力信号および出力信号を Figure 4.10 に示す．上段が出力信号，下段が入力信号であり，赤線が連続値入力信号の場合，青線が最適動的量子化器で量子化した入力信号の場合である．

### 4.4.2 $\Delta\Sigma$ 変調器

$\Delta\Sigma$ 変調器は Section 2.1.4 で示したものである．D4Q と同じく，次数を制御対象の次数と独立して設計可能であるのが特徴である．本章では 1 次および 2 次の $\Delta\Sigma$ 変調器を比較対象として用いる．それぞれ再掲すると，1 次の $\Delta\Sigma$ 変調器 $Q_{\Delta\Sigma 1\text{st}}$ は(4.27)式で与えられ，2 次の $\Delta\Sigma$ 変調器 $Q_{\Delta\Sigma 2\text{nd}}$ は(4.28)式で与えられる．

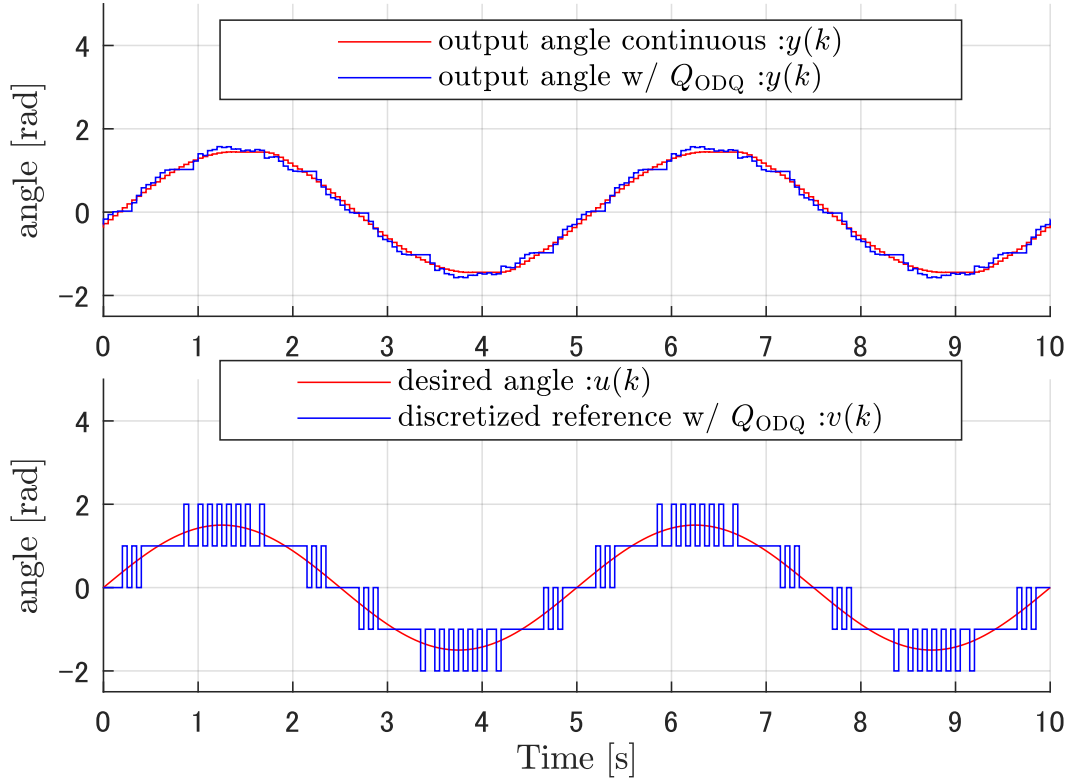


Figure 4.10 Discretized input and output with ODQ

$$Q_{\Delta\Sigma \text{ 1st}} : \begin{cases} \xi(k+1) = \xi(k) + v(k) - u(k) \\ v(k) = q(-\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (4.27)$$

$$Q_{\Delta\Sigma \text{ 2nd}} : \begin{cases} \xi(k+1) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \xi(k) + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} (v(k) - u(k)) \\ v(k) = q(-(1 \ 1)\xi(k) + u(k)) \end{cases} \quad (4.28)$$

それぞれの入力信号および出力信号を Figure 4.11 および Figure 4.12 に示す。黒破線が入力信号 $u(k)$ ，青破線が $\Delta\Sigma$ 変調器で量子化された入力信号 $v(k)$ ，赤線がモータの回転角度 $y(k)$ である。

#### 4.4.3 ディザ量子化

ディザ量子化器は，ノイズをあえて付加したのちに量子化を行うことで入力が小さいときの量子化の改善を図ったものであり，Section 2.1.3 で示される。以下

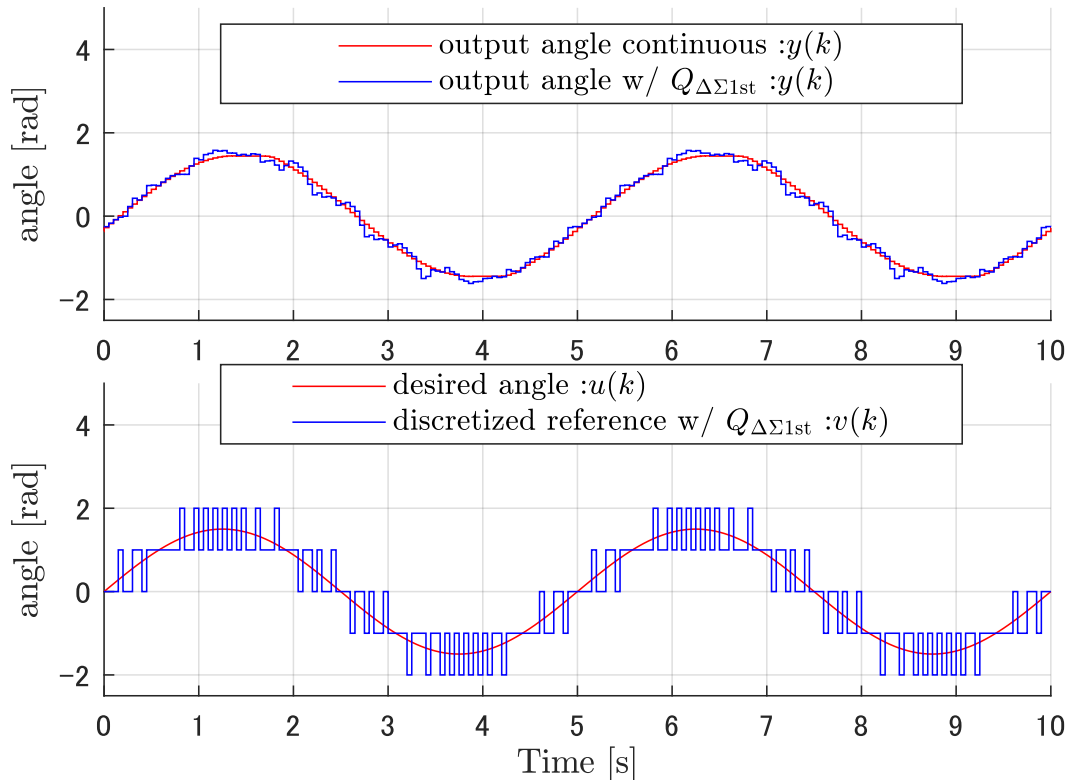


Figure 4.11 Discretized input and output with  $\Delta\Sigma$  modulator(1st order)

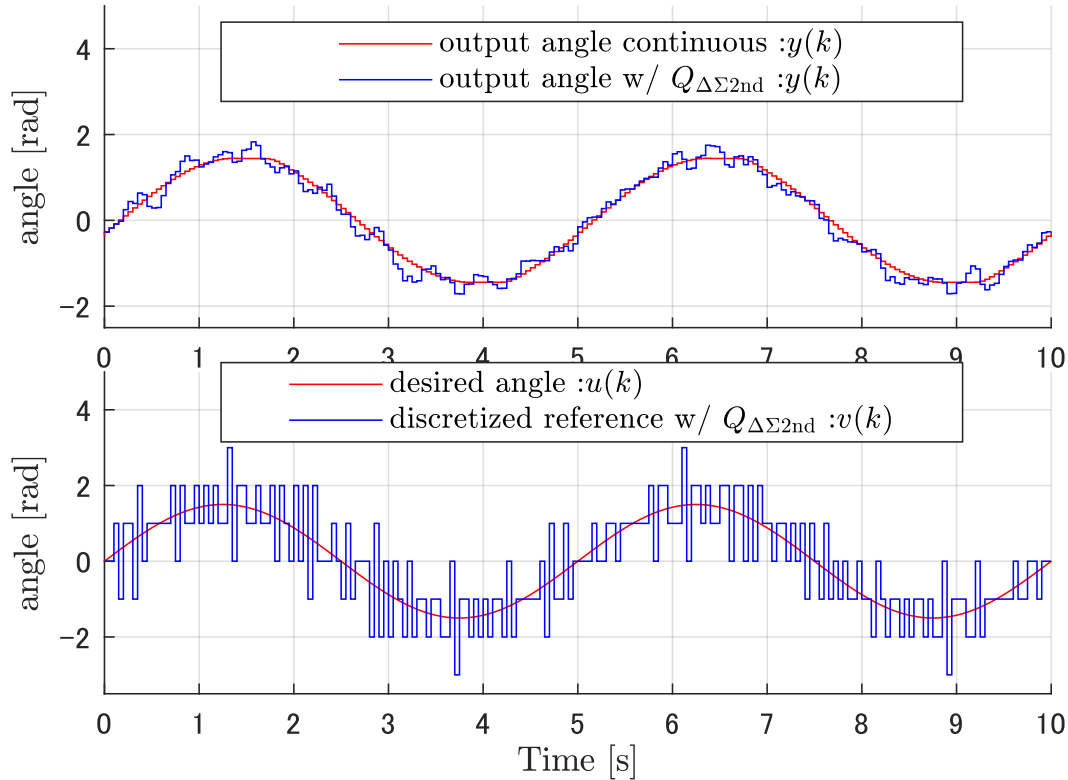
の式に示すように,  $u(k)$ にディザ信号として $[-1/2, 1/2]$ 上の一様分布に従う確率過程 $\eta(k)$ を加えて, 量子化することで $v(k)$ を得る.

$$v(k) = q(u(k) + \eta(k)) \quad (4.29)$$

入出力信号を Figure 4.13 に示す. 上段が出力信号, 下段が入力信号であり, 赤線が連続値入力信号の場合, 青線がディザ量子化器で量子化した入力信号の場合である.

#### 4.4.4 比較結果

まず, 1 次の量子化器として設計された各手法を比較する. 対象となるのは, D4Q1stに加え, (4.26)式で示される最適動的量子化器, (4.5)式の $\Delta\Sigma$ 変調器 (1次), および(4.29)式のディザ量子化器である. それぞれの手法について, 量子化器を用いた場合と用いない場合の出力の差分, すなわち Figure 4.8, Figure 4.10, Figure 4.11, および Figure 4.13 における上段の赤線 (連続入力) と青線 (量子化入力) の差を比較する. この差分を Figure 4.14 に示す. ここで使用するデータ

Figure 4.12 Discretized input and output with  $\Delta\Sigma$  modulator(2nd order)

区間は前章までと同様に、定常状態に達したとみなせる中間の2周期分である。Figure 4.14において黒線がD4Q1st, 青線が $\Delta\Sigma$ 1st, 赤線が最適動的量子化器, 緑線がディザ量子化器における結果を示す。Figure 4.14よりD4Q1stの応答は図中で示している区間において連続値に近い応答を示していることがわかる。加えて、量子化器の有無による出力の残差平方和(RSS)および差の絶対値の最大値(MAE)をTable 4.1のD4Q1st, ODQ,  $\Delta\Sigma$ 1st, ditherに示す。Table 4.1より、同区間において1次で設計した場合の比較では最適動的量子化器(ODQ)がRSSおよびMAEにおいてともに最小であることが確認できる。最適動的量子化器(ODQ)は最大誤差を最小するように設計しているため、本結果はその設計意図を反映していると考えられる。また、D4Q1stにおいてはRSSでは $\Delta\Sigma$ 1stに次いで、MAEにおいては最適動的量子化器に次いで小さい値を示しており、量子化器として有用であるといえる。

次に、2次の量子化器について比較を行う。対象となるのはD4Q2ndおよび $\Delta\Sigma$  2nd, つまり(4.24)式および(4.6)式の量子化器である。これは、D4Qおよび $\Delta\Sigma$ 変調器はどちらも対象のモデルの次数とは独立して設計できることが特徴であることによる。一方で、最適動的量子化器は対象の次数が1次であるため比

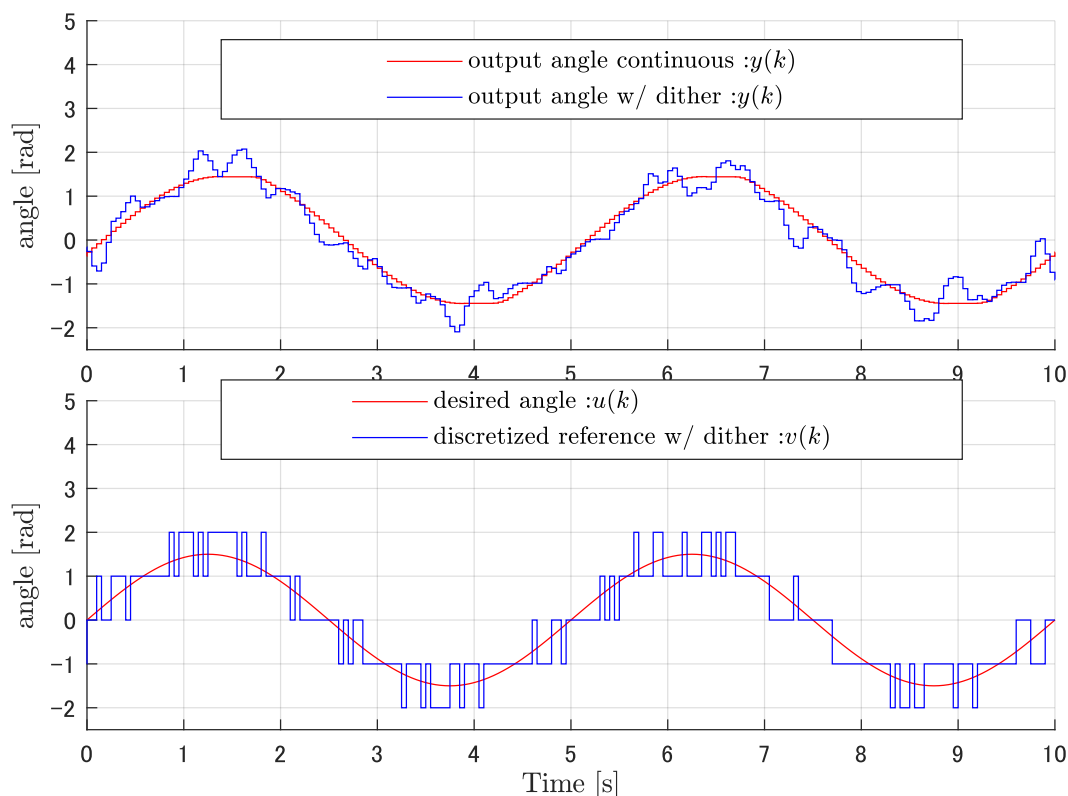


Figure 4.13 Discretized input and output with dither

較対象から除外し、ディザ量子化器も前段で評価済みのためここでは省略する。1 次の場合と同様に量子化器を適用した場合と適用しない場合との出力の差分，すなわち Figure 4.9 および Figure 4.12 における上段の青線と赤線の差を Figure 4.15 に示す。

#### 4.4.5 考察

2 次の D4Q である D4Q2nd が最適動的量子化器よりもわずかに良好な結果を示した要因について考察する。最適動的量子化器は，モデル  $P_{\text{ex}}$  に基づいて構成されるが，このモデルには摩擦や不感帯，モデル化誤差といった現実的な要素が含まれていない。一方で，D4Q は実際の入出力データから直接設計されるため，それらの非線形特性を自然に反映していると考えられる。さらに，最適動的量子化器では対象と同じ次数で構成されるのに対し，D4Q では設計者が自由に次数  $m$  を選択できる。その結果，D4Q はより高次の構造を持たせることで対象の挙動を柔軟に近似し，より高精度な応答を実現することが可能となっている。



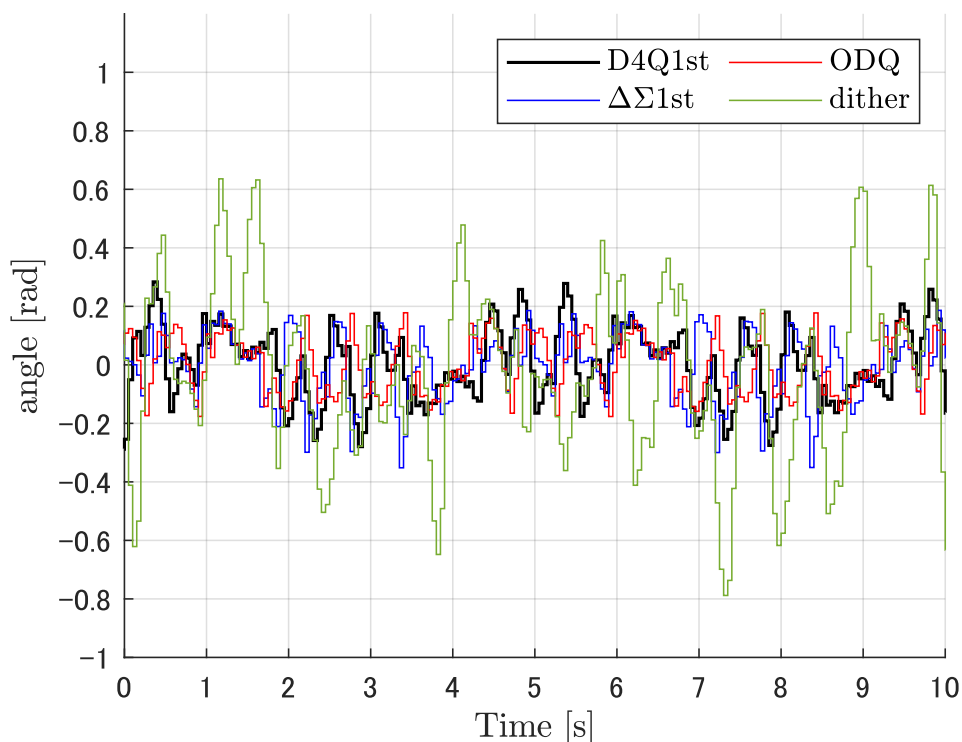


Figure 4.14 Output error in discrete-input systems compared to the continuous-input system (1st order case)

#### 4.4.6 未知入力信号に対する D4Q の応答

最後に、D4Q 構成時とは異なる入力信号に対して、構成済みの D4Q が有効に動作するかを検証する。入力信号 $u(k)$ として(4.30)式に示す、異なる振幅と周波数を持つ3つの正弦波を加えた以下の信号を入力とする。なお、D4QとしてD4Q2ndを用い、 $u(k)$ 以外の他のパラメータは先述の条件と同じものとする。

$$u(k) = 1.3 \sin\left(\frac{2\pi}{3}hk\right) + 1.1 \sin\left(\frac{2\pi}{5}hk\right) + 0.9 \sin\left(\frac{2\pi}{7}hk\right) \quad (4.30)$$

入出力信号と連続値入力信号の場合の入出力信号を Figure 4.16 に示す。上段が出力信号、下段が入力信号である。赤線が連続値入力信号の場合、青線が量子化した入力信号の場合である。Figure 4.16 より、量子化入力と連続値入力においてそれぞれの出力信号が同様の応答を示していることが確認できる。このことより、D4Q 構成時とは異なる入力信号を入力した際にも有効であるといえる。

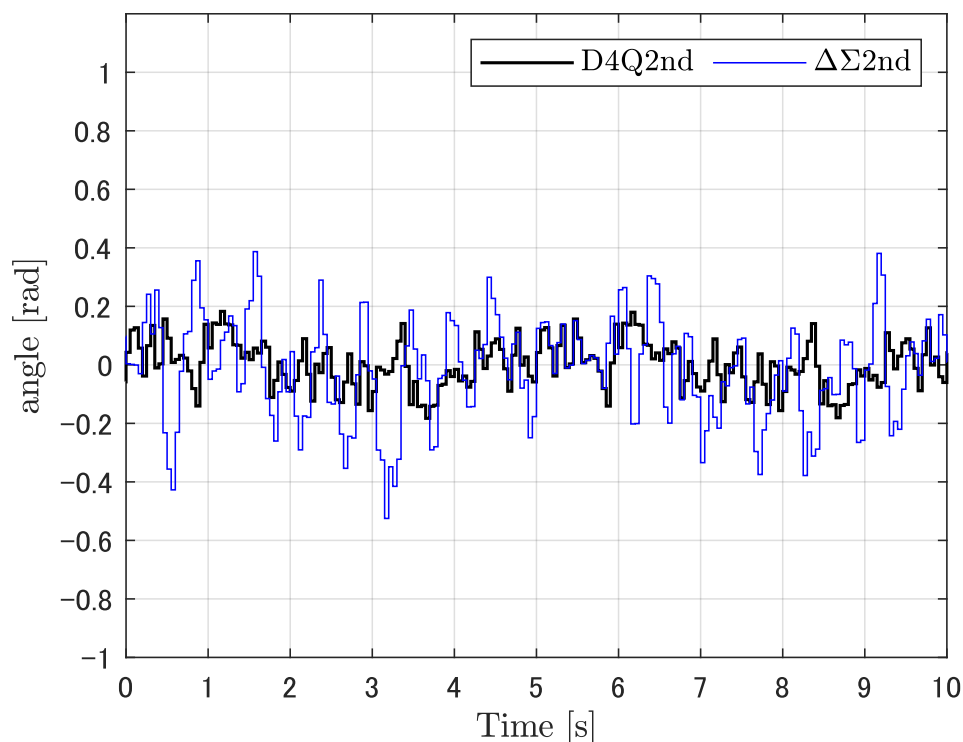


Figure 4.15 Output error in discrete-input systems compared to the continuous-input system (2nd order case)

Table. 4.1 Residual sum of squares(RSS) and maximum absolute error(MAE) in discrete-input systems compared to the continuous-input system

	D4Q1st	D4Q2nd	ODQ	$\Delta\Sigma(1st)$	$\Delta\Sigma(2nd)$	dither
RSS	3.18	1.37	1.98	2.70	5.38	17.27
MAE	0.28	0.18	0.18	0.35	0.50	0.79

## 4.5 結言

本章では、入出力データに基づいて設計される動的量子化器である D4Q を実機に適用し、その有効性を検証した。最適動的量子化器やディザ量子化器との比較においても、D4Q は遜色ない良好な結果が得られることを示した。D4Q は対象の詳細なモデル情報を必要とせず入出力データから構築できるため、モデル化が困難な要素を有する対象にも適用が可能である。このようなモデル化が困難な要素を有するシステムの例として、油圧システムがあげられる。油圧システムは構造上、シーリングなどによる摩擦や作動流体の圧縮性などに起因する

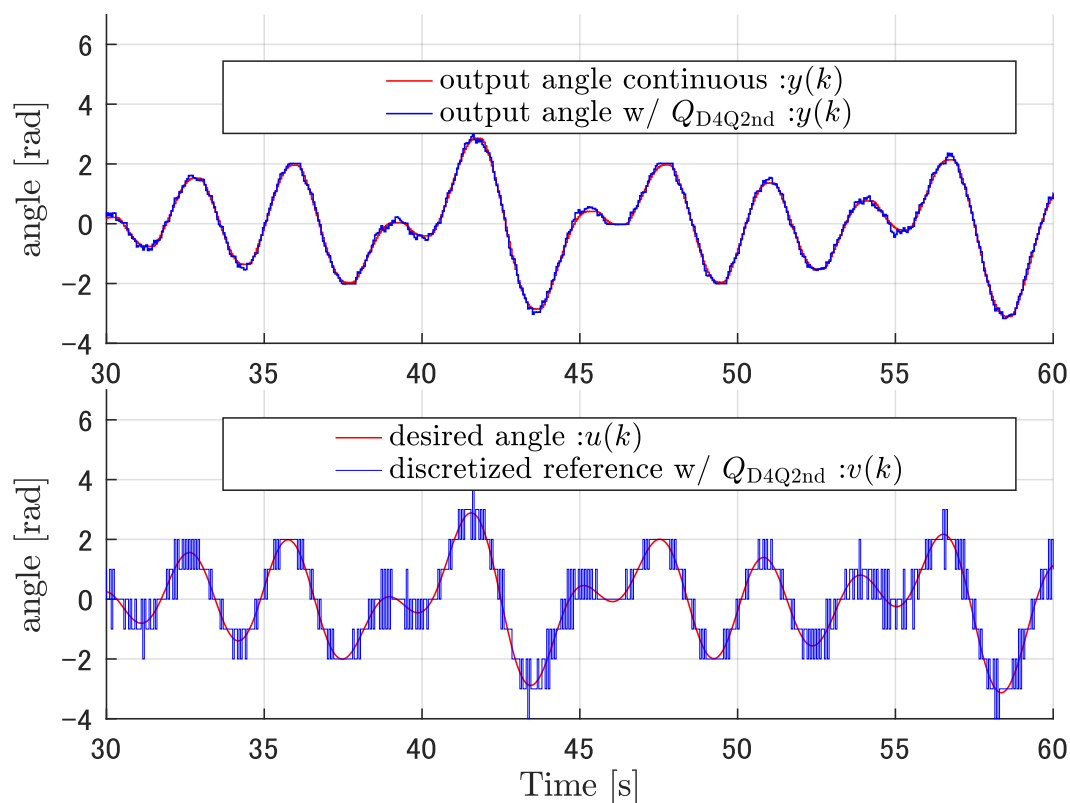


Figure 4.16 Discretized input and output with D4Q (for complex sinusoids)

要素が多い。これにより精緻なモデルを得ることが難しい対象でとなっている。また、出力に与えるそれらの影響が比較的大きいため無視できないものとなる。これらの要因により制御を難しくしている。D4Qはこのような対象に対しても有効であることが期待できるため、今後適用し展開していく。

## 第五章 結言

### 5.1 本論文のまとめ

人類はその長い歴史を通じて、生産性の向上と労力の削減に取り組んでおり、またこれからも絶え間なくその取り組みをなしていく。これらの取り組みは各要素技術の発展とインフラ面での整備の両方により達成されているものである。特に、製造業においてはこの取り組みが顕著であり、製造の自動化 (Factory Automation) が進んでいる。自動化を行う対象範囲は年々拡大しており、またそれぞれの製造装置もより高度なものをより早く市場投入することが要求される。必然的に、装置を制御するための制御器の開発もより早いサイクルで行うことが求められるものとなるが、個々の装置の調整や摩擦などの非線形要素は実際の物が完成した後でないとわからないことも多々あるため、制御設計は後手にまわることも多い。

加えて、近年では通信も重要な要素となっており、生産自動化の進展においては工場内での重要なインフラの一つとなっている。製造装置に着目した場合、モータ等のアクチュエータやセンサにも通信機能が搭載されるようになっている。これは通信量の増加を招き、今後の製造業においては通信量の増加がボトルネックとなることが予想される。

そこで本論文では、信号を量子化すること、およびそのパラメータ調整をデータを用いて行うことで効率的に行う手法への取り組みを行った。信号の量子化により通信帯域を削減し、また非線形要素の影響を抑えることができる。

第三章において、制御対象の非線形要素を補償するデータ駆動型フィードバック変調器(DDFBM)を提案し、設計手法をまとめた。これは非線形補償型フィードバック変調器を拡張したものであり、制御対象の非線形要素による出力の影響を予測するとともに、信号を量子化することでその影響をおさえることができることを示した。また、データ駆動型フィードバック変調器の特徴として、主制御器と非線形補償器を別個に独立して設計できること、パラメータ調整は実際のデータ入出力に基づいて行うことができる点がある。これにより、例えば製品開発のプロセスにおいて制御対象の性能を決める制御部分は初期段階から時間をかけて開発し、装置の個体差や非線形要素を吸収する非線形補償部を最後に設計することが可能となる。また、非線形補償部が分離されていることであとからパラメータ調整を行うことや、既存製品に後付けすることによる性能向上を図ることができる。後者においては、制御装置の中身が不明で制御器の更新ができない場合にも有用である。

第四章においては、量子化器の一つである動的量子化器を制御対象の入出力データに基づいて設計する、データ駆動型動的量子化器(Data-Driven Designed Dynamic Quantizer; D4Q)を実機に適用し、最適動的量子化器等と遜色ない性能であることを示した。本手法は制御対象の入出力データを用いるため、制御対象のモデルを必要としないことが特徴である。そのため、モデル化することが難しい非線形要素を有する対象にも適用することが可能であり、有効であることを示した。

これらの結果により、量子化と入出力データに基づくデータ駆動型設計を組み合わせることで非線形要素な要素を持つ対象に量子化器を適用し、性能向上が図れることを示した。量子化は通信の bit 数を小さくするとともに、信号を更新する周期も長くするため制御帯域の削減に寄与する。また、データ駆動型設計はパラメータの調整も省力化が可能である。よって本研究の目的である非線形保証、通信量の削減およびパラメータ調整の省力化が達成できることを示した。

## 5.2 今後の展望

本研究は実運用への適用を念頭においている。そのため、提案手法である量子化およびデータ駆動によるそのパラメータ調整は実機で実現してこそ真に意味があるものになるといえる。そこで本論文で用いた実験機および、今後本手法の展開先の例として現在構築している実験装置について述べる。

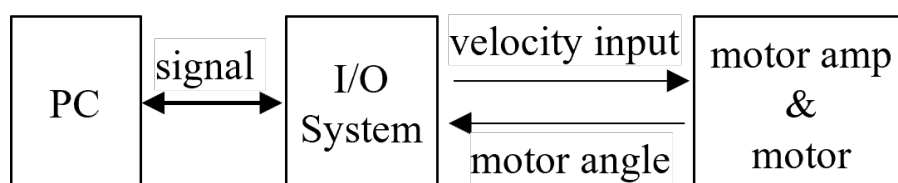
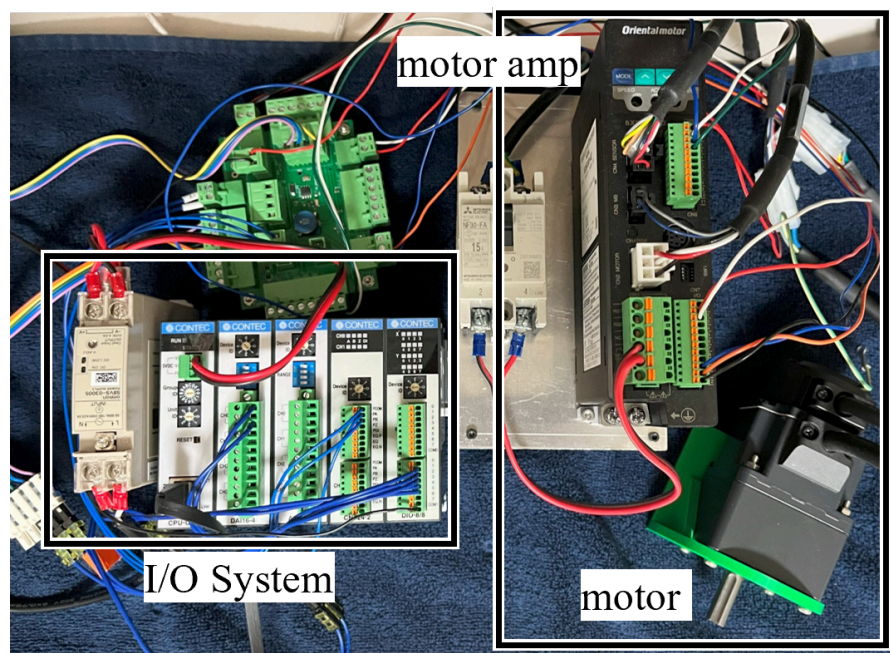


Figure 5.1 Experimental System of Section 4

### 5.2.1 本論文での実験装置

初めに，第四章において用いた実験装置について詳細を述べる．実験装置を Figure 5.1 に再掲する．詳細は第四章に記載のとおりであるが，本実験装置で用いている I/O System およびモータは実際の製造現場においても広く用いられているものである．そのため，本論文にて提案した手法を実現場に適用する際の障壁を比較的低くすることができる．また，それぞれの装置は産業用途で使用されるものであるため，頑健かつ入手性も良いことが本実験装置の利点でもある．

### 5.2.2 今後の展開先の実験装置

本手法の適用先として，油圧システムの制御への適用を目指している．油圧システムは高出力かつ外力に対して頑健という特徴を持つ．そのため，古くから自動化のためのアクチュエータとして用いられてきており，例えば世界初の産業用ロボットである Unimate は油圧で駆動であった．一方で，Section 2.2 で述べ

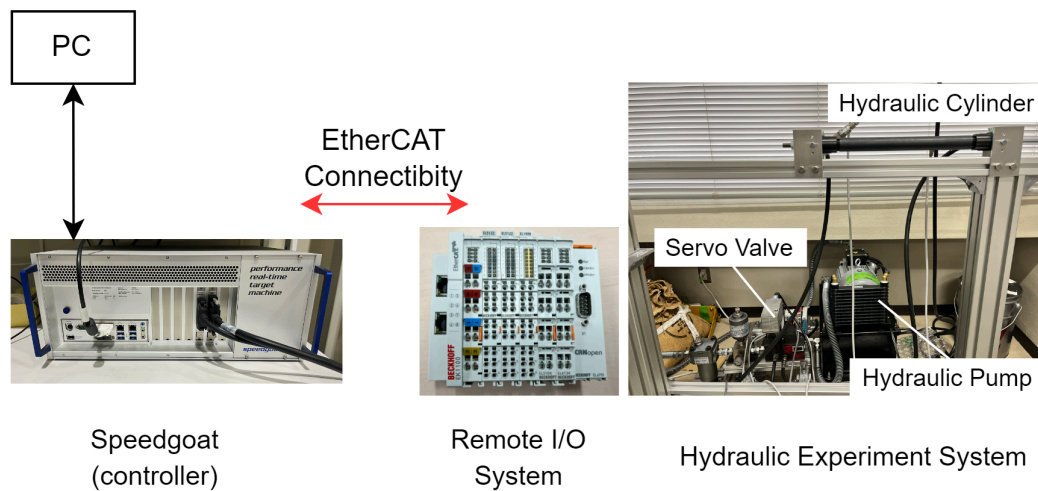


Figure 5.2 Experimental System of Hydraulic

たようにアクチュエータの切換え周期が長いこと、および作動油が漏れないようにシーリングがされていることによる摩擦が大きいこと、さらには作動油自身の圧縮性や粘性等による強い非線形などにより制御性能は低いものとなっている。そのため、近年の電気モータ等の発展により、駆動要素として電気モータ等に置き換えられることが多くなっている。

しかしながら先述した高出力かつ頑健という特性からプレス機や建設機械のアクチュエータとしては現状唯一無二とも呼べるものであり、今後もその需要は継続すると考えられる。また、近年は作業員が減少していることもあり、建設機械の自動化が進められている。そのため、油圧システムの制御をより高度にすることへの要求が高まっている。

上記で述べたように油圧システムはアクチュエータの切換え周期が長く、また強い非線形要素を有する対象であるため、本研究で取り組んだ量子化器の適用先としては非常に適している対象であるといえる。そこで、実機で検証を行うために Figure 5.2 に示す油圧システムを用いた実験装置を構築している。

油圧システムを実験対象として扱うため、本実験装置には安全性が特に重要な要素として求められる。安全性とは装置そのものが壊れないことに加え、周辺機器が誤動作しにくいこと、誤動作しても人的損害を与えないこと、つまりフェイルセーフであることが求められる。加えて、様々な制御アルゴリズムを実装して実験するというループを高速にまわすために使いやすいことも同時に求められる。これらの条件を満たすため、本システムはコントローラとして Speedgoat,



信号の入出力として EtherCAT 通信を用いたリモート I/O を採用している。Speedgoat は MATLAB/Simulink で構築した制御アルゴリズムをそのままシームレスに実装できるものである。MATLAB/Simulink は制御アルゴリズム開発のデファクトスタンダードとなっているソフトウェアの一つであるため、これを用いることで制御アルゴリズムの高速な実装が可能となる。また EtherCAT は近年シェアを伸ばしている産業用通信手法であり、高速かつ時刻同期が高精度であるという特徴を持つ。さらにリモート I/O は産業用であり工場などの現場での使用に耐えられるように作られているため、装置そのものが頑丈であり、また故障時のモードも安全側になるようになっている。そのため、使用者は故障時の心配をすることが少なくなり、制御アルゴリズムの研究開発に集中することができる。

このように本システムは産業分野で培われてきた技術を積極的に採用した実験装置となっている。これにより、産業と研究の垣根を低くすることができるとともに、産業機器は大量に生産されていることによるコストと調達面でのスケールメリットを得ることができる。また、この構成は拡張性が高いため、本実験装置に限らず、今後の制御に関連した研究開発、特に機械制御分野において非常に有用なものとなる。

そこで本実験装置において、量子化器や制御アルゴリズムの研究開発を行い実証することで、油圧システムをはじめとしたアクチュエータの制御の高度化を目指す。それにより実運用を念頭に置いた研究開発を今後推進していく。





## 研究成果

本論文に関連する著者の原著論文(査読有)を下記に示す.

1. 吉田 侑史, 石川 将人, 南 裕樹, 藤本 悠介, 「動的量子化器のデータ駆動型設計の実機検証: モデル化困難な要素を有するモータ制御系への適用」, 計測自動制御学会論文集, 2025, 61 巻, 8 号 (掲載予定)
2. 吉田 侑史, 石川 将人, 南 裕樹, 「データ駆動型フィードバック変調器による非線形補償器の設計」, 計測自動制御学会論文集, 2023, 59 巻, 5 号, p. 252-258.



## Bibliography

- [1] HMS-Networks, 2024, “Industrial network market shares 2024 according to HMS Networks .”
- [2] 美多, and 向田, 1983, “デジタル制御系における最適サーボ系の設計,” 計測自動制御学会論文集, 19(3), pp. 193–199.
- [3] 残間, 山本, and 石田, 2009, “拘束を伴う線形離散時間システムの量子化フィードバック安定化,” 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 129(1), pp. 21–28.
- [4] 神谷, and 内田, 2007, “スライディングモードを利用した離散入力システムの制御,” 計測自動制御学会論文集, 43(6), pp. 439–446.
- [5] 赤阪, and 劉, 2008, “On-Off 制御系に対する安定化出力フィードバック則の設計法,” 計測自動制御学会論文集 = Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, 44(5), pp. 415–424.
- [6] 南, 2017, “信号品質を保つデジタル化技術：ノイズシェーピング量子化—I,” システム／制御／情報, 61(2), pp. 76–82.
- [7] Gersho, A., and Gray, R., 2012, Vector Quantization and Signal Compression, Springer US.
- [8] Widrow, B., and Kollár, I., 2008, Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications, Cambridge University Press.

- [9] Lipshitz, S. P., Wannamaker, R. A., and Vanderkooy, J., 1992, “Quantization and dither: A theoretical survey,” *Journal of the audio engineering society*, **40**(5), pp. 355–375.
- [10] Azuma, S., and Sugie, T., 2008, “Optimal dynamic quantizers for discrete-valued input control,” *Automatica*, **44**(2), pp. 396–406.
- [11] Inose, H., Yasuda, Y., and Murakami, J., 1962, “A Telemetry System by Code Modulation -  $\Delta$ - $\Sigma$  Modulation”, *IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry*, (3), pp. 204–209.
- [12] Bourdopoulos, G. I., 2003, *Delta-sigma modulators: modeling, design and applications*, Imperial College Press.
- [13] 岡島, and 南, 2017, “信号品質を保つデジタル化技術: ノイズシェーピング量子化—II— $\Delta\Sigma$  変調器”, *システム/制御/情報*, **61**(4), pp. 158–163.
- [14] Rosa, J. M. de la, 2011, “Sigma-Delta Modulators: Tutorial Overview, Design Guide, and State-of-the-Art Survey,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, **58**(1), pp. 1–21.
- [15] 石川, 丸田, and 杉江, 2007, “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*, **43**(1), pp. 31–36.
- [16] 石川, 丸田, and 杉江, 2008, “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*, **44**(3), pp. 288–290.
- [17] Ohgi, T., and Yokokohji, Y., 2008, “Control of Hydraulic Actuator Systems Using Feedback Modulator,” *Journal of Robotics and Mechatronics*, **20**(5), pp. 695–708.
- [18] 加藤, 西海, and 小波, 2002, “油圧モータ・負荷系へのニューラルネットの適用: 第2報, 微小動作信号のパルス幅変調による油圧モータ・負荷系の高精度角度制御(機械力学, 計測, 自動制御),” *日本機械学会論文集 C 編*, **68**(670), pp. 1827–1833.
- [19] 小池, 千田, and 池田, 2013, “非線形量子化器を伴う空圧式除振台の制御,” *計測自動制御学会論文集*, **49**(4), pp. 488–496.
- [20] De Persis, C., and Tesi, P., 2020, “Formulas for Data-Driven Control: Stabilization, Optimality, and Robustness,” *IEEE Transactions*

- on Automatic Control, **65**(3), pp. 909–924. <https://doi.org/10.1109/TAC.2019.2959924>.
- [21] Elbayomy, K. M., Zongxia, J., and Huaqing, Z., 2008, “PID Controller Optimization by GA and Its Performances on the Electro-hydraulic Servo Control System,” *Chinese Journal of Aeronautics*, **21**(4), pp. 378–384.
  - [22] Khosravi, M., Behrunani, V., Smith, R. S., Rupenyan, A., and Lygeros, J., 2020, “Cascade control: Data-driven tuning approach based on Bayesian optimization,” *IFAC-PapersOnLine*, **53**(2), pp. 382–387.
  - [23] 桑原, 池崎, 定本, and 金子, 2020, “目標応答追従のためのデータ駆動制御型参照信号整形,” *計測自動制御学会論文集*, **56**(5), pp. 269–274.
  - [24] 奥谷, and 金子, 2016, “FRIT を用いた一般化内部モデル制御器における自由パラメータのデータ駆動型更新,” *計測自動制御学会論文集*, **52**(11), pp. 581–588.
  - [25] 若佐, 2013, “データ駆動型制御における非線形補償と最適化手法,” *計測と制御*, **52**(10), pp. 872–877.
  - [26] 中野, 藤本, and 杉江, 2019, “ベイズ最適化を用いた制御器チューニング,” *計測自動制御学会論文集*, **55**(4), pp. 269–274.
  - [27] Wang, J., Ge, S. S., and Lee, T. H., 2001, “Adaptive Friction Compensation for Servo Mechanisms,” *Adaptive Control of Nonsmooth Dynamic Systems*, G. Tao, and F.L. Lewis, eds., Springer London, London, pp. 211–248.
  - [28] 岡島, 西村, and 松永, 2014, “モデル誤差抑制補償に基づく非線形システムのフィードバック線形化,” *計測自動制御学会論文集*, **50**(12), pp. 869–874. <https://doi.org/10.9746/sicetr.50.869>.
  - [29] Elia, N., and Mitter, S., 2001, “Stabilization of linear systems with limited information,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, **46**(9), pp. 1384–1400. <https://doi.org/10.1109/9.948466>.
  - [30] Fu, M., and Xie, L., 2005, “The sector bound approach to quantized feedback control,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, **50**(11), pp. 1698–1711. <https://doi.org/10.1109/TAC.2005.858689>.

- [31] Tatikonda, S., and Mitter, S., 2004, “Control under communication constraints,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, **49**(7), pp. 1056–1068. <https://doi.org/10.1109/TAC.2004.831187>.
- [32] 富田, and 浅井, 2008, “3 値の PWM 型制御入力に基づく安定化,” *計測自動制御学会論文集*, **44**(6), pp. 483–491.
- [33] 東, and 杉江, 2007, “離散値入力型制御における最適動的量子化器,” *システム制御情報学会論文誌*, **20**(3), pp. 122–129.
- [34] 東, and 杉江, 2010, “離散値入力フィードバック制御のための動的量子化器,” *計測と制御*, **49**(11), pp. 795–800.
- [35] Ryosuke, M., Shun-ichi, A., Yuki, M., and Toshiharu, S., 2011, “Graphical Design Software for Dynamic Quantizers in Control Systems,” *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, **4**(5), pp. 372–379.
- [36] Sugimoto, Y., Naniwa, K., Nakanishi, D., and Osuka, K., 2023, “Tension control of a Mckibben pneumatic actuator using a dynamic quantizer,” *Journal of Robotics and Mechatronics*, **35**(4), pp. 1038–1046.
- [37] 中野, and 金子, 2023, “FRIT による動的量子化器のデータ駆動型更新,” 第 10 回計測自動制御学会制御部門マルチシンポジウム 予稿集, 公益社団法人 計測自動制御学会, p. 2.
- [38] Fujimoto, Y., and Minami, Y., 2024, “Design of dynamic quantizer directly from input-output data,” to appear in *Proc. of the SICE Annual Conference 2024*, **0**, p. .
- [39] 南, and 森田, 2017, “信号品質を保つデジタル化技術: ノイズシェーピング量子化—III-制御のための動的量子化器 (1),” *システム/制御/情報*, **61**(6), pp. 241–246.
- [40] 南, and 加嶋, 2016, “システムの直列分解に基づく動的量子化器設計,” *計測自動制御学会論文集*, **52**(1), pp. 46–51.
- [41] 申, and 阿部, 2022, “入力むだ時間系に対する部分空間同定法を用いた離散時間状態予測制御,” *システム制御情報学会論文誌*, **35**(4), pp. 75–83. <https://doi.org/10.5687/iscie.35.75>.
- [42] Blanken, L., and Oomen, T., 2020, “Kernel-based identification of non-causal systems with application to inverse model control,” *Automatica*,

- 114, p. 108830. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.automatica.2020.108830>.
- [43] Jansson, H., and Hjalmarsson, H., 2005, “Input design via LMIs admitting frequency-wise model specifications in confidence regions,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, **50**(10), pp. 1534–1549. <https://doi.org/10.1109/TAC.2005.856652>.
- [44] (株) コンテック, “F&eIT<sup>®</sup>省配線リモート I/O システム.”