

既約分解表現に基づいた耐故障制御系の  
実験データからの直接設計に関する研究

平成 18 年 度

三重大学大学院工学研究科  
博士前期課程 電気電子工学専攻

作 石 翼

—修士学位論文—

既約分解表現に基づいた耐故障制御系の  
実験データからの直接設計に関する研究

Study on Direct Design from Experimental Data  
of Fault-Tolerant Control System  
based on Coprime Factorization



2007年3月

三重大学大学院 工学研究科  
博士前期課程 電気電子工学専攻

作石 翼

# 目次

<b>第1章 緒言</b>	<b>1</b>
1.1 研究の背景	1
1.2 研究目的	4
1.3 論文の構成	7
1.4 表記	7
<b>第2章 GIMC 構造に基づいた FTCS</b>	<b>8</b>
2.1 既約分解を用いた安定化コントローラのクラス	8
2.2 GIMC 構造	9
2.3 FTC を目的とした GIMC 構造	11
<b>第3章 <math>H_\infty</math> 制御による GIMC 構造における Youla パラメータの設計</b>	<b>13</b>
3.1 右既約分解的不確かさに基づいた設計	13
3.2 加法的不確かさに基づいた設計	14
3.3 シミュレーション (右既約分解的不確かさに基づいた設計法と加法的不確かさに基づいた設計法)	16
3.3.1 右既約分解的不確かさに基づいた設計	16
3.3.2 加法的不確かさに基づいた設計	20
3.4 双対 Youla パラメータに基づいた設計	24
3.4.1 双対 Youla パラメータを用いた制御対象変動の表現	24
3.4.2 双対 Youla パラメータを用いた性能解析	25
3.4.3 Hansen 法による双対 Youla パラメータの同定	26
3.4.4 双対 Youla パラメータに基づいた Youla パラメータの設計	27
3.5 シミュレーション (双対 Youla パラメータに基づいた設計法)	28
3.6 双対 Youla パラメータに基づいた設計法における問題点	31
<b>第4章 実験データを用いた GIMC 構造における Youla パラメータの直接設計</b>	<b>33</b>
4.1 モデルマッチング問題による FTC 問題の定式化	33

4.2	実験データを用いた設計	34
4.3	モデルマッチング問題を達成するフィルタの導出	36
4.3.1	フィルタの選定	36
4.3.2	フィルタの妥当性	39
4.4	FTC アルゴリズム	42
4.4.1	オフラインベース FTC	42
4.4.2	オンラインベース FTC	43
4.5	シミュレーション	44
4.5.1	オフラインベース FTC	45
4.5.2	オンラインベース FTC	49
4.6	実験	52
4.7	逐次最小二乗法による設計	56
4.8	シミュレーション (逐次最小二乗法による設計)	57
<b>第 5 章</b>	<b>2 自由度制御系への拡張</b>	<b>60</b>
5.1	2 自由度制御系による FTC	60
5.2	モデルマッチング問題による FTC 問題の定式化	61
5.3	実験データを用いた設計	63
5.4	モデルマッチングを達成するフィルタの導出	65
5.4.1	フィルタの選定	66
5.4.2	フィルタの妥当性	67
5.5	シミュレーション	70
<b>第 6 章</b>	<b>結言</b>	<b>73</b>
	<b>参考文献</b>	<b>75</b>
	<b>謝辞</b>	<b>78</b>

# 第1章 緒言

## 1.1 研究の背景

制御系におけるセンサ、アクチュエータなどの構成要素の故障は、制御性能の低下や不安定化を引き起こす。生産プラントや極限環境におけるシステム、人との共生環境で動作するシステムなどにおいては、故障による変化に対しても生産性の低下や事故を防ぐことが重要な課題となっている。そのため、故障に対して安定性と制御性能を保証する制御系、いわゆる耐故障制御系 (FTCS: Fault-Tolerant Control System) を構築することが望まれる。FTCS を構築する最も単純な手段は、制御系に予備の構成要素を持たせることである。しかしながら、予備のセンサやアクチュエータを付加するためのコストの増加は許されないことが多い。また、様々なシステムにおける高速・高精度な制御の要求からセンサ・アクチュエータを複数用いるなど制御系は複雑化しており、その構成要素すべてを多重化することは現実的ではない。近年このような背景から、制御系に発生した故障の正確で素早い検出と故障に対して安定性と制御性能を維持して制御を継続するための耐故障制御 (FTC: Fault-Tolerant Control) に関する研究が盛んに行われるようになった。

故障検出は、効率的なシステムの管理、保守を行ったり、故障に対する的確な対処を取るためにも非常に重要な要素であり、一般的に故障検出器は故障検出フィルタ (Fault Detection Filter) と診断装置 (Evaluator) によって構成される (図 1.1)。故障検出フィルタは故障が発生した場合に残差信号 (residual signals) と呼ばれる信号を生成し、診断装置によって残差信号の有無を判断することで故障検出が達成される。しかしながら、制御系に加わる外乱や故障検出フィルタ設計に用いられる制御対象モデルのモデル化誤差が原因となって、故障が発生していない場合であっても故障検出フィルタが何らかの残差信号を生成してしまうことで誤検出の恐れがあるため、一般的には閾値を設けてこの閾値を超えた場合に故障と判断される診断装置を設計する。(図 1.2) さらに、外乱やモデル化誤差と故障を分離して、故障に対してのみ残差信号を生成する故障検出システム (FDI: Fault Detection and Isolation) が求められる。これは制御系の故障が残差信号に及ぼす影響を最大化し、かつ、外乱が残差信号に及ぼす影響を最小化する

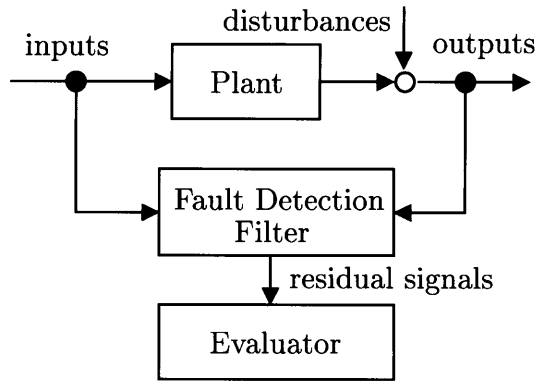


図 1.1: Fault Detection System

ように設計することで達成される。故障検出に関する研究の多くは、故障と外乱やモデル化誤差の分離問題と閾値の設定問題についての議論が行われている。これまでに、固有値の存在領域や  $\mathcal{H}_2$ ,  $\mathcal{H}_\infty$  の最適化問題に基づいた故障分離や周波数領域における最適化問題に基づいた故障分離 [2], 時間領域と周波数領域の両者を評価とするウェーブレット変換に基づいた故障分離 [3] などが提案されている。また、制御系の故障を制御系に加わる故障信号と見なして、その故障信号を再現することで故障の特性を同定を行う故障同定を行うことも提案されている [1].

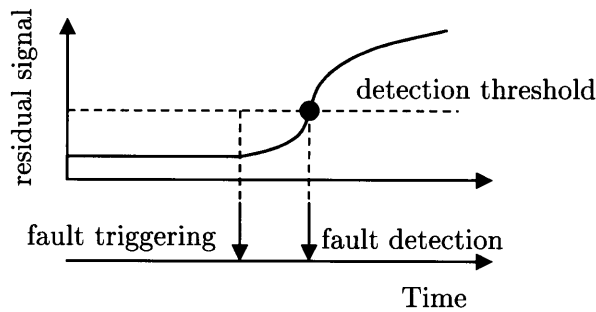


図 1.2: Visualization of the delay in the FD process

FTC は、受動型耐故障制御 (PFTC: Passive Fault-Tolerant Control) アプローチと能動型耐故障制御 (AFTC: Active Fault-Tolerant Control) アプローチに分類される。それぞれの制御アプローチの特徴を以下に示す。

PFTC とはロバスト制御系設計法に基づいて故障に対して低感度な閉ループ特性を示す図 1.3 のような単一のコントローラを設計する方法である。  $\mathcal{H}_\infty$  制御などを用いて故障による変動をロバスト安定化問題や同時安定化問題として扱った研究が数多く報

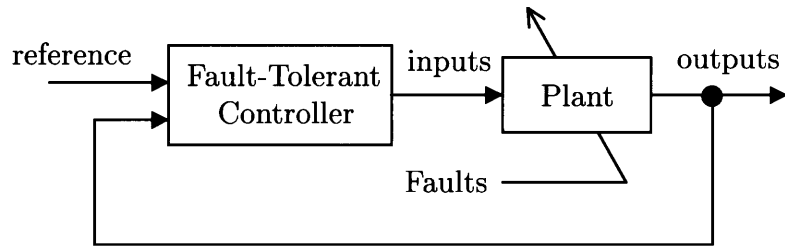


図 1.3: Passive Fault-Tolerant Control System

告されている。この方法はオンラインで故障検出を行う必要がないため、複雑な計算処理を必要としない利点を有する。しかしながら、以下のような問題点により適用が限られる。

- 故障に対するロバスト性を達成するために、非常に限られた故障の範囲に対してコントローラ設計がなされることが多い。これは制御系に大きな影響を与える故障に対して安定性を補償するコントローラは見つからないことがある。
- 故障に対するロバスト性を大きくするように設計することは、非故障時の性能であるノミナル性能が保守的になってしまうことを意味する。それほど頻繁に起こるわけではない故障に対するロバスト性を確保するために、ノミナル性能を著しく低下させることが妥当な設計とは言えない場合がある。

このアプローチは主にスペースシャトルや航空機のように速応性等の過渡特性よりも安定性を重視しなければならない対象において用いられることが多い。

AFTC とは故障の発生時にコントローラの再設計を行ったり、あらかじめ耐故障制御を目的に設計されたコントローラを選ぶ、もしくは複数のコントローラ出力を重ね合わせて用いるなどの制御系の再構築を行う手法である。この手法は故障の発生に合わせて制御系を切り替えるため、一般的に故障検出が必要であり、図 1.4 のような制御系となる。AFTC は PFTC と比べて構成が複雑となり、計算負荷が大きくなる。しかしながら、非故障時に用いるコントローラをノミナル性能のみを考慮して設計できるため、PFTC の欠点であったノミナル性能の保守性の問題を改善することができる。産業用ロボットのように、非故障時において高速・高精度な制御が要求されるような制御対象に対しては AFTC が有効であると考えられる。AFTC は故障後に用いる耐故障コントローラ的设计法によってさらに以下の 2 つに大別できる。

- オフラインベース AFTC : あらかじめ制御系に発生する故障を予測して故障後に

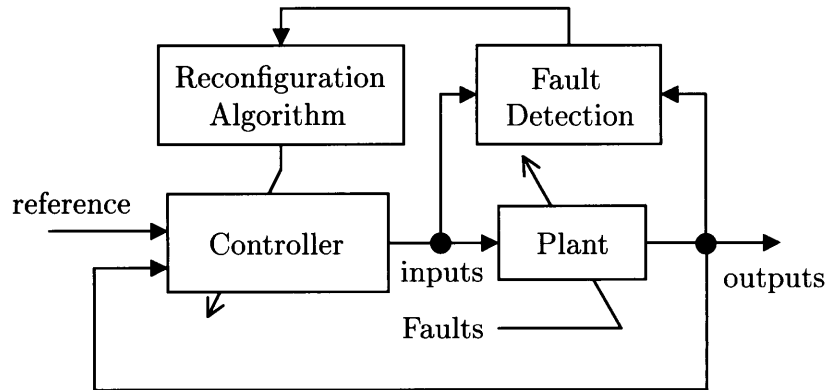


図 1.4: Active Fault-Tolerant Control System

用いるコントローラを設計しておき，発生した故障に対応したコントローラを選択する手法

- オンラインベース AFTC：故障が発生後にオンラインでコントローラを再設計する手法

オフライン FTC はあらかじめ想定した特定の故障を抑制するためのコントローラを設計しておき，再構築アルゴリズムによって発生した故障に対応したコントローラを選択するため，故障箇所や故障の種類を同定する必要がある．また，この方法はコントローラ設計時に想定される限られたクラスの故障にしか対応できない．制御系設計時には未知の故障に対して対応可能とする FTCS を構築するためには，オンラインベース AFTC を用いる必要がある．オンラインベース AFTC は故障後にオンラインで発生した故障の特徴や，故障を抑制するコントローラを再設計することが必要になる．この方法にはコントローラパラメータのオンライン計算を行う方法やコントローラの構造まで再計算する手法がある．これらの方法は計算負荷が非常に大きいことが問題となるため，計算負荷の小さいアルゴリズムが求められる．

## 1.2 研究目的

一般的に，AFTC における耐故障コントローラは， $\mathcal{H}_\infty$  制御問題として定式化することで故障による制御対象の変動に対してロバスト化するように設計される．これによって，想定された故障であれば安定化が保証され，故障に対する高いロバスト性を有する制御系が設計可能である．しかしながら，ロバスト安定余裕の最大化を目的と



して耐故障コントローラ的设计を行った場合、故障による制御対象の変動を大きく見積りすぎるために故障後の制御性能が保守的となる傾向がある。これはコントローラ設計において故障に関する情報が欠落していることに起因する。そこで著者らは、この問題点を補うために故障による制御対象の変動を表現するパラメータを同定し、そのパラメータに基づいてより“tight”にロバスト化することで、起こりやすい特定の故障に対して故障後も高い制御性能を得る FTCS を構築した [13]。これはロバスト安定余裕を最大化する設計法に比べて故障後の制御性能が大きく改善される手法であるが、次のような問題点があった。

- あらかじめ想定した故障に対してしか対応できず、未知の故障に対しては対応できない。つまり、オンラインベース AFTC の構築はできない設計法である。
- 故障後の制御性能改善のためには制御対象の変動が精度良く同定されていなければならないが、制御対象の変動を高精度で同定することが困難であり、試行錯誤を伴う。
- 制御対象の変動モデルが高次で同定された際には、 $H_{\infty}$  制御問題として定式化するため、耐故障コントローラは非常に高い次数で設計されてしまうため、低次元化などの処理が必要となる。

そこで本研究では、故障の情報を含む実験データから直接的に耐故障コントローラを設計する手法を提案する。設計に用いる実験データは、故障が発生した際に得られる参照入力、制御入力及び観測出力である。制御中に得られた実験データから故障による制御対象の変動を表す双対 Youla パラメータの入出力データが計算され、それらのデータから VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) に基づいて耐故障コントローラが設計される。VRFT とは仮想の参照入力を用いて 1 回の最小二乗推定によってコントローラの調整パラメータを得る手法である [8][9]。双対 Youla パラメトリゼーションを用いて故障による制御対象の変動を再現し、その変動を表すパラメータの入出力関係が開ループの関係になるため、耐故障制御を実現する内部ループコントローラを VRFT により設計できる。これによって、故障が発生してから実験データを取得して直接的に最小二乗法によって Youla パラメータを設計できるため、オンラインベース AFTC の構築も可能となり、制御開始時には未知の故障に対しても対応可能となる。また、双対 Youla パラメータの同定が不必要となり、試行錯誤を大幅に低減できる。さらに、耐故障コントローラの次数は設計者の任意に決定できるため、高次化の問題点も解決する。提案する設計アルゴリズムは、1 自由度制御系と 2 自由度制御系に対して適用

可能である。非故障時に 1 自由度制御系が構成されている際には FTCS として一般化内部モデル (GIMC: Generalized Internal Model Control) 構造 [5] を用いる。非故障時に 2 自由度制御系が構成されている際には FTCS として既約分解を用いて表現された 2 自由度制御系の内部構造を用いる。両者共に非故障時に用いているフィードバック制御器を既約分解表現することで得られる Youla パラメータが耐故障コントローラ役割を果たし、Youla パラメータを VRFT によって設計することで FTC が達成される。

提案手法の有効性確認のために、モータの速度制御系におけるトルク低下故障を模擬した実験を行った。オフラインベースアプローチとオンラインベースアプローチの 2 通りのアプローチで FTCS を構築して有効性の確認を行った。

### 1.3 論文の構成

本研究では、既約分解表現に基づいた制御系を用いて FTC を実現する。そのため、まず第 2 章では既約分解表現に基づいた制御系の一つであり、本研究で FTC 用いる制御系である GIMC 構造について概説する。第 3 章では、文献 [5],[6] で提案されている  $\mathcal{H}_\infty$  制御に基づいた設計法について説明し、シミュレーションを行って、この方法における問題点を述べる。次に、この問題点を解決するために本研究で行ってきた、故障による制御対象の変動を表現するパラメータを同定し、そのパラメータに基づいて耐故障コントローラを設計する手法 [12][13] について説明する。シミュレーションを行ってこの手法の有効性を示す。最後に、この手法における問題点について述べる。第 4 章では、双対 Youla パラメータの基づいた手法における問題点を解決するための故障の情報を含む実験データから直接的に GIMC 構造における耐故障コントローラを設計する手法について説明し、シミュレーションと実験を行うことで有効性を確認する。第 5 章では、GIMC 構造を 2 自由度制御系に拡張した場合における耐故障コントローラの実験データからの直接設計法について説明し、シミュレーションと実験によって有効性の確認を行う。第 6 章では、本研究のまとめと今後の課題について述べる。

### 1.4 表記

本論文で用いられる表記を以下に示す。

- $\det A$  : 行列  $A$  の行列式
- $A^T$  : 実数行列  $A$  の転置
- $A^*$  : 複素行列  $A$  の共役転置
- $\mathcal{RH}_\infty$  : プロパーで安定な実有理関数の集合
- $\|A\|_2$  :  $A$  の  $H_2$  ノルム
- $\|A\|_\infty$  :  $A$  の  $H_\infty$  ノルム
- $\mathcal{F}_l$  : 下側 LFT

## 第2章 GIMC構造に基づいたFTCS

本章では本研究の基礎となる GIMC 構造に基づいた FTC について説明する。既約分解表現を用いた安定化コントローラの一般形を用いて GIMC 構造について説明し、GIMC 構造が FTC に適した構造であることを説明する。

### 2.1 既約分解を用いた安定化コントローラのクラス

本節では伝達関数の既約分解表現を用いた制御系解析について概説する。既約分解表現を用いることで線形制御における安定化コントローラの一般形を体系的に導くことができる。

まずはじめに図 2.1 に示す一般的なフィードバック制御系を考える。ここで、 $r, u, y, d, n$  はそれぞれ参照入力、制御入力、観測出力、入力外乱、観測ノイズを表す。制御対象

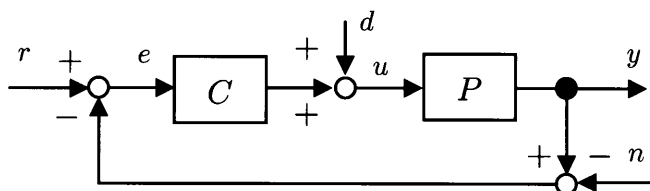


図 2.1: フィードバック制御系 (1)

$P$  のノミナルモデルを  $P_0$  とし、 $P_0$  は  $\mathcal{RH}_\infty$  上において (2.1) 式で与えられる右および左既約分解を持つとする。

$$P_0 = ND^{-1} = \tilde{D}^{-1}\tilde{N} \quad (2.1)$$

$$N, D, \tilde{N}, \tilde{D} \in \mathcal{RH}_\infty$$

$P_0$  をこのように表現するにあたっては、

$$\det D(\infty) \neq 0, \quad \det \tilde{D}(\infty) \neq 0 \quad (2.2)$$

であることが要求される。つまり、 $D, \tilde{D}$  のプロパー性と  $s = \infty$  における正則性が要求される。また、 $P_0$  は (2.3) 式で表される右および左既約分解を持つコントローラ  $C_0$  によって安定化できるとする。

$$C_0 = XY^{-1} = \tilde{Y}^{-1}\tilde{X} \quad (2.3)$$

$$X, Y, \tilde{X}, \tilde{Y} \in \mathcal{RH}_\infty$$

ただし、 $X, Y, \tilde{X}, \tilde{Y}$  は (2.4), (2.5) 式のベズー等式 (2 重既約分解) を満たすとする。

$$\begin{bmatrix} Y & X \\ -\tilde{N} & \tilde{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & -\tilde{X} \\ N & \tilde{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} D & -\tilde{X} \\ N & \tilde{Y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y & X \\ -\tilde{N} & \tilde{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

このとき、 $P_0$  を安定化する安定化コントローラの一般形は Youla パラメータ  $Q \in \mathcal{RH}_\infty$  を用いて (2.6) 式のように表現することができる。

$$C = (Y - Q\tilde{N})^{-1}(X + Q\tilde{D})$$

$$= (\tilde{X} + QD)(\tilde{Y} - QN)^{-1} \quad (2.6)$$

$Q$  は (2.7), (2.8) 式を満たす範囲で任意に選ぶことができる。

$$\det(Y(\infty) - Q(\infty)\tilde{N}(\infty)) \neq 0 \quad (2.7)$$

$$\det(\tilde{Y}(\infty) - Q(\infty)N(\infty)) \neq 0 \quad (2.8)$$

## 2.2 GIMC 構造

一般的なフィードバック制御の目的は、外乱やモデル化誤差、故障に起因する制御対象の変動が存在する環境においても、所望の制御性能 (ノミナル性能) を達成することである。しかしながら、図 2.1 のような一般的なフィードバック制御系においては、ノミナル性能と外乱やモデル化誤差、故障による変動に対するロバスト性の両者の間にトレードオフが生じる。例えば、ノミナルモデル  $P_0$  に対して高い制御性能を達成するコントローラ  $C$  は、外乱やモデル化誤差、故障による変動に対するロバスト性は非常に小さくなってしまふ。そのため、 $\mathcal{H}_\infty$  制御や  $\mu$  設計などの最悪のケースに基づいたロバスト制御が注目されたが、一般的に外乱やモデル化誤差、故障による変動に対して高いロバスト性を持つコントローラは制御性能を犠牲にしてしまふ。GIMC 構造

はフィードバック制御系におけるノミナル性能とロバスト性のトレードオフを解決する制御構造である.

(2.6) 式の安定化コントローラは一般的に図 2.2 のように適用される. 一方, GIMC

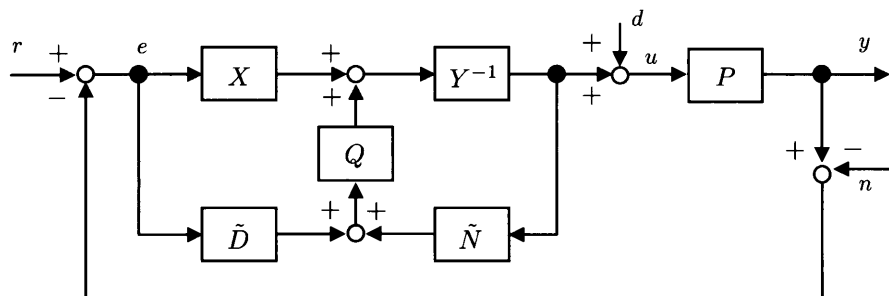


図 2.2: フィードバック制御系 (2)

構造は図 2.3 に示す構造である. 図 2.2 の一般的に用いられるフィードバック制御系と

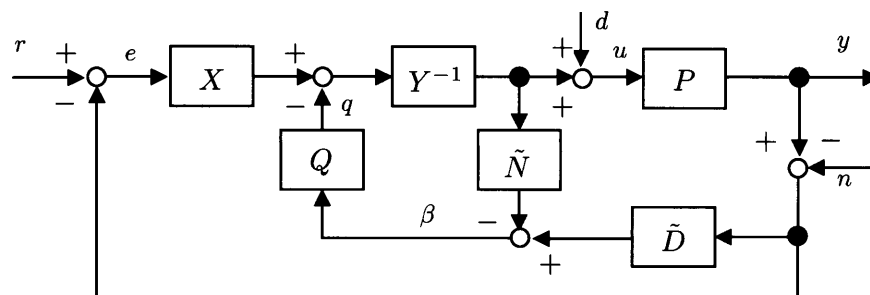


図 2.3: GIMC 構造

GIMC 構造との相違点は  $\tilde{D}$  のブロックへの入力が偏差  $e$  ではなく観測出力  $y$  となっている点である. しかしながら,  $y$  から  $u$  までの伝達関数は図 2.2 の制御系と同じであるため, 内部安定性は維持される. つまり, GIMC 構造におけるコントローラは  $P_0$  を含むフィードバック制御系に対して,  $\det(Y(\infty) - Q(\infty)\tilde{N}(\infty)) \neq 0$  を満たすような  $Q \in \mathcal{RH}_\infty$  である限り, 内部安定性が保証される. GIMC 構造はノミナルコントローラ  $C_0$  と Youla パラメータ  $Q$  を内包する内部フィードバックループから構成される. 内部フィードバックループ内に生成される残差信号  $\beta$  はシステムに加わる外乱やモデル化誤差, 故障による変動などが存在しない場合 ( $P = P_0, d = 0, n = 0$ ) には  $\beta = 0$  となり,  $Q$  への入力は 0 となるため  $Q$  はいかなる補償信号も生成せず,  $P$  はノミナルコントローラ  $C_0$  によって制御されることとなる. 一方, システムに外乱やモデル化

誤差, 故障による変動のいずれかが存在する場合 ( $P \neq P_0, d \neq 0, n \neq 0$ ) には  $\beta$  に何らかの信号が生成されることで  $Q$  による補償信号  $q$  が加えられ,  $P$  はノミナルコントローラ  $C_0$  と Youla パラメータ  $Q$  を内包する内部フィードバックループによって制御される. 図 2.2 のフィードバック制御系では, 外乱やモデル化誤差, 故障による変動が存在しない場合においても  $e$  により  $Q$  は何らかの補償信号を生成することになる. そのため, 図 2.2 のフィードバック制御系においては  $C_0$  は  $P_0$  を安定化し,  $Q$  によって閉ループ特性を規定するように設計するが, GIMC 構造では  $C_0$  と  $Q$  の役割が明確に分離されているため,  $C_0$  を十分な制御性能を示すように設計し,  $Q$  によって外乱やモデル化誤差, 故障による変動に対するロバスト性を規定するように設計できる. これによって, フィードバック制御系におけるノミナル性能とロバスト性のトレードオフが解決される. よって, GIMC 構造は制御系のロバスト化や FTCS の構築に適した構造であると言える.

### 2.3 FTC を目的とした GIMC 構造

GIMC 構造に基づいた FTCS を構築する際, 図 2.4 のような構成が考えられる.  $\beta$  に

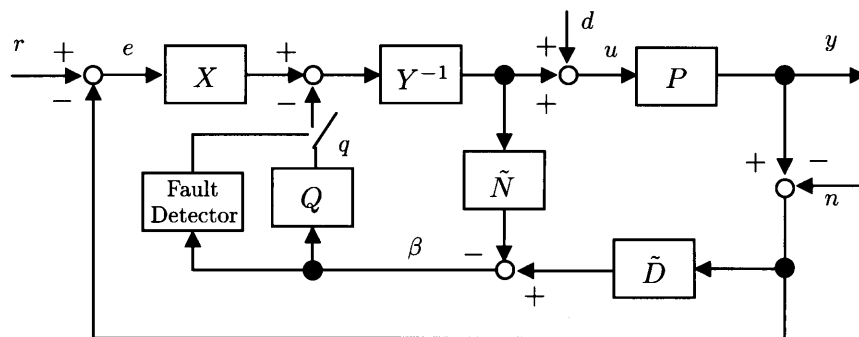


図 2.4: GIMC 構造に基づいた FTCS

基づいて故障検出を行った後, Youla パラメータ  $Q$  からの故障の影響を抑制するための補償信号を加える AFTC アプローチである. 実際には, モデル化誤差や外乱などによって非故障時においても  $\beta = 0$  とならないことから, 故障に対するロバスト化を目的に設計された内部ループによってノミナル性能が低下してしまうことを防ぐため, 故障検出時にのみ  $Q$  による補償を行うスイッチング機構を付加する. また, 残差信号  $\beta$  は実際の制御対象の出力と推定された制御対象の出力の偏差にフィルタをかけた出力であり, この残差信号はシステムに加わる外乱やモデル化誤差, 制御系に発生するセ

ンサ・アクチュエータ故障に関する情報を含んでいる。そのため、非故障時に  $\beta$  を常に観測しておくことで、センサ・アクチュエータ故障などの異常を診断できる。

GIMC 構造に基づいた FTCS は以下の設計手順で設計される。

1. ノミナルコントローラ  $C_0 (= XY^{-1} = \tilde{Y}^{-1}\tilde{X})$  を非故障時における制御対象に対して所望の制御性能を達成するように設計する。
2. 想定した故障に対して制御系をロバスト化するように Youla パラメータ  $Q$  を設計する。Youla パラメータの設計法には一般的な  $\mathcal{H}_\infty$  制御、 $\mu$  設計などのロバスト制御やファジィ制御、適応制御など様々なコントローラ設計法が適用可能である。

線形時不変かつ厳密にプロパー ( $P_0(\infty) = 0$ ) である制御対象モデル  $P_0$  に対して、非線形もしくは時変であるコントローラ  $C$  を適用する場合、 $Q$  の構造としてあらゆる非線形性かつ時変パラメータを許す限り (2.6) 式のパラメトリゼーションは成り立つ。つまり、設計者が設計目的に合わせて  $Q$  を固定のパラメータとして設計するかもしくは非線形性や時変特性を持つパラメータとして設計するかを自由に選ぶことができる。また、想定する故障に対応した  $Q$  を複数設計しておき、実際に発生した故障に対応した  $Q$  が選ばれるアルゴリズムを持つ図 2.5 に示す FTC も構築可能である。

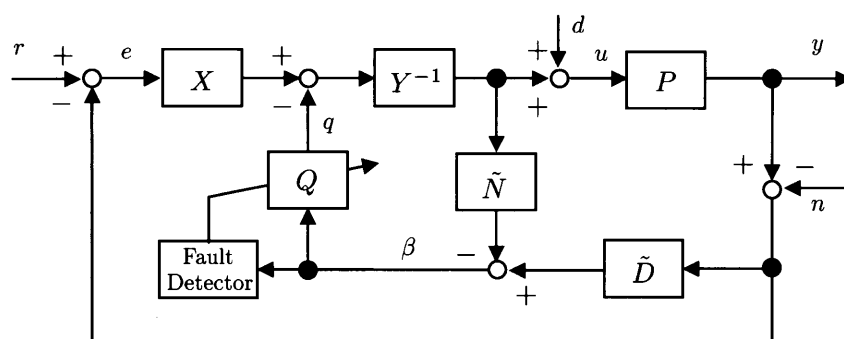


図 2.5: GIMC 構造に基づいた FTCS の一般形



# 第3章 $\mathcal{H}_\infty$ 制御による GIMC 構造における Youla パラメータの設計

本章では GIMC 構造における Youla パラメータの設計問題を  $\mathcal{H}_\infty$  制御問題として定式化することで設計を行う手法について説明する。

3.1, 3.2 節では文献 [5][6] で提案されている Youla パラメータの設計法について説明する。これら手法は、故障による制御対象の変動を加法的変動や既約分解的変動と見なして、その変動に対するロバスト安定余裕を最大化することを目的として設計される。そのため、故障後の制御性能が保守的となる傾向があった。これらの手法の問題点を解決するために、3.3 節に示す設計法を提案する。これによって、故障後の制御性能が保守的となる問題点を解決できる。3.4 節ではこれらの手法を用いて耐故障制御を行うシミュレーションを行い、3.3 節で示す提案手法の有効性を示す。さらに、3.5 節で各設計法を比較し、さらに、この提案手法の問題点について述べる。

## 3.1 右既約分解的不確かさに基づいた設計

本節では文献 [5] で提案されている Youla パラメータの設計法について説明する。

外乱やモデル化誤差、故障などによってノミナルモデルから変動した制御対象を  $P_{rc}$  とし、(3.1) 式と表現する。(図 3.1)

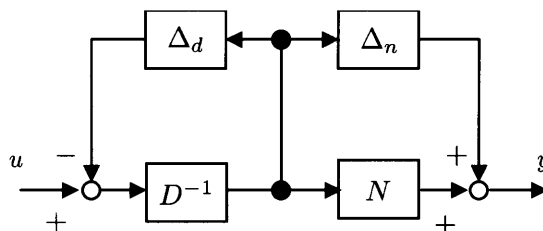


図 3.1: 右既約分解的不確かさを持つ制御対象

$$P_{rc} = (N + \Delta_n)(D + \Delta_d)^{-1} \quad (3.1)$$

ここで,  $\Delta_n, \Delta_d$  は右既約分解的不確かさと呼ばれ, これらによってノミナルモデルからの変動が表現されている. また,  $\Delta_n, \Delta_d$  は (3.2) 式を満たすとする.

$$\begin{bmatrix} \Delta_n \\ \Delta_d \end{bmatrix} \in \mathcal{RH}_\infty, \quad \left\| \begin{bmatrix} \Delta_n \\ \Delta_d \end{bmatrix} \right\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (3.2)$$

このとき, (3.3) 式を満たす Youla パラメータ  $Q$  によって変動を含む制御対象  $P_{rc}$  は安定化されることが分かる.

$$\|[\tilde{X}, \tilde{Y}] + Q[\tilde{D}, -\tilde{N}]\|_\infty < \gamma \quad (3.3)$$

よって, 一般化制御対象  $G_{rc}$  を (3.5) 式のように構築し, (3.4) 式を満たす  $\mathcal{H}_\infty$  コントローラ  $Q$  を求める.

$$\|[\tilde{X}, \tilde{Y}] + Q[\tilde{D}, -\tilde{N}]\|_\infty = \|\mathcal{F}_l(G_{rc}, Q)\|_\infty < \gamma \quad (3.4)$$

$$G_{rc} = \begin{bmatrix} [\tilde{X}, \tilde{Y}] & I \\ [\tilde{D}, -\tilde{N}] & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

よって, 設計問題は次のように記述できる.

$$Q = \arg \min_Q \|\mathcal{F}_l(G_{rc}, Q)\|_\infty \quad (3.6)$$

## 3.2 加法的な不確かさに基づいた設計

本節では文献 [6] で提案されている Youla パラメータの設計法について説明する. 外乱やモデル化誤差, 故障などによってノミナルモデルから変動した制御対象を  $P_{ra}$  とし, (3.7) 式と表現する. (図 3.2)

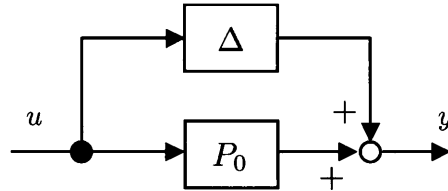


図 3.2: 加法的な不確かさを持つ制御対象

$$P_{ra} = P_0 + \Delta \quad (3.7)$$

ここで,  $\Delta \in \mathcal{RH}_\infty$  は加法的な不確かさと呼ばれ,  $\|\Delta\|_\infty < \frac{1}{\gamma}$  を満たすとする. これによってノミナルモデルからの変動が表現される. このとき, (3.8) 式を満たす Youla パラメータ  $Q$  によって変動を含む制御対象  $P_{rc}$  は安定化されることが分かる.

$$\|-(I + C_0 P_0)^{-1} \tilde{Y}^{-1} (\tilde{X} + Q \tilde{D})\|_\infty < \gamma \quad (3.8)$$

よって, 一般化制御対象  $G_{ra}$  を (3.10) 式のように構築し, (3.9) 式を満たす  $\mathcal{H}_\infty$  コントローラ  $Q$  を求める.

$$\|-(I + C_0 P_0)^{-1} \tilde{Y}^{-1} (\tilde{X} + Q \tilde{D})\|_\infty = \|\mathcal{F}_l(G_{ra}, Q)\|_\infty < \gamma \quad (3.9)$$

$$G_{ra} = \begin{bmatrix} (I + C_0 P_0)^{-1} C_0 & (I + C_0 P_0)^{-1} \tilde{Y} \\ -\tilde{D} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

よって, 設計問題は次のように記述できる.

$$Q = \arg \min_Q \|\mathcal{F}_l(G_{ra}, Q)\|_\infty \quad (3.11)$$

一般にセンサ, アクチュエータ故障はそれぞれ (3.12), (3.13) 式によって表現される.

$$P_{fs} = (I + \Delta_{fs}) P_0 \quad (\text{sensor fault}) \quad (3.12)$$

$$P_{fa} = P_0 (I + \Delta_{fa}) \quad (\text{actuator fault}) \quad (3.13)$$

例えば,  $\Delta_{fa} = -I$  はすべてのアクチュエータ出力が 0 である状態を表現しており,  $\Delta_{fs} = -I$  はすべてのセンサからの出力が 0 である状態を表現している. ここで, (3.7) 式の  $P_{ra}$  を (3.14) 式のように再定義すると,

$$P_{ra} = P_0 + W_1 \Delta_i W_2 \quad (3.14)$$

$W_1 = I, W_2 = P_0$  のときにセンサ故障,  $W_1 = P_0, W_2 = I$  のときにアクチュエータ故障を表現できる. よって, 一般化制御対象  $G_{ra}$  に対して, センサ・アクチュエータ故障を表現するための周波数重み  $W_1, W_2$  によって重みづけられた一般化制御対象  $G_{raw}$  を構築し, (3.18) 式を満たす  $\mathcal{H}_\infty$  コントローラ  $Q$  を求めることで, 想定するセンサまたはアクチュエータ故障に対応した Youla パラメータ  $Q$  が設計される.

$$G_{raw} = \begin{bmatrix} -W_2 (I + C_0 P_0)^{-1} C_0 W_1 & W_2 (I + C_0 P_0)^{-1} \tilde{Y} \\ -\tilde{D} W_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$W_1 = I, W_2 = P_0 \quad (\text{sensor fault}) \quad (3.16)$$

$$W_1 = P_0, W_2 = I \quad (\text{actuator fault}) \quad (3.17)$$

$$\|\mathcal{F}_l(G_{raw}, Q)\|_\infty < \gamma \quad (3.18)$$

### 3.3 シミュレーション (右既約分解的不確かさに基づいた設計法と加法的な不確かさに基づいた設計法)

右既約分解的不確かさに基づいた設計法と加法的な不確かさに基づいた設計法を用いてダイレクトドライブモータの回転速度制御系においてアクチュエータの発生トルクが 20 % に低下する故障を模擬したシミュレーションを行った。故障は発生後素早く正確に検出できると仮定する。非故障時の制御対象は  $P_0 = \frac{1}{Js + D}$  と表現でき、故障の発生によって故障後の制御対象は  $P_f = \frac{0.2}{Js + D}$  に変動する。シミュレーションに用いた制御対象のパラメータを表 3.1 に示す。非故障時の制御対象  $P_n$  に対してノミナルコ

表 3.1: 制御対象の各パラメータ

symbol	description	value
$J$	Moment of inertia	$6.541 \times 10^{-3}$ [kg·m <sup>2</sup> ]
$D$	Viscosity	$2.734 \times 10^{-3}$ [Nm·s]

ントローラ  $C_0$  をループ整形設計法 (LSDP: Loop Shaping Design Procedure)[20] を用いて積分特性を持つように設計した。

$$C_0 = \frac{32.49s^2 + 493.9s + 1691}{s^3 + 266.5s^2 + 2426s} \quad (3.19)$$

さらに、既約分解因子  $N, Y, X, Y$  (SISO 系であるため  $N = \tilde{N}, D = \tilde{D}, X = \tilde{X}, Y = \tilde{Y}$  である) を (2.4), (2.5) 式を満たすように求めた。以下では、右既約分解的不確かさに基づいた設計法と加法的な不確かさに基づいた設計法に基づいて一般化制御対象を構築し、 $Q$  を設計して GIMC 構造にて実装した結果を示す。

#### 3.3.1 右既約分解的不確かさに基づいた設計

(3.5) 式的一般化制御対象  $G_{rc}$  を用いて Youla パラメータ  $Q$  を設計し、GIMC 構造にて実装した結果、目標値応答特性、感度特性はそれぞれ図 3.3, 3.4 のように改善された。故障後においても  $Q$  によって  $\mathcal{H}_\infty$  ノルムが小さく抑えられており、高いロバスト性を持つ制御系となっていることが分かる。また、目標値応答特性については非故障時の特性に近くなっていることが分かる。次に、モータの回転速度の時間応答を図 3.5 に示す。制御開始後 8.0 秒で入力トルクが 20 % に低下する故障が発生し、8.1 秒から

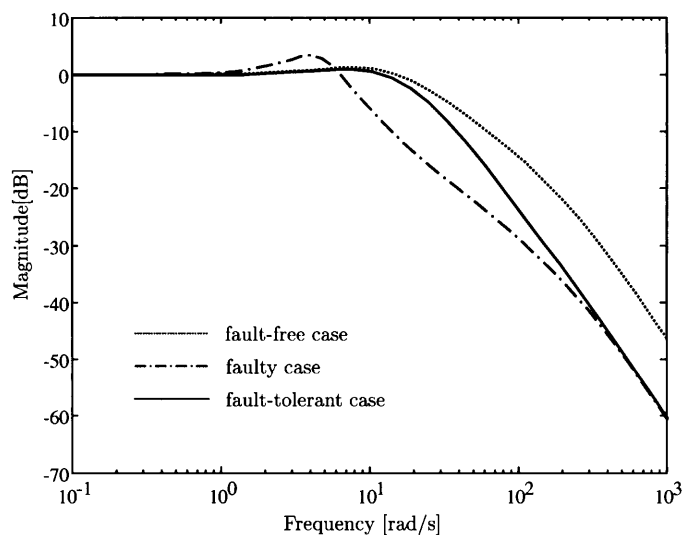


図 3.3: 目標値応答特性 (右既約分解的不確かさに基づいた設計)

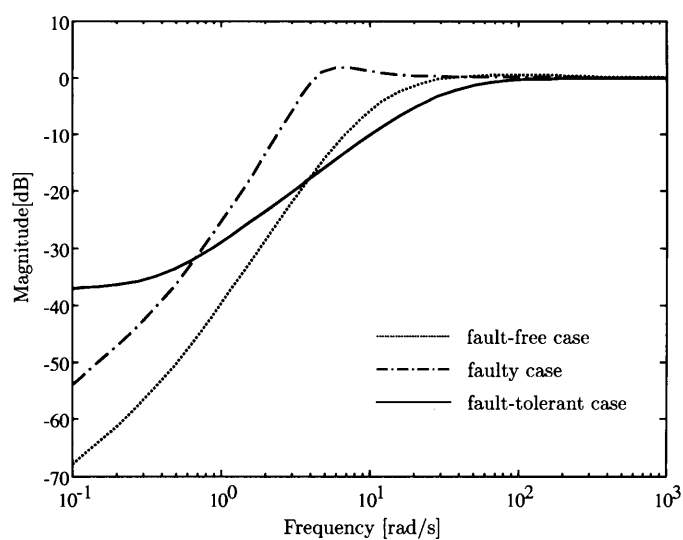


図 3.4: 感度特性 (右既約分解的不確かさに基づいた設計)

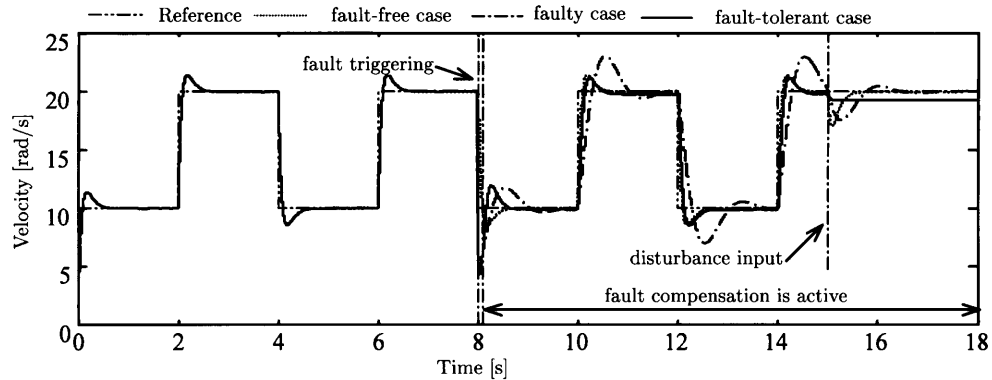


図 3.5: モータの回転速度応答 (右既約分解的不確かさに基づいた設計)

$Q$  による補償  $q$  を加えている。さらに、15 秒で入力  $u$  にステップ外乱を加えている。また、観測ノイズ  $n$  として白色ノイズを加えている。故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて GIMC 構造によって補償した場合 (fault-tolerant case) はオーバーシュート量が小さくなっているが、定常偏差が残ってしまうことが分かる。また、入力に印加されたステップ外乱を除去できていないことも確認できる。

そこで、一般化制御対象  $G_{rc}$  に次のような周波数重み関数  $W_3$  を加えることで、故障後の制御性能の向上を図る。

$$W_3 = \begin{bmatrix} \frac{s+10}{s+0.1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s+10}{s+0.1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

この重み関数を用いて設計された Youla パラメータ  $Q$  を GIMC 構造にて実装した結果、目標値応答特性、感度特性はそれぞれ図 3.6, 3.7 のように改善された。周波数重みを用いる前と比べてより非故障時の特性に近い性能を実現できていることが分かる。次に、モータの回転速度の時間応答を図 3.8 に示す。図 3.5 と比べてオーバーシュート量がやや大きくなってしまっているが、図 3.5 において問題となっていた定常偏差はなくなり、入力外乱も偏差なく除去できていることが分かる。図 3.9 に示す入力外乱  $d$  から観測出力  $y$  までの特性 ( $G_{yd}$ ) からも分かる通り、このシミュレーション結果では入力外乱抑圧特性  $G_{yd}$  が正常時よりも耐故障制御時の特性の方が速やかに外乱抑圧するような特性となっているが、正常時に近い特性が最適であるため良い特性であるとは言えない。さらに、右既約分解的不確かさに基づいた設計法では  $d$  から  $y$  までの特性を直接的に評価していないため、改善される保証はない。そのため、外乱抑圧特性などの閉ループ特性を Youla パラメータを設計した後に確認する必要がある。

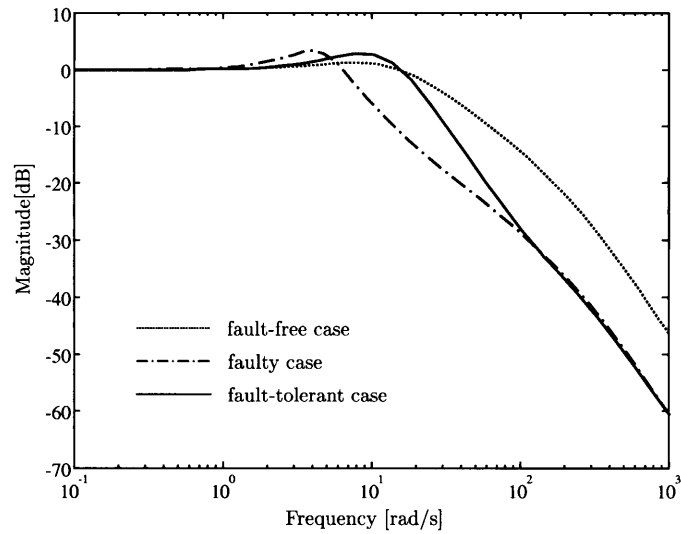


図 3.6: 目標値応答特性 (右既約分解的不確かさに基づいた設計, 重み関数  $W_3$  あり)

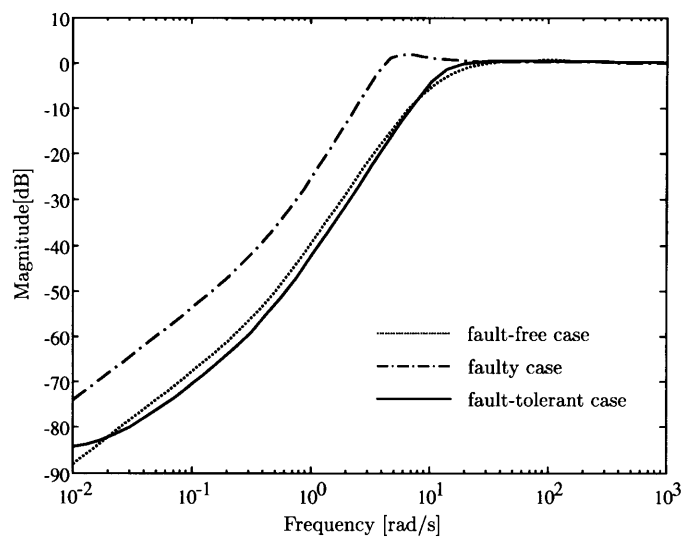


図 3.7: 感度特性 (右既約分解的不確かさに基づいた設計, 重み関数  $W_3$  あり)

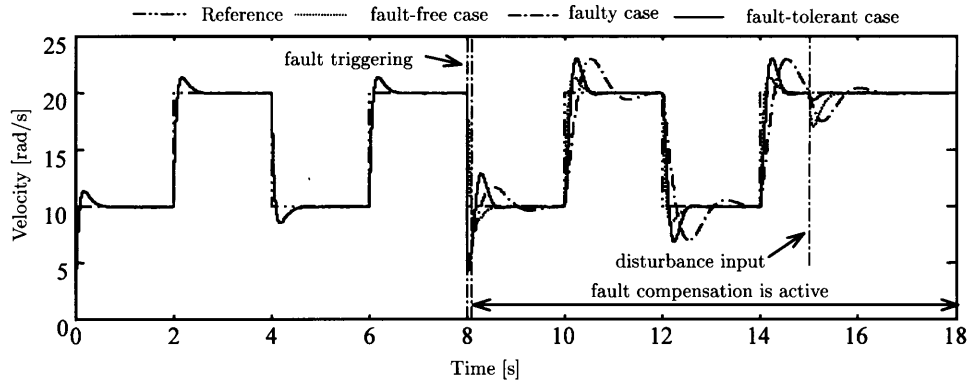


図 3.8: モータの回転速度応答 (右既約分解的不確かさに基づいた設計, 重み関数  $W_3$  あり)

### 3.3.2 加法的不確かさに基づいた設計

この設計法では,  $P_0 \in \mathcal{RH}_\infty, W_1, W_2 \in \mathcal{RH}_\infty$  である時には, 明らかに

$$Q = -\tilde{X}\tilde{D}^{-1} \quad (3.21)$$

が (3.8) 式最適解となる. この Youla パラメータ  $Q$  を GIMC 構造にて実装した結果, 目標値応答特性, 感度特性はそれぞれ図 3.10, 3.11 のように改善された. 故障後においても  $Q$  によって  $\mathcal{H}_\infty$  ノルムが小さく抑えられており, 高いロバスト性を持つ制御系となっていることが分かる. しかしながら, 非故障時の特性とは大きく異なった特性となっている. 次に, モータの回転速度の時間応答を図 3.5 に示す. 加法的誤差に基づいた設計法のシミュレーションと同様に制御開始後 8.0 秒で入力トルクが 20% に低下する故障が発生し, 8.1 秒から  $Q$  による補償  $q$  を加えている. さらに, 15 秒で入力にステップ外乱を加えている. 故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて GIMC 構造によって補償した場合 (fault-tolerant case) の制御性能はむしろ劣化してしまう結果となった. これは故障後におけるロバスト安定余裕の最大化を目的として設計されているため, 安定性の維持は補償されるが制御性能は保守的になってしまうためである. この設計法においても加法的誤差に基づいた設計法のシミュレーションと同様に一般化制御対象  $G_{ra}$  に故障の情報を持つ周波数重みを負荷することで保守性の低減を図ることができる.

右既約分解的不確かさに基づいた設計法や加法的不確かさに基づいた設計法では, 故障の情報を用いずにロバスト安定余裕を最大化するように  $Q$  が設計されているため, 故障後の制御性能は保守的になってしまう. そのため, 実際には想定する故障を考え



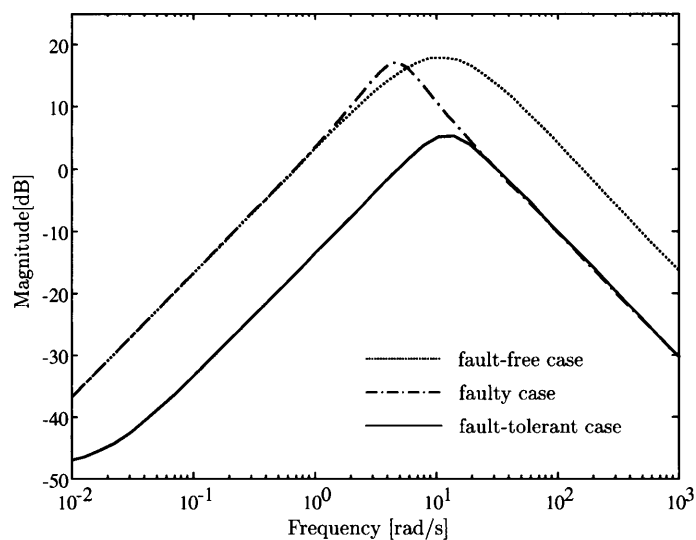


図 3.9:  $G_{yd}$  の周波数特性 (右既約分解的不確かさに基づいた設計, 重み関数  $W_3$  あり)

た周波数重み関数を用いて保守性を低減するように設計しなければならないことが分かる。右既約分解的不確かさに基づいた設計法を用いたシミュレーションでは周波数重み  $W_3$  を用いて保守性を低減しているが、故障による制御対象の変動を見積もるような周波数重みの選定は多大な時間と労力が必要となる。

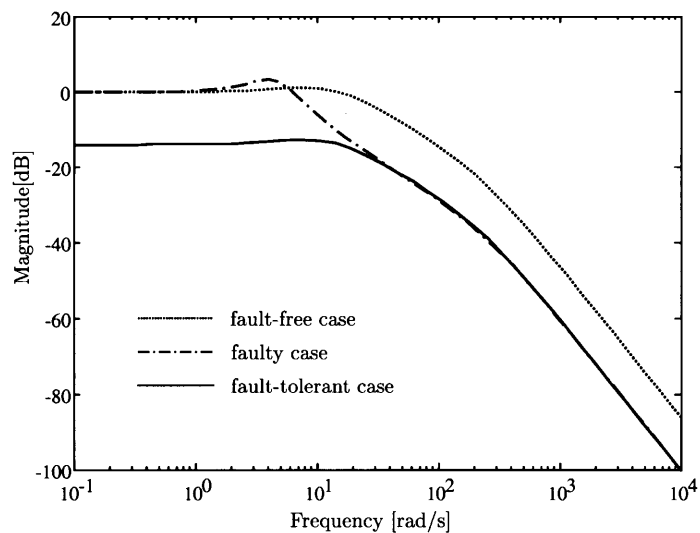


図 3.10: 目標値応答特性 (加法的的不確かさに基づいた設計)

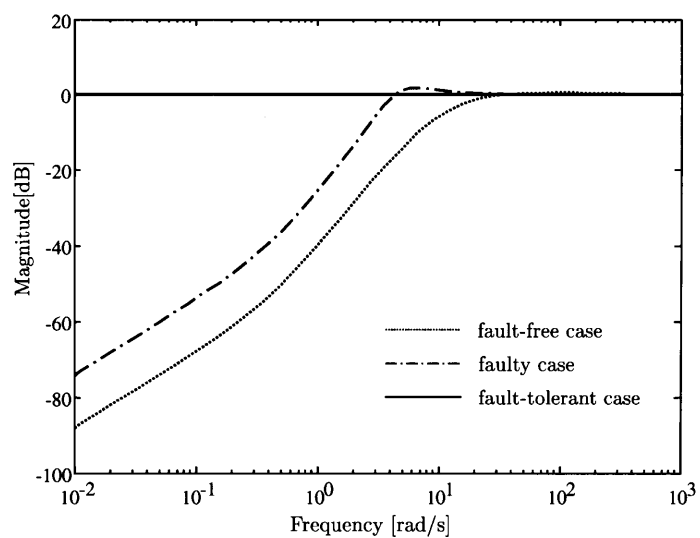


図 3.11: 感度特性 (加法的的不確かさに基づいた設計)

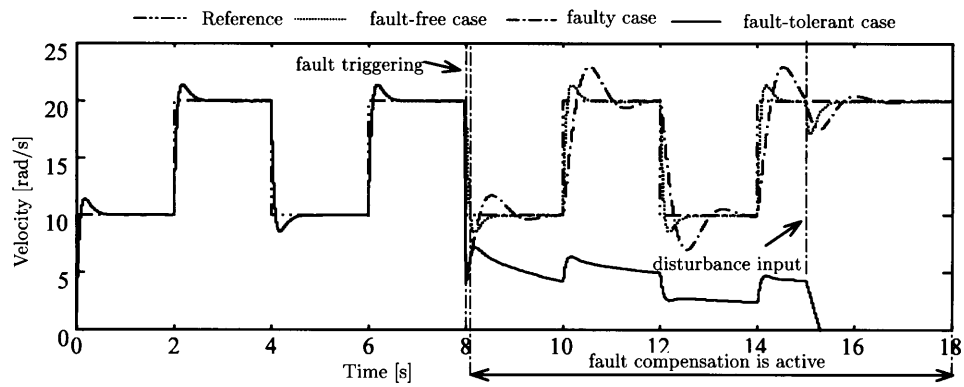


図 3.12: モータの回転速度応答 (右既約分解的不確かさに基づいた設計)

### 3.4 双対 Youla パラメータに基づいた設計

前節で示したように右既約分解的不確かさに基づいた設計法や加法的な不確かさに基づいた設計法では、故障後の制御性能の保守性を低減するためには、故障による制御対象の変動を考慮した適切な周波数重みを用いることが必要となるが、周波数重みの選定に試行錯誤が伴っていた。この問題点を解決するために、本研究では以下に示す設計法を提案してきた [13]。本節では、周波数重みを選定する際の試行錯誤を伴うことなく故障後の保守性を低減する手法について説明する。また、この手法の問題点について述べる。

#### 3.4.1 双対 Youla パラメータを用いた制御対象変動の表現

はじめに、変動を含んだ制御対象  $P_{rd}$  がノミナルコントローラ  $C_0$  によって安定化されると仮定する。この仮定は  $C_0$  が故障による変動に対して不安定化しない程度のロバスト性を持つ必要があることを意味する。この仮定を満たさない場合には、 $\mathcal{H}_\infty$  制御などを用いて仮定を満たすような  $C_0$  を設計する必要がある。この仮定を満たすとき  $P_{rd}$  は Youla パラメトリゼーションの双対性より (3.22) 式のように表現できる。(図 3.13)

$$\begin{aligned} P_{rd} &= (N + YR)(D - XR)^{-1} \\ &= (\tilde{D} - RX)^{-1}(\tilde{N} + RY) \end{aligned} \quad (3.22)$$

ただし、 $R \in \mathcal{RH}_\infty$  は双対 Youla パラメータと呼ばれ、故障による制御対象の変動を表現する未知パラメータである。(3.22) 式のような制御対象の変動分の表記法は従来

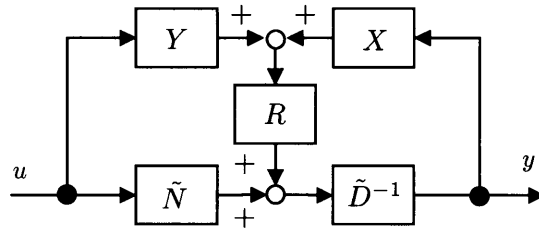


図 3.13: 双対 Youla パラメータを用いた制御対象の変動の表現

の加法的変動や乗法的変動，図 3.1 のような既約分解的変動表現を含んだものとなっている。また，

$$R = D(P_{rd} - P_0)(Y + XP_{rd})^{-1} \quad (3.23)$$

$$= D(P_{rd} - P_0)(I + C_0 P_{rd})^{-1} Y^{-1} \quad (3.24)$$

と記述できることから、 $R$  は  $C_0$  によるフィードバックループを考慮した制御対象の変動と捉えることができる。本研究では故障を閉ループ特性の劣化と捉えて補償を行うため、故障による変動は  $C_0$  によるフィードバックループの下で考える必要があり、FTC を実現する上で上記のパラメトリゼーションは故障による変動を表現するには都合がよい。

### 3.4.2 双対 Youla パラメータを用いた性能解析

本節では前節で導入した双対 Youla パラメータを用いて故障に起因した制御対象の変動が制御系全体に与える影響に関して解析する。制御系の性能を評価する閉ループ特性として図 3.14 に示すフィードバック制御系における  $r$  と  $d$  から  $u$  と  $y$  までの4つの閉ループ特性  $\mathcal{T}(P, C)$  を考える。この中には制御系設計において重要な評価指標で

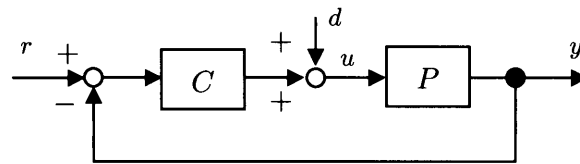


図 3.14: 性能解析に用いる閉ループ特性

ある感動特性や相補感度特性も含まれている。この評価指標を用いることで  $P_0$  と  $C_0$  によって構成される閉ループ特性  $\mathcal{T}(P_0, C_0)$  は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \mathcal{T}(P_0, C_0) &= \begin{bmatrix} P_0 \\ I \end{bmatrix} (I + C_0 P_0)^{-1} \begin{bmatrix} C_0 & I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} N \\ D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X & Y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.25)$$

これは、非故障時における制御性能に相当する。

次に故障によって制御対象が  $P_0$  から  $P_{rd}$  へと変動した際の制御性能は、(3.22) 式を用いて

$$\begin{aligned} \mathcal{T}(P_{rd}, C_0) &= \begin{bmatrix} P_{rd} \\ I \end{bmatrix} (I + C_0 P_{rd})^{-1} \begin{bmatrix} C_0 & I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} N \\ D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X & Y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{Y} \\ -\tilde{X} \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} X & Y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.26)$$

と表現できる. ここで, (3.27) 式と置き換えることで,

$$\Delta_R = \begin{bmatrix} \tilde{Y} \\ -\tilde{X} \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} X & Y \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

非故障時の制御性能  $\mathcal{T}(P_{rd}, C_0)$  と故障による閉ループ特性の変動  $\Delta_R$  として捉えることができる.

$$\mathcal{T}(P_{rd}, C_0) = \mathcal{T}(P_0, C_0) + \Delta_R \quad (3.28)$$

故障による閉ループ特性の変動を表現する項に含まれる未知パラメータは  $R$  のみであることから, 双対 Youla パラメータ  $R$  が同定できれば非故障時の性能からの故障による閉ループ特性の劣化を推定できることが分かる.

さらに, Youla パラメータ  $Q$  を導入した場合, 補償後の閉ループ特性  $\mathcal{T}(P_{rd}, C)$  は (3.29) 式のように表せる.

$$\begin{aligned} \mathcal{T}(P_{rd}, C) &= \begin{bmatrix} P_{rd} \\ I \end{bmatrix} (I + CP_{rd})^{-1} \begin{bmatrix} C & I \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{T}(P_0, C_0) + \Delta_R + \Delta_{RQ} \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\Delta_{RQ} = \begin{bmatrix} N_R \\ D_R \end{bmatrix} Q(I + RQ)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{D}_R & -\tilde{N}_R \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$N_R = N + \tilde{Y}R, \quad D_R = D - \tilde{X}R$$

$$\tilde{N}_R = \tilde{N} + RY, \quad \tilde{D}_R = \tilde{D} - RX$$

これより,  $\Delta_{RQ}$  は, Youla パラメータ  $Q$  による閉ループ特性の補償項であると解釈できる.  $\Delta_{RQ}$  によって  $\Delta_R$  を相殺することができれば, 故障によって制御対象の変動が生じた場合でも非故障時の制御性能を実現でき, FTC が達成される. これを実現するために, 故障による制御対象の変動を表現する双対 Youla パラメータを同定し, 双対 Youla パラメータによる性能劣化を適切に補償するように Youla パラメータの設計を行う.

### 3.4.3 Hansen 法による双対 Youla パラメータの同定

双対 Youla パラメータは未知パラメータであるが, 以下に示す Hansen 法によって同定が可能である. 図 3.13 のように表現された変動を含む制御対象に対して  $C_0$  による

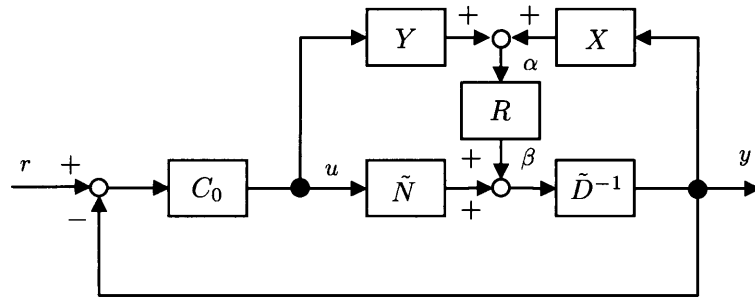


図 3.15: Hansen 法による双対 Youla パラメータの同定

フィードバックを付加した図 3.15 を考える．このとき，双対 Youla パラメータ  $R$  の入出力信号  $\{\alpha, \beta\}$  は制御時に得られる信号  $\{r, u, y\}$  から (3.31), (3.32) 式によって計算でき，これらの信号を用いて  $R$  を同定する．

$$\begin{aligned}\alpha &= Yu + Xy \\ &= Xr\end{aligned}\tag{3.31}$$

$$\beta = Dy - Nu\tag{3.32}$$

ここで，パラメトリゼーションの性質上， $P_{rd}$  が不安定な制御対象であっても  $C_0$  によって安定化されるために  $R$  が常に安定な伝達関数として表現されることから  $\alpha, \beta$  の取得が容易となる．また， $\alpha$  はフィードバック制御系の内部信号であるにも関わらず，同定入力である  $\alpha$  が外部入力である  $r$  の関数となることから， $\beta$  から  $\alpha$  までのループゲインは 0 となり，双対 Youla パラメータの同定問題は開ループ同定問題として扱うことができる利点を有する．これによって，閉ループ同定において問題となるバイアス誤差を回避することができ，高い同定精度が期待できる．ただし， $\alpha$  は PE 性を満たすために  $R$  の特性を十分励起する同定入力である必要がある．

### 3.4.4 双対 Youla パラメータに基づいた Youla パラメータの設計

前節で同定された双対 Youla パラメータを利用して，故障時に発生する閉ループ特性の性能劣化を適切に補償する Youla パラメータを設計する．すなわち，性能補償項  $\Delta_{RQ}$  によって故障による性能劣化項  $\Delta_R$  を抑制するために，(3.33) 式のような  $\mathcal{H}_\infty$  制御問題として定式化する．ここで，一般化制御対象  $G_{rd}$  は (3.35) 式のように構成される．

$$Q = \arg \min_Q \| \mathcal{T}(P_{rd}, C) - \mathcal{T}(P_0, C_0) \|_\infty\tag{3.33}$$

$$= \arg \min_Q \| \mathcal{F}_l(G_{rd}, Q) \|_\infty \quad (3.34)$$

$$G_{rd} = \begin{bmatrix} \Delta_R & \begin{bmatrix} N_R \\ D_R \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{D}_R & -\tilde{N}_R \end{bmatrix} & -R \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

同定された実際の故障による制御対象の変動  $R$  に基づいて  $Q$  が設計されるため、 $R$  で表された変動の範囲内ならば、 $Q$  による安定化および性能維持が保証される。また、ロバスト安定余裕を最大化するのではなく、 $Q$  は  $R$  に基づいた適切な補償信号を生成するため、故障後の制御性能における保守性の改善が期待できる。

### 3.5 シミュレーション (双対 Youla パラメータに基づいた設計法)

双対 Youla パラメータに基づいた設計法を用いて、シミュレーション (右既約分解的不確かさに基づいた設計法と加法的な不確かさに基づいた設計法) と同様の条件で FTCS を構築するシミュレーションを行った。

(3.35) 式の一般化制御対象  $G_{rd}$  に対して以下に示す周波数重み  $W_4$  を付加して Youla パラメータ  $Q$  を設計した。

$$W_4 = \begin{bmatrix} \frac{100}{s^2+100s+0.1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1000}{s^2+100s+0.1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

この周波数重みのゲイン特性が大きい帯域ほど耐故障制御時と正常時の閉ループ特性が近づくことになるため、この設計法では周波数重みを容易に与えることができると言える。GIMC 構造にて実装した結果、目標値応答特性、感度特性はそれぞれ図 3.16, 3.17 のように改善された。

故障後においても  $Q$  によって  $\mathcal{H}_\infty$  ノルムが小さく抑えられており、高いロバスト性を持つ制御系となっていることが分かる。また、目標値応答特性、感度特性共に非故障時の特性に近くなっていることが分かる。次に、モータの回転速度の時間応答を図 3.18 に示す。加法的変動に基づいた設計法のシミュレーションと同様に、制御開始後 8.0 秒で入力トルクが 20 % に低下する故障が発生し、8.1 秒から  $Q$  による補償  $q$  を加えている。さらに、15 秒で入力  $u$  にステップ外乱を加えている。故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて Youla パラメータによる補償を行うことで



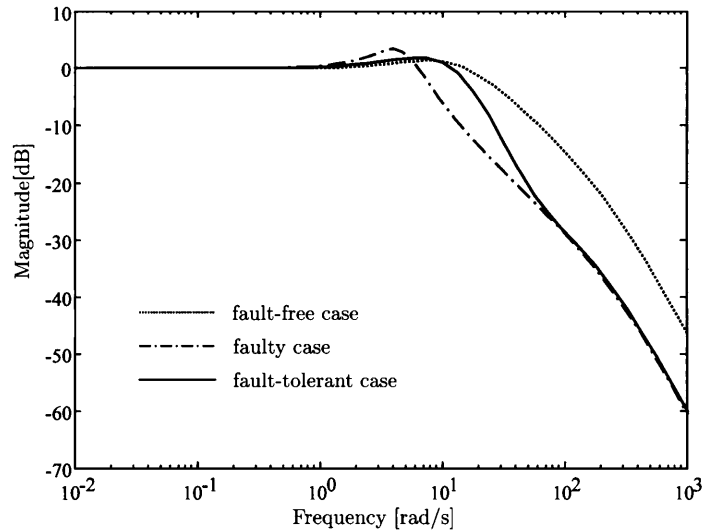


図 3.16: 目標値応答特性 (双対 Youla パラメータに基づいた設計)

耐故障制御を行った場合 (fault-tolerant case) はオーバーシュート量が低減されており、正常時に近い応答となっていることが分かる。また、入力に印加されたステップ外乱も良好に除去できていることが分かる。ここで、入力外乱  $d$  から観測出力  $y$  までの特性 ( $G_{yd}$ ) と目標値  $r$  から制御入力  $u$  までの特性 ( $G_{ur}$ ) をそれぞれ図 3.19, 3.20 に示す。

このシミュレーション結果では入力外乱抑圧特性  $G_{yd}$  が正常時よりも耐故障制御時の特性の方が速やかに外乱抑圧するような特性となっているが、正常時に近い特性が最適であるため良い特性であるとは言えない。双対 Youla パラメータに基づいた設計法は耐故障制御を行った時の複数の閉ループ特性を正常時の特性に近づけるという評価に基づいて設計する方法であるため、入力外乱抑圧特性  $G_{yd}$  がその他の特性に比べて  $\mathcal{H}_\infty$  ノルムに影響を与えないため入力外乱抑圧特性が正常時の特性に近づかなかつたと考えられる。これは、一つ一つの閉ループ特性を適切に重み付ける周波数重みを用いることで改善することが可能である。

右既約分解的不確かさに基づいた設計法や加法的な不確かさに基づいた設計法では、故障の情報を用いることなくロバスト安定余裕を最大化するように  $Q$  が設計されるため、故障後の制御性能は保守的になってしまう傾向にあった。また、この保守性を低減させるためには、故障による制御対象の変動が考慮された周波数重みを一般化制御対象に付加する必要があるが、この周波数重みを選定する際の試行錯誤が問題となっていた。一方、双対 Youla パラメータに基づいた設計法では、双対 Youla パラメータ  $R$  の同定によって得る制御対象の変動モデルを Youla パラメータの設計に直接用いている

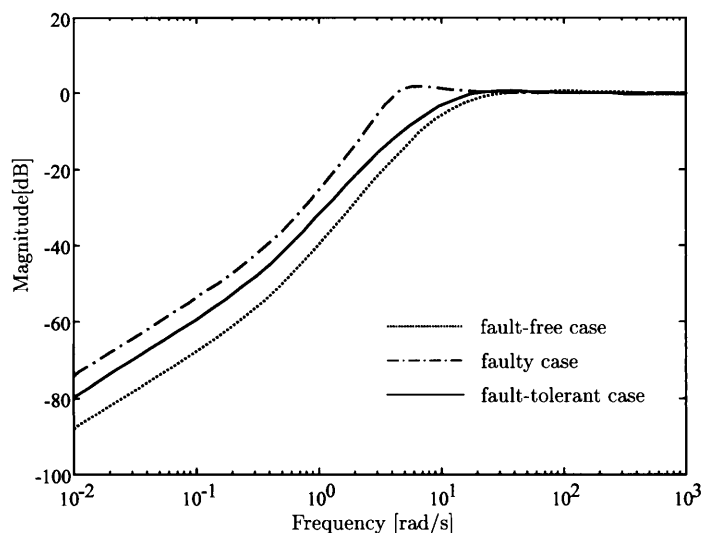


図 3.17: 感度特性 (双対 Youla パラメータに基づいた設計)

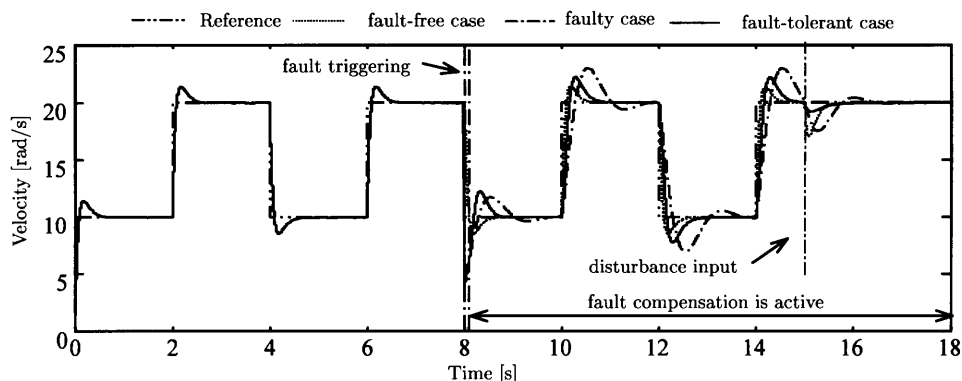
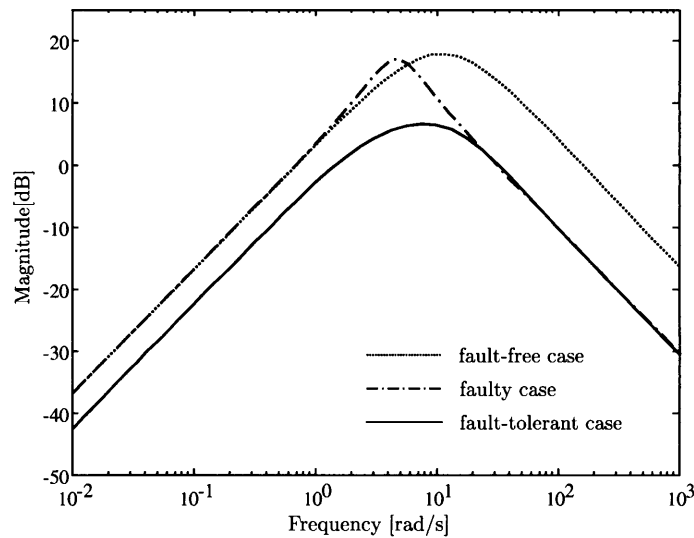


図 3.18: モータの回転速度応答 (双対 Youla パラメータに基づいた設計)

ため、故障による制御性能の変動を適切に補償できる。また、保守性を低減させるための周波数重み関数を試行錯誤で選定する必要もない。さらに、右既約分解的不確かさに基づいた設計法や加法的な不確かさに基づいた設計法では故障による変動に対して制御系を安定化することのみを目的として設計しているのに対して、双対 Youla パラメータに基づいた設計法では故障による変動を抑えることで閉ループ特性を非故障時に近い特性とすることを目的としているため、故障後の制御性能における保守性が低減される。


 図 3.19:  $G_{yd}$  の周波数特性 (双対 Youla パラメータに基づいた設計)

### 3.6 双対 Youla パラメータに基づいた設計法における問題点

双対 Youla パラメータに基づいた設計法では双対 Youla パラメータが精度よく同定されなければ、設計される Youla パラメータは望みの制御性能を得られないことは明らかである。双対 Youla パラメータの同定は、閉ループ実験データを用いた同定が必要になるが、Hansen 法を用いることによって開ループ同定問題となるため、高い同定精度が期待できる。一般的なシステム同定では、同定する対象の物理的な特徴から適切な同定入力やサンプリング時間、得られた実験データの前処理方法などを決定する。しかし、双対 Youla パラメータは物理的な解釈を与えにくく、同定入力などを決定する際に試行錯誤が伴うことが問題となる。以上のような理由によって精度の良い同定ができない場合には、双対 Youla パラメータに基づいた設計法によって望みの制御性能を得ることができない。また、双対 Youla パラメータに基づいた設計法では  $R$  が高次で同定された際には、設計される Youla パラメータの次数もそれに伴って増加してしまう。上記のシミュレーションにおいて右既約分解的不確かさに基づいた設計法で設計された  $Q$  は 6 次、加法的な不確かさに基づいた設計法で設計された  $Q$  は 5 次であったのに対して、双対 Youla パラメータに基づいた設計法で設計された  $Q$  は 12 次と高次で設計されている。これは、一般化制御対象  $G_{rd}$  に  $R$  が含まれるため、同定された  $R$  の次数が高ければ、そのまま設計される  $Q$  に反映されるためである。コントローラ

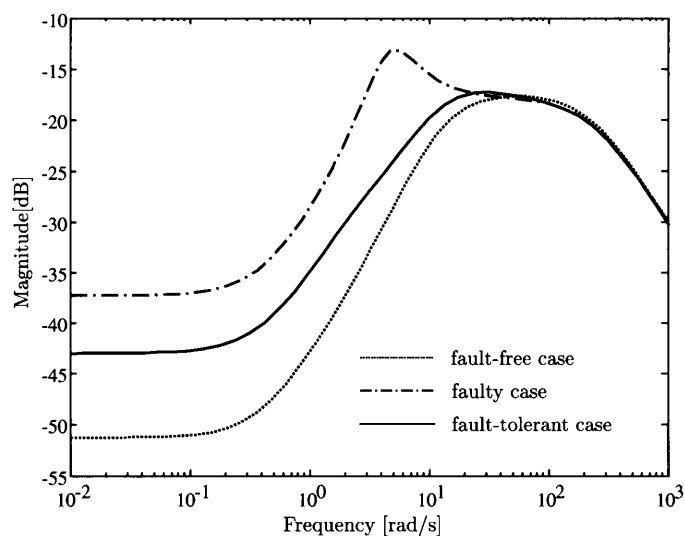


図 3.20:  $G_{ur}$  の周波数特性 (双対 Youla パラメータに基づいた設計)

の次数の増加は計算負荷を増大させる．計算負荷を低減させたい場合や実装が困難である場合には，何らかの方法を用いて (ハンケルノルム近似など) 低次元化を行う必要がある．さらに，あらかじめ想定した故障に対して Youla パラメータを設計しておく手法であるため，想定した故障以外の未知の故障に対しては対応できず，制御性能の維持は保証されない．

## 第4章 実験データを用いたGIMC構造におけるYoulaパラメータの直接設計

本章では、3.6節で示した双対Youlaパラメータを用いた設計法における問題点を解決するために、これまで双対Youlaパラメータの同定に用いてきた入出力実験データから直接的にYoulaパラメータを設計する手法を提案する。双対Youlaパラメータの入出力実験データは故障による制御対象の変動に関する情報を含むため、この実験データを用いて直接Youlaパラメータを設計することで、故障による制御対象の変動に基づいた設計が可能となり、故障後の制御性能における保守性の低減が期待できる。この方法は、これまで試行錯誤を伴っていた双対Youlaパラメータの同定を行う必要がなく、さらに、内部ループコントローラの次数を設計者の任意の次数で設計できるため、高次化の問題も解決できる。さらに、故障後にデータ取得及びYoulaパラメータの設計をオンラインで行うことで未知の故障に対しても対応できる耐故障制御系が構築可能である。実験データを用いたコントローラの直接設計法にはVRFT(Virtual Reference Feedback Tuning)を用いる。VRFTとは仮想の参照入力を用いて一回の最小二乗法によってコントローラの調整パラメータを得る手法である[8][9]。双対Youlaパラメータを用いて故障による制御対象の変動を表現し、その変動を表すパラメータの入出力関係が開ループの関係になるため[11]、FTCを実現するYoulaパラメータをVRFTにより設計できる。

なお、本章では一入力一出力系を扱い、断りがない限り伝達関数はすべて離散時間表現されているとする。

### 4.1 モデルマッチング問題によるFTC問題の定式化

本節では、実験データを用いたYoulaパラメータの直接設計を達成するために、FTC問題をモデルマッチング問題として定式化する。

故障による制御対象の変動の表現には(3.22)式の $P_{rd}$ による表現方法を用いる(図

3.13). 図 2.3 の  $P$  を (3.22) 式の  $P_{rd}$  に置き換えて整理することで図 4.1 に示すブロック線図が得られる. これは, 多入力多出力系においても同様に成り立つ. 双対 Youla

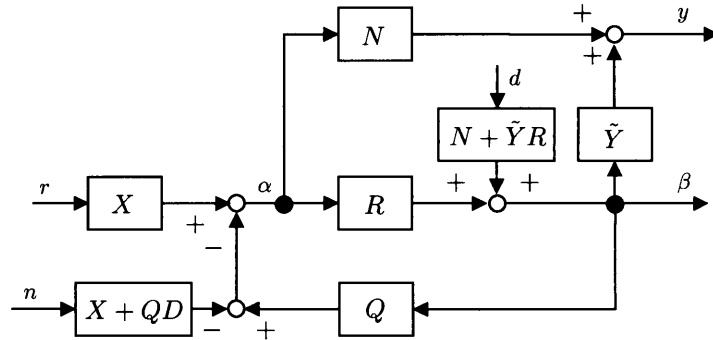


図 4.1: GIMC 構造の等価ブロック線図

パラメータ  $R$  の出力  $\beta$  は図 2.3 の GIMC 構造における残差信号と等価である. また,  $Q$  は  $R$  とフィードバックループを構成していることから,  $Q$  の設計は  $R$  を制御対象として行うべきであることが分かる. ここで,  $Q$  による補償によって目標値応答特性  $G_{yr}$  (参照値  $r$  から観測出力  $y$  までの特性) と耐ノイズ特性  $G_{yn}$  (観測ノイズ  $n$  から観測出力  $y$  までの特性) をノミナル性能に近い特性とすることができれば, 耐故障制御は達成されたと言える. そこで, この設計問題を (4.1) 式に示すモデルマッチング問題として定式化する.

$$Q = \arg \min_{\tilde{Q}} J_{MR}(\tilde{Q}) \quad (4.1)$$

$$J_{MR}(\tilde{Q}) = \left\| \left( M - \frac{(N + RY)X}{1 + R\tilde{Q}} \right) W_M \right\|_2^2 + \left\| \left( T - \frac{(N + RY)(X + \tilde{Q}D)}{1 + R\tilde{Q}} \right) W_T \right\|_2^2 \quad (4.2)$$

ここで,  $M, T$  は設計者が指定する参照モデルであり, それぞれ目標値応答特性と耐ノイズ特性のノミナル性能である. また,  $W_M, W_T$  はそれぞれ設計者が与える重み関数である.

## 4.2 実験データを用いた設計

本節では (4.1) 式のモデルマッチング問題を実験データから達成する方法について説明する.

設計に用いる実験データは、故障による変動を含む制御対象  $P_{rd}$  とノミナルコントローラ  $C_0$  によって構成される制御系から得られる閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  である。

ここで、Youla パラメータ  $Q$  を (4.3) 式に示す構造として定義しておく。

$$Q(z, \theta) = \sigma(z)^T \theta \quad (4.3)$$

ここで、 $\sigma(z)$  は

$$\sigma(z) = [\sigma_1(z), \sigma_2(z), \dots, \sigma_n(z)]^T \quad (4.4)$$

と定義される伝達関数ベクトルであり、 $\theta$  は

$$\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]^T \quad (4.5)$$

と定義される  $n$  次元の調整パラメータベクトルである。 (4.3) 式を用いると (4.1) 式のモデルマッチング問題は、 (4.6) 式のパラメータベクトル  $\bar{\theta}$  を求める問題に書き換えることができる。

$$\bar{\theta} = \arg \min_{\theta} J_{MR}(\theta) \quad (4.6)$$

$$J_{MR}(\theta) = \left\| \left( M - \frac{(N + RY)X}{1 + RQ(\theta)} \right) W_M \right\|_2^2 + \left\| \left( T - \frac{(N + RY)(X + Q(\theta)D)}{1 + RQ(\theta)} \right) W_T \right\|_2^2 \quad (4.7)$$

双対 Youla パラメータ  $R$  が未知である条件で、閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  のみを用いて (4.6) 式のモデルマッチング問題を達成するパラメータベクトル  $\bar{\theta}$  を求めるアルゴリズムを次に示す。

**step1.**  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  から (3.31), (3.32) 式を用いて  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  を計算する。

**step2.**  $y(t)$  を参照モデル  $M, T$  の出力とみなし、 $y(t) = M\tilde{r}(t)$ ,  $y(t) = T\tilde{n}(t)$  となるような仮定の外部入力信号  $\tilde{r}(t)$  と  $\tilde{n}(t)$  を求める。

**step3.** (4.8) 式の最小化問題を解き、パラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  を求める。

$$\hat{\theta}_N = \arg \min_{\theta} J_{VR}^N(\theta) \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned}
 J_{VR}^N(\theta) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [L_M(\alpha(t) - X\tilde{r}(t) + Q(\theta)\beta(t))]^2 \\
 &+ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [L_T(\alpha(t) - X\tilde{n}(t) + Q(\theta)(\beta(t) - D\tilde{n}(t)))]^2
 \end{aligned} \quad (4.9)$$

設計する Youla パラメータ  $Q$  はパラメータベクトル  $\theta$  に対して線形であるため, (4.10) 式のように書き換えることができ,  $\hat{\theta}_N$  は (4.11) 式に示す最小二乗法により推定できる.

$$J_{VR}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [\mathbf{y}_{LS}(t) - \boldsymbol{\varphi}(t)^T \theta]^2 \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned}
 \boldsymbol{\varphi}(t) &= \left[ -\sigma L_M \beta(t), \quad -\sigma L_T (\beta(t) + D\tilde{n}(t)) \right] \\
 \mathbf{y}_{LS}(t) &= \left[ L_M(\alpha(t) - X\tilde{r}(t)), \quad L_T(\alpha(t) - X\tilde{n}(t)) \right]^T
 \end{aligned}$$

$$\hat{\theta}_N = \left[ \sum_{t=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t) \boldsymbol{\varphi}^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t) \mathbf{y}_{LS}(t) \quad (4.11)$$

$L_M, L_T$  は設計者が与えるフィルタである  $\tilde{r}, \tilde{n}$  を生成する際に参照モデルの逆システムが必要になるが, 後述する  $L_M, L_T$  を用いることで伝達関数のプロパ性は確保できる. さらに,  $N \rightarrow \infty$  かつフィルタ  $L_M, L_T$  を適切に選ぶことにより,  $J_{VR}^N(\theta)$  によって得られる解を  $J_{MR}(\theta)$  の近似解とすることができる. このことについては次節で詳しく述べる.

### 4.3 モデルマッチング問題を達成するフィルタの導出

$J_{VR}^N(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  と, 目的関数である  $J_{MR}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\bar{\theta}$  は, 本来異なるパラメータベクトルである. しかしながら,  $J_{VR}^N(\theta)$  におけるフィルタ  $L_M, L_T$  として適切なフィルタを選択することで, VRFT によって求まる  $\hat{\theta}$  が本来の目的関数を最小化する  $\bar{\theta}$  に近いパラメータベクトルとすることができる. 本節ではこのようなフィルタ  $L_M, L_T$  の導出を行い, そのフィルタを用いる妥当性を示す.

#### 4.3.1 フィルタの選定

本節では,  $\hat{\theta}_N$  が  $\bar{\theta}$  に近い解となるためのフィルタ  $L_M, L_T$  の導出を行う.



まず, (4.7) 式は 2 ノルムを評価していることから次のように書き換えることができる.

$$J_{MR}(\theta) = J_{MRM}(\theta) + J_{MRT}(\theta) \quad (4.12)$$

$$J_{MRM}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| M - \frac{(N + RY)X}{1 + RQ(\theta)} \right|^2 |W_M|^2 d\omega \quad (4.13)$$

$$J_{MRT}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| T - \frac{(N + RY)(X + Q(\theta)D)}{1 + RQ(\theta)} \right|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (4.14)$$

ここで, (4.13), (4.14) 式のモデルマッチング問題を満たす理想の Youla パラメータ  $Q_M, Q_T$  が存在するとする. つまり,  $Q_M, Q_T$  はそれぞれ

$$M = \frac{(N + RY)X}{1 + RQ_M} \quad (4.15)$$

$$T = \frac{(N + RY)(X + Q_T D)}{1 + RQ_T} \quad (4.16)$$

を満たすとする. ここで,  $Q_M, Q_T$  は解析目的にのみ使用することに注意しておく.

(4.15) 式の  $Q_M$  と (4.16) 式の  $Q_T$  を用いて (4.13) 式と (4.14) 式を書き換えるとそれぞれ (4.17), (4.18) 式となる.

$$J_{MRM}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{MR}{1 + RQ(\theta)} \right|^2 |Q_M - Q(\theta)|^2 |W_M|^2 d\omega \quad (4.17)$$

$$J_{MRT}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{T(D - XR)}{(X + Q_T D)(1 + RQ(\theta))} \right|^2 |Q_T - Q(\theta)|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (4.18)$$

一方,  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  の過程がエルゴード的であると仮定し, パーセバルの等式と (4.15), (4.16) 式を用い, 設計に用いるデータの個数  $N$  を無限大としたとき, 漸近的に (4.19), (4.20) 式の関係が導かれる. ここで,  $E$  は期待値を表す.

$$\begin{aligned} J_{VRM}(\theta) &= \lim_{N \rightarrow \infty} J_{VRM}^N(\theta) \\ &= E \left[ L_M (\alpha(t) - X\tilde{r}(t) + Q(\theta)\beta(t))^2 \right] \\ &= E \left[ L_M \left( \alpha(t) - XM^{-1}(N\alpha(t) + Y\beta(t)) + Q(\theta)\beta(t) \right)^2 \right] \\ &= E \left[ L_M \left( (1 - XM^{-1}(N + YR) + Q(\theta)R)\alpha(t) \right)^2 \right] \\ &= E \left[ L_M \left( \left( 1 - X \frac{1 + RQ_M}{(N + RY)X} (N + YR) + Q(\theta)R \right) \alpha(t) \right)^2 \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= E \left[ \left( \frac{L_M R}{Y} (Q_M - Q(\theta)) \alpha(t) \right)^2 \right] \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{L_M R}{Y} \right|^2 |Q_M - Q(\theta)|^2 \Phi_\alpha d\omega
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

$$\begin{aligned}
 J_{VRT}(\theta) &= \lim_{N \rightarrow \infty} J_{VRT}^N(\theta) \\
 &= E \left[ L_T (\alpha(t) - X \tilde{n}(t) - Q(\theta)(\beta(t) - D \tilde{n}(t)))^2 \right] \\
 &= E \left[ L_T (\alpha(t) - Q(\theta)\beta(t) - (X - Q(\theta)D)\tilde{n}(t))^2 \right] \\
 &= E \left[ L_T (\alpha(t) + Q(\theta)\beta(t) + (X + Q(\theta)D)T^{-1}(N\alpha(t) + Y\beta(t)))^2 \right] \\
 &= E \left[ L_T \left( (1 + Q(\theta)R + (X + Q(\theta)D)T^{-1}(N + YR))\alpha(t) \right)^2 \right] \\
 &= E \left[ L_T \left( (1 + Q(\theta)R + (X + Q(\theta)D) \frac{1 + RQ_T}{(N + RY)(X + Q_T D)} (N + YR))\alpha(t) \right)^2 \right] \\
 &= E \left[ L_T \left( \frac{D - XR}{X + Q_T D} (Q_T - Q(\theta))\alpha(t) \right)^2 \right] \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{L_T(D - XR)}{X + Q_T D} \right|^2 |Q_T - Q(\theta)|^2 \Phi_\alpha d\omega
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

ここで、 $\Phi_\alpha$  は  $\alpha(t)$  のパワースペクトル密度である。

(4.17)式と(4.19)式、及び(4.18)式と(4.20)式の比較により、(4.21)式のフィルタを用いたとき  $J_{VRM}(\theta) = J_{MRM}(\theta)$ 、(4.22)式のフィルタを用いたとき  $J_{VRT}(\theta) = J_{MRT}(\theta)$  となり、 $J_{VR}(\theta) = J_{MR}(\theta)$  が成り立つ。

$$|L_M|^2 = \frac{|M|^2 |Y|^2 |W_M|^2}{|1 + RQ(\theta)|^2 \Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \tag{4.21}$$

$$|L_T|^2 = \frac{|T|^2 |W_T|^2}{|1 + RQ(\theta)|^2 \Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \tag{4.22}$$

しかし、 $Q(\theta), R$  は未知であるためこのフィルタを構成することはできない。そこで、 $(1 + RQ(\theta))^{-1} \simeq 1$  と近似を行い、(4.23),(4.24)式の実現可能な  $L_M, L_T$  を用いる。この近似の妥当性については次節で議論する。

$$|L_M|^2 = \frac{|M|^2 |Y|^2 |W_M|^2}{\Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \tag{4.23}$$

$$|L_T|^2 = \frac{|T|^2 |W_T|^2}{\Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \tag{4.24}$$

(3.31)式の関係より  $r(t)$  が設計者の任意に選べる外部入力である場合は  $\Phi_\alpha$  が既知となり、任意に選べない場合には推定が必要となる。

### 4.3.2 フィルタの妥当性

本節では前節において導出されたフィルタの妥当性を示す。(4.23), (4.24) 式のフィルタを用いたときに  $J_{VR}(\theta)$  によって得られるパラメータベクトル  $\hat{\theta}$  が,  $J_{MR}(\theta)$  によって得られるパラメータベクトル  $\bar{\theta}$  と近い解が得られることを示す。

#### 目標値に関する評価関数 $J_{VRM}(\theta)$ の解析

まずはじめに  $J_{MRM}(\theta)$  と  $J_{VRM}(\theta)$  の関係について考える。解析には次のような拡張コントローラ  $Q_M^+(z, \theta^+)$  を定義して用いる。

$$\begin{aligned} Q_M^+(z, \theta^+) &= \sigma_M^+{}^T(z) \theta^+ & (4.25) \\ \sigma_M^+(z) &= [\sigma_1(z), \sigma_2(z), \dots, \sigma_n(z), \Delta Q_M(z)]^T \\ \theta^+ &= [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n, \theta_{n+1}]^T \\ \Delta Q_M(z) &= Q_M(z) - \sigma^T(z) \bar{\theta}_M \end{aligned}$$

ここで,  $\bar{\theta}_M$  は  $J_{MRM}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトルである。この関係より明らかに

$$Q_M(z) = Q_M^+(z, \bar{\theta}_M^+), \quad \bar{\theta}_M^+ = [\bar{\theta}_M^T, 1]^T \quad (4.26)$$

となる。次に,  $Q_M^+(z, \theta^+)$  を用いた評価関数  $J_{MRM}^+(\theta^+)$  を (4.27) 式と定義する。

$$J_{MRM}^+(\theta^+) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| M - \frac{(N + RY)X}{1 + RQ_M^+(\theta^+)} \right|^2 |W_M|^2 d\omega \quad (4.27)$$

$J_{MRM}^+(\theta^+)$  を  $\bar{\theta}_M^+$  まわりで2次までテイラー展開を行い, これを  $\bar{J}_{MRM}^+(\theta^+)$  とおくと,

$$\begin{aligned} J_{MRM}^+(\bar{\theta}_M^+) &= 0, \quad \left[ \frac{\partial}{\partial \theta^+} J_{MRM}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_M^+} = 0 \\ \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta^{+2}} J_{MRM}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_M^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{2|(N + YR)XRW_M|^2 \overline{\sigma^+} \sigma^{+T}}{|1 + RQ_M^+|^4} d\omega \end{aligned}$$

であるので, 以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \bar{J}_{MRM}^+(\theta^+) &= \frac{1}{2} (\theta^+ - \bar{\theta}_M^+)^T \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta^{+2}} J_{MRM}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_M^+} (\theta^+ - \bar{\theta}_M^+) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|(N + RY)XR|^2}{|1 + RQ_M^+|^4} |Q_M - Q_M^+(\theta^+)|^2 |W_M|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{MR}{1 + RQ_M^+} \right|^2 |Q_M - Q_M^+(\theta^+)|^2 |W_M|^2 d\omega \quad (4.28) \end{aligned}$$

また、これらの評価関数は次の関係にある。

$$J_{MRM}^+(\theta^+) = \bar{J}_{MRM}^+(\theta^+) + o(|\theta^+ - \theta_M^+|^2) \quad (4.29)$$

ここで、 $o(|\theta^+ - \theta_M^+|^2)$  は 2 次以上の剰余項を表す。

(4.19) 式の  $J_{VRM}(\theta)$  におけるフィルタとして (4.30) 式に示すフィルタを適用すると (4.31) 式となる。

$$|L_M|^2 = \frac{|M|^2|Y|^2|W_M|^2}{|1 + RQ_M|^2\Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (4.30)$$

$$J_{VRM}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{MR}{1 + RQ_M} \right|^2 |Q_M - Q(\theta)|^2 |W_M|^2 d\omega \quad (4.31)$$

(4.28) 式と (4.31) 式を比較すると  $J_{VRM}(\theta) = \bar{J}_{MRM}^+([\theta^T, 0]^T)$  の関係が成り立つことから、 $J_{VRM}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\hat{\theta}_M$  は、(4.32) 式のように表せる。

$$\hat{\theta}_M = \arg \min_{\theta} \bar{J}_{MRM}^+([\theta^T, 0]^T) \quad (4.32)$$

また、 $J_{MRM}(\theta) = J_{MRM}^+([\theta^T, 0]^T)$  であることは明らかであるので、 $J_{MRM}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\bar{\theta}_M$  は、(4.33) 式のように表せる。

$$\bar{\theta}_M = \arg \min_{\theta} J_{MRM}^+([\theta^T, 0]^T) \quad (4.33)$$

(4.29), (4.32), (4.33) 式より、 $L_M$  として (4.30) 式のフィルタを用いた  $J_{VRM}(\theta)$  は目的関数  $J_{MRM}(\theta)$  をよく近似しているといえる。ここで、図 4.1 からわかるように  $Q(\theta)$  は  $R$  の影響を抑制するように設計すべきであるため、理想のコントローラ  $Q_M$  と  $R$  で構成される閉ループ特性は制御帯域内においては  $(1 + RQ_M)^{-1} \simeq 1$ ,  $R(1 + RQ_M) \simeq 0$  であると考えられる。よって、(4.30) 式のフィルタに  $(1 + RQ_M)^{-1}$  の近似を適用した (4.23) 式のフィルタを用いる。

#### 耐ノイズ特性に関する評価関数 $J_{VRT}(\theta)$ の解析

次に、 $J_{MRT}(\theta)$  と  $J_{VRT}(\theta)$  の関係について考える。目標値応答特性に関する評価関数の場合と同様に、拡張コントローラ  $Q_T^+(z, \theta^+)$  を定義する。

$$Q_T^+(z, \theta^+) = \sigma_T^+(z)\theta^+ \quad (4.34)$$

$$\sigma_T^+(z) = [\sigma_1(z), \sigma_2(z), \dots, \sigma_n(z), \Delta Q_T(z)]^T$$

$$\Delta Q_T(z) = Q_T(z) - \sigma^T(z)\bar{\theta}_T$$

ここで、 $\bar{\theta}_T$  は  $J_{MRT}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトルである。この関係より明らかに

$$Q_T(z) = Q_T^+(z, \bar{\theta}_T^+), \quad \bar{\theta}_T^+ = [\theta_T^T, 1]^T \quad (4.35)$$

となる。次に、 $Q_T^+(z, \theta^+)$  を用いた評価関数  $J_{MRT}^+(\theta^+)$  を (4.36) 式と定義し、

$$J_{MRT}^+(\theta^+) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| T - \frac{(N + RY)(X + Q_T^+(\theta^+)D)}{1 + RQ_T^+(\theta^+)} \right|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (4.36)$$

さらに、 $J_{MRT}^+(\theta^+)$  を  $\bar{\theta}_T^+$  まわりで2次までテイラー展開を行い、これを  $\bar{J}_{MRT}^+(\theta^+)$  とおくと、

$$\begin{aligned} J_{MRT}^+(\bar{\theta}_T^+) &= 0, \quad \left[ \frac{\partial}{\partial \theta^+} J_{MRT}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_T^+} = 0 \\ \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta^{+2}} J_{MRT}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_T^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{2|(N + YR)(D - XR)W_T|^2 \overline{\sigma^+} \sigma^{+T}}{|1 + RQ_T|^4} d\omega \end{aligned}$$

であるので、以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \bar{J}_{MRT}^+(\theta^+) &= \frac{1}{2} (\theta^+ - \bar{\theta}_T^+)^T \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta^{+2}} J_{MRT}^+(\theta^+) \right]_{\theta^+ = \bar{\theta}_T^+} (\theta^+ - \bar{\theta}_T^+) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|(N + RY)(D - XR)|^2}{|1 + RQ_T|^4} |Q_T - Q_T^+(\theta^+)|^2 |W_M|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{T(D - XR)}{(X + Q_T D)(1 + RQ_T)} \right|^2 |Q_T - Q_T^+(\theta^+)|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (4.37) \end{aligned}$$

(4.20) 式の  $J_{VRT}(\theta)$  における  $L_T$  として (4.38) 式に示すフィルタを適用すると (4.39) 式となる。

$$|L_T|^2 = \frac{|T|^2 |W_T|^2}{|1 + RQ_T|^2 \Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (4.38)$$

$$\bar{J}_{VRT}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{T(D - XR)}{(X + Q_T D)(1 + RQ_T)} \right|^2 |Q_T - Q(\theta)|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (4.39)$$

(4.37) 式と (4.39) 式を比較すると  $J_{VRT}(\theta) = \bar{J}_{MRT}^+([\theta^T, 0]^T)$  の関係が成り立つことから、 $J_{VRT}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\hat{\theta}_T$  は、(4.40) 式のように表せる。

$$\hat{\theta}_T = \arg \min_{\theta} \bar{J}_{MRT}^+([\theta^T, 0]^T) \quad (4.40)$$

また,  $J_{MRT}(\theta) = J_{MRT}^+([\theta^T, 0]^T)$  であることは明らかであるので,  $J_{MRT}(\theta)$  を最小化するパラメータベクトル  $\bar{\theta}_T$  は, (4.41) 式のように表せる.

$$\bar{\theta}_T = \arg \min_{\theta} J_{MRT}^+([\theta^T, 0]^T) \quad (4.41)$$

(4.40), (4.41) 式より, (4.38) 式のフィルタを用いた  $J_{VRT}(\theta)$  は目的関数  $J_{MRT}(\theta)$  をよく近似しているといえる. ここで,  $L_M$  のときと同様に, 制御帯域内では  $(1+RQ_T)^{-1} \simeq 1$ ,  $R(1+RQ_T) \simeq 0$  と考えることができるため, (4.38) 式のフィルタを用いる代わりに (4.24) 式のフィルタを用いるのは妥当であると言える.

以上より, (4.32), (4.33), (4.40), (4.41) 式より,  $L_M, L_T$  として (4.30), (4.38) 式のフィルタを選んだときに  $J_{VR}(\theta)$  を最小とするパラメータ  $\hat{\theta}$  は, 本来の目的関数  $J_{MR}(\theta)$  を最小とするパラメータ  $\bar{\theta}$  に近くなることが分かる.

## 4.4 FTC アルゴリズム

本節では前節で説明した GIMC 構造における Youla パラメータ設計法を用いた FTC アルゴリズムを構築する. 提案手法は GIMC 構造における Youla パラメータを実験データから直接設計する手法であるため, 想定した故障に対してあらかじめ Youla パラメータを設計しておくオフラインベース FTC だけでなく, 故障が起きた際に実験データを取得すると同時に Youla パラメータの設計をオンラインで行うオンラインベース FTC の構築も可能である. そこで, これらの二つのアプローチによる FTC について以下で説明する.

### 4.4.1 オフラインベース FTC

オフラインベースアプローチによる FTCS 構築の手順を以下に示す.

**step1.** 想定するある故障によって変動した制御対象  $P_f$  に対してノミナルコントローラ  $C_0$  を付加した制御系を構成する. (図 4.2)

**step2.** 故障による制御対象の変動を表現する双対 Youla パラメータ  $R$  の特性を十分励起させるために, 参照値  $r$  に M 系列信号などの複数の周波数を持つ同定入力を印加し, そのときの閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を取得する.

**step3.** 4.2 節で示したアルゴリズムによって Youla パラメータをオフライン設計する.

**step4.** 複数の故障に対する FTC が望まれる場合には, **step2, step3** を繰り返して複数の Youla パラメータ  $Q$  を設計しておく.

**step5.** 図 2.5 に示す制御系にて実装し, 故障検出器によって発生した故障に対応した Youla パラメータを選択して補償する.

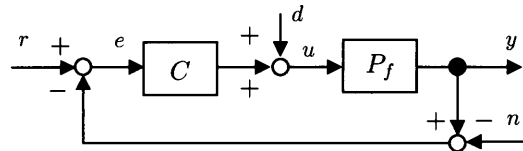


図 4.2: 故障時のフィードバック制御系

オフラインベースアプローチは, 想定していない故障に対する制御性能の維持は保証されないため, 想定する故障すべてに対してあらかじめ Youla パラメータの設計を行うておく必要がある.

#### 4.4.2 オンラインベース FTC

オンラインベースアプローチによる FTCS 図 4.3 に示す. 以下にこの FTC が達成

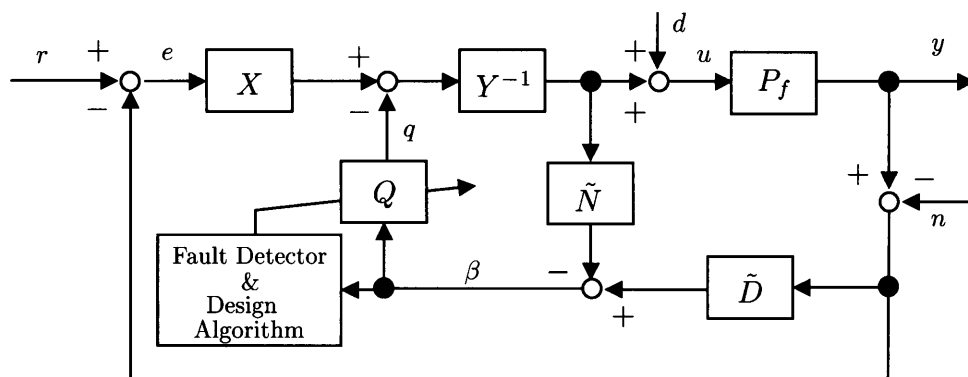


図 4.3: GIMC 構造に基づいたオンラインベース FTCS

されるまでの流れを示す. 設計アルゴリズム (Design Algorithm) は故障検出器 (Fault Detector) によって故障が検出された後に  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  を取得して Youla パラメータの設計を行う. その後, Youla パラメータの設計が適切に行われたことを確認し, Youla パラメータによる補償を有効とする.

**step1.** 故障の発生を故障検出器 (Fault Detector) によって検出する.

**step2.**  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  を一定サンプル取得する.

**step3.**  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  を用いた一括処理最小二乗法 (4.2 節の設計アルゴリズム) によって Youla パラメータ  $Q$  を設計する.

**step4.** 評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  が十分小さくなったことを確認し, Youla パラメータによる補償を有効にする.

オンラインベースアプローチは, 制御を停止することなく Youla パラメータの設計を行うため, あらかじめ想定する故障に対して Youla パラメータを設計する必要がない. そのため, 未知の故障に対しても対応が可能となる. しかしながら, 故障が発生してから一定サンプルの実験データを取得しなければならないため, データ取得を行っている期間は故障による制御性能が生じてしまう. **step2.** における実験データの取得には, 参照入力  $r$  として非故障時における指令値を用いることや, M 系列信号などの同定信号を用いることが考えられる. 参照入力  $r$  として M 系列信号などの同定信号を用いた場合には  $R$  を十分励起させることができるため, 広い制御帯域において故障の影響を十分含んだ実験データを取得でき, 故障後の制御性能はより良い制御性能となることが期待される. 一方, 参照入力  $r$  として非故障時における指令値を用いた場合でも, フィルタ  $L_M, L_T$  が適切に設定されているため,  $J_{MR}(\theta)$  が最小化されるように Youla パラメータが設計される.

## 4.5 シミュレーション

本節では提案手法の有効性を確認するためにシミュレーションを行う. オフラインベースアプローチとオンラインベースアプローチの 2 通りでシミュレーションを行った. ダイレクトドライブモータの回転速度制御系においてアクチュエータの発生トルクが 20% に低下する故障を模擬したシミュレーションを行った. 発生する故障は素早く正確に検出できると仮定した. 非故障時の制御対象は  $P_n(s) = \frac{1}{Js + D}$  と表現でき, 故障の発生によって故障後の制御対象は  $P_f(s) = \frac{0.2}{Js + D}$  に変動する. 制御対象の各パラメータはシミュレーションは表 3.1 と同様である. サンプリング時間は 1ms とし, 非故障時の制御対象  $P_n$  に対してループ整形設計法を用いて  $C_0(s)$  を設計した.

$$C_0(s) = \frac{32.49s^2 + 493.9s + 1691}{s^3 + 266.5s^2 + 2426s} \quad (4.42)$$



さらに、既約分解要素  $N, Y, X, \tilde{Y}$  (SISO 系であるため  $N = \tilde{N}, D = \tilde{D}, X = \tilde{X}, Y = \tilde{Y}$  である) を (2.4), (2.5) 式を満たすように求めた。

#### 4.5.1 オフラインベース FTC

故障時の制御対象  $P_f$  とノミナルコントローラ  $C_0$  で構成される閉ループ系に対して、参照入力  $r$  に M 系列信号を印加し、そのときに得られる閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を 6001 個取得した。M 系列信号を生成する際のシフトレジスタ 10 段とし、振幅は 1 とした。このときに取得される実験データは観測ノイズが印加されている。 $C_0$  は積分特性を持つため 1 型サーボが構成され、非故障時にはステップ外乱を漸近的に除去することがきでる。故障時にも 1 型サーボ系を維持するためには  $Q(0) = 0$  を満たせばよいため、 $Q(z, \theta)$  を (4.45) 式の連続時間伝達関数を離散化して定義した。

$$Q(s, \theta) = \frac{\theta_1 s + \theta_2 s^2 + \theta_3 s^3}{(0.07s + 1)^3} \quad (4.43)$$

一括処理最小二乗法によって次のようなパラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  が求まった。

$$\hat{\theta}_N = \begin{bmatrix} 1.090 \\ 5.570 \times 10^{-2} \\ 3.334 \times 10^{-6} \end{bmatrix}$$

故障時に  $2.750 \times 10^{-2}$  であった評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値は  $8.679 \times 10^{-4}$  へと下がった。目標値応答特性、感度特性、耐ノイズ特性はそれぞれ図 4.4, 4.5, 4.6 のように改善された。故障後においても  $Q$  による補償が加わることで目標値応答特性、感度特性、耐ノイズ特性それぞれが非故障時の特性に近くなっていることが分かる。次に、モータの回転速度の時間応答を図 4.7 に示す。故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて GIMC 構造によって補償した場合 (fault-tolerant case) はオーバーシュート量が低減され、入力に加わるステップ外乱も良好に除去できていることが分かる。ここで、入力外乱  $d$  から観測出力  $y$  までの特性 ( $G_{yd}$ ) と目標値  $r$  から制御入力  $u$  までの特性 ( $G_{ur}$ ) をそれぞれ図 4.8, 4.9 に示す。このシミュレーション結果では入力外乱抑圧特性  $G_{yd}$  が正常時よりも耐故障制御時の特性の方が速やかに外乱抑圧するような特性となっているが、正常時に近い特性が最適であるため良い特性であるとは言えない。提案する設計法では目標値応答特性と耐ノイズ特性の 2 つの閉ループ特性のみの評価して Youla パラメータが設計されるため、直接的に  $G_{yd}$  を評価していない。入力外乱抑圧特性  $G_{yd}$  に対しては、Youla パラメータの定常ゲインを 0 とする ( $Q(0) = 0$ ) こ

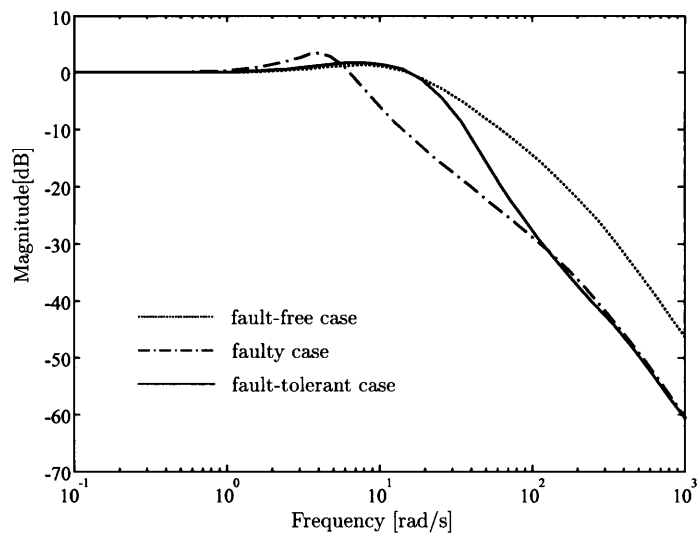


図 4.4: シミュレーション結果：目標値応答特性 (オフラインベース FTC)

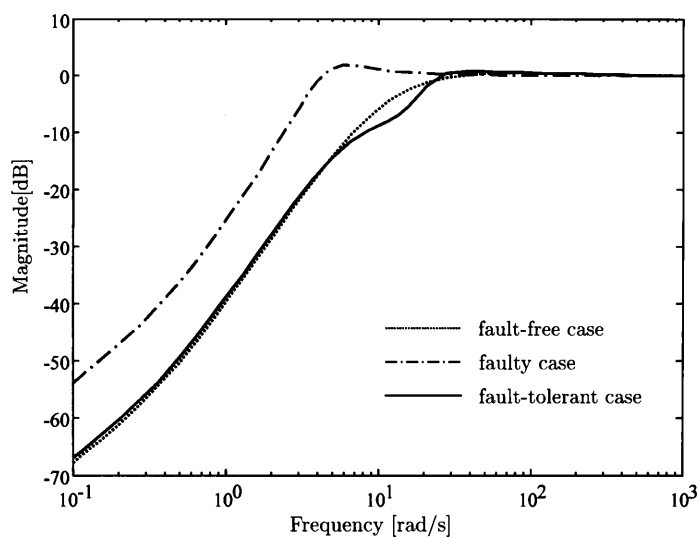


図 4.5: シミュレーション結果：感度特性 (オフラインベース FTC)

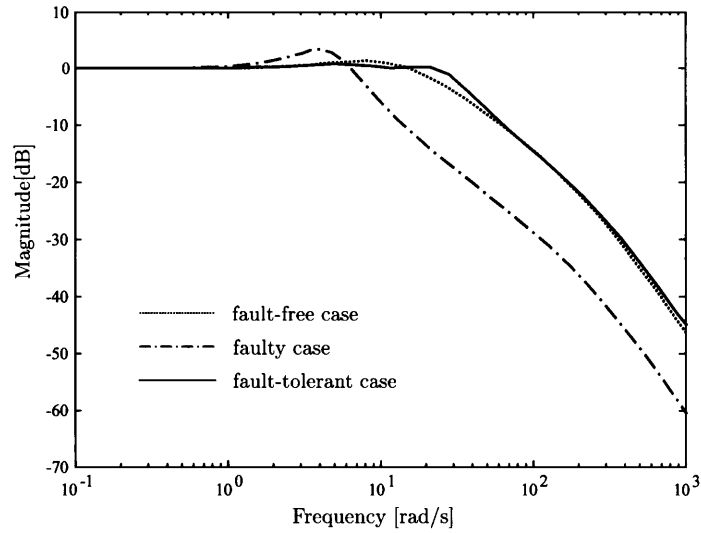


図 4.6: シミュレーション結果：耐ノイズ特性 (オフラインベース FTC)

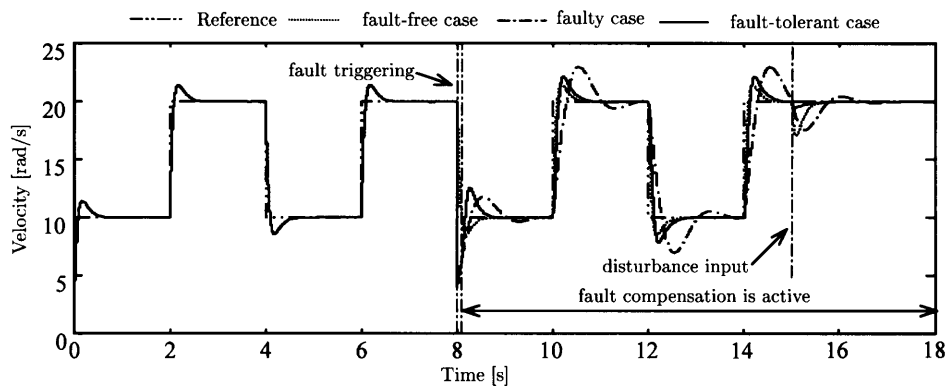


図 4.7: シミュレーション結果：モータの回転速度応答 (オフラインベース FTC)

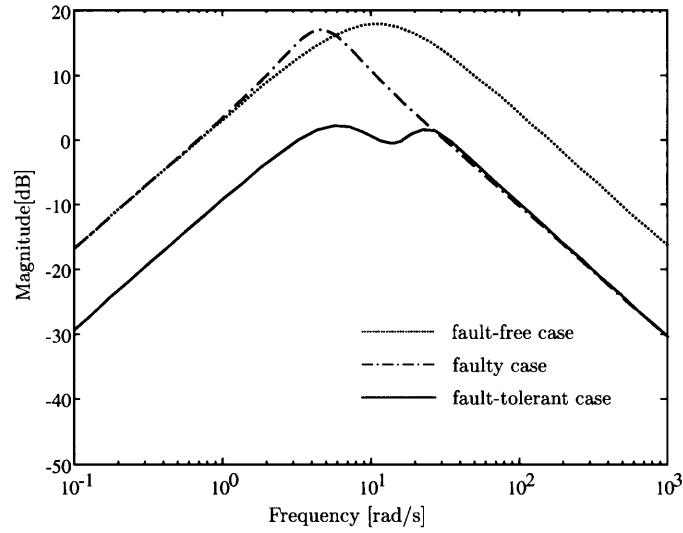


図 4.8: シミュレーション結果 :  $G_{yd}$ (オフラインベース FTC)

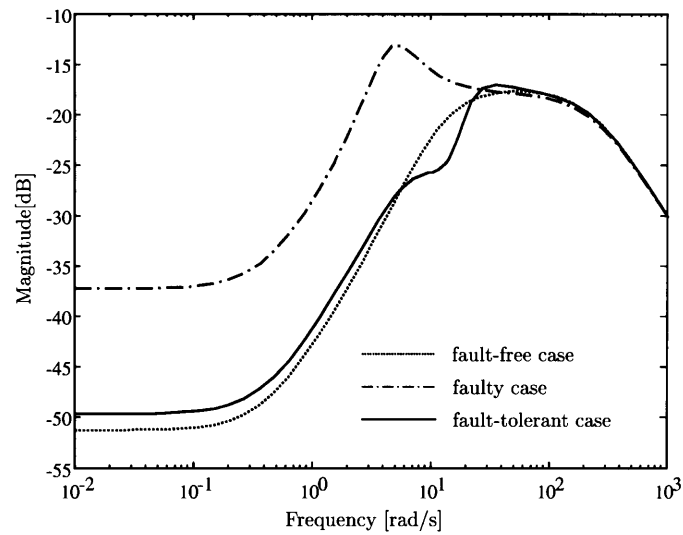


図 4.9: シミュレーション結果 :  $G_{ur}$ (オフラインベース FTC)

とで 1 型サーボ系を構成してステップ外乱を漸近的に除去する特性を確保しているが、 $G_{yd}$  を直接的に評価していないため、正常時の特性に近い入力外乱抑圧特性は実現できない。また、 $G_{ur}$  は正常時に近い特性となっているが、これも同様に直接的に評価していないため、場合によっては過大な制御入力となる恐れもある。これを解決するためには、提案する設計法で評価している目標値応答特性と耐ノイズ特性に加えて上記の閉ループ特性を評価できる設計法に拡張する必要がある。提案する設計法と同定された双対 Youla パラメータに基づいた設計法を比較すると、提案する設計法は同定のステップを行わずに実験データから直接設計しているにも関わらず、同定された双対 Youla パラメータに基づいて設計した結果に近い制御性能を得ることができていることが分かる。さらに、双対 Youla パラメータに基づいた設計法では Youla パラメータは 12 次と高次であったのに対して、提案する設計法で設計された Youla パラメータは 3 次と低次での設計ができていることも分かる。

#### 4.5.2 オンラインベース FTC

故障時の制御対象  $P_f$  とノミナルコントローラ  $C_0$  で構成される閉ループ系に対して、参照入力  $r$  に 10rad/s と 20rad/s のステップ往復指令を入力し、そのときに得られる閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を 6001 個取得した。このときに取得される実験データは観測ノイズが印加されている。オフラインベースアプローチのシミュレーションと同様の理由により、 $Q(z, \theta)$  の構造は (4.44) 式のもの連続時間伝達関数  $Q(s, \theta)$  を離散化して定義した。

$$Q(s, \theta) = \frac{\theta_1 s + \theta_2 s^2 + \theta_3 s^3 + \theta_4 s^4 + \theta_5 s^5}{(0.05s + 1)^5} \quad (4.44)$$

一括処理最小二乗法によって次のようなパラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  が求まった。

$$\hat{\theta}_N = \begin{bmatrix} 9.866 \times 10^{-1} \\ 3.837 \times 10^{-1} \\ 4.345 \times 10^{-2} \\ 1.635 \times 10^{-3} \\ 3.537 \times 10^{-6} \end{bmatrix}$$

故障時に  $1.159 \times 10^{-2}$  であった評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値は  $1.399 \times 10^{-3}$  へと下がった。目標値応答特性、感度特性、耐ノイズ特性はそれぞれ図 4.10, 4.11, 4.12 のように改善された。故障後においても  $Q$  による補償が加わることで目標値応答特性、感度特性、耐ノイズ特性それぞれが非故障時の特性に近くなっていることが分かる。次に、

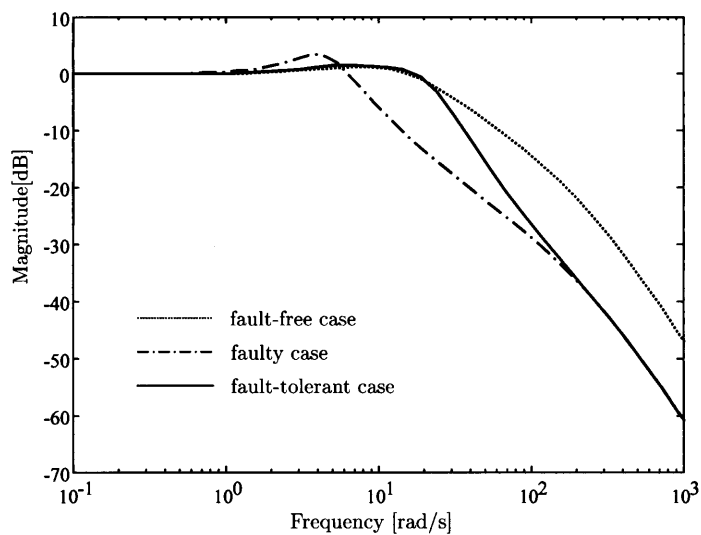


図 4.10: シミュレーション結果：目標値応答特性 (オンラインベース FTC)

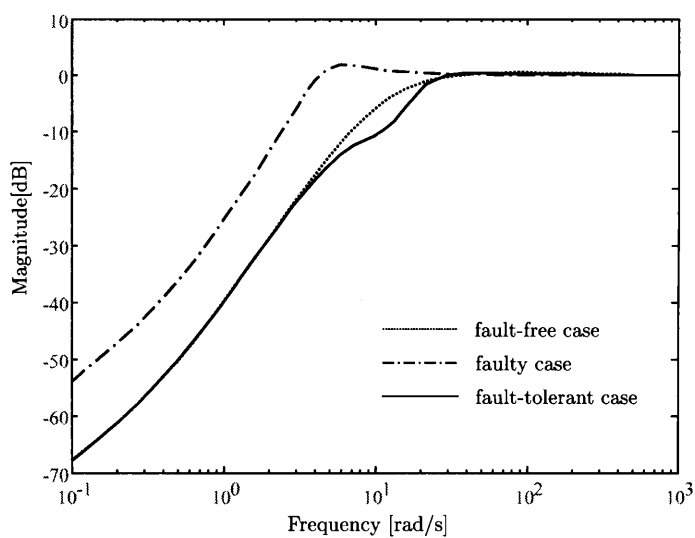


図 4.11: シミュレーション結果：感度特性 (オンラインベース FTC)

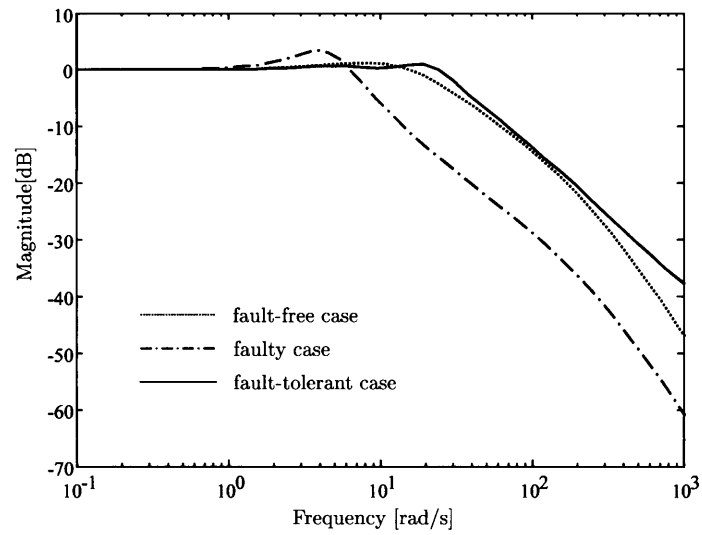


図 4.12: シミュレーション結果：耐ノイズ特性 (オンラインベース FTC)

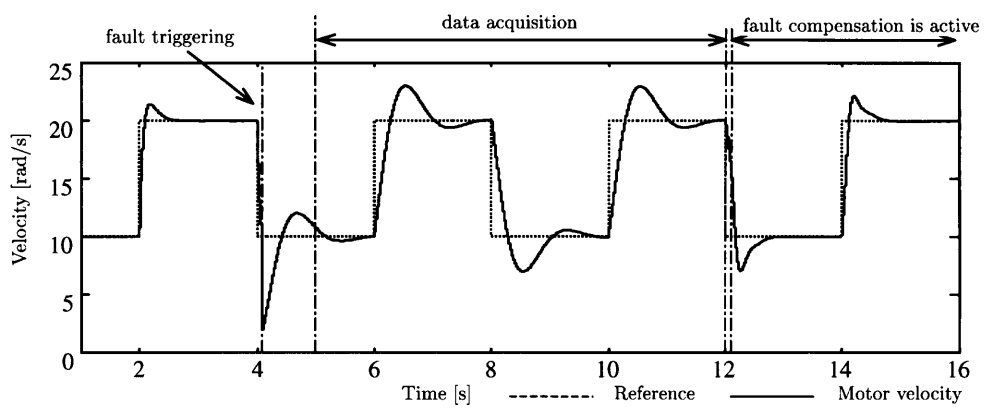


図 4.13: シミュレーション結果：モータの回転速度応答 (オンラインベース FTC)

モータの回転速度の時間応答を図 4.7 に示す。4.1 秒時点で故障が発生し、故障を検出した後、データ取得を開始している。矩形波状の参照値  $r(t)$  の約 2 周期分の実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を取得し (5.0 秒から 12.0 秒までの実験データ)、12.0 秒から 12.1 秒の間に (4.11) 式の一括処理最小二乗法によって Youla パラメータを設計し、評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値が十分小さくなっていることを確認して、12.1 秒時点で内部ループを有効としている。 $Q$  による補償が加わった後は制御対象の変動を抑制して非故障時に近い制御性能が達成できていることが分かる。故障の発生から Youla パラメータの設計、Youla パラメータによる補償までのプロセスを通じて制御は停止しておらず、制御中に得られる実験データのみから制御性能の回復が可能であることが分かる。また、入力  $r(t)$  が M 系列信号のような複数の周波数を含んで制御対象を励起するための信号ではなく、ステップ入力のような一般的に参照値として用いられるような信号であっても設計が可能であることが分かる。これは、フィルタ  $L_M, L_T$  を適切に設定することで、 $J_{MR}(\theta)$  が最小化されるように設計されるためである。 $L_M, L_T$  に含まれる  $\Phi_\alpha$  によって入力  $r(t)$  の情報が設計に反映され、入力信号に応じた設計がなされる。

## 4.6 実験

ダイレクトドライブモータの回転速度制御系においてアクチュエータの発生トルクが 20% に低下する故障を模擬した実験を行った。制御周期は 1ms である。ノミナルコントローラ  $C_0$  及び既約分解要素  $N, D, X, Y$  は前節のシミュレーションと同様である。

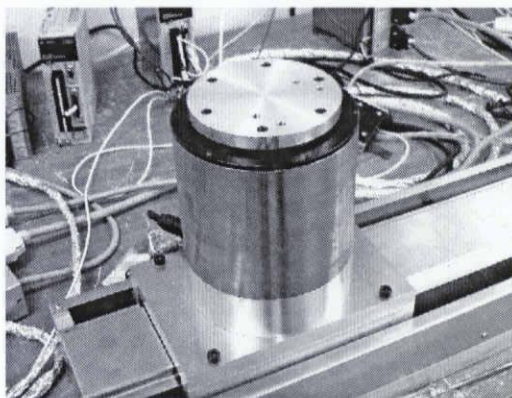


図 4.14: ダイレクトドライブモータ

オフラインベース FTC



オフラインベースアプローチのシミュレーションと同様の理由により,  $Q(z, \theta)$  の構造は (4.45) 式の連続時間伝達関数  $Q(s, \theta)$  を離散化して定義した.

$$Q(s, \theta) = \frac{\theta_1 s + \theta_2 s^2 + \theta_3 s^3}{(0.07s + 1)^3} \quad (4.45)$$

一括処理最小二乗法によって次のようなパラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  が求まった.

$$\hat{\theta}_N = \begin{bmatrix} 1.199 \\ 5.360 \times 10^{-2} \\ 4.201 \times 10^{-4} \end{bmatrix}$$

これは前節のシミュレーションに近い値が得られていることが分かる. 故障時に  $2.253 \times 10^{-1}$  であった評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値は  $7.984 \times 10^{-3}$  へと下がった. このときのモータの回転速度と残差信号  $\beta$  の時間応答を図 4.15 に示す. 故障検出器は, 残差信号  $\beta$  の

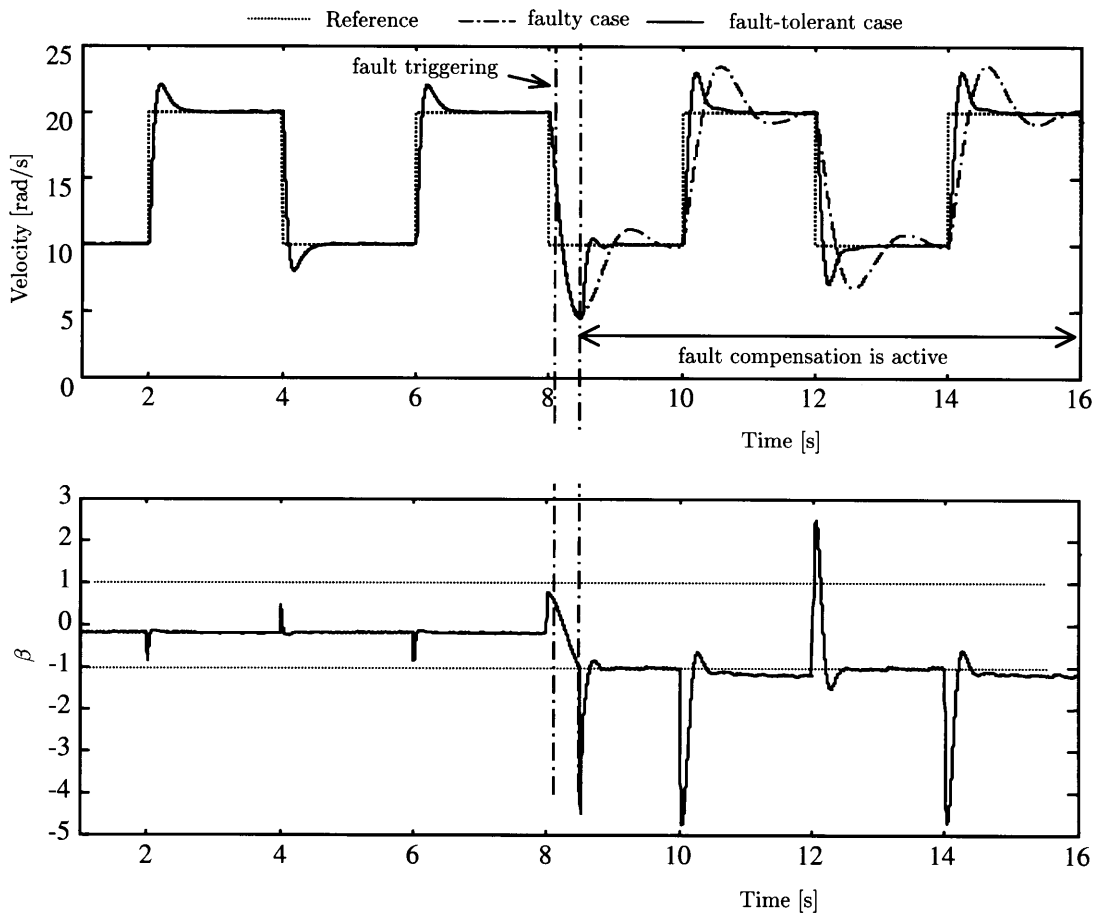


図 4.15: 実験結果 (オフラインベース FTC) : (上) モータの回転速度 (下) 残差信号  $\beta$

大きさが閾値  $\beta_{th}$  を超えた時に故障を検出する.

$$|\beta(t)| \geq \beta_{th} \quad (4.46)$$

閾値は外乱やモデル化誤差によって非故障時においても生成される残差信号  $\beta(t)$  の最大値よりも大きい値として  $\beta_{th} = 1$  と設定している. 故障の発生と同時に残差信号  $\beta$  の値が大きくなっていき, 約 8.5 秒で  $\beta$  が閾値を超えて故障が検出されている. それと同時に Youla パラメータによる故障補償が行われ, 故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて補償が行われた場合 (fault-tolerant case) は速やかに参照値に追従できていることが確認できる. また, 非故障時の応答と比べても非常に近い応答となっていることが分かる.

### オンラインベース FTC

オフラインベースアプローチのシミュレーションと同様の理由により,  $Q(z, \theta)$  の構造は (5.40) 式の連続時間伝達関数  $Q(s, \theta)$  を離散化して定義した.

$$Q(s, \theta) = \frac{\theta_1 s + \theta_2 s^2 + \theta_3 s^3 + \theta_4 s^4 + \theta_5 s^5}{(0.05s + 1)^5} \quad (4.47)$$

一括処理最小二乗法によって次のようなパラメータベクトル  $\hat{\theta}_N$  が求まった.

$$\hat{\theta}_N = \begin{bmatrix} 8.882 \times 10^{-1} \\ 3.516 \times 10^{-1} \\ 3.773 \times 10^{-2} \\ 1.386 \times 10^{-3} \\ 1.618 \times 10^{-6} \end{bmatrix}$$

故障時に  $1.233 \times 10^{-2}$  であった評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値は  $2.887 \times 10^{-3}$  へと下がった. このときのモータの回転速度と残差信号  $\beta$  の時間応答を図 4.16 に示す.

閾値  $\beta_{th}$  はオフラインベースアプローチの実験時と同様の理由により  $\beta_{th} = 1$  と設定している. 前節のシミュレーションと同様に 4.1 秒時点で故障が発生する. 故障の発生と同時に残差信号  $\beta$  の値が大きくなっていき, 約 4.3 秒で  $\beta$  が閾値を超えて故障が検出された後, データ取得を開始している. 矩形波状の参照値  $r(t)$  の約 2 周期分の実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を取得し (5.0 秒から 12.0 秒までの実験データ), 12.0 秒から 12.1 秒の間に (4.11) 式の一括処理最小二乗法によって Youla パラメータを設計し, 評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値が十分小さくなっていることを確認して, 12.1 秒時点で内部ループを有効としている.  $Q$  による補償が加わった後は制御対象の変動を抑制して非故障時に近い制御性能が達成できていることが分かる. 故障の発生から Youla パラメータ

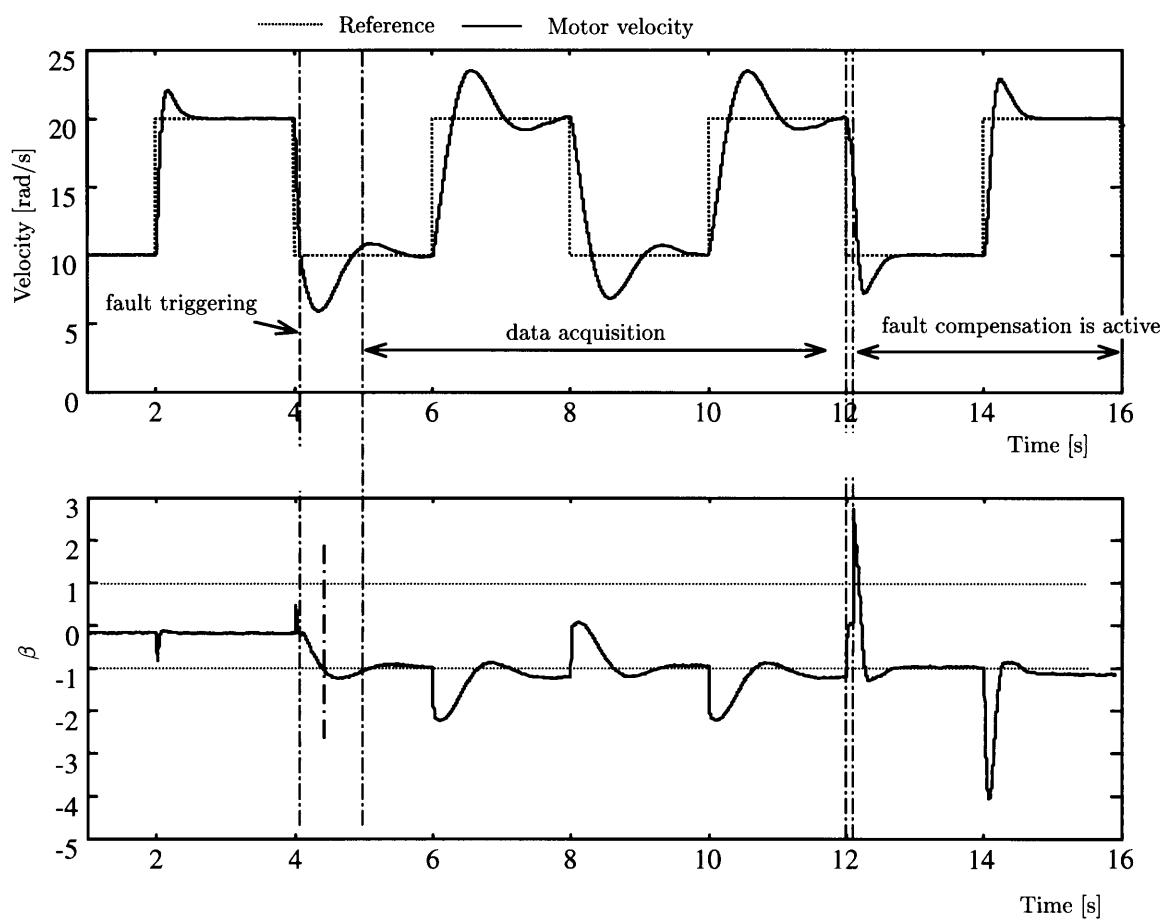


図 4.16: 実験結果 (オンラインベース FTC) : (上) モータの回転速度 (下) 残差信号  $\beta$

の設計, Youla パラメータによる補償までのプロセスを通じて制御は停止しておらず, 制御中に得られる実験データにみから制御性能の回復が可能であることが分かる. シミュレーションと同様に, フィルタ  $L_M, L_T$  が適切に設定されており,  $J_{MR}(\theta)$  が最小化されるように Youla パラメータが設計されるため, 参照値  $r(t)$  がステップ入力のような信号であっても設計が可能であることが分かる.

## 4.7 逐次最小二乗法による設計

前節で示した GIMC 構造に基づいたオンラインベース FTC アプローチは, データの取得を終了した後得られたデータを用いた一括処理最小二乗法によって Youla パラメータが設計される. よって, 故障による制御対象の変動に関する情報を十分含んだ実験データを取得するために, データの取得時間を十分取る必要がある. しかしながら, データを取得している期間は故障による制御性能の劣化が生じるため, できるだけ短い時間でデータの取得を終えて Youla パラメータの設計を行い, 故障に対する補償を行うことが望ましい. 本節では, データの取得時間を適切に決定することを目的として逐次最小二乗法を用いて Youla パラメータを設計する.

(4.10) を最小化するパラメータベクトルを最小二乗法によって求める問題は (4.48) 式となる.

$$\hat{\theta}_N = \arg \min \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [\mathbf{y}_{LS}(t) - \boldsymbol{\varphi}(t)^T \theta]^T [\mathbf{y}_{LS}(t) - \boldsymbol{\varphi}(t)^T \theta] \quad (4.48)$$

これを逐次最小二乗法によって推定する方法 [21] を以下に示す. 初めに, パラメータ推定値  $\hat{\theta}_{RLS}$  と共分散行列  $\mathbf{P}_{RLS}$  の初期値をそれぞれ次のように設定する.

$$\hat{\theta}_{RLS}(0) = \hat{\theta}_{RLS0} \quad (4.49)$$

$$\mathbf{P}_{RLS}(0) = \gamma \mathbf{I} \quad (4.50)$$

ただし,  $\gamma$  は正定値である. 設計されるコントローラの事前情報がある程度分かっているならば, それに従って  $\hat{\theta}_{RLS0}$  を設定することができるが, 通常は  $\mathbf{0}$  と設定する. また,  $\mathbf{P}_{RLS}(0)$  は  $\infty$  が理想であるため,  $\gamma$  はできるだけ大きくすることが望ましく, 通常は  $10^3 \sim 10^4$  程度の大きな値をもちいることが推奨されている. しかしながら,  $\gamma$  をあまり大きく選定するとパラメータ推定値が発散する場合があります, また場合によっては  $\gamma$  を小さくした方が望ましい場合があるため, 選定には十分注意する必要がある. 次に, 以下の時間更新式を  $k = 1, 2, \dots, N$  に対して計算する.

$$\hat{\theta}_{RLS}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \mathbf{L}(k)[\mathbf{y}_{LS}(k) - \boldsymbol{\varphi}(k)^T \hat{\theta}_{RLS}(k-1)] \quad (4.51)$$

$$L(k) = P_{RLS}(k-1)\varphi(k)[\lambda(k) + \varphi(k)^T P_{RLS}(k-1)\varphi(k)]^{-1} \quad (4.52)$$

$$P_{RLS}(k) = \frac{1}{\lambda} (P_{RLS}(k-1) - P_{RLS}(k-1)\varphi(k) \cdot \quad (4.53)$$

$$[\lambda(k) + \varphi(k)^T P_{RLS}(k-1)\varphi(k)]^{-1} \varphi(k)^T P_{RLS}(k-1)) \quad (4.54)$$

$\lambda$  は忘却係数であり、1 以下の定数である。通常は、0.97 から 0.995 の値を用いる。

$\hat{\theta}_{RLS}(k)$  に変化がなくなったときに、データ取得及び設計を終了して評価値  $J_{VRN}(\theta)$  を計算し、十分小さくなっていることを確認した後に Youla パラメータによる補償を開始する。これによって、できるだけ短い時間でデータの取得を終えて故障による変動を抑制できる Youla パラメータの設計が可能となる。

## 4.8 シミュレーション(逐次最小二乗法による設計)

前節で行ったオンラインベース FTC のシミュレーションと同様の条件で、Youla パラメータを逐次最小二乗法によって設計するシミュレーションを行った。 $Q(z, \theta)$  の構造は (4.55) 式の連続時間伝達関数  $Q(s, \theta)$  を離散化して定義した。

$$Q(s, \theta) = \frac{\theta_1 s + \theta_2 s^2 + \theta_3 s^3}{(0.05s + 1)^3} \quad (4.55)$$

逐次最小二乗法に必要なパラメータは以下のように与えた。

$$\hat{\theta}_{RLS}(0) = \mathbf{0}$$

$$P_{RLS}(0) = 10000 \cdot I$$

$$\lambda = 0.9995$$

このときの、モータの回転速度応答とパラメータベクトル  $\hat{\theta}_{RLS}$  の推移を図 4.17 に示す。 $Q$  による補償が加わった後は制御対象の変動を抑制して非故障時に近い制御性能が達成できていることが分かる。また、最終的なパラメータベクトル  $\hat{\theta}_{RLS}$  は以下の値となった。

$$\hat{\theta}_{RLS} = \begin{bmatrix} 1.329 \\ 6.734 \times 10^{-2} \\ 5.535 \times 10^{-4} \end{bmatrix}$$

比較のために一括処理最小二乗法によって求めたパラメータベクトル  $\hat{\theta}^N$  を以下に示す。

$$\hat{\theta}_{RLS} = \begin{bmatrix} 1.263 \\ 6.299 \times 10^{-2} \\ 2.271 \times 10^{-4} \end{bmatrix}$$

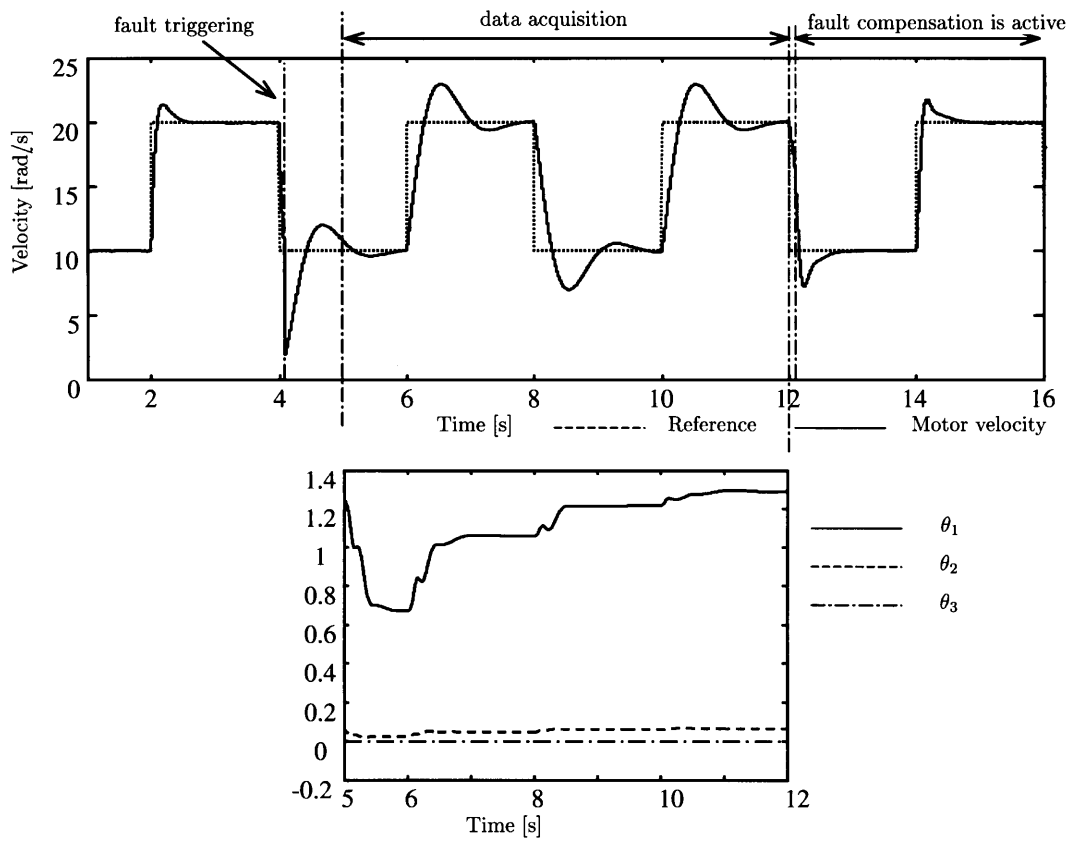


図 4.17: シミュレーション結果 (オンラインベース FTC, 逐次最小二乗法) : (上) モータの回転速度応 (下)  $\hat{\theta}_{RLS}$  の推移

これより一括処理最小二乗法によって求めた場合のパラメータベクトルに近い値を逐次最小二乗法によって求めることができていることが分かる。逐次最小二乗法を用いることで、パラメータベクトルの値の収束を実験データ取得の終了条件とすれば、データ取得期間を明確に決めることができる。また、一括処理最小二乗法は大量のデータを保存しておく領域の確保や保存しておいた大量のデータを用いた逆行列演算などの処理を行う必要があるため、小規模な計算機システムでは実装が難しいという問題点が存在するが、この問題点を逐次最小二乗法を用いることで解決できる。しかしながら、Youla パラメータが適切に設計されているかを判断するために、最終的に評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  が十分小さくなっているかどうかを判断する必要がある。現在のアルゴリズムでは 5.0 秒から 12.0 秒の実験データを保存しておき、12.0 秒から 12.1 秒の間に Youla パラメータの設計と設計された Youla パラメータを用いた評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値が十分小さいことを確認して、12.1 秒で Youla パラメータによる補償を行っている。よって、5.0 秒から 12.0 秒までに得られた実験データを保存しておく領域を確保しておく必要があり、逐次最小二乗法の利点を活かしていない。よって、最小二乗法に用いたすべての実験データを用いることなく評価関数を評価することができれば、より小規模アルゴリズムとなり、実装する上で有利となる。

## 第5章 2自由度制御系への拡張

GIMC 構造では，非故障時にはノミナルコントローラ  $C_0$  によって所望の制御性能が達成され，故障時には  $C_0$  に加えて Youla パラメータ  $Q$  による補償が加わることで故障による制御対象の変動に対してロバストな制御が達成される．本研究では，参照値への追従特性と耐ノイズ特性を非故障時の特性に近い特性へと改善するようなモデルマッチング問題として Youla パラメータの設計目的を定式化している．しかしながら，実際には非故障時に  $\beta = 0$  となることはまれで，Youla パラメータ  $Q$  のみによって二つの制御仕様を達成する必要が生じ，これらの間にトレードオフが生じていた．本節ではこの問題点を解決するために，GIMC 構造にフィードフォワードコントローラを加えることで2自由度コントローラを構成し，故障時には Youla パラメータだけでなくフィードフォワードパラメータも同時に再構築することで，参照値に対する追従特性と耐ノイズ特性をトレードオフなく整形する．

### 5.1 2自由度制御系による FTC

制御対象  $P$  のノミナルモデルを  $P_0$  とし， $P_0$  は  $\mathcal{RH}_\infty$  上において (2.1) 式で与えられる右および左既約分解を持つとする．また， $P_0$  は (2.3) 式で表される右および左既約分解を持つコントローラ  $C_0$  によって安定化できるとする．ただし， $X, Y, \tilde{X}, \tilde{Y}$  は (2.4), (2.5) 式のベズー等式 (2重既約分解) を満たすとする．このとき，制御系を内部安定にする2自由度コントローラの一般形は (5.1) 式のように表現できる．(図 5.1)

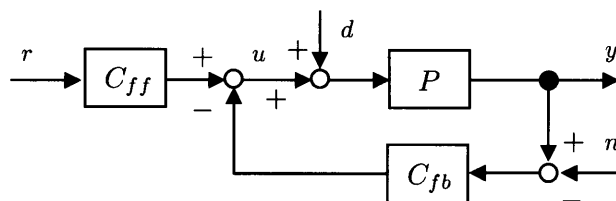


図 5.1: 2自由度制御系の内部構造 I

$$C_{2dof} = [C_{ff}, C_{fb}] \quad (5.1)$$



$$= [(D + C_{fb}N)K, -C_{fb}] \quad (5.2)$$

ただし,  $\det(Y(\infty) - Q(\infty)\tilde{N}(\infty)) \neq 0$  であり,  $C_{fb}$  は  $P_0$  に対するプロパーな安定化コントローラの集合である. つまり,

$$\begin{aligned} C_{fb} &= (Y - Q\tilde{N})^{-1}(X + Q\tilde{D}) \\ &= (\tilde{X} + QD)(\tilde{Y} - QN)^{-1} \end{aligned} \quad (5.3)$$

である. ここで,  $K, Q \in RH_\infty$  2 自由度コントローラのフリーパラメータである. 図 5.1 は (5.2), (5.3) 式を用いて図 5.2 のように書き換えることができる. これより, 2 自

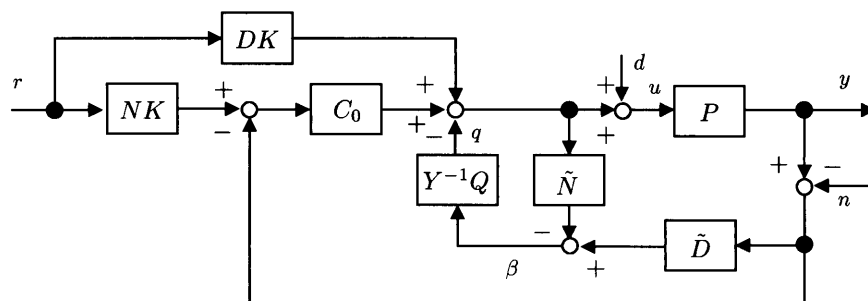


図 5.2: 2 自由度制御系の内部構造 II

由度制御系は GIMC 構造にフィードフォワード補償項  $DK$  と, 目標値整形  $NK$  を加えた制御系であることが分かる. よって, 2 自由度制御系も GIMC 構造と同様の特徴を持ち, FTC に適した制御系であると言える.

本研究では 2 自由度制御系に基づいて FTC を図 5.3 のように構成する. 非故障時の制御系はノミナルコントローラ  $C_0$  とフィードフォワードパラメータ  $K_n$  によって所望の特性を達成するように設計する. つまり, 図 5.3(a) のように Youla パラメータ  $Q$  を用いずに制御を行い, 残差信号  $\beta$  を観測することで故障検出を行う. 故障時には FTC を目的として設計された  $Q$  と  $K$  を用いて図 5.3(b) のように再構成することで故障による制御対象の変動を抑制した制御を行う.

## 5.2 モデルマッチング問題による FTC 問題の定式化

本節では, 2 自由度コントローラにおけるフリーパラメータの実験データを用いた直接設計を達成するために, FTC 問題をモデルマッチング問題として定式化する. なお,

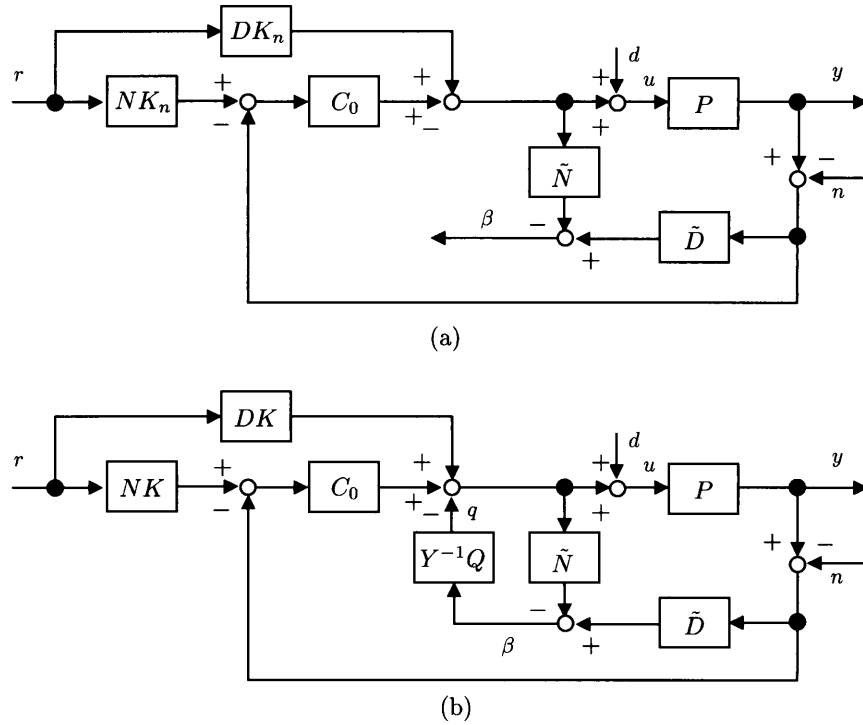


図 5.3: FTC を目的とした 2 自由度制御系 (a) 非故障時 (b) 故障時

以降では一入力一出力系を扱い，断りがない限り伝達関数はすべて離散時間表現されているとする。

故障による制御対象の変動の表現には (3.22) 式の  $P_{rd}$  による表現方法を用いる (図 3.13). 図 5.1 の  $P$  を (3.22) 式の  $P_{rd}$  に置き換えて整理することで図 5.4 に示すブロック線図が得られる. GIMC 構造と同様に, Youla パラメータ  $Q$  は  $R$  とフィードバックループを構成していることから,  $Q$  の設計は  $R$  を制御対象として行うべきであることが分かる. ここで,  $Q$  による補償によって目標値応答特性  $G_{yr}$  (参照値  $r$  から観測出力  $y$  までの特性) と耐ノイズ特性  $G_{yn}$  (観測ノイズ  $n$  から観測出力  $y$  までの特性) を非故障時の特性に近い特性とすることができれば, 耐故障制御は達成されたと言える. そこで, この設計問題を (5.4) 式に示すモデルマッチング問題として定式化する.

$$Q = \arg \min_{\tilde{Q}} J_{MR}(\tilde{Q}) \quad (5.4)$$

$$J_{MR}(\tilde{K}, \tilde{Q}) = \left\| \left( M - \frac{(N + RY)\tilde{K}}{1 + R\tilde{Q}} \right) W_M \right\|_2^2 + \left\| \left( T - \frac{(N + RY)(X + \tilde{Q}D)}{1 + R\tilde{Q}} \right) W_T \right\|_2^2 \quad (5.5)$$

$M, T$  は設計者が指定する参照モデルであり, それぞれ目標値応答特性と相補感度特性のノミナル性能である. また,  $W_M, W_T$  はそれぞれ設計者が与える重み関数である.

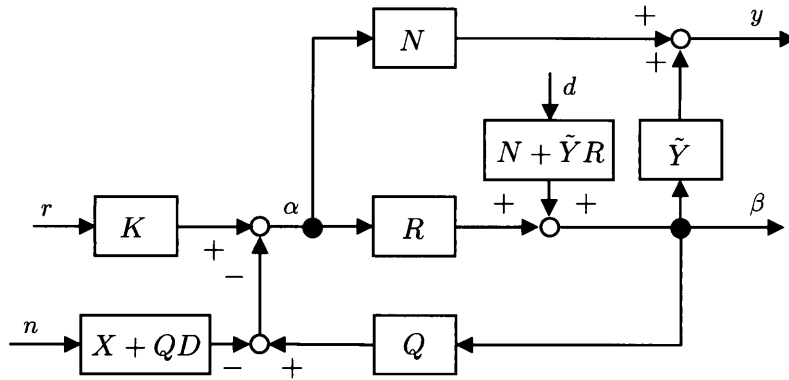


図 5.4: 2 自由度制御系の内部構造Ⅲ

ここで，図 4.1 に示す GIMC 構造を双対 Youla パラメータを用いて解析したブロック線図では，故障による制御対象の変動が存在する場合の  $G_{yr}$  と  $G_{yn}$  はそれぞれ次式のように表現できる．

$$G_{yr} = (N + \tilde{Y}R)(I + RQ)^{-1}Xr \quad (5.6)$$

$$G_{yn} = (N + \tilde{Y}R)(I + RQ)^{-1}(X + QD)n \quad (5.7)$$

GIMC 構造では  $Q$  のみによって  $G_{yr}$  と  $G_{yn}$  の特性を所望の特性  $M, T$  としなければならないため，これらの間にトレードオフが存在する．一方，図 5.4 より 2 自由度制御系において故障による制御対象の変動が存在する場合の  $G_{yr}$  と  $G_{yn}$  はそれぞれ次式のように表現できる．

$$G_{yr} = (N + \tilde{Y}R)(I + RQ)^{-1}Kr \quad (5.8)$$

$$G_{yn} = (N + \tilde{Y}R)(I + RQ)^{-1}(X + QD)n \quad (5.9)$$

2 自由度制御系では  $K$  と  $Q$  の 2 つのパラメータによって  $G_{yr}$  と  $G_{yn}$  の特性を独立に指定できるため，本研究における FTC の設計目的がトレードオフなく達成される．

### 5.3 実験データを用いた設計

本節では (5.4) 式のモデルマッチング問題を実験データから達成する方法について説明する．

設計に用いる実験データは，図 5.3(a) において制御対象が故障による変動を含む制御対象 ( $P = P_r$ ) である制御系から得られる閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  で

ある. ここで, フリーパラメータ  $K, Q$  を (5.10), (5.11) 式に示す構造として定義しておく.

$$K(z, \theta_k) = \sigma_k(z)^T \theta_k \quad (5.10)$$

$$Q(z, \theta_q) = \sigma_q(z)^T \theta_q \quad (5.11)$$

ここで,  $\sigma_k(z), \sigma_q(z)$  は

$$\sigma_k(z) = [\sigma_{k1}(z), \sigma_{k2}(z), \dots, \sigma_{kn}(z)]^T \quad (5.12)$$

$$\sigma_q(z) = [\sigma_{q1}(z), \sigma_{q2}(z), \dots, \sigma_{qn}(z)]^T \quad (5.13)$$

と定義される伝達関数ベクトルであり,  $\theta_k, \theta_q$  は

$$\theta_k = [\theta_{k1}, \theta_{k2}, \dots, \theta_{kn}]^T \quad (5.14)$$

$$\theta_q = [\theta_{q1}, \theta_{q2}, \dots, \theta_{qn}]^T \quad (5.15)$$

と定義される  $n$  次元の調整パラメータベクトルである. (5.10), (5.11) 式を用いると (5.4) 式のモデルマッチング問題は, (5.16) 式のパラメータベクトル  $\theta$  を求める問題に書き換えることができる.

$$\begin{bmatrix} \bar{\theta}_k \\ \bar{\theta}_q \end{bmatrix} = \arg \min_{\theta_k, \theta_q} J_{MR}(\theta_k, \theta_q) \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} J_{MR}(\theta_k, \theta_q) = & \left\| \left( M - \frac{(N + RY)K(\theta_k)}{1 + RQ(\theta_q)} \right) W_M \right\|_2^2 \\ & + \left\| \left( T - \frac{(N + RY)(X + Q(\theta_q)D)}{1 + RQ(\theta_q)} \right) W_T \right\|_2^2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

双対 Youla パラメータ  $R$  が未知である条件で, 閉ループ実験データ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  のみを用いて (5.16) のモデルマッチング問題を達成するパラメータベクトル  $\begin{bmatrix} \bar{\theta}_k \\ \bar{\theta}_q \end{bmatrix}$  を求めるアルゴリズムを次に示す.

**step1.**  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  から (3.31), (3.32) 式を用いて  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  を計算する.

**step2.**  $y(t)$  を参照モデル  $M, T$  の出力と見なし,  $y(t) = M\tilde{r}(t), y(t) = T\tilde{n}(t)$  となるような仮定の外部入力信号  $\tilde{r}(t)$  と  $\tilde{n}(t)$  を求める.

**step3.** (5.18) 式を最小化問題を解き, パラメータベクトル  $\begin{bmatrix} \bar{\theta}_k \\ \bar{\theta}_q \end{bmatrix}$  を求める.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_{kN} \\ \hat{\theta}_{qN} \end{bmatrix} = \arg \min_{\theta_k, \theta_q} J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q) \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [L_M(\alpha(t) - K(\theta_k)\tilde{r}(t) + Q(\theta_q)\beta(t))]^2 \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [L_T(\alpha(t) - X\tilde{n}(t) + Q(\theta_q)(\beta(t) - D\tilde{n}(t)))]^2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

設計するフリーパラメータ  $K, Q$  はパラメータベクトル  $\theta$  に対して線形であるため、(5.20) 式のように書き換えることができ、 $\begin{bmatrix} \hat{\theta}_{kN} \\ \hat{\theta}_{qN} \end{bmatrix}$  は (5.21) 式に示す最小二乗法により推定できる。

$$\begin{aligned} J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[ y_{LS1} - \begin{bmatrix} \varphi_k^r \\ -\varphi_q^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \theta_k \\ \theta_q \end{bmatrix} \right]^2 \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[ y_{LS2} - \begin{bmatrix} 0 \\ -\varphi_q^n \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \theta_k \\ \theta_q \end{bmatrix} \right]^2 \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \varphi_k^r(t) &= L_M \sigma_k \tilde{r}(t), \quad \varphi_q^r(t) = L_M \sigma_q \beta(t), \quad \varphi_q^n(t) = L_T \sigma_q (\beta(t) + D\tilde{n}(t)) \\ y_{LS1} &= L_M \alpha(t), \quad y_{LS2} = L_T (\alpha(t) + X\tilde{n}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{kN} \\ \hat{\theta}_{qN} \end{bmatrix} &= \left( \sum_{t=1}^N \begin{bmatrix} \varphi_k^r(t) \\ -\varphi_q^r(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_k^r(t) \\ -\varphi_q^r(t) \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} 0 \\ -\varphi_q^n(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\varphi_q^n(t) \end{bmatrix}^T \right)^{-1} \\ &\quad \sum_{t=1}^N \left( \begin{bmatrix} \varphi_k^r(t) \\ -\varphi_q^r(t) \end{bmatrix} y_{LS1}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\varphi_q^n(t) \end{bmatrix} y_{LS2}(t) \right) \end{aligned} \quad (5.21)$$

$L_M, L_T$  は設計者が与えるフィルタである  $\tilde{r}, \tilde{n}$  を生成する際に参照モデルの逆システムが必要になるが、後述する  $L_M, L_T$  を用いることで伝達関数のプロパ性は確保できる。さらに、 $N \rightarrow \infty$  かつフィルタ  $L_M, L_T$  を適切に選ぶことにより、 $J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q)$  によって得られる解を  $J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  の近似解とすることができる。

## 5.4 モデルマッチングを達成するフィルタの導出

$J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q)$  を最小化するパラメータベクトル  $[\hat{\theta}_k^T, \hat{\theta}_q^T]^T$  と、目的関数である  $J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  を最小化するパラメータベクトル  $[\bar{\theta}_k^T, \bar{\theta}_q^T]^T$  は、本来異なるパラメータベクトルである。

しかしながら,  $J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q)$  におけるフィルタ  $L_M, L_T$  として適切なフィルタを選択することで, VRFTによって求まる  $[\hat{\theta}_k^T, \hat{\theta}_q^T]^T$  が本来の目的関数を最小化する  $[\bar{\theta}_k^T, \bar{\theta}_q^T]^T$  に近いパラメータベクトルとなるためのフィルタ  $L_M, L_T$  の導出を行い, そのフィルタを用いる妥当性を検証する.

### 5.4.1 フィルタの選定

本節では,  $[\hat{\theta}_k^T, \hat{\theta}_q^T]^T$  が  $[\bar{\theta}_k^T, \bar{\theta}_q^T]^T$  に近い解となるためのフィルタ  $L_M, L_T$  の導出を行う.

まず, (5.17) 式は2ノルムを評価していることから次のように書き換えることができる.

$$J_{MR}(\theta_k, \theta_q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| M - \frac{(N + RY)K(\theta_k)}{1 + RQ(\theta_q)} \right|^2 |W_M|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| T - \frac{(N + RY)(X + Q(\theta_q)D)}{1 + RQ(\theta_q)} \right|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (5.22)$$

ここで, (5.22) 式のモデルマッチング問題を満たす理想の Youla パラメータ  $K_0, Q_0$  が存在するとする. つまり,  $K_0, Q_0$  はそれぞれ

$$M = \frac{(N + RY)K_0}{1 + RQ_0} \quad (5.23)$$

$$T = \frac{(N + RY)(X + Q_0D)}{1 + RQ_0} \quad (5.24)$$

を満たすとする. ここで,  $K_0, Q_0$  は解析目的にのみ使用することに注意しておく.

$M, T$  を (5.23), (5.24) 式で置き換えると, (5.22) 式は (5.25) 式のように表現できる.

$$J_{MR}(\theta_k, \theta_q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ(\theta_q)} \right|^2 |A(\theta_k, \theta_q)|^2 |W_M|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ(\theta_q)} \right|^2 |B(\theta_k, \theta_q)|^2 |W_T|^2 d\omega \quad (5.25)$$

$$A(\theta_k, \theta_q) = (K(\theta_k) - K_0) - \frac{RK_0}{1 + RQ_0}(Q(\theta_q) - Q_0)$$

$$B(\theta_k, \theta_q) = \frac{D - XR}{1 + RQ_0}(Q(\theta_q) - Q_0)$$

一方,  $\{\alpha(t), \beta(t)\}$  の過程がエルゴード的であると仮定し, パーセバルの等式と (5.23), (5.24) 式を用い, 設計に用いるデータの個数  $N$  を無限大としたとき,  $J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q)$  は漸近的に周波数領域で記述された (5.26) 式の  $J_{VR}(\theta_k, \theta_q)$  に近づく.

$$J_{VR}(\theta_k, \theta_q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|1 + RQ_0|^2}{|K_0|^2} |A(\theta_k, \theta_q)|^2 |L_M|^2 \Phi_\alpha d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|1 + RQ_0|^2}{|X + QD|^2} |B(\theta_k, \theta_q)|^2 |L_T|^2 \Phi_\alpha d\omega \quad (5.26)$$

ここで,  $\Phi_\alpha$  は  $\alpha(t)$  のパワースペクトル密度である.

(5.26) 式と (5.25) 式の比較により, 以下のことが分かる.  $K_0(z)$  が  $K(z, \theta_k)$  のクラスに含まれ, かつ  $Q_0(z)$  が  $Q(z, \theta_q)$  のクラスに含まれるとき,  $J_{VR}(\theta_k, \theta_q)$  と  $J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  は同じ最小解を持つ. これは (5.25) 式と (5.26) 式が共に  $A(\theta_k, \theta_q)$  と  $B(\theta_k, \theta_q)$  を含んでいることから明らかである. 一方,  $K_0(z)$  と  $Q_0(z)$  のどちらか一方でも  $K(z, \theta_k), Q(z, \theta_q)$  のクラスに含まれないとき, (5.27), (5.28) 式のようなフィルタを用いることで  $J_{VR}(\theta_k, \theta_q) = J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  とすることができる.

$$|L_M|^2 = \frac{|M|^2 |W_M|^2}{|1 + RQ(\theta)|^2 \Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (5.27)$$

$$|L_T|^2 = \frac{|T|^2 |W_T|^2}{|1 + RQ(\theta)|^2 \Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (5.28)$$

しかし,  $K(\theta_k), Q(\theta), R$  は未知であるためこのフィルタを構成することはできない. そこで,  $(1 + RQ(\theta))^{-1} \simeq 1$  と近似を行い, (5.29), (5.30) 式の実現可能な  $L_M, L_T$  を用いる. この近似の妥当性については次節で議論する.

$$|L_M|^2 = \frac{|M|^2 |W_M|^2}{\Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (5.29)$$

$$|L_T|^2 = \frac{|T|^2 |W_T|^2}{\Phi_\alpha}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (5.30)$$

GIMC 構造の場合と同様に, (3.31) 式の関係より  $r(t)$  が設計者の任意に選べる外部入力である場合は  $\Phi_\alpha$  が既知となり, 任意に選べない場合には推定が必要となる.

#### 5.4.2 フィルタの妥当性

本節では前節において導出されたフィルタの妥当性を示す. (5.29), (5.30) 式のフィルタを用いたときに  $J_{VR}^N(\theta_k, \theta_q)$  によって得られるパラメータベクトル  $[\hat{\theta}_k^T, \hat{\theta}_q^T]^T$  が,

$J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  によって得られるパラメータベクトル  $[\bar{\theta}_k^T, \bar{\theta}_q^T]^T$  と近い解が得られることを示す。

解析には以下のような拡張コントローラ  $K^+(\theta_k^+), Q^+(\theta_q^+)$  を定義して用いる。

$$K^+(\theta_k^+) = \sigma_k^{+T} \theta_k^+, \quad Q^+(\theta_q^+) = \sigma_q^{+T} \theta_q^+ \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} \sigma_k^+ &= [\sigma_k^T, \Delta K]^T, \quad \sigma_q^+ = [\sigma_q^T, \Delta Q]^T \\ \theta_k^+ &= [\theta_k^T, \theta_k^{n_k+1}]^T, \quad \theta_q^+ = [\theta_q^T, \theta_q^{n_q+1}]^T \\ \Delta K &= K_0 - \sigma_k^T \bar{\theta}_k, \quad \Delta Q = Q_0 - \sigma_q^T \bar{\theta}_q \end{aligned}$$

$(\bar{\theta}_k, \bar{\theta}_q)$  は  $J_{MR}$  最小化するパラメータベクトルである。この関係より明らかに

$$\begin{aligned} K_0 &= K^+(\bar{\theta}_k^+), \quad Q_0 = Q^+(\bar{\theta}_q^+) \\ \bar{\theta}_k^+ &= [\theta_k^T, 1]^T, \quad \bar{\theta}_q^+ = [\theta_q^T, 1]^T \end{aligned} \quad (5.32)$$

次に,  $K^+(z, \theta_k^+), Q^+(z, \theta_q^+)$  を用いた評価関数  $J_{MR}^+(\theta_k^+, \theta_q^+)$  を (5.33) 式と定義する。

$$\begin{aligned} J_{MR}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{K^+(\theta_k^+)(N + RY)}{1 + RQ^+(\theta_q^+)} - M \right|^2 |W_M|^2 d\omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{(N + RY)(X + Q^+(\theta_q^+)D)}{1 + RQ^+(\theta_q^+)} - T \right|^2 |W_T|^2 d\omega \end{aligned} \quad (5.33)$$

$J_{MR}^+(\theta_k^+, \theta_q^+)$  を  $(\bar{\theta}_k^+, \bar{\theta}_q^+)$  まわりで 2 次までテイラー展開を行い, これを  $\bar{J}_{MR}^+(\theta_k^+, \theta_q^+)$  とおくと,

$$\begin{aligned} J_{MR}^+(\bar{\theta}_k^+, \bar{\theta}_q^+) &= 0 \\ \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_k^+} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= 0 \\ \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_q^+} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= 0 \\ \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta_k^{+2}} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{(N + RY)^2 \overline{\sigma_k^+} \sigma_k^{+T}}{|1 + RQ_0|^2} |W_M|^2 d\omega \\ \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_q^+} \frac{\partial}{\partial \theta_k^+} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{(N + RY) M R \overline{\sigma_q^+} \sigma_q^{+T}}{|1 + RQ_0|^2} |W_M|^2 d\omega \\ \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_k^+} \frac{\partial}{\partial \theta_q^+} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{(N + RY) M R \overline{\sigma_k^+} \sigma_q^{+T}}{|1 + RQ_0|^2} |W_M|^2 d\omega \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \left[ \frac{\partial^2}{\partial \theta_q^{+2}} J_{MRM}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \right]_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M^2 R^2 \bar{\sigma}_q^+ \sigma_q^{+T}}{|1 + RQ_0|^2} |W_M|^2 d\omega \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|N + RY|^2 |D - XR|^2}{|1 + RQ_0|^2} \bar{\sigma}_q^+ \sigma_q^{+T} |W_T|^2 d\omega \end{aligned}$$

となるので、以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} &\bar{J}_{MR}^+(\theta_k^+, \theta_q^+) \\ = &\begin{bmatrix} \theta_k^+ - \bar{\theta}_k^+ \\ \theta_q^+ - \bar{\theta}_q^+ \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial \theta_k^{+2}} J_{MRM}^+ & \frac{\partial}{\partial \theta_k^+} \frac{\partial}{\partial \theta_q^+} J_{MRM}^+ \\ \frac{\partial}{\partial \theta_q^+} \frac{\partial}{\partial \theta_k^+} J_{MRM}^+ & \frac{\partial^2}{\partial \theta_q^{+2}} J_{MRM}^+ \end{bmatrix}_{\theta_k^+ = \bar{\theta}_k^+, \theta_q^+ = \bar{\theta}_q^+} \begin{bmatrix} \theta_k^+ - \bar{\theta}_k^+ \\ \theta_q^+ - \bar{\theta}_q^+ \end{bmatrix} \\ = &\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{|1 + RQ_0|^2} |(N + RY)(K(\theta_k) - K_0) - MR(Q(\theta_q) - Q_0)|^2 |W_M|^2 d\omega \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ_0} \right|^2 \left| \frac{X - DR}{1 + RQ_0} (Q(\theta_q) - Q_0) \right|^2 |W_T|^2 d\omega \\ = &\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ_0} \right|^2 |A(\theta_k^+, \theta_q^+)|^2 |W_M|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ_0} \right|^2 |B(\theta_k^+, \theta_q^+)|^2 |W_T|^2 d\omega \end{aligned} \quad (5.34)$$

次に  $J_{VR}(\theta_k, \theta_q)$  について考える。ここで、(5.27)、(5.28) 式のフィルタを適用すると、(5.35) 式となる。

$$\begin{aligned} J_{VR}(\theta_k, \theta_q) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ_0} \right|^2 |A(\theta_k, \theta_q)|^2 |W_M|^2 d\omega \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{N + RY}{1 + RQ_0} \right|^2 |B(\theta_k, \theta_q)|^2 |W_T|^2 d\omega \end{aligned} \quad (5.35)$$

(5.33) 式と (5.35) 式を比較すると、 $J_{VR}(\theta_k, \theta_q) = \bar{J}_{MR}^+([\theta_k^T, 0]^T, [\theta_q^T, 0]^T)$  の関係が成り立つことから、 $J_{VR}(\theta_k, \theta_q)$  を最小化するパラメータベクトル  $[\hat{\theta}_k^T, \hat{\theta}_q^T]^T$  は (5.36) 式と表せる。

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \hat{\theta}_q \end{bmatrix} = \arg \min_{\theta_k, \theta_q} \bar{J}_{MR}^+([\theta_k^T, 0]^T, [\theta_q^T, 0]^T) \quad (5.36)$$

また、 $J_{MR}(\theta_k, \theta_q) = J_{MR}^+([\theta_k^T, 0]^T, [\theta_q^T, 0]^T)$  であることは明らかであるので、 $J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  を最小化するパラメータベクトル  $[\bar{\theta}_k^T, \bar{\theta}_q^T]^T$  は、(5.37) 式のように表せる。

$$\begin{bmatrix} \bar{\theta}_k \\ \bar{\theta}_q \end{bmatrix} = \arg \min_{\theta_k, \theta_q} J_{MR}^+([\theta_k^T, 0]^T, [\theta_q^T, 0]^T) \quad (5.37)$$

(5.36),(5.37) 式より, (5.27), (5.28) 式のフィルタを用いた  $J_{VR}(\theta_k, \theta_q)$  は, 目的関数  $J_{MR}(\theta_k, \theta_q)$  をよく近似しているといえる. ここで, 図 5.4 からわかるように  $Q(\theta_q)$  は  $R$  の影響を抑制するように設計すべきであるため, 理想のコントローラ  $Q_0$  と  $R$  で構成される閉ループ特性は制御帯域内においては  $(1 + RQ_0)^{-1} \simeq 1$ ,  $R(1 + RQ_0) \simeq 0$  であると考えられる. よって, (5.27), (5.28) 式のフィルタに  $(1 + RQ_0)^{-1}$  の近似を適用した (5.29), (5.29) 式のフィルタを用いる.

## 5.5 シミュレーション

本節では提案手法の有効性を確認するためにシミュレーションを行う. ダイレクトドライブモータの回転速度制御系においてアクチュエータの発生トルクが 20 % に低下する故障を模擬したシミュレーションを行った. 発生する故障は素早く正確に検出できると仮定する. 非故障時の制御対象は  $P_n(s) = \frac{1}{Js + D}$  と表現でき, 故障の発生によって故障後の制御対象は  $P_f(s) = \frac{0.2}{Js + D}$  に変動する. 制御対象の各パラメータはシミュレーションは表 3.1 と同様である. サンプル時間は 1ms とし, 非故障時の制御対象  $P_n(s)$  に対してループ整形設計法を用いて  $C_0(s)$  を設計した.

$$C_0(s) = \frac{32.49s^2 + 493.9s + 1691}{s^3 + 266.5s^2 + 2426s} \quad (5.38)$$

既約分解要素  $N, Y, X, Y$  (SISO 系であるため  $N = \tilde{N}, D = \tilde{D}, X = \tilde{X}, Y = \tilde{Y}$  である) は (2.4), (2.5) 式を満たすように求めた. 参照モデル  $M$  は  $M(s) = \frac{15^2}{(s + 15)^2}$  とした. 非故障時に用いるフィードフォワードコントローラフリーパラメータ  $K_n$  は参照モデル  $M$  に基づいて  $K = MN^{-1}$  と決定した.

### オフラインベース FTC

故障時の制御対象  $P_f$  とノミナルコントローラ  $C_0$  とフィードフォワードフリーパラメータ  $K$  で構成される閉ループ系に対して, 参照入力  $r$  に M 系列信号を印加し, そのときに得られる入出力閉ループデータ  $\{r(t), u(t), y(t)\}$  を 6001 個取得した. M 系列信号を生成する際のシフトレジスタ 10 段とし, 振幅は 10 とした. このときに取得される実験データは観測ノイズが印加されている.

ステップ状の参照値に偏差なく追従するために  $K(z, \theta_k)$  の直流ゲインを  $1/N_0$  ( $N_0$ :  $N$  の直流ゲイン) と一致させる目的で, を (5.39) 式の連続時間伝達関数を離散化して定義した.

$$K(s, \theta_k) = \frac{1/N_0 + \theta_{k1}s + \theta_{k2}s^2 + \theta_{k3}s^3 + \theta_{k4}s^4}{(0.08s + 1)^4} \quad (5.39)$$

また、このシミュレーションにおいては  $C_0$  が積分特性を持つため、 $Q$  の直流ゲインを 0 とすれば制御系が一型サーボ系となり、ステップ外乱を漸近的に除去できる。そこで、 $Q(z, \theta_q)$  を (4.45) 式の連続時間伝達関数を離散化して定義した。

$$Q(s, \theta_q) = \frac{\theta_{q1}s + \theta_{q2}s^2 + \theta_{q3}s^3 + \theta_{q4}s^4}{(0.08s + 1)^3} \quad (5.40)$$

重み関数はそれぞれ  $W_M = 5, W_T = 1$  とした。

一括処理最小二乗法によって次のようなパラメータベクトル  $\hat{\theta}_{kN}, \hat{\theta}_{qN}$  が求まった。

$$\hat{\theta}_{kN} = \begin{bmatrix} 7.322 \times 10^{-2} \\ 1.169 \times 10^{-2} \\ 8.946 \times 10^{-5} \\ -1.079 \times 10^{-7} \end{bmatrix}, \quad \hat{\theta}_{qN} = \begin{bmatrix} 1.774 \\ 3.321 \times 10^{-1} \\ -3.323 \times 10^{-4} \\ 2.970 \times 10^{-6} \end{bmatrix}$$

故障時に 3.222 であった評価関数  $J_{VR}^N(\theta)$  の値は  $1.508 \times 10^{-2}$  へと下がった。相補感度特性、耐ノイズ特性はそれぞれ図 5.5, 5.6 のように改善された。故障後においても

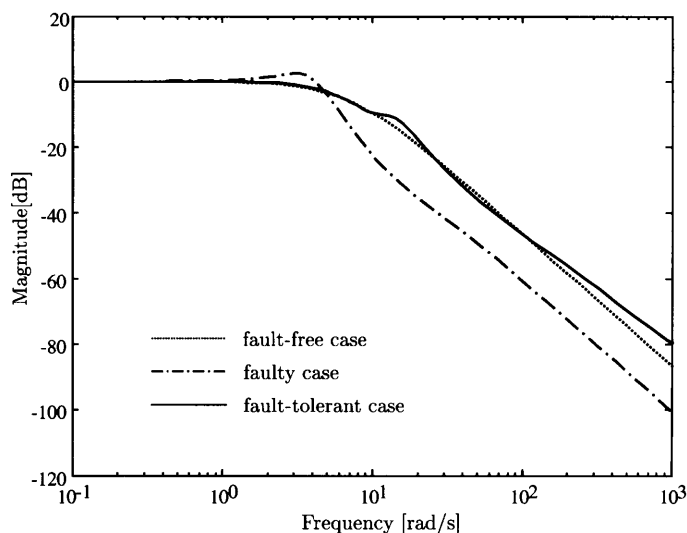


図 5.5: シミュレーション結果：相補感度特性 (オフラインベース FTC)

$Q$  による補償が加わることで相補感度特性、感度特性、耐ノイズ特性それぞれが非故障時の特性に近くなっていることが分かる。次に、モータの回転速度の時間応答を図 5.7 に示す。故障後に何ら対処を行わなかった場合 (faulty case) に比べて 2 自由度コントローラのフリーパラメータを再設計して補償した場合 (fault-tolerant case) は非故障時に近い制御性能が得られていることが分かる。

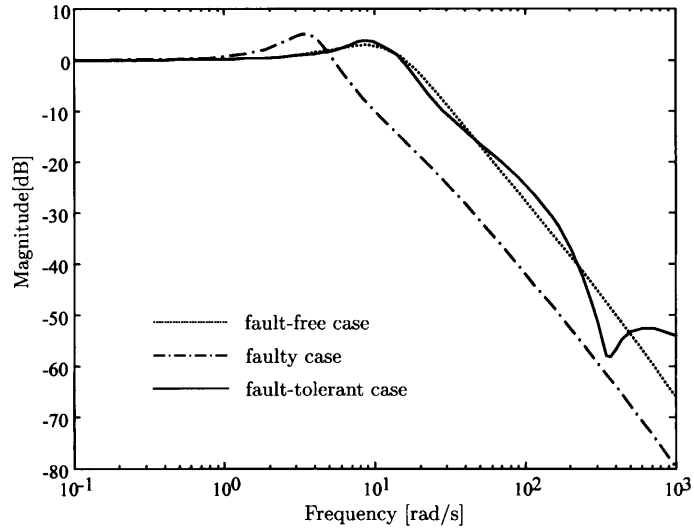


図 5.6: シミュレーション結果：耐ノイズ特性 (オフラインベース FTC)

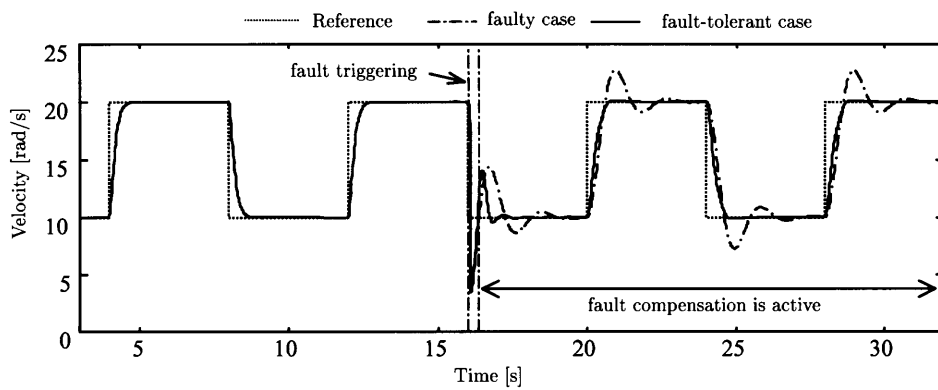


図 5.7: シミュレーション結果：モータの回転速度応答 (オフラインベース FTC)

## 第6章 結言

本研究では既約分解表現を用いた FTCS の設計法に関して検討を行った。GIMC 構造における Youla パラメータを設計する際に、従来では故障による制御対象の変動を加法的変動や乗法的変動とみなしてその変動に対するロバスト安定余裕を最大化する手法が提案されているが、故障による変動を大きく見積りすぎるために故障後の制御性能が保守的になる傾向があった。また、この保守性を低減させるためには適切な周波数重みを決定する必要があるが、この周波数重みの選定に試行錯誤が伴っていた。これは、Youla パラメータの設計において故障に関する情報が欠落していることに起因する。この問題点を解決するために故障による制御対象の変動を表現する双対 Youla パラメータを同定し、同定されたパラメータに基づいて Youla パラメータを設計することで、故障後においても高い制御性能を得る FTCS を構築した。しかしながら、この手法は双対 Youla パラメータの同定の際に試行錯誤が伴い、同定精度が悪い場合には故障後の制御性能は低下してしまうという問題点があった。また、双対 Youla パラメータが高次で同定された場合には、設計される Youla パラメータが高次で設計されてしまう問題もあった。さらに、事前に想定した故障に対して Youla パラメータを設計しておく手法であるため、想定した故障以外の未知の故障に対しては対応できず、制御性能の維持は保証されないという問題があった。

そこで本研究ではさらに、これまで同定に用いてきた故障の情報を含む実験データから GIMC 構造における Youla パラメータを直接設計する手法を提案した。故障による変動の情報をシステム同定を行うことなく Youla パラメータに反映できるため、同定の際の試行錯誤を伴うことなく、故障時の制御性能が保守的となる問題を解決できる。Youla パラメータは任意次数で設計されるため、より低次での設計が可能となる。実験データから直接設計することができるため、オフラインベースアプローチだけでなくオンラインベースアプローチによる FTC も可能となり、未知の故障に対して対応できる耐故障制御系の構築が可能となった。また、GIMC 構造を拡張した 2 自由度制御系においても、Youla パラメータとフィードフォワードパラメータを実験データから直接設計する手法を提案した。GIMC 構造では設計パラメータが 1 つであったのに対して 2 自由度に拡張することで設計パラメータが 2 つとなり、より非故障時に近い制

御性能の維持が可能となる。提案手法の有効性はシミュレーション及び実験によって確認した。

今後の課題としては、ノイズの多い実験データを用いた設計を可能とするアルゴリズムが挙げられる。現在のアルゴリズムではノイズフリーの観測出力が得られることを前提としているため、ノイズの多い実験データを用いた場合に対しても有効性のあるアルゴリズムを構築することが必要となる。また、提案手法は一入力出力系に適用が限られるため、多入力多出力系への拡張が課題となる。FTCを必要とするシステムの多くは多数のアクチュエータ・センサを持つ多入力多出力系であり、このような複雑なシステムに対して適用できるような設計法とする必要がある。さらに、提案する設計法では目標値応答特性と耐ノイズ特性の2つの閉ループ特性を正常時に近い特性とする評価を行っているが、入力外乱や制御入力を評価できるように拡張することができればより良い設計法となる。2自由度制御系を用いた耐故障制御系では Youla パラメータ  $Q$  に加えてフリーパラメータ  $K$  も再設計している。これらの設計されたパラメータを用いて故障検出された後に  $K_n$  を  $K$  へと切り替え、さらに Youla パラメータ  $Q$  を持つ内部ループによる補償を加えることで制御系を再構築する。この再構築の際に  $K_n$  と  $K$  の切り替えによってバンプが発生して不安定化や制御性能の劣化を引き起こす場合があるため、バンプを回避するような切り替えを行う必要がある。

## 参考文献

- [1] Xianchun Ding, Paul M.Frank: “Fault Detection via Factorization Approach”, *System and Control Letters* 14, pp.431-436 (1990)
- [2] X.Ding, L.Guo, and P.M.Frank: “A Frequency Domain Approach to Fault Detection of Uncertain Dynamic Systems”, in *Proc. IEEE Conf. Detection and Control*, San Antonio, TX, pp.1722-1727 (1993)
- [3] Hao Ye, S.X.Ding, and Guizeng Wang: “Integrated Design of Fault Detection Systems in Time-Frequency Domain”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.47, no.2, pp.384-390 (2002)
- [4] H.Nakamura, T.Suzuki, K.Yubai, S.Okuma, and M.Tomizuka: “Joint Synthesis of Fault Detector and Controller and Its Application to Motor Drive Control System”, *Transaction of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.37, No12, pp.1140-1146 (2001)
- [5] K.Zhou, and Z.Ren: “A New Controller Architecture for High Performance, Robust, and Fault-Tolerant Control”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol46, no.10, pp.1613-1618 (2001)
- [6] D.U.Campos-Delgado and K.Zhou: “Reconfigurable Fault Tolerant Control Using GIMC Structure”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.48, No.5, pp.832-838 (2003)
- [7] A.Lecchini, M.C.Campi, and S.M.Savaresi: “Sensitivity shaping via Virtual Reference Feedback Tuning”, *Proceedings of 40th IEEE Conference on Decision and Control*, pp.750-755 (2001)
- [8] M.C.Campi, A.Lecchini, and A.M.Savaresi: “Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers”, *Automatica*, Vol.38, No.8, pp.1337-1346 (2002)

- 
- [9] M.C.Campi, A.Lecchini, and A.M.Savaresi: "Virtual reference feedback tuning for two degree of freedom controllers", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol.16, No.5, pp.355-371 (2002)
- [10] M.C.Campi, A.Lecchini, and S.M.Savaresi: "An Application of the Virtual Reference Feedback Tuning Method to a Benchmark Problem", *European Journal of Control*, Vol.9, pp.66-77 (2003)
- [11] F.Hansen: "A Fractional Representation Approach to Closed-loop System Identification and Experiment Design", Ph.D. Thesis, Stanford University (1989)
- [12] K. Yubai: "Improvement of Robot Performance by Tasking into Account Model Uncertainty Identification on GIMC structure", *The 2005 International Power Electronics Conference*, pp.1981-1984(2005)
- [13] T.Sakuishi, K.Yubai, and J.Hirai: "Fault-Tolerant Control of Flexible Arm Based on Dual Youla Parameter Identification", in *Proc. the 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp.451-455 (2006)
- [14] 松本和則, 鈴木達也, S.Sangwongwanich, 大熊繁: "2自由度制御系の内部構造と補償器のフリーパラメータの一設計法", *電気学会論文誌 D*, vol.113-D, no.6, pp.768-777 (1993)
- [15] H.Nakamura, T.Suzuki, S.Okuma, K.Yubai, and M.Tomizuka: "Joint Synthesis of Controller and Fault Detector and Its Application to Motor Drive Control System", *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.12, pp.1140-1146 (2001)
- [16] D.U.Campos-Delgado, S.Martinez-Martinez, and K.Zhou: "Integrated Fault-Tolerant Control Scheme for a DC Speed Drive", *IEEE Transactions on Mechatronics*, Vol.10, No.4, pp.419-427 (2005)
- [17] Y.Izumikawa, K.Yubai, and J.Hirai: "Fault-Tolerant Control System of Flexible Arm for Sensor Fault by Using Reaction Force Observer", *IEEE Transactions on Mechatronics*, Vol.10, No.4, pp.391-396 (2005)



- [18] H.Niemann, and J.Stoustrup: “Passive Fault Tolerant Control of a Double Inverted Pendulum -A Case Study Example- ”, *Control Engineering Practice*, Vol.13, No.8, pp.1047-1059 (2005)
- [19] 滑川徹, 丸山英人: “GIMC 構造を用いた磁気浮上システムの高性能ロバスト制御”, 計測自動制御論文集, Vol.1, No.1, pp.1-7 (2005)
- [20] 劉康志, 羅正華: “ロバスト最適制御”, コロナ社 (1997)
- [21] Lennart Ljung: “System Identification: Theory for the User ”, Prentice Hall Information and System Sciences Series (1999)

# 謝辞

本研究の遂行ならびに修士論文作成にあたって、終始丁寧なご指導を頂きました三重大学工学部教授工学博士 平井 淳之 先生，同大学助教授博士(工学) 駒田 諭 先生，同大学助手博士(工学) 弓場井 一裕 先生に心から感謝の意を表します。また，日頃から公私ともにお世話になった技術技官 中村 勝 氏に心から感謝します。

また，本研究を遂行するにあたり，多くのご指導を頂きました泉川 悠 氏に深く感謝します。そして，研究室での生活を共に送った同期の小田 尚平 君をはじめ，中村 太 君，前川 悠生 君，宮崎 真吾 君，三輪 修靖 君，若山 直矢 君には，共に研究室での生活が楽しく有意義に過ごせたことに深く感謝致します。また同グループで研究を共にした別曾 大輔 君，境 洋平 君に感謝致します。

最後に何不自由なく大学生活を送らせて頂いた両親に心から深く感謝致します。

# 目録

- (1) 作石, 泉川, 弓場井, 平井, “双対 Youla パラメータ同定に基づいた GIMC 構造によるフレキシブルアームの耐センサ故障制御”, 平成 17 年度電気学会産業応用部門大会論文集, no.2-50, pp.295-298 (2005.8)
- (2) T.Sakuishi, Y.Izumikawa, K.Yubai, and J.Hirai, “Realization of Fault-tolerant Vibration Suppression Control System of Flexible Arm by GIMC Structure”, in Proc. SICE 2005 Okayama (2005.8)
- (3) 作石, 泉川, 弓場井, 平井, “双対 Youla パラメータ同定に基づいたセンサ故障に対する耐故障制御～フレキシブルアームへの適用～”, SICE 三重地区計測制御研究講演会講演論文集, A14 (2005.12)
- (4) T.Sakuishi, K.Yubai, and J.Hirai, “Fault-Tolerant Control of Flexible Arm Based on Dual Youla Parameter Identification”, in Proc. the 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, pp.451-455 (2006.3)
- (5) 弓場井, 作石, 平井, “一般化内部モデル制御系の耐故障制御への応用”, 第 6 回計測制御学会制御部門大会講演論文集, pp133-136, (2006.5)
- (6) 弓場井, 作石, 平井, “GIMC 構造による Fault-tolerant な制御系の構築～フレキシブルアームロボットへの応用～”, 平成 18 年度電気学会産業応用部門大会論文集, no.2-O1-1, pp II 221- II 226, (2006.8)
- (7) 作石, 弓場井, 平井, “VRFT を用いた耐故障制御 ～2 自由度制御系におけるフリーパラメータのデータベース設計～”, SICE 三重地区計測制御研究講演会講演論文集, P30, (2006.12)
- (8) 作石, 弓場井, 平井, “VRFT による 2 自由度補償器のフリーパラメータの一設計法 ～入出力データからの直接設計～”, 第 49 回自動制御連合講演会論文集, SA2-3-1(2006.11)

- (9) 作石, 弓場井, 平井, “GIMC 構造に基づいた耐故障制御系の実験データからの直接設計”, 産業計測制御研究会論文集, IIC-07-33 (2007.3 発表予定)
- (10) 弓場井, 作石, 平井, “GIMC 構造による Fayult-tolerant な制御系の構築～フレキシブルアームへの応用～”, 電気学会論文集産業応用部門 (条件付採録)