

- 修士論文 -

高速高精度位置決め制御のための  
目標軌道生成法に関する研究

Research on Target Trajectory Design for High  
Speed High Precision Positioning Control

2003年1月31日

指導教官: 堀 洋一 教授

東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻

16390 張 炳勳

## 内容梗概

磁気ディスク装置のヘッドの高速高精度シーク制御には、アームの機械振動の抑制が重要な課題であり、すでに諸種のフィードバック制御による対策がとられている。また近年では、位置制御系のみで高速シークを実現できる手法として2自由度制御が注目されているが、ここではフィードフォワード制御のために、機械振動を誘発しない目標軌道の設計が重要となる。

本論文では、有限時間の最適制御理論を応用することによって、終端条件を満たしながら、機械的振動成分の原因である加速度変化率を抑える目標軌道設計に成功し、さらに、状態変数への時変重みを自由に变化させうる汎用的ツールを開発している。

実際に2.5インチ磁気ディスク装置の位置決め制御に適用し、詳細なシミュレーションおよび実験装置を用いてその有効性を明らかにしている。

# 目次

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 第1章   | 序論   | 1  |
| 1.1   | 研究の背景  | 1  |
| 1.2   | 本論文の目的   | 2  |
| 1.3   | 本論文の構成   | 3  |
| 第2章   | 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系  | 4  |
| 2.1   | ヘッド位置決め系の基本構造  | 4  |
| 2.2   | 位置決めサーボ系の基本動作  | 5  |
| 第3章   | 目標軌道設計の必要性とその研究動向  | 7  |
| 3.1   | 目標軌道設計の必要性   | 7  |
| 3.2   | 研究動向   | 8  |
| 3.2.1 | SMART;Structural Vibration Minimized Acceleration Trajectory<br>[10][11] | 8  |
| 3.2.2 | 仮想プラントを用いる方法 [9]   | 12 |
| 3.2.3 | 時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法 [15]   | 14 |
| 3.3   | 本研究の位置づけ   | 16 |
| 第4章   | 加速度変化率の微分値を考慮した目標軌道生成法の提案  | 17 |
| 4.1   | 目標軌道の定式化のための理論   | 17 |
| 4.2   | 軌道生成例  | 19 |
| 4.3   | 本手法の数値計算に基づいた SMART 理論の拡張  | 24 |
| 第5章   | 時変重みを利用した軌道計画  | 25 |
| 5.1   | はじめに   | 25 |
| 5.2   | 時変重み $Q(t)$ による軌道の変化   | 25 |
| 5.3   | 高速高精度位置決めのための最適軌道の生成   | 34 |
| 第6章   | 磁気ディスク装置への適用   | 35 |
| 6.1   | はじめに   | 35 |
| 6.2   | シミュレーション   | 35 |
| 6.2.1 | 比較対象   | 35 |
| 6.2.2 | シミュレーションの方法  | 35 |
| 6.2.3 | 離散系の目標軌道の適用  | 37 |
| 6.2.4 | 本手法の数式化された軌道を利用したシミュレーション結果  | 39 |
| 6.2.5 | 本手法の時変重みによる軌道を利用したシミュレーション結果   | 42 |

---

|                       |           |
|-----------------------|-----------|
| 6.3 実験的検証 . . . . .   | 45        |
| 6.3.1 実験の概要 . . . . . | 45        |
| 6.3.2 実験結果 . . . . .  | 46        |
| <b>第7章 結論</b>         | <b>48</b> |
| 7.1 本論文のまとめ . . . . . | 48        |
| 7.2 今後の課題 . . . . .   | 48        |
| <b>謝辞</b>             | <b>49</b> |
| <b>参考文献</b>           | <b>51</b> |
| <b>発表文献</b>           | <b>53</b> |

# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景

コンピュータの外部記憶装置には、半導体記憶、磁気記憶、光記憶などの技術に基づく幾つかの装置が使われている。中でもハードディスク装置(磁気ディスク装置, Hard Disk Drive: HDD)は、1956年にIBMによって開発されて以来、コンピュータと情報家電分野の外部記憶装置として大きく発展している。

図 1.1 は近年の磁気ディスク装置の発展史を示す。

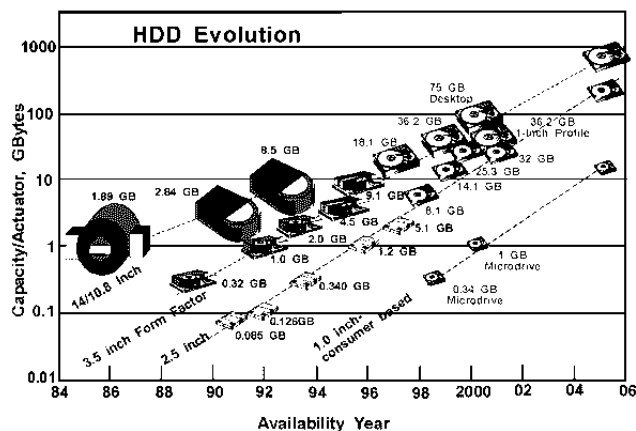


図 1.1: 磁気ディスク装置の革命

現在、3.5 インチクラスでは最大約 180 ギガバイト、ノートパソコン用の 2.5 インチクラスでは 80 ギガバイト、マイクロドライブの 1 インチクラスでは 1 ギガバイトの装置が出現するに至っている。

このような磁気ディスク装置において、アクセス時間の短縮は大容量化に並んで重要な開発項目であり、情報機器の高性能化によって、その要求はますます厳しくなっている。図 1.2 は最近の磁気ディスク装置の平均アクセス時間の短縮化の動向を示したものである。

現在、平均アクセス時間が 10msec 以下の製品が出ていることがわかる。

磁気ディスク装置は半導体メモリと異なり、データの書き込み読み出しにヘッドの駆動という機械的な動作を伴う。この動作をいかに速く正確に行うかがヘッド位置決め制御技術と呼ばれる要素技術であり、従来より多くの研究がなされている。[1][2][4][5]

一般的に、ヘッド位置決めサーボ系は、現在のトラックから目標トラックの近傍まで高速に移動させるシーク制御系と、目標トラックの中心に整定させるセトリング制御系を径由して精密に目標トラックに位置決めされる。その後データの記録または再生動作が行われる。このとき、ヘッドは目標トラックに正確に位置決めされ続けなければならない。回

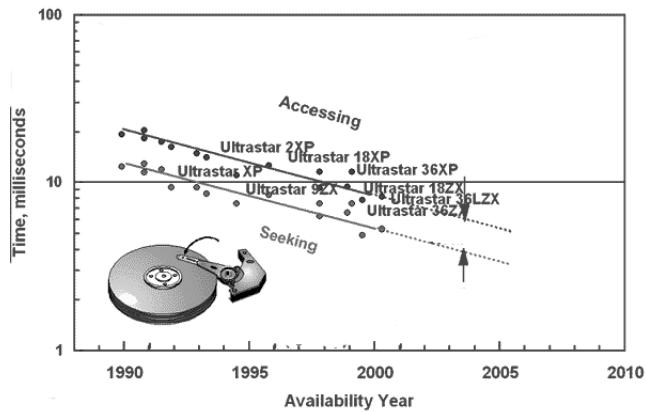


図 1.2: アクセス時間の現状

転しているディスクは様々な振動を生じ、またヘッドも振動するので、目標トラックに追従させるフォロイング制御系が必要である。

このように、位置決め動作は、大きくシーク、セトリング、フォロイング制御系の3つのモードからなる。従って、従来の制御系では上記3種類の制御系を切替えて使用するモード切替え型制御系が一般的であった。すなわち、シーク時には速度制御、セトリング時には位置制御、フォロイング時にはハイゲインの位置制御というように制御系を切替えて使用される。[4][5]

ただし、急な制御モードの切替えは整定の遅れや残留振動などの問題を生じるため、切替え時の制御器の状態変数の初期値を適切に設定することにより、この過渡応答を抑圧する手法に関する研究などが行われてきた[6]。

これに対して、近年、フィードバックとフィードフォワード制御を併用する2自由度制御が、制御系の切替えをすることなく位置制御のみで高速シークができる手法として注目されている。特に、この制御方式の一つの特長でもあるフィードフォワード制御は長サンプリング時間サーボ系におけるシーク動作の高速化に関して、フィードバック制御のみの従来方式より高い能力を有していることが知られている。[3][7][8][9] この2自由度制御系の場合には切替えに伴う問題は生じない。ところが、高速高精度シーク動作を実現するためにはどのような目標軌道を設計して制御系の入力として利用するのが特に重要な問題となる。

## 1.2 本論文の目的

今まで提案されて来た目標軌道生成手法としては、VCM(Voice Coil Motor)の逆起電力を考慮した設計手法[9]、最適制御に基づく加減速対称形の軌道設計手法(SMART)[10][11]などが挙げられる。特に、上記SMARTの設計手法は、急激な加速度の変化を抑えることによって振動成分をできるだけカットし、結果的にシーク時間を短くすることができる手法として注目されてきた。しかし、図1.3のように、その目標軌道の結果から見ると、まだ、シークの始めと終わり部分の加速度変化率が大きいことが分かる。

本論文では、2自由度制御系の高速高精度シークを実現するために特に重要な役割を果たす目標軌道生成モデルの一つの設計法を提案する。本手法は、振動の原因となる加速度

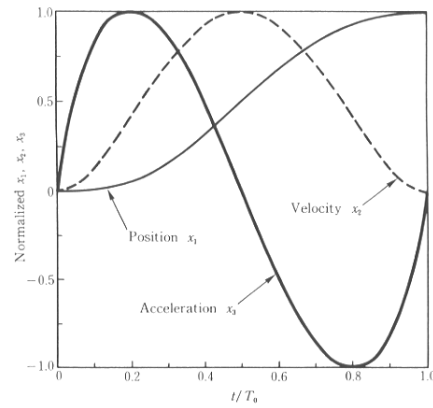


図 1.3: スマートコントロール状態値

変化率を最小化しながらシーク時間を短縮することを目的とする。そのための方法として、加速度変化率を最小化するための新たな評価関数を作り、最適制御理論に基づいて目標軌道を生成する方法を考える [3]。

最終的に、本手法による目標軌道を 2.5 インチ磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、実験的にその有効性を明らかにすることを目標とする。

### 1.3 本論文の構成

本論文では第 2 章で一般的な磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系を紹介する。そして、第 3 章で目標軌道設計の必要性とその研究動向について述べる。その後、提案する加速度変化率の微分値を考慮した目標軌道生成法について第 4 章で述べ、目標軌道の定式化のための理論、軌道生成例、SMART 理論の拡張について述べる。そして、第 4 章での結果に基づき、第 5 章ではより高速高精度な位置決めを実現するための時変重みを利用した軌道の計画について述べる。最後に、第 6 章で本提案手法を 2.5 インチ磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、シミュレーションおよび実験的にその有効性を明らかにする。

## 第2章 磁気ディスク装置のヘッド位置決め の制御系

### 2.1 ヘッド位置決め系の基本構造

図 2.1 は磁気ディスク装置の外観図を示したものである。

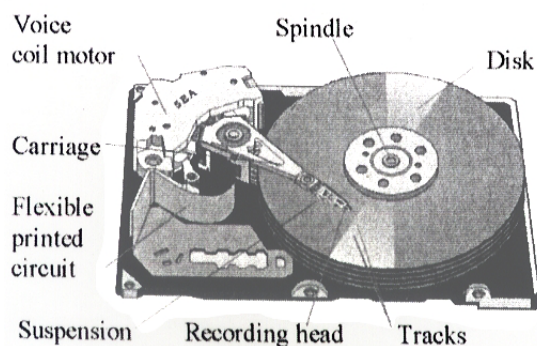


図 2.1: 磁気ディスク装置の外観

図 2.2 はヘッド位置決め制御系の構成を示したものである。

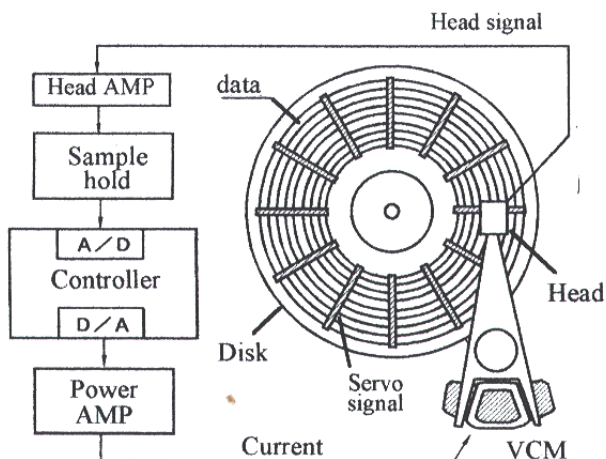


図 2.2: ヘッド位置決め制御系の構成

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系は、制御対象であるヘッドが取り付けられたアクチュエータ機構部と、目標値であるデータを記録再生するためのディスク媒体と、制御装置であるデジタルコントローラを含む回路部から構成される。



ディスク媒体部には，同心円状に多数のトラックが形成されており，各トラックにはデータの他にサーボ情報と呼ばれる磁気的な位置信号が記録されている。ヘッドはこのサーボ情報を一定のサンプル周期で読み取り，ディスク媒体を基準位置としたヘッド位置を検出することができる。ヘッドより読み込まれたサーボ情報は，ヘッドアンプやサンプルホールド回路，A/D変換器を介してデジタルコントローラに入力される。

デジタルコントローラでは，予め設定されたヘッド位置決め制御系の制御プログラムに従い操作量が算出される。この操作量はD/A変換器，パワーアンプによってアクチュエータ機構部を駆動するための駆動電流に変換される。一連の動作はヘッドによってサーボ情報を読み込む毎に逐次実施される。[4][5][8]

## 2.2 位置決めサーボ系の基本動作

ヘッドを目標データトラックに位置決めするときの動作は以下の手順で行われる。

まず，トラック間を移動する動作（シーク；seek）により，現在位置から目標トラック近傍まで出来るだけ短い時間で移動する。次いで，目標トラック中心に整定する動作（セトリング；settling）が行われヘッドは精密に位置決めされる。その後データの記録または再生動作が行われる。このときヘッドは目標トラックに正確に位置決めされ続けなければならない。回転しているディスクは様々な振動を生じ，またヘッドを振動させるので，トラックに追従する動作（フォロイング；following）が必要である。

このように，位置決め動作は，大きくシーク，セトリング，フォロイングの3つのモードからなる。

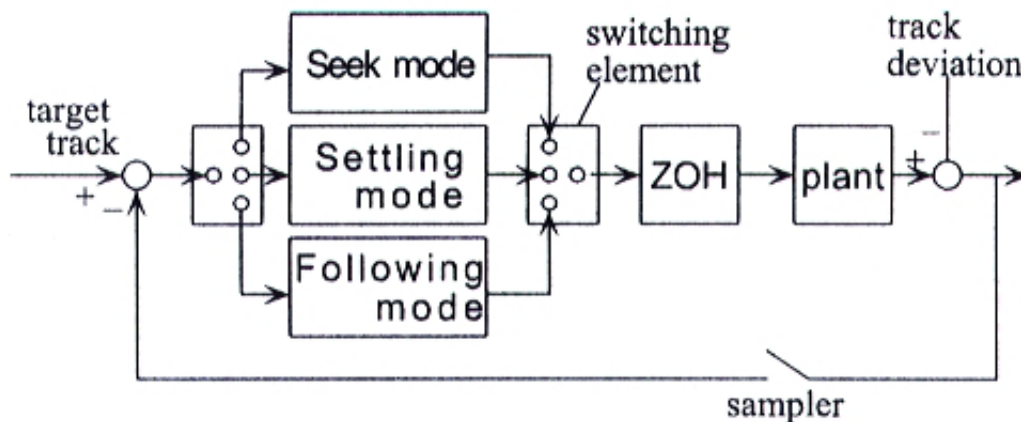


図 2.3: モード切替え型制御系

従って，従来の制御系では図 2.3 に示すように3種類の制御器を切替えて使用するモード切替え型制御系が一般的であった。すなわち，シーク時には速度制御，セトリング時には位置制御，フォロイング時にはハイゲインの位置制御というように制御系を切替えて使用される。[4][5]

ただし，急な制御モードの切替えは整定の遅れや残留振動などの問題を生じるため，切替え時の制御器の状態変数の初期値を適切に設定することにより，この過渡応答を抑圧する手法に関する研究などが行われてきた[6]。

一方，制御モードを切替える必要のない2自由度制御系の適用も行われている。

この2自由度制御系の場合には切替えに伴う問題は生じない。ところが，高速シークを実現するためには目標軌道の設計が特に重要となる。

# 第3章 目標軌道設計の必要性とその研究動向

本章では、目標軌道設計の必要性とその研究動向について述べる。

## 3.1 目標軌道設計の必要性

近年、フィードバックとフィードフォワード制御を併用する2自由度制御が、制御系の切替えをすることなく位置制御のみで高速シークができる手法として注目されている。特に、この制御方式の一つの特長でもあるフィードフォワード制御は長サンプリング時間サーボ系におけるシーク動作の高速化に関して、フィードバック制御のみの従来方式より高い能力を有していることが知られている。

2自由度制御とは、一言でいうならば、高速動作にかかわる目標値追従特性と、高精度追従にかかわるエラー圧縮特性を独立に設定できる制御方式である。

そのため、2自由度制御系はフィードバックとフィードフォワードの補償器を含み、その基本構成は図 3.1 に示す例のようになる。

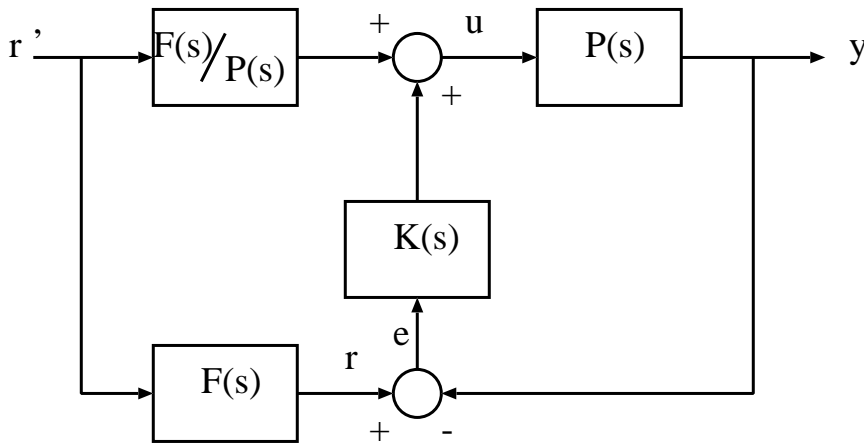


図 3.1: 2 自由度制御系

ここで、 $P(s)$ ,  $K(s)$ ,  $F(s)$  は、それぞれ制御対象、安定化コントローラ、目標軌道生成モデルを表している。いま、図 3.1 において、目標位置入力  $r'$  から制御量  $y$  までの伝達関数 (目標値追従特性) を計算すると、

$$y = F(s)r' \tag{3.1}$$

となる。

一方、エラー圧縮特性は、

$$e = \frac{1}{1 + P(s)K(s)} r \quad (3.2)$$

となる。

この式(3.1)(3.2)を比較すればわかるように、それぞれの特性は目標軌道生成モデル  $F(s)$  と安定化コントローラ  $K(s)$  によって独立に設計できることがわかる。

したがって、以上のような2自由度制御系においては、より高速高精度な位置決めを実現するためにはどのような目標軌道を設計して制御系の入力として利用するとよいのかが、特に重要な問題となる。

## 3.2 研究動向

磁気ディスク装置のアクセス時間を短縮するために使用される目標軌道生成法はその特徴にしたがって以下のように分類される。

- ある評価関数を最小化する方法 (SMART)[10][11]
- 仮想プラントを用いる方法 [9]
- 時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法 [15]

以下、これらの具体的な目標軌道生成法について説明する。

### 3.2.1 SMART; Structural Vibration Minimized Acceleration Trajectory [10][11]

機械共振

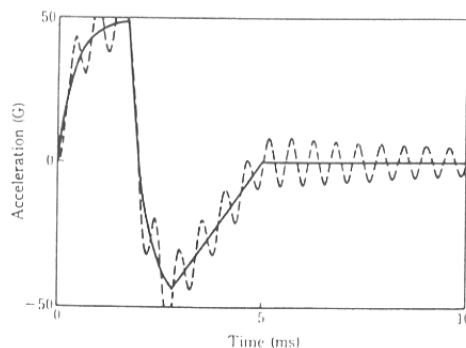


図 3.2: アクセス動作における機械共振

図 3.2 のような従来の減速曲線に基づいたコントロールでは、加速時に高次振動成分があるとき、機械共振 (2kHz-5kHz の主共振) を励起しやすい。結果的に、残余振動がアク

セスが終わった後にも続くし，セtring 時間が長くなるか位置決めの正確度が落ちてしまう。

このような理由で，新たなアクセスコントロールシステムが要求される。

### SMART コントロール設計

まず，VCM のモデルを図 3.3 のようにして，理論を展開する。

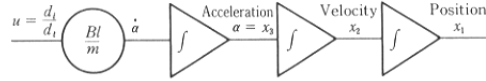


図 3.3: VCM のモデル

状態方程式は式 (3.3) のようになる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{Bl}{m} \end{bmatrix} u(t) \quad (3.3)$$

ただし， $x_1(t)$ ：位置， $x_2(t)$ ：速度， $x_3(t)$ ：加速度  $\alpha$  である。

SMART (Structural Vibration Minimized Acceleration Trajectory) コントロールの設計の基本的な考え方は，振動を生成しない，DSP によって易しく扱うことができる滑らかなモーションを定式化することである。そのために，式 (3.4) のような加速度の時間微分の自乗を積分した評価関数  $P$  を最小化することに着目して理論を展開する。

$$P = \int_0^{T_0} \left( \frac{d\alpha}{dt} \right)^2 dt \quad (3.4)$$

$T_0$  がアクセス時間， $a$  がアクセス距離だとすると，境界条件は以下のようになる。

$$t = 0 : x_1 = a, x_2 = 0, x_3 = 0,$$

$$t = T_0 : x_1 = 0, x_2 = 0, x_3 = 0.$$

ここで，ある状態ベクトル  $\lambda$  を利用して，式 (3.5) のようなハミルトニアン (Hamiltonian)  $H$  をつくる。

$$H = \lambda^T (Ax + Bu) + u^2 \quad (3.5)$$

ただし，

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{Bl}{m} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

である。したがって，停留条件より，最適制御入力  $u(t)$  は，

$$u = -\frac{1}{2} B^T \lambda \quad (3.7)$$

となる。

この最適制御入力を利用して正準方程式をまとめると，式 (3.8) のようになる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\frac{1}{2}\mathbf{B}\mathbf{B}^T \\ 0 & -\mathbf{A}^T \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

上記の行列  $\mathbf{D}$  の固有値は重複し、さらに、その値は0になる。したがって、 $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$  を未定係数として、式 (3.3) の状態変数の最適解は式 (3.9), (3.10), (3.11) のようになる。

$$x_1(t) = C_1 t^5 + C_2 t^4 + C_3 t^3 + C_4 t^2 + C_5 t + C_6 \quad (3.9)$$

$$x_2(t) = 5C_1 t^4 + 4C_2 t^3 + 3C_3 t^2 + 2C_4 t + C_5, \quad (3.10)$$

$$x_3(t) = 20C_1 t^3 + 12C_2 t^2 + 6C_3 t + 2C_4 \quad (3.11)$$

ここで，上記の初期条件から  $C_1$  から  $C_6$  が決められる。

結果的に，SMART の状態変数は，

$$x_1(t) = -60a \left[ \frac{1}{10} \left( \frac{t}{T_0} \right)^5 - \frac{1}{4} \left( \frac{t}{T_0} \right)^4 + \frac{1}{6} \left( \frac{t}{T_0} \right)^3 \right] \quad (3.12)$$

$$x_2(t) = -60 \frac{a}{T_0} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^4 - \left( \frac{t}{T_0} \right)^3 + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 \right] \quad (3.13)$$

$$x_3(t) = -60 \frac{a}{(T_0)^2} \left[ 2 \left( \frac{t}{T_0} \right)^3 - 3 \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 + \left( \frac{t}{T_0} \right) \right] \quad (3.14)$$

となる。

図 3.4 は時間  $t/T_0$  に対する SMART コントロールの各状態値を表している。加速度が滑らかに変化しているし，加速と減速のピーク値が  $t/T_0 = 0.21$  および  $0.79$  の時に現れる。このような時間に対する方程式は DSP によって容易に実現することができる。

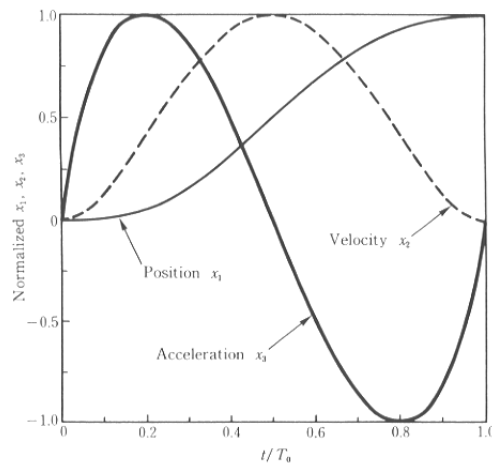


図 3.4: SMART 目標軌道

## アクセス時間の決定

SMART コントロールではアクセス動作が行われる前にヘッドが目標トラックまで移動する時間を前もって決めなければならない。SMART コントロールにおいて、加速度変化率のピーク値は、

$$\left. \frac{d\alpha}{dt} \right|_{max} = \frac{60a}{(T_0)^3} \quad (3.15)$$

となる。そして、実際の HDD においては、

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} \quad (3.16)$$

となる。ただし、 $L$  は coil inductance ,  $E$  は power supply 電圧である。したがって、最小アクセス時間は、

$$T_0 = \sqrt[3]{60a \frac{m L}{Bl E}} \quad (3.17)$$

となる。ただし、 $m$  は質量、 $Bl$  はモータ力定数である。図 3.5 は各トラックアクセスに対しての最大速度と電流を示している。

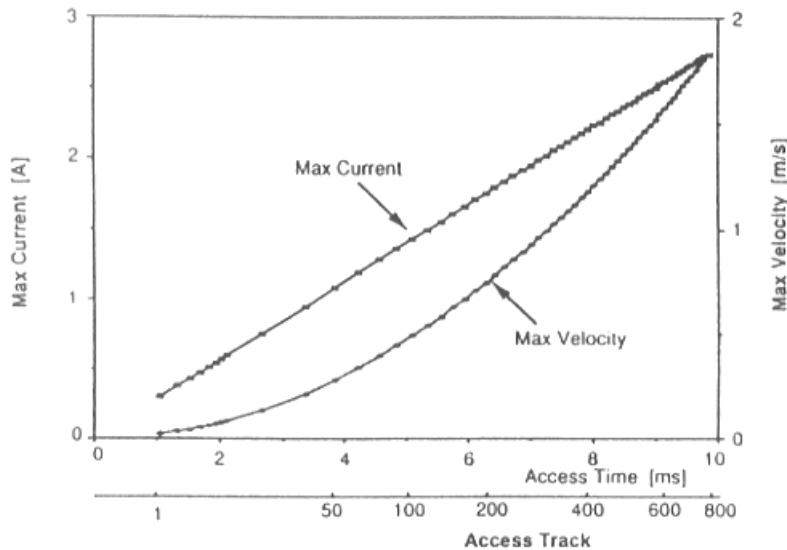


図 3.5: SMART 最大速度と電流

図 3.5 より最大電流はアクセス時間に対して線形的に増加していることがわかる。

## コントロールアルゴリズム

図 3.6 は SMART コントロールの block diagram である。そのコントロール則は、

$$u(k) = K_v[V_i - \hat{x}_2(k)] + K_f x_3(k) \quad (3.18)$$

となる。ここで、 $V_i$  は SMART 速度軌道、 $K_f x_3(k)$  はその速度軌道実現のための feedforward 電流 (SMART 加速度) である。

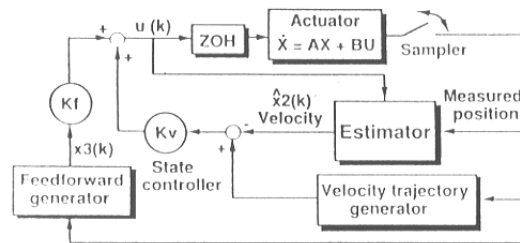


図 3.6: SMART 制御ブロックダイアグラム

### 3.2.2 仮想プラントを用いる方法 [9]

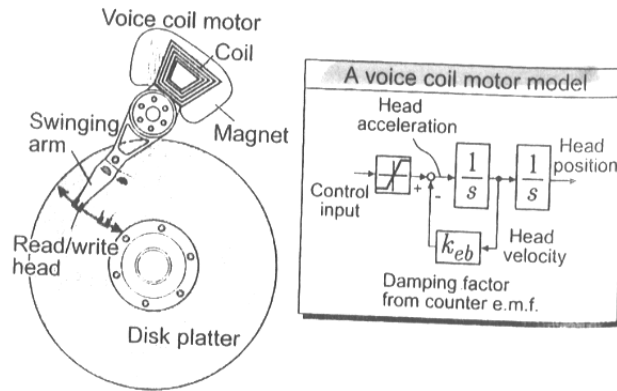


図 3.7: VCM の構造とそのモデル

文献 [9] では、図 3.7 のような VCM のモデルを基本として、高次の機械振動を起こさないことと飽和を起こさない範囲で VCM の能力を最大限引き出すことができる目標軌道生成モデルを提案している。

以下では移動距離に応じた目標軌道生成方式について説明する。

#### 短距離シーク

短距離シークを行うための制御系の構成を図 3.8 に示す。

VCM モデルへの入力が入力制限内であり、制御対象が  $1/s^2$  と見なせるとすると、図 3.8 の目標位置  $r'$  から実際のヘッド位置  $y$  までの伝達特性は、

$$y = \frac{k_p k_v}{s^2 + (k_{eb} + k_v)s + k_p k_v} r' \quad (3.19)$$

となり、安定化コントローラ  $C$  とは独立に応答波形を整形できることがわかる。制御系のサンプリング時間が短く、ほぼ連続系と見なせる場合、参照軌道モデルは、標準二次系の応答として固有周波数  $w_n$ 、減衰率  $\zeta$  を所望の応答とすれば、

$$k_v = 2\zeta w_n - k_{eb} \quad (3.20)$$



$$k_p = \frac{w_n^2}{k_v} \quad (3.21)$$

のようにゲイン  $k_v, k_p$  を決めることができる。図 3.9 は、参照軌道の生成例である。図 3.8 のシーク制御系は、このような参照軌道によって駆動されてシーク動作を実行する。

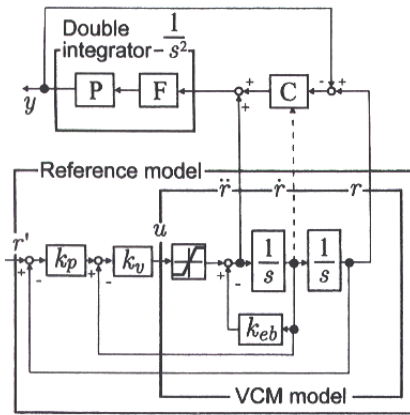


図 3.8: シーク制御系の基本構造

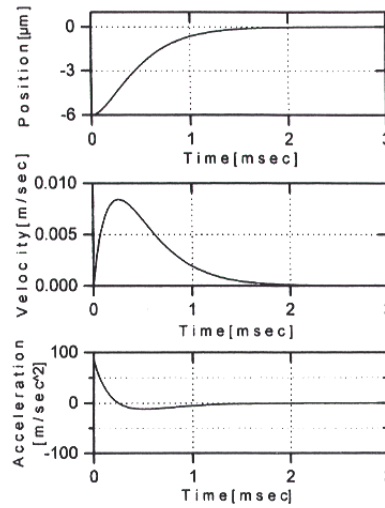


図 3.9: 短距離シークのための軌道生成例

### 長距離シーク

ここでは、図 3.10 に示した目標軌道生成モデルを提案している。この参照モデルは図

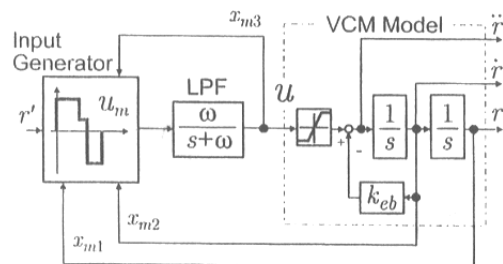


図 3.10: 長距離シークのための軌道生成モデル

3.11 に示すような参照軌道を生成する。

この場合も、図 3.8 の短距離シークと同じように参照軌道はフィードフォワードおよびフィードバック制御に使用され、制御対象の特性が  $1/s^2$  と見なせるとすればヘッドは VCM モデルから出力される参照軌道  $r, \dot{r}, \ddot{r}$  に追従する。また、点線内の VCM モデルの前段には、参照軌道の設計パラメータでもあり、かつ参照軌道から高次の振動成分を取り除くためのカットオフ周波数  $\omega$  の一次のローパスフィルタを配置している。このモデルは、入力生成機構より出力される入力制限範囲内の加速度入力を  $u_m$  とすると、式 (3.22), (3.23) のように記

述される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \\ x_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -k_{eb} & 1 \\ 0 & 0 & -w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \\ x_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ w \end{bmatrix} u_m \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} r \\ \dot{r} \\ \ddot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -k_{eb} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \\ x_{m3} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

上記状態方程式に基づいて、図 3.11 の B, C, D の初期状態の条件を満たすときに制御入力  $u_m$  を切り替えながら目標軌道を生成する。

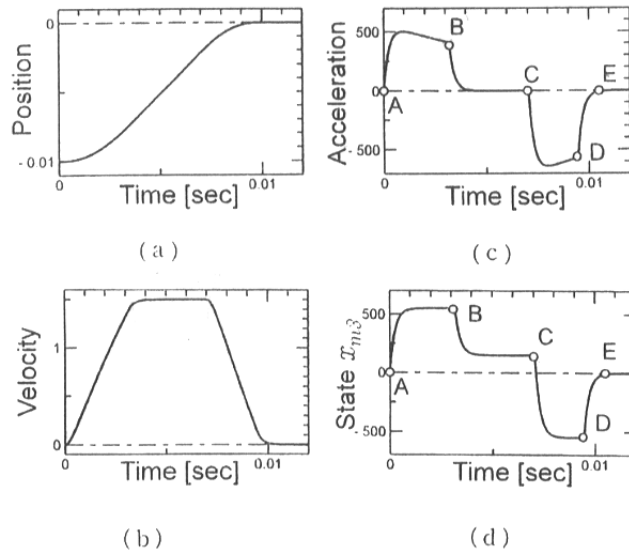


図 3.11: 長距離シークの軌道生成例

### 3.2.3 時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法 [15]

#### 概要

計算機の性能向上によって、これまでステップ状や台形状など、種類の限られてきた制御系の目標軌道について、高度な仕様の目標軌道をオンラインで生成することができるようになるだろう。文献 [15] では時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法を提案している。

#### 非定常最適レギュレータ

振動系の位置決め手法として、時変重みを用いる非定常的な最適レギュレータによる手法である。すなわち、簡単のため 1 制御入力で説明すると、この手法は、状態  $x(t)$ 、制御入力  $u(t)$  の線形制御対象

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) \quad (3.24)$$

に対し，有限時間区間  $[0, t_f]$  で定義された次の時変評価関数

$$J = \int_0^{t_f} [(\mathbf{x})^T(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{x}(t) + r(t)u^2(t)]dt \quad (3.25)$$

に基づき，次式のような時変フィードバックゲインを用いて得られる最適制御入力を適用する手法である。

$$u(t) = -\mathbf{f}_b(t)\mathbf{x}(t) \quad (3.26)$$

ただし， $\mathbf{f}_b(t)$  は時変フィードバックゲインベクトルを意味し，以下のように表される。

$$\mathbf{f}_b(t) = r^{-1}(t)\mathbf{b}^T\mathbf{P}(t) \quad (3.27)$$

ここで， $\mathbf{P}(t)$  は次の時変 Riccati 方程式の正定解である。

$$\dot{\mathbf{P}}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{b}r^{-1}(t)\mathbf{b}^T\mathbf{P}(t) + \mathbf{Q}(t) \quad (3.28)$$

ただし， $\mathbf{P}(t_f) = 0$  である。

本手法において時刻  $t_f$  は位置決め終了後十分残留振動が低減された後の時間に設定する。アクセスのための重みから，整定および残留振動抑制のための重みに滑らかに変化する時変重み  $\mathbf{Q}(t)$  の適用について提案した過去の研究がある。ところが，本手法では，基本的にオフラインで式 (3.28) を逆時間方向に解いて，式 (3.27) の時変フィードバックゲインをメモリに保存して適用することになる。よって，制御対象のパラメータが変動する場合や，任意の位置決め条件に対応させるためには，ある程度多い種類の時変フィードバックゲインを求めておく必要がある。すなわち，実装には大容量のメモリを必要とする。この問題を解決するために，いろいろな提案がされてきたが，本研究は高速プロセッサによりオンラインで制御側を演算させるという提案となっている。

### 時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法

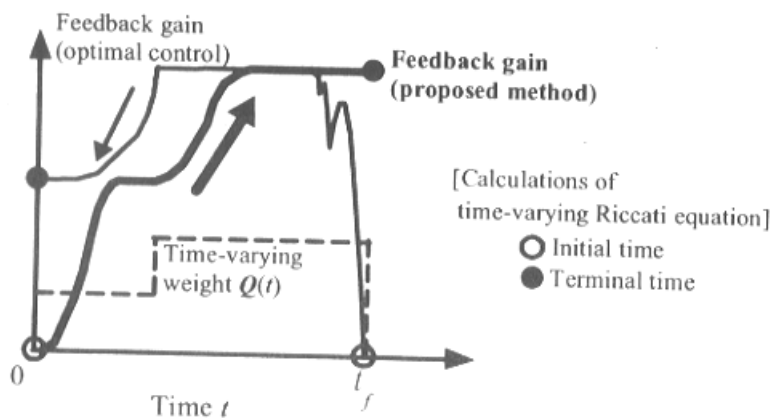


図 3.12: 順時間計算の概念図

前節における有用なレギュレータに類似した軌道となり，かつパラメータ変動や任意の位置決め条件に対して適応的に対応できる目標軌道生成の一手法を提案している。そこで，

(3.25) 式の中の時変重み  $Q(t), r(t)$  を順時間方向に与えながら数値計算で解き, その結果, 順時間方向に求まる時変フィードバックゲインを用いて (3.24) 式の応答を計算する (図 3.12 参照)。

すなわち, 次の時変 Riccati 方程式

$$\frac{dP'(\tau)}{d\tau} = P'(\tau)A + A^T P'(\tau) - P'(\tau)br'^{-1}(\tau)b^T P'(\tau) + Q'(\tau) \quad (3.29)$$

を  $P'(0) = 0, Q'(\tau) = Q(t), r'(\tau) = r(t)$  の条件のもとで解き,

$$u(t) = -r'^{-1}(t)bP'(t)x(t) \quad (3.30)$$

これを制御入力として (3.24) 式に与えた場合の応答の一部を目標軌道とする。(ただし,  $\tau = t_f - t$  である。) すなわち, 式 (3.31) のような目標軌道を生成する。

$$\dot{x}(t) = (A + b(-r'^{-1}(t)bP'(t)))x(t) \quad (3.31)$$

### 3.3 本研究の位置づけ

前節までに述べてきたことを前提とし、本節で本研究の位置づけについて述べる。

本研究では有限時間の最適制御理論を応用することによって、終端条件を満たしながら、機械的振動成分の原因である加速度変化率を抑える加速度変化率の微分値を考慮した目標軌道設計法を検討する。

特に、位置、速度、加速度、加速度変化率はもちろん加速度変化率の微分値も評価関数として含めより多様な目標軌道生成が可能であることに着目、各状態変数への重みを時変まで拡張する。すなわち、高速高精度位置決めのための最適な目標軌道を設計するのを目指し、各状態への重み係数の探索を行う。

# 第4章 加速度変化率の微分値を考慮した 目標軌道生成法の提案

本章では、2自由度制御系の高速高精度位置決めを実現するために特に重要な役割を果たす目標軌道生成モデルの一つの設計法を提案する。

提案する手法は、振動の原因となる加速度変化率を最小化しながら高速高精度位置決め制御系のシーク時間を短縮することを目的とする。

そのための接近方法として、加速度変化率を最小化するための新たな評価関数を作り、最適制御理論に基づいて目標軌道を生成する方法を考える。

## 4.1 目標軌道の定式化のための理論

まず、VCMのモデルを図4.1のようにして、理論を展開する。

control input

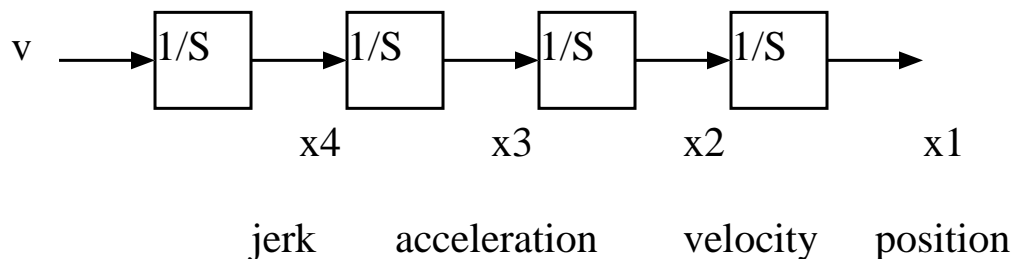


図 4.1: VCM のモデル

状態方程式は式 (4.1) のようになる。

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v \quad (4.1)$$

ただし、 $x_1$ :位置、 $x_2$ :速度、 $x_3$ :加速度、 $x_4$ :加速度変化率である。つまり、加速度変化率  $x_4$  を新たな状態変数として入れた形である。

そして、軌道を生成するために評価関数を式 (4.2) のように作る。式 (4.2) は、位置、速度、加速度、加速度変化率はもちろん、加速度変化率の微分値の二乗積分も、 $v^T(t)Rv(t)$

として含むものとなっている。

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [\mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \mathbf{v}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{v}(t)] dt + \frac{1}{2} \mathbf{x}^T(t_f) \mathbf{S} \mathbf{x}(t_f) \quad (4.2)$$

アクセス時間を  $t_f$ 、アクセス距離を  $a$  とすると、境界条件は式 (4.3) のようになる。

$$\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} a \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x}(t_f) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

線形システムの場合のハミルトニアンは式 (4.4) のようである。

$$H = \frac{1}{2} (\mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \mathbf{v}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{v}(t)) + \boldsymbol{\lambda}^T (\mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{v}(t)) \quad (4.4)$$

正準方程式は、

$$\dot{\mathbf{x}} = \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{\lambda}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{v} \quad (4.5)$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} = -\mathbf{Q} \mathbf{x} - \mathbf{A}^T \boldsymbol{\lambda} \quad (4.6)$$

であり、 $\mathbf{x}$  と  $\boldsymbol{\lambda}$  はこの線形微分方程式に従って変化する。

また、停留条件から、最適制御入力

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \boldsymbol{\lambda} \quad \left( \frac{\partial H}{\partial \mathbf{v}} = \mathbf{R} \mathbf{v} + \mathbf{B}^T \boldsymbol{\lambda} = 0 \right) \quad (4.7)$$

となる。

この最適制御入力を式 (4.5) に代入すると、上記正準方程式は式 (4.8) のようにまとめられる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \\ -\mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

ここで、まず自由終端値問題を考えると、横断性条件から、

$$\boldsymbol{\lambda}(t_f) = \mathbf{S} \mathbf{x}(t_f) \quad (4.9)$$

となる。

さてここで、次の仮定、

$$\boldsymbol{\lambda}(t) = \mathbf{P}(t_f - t) \mathbf{x}(t) \quad (4.10)$$

をして、2点境界値問題を1点境界値問題に直す。

式 (4.8) と式 (4.10) より、Riccati 行列微分方程式、

$$\dot{\mathbf{P}}(\tau) = \mathbf{P}(\tau) \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P}(\tau) - \mathbf{P}(\tau) \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}(\tau) + \mathbf{Q} \quad (4.11)$$

が得られる。ただし、 $\tau = t_f - t$  である。

境界条件は、 $\lambda(t_f) = Sx(t_f) = P(t_f - t_f)x(t_f) = P(0)x(t_f)$  より、 $P(0) = S$  である。

さて、HDD のシーク制御のように、 $t = t_f$  において、 $x(t_f)$  をはっきり固定したい場合は、 $S = P(0) = \infty$  とすればよいことになる。

ここで、 $PP^{-1} = I$  を用いれば、

$$\dot{P}^{-1}(\tau) = -AP^{-1}(\tau) - P^{-1}(\tau)A^T + BR^{-1}B^T - P^{-1}(\tau)QP^{-1}(\tau) \quad (4.12)$$

のように  $P^{-1}$  に関する Riccati 行列微分方程式が得られる。すなわち、 $P^{-1}(0) = 0$  という初期値から出発して  $P^{-1}$  に関する Riccati 行列微分方程式を解くことができる。最終的にその解を利用して式 (4.8)(4.10) から、

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^T P(\tau))x(t) \quad (4.13)$$

と言う微分方程式を得る。この微分方程式を解いて、 $x(t)$ 、すなわち、目標軌道を生成する。

## 4.2 軌道生成例

4-1 章の Riccati 行列微分方程式 (式 4.11, 4.12) とその解に基づいて目標軌道である  $x(t)$  を求める (式 4.13) ために数値計算を行う。

重みは、

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 \end{bmatrix}, R = 1 \quad (4.14)$$

として (すなわち、各状態に対する重み  $Q$  を時間に対して一定値に与えて)、上記 Riccati 行列微分方程式を MATLAB を利用して解いた。そして、その解 ( $P(\tau)$ ) に基づいて目標軌道を作るために、式 (4.13) の連立微分方程式を MATLAB で設計して解を求めた。

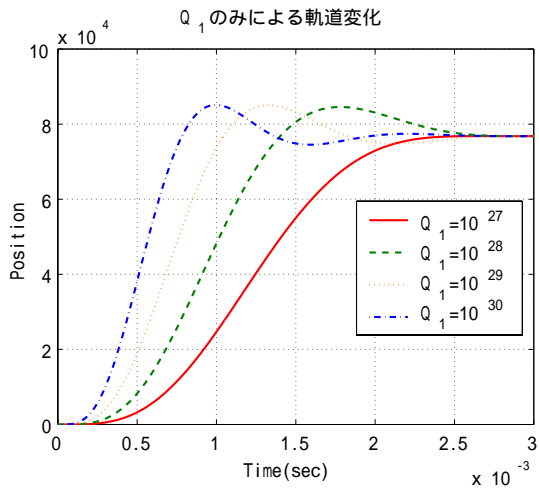
この節では、重み  $Q$  により変化する各状態の軌道を図 4.2 ~ 図 4.5 を利用して高速高精度の観点から説明する。

位置に対する重み  $q_1$  により変化する各状態の軌道を図 4.2 に示した。まず、各軌道の全体的な形は非対称的である。そして、重みの値が大きくなるにつれ位置決めへの反応も速くなっていることがわかる。この図では  $Q_1 = 10^{30}$  のときが最も速い反応を有していることが確認できる。しかし、いずれの場合もオーバーシュートが発生しており目標軌道としては望ましくないと思われる。

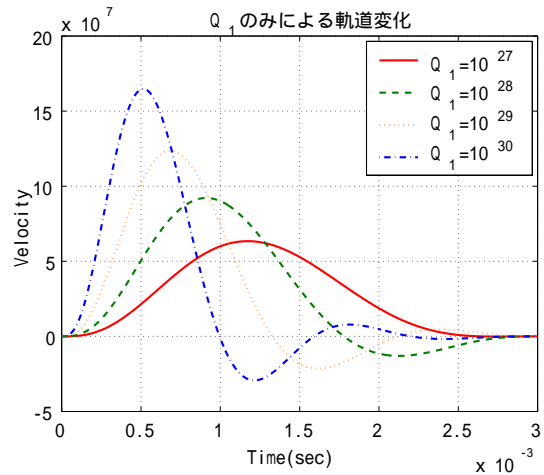
速度、加速度、加速度変化率に対する重み  $q_2, q_3, q_4$  により変化する各状態の軌道を図 4.3、4.3、4.3 に示した。 $q_2, q_3, q_4$  のどの重みに対しても各軌道の全体的な形は対称的である。そして、形は少しずつ異なるが、重みの値が大きくなるにつれ、中央部分での加速度変化率は小さくなるが最初と終端部分での加速度変化率がかえって大きくなっていることが確認できる。特に、この終端部分での大きな加速度変化率は位置決めする際の振動の原因になり、目標軌道として望ましくないと思われる。

これらのことから、各状態での重み  $Q$  が時間に対して一定である場合は高速高精度という観点から見ると、重み  $Q = 0$  の場合が終端部分での加速度変化率が一番低くなり、この中でもっとも振動を誘発しない目標軌道であると思われる。

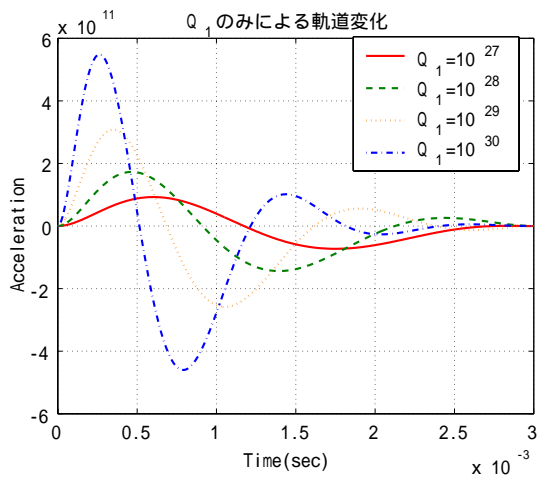
また、より高速な位置決め制御系は各状態に対しての重み  $Q$  を時変にすることにより実現できると思われる。



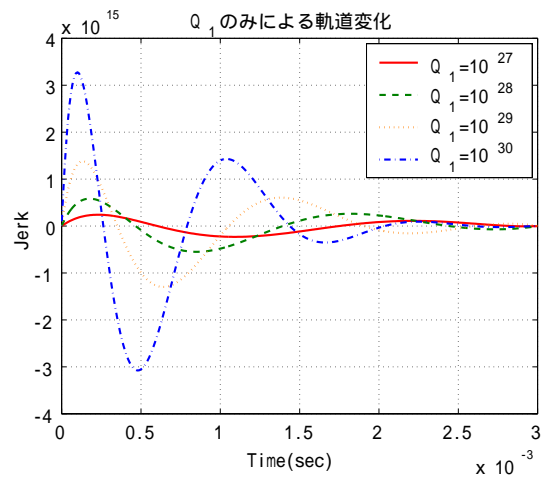
(a) 位置



(b) 速度



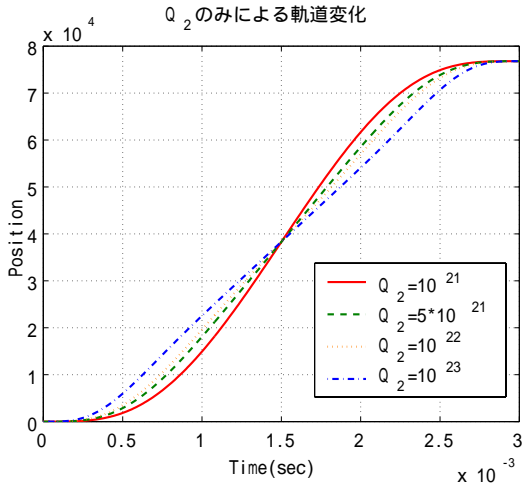
(c) 加速度



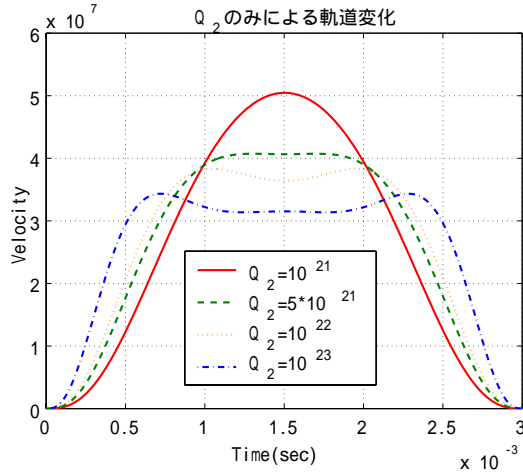
(d) 加速度変化率

図 4.2:  $q_1$  の変化による軌道変化

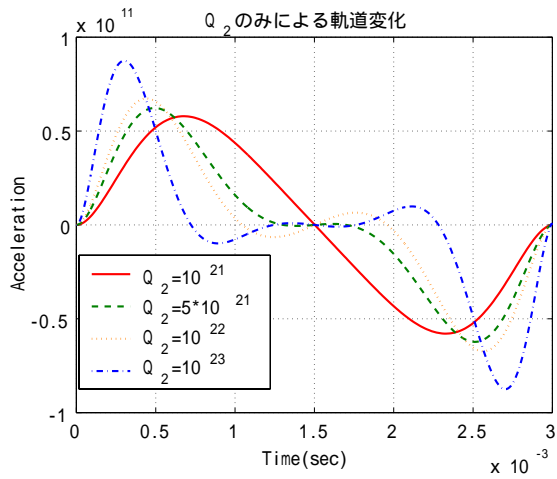




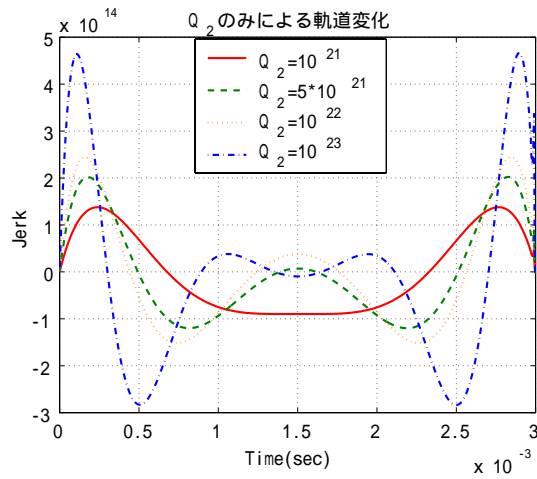
(a) 位置



(b) 速度

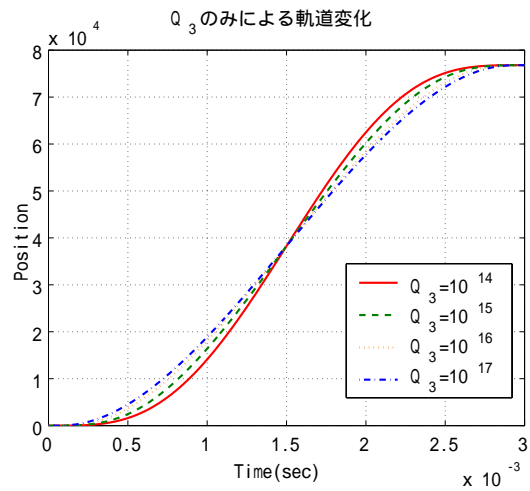


(c) 加速度

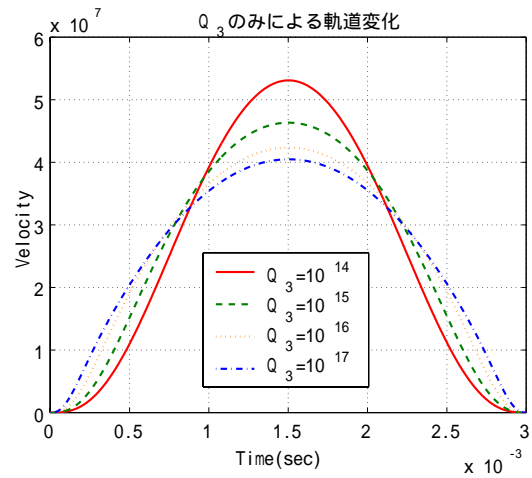


(d) 加速度変化率

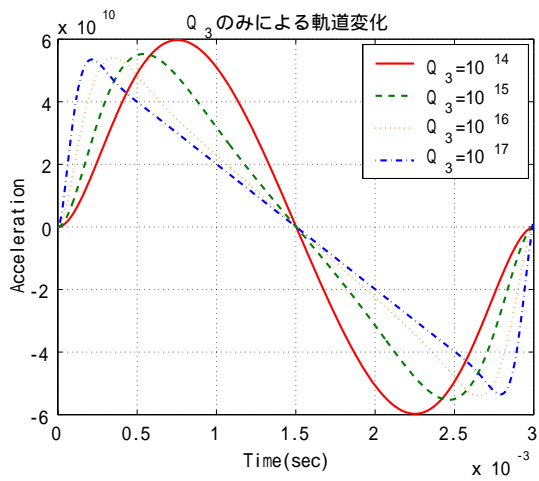
図 4.3:  $q_2$  の変化による軌道変化



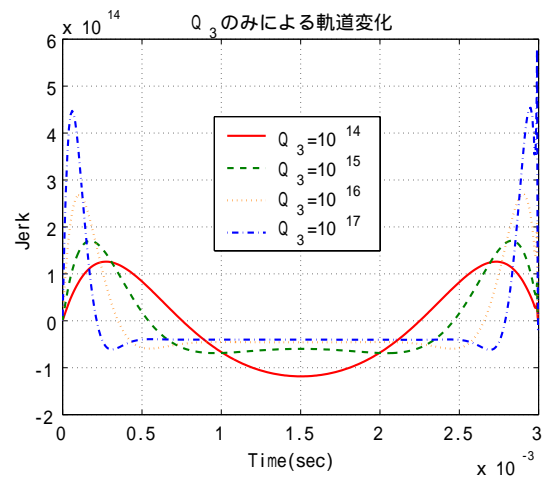
(a) 位置



(b) 速度

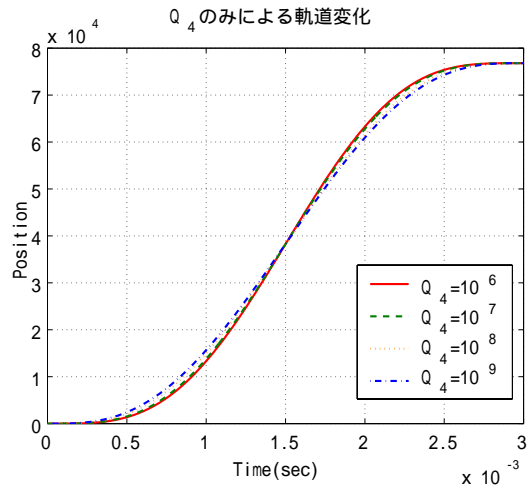


(c) 加速度

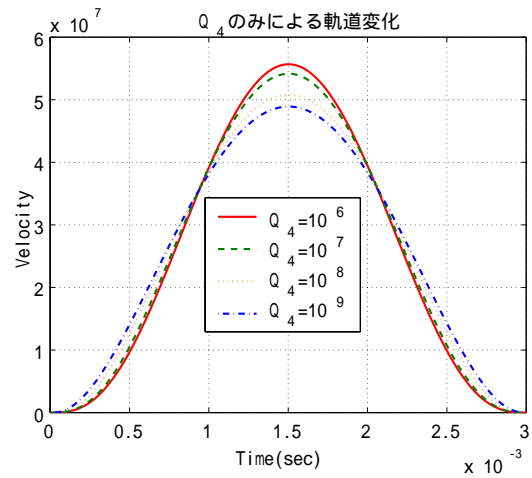


(d) 加速度変化率

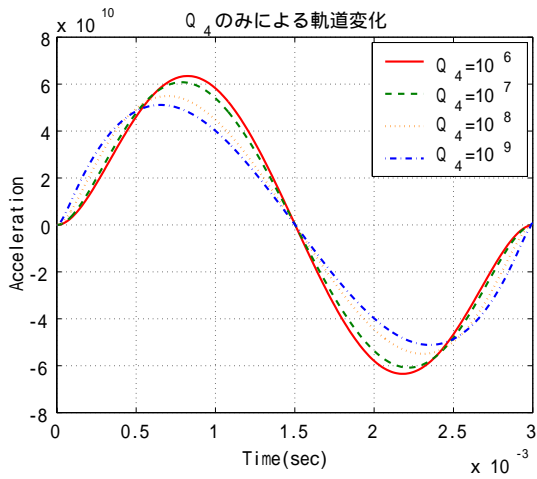
図 4.4:  $q_3$  の変化による軌道変化



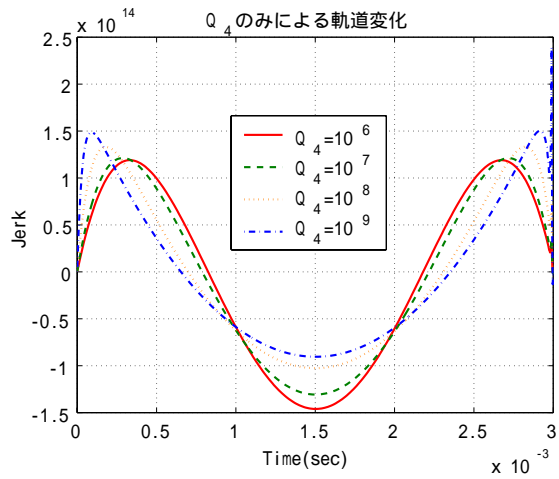
(a) 位置



(b) 速度



(c) 加速度



(d) 加速度変化率

図 4.5:  $q_4$  の変化による軌道変化

### 4.3 本手法の数値計算に基づいた SMART 理論の拡張

4.2 節の数値計算の結果により、ある特別なケース、すなわち、評価関数 (式 4.2) において状態に対する重み  $Q = 0$  のときは、加速度変化率の微分値の自乗積分だけが評価関数に含まれるから加速度変化率が効果的に抑えられると期待される。

このことは加速度変化率と言う新たな状態変数を設け最適制御理論を適用することによって、機械振動の原因となる加速度変化率を抑えることもできるし、特に、各状態に対する重み  $Q = 0$  のときは SMART 理論と同じように目標軌道の数式化も出来るという利点が生じる。

各状態に対する重み  $Q = 0$  のときの最適制御理論の解は数式を用いて式 (4.15、4.16、4.17、4.18) のように表現される。

$$x_1(t) = -20a\left(\frac{t}{T_0}\right)^7 + 70a\left(\frac{t}{T_0}\right)^6 - 84a\left(\frac{t}{T_0}\right)^5 + 35a\left(\frac{t}{T_0}\right)^4 \quad (4.15)$$

$$x_2(t) = \frac{a}{T_0}[-140\left(\frac{t}{T_0}\right)^6 + 420\left(\frac{t}{T_0}\right)^5 - 420\left(\frac{t}{T_0}\right)^4 + 140\left(\frac{t}{T_0}\right)^3] \quad (4.16)$$

$$x_3(t) = \frac{a}{(T_0)^2}[-840\left(\frac{t}{T_0}\right)^5 + 2100\left(\frac{t}{T_0}\right)^4 - 1680\left(\frac{t}{T_0}\right)^3 + 420\left(\frac{t}{T_0}\right)^2] \quad (4.17)$$

$$x_4(t) = \frac{a}{(T_0)^3}[-4200\left(\frac{t}{T_0}\right)^4 + 8400\left(\frac{t}{T_0}\right)^3 - 5040\left(\frac{t}{T_0}\right)^2 + 840\frac{t}{T_0}] \quad (4.18)$$

また、図 4.6 は式 (4.15、4.16、4.17、4.18) を定規化した各状態値の軌道を表している。図 4.6 より、初めと終わり部分の加速度が滑らかに変化していることが確認できる。

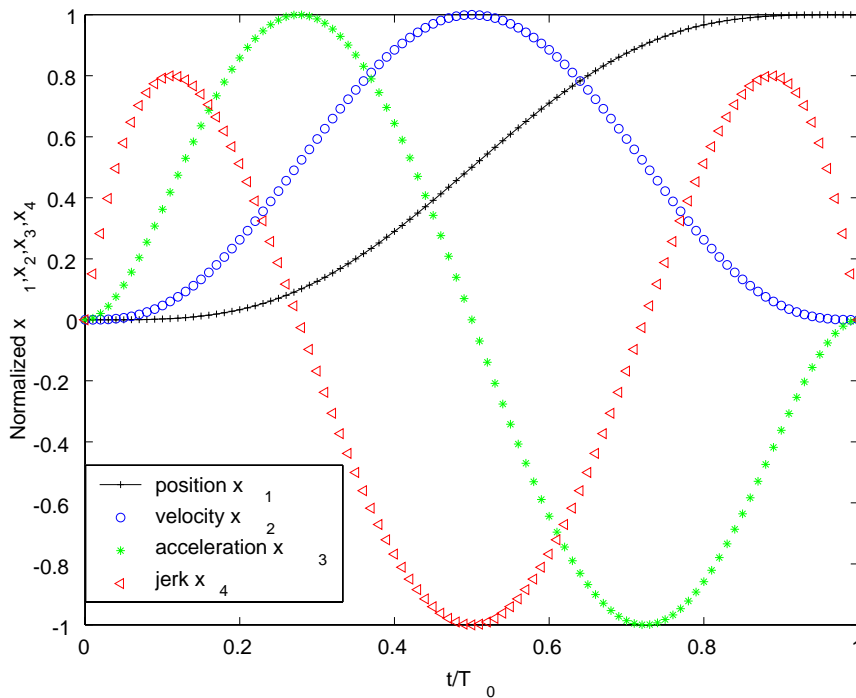


図 4.6: 数式化された  $x(t)$  の軌道

# 第5章 時変重みを利用した軌道計画

## 5.1 はじめに

本章では、より高速高精度な位置決め動作が要求される場合を考える。そのとき要求される軌道として、軌道の初めの部分には速く加速し、終わりの部分には滑らかな減速、終端点では、正確な位置決めと言う左右非対称な軌道の計画が考えられる。その左右非対称軌道は各状態に対する重み  $Q$  を時変にすることによって実現できる。

上記のような目標軌道を企画するために、4章の重み  $Q$  (一定値) の変化による軌道変化を調べた結果に基づき、重み  $Q$  の時変関数を作ることにする。より高速高精度な位置決め動作は、各時間ごとに重み  $Q$  をダイナミカルに変化させることによって生成される最適目標軌道をシーク制御系に適用することで実現出来ると予想される。

まず、5.2節では各状態変数に対する時変重み  $Q_1(t), Q_2(t), Q_3(t), Q_4(t)$  による軌道の変化を分析する。

そして、5.3節で高速高精度位置決めのための最適軌道を生成する。

## 5.2 時変重み $Q(t)$ による軌道の変化

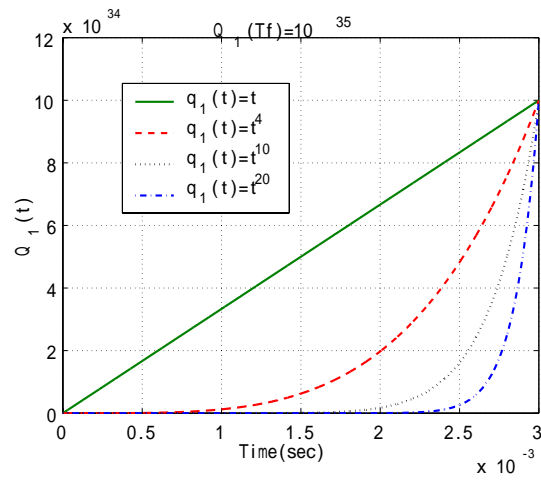
図 5.1 と図 5.2 は位置に対する時変重みによる軌道の変化を説明するものである。

図 5.3 と図 5.4 は速度に対する時変重みによる軌道の変化を説明するものである。

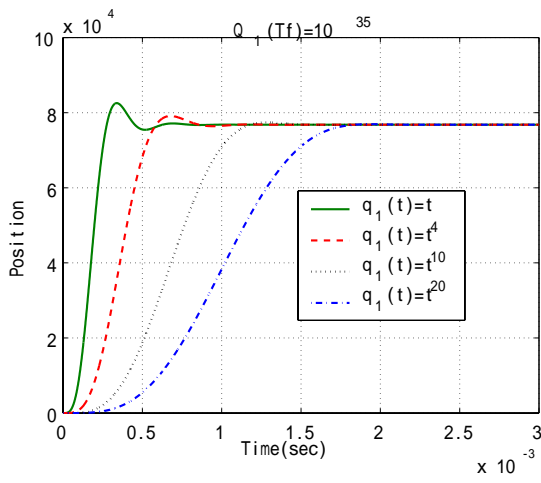
図 5.5 と図 5.6 は加速度に対する時変重みによる軌道の変化を説明するものである。

図 5.7 と図 5.8 は加速度変化率に対する時変重みによる軌道の変化を説明するものである。

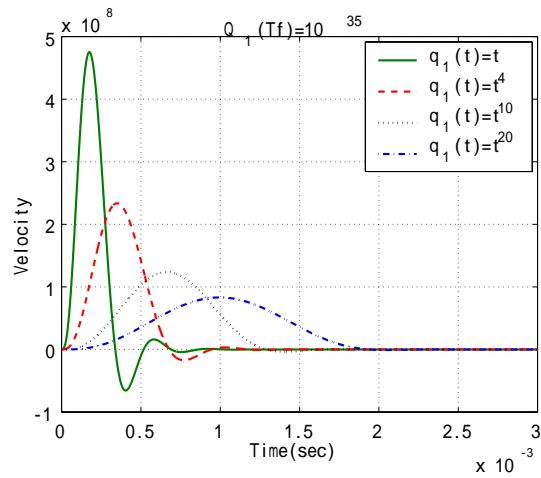
5.3節では、これらの図に基づいてより高速高精度なシーク制御を可能にする最適目標軌道を設計することにする。



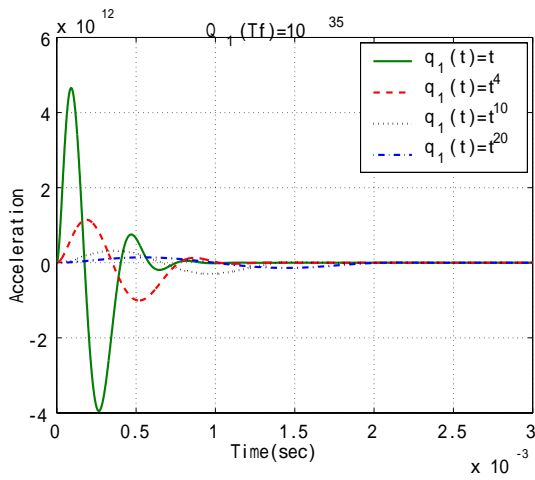
(a)  $Q_1$  の変化



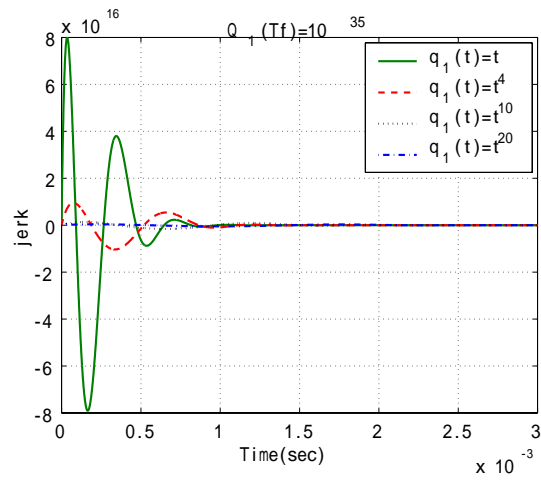
(b) 位置



(c) 速度

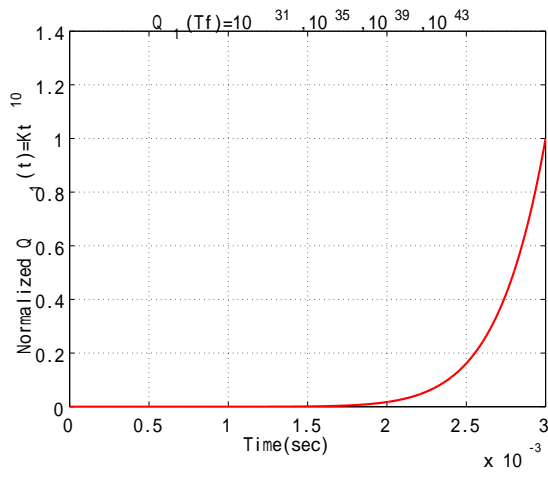


(d) 加速度

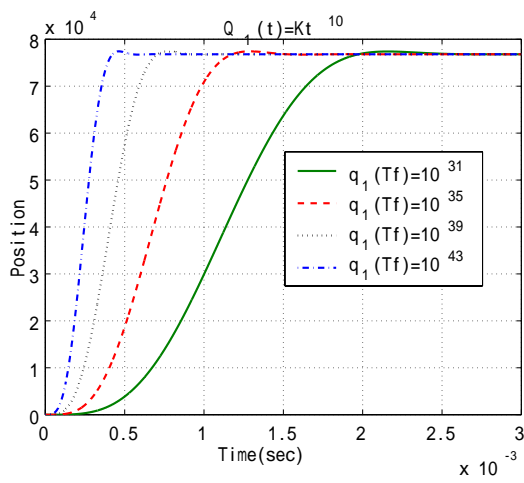


(e) 加速度変化率

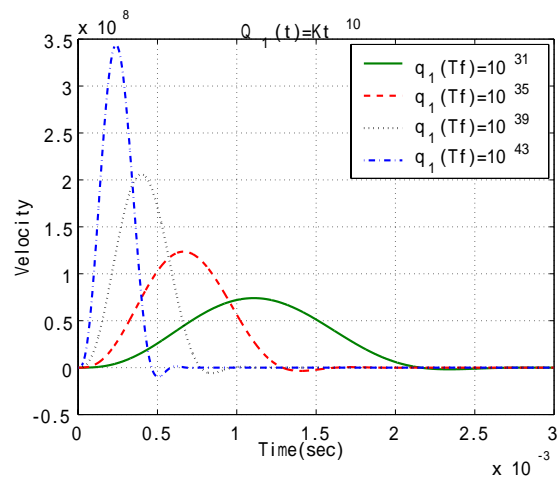
図 5.1:  $Q_1$  のみの時間変化 (最終値固定  $10^{35}$ )



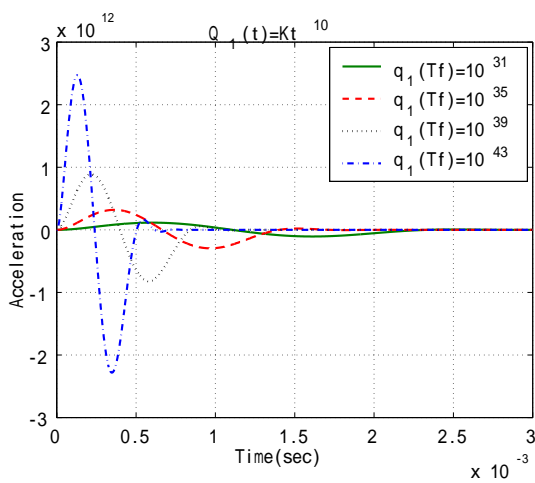
(a)  $Q_1$  の時間変化



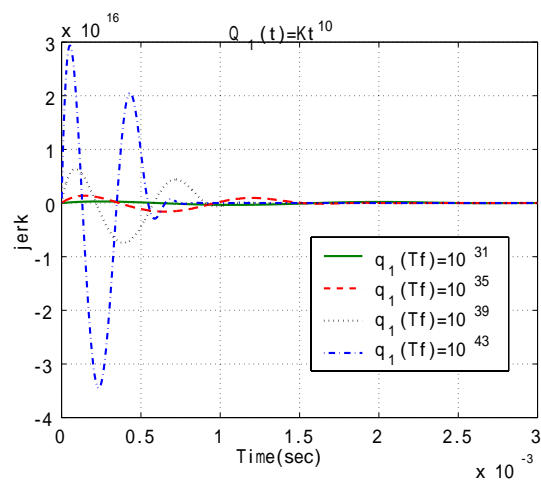
(b) 位置



(c) 速度

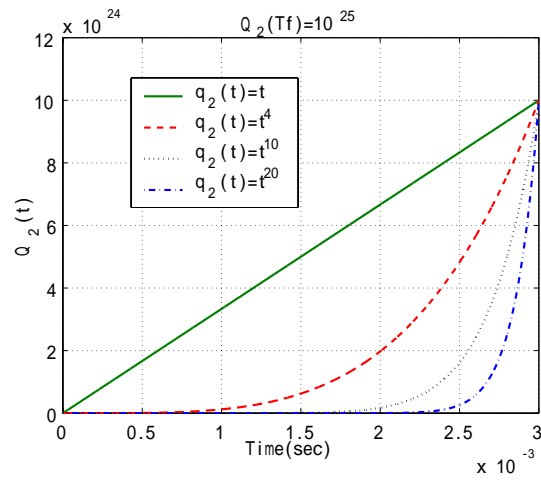


(d) 加速度

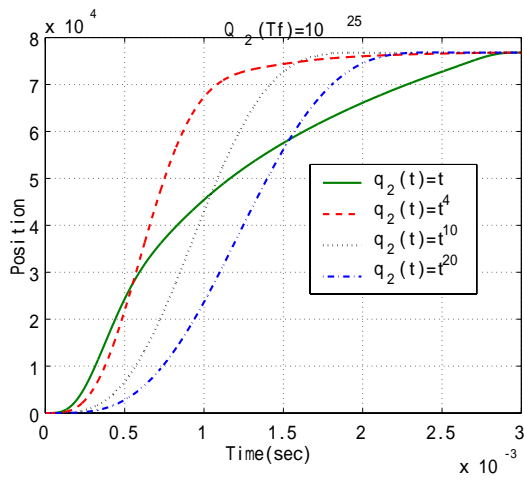


(e) 加速度変化率

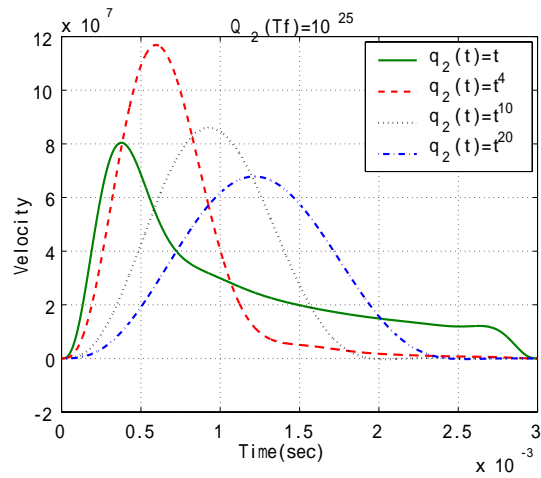
図 5.2:  $Q_1$  のみの時間変化 (最終値変化)



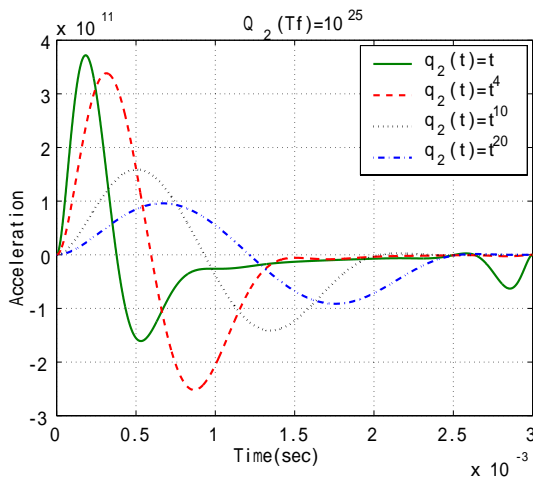
(a)  $Q_2$  の変化



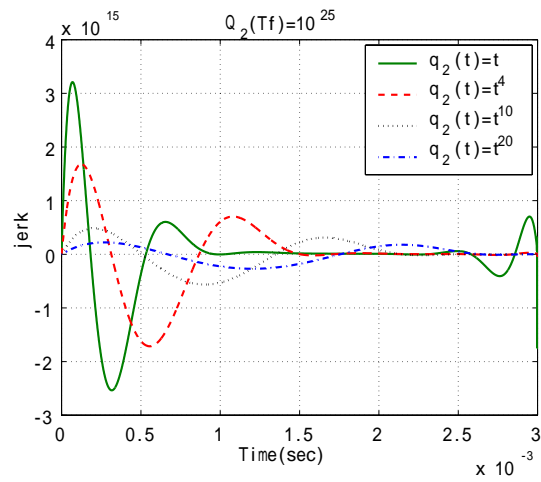
(b) 位置



(c) 速度



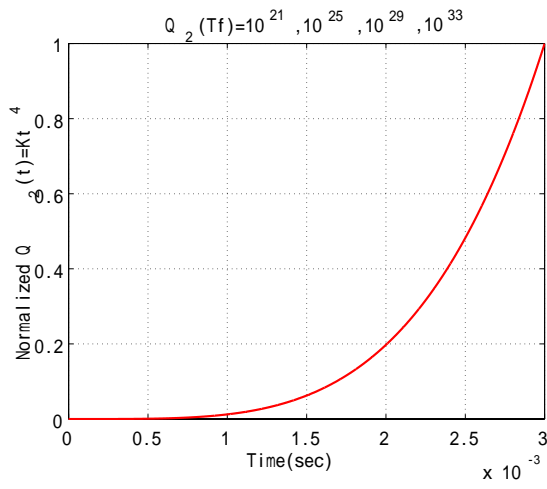
(d) 加速度



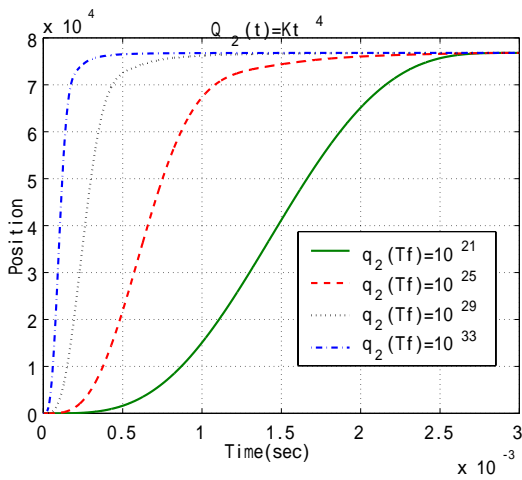
(e) 加速度変化率

図 5.3:  $Q_2$  のみの時間変化 (最終値固定  $10^{25}$ )

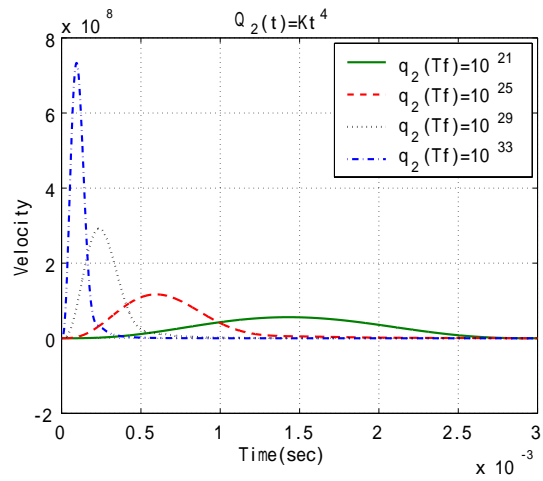




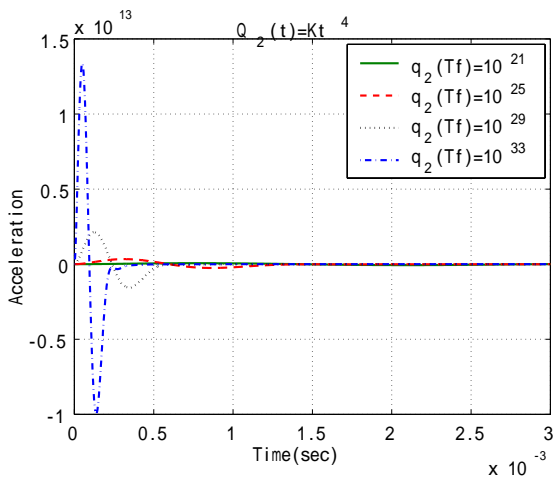
(a)  $Q_2$  の変化



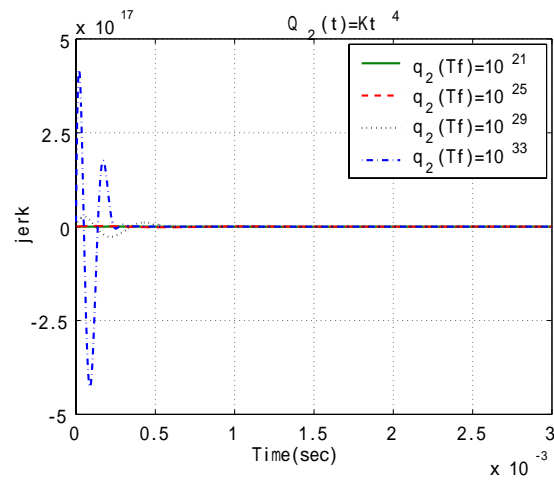
(b) 位置



(c) 速度

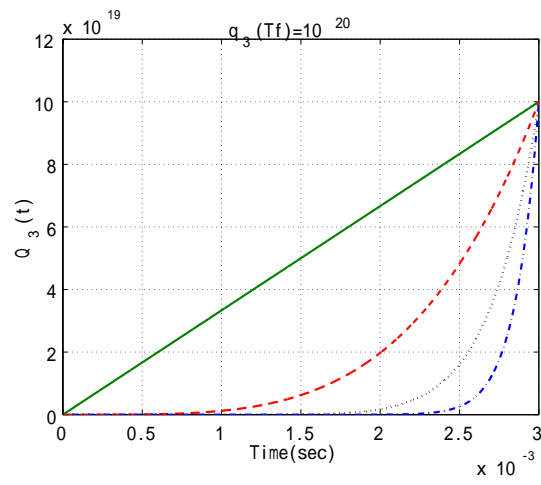


(d) 加速度

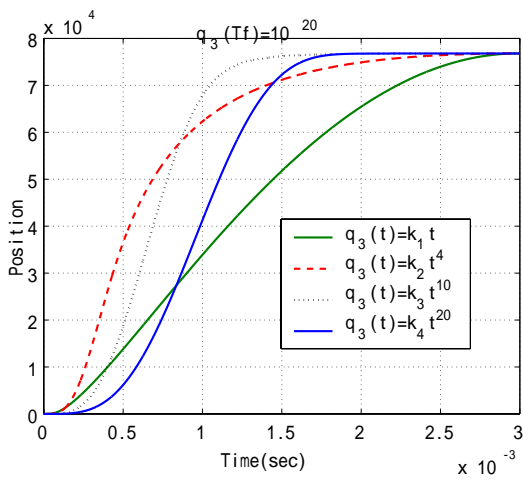


(e) 加速度変化率

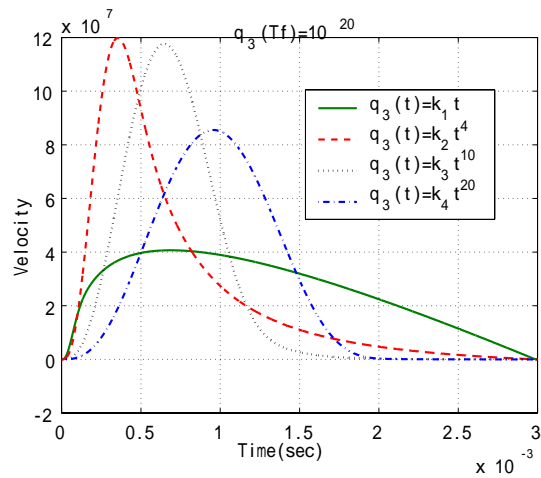
図 5.4:  $Q_2$  のみの時間変化 (最終値変化)



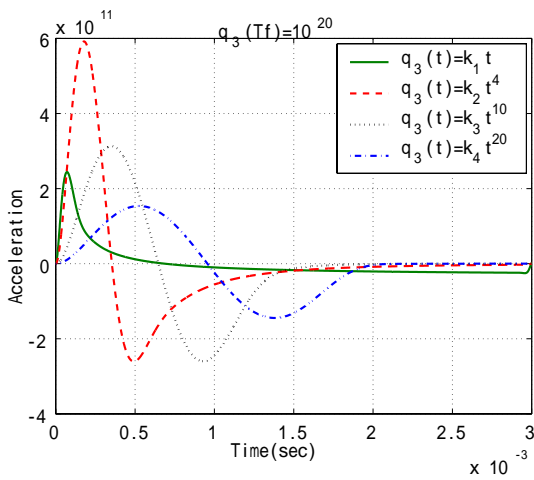
(a)  $Q_3$  の変化



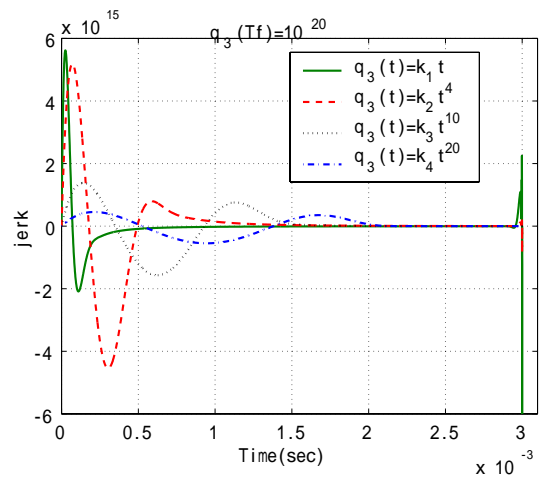
(b) 位置



(c) 速度

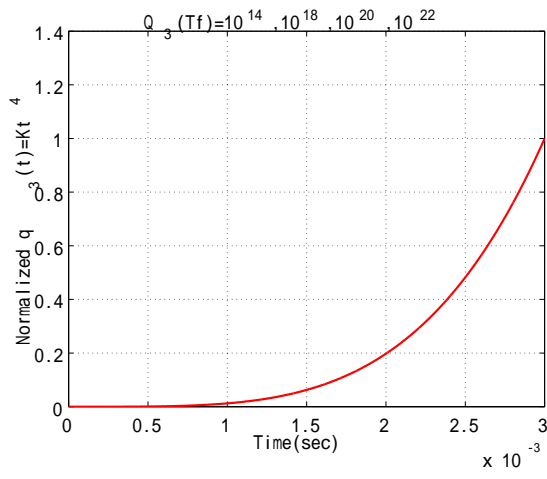


(d) 加速度

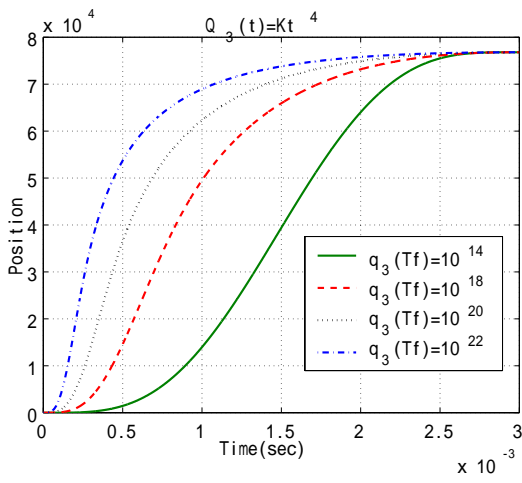


(e) 加速度変化率

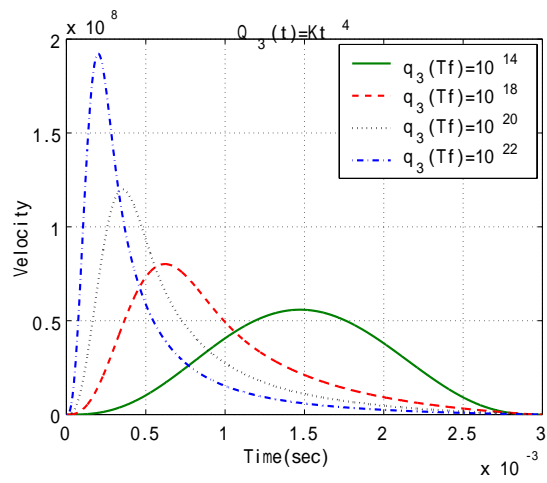
図 5.5:  $Q_3$  のみの時間変化 (最終値固定  $10^{20}$ )



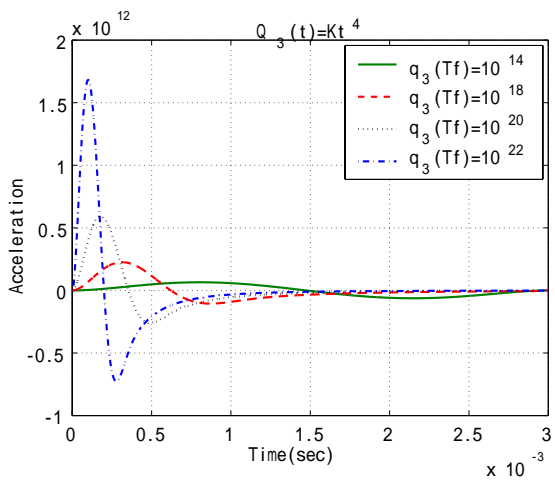
(a)  $Q_3$  の時間変化



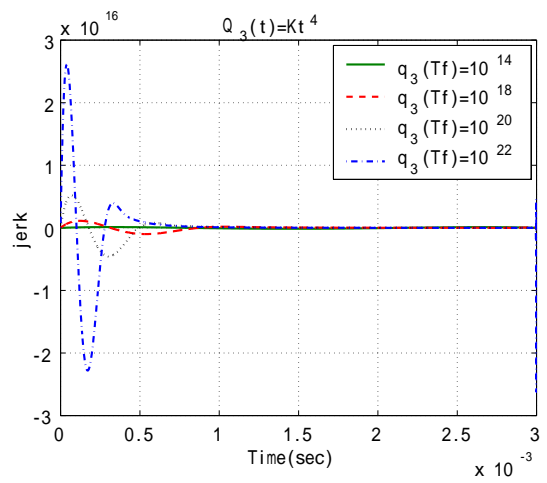
(b) 位置



(c) 速度

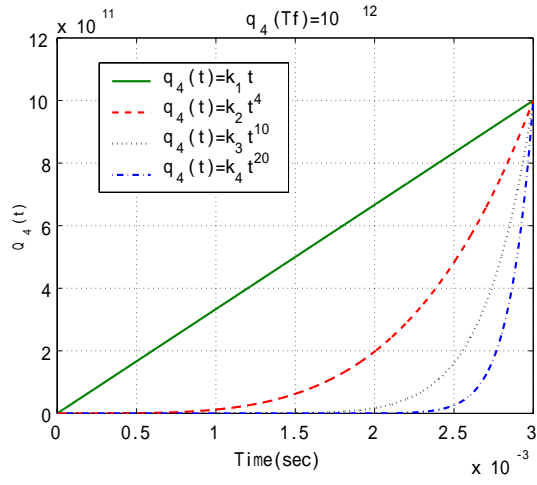


(d) 加速度

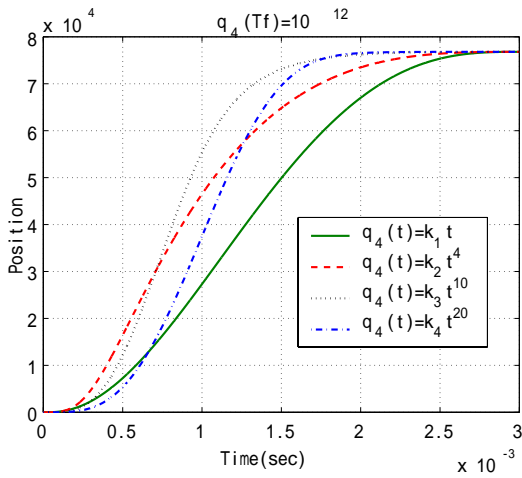


(e) 加速度変化率

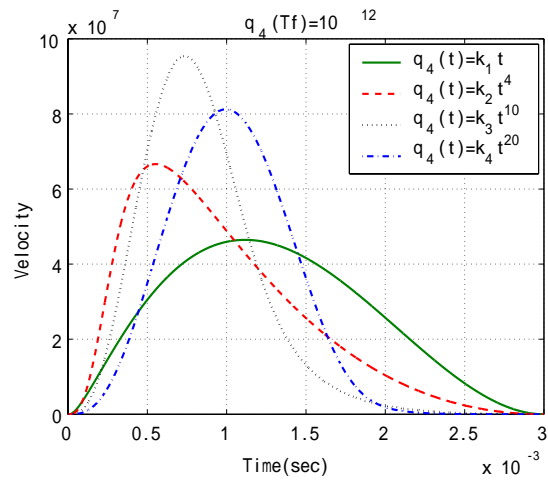
図 5.6:  $Q_3$  のみの時間変化 (最終値変化)



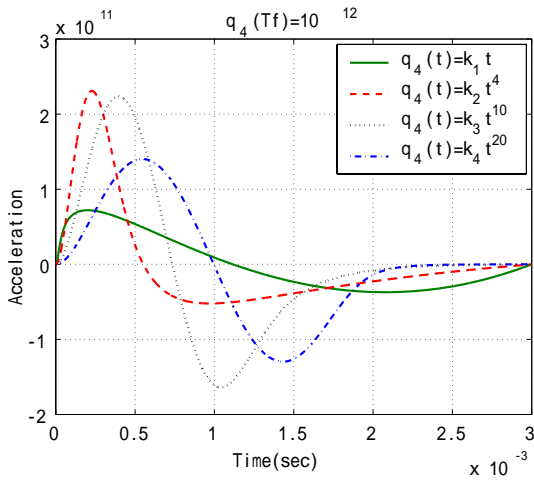
(a)  $Q_4$  の変化



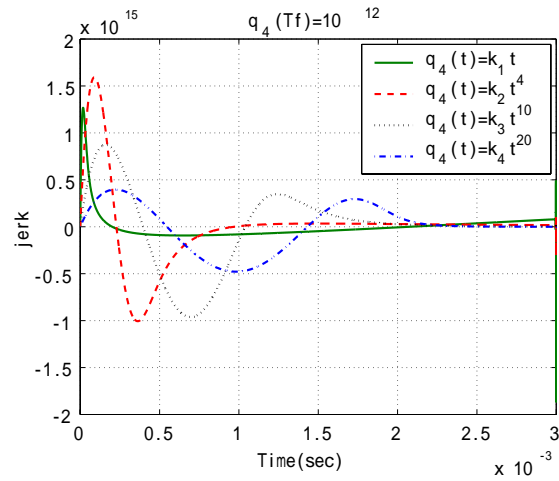
(b) 位置



(c) 速度

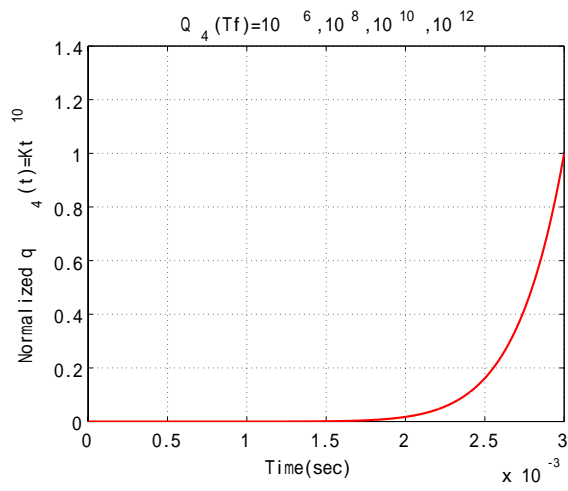


(d) 加速度

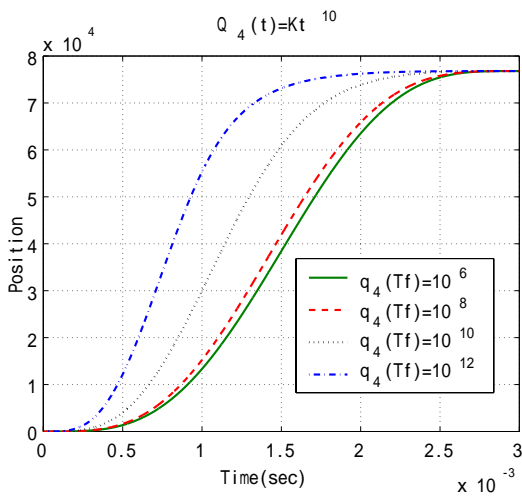


(e) 加速度変化率

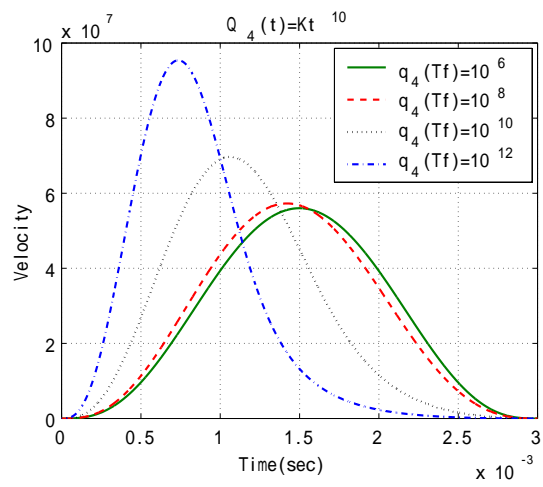
図 5.7:  $Q_4$  のみの時間変化 (最終値固定  $10^{12}$ )



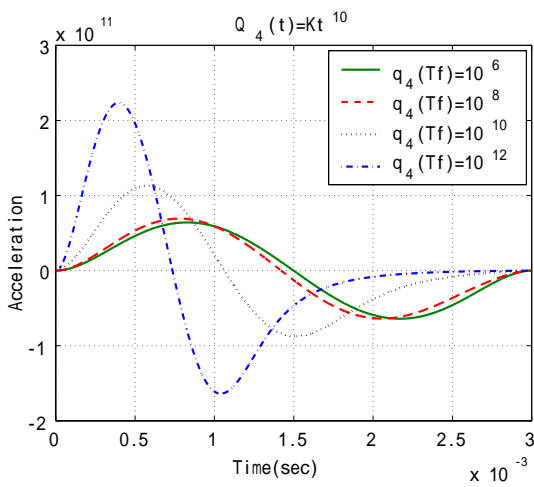
(a)  $Q_4$  の変化



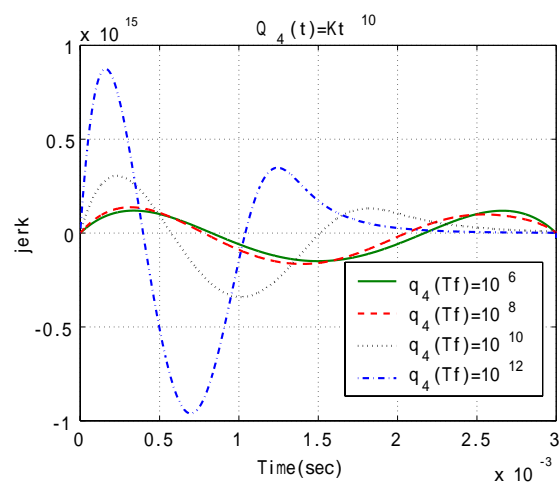
(b) 位置



(c) 速度



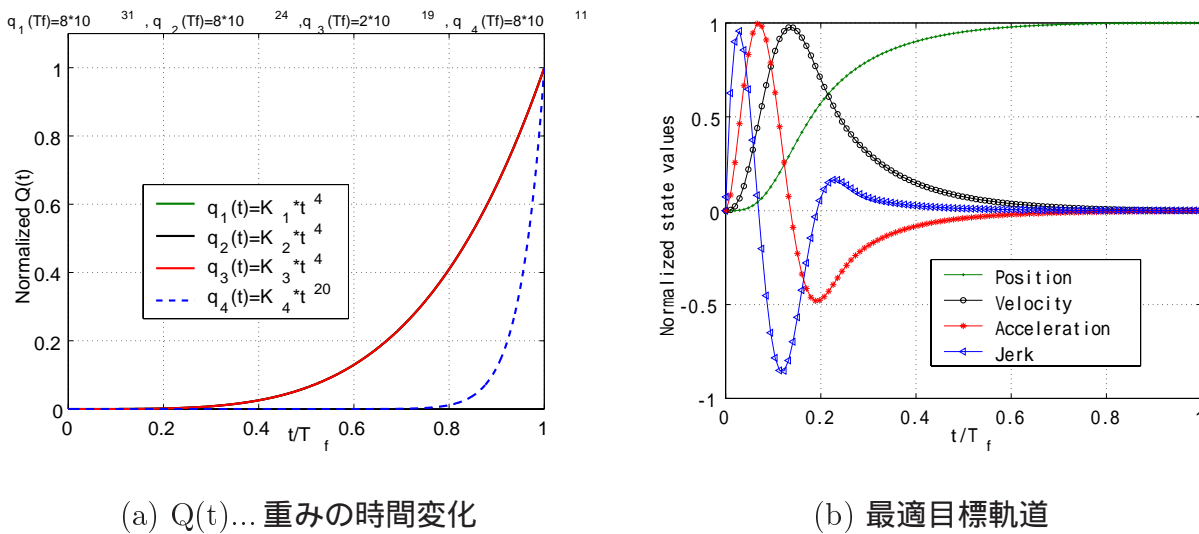
(d) 加速度



(e) 加速度変化率

図 5.8:  $Q_4$  のみの時間変化 (最終値変化)

## 5.3 高速高精度位置決めのための最適軌道の生成

図 5.9:  $Q(t)$  による最適目標軌道

最適な時変重み関数を目標軌道生成に適用することにより、より高速高精度的な位置決め制御を行うことが可能であると予想される。本節では、5.2節での軌道の変化の結果に基づき、最適な目標軌道を生成する。その最適軌道の条件としては以下のようなことが挙げられる。

- なるべく高速で目標時点まで到達すること
- オーバシュートを発生しないこと
- 最大速度の時点から終端部分までの速度軌道は滑らかであること
- 終端部分での加速度変化率は最小化すること

以上のような条件を満たしながら、磁気ディスク固有の特性である電流の最大値を越えないよう考慮しながら、図 5.9 のように各状態への重み  $Q(t)$  による最適な目標軌道を生成する。

# 第6章 磁気ディスク装置への適用

## 6.1 はじめに

本章では第4章, 第5章で生成された目標軌道を磁気ディスク装置の位置決め制御系へ適用する。具体的に、6.2節では第4章での本手法により重み  $Q = 0$  のときの数式化された目標軌道と、第5章でのより高速高精度な位置決めのため時変重みを利用して最適化された目標軌道をそれぞれ磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系へ適用したシミュレーションについて述べる。そして、6.3節では実際の2.5インチ磁気ディスク装置を利用して実験的な検証を行う。

## 6.2 シミュレーション

### 6.2.1 比較対象

図6.1は本手法の比較対象であるモデル追従制御による磁気ディスクのシーク制御系を表している。

この制御系に使われている目標速度軌道は目標トラックまでの残り距離に応じて生成され、高速な移動を実現するために操作量をバングバング波形に近付けるように設定される。ただし、目標トラックの近くでは、滑らかに減速する軌道が使われている。

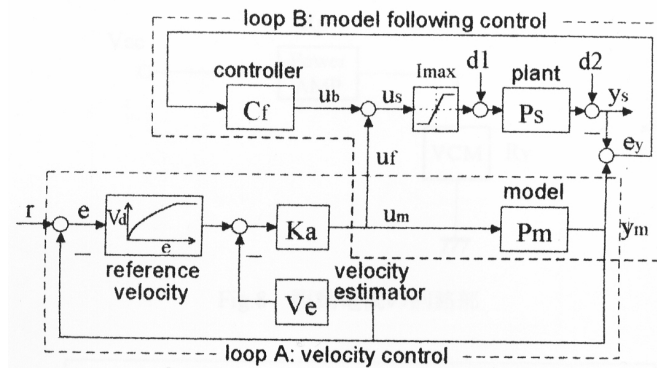


図 6.1: MFC シーク制御系

### 6.2.2 シミュレーションの方法

基本的に、制御対象である磁気ディスク装置の Voice Coil Motor のモデルとして不安定零点を有する場合を考慮する。

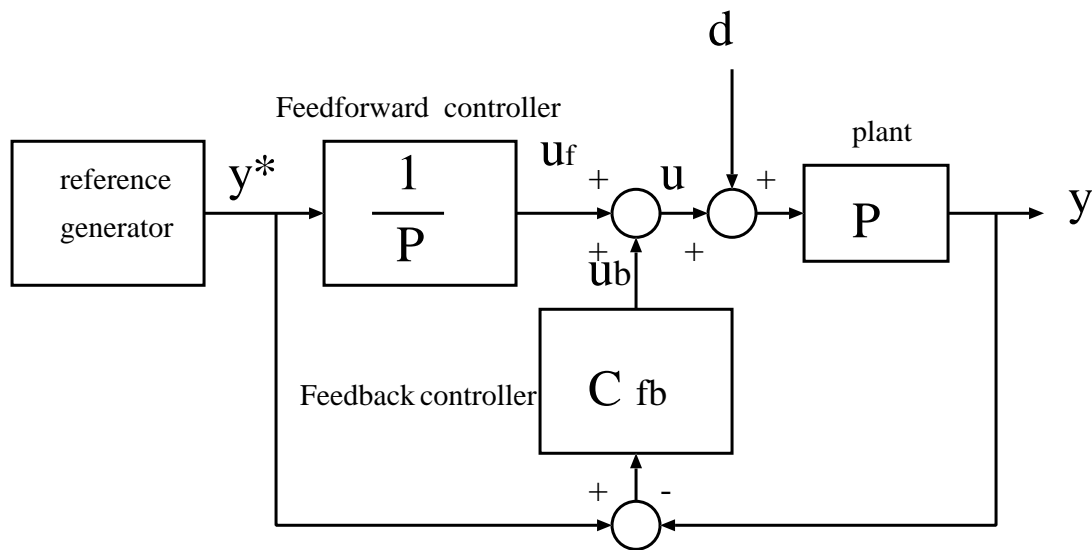


図 6.2: 理想的なブロックダイアグラム

図 6.2 は本目標軌道設計手法の有効性を検証するための理想的なブロックダイアグラムである。

制御系の切替えをすることなく位置制御のみで高速シーク動作が実現できる手法として注目されている 2 自由度制御系の構造を持っている。すなわち、エラー圧縮特性にかかわるフィードバックコントローラと目標値追従特性にかかわるフィードフォワードコントローラを有して、2 自由度的にシーク制御を行っている。

ただし、本シミュレーションではエラー圧縮特性にかかわるフィードバックコントローラの方は上記比較対象と同一なコントローラとしている。

一方、フィードフォワード制御器としては、図 6.2 のように制御対象の逆システムを入れ、零極点相殺の効果により目標値応答特性を改善するのが一般的である。しかし、このように制御対象に不安定零点が存在する場合、その逆システムであるフィードフォワードコントローラ自体が不安定系になり、制御系全体が発散することになる。

そこで、本手法において全ての状態に対する目標軌道が生成されていることに着目、フィードフォワードコントローラは式 (6.1) のようにテーラー展開により近似計算して設計した。

$$\frac{1}{P}y^* = K_1s^2y^* + K_2s^3y^* = K_1a^* + K_2j^* \quad (6.1)$$

図 6.3 は本提案手法により生成される目標軌道の有効性を検証するための再構成した位置決め制御系である。



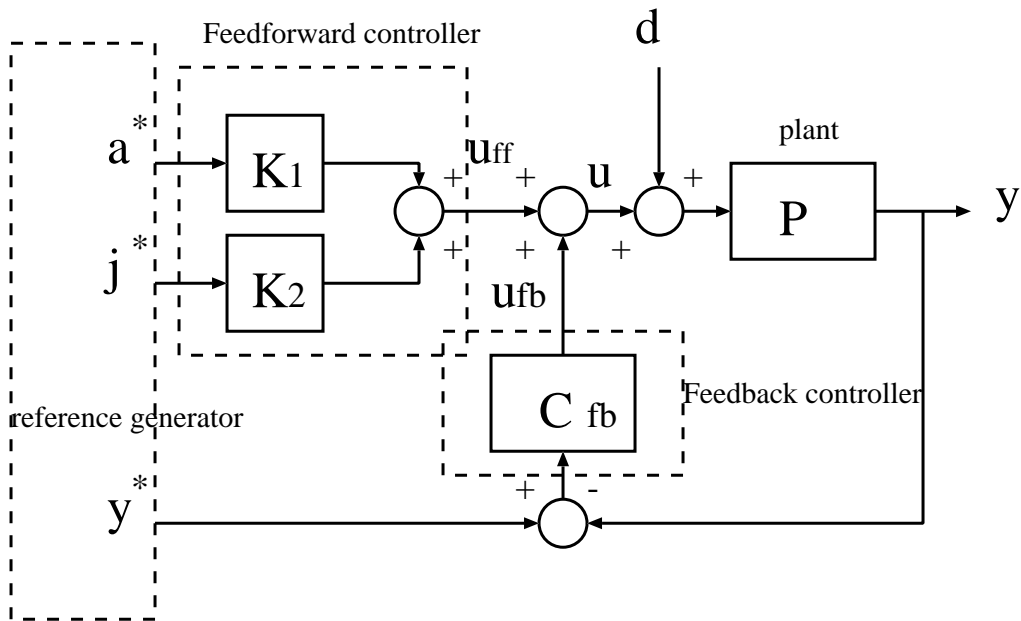


図 6.3: Reconstructed block diagram

### 6.2.3 離散系の目標軌道の適用

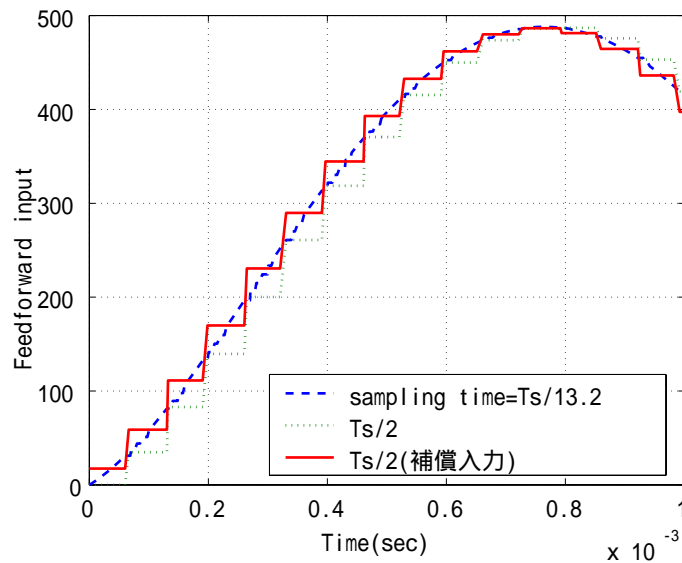


図 6.4: フィードフォワード分の補償

本研究での目標軌道は制御周期 ( $132\mu\text{sec}$ ) より十分に速いサンプル時間 ( $10\mu\text{sec}$ ) で生成される。実際に磁気ディスク装置へ適用する際に、フィードフォワード入力周期として制御周期より 2 倍速くしている。

その離散化に伴うフィードフォワード入力の誤差は、2 自由度制御の特徴でもある零極点相殺の効果の低下を招くことになる。そこで、この離散化の誤差を最小化するために式 6.2 のように離散系でのフィードフォワード制御器を再構成することにする。

$$C_{ff}(n) = \frac{C_{ff}(n) + C_{ff}(n+1)}{2} \quad (6.2)$$

ただし、 $C_{ff}(n)$ :  $n$  番目のフィードフォワード入力、 $C_{ff}(n+1)$ :  $n+1$  番目のフィードフォワード入力である。

図 6.4 は、式 (6.2) に基づき、離散系でのフィードフォワード制御器が連続系と同じく働くことができるように補償を行う一例である。このようにフィードフォワード入力を補償することにより、離散系の応答を連続系に近付けることが可能であると予想される。

## 6.2.4 本手法の数式化された軌道を利用したシミュレーション結果

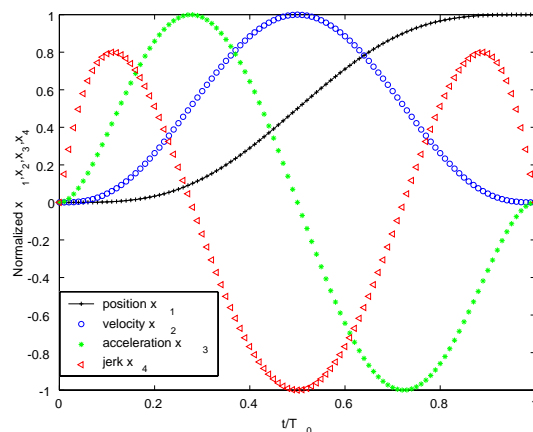


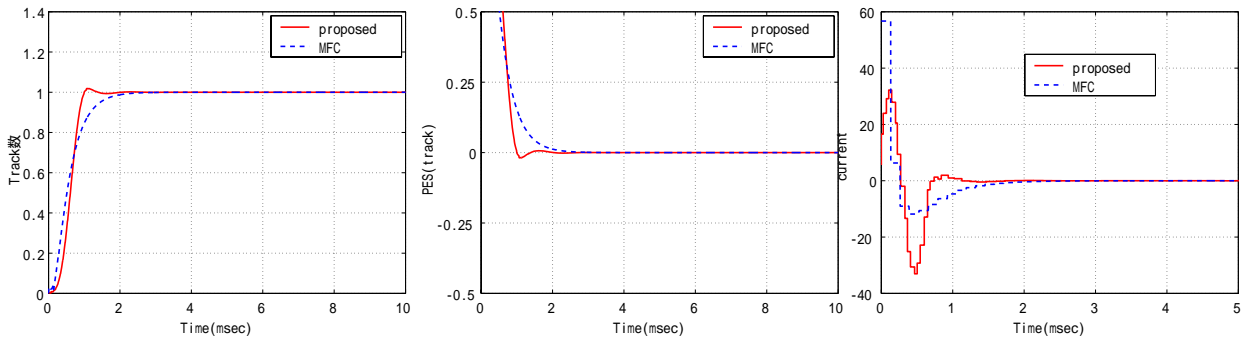
図 6.5: 数式化された  $x(t)$  の軌道

各状態での重み  $Q$  が時間に対して一定である場合は高速高精度という観点から見る限り、重み  $Q = 0$  のときが終端部分での加速度変化率が一番低くなり、最も速く位置決めされることが予想される。そこで、本節では図 6.5 で示す重み  $Q = 0$  のときの数式化された目標軌道を利用してシミュレーションを行う。まず、シミュレーションでのシーク距離は比較的短い 1 トラック、10 トラック、100 トラックの短距離の場合を考慮する。各トラックに対しての目標アクセス時間としては、1 トラックの場合は  $1.2msec$ 、10 トラックの場合は  $2.4msec$ 、100 トラックの場合は  $3.2msec$  にしてシミュレーションを行った。本節では、各トラックこと目標位置に対する目標値応答特性と、実験の際に生じるプラントのパラメータ変動に対してのロバスト特性についての検討を行う。

図 6.6 ~ 図 6.8 は、1、10、100 トラックのシーク特性を示すためのものである。全てのトラックに対して、比較対象である MFC 手法より立ち上がりの時間は遅くなっているものの、シークの終端部分での位置決め時間は高速であることが確認できる。また、本手法の方が VCM 電流の制限も少ないことがわかる。このことは目標トラック数がある程度まで増えた場合も電流の飽和を起こさないことを意味している。

図 6.9 ~ 図 6.11 は、1、10、100 トラックのロバスト特性を示すためのものである。全てのトラックに対して比較対象よりプラントの変動によるロバスト特性は落ちていることが確認できる。特に、100 トラックのプラント変動  $-10\%$  の場合は終端部分での振動の幅が大きく、その影響がとなりのトラックまで及んでいることがわかる。このことは、いぜんとして終端部分での加速度変化率が大きいからであると考えられる。

目標値応答特性 (プラント変動の考慮なし)

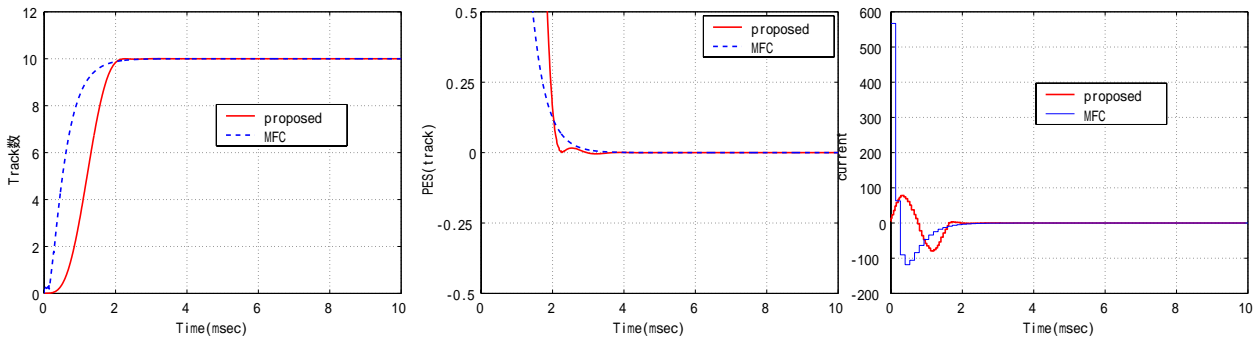


(a) 目標値応答特性

(b) PES

(c) VCM current

図 6.6: 1トラック シーク特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)

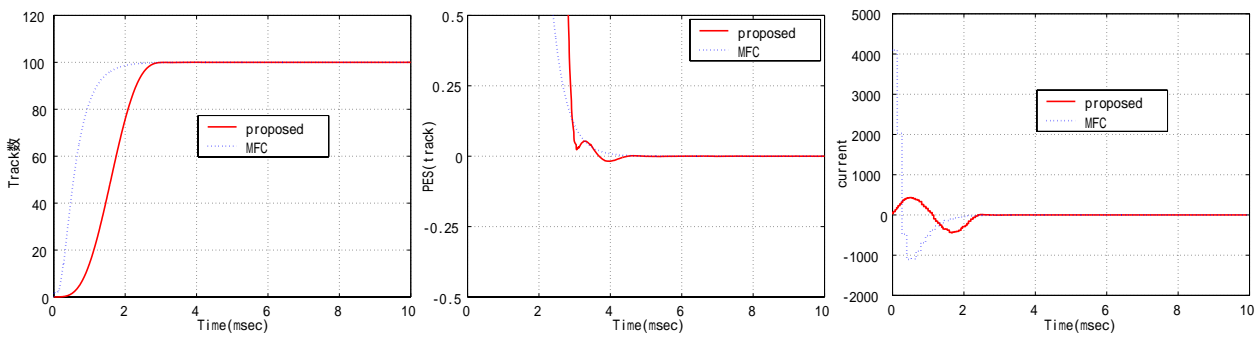


(a) 目標値応答特性

(b) PES

(c) VCM current

図 6.7: 10トラック シーク特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)



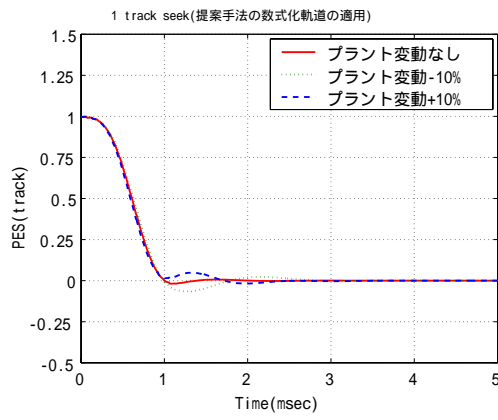
(a) 目標値応答特性

(b) PES

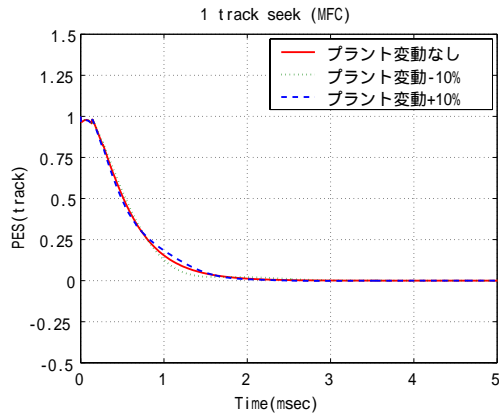
(c) VCM current

図 6.8: 100トラック シーク特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)

プラント変動の考慮あり (ロバスト特性)

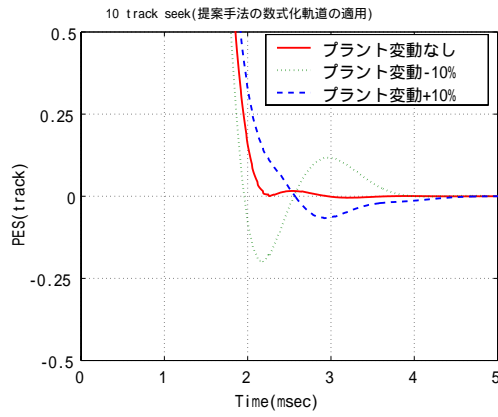


(a) 提案手法

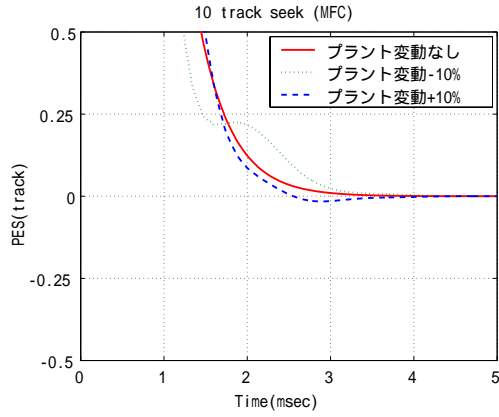


(b) MFC

図 6.9: 1トラックロバスト特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)

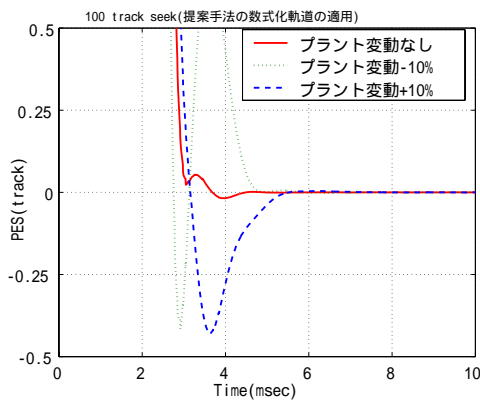


(a) 提案手法

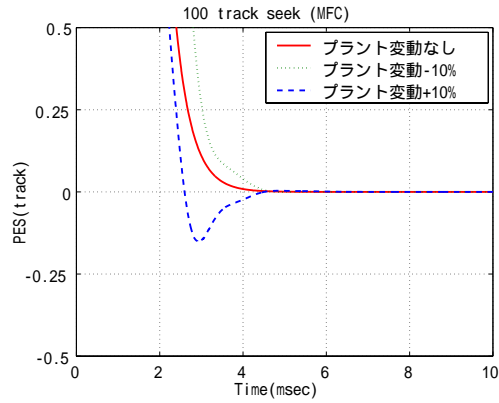


(b) MFC

図 6.10: 10トラックロバスト特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)



(a) 提案手法



(b) MFC

図 6.11: 100トラックロバスト特性 ( $Q = 0$  の軌道適用)

## 6.2.5 本手法の時変重みによる軌道を利用したシミュレーション結果

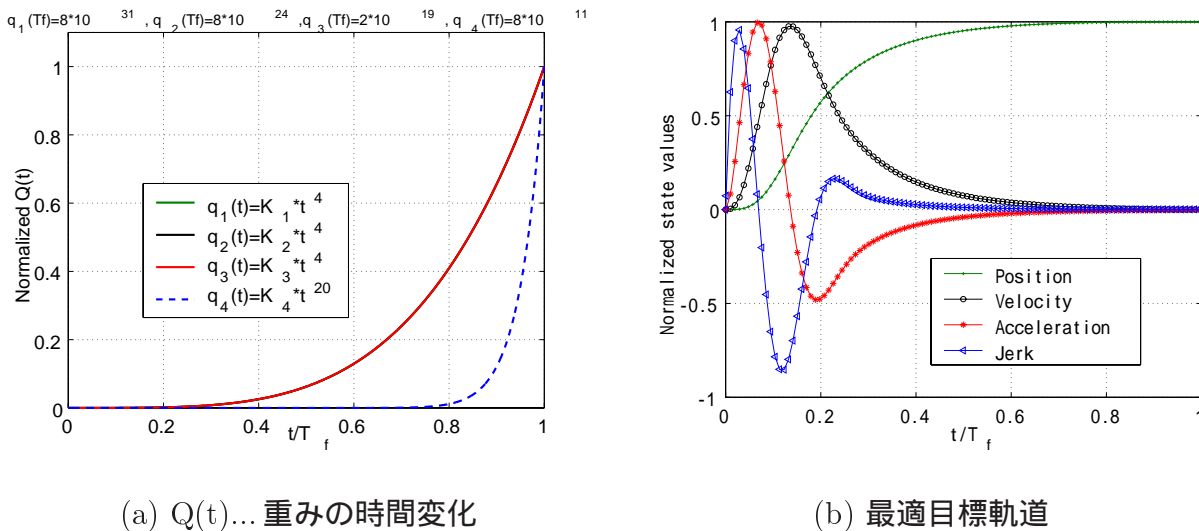


図 6.12:  $Q(t)$  による最適目標軌道

最適な時変重み関数を目標軌道生成に適用することにより、より高速高精度的な位置決め制御を行うことが可能であると予想される。そこで、本節では図 6.12 で示す  $Q(t)$  による最適目標軌道を利用してシミュレーションを行う。シミュレーションでのシーク距離は比較的短い 1 トラック、10 トラック、100 トラックの短距離の場合を考慮する。各トラックに対しての目標アクセス時間としては、1 トラックの場合は  $1.2msec$ 、10 トラックの場合は  $2.4msec$ 、100 トラックの場合は  $3.2msec$  にしてシミュレーションを行った。本節では、各トラックこと目標位置に対する目標値応答特性と、実験の際に生じるプラントのパラメータ変動に対してのロバスト特性についての検討を行う。

図 6.13 ~ 図 6.15 は、1、10、100 トラックのシーク特性を示すためのものである。全てのトラックに対して、比較対象である MFC 手法より高速で目標トラックの中心に位置決めされていることが確認できる。また、VCM 電流の飽和も起こさないことも確認できる。

図 6.16 ~ 図 6.18 は、1、10、100 トラックのロバスト特性を示すためのものである。全てのトラックに対してプラントの変動によるロバスト特性が比較対象と比べてそれほど落ちてないことが確認できる。

これらのシミュレーション結果は実際の磁気ディスク装置への適用も可能であることを意味している。

プラント変動の考慮なし

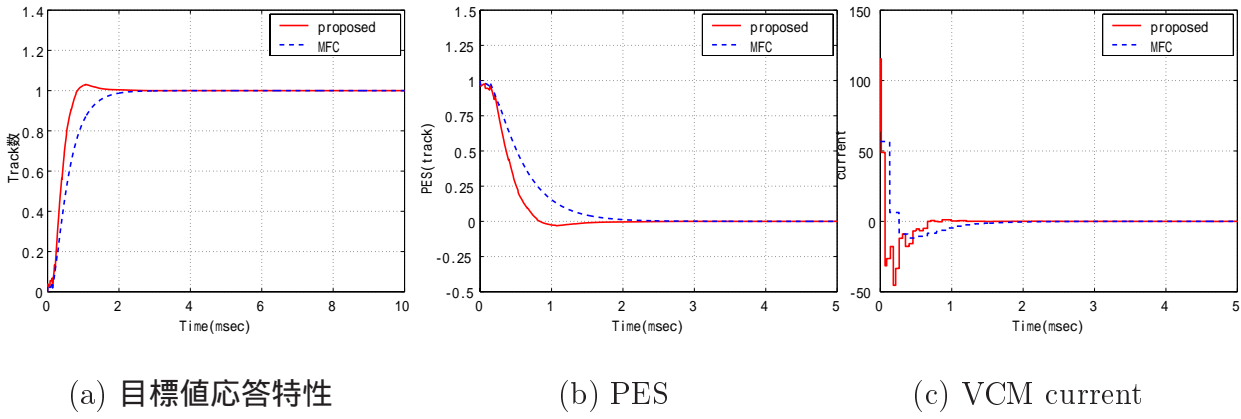


図 6.13: 1トラック シーク特性 (時変重みの軌道適用)

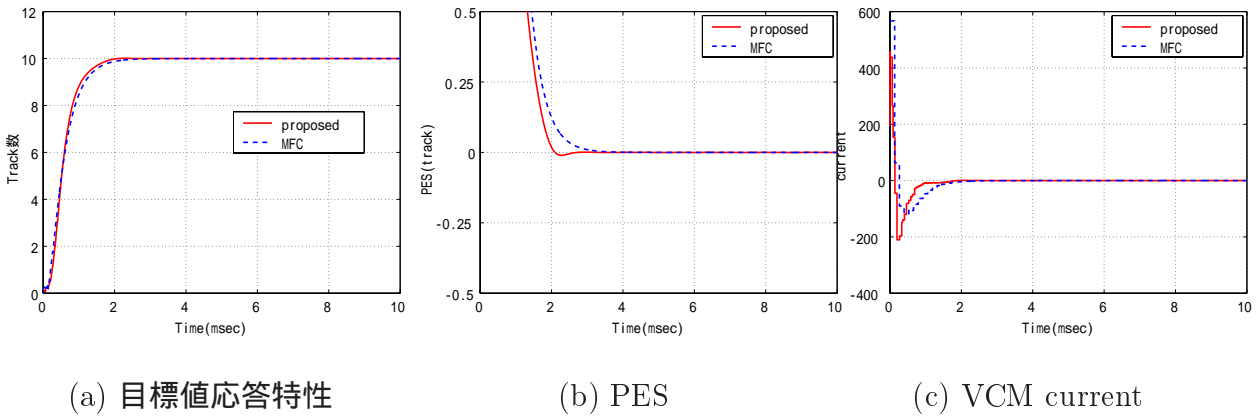


図 6.14: 10トラック シーク特性 (時変重みの軌道適用)

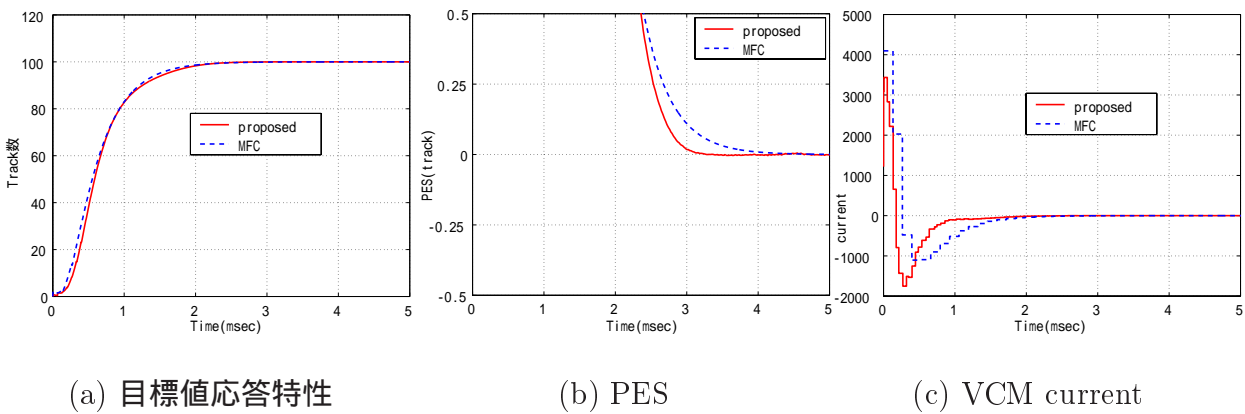
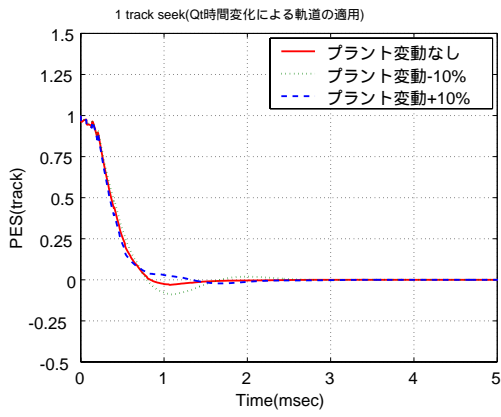
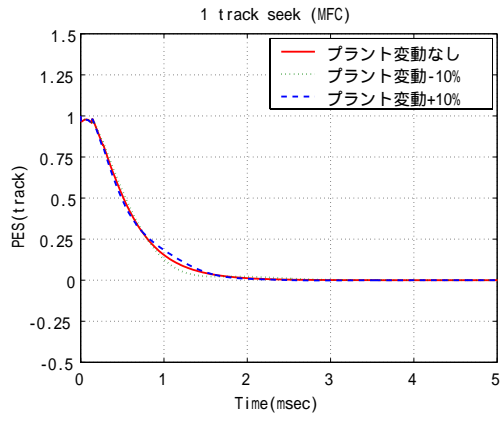


図 6.15: 100トラック シーク特性 (時変重みの軌道適用)

プラント変動の考慮あり (ロバスト特性)

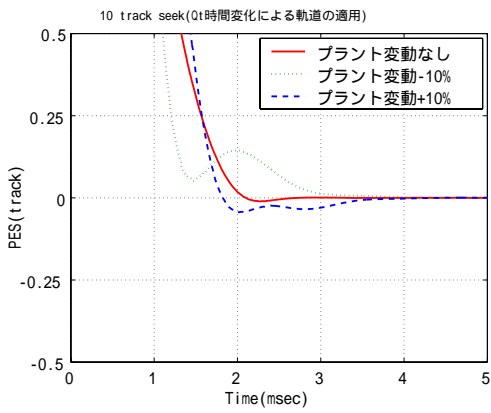


(a) 提案手法

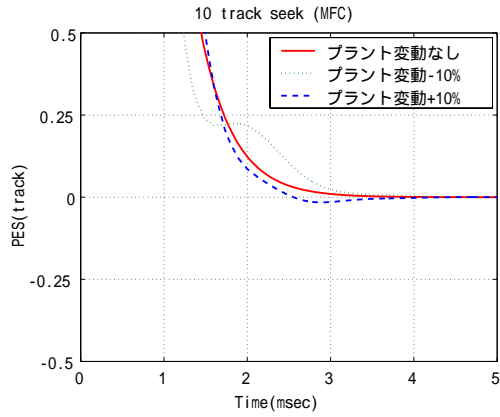


(b) MFC

図 6.16: 1トラック ロバスト特性 (時変重みの軌道適用)

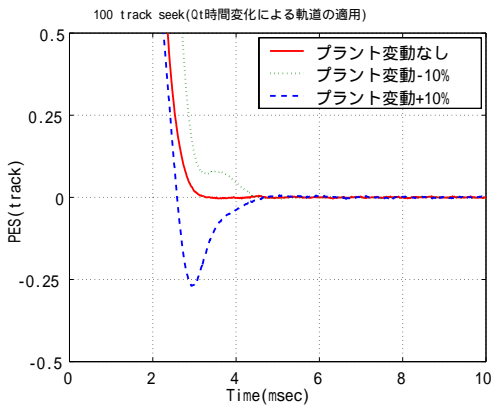


(a) 提案手法

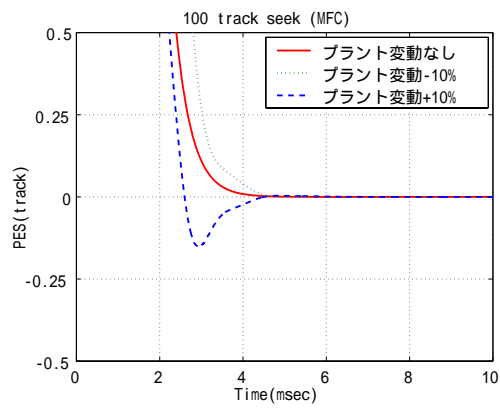


(b) MFC

図 6.17: 10トラック ロバスト特性 (時変重みの軌道適用)



(a) 提案手法



(b) MFC

図 6.18: 100トラック ロバスト特性 (時変重みの軌道適用)



## 6.3 実験的検証

本節では6.4節でのシミュレーション結果に基づき、時変重みを利用した本提案手法を2.5インチ磁気ディスク装置に適用し、その性能を評価する。

### 6.3.1 実験の概要

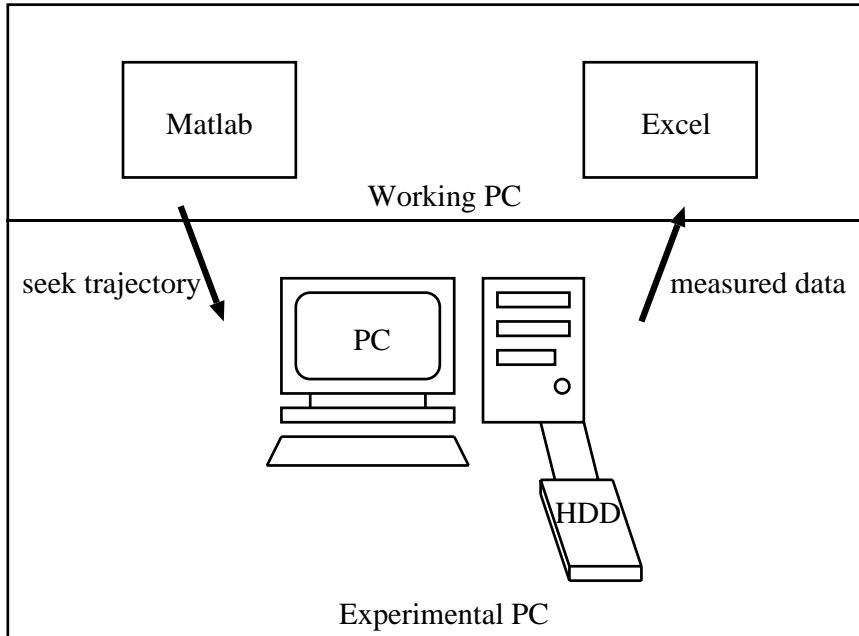


図 6.19: 実験の概念図

本節では提案する手法を検証する実験環境について述べる。図6.19のような実験の概念により時変重みを利用した本提案手法の有効性を実証する。まず、ワークPCのMATLAB上で本提案手法からの目標軌道を生成してテーブル化する。そのテーブル化されたシーク目標軌道を実験PC上まで持って来て2.5インチ磁気ディスク装置のアームを動かすフィードフォワード入力として利用する。実際アームが動いた軌道を測定データとしてワークPC上まで持ってくる。この測定データはEXCELを利用して分析され、本提案手法の有効性を実証するためのデータとして扱われる。

本実験は6.2.5節の時変重みを利用した場合のシミュレーション結果を実証するのを目的とする。したがって、6.2.5節での目標軌道の条件と全く同一である。すなわち、本実験では、移動距離が1,10,100トラックの場合を考慮する。そのときの目標アクセス時間としては、1トラックの場合が $1.2msec$ ,10トラックの場合が $2.4msec$ ,そして、100トラックの場合は $3.2msec$ としている。

また、本実験ではロバスト特性を考慮するために同一目標トラックに対してHDD#1とHDD#2の二つの装置を制御の対象としてある。

### 6.3.2 実験結果

図 6.20 と図 6.21 は移動距離が 1トラックの場合の実験結果を MFC と比較したものである。目標トラックの中心から  $\pm 10\%$  以内を評価の基準とすると約 50% の移動時間短縮効果があることが確認できる。

図 6.22 と図 6.23 は移動距離が 10トラックの場合の実験結果を MFC と比較したものである。目標トラックの中心から  $\pm 10\%$  以内を評価の基準とすると約 50% の移動時間短縮効果があることが確認できる。

図 6.24 と図 6.25 は移動距離が 100トラックの場合の実験結果を MFC と比較したものである。目標トラックの中心から  $\pm 10\%$  以内を評価の基準とすると約 25% の移動時間短縮効果があることが確認できる。

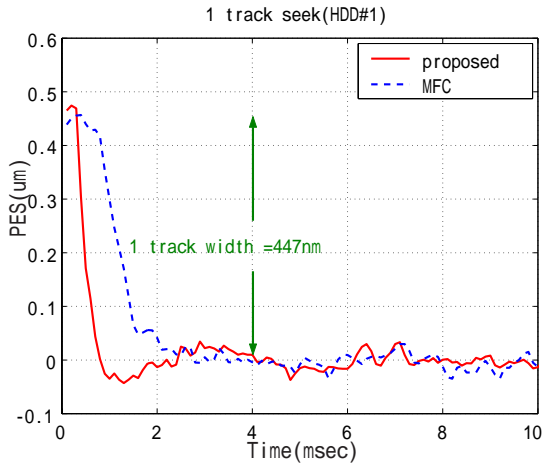


図 6.20: 1トラック実験 (HDD#1)

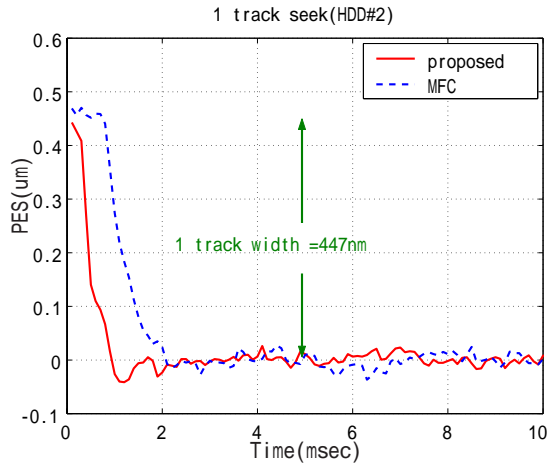


図 6.21: 1トラック実験 (HDD#2)

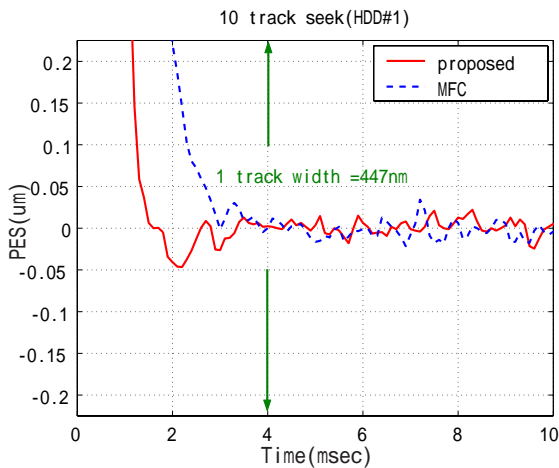


図 6.22: 10トラック実験 (HDD#1)

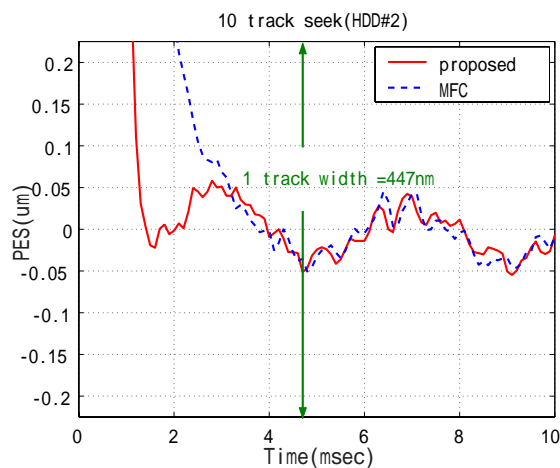


図 6.23: 10トラック実験 (HDD#2)

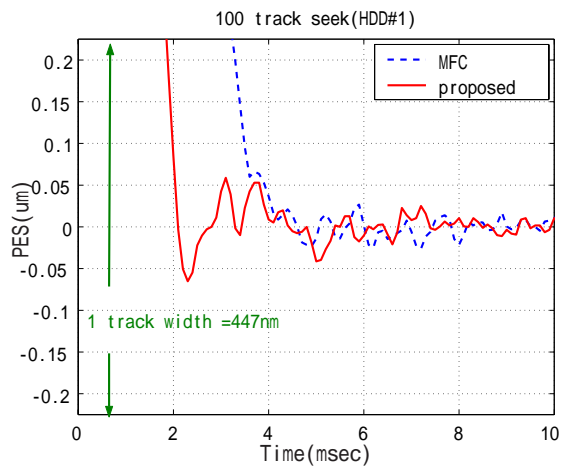


図 6.24: 100トラック実験(HDD#1)

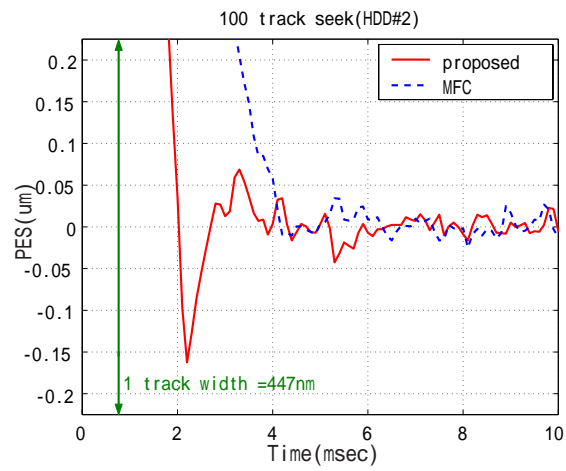


図 6.25: 100トラック実験(HDD#2)

# 第7章 結論

## 7.1 本論文のまとめ

本論文では、2自由度制御系の高速高精度シークを実現するために特に重要な役割を果たす目標軌道生成モデルの一つの設計法を提案した。

具体的には有限時間の最適制御理論を応用することによって、終端条件を満たしながら、機械的振動成分の原因である加速度変化率を抑える目標軌道設計法を提案し、さらに、状態変数への時変重みを自由に变化させうる汎用的ツールを開発した。

本提案手法では位置、速度、加速度、加速度変化率はもちろん加速度変化率の微分値も評価関数として含め、より多様な目標軌道生成を可能とした。特に、高速高精度位置決めのための最適な目標軌道の設計を目指し、各状態への重み係数の探索を行った。

すなわち、各状態変数への重みが一定値である際の目標軌道の変化を分析し、それらの重みが時間に対して一定である場合の高速位置決め最適条件としては重み  $Q = 0$  のときであることを確かめた。また、より高速な位置決め制御系のため各状態に対する重み  $Q$  を時変にする必要性も確かめ、時変重みによって変化する軌道の分析結果に基づき、高速高精度位置決めのための最適な目標軌道を設計した。

最終的に、本提案手法からの目標軌道を実際に2.5インチ磁気ディスク装置の位置決め制御に適用し、詳細なシミュレーションおよび実験装置を用いてその有効性を明らかにした。

## 7.2 今後の課題

本論文では磁気ディスク装置のヘッド高速高精度シーク制御の移動距離が比較的短い単距離シークでの本提案手法の有効性について検討を行った。今後の課題として、提案手法の有効性を長距離シークの場合まで拡張する必要があると思われる。その際には、終端部分での加速度変化率がより大きくなり制御性能を悪化させられると思われる。すなわち、より正確な時変重み関数を探索しなければならない課題が残っている。

また、各状態に対する重みの相互関係を明確するとともに、重み係数に加えて目標アクセス時間も評価に入れる必要があると思われる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々は勿論のこと特に指導教官である堀洋一教授には、ご多忙であるにもかかわらず、弛みないご指導と適切な助言を頂き、本稿を仕上げた次第でございます。専門的なご指導は勿論のこと、工学者であるべき姿、価値観など、研究を続けるにあたり欠かせない非常に貴重なご指導をいただく事ができ、こころより深く感謝申し上げます。時には厳しく、また時には我が身のごとく親身なご指導を頂き、工学者として如何なる道を進むべきかを知ることができたのも全て教授のご指導があったからこそだと思っております。本研究室に配属され、はや3年が過ぎ修士課程も終わりに差し迫った次第でございますが、堀先生のご指導のもと修士課程を過ごせたことを心より誇りに思い、深く感謝申し上げます。

電気学会マストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術委員会においては、現在研究開発の中心として現場を担当なさっていらっしゃる多くの委員の皆様から貴重なご意見をお聞きすることができ、またご講演を拝聴させて頂き、多くを学ぶことができたことを心より嬉しく思っております。改めて感謝申し上げます。最新の研究動向や制御理論は勿論のこと、世代や階層の隔たりを乗り越えておこなわれた議論は、研究に対する意欲を一層高め、新たな視点を見つけることができ非常に興味深いものとなりました。委員の皆様は勿論のこと、まだ学生の身分である自分が社会人の方々と触れ合うことができる経験の場を与えて下さいました堀教授に心から感謝申し上げます。

鈴木博様、柳原茂樹様をはじめ(株)東芝の皆様には、より良い実験環境となるよう多くの実験機を提供していただくなどご尽力いただきましたことを深く感謝申し上げます。また、谷津正英様、岩代雅文様、佐渡秀夫様には多くの討論の場を設けて頂き、磁気ディスク装置の専門家という立場にとっては必要不可欠である貴重なご指摘やご指導を頂くことができました。実験環境の全般に渡る改良要望や貸し出し延長という無理な要望も快く受け入れて下さり、滞りなく実験を進めることができたこと、心より感謝申し上げます。

内田利之技官には、常に研究室全般に渡る環境整備や実験機の製作など多方面において助言して頂きました。また、教科書やマニュアルだけでは不十分であるノウハウや諸々の知識、そして研究に対する真摯な姿勢や普段は見過ごしがちな面白さ等、物理的・精神的な面で多大なご指導を頂きましたことを深く感謝申し上げます。また、木村麻里子秘書には、文書作成や手続きなどの事務的な面において細やかなご指導を頂いたことは勿論のこと、研究に最適な環境作りにも常に気を配って頂きましたこと、心より感謝申し上げます。

及部七郎齋さん、関弘和さん、馬澄斌さん、坂東信尚さん、畠直輝さんには研究室生活における様々な悩みや問題点、延いては有意義な研究のためのアドバイスなど、貴重な意見を頂くことができました。ここに深く感謝いたします。井上友子さん、岡野隆宏さん、戴建華さん、呉俊徳さんには日頃の生活の中で常に親身になっていただき、おかげさまで楽しい研究生活を送ることができました。古川君、福井君、青木君、小安君には雑多な研究室の用事や実験の準備など、多くの点で手助けをして頂きましたおかげで、順調に研究を進めることができました。

研究のためには如何なる努力も惜しまない皆様のお力添えのもと、この論文を完成させることができましたことを心より感謝申し上げます。また、皆様と共に研究生活を過ごせ

たことは、私にとってかけがいのない貴重な財産であり誇りでもあります。  
皆様に心より深く感謝申し上げます。

# 参考文献

- [1] E. Grochowski and R. F. Hoyt : “ Future trends in hard disk drives”, IEEE Trans. Magnetics, 32, 3, pp. 1850-1854, 1996.
- [2] 山口 : “ハードディスク装置における位置決め制御技術の最新動向” , 第45回システム制御情報学会研究発表講演会 , pp. 35-38, 2001.
- [3] 応用制御工学, 堀 洋一, 大西 公平 共著, 丸善株式会社, 1998.
- [4] G.E.Franklin, J.D.Powell and M.L.Workman : “Digital Control of Dynamics Systems(3rd edition)”, Addison-Wesley, 1998.
- [5] 情報機器のダイナミクスと制御 , 日本機械学会編 , 養賢堂, 1996.
- [6] T. Yamaguchi, H. Numasato : “A mode switching control for motion control and its application to disk drives : Design of optimal mode switching conditions”, IEEE/ASME Trans. on mechatronics, Vol. 3, NO. 3, pp. 202-209, 1998.
- [7] L. Yi, M. Tomizuka : “Two-degree-of-freedom control with robust feedback control for Hard disk servo systems”, IEEE/ASME Trans. on mechatronics, Vol. 4, NO. 1, pp. 17-24, 1999.
- [8] 谷津 , 鈴木 : “モデル追従制御による HDD のシーク制御方式” , 日本機械学会第74期通常総会講演論文集 (4), pp. 410-411, 1997.
- [9] 石川, 服部, 橋本 : “二自由度制御に基づく磁気ディスク装置の高速位置決め制御” , 日本機械学会論文集, 62-597-C, 1848/1856, 1996.
- [10] Y. Mizoshita, S. Hasegawa, and K. Takaishi : “Vibration Minimized Access Control for Disk Drives”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 32, No. 3, pp. 1793-1798, 1996.
- [11] S. Hasegawa, K. Takaishi and Y.Mizoshita : “Digital Servo Control for Head-positioning of Disk Drives, Fujitsu Scientific and Technical Journal 26 : (4), pp. 378-390, 1990.
- [12] O.V.Beldiman and H.O.Wang : “Trajectory Generation of High-Rise/High-Speed Elevators”, Proceedings of the American Control Conference, pp. 3455-3459. Philadelphia, Pennsylvania, June 1998.
- [13] E.V.COOPER : “Minimizing Power Dissipation in a Disk File Actuator” : IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, NO. 3, pp. 2081-2091, MAY 1988.

- [14] 原 進 : “柔軟構造物のサーボ位置決め制御のための目標軌道生成手法”, 日本機械学会論文集, 66-649-C, 3085/3092, 2000.
- [15] 原 進 : “時変 Riccati 方程式の解を用いた目標軌道生成法と振動系の位置決め制御への適用”, 電気学会研究会資料 (産業計測制御研究会) IIC-01-48 pp. 43-50, 2001.
- [16] 山浦 弘 : “制振アクセス制御とロバスト追従制御”, 日本機械学会講習会教材, 1995.



# 発表文献

- [1] 張炳勳, 堀 洋一 : “加速度変化率の微分値を考慮した目標軌道設計法と高速高精度位置決め制御系への適用”, 産業計測制御研究会, IIC-02-89, 2002.
- [2] 張炳勳, 堀 洋一 : “高速高精度位置決め制御のための新しい目標軌道設計法”, 電気学会産業応用部門大会論文集, pp.1583-1586, 2002.
- [3] Byunghoon Chang and Yoichi Hori : “Trajectory Design considering Derivative of Jerk for Head-positioning of Disk Drive System with Mechanical Vibration”, Proceedings of ACC2003, 2003(発表予定).
- [4] 戴建華, 張炳勳 : “山川地熱発電所見学記～鹿児島で出会った自然エネルギーたち”, 電気学会誌, Vol.123, pp.108-111, 2003.