

博士学位論文

ガルバノスキャナの高速高精度な
位置決め制御のための
フィードフォワード入力に関する研究

2017年3月

宇都宮大学大学院 工学研究科
システム創成工学専攻

上田 伸治

目次

第1章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的と従来の研究動向	3
1.2.1	従来の研究動向	3
1.2.2	本研究の目的	4
1.3	本論文の構成	5
第2章	ガルバノスキャナの概要とモデル化	9
2.1	はじめに	9
2.2	ビルドアップ多層配線板向けレーザ穴あけ加工機の概要	9
2.3	ガルバノスキャナの制御システムと特性	10
2.3.1	エンコーダ応答特性とモデル化	11
2.3.2	ミラーねじれ特性とモデル化	12
2.3.3	ミラー倒れ特性とモデル化	13
2.4	まとめ	14
第3章	終端状態制御	17
3.1	はじめに	17
3.2	終端状態制御	17
3.2.1	終端状態制御	17
3.2.2	不等式制約を考慮した終端状態制御	22
3.3	終端状態制御の可解性	24
3.4	終端状態制御のガルバノスキャナへの適用	25
3.4.1	終端状態制御を用いた2自由度制御系	26
3.4.2	終端状態制御入力的设计	27
3.4.3	シミュレーション	30
3.4.4	実機実験	30
3.5	まとめ	33

第4章	電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御	39
4.1	はじめに	39
4.2	電圧飽和を考慮した終端状態制御	40
4.2.1	電流アンプの電圧飽和	40
4.2.2	電圧に対する制約変数の導出	41
4.2.3	その他の制約変数の導出	43
4.3	実機への適用	43
4.3.1	制御対象モデルに対する終端状態制御入力的设计	43
4.3.2	電流アンプでの発熱の評価	46
4.3.3	実機検証	49
4.4	まとめ	50
第5章	ミラーのねじれ共振モードを考慮した終端状態制御	53
5.1	はじめに	53
5.2	ミラーねじれ応答を考慮した2自由度制御系	54
5.3	ミラー応答制約を考慮した設計	56
5.4	ミラー応答制約とノミナルモデルへの終端状態制約を考慮した設計	58
5.5	まとめ	61
第6章	ミラーの倒れ共振モードを考慮した終端状態制御	63
6.1	はじめに	63
6.2	終端状態制御の拡張	64
6.2.1	任意の時刻における等式制約	64
6.2.2	任意の時刻における不等式制約	66
6.3	倒れ応答を考慮した終端状態制御	67
6.3.1	拡大システムとレーザ穴加工	67
6.3.2	倒れ応答を等式制約した方法(提案法1)	70
6.3.3	倒れ応答を不等式制約した方法(提案法2)	71
6.3.4	倒れ応答の変動量を制約した方法(提案法3)	72
6.4	シミュレーションによる有効性の検証	73
6.4.1	従来法	74
6.4.2	倒れ応答の等式制約(提案法1)	74
6.4.3	倒れ応答の不等式制約(提案法2)	76
6.4.4	倒れ応答の変動量の制約(提案法3)	78
6.4.5	その他有効性の検証	80
6.5	まとめ	80

第7章 結論	83
7.1 本研究で得られた成果	83
7.2 今後の課題と展望	84
謝辞	87
参考文献	88
発表論文	93

目次

1.1	本論文の構成	6
2.1	レーザ穴あけ加工機の構成	9
2.2	ガルバノスキャナの制御システム	10
2.3	エンコーダ応答の周波数特性	12
2.4	ミラーねじれ応答の周波数特性	13
2.5	ミラー倒れ応答の周波数特性	14
3.1	制御対象の拡大系	20
3.2	終端状態制御を用いた2自由度制御系	26
3.3	FSCおよびFFSC入力波形	29
3.4	FSCおよびFFSC入力の周波数スペクトル	29
3.5	主共振モードの共振周波数 -6% ~ $+6\%$ 変動時の位置応答(シミュレーション結果)	31
3.6	FSCおよびFFSC設計時の主共振周波数を $+6\%$ とした場合の入力スペクトル	32
3.7	FSCおよびFFSC設計時の主共振周波数をノミナル値とした場合の位置応答(実機実験結果)	34
3.8	FSCおよびFFSC設計時の主共振周波数を $+6\%$ とした場合の位置応答(実機実験結果)	34
3.9	FSCおよびFFSC設計時の主共振周波数を $+6\%$ とした場合の偏差信号 e スペクトル(実機実験結果)	35
3.10	$T = 25^{\circ}\text{C}$ での位置応答(実機実験結果)	36
3.11	$T = 55^{\circ}\text{C}$ での位置応答(実機実験結果)	36
3.12	$T = 55^{\circ}\text{C}$ での偏差スペクトル(実機実験結果)	37
4.1	電流アンプを含む制御対象	41
4.2	剛体モデルの拡大系	42
4.3	モータ両端電圧を制約するための拡大システム	43
4.4	軌道波形(0.1 mm 移動)	45
4.5	軌道波形(1 mm 移動)	46
4.6	軌道波形(10 mm 移動)	47

4.7	軌道波形の拡大 (10 mm 移動)	48
4.8	電流アンプでの消費電力	49
4.9	従来法での位置応答 (1 mm 移動)	51
4.10	従来法での位置応答の拡大 (1 mm 移動)	51
4.11	提案法での位置応答 (1 mm 移動)	52
4.12	提案法での位置応答の拡大 (1 mm 移動)	52
5.1	ミラーねじれ応答を考慮した 2 自由度制御系の構成	54
5.2	エンコーダ応答の変動モデルの周波数特性	57
5.3	ミラー応答の変動モデルの周波数特性	57
5.4	位置応答の制約条件	58
5.5	エンコーダ応答制約時のステップ応答	59
5.6	ミラー応答制約時のステップ応答	59
5.7	位置決め時間とオーバーシュート/アンダーシュート量	60
5.8	位置決め時間と評価関数 J	60
6.1	倒れ応答を含む制御対象の拡大系システム	67
6.2	穴あけ加工の穴位置	69
6.3	穴あけ加工時の位置応答	69
6.4	穴加工精度と穴あけ加工時間の関係	75
6.5	従来法での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)	76
6.6	提案法 1 での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)	77
6.7	提案法 2 での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)	78
6.8	提案法 3 での時間応答 (ミラーの倒れ応答のばらつきを $2\mu\text{m}$ 以内とした場合)	79
6.9	穴あけ間隔と穴あけ加工時間の関係	80

表 目 次

2.1	エンコーダ応答モデルのパラメータ	12
2.2	ミラーねじれ応答モデルのパラメータ	13
2.3	ミラー倒れ応答モデルのパラメータ	14

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1960年のレーザーの発明以来、レーザーは切断、穴あけ、溶接、溶着、マーキングなどの加工に用いられ、機械・機構部品、電気・電子部品など広範囲の用途に応用されている [1]。用途の一つとして、ビルドアップ多層配線板のレーザー穴あけ加工がある [2-5]。

ビルドアップ多層配線板とは、積層、穴あけ加工、配線形成などを繰り返すことによって作製された多層構造のプリント基板であり、デジカメやスマートフォン、タブレット端末の電気基板、CPUのパッケージ基板などで用いられている。1996年にビルドアップ多層配線板において、レーザーによる穴あけ加工法が実用化され、携帯電話やCPUパッケージ向け配線板を中心にレーザー穴あけ加工機の市場が拡大してきた。電子機器の小型化・軽量化・高速化・多機能化が求められる中、ビルドアップ配線板の小型化、多層化がさらに進んでおり、単位面積当たりの加工穴数は増加している。また携帯端末市場の拡大に伴い、ビルドアップ配線板の市場は大きく増大している。そのため、レーザー穴あけ加工機には、より精密な加工を高スループットで行う要求が高まっている。

レーザー穴あけ加工機にはレーザー光の走査部にガルバノスキャナが用いられている。ガルバノスキャナとはモータの軸にミラーが接続されたメカニカルシステムであり、ミラーの角度を制御し、レーザー光を反射させる装置である [6]。レーザー穴あけ加工機では互いに直交する2軸のガルバノスキャナが配置されており、レーザー光源からのレーザー光はガルバノスキャナのミラーで反射され、 $f\theta$ レンズを通して加工対象物への穴あけ加工を行っている。実際の加工では多数の穴あけ加工を連続して行うため、加工位置に応じた角度にガルバノスキャナのミラーを位置決めし、静止状態でレーザー光を照射する動作を繰り返し実施している。レーザー光源には、CO₂ レーザとUV-YAG レーザの大きく2種類あり、CO₂ レーザはUV-YAG レーザと比較してレーザー出力が大きいため、レーザー照射時間を短縮することができ、高スループットでの加工に適している。現状生産性を考慮し、ビルドアップ多層配線板向けのレーザー穴あけ加工機においてはCO₂ レーザが用いられることが多い。一方、UV-YAG レーザはCO₂ レーザと比較して短波長であり、レーザービームのスポット径を絞りやすい。そのため、UV-YAG レーザは極小径のビア加工用途に限定して用いられることが多い。加工穴の品質を安定化するために、レーザー光源の出力安定度や強度分布の安定化の改善が図られている。また、各加工対象物に対して加工プロセスの最適化が実

施されており、レーザ光の強度分布としてガウシアン分布やトップハット分布の選択、出力光量、出力の立上り/立下り時間および出力パルス幅がより厳密に制御されてきており、精密な穴あけ加工をより短時間のレーザ照射で実現できるようになってきている [7]。

つぎにレーザ光の走査部であるガルバノスキャナについて述べる。ガルバノスキャナは切断、穴あけ、溶接、溶着、マーキングなどのレーザ加工機においてもレーザ光を走査する装置として広く用いられている。レーザ光を走査する際のガルバノスキャナの経路制御方式として、PTP(Point to Point)制御とCP(Continuous Path)制御の2つがある。PTP制御は開始位置から終了位置までの移動において途中の動作経路を問わない制御方式であり、穴あけ加工など終了位置への位置決め制御が重要となる用途で用いられる。一方、CP制御は開始位置から終了位置までの移動において途中の動作経路が要求される制御であり、切断、マーキングなどで途中の動作経路が重要となる用途で用いられる。ここではレーザ穴あけ加工機で要求されるPTP制御への取り組みについて述べる。

著者は1999年からガルバノスキャナの開発に携わっており、高速高精度な位置決めを実現しており、その取り組み事例を述べる [8]。反射ミラーの軽量化かつ高剛性化を実現するために、アルミニウムの1.5倍軽量かつ4倍の剛性を有するベリリウム材を使用し、さらにミラーの裏面をリブ構造としてきた。従来ガルバノスキャナでは、モータの角度検出には静電容量センサが用いられていた。しかしながら静電容量方式では温湿度による位置ドリフトが発生するため、レーザ加工機の位置補正を定期的実施する必要があり、補正にかかる時間が大きく課題となっていた [9]。そこでガルバノスキャナの位置検出センサにエンコーダを適用し、位置ドリフトをほぼゼロとし、レーザ加工機の定期的な位置補正を不要としてきた [10]。また、従来位置制御コントローラにはコンデンサと抵抗器を用いたアナログのPI制御器が適用されていたが、可変抵抗および可変容量の値が経時変化し、目標指令値に対する位置応答、いわゆるステップ応答が変化する課題があった。そこでガルバノスキャナにDSPを用いたデジタル制御コントローラを適用し、経時変化のない制御性能を実現してきた。2002年にはエンコーダおよびデジタル制御を適用したガルバノスキャナを製品化しており、その後、競合他社からも同様の構成のガルバノスキャナが製品化されている [11-14]。さらなる高速高精度な位置決めを実現するためにフィードフォワード制御を中心とした制御アルゴリズムに関する研究開発が活発に進んでいる [15-17]。ガルバノスキャナの代表性能としてよく用いられる1mmステップ移動時の位置決め時間は1999年頃、3ms程度であったが現在では0.5ms以下となり、位置決め精度は $\pm 5\mu\text{m}$ から $\pm 3\mu\text{m}$ 以下へと、位置決め的高速化、高精度化は大きく進化してきた [7,8]。

また、実際のレーザ穴あけ加工時にはガルバノスキャナの移動量はさまざまであり、短距離から長距離移動までの移動量全体の位置決め時間を短縮していくことが求められている。そのため、極力飽和が起らないようにモータの駆動回路である電流アンプの高電流化、高電圧化を進めてきた。その結果、電流アンプの発熱量が増加し、レーザ穴あけ加工機の高スループット化を図る上で支障となってきている。また、ガルバノスキャナはモー

タトルクを駆動対象であるミラーに直接伝達する、いわゆるダイレクトドライブの構成をとっている。そのためボールねじや減速機などの間接的機構を持つ制御対象と比較して、高い剛性を持つ制御対象となっている。しかしながら、高周波数域ではモータの回転軸がねじれる、もしくは回転軸に対して倒れる共振モードが存在するために、位置決め動作時のモータ軸、ミラーおよびエンコーダの応答は異なる [18–20]。高速高精度な位置決め要求に伴い高周波数域まで駆動する必要がある、このミラー応答とエンコーダ応答の差異が課題となってきている。そのため、この機械共振モードの影響をより厳密に考慮した設計法が望まれている。

1.2 本研究の目的と従来の研究動向

本研究は、レーザ穴あけ加工機において、より精密な加工を高スループットで実現するためにガルバノスキャナの高速かつ高精度な位置制御を実現するものである。ガルバノスキャナに関連する従来の研究動向について述べたのち、本研究の目的およびその取り組み内容について説明する。

1.2.1 従来の研究動向

高速高精度な位置決め制御は、産業機器で用いられるリニアモータや回転モータにおいても要求され、その技術開発は多岐に渡っている。特に、目標位置応答特性と外乱抑圧特性を独立に設計できる2自由度制御系をベースにした手法が広く使われるとともに、2自由度制御系へ加えるフィードフォワード入力最適化が位置決め性能を大きく左右するために重要な研究課題となっている。著者らはガルバノスキャナにおいて、回転軸に対してねじれ方向の共振モードに対して共振周波数付近の駆動成分を抑制する入力の設計手法を提案しており、高速高精度な位置決めを実現している [15]。また、制御入力や状態に制約を設けて軌道設計を行う場合には制約条件をLMI (Linear Matrix Inequality) で表現し設計する手法が報告されている [16, 21–23]。文献 [21] では、制御対象としてハードディスクドライブのヘッドの位置決めを考えており、制御入力である電流指令値の大きさに制約を設けた終端状態制御による軌道設計法を提案している。文献 [22] では、制御対象としてDCモータ、ギアおよび剛性に制限のあるシャフトを介した負荷を考えており、制御入力である電圧もしくはトルク指令値の大きさおよびシャフトに印加するトルクの大きさに制約を設けた軌道設計法を提案している。また、文献 [16, 23] では、制御対象としてガルバノスキャナを考えており、制御入力である電流指令値の大きさに制約を設けた有限ステップ整定による軌道設計を提案している。このように制御入力や状態の制約を考慮した軌道設計手法が数々提案されており、目標値への追従性能改善や残留振動の低減についての有効性が示されている。一方、飽和発生時の対策としてアンチwindアップ手法がよ

く知られる [24–29]。しかし、アンチwindアップ手法は、基本的に飽和時の性能劣化を最小限に抑えるための手法であり、飽和時の性能劣化は避けられない。制御性能を最優先に考えるのであれば、飽和が起こらないように軌道設計をすべきである。

つぎに位置応答を直接的に考慮する研究として、リニアモータ駆動テーブル装置において駆動系が設置されている機械全体が共振し、その振動量を考慮する手法が報告されている [30]。そこでは共振周波数が変動するために変動を含めたモデルの位置応答に対してオーバシュートおよびアンダーシュートの定量的制約を課した上で、軌道設計をしている。位置応答を直接的に考慮できるため、位置決め精度を満足した軌道設計手法として有効である。さらに共振周波数変動時のフィードバック制御器の補償特性を考慮した軌道設計手法が提案されている [31]。また文献 [32,33] ではフィードフォワード制御とフィードバック制御の同時最適化設計手法が提案されており、位置決め応答時の残留振動の低減についての有効性が示されている。実機においてはモデル化誤差や外乱ノイズの影響を抑制するためにフィードフォワード制御とフィードバック制御の両方を用いる2自由度制御系の構成を用いるため、フィードバック制御器の補償特性を含めて設計する事は好ましい。

ミラーがモータ軸に対して振れる方向の応答に関する研究として、文献 [19] ではミラー応答を PSD(Position Sensitive Detector) センサを用いて評価し、三角波状の位置応答に対して追従誤差が小さくなるように学習制御による制御入力の最適化を提案している。また、ミラーがモータ軸に対して倒れる方向の応答に関する研究として、文献 [34,35] では回転バランスの調整を、文献 [36] ではミラー裏面に減衰部材を接触させて振動低減させることを提案している。また文献 [37] ではミラーの先端部に支持機構を設けた両端支持構造による振動抑制を提案している。さらに文献 [20] では反射ミラーの裏面に圧電素子を組み込み、ミラーの倒れ振動の検出から制振制御まで行うことが提案されている。

1.2.2 本研究の目的

本研究は、レーザ穴あけ加工機において、より精密な加工を高スループットで実現するためにガルバノスキャナの高速かつ高精度な位置制御を実現するものである。1.1 節で述べたように、(i) 電流アンプの発熱、(ii) 機械共振モードの影響、の2つの課題がある。従来の研究動向を踏まえて、この2つの課題に対する本研究の取り組みについて述べる。

(i) 電流アンプの発熱低減

電流アンプには PWM アンプに代表されるデジタルアンプとリニアアンプの大きく分けて2種類の方式がある。デジタルアンプはリニアアンプと比べて電力効率がよく、発熱を大きく抑制できるが、電流制御系の帯域を高くすることは難しい。そのため、ガルバノスキャナの中でも特に高速高精度な位置決め性能が求められるものについては、リニアアンプを使用している。リニアアンプの電源電圧は $\pm 96\text{V}$ 、ピーク電流(定格)は 24A と、高電圧かつ高電流な電流アンプとなっており、その発

熱量は非常に大きい。単純に電源電圧および電流を低減しようとする、加減速時に電圧や電流の飽和が発生し、残留振動が大きくなるなど位置決め性能が悪化する。そこで、加減速時に飽和が発生しないようにフィードフォワード制御で軌道設計することが考えられる。本研究では、著者らが取り組んできた手法（文献 [15]）をベースに電圧飽和しないようにモータの駆動電圧を制約した軌道設計へ拡張する。また、従来制御入力や状態の飽和を考慮した終端状態制御の解法として、線形行列不等式 (LMI) を用いた方法が定式化されている。ガルバノスキャナでは、使用用途であるレーザ穴あけ加工機の加工対象物によって要求精度が異なるため、使用先で加工条件に合わせた最適な数値解を適宜得る必要がある。LMI の数値解を得るための数値計算ソフトウェアは整備されてきているものの、専門外の担当者が容易に扱うことは難しい [38]。一方、終端状態制御の解法は二次計画問題として定式化することができ、Matlab Compiler などを用いて直感的でわかりやすいアプリケーションソフトを作成することが容易である [39]。また、二次計画問題は LMI よりも高速に解を求められる可能性がある。そこで本論文では二次計画問題として第 3 章で定式化し用いる。

(ii) 機械共振モードの厳密な考慮

ミラーのねじれ共振モードや倒れ共振モードによるミラー応答とエンコーダ応答の差異を低減するのにミラーとエンコーダ間の高剛性化を図ることも有効である。しかしながら、高剛性化は可動部イナーシャの増大につながり、さらなる高電圧かつ高電流化が必要となるためその適用は難しい。ミラーを高速高精度に位置決めするためには、ミラー応答に関する動特性を厳密にモデル化し、ミラー応答を直接的に考慮した制御手法が考えられる。そこで、ミラー応答を直接的に考慮したフィードフォワード制御について検討する。

1.3 本論文の構成

本論文は「序論」から「結論」までの全 7 章で構成される。図 1.1 に本論文の構成を示すとともに、各章の概要を示す。

第 1 章 序論

本研究の背景と研究目的について説明する。ガルバノスキャナの高速高精度な位置制御に関する従来の研究動向について説明する。

第 2 章 ガルバノスキャナの概要とモデル化

ガルバノスキャナの使用用途であるレーザ穴あけ加工機の概要とガルバノスキャナの構成について説明したのち、制御対象の周波数特性およびそのモデル化について述べる。

ガルバノスキャナの高速度高精度な位置決めのための
フィードフォワード入力に関する研究

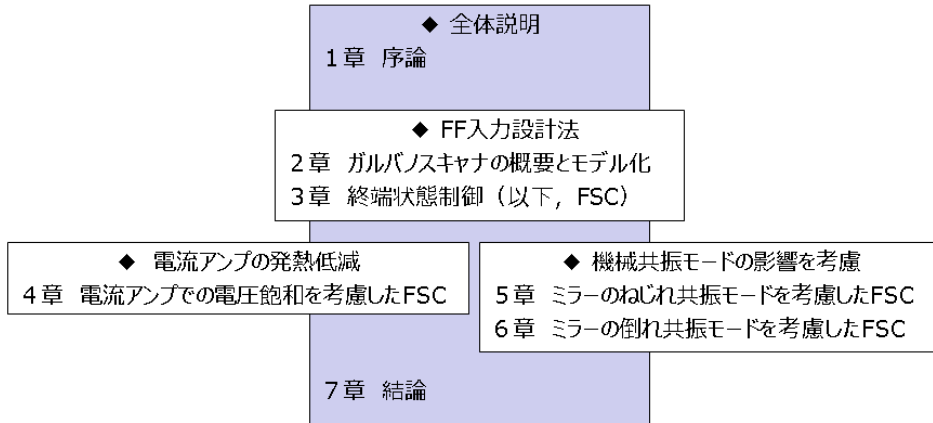


図 1.1: 本論文の構成

第3章 終端状態制御

終端状態制御とは初期状態を指定した終端状態に有限時間でもってゆく制御法であり、ハードディスク装置のヘッド位置決め制御系や工作機械の位置決め制御系などで広く用いられており、ガルバノスキャナにおいても多く用いられている。従来、制御入力や状態の飽和を考慮した終端状態制御の解法として、線形行列不等式 (LMI) を用いた方法が定式化されている。終端状態制御の解法は二次計画問題として定式化することができ、直感的でわかりやすいアプリケーションソフトを作成できる。また LMI よりも高速に解を求められる可能性がある。そこで本章では二次計画問題による終端状態制御の解法を導出し、定式化した。そして、ガルバノスキャナに対する終端状態制御の適用について説明した。

第4章 電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御

本章では電流アンプの発熱低減を目的としたフィードフォワード入力の設計法を提案している。従来、高速高精度な位置決めを実現するために、モータの駆動回路である電流アンプの高電流化、高電圧化を進めてきた。その結果、電流アンプの発熱が極めて大きくなり、レーザ加工機の高スループット化を図る上で課題となってきた。発熱量を低減するには、電流アンプの電源電圧を低電圧化することが効果的である。しかしながら、従来のフィードフォワード入力では制御性能が著しく劣化する。そこで、モータの駆動電圧を制約した終端状態制御を提案し、電源電圧の低電圧化に合わせて最大駆動電圧を低下させることによって、制御性能を劣化させることなくアンプの発熱量を低減した。

第5章 ミラーのねじれ共振モードを考慮した終端状態制御

レーザ光の反射部であるミラーをより高速高精度に位置決めするために、機械共振

モードとして、ミラーのねじれ共振モードを考慮したフィードフォワード制御入力的设计法について述べている。ガルバノスキャナでは、温度変化や経時変化により機械共振モードの周波数特性が変化することが知られている。そこで共振周波数の変動を含めて共振モードをモデル化し、終端状態制御を用いてミラーのねじれ応答を考慮した入力設計法を提案した。ミラーのねじれ振動を低減し、より高速高精度に位置決めできることをシミュレーションにより確認した。

第6章 ミラーの倒れ共振モードを考慮した終端状態制御

本章では、ミラーの倒れ振動を考慮したフィードフォワード入力の設計法について述べている。ガルバノスキャナでは回転不釣り合いなどにより発生したモーメントにより、ミラーがモータ軸に対して倒れる方向に振動することがある。この振動は、位置決め性能をさらに向上させる際に問題となる。特に倒れ応答の共振周波数はねじれ応答の共振周波数と比べて低いため、制振が難しい。そこで、共振周波数の変動を含めて倒れ共振モードの特性をモデル化し、ミラーの倒れ応答を低減する終端状態制御について3つの手法を提案している。

- (i) 従来の終端状態制御を用いて倒れ応答を考慮した方法
- (ii) 複数穴の穴加工を前提に、倒れ応答の要求精度を考慮した終端状態制御へ拡張した方法
- (iii) 直交モータでの倒れ応答の補償を前提に、(ii)の手法をさらに拡張した方法

実際のレーザ穴あけ加工を模擬したシミュレーションにより、レーザ穴あけにかかる加工時間を短縮できることを示した。

第7章 結論

本章では本研究で得られた成果のまとめ、および今後の課題・展望を示す。

第2章 ガルバノスキャナの概要とモデル化

2.1 はじめに

ガルバノスキャナは光を走査する手段として、穴あけ、切断、マーキングなどレーザー加工機に広く用いられている。近年、ビルドアップ多層配線板のレーザー穴あけ用途に高速高精度なガルバノスキャナが適用されており、その市場は急速に拡大している。そこで本章では、最初にビルドアップ多層プリント配線板向けレーザー穴あけ加工機の概要を述べたのち、ガルバノスキャナの構成およびその特性について説明する。

2.2 ビルドアップ多層配線板向けレーザー穴あけ加工機の概要

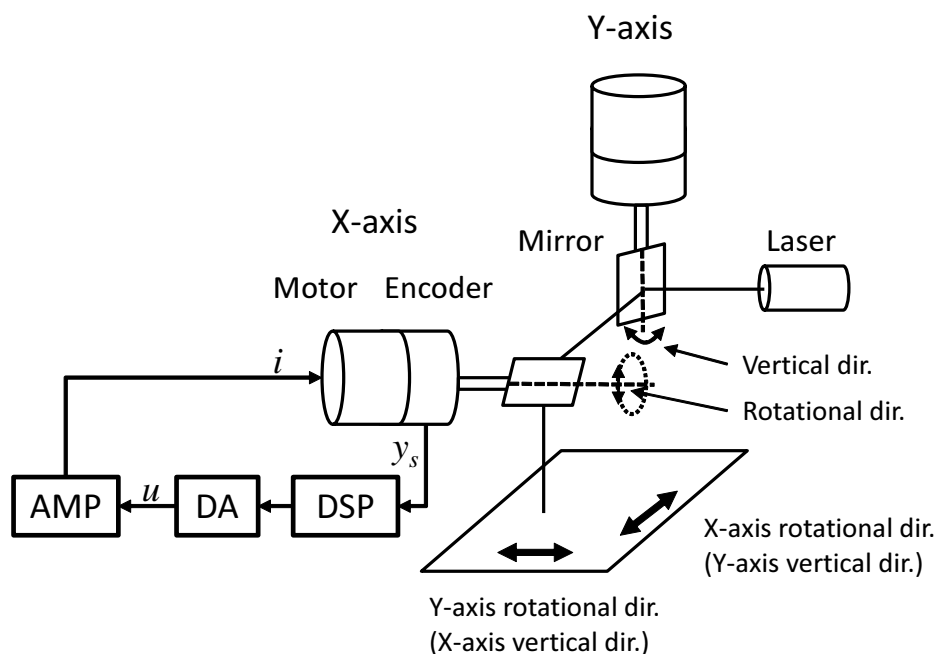


図 2.1: レーザ穴あけ加工機の構成

ビルドアップ多層配線板とは、積層、穴あけ加工、配線形成などを繰り返すことによっ

て作製された多層構造のプリント基板であり、デジカメやスマートフォン、タブレット端末の電気基板、CPUのパッケージ基板などで用いられている。

レーザ穴あけ加工機ではレーザ光の走査部にガルバノスキャナが用いられている。ガルバノスキャナとはモータの軸にミラーが接続されたメカニカルシステムであり、ミラーの角度を制御し、レーザ光を反射させる装置である。レーザ穴あけ加工機では図 2.1 に示すように互いに直交する 2 軸のガルバノスキャナが配置されており、レーザ光源からのレーザ光はガルバノスキャナのミラーで反射され、 $f\theta$ レンズを通して加工対象物への穴あけ加工を行っている。実際の加工では多数の穴あけ加工を連続して行うため、加工位置に応じた角度にガルバノスキャナのミラーを位置決めし、静止状態でレーザ光を照射する動作を繰り返し実施している。

レーザ光源には、CO₂ レーザと UV-YAG レーザの大きく 2 種類あり、CO₂ レーザは UV-YAG レーザと比較してレーザ出力が大きいので、レーザ照射時間を短縮することができ、高スループットでの加工に適している。現状生産性を考慮し、ビルドアップ多層配線板向けのレーザ穴あけ加工機においては CO₂ レーザが用いられることが多い。一方、UV-YAG レーザの波長は 355nm であり、CO₂ レーザ 10.6 μ m と比較して短波長のため、レーザビームのスポット径を絞りやすい。そのため、UV-YAG レーザは極小径のビア加工用途に限定して用いられる。また、近年レーザ穴あけ速度向上のため、一つのレーザ光源を複数のレーザビームに分岐させて複数ユニットのガルバノスキャナにて光走査を行うマルチビーム方式が適用されるなど、生産性向上に対する要求は非常に高い。

2.3 ガルバノスキャナの制御システムと特性

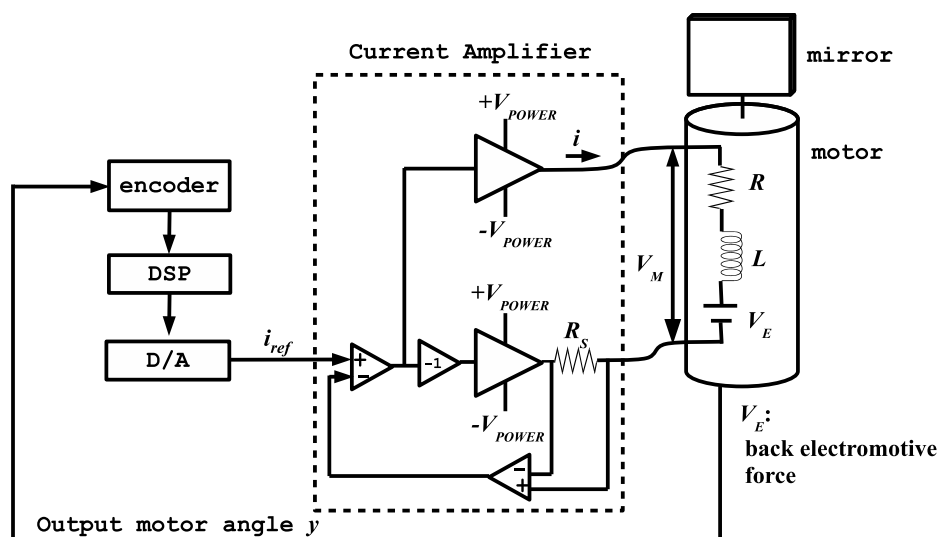


図 2.2: ガルバノスキャナの制御システム

ガルバノスキャナの制御システムを図2.2に示す。図においてガルバノスキャナはモータ軸の先端に反射ミラーが取り付けられ、モータ軸の角度はエンコーダによって検出できるようになっている。エンコーダで検出したモータ角度が目標角度と一致するように、DSPで制御演算が実行され、モータへの電流指令値を求めている。モータへの電流指令値はD/Aコンバータを通して電流アンプに指令される。電流アンプはブリッジ駆動のリニアアンプであり、モータコイルに流れる電流を抵抗 R_S にて検出しフィードバックすることにより電流指令値 i_{ref} とモータ駆動電流 i が同じになるように出力電圧 V_M が調整される。その結果、ガルバノスキャナは電流アンプからのモータ駆動電流により、目標角度に制御される。一方、反射ミラーがモータ軸に対してねじれるミラーねじれ特性と、モータ軸に対して倒れるミラー倒れ特性が存在するため、反射ミラーとエンコーダは剛体として取り扱うことはできず、その位置応答は高周波領域で一致しない。そこで、本節ではエンコーダの応答特性、ミラーねじれ特性およびミラー倒れ特性について述べる。

2.3.1 エンコーダ応答特性とモデル化

ここで、実測したガルバノスキャナの電流指令値 i_{ref} からエンコーダでの検出角度 y_{enc} までの周波数特性を図2.3の実線で示す。ここで図における[Hz/unit]とは最初の共振ピークの周波数が1になるように正規化した単位である。なお1 Hz/unitは $1/(22.2\tau)$ に相当する。ただし、 τ はサンプリング周期を表す。図2.3を見るとエンコーダの応答は低周波域では剛体特性を、高周波域では大きな2つの共振特性を有するシステムであることがわかる。そこで、制御対象を周波数応答から剛体モードと2つの共振モード、電流アンプでの遅れ特性をむだ時間として、以下の伝達関数にてモデリングした。なお、むだ時間は数十 μs である。

$$P_{enc}(s) = P_{mech}(s) \times e^{-\tau_d s} \quad (2.1)$$

ここで、 P_{mech} は次式で示すように剛体モード P_n と共振モード P_1, P_2 の和の形で表現された伝達関数である。

$$P_{mech}(s) = P_n(s) + P_1(s) + P_2(s) \quad (2.2)$$

ただし、

$$P_n(s) = \frac{k_{e0}}{s^2} \quad (2.3)$$

$$P_i(s) = \frac{k_{ei}}{s^2 + 2\zeta_{ei}\omega_{ei}s + \omega_{ei}^2} \quad (i = 1, 2) \quad (2.4)$$

$P_{enc}(s)$ のボード線図を図2.3の破線で示す。また、モデル化したパラメータを表2.1に示す。

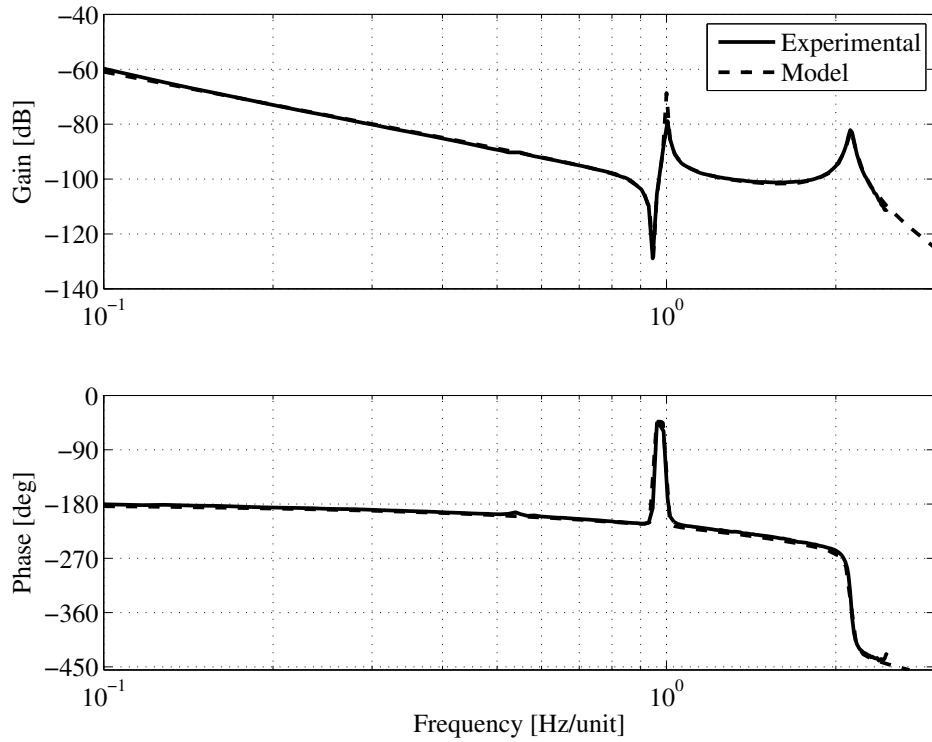


図 2.3: エンコーダ応答の周波数特性

表 2.1: エンコーダ応答モデルのパラメータ

k_{e0}	17.5×10^3				
k_{e1}	2.56×10^3	ζ_{e1}	3.85×10^{-3}		
k_{e2}	-17.0×10^3	ζ_{e2}	8.41×10^{-3}	ω_{e2}/ω_{e1}	2.14

2.3.2 ミラーねじれ特性とモデル化

ここで、ガルバノスキャナの電流指令値 i_{ref} からモータ軸のエンコーダの回転角度 y_{enc} までの周波数特性を図 2.4 の破線で、ミラーの回転角度 y_{mir} までを実線で示す。ミラーの応答は半導体レーザをミラーに照射し、その反射光を PSD(Position Sensitive Detector) センサにて受光し測定した。

図 2.4 を見るとガルバノスキャナの入力電流からミラーの回転角度までの伝達特性は低周波域では剛体特性を、高周波域では大きな 2 つの共振特性を持つことがわかる。そこで、この特性を剛体モードと 2 つの共振モードおよびむだ時間を持つシステムとして以下の伝達関数でモデリングした。

$$P_{mir}(s) = \left(\frac{k_{m0}}{s^2} + \sum_{i=1}^2 \frac{k_{mi}}{s^2 + 2\zeta_{mi}\omega_{mi}s + \omega_{mi}^2} \right) e^{-\tau_d s} \quad (2.5)$$

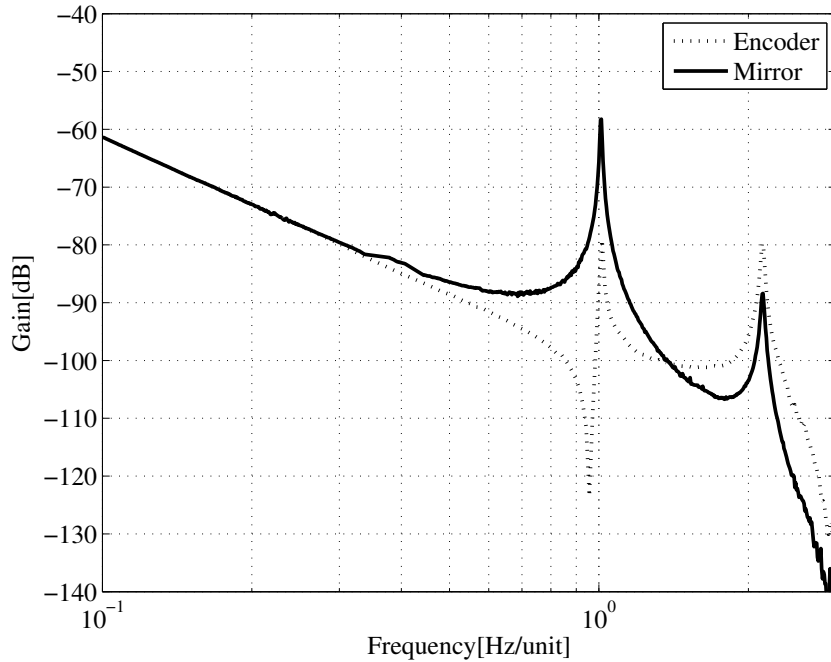


図 2.4: ミラーねじれ応答の周波数特性

エンコーダおよびミラーはモータの回転軸に固定されているため、剛体モードの係数 k_0 は同じ値となる。また、エンコーダおよびミラーモデルの共振周波数 ω_{mi} は同時に変動することがわかっており、その変動幅は最大 $\pm 6\%$ である。また、モデル化したパラメータを表 2.2 に示す。

表 2.2: ミラーねじれ応答モデルのパラメータ

k_{m0}	17.5×10^3				
k_{m1}	-24.4×10^3	ζ_{m1}	3.85×10^{-3}	ω_{m1}/ω_{e1}	1.00
k_{m2}	5.68×10^3	ζ_{m2}	8.41×10^{-3}	ω_{m2}/ω_{e1}	2.14

2.3.3 ミラー倒れ特性とモデル化

ガルバノスキャナはモータ軸にミラーホルダを介して反射ミラーが取り付けられており、反射ミラーの回転軸の片端を支持点とした片持ち梁構造となっている。そのため、回転不釣り合いなどにより発生したモーメントにより、この片持ち梁構造の共振周波数成分が励起され、反射ミラーがモータ軸に対して倒れる方向に振動することがある。このミラー応答を倒れ応答と呼ぶ。

ガルバノスキャナではミラーの倒れ応答 y_v を検出するセンサがないため、外部センサとしてレーザドップラ振動計を用いてミラー中心部の挙動を測定し、実測した周波数特性と一致するように主たる共振特性を有するシステムとして、以下のようにモデル化した。

$$P_v(s) = \frac{k_v}{s^2 + 2\zeta_v\omega_v s + \omega_v^2} \quad (2.6)$$

また、共振周波数 ω_v はモータの発熱により変動する。本研究では、 $\pm 5\%$ の変動を仮定し、共振周波数の変動を考慮した設計を考える。(2.1), (2.6) 式でモデル化した $P_{enc}(s)$ および $P_v(s)$ のボード線図を図 2.5 に示す。また、(2.6) 式の各パラメータを表 2.3 に示す。

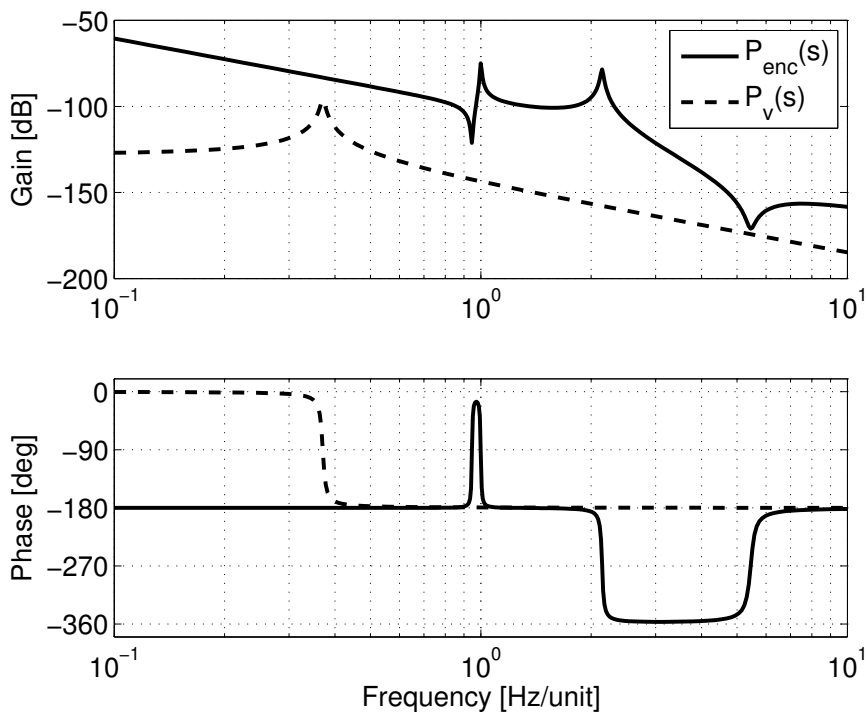


図 2.5: ミラー倒れ応答の周波数特性

表 2.3: ミラー倒れ応答モデルのパラメータ

k_v	1.06×10^2	ζ_v	13.4×10^{-3}	ω_v/ω_{e1}	0.37
-------	--------------------	-----------	-----------------------	------------------------	------

2.4 まとめ

ガルバノスキャナはレーザ穴あけ加工機において、レーザ光の走査部に用いられており、ビルドアップ多層配線板向けレーザ穴あけ加工機ではガルバノスキャナの高速高精度

な位置決め制御が求められている。本章では，ガルバノスキャナの高速高精度な位置決め制御を実現する上で課題となる高周波数域でのミラーのねじれ共振モードおよび倒れ共振モードの特性を示し，そのモデル化について説明した。

第3章 終端状態制御

3.1 はじめに

一般に制御系設計では、高速に位置決めを行うために制御帯域を高くする必要がある。しかし、ガルバノスキャナのようなメカニカルシステムには、高周波域に機械共振が存在するため、高帯域化には限界がある。このようなメカニカルシステムに対する制御系設計のアプローチとしてフィードフォワード制御とフィードバック制御を併用した2自由度制御系が知られている [40,41]。本章ではフィードフォワード制御入力的设计手法である終端状態制御 (Final-State Control: FSC) について述べたあと、ガルバノスキャナへの適用について説明する。

3.2 終端状態制御

3.2.1 終端状態制御

ガルバノスキャナの制御系では、フィードフォワード入力の設計に終端状態制御が広く適用されている [15,31]。終端状態制御は与えられたシステムに対し、フィードフォワード入力を加えることで有限時間で指定した終端状態にもってゆく制御法である [42,43]。以下にその導出を示す。

可制御な m 次の1入力離散時間システム

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu[k] \quad (3.1)$$

$$y[k] = Cx[k] \quad (3.2)$$

に対し、初期状態 $x[0]$ を終端状態 $x[N]$ に $N \geq m$ ステップで駆動する制御入力 $u[k]$ を求めることを考える。(3.1) 式の k に $k = 0, 1, \dots, N-1$ と順に代入すると次式を得る。

$$x[N] = A^N x[0] + \Sigma U \quad (3.3)$$

ただし、

$$\Sigma = \begin{bmatrix} A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdots & B \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$U = \begin{bmatrix} u[0] & u[1] & \cdots & u[N-1] \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

(A, B)可制御かつ $N \geq m$ が満たされているので, (3.4) 式の Σ は, 正方正則行列, あるいは横長フルランク行列となる。 Σ が正方行列ならば, (3.3) 式を満たす U は唯一に求まるが, 通常, ステップ数 N は制御対象の次数 m に比べて十分大きいので, Σ は横長フルランク行列となり, U は唯一には定まらない。そこで, 終端状態制御では, (3.3) 式のもと,

$$J = U^T Q U, \quad Q > 0 \quad (3.6)$$

を最小化する入力 U を求める問題を考える。

この問題を解くために, ラグランジェの未定乗数法を適用する。 2λ を未定乗数ベクトルとすると, $J = U^T Q U + 2\lambda(X - \Sigma U)$ が成り立つ。ただし, $X := x[N] - A^N x[0]$ 。 Q は正定より, J の最小値は常に存在し,

$$\frac{\partial J}{\partial U} = 2QU - 2\Sigma^T \lambda^T = 0 \quad (3.7)$$

を満たす。 $Q > 0$ より Q^{-1} が存在し,

$$U = Q^{-1} \Sigma^T \lambda^T \quad (3.8)$$

が成り立つ。さらに, $(X - \Sigma U) = 0$ と (3.8) 式から

$$X - \Sigma Q^{-1} \Sigma^T \lambda^T = 0 \quad (3.9)$$

を得る。 (A, B) 可制御から Σ は行フルランク行列となり, $|\Sigma Q^{-1} \Sigma^T| \neq 0$ が成り立ち,

$$\lambda^T = (\Sigma Q^{-1} \Sigma^T)^{-1} X \quad (3.10)$$

となる。(3.8), (3.10) 式より

$$U = Q^{-1} \Sigma^T (\Sigma Q^{-1} \Sigma^T)^{-1} (x[N] - A^N x[0]) \quad (3.11)$$

となる。ここで重み行列 Q を単位行列とし $Q = I$ とすると, 評価関数 J は

$$J = U^T U = \sum_{k=0}^{N-1} u^2[k]$$

となり, 制御入力の2乗和を最小とする制御入力を求めることができる。

さらに, 現実のメカニカルシステムでは少なからず機械共振を持つため, 残留振動と高速性のトレードオフを考慮し, 高速性を失わない範囲で滑らかな入力を求める必要がある。そこで, 図3.1に示すように, 離散時間の積分器である $1/(z-1)$ を接続し入力 $u_c[k]$ の差分値 $u[k]$ を考え, この2乗和を最小化する。こうすることでなめらかな制御入力 $u_c[k]$ が求められ, 目標位置到達後の残留振動の抑制が期待できる。

図 3.1 の拡大系の状態方程式を求めるため、現実のメカニカルシステムとして 1 入力 1 出力、 m 次の伝達関数である $P_c(s)$ の状態空間実現を次式で定義する。

$$\dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c u_c(t) \quad (3.12)$$

$$y(t) = C_c x_c(t) \quad (3.13)$$

また、 $P_c(s)$ をサンプリング周期 τ で零次ホールドにより離散化した $P_d[z]$ の状態空間実現を次式で定義する。

$$x_d[k+1] = A_d x_d[k] + B_d u_c[k] \quad (3.14)$$

$$y[k] = C_d x_d[k] \quad (3.15)$$

ただし、 $A_d := e^{A_c \tau}$ 、 $B_d := \int_0^\tau e^{A_c t} B_c dt$ 、 $C_d := C_c$ である。このとき $x_d[k] = x_c(k\tau)$ 、 $y[k] = y(k\tau)$ が成り立ち、 $u_c(t)$ は

$$u_c(k\tau + \theta) = u_c[k], \quad 0 \leq \theta < \tau \quad (3.16)$$

を満たす。ここで (A_c, B_c) 、 (A_d, B_d) 共に可制御と仮定する。以上から拡大系 $P[z]$ の状態空間実現は次式のように求まる。

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu[k] \quad (3.17)$$

$$y[k] = Cx[k] \quad (3.18)$$

ただし、 $x[k] := [x_d^T[k], u_c^T[k]]^T$ および

$$A = \begin{bmatrix} A_d & B_d \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [C_d \quad 0] \quad (3.19)$$

したがって、制御対象の初期状態 $x_d[0] = 0$ を終端状態 $x_d[N] = x_N$ に遷移させ、かつ $u[k]$ の 2 乗和を最小化する軌道は、(3.17) 式の拡大系に対して終端状態制御を適用し、(3.6) 式の Q を単位行列とすることで求めることができる。このとき、実際の制御入力 u_c が $u_c[0] = 0$ 、 $u_c[N] = 0$ を満たすように、初期状態と終端状態については

$$x[0] = \mathbf{0}_{(m+1) \times 1}, \quad x[N] = \begin{bmatrix} x_N \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

と与える必要がある。このようにして求めたフィードフォワード入力を FSC (Final-State Control) 入力と呼び、この入力により得られる軌道を FSC 軌道と呼ぶことにする。

次に図 3.1 の拡大系に対して、周波数成分を考慮した終端状態制御入力を求める。そこで、実際の制御入力 $u_c(t)$ のフーリエ変換 $\hat{U}_c(\omega)$ を次式で定義し、

$$\hat{U}_c(\omega) = \int_0^{N\tau} u_c(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.21)$$

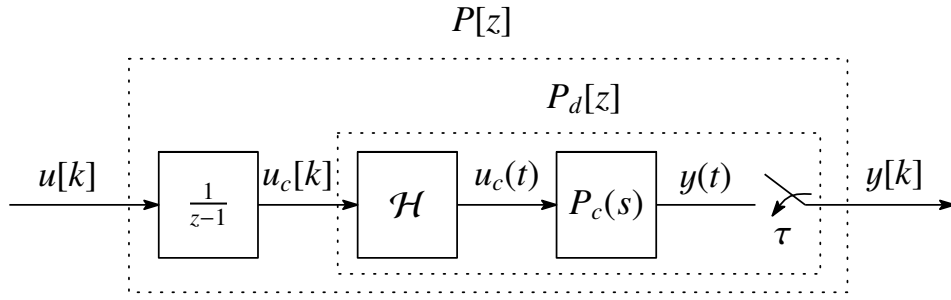


図 3.1: 制御対象の拡大系

そのゲインを任意に選んだ周波数点 $\omega_i (i = 1, \dots, l)$ で最小化することを考えて、次の評価関数を導入する。

$$J_\omega = \sum_{k=0}^{N-1} u^2[k] + \sum_{i=1}^l q_i |\hat{U}_c(\omega_i)|^2 \quad (3.22)$$

右辺第 1 項は FSC 軌道と同様なめらかな制御入力を生成するための項、第 2 項は $u_c(t)$ のフーリエ変換のゲインを評価する項である。なお、 q_i は各周波数点での重みで正の実数である。評価する周波数 ω_i を制御対象が持つ機械共振の共振周波数に合わせる事で、それらを極力加振しない制御入力生成できる。

(3.22) 式を最小化する入力 u を求めるために、まず $u_c(t)$ のフーリエ変換 $\hat{U}_c(\omega)$ について考える。 $u_c(t)$ は次式で表される。

$$u_c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} P_i(t) u_c[k] \quad (3.23)$$

ただし、

$$P_i(t) := \begin{cases} 1, & i\tau \leq t < (i+1)\tau \\ 0, & t < i\tau \quad \text{or} \quad t \geq (i+1)\tau \end{cases} \quad (3.24)$$

これより、 $u_c(t)$ のフーリエ変換 $\hat{U}_c(\omega)$ は、

$$\hat{U}_c(\omega) = \int_0^{N\tau} u_c(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.25)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\tau}^{(k+1)\tau} u_c[k] e^{-j\omega t} dt \quad (3.26)$$

$$= \frac{2 \sin(\frac{\omega\tau}{2})}{\omega} e^{-j\omega\tau/2} \sum_{k=0}^{N-1} u_c[k] e^{-j\omega\tau k} \quad (3.27)$$

となる。よって、

$$|\hat{U}_c(\omega)| = |\hat{U}_1(\omega)| \cdot |\hat{U}_2(\omega)| \quad (3.28)$$

となる。ただし,

$$\hat{U}_1(\omega) = \frac{2 \sin(\frac{\omega\tau}{2})}{\omega} \quad (3.29)$$

$$\hat{U}_2(\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} u_c[k] e^{-j\omega\tau k} \quad (3.30)$$

さらに, $U_c = [u_c[0], \dots, u_c[N-1]]^T$ とおくと,

$$\text{Re}[\hat{U}_2(\omega)] = \sum_{k=0}^{N-1} u_c[k] \cos(k\omega\tau) = S_R U_c \quad (3.31)$$

$$\text{Im}[\hat{U}_2(\omega)] = \sum_{k=0}^{N-1} u_c[k] \sin(k\omega\tau) = S_I U_c \quad (3.32)$$

ただし,

$$S_R(\omega) = [\cos(0), \cos(\omega\tau), \dots, \cos((N-1)\omega\tau)] \quad (3.33)$$

$$S_I(\omega) = [\sin(0), \sin(\omega\tau), \dots, \sin((N-1)\omega\tau)] \quad (3.34)$$

が成り立つので,

$$|\hat{U}_2(\omega)|^2 = U_c^T (S_R^T S_R + S_I^T S_I) U_c \quad (3.35)$$

が得られる。ここで

$$U_c = \Omega_z U \quad (3.36)$$

ただし,

$$\Omega_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

を用いると,

$$|\hat{U}_c(\omega)|^2 = |\hat{U}_1(\omega)|^2 \cdot U^T \Omega_z^T (S_R^T S_R + S_I^T S_I) \Omega_z U \quad (3.38)$$

が成り立つ。これより (3.22) 式は,

$$J_w = U^T Q_w U \quad (3.39)$$

ただし,

$$Q_w = I_n + \sum_{i=1}^l q_i Q_U(\omega_i) \quad (3.40)$$

$$Q_U(\omega) = |\hat{U}_1(\omega)|^2 \cdot \Omega_z^T (S_R^T S_R + S_I^T S_I) \Omega_z \quad (3.41)$$

となる。

(3.22) 式を最小化する制御入力 U は (3.6) 式の Q を Q_w とすることで求まる。このようにして設計された終端状態制御入力を FFSC (Frequency-shaped Final-State Control) 入力と呼ぶ [43]。

3.2.2 不等式制約を考慮した終端状態制御

現実の制御対象では装置の制約により電流などの制御入力が制限される。また、制御装置への要求仕様である位置決め時の残留振動など制御対象の状態を制約条件として考慮する必要がある。そこで、状態 $x[k]$ と制御入力 $u[k]$ の線形和で定義された制約変数

$$z[k] = C_z x[k] + D_z u[k] \quad (3.42)$$

に対し、次の制約条件を導入する。

$$|z[k]| \leq z_{max} \quad (3.43)$$

なお、 $z[k]$ および z_{max} がベクトルの場合は、各要素に対して絶対値及び不等号を考えるものとする。

この制約条件を満足した上で (3.3) 式のもとで (3.6) 式の最小化問題を解くことができ、その解の求め方については、LMI として定式化している [21]。ただし、電流などの制御入力の制約条件を厳しくすると制約条件を満足する可解領域を持たない。

ガルバノスキャナでは、使用用途であるレーザ穴あけ加工機の加工対象物によって加工精度が異なるため、ユーザ先で加工条件に合わせた最適な数値解を得る必要がある。しかしながら、LMI の数値解を得るための数値計算ソフトウェアは整備されてきているものの、専門外の担当者が容易に扱うことは難しい [38]。一方、制約条件付き終端状態制御は、二次計画問題として定式化することができ、Matlab Compiler などを用いて直感的にわかりやすいアプリケーションソフトを作成することが容易である [39]。また、二次計画問題は LMI より高速に解を求められる可能性があることから、本論文では、二次計画問題として制御入力を設計する。以下に、二次計画問題による解法を示す。

最初に、二次計画問題はよく知られるように変数ベクトル U に対し、等式条件及び不等式条件

$$A_{EQ} U = b_{EQ} \quad (3.44)$$

$$A_{INEQ} U \leq b_{INEQ} \quad (3.45)$$

を満たしつつ、 U に関する二次形式

$$J = U^T Q U, \quad Q > 0 \quad (3.46)$$

を最小化する問題として定式化される。ただし、 A_{EQ} , A_{INEQ} は任意の行列、 b_{EQ} , b_{INEQ} は任意のベクトルを表すものとする。なお、(3.45)式で示すベクトルに対する不等式条件は、各要素について不等式をとるものとする。二次計画問題はMATLABの関数quadprogなどを使って解を求めることができる[44]。

終端状態制御の解法を二次計画問題に定式化していく。終端状態の制約(3.3)式の等式条件は(3.44)式に対応し、(3.6)式の評価関数は(3.46)式と同一である。したがって、通常の終端状態制御は二次計画問題で解くことができる。

まず(3.42)式の k に $k = 0, 1, \dots, N-1$ と順に代入すると以下の式を得る。

$$\begin{cases} z[0] = C_z x[0] + D_z u[0] \\ z[1] = C_z A[0] + C_z B u[0] + D_z u[1] \\ \vdots \\ z[N-1] = C_z A^{N-1} x[0] + \dots + D_z u[N-1] \end{cases} \quad (3.47)$$

これを行列形式で表現すると

$$Z = \Phi_z x[0] + \Omega_z U \quad (3.48)$$

と書ける。ただし、

$$Z = [z[0], \dots, z[N-1]]^T \quad (3.49)$$

$$\Phi_z = \begin{bmatrix} C_z \\ C_z A \\ \vdots \\ C_z A^{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\Omega_z = \begin{bmatrix} D_z & 0 & \dots & 0 \\ C_z B & D_z & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ C_z A^{N-2} B & \dots & C_z B & D_z \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

と定義した。

したがって、(3.43)式の制約条件は、 U に対する次の二つの不等式条件として記述できるので、(3.45)式の制約式として二次計画問題の制約条件に帰着できる。

$$\Omega_z U \leq Z_{max} - \Phi_z x[0] \quad (3.52)$$

$$-\Omega_z U \leq Z_{max} + \Phi_z x[0] \quad (3.53)$$

ただし, $Z_{max} = z_{max}[1, \dots, 1]^T$ と定義した。

このことから, 終端状態の制約 (3.3) 式の等式条件および (3.52), (3.53) 式の不等式制約条件を満足し, 評価関数 J を最小化する入力 U は二次計画問題を用いて求めることができる。

3.3 終端状態制御の可解性

前節では不等式制約を考慮した終端状態制御の解法について述べた。一方, 制約条件を厳しくすると制約条件を満足する可解領域を持たない場合がある。軌道設計を検討する際には制約条件を満足する解があるのか, あるいは制約条件をどの程度緩和すれば可解となるのかを調べることが制御性能を改善し, 評価していく上で有用である。前節の二次計画問題を解くことにより可解性を確認することもできるが, 制約条件を繰り返し与えて解く必要があり, 計算時間が課題となる。一方, この可解領域は線形計画問題により高速に求めることができる [45]。そこで以下に, 線形計画問題による解法を示す。

線形計画問題は, 変数ベクトル \hat{U} に対し, 等式条件及び不等式条件

$$A_{EQ}\hat{U} = b_{EQ} \quad (3.54)$$

$$A_{INEQ}\hat{U} \leq b_{INEQ} \quad (3.55)$$

を満たしつつ, \hat{U} に関する線形形式

$$J = F^T \hat{U} \quad (3.56)$$

を最小化する問題として定式化される。ただし, A_{EQ} , A_{INEQ} は任意の行列, b_{EQ} , b_{INEQ} は任意のベクトルを表すものとする。なお, (3.55) 式で示すベクトルに対する不等式条件は, 各要素について不等式をとるものとする。線形計画問題は MATLAB の関数 `linprog` などを使って解を求めることができる [44]。

それでは, 終端状態制御の可解性の解法について線形計画問題で定式化していく。終端状態の制約 (3.3) 式の等式条件は

$$\hat{\Sigma}\hat{U} = x[N] - A^N x[0] \quad (3.57)$$

ただし,

$$\hat{\Sigma} = \begin{bmatrix} \Sigma & 0_{N \times 1} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$\hat{U} = \begin{bmatrix} U^T & z_{max} \end{bmatrix}^T \quad (3.59)$$

と書き換えることができる。なお, $0_{N \times 1} = [0, \dots, 0]^T$ で N 行 1 列のベクトルを示す。

また，不等式の制約条件 (3.52),(3.53) 式は，

$$\Omega_z U - Z_{max} \leq -\Phi_z x[0] \quad (3.60)$$

$$-\Omega_z U - Z_{max} \leq \Phi_z x[0] \quad (3.61)$$

となり，下記のように行列をまとめることができる。

$$\hat{\Omega}_z \hat{U} \leq \hat{\Phi}_z \quad (3.62)$$

ただし，

$$\hat{\Omega}_z = \begin{bmatrix} \Omega_z & -1_{N \times 1} \\ -\Omega_z & -1_{N \times 1} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\hat{\Phi}_z = \begin{bmatrix} -\Phi_z \\ \Phi_z \end{bmatrix} x[0] \quad (3.64)$$

なお， $-1_{N \times 1} = [-1, \dots, -1]^T$ で N 行 1 列のベクトルを示す。

ここで $F = [0, \dots, 0, 1]^T$ とおくと評価関数 J は $J = F^T U = z_{max}$ となる。このことから，等式条件 (3.57) 式および不等式条件 (3.62) 式を満足し，評価関数 J を最小となる入力 U を求めると，線形計画法により可解となる最小の z_{max} を求めることができる。

3.4 終端状態制御のガルバノスキャナへの適用

本節では 3.2 節で説明した終端状態制御を実機のガルバノスキャナへ適用する方法について述べる [15]。

ガルバノスキャナでは高速動作時にモータの自己発熱によりモータの温度が上昇し，共振周波数が変動してしまうことが知られており，この問題に対する積極的なアプローチを考える必要がある。特にフィードバック制御系では機械共振の振動を速やかに除去することは難しいため，フィードフォワード制御系で対処する必要がある。

文献 [46] では機械共振が存在するハードディスク装置に対して終端状態制御を適用している。その際，周波数成分を考慮した終端状態制御 (FFSC: Frequency shaped Final-State Control) を提案しており，剛体とみなした制御対象に対して終端状態制御を設計し，制御対象の共振ピークにあわせて入力の周波数整形を行っている。さらに，文献 [47] では，周波数整形型終端状態制御をハードディスクベンチマーク問題に適用する際に，各共振モードの変動幅を厳密に考慮した設計を行い，シーク性能を向上させている。文献 [48] では終端状態制御をガルバノスキャナに適用しているが，共振特性を含むモデルを設計に用いてはいるものの，その変動までは考慮してない。ガルバノスキャナは基本的に受注生産品であり，温度変化に伴う共振周波数の変動幅は，アクチュエータごとに正確に実測で

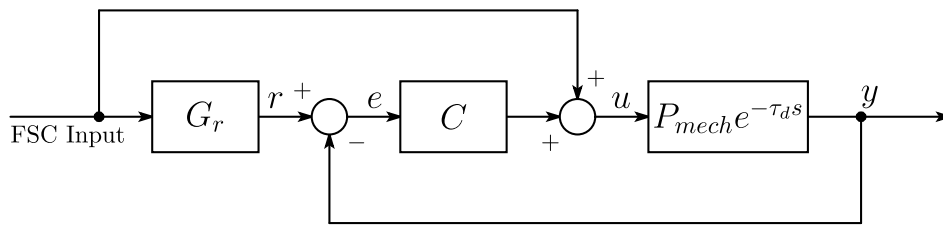


図 3.2: 終端状態制御を用いた 2 自由度制御系

きる。したがって、共振周波数の変動幅の情報を、フィードフォワード入力的设计に陽に考慮できる文献 [47] の手法は、温度変化に伴う共振周波数の変動をもつガルバノスキャナにとって、非常に有効な手法であるといえる。

そこで、本節では文献 [46] と [48] を組み合わせて

(1) 共振特性を含む制御対象のモデルに対して終端状態制御入力を設計

(2) 終端状態制御入力の設計において共振周波数の変動を陽に考慮した入力の周波数整形の両方を行う。この方法では、まず (1) でノミナル時の性能を確保する。その上で (2) で共振周波数が変動したときのロバスト性を向上させるように周波数整形を行う。このようにすることで、ノミナル性能と共振周波数が変動したときのロバスト性の両立が容易となる。本節では (1) と (2) の両方を用いる提案手法と (1) のみを用いた場合を、ガルバノスキャナのシステムに適用し、シミュレーションおよび実機実験により提案法の有効性を検証する。

3.4.1 終端状態制御を用いた 2 自由度制御系

終端状態制御に基づく手法はフィードフォワード制御のため外乱に対するロバスト性がない。そのため図 3.2 に示す 2 自由度制御系を構成する。この制御系において FSC Input は終端状態制御入力、また C はフィードバック制御器、 $P_{mech}e^{-\tau_d s}$ は制御対象、 G_r は規範モデルとなっている。ここで、規範モデル G_r を

$$G_r(s) = P_{mech}(s)e^{-\tau_d s} \quad (3.65)$$

とすることを考える。もし、外乱やモデル化誤差が存在しなければ y と r は同じ応答になるため e の応答は常に 0 となる。よってフィードバック制御器 C は働かず終端状態入力によりモータ軸の角度 y を目標位置までもっていくことができる。一方、外乱やモデル化誤差が存在する場合は、規範モデル G_r の応答に追従するようにフィードバック制御が働く。なお、制御対象のむだ時間を G_r に含ませることにより、制御対象への入力の遅れが G_r にも同じだけ発生するため、その影響は e には現れないことがわかる。そのため次章以降で終端状態制御入力を設計する際には、むだ時間の影響を考慮する必要がないことに注意する。

3.4.2 終端状態制御入力的设计

本項ではガルバノスキャナに対してFSC入力およびFFSC入力を設計する。FSC入力の設計では文献[48]のように共振モードを含む制御対象に対して設計することによりノミナル時の制御性能を確保する。FFSC入力の設計では、FSC入力の設計と同様に共振モードを含む制御対象を設計に用いることによりノミナル時の制御性能を確保し、かつ共振周波数変動に対するロバスト性向上のために、文献[46]で提案されている周波数整形を行う。

FSC入力の設計

まず、ガルバノスキャナに対してFSC入力の設計を行う。FSC入力を設計するためには制御対象は離散時間の状態空間モデルで表現されていなければならないため、(2.2)式を各モードの位置と速度が状態変数になるように、連続時間伝達関数モデルから次の離散時間状態空間モデル

$$P_{mech}[z] = \left[\begin{array}{ccc|c} A_n & 0 & 0 & b_n \\ 0 & A_1 & 0 & b_1 \\ 0 & 0 & A_2 & b_2 \\ \hline c_n & c_1 & c_2 & 0 \end{array} \right] \quad (3.66)$$

を求めた。ただし、

$$P_n[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_n & b_n \\ \hline c_n & 0 \end{array} \right] \quad (3.67)$$

$$P_1[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_1 & b_1 \\ \hline c_1 & 0 \end{array} \right], \quad P_2[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_2 & b_2 \\ \hline c_2 & 0 \end{array} \right] \quad (3.68)$$

ここで、 $P_n[z]$ 、 $P_1[z]$ 、 $P_2[z]$ は(2.3)式、(2.4)式の $P_n(s)$ 、 $P_1(s)$ 、 $P_2(s)$ を状態空間モデルに変換し、その後サンプリング周期 τ でゼロ次ホールド離散化を行ったものである。その際 $P_n[z]$ 、 $P_1[z]$ 、 $P_2[z]$ に対応する状態変数 $x_n[k]$ 、 $x_1[k]$ 、 $x_2[k]$ が、それぞれ位置と速度になるようにした。すなわち次式が満たされるように変換した。

$$x_n[k] = \begin{bmatrix} x_{np} \\ x_{nv} \end{bmatrix}, \quad x_1[k] = \begin{bmatrix} x_{1p} \\ x_{1v} \end{bmatrix}, \quad x_2[k] = \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2v} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

ただし x_{np} 、 x_{nv} は剛体モードの位置と速度、 x_{1p} 、 x_{1v} は主共振モードの位置と速度、 x_{2p} 、 x_{2v} は第2共振モードの位置と速度を示す。そのため P_{mech} の状態変数 x_d は

$$x_d[k] = \left[x_n^T[k], x_1^T[k], x_2^T[k] \right]^T \quad (3.70)$$

となり，各モードの位置と速度が状態変数に表れる。これに，和分器 $\frac{1}{z-1}$ を接続し拡大系を構成し，拡大系に対して FSC 入力を設計する。

FSC 入力を求めるために，初期状態，終端状態，終端ステップ数は次のように決定した。まず，初期状態と終端状態を

$$x_d[0] = \begin{bmatrix} x_n[0] \\ x_1[0] \\ x_2[0] \end{bmatrix}, x_d[N] = \begin{bmatrix} x_n[N] \\ x_1[N] \\ x_2[N] \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

と置き，モータ軸の角度 y が原点で静止した状態から目標位置 r_m で静止するように初期状態を $x_n[0] = x_1[0] = x_2[0] = \mathbf{0}$ ，終端状態を $x_n[N] = [r_m \ 0]^T$ ， $x_1[N] = x_2[N] = \mathbf{0}$ と決めた。また，ステップ数 N は制御入力の飽和などを考え $N = 79$ とした。そのとき設計した終端状態入力と，そのスペクトルを図 3.3，図 3.4 に破線で示す。ただし図 3.3 の横軸において [s/unit] とは終端時間を 1 とするように正規化した単位であり，縦軸の [A/unit] とは目標位置 $r_m = 1$ で正規化したときの入力の単位である。また，図 3.4 において左側の縦の破線は主共振周波数，右側の縦の破線が第 2 共振周波数を表している。ここで図 3.4 のスペクトルを見ると主共振と第 2 共振でゲインが小さくなっている制御入力が設計できていることが確認できる。

FFSC 入力の設計

つぎに，FFSC を用いることによって共振周波数の変動に対するロバスト性を向上させることを考える。FFSC では (3.22) 式で示したように各 ω_i で入力の周波数成分を評価できる。そこで本稿では主共振モードおよび第 2 共振モードの周波数変動に対するロバスト性の向上を狙った ω_i の選択を行う。今回は主共振モードの共振周波数 $\pm 6\%$ の間を均等に 50 分割し，重み q_i はすべて 1×10^9 となるようにした。また，第 2 共振モードも主共振モードとほぼ同様に共振周波数 $\pm 6\%$ の間を均等に 50 分割し，重み q_i はすべて 5×10^7 となるようにした。第 2 共振モードより主共振モードのほうの重み q_i の値を大きくした理由は，主共振モードのほうが共振ピークのゲインが高く，応答をより劣化させやすいからである。

ここで設計した FFSC 入力とそのスペクトルを図 3.3，図 3.4 に実線で示す。このスペクトルを見ると主共振と第 2 共振でゲインが小さくなっている制御入力が設計できていることが確認できる。さらに破線の FSC 入力と比較すると，FFSC 入力では共振周波数の前後でゲインが低くなっている領域が広がっており，共振ピークの変動に対するロバスト性の向上が期待できる。

なお，図 3.3 からわかるように，FSC 入力に比べて FFSC 入力は電流の最大値が若干大きくなっている。電流アンプについては必要となる電流の最大値にあわせて設計しているため，問題とならない。

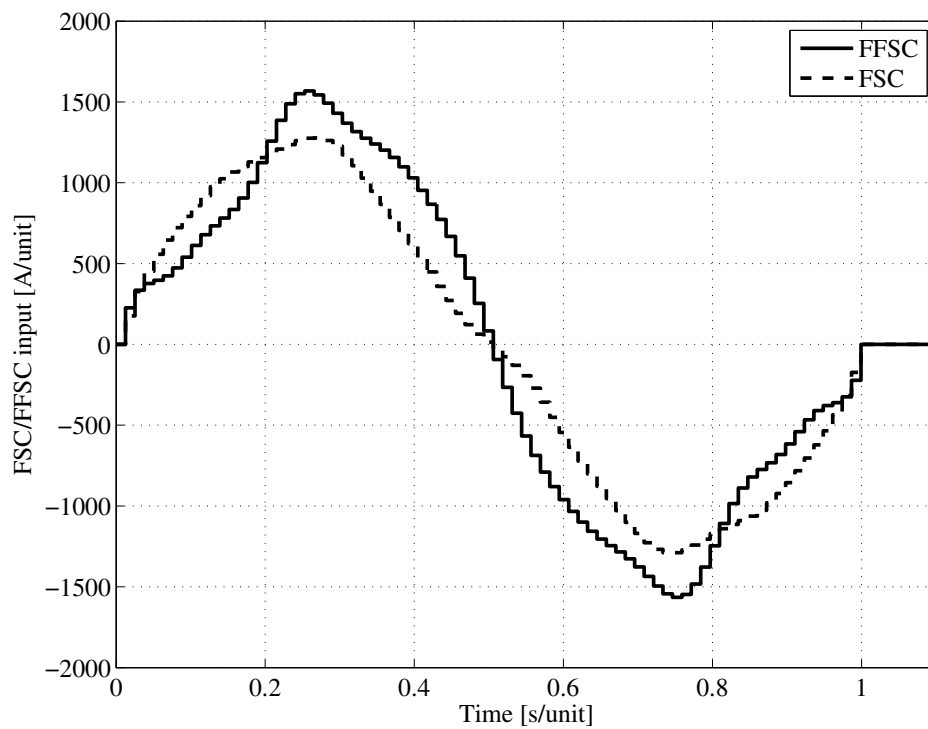


図 3.3: FSC および FFSC 入力波形

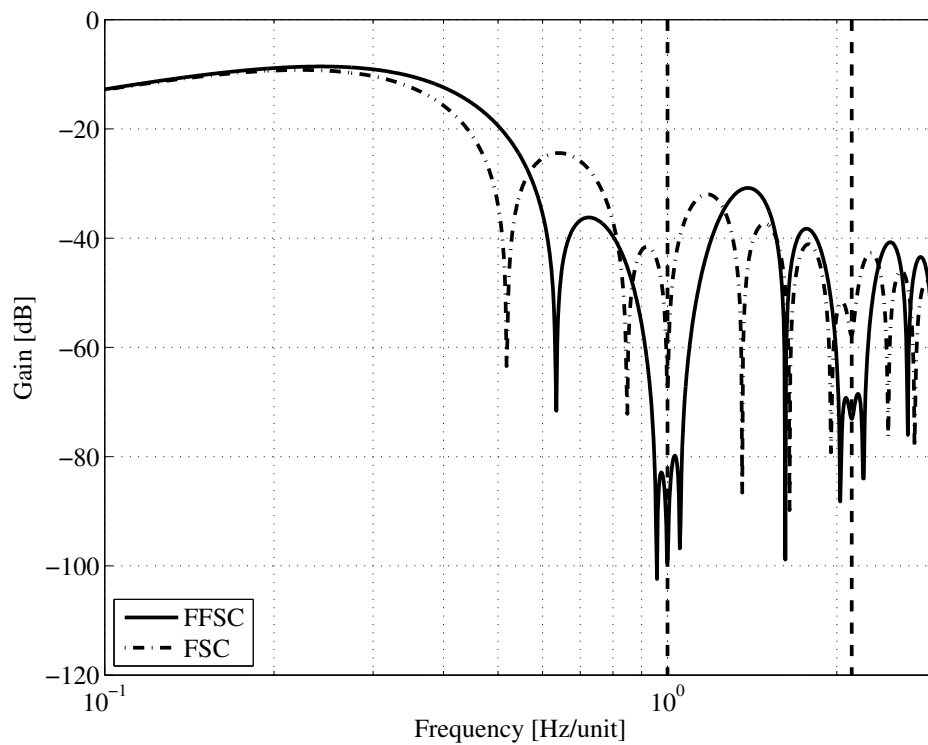


図 3.4: FSC および FFSC 入力の周波数スペクトル

この設計方法の特徴は、FFSC 入力を設計する時に共振モードを設計モデルに入れることによって、共振周波数が変動しない場合であるノミナル時の性能を確保し、さらに重み q_i を選び周波数整形を行うことによって、共振周波数の変動に対するロバスト性を確保するところにある。よって、この設計方法ではロバスト性の確保のみを考えて重み q_i を選べばよいとため比較的重みの設計が容易である。

3.4.3 シミュレーション

FSC 入力を用いたシミュレーション

図 3.2 の 2 自由度制御系を構成し、前節で設計した FSC 入力を用いてシミュレーションを行う。ただし、シミュレーションでは外乱は存在しないため、制御対象の変動を考えない場合、FSC を用いると N ステップで必ず目標値に到達する。そこで、制御対象の共振周波数の変動に対するロバスト性を確認するためのシミュレーションを行った。

制御対象の主共振周波数を -6% から $+6\%$ まで 1% ずつ変動させたときのモータ軸の角度 y_{enc} の応答を図 3.5 の上段に示す。ただし図において [rad/unit] とは目標位置を 1 になるように正規化した単位である。また、残留振動がわかるように縦軸を目標値付近で拡大してプロットした。この図から、共振周波数の変動に伴って残留振動が増大し、制御性能が劣化していることがわかる。

FFSC 入力を用いたシミュレーション

次に FFSC 入力を用いて、同様のシミュレーションを行った。そのときのモータ軸の角度の応答 y_{enc} を図 3.5 の下段に示す。この図から、FFSC では FSC に比べ残留振動が抑えられており、周波数整形を行うことにより共振周波数の変動に対するロバスト性が大幅に向上したといえる。

3.4.4 実機実験

FSC 入力を用いた実機実験

前項のシミュレーションと同様の制御系を構成し、FSC 入力を用いて実機実験を行った。そのときのモータ軸の角度 y_{enc} の応答を図 3.7 に一点鎖線で示す。この応答を見ると若干のオーバーシュートや振動があるものの、応答は目標値に収束していることがわかる。

ここで、位置決め時間を目標値の $\pm 0.08\%$ の範囲に収まるまでの時間とすると、 1.33 s/unit となる。なお、本実験装置では、 1 rad/unit は数百 μrad に相当しており、目標値の $\pm 0.08\%$

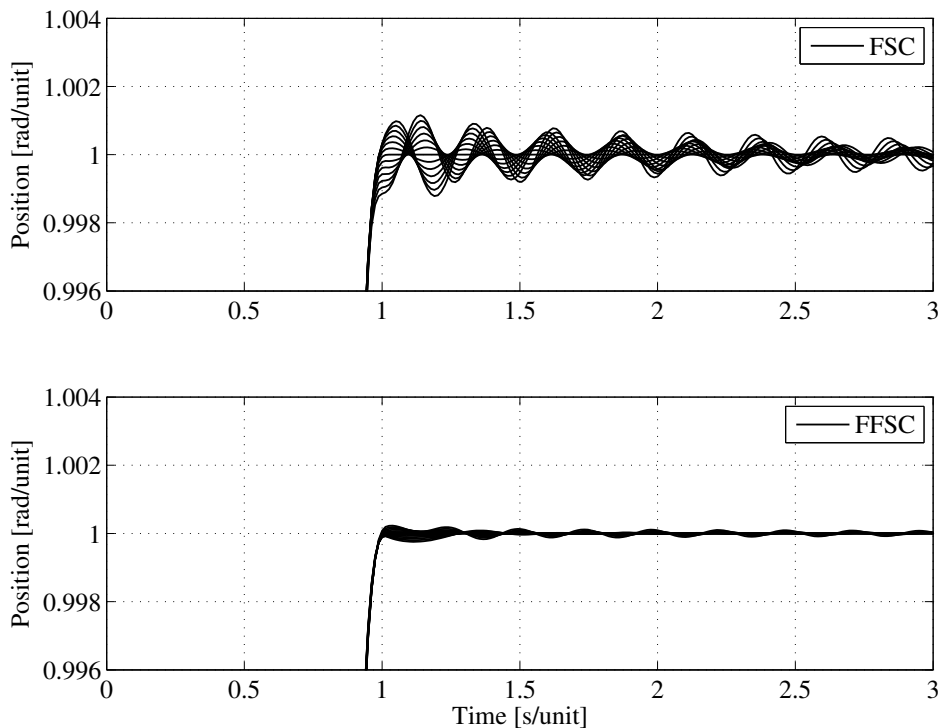


図 3.5: 主共振モードの共振周波数 $-6\% \sim +6\%$ 変動時の位置応答 (シミュレーション結果)

は $1\mu\text{rad}$ 以下の精度となる。したがって、ナノスケールの位置決め精度を議論していることになる。

つぎに共振周波数の変動に対するロバスト性を確認する。しかし実際の制御対象の共振周波数を任意に変更することは難しいため、今回は設計に用いる制御対象モデルの共振周波数を変更することにより、相対的に共振周波数を変動させて検証を行う。今回は制御系設計時の制御対象モデルの共振周波数を $+6\%$ 変動させて設計を行った。そのときの制御入力スペクトルを図 3.6 に一点鎖線で示す。これを見ると実際の制御対象の主共振周波数と $+6\%$ ずれたところでゲインが極小値を取っていることがわかる。次に、これらの FSC 入力を用いて実験を行った。そのときのモータ軸の角度の応答 y_{enc} を図 3.8 に一点鎖線で示す。目標値に収束した後の波形を見ると図 3.7 と比べ振動的な応答になっていることがわかり、共振周波数の変動により応答が大きく劣化している。位置決め時間も 1.33 s/unit から 1.94 s/unit に大きく劣化している。このことから、FSC では共振周波数の変動に対するロバスト性はあまり高くはないということがわかる。

FFSC 入力を用いた実機実験

次に FFSC 入力を用いて実機実験を行った。実機実験の条件は FSC 入力を用いたときと同様である。制御対象モデルの主共振周波数を変動させずに設計した FFSC 入力を用いたときの、モータ軸の角度の応答 y_{enc} を図 3.7 に実線で示す。次に、制御対象モデルの主共

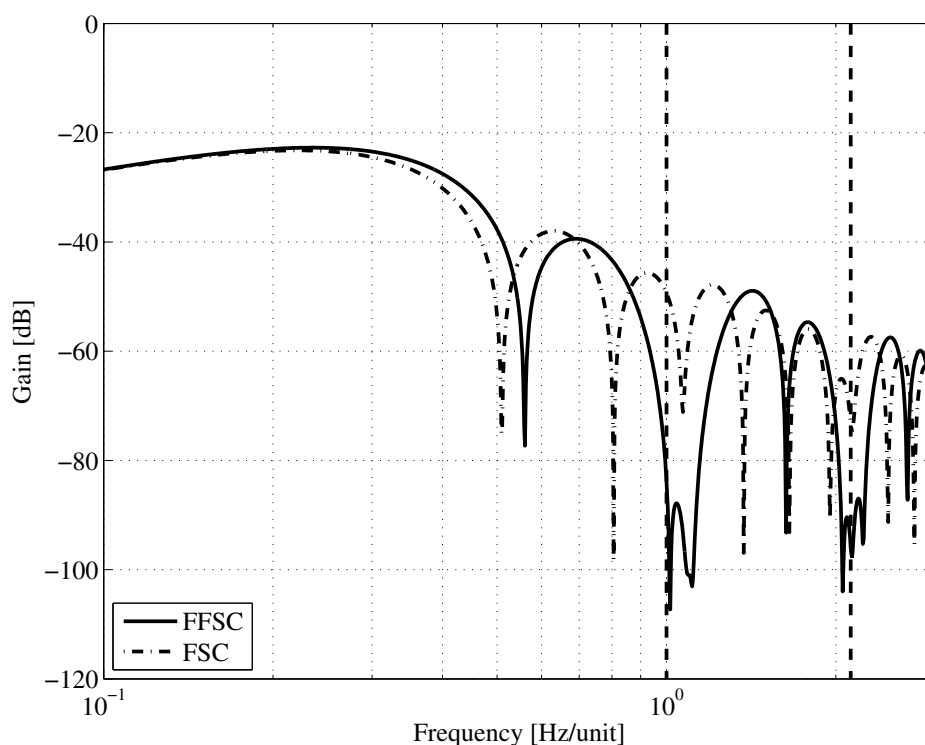


図 3.6: FSC および FFSC 設計時の主共振周波数を +6 %とした場合の入力スペクトル

共振周波数を +6%として設計した FFSC 入力のスpekトルを図 3.6 に実線で示す。そして、これら FFSC 入力を用いたときのモータ軸の角度の応答を図 3.8 に実線で示す。

図 3.6 を見ると主共振周波数において FSC よりも FFSC のほうがゲインが小さいことがわかる。また、図 3.8 を見ると、設計モデルの主共振周波数を変動させていない場合に十分な性能が得られていることはもちろんのこと、設計モデルの主共振周波数を +6%変動させたときの応答についても大きな劣化が見られないことがわかる。さらに、偏差信号 e の 0~5[s/unit] までのデータのスペクトルを図 3.9 に示す。この図を見ると FFSC 入力を用いることによって FSC 入力を用いたときに発生していた約 1[Hz/unit] のピーク（振動要素）が取り除かれていることがわかり、FFSC のほうが FSC より振動を励起しにくいといえる。位置決め時間についても、共振周波数の変動によって 1.39 s/unit から 1.44 s/unit にわずかに遅くなるだけとなった。以上より、FFSC 入力では、共振周波数の変動に対するロバスト性が大幅に向上していることが、実験からも確認できた。

温度変化に対するロバスト性の検証

ガルバノスキャナを長時間駆動する場合、装置自体が発熱を起し、ガルバノスキャナの特性が変動する。そこで、ガルバノスキャナを恒温層に入れて温度変化に対するロバスト性の検証を行った。温度 T は $T = 25^{\circ}\text{C}$ のノミナル時と、 $T = 55^{\circ}\text{C}$ の高温時の 2 種類

の実験を行った。 $T = 25^{\circ}\text{C}$ のときと比べ、 $T = 55^{\circ}\text{C}$ のときは主共振周波数が約 -2.5% 、第2共振周波数は約 -5% 変動することがわかっている。FSC, FFSC の入力を用いたときの $T = 25^{\circ}\text{C}$ のときのモータ軸の応答を図 3.10 に一点鎖線と実線で示す。また、 $T = 55^{\circ}\text{C}$ のときのモータ軸の応答を図 3.11 に一点鎖線と実線で示す。ただし、実験の条件は温度の変化による、共振周波数の変動以外は前節と同様である。これらの応答を見ると前項の実験と同様に FSC では $T = 55^{\circ}\text{C}$ のときは応答が振動的になるのに対して、FFSC では $T = 55^{\circ}\text{C}$ のときでも応答の劣化が少ないことが確認できる。先ほどと同様に位置決め時間を定義すれば、変動前と変動後で FSC の位置決め時間は 1.57 s/unit から 2.91 s/unit に大きく劣化している。一方、FFSC 入力では、 1.39 s/unit から 1.53 s/unit にわずかに遅くなるだけとなった。

つぎに、 $T = 55^{\circ}\text{C}$ のときの偏差信号 e の $0\sim 5[\text{s/unit}]$ までのデータのスペクトルを図 3.12 に示す。この図を見ると前節と同様、FFSC 入力を用いることによって FSC 入力を用いたときに発生していた約 $1[\text{Hz/unit}]$ のピークが取り除かれていることがわかり、FFSC のほうが FSC より振動を励起しにくいといえる。

以上より、FFSC 入力を用いることにより実際に起こりうる温度変化に対してもロバスト性の大幅な向上が確認できた。共振周波数が変動しても、残留振動が増加せず、位置決め時間の劣化がほとんどないので、生産性の向上に大きく寄与する。

なお、本節では特定の軌道（移動距離）に対してのみ評価を行ったが、ガルバノスキャナは、プリント基板上に IC ピッチで穴を空けるなど、特定の軌道を繰り返し用いる場面が多く、FFSC 入力の適用は実用上も有用である。

3.5 まとめ

終端状態制御は有限時間で指定した終端状態にもってゆく制御法である。ガルバノスキャナでは終端状態制御によるフィードフォワード制御入力の設計法が多く用いられており、本研究においても終端状態制御の枠組みを拡張して適用している。そこで本章では次章以降で用いる二次計画問題による終端状態制御の解法についてまとめた。また、終端状態制御をガルバノスキャナに対して適用する方法についても具体的に示した。

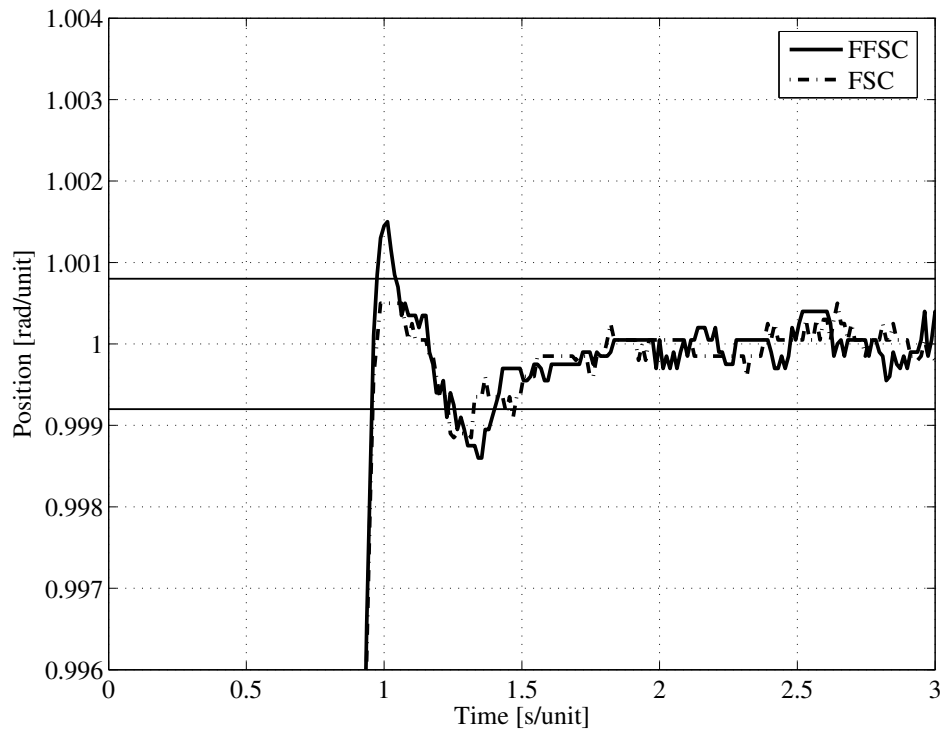


図 3.7: FSC および FFSC 設計時の主共振周波数をノミナル値とした場合の位置応答 (実機実験結果)

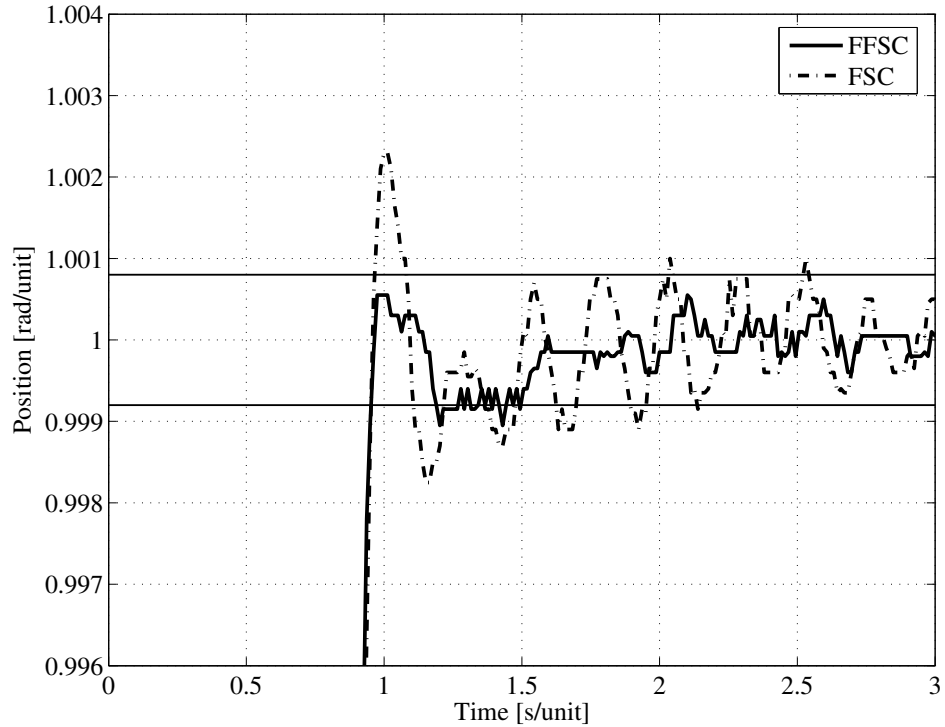


図 3.8: FSC および FFSC 設計時の主共振周波数を +6%とした場合の位置応答 (実機実験結果)

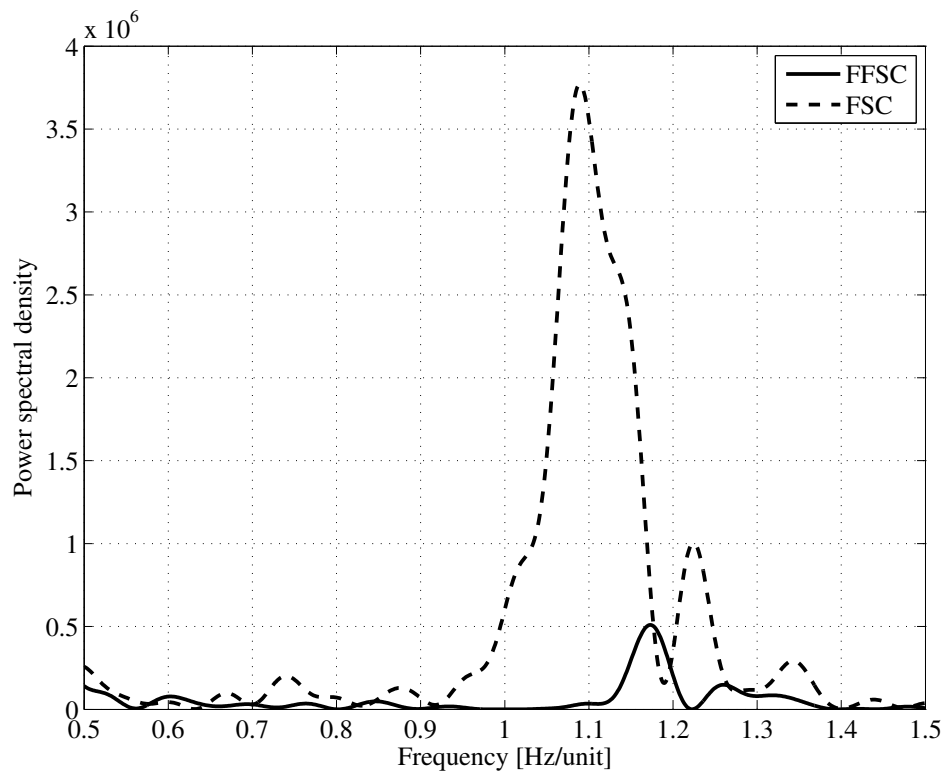


図 3.9: FSC および FFSC 設計時の主共振周波数を +6 %とした場合の偏差信号 e スペクトル (実機実験結果)

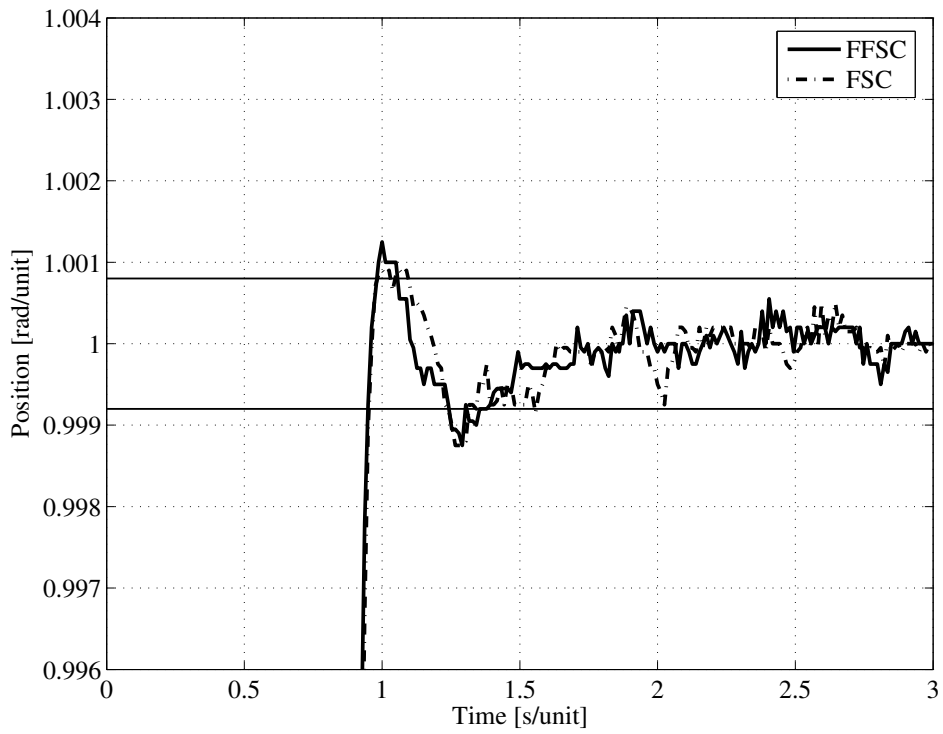


図 3.10: $T = 25^{\circ}\text{C}$ での位置応答 (実機実験結果)

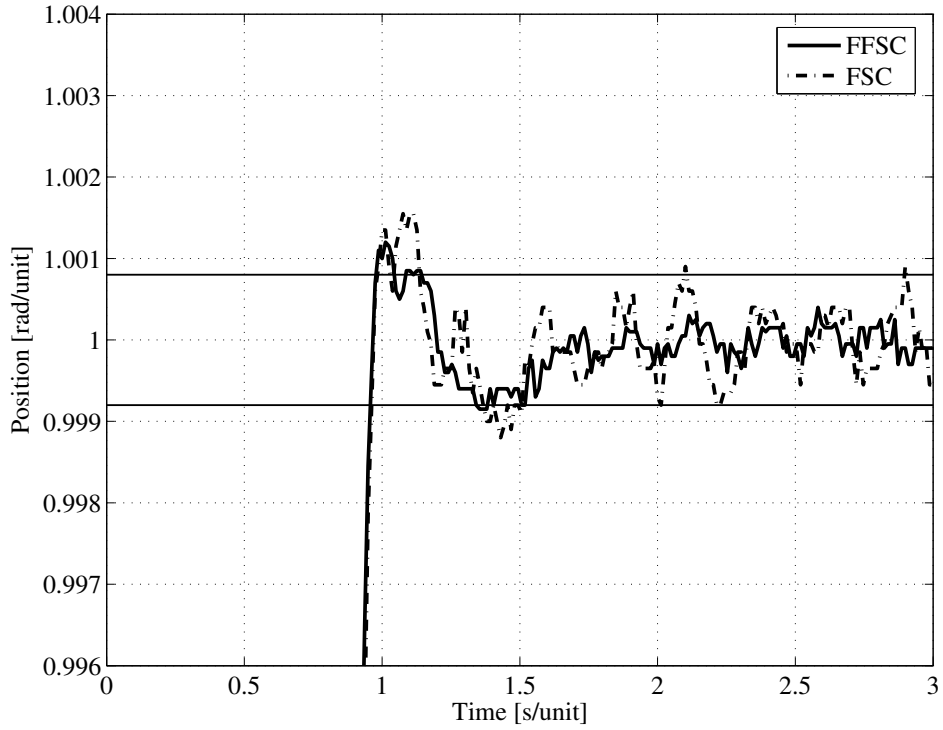


図 3.11: $T = 55^{\circ}\text{C}$ での位置応答 (実機実験結果)

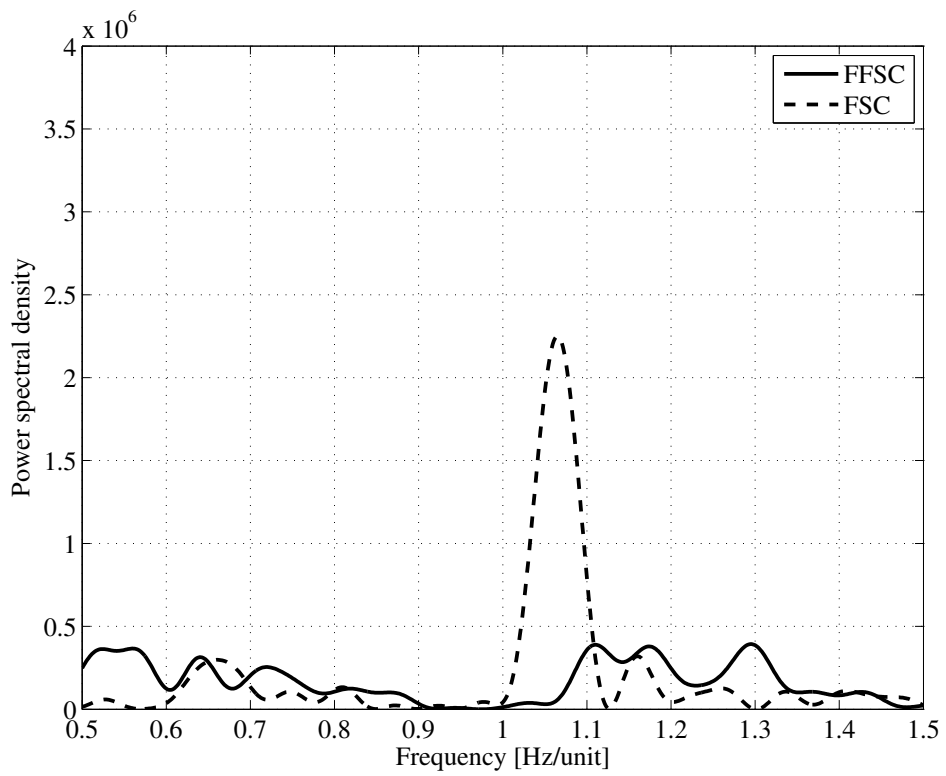


図 3.12: $T = 55^{\circ}\text{C}$ での偏差スペクトル (実機実験結果)

第4章 電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御

4.1 はじめに

スマートフォンの電気基板やCPUのパッケージ基板で用いられるビルドアップ多層配線板において、加工穴径は $50\mu\text{m}$ 程度であり、加工穴の間隔は 0.1mm から 10mm 程度離れている。そのため、ガルバノスキャナはレーザ穴あけ加工機の加工面で $0.1\text{mm}\sim 10\text{mm}$ の光走査を行う必要がある。 0.1mm の短距離移動では制御入力および状態の飽和は起こりにくいですが、 10mm の長距離移動では積極的に飽和を考慮して設計する必要がある。また、加工機上での各移動量の移動頻度は 0.1mm から 0.5mm の短距離移動が多いが、長距離移動を無視できるほど少なくはない。そのため、短距離から長距離移動までの移動量全体の位置決め時間を短縮していくことが求められている。この要求に対して著者らは、3.4節で述べたように軌道設計の最適化によりガルバノスキャナに適用し高速高精度な位置決めを実現してきた。その際、極力飽和が起こらないようにモータの駆動回路である電流アンプの高電流化、高電圧化を進めてきた。近年、レーザ光源の改善やレーザ穴あけ加工機内の処理回路の最適化に伴い、穴あけ加工のプロセスにかかる時間が短縮されている。穴あけ加工のプロセス時間は、ガルバノスキャナの静止時間に相当し、その間モータ電流はほとんど流れない。そのため、この静止時間が短くなると、単位時間当たりの電流アンプの発熱量が増加し、レーザ穴あけ加工機の高スループット化を図る上で支障となってきた。

ところで、電流アンプにはPWMアンプに代表されるデジタルアンプとリニアアンプの大きく分けて2種類の方式がある。デジタルアンプはリニアアンプと比べて電力効率がよく、発熱を大きく抑制できるが、電流制御系の帯域を高くすることは難しい。そのため、ガルバノスキャナの中でも特に高速高精度な位置決め性能が求められるものについては、デジタルアンプが使用できない。そこで、本章ではリニアアンプを用いた電流アンプの発熱について考える。

電流アンプの発熱を抑制するためには電流アンプの電源電圧を低電圧化することが効果的である。しかしながら単純に電源電圧を低電圧化していくと、加減速時に電圧の飽和が発生し、残留振動が大きくなるなど位置決め性能が悪化する。そのための飽和対策として、アンチwindアップ手法がよく知られる [24–29]。しかし、アンチwindアップ

手法は、基本的に飽和時の性能劣化を最小限に抑えるための手法であり、飽和時の性能劣化は避けられない。制御性能を最優先に考えるのであれば、はじめから電圧飽和が起らないように軌道設計をすべきである。

ところで、制御入力や状態に制約を設けて軌道設計を行う場合には制約条件をLMI (Linear Matrix Inequality) で表現し設計する手法が報告されている [16, 21–23]。文献 [21] では、制御対象としてハードディスクドライブのヘッドの位置決めを考えており、制御入力である電流指令値の大きさに制約を設けた終端状態制御による軌道設計法を提案している。文献 [22] では、制御対象としてDCモータ、ギアおよび剛性に制限のあるシャフトを介した負荷を考えており、制御入力である電圧もしくはトルク指令値の大きさおよびシャフトに印加するトルクの大きさに制約を設けた軌道設計法を提案している。また、文献 [16, 23] では、制御対象としてガルバノスキャナを考えており、制御入力である電流指令値の大きさに制約を設けた有限ステップ整定による軌道設計を提案している。このように制御入力や状態の制約を考慮した軌道設計手法が数々提案されており、目標値への追従性能改善や残留振動の低減についての有効性が示されている。しかしながら、電流アンプでの発熱を抑制するための軌道設計法については議論されていない。発熱を抑制するための軌道設計法の一つとして、評価関数に電流アンプの発熱量を含ませることが考えられる。しかしながら、評価関数が非線形になることから最適な軌道を得ることは簡単ではなく、さらに性能と発熱量のトレードオフの問題が生じる。そこで、すでに有効性が示されている3.4節で説明した評価関数 [15] に対して、モータへの駆動電圧の大きさに制約を追加することを提案する。電流アンプの電源電圧の低電圧化に合わせて最大駆動電圧を低下させることによって、制御性能を劣化させることなく電流アンプの発熱の抑制が期待できる。ただし、電流アンプの消費電力を直接的に考慮しないため、その有効性はシミュレーションおよび実機で検証する。

4.2 電圧飽和を考慮した終端状態制御

4.2.1 電流アンプの電圧飽和

電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御について説明するために、摩擦の無い慣性系を電磁アクチュエータで駆動することを考える。その際、電磁アクチュエータに流れる電流 $i(t)$ が目標電流 $i_{ref}(t)$ に追従するように、電流帰還型の電流アンプを用いるものとする。このようなシステムのブロック線図は一般に図4.1のようになる。図において、 $P_c(s)$ は慣性系を表し、 K_t はトルク定数、 J は慣性モーメント、 $x_p(t)$ は変位、 $x_v(t)$ は速度を表す。また、 R は電機子抵抗、 L は電機子のインダクタンス、 K_e は逆起電力定数を表し、 $K(s)$ は電流フィードバック制御器である。この時、電機子への印加電圧 $V_M(t)$ は電源電圧 V_p で制約を受けるので、 K の出力が V_p を超えると、電圧飽和が起こる。

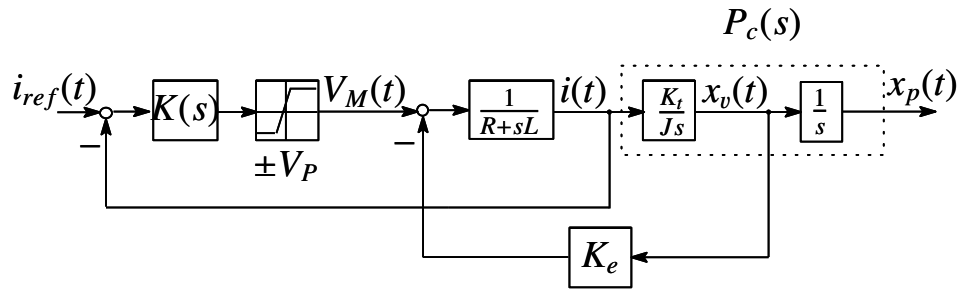


図 4.1: 電流アンプを含む制御対象

文献 [21] では入力飽和を考慮した終端状態制御を提案しているが、そこでは実際の電流 $i(t)$ と電流指令値 $i_{ref}(t)$ が一致すると仮定した上で、 $i_{ref}(t)$ に対して制約を課した設計を行っており、電圧飽和を取り扱っていない。しかし、理論上は制約変数が図 3.1 の拡大系の状態変数と入力の線形和で表現できれば良いので、電流アンプを含む図 4.1 のシステム全体を制御対象と考え、その内部状態である $V_M(t)$ を制約することは可能である。しかし、実システムへ適用する上で次の問題が生じる。

1. 終端状態制御入力の設計に電流フィードバック制御器 K のパラメータが必要となる。したがって、電流アンプが変わると軌道を再設計しなければならない。
2. 市販の電流アンプでは、電流フィードバック制御器 K に関する情報の入手が困難な場合が多い。

以上のことから、電流フィードバック制御器 K に依存しない手法が望ましい。

4.2.2 電圧に対する制約変数の導出

電流アンプの帯域は一般に十分高いので、目標電流 $i_{ref}(t)$ に実際の電流 $i(t)$ は十分な精度で追従する。そのため、電流アンプをゲイン 1 の理想アンプと仮定した図 4.2 の拡大系が終端状態制御の設計によく用いられる。ただし、 $u_c(t) = i(t) = i_{ref}(t)$ 。3.4 節においても、このようにして求めた電流プロファイルによって、十分な性能が得られることを実験で確認している。したがって、 $i_{ref}(t) = i(t)$ が成り立つのであれば、印加電圧 $V_M(t)$ は電機子電流 $i(t)$ とアクチュエータ速度 $x_v(t)$ を使って

$$V_M(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + K_e x_v(t) \quad (4.1)$$

と表現できるので、 $|V_M(t)| \leq V_p$ を満たすように $i(t)$ のプロファイルを求めて目標電流 $i_{ref}(t)$ として与えれば、電圧制約は満たされる。

そこで、このような電流プロファイルを終端状態制御で求めることを考えよう。先ほど述べたように、 $i(t) = i_{ref}(t)$ を仮定したときの終端状態制御の拡大系は図 4.2 となる。ここ

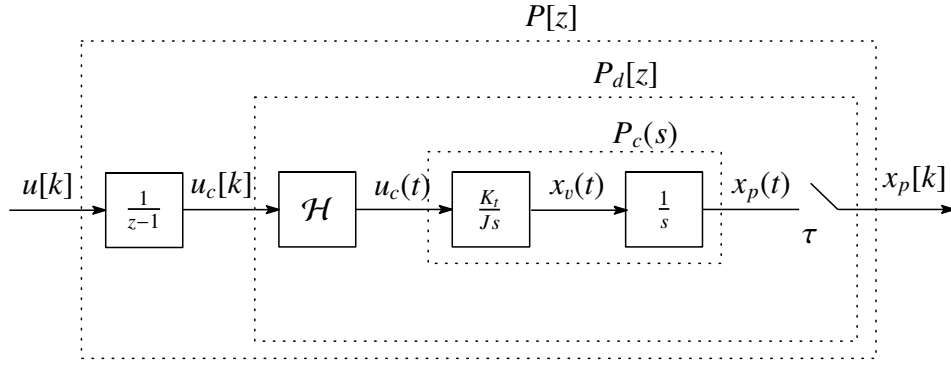


図 4.2: 剛体モデルの拡大系

で, (4.1) 式を離散化するために, 電流の微分を前進差分で近似すると, $V_M(t)$ の離散時間近似値 $z_{vol}[k] \simeq V_M(\tau k)$ は

$$z_{vol}[k] = Ru_c[k] + L \frac{u_c[k+1] - u_c[k]}{\tau} + K_e x_v[k] \quad (4.2)$$

となる。ただし, $x_v[k] = x_v(\tau k)$ 。さらに, 図 4.2 の拡大形への入力 $u[k]$ がちょうど $u_c[k]$ の前進差分になっていることから, (4.2) 式は次式となる。

$$z_{vol}[k] = Ru_c[k] + \frac{L}{\tau} u[k] + K_e x_v[k] \quad (4.3)$$

つまり, $z_{vol}[k]$ は状態 $u_c[k]$, $x_v[k]$ 及び入力 $u[k]$ の線形和で表現でき, これをブロック線図で表すと図 4.3 になる。ここで $P_c(s)$ の状態変数 $x_c(t)$ を $[x_p(t), x_v(t)]^T$ とし, $P_d[z]$ の状態変数 $x_d[k]$ を $x_c(\tau k)$ となるように状態変数を定義すると, 拡大系 $P[z]$ の状態変数 $x[k]$ は

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_d[k] \\ u_c[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_c(\tau k) \\ u_c[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_p[k] \\ x_v[k] \\ u_c[k] \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

となり, $z_{vol}[k]$ は

$$z_{vol}[k] = C_{vol} x[k] + D_{vol} u[k] \quad (4.5)$$

となる。ただし,

$$C_{vol} = \begin{bmatrix} 0 & K_e & R \end{bmatrix}, \quad D_{vol} = \frac{L}{\tau}$$

(4.5) 式は (3.42) 式に対応するので, $|z_{vol}[k]| \leq V_p$ を満たすように終端状態制御入力を求めることで電圧飽和が考慮できる。

この手法は, 電圧飽和を考慮しない場合に良く用いられる図 4.2 の拡大系に (4.5) 式の制約条件を付加するだけで済み, また, 電流フィードバック制御器 K のパラメータも不要であるという利点を持つ。ただし, 電流の微分を前進差分で近似しているので, $z_{vol}[k]$ と実際の電圧 $V_M(t)$ は完全には一致しない。そこで, 本手法の有効性は実機実験で検証する必要がある。

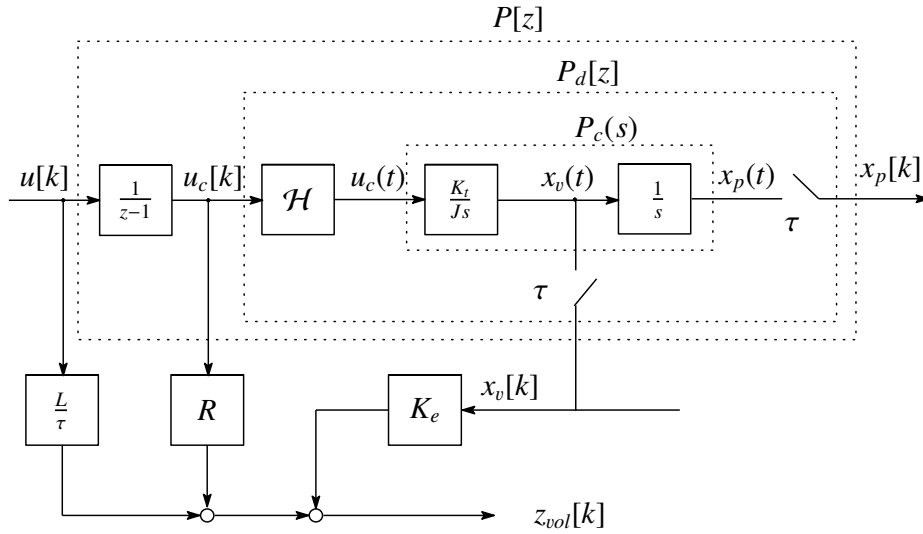


図 4.3: モータ両端電圧を制約するための拡大システム

4.2.3 その他の制約変数の導出

電流アンプの電圧だけでなく、電流や速度に対しても制約を課したい場合もある。電流や速度は状態変数 $x[k]$ に含まれるので、電流に対する制約変数 $z_{cur}[k]$ および速度に対する制約変数 $z_{vel}[k]$ は次式となる。

$$z_{cur}[k] = C_{cur}x[k] + D_{cur}u[k] \quad (4.6)$$

$$z_{vel}[k] = C_{vel}x[k] + D_{vel}u[k] \quad (4.7)$$

ただし、

$$C_{cur} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_{cur} = 0 \quad (4.8)$$

$$C_{vel} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{vel} = 0 \quad (4.9)$$

電圧、電流および速度を同時に制約したい場合は、(3.42) 式の $z[k]$ と (3.43) 式の z_{max} を

$$z[k] = \begin{bmatrix} z_{vol}[k] & z_{cur}[k] & z_{vel}[k] \end{bmatrix}^T$$

$$z_{max} = \begin{bmatrix} z_{vol}^{max} & z_{cur}^{max} & z_{vel}^{max} \end{bmatrix}^T$$

と選べばよい。ただし、 z_{\bullet}^{max} は各制約変数 $z_{\bullet}[k]$ の最大値を表すものとする。

4.3 実機への適用

4.3.1 制御対象モデルに対する終端状態制御入力的设计

本節ではガルバノスキャナに対して終端状態制御入力を設計する。

次に制約変数の (3.42) 式を求めていく。ただし、4.2 章と異なり、 P_{mech} は剛体モードの他に二つの共振モードを持つため、ガルバノスキャナの位置および速度は、各モードの位置および速度の和となる。 P_{mech} の状態変数が (3.70) 式で定義されることに注意すると、制約変数 $z_{vol}[k]$, $z_{cur}[k]$, $z_{vel}[k]$ は次式のように表せる。

$$z_{vol}[k] = C_{vol}Tx[k] + D_{vol}u[k]$$

$$z_{cur}[k] = C_{cur}Tx[k] + D_{cur}u[k]$$

$$z_{vel}[k] = C_{vel}Tx[k] + D_{vel}u[k]$$

ただし

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & | & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & | & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & | & 1 \end{bmatrix}$$

以下、具体的数値を与えて入力設計していく。

制御入力および状態量の制約として、電流アンプの電流制限によりモータ電流は 12 A 以下、位置信号の検出帯域の制限によりモータ速度は 5 m/s 以下とした。また、モータへの印加電圧の制約については従来手法である電圧制約をしない条件に加えて、電流アンプでの発熱量を概ね 1/2 以下に抑制すること、かつ使用電源の電圧調整範囲を考慮して、36 V 以下、72 V 以下の計 3 つの条件とした。これらの制約条件の下で移動量 0.1 mm, 1 mm, 10 mm について軌道設計を行った。軌道設計の計算には Matlab R2010a 上の Optimization Toolbox を使用した。ここで移動量 0.1 mm は、レーザ穴あけ加工機での加工時に移動頻度の高い移動量である。また、移動量 1 mm はガルバノスキャナの位置決め性能を示すための代表的な移動量として、レーザ穴あけ加工機では一般的によく使われている。また、移動量 10 mm はレーザ穴あけ加工機での加工時に使われる最大の移動量となっている。移動量 0.1 mm, 1 mm, 10 mm での終端ステップ数 N は各々 37, 73, 351 とした。位置決め時間を短縮するためには、終端ステップ数を小さくする必要がある。しかしながら終端ステップ数を小さくした場合、電流指令値により高い周波数成分を含むため、設計軌道に対する実機の追従誤差が大きくなる傾向がある。また、制約条件を満足する軌道が存在しない可能性がある。そこで制約条件を満足する軌道が存在し、かつ電圧の飽和を考慮しない従来の軌道設計法を実機に適用した際に、設計軌道への追従誤差が位置決め精度に対して十分小さくなるように終端ステップ数を設定した。

また、共振周波数の変動に対するロバスト性向上のため、(3.22) 式の ω_i 及び q_i の選択については、電圧の飽和を考慮しない 3.4 節で最適化した値に設定した。具体的数値としては、主共振モードの共振周波数 $\pm 6\%$ の間を均等に 50 分割した周波数 ω_i に対し、重み q_i はすべて 1×10^9 となるようにした。また、第 2 共振モードも主共振モードとほぼ同様に共振周波数 $\pm 6\%$ の間を均等に 50 分割し、重み q_i はすべて 5×10^7 となるようにした。

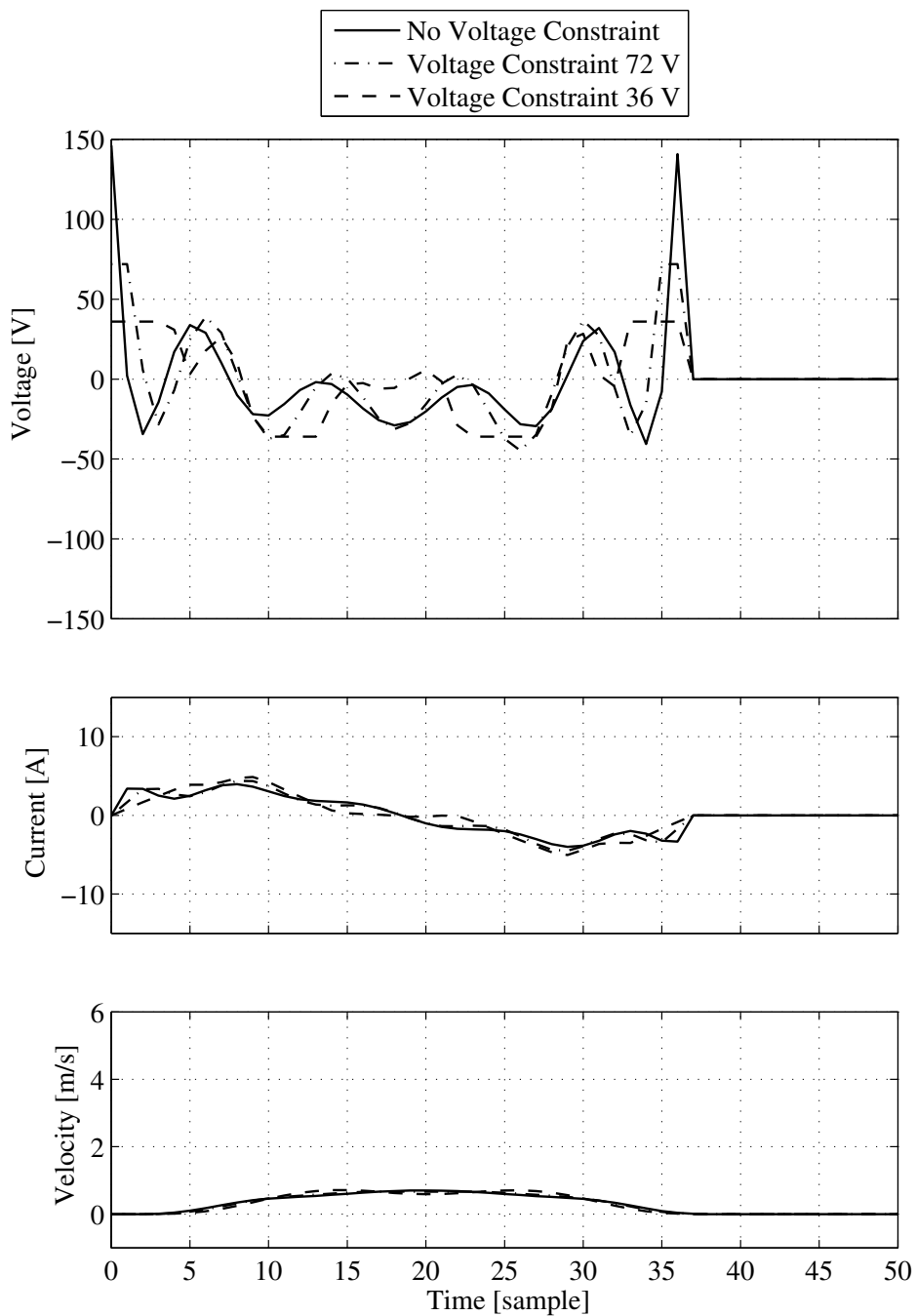


図 4.4: 軌道波形 (0.1 mm 移動)

図 4.4～図 4.6 に各移動量でのモータの両端電圧 $z_{vol}[k]$, 電流 $z_{cur}[k]$, 速度 $z_{vel}[k]$ の軌道波形の計算結果を示す。また, 図 4.6 の移動量 10mm での電圧波形のみを終端ステップ (時刻 351sample) 付近で拡大したものを図 4.7 に示す。移動量 10mm においてモータへの印加電圧を 36V および 72V に制約した場合の最大電圧は, 各々 36V, 72V であり, 電圧制約をしない条件での最大電圧は 76V であった。これらの図から, 電圧, 電流, 速度が制約条件を満たすように求められていることがわかる。

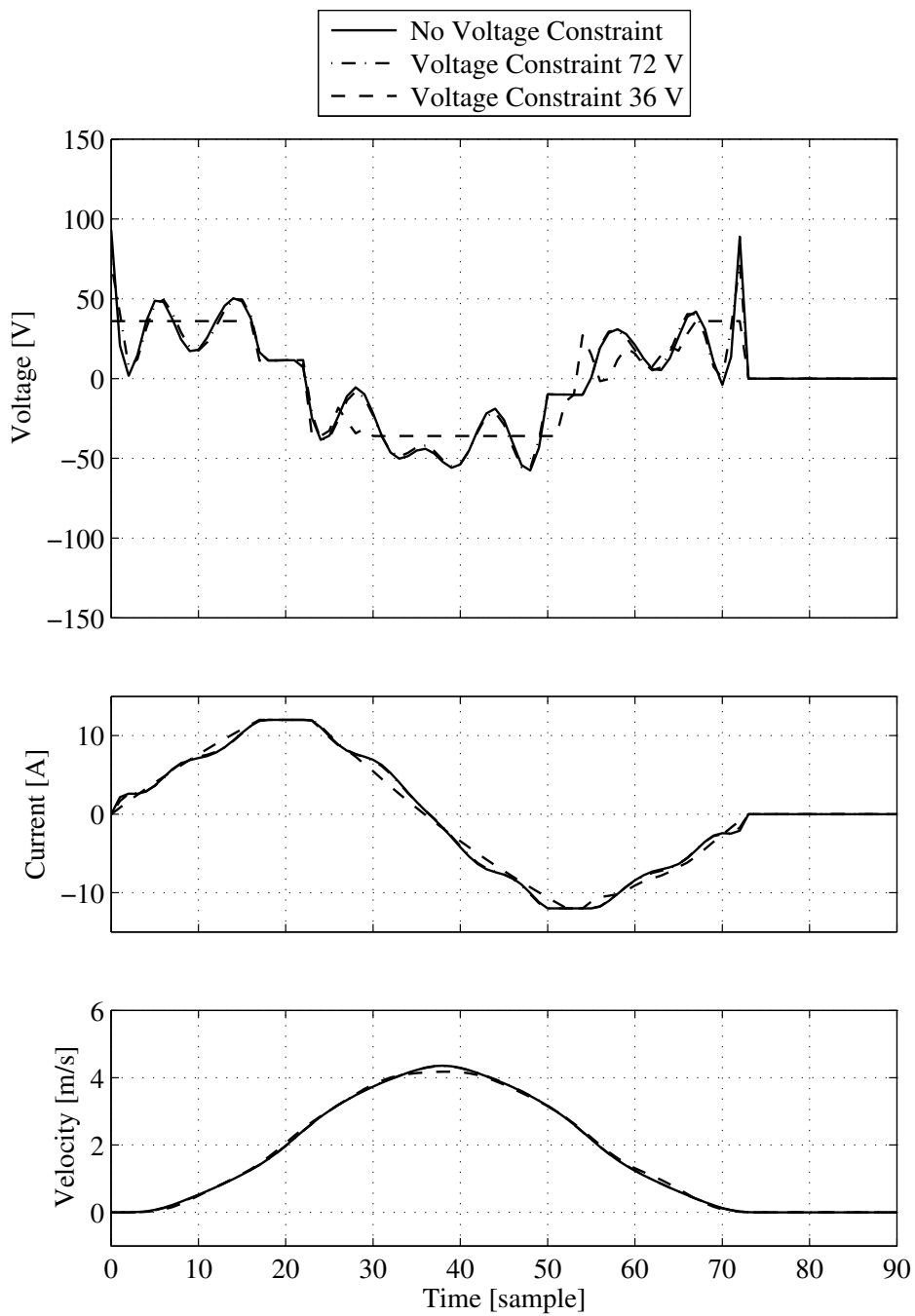


図 4.5: 軌道波形 (1 mm 移動)

4.3.2 電流アンプでの発熱の評価

電流アンプでの消費電力はすべて熱に変わるため、電流アンプでの発熱は消費電力で評価することとする。ここでは、前節で軌道設計した電流、電圧波形の通り理想的に動作するものとして、電流アンプでの消費電力を計算する。初期状態から終端状態までの平均的

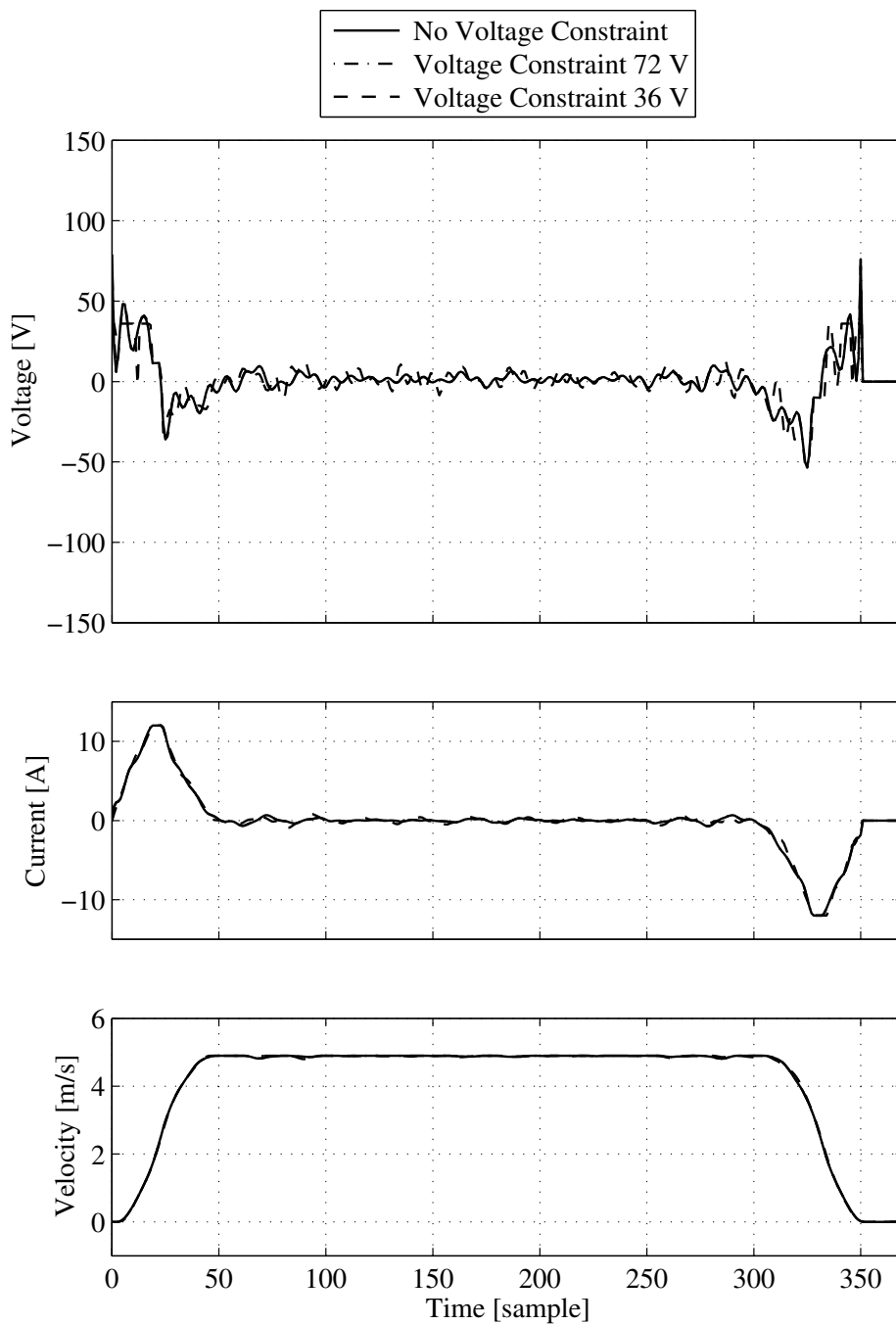


図 4.6: 軌道波形 (10 mm 移動)

な消費電力を求めるため、消費電力は

$$P = \frac{1}{N\tau} \int_0^{N\tau} |i(t)(V_p - V_M(t))| dt$$

を用いて計算する。なお、 $V_M(t)$ はモータへの印加電圧である。また V_p は電流アンプの電源電圧 $\pm V_{power}$ の電位差であり、 $2V_{power}$ である。以下、 V_p を電流アンプの電源電圧と呼ぶこととする。各移動量および制約電圧での消費電力の計算結果を図 4.8 に示す。なお、電

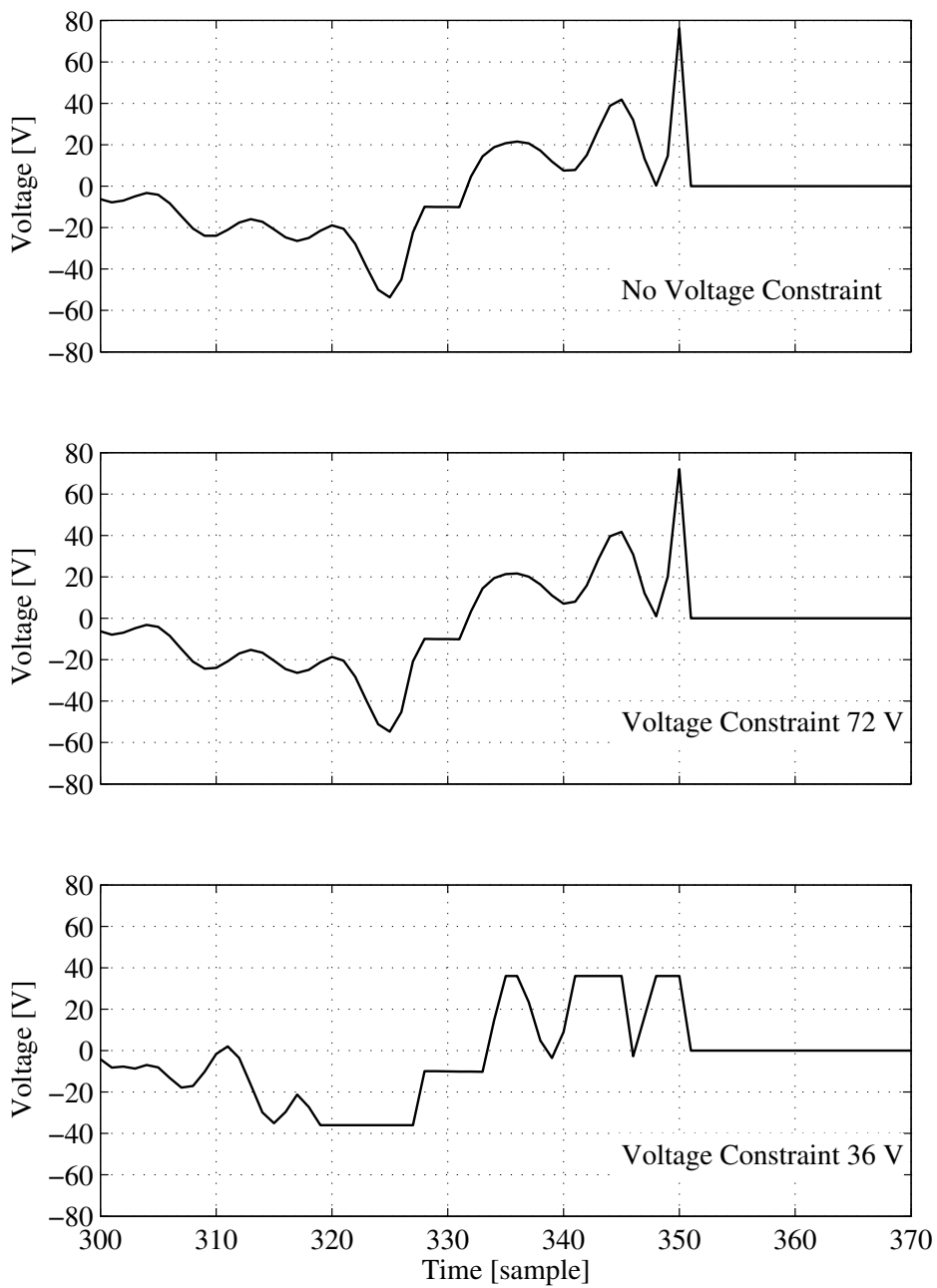


図 4.7: 軌道波形の拡大 (10 mm 移動)

圧非制約時での計算結果は、そのときの最大印加電圧が 146 V であったため、制約条件 146 V として図示した。また、今回用いた電流アンプでは、内部回路にて 16 V の電圧損失が発生するため、電流アンプの電源電圧 V_p は電圧の制約条件 36 V, 72 V, 非制約についてそれぞれ 52 V, 88 V, 162 V を使用するものとして計算した。図 4.8 に示すように電流アンプでの消費電力は、モータへの印加電圧の制約量に伴い大幅に低減できる。また各移動量での消費電力を比較すると、移動量 0.1mm と比べて移動量 1mm 時の消費電力が大きい。これはモータ電流が大きく増加しているためである。一方、移動量 10mm では速度

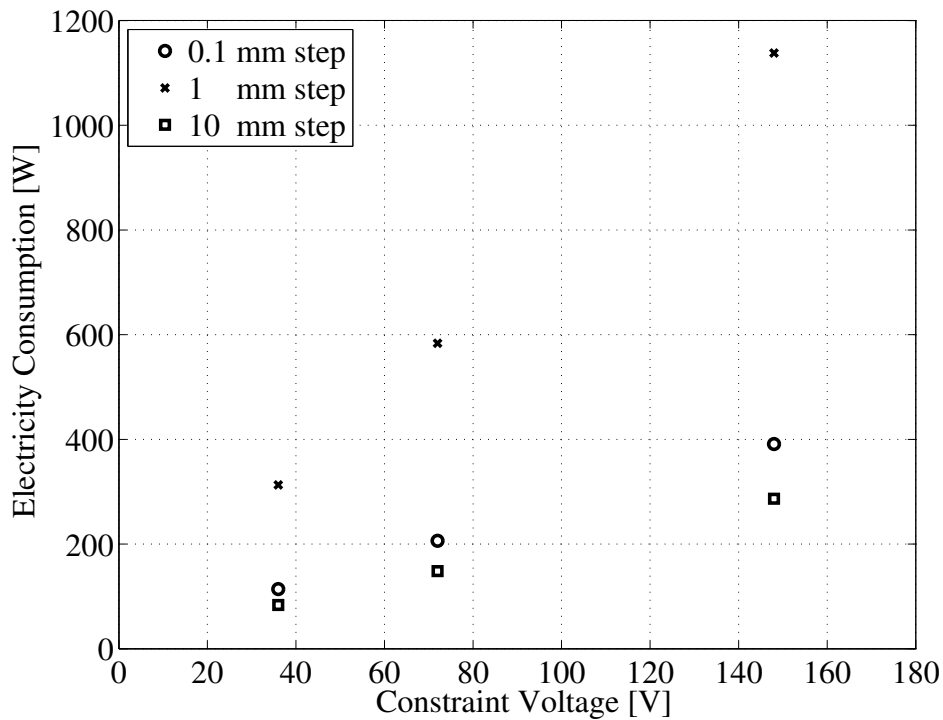


図 4.8: 電流アンプでの消費電力

制約により等速運動の時間が長く，等速運動時のモータ電流が小さいため，電流アンプの消費電力は小さくなっている。

4.3.3 実機検証

4.3.1 節で設計した終端状態制御入力を用いて実機実験を行った。最初に，電圧飽和を考慮しない従来手法の適用時において，電流アンプの電源電圧を低下させた場合の位置応答の変化を確認する。電圧非制約時の設計軌道を用いて電流アンプの電源電圧 V_p を 162 V, 76 V, 72 V と低電圧化させて，位置応答を測定した。電圧非制約時の移動量 1 mm でのモータ位置の応答を図 4.9 に，拡大した応答を図 4.10 に示す。ガルバノスキャナの位置決め精度の仕様は $\pm 3 \mu\text{m}$ である。図 4.10 に示すように電源電圧 V_p を 72 V まで低電圧化していくと，残留振動が大きくなり位置決め精度の仕様を満足しないことがわかる。

つぎに，提案法である電圧飽和を考慮した軌道設計手法を適用した際の位置応答の変化を確認する。ここでは，電圧の制約条件 36 V, 72 V, 非制約で設計した軌道を用いて位置応答を測定した。その際の電流アンプの電源電圧 V_p は，電流アンプの内部回路の電圧損失 16 V を考慮して，それぞれ 52 V, 88 V, 162 V とした。移動量 1 mm でのモータ位置の応答を図 4.11 に，拡大した応答を図 4.12 に示す。なお，図中の実線は電圧非制約で設計した軌道を 162 V の電源で，一点鎖線は電圧制約 72 V で設計した軌道を 88 V の電源で，

波線は電圧制約 36 V で設計した軌道を 52 V の電源で駆動した時の応答を表す。これらの図から、電圧の制約条件によらず位置決め波形に大きな劣化が見られないことが確認できる。特に、電圧制約を 36 V で設計すると、電源電圧を 52 V まで低くしても応答に劣化は見られず、位置決め精度の仕様を満足することができた。従来法では図 4.10 で示したように電源電圧が 72 V においてすでに性能が劣化して仕様を満足しない。このことから、提案法は電源電圧の低電圧化に有効であると言える。なお、移動量が 0.1 mm, 10 mm の場合も同様の結果が得られることを確認した。

4.4 まとめ

本章では、電流、速度の制約に加えてモータへの印加電圧に対する制約を考慮した終端状態制御により電流アンプでの電圧飽和を考慮した軌道設計法を提案した。提案法により電流アンプの電源電圧を低電圧化した際に、電流アンプの発熱（消費電力）を抑制できることをシミュレーションにより確認した。そして、ガルバノスキャナに提案法を適用した実機実験を行い、位置決め仕様を満足した上で従来法と比べて電流アンプの電源電圧を低電圧化できることを確認した。以上より提案法は有効であると考え。また、本提案法はガルバノスキャナへの適用だけでなく、位置決め制御で広く用いられているリニアアンプを用いた制御システムに応用可能であると考え。

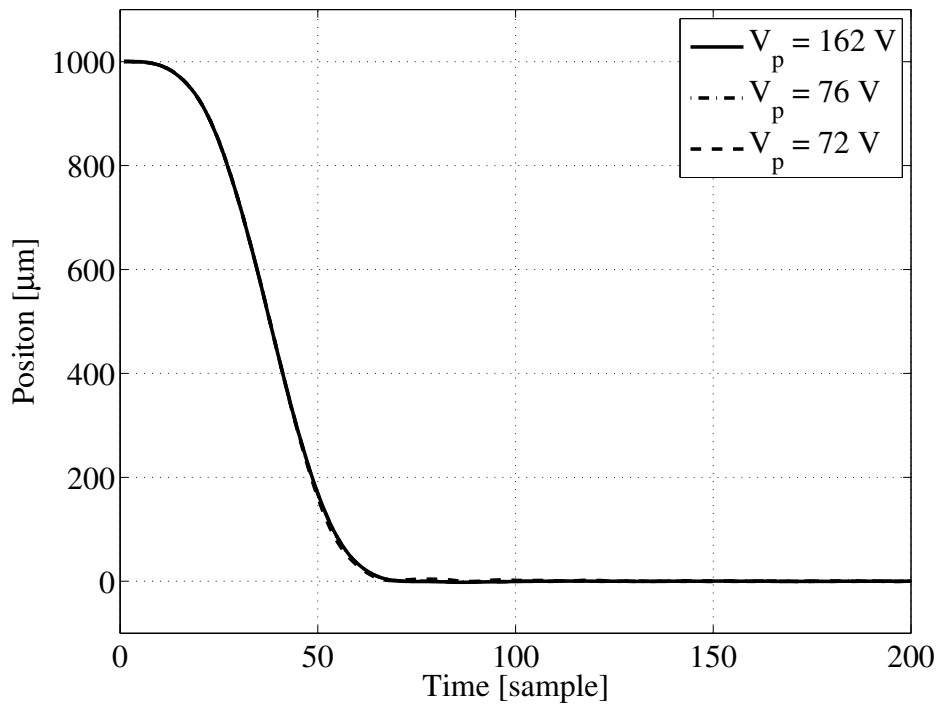


図 4.9: 従来法での位置応答 (1 mm 移動)

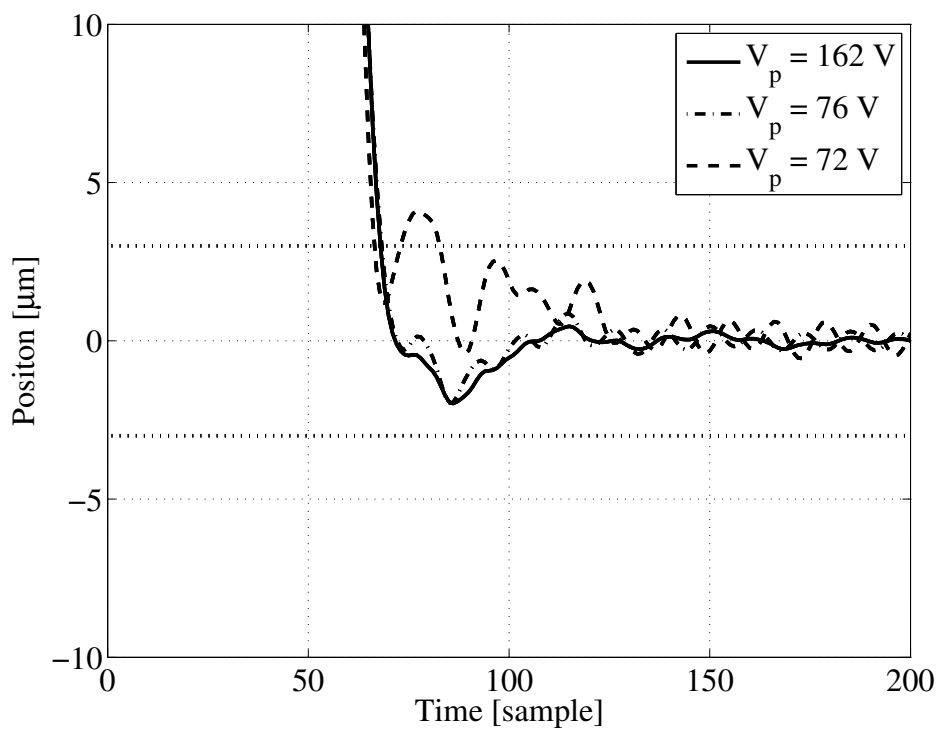


図 4.10: 従来法での位置応答の拡大 (1 mm 移動)

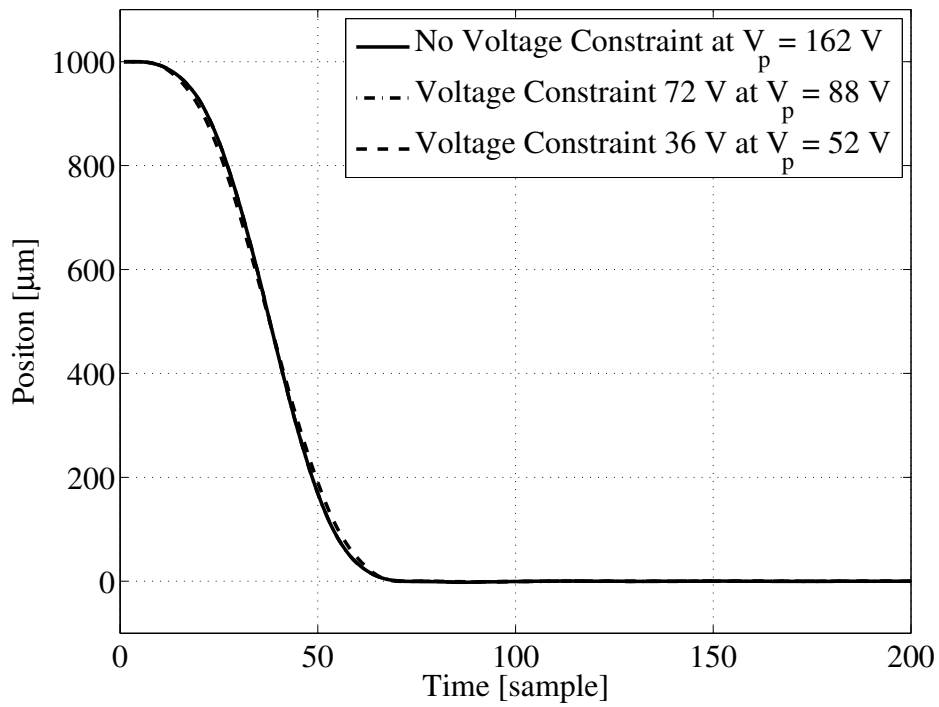


図 4.11: 提案法での位置応答 (1 mm 移動)

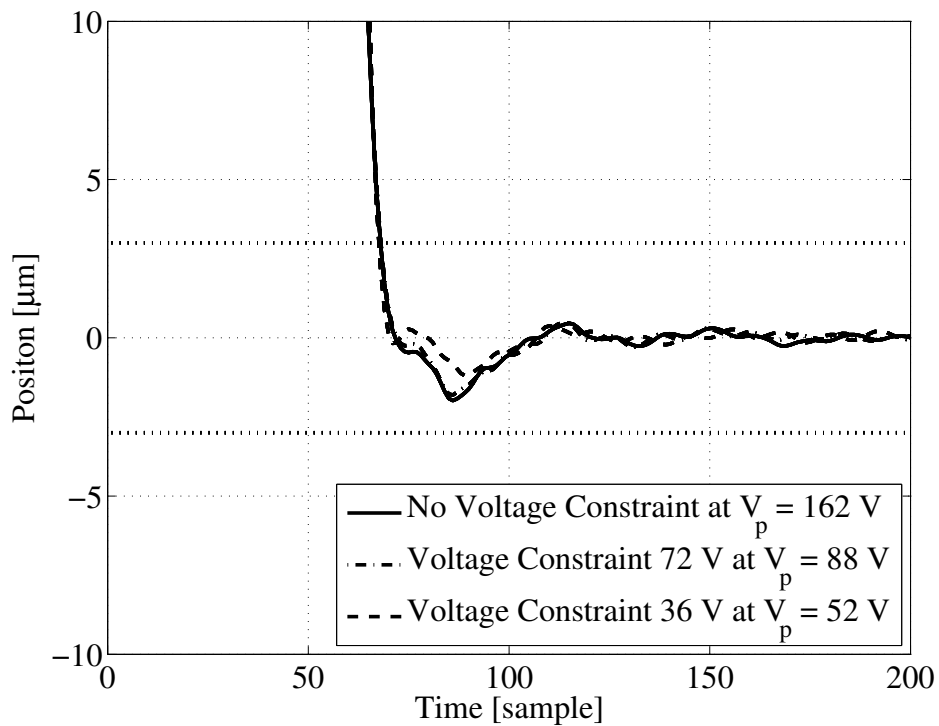


図 4.12: 提案法での位置応答の拡大 (1 mm 移動)

第5章 ミラーのねじれ共振モードを考慮した終端状態制御

5.1 はじめに

ガルバノスキャナの位置決め制御系はモータの回転軸に取り付けられたエンコーダにより回転角を検出し、ミラーの角度を間接的に制御するセミクロズド制御系となっている。ガルバノスキャナでは温度変化や経時変化により、機械共振モードの周波数特性が変動することが知られている。この課題に対して著者らは、3.4節で説明したように共振周波数の変動範囲において電流の周波数成分を低減するように設計した終端状態制御をガルバノスキャナに適用し高速高精度な位置決めを実現してきた。

ところで、共振周波数の変動を考慮した設計法としてノミナルモデルに対して終端状態制御を適用し、かつ周波数変動時のモデルに対してはステップ応答のオーバシュート/アンダーシュート量に制約を設けた軌道設計法 [30,31] や終端状態制約を設けずステップ応答の制約のみを行う軌道設計法が報告されている [45]。ガルバノスキャナの位置決め制御で求められる制御仕様は、ミラー応答が目標位置指令に対して所望の位置範囲にいかにか高速に位置決めできるかであり、必ずしも目標位置に終端させる必要はない。一方、軌道設計の最適化には非常に時間がかかるため、オフラインで目標軌道の設計を行いテーブル参照値として実装することが多い。そのため、テーブル参照のメモリ量を考慮すると有限時間内に最終目標位置へ移動する目標軌道が望ましい。そこで本章では従来文献 [30,31,45] を参考にガルバノスキャナで本来制御すべきミラー応答を直接的に考慮した軌道設計手法と終端状態制約の与え方について検討する。

ところで終端状態制御入力はフィードフォワード制御入力であり、外乱や制御対象の変動に対するロバスト性がない。そのため、実機に適用する際にはモデルマッチング2自由度制御系を構成されている。また、共振周波数変動に伴いエンコーダ応答およびミラー応答は変動するが、その影響はフィードバック制御部の特性によって異なる。そこで、ガルバノスキャナのミラーの応答特性を機械共振の周波数変動を含めてモデル化し、2自由度制御系を構成する。この特性変動を含んだ2自由度制御系を制御対象として考えて、位置決め時のミラー応答に制約を設けて制御入力の設計を行う。そして、エンコーダ応答を制約して設計した場合との比較検証をシミュレーションにより行いその有効性を示す。

つぎに、ミラー応答の制約に加えてミラー応答のノミナルモデルに対して終端状態制

約を与える。そして、終端ステップ数を変化させた場合の軌道設計の可解性について確認し、ガルバノスキャナの位置決め制御において位置決め時間はミラー応答の出力制約で、また終端状態制約は実装上のメモリ制約を考慮して決定することを提案する。

5.2 ミラーねじれ応答を考慮した2自由度制御系

今回使用する制御系は図 5.1 に示すようにミラーねじれを含む2自由度制御系の構成となっている。

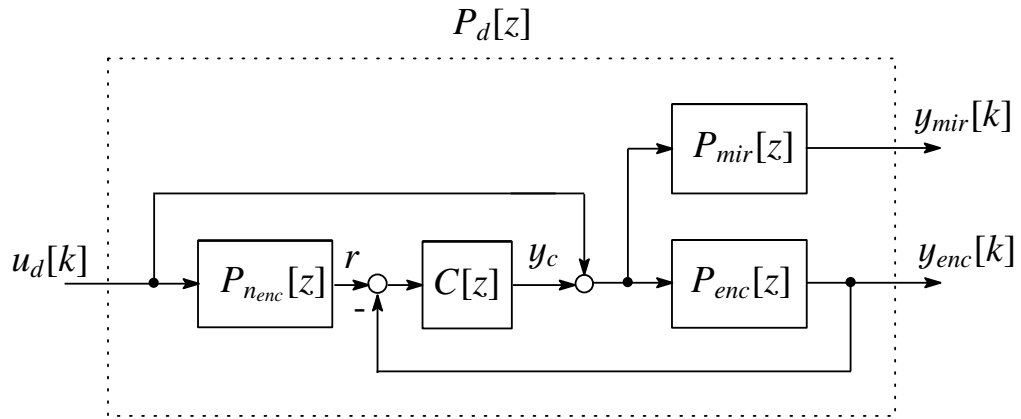


図 5.1: ミラーねじれ応答を考慮した2自由度制御系の構成

$P_{nenc}[z]$, $P_{enc}[z]$, $P_{mir}[z]$ は、各々エンコーダモデルのノミナルモデル $P_{nenc}(s)$ 、エンコーダモデル $P_{enc}(s)$ 、ミラーねじれモデル $P_{mir}(s)$ をサンプリング時間 τ でゼロ次ホールドで離散化を行ったものとする。 $C[z]$ は離散系のフィードバック制御器である。

u_d はフィードフォワード電流入力、 r は追従すべき目標軌道であり、電流 u_d をエンコーダモデルのノミナルモデル P_{nenc} に入力して r を計算している。エンコーダモデル P_{enc} に対して零次ホールドにより離散化したモデルをフィードバック制御器 C でフィードバック補償している。またミラーねじれモデル P_{mir} にフィードフォワード電流 u_d とフィードバック補償器からの電流 y_c を入力してミラーの応答 y_{mir} を求めている。フィードフォワード入力の設計では、この2自由度制御系を制御対象として考える。

以下では、入力を u_d 、出力を y_{enc} , y_{mir} とする状態空間実現を求める。まずエンコーダモデルのノミナルモデル $P_{nenc}[z]$ の状態方程式を次式で定義する。

$$x_n[k+1] = A_n x_n[k] + B_n u_d[k] \quad (5.1)$$

$$y_n[k] = C_n x_n[k] \quad (5.2)$$

つぎに，エンコーダモデル $P_{enc}[z]$ の状態方程式を次式で定義する。

$$x_e[k+1] = A_e x_e[k] + B_e(u_d[k] + y_c[k]) \quad (5.3)$$

$$y_{enc}[k] = C_e x_e[k] \quad (5.4)$$

そして，ミラーねじれモデル $P_{mir}[z]$ の状態方程式を次式で定義する。

$$x_m[k+1] = A_m x_m[k] + B_m(u_d[k] + y_c[k]) \quad (5.5)$$

$$y_{mir}[k] = C_m x_m[k] \quad (5.6)$$

最後に，フィードバック制御器 C の状態方程式を次式で定義する。

$$x_c[k+1] = A_c x_c[k] + B_c(y_n[k] - y_e[k]) \quad (5.7)$$

$$y_c[k] = C_c x_c[k] + D_c(y_n[k] - y_r[k]) \quad (5.8)$$

以上から，図 5.1 の 2 自由度制御系の状態空間実現を求めると次式となる。

$$x_d[k+1] = A_d x_d[k] + B_d u_d[k] \quad (5.9)$$

$$y[k] = C_d x_d[k] \quad (5.10)$$

ただし，

$$y[k] = \begin{bmatrix} y_{enc}[k] \\ y_{mir}[k] \end{bmatrix}, \quad x_d[k] = \begin{bmatrix} x_n[k] \\ x_c[k] \\ x_e[k] \\ x_m[k] \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} A_n & 0 & 0 & 0 \\ B_c C_n & A_c & -B_c C_e & 0 \\ B_e D_c C_n & B_e C_c & A_e - B_e D_c C_e & 0 \\ B_m D_c C_n & B_m C_c & -B_m D_c C_e & A_m \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} B_n \\ 0 \\ B_e \\ B_m \end{bmatrix}, \quad C_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & C_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_m \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

5.3 ミラー応答制約を考慮した設計

本節ではまず、従来法としてガルバノスキャナの共振周波数変動時のエンコーダ応答 y_{enc} を制約して制御入力を設計する。この時のエンコーダ応答 y_{enc} およびミラー応答 y_{mir} を示し、本来制御すべきミラー応答 y_{mir} を考慮する必要性を示す。つぎにミラー応答 y_{mir} を制約して制御入力を設計し、その結果を示す。

ガルバノスキャナの1次共振モードおよび2次共振モードは各々 $\pm 6\%$ 変動する。そこで1次共振モードを $\{-6\%, -5\%, \dots, 0\%, \dots, +5\%, +6\%\}$ の13通り、2次共振モードも同様に13通りの計169通りの組み合わせを持つガルバノスキャナの共振周波数変動モデルを考える。エンコーダ応答およびミラー応答の変動モデルの周波数特性を図5.2および図5.3に示す。

この共振周波数変動モデルのステップ応答が制御仕様を満足するように以下の軌道設計を行う。まず、すべての設計においてモータの速度5m/s以下、両端電圧36V以下、電流18A以下を制約条件とする。なお、モータの速度、両端電圧、電流は、状態 $x[k]$ と制御入力 $u[k]$ の線形和で(3.42)式の形で定義でき、(3.45)式の不等式制約で記述できる。また、今回モータの速度、両端電圧、電流の制約条件はエンコーダモデルのノミナルモデルの応答に対してのみ付加することとした。

つぎに、エンコーダ応答 y_{enc} またはミラー応答 y_{mir} に対する制約条件を図5.4に示す。図5.4において所望の応答範囲をオーバシュート量およびアンダーシュート量として各々 ϵ として表す。その際の位置決め時間を k^* とする。また時間 N はノミナルモデルに終端状態制御を適用する際の終端時間である。ここではオーバシュート量およびアンダーシュート量 ϵ を $1\mu\text{m}$ 、位置決め時間 k^* を79ステップ、移動量を1mmとした。また、ノミナルモデルへの終端状態制約は付与しないこととし、つまり(3.44)式を与えずに Q を単位行列として(3.45)、(3.46)式から評価関数 J が最小化となる制御入力を二次計画法により求めた。

まずエンコーダ応答 y_{enc} を制約して制御入力を設計した。その際の共振周波数変動時のエンコーダ応答 y_{enc} およびミラー応答 y_{mir} を図5.5に示す。エンコーダ応答 y_{enc} は $1\mu\text{m}$ の制約条件を満足しているが、ミラー応答 y_{mir} は $5\mu\text{m}$ ほどオーバシュートしており、エンコーダの制約条件と比較し非常に大きいことがわかる。エンコーダ応答 y_{enc} の制約を厳しくすることで間接的にミラー応答を改善できる可能性が考えられるが、保守的な設計とならざるを得ない。

つぎに同様の制約条件において、ミラー応答 y_{mir} を制約した際の位置決め波形を図5.6に示す。ミラー応答 y_{mir} は $1\mu\text{m}$ の制約条件を満足していることがわかる。ガルバノスキャナに求められる制御仕様はミラー応答であり、ミラー応答を直接的に設計仕様として与えることは合理的であると考えられる。

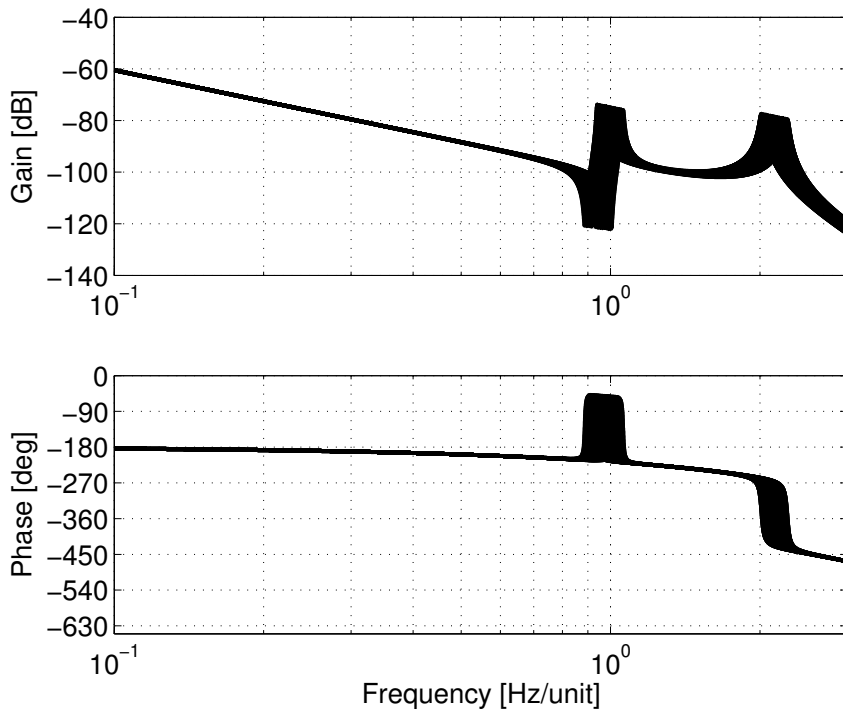


図 5.2: エンコーダ応答の変動モデルの周波数特性

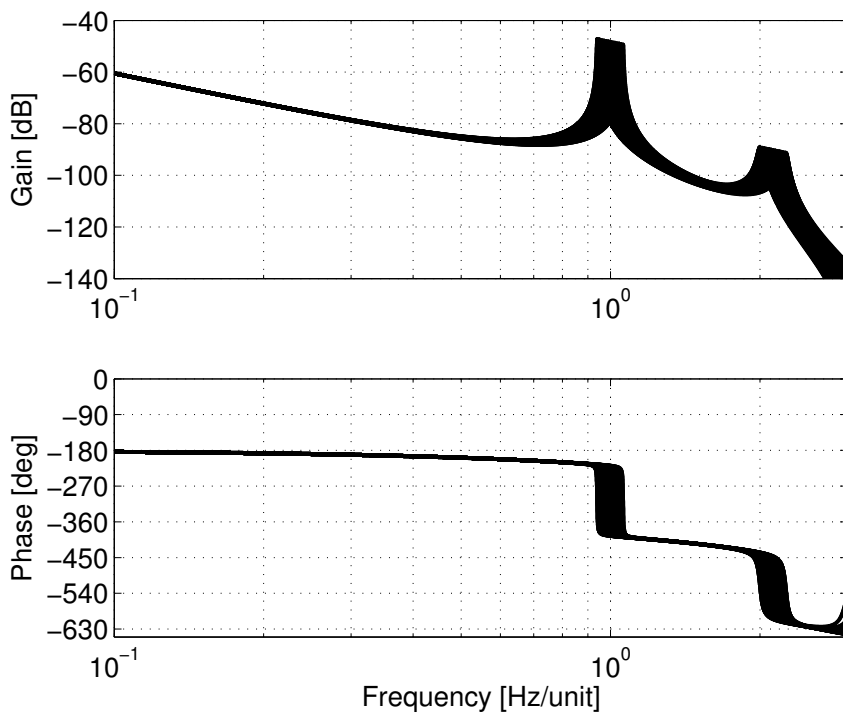


図 5.3: ミラー応答の変動モデルの周波数特性

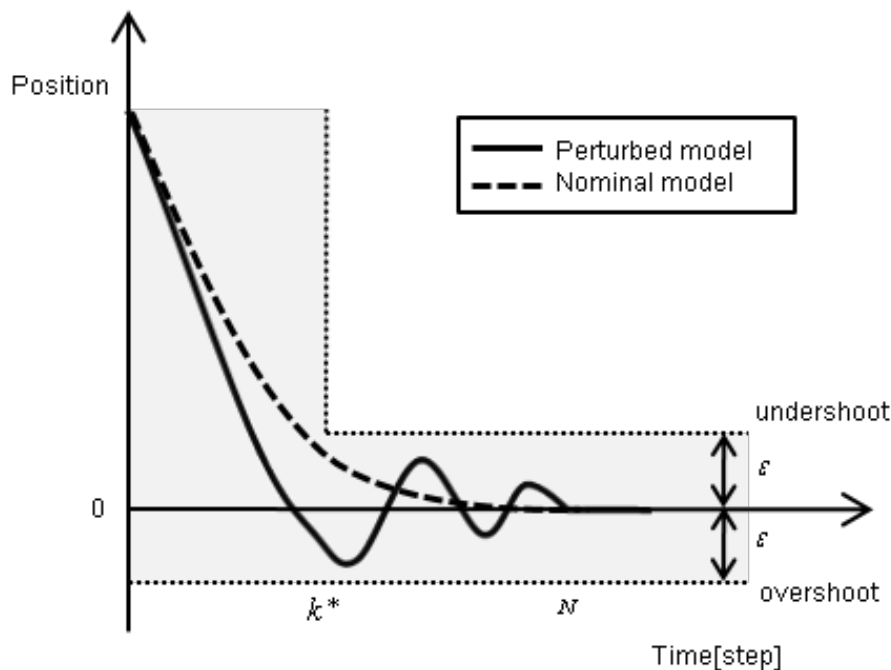


図 5.4: 位置応答の制約条件

5.4 ミラー応答制約とノミナルモデルへの終端状態制約を考慮した設計

本節では前節の共振周波数変動モデルのミラー応答の制約に加えて、ノミナルモデルのミラー応答に終端状態制約を付加した場合の軌道設計の可解性および二次計画法による軌道設計時の評価関数への影響について検討する。

終端状態制約は、ミラーのノミナルモデルを終端時間 N ステップで目標位置へ終端させるものとする。その際の制約として、モータの速度 5m/s 、両端電圧 36V 、電流 18A 以下を与えた。

移動量を 1mm 、位置決め時間 k^* を $59\sim 79$ ステップとし、終端時間 N は位置決め時間 k^* に対して $N = k^*, k^* + 40, k^* + 80$ として可解領域を求めた。目標軌道はテーブル参照値として実機のメモリ上に実装しており、実機でのテーブル参照のメモリコストを考慮し、終端時間は位置決め時間の2倍程度とした。また終端状態制約を付加しない場合についても比較検証のため可解領域を求めた。各制約条件において位置決め時のミラー応答のオーバーシュートおよびアンダーシュート量を1つの変数 ϵ とし線形計画法により制約条件を満足する最小の ϵ を求めた結果を図 5.7 に示す。

図 5.7 は位置決め時間 k^* を大きくするとオーバーシュートおよびアンダーシュート量を小さく設計できることを示している。また、終端時間 N を位置決め時間 k^* に対して大きくすることによりオーバーシュートおよびアンダーシュート量を小さく設計できることがわ

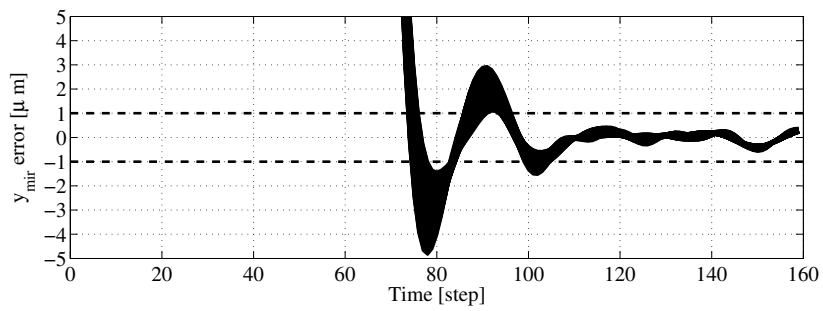
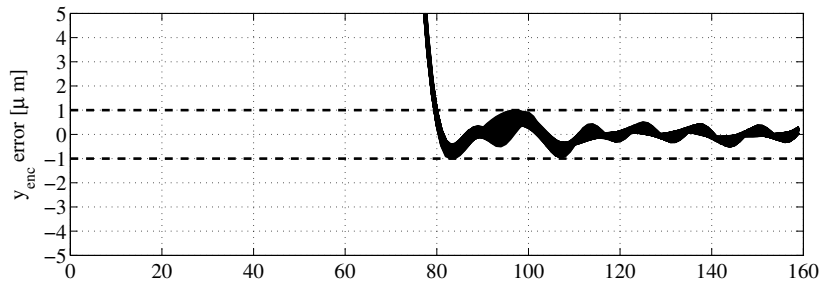


図 5.5: エンコーダ応答制約時のステップ応答

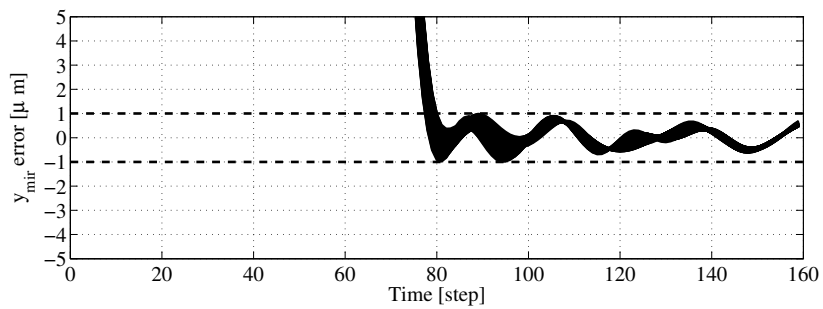
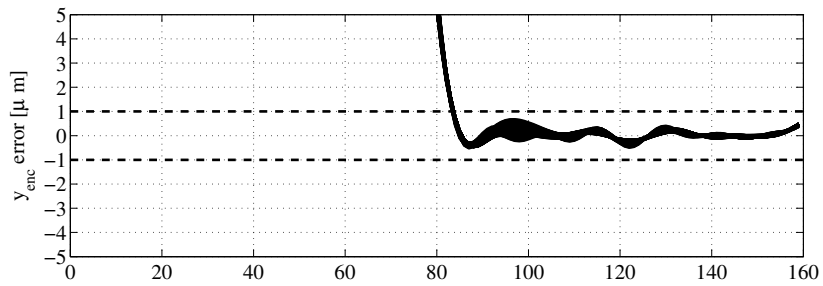


図 5.6: ミラー応答制約時のステップ応答

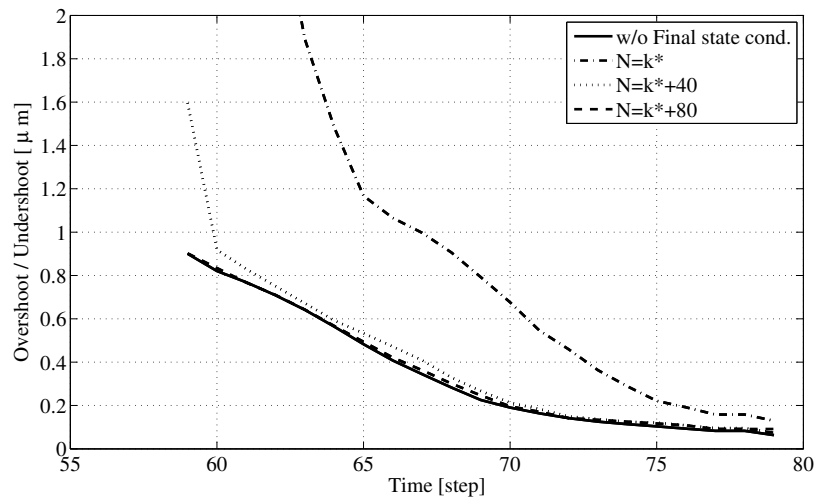


図 5.7: 位置決め時間とオーバーシュート/アンダーシュート量

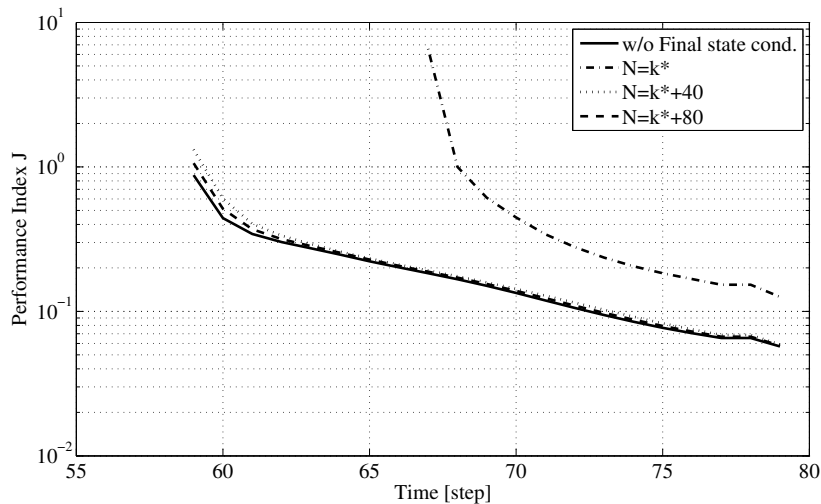


図 5.8: 位置決め時間と評価関数 J

かる。

つぎにレーザ穴あけ加工機でガルバノスキャナに要求される性能を考慮し，位置決め時のミラー応答制約としてオーバーシュート量を $1\mu\text{m}$ 以下，位置決め時間 k^* ステップ以降のアンダーシュート量を $1\mu\text{m}$ 以下とし，移動量を 1mm ，位置決め時間 k^* を $59\sim 79$ ステップとし，二次計画法により制御入力を設計した。

この時の (3.6) 式で求められる評価関数 J の値を図 5.8 に示す。図 5.8 は位置決め時間 k^* を大きくすると評価関数 J を小さく設計できることを示している。また，終端時間 N を位置決め時間 k^* に対して大きくすることにより評価関数 J を小さく設計できることがわかる。

このことからノミナルモデルに対して終端状態制約を付加することは，本来ガルバノス

キャナに求められる制御仕様と比較して厳しい制約条件と考えられる。一方、実際のガルバノスキャナでは目標位置までのフィードフォワード入力をテーブル参照とする必要があるため有限時間の参照データとすることが望ましい。そのため終端状態制約は実装上のメモリの制約と制御性能に及ぼす影響を考慮して決めることが好ましいと考える。

5.5 まとめ

本章では機械共振の周波数変動時においてガルバノスキャナのエンコーダ応答で設計した際にミラー応答が制御仕様を満足しないことをシミュレーションにて示した。そこでガルバノスキャナが本来制御すべきミラー応答を直接的に制約条件として与えることを提案し、その有効性をシミュレーションにて示した。

さらに位置応答の制約に加えて終端状態制約条件の与え方が制御性能に及ぼす影響が大きいことを示した。このことからガルバノスキャナの位置決め制御の設計法として位置決め時間の仕様はミラー応答の制約で決定し、終端状態制約は実装上のメモリの制約を考慮して決めることを提案した。

以上の結果を用いるとガルバノスキャナに求められる位置決め仕様を、実装上の制約を踏まえたうえでより直接的に設定することができる。

第6章 ミラーの倒れ共振モードを考慮した終端状態制御

6.1 はじめに

ガルバノスキャナはモータ軸にミラーホルダを介して反射ミラーが取り付けられており、反射ミラーの回転軸の片端を支持点とした片持ち梁構造となっている。そのため、回転不釣り合いなどにより発生したモーメントにより、この片持ち梁構造の共振周波数成分が励起され、反射ミラーがモータ軸に対して倒れる方向に振動することがある。高速高精度な穴あけ加工の要求に伴いこのミラーの倒れ振動（以下、倒れ振動）が課題となってきており、いくつかの研究が報告されている。文献 [34,35] では回転バランスの調整を、文献 [36] ではミラー裏面に減衰部材を接触させて振動低減させることを提案している。また文献 [37] ではミラーの先端部に支持機構を設けた両端支持構造による振動抑制を提案している。さらに文献 [20] では反射ミラーの裏面に圧電素子を組み込み、ミラーの倒れ振動の検出から制振制御まで行うことが提案されている。しかしながら、いずれも部品を追加実装する必要があり、製造コストが増加するという課題がある。

一般にガルバノスキャナはミラーの倒れ振動を検出することはできず、また倒れ方向にのみ力を発生させるアクチュエータ源が存在しないため、フィードバック補償によりその振動を減衰させることは難しい。しかし、レーザドップラ振動計などの外部センサを用いて、倒れ振動の動特性をあらかじめ測定しておくことは可能である。また、倒れ振動の動特性はモータの自己発熱に伴うモータ温度上昇によって変動する。実機動作においてモータ温度は 30°C 程度上昇し、ミラー取付け部の接着剤の特性変化やモータ回転軸の熱ひずみによって共振周波数は数%変動する。しかし、その変動を動的に同定することは難しく、変動に対するロバスト化が不可欠である。したがって、変動を含めた動特性を用いて、フィードフォワード入力的设计を工夫することで倒れ振動の抑制が期待できる。

これまでも変動を考慮したフィードフォワード入力的设计により振動抑制を図った手法がいくつか報告されている。3.4 節で説明したように、回転軸に対してねじれ方向の共振モードに対して共振周波数付近の駆動成分を抑制する方法や共振周波数の変動モデルの応答に対して定量的制約を課した上で軌道設計する手法が報告されている [30]。また、クレーンシステムでは共振周波数変動時の残留振動を最小化する手法が提案されている [49]。しかしながら、ガルバノスキャナでは位置決め時間が倒れ振動の共振周波数の逆数と近接

しているため、単に従来手法を適用するだけでは大きな効果は期待できない。

そこで、従来手法を拡張した上でモータ回転方向の位置応答（以下、位置応答）のためのフィードフォワード入力を求める際に、倒れ振動の共振周波数変動を考慮し、ミラーの倒れ方向の応答（以下、倒れ応答）の大きさに制約を設ける手法を提案する。

さらにレーザ穴あけ加工機では、互いに直交するように2軸のガルバノスキャナが配置されているため、一方の倒れ応答は直交する他方のガルバノスキャナの位置応答で補償できる。もし、倒れ振動の動特性に変動がなく、倒れ応答を完全に予測できるならば、倒れ振動の影響は完全に相殺できる。しかし、実際には動特性は変動するため、その変動により倒れ応答の影響を0にすることは難しい。そこで、倒れ応答のばらつきを制約するようにフィードフォワード入力を求める手法についても検討する。そして、穴あけ加工シミュレーションにより提案手法の有効性を検証する。

6.2 終端状態制御の拡張

レーザ穴あけ加工装置では複数穴の穴加工を行う必要がある。従来、各々の穴位置の移動に対して位置移動量および位置決め時間を指定し、3.2章の終端状態制御により制御入力を繰り返し設計している。ここでは複数穴の穴加工に対する軌道を1度に設計できるように、終端状態制御を拡張する。具体的には下記の2点が考慮できるようにする。

- 複数の穴をあけるためには、ミラーの角度を動かしたあとに静止する、という動作を複数回繰り返して終端状態に到達する必要がある。そのためには、初期状態から終端状態に到達する途中の任意時刻で状態や出力に等式制約を課す必要がある。
- 倒れ応答に対する不等式制約は、レーザを照射して穴を開ける期間のみでよく、全ての時刻で制約を課す必要はない。

この拡張によってミラー倒れ応答を完全に静止することなく要求精度に応じた倒れ応答の制約条件に緩和でき、位置決め時間の短縮が期待できる。

6.2.1 任意の時刻における等式制約

任意の時刻 m ($0 \leq m \leq N$) の制御量 $z[m]$ が任意のベクトル Z_m に一致するための条件は(3.47)式より次式となる。

$$Z_m = z[m] = \Sigma_m P_m U + C_z A^m x_0 \quad (6.1)$$

ただし,

$$\Sigma_m = \begin{bmatrix} C_z A^{m-1} B, & \dots & C_z A B, & C_z B, & D_z \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$P_m = \begin{bmatrix} I_m & O_{m \times (N-m)} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

したがって, 入力 U が満たすべき条件は

$$A_{eq,m} U = B_{eq,m} \quad (6.4)$$

となる。ただし,

$$A_{eq,m} = \Sigma_m P_m, \quad B_{eq,m} = Z_m - C_z A^m x_0$$

したがって, (6.4) 式を満たす U の集合を

$$\mathcal{E}(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_m, m)$$

で定義すれば, (6.1) 式の制約条件 $Z_m = z[m]$ を満たす入力 U の集合は

$$U \in \mathcal{E}(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_m, m)$$

と記述できる。これを使えば, 条件 (1), つまり初期状態 x_0 を N ステップで終端状態 x_N へ遷移させる入力 U の集合は

$$U \in \mathcal{E}(A, B, I, 0, x_0, x_N, N) \quad (6.5)$$

と記述できる。

複数の時刻 $k = m_1, \dots, m_s$ に対して制約条件

$$Z_{m_i} = z[m_i], \quad i = 1, \dots, s \quad (6.6)$$

を同時に満たす必要がある場合は, 入力 U は各時刻に対する制約条件の積集合に含まれる必要があるので, (6.6) 式を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$U \in \bigcap_{i=1, \dots, s} \mathcal{E}(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_{m_i}, m_i) \quad (6.7)$$

このとき, (6.7) 式は次の等式制約と等価となるので, 二次計画問題の等式制約として考慮できる。

$$\begin{bmatrix} A_{eq,m_1} \\ A_{eq,m_2} \\ \vdots \\ A_{eq,m_s} \end{bmatrix} U = \begin{bmatrix} B_{eq,m_1} \\ B_{eq,m_2} \\ \vdots \\ B_{eq,m_s} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

6.2.2 任意の時刻における不等式制約

任意の時刻 m ($0 \leq m \leq N$) に対して次の不等式制約を考える。

$$|z[m]| \leq Z_{max,m} \quad (6.9)$$

簡単な計算から、(6.9) 式は次の不等式条件に置き換えられる。

$$A_{ineq,m}U \leq B_{ineq,m} \quad (6.10)$$

ただし、

$$A_{ineq,m} = \begin{bmatrix} \Sigma_m P_m \\ -\Sigma_m P_m \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$B_{ineq,m} = \begin{bmatrix} Z_{max,m} - C_z A^m x_0 \\ Z_{max,m} + C_z A^m x_0 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

ここで、(6.10) 式を満たす入力 U の集合を

$$I(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_{max,m}, m) \quad (6.13)$$

で定義すれば、(6.9) 式を満たす U の集合は

$$U \in I(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_{max,m}, m) \quad (6.14)$$

と記述できる。

(6.14) 式を使えば、(3.52) 式を満たす入力 U の集合は次式で記述できる。

$$U \in \bigcap_{i=1, \dots, N} I(A, B, C_z, D_z, x_0, Z_{max,m_i}, m_i) \quad (6.15)$$

(6.15) 式は全ての k について積集合を取ったが、レーザを照射している期間についてのみ積集合を取ること、その期間でのみ制約を課すことも可能となる。

なお、(6.15) 式は次の不等式制約と等価となるので、二次計画問題の不等式制約として考慮できる。

$$\begin{bmatrix} A_{ineq,m_1} \\ A_{ineq,m_2} \\ \vdots \\ A_{ineq,m_N} \end{bmatrix} U \leq \begin{bmatrix} B_{ineq,m_1} \\ B_{ineq,m_2} \\ \vdots \\ B_{ineq,m_N} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

以上で定義した集合を使えば、終端状態制御の入力を求める問題は (6.5) 式と (6.15) 式の制約条件のもとでの評価関数 J を最小化する問題として定式化することができる。なお U に対する制約条件は等式条件あるいは不等式条件で記述できるため集合の導入は本質的ではないが、以降、 U に対する制約条件の記述を簡単にするために集合を用いた。

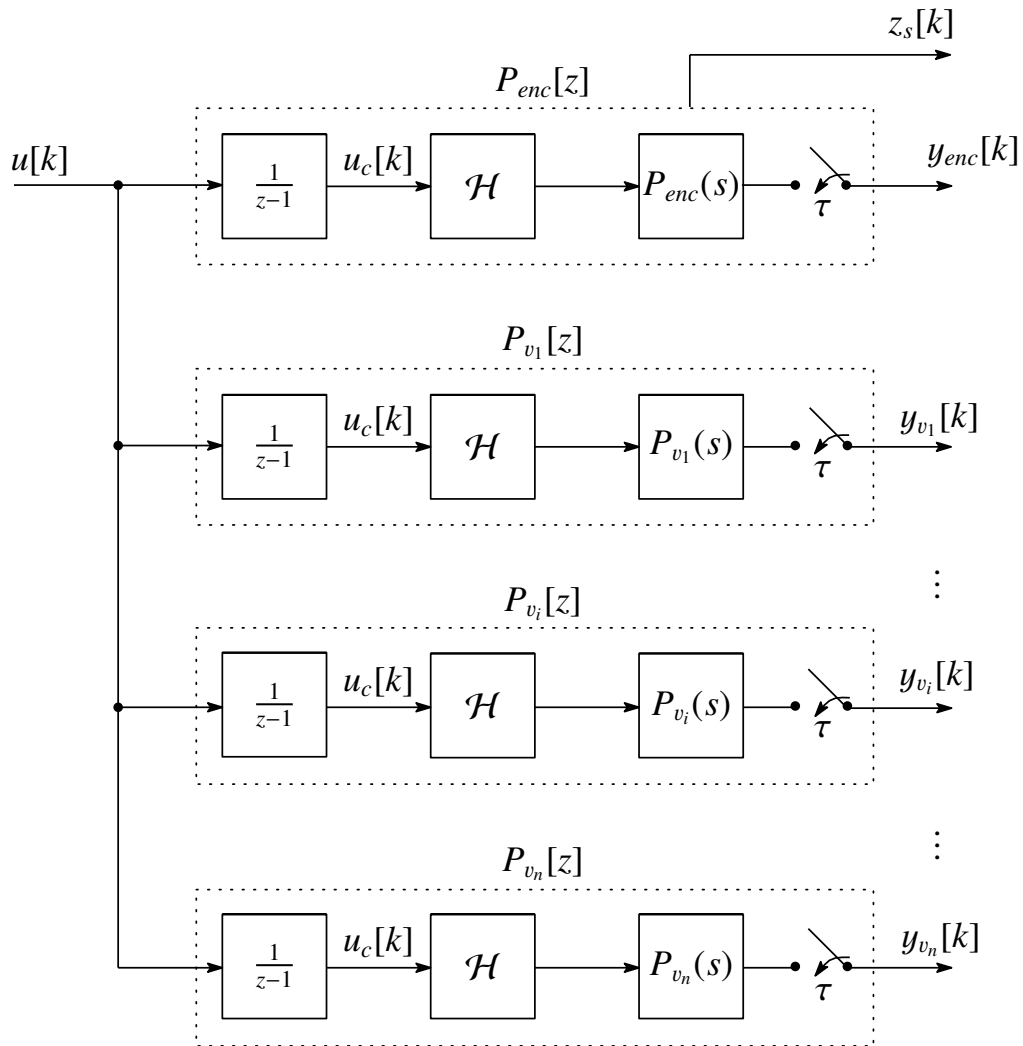


図 6.1: 倒れ応答を含む制御対象の拡大系システム

6.3 倒れ応答を考慮した終端状態制御

6.3.1 拡大システムとレーザ穴加工

倒れ応答を制約した設計を行うために図 6.1 に示す拡大系を考える。 $P_s[z]$ は、 $P_s(s)$ をサンプリング周期 τ で零次ホールド離散化し、さらに離散時間の積分器である $1/(z-1)$ で拡大系を構成したシステムである。制御入力を積分器で拡大する理由は、実際の入力 $u_c[k]$ の微分（差分）に相当する $u[k]$ の二乗和を最小化することで、なめらかな入力 $u_c[k]$ を得るためである [21, 43]。出力 $y_s[k]$ は位置応答、制御量 $z_s[k]$ はモータ電流やモータ速度など、実機の仕様により制約される変数を表す。ここで、 $P_s[z]$ の状態空間実現及び制御量

$z_s[k]$ を次式で定義する。

$$x_s[k+1] = A_s x_s[k] + B_s u[k] \quad (6.17)$$

$$y_s[k] = C_s x_s[k] \quad (6.18)$$

$$z_s[k] = C_{sz} x_s[k] + D_{sz} u[k] \quad (6.19)$$

ただし,

$$x_s[k] = \begin{bmatrix} x_n^T[k] & x_1^T[k] & x_2^T[k] & u_c[k] \end{bmatrix}^T \quad (6.20)$$

$$x_n[k] = \begin{bmatrix} x_{np} \\ x_{nv} \end{bmatrix}, \quad x_1[k] = \begin{bmatrix} x_{1p} \\ x_{1v} \end{bmatrix}, \quad x_2[k] = \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2v} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

x_{*p}, x_{*v} (*には $n, 1, 2$ が入る) は剛体モードおよび共振モードの位置と速度を示す。

一方, 図 6.1 の $P_{v_i}(s)$ ($i = 1, \dots, n$) はミラーの倒れ応答を示すモデルであり, 共振周波数の変動を考慮するために, 共振周波数が異なる n 個のモデルを定義した。 $P_{v_i}[z]$ ($i = 1, \dots, n$) は, $P_{v_i}(s)$ をサンプリング周期 τ で零次ホールド離散化し, さらに $P_s[z]$ と同様に入力を積分器で拡大したシステムである。出力 $y_{v_i}[k]$ は倒れ応答を表す。ここで, $P_{v_i}[z]$ の状態空間実現を次式で定義する。

$$x_{v_i}[k+1] = A_{v_i} x_{v_i}[k] + B_{v_i} u[k] \quad (6.22)$$

$$y_{v_i}[k] = C_{v_i} x_{v_i}[k] \quad (6.23)$$

ただし,

$$x_{v_i}[k] = \begin{bmatrix} x_{vp_i}[k] & x_{vv_i}[k] & u_c[k] \end{bmatrix}^T \quad (6.24)$$

x_{vp_i}, x_{vv_i} は倒れ応答の位置と速度を示す。

ここで, $P_{v_i}[z]$ ($i = 1, \dots, n$) を 1 入力 n 出力システム $P_v[z]$ にまとめると, その状態空間実現は次式となる。

$$x_v[k+1] = A_v x_v[k] + B_v u[k] \quad (6.25)$$

$$z_v[k] = \begin{bmatrix} y_{v_1}[k] & \cdots & y_{v_n}[k] \end{bmatrix}^T \quad (6.26)$$

$$= C_v x_v[k] \quad (6.27)$$

ただし,

$$A_v = \text{block diag}(A_{v_1}, \dots, A_{v_n})$$

$$B_v = \begin{bmatrix} B_{v_1}^T & \cdots & B_{v_n}^T \end{bmatrix}^T$$

$$C_v = \text{block diag}(C_{v_1}, \dots, C_{v_n})$$

$$x_v = \begin{bmatrix} x_{v_1}^T & \cdots & x_{v_n}^T \end{bmatrix}^T$$

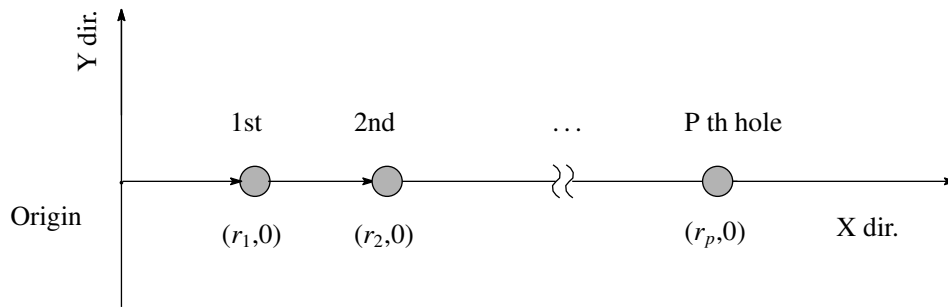


図 6.2: 穴あけ加工の穴位置

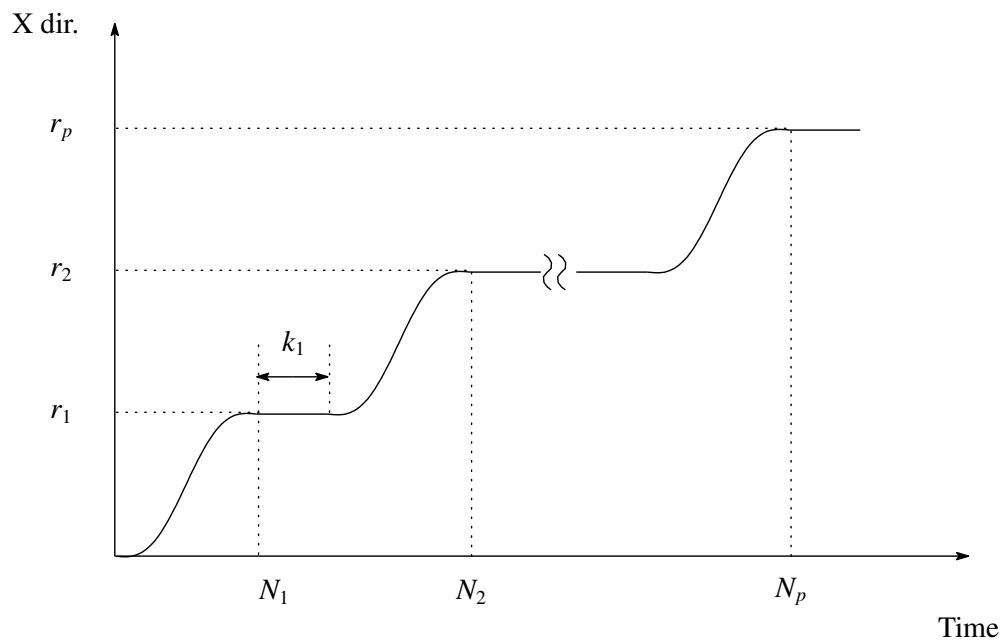


図 6.3: 穴あけ加工時の位置応答

穴あけ加工では、図 6.2 に示すように、レーザーの照射位置を原点から目標位置 r_i ($i = 1, 2, \dots, p$) に移動しながら穴をあけてゆく。この様子を、横軸を時間（サンプル数）、縦軸を X 方向の移動距離として示した図が図 6.3 となる。各目標値 r_i に到達後、 N_i から $N_i + k_i$ の間にレーザーを照射して穴をあける。レーザーを照射する時刻の集合を \mathcal{T}_{on} で

$$\mathcal{T}_{on} = \{N_1, \dots, N_1 + k_1, N_2, \dots, N_2 + k_2, \dots, N_p, \dots, N_p + k_p\} \quad (6.28)$$

と定義する。

6.3.2 倒れ応答を等式制約した方法（提案法1）

本節では原点を初期位置，最後の穴加工位置 r_p を終端位置とし，穴加工時のエンコーダ応答および倒れ応答は完全に目標位置に静止させるように制約条件を与えて，6.2節のFSCにより制御入力を求める。

以下，初期時刻 $k = 0$ から終端時刻 $k = N = N_p + k_p$ までの入力 $u[k]$ をFSCで求める際，入力 U が満たすべき条件について説明する。

(a) 終端拘束

エンコーダ応答のシステム $P_s[z]$ の初期状態 x_0 を終端状態 x_N へ遷移させる入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{fin} = \mathcal{E}(A_s, B_s, I, O, x_0, x_N, N)$$

また，倒れ応答のシステム $P_v[z]$ の初期状態 x_{v0} を終端状態 x_{vN} へ遷移させる入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{fin}^v = \mathcal{E}(A_v, B_v, I, O, x_{v0}, x_{vN}, N)$$

(b) 各目標値 r_i および倒れ応答への拘束

各目標値 r_i に到達後，時刻 N_i から $N_i + k_i$ の間， $y_s[k]$ は r_i に一致しなければならない。この拘束条件を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{ref} = \bigcap_{i=1, \dots, p} \bigcap_{k \in \mathcal{T}_{on}} \mathcal{E}(A_s, B_s, C_s, O, x_0, r_i, k)$$

同様に，時刻 N_i から $N_i + k_i$ の間， $y_v[k]$ は0にならなければならない。この拘束条件を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{ref}^v = \bigcap_{i=1, \dots, p} \bigcap_{k \in \mathcal{T}_{on}} \mathcal{E}(A_v, B_v, C_v, O, x_{v0}, 0, k)$$

(c) $z_s[k]$ に対する制約

不等式制約 $|z_s[k]| \leq Z_{max}^s$ を $0 \leq k \leq N$ に対して満たす入力の集合は次式となる。

$$\mathcal{I}_{z_s} = \bigcap_{k=0, \dots, N} \mathcal{I}(A_s, B_s, C_{sz}, D_{sz}, x_0, Z_{max}^s, k) \quad (6.29)$$

以上から，倒れ応答に等式制約を課したFSCは

$$U \in \mathcal{E}_{fin} \cap \mathcal{E}_{fin}^v \cap \mathcal{E}_{ref} \cap \mathcal{E}_{ref}^v \cap \mathcal{I}_{z_s} \quad (6.30)$$

を満たす入力 U の中で(3.6)式を最小化するものを求める問題となる。この手法を提案法1と呼ぶ。

なお，(6.30)式を満たす入力は各穴毎に従来法（3.2節のFSC）を適用しても求めることができる。

6.3.3 倒れ応答を不等式制約した方法（提案法2）

本節では原点を初期位置，最後の穴加工位置 r_p を終端位置とし，穴加工時のエンコーダ応答は完全に静止させるように，倒れ応答は要求精度を満足するように制約条件を与えて，6.2節のFSCにより制御入力を求める。

以下，初期時刻 $k = 0$ から終端時刻 $k = N = N_p + k_p$ までの入力 $u[k]$ をFSCで求める際，入力 U が満たすべき条件について説明する。

(a) 終端拘束

初期状態 x_0 を終端状態 x_N へ遷移させる入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{fin} = \mathcal{E}(A_s, B_s, I, O, x_0, x_N, N)$$

(b) 各目標値 r_i への拘束

各目標値 r_i に到達後，時刻 N_i から $N_i + k_i$ の間， $y_s[k]$ は r_i に一致しなければならない。この拘束条件を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{E}_{ref} = \bigcap_{i=1, \dots, p} \bigcap_{k \in \mathcal{T}_{on}} \mathcal{E}(A_s, B_s, C_s, O, x_0, r_i, k)$$

(c) $z_s[k]$ に対する制約

不等式制約 $|z_s[k]| \leq Z_{max}^s$ を $0 \leq k \leq N$ に対して満たす入力の集合は次式となる。

$$\mathcal{I}_{z_s} = \bigcap_{k=0, \dots, N} \mathcal{I}(A_s, B_s, C_{sz}, D_{sz}, x_0, Z_{max}^s, k) \quad (6.31)$$

(d) 倒れ応答に対する制約

図6.1に示すように，ミラーの倒れ応答モデル P_{v_i} に共通の入力 $u[k]$ が加わったときに，全ての倒れ応答 $y_{v_i}[k]$ がレーザー照射期間 $k \in \mathcal{T}_{on}$ で

$$|y_{v_i}[k]| \leq z_{max}^v, \quad i = 1, \dots, n \quad (6.32)$$

を満たすように入力 U を設計することで，ミラーの倒れ振動を抑制することを考える。これを使えば，(6.32)式は

$$|z_v[k]| \leq Z_{max}^v \quad (6.33)$$

$$Z_{max}^v = [1, 1, \dots, 1]^T z_{max}^v \in \mathcal{R}^n \quad (6.34)$$

と等価になる。ただし， \mathcal{R}^n は n 次元実数ベクトルの集合を表す。したがって，(6.32)式を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{I}_{z_v} = \bigcap_{k \in \mathcal{T}_{on}} \mathcal{I}(A_v, B_v, C_v, 0, x_{v0}, Z_{max}^v, k) \quad (6.35)$$

ただし, x_{v0} は $x_v[k]$ の初期状態を表す。

以上から, 倒れ応答に制約を課した FSC は

$$U \in \mathcal{E}_{fin} \cap \mathcal{E}_{ref} \cap \mathcal{I}_{z_s} \cap \mathcal{I}_{z_v} \quad (6.36)$$

を満たす入力 U の中で (3.6) 式を最小化するものを求める問題となる。この手法を提案法 2 と呼ぶ。

6.3.4 倒れ応答の変動量を制約した方法 (提案法 3)

レーザ穴あけ加工機では, 互いに直交するように 2 軸のガルバノスキャナが配置されているため, 倒れ応答は直交する他方のガルバノスキャナで補償できる。たとえば, 倒れ応答をモデルを使ってあらかじめ計算しておき, それによって生じる位置決め誤差を相殺するように他方のガルバノスキャナを動かす, といったことが考えられる。したがって, 倒れ応答については, 共振周波数変動が生じた際の応答のばらつき (以下, 変動量) が小さくなるように設計しておけば十分であると言える。なお, 倒れ応答を補償する際に他方のガルバノスキャナを動作させるが, 微小動作であるため, 他方のガルバノスキャナに発生する倒れ応答は十分に無視できる。本手法は, 倒れ応答の変動量の中心値を他方のガルバノスキャナで補償することを前提にしているため, 提案法 2 と比較して倒れ応答の制約条件を緩和でき, 穴あけ加工時間の短縮が期待できる。

上記を実現するために, n 個の倒れ応答 $y_{v_i}[k]$ ($i = 1, \dots, n$) に対して, 変動量を

$$\delta y_{i,j}[k] = y_{v_i}[k] - y_{v_j}[k] \quad (0 < i < j \leq n) \quad (6.37)$$

で定義し, その値がレーザ照射期間 $k \in \mathcal{T}_{on}$ で \bar{z}_{max}^v 以下になるように, つまり

$$|\delta y_{i,j}[k]| \leq \bar{z}_{max}^v, \quad k \in \mathcal{T}_{on} \quad (6.38)$$

を満たすように入力 U を設計する。

(6.38) 式の条件は,

$$\bar{z}_v[k] = \begin{bmatrix} \delta y_{1,2}[k] \\ \delta y_{1,3}[k] \\ \vdots \\ \delta y_{2,3}[k] \\ \delta y_{2,4}[k] \\ \vdots \\ \delta y_{n-2,n-1}[k] \\ \delta y_{n-1,n}[k] \end{bmatrix} = T_{z_v}[k] \quad (6.39)$$

ただし,

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \ddots & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & \ddots & \cdots & 0 \\ & & & \vdots & & & \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

に対して

$$|\bar{z}^v[k]| \leq \bar{Z}_{max}^v, \quad k \in \mathcal{T}_{on} \quad (6.40)$$

$$\bar{Z}_{max}^v = [1, 1, \dots, 1] \bar{z}_{max}^v \in \mathcal{R}^{\bar{n}} \quad (6.41)$$

$$\bar{n} = {}_n C_2 \quad (6.42)$$

を満たすように入力 U を設計すれば良いこととなる。これまでと同様にすれば, (6.40) 式を満たす入力 U の集合は次式となる。

$$\mathcal{I}_{\bar{z}_v} = \bigcap_{k \in \mathcal{T}_{on}} \mathcal{I}(A_v, B_v, TC_v, 0, x_{v0}, \bar{Z}_{max}^v, k) \quad (6.43)$$

以上から, 倒れ応答の変動量に制約を課した FSC は

$$U \in \mathcal{E}_{fin} \cap \mathcal{E}_{ref} \cap \mathcal{I}_{z_s} \cap \mathcal{I}_{\bar{z}_v} \quad (6.44)$$

を満たす入力 U の中で (3.6) 式を最小化するものを求める問題となる。この設計法を提案法 3 とする。

6.4 シミュレーションによる有効性の検証

レーザ穴あけ加工では, 等ピッチでの加工が多い。そこで制御性能を評価するために実際の加工に近い条件として図 6.2 に示すように X 軸方向に穴間隔 1 mm で 5 穴の穴加工を考える。また, 穴あけ加工にかかるレーザ照射時間は 1 穴あたり 16 sample (数百 μs に相当) とする。倒れ応答モデルの共振周波数については, ノミナル値に対して $\pm 5\%$ 変動するものとし, 2.5% 刻みの 5 通りのモデルを考える。そして, モータ位置決め時間およびレーザ照射時間を含む全加工時間をシミュレーションにより評価する。

6.4.1 従来法

従来，ミラーの倒れ応答により加工精度を満たさない場合，振動の減衰特性を期待しモータの位置決め完了からレーザ照射までに待ち時間を設けている。そこで本手法を従来法とする。

従来法では，原点で静止した状態から，次の穴の目標位置 1 mm で静止するように FSC 入力を求め，その入力を繰り返し入力することで連続して穴あけ加工を行う。ただし，目標位置に到達して直ちに穴あけ加工を行うのではなく，ミラーの倒れ応答が要求精度を満たすまで待ってから加工を行うこととする。なお実機ではミラーの倒れ応答を計測するセンサーがないため，ミラーの倒れ応答のモデルを使って必要な待ち時間をあらかじめ見積もる，といったことを行う。

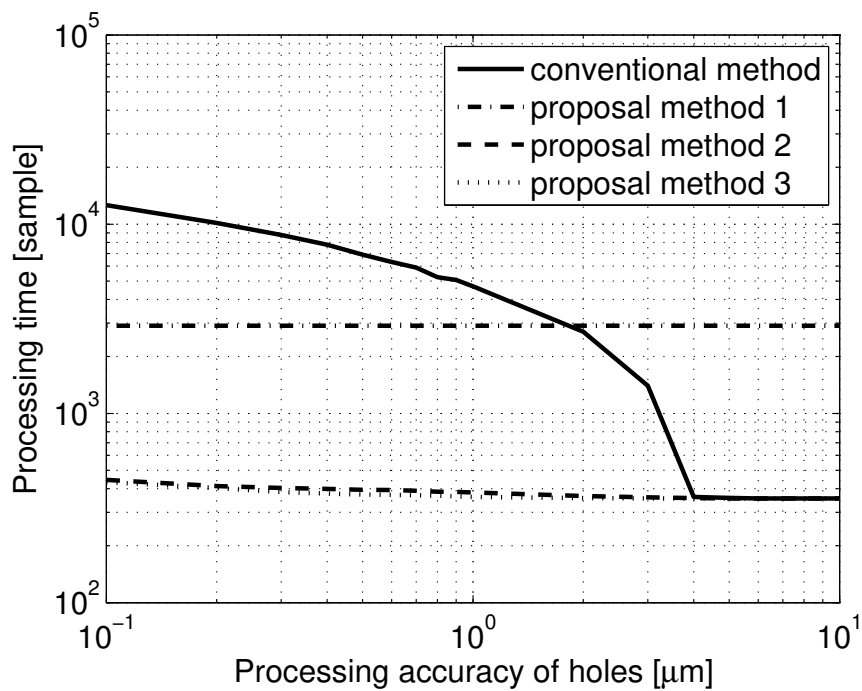
制約変数 $z_s[k]$ については，電流アンプの制限によりモータ電圧 144 V，モータ電流は 18 A 以下および位置信号の検出帯域の制限によりモータ速度は 5 m/s 以下になるように制約する。また，(3.6) 式の Q については単位行列とした。そして，原点で静止した状態から目標位置 1mm で静止するように初期状態 x_0 と終端状態 x_N を与え，制約条件 $|z_s[k]| \leq Z_{max}^s$ を満たす中で最短になる終端時間 N を 3.1 節の FSC により求めたところ $N = 56$ となった。この入力を用いて，倒れ応答の要求精度を $\pm 0.1\mu\text{m}$ から $\pm 10\mu\text{m}$ まで変化させながらシミュレーションを繰り返し，各要求精度に対する穴あけ加工時間を求めた。結果を図 6.4(a) に実線で示す。穴あけ加工の精度改善のためにミラーの倒れ応答への要求精度を $\pm 4\mu\text{m}$ 以下に厳しくしていくと，穴あけ加工時間が急激に増加することがわかる。なお，要求精度が $\pm 5\mu\text{m}$ 以上では穴あけ加工時間は変化せず，倒れ応答を考慮する必要はない。

一例として，倒れ応答の要求精度が $\pm 1\mu\text{m}$ の際のモータ電流 u_c ，位置応答 y_s ，倒れ応答 z_v 及びレーザ照射タイミングを図 6.5 に示す。 y_s が目標値に到達したあとに， z_v が減衰していく様子が確認できるが，次の目標値へ到達するまでの時間に比べて，倒れ応答の収束を待つ時間が非常に長く，加工時間は 4684 sample となった。また，倒れ応答の共振周波数 0.37 Hz/unit は，60 sample の逆数に相当するため，倒れ応答の共振周期 60 sample と終端時間 56 sample が近接する。その結果，倒れ振動の共振モードを大きく励起し，倒れ応答は大きく振動している。

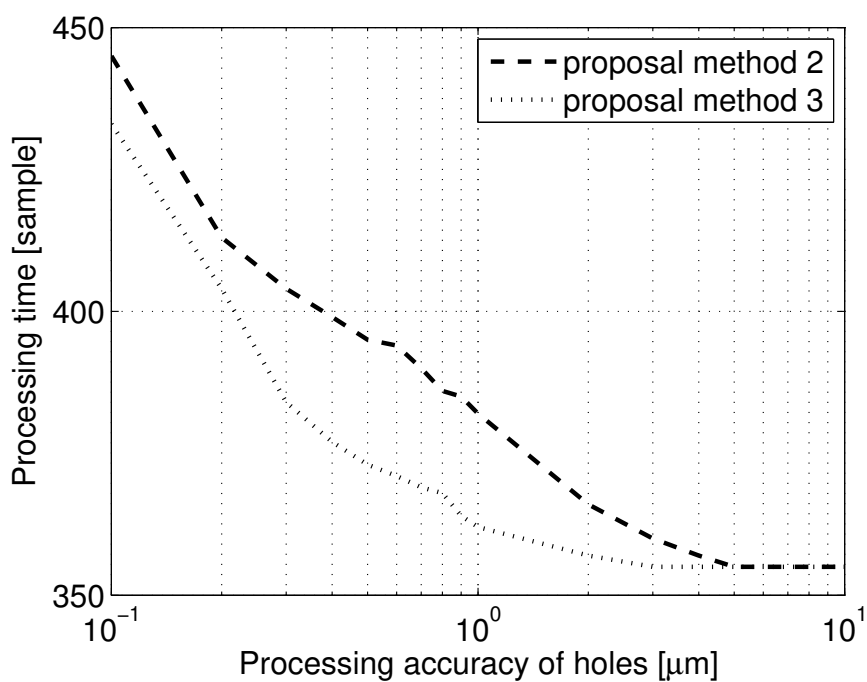
6.4.2 倒れ応答の等式制約（提案法 1）

本項では，提案法 1 を用いて穴加工時のエンコーダ応答および倒れ応答を目標値に静止させるように入力 U を設計し，その有効性をシミュレーションで検証する。

原点で静止した状態から最後の穴加工位置 5 mm で完全に静止するようにエンコーダ応答および倒れ応答の初期状態 x_0 ， x_{v0} と終端状態 x_N ， x_{vN} を与える。さらに穴間隔 1 mm ごとに完全に静止するように各目標値および倒れ応答への拘束条件を与えて，制約条件 $|z_s[k]| \leq Z_{max}^s$ を満たす中で最短になる終端時間 N を 6.3.2 項の FSC により求めたところ



(a) 全体



(b) 拡大

図 6.4: 穴加工精度と穴あけ加工時間の関係

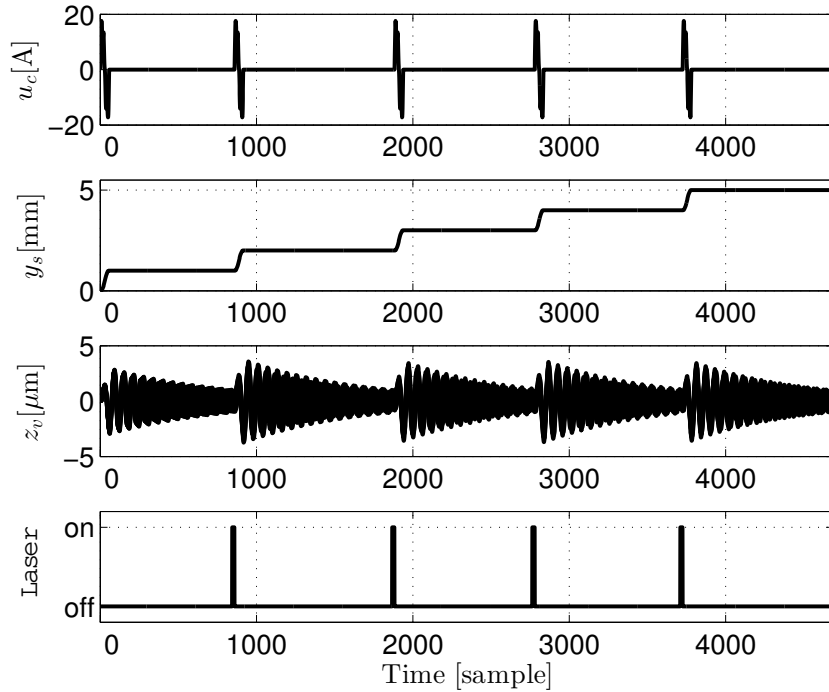


図 6.5: 従来法での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)

$N = 2905$ となった。図 6.6 にモータ電流 u_c 、位置応答 y_s 、倒れ応答 z_v 及びレーザー照射タイミングを示す。図 6.6 から従来法と比較してモータ電流は小さく、位置応答からは各穴毎の移動に時間がかかっていることがわかる。提案法 1 での穴あけ加工時間は 2905 sample であり、要求精度 $\pm 1\mu\text{m}$ 時の従来法での加工時間 4684 sample と比較して加工時間を 38% 短縮することができた。また、図 6.4(a) に提案法 1 における要求精度と加工時間の関係を示す。なお、提案法 1 はレーザー照射時の倒れ応答を完全に静止させているため、精度によらず加工時間は一定である。図 6.4(a) から要求精度 $\pm 1\mu\text{m}$ 以下において従来法と比較して加工時間を短縮できることがわかる。

6.4.3 倒れ応答の不等式制約 (提案法 2)

本項では、提案法 2 によって入力 U を設計し、その有効性をシミュレーションで検証する。入力 U を設計する際に、各目標値 r_i に到達する時刻 N_i を自動的に最適化することはできない。そこで、以下に示す手順に従って時刻 N_i を逐次的に決めてゆくこととした。なお、穴間隔は 1 mm なので

$$r_1 = 1 \times 10^{-3}, r_{i+1} - r_i = 1 \times 10^{-3} \quad (i = 1, \dots, p-1)$$

また、レーザー照射時間は 16 sample なので、 $k_i = 15 \quad (i = 1, \dots, p)$ とする。

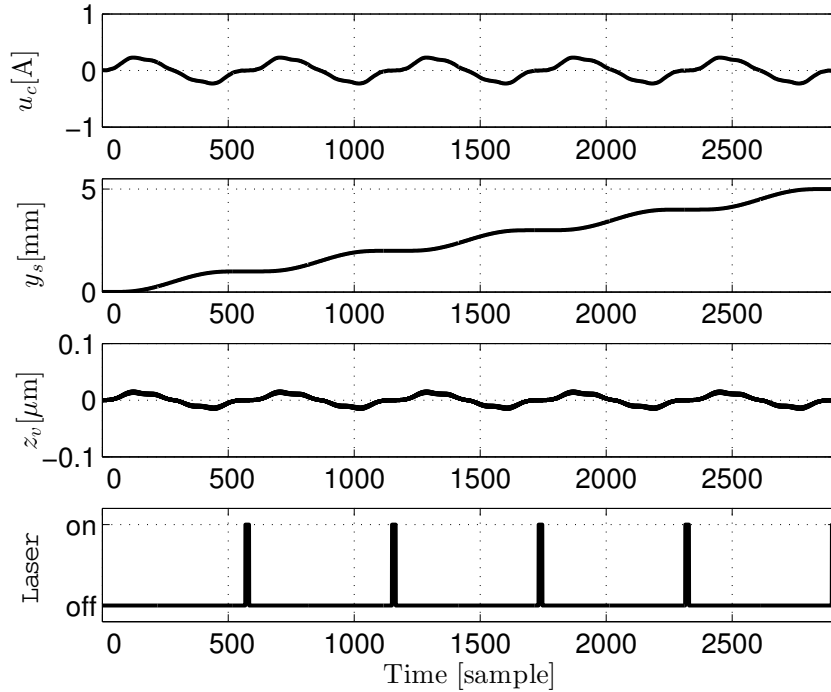


図 6.6: 提案法 1 での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)

i). 1 穴目までの設計

初期状態 x_0 を原点で静止, 終端状態を $r_1 = 1$ [mm] で静止とし, 終端時刻を $N = N_1 + k_1$ と定める。倒れ応答の初期状態 $x_{v,0}$ は原点で静止とする。そして, 倒れ応答の要求精度 z_{max}^v を与えて, (6.36) 式を満たす解が得られるまで N_1 を 1 ステップずつ増加させながら求解を繰り返す。最初に解が得られた N_1 を採用する。

ii). 2 穴目までの設計

1 穴目の設計で求めた N_1 を使って, 2 穴目までの設計を行う。終端時刻を $N = N_2 + k_2$, 目標値を $r_1 = 1 \times 10^{-3}$, $r_2 = 2 \times 10^{-3}$ と定める。それ以外の条件は 1 穴目までの設計と同じにする。そして, 倒れ応答の要求精度 z_{max}^v を与えて, (6.36) 式を満たす解が得られるまで N_2 を 1 ステップずつ増加させながら求解を繰り返す。最初に解が得られた N_2 を採用する。

iii). 同様の手順で 5 穴目までの設計を行う。

一例として, 図 6.7 に倒れ応答の要求精度を $\pm 1\mu\text{m}$ とした場合の u_c , y_s 及び z_v の応答を示す。図 6.7 においてレーザ照射時の倒れ応答は小さく, 要求精度を満たしていることがわかる。提案法 2 での穴あけ加工時間は 382 sample であり, 従来法での加工時間 4684 sample と比較して加工時間を 92% と大きく短縮することができた。

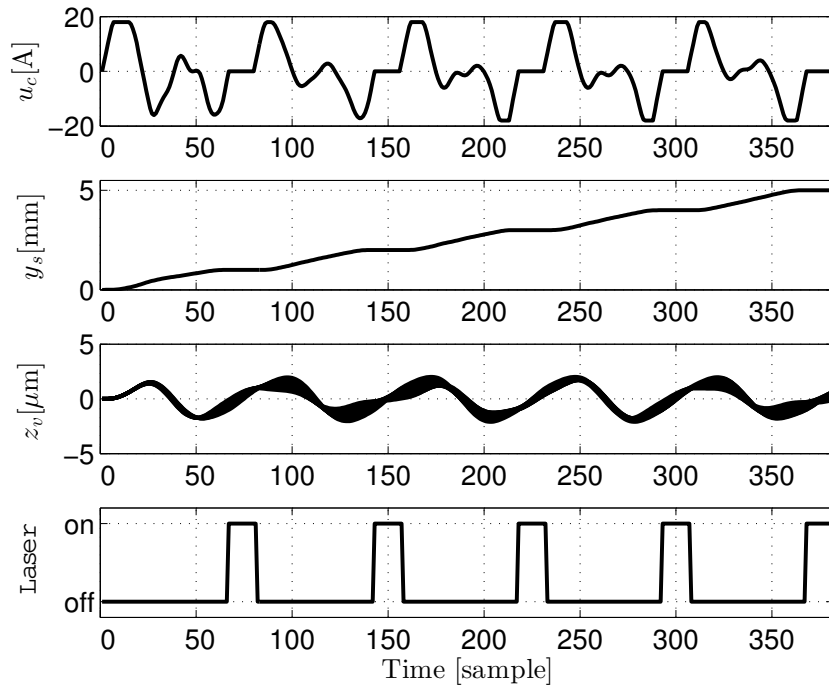


図 6.7: 提案法 2 での時間応答 (ミラーの倒れ応答を $\pm 1\mu\text{m}$ 以内とした場合)

また、倒れ応答の要求精度を $\pm 0.1\mu\text{m}$ から $\pm 10\mu\text{m}$ まで変化させ、各要求精度に対する穴あけ加工時間を求めた。図 6.4 に提案法 2 における要求精度と加工時間の関係を示す。図 6.4(a) において提案法 2 は従来法と比較して要求精度によらず加工時間を大幅に短縮できることがわかる。また従来法とは異なり、加工精度を厳しくしても、加工時間が著しく増加する状況は生じていないことがわかる。

6.4.4 倒れ応答の変動量の制約 (提案法 3)

本節では、直交するガルバノスキャナによって倒れ応答を補償することを前提にした提案法 3 の有効性をシミュレーションで検証する。なお、倒れ応答のばらつきの中心値は他方のガルバノスキャナによって理想的に補償できるものとした。図 2.5 に示すように倒れ応答の共振周波数は他の共振周波数と比較して十分に低いため、他方のガルバノスキャナの位置制御の帯域内となる。そのため倒れ応答のばらつきの中心値は、他方のガルバノスキャナで十分に追従し、補償することができる。

さて、提案法 3 においても、提案法 2 で示した手順と同じ手順で、 N_i ($i = 1, \dots, p$) を定めた。提案法 2 と異なる点は、(6.44) 式を使い、倒れ応答ではなく、倒れ応答の変動量が \bar{z}_{max}^v 以下になるように設計する点にあり、その他の条件は全て同じとした。

一例として、図 6.8 に変動量への要求精度を $\bar{z}_{max}^v = 2 [\mu\text{m}]$ (加工誤差は $\pm 1\mu\text{m}$ に相当

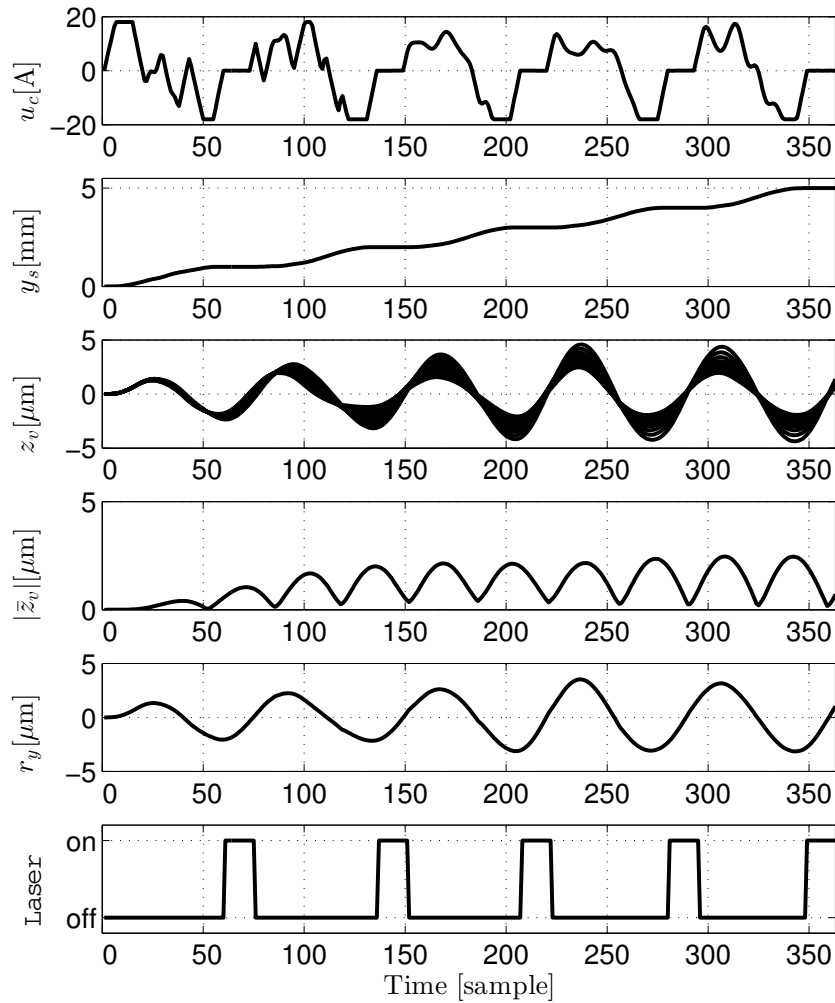


図 6.8: 提案法 3 での時間応答 (ミラーの倒れ応答のばらつきを $2\mu\text{m}$ 以内とした場合)

し、提案法 2 では $z_{max}^v = 1 [\mu\text{m}]$ に対する結果に対応) とした際の u_c , y_s , z_v , $|z_v|$ の最大値応答及び r_y を示す。ただし、 r_y は倒れ応答の中心値であり、直交するモータの目標値となる。ここで、 $r_y[k]$ は $\left(\max_{1 \leq i \leq n}(y_{v_i}[k]) - \min_{1 \leq i \leq n}(y_{v_i}[k])\right)/2$ で求めることができる。

図 6.8 においてレーザ照射時の倒れ応答の変動量 $|z_v|$ は小さく、要求精度を満たしていることがわかる。また倒れ応答 z_v はその変動幅 $|z_v|$ の約 2 倍程度振動しており、提案法 2 と比較して制約条件を緩和していることがわかる。提案法 3 での穴あけ加工時間は 368 sample であり、提案法 2 での加工時間 382 sample と比較し加工時間をさらに 4% 短縮できた。また、図 6.4 に提案法 3 における要求精度と加工時間の関係を示すが、提案法 3 では提案法 2 に比べてさらに加工時間の短縮化が図れることが確認できる。

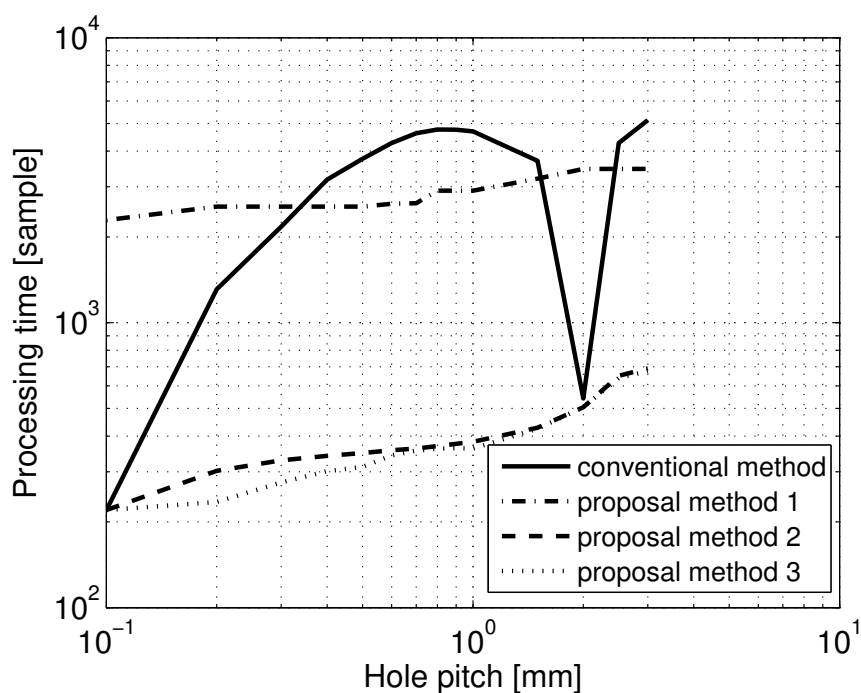


図 6.9: 穴あけ間隔と穴あけ加工時間の関係

6.4.5 その他有効性の検証

本節では要求精度 $\pm 1\mu\text{m}$ において穴間隔を $0.1\text{mm}\sim 3\text{mm}$ と変化させた際の加工時間の結果を図 6.9 に示す。提案法 1 は穴間隔 $0.4\text{mm}\sim 1.5\text{mm}$ および $2.5\text{mm}\sim 3\text{mm}$ において従来法と比較して加工時間を短縮できた。また提案法 2, 3 は穴間隔によらず穴あけ加工時間が大きく短縮でき、提案法の有効性を確認できた。なお、穴間隔 0.1mm , 2mm の穴加工では従来法と提案法 2, 3 の加工時間に大きな差異はないが、従来法での位置決め時にミラー倒れの共振周波数をほとんど励起しないためである。

6.5 まとめ

本章では、ミラーの倒れ応答を考慮し、高速高精度な穴あけ加工を実現させるための FSC 入力設計について、三つの方法を提案した。提案法 1 は従来の終端状態制御を用いて倒れ応答を考慮した手法であり、従来法と比較して加工時間を短縮できる場合があることを穴加工シミュレーションで示した。また、提案法 2, 3 は複数穴の穴加工を前提に倒れ応答の要求精度を考慮した終端状態制御へ拡張し、各穴毎の位置決め時間が振動モードの振動周期と近接している場合においても、加工時間を大きく増加することなく穴加工できることを示した。提案法 1, 2 については、フィードフォワード入力を置き換えるだけであり、実装が容易である。また、倒れ応答を他方の位置応答で補償できる場合は提案法

3が有効である。

なお、倒れ応答は寸法公差や製造に起因する回転不釣り合いにより発生しているため、個体ごとの特性差は大きい。しかしながら、ガルバノスキャナでは個体ごとにモータ特性のモデリングおよび軌道設計を実施しており、倒れ応答のモデリングについても同様に対処することで個体差を考慮できることを付記しておく。

実機適用に際しては、従来手法にて倒れ振動が大きくなり、待ち時間が増加している穴加工箇所は把握できていることから、今後、その箇所に本提案手法を適用し実機での有効性を検証したい。

また、本提案法はガルバノスキャナへの適用だけでなく、位置決め制御で広く用いられている多軸ステージでの軸間干渉の振動モードを考慮した軌道設計に応用可能であると考えられる。

第7章 結論

7.1 本研究で得られた成果

本研究では，ガルバノスキャナを制御対象として高速高精度な位置決めを実現するために，

- 電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御
- ミラーのねじれおよび倒れ応答を直接考慮した終端状態制御

を提案した。

提案法の有効性は数値シミュレーションもしくは実機により検証した。以下に，本研究で得られた成果を各章ごとに示す。

第2章 ガルバノスキャナの概要とモデル化

ガルバノスキャナの使用用途であるレーザ穴あけ加工機の概要について述べた。ガルバノスキャナでエンコーダ応答，ミラーのねじれ応答およびミラー倒れ応答の周波数特性を示し，各応答のモデル化について述べた。

第3章 終端状態制御

終端状態制御とは有限時間で指定した終端状態にもってゆく制御法であり，ガルバノスキャナでは終端状態制御によるフィードフォワード制御入力的设计法が多く用いられている。本章では第4章～第6章で用いる二次計画問題による終端状態制御の解法をまとめた。また，終端状態制御の可解性を確認する手法として，線形計画問題による手法を示した。そして，ガルバノスキャナへの適用方法について詳しく説明した。

第4章 電流アンプでの電圧飽和を考慮した終端状態制御

電流アンプの発熱低減への取り組みについて述べた。従来，高速高精度な位置決めを実現するためにモータの駆動回路である電流アンプの高電流化および高電圧化を進めており，電流アンプの発熱がレーザ加工機の高スループット化を図る上で課題となってきた。本章では発熱量の低減方法として，アンプの電源電圧を低電圧化することを考えた。モータの駆動電圧を制約した終端状態制御を提案し，電源電

圧の低電圧化に合わせて最大駆動電圧を低下させることによって、アンプの発熱量を低減した。また、本章で提案した電圧、電流、速度飽和を考慮した設計手法により、ガルバノスキャナにおいて短距離移動から長距離移動までの軌道設計において飽和させることなく最適な軌道を実現できるようになった。

第5章 ミラーのねじれ共振モードを考慮した終端状態制御

レーザー光の反射部であるミラーをより高速高精度に位置決めするために、機械共振モードとして、ミラーのねじれ共振モードを考慮したフィードフォワード制御入力的设计法について述べた。ガルバノスキャナでは、温度変化や経時変化により機械共振モードの周波数特性が変化することが知られている。そこで共振周波数の変動を含めて共振モードをモデル化し、従来の終端状態制御を用いてミラーのねじれ応答を考慮した入力設計法を提案した。ミラーねじれ振動を低減し、より高速高精度に位置決めできることをシミュレーションにより確認した。

第6章 ミラーの倒れ応答を考慮した終端状態制御

ミラー倒れの共振モードについて、共振周波数の変動を含めてミラー倒れ応答を考慮したフィードフォワード入力の設計法を3つ提案し、実際のレーザー穴あけ加工を模擬したシミュレーションにより、レーザー穴あけにかかる加工時間を大幅に短縮できることを検証した。特に、レーザー穴あけ加工機において直交に配置された2つのガルバノスキャナを協調させてミラーの倒れ応答を補償する手法は、倒れ振動による高速高精度な位置決めへの影響を最小限にできると考えている。

7.2 今後の課題と展望

以下に、本研究に対する今後の課題および展望を示す。

- ミラー応答を考慮したフィードフォワード制御

本論文ではミラーねじれ応答および倒れ応答を考慮したフィードフォワード制御の有効性についてシミュレーションによる検証を実施したが、実機での有効性の検証が望まれる。今後、実機での有効性を検証し、製品への適用を実現する。また、機械共振モードの変動幅を低減することが位置決め性能の向上につながるため、実機の改善も望まれる。その際、変動幅の低減がどの程度位置決め性能の向上につながるかについても検討したい。

- モータ発熱

位置決め的高速化に伴い、今後モータ発熱が課題となることが想定される。モータ発熱を考慮したフィードフォワード制御が考えられるが、大きな効果は期待できない。例えばレーザー穴あけ加工機において、 $f\theta$ レンズの焦点距離を伸ばして、ガルバ

ノスキャナの走査角を小さくするなど加工装置全体での最適化を検討していく必要があると考える。

- 他分野への展開

本研究では制御対象としてガルバノスキャナの抱える課題に対して、フィードフォワード制御手法を提案してきた。一方、その課題は一般的な回転モータやリニアステージなどでの位置制御においても共通の課題と考えられる。よって、本論文で提案した手法はモータの位置制御に展開可能であると考ええる。

謝辞

本論文をまとめるにあたり，多くの方にお世話になったことをこの場を借りて感謝いたします。

本研究を進めるにあたり，幾多のご指導と共に投稿・発表論文の作成に関して多大な御力添を頂きました，電気電子システム工学専攻 平田 光男 教授に深く感謝いたします。

また，研修のご指導，ならびに本論文のとりまとめにおいて，ご多忙にも関わらず数々のご教示を頂きました宇都宮大学大学院 工学研究科 電気電子システム工学専攻 船渡 寛人 教授，同 古神 義則 教授，同 東 剛人 准教授，同 森 大毅 准教授，機械知能工学専攻 吉田 勝俊 教授に感謝いたします。

平田研究室にて日頃から活発な討論，有益なご助言を頂きました鈴木 雅康 助教，本学博士前期課程を修了された城所 隆弘 氏，黒木 幸恵 氏，厚木 貴宏 氏，関根 寛文 氏の各氏に感謝いたします。そして，さまざまなご教示を頂きました平田研究室の皆様感謝いたします。

社会人ドクターとして進学にご理解，ご支援を頂いたキヤノン株式会社に感謝申し上げます。

最後に，宇都宮大学大学院博士課程在学期間中，暖かく応援してくれた家族に心より感謝します。

参考文献

- [1] 安永暢男：「レーザが変える加工技術」，海文堂出版 (1992)
- [2] 今井 祥人，祝 靖彦：「プリント基板穴あけ用 CO₂ レーザ加工機」，電気加工学会誌，37 巻，86 号，34 頁～37 頁 (2003)
- [3] 高木 清：「ビルドアップ多層プリント配線板のできるまで」，日刊工業新聞社 (2006)
- [4] 大槻 治明，伊藤 靖，青山 博志，遠山 聡一，平井 洋武：「プリント基板穴あけ用レーザ加工機の開発」，日本機械学会 2006 年度年次大会講演論文集，7 巻，331 頁～332 頁 (2006)
- [5] 次世代レーザプロセッシングとその産業応用 調査専門委員会：「最新レーザプロセッシングの基礎と産業応用」，電気学会 (2007)
- [6] B. E. Rohr: “Testing high-performance galvanometer-based optical scanners”, Proc. SPIE, 2383 巻, 460 頁～469 頁, (1995)
- [7] 道上 典男，山家 正俊，川村 正弘，久世 修，中村 滋男：「超高密度多層配線を実現する高性能プリント配線板製造装置」，日立評論，93 巻, 2 号, 43 頁～47 頁 (2011)
- [8] 上田 伸治：「キヤノンにおけるガルバノスキャナへの取り組み ～さらなる高速化，高精度化に向けて」，光産業技術振興協会. 多元技術融合光プロセス研究会 (2008)
- [9] 岡田 敏幸：「ガルバノメータ、ガルバノメータの位置補正方法、ガルバノメータを用いたレーザ加工装置、及びガルバノメータを用いたレーザ加工方法」，公開特許公報 特開 2002-090682
- [10] 上田 伸治：「変位検出方法及びモータ制御装置」，公開特許公報 特開 2009-69031
- [11] R. P. Aylward: “Advanced galvanometer- based optical scanner design”, Sensor Review, 23 巻, 3 号, 216 頁～222 頁 (2003)
- [12] D. A. Sabo, D. Brunner and A. Engelmayer: “Advantages of digital servo amplifiers for control of a galvanometer based optical scanning system”, Proc. SPIE, 5873 巻, 113 頁～120 頁 (2005)

- [13] ケンブリッジテクノロジー社：Lightning™II Scan Heads 製品カタログ
- [14] 株式会社ワイ・イー・データ：ニュースリリース，「オールデジタル方式ガルバノスキャナシステム（商品名：MIRAMOTION）を新発売」，(2006)
- [15] 平田 光男，城所 隆弘，上田 伸治：「終端状態制御によるガルバノスキャナのナノスケールサーボ」，電気学会論文誌D，129巻，9号，938頁-944頁(2009)
- [16] 廣瀬 徳晃，岩崎 誠，平井 洋武：「制御入力振幅の制約を考慮した有限ステップ整定フィードフォワード補償」，電気学会論文誌D，130巻，6号，785頁～792頁(2010)
- [17] 前田 佳弘，和田 賢健，岩崎 誠，平井 洋武：「共振周波数変動と制御入力振幅の制約を考慮した適応型有限ステップ整定フィードフォワード補償」，電気学会論文誌D，131巻，3号，403頁～411頁(2011)
- [18] 廣瀬 健志：「ガルバノモータ及びガルバノモータシステム」，公開特許公報 特開2009-265155
- [19] H. W. Yoo, S. Ito, M. Verhaegen and G. Schitter: “Transformation-based iterative learning control for non-collocated sensing of a galvanometer scanner”, European Control Conference, 1204頁～1209頁(2013)
- [20] 関 健太，神波 弘樹，岩崎 誠，平井 洋武：「圧電素子を用いたセルフセンシングアクチュエーションによるガルバノミラーの制振制御」，電気学会論文誌D，131巻，3号，229頁～236頁(2011)
- [21] 平田 光男，長谷川辰紀，野波 健蔵：「入力の周波数成分と飽和を考慮した終端状態制御によるハードディスクのシーク制御」，第30回制御理論シンポジウム資料，97頁～102頁(2001)
- [22] 杉江 俊治，山本 浩之：「入力及び状態の制約を考慮した閉ループ系の目標値生成」，計測自動制御学会論文集，37巻，9号，849頁～855頁(2001)
- [23] 佐藤 秀紀，廣瀬 徳晃，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「制御入力飽和と周波数整形を考慮した有限ステップ整定フィードフォワード補償」，電気産業 計測制御研究会，IIC-09-41(2009)
- [24] R. Hanus, M. Kinnaert and J.-L. Henrotte: “Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method”, Automatica, 23巻，6号，729頁～739頁(1987)
- [25] C. Bohn and D. P. Atherton: “An analysis package comparing PID anti-windup strategies”, IEEE Control Systems, 15巻，2号，34頁～40頁(1995)

- [26] Y. Peng, D. Vrancic and R. Hanus : “Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers”, IEEE Control Systems, 16 巻, 4 号, 48 頁～57 頁 (1996)
- [27] 大石 潔, 間下 知紀 : 「操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の構成法」, 電気学会論文誌 D, 119 巻, 1 号, 88 頁～96 頁 (1999)
- [28] 佐伯 正美, 和田 信敬, 土屋 正樹 : 「飽和時の応答を考慮したアンチwindアップ制御器の設計」, 計測自動制御学会論文集, 35 巻, 6 号, 754 頁～761 頁 (1999)
- [29] 鈴木 文泰, 堀 洋一 : 「左既約分解に基づく 2 自由度制御系のアンチwindアップ化」, 電気学会論文誌 D, 121 巻, 7 号, 792 頁～798 頁 (2001)
- [30] 山元 純文, 岩崎 誠, 三橋 進, 伊藤 和晃, 松井 信行 : 「状態量制約を考慮したプラント変動にロバストな位置指令生成」, 電気学会論文誌 D, 129 巻, 7 号, 714 頁～724 頁 (2009)
- [31] 加藤 孝宜, 前田 佳弘, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「LMI を用いた 2 自由度ロバスト制振位置決め制御系の設計」, 電気学会論文誌 D, 131 巻, 1 号, 93 頁～101 頁 (2011)
- [32] 加藤 孝宜, 前田 佳弘, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「フィードフォワード・フィードバック補償器の連成設計による 2 自由度ロバスト制振位置決め制御系の設計」, 電気学会論文誌 D, 133 巻, 3 号, 290 頁-299 頁 (2013)
- [33] 加藤 孝宜, 前田 佳弘, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「複数ストローク条件とコントローラの実装コスト低減を考慮したフィードフォワード・フィードバック補償器の同時最適化設計」, 電気学会論文誌 D, 134 巻, 2 号, 220 頁～228 頁 (2014)
- [34] 坂本 淳, 青山 博志, 大久保 弥市, 大石 昌弘, 村上 哲雄, 渡辺 文雄, 遠山 聡一, 大槻 治明 : 「スキャナおよびレーザ加工機」, 公開特許公報 特開 2002-6255
- [35] ブラウン デイヴィッド シー : 「有限回転モータシステムにおけるミラーのバランスをとるためのシステム及び方法」, 公開特許公報 特願 2014-522904
- [36] 坂本 淳, 大槻 治明, 遠山 聡一, 大久保 弥市 : 「スキャナ装置およびレーザ加工機」, 公開特許公報 特開 2005-55610
- [37] 杉江 弘, 高橋 悌史 : 「光学偏向装置およびこれを用いたレーザ加工装置」, 公開特許公報 特開 2002-296533
- [38] 川田 昌克 : 「制御系解析・設計における数値計算/数式処理ソフトウェアの活用」, システム制御情報学会誌, 55 巻, 5 号, 159 頁～164 頁 (2011)

- [39] MATLAB Compiler User's Guide, MathWorks (2016)
- [40] N.C. Singer and W.P. Seering: "Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration", Trans. of ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 112 巻, 1 号, 76 頁~82 頁 (1990)
- [41] L. Van den Broeck, G. Pipeleers, J. De Caigny, B. Demeulenaere, J. Swevers and J. De Schutter: "A linear programming approach to design robust input shaping", 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 80 頁~85 頁 (2008)
- [42] T.Totani and H.Nishimura: "Final-State Control Using Compensation Input", Trans. of SICE, 30 巻, 3 号, 253 頁~260 頁 (1994)
- [43] 山口高司・平田光男・藤本博志:「ナノスケールサーボ制御」, 東京電機大学出版局 (2007)
- [44] MATLAB Optimization Toolbox User's Guide, MathWorks (2016)
- [45] U.Boettcher, R.A. de Callafon and F.E. Talke: "Multiobjective Time Domain Input Shaping for Closed-Loop Discrete-Time Systems", IFAC, 200 頁~205 頁 (2010)
- [46] 平田 光男, 長谷川 辰紀, 野波 健蔵: 「終端状態制御によるハードディスクのショートシーク制御」, 電気学会論文誌 D, 125 巻, 5 号, 524 頁~529 頁 (2005)
- [47] M.Hirata and Y.Hasegawa: "Vibration minimized trajectory design for information devices", SICE-ICASE International Joing Conference 2006, 2777 頁~2780 頁 (2006)
- [48] 廣瀬徳晃, 寺地恭久, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武: 「オンライン定数同定と初期値補償を併用した位置決め整定特性のリアルタイム補償」, 電気学会論文誌 D, 128 巻, 6 号, 718 頁~725 頁 (2008)
- [49] 三好 孝典, 寺嶋 一彦: 「共振周波数の変動を考慮した最適ロバストフィードフォワード制御入力の導出とクレーンへの応用」, 日本機械学会論文集 C 編, 69 巻, 682 号, 1550 頁~1555 頁 (2003)

発表論文

学・協会誌論文

- [1] 平田 光男, 城所 隆弘, 上田 伸治: 「終端状態制御によるガルバノスキャナのナノスケールサーボ制御」, 電気学会論文誌 D, 129 巻, 9 号, 938 頁～944 頁, 2009 年に掲載
- [2] 上田 伸治, 黒木 幸恵, 平田 光男: 「電流アンプでの電圧飽和を考慮したガルバノスキャナの軌道設計法」, 電気学会論文誌 D, 133 巻, 1 号, 10 頁～19 頁, 2013 年に掲載
- [3] 上田 伸治, 平田 光男: 「ミラーの倒れ応答を考慮したガルバノスキャナのためのフィードフォワード入力設計法」, 電気学会論文誌 D, 136 巻, 11 号, 851 頁～860 頁, 2016 年に掲載
- [4] S.Ueda, Y.Kuroki and M.Hirata: “Trajectory Design of Galvano Scanner Considering Voltage Constraint of Current Amplifier”, Electrical Engineering in Japan, 198 巻, 1 号, 54 頁～64 頁, 2017 年に掲載
(ただし, [2] の Selected Paper)

国際会議発表論文

- [1] S.Ueda, Y.Kuroki and M.Hirata: “Trajectory Design Method for Voltage Saturation of a Current Amplifier”, ASME 2012 5th Annual Dynamic Systems and Control Conference joint with the JSME 2012 11th Motion and Vibration Conference, 1072 頁～1077 頁, Fort Lauderdale, 2012 年 9 月
- [2] H.Sekine, S.Ueda, M.Suzuki and M.Hirata: “System identification of a galvano scanner using input-output data obtained from positioning control”, European Control Conference 2015, 1297 頁～1302 頁, Linz, 2015 年 7 月

口頭発表論文

- [1] 黒木 幸恵, 上田 伸治, 平田 光男: 「ガルバノスキャナの高速度高精度軌跡制御」, 第 40 回制御理論シンポジウム, 57 頁～60 頁, 2011 年 9 月

- [2] 上田 伸治, 平田 光男 : 「ミラーの応答を考慮したガルバノスキャナの位置決め制御」, 電気学会 産業計測制御研究会, IIC-11-156, 61 頁～66 頁, 2011 年 9 月
- [3] 黒木 幸恵, 上田 伸治, 平田 光男 : 「ミラー特性を考慮したガルバノスキャナの高速高精度軌跡制御」, 電気学会 産業計測制御研究会, IIC-11-156, 67 頁～70 頁, 2011 年 9 月
- [4] 厚木 貴宏, 黒木 幸恵, 上田 伸治, 平田 光男 : 「ガルバノスキャナの軌跡追従制御系に対するアンチワインドアップ制御手法」, 第 55 回自動制御連合講演会, 2012 年 11 月
- [5] 厚木 貴宏, 上田 伸治, 平田 光男 : 「PWM アンプの特性を考慮したガルバノスキャナの高速高精度位置決め制御」, 第 56 回自動制御連合講演会, 2013 年 11 月
- [6] 関根 寛文, 上田 伸治, 鈴木 雅康, 平田 光男 : 「位置決め制御時の入出力データを用いたガルバノスキャナのシステム同定」, 電気学会 メカトロニクス制御研究会, MEC-14-155, 45 頁～50 頁, 2014 年 9 月
- [7] 厚木 貴宏, 上田 伸治, 鈴木 雅康, 平田 光男 : 「PWM アンプのデッドタイムを考慮したガルバノスキャナの高速高精度位置決め制御」, 電気学会 メカトロニクス制御研究会, MEC-14-156, 51 頁～56 頁, 2014 年 9 月

特許

(日本)

- [1] 上田 伸治 : 「プログラム、生成方法、生成装置、駆動装置、加工装置、リソグラフィ装置及び物品の製造方法」, 公開番号 : 特開 2015-88059, 公開日 : 平成 27 年 5 月 7 日
- [2] 上田 伸治, 平田 光男 : 「モータに供給する電流の時系列データを生成するプログラム、方法、装置及びレーザ加工装置」, 特許番号 : 特許第 5736602 号, 登録日 : 平成 27 年 5 月 1 日
- [3] 上田 伸治 : 「ガルバノ装置及びレーザ加工装置」, 特許番号 : 特許第 5726259 号, 登録日 : 平成 27 年 4 月 10 日
- [4] 上田 伸治 : 「ガルバノ装置及びレーザ加工装置」, 特許番号 : 特許第 5393598 号, 登録日 : 平成 25 年 10 月 25 日

(ドイツ)

- [1] 上田 伸治 : 「Computer-readable storage medium, generating method, generating apparatus, driving apparatus, processing apparatus, lithography apparatus, and method of manufacturing article」, 登録番号 : 2869121, 登録日 : 2016 年 9 月 21 日

(中国)

- [1] 上田 伸治 : 「Mirror angular-positioning apparatus and processing apparatus」, 登録番号 : 201110148747.8, 登録日 : 2014 年 7 月 30 日

(韓国)

- [1] 上田 伸治 : 「Mirror angular-positioning apparatus and processing apparatus」, 登録番号 : 10-1402064, 登録日 : 2014 年 5 月 26 日

(台湾)

- [1] 上田 伸治 : 「Mirror angular-positioning apparatus and processing apparatus」, 登録番号 : 469500, 登録日 : 2015 年 1 月 11 日