

博士論文

工作機械送り軸の高精度駆動のための
サーボモータの制御方法に関する研究

岩 下 平 輔

工作機械送り軸の高精度駆動のための サーボモータの制御方法に関する研究

本論文の概要

NC 工作機械に対して金属ワークの加工精度向上の要求が年々高まっている。本論文では、量産されている工作機械の送り軸の高精度駆動のためにサーボモータの制御方法に関する研究を行った。インバータ出力電圧の制約及び大電流時に発生する PMSM の磁気的な飽和を考慮した電流制御パラメータ決定手法をベースとし、ダイレクトドライブ機構で速度制御をハイゲイン化する際に顕在化する観測ナイキスト周波数を超える高周波共振の正確な計測と制御手法、ボールねじ駆動機構において発生する弾性変形のリアルタイムの推定と補償手法、低剛性駆動軸における低周波振動の低減手法を提案し、その有効性を実機にて検証した。

目次

1 章 緒論	1
1.1 工作機械送り軸の構成要素	1
1.1.1 工作機械の構造	1
1.1.2 数値制御(NC)装置	2
1.1.3 サーボ制御の方式と構成要素	3
1.1.4 工作機械送り軸の機構	5
1.1.5 デバイスとしてのサーボ制御装置の構成要素	6
1.1.6 パワー素子の発熱とスイッチング周波数	6
1.1.7 エンコーダのデータ転送量	7
1.1.8 エンコーダの検出遅れ時間	10
1.1.9 サーボ制御 CPU を効率的に使うための処理周期	11
1.2 工作機械精度の進展の推移と現状の実ワークの精度	12
1.2.1 送り軸の高精度化の推移	12
1.2.2 加工ワークの実測定例	13
1.3 高精度駆動実現のための課題抽出と先行研究	14
1.3.1 永久磁石同期電動機の非線形性	14
1.3.2 ダイレクトドライブ機構特性の改善	16
1.3.3 減速機構の特性の改善	17
1.3.4 加減速特性の改善	18
1.3.5 抽出した課題	20
1.4 本研究の目的	21

1.5	本論文の構成.....	23
2章	電圧飽和を回避し磁気飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法.....	25
2.1	はじめに.....	25
2.2	PMSMの電流制御.....	25
2.2.1	制御系の構成.....	25
2.2.2	PMSMの非線形特性.....	28
2.3	電流制御パラメータ決定法の提案.....	29
2.3.1	むだ時間による安定条件.....	29
2.3.2	インバータ出力電圧の制限による安定条件.....	30
2.3.3	モータ保護のための電流オーバシュート制限.....	33
2.3.4	磁気飽和による電流ゲインの低減.....	34
2.3.5	電磁氣的飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法.....	35
2.4	検証実験.....	36
2.4.1	回転モータでの検証.....	36
2.4.2	リニアモータでの検証.....	38
2.4.3	電流制御系の応答性と位置・速度制御系の外乱抑圧性.....	40
2.4.4	NC工作機械への適用.....	41
2.5	まとめ.....	43
3章	高周波機械共振の計測及び制御法.....	44
3.1	はじめに.....	44
3.2	ナイキスト周波数を超える周波数帯までの周波数応答の算出法.....	45
3.2.1	制御ループ内部での周波数応答測定.....	45

3.2.2	従来の周波数掃引法の問題点	48
3.2.3	複数回掃引による周波数応答算出法の導出	49
3.2.4	提案手法のエリアジング周波数に対する考察	53
3.3	提案手法による速度ループ周波数応答測定を応用した小形工作機械の異音解消および連続軌跡制御の高精度化	56
3.3.1	実験装置の構成	56
3.3.2	回転テーブルの機械特性	57
3.3.3	電流制御の広帯域化による異音	58
3.3.4	提案手法による速度ループの周波数応答の取得	59
3.3.5	ノッチフィルタの調整による異音の解消	61
3.3.6	連続軌跡制御の高精度化	63
3.4	まとめ	64
4章	ボールねじの静特性に起因するロストモーションの補償による高精度軌跡制御法	66
4.1	はじめに	66
4.2	ロストモーションの性質	67
4.2.1	実験装置	67
4.2.2	ロストモーションの測定	69
4.2.3	ロストモーションの性質に対する考察	72
4.3	ロストモーションのモデル化と補償法の提案	74
4.3.1	従来型補償法	74
4.3.2	玉食込みによるエネルギー損失の仮定	74
4.3.3	反転動作時のロストモーションのモデル化	74

4.3.4	ばね要素の計測法およびロストモーション補償法.....	76
4.3.5	従来型補償法との差異.....	77
4.4	検証実験	79
4.4.1	従来型補償に付随する切込みの提案手法による解消	79
4.4.2	運転条件に対するロバスト性の確認	81
4.4.3	大形工作機械への適用.....	84
4.5	まとめ	85
5章	送り軸の2慣性系モデルによる低周波振動抑制制御法	87
5.1	はじめに	87
5.2	モデリング	88
5.2.1	2慣性系モデル.....	88
5.2.2	反共振周波数と片持ち振動.....	89
5.2.3	駆動制御系.....	89
5.3	振動抑制手法の提案	90
5.3.1	設計指針	90
5.3.2	セミクロズド制御における振動抑制手法の提案.....	90
5.3.3	フルクロズド制御における振動抑制手法の提案.....	93
5.4	検証実験	94
5.4.1	実験機概要	94
5.4.2	速度制御系の設計.....	97
5.4.3	指令軌跡の設計.....	98
5.4.4	提案したセミクロズド制御用振動抑制手法の検証	99

5.4.5	提案したフルクローズド制御用振動抑制手法の検証	100
5.4.6	外乱応答特性	101
5.4.7	モデル化誤差に対する検討	102
5.4.8	考察及び加工実験	103
5.5	まとめ	105
6章	結論	106
6.1	本論文の要約	106
6.2	本論文で提案した技術の限界	107
6.3	NC 工作機械の送り軸の高精度化のための今後の課題	108
6.3.1	ワークの質量変化への対応	108
6.3.2	付加センサの利用	108
6.3.3	高次数での送り軸のモデル化	109
付録_A	110
付録_B	111
付録_C	113
付録_D	116
付録_E	118
謝辞	120
参考文献	121
研究業績	126
国内特許	126
学術誌原著論文（査読あり）	129

会議（査読なし）	129
技報（査読なし）	129

1章 緒論

1.1 工作機械送り軸の構成要素

1.1.1 工作機械の構造

工作機械について日本工業規格(JIS)では次のように定義している。「主として金属の工作物を、切削、研削などによって、又は電気、その他のエネルギーを利用して不要な部分を取り除き、所要の形状に作り上げる機械。ただし、使用中機械を手で保持したり、マグネットスタンド等によって固定したりするものは除く。狭義であることを特に強調するときには、金属切削工作機械ということもある」¹⁾。工作機械の例として、立形マシニングセンタの模式構造を図 1.1 に示す。マシニングセンタは工作物を切削するための工具を高速回転させる主轴と工作物と工具に相対運動をさせる送り軸から構成されている。本論文で扱う工作機械の送り軸は、駆動部と機構部とに大別できる。

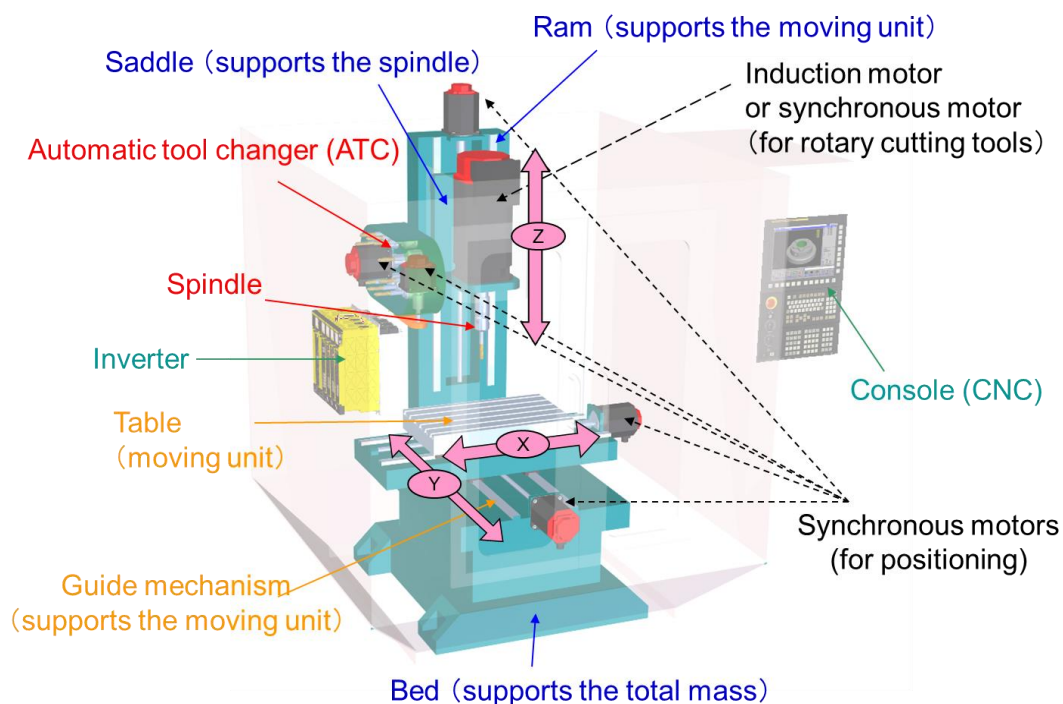


Figure 1.1 Schematic structure of a typical vertical machining center

精密で複雑な部品を正確かつ効率的に作ることが工作機械の役割であり、またすべての機械やその部品は工作機械によって作られていることから、工作機械は「機械を作る機械」、 「マザーマシン(母なる機械)」などと呼ばれる。さらに工作機械は、作業者がハンドルを回すことなどによって操作する「汎用工作機械」と、コンピュータ等による数値制御で自動運

転を行う「NC 工作機械」とに分類される²⁾。

NC 工作機械の中でマシニングセンタは、中ぐり、フライス削り、穴あけ、ねじ立て、リーマ仕上げなど多種類の加工を連続で行える機械で、それぞれの加工に必要な工具を自動で交換できる機能を備えている。横形、立形、門形など各種のマシニングセンタが存在し、近年では直交 3 軸と旋回 2 軸の同時制御により、複雑形状の加工を可能にする「5 軸制御マシニングセンタ」の普及が進んでいる^{2),3)}。各送り軸によってワークと工具の位置が連続的に制御され、その相對運動によって輪郭の加工が行われる。なお本論文では、全体を通してマシニングセンタによる高精度加工を議論しているが、旋盤など他の種類の機械構造をもつ工作機械でも同様の議論が展開できる。

1.1.2 数値制御(NC)装置

NC 工作機械送り軸の駆動部において指令生成を行う上位の数値制御(NC)装置のブロックを図 1.2 に示す。NC 装置には、「各軸の運動精度を維持するために速度、加速度、加々速度を各軸の許容範囲に収めた上で、最短時間で与えられた NC プログラムを実行すること」が要求されている³⁾。まず読み込んだ NC プログラム指令からワーク形状を解析して各部での曲率半径を割り出し、法線方向の加速度や加々速度が規定値以下となるように、各指令点を通過する際の接線方向の速度を決定する。ただし、接線速度の急峻な変化は、機械のショックや形状精度の悪化をもたらす。そこで、補間前加減速によって接線方向の速度を規定された加速度、加々速度に従って連続的に変化させる。次に補間処理において、各軸の相對運動によってワーク形状を実現させるための各軸の移動指令を計算する。最後に補間後加減速によって、形状誤差に実質的な影響を与えない範囲で各軸の加々速度による機構の微小振動を低減する⁴⁾。

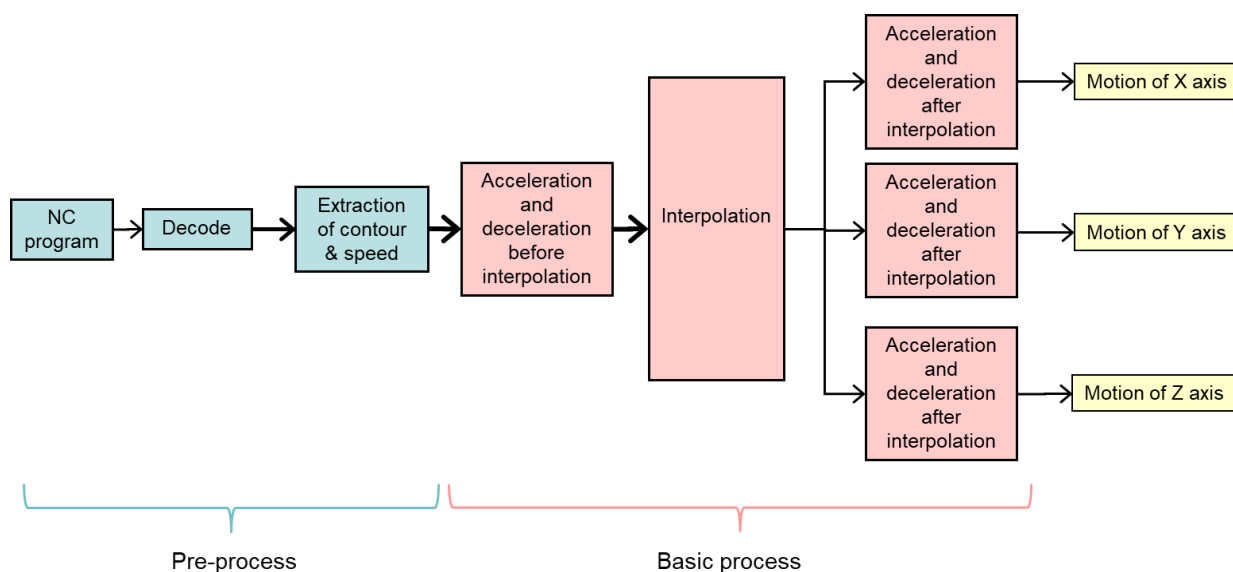


Figure 1.2 Block diagram of numerical control (NC)

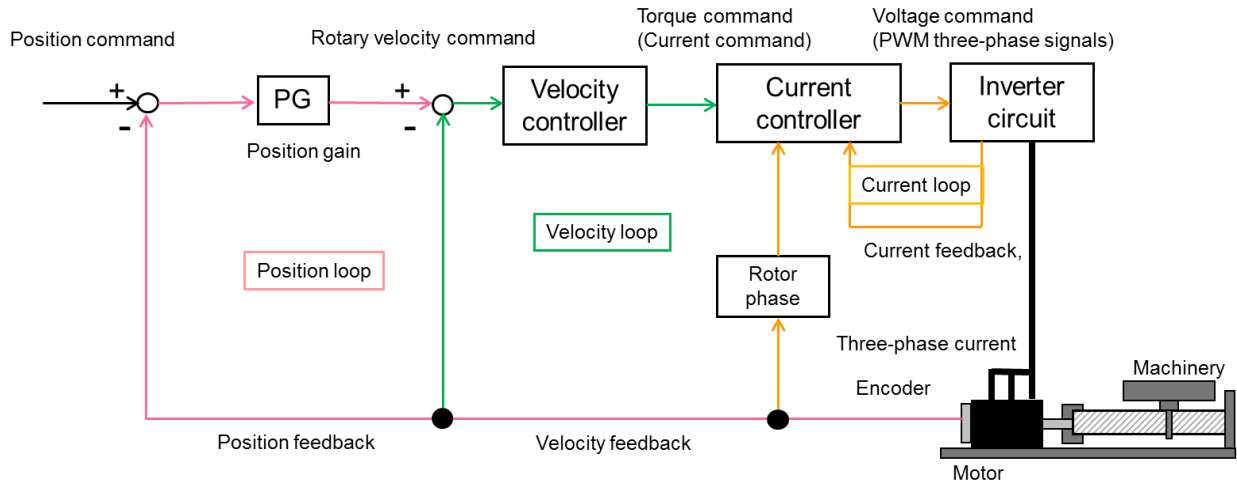
1.1.3 サーボ制御の方式と構成要素

NC 工作機械送り軸の駆動部の追従制御を行うのはサーボ制御装置である。図 1.3 (a)にサーボ制御装置の構成を示す。サーボ制御装置は、位置制御、速度制御、電流制御の 3 重の制御ループで構成される。位置制御ループは数値制御装置による指令位置と実位置の差分をエラーカウンタ（位置偏差）とし、このエラーカウンタにポジションゲインを乗じて速度指令を算出する。なお、位置フィードバックはセミクローズド構成(図 1.3 (b))であればモータエンコーダ、フルクローズド構成(図 1.3 (c))であれば送り軸の機構部に取り付けた外部検出器(リニアスケール或いはロータリーエンコーダ)によって検出される^{5),6)}。

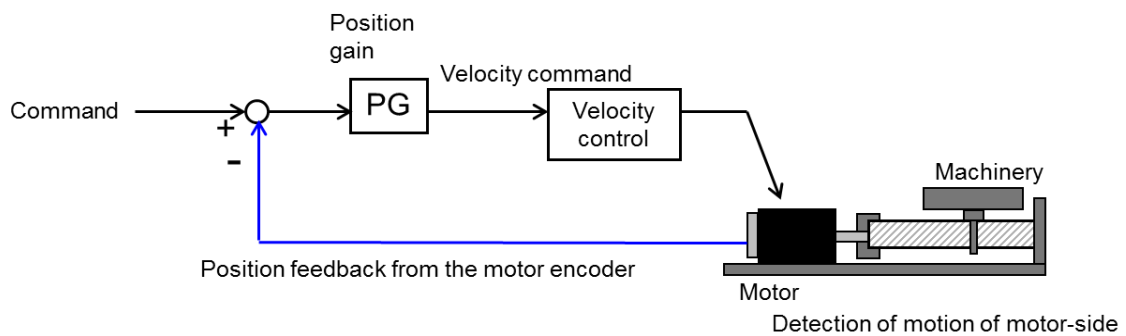
速度制御ループは、前記速度指令とモータエンコーダで検出したモータ速度の差分から PI 制御によってモータへの加速度指令を計算する。工作機械送り軸のアクチュエータとして用いられる PMSM（永久磁石型同期電動機）では、モータの出力トルクは、連続定格トルク以下で電流振幅にほぼ比例するため、速度制御ループが出力する加速度指令に定数を掛けて、トルク指令として扱うことが一般的である⁷⁾。

電流制御ループは、前記トルク指令を実現するためモータ各相巻線の電流を制御する。PMSM は交流モータで各相巻線の電流は正弦波であり、モータマグネットの位置（ロータ位相）に合わせて電流指令位相を決めている。同時に各相巻線の電流を検出し、各相電流が指

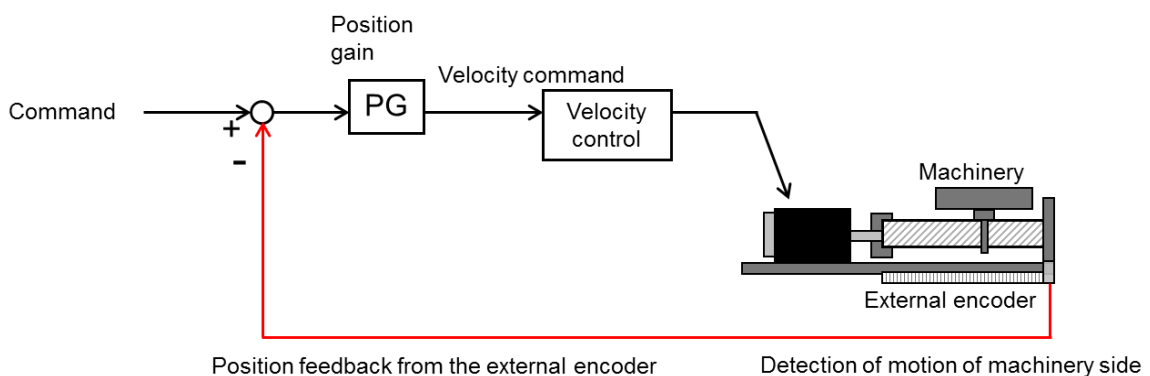
令値に合致するように各相巻線に印加する電圧を PWM 指令としてドライバ回路（インバータ）に出力する。



(a) Triple-loop structure consisting of current, velocity and position feedback loops



(b) Semi-closed control system



(c) Full-closed control system

Figure 1.3 Block diagram of servo control

1.1.4 工作機械送り軸の機構

工作機械の機構部は図 1.4 に示す通り，減速機構を用いる構成(a), (b)と，ビルトインタイプのモータを機構部の中に組み込んで直接駆動するダイレクトドライブの構成(c), (d)とがある．それぞれの特徴を表 1.1 に示す⁶⁾．当社の出荷データによれば，工作機械の送り軸では，ダイレクトドライブの採用比率は2%程度となっている．

サーボ制御装置には「各軸を上位数値制御装置からの指令に忠実に追従させること」および「切削反力等の外乱要素の影響を低減すること」の2点が求められる．本論文では機構部の変更には言及せず，与えられた機構部での高精度駆動を実現するためのサーボモータの制御方法を提案する．

サーボモータの制御方法に関する議論に入る前に実際の生産現場で使われている工作機械に搭載されているサーボ制御装置の各構成要素を概説する．

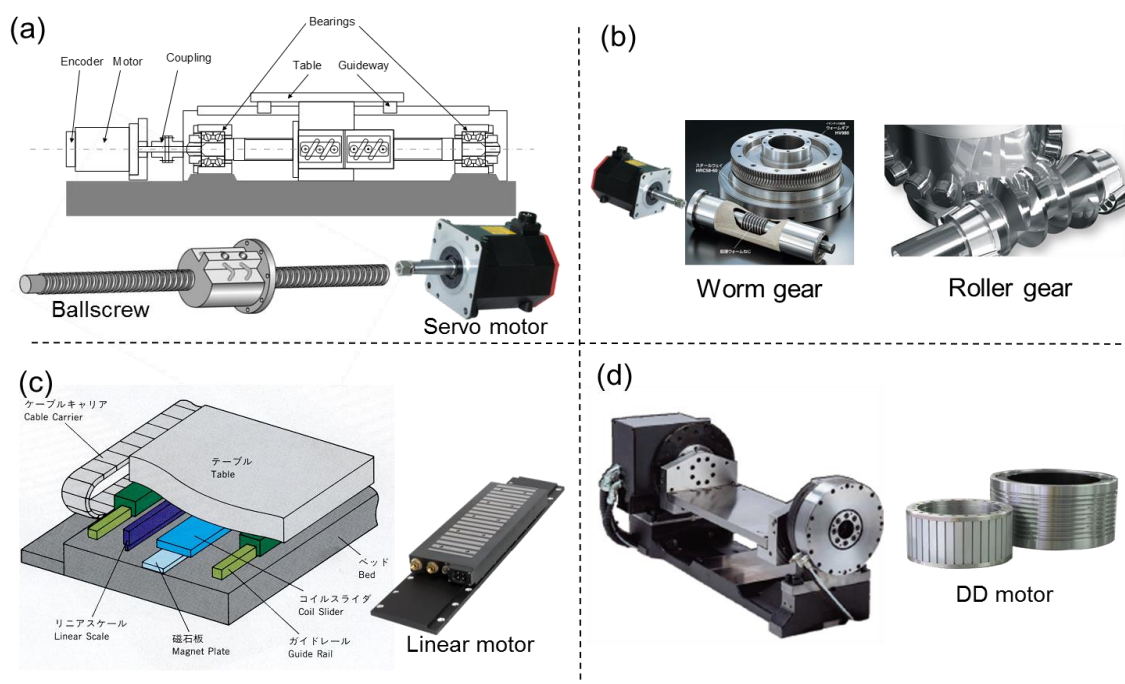


Figure 1.4 Classification of feed drive system in machine tools:

- (a) Mechanical section with reduction system (linear motion)
- (b) Mechanical section with reduction system (rotary motion)
- (c) Mechanical section by direct drive (linear motion)
- (d) Mechanical section by direct drive (rotary motion)

Table 1.1 Characteristics of reduction mechanism and direct drive system

Kind of drive system	Description
Reduction mechanism	Smaller motor available
	Lower cost
	Easy exchange of motors
	Feed drive characteristics selectable by a lead of a ball screw
Direct drive system	Easy to design compact machinery
	No wearing element
	Higher precision without backlash

1.1.5 デバイスとしてのサーボ制御装置の構成要素

1.1.6 から 1.1.9 の各節で一般の工作機械の送り軸の駆動用に搭載されているサーボ制御装置の各構成要素を定量的に俯瞰する。具体的にはパワー素子のスイッチング周波数、モータエンコーダのビット数やデータ転送時間、電流および速度制御の制御周期など FA 用の製品で一般的に見られる値を紹介する。

単純に精度や加工時間等の性能を高める目的であれば、スイッチング周波数や制御周期は早く、エンコーダの分解能は高く、転送時間は短い方が有利なことは自明である。一方で工作機械は生産財であり経済計算に則ってその存在意義が生まれる。このため駆動するサーボ制御装置の各要素もコストおよびサイズの制約の中で現実的な値が決まっている。

1.1.6 パワー素子の発熱とスイッチング周波数

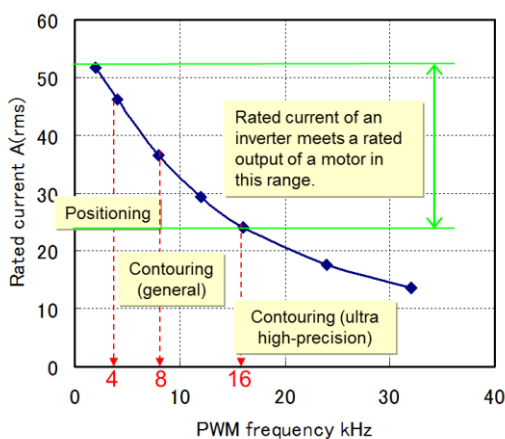
工作機械送り軸を駆動するサーボモータでは、位置決め動作の加減速時のみ最大トルクが要求され、この時間は一般の機械で 300 ms 以下、長い場合でも 2~3 s 程度である。このため当社においては、3 s 間にわたって出力可能なトルクの限界を「最大トルク」と規定している⁸⁾。定格トルクはサーボモータが連続的に出力可能なトルクであり、熱時定数（30 分~数時間）における出力トルクの二乗平均値は定格トルク以下である必要がある。サーボモータの定格トルクは最大トルクの 1/4~1/3 程度になり^{9),10)}、他社のサーボモータにおいても同様の定格-最大間の関係がある^{11),12)}。

サーボモータ駆動装置のパワー素子にも、最大電流と定格電流にサーボモータと同様の関係が求められる。なお、定格電流値を決めるパワー素子の発熱量は内部抵抗損失とスイッチング損失の和であり、スイッチング周波数が高いほど発熱が大きく定格電流が小さくなる¹³⁾⁻¹⁷⁾。

図 1.5 (a)は、主に自動車のエンジン部品等の加工に用いられる工作機械の送り軸駆動に適用されるパワー素子の外観である。図 1.5 (b)はドライバ回路の標準的な冷却条件におけるパワー素子のスイッチング周波数と定格電流の関係を示している。最大電流 160 A(peak)に対して、約 1/3 の 45 A(rms)の定格電流を確保するため、スイッチング周波数は、位置決め動作では 4 kHz、軌跡制御では 8 kHz、更に超精密機での軌跡制御では 16 kHz を採用している。制御のハイゲイン化を優先する場合には、定格トルクの大きさよりも制御の遅れを減らすために高速なスイッチング周期を採用すべきとの考えに基づく。2 章以降では PWM スwitchング周波数 8 kHz、電流制御周期 62.5 μ s をベースとした駆動システムを前提として、サーボモータの制御方法を検討する。



(a) Power device to drive machine tool for automotive power train line (max 160 A(peak))



(b) Relationship between PWM switching frequency and rated current, indicating a case for an inverter with maximum current of 160 A(peak)

Figure 1.5 Power-electronics devices in inverters for machine tools

1.1.7 エンコーダのデータ転送量

本項ではモータエンコーダの位置検出分解能と、これに伴う必要なデータ転送量および位置の検出遅れ時間を述べる。モータエンコーダ（ロータリエンコーダ）はドライバ側の処理を低減するためバイナリデータでの出力が一般的である。ボールねじを介して直線軸にも適用され、機械座標の算出のため回転数データも必要となる。例えば回転数データを 16 bit 持つエンコーダなら、リード 10 mm/rev のボールねじで最大では 655 m のストロークとなり、

十分な距離を確保できる. 本項では, エンコーダのデータ転送に要求される性能を考察する.

まず, 実際の制御に使うエンコーダの分解能と軌跡精度との関係を明らかにする. 1回転あたりのデータを 22 bit から 1 bit ずつ増やし, サーボモータを 0.006 min^{-1} と非常に低速で運転した場合の連続軌跡精度を測定した. 結果を図 1.6 に示す. このような極めて低速での回転の場合にはモータのコギングトルクは制御ループの帯域内で完全に抑圧されて観測されない. その一方で, エンコーダデータの量子化誤差や電流検出のホワイトノイズの成分が支配的になって現れる. エンコーダの分解能を高めた際に, 実験に用いたサーボモータとの標準的に組み合わせるドライバの場合には図 1.6(a)と図 1.6(b)との比較から 23 bit までは改善が見られた. しかし, それ以上分解能を高めても図 1.6(c), (d)において精度の改善は確認できない.

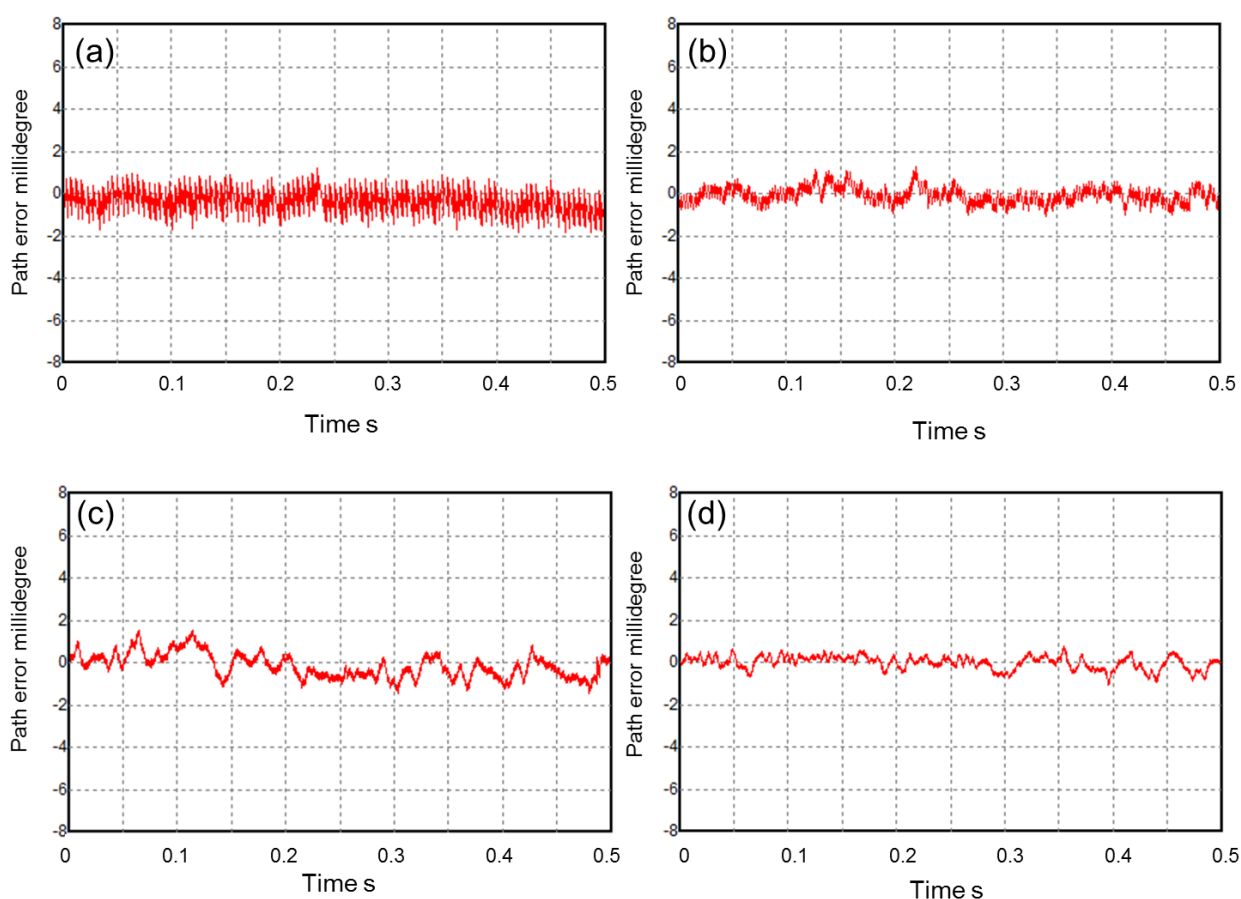


Figure 1.6 Measurement results of continuous position deviation at 0.006 min^{-1} with encoder resolutions of (a) 22 bits, (b) 23 bits, (c) 24 bits and (d) 25 bits

図 1.6 から 23 bit 以上では電流検出のノイズ成分が精度の律速であると予想される. 電流

検出のダイナミックレンジは同一のため、分解能を実質的に向上させる目的で小容量のドライバでモータを駆動する場合の連続軌跡精度を測定した。その結果を図 1.7 に示す。標準の 1/2 容量ではエンコーダ分解能 24 bit、標準の 1/4 容量では 25 bit まで改善効果が見られた。

但し、過度の小容量のドライバ回路との組合せでは工作機械送り軸の加減速能力や連続推力が犠牲になるため、位置決めトルクが減少し実用性がなくなる。この結果から、モータエンコーダの分解能は 1 回転あたり 27 bit あれば十分であり、この場合でも回転モータの連続軌跡精度は 1/1,000,000rev 程度となっている。ボールネジのリードを一般的な 10mm/rev として換算すると 10nm となり、ボールねじを用いた機構で汎用的なマシニングセンタで実用的な加速能力、推力を維持した上での限界精度となる。また超精密送りを目指すリニアモータ機において小容量アンプ適用時には、リニアスケールの分解能が送り精度を決める要因となっている。

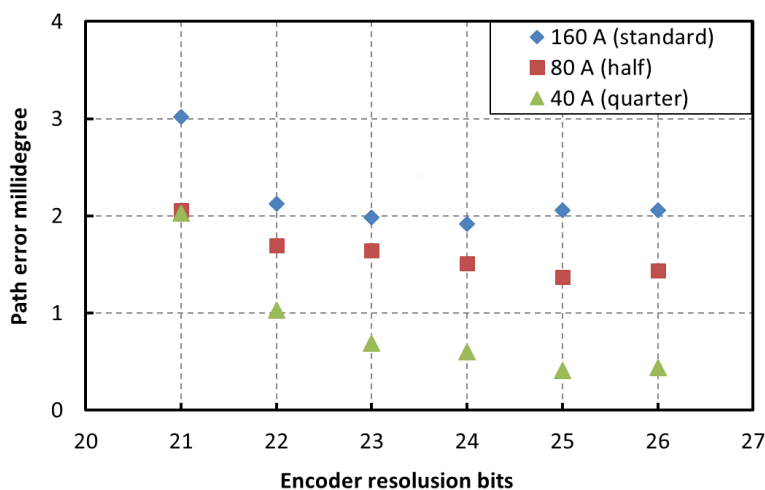


Figure 1.7 Rotary precision of motor at a constant speed with various encoder resolutions and maximum current capacities of inverter

エンコーダの転送データは上記の通り 1 回転あたり 27bit、その他の付加情報を含めて 90 ~ 100 bit で良い。その内訳を表 1.2 に示す。

Table 1.2 Encoder data item and each data length

Item	Data length (bits)
Rotation number	16
Rotary angle in a rotation	27
Electrical angle	4
Alarm information	8

Additional information including temperature	16
CRC	20 – 30
Total	90 – 100

1.1.8 エンコーダの検出遅れ時間

現状、モータエンコーダの通信伝送路には信頼性（データ通信の確実性）とコストの観点から電気方式による通信が多く採用されている。例えば RS485 では伝送距離と伝送速度の関係は図 1.8 に示す通り 10 m を超えると距離に従って伝送可能な速度は低下していく。大形工作機械では最大で 50 m 近い伝送距離が必要となるため伝送速度の限界は 2.5 Mbps 程度となる。1.1.7 項で示したエンコーダデータの転送に必要な時間は 40 μ s 程度であり、これに表 1.3 に示す位置データの計算に要する時間を加えた結果、位置検出に伴う遅れは 60-70 μ s となる。

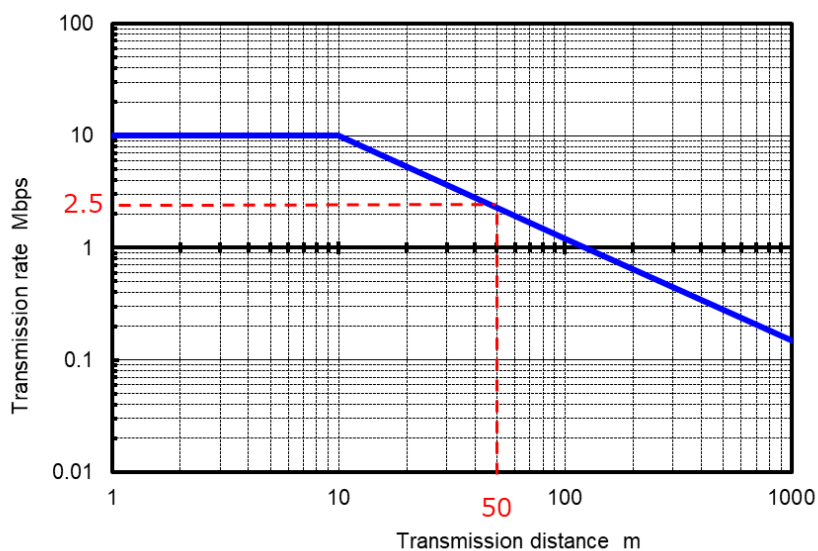


Figure 1.8 Relationship between transfer distance and transfer rate by RS485

Table 1.3 Encoder delay elements and each delay time

Delay element in position encode	Delay (μ s)
Data latch command recognition	8
A/D conversion	4
Calculation of position data	8
Data transmission	40 - 50
Total	60 - 70

1.1.9 サーボ制御 CPU を効率的に使うための処理周期

機械共振を考慮しない場合の速度制御の安定限界は、「モータに微小振動が起きてからサーボモータがその振動を補償するためのトルクを出力するまでの時間遅れ」に反比例する。遅れ時間が短いほどハイゲイン化による指令追従性や外乱抑圧性が向上する(図 1.9)。

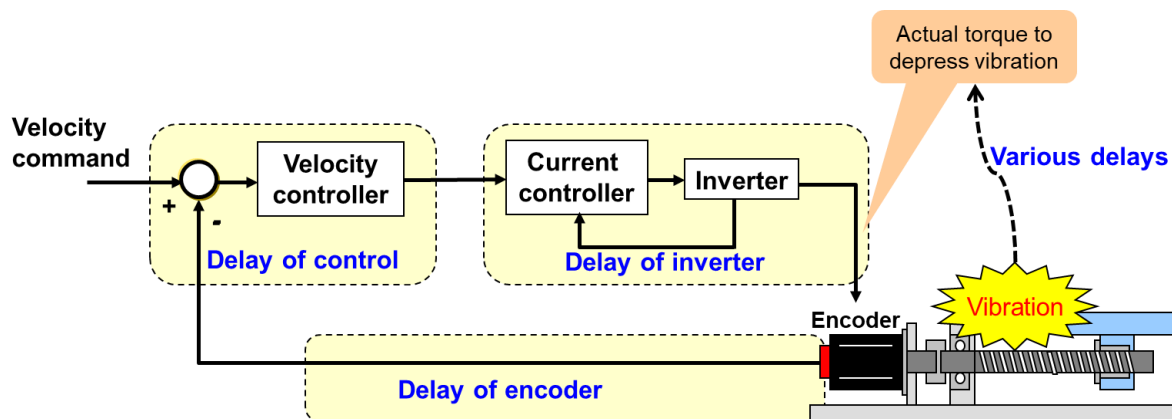


Figure 1.9 Illustration of various delays between actual motion and torque generation

前項までに工作機械送り軸用のサーボ駆動装置に適用されるパワー素子のスイッチング周波数、位置・速度検出を行うモータエンコーダの検出遅れの一般的な値を示した。本項では、これらの値を踏まえて、サーボ制御 CPU を効率的に使うための処理周期の一例を示す。

図 1.10 に処理周期に応じてサーボ制御 CPU に必要とされる負荷と実現可能な速度ゲインの関係を示す。PWM 周波数 8 kHz に対応する電流制御周期を $62.5 \mu\text{s}$ とし、速度制御は積分制御 1 ms、速度比例制御のみ $250 \mu\text{s}$ の場合が最も CPU の利用効率が高い。各周期を更に半分にした場合に安定限界が比例的に高くないのはエンコーダの位置検出の遅れ時間の影響が大きくなるためである。

図 1.10 の結果からは電流制御 PI 制御の方が速度制御のハイゲイン化に有利となるが、インダクタンスの大きいダイレクトドライブ用のモータでは制御のための電圧が不足し I-P 制御と PI 制御の中間に最適値が存在するケースがある。本件については 2 章で詳細を検討する。

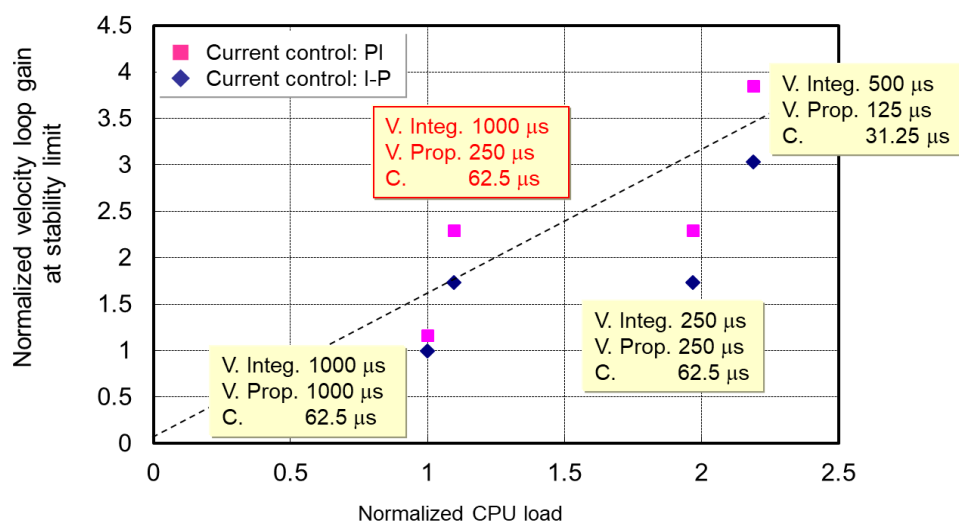


Figure 1.10 Relation between CPU load and velocity loop gain at stability point V denotes velocity control, C current control, Integ. integral element and Prop. denotes proportional element. The cycle of current control of $62.5 \mu\text{s}$ equivalent to 8 kHz of PWM switching

1.2 工作機械精度の進展の推移と現状の実ワークの精度

前節では工作機械送り軸の構成要素と現在の NC 工作機械送り軸用途に適用されているサーボ駆動装置の各構成要素について定量的な部分も含めて紹介した。本節では、ここに至る経緯を紹介するため、まず 1.2.1 項でサーボ制御のソフトウェア化が始まった 1990 年代初頭から現在に至るまでの送り軸の高精度化の推移を説明する。次に 1.2.2 項で汎用の工作機械および超高精度機と呼ばれる機械での加工ワークの精度測定例を紹介したい。

1.2.1 送り軸の高精度化の推移

サーボ制御用の CPU の性能向上による電流制御周期の高速化、パワー素子の高応答化とスイッチングに伴う損失の低減、電流検出の S/N 比の向上によって電流応答の高速化が可能になった。加えて、速度制御周期の高速化、検出器の分解能と応答性の向上、機械共振を回避するためのフィルタ技術の進展によって速度・位置制御のハイゲイン化が可能となった。その結果、サーボ系の精度は年を追う毎に高くなって来た。今後も更なる高精度化が要請されると考える。

図 1.11 に工作機械送り軸に使われるサーボ系の時代毎の限界精度を示す。送り速度は 4000min/min と実用切削速度の中では高い送り速度である。

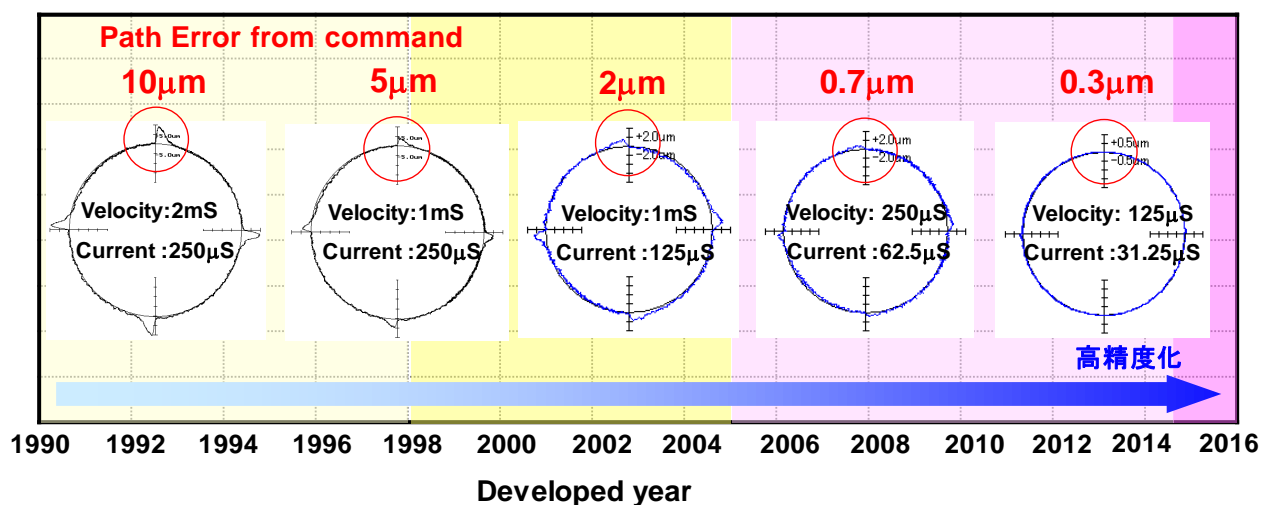


Figure 1.11 Example of path error of the circle with radius 10mm federate 4000mm/min

1.2.2 加工ワークの実測定例

図 1.11 で示したサーボ系の精度が工作機械送り軸の精度，結果的には加工ワークの精度のベースとなるが，実際の加工ワークにはサーボ制御点から加工点までの機械系の伝達誤差，機械全体の振動などに起因する誤差，主軸速度と送り速度で決まる工具一刃あたりの移動量や隣接パスとの距離など加工条件で決まる加工面粗さが重畳される．以下に実ワークのサンプルとその測定結果を示す．

図 1.12 に汎用的な工作機械で加工したワーク例とその加工面の測定結果を示す．

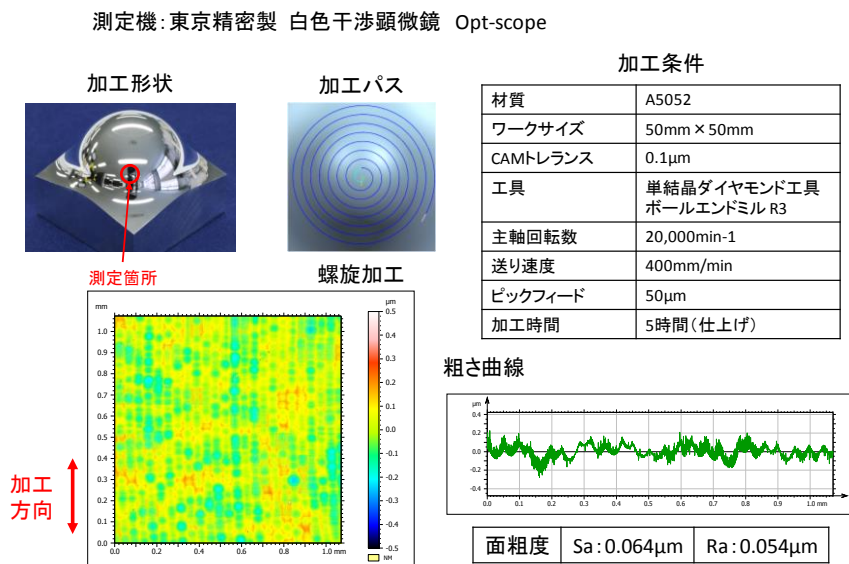


Figure 1.12 Work sample and measurement result with multi-purpose machine

図 1.13 では超精密加工機でのレンズ金型および腕時計の筐体加工の例を示す．この分野

は生産性よりも高い面精度実現を優先するため、送り速度は遅く、かつ隣接パスとのピッチも狭い。例えば数十 mm 角のワークの加工に数時間を要する代わりに、平均面粗度 Ra は 5nm 以下を実現している。当然、サーボ系の動作精度は加工面よりも高い精度が要求される。

Die for lens

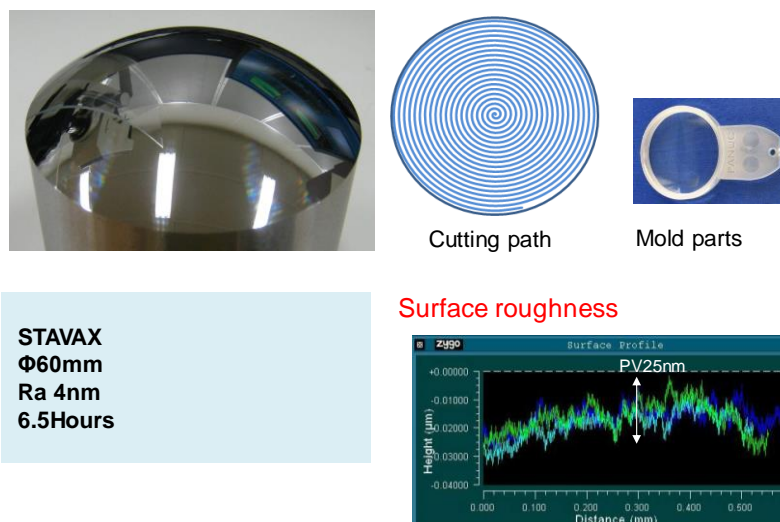


Figure 1.13 Work sample and measurement result with ultra-high-precision machine

1.3 高精度駆動実現のための課題抽出と先行研究

前節では NC 工作機械送り軸用途に搭載されるサーボ駆動装置の各構成要素を定量的に紹介した。パワー素子のスイッチング速度、エンコーダの分解能と位置検出の遅れ時間、速度および電流の制御周期が NC 工作機械の送り軸を駆動するアクチュエータの基本的な制御特性を決定する要因となっている。これらに加えて送り軸の高精度駆動のためには、永久磁石同期電動機（PMSM）における駆動電圧の制約や磁気飽和の影響を考慮した電流制御の遅れ時間の低減や、複雑な機械特性が寄生した制御対象である工作機械本体の特性を考慮した制御方法が必要になる。本節では、PMSM の駆動法や機械系自体の特性改善を扱った先行研究を踏まえて、工作機械送り軸の高精度駆動実現における具体的な課題を抽出する。

1.3.1 永久磁石同期電動機の非線形性

NC 工作機械への加工物の高精度化とサイクルタイム短縮への要求は強く¹⁸⁾、送り軸の制御アクチュエータとして広く用いられている永久磁石同期電動機（PMSM）には高速な位置決め制御と高精度な輪郭制御の両立が求められる。制御系は位置・速度・電流の制御で構成され、高精度制御のためには電流制御系の応答性が重要になる^{5),19)}。

また NC 工作機械の送り軸の場合は定格出力範囲外でも高い応答性が要求されるため、イ

インバータ出力電圧の制約による電圧飽和や磁気飽和によるインダクタンスの低下の影響を無視することができない。安定で高応答な電流制御のためには、PMSM の非線形特性を考慮した設計が必要となる (図 1.14)。特にリニアモータに代表されるダイレクトドライブ用のモータでは減速機構が無く、大きな推力或いはトルクを出すために磁石面積が広くなり、その結果インダクタンスも大きくなる。

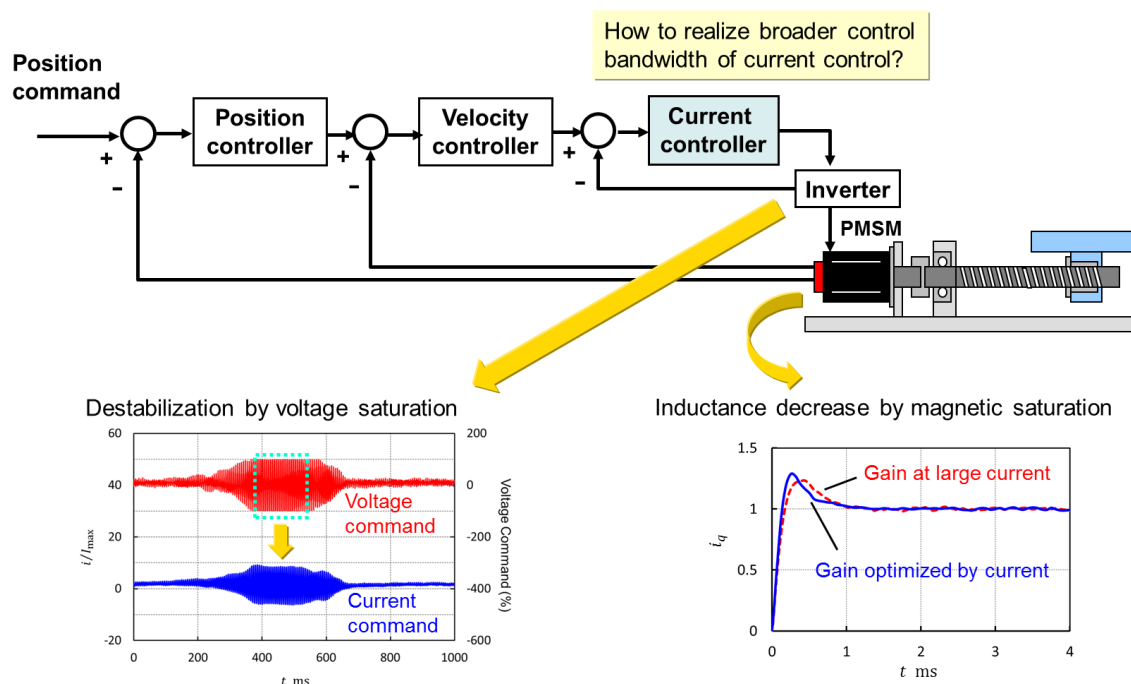


Figure 1.14 Influences of inductance decrease due to magnetic and inverter voltage saturation

電磁氣的飽和に伴う不安定化の回避方法は、PMSM 駆動技術における重要なテーマであり、高速回転時の安定駆動を目的として、弱め磁束制御や最大トルク/電流制御などが広く用いられている^{21), 22)}。また、実際に電圧飽和に陥った場合のワインドアップ現象の発生を回避して制御性能を損なわずに駆動する手法が提案されている^{23)~25)}。一方、電圧飽和問題をインバータ出力電圧による制約問題として定式化し、非線形最適制御系設計を行う手法²⁶⁾も提案されている。しかし、産業界で広く用いられている PI 制御を用いた場合に、電磁氣的飽和の影響を考慮して応答性の高い電流制御パラメータを決定する手法はこれまで議論されてこなかった。インダクタンスが大きく電磁氣的飽和の影響が顕著になる PMSM の場合は、これらの方法で高応答な電流制御系を設計することは難しいと考えられる。

ところで、各制御ループの指令追従性向上のために出力のサンプリング周期に対して制御入力をより短い周期で変更するマルチレート制御²⁰⁾の NC 工作機械送り軸の制御への適用は

以下のように考えられる。電流制御においては、電流に基づく電圧指令は PWM によるスイッチングで実現されている。高速のスイッチングはパワー素子の損失や電流検出へのノイズ成分を増大させることを考慮すると電流検出周期よりも高速の PWM 切り換えは現実的ではない。一方、速度制御においては出力である実速度のサンプリング周期に対して制御入力である電流指令計算を高速化すればマルチレート制御の効果を期待できる。この実証は次の段階とし、本論文においてはシングルレートの条件の下で提案する各手法の効果の検証を行うこととした。

1.3.2 ダイレクトドライブ機構特性の改善

高応答の電流制御を実現した後、NC 工作機械送り軸の高精度駆動のために必要な要件はダイレクトドライブの場合とボールねじ等の減速機構を用いる場合で異なってくる。ダイレクトドライブ機構は、機械系を直接的に駆動し減速器による精度の悪化が無く、高い位置決め精度と軌跡精度を実現しやすい優れた機構である。ハイゲイン化による高精度化を目指す場合、電流制御の高応答実現の次の課題は高周波機械共振の回避である。

またモータ組立に伴って生じる磁気吸引力分布の不均一性のためにコギングやトルクリップルが現れやすく、ダイレクトドライブゆえにトルク脈動が伝達されてしまう欠点が存在する²⁷⁾。この脈動成分が精度を悪化させる要因となるため、その低減が重要である。

モータ内部で生じる脈動成分を低減する手法としては、脈動振幅と周波数を事前測定しておきサーボ系内部で打ち消す手法、誘起電圧のスペクトル分析による磁束密度の高調波成分を電流制御において打ち消す方法などが提案・実用化されている²⁸⁾。また外乱オブザーバ²⁹⁾、繰返し制御³⁰⁾などを用いたロバスト制御法も提案されている。

こうした補償法を利用しない PID 制御器の立場からは、電流制御における制御ゲインを増大させることによって、モータの軌跡精度を大きく支配する速度制御の帯域拡張が有効な手段となる。一方で、ダイレクトドライブでは、機械加工に伴う切削反力が直接的に制御系に反映され、ハイゲイン化の下では機械共振の励振によって制御が不安定化しやすいという側面がある。DD モータの場合はエンコーダ取り付けに伴って、速度制御帯域の 10 倍以上である数 kHz という高周波に鋭い共振ピークを持つことが少なくない。外乱抑圧を狙ったハイゲイン化やロバスト制御を適用しようとする共モードを励振し高周波振動を誘発してしまう。安定的に外乱抑圧を実現するには、共振モードをノッチフィルタなどで除去しなければならない(図 1.15)。

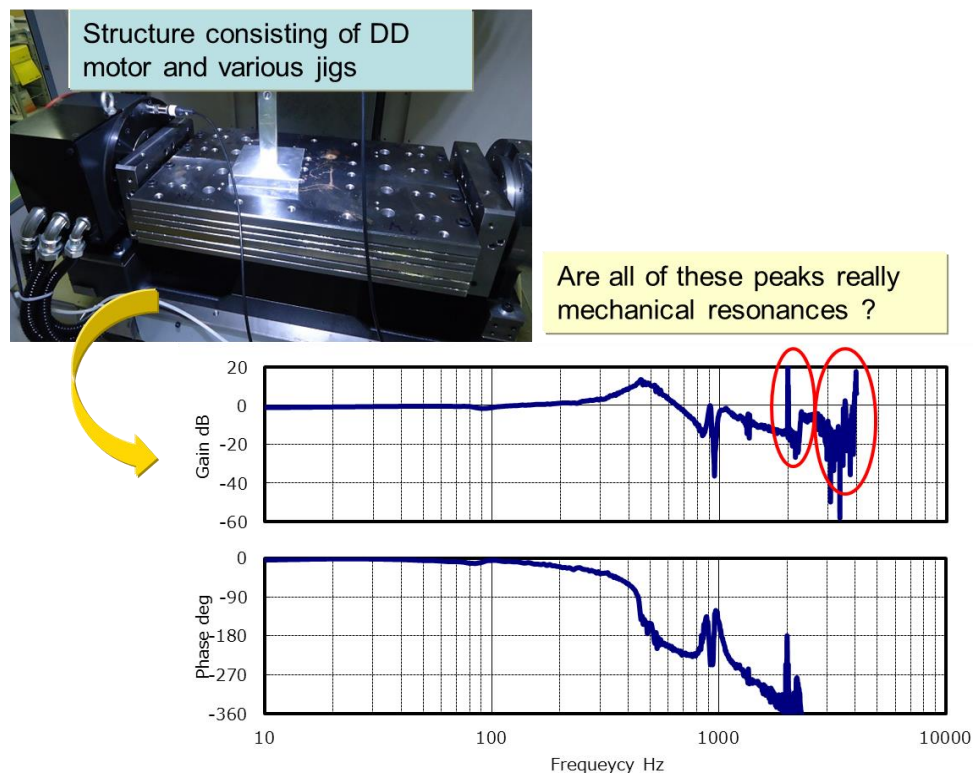


Figure 1.15 Direct drive system and its mechanical resonances

1.3.3 減速機構の特性の改善

ボールねじとサーボモータを直結した構成が多くの NC 工作機械において動力伝達機構として採用されている¹⁸⁾。直結構成はベルトやギアなどの減速機構と比較して高い精度を実現しやすいが、セミクロードシステムのテーブル駆動系では、移動方向の反転動作においてロストモーションと呼ばれる段差状の軌跡誤差がしばしば現れる³¹⁾。テーブル駆動系の軌跡制御を高精度化するためには、ロストモーションの発生機構の理解および補償方法の開発が必要である(図 1.16)。またワーク重量の変化や切削負荷の変動など種々の運転条件に対してもロバストなロストモーションの補償法が望まれる。ボールねじに特徴的な挙動を含めたテーブル駆動系の解析法や設計法は数多く提案され、ロストモーションは工作機械開発の主要なテーマとなっている^{32),33)}。

テーブル駆動系のロストモーションの主要因がバックラッシュと見なされることは多いが³⁴⁾、ボールねじとモータとを直結した機構においては、ボールねじナットに十分な与圧が掛けられるために間隙は存在せずロストモーションの主要因は弾性変形である。垣野らは、機械力学的な観点からの研究として、ボールねじのテーブル駆動系に接続したサーボモータの

出力トルクの大部分が摺動抵抗に起因することを報告している³⁵⁾。軸方向に作用する摺動抵抗とロストモーションとが比例関係にあることを実験的に示し、ロストモーションはテーブル駆動系における機構の弾性変形として記述すべきとしている。さらに、弾性変形現象の裏づけとして、ボールねじのナットにおけるボールの玉食込みと呼ばれる現象によってロストモーションが発生するということが報告されている^{36)~38)}。駆動方向の反転に伴って玉食込み方向が反転し、ボールの公転軌道とボール自身との接触状態が変化することがロストモーションに相当する。こうしたボール同士の摩擦に対しては、その理論モデルも報告されている^{39),40)}。これらの従来研究を踏まえた上でNC工作機械で幅広く応用できる補償法とするには、限られたハードウェア資源と限られたタスク時間とで計算が実行できる実用的な補償法が必要である。

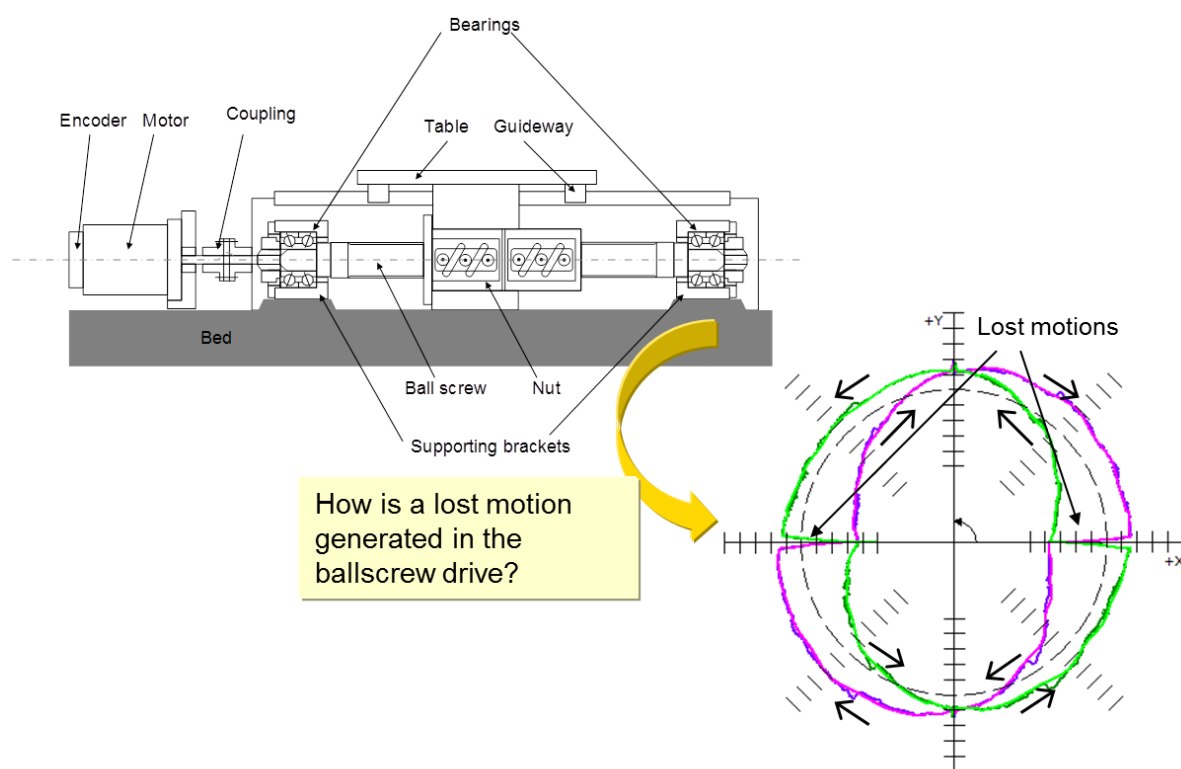


Figure 1.16 Ball screw drive system and an example of lost motion

1.3.4 加減速特性の改善

NC 工作機械には加工精度向上と加工時間短縮の両立が求められるが、大形の機械構造である場合や減速機構などに起因する低周波の機械共振を有する場合、低周波共振が加工面に

影響を与えないだけ加減速の時間を長くする必要があり、加工時間短縮の妨げとなる。加工に必要とされる軌跡追従性能は一般的な金属部品加工において概ね数 μm であるため、数 μm の加工点振動は加工ワーク上に縞目として写り、加工不良と見做されることがある(図 1.17)。

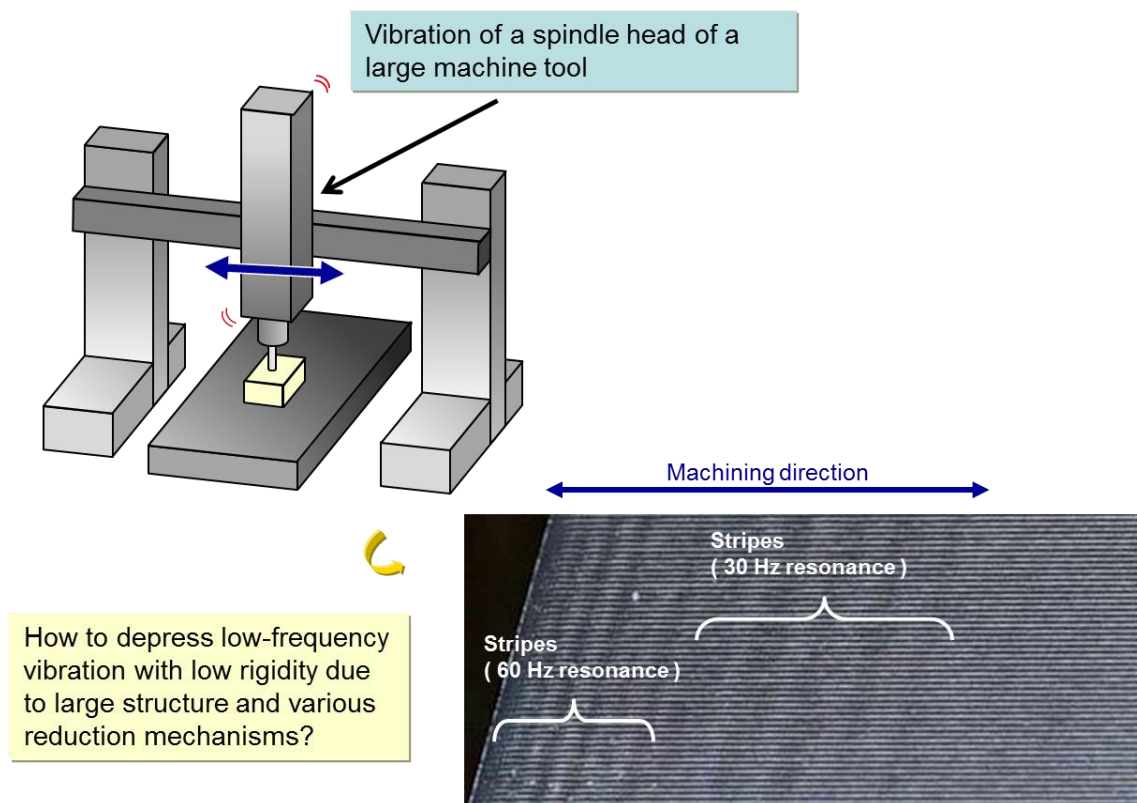


Figure 1.17 Example of large machine tool and stripe on the work piece

機械共振の振動抑制制御は、NC 工作機械^{41)~43)}、2 慣性系に関する研究^{44)~46)}のほか、HDD⁴⁷⁾、ガルバノ^{48),49)}、XY テーブル⁵⁰⁾ など、様々な分野で研究が盛んである。熱海らは、剛体モードと振動モードの同相と逆相を定義し、位相安定化可能な振動モードを全て位相安定化する手法を提案した⁴⁷⁾。関らは、機構設計の観点から振動の節に相当する点にセンサを配置し、振動を観測しない方法を検討した⁴⁸⁾。一方、坂田らは、2 慣性系において、モータ側エンコーダと負荷側エンコーダをある比率で観測し、揺れない仮想点を観測する手法を提案した⁴⁶⁾。

2 慣性系では、モータにはコロケートしたセンサ（エンコーダ）が取り付けられる。よって、2 慣性系においてモータの位置決め制御系を組む場合には、低周波共振の存在に関わらず位相安定化を目的とした広帯域な制御系設計が可能である⁴⁷⁾。しかしながら、2 慣性系でモータを高いゲインで制御すると、モータが制御で固定され、負荷側が片持ちの固有周波数、つまり反共振周波数付近で振動するようになる。モータ位置決めのみを考えた位相安定化制

御は、負荷の振動を考慮しないためである。一方、機械の節にセンサを設置する方法⁴⁸⁾や、節に相当する仮想点を観測する方法⁴⁶⁾は、加減速時に共振を加振してもその振動を観測せず、加減速終了時には振動の励振が小さいが、外乱等の影響で一度振動が励振されてしまった場合に抑制する能力に乏しいと考えられる。

また NC 工作機械の送り軸は、モータ側センサで位置決めを行うセミクロード制御と、負荷側センサで位置決めを行うフルクロード制御が共に存在するため、両者それぞれで有効な 2 慣性系の負荷側振動を抑制する制御手法が必要である。近年、高分解能のエンコーダを機械負荷側のみに適用し駆動側情報を用いない方式も有効な手段であることが紹介されている⁵¹⁾。但し NC 工作機械の送り軸の場合、基本仕様としてセミクロード機があり、そのオプションとしてフルクロード化されるケースが大部分であること、駆動側のモータエンコーダに対してスケール部分の切削液環境は非常に厳しくスケールの障害時にはモータエンコーダでの運転が必要になることなどの理由により、駆動側のモータエンコーダを無くすことは考えにくい。このため本論文ではフルクロードのシステムにおいてもモータエンコーダが存在することを前提としている。

1.3.5 抽出した課題

以上の現状を踏まえて、本論文では前記 4 点を解決するための具体的な手法を提案する。

- (a) インバータ出力電圧の制約・サーボモータの磁気飽和を考慮した電流制御
- (b) ダイレクトドライブ機構の高周波機械共振
- (c) 減速機構の弾性変形による形状誤差
- (d) 加減速に伴う機械先端の低周波振動

これらの関係を図 1.18 に示す。

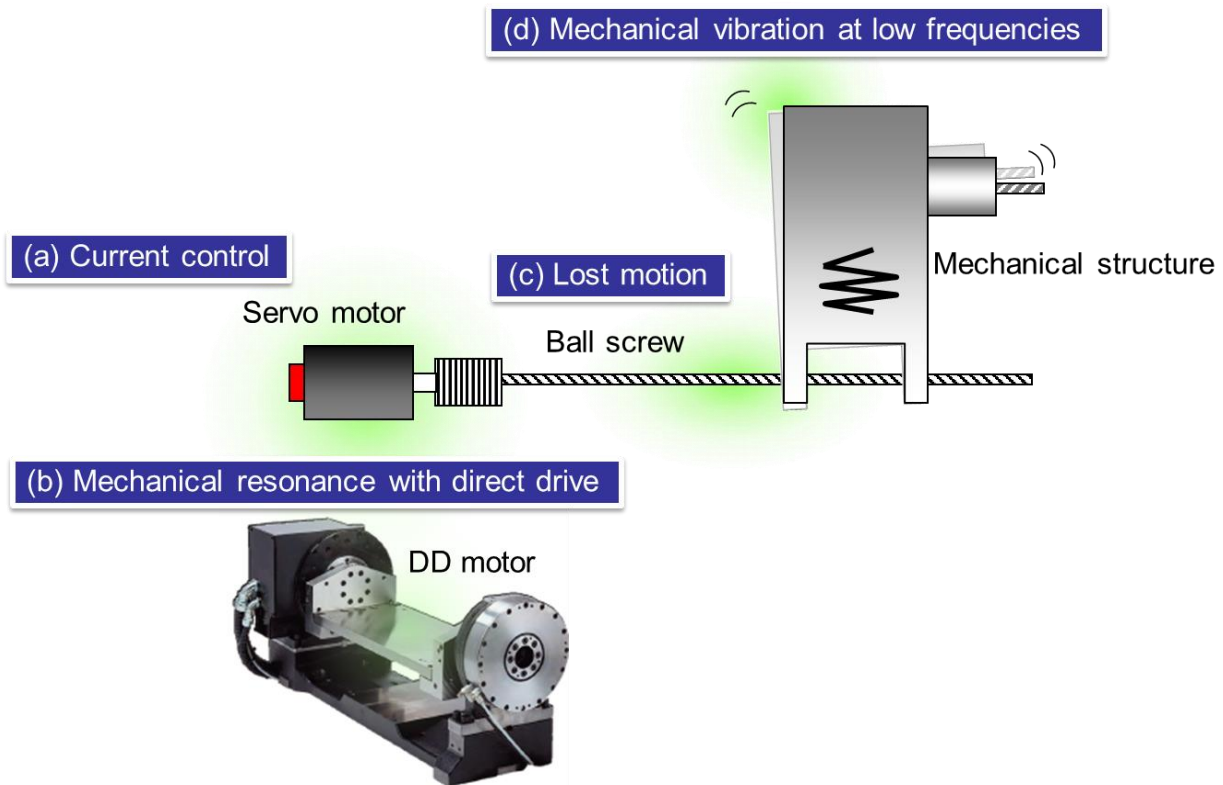


Figure 1.18 Illustration of the four agenda for high precision control of feed drive systems

1.4 本研究の目的

切削工具を用いる金属加工は、荒加工から仕上げ加工までを切削加工によって一貫して行うことができ、金型や様々な機械部品、光学部品、電子部品などを製造する上で不可欠な技術である。また所望の形状精度、表面粗さ精度を有する部品は高い付加価値を有する。

上記の切削加工を行う NC 工作機械において、パワーエレクトロニクス・制御工学と機械系の特性は密接不可分であるが、アクチュエータである電気系と、駆動対象である機構系とを同時に扱った系統的な研究はあまり多くない。本論文では電動機の制御を通じて両者を考察し、送り軸の高精度化を実現することを目的としている。

加工物の形状精度や表面粗さ精度などの加工特性の改善を電動機自身の制御法から考えることを一つの課題として挙げることができる。また、機構系の特性を制御ループ内に組み込み、電動機の制御により機械の特性を改善することも重要な課題として挙げられる。工作機械送り軸の高精度化に取り組む場合、上記の通り、電動機側、機構側からの両アプローチが

あるため、本研究の目的は主に二つに大別できる。

一つめの目的は、電動機そのものの基礎的な性能向上である。形状精度および表面粗さ精度の向上を達成するため、電動機の世界制御系の外乱抑圧性を大幅に向上させる電流制御の高応答化手法を開発した。提案する電流制御法は、前身の種々の電流制御手法に比べ、制御系の安定性とインバータ出力電圧の制限およびサーボモータの磁気的な飽和の影響を考慮していることが特徴である。電動機駆動・制御を行うハードウェア群が抱える制約条件を全て満たしつつ、所望の応答を得る最適なパラメータ決定法として定式化している。検討はボールねじを駆動する回転形電動機に加えて、ダイレクトドライブモータ特有のインダクタンスが大きい電磁特性を有するリニアモータも用いて行った。

さらに、工作機械送り軸の機構設計には様々な種類があるため、上記の電流制御を実際に適用する際には機構系に寄生する機械共振を特定しフィルタ技術で回避することが必要になる。そこで高周波機械共振を制御ループ内部で同定する手法を考案し、観測周期で定まるナイキスト周波数を超える共振が明確に特定可能となる計測手法を開発した。検証は高い周波数の機械共振点を持つダイレクトドライブ機構の機械装置および小形工作機械を用いて行った。

もう一つの目的は、電動機を用いて機構系の特性を改善することである。形状精度の向上を目指して、電動機そのものではなく工作機械の機構系に着目した制御手法の検討を行った。まず、工作機械で幅広く利用されるボールねじ駆動機構を取り上げ、その反転動作時に生じるロストモーションの解消に重点を置き、ロストモーションを弾性変形の振る舞いとして記述するモデル化を提案した。具体的には、電動機から荷重作用点までの距離をばね要素長とみなし、ばね定数がばね要素長に比例するモデルを提案した。このモデルを用いた位置補償法およびモデルパラメータ決定法を検討し、大形の工作機械においてボールバー試験を用いて補償法の検証を行った。

次に、低剛性の工作機械の加減速に伴う残留振動によって生じる加工点の低周波共振を取り上げ、この低周波共振を2慣性系として記述し、セミクロードとフルクロードの場合別けを行って制御手法を検討した。具体的には、セミクロードシステムでは上位位置指令を補正するフィルタ、フルクロードシステムではフィードバックループ内の速度指令およびフィードフォワードの速度補正に対するフィルタとして制御法を考案した。更に大形の工作機械によって加工試験を実施し検証を行った。

従来の研究は、電動機の制御のみ、或いは機構系の制御のみという取り組みが行われてき

た．これに対して，電動機と機構系の両方の視点の視点に立ち，与えられた工作機械の機構部，一般的なサーボモータおよびその駆動ドライバの条件の下で工作機械の送り軸の高精度化のためのサーボモータの制御方法の研究が本論文の目的である．この背景の1つとして，NCの専門メーカーは機械メーカーにNCとサーボ駆動装置をOEM供給しており，機械設計と電気設計の事業者が異なるため，現実的には機械と電気を一緒に考えることは難しく，サーボモータの制御を手段として機械系を含めた高精度化を目指す必要がある という事情がある．

1.5 本論文の構成

本論文の構成を図 1.19 に示す．1章「緒論」において，機械加工と工作機械送り軸の構成要素を概説し，高精度加工実現のための種々の課題を指摘し，先行研究を概観した．その上で本研究の目的を述べた．

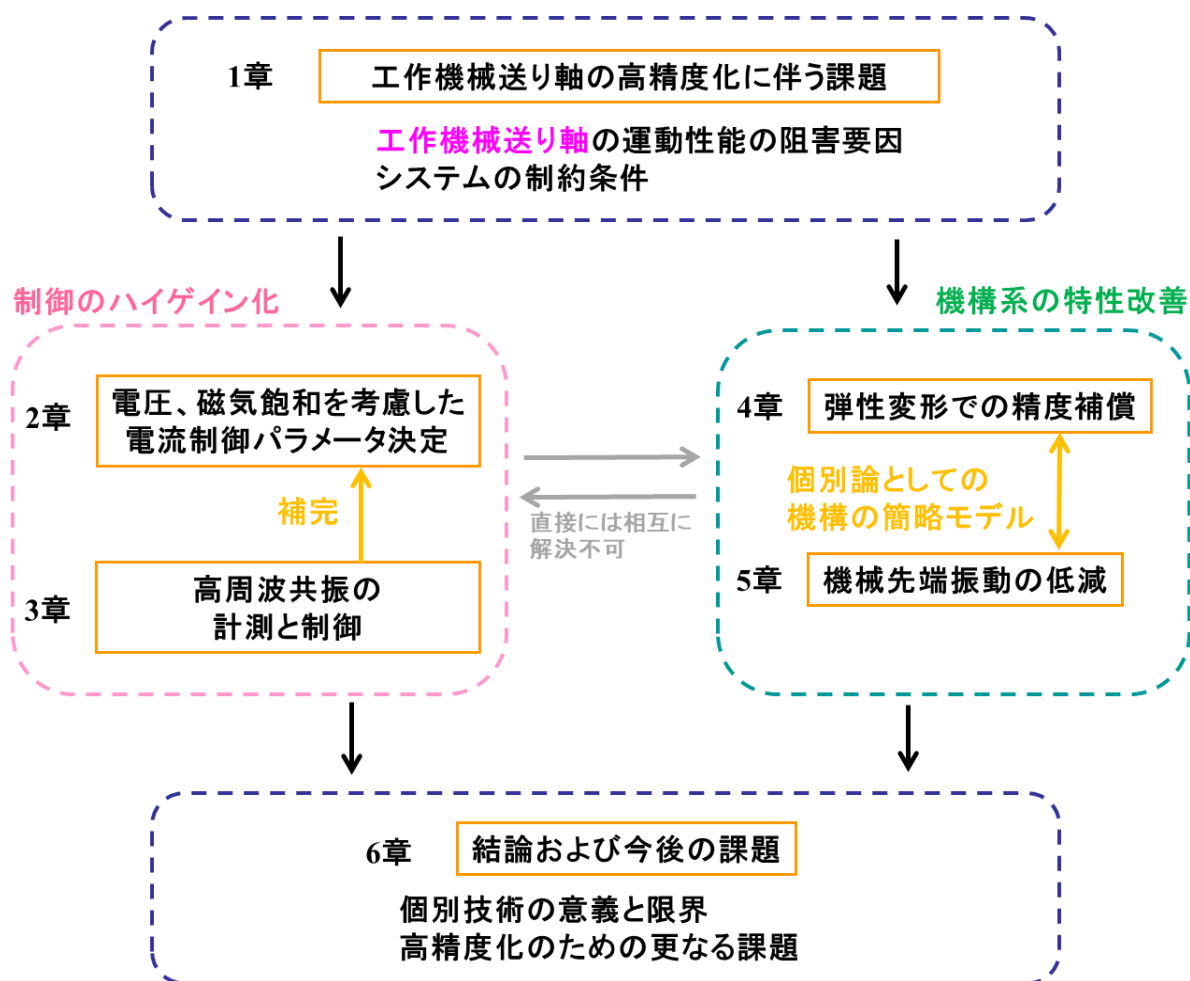


Figure 1.19 Logical structure of this thesis

2章「電圧飽和を回避し磁気飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法」においては、従来から利用されているPI制御，I-P制御による電流制御に対し，その中間状態も与える制御器を用いて，制御系のむだ時間から閉ループの安定性を定式化し，従来の制御法が抱えてきた問題点を解決する方法について考察する．特に電気的特性としてインバータ出力電圧，電動機インダクタンスの電流依存性まで含めた電流制御パラメータの決定法を論じる．

3章「高周波機械共振の計測及び制御法」では，2章で提案した手法を実際の機械に適用する場合に生じる高周波機械共振を解消するための計測法について報告する．速度ループに対する複数回の周波数掃引という手法を考案し，観測周期で規定されるナイキスト周波数を超える周波数帯域までの周波数応答を計測する方法を導出する．ダイレクトドライブモータを用いたテストベンチを製作して手法を実証した上で，小形の工作機械におけるロータリーテーブルでの連続軌跡制御の高精度化について述べる．

4章「ボールねじの静特性に起因するロストモーションの補償による高精度軌跡制御法」では，前章までの電動機制御への直接的な視点を変え，機構系の側からの高精度化制御法を検討する．工作機械送り軸に広く用いられる電動機・ボールねじ直結構造における反転時のロストモーションを，簡便なモデルとして導出する．さらに，そのモデルを特徴付ける二つの定数を決定するための手法を考案し，反転時のロストモーションを低減する位置補償法として実装する．製作したテストベンチによる実証に加え，大形のマシニングセンタにおけるボールバー測定の高精度化について述べる．

5章「送り軸の2慣性系モデルによる低周波振動抑制制御法」では，低剛性の工作機械の加減速動作時に顕著に生じる残留振動に注目し，加工点の低周波振動の抑制を検討する．加工点の振動特性を2慣性系とみなし，セミクロズド制御とフルクロズド制御とに場合別けて考察する．製作したテストベンチによってセミクロズド制御とフルクロズド制御との両方において，2慣性系の負荷端における振動が低減できることを実証した上で，セミクロズド方式のマシニングセンタでの切削加工を実施し，表面性状の均一性向上を達成できたことについて報告する．

6章「結論」では，以上の章で述べた提案の要約を行い，その技術の限界と今後の課題について述べる．

2章 電圧飽和を回避し磁気飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法

2.1 はじめに

NC 工作機械の加工物の高精度化への要求が近年強くなっており、送り軸の制御アクチュエータとして広く用いられている永久磁石同期電動機 (PMSM) の高精度駆動の重要性はますます高くなっている。1.3 節でも述べた通り、高精度駆動を実現するためには電流制御系の高応答化が必要である。このためノミナルな特性値が既知である PMSM に対して、電圧飽和や磁気飽和などの非線形特性を考慮し、トルク変動に対して安定で高応答な電流制御パラメータの決定法が求められている。そこで本章では、PMSM の高精度駆動を目的とした電流制御パラメータの決定法を提案する。さらに提案した手法で決めたパラメータを適用し、位置・速度制御系をハイゲイン化でき、実加工においても高精度化が実現できることを示す。

2.2 節では PMSM の電流制御系と典型的な PMSM の非線形特性である電圧飽和及び磁気飽和について述べる。ここでは、積分ゲイン・比例ゲインに加えて、PI 制御から I-P 制御までを連続的に変化させる電流制御パラメータを導入する。2.3 節では、ノミナルな特性値から PMSM の電磁氣的飽和現象を考慮した電流制御パラメータを決定する手法を提案する。具体的には、むだ時間による安定条件、インバータの出力電圧による制約、モータ保護のための電流のオーバershoot 制限を考慮し、その中で最も応答性が高い電流制御パラメータを求める。さらに、磁気飽和特性によるインダクタンスの低下を考慮し、電流依存で電流ゲインを可変にする。2.4 節では、典型的な PMSM において提案した電流制御パラメータ決定法の有効性を示し、NC 工作機械に適用した場合に高精度加工が実現できることを示す。

2.2 PMSM の電流制御

2.2.1 制御系の構成

本章で扱う PMSM のベクトル制御の座標系を図 2.1 に示す。固定直交座標系に対して、ロータ電気角速度 ω に同期した回転座標系が dq 座標系である。 dq 座標系における電圧方程式は式(2.1)で与えられる。量記号の定義は表 2.1 に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi_a \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

dq 座標系における PMSM の制御ブロック図を図 2.2 に示す。NC 工作機械の送り軸の動作モードとしては、位置決め制御と輪郭制御の 2 つがあり、各モードで異なる制御パラメータが用意される。特に、高精度駆動が要求される輪郭制御時は電流制御系の応答性が重要である。本章では、高精度な輪郭制御を実現するための電流制御パラメータ決定法を議論する。輪郭制御時にはモータが高速回転せず、 d 軸電流の応答性が問題になることはないので、以下では q 軸の電流制御系についてのみ考えることとする。

電流制御系には、電流を取り込んでから電圧指令をインバータに出力するまでに、電流制御周期に依存したむだ時間が存在する。このむだ時間を τ とした場合の q 軸の電流制御系の構成を図 2.3 に示す。 k_i, k_p はそれぞれ積分ゲイン及び比例ゲインを表し、以下ではこれらを合わせて電流ゲインと呼ぶ。また、PI 制御の比例項の電流指令に対する係数 α ($0 \leq \alpha \leq 1$) を電流制御パラメータとして導入し、 α により I-P 制御から PI 制御までを可変にする。 $\alpha = 0$ の場合は I-P 制御、 $\alpha = 1$ の場合は PI 制御となる。本章では α を PI 率と呼ぶ。PI 率というパラメータを導入することで、PI 制御か I-P 制御という二者択一でなく、その中間も考慮した上で、高応答な電流制御系を設計することができる。この PI 率 α は電流制御ループ伝達関数の分母には入らず分子にのみ現れるため、電流指令に対する実電流の応答性のみに影響し安定性には関係しない。図 2.4 に電流制御周期と電流ステップ応答の関係を示す。電流制御周期が $125\mu\text{s}$ では PI 率 $\alpha=1$ (PI 制御) の際の最初の PWM 周期でのオーバシュートが大きく、連続系をベースに設計した応答特性を得るのが難しいため、PI 率の導入は電流制御周期が $62.5\mu\text{s}$ 以下になって現実的に適用可能となる。

Table 2.1 Nomenclature for PMSM vector control

Symbol	Description	Unit
v_u, v_v, v_w	Armature voltage on each phase	V
i_u, i_v, i_w	Armature current on each phase	A
v_d, v_q	Armature voltage on d - q axes	V
i_d, i_q	Armature current on d - q axes	A
L_d, L_q	Inductance on d - q axes	H
R_a	Armature resistance	Ohm
Φ_a	Interlinkage magnetic flux of armature	Wb
θ	Electrical angular	rad
ω	Electrical angular velocity	rad/s
superscript *	Command	-
k_i	Integral gain of current controller	V/As
k_p	Proportional gain of current controller	V/A

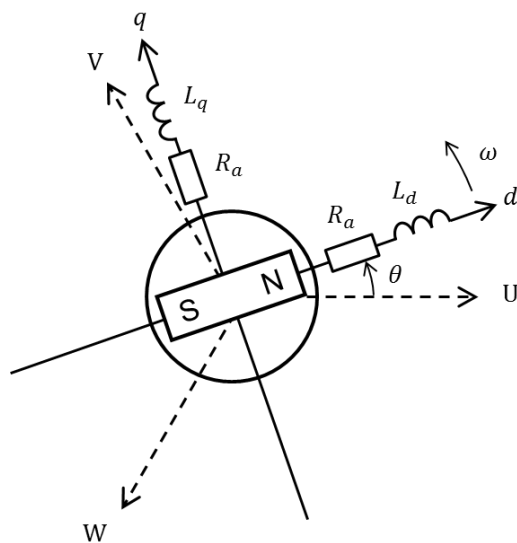


Figure 2.1 Coordinate system for vector control

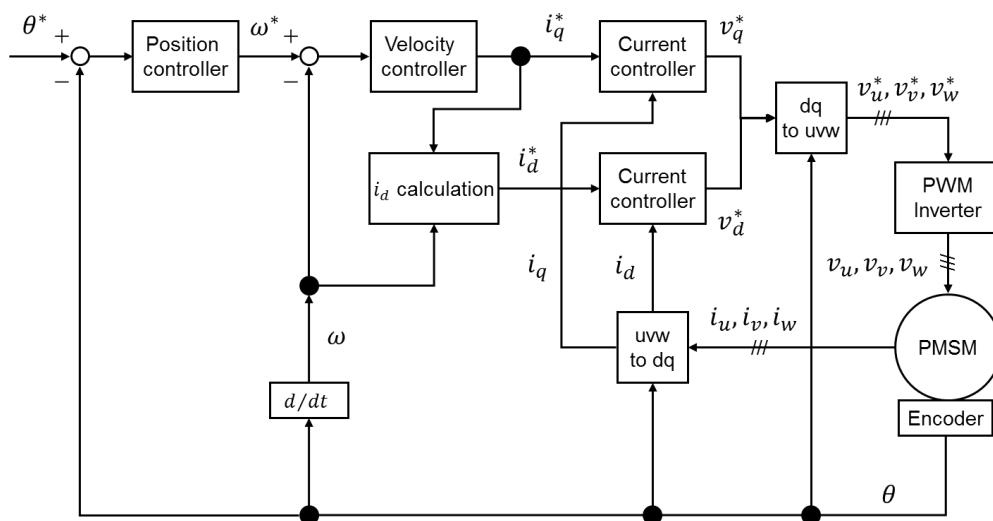


Figure 2.2 Schematic block diagram of control system

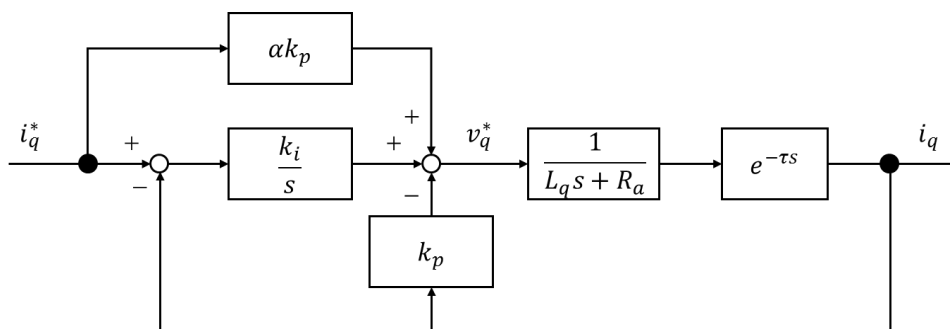


Figure 2.3 Block diagram of current control system for q axis

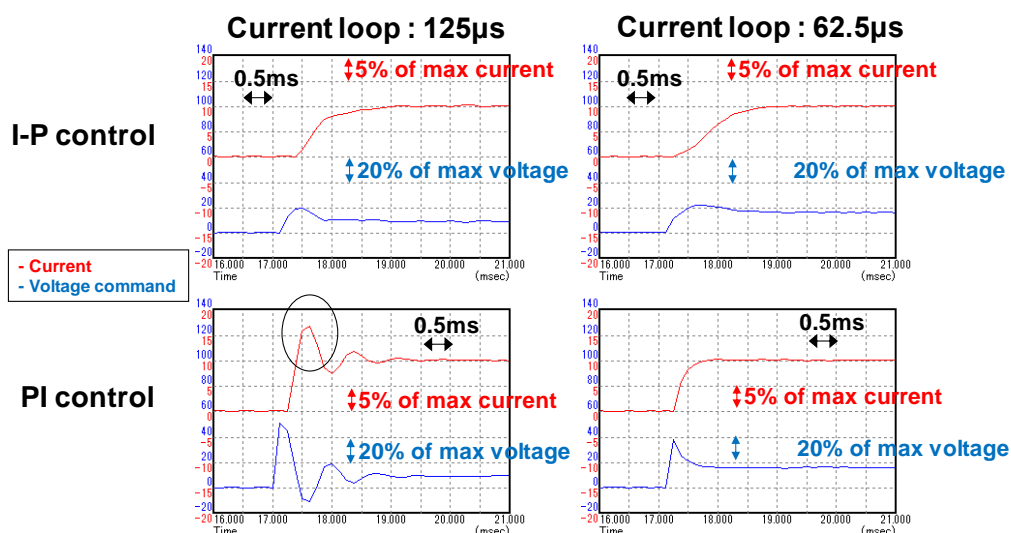


Figure 2.4 Step response of current control system in case sampling period changed

2.2.2 PMSM の非線形特性

インバータによって PMSM を駆動する場合、高速動作時や急激に電流値が変化する際に駆動に必要な電圧がインバータの出力可能な範囲を超える飽和状態に陥る場合がある。この電圧飽和は制御系を不安定化する非線形効果として現れる。

金型加工などの輪郭制御時の送り速度は、工具毎に定められた一刃当たりの送り量と主軸回転数から決まり、サーボモータの回転数としては 300 min^{-1} 程度以下になることが一般的である。典型的な回転モータである表 2.2 の特性を持つモータの場合、 300 min^{-1} 時の逆起電力は 13.05 V(rms) 程度で、インバータ出力電圧 (DC 283 V) に比べて十分小さい。このため、高速回転時の逆起電力による電圧飽和は考慮しないものとする。

一方、図 2.3 より、電流ゲインや PI 率を大きくすると電圧指令も大きくなるため、電圧指令がインバータ出力電圧の制限により飽和しやすくなる。これを回避するためには電流ゲインまたは PI 率を小さくする必要がある。電流制御系の応答性は電流ゲインや PI 率を大きくすると上がり、逆に小さくすると応答性は下がる。また、PI 率と電流ゲインはトレードオフの関係にあり、PI 率を大きくすると電圧指令が飽和しない電流ゲインは小さくなる。工作機械での実加工中の電流は定格電流以下であることを考慮すると、電圧飽和を回避しながら高い応答性を実現するためには、実用的な大きさの切削電流での電圧飽和の状況から高応答を実現できる電流ゲインと PI 率を決める必要がある。

ところで電流制御では、その出力である電圧指令がインバータ出力可能電圧を超えてクランプされた場合には、積分器の書き換えによるアンチwindアップの処理を行っており安定性は維持される。位置決め動作等の高速かつ高加速の動作では一時的に電圧クランプ状態

が発生しても安定性が維持されれば実用上の問題は発生しない。一方、本論文が対象としている μm レベル以下を目指す高精度加工においては、クランプが発生した瞬間に電流制御の処理は無効となり、その結果、速度も位置も指令通りに制御できず加工面に微小な傷が生じる。このため高精度加工においては、電圧クランプを発生させないことが重要となる。

また、PMSM では鉄心形状によってその最大磁束密度が決まるため、定格電流を大きく超えた電流が流れると磁気飽和状態に陥る。磁気飽和により磁束と電流の線形性が崩れ、インダクタンスの低下を引き起こす。磁気飽和による電流制御系の不安定化を回避するためには、インダクタンスが低下する領域で電流ゲインを定格電流時の値から適切に下げる必要がある。なお、本章ではサーボモータが高速回転しない場合を検討するため、 d 軸電流は十分小さいことから、 dq 軸の各軸の電流がもう一方の軸の磁束に影響を及ぼす dq 軸間干渉の影響は考慮しないものとする。

Table 2.2 Electromagnetic characteristics of the rotary motor

Description	Value	Unit
Number of poles	8	-
Armature resistance (per phase)	0.32	Ohm
Inductance on q axis	2.19	mH
Rated current	10.82	A(rms)
Maximum current (I_{max})	56.57	A(rms)
Inverter input voltage (AC)	200	V(rms)
Back EMF constant (terminal to terminal)	43.53	V(rms)/kmin ⁻¹

2.3 電流制御パラメータ決定法の提案

2.3.1 むだ時間による安定条件

むだ時間 τ を含む電流制御系（図 2.3）において、開ループ伝達関数 $G(s)$ は式(2.2)で与えられる。

$$G(s) = \frac{k_p s + k_i}{L_q s^2 + R_a s} e^{-\tau s} \quad (2.2)$$

この電流制御系の安定条件は、開ループ伝達関数の周波数特性 $G(j\omega)$ の位相交点角周波数の中で最小の位相交点角周波数 ω_{pc} におけるゲインが1より小さくなることである。抵抗やインダクタンスなどのモータの特性値には $\pm 10\%$ 程度の公差があることなどを考慮して、ゲイン余裕を3 dB程度としている。この場合、

$$|G(j\omega_{pc})| = \frac{1}{\omega_{pc}} \sqrt{\frac{k_p^2 \omega_{pc}^2 + k_i^2}{L_q^2 \omega_{pc}^2 + R_a^2}} < \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

$$\arg G(j\omega_{pc}) = \tan^{-1} \left[-\frac{R_a k_i + L_q k_p \omega_{pc}^2}{\omega_{pc} (R_a k_p - L_q k_i)} \right] - \tau \omega_{pc} = -\pi \quad (2.4)$$

の2式を満たすことがむだ時間を含む電流制御系の安定条件となる。ここで、式(2.3)を整理すると、式(2.5)が得られる。

$$L_q^2 \omega_{pc}^4 + (R_a^2 - 2k_p^2) \omega_{pc}^2 - 2k_i^2 > 0 \quad (2.5)$$

式(2.4)と式(2.5)から角周波数 ω_{pc} を消去することで、安定な k_i, k_p の領域を求めることができる。むだ時間による安定条件は、電気的特性 L_q, R_a 及びむだ時間 τ によって決まり、PI率 α には依存しない。表2.2のモータにおいて、制御系のむだ時間を $62.5 \mu\text{s}$ 、 $31.25 \mu\text{s}$ とした場合の安定限界を図2.5に示す。各曲線の内側の電流ゲインを設定した場合に電流制御系は安定となり、むだ時間が小さくなると安定領域は広がる。

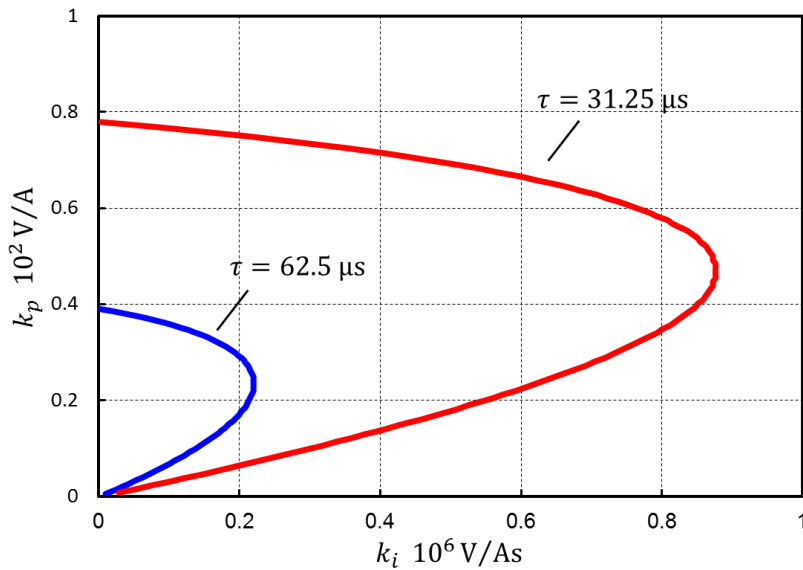


Figure 2.5 The stability limit of the current control system whose time delay is $62.5 \mu\text{s}$ and $31.25 \mu\text{s}$ for the rotary motor specified by Table 2.2. The system is stable inside each line (gain margin 3 dB).

2.3.2 インバータ出力電圧の制限による安定条件

前項ではむだ時間による安定条件を求めたが、この安定条件には電圧飽和や磁気飽和などのPMSMの非線形特性の影響が考慮されていない。ここでは、電圧指令 v_q^* がインバータの物理的な制約により制限される影響について定量的に考察する。電流指令 i_q^* から電圧指令 v_q^* への閉ループ伝達関数 $H(s)$ は式(2.6)のようになる。

$$H(s) = \frac{\alpha L_q k_p s^2 + (L_q k_i + \alpha R_a k_p) s + R_a k_i}{L_q s^2 + (k_p + R_a) s e^{-\tau s} + k_i} \quad (2.6)$$

電流指令 i_q^* が角周波数 ω_q ，振幅 I_q で変動している状況を考えると， $i_q^* = I_q \sin \omega_q t$ とすると，電圧指令 v_q^* は式(2.7)のようになる．

$$v_q^* = |H(j\omega_q)| I_q \sin(\omega_q t + \arg H(j\omega_q)) \quad (2.7)$$

変動振幅は実際の高精度加工での値として，経験的に $I_q = I_{\max}/20$ とする．電圧指令の上限値を V_{\max} とおくと，電圧飽和しない条件は

$$V_{\max} \geq |H(j\omega_q)| I_q \quad (2.8)$$

である．抵抗による電圧降下 $I_q R_a$ は電源電圧 V_{\max} に対して十分小さいことから， $I_q R_a \ll V_{\max}$ と近似して式(2.8)を整理すると，

$$S k_i^2 + \omega_q^2 T k_p^2 + \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) + 2\omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a k_p - L_q k_i) \cos \omega_q \tau - 2\omega_q V_{\max}^2 (R_a k_i + L_q k_p \omega_q^2) \sin \omega_q \tau \geq 0 \quad (2.9)$$

となる．ただし， $S = V_{\max}^2 - I_q^2 L_q^2 \omega_q^2$ ， $T = V_{\max}^2 - \alpha^2 I_q^2 L_q^2 \omega_q^2$ である．式(2.9)は S, T ($S \leq T$) の符号により 2 次曲線（直線を含む）の内側または外側の領域となる．まず，制御系のむだ時間が存在しない場合を考える．表 2.2 の特性を持つ回転モータにおいて， $\alpha = 0.5$ ， $I_q = I_{\max}/20$ として角周波数 ω_q の値を変化させた場合の電圧飽和しない領域を図 2.6 に示す．

次に，任意の角周波数 ω_q に対して電圧指令 v_q^* が V_{\max} 以下となる（電圧飽和しない）領域を求める．角周波数 ω_q を変化させたときの曲線群(2.9)の包絡線は

$$\left\{ V_{\max}^2 (k_p + R_a)^2 - I_q^2 L_q^2 k_i^2 - 2V_{\max}^2 L_q k_i \right\}^2 - 4L_q^2 V_{\max}^2 k_i^2 (V_{\max}^2 - \alpha^2 I_q^2 k_p^2) = 0 \quad (2.10)$$

となる．包絡線(2.10)の内側の領域では任意の角周波数 ω_q に対して電圧飽和せず，安定な電流制御が可能になる．PI 率を変化させたときの包絡線の変化の様子を図 2.7 に示す．PI 率を小さくすると，電圧飽和しない領域が大きくなっている．

制御系のむだ時間を考慮した場合，図 2.7 の領域は $\tau = 0$ とした場合に比べて小さくなる．他方，変動振幅 I_q に対しても電圧飽和しない領域は同様に小さくなる．変動振幅は実際の制御系において電圧飽和しないように経験的に決めており，むだ時間の影響も含めた値になっている．

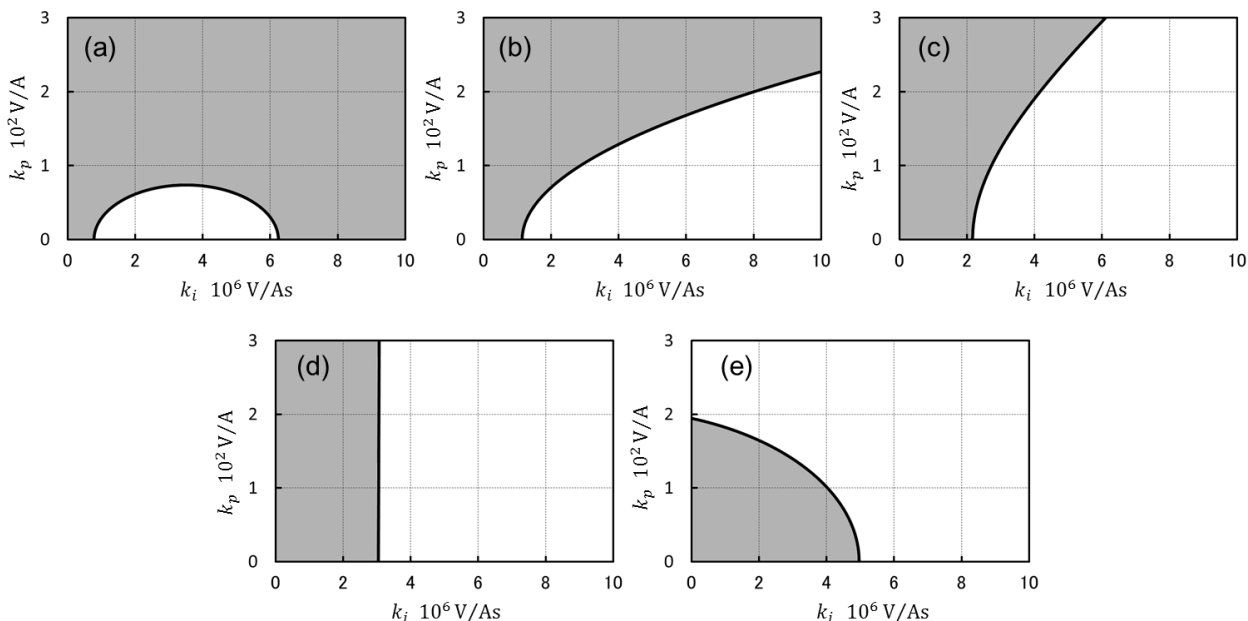


Figure 2.6 (k_i, k_p) where voltage saturation does not occur for the rotary motor specified by Table 2 (filled in gray). $\alpha = 0.5, I_q = I_{\max}/20$. (a) $\omega_q = 8000\pi$ rad/s ($S > 0, T > 0$). (b) $\omega_q = 10278\pi$ rad/s ($S = 0, T > 0$). (c) $\omega_q = 16000\pi$ rad/s ($S < 0, T > 0$). (d) $\omega_q = 20556\pi$ rad/s ($S < 0, T = 0$). (e) $\omega_q = 30000\pi$ rad/s ($S < 0, T < 0$).

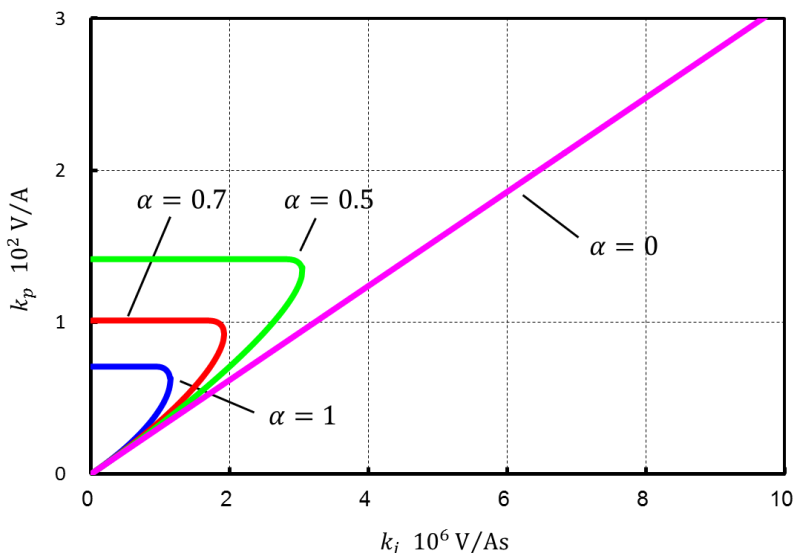


Figure 2.7 The stability limit for voltage saturation for the rotary motor specified by Table 2.2 ($\alpha = 1, 0.7, 0.5, 0, I_q = I_{\max}/20$). Voltage saturation does not occur inside each line ($\alpha \neq 0$) or above the line ($\alpha = 0$).

ここまでは単一周波数が電流指令に印加された場合を想定し、全ての単一周波数の電流指

令に対して電圧飽和が起きない条件で設定可能な電流ゲインの範囲を求めた．一方，現実の工作機械の加工中のトルク指令は複数の周波数成分を有するため，実電流にも式(2.11)に示す通り複数の周波数成分が含まれている．

$$i_q^* = \sum_i I_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.11)$$

例えば，振幅 I_0 の方形波が電流指令に印加されたとすると，その電流指令のフーリエ級数展開は式(2.12)となり，

$$i_q^* = \frac{4}{\pi} I_0 \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right) \leq I_0 \quad (2.12)$$

電圧指令は式(2.13)となる．

$$v_q^* = \frac{4}{\pi} I_0 \left(|H(j\omega)| \sin(\omega t + \arg H(j\omega)) + \frac{1}{3} |H(3j\omega)| \sin(3\omega t + \arg H(3j\omega)) + \dots \right) \quad (2.13)$$

式(2.13)の通り，電流指令の振幅自体は I_0 より小さくても $\arg H$ の効果により電圧指令が飽和する場合は原理的には存在する．但し現実の加工において，電流指令が I_0 を超えない限りこの条件で決めたゲイン設定で電圧指令飽和の現象は発生しないこと，本項で採用した $I_0 = I_{\max}/20$ は経験に基づく指標の1つであって，加工条件によっては電流値を変更して電流ゲインを再計算可能なことから，実用的には本項の考え方が適用可能である．

2.3.3 モータ保護のための電流オーバシュート制限

位置・速度制御系のハイゲイン化のためには，前節までで求めた安定条件を満たす範囲内で，できるだけ応答性が高い電流ゲインを選ぶ必要がある．ここでは，電流制御系の応答性の指標として電流指令にステップ信号を入力したときの電流制御系の立ち上がり時間を用いることとし，これが最短となるゲインを最適とする．一方で，ステップ応答の立ち上がり時間を短くすると，オーバシュートが大きくなる．大電流時におけるインバータのパワー素子を長期的信頼性の観点から保護するために，モータ最大電流 I_{\max} をステップ入力したときの実電流のオーバシュートは経験的に10%以下にする必要がある．むだ時間要素を無視した場合，この条件は式(2.14)で表される．

$$\begin{cases} \sqrt{1 - 2A\zeta\omega_n + A^2\omega_n^2} \cdot \exp\left(-\frac{\zeta(\pi - \theta)}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \leq \frac{1}{10} & (\zeta < 1) \\ (A\omega_n - 1) \cdot \exp\left(-\frac{A\omega_n}{A\omega_n - 1}\right) \leq \frac{1}{10}, A\omega_n - 1 > 0 & (\zeta = 1) \\ \left\{ \frac{(Ap_2 - 1)^{p_1}}{(Ap_1 - 1)^{p_2}} \right\}^{\frac{1}{p_1 - p_2}} \leq \frac{1}{10}, Ap_1 - 1 > 0 & (\zeta > 1) \end{cases} \quad (2.14)$$

ただし,

$$\begin{aligned}
 \zeta &= (R_a + k_p) / 2\sqrt{L_q k_i}, \\
 \omega_n &= \sqrt{k_i / L_q}, \\
 A &= \alpha k_p / k_i, \\
 \theta &= \tan^{-1} \left(A \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} / (1 - A \zeta \omega_n) \right), \\
 p_1 &= \left(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \omega_n, \\
 p_2 &= \left(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \omega_n
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

である. 表 2.2 のモータを使用し, PI 率を変化させたときにオーバーシュートが 10% となる曲線を図 2.8 に示す. 各曲線の上側でオーバーシュートが 10% 以内となり, PI 率を大きくすると, 安定領域内でオーバーシュートが 10% 以内となる領域が狭くなっていることが分かる.

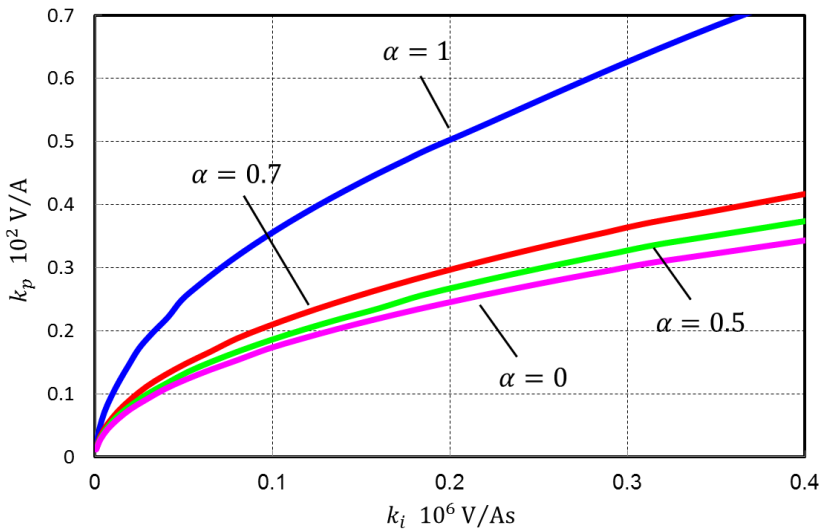


Figure 2.8 The lines where overshoot of step response is 10 % for the rotary motor specified by Table 2.2. The overshoot is less than 10 % above each line. $\alpha = 1, 0.7, 0.5, 0$.

2.3.4 磁気飽和による電流ゲインの低減

本章では切削加工時の高精度駆動を目的としているため, 定格電流付近における高い応答性が必要になる. 一方で, PMSM のインダクタンスは, 磁気飽和の影響を受けるため電流に依存して変化し, 電流が増加するとインダクタンスは小さくなる. したがって, 電流値が変化しても安定に駆動するためには, 電流値に依存して電流ゲインも可変にする必要がある. 表 2.2 の特性を持つ回転モータの L_q の磁気飽和特性を図 2.9 に示す. ここでは, 実際にモータをベクトル制御し, 電圧方程式(2.1)から L_q を求めた. 電流に依存してインダクタンスが小さくなっており, 最大電流時のインダクタンスがノミナル値に対して 24% 低下している.

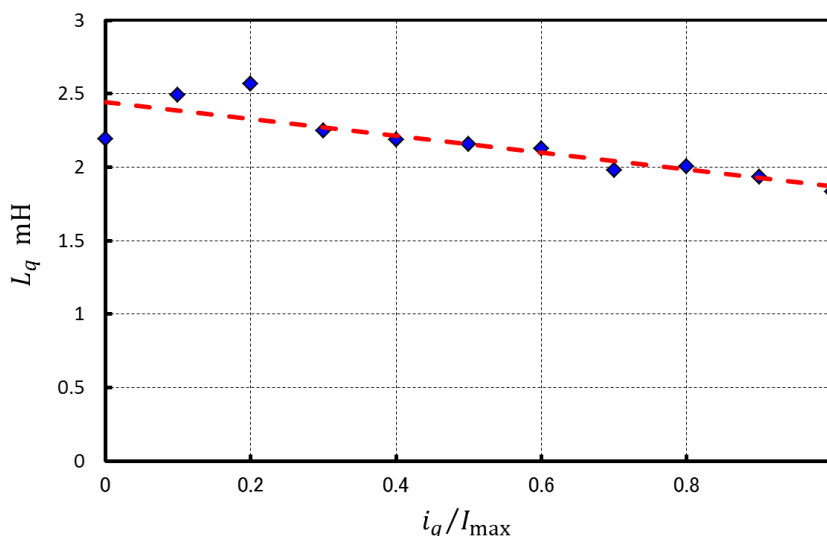


Figure 2.9 Magnetic saturation characteristics of the rotary motor specified by Table 2.2

式(2.3)及び式(2.4)において、 $R \ll k_p, \omega_0 L_q$ と近似すると、 $k_p, k_i \propto L_q$ とすることで、安定領域が相似形で変化するため、任意の電流値において2.3.1項で決めた安定余裕と同じ値で議論を進めることができる。そこで、インダクタンスを L_q とした場合に決めた電流ゲインを \hat{k}_i, \hat{k}_p 、ノミナル値に対する最大電流時のインダクタンス低下率を δ として、電流が i_q のときの電流ゲイン k_i, k_p を以下のようにする。

$$\begin{aligned} k_i &= \hat{k}_i \times (I_{\max} - \delta i_q) / I_{\max} \\ k_p &= \hat{k}_p \times (I_{\max} - \delta i_q) / I_{\max} \end{aligned} \tag{2.16}$$

このように電流ゲインを設定することで、安定領域に対する安定余裕を各電流値で変えることなく電流制御系を高応答化することができ、負荷が変わった場合でも位置・速度制御系の応答は一定となる。

2.3.5 電磁氣的飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法

2.3.1項から2.3.3項で導出した制約条件式(2.4), (2.5), (2.10), (2.14)を満たし、PI率を0から1まで0.1刻み程度で変え、各PI率において立ち上がり時間の最短値とそのときの電流ゲインを求める。オーバシュートと立ち上がり時間には相関関係があることから、式(2.14)の境界と、むだ時間による安定条件の式(2.4)および(2.5)、電圧飽和しない領域を表す式(2.10)で表される境界との交点が、求める電流ゲインの候補を与える。さらに、各PI率における立ち上がり時間を比較して、最小となる α とそのときの k_i, k_p が最適な電流制御パラメータである。

このようにして決めた電流ゲインに対して、2.3.4項で検討した磁気飽和の影響を考慮し

たオーバライド(2.16)を適用すると、全電流域において電流ゲインが求まる。この電流ゲインを適用して、位置・速度制御系のハイゲイン化が実現でき、高品位な加工面が得られることを2.4節にて検証する。

2.4 検証実験

2.4.1 回転モータでの検証

表 2.2 の特性を持つ回転モータを用いて 2.3 節で提案した電流制御パラメータ決定法を検証する。 $\alpha = 1$ として、むだ時間による安定領域、電圧指令が飽和しない領域、オーバシュートが 10%となる曲線を図 2.10(a)に示す。ただし、制御系のむだ時間は $\tau = 62.5 \mu\text{s}$ とした。この回転モータの場合、 $\alpha = 1$ としてもむだ時間による安定領域が電圧飽和しない領域に全て含まれているため、PI 制御とし、むだ時間による安定領域内でできるだけ応答性の高いゲインを選べばよい。ステップ応答の立ち上がり時間が最短となる k_i, k_p は、安定領域(式(2.4), (2.5))の境界とステップ応答のオーバシュートが 10%となる曲線との交点(図 2.10(a)の丸印)となる。また、PI 率を 0 から 1 まで 0.1 刻みで変更させ、各 PI 率における制約条件内での立ち上がり時間の最短値をプロットすると、図 2.10(b)のようになり、確かに $\alpha = 1$ の場合に立ち上がり時間が最短になっていることが分かる。

また、モータの磁気飽和特性を考慮して、電流依存で電流ゲインを変化させる必要がある。図 2.9 より $\delta = 0.24$ であり、これを式(2.16)に代入して各電流値における電流ゲインを決めた。このように決めたゲインを実際のモータに適用したときのステップ応答を図 2.11 に示す。縦軸は各電流指令値で規格化している。電流値が変化しても、安定な電流ゲインを設定できていることが分かる。なお、電流指令値が小さいときのオーバシュートが 10%よりも大きいのが、実際に流れる電流はモータ最大電流に対して小さいため、モータやインバータのパワー素子への悪影響はない。

ここで、磁気飽和特性を考慮したことの効果を確認するために、図 2.11(d)の電流ゲイン設定を $i_q^* = I_{\max} \times 0.1$ で適用したときのステップ応答を図 2.11(a)に点線で示した。磁気飽和を考慮した場合に比べて、各電流指令値のステップ応答の立ち上がり時間が長くなっていることが分かる。また、図 2.11(a)の電流ゲイン設定を $i_q^* = I_{\max}$ で適用すると、電流制御系が不安定となった。

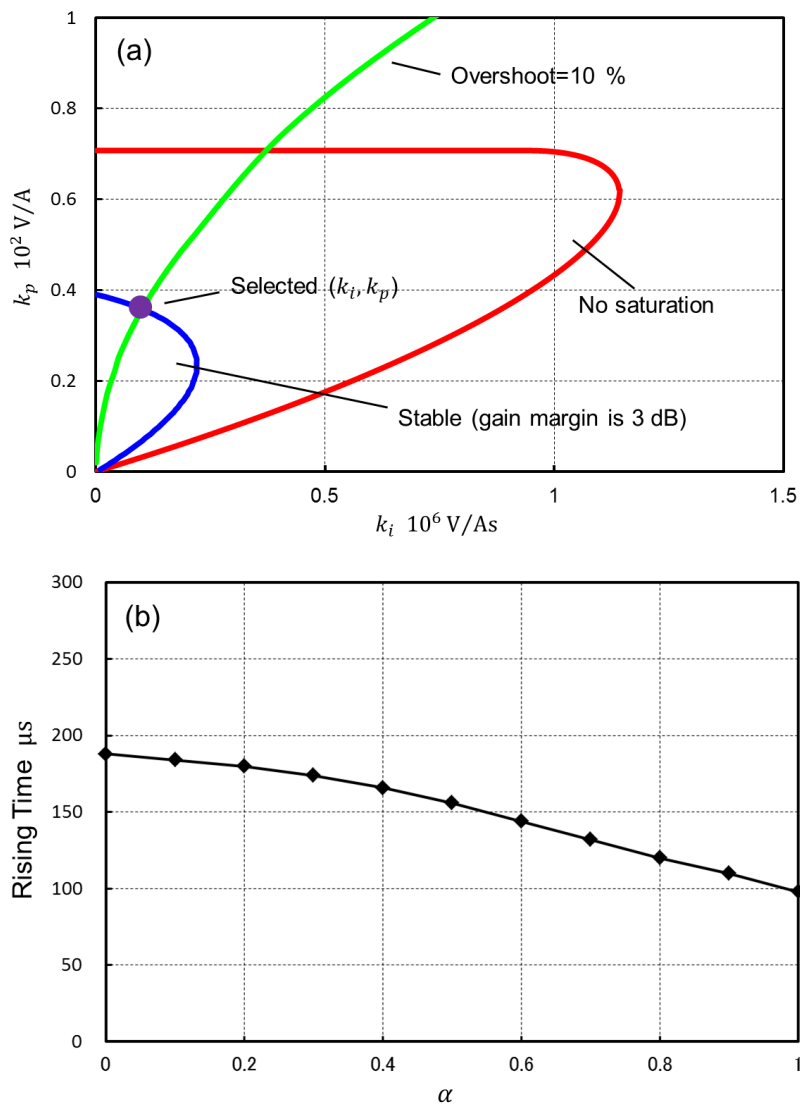


Figure 2.10 Parameter determination for the rotary motor specified by Table 2

(a) Selected (k_i, k_p) for $\alpha = 1$ (b) Rising time vs. PI ratio

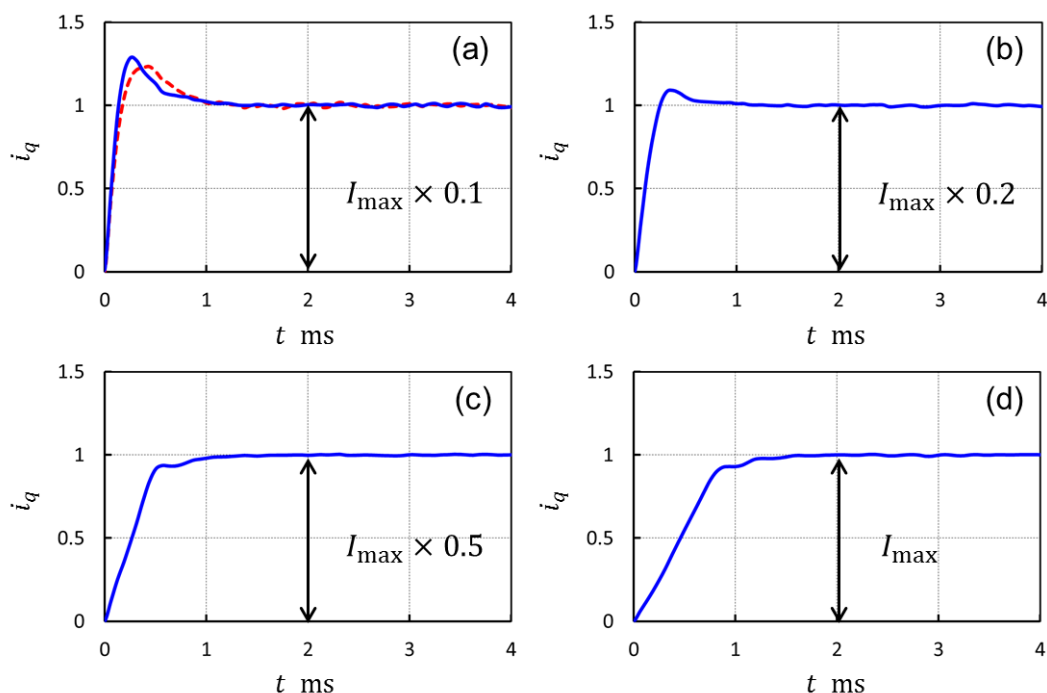


Figure 2.11 Step response at various values of current command for the rotary motor specified by Table 2.2 (a) $i_q^* = I_{\max} \times 0.1$. (b) $i_q^* = I_{\max} \times 0.2$. (c) $i_q^* = I_{\max} \times 0.5$. (d) $i_q^* = I_{\max}$. Red dotted line in (a) denotes step response when current gain setting on $i_q^* = I_{\max}$ is applied

2.4.2 リニアモータでの検証

表 2.3 の特性値を持つリニアモータを用いて提案手法の検証を行う。むだ時間による安定領域、 $\alpha = 1, 0.5, 0.8$ とした場合に電圧飽和しない領域、ステップ応答のオーバーシュートが 10 %となる曲線を図 2.12(a)に示す。 $\alpha = 1$ の場合、電圧飽和しない領域がむだ時間による安定領域内に全て包含されており、電流ゲインを大きくすることができない。 α を小さくすると、電圧飽和しない領域も広がり、大きな電流ゲインを選ぶことができるようになるが、 α を小さくし過ぎると応答性が悪くなるため、このような場合は電流ゲインとともに PI 率も最適化する必要がある。各 PI 率に対する立ち上がり時間の最短値を図 2.12(b)に示す。この場合は $\alpha = 0.8$ とすればよいことが分かる。

磁気飽和特性を図 2.13 に示す。ここでは、電流-推力特性を測定し、電流変化に対する推力の変化率をインダクタンス変化率として導出した。インダクタンス低下率は $\delta = 0.29$ であり、これを式(2.16)に代入して各電流値における電流ゲインを決める。実際にリニアモータに適用したときのステップ応答を図 2.14 に示す。

Table 2.3 Electromagnetic characteristics of the linear motor

Description	Value	Unit
Armature resistance (per phase)	0.33	Ohm
Inductance on q axis	4.70	mH
Rated current	7.99	A(rms)
Maximum current (I_{max})	70.71	A(rms)
Input voltage (AC)	200	V(rms)

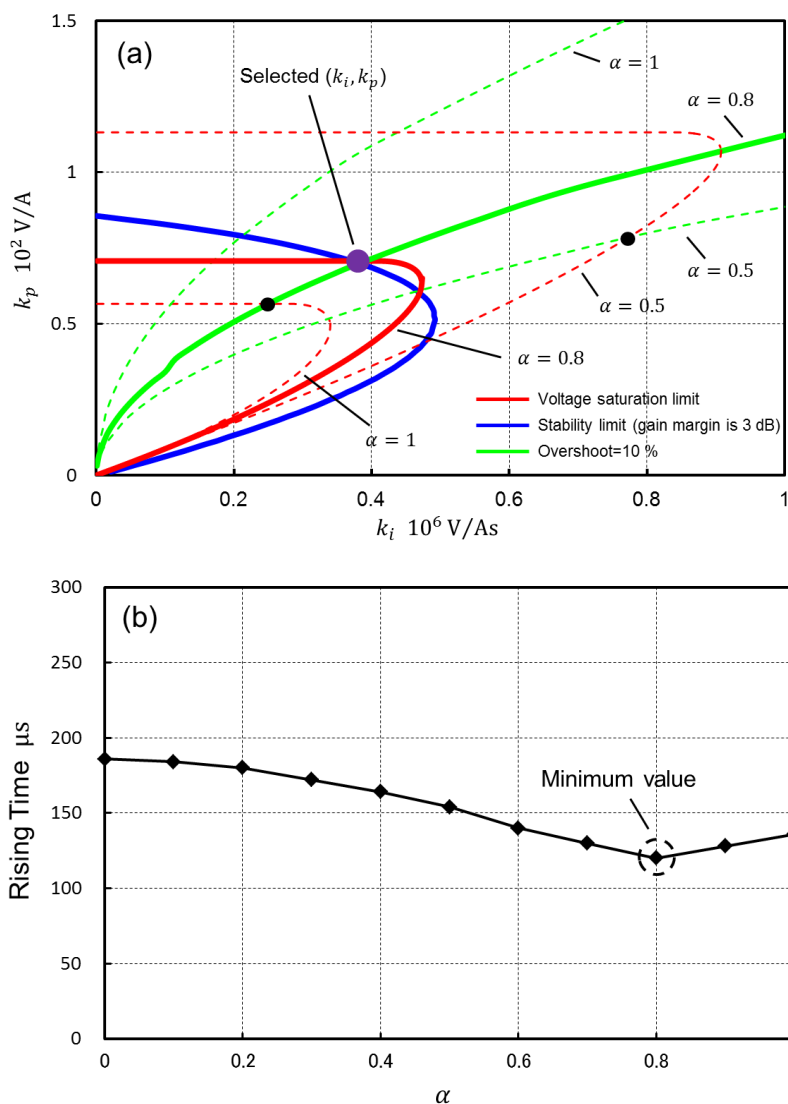


Figure 2.12 Parameter determination for the linear motor specified by Table 2.3

(a) Selected (k_i, k_p) for $\alpha = 1, 0.8, 0.5$ (b) Rising time vs. PI ratio

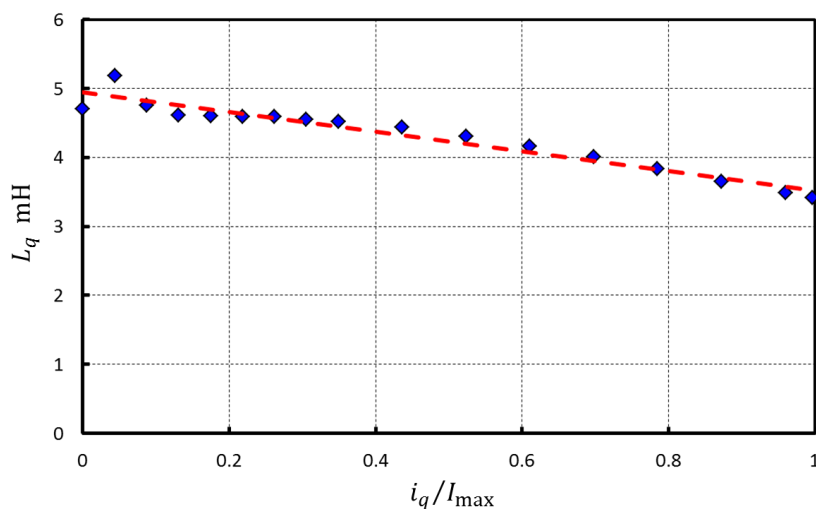


Figure 2.13 Magnetic saturation characteristics for the linear motor specified by Table 2.3

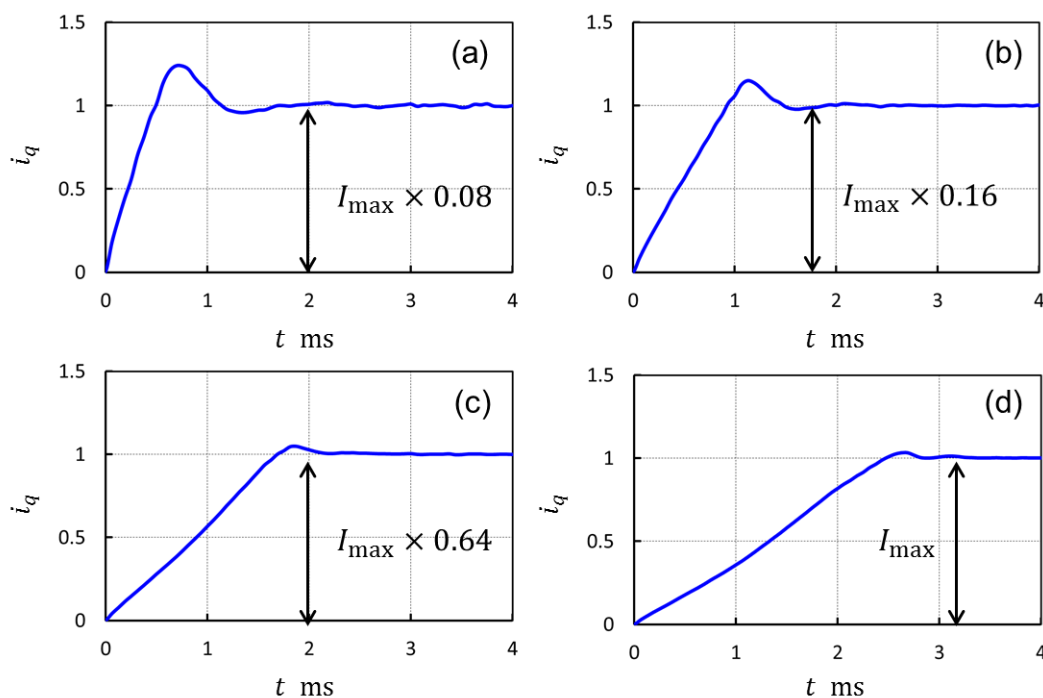


Figure 2.14 Step response at various values of current command for linear motor specified by Table 2.3. (a) $i_q^* = I_{\max} \times 0.08$. (b) $i_q^* = I_{\max} \times 0.16$. (c) $i_q^* = I_{\max} \times 0.64$. (d) $i_q^* = I_{\max}$

2.4.3 電流制御系の応答性と位置・速度制御系の外乱抑圧性

本項では、電流制御系の応答性を高くした結果、位置・速度制御系の外乱抑圧性が上がることを定量的に示す。ここでは、速度制御器 K_V はPI制御器とし、以下の構造とした。

$$K_V = k \frac{\sqrt{2}\omega_I s + \omega_I^2}{s} \quad (2.17)$$

ただし、 $\omega_I = 48\pi \text{ rad/s}$ とし、 k は調整用パラメータとして準備された静的ゲインである。また、位置制御器は P 制御器とし、 k に応じた値を設定するものとする。2.4.1 項において、表 2.2 のモータで PI 率を 0 から 1 まで 0.1 刻みで変更させ、各 PI 率における電流ステップ応答の立ち上がり時間の最短値を求めた。このときの各電流制御パラメータにおいて k を安定限界まで大きくしたときの速度制御系のカットオフ周波数を求めて、電流ステップ応答の立ち上がり時間に対してプロットすると図 2.15 になる。立ち上がり時間が短くなると、速度制御系のカットオフ周波数が高くなっている。位置・速度制御系の外乱抑圧性が上がると最終的に高品位な加工面が得られることを次節で示す。

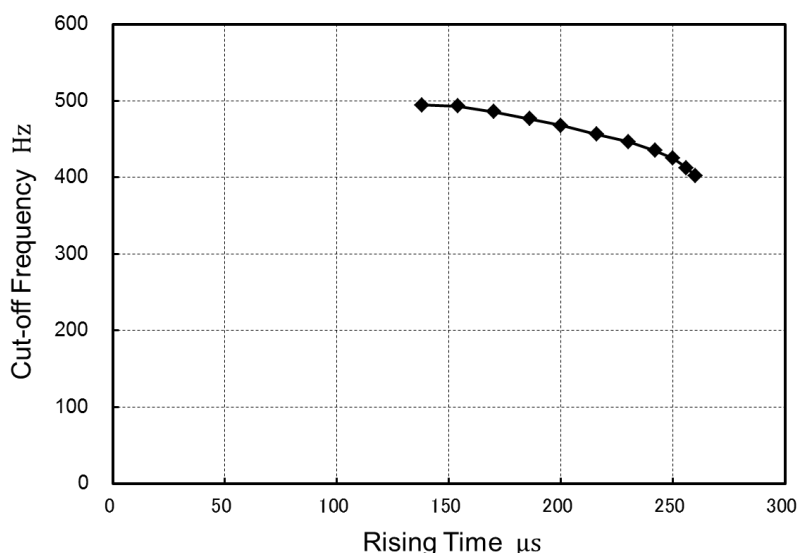


Figure 2.15 Cut-off frequency vs. current step rising time for the rotary motor specified by Table 2.2

2.4.4 NC 工作機械への適用

提案した電流制御パラメータ決定法が PMSM 単体に限らず、NC 工作機械でも有効であることを検証する。FANUC ROBODRILL α -D14iMA5 を使用し、円弧動作及び加工実験を行った。この機械には表 2.2 の特性を持つモータが直線各軸に搭載されており、ボールネジのリードは 12 mm/rev である。2.4.1 項で決めた電流制御パラメータを適用し、比較対象には従来法である I-P 制御を用いた。また、速度制御及び位置制御はそれぞれ PI 制御、P 制御とする。半径 100 mm、送り速度 4000 mm/min として円弧動作させたときのボールバーによる測定結果を図 2.16 に示す。ボールバーには専用の校正器による校正を実施した Renishaw QC-20W を使用した。本測定器の分解能は 0.1 μm である。真円度が 4.2 μm から 3.8 μm に改善し（図 2.16 の赤点線部）、提案手法で軌跡精度の向上が確認できた。また、加工実験のワ

ークと加工面の測定結果を図 2.17 に示す. 送り速度 1000 mm/min, 主軸速度 10000 min⁻¹ として, 4 枚刃エンドミルを用いてアルミニウムワークを 45 度方向にテーパ加工した. 従来法における加工面の筋目は, モータのトルクリップルである 6 次高調波成分 (23.5 Hz) が主な原因である. 提案法で位置・速度制御系の外乱抑圧性を高めたことにより, 筋目が薄くなり高精度な加工結果が得られた.

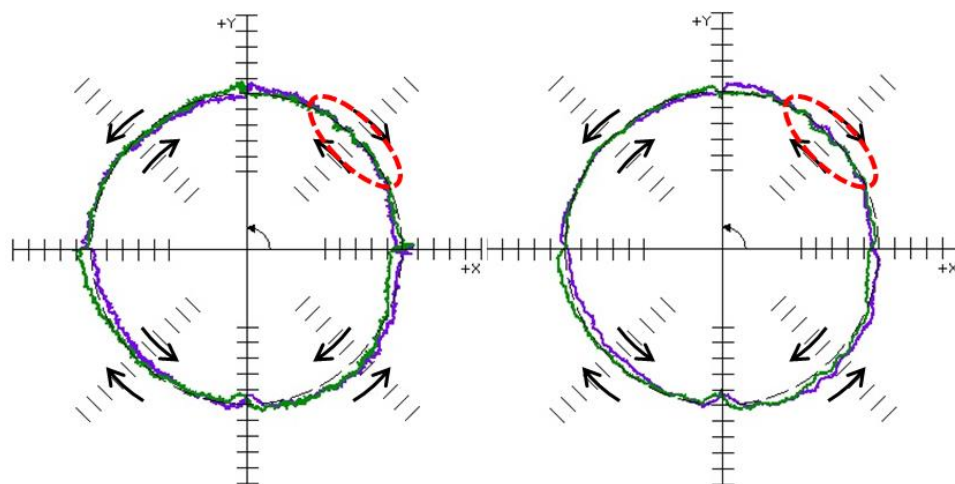


Figure 2.16 Ball bar measurements of FANUC ROBODRILL α -D14iMA5. The radius is 100 mm and the feedrate is 4000 mm/min. Left: conventional method, right: proposed method. Error magnification is magnified by 5000.

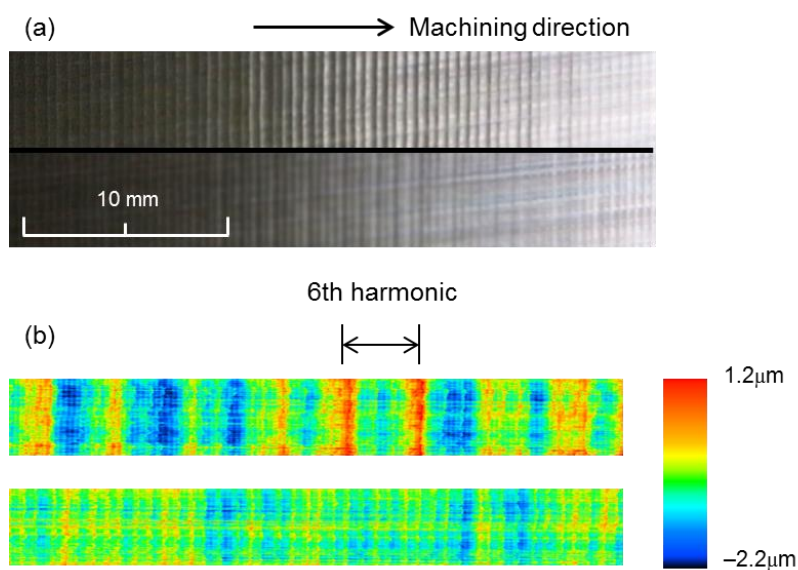


Figure 2.17 Machining surface of FANUC ROBODRILL α -D14iMA5. Top: conventional method,

bottom: proposed method. (a) Photograph of machining surface (b) Measurement result of machining surface by laser microscope

2.5 まとめ

本章では、NC 工作機械送り軸を駆動する PMSM の代表的な非線形特性である電圧飽和および磁気飽和を考慮し、高精度な輪郭制御を実現するための電流制御パラメータの決定法を提案した。

- 積分ゲイン・比例ゲインに加えて、I-P 制御から PI 制御までを連続的に変化させる PI 率をパラメータとして導入し、I-P 制御から PI 制御の間も考慮した高応答な電流制御系を設計可能とした上で、その制御則の選択も含めた検討を行った。
- 電流制御系内のむだ時間による安定条件、インバータ出力電圧の制限による安定条件、および過渡的な大電流からモータおよびインバータを保護するための電流オーバシュートの各条件による設定可能な電流ゲインと PI 率パラメータの関係を定式化した。
- まずノミナルな特性値から電圧飽和しない範囲で安定かつ高応答な電流ゲインおよび PI 率を求め、さらに磁気飽和の影響を考慮するために電流依存で電流ゲインを可変とし、安定で高応答な電流制御パラメータを得ることができた。
- 2 つの典型的な電磁気的特性を持つ PMSM 単体で提案手法の有効性を確認した。実験に用いた軸付き回転型モータでは、電流応答が I-P 制御での $180\mu\text{S}$ から PI 率 $\alpha=1$ で $100\mu\text{S}$ に改善した。一方リニアモータでは、電流応答が I-P 制御での $170\mu\text{S}$ から PI 率 $\alpha=0.8$ で $120\mu\text{S}$ に改善した。本提案手法によりインダクタンスが小さい軸付きの回転型モータの場合、およびインダクタンスが大きいダイレクトドライブ用モータの場合、いずれにおいても安定性を保ちつつ高応答な電流制御系を実現でき、速度制御の帯域周波数が拡張できることを示した。
- NC 工作機械に適用し、高精度駆動と高精度な形状が得られた。具体的には FANUC ROBODRILL α -D14iMA5 を使用し、半径 100 mm、送り速度 4000 mm/min として円弧動作させたときのボールバーによる測定では、真円度が $4.2\ \mu\text{m}$ から $3.8\ \mu\text{m}$ に改善し提案手法による軌跡精度の向上が確認できた。また、送り速度 1000 mm/min、主軸速度 10000 min⁻¹ として、4 枚刃エンドミルを用いてアルミニウムワークを 45 度方向にテーパ加工した。従来法における加工面の筋目は、モータのトルクリップルである 6 次高調波成分が主な原因であるが、提案法で位置・速度制御系の外乱抑圧性を高めたことにより、縞目の深さが $4.6\ \mu\text{m}$ から $3.0\ \mu\text{m}$ に改善した。

3章 高周波機械共振の計測及び制御法

3.1 はじめに

2章ではPMSMの高精度駆動を目的として、安定で高応答な電流制御パラメータの決定法を提案した。本章では電流制御を高応答化した際に、ダイレクトドライブ機構で問題になる高周波共振の計測と制御方法を提案する。

NC工作機械の送り軸において、モータが機構部に組み込まれて機械系を直接駆動できるダイレクトドライブが広く採用されるようになってきている。ダイレクトドライブモータと高分解能エンコーダによって構成される駆動系は、高い位置決め精度と軌跡精度を実現しやすい機構であり、特に回転軸の軌跡精度は4軸加工や5軸加工を行うNC工作機械の加工精度に直結する⁵²⁾。また本機構の共振周波数は3kHz程度に達する場合があります、共振特性の正しい計測と回避が速度制御のハイゲイン化のために必須である。

一方、1章にて述べた通り一般的な速度制御周期は250 μ s程度であり、この場合の速度制御系におけるナイキスト周波数は2kHz、実用的には1kHz程度が周波数特性の計測限界となり、ダイレクトドライブ機構の共振周波数を正しく計測することが難しい。

制御系と切り離しハンマリング試験などで周波数応答を得ることはできるが、フィードバック制御が有効な状態での周波数応答を制御ループ内部で取得するのが望ましい。そこで本章では、ダイレクトドライブモータで構成されるテーブル駆動系に現れる高周波共振モードの正確な特定のために、サンプリング周波数の制約下で実用的な周波数応答の計測法を提案し、特定した共振モードを除去して速度制御の制御帯域を安定に拡大させる手法を検証した。

なお、現状の工作機械の製造過程においては、機械メーカーがCNC装置を自社機に取り付けた段階で機械系に合わせた制御パラメータ設定の1プロセスとして周波数特性を測定し、共振回避フィルタの設定およびハイゲイン化を目指した速度制御ゲインの設定を行っている。また多くの場合は、機構系自体で共振特性が決まっておリワークの影響は小さいため、実加工を行うユーザで本測定を行う必要性は現時点では強くない。この事情を踏まえて本章では、加工とは無関係に事前に測定を行う状況で検討を行っている。

3.2節でナイキスト周波数を超える周波数応答を計測可能とするための手法およびアルゴリズムを示す。3.3節でNC工作機械における実験の結果を示す。機械の軌跡精度を向上する

ためには駆動用のダイレクトドライブモータの電流制御を広帯域化することが必要条件である。しかし実際の工作機械においては、電流制御の広帯域化に伴って異音が発生するという課題がある。この課題を提案手法によって解決できること、その結果、従来不可能だった位置・速度制御のハイゲイン化が可能となり連続軌跡制御の高精度化が実現できることを示す。

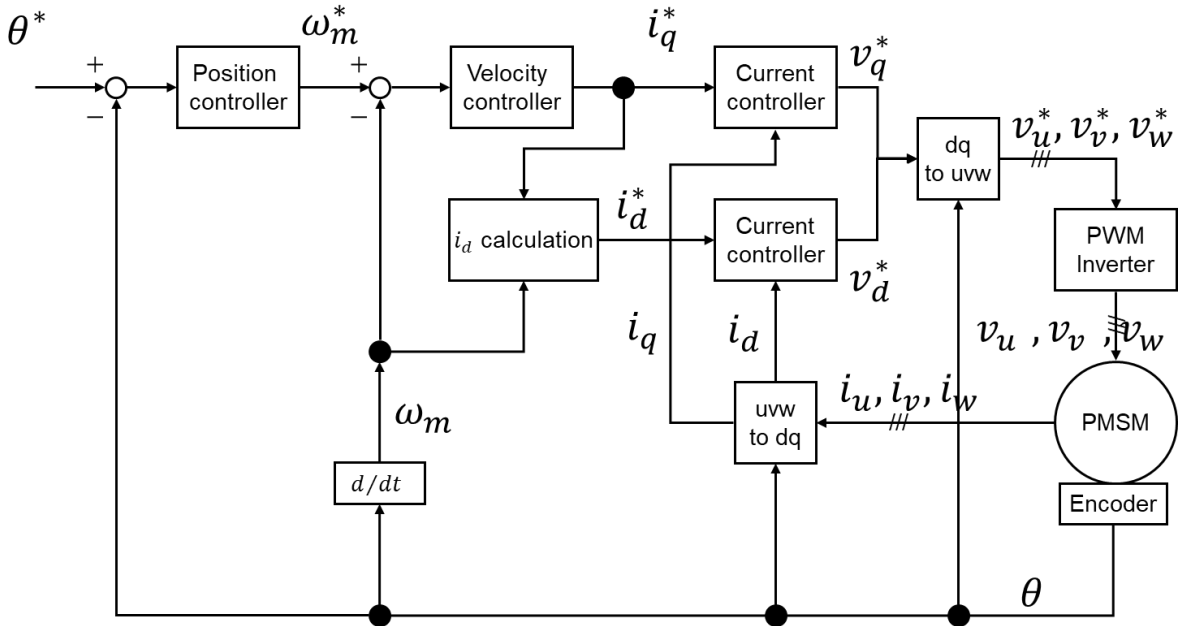
3.2 ナイキスト周波数を超える周波数帯までの周波数応答の算出法

3.2.1 制御ループ内部での周波数応答測定

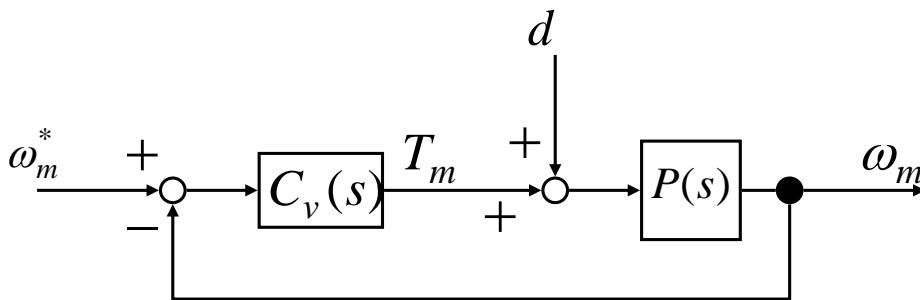
本研究で取り扱うのは、図 3.1(a)に示すブロック図として実現されるサーボ制御系である。量記号の定義を表 3.1 に示す。この中で速度ループに最も強く機械特性が反映されると同時に大きなモデル化誤差が現れる⁵³⁾。速度ループのみを取り出して簡略化したブロック図を図 3.1(b)に示す。速度ループには制御対象のモデル化誤差の影響も顕著に現れる。特に DD モータを採用した構造においては、エンコーダ取り付けに伴う機械共振が現れやすい。このような周波数域の共振モードを特定し、電流ループ内にノッチフィルタを設けることによって、高周波共振を解消することができる。

Table 3.1 Nomenclature for the control system

<i>Symbol</i>	<i>Description</i>	<i>Unit</i>
V_u, V_v, V_w	<i>Armature voltage on each phase</i>	<i>V</i>
i_u, i_v, i_w	<i>Armature current on each phase</i>	<i>A</i>
V_d, V_q	<i>Armature voltage on d-q axes</i>	<i>V</i>
i_d, i_q	<i>Armature current on d-q axes</i>	<i>A</i>
	<i>Rotary angle</i>	<i>rad</i>
	<i>Angular velocity</i>	<i>rad/s</i>
C_v	<i>Velocity controller</i>	-
P	<i>Plant</i>	-
d	<i>Disturbance torque</i>	<i>N m</i>
T_m	<i>Motor torque</i>	<i>N m</i>
s	<i>Laplace operator</i>	-
<i>superscript *</i>	<i>Command</i>	-



(a) Triple loop structure of servo control



(b) Simplified block diagram of velocity control loop

Figure 3.1 Schematic block diagram of motor control system

共振モードの特定は、以下の理由で速度ループの周波数応答の測定によって実現される。位置ループの周波数応答はサーボの遅れを規定する比例ゲイン（位置ゲイン）で定まり、数十 Hz の遮断周波数しかもたない。電流ループは、DD モータの電機子反作用が顕著にならない速度域においては、十分広い周波数帯域でその伝達関数を 1 とみなしてよい。従って、共振を含む機械的特性が強く反映されるのは速度ループである。

図 3.1(b)の速度ループにおいて、指令 ω_m^* から応答指令 ω_m までの伝達関数は、指令 $\omega_m^* = 0$ として外乱 d を印加するとき、外乱 d からトルク T_m までの伝達関数として得られる。

$$T_m = \frac{C_v(s)}{1 + P(s)C_v(s)} \omega_m^* + \frac{P(s)C_v(s)}{1 + P(s)C_v(s)} d \quad (3.1)$$

この式(3.1)を利用して、速度制御系の周波数応答を閉ループ内部で取得できる。制御系への外乱信号をチャープ信号として与え、周波数ごとに応答信号のフーリエ係数を算出することで、周波数応答が得られる。以下ではその方法について述べる。掃引において、 j 番目の周波数 f_j を持つ振幅 A の正弦波外乱信号 $d_j(t)$ を与える。

$$d_j(t) = A \sin \omega_j t \quad (3.2)$$

ただし外乱信号の角周波数 $\omega_j = 2\pi f_j$ である。この外乱 $d_j(t)$ に対する速度制御系の応答信号を $y_j(t) = T_m(t)$ と書くことにすると、その周波数成分に関してのフーリエ係数 a_j, b_j は以下に与えられる。

$$a_j = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} y_j(t) \cos \omega_j t dt \quad (3.3)$$

$$b_j = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} y_j(t) \sin \omega_j t dt \quad (3.4)$$

印加外乱を正弦波とすれば、応答 $y_j(t)$ も正弦波で書ける。

$$y_j(t) = B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \quad (3.5)$$

フーリエ係数 a_j, b_j を定義どおりに求めるならば、

$$a_j = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t dt \quad (3.6)$$

$$b_j = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \sin \omega_j t dt \quad (3.7)$$

なる定積分である。この定積分は、三角関数の直交性を用いることで容易に計算できて、

$$\begin{aligned} a_j &= \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t dt \\ &= \frac{B_j}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} (\sin \omega_j t \cos \varphi_j + \cos \omega_j t \sin \varphi_j) \cos \omega_j t dt \\ &= \frac{B_j}{T_j} \left(\underbrace{\cos \varphi_j \int_{-T_j}^{T_j} \cos \omega_j t \sin \omega_j t dt}_0 + \sin \varphi_j \underbrace{\int_{-T_j}^{T_j} \cos^2 \omega_j t dt}_{T_j} \right) = B_j \sin \varphi_j \end{aligned} \quad (3.8)$$

b_j も同様に

$$\begin{aligned}
b_j &= \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \sin \omega_j t \, dt \\
&= \frac{B_j}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} (\sin \omega_j t \cos \varphi_j + \cos \omega_j t \sin \varphi_j) \sin \omega_j t \, dt \\
&= \frac{B_j}{T_j} \left(\underbrace{\cos \varphi_j \int_{-T_j}^{T_j} \sin^2 \omega_j t \, dt}_{T_j} + \underbrace{\sin \varphi_j \int_{-T_j}^{T_j} \cos \omega_j t \sin \omega_j t \, dt}_0 \right) = B_j \cos \varphi_j
\end{aligned} \tag{3.9}$$

が得られる．式(3.8), (3.9)より以下の関係が成り立つ．

$$B_j = \sqrt{a_j^2 + b_j^2} \tag{3.10}$$

$$\varphi_j = \tan^{-1} \frac{b_j}{a_j} \tag{3.11}$$

したがって、 B_j が振幅特性、 φ_j が位相特性としての周波数応答をそれぞれ与える．

3.2.2 従来の周波数掃引法の問題点

ここまでは時間的に連続な信号 $y_j(t)$ を扱ってフーリエ係数 a_j, b_j の定義どおりの定積分を考えたが、離散系での積和計算では離散化に伴って誤差が生じる．サンプリング周期 Δt によって、式(3.6)の定積分を積和演算に置き換えれば

$$\begin{aligned}
a_j &= \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t \, dt \\
&\simeq \frac{1}{T_j} \sum_{k=1}^N B_j \sin(\omega_j k \Delta t + \varphi_j) \cos(\omega_j k \Delta t) \Delta t \\
&= \frac{B_j \Delta t}{T_j} \sum_{k=1}^N \sin(\omega_j k \Delta t + \varphi_j) \cos(\omega_j k \Delta t) \\
&= \frac{B_j \Delta t}{T_j} \left[\cos \varphi_j \sum_{k=1}^N \cos(\omega_j k \Delta t) \sin(\omega_j k \Delta t) + \sin \varphi_j \sum_{k=1}^N \cos^2(\omega_j k \Delta t) \right]
\end{aligned} \tag{3.12}$$

ただし、和をとる点数 N はガウス記号を用いた整数で式(3.13)に示す．

$$N = \left\lfloor \frac{2T_j}{\Delta t} \right\rfloor \tag{3.13}$$

和の点数 N が小数部を切り落としてしか得られないため、周期関数に対する完全な一周期にわたる定積分ではなくなり、この計算式では定積分の厳密な値は得られない．しかも、 $2T_j < \Delta t$ となるような高周波信号に対しては $N=0$ になってしまうという致命的な問題が生じる．

3.2.3 複数回掃引による周波数応答算出法の導出

サンプリング周波数を向上するために、サンプリング周期 Δt を十分小さくするのが本質的な解決法ではある。しかし、数値制御装置によるサーボ制御を実現するハードウェアが制約をもたらすため、制御周期としての Δt を極端には小さくできない。この制約の下で、十分高い周波数までの周波数応答を得る方法を提案する⁵⁴⁾。

出発点として、次のようにフーリエ係数の積分をつくる。

$$a_{j0} = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t dt \quad (3.14)$$

$$a_{j1} = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j - \frac{2\pi}{3\omega_j}}^{T_j - \frac{2\pi}{3\omega_j}} B_j \sin\left(\omega_j t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}\right) dt \quad (3.15)$$

$$a_{j2} = \frac{1}{T_j} \int_{-T_j + \frac{2\pi}{3\omega_j}}^{T_j + \frac{2\pi}{3\omega_j}} B_j \sin\left(\omega_j t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}\right) dt \quad (3.16)$$

ここで、被積分関数は周期関数であるため明らかに $a_{j0} = a_{j1} = a_{j2} = a_j$ であること、積分区間が変更できることの二点を利用して、3式(3.14)、(3.15)および(3.16)の和を考える。

$$\begin{aligned} 3a_j &= a_{j0} + a_{j1} + a_{j2} \\ &= \frac{1}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} B_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t dt \\ &\quad + \frac{1}{T_j} \int_{-T_j - \frac{2\pi}{3\omega_j}}^{T_j - \frac{2\pi}{3\omega_j}} B_j \sin\left(\omega_j t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}\right) dt \\ &\quad + \frac{1}{T_j} \int_{-T_j + \frac{2\pi}{3\omega_j}}^{T_j + \frac{2\pi}{3\omega_j}} B_j \sin\left(\omega_j t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}\right) dt \\ &= \frac{B_j}{T_j} \int_{-T_j}^{T_j} \left[\sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt \end{aligned} \quad (3.17)$$

したがって次式を得る。

$$\begin{aligned}
a_j = \frac{B_j}{3T_j} \int_{-T_j}^{T_j} & \left[\sin(\omega_j t + \varphi_j) \cos \omega_j t \right. \\
& + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
& \left. + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt
\end{aligned} \tag{3.18}$$

同様に、式(3.7)のフーリエ係数についても、以下の形で得ることができる。

$$\begin{aligned}
b_j = \frac{B_j}{3T_j} \int_{-T_j}^{T_j} & \left[\sin(\omega_j t + \varphi_j) \sin \omega_j t \right. \\
& + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
& \left. + \sin\left(\omega_j t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt
\end{aligned} \tag{3.19}$$

さて、式(3.18)の定積分を式(3.12)と同様の手続きで積和演算に置換える。

$$\begin{aligned}
a_j \simeq \frac{B_j}{3T_j} \sum_{k=1}^M & \left[\sin(\omega_j k \Delta t + \varphi_j) \cos(\omega_j k \Delta t) \right. \\
& + \sin\left(\omega_j k \Delta t + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
& \left. + \sin\left(\omega_j k \Delta t + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \Delta t
\end{aligned} \tag{3.20}$$

ただし以下の様に M をガウス記号を用いた整数で式(3.21)に表す。

$$M = \left\lfloor \frac{2mT_j}{\Delta t} \right\rfloor \tag{3.21}$$

ここで m は $2mT_j > \Delta t$ を満たす整数とし、 $T_j < \Delta t$ でもよい。このときは $M \geq 1$ とすることができる。式(3.20)において $\Sigma[\dots]$ 内を具体的に計算する。見やすさのために $\theta_{jk} = \omega_j k \Delta t$ とおくことにすれば、

$$\begin{aligned}
& \sin(\theta_{jk} + \varphi_j) \cos \theta_{jk} \\
& + \sin\left(\theta_{jk} + \varphi_j + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) \\
& + \sin\left(\theta_{jk} + \varphi_j - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
& = (\sin \theta_{jk} \cos \varphi_j + \cos \theta_{jk} \sin \varphi_j) \cos \theta_{jk}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\sin\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos \varphi_j + \cos\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) \sin \varphi_j \right] \cos\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) \\
& + \left[\sin\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos \varphi_j + \cos\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin \varphi_j \right] \cos\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
& = \sin \varphi_j \left[\underbrace{\cos^2 \theta_{jk} + \cos^2\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right)}_{3/2} \right] \\
& + \sin \varphi_j \left[\underbrace{\cos \theta_{jk} \sin \theta_{jk} + \cos\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_{jk} + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_{jk} - \frac{2\pi}{3}\right)}_0 \right] \\
& = \frac{3}{2} \sin \varphi_j
\end{aligned}$$

したがって k に関する項がなくなるため式(3.20)を書き換えて

$$a_j = \frac{B_j M \Delta t}{2T_j} \sin \varphi_j \quad (3.23)$$

ここで

$$m = \frac{M \Delta t}{2T_j} \quad (3.24)$$

であることに注意して、

$$a_j = m B_j \sin \varphi_j \quad (3.25)$$

同様に式(3.19)から

$$b_j = \frac{B_j}{3T_j} \sum_{k=1}^M \frac{3}{2} \cos \varphi_j \Delta t = \frac{B_j M \Delta t}{2T_j} \cos \varphi_j = m B_j \cos \varphi_j \quad (3.26)$$

以上から、式(3.14)以降の工夫によって積分計算の離散化に伴う計算誤差が解消でき、離散化前と同様の結果が厳密に得られる。この結果は $2T_j < \Delta t$ でも成り立つ。こうして得られる B_j と φ_j が求める周波数応答に相当する。

$$B_j = \frac{1}{m} \sqrt{a_j^2 + b_j^2} \quad (3.27)$$

$$\varphi_j = \tan^{-1} \frac{b_j}{a_j} \quad (3.28)$$

図 3.2 は上述の数式導出の図式である。この過程を測定法として実行するためのフローを図 3.3 に示す。この測定法を利用して共振モードを見つけ出し、電流ループ内に設けたノッチフィルタを適用し振動の影響を解消する。

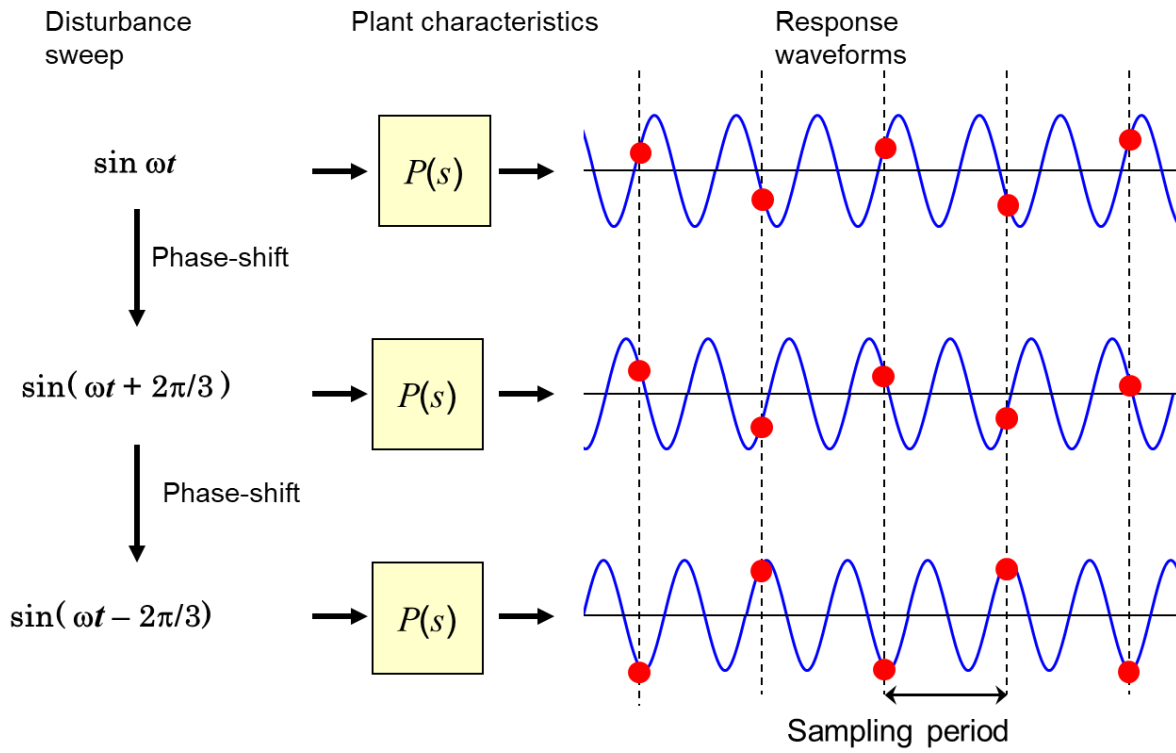


Figure 3.2 Schematic illustration of the proposed method to measure accurate frequency response

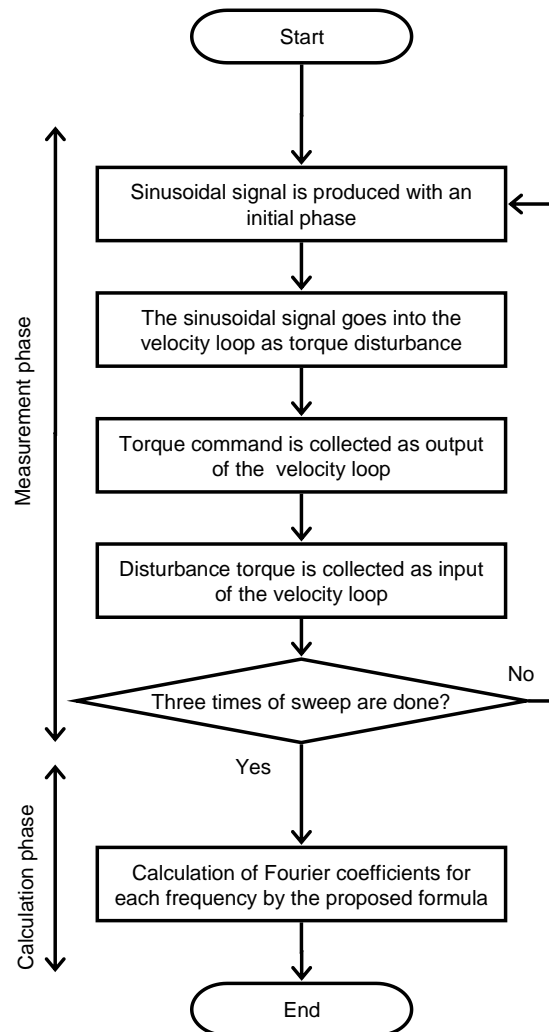


Figure 3.3 Flowchart to obtain accurate frequency response by proposed process

3.2.4 提案手法のエリアジング周波数に対する考察

本節では、測定のためにトルク指令に加える測定周波数の正弦波信号以外に外乱がないこと、また測定周波数を変更後に十分な時間を経過し定常状態になった時点から測定開始することを前提としている。この条件下で、提案する複数回掃引による周波数応答算出法では、従来の周波数掃引の場合に比べて計測可能な周波数が等価的に2倍になること、共振回避のために適用したフィルタの影響がエリアジング周波数側には周波数特性として現れないことを示す。

[計測可能な周波数が等価的に2倍になることの確認]

複数回掃引による周波数応答算出法を適用した場合の周波数 ω_p の正弦波応答 $y_p(t) =$

$B_p \sin(\omega_p t + \phi_p)$ に対する，周波数 ω_j のフーリエ級数 a_j は式(3.20)より式(3.29)で記述できる．

$$\begin{aligned}
 a_j = \frac{B_p}{3T_j} \sum_{k=1}^M & \left[\sin(\omega_p k \Delta t + \phi_p) \sin(\omega_j k \Delta t) \right. \\
 & + \sin\left(\omega_p k \Delta t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 & \left. + \sin\left(\omega_p k \Delta t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \Delta t
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

式(3.29)において $\Sigma[\dots]$ 内を三角関数の積和公式により式(3.30)になる．

$$\begin{aligned}
 & \sin(\omega_p k \Delta t + \phi_p) \cos(\omega_j k \Delta t) \\
 & + \sin\left(\omega_p k \Delta t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 & + \sin\left(\omega_p k \Delta t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_j k \Delta t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 = \frac{1}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p - \omega_j) + \phi_p) & + \frac{1}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p + \omega_j) + \phi_p) \\
 + \frac{1}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p - \omega_j) + \phi_p) & + \frac{1}{2} \sin\left(k \Delta t (\omega_p + \omega_j) + \phi_p + \frac{4\pi}{3}\right) \\
 + \frac{1}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p - \omega_j) + \phi_p) & + \frac{1}{2} \sin\left(k \Delta t (\omega_p + \omega_j) + \phi_p - \frac{4\pi}{3}\right) \\
 = \frac{3}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p - \omega_j) + \phi_p) &
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

すなわち，式(3.29)は式(3.31)となる．

$$a_j = \frac{B_p \Delta t}{3T_j} \sum_{k=1}^M \frac{3}{2} \sin(k \Delta t (\omega_p - \omega_j) + \phi_p) \tag{3.31}$$

$\omega_p = \omega_j + l\omega_s$ のとき， a_j は式(3.32)の値を持つ．

$$a_j = m B_j \sin \phi_j, \quad \omega_p = \omega_j + l \omega_s \tag{3.32}$$

ただし ω_s はサンプリング周波数で， l は整数である． $\omega_p \neq \omega_j + l\omega_s$ の場合， M がサンプル点数の整数倍の場合には $a_j = 0$ となる．なお， $\omega_p \neq \omega_j + l\omega_s$ の場合で M がサンプル点数の整数倍でなくとも，式(3.31)中の \sin 関数の和は有界であるため， $M \rightarrow \infty$ とすれば $a_j \rightarrow 0$ となる．また式(3.32)より，この測定法で折り返し雑音が発生するのは式(3.33)の関係が成立する場合である．

$$\omega_p = \omega_j + l \omega_s, \quad l \neq 0 \tag{3.33}$$

ω_p が折り返し雑音として ω_j の周波数に現れてくるのは低い順に $\omega_p = \omega_j + \omega_s, \omega_j + 2\omega_s, \dots$ であり，従って折り返し雑音が発生しない周波数 ω_p の条件は式(3.34)になる．

$$0 \leq \omega_p < \omega_s \quad (3.34)$$

一方、従来の周波数掃引ではフーリエ級数の項に $\sin(k\Delta t(\omega_p + \omega_j) + \phi_p)$ の項が存在するため、式(3.35)の関係が成立する場合に折り返し雑音が発生する。

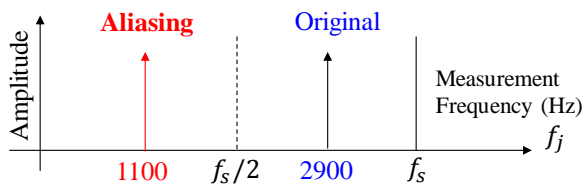
$$\omega_p + \omega_j = l\omega_s, \quad l \neq 0 \quad (3.35)$$

従って折り返し雑音が発生しない周波数 ω_p の条件は $l = 1$ の場合を考えると式(3.36)になる。

$$0 \leq \omega_p < \frac{\omega_s}{2} \quad (3.36)$$

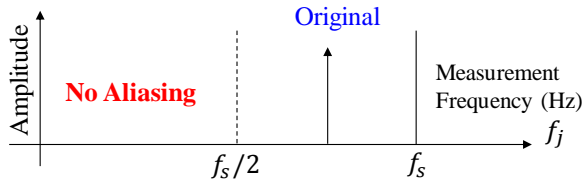
この状況を図 3.4 に示す。

(a) Conventional method



Aliasing frequency appears at $f_j = f_s - f_p = 4000 - 2900 = 1100$ (Hz)

(b) Proposed method



Only original frequency appears at $f_p = 2900$ (Hz)

Figure 3.4 Aliasing effect of conventional method (a) and proposed method (b), in case sampling frequency is $f_s=4000$ Hz, original signal frequency is 2900 Hz.

式(3.34)と式(3.36)から本章で提案する複数回掃引による周波数応答算出法を適用した場合、計測可能周波数はナイキスト周波数を超えて従来の2倍まで拡張できる。この拡張をサンプリング周波数の変更ではなく、サンプリング点間の情報を利用し実現した。但しサンプリング周波数を超える周波数成分の計測はできない。

[フィルタの影響がエイリアジング周波数側には周波数特性として現れないことの確認]

サーボ調整においては周波数応答算出により機械系の共振特性を計測し、共振回避のためにノッチフィルタを適用する。このフィルタの計測結果への影響も合わせて確認する。

図 3.5(a)はサンプリング周期 4 kHz、ノッチフィルタの中心周波数が 2900 Hz の場合の速度制御ループの周波数特性を示す。エイリアジング周波数である 1100 Hz にはフィルタの影響は現れて

いない。図 3.5(b)はサンプリング周期 4 kHz、ノッチフィルタの中心周波数が 1100 Hz の場合の速度制御ループの周波数特性を示す。エリアジング周波数である 2900 Hz にはフィルタの影響は現れていない。以上から、提案する方式ではフィルタの影響もフィルタのエリアジング周波数側には現れないことを実測で確認できた。

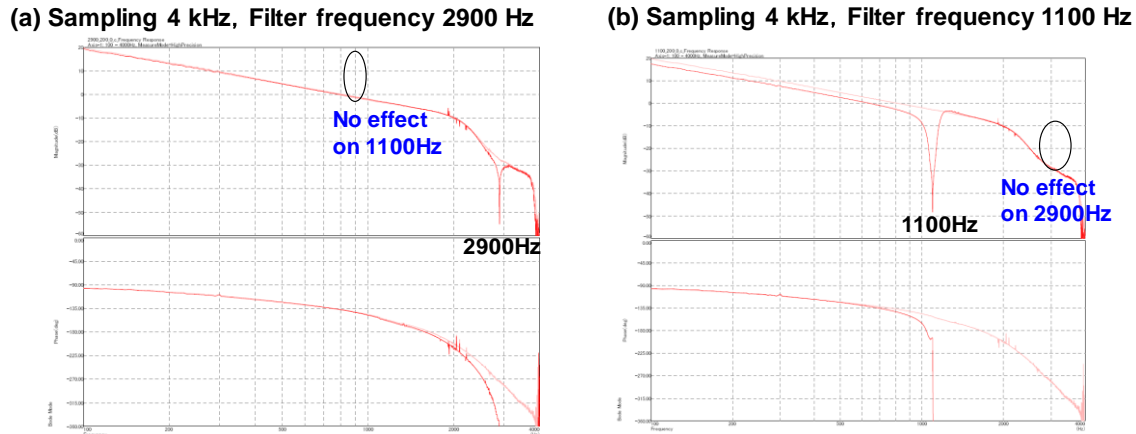


Figure 3.5 Check of turn-up noise of aliasing effect of frequency characteristic of proposed method

3.3 提案手法による速度ループ周波数応答測定を応用した小形工作機械の異音解消および連続軌跡制御の高精度化

3.3.1 実験装置の構成

実験装置として、工作機械に用いられる回転テーブルを使用する。その諸元を表 3.2 に示す。図 3.6 は装置本体および計測器の配置の外観を示している。駆動用 DD モータには FANUC AC SERVO MOTOR DiS 70/300-B、エンコーダは FANUC α iCZ センサ 1024A、駆動回路は FANUC AC SERVO AMPLIFIER α iSV40-B を採用し、NC 装置として FANUC Series 31i MODEL-B5 を用いている。対向軸受との間には支持部があり、プレート荷重 6 枚をねじで締結した多層積載構造を有する。

Table 3.2 Design specifications of an experimental setup

<i>Specifications</i>	<i>Value</i>	<i>Unit</i>
<i>Load mass</i>	131.2	kg
<i>Load inertia</i>	1.22	kg m ²
<i>Table diameter</i>	0.22	m
<i>Height</i>	0.46	m

<i>Width</i>	<i>0.92</i>	<i>m</i>
<i>Number of poles</i>	<i>32</i>	<i>-</i>
<i>Rotor inertia of motor</i>	<i>0.018</i>	<i>kg m²</i>
<i>Resistance (per phase)</i>	<i>2.94</i>	<i>ohm</i>
<i>Inductance (q axis)</i>	<i>14.8</i>	<i>mH</i>
<i>Input voltage</i>	<i>200</i>	<i>V</i>
<i>Rated current (rms)</i>	<i>4.3</i>	<i>A</i>
<i>Torque constant (rms)</i>	<i>9.1</i>	<i>Nm / A</i>
<i>Control cycle for velocity loop</i>	<i>250</i>	<i>μs</i>
<i>Control cycle for current loop</i>	<i>62.5</i>	<i>μs</i>
<i>Encoder resolution</i>	<i>3.6×10^6</i>	<i>pulse / rev</i>

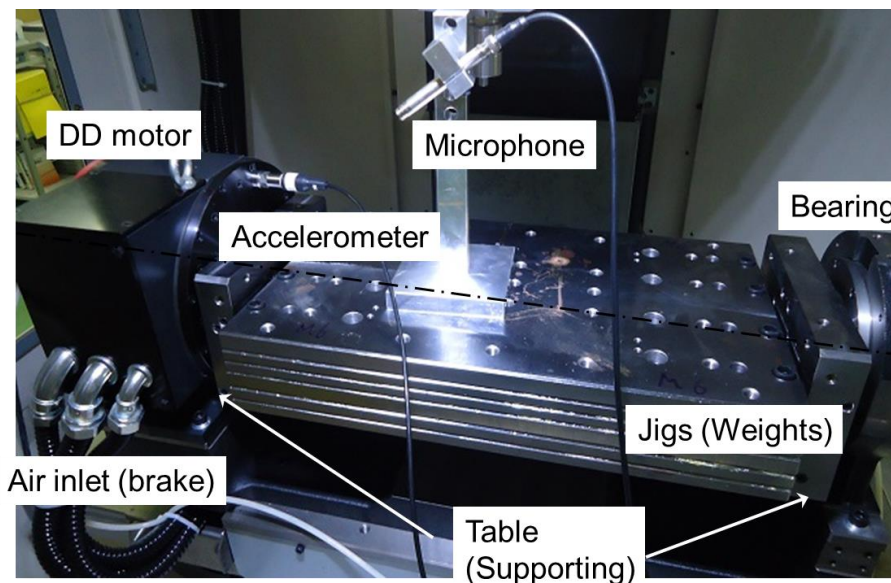


Figure 3.6 Experimental setup of the machine tool

3.3.2 回転テーブルの機械特性

この回転テーブルに対して、図 3.7 のようにハンマリング試験を行う。ハンマリング時は DD モータを励磁しない。DD モータとテーブル間の支持部をインパルスハンマで加振し、加速度センサで振動を測定する（機器はすべて小野測器製：加速度センサ NP-3331N20，インパルスハンマ 086M56A，ハンマ用アンプ 480M96A，AD コンバータ DS-3204。AD コンバ

ータ分解能 24 ビット，サンプリング周波数 10 kHz)．図 3.7 (a)はモータ正面の振動特性を調べる配置であり，このときの周波数応答を図 3.7(b)に示す．100 Hz から 1 kHz にかけて共振が複数あり，回転テーブルに積載した荷重プレートの影響が見られる．一方，図 3.7 (c)は支持部からモータ背面の振動特性を調べる配置である．このときの周波数応答を図 3.7 (d)に示す．1 kHz 以上の共振は，背面に加速度センサを配置した場合に顕著となっているため，これらは DD モータ自体に起因する機械特性を表している．とりわけ，図 3.7 (d)において 1 kHz に見られる共振は，DD モータに設置されているロータリエンコーダの機械特性を強く反映している．

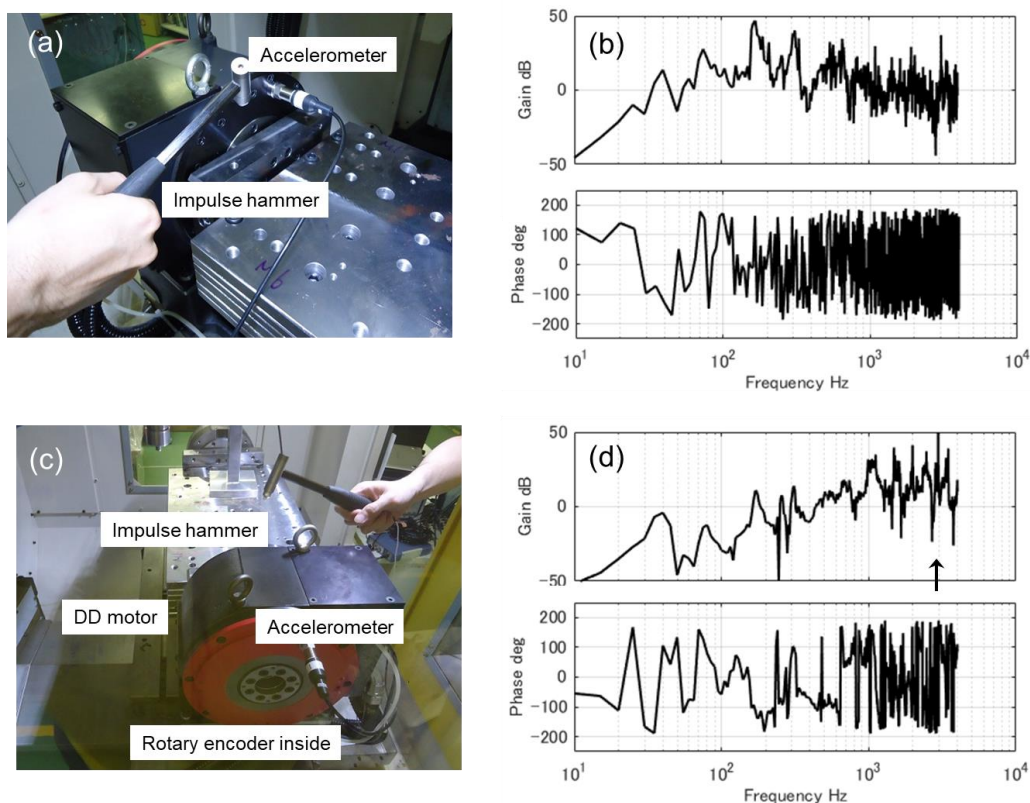


Figure 3.7 Hammering tests of the machine tool

(a) Setup with an accelerometer on the front side of the motor; (b) Measurement result of frequency response with the setup of (a); (c) Setup with an accelerometer on the back side of the motor; (d) Measurement result of frequency response with the setup of (c) The frequency range is 10 Hz to 4 kHz. An arrow in (d) indicates the resonance mode derived from the rotary encoder.

3.3.3 電流制御の広帯域化による異音

2 章で提案した電流制御ゲイン決定法を用い，この回転テーブルを駆動する DD モータの

制御パラメータを決定する．電流制御を広帯域化すると高い周波数の共振モードが顕在化し、様々な共振モードを励振して強い振動や異音を伴うと予想される．そこで、ここで決定した制御パラメータを適用して電流制御の広帯域化を施した状態で、速度ループの周波数掃引時に発生する音圧を測定する（機器：リオン製マイクロフォン UC-59，リオン製マイク用アンプ UN-14，ナショナルインスツルメンツ製 AD コンバータ PXIe-1073，AD コンバータ分解能 24 ビット，サンプリング周波数 20 kHz）．

掃引周波数は図 3.8(a)のように変化させ、そのときにマイクロフォンで測定した電圧値が図 3.8(b)である．図 3.8(c)は短時間フーリエ変換によるスペクトログラムである．図 3.8(c)中、斜め右上に向かっていく線は図 3.8(a)の掃引周波数に対応しており、モータから発する音波である．矢印で示している部分はモータ以外の部材から生じる音波、すなわち異音である．3 kHz の外乱印加に伴って異音の増大が始まるが、生じた異音は印加した 3 kHz ではなく、それよりも低い 2 kHz 程度までの広い周波数成分を含んでいる．

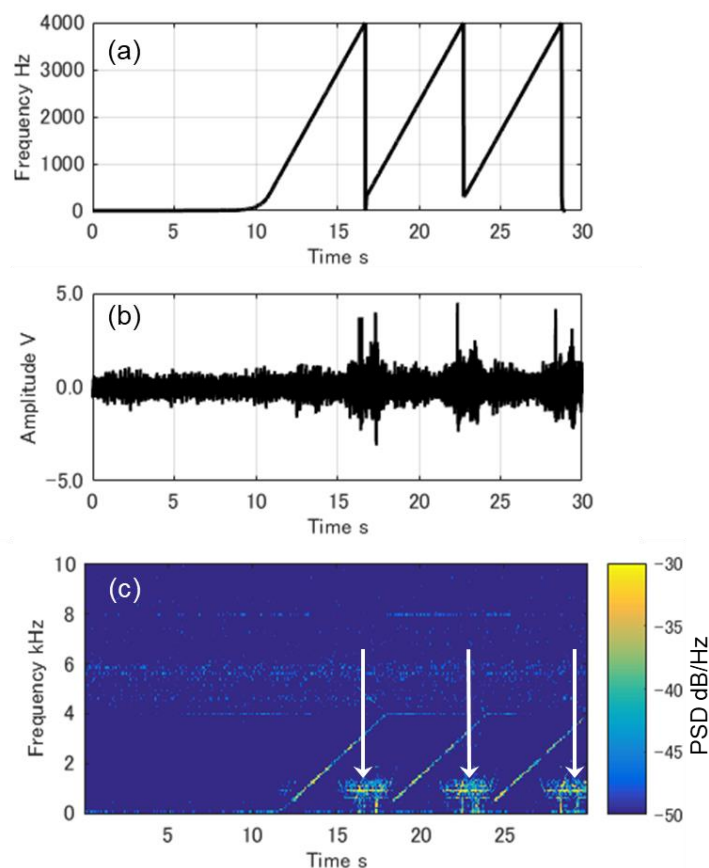


Figure 3.8 Acoustic measurement during sweeping before tuning of notch filters

(a) sweeping frequency, (b) time series of measured data, (c) spectrogram (Color bar shows power spectrum density. Arrows indicate noisy sound)

3.3.4 提案手法による速度ループの周波数応答の取得

速度制御をハイゲイン化し連続軌跡の高精度化を目指す際に、電流制御を広帯域化するだけでなく前節に示した異音の解消も要請される。そのために速度ループ内にノッチフィルタを設け、適切な周波数に適用しなければならない。図 3.7(d)からわかるように、この DD モータは 1 kHz に非常に強い共振を持っている。このため標準的に 1 kHz に半値幅 300 Hz のノッチフィルタを適用している。本章での課題はこの 1 kHz 以外の共振モードの解消である。

電流制御の広帯域化によって生じる異音を解消するためには、フィードバック制御が働いた状態で周波数特性を取得し、その中から共振モードの周波数を正確に知る必要がある。速度ループの制御周期 250 μ s に対するナイキスト周波数は 2 kHz であるため、従来手法によって測定した速度ループの周波数応答である図 3.9(a)は、2 kHz までの範囲でしか測定の正確さが保証されない。見かけ上はハンマリング試験の結果同様に 3~4 kHz に共振があるが、原理的に確からしく検出される共振ではない。一方で、図 3.9(b)は提案手法を用いて測定した速度ループの周波数応答である。周波数掃引パターンは図 3.8(a)と同一である。速度ループのナイキスト周波数である 2 kHz 以降の測定精度も向上し、共振が 3.3 kHz にあることが明確である。

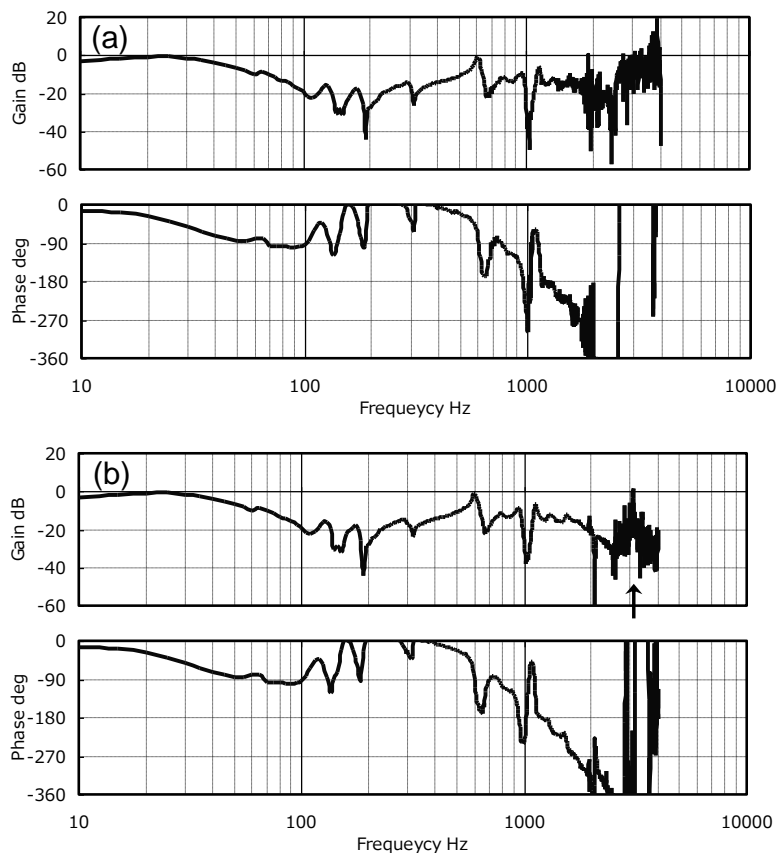


Figure 3.9 Frequency responses of the velocity loop before tuning of notch filters measured by (a) conventional method and (b) proposed method An arrow in (b) indicates the resonance mode at 3.3 kHz

提案手法はフィードバック制御が働いた状態で速度ループの周波数掃引を行うので、ハンマリング試験に比べて、制御においてより特徴的な共振ピークを鮮明化している。

以上の結果から提案手法によって高周波域までの共振モードを正確に得られること、フィードバック制御が働いた状態で簡便に測定が実施できるという利点の実証された。

3.3.5 ノッチフィルタの調整による異音の解消

電流制御の広帯域化を活用して位置および速度制御のハイゲイン化を実現しようとする場合に、それを阻害する要因としての異音が発生する。この異音の原因が電流制御の広帯域化のために顕在化した高周波共振によって結果的に励振される複数の共振モードであると予想すると、その引き金となっている高周波共振を解消すれば、全ての共振モードの影響を解消して異音を抑制できると期待できる。

そこで、提案手法による周波数応答の測定結果である図 3.9(b)をもとにして、電流ループに設けたノッチフィルタを適用する。すでに適用済みの 1 kHz (半値幅 300 Hz) に加えて、600 Hz (半値幅 100 Hz) および 3.3 kHz (半値幅 600 Hz) にもノッチフィルタを適用する。図 3.10(a)は、ノッチフィルタ適用後に従来手法で得られた速度ループの周波数応答である。600 Hz のノッチフィルタについては効果を確認できるが、3.3 kHz のフィルタについてはナイキスト周波数を上回る周波数領域のため効果を確認できない。一方、図 3.10(b)はノッチフィルタ適用後に提案手法で得られた周波数応答である。600 Hz と 3.3 kHz の共振モードが解消されたことが明確にわかる。

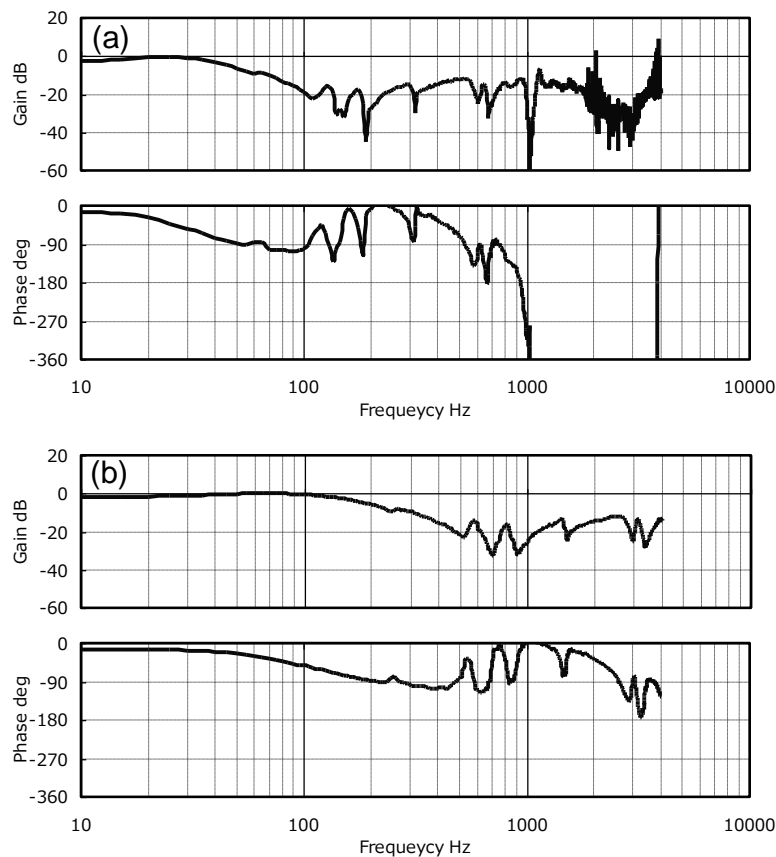


Figure 3.10 Frequency responses of the velocity loop after tuning of notch filters measured by (a) conventional method and (b) proposed method

この調整の下でマイクロフォンによる音響計測を実施する．10 Hz から 4 kHz まで掃引したときの音響計測の結果を図 3.11(a)に示す．フィルタが適用されていない状態での計測である図 3.8(b)に見られるような音圧の増大は生じていない．図 3.11 (b)に示すスペクトログラムにおいても，掃引周波数以外の成分は認められない．この結果は，異音の原因が高周波共振によって励振された各共振モードであるという予想が正しかったことも裏付ける．提案手法による周波数応答計測による共振モードの特定によりノッチフィルタが的確に適用可能となり，電流制御の広帯域化と異音の解消の両立が可能であることを示した．

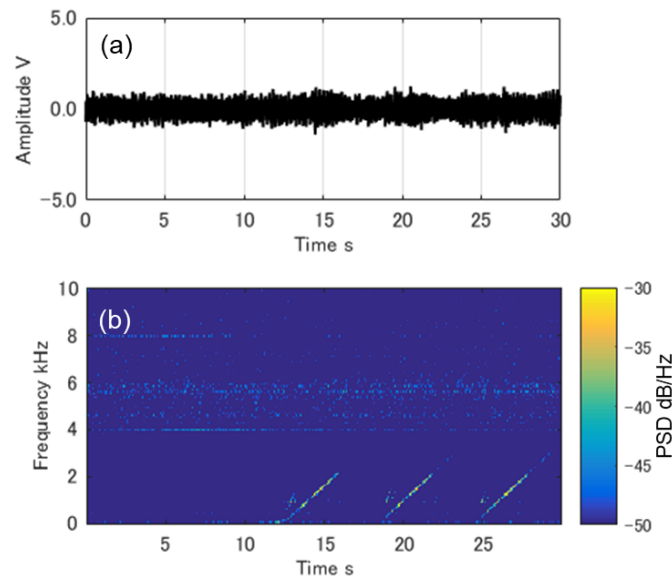


Figure 3.11 Acoustic measurement during sweeping after tuning of notch filters (a) raw time series, (b) spectrogram (Color bar shows power spectrum density. No noisy sound is shown.)

3.3.6 連続軌跡制御の高精度化

5軸加工機での仕上げ加工を想定した条件として、 0.3 min^{-1} で回転テーブルを回転させたときの軌跡誤差を測定する。積載荷重は 131 kg である。図 3.12(a)は、フィルタ調整ができていない状態でのハイゲイン化限界である位置ゲイン 50 s^{-1} での測定結果である。位置および速度制御のゲインは異音を生じない程度のハイゲイン化に留まっている。このため、積載荷重と脈動振動によって包絡線としての回転むらが生じている。回転むらの幅はピーク値として 0.0024 deg である。

一方、フィルタ調整ができて課題となっていた広範囲の周波数成分を含む異音を解消し従来のハイゲイン化限界を突破して更にハイゲイン化した位置ゲイン 100 s^{-1} の条件での測定結果が図 3.12(b)である。図 3.12(a)の包絡線を完全に解消し、回転むらの幅がピーク値として 0.0013 deg にまで低減できている。以上の実機での検証により、NC 工作機械のダイレクトドライブ駆動の送り軸の共振回避において提案手法が有効であること、その結果、高精度化に寄与できることを実験的に示した。

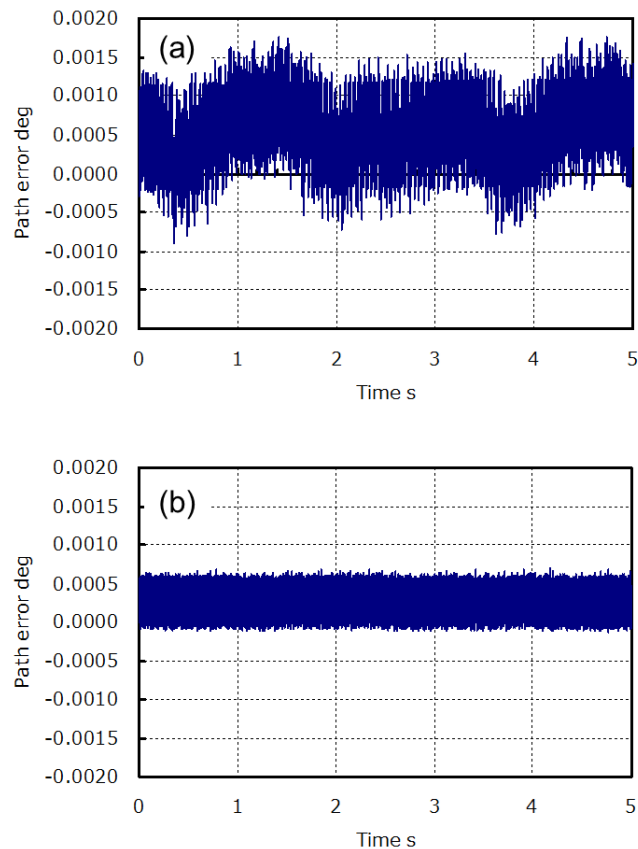


Figure 3.12 Measurement results of continuous path control at the feedrate of 0.3 min^{-1} (a) with position gain of 50 s^{-1} and velocity gain of 1200 a.u. , (b) with position gain of 100 s^{-1} and velocity gain of 14000 a.u.

3.4 まとめ

本章では NC 工作機械の送り軸において特に高精度の実現目的で採用されるダイレクトドライブにおいて、制御ナイキスト周波数を超える機械共振を正確に計測しノッチフィルタで回避する手法を提案した。

- 最初に以下を示した。ダイレクトドライブ駆動系において、コギングトルクやトルクリップルによって生じる回転むらは主要な誤差要因であり、ハイゲイン化による外乱抑圧性向上が有効であるが、電流制御の高応答化によって速度制御周期に規定されるナイキスト周波数を超える周波数に存在する機械共振をも励振してしまうおそれがある。このため、安定にハイゲイン化を実現するためには、速度制御ループの内部においてナイキスト周波数を超えて周波数応答を測定し、ノッ

チフィルタによって共振の影響を除去する必要性を示した。

- 従来の掃引法ではナイキスト周波数を超えた周波数応答を正確に取得することは困難であるが、本章では信号を位相シフトして複数回掃引を行う手法を新たに導出し、その実現方法を示した。
- 実際に小形の NC 工作機械に搭載されたダイレクトドライブの回転テーブル駆動系において、4 kHz のサンプリング周波数でナイキスト周波数を超えた 3.3kHz の高周波共振が特定できた。この共振に対して電流ループに設けた中心周波数が 3.3 kHz、半値幅が 600 Hz のノッチフィルタを用いて実際にその共振モードを解消し、ハイゲイン化時に顕在する異音も解消できることを示した。
- 従来は電流制御を広帯域化すると安定的に位置・速度ループに対してハイゲイン化が不可能だった回転テーブルにおいても、位置ゲインを 50 s^{-1} から 100 s^{-1} へとハイゲイン化できた。この結果、積載荷重 131 kg、回転速度 0.3 min^{-1} の運転条件において、連続軌跡精度である回転むらを、ピーク値幅として 0.0024 deg から 0.0013 deg へと低減した。以上の実験を通じて、提案する周波数応答の計測法の有用性と有効性を実証した。

本章の冒頭で述べた通り、本章ではオフラインによる調整を想定し加工とは無関係に測定を行う状況で検討を行ったが、機械やワークによっては共振周波数が変化し機械振動として顕在化するケースがあり、ワーク毎の再調整が必要になる。このため NC 装置内蔵の形で正確な周波数特性の計測と、計測結果に合わせたパラメータ調整手段の要請も強まっている。この場合、コントローラ自身が自動調整手段を持つことが望ましい。但し、機械稼働中のオンライン計測の場合には、本章で提案した信号を位相シフトして複数回掃引を行う手法の適用は難しく、サンプリング周波数そのものの高速化や、正弦波外乱の掃引に代えて、サーボ系の時系列のデータから共振周波数を直接求める方式等が必要になると考えられる。これらも含めて今後の課題として、オンライン調整の研究・開発を推進する。

4章 ボールねじの静特性に起因するロストモーションの補償による高精度軌跡制御法

4.1 はじめに

本章ではボールねじ駆動軸で発生する伝達機構の部材変形に対する補償方法を提案する。NC 工作機械の大部分の直線軸にはサーボモータとボールねじを直結した構成が採用されている。1 章にも記載した通り、軸移動方向反転時に段差上の軌跡誤差（ロストモーション）が現れて形状精度悪化の要因となっている。このロストモーションに関して、以下の従来研究が存在している。

機構系の非線形特性であるロストモーションを解決する方法は二つに大別できる。一方は計測器やフィードバックセンサを追加することで直接的に機械特性を計測してロストモーションを補償する方法である^{55),56)}。他方は前述のボールねじの機構的特性から出発したモデリングによって機械特性を考慮してロストモーションを補償する方法である^{33),34),55),57)}。

直接計測の立場では、ボールバー法や二次元光学格子を用いた精度計測から機械特性を取得する手法、そして加速度センサからのフィードバックによって機械特性を得ようとする手法とに分類できる。Sato and Nagaoka は、セミクローズドシステムにおいて、モータのエンコーダから取得する位置と加速度センサから取得する位置との差がロストモーションに相当するとみなし、正確な数値積分アルゴリズムによって計測加速度からテーブル荷重作用点の位置を計算することでロストモーションを補償しようと試みている⁵⁶⁾。これは実質的にフルクローズドシステムを加速度センサによって実現するものであり、厳しいリアルタイム性を要求する NC 工作機械の制御においては、フルクローズドシステムを構成して直接にテーブル位置の情報を取得するほうが好ましいため、実用上の応用範囲は狭いと考えられる。

モデリングの立場では、ボールねじ自身をモデル化する手法とロストモーションをモデル化する手法に分類できる。Holroyd et al.は有限要素法的なアプローチからボールねじを分布定数系へモデル化することを提案している⁵⁸⁾。ボールねじの固有振動数がナット位置によって変化するという性質を記述しようとする試みであるが、モデルが正確であることによって、NC 制御でのリアルタイムな計算には適当ではないと考える。そもそもロストモーションの補償という観点から見れば、ボールねじを精緻にモデル化するよりも、ロストモーションそ

のものをモデル化するほうが重要である。実際に杉江らが、ロストモーションを質点の振舞いとみなし、その動特性を非線形要素を含む 2 慣性モデルとして記述している⁵⁹⁾。しかし、このモデルにおける特性値をすべて系統的に決める方法が存在しないため、汎用的に応用するのは困難であると考えられる。杉江らはさらに、ボールねじの剛性がテーブル位置によって変動するために、ロストモーションもテーブル位置によって変化することも報告している⁶⁰⁾。テーブル位置がロストモーションに及ぼす影響を解決しようとした実用的にも興味深い試みであるが実験検証では、ばね特性を単一の定数として表すに留まり、位置によるロストモーションの変動を解消しきれてはいない。残念ながら円弧補間時の送り速度の変動に対する適用範囲についても言及していない。

直接計測とモデリング手法とを比較する場合には、計測センサの耐久性も考慮すべきである。NC 工作機械の切削加工においては、センサが長時間化学的に攻撃性の高いクーラントに曝露されるので、フィードバック用の加速度センサを付加して制御系を構成するのではなく、制御系の内部にロストモーションのモデルを持たせた制御系を構成してロストモーションの補償を行うのが望ましい。

これらの従来研究を踏まえて本章では、テーブル駆動系に現れるロストモーションの実用的なモデルを考案し、モデルパラメータの簡便な決定法および、これを用いたロストモーション補償法を提案する。提案した手法によってモータから加工点までのばね要素の長さ、テーブル駆動系の移動速度、テーブル積載重量の変化に伴う摩擦の変動などの要因に影響されずにロストモーションが正確に補償できることを検証した。

4.2 節でボールねじを用いたテーブル駆動系において、ボールねじの見かけの剛性がテーブル位置によって変化するロストモーションの性質を明らかにする。4.3 節でボールねじのロストモーションを記述するモデルを示し、このモデルの同定法および補償法を提案する。4.4 節で提案手法の有効性を実験装置によって検証し、大形工作機械への適用によって汎用性を確認する。

4.2 ロストモーションの性質

4.2.1 実験装置

工作機械の運転においてロストモーションがもたらす顕著な問題は、図 4.1 に示す円弧動作の象限切替時の段差の発生である。本章では、図 4.2(a)の構造をもつ駆動機構にてセミク

ロードシステムの位置制御系を構成した装置を用いて実験を行う。実験装置の設計諸元を表 4.1 に示す。この実験装置における XY 平面内の円弧動作を計測・考察の対象とする。

図 4.2(b)に示すように本装置では X, Y 方向の自由度があるため、円弧補間時の XY 平面におけるロストモーションを調べることができる。案内面は転がり案内を採用し、静摩擦と動摩擦との差を小さくして精度を向上している。駆動用サーボモータには FANUC AC SERVO MOTOR α iS8/4000-B, その駆動回路は FANUC AC SERVO AMPLIFIER α iSV80-B を採用している。NC 装置として FANUC Series 31i MODEL-B を用い、その位置制御の計算周期は 1 ms である。ボールねじとサーボモータはカップリングで直結されている。搭載した主軸ユニットそのものは動作させないが、後述のボールバーの支持に用いる。

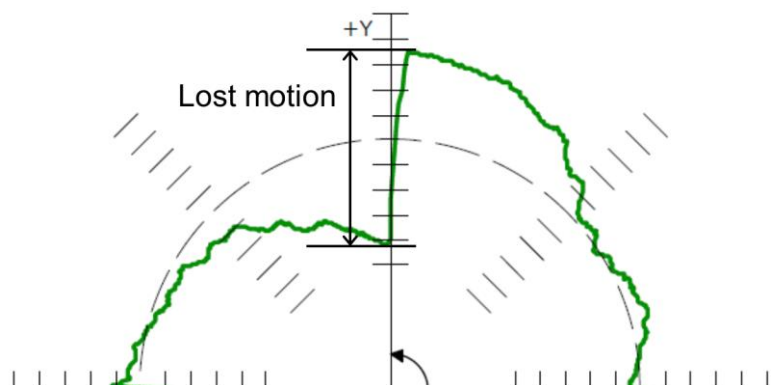
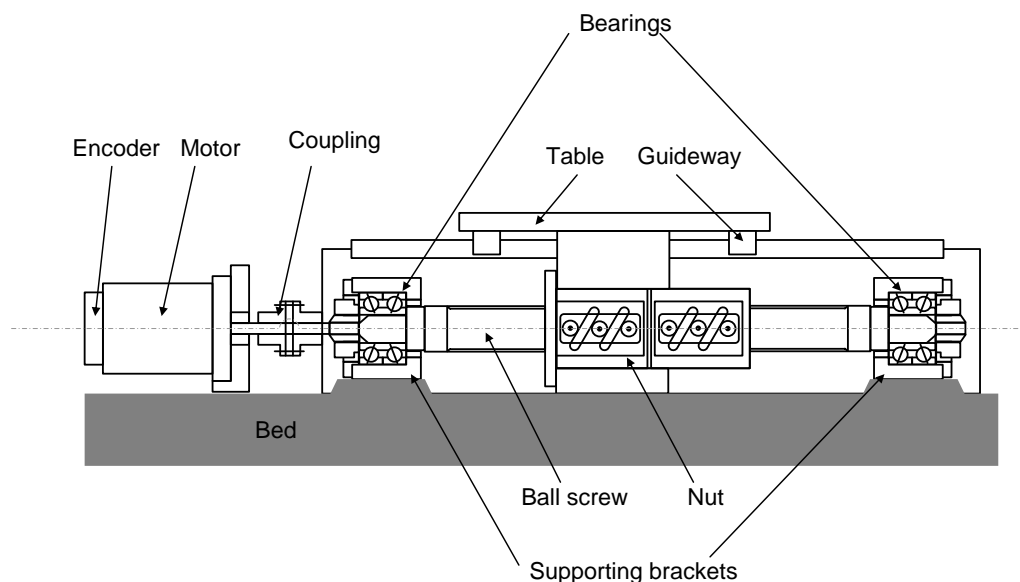


Figure 4.1 Illustration of the lost motion in circular interpolation

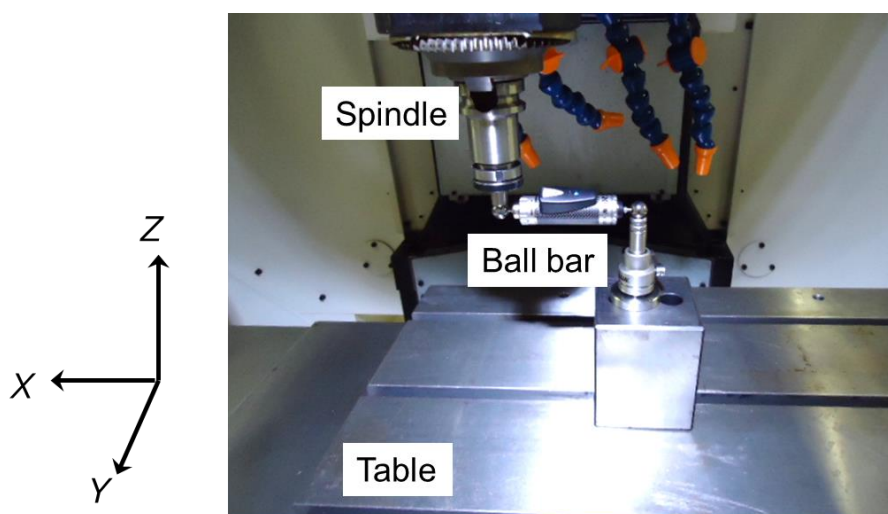
Table 4.1 Design specifications of the experimental machine

Specifications	Value	Unit
Guideway	Rolling	
Table mass	280	kg
Length of ball screw (X axis)	0.780	m
Length of ball screw (Y axis)	1.045	m
Outer radius of ball screw	0.025	m
Screw read	0.012	m/rev
Axial stiffness of nut	2.1×10^5	N/m
Axial stiffness of ball screw	1.07×10^8	N/m
Torsional stiffness of ball screw	2.47×10^3	N m/rad
Inertia of ball screw	1.18×10^{-5}	kg m ²

Rotor inertia of motor	1.17×10^{-3}	kg m ²
Maximum torque of motor	32	N m



(a) Schematic structure of the table drive system with a ball screw



(b) Setup of ball-bar measurement

Figure 4.2 Experimental setup The specification is shown by Table 4.1.

4.2.2 ロストモーシヨンの測定

図 4.2(a)に構成したテーブル駆動系のロストモーシヨンを測定するため、図 4.2(b)に示すボールバー測定を実施した。ボールバーには専用の校正器による校正を実施した Renishaw

QC-20W を使用した。送り速度を 3000 mm/min に固定し、Y 軸において駆動モータとボールねじとのカップリング中心からテーブル荷重作用点までの距離（図 4.3 中の x ）を変更する。X 軸方向についてはストロークの中心に位置させる。すなわち X 軸方向には固定した状態で、Y 軸方向に対してカップリングからテーブルまでの間のボールねじのねじ部分の長さを変更する。ボールねじ長さの条件を変更しながら、円弧補間動作に対するボールバー測定を実施した。Y 軸を用いるのは X 軸よりもボールねじ本体が長く、機構部品の影響がより顕著に現れると期待されるためである。得られた測定結果を図 4.4(a)に示す。また、テーブル荷重作用点を一点に指定してその点を中心とした円弧補間動作を行い、送り速度を変更した場合のロストモーションは図 4.4(b)のように得られた。

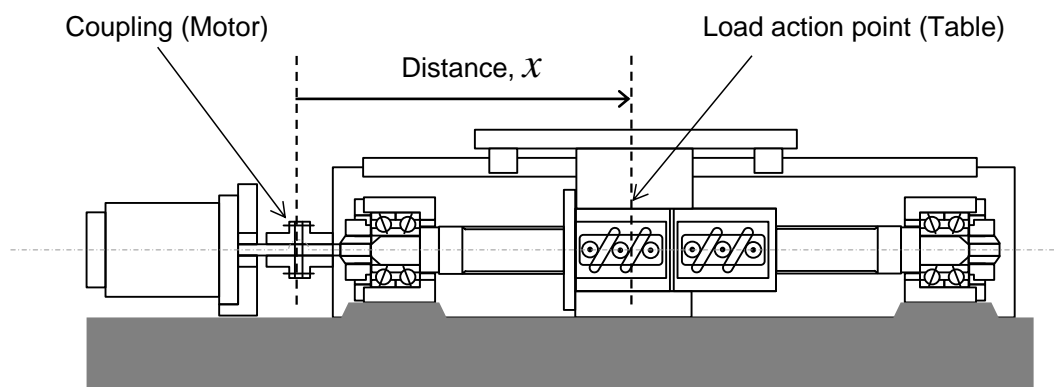
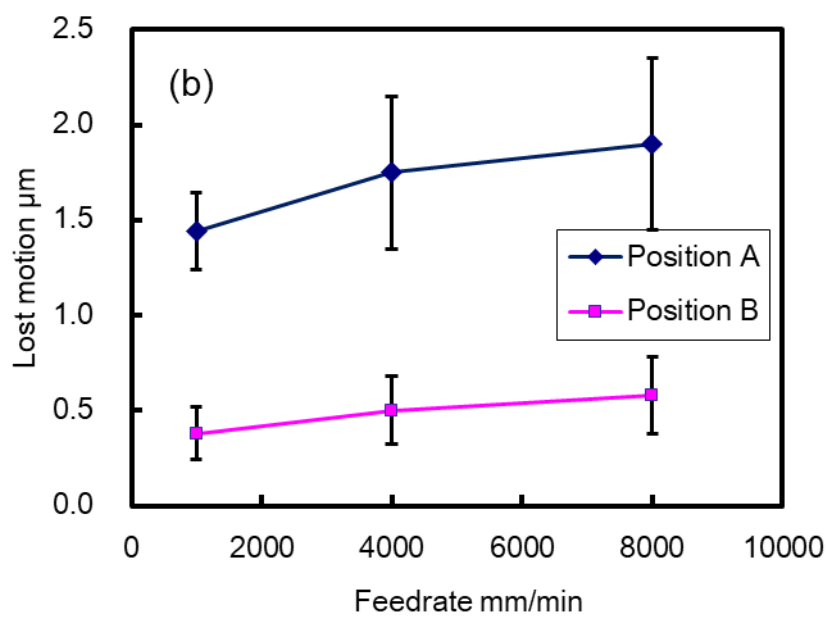
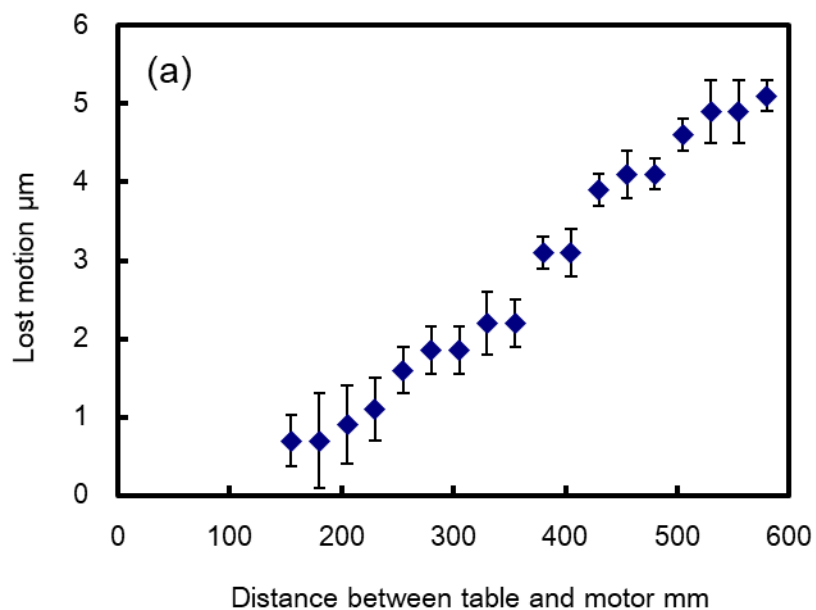


Figure 4.3 Varying elastic element in the feed drive system



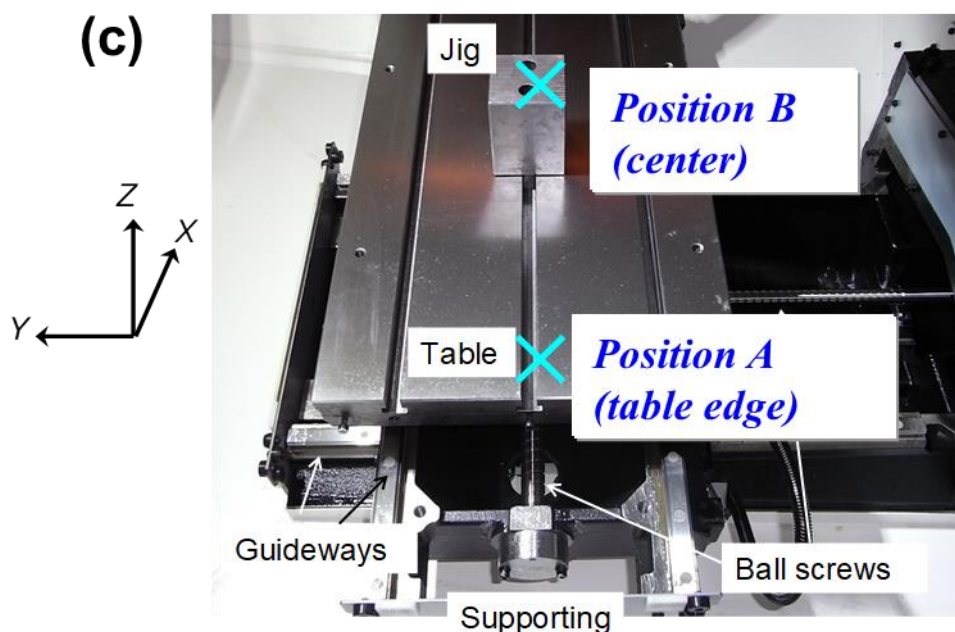


Figure 4.4 Characteristics of table drive systems with ball screws. Error bars represent the standard deviations. (a) Relationship between lost motion and position of the table in the circular interpolation of 100 mm of radius at the feed rate of 3000 mm/min, (b) Relationship between lost motion and feed rate at two different points. Position A is the furthest edge from motor of X axis . Position B is the center as show in (c).

4.2.3 ロストモーシヨンの性質に対する考察

図 4.4(a)は、ロストモーシヨンの荷重作用点位置によって変動することを示している。その現れ方は弾性変形特性に類似している。ロストモーシヨンのボールねじのばね要素の伸縮による力が発生すると仮定すると、荷重作用点がモータから遠くなり、ばね要素が長くなるほどロストモーシヨンの大きくなると予想される。この際、見かけのばね定数が荷重作用点位置によって変化しているとみなすことができる。

図 4.4(b)は、テーブル移動速度の増大に伴ってロストモーシヨンの増大を示している。運転速度の変動は、ボールねじに作用する実効的なトルクに反映されると考えられ、テーブル上の積載荷重の変動も同様の効果を持つ。このトルクは弾性変形を発生させる力を反映したものである。図 4.4(b)において、速度変動の影響がストローク端部で著しく現れていることは、見かけのばね定数がストローク中央に比べて大きくなっていることを裏付けている。

但し、ロストモーシヨンの性質は定性的に解釈できるものの、材料力学的に正確に求めることが困難という課題がある。以下でこれを議論する。

図 4.4(a)では、荷重作用点が 100 mm ずれるとロストモーシヨンが約 1 μm 増えている。モータの出力トルク変化は荷重作用点によらず 0.6 Nm だった。出力トルク一定の下で、荷重作用点がモータから離れるにつれてロストモーシヨンが線形的に増えることは、モータ・荷重作用点間距離に応じてばね定数が線形に変化していることを意味しており、

$$(\text{ロストモーシヨン}) = (\text{見かけのばね定数}) \times (\text{荷重作用点間距離}) \times (\text{トルク変動})$$

の関係があると予想される。図 4.4(a)では、見かけのばね定数は 17 $\mu\text{m}/(\text{Nm m})$ と見積もれる。

一方、材料力学の観点からは、ボールねじのロストモーシヨンを円柱材料の変形として扱えるとして、以下の式(4.1)を考える。

$$\Delta x = A \Delta T \tag{4.1}$$

円柱の軸方向剛性は以下で定義される

$$K_1 = \frac{\pi G_{el} d_r^4}{32 \ell} \tag{4.2}$$

G_{el} はボールねじの横弾性係数、 d_r は谷径である。 ℓ は支持点間距離である。これを式(4.1)中の見かけのばね定数 A に換算するには、ボールねじのリード p_x を用いればよい。

$$A = \frac{1}{K_1} \frac{p_x}{2\pi} \tag{4.3}$$

実験に基づくと、支持点間距離 ℓ は、モータ・荷重作用点間距離 x に置き換えることができる。そこで適当な変換関係として $x = m\ell$ とおくと、以下の式(4.4)を得る。

$$A = \frac{32x}{m\pi G_{el} d_r^4} \frac{p_x}{2\pi} = \frac{16p_x}{m\pi^2 G_{el} d_r^4} x \tag{4.4}$$

実験装置のボールねじについては $G_{el} = 79 \text{ GPa}$, $E = 206 \text{ GPa}$, $d_r = 20 \text{ mm}$, $p_x = 12 \text{ mm/rev}$ である。具体的に計算すると $x [\text{m}]$ に対して $A = (1.54/m) x [\mu\text{m}/(\text{N m})]$ であり、見かけのばね定数は $1.54/m [\mu\text{m}/(\text{Nm m})]$ となる。図 4.4(a)から求めた結果 17 $\mu\text{m}/(\text{Nm m})$ と等しいとおくと、 $1.54/m = 17$ より $m = 0.09$ となる。材料力学の公式通りの部材変形であればロストモーシヨンは 1/10 以下しか生じないが、実際の工作機械送り軸においては、ずっと大きなロストモーシヨンが生じている。

上記の通り、材料力学的な計算と実際の工作機械でのロストモーシヨンは図 4.4 の機械では一致しなかった。また同程度のボールねじ系であってもロストモーシヨンの位置依存性には大きな違いが出る実測結果も得られている。このため本章では、ロストモーシヨンが式(4.1)の形で結果的に現れるとして、そのパラメータを実測値に基づいて同定する手法で取り扱う。

4.3 ロストモーションのモデル化と補償法の提案

4.3.1 従来型補償法

従来型のロストモーション補償法はボールねじとナットとの間にある間隙によって生じるバックラッシュを想定した位置補償である。テーブル位置の動作方向が反転するときモータ回転角も反転するが、バックラッシュがある場合はモータの回転がバックラッシュ内ではテーブル駆動に結びつかないためロストモーションを生じる⁶¹⁾。

バックラッシュによる軌跡誤差を除去するため、実際のテーブル位置が所望の位置指令と一致するようにする手法が、以下の式(4.5)で示す従来型補償法である⁶²⁾。ここで ω_m はモータ回転速度、 x_{bl} はバックラッシュを表す。

$$x_{c,conv} = \begin{cases} +x_{bl}/2, & \omega_m \geq 0 \\ 0, & \omega_m = 0 \\ -x_{bl}/2, & \omega_m < 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

駆動系の移動方向が逆転したときに、バックラッシュの大きさはそのまま符号のみを反転させるため、ステップ状にロストモーション補償を行うことになる。

4.3.2 玉食込みによるエネルギー損失の仮定

図 4.2(a)と同様の構造をもつテーブル駆動系においては、ボールねじのナットに与圧を掛けているために隙間が存在せず、バックラッシュはロストモーションの要因とは考えにくい。

4.2.1 項の議論から出発すれば、ロストモーションの原因はボールねじ自身のばね要素の摩擦による弾性変形と考えるべきである。

ボールねじの反転動作時には、ナット中の玉が加重作用線に対して直角に食込む現象が起こる^{36),37)}。ナットにおいて玉食込み現象が起こる場合、ボールの周囲との接触面積が変化することによって転がり摩擦が変動する。反転直前時に転がり摩擦が増大すると、加重作用点に弾性エネルギーが蓄えられる。反転直後から玉食込みが緩和されると、転がり摩擦が減少し、加重作用点の弾性エネルギーが解放される。換言すれば、玉食込み現象は弾性エネルギーの損失である。玉食込みは漸時的に発生するため、加重作用点における弾性エネルギー変動も漸増的に起こることが説明できる。従って、この玉食込みに伴う弾性エネルギーの損失がロストモーションをもたらすと考える。サーボモータから加重作用点までの距離が大きくなるほど、反転動作時の玉食込みは顕著になることが期待される。この場合、玉食込みの見かけ上のばね要素は、モータから加重作用点までの距離によって決定されるべきである。

4.3.3 反転動作時のロストモーションのモデル化

玉食込みに伴うばね要素がモータから荷重作用点までの距離に相当し、そのばね要素によ

るエネルギー損失がモータから荷重作用点までの距離によって変動すると仮定する．すなわち玉食込みのばね定数が，図 4.3 中の長さ x に比例すると考えることにする．この場合に，反転の瞬間での荷重作用点の弾性エネルギーから出発して，ロストモーシヨンの発生をマクロに考えることができる．反転動作時の荷重作用点の弾性エネルギー $E_{\text{rev}}(x)$ は次の式(4.6)で与えられる．

$$E_{\text{rev}}(x) = \frac{1}{2}K_t x^2 - \frac{1}{2}(K_g x)x^2 = \frac{1}{2}K_t x^2 - \frac{1}{2}K_g x^3 \quad (4.6)$$

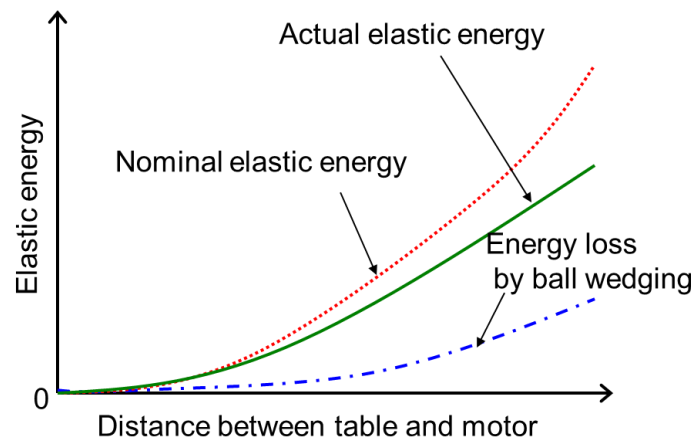


Figure 4.5 Schematic energy diagram at a reversal motion of the proposed model of the lost motion

式(4.6)の第一項はボールねじのマクロなばね要素 K_t の弾性エネルギーである．第二項は玉食込みのばね要素 $K_g x$ に伴うエネルギー損失を表す．材料力学的にボールねじのノミナルなばね定数 K_t は，玉食込みの見かけ上のばね定数 K_g よりも十分に大きく $K_t \gg K_g$ である．荷重作用点における反転時の弾性エネルギーに対して，図 4.5 に示すエネルギーの関係が成り立つ．マクロに見た場合，このエネルギーの減少分がロストモーシヨンを生じる．

弾性エネルギーから反転動作時に加重作用点に働く並進方向の力 F が式(4.7)で得られる．

$$F(x) = -\frac{dE_{\text{rev}}}{dx} = \frac{3}{2}K_g x^2 - K_t x \quad (4.7)$$

ボールねじによる回転並進変換の換算係数（ボールねじのリード） R によって，加重作用点に働く力 F をトルク T に式(4.8)で書き直すことができる．

$$T = RF = R\left(\frac{3}{2}K_g x^2 - K_t x\right) \quad (4.8)$$

加重作用点が微小変位する場合を考えるため，両辺を x について微分する．

$$\frac{dT}{dx} = R(3K_g x - K_t) \quad (4.9)$$

サーボモータで送り機構を反転する際のトルク変化に伴う加重作用点の変位は、近似的に式(4.10)となる。

$$\Delta x \simeq \frac{\Delta T}{R(3K_g x - K_t)} \quad (4.10)$$

式(4.10)をテイラー展開の1次までで近似する。 $K_t \gg K_g$ であることを用いれば最終的に式(4.11)が得られる。

$$\Delta x = \frac{\Delta T}{RK_t} \frac{1}{1 - \frac{3K_g}{K_t} x} \simeq -\frac{1}{R} \left(\frac{1}{K_t} + \frac{3K_g}{K_t} x \right) \Delta T \quad (4.11)$$

負号は、本来動くべき距離よりも短い距離しか動かないことを示す。すなわちロストモーシヨンであることを表す。式(4.11)で明らかのように、ボールねじ駆動系のロストモーシヨンは、トルク変動のみで決まる項と加重作用点までの距離も依存する項とに分離される。

4.3.4 ばね要素の計測法およびロストモーシヨンの補償法

ボールねじ駆動系が生じるロストモーシヨンは速度依存性および位置依存性を持つ。4.3.3項の議論ではそのロストモーシヨンの定量的なモデル化を行った。原理的には剛性 K_t, K_g が既知であれば、テーブル位置とトルク変動とに対応させてロストモーシヨンを予測することでその補償ができる。しかしながら工作機械に組み込まれたボールねじにおいて、玉食込み現象に伴うばね要素 K_g の直接計測は困難である。

この問題を解決するため一般化したばね要素の間接計測方法を提案する。式(4.11)から、反転動作に伴うロストモーシヨンの大きさを式(4.12)で表現する。

$$\Delta x = (A + Bx)\Delta T \quad (4.12)$$

物理的に A [m/(Nm)], B [(Nm)⁻¹]は、機械系のコンプライアンス、すなわちばね定数の逆数である。座標1に対応するサーボモータから加重作用点までの距離、その反転動作に伴うトルク変化およびロストモーシヨンをそれぞれ $x_1, \Delta T_1, \Delta x_1$ とする。同様に座標2に対して $x_2, \Delta T_2, \Delta x_2$ とする。このとき式(4.12)によって、以下の関係式(4.13)を得る。

$$B = \frac{\Delta x_1 - \Delta x_2}{x_1 \Delta T_1 - x_2 \Delta T_2}, \quad A = \frac{\Delta x_1}{\Delta T_1} - Bx_1 \quad (4.13)$$

サーボモータから加重作用点までの距離はNC工作機械の場合はテーブル座標として得ることができる。ロストモーシヨンはボールバー法で計測することができ、トルクはサーボモータの制御系から得ることができる。すなわち式(4.13)のすべての要素は直接ないし間接的に計測することができて、ばね要素に相当する係数 A および B を一意に得ることができる。

ここまでの議論では、時間を陽に含まない形で式を導出したが、式(4.11)や(4.12)は反転動作の直前および直後での挙動であることに注意する。特定の制御周期をもつフィードバック制御系を実現する際には、離散制御系においてはトルク瞬時値 $T_m[i]$ 自体が制御周期時間内のトルク変化を表す。反転の瞬間においては、ばね要素の長さ x が一定と見なせるため、ロストモーション補償 $x_{c,prop}[i]$ は式(4.14)で与えることができる。

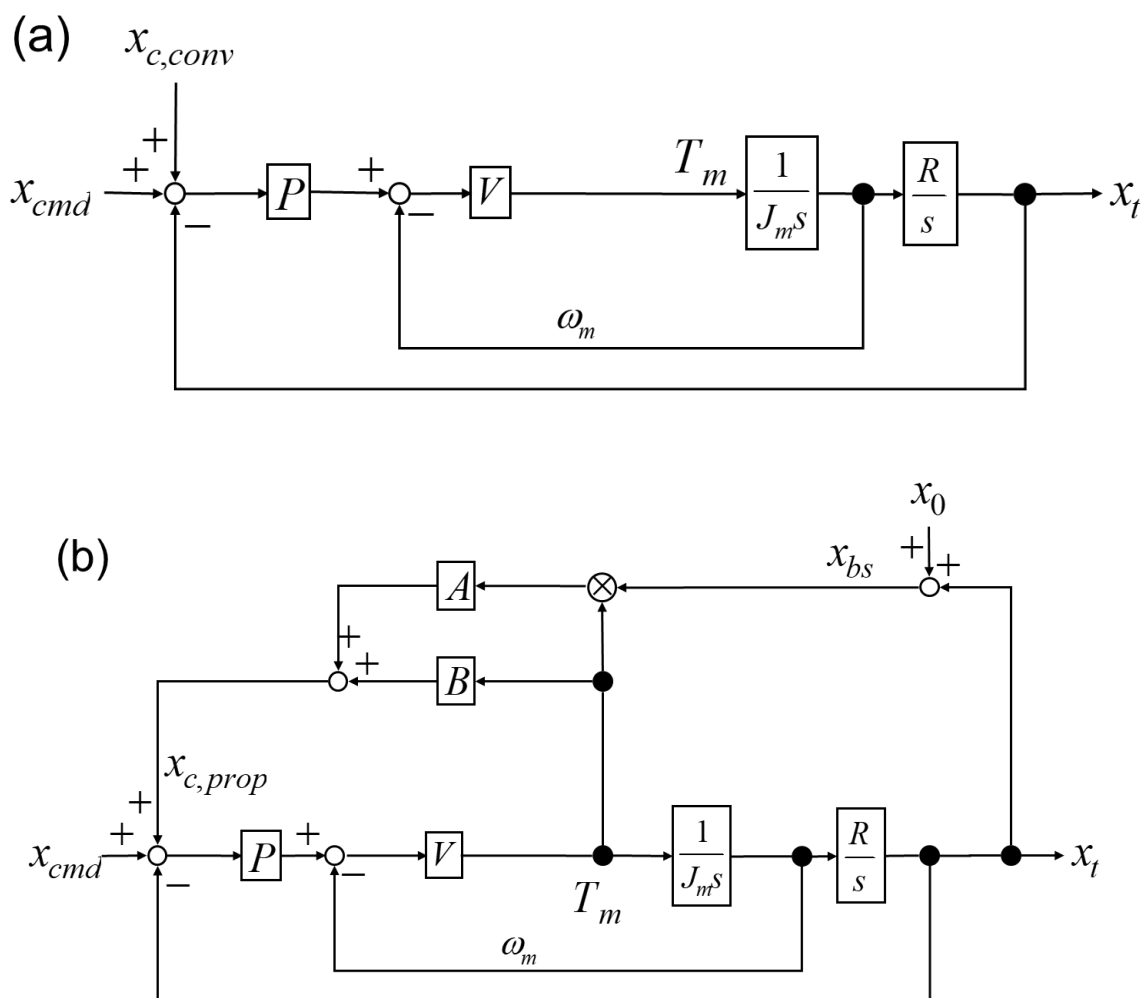
$$x_{c,prop}[i] = (A + Bx)T_m[i] \quad (4.14)$$

4.3.5 従来型補償法との差異

図 4.6(a)は式(4.5)で定義している従来型補償であり、図 4.6(b)は式(4.12)で定義している提案手法である。図 4.6(b)は係数決定方法および補償回路を模式的に表現したブロック線図であり、テーブル駆動系の運転中はロータリエンコーダからの位置情報しか用いていないセミクローズド構成であることに注意が必要である。図 4.6 で使用する記号の定義を表 4.2 に示す。従来型補償では予め測定したバックラッシュを与えておくことで反転時に位置の補償を行う。一方、提案する補償法では速度制御器から出力するトルク指令、およびテーブル位置にオフセットを加えて算出するばね要素長を用いて、式(4.12)の計算によって得られる弾性変形量で位置の補償を行う。計算量の観点から見た場合、単純な積和演算でありリアルタイムでの制御計算として実現が容易である。

Table 4.2 Nomenclature for the block diagrams

Symbol	Description	Unit
x_{cmd}	Position command	m
$x_{c, conv}$	Conventional compensation	Rad
$x_{c, prop}$	Proposed compensation	Rad
θ_m	Motor angle	Rad
x_t	Table position converted from motor angle	m
x_0	Length offset of ball screw	m
x_{bs}	Length of ball screw as spring	m
P	Position controller (P controller)	-
V	Velocity controller (PI controller)	-
J_m	Motor inertia	kg m ²
T_m	Motor torque	N m
R	Conversion coefficient from rotation to translation (screw read)	m/rad



(a) Conventional compensation method adds the position compensation to the position command to correct the true position of the table in a semi-closed system, (b) Proposed compensation method uses the feedback position to calculate the position compensation as elastic deformation of the lost motion, correcting true position of the table. This system consists of a semi-closed loop using only feedback from the rotary encoder.

Figure 4.6 Servo system with lost motion compensation. Symbol is defined in Table 4.2.

反転時にロストモーション補償を行う場合，図 4.6(a)の従来型の補償法では反転の瞬間に位置補償の極性切り換えを行う．これに対して提案する補償法ではモータトルクの極性が位置補償の極性にあたる．図 4.7 は半径 50 mm，送り速度 1000 mm/min での円弧補間を行ったときのテーブル位置とロストモーション補償の時系列表示である．図 4.7(a)はテーブルの X 軸方向の変位を表す．図 4.7(b)はその動作に伴う従来型補償を表し，駆動系の移動方向が反転する瞬間にロストモーション補償の極性が切り換わり，ステップ状に補償を行っている．

一方，提案手法による補償では，モータトルクの変化と同様の過渡的な位置補償を行い，図4.7(c)に示すように緩やかに極性が反転していることが確認できる．

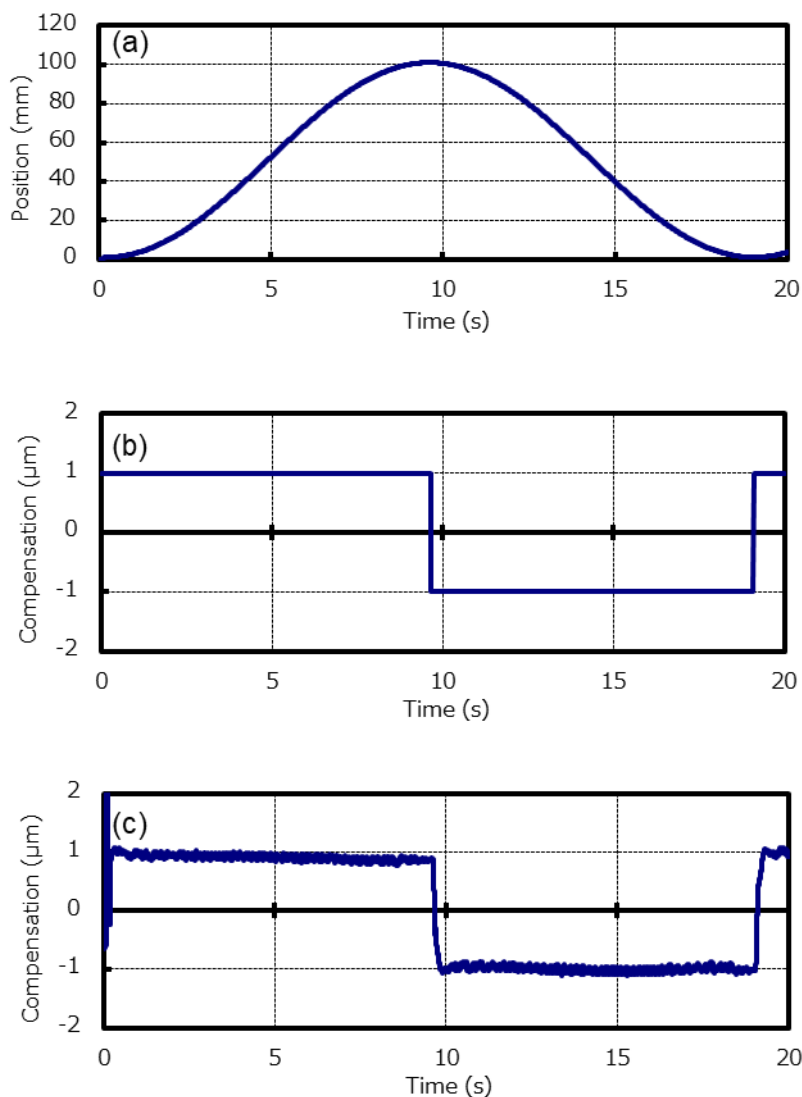


Figure 4.7 Time series graphs of position feedback and compensation waveforms while the circular interpolation of the radius of 50 mm at the feedrate of 1000 mm/min. (a) Position feedback, (b) Conventional compensation, (c) Proposed compensation

4.4 検証実験

4.4.1 従来型補償に付随する切込みの提案手法による解消

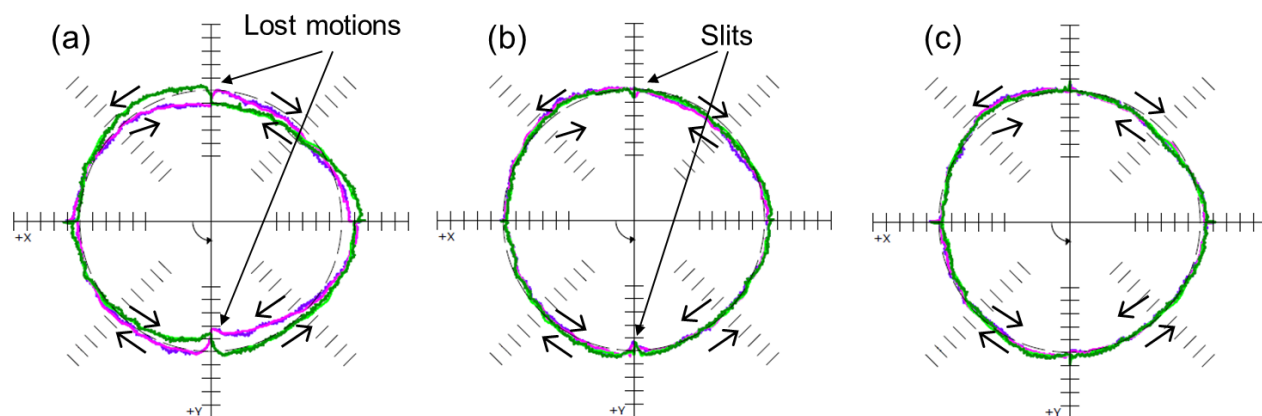
従来型補償は間隙を対象とした瞬間的なロストモーションを対象としている．ところが，

ボールねじの構造上の弾性変形に起因するロストモーションは、摺動抵抗の変化とナットの玉食込み現象によって、瞬間的ではなく漸時的に発生する。従って従来型補償をモータとボールねじの直結構造の駆動系に適用した場合、位置の補償がロストモーションの長さとしては一致しても、反転直後は過補償となる。結果的に反転動作時にはスティックモーションを引き起こし、円弧補間においては象限切替時に切込みを生じてしまう。これに対し、提案手法はモータトルクと同期した補償であり、言い換えればボールねじの弾性変形の発生・進行のタイミングに一致した補償である。このため、反転動作時にスティックモーションを引き起こすことなく、所望のロストモーションを解消することが期待できる。

提案手法の特性を確認するため、図 4.6(b)に示す制御系をソフトウェアとして実装して検証実験を行った。NC のサーボ制御を行うソフトウェアでの位置制御周期 1 ms で提案手法を実行することとした。4.2 節で紹介した実験装置において、円弧半径 100 mm, 送り速度 1000 mm/min での円弧補間動作に対してボールバー測定を実施した。図 4.8(a)は、ロストモーション補償を行わないときのボールバー測定の結果である。X 軸方向に $\Delta x = 1.1 \mu\text{m}$, Y 軸方向に $\Delta y = 2.6 \mu\text{m}$ のロストモーションを生じている。

従来型補償ではこのロストモーションを直接に補償量として与え、反転時に極性が反転する形で位置補償を行う。提案手法を用いるためには、式(4.12)の二つの係数を定める必要がある。ボールバー測定を実施したときの反転動作時のモータトルク変化 ΔT は X, Y 軸ともに 0.61 N m だった。位置や荷重などの影響を考えない限定的な条件においては式(4.12)において $B = 0$ としてよく、X 軸に対しては $A = 1.80 \mu\text{m}/(\text{N m})$, Y 軸に対しては $4.10 \mu\text{m}/(\text{N m})$ である。

従来型のロストモーション補償法と、本章にて提案するロストモーション補償とを円弧補間動作に適用した場合のボールバー測定の結果を図 4.8(b)および図 4.8(c)に示す。従来型補償では Y 軸において反転直後に補償が過剰となってしまう、切込みを生じてしまった。一方、提案手法を適用した場合は切込みが解消された。これは、従来型補償では位置補償のタイミングが弾性変形の過渡現象の進行に一致できないという問題があったのを、提案手法によって解消したことを示している。全体的な軌跡精度も真円度が $3.8 \mu\text{m}$ から $3.4 \mu\text{m}$ へと改善している。



(a) No compensation (7.1 μm), (b) Conventional compensation (3.8 μm), (c) Proposed compensation (3.4 μm)

Figure 4.8 Ball bar measurements of the test machine in the circular interpolation of the radius of 100 mm at the feedrate of 1000 mm/min. Error is shown with 2 $\mu\text{m}/\text{div}$. Values in parentheses indicate circularities. An arrow shows the direction of motion at a point along each circle.

4.4.2 運転条件に対するロバスト性の確認

ロストモーシヨンはテーブル駆動系の位置によって変化する。提案手法の特徴はテーブル位置、積載荷重、送り速度が変化した場合においても適切なロストモーシヨンの補償が実現できるロバスト性にある。従来型補償法は決まった位置補償値でしかロストモーシヨンの補償を行うことができないが、提案手法ではテーブル駆動系の位置から取得するねじ要素の長さ、およびモータの発生トルクから弾性変形量を計算することでロストモーシヨンの変動に対応できる。

ロストモーシヨンの変動要因がある場合でも、その補償が提案手法によって可能であることを確認するための実験を行った。実験装置は Y 軸方向のロストモーシヨンの補償が種々の条件の影響を受けやすく、X 軸方向のロストモーシヨンの補償はそのような特性をもたない。そこで、実験装置の中央部にて得たボールバー測定の一回の結果から、式(4.12)の係数を X 軸に対しては $A = 1.80 \mu\text{m}/(\text{N m})$, $B = 0$ として位置依存性を除外し、Y 軸に対して $A = 4.10 \mu\text{m}/(\text{N m})$, $B = 2.39 \times 10^{-4} (\text{N m})^{-1}$ と定めた。各種の条件を変更したときの Y 軸方向のロストモーシヨンをボールバーにて測定した。

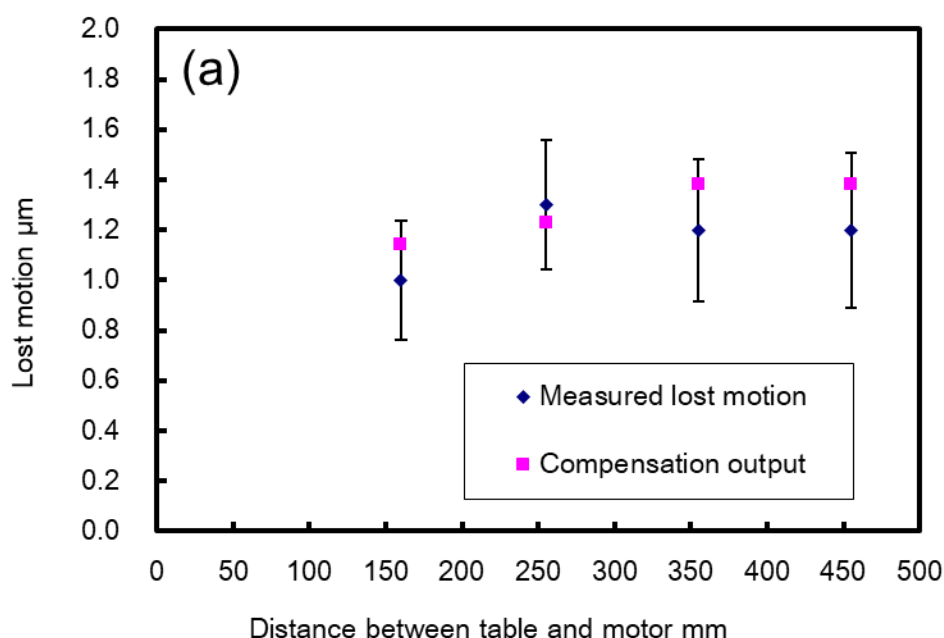
半径 100 mm、送り速度 1000 mm/min での円弧補間動作を実施したときの、円弧の中心座標を Y 軸方向にずらしながら測定したロストモーシヨンの測定結果を図 4.9(a)に示す。原理的には位置補償値がロストモーシヨンの測定値と一致すれば、形状誤差を完全に解消することができる。実際にはボールバー計測における測定のばらつきがあるため、一回のボールバー

測定だけでは二つの係数を精度よく決定することはできない。本質的な解決としてはボールバー測定の精度向上が要求されるが、実用上は複数回の計測結果から最小二乗法を用いてパラメータを決定することでばらつきを減らすことができる。

図 4.9(b)は、半径 100 mm、送り速度 4000 mm/min での円弧補間動作を実施したときに、積載荷重を変更しながら測定したロストモーションである。ロストモーション測定平均値に対して荷重による影響はほとんど認められず、積載荷重の変動は実験装置においては実質的に無視できる。ボールねじそのものに荷重が作用するのではなく、案内機構がその大部分を支持するためにボールねじの挙動に荷重が作用せず、見かけ上のばね特性に対して積載荷重はほとんど影響しないためと考えられる。

図 4.9(c)は、半径 100 mm での円弧補間動作を実施したときに送り速度を変えながら測定したロストモーションである。送り速度が大きくなるとロストモーションが増えている。高速では摺動摩擦が増大し、ボールねじにおける弾性変形が増大していると考えられる。テーブル駆動系の移動速度の変動に対しても、提案手法によってロストモーションが補償できたことが確認できる。

以上の実験により、ボールねじのテーブル駆動系においてテーブル位置、積載荷重、送り速度が変化した場合においても適切なロストモーション補償が可能であり、NC 工作機械に要求される種々の条件に対し、提案手法が高いロバスト性を有していることを示した。



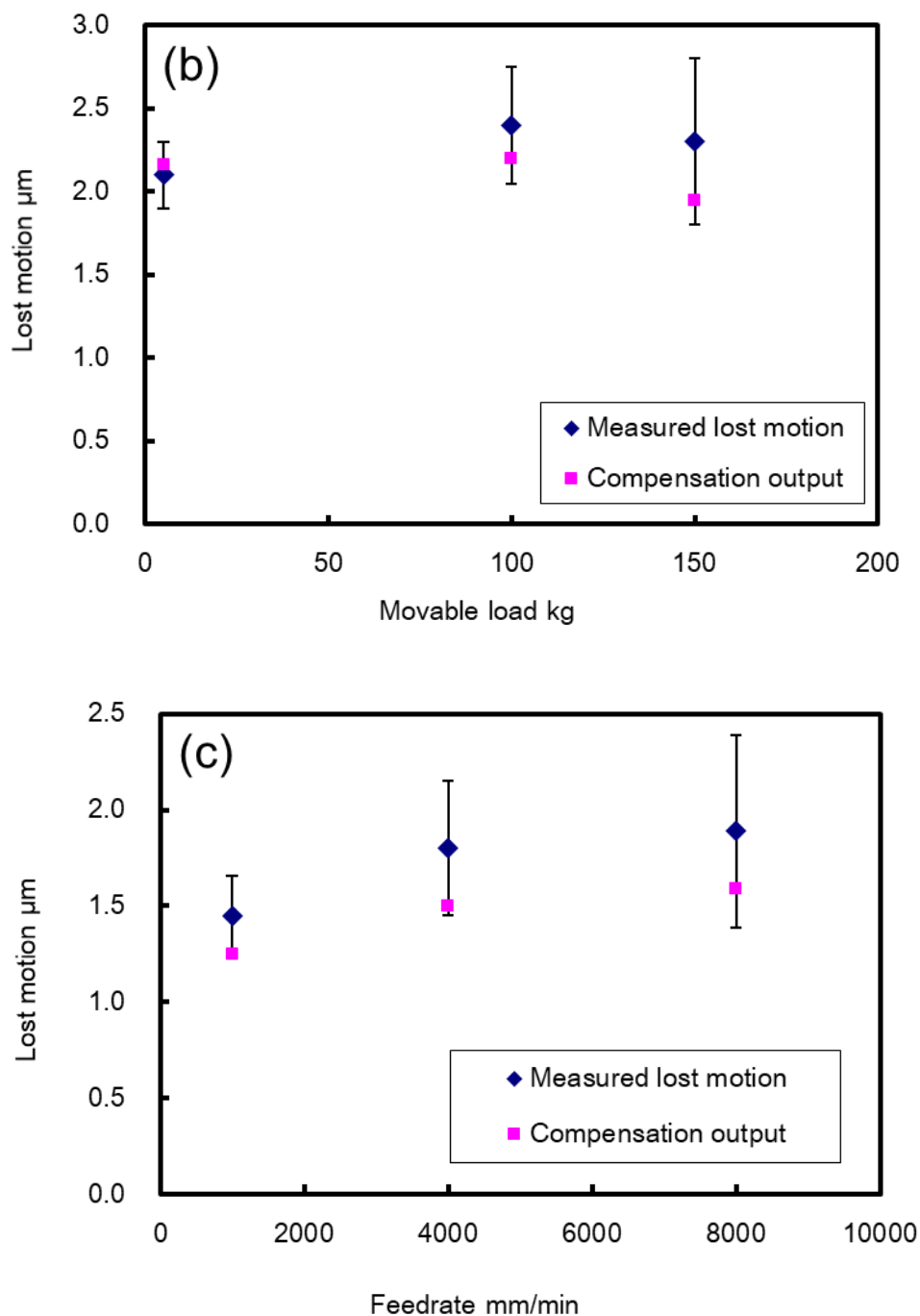


Figure 4.9 Experimental results to validate the robustness of the proposed method. Error bars represent the standard deviations. (a) Relationship between lost motion and position of the table in the circular interpolation of 100 mm of radius at the feedrate of 1000 mm/min, (b) Relationship between lost motion and movable load on the table in the circular interpolation of 100 mm of radius at the feedrate of 4000 mm/min, (c) Relationship between lost motion and feedrate in the circular interpolation of 100 mm of radius

4.4.3 大形工作機械への適用

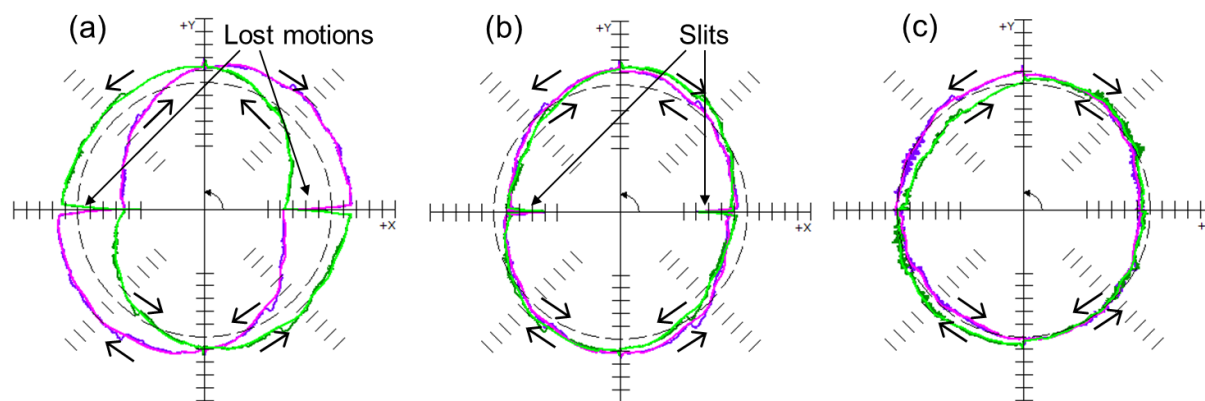
提案手法が実験装置に限らず，一般の NC 工作機械でも有効であることを検証する．テーブル駆動系自体の寸法と積載荷重が実験装置よりも大きく，ボールねじの全長も長い．相対的に実験装置よりもボールねじの弾性変形に関わる見かけの剛性が小さいことが予想される．

XY 平面におけるテーブル駆動系の円弧補間動作における軌跡精度およびロストモーションを測定して，提案手法の NC 工作機械実機における検証を行う．NC 工作機械として主軸テーブル 50 番の門型マシニングセンタ SDV-4224H (SIGMA CNC Technology Machinery)を用いて検証する．機械仕様は文献⁶³⁾に詳しい．当該機の駆動用サーボモータには FANUC AC SERVO MOTOR，その駆動回路は FANUC AC SERVO AMPLIFIER を採用し，NC 装置として FANUC Series 31i MODEL-B を用いている．ボールねじとサーボモータはカップリングで直結されている．案内面は高精度化のため転がり案内が採用されている．

従来型のロストモーション補償法と今回提案するロストモーション補償とを円弧補間動作にそれぞれ適用し，各軸ストロークの中心を中心として，円弧半径 150 mm，送り速度 1000 mm/min での円弧補間動作時にボールバー測定を行った．ボールバーには専用の校正器による校正を実施した Renishaw QC-20W を使用した．測定結果を図 4.10 に示す．

本機は実験装置と異なり，Y 軸方向ではなく X 軸方向のロストモーションが顕著である．図 4.10(a)に示すように，X 軸方向に 25 μm という大きなロストモーションが現れている．図 4.10(b)の従来型補償では X 軸における過剰補償によって 15 μm もの切込みが見られるが，図 4.10(c)の提案手法を適用した結果では切込みが解消されている．真円度も 32 μm から 9.4 μm へと大幅に改善し，提案手法は大形の工作機械でも有効である．

大形工作機械での実機検証により，提案手法は機械の寸法やそのボールねじの見かけ上の弾性変形に関わる剛性によらず，汎用的に利用可能であることが示され，制御対象である工作機械の特性が既知でない場合においても容易に利用可能なモデルが得られた．簡便な手法でモデル同定が可能であることは，NC 工作機械における広範な実応用のために重要な結果である．



(a) No compensation (42 μm), (b) Conventional compensation (32 μm), (c) Proposed compensation (9.4 μm)

Figure 4.10 Ball bar measurements of the double column machining center SDV 4221H in the circular interpolation of the radius of 150 mm at the feedrate of 1000 mm/min. Error magnification is $\times 3000$. Values in parentheses indicate circularities. An arrow shows the direction of motion at a point along each circle.

4.5 まとめ

本章では NC 工作機械の送り軸の反転時に発生するロストモーションが駆動系のバネ特性に起因するとしてモデル化し、テーブル位置・ワーク重量・加工速度などの変化に対してロバストな補償手法を提案した。

- 最初にロストモーションは NC 工作機械送り軸の主要な誤差要因であり、ボールねじ駆動系においては移動方向が反転する際、機構における弾性変形が発生してロストモーションを生じる。このロストモーションに対して従来型の補償法では反転直後の過剰補正による切込みを生じてしまう問題点を指摘した。
- 新たにロストモーションをばね特性がテーブル位置によって変化するモデルとみなし、これを弾性変形として計算可能な式によって記述した。このモデルの特性値を簡便に決定する手法と、このモデルを利用したロストモーション補償法を提案した。
- 検証用の実験装置において、円弧補間動作における切込みの問題を解消しつつ、ロストモーションを適切に補償できること、その結果として軌跡精度が向上できることを示した。さらに、テーブル位置、積載荷重、および送り速度がロストモーションに及ぼす影響を測定し、提案した補償法によっていずれの条件変更に対

しても適切にロストモーション補償が可能であり、高いロバスト性を有していることを示した。本実験装置において提案手法を適用した結果、位置、積載重量、送り速度が変化したいずれの場合でもロストモーションに起因する形状誤差を $1\mu\text{m}$ 以下に低減することができた。

- 提案手法の応用範囲を検証するため、大形の NC 工作機械において円弧補間動作に対する提案手法の効果を確認した。従来型補償法では $15\mu\text{m}$ も生じていた切込みを提案手法によって解消し、真円度 $32\mu\text{m}$ から $9.4\mu\text{m}$ への向上を実現した。以上の実験を通じて、提案するロストモーション補償法の検証に成功した。

5章 送り軸の2慣性系モデルによる低周波振動抑制制御法

5.1 はじめに

本章では NC 工作機械送り軸の加減速に伴って発生する機械先端の振動の抑制方法を提案する。自動車部品、IT 部品をはじめとする金属加工において、加工精度向上と加工時間短縮の両立が求められている。しかしながら 1.3 節に記載した通り、機械系が大形の構造である場合や減速機構などに起因する低周波の機械共振を有する場合、低周波共振が加工面の品質に影響を与えないように加減速の時間を長くする必要があり、加工時間短縮の妨げとなっている。そこで本章では、工作機械の加工点振動を抑制することを目的とし、2 慣性系の負荷側振動を抑制する制御手法を提案する。

なお本章では、高い形状精度或いは面品位を目指す仕上げ加工を対象にしている。仕上げ加工では、切削工具一刃あたりの切削量が少ないため送り軸への負荷が小さく、また主軸回転数が高いため切削力に起因する負荷変動の周波数が機械系の共振周波数や速度制御の応答可能周波数に対して十分に高い。この2点から、切削力の影響は考える必要がなく送り機構自身の振動成分のみが形状や加工面に影響するとして検討を行っている。

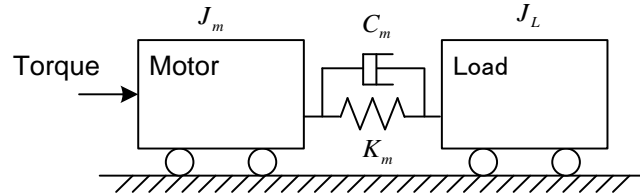
ところで 1 章で記載した通り、NC 工作機械の送り軸の場合、基本仕様のセミクロズド機に対してオプションとしてのフルクロズド機が多い。サーボ制御の特性はセミクロズド機の方がフィードバックループの中に機械系の特性が介在しないために安定であり、ハイゲイン化が可能となる。一方フルクロズド機は、モータからバネ要素やバックラッシュを介した先の機械先端から実位置の情報をフィードバックするため動的には不安定になりやすい。しかし機械先端の静的な精度確保に加えて、機械メーカーの立場では機械の経年変化の影響が減らせる、機械の価値が高く評価される等のメリットがあり、これらの理由からフルクロズドが採用されるケースも見られる。

5.2 節では、2 慣性系モデルについて説明する。5.3 節では、NC 工作機械の加工点の振動を抑制する制御手法を提案する。提案手法は、モータへの指令、負荷への指令を明確化し、2 慣性系の逆特性フィルタを適切に配置するものである。結果提案手法は、モータ側センサで位置決めを行うセミクロズド制御と、負荷側センサで位置決めを行うフルクロズド制御で異なる構造となった。5.4 節では、実験により提案手法の有効性を示す。

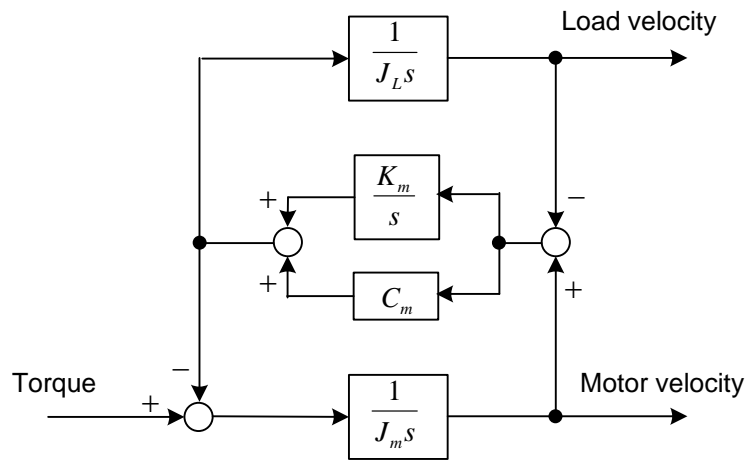
5.2 モデリング

5.2.1 2慣性系モデル

NC 工作機械の低周波共振を図 5.1 で表される二慣性系によりモデル化する。



(a) Overview



(b) Block diagram

Figure 5.1 Two-mass model

2 慣性系において、トルクからモータ速度までの伝達関数 $P_m(s)$ 、トルクから負荷側速度までの伝達特性 $P_L(s)$ はそれぞれ、

$$P_m(s) = \frac{1}{s} \frac{J_L s^2 + C_m s + K_m}{J_m J_L s^2 + C_m (J_m + J_L) s + K_m (J_m + J_L)} \quad (5.1)$$

$$P_L(s) = \frac{1}{s} \frac{C_m s + K_m}{J_m J_L s^2 + C_m (J_m + J_L) s + K_m (J_m + J_L)} \quad (5.2)$$

で表される。ここに、 J_m, J_L, K_m, C_m はそれぞれモータのイナーシャ、負荷イナーシャ、バネ定数、ダンパ定数を表す。式(5.1)において、ダンパ項 C_m を 0 と置くと

$$P'_m(s) = \frac{1}{J_m s} \frac{J_L s^2 + K_m}{J_L s^2 + K_m \left(1 + \frac{J_L}{J_m}\right)} = \frac{1}{J_m s} \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_p^2} \quad (5.3)$$

を得る。ここに、

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_m}{J_L}} \quad (5.4)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{K_m}{J_L} \left(1 + \frac{J_L}{J_m}\right)} = \sqrt{1 + \frac{J_L}{J_m}} \omega_0 \quad (5.5)$$

は、それぞれトルクからモータ速度までの伝達関数における零点と極である反共振周波数と共振周波数を表す。式(5.2) からトルクから負荷側速度までの伝達特性に反共振周波数はない。

5.2.2 反共振周波数と片持ち振動

反共振周波数は2慣性系においてモータを固定した片持ちモデルにおける、負荷の自由振動の固有周波数に一致する(図5.2)。反共振周波数を求める式(5.4)にモータ慣性が現れないのはこのためである。反共振周波数はモータ端を固定する境界条件の固有周波数であるため、図5.1(a)の2慣性系においてもモータ端からエネルギーを入力することが難しく、零点になると考えられる。ただし、反共振周波数はモータが固定される周波数ではあるが、負荷が揺れていないことを保証するものではない。

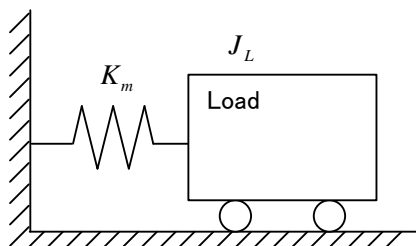


Figure 5.2 Cantilever model

5.2.3 駆動制御系

位置決め・送り装置の制御系では、図5.3に示す多重ループの制御系が一般的である^{3),43)}。図中、 $y, y^*, \omega, \omega^*, T$ はそれぞれ、位置、位置指令、モータ速度、速度指令、トルクを表す。位置 y は制御方式により異なる物理量で、セミクロード制御の場合はモータ位置 y_m 、フルクロード制御の場合は負荷の位置 y_L である。同様に、モータ速度から位置までの伝達関数 $P_p(s)$ は、セミクロード制御の場合 $P_p(s) = 1/s$ 、フルクロード制御の場合、 $P_p(s) = P_L / (s \cdot P_m)$ である。

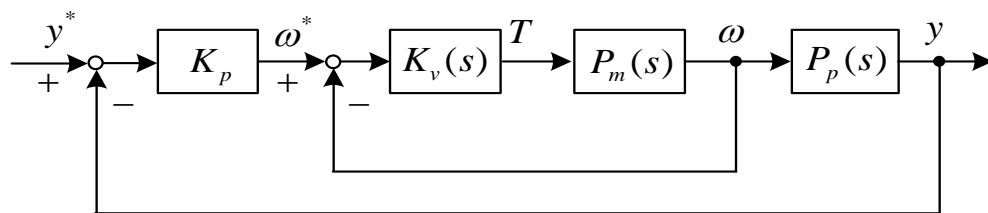


Figure 5.3 Typical motor control system consists of position feedback loop (outer) and velocity feedback loop (inner).

負荷側エンコーダはトルク発生地点と異なる場所に配置されたノンコロケートなセンサであるため、その制御はモータに直結されたロータリエンコーダを用いた制御に比べ一般に困難となり、位置制御ゲインを下げざるを得ない場面が発生する。

5.3 振動抑制手法の提案

5.3.1 設計指針

本章では、工作機械の加工点振動を抑制することを目的とし、2慣性系の負荷側振動を抑制する制御手法を提案する。提案手法は、モータへの指令と負荷への指令を明確にするものである。

5.3.2 セミクローズド制御における振動抑制手法の提案

図 5.4 に提案するセミクローズド制御則の制御ブロック図を示す。セミクローズド制御系は、モータの位置指令 y_m^* を受け、図 5.3 に示した制御系でモータの位置 y_m を制御する。位置制御及び速度制御系にそれぞれフィードフォワード要素 s 及び P_m^{-1} を有している。フィードフォワード要素により、制御対象 P_m のモデルが正しく同定されていれば、モータ位置指令 y_m^* からモータ位置 y_m までの伝達特性は 1 に等しい。

図 5.4 には、モータ位置 y_m と負荷位置 y_L の違いを明確にするため、モータ位置から負荷位置までの伝達特性を明記した。同伝達特性は、式(5.2) を式(5.1) で除算することで、式(5.6) の 2次ローパスフィルタとして表されることが分かる。

$$\frac{P_L(s)}{P_m(s)} = \frac{C_m s + K_m}{J_L s^2 + C_m s + K_m} = \frac{2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.6)$$

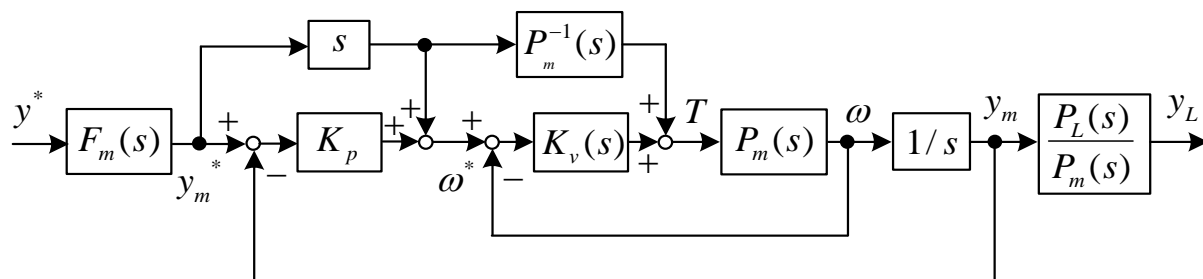
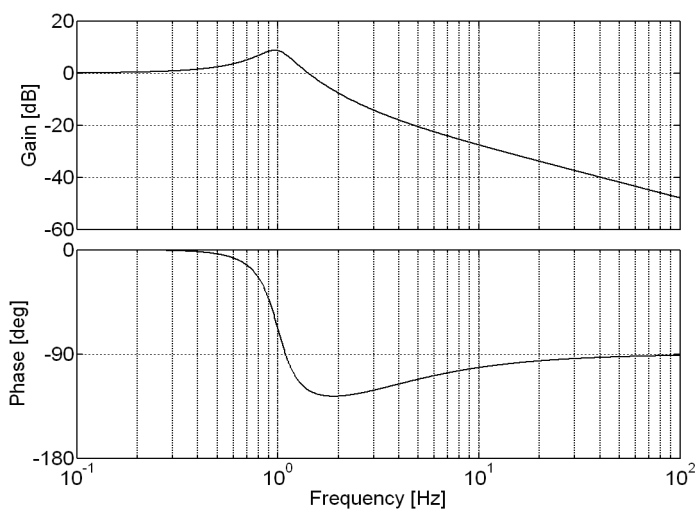
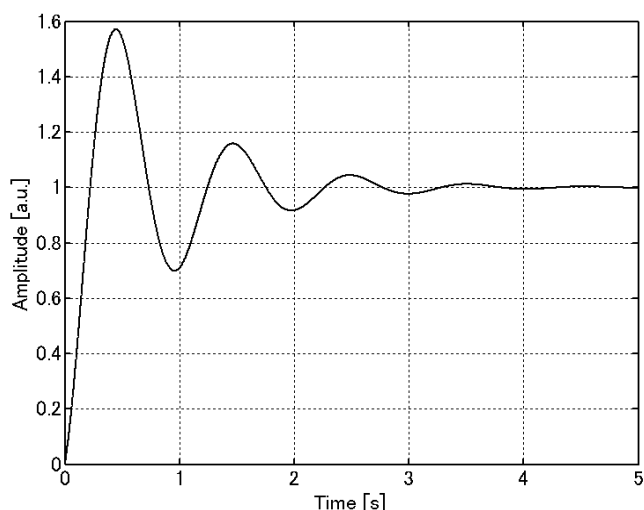


Figure 5.4 Proposed semi-closed control. An inverse filter $F_m(s)$ is applied for the position reference y^* .

分母多項式は式(5.4) で表される反共振周波数を根に持つ2次系で表現される. 図 5.5 には, 本ローパスフィルタの特性の一例として, 負荷の固有角周波数 $\omega_0 = 2\pi \text{ rad/s}$, ダンピング係数 $\zeta = 0.2$ として数値計算した結果を示す. 図 5.5 (a) に示すように, モータ位置から負荷速度までの伝達特性は, (1) 反共振周波数においてゲインの盛り上がりがあり, (2) 反共振周波数より高周波においてゲインが下がる2次ローパス特性である. 図 5.5 (b) は, このローパスフィルタのステップ応答を示しており, モータを無限大のゲインで制御した場合に負荷に発生する振動と解釈することができる. このステップ応答における振動は, 従来のセミクロード制御で制御帯域を向上したとしても, 負荷側に反共振周波数の振動が発生し, 機械系による減衰係数でのみ振動が減衰することを表している.



(a) Bode diagram



(b) Step response

Figure 5.5 Transfer function from motor to load.

そこで、本項ではセミクロズド制御のために、上位指令を補正するフィルタ $F_m(s)$ を提案する。提案するフィルタは、式(5.6)の逆特性で、

$$F_m(s) = \frac{P_m(s)}{P_L(s)} = \frac{J_L s^2 + C_m s + K_m}{C_m s + K_m} = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.7)$$

である。本フィルタにより、図 5.5 において NC の指令 y^* を負荷に対する位置指令として、フィルタ後の指令 y_m^* をモータに対する位置指令として扱うことができるようになる。本フ

フィルタは分子多項式の次数が分母多項式の次数より高く純粋微分が必要になるが、上位装置の出力する位置指令にかかるフィルタであるから、上位装置から指令の未来値を得ることで実装可能である。

本補正を物理的に解釈する。ダンパ項 $C_m = 0$ を仮定した上で式(5.7) を変形すると、

$$F_m(s) = 1 + \frac{J_L s^2}{K_m} \quad (5.8)$$

を得る。つまり、位置指令に対し、加速度に比例する $J_L s^2 / K_m$ を加算する補正が行われている。これは図 5.6 に示すように、負荷を加速度 α で加速させる必要がある場合、質量 J_L の物体に対して、モータ位置を $L = J_L \alpha / K_m$ だけずらし、バネを自然長から伸縮させる動作と考えることができる。

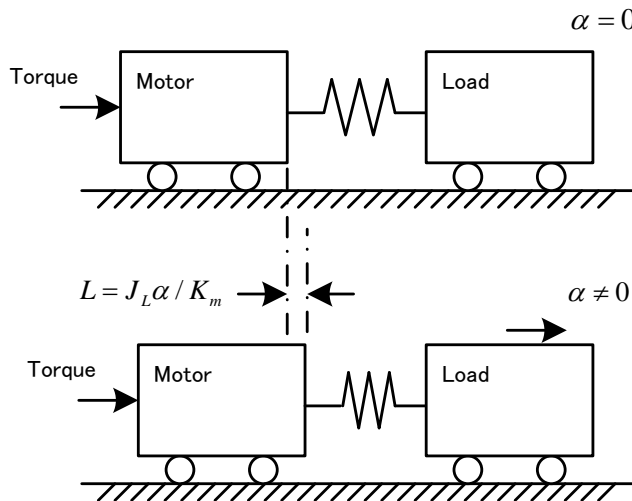


Figure 5.6 Motor position command compensation proportional to acceleration

5.3.3 フルクローズド制御における振動抑制手法の提案

図 5.7 に提案するフルクローズド制御系の制御ブロック図を示す。フルクローズド制御であるため、NC の指令はそのまま負荷の位置指令 y^* である。提案手法では、負荷の位置指令 y^* と負荷の位置 y_L の差分に位置制御ゲイン K_p を乗じた信号を負荷の速度指令として扱い、モータの速度指令を得るためにフィルタ F_L を施す。フィルタ F_L は、負荷速度からモータ速度までの伝達特性を近似するフィルタであり、式(5.7) の F_m と同形にするのが望ましい。ただし、フィルタ F_L はフィードバック情報を扱い、インプロパな設計はできない。そこで、 F_m に調整用時定数 τ の 1 次ローパスを追加し、

$$F_L(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5.9)$$

の構造を持つものとした。

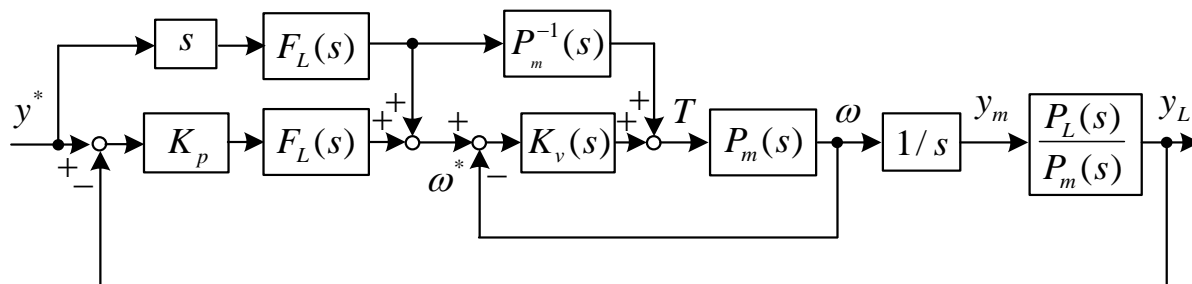


Figure 5.7 Proposed full-closed control Inverse filter $F_L(s)$ is applied for the position control loop.

5.4 検証実験

5.4.1 実験機概要

実験機はモータ、負荷イナーシャ及びそれらをフレキシブルカップリングで結合した2慣性系実験機である(図5.8)。モータはストールトルク22 Nmで、モータ側に24 bitエンコーダ、負荷側に21 bitのエンコーダが取り付けられている。モータの電流制御系は十分広帯域化し、位置及び速度制御の制御周期も共振周波数に比べ十分速く、その影響を無視できるように設計した。負荷イナーシャ部には磁性粒子式ブレーキを搭載し、負荷外乱をかけることができる。

モータを正弦波で1 Hzから1 kHzまで加振し、周波数特性を測定した。図5.9(a)にトルクからモータ速度までの周波数特性を、図5.9(b)にトルクから負荷速度までの周波数特性を示す。周波数特性の測定においては、モータを固定する条件に当てはまらないことから、トルクからモータ速度までの伝達関数(図5.9(a))とトルクから負荷速度までの伝達関数(図5.9(b))で共振周波数は一致する。

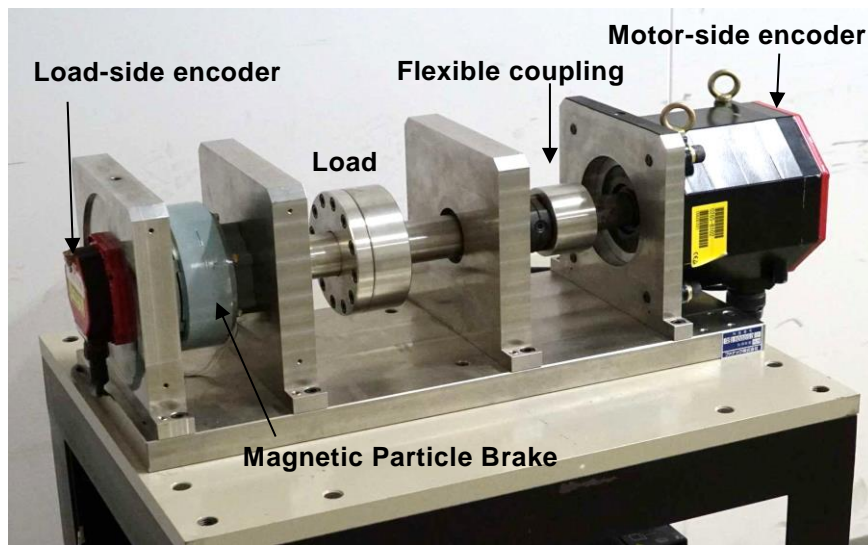
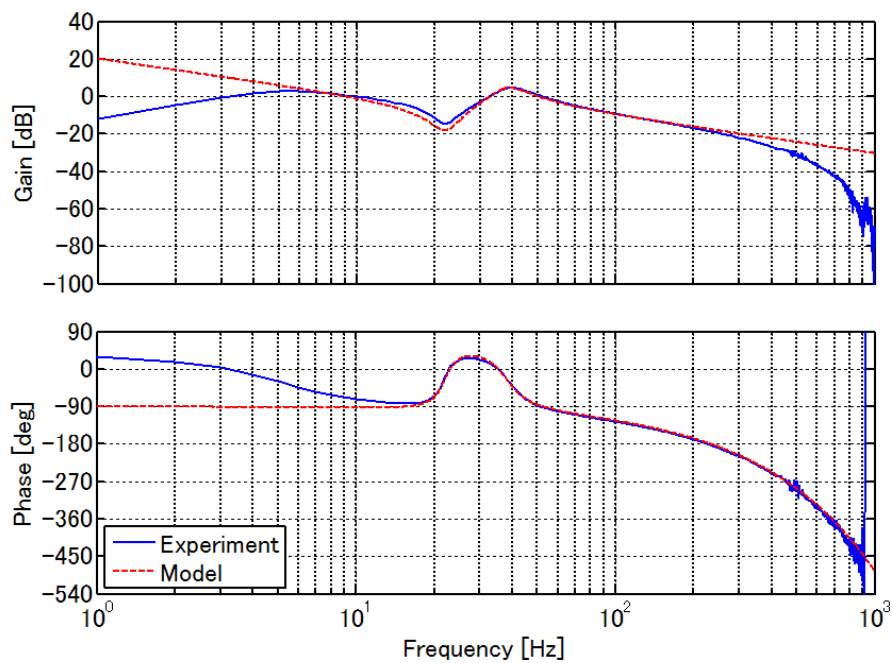
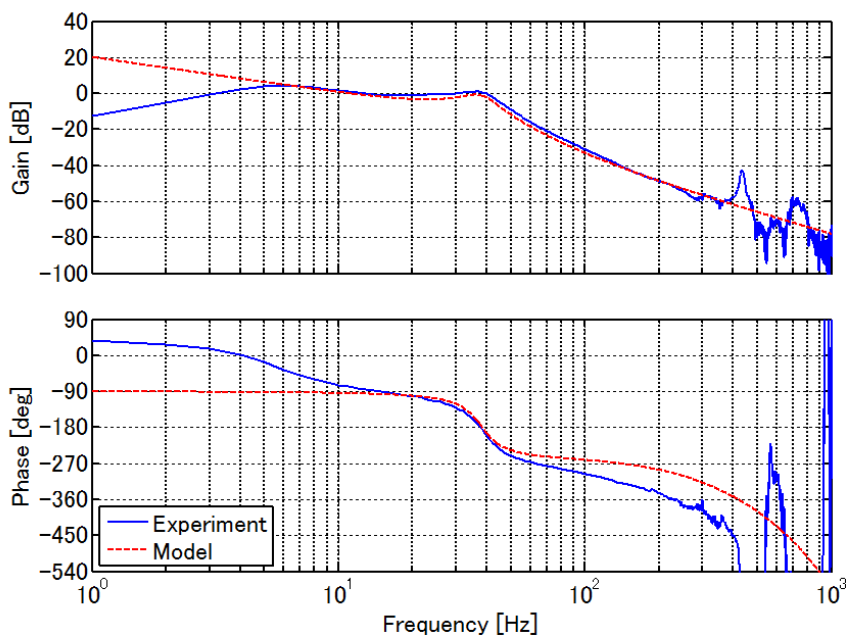


Figure 5.8 Experimental setup of two mass system



(a) Transfer function from torque to motor velocity $P_m(s)$



(b) Transfer function from torque to load velocity $P_L(s)$

Figure 5.9 Frequency response of experimental setup

計測した周波数特性に対し，次式でモデル化を行った．

$$P(s) = P_{mech}(s)e^{-0.0011s} \tag{5.10}$$

$$P_{mech}(s) = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc|c} -C_m/J_m & -1/J_m & C_m/J_m & 1/J_m \\ K_m & 0 & -K_m & 0 \\ C_m/J_L & 1/J_L & -C_m/J_L & 0 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right] \tag{5.11}$$

ここに， P_{mech} はモータ速度 x_1 ，ねじれ量 x_2 ，負荷速度 x_3 から成る状態量 $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ を有し， x_1 と x_3 が各々観測できる 1 入力 2 出力系としてモデル化した．式(5.10) のむだ時間は，主に伝達特性の出力値の観測に起因するむだ時間をフィッティングするために用意した．図 5.9 の共振付近の周波数特性が近似されるようモデルフィッティングを行った．同定したモデルパラメータを表 5.1 に示す．

Table 5.1 Identified parameters of experimental setup

Term	Value	Unit
Motor inertia	0.00527	kg m ²
Load inertia	0.0105	kg m ²
Spring const. of coupling	2.00 × 10 ²	N m/rad
Damping const. of coupling	0.27	N m/(rad/s)
Anti-resonance frequency	22	Hz
Resonance frequency	38	Hz
Damping factor	0.16	-

図 5.9 より, 5 - 300 Hz の領域でモデルは実機のゲイン特性を良く近似できていることが分かる. 5 Hz 以下の低周波領域は摩擦が顕著になる領域, 300 Hz 以上の高周波領域は動作に大きな影響を与えないものとして本章では取り扱わない.

5.4.2 速度制御系の設計

提案する 2 つの制御則は位置指令及び位置制御器に関するものである. 実験に用いる共通の速度制御系は以下のように設計した. 速度制御器 K_v は従来制御同様 PI 制御器とし, モータ単体の伝達特性 $1/J_m s$ に対する速度制御の閉ループ特性が

$$T = \frac{\frac{K_v}{J_m s}}{1 + \frac{K_v}{J_m s}} = \frac{k\sqrt{2}\omega_l s + k\omega_l^2}{s^2 + k\sqrt{2}\omega_l s + k\omega_l^2} \quad (5.12)$$

となる, 次の構造とした.

$$K_v(s) = \frac{k\sqrt{2}\omega_l s + \omega_l^2}{s} J_m \quad (5.13)$$

ここに, 後述の k を 1 とした際の閉ループ帯域を与える周波数 ω_l は 24 Hz とした. また, k は調整用パラメータとして準備した静的ゲインで, 問題にしている低周波共振が速度制御帯域内に入る値として, $k = 10$ の値を選択した. この際の, 開ループ及び閉ループ伝達特性を図 5.10 に示す. 参考のため, 図 5.10 には制御対象の伝達特性を同時に示した. 図 5.10 から分かるように, 低周波共振は十分, 速度制御帯域下に入った形となった.

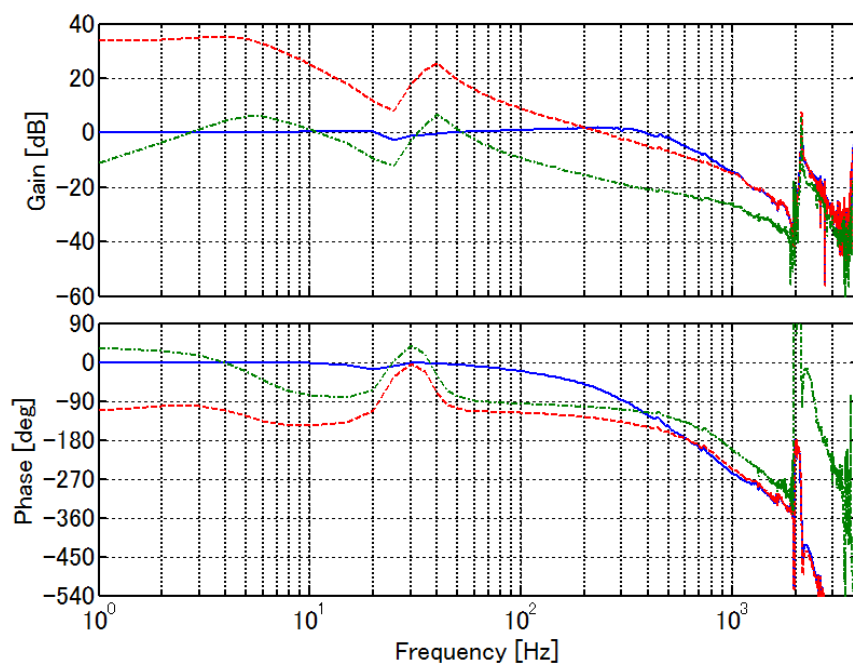


Figure 5.10 Bode diagram of velocity control loop ω / ω^* (dotted red line : open loop, solid blue line : closed loop) and plant characteristics (dashed green line).

5.4.3 指令軌跡の設計

評価に用いる指令軌跡は、図 5.11 に示すものを用いた。指令速度 10 rev/s, 加速度 200 rev/s² とし、ジャーク次元で矩形形状である。ピッチ 10 mm/rev のボールネジを想定すれば、直線軸の送り速度 6000 mm/min, 加速度 2 m/s² に相当するモータの回転である。

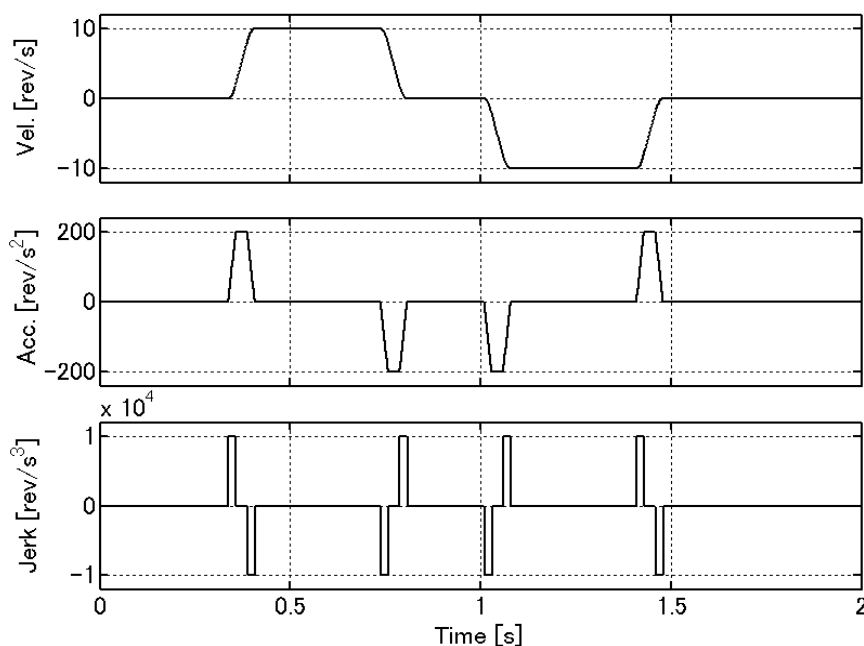


Figure 5.11 Angular velocity, acceleration and jerk of reference

5.4.4 提案したセミクロード制御用振動抑制手法の検証

位置制御ゲインは安定な領域で十分ハイゲイン化し $100 /s$ を設定した。フィルタの設定値は、負荷の振動が収まるよう試行錯誤で調整を行い、周波数 17 Hz 、ダンピング係数 0.07 とした。本実験では磁性粒子式ブレーキによる外力は印加しない。

図 5.12 上図にモータ端で発生した角度誤差を、下図に負荷で発生した角度誤差の実験結果を示す。同図から分かるように、従来制御（破線）ではモータ端の角度誤差は小さいが、負荷では振幅の大きい振動的な誤差が発生している。一方、提案手法（実線）では、モータに加減速時の角度誤差を許容することで、負荷に発生する低周波の振動的な角度誤差を大幅に低減できていることが分かる。負荷の角度誤差の最大値は従来制御の 10.5 deg に対し、提案手法では 0.90 deg であり、 91% 減少した。

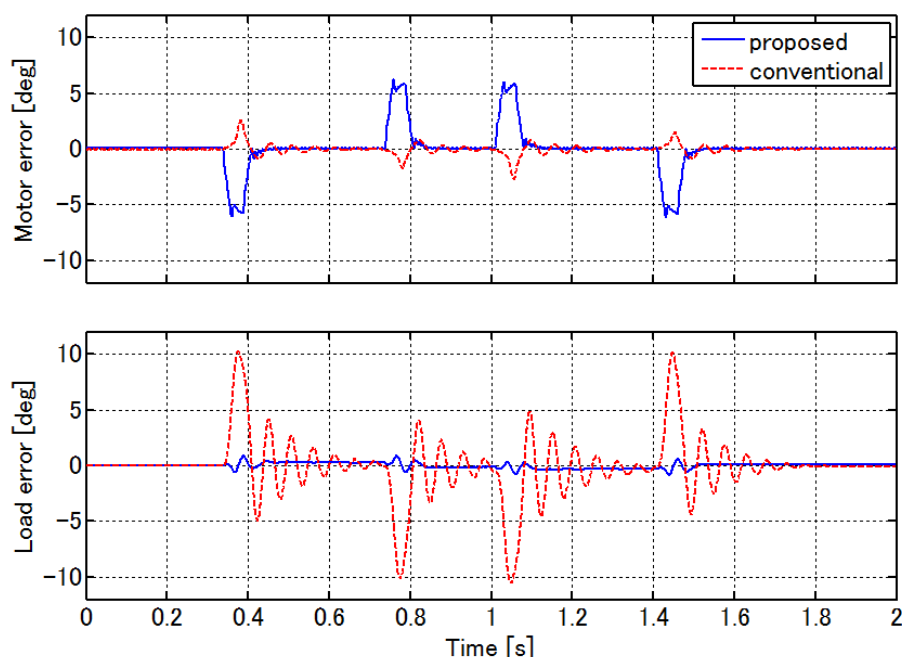


Figure 5.12 Experimental result of semi-closed control: angular error of motor and load. Proposed semi-closed control decreases load side positioning error, by allowing motor side positioning error.

5.4.5 提案したフルクロード制御用振動抑制手法の検証

フルクロード制御で安定に動く位置制御ゲインとして $15/s$ を設定した。実験機は低周波共振の影響により、位置制御ゲインの安定限界は $22/s$ 程度である。位置制御に負荷側エンコーダを用いることおよび、位置ゲインを変更したこと以外は 5.4.4 項と同じ設定である。

提案するフルクロード制御用のフィルタ $F_L(s)$ の設定値は負荷の振動が小さくなるよう試行錯誤で調整を行い、周波数 17 Hz 、ダンピング 0.14 、調整用時定数 τ は 13 ms とした。図 5.13 上図にモータ端で発生した角度誤差を、下図に負荷で発生した角度誤差の実験結果を示す。提案したセミクロード制御手法同様、提案したフルクロード制御においても、モータの角度誤差を許容し、負荷端における低周波振動が低減されることを確認できる。モータの最大角度誤差は 3.14 deg が 5.07 deg に 1.6 倍に増加し、負荷の最大角度誤差は、 10.8 deg から 1.76 deg まで 84% 減少した。

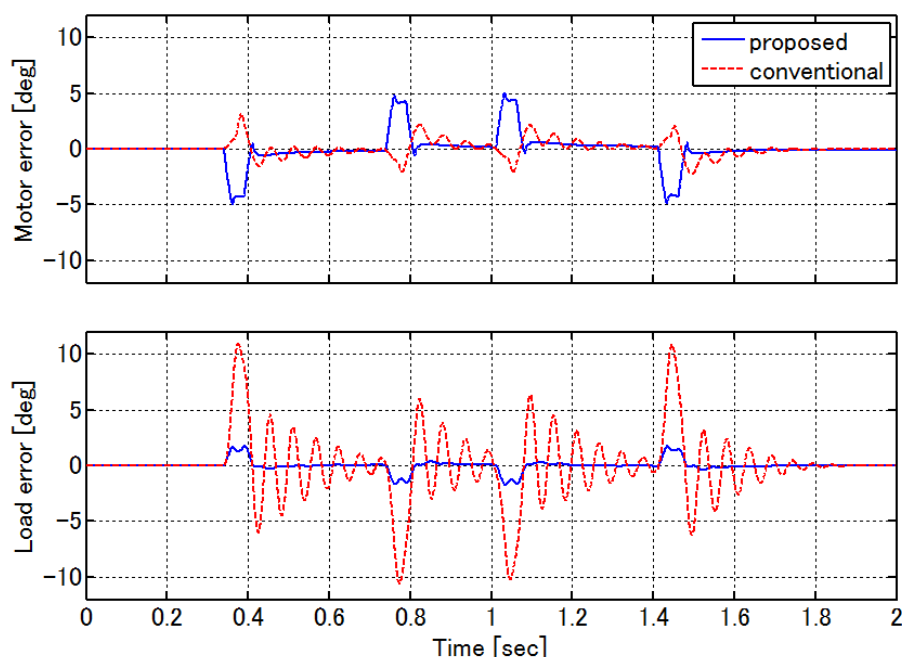


Figure 5.13 Experimental result of full-closed control: angular error of motor and load. Proposed full-closed control decreases load side positioning error, by allowing motor side positioning error. This result (full-closed control) is similar with the result of semi-closed control shown in Fig. 5.12.

5.4.6 外乱応答特性

本稿ではこれまで指令応答特性に注目した検討を行った。しかしながら、NC 工作機械のサーボ制御においては、切削外乱に対する外乱応答特性も重要である。5.3.2 項（セミクロード制御）で提案したフィルタ $F_m(s)$ は制御ループの外に存在し、外乱応答特性に影響を与えない。一方、5.3.3 項（フルクロード制御）で提案したフィルタ $F_L(s)$ は、位置制御のフィードフォワード制御器とフィードバック制御器の2箇所に実装され、後者は外乱応答特性に影響を与える。

提案したフルクロード制御手法の外乱応答特性の確認のため、モータを 1 min^{-1} で一定回転させた上で、磁性粒子式ブレーキによる外力を変化させ、負荷の位置変動を確認した。磁性粒子式ブレーキにかかる電圧は、 4.1 ms の時定数で変化することを確認している。ゲイン設定、フィルタ設定は 5.4.5 項と同じである。図 5.14 に負荷側エンコーダの角度誤差の外乱応答を示す。従来制御（破線）で過渡応答時に発生する反共振周波数程度の応答が、提案制御（実線）で小さくなっていることが確認できる。これは、フィルタ $F_L(s)$ が反共振周波数付近のゲインを低減する効果によると考えられる。また、反共振周波数の振動以外の概形は変

わらなかったが、主にフィルタ $F_L(s)$ が反共振周波数以下の特性を変えないためと考えられる。

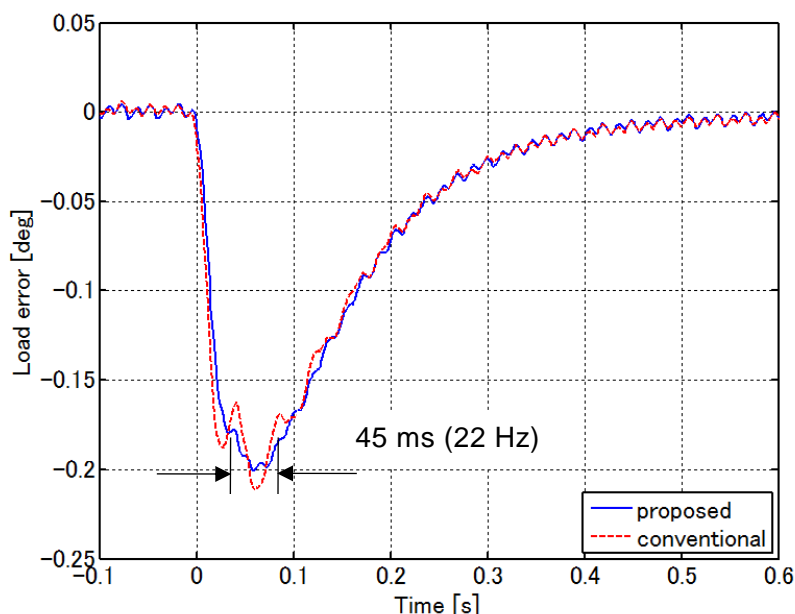


Figure 5.14 Disturbance step response Proposed method decreases 22 Hz vibration.

5.4.7 モデル化誤差に対する検討

提案した2つの制御手法はともに、振動周波数やダンピング係数など機械系の設定値を必要とする。NC工作機械ではワークが変わればワーク重量が変わり、式(5.4)に応じて機械系の反共振周波数は変動する。そこで、提案した2つの制御手法について、提案手法の周波数設定値が最適値からずれた場合の振動抑制効果について検討した。

図5.15は、提案したセミクローズド制御(実線)とフルクローズド制御(破線)について、最適値(ともに17 Hz)から設定周波数をずらし、負荷に現れる最大角度誤差を示したものである。縦軸の最大角度誤差は従来手法に対する比率として、横軸の周波数は最適設定値(17 Hz)に対する設定値の比率で示した。同図より、例えば従来の制御方式に対して角度誤差を0.2倍以下にする場合には、提案したセミクローズド制御手法で0.94倍から1.12倍程度、フルクローズド制御手法で0.88倍から1.05倍程度と概ね片側10%以内の周波数変動に収める必要がある。この場合、式(5.4)より20%程度のイナーシャ変動が想定される場合に、設定値の再調整を行う必要があると考えられる。

なお、上記のイナーシャには送り軸の機構自体のイナーシャと加工するワークのイナーシャの両方が含まれる。そこでハイサイクルおよび高い加工面品位を目指す工作機械で、最大重量のワークを搭載した場合のイナーシャ変動を表5.2に示す。前者で1.249倍、後者で1.116

倍の増加となった。機械の仕様によっては最大重量ワークでフィルタパラメータ（共振周波数）の再調整が必要となる可能性もあるが、実用的には大部分のケースで再調整なく所期の効果が得られると予想できる。

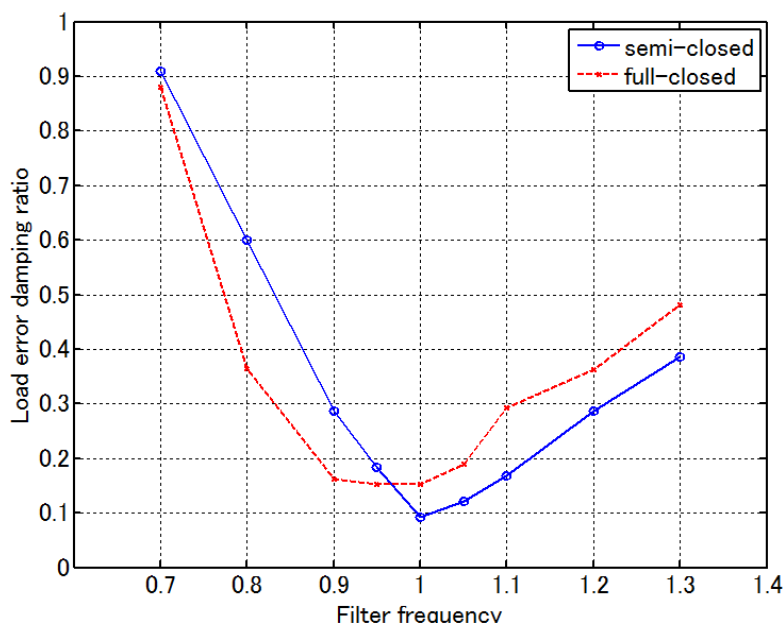


Figure 5.15 Experimental result of proposed control when filter frequency is perturbed from nominal value.

Table 5.2 Change of inertia ratio in case of maximum work weight on typical high cycle machine and high surface quality machine

Machine type	High Cycle	High Surface Quality
Without work piece	1	1
With maximum weight (Weight kg)	1.249 (120 kg)	1.116 (50 kg)

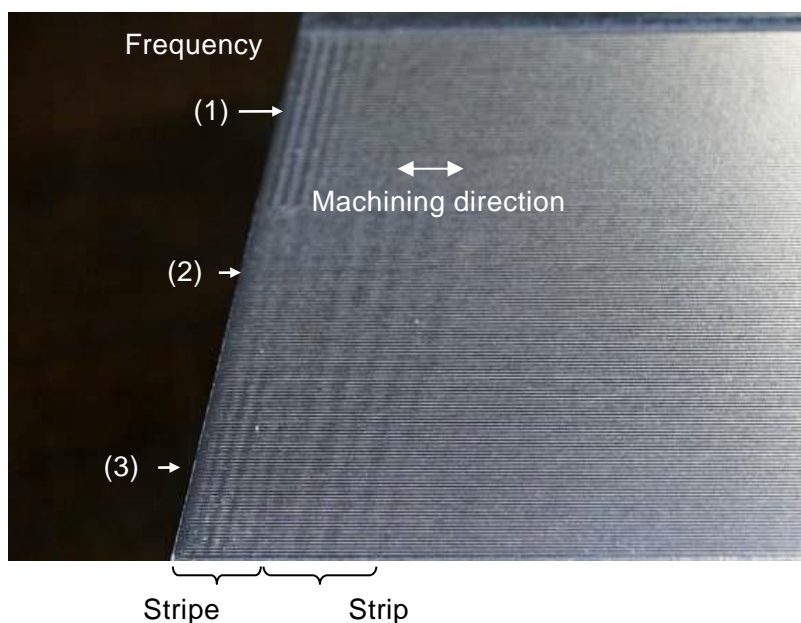
5.4.8 考察及び加工実験

提案したセミクロズド制御則は、式(5.8)に表されるように、モータの位置指令に対し加速度に類似した補正を行う。このため、図 5.12 上図のモータ端の角度誤差に示すように、モータは指令角加速度（図 5.11 中図）に類似の角度誤差を持つ。提案したセミクロズド制御は、加減速波形に類似のモータ角度誤差を与えることで、加減速中の負荷の角度誤差を低減

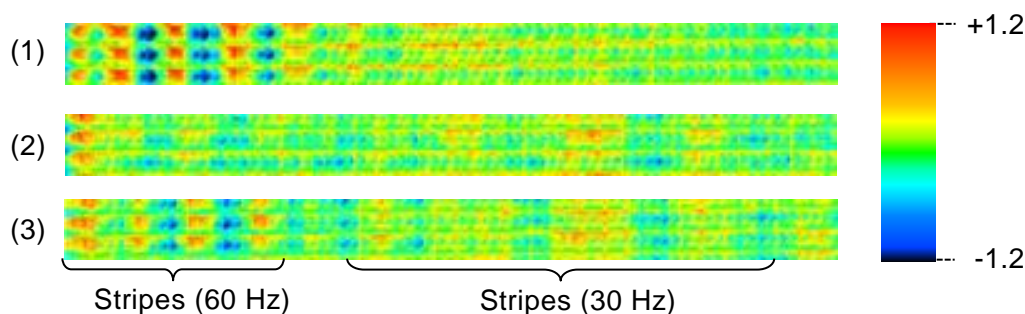
し、残留振動の抑制に成功している。

一方、提案したフルクロズド制御では、モータに角度誤差を与えることを明らかにした制御則ではないものの、セミクロズド制御同様のモータ角度誤差を有していることが確認できる。セミクロズド制御、フルクロズド制御の差があったとしても、モータと負荷の伝達特性を考慮したフィルタを制御則に応じて適切な箇所に挿入することで、同様の結果が得られることが分かった。

提案した制御手法の効果の確認のため、30 Hz と 60 Hz の共振周波数を有するセミクロズド制御方式のマシニングセンタに提案手法を適用し、加工実験を行った。図 5.16 (a) は加工面の写真を、図 5.16 (b) はレーザ顕微鏡で測定した加工面の形状精度を示す。同図は、フィルタ周波数として(1) 30 Hz, (2) 60 Hz を設定した提案手法の結果と、(3) 従来手法の結果を比較している。従来手法に比べて提案手法の2つのケースにおいて、それぞれ意図した周波数の縞目を低減したことが確認できる。



(a) Photograph of machining surface



(b) Measurement result of machining surface by laser microscope

Figure 5.16 Stripes on workpiece by machining point vibration of machine tool: vibration suppression enabled for (1) 30 Hz and (2) 60 Hz, and (3) disabled

今回、2つの顕著な共振周波数を有する機械に対し、一方の振動を抑制する実験を行った。本方式を2つ以上の共振に拡張することは今後の課題である。

5.5 まとめ

本章では機械サイズ或いは減速機構などに起因する低周波の機械共振を持つ工作機械の送り軸において、上位装置が出力する指令点列に対し、機械先端を高精度に追従させることを目的とし、加減速に起因する機械先端振動を低減する手法を提案した。

- 最初に工作機械送り軸を2慣性モデルとみなし、モータと負荷を結ぶ伝達特性に着目し、その逆特性フィルタを導入した。実際の工作機械は仕様としてセミクロードとフルクロードが存在し、これに合わせて2種類の振動抑制フィルタを提案した。
- セミクロード制御では位置指令を補正するフィルタを、フルクロード制御では速度指令を補正するフィルタを挿入することで、モータにおける角度誤差を許容し、負荷における角度誤差を大きく低減できることを示した。
具体的には、指令速度 10 rev/s, 加速度 200 rev/s^2 のジャーク次元で矩形状の指令に対して、セミクロードの制御では負荷の角度誤差の最大値は従来制御の 10.5 deg から提案手法では 0.90 deg まで 91 % 減少した。フルクロードの制御では、モータの最大角度誤差は 3.14 deg が 5.07 deg に 1.6 倍に増加し、負荷の最大角度誤差は、10.8 deg から 1.76 deg まで 84 % 減少した。
- 負荷イナーシャの変動についてもモデル化誤差として扱う検証を行った。角度誤差を従来制御方式に対して 0.2 倍以下にする場合には、提案したセミクロード制御手法で 0.94 倍から 1.12 倍程度、フルクロード制御手法で 0.88 倍から 1.05 倍程度と概ね片側 10 % 以内の周波数変動に収める必要がある。このことから、負荷側で 20 % 程度のイナーシャ変動が想定される場合に、設定値の再調整を行う必要があることを示した。
- 本方式を 30 Hz と 60 Hz の共振周波数を有する工作機械に実際に適用し、フィルタによって低減を意図した周波数の縞目が加工面においても改善した。加工面の 30Hz の成分は $1.0 \mu\text{m}$ から $0.4 \mu\text{m}$ 以下、60 Hz の成分は $1.5 \mu\text{m}$ から $0.7 \mu\text{m}$ に低減されることが確認できた。

6章 結論

本論文は量産の NC 工作機械の送り軸の高精度駆動のためのサーボモータの制御方法に関する研究を行った。本論文各章の要約、技術の限界、今後の課題は以下の通りとなる。

6.1 本論文の要約

1 章では、生産現場で実際に使われている NC 工作機械の送り軸を構成する各要素を定量的に俯瞰し、その上で運動精度を阻害する要因を電気・機械の両面から明らかにし、電動機と機構部を統一的に取り扱う観点から高精度化を実現する際の課題を指摘した。これらの課題に対して 2 章から 5 章に掛けて具体的な解決手法を提案することを本章の主題とした。

2 章では、PMSM の代表的な非線形特性である電圧制限及び磁気飽和を考慮し、NC 工作機械送り軸で高精度な輪郭制御を実現するための電流制御パラメータの決定法を提案した。電圧制限を回避しつつ安定かつ高応答な特性を実現する、電流ゲイン及び I-P 制御と PI 制御の中間的な特性を与える PI 率を求めた。さらに磁気飽和の影響を考慮するために電流依存で電流ゲインを可変として、回転型軸付きモータとダイレクトドライブ用モータの特性の異なる 2 種のモータで、安定かつ高応答な電流制御パラメータを得ることができた。本手法を適用し PMSM の高精度駆動による高精度加工が実現できた。

3 章では、電流応答を高めた場合にダイレクトドライブ駆動機構で発生するナイキスト周波数を超える機械共振を正確に計測し、ノッチフィルタによって除去するための周波数応答測定方法を提案した。具体的には、信号を位相シフトして複数回掃引を行う手法を新たに導出し、実現方法を示した。小形の NC 工作機械のダイレクトドライブモータを使用した回転テーブル駆動系において、高周波共振が鮮明に特定できた。その結果、電流ループに設けたノッチフィルタを用いてその共振モードを解消し、ハイゲイン化時に顕在する異音も解消できることを示した。連続軌跡精度に影響を与える回転むらを低減し、提案する周波数応答計測法の有用性を実証した。

4 章では、ボールねじ駆動軸において主要な誤差要因であるロストモーションに対して従来型の補償法の問題点を指摘した。ロストモーションをばね特性がテーブル位置によって変化するモデルとみなし、これを弾性変形として計算可能な式によって記述した。そのモデルの特性値を簡便に決定する手法とモデルを利用したロストモーション補償法を提案した。検証用の実験装置において円弧補間動作における切込みの問題を解消した。その結果、ロストモーションを適切に補償でき、軌跡精度が向上できることを示した。さらにテーブル位置、

積載荷重，および送り速度がロストモーションに及ぼす影響を測定し，提案した補償法によっていずれの条件変更に対しても適切に補償可能であることを示した．最後に大形の NC 工作機械において，円弧補間動作に対する提案手法の効果を確認した．

5 章では，低剛性機構の高精度化手法をセミクロードとフルクロードに分けて提案した．上位装置が出力する指令点列に対し，機械先端を追従させることを目的とし，2 種類の振動抑制フィルタを提案した．セミクロード制御では位置指令を補正するフィルタを，フルクロード制御では速度指令を補正するフィルタを挿入し，2 慣性系においてモータの角度誤差を許容し，負荷の角度誤差を大きく低減できることを示した．その結果，加工面に現れる加減速の影響も低減できた．

6.2 本論文で提案した技術の限界

2 章から 5 章で提案した制御手法は，実験モデルや一部の NC 工作機械での効果検証後，生産現場で実際に使用されている多くの工作機械への適用が始まっている．具体的には，IT 部品，航空機部品，自動車部品等の加工機で，高精度化，加工面の高品位化，加工時間の短縮に寄与しているが，その限界も見えてきつつある．

2 章において PMSM の駆動のための電圧制限を考える際に高精度加工時の電流変動は最大電流の 5 % 程度と経験的な前提を置いたが，高精度かつ高効率を求める加工も存在し，電圧制限による加工面の乱れが発生するケースがある．電圧の制限が短時間発生したことは現場のオペレータには認識されず，面前の現象としては加工ワークの一部の箇所での加工面不良として顕在化するため解決に時間を要することが多い．これを回避するために電流指令の変化率を元に電流制御のゲインをリアルタイムで変更する等の処理も併用する必要がある．

3 章においてダイレクトドライブ駆動機構で発生する機械共振の測定方法を提案したが，ワークによって共振周波数が変化し機械振動として顕在化するケースがあり，その場合ワーク毎に再調整が必要になる．現状，機械特性に合わせたパラメータ調整は機械の出荷前に機械メーカー側で行っているケースが多く，加工現場であるユーザで調整のために付加装置を用いた再調整は難しい．このため NC 装置内蔵の形で正確な周波数特性の計測と，計測結果に合わせたパラメータ調整手段が要請されている．

4 章においてボールねじ駆動軸のロストモーションを弾性変形としてモデル化したが，与圧の掛かったボールねじでは，その温度上昇によるボールねじの伸びによって与圧が抜けるなど，弾性変形でのモデル化が難しい状態も発生する．この状態を検出し変形モデルを修正することが必要になる．ところでボールねじは負荷による弾性変形に較べて温度上昇による伸長も無視できない．したがって，稼働中の温度変化も想定して絶対精度を論じる場合には，

熱変位に対する補正が必須である。

5 章において機械先端振動低減のための振動抑制フィルタを提案した。このフィルタは単一の固定振動周波数を前提としているが、実際の工作機械の送り軸では軸の位置やワーク重量によって振動周波数が変動するケースや、複数の低周波振動が存在することも珍しくない。この様なケースでの振動低減が課題となっている。

これらの課題を解決するための研究と機能開発を継続し、NC 工作機械による高精度加工のために広く適用して行く必要がある。

6.3 NC 工作機械の送り軸の高精度化のための今後の課題

本論文にて提案した手法は現場で稼働中の NC 工作機械に既に広く適用され、加工精度の向上や加工時間短縮による生産性の向上に寄与している。その一方で全ての加工分野において、そのレベルアップに対する要請は留まることは無い。ここでは本論文の範囲で未解決の課題を紹介する。

6.3.1 ワークの質量変化への対応

本論文では NC 工作機械送り軸の特性は大きくは変わらないと想定しているが、ワーク次第では加工開始～終了時点でワーク質量が大きく変わるケースがある。例えば人工衛星のフレームの場合、最終的なワーク質量は加工前の素材の 1%以下になることもある。このようなケースでも加工途中で調整プロセスを入れるのは好ましくない。実稼働中にリアルタイムでワークを含む送り軸の動特性を推定し、その結果に基づいて連続的に制御パラメータを特性変化に追従させ、常に最適な状態を維持することへの要請は高い。

6.3.2 付加センサの利用

本論文ではセミクロードでは位置検出器はモータエンコーダ、フルクロードでは位置検出器はスケールとして、それ以上の付加検出器を前提としていない。この背景として NC 工作機械内は界面活性剤を主成分とする切削液の化学的環境が極めて厳しく、付加検出器の設置が機械の信頼性の低下につながる事が挙げられる。但し今後は、このような厳しい環境にも耐えうる加速度ピックアップ等のセンサが開発される可能性が高く、加速度センサ等の付加検出器を前提とした制御手法の重要性が高まると考える。特に加工点付近での振動データを 10kHz 程度で高速にサンプリングできれば、NC 工作機械の最大の課題の 1つである再生びり振動への対策が期待できる。

6.3.3 高次数での送り軸のモデル化

低周波振動低減手法を提案した 5 章において、NC 工作機械の送り軸を 2 慣性系のモデルとして扱った。これを高次数化すれば振動低減効果が高まる可能性はあるが、現状では調整の現場で正確なモデル化は難しい。

ひとつの手法として機械学習或いは深層学習を利用する方法が考えられる。サーボ制御系の位置制御の応答性を高めるための速度指令への補正、速度制御の応答性を高めるためのトルク指令への補正を、移動指令に高次(4~5 次程度)の IIR 型のフィルタを通して生成し、手動調整では困難なフィルタ係数の求解に機械学習を用いる最適化方法の適用が期待される。

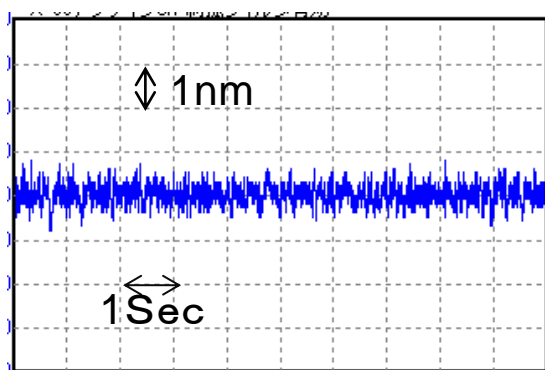
付録_A

● 検出器分解能とモータの停止精度の関係

1.1.7 項に関連して、超高精度リニアモータ機におけるリニアスケール分解能と停止精度の関係を図 A.1 に示す。

Linear scale resolution 0.049nm

Position error 1.1nm



Linear scale resolution 0.017nm

Position error 0.35nm

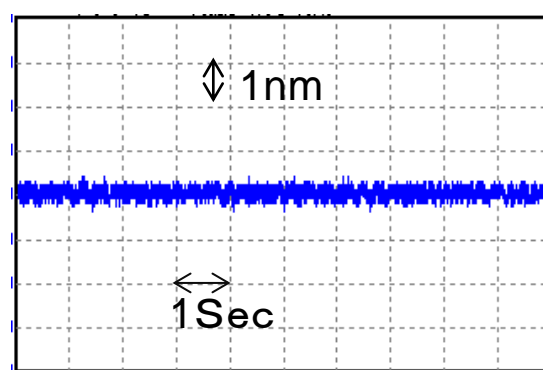


Fig A.1 Scale resolution and linear motor position deviation at stop

電流検出の S/N 比が十分に高く、検出器の分解能でサーボモータの動作精度が決まる状況では、停止精度はスケール分解能の 20 倍程度となる。

付録_B

- **ダイレクトドライブ用モータのインダクタンスが大きい理由**

1.3.1 項で永久磁石同期電動機（PMSM）の高精度制御のためには電流制御の応答性が重要になるが、インダクタンスの大きい PMSM においてインバータ出力電圧の制約による電圧飽和の影響を無視することができないことを記載した。また 2.4.2 項ではインダクタンスの大きいモータとしてリニアモータでの検証を行った。本付録_B では、減速機構を介して送り軸を駆動する高速回転タイプのモータに対して、ダイレクトドライブ用モータのインピーダンスが大きくなる理由を説明する。

図 B.1 は模式的に回転型モータを平面に展開した様子を示す。回転型モータのロータ（磁石）の周長を 200mm とし 20mm/rev のボールねじを介して直線軸を駆動する場合、モータ 1 回転で送り軸は 20mm 移動し、その際モータの力の発生部は 200mm 移動する。つまり磁石と送り軸の速度比は 10:1 となる。ボールねじの機械損失を無視すると回転型モータの磁石の周上で発生する推力は直線軸上で 10 倍に増幅される。

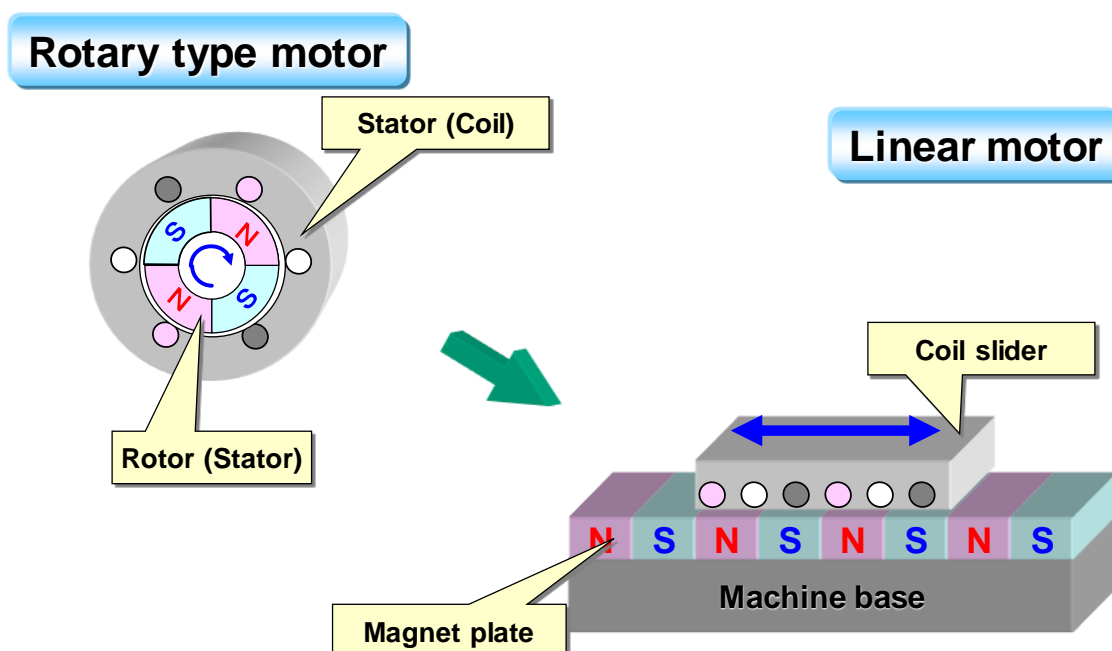


Figure B.1 Expansion of rotary type motor to plane type motor

図 B.2 はリニアモータで送り軸をダイレクトに駆動する状況を示す。モータ推力は磁石の面積に比例するため、平面に展開したリニアモータで同じ推力を得るためには回転型モータに対して 10 倍の磁石面積が必要になる。この推力等価なリニアモータを同じ電流で駆動するには、回転型モータのコイルを 10 巻線相当分直列に接続する必要があり、逆起電力定数およびインピーダンスともに 10 倍の値となる。

Rotary type motor

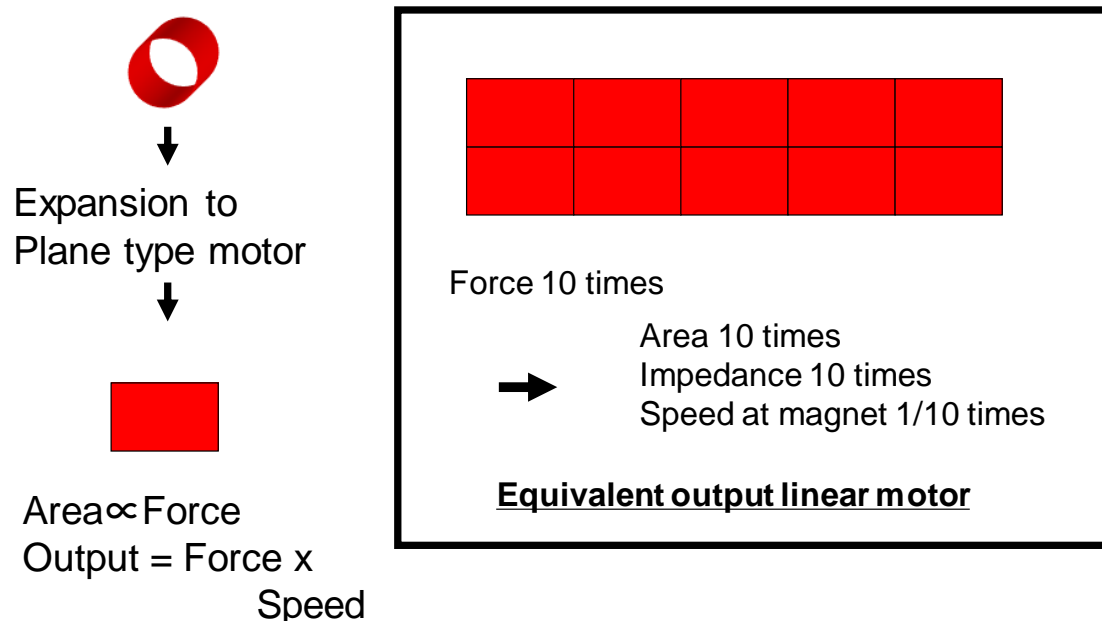


Figure B.2 Comparison between rotary type motor and equivalent force linear motor

モータの端子電圧 V は、逆起電力定数を Ke 、磁石周上の速度を v 、巻線のインピーダンスを $R+j\omega L$ 巻線の電流を I とした時、式 B.1 に示す形になる。

$$V = Ke v + RI + j\omega LI + L \frac{d}{dt} I \quad (B.1)$$

図 B.2 で示した回転型モータとリニアモータの端子電圧を比較すると、リニアモータは Ke, R, L が 10 倍、 v, ω が 1/10、 I は同じであるため、逆起電力 $Ke v$ と $j\omega LI$ は同等、 RI と $L \frac{d}{dt} I$ が 10 倍となる。すなわち電流の変化に伴って発生する $L \frac{d}{dt} I$ のために電流応答を高めて電流変化を早くする場合に電圧の飽和が発生しやすくなる。また抵抗損が大きいため電流振幅が大きい場合は、エネルギー効率が下がることを意味している。

付録_C

- 電流制御における電圧指令が飽和しない条件の導出

2.3.2 項で、インバータ出力電圧の制限による安定条件について述べ、制御系のむだ時間が存在しない場合に、任意の角周波数 ω_q に対して電圧指令 v_q^* が V_{\max} 以下となる（電圧飽和しない）領域を求めた。本付録では再掲した以下の式(2.9)から領域の導出までを示す。

$$S k_i^2 + \omega_q^2 T k_p^2 + \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) + 2 \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a k_p - L_q k_i) \cos \omega_q \tau - 2 \omega_q V_{\max}^2 (R_a k_i + L_q k_p \omega_q^2) \sin \omega_q \tau \geq 0 \quad (2.9)$$

ただし、 $S = V_{\max}^2 - I_q^2 L_q^2 \omega_q^2$ 、 $T = V_{\max}^2 - \alpha^2 I_q^2 L_q^2 \omega_q^2$ である。

- $S \neq 0$ かつ $T \neq 0$ の場合（図 2.6(b)）

式(2.9)を k_i, k_p についてまとめると

$$\begin{aligned} S \left(k_i - \frac{\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q}{S} \right)^2 + \omega_q^2 T \left(k_p + \frac{V_{\max}^2 R_a}{T} \right)^2 \\ \geq \frac{(\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q)^2}{S} + \frac{(\omega_q V_{\max}^2 R_a)^2}{T} - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) \end{aligned} \quad (C.1)$$

となる。ここで、式(A.1)に $X = k_i - \omega_q^2 V_{\max}^2 L_q / S$ 、 $Y = k_p + V_{\max}^2 R_a / T$ と座標変換を施すと

$$S X^2 + \omega_q^2 T Y^2 \geq C \quad (C.2)$$

と変形ができる。ただし、

$$C = \frac{(\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q)^2}{S} + \frac{(\omega_q V_{\max}^2 R_a)^2}{T} - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) \quad (C.3)$$

とした。

- $S > 0$ かつ $T > 0$ の場合（図 2.6(a)）

$S X^2 + \omega_q^2 T Y^2 \geq C$ より、電圧飽和しない領域は図 2.6(a)の通り楕円の外側の領域を表す。

- $S < 0$ かつ $T > 0$ の場合（図 2.6(c)）

この条件では、必ず $C < 0$ となる。よって、 $(-S)X^2 - \omega_q^2 T Y^2 \leq (-C)$ より、電圧飽和しない領域は図 2.6(c)の通り双曲線の内側の領域を表す。

以下に $C < 0$ の証明を示す。 $I_q^2 L_q^2 \omega_q^2 = \delta V_{\max}^2$ 、 $\alpha^2 = (1 - \epsilon / V_{\max}^2) / \delta$ とおくと、 S, T はそれぞれ

$$\begin{aligned} S &= (1 - \delta) V_{\max}^2 \\ T &= \epsilon \end{aligned} \quad (C.4)$$

となる．式(A.4)から $S < 0$ かつ $T > 0$ の条件のとき， $\delta > 1$ かつ $\epsilon > 0$ となる．

$$\gamma = \frac{(\omega_q^2 V_{max}^2 L_q)^2}{V_{max}^2} + \omega_q^2 V_{max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) (\delta - 1) \quad (C.5)$$

となるような $\gamma > 0$ を定義すると，

$$\begin{aligned} C &= \frac{(\omega_q V_{max}^2 R_a)^2}{\epsilon} - \frac{\gamma}{(\delta - 1)} \\ &= \frac{\gamma}{\epsilon} \left(\frac{(\omega_q V_{max}^2 R_a)^2}{\gamma} - \frac{\epsilon}{\delta - 1} \right) \\ &= \frac{\gamma}{\epsilon} \left(\frac{(\omega_q V_{max}^2 R_a)^2}{\frac{(\omega_q^2 V_{max}^2 L_q)^2}{V_{max}^2} + \omega_q^2 V_{max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) (\delta - 1)} - \frac{\epsilon}{\delta - 1} \right) \\ &= \frac{\gamma}{\epsilon} V_{max}^2 \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{L_q \omega_q}{R_a} \right)^2 \delta} - \frac{\epsilon}{V_{max}^2 (\delta - 1)} \right) \end{aligned} \quad (C.6)$$

となる．

ところで仮定より $I_q R_a \ll V_{max}$ かつ $S = V_{max}^2 - (I_q L_q \omega_q)^2 < 0$ であるので，

$I_q R_a \ll V_{max} < I_q L_q \omega_q \Leftrightarrow R_a \ll L_q \omega_q \Leftrightarrow \frac{L_q \omega_q}{R_a} \gg 1$ が成立する．ゆえに

$$\begin{aligned} C &\sim \frac{\gamma}{\epsilon} V_{max}^2 \left(0 - \frac{\epsilon}{V_{max}^2 (\delta - 1)} \right) \\ &= \frac{-\gamma}{\delta - 1} \end{aligned} \quad (C.7)$$

となり，以上により $C < 0$ を示した．

$S < 0$ かつ $T < 0$ の場合 (図 2.6(e))

$(-S)X^2 + (-\omega_q^2 T)Y^2 \leq -C$ より，電圧飽和しない領域は図 2.6(e)の通り楕円の内側の領域を表す．

- $S = 0$ かつ $T > 0$ の場合 (図 2.6(b))

式(2.9)を k_i, k_p についてまとめると

$$k_i(-2\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q) + \omega_q^2 T \left(k_p + \frac{V_{\max}^2 R_a}{T} \right)^2 \geq \frac{(\omega_q V_{\max}^2 R_a)^2}{T} - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) \quad (C.8)$$

となる. ここで, $X_1 = k_i$, $Y_1 = k_p + \frac{V_{\max}^2 R_a}{T}$ とすると

$$\frac{\omega_q^2 T}{2\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q} Y_1^2 + \frac{-C_1}{2\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q} \geq X_1 \quad (C.9)$$

ただし, $C_1 = (\omega_q V_{\max}^2 R_a)^2 / T - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2)$ とした. これより, 電圧飽和しない領域は図 2.6(b)の通り二次曲線の左側の領域を表す.

- $S < 0$ かつ $T = 0$ の場合 (図 2.6(d))

式(A.9)を k_i, k_p についてまとめると

$$S \left(k_i - \frac{\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q}{S} \right)^2 + k_p (2\omega_q^2 V_{\max}^2 R_a) \geq \frac{(\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q)^2}{S} - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2) \quad (C.10)$$

となる. ここで, $X_2 = k_i - \omega_q^2 V_{\max}^2 L_q / S$, $Y_2 = k_p$ とすると

$$Y_2 \geq \frac{(-S)}{2\omega_q^2 V_{\max}^2 R_a} X_2^2 + \frac{C_2}{2\omega_q^2 V_{\max}^2 R_a} \quad (C.11)$$

ただし, $C_2 = (\omega_q^2 V_{\max}^2 L_q)^2 / S - \omega_q^2 V_{\max}^2 (R_a^2 + L_q^2 \omega_q^2)$ とした. これより電圧飽和しない領域は図 2.6(d)の通り二次曲線の上側の領域を表す.

付録_D

● dq変換と複数回掃引による周波数応答算出法の関係

3章に記載した複数回掃引による周波数応答算出法は、交流モータの電流制御において3相の信号をdq変換し、その結果を積分する操作に等しいことを示す。

図D.1に3相PMSM巻線と、dq変換による電流制御器のモデルを示す。図D.1において、2→3変換が直流dq相→交流3相変換、3→2変換が逆の交流3相→直流dq相変換を表している。変換に用いる位相 θ は磁石の電気角を示すロータ位相である。

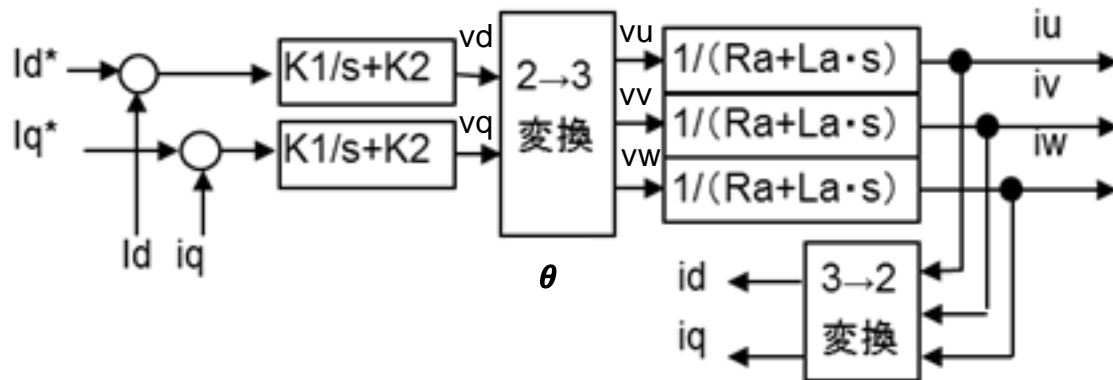


Fig D.1 Block diagram of 3-phase PMSM winding and current controller with dq conversion

U, V, W 相の電圧をそれぞれ v_u, v_v, v_w とし、dq軸の電圧をそれぞれ v_d, v_q とすると、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R^T(\omega_j t) S^T \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (D.1)$$

となる。ただし、 $\omega_j t$ は電気角を表す。また $S, R(\theta)$ の定義は以下である。

$$S = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix}^T \quad (D.2)$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

ここでU, V, W 相の電圧をそれぞれ以下のような電源周波数 ω_p の三相交流とする。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V_p \begin{bmatrix} \sin(\omega_p t + \phi_p) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (D.3)$$

ただし V_p は電圧振幅である.

このとき式(D.1)は式(D.4)に変換される.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \omega_j t & \sin \omega_j t \\ -\sin \omega_j t & \cos \omega_j t \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} V_p \begin{bmatrix} \sin(\omega_p t + \phi_p) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_j t) & \cos(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_j t) & -\sin(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_p t + \phi_p) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_p t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (D.4) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_j t) \sin(\omega_p t + \phi_p) + \cos(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_p t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_p t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_j t) \sin(\omega_p t + \phi_p) - \sin(\omega_j t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_p t + \phi_p - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega_j t + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega_p t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} V_p \begin{bmatrix} \cos((\omega_p - \omega_j)t + \phi_p) \\ -\sin((\omega_p - \omega_j)t + \phi_p) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式(D.4)は、式(3.30)から積和演算を除いた計算となっており、本複数次掃引による周波数応答算出法は同期電動機の3相信号をロータ位相に合わせてdq変換し、その結果を積分する操作に等しい。

付録_E

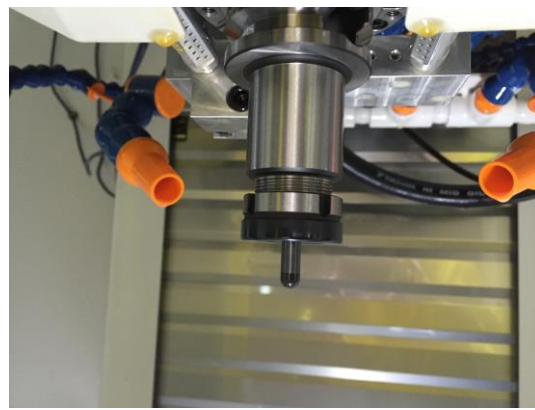
- 5章が対象とする仕上げ加工と、荒加工時の切削負荷および、該切削負荷による送り軸の変動の例

5.1項において「本章では、高い形状精度或いは面品位を目指す仕上げ加工を対象にしており、この場合には、切削工具の一刃あたりの切削量が小さく送り軸への負荷も小さいこと、主軸回転数が高く切削力に起因する負荷変動の周波数が機械系の共振周波数や速度制御の応答可能周波数に対して十分に高いことの2点から切削力の影響は考える必要がなく、送り機構自身の振動成分のみが形状や加工面に影響するとして検討を行っている」と記載した。この状況を示す実加工例を紹介する。

図 E.1 は荒加工用のツール (a) と仕上げ加工用のツール (b) の写真を掲載した。また、図 E.2 には各工具で実際に加工を行った場合の負荷変動の様子を示す。荒加工に対して高品位を目指す仕上げ加工は、切削除去量が少ないため切削負荷が小さく、また主軸回転数が高いため切削負荷の周波数が高く送り軸の動きへの影響は小さい。

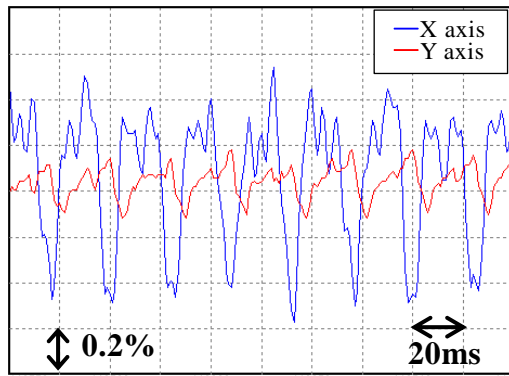


(a) D10.0 High-Feed ENDMILL (tool 40mm)

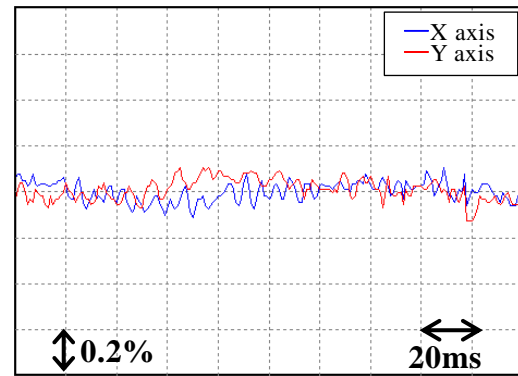


(b) R3.0 BALLENDMILL (tool 15mm)

Fig E.1 Tool for rough cutting (a) and tool for finishing (b)



(a) rough cutting (S2500)



(b) finishing (S10000)

Fig E.2 Load variation during cutting rough cutting (a) and during finishing (b)

謝辞

本研究を遂行するにあたり、終始並々ならぬご指導とご高見を賜りました東京大学大学院新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻 堀 洋一 教授に心から感謝申し上げます。

本論文に貴重な意見を頂きました、東京大学工学系研究科附属医療福祉工学開発評価研究センター バイオエンジニアリング専攻・精密工学専攻 佐久間 一郎 教授, 宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究所 宇宙機応用工学研究系 久保田 孝 教授, 東京大学大学院工学系研究科 電気系工学専攻 古関 隆章 教授, 東京大学大学院新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻 藤本 博志 准教授, 馬場 旬平 准教授に深く感謝申し上げます。皆様のご指摘とご指導により理論的な裏付けや定量的な記載が不足している点が明確になり、論文全体の質を高めることができました。

本研究の大部分は、ファナック株式会社 FA 事業本部サーボ研究所における CNC 用サーボ制御ソフトウェアの研究・開発において実施したものであり、論文執筆の貴重な機会を与えて頂き、広い視野からの御助言を頂いているファナック株式会社代表取締役会長 兼 CEO 稲葉 善治 工学博士, 代表取締役社長 兼 COO 山口 賢治氏, これまでの研究を論文としてまとめることを勧めて頂いた代表取締役副社長 兼 CTO 内田 裕之氏に厚く御礼申し上げます。多大なるご理解とご支援を賜り深く感謝申し上げます。

また本研究のベースとなるサーボ制御の基礎を教えて頂いたファナック株式会社・取締役専務執行役員 兼 研究統括本部長 松原 俊介氏, 実際に研究を行うにあたり多大な協力を頂いた常務執行役員 兼 FA 事業本部サーボ研究所長 谷口 満幸氏, 長年のモータ設計のご経験に基づいて随所で適切なお助言を頂いたサーボモータ顧問 曾我部 正豊氏, 共同研究者の園田 直人氏, 高山 賢一氏, 猪飼 聡史氏, 中邨 勉氏, 飯島 一憲氏, 恒木 亮太郎氏をはじめ、FA 事業本部サーボ研究所の関係各位に感謝申し上げます。

最後に本論文を執筆するにあたり静かな環境と自由な時間を提供してくれた家族に感謝の意を表して謝辞とします。

2018 年 9 月

岩下 平輔

参考文献

- 1) JIS0105-01100:2012
- 2) 一般社団法人 日本工作機械工業会ホームページ(Accessed 28th October 2017), Available at <http://www.jmtba.or.jp/>
- 3) 松原厚, 『精密位置決め・送り系設計のための制御工学』, 森北出版 (2008).
- 4) 竹内芳美, 青山藤詞郎, 新野秀憲, 光石衛, 国枝正典, 今村正人, 三井公之, 『機械加工ハンドブック』, 朝倉書店, (2006).
- 5) 左山邦彦, 『マシニングセンタ』, 日刊工業新聞社, (1999).
- 6) 仲田克之, 『コントロールモータハンドブック』, 社団法人 日本能率協会, (2008).
- 7) 中丸修, 『交流電動機可変速駆動の基礎と応用』, コロナ社, (1998).
- 8) FANUC AC SERVO MOTOR α i-B series 仕様説明書, B-65262JA/10, (2016).
- 9) R. Firoozian, Servo motors and industrial control theory, Springer, (2014).
- 10) D. H. Gurocak, Industrial Motion Control: Motor Selection, Drives, Controller Tuning, Applications, John Wiley & Sons, (2015).
- 11) AC サーボドライブ Σ -V シリーズ総合カタログ, KAJP S800000 42T<23>-1, 株式会社安川電機, (2017).
- 12) AC サーボモータ・アンプ<MINAS A6 ファミリー/MINAS E シリーズ>, パナソニック株式会社, (2017).
- 13) 木村誠聡, 『回路シミュレータでストンとわかる!最新アナログ電子回路のキホのキホ』, 秀和システム, (2013).
- 14) F. Zare, Electromagnetic Interference Issues in Power Electronics and Power Systems, 2011.
- 15) E. B. Joffe and K. S. Lock, Grounds for Grounding: A Circuit to System Handbook, Wiley-IEEE Press, (2010).
- 16) 宮崎裕二, “高周波用ハイブリッド SiC モジュール”, 三菱電機技報, **88**, 5 (2014) 31.
- 17) 堀江峻太, 小川省吾, 高久拓, “高速 IGBT モジュール”, 富士時報, **82**, 6 (2009) 375.
- 18) Y. Altintas, A. Verl, C. Brecher, L. Uriarte, G Pritschow: “Machine tool feed drives”, CIRP Annals - Manufacturing Technology, **60**, 2 (2011) 779.
- 19) 田中淑晴, 大塚二郎, 増田郁郎, 伊藤優一, 青山康明: “新型リニアモータ駆動による超精密位置決めモータ電流制御系に着目したサブナノメートル分解能位置決めへの試み”, 精密工学会誌, **76**, 12 (2010) 1364.
- 20) 藤本博志, 堀洋一, 山口高司, 中川真介: “マルチレートサンプリングを用いた完全追

- 従制御法による時期ディスク装置のシーク制御”.電学論 D, **120**, 10, (2000) 1157.
- 21) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫, 『埋込磁石同期モータの設計と制御』, オーム社 (2001).
 - 22) 森本茂雄, 上野智広, 武田洋次, 『埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御』, 電学論 D, **114**, 6 (1994) 668.
 - 23) 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之: “永久磁石同期モータを駆動する直接トルク制御のためのトルクと磁束の指令値作成法とトルク制御器のワインドアップ対策”, 電学論 D, **130**, 6 (2010) 777.
 - 24) Y. Peng, D. Vrancic, R. Hanus: “Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers”, IEEE Control Systems, **16**, 4 (1996) 48.
 - 25) 佐沢政樹, 大石潔, 桂誠一郎: “AC サーボモータの電圧飽和と電流飽和を考慮した連続軌跡追従制御系の一構成法”, 電学論 D, **129**, 8 (2009) 834.
 - 26) 梅村哲央, 坂本登: “インバータ電圧のノルム制約を考慮した永久磁石同期モータの非線形最適サーボ系設計”, システム制御情報学会論文誌, **26**, 7 (2013) 252.
 - 27) H-H. Mu et al. : “Calibration and compensation of cogging effect in a permanent magnet linear motor”, Mechatronics **19**, 4 (2009) 577.
 - 28) 佐藤宏和, 牧野辰夫, 松井信行: “DD モータのトルク脈動自動補償システム”, 電気学会論文誌 D **112**, 10 (1992) 966.
 - 29) 駒田諭, 石田宗秋, 堀孝正: “外乱オブザーバに基づくダイレクトドライブモータの連続軌跡制御”, 電気学会論文誌 D **110**, 11 (1990) 1141.
 - 30) 服部知美, 石田宗秋, 堀孝正: “フーリエ変換を利用したパラメータ自動調整機能付き繰返し制御による PMSM の振動抑制制御”, 電気学会論文誌 D, **121**, 3 (2001) 347.
 - 31) N. Kato, R. Sato and M. Tsusumi: “3D Circular Interpolation Motion Equivalent to Cone-Frustum Cutting in Five-Axis Machining Centers and its Sensitivity Analysis”, Procedia CIRP, **1** (2012) 530.
 - 32) R. Caracciolo and D. Richiedei: “Optimal design of ball-screw driven servomechanisms through an integrated mechatronic approach”, Mechatronics, **24**, 7 (2014) 819.
 - 33) 羽山定治, 伊東正頼, 大岳信久, 藤田純, 黒川哲郎, 垣野義明: “NC 工作機械送り駆動系における漸増形ロストモーションの生成機構とその補正に関する研究”, 精密工学会誌, **62**, 2, (1996) 247.
 - 34) M. Nordin and P. Gutman: “Controlling mechanical systems with backlash—a survey”, Automatica, **38**, 10, (2002) 1633.
 - 35) 垣野義昭, 井原之敏, 中津善夫, 篠原章翁: “NC 工作機械の運動精度に関する研究(第 6

- 報) 円弧補間送り時のスティックモーションの生成機構とその補正”, 精密工学会誌, **56**, 4, (1990) 739.
- 36) 上田真大, 下田博一: “ボールねじの玉挙動とロストモーション (第1報) -実験装置および玉公転挙動とロストモーションの測定結果-”, 精密工学会誌, **76**, 12 (2010) 1371.
- 37) 上田真大, 下田博一: “ボールねじの玉挙動とロストモーション (第2報) -ダブルナットあるいはオーバサイズ球与圧方式による加重の影響-”, 精密工学会誌, **77**, 1 (2011) 73.
- 38) 上田真大, 下田博一: “ボールねじの玉挙動とロストモーション (第3報) -玉食込みとロストモーションの定量化-”, 精密工学会誌, **77**, 2, (2011) 186.
- 39) J. Sobolewski: “Vibration of the ball screw drive”, *Engineering Failure Analysis*, **24** (2012) 1
- 40) N. Xu et al.: “Modeling analysis and experimental study for the friction of a ball screw”, *Mechanism and Machine Theory*, **87** (2015) 57.
- 41) 松原 厚, 茨木 創一, 垣野 義昭, 遠藤 雅也, 梅本 雅資: “デュアルアクチュエーションによる NC 工作機械送り系の振動制御(第1報) -相対速度フィードバックによる2慣性系の減衰制御-”, 精密工学会誌, **69**, 3, (2003) 422.
- 42) 森本 喜隆, 鈴木 直彦, 金子 義幸, 磯部 稔, 廣崎 憲一, 岡崎 祐一: “パイプフレーム構造 CNC 旋盤の振動制御”, 精密工学会誌, **78**, 5, (2012) 420.
- 43) 今城 昭彦, 家沢 雅宏, 富沢 正雄, 種田 淳, 金谷 隆史: “相対変位フィードバックによる形彫放電加工機の高速度・高精度化”, 日本機械学会論文集 (C 編), **63**, 609, (1997) 1476.
- 44) 結城和明, 村上俊之, 大西公平: “共振比制御による2慣性共振系の振動抑制制御”, 電学論 D, **113**, 10, (1993) 1162.
- 45) 堀洋一: “共振比制御と真鍋多項式による2慣性系の制御”, 電学論 D, **114**, 10, (1994) 1038.
- 46) K. Sakata, H. Asami, K. Hirachi, K. Saiki, H. Fujimoto: “Introduction of Self Resonance Cancellation Techniques for High Bandwidth and Vibration Suppression of Two-Mass System”, In proc. of the 1st IEEJ Int. workshop on sensing, actuation, and motion control (SAMCON2015), IS7-1, Nagoya, (2015).
- 47) 熱海武憲, 有坂寿洋, 清水利彦, 山口高司: “ハードディスク装置の機構共振制振サーボ技術”, 日本機械学会論文集 (C 編), **68**, 675, (2002) 162.
- 48) 関健太, 松浦紘明, 岩崎誠, 平井洋武, 遠山聡一: “振動モードの節を利用した機構設計によるガルバノスキャナの高精度位置決め制御”, 電学論 D, **131**, 3, (2011) 275.
- 49) 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”，電学論 D, **131**, 3, (2011) 229.
- 50) 平田光男, 坂田祐寿, 出井勇治: “機台振動抑圧を考慮した XY ステージの起動追従制御”, 電学論 D, **131**, 3, (2011) 237.
- 51) 山田翔太, 藤本博, 堀洋一: “高分解能エンコーダの適用による駆動側情報を用いない 2 慣性系の制振制御法”. 電学論 D, **135**, 3, (2015) 212.
- 52) C. Sun and Y. Altintas: “Chatter free tool orientations in 5-axis ball-end milling”, *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, **106** (2016) 89.
- 53) 垣野義明, 松原厚, 黎子椰, 上田大介, 中川秀夫, 竹下虎男, 丸山寿一: “NC 工作機械における送り駆動系のトータルチューニングに関する研究(第 2 報)”, 精密工学会誌, **61**, 2 (1995) 268.
- 54) ファナック株式会社, 制御ループの周波数特性を算出する機能を有する数値制御装置, 特許第 5813151 号 (2015) 10 月 2 日.
- 55) H. Lim et al.: “Torsional displacement compensation in position control for machining centers”, *Control Engineering Practice*, **9**, 1, (2001) 79.
- 56) R. Sato and K. Nagaoka: “Motion trajectory measurement of NC machine tools using accelerometers”, *International Journal of Automation Technology*, **5**, 3 (2011) 387.
- 57) J. Vörös: “Modeling and identification of systems with backlash”, *Automatica*, **46**, 2, (2010) 369.
- 58) G Holroyd, C. Pislaru and D.G Ford: “Modeling the dynamic behavior of a ball-screw system taking into account the changing position of the ball-screw nut”, *Laser Metrology and Machine Performance VI* (2003)
- 59) 杉江弘, 岩崎隆至, 中川秀夫, 幸田盛堂: “工作機械におけるロストモーシヨンのモデル化と補償”, システム制御情報学会論文誌, **14**, 3, (2001) 117.
- 60) 杉江弘, 岩崎隆至, 中川秀夫, 幸田盛堂: “工作機械における位置変動ロストモーシヨンのモデル化と補償”, 日本機械学会論文集(C 編), **73**, 733, (2007) 22.
- 61) J. Y. Kao et al.: “A study of backlash on the motion accuracy of CNC lathes”, *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, **36**, 5 (1996) 539.
- 62) Y. S. Tarn, J. Y. Kao and Y. S. Lin: “Identification of and compensation for backlash on the contouring accuracy of CNC machining centres”, *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, **13**, 2 (1997) 77.
- 63) Sigma CNC Technology Machinery Co., Ltd., CNC Double Column Machining Center - SDV-4219H, SDV-4224H, SDV-4229H, SDV-4234H, SDV-4239H - SIGMA CNC TECHNOLOGY MACHINERY - CNC Machining Centers Manufacturer in Taiwan [Online]

(Accessed 28th July 2015), Available at <http://www.sigmacnc.com.tw/sdv-4219h-4224h.html>

研究業績

国内特許

- [1] 岩下平輔, 河村宏之: “モータ制御装置”, 特許第 3442340 号, 2003/6
- [2] 岩下平輔, 置田肇, 猪飼聡史: “重力軸の落下を防止するサーボモータ制御装置”, 特許第 3616759 号, 2004/11
- [3] 岩下平輔, 前田和臣: “サーボ制御装置”, 特許第 3537416 号, 2004/3
- [4] 岩下平輔, 河村宏之: “制御装置”, 特許第 3739749 号, 2005/11
- [5] 岩下平輔, 河村宏之, 湯志: “サーボモータ駆動制御装置”, 特許第 3805309 号, 2006/5
- [6] 岩下平輔, 置田肇, 鴻上弘: “モータ制御装置”, 特許第 4116595 号, 2008/4
- [7] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 猪飼聡史: “サーボモータの制御装置”, 特許第 4357405 号, 2009/8
- [8] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 猪飼聡史: “制御装置”, 特許第 4261470 号, 2009/2
- [9] 岩下平輔, 豊沢雪雄, 園田直人: “機械先端点の制御装置”, 特許第 4283214 号, 2009/3
- [10] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 猪飼聡史: “制御装置”, 特許第 4299793 号, 2009/4
- [11] 岩下平輔, 秋山隆洋, 丹羽正一: “サーボ制御装置及びサーボ系の調整方法”, 特許第 4256353 号, 2009/2
- [12] 岩下平輔, 秋山隆洋, 丹羽正一: “サーボ制御装置及びサーボ系の調整方法”, 特許第 4099503 号, 2008/3
- [13] 岩下平輔, 前田和臣, 豊沢雪雄: “電動機の制御装置”, 特許第 4074638 号, 2008/2
- [14] 岩下平輔, 豊沢雪雄, 高橋謙治: “モータ制御方法およびモータ制御装置”, 特許第 4085112 号, 2008/2
- [15] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 高山賢一: “サーボモータの制御装置”, 特許第 4235210 号, 2008/12
- [16] 岩下平輔, 豊沢雪雄, 前田和臣: “サーボ制御装置”, 特許第 4361071 号, 2009/8
- [17] 岩下平輔, 豊沢雪雄, 園田直人: “サーボモータ駆動制御装置” 特許第 4551359 号, 2010/7
- [18] 岩下平輔, 秋山隆洋, 丹羽正一, 李耕: “モータ制御装置”, 特許第 4221022 号, 2008/11
- [19] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 猪飼聡史: “モータ制御装置”, 特許第 4137967 号, 2008/6
- [20] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之: “サーボモータの制御装置”, 特許第 4174543 号, 2008/8
- [21] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 馬澄斌: “工作機械の制御装置及び制御方法”, 特許第 4299865 号, 2009/4
- [22] 岩下平輔, 秋山隆洋, 丹羽正一, 堤智久: “電動機制御装置”, 特許第 4235233, 2008/12

- [23] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 上野裕也: “ゲイン自動調整機能を備えたサーボモータ制御装置”, 特許第 4327880 号, 2009/6
- [24] 岩下平輔, 八重嶋守, 山田裕一, 白水雅朋, 酒井幸次郎: “モータ駆動装置”, 特許第 4339916 号, 2009/7
- [25] 岩下平輔, 山田裕一, 八重嶋守, 白水雅朋, 酒井幸次郎: “モータ制御装置”, 特許第 4512145 号, 2010/5
- [26] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 上野裕也: “サーボモータの駆動装置及び駆動制御方法”, 特許第 4741637 号, 2011/5
- [27] 松原俊介, 岩下平輔, 山田裕一, 羽生茂樹, 白水雅朋, 酒井幸次郎: “モータ駆動装置”, 特許第 4390843 号, 2009/10
- [28] 岩下平輔, 置田肇, 河村宏之, 秋山隆洋, 丹羽正一: “モータ駆動装置およびモータ駆動方法”, 特許第 4551471 号, 2010/7
- [29] 前田和臣, 豊沢雪雄, 岩下平輔: “バックラッシュを抑制するサーボ制御装置”, 特許第 4677037 号, 2011/2
- [30] 岩下平輔, 置田肇, 丹羽正一, 山本健太: “PWM 整流器” 特許第 4616397 号, 2010/10
- [31] 岩下平輔, 置田肇, 手塚淳一: “工作機械の制御装置”, 特許第 4643725 号, 2010/12
- [32] 岩下平輔, 置田肇, 豊沢雪雄, 前田和臣: “デュアル位置フィードバック制御を行うサーボ制御装置”, 特許第 4575508 号, 2010/8
- [33] 岩下平輔, 置田肇, 丹羽正一: “モータ制御装置”, 特許第 5129363 号, 2012/11
- [34] 園田直人, 岩下平輔: “永久磁石同期電動機の永久磁石の不可逆減磁が発生したか否かを検出する制御装置”, 特許第 5172998 号, 2013/1
- [35] 岩下平輔, 小川肇: “無効電流指令作成部を有するモータ駆動装置”, 特許第 5444304 号, 2013/12
- [36] 園田直人, 豊沢雪雄, 岩下平輔: “不感帯処理部を備えた電動機の制御装置”
- [37] 岩下平輔, 猪飼聡史: “工作機械の送り軸を駆動するサーボモータを制御するサーボモータ制御装置”, 特許第 5324679, 2013/7
- [38] 園田直人, 岩下平輔: “アンプ保護機能を備えた同期電動機の制御装置及び制御方法”, 特許第 5369225, 2013/9
- [39] 岩下平輔, 高山賢一, 猪飼聡史: “バックラッシュを補正するモータ制御装置”, 特許第 5596093 号, 2014/8
- [40] 岩下平輔, 高山賢一, 猪飼聡史: “ボールネジの伸縮量を補正する機能を備えたサーボ制御装置”, 特許第 5411978 号, 2013/11
- [41] 岩下平輔, 高山賢一, 猪飼聡史: “ボールねじの伸縮量に基づいて補正処理を実行するサー

ボ制御装置”，特許第 5667147 号，2014/12

[42] 岩下平輔，高山賢一，猪飼聡史：“被駆動体の位置補正機能を有するサーボ制御装置”，特許第 5739400，2015/5

[43] 園田直人，豊沢雪雄，岩下平輔：“複数軸の加工精度を向上させるサーボモータの制御装置”，特許第 5897662 号，2016/3

学術誌原著論文（査読あり）

- [1] 岩下平輔, 中邨勉, 猪飼聡史, 高山賢一: “NC 工作機械の送り軸のための 2 慣性系モデルによる低周波振動抑制制御の研究”, 精密工学会誌, **82**, 8 (2016) 745.
- [2] 岩下平輔, 飯島一憲: “ボールねじの静特性に起因するロストモーション補償による工作機械テーブル駆動系の高精度軌跡制御”, 精密工学会誌, **82**, 9 (2016) 828.
- [3] 岩下平輔, 恒木亮太郎, 猪飼聡史, 飯島一憲, 園田直人: “永久磁石同期電動機の高精度駆動のための電圧飽和を回避し磁気飽和を考慮した電流制御パラメータ決定法”, 精密工学会誌, **83**, 7 (2017) 706.
- [4] 岩下平輔, 飯島一憲, 園田直人: “制御周期のナイキスト周波数を超える共振周波数を有する DD テーブル駆動系の振動モードの特定による連続軌跡制御の高精度化” 精密工学会誌, **83**, 11 (2017) 1033. (※)
- [5] 曾我部正豊, 岩下平輔, 園田直人, 垣野義昭: “リニアモータ駆動におけるタンデム制御に関する研究”, 精密工学会誌, **73**, 5 (2007) 605.

※ 2017 年度精密工学会・高城賞受賞

会議（査読なし）

- [1] 岩下平輔, スピンドルシステムにおける省エネルギー化技術, 工作機械技術者会議, (2008)
- [2] 岩下平輔, リニアモータ駆動工作機械送り軸の振動対策と高精度化技術, モータ技術シンポジウム, (2010)

技報（査読なし）

- [1] 岩下平輔, : 高生産性・高精度を実現する部品加工学習制御, ファナックテクニカルレビュー, 22, 1 (2005)
- [2] 岩下平輔, : 大型サーボモータ駆動用のサーボ制御, ファナックテクニカルレビュー, (2006)
- [3] 岩下平輔, : サーボ調整ツール FANUC サーボガイド, ファナックテクニカルレビュー, (2007)

- [4] 岩下平輔, : リニアモータ, DD モータへの学習制御の適用, ファナックテクニカルレビュー, (2007)