

博士論文

スパイラルモータの省電力浮上
および，運動制御の研究
“Power-saving Levitation and Motion
Control of Helical-motor”

指導教員：藤本 康孝 教授

横浜国立大学大学院 工学府

物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース

学籍番号：14SD103

氏名：小山 昌人

平成29年3月

要約

本研究では高い性能ならびに高バックドライバビリティを小型アクチュエータで実現するために、スパイラルモータと呼ばれるリニアモータを提案してきた。本モータではこれまでに磁気浮上制御・位置制御・力制御に成功しているほか、ゼロパワー制御という浮上方式によって省電力磁気浮上が可能となっている。本論文の第2章ではまず、従来のスパイラルモータ制御系設計について、これまでに十分に示されていなかった電流制御系、加速度制御系、併進方向位置制御系、力制御系の導出および、ゲイン設計手順を明らかにする。加えて、従来のスパイラルモータの特性パラメータ同定は推力定数、トルク定数、磁気吸引力係数それぞれに同定実験が必要なうえ、可動子磁気浮上を保持しつつ、磁気吸引力を計測するなど煩雑なものであった。従来同定法は有限要素解析（FEA）による電磁界解析から得られる特性パラメータと比べ、大きな誤差を有しており、スパイラルモータの同定には適していなかった。このため、第3章ではゼロパワー制御適用時に力制御応答とギャップ応答が相関関係をもつことを利用し、この力制御実験データを用いたスパイラルモータ同定法を開発、数値シミュレーションおよび、実験によって妥当性を検証した。これにより FEA と提案する同定法によるモータ特性値が約 5%以内で一致することを確認、本手法により 1 回の力制御実験から高精度な特性同定がスパイラルモータにおいて可能となった。

第4章ではスパイラルモータを用いた外力推定および、力センサレス力制御の精度について論じた。これまでのスパイラルモータ外力推定は他のダイレクトドライブモータに対し提案された手法を用いていたが、本モータ特有の誤差要因が生じており精度を著しく損ねる場合があった。これら要因はおもに本モータ磁気吸引力の非線形性とオフセット力である。従来では非線形性を無視、オフセット力はモータの運動等に関わらず一定とし、モータ静止時に事前計算していた。これにより特定出力域で非線形性による誤差が生じていたほか、オフセット力はモータ位置等により変動するため、モータ運動時にも推定誤差が生じていた。本論文では非線形性に対してはギャップ変位に応じた磁気吸引力係数のマッピング、オフセットに対しては多慣性系負荷力推定手法である Multi-Encoder DOB(MEDOB) を応用することを提案した。磁気吸引力の多項式近似により実機実験における推定誤差 RMS 値が従来と比べ、平均 80%程度低減できた。また、MEDOB の応用によってオフセット力を外力推定値から除去することに成功、伝達関数解析・シミュレーション・実験によってこれを確認した。

次に第5章ではスパイラルモータ省電力浮上制御に着目、おもに外力印加時などの省電力性能向上について論じた。ゼロパワー制御はスパイラルモータをはじめとする常電導浮上系に適用され、浮上用電流がゼロとなるギャップ変位（平衡点）を算出、ここに可動子を移動させることで省電力浮上を実現する。平衡点算出には電流積分値が用いられるため、真の平衡点と算出値には位相遅れが生じる。この位相遅れによって高速運動時や負荷力印加時の省電力浮上が難しく、過大なピーク電流を発生させる。先行研究では力センサによるフィードフォワード制御によってこれを消去しているが、本章では力制御時の力指令値/推定外乱微分値の導入により力センサレスでこの問題を解消、改善できると伝達関数解析・シミュレーション・実機実験より明らかにした。実機実験において力指令値を使用した場合は最大で浮上用電流ピーク値を従来法の25%に、推定外乱微分値を用いた場合は従来法と比べ、力制御では75%、位置制御では70%に低減することに成功した。これらより、力センサレスでゼロパワー制御の逆応答問題の解消または、改善が可能であることを世界で初めて実証した。

最後に第6章ではスパイラルモータ運動制御系のさらなる性能向上のため、既存の最適制御理論に基づく併進位置/ギャップ制御器を構築した。従来の運動制御系では外乱オブザーバ(DOB)によるプラントノミナル化に運動性能が強く依存しており、DOBカットオフ周波数の設定限界程度までの追従制御実現に留まっていた。本章ではこれに対し、最適制御理論に基づくサーボ系とこれに付随するフィードフォワード制御器を新たに設計、シミュレーション・実機実験によって従来手法よりも広帯域の追従制御が実現できることを示した。

目次

第 1 章 序章	8
1.1 研究背景	8
1.2 研究目的	10
1.3 本論文の構成および、位置づけ	11
1.3.1 第 2 章 スパイラルモータ	11
1.3.2 第 3 章 力制御応答に基づく特性パラメータ同定	12
1.3.3 第 4 章 パラメータマッピングと無負荷時平衡点を考慮した外力推定器	13
1.3.4 第 5 章 逆応答抑圧を施した省電力浮上制御	14
1.3.5 第 6 章 FF 制御を導入したスパイラルモータ用運動制御	15
1.4 まとめ	16
第 2 章 スパイラルモータ	17
2.1 スパイラルモータの構造および、数式モデル	17
2.1.1 Interior Permanent-Magnet 型スパイラルモータ	17
2.1.2 スパイラルモータ数式モデル	19
2.2 実験器構成	25
2.3 スパイラルモータ従来制御系	27
2.3.1 電流制御系	28
2.3.2 加速度制御系	29
2.3.3 ギャップ制御系（磁気浮上制御系）	30
2.3.4 直動方向位置/力制御系	31
2.4 まとめ	32
第 3 章 力制御応答に基づく特性パラメータ同定	33
3.1 スパイラルモータにおける有限要素解析	33
3.1.1 推力定数 K_f	34
3.1.2 磁気吸引力定数 K_g	34
3.1.3 トルク定数 K_τ	35

3.2	力制御応答を用いたスパイラルモータパラメータ同定	35
3.2.1	数値シミュレーションによる同定法検証	37
3.3	電磁界解析 (FEA) および, 同定実験	39
3.3.1	FEA による解析結果	39
3.3.2	同定実験	39
3.4	パラメータ同定における考察	39
3.5	まとめ	40
第 4 章	パラメータマッピングと無負荷時平衡点を考慮した反力推定器	43
4.1	磁気吸引力係数マップを用いた反力推定	44
4.1.1	磁気吸引力係数マッピング	44
4.1.2	磁気吸引力係数マップを用いた反力推定実験	45
4.2	無負荷時平衡点 x_{g0} の考慮	49
4.2.1	弾性係数を用いない 2 慣性系反力推定 : Multi-Encoder Disturbance OB-server(MEDOB)	49
4.2.2	MEDOB のスパイラルモータへの適用	50
4.2.3	スパイラルモータ用 MEDOB の数値シミュレーション	52
4.3	磁気吸引力係数マッピングおよび, MEDOB を適用した反力推定実験	54
4.3.1	パラメータマップと MEDOB を組み合わせたセンサレス力制御実験	57
4.4	まとめ	60
第 5 章	逆応答抑圧を施した省電力浮上制御	61
5.1	ゼロパワー制御	62
5.1.1	電流積分形 (Current-INTegral Zero Power Control: CINT)	63
5.1.2	外力帰還形 (External-Force-FeedBack Zero Power Control: EFFB)	64
5.2	ゼロパワー制御の逆応答改善	65
5.2.1	提案手法 1 : 力指令フィードフォワード付電流積分形 (CINT with force feedforward)	65
5.2.2	提案手法 2: 速度指令付き外力帰還形 External force feedback type with velocity reference	67
5.3	伝達関数上の各ゼロパワー制御応答比較	68
5.4	位置/力制御下の逆応答抑圧実機検証	69
5.4.1	力制御実験	71
5.4.2	位置制御実験	77

5.5	まとめ	81
第 6 章	FF 制御を導入したスパイラルモータ用運動制御	82
6.1	従来運動制御系の位置追従特性設計	82
6.2	スパイラルモータに対する最適サーボ系設計	84
6.2.1	フィードフォワード付き LQ サーボ	85
6.3	シミュレーション・実験による検証	87
6.3.1	位置追従制御シミュレーション	88
6.3.2	実機実験	89
6.4	まとめ	92
第 7 章	結言	93
	謝辞	105

图 目 次

1.1	The composition of this doctoral thesis.	12
2.1	The mechanical structure of IPM helical motor	18
2.2	The mover and stator of IPM helical motor.	19
2.3	A SPM helical motor in polar coordinates.	23
2.4	A magnetic circuit of a SPM helical motor.	23
2.5	Block diagram of the helical motor model (circuit and motion)	25
2.6	The experimental setup of IPM helical motor.	26
2.7	The configuration of helical motor controller.	26
2.8	The control system of helical motors.	28
3.1	FEA model of spiral motor.	34
3.2	The experimental setup of the force control for the identification.	35
3.3	FEA analysis results.	40
3.4	Experimental results of force control	41
4.1	The output thrust-force v.s. gap displacement of the IPM helical motor.	45
4.2	Reaction force estimation using 1st order approximation of K_g (4.2).	46
4.3	Reaction force estimation using 3rd order polynomial approximation of K_g (4.4).	47
4.4	RMS of the estimation error. “1st” and “3rd” show RFOB using only 1st order term of K_g and RFOB using 1st – 3rd order terms of K_g	47
4.5	A block-diagram of MEDOB.	50
4.6	A block-diagram of MEDOB for helical motor.	51
4.7	The comparison of conventional and MEDOB when $x_{g0} = 0.1\text{mm}$. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . the cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case1” are 500 rad/s.the cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.	53

4.8	The comparison of conventional and MEDOB when $x_{g0} = 0.1\text{mm}$. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . “est. x_{g0} ” shows estimated x_{g0} . The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.	54
4.9	The comparison of sensorless force control using conventional and MEDOB. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . “est. x_{g0} ” shows estimated x_{g0} . The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.	55
4.10	A block-diagram of MEDOB using the mag.-attractive-force coeff. mapping.	56
4.11	An experimental setup of sensorless-force control.	57
4.12	(Experimental results)The comparison of conventional and proposed RFOB under sensorless force-control. The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB” are 500 rad/s and 100 rad/s, respectively.	58
4.13	(Experimental results)The comparison of gap response of conventional and proposed RFOB under sensorless force-control. The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB” are 500 rad/s and 100 rad/s, respectively.	59
5.1	Diagrams about the feature of zero power control.	63
5.2	The condition of the force control.	71
5.3	The bode and nyquist plots of $K_g x_g / f_{ex}$ under the force control (5.24) – (5.28)	73
5.4	The step responses of $K_g x_g / f_{ex}$ under the force control (5.24) – (5.28).	74
5.5	The experimental results under the force control	75
5.6	The condition of the position control.	77
5.7	The bode and nyquist plots of $K_g x_g / f_{ex}$ under the position control (5.29) – (5.32)	78
5.8	The step responses of $K_g x_g / f_{ex}$ under the position control (5.29) – (5.32).	79
5.9	The experimental result under the position control	80
6.1	The condition of the positioning control	87
6.2	Bode plots of tracking performances	88
6.3	The simulation of the tracking-control using PD-DOB-RS and LQ-FF.	90
6.4	Experimental results of the tracking control.	91

第1章 序章

1.1 研究背景

ロボットは産業の生産効率向上のため、1980年代ごろからおもに自動車製造などに導入されはじめ、現在では一般家庭用掃除ロボットが登場し、日常的に用いられるまでに至っている。これらに加え、ロボティクスの発展は目覚ましく、自律歩行かつ、多岐にわたる仕事を人間と同等に行う2足歩行ロボットが現実化しつつある。一方、医療分野では人工義肢の電動化や、外骨格型アシストスーツの導入も積極的に行われ、海外では実用段階に移行した製品も少なくない[1][2][3]。このようなサービスロボットの需要は今後ますます増加していくことが予想されており、いくつかの統計データでは現に市場規模の増加を示している。これらロボティクス発展の要因の一つにアクチュエータの高出力化および、小型化が挙げられる。

代表的なアクチュエータとして回転型電気モータが挙げられる。電気モータには永久磁石を可動子に用いた直流モータもしくは、同期機と、コイルの電磁誘導を利用した誘導機があるが、多くの場合では直流モータ、同期機が用いられる。これは効率が比較的高いことに加え、電力変換器の性能次第では広帯域の制御帯域が得られるためである。高速な運動を実現しやすい一方で、低速での出力トルクが出にくいことが多く、機械減速器によって運動速度をトルクに変換して用いるのが一般的である。高回転型電気モータと高減速比の減速器を組み合わせることにより、低速高トルクを実現可能である。減速器には遊星歯車等の円型を組み合わせたと、楕円形状の歯車によるものがある。円型歯車は比較的単純な構造で高減速比が実現されるが、歯車の噛み合いにすき間（バックラッシュ）が生じやすい。これを解決したのが楕円形状歯車を使用したハーモニックドライブであるが、楕円型歯車の両端を圧力が集中する構造になっており、このために機械摩擦が増加する。

これらの機械摩擦は減速器の入出力効率を低下させ、とくに出力軸から入力軸への逆入力では見かけ上の摩擦が減速比に比例して増加する。よって、このようなアクチュエータを出力軸からの駆動するには大きな力を要することになる。従来の産業応用目的のロボットでは人とロボットの作業空間は厳密に区別されていたため人との接触が問題となることはなかったが、近年では人間との協調作業が主目的となりつつあり、このようなアクチュエータの安全性が問題視されている。

アクチュエータ出力を保持しつつ、逆駆動性（モーションコントロール分野ではバックドライバビリティと呼称されることが多く、本稿も以降は同様に呼称）を向上できれば、出力軸の力感受性が高まり、接触時において衝撃吸収や倣い動作が実現される。バックドライバビリティを高める方法の一つとして、高精度なトルクセンサを搭載し制御によって実現するものがあるが [4]、トルクセンサの感度以上の衝突等ではバックドライバビリティを実現できない。このため、多くの研究者によって高出力かつ、高バックドライバビリティを併せ持つ、様々な種類のアクチュエータが開発されている。ここでは代表的なものとして“Series Elastic Actuator”[5]–[8]，“Electro Hydraulic Actuator”[9]–[14]，“Direct Drive Motor”[15]–[26] を挙げる。“Series Elastic Actuator (SEA)”は高減速器付き電気モータ出力軸に機械バネを挿入したものであり、高減速比による低速高トルクとバネによる出力軸の低剛性化が実現できる [6]。比較的構造が簡単、かつ高トルクと高バックドライバビリティが得られるため、2足歩行ロボット等への適用例が増加してきている [7]。しかし、機械バネ挿入によって機械共振周波数が低下、振動等を生じやすい欠点が存在する [8]。次に“Electro Hydraulic Actuator (EHA)”は電気-油圧アクチュエータのことを主に表し、油圧シリンダー用サーボ弁を高速、高精度に制御することで油圧の高い推力と、電気モータによる速応性を両立したアクチュエータである。このアクチュエータは古くより飛行機のラダー制御などに用いられてきたが [10]、近年では Boston Dynamics らが独自の EHA を開発、ロボットに搭載することで高い機動性と幅広いタスクを実現するなどロボットへの応用にも注目されている [11]。しかし、油圧系であるがゆえに非線形性が強く、この補償制御が高精度な位置決め/力制御に必要な不可欠となる。また、油圧系特有の摩擦熱やオイル漏れなども実用上は課題となっている [14]。最後に“Direct Drive Motor”は電気モータの推力/トルクをモータサイズ的大型化によって獲得したものであり、減速器等がなくとも、大出力を実現できる。モータと出力軸が直結されているため、伝達損失が生じず、高いバックドライバビリティが得られる。このモータの特徴を下記に列挙する。

- Advantage

- High torque or thrust[16]
- High efficiency[16]
- Widely control band-width[17][18]
- High back-drivable

- Disadvantage

- Large motor-size[20]

摩擦損失などの影響が少ないため、モータトルクが制御可能な領域では優れた運動を容易に実現できる。よって、DD モータは高推力/トルク、高バックドライバブルでありながら、良好な運動制御を実現しやすいモータであるといえる。

1980 年頃から上記特徴を有する DD モータをロボットに応用する動きがある [16][21]–[26]。文献 [16][21] は DD モータを搭載したロボットアーム（最大手先速度 4m/s, 重量 130kg）を開発、文献 [22]–[25] は外乱オブザーバによる外力推定を用い、力センサレス制御可能なロボットアームなどを開発、文献 [26] は DD モータを搭載したロボットアームの接触動作を解析、高い安定性を示している。しかし、DD モータは前述のとおり高出力のかわりに大型であり、従来の減速器を用いた構成と比べて体積増加が免れない [27]。

一方で、近年の産業機器やロボットでは従来の回転形モータではなく、直動動作を有するリニアアクチュエータの適用も増えつつある。産業機器ではおもにステージ駆動など直動性、かつ高精度な位置決めが必要とされるものや、力制御精度が高く要求されるものでリニアモータが使われている [28][29]。ロボットでは高推力を有する EHA 等を用いて高い運動性能を実現するもの [30]–[32]、リニアアクチュエータを筋肉の動作に見立て人間に近い動作を実現しようとするものがある [33]–[35]。EHA 等を用いたものは前述のとおり非線形性や制御帯域の面で問題がある。DD モータの一種であるリニアモータも前述したように装置サイズが問題となっている。しかし、高推力・高バックドライバブルかつ、広帯域な制御帯域をもつリニアモータはモータ設計などの研究が盛んに行われ、小型化が進んでいる。文献 [35] はリニアバーニアモータと呼ばれる可動子・固定子が異なる磁極数を有するモータを従来の平面形から、円筒形で実現、磁石配置など構造最適化によって単位体積あたりの推力密度を約 328kN/m^3 と一般的なシャフトモータと比べ約 3 倍程度に向上させている。しかし、ディテント力（コギング力）が出力の 1 割程度発生するためか、高精度な位置決め等は実現されていないと見受けられる。

1.2 研究目的

本研究ではより小型かつ、高推力なりニアモータ（DD モータ）を実現するためにらせん形状を有するスパイラルモータを開発してきた [36]–[46]。スパイラルモータの詳細は 2 節で述べることにし、ここでは概略のみを記す。本モータの特徴は可動子・固定子ともにらせん形状であり、ボールねじのような構成となっていることである。可動子には永久磁石、固定子には 3 相巻線が 2 系統設置されており、らせん形状により有効体積当たりのギャップ面積を拡大することができる。ギャップ面積拡大はすなわち、電磁力発生面積拡大となるため、従来の円柱型リニアモータと比べ、有効体積当たりの推力密度を 1.5 倍から数倍程度大きい。また、本モータ可動子は電磁力による磁気浮上が可能であり、このときの機械摩擦は軸受のみとなる。これ

により本モータは磁気浮上制御下において、一般的なりニアモータと同等の高いバックドライバビリティを実現できる。

これまでに磁気浮上制御・直動方向位置/力制御，省電力浮上制御，力センサレス力制御に成功しているが，これらの制御設計・性能にはいくつかの課題が依然として存在する．本論文はこれらの解決を目的とし，スパイラルモータ実用化を進めることを目標としている．次節で本論文が扱う課題および，位置付けについて述べる．

1.3 本論文の構成および，位置づけ

本論文では下記に列挙したスパイラルモータ制御設計に関する問題を解決するため，それぞれ検討を行う．

- モータパラメトリゼーション
 - － スパイラルモータ特性パラメータ（推力定数 K_f ，トルク定数 K_τ ，磁気吸引力係数 K_g ）同定精度の不足および，電磁界解析との不一致．
- スパイラルモータ制御系設計
 - － ギャップ・併進方向位置の運動制御性能の不足
 - － センサレス力制御実現に必要な反力推定の精度不足
 - － 省電力浮上制御（ゼロパワー制御）系の設計法が試行錯誤的，過渡応答における省電力性能不足

これらより本論文の構成を図示すると Fig. 1.1 となる．

次節に各章の位置付けについて述べる．

1.3.1 第2章 スパイラルモータ

第2章ではスパイラルモータの概要を述べたのち，従来設計されてきた制御系について導出過程を明らかにする．スパイラルモータはこれまで 埋込磁石（Interior Permanent Magnet IPM）型と表面磁石（Surface-mounted Permanent Magnet）型が開発されているが，ここでは本論文で扱う IPM 型スパイラルモータを用いてモータの特徴を述べる．また，モータ数式モデルを述べたのち，先行研究によって設計されてきた制御系について述べる．本章ではこれらの導出過程を示すとともに，従来制御系の課題について述べる．

験を行っている。しかし、逆起電力測定や電磁力、磁気吸引力による推力測定をそれぞれ行う必要がある。とくに電磁力および、磁気吸引力による推力測定は、モータ d 軸電流をゼロ、または磁気吸引力がゼロとなるようギャップ変位を調整しながらの実験であり、煩雑な作業が要求される。加えて、得られた特性パラメータの精度は検証がなされていないため、どの程度正確なパラメータが得られているかは不明である。

一方、モータの特性パラメータ解析/同定の分野では有限要素解析 (Finite element analysis, FEA) による電磁界解析とモータ実機の同定結果を照合し、モータパラメータの精度検証などを行う傾向がある [47]–[49]。FEA はモータ CAD モデルなどをもとに微小領域の電磁界計算、これらを集約することによってモータ全体の解析を行う。近年では、FEA とモータ真値はおおむね等しい結果が得られており、文献 [48] では IPM 形回転モータのモータトルク、文献 [49] ではブラシレス同期モータのモータ逆起電力について解析値と実験値が一致する結果を示している。

FEA は CAD モデルをもとに行うため様々なモータ形状を解析可能であり、スパイラルモータも同様の結果が得られるべきである。スパイラルモータの先行研究においても FEA を用いた解析が行われており、モータ内部の磁束密度等を実機と比較することは大森らが報告している [50]。しかし、前述したように推力定数などモータ特性との比較はなく、文献 [45] が得た同定結果の妥当性は未検証である。

以上より、本論文第 3 章は簡易かつ、高精度なスパイラルモータ用同定手法の開発を行う。

1.3.3 第 4 章 パラメータマッピングと無負荷時平衡点を考慮した外力推定器

ダイレクトドライブモータではモータに働く摩擦力が小さく、モータが受けた力は損失されずにモータ運動に伝達される。大西らの研究グループはモータ電流、角速度情報から外乱 (外力、モデル誤差等価外力) を推定する外乱オブザーバ (Disturbance Observer, DOB) を開発 [51]、さらに DOB を用いて力制御下のモータが受ける反力のみを推定する反力推定オブザーバ (Reaction Force Observer, RFOB) を実現している [22][52]–[55]。RFOB は摩擦力など実外力以外の外乱を事前に測定、同定しておき、これを DOB による推定外乱から差し引く。DOB, RFOB は精度よく制御対象 (モータなど) のモデリングが行われていれば、非線形なモデルに対しても適用可能であり、様々なモーションコントロールに用いることができる [55]。文献 [56] で紹介されるように静止/動摩擦・クーロン摩擦ごとのモデリングや、同定試験によって、推定外力から正しく摩擦力のみを除外できる。しかし、制御対象モデルが正しく得られない場合は推定される推力/トルクに大きな誤差が生じる。

一方、一般的な 2 慣性系 (SEA や、ベルト駆動) では各慣性系をつなぐ弾性係数が同定困難となる場合があり、制御対象によっては RFOB による高精度な外力推定が困難となる。こ

れに対し、チャワリットらは各慣性系に設けた位置検出器（エンコーダ）を用いた反力推定器（Multi-Encoder DOB, MEDOB）を提案している [57]。MEDOB は各慣性系の推定外乱の和をとった構成となり、2 慣性系においては各慣性系をつなぐ弾性係数が不明であっても推定可能である。

スパイラルモータは第 2 章で述べるとおり 2 慣性系の一種であり、可動子の直動/回転系がギャップを通じて相互に影響する。このとき、各系をつなぐ弾性力は可動子に働く磁気吸引力であるが、一般的な 2 慣性系と異なり、オフセットが生じ得る。ここで、本モータにおける磁気吸引力は可動子永久磁石と、その両面とギャップを挟んで設置された固定子鉄心間に働く引力である。理論上は可動子両面に働く磁気吸引力がギャップ変位ゼロ mm で釣り合い、オフセット力は生じない。しかしながら、実機では製作精度や磁気特性のバラツキによって両面に働く磁気吸引力に差が生じる。本論文ではこのオフセットによるギャップ平衡点を無負荷時平衡点と呼称する。これにより磁気吸引力のオフセットが発生、RFOB の外力推定精度に大きく影響する。また、スパイラルモータ磁気吸引力はギャップ変位に応じた非線形性を有し、これも推定精度に影響を及ぼす。

これらの問題に対し、先行研究では非線形性を無視していたのに加え、無負荷時平衡点は可動子位置などに関わらず、一定と仮定して推定していた [43]。このため、モータ運動時などで外力推定に誤差が生じやすく、狭い出力範囲でしか十分な精度が得られていなかった。本論文第 4 章は磁気吸引力非線形性の同定、MEDOB を応用した無負荷時平衡点の考慮を検討し、スパイラルモータ外力推定精度の向上を図る。

1.3.4 第 5 章 逆応答抑圧を施した省電力浮上制御

スパイラルモータ可動子は磁気浮上により駆動、摩擦レスな運動によって高いバックドライバビリティを実現している。本モータの磁気浮上は電磁力によって実現され、浮上の保持にはコイルへの電流が常時必要となる。このような浮上系は常電導浮上系と呼ばれ、常時浮上電流を要するために電力消費が大きい。これに対し、森下らはこれら常電導浮上系の省電力浮上方式として、“ゼロパワー制御”を 1988 年ごろから提案している [58]–[60]。ゼロパワー制御系は浮上用電流積分値もしくは、浮上体に働く外力の推定値によって可動子に働く力の和がゼロとなる点（平衡点）の探索・推定を行い、ギャップ変位をこれに移すものである。上記平衡点では可動子に働く磁気吸引力と外力などが釣り合い、浮上に必要な電磁力が不要となる。この手法は常電導浮上系であれば全ての系に適用でき、多くの研究者によって応用や改善がなされている [61]–[70]。

しかし、これらの多くでは定常状態の省電力浮上性能（とくに安定性）に注目して研究が進められており、過渡応答における性能向上に関するものは少ない。とくに外力印加時による瞬

間的な応答では平衡点算出の遅延等により、ギャップ応答に逆応答が発生、大きなピーク電流を生じる。これは外力によってギャップ変位が平衡点から外れることに加え、平衡点に復帰するのに大きな瞬時電流を要するためである。従来のゼロパワー制御則を基本としたものはすべてこの問題を有しており、水野らが示した一般的な常電導磁気浮上系の伝達関数解析・実験においてもみられる [61]。これに対し、石野らは外力測定値によるフィードフォワード制御の付与を提案している [69][70]。この手法では外力測定値によってギャップ平衡点を瞬時に算出、これを電流積分値と組み合わせ、不安定零点が解消された省電力浮上を実現している。有効性・妥当性は伝達関数解析・実機実験を通じて確認されたが、力センサが必要であるため実装コストが高く、全ての浮上系に適用できるわけではない。

一方、スパイラルモータ浮上系では文献 [58] のゼロパワー制御を導入、浮上中のギャップ制御（浮上）電流を定常状態においてゼロ [A] とすることに成功している [71]。しかし、他の先行研究と同様に外力印加時などに大きな浮上電流ピーク値が生じている。このため、本論文第 5 章では外力印加時などのゼロパワー制御下ギャップ応答に着目、力センサレスな応答改善手法を提案する。

1.3.5 第 6 章 FF 制御を導入したスパイラルモータ用運動制御

磁気浮上系の運動制御は 1970 年代後半頃から盛んに研究されており、その多くは浮上体の位置制御である [72]–[77]。文献 [72]–[75] は非線形性を考慮した浮上系モデルより、状態フィードバックや PI 制御器を設計、安定な磁気浮上を実現している。1990 年以降は LQG や H_∞ 制御といったロバスト制御（外乱等に対し不感な制御）を適用する事例が増えている [76][77]。これらの中では浮上体を多入力多出力系（Multi-Input-Multi-Output, MIMO）として扱うことがあるが、出力は浮上体の垂直/水平方向もしくは、平面座標での X/Y 方向の位置制御を対象としている。また、このときの入力には浮上系に複数設けられたコイル電流等である。よって、浮上系においてスパイラルモータのように併進方向位置/力と、ギャップ変位（併進、回転の双方により変動）の独立制御を対象とした事例は、筆者が知る限り例はない。

一方で、螺旋形モータは 1980 年代よりみられ、誘導機型 [78][79] や同期機型 [80] が開発されてきた。これらは円筒型コイル、磁石で構成されており、可動子はベアリングによって支持される。このため、一般的なリニアモータと非常に近い構成であり、磁気浮上は行わない。いずれの事例も回転–直動の位置/力変換に注目して制御設計しており、一入力–出力（SISO）として扱われる。

よって、スパイラルモータ制御系と近い構成をもつ浮上系は少なく、どのような制御系が真に有効であるかは明確でない。スパイラルモータの各先行研究ではモータ運動方程式より得られる併進方向とギャップ運動の非干渉化制御などをもとに設計されてきた。これらの制御系

はスパイラルモータ運動方程式より加速度制御系を設計，併進方向・ギャップ加速度の非干渉化を施した上で，PD 制御など古典制御理論に基づいた設計を行っている [41][42][45]. 実証試験等により併進方向・ギャップ運動の独立制御がおおむね実現，妥当性が確認されてきた．しかし，併進方向運動行う際，ギャップ制御系に振動が生じ，場合によっては浮上が不安定化することがあった．

このため，本論文第 6 章ではスパイラルモータ運動制御について，目標値追従性能・安定化性能を向上させるため，FF 制御器と最適制御を組み合わせたもの設計，従来制御方式との比較検討を行う．

1.4 まとめ

本章では研究背景として小型・高出力・高バックドライバビリティを有するアクチュエータについて述べた．また，本論文の構成を示したのち，各章における課題の位置づけについて述べた．

第2章 スパイラルモータ

本章では従来のスパイラルモータ運動制御系について述べる。

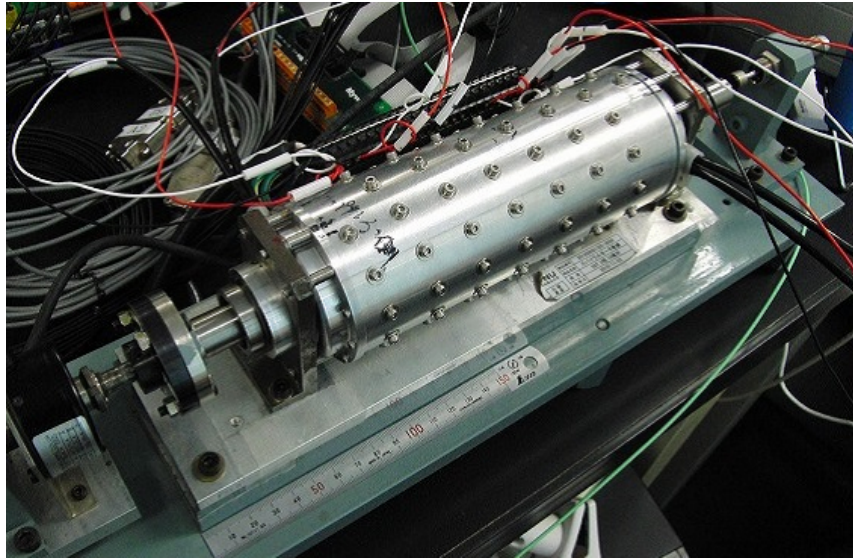
2.1 スパイラルモータの構造および、数式モデル

スパイラルモータは可動子・固定子ともに螺旋構造をもつリニアアクチュエータであり、可動子側に永久磁石、固定子側に二系統の三相巻線が配置されている [36][37]。このモータは三相巻線による磁力を制御し、永久磁石とのマグネットトルクにより可動子を磁気浮上させ駆動する。現在スパイラルモータには Interior Permanent-Magnet 型と Surface-mounted Permanent Magnet (SPM) 型の磁石埋め込み型と表面磁石貼付型の 2 種類が本研究室により開発されている [38][39][40]。螺旋構造により永久磁石と巻線の対向面積を単位体積当たりで広く取ることができ、従来の円柱型や平板型のリニアモータと比べて有効体積当たりの推力密度を約 2 倍以上に向上可能である。さらに磁気浮上駆動により本モータはダイレクトドライブが可能であるため、人間協調型ロボットなど安全かつ、小型・高出力が要求されるアプリケーションにおいて有効であるといえる。次に本論文で扱う IPM 型スパイラルモータの機械構造を述べたのち、スパイラルモータにおける磁気回路・回路方程式について述べる。さらに回路方程式より運動方程式を求め、スパイラルモータの運動系に関する数式モデルを示す。

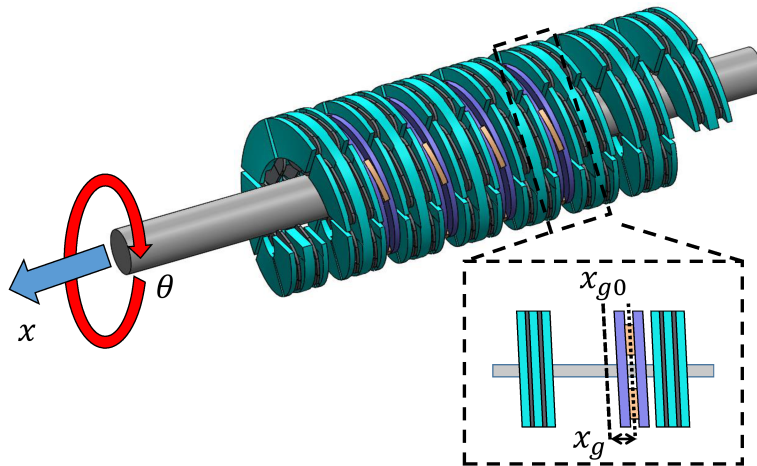
2.1.1 Interior Permanent-Magnet 型スパイラルモータ

機械構造

試作された Interior Permanent-Magnet (IPM) 型スパイラルモータの外観および、CAD モデルを Fig. 2.1 に示す。Fig. 2.1 より、可動子と固定子形状がそれぞれらせん形状を有しており、ボールねじのような構造であるとわかる。IPM 型スパイラルモータでは永久磁石は可動子に設けられたスロットに埋め込まれる。本試作機では四角形状の平面磁石を 90 度ごとに埋め込んでおり、Fig. 2.1b の “mover yokes” および、 “embedded magnets” をみると確認できる。固定子にも可動子と同様にらせんに沿ったスロットが二つ設けられており、二系統三相巻線はそれぞれに埋め込まれる。よって、Fig. 2.1b 内に示すように可動子磁石は二系統三相巻線に挟まれた



(a) Exterior



(b) 3D-CAD model

図 2.1: The mechanical structure of IPM helical motor

形になる。このとき、各系統の巻線によって生じる電磁力の操作および、永久磁石と固定子鉄心の磁気吸引力によって可動子の直動方向磁気浮上が実現される。可動子・固定子間のギャップ変位 x_g は (2.1) のように定義できる。

$$x_g = x - \frac{l_p}{2\pi}\theta \quad (2.1)$$

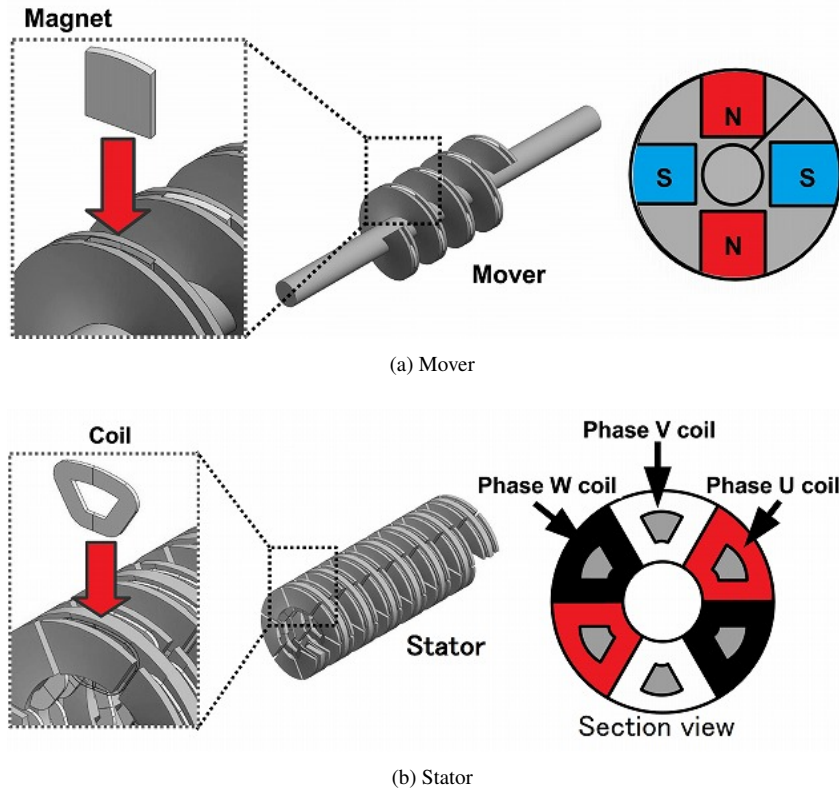


図 2.2: The mover and stator of IPM helical motor.

ここで x は可動子直動方向位置, θ 可動子機械回転角であり, l_p はらせん形状のリード長である. x_g がゼロであるとき, 可動子は固定子間の中点に位置していることを意味する.

IPM 型スパイラルモータ試作機の機械パラメータを Table 2.1 に示す. なお, 本モータの最大推力は約 100N – 110N 程度であり, 定格推力 (30 分間の温度上昇量 10 °C 以下) は約 60N である. このため, 本モータの有効体積当たりの定格推力密度は約 194kN/m³ となる. 本稿では使用しないが SPM 型スパイラルモータの定格推力密度は約 956kN/m³ (定格推力約 100N) であり, [35] のリニアバーニアモータなどの推力密度を超える.

2.1.2 スパイラルモータ数式モデル

磁気回路および, 回路方程式

今回スパイラルモータの磁気回路は IPM 型における可動子の磁気飽和を無視したものを考える. 先行研究において磁気飽和を考慮した磁気回路はすでに考えられているが, のちの磁気伴随エネルギーに関する計算が複雑であり非線形要素を残した定式化が困難である. 一方で磁気飽和を無視した場合の磁気回路は SPM 型とほぼ同様の回路となり, すでに定式化が行われて

表 2.1: Parameters of a prototype of IPM helical motor

Parameter		Value
Mass of the mover	M	0.7kg
Inertia of the mover	J	$0.13 \times 10^{-3} \text{kgm}^2$
Number of pole pairs	p	2
Number of the mover layers	q	4
Number of the stator layers	-	6
Lead length of the screw	l_p	22.0mm
Nominal length of gap	l_g	1.0mm
Area of permanent magnet in the mover	S	907.9mm^2
Residual flux density	B_r	1.21T
Number of turns of windings	n	50
Thrust constant	K_f	11.15N/A
Torque constant	K_τ	0.105Nm/A
Magnetic attraction-force constant	K_g	122N/mm

いる [41]. このため、今回は SPM 型スパイラルモータにおける磁気回路を扱うこととし、後述の非線形モデルを用いたシミュレーションなどに用いる。なお、いずれの場合も線形近似された運動方程式は同じとなる。

文献 [41] より Fig. 2.3 にスパイラルモータの磁極配置図を、Fig. 2.4 に磁気等価回路を示す。Fig. 2.4 中の (A), (B) は前面部、背面部を意味する。また、本論文では磁気回路中の鉄心による磁気抵抗は簡単化のため無視する。ここで Fig. 2.4 中の各相ごとの前面部ギャップによる磁気抵抗 R_g 、背面部ギャップによる磁気抵抗 R'_g 、永久磁石による磁気抵抗 R_m は (2.2)–(2.4) となる。

$$R_g = \frac{3p(l_g - x_g)}{S\mu_0} \quad (2.2)$$

$$R'_g = \frac{3p(l_g + x_g)}{S\mu_0} \quad (2.3)$$

$$R_m = \frac{3pl_m}{S\mu_m} \quad (2.4)$$

S はギャップ断面積を表し、簡単化のため永久磁石の透磁率 μ_m を真空の透磁率 μ_0 と等しいものとする。 $c(p\theta)i_f$, $c(p\theta)i'_f$ は永久磁石による起磁力であり、 $c(p\theta)$ は永久磁石と巻線の重なり角に依存する関数である。これは各巻線と永久磁石の重なりを関数化したうえで、フーリエ級数展開の基本波成分により近似値が得られる。これより $c(p\theta) \simeq k \cos(p\theta)$ と近似され、 k は

$\frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sin(p\alpha/2)$ と求まる．また， i_f は前面部ギャップの， i'_f は背面部ギャップの永久磁石の等価磁化電流を示す．

Fig. 2.4 より各相で生じる磁束，鎖交磁束を求めたのち，インダクタンス行列を導出する．まず，巻線電流による磁束を考えると各相の起磁力および，磁束の関係式は (2.5)，(2.6) となり，これらを連立方程式として磁束を求めると (2.7) となる．ただし， P_A は磁気抵抗 $R_g + R_m$ の逆数である．

$$\begin{aligned} ni_u - (R_g + R_m)\phi_u &= ni_v - (R_g + R_m)\phi_v \\ &= ni_w - (R_g + R_m)\phi_w \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\phi_u + \phi_v + \phi_w = 0 \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_u \\ \phi_v \\ \phi_w \end{bmatrix} = \frac{nP_A}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

次に永久磁石による自身の磁束 ϕ_m ならびに，各巻線への磁束 ϕ_{um} ， ϕ_{vm} ， ϕ_{wm} を考える．各磁束は前述した巻線と磁石の重なり角に依存した関数 $c()$ を用いて (2.8)–(2.11) となる．

$$\phi_m = \frac{\alpha}{2\pi} P_A i_f \quad (2.8)$$

$$\phi_{um} = \frac{c_0(\theta)}{2\pi} P_A i_f \quad (2.9)$$

$$\phi_{vm} = \frac{c_1(\theta)}{2\pi} P_A i_f \quad (2.10)$$

$$\phi_{wm} = \frac{c_2(\theta)}{2\pi} P_A i_f \quad (2.11)$$

$$c_i(\theta) = k \cos(p\theta - \frac{2i\pi}{3}) \quad (2.12)$$

$$(2.13)$$

ただし， α は磁石角．

以上より各相における鎖交磁束 $\Phi = [\Phi_u, \Phi_v, \Phi_w, \Phi_m]^T$ は $\Phi = LI$ より，インダクタンス行列 L は (2.14) と求まる．

$$L = P \begin{bmatrix} n^2 & -n^2/2 & -n^2/2 & \frac{3}{2}nc_0 \\ -n^2/2 & n^2 & -n^2/2 & \frac{3}{2}nc_1 \\ -n^2/2 & -n^2/2 & n^2 & \frac{3}{2}nc_2 \\ \frac{3}{2}nc_0 & \frac{3}{2}nc_1 & \frac{3}{2}nc_2 & (\frac{3k}{2})^2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$I = [i_u, i_v, i_w, i_f]^T$ は電流ベクトル．

インダクタンス行列 L を (2.15) のように変換し，dq 軸インダクタンス・ゼロ相インダクタ

ンスおよび、永久磁石自己インダクタンスを含むインダクタンス行列 L_{dq} を求める。

$$L_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L} \mathbf{T}_{dq}^T \quad (2.15)$$

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}C_0 & \sqrt{\frac{2}{3}}C_1 & \sqrt{\frac{2}{3}}C_2 & 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{3}}S_0 & -\sqrt{\frac{2}{3}}S_1 & -\sqrt{\frac{2}{3}}S_2 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

ここで \mathbf{T}_{dq} は UVW-dq0 変換行列であり、 $C_i = \cos(p\theta - \frac{2\pi i}{3})$, $S_i = \sin(p\theta - \frac{2\pi i}{3})$ である。

これより前面部、背面部の各 dq 軸電圧方程式は (2.17), (2.18) のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + L_d(\frac{d}{dt}) & 0 \\ 0 & R_s + L_q(\frac{d}{dt}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \frac{1}{l-x_g} \dot{x}_g \\ p\dot{\theta} \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{\dot{x}_g}{l-x_g} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\dot{\theta} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + L'_d(\frac{d}{dt}) & 0 \\ 0 & R_s + L'_q(\frac{d}{dt}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \Psi'_f \begin{bmatrix} \frac{-1}{l+x_g} \dot{x}_g \\ p\dot{\theta} \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{\dot{x}_g}{l+x_g} \begin{bmatrix} L'_d & 0 \\ 0 & L'_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + p\dot{\theta} \begin{bmatrix} 0 & -L'_q \\ L'_d & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.18)$$

このとき、 R_s は巻線抵抗、 L_d と L_q は dq 軸における各インダクタンス、 Ψ_f と Ψ'_f は各部の永久磁石による界磁磁束、 $l = l_g + l_m$ であり可動子鉄心・固定子間のギャップ長を示す。

運動方程式

モータが生じる推力および、トルクは電圧方程式より得られる磁気随伴エネルギーを位置/角度で微分することで導出される。これより前面部では (2.19), (2.20), 背面部では (2.21), (2.22) と求まる。

$$f = \frac{1}{2} \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{T}_{dq} \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial x} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} \quad (2.19)$$

$$\tau = \frac{1}{2} \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{T}_{dq} \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} \quad (2.20)$$

$$f' = \frac{1}{2} \mathbf{i}'_{dq}{}^T \mathbf{T}_{dq} \frac{\partial \mathbf{L}'}{\partial x} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}'_{dq} \quad (2.21)$$

$$\tau' = \frac{1}{2} \mathbf{i}'_{dq}{}^T \mathbf{T}_{dq} \frac{\partial \mathbf{L}'}{\partial \theta} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}'_{dq} \quad (2.22)$$

(2.19) – (2.22) は (2.23) – (2.26) とすることができる。

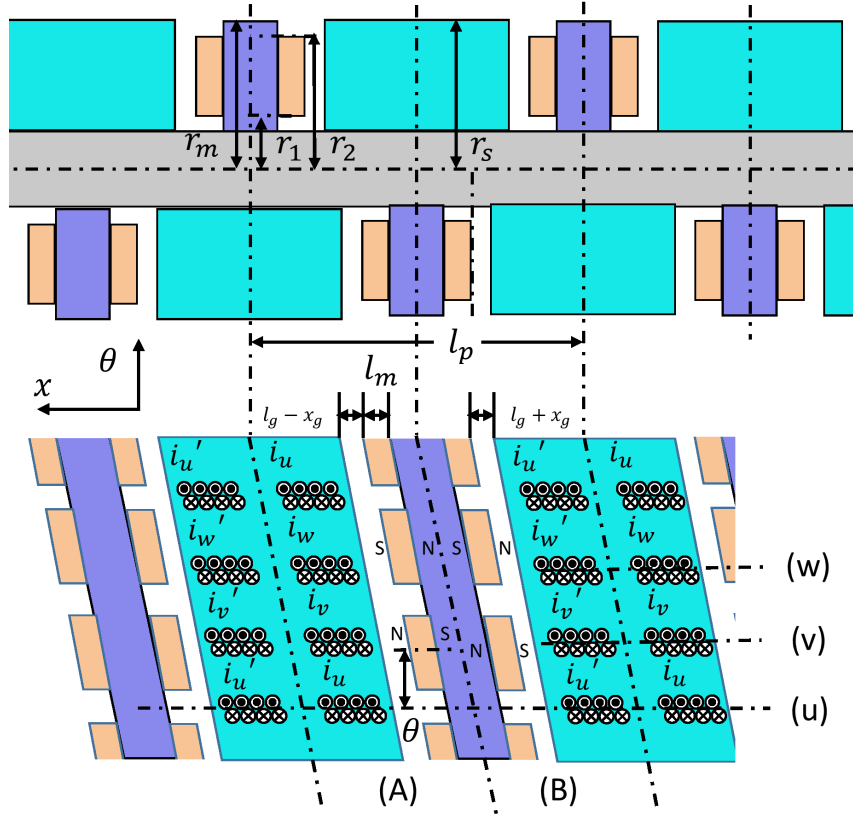


图 2.3: A SPM helical motor in polar coordinates.

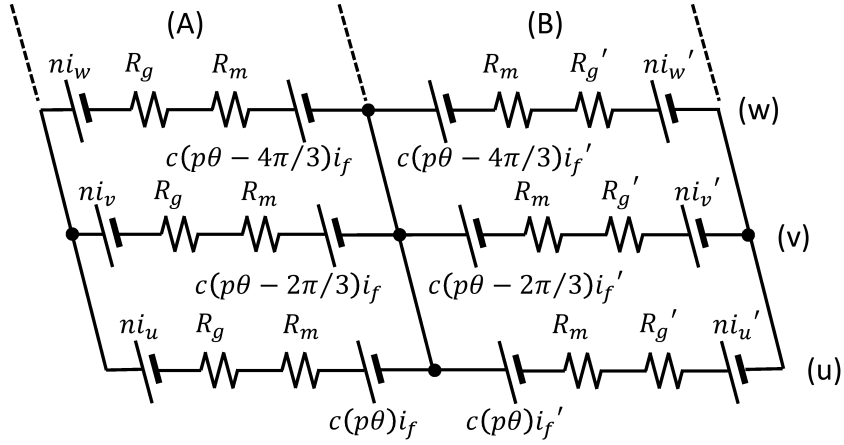


图 2.4: A magnetic circuit of a SPM helical motor.

$$f = \frac{1}{l - x_g} (\Psi_f i_d + \frac{L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + L_f i_f^2}{2}) \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \tau &= p(\Psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q) \\ &\quad - \frac{l_p}{2\pi} \frac{1}{l - x_g} (\Psi_f i_d + \frac{L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + L_f i_f^2}{2}) \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$f' = \frac{-1}{l+x_g}(\Psi_f i_d' + \frac{L_d i_d'^2 + L_q i_q'^2 + L_f i_f'^2}{2}) \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} \tau' &= p(\Psi_f i_d' + (L_d - L_q) i_d' i_q') \\ &+ \frac{l_p}{2\pi} \frac{1}{l+x_g}(\Psi_f i_d' + \frac{L_d i_d'^2 + L_q i_q'^2 + L_f i_f'^2}{2}) \end{aligned} \quad (2.26)$$

各部を合わせた直動方向および回転方向の運動方程式は (2.27) および, (2.28) となる.

$$M\ddot{x} = f_{total} - D_x \dot{x} - f_{ex} \quad (2.27)$$

$$J\ddot{\theta} = \tau_{total} - D_\theta \dot{\theta} \quad (2.28)$$

ここで $f_{total} = pq(f + f')$, $\tau_{total} = pq(\tau + \tau')$ であり, D_x , D_θ はそれぞれ粘性抵抗係数, p は極対数, q は可動子層数, f_{ex} は可動子に加わる直動方向の外力 (負荷力) である.

線形近似運動モデル

スパイラルモータ制御系は前述した (2.23) – (2.26) を $x_g = 0$ 周りで線形近似したモデルに基づいて設計される. (2.23) – (2.26) を $x_g = 0$ 周りでテイラー展開し, 1 次係数のみを抽出すると (2.29), (2.30) となる. 各係数は (2.31) に示される通りである.

$$\begin{aligned} f_{total} &= pq \left(\frac{2x_g}{l^2 - x_g^2} L_{f0} i_f^2 + \frac{2l}{l^2 - x_g^2} \Psi_{f0} i_d \right) \\ &\simeq pq \left(\frac{2L_{f0} i_f^2}{l^2} x_g + \frac{2\Psi_{f0}}{l} i_d \right) \\ &= K_g x_g + K_f i_d \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} \tau_{total} &= 2p^2 q \Psi_{f0} i_q - \frac{l_p}{2\pi} f_{total} \\ &= K_\tau i_q - \frac{l_p}{2\pi} (K_g x_g + K_f i_d) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$K_g = \frac{2pqL_{f0}i_f^2}{l^2}, K_f = \frac{2pq\Psi_{f0}}{l}, K_\tau = 2p^2q\Psi_{f0} \quad (2.31)$$

ここで $L_{f0} = L_f|_{x_g=0} = L'_f|_{x_g=0}$, $\Psi_{f0} = \Psi_f|_{x_g=0} = \Psi'_f|_{x_g=0}$ であり, 各 dq 軸電流は $i_d = -i_d'$, $i_q = i_q'$ として電流制御される.

以上より, スパイラルモータの線形近似運動モデルは (2.32), (2.33) で表される.

$$M\ddot{x} = K_f i_d + K_g (x_g - x_{g0}) - f_{ex} \quad (2.32)$$

$$J\ddot{\theta} = K_\tau i_q - h (K_f i_d + K_g (x_g - x_{g0})) \quad (2.33)$$

$$x_g = x - h\theta \quad (2.34)$$

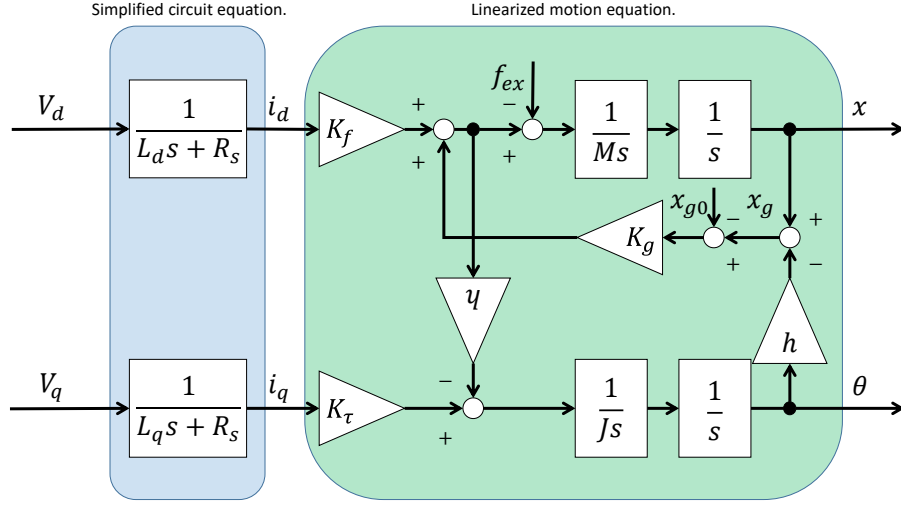


図 2.5: Block diagram of the helical motor model (circuit and motion)

ただし、粘性摩擦係数 D_x 、 D_θ は無視している。 x_{g0} はモータ可動子に働く磁気吸引力がゼロとなるギャップ変位を表し、理論上はゼロである。また、 h はらせんリード長による変換 $l_p/2\pi$ を表す。

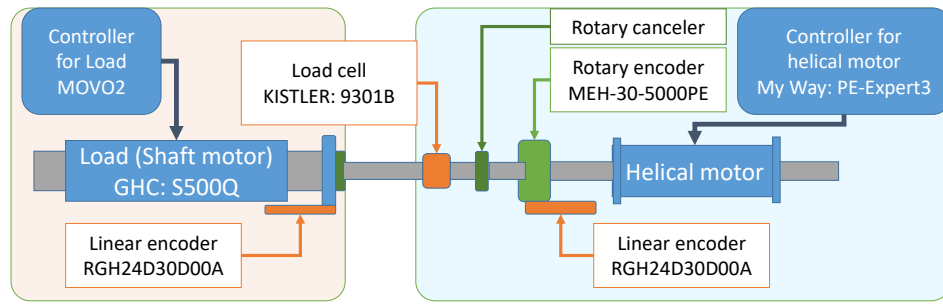
電圧方程式 (2.17)(2.17)，線形近似運動モデル (2.32)，(2.33) より，スパイラルモータモデルは Fig. 2.5 となる。ただし，電圧方程式内の逆起電力項は簡略化のため無視している。

Fig. 2.5 より，モータ回路系は一般的なモータ等と同様に RL 回路であり，運動系は直動/回転系で構成された 2 慣性系である。このため，スパイラルモータの直動方向位置/力制御ならびに，ギャップ制御（磁気浮上制御）には直動位置 x と回転角度 θ が必要となるほか，モータ推力/トルクの制御にはモータ dq 軸電流の検出・制御が必要である。

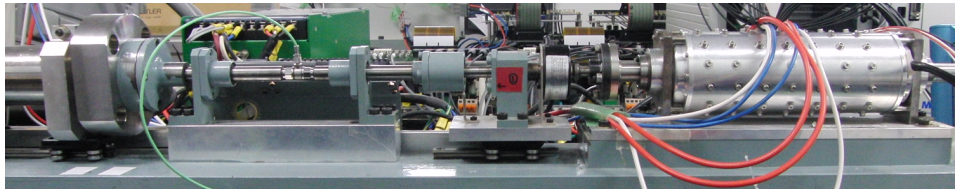
次節では本論文で使用する実験機器について述べ，各種センサの実装などを示す。

2.2 実験器構成

本論文で使用する実験環境のブロック線図・外観を Fig. 2.6 に，スパイラルモータ制御器の機器構成を Fig. 2.7 に示す。使用するスパイラルモータは Fig. 2.1 の IPM 型スパイラルモータ試作機とする。演算器には DSP: マイウェイ技研株式会社 PE-Expert3 を使用する。この PE-Expert3 は高性能 DSP を搭載したパワーエレクトロニクス用制御システムであり，インバータ用 PWM ゲート信号生成などのライブラリが実装されている。DSP のクロック周波数は 225MHz であり，また，生成可能な PWM ゲート信号の特徴は以下である [81]。この制御システムに前節で示した制御則が実装される。



(a) diagram



(b) photo

図 2.6: The experimental setup of IPM helical motor.

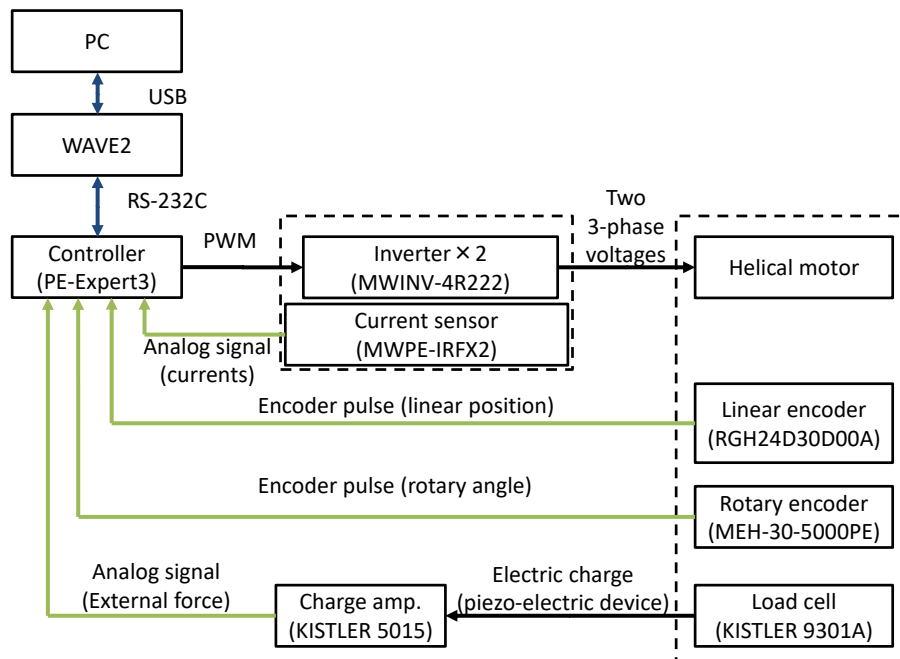


図 2.7: The configuration of helical motor controller.

- 変調方式：電圧型三角波変調，電圧型空間ベクトル変調

表 2.2: Specifications of the current sensors, and linear/rotary encoders.

Sensor	Resolution
Phase-current sensors	25A/4V
Linear encoder (RGH24D30D00A)	1 μ m
Rotary encoder(MEH-30-5000PE)	4 \times 5000 ppr

- デッドタイム：20ns – 10.22 μ s
- キャリア周波数：10Hz – 200kHz (3 相 PWM)

今回は電圧型三角波変調，デッドタイムは4 μ sとした．また，インバータにはマイウェイ技研株式会社 MWINV-4R222 を使用する．本インバータの仕様は下記のとおりである．

- 定格出力容量：4.2kVA，定格出力電流：11A，定格出力電圧: 0 – 220V
- PWM 最大入力周波数：20kHz

電流センサは U 相，W 相に設けられており，これらの信号を制御器に伝送するため，センサモジュール MWPE-IRFX2 を用いる．また，直動/回転位置検出のため，リニア/ロータリエンコーダが実装されている．各センサ仕様を Table 2.2 に示す．

負荷装置はシャフトモータ：GHC 社製 S500Q であり，この制御器はサーボドライバ：サーボランド社製 SVFH10-D3-X を使用する．シャフトモータの基本スペックは下記のとおりである．

- 定格推力：585N，定格電流：7.7A
- ストローク：100mm – 2000mm

2.3 スパイラルモータ従来制御系

スパイラルモータはこれまでにギャップ制御，位置制御，力制御を実現し，本モータの特徴である磁気浮上と直動方向追従または，推力の同時制御を達成してきた [41][42][43]．先行研究におけるスパイラルモータ制御系のブロック線図を Fig. 2.8 に示す．ただし，制御対象は前述した Fig. 2.5 とする．

次に Fig. 2.5 のインナーループから順に電流制御系，ギャップ制御系，位置/力制御系について述べる．

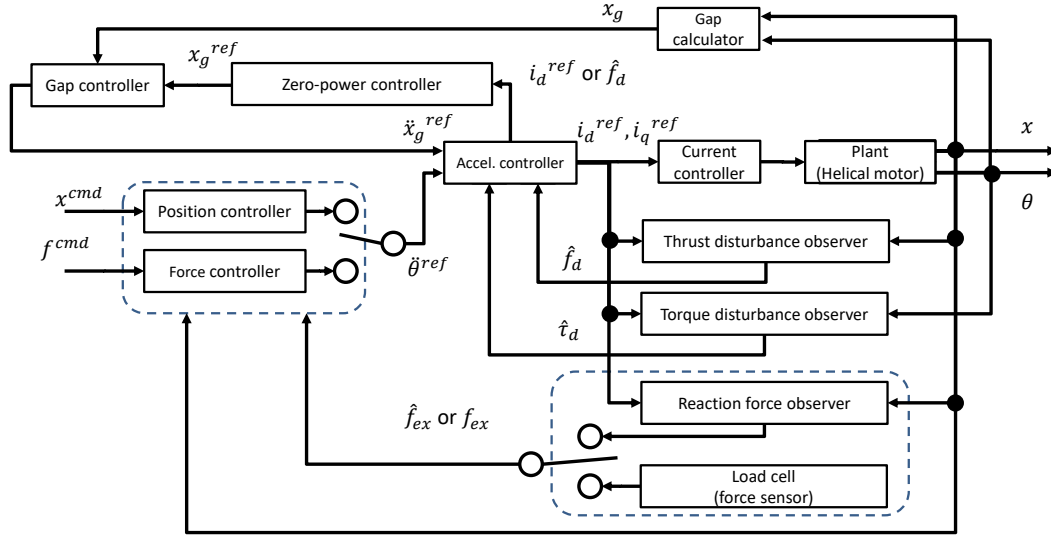


図 2.8: The control system of helical motors.

2.3.1 電流制御系

(2.17)–(2.18) 中の逆起電力項は逆起電力補償などによって無視できるとすると，モータ回路系は (2.35) となる．

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L_o} (-R_s i_o + v_o) \quad (2.35)$$

ここで添え字 o は $\{d, q\}$ であり， d 軸または q 軸であることを表す．

このとき制御器を PI 制御器とすると，電流指令値 i^{ref} に対する実電流応答 i を一次遅れ系として設計可能である．今回は簡単化のため dq 軸電圧指令値 V_o^{ref} と実 dq 軸電圧 V_o 間の誤差は考慮しない．

$$v_o = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) (i_o^{ref} - i_o) \quad (2.36)$$

巻線抵抗 R_s と d 軸インダクタンス L_d ， q 軸インダクタンス L_q を用いて電流制御系ゲイン K_{pc} ， K_{ic} を設計する． $L_d = L_q = L$ と仮定すると $I_o^{ref} \cdot I_o$ 間伝達関数 G_{cc} は (2.37) となる．

$$\begin{aligned} G_{cc}(s) &= \frac{i(s)}{i^{ref}(s)} \\ &= \frac{\left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \frac{1}{Ls+R_s}}{1 + \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \frac{1}{Ls+R_s}} \\ &= \frac{\frac{1}{s} \frac{K_{pc}s+K_{ic}}{Ls+R_s}}{1 + \frac{1}{s} \frac{K_{pc}s+K_{ic}}{Ls+R_s}} \end{aligned} \quad (2.37)$$

このとき、各PIゲイン K_{pc} , K_{ic} を (2.38), (2.39) とすると、電流系伝達関数 G_{cc} は (2.40) となり、カットオフ周波数 ω_{cc} の一次遅れ系として設計される。

$$K_{pc} = R_s \omega_{cc} \quad (2.38)$$

$$K_{ic} = L \omega_{cc} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} G_{cc} &= \frac{\frac{\omega_{cc}}{s} \frac{Ls+R_s}{Ls+R_s}}{1 + \frac{\omega_{cc}}{s} \frac{Ls+R_s}{Ls+R_s}} = \frac{\frac{\omega_{cc}}{s}}{1 + \frac{\omega_{cc}}{s}} \\ &= \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \end{aligned} \quad (2.40)$$

ただし、 ω_{cc} は電流制御系の制御帯域を表し、設計者が変更可能なフリーパラメータである。

2.3.2 加速度制御系

これまでのスパイラルモータ運動制御系は直動方向および、ギャップの加速度指令値 (\ddot{x}_g^{ref} , \ddot{x}_g^{ref}) の生成および、これらを実現する加速度制御系によって構成される。加速度制御系は加速度指令値 (\ddot{x}^{ref} , \ddot{x}_g^{ref}) より、dq 軸電流指令値 i_d^{ref} , i_q^{ref} を生成する。生成された電流指令値が前節で示した電流制御系で実現されることで、所望の加速度が実現される。

dq 軸電流指令生成は (2.32) – (2.33) に示したスパイラルモータ線形近似運動モデルに基づき設計される。制御設計に用いる線形近似運動モデルを下式に示す。

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= K_f i_d + K_g x_g \\ J\ddot{\theta} &= K_\tau i_q - h(K_f i_d + K_g x_g) \end{aligned}$$

ただし、無負荷時平衡点 x_{g0} は理想条件であるとし、ゼロとする。また、モータへの外力（負荷力） f_{ex} は未知であるため、制御設計時はゼロと仮定する。

このとき、実加速度 ($\ddot{x}, \ddot{\theta}$) と dq 軸実電流 (i_d, i_q) を加速度参照値 ($\ddot{x}^{ref}, \ddot{\theta}^{ref}$) と dq 軸電流指令値 (i_d^{ref}, i_q^{ref}) により置き換え、さらに dq 軸電流指令値 (i_d^{ref}, i_q^{ref}) を左辺においた等式に変形すると (2.41) と (2.42) となる。

$$i_d^{ref} = \frac{1}{K_{fn}} (M_n \ddot{x}^{ref} - K_{gn} x_g + \hat{f}_d) \quad (2.41)$$

$$i_q^{ref} = \frac{1}{K_{\tau n}} (J_n \ddot{\theta}^{ref} + h(K_{fn} i_d^{ref} + K_{gn} x_g) + \hat{\tau}_d) \quad (2.42)$$

ここで \hat{f}_d は推定外乱推力、 $\hat{\tau}_d$ は推定外乱トルクであり、実外力 f_{ex} やパラメータ誤差による等価外力、機械摩擦力が含まれる。また、添え字 “n” は各パラメータのノミナル値を表す。

機械角加速度指令値 $\ddot{\theta}^{ref}$ は直動方向加速度指令値 \ddot{x}^{ref} とギャップ加速度指令値 \ddot{x}_g^{ref} を用いて (2.43) によって算出される。これは後述のギャップ制御器と直動位置/力制御を適用するた

めである.

$$\ddot{\theta}^{ref} = \frac{1}{h}(\ddot{x}^{ref} - \ddot{x}_g^{ref}) \quad (2.43)$$

各外乱推定値 $\hat{f}_d, \hat{\tau}_d$ は 1 次 LPF を用いた外乱オブザーバにより算出される. 推定式は (2.44), (2.45) に示す通りである.

$$\hat{f}_d = \frac{\omega_d}{s + \omega_d}(K_{fn}\hat{i}_d^{ref} + K_{gn}x_g - sM_n\dot{x}) \quad (2.44)$$

$$\hat{\tau}_d = \frac{\omega_{d\tau}}{s + \omega_{d\tau}}(K_{\tau n}\hat{i}_q^{ref} - h(K_{fn}\hat{i}_d^{ref} + K_{gn}x_g) - sJ_n\dot{\theta}) \quad (2.45)$$

ここで加速度指令値が実現されることを確認するため, パラメータ誤差・実外乱・外乱推定値がゼロであると仮定し, dq 軸電流指令値 i_d^{ref}, i_q^{ref} を (2.32) – (2.33) の運動モデル内 dq 軸実電流 i_d, i_q に代入する.

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= K_f \frac{1}{K_f} (M\ddot{x}^{ref} - K_g x_g) + K_g x_g \\ &= M\ddot{x}^{ref} \\ \ddot{x} &= \ddot{x}^{ref} \end{aligned} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} J\ddot{\theta} &= K_\tau \frac{1}{K_\tau} (J\ddot{\theta}^{ref} + h(K_{fn}\hat{i}_d^{ref} + K_{gn}x_g)) - h(K_{fn}\hat{i}_d^{ref} + K_{gn}x_g) \\ &= J\ddot{\theta}^{ref} \\ \ddot{\theta} &= \ddot{\theta}^{ref} \end{aligned} \quad (2.47)$$

これら (2.46), (2.47) および, (2.43) より, ギャップ加速度 \ddot{x}_g は (2.48) となる.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_g &= \ddot{x}^{ref} - h\ddot{\theta}^{ref} \\ &= \ddot{x}^{ref} - h\frac{1}{h}(\ddot{x}^{ref} - \ddot{x}_g^{ref}) \\ &= \ddot{x}_g^{ref} \end{aligned} \quad (2.48)$$

以上より, (2.41) と (2.42) によって理想モータでは所望の直動および, ギャップ加速度指令値 $\ddot{x}^{ref}, \ddot{x}_g^{ref}$ が実現されることがわかる. また, モータ特性値である磁気吸引力係数 $K_g[\text{N/m}]$, 電磁推力定数 $K_f[\text{N/A}]$, 電磁トルク定数 $K_\tau[\text{Nm/A}]$ は制御設計において非常に重要なパラメータであり, 高性能な制御系の実現には高精度な同定値が必要となる.

次節以降は従来のギャップ制御系, 直動位置/力制御系について述べる.

2.3.3 ギャップ制御系 (磁気浮上制御系)

ギャップ制御系はスパイラルモータにおけるギャップ x_g を制御し, 磁気浮上を可能とするものである. この制御系は前述の加速度制御器内ギャップ加速度指令値 \ddot{x}^{ref} を生成するものであ

り，PD（比例-微分）制御則によって構成される．

$$\ddot{x}_g^{ref} = K_{pg}(x_g^{ref} - x_g) + K_{dg}(\dot{x}_g^{ref} - \dot{x}_g) \quad (2.49)$$

ギャップ制御系のギャップ応答 x_g/x_g^{ref} は線形近似運動モデルと加速度制御系より (2.50) と求まる．

$$\frac{x_g}{x_g^{ref}} = \frac{K_{dg}s + K_{pg}}{s^2 + K_{dg}s + K_{pg}} \quad (2.50)$$

このため，各ゲイン K_{pg} ， K_{dg} は (2.50) の極配置また，2 次遅れ標準系に照らし合わせて設計する．

ぐたいてき

2.3.4 直動方向位置/力制御系

ここでは直動方向位置/力制御系について述べる．スパイラルモータでは可動子直動方向の位置制御か，力制御を切り替えることが可能であり，それは直動方向加速度指令生成によって実現される．まず，位置制御時の指令生成について述べる．

直動位置制御系

位置制御系では可動子直動方向位置/速度指令値をもとに実位置を制御することが目的である．従来の位置制御系ではギャップ制御系と同じく，PD 制御用いられている．ただし，位置制御では位置指令値 x^{ref} を事前設計することが多く，理想加速度指令 \ddot{x}^{ref} が生成可能である．これらより，位置制御系は (2.51) に示すように構成される．

$$\ddot{x}^{ref} = \ddot{x}^{cmd} + K_{pp}(x^{cmd} - x) + K_{dp}(\dot{x}^{cmd} - \dot{x}) \quad (2.51)$$

ここで， K_{pp} および， K_{dp} は PD 制御ゲインである．

位置制御系のギャップ応答 x/x^{ref} は線形近似運動モデルと加速度制御系より (2.52) と求まる．

$$\frac{x}{x^{ref}} = \frac{K_{dp}s + K_{pp}}{s^2 + K_{dp}s + K_{pp}} \quad (2.52)$$

このため，各ゲイン K_{pp} ， K_{dp} はギャップ制御系と同様に (2.52) の極配置また，2 次遅れ標準系に照らし合わせて設計する．

力制御系

スパイラルモータではらせん構造によって (2.34) に基づいてトルクが推力に変換されるため、力制御は q 軸電流により行われる。まず、加速度指令値 \ddot{x}^{ref} は力指令値 f^{cmd} を用いて (2.53) の P 制御によって決定される。

$$\ddot{x}^{ref} = \frac{K_{pf}(f^{cmd} - f_{ex})}{M_n} \quad (2.53)$$

このとき、フィードバック値 f_{ex} は力センサによって可動子に働く外力を測定したものであるが、大西らの研究グループが提案した反力推定オブザーバ (Reaction force observer, RFOB) を応用することで推定が可能である。構築したスパイラルモータ用 RFOB を (2.54) に示す。

$$\hat{f}_{ex} = \frac{\omega_{ex}}{s + \omega_{ex}} (K_{fn} \dot{i}_d^{ref} + K_{gm}(x_g - \hat{x}_{g0}) - sM_n \dot{x}) \quad (2.54)$$

ここで、 \hat{x}_{g0} は後述のゼロパワー制御によって推定された無負荷時平衡点。 \hat{f}_{ex} は推定された外力 f_{ex} である。外力 f_{ex} は力制御時には接触環境からの反力と等価になるため、本論文では RFOB による推定値を推定外力と呼称する。

スパイラルモータ可動子に働く磁気吸引力がゼロとなるギャップ平衡点 x_{g0} は理論上 $x_g = 0$ と同位置であるが、これは可動子らせん部両面に働く磁気吸引力が均等な場合のみである。実際には均等でなく永久磁石特性やモータ製作精度のバラツキがあるため、無負荷時 (0N 出力時) のギャップ平衡点変動する。従来ではモータ静止状態かつ、外力がゼロであるときに限り、ゼロパワー制御器によってギャップ平衡点 x_{g0} を算出、更新している。このため、モータ運動中や外力印加時は x_{g0} が更新されず、推定誤差が生じ得る。

2.4 まとめ

本章では従来のスパイラルモータ制御系について、これまで十分に理論的な制御系設計手順が示されていなかったことを受け、電流制御系をはじめ、ギャップ制御系、可動子直動位置制御系、力制御の構造および、導出を明らかにした。また、電流制御とギャップ制御、直動位置制御については古典制御理論に則った設計法を明らかにし、伝達関数解析によって正しく設計値となることを示した。

次章では本モータ特性値である磁気吸引力係数 K_g 、電磁推力定数 K_f 、電磁トルク定数 K_τ の高精度な同定手法について述べる。

第3章 力制御応答に基づく特性パラメータ 同定

本章ではスパイラルモータの推力，トルクに関わる諸パラメータの同定手法について述べる．従来のスパイラルモータ同定試験ではコイル逆起電力やギャップ変位ごとの推力測定によって特性パラメータを決定していた．この手法では有限要素解析に基づくモータ特性解析とのずれが大きく，さらには推力定数，トルク定数，磁気吸引力係数それぞれの同定実験が必要であり，煩雑であった [44][45]．そこで本研究ではゼロパワー制御適用時のギャップ変位とモータ推力，トルクに相関があることを利用し，本モータの力応答から各特性パラメータを一度に同定する手法を開発した．はじめに本モータの有限要素解析について述べたのち，提案する同定手法および，同定結果を示す．

3.1 スパイラルモータにおける有限要素解析

有限要素解析（FEA）でのスパイラルモータモデルを Fig. 3.1 に示す．本論文では簡単化のためにスパイラルモータを円盤形の近似モデルとする．これまでの研究により円盤形モデルと螺旋形モデルの差は十分に小さいと判明しており，十分な精度が得られるものとしている [46]．

今回は可動子両端における磁束を考慮するため，可動子・固定子の層数は実機と同数のものとした．可動子内側では $x_g = 0$ のとき，前面部・背面部で生じる磁束がちょうど打ち消し合うが，両端では片面しか存在しないため，磁束が打ち消されず磁気抵抗が増加する．磁気抵抗の変化によって推力・トルクが影響を受け，より実機に近い条件となる．よって，今回は7層のモデルとして FEA による電磁界解析を行う．ただし，FEA は JSOL 社 JMAG-Designer によって行う．

この解析結果を用いた推力定数 K_f ，磁気吸引力係数 K_g ，トルク定数 K_τ の解析上の算出方法について次に述べる．

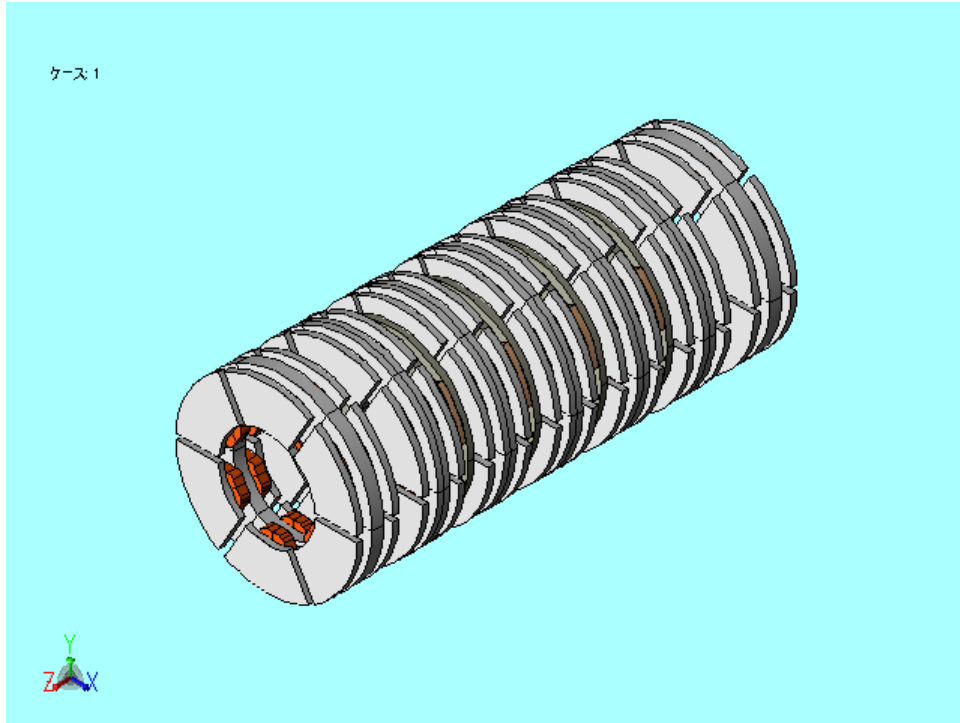


図 3.1: FEA model of spiral motor.

3.1.1 推力定数 K_f

推力定数 K_f は運動方程式における i_d の係数であり、ギャップ x_g がゼロの場合には f_{total} が $K_f i_d$ と等しくなる。このため、 K_f は $x_g = 0\text{mm}$ における i_d と f_{total} の関係式より得られる。

$$f_{total} = \frac{2pq\Psi_{f0}}{l} i_d \quad \text{if}(x_g = 0) \quad (3.1)$$

$$K_f \equiv \frac{2pq\Psi_{f0}}{l} \quad (3.2)$$

3.1.2 磁気吸引力定数 K_g

磁気吸引力定数 K_g は運動方程式における x_g の係数であり、これによる推力は鉄心と永久磁石間に働く吸引力係数を表し、ギャップ x_g に比例する。

i_d がゼロのとき、 f_{total} が $K_g x_g$ と等しくなる。 f_{total} と x_g の関係式は次式のように示される。

$$f_{total} = \frac{2pqL_{f0}i_f^2}{l^2} x_g \quad \text{if}(i_d = 0) \quad (3.3)$$

$$K_g \equiv \frac{2pqL_{f0}i_f^2}{l^2} \quad (3.4)$$

よって、 f_{total} と x_g の関係より K_g を求めることができる。

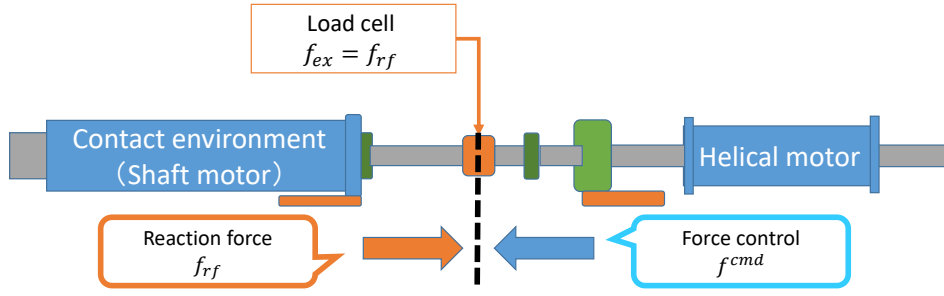


図 3.2: The experimental setup of the force control for the identification.

3.1.3 トルク定数 K_τ

トルク定数 K_τ は運動方程式における i_q の係数であり, i_d と x_g がゼロの場合には $\tau_{total} = K_\tau i_q$ となる. これより, K_τ は τ_{total} と i_q の関係より求めることができる.

$$\tau_{total} = 2p^2 q \Psi_{f0} i_q \quad \text{if}(i_d = 0, x_g = 0) \quad (3.5)$$

$$K_\tau \equiv 2p^2 q \Psi_{f0} \quad (3.6)$$

3.2 力制御応答を用いたスパイラルモータパラメータ同定

本節ではスパイラルモータの力制御応答を用いた K_f および, K_g , K_τ の同定法を提案する. 従来のスパイラルモータ同定法は前述した FEA における特性値算出 ((3.1) – (3.5)) と同様の条件を実験において再現し, 各特性の同定を行っている. 詳細な手順については文献 [44], [45] を参照されたい. 文献 [44], [45] は本論文で対象としている IPM 型スパイラルモータ試作機を用いており, 本章ではこれに記載された同定値を従来法によるものと定める. しかし, (3.1) – (3.5) の条件ではギャップ変位 x_g をゼロとしつつ, d 軸電流による推力のみを計測するなど, 実機実験で同等条件を実現するのは容易でない. このため, 各特性の同定実験時に他の特性の影響が混入しやすく, 誤差が生じやすいといえる.

このため, 本節では力制御下のスパイラルモータ力応答, 電流応答, ギャップ応答の相関に着目, 力制御実験のみから各特性値を高精度に同時同定することを提案する. 具体的には力制御下における力センサ出力値 f_{ex} , ギャップ x_g , dq 軸電流値 i_d, i_q の各時系列データを取得, これらより最小二乗計算することで各特性値を同定する. ここで後述するシミュレーション・実験測定条件を Fig. 3.2 に示す.

はじめに推力方程式を (3.7) のように定義し, K_f および, K_g の同定式について述べる. f_{ex} は被説明変数, $[i_d \ x_g]$ は説明変数行列, $[K_f \ K_g]^T$ はパラメータベクトルとする. パラメータベ

クトルについて推定誤差二乗和が最小となるように解くことで K_f と K_g が得られる.

$$f_{ex} = K_f i_d + K_g x_g = \begin{bmatrix} i_d & x_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_f \\ K_g \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

今回は (3.7) にオフセット量として $K_g x_{g0}$ を加えたものを用いる. よって, (3.8) を用いてパラメータ同定を行う.

$$f_{ex} = K_f i_d + K_g x_g - K_g x_{g0} = \begin{bmatrix} i_d & x_g & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_f \\ K_g \\ K_g x_{g0} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

次にトルク定数 K_τ の同定について述べる. スパイラルモータのエンドエフェクタには回転キャンセラが装着されており, 負荷トルクはトルク方程式に現れない. $\dot{\theta}$ が十分小さいと仮定すると, (2.28) より $\tau_{total} = 0$ となる. よって (2.30) は $h f_{total} = K_\tau i_q$ とすることができる. ここで f_{total} を力センサ計測値 f_{ex} で置き換えると次式となる.

$$\begin{aligned} h f_{ex} &= K_\tau i_q \\ h &= \frac{l_p}{2\pi} \end{aligned} \quad (3.9)$$

パラメータベクトルを K_τ とした最小二乗法を適用することでトルク定数 K_τ が求まる.

(3.7), (3.9) について得られたデータを行列化し, 最小二乗法によってパラメータを求める. ここで非説明変数ベクトルを \mathbf{y} , 説明変数行列を \mathbf{x} , パラメータベクトルを β とする.

$$\begin{bmatrix} f_{ex}(1) \\ f_{ex}(2) \\ \vdots \\ f_{ex}(n) \\ \frac{l_p}{2\pi} f_{ex}(1) \\ \frac{l_p}{2\pi} f_{ex}(2) \\ \vdots \\ \frac{l_p}{2\pi} f_{ex}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(1) & x_g(1) & -1 & 0 \\ i_d(2) & x_g(2) & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ i_d(n) & x_g(n) & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & i_q(1) \\ 0 & 0 & 0 & i_q(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & i_q(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_f \\ K_g \\ K_g x_{g0} \\ K_\tau \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}\beta \quad (3.11)$$

このとき, $\mathbf{y} - \mathbf{x}\beta$ の二乗和 Q を考える.

$$Q = |\mathbf{y} - \mathbf{x}\beta|^2 \quad (3.12)$$

$$= \mathbf{y}^T \mathbf{y} - 2\beta^T \mathbf{x}^T \mathbf{y} + \beta^T \mathbf{x}^T \mathbf{x} \beta \quad (3.13)$$

Q の β に関する微分値が最小となる場合に, もっとも誤差の少ないパラメータが得られる.

$$\frac{\partial Q}{\partial \beta} = -2\beta^T \mathbf{x}^T + 2\mathbf{x}^T \mathbf{x} \beta \quad (3.14)$$

表 3.1: Simulation parameters.

parameter	character	Value
sampling period of simulation	T_s	$1.0\mu s$
sampling period of controller	T_{cont}	$66.6\mu s$
proportional gain of gap controller	K_{pg}	240614.0
derivative gain of gap controller	K_{dg}	962.5
proportional gain of force controller	K_{fp}	0.1
LPF angular frequency of pseudo derivation	ω_p	1500rad/s
angular frequency of thrust disturbance observer	ω_d	1000rad/s
angular frequency of torque disturbance observer	$\omega_{d\tau}$	1000rad/s
angular frequency of reaction force observer	ω_f	1000rad/s

これより，次式を β について解くことによりパラメータが求まる．

$$-2x^T y + 2x^T x \beta = 0 \quad (3.15)$$

よって，(3.16) を計算することにより各パラメータを求めることができる．

$$\beta = (x^T x)^{-1} x^T y \quad (3.16)$$

3.2.1 数値シミュレーションによる同定法検証

本節では数値シミュレーションによるスパイラルモータの力制御応答に対しパラメータ同定を行い，妥当性の検証を行う．シミュレーションモデルは第 2 章で述べた各制御系を (2.27), (2.28) の制御対象に適用した系とし，ルンゲクッタ法により数値シミュレーションする．

プラントモデルは (2.23) – (2.26) に示した非線形モデルとし，プラント機械パラメータは Table 2.1 に示したものをを用い，制御系パラメータは Table 3.1 とした．各パラメータは実機と等しいが，磁気飽和やモデル化誤差については簡単化のため無視する．このため， K_f , K_g , K_τ については実機より大きな値となるが，同定法検証に影響はない．接触環境による反力 f_{ex} は (3.17) に示すバネダンパモデルとした．ただし，バネ定数 $K_{spring} = 75.0 \times 10^4 \text{N/m}$ ，ダンパ係数 $K_{damper} = 3.0 \times 10^4 \text{N/(m/sec)}$ であり，接触位置は $x_{contact} = 10.0 \text{mm}$ とした．

$$f_{ex} = K_{spring}(x - x_{contact}) + K_{damper}\dot{x} \quad (3.17)$$

今回，シミュレーションにおける力指令値は 10N, 50N, 100N, 200N とし，それぞれの応答データに対して提案するパラメータ同定を行う．

表 3.2: Estimation results (simulation).

	estimated parameter at output force				true value
	10N	50N	100N	200N	(2.31)
K_g [N/m]	322529.5	324574.3145	331050.4	352031.8	323262.8
K_f [N/A]	28.70	28.52	29.09	28.28	28.32
K_τ [Nm/A]	0.1711	0.1709	0.1721	0.176	0.177
x_g [mm]	0.031	0.154	0.302	0.568	0.0

表 3.3: Estimation results of a simulation with modeling error.

	estimated parameter		true value
	$K_{gn} = 0.8K_g$	$K_{gn} = 1.2K_g$	(2.31)
K_g [N/m]	324644.3	32601.5	323262.8
K_f [N/A]	27.88	28.58	28.32
K_τ [Nm/A]	0.1699	0.1709	0.171

Table 3.2 に各シミュレーションによる同定結果および、ギャップ変位 x_g の最終値を示す。Table 3.2 より各推定値がおおむね真値と等しいことが確認できる。ただし、磁気吸引力係数 K_g については x_g の上昇に伴い、推定値が増加しているが、今回のシミュレーションでは磁気飽和を考慮しないためにギャップ変位による磁気吸引力の非線形性が生じ、推定に影響したと考えられる。

本同定手法は制御系適用時のスパイラルモータの応答データを用いており、制御性能が同定結果に影響するおそれがある。そこで制御系内のノミナルプラントモデルにモデル化誤差を挿入、制御特性を変更した上で同様の同定を行い、制御特性の変化による影響を検討する。今回は制御則 (2.41) – (2.45) に含まれる磁気吸引力係数 K_g のノミナル値 K_{gn} を K_g の 80% または、120% とし、出力を 50N として再度シミュレーション、同定を行った。

Table 3.3 にモデル化誤差を 80% および、120% とした場合の同定結果を示す。Table 3.3 より、制御系にモデル化誤差が含まれる場合においても推定された各パラメータは真値と近い値が得られており、制御特性によるパラメータ同定への影響は少ないと考えられる。

以上の結果より、本論文におけるパラメータ同定法の妥当性を確認できたといえる。

3.3 電磁界解析 (FEA) および、同定実験

本節では Fig. 2.1IPM 型スパイラルモータ (スパイラルモータ試作 2 号機) を対象にした電磁界解析, 同定結果について述べる.

3.3.1 FEA による解析結果

今回の解析では最大 dq 軸電流値を 12A までとし, ギャップ変位の範囲を $-0.9\text{mm} \leq x_g \leq 0.9\text{mm}$ とした.

解析によるスパイラルモータの推力, トルクを Fig. 3.3 に示す. Fig. 3.3 より, 各パラメータ K_g および, K_f , K_τ を最小二乗法によって求める. このとき, 線形領域のデータに対してのみ最小二乗法を適用する必要がある, 今回は $-0.2\text{mm} \leq x_g \leq 0.2\text{mm}$, $-6.0\text{A} \leq i_d \leq 6.0\text{A}$, $-6.0\text{A} \leq i_q \leq 6.0\text{A}$ とした. 以上より各パラメータは $K_g = 127426.0\text{N/m}$, $K_f = 10.938\text{N/A}$, $K_\tau = 0.1059\text{Nm/A}$ と求まった.

3.3.2 同定実験

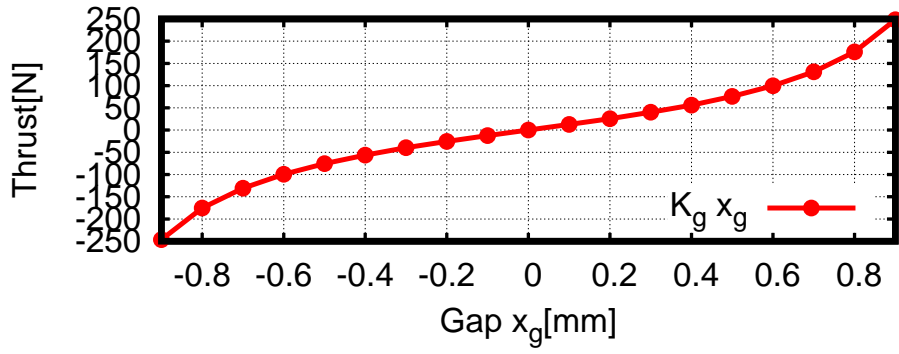
今回, 力制御指令値は 50N のステップ入力とし, 力制御実験を行う. Fig. 3.4 に実験より得た力制御応答を示す. ただし, 各時系列データは $240\mu\text{s}$ 間隔で取得した.

Fig. 3.4 より F を被説明変数, x_g , i_d , i_q を説明変数として (3.7), (3.9) に代入, 最小二乗法により各パラメータを求めると, $K_g = 120916.12\text{N/m}$, $K_f = 11.17\text{N/A}$, $K_\tau = 0.1024\text{Nm/A}$ となった.

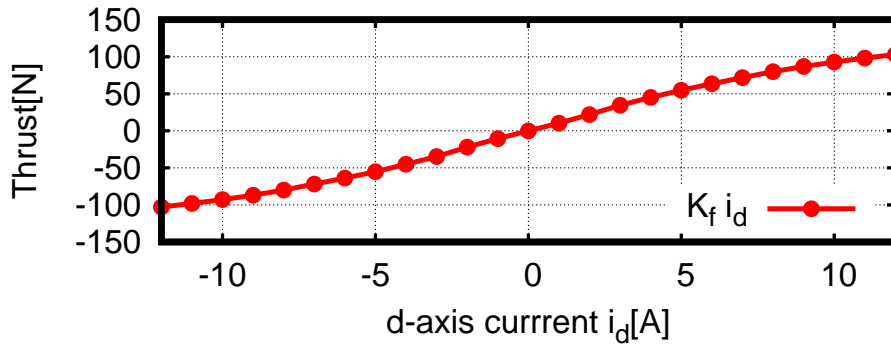
3.4 パラメータ同定における考察

本章では FEA の解析結果と実験によるパラメータ同定結果の数値比較, 検討を行う. FEA および, 同定結果の誤差を Table 3.4 に示す. Table 3.4 より, 推力定数 K_f および, 磁気吸引力定数 K_g , トルク定数 K_τ いずれのパラメータとも提案法の同定値は FEA と比べ, 誤差が最大 5% と十分近いことがわかる. 一方, 従来法による同定値 [45] はいずれも 10% 以上の誤差が生じており, 提案法によるスパイラルモータ同定法の高精度化が確認できる. 他のモータ同定においても数パーセント程度の解析/真値の誤差は生じており [47]–[49], 今回の提案法による結果は十分に高精度といえる. これらに加え, 提案法の精度が十分であることからスパイラルモータ運動モデル (2.27), (2.28) の妥当性を示すこともできたといえる.

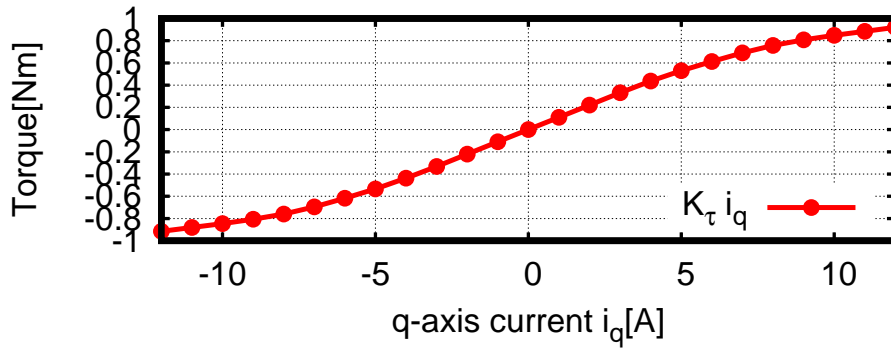
よって, 本章の目的であった簡易かつ, 高精度なスパイラルモータ用同定法が達成された.



(a) Magnetic attraction constant K_g



(b) Thrust constant K_f

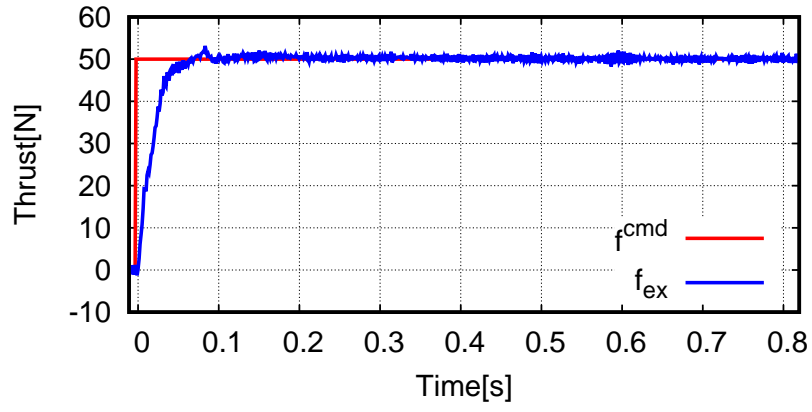


(c) Torque constant K_τ

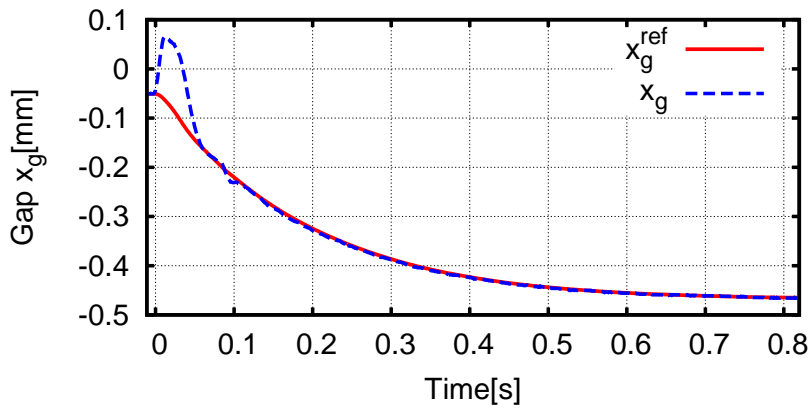
図 3.3: FEA analysis results.

3.5 まとめ

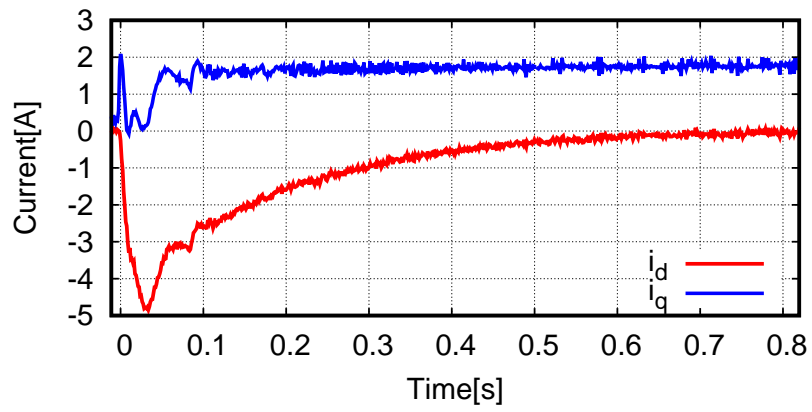
本章では力制御応答を用いたスパイラルモータ用パラメータ同定法を提案，電磁界解析との比較を行った．提案した同定法は力制御下の力応答・電流応答・ギャップ応答を用い，これら



(a) Force response



(b) Gap response



(c) Current response

图 3.4: Experimental results of force control

表 3.4: Comparison between the FEA and the experimental results.

	FEA	Proposed method (experiment)	Conventional method[45] (experiment)
K_g [N/m]	127426.0	120916.12 (-5.1%)	112440.0 (-11.7%)
K_f [N/A]	10.938	11.17 (2.16%)	12.8 (17.0%)
K_τ [Nm/A]	0.1059	0.1024 (-3.3%)	0.061 (-42.4.3%)

よりスパイラルモータ特性値に関する最小二乗法によるパラメータ同定を行うものである．今回は IPM 型スパイラルモータ試作機を対象として力制御シミュレーション・実験を行い，提案法によるモータ特性値を同定した．結果として，実験における提案法の各特性（推力定数，磁気吸引力係数，トルク定数）同定値は解析値との誤差が最大 5%程度となり，近い数値が得られたことを確認した．また，先行研究による同定値では最小 10%程度の誤差を有することから，提案法によりスパイラルモータにおける同定精度の向上を達成したといえる．

次章では本章におけるパラメータ同定を踏まえたうえで，スパイラルモータ外力推定精度の向上について論じる．

第4章 パラメータマッピングと無負荷時平衡点を考慮した反力推定器

本章ではスパイラルモータの反力推定精度向上について述べる．第3章によって有限要素解析による電磁界解析に近い実機パラメータの同定に成功したが，スパイラルモータに働く磁気吸引力はギャップ変位に比例すると同時に，強い非線形性を有することがFEAの解析により判明した．FEAより得られた磁気吸引力係数はギャップ変位に対し，指数関数状の特性を有しているほか，これはスパイラルモータの非線形運動方程式からも想定し得るものである．この非線形性は従来のスパイラルモータ反力推定器では考慮されておらず，推定誤差に多大な影響を及ぼすことが考えられる．

加えて，従来考慮されていない反力推定の誤差要因にはモータ無負荷（0N出力）時のギャップ平衡点、つまり磁気吸引力がゼロNとなるギャップ位置の変動が挙げられる．スパイラルモータ可動子は永久磁石を挟む形で固定子に配置された鉄心によって，両面から磁気吸引力を受ける．理想上は両面で働く磁気吸引力は x_g がゼロであるとき平衡するが，実機では磁気特性や加工精度のバラツキによって不平衡となり，適当な位置へ変動する．この変動が力制御中に生じた場合，従来の反力推定器ではこれを補償できないため，オフセット誤差が生じる．

ダイレクトドライブモータでは精度よくセンサレス力制御可能であることが利点の一つであり，スパイラルモータにも同等の精度が要求される．よって，前述した反力推定精度の諸問題の解決は不可欠である．非線形性要素に対する精度補償はモータ非線形モデルを用いて反力推定器を構築するなど先行研究による報告例がいくつかあるが，無負荷時ギャップ平衡点による精度劣化はスパイラルモータ特有のものであるため，新たな改善手法が必要となる．

本章ではこれらの改善手法について検討し，非線形性に対しては第3章で開発したスパイラルモータ同定法を用いた磁気吸引力係数マッピングを，無負荷時平衡点に対してはMulti-Encoder Disturbance-OBServer(MEDOB)をもとに推力/トルク外乱オブザーバの双方を用いた手法を新たに提案，これらによる精度向上を実現する．

4.1 磁気吸引力係数マップを用いた反力推定

4.1.1 磁気吸引力係数マッピング

本節ではギャップ変位 x_g に応じた磁気吸引力係数 K_g のマッピングを行い、 K_g の非線形性を外力推定器に反映することを目的とする。モータ制御下、定常状態における力応答とギャップ変位との関係より、磁気吸引力係数のマッピングを行う。

力制御系は力センサ値をフィードバックした系であり、外力推定による影響はない。また、ギャップ制御系にはゼロパワー制御を適用しており、定常状態では反力に応じた平衡点（d 軸電流がゼロとなる点）にギャップ変位 x_g が保持される。このとき、モータ推力と反力が釣り合うことから可動子が静止した状態と仮定でき、直動方向加速度 \ddot{x} をゼロとおくことができる。よって、直動方向加速度・d 軸電流ともにゼロ ($\ddot{x} \simeq 0, i_d \simeq 0$) となるため、(2.29) を次式のように近似できる。

$$0 = K_g(x_g - x_{g0}) - f_{ex} \quad (4.1)$$

x_{g0} は無負荷時のギャップ平衡点であり、出力 0N 時にゼロパワー制御より与えられるギャップ指令値 x_g^{ref} から推定可能である。

ここで $x_g - x_{g0}$ 対出力のグラフを Fig. 4.1 に示す。図中の measured は測定点、1st は 50N 出力時の応答データより同定した 1 次の K_g による推定値、3rd は今回の測定点を 3 次多項式近似したものを示す。各近似式を (4.2)–(4.3) に示す。

$$(1st): f_{ex} = K_{g1}x_g \quad (4.2)$$

$$(3rd): f_{ex} = K'_{g1}x_g + K'_{g2}x_g^2 + K'_{g3}x_g^3 \quad (4.3)$$

ただし、 $K_{g1} = 120.9 \times 10^3 \text{ N/m}$, $K'_{g1} = 87.64 \times 10^3 \text{ N/m}$, $K'_{g2} = 37.5 \times 10^6 \text{ N/m}^2$, $K'_{g3} = 172.4 \times 10^9 \text{ N/m}^3$ 。

3 次多項式近似を用いる理由を次に述べる。(2.29) と (2.30) において、磁気吸引力に関する非線形項をテイラー展開した際の係数は奇数次項である。これより、ギャップ変位 x_g の 3 次多項式であれば十分非線形性を考慮できると考えられるためである。

Fig. 4.1 より、定常時ギャップ変位の増加に伴い、指数関数的に出力が増加しているとわかる。また、これまで使用してきた一次近似の磁気吸引力係数 (4.2) ではパラメータ同定を行った 50N 付近において測定値に近い推定値が得られるが、それ以外の領域では 10N 程度の誤差が生じているとわかる。よって、(4.3) に示すような多項式近似によって推定するのが望ましいと考えられる。

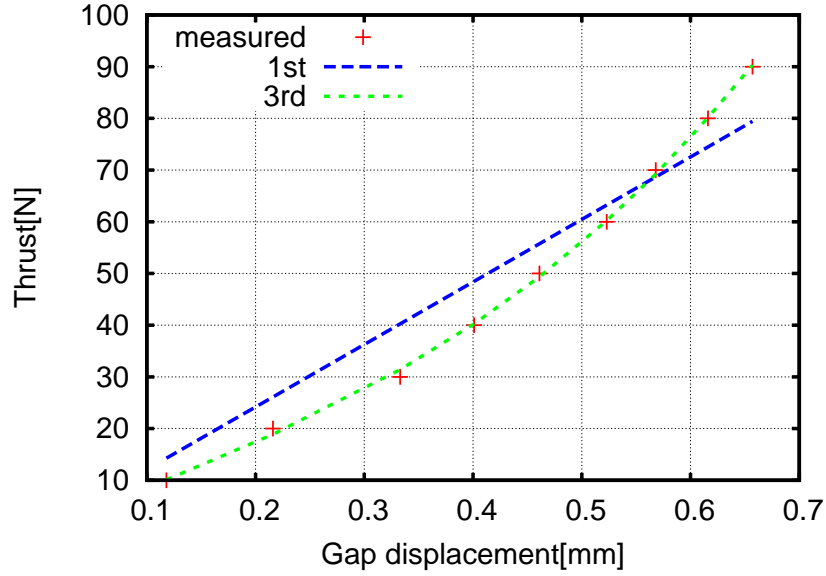


図 4.1: The output thrust-force v.s. gap displacement of the IPM helical motor.

4.1.2 磁気吸引力係数マップを用いた反力推定実験

マッピングより得られた磁気吸引力係数の 3 次多項式近似 (4.3) を用いた反力推定器を構築, 力制御実験による有効性の検討を行う. (4.3) を (2.54) に適用すると (4.4) となる.

$$\begin{aligned}\hat{f}_{ex} &= \frac{\omega_{ex}}{s + \omega_{ex}} \left(K_{fn} I_d^{ref} + f_{mag} + M_n \omega_f \dot{x}_g \right) \\ &\quad - M_n \omega_f \dot{x}_g \\ f_{mag} &= K'_{g1} (x_g - x_{g0}) + K'_{g2} (x_g - x_{g0})^2 + K'_{g3} (x_g - x_{g0})^3\end{aligned}\tag{4.4}$$

(2.54), (4.4) を用いた 10N–90N 出力時の推定実験により推定精度を比較する. 今回は 10N, 30N, 60N, 90N 時の (4.4) の結果のみを Fig. 4.3 に示す. 可動子位置は $x=0\text{mm}$ に設置するものとし, 実外力 (反力) f_{ex} は力センサによって計測される.

Fig. 4.3 より, 各結果での推定誤差は 5N 程度であることがわかり, (4.4) による推定が有用であるといえる.

Fig. 4.2, Fig. 4.3 より, 各推力時の反力推定誤差を RMS により評価すると Fig. 4.4 に示す通りとなる. Fig. 4.4 より, 1 次近似の K_g (図中 “1st”) では 10N および, 60N 前後において RMS 値が低く 2N 程度であるが, 他の出力域では最大約 6.5N 程度の誤差 RMS 値が生じている. これは Fig. 4.1 で示されたマッピング結果と同様に 10N および, 60N 付近では一次近似線が実測値に合うものの, それ以外では誤差含んでいるためと考えられる. 一方で, 1–3 次近似による K_g (図中 “3rd”) は 1 次近似のみと比べ全体的に RMS 値が低く, 最大でも 1.5N 程度で

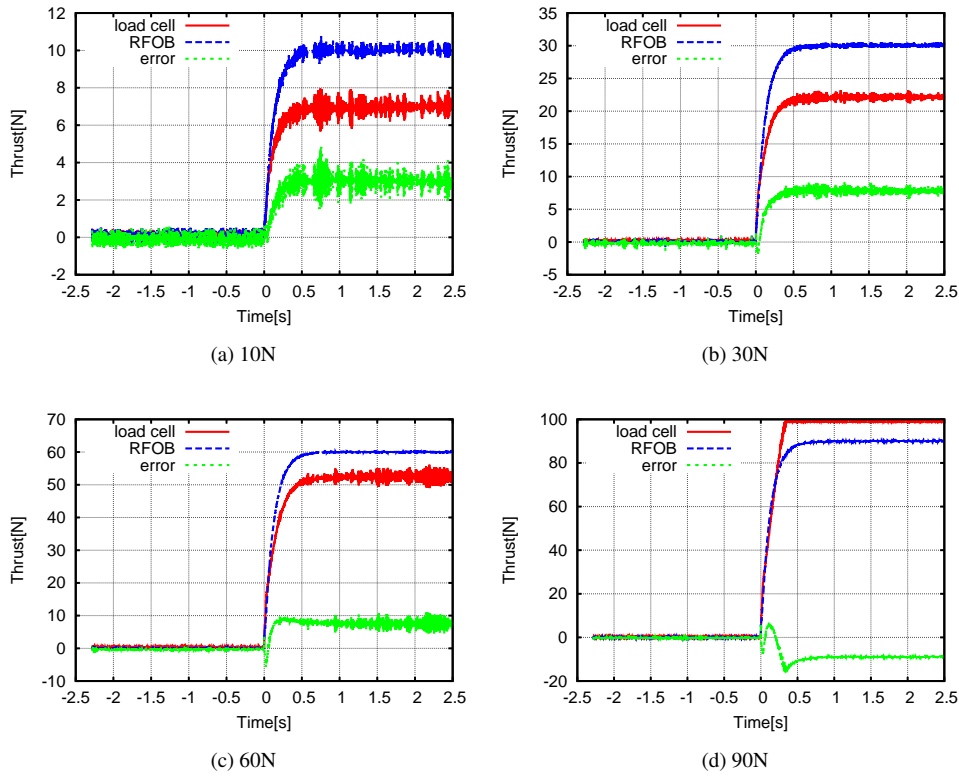


図 4.2: Reaction force estimation using 1st order approximation of K_g (4.2).

あることがわかる。

よって、1–3 次項によって磁気吸引力係数変化を近似することにより、従来スパイラルモータで用いられてきた 1 次近似項のみの反力推定よりも誤差 RMS 値を平均約 5N から、平均約 0.77N に 80% 程度減少させたことになる。

しかし、マッピングによって得られた 1–3 次項近似の K_g を用いた場合、本来であれば推定誤差がほぼゼロとなることが望ましい。今回の実験において 1–3 次項近似の K_g 使用の RFOB に誤差が生じた理由としては次の項目が考えられる。

- 磁気吸引力マッピングの誤差
- 無負荷時平衡点 x_{g0} の変動

無負荷時平衡点 x_{g0} はスパイラルモータと負荷装置の接続状況によって変化するほか、可動子永久磁石やモータ加工精度のバラツキによる磁気吸引力の不均衡によっても変化する。本節の実験では可動子位置 $x = 0\text{mm}$ において後述のゼロパワー制御を使用、無負荷 (0N) 時のギャップ平衡点を事前に算出、これを x_{g0} として反力推定を行っている。しかし、力制御時の押し込

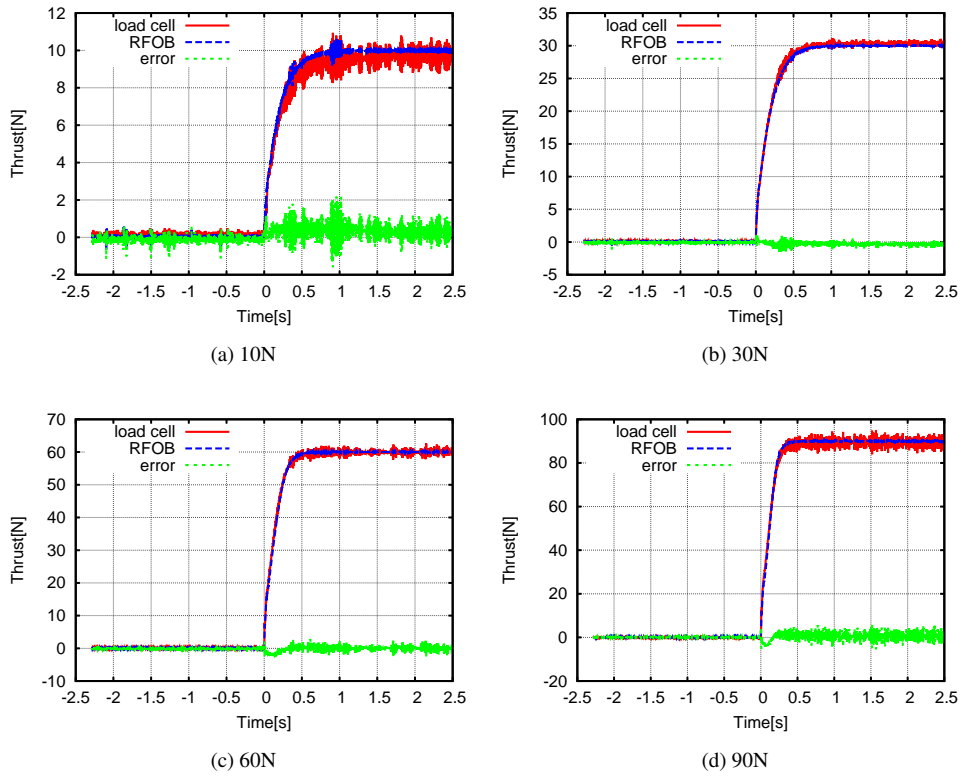


Fig 4.3: Reaction force estimation using 3rd order polynomial approximation of K_g (4.4).

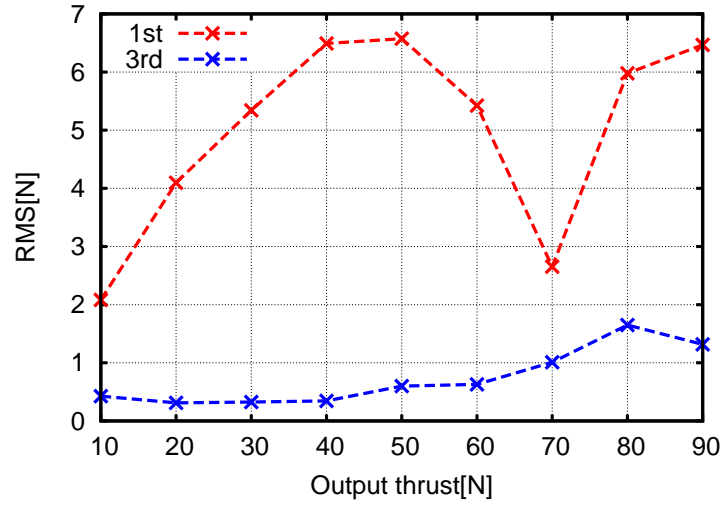


Fig 4.4: RMS of the estimation error. “1st” and “3rd” show RFOB using only 1st order term of K_g and RFOB using 1st – 3rd order terms of K_g .

み動作による可動子位置 x の変動や、ギャップ制御による可動子機械回転角 θ の変動によって、 x_{g0} も変動していることが想定される。 x_{g0} が変動した場合には磁気吸引力 $K_g x_g$ の算出に誤差が生じ、反力推定に多大な影響を及ぼす。

次節ではこの無負荷時平衡点 x_{g0} を動的に考慮した反力推定手法の検討について述べる。

4.2 無負荷時平衡点 x_{g0} の考慮

前節で述べた非線形磁気吸引力係数の導入によって高出力時の反力推定精度向上を確認できたが、同時にギャップ平衡点 x_{g0} の変動による反力推定精度の劣化が誤差要因として挙げられた。このため、本節では無負荷時平衡点 x_{g0} を考慮した反力推定オブザーバを検討、シミュレーション・実験により検証する。

ここで改めて (2.32), (2.33) のスパイラルモータ線形近似運動モデルを下式に示す。

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= K_f i_d + K_g(x_g - x_{g0}) - f_{ex} \\ J\ddot{\theta} &= K_\tau i_q - \frac{l_p}{2\pi} (K_f i_d + K_g(x_g - x_{g0})) \end{aligned}$$

無負荷時平衡点 x_{g0} を残した上式の状態方程式に対し外力 f_{ex} の推定機構が構築できれば、オフセット誤差は自動的に補償され高精度な反力推定が期待できる。

他の二慣性系の負荷力推定は他の研究者らによっていくつかの手法が提案されているが、本節では Multi-Encoder Disturbance Observer (MEDOB)[57] のスパイラルモータへの応用を考える。

4.2.1 弾性係数を用いない2慣性系反力推定: Multi-Encoder Disturbance Observer(MEDOB)

MEDOB はミッサンティスクらが提案した多慣性系の負荷力推定手法 [57] であり、各慣性系の検出情報と一次側入力から負荷側外力を推定する手法である。ここで (4.5) – (4.7) のようなある二慣性系の負荷力 (f_l) 推定を考える。

$$M_1 \ddot{x}_1 = K_s x_s + u \quad (4.5)$$

$$M_2 \ddot{x}_2 = -K_s x_s - f_l \quad (4.6)$$

$$x_s = x_1 - x_2 \quad (4.7)$$

このとき、一次側と二次側位置 x_1 と x_2 および、入力 u が検出できるものとし、(4.5) と (4.6) の和を考える。

$$M_1 \ddot{x}_1 + M_2 \ddot{x}_2 = u - f_l \quad (4.8)$$

$$f_l = u - M_1 \ddot{x}_1 - M_2 \ddot{x}_2 \quad (4.9)$$

(4.5) と (4.6) の和より、負荷力 f_l と既知の情報である入力 u と各位置 x_1 , x_2 の関係式は (4.9) で表される。MEDOB は (4.9) に基づいて外乱オブザーバ (DOB) を構築、このときシステムは Fig. 4.5 のようになる。以上より、MEDOB では1次側と2次側間に働く弾性力 $K_s x_s$ を用いずに負荷力 f_l を推定可能である。

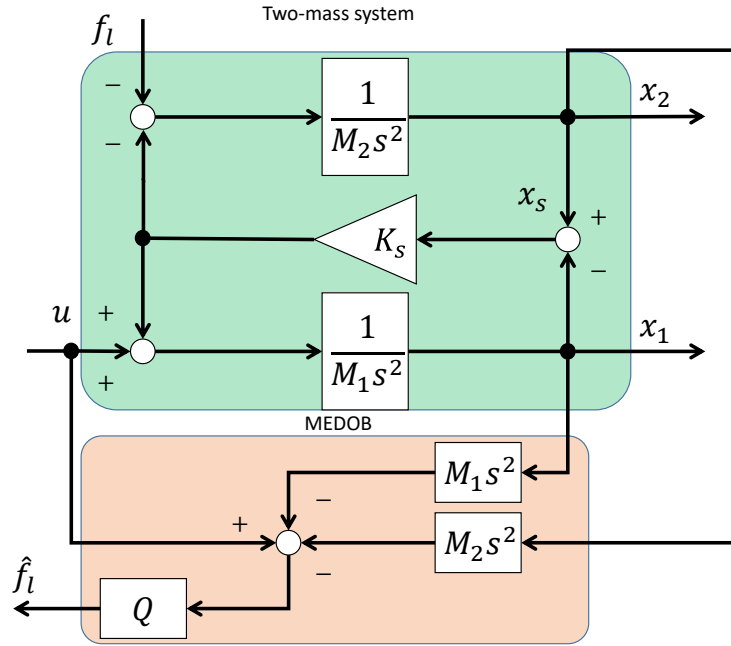


図 4.5: A block-diagram of MEDOB.

4.2.2 MEDOB のスパイラルモータへの適用

スパイラルモータは Fig. 2.5 に示したように二慣性系の一種と捉えることができ、MEDOB の応用が可能である。本節ではスパイラルモータのための MEDOB として、推力外乱オブザーバとトルク外乱オブザーバをもとにこれを構築することを考える。ギャップ平衡点 x_{g0} を考慮した場合の各外乱オブザーバ推定値は (4.10), (4.11) となり、実外力 f_{ex} と平衡点変動による磁気吸引力 $K_g x_{g0}$ の LPF 通過値となる。

$$\hat{f}_d = \frac{\omega_d(f_{ex} - K_g x_{g0})}{s + \omega_d} \quad (4.10)$$

$$\hat{\tau}_d = \frac{\omega_{d\tau}(h K_g x_{g0})}{s + \omega_{d\tau}} \quad (4.11)$$

このとき、推力外乱推定値 \hat{f}_d とトルク外乱推定値 $\hat{\tau}_d$ の推力換算値 $\hat{\tau}_d/h$ の和は (4.13) となる。

$$\hat{f}_{ex} = \hat{f}_d + \hat{\tau}_d/h \quad (4.12)$$

$$= \frac{\omega_d(f_{ex} - K_g x_{g0})}{s + \omega_d} + \frac{\omega_{d\tau}(K_g x_{g0})}{s + \omega_{d\tau}} \quad (4.13)$$

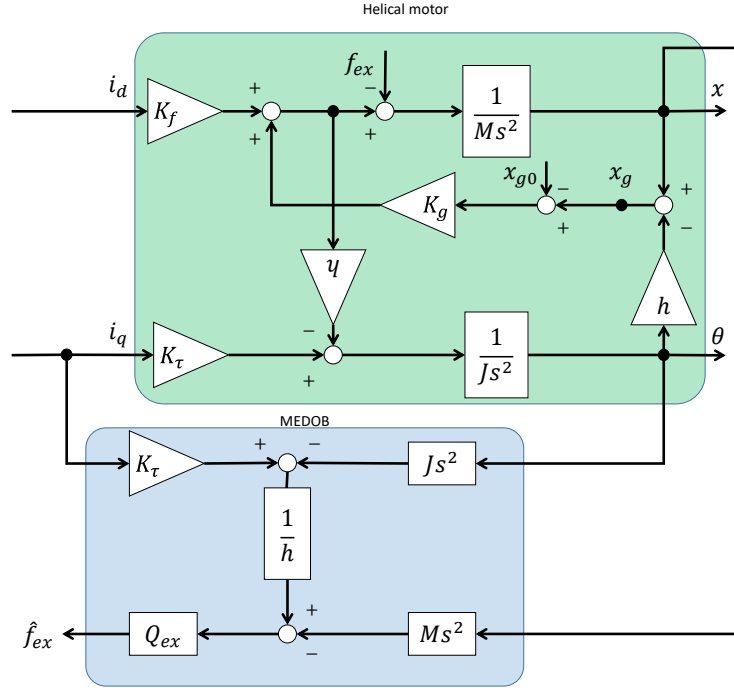


図 4.6: A block-diagram of MEDOB for helical motor.

各外乱オブザーバカットオフ周波数 ω_d , $\omega_{d\tau}$ が反力推定オブザーバカットオフ周波数 ω_{ex} と等しいときには (4.14) となる.

$$\begin{aligned}
 \hat{f}_{ex} &= \frac{\omega_{ex}}{s + \omega_{ex}} (f_{ex} - K_g x_{g0} + K_g x_{g0}) \\
 &= \frac{\omega_{ex}}{s + \omega_{ex}} f_{ex} \\
 &\simeq f_{ex}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

よって、推力/トルク外乱オブザーバのカットオフ周波数が等しいとき (4.14) となり、Fig. 4.6 に示すように磁気吸引力項 $K_g(x_g - x_{g0})$ のパスが存在しない。これより MEDOB では無負荷時平衡点 x_{g0} に関係なく、外力 f_{ex} の LPF 通過値を得られることが示された。ただし、摩擦等による外乱はここでは考慮していない。

ここで、(4.12) に示した MEDOB では推定外乱トルクが $1/h$ 倍されることに注目する。 h はらせんリード長によって決定される直動/回転の変換係数であるが、スパイラルモータではリード長が約 20mm 以下と小さい。本稿で扱う試作 2 号機のリード長は 22mm であり、 $1/h$ は 285.6 と大きいので、トルク外乱オブザーバの信号ノイズが増幅されることが懸念される。

一方で無負荷時平衡点 x_{g0} はモータ製作精度や磁気特性のバラつきによって決定されると予想され、これらは低周波な変動を持っていると仮定できる。これより、推力外乱オブザーバに含まれる $K_g x_{g0}$ も低周波信号であると仮定され、トルク外乱オブザーバのカットオフ周波数を

表 4.1: Parameters of the simulation

parameter	character	Value
sampling freq. of controller	F_s	13kHz
thrust constant	K_f	10.96 N/A
torque constant	K_τ	0.1096 Nm/A
magnetic attractive coefficient	K_g	119.7 N/mm
frequency bandwidth of gap controller	ω_{gap}	140 rad / s
proportional gain of gap controller	K_{pg}	19.6×10^3
derivative gain of gap controller	K_{dg}	280.0
frequency bandwidth of position controller	ω_{pos}	170 rad / s
proportional gain of position controller	K_{pp}	2.89×10^4
derivative gain of position controller	K_{dp}	340.0
proportional gain of force controller	K_{pf}	0.1
angular frequency of thrust DOB	ω_d	500rad/s
angular frequency of torque DOB	$\omega_{d\tau}$	500rad/s
angular frequency of RFOB	ω_{ef}	500rad/s
cutoff frequency of pseudo derivation	ω_p	500Hz

下げても十分に影響の除去が可能と予想される。

以上より、本章では (4.13) 内カットオフ周波数 Q_{dt} を Q_d に対し低下させ、トルク外乱オブザーバのノイズ増幅を抑圧した条件も検討する。

4.2.3 スパイラルモータ用 MEDOB の数値シミュレーション

本節ではスパイラルモータ線形近似モデルを用いた数値シミュレーションによって前節で設計した (4.13) のスパイラルモータ用 MEDOB の有効性を検討する。制御対象モデルは (2.32), (2.33) であり、ルンゲクッタ法による数値シミュレーションを行う。本シミュレーションにおけるモータおよび制御パラメータは Table 4.1 に示すとおりである。

はじめに無負荷時平衡点 x_{g0} を一定値 (0.1mm) とした場合の反力推定シミュレーションを Fig. 4.7 に示す。力制御は力センサ値フィードバックを想定し、従来手法および MEDOB による反力推定のみを比較する。

本節では MEDOB 内推力/トルク外乱オブザーバのカットオフ周波数を双方 500rad/s とした case1 と、推力外乱オブザーバは 500rad/s、トルク外乱オブザーバは 25rad/s とした case2 を比較として示す。

Fig. 4.7 (b) (d) (e) のギャップ応答より、0s 時はいずれもゼロパワー制御によってギャップ平衡点が 0.1mm であると正しく算出されていることがわかる。Fig. 4.7 (a) (b) の従来手法では力指令値 f^{cmd} 印加時に RFOB 内 \hat{x}_{g0} の更新を停止しているが、本条件では x_{g0} が一定であるため推定反力 \hat{f}_{ex} (図中 “RFOB”) と実反力 f_{ex} (図中 “ f_{ex} ”) が一致している。Fig. 4.7c および、

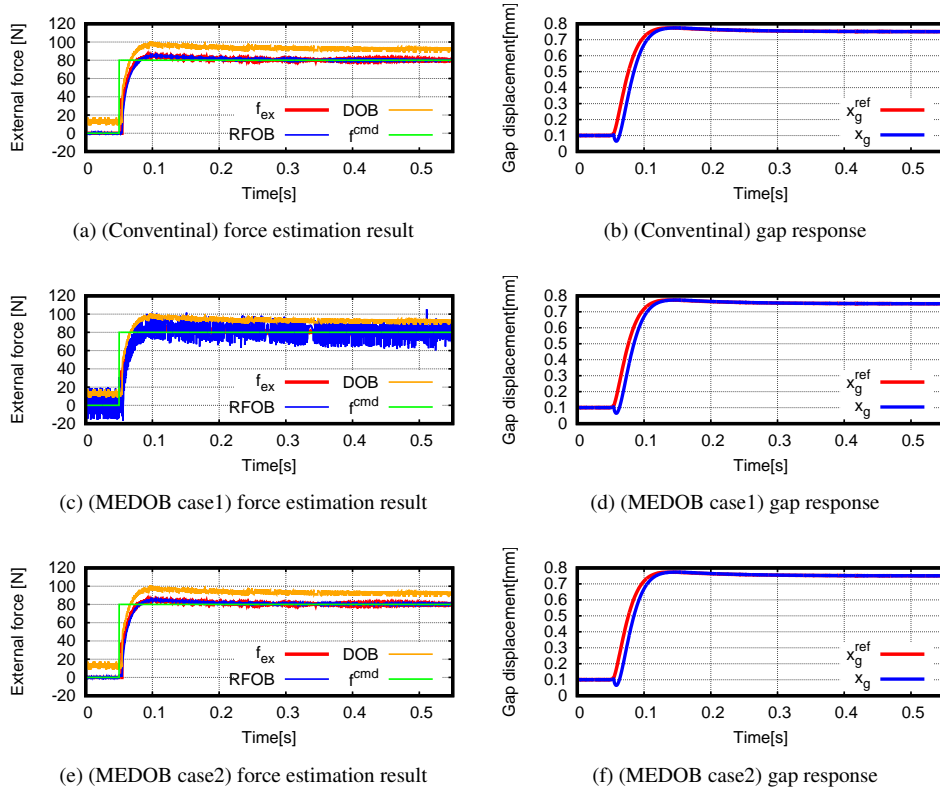


図 4.7: The comparison of conventional and MEDOB when $x_{g0} = 0.1\text{mm}$. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . the cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case1” are 500 rad/s. the cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.

Fig. 4.7e をみると, case1 の両外乱オブザーバカットオフ周波数を 500rad/s とした場合は推定反力に大きなノイズが生じているとわかる. これは推定トルク外乱 $\hat{\tau}_d$ を $1/h$ 倍したために推定ノイズも増幅されたためと考えられる. 一方で case2 のトルク外乱オブザーバのみ 25rad/s に低下させた場合はノイズなく, かつ従来手法と同等の推定精度を有しているとわかる. これは x_{g0} が低周波信号であるため, トルク外乱オブザーバのカットオフ周波数を低下させても問題なく, 誤差修正できたものと考えられる.

次に無負荷時平衡点 x_{g0} を可動子機械角 θ に応じて正弦波状に変化させた場合のシミュレーション結果を示す. ここでの x_{g0} は (4.15) によって更新される.

$$x_{g0} = 0.1 \cos(p\theta) \times 10^{-3} \quad (4.15)$$

ただし, p はモータ極対数を表す. この条件を含めた反力推定シミュレーションの結果を Fig. 4.8 に示す.

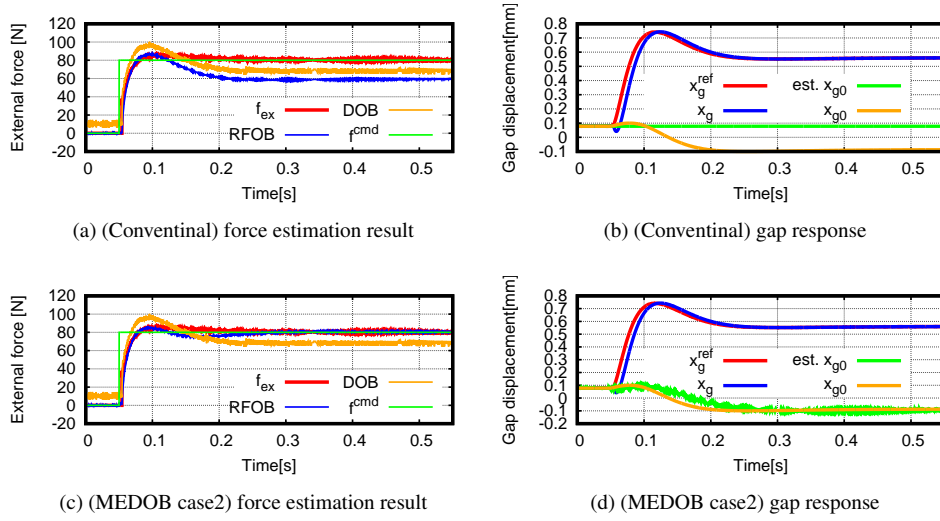


図 4.8: The comparison of conventional and MEDOB when $x_{g0} = 0.1\text{mm}$. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . “est. x_{g0} ” shows estimated x_{g0} . The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.

Fig. 4.8b, Fig. 4.8d のギャップ応答および、無負荷時ギャップ平衡点より、従来手法では力指令値印加直後から x_{g0} の推定値 \hat{x}_{g0} が停止していることがわかる。一方で、MEDOB では力指令値に関係なく常時 x_{g0} の推定が行われ、推定値が x_{g0} に追従していることが確認できる。このため、従来手法の反力推定値は Fig. 4.8a の約 0.1s – 0.5s 間で約 20N の誤差が生じている。対して、MEDOB は Fig. 4.8d の約 0.1s – 約 0.25s において x_{g0} の推定遅れ分誤差が生じるが、0.3s 時点で誤差修正されている。よって、MEDOB による無負荷時ギャップ平衡点 x_{g0} の推定および、これによる反力推定精度の向上が確認できる。

次にこれらの手法によりセンサレス力制御を行った場合のシミュレーション結果を Fig. 4.9 に示す。

4.3 磁気吸引力係数マッピングおよび、MEDOB を適用した反力推定実験

本節では前述の磁気吸引力係数マッピングによる非線形性考慮と、MEDOB による無負荷時平衡点考慮を組み合わせた反力推定器を構築、実機実証により有効性を検討する。

本稿の磁気吸引力係数マッピング (4.3) は無負荷時平衡点 x_{g0} が含まれており、正しくこれを設定する必要がある。このため、MEDOB 内推定無負荷時平衡点 \hat{x}_{g0} をこれに代入し、両手

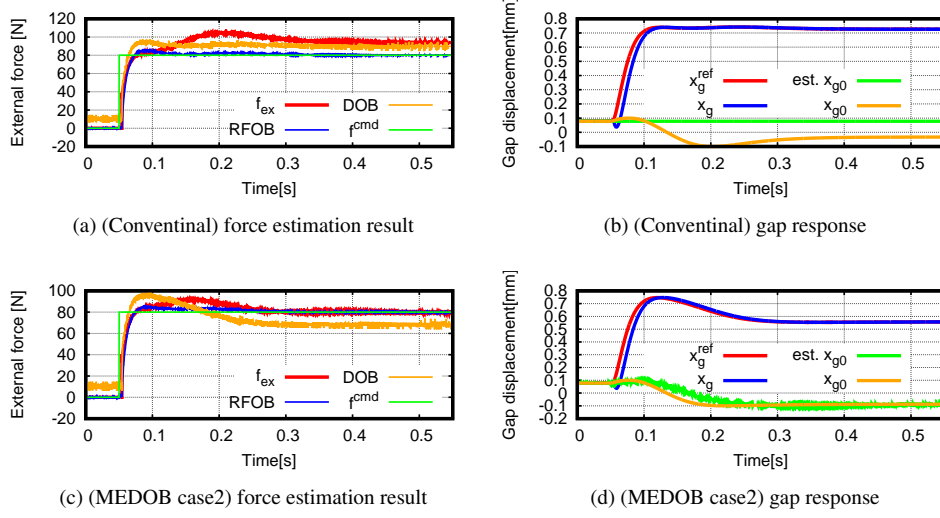


図 4.9: The comparison of sensorless force control using conventional and MEDOB. “RFOB” shows the estimated reaction force \hat{f}_{ex} , “DOB” shows estimated thrust disturbance \hat{f}_d . “est. x_{g0} ” shows estimated x_{g0} . The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB case2” are 500 rad/s and 25 rad/s, respectively.

法を組み合わせる.

$$\hat{F}_d(s) = Q_d \left(K_{fn} I_d(s) + K_{gn}(x_g) X_g(s) - M \ddot{X}(s) \right) \quad (4.16)$$

$$\hat{T}_d(s) = Q_{d\tau} \left(K_{\tau n} I_q(s) - h \left(K_{fn} I_d(s) + K_{gn}(x_g) X_g(s) \right) - J \ddot{\Theta}(s) \right) \quad (4.17)$$

$$\hat{F}_{ex}(s) = \hat{F}_d(s) + \frac{\hat{T}_d(s)}{h} \quad (4.18)$$

ここで, $K_{gn}(x_g)$ はギャップ変位 x_g に依存した可変磁気吸引力係数であり, 前述のマッピング ((4.3)) より (4.19) で表される. また, (4.19) の算出には x_{g0} が必要であるため, 1 サンプル前のトルク外乱オブザーバ推定値・可変磁気吸引力係数から算出する.

$$K_{gn}(x_g) = K_{g1} + K_{g2} \left(x_g - \frac{\hat{\tau}_d(t)}{h} \right) + K_{g3} \left(x_g - \frac{\hat{\tau}_d(t)}{h} \right)^2 \quad (4.19)$$

$$\hat{x}_{g0}[k] = \frac{\tau_d[k-1]}{h K_{gn}[k-1]} \quad (4.20)$$

ただし, k は現在のサンプリング値を意味する.

以上より, 磁気吸引力係数マッピングと MEDOB を組み合わせた場合の反力推定器ブロック線図は Fig. 4.10 となり, 非線形性と無負荷時平衡点の考慮が同時になされる.

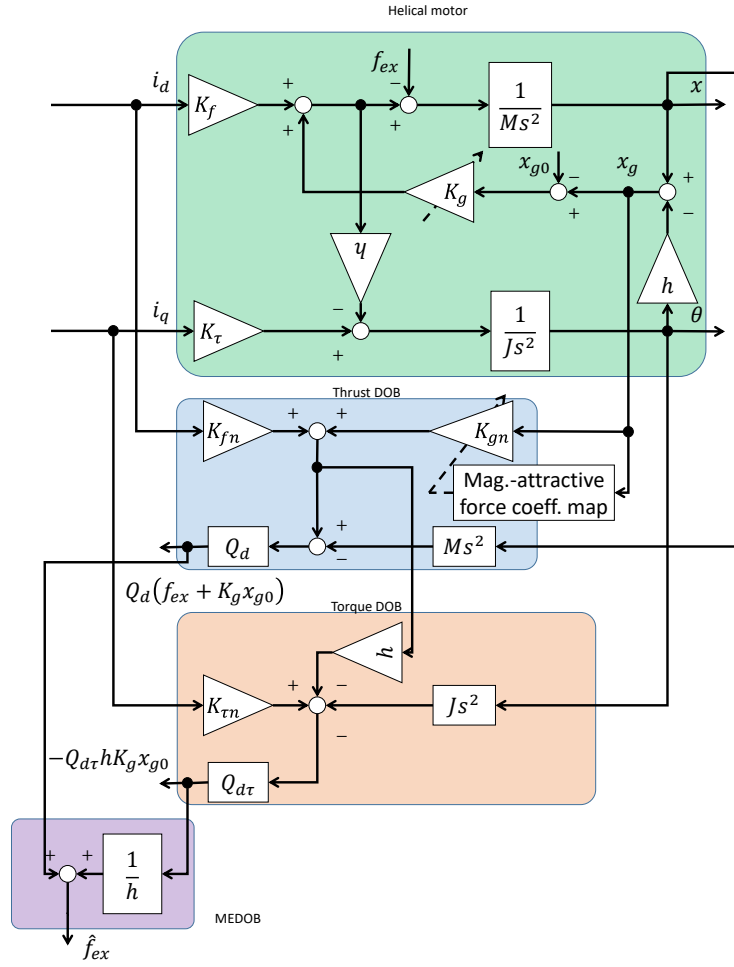


图 4.10: A block-diagram of MEDOB using the mag.-attractive-force coeff. mapping.

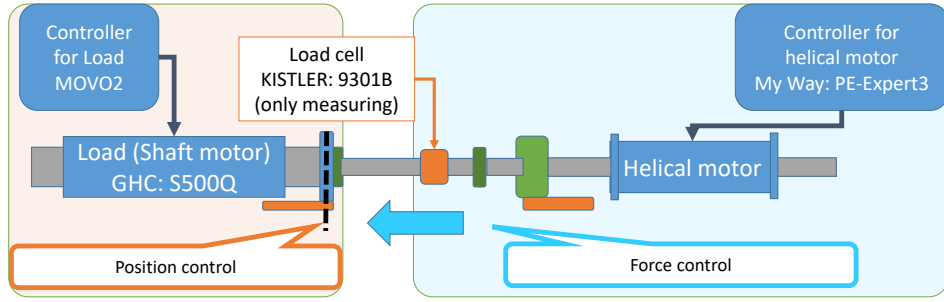


図 4.11: An experimental setup of sensorless-force control.

表 4.2: Experimental parameters of MEDOB using mag.-attractive-force mapping

parameter	character	Value
sampling freq. of controller	F_s	12kHz
frequency bandwidth of gap controller	ω_{gap}	120 rad / s
proportional gain of gap controller	K_{pg}	14.4×10^3
derivative gain of gap controller	K_{dg}	240.0
frequency bandwidth of position controller	ω_{pos}	130 rad / s
proportional gain of position controller	K_{pp}	16.9×10^3
derivative gain of position controller	K_{dp}	130.0
proportional gain of force controller	K_{pf}	0.05
angular frequency of thrust DOB	ω_d	500rad/s
angular frequency of torque DOB	$\omega_{d\tau}$	500rad/s
angular frequency of EFOB	ω_{ef}	500rad/s

4.3.1 パラメータマップと MEDOB を組み合わせたセンサレス力制御実験

本節では磁気吸引力係数マッピングと MEDOB を組み合わせた場合のセンサレス力制御実験について述べる．実験条件は Fig. 4.11, Table 4.2 に示すとおりであり，スパイラルモータは力制御，負荷装置は位置制御によって駆動する．ただし，スパイラルモータ力制御フィードバック値は (4.18) で示した反力推定器を用い，力センサは測定のみ行う．力指令値 f^{cmd} が 10, 30, 50N（ステップ入力）時の力制御応答，反力推定誤差および，ギャップ応答を Fig. 4.12 に示す．このとき各出力 10N–50N 時の反力推定誤差 RMS 値は Table 4.3 となった．

Fig. 4.12, Table 4.3 より，従来の反力推定では出力増加につれ，誤差も増大していることがわかる．一方，MEDOB は 10N 時の RMS が従来手法の 2 倍あるものの，Fig. 4.12 よりノイズによるものとわかる．今回，MEDOB は常時 $\pm 1\text{--}2\text{N}$ 程度のノイズを有しているが，中心値は

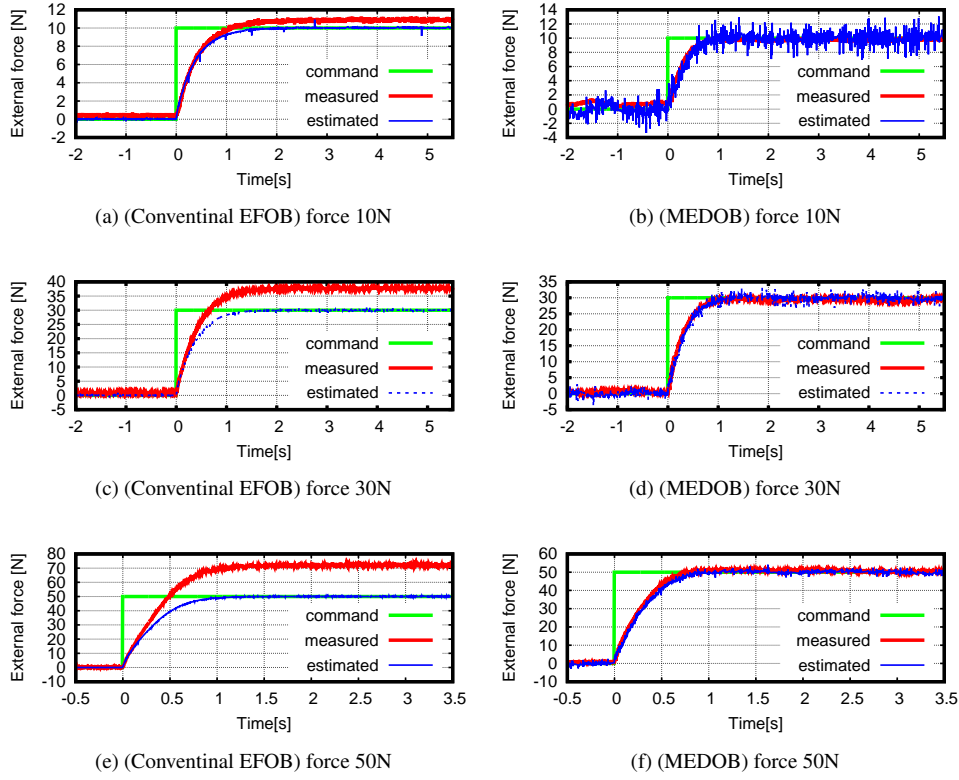


図 4.12: (Experimental results)The comparison of conventional and proposed RFOB under sensorless force-control. The cutoff freq. ω_d and $\omega_{d\tau}$ of “MEDOB” are 500 rad/s and 100 rad/s, respectively.

表 4.3: RMSE of the force estimations

output	conventional RFOB	MEDOB for helical motor
10N	0.69N	1.20N
20N	2.43N	0.96N
30N	6.06N	1.16N
50N	29.69N 12.5N($t \leq 2.5s$)	1.16N

センサ値とほぼ同値である。これは RMS 値が 10–50N で変化しないことから確認できる。

従来手法が大きく誤差を生じた要因は無負荷時平衡点 x_{g0} の変動が考えられる。ここで、Fig. 4.12 中のギャップ変位 x_{g0} 、各反力推定器内 x_{g0} 推定値の応答を Fig. 4.13 に示す。

Fig. 4.13 より、今回の実験では出力増加に伴い、MEDOB 内無負荷時平衡点推定値 \hat{x}_{g0} (Fig.

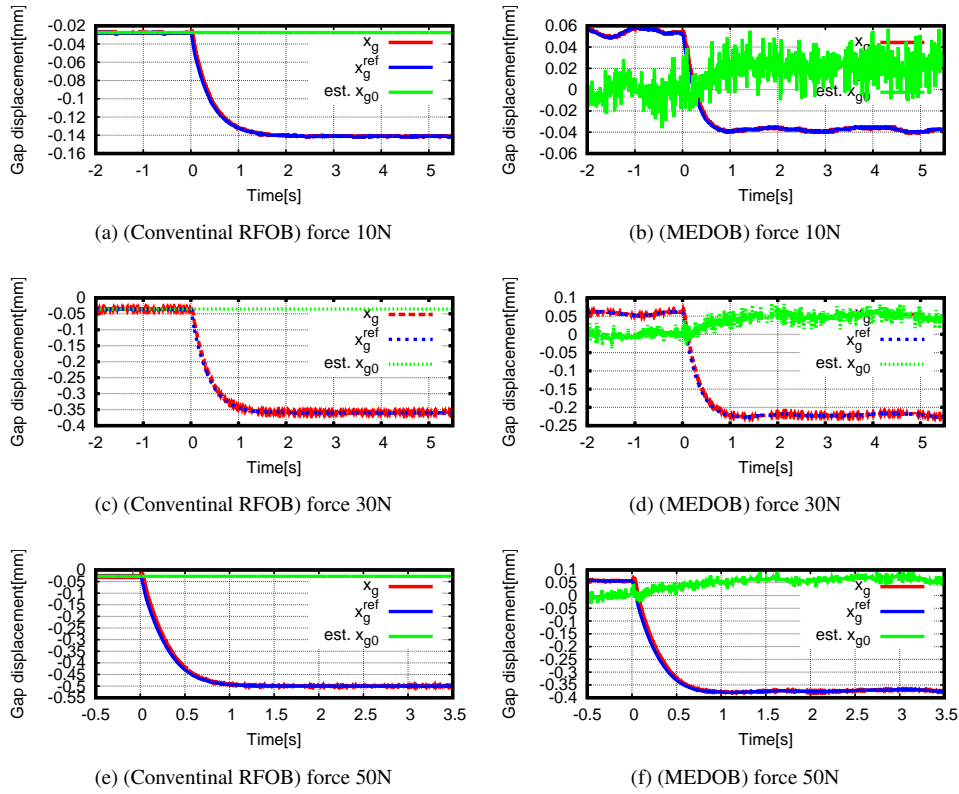


図 4.13: (Experimental results) The comparison of gap response of conventional and proposed RFOB under sensorless force-control. The cutoff freq. ω_d and ω_{dr} of “MEDOB” are 500 rad/s and 100 rad/s, respectively.

4.13 中, $\text{est. } x_{g0}$ が変動しているとわかる。一方, 従来手法では 0N 時しか \hat{x}_{g0} を更新できないために誤差が生じたと考えられる。前述した磁気吸引力係数マッピング実験時 (Fig. 4.4) では良好な精度が得られていたことから, x_{g0} が実験器セットアップ状況などによっても変動することが推察される。

以上より, MEDOB が無負荷時平衡点 x_{g0} の影響を消去可能であると実験的にも確認された。また, スパイラルモータ用 MEDOB は微分ノイズに影響を受けやすいが, MEDOB を推力/トルク外乱オブザーバに分解, カットオフ周波数を調整することによって, x_{g0} の影響消去を達成しつつノイズ低減可能なことを示した。

4.4 まとめ

本章ではスパイラルモータの反力推定精度向上のためにギャップ変位に応じた磁気吸引力係数のマッピングおよび、これを用いた反力推定オブザーバの構築と、MEDOB をもとにした無負荷時ギャップ平衡点推定手法について述べた。

まず、磁気吸引力係数のマッピングではゼロパワー制御を適用した力制御 10N – 90N 出力時の定常状態における力センサ値 – ギャップ応答の関係より、磁気吸引力係数 K_g の変動を明らかにした。これよりギャップ変位ごとの K_g マッピングを行い、1 – 3 次項までの多項式近似によってこれを関数化 $K_g(x_g)$ 、反力推定オブザーバに反映させた。磁気吸引力係数 3 次項までを考慮した反力推定オブザーバによって、従来スパイラルモータで用いられてきた 1 次項までの反力推定オブザーバと比べ、10N – 90N の出力域において反力推定誤差の各 RMS 値平均を約 5N から 0.77N と 80%程度減少させることに成功した。

次に磁気特性や加工精度のバラツキによって生じるスパイラルモータの無負荷時ギャップ平衡点の変動について述べ、反力推定に多大な誤差をもたらすことを示した。本章では多慣性系の負荷力推定手法の一つである Multi-Encoder Disturbance Observer (MEDOB) に着目し、これをスパイラルモータに初めて応用した。トルク外乱オブザーバに無負荷時ギャップ平衡点の変動によって生じる磁気吸引力が現れることを示し、MEDOB の構成と相似な構造をもつ反力推定オブザーバによって反力推定からこの影響を消去できることをスパイラルモータ線形近似モデルによって導出した。また、数値シミュレーションによって MEDOB による無負荷時ギャップ平衡点の推定が可能であることを示した。数値シミュレーション上では、従来手法は無負荷時ギャップ平衡点の影響で 20N 程度の誤差を生じたが、MEDOB では誤差が 0N に収束することを確認した。

よって、本章では磁気吸引力係数マッピングおよび、MEDOB をもとにした反力推定器の構築により、スパイラルモータにおける高精度な反力推定器構築手法を明らかにしたといえる。

今後の課題としてはスパイラルモータにおける摩擦同定手法の確立がある。スパイラルモータにはラジアル方向のシャフト軸受けとしてベアリングを使用するが、スパイラルモータ適用時のこの摩擦同定法はまだ確立されていない。一般的には一方向への一定トルクまたは速度制御などから同定するが、スパイラルモータはギャップ制御による磁気浮上制御を常時行うためにこれが摩擦同定に影響してしまう。しかし、実機では反力推定に少なからず影響を及ぼしていると考えられ、この正確な同定手法の開発が必要不可欠である。

第5章 逆応答抑圧を施した省電力浮上制御

本章はスパイラルモータの省電力浮上制御について述べる。本モータの省電力浮上には森下らが開発した常電導磁気浮上系のゼロパワー制 [58][59] を適用してきた。ゼロパワー制御とは常電導浮上系の浮上用電流積分値または、外力推定値より、永久磁石と鉄心間に働く磁気吸引力の平衡点を算出、両者間のギャップ変位を算出された平衡点に移すことによって電磁力ゼロで浮上保持を実現するものである。森下らの設計ではゼロパワー制御を含むギャップ系の極配置により安定な省電力浮上、実際には浮上に必要な電流をゼロとすることに成功している。森下らは浮上用電流積分値か、外力推定値によってこれが実現できることを文献 [58] にて示しており、1989 年の発表以降、このゼロパワー制御は常電導浮上系の省電力浮上制御として注目されている。主に磁気軸受け制御に応用されているが [61][62]、磁気軸受け以外には C. H. Kim らは磁気浮上する車両の省電力浮上制御をこれによって達成している [64] ほか、T. Ueno らは永久磁石とピエゾ素子を併せ持つ独自の浮上系にこれを応用している [65]。ゼロパワー制御の適用範囲は広く、常電導浮上系であれば全て応用可能といえる。このため、これによる省電力浮上制御性能の解析は重要な意義をもち、他の研究者らによって報じられている [66][67][68]。文献 [66] の Y. Tzeng らは浮上用電流積分値を用いたゼロパワー制御に関し外力および、浮上用実電流を伝達関数により解析、電力消費の理論性能を示している。[67] の K. Erkan らは Y. Tzeng と同様に電流積分値を用いたゼロパワー制御を解析しているが、こちらは伝達関数上でゼロパワー制御の安定性について議論している。[68] の Y. Kim らは磁気浮上系に対し、最小次元状態オブザーバによる外力推定器を構築、これによるゼロパワー制御の数値シミュレーションおよび、実験を示している。

一方、末永らはスパイラルモータにこれを適用、森下らと同様の省電力浮上が実現できることを示した [71] が、設計法などは未知のままであった。加えて、スパイラルモータでは緊急停止時などにギャップを意図的に操作する要求があるため、この際はギャップ制御系のみを考慮したゲインが必要となる。外力推定による平衡点算出ではギャップ制御系と推定器の特性を独立に決定できるが、電流積分値による算出では制御系による電流操作の影響を受け、独立に決定することが困難である。

また、ゼロパワー制御適用時のギャップ応答には逆応答が存在し、省電力浮上の実現を妨げることが他の浮上系において明らかになっている [69][70]。文献 [69] では力センサによる FF

制御を用い、逆応答消去を達成しているが、スパイラルモータ等ダイレクトドライブモータは力センサレスな力制御を実現可能であることが非常に重要であるため、この力センサを前提とした逆応答消去は望ましくない。

よって、本章では力センサレスな手法を用いたゼロパワー制御応答の逆応答消去、改善を達成目標とする。具体的には力指令値によるフィードフォワード項追加と推定外乱微分値による速度指令値生成の二手法を提案、シミュレーション・実験を通して検討する。また、前者の提案手法では電流積分値による平衡点算出を用いるため、ゼロパワー制御とギャップ制御系の独立設計法を浦川らが提案した限定極配置法 [82] を応用して行うことも提案する。

5.1 ゼロパワー制御

ゼロパワー制御とは森下らが提案した常電導磁気浮上系の省電力浮上制御方式であり、おもにエレベータに搭載される磁気軸受けの省電力化のために開発された [58]–[60]。このゼロパワー制御はモータ電流などの情報からギャップ平衡点を算出、ここにギャップ変位を移動させることで省電力浮上を実現している。平衡点算出方式によって、下記のように二種類に大別される。

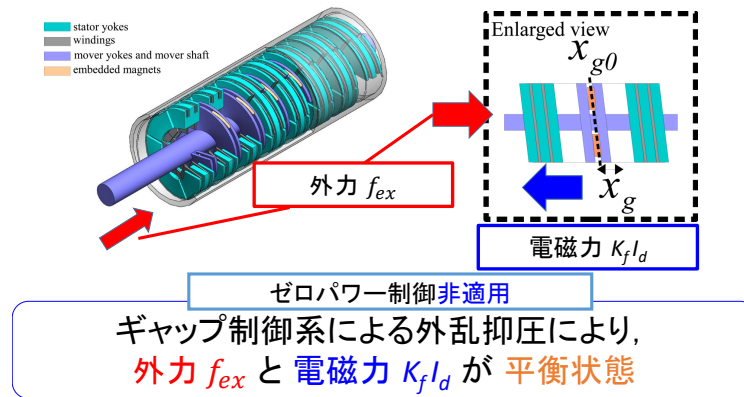
- 電流積分型：浮上用電流積分値
- 外力帰還型：浮上系に働く外力測定値，あるいは推定値

いずれの方式においても、外力によるギャップ平衡点に移行できることが報告されている。

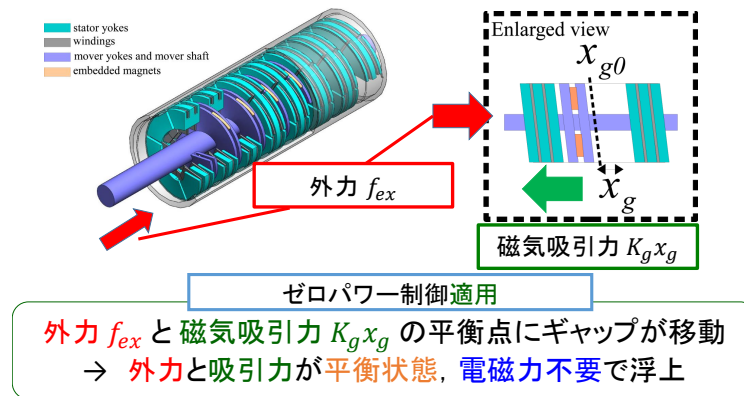
スパイラルモータにおいては理想モータのギャップ変位 x_g ゼロが平衡点であるが、他の浮上系と同様に外力によってこれが変動する。実機では外力だけでなく、機械加工精度による可動子・固定子ギャップ距離変動や永久磁石磁気特性のバラつきによってギャップ平衡点変動が生じる。上記の理由により、省電力浮上実現のためゼロパワー制御が本モータにも導入されている。本モータにおけるゼロパワー制御有無による差異について述べる。Fig. 5.1 はゼロパワー制御の有無による差異を模式的に示したものである..

Fig. 5.1 より、ゼロパワー制御適用時は印加外力に応じてギャップ変位を変動させ、外力を打ち消すように磁気吸引力を発生させることがわかる。

次に森下らが提案した電流積分形と外力帰還形ゼロパワー制御の適用方法について述べ、その後これらが抱えるギャップ逆応答の改善手法について述べる。



(a) without zero power control



(b) with zero power control

図 5.1: Diagrams about the feature of zero power control.

5.1.1 電流積分形（Current-INTEgral Zero Power Control: CINT）

電流積分形ゼロパワー制御はその名の通り，浮上用電流の積分値を用いて省電力浮上を達成する手法である．本方式適用時のギャップ指令値ならび，ギャップ速度指令値を (5.1)，(5.2)

に示す.

$$x_g^{ref} = K_{pz} \int i_d^{ref} dt \quad (5.1)$$

$$\dot{x}_g^{ref} = K_{dz} i_d^{ref} \quad (5.2)$$

ここで K_{pz}, K_{dz} は電流積分形ゼロパワー制御ゲインを表す.

力制御下, CINT 適用時のギャップ応答をスパイラルモータ線形近似運動モデルおよび, 各制御則より求めると下式となる.

$$\frac{x_g}{f_{ex}} = \frac{-K_f s^2 + M\omega_d K_{dg} K_{pf} K_g K_{dz} s + MK_g \omega_d K_{pf} K_{pg} K_{pz}}{MK_g (s + \omega_d) (K_f s^3 + K_{dg} K_f s^2 + K_{dg} K_g K_{dz} s + K_f K_{pg} s + K_g K_{pg} K_{pz})}$$

これより CINT 適用時のギャップ応答直流成分は f_{ex}/K_g となり, 外力と磁気吸引力が釣り合う点にギャップ変位が到達する. しかし, 分子側最大次数に負の係数が存在することからギャップ応答が非最小位相系であることがわかる. 非最小位相系では指令値等に対し逆応答が発生, ゼロパワー制御においてはこの分だけ平衡点からギャップ変位が外れることになる. よって, 過渡応答時の浮上電流抑制が困難となる.

一方, ゼロパワー制御ゲイン K_{pz}, K_{dz} は先行研究の多くにおいて, 浮上体の運動系 (ギャップ変位), 回路系 (電流) を含めたシステムの状態フィードバックにより設計される. このため, 従来法ではギャップ制御とゼロパワー制御を同時設計され, 独立に設計することはできない. しかし, スパイラルモータでは浮上停止時など一部動作において省電力浮上を除外する場合があり, ギャップ制御系は独立設計であるのが望ましい.

5.1.2 外力帰還形 (External-Force-FeedBack Zero Power Control: EFFB)

外力帰還形は外力測定値もしくは, 外力推定値により直接的にギャップ平衡点を算出する方式である [58]. スパイラルモータにおける外力帰還形ゼロパワー制御ではギャップ指令値, ギャップ速度指令値は (5.3), (5.4) であり, 外乱推力によってギャップ指令値が算出される. しかし, ギャップ速度指令値はノイズなどの観点から利用されず, ゼロであることに注意されたい.

$$x_g^{ref} = \frac{f_d}{K_g} \simeq \frac{\hat{f}_d}{K_g} \quad (5.3)$$

$$\dot{x}_g^{ref} = 0 \quad (5.4)$$

ここで指令値算出に外力 f_{ex} でなく, 外乱推力 f_d を用いるのは無負荷時平衡点 x_{g0} などの影響を考慮するためである.

前節と同様に力制御下, EFFB 適用時のギャップ応答を求めると下式となる.

$$\frac{x_g}{f_{ex}} = \frac{-K_g s + M\omega_d K_{pg}}{MK_g (s + \omega_d) (s^2 + K_{dg} s + K_{pg})}$$

EFFB 適用時も CINT と同様に、ギャップ応答直流成分は f_{ex}/K_g となり省電力浮上が達成されるが、分子最大次数に負の項が存在、非最小位相系とわかる。

よって、従来の電流積分形・外力帰還形ともに所望の定常特性が得られるが、非最小位相系であるため所望の過渡応答を得るのは困難である。

5.2 ゼロパワー制御の逆応答改善

前節において従来形ゼロパワー制御手法が逆応答をもち、非最小位相であるとスパイラルモータを対象とした伝達関数解析によって示した。ゼロパワー制御系の逆応答は先行研究においても度々検討がなされているが、これまでに発表されている改善手法は外力測定を行い、これによる平衡点算出とフィードフォワード制御を電流積分形に加えるものである [69][70]。この手法は真値を用いた外力帰還形と、誤差補償用の電流積分形の組み合わせと理解することができる。力センサ値を用いた平衡点算出によるフィードフォワードが不安定ゼロ点の消去し、逆応答の解消が可能となる。

しかし、この手法では力センサ値が不可欠であり、スパイラルモータのように力センサレスを目的としている浮上系では適用不可である。そこで本章では力センサレスな逆応答改善手法として二つの手法を提案する。一つ目は力制御を行う浮上系を対象とし、これの力指令値によって先行研究と同様のフィードフォワード制御を施した「力指令値フィードフォワード付電流積分形」であり、二つ目は外力帰還形のギャップ速度指令値に着目し、これの生成によって逆応答改善を行う「速度指令付き外力帰還形」である。

次節に一つ目の提案手法である「力指令フィードフォワード付電流積分形」について述べ、その後「速度指令付き外力帰還形」について述べる。

5.2.1 提案手法 1：力指令フィードフォワード付電流積分形（CINT with force feedforward）

本手法は力制御下の浮上系におけるギャップ系逆応答改善を目的とするものであり、(5.1) に示した電流積分形をもととして設計する。力制御下では外力 f_{ex} は力指令値 f^{cmd} に収束するものと予想することができる。このとき、ギャップ平衡点は $f_{ex}/K_g \simeq f^{cmd}/K_{gn}$ であると同様に予想できる。これより提案手法 1 におけるギャップ変位、ギャップ速度指令値 (x_g^{ref} , \dot{x}_g^{ref}) は (5.5)–(5.6) のように設計される。

$$x_g^{ref} = \frac{f^{cmd}}{K_{gn}} + K_{pz} \int i_d^{ref} dt \quad (5.5)$$

$$\dot{x}_g^{ref} = K_{dz} i_d^{ref} \quad (5.6)$$

ギャップ平衡点を f_{gn}^{cmd}/K_{gn} として予測することにより、外力を受ける直前からギャップ変位が予測平衡点へと速やかに移動する。もし予測平衡点と実平衡点に誤差が生じた場合には電流積分形ゼロパワー制御によってギャップ指令値が修正される。

一方、前述したように従来の電流積分形ゼロパワー制御はギャップ制御系と同時設計されるが、CINTFF の FF 項に対する追従性能の設計にはギャップ制御系のみを考慮する必要がある。このため、本研究では限定極配置法を用い、CINTFF 用電流積分形ゼロパワー制御系をギャップ制御系とは独立設計する。

限定極配置によるゲイン決定

限定極配置法を用いた電流積分形ゼロパワー制御系の独立設計について述べる。限定極配置法とはむだ時間要素を含むデジタル制御系に固定構成の制御器を適用した際のパラメータ算出法として浦川らが考案したものであり、パラメータ数と同数の極のみ極配置する手法である [82]。

電流積分形ゼロパワー制御適用時の制御応答 $G(s) = x_g/f_{ex}$ より、その極 β_{f2} を (5.7) に示す。導出仮定については後述の伝達関数解析において述べる。

$$\beta_{f2} = MK_g(s + \omega_d)(K_f s^3 + K_{dg}K_f s^2 + K_{dg}K_gK_{dz}s + K_fK_{pg}s + K_gK_{pg}K_{pz}) \quad (5.7)$$

ただし、 M ：モータ可動子質量、 K_g ：モータ磁気吸引力係数、 K_f ：モータ推力定数、 K_{pg}, K_{dg} ：ギャップ制御 PD ゲイン、 ω_d ：推力外乱オブザーバカットオフ周波数。

(5.7) より、電流積分形適用時の制御応答がもつ 4 つの極のうち 1 つは推力外乱オブザーバカットオフ周波数 ω_d で決定され、残りの 3 次多項式はギャップ制御系等で決定される。よって、残りの 3 次多項式について極配置を行えば、任意のギャップ制御ゲイン、電流積分形ゼロパワー制御ゲインを独立に設計できる。しかし、電流積分形ゼロパワー制御系のパラメータは K_{pz}, K_{dz} の 2 つであり、3 つある極のうち 2 つまでしか操作できない。そこで限定極配置法 [82] を用いて 2 つの極のみ配置し、残る 1 つの極は安定性のみ考慮することを考える。

操作可能な極を配置極 p_1, p_2 、操作不能な極を決定極 q_1 とすると、3 次多項式 $a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0$ は次式を満たせばよい。

$$\begin{aligned} a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 &= \gamma(s + p_1)(s + p_2)(s + q_1) \\ &= \{s^2 + (p_1 + p_2)s + p_1p_2\}(\gamma s + \gamma q_1) \\ &= (s^2 + P_1s + P_0)(\gamma s + q'_1) \end{aligned} \quad (5.8)$$

ここで γ はゲインを示す。

K_{pz} , K_{dz} , γ 倍された決定極 q'_1 , ゲイン γ を含むパラメータベクトル δ^T を定義し, (5.8) を整理すると (5.9) となる.

$$\delta^T E = \phi^T \quad (5.9)$$

$$\delta^T = \begin{bmatrix} K_{pz} & K_{dz} & q'_1 & \gamma \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$E = \begin{bmatrix} K_{pg}K_g & 0 & -K_{pg}M & 0 \\ 0 & K_{dg}K_g & 0 & -K_{dg}M \\ -P_0 & -P_1 & -1 & 0 \\ 0 & -P_0 & -P_1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\phi^T = \begin{bmatrix} 0 & -K_f K_{pg} & -K_f K_{dg} & -K_f \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

このとき, E の逆行列を用いると $\delta^T = \phi^T E^{-1}$ のように式変形され, パラメータベクトル δ^T が求まる. これによりギャップ制御系設計とは独立に, 電流積分形ゼロパワー制御設計が可能となる.

$$\delta^T = \phi^T E^{-1} \quad (5.13)$$

5.2.2 提案手法 2: 速度指令付き外力帰還形 External force feedback type with velocity reference

提案手法 1 の力指令値によるフィードフォワードは力制御下の浮上系ではギャップ逆応答に対し有用であるが, 0N 制御または位置制御下の外力印加時には逆応答改善が見込めない. このため, いずれの制御下においても適用可能な逆応答改善手法を開発する必要がある.

本節では外力帰還形にギャップ速度指令 \dot{x}_g^{ref} を加えた速度指令付き外力帰還形ゼロパワー制御を提案する. ギャップ速度指令 \dot{x}_g^{ref} は推力外乱推定値 \hat{f}_d の微分値によって算出され, 本手法のギャップ変位, 速度指令 x_g^{ref} , \dot{x}_g^{ref} はそれぞれ (5.14), (5.15) となる.

$$x_g^{ref}(s) = \frac{\hat{f}_d(s)}{K_g} \quad (5.14)$$

$$\dot{x}_g^{ref}(s) = s \frac{\hat{f}_d(s)}{K_g} \quad (5.15)$$

(5.15) は外力推定値の理想微分によって速度指令生成を行っているが実装は困難である. このため, 実装上は (5.15) に示すように一次 LPF の擬似微分によって生成する.

$$x_g^{ref}(s) = \frac{\hat{f}_d(s)}{K_g} \quad (5.16)$$

$$\dot{x}_g^{ref}(s) = \frac{\omega_p s}{s + \omega_p} \frac{\hat{f}_d(s)}{K_g} \quad (5.17)$$

5.3 伝達関数上の各ゼロパワー制御応答比較

本節では従来のゼロパワー制御方式である“外力帰還形（EFFB1）”と、2つの提案方式である“力指令 FF 付き電流積分形”，“速度指令付き外力帰還形（EFFB2, 3）”について，外力-ギャップ変位の伝達関数解析を行う．これにより，各提案法による不安定零点消去，抑圧効果を検証する．

今回は力制御下の各ゼロパワー制御応答（伝達関数）を導出，外力 f_{ex} に対するギャップ変位 x_g の応答を数式上で比較する．伝達関数の導出はスパイラルモータ線形近似運動方程式と，力・ギャップ制御則，推力/トルク外乱オブザーバの連立方程式によって導出する．ただし，外力-ギャップ変位の伝達関数をみるため，接触環境のモデルは与えない．

導出された力制御下のゼロパワー制御応答（入力：外力 f_{ex} ，出力：ギャップ変位 x_g ）を従来手法 2：外力帰還形（EFFB1），提案手法 1：力指令 FF 付き電流積分形（CINTFF），提案手法 2：速度指令付き外力帰還形（EFFB2, EFFB3）の順に示す（同順に G_{f1} , G_{f2} , G_{f3} , G_{f4} とそれぞれ呼称）．

$$G_{f1} = \frac{-K_g s + M\omega_d K_{pg}}{MK_g(s + \omega_d)(s^2 + K_{dg}s + K_{pg})} \quad (5.18)$$

ここで，提案手法 1：CINTFF は力指令値 f^{cmd} と，これによるギャップ制御系 FF 部 f_{ff}^{cmd} に分けたうえ， $f^{cmd} = f_{ff}^{cmd} = f_{ex}$ とし最終的な伝達関数を求める．

$$\begin{aligned} Xg(s) &= \frac{a_{f21}F^{cmd}(s) + a_{f22}F_{ff}^{cmd}(s) + a_{f23}F_{ex}(s)}{b_{f2}} \quad (5.19) \\ a_{f21} &= MK_{dg}K_{pf}K_gK_{dz}s^2 + (MK_{pf}K_gK_{pg}K_{pz} + M\omega_d K_{dg}K_{pf}K_gK_{dz})s + \\ &\quad M\omega_d K_{pf}K_gK_{pg}K_{pz} \\ a_{f22} &= MK_fK_{pg}s^2 + M\omega_d K_fK_{pg}s \\ a_{f23} &= (-MK_{dg}K_{pf}K_gK_{dz} - K_fK_g)s^2 \\ &\quad + ((M\omega_d K_{dg} - M\omega_d K_{dg}K_{pf})K_gK_{dz} - MK_{pf}K_gK_{pg}K_{pz})s \\ &\quad + (M\omega_d - M\omega_d K_{pf})K_gK_{pg}K_{pz} \\ b_{f2} &= MK_g(s + \omega_d)(K_f s^3 + K_{dg}K_f s^2 + K_{dg}K_gK_{dz}s + K_fK_{pg}s + K_gK_{pg}K_{pz}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{f2} = & \frac{1}{b_{f2}} \\
& ((MK_f K_{pg} - K_f K_g) s^2 \\
& + (M\omega_d K_{dg} K_g K_{dz} + M\omega_d K_f K_{pg}) s \\
& + M\omega_d K_g K_{pg} K_{pz})
\end{aligned} \tag{5.20}$$

$$G_{f3} = \frac{(-K_g + M\omega_d K_{dg}) s + M\omega_d K_{pg}}{MK_g (s + \omega_d) (s^2 + K_{dg} s + K_{pg})} \tag{5.21}$$

$$G_{f4} = \frac{-K_g s^2 + (M\omega_d K_{pg} - \alpha\omega_d K_g) s + M\alpha\omega_d^2 K_{dg} s + M\alpha\omega_d^2 K_{pg}}{MK_g (s + \omega_d) (s + \alpha\omega_d) (s^2 + K_{dg} s + K_{pg})} \tag{5.22}$$

従来手法 1 : EFFB1 ((5.18)) は明らかに不安定零点を有しており、従来形ゼロパワー制御の逆応答はこれが原因であるといえる。一方、提案手法 1 : CINTFF ((5.20)) と提案手法 2 : EFFB2 ((5.21)) では分子側高次項に不安定零点抑圧可能な項が現れている。CINTFF では力指令値による FF 項、EFFB2 では推定外力の理想微分値によってこれらの項が出現する。このとき、ギャップ制御系ゲインが十分高ければ、これらの項により CINTFF・EFFB2 では逆応答消去される。提案手法 2 : EFFB3(5.22) では推定外力の擬似微分値を用いているため、分子最高次（外力に対する微分階数）が増加、操作不可能となる。よって、EFFB3 では不安定零点消去は不可能であるが、低次側ゲインが擬似微分カットオフ周波数によって変化、十分高ければ抑圧可能と考えられる。

5.4 位置/力制御下の逆応答抑圧実機検証

スパイラルモータ試作 2 号機を用いて各ゼロパワー制御の実機実験を行い、ゼロパワー制御応答の逆応答改善効果を検証する。今回の実験では負荷装置 (Fig. 2.6 内 Load) を位置/力制御とし、スパイラルモータの力/位置制御時のギャップ応答を比較する。Table 5.1 に 3 節の同定手法で得られたモータ特性と、本実験における制御パラメータ等を示す。便宜上、(5.5) – (5.6) および (5.3) – (5.4), (5.14) – (5.15), (5.16) – (5.17) それぞれを CINTFF, EFFB1, EFFB2, そして EFFB3 と以降呼称する。

表 5.1: Experimental parameters of the controlled plant and the controllers.

parameter	character	Value
thrust constant	K_f	11.15N/A
magnetic attraction constant	K_g	122.0N/mm
torque constant	K_τ	0.105Nm/A
mass of mover	M	0.7 [kg]
inertia of mover	J	2.2×10^{-4} [kg m ²]
proportional gain of gap controller	K_{pg}	3.24×10^4
derivative gain of gap controller	K_{dg}	360.0
proportional gain of position controller	K_{pp}	2.25×10^4
derivative gain of position controller	K_{dp}	300.0
proportional gain of force controller	K_{pf}	0.1
angular frequency of thrust disturbance observer	ω_d	500rad/s
angular frequency of torque disturbance observer	$\omega_{d\tau}$	500rad/s
proportional gain of CINTFF	K_{pz}	4.8×10^{-3}
derivative gain of CINTFF	K_{dz}	2.63×10^{-3}
cutoff frequency of pseudo derivation	ω_p	150rad/s
ratio of ω_p/ω_d	α	0.3

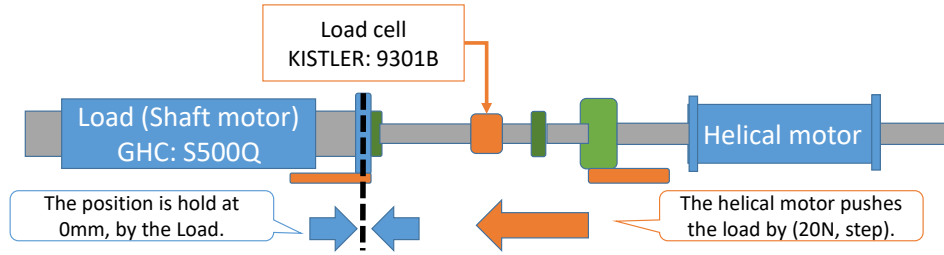


図 5.2: The condition of the force control.

5.4.1 力制御実験

力制御実験の条件を Fig. 5.2 に示す．今回，直動位置 x は負荷装置によって位置制御，固定され，スパイラルモータはこれに 20N の外力を力制御によってステップ状に与える．このとき，外力 f_{ex} および，ギャップ応答 x_g , x_g^{ref} , d 軸電流（浮上用電流） i_d を測定し，各ゼロパワー制御方式によるギャップ系（ゼロパワー制御系）逆応答と，浮上用電流の変動を比較する．

はじめに実験パラメータを用いて伝達関数による応答解析を行う．力制御下の解析では接触環境として，(5.23) に示すバネ・ダンパモデルを導入し，力指令-ギャップ変位の伝達関数を求める．今回，接触環境は負荷側シャフトモータ（定格推力：約 500N，リニアエンコーダ分解能：1 μ m）による位置制御であるため，剛性が十分高いものと仮定する．

$$f_{ex}(t) = K_{sl}x(t) + K_{dl}\dot{x}(t) \quad (5.23)$$

$$K_{sl} = 7.5 \times 10^6, K_{dl} = 3.0 \times 10^5$$

導出された力制御下，各ゼロパワー制御方式適用時のゼロパワー制御応答伝達関数を (5.24) – (5.28) に示す．

$$\begin{aligned} G_{f1} &= \frac{-3.6 \times 10^8 s^2 + 2.5 \times 10^{10} s + 8.5 \times 10^{11}}{5.9 \times 10^4 s^5 + 2.8 \times 10^9 s^4 \dots} \\ &= \frac{\dots + 1.2 \times 10^{12} s^3 + 1.7 \times 10^{14} s^2 + 7.5 \times 10^{15} s + 1.0 \times 10^{17}}{(s - 93)(s + 25)} \\ &= \frac{\dots}{(s + 4757)(s + 180)(s + 180)(s + 44)(s + 25)} \end{aligned} \quad (5.24)$$

ここで CINTFF のみ，力制御器内力指令値 f^{cmd} と CINTFF 内力指令 FF 項 f_{CINTFF}^{cmd} による各項

表 5.2: Gain margins of $G_{f1} - G_{f2}$ shown in Fig. 5.3.

	EFFB1	CINTFF	EFFB2	EFFB3($\alpha = 0.3$)	EFFB3($\alpha = 1$)	EFFB3($\alpha = 10$)
Gain margin[dB]	7.39	(it doesn't reach -180deg)	23.6	7.57	15.1	22.2

を示したのち、制御応答を示す.

$$X_g(s) = \frac{\gamma_1 F^{cmd} + \gamma_2 F_{CINTFF}^{cmd}}{\beta_{f2}} \quad (5.25)$$

$$\gamma_1 = 4194s^4 - 3.9 \times 10^9 s^3 + 2.8 \times 10^{10} s^2 + 2.0 \times 10^{13} s + 4.3 \times 10^{14}$$

$$\gamma_2 = 1.8 \times 10^5 s^4 + 8.4 \times 10^9 s^3 + 5.9 \times 10^{11} s^2 + 9.5 \times 10^{12} s$$

$$\begin{aligned} \beta_{f2} = & 6.6 \times 10^5 s^6 + 3.2 \times 10^{10} s^5 + 1.4 \times 10^{13} s^4 \\ & + 2.1 \times 10^{15} s^3 + 1.5 \times 10^{17} s^2 + 4.6 \times 10^{18} s + 5.2 \times 10^{19} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{f2} = & \frac{(s + 25092)(s + 55)(s + 55)(s + 24)}{(s + 4757)(s + 188)(s + 86 + i18)(s + 86 - i18) \cdots} \\ & \cdots (s + 44)(s + 25) \end{aligned} \quad (5.26)$$

ただし, $F^{cmd} = F_{CINTFF}^{cmd}$ として (5.25) より算出.

$$\begin{aligned} G_{f3} = & \frac{1.5 \times 10^7 s^2 + 3.4 \times 10^{10} s + 8.5 \times 10^{11}}{5.9 \times 10^4 s^5 + 2.8 \times 10^9 s^4 \cdots} \\ & \cdots + 1.2 \times 10^{12} s^3 + 1.7 \times 10^{14} s^2 + 7.5 \times 10^{15} s + 1.0 \times 10^{17} \\ = & \frac{(s + 2230)(s + 25)}{(s + 4757)(s + 180)(s + 180)(s + 44)(s + 25)} \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} G_{f4} = & \frac{-3.6 \times 10^8 s^3 + 2.8 \times 10^{10} s^2 + 2.8 \times 10^{12} s + 4.3 \times 10^{13}}{\beta_{f4}} \\ = & \frac{(s - 131)(s + 35)(s + 25)}{(s + 4757)(s + 180)(s + 180)(s + 50)(s + 44)(s + 25)} \\ \beta_{f4} = & 5.9 \times 10^4 s^6 + 2.8 \times 10^9 s^5 + 1.4 \times 10^{12} s^4 \\ & + 2.3 \times 10^{14} s^3 + 1.6 \times 10^{16} s^2 + 4.9 \times 10^{17} s + 5.1 \times 10^{18} \end{aligned} \quad (5.28)$$

これらのボード線図, ナイキスト線図を Fig. 5.3, ステップ応答を Fig. 5.4 に示す. また, これらより算出したゲイン余裕を Table 5.2 に示す.

(5.24) – (5.28), Fig. 5.3, Fig. 5.4 より, 従来方式 EFFB1 は提案方式と比べ, 低域側に不安定零点を有しており, 非最小位相系である. 一方, 提案方式である CINTFF, EFFB2 は不安定零点が消去されており, 最小位相系である. 推定外力微分器が擬似微分で構成される EFFB3 は不安定零点を有するものの, 逆応答の改善がみられる. これは不安定零点が多少高域側に遷移し, ゲイン余裕が増加したためである. また, EFFB3 の擬似微分比 $\alpha = \omega_p/\omega_d$ を 10 倍程度

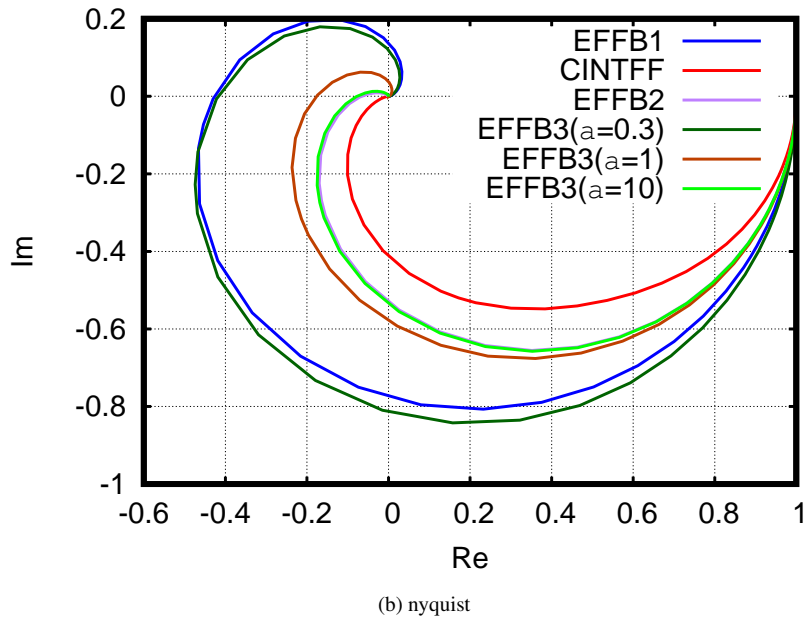
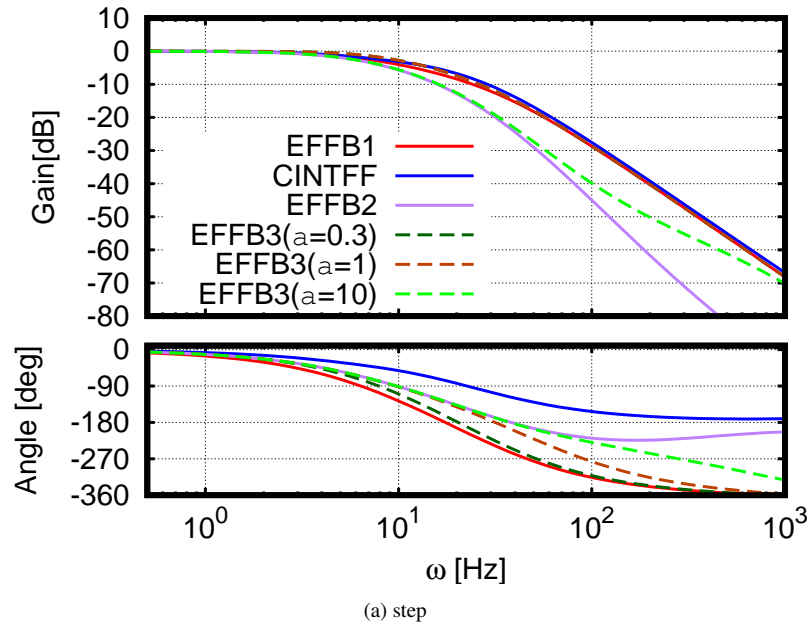


図 5.3: The bode and nyquist plots of $K_g x_g / f_{ex}$ under the force control (5.24) – (5.28)

した場合, EFFB3 は EFFB2 (微分器: 理想微分) は同等性能をもち, カセンサレスでゼロパワー制御応答の逆応答がほぼ解消される。

Fig. 5.5 にスパイラルモータ力制御, 負荷装置位置制御下の力応答, ギャップ応答, そして dq 軸電流応答を示す. 力指令値 f^{cmd} は 20N, ステップ入力とし, EFFB3 の擬似微分カットオ

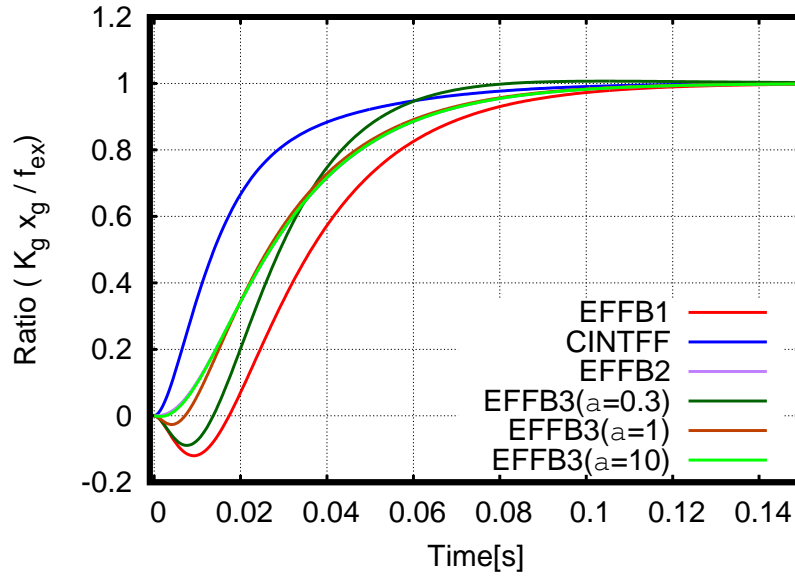


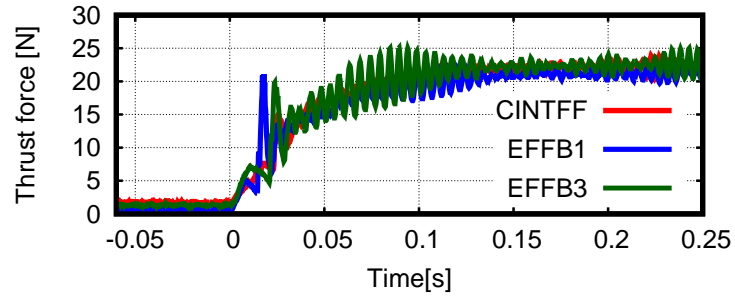
図 5.4: The step responses of $K_g x_g / f_{ex}$ under the force control (5.24) – (5.28).

フ周波数比 α は逆応答抑圧性能とノイズのバランス調整の結果，0.3 とした．

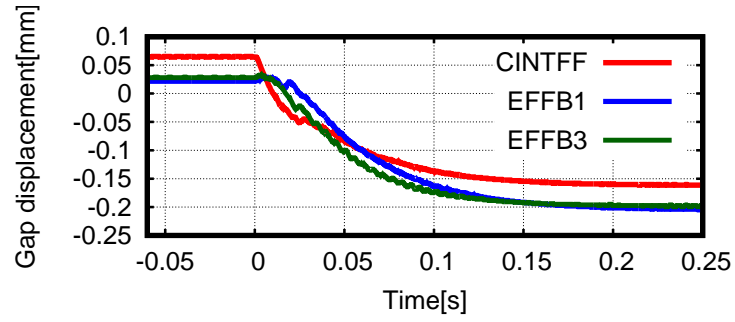
Fig. 5.5 (a) より，各ゼロパワー制御（CINTFF，EFFB1，EFFB3）において力応答の時定数や整定値に差異がないと確認できる．これは同じ力制御器を適用しているためであり，外力の条件は各手法で同等といえる．一方で Fig. 5.5 (b) のギャップ応答に注目すると，力指令値 f^{cmd} 印加の 0s 以降，時定数と立ち上がり時間に差異があるとわかる．EFFB1 は約 0.025s，EFFB3 は約 0.0125s までの間，逆応答が生じて 0mm を越えられずにいるが，CINTFF は約 0.01s 程度で通過している．また，CINTFF の 0s 付近をみると逆応答がまったく生じておらず，力指令値 f^{cmd} から予測されたギャップ平衡点のフィードフォワードによるものと考えられる．これは Fig. 5.5 (c) のギャップ指令値 x_g^{ref} をみても確認できる．Fig. 5.5 (c) の 0s 付近に注目すると，CINTFF のみステップ状の波形を有している．これは前述の力指令値のフィードフォワードによるものであり，ギャップ x_g の逆応答改善をもたらしている．よって，力制御下における逆応答改善効果を確認することができたといえる．

Fig. 5.5 (d) より，CINTFF の逆応答改善によって省電力浮上性能の向上を確認できる，Fig. 5.5 (d) は各ゼロパワー制御下の d 軸実電流を示しており，従来手法の EFFB1 は約 0.8A のピーク値を有していることがわかる．これに対し，提案手法 1 の CINTFF により逆応答解消を行った場合は約 0.2A に留まっており，ピーク電流を従来手法の 25% に削減できた．提案手法 2 の EFFB3 のピーク電流は約 0.6A であり，力指令値を用いていない分 CINTFF に劣るが，従来手法の 75% に抑圧できた．

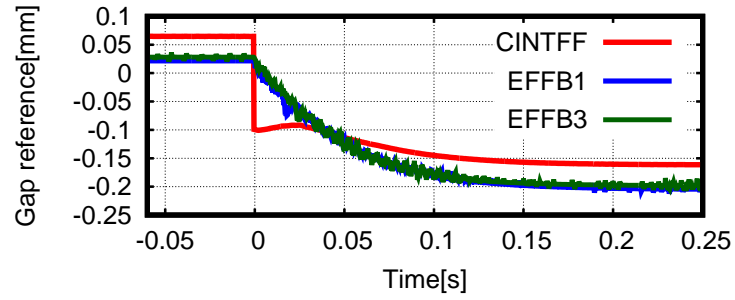
以上より，力制御下の従来手法（EFFB1），各提案手法（CINTFF，EFFB2，EFFB3）のゼ



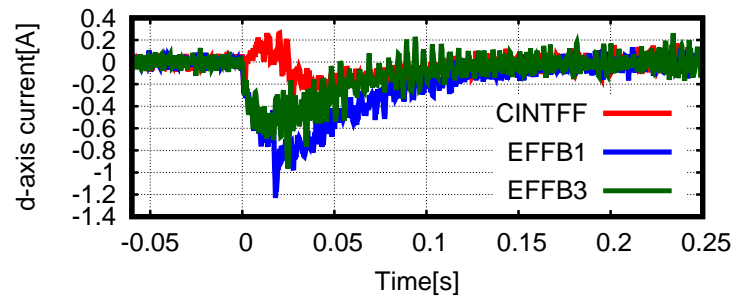
(a) external force f_{ex}



(b) gap displacement x_g



(c) gap displacement reference x_g^{ref}



(d) d-axis current i_d

Fig. 5.5: The experimental results under the force control

ロパワー制御応答を伝達関数，実験より確認，提案手法による浮上用電流の大幅な低減を示した．これらの結果は伝達関数解析，実験結果ともに同様であり，十分な妥当性を有する．

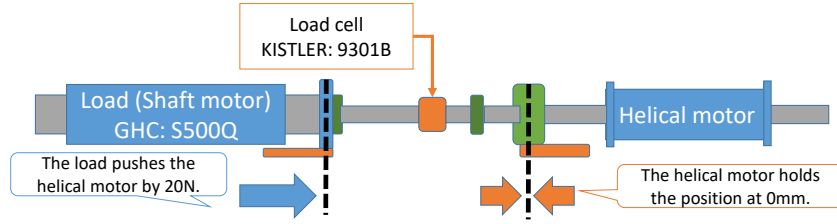


図 5.6: The condition of the position control.

5.4.2 位置制御実験

位置制御実験の条件を Fig. 5.6 に示す．今回，直動位置 x はスパイラルモータの位置制御によって 0mm に固定され，負荷装置はこれに 20N の外力を力制御によってステップ状に与える．このとき，外力 f_{ex} および，ギャップ応答 x_g , x_g^{ref} , d 軸電流（浮上用電流） i_d を測定し，各ゼロパワー制御方式によるギャップ系（ゼロパワー制御系）逆応答と，浮上用電流の変動を比較する．

まず，位置制御下におけるゼロパワー制御応答（入力:外力 f_{ex} ，出力:ギャップ変位 x_g ）を前述の力制御時と同様に導出する．

導出された位置制御下，各ゼロパワー制御方式適用時のゼロパワー制御応答伝達関数を (5.29) – (5.32) に示す．

$$\begin{aligned}
 G_{p1} &= \frac{-1.2 \times 10^5 s + 1.1 \times 10^7}{8.5 \times 10^4 s^3 + 7.3 \times 10^7 s^2 + 1.8 \times 10^{10} s + 1.4 \times 10^{12}} \\
 &= \frac{(s - 93)}{(s + 500)(s + 180)(s + 180)} \quad (5.29)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_{p2} &= \frac{-1.4 \times 10^6 s^4 - 3.6 \times 10^8 s^3 - 1.1 \times 10^{10} s^2 + 2.6 \times 10^{12} s + 1.3 \times 10^{14}}{9.5 \times 10^5 s^6 + 1.1 \times 10^9 s^5 + 4.7 \times 10^{11} s^4 \dots} \\
 &\dots + 1.0 \times 10^{14} s^3 + 1.1 \times 10^{16} s^2 + 6.6 \times 10^{17} s + 1.5 \times 10^{19} \\
 &= \frac{(s - 83)(s + 163)(s + 130)(s + 53)}{(s + 500)(s + 188)(s + 149)(s + 149) \dots} \\
 &\dots (s + 86 + i18)(s + 86 - i18) \quad (5.30)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_{p3} &= \frac{5084 s + 1.1 \times 10^7}{8.4 \times 10^4 s^3 + 7.3 \times 10^7 s^2 + 1.8 \times 10^{10} s + 1.4 \times 10^{12}} \\
 &= \frac{(s + 2.2)}{(s + 500)(s + 180)(s + 180)} \quad (5.31)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_{p4} &= \frac{-1.2 \times 10^5 s^2 + 1.2 \times 10^7 s + 5.7 \times 10^8}{8.5 \times 10^4 s^4 + 7.7 \times 10^7 s^3 + 2.2 \times 10^{10} s^2 + 2.3 \times 10^{12} s + 6.9 \times 10^{13}} \\
 &= \frac{(s - 131)(s + 35)}{(s + 500)(s + 180)(s + 180)(s + 50)} \quad (5.32)
 \end{aligned}$$

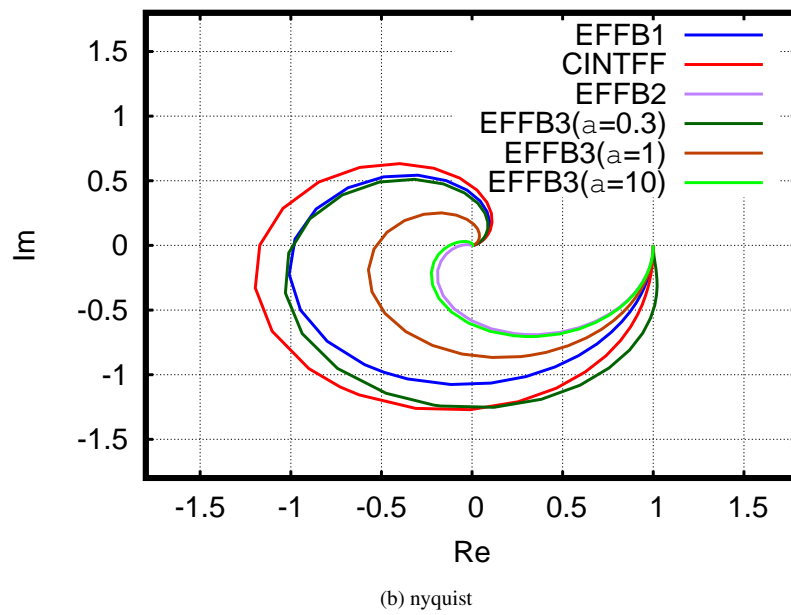
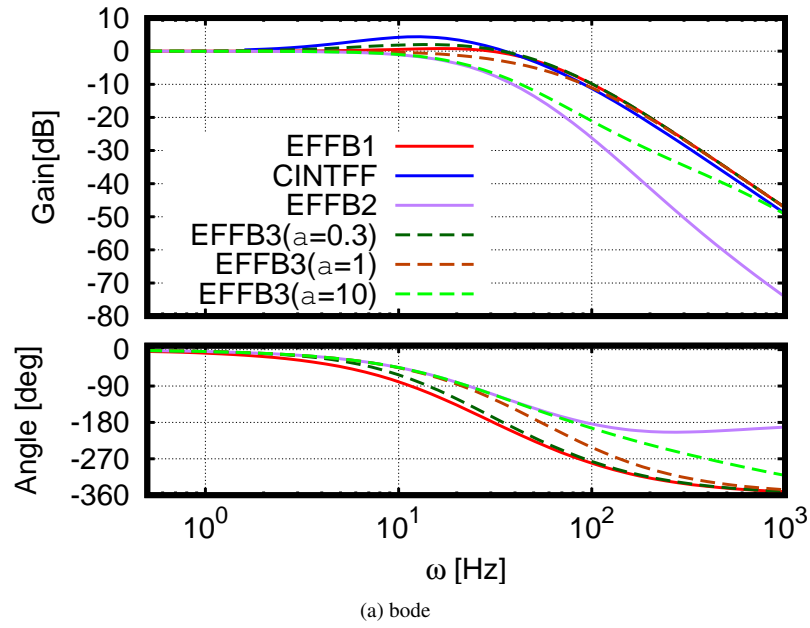


図 5.7: The bode and nyquist plots of $K_g x_g / f_{ex}$ under the position control (5.29) – (5.32)

これらのボード線図, ナイキスト線図を Fig. 5.7, ステップ応答を Fig. 5.8 に示す. また, これらから得たゲイン余裕を Table 5.3 に示す.

(5.29)–(5.32) および, Fig. 5.7, Fig. 5.8 より, 従来手法である EFFB1 と提案方式 1 の CINTFF は低域側に不安定零点が配置されるため, ゲイン余裕が小さく, 逆応答が生じやすいとわかる

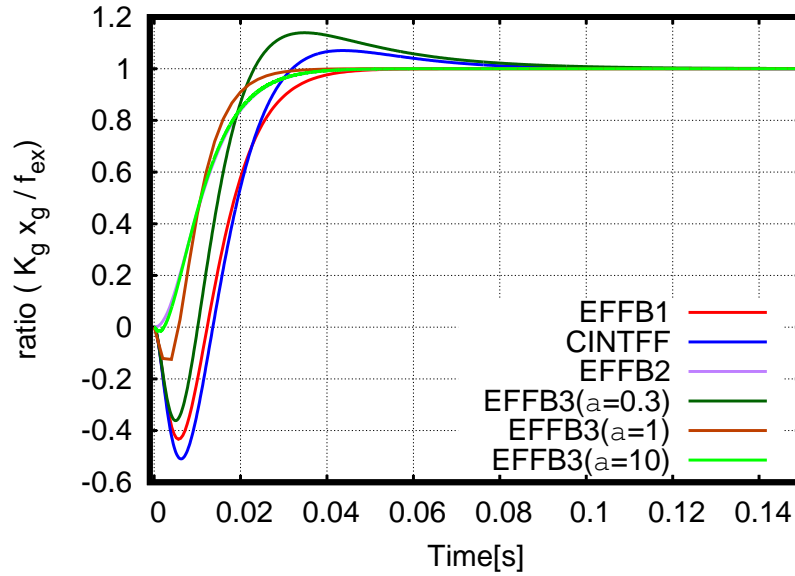


図 5.8: The step responses of $K_g x_g / f_{ex}$ under the position control (5.29) – (5.32).

表 5.3: Gain margins of $G_{p1} - G_{p2}$ shown in Fig. 5.7.

	EFFB1	CINTFF	EFFB2	EFFB3($\alpha = 0.3$)	EFFB3($\alpha = 1$)	EFFB3($\alpha = 10$)
Gain margin[dB]	0.09	-1.38	24.5	5.51	15.1	18.1

一方，提案方式 2 の EFFB2，EFFB3 は不安定零点が消去，または高域側に遷移され，ゲイン余裕も増加している．また，EFFB3 は力制御下と同様，推定外力微分器と外乱オブザーバのカットオフ周波数比 α に応じて性能が向上しており， $\alpha = 10$ 程度で理想微分使用時（EFFB2）と同等性能が得られるとわかる．

Fig. 5.9 に各ゼロパワー制御適用時の位置制御実験結果を示す．

Fig. 5.9 (a), (b) より，各ゼロパワー制御適用時に同等の負荷力 (20N，ステップ入力) が加わっていること，これによる直動位置外乱応答も同様であることが確認できる．外乱応答が同等である理由は前節の力制御と同様に各ゼロパワー制御実験時に同じ直動位置制御器を用いているためである．

しかし，ギャップ応答 (Fig. 5.9 (c)) に注目すると提案手法 1 の CINTFF，従来手法の EFFB1 は外力が印加された約 0.25s から約 0.1s までの区間，正方向に移動し，約 0.075mm 到達後に負方向への移動を開始している．一方，提案手法 2 の EFFB3 は正方向への移動はほとんどなく，約 0s から負方向へ向かっている．このときのギャップ指令値 Fig. 5.9 (d) では正方向への移動はなく，初期値の 0.05mm から -0.2mm までステップ状に変化していることがわかる．よって，Fig. 5.9 (c) の CINTFF，EFFB1 は逆応答が生じ，EFFB3 ではこれの抑圧に成功している

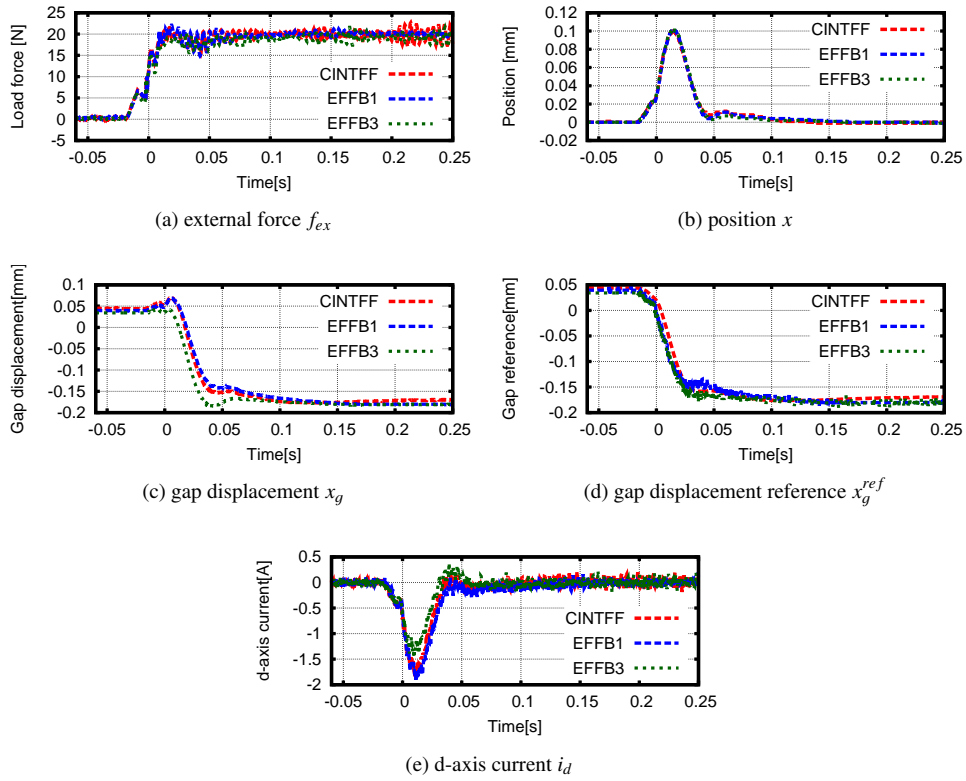


図 5.9: The experimental result under the position control

といえる。前節の力制御下では CINTFF がもっとも優れた逆応答改善効果を有していたが、本節の位置制御下では力指令値がなくフィードフォワード器が機能しないため、従来手法と同等の性能になっている。

EFFB3 の逆応答改善効果は Fig. 5.9 (e) の d 軸実電流より確認できる。Fig. 5.9 (e) では提案手法 1 の CINTFF、従来手法の EFFB とともにピーク電流が約 1.7A であるのに対し、提案手法 2 の EFFB3 は約 1.25A と従来手法の 70%程度に留まっている。これより Fig. 5.9 (c) で確認された EFFB3 の逆応答改善による省電力浮上性能の向上を確認できたといえる。

以上より、提案手法 2 (EFFB2, EFFB3) は位置/力制御下、双方においてゼロパワー制御の逆応答を抑圧可能であると示した。また、伝達関数解析・実験結果において各ゼロパワー制御は同様の性能を示しており、提案手法の有効性を十分に示せたといえる。

5.5 まとめ

本章では常電導浮上系の省電力浮上実現のために提案されたゼロパワー制御について述べ、従来手法で課題であった外力印加時のギャップ逆応答の改善手法を検討した。先行研究においては実外力測定値によるギャップ平衡点算出によって逆応答を改善していたが、この場合は力センサが必須である。力センサを有さない浮上系には適用不可であるほか、これまで力センサレスでこれを改善した例はない。

そこで本研究では力制御下の力指令値、推定外力の擬似微分値の双方に着目し、それぞれを利用した新たなゼロパワー制御方式を提案した。前者は力指令フィードフォワード付き電流積分形ゼロパワー制御（CINTFF）であり、力指令と磁気吸引力係数から事前にギャップ平衡点を算出、これをギャップ指令値として与える。このフィードフォワード器によって力制御下に限り、外力印加時のギャップ応答から逆応答の要因である不安定ゼロ点を完全消去可能である。後者は推定外力微分値をギャップ速度指令とした速度指令付き外力帰還形ゼロパワー制御（EFFB3）であり、理想微分であれば外力印加時のギャップ応答から不安定ゼロ点を完全消去でき、力/位置制御問わず適用可能である。ただし、実装上は理想微分ではなく擬似微分となるため、不安定零点の抑圧に留まる。

また、従来の電流積分形ゼロパワー制御はギャップ制御系との同時に設計されていたが、本研究では限定極配置法を用いたこの独立設計を新たに示した。

位置/力制御下の伝達関数解析・実機実験より、各提案手法のゲイン余裕が従来手法よりも高く、期待通り逆応答消去、抑圧が実現されることを示した。

とくに実機実験では従来手法 EFFB1 と提案手法 CINTFF、EFFB3 適用時の力制御応答と位置制御下外力応答を示した。力制御時の浮上用電流（d 軸電流）ピーク値は従来手法 EFFB1 のを基準として提案手法の CINTFF が 25%、EFFB3 が 75%となった。また、位置制御下外力印加時の浮上用電流ピーク値を比較すると従来手法 EFFB1 を基準に CINTFF が 0%、EFFB3 が 70%となった。EFFB3 は擬似微分器カットオフ周波数が高く設定できなかったため 30%程度の電流減少に留まったが、理論上は力制御下の CINTFF に近い性能が期待される。

以上より、CINTFF・EFFB3 は力センサレスな省電力浮上制御としてはじめて逆応答消去、抑圧を可能にしたといえる。とくに CINTFF は逆応答完全消去を達成しており、力制御下において極めて高い省電力性能を発揮している。EFFB3 は CINTFF ほどではないが、位置/力制御双方で省電力浮上性能を向上しており、幅広く常電導浮上系に適用可能である。よって、本章の達成目標であった力センサレスな逆応答消去、改善が達成されたといえる。

今後は EFFB3 が EFFB2、CINTFF と同等性能を獲得するために、推定外力微分値の算出精度向上を行う。実現されれば全ての常電導浮上系の省電力浮上制御がもつ逆応答を十分に抑圧可能となる。

第6章 FF制御を導入したスパイラルモータ用運動制御

本章ではスパイラルモータの運動制御系、とくに磁気浮上制御系と可動子直動位置制御系の性能向上について述べる。従来のPD制御とDOBの組み合わせでは、理想条件において直動方向とギャップ加速度が非干渉化制御によって独立制御され、要求制御応答が実現される。ここで理想条件とは、理想的なモータを制御対象とした場合であり、モータパラメータが誤差なく得られたことを意味する。しかし、実機においてはギャップ距離に応じた磁気吸引力等の非線形性はもちろんのこと、同定誤差も存在する。これら誤差はDOBによって補償され、各PD制御器からは見かけ上抑圧されることになる。よって、DOBには各運動制御系からみて十分な周波数帯域が要求されることになるが、実際には速度検出ノイズ（位置検出値の擬似微分）などの要因により帯域確保が不十分となりえる。

一方で、一般的なリニアモータの位置決め制御整定時間（誤差収束までの時間）は約20ms–30ms（50Hz–30Hz）であるが[83]、現状のスパイラルモータでは位置決め制御15Hz程度の運動までしか確認されていない。また、リニアモータや回転形モータの位置決め制御系では2自由度制御系（おもにフィードバック（FB）制御、フィードフォワード（FF）制御）によるものが多く適用されているが[84][85]、スパイラルモータではこれらが適用された事例がない。

本章では従来制御系にFF制御器の付与を行うほか、従来運動制御系を最適制御に基づくサーボ系に置き換えた制御系を設計、これとの比較検証を行う。具体的には線形近似モータモデルに対し、最適サーボ系とフィードフォワード制御器を構築、従来手法と同等の追従特性をもたせ、比較する。本章における達成目標はスパイラルモータ位置決め制御系において、一般的なリニアモータと同程度（30Hz–50Hz）の追従特性、整定時間を達成することである。

6.1 従来運動制御系の位置追従特性設計

本節では従来のスパイラルモータ運動制御系に対し、位置追従特性を設計する手順について述べる。第2章の運動制御系設計で述べたように従来ではギャップ/直動位置制御に下式のPD

制御器と外乱オブザーバ (DOB) によって運動制御系が達成されている。

$$\begin{aligned}\ddot{x}_g^{ref} &= K_{pg}(x_g^{ref} - x_g) + K_{dg}(\dot{x}_g^{ref} - \dot{x}_g) \\ \ddot{x}^{ref} &= \ddot{x}^{cmd} + K_{pp}(x^{cmd} - x) + K_{dp}(\dot{x}^{cmd} - \dot{x})\end{aligned}$$

この場合、任意の x_g^{ref} , x^{cmd} への追従特性は理想上実現可能であるが、広帯域で追従を実現させるには過大なフィードバックゲインを要求することになる。過大なフィードバックゲインはセンサノイズなどの影響を増大させ、望ましくない。このような場合には x_g^{ref} , x^{cmd} をもとにフィードフォワード制御器を設計し、2 自由度制御系とする手法と、指令値 (x_g^{ref} , x^{cmd}) にフィルタを挿入、PD 制御系特性を考慮して指令値を修整する手法の二つが存在する。いずれの手法によってもフィードバックゲインを増加させずに追従特性の設計が可能であるが、本章では指令値修整による手法でのみ追従特性設計を行う。

また、従来適用されている PD 制御器では指令値微分項も入るが、追従特性上ではオーバーシュートの要因となるため、本章では除外し (6.1), (6.2) とする。

$$\ddot{x}^{ref} = K_{pp}(x^{cmd} - x) + K_{dp}(-\dot{x}) \quad (6.1)$$

$$\ddot{x}_g^{ref} = K_{pg}(x_g^{ref} - x_g) + K_{dg}(-\dot{x}_g) \quad (6.2)$$

(6.1), (6.2) が運動制御器であるとき、直動位置とギャップ変位追従特性は (6.3) と (6.4) となる。

$$\frac{x}{x^{cmd}} = \frac{K_{pp}}{s^2 + K_{dp}s + K_{pp}} \quad (6.3)$$

$$\frac{x_g}{x_g^{ref}} = \frac{K_{pg}}{s^2 + K_{dg}s + K_{pg}} \quad (6.4)$$

ここで (6.3) と (6.4) を任意特性とするため、各 PD 制御器に与える指令値 (x^{cmd} , x_g^{ref}) に指令値修整フィルタ $R_1(s)$, $R_2(s)$ をそれぞれ挿入する。

$$R_1(s) = \frac{s^2 + K_{dp}s + K_{pp}}{K_{pp}} \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p\omega_p s + \omega_p^2} \quad (6.5)$$

$$R_2(s) = \frac{s^2 + K_{dg}s + K_{pg}}{K_{pg}} \frac{\omega_g^2}{s^2 + 2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2} \quad (6.6)$$

ただし、 ω_g と ω_p は任意の固有角周波数であり、 ζ_g と ζ_p は任意の減衰定数である。

(6.5) と (6.6) の挿入により各追従特性は (6.7) と (6.8) となり、任意の追従特性が設計可能となる。

$$\frac{x}{x^{cmd}} = \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p\omega_p s + \omega_p^2} \quad (6.7)$$

$$\frac{x_g}{x_g^{ref}} = \frac{\omega_g^2}{s^2 + 2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2} \quad (6.8)$$

6.2 スパイラルモータに対する最適サーボ系設計

本稿では最適制御系設計として一般的な Linear Quadratic Regulator (LQR) による設計を採用する。二慣性系に対する制御手法はいくつかあるが [86][87]，今回は多入力多出力の設計例が多く，浮上系などへも多く適用されている最適制御理論による運動系設計を行う LQR 問題では重み付きの状態ノルムよび，入力ノルムの積分値を最小化するように状態フィードバックゲインを決定する手法である。この手法では重みに応じて極配置が自動的に決定され，高い安定化性能が得られる。磁気浮上系をはじめとした不安定系に対する設計事例も多くあり，これらにおいても高い安定化性能が示されている [88]–[93]。この設計法を利用したスパイラルモータ用位置追従制御系を設計し，従来手法よりも高性能な追従特性の実現を目指す。

本稿では LQR 問題をサーボ系誤差システムに適用した LQ サーボ系にフィードフォワード制御器を付与した 2 自由度制御を設計する。制御対象は制御周期で離散化されたスパイラルモータ線形近似モデルとする。離散化された線形近似モデル (6.9)–(6.10) を (6.11)–(6.12) に示す。

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \quad (6.9)$$

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) &= [x, \dot{x}, x_g, \dot{x}_g]^T, \mathbf{U}(t) = [i_d^{ref}, i_q^{ref}]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_g}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \left(\frac{1}{M} + \frac{h^2}{J}\right)K_g & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_f}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ \left(\frac{1}{M} + \frac{h^2}{J}\right)K_f & \frac{-hK_\tau}{J} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\mathbf{X}[k+1] = \mathbf{A}_d\mathbf{X}[k] + \mathbf{B}_d\mathbf{U}[k] \quad (6.11)$$

$$\mathbf{Y}[k] = \mathbf{C}_d\mathbf{X}[k] \quad (6.12)$$

ここで， \mathbf{A}_d と \mathbf{B}_d ， \mathbf{C}_d は (6.9)–(6.10) のゼロ次ホールドによって得られた係数行列である。

上記離散システムに対し，LQ サーボを設計する．．

6.2.1 フィードフォワード付き LQ サーボ

LQ サーボ設計

LQ サーボは状態フィードバックと偏差に対する積分制御で構成される。まず、スパイラルモータ離散方程式に積分誤差を加えた拡大系を (6.13) に示す。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{Z} \end{bmatrix} [k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_d T_s & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{Z} \end{bmatrix} (k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{U}[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} T_s \end{bmatrix} \mathbf{X}^{ref}[k] \quad (6.13)$$

ここで、 $\mathbf{Z} = \Sigma (\mathbf{C}_d \mathbf{X}^{ref}[k] - \mathbf{C}_d \mathbf{X}[k])$ であり、 \mathbf{I} は単位行列を表す。最小化される評価関数 J および、これに関する離散リッカチ方程式を (6.14) と (6.15) に示す。

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{X}_e^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{X}_e(k) + \mathbf{U}(k)^T \mathbf{R} \mathbf{U}(k) \quad (6.14)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \mathbf{A}_d^T \mathbf{P} \mathbf{A}_d - \mathbf{P} + \mathbf{Q} \\ &\quad - (\mathbf{A}_d^T \mathbf{P} \mathbf{B}_d) (\mathbf{B}_d^T \mathbf{P} \mathbf{B}_d + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{B}_d^T \mathbf{P} \mathbf{A}_d \end{aligned} \quad (6.15)$$

ここで、 $\mathbf{X}_e = [\mathbf{X}^T \mathbf{Z}^T]^T$ であり、 \mathbf{Q} および \mathbf{R} はそれぞれ拡大系システム状態と入力に対する評価重みである。(6.15) を満たす正定行列 \mathbf{P} より、最適制御入力 $\mathbf{U}(k)$ が (6.16) と求まる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_{fb} & \mathbf{K}_{int} \end{bmatrix} &= -(\mathbf{B}_d^T \mathbf{P} \mathbf{B}_d + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{B}_d^T \mathbf{P} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{U}(k) &= -\mathbf{K}_{fb} \mathbf{X}(k) + \mathbf{K}_{int} \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (6.16)$$

LQ サーボ用フィードフォワード設計

LQ サーボ系により高い安定化性能をもつサーボ系を実現できるが、指令値追従は積分制御器によって達成されるためオーバーシュート特性をもつ。このため、本節では設計した LQ サーボ系に対してフィードフォワード制御器を導入する。これにより追従制御はフィードフォワード制御器によって達成され、LQ サーボ系はモデル誤差等々の修正機構として働く。

本フィードフォワード制御器の対象システムは (6.17) に示す状態フィードバックが適用された連続系スパイラルモータ線形近似モデルとする。スパイラルモータ線形近似モデルは磁気吸引力による不安定極を有しているため、状態フィードバックにより安定化されたシステムをフィードフォワード制御器の対象とする。

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_{fb}) \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \mathbf{U}(t) \quad (6.17)$$

(6.17) の連続系逆システムは分子次数が分母のよりも多い非プロパーなシステムであるため、(6.18) のようにローパスフィルタを挿入しプロパーなシステムに変更する必要がある。

$$\left(\mathbf{C} \left(s - (\mathbf{A} - \mathbf{BK}_{fb}) \right)^{-1} \mathbf{B} \right)^{-1} \begin{bmatrix} LPF_1 & 0 \\ 0 & LPF_2 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

ここで、 LPF_1 と LPF_2 は挿入されるローパスフィルタであり、各指令値 x^{ref} と x_g^{ref} をそれぞれの入力としている。本節では各ローパスフィルタ LPF_1 , LPF_2 は (6.7), (6.8) と同じ特性にする。

$$LPF_1 = \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\zeta_p\omega_p s + \omega_p^2} \quad (6.19)$$

$$LPF_2 = \frac{\omega_g^2}{s^2 + 2\zeta_g\omega_g s + \omega_g^2} \quad (6.20)$$

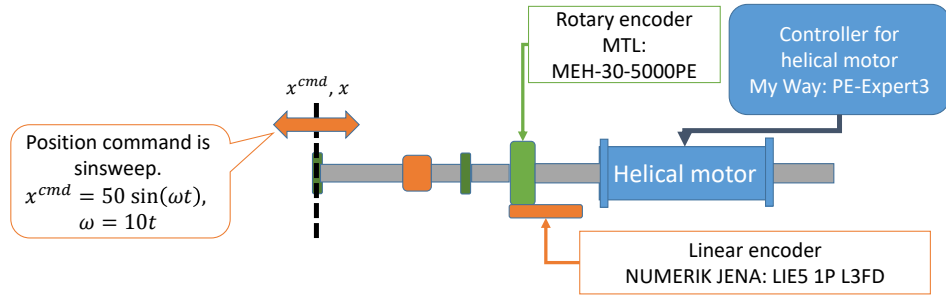


図 6.1: The condition of the positioning control

6.3 シミュレーション・実験による検証

本節では前述したスパイラルモータ運動制御について，従来の PD 制御，外乱オブザーバに指令値整形を加えた“PD-DOB-RS”と，本章で新たに導入した LQ サーボ系，FF 制御器の“LQ-FF”について，シミュレーション・実験を通した比較検討を行う．対象とするモータはこれまでと同様に IPM 型スパイラルモータ試作機とし，同等の追従特性を各運動制御方式（PD-DOB-RS, LQ-FF）に持たせる．フィードフォワード付き LQ サーボ設計に用いた重み \mathbf{Q} , \mathbf{R} と，各 LPF は下式のように設定した．今回は FF によって実現される位置制御，ギャップ制御系カットオフ周波数を 200Hz と設定した．

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1 \times 10^{12}, 1 \times 10^{12}),$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(1, 1)$$

$$LPF_1(s) = \frac{4 \times 10^4}{s^2 + 4 \times 10^2 s + 4 \times 10^4}$$

$$LPF_2(s) = \frac{4 \times 10^4}{s^2 + 4 \times 10^2 s + 4 \times 10^4}$$

実験条件を Fig. 6.1 に示す．また，与える位置指令 x^{cmd} はサインスイープとし，周波数範囲は 1Hz – 50Hz，傾き 10Hz/s として変化させる．

このとき，線形近似運動方程式および，各運動制御則（PD-DOB-RS, LQ-FF）より算出した理想周波域応答を Fig. 6.2 に示す．

Fig. 6.2a, Fig. 6.2b は位置，ギャップ制御の追従特性を示しており，PD 制御に目標値修正を施した“PD-DOB-RS”と，LQ サーボ系+FF 制御器の“LQ-FF”がまったく同等の特性を有しているとわかる．これは前述の LPF 特性が両者とも同じに設計されているためである．

一方，Fig. 6.2c, Fig. 6.2d は位置，ギャップ制御の相互干渉を表すが，これは PD-DOB-RS と LQ-FF で異なり，LQ-FF のが大きなゲインを有する．しかし，これらのゲインは -500dB 以下，つまり位置・ギャップ指令値に対して 10 の -25 乗倍以下と極めて小さいため，理論上は制御性能にさほど影響しないと考えられる．

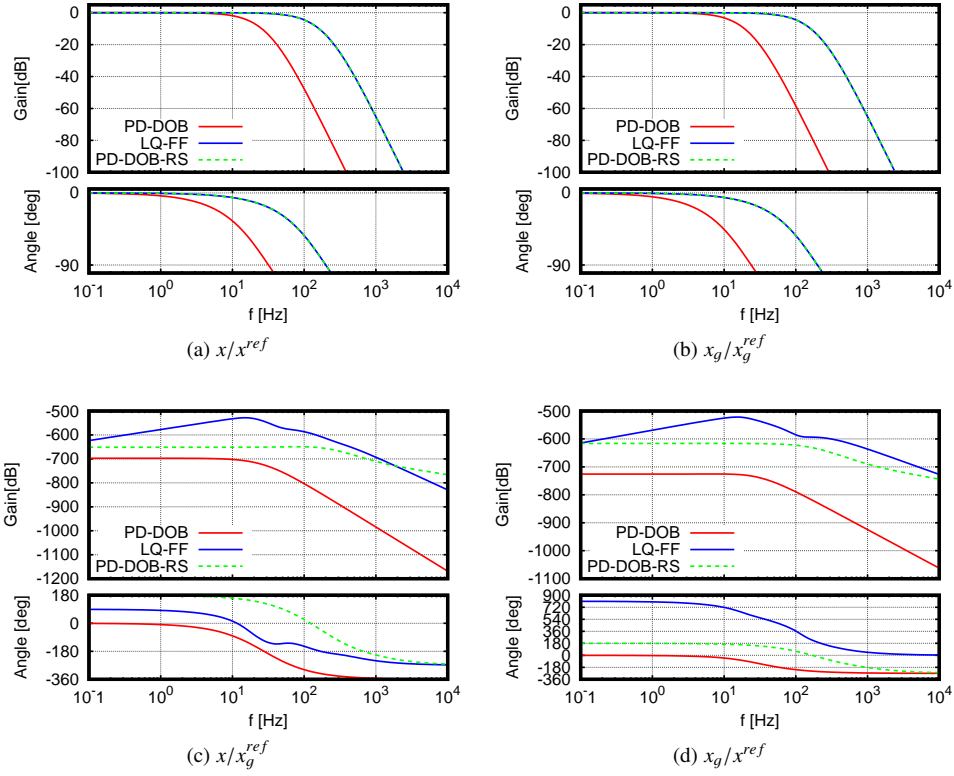


図 6.2: Bode plots of tracking performances

6.3.1 位置追従制御シミュレーション

設計した PD-DOB-RS と LQ-FF, スパイラルモータ非線形運動方程式を用いた数値シミュレーションについて述べる. 各シミュレーションにおける制御周期と, 位置・角度エンコーダ分解能, PD 制御ゲイン, 外乱オブザーバカットオフ周波数を Table 6.1 に示す.

Fig. 6.3 に PD-DOB と, LQ-FF の各手法適用時の位置追従制御シミュレーション結果を示す.

Fig. 6.3 より, 1Hz–50Hz までの直動方向位置追従誤差は, 従来制御に指令値整形を加えた PD-DOB-RS が最大 $\pm 0.04\text{mm}$ (40 μm) 程度, LQ サーボ系に FF 制御器を加えた LQ-FF が最大 $\pm 0.03\text{mm}$ (30 μm) 程度となった. このときのギャップ変位変動は, PD-DOB-RS が $\pm 0.001\text{mm}$ (1 μm) 以下, LQ-FF が $\pm 0.002\text{mm}$ (2 μm) 以下となった.

リニアエンコーダ分解能が 1 μm であり, ギャップ変位の分解能はおよそ 1.1 μm 程度であることを考慮すると, LQ-FF の偏差が PD-DOB-RS と比べ, 位置追従では 10 サンプル分少なく, ギャップ制御では約 2 サンプル分大きいこととなる. ギャップ変位偏差よりも, 位置追従偏差の違いが大きいといえる. 設計上は同等であることから, LQ-FF のが高周波域での追従特

表 6.1: Parameters for the control design of PD-DOB-RS and LQ-FF.

parameter	character	Value
sampling period of controller	T_s	$83.3\mu\text{s}$
resolution of linear encoder	-	$1\mu\text{m}$
resolution of rotary encoder	-	$4 \times 5000 \text{ pulse/r}$
proportional gain of gap controller	K_{pg}	22.5×10^3
derivative gain of gap controller	K_{dg}	300.0
proportional gain of position controller	K_{pp}	40.0×10^3
derivative gain of position controller	K_{dp}	400.0
angular frequency of thrust DOB	ω_d	500rad/s
angular frequency of torque DOB	$\omega_{d\tau}$	500rad/s

性実現に優れている。PD-DOB-RS では DOB の補償遅れによりモータ非線形性などが十分に抑圧されず、所望の運動実現を阻害したと考えられる。

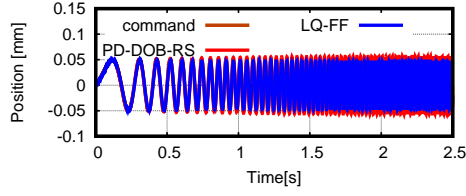
次に実機実験によって各運動制御手法の比較を行い、上記結果の妥当性を検討する。

6.3.2 実機実験

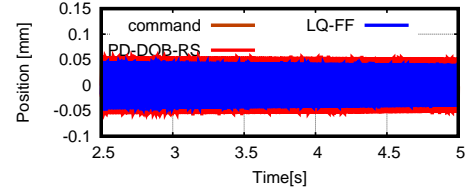
IPM 型スパイラルモータ試作機を用いた各運動制御系による直動方向の位置追従実験を行い、両者の制御性能比較を行う。実験における各制御パラメータは Table 6.1 に示したシミュレーション時のものと同値とした。

Fig. 6.4 に PD-DOB と、LQ-FF の各手法適用時の位置追従制御実験結果を示す。ここで位置指令値 x^{ref} はシミュレーションと同様に振幅 $50\mu\text{m}$ の正弦波状とし、周波数は $1 - 50\text{Hz}$ を 10Hz/s の傾きで単調増加させるものとした。

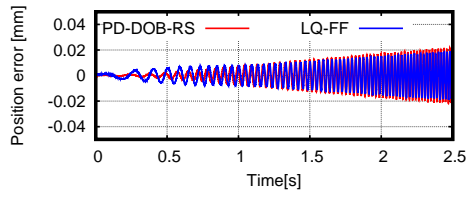
Fig. 6.4 より、約 3s までは PD-DOB-RS, LQ-FF とともに直動位置および、追従誤差、ギャップ変位のいずれも同等の性能を示している。 3s 以降はシミュレーションと同様の誤差増大がいずれの手法にも生じていることがわかる。しかし、PD-DOB-RS では約 $4\text{s} - 5\text{s}$ ($40\text{Hz} - 50\text{Hz}$) 間に LQ-FF と比較して大きな誤差を生じており、約 4.5s (45Hz) では共振のようなピークが生じている。これは DOB の補償性能不足によって加速度制御系が十分に機能せず、dq 軸干渉項や磁気吸引力項が作用したものと推察される。一方、LQ-FF はこのようなピークがなく、シミュレーションと同様に誤差が指令値周波数に応じて単調増加している。



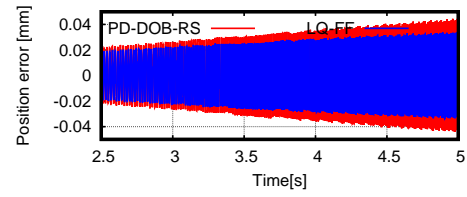
(a) Position(0s-2.5s, 1Hz-25Hz)



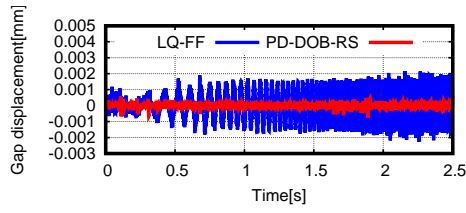
(b) Position(2.5s-5s, 25Hz-50Hz)



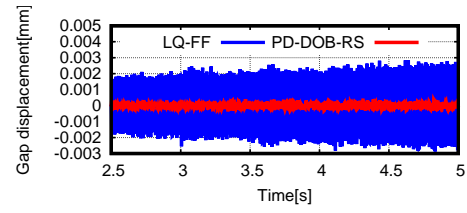
(c) Tracking error(0s-2.5s, 1Hz-25Hz)



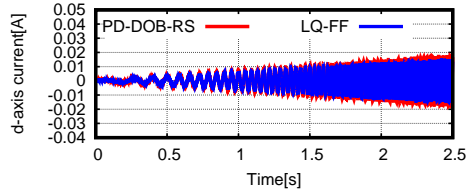
(d) Tracking error(2.5s-5s, 25Hz-50Hz)



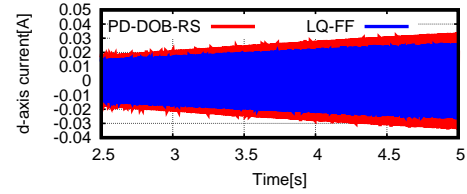
(e) Gap displacement(0s-2.5s, 1Hz-25Hz)



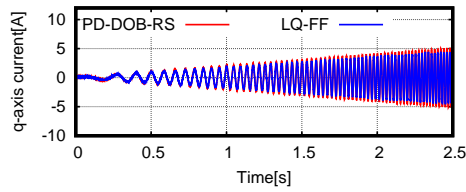
(f) Gap displacement(2.5s-5s, 25Hz-50Hz)



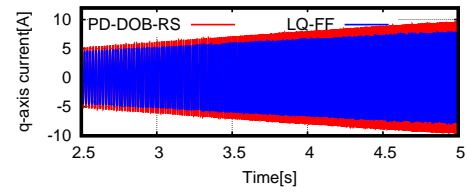
(g) d-axis current(0s-2.5s, 1Hz-25Hz)



(h) d-axis current(2.5s-5s, 25Hz-50Hz)

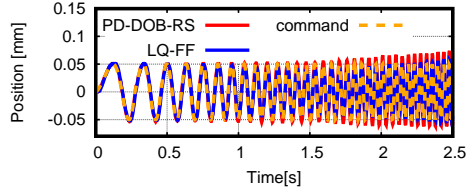


(i) q-axis current(0s-2.5s, 1Hz-25Hz)

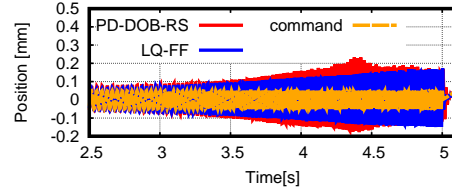


(j) q-axis current(2.5s-5s, 25Hz-50Hz)

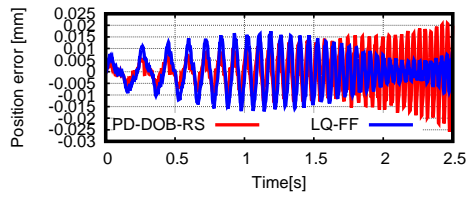
Fig. 6.3: The simulation of the tracking-control using PD-DOB-RS and LQ-FF.



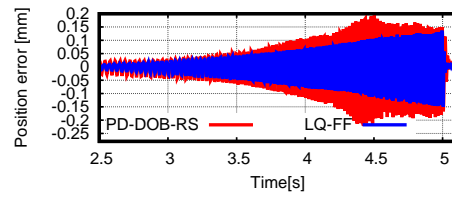
(a) Position(0s – 2.5s, 1Hz–25Hz)



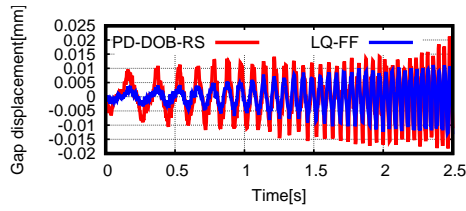
(b) Position(2.5s – 5.0s, 25Hz–50Hz)



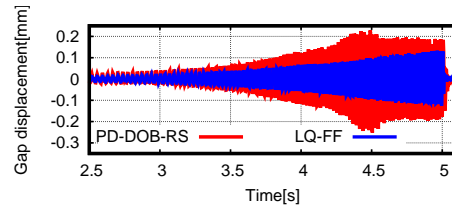
(c) Tracking error(0s – 2.5s, 1Hz–25Hz)



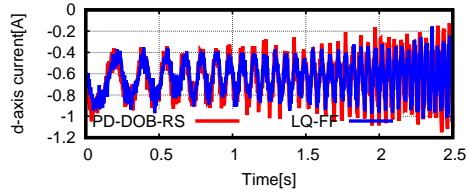
(d) Tracking error(2.5s – 5s, 25Hz–50Hz)



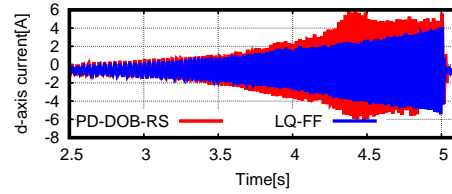
(e) Gap displacement(0s – 2.5s, 1Hz–25Hz)



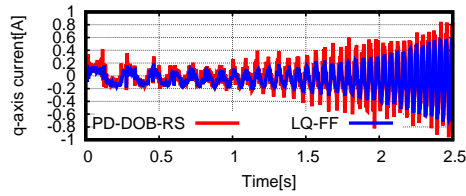
(f) Gap displacement(2.5s – 5s, 25Hz–50Hz)



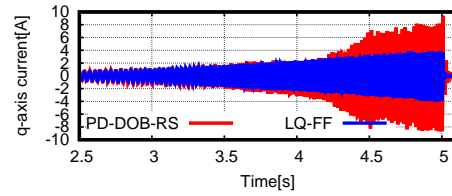
(g) d-axis current(0s – 2.5s, 1Hz–25Hz)



(h) d-axis current(2.5s – 5s, 25Hz–50Hz)



(i) q-axis current(0s – 2.5s, 1Hz–25Hz)



(j) q-axis current(2.5s – 5s, 25Hz–50Hz)

Fig. 6.4: Experimental results of the tracking control.

6.4 まとめ

本章ではスパイラルモータの運動制御性能向上のため、既存の最適制御設計手法を用いたスパイラルモータ用運動制御器を新たに設計、従来手法との比較手法として性能比較を行った。比較手法はスパイラルモータサーボ系を Linear Quadratic Regulator(LQR) 問題に帰着させた LQ サーボと、これによって安定化されたモータを対象に設計したフィードフォワード器の組み合わせ (LQ-FF) であり、従来手法とは外乱オブザーバを持たないこと、制御器が状態フィードバック、積分制御器、フィードフォワード制御器によって構成されていることが異なる。

本章ではいずれの手法も同等の追従特性をもつよう設計を施し、シミュレーションおよび、実験によって性能比較を行った。シミュレーション、実験ともに直動位置指令値が低周波 (30Hz) 程度までである場合、いずれの手法も同等の性能を示し、瞬時偏差が 20% 程度あるものの概ね一般的なりニアモータに近い性能が得られた。また、今回の実験では 30Hz 以降、PD-DOB-RS と LQ-FF とともに位置応答が指令値に対し、大きなオーバーシュートをもつことがわかった。加えて、PD-DOB-RS では実験において約 45Hz 付近で共振応答のようなピークが現れており、これによって制御電流の増加、LQ-FF の 2 倍以上必要としていることがわかった。この要因はまだ定かでないが、パラメータ誤差やベアリングが生じる摩擦が要因と考えられる。

今回の実証実験ではフィードフォワード制御器カットオフ周波数に近い制御帯域は得られなかったが、従来制御系に指令整形を加えた PD-DOB-RS では共振など制御に悪影響を及ぼす事象が確認された。一方で、最適サーボ系と FF 制御を組み合わせた LQ-FF ではこのような共振がみられず、今後オーバーシュートの原因、補償手法が明らかになれば、性能向上可能と期待できる。

今後は LQ-FF と PD-DOB-RS の構造的な差異など理論的な性能差を明らかにし、より高性能な制御系実現を目指す。また、スパイラルモータを用いたマニピレータなどアプリケーションを想定した場合の実機検討などを行う。

第7章 結言

本研究では高い性能ならびに高バックドライバビリティを小型アクチュエータで実現するために、スパイラルモータと呼ばれるリニアモータを提案してきた。本モータではこれまでに磁気浮上制御・位置制御・力制御に成功しているほか、ゼロパワー制御という浮上方式によって省電力磁気浮上が可能となっている。本論文ではおもにスパイラルモータの制御系設計についておもに取り扱い、力制御応答を用いた簡易かつ、高精度なスパイラルモータの同定手法、スパイラルモータ反力推定精度向上、省電力浮上性能向上のためのゼロパワー制御の逆応答改善、位置追従性能向上のための最適制御理論に基づく運動制御系設計を行った。以下に各章における成果を述べる。

本論文の第2章ではまず、従来のスパイラルモータ制御系設計について、これまでに十分に示されていなかった電流制御系、加速度制御系、併進方向位置制御系、力制御系の導出および、ゲイン設計手順を明らかにした。

第3章では、従来のスパイラルモータの特性パラメータ同定法について述べた。従来同定法は推力定数、トルク定数、磁気吸引力係数それぞれに同定実験が必要なうえ、可動子磁気浮上を保持しつつ、磁気吸引力を計測するなど煩雑なものであった。加えて、従来法の同定結果は有限要素解析（FEA）による電磁界解析から得られる特性パラメータと比べ、大きな誤差を有しており、スパイラルモータの同定には適していなかった。このため、第3章ではゼロパワー制御適用時に力制御応答とギャップ応答が相関関係をもつことを利用し、この力制御実験データを用いたスパイラルモータ同定法を開発、数値シミュレーションおよび、実験によって妥当性を検証、FEAによる解析と比べ約5%以下で各特性パラメータが同定できることを明らかにした。この同定法により高精度なモータ特性パラメータが得られたものの、これらを用いた反力推定でも実反力との誤差が大きく生じるケースが存在すると判明した。

第4章では磁気吸引力の非線形性・オフセットによるRFOB推定誤差に対し、ギャップ変位に応じた磁気吸引力のマッピングとMulti-Encoder DOB(MEDOB)の応用を提案した。力制御応答より磁気吸引力の非線形性を3次多項式によって近似、これを用いた反力推定器を構築、実験を行った。磁気吸引力の多項式近似により実機における推定誤差RMS値が平均80%程度低減できた。一方、多慣性系負荷力推定手法であるMEDOBをスパイラルモータに応用、これによる無負荷時ギャップ平衡点の補正によって、反力推定誤差を実験においてRMSE値1N

以下に低減した．これらにより従来のスパイラルモータ反力推定器の精度向上を達成した．

次に本論文の第5章ではスパイラルモータ省電力浮上制御に着目，従来適用してきた電流積分形ゼロパワー制御のゲイン設計に関し，限定極配置法を用いることによりギャップ制御系と独立にゲイン設計できることを示した．また，ゼロパワー制御の一般的課題である外力印加時の逆応答改善を検討した．ゼロパワー制御では可動子への外力印加時，外力による押し込み方向とは逆方向にギャップ変位を移動させようとギャップ指令値．これは磁気吸引力と外力の釣り合いをとるためであるが，外力の押し込み力により印加直後はギャップ指令値に対するギャップ変位の逆応答が生じる．先行研究では力センサによる力測定とフィードフォワードによってこれを消去しているが，本章では力制御時の力指令値または，外力推定値の微分値用い，力センサレスで逆応答を消去または，抑圧可能であると明らかにした．実機実験では力指令値使用の場合，力制御下において従来適用してきた外力帰還形に比べ，浮上用電流ピーク値を25%に低減することに成功した．また，外力推定微分値を用いた場合は力制御において従来手法浮上用電流ピーク値に比べ75%，位置制御において70%低減することに成功した．これらより，力センサレスでゼロパワー制御の逆応答問題の解消または，改善が可能であることを世界で初めて明らかにした．

最後に第6章ではスパイラルモータ運動制御系のさらなる性能向上のため，既存の最適制御理論に基づく併進位置/ギャップ制御器を構築した．従来の運動制御系では外乱オブザーバ(DOB)によるプラントノミナル化に運動性能が強く依存しており，DOB カットオフ周波数の設定限界程度までの追従制御実現に留まっていた．本章ではこれに対し，最適制御理論に基づくサーボ系とこれに付随するフィードフォワード制御器を新たに設計，シミュレーションと実機実験によって従来手法よりも10Hz – 20Hz 程度広帯域の追従制御が実現できることを示した．

以上より，本論文はスパイラルモータの同定手法の簡易化および，高精度化，反力推定精度向上を行ったほか，ゼロパワー制御系全体の課題である逆応答について，力指令値または，外力推定微分値によって力センサレスな改善手法を初めて明らかにした．加えて，スパイラルモータ運動制御系に関し，最適制御理論によるサーボ系を用いて従来よりも高い安定化性能をもつ制御設計を実機実験により示した．これらによってスパイラルモータ制御系が抱えていた課題の多くを解決，改善できたといえる．

今後は電動義足や筋骨格型ロボットなどアプリケーション，実応用を想定した制御系の向上などを旨とする．

参考文献

- [1] H. Kawamoto and Y. Sankai, “Power Assist Method Based on Phase Sequence and Muscle Force Condition for HAL,” *Advanced Robotics*, Vol. 19, No. 7, pp. 717-734, 2005.
- [2] Y. Tingfang, *et al.*, “Review of assistive strategies in powered lower-limb orthoses and exoskeletons”, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 64, pp. 120–136, 2015.
- [3] S. Ueki, *et al.*, “Development of a Hand-Assist Robot With Multi-Degrees-of-Freedom for Rehabilitation Therapy”, *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 136–146, 2012.
- [4] A. Albu-Schffer, *et al.*, “The DLR lightweight robot: design and control concepts for robots in human environments”, *Industrial Robot*, Vol. 34, No.5, pp. 376–385, 2007.
- [5] M. Laffranchi, *et al.*, “Development and control of a series elastic actuator equipped with a semi active friction damper for human friendly robots”, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 62, No. 12, pp. 1827-1836, 2014.
- [6] D. Paluska, and H. Herr. ”The effect of series elasticity on actuator power and work output: Implications for robotic and prosthetic joint design”, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 54, No.8, pp. 667–673, 2006.
- [7] H. Vallery, R. Ekkelenkamp, H. van der Kooij, and M. Buss, “Passive and accurate torque control of series elastic actuators”, in *Proc. 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 3534–3538, 2007.
- [8] M. Zinn, O. Khatib, B. Roth, and J. K. Salisbury, “Playing it safe [human-friendly robots]”, *IEEE Robotics & Automation Magazine*, Vol. 11, No. 2, pp. 12–21, 2004.
- [9] N. Niksefat, and N. Sepehri, “Design and experimental evaluation of a robust force controller for an electro-hydraulic actuator via quantitative feedback theory”, *Control Engineering Practice*, Vol. 8, No. 12, pp. 1335–1345, 2000.

- [10] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 22, No. 3, pp. 3–9, 2007.
- [11] Boston Dynamics, <http://www.bostondynamics.com/>, (2017 年 1 月 15 日閲覧)
- [12] A. G. Loukianov, J. Rivera, Y. V. Orlov, and E. Y. Morales Teraoka, "Robust Trajectory Tracking for an Electrohydraulic Actuator", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 9, pp. 3523-3531, 2009.
- [13] 中村仁彦, 神永拓, "高バックドライバビリティを実現する油圧駆動システム", 日本ロボット学会誌, Vol. 31, No. 6, pp. 568 – 571, 2013.
- [14] 高西淳夫, 梶田秀司ほか, "2 足歩行ロボット技術の現在 : 完結編", 日本ロボット学会誌, Vol. 30, No. 4, pp.1–19, 2012.
- [15] 駒田諭, 石田宗秋, 堀考正, "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", 電気学会産業応用部門論文誌, Vol.110, No11, pp. 1141–1146, 1990.
- [16] H. Asada, and T. Kanade, "Design of direct-drive mechanical arms", Journal of Vibration Acoustics Stress and Reliability in Design, Vol. 105, No. 3, pp. 312–316, 1983.
- [17] C. Mitsantisuk, S. Katsura, and K. Ohishi, "Force Control of Human-Robot Interaction Using Twin Direct-Drive Motor System Based on Modal Space Design," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 4, pp.1383-1392, 2010.
- [18] C. Mitsantisuk, K. Ohishi, and S. Katsura, "Control of Interaction Force of Twin Direct-Drive Motor System Using Variable Wire Rope Tension With Multisensor Integration", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, 2012.
- [19] W.Fei and P. C. K. Luk, "A New Technique of Cogging Torque Suppression in Direct Drive Permanent Magnet Brushless Machines", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 46, No. 4, pp.1332-1340, 2010.
- [20] R. Wrobel and P. H. Mellor, "Design Considerations of a Direct Drive Brushless Machine With Concentrated Windings", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 23, No. 1, pp.1–8, 2008.
- [21] 浅田春比古, "ダイレクト・ドライブロボット", 日本ロボット学会誌, Vol. 2, No. 4, pp. 312–317, 1984.
- [22] T. Murakami, F. Yu, and K. Ohnishi, "Torque Sensorless Control in Multidegree-of-Freedom Manipulator", IEEE Trans. in Industrial Electronics, Vol. 40, No.2, pp. 239–265, 1993.

- [23] A. Denker and K. Ohnishi, “Robust Tracking Control of Mechatronic Arms”, IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 1, No. 2, 1996.
- [24] M. Shibata, T. Murakami, and K. Ohnishi, “A Unified Approach to Position and Force Control by Fuzzy Logic”, IEEE Trans. in Industrial Electronics, Vol. 43, No. 1, 1996.
- [25] S. Katsura and K. Ohnishi, “Force Servoing by Flexible Manipulator Based on Resonance Ratio Control”, IEEE Trans. in Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, 2007.
- [26] H. Kazerooni, “Contact instability of the direct drive robot when constrained by a rigid environment”, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 35, No. 6, 1990.
- [27] 伊藤昌彦, 賀勢晋司, 深田茂生, “歯車減速機構の内部励振に基づく回転速度変動”, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 62, No. 595, pp. 50–57, 1996.
- [28] 荒井裕彦, “リニアモータを用いた力制御スピニング加工機”, 日本ロボット学会誌, Vol. 26, No.1, pp.49–56, 2008.
- [29] 由井明紀, 熊谷誠弥ほか, “リニアモータ駆動・水静圧案内テーブルの開発”, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol.75, No. 752, pp. 364–370, 2009.
- [30] J. Butterfass, G. Hirzinger, S. Knoch, and H. Liu, “DLR’s multisensory articulated hand. I. Hard- and software architecture”, Proceedings. 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol.3, pp. 2081-2086, 1998.
- [31] D. Robinson, J. Pratt, D. Paluska, and G. Pratt, “Series Elastic Actuator Development for a Biomimetic Walking Robot”, 1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp. 561-568, 1999.
- [32] A. Chu, H. Kazerooni, and A. Zoss, “On the Biomimetic Design of the Berkeley Lower Extremity Exoskeleton (BLEEX)”, in Proc. the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 4345-4352, 2005.
- [33] 岡田昌史, 中村仁彦, “サイバネティック・ショルダの開発”, 日本ロボット学会誌 Vol. 18, No. 5, pp.690–698, 2000.
- [34] 田原健二, “無段変速機構を有するマニピュレータ”, 日本ロボット学会, Vol. 31, No.6, pp.564–567, 2013.
- [35] 仲田佳弘, 黒田浩, 平田勝弘, “人工筋のためのリニアバーニアモータ”, 日本ロボット学会誌, Vol. 31, No.6, pp. 552–555, 2013.

- [36] T. Kominami and Y. Fujimoto, "Studies on Thrust Characteristic of High-Thrust Spiral motor", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 129, No. 2, pp. 130–135, 2009.
- [37] Y. Fujimoto, T. Kominami, and H. Hamada, "Development and Analysis of a High Thrust Force Direct-Drive Linear Actuator", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1383-1392, 2009.
- [38] K. Suzuki and Y. Fujimoto, "Modeling, Analysis and Experiments of IPM Spiral Motor", Journal of the Robotics Society of Japan, Vol. 28, No. 7, pp. 897-904, 2010.
- [39] Y. Fujimoto, *et al*, "Force Control of a Spiral Motor and Its Application to Musculoskeletal Biped Robot", in Proc. IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control, pp. 1–6, 2012.
- [40] I. A. Smadi, H. Omori, and Y. Fujimoto, "Development, Analysis and Experimental Realization of a Direct-Drive Helical Motor", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 5, pp. 2208-2216, 2012.
- [41] Y. Fujimoto, *et al*, "Modeling and Control of a High-thrust Direct-drive Spiral Motor", in Proc. IEEJ International Power Electronics Conference, pp. 2222–2229, 2010.
- [42] T. Suzuki and Y. Fujimoto, "Long Stroke Continuous-path Position Control of SPM-type Helical Motor", in Proc. IEEE International Conference on Mechatronics, pp. 489–494, 2013.
- [43] Y. Fujimoto, T. Suenaga, and M. Koyama, "Control of an Interior Permanent Magnets Screw Motor with Power-saving Axial-gap Displacement Adjustment", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 7, pp. 3610–3619, 2014.
- [44] 末永翼, 藤本康孝, "IPM 型スパイラルモータのパラメータ同定実験およびギャップ制御実験", 電気学会産業計測制御研究会, IIC-109-114, 2011.
- [45] T. Suenaga and Y. Fujimoto, "Parameter Identification and Passive Direct Drive Control with Magnetic Levitation for IPM-type Spiral Motor", in Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, pp. 2147-2151, 2011.
- [46] T. Mikami and Y. Fujimoto, "Design of a High-thrust Density Spiral Motor using Finite Element Analysis", in Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, pp. 5416–5421, 2012.
- [47] T. Maeno, T. Tsukimoto, and A. Miyake, "Finite-element analysis of the rotor/stator contact in a ring-type ultrasonic motor", IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 39, No. 6, 1992.

- [48] G. Kang, J. Hong, G. Kim, and J. Park, “Improved Parameter Modeling of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Finite Element Analysis”, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 36, No. 4, 2000.
- [49] D. Ionel and M. Popescu, “Ultrafast finite-element analysis of brushless PM machines based on spacetime transformations”, *IEEE Trans. on Industry Applications* Vol. 47, No.2, pp. 744–753, 2011.
- [50] 大森裕子, マディイサムアーベッド, 藤本康孝, “高バックドライバビリティを有するスパイラルモータのパラメータ同定との安定解析の検討”, *日本ロボット学会学術講演会*, 2N1-4, 2010.
- [51] K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, “Motion control for advanced mechatronics”, *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 56–67, 1996.
- [52] S. Katsura, Y. Matsumoto, and K. Ohnishi, “Modeling of Force Sensing and Validation of Disturbance Observer for Force Control”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, pp. 530–538, 2007.
- [53] H. Kobayashi, S. Katsura, and K. Ohnishi, “An Analysis of Parameter Variations of Disturbance Observer for Motion Control,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, pp. 3413–3421, 2007.
- [54] S. Katsura, K. Irie, and K. Ohnishi, “Wideband force control by position-acceleration integrated disturbance observer”, *IEEE Trans. in Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 4, 2008.
- [55] Wen-Hua Chen, D. J. Ballance, P. J. Gawthrop, and J. O’Reilly, “A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, pp. 932-938, 2000.
- [56] B. Armstrong-Hélouvry, P. Dupont, and C. De Wit, “A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction”, *Automatica*, Vol. 30, No.7, pp.1083-1138, 1994.
- [57] ミッサンティスク チャワリット, 大石潔ら, “多質点系ロボットのシステムにおけるマルチエンコーダに基づいた外乱オブザーバの開発”, *自動制御連合講演会講演論文集*, Vol. 54, pp. 112–112, 2011.
- [58] 森下明平, 小豆沢照男, “常電導吸引式磁気浮上系のゼロパワー制御”, *電気学会産業応用部門論文誌*, Vol. 108, No. 5, pp. 447–454, 1988.

- [59] M. Morishita and T. Azukizawa. "Transporting system of floated carrier type with zero power control at varying load weights." U.S. Patent No. 5,067,415. 26 Nov. 1991.
- [60] 森下明平, 伊東弘晃, "常電導吸引式磁気浮上系のセンサレスゼロパワー制御", Vol. 126, No. 12, pp. 1667–1677, 2006.
- [61] 水野毅, 竹森祐一郎, "伝達関数を用いたゼロパワー磁気浮上制御系の解析と設計", 電気学会産業応用部門論文誌, Vol. 121, No. 9, pp. 933-940, 2001.
- [62] F. Sun and K. Oka, "Zero Power Non-Contact Suspension System with Permanent Magnet Motion Feedback", Journal of System Design and Dynamics, Vol. 3, No. 4, pp. 627-638, 2009.
- [63] M. Z. Shahadat, T. Mizuno, Y. Ishino and M. Takasaki, "On the simultaneous realization of virtually zero-power and zero-compliance controls", in Proc. 52nd IEEE Conference on Decision and Control, pp. 5479-5484, 2013.
- [64] C. H. Kim, *et al*, "Zero-power control of magnetic levitation vehicles with permanent magnets", Proc. IEEE International Conference on Control, Automation and Systems, pp.732-735, 2010.
- [65] T. Ueno and T. Higuchi, "Zero-Power Magnetic Levitation Using Composite of Magnetostrictive/Piezoelectric Materials", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 43, No.8, pp. 3477-3482, 2007.
- [66] Y. Tzeng and T. Wang, "Dynamic analysis of the Maglev system using controlled-PM electromagnets and robust zero-power-control strategy", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 6, pp. 4211-4213, 1995.
- [67] K. Erkan, B. Okur, T. Koseki, *et al*, "Experimental Evaluation of Zero-Power Levitation Control by Transfer Function Approach for a 4-Pole Hybrid Electromagnet", IEEE International Conference on Mechatronics, pp. 23 – 28, 2011.
- [68] Y. H. Kim, *et al*: "Zero Power Control with Load Observer in Controlled-PM Levitation", IEEE Trans. on Magnetics, vol.37, no.4, 2001,
- [69] 石野祐二, 高崎正也, 水野毅, "磁気浮上系の局所電流フィードバックによる負のパネ剛性制御", 自動制御連合講演会講演論文集, Vol. 50, pp.24–24, 2007.
- [70] 宋云飞, 石野祐二, 高崎正也, 水野毅, "ゼロパワー式除振ユニットを組み込んだハイブリッド型除振装置におけるフィードフォワード補償", 精密工学会学術講演会講演論文集, pp. 281–282, 2012.

- [71] 末永翼, 藤本康孝, “ゼロパワー磁気浮上制御を用いたスパイラルモータの運動制御”, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-12-101, 2012.
- [72] D. Cho, Y. Kato, and D. Spilman, “Sliding mode and classical controllers in magnetic levitation systems”, IEEE Control Systems, Vol. 13, No. 1, pp. 42–48, 1993.
- [73] Z. J. Yang, K. Miyazaki, S. Kanae, and K. Wada, “Robust position control of a magnetic levitation system via dynamic surface control technique”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 1, pp. 26–34, 2004.
- [74] Kai-Yew Lum, V. T. Coppola, and D. S. Bernstein, “Adaptive autocentering control for an active magnetic bearing supporting a rotor with unknown mass imbalance”, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 5, pp. 587–597, 1996.
- [75] T.P. Minihan, S. Lei, G. Sun, A. Palazzolo, A.F. Kascak, and T. Calvert, “Large motion tracking control for thrust magnetic bearings with fuzzy logic, sliding mode, and direct linearization”, Journal of Sound and Vibration, Vol 263, No. 3, pp. 549-567, 2003.
- [76] B. Shafai, S. Beale, P. Larocca, and E. Cusson, “Magnetic bearing control systems and adaptive forced balancing”, IEEE Control Systems, Vol. 14, No. 2, pp. 4–13, 1994.
- [77] F. Matsumura, T. Namerikawa, K. Hagiwara, and M. Fujita, “Application of gain scheduled Hinf robust controllers to a magnetic bearing”, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 5, pp. 484–493, 1996.
- [78] M. Rabiee and J. J. Cathey, “Verification of a field theory analysis applied to a helical motion induction motor”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 4, pp. 2125–2132, 1988.
- [79] T. Onuki, W. J. Jeon, and M. Tanabiki, “Induction motor with helical motion by phase control”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 33, No. 5, pp. 4218–4220, 1997.
- [80] Seok-Myeong Jang, Sung-Ho Lee, Han Wook Cho, and Sung Kook Cho, “Design and analysis of helical motion permanent magnet motor with cylindrical Halbach array”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp. 3007–3009, 2003.
- [81] Myway labs co. http://www.myway.co.jp/products/pe_expert3/mwpe3_pev.html
(最終閲覧日:2017/3/10)
- [82] 浦川禎之, “ディジタル制御系での演算時間遅れを考慮した限定極配置法について,” 電気学会論文誌 D, Vol.133, No.3, pp. 272-281, 2013.

- [83] B. Yao and L. Xu, "Adaptive robust motion control of linear motors for precision manufacturing", *Mechatronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 595–616, 2002.
- [84] C. J. Kempf and S. Kobayashi, "Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 5, pp. 513–526, 1999.
- [85] M. Iwasaki, K. Seki, and Y. Maeda, "High-Precision Motion Control Techniques: A Promising Approach to Improving Motion Performance", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 6, No. 1, pp. 32-40, 2012.
- [86] Y. Qiao, L. Zhou, and C. Ma, "Polynomial-based inertia ratio controller design for vibration suppression in two-mass system", in *Proc. IEEE IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 3687-3692, 2013.
- [87] E. Saito and S. Katsura, "Vibration Control of Two-Mass Resonant System Based on Wave Compensator", *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol. 132, No. 4, pp. 473–479, 2011.
- [88] S. Bouabdallah, *et al.*, "PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor", in *Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 2451–2456, 2004.
- [89] H. Liu, G. Lu, and Y. Zhong, "Robust LQR attitude control of a 3-DOF laboratory helicopter for aggressive maneuvers", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 10, pp. 4627–4636, 2013.
- [90] A. Kojima, and S. Ishijima, "LQ preview synthesis: optimal control and worst case analysis, *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 44, No. 2, p.p. 352–357, 1999.
- [91] E. Garone, *et al.*, "LQG control for MIMO systems over multiple erasure channels with perfect acknowledgment", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 57, No. 2, p.p. 450–456, 2012.
- [92] Y. Zhuravlyov, "On LQ-Control of Magnetic Bearing", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol.8, No.2, pp. 344 – 350, 2000.
- [93] M. Jimènez-Lizàrraga and A. Alcorta, "Multi-model robust LQ control of an active magnetic bearing", in *Proc. the American Control Conference*, pp. 5977-5982, 2007.

発表文献

- [1] 小山昌人, 三上貴弘, 藤本康孝, “スパイラルモータにおけるパラメータ同定法の検証”, 電気学会産業計測制御/メカトロニクス制御研究会, IIC/MEC-13-079, 2013
- [2] M. Koyama, T. Mikami, and Y. Fujimoto, “Validation of Spiral Motor Parameters by FEA and Experimental Identification”, in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, TF-013706, 2013.
- [3] 小山昌人, 藤本康孝, “スパイラルモータにおける限定極配置を用いたゼロパワー制御系設計”, 日本ロボット学会学術講演会, 2E1-06, 2013.9
- [4] M. Koyama and Y. Fujimoto, “Comparison between Zero power Control Methods of Spiral motor”, in Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, pp.5874-5879, 2013
- [5] M. Koyama, Y. Fujimoto, “Proposal of Current Integral Zero Power Control with Force Feed-forward for Helical Motor”, in Proc. IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC), 2014.
- [6] 小山昌人, 三上貴弘, 藤本康孝, “スパイラルモータにおける力制御応答を用いたパラメータ同定法”, 電気学会産業応用部門論文誌, Vol. 134, No. 3, pp. 325-331, 2014.
- [7] Y. Fujimoto, T. Suenaga, and M. Koyama, “Control of an Interior Permanent Magnets Screw Motor with Power-saving Axial-gap Displacement Adjustment”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 7, pp. 3610-3619, 2014.
- [8] 小山昌人, 藤本康孝, “スパイラルモータにおける磁気吸引力係数マップを用いた反力推定”, 日本ロボット学会学術講演会, 2O2-01, 2014.
- [9] 小山昌人, 藤本康孝, “スパイラルモータのセンサレス力制御応答に関する検討”, 電気学会メカトロニクス制御研究会, 2014.
- [10] M. Koyama and Y. Fujimoto, “External Force Feedback with Velocity Reference Zero Power Controller for Helical Motor”, in Proc. IEEE International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control (SAMCON 2015), TT2-3, 2015.

- [11] 小山昌人, 藤本康孝, “スパイラルモータによるコンプライアンス制御”, 日本ロボット学会
学術講演会, 3J-06, 2015.
- [12] M. Koyama and Y. Fujimoto, “Improvement of Position Tracking and Magnetic-Levitation
Control Based on Optimal-Control for Helical Motor,” in Proc. IEEE Industrial Electronics
Society Annual Conference (IECON 2016), 2016.
- [13] M. Koyama and Y. Fujimoto, “Zero Power Control Based on External Force Feedback for
Helical Motor,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 4, pp. 314–320, 2016.

謝辞

本研究を行うにあたり，博士課程前期の2年間および，本博士論文に関わるすべてに多大なるご指導および，ご鞭撻賜りました横浜国立大学 藤本康孝 教授に深く感謝申し上げます。また，本研究で使用した IPM 型スパイラルモータ試作機に関し，故障トラブル等でご助力頂いた株式会社 大洋電機エンジニアリングの皆様にも深く感謝申し上げます。5 節にて用いた限定極配置法について，本手法の提案者である浦川禎之 工学博士にご助言を頂きました。この場を借りて，深く感謝申し上げます。

学内発表や研究会等を通じて本研究に対するご助言を多く賜りました横浜国立大学 河村篤男 教授，大山力 教授，辻隆男 准教授，下野誠通 准教授ならびに，東京電機大学 横山智紀 教授，芝浦工業大学 赤津観 教授，東京大学 藤本博志 准教授，木更津工業高等専門学校 浅野洋介 准教授，神戸大学 元井直樹 准教授，慶応義塾大学 野崎貴裕 助教にこの場を借りて深く感謝申し上げます。

本研究を遂行するにあたり事務作業等に多くご助力いただいた藤本康孝研究室秘書 日野恵利子氏に感謝を申し上げます。また，日頃からの研究室生活をともにした藤本康孝研究室をご卒業の先輩方，同級生および，後輩の方々に感謝申し上げます。とくに博士課程後期では鈴木章洋氏，永野健太氏，Cyusa Simba Christophe 氏，Bui Van Dinh 氏には本研究に対するご助言をいただくとともに，互いに切磋琢磨させていただいたことを大いに感謝申し上げます。

最後に本研究において生活面等で多大な理解と協力をいただいた両親，姉，兄に感謝申し上げます。