



Title	球面アクチュエータの高精度位置決め制御に関する研究
Author(s)	房安, 浩嗣
Citation	大阪大学, 2023, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/91936
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

球面アクチュエータの高精度位置決め制御に
関する研究

房 安 浩 翔

2022年12月

大阪大学大学院工学研究科

概要

産業用ロボットの分野では、近年、工作機械をはじめとする多くの機械が多軸化、多自由度化しており、多自由度の動作を実現するために、その自由度に応じて1自由度アクチュエータを組み合わせている。それらの装置では、各アクチュエータの位置決め誤差の累積により、ロボット先端の位置決め精度が低下するという課題がある。これに対して、球面駆動可能なアクチュエータを用いることで、機構小型化に加え、各自由度の回転軸が一点で交わることで逆運動学を幾何学的に解くことができ、より複雑な制御への対応が可能となる。さらに、各アクチュエータの位置決め誤差の累積がなく、高精度の位置決めが期待できる。

球面同期アクチュエータは、任意軸回りのトルクを制御可能なトルク発生式が提案されており、磁界解析等で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップに基づき姿勢制御する方法が提案されている。しかしながら、解析および実測のトルクマップに相違がある場合、このモデル化誤差が位置決め精度を低下させるため、微細作業ロボットへの適用に対しては、トルクマップの解析精度が不十分であるという問題がある。さらに、球面同期アクチュエータのベース構造である永久磁石モータのコギングトルクは、製造時に設計値の2～3倍となる報告があり、球面アクチュエータにおいても同様の課題が存在する。

本研究では、微細作業ロボットへの球面同期アクチュエータの適用に向けて、理想状態での位置決め精度と量産ばらつきが生じた際の位置決め精度を向上させる方法を検討し、球面同期アクチュエータの高精度位置決め制御手法を提案することを目的とする。

まず、球面同期アクチュエータの動作原理に関して、任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式について述べ、3次元有限要素法による磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を述べた。本解析法を球面同期アクチュエータに適用し、静トルク特性解析における出力トルクの解析精度を検証し、微細作業ロボットへの適用には、トルクマップのモデル化誤差の低減が課題であることを明らかにした。

次に、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態におけるトルクマップのモデルリング誤差の低減方法を検討した。球面同期アクチュエータの解析精度に影響を与える諸因子に対して、静トルク特性解析を適用し、磁極構造、要素分割法の検討等により、高

精度化を実現した。さらに、磁界解析と制御シミュレータを連携させることで、トルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析における閉ループ制御系を構築した。トルクマップに対してコギングトルクの隣接磁極影響の補正法を導入することで、高トルク密度であるが高精度化に不利な鉄心コイル型球面アクチュエータにおいて、低トルク密度であるが高精度化に有利な先行研究の空芯コイル型と同等の位置決め精度が得られた。これにより、微細作業ロボットへの適用に対して、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態としては十分な解析精度が得られ、本解析法の有用性が明らかになった。

次に、トルクマップベース制御法において、量産時の製造ばらつき誤差により解析および実測のトルクマップに相違がある場合に対して、深層強化学習である DDPG を適用した電流補償器を導入し、位置決め精度を改善する手法を提案した。強化学習における各パラメータが位置決め精度に与える影響を解明し、統計的検定を行い、本手法に統計的優位性があることを明らかにした。

最後に、試作機による実験環境を構築し動作特性を計測した。動トルク特性解析の結果と比較することで、本手法の有効性を確認し、実機においても深層ニューラルネットワークにより球面同期アクチュエータの複雑な駆動と強い非線形性に対応できることを示し、解析と実験の両面から本手法の有効性が明らかになった。本手法は、高トルク密度を実現可能な鉄心コイルを用いた球面同期アクチュエータの微細作業ロボットへの応用可能性を示している。本論文の研究成果は、多自由度アクチュエータの協働・遠隔協調ロボットへの適用により労働力不足への対応を図ることで、日本の製造業への貢献となることが期待される。

目次

第1章 緒論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 産業用ロボット	3
1.1.2 球面アクチュエータの先行研究	5
1.1.3 先行研究の課題	9
1.2 本研究の目的と方針	11
1.2.1 研究目的	11
1.2.2 研究方針	12
1.3 本論文の構成	12
第2章 球面同期アクチュエータの構造と動作原理	14
2.1 球面同期アクチュエータの基本構造	14
2.2 動作原理	17
2.2.1 トルク発生式	17
2.2.2 トルクマップ	18
2.3 静トルク特性解析	20
2.3.1 解析法	20
2.3.2 解析条件	20
2.3.3 解析精度	21
2.4 結言	22
第3章 トルクマップモデリング誤差低減	24
3.1 球面同期アクチュエータの解析精度に影響を与える要因の検討	24
3.1.1 磁極構造の検討	24
3.1.2 トルクマップの分解能の検討	30
3.1.3 要素分割の検討	32
3.2 位置決め精度を直接評価できる動トルク特性解析法	36
3.2.1 動トルク特性解析法	36
3.2.2 トルク誤差許容量の見積もり	37
3.2.3 位置決めの解析精度	39

3.3 位置決め精度向上.....	39
3.3.1 位置決め解析精度に影響を与える要因の検討	39
3.3.2 コギングトルク補正法の導入	44
3.4 PID 制御パラメータの検討.....	46
3.4.1 解析モデルと解析条件	46
3.4.2 制御シミュレータと磁界解析の連携方法	47
3.4.3 PID 制御因子とステップ遅れの検討	49
3.4.4 連携解析による PID 制御因子の検討	51
3.5 結言	54
第 4 章 トルクマップベース制御による高精度位置決め	56
4.1 コギングトルク誤差と解析精度の関係	56
4.1.1 動トルク特性解析における解析条件	56
4.1.2 コギングトルク誤差.....	58
4.2 深層強化学習を適用した電流補償器の導入	60
4.3 深層強化学習のパラメータの検討	65
4.3.1 報酬関数の連続性の検討	65
4.3.2 活性化関数の検討	66
4.3.3 報酬関数の係数の検討	68
4.4 統計的検定による提案手法の評価	72
4.5 結言	76
第 5 章 実証実験	77
5.1 測定装置	77
5.2 検証内容	80
5.3 動トルク特性解析結果	81
5.4 測定結果	83
5.5 結言	86
第 6 章 結論	87
参考文献	90
謝辞	97

研究業績	99
学術論文	99
国際会議発表論文（査読付）	100
国内発表論文（筆頭のみ）	102
表彰	103
国内登録特許（筆頭発明のみ）	103
US 登録特許（筆頭発明のみ）	104

第1章 緒論

本章では、日本の製造業を取り巻く環境から、特にここ最近、人と同じ空間でともに働き、ヒト作業を簡単に置き換えられる産業用の人間協調型ロボット「協働ロボット」^{(1)~(3)}に着目し、協働ロボットを始めとした産業用ロボットについて述べる。続いて、その構成要素のひとつであるアクチュエータの中でも、電磁アクチュエータを用いて多自由度システムを構成する場合として、球面アクチュエータについて述べる。次に、球面アクチュエータの先行研究事例と、球面アクチュエータを産業用ロボットに適用する際の課題について述べる。最後に、本論文で提案する多自由度アクチュエータが解決する課題について述べ、本論文の構成を述べる。

1.1 研究背景

世界のロボット市場は、日本・欧州では労働力人口減少、中国・新興国では賃金上昇や品質向上ニーズ拡大等を背景として増加傾向で、特に2014年以降は前年比2桁増で拡大している。とりわけ、日本の製造業を取り巻く環境としては、高齢化社会の進展に伴い労働力不足が危惧されており^{(4)~(6)}、工場における労働力不足に対して、特にここ最近、ヒトと同じ空間でともに働き、ヒト作業を簡単に置き換えられる産業用の人間協調型ロボット「協働ロボット」への期待が大きくなっている。

国内では2013年12月に規制が緩和され、安全性を確保できる何らかの処置が行われたロボットに対しては、人間と共同作業を行うことなどが可能となったが⁽⁷⁾、日本企業においては、依然として従来の柵が不要となる80W以下が安全基準のよりどころとなることが多く、安全確保には、ヒトと比べて明らかに動作を遅くするか、軽量化による衝突ダメージ低減が必要という課題がある。

一方で、微細作業や高出力レーザーを使うなどの危険作業においては、ヒトの手で直接操作することが困難で、反力フィードバック機構がついたマニピュレータなどの補助器具を使う「遠隔協調ロボット」^{(8)~(10)}が期待されている。その中でも、ヒトの手で直接操作することが困難な微細作業を行うロボットでは、ヒトと同じ空間で作業を行うことができ、

一つの作業に特化した専用ロボットよりも複数の作業に使える汎用ロボットで構成することが求められている。微細作業ロボットとしては、Fig. 1.1 に示す直径 1 mm 以下のイメージセンサを先端に搭載した血管内視鏡カテーテル⁽¹¹⁾等のマイクロ組み立てを行うロボットがあり、cm オーダーの一般的な組み立て作業に比べると位置決め精度が 100 倍以上必要、ロボットの微小操作力を作業者の手への反力として力覚デバイス等での伝達が必要という課題がある。さらに、微細作業ロボットを汎用ロボットで実現するためには、微細作業を行うための高精度位置決めと高出力トルクの両立が必要である。

マイクロ組み立てのための協働・遠隔協調ロボットを Fig. 1.2 に示す。このロボットの実用化への課題をまとめると、安全確保には①軽量化による衝突ダメージ低減、柔軟物のマイクロ組み立てには②位置決めの高精度化、③ロボットの微小操作力の手への反力伝達がある。スレーブ／マスターのスケールが 1/100 の場合、操作者がマスターを 1 cm 操作したときスレーブとなるロボット先端は 100 μm 移動する。このとき、ロボット先端の位置決め精度が ±100 μm を達成できれば、操作者は cm オーダーの操作精度でマイクロ組み立てが可能となる。本研究では、マイクロ組み立てのための協働・遠隔協調ロボット実用化への課題の中で、「位置決めの高精度化」に焦点をあてている。次項では、協働・遠隔協調ロボットのベースとなる産業用ロボットについて述べる。



(a) Vascular endoscopic catheter



(b) Tip of vascular endoscope

Fig. 1.1 Targeted examples of fine work requiring assembly with precision robots.

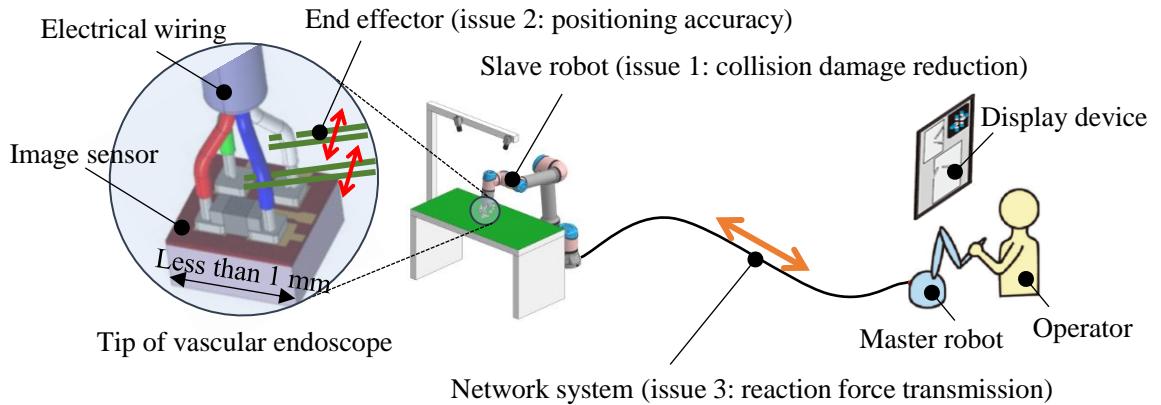


Fig. 1.2 Overview and issues of human-support and remote collaboration robots.

1.1.1 産業用ロボット

ロボットは一般的に、アクチュエータ、センサ、通信装置、コンピュータ、エネルギー源等から成り立っており、その中のアクチュエータは、入力されたエネルギーを実際の物理的な運動へと変換する重要な部品の1つである。アクチュエータは、使用する動力源によって様々な形式が存在する。動力源の取り扱い易さ、発生可能な推力、発生可能な変位などから、現在のロボットで主に使われているのは、電磁、油圧、空気圧の3種類のアクチュエータである。永久磁石や電磁石などの磁界エネルギーを用いたアクチュエータである電磁アクチュエータは、油圧、空気圧アクチュエータでは必要なコンプレッサが不要で、システムの小型化が可能であり、かつメンテナンス性に優れているという特徴がある。さらに、電磁アクチュエータは応答性や位置決め精度に優れており、プログラム制御と組み合わせることで、油圧や空気圧では困難な複雑で高性能の動きが可能となる。一方、油圧アクチュエータは油の圧縮力を用いた高い力密度を有しており、推力に関しての優位性を持っている。それに対して、代表的な電磁アクチュエータの1つである回転モータは、減速機（ギア）を用いれば容易にトルク密度を向上させることができることから、電磁アクチュエータのロボットへの使用例は圧倒的に多い。

産業用ロボットの分野では、近年、工作機械をはじめとする多くの機械が多軸化、多自由度化しており、多自由度の動作を実現するために、その自由度に応じて Fig. 1.3(a)に示

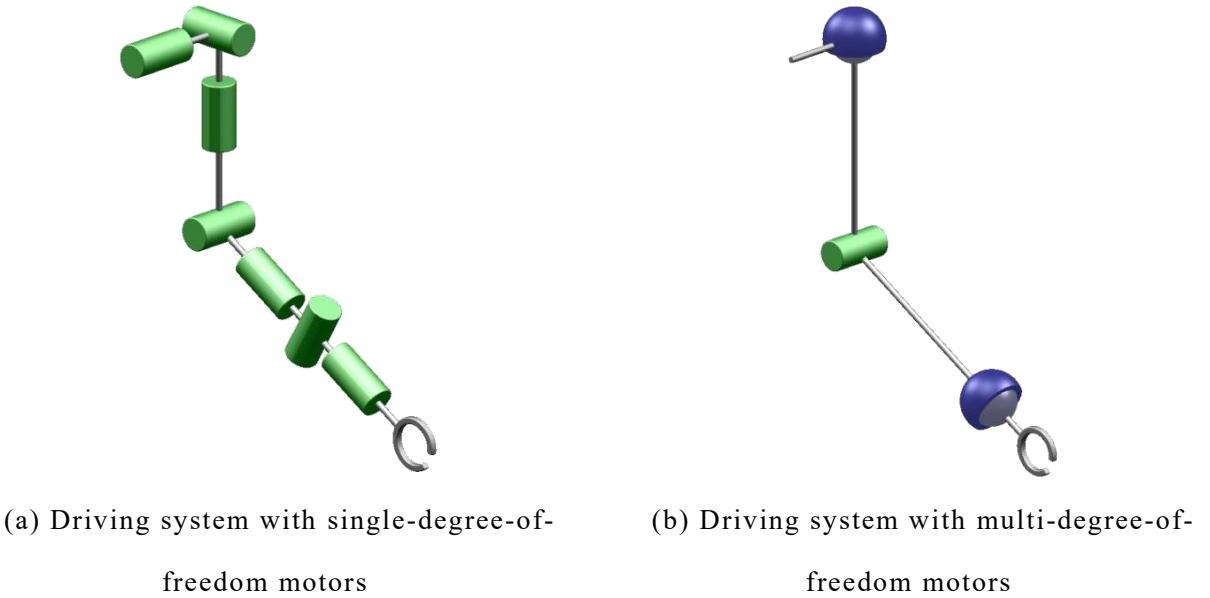


Fig. 1.3 Multi-degree-of-freedom systems.

すように 1 自由度アクチュエータを組み合わせている⁽¹²⁾⁽¹³⁾。Fig. 1.3(a)は、腕であるリンクと関節であるモータを直列に結合して構成されたシリアルリンク機構⁽¹⁴⁾である。これらの機械では、手先であるエンドエフェクタに近いモータが根元の関節であるベース付近のモータの負荷となるため、ベースに近づくにつれてモータが大型化し、システム全体の重量が増加する傾向となる。この重量増加は、制御における精度の低下と消費エネルギーの増大をもたらす。力制御の高精度化のためにはエンドエフェクタのアクチュエータの軽量化が重要である。また、各アクチュエータの位置決め誤差の累積により、ロボット先端の位置決め精度が低下するという課題も存在する。これに対して、Fig. 1.3(b)に示すように球面駆動可能なアクチュエータ^{(15)~(25)}を用いることで、機構小型化による前述の制御問題の解決が可能となり、各アクチュエータの位置決め誤差の累積がなく、高精度の位置決めが期待できる。

また、球面アクチュエータは球の中心を通る任意の軸周りに回転可能な機構を有しており、人間の手首や肩関節のような 3 自由度回転運動を 1 台のアクチュエータで実現することが可能である。従来のマニピュレータは回転モータと直動モータを組み合わせたリンク機構が多用されており、このシリアルリンク機構のエンドエフェクタの位置と姿勢に対す

る各モータの回転角を導出する逆運動学問題において、一般的には幾何学的に解くことができず、モータの角度を決定できない。この逆運動学問題を解くために、1自由度モータの回転軸を一致させるといった構造的な工夫がなされている⁽²⁶⁾。それに対して、各自由度の回転軸が常に一致しているという特徴を持つ球面アクチュエータを用いれば、上述の問題は発生せず、逆運動学問題を幾何学的に解くことが可能であり、制御の簡素化による高速化やより複雑な制御への対応による高度化が期待できる。

これらの理由から、球面駆動可能なアクチュエータは、産業用ロボット等の分野、中でも、人の手での直接操作が困難な微細作業や危険作業等を置き換えるロボットへの応用が期待されている。

1.1.2 球面アクチュエータの先行研究

前項で述べた背景から、球面アクチュエータ実現への期待は高く、電磁力を利用した多自由度球面アクチュエータは、様々な研究機関で、同期モータやステッピングモータ等の種々の駆動原理を利用したアクチュエータの研究開発が行われている。以下に同期モータの原理を利用した球面同期アクチュエータを中心に、球面アクチュエータの代表的な先行研究の例を示す。

シェフィールド大学の Wang らによって開発された 3 自由度球面同期アクチュエータを Fig. 1.4 に示す^{(27)~(30)}。このアクチュエータは小型ロボットへの搭載を目的としており、

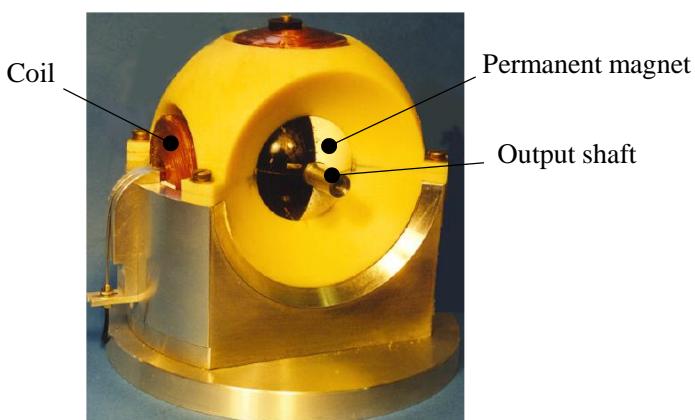


Fig. 1.4 Spherical-permanent-magnet motor (The University of Sheffield)⁽³⁰⁾.

外径 44 mm, 最大トルク 0.4 Nm のインナーロータ型である。可動子は 4 極の永久磁石で構成され, その周囲に配置される固定子は 8 個のコイルを有し, 4 相の電流制御で駆動する。コイルは内部に鉄心を有さない空芯コイルを採用しているため, 可動子にはコギングトルクが発生せず, 電流トルクにコギングトルクのリップルが外乱として加わることがなく制御性が向上する。しかしながら, 空芯コイルであるため, 出力される電流トルクが小さいという問題がある。可動範囲は傾き方向に $\pm 45^\circ$, 回転方向に 360° であり, 可動子の位置センシングは, 固定子内部に設置されたホールセンサとイメージセンサを用いて行われる。ホールセンサは, 可動子の移動とコイルによる磁界変化をセンシングし, 可動子は白く塗られた北半球と黒く塗られた南半球をセンシングすることで, 可動子位置を検出している。最大トラッキングエラーは 0.14° である。

アーヘン工科大学の Kahlen らによって開発された 3 自由度球面同期アクチュエータを Fig. 1.5 に示す^{(31)~(33)}。このアクチュエータは大型産業用機械への適用を目的としており, 外径 400 mm, 最大トルク 40 Nm のインナーロータ型である。可動子にはその表面に球殻状の永久磁石を経度方向および緯度方向にそれぞれ極が入れ替わるように配置し, その周囲に配置される固定子には 96 個のコイルがある。96 相分の電流を制御することで可動範囲内の任意の姿勢を実現可能である。なお, この電流制御は, 96 個のデジタル・シグナル・プロセッサ (DSP) ボードにおいて実時間処理を行って 96 相インバータで駆動するため,

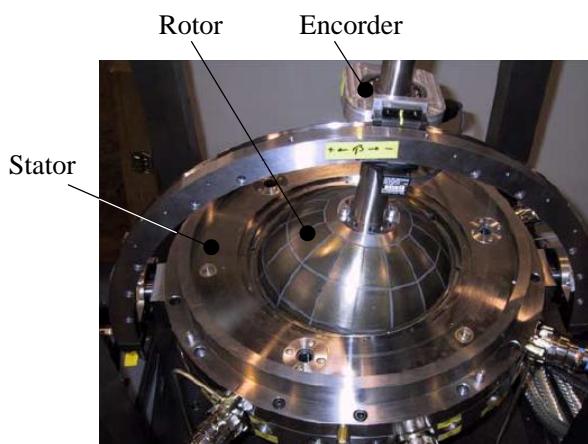


Fig. 1.5 Spherical stepping motor (Aachen Institute of Technology)⁽³³⁾.

大掛かりな制御装置が必要である。コイルは、鉄心コイルを採用しているため、コギングトルクが発生するが、出力可能な電流トルクが大きいという利点がある。可動範囲は傾き方向に±60°、回転方向に360°である。また、可動子のセンシングは、出力軸に設置されたガイドとロータリエンコーダによって行われている。文献(31)～(33)では、位置精度に関する具体的な検討結果までは示されていない。

東北学院大学の熊谷らによって開発された3自由度球面電磁誘導アクチュエータをFig. 1.6に示す⁽³⁴⁾。このアクチュエータは、一脚ロボットの駆動輪に適用するために開発され、可動子球外径は246 mm、最大トルクは4 Nmのインナーロータ型である。可動子は導体できた球であり、固定子は4個のコイルを有する。可動子球表面が出力軸となることから可動範囲に制限はなく、あらゆる方向に無限回転することが可能となっている。球面誘導アクチュエータは、永久磁石が不要で可動子構造がシンプルであるが、球面同期アクチュエータにおける永久磁石に相当する励磁電流を固定子コイルによって供給しなければならないため、エネルギー効率が低下し、電流トルク密度が小さい。固定子の電機子はそれぞれイメージセンサを有しており、それらの情報から可動子の位置情報を算出する。文献(34)によると、速度制御でステップ応答0.1 s、良好なトラッキングとの記載はあるが位置精度に関する具体的な検討結果は示されていない。

華中科技大学のBaiらによって開発された3自由度球面同期アクチュエータをFig. 1.7

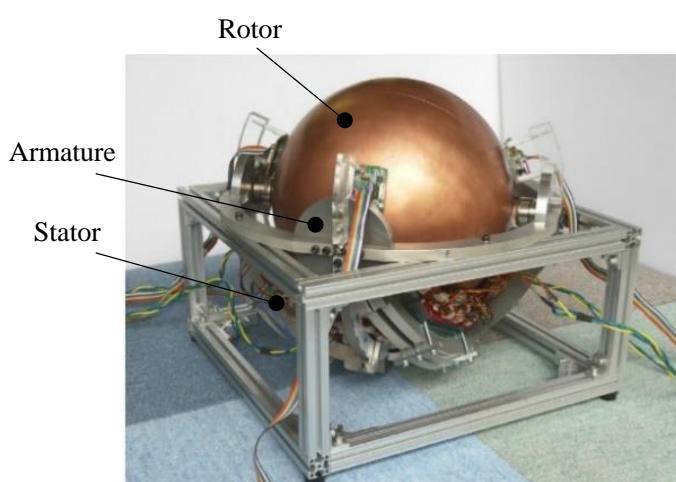


Fig. 1.6 Spherical induction motor (Tohoku Gakuin University)⁽³⁴⁾.

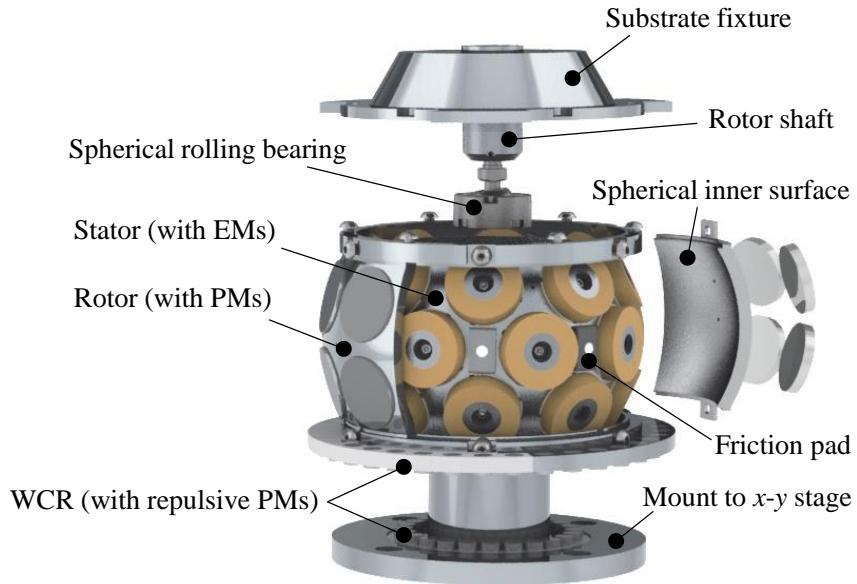
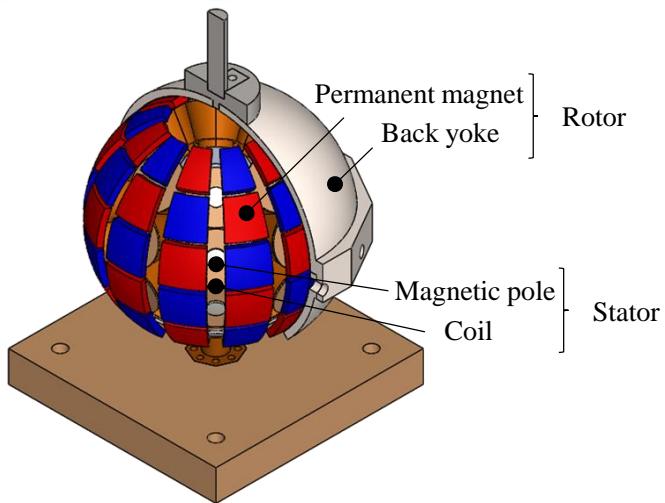


Fig. 1.7 Spherical motor (Huazhong University)⁽³⁵⁾.

に示す⁽³⁵⁾。このアクチュエータはメタリックインクを用いた任意曲面への微細印刷用ノズルヘッド搭載を目的としており、外径 180 mm のアウターロータ型である。可動子は 24 極の永久磁石で構成され、その内側に配置される固定子は 24 個のコイルを有している。コイルは内部に鉄心を有さない空芯コイルを採用しているため、コギングトルクが発生せず制御性が向上するが、空芯コイルであるため、出力される電流トルクが小さいという問題がある。可動範囲は傾き方向に $\pm 30^\circ$ 、回転方向に 360° であり、最大トラッキングエラーは 0.02° である。

最後に、大阪大学の西浦らによって開発された 3 自由度球面同期アクチュエータを Fig. 1.8 に示す^{(36)~(39)}。このアクチュエータは人型ロボットの手首間接への搭載を目的としており、外径 97 mm のアウターロータ型である。アウターロータ型の同期アクチュエータでは、インナーロータ型と比較して可動子外径が大きくなる。このとき可動子に働くトルクは磁極から受ける電磁力と可動子外径の外積で与えられるため、アウターロータ型はインナーロータ型に比べて高トルク化が期待できる。また、アウターロータ型は同じ外径のインナーロータ型のモータに比べて永久磁石体積を大きくすることができ、高トルク化に有利な構造といえる。可動範囲は傾き方向に $\pm 40^\circ$ 、回転方向に 360° である。

Fig. 1.8 Spherical motor (Osaka University)⁽³⁶⁾.

1.1.3 先行研究の課題

本論文では前項で述べた球面同期アクチュエータに注目する。このアクチュエータは、任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式が提案されており、その制御性は高い。球面同期アクチュエータの中でも内部に鉄心がない空芯コイルを採用したタイプでは、可動子にコギングトルクが発生しないこともあるってその位置精度が高い傾向にあり、前項で述べたようにトラッキングエラーが $0.02\sim0.14^\circ$ といった報告がある。これは、半径 50 mm の球面同期アクチュエータ表面に設置した 200 mm の長さのアーム先端の位置決め精度に換算すると、 $0.09\sim0.6$ mm となる。しかしながら、空芯コイル型は、出力される電流トルクが小さいという問題がある。一方、出力される電流トルクが大きい鉄心コイル型は、可動子にコギングトルクが発生し、その位置精度は低い傾向にあり、位置精度の具体的な検討結果は示されることが少ない。

球面同期アクチュエータにおいては、高トルク密度実現可能な鉄心コイルを用いたアウターロータ型の 3 自由度球面同期アクチュエータの開発が進められており、3 次元有限要素法（3-D FEM）⁽⁴⁰⁾による磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップに基づき姿勢制御する方法が提案されている⁽⁴¹⁾。しかしながら、解析および実測のトルクマップに相違がある場合、このモデル化誤差が位置

決め精度を低下させるため、1 mm 以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの適用に対しては、トルクマップの解析精度が不十分であるという課題がある。

さらに、球面同期アクチュエータのベース構造である永久磁石モータのコギングトルクは、製造時に生じる磁石特性のばらつき、鉄心磁気特性の不均一性や設計との形状誤差といった製造誤差による量産ばらつきにより設計値の2~3倍となる報告があり⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾、球面同期アクチュエータにおいても同様の課題が存在する。

近年、アクチュエータの高精度かつロバストな運動制御を実現するために、ニューラルネットワーク (NN)、ロバスト NN (RNN) 制御、ファジー NN など、メカトロニクスやモーションのための高度な知能コントローラが数多く提案されている^{(44)~(46)}。球面アクチュエータの複雑な運動に対しては、ロバスト制御が適している。

河北科技大学の Li は磁場、負荷、摩擦の変化などの不確実性外乱に対して、制御の不確かさを低減するために、RNN 制御方式を Fig. 1.9 に示すような球面同期ステッピングモータに適用し、実時間運動制御を実現した⁽⁴⁷⁾。外乱に対する制御性を定性的に改善しているが、位置精度に関する具体的な検討結果は示されていない。

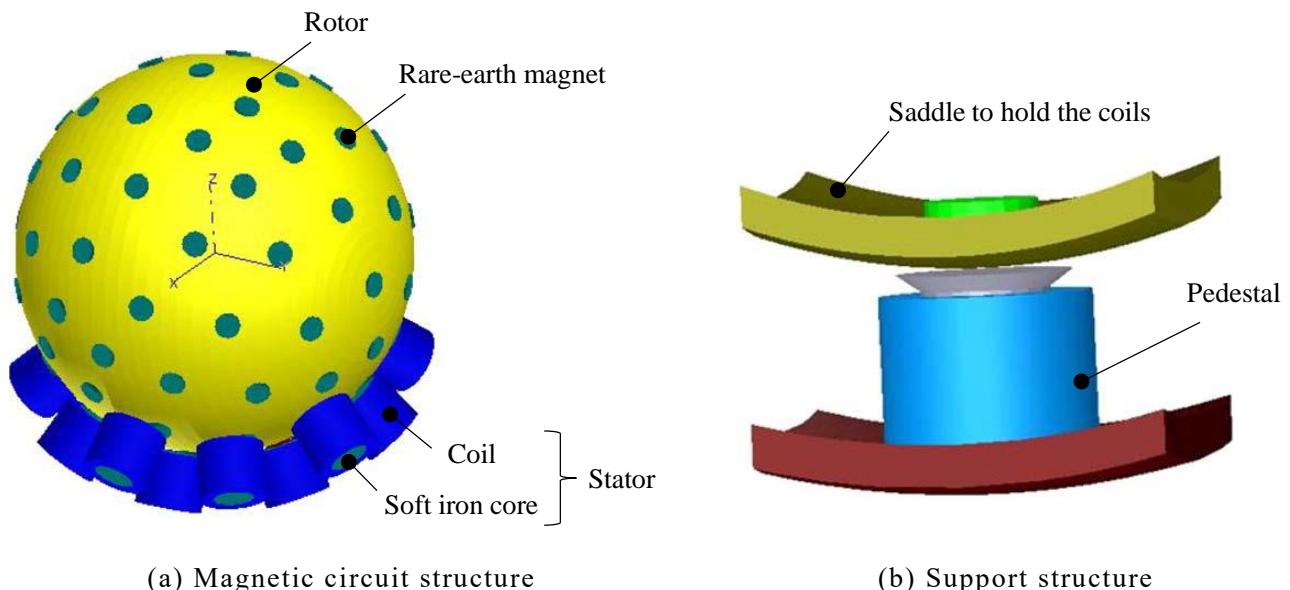


Fig. 1.9 PM spherical stepper motor (Hebei University of Science and Technology)⁽⁴⁷⁾.

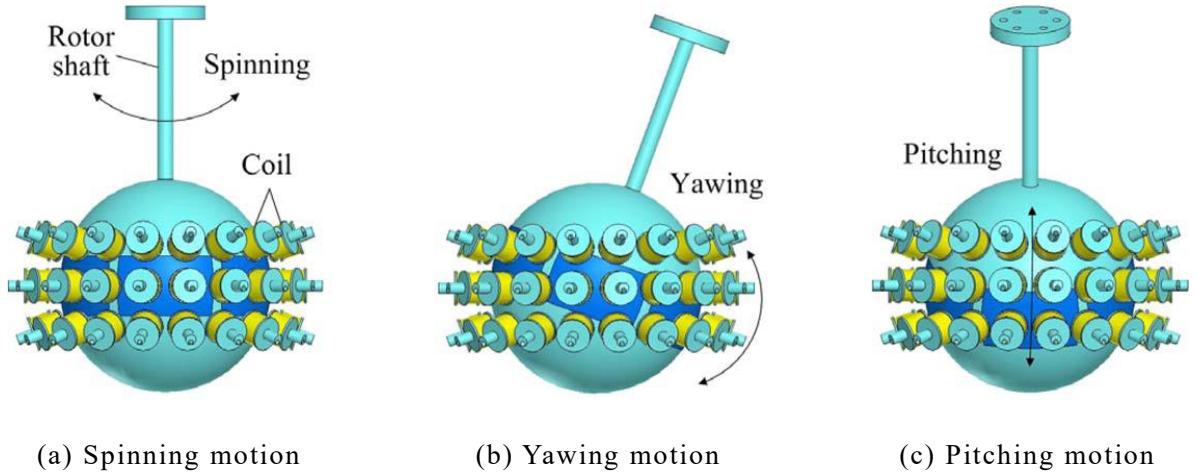


Fig. 1.10 PM spherical motor (Tianjin University) (48).

天津大学の Xia らは、不確実性と外乱に対して、ファジィコントローラと NN 識別器を用いた Fig. 1.10 に示すような球面同期アクチュエータの動的デカップリング制御アルゴリズムを提案した⁽⁴⁸⁾。プロポーショナル・インテグラル・ディファレンシャル（PID）制御に比べてトラッキングエラーを改善しているが、依然として誤差が大きく残っており、十分に改善したとはいえない。

1.2 本研究の目的と方針

前節で述べた課題を受け、以下に本研究における目的と方針を示す。

1.2.1 研究目的

本研究では、高トルク密度を実現可能な鉄心コイルを用いたアウターロータ型の 3 自由度球面同期アクチュエータを微細作業ロボットに適用する際の課題に着目し、その課題の中でも、設計時などのばらつきのない理想状態での位置決め精度と、量産ばらつきが生じた際の位置決め精度に焦点をあてている。1 mm 以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの球面同期アクチュエータの適用に向けて、理想状態での位置決め精度と量産ばらつきが生じた際の位置決め精度を向上させる方法を検討し、球面同期アクチュエータの高精度位置決め制御手法を提案することを目的とする。高トルク密度と位置決め精度

の高精度化の両立を図ることで、多自由度アクチュエータの協働・遠隔協調ロボットへの適用が可能となり、今後の日本の製造業に大きく貢献する。

1.2.2 研究方針

電流トルクが大きい鉄心コイル型の球面同期アクチュエータにおける位置決め精度の向上に対して、新規・新奇性、独創性、提案の新しさ、および、単に開発にとどまらない普遍的な知の獲得などを目指す。具体的には、まず、トルクマップの解析精度を低下させる要因を分析し、設計時などのばらつきのない理想状態でのトルクマップの解析精度向上の方法を検討する。解析精度向上に対しては、磁極構造、トルクマップの分解能および3-D FEMにおける要素分割を検討するとともに、コギングトルク補正法の提案を行う。さらに、理想状態のみならず、量産時のばらつきによりトルクマップのモデル化誤差が生じる場合に対して、深層強化学習⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾による電流補償器でトルクマップのモデル化誤差を補償し、位置決め精度を改善する手法の提案を行う。

1.3 本論文の構成

本論文では、先の1.2.2節で述べた方針に基づき、球面アクチュエータの産業用ロボット適用に向けた高精度位置決め制御に関する研究について、以下の構成に従って述べる。

第2章では、本論文で扱う3自由度の駆動が可能なアウターロータ型球面同期アクチュエータの基本構造について述べる。球面同期アクチュエータの動作原理に関して、任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式について述べ、3-D FEMによる磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を示す。本解析法を球面同期アクチュエータに適用し、静トルク特性解析における出力トルクの解析精度を検証する。

第3章では、設計時などのばらつきのない理想状態でのトルクマップのモデリング誤差について検討する。球面同期アクチュエータの解析精度に影響を与える諸因子に対して、静トルク特性解析を適用する。さらに、位置決め精度を直接評価できるトルクマップベース制御に対応したPID制御を用いた動トルク特性解析法を示し、位置決め解析精度に影響を与える要因を検討する。制御シミュレータと磁界解析の連携方法について議論し、位置

決め精度向上のために、コギングトルク補正法を提案する。

第 4 章では、高精度位置決めのためのトルクマップベース制御法について検討する。量産時のコギングトルクばらつきに対するトルクマップのモデル化誤差を深層強化学習による電流補償器で補償し、位置決め精度を改善する手法を提案する。深層強化学習における各パラメータが位置決め精度に与える影響を明確にし、位置決め精度の向上を図る。さらに、統計的検定を行うことで、本手法の統計的優位性を明らかにする。

第 5 章では、試作機による実験環境を構築し動作特性を計測し、深層 NN により球面同期アクチュエータの複雑な駆動と強い非線形性に対応できることを示し、解析と実験の両面から本手法の有効性を明らかにする。

最後に第 6 章では、本研究で得られた結果を総括し、結論を述べる。

第2章 球面同期アクチュエータの構造と動作原理

本章では、3自由度の駆動が可能なアウターロータ型球面同期アクチュエータの基本構造とその動作原理について説明し、3-D FEMによる磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を示す。さらに、静トルク特性解析における出力トルクの解析精度を検証する。

2.1 球面同期アクチュエータの基本構造

本章で扱う3自由度の駆動が可能なアウターロータ型球面同期アクチュエータは、Fig. 2.1に示すように、球状の可動子内面に緯度、経度方向に極が切り替わるように球殻状の永久磁石を配置し、固定子に複数のコイルを配置している。アウターロータ型は可動子を外側に持ち、電磁力が発生するエアギャップを外側に配置できるため、高トルク化が期待できる。一方で、可動子が外側にあることから球面軸受を用いて可動子を支持することが困難であり、ジンバル機構による支持はシステム全体の大型化につながる。そこで、Fig. 2.1(d)のように先端が自由に回転するクランピングスクリューで可動子内側を直接支持する構造としている。駆動時は可動子と同期するようにコイルに多相の電圧を印加し、多自由度の回転を実現している。

アクチュエータ仕様をTable 2.1に示す。球状の可動子には、Fig. 2.2に示すように球殻状の永久磁石が緯度 θ 方向に22.5°間隔、経度 ϕ 方向に30°間隔で極が切り替わるよう配置されている。固定子は、原点対称の位置関係にある2本の磁極を1対とした磁極対で構成される。磁極対は、コイルと軟磁性体の鉄心でできており、Fig. 2.3に示すように緯度 θ 方向に30°間隔、経度 ϕ 方向に45°間隔に配置し、32本の磁極（16本の磁極対）で構成されている。磁極対を構成する2本の磁極には同相の電流を入力するため、制御電流の相数は磁極数の半数となり、16相となる。

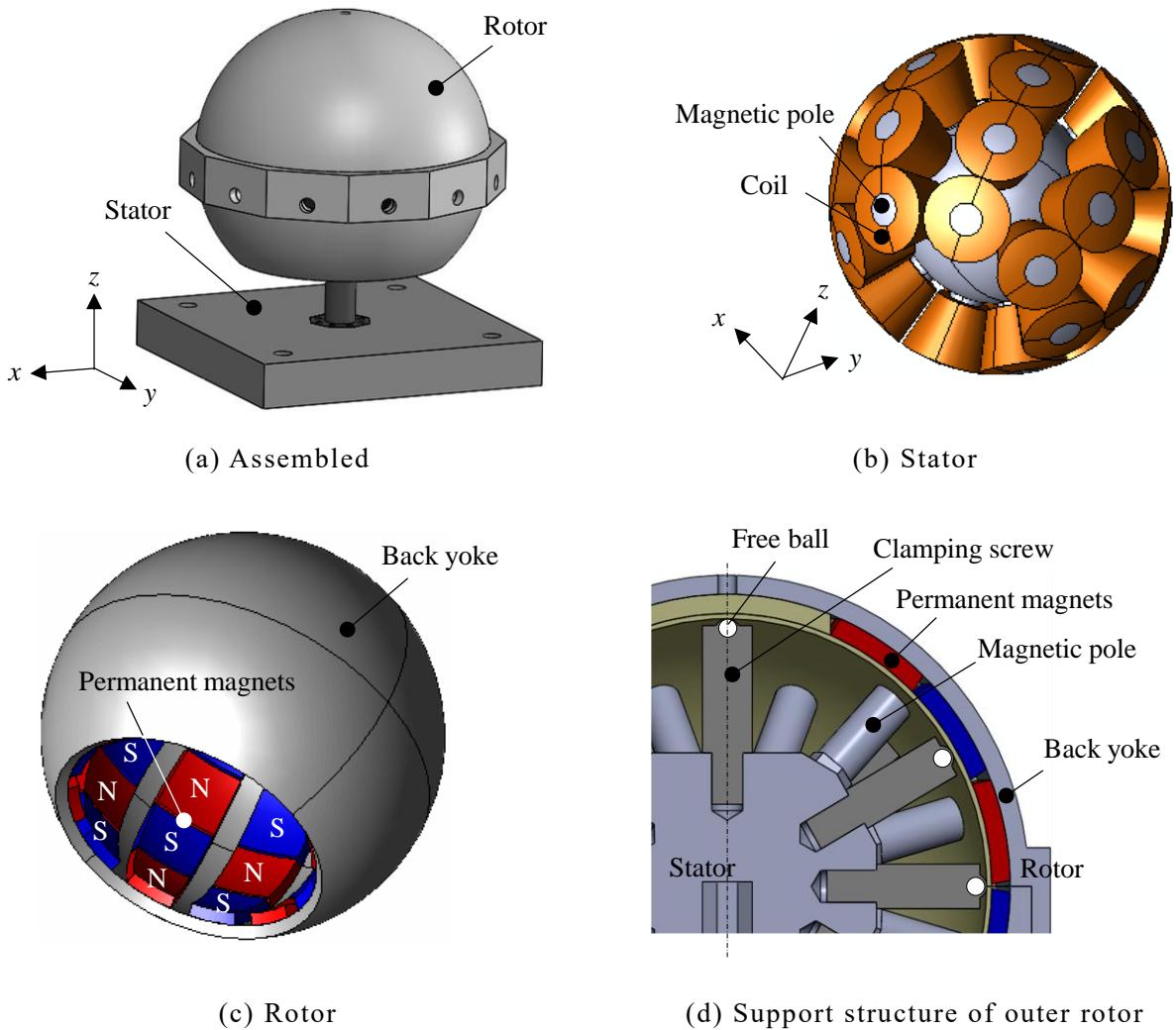


Fig. 2.1 Structure of spherical actuator.

Table 2.1 Specification of spherical actuator.

Diameter [mm]	97.0
Thickness of permanent magnets [mm]	3.0
Air gap length [mm]	0.7
Residual magnetic flux density [T]	0.68
Number of phases	16
Number of coil turns	180
Movable range [deg]	x and y-axis z-axis
	40 360

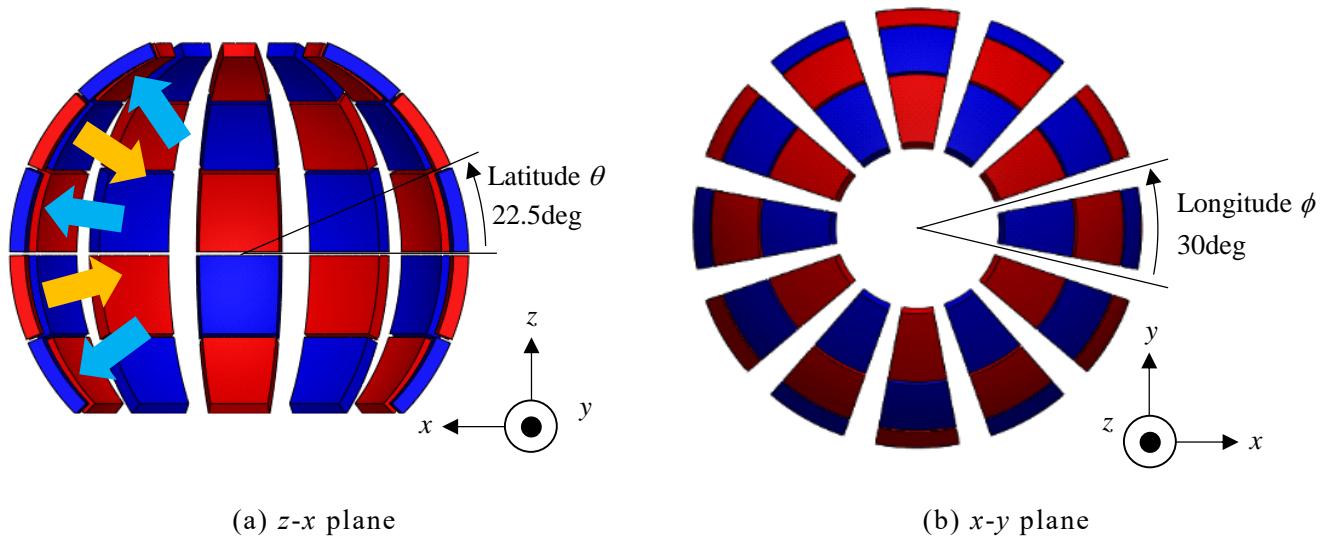


Fig. 2.2 Rotor magnets.

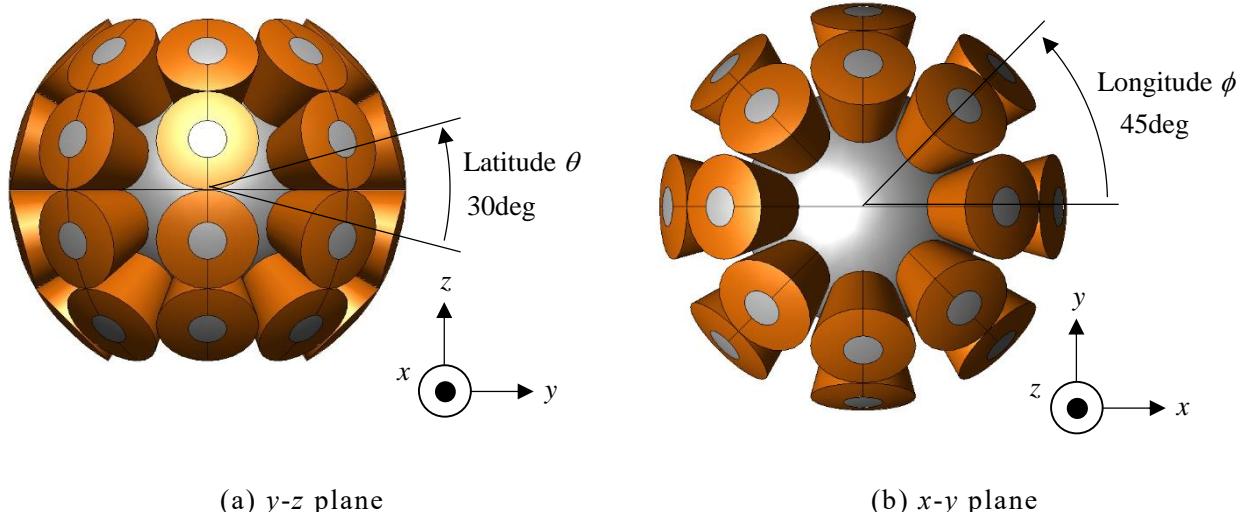


Fig. 2.3 Magnetic poles of stator.

2.2 動作原理

球面同期アクチュエータの動作原理に関して、任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式について説明し、3-D FEMによる磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を示す。

2.2.1 トルク発生式

本論文で用いるトルク発生式について述べる。ここで、各コイルで生成された磁界は他のコイルで生成された磁界に影響を及ぼさず、それぞれ独立にアクチュエータのトルクに寄与すると仮定すると、 n 相の入力電流を用いる多自由度の球面同期アクチュエータのトルク発生式は次式で表される^{(51)~(53)}。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} K_{mx}(p_1) & K_{mx}(p_2) & \dots & K_{mx}(p_k) & \dots & K_{mx}(p_n) \\ K_{my}(p_1) & K_{my}(p_2) & \dots & K_{my}(p_k) & \dots & K_{my}(p_n) \\ K_{mz}(p_1) & K_{mz}(p_2) & \dots & K_{mz}(p_k) & \dots & K_{mz}(p_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_k \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} T_{cogx}(p_1) + T_{cogx}(p_2) + \dots + T_{cogx}(p_k) + \dots + T_{cogx}(p_n) \\ T_{cogy}(p_1) + T_{cogy}(p_2) + \dots + T_{cogy}(p_k) + \dots + T_{cogy}(p_n) \\ T_{cogz}(p_1) + T_{cogz}(p_2) + \dots + T_{cogz}(p_k) + \dots + T_{cogz}(p_n) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{K}_m \mathbf{i} + \mathbf{T}_{cog} \quad (2.1) \end{aligned}$$

ここで、 T_x , T_y , T_z はそれぞれ x , y , z 軸まわりの出力トルク, p_k は可動子座標系での各コイルの位置を示し, $K_{mx}(p_k)$, $K_{my}(p_k)$, $K_{mz}(p_k)$ はそれぞれ x , y , z 軸まわりの各コイルにおけるマグネットトルク定数, i_k は相 k のコイル電流, $T_{cogx}(p_k)$, $T_{cogy}(p_k)$, $T_{cogz}(p_k)$ はそれぞれ x , y , z 軸まわりの磁極 k におけるコギングトルクを示す。また, \mathbf{K}_m はマグネットトルク定数行列, \mathbf{T}_{cog} はコギングトルクベクトル, \mathbf{i} は電流ベクトルである。式(2.1)の右辺第1項は電流トルク, 右辺第2項はコギングトルクであり, 出力トルクはこの2つのトルクの和で表される。本論文で扱うアウターロータ型球面同期アクチュエータは, 固定子に原点対称の位置関係にあって同相の電流を入力する2本の磁極を1対とした磁極対を n 対配置

した構成である。制御電流の相数は n であるので、コイル数は $2n$ 、磁極数は $2n$ となる。

2.2.2 トルクマップ

球面アクチュエータのトルクは、Fig. 2.4 に示すような簡易磁極モデルが各姿勢におけるコイル位置 p_k で発生するトルクを足し合わせることによって式(2.1)から得られる。簡易磁極モデルを緯度 θ 方向に $\Delta\theta$ 刻み、経度 ϕ 方向に $\Delta\phi$ 刻みで回転させて、その各姿勢に対して 3-D FEM を用いた磁界解析を行う。各姿勢に対して、マグネットトルク定数行列 $\mathbf{K}_m(p_k)$ とコギングトルクベクトル $\mathbf{T}_{cog}(p_k)$ を次式で計算し、トルクマップを作成する。

$$\mathbf{K}_m(p_k) = \begin{bmatrix} K_{mx}(p_k) \\ K_{my}(p_k) \\ K_{mz}(p_k) \end{bmatrix} = \mathbf{T}(p_k, 1 \text{ A}) - \mathbf{T}(p_k, 0 \text{ A}) \quad (k = 1, 2, \dots, n) \quad (2.2)$$

$$\mathbf{T}_{cog}(p_k) = \begin{bmatrix} T_{cogx}(p_k) \\ T_{cogy}(p_k) \\ T_{cogz}(p_k) \end{bmatrix} = \mathbf{T}(p_k, 0 \text{ A}) \quad (k = 1, 2, \dots, n) \quad (2.3)$$

ここで、 \mathbf{T} は簡易磁極モデルを解析することで算出されたトルクであり、 p_k は簡易磁極モ

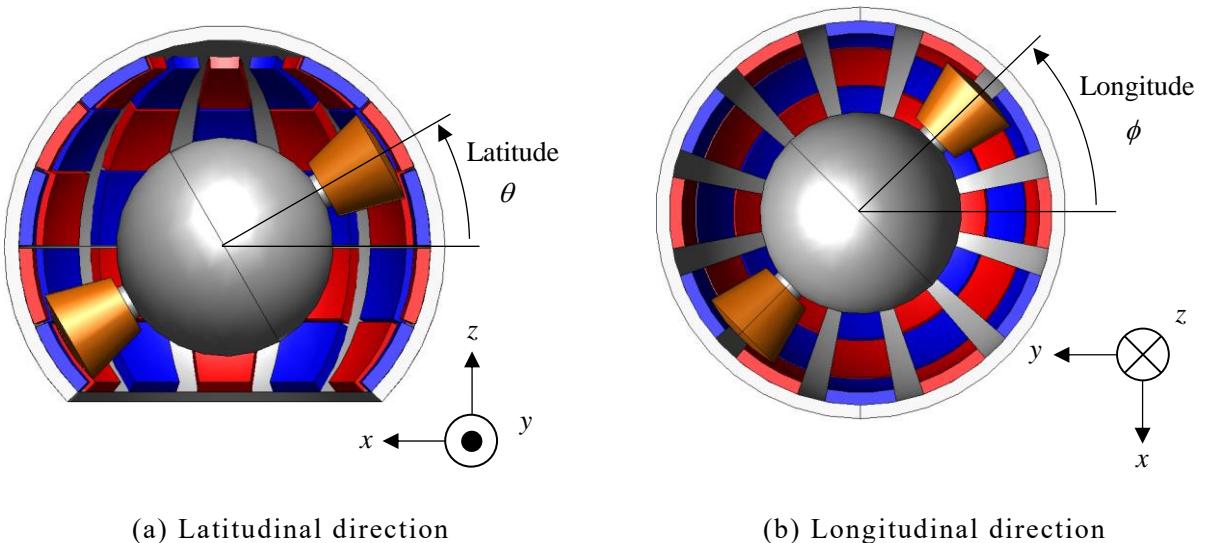


Fig. 2.4 Simple pole model.

トルクマップは、あらかじめ設定した磁極位置の x , y , z 軸まわりのマグネットトルク定数とコギングトルクを記したマップとなり、任意の可動子姿勢に対する磁極位置で必要なトルク定数は、トルクマップから磁極位置に応じた値を参照することで求まる。トルクマップをフルモデルの解析結果から求めようすると、3自由度の球面アクチュエータの任意の回転を表現するには、磁極と永久磁石との位置関係に対称性がないため、緯度 θ 方向、経度 ϕ 方向ともに可動領域全体にわたる解析を行う必要があるが、一対の磁極対からなる簡易磁極モデルを用いる場合、緯度 θ 方向に $1/2$ 電気角、経度 ϕ 方向に 1 電気角の解析を行い、モデルの対称性を利用して可動領域全体のトルクマップを算出することで、解析時間の短縮化が可能となる。

次に、目標トルクを出力するための各相の電流決定手法について述べる。制御対象が x , y , z 軸まわりの出力トルク T_x , T_y , T_z の 3 自由度であるのに対して、電流相数 n の方が多ければ、電流は一意に定まらない。そこで、目標を満たす中で銅損を最小にする電流である電流ベクトルのノルム最小解を適用する。マグネットトルク定数行列 \mathbf{K}_m に対するノルム最小解を得る疑似逆行列 \mathbf{K}_m^+ は次式で表される⁽⁵⁴⁾。

$$\mathbf{K}_m^+ = (\mathbf{K}_m^T \mathbf{K}_m)^{-1} \mathbf{K}_m^T \quad (2.4)$$

任意姿勢において目標トルクを出力するための各相の電流値は、式(2.1)の両辺に式(2.4)の疑似逆行列 \mathbf{K}_m^+ を乗じて電流 \mathbf{i} について整理した次式より求められる。

$$\mathbf{i} = \mathbf{K}_m^+ (\mathbf{T} - \mathbf{T}_{cog}) \quad (2.5)$$

ここで、 \mathbf{T} は出力トルクベクトルであり、目標トルクを表す。

2.3 静トルク特性解析

3-D FEM による磁界解析で事前に算出したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析を、Fig. 2.1～2.4 の 3 自由度球面アクチュエータに適用することで、静トルク特性解析の出力トルクの解析精度を検証する⁽⁵⁵⁾⁽⁵⁶⁾。

2.3.1 解析法

任意姿勢において目標トルクを出力するための各相の電流値は、式(2.5)を用いることで計算できる。可動子を回転させて、各姿勢で目標トルクを出力する各相の電流値を式(2.5)から計算し、その電流値を Fig. 2.1 のフルモデルに入力し、3-D FEM による磁界解析により出力トルクを算出する。目標トルクに対する出力トルクを比較することで、本解析法の解析精度を検証する。磁界解析には、JMAG-Designer（バージョン 19.1, JSOL 社製）⁽⁵⁷⁾を用いた。

2.3.2 解析条件

Fig. 2.5 にトルクマップ解析を行う簡易磁極モデルとトルク解析を行うフルモデルの磁

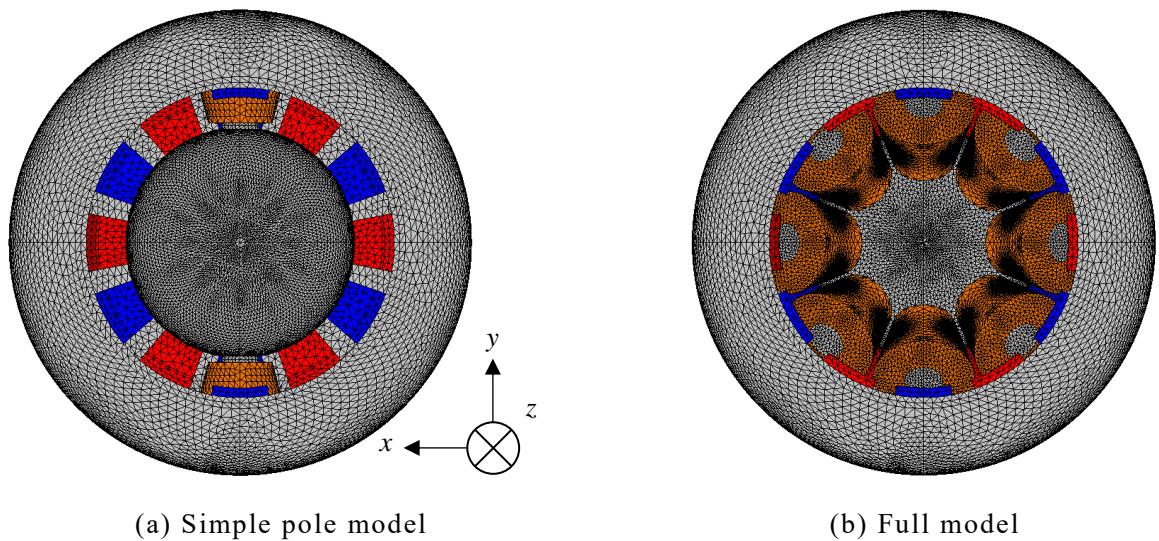


Fig. 2.5 Finite-element subdivisions except to air.

Table 2.2 Discretization data.

Analysis type	Torque map	Dynamic
Model	Simple pole	Full
Number of elements	453,337	777,032
Number of nodes	77,991	132,011
Number of steps (2 current condition)	492	41
CPU time [h]	10	1.3

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

界解析における要素分割図を示し, Table 2.2 に解析諸元を示す。両モデルとも, 磁極部分の要素サイズを 1 mm 程度に設定したが, Fig. 2.5 に示すように, 簡易磁極モデルは磁極対が 1 対のみであるためフルモデルとは要素分割が異なる。トルクマップの分解能は, 緯度 θ 方向に 2.3°, 経度 ϕ 方向に 3°とした。1 ステップ当たりの解析時間は, Intel Xeon Gold 5122 CPU を 2 基搭載し 4 並列で解析を行った場合, 簡易磁極モデルを用いたトルクマップ解析が約 2 分, フルモデルを用いたトルク解析が約 3 分であり, トルクマップ解析は 492 ステップで約 10 時間, トルク解析は 41 ステップで約 1.3 時間である。

2.3.3 解析精度

Fig. 2.6 に x 軸まわりに 0~40°の範囲で 1°ごとに姿勢を変化させたときの, 目標トルク 0.5 Nm に対する出力トルクの解析結果を示す。Fig. 2.6 より x 軸まわりの出力トルク T_x の解析結果は, 目標トルクに対する誤差は最大 50%, 平均 16%である。

出力トルクの計算では, 各可動子姿勢での磁極位置のトルク定数をトルクマップから参照するため, 出力トルクの計算精度は, トルクマップの精度に依存しており, 出力トルクの目標トルクに対する誤差は, トルクマップの精度やトルクのモデル化において無視できると仮定した各磁極の相互作用などの影響が考えられる。

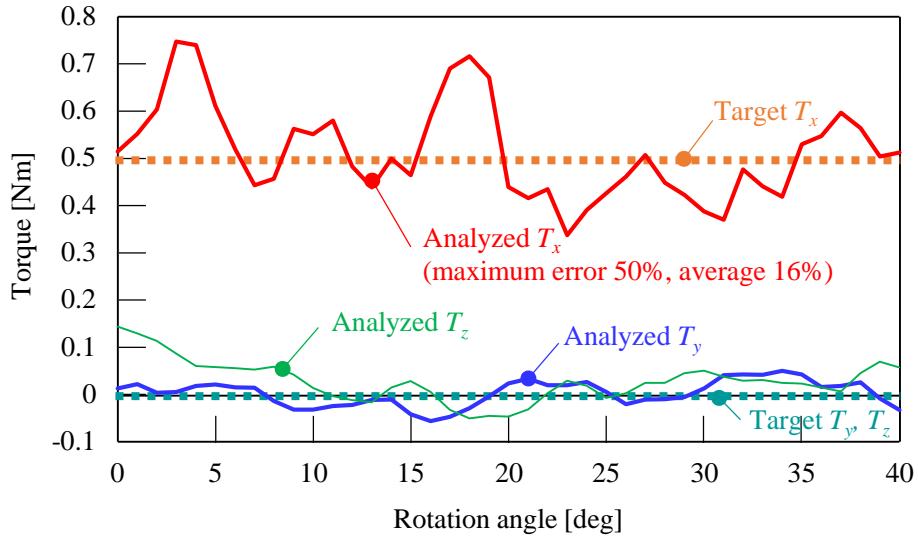


Fig. 2.6 Static analysis result.

2.4 結言

本章では、3自由度の駆動が可能なアウターロータ型球面同期アクチュエータの基本構造を示し、任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式から、任意姿勢において目標トルクを出力するための各相の電流値を算出する式を導出することで、その動作原理を説明した。

次に、3-D FEMによる磁界解析で事前取得したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を述べた。事前取得するトルクマップの計算方法として、一対の磁極対からなる簡易磁極モデルを用いて算出する方法を整理した。

本解析法を16相駆動型3自由度球面同期アクチュエータに適用し、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態として、静トルク特性解析により出力トルクの解析精度を検証した。その結果、目標トルクに対する誤差は、最大50%，平均16%であり、1mm以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの本解析法の適用には、解析精度が不十分であることを定量的に示した。出力トルクの計算では、各可動子姿勢での磁極位置

のトルク定数をトルクマップから参照するため、出力トルクの計算精度は、トルクマップの精度に依存しており、ばらつきのない理想状態を想定した解析であっても、微細作業ロボットへの本解析法の適用には、トルクマップのモデル化誤差の低減が課題であることを明らかにした。

第3章 トルクマップモデリング誤差低減

本章では、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態におけるトルクマップのモデリング誤差について検討する。静トルク特性解析を球面同期アクチュエータに適用し、解析精度に影響を与える諸因子を検討する。さらに、位置決め精度を直接評価できるトルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析法を構築し、位置決め解析精度に影響を与える要因を検討する。制御シミュレータと磁界解析の連携方法について議論し、位置決め精度向上のために、コギングトルクを補正する方法を提案する。

3.1 球面同期アクチュエータの解析精度に影響を与える要因の検討

球面同期アクチュエータの静トルク特性解析における解析誤差要因として、磁極構造、トルクマップの分解能、要素分割法を取り上げ、解析精度の向上検討を行う。

3.1.1 磁極構造の検討

磁極の鉄心構造が出力トルクの解析精度に与える影響を検討する。Fig. 2.1～2.3 に示した 16 相駆動型 3 自由度球面同期アクチュエータ（従来型モデル：以下、PR 型モデル）と、少相化と高トルク化の両立が可能なクラウンポール型モデル（以下、CP 型モデル）⁽⁵⁸⁾を用いて、出力トルクの解析精度の検討を行う。

CP 型モデルは、Fig. 3.1 に示すように補極を有する磁気回路独立磁極モデル構造である。Fig. 3.2 にトルクマップを解析するための簡易磁極モデルを示す。Table 3.1 にアクチュエータ仕様を示す。簡易磁極モデルを用いて、PR 型モデルと CP 型モデルの磁極構造の違いを Fig.3.3 に示し、磁束の流れの違いを Fig. 3.4 に示す。PR 型モデルは Fig. 3.3(a) に示すように円柱状の主極鉄心にコイルを巻いた単純な構造であり、磁束は Fig. 3.4(a) に示すように中心の固定子バックヨークを通り、可動子のバックヨークを通ってループする。それに対し、CP 型モデルは Fig. 3.3(b) に示すように従来の鉄心に加え、コイルを覆うように補極が追加されている。磁束は Fig. 3.4(b) に示すように主極鉄心から可動子のバックヨークを通り、補極を通ってループする。これにより、主極鉄心と補極の双方でトルクを発生可能で

あり、高トルク化が可能な構造である。

CP型モデルの固定子には、Fig.3.1(b)に示すように10本の磁極（5本の磁極対）が配置されている。磁極の位置をFig.3.5に示す。Fig.3.5は、原点対称の位置関係にある2本の磁極を一对とした磁極対ごとに色表示している。磁極対を構成する2本の磁極には同相の電流を入力するため、制御電流の相数は磁極数の半数となり、5相となる。CP型モデルの可動子は、Fig.2.1(c)に示したPR型モデルと同一のものを用いた。Table 3.2に解析諸元を

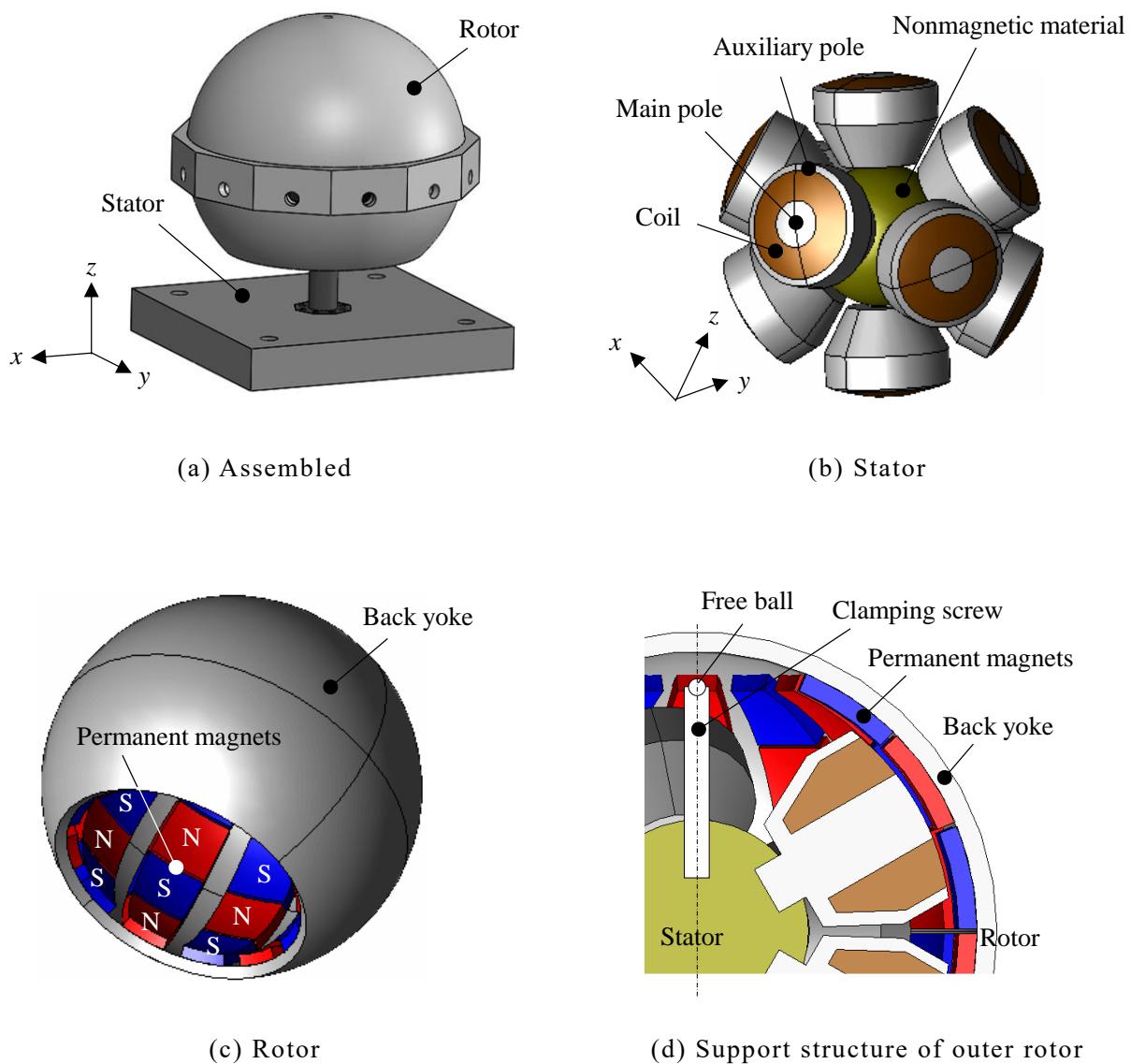


Fig. 3.1 Structure of spherical actuator (CP model).

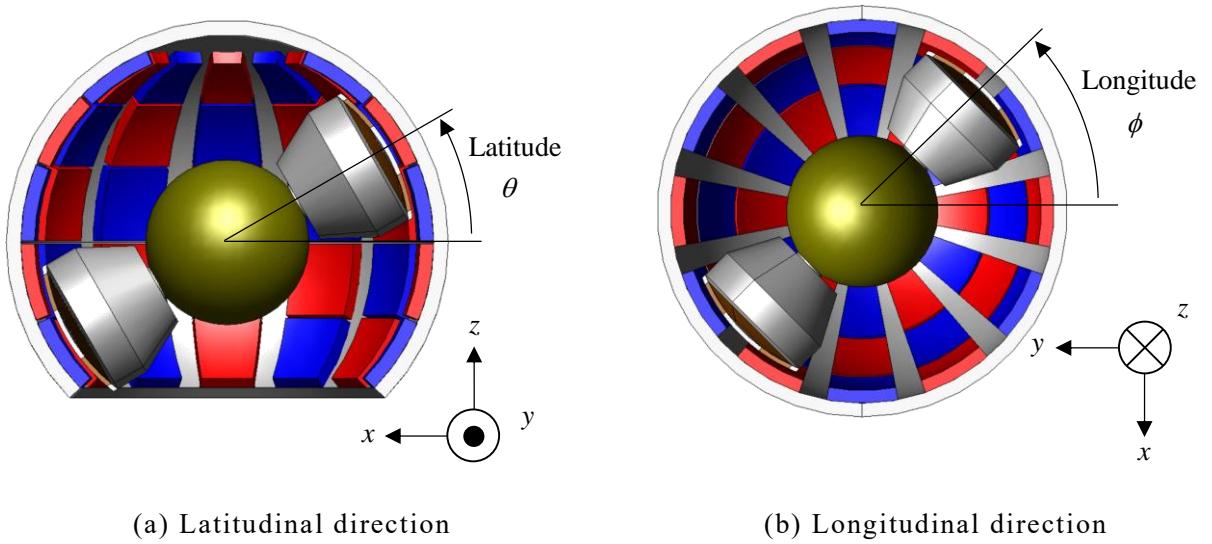


Fig. 3.2 Simple pole model (CP model).

Table 3.1 Specification of spherical actuator (CP model).

Diameter [mm]	97.0
Thickness of permanent magnets [mm]	3.0
Air gap length [mm]	0.7
Residual magnetic flux density [T]	0.68
Number of phases	5
Number of coil turns	180
Movable range [deg]	40
	360

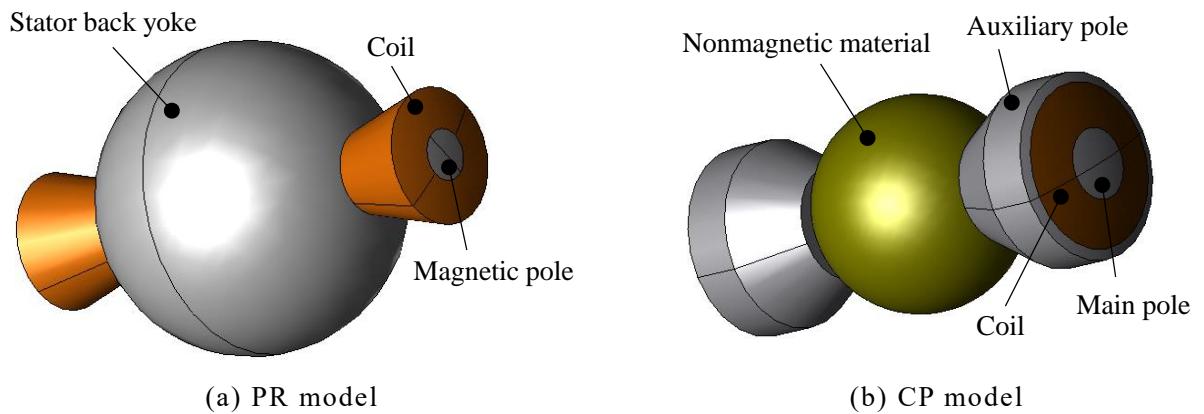


Fig. 3.3 Pole structure.

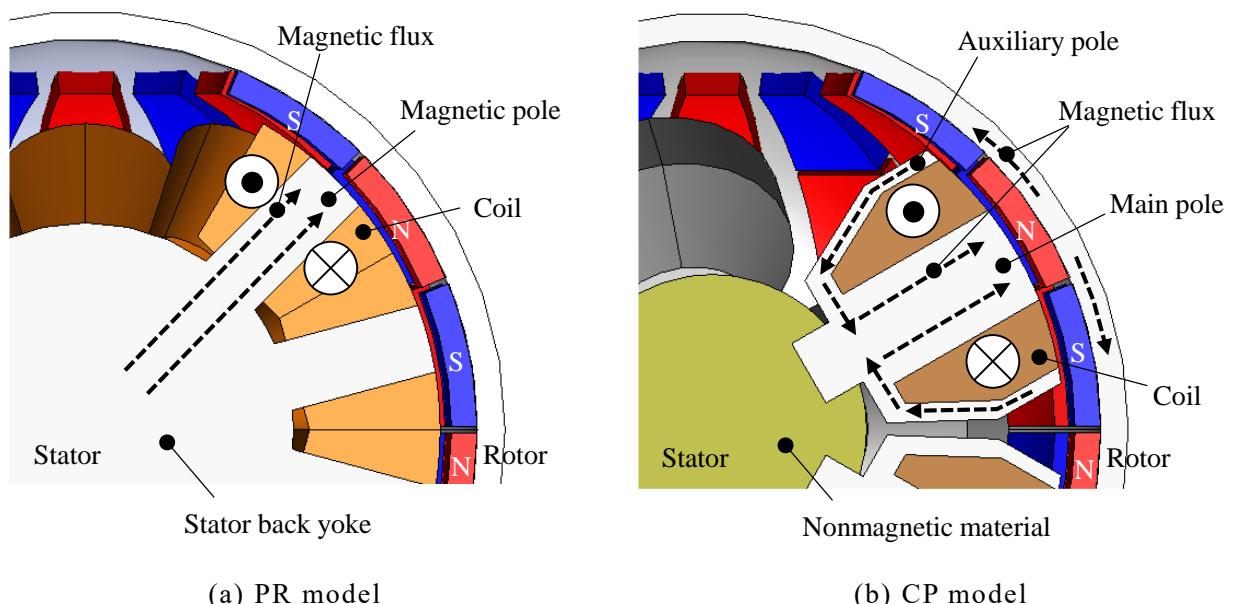


Fig. 3.4 Flow of magnetic flux.

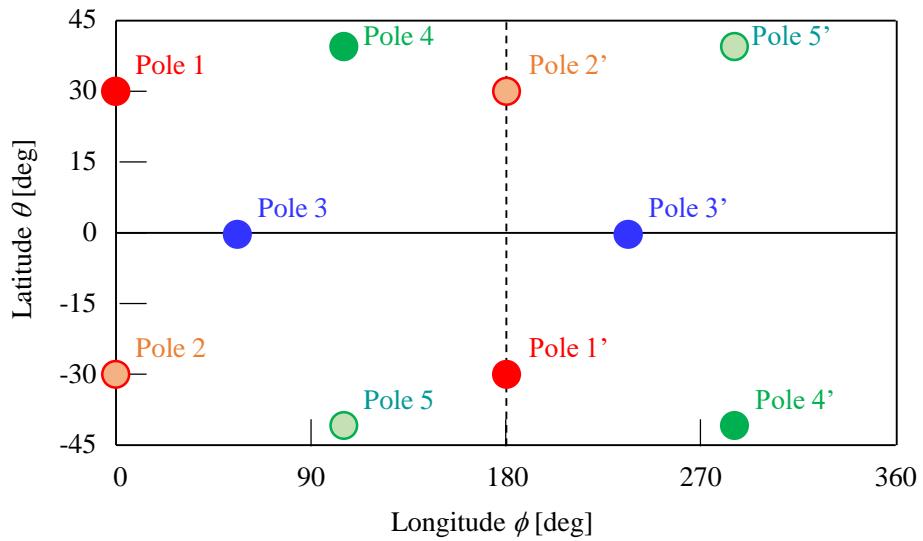


Fig. 3.5 Magnetic poles of stator (CP model).

Table 3.2 Discretization data (CP model).

Analysis type	Torque map	Dynamic
Model	Simple pole	Full
Number of elements	401,153	921,275
Number of nodes	78,903	166,906
Number of steps (2 current condition)	492	41
CPU time [h]	9.4	1.7

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

示す。解析条件は、Fig. 2.5 および Table 2.2 に示した PR 型モデルと同条件で、磁極部分の要素サイズを 1mm 程度に設定し、トルクマップの分解能は、緯度 θ 方向に 2.3° 、経度 ϕ 方向に 3° とした。Fig. 3.6 に要素分割図を示す。 x 軸まわりに $0\sim40^\circ$ の範囲で 1° ごとに姿勢を変化させたときの、目標トルク 0.5 Nm に対する出力トルクの解析を行った。出力トルクの解析結果を Fig. 3.7 に示す。 x 軸まわりの出力トルク T_x の誤差は最大 22%，平均 7.3% とな

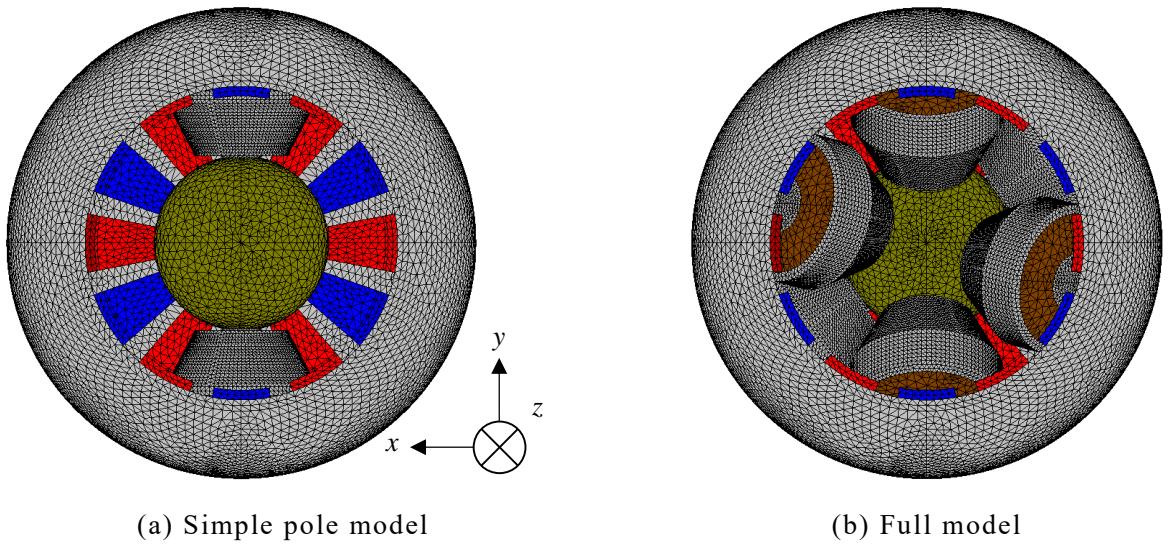


Fig. 3.6 Finite-element subdivisions except to air (CP model).

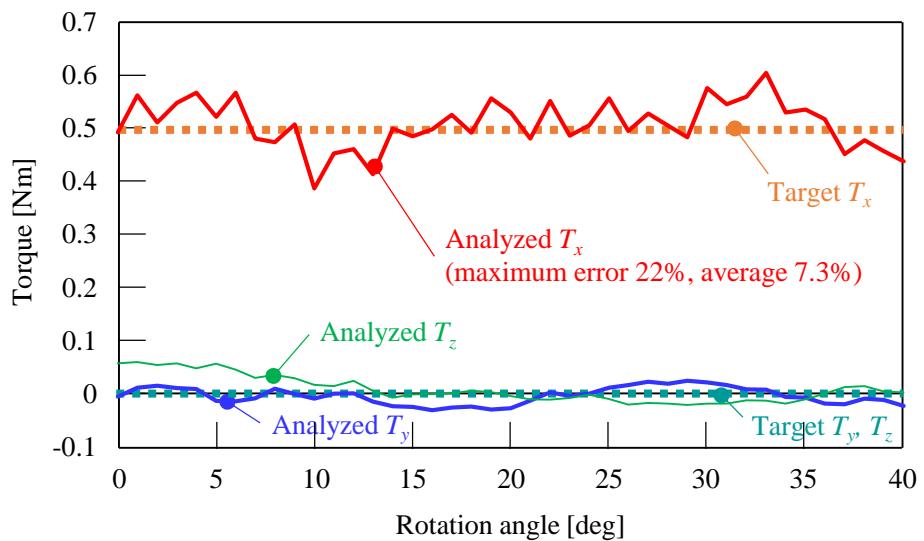


Fig. 3.7 Static analysis result (CP model).

り，Fig. 2.4 の PR 型モデルに比べると最大誤差が 28% 低減，平均誤差が 8.7% 低減する結果となった。CP 型モデルの相互インダクタンスは，PR 型モデルに比べると小さいため，CP 型モデルの磁極構造が解析精度に対して有利に働いたためであると思われる。CP 型モデルのトルク定数は，PR 型モデルの約 2.8 倍と大きいため，CP 型モデルでは出力トルクへの影響が大きくなるが，磁極間距離が大きく相互インダクタンスが低減できる効果の方が大きく，解析精度としては CP 型モデルの方が良い結果になったと考えられる。よって，以降の検討は，CP 型モデルを使って行う。

3.1.2 トルクマップの分解能の検討

各可動子姿勢に対する磁極位置でのトルク定数は，トルクマップから参照して決定されるため，簡易磁極を回転して行うトルクマップ作成時の解析において，その回転の角度刻み幅が出力トルクの解析精度に影響を与える。そこで，トルクマップ作成時の解析における角度刻み幅を変更し，出力トルクの解析精度に与える影響を検討する。

Fig. 3.1 の CP 型モデルを用いて，トルクマップの分解能の検討を行う。トルクマップを作成するための Fig. 3.2 の簡易磁極モデルによる解析において，可動子の回転角の刻みを変化させてトルクマップを作成する。簡易磁極モデルの各回転角刻みにおけるトルクマップを用いて，フルモデルを x 軸まわりに $0\sim40^\circ$ の範囲で 1° ごとに姿勢を変化させたときの，目標トルク 0.5 Nm に対する出力トルクの解析を行った。 x 軸まわりの出力トルク T_x の解析結果を Fig. 3.8 に示す。Table 3.3 に可動子の回転角の刻みを変化させた各解析における諸元を示し，Fig. 3.9 に出力トルクの解析誤差を示す。Fig. 3.9 より，緯度 θ 方向の刻みが 1.1° の時に最大誤差が 13%，平均誤差が 5.7% と最も小さくなっている。これは，トルクマップ解析の回転角刻みと出力トルク解析の回転角刻みとの関係で，緯度 θ 方向の刻みが 0.6° の時よりも最大誤差が小さくなっているものと考えられる。Fig. 3.9 および Table 3.3 より，緯度 θ 方向の刻みが 1.1° ，経度 ϕ 方向の刻みが 1.5° ，すなわち，永久磁石の極ピッチの $1/20$ の場合，計算時間，解析精度ともに良好な結果が得られている。これは，トルクマップの分解能として，永久磁石ピッチの $1/20$ 以下にすると良いことを示している。よって，以降の検討は，トルクマップの分解能として，緯度 θ 方向に 1.1° ，経度 ϕ 方向に 1.5° で行う。

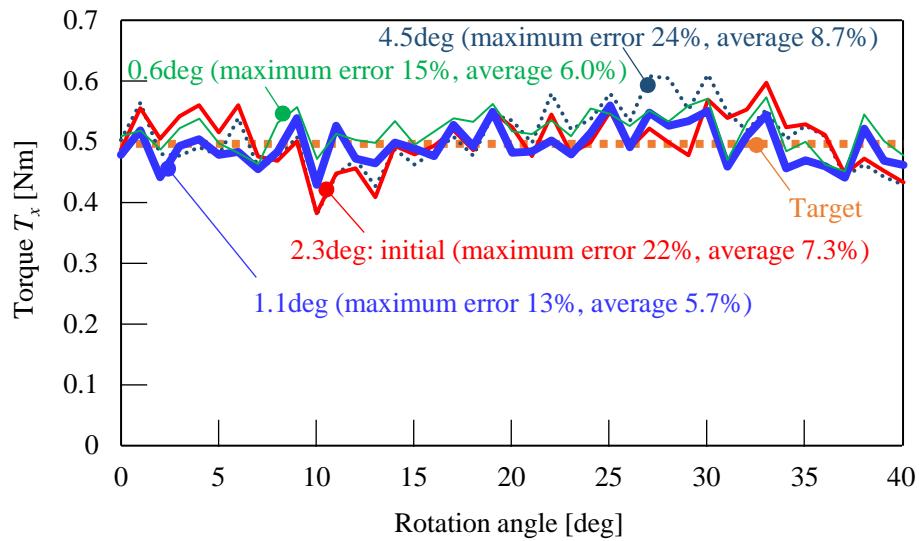


Fig. 3.8 Study of torque map resolution.

Table 3.3 Discretization data for changing angular resolution.

Latitude division angle $\Delta\theta$ [deg]	0.6	1.1	2.3	4.5
Longitude division angle $\Delta\phi$ [deg]	0.8	1.5	3	5
Number of steps (2 current condition)	6,762	1,782	492	168
CPU time [h]	84	34	1.7	3.2

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

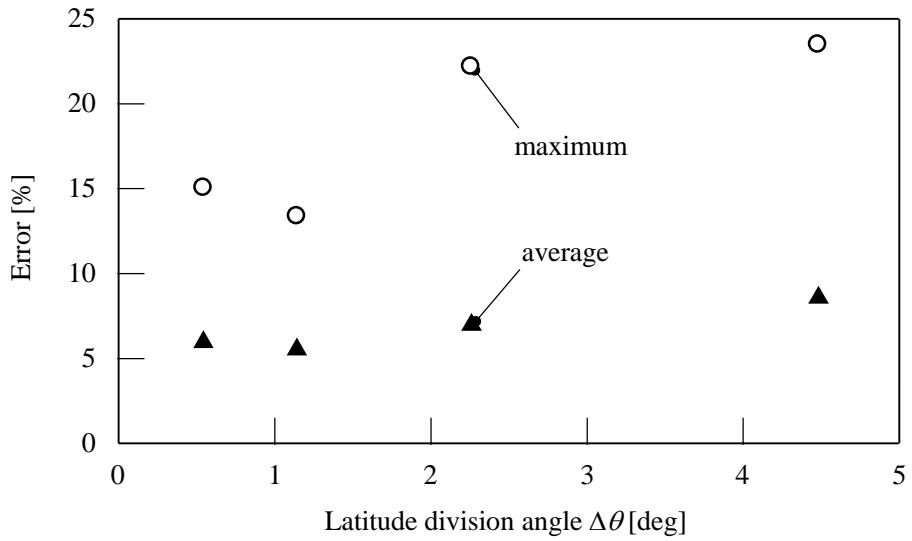


Fig. 3.9 Analysis error in torque map resolution study.

3.1.3 要素分割の検討

回転角に対する出力トルクの変動が大きいことから、要素分割が出力トルクの解析精度に与える影響を検討する。Fig. 3.6 および Table 3.2 の初期分割モデルは、磁極部分を要素サイズ 1 mm 程度に分割しており、磁極部分の要素サイズを初期分割モデルの 1/2 となる 0.5 mm 程度とした細分割モデルを検討する。Fig. 3.10 に磁極部の要素分割図を示す。Table 3.4 に細分割モデルの解析諸元を示すが、初期分割モデルに比べて要素数が約 6 倍となっている。Fig. 3.11 に、細分割モデルの出力トルクの解析結果を示す。 x 軸まわりの出力トルク T_x は、回転角に対する出力トルクの細かい変動成分がなくなり、最大誤差は 8.8%，平均誤差は 4.3%で、最大誤差は 4.2%，平均誤差は 1.4%減少した。一方、細分割モデルでは、要素数が増えた影響で解析時間は 5~6 倍増加した。

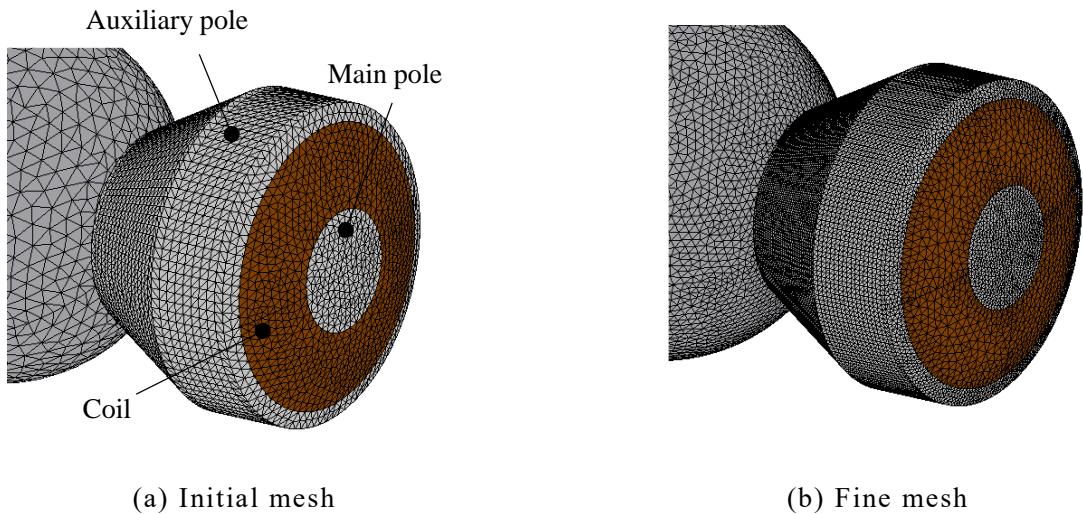


Fig. 3.10 Finite-element subdivisions of magnetic pole part.

Fig. 3.10 Finite-element subdivisions of magnetic pole part.

Table 3.4 Discretization data of fine mesh.

Analysis type	Torque map	Dynamic
Model	Simple pole	Full
Number of elements	2,457,608	5,770,669
Number of nodes	455,729	1,011,528
Number of steps	1,782 (2 current condition)	41
CPU time [h]	185	10

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

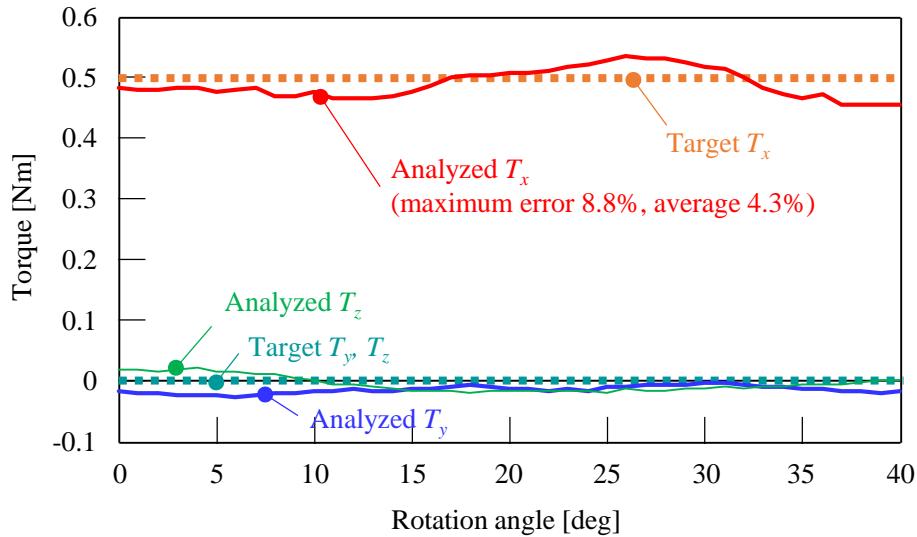


Fig. 3.11 Static analysis result of fine mesh.

次に、解析精度を維持した上で、解析時間の削減を図る。永久磁石モータの解析では、固定子と可動子の間のギャップ部の要素分割ノイズ（離散化誤差）が出力トルクの計算に大きく影響を与えることが知られているため、この要素分割ノイズの低減を図る。球面同期アクチュエータのギャップ部の球殻形状に着目し、以下に示す球殻再分割モデル⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾を提案する。球殻再分割モデルでは、Fig. 3.12 に示すように、ギャップ部に 3 層の球殻形状の空気領域を作成する。1 層目と 3 層目はそれぞれ固定子、可動子表面に作成した空気領域であり、回転によらず要素分割が一定となる。可動子の回転時には中央（2 層目）の球殻領域のみ要素の再生成を行うことで、要素分割ノイズの極小化を図る要素分割手法である。

Table 3.5 に球殻再分割モデルの解析諸元を示し、Fig. 3.13 に、出力トルクの解析結果を示す。 x 軸まわりの出力トルク T_x の最大誤差は 9.0%，平均誤差は 4.2%で、細分割モデルと同程度の解析精度が得られた。解析時間は、細分割モデルの 1/3 以下となり、初期分割モデルに対しても 1.2~1.7 倍で抑えられ、解析精度を維持した上で、解析時間の削減を実現した。よって、以降の検討は、要素分割法として、球殻再分割モデルを用いて行う。

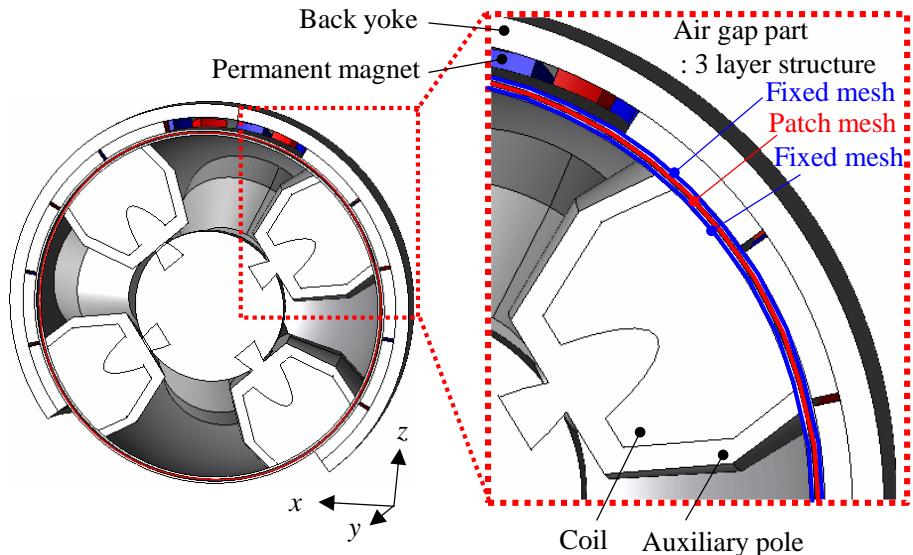


Fig. 3.12 Spherical shell mesh (SS mesh).

Table 3.5 Discretization data of fine mesh (CP model).

Analysis type	Torque map	Dynamic
Model	Simple pole	Full
Number of elements	1,013,536	1,415,804
Number of nodes	200,640	268,670
Number of steps (2 current condition)	1,782	41
CPU time [h]	57	2.1

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

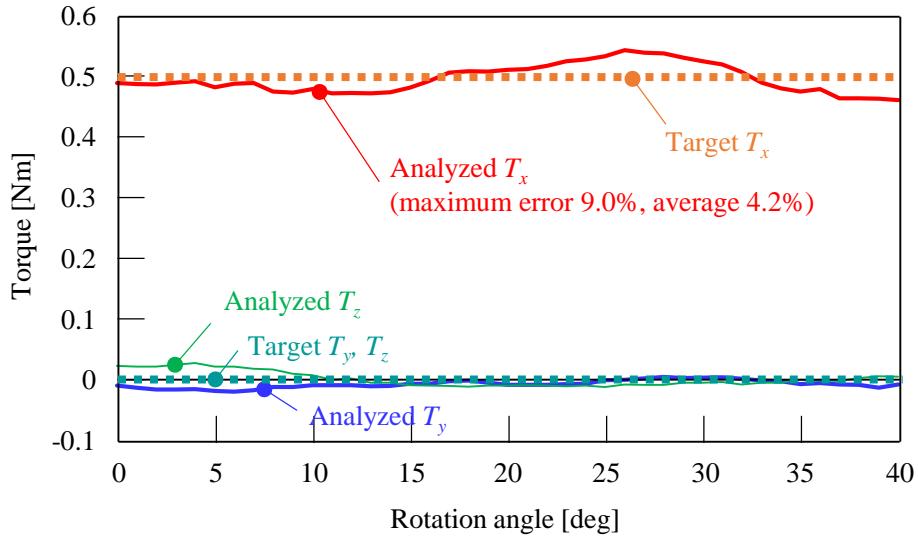


Fig. 3.13 Static analysis result of SS mesh (CP model).

3.2 位置決め精度を直接評価できる動トルク特性解析法

位置決め精度を直接評価できるトルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析法を構築し、位置決め解析精度に影響を与える要因を検討する。

3.2.1 動トルク特性解析法

3-D FEM による磁界解析と次式で示す回転運動の運動方程式を連成し、可動子の位置をフィードバックする閉ループ制御を行う。

$$\mathbf{T} = \mathbf{I} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \mathbf{c} \frac{d\theta}{dt} + \mathbf{K}\theta + \boldsymbol{\tau} \quad (3.1)$$

ここで、 \mathbf{I} は慣性モーメント、 θ は回転角、 \mathbf{c} は可動子の周辺媒体（空気や油など）の粘性減衰係数、 \mathbf{K} はバネ定数、 $\boldsymbol{\tau}$ は摩擦トルクである。

動トルク特性解析における閉ループ制御ブロック図を Fig. 3.14 に示す。制御ブロックは、制御シミュレータである MATLAB/Simulink（バージョン R2019b, MathWorks 社製）⁽⁶¹⁾で記述し、ここから得られる相 k の電流値 i_k を磁界解析モデルの各コイルの入力とし、可動

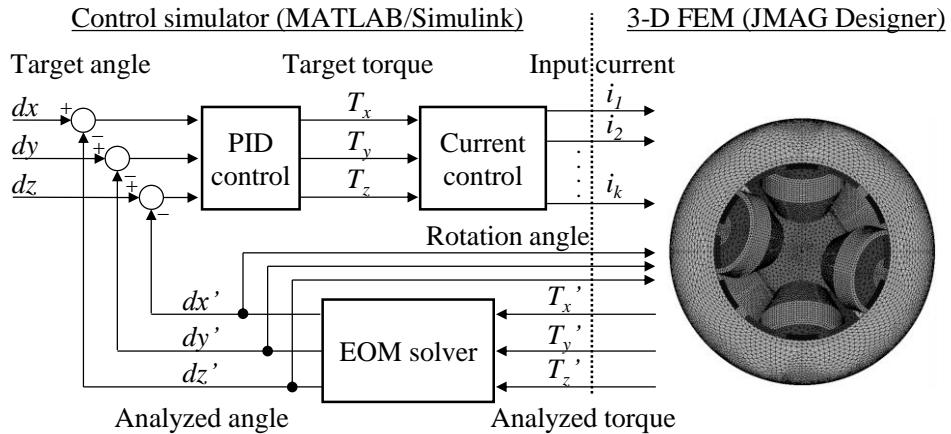


Fig. 3.14 Control diagram of dynamic analysis.

子に働くトルクを解析する。MATLAB/Simulink で式(3.1)の運動方程式を解いて可動子の回転角を算出し、フィードバックする。

3.2.2 トルク誤差許容量の見積もり

出力トルクの解析誤差の許容量を見積もる。目標回転角は、Fig. 3.15 に示すように x 軸まわりに振幅 15° , 2 Hz の正弦波とした。Fig. 3.14 の閉ループ制御系において、3-D FEM による磁界解析の代わりに、解析誤差として、目標トルクに ERR [%] のランダムノイズを重畠させた。Fig. 3.16 にトルク解析誤差 ERR を変化させたときの回転角の解析結果を示す。Fig. 3.16 より、 ERR が 4% の場合は、時間の経過とともに振動成分が収束していくが、 ERR が 6% の場合は、時間の経過とともに振動成分が大きくなっていくことがわかる。これは、閉ループ制御で使っている PID コントローラがある閾値までは誤差を小さくするが、閾値を超えると可動子を振動させることを示している。このことから、Fig. 3.14 の閉ループ制御は、トルク解析誤差を 4%程度まで許容できることがわかる。

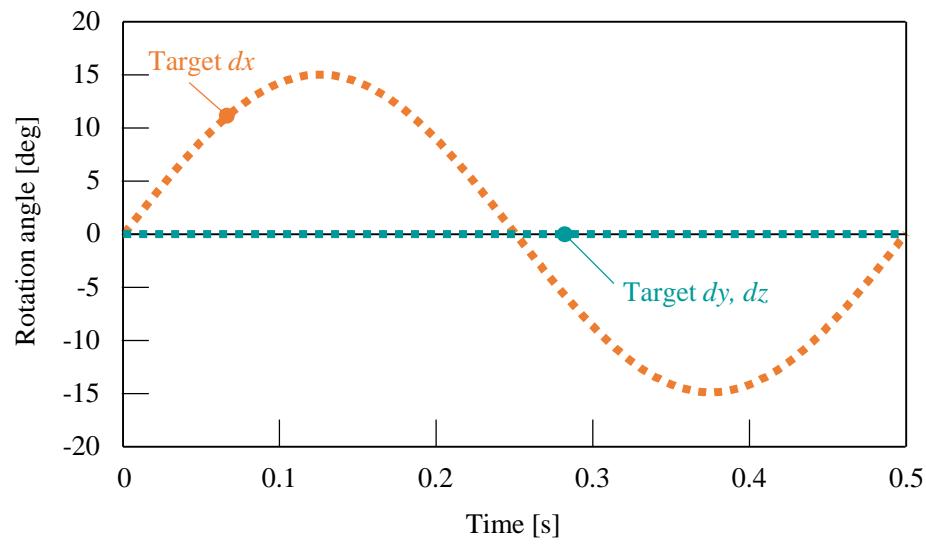


Fig. 3.15 Target angle for dynamic analysis.

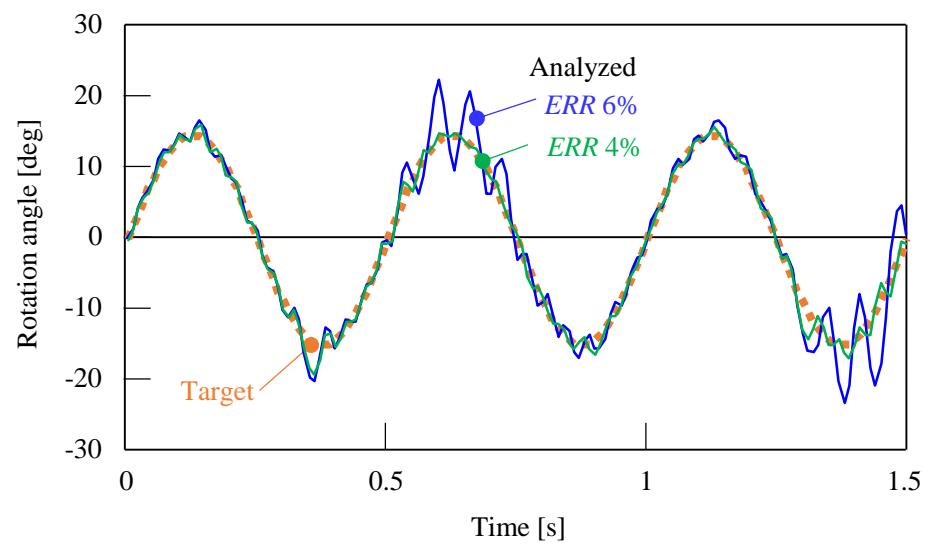


Fig. 3.16 Influence of torque error.

3.2.3 位置決めの解析精度

Fig. 3.14 の閉ループ制御により動トルク特性解析を行う。動トルク特性解析結果を Fig. 3.17 に示す。Fig. 3.13 に示したように出力トルクの平均誤差は約 4% であったが、動トルク特性解析の結果、角度誤差は 1% 以下となり、良好な結果が得られた。この時、球面アクチュエータに設置した 200 mm の長さのアーム先端の位置決め精度は約 0.6 mm が得られた。

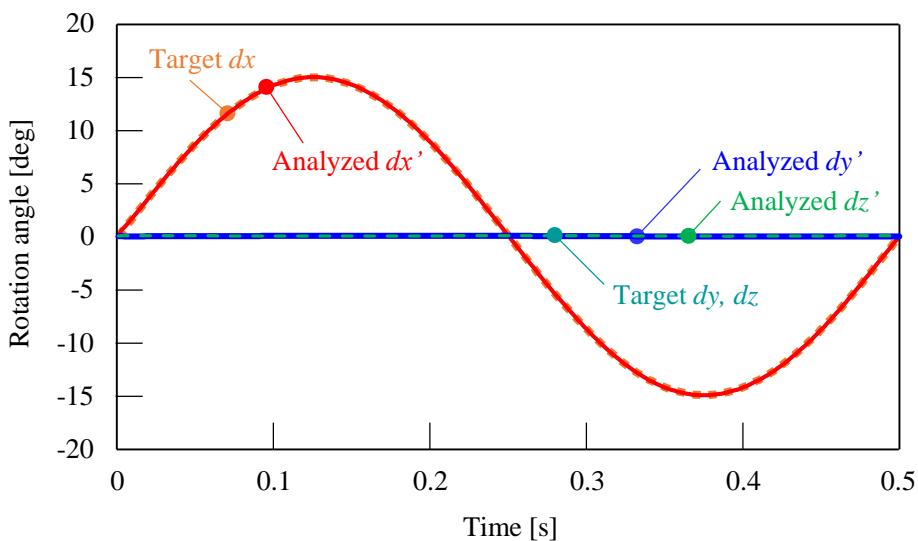


Fig. 3.17 Result of dynamic analysis.

3.3 位置決め精度向上

動トルク特性解析の結果を分析することで、位置決め解析精度に影響を与える要因を検討する。さらに、位置決め精度向上のために、コギングトルク補正法⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾を提案する。

3.3.1 位置決め解析精度に影響を与える要因の検討

Fig. 3.13 に示した出力トルクの解析誤差の要因を考察する。出力トルクは式(2.1)より、電流トルクとコギングトルクの和で表されることから、Fig. 3.13 の出力トルクの解析結果

を、電流トルクとコギングトルクの成分に分離して比較することで、解析誤差の要因を考察する。ここでは、代表して x 軸のまわりのトルク成分により検討を行う。Fig. 3.18 に電流トルク、Fig. 3.19 にコギングトルクを示す。Fig. 3.18 では、式(2.1)のトルク発生式における右辺第 1 項の電流トルクを破線で示し、フルモデルの 3-D FEM による出力トルクの解析結果を実線で示す。Fig. 3.19 では、式(2.1)右辺第 2 項のコギングトルクトルクを破線で示し、フルモデルの 3D-FEM による解析結果を実線で示す。Fig. 3.18 より、電流トルクはトルク発生式とフルモデルの解析結果で良く一致しており、その差は 1 %以下である。一方、Fig. 3.19 に示すコギングトルクは、トルク発生式とフルモデルの解析結果で差があり、その差は約 6 %フルモデルの解析結果が大きくなっている。この結果より、Fig. 3.13 に示した出力トルクの解析誤差の要因は、コギングトルクの解析精度の影響が支配的であることがわかる。

Fig. 3.19 に示したコギングトルク計算におけるトルク発生式とフルモデルの解析結果の差の要因を考察する。トルク発生式のコギングトルクベクトルは、Fig. 3.2 の簡易磁極モデルの磁界解析結果を使っており、Fig. 3.1 のフルモデルによる解析と、以下の 2 点が異なる。第 1 の相違点は、Fig. 3.7 に示したように要素分割が異なる点であり、第 2 の相違点

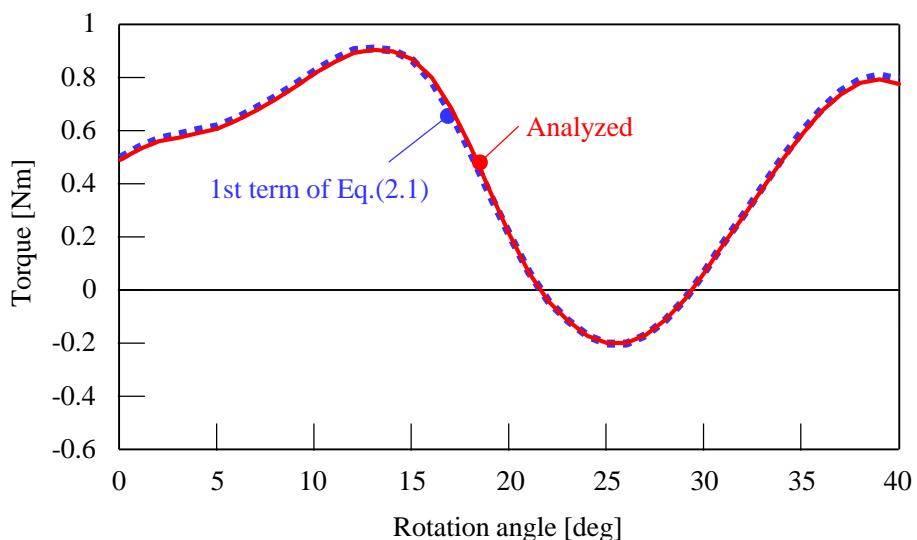


Fig. 3.18 Comparison of current torque.

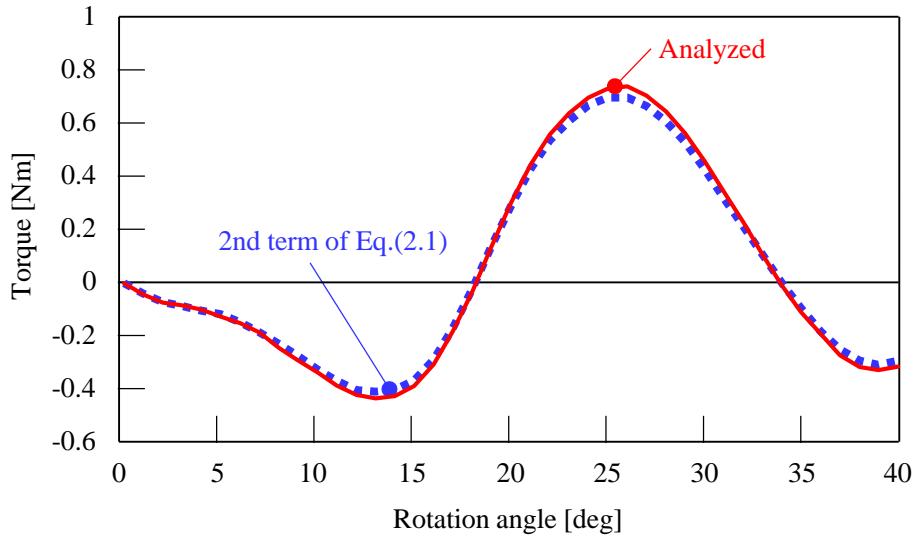


Fig. 3.19 Comparison of cogging torque.

は、簡易磁極モデルでは無視できるくらい小さいと仮定した隣接磁極の影響がフルモデルでは大きくなる点である。

第1の相違点である要素分割の影響を検討する。Fig.3.20(a)に、可動子を x 軸のまわりに $0\sim40^\circ$ の範囲で 1° ごとに回転させ、その各姿勢で求めた x 軸のまわりのコギングトルクを示し、Fig. 3.20(b)に、比較した2つの要素分割のコギングトルクの差を示す。Fig. 3.20(a)の破線は、フルモデルの要素分割(FM)を用いた結果であり、実線は簡易磁極モデルの要素分割(SP)を用いた結果である。Fig. 3.20より、フルモデルの要素分割と簡易磁極モデルの要素分割の結果は良く一致しており、その差は1%以下の2 mNm以下である。このことから、本解析モデルは十分に細かい要素分割となっており、コギングトルクの差は要素分割の差ではないことがわかる。

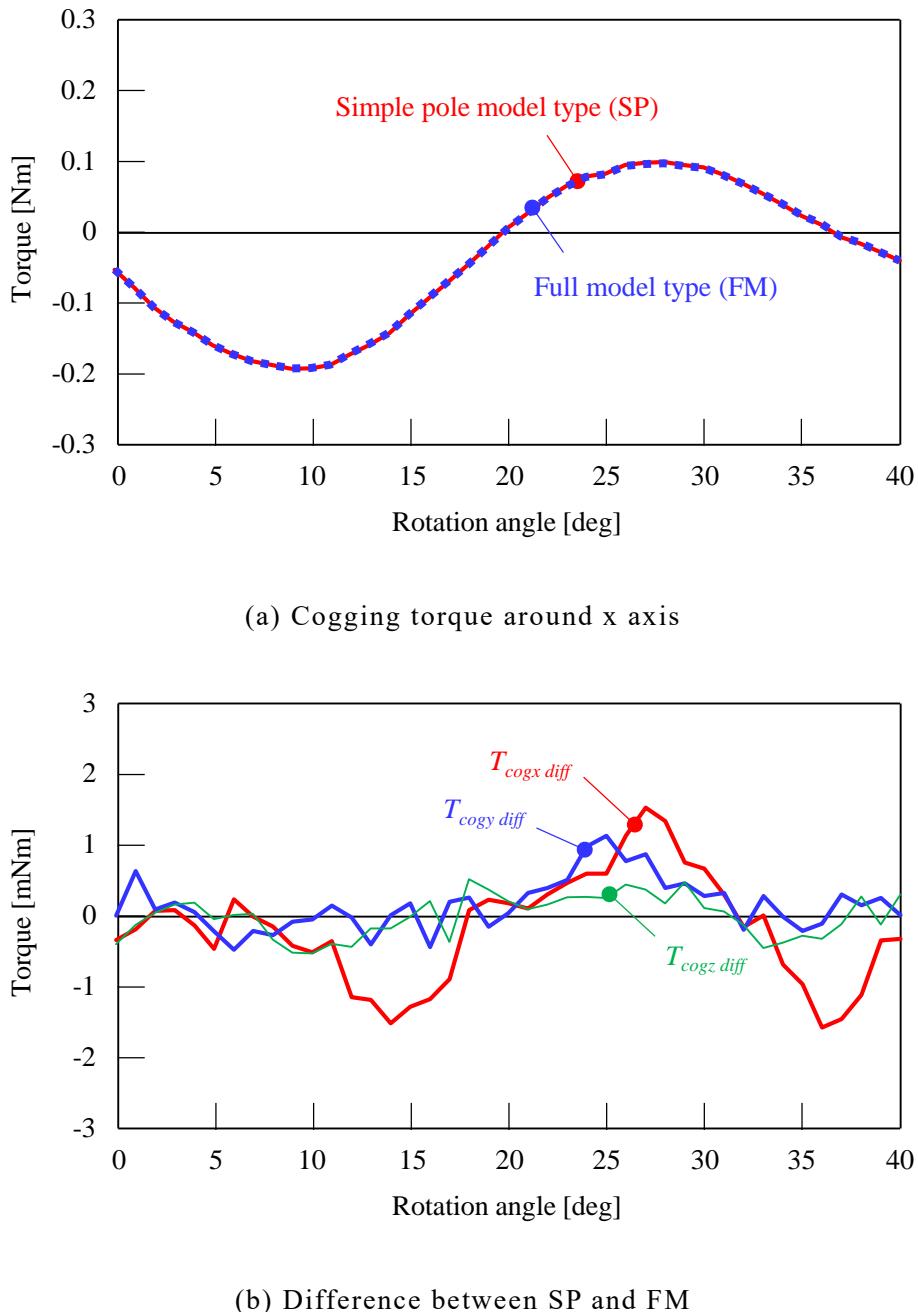
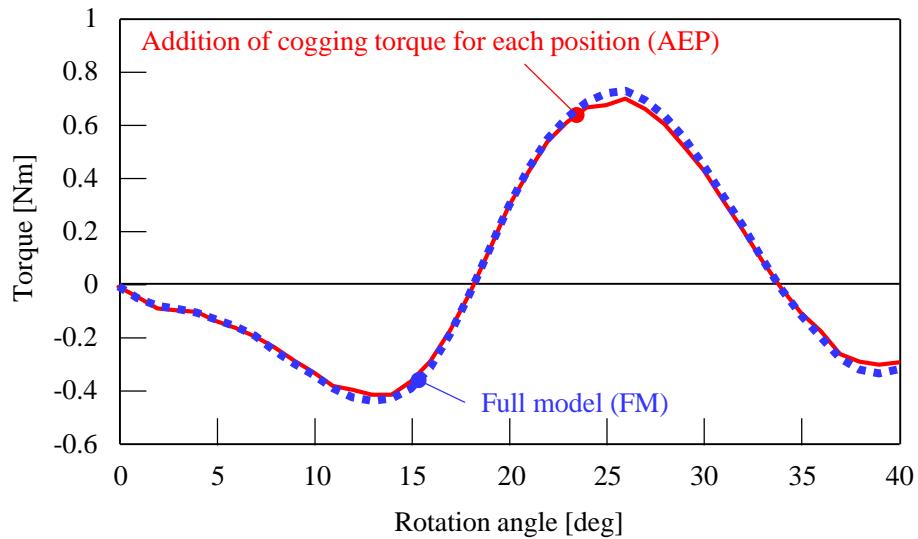


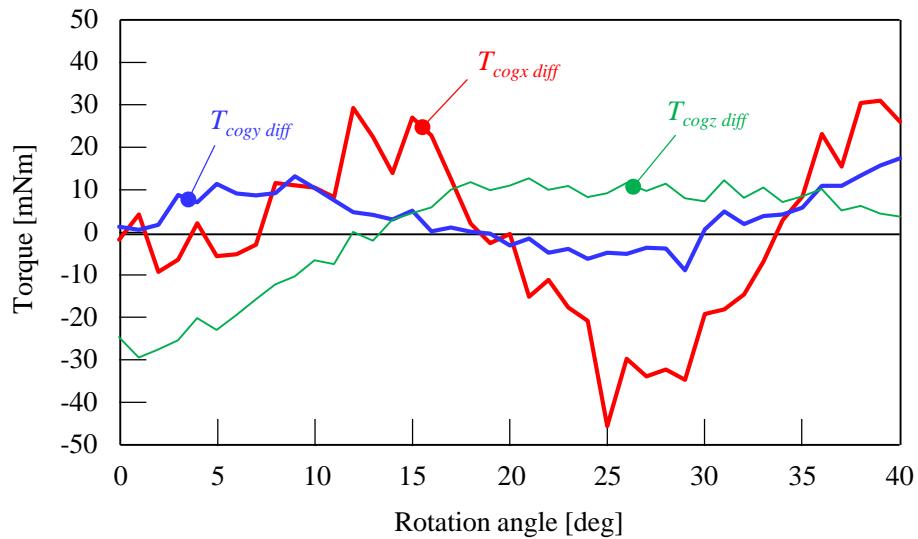
Fig. 3.20 Comparison of cogging torque by the difference of mesh division.

次に、第2の相違点である隣接磁極の影響を検討する。5本の磁極対からなるフルモデルにおいて、それぞれの磁極対のみをモデル化した解析を行い、出力トルクを重ね合わせことで隣接磁極の影響をなくしたモデルとフルモデルを比較する。Fig. 3.21(a)に、可動子をx軸のまわりに0~40°の範囲で1°ごとに回転させ、その各姿勢で求めたx軸のまわり

のコギングトルクを示す。破線はフルモデル（FM），実線は上述の隣接磁極の影響をなくしたモデル（AEP）の結果である。Fig. 3.21(b)に，AEP と FM のコギングトルクの差を示す。



(a) Cogging torque around x axis



(b) Difference between AEP and FM

Fig. 3.21 Effect of adjacent magnetic poles.

Fig. 3.21 より、隣接磁極の有無によりコギングトルクの解析結果の差は約 8 %の 50 mNm 程度あることがわかる。このことから、Fig. 3.13 に示した出力トルクの解析誤差の要因として、本解析法の各コイルの電流計算において、コギングトルクの隣接磁極の影響を考慮していないことが支配的であると考えられる。

3.3.2 コギングトルク補正法の導入

トルク定数行列をもとにトルク発生式を用いて各コイルの入力電流値を算出する本解析法において、式(2.1)～(2.3)で求めるトルクマップのコギングトルクの隣接磁極影響を考慮する方法を検討した。Fig. 3.19 の結果より、フルモデルのコギングトルクは、トルクマップから算出するコギングトルクに比べて約 6% 大きいことから、トルクマップのコギングトルクが過小評価となっていると考えられるため、トルクマップのコギングトルクの補正を考えた。Fig. 3.22 に、トルクマップのコギングトルクを 6% 補正した結果を示す。Fig. 3.22 より、 x 軸のまわりの出力トルク T_x の解析結果は、平均 1.6% (38.1% 低減)、最大で 4% (44.4% 低減) と、大幅に解析誤差を低減できた。

Fig. 3.23 に、 x 軸のまわりに振幅 15°、2 Hz の正弦波を与えた場合の動トルク特性解析

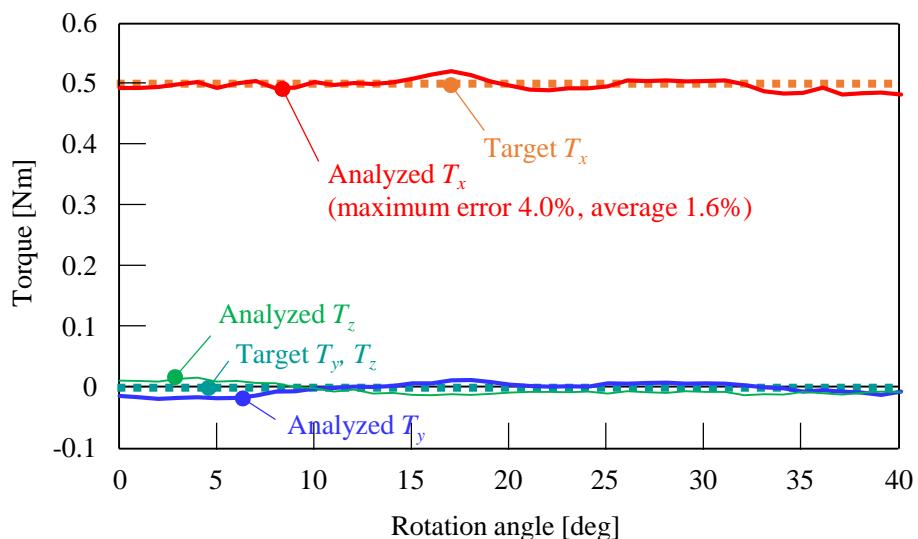


Fig. 3.22 Analysis result using modified cogging torque.

結果を示す。Fig. 3.23 より、角度誤差は 1%以下で、良好な結果が得られた。球面アクチュエータに設置した 200 mm の長さのアーム先端の位置決め誤差を Fig. 3.24 に示す。トルクマップのコギングトルクを補正する本解析法により、平均位置決め誤差を 20%以上低減と

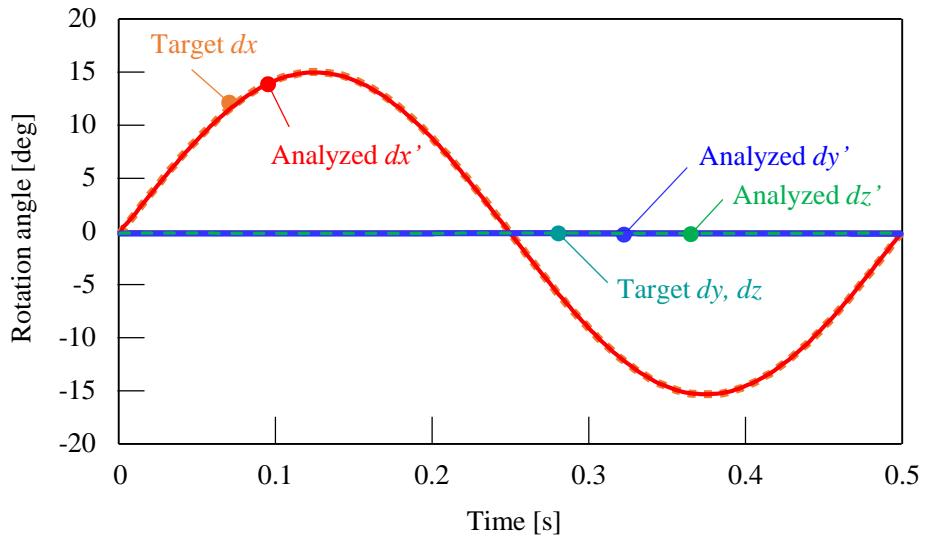


Fig. 3.23 Result of dynamic analysis.

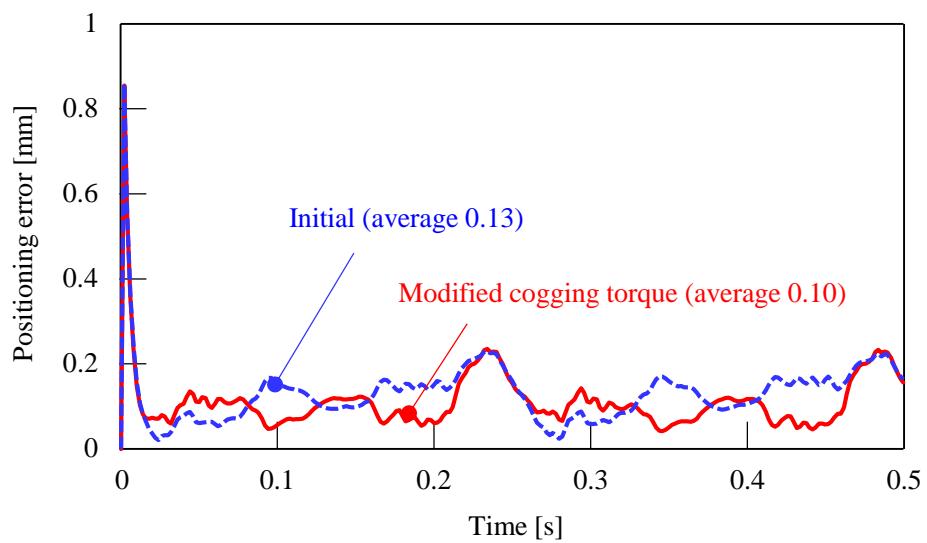


Fig. 3.24 Comparison of positioning accuracy.

なる 0.03 mm 低減できた。回転角が 5°以下となる時間で誤差低減が小さく、その時間で発生している最大誤差の低減も小さいが、今回想定している微細作業では 5°以上回転した領域で動作するため、1 mm 以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの適用に對して、十分な解析精度が得られた。なお、回転角が 5°以下と移動量の小さな作業を行う場合については、解析時間刻み幅の最適化などにより解析精度の向上が必要である。

3.4 PID 制御パラメータの検討

3.2 節で説明した、制御シミュレータと磁界解析との連携解析によるトルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析において、連携する際の問題や PID 制御パラメータと位置決め精度の関係について検討する⁽⁶⁴⁾。

3.4.1 解析モデルと解析条件

Fig. 3.1 および 3.2 の 3 自由度の CP 型球面同期アクチュエータを用い、動トルク特性解析の検討を行う。有限要素としては球殻再分割モデルを用いた。トルクマップの分解能は、緯度 θ 方向の刻み 1.1°、経度 ϕ 方向の刻み 1.5°とし、0 A と 1 A の電流値に対してそれぞれ 891 ステップの解析を行った。Table 3.6 に解析諸元を示す。動トルク特性解析では、1 周期

Table 3.6 Discretization data.

Analysis type	Torque map	Dynamic
Model	Simple pole	Full
Number of elements	1,013,536	1,415,804
Number of nodes	200,640	268,670
Number of steps	1,782 (2 current condition)	501
CPU time[h]	57	38

Used computer: Intel Xeon Gold 5122 x 2 (3.6GHz), 4 parallel

を 500 分割して計算する場合を示している。動トルク特性解析における目標回転角は, Fig. 3.15 に示した x 軸まわりに振幅 15° , 2 Hz の正弦波である。

3.4.2 制御シミュレータと磁界解析の連携方法

Fig. 3.14 に示した動トルク特性解析では, 式(3.1)の運動方程式を制御シミュレータである MATLAB/Simulink 上に記述する場合と, 磁界解析コード上に記述する場合を考えられる。制御シミュレータと磁界解析の連携時の問題として, ソフトウェアの構成によって, 制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータの受け渡し時にステップ遅れが 0~2 ステップ発生するという課題がある。そこで, 制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータ受け渡し時のステップ遅れと解析精度の関係を検討する。

まず, 出力トルクに解析誤差を含まない理想トルクモデルを用いた予備検討を行う。Fig. 3.14 の閉ループ制御システムにおいて, 3-D FEM による出力トルクの解析を数学モデルに置き換える。数学モデルでは, 目標トルクを出力する各相電流の計算値を式(3.1)に代入して出力トルクを求めている。これにより, 出力トルク解析における解析誤差を排除してステップ遅れの検討を行う。Fig. 3.25 に, ステップ遅れを変化させたときの理想トルクモ

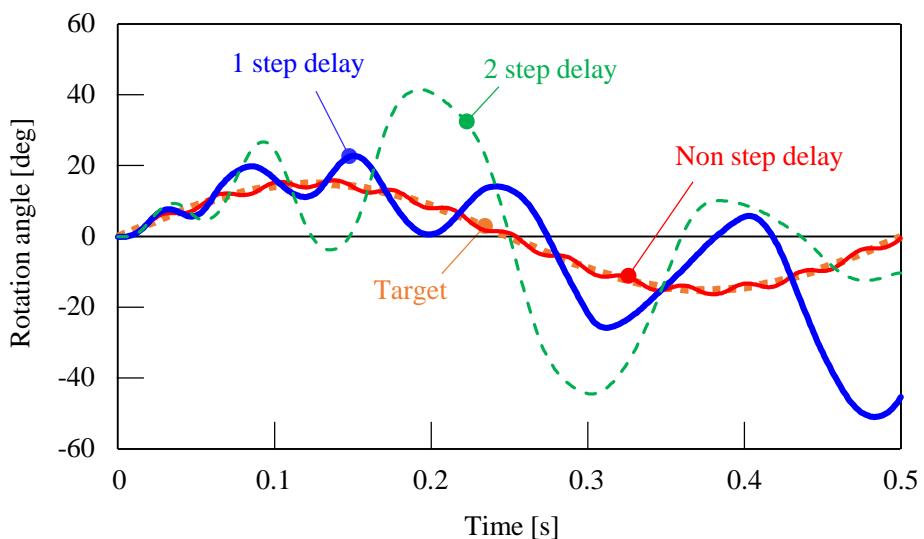


Fig. 3.25 Comparison of step delay ($\Delta t=1$ ms).

ルでの動トルク特性解析の結果を示す。ここで、PID 制御パラメータとしては、時間遅れが生じない条件として P 制御のみとし、時間刻み幅 Δt は 1 ms で、1 周期を 500 分割している。Fig. 3.25 では、目標回転角を赤色の破線で示し、ステップ遅れなしを赤色の実線、1 ステップ遅れを青色の実線、2 ステップ遅れを緑色の長破線で示す。Fig. 3.25 の結果より、ステップ遅れがない場合は目標回転角に対して振動しながら追従しているが、ステップ遅れが大きくなるほど解析結果の振動が大きくなり、目標回転角に追従できなくなることがわかる。

次に、時間刻みの影響を検討する。時間刻み幅 Δt を Fig. 3.25 の検討の 1/100 となる 0.01 ms で、1 周期を 50,000 分割した場合の解析結果を Fig. 3.26 に示す。Fig. 3.26 よりステップ遅れが 0~2 の各場合の解析結果は同等となり、目標回転角に対して振動しながら追従している。このことから、P 制御のみの場合、動トルク特性解析においてステップ遅れの影響をなくすためには、1 周期を 50,000 程度以上に分割する必要があることがわかる。

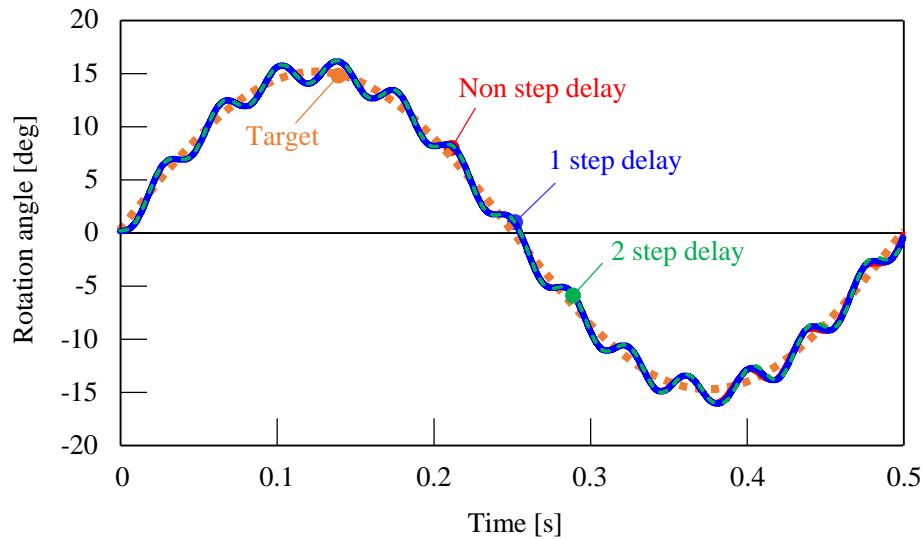


Fig. 3.26 Study of time step width ($\Delta t=0.01$ ms).

3.4.3 PID 制御因子とステップ遅れの検討

PID 制御パラメータを変化させた場合のステップ遅れが解析精度に与える影響を検討する。Fig. 3.27 に PID 制御での遅れ時間が 1 周期の $1/5$ となる 100 ms になるようにパラメータを設定した場合について、ステップ遅れを変化させたときの理想トルクモデルでの動トルク特性解析の結果を示す。時間刻み幅 Δt は 1 ms で、1 周期を 500 分割している。Fig. 3.27 よりステップ遅れが 0~2 の各場合の解析結果は同等となり、目標回転角に対して一定の遅れを伴って追従している。

次に、PID 制御での遅れが 100 ms となるパラメータにおける時間刻みの影響を検討する。時間刻み幅 Δt を Fig. 3.27 の検討の 10 倍となる 10 ms で、1 周期を 50 分割した場合の解析結果を Fig. 3.28 に示す。Fig. 3.21 の結果より、ステップ遅れが大きくなるほど解析結果の振動が大きくなることがわかる。

Fig. 3.28 に PID 制御での遅れ時間が 1 周期の $1/50$ となる 10 ms になるようにパラメータを設定した場合について、ステップ遅れを変化させたときの理想トルクモデルでの動トルク特性解析の結果を示す。時間刻み幅 Δt は 1 ms で、1 周期を 500 分割している。Fig. 3.29 よりステップ遅れが 0~2 の各場合の解析結果は同等であり、目標回転角に対する遅れも

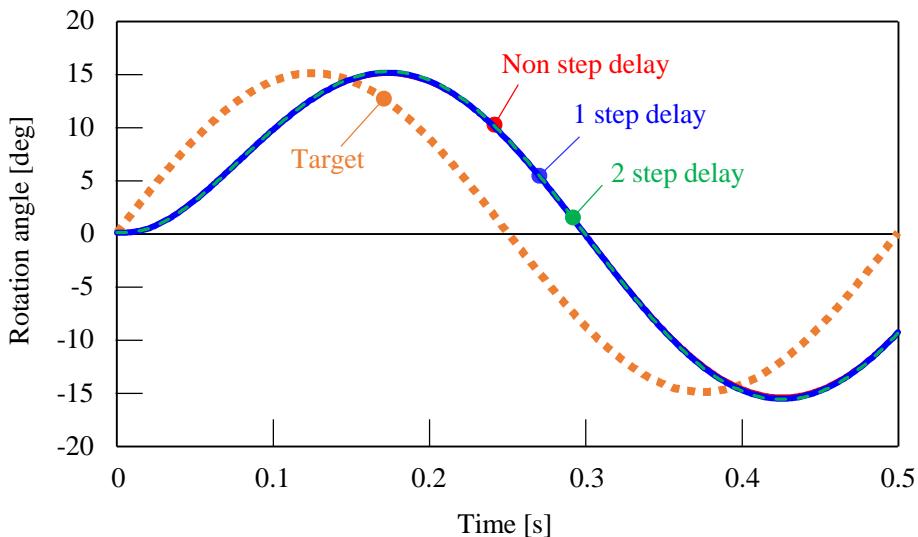


Fig. 3.27 Comparison of step delay ($\Delta t=1$ ms, PID delay=100 ms).

小さくなっている。

以上説明した Fig. 3.25~3.29 の結果より、PID 制御パラメータとして遅れが問題にならない程度である 1 周期の $1/50$ となる 10 ms になるようにパラメータを設定し、時間刻みと

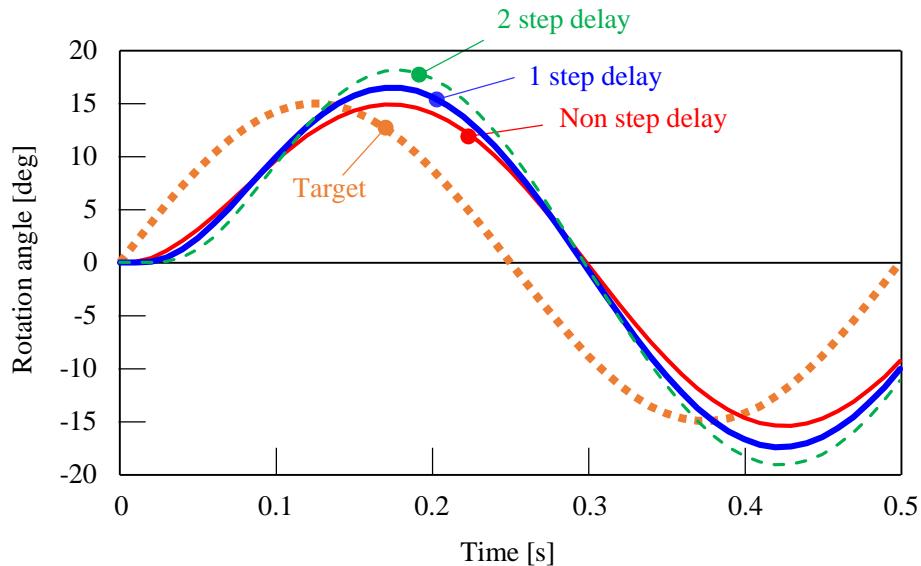


Fig. 3.28 Study of time step width ($\Delta t=10$ ms, PID delay=100 ms).

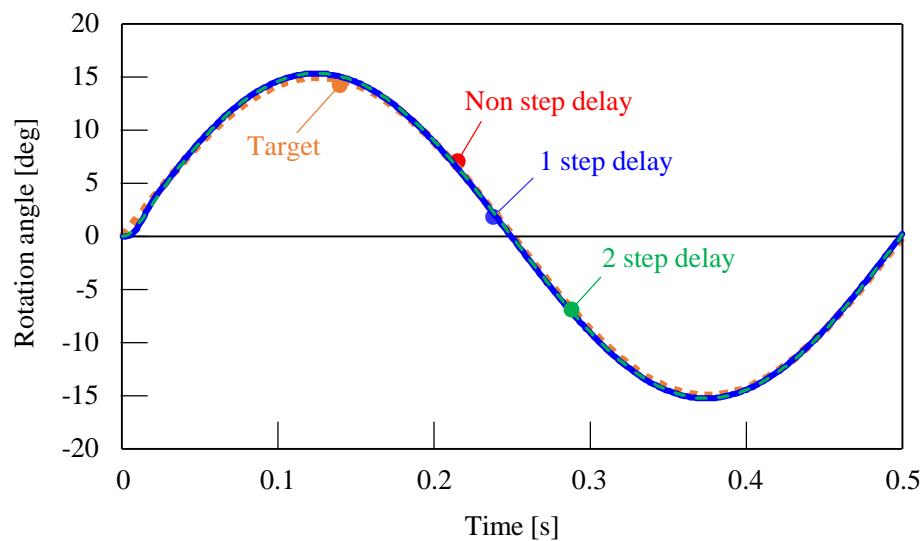


Fig. 3.29 Comparison of step delay ($\Delta t=1$ ms, PID delay=10 ms).

して1周期を500分割にする1ms程度にすることで、制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータ受け渡し時のステップ遅れによらず、良好な結果が得られることがわかった。

3.4.4 連携解析によるPID制御因子の検討

Fig. 3.14に示した動トルク特性解析において、式(3.1)の運動方程式を制御シミュレータであるMATLAB/Simulink上に記述し、制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータ受け渡し時に2ステップ遅れる場合の解析を行う。Fig. 3.30に動トルク特性解析の結果を示す。時間刻み幅 Δt は1msで、1周期を500分割している。この場合のデータ受け渡しでの遅れは、1周期の1/250となる2msである。

Fig. 3.30の動トルク特性解析の結果、角度誤差は1%以下となり、良好な結果が得られた。Fig. 3.31に、球面アクチュエータに設置した200mmの長さのアーム先端の目標位置に対する位置決め誤差を示す。PID制御パラメータとして、遅れが問題にならない程度である1周期の1/50となる10msに加え、1周期の1/100となる5msになるように設定した場合の結果も示す。始動後0.1s程度まで目標回転角に対してアンダーシュートとオーバー

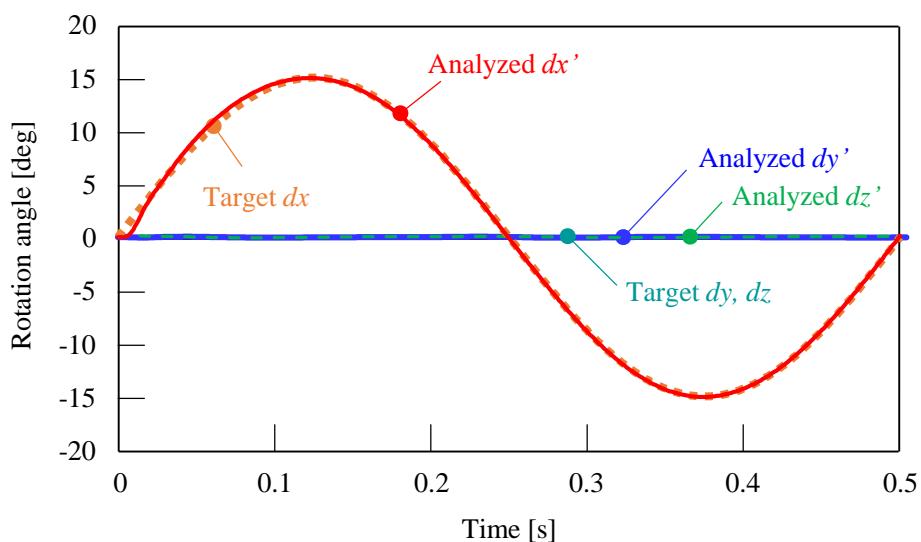


Fig. 3.30 Result of dynamic analysis ($\Delta t=1$ ms).

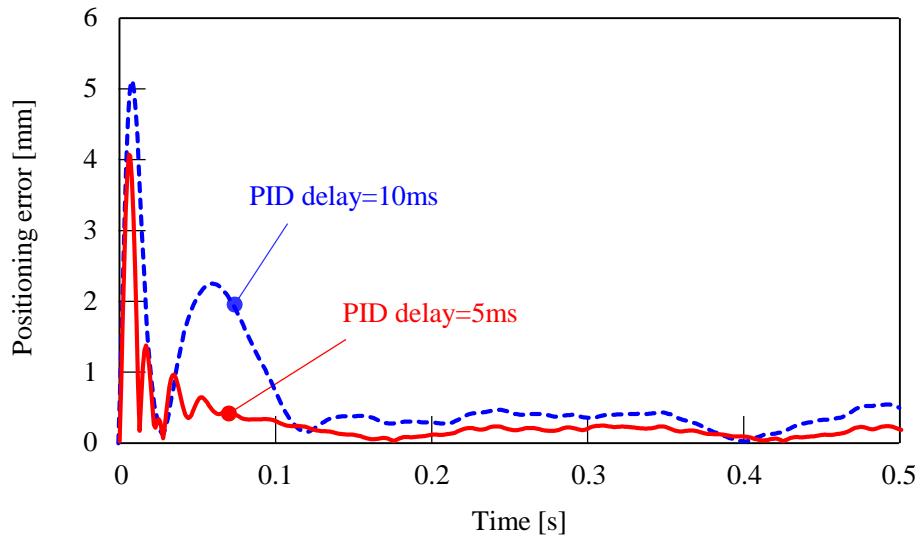


Fig. 3.31 Comparison of positioning accuracy.

シュートが発生し、その後、安定領域に入って目標回転角に追従する。PID 制御での遅れが小さいパラメータに設定するほど安定領域に早く収束して位置決め誤差は小さくなり、目標回転角に追従する 0.1 s 以降の位置決め誤差は、PID 制御での遅れが 1 周期の 1/100 となる 5 ms では最大 0.28 mm、平均 0.13mm が得られた。

次に入力波形が位置決め精度に与える影響を検討する。目標回転角は、 x 軸まわりに 0.2 s で 15° まで立ち上がるステップ入力とした。Fig. 3.32 に動トルク特性解析の結果を示す。解析条件は Fig. 3.30 に解析結果を示した正弦波入力の場合と同様にし、時間刻み幅 Δt は 1 ms で、データ受け渡しでの遅れは 2 ms である。PID 制御パラメータは、遅れ 5 ms になるように設定した。Fig. 3.32 の結果より、ステップ入力に対しても、角度誤差は 1%以下となり、良好な結果が得られた。

Fig. 3.33 に、球面アクチュエータに設置した 200 mm の長さのアーム先端の目標位置に対する位置決め誤差を示す。始動時と入力波形の傾きが変化する 0.2 s から、それぞれ 0.1 s 程度までの間、目標回転角に対してアンダーシュートとオーバーシュートが発生し、その後、安定領域に入って目標回転角に追従することがわかる。回転を続けて安定領域に入っている 0.1~0.2 s の間の位置決め誤差は、最大 0.085 mm、平均 0.052mm が得られた。目標回転角 15° に到達した後に静止し、安定領域に入っている 0.3~0.5 s の間の位置決め誤差

は、最大 0.037 mm、平均 0.010mm が得られた。ステップ入力で目標回転角において静止させる動作は、正弦波駆動で回転を続ける動作に比べて、位置決め精度が高いことが明らかになった。

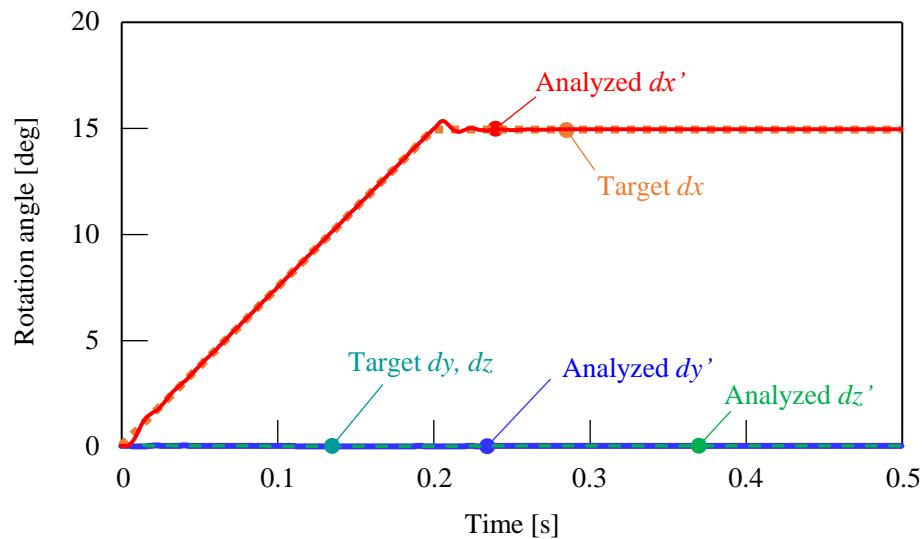


Fig. 3.32 Result of dynamic analysis at stepped input.

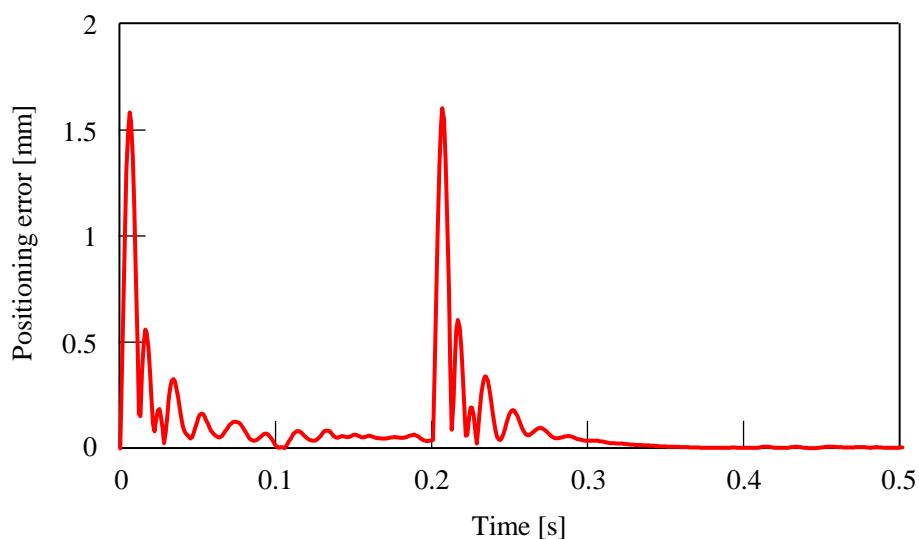


Fig. 3.33 Positioning accuracy at stepped input.

3.5 結言

本章では、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態におけるトルクマップのモデリング誤差について検討した。静トルク特性解析を球面同期アクチュエータに適用し、解析精度に影響を与える諸因子を検討し、解析精度向上を図った。

磁極構造の検討では、16相駆動の PR 型モデルと、少相化と高トルク化の両立が可能な CP 型の 3 自由度球面同期アクチュエータの解析精度を比較した。CP 型のトルク定数は PR 型に比べて大きいため出力トルクへの影響が大きくなるが、CP 型は磁極間距離が大きく相互インダクタンスが低減できる効果の方が大きいことが明らかになった。CP 型における x 軸まわりの出力トルク T_x の誤差は最大 22%，平均 7.3% となり、PR 型に比べて、最大誤差を 28% 低減、平均誤差を 8.7% 低減でき、CP 型は PR 型に比べてトルクマップのモデリング誤差を低減できることを明らかにした。

トルクマップの分解能の検討では、永久磁石ピッチの 1/20 となる緯度 θ 方向の刻み 1.1° 、経度 ϕ 方向の刻み 1.5° のとき、最大誤差 13%，平均誤差 5.7% が得られ、トルクマップの分解能を永久磁石ピッチの 1/20 以下とすると出力トルクの解析誤差が小さくなることを解明した。

3-D FEM の要素分割の検討では、解析誤差の小さくなる球面アクチュエータの要素分割方法を提案し、 x 軸まわりの出力トルク T_x の最大誤差は 9.0%，平均誤差は 4.2% で、細分割モデルと同程度の解析精度が得られた。解析時間は、細分割モデルの 1/3 以下となり、初期分割モデルに対しても 1.2~1.7 倍で抑えられ、解析精度を維持した上で、解析時間の削減を実現した。

3-D FEM による磁界解析と MATLAB/Simulink による制御シミュレータを連携することで、トルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析における閉ループ制御系を構築し、出力トルク誤差が 4% 程度であれば、本閉ループ制御で許容できることを明らかにした。

位置決め精度向上に向けて、出力トルクの解析結果を、電流トルクとコギングトルクの成分に分解して比較することで、解析誤差の要因を考察した。その結果、トルク発生式を用いたトルクモデルによる本解析法において、各コイルの電流計算時にコギングトルクの隣接磁極の影響を考慮していないことが誤差発生の主要因であることを解明した。そこで、

トルクマップに対してコギングトルクの隣接磁極影響の補正法を導入し、出力トルクにおいて最大誤差 4.0%，平均誤差 1.6% が得られた。動トルク特性解析による角度誤差は 1% 以下で、球面アクチュエータに設置した 200 mm の長さのアーム先端の位置決め誤差は平均 0.1 mm が得られ、本補正法の有効性が明らかになった。

さらに、制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータ受け渡し時のステップ遅れと解析精度の関係を解明し、PID 制御での遅れが 1 周期の 1/100 以下とすることで、良好な位置決め精度が得られることが明らかになった。

ステップ入力を用いて入力波形が位置決め精度に与える影響を検討した結果、回転を続けて安定領域に入っている 0.1~0.2 s の間の位置決め誤差は、最大 0.085 mm, 平均 0.052mm, 目標回転角 15°に到達した後に静止し、安定領域に入っている 0.3~0.5 s の間の位置決め誤差は、最大 0.037 mm, 平均 0.010mm が得られ、ステップ入力で目標回転角において静止させる動作は、正弦波駆動で回転を続ける動作に比べて、位置決め精度が 10 倍高いことが明らかになった。

これらの結果より、高トルク密度となる鉄心コイル型の球面アクチュエータで、先行研究における低トルク密度である空芯コイル型と同等の位置決め精度が得られた。よって、1 mm 以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの適用に対して、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態としては十分な解析精度が得られ、本解析法の有用性が明らかになった。

第4章 トルクマップベース制御による高精度位置決め

本章では、高精度位置決めのためのトルクマップベース制御法について検討する。トルクマップベース制御法では、各コイルの入力電流をトルクマップに基づくトルク生成式を用いて計算する。永久磁石型アクチュエータは、様々な製造誤差により予期せぬコギングトルクを発生させるという問題がある。このような問題により解析および実測のトルクマップに相違がある場合、トルクマップのモデル化誤差が位置決め精度を低下させる。そこで、量産時のコギングトルクばらつきに対するトルクマップのモデル化誤差を強化学習による電流補償器で補償し、位置決め精度を改善する手法を提案する。さらに、強化学習における各パラメータが位置決め精度に与える影響を検討し、位置決め精度の向上を図る。

4.1 コギングトルク誤差と解析精度の関係

球面同期アクチュエータのベース構造である永久磁石モータのコギングトルクは、理想状態を仮定した設計時には考慮されていない製造ばらつき要因のため、製造時に設計値の2~3倍となる報告があり⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾、球面アクチュエータにおいても同様の課題が存在する。この製造時のバラつきはトルクマップのモデル化誤差を生み、PID制御器を用いた従来の制御系では大きく性能が劣化する。そこで、球面同期アクチュエータにおける製造ばらつき誤差を想定し、コギングトルクを設計値の3倍まで変化させて、動トルク特性解析を行う。

4.1.1 動トルク特性解析における解析条件

Fig. 4.1 に示す閉ループ制御システムにより、球面同期アクチュエータの動トルク特性を評価する。制御システムでは、可動子が回転すると、各姿勢で目標回転角に対する目標トルクを計算し、目標トルクを出力するための各相の電流値は、式(2.5)より計算する。トルク解析では、式(2.1)に各相の電流値を入力してトルクを計算し、回転角は式(3.1)を解くことで求まる。

動トルク特性の評価には、Fig. 3.1 および 3.2 の 3 自由度 CP 型球面同期アクチュエータを用い、目標回転角として Fig. 4.2 に示すように、 x 軸まわりに振幅 15° , 2 Hz, y 軸まわりに振幅 15° , 1 Hz, z 軸まわりに振幅 10° , 1 Hz の正弦波を与えた。Fig. 4.2 の目標回転角で回転させるとときの、式(2.5)で計算した各相の電流値を Fig. 4.3 に示す。各相の電流値はトルクマップをもとに計算され、始動後約 10 ms で立ち上がり、その後、ひずんだ波形であるが、時間軸方向に緩やかに変動するように制御されることがわかる。

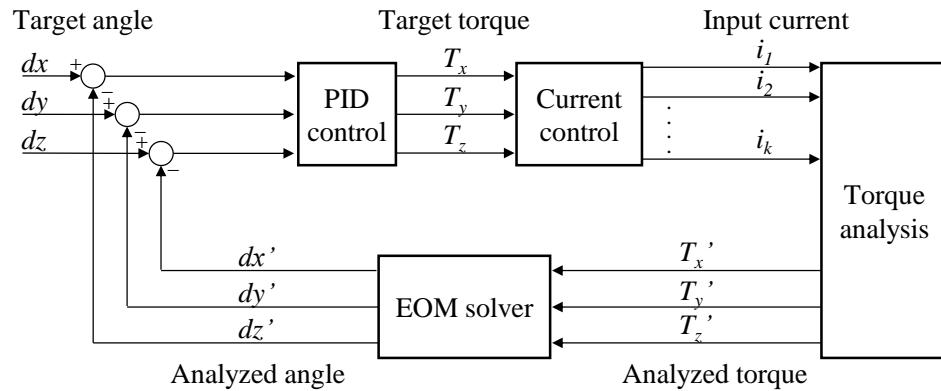


Fig. 4.1 System configuration of dynamic analysis.

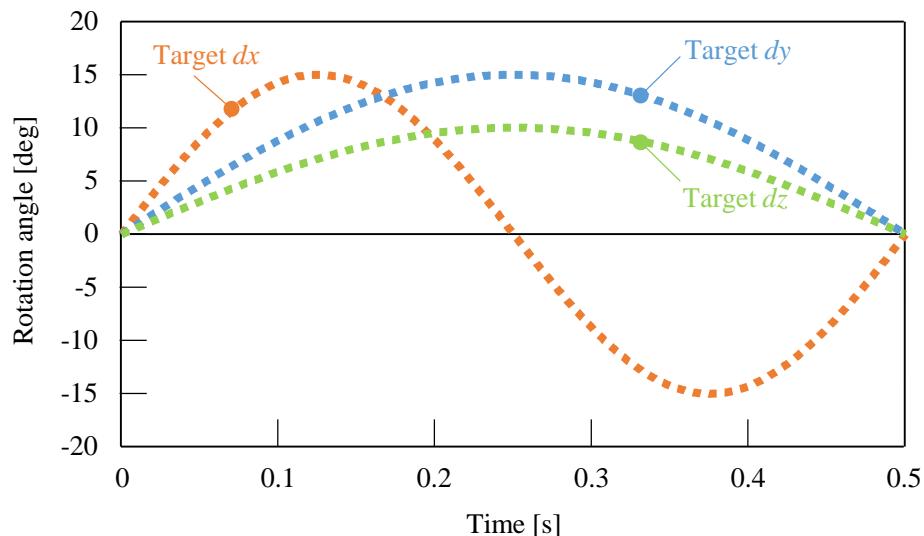


Fig. 4.2 Target angle for dynamic analysis.

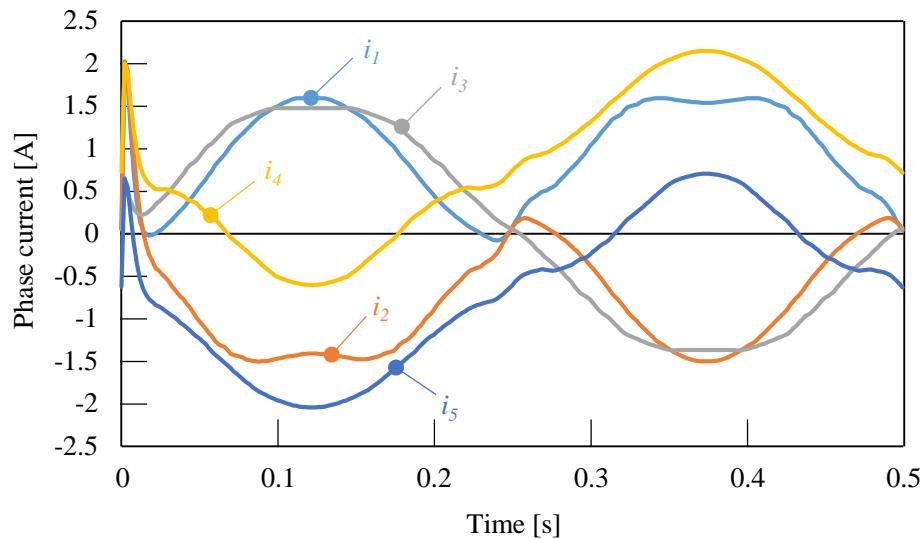


Fig. 4.3 Phase current for dynamic analysis.

4.1.2 コギングトルク誤差

製造ばらつき誤差を想定し、コギングトルクを設計値から設計値の3倍まで変化させて、動トルク特性解析を行った。Fig. 4.4に、目標回転角と回転角の解析結果の2乗平均平方根

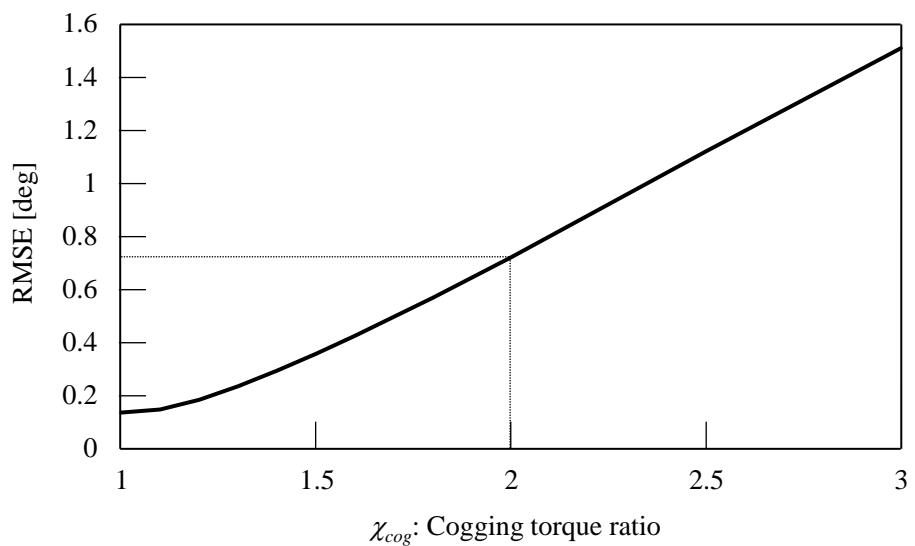


Fig. 4.4 RMSE due to superimposed cogging torque.

誤差（RMSE : Root Mean Squared Error）を示す。Fig. 4.4 よりコギングトルク誤差が増加すると RMSE が増加することがわかる。Fig. 4.5 にコギングトルクが設計値の 2 倍の場合の回転角を示す。破線は目標回転角、実線は回転角の解析結果である。Fig. 4.6 に目標回転角

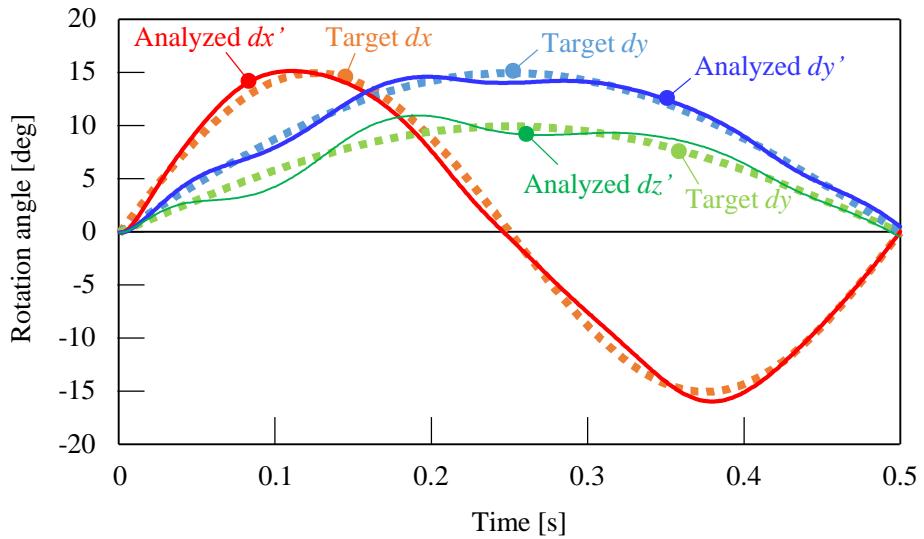


Fig. 4.5 Analysis results of rotation angle with cogging torque is doubled.

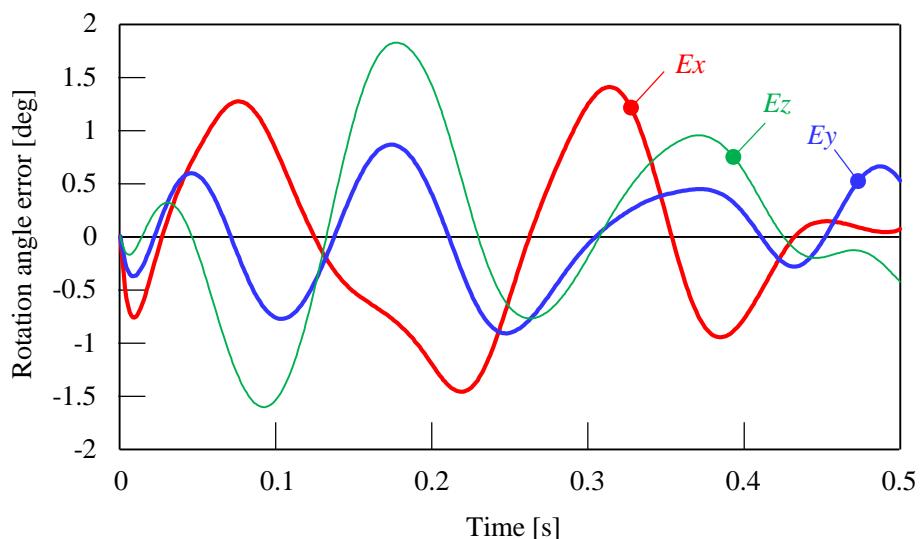


Fig. 4.6 Rotation angle error.

に対する解析結果の誤差を示す。コギングトルク誤差が大きくなると、PID 制御での振動成分が増加し、PID 制御において回転角への追従が困難になる。PID 制御における比例ゲイン K_p は 0.15、積分ゲイン K_i は 5、微分ゲイン K_d は 0.004 とした。コギングトルク誤差が 2 倍のとき、RMSE は 0.73°、最大誤差は 1.82°である。

4.2 深層強化学習を適用した電流補償器の導入

球面アクチュエータのロバスト性向上のために、深層 NN を用いた電流補償器を導入した。Fig. 4.7 に、電流補償器を導入した動トルク特性解析における閉ループ制御システムを示す^{(65)~(68)}。

Fig. 4.8 に、電流補償器における深層強化学習のプロセス概要図を示す。Fig. 4.8 は、強化学習の 1 サイクルを示している。深層強化学習では、与えられた環境における価値を最大化するようにエージェントを学習させる。環境が制御対象である球面アクチュエータの数値シミュレータであり、学習主体であるエージェントが次の行動を決めるコントローラ

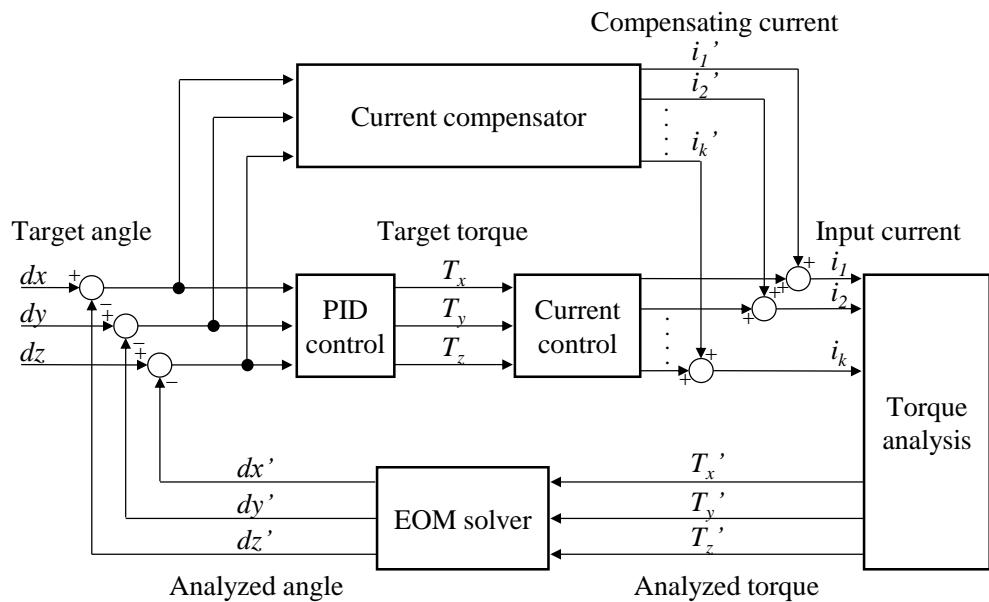


Fig. 4.7 Current compensator by deep reinforcement learning.

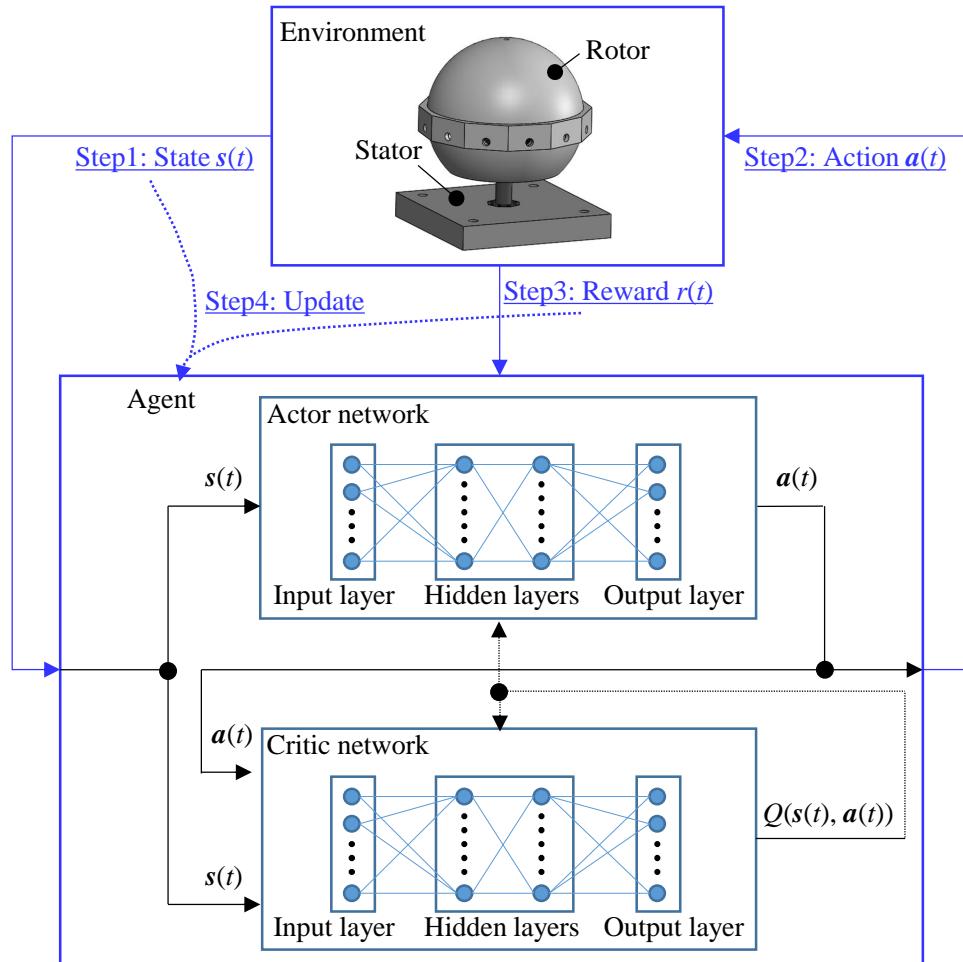


Fig. 4.8 Schematic diagram of deep reinforcement learning.

である。エージェントは、以下のステップ 1~4 のサイクルを何度も繰り返すことで、NN の重みを更新していく。

ステップ1： 環境（数値シミュレータ）は、時間ステップ t におけるアクチュエータの回転角の計算結果を、状態 $s(t)$ としてエージェント（コントローラ）に输出する。

ステップ2： エージェント（コントローラ）は、入力された状態 $s(t)$ （アクチュエータの回転角）から行動 $a(t)$ （電流補正值）を計算し、環境（数値シミュレータ）に出力する。

ステップ3： 環境（数値シミュレータ）は、行動 $\mathbf{a}(t)$ （電流補正值）を入力してシミュレーションを行い、その結果から報酬 $r(t)$ を計算する。

ステップ4： 深層 NN の重みは、行動 $\mathbf{a}(t)$ と報酬 $r(t)$ に基づいて更新される。

深層強化学習としては、連続した行動空間で使用できるといった特徴を持つ決定論の方策勾配法（DDPG : Deep Deterministic Policy Gradient）⁽⁶⁹⁾⁽⁷⁰⁾を用いた。深層 NN の隠れ層を増やせば性能は向上するが、メモリや演算量も増える。そこで今回、演算量の増加抑制と球面アクチュエータの非線形特性への対応の両立を目指し、DDPG のネットワーク構造は、Fig. 4.8 に示すように、入力層 1 層、隠れ層 2 層、出力層 1 層の合計 4 層とした。本手法は、従来の NN などによるインテリジェント制御器に比べて NN の層数が多いため、複雑なダイナミクスを持つ球面アクチュエータに対する制御性に優れていることが期待できる。DDPG では、NN で表現された方策を表すアクターネットワーク $\mu(\mathbf{s}|\theta^\mu)$ と NN で表現された価値関数を表すクリティックネットワーク $Q(\mathbf{s}, \mathbf{a}|\theta^Q)$ により学習を行い、行動選択や時間的差分（TD : Temporal Difference）誤差の計算には、アクターネットワークとクリティックネットワークと同一の構造を持つそれぞれのターゲットネットワーク $\mu'(\mathbf{s}|\theta'^\mu)$, $Q'(\mathbf{s}, \mathbf{a}|\theta'^Q)$ を用いる。 θ^μ と θ^Q はそれぞれアクターネットワーク、クリティックネットワークのパラメータであり、 θ'^μ と θ'^Q はそれぞれアクターのターゲットネットワーク、クリティックのターゲットネットワークのパラメータである。アクチュエータの回転角である状態 $\mathbf{s}(t)$ のとき、行動 $\mathbf{a}(t)$ である電流補正值を与えてシミュレーションを行い、報酬 $r(t)$ と新しい状態 $\mathbf{s}(t+1)$ であるアクチュエータの回転角を求め、このときの状態の組であるミニバッチ $(\mathbf{s}(t), \mathbf{a}(t), r(t), \mathbf{s}(t+1))$ をリプレイバッファに保存する。リプレイバッファから N 個のミニバッチをランダムにサンプリングし、下記の損失関数 L を最小化してクリティックネットワークを更新する。

$$L = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (r_k + \gamma Q'(\mathbf{s}_{k+1}, \mu'(\mathbf{s}_{k+1}|\theta'^\mu)|\theta'^Q) - Q(\mathbf{s}_k, \mathbf{a}_k|\theta^Q))^2 \quad (4.1)$$

ここで、 γ は割引率を表す。アクターネットワークは、次式によりサンプリングされた方策の勾配を用いて更新される。

$$\nabla_{\theta^\mu} J \approx \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \nabla_a Q(s, a | \theta^Q)_{s=s_k, a=\mu(s_k)} \nabla_{\theta^\mu} \mu(s | \theta^\mu)_{s_k} \quad (4.2)$$

ここで J は期待収益, ∇ は勾配を表す。

Fig. 4.7 に示す電流補償器を備えたコントローラを Fig. 3.1 に示す球面アクチュエータに適用した。隠れ層のニューロン数は第 1 隠れ層が 400, 第 2 隠れ層が 300 とし, 学習率はクリティックネットワークとアクターネットワークとともに 0.001 とした。深層強化学習の主要なパラメータである報酬は, 回転角誤差に応じて以下の式に示すようなステップ関数で報酬を与えた。回転角誤差が 0.1° より小さい場合を合格レベルとし報酬として +10 与え, 0.5° 以上を不合格レベルとし報酬として -1 与え, その間は報酬 +3 としている。

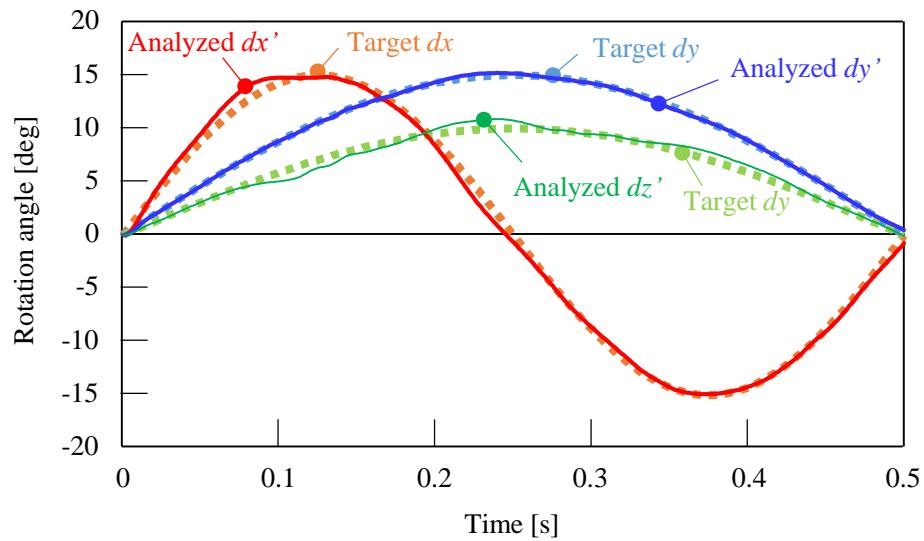
$$r_t = -0.01 \sum_{k=1}^n u_{t-1}^k - \sum_{k=1}^3 \begin{cases} 10 & , \quad |R_{err}^k| < 0.1 \\ 3 & , \quad 0.1 \leq |R_{err}^k| < 0.5 \\ -1 & , \quad 0.5 \leq |R_{err}^k| \end{cases} \quad (4.3)$$

ここで, $R_{err}^1, R_{err}^2, R_{err}^3$ はそれぞれ x, y, z 各方向の回転角誤差, u_{t-1}^k は前時間ステップの行動で各相の補償電流, n は電流の相数を表す。このモデルの電流は 5 相であるので, n は 5 である。

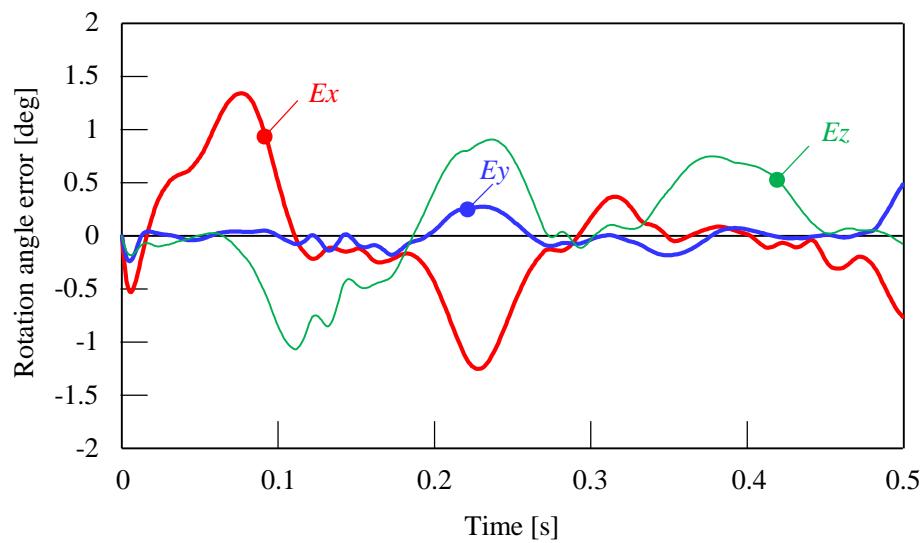
また, NN の活性化関数はシグモイド関数がよく用いられていたが, 深層 NN に適用すると, 勾配消失問題を生じる。これは, シグモイド関数の微分係数の最大値が 0.25 であり, 1.0 より小さいため, シグモイド関数を重ねるほど勾配の値は小さくなつて, 勾配が消えてしまうという問題である。そこで, 深層 NN の活性化関数として, 微分係数の最大値が 1.0 で勾配消失問題の生じない正規化線形関数 (ReLU : Rectified Linear Unit)⁽⁷¹⁾⁽⁷²⁾ を用い, x 軸まわりの初期回転角を変化させて学習を行った。Fig. 4.9 にコギングトルク誤差が 2 倍のときの回転角と回転角誤差を示す。

Fig. 4.10 に式(4.3)のステップ報酬で学習したときの学習曲線を示す。Fig. 4.10 には, 各エピソードの報酬と直近 20 エピソードの平均報酬を示しており, 比較しやすいように理論上の最大報酬値で正規化している。Fig. 4.10 から, 学習が進むにつれて平均報酬が増加しており, これは学習が進んで誤差が小さくなっていることを示している。深層強化学習

による電流補償器を導入することで、Fig. 4.5, 4.6 の PID 制御と比較して回転角の振動成分が減少し、RMSE は 0.38° 、最大誤差は 1.35° と誤差低減した。



(a) Rotation angle



(b) Rotation angle error

Fig. 4.9 Analysis results using a current compensator.

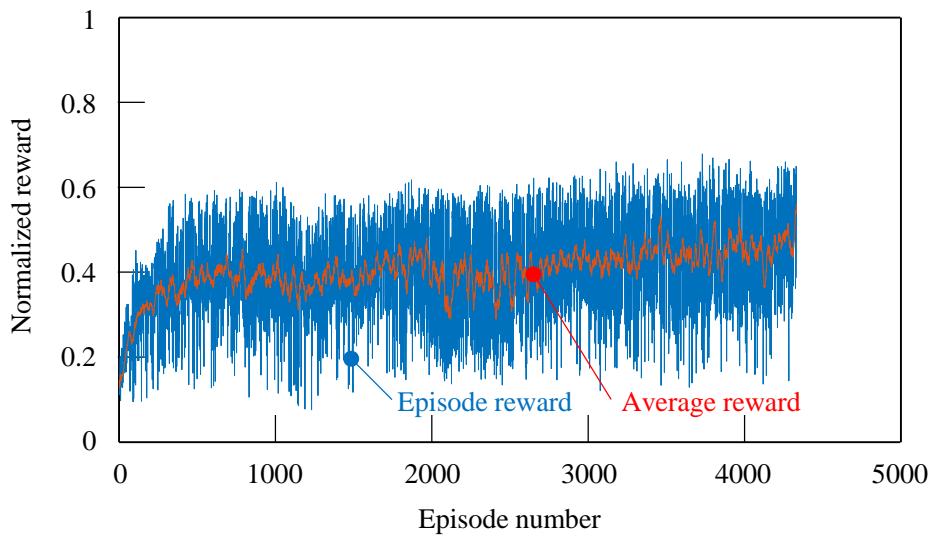


Fig. 4.10 Learning curve of our reinforcement learning experiment.

4.3 深層強化学習のパラメータの検討

前節で、トルクマップのモデル化誤差を深層強化学習による電流補償器で補償し、位置決め精度を改善する手法を提案した。球面同期アクチュエータに適用し、回転角の誤差低減効果があることを示した。本節ではさらに、制御性に影響を与えるパラメータを検討し、コギングトルクの製造変動などの不確実性問題に適用する。

4.3.1 報酬関数の連続性の検討

深層強化学習のパラメータの検討として、報酬関数の連続性について検討する。前節では、式(4.3)の回転角誤差に応じたステップ報酬を与えた。ステップ報酬では、回転角誤差に応じてきめ細かな報酬設定ができるが、一方で設定区間の切り替わり時に非連続が発生するという問題がある。そこで、以下の式に示すような連続報酬を導入し、報酬の非連続性が解析精度に与える影響を検討する。

$$r_t = -0.01 \sum_{k=1}^n {u_{t-1}^k}^2 - \sum_{k=1}^3 {R_{err}^k}^2 \quad (4.4)$$

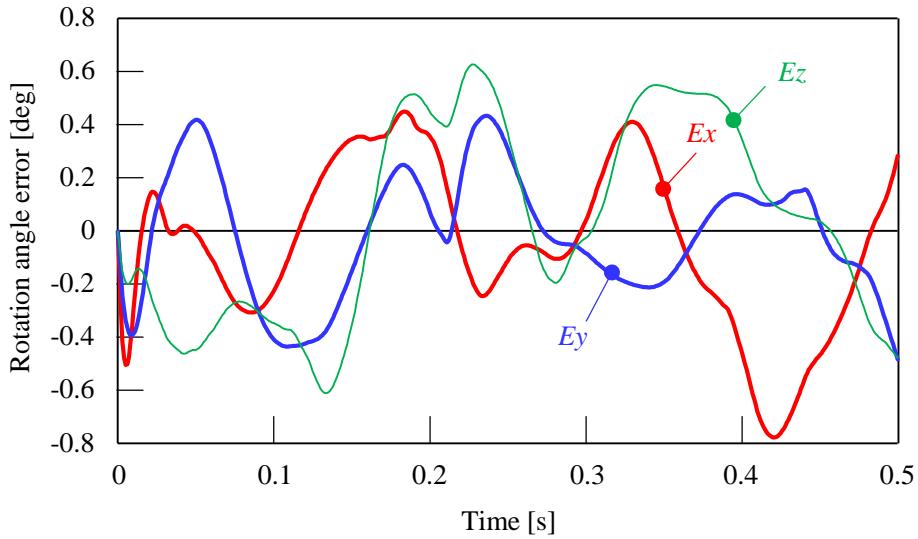


Fig. 4.11 Rotation angle error in continuous reward.

Fig. 4.11 にコギングトルク誤差が 2 倍のときの回転角誤差を示す。Fig. 4.11 の連続報酬で学習した回転角誤差は、Fig. 4.9 に示したステップ報酬での回転角誤差よりも小さくなっています。連続報酬で学習することで、RMSE は 0.31° 、最大誤差は 0.78° が得られた。

4.3.2 活性化関数の検討

NN の活性化関数による影響を検討した。Fig. 4.12 に示す ReLU と clipped ReLU を比較した。Fig. 4.13 にコギングトルク誤差が 2 倍のときの回転角誤差を示す。clipped ReLU を適用することで、ReLU 関数に比べて誤差が低減でき、RMSE は 0.20° 、最大誤差は 0.73° が得られた。これは、clipped ReLU を適用したことによって、NN の出力が大きくなり過ぎるのを防ぐ効果が出たためであると考えられる。

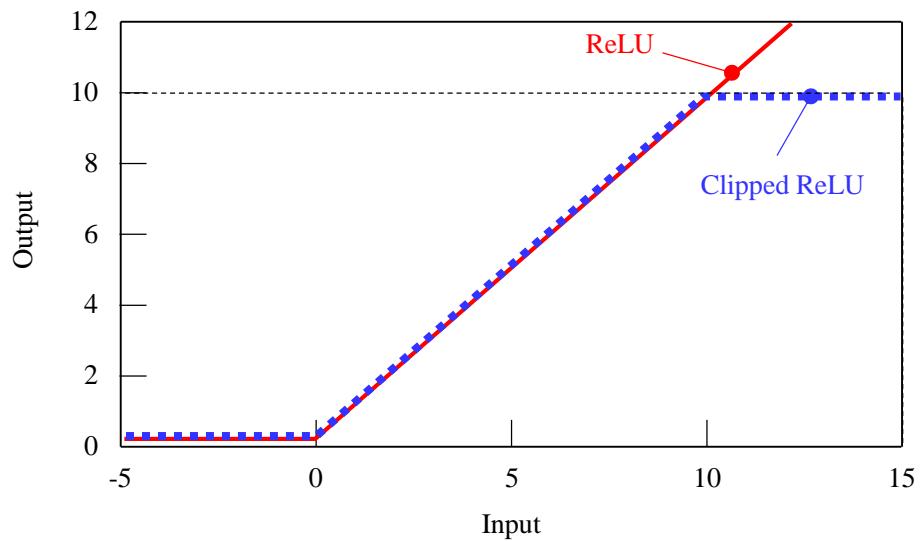


Fig. 4.12 Comparison of waveform between ReLU and clipped ReLU.

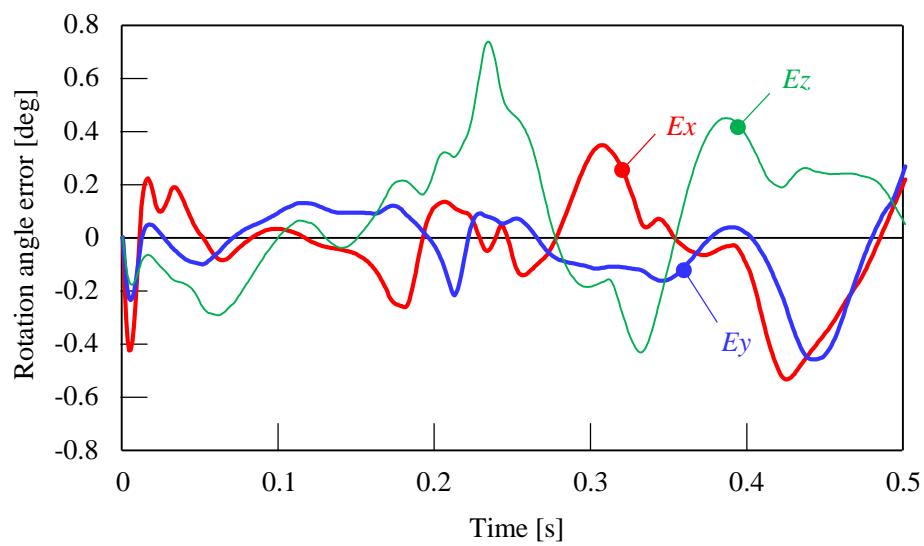


Fig. 4.13 Rotation angle error using clipped ReLU.

4.3.3 報酬関数の係数の検討

前節までに、深層強化学習で用いるパラメータ関数として、報酬関数とNNの活性化関数を検討し、報酬関数では連続報酬、NNの活性化関数ではclipped ReLUを用いると誤差を低減できることを示した。本節ではこれらの関数を用いて、深層強化学習の主要なパラメータである報酬関数について、その係数を検討することで、さらなる誤差低減を図る。

回転角の2乗誤差に対する重み付け係数 w_1 、行動である補償電流の2乗に対する重み付け係数 w_2 を導入すると、式(4.4)の連続報酬の式は次式で表される。

$$r_t = - \left(w_1 \cdot \sum_{k=1}^3 {R_{err}^k}^2 + w_2 \cdot \sum_{k=1}^n {u_{t-1}^k}^2 \right) \quad (4.5)$$

まず、回転角の2乗誤差に対する重み付け係数 w_1 について考察する。 w_1 が大きくなるほど回転角誤差による報酬の減少が大きくなる。これは、 w_1 が大きいほど回転角誤差が小さいときの報酬に対する寄与が大きいことを表している。すなわち、 w_1 が大きくなると制御が回転角誤差に敏感になるため、学習が収束しにくくなる。そこで、回転角の2乗誤差係数 w_1 を1~4まで変化させて検討した。補償電流の2乗係数 w_2 は0.01としている。

RMSEと最大誤差の解析結果をFig. 4.14に示す。Fig. 4.13の結果は、Fig. 4.14において w_1

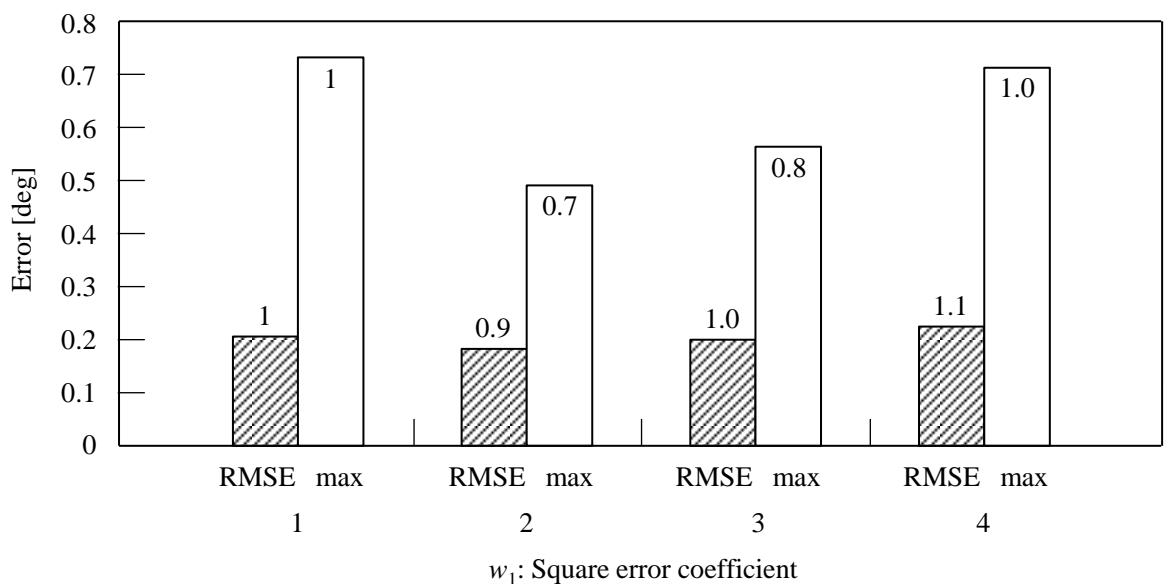


Fig. 4.14 Examination of rotation angle square error coefficient w_1 .

を 1 とした場合である。Fig. 4.14 より, w_1 が 2 のとき RMSE と最大誤差が最も小さくなっている。また, w_1 を 1~4 の間で変化させたとき, w_1 の RMSE の減少率は小さいが, 最大誤差は 33% 減少している。

次に, 行動である補償電流の 2 乗に対する重み付け係数 w_2 を検討した。 w_2 を 0.001~2 まで変化させて検討した。回転角の 2 乗誤差係数 w_1 は 2 としている。RMSE と最大誤差の解析結果を Fig. 4.15 に示す。Fig. 4.15 より, w_2 が 0.01 のとき, RMSE と最大誤差が最も小さくなっていることが分かる。 w_2 を 0.001~2 の間で変化させたとき, w_2 が 1 の場合と比較して, RMSE は 53% 減少し, 最大誤差は 45% 減少していることがわかる。

以上の結果, 連続報酬関数の重みづけ係数としては, 回転角の 2 乗誤差係数 w_1 は 2, 補償電流の 2 乗係数 w_2 は 0.01 にすることで, 回転角の誤差を小さくすることができる。このときの回転角と回転角誤差の解析結果を Fig. 4.16 に示し, Fig. 4.17 に学習曲線を示す。Fig. 4.17 は, パラメータ検討前の Fig. 4.10 と比べると, 学習曲線の収束性が向上していることがわかる。Fig. 4.18 に各相の電流波形を示す。Fig. 4.18 は, コギングトルクが設計値の 2 倍のときに, 深層強化学習を適用した電流補償を行った後の電流波形となる。Fig. 4.18 より, コギングトルク誤差のない Fig. 4.3 と比較して, 時間軸方向での変動が大きくなっ

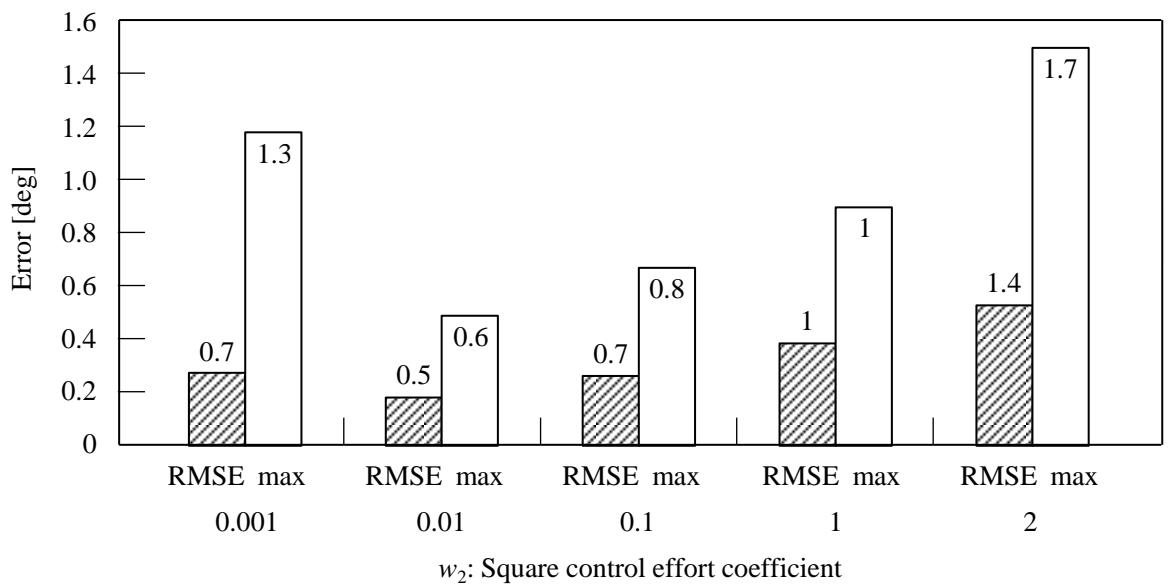


Fig. 4.15 Examination of square control effort coefficient w_2 .

ていることがわかる。このことは、コギングトルク誤差があっても各時間で電流補償することで、目標回転角に追従することができていることを表す。このときの RMSE は 0.18° 、最大誤差は 0.49° と誤差低減した。

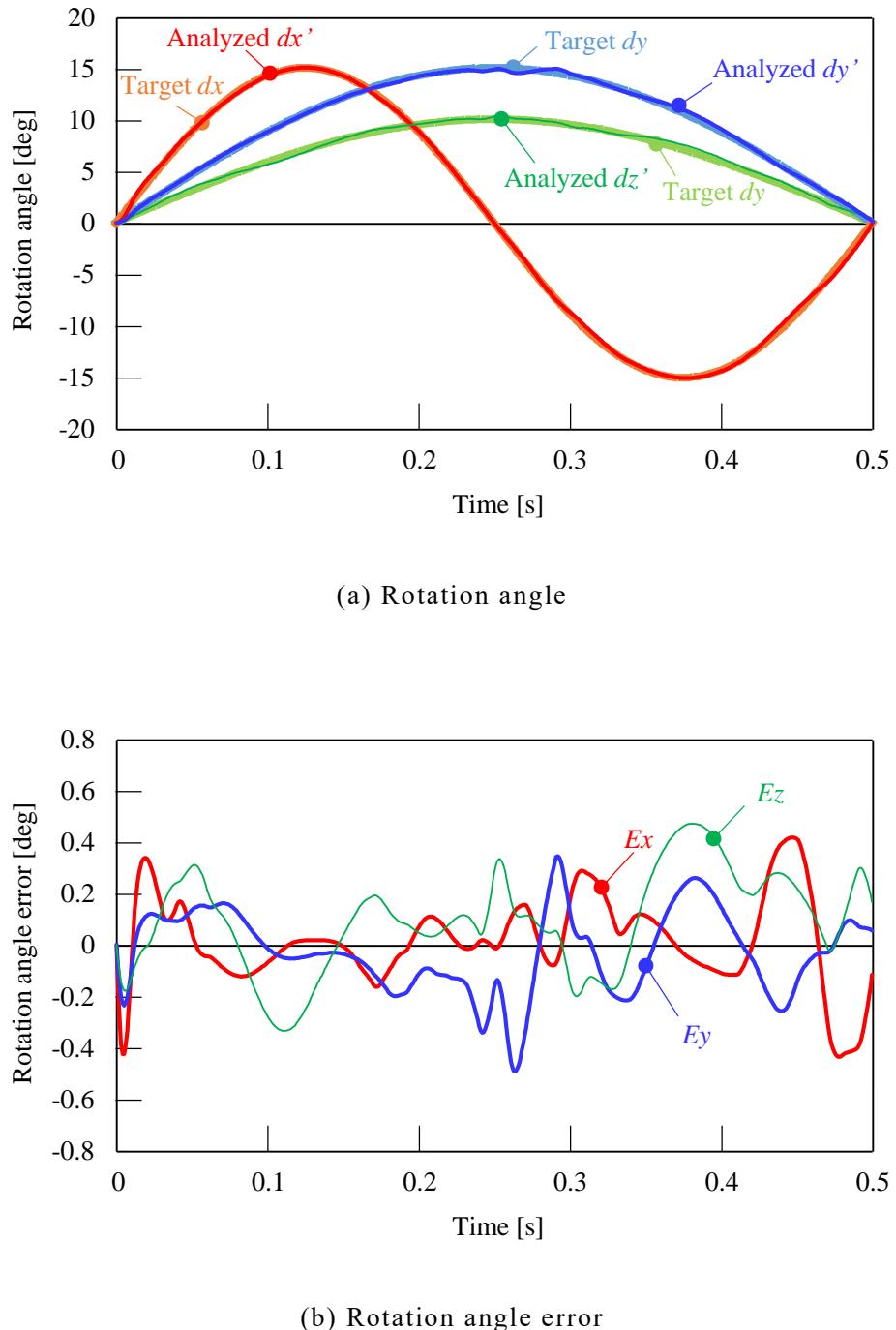


Fig. 4.16 Analysis results adjusted for reward coefficient.

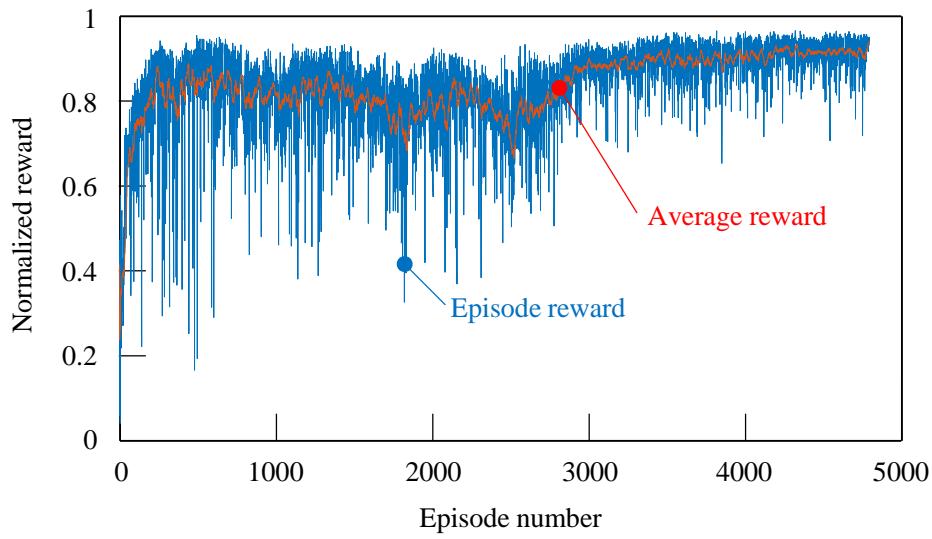


Fig. 4.17 Learning curve adjusted for reward coefficient.

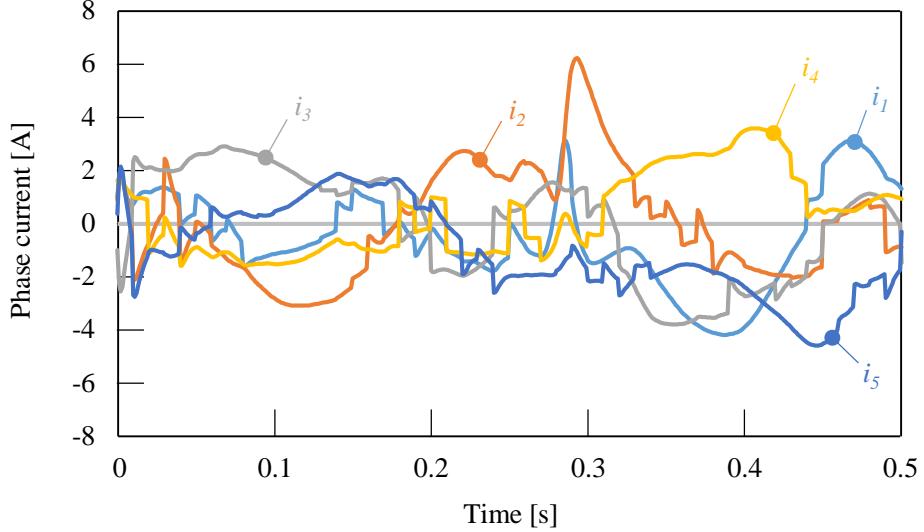


Fig. 4.18 Learning curve adjusted for reward coefficient.

Table 4.1 に、従来手法である PID 制御、単層 NN による DPG 法⁽⁷³⁾、本研究による DDPG 法による解析結果として、RMSE と最大誤差を示す。Table 4.1 から、深層 NN を用いた DDPG を用いて、各パラメータの最適化を行うことが有効であることがわかる。DDPG を

Table 4.1 Rotation angle error.

Control method	RMSE	Maximum error
PID	0.73°	1.82°
DPG (NN)	0.39°	1.59°
DDPG	step reward	0.38°
	continuous reward	0.31°
	parameter optimization	0.18°

用いた本電流補償器により、RMSE が 0.18°と PID 制御の 25%を達成し、最大誤差は 0.49°と PID 制御の 27%を達成した。本手法による深層強化学習には、Intel Core i7-11700 CPU を用いて約 5 時間かかるが、一度学習すれば、制御時に学習結果を用いてリアルタイムに電流補償を行うことが可能である。

4.4 統計的検定による提案手法の評価

NN を用いる手法では、設定した評価指標の平均値と分散を計算して統計的検定⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁵⁾を行い、手法間に違いがあるかどうかを評価することで、手法の有効性を主張することが重要である。そこで、前節までに設定した評価指標である回転角の RMSE と最大誤差について、その平均値と分散を計算し統計的検定を行うことで、提案した制御手法の有効性を評価する。

従来手法である PID 制御と本提案手法である DDPG による電流補償器を用いた制御とで、電流計算に使うコギングトルクが設計値の 2 倍のときに、初期回転角を 41 通りに変化させて RMSE と最大誤差を計算し、本提案手法の優劣評価を行う。計算結果の箱ひげ図を Fig. 4.19 に示す。Fig. 4.19 より、RMSE と最大誤差のそれぞれが PID と DDPG では箱で表示される四分位範囲に重なりがないことから、手法間に差があるといえる。平均値は、DDPG が PID より小さくなっている、DDPG による電流補償器による効果があることがわかる。

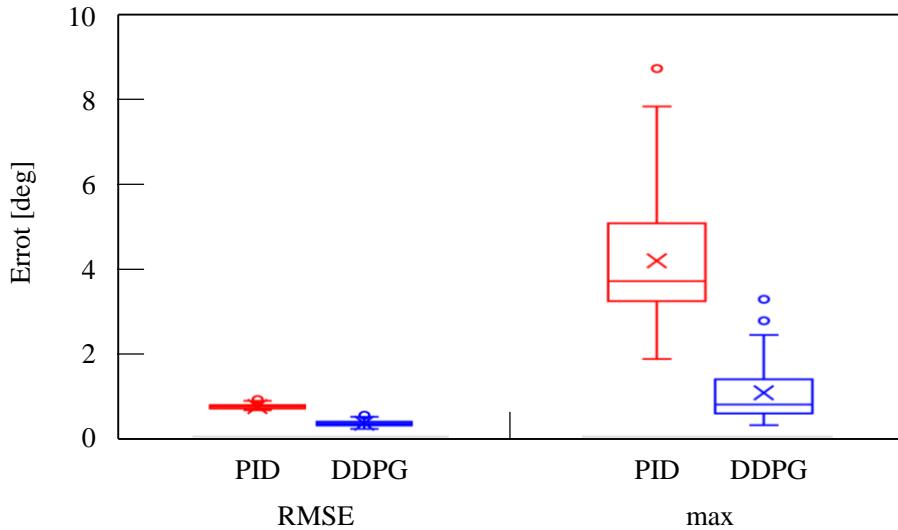


Fig. 4.19 Comparison of box plot.

次に、優劣評価を2標本t検定により行う。従来手法と本提案手法における計算結果のRMSEと最大誤差から算出した各種統計量をTable 4.2に示す。ここでは、2標本の平均値の差の検定方法であり、2つの母集団の分散が等分散かどうかを考慮する必要がないWelchのt検定⁽⁷⁶⁾⁽⁷⁷⁾を適用する。Welchのt検定における検定統計量tは、次式より求まる。

$$t = \frac{\bar{x}_1 - \bar{x}_2}{\sqrt{\frac{s_1^2}{n_1} + \frac{s_2^2}{n_2}}} \quad (4.6)$$

ここで、 \bar{x}_1 は1群目の標本平均、 n_1 は1群目のサンプルサイズ、 s_1^2 は1群目の不偏分散、 \bar{x}_2 は2群目の標本平均、 n_2 は2群目のサンプルサイズ、 s_2^2 は2群目の不偏分散である。Welchのt検定における自由度νは次式で計算される。

$$\nu = \frac{\left(\frac{s_1^2}{n_1} + \frac{s_2^2}{n_2}\right)^2}{\frac{s_1^4}{n_1^2(n_1-1)} + \frac{s_2^4}{n_2^2(n_2-1)}} \quad (4.7)$$

帰無仮説 H_0 を「従来手法と本提案手法の誤差に差がない」とすると、対立仮説 H_1 は「従

来手法と本提案手法の誤差に差がある」となる。次に有意水準 α として 0.001 を設定する。ここでは 2 群間の誤差に差があるかどうかを調べるために、両側検定を行う。Excel 関数を使い計算した t 検定における検定統計量 t が出現する確率である p 値を Table 4.2 に示す。RMSE の p 値は 2e-34、最大誤差の p 値は 4e-17 となり、いずれも 0.001 よりはるかに小さい。次に、このことを t 分布により説明する。Fig. 4.20 に自由度 70 における t 分布を示し、Fig. 4.21 に自由度 55 における t 分布を示す。Fig. 4.20 および Fig. 4.21 には、比較のため自由度 1 のグラフも載せている。自由度が大きいほど尖った形状となっていることがわかり、自由度が無限大に近づくと、t 分布は正規分布に漸近する。統計数値表から、自由度 70 に対する $t_{0.0005}(70)$ が 3.44 であるので RMSE の 99.9% 信頼区間は ±3.44 であり、自由度 55 に対する $t_{0.0005}(55)$ が 3.48 であるので最大誤差の 99.9% 信頼区間は ±3.48 である。Fig. 4.20 に示すように RMSE の検定統計量 $t=23.1$ は棄却域に含まれ、Fig. 4.21 に示すように、最大誤差の統計量 $t=12.2$ は棄却域に含まれることから、「有意水準 0.1% の両側検定において、帰無仮説は棄却され、対立仮説 H_1 が採択される」という結果が得られる。すなわち、「従来手法と本提案手法の誤差には差がある」と結論づけることができる。

以上のことから、本提案手法である DDPG を用いた電流補償器は、従来手法に対して統計的に優位であるといえる。

Table 4.2 Statistics of RMSE and maximum error.

Item	RMSE		Maximum error	
	PID	DDPG	PID	DDPG
n : Sample size	41	41	41	41
\bar{x} : Sample mean	0.7195	0.3242	4.1983	1.0458
s^2 : Variance	0.0037	0.0083	2.2847	0.4445
s : Standard deviation	0.0612	0.0910	1.5115	0.6667
t : t-statistic	23.1		12.2	
v : Degree of freedom	70		55	
p : p-value	2e-34		4e-17	

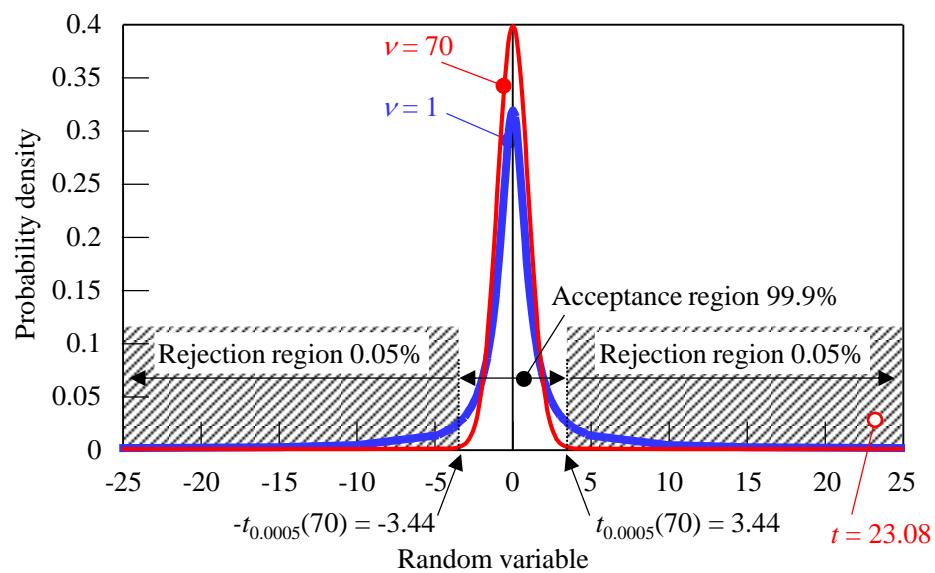


Fig. 4.20 T distribution for 70 degrees of freedom.

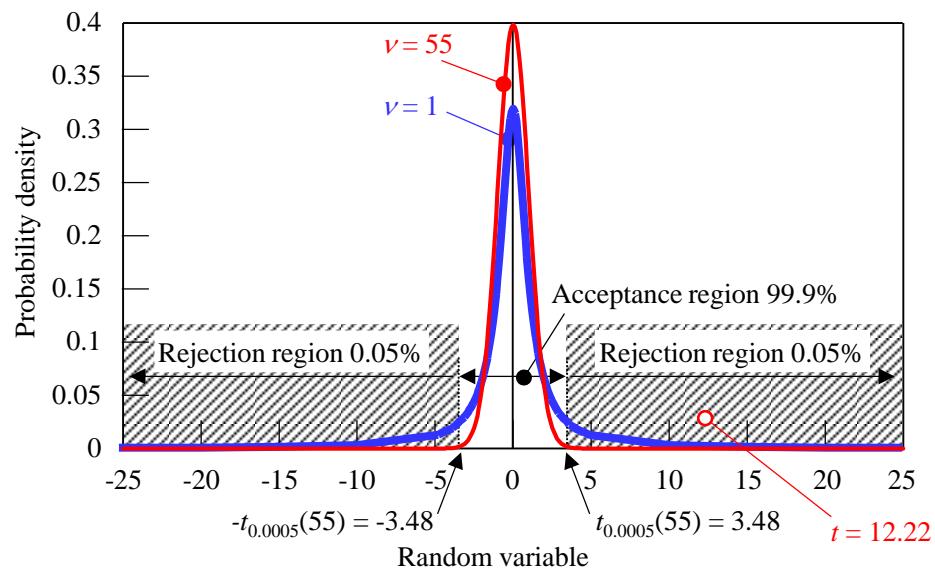


Fig. 4.21 T distribution for 55 degrees of freedom.

4.5 結言

本章では、高精度位置決めのためのトルクマップベース制御法について検討した。まず、解析および実測のトルクマップに相違がある場合として、量産時の製造ばらつき誤差を想定しコギングトルクを設計値の3倍まで変化させて、モデル化誤差と位置決め精度の関係を明らかにした。

トルクマップのモデル化誤差に対して、深層強化学習である DDPG を適用した電流補償器を導入し、位置決め精度を改善する手法を提案した。コギングトルク誤差が2倍のとき、PID 制御では RMSE が 0.73° 、最大誤差が 1.82° であったが、本手法により回転角の振動成分が減少し、RMSE が 0.38° 、最大誤差が 1.35° と誤差低減することが示され、本手法の有効性が明らかになった。

次に、強化学習における各パラメータが位置決め精度に与える影響を検討した。報酬関数の連続性検討では、ステップ関数よりも連続関数の方が誤差を低減できることを示した。活性化関数の検討では、NN の出力が大きくなり過ぎるのを防ぐ効果がある clipped ReLU を用いることで、誤差を低減できることを示した。連続報酬関数の重みづけ係数の検討では、回転角の2乗誤差係数 w_1 は 2、補償電流の2乗係数 w_2 は 0.01 のときに、回転角の誤差を小さくできることを示した。このときの RMSE は 0.18° 、最大誤差は 0.49° が得られ、PID 制御に比べて、回転角誤差を 70% 以上低減できることを示し、各パラメータが位置決め精度に与える影響を解明した。

さらに、上記の数値実験の有効性に関して、設定した評価指標である回転角の RMSE と最大誤差に関する平均値と分散を計算して統計的検定を行った結果、本手法に統計的優位性があることが明らかになった。

第5章 実証実験

本章では、試作機による実験環境を構築し実証実験を行う。実証実験では、試作機により動作特性を計測し、動トルク特性解析の結果と比較することで、提案制御手法の有効性を確認する。

5.1 測定装置

Fig. 3.1 に示した球面同期アクチュエータの試作機を作成し、動作特性を計測する。作成した実験システムを Fig. 5.1 に示す。制御システムは Fig. 5.2 に示す構成である。制御モデルは、MATLAB/Simulink を用いて作成し、制御ボードに実装した。制御ボードとしては DS1005 PowerPC Processor Board (dSPACE 社製)⁽⁷⁸⁾を用いた。ここで、制御ボードを制御するソフトである Control Desk (dSPACE 社製) は、DS1005 で動作する最後のバージョンとなる Release 2019-B を使った。Control Desk Release 2019-B で推奨されている MATLAB/Simulink のバージョンは R2019b であるが、R2019b は深層強化学習により学習したデータの読み込みが煩雑となるため、dSPACE 社での動作保障はされていないが、深層強化学習への対応が進んでいる R2021a を用いた。

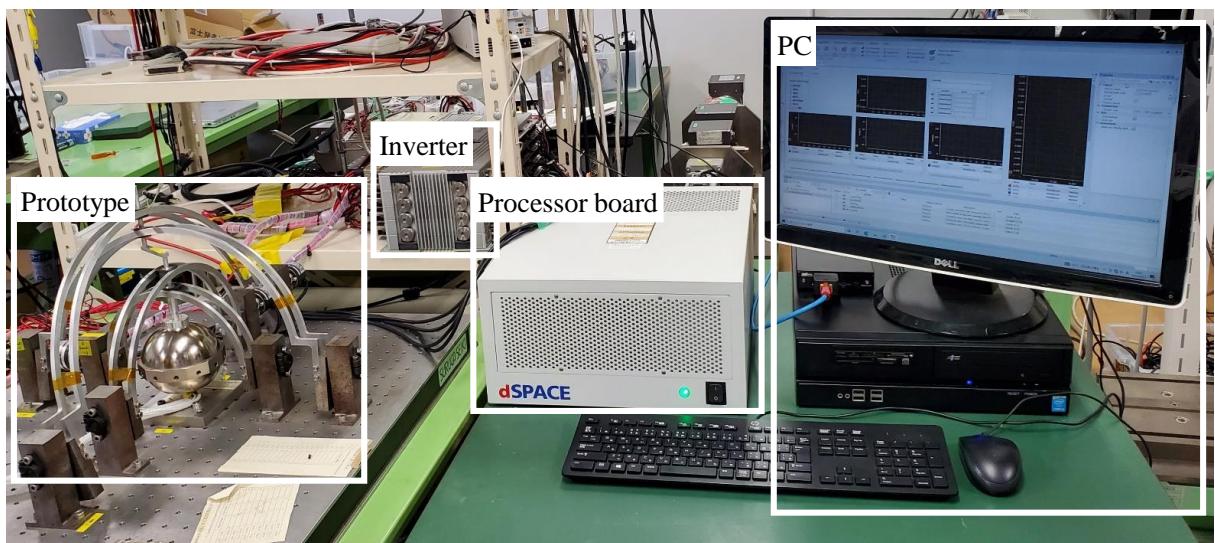


Fig. 5.1 Experiment system.

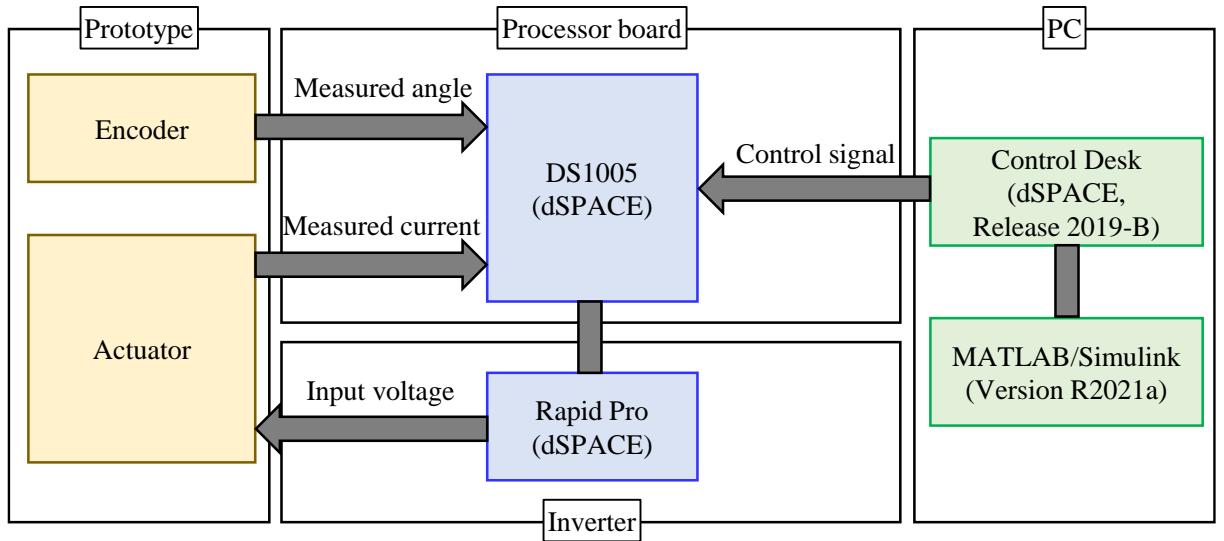


Fig. 5.2 Control system.

球面アクチュエータの各コイルには、DS1005 から目標回転角と検出電流および検出角度に応じた 5 相のパルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) の電圧波形が供給される。制御モデルで決定する物理量は目標電流値であるが、DS1005 から各コイルに入力される物理量は電圧値である。そこで、入力電圧値を電気回路方程式から算出し各コイルに印加し、各コイルに流れた電流の検出値を DS1005 にフィードバックし、目標電流と測定電流の差を補償する。

測定装置を Fig. 5.3 に示す⁽⁷⁹⁾。本アクチュエータでは、 x , y , z 軸の 3 軸まわりの回転角を測定するためにアーチ状の回転角測定装置を外部に設置している。測定装置は、4 つのアーチと各アーチの回転軸に取り付けられたインクリメンタル形ロータリエンコーダで構成される。ロータリエンコーダ RE x1, RE x2 は x 軸に配置し、RE y1, RE y2 は y 軸に配置している。

次に測定原理について説明する。可動子の x 軸, y 軸まわりの回転角に応じてアーチが回転し、その回転角をロータリエンコーダで読み取る。 x 軸に配置したロータリエンコーダ RE x1, RE x2 と y 軸に配置したロータリエンコーダ RE y1, RE y2 で測定される回転角をそれぞれ θ_{x1} , θ_{x2} , θ_{y1} , θ_{y2} とする。 x 軸まわり, y 軸まわりの回転角 θ_x , θ_y は次式で与えられる。

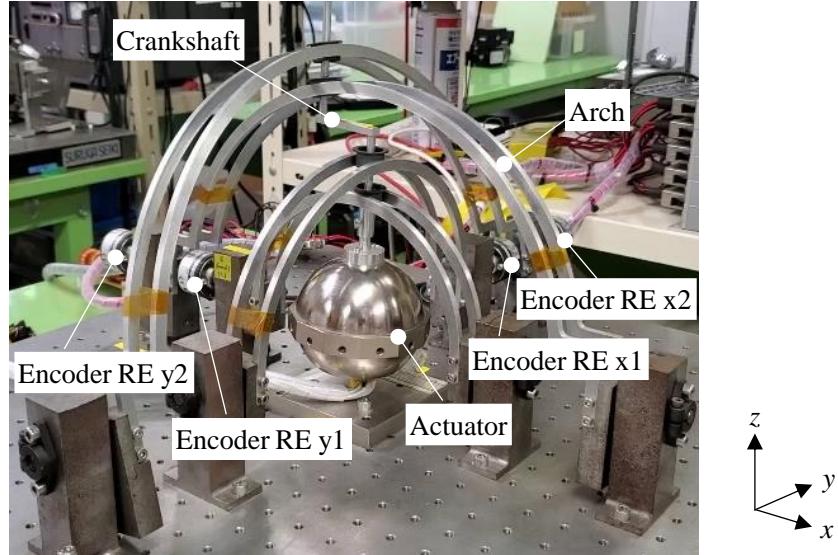


Fig. 5.3 Actuator and position measuring apparatus.

$$\theta_x = \theta_{x1} \quad (5.1)$$

$$\theta_y = \theta_{y1} \quad (5.2)$$

z 軸まわりの回転角 θ_z は、Fig. 5.3 に示すようにアクチュエータの出力軸にクランクシャフトを配置し、出力軸位置に追従する内側アーチと、クランプした先の位置に追従する外側アーチを設けることで検出する。出力軸位置とクランプした先の位置の関係から、次式で回転角が計算される。

$$\theta_z = \tan^{-1} \left(\frac{\theta_{x2} - \theta_{x1}}{\theta_{y2} - \theta_{y1}} \right) \quad (5.3)$$

5.2 検証内容

Fig. 4.7 に示した深層強化学習を適用した電流補償器を備えたコントローラを, Fig. 5.2 の MATLAB/Simulink で記述し, Fig.3.1 の球面同期アクチュエータに適用する。ここで、深層強化学習における 2 層ある隠れ層のニューロン数 N_n に着目すると, N_n は性能とメモリや演算量とのトレードオフになっていると考えられる。そこで N_n が, 32×16 , 64×32 , 256×192 の場合について, コギングトルクが設計値の 2 倍のときの電流補償器の性能について, 動トルク特性解析と試作機による動作特性の計測を行うことで検証する。

検証における目標回転角として, Fig. 5.4 に示すように y 軸まわりに振幅 15° , 1 Hz の正弦波を与えた。測定における制御周期は 500 Hz, PWM 制御のキャリア周波数は 10 kHz とした。

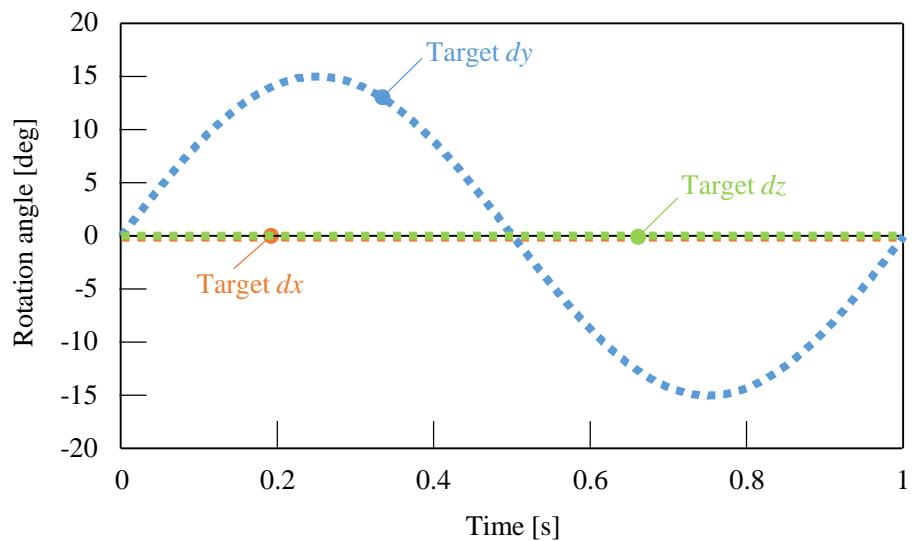


Fig. 5.4 Target angle at demonstration based on analysis and experiment.

5.3 動トルク特性解析結果

Table 5.1 に、コギングトルク誤差が 2 倍のときの PID 制御と深層強化学習による電流補償器を適用した場合の RMSE と最大誤差の解析結果を示す。深層強化学習による電流補償器を導入することで、PID 制御と比較して誤差低減したことがわかる。隠れ層のニューロン数 N_n が多いと誤差低減が大きくなるが、 64×32 を超えるとその低減効果は小さくなる。本電流補償器では、 256×192 程度で十分と考えられる。このときの回転角と回転角誤差の解析結果を Fig. 5.5 に示す。RMSE は 0.19° 、最大誤差は 0.66° が得られ、PID 制御に比べて 55%以上誤差を低減できた。

Table 5.1 Rotation angle error.

Control method		RMSE	Maximum error
PID		0.42°	1.41°
DDPG	$N_n: 32 \times 16$	0.28°	0.74°
	$N_n: 64 \times 32$	0.20°	0.68°
	$N_n: 256 \times 192$	0.19°	0.66°

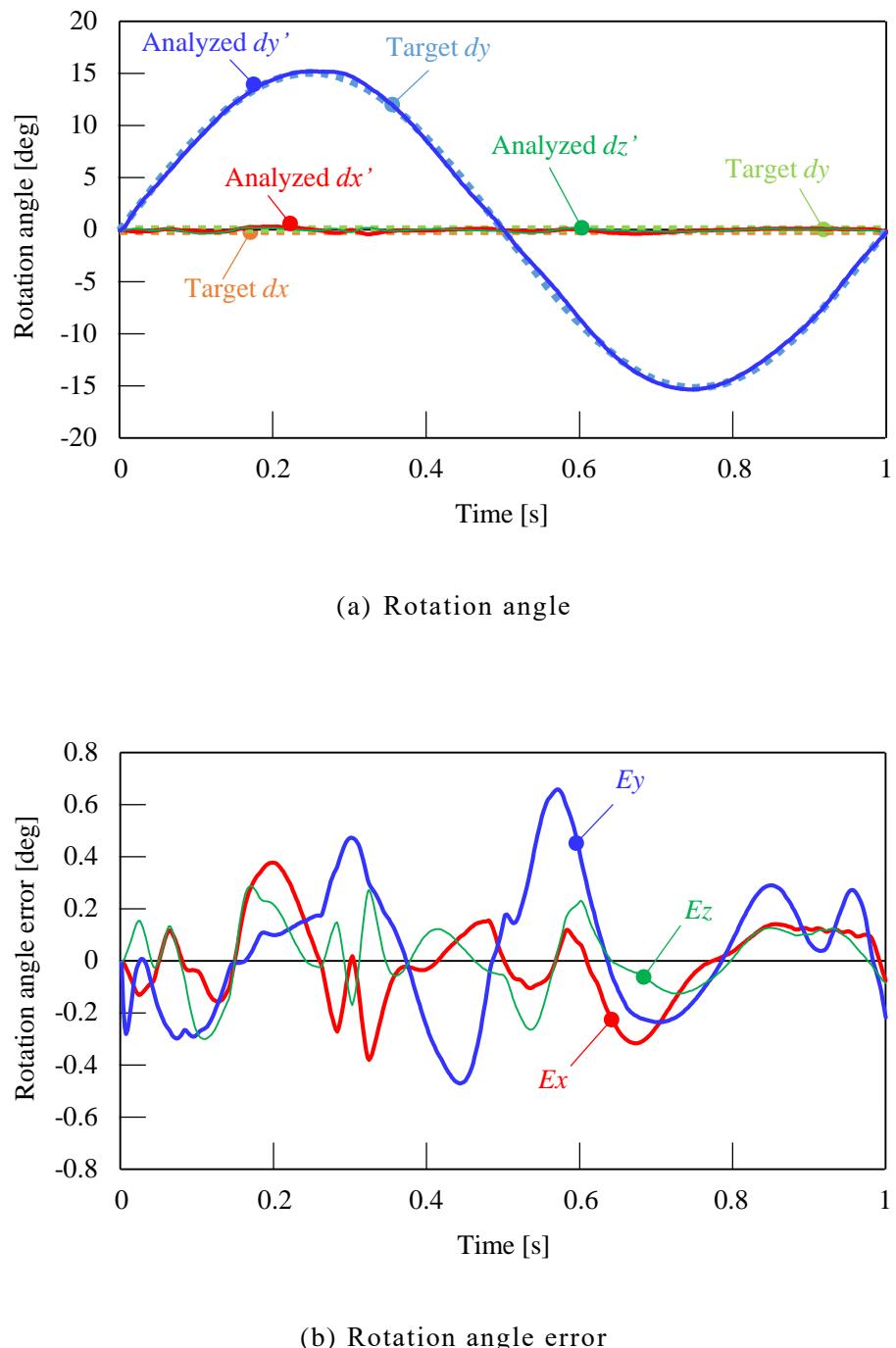


Fig. 5.5 Analysis results using a current compensator (N_n : 256 x 192).

5.4 測定結果

Fig. 5.6 にコギングトルク誤差が 2 倍のときの PID 制御時の回転角の測定結果を示す。制御電圧計算に使うトルクマップが大きな誤差を含むことで、PID 制御における目標回転角への追従が困難となっている様子がわかる。Fig. 5.7～5.9 に隠れ層のニューロン数 N_n を変化させた深層強化学習による電流補償器を適用した場合の回転角の測定結果を示す。隠れ層のニューロン数 N_n が 32×16 では目標回転角への追従が困難であるが、 64×32 , 256×192 と増やすことで、電流補償器による制御性が向上し、目標回転角への追従が可能となつた。Fig. 5.10 に N_n が 256×192 における回転角誤差の測定結果を示す。約 0.1 s で立ち上がり、その後は最大誤差 1.5° 以下で目標回転角に追従する。RMSE は N_n が 64×32 のとき 0.61° , 256×192 のとき 0.48° となり、解析結果と同様の傾向が得られた。実機においても深層 NN により複雑な駆動と強い非線形性に対応でき、PID 制御に比べて誤差を低減できることが確認できた。

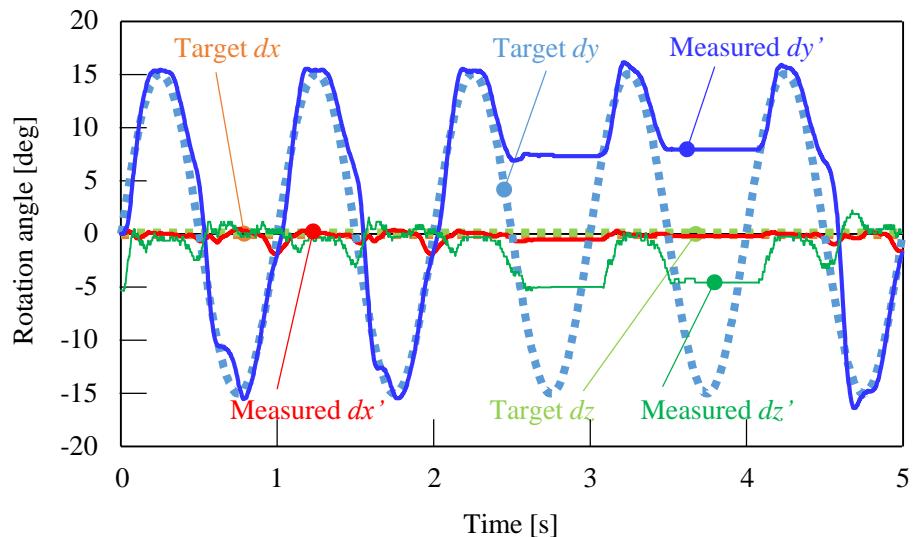


Fig. 5.6 Experimental results of rotation angle with cogging torque is doubled.

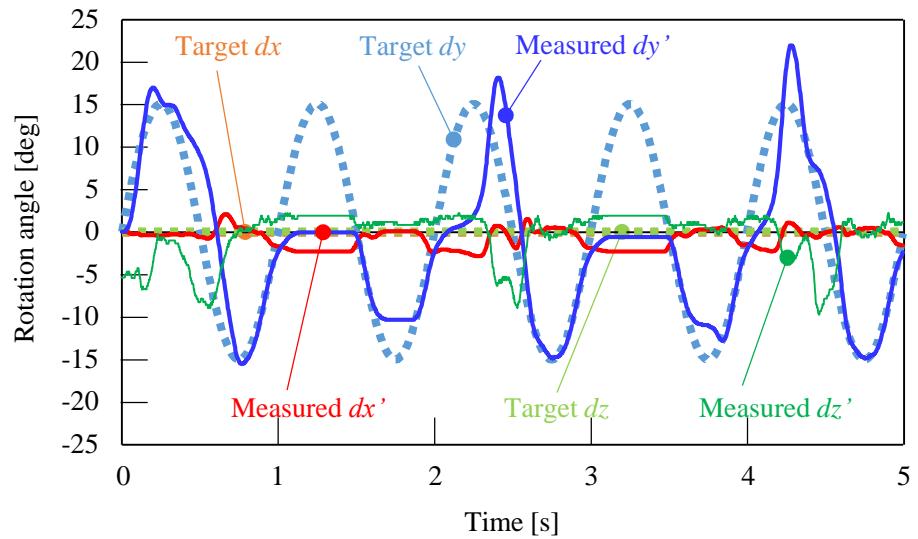


Fig. 5.7 Experimental results using a current compensator (N_n : 32 x 16).

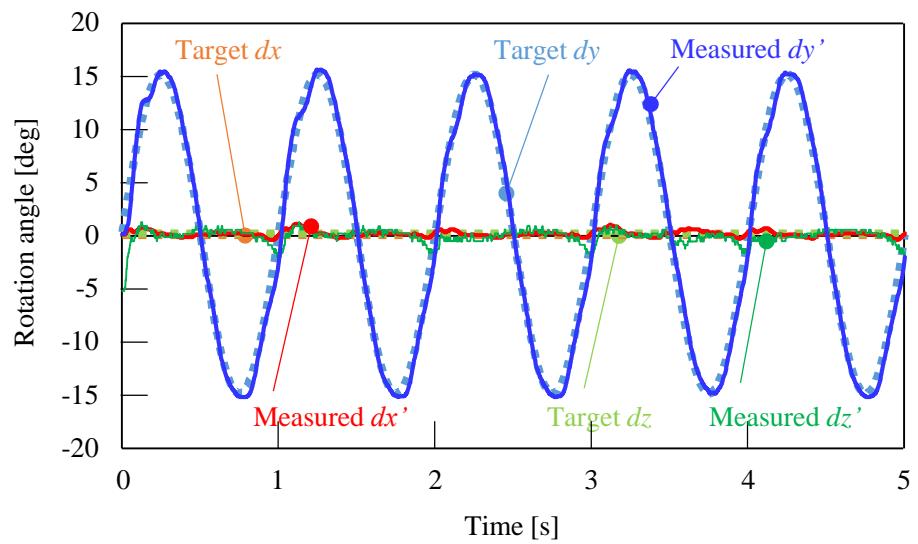


Fig. 5.8 Experimental results using a current compensator (N_n : 64 x 32).

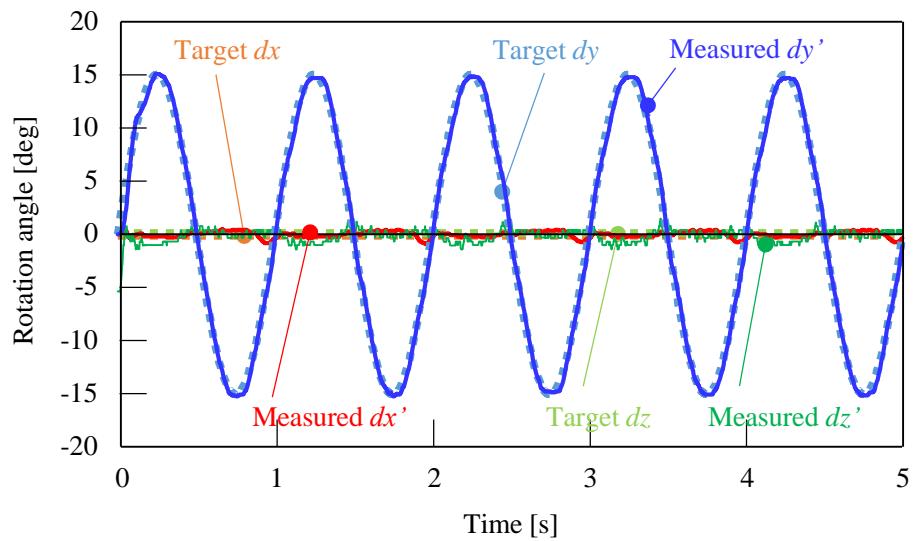


Fig. 5.9 Experimental results using a current compensator (N_n : 256 x 192).

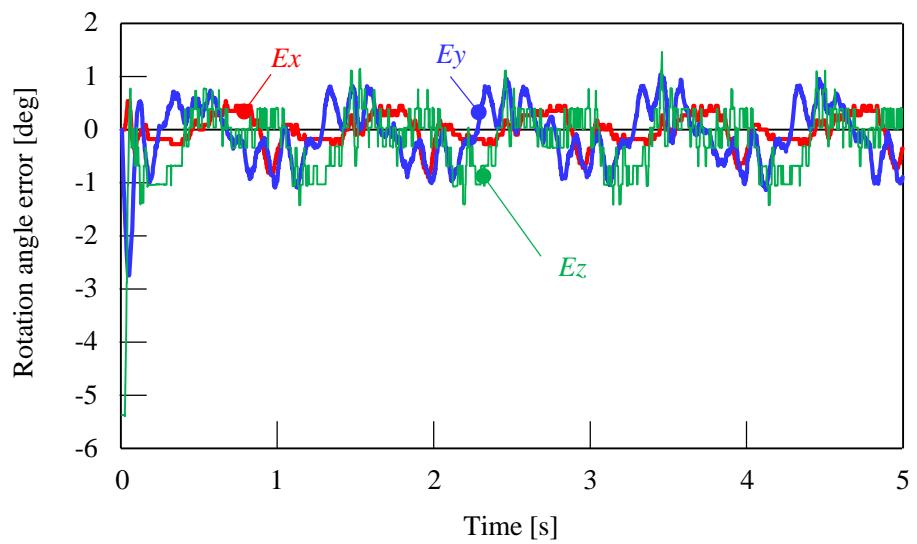


Fig. 5.10 Experimental results of rotation angle error using a current compensator.

5.5 結言

本章では、試作機による実験環境を構築し実証実験を行った。試作機により動作特性を計測し、動トルク特性解析の結果と比較することで、本提案手法の有効性を確認した。

制御モデルは、MATLAB/Simulinkを用いて作成し、DS1005 PowerPC Processor Board (dSPACE社製)に実装した。本アクチュエータでは、外部に設置したアーチ状の回転角測定装置により、 x , y , z 軸の3軸まわりの回転角を測定した。

検証内容としては、深層強化学習における2層ある隠れ層のニューロン数 N_n に着目し、 N_n が、 32×16 , 64×32 , 256×192 の場合を比較した。コギングトルクが設計値の2倍のときの電流補償器の性能について、動トルク特性解析と試作機による動作特性の計測を行うことで検証した。

試作機測定により、従来のPID制御ではコギングトルク誤差が2倍あると目標回転角への追従が困難となることを確認した。それに対して、深層強化学習による電流補償器を適用し、ニューロン数を増やすことで目標回転角への追従が可能となることを示した。このとき、RMSEが 0.48° 、最大誤差が 1.5° 以下で目標回転角に追従できることを確認し、実機においても深層NNにより球面同期アクチュエータの複雑な駆動と強い非線形性に対応できることを示し、解析と実験の両面から本手法の有効性が明らかになった。

第6章 結論

本論文では、高トルク密度を実現可能な鉄心コイルを用いたアウターロータ型3自由度球面同期アクチュエータの微細作業ロボットへの適用に向けた位置決め精度の課題解決を目的として、トルクマップベース制御において、設計時などのばらつきのない理想状態での位置決め精度と、量産ばらつきが生じた際の位置決め精度を向上する制御手法を提案した。そして、動トルク特性解析と試作機による動作特性計測により本手法の有効性を明らかにした。以下に、各章で得られた成果を要約する。

第2章では、球面同期アクチュエータの任意軸まわりのトルクを制御可能なトルク発生式から、任意姿勢において目標トルクを出力するための各相の電流値を算出する式を導出することで、その動作原理を説明した。そして、3-D FEMによる磁界解析で事前に算出したマグネットトルク定数行列とコギングトルクベクトルからなるトルクマップを用いて行う静トルク特性解析法を述べた。本解析法を16相駆動型3自由度球面同期アクチュエータに適用し、出力トルクの解析精度を検証した。その結果、目標トルクに対する誤差は、最大50%，平均16%であることを解明し、1mm以下の位置決め精度を必要とする微細作業ロボットへの適用には、トルクマップのモデル化誤差の低減が課題であることを明らかにした。

第3章では、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態におけるトルクマップのモデリング誤差の低減方法を検討した。磁極構造の検討では、16相駆動のPR型モデルと、少相化と高トルク化の両立が可能な5相駆動のCP型の3自由度球面同期アクチュエータの解析精度を比較し、CP型がトルクマップのモデリング誤差を低減できることを明らかにするとともに、トルクマップの分解能、3-D FEMの要素分割法を検討することで高精度化を実現した。さらに、3-D FEMによる磁界解析とMATLAB/Simulinkによる制御シミュレータを連携させることで、トルクマップベース制御に対応した動トルク特性解析における閉ループ制御系を構築した。制御シミュレータと磁界解析コード間でのデータ受け渡し時のステップ遅れと解析精度の関係を解明し、トルクマップに対してコギングトルクの隣接磁極影響の補正法を導入することで、出力トルクにおいて最大誤差4.0%，平均誤差1.6%が得られた。正弦波入力に対する動トルク特性解析による角度誤差は1%以下で、球面アクチュエータに設置した200mmの長さのアーム先端の位置決め誤差として平均0.1

mm が得られた。ステップ入力に対しては、目標回転角に到達した後に静止し、安定領域に入った後の位置決め誤差として平均 0.01mm が得られ、ステップ入力で目標回転角において静止させる動作は、正弦波駆動で回転を続ける動作に比べて、位置決め精度が 10 倍高いことが明らかになった。これにより、高トルク密度となる鉄心コイル型の球面アクチュエータで、先行研究における低トルク密度である空芯コイル型と同等の位置決め精度が得られた。よって、微細作業ロボットへの適用に対して、アクチュエータ設計時などのばらつきのない理想状態としては十分な解析精度が得られ、本解析法の有用性が明らかになった。

第 4 章では、トルクマップベース制御法において、量産時の製造ばらつき誤差により解析および実測のトルクマップに相違がある場合に対して、深層強化学習である DDPG を適用した電流補償器を導入し、位置決め精度を改善する手法を提案した。コギングトルク誤差が 2 倍のとき、従来の PID 制御では RMSE が 0.73° 、最大誤差が 1.82° であったが、本手法により回転角の振動成分が減少し、RMSE が 0.38° 、最大誤差が 1.35° と誤差低減することを示した。次に、強化学習における各パラメータが位置決め精度に与える影響を検討した。報酬関数の連続性検討では、ステップ関数よりも連続関数の方が誤差を低減できることを示した。活性化関数の検討では、NN の出力が大きくなり過ぎるのを防ぐ効果がある clipped ReLU を用いることで、誤差を低減できることを示した。連続報酬関数の重みづけ係数の検討では、回転角の 2 乗誤差係数が 2、補償電流の 2 乗係数が 0.01 のときに、回転角の誤差を小さくできることを示した。これらの検討により、RMSE は 0.18° 、最大誤差は 0.49° が得られ、PID 制御に比べて、回転角誤差を 70% 以上低減できることを示し、各パラメータが位置決め精度に与える影響を解明した。さらに、本検討結果に対して統計的検定を行った結果、本手法に統計的優位性があることが明らかになった。

第 5 章では、試作機による実験環境を構築し、動トルク特性の解析結果と動作特性の計測結果を比較することで、本提案手法の有効性を確認した。量産時の製造ばらつきを想定し、コギングトルクが設計値の 2 倍のときの電流補償器の性能について、深層強化学習における NN のニューロン数を変化させて動トルク特性解析と試作機による動作特性の計測を行うことで検証した。まず、試作機測定により、従来の PID 制御ではコギングトルク誤差が 2 倍あると目標回転角への追従が困難となることを確認した。それに対して、深層強化学習による電流補償器を適用し、ニューロン数を増やすことで目標回転角への追従が可

能となることを示した。このとき、RMSE が 0.48° 、最大誤差が 1.5° 以下で目標回転角に追従できることを確認し、実機においても深層 NN により球面同期アクチュエータの複雑な駆動と強い非線形性に対応できることを示し、解析と実験の両面から本手法の有効性が明らかになった。

以上のように、球面同期アクチュエータのトルクマップベース制御において、設計時などのばらつきのない理想状態での位置決め精度と、量産ばらつきが生じた際の位置決め精度に関して、精度を悪化させる各種要因を解明することで、普遍的な知の獲得を行った。さらに、位置決め精度を向上する制御手法を提案し、動トルク特性解析と試作機による動作特性計測により、本手法の有効性が明らかになった。本手法は、高トルク密度を実現可能な鉄心コイルを用いた球面同期アクチュエータの微細作業ロボットへの応用可能性を示している。本論文の研究成果は、多自由度アクチュエータの協働・遠隔協調ロボットへの適用により労働力不足への対応を図ることで、日本の製造業への貢献となることが期待される。

参考文献

- (1) 姉崎隆 :「‘人にやさしい’ セル生産支援ロボットのための人扱い・マークレス自立移動方式の提案」, 電気学会論文誌 D, Vol.126, No.11, pp.1454-1459 (2006)
- (2) M. Morioka and S. Sakakibara: “A New Cell Production Assembly System with Human-Robot Cooperation”, *CIRP Annals*, Vol.59, No.1, pp.9-12 (2010)
- (3) P. Tsarouchi, A. S. Matthaiakis, S. Makris, and G. Chryssolouris: “On a Human-Robot Collaboration in an Assembly Cell”, *International Journal of Computer Integrated Manufacturing*, Vol.30, No.6, pp.580-589 (2017)
- (4) 内閣府 :「令和2年版高齢社会白書」 (2020)
- (5) E. Garcia, M. A. Jimenez, P. G. De Santos, and M. Armada: “The Evolution of Robotics Research”, *IEEE Robotics & Automation Magazine*, Vol.14, No.1, pp.90-103 (2007)
- (6) 荒井裕彦 :「ロボット産業に関する市場調査・市場予測の比較と分析」, 日本ロボット学会誌, Vol.27, No.3, pp.265-267 (2009)
- (7) 榊原伸介 :「ロボット技術, IoT および AI の活用による製造業の競争力強化」, 精密工学会誌, Vol.83, No. 1, pp.30-35 (2017)
- (8) 横小路泰義 :「テレオペレーション制御の現状と今後」, 日本ロボット学会誌, Vol.27, No.4, pp.37-41 (2009)
- (9) 大西公平・斎藤佑貴・福島聰・松永卓也・野崎貴裕 :「リアルハプティクスの拓く未来社会」, 日本 AEM 学会誌, Vol.25, No.1, pp.9-16 (2017)
- (10) G. T. Sung and I. S. Gill: “Robotic Laparoscopic Surgery: a Comparison of the DA Vinci and Zeus System”, *Urology*, Vol.58, No.6, pp.893-898 (2001)
- (11) 「イメージセンサ先端搭載の血管内視鏡カテーテル」, Accessed: September 19th, 2022. [Online]. Available: <https://news.panasonic.com/jp/press/jn171128-1>
- (12) 武田行生:「パラレルマニピュレータの機構と特性」, 日本ロボット学会誌, Vol.30, No.2, pp.124-129 (2012)
- (13) L. Yang, I.-M. Chen, G. Yang, and K.-M. Lee: “Analytical and Experimental Investigation on the Magnetic Field and Torque of a Permanent Magnet Spherical Actuator”, *IEEE Transactions*

on Mechatronics, Vol.11, No.4, pp.409-419 (2006)

- (14)田中基康・佐藤順亮・田中一男・松野文俊：「冗長シリアルリンクロボットの多点接触における衝突回避制御」，計測自動制御学会論文集，Vol.51，No.4，pp.226-232 (2015)
- (15)矢野智明：「多自由度アクチュエータ」，精密工学会誌，Vol.77，No.9，pp.836-839 (2011)
- (16)矢野智昭：「多面体にもとづく球面ステッピングモータの分類」，電気学会リニアドライバ研究会資料，LD-09-055 (2009)
- (17)A. Bhatia, M. Kumagai, and R. Hollis: "Six-Stator Spherical Induction Motor for Balancing Mobile Robots", *Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp.226-231 (2015)
- (18)S. Ikejiri, K. Hirata, and S. Maeda: "Proposal of Electromagnetic Spherical Actuator with 3 - DOF", *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol.29, No.4, pp.994-1003 (2010)
- (19)S. Maeda, K. Hirata, and N. Niguchi: "Characteristics Verification of an Independently Controllable Electromagnetic Spherical Motor", *Sensors*, Vol.14, No.6, pp.10072-10080 (2014)
- (20)Y. Nishiura, K. Hirata, and K. Oya: "Optimization of Stator Pole Arrangement for 3-DOF Spherical Actuator Using Genetic Algorithm", *Proceedings of the 2015 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG2015)*, CH-07 (2015)
- (21)A. Heya, K. Hirata, N. Niguchi, T. Yoshimoto, and T. Ota: "Dynamic Analysis of High Speed Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.53, No.11, 8207504 (2017)
- (22)B. van Ninhuijs, J. W. Jansen, B. L. J. Gysen, and E. A. Lomonova: "Topology Comparison of Slotless Permanent Magnet Semispherical Actuators", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.51, No.11, 8206704 (2015)
- (23)H. Asada, T. Kaneda, and R. Reddy: "Design Concept of Direct-Drive Manipulators Using Rare-Earth DC Torque Motors", *Proceeding of the 11th ISIR*, pp.629-636 (1981)
- (24)C. Xia, H. Li, and T. Shi: "3-D Magnetic Field and Torque Analysis of a Novel Halbach Array Permanent-Magnet Spherical Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.44, No.8, pp.2016-2020 (2008)

- (25) H. Son and Kok-Meng Lee: "Open-Loop Controller Design and Dynamic Characteristics of a Spherical Wheel Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.57, No.10, pp.3475-3482 (2010)
- (26) 平田勝弘・新口昇・矢野智昭・上野敏幸・井門康司・脇若弘之・竹村研治郎：「次世代アクチュエータ原理と設計法」，科学技術出版 (2013)
- (27) J. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe: "A Novel Spherical Actuator: Design and Control", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.33, No.5, pp.4209-4211 (1997)
- (28) J. Wang, W. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe: "A Novel Spherical Permanent Magnet Actuator with Three Degrees-of-Freedom", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.34, No.4, pp.2078-2080 (1998)
- (29) J. Wang, K. Mitchell, G. W. Jewell, and D. Howe: "Multi-Degree-of-Freedom Spherical Permanent Magnet Motors", *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp.1798-1805 (2001)
- (30) W. Wang, J. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe: "Design and Control of a Novel Spherical Permanent Magnet Actuator with Three Degrees of Freedom", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.8, No.4, pp.457-468 (2003)
- (31) E. h. M. Weck, T. Reinartz, G. Henneberger, and R. W. De Doncker: "Design of a Spherical Motor with Three Degrees of Freedom", *CIRP Annals*, Vol.49, No.1, pp. 289-294 (2000)
- (32) K. Kahlen, I. Voss, C. Priebe, and R. W. De Doncker: "Torque Control of a Spherical Machine with Variable Pole Pitch", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.6, pp.1628-1634 (2004)
- (33) K. Kahlen, I. Voss, and R. W. De Doncker: "Control of Multi-Dimensional Drives with Variable Pole Pitch", *Proceedings of the 2002 IEEE Industry Applications Conference and 37th IAS Annual Meeting*, pp.2366-2370 (2002)
- (34) M. Kumagai and R. L. Hollis: "Development and Control of a Three DOF Spherical Induction Motor", *Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp.1520-1525 (2013)
- (35) K. Bai, R. Xu, K. M. Lee, W. Dai, and Y. Huang: "Design and Development of a Spherical Motor for Conformal Printing of Curved Electronics", *IEEE Transactions on Industrial*

Electronics, Vol.65, No.11, pp.9190-9200 (2018)

- (36)Y. Nishiura, K. Hirata, and Y. Sakaidani: “3-DOF Outer Rotor Electromagnetic Spherical Actuator”, *International Journal of Automation Technology*, Vol.10, No.4, pp.591-598 (2016)
- (37)高原一晶・平田勝弘・新口昇・西浦悠介・堺谷洋・藤原優文：「多自由度球面同期アクチュエータの定電力下における静特性評価手法の提案」，電気学会論文誌 D, Vol.136, No.11, pp.907-912 (2016)
- (38)K. Takahara, K. Hirata, N. Niguchi, Y. Nishiura, and Y. Sakaidani: “Experimental Evaluation of the Static Characteristics of Multi-Degree-of-Freedom Spherical Actuators”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.53, No.11, 8205705 (2017)
- (39)高原一晶・平田勝弘・新口昇・西浦悠介・堺谷洋：「多自由度球面アクチュエータの鎖交磁束変化量にもとづくトルク特性推定法」，日本 AEM 学会誌, Vol.26, No.1, pp.34-40 (2018)
- (40)高橋則雄：「三次元有限要素法」，電気学会 (2006)
- (41)Y. Sakaidani, K. Hirata, N. Niguchi, and S. Maeda: “Experimental Verification of Feedback Control of a 2-DOF Spherical Actuator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.50, No.11, 8204404 (2014)
- (42)M. S. Islam, S. Mir, and T. Sebastian: “Issues in Reducing the Cogging Torque of Mass-produced Permanent Magnet Brushless DC Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.40, No.3 (2004)
- (43)S. Yamaguchi, A. Daikoku, and N. Takahashi: “Cogging Torque Calculation Considering Magnetic Anisotropy for Permanent Magnet Synchronous Motors”, *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol.23, No.3 (2004)
- (44)R.-J. Wai and C.-C. Chu: “Robust Petri Fuzzy-Neural-Network Control for Linear Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.54, No.1, pp.177-189 (2007)
- (45)X.-L. Wei, J. Wang, and Z.-X. Yang: “Robust Smooth-Trajectory Control of Nonlinear Servo Systems Based on Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.54, No.1, pp.208-217 (2007)
- (46)H. D. Taghirad and E. Jamei: “Robust Performance Verification of Adaptive Robust Controller

- for Hard Disk Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.55, No.1, pp.448-456 (2008)
- (47) Z. Li: “Robust Control of PM Spherical Stepper Motor Based on Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.56, No.8 (2009)
- (48) C. Xia, C. Guo, and T. Shi: “A Neural-Network-Identifier and Fuzzy-Controller-Based Algorithm for Dynamic Decoupling Control of Permanent-Magnet Spherical Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.57, No.8 (2010)
- (49) 独立行政法人情報処理推進機構：「AI 白書2017」 (2017)
- (50) R. S. Sutton and A. G. Barto: “*Reinforcement Learning: An Introduction, Second Edition*”, MIT Press, Cambridge, MA (2018)
- (51) K. Kahlen, I. Voss, C. Priebe, and R. W. De Doncker: “Torque Control of a Spherical Machine with Variable Pole Pitch”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.6, pp.1628-1634 (2004)
- (52) N. Kasashima, K. Ashida, T. Yano, A. Gofuku, and M. Shibata: “Torque Control Method of an Electromagnetic Spherical Motor Using Torque Map”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.21, No.4, pp.2050-2060 (2016)
- (53) 西浦悠介・平田勝弘・堺谷洋・新口昇：「3自由度アウターロータ型電磁球面アクチュエータに関する研究」，電気学会論文誌 D, Vol.136, No.3, pp.232-237 (2016)
- (54) D. A. Harville, “*Matrix Algebra From a Statistician's Perspective*”, Springer Science & Business Media, New York, NY (2008)
- (55) 房安浩嗣・増山裕士・平田勝弘・新口昇・高原一晶：「多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度の検討」，第31回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, 23A-4 (2019)
- (56) 房安浩嗣・増山裕士・平田勝弘・新口昇・高原一晶：「多自由度球面アクチュエータのトルク計算方法と位置決め精度の関係」，電気学会マグネティックスモータドライブリニアードライブ合同研究会資料, MAG-19-180, MD-19-118, LD-19-084 (2019)
- (57) *JMAG-Designer*. Accessed: September 19th, 2022. [Online]. Available: <https://www.jmag-international.com/>
- (58) K. Takahara, K. Hirata, N. Niguchi, and T. Amazutsumi: “Proposal of 3-Degree-of-Freedom

Spherical Actuator with Auxiliary Poles”, *Proceedings of the 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics Electrical and Electronic Engineering (ISEF2019)*, P4-C-6 (2019)

(59) H. Fusayasu, Y. Masuyama, K. Hirata, N. Niguchi, and K. Takahara: “Analysis Accuracy in Positioning Calculation for Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator”, *Proceedings of the 19th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC2020)*, M-P1-17 (2020)

(60) H. Fusayasu, Y. Masuyama, K. Hirata, N. Niguchi, and K. Takahara: “Analysis Accuracy in Positioning Calculation for Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.57, No.6, 8204104 (2021)

(61) *MATLAB/Simulink*. Accessed: September 19th, 2022. [Online]. Available: <https://jp.mathworks.com/>

(62) 房安浩嗣・平田勝弘・新口昇・高原一晶：「多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度向上」，第29回 MAGDA コンファレンス講演論文集，pp.362-367 (2020)

(63) 房安浩嗣・平田勝弘・新口昇・高原一晶：「多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度向上」，日本 AEM 学会誌，Vol.29, No.2, pp.216-222 (2021)

(64) 房安浩嗣・平田勝弘・新口昇：「多自由度球面アクチュエータの動トルク特性解析における PID 制御パラメータと位置決め精度の関係」，第33 回電磁力関連のダイナミックシンポジウム講演論文集，pp.225-230 (2021)

(65) 房安浩嗣・部矢明・平田勝弘：「多自由度球面アクチュエータのロバスト制御のための深層強化学習の検討」，第30回 MAGDA コンファレンス講演論文集，OS-8-7 (2021)

(66) 房安浩嗣・部矢明・平田勝弘：「多自由度球面アクチュエータのロバスト制御のための深層強化学習の検討」，日本 AEM 学会誌，Vol.30, No.2, pp.145-151 (2022)

(67) H. Fusayasu, A. Heya, and K. Hirata: “Modeling and Dynamic Analysis of Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator under Deep Reinforcement Learning Control”, *Proceedings of the 23rd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG2021)*, PD-P1-7 (2022)

(68) H. Fusayasu, A. Heya, and K. Hirata: “Robust Control of Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator Based on Deep Reinforcement Learning”, *IEEJ Transactions on Electrical and*

- (69) T. P. Lillicrap, J. J. Hunt, A. Pritzel, N. Heess, T. Erez, Y. Tassa, D. Silver, and D. Wierstra: “Continuous Control with Deep Reinforcement Learning”, *arXiv preprint arXiv:1509.02971* (2015)
- (70) 久保隆宏：「Python で学ぶ強化学習（改訂第2版）」，講談社 (2019)
- (71) V. Nair and G. E. Hinton: “Rectified Linear Units Improve Restricted Boltzmann Machines”, *Proceedings of the 27th International Conference on Machine Learning*, 432 (2010)
- (72) A. F. M. Agarap: “Deep Learning Using Rectified Linear Units (relu)”, *arXiv preprint arXiv:1803.08375* (2019)
- (73) D. Silver, G. Lever, N. Heess, T. Degris, D. Wierstra, and M. Riedmiller: “Deterministic Policy Gradient Algorithms”, *Proceedings of the 31st International Conference on Machine Learning (ICML2014)*, PMLR, Vol.32, No.1, pp.387-395 (2014)
- (74) 松原望・繩田和満・中井検裕：「統計学入門」，東京大学出版会 (1991)
- (75) 馬場真哉：「Python で学ぶあたらしい統計学の教科書（第2版）」，翔泳社 (2022)
- (76) B. L. Welch: “The Significance of the Difference Between Two Means When the Population Variances Are Unequal”, *Biometrika*, Vol.29, No.3-4, pp.350-362 (1938)
- (77) B. L. Welch: “The Generalization of ‘Student’s’ Problem When Several Different Population Variances Are Involved”, *Biometrika*, Vol.34, No.1-2, pp.28-35 (1947)
- (78) *DS1005 PowerPC Processor Board*. Accessed: September 19th, 2022. [Online]. Available: <https://www.dspace.com/ja/jpn/home.cfm>
- (79) 房安浩嗣・平田勝弘：「深層強化学習による多自由度球面アクチュエータのロバスト制御」，第31回 MAGDA コンファレンス講演論文集，OS-8-4 (2022)

謝辞

本研究は、大阪大学大学院工学研究科の平田勝弘 教授のご指導のもとに遂行されたものであり、終始多大なるご指導とご鞭撻を賜った。ここに深甚なる感謝の意を表する次第です。また、新口昇 助教には、貴重なご教示をいただいた。ここに明記して、厚く御礼申し上げます。

大阪大学大学院工学研究科の中谷彰宏 教授および宮坂史和 准教授には、博士論文の副査をお引き受けいただき、非常に有益なご助言を賜った。心から感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり、ご理解いただいたパナソニックコネクト(株)結城修 常務、馬野裕章 部長に心より感謝いたします。

また、同志社大学大学院工学研究科の藤原耕二 教授には、数値解析技術を用いた電磁現象の解明に関する研究の必要性をご教示いただくとともに、研究に対する基本姿勢などについて多くのことを学ばせていただいた。心より感謝の意を表します。また、佐賀大学大学院工学研究科の村松和弘 教授には、研究の楽しさや厳しさを学ばせていただくとともに、一刻も早く成果をまとめるようにと、日頃から温かいご激励をいただいた。心より感謝いたします。元パナソニック(株)の井ノ上裕人 博士は、入社直属の上司であり、現在に至るまで機会あるごとに激励やご指導、ご支援をいただくとともに、企業における研究開発の進め方やその基本姿勢などについて多くのことを学ばせていただいた。ここに、深甚なる感謝の意を表す次第であります。

本論文の第3章は、高原一晶 博士（当時、大阪大学大学院、現、パナソニックインダストリー(株)）との共同研究で得られたものであり、球面アクチュエータの動作原理から解析手法に関しての議論を行い、有益なご助言をいただいた。ここに感謝の意を表します。

本論文の第4章は、部矢明 助教（当時、大阪大学大学院、現、名古屋大学大学院）との共同研究で得られたものであり、コロナ禍でしたが、リモート会議を中心として本研究に関しての議論を行い、深層強化学習に関する貴重なご助言をいただいた。ここに感謝の意を表します。

平田研究室の瀧恵多君、正力一樹君には、本論文の第5章の実験環境の構築において、大変お世話になりました。ここに感謝の意を表します。

パナソニックコネクト(株)の辻田和真氏、中野智文氏には、課のメンバーとして日頃

から将来技術の動向や研究開発の方向性に対する議論を行い、大変お世話になった。ここに感謝の意を表します。

最後に、大阪大学大学院工学研究科に社会人学生として入学することを上司として快諾いただいた、パナソニックコネクト（株）佐藤聖一 総括、パナソニック（株）渡辺利幸 元部長に改めて感謝いたします。

2022年12月

房安浩嗣

研究業績

学術論文

1. †房安浩嗣, 部矢明, 平田勝弘, “多自由度球面アクチュエータのロバスト制御のための深層強化学習の検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol.30, No.2, pp.145-151, 2022 年 6 月.
2. †Hirotsugu Fusayasu, Akira Heya, and Katsuhiro Hirata, “Robust Control of Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator Based on Deep Reinforcement Learning”, *IEEJ Transactions on Electrical and Electronics Engineering*, Vol.17, No.5, pp.749-756, May 2022.
3. †Hirotsugu Fusayasu, Yuji Masuyama, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, and Kazuaki Takahara, “Analysis Accuracy in Positioning Calculation for Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.57, No.6, 8204104, June 2021.
4. †房安浩嗣, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, “多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度向上”, 日本 AEM 学会誌, Vol.29, No.2, pp.216-222, 2021 年 6 月.
5. Hirotsugu Fusayasu, Seiji Hamada, Hiroto Inoue, Nobuyuki Kadonishi, Shinkuro Fujino, Koji Fujiwara, and Yoshiyuki Ishihara, “A Novel Technique Combining CIP Method with FDTD Method for Implementing Efficient Absorbing Boundary Condition in 3-D High Frequency Electromagnetic Field Analysis”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.44, No.6, pp.1470-1473, June 2008.
6. 房安浩嗣, 入来院美代子, 井ノ上裕人, 中寺茂夫, 小澤哲郎, “CRT 地磁気シールド最適化設計手法の検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol.12, No.1, pp.35-40, 2004 年 3 月.
7. Akio Kuroe, Sayuri Muramatsu, Hirotsugu Fusayasu, Akio Murata, and Masaaki Kobayashi, “Predicted Outputs of a High-Frequency Carrier-Type Magnetic Head for 100Gbit/in² Generation”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol.235, No.1-3, pp.382-387, October 2001.

† は本博士論文に直接関係する業績

8. Hirotsugu Fusayasu, Hiroto Inoue, Yoshihiro Komatsu, and Yoichi Sekine, “Analysis for Electrophotographic Process on Digital Copier”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.37, No.5, pp.3440-3443, September 2001.
9. 黒江章郎, 村松小百合, 房安浩嗣, 村田明夫, 小林正明, “高周波キャリア型磁気ヘッドの再生特性のシミュレーション解析”, 日本応用磁気学会学会誌, Vol.25, No.4-2, pp.647-650, 2001年4月.
10. Hirotsugu Fusayasu, Yasuo Yokota, Yukihiko Iwata, and Hiroto Inoue, “Optimization of a Magnetic Actuator with Taguchi Method and Multivariate Analysis Method”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.34, No.4, pp.2138-2140, July 1998.
11. Hiroto Inoue, Hirotsugu Fusayasu, and Norio Takahashi, “Investigation of Factors Affecting Crosstalk in a Rotary Transformer”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.33, No.2, pp.2215-2218, March 1997.
12. Yukihiko Okada, Hiroto Inoue, Hirotsugu Fusayasu, and Hironobu Nishida, “Analysis for Permanent Magnet Motor Taking Account of Magnetizing Process”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.33, No.2, pp.2113-2116, March 1997.
13. Koji Fujiwara, Takayoshi Nakata, and Hirotsugu Fusayasu, “Acceleration of Convergence Characteristic of the ICCG Method”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.29, No.2, pp.1958-1961, March 1993.

国際会議発表論文（査読付, ○印：発表者）

1. †○Hirotsugu Fusayasu, Akira Heya, and Katsuhiro Hirata, “Modeling and Dynamic Analysis of Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator under Deep Reinforcement Learning Control”, *Proceedings of the 23rd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG2021)*, PD-P1-7, Cancun, Mexico, January 2022.
2. †○Hirotsugu Fusayasu, Yuji Masuyama, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, and Kazuaki Takahara, “Analysis Accuracy in Positioning Calculation for Three-Degree-of-Freedom Spherical Actuator”, *Proceedings of the 19th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC2020)*, M-P1-17, Pisa, Italy, November 2020.

3. [†]**Hirotsugu Fusayasu**, Yuji Masuyama, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, and Kazuaki Takahara, “Analysis Accuracy of Output Torque by Magnetic Pole Structure of Spherical Actuator with Three-Degree-of-Freedom”, *Proceedings of the 2020 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG2020)*, CV-07, Montreal, Canada, May 2020.
4. ○**Hirotsugu Fusayasu**, Seiji Hamada, Hiroto Inoue, Nobuyuki Kadonishi, Shinkuro Fujino, Koji Fujiwara, and Yoshiyuki Ishihara, “A Novel Technique Combining CIP Method with FDTD Method for Implementing Efficient Absorbing Boundary Condition in 3-D High Frequency Electromagnetic Field Analysis”, *Proceedings of the 16th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG2007)*, PA6-22, Aachen, Germany, June 2007.
5. **Hirotsugu Fusayasu**, ○Seiji Hamada, Hiroto Inoue, Taro Morii, and Yoshiyuki Ishihara, “Investigation of FDTD Method for Radiated Emission from Differential Transmission Line in LCD TV”, *Proceedings of the 11th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC2004)*, PD3-26, Seoul, Korea, June 2004.
6. ○Akio Kuroe, Sayuri Muramatsu, **Hirotsugu Fusayasu**, Akio Murata, Masaaki Kobayashi, “Predicted Outputs of High-Frequency Carrier-Type Magnetic Head for 100 Gbit/in² Generation”, *Proceedings of the 5th International Perpendicular Magnetic Recording Conference (PMRC2000)*, pp.177-178, Sendai, Japan, October 2000.
7. Hiroto Inoue, ○**Hirotsugu Fusayasu**, Miyoko Okutani, Hiromi Wakasono, and Masaki Kawasaki, “Degaussing Process Analysis Taking Account of Hysteresis for CRT”, *Proceedings of the 20th International Display Research Conference (IDRC2000)*, pp.394-397, Palm Beach, FL, USA, September 2000.
8. Hiroto Inoue and ○**Hirotsugu Fusayasu**, “Degaussing Process Analysis Taking Account of Hysteresis for CRT”, *Proceedings of the 9th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC2000)*, TD2-5, Milwaukee, WI, USA, June 2000.
9. ○**Hirotsugu Fusayasu**, Hiroto Inoue, Yoshihiro Komatsu, and Yoichi Sekine, “Analysis for Electrophotographic Process on Digital Copier”, *Proceedings of the 9th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC2000)*, MB1-7, Milwaukee, WI, USA, June 2000.

10. ○Hirotsugu Fusayasu, Yasuo Yokota, Yukihiro Iwata, and Hiroto Inoue, "Optimization of a Magnetic Actuator with Taguchi Method and Multivariate Analysis Method", *Proceedings of the 7th Joint AIP Magnetism and Magnetic Materials - IEEE International Magnetics Conference (Joint MMM-INTERMAG1998)*, GU-03, San Francisco, CA, USA, January 1998.
11. ○ Hiroto Inoue, Hirotsugu Fusayasu, and Norio Takahashi, "Investigation of Factors Affecting Crosstalk in a Rotary Transformer", *Proceedings of the 7th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC1996)*, PE3-6, Okayama, Japan, March 1996.
12. ○Yukihiro Okada, Hiroto Inoue, Hirotsugu Fusayasu, and Hironobu Nishida, "Analysis for Permanent Magnet Motor Taking Account of Magnetizing Process", *Proceedings of the 7th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC1996)*, PC1-17, Okayama, Japan, March 1996.
13. ○Koji Fujiwara, Takayoshi Nakata, and Hirotsugu Fusayasu, "Acceleration of Convergence Characteristic of the ICCG Method", *Proceedings of the 5th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC1992)*, WP01, Claremont, CA, USA, August 1992.

国内発表論文（筆頭のみ、○印：発表者）

1. †○房安浩嗣, 平田勝弘, “深層強化学習による多自由度球面アクチュエータのロバスト制御の実験検証”, 第 31 回 MAGDA コンファレンス, 2022 年 11 月
2. †○房安浩嗣, 部矢明, 平田勝弘, “多自由度球面アクチュエータのロバスト制御のための深層強化学習の検討”, 第 30 回 MAGDA コンファレンス, 2021 年 12 月
3. †○房安浩嗣, 平田勝弘, 新口昇, “多自由度球面アクチュエータの動トルク特性解析における PID 制御パラメータと位置決め精度の関係”, 第 33 回「電磁力関連のダイナミックス」シンポジウム, 2021 年 5 月
4. †○房安浩嗣, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, “多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度向上”, 第 29 回 MAGDA コンファレンス, 2020 年 12 月
5. †○房安浩嗣, 増山裕士, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, “多自由度球面アクチュエータのトルク計算方法と位置決め精度の関係”, 電気学会マグネティックスモータドライブリニアードライブ合同研究会, 2019 年 12 月

6. †○房安浩嗣, 増山裕士, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, “多自由度球面アクチュエータの出力トルク計算における解析精度の検討”, 第 31 回「電磁力関連のダイナミックス」シンポジウム, 2019 年 5 月
7. ○房安浩嗣, 飛永真人, 松原亮, “デジタル機器の電磁波と回路の連成解析”, 2015 年電子情報通信学会総合大会, 2015 年 3 月
8. ○房安浩嗣, 奥谷美代子, 井ノ上裕人, 中寺茂夫, 小澤哲郎, “CRT 地磁気シールド最適化設計手法の検討”, 第 14 回「電磁力関連のダイナミックス」シンポジウム, 2002 年 5 月
9. ○房安浩嗣, 岡田幸弘, 井ノ上裕人, “光ピックアップアクチュエータの最適設計法に関する検討”, 電気学会静止器回転機合同研究会, 1996 年 7 月
10. ○房安浩嗣, 井ノ上裕人, 岡田幸弘, “着磁プロセス解析の高速化”, 電気学会静止器回転機合同研究会, 1995 年 8 月

表彰

1. 日本 AEM 学会論文賞 房安浩嗣, 入来院美代子, 井ノ上裕人, 中寺茂夫, 小澤哲郎, “CRT 地磁気シールド最適化設計手法の検討”, 2005 年 3 月

国内登録特許（筆頭発明のみ）

1. 特許第 6854406 号 房安浩嗣, 松原亮, 長嶋貴志, “マイクロ波装置”, 登録日 : 2021 年 3 月 18 日
2. 特許第 6263749 号 房安浩嗣, 松原亮, 井口勝夫, 廣田達也, 土屋雄一, “画像読取装置”, 登録日 : 2018 年 1 月 5 日
3. 特許第 6118997 号 房安浩嗣, 松原亮, 井口勝夫, 廣田達也, 土屋雄一, “画像読取装置”, 登録日 : 2017 年 4 月 7 日
4. 特許第 5197793 号 房安浩嗣, 奥谷美代子, 井ノ上裕人, 佐藤安正, 大越正昭, “表示装置”, 登録日 : 2013 年 2 月 15 日
5. 特許第 5180634 号 房安浩嗣, 濱田清司, 谷本真一, 松原亮, “差動伝送線路”, 登録日 : 2013 年 1 月 18 日

6. 特許第 4786037 号 房安浩嗣, 奥谷美代子, 井ノ上裕人, 佐藤安正, 大越正昭, “表示装置”, 登録日 : 2011 年 7 月 22 日
7. 特許第 4688655 号 房安浩嗣, 谷本真一, 濱田清司, 松原亮, “コモンモード輻射抑止回路, および電子機器”, 登録日 : 2011 年 2 月 25 日
8. 特許第 4651284 号 房安浩嗣, 濱田清司, 三村詳一, 入来院美代子, “プリント基板のリターン経路チェック方法およびプリント基板のパターン設計 CAD 装置”, 登録日 : 2010 年 12 月 24 日
9. 特許第 3953362 号 房安浩嗣, 井ノ上裕人, “ケーブルを備えた電気機器”, 登録日 : 2007 年 5 月 11 日
10. 特許第 3733325 号 房安浩嗣, 佐藤安正, “支持装置及びそれを用いた表示装置”, 登録日 : 2005 年 10 月 21 日
11. 特許第 3653439 号 房安浩嗣, 井ノ上裕人, 高浦兼好, “陰極線管及び該陰極線管を用いた表示装置”, 登録日 : 2005 年 3 月 4 日

US 登録特許（筆頭発明のみ）

1. US-10,248,166 Hirotsugu Fusayasu and Masato Tobinaga, “Electronic Device”, April 2nd, 2019.
2. US-9,930,213 Hirotsugu Fusayasu, Ryo Matsubara, Katsuo Inokuchi, Tatsuya Hirota, and Yuuichi Tutiya, “Image Reading Device Generating Black Correction Data for Shade Correction Determined at Positions in the Sub-Scanning Direction Based on Intermediate Data and Stored Reference Black Correction Data”, March 27th, 2018.
3. US-9,930,212 Hirotsugu Fusayasu, Ryo Matsubara, Katsuo Inokuchi, Tatsuya Hirota, and Yuuichi Tutiya, “Image Reading Device Generating Black Correction Data for Shade Correction Based on Intermediate Data Acquired at Different Positions in the Sub-Scanning Direction, March 27th, 2018.
4. US-7,741,876 Hirotsugu Fusayasu, Seiji Hamada, Shinichi Tanimoto, and Ryo Matsubara, “Differential Transmission Line”, June 22nd, 2010.
5. US-7,409,665 Hirotsugu Fusayasu, Seiji Hamada, Shoichi Mimura, and Miyoko Irikiin,

“Method for Checking Return Path of Printed and CAD Apparatus for Designing Patterns of Printed Board”, August 5th, 2008.

6. US-7,339,443 **Hirotsugu Fusayasu**, Shinichi Tanimoto, Seiji Hamada, and Ryo Matsubara, “Common Mode Radiation Inhibit Circuit and Electronic Equipment”, March 4th, 2008.