

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	能動制御軸数を削減したベアリングレスモータの新しい構造の提案と受動安定方向の振動低減に関する研究
Title(English)	Novel Structures of Bearingless Motors with Reduced Active Positioning Axes and Vibration Reductions in Passively Stabilized Directions
著者(和文)	杉元紘也
Author(English)	Hiroya Sugimoto
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第4169号, 授与年月日:2018年7月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:千葉 明,七原 俊也,安岡 康一,藤田 英明,萩原 誠
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第4169号, Conferred date:2018/7/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

学位論文

能動制御軸数を削減した
ベアリングレスモータの新しい構造の提案
と受動安定方向の振動低減に関する研究

Novel Structures of Bearingless Motors with
Reduced Active Positioning Axes and Vibration
Reductions in Passively Stabilized Directions

平成 30 年 3 月

指導教員 千葉 明 教授

東京工業大学
工学院 電気電子コース 助教
杉元 紘也

目次

第1章 緒論

- 1.1 はじめに.....1
- 1.2 本論文の構成と各章の概要及び位置付け.....3

第2章 ベアリングレスモータの能動制御軸数削減に関する現状と課題

- 2.1 能動制御軸数によるベアリングレスモータの分類
 - 2.1.1 能動制御軸とは.....5
 - 2.1.2 ベアリングレスモータとは.....6
 - 2.1.3 ベアリングレスモータの分類.....6
- 2.2 2軸制御形ベアリングレスモータの国内外の研究動向
 - 2.2.1 2軸制御形ベアリングレスモータの実用化例.....8
 - 2.2.2 2軸制御形ベアリングレスモータの研究開発例.....8
 - 2.2.3 2軸制御形ベアリングレスモータの研究課題.....8
- 2.3 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの国内外の研究動向
 - 2.3.1 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの研究開発例....10
 - 2.3.2 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの研究課題.....11
- 2.4 第2章のまとめと本論文の目的.....12

第3章 トロイダル巻を用いた2軸制御多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計及び磁気支持特性

- 3.1 研究背景及び研究目的.....13
- 3.2 40極48スロット多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計
 - 3.2.1 磁気支持力発生原理.....14
 - 3.2.2 トロイダル巻線構造.....15
 - 3.2.3 固定子ヨーク設計.....16
 - 3.2.4 回転子設計.....18
- 3.3 基礎特性の測定
 - 3.3.1 試作機構成.....21
 - 3.3.2 加速試験結果.....22
 - 3.3.3 静的荷重と2軸制御形ベアリングレスモータの力学.....24
 - 3.3.4 傾き方向変位を考慮した半径方向の磁気支持力の解析.....27

3.3.5	磁気支持力の測定方法	29
3.3.6	電流に対する磁気支持力の測定結果	30
3.3.7	軸方向及び傾き方向の剛性の測定結果	31
3.4	第3章のまとめ	32

第4章 2軸制御形ベアリングレスモータのコロケーション問題を考慮した安定性理論の構築

4.1	研究背景及び研究目的	33
4.2	コロケーション問題とは	
4.2.1	三点の軸方向位置の定義	34
4.2.2	磁気支持力	34
4.2.3	ベアリングレスモータの応用とコロケーション問題	36
4.2.4	ノンコロケーションと傾き方向の安定性	37
4.3	磁気支持制御系のモデル化を安定性理論	
4.3.1	運動方程式とモデル化	40
4.3.2	安定条件の導出	42
4.3.3	根軌跡法による安定性解析	44
4.4	実験による理論の検証	
4.4.1	試作機構	45
4.4.2	スタートアップ試験	46
4.4.3	磁気支持制御系のPIゲインの安定性範囲	46
4.5	軸方向変位を考慮した磁気支持制御系のモデル化	
4.5.1	軸方向及び傾き方向変位時の力学モデルとパラメータの定義	47
4.5.2	軸方向及び傾き方向変位による半径方向力	48
4.5.3	MATLAB/Simulinkを用いたステップ応答のシミュレーション	52
4.6	第4章のまとめ	54

第5章 ワイドギャップ・高剛性を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証

5.1	研究背景及び研究目的	55
5.2	シングルドライブベアリングレスモータの特長	
5.2.1	1軸制御磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの構成比較	56
5.2.2	半径方向剛性の目標値の設定	58
5.3	軸方向の磁気支持力を向上する提案構造	
5.3.1	スタートアップに必要な最大磁気支持力	59

5.3.2	初期設計の構造と課題	60
5.3.3	提案構造の概要	61
5.3.4	3D-FEM 解析による軸方向磁気支持力の比較	62
5.4	実験結果	
5.4.1	軸方向位置及び速度制御システム	64
5.4.2	シングルドライブベアリングレスモータの試作機構成	65
5.4.3	軸方向の磁気支持力測定	66
5.4.4	半径方向の剛性測定	67
5.4.5	タッチダウンからのスタートアップ試験	67
5.4.6	加速試験	68
5.4.7	一定速度回転時の変位の振動波形	69
5.5	第 5 章のまとめ	69

第 6 章 V 形巻線を持つ 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのトルク式の導出とトルク向上の理論検討

6.1	トルクを発生させるための V 形巻線構造	
6.1.1	V 形巻線構造とトルク発生原理	71
6.1.2	V 形巻線を施した試作固定子	72
6.2	理論的なトルク式の導出	
6.2.1	ローレンツ力によるトルク発生	73
6.2.2	周方向に分布する軸方向の等価コイル数の算出	73
6.2.3	各等価コイルにおける軸方向の等価コイル長の算出	75
6.2.4	V 形巻線構造のトルク式	76
6.2.5	磁気支持力を考慮した V 形巻線の最適な折り曲げ角	77
6.3	実験	
6.3.1	静止トルクの測定方法	78
6.3.2	トルク測定結果	79
6.3.3	性能評価及び検討	80
6.4	第 6 章のまとめ	81

第 7 章 反発受動形磁気軸受を備えた 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減法の提案

7.1	半径方向の振動発生の原因分析	
7.1.1	回転角度検出誤差による軸方向の振動	83
7.1.2	軸方向と半径方向の干渉による振動発生メカニズム	84

7.2 軸方向変位の干渉を考慮した半径方向のモデル化	
7.2.1 運動方程式の導出	84
7.2.2 MATLAB/Simulink を用いた半径方向の振動シミュレーション	85
7.3 提案方法による半径方向の振動低減の実機検証	
7.3.1 試作機の回転角度検出誤差の低減	86
7.3.2 提案法による軸方向及び半径方向の振動低減	88
7.4 第7章のまとめ	89

第8章 冷却ファン用1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証

8.1 研究背景及び研究目的	91
8.2 提案構造と動作原理	
8.2.1 従来構造の特徴と課題	91
8.2.2 半径方向剛性の向上	92
8.2.3 提案構造の基本コンセプト	93
8.2.4 軸方向の磁気支持力を向上させる構造の検討	94
8.2.5 提案構造の軸方向の磁気支持力発生原理	95
8.2.6 スタートアップに必要な最大磁気支持力	96
8.2.7 磁気支持力の解析結果	97
8.2.8 反発受動形磁気軸受を含めた全体構造	100
8.3 回転子設計	
8.3.1 表面貼付永久磁石形と埋め込み永久磁石形	101
8.3.2 3D-FEM 解析による軸方向の磁気支持力の比較	101
8.3.3 3D-FEM 解析によるトルクの比較	104
8.4 圧粉磁心を用いた固定子の改良	
8.4.1 圧粉磁心を用いる利点	105
8.4.2 材料特性	107
8.4.3 巻線とインバータの結線	107
8.4.4 3D-FEM 磁界解析	108
8.5 1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの電圧方程式の導出	
8.5.1 電圧方程式とトルク及び磁気支持力の基本式	111
8.5.2 ベクトル図	113
8.6 実験結果	
8.6.1 試作機構成	114
8.6.2 スタートアップ試験	115
8.6.3 軸方向の磁気支持力測定結果	116

8.6.4 加速試験結果	117
8.7 第 8 章のまとめ	118
第 9 章 結論	120
謝辞	122
参考文献	123
本研究に関する発表	132

第 1 章 緒論

1.1 はじめに

ベアリングレスモータは、磁気軸受機能が磁氣的に一体化されたモータであり、回転軸を非接触で磁気支持すると同時に、トルクを発生させることができる^[1]。したがって、無摩擦・無摩耗、潤滑油不要、長寿命・メンテナンスフリー、高効率・省エネルギーという特長がある^{[2]-[3]}。これまで、半導体製造装置用の超純水や化学薬液を搬送する遠心ポンプ^{[4]-[10]}、補助人工心臓用遠心ポンプ^{[11]-[18]}、バイオリアクタ用攪拌機^{[19]-[21]}、プロセスチャンバ用回転テーブル^{[22]-[26]}、フライホイール^{[27]-[31]}、コンプレッサ^{[32]-[35]}、冷却ファン^{[36]-[39]}への応用が検討されている。

ベアリングレスモータは、能動的に磁気支持制御を行う軸数で分類することができる^[40]。表 1.1 に、能動制御軸数で分類したベアリングレスモータの基本構成とインバータ及び変位検出用センサの必要台数を示す。5 軸制御形ベアリングレスモータ^{[9]-[10], [29], [32], [34]-[35], [41]-[49]}は、 z 軸回りの回転軸を除く、回転子の半径方向の 2 自由度、傾き方向の 2 自由度、軸方向の 1 自由度の計 5 自由度を能動的に磁気支持制御する方式であり、大出力、高信頼性が要求される用途に向いている。一般的に 2 台のベアリングレスモータと 1 台のスラスト磁気軸受で構成されるため、体格は比較的大形である。また、半径方向と傾き方向の磁気支持制御のために三相インバータが 2 台、モータ駆動用に三相インバータが 1 台、軸方向の磁気支持のために単相インバータが 1 台必要であり、少なくとも 4 台のインバータが必要となる。さらに回転子の変位検出用センサは少なくとも 5 台必要となるため高コストである。したがって、5 軸制御形ベアリングレスモータの研究開発は、大形・大出力のポンプやコンプレッサ向けが多い傾向がある。

表 1.1 には示されていないが、4 軸制御形ベアリングレスモータ^{[50]-[55]}は、スラスト磁気軸受を

表 1.1 5 軸制御形ベアリングレスモータ、2 軸制御形ベアリングレスモータ及び 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの基本構成とインバータ及び変位検出用センサの必要台数^[40]

The number of active positioning axes		5	2	1
Basic structure				
Required number of units	six-IGBT inverter	Suspension: 2, Motor: 1	Suspension: 1, Motor: 1	Suspension & Motor: 1
	four-IGBT inverter	Suspension: 1	0	0
	displacement sensor	5	2	1

除いて、半径方向と傾き方向の4自由度を能動的に磁気支持制御する方式である。軸方向は、永久磁石の吸引力を利用して、受動安定する構造である。半径方向と傾き方向の磁気支持制御のために三相インバータが2台、モータ駆動用に三相インバータが1台必要であり、少なくとも3台のインバータが必要となる。4軸制御形は、スラスト負荷が小さく、スラスト磁気軸受が必要のない場合に有効である。

表 1.1 には示されていないが、3軸制御形ベアリングレスモータ^{[56]-[57]}は、傾き方向と軸方向を能動的に磁気支持制御する方式である。半径方向を受動安定とするため、アキシヤルギャップ構造とする必要がある。傾き方向の磁気支持制御のために三相インバータが1台必要であり、さらに軸方向の磁気支持とモータ駆動用に、少なくとも三相インバータが1台必要となる。3軸制御形は、半径方向の外乱が小さい場合に有効である。

一方、小形で低コストが要求されるファンやブローへの応用には、能動的な制御軸数が少ない2軸制御形ベアリングレスモータや1軸制御形ベアリングレスモータが適している。2軸制御形ベアリングレスモータ^{[4]-[8], [13], [15], [18]-[27], [33], [38], [58]-[88]}は、表 1.1 に示すように、半径方向のみを能動的に磁気支持するため、1台のベアリングレスモータのみで構成される。また、三相インバータは、半径方向の磁気支持用に1台、モータ駆動用に1台必要であり、回転子の変位検出用センサは2台であるため、5軸、4軸及び3軸制御形ベアリングレスモータと比較して低コストである。回転子の軸方向及び傾き方向は、永久磁石の吸引力を利用した受動安定であるため、モータ構造はベアリングレスモータの中で最もシンプルである。一方、外乱により振動が発生し、危険速度で振動が増加するため、振動抑制方法に関する研究が近年盛んに行われている^{[83]-[87]}。

1軸制御形ベアリングレスモータ及び磁気軸受モータ^{[12], [14], [16]-[17], [36]-[37], [39], [89]-[99], [120]-[133]}は、 z 軸方向のみを能動的に磁気支持する方式であり、現在最も制御軸数の少ないベアリングレスモータである。従来、磁気支持制御用とモータ駆動用に、それぞれ単相インバータ1台と三相インバータ1台が必要であったが、表 1.1 に示すシングルドライブベアリングレスモータのコンセプトが提案され、三相インバータ1台のみで実現可能となった^{[39], [92]-[95], [97], [99], [123], [125]-[128], [130]-[132]}。したがって、回転子の変位検出用センサを1台追加すれば、三相インバータでベアリングレスモータを駆動することが可能であるため、5軸制御形ベアリングレスモータや2軸制御形ベアリングレスモータと比較して、システム全体を小形・低コスト化することができる。

従来のベアリングレスモータの応用先は、無汚染が要求される半導体製造装置や補助人工心臓用のポンプ、回転ステージなどが中心であった。つまり、機械的ベアリングを用いることができない特殊環境化で動作する高い信頼性が要求される用途であった。一方、近年は長寿命・メンテナンスフリーに加え、省エネルギーが強く要求される情報通信機器に搭載される冷却ファンへの応用が期待されている。データセンタやスーパーコンピュータの大量導入が進む一方、増大する消費電力低減の要求が高まっており、サーバ冷却用ファンには、冷却性能の向上だけでなく、消費電力の低減が求められているため、冷却ファン用モータの高速化と低損失化が検討されている。しかし、現状の機械的ベアリングで発生する損失は、回転速度の増加に伴い増加し、高速化と低損失化はトレードオフの関係にある。さらに、データセンタやスーパーコンピュータなど

のサーバに搭載され、24 時間稼働している冷却ファンには、長寿命・メンテナンスフリーが要求されるため、冷却ファン用モータのベアリングレス化が強く求められている状況にある^[39]。

冷却ファン用モータは、小形・低コストが要求されるため、1 軸制御形ベアリングレスモータが有効であるが、受動安定方向が増えるため、外乱が印加時の振動を如何に低減するかが重要な課題である。表 1.1 に示すように、 z 軸方向以外の半径方向と傾き方向の 4 自由度は、受動形磁気軸受で発生する復元力により受動安定する。受動形磁気軸受はバネ力のみ発生し、ダンピング力は発生しないため、共振時に振動が発生し、最悪の場合、危険速度でタッチダウンする^{[16],[90],[99],[125]}。特に、冷却ファンへの応用を考慮し軸長を短くした場合、傾き方向の剛性が低下し、外乱に対する回転子の振動は大きくなるため、振動を低減するための研究が必要とされている^{[37],[126]-[128]}。

本論文では、システムの小形・低コスト化のため、従来の 5 軸制御形と比較して、能動制御軸数を削減した 2 軸制御形及び 1 軸制御形ベアリングレスモータについて、新しい構造を提案する。さらに、受動安定方向の振動発生要因と現象を明らかにし、革新的な振動低減方法を提案することを目的とする。2 軸制御形ベアリングレスモータについては、トロイダル巻を用いてコイルエンドを短縮した新しい構造を提案する。さらに、試作機の傾き方向の振動発生要因を明らかにし、半径方向の磁気支持制御用 PID コントローラの積分ゲインの調整による振動低減法を提案する。また、1 軸制御形ベアリングレスモータについては、V 形巻線と反発受動形磁気軸受を持つ新しいシングルドライブベアリングレスモータの構造を提案する。さらに、半径方向の振動発生要因を分析し、回転角度検出誤差低減による振動低減法を提案する。また、冷却ファンへの応用を目指し、受動安定方向の剛性を向上した新しい 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの構造を提案し、実機検証により有効性を明らかにする。

1.2 本論文の構成と各章の概要及び位置付け

第 1 章 緒論

第 1 章では、ベアリングレスモータの研究背景を示し、能動制御軸数を削減したベアリングレスモータに関する研究目的と意義を明らかにする。

第 2 章 ベアリングレスモータの能動制御軸数削減に関する現状と課題

第 2 章では、能動的な制御軸数で分類したベアリングレスモータの基本構成と特徴を示し、2 軸制御形及び 1 軸制御形ベアリングレスモータの位置付けを示す。また、2 軸制御形及び 1 軸制御形ベアリングレスモータの研究動向を示し、研究課題を明らかにする。

第 3 章 トロイダル巻を用いた 2 軸制御多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計及び磁気支持特性

第 3 章では、2 軸制御形ベアリングレスモータの磁気支持原理、試作機の設計及び解析、基礎特性の実験結果について示す。半径方向の磁気支持巻線にトロイダル巻を採用することで、2 極分布巻にも関わらず、コイルエンドが小さく、試作機の薄型化が可能であることを示す。

第 4 章 2 軸制御形ベアリングレスモータのコロケーション問題を考慮した安定性理論の構築

第4章では、試作した2軸制御形ベアリングレスモータの傾き方向の安定性について議論する。ノンコロケーション構造の場合、半径方向と傾き方向の運動の干渉により、傾き方向の振動が大きくなり、最悪の場合タッチダウンするメカニズムを理論的に明らかにする。さらに、半径方向と傾き方向の両方を安定化するためのPIDコントローラのゲイン決定方法を明らかにし、提案方法の有効性を実験的に証明する。

第5章 ワイドギャップ・高剛性を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証

第5章では、受動安定方向の剛性が高いラジアルギャップ形の1軸制御形ベアリングレスモータを提案する。設計において、固定子鉄心構造と巻線構造を工夫し、受動形磁気軸受で発生する不安定な軸方向力に打ち勝つ能動的な軸方向の磁気支持力を発生可能な構造を明らかにする。さらに、試作機を製作し基礎実験を行い、安定な磁気支持と回転速度制御が可能であることを明らかにする。

第6章 V形巻線を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのトルク式の導出とトルク向上の理論検討

第6章では、第5章の1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータが持つユニークなV形巻線に関するトルクの数値計算と実験結果を示す。V形巻線の折り曲げ角に対する、トルクと能動的な軸方向力の関係を明らかにする。

第7章 反発受動形磁気軸受を備えた1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減法の提案

第7章では、第5章の1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減方法を提案する。回転角度の検出誤差がある場合、意図しないd軸電流の発生によって回転子の軸方向の振動が発生し、その影響で半径方向の振動が増大することを数値計算によって明らかにする。実機検証により、回転角度検出誤差を低減することで、回転子の軸方向の振動が低減され、さらに半径方向の振動が低減されることを示す。

第8章 冷却ファン用1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証

第8章では、冷却ファンへの応用を目指して、高剛性と高トルクを両立する新しい1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータを提案する。従来は、高剛性化と高トルク化はトレードオフの関係にあったが、提案構造は、回転機、リニアアクチュエータ、反発受動形磁気軸受が有機的に融合された構造であり、高剛性と高トルクの両立を実現可能であることを示す。また、提案構造の設計、解析方法を示し、基礎特性の実験結果を示す。さらに、回転子にファンブレードを取り付け、負荷試験を行い、冷却ファンとして安定に駆動可能であることを示す。

第9章 結論

第9章では、本論文の成果のまとめを示す。

第2章 ベアリングレスモータの能動制御軸数削減に関する現状と課題

従来の5軸能動制御形ベアリングレスモータは、大形・高コストであり、システムが複雑であるため、アプリケーションは大形・大出力のポンプやコンプレッサに限定されている。一方、近年は2軸能動制御形ベアリングレスモータの研究開発が盛んに行われ、小形ポンプ、攪拌機、回転ステージ、小形コンプレッサなどへ応用は広がりつつある。さらに、1軸能動制御形ベアリングレスモータは、システムが簡単で低コストであるため、冷却ファンやブローヤにも応用可能となり、ベアリングレスモータのアプリケーションの拡大が期待されている。本章では、能動制御軸数を削減した2軸及び1軸能動制御形ベアリングレスモータの現状と課題について述べる。

2.1 能動制御軸数によるベアリングレスモータの分類

2.1.1 能動制御軸数とは

図2.1に回転子と剛体の自由度を示す。剛体は、並進の3自由度 x, y, z 及び回転の3自由度 $\theta_x, \theta_y, \theta_z$ の計6自由度を持つ。モータは、 θ_z を出力軸とするため、残りの5自由度を磁気支持することで、完全非接触磁気支持が可能となる。磁気支持の方法には、能動的な磁気支持と受動的な磁気支持の2種類がある。前者は、センサを用いて回転子の位置を検出し、その変位信号をコントローラにフィードバックし、電流指令値を生成し、電源と電力変換器を用いて、巻線に電流を流し、電磁力を発生させ、能動的に回転子の位置を制御する方法である。一方、後者は、例えば、固定子と回転子を共に永久磁石のみで構成し、回転子の変位に応じた吸引力または反発力を受動的に発生させ、回転子の位置を安定させる方法である。5自由度を全て能動的に磁気支持する場合、能動制御軸数は5である。一方、1自由度のみ能動的に磁気支持する場合、能動制御軸数は1であり、受動安定軸数は4である。能動制御軸数を削減し、受動安定軸数を増加させることで、センサや電力変換器の数を削減可能で、システム全体を小形化・簡素化できる。

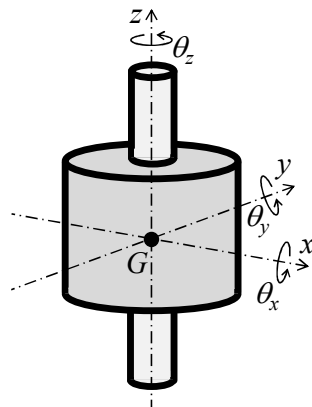


図2.1 回転子と剛体の自由度

2.1.2 ベアリングレスモータとは

図 2.2(a)(b)に、ベアリングレスモータと磁気軸受モータの違いを示す。両者共に機械的なベアリングを持たず、磁気支持により回転子を非接触支持している点と同じである。磁気軸受モータは、モータ部と磁気軸受部が磁気的に分離されており、磁気回路を併用している。モータ部と磁気軸受部はタンデムに接続されている。一方、ベアリングレスモータは、モータ部と磁気軸受部が磁気的に一体化されており、磁気回路を兼用している。したがって、磁気軸受モータと比較して、モータの軸長を短縮することが可能である。軸長の短縮は、モータの小形化、危険速度の向上に効果的である。

2.1.3 ベアリングレスモータの分類

表 2.1 に、ベアリングレスモータの基本構成と分類を示す。ベアリングレスモータは、能動制御軸数によって構成が異なるため、能動制御軸数で大まかな分類が可能である。表 2.1 には、5 軸、2 軸、1 軸能動制御形ベアリングレスモータを示している。また、表 2.2 には、それぞれ必要なインバータ数と変位センサ数を示している。

5 軸能動制御形ベアリングレスモータ（以下、5 軸制御形）は、一般的に、回転子の半径方向 x, y 及び傾き方向 θ_x, θ_y の位置を能動的に制御しながらトルクを発生させるための 2 台のベアリングレスモータユニット、さらに回転子の軸方向 z の位置を能動的に制御するための 1 台のラスト磁気軸受で構成される。駆動システムについて、まずモータを駆動するために三相インバータが 1 台必要である。また、半径方向と傾き方向の磁気支持のために三相インバータが 2 台、軸方向の磁気支持のために単相インバータが 1 台必要であるため、合計 3 台の三相インバータと 1 台の単相インバータが必要である。さらに、5 軸制御形は回転子の位置を検出するための変位センサが少なくとも 5 台必要である。したがって、5 軸制御形は比較的高コストである。一部、高信頼性が求められる補助人工心臓用として、小形低出力の 5 軸制御形ベアリングレスポンプ^[100]の研究開発が行われているが、一般的に 5 軸制御形は大形・大出力用途に向いている^{[47], [49], [51]}。

2 軸能動制御形ベアリングレスモータ（以下、2 軸制御形）は、回転子の半径方向 x, y の位置を能動的に制御しながらトルクを発生させる 1 台のベアリングレスモータユニットのみで構成

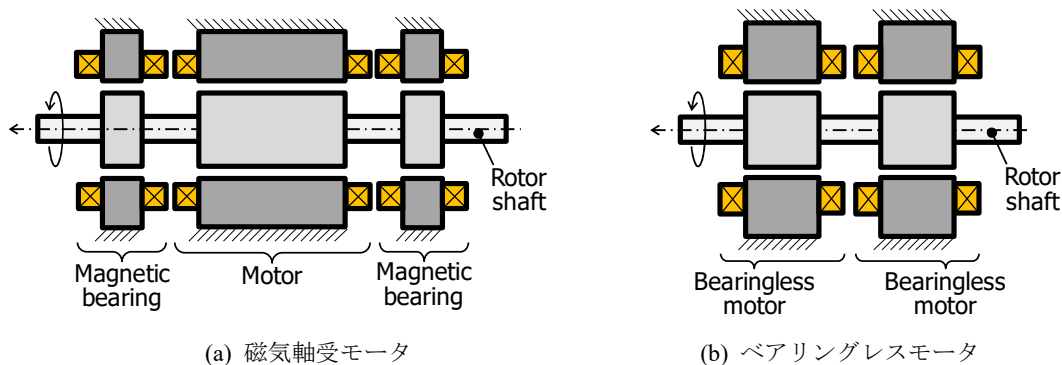


図 2.2 ベアリングレスモータと磁気軸受モータの違い

表 2.1 ベアリングレスモータの基本構成

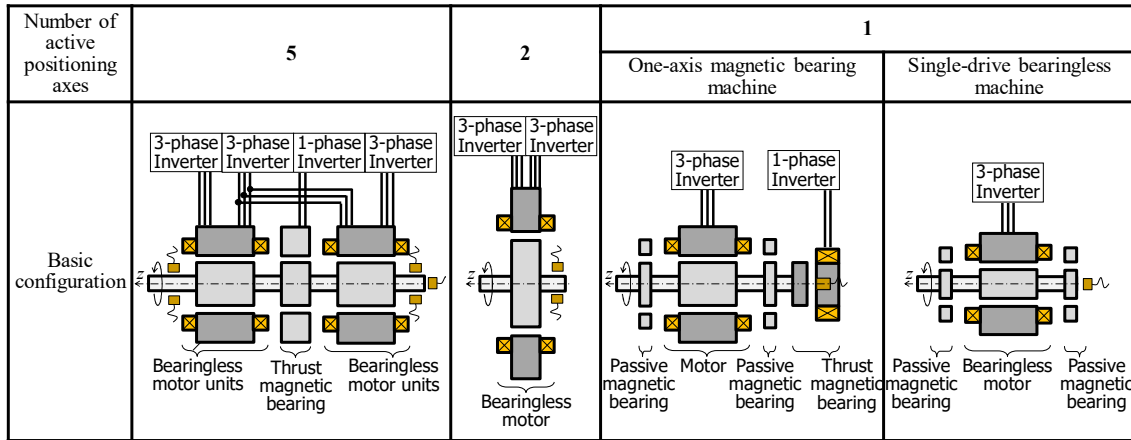


表 2.2 ベアリングレスモータの能動制御軸数と必要なインバータ及び変位センサの数量

The number of active positioning axes		5	2	1	
				One-axis magnetic bearing motor	Single-drive bearingless motor
Required number of units	Three-phase inverter	2: x, y, θ_x and θ_y 1: motor drive	1: x and y 1: motor drive	1: motor drive	1: motor drive and z
	Single-phase inverter	1: z	0	1: z	0
	Displacement sensor	5	2	1	1

される。回転子形状は、薄型の円盤形状であり、回転子の軸方向及び傾き方向は受動安定である。モータを駆動するために三相インバータが 1 台、半径方向の磁気支持のために三相インバータが 1 台、合計 2 台の三相インバータが必要である。また、回転子の半径方向変位を検出する変位センサが少なくとも 2 台必要である。したがって、2 軸制御形は 5 軸制御形と比較して小形であり、インバータとセンサの数は少ないため低コストである。一方、出力は 5 軸制御形と比較して小容量である。半導体製造装置用の遠心ポンプとして、Levitronix 社が実用化している Bearingless Pump は 2 軸制御形である^[101]。

1 軸能動制御形ベアリングレスモータ（以下、1 軸制御形）は、回転子の軸方向位置のみ能動的に磁気支持制御しながらトルクを発生させる。現在のところ、超電導や反磁性体を用いた磁気支持を除いて、最も能動制御軸数が少ないベアリングレスモータは 1 軸制御形である。回転子の半径方向及び傾き方向の 4 自由度は、受動安定であるため、必要な変位センサは 1 台のみである。1 軸制御形は、インバータの数によって、2 種類に分けられる。1 種類は、モータ駆動用三相インバータと磁気支持用単相インバータを用いる磁気軸受モータである。もう 1 種類は、三相インバータ 1 台でモータ駆動と磁気支持を行うシングルドライブベアリングレスモータである。前者は、モータ駆動用と磁気支持用の 2 種類の巻線を持ち、それぞれが三相インバータ及び単相インバータに接続されている。一方、シングルドライブベアリングレスモータは、モータ駆動用

と磁気支持用の巻線が共通化されている。1軸制御形は、5軸制御形及び2軸制御形と比較して、小形でインバータと変位センサの数が少ないため低コストである。一方、受動安定方向の振動が大きくなりやすい点が欠点である。したがって、1軸制御形は小形・低出力で、回転子が多少振動しても許容される小形の冷却ファンや小形のコンプレッサなどのアプリケーションへの応用が期待されている。

ベアリングレスモータが幅広く応用されるためには、現状のベアリング付きモータからベアリングレスモータに置き換えられる必要があるため、システムが簡単で、比較的 low コストであることが要求される。したがって、次節以降に、2軸制御形および1軸制御形ベアリングレスモータの研究開発動向を紹介し、現状と課題を明らかにする。

2.2 2軸制御形ベアリングレスモータの国内外の研究動向

2.2.1 2軸制御形ベアリングレスモータの実用化例

文献[6]では、Levitronix社が半導体製造装置用に製品化したベアリングレスポンプの基本構造と原理が示されている。2軸制御形が採用されており、回転子は薄型円盤形状である。固定子の歯は軸方向に折り曲げられ、電動機巻線と半径方向の磁気支持巻線が施されている。固定子ヨークは、回転子下方で一体化されている。固定子の歯数は8、回転子極数は2である。表面貼付形永久磁石回転子が用いられているため、半径方向の磁気支持を実現するためには、回転子の極数 ± 2 極の磁気支持磁束が必要になる^[102]。回転子極数は2極であるため、4極の磁気支持磁束が必要である。したがって、電動機巻線及び磁気支持巻線の極数は、それぞれ2極及び4極である。

2.2.2 2軸制御形ベアリングレスモータの研究開発例

2軸制御形ベアリングレスモータは、半導体製造装置用の遠心ポンプ^{[59]-[61]}、補助人工心臓用の遠心ポンプ^{[13], [15], [18]-[19]}、攪拌機^[20]、エネルギー貯蔵用フライホイール^[28]、人工衛星の姿勢制御用リアクションホイール^[62]、プロセスチャンバ用回転ステージ^{[23]-[27]}、コンプレッサ^{[63]-[64]}への応用が検討され、研究開発が行われている。

その他、様々なモータ構造が提案されており、コンシクエントポール形^{[65]-[67]}、スイッチドリラクタンス形^{[103]-[105]}、フラックススイッチング形^[68]、バーニア形^[69]、ホモポーラ形^{[60], [70]-[71]}、スロットレス形^[72]、ダイオード整流形^[73]がある。

2.2.3 2軸制御形ベアリングレスモータの研究課題

技術的な研究課題として、コイルエンドの短縮^{[4], [74]-[76]}、高剛性化^{[25], [70], [75], [77]}、非干渉化^[1]、ワイドギャップ化^{[7], [20], [26], [61], [70], [78]}、電動機巻線と磁気支持巻線の一体化^{[21], [79]-[82]}に関する研究が行われている。また、近年では受動安定方向の振動抑制^{[83]-[87]}に関する研究が盛んに行われ始めている。本論文では、最も重要な研究課題の一つである振動抑制について詳細に取り上げる。

図 2.3(a)(b)に、2軸制御形ベアリングレスモータの半径方向及び傾き方向の受動安定原理を示

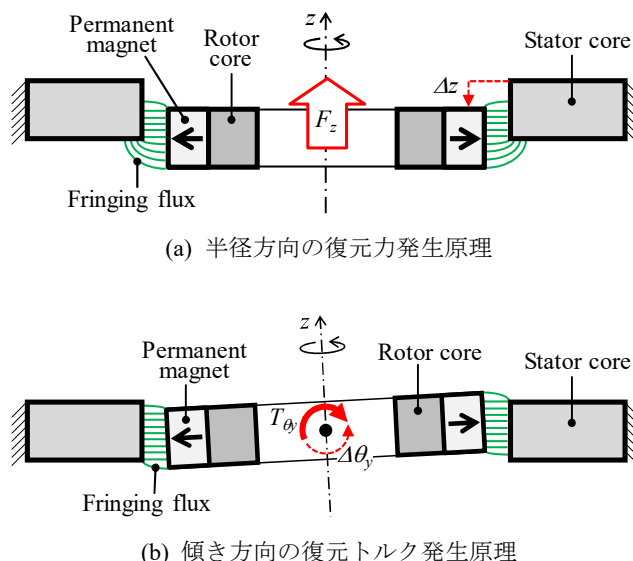


図 2.3 2 軸制御形ベアリングレスモータの軸方向及び傾き方向の受動安定原理

す。図 2.3(a)は回転子が z 軸負方向に変位した場合を表している。回転子には永久磁石が取り付けられているため、回転子が軸方向に変位すると、固定子と回転子の非対向部のギャップにフリンジング磁束が発生する。このフリンジング磁束によって、 z 軸正方向に復元力が発生する。 z 軸正方向に変位した場合は、 z 軸負方向に復元力が発生する。したがって、 z 軸方向は能動的な制御なしに受動的に安定となる。

図 2.3(b)は回転子が θ_y 軸負方向に傾いた場合を示している。傾き変位の場合の受動安定原理は、軸方向変位の場合と同様である。左側のギャップでは、回転子は z 軸負方向に変位しているため、 z 軸正方向に復元力が発生する。一方、右側のギャップでは、回転子は z 軸正方向に変位しているため、 z 軸負方向に復元力が発生する。結果的に、 θ_y 軸正方向に復元トルクが発生する。回転子が θ_y 軸正方向に傾いた場合は、 θ_y 軸負方向に復元トルクが発生するため、傾き方向は能動的な制御なしに受動的に安定となる。

しかし、上記の復元力及び復元トルクはバネ力であり、ダンピング力は発生しない。したがって、外乱が印加されると振動が発生し、振動が収束するまで長い時間を必要とする。また、危険速度で共振が発生し、振動が著しく増加するため、最悪の場合タッチダウンする恐れがある。したがって、受動安定方向の振動を如何に低減するかが 2 軸制御形ベアリングレスモータの課題である。

文献[83]では、回転子が半径方向に変位した時に、半径方向の剛性が変化すると同時に、傾き方向の剛性が変化するため、結果的に傾き方向のダンピング力が発生し、傾き方向の振動を低減する方法が提案されている。しかし、半径方向の変位指令値を生成するために、少なくとも変位センサを 3 台追加し、傾き方向の振動を検出し、コントローラにフィードバックする必要がある。文献[84]では、短絡コイルを用いて、受動的に傾き方向のダンピング力を発生させ、傾き方向の振動を低減する方法が提案されている。しかし、短絡コイルを固定子内部に埋め込む必要が

あるため、固定子鉄心を削る必要があり、トルクの低下が懸念される。したがって、これまでの研究では、傾き方向の振動を低減させるために、追加の変位センサや短絡コイルが必要である。

本論文では、追加の変位センサや短絡コイル、また、磁石と銅リングなどを用いた一般的なダンピング力発生機構を用いずに、傾き方向の振動を低減させる新しい方法を提案する。2軸制御形ベアリングレスモータの傾き方向の受動安定性は、コロケーション問題と結びつきが強く、復元力が十分大きい場合であっても、回転子重心位置、半径方向力の作用位置及びセンシング位置の関係により、不安定になることが報告されている^[88]。したがって、本論文では、コロケーション問題と傾き方向の安定性の関係を解明し、安定条件の一般式を導く。さらに、実機試験を行い、理論と実験結果を比較検証し、追加の変位センサや短絡コイル、磁石と銅リングを用いることなく傾き方向の振動が低減可能であることを明らかにする。

2.3 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの国内外の研究動向

2.3.1 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの研究開発例

1軸制御形磁気軸受モータは、表2.1に示すように、スラスト磁気軸受とモータをタンデムに接続した構造である。補助人工心臓用軸流ポンプ^[16]、補助人工心臓用斜流ポンプ^[58]、補助人工心臓用遠心流ポンプ^[17]、冷却ファン^[37]への応用が検討され、研究開発が行われている。また、マイクロ磁気軸受モータ^[89]、反発受動形磁気軸受とモータが一体化された構造^[90]も提案されている。

一方、1軸制御形ベアリングレスモータは、スラスト磁気軸受とモータが磁氣的に一体化された構造である。2軸制御形は、原理的にラジアルギャップ構造しか存在しないが、1軸制御形はラジアルギャップ構造^{[36],[39],[91],[93]-[95]}とアキシシャルギャップ構造^{[96]-[97]}が存在する。また、ラジアルギャップとアキシシャルギャップの両方を有する構造も提案されている^{[98]-[99]}。

さらに、受動形磁気軸受の方式により、吸引形^{[96]-[97]}と反発形^{[36],[39],[91],[93]-[95],[98]-[99]}に分類することができる。吸引形は、アキシシャルギャップ構造の回転子と固定子間で発生する磁気吸引力を利用するため、受動形磁気軸受が内蔵されている。したがって、追加部品がなく、構造が簡単である。一方、傾き方向の安定性を確保するために、軸長を長くする必要がある。一般的に、アキシシャルギャップ構造のモータは、大径薄型化することで、ギャップ面積を拡大し、トルク密度を高めることが可能であるが、1軸制御形ベアリングレスモータの場合、小径で軸長を長くする必要があるため、アキシシャルギャップ構造の特長を生かすことが困難である。ラジアルギャップ形では、反発受動形磁気軸受が用いられる。反発形は、回転子及び固定子共に、スラスト方向着磁のリング磁石で構成され、ラジアルギャップで発生する反発力を利用して、半径方向と傾き方向の復元力を発生させる。これまでに発表された文献を見る限り、反発形は吸引形と比較して剛性は高い傾向である^{[36],[91]-[93]}。結果的に、反発形を利用した1軸制御ベアリングレスモータは、吸引形と比較して軸長が短い傾向がある。

2.3.2 1軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの研究課題

1軸制御形の文献は2軸制御形と比べて少なく、論文の内容の多くは新しい構造や方式の提案である。本論文でも第5章と第8章に2種類の新しい1軸制御形ベアリングレスモータの設計と実験結果を示しているが、今後もさらに様々な新しい構造が提案されることが予想される。一方、1軸制御形の最も重要な研究課題の一つは、2軸制御形と同様に、受動安定方向の振動低減である。

図2.4に、反発受動形磁気軸受を備えた1軸制御形の受動安定原理を示す。説明の簡単化のため、ベアリングレスモータ部は省き、回転子シャフトと受動形磁気軸受部のみ示している。図2.4(a)は、回転子が半径方向に変位した時の半径方向の復元力発生原理を示している。左右のギャップで発生する反発力の差分が復元力となり、変位方向と反対方向に力が発生する。図2.4(b)は、回転子が傾き方向に変位した時の傾き方向の復元トルク発生原理を示している。回転子が重心回りに傾くと、回転軸上端では回転子は左方向に変位しており、反対に、回転軸下端では回転子は右方向に変位している。したがって、回転軸上下両端での半径方向の復元力は、それぞれ右方向及び左方向に発生する。結果的に、重心回りの傾き変位と反対方向に復元トルクが発生する。したがって、半径方向と傾き方向は受動的に安定となる。一方、吸引受動形磁気軸受の場合は、アキシヤルギャップ構造とすることで、吸引力により半径方向の復元力及び傾き方向の復元トルクを発生させ、半径方向と傾き方向を受動安定化する。

復元力及び復元トルクは、バネ力でありダンピング力は発生しない。したがって、2軸制御形と同様に、外乱印加時や危険速度での半径方向及び傾き方向の振動が問題となる。外乱印加時の振動を低減するためには、受動安定の剛性を高めることが効果的である。剛性の向上により、外乱印加時の振動振幅を低減し、回転子が固定子にタッチダウンすることを避けることが可能となる。文献[36]及び[122]では、剛性の向上が検討されている。また、文献[37]では、固定子側にダンピング材料を取り付け、受動安定方向の振動を低減する方法が提案されているが、振動発生メカニズムは解明させておらず、現状ダンピング材料の追加による対処法となっている状況である。

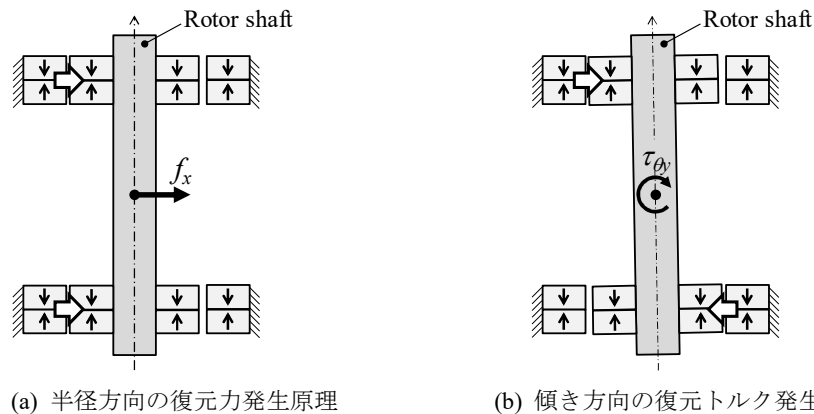


図2.4 反発受動形磁気軸受を備えた1軸制御形ベアリングレスモータの受動安定原理

本論文では、他研究と比較して剛性の高いラジアルギャップ形の1軸制御形ベアリングレスモータを設計し、実機検証を行う。また、回転子の半径方向の振動発生要因を明らかにし、ダンピング材料などの追加部品を用いない新しい振動低減方法を提案する。さらに、冷却ファンへの応用を目指して、高剛性化と高トルク化を両立する新しい1軸制御形ベアリングレスモータを提案し、実験的に有用性を明らかにする。

2.4 第2章のまとめと本論文の目的

本章では、2軸制御形及び1軸制御形ベアリングレスモータの国内外の研究動向を調査し、受動安定方向の振動低減が重要な研究課題の一つであることを示した。本論文では、能動的な制御軸数を低減したベアリングレスモータの新しい構造を提案し、さらに受動安定方向の振動低減に関する研究を行い、追加の変位センサや短絡コイル、磁石と銅リングやダンピング材料などを用いない革新的で有用性の高い振動低減方法を明らかにすることを目的とする。

第3章 トロイダル巻を用いた2軸制御多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計及び磁気支持特性

3.1 研究背景及び研究目的

2軸制御形ベアリングレスモータは半径方向 x , y の2自由度のみを能動的に制御するため、軸方向と傾き方向に対して、受動的に安定になるように設計する必要がある。一般的に、回転子は扁平な薄型構造でなければならないことが知られている。そこで、一般的な4極、2極巻線構造が用いられた場合^[106]、磁気支持巻線及び電動機巻線のコイルエンドは積厚に対して大きくなり、装置の操作性を阻害する原因となる。コイルエンドを小さくする方法として、固定子の歯を折り曲げて集中巻を施す方法が提案されている^[4]。しかし、片側の軸方向に突出した形状となり、固定子ヨーク部が連続しない問題がある。

2軸制御形ベアリングレスモータのアプリケーションについて、回転ステージや揺動ステージなどのように低速用途で用いる多極ベアリングレスモータの研究が行われている。プロセスチャンバの中で用いる非接触モータとして提案されている24極のベアリングレスモータ^[23]は、固定子突極に集中巻を施しているためコイルエンドは小さい。しかし、固定子及び回転子が一層ずつ構成される二層構造のため積厚は大きい。二層構造の一方は電動機部で、もう一方は磁気軸受部であり、ベアリングレスモータというより電動機と磁気軸受の組み合わせであり、磁気支持制御用とトルク発生用の永久磁石がそれぞれ必要なため磁石量が多い問題がある。

一層構造のものでは、磁気支持力とトルクを一種類の巻線で同時に制御する12極のベアリングレスモータが提案されている^[74]。固定子が4分割されており、それぞれの歯に集中巻が施されているのでコイルエンドは小さい。しかし、磁気支持力とトルクが干渉するので制御が複雑になる問題がある。

著者は、既に低速駆動や揺動動作の応用に薄型の多極ベアリングレスモータを提案しており、これは40極48スロットの多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータである^{[107]-[113]}。文献^[107]及び^[108]では、極数とスロット数の検討を行い、40極48スロットは8極24スロットと比較して、磁気支持力は20%減少するが、平均トルクは2倍以上増加し、総合的に優れていることを示した。文献^[109]及び^[110]では、磁気支持巻線として新しくトロイダル巻線を提案し、巻線構造や固定子設計を行った。文献^{[111]-[113]}では、半径方向の磁気支持力特性の実験結果が示された。支持電流に対する磁気支持力の変化率（以下、磁気支持力係数）の解析値と実験結果に20%以上の誤差があった^[111]。解析モデルについて、メッシュや寸法の実測値を反映することで、誤差を8.5%に低減した^[112]。また、磁気支持力の新しい測定方法を提案し、上記の誤差を1.3%

に低減した^[13]。

本章は、設計したベアリングレスモータの磁気支持力の実験結果が解析結果と一致することを示し、さらに 100 r/min まで加速したときの浮上特性を示す^[76]。

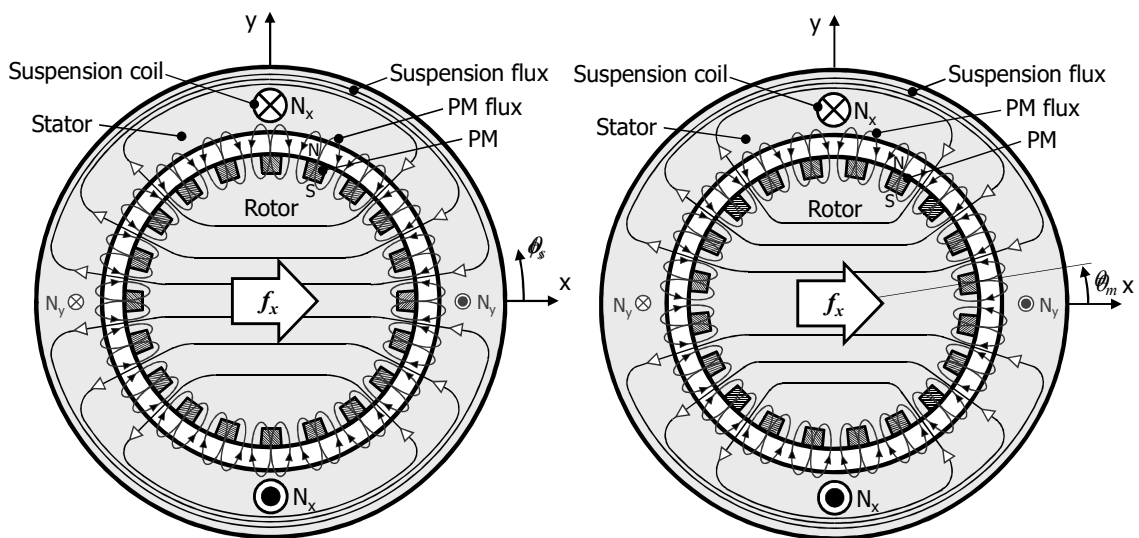
3.2 40 極 48 スロット多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計

3.2.1 磁気支持力発生原理

図 3.1 に、多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの半径方向の磁気支持力発生原理を示す。固定子鉄心、回転子は扁平形状であり、軸長は短い。回転子の磁石配置は、コンシクエントポール形である。回転子には、半径方向に着磁された永久磁石が、突極形状の回転子鉄心の凹部に 20 個設置されている。着磁方向は、全て同一で、N 極がエアギャップの方向を向いている。永久磁石から発生した磁束は、エアギャップを通り、図示されていない固定子歯に入り、固定子ヨークを通り、再びエアギャップを通り、回転子の磁石間鉄心部に戻る。それゆえ、回転子磁石間鉄心部は、結果的に S 極となり、回転子極数は 40 となる。

一方、固定子スロットには、40 極の電動機巻線に加え、2 極の磁気支持巻線が施されている。y 軸上に濃い黒線で示している x 軸磁気支持巻線 N_x に電流を流すことによって発生する磁束(以下、支持磁束)は、固定子からエアギャップを介し、磁石間鉄心部を通り回転子に入り、再び固定子に戻る。支持磁束が磁石間鉄心部を通るのは、永久磁石に比べ鉄心の磁気抵抗が小さいからである。

図 3.1 (a)に回転子の回転角度が 0° の場合について示す。永久磁石のバイアス磁束に、支持磁束を重畳させることによって、エアギャップの磁束密度が不平衡となり、x 軸正方向に磁気支持力が発生する。また、図 3.1 (b)に示す回転角度が 9° の場合も、同様の原理で x 軸正方向に磁気



(a) 回転子の機械的回転角度 $\theta_m = 0 \text{ deg}$.

(b) 回転子の機械的回転角度 $\theta_m = 9 \text{ deg}$.

図 3.1 半径方向の磁気支持力発生原理

支持力が発生する。しかしながら、回転角度が 0° から 9° の間では、 x 軸支持磁束により、わずかに y 軸方向にも力が発生し、方向誤差が生じる。筆者のこれまでの研究により、提案する 40 極 48 スロットのコンシクエントポール形ベアリングレスモータでは、最大方向誤差は 2.2° であり、 y 軸への干渉は小さいことが明らかになっている^[113]。

したがって、どの回転角度においても、 x 軸支持電流の大きさと方向を調整するのみで、 x 軸の磁気支持力が制御可能となる。また、図 3.1 (a), (b)の x 軸上に薄い線で示している y 軸磁気支持巻線 N_y の電流を制御することにより、 y 軸方向に磁気支持力を発生させることができる。この x , y 軸方向の力のベクトル和により任意の半径方向に磁気支持力が発生可能となる。したがって、回転子の x , y 軸方向変位を検出し、 x , y 軸の磁気支持力を調整することで、回転子の半径方向の位置を能動的に制御することができる。

図 3.2 (a), (b)は軸方向及び傾き方向の磁気支持力発生原理を示している。回転子がこれらの方向に変位すると、永久磁石の磁気吸引力により復元力 f_z または復元トルク τ_θ が発生する。復元力は主に端部のフリンジング磁束により発生する。鉄心が薄く、直径が大きいほど傾き方向の復元トルクは向上する。したがって、2軸制御形は回転子を薄型化して受動安定化する。

3.2.2 トロイダル巻線構造

コンシクエントポール形ベアリングレスモータは磁気支持力を発生させるために 2 極磁気支持巻線が必要である。既に提案した多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの磁気支持巻線には、三相分布巻が用いられている^[107]。分布巻は三相分のコイルエンドが固定子ヨーク部に積み重なるので、2 極巻線ではコイルエンドが大形化するという問題がある。

そこで、コイルエンドを短縮する巻線構造としてトロイダル巻の適用を検討する。図 3.3 に U 相の磁気支持巻線と電動機巻線の配置を示す。磁気支持巻線はトロイダル巻で固定子ヨーク部に施されている。電動機巻線は固定子歯に集中巻で施されている。固定子スロット数は 48、磁気支持巻線は三相 2 極であるため、一相に 16 スロットが割り当てられる。トロイダル巻を用いて 2 極を形成するためには、上下 2 箇所巻線を設置し磁束を反対方向に発生させる。図 3.3 に示すように、上下の巻線は逆方向に磁束が発生するように巻く必要がある。V 相、W 相に関しても同様で、それぞれ 120° 間隔で設置されている。トロイダル巻は、固定子ヨーク部に巻線を巻きつけることによって、コイルエンドの重なりが起らないので、コイルエンドを小さくすることが可能である。また、スロット内に示されている巻線配置は分布巻と同様なので、起磁力分布も同様であると考えられる。一方、電動機巻線は三相 40 極であるので、一相に 16 歯

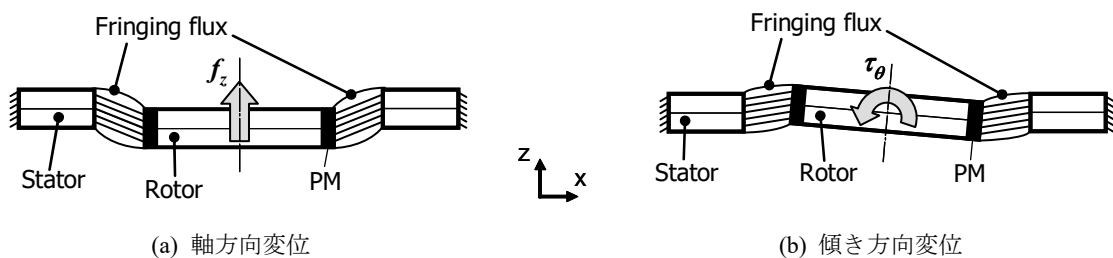


図 3.2 軸方向及び傾き方向の復元力及び復元トルク発生原理

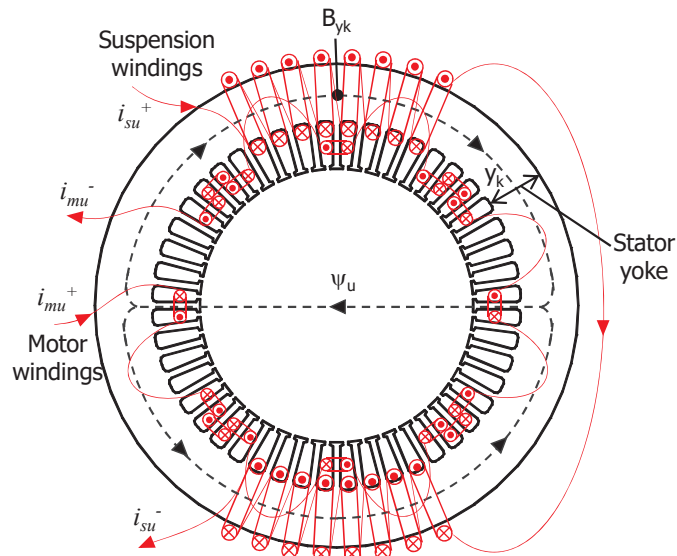


図 3.3 トロイダル巻を用いた磁気支持巻線構造及び集中巻を用いた電動機巻線構造

表 3.1 40 極 48 スロット試作機のパラメータ

Parameter	Value
Rotor outer diameter [mm]	150
Stack length [mm]	10
Magnetic gap [mm]	1
Number of poles	40
Number of slots	48
Number of suspension windings	$\phi 0.6 \text{ mm} \times 40 \text{ turns / slot}$
Number of motor windings	$\phi 0.4 \text{ mm} \times 70 \text{ turns / tooth}$
Rated suspension winding current [A]	2.3
Rated motor winding current [A]	1

が割り当てられ、分数スロット巻で構成されている。電動機巻線は集中巻であるため、コイルエンドは小さくなる。

表 3.1 に固定するパラメータを示す。回転子直径 150mm, 積厚 10 mm, 磁氣的ギャップ 1 mm, 極数 40, スロット数 48 とする。磁気支持巻線は, 巻線直径 0.6 mm, 1 スロット当たりの直列数 40, 並列数 1 とする。電動機巻線は, 巻線直径 0.4 mm, 1 本の歯当たりの直列数 70, 並列数 1 とする。

3.2.3 固定子ヨーク設計

図 3.4 に固定子ヨーク幅に対する y 軸方向磁気支持力及び固定子ヨーク磁束密度の関係を示す。固定子及び回転子の鉄心材料は, 共に 35A300 である。永久磁石の材料は, NdFeB で N40SH である。固定子ヨークの磁束密度は, 後に図 3.5 に示すように, 固定子ヨーク部の中央の最も磁束密度の高い場所を B_{yk} として表す。解析条件は, 最大支持力を発生している場合で, y 軸方向

磁気支持電流 $i_y = 2\text{ A}$ である。なお、電動機巻線に電流は流していない。固定子ヨーク幅設計において、電動機磁束の影響は少ない。なぜなら2極の磁気支持磁束に対して、電動機磁束は40極であり、固定子ヨークに集まる磁束が少ないことに加えて、固定子ヨーク幅を固定子歯幅に対して十分広く設計しているためである。トロイダル巻と分布巻は等しい導体数をスロットに配置した。両者を比較すると、トロイダル巻の方が固定子ヨークの磁束密度が高くなる。ヨーク幅20 mm の場合は、磁気飽和の影響でトロイダル巻の磁気支持力は分布巻に比べて小さい。ヨーク幅を30 mm 以上に広げると、トロイダル巻の磁気支持力は、分布巻と同等になる。したがって、ヨーク幅は30 mm 以上とすることが望ましい。

図3.5に固定子ヨーク幅が $y_k = 50\text{ mm}$ のときの磁束密度分布を示す。固定子ヨーク部中心の磁束密度は $B_{yk} = 0.99\text{ T}$ であるのに対し、回転子の磁石間鉄心部の磁束密度は 2.0 T である。したがって、回転子の磁気飽和の低減が必要である。

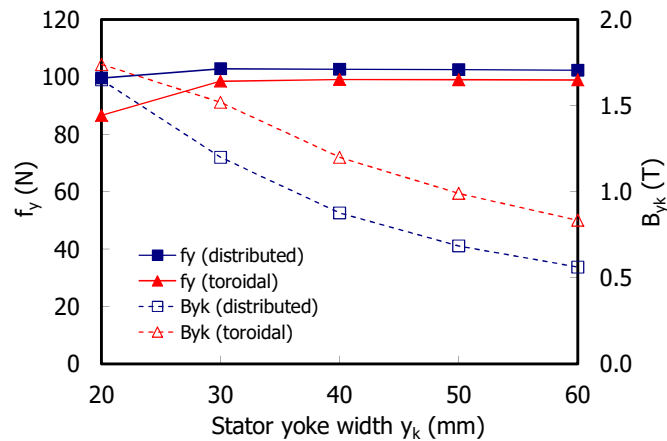


図3.4 固定子ヨーク設計

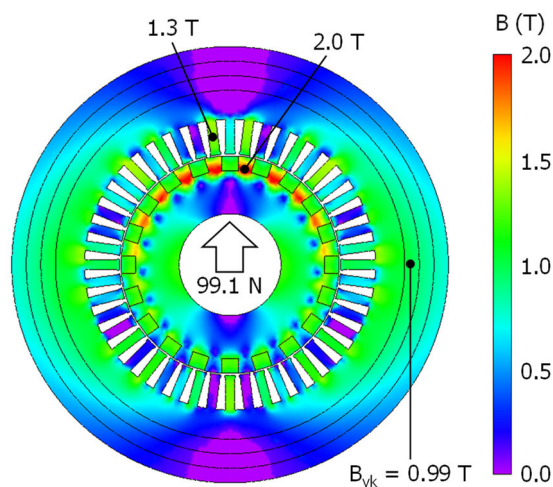


図3.5 $y_k = 50\text{ mm}$ 時の磁束密度分布

3.2.4 回転子設計

コンシクエントポール構造は、巻線による磁束が常に磁気抵抗の低い磁石間鉄心部を通過するため、回転子の回転角度が磁気支持力へ及ぼす影響は小さい。そのため、浮上制御に回転角度情報を必要としないという特長がある。一般のベアリングレスモータは回転角度に依存して正弦波状に力の大きさが変動するため、多極機は高い回転角分解能を必要とする。したがって、コンシクエントポール形ベアリングレスモータの磁気支持に、回転角度情報を必要としないという特長は、多極機に対して有利である。

コンシクエントポール形回転子の設計において、重要な点が二点ある。一つは磁石間鉄心部の磁気飽和、もう一つは磁石端部の漏れ磁束である。磁気飽和及び漏れ磁束は極数が多くなるほど顕著になり、磁気支持力及びトルクが小さくなる。本節では多極コンシクエントポール形回転子について、磁気飽和及び漏れ磁束の影響を考慮した設計方法を示す。ここで漏れ磁束は、磁石から出た磁束が固定子歯に鎖交せず、回転子の磁石間鉄心部に戻る磁束と定義する。

磁気飽和と漏れ磁束を低減するため、回転子の永久磁石及び磁石間鉄心部の形状検討を行う。図 3.6 に 3 種類の回転子の一部分を示す。Rotor A は磁石幅と鉄心幅の割合が等しく磁石幅 11.77 mm、Rotor B は磁石幅に対し鉄心幅が広く磁石幅 8.64 mm、Rotor C は磁石幅 8.64 mm として、磁石間鉄心幅が一定となるように磁石と鉄心の間に 9° の空隙を設けた。ただし、いずれも回転子極数は 40、外径 150 mm、内径 70 mm、磁石形状は直方体とし、磁石厚 10 mm とする。解析は 3 次元有限要素法 (3D-FEM) (JMAG Studio. JSOL Corp., Japan) を用いて行った。

図 3.7 に回転子及び固定子歯の磁束密度の最も高い部分の磁束密度分布を示す。ただし、 $i_f = 2A$ である。Rotor A の磁石間鉄心部磁束密度は 2.0 T となっており、磁気飽和している。Rotor B は磁石間鉄心部を広げた結果、磁束密度は 1.6 T まで下がっている。Rotor A と Rotor B の磁束密度分布から、回転子の磁石間鉄心部の磁束密度が高く、磁気飽和が起りやすい。この理由は直方体磁石を用いると磁石間鉄心部の形状は台形となり、内側が狭くなるためである。つまり、磁気飽和を低減するためには磁石間鉄心部内側を広げることが重要である。しかし、磁石間鉄心部内側を広げるためには、磁石幅を小さくする必要があり、磁気支持力低下が懸念される。また、Rotor B の方が磁石間鉄心部の面積が広いにもかかわらず、Rotor C の方が磁石間鉄心部の磁束密度が低い理由は、磁石と磁石間鉄心部に空隙を設けたことにより磁石端部の漏れ磁束が減少したためである。

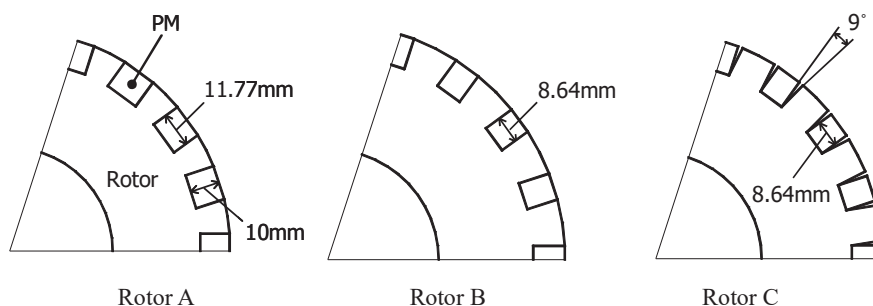


図 3.6 3 種類の回転子構造

図 3.8 に巻線の電流が零のときの永久磁石の磁束ベクトルを示す。ギャップと対向する側の永久磁石の角の部分からは点線の円で示す領域に漏れ磁束が発生している。漏れ磁束の影響で Rotor A の磁石間鉄心部中央の磁束密度は 1.10 T であるが、Rotor B は磁石幅を縮小し磁石間鉄心部を広げたため 0.50 T に減少している。一方、Rotor C は磁石と磁石間鉄心部に空隙を設けることで、漏れ磁束が低減されると同時に、磁石から発生した磁束が固定子歯を通り、磁石間鉄心部に戻る有効な磁束が増加したことにより、磁石間鉄心部の磁束密度は 0.58 T に向上した。

図 3.9 にギャップ部中心の磁束密度を示す。ただし、 $i_y = 0$ A, 符号は半径方向を正としている。正の領域は永久磁石部、負の領域は磁石間鉄心部と対向するギャップ部である。Rotor A と Rotor B を比較すると、磁石体積の大きい Rotor A の磁石間鉄心部の磁束密度は Rotor B より 0.3 T 程度大きい。磁石の体積が等しい Rotor B と Rotor C を比較すると、Rotor C の磁石間鉄心部の磁束密度は Rotor B より 0.15 T 程度大きい。ギャップ磁束密度が増加した理由は、磁石と鉄心の間に空隙を設けることで漏れ磁束が減少し、磁石間鉄心部の磁束密度が低減されたことで、磁気飽和が改善され、固定子、ギャップ、および磁石間鉄心を通る閉磁路の磁気抵抗が減少したためである。

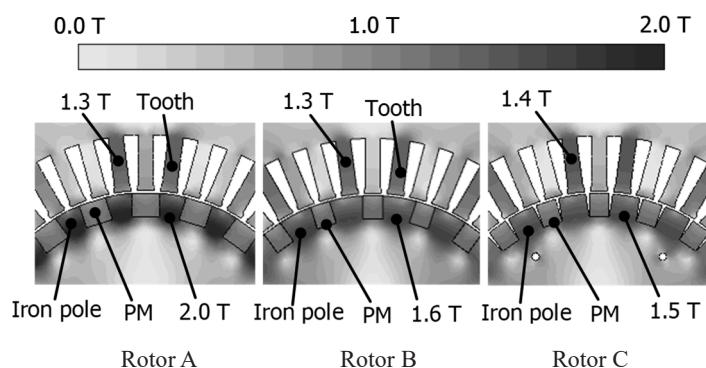


図 3.7 $i_y = 2.0$ A 時の回転子の磁束密度分布の比較

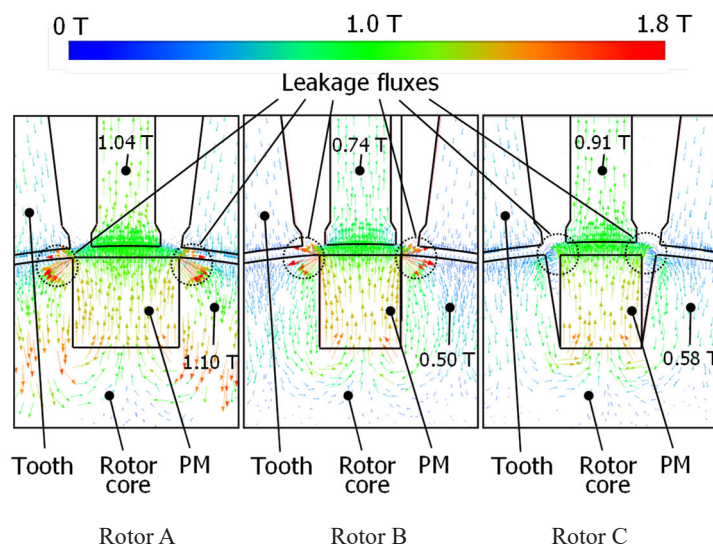


図 3.8 $i_y = 0$ A 時の回転子の磁束ベクトルの比較

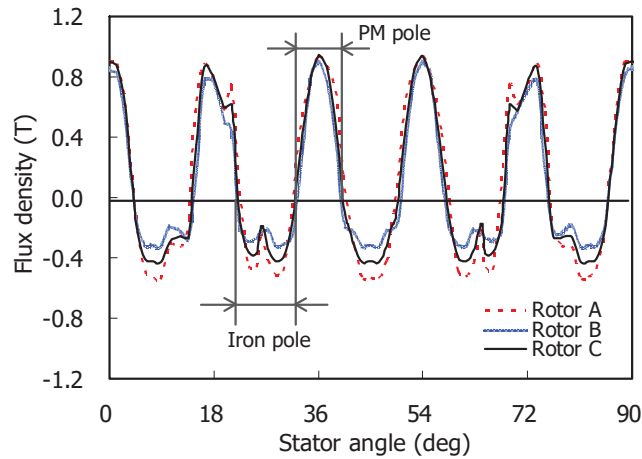


図 3.9 ギャップ磁束密度分布の比較

図 3.10 に回転子が中心位置にある場合の支持電流に対する y 軸方向磁気支持力の関係を示す。Rotor A は支持電流 $i_y = 1$ A 付近まで磁気支持力が線形に増加しているが、さらに電流を増加させると傾きが緩やかになる。この原因は磁石間鉄心部の磁気飽和の影響である。Rotor B は磁石間鉄心部の磁気飽和を改善したため、 $i_y = 2$ A 付近まで線形性が向上している。しかし、磁石幅を狭めた影響で傾きは減少している。Rotor C は空隙を設けて磁気飽和を低減したことに加え、磁石端部の漏れ磁束を低減したため、Rotor A と同等の傾きで、 $i_y = 2$ A 付近まで線形範囲が拡大した。したがって、Rotor C の磁石間鉄心部を拡大し、空隙を設けることは有効な手段である。

図 3.11 にスタートアップを想定して、回転子が y 軸負方向に 0.3 mm 変位した場合の支持電流と y 軸方向磁気支持力の関係を示す。半径方向に変位した場合、変位した方向に永久磁石の磁気吸引力が発生する（以下、不平衡吸引力）。そのため、支持電流 $i_y = 0$ A の状態で磁気支持力は負の値となる。 $f_y = 0$ N は不平衡吸引力と支持電流による電磁力が釣り合っている状態である。 $f_y = 17$ N は不平衡吸引力と回転子重量の和が支持電流による電磁力と釣り合っている状態である。 $i_y = 0$ A の点に着目すると、Rotor C の不平衡吸引力は Rotor B に比べ大きい。Rotor C は固定子歯と鎖交する磁束数が多く、漏れ磁束が少ないからである。また、 $f_y = 17$ N に達する支持電流値は Rotor A 及び Rotor C それぞれ、 2.1 A 及び 1.7 A であった。すなわち y 軸方向が鉛直方向と一致している場合、自己浮上に必要な電流は、Rotor C の方が Rotor A に比べ 20% 少なく済む。以上の結果から 3 種類の回転子の中で Rotor C が最も良い性能である。

なお、まず浮上した後に回転を行うため、スタートアップ時の電動機電流は 0 A とした。また、本試作機の設計は、実機による安定な浮上回転の確認と支持力特性の検証を行うことを目的としている。そこで、電動機巻線は図 3.10 の支持力の線形性に影響が生じないように設計する。

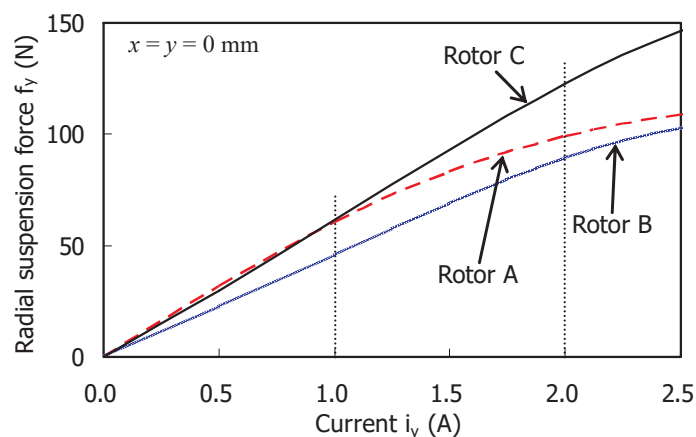


図 3.10 回転子が中心に位置する時の磁気支持電流に対する半径方向磁気支持力の解析結果

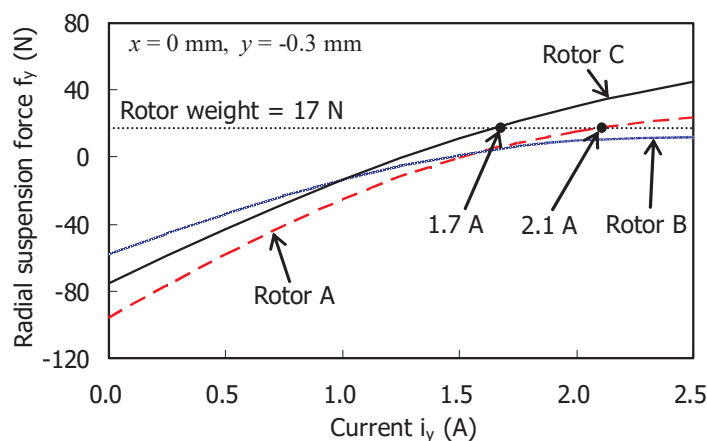


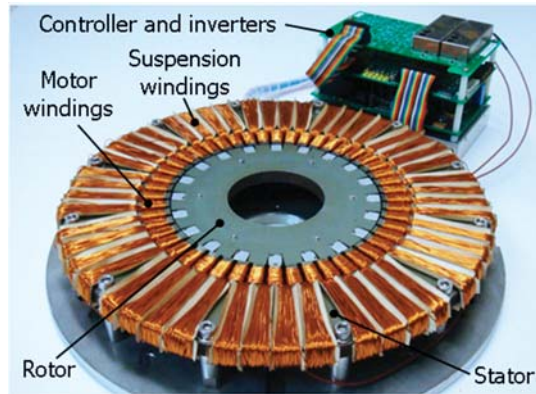
図 3.11 y 軸負方向に 0.3 mm した時の y 軸方向の磁気支持力の解析結果

3.3 基礎特性の測定

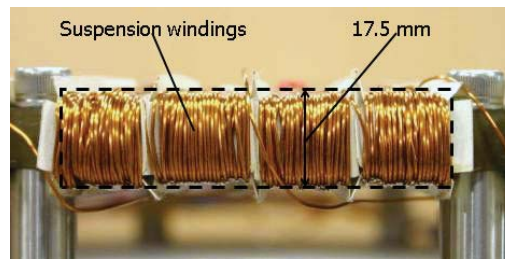
3.3.1 試作機構成

図 3.12(a)に製作した試作機とコントローラを示す。固定子外径は 300 mm とした。また、回転子下部に変位検出用のセンサターゲットを取り付けた。固定子及び回転子の鉄心にはケイ素鋼板を用いており、永久磁石にはネオジウム磁石を使用した。コントローラは、マイクロプロセッサ、インバータ、センサアンプを一体化したものである。固定子ヨーク部の周りには磁気支持巻線が施されている。磁気支持巻線の一相当たりの抵抗とインダクタンスはそれぞれ 9.45Ω , 155 mH である。電動機巻線は固定子歯に集中巻で施されている。電動機巻線の一相当たりの抵抗とインダクタンスはそれぞれ 6.44Ω , 18.4 mH である。

図 3.12(b)に固定子の側面図を示す。積厚 10 mm に対し、巻線を含めた軸方向の長さが約 17.5 mm であるので、コイルエンドは片側 3.75 mm である。同じ巻数で分布巻を施した場合、コイル



(a) 多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの試作機とコントローラ



(b) 側面から見たトロイダル巻が施された固定子
図 3.12 製作した40極48スロット試作機

エンドは約 78.4 mm になると推定されるため、トロイダル巻によって試作機全体が薄型になっている。

図 3.13 に磁気浮上制御システムを示す。回転子位置の検出には渦電流式のギャップセンサを用いており、位置情報をフィードバックして PID 制御を行っている。また、電流制御の帯域は磁気浮上制御の帯域に対して、十分広くなければならない。そのため、電流をフィードバックし PI 制御を行うことで、インダクタンスによる電流の遅れを補償している。

3.3.2 加速試験結果

図 3.14 にタッチダウンからスタートアップし、静止浮上した後、100 r/min まで加速したときの半径方向変位 x , y , 軸方向変位 z , 傾き方向変位 θ_x 及び磁気支持電流 i_x , i_y の実験結果を示す。ここで、以降の実験結果において、 y 軸方向は鉛直方向と一致している。図 3.14 の波形はオシロスコープでデジタルデータとして取得し、単位換算あるいは演算した結果である。 x , y は変位センサで検出した出力電圧から変位に換算した。 z , θ_x は 2 本のモニタ用変位センサを、回転子上空の y 軸上の 2 箇所を設置し、変位を検出して算出した^[14]。 i_x , i_y は磁気支持巻線の U 相, W 相電流を電流プローブで測定し、三相二相変換によって算出した。速度 n はデジタルタコメータ (HT-5500, 小野測器) で測定したアナログ出力である。

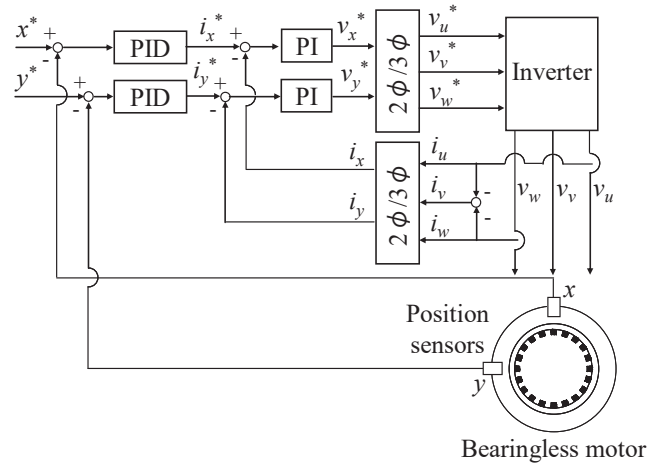


図 3.13 磁気支持制御システム

制御停止時は、重力と不平衡吸引力により回転子は固定子にタッチダウンしている。変位指令値 x^* 、 y^* は共に 0.0 mm に設定されており、 y 軸方向の初期位置は -0.4 mm である。時刻 3.6 秒にて制御を開始すると変位は目標値に追従していることから、 0.4 mm 変位時からの磁気浮上に成功していることが確認できる。磁気支持電流はスタートアップ開始直後に突発的に流れ、その後一定値に落ち着く。 y 軸方向磁気支持電流のピーク値は 2.1 A である。

軸方向 z 及び傾き方向 θ_x は、受動安定方向なので、半径方向の制御開始と同時に減衰振動して一定値に収束する。

電動機はオープンループ制御で駆動した。電流指令値は電流実効値 1 A の正弦波とした。電流密度は 8 A/mm^2 である。時刻 7.0 秒にて速度指令値 n^* の増加を開始し、モータを加速すると、回転速度 n は約 1 秒後に 100 r/min に到達した。速度 n が 100 r/min まで加速したときの振動は、半径方向 x 、 y は $\pm 82 \mu\text{m}$ 、軸方向 z は $\pm 30 \mu\text{m}$ 、傾き方向 θ_x は $\pm 0.6 \text{ mrad}$ である。半径方向の振動は機械的ギャップの 0.4 mm に対して十分小さい。傾き方向の振動はタッチダウンとなる 5 mrad に対して小さい。また軸方向にタッチダウン機構はない。したがって安定な回転浮上を実現している。

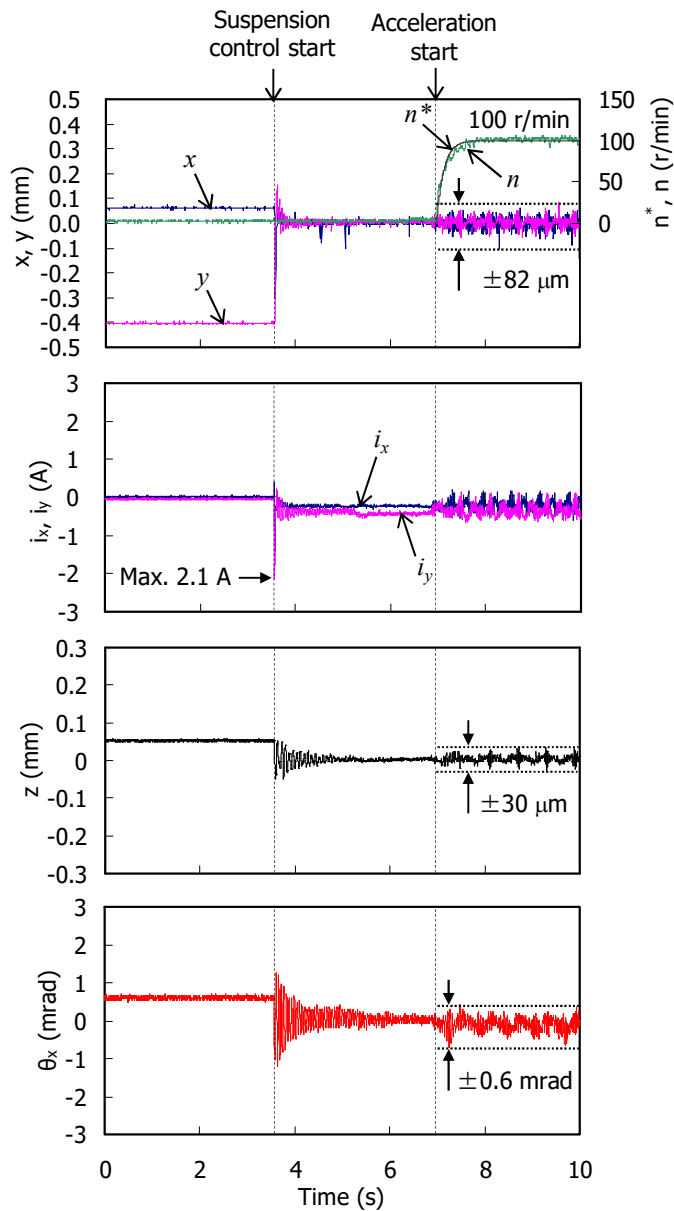


図 3.14 x, y, z, θ_x, i_x 及び i_y のスタートアップ及び加速試験結果

3.3.3 静的荷重と2軸制御形ベアリングレスモータの力学

ベアリングレスモータの性能パラメータの一つに、半径方向の磁気支持力がある。設計に対して、十分に磁気支持力が発生しているかを実機で確認する必要がある。2軸制御形ベアリングレスモータは、軸方向と傾き方向に受動安定であるため、それらの方向に外力が加わると、回転子は磁気的な安定点に変位する。半径方向の磁気支持力を測定する際、半径方向に荷重を印加していても、回転子の重心と磁気支持力の作用位置の違いにより、予期しない傾きトルクが発生し、回転子の傾きが生じる^[15]。結果的に半径方向の磁気支持力の測定結果に誤差が生じる。

図 3.15 に半径方向に外力が加わった時の回転子変位について、 xz 断面を用いて示す。ここで、以下に、図中の文字の定義を示す。

f_d : 外力

f_y : y 軸方向磁気支持力

$\tau_{\theta x}$: 復元トルク

k_t : 傾き方向の剛性

G : 軸方向の回転子重心位置

F : 軸方向の積層中心位置

S : 回転子の位置をセンシングしている位置

Z_F : 回転子重心から積層中心までの距離

Z_S : 回転子重心からセンシング位置までの距離

固定子の積層中心 F は、回転子の z 軸方向の重心 G から Z_F 離れた位置にある。変位センサは、固定子の右側に取り付けられ、回転子に取り付けられているセンサターゲットに対面している。位置 S はセンシング位置である。多くの2軸制御形ベアリングレスモータは、図 3.15 のように回転子にセンサターゲットが取り付けられたり、ポンプのインペラやファンのブレードが取り付けられたりするため、回転子重心 G 、センシング位置 S 、積層中心 F の軸方向位置が異なり、ノンコロケーション構造となる。重心から位置 S と位置 F までの z 軸方向の距離を Z_S 及び Z_F と定義する。図 3.15 (a)において、位置 Z_S と Z_F の符号は、それぞれ負及び正である。

半径方向の外力 f_d が、回転子重心 G にかかる時、半径方向の磁気支持 f_y は、フィードバック

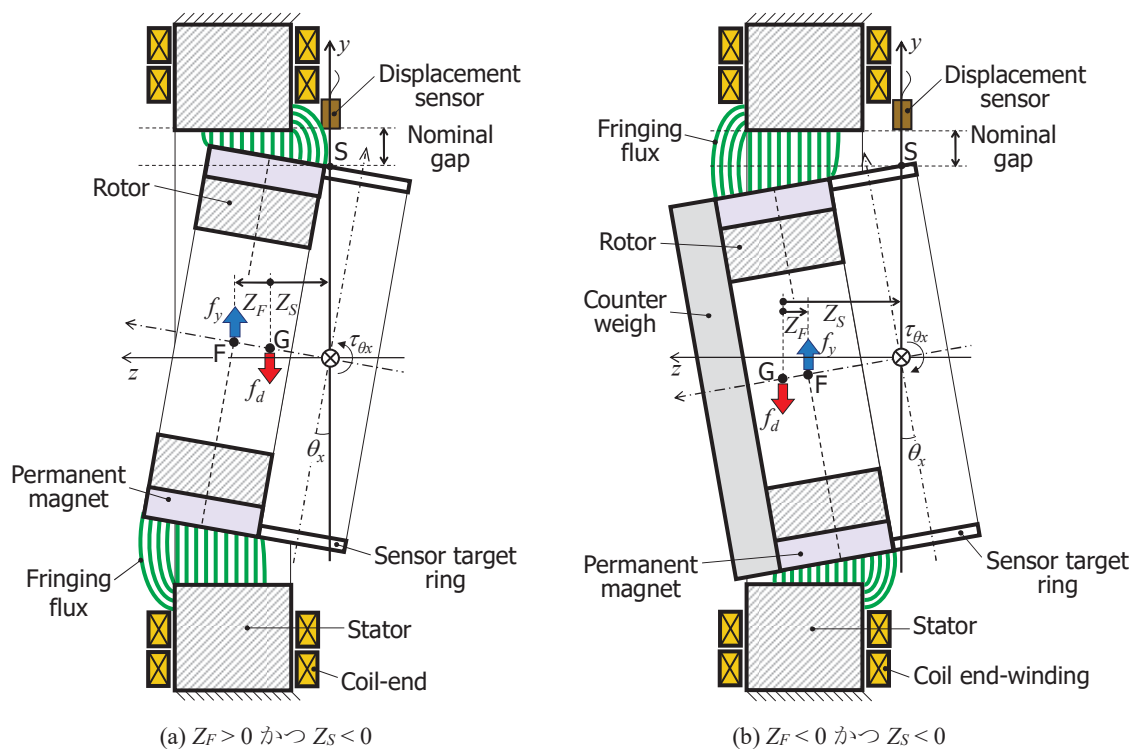


図 3.15 回転子が傾いた時の力及びモーメントのつり合い

制御により、積層中心の位置 F に発生する。したがって、回転子質量を m 、重力加速度を g とすると、 y 軸方向の力のつり合いの式は、以下のように表される。

$$f_y = f_d + mg \quad (3.1)$$

重力は、回転子重心 G の y 軸負方向に発生する。外力及び重力は、回転子重心 G にかかり、半径方向の磁気支持力は、積層中心位置 F に発生するため、 x 軸回りにモーメントが発生し、回転子が傾く。傾き方向の剛性を k_t 、傾き角を θ_x とすると、重心回りのモーメントのつり合いの式は以下のように表される。

$$f_y Z_F = k_t \theta_x \quad (3.2)$$

ここで、右辺は復元トルクであり、以下の式が成り立つ。

$$\tau_{\theta_x} = k_t \theta_x \quad (3.3)$$

傾き剛性 k_t は、回転子の傾き方向の慣性モーメント J_{θ} と固有角周波数 ω_{θ} から実験的に得られ、 $k_t = J_{\theta} \omega_{\theta}^2$ となる。慣性モーメント J_{θ} は、3D-CAD ソフトウェア(SolidWorks, Dassault Systems SolidWorks, Corp.)を用いて、回転子の3Dモデルを作成し、材料を選択することで、計算することができる。固有角周波数 ω_{θ} は、参考文献[114]の方法を用いて、実験的に測定することができる。

一方、(3.2)式より、回転子の傾き θ_x は、半径方向の磁気支持力 f_y 及び回転子重心と積層中心の間の距離 Z_F に比例して増加する。回転子が重心回りに傾くと、センシング位置 S の半径方向変位が発生する。半径方向の磁気支持制御コントローラには、積分制御が含まれているため、センシング位置 S が半径方向の位置指令値に戻るよう位置制御される。つまり、回転子は傾いたまま半径方向変位し、結果的に、図 3.15 に示すように、センシング位置 S 回りに傾く。回転子の傾きによる、積層中心 F の半径方向変位 y_F は、式(3.2)を用いて以下の式で表される。

$$y_F = Z_S \theta_x = \frac{f_y Z_F Z_S}{k_t} \quad (3.4)$$

ここで、傾き角は微小であるため、 $\tan \theta_x$ を θ_x で近似した。

図 3.15(a), (b)は、回転子重心から積層中心までの距離 Z_F の z 軸方向の符号が、正及び負の場合を示している。 Z_F の符号が正の時(図 3.15(a))、回転子は時計回りに傾くため、センシング位置 S は y 軸の負方向に変位する。回転子は位置制御されているため、回転子は傾いたまま y 軸正方向に変位する。結果的に、積層中心 F も y 軸正方向に変位するため、 y 軸正方向に不平衡吸引力が発生する。したがって、不平衡吸引力の向きと磁気支持力の向きが同じであるため、不平衡吸引力の分だけ必要な磁気支持力は小さくて済み、電流は小さくなる。一方、 Z_F の符号が負の時(図 3.15(b))、回転子は反時計回りに傾くため、センシング位置 S は y 軸の正方向に変位する。したがって、回転子は傾いたまま y 軸負方向に変位する。積層中心 F も y 軸負方向に変位するため、 y 軸負方向に不平衡吸引力が発生する。外力と回転子の重力に加えて、不平衡吸引力に打ち勝つ磁気支持力を発生させる必要があるため、電流が大きくなる。つまり、 Z_F , Z_S の符号によって、測定される半径方向の磁気支持力が異なることが予想される。

3.3.4 傾き方向変位を考慮した半径方向の磁気支持力の解析

表 3.2 に、 Z_F 及び Z_S がそれぞれ 1 mm, -16.5 mm の場合の θ_x 及び y_F を示す。半径方向の磁気支持力 f_y を式(3.2)及び(3.4)に代入することで、 θ_x 及び y_F を算出することができる。必要な磁気支持電流は、3次元有限要素法(3D-FEM)解析を用いて探索した。

図 3.16 に JMAG-Studio 上の 3D-FEM 解析モデルを示す。メッシュ数及び要素数は、それぞれ 94,879 及び 541,018 である。ここでは半径方向の磁気支持力の解析のみを行うため、電動機巻線は除外している。

図 3.17 に 3D-FEM 解析で必要な磁気支持電流を探索した結果を示す。 $f_y = 60$ N の場合、式(3.2)及び(3.4)より、 $\theta_x = 0.093$ deg. 及び $y_F = -0.027$ mm となる。解析モデル上で、回転子を変位させ、磁気支持電流を 1.0 A ~ 1.3 A まで変化させると、図 3.17 の青色プロットが得られる。プロットを線形近似すると、必要な磁気支持電流は、式(3.5)のように導かれる。

$$i_y = \frac{f_y - b}{a} \quad (3.5)$$

ここで、 a 及び b は、近似直線の傾きと切片である。図 3.17 より、 $f_y = 60$ N を発生させるために必要な磁気支持電流は 1.05 A である。同様に、 $f_y = 20$ N, 40 N の場合について解析し、必要な磁

表 3.2 $Z_F = 1$ mm かつ $Z_S = -16.5$ mm の時の θ_x と y_F の変化

f_y [N]	θ_x [deg]	y_F [mm]	a	b
0	0.000	0.000	0.000	0.000
20	0.031	-0.009	52.072	0.835
40	0.062	-0.018	53.177	2.199
60	0.093	-0.027	54.182	3.222

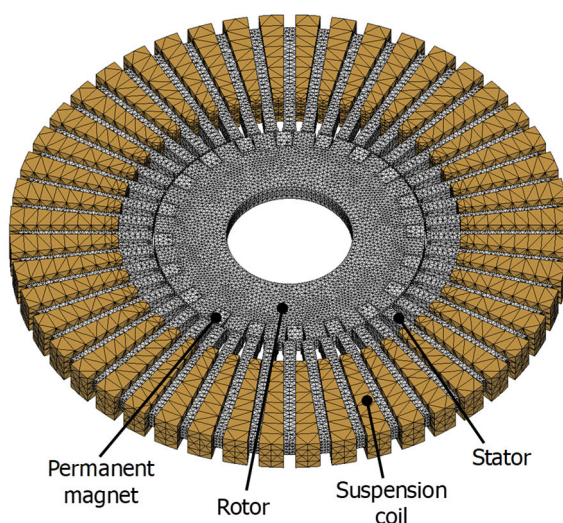


図 3.16 メッシュ生成後の3次元解析モデル

気支持電流は、それぞれ 0.37 A 及び 0.71 A である。

図 3.18 に Z_F 及び Z_S を変化させた時の磁気支持電流と半径方向の磁気支持力の関係を示す。3 点の青色プロットは、前段落で得られた力と電流の関係である。したがって、 $Z_F = 1 \text{ mm}$, $Z_S = -16.5 \text{ mm}$ の時、電流-磁気支持力係数 k_i は 57.3 N/A である。回転子重心がセンシング位置 S の方向に 1 mm 近づいた時、 $Z_F = 2 \text{ mm}$, $Z_S = -15.5 \text{ mm}$ となり、上記と同様の解析を行った結果、図 3.18 の緑色プロットとなり、 k_i は 62.0 N/A であった。 Z_F の増加により、回転子の傾き角が増加し、その影響で半径方向変位も増加し、不平衡吸引力が磁気支持力と同じ方向であったため、必要な磁気支持電流が減少し、結果的に電流-磁気支持力係数が増加した。一方、 $Z_F = -2 \text{ mm}$, $Z_S = -19.5 \text{ mm}$ の時、不平衡吸引力と磁気支持力の方向が反対であるため、電流-磁気支持力係数 k_i は 39.9 N/A に減少する。

一般的に、実用上、センサターゲットやインペラなどのアタッチメントが回転子に取付けられることが多く、 Z_F は零でない。しかし、 Z_F が大きいと、回転子の傾きが発生し、正確に磁気支持力を測定することが困難である。したがって、磁気支持力の測定の際は、 Z_F が零になるようにバランスウェイトを取付ける必要がある。

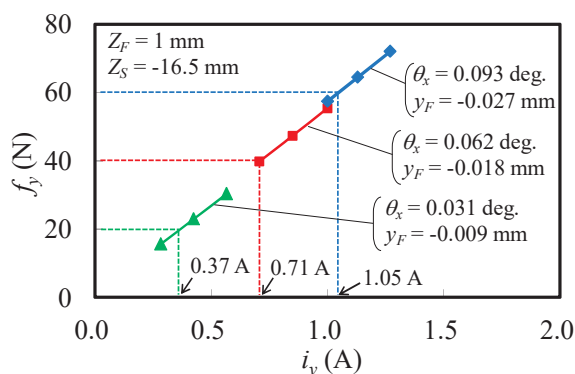


図 3.17 必要な磁気支持電流の解析

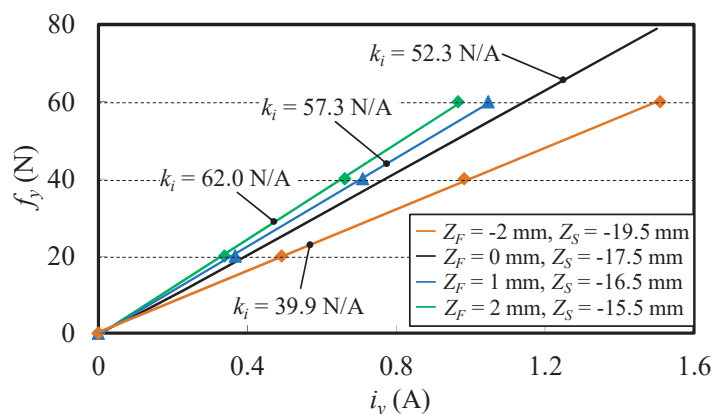


図 3.18 Z_F と Z_S を変化させた時の半径方向の磁気支持力の解析結果

3.3.5 磁気支持力の測定方法

図 3.19 に半径方向の磁気支持力測定方法を示す。図 3.19 (a)は従来測定法で、 y 軸が重力方向となるように固定子を設置し、回転子におもりを吊り下げるときの治具を取付けている。 y 軸下向きに荷重を加えており、おもり、回転子、治具の重量の和が半径方向の磁気支持力となる。従来測定法の問題点は、(i) おもりを吊り下げない状態であっても、回転子自重が存在するため $f_y = 0$ とならず、 $i_y = 0$ で $f_y = 0$ となるように目標値を設定することが困難である、(ii) 回転子にはセンサターゲットなどが取り付けられるため、回転子重心と磁気支持力の作用位置が軸方向で一致していないことによって回転子が傾く、(iii) 回転子鉄心とセンサターゲットの偏心がある場合、回転角度により不平衡吸引力が変化することである。いずれも、結果的に目標値と磁気中心の不一致を生じるため、解析結果と測定結果の誤差が発生する要因となる。

図 3.19 (b)に従来測定法の問題を解決する新しい測定方法を示す^[113]。(i)に関しては、プーリーを用いて荷重印加方向を y 軸上方向とすることで、回転子自重を打ち消すことができるので、 $i_y = 0$ 、 $f_y = 0$ になるように目標値を設定することが可能となる。(ii)に関しては、回転子重心と磁気支持力作用位置の距離および荷重が大きいほど半径方向変位が大きくなる。したがって、回転子重心と磁気支持力作用位置の距離を小さくする必要がある。そこで、センサターゲットと反対側にウェイトを付けたシャフトを取付ける。また、荷重の小さい範囲で測定する。(iii)に関しては、シャフトを中空として中心に糸を通すことで、荷重の力点と回転子重心との軸方向の距離が小さくなるので、荷重の印加による回転子の θ_z 回りの回転を小さくすることができる。

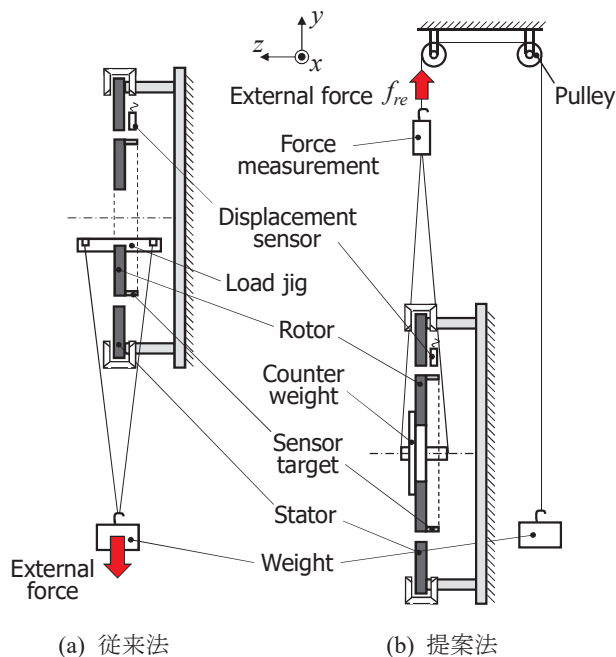


図 3.19 半径方向磁気支持力測定構成

3.3.6 電流に対する磁気支持力の測定結果

図 3.20 に回転子が中心にある場合の磁気支持電流に対する磁気支持力を示す。回転子の回転角度はコギングトルクで静止する $\theta_m = 2.5^\circ$, $\theta_m = 182.5^\circ$ の2箇所で行った。電気角 θ_e で表わすと、40極であるので共に $\theta_e = 50^\circ$ である。提案測定法は3D-FEMによる解析結果と一致している。ここで、磁気支持力係数を次式で定義する。

$$k_{iy} = \frac{f_y}{i_y} \quad (3.6)$$

k_{iy} の算出は上記2箇所の回転角度の平均値を用いている。解析値の k_{iy} は 52.3 N/A, 従来法の測定値は 49.8 N/A, 提案法の測定値は 50.8 N/A である。

また、電動機巻線に電流実効値 1A の定格電流を流したときの支持力の解析結果を図 3.20 中の赤の破線で示す。 $i_y = 2A$ 以内の線形範囲での k_{iy} は 51.4 N/A であり、電動機電流を流していない場合と比較して 1.7%減少する。 $i_y = 2A$ 以降は、回転子の磁石間鉄心部と固定子歯の磁気飽和が生じ、 $i_y = 2.5A$ において支持力は 3.1%減少する。したがって、定格以上の電動機電流を流す場合には、電動機磁束による磁石間鉄心部と固定子歯の磁気飽和によって支持力が減少する恐れがあり、今後の課題である。

図 3.21 に中心時の回転角度に対する磁気支持力係数を示す。測定は回転角度を変えて図 3.20 と同じ方法で行った。ただし、コギングトルクによって静止可能な回転角度、電気角 50° , 125° , 200° , 265° , 350° で測定を行った。解析の平均値は 52.8 N/A, 従来法の測定値は 48.7 N/A, 提案法の測定値は 52.1 N/A である。解析結果と従来測定法の誤差は 8.5%であったのに対して、提案測定法との誤差は 1.3%である。

図 3.22 に回転子の電気角に対する角度誤差を示す。磁気支持力の角度誤差の最大値は、電動機巻線の電流が流れていない時、解析値で 2.1° であるが、1A の時は 4.3° となり、角度誤差は増加する。しかしながら、図 3.14 に示すように、電動機巻線に電流実効値 1A の定格電流を流

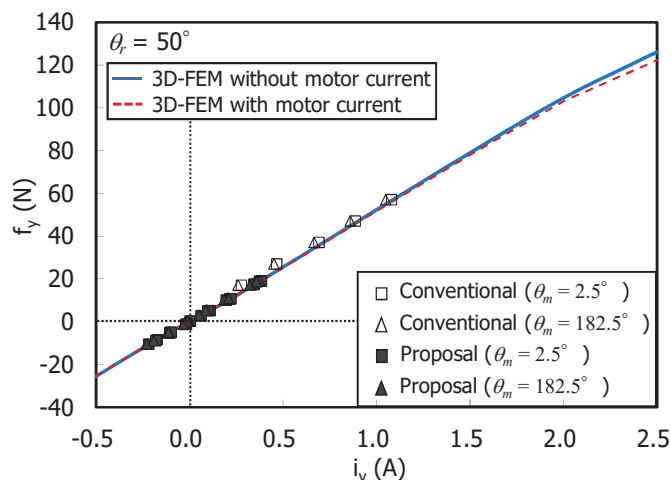


図 3.20 磁気支持電流に対する y 軸方向の磁気支持力の測定結果

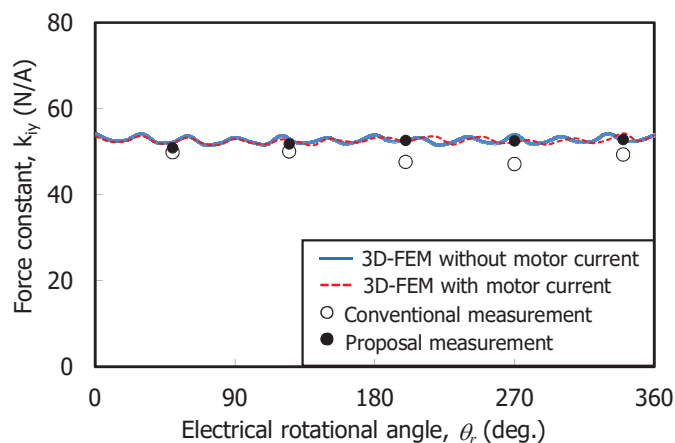


図 3.21 電気角に対する y 軸方向の磁気支持力係数

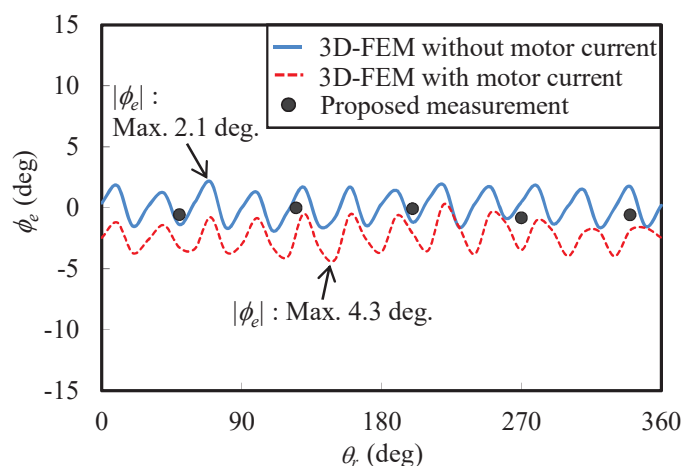


図 3.22 試作機の角度誤差算出結果

し、モータが加速している場合においても安定な回転浮上が可能であることを実験的に確認した。

3.3.7 軸方向及び傾き方向の剛性の測定結果

軸方向と傾き方向は、インパルス外乱を加えると変位が減衰振動する。よって、減衰振動波形から軸方向と傾き方向のそれぞれの固有振動数を FFT（高速フーリエ変換）により求めることで、以下の式から剛性を計算することができる。

$$k_z = m\omega_z^2 \quad (3.7)$$

$$k_t = J_\theta\omega_\theta^2 \quad (3.8)$$

ここで、 k_z および k_t はそれぞれ、軸方向および傾き方向の剛性である。 m は回転子質量、 J_θ は x 軸回りの慣性モーメント、 ω_z および ω_θ はそれぞれ、軸方向および傾き方向の固有周波数である。

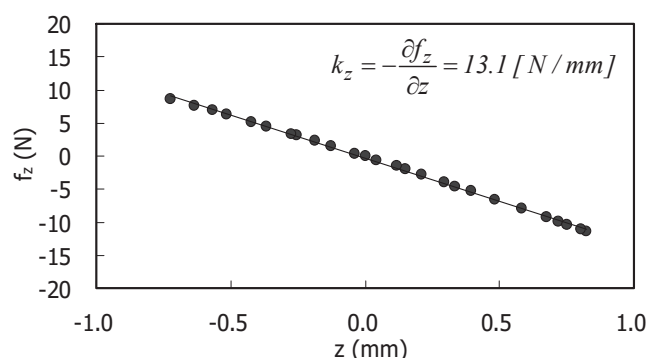


図 3.23 軸方向の復元力の測定結果

軸方向変位の振動波形を FFT 解析した結果、固有周波数はそれぞれ、 $\omega_z = 84.2 \text{ rad/s}$ 、 $\omega_\theta = 122.5 \text{ rad/s}$ であった。 $m = 1.83 \text{ kg}$ 、 $J_\theta = 0.00275 \text{ kgm}^2$ を式(3.7)、(3.8)式に代入すると、 $k_z = 13.0 \text{ N/mm}$ 、 $k_r = 41.3 \text{ Nm/rad}$ となる。

剛性算出の確からしさを検証するために軸方向の復元力測定を行った。荷重の印加は、図 3.19 の提案法において、試作機を x 軸回りに 90 度回転させ、軸方向を重力方向と一致させてシャフト先端に糸を取付けて行った。変位の測定にはギャップセンサを用いた。

図 3.23 に軸方向変位に対する復元力を示す。測定点を直線近似し、傾きから算出した剛性 k_z は 13.1 N/mm となった。前述の振動波形から求めた値との誤差は 0.8% であり、測定方法の有効性が確認できた。

3.4 第3章のまとめ

40 極 48 スロットの多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計において、磁気磁気支持巻線にトロイダル巻を用いることで、三相 2 極分布巻にも関わらず、コイルエンドを短縮可能であることを示した。試作機を製作し、実験的に安定な磁気支持を確認し、スタートアップ、静止浮上、加速試験に成功した。

2 軸制御形ベアリングレスモータの静的な力のつり合い及び傾き方向のモーメントのつり合いの式を導出し、回転子の傾きが磁気支持力測定に与える影響を明らかにした。回転子重心と積層中心の間の距離 Z_F を小さくすることで、傾き変位が小さくなり、半径方向の磁気支持力の測定誤差が低減することを 3D-FEM による電磁界解析によって明らかにした。さらに、新しい半径方向の磁気支持力測定法を提案し、2 軸制御形ベアリングレスモータの磁気支持力測定法を確立した。提案法による測定結果と 3D-FEM による解析結果の誤差は 0.8% であり、精度良く測定可能であることを実証した。

第4章 2軸制御形ベアリングレスモータのコロケーション問題を考慮した安定性理論の構築

4.1 研究背景及び研究目的

2軸制御形ベアリングレスモータは、軸方向と傾き方向に受動安定であり、特に傾き方向の剛性を高めるために、回転子は薄型に設計されている。しかし、著者の研究によって、たとえ薄型に設計したとしても、不安定になり、最悪の場合、タッチダウンするケースがあることが明らかになっている^[86]。一例として、センサターゲットが、回転子にタンデムに取付けられている場合が検討されている^[108]。回転子の位置を検出する変位センサは、そのセンサターゲットに對面する位置に取付けられているため、回転子が傾き方向に変位した時、傾き変位を誤って半径方向の変位として検出する。つまり、傾き変位が半径方向の磁気支持制御系に干渉していることを意味する。この干渉はコロケーション問題と呼ばれ、以下の3点の軸方向位置が異なることによって生じる。(i) 回転子重心の軸方向位置 (位置 G), (ii) 半径方向の磁気支持力が発生する軸方向位置 (位置 F), (iii) 回転子の半径方向変位を検出するセンサの軸方向位置 (位置 S)。これらの定義は後述する。

傾き方向と半径方向の干渉は、著者が設計した試作機に限らず、他の研究機関の2軸制御形ベアリングレスモータも同様の干渉が発生する。文献[23]は、磁気軸受部と電動機部が2層に分かれ、軸方向にタンデムに接続された構造である。回転子重心は、軸方向のほぼ中心に位置するが、半径方向の磁気支持力の作用位置は、重心から離れて軸方向上側にある。したがって、半径方向の能動的な磁気支持力を発生させた時、半径方向力によって傾きのトルクが発生し、傾き方向が不安定になる恐れがある。文献[23]では、対策として、磁気軸受部の傾き剛性を十分大きく設計することで、受動安定性を高めている。

アプリケーションを考慮すると、コロケーション問題は避けられない問題である。ベアリングレスモータの応用として、多くの研究が行われている半導体製造装置用の特殊薬液搬送ポンプや補助人工心臓用の血液ポンプなどの遠心ポンプ^{[6], [11], [13], [59], [75]}は、基本的に回転子重心と磁気支持力の作用位置が異なる。遠心ポンプは、回転子の上部にインペラが取付けられるため、回転子重心はインペラ側に位置する。たとえインペラを組み立てた状態で、回転子重心と磁気支持力の作用位置を一致させたとしても、駆動中に回転子は自重により沈み込む、流体力により浮き上がるなど、回転子は軸方向に変位するため、磁気支持力の作用位置が変化し、結果的に回転子重心と磁気支持力の作用位置は一致しない。プロセスチャンバ用の回転ステージ^{[23]-[25], [74]}も同様にコロケーション問題が発生する。回転子の上部にシリコンウェハを載せるため、シリコンウェハの重量によって、回転子全体の重量が変化する。重量が変化すると、回転子の軸方向の沈み込み量

も変化するため、回転子重心と磁気支持力の作用位置を常に一致させることは困難である。したがって、2軸制御形ベアリングレスモータは、全てのアプリケーションでコロケーション問題を考える必要がある。

磁気軸受とベアリングレスモータの基礎理論が書かれている文献^[1]では、一般的な磁気軸受の半径方向の磁気支持制御システムのモデルが示されているが、傾き方向と半径方向の干渉を考慮したモデルは示されていない。文献[116]では、並進方向の力を干渉させることにより、傾き方向の安定性を向上させる手法が提案されている。また、文献[88]にて、傾き方向と半径方向の干渉を考慮したモデルが提案され、コロケーション問題が検討されている。回転子重心に対して、磁気支持力の作用位置とセンシング位置を軸方向の同じ方向に設計することで、安定化することが実験的に示されている。しかし、なぜその対策によって安定化できるかについて、理論的な考察は示されていない。

本章では、全ての2軸制御形ベアリングレスモータに適用可能な、傾き方向と半径方向の干渉を考慮した新しい包括的な基礎理論を構築する^{[86], [117]-[119]}。傾き方向と半径方向の運動方程式、ブロック線図を示し、伝達関数を明らかにする。フルビッツの安定判別法を用いて、安定な磁気支持を実現するためのPIDコントローラのゲイン設定条件を数学的に導出する。さらに、試作機を用いて、実機検証を行い、構築した新しい理論の有効性を確認する。

4.2 コロケーション問題とは

4.2.1 三点の軸方向位置の定義

図4.1(a)及び(b)にG, F, Sの3点が一致したコロケーション構造と不一致のノンコロケーション構造を示す。ここで、3点の定義を示す。位置Gは、回転子重心の軸方向位置であり、図4.1では、回転子軸長の中心である。後に図4.2に示すアプリケーションにおいて、出力を取り出すためのアタッチメントが取付けられた場合、位置Gは回転子軸長の中心から移動する。位置Fは半径方向の磁気支持力が発生する位置である。すなわち、固定子と回転子が対向する領域の中心である。図4.1(a)では、回転子のギャップと対面する表面が、完全に固定子と対向しているため、位置Fは回転子軸長の中心である。図4.1(b)のように、回転子が軸方向に変位した時、対向領域が減少し、位置Fは回転子軸長の中心から移動する。位置Sは、回転子の半径方向位置を検出する変位センサの取付け位置である。図1では、変位センサは、 x 軸正方向に、固定子積厚の中心に取付けられている。したがって、位置Sは固定子積厚の中心に位置する。後に図4.3に示すが、変位センサが固定子鉄心の下側に取付けられた場合、センシング位置Sは固定子積厚の中心から軸方向に移動する。

4.2.2 磁気支持力

図4.1(a)は、回転子が x 軸正方向に変位した場合を示している。回転子の半径方向の変位は、 x 軸及び y 軸に取付けられた変位センサによって検出されている。ただし、図4.1(a)では、 x 軸方向の変位センサのみ表示している。変位センサは、理想的に固定子鉄心の積厚の中心に取付けら

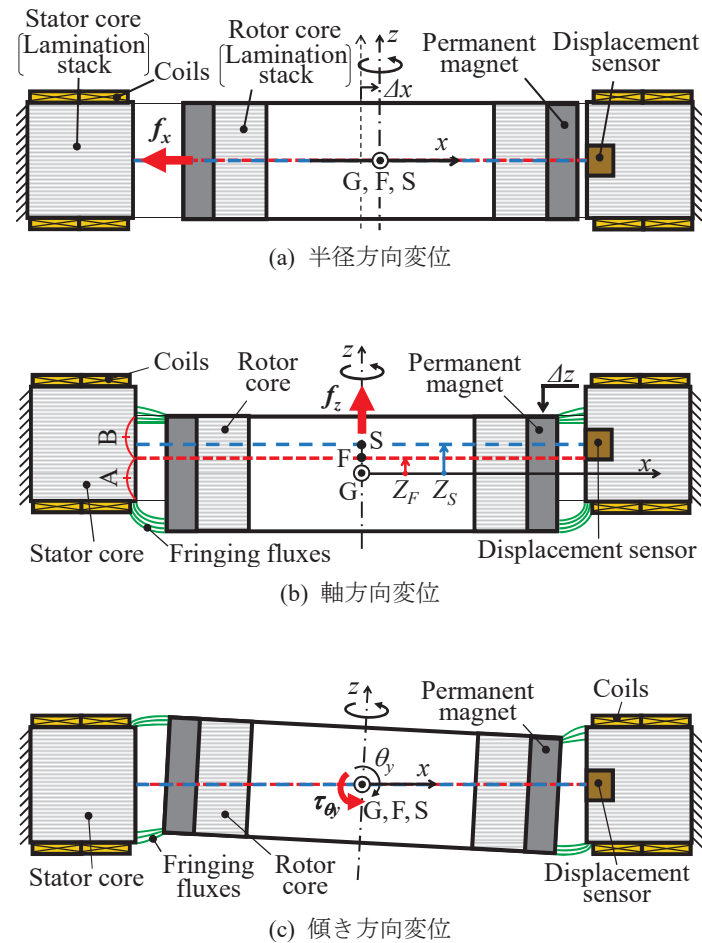


図 4.1 2軸制御形ベアリングレスモータの変位と磁気支持力発生原理

れていると仮定する。回転子には永久磁石が含まれているので、回転子の半径方向変位により、不平衡吸引力が発生する。変位センサで検出された変位信号をフィードバックし、コントローラで適切な指令値を生成し、不平衡吸引力に打ち勝つ半径方向の能動的な磁気支持力を発生させる。軸方向と傾き方向は、能動的な制御はなく、永久磁石と鉄心との間の磁気吸引力により受動的に安定する。

図 4.1(b)は、回転子が z 軸負方向に変位した場合を示している。回転子の軸方向変位は、回転子自重によって発生する。したがって、ほとんど全ての2軸制御形ベアリングレスモータは位置 G , F , S が不一致であり、ノンコロケーション構造である。位置 G は回転子重心であるため、 z 軸負方向に移動する。位置 F は、固定子と回転子の対向領域の中心 ($A = B$) であるため、赤色破線の位置に移動し、位置 G より上側になる。位置 S も同様に、青色破線の位置に移動する。軸方向の復元力と回転子自重が釣り合う位置で安定する。

図 4.1(c)は、回転子が y 軸回りに傾いた場合を示している。回転子が傾いた時、回転子の永久磁石と固定子鉄心との間のギャップにフリンジング磁束が発生し、復元トルクが発生する。したがって、傾き角が小さく、復元トルクが正の領域では、 y 軸回りは受動安定である。

図4.1(a)及び(c)では、位置 G, S, F は一致しておりコロケーション状態である。一方、図4.2(b)では、3点は不一致であり、ノンコロケーション状態である。回転子重心 G を xyz 軸の原点と定義し、位置 S と位置 F の z 軸方向位置を、 Z_S 及び Z_F として定義する。図4.1(a)及び(c)では、 Z_S 及び Z_F は零であり、図4.1(b)の時、 Z_S 及び Z_F は共に正である。

4.2.3 ベアリングレスモータの応用とコロケーション問題

図4.2に、2軸制御形ベアリングレスモータのアプリケーションとして想定される代表的な遠心ポンプ、回転ステージ、攪拌機を示す。図4.2(a)及び(b)は、半導体製造装置や補助人工心臓用の遠心ポンプが想定されており、磁気支持された回転子の上部にインペラが取り付けられている。図4.2(b)は、回転子が自重により、 z 軸負方向に変位した典型的な場合を表している。ここで、小文字の z_s は固定子に固定された軸である。インペラのように回転子にアタッチメントが取り付けられると、インペラを含めた回転子全体の重心は上側に移動する。図4.2(a)では、位置 F と S

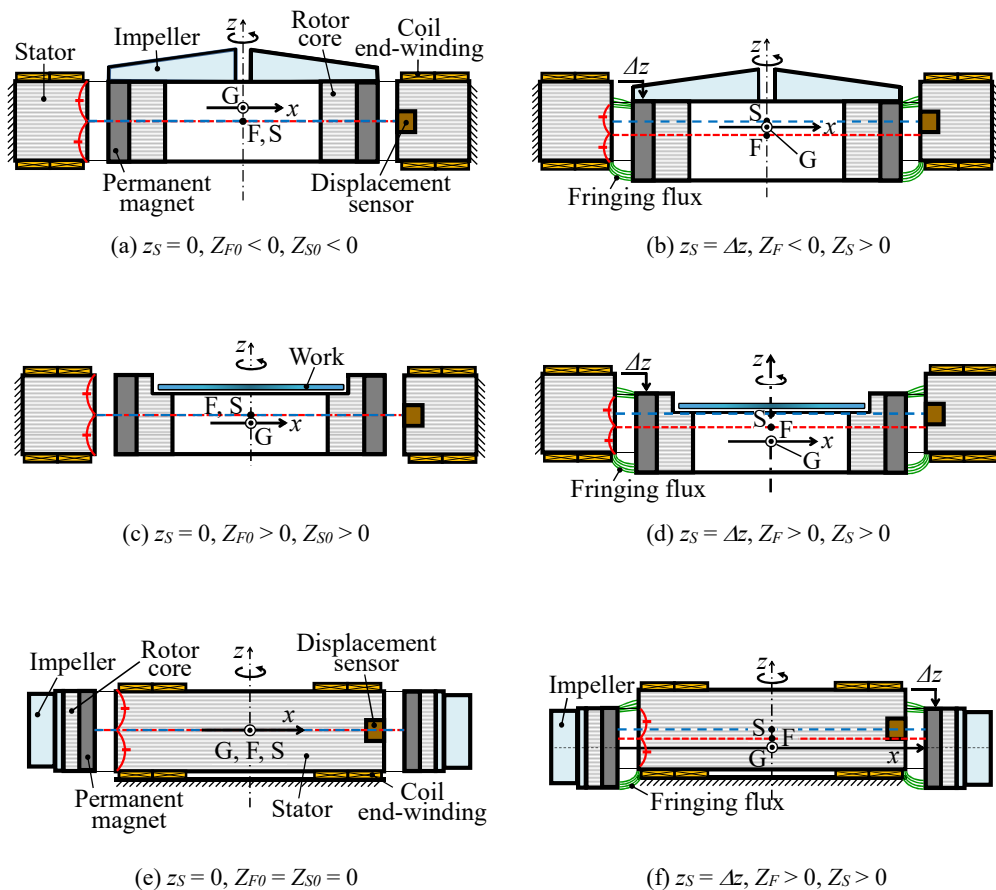


図4.2 典型的なアプリケーションにおける回転子重心位置 (位置 G)、半径方向の磁気支持力発生位置 (位置 F)、センシング位置 (位置 S)

はGに対して、共に z 軸方向下側に位置するため、 Z_F と Z_S は共に負である。一方、図4.2(a)の状態は、 z 軸方向に重力がかかるため、実際には図4.2(b)のように、回転子は z 軸負方向に沈み込む。固定子から見ると、位置Gと位置Fは z 軸負方向に移動するが、位置Sは移動しない。結果的に、 Z_F は負、 Z_S は正になる。ここで、図4.2(a)に示すような、回転子と固定子が完全対向している状態の Z_F 及び Z_S を Z_{F0} 及び Z_{S0} と定義する。また、図4.2(b)での回転子の軸方向変位量を Δz とする。図4.2(b)の時、 Δz は負である。 Z_F 及び Z_S は、初期位置 Z_{F0} 及び Z_{S0} と軸方向変位 Δz を用いて以下のように表される。

$$Z_S = Z_{S0} - \Delta z \quad (4.1)$$

$$Z_F = Z_{F0} - \Delta z / 2 \quad (4.2)$$

式(4.1)及び(4.2)から、 $Z_S > 0$ 且つ $Z_F < 0$ となる Δz の範囲は、以下のように表される。

$$2Z_{F0} < \Delta z < Z_{F0} \quad (4.3)$$

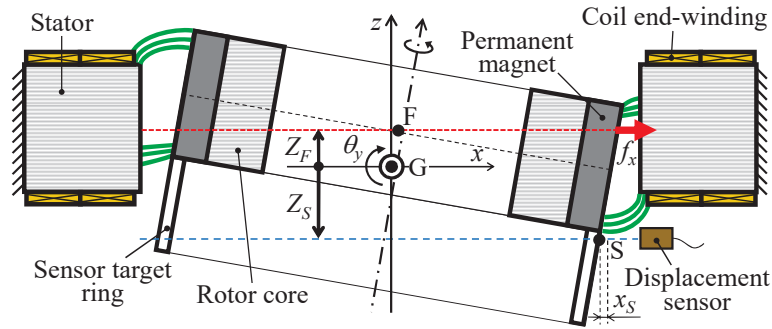
図4.2(c)及び(d)に、回転子上部の一部が取り除かれた、軸方向に非対称な構造の回転子を示す。回転子重心Gは、回転子軸長の中心より下側に移動する。この回転子構造は、プロセスチャンバ用の回転ステージが想定されており、回転子上部にシリコンウェハを搭載するためのスペースが設けられている。図4.2(c)は、回転子と固定子が完全対向している状態を表しているが、実際は、回転子は自重により z 軸負方向に沈み込む。したがって、結果的に、図4.2(d)の状態となる。図4.2(c)及び(d)での Z_F 及び Z_S の符号は、回転子重心が z 軸負方向に位置しているため、いずれの場合も正である。

図4.2(e)及び(f)に、アウターロータ形ベアリングレスモータを示す。アウターロータ形は、フライホイールや攪拌装置への応用に適している。図4.2(f)において、回転子は自重によって z 軸負方向に沈み込んでいるため、 Z_F 及び Z_S の符号は、共に正である。図4.2の3種類のケースのうち、図4.2(b)のみ Z_F 及び Z_S の符号は異なる。その他の図4.2(a), (c), (d), (e), (f)は、 Z_F 及び Z_S の符号は同じである。これらの符号はモータ構造に依存する。次節では、 Z_F 及び Z_S の符号が異なる時、安定な磁気支持が困難であることをシミュレーションにて明らかにする。

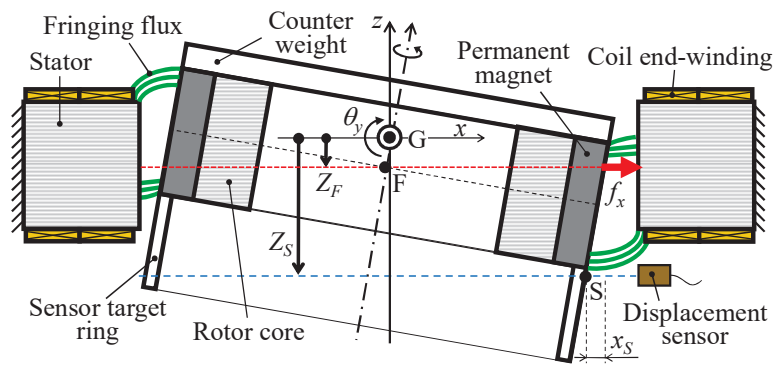
4.2.4 ノンコロケーションと傾き方向の安定性

試作機のダイナミクスモデルを考え、磁気支持安定性の数値計算を行う。図4.3(a)は、回転子が y 軸回りに傾いている時の試作機の xz 断面を表している。回転子の半径方向位置を検出するため、回転子の下側にセンサターゲットが取り付けられている。固定子には、センサターゲットに対面する位置に変位センサが取り付けられている。位置Sの z 軸方向位置は、図4.2の位置Sと比較して、下側である。センサターゲットの影響で、回転子重心は、回転子軸長の中心より下側に移動する。結果的に、 Z_F 及び Z_S の符号は、それぞれ正及び負であり、符号が異なる。一方、図4.3(b)は、バランスウェイトが回転子上部に取り付けられているため、回転子重心は上側に移動し、 Z_F 及び Z_S の符号は共に負となり、同符号となる。

図4.3(a)は、 Z_F 及び Z_S の符号が異なる点で、図4.2(b)と同様である。一方、図4.3(b)は、 Z_F 及び Z_S の符号が同符号であるため、図4.2(d), (f)と同様である。



(a) バランスウエイトを持たない試作機モデル ($Z_F > 0, Z_S < 0$)



(b) バランスウエイトを持つ試作機モデル ($Z_F < 0, Z_S < 0$)

図 4.3 傾き方向変位の安定性解析モデル

前節と同様に、 xyz 座標の原点は、回転子重心 G である。ここで、初期検討における簡単化のため、図 4.3 では、回転子は半径方向と軸方向に変位せず、回転子重心回りの傾き方向のみ変位すると仮定する。図 4.3 はノンコロケーションであるため、回転子が重心回りに傾いた時、センシング位置 S は変位する。その結果、位置フィードバック制御により、位置 F に能動的な半径方向の磁気支持力 f_x が発生する。さらに、この磁気支持力により、 y 軸回りに傾きトルクが発生する。半径方向の磁気支持力によって発生する傾きトルクの向きは、図 4.3(a)と 4.3(b)で逆向きである。図 4.3(a)の構造は、傾き変位と傾きトルクの発生方向が同じ向きであるため、傾き変位が増幅され、正帰還のフィードバックループが形成されてしまうため、傾き変位が発散し、タッチダウンする恐れがある。つまり、半径方向と傾き方向の干渉が発生し、磁気支持制御システムが不安定になる。

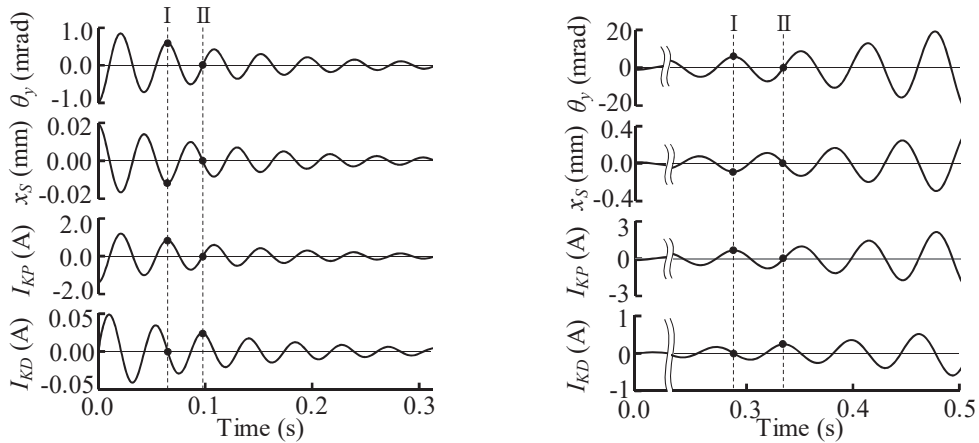
図 4.4(a)に、傾き方向に -1 mrad の初期変位を与えた時の、傾き変位 θ 、位置 S の半径方向変位 x_s 、比例制御出力電流 I_{KP} 、微分制御出力電流 I_{KD} の応答波形を示す。モータ構造は図 4.3(b)で、 $Z_F = -2.05 \text{ mm}$ 、 $Z_S = -19.55 \text{ mm}$ である。前段落での説明と同様に、この計算において、 y 軸回りの傾き方向のみ変位可能で、回転子重心の半径方向及び軸方向変位は発生しないと仮定する。したがって、ノンコロケーションの時、位置 F と位置 S は半径方向及び、傾き方向に変位する。その結果、回転子には半径方向の不均衡吸引力が発生する。比例制御出力電流 I_{KP} 、微分制御出力

電流 I_{KD} は、位置 S の半径方向変位 x_s 、比例ゲイン K_P 、微分ゲイン K_D を用いて、以下のように表される。

$$I_{KP} = -K_P x_s \quad (4.4)$$

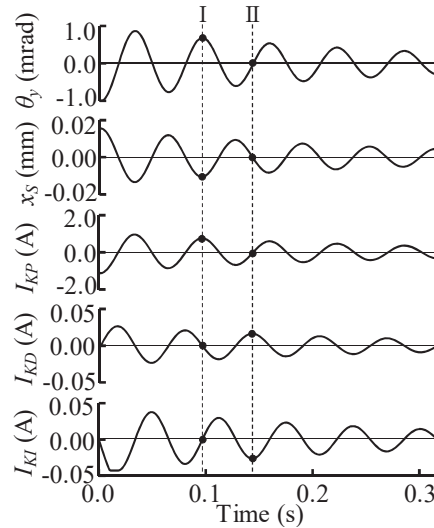
$$I_{KD} = -K_D \frac{dx_s}{dt} \quad (4.5)$$

半径方向の磁気支持力は、これらの電流に比例する。図 4.4(a) の時刻 I において、半径方向変位 x_s に対してバネ力を発生するための比例制御出力電流 I_{KP} は極大となる。傾き θ_y の振動波形は、半径方向の振動と逆位相である。その結果、能動的な半径方向の磁気支持力は、都合良く傾き変



(a) 図 4.3(b) の構造で PD コントローラの場合

(b) 図 4.3(a) の構造で PD コントローラの場合



(c) 図 4.3(b) の構造で PID コントローラの場合

図 4.4 傾き方向変位 θ_y 及び半径方向変位 x_s の振動波形及び PD コントローラあるいは PID コントローラのフィードバック電流波形

位を抑制する方向に傾きトルクを発生させる（図4.3(b)参照）。つまり、 I_{KP} は、傾き方向に復元トルクを発生させている。同様に、微分制御出力電流 I_{KD} は、半径方向のダンピング力に加えて、傾き変位を抑制する方向にダンピングトルクを発生させている。結果的に、傾き変位は、半径方向のPD制御フィードバックループにより、抑制されている。

図4.4(b)は、 $Z_F = 2.05 \text{ mm}$ 、 $Z_S = -15.45 \text{ mm}$ の場合の波形である。この条件は、図4.3(a)の状態を想定しており、 Z_F 及び Z_S の符号が異なる。つまり、 Z_F 及び Z_S の積は、 $Z_F Z_S < 0$ である。前段落と同様に、制御電流 I_{KP} 及び I_{KD} は、式(4.4)及び(4.5)によって生成される。当然、半径方向には能動的に安定化するように制御されるが、傾き方向には悪影響を与える。能動的な半径方向の磁気支持力は、傾き方向に対して、不安定なバネ力及びダンピングトルクを発生する。結果的に、図4.4(b)の θ_y の波形に示すように、傾き方向の変位は増幅され発散する。

図4.4(c)に、積分コントローラが追加された場合の同様の波形を示す。積分出力電流 I_{KI} は、積分ゲイン K_I を用いて、以下の式で表される。

$$I_{KI} = -K_I \int x_s dt \quad (4.6)$$

一般的に、積分コントローラは、回転子の半径方向位置の定常偏差を低減するために用いられる。図4.4(c)中の I_{KI} の波形の位相は、 I_{KD} と比較して、位相が反転している。つまり、積分出力電流 I_{KI} は、傾き方向にダンピング力を発生させることができる。この場合、積分ゲイン K_I は慎重に決定される必要がある。傾き方向に大きなダンピング力を発生させるためには、 K_I をある程度大きくする必要があるが、半径方向の安定性も考慮して、ゲインを決めなければならない。次節にて、傾き方向の変位を考慮した半径方向の磁気支持制御系の運動方程式を導出し、 K_I の安定条件を明らかにする。

4.3 磁気支持制御系のモデル化と安定性理論

4.3.1 運動方程式とモデル化

y 軸回りの回転子の傾き変位 θ_y による磁気支持力の作用位置 F の半径方向変位 x_F は、以下の式で表される。ただし、傾き変位は微小であると仮定し、 $\sin\theta_y$ 及び $\cos\theta_y$ は、それぞれ θ_y および1とする。

$$x_F = Z_F \theta_y \quad (4.7)$$

磁気支持力の作用位置 F に発生する半径方向の力 f_x は、能動的な半径方向の磁気支持力と不平衡吸引力の和であり、以下の式で表される。ここで、 k_i は、磁気支持電流に対する能動的な半径方向の磁気支持力の係数、 k_x は半径方向変位に対する不平衡吸引力の係数、 i_x は x 軸方向の磁気支持電流、 x は回転子重心 G の半径方向変位である。

$$f_x = k_i i_x + k_x (x + x_F) \quad (4.8)$$

能動的な半径方向の磁気支持力は、固定子と回転子に対向しているギャップ面にて発生する。一方、回転子に作用する半径方向力は、回転子重心 G に集中していると考えると、半径方向力は回転子半径 r 及び Z_F を用いて表される。したがって、半径方向の運動方程式は、以下の式で

表される。

$$m\ddot{x} = \frac{r^2}{r^2 + Z_F^2} f_x \quad (4.9)$$

傾き方向のモーメントは、位置 G と位置 F の不一致が要因となり、半径方向力 f_x により発生する。傾き方向のモーメントは、 Z_F と f_x の積で表される。したがって、傾き方向の運動方程式は、回転子の傾き方向の慣性モーメント J_θ 、傾き方向の受動剛性 k_t を用いて、以下の式で表される。

$$J_\theta \ddot{\theta}_y = -k_t \theta_y + Z_F f_x \quad (4.10)$$

一方、センシング位置 S の半径方向変位 x_S は、 Z_S と傾き変位 θ_y を用いて以下の式で表される。

$$x_S = Z_S \theta_y \quad (4.11)$$

したがって、変位センサで検出される半径方向のフィードバック信号は、 x と x_S の和となる。

図 4.5 に、 Z_F と Z_S が零の場合、つまりコロケーション状態の場合の半径方向の磁気支持制御系のブロック線図を示す。PID コントローラが制御対象に接続されており、典型的な磁気軸受の磁気支持制御システムを示している^[1]。変位センサで検出された半径方向変位がフィードバックされ、位置指令値と比較され、負帰還フィードバックが形成されている。

図 4.6 に Z_F と Z_S が零でない場合、つまりノンコロケーション状態の場合の半径方向の磁気支持制御系のブロック線図を示す。図 4.6 中の括弧付き数字(4.7)~(4.11)は、対応する式番号である。ブロック線図中に、2種類のフィードバックループ A 及び B がある。これらのフィードバックループは、ノンコロケーション状態の時、傾き変位が半径方向に干渉することにより発生する。フィードバックループ A は、 Z_F の符号に依存しない不安定な正帰還フィードバックである。

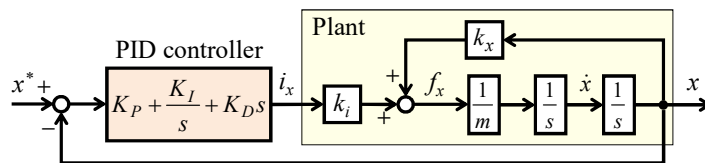


図 4.5 コロケーション状態の一般的な半径方向の磁気支持制御システムのブロック線図 ($Z_F = Z_S = 0$)

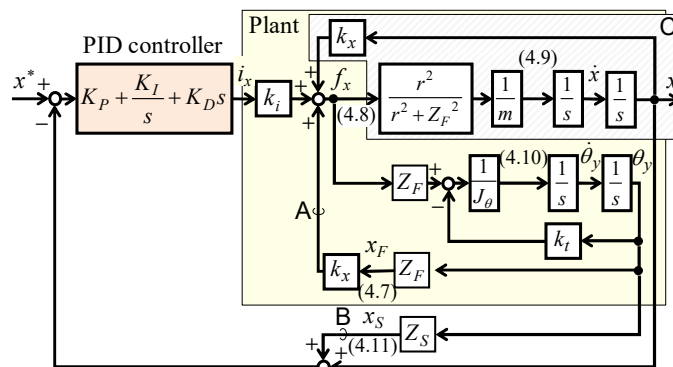


図 4.6 ノンコロケーション状態の半径方向の磁気支持制御システムのブロック線図 ($Z_F \neq 0, Z_S \neq 0$)

さらに、フィードバックループ B は、 Z_F と Z_S の積の符号に依存し、正帰還にも負帰還になる可能性がある。そのフィードバック信号は、 Z_F と Z_S の積の符号が負の時、制御システムは不安定系となる。もし、積の符号が正であったら、負帰還フィードバックとなり、制御システムは安定系となる。しかし、積の符号が負であっても、積分コントローラのゲインを適切な範囲に設定することによって、安定化させることが可能であることを、次項にて数学的に明らかにする。

4.3.2 安定条件の導出

PID コントローラと傾き方向変位の干渉を考慮した半径方向の制御対象を含んだ図 4.6 の閉ループ伝達関数は、5 次の多項式で以下のように表される。

$$\frac{x}{x^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4}{a_0s^5 + a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5} \quad (4.12)$$

ここで、簡単化のため、回転子半径 r は Z_F より十分大きいとして、 $r^2 / (r^2 + Z_F^2) \doteq 1$ に近似する。また、表 4.1 に係数 $a_0 \sim a_5$ 及び $b_0 \sim b_4$ を示す。

安定条件を導出するために、フルビッツの安定判別法を適用する。分母多項式が特性方程式であり、その係数と行列式に関して、以下の必要条件がある。

- 全ての係数 $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$ は正である。
- 全てのフルビッツの行列式は正である。

フルビッツの行列は以下のように表される。

$$H_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & \cdots & \cdots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \cdots & 0 \\ 0 & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & a_{n-3} & a_{n-1} & 0 \\ 0 & \cdots & a_{n-4} & a_{n-2} & a_n \end{vmatrix} > 0 \quad (4.13)$$

$n = 1, 2, 3, 4, 5$

システムが安定となる必要十分条件は、上記の条件式から計算され、最終的に、以下の 3 本の式に集約される。

$$-Z_F Z_S < \frac{J_\theta}{m} \quad (4.14)$$

$$K_P > \frac{k_x}{k_i} \quad (4.15)$$

$$H_5 = mk_i^2 k_i^3 K_I Q(Z_F Z_S) R(K_I) > 0 \quad (4.16)$$

ここで、

$$Q(Z_F Z_S) = mk_x (Z_F Z_S)^2 + (J_\theta k_x + mk_t - mZ_F^2 k_x) Z_F Z_S - J_\theta k_x Z_F^2 \quad (4.17)$$

$$R(K_I) = J_\theta m K_I^2 + K_D (J_\theta k_x + mZ_F^2 k_x - mk_t - J_\theta k_i K_P - mZ_F Z_S k_i K_P) K_I + k_i K_D^2 (k_i K_P - k_x) \quad (4.18)$$

式(4.14)について、回転子質量 m 及び慣性モーメント J_θ は正であるため、 Z_F と Z_S の積の符号が

表 4.1
 伝達関数の分母及び分子多項式の係数

Denominator		Numerator	
a_0	$J\theta m$	b_0	$J\theta K_D k_i$
a_1	$K_D k_i (J\theta + mZ_F Z_S)$	b_1	$J\theta K_P k_i$
a_2	$J\theta K_P k_i + m k_i - J\theta k_x - mZ_F^2 k_x + mZ_F Z_S K_P k_i$	b_2	$k_i (J\theta K_I + K_D k_i)$
a_3	$k_i (J\theta K_I + K_D k_i + mZ_F Z_S K_I)$	b_3	$K_P k_i k_i$
a_4	$k_i (K_P k_i - k_x)$	b_4	$K_I k_i k_i$
a_5	$K_I k_i k_i$		

正であれば、式(4.14)は常に成立する。一方、 Z_F と Z_S の積の符号が負の場合、両辺とも正となるため注意が必要である。しかし、試作機のパラメータを考えると、右辺は左辺に対して100倍以上大きいため、たとえ積の符号が負であっても、多くの構造で式(4.14)は成立すると予測できる。

式(4.15)は、最低限必要な比例コントローラのゲインを表している。この条件式は、 $K_P k_i > k_x$ と書き換えることができ、不平衡吸引力に打ち勝つ能動的な半径方向の磁気支持力が必要であることを表している。この条件式は、典型的なコロケーション状態の場合でも同様である。

式(4.16)は、ノンコロケーション状態の場合に最も重要な条件式である。式(4.16)中の $Q(Z_F Z_S)$ 及び $R(K_I)$ は、それぞれ $Z_F Z_S$ 及び K_I の関数である。これらは共に2次多項式で表され、 K_I の条件式は、 $Q(Z_F Z_S)$ の符号により、2種類に分類される。

$Q(Z_F Z_S) = 0$ とすると、2個の根、 $(Z_F Z_S)_1$ 及び $(Z_F Z_S)_2$ が以下のように導かれる。

$$(Z_F Z_S)_1, (Z_F Z_S)_2 = \frac{1}{2mk_x} \left[- (J\theta k_x + m k_i - mZ_F^2 k_x) \pm \sqrt{(J\theta k_x + m k_i)^2 + 2mZ_F^2 k_x (J\theta k_x - m k_i) + (mk_x Z_F^2)^2} \right] \quad (4.19)$$

ただし、 $(Z_F Z_S)_1$ は $(Z_F Z_S)_2$ より小さいとする。 $Q(Z_F Z_S)$ は二次多項式であるため、 $(Z_F Z_S) < (Z_F Z_S)_1$ 、あるいは $(Z_F Z_S)_2 < (Z_F Z_S)$ の時、式(4.17)は正である。一方、 $(Z_F Z_S)_1 < (Z_F Z_S) < (Z_F Z_S)_2$ の時、式(4.17)は負である。同様に、 $R(K_I) = 0$ の時、その根 K_{I1} 及び K_{I2} は以下のように表される。

$$K_{I1}, K_{I2} = K_D \left(A + \frac{k_i K_P - k_x}{2m} \pm \frac{B}{2J\theta m} \right) \quad (4.20)$$

ここで、

$$A = \frac{Z_F Z_S k_i K_P - Z_F^2 k_x + k_i}{2J\theta} \quad (4.21)$$

$$B = \left\{ (k_i K_P)^2 (J\theta + Z_F Z_S)^2 - 2k_i K_P \left\{ J\theta k_x (J\theta + mZ_F^2) + mZ_F Z_S [k_x (J\theta + mZ_F^2) - m k_i] \right\} + (J\theta k_x + m k_i)^2 + mZ_F^2 [2J\theta + m(k_x Z_F)^2 - 2m k_i] \right\}^{1/2} \quad (4.22)$$

式(4.20)~(4.22)によって、積分ゲイン K_I の安定範囲を計算することができる。 K_I の安定条件

表 4.2
システムが安定となる積分ゲインの条件

	Case 1	Case 2
$Z_F Z_S$	$Z_F Z_S < (Z_F Z_S)_1$ or $Z_F Z_S > (Z_F Z_S)_2$	$(Z_F Z_S)_1 < Z_F Z_S < (Z_F Z_S)_2$
$Q(Z_F Z_S)$	positive	negative
Condition of K_I	$K_{I1} \leq K_I$ or $0 \leq K_I \leq K_{I2}$	$K_{I2} \leq K_I \leq K_{I1}$
$R(K_I)$	positive	negative
In Fig. 4.2	(a), (c), (d), (f)	(b)
In Fig. 4.3	(b)	(a), Test machine

表 4.3
試作機のパラメータ

Parameter	Symbol	Value	Unit
Rotor mass	m	1.43	kg
Inertia moment around tilting axis	J_θ	0.00246	kg·m ²
Current-force factor	k_i	52	N/A
Displacement-force factor	k_x	172000	N/m
Tilting stiffness	k_t	36.9	Nm/rad
Rotor outer radius	r	75	mm
z position of F	Z_F	2.05	mm
z position of S	Z_S	-15.45	mm
PID controller			
Proportional gain	K_P	7200	A/m
Derivative gain	K_D	18.6	A/(m/s)

は、表 4.2 に示すように、2 種類に分類される。ケース 1 には、 $K_I=0$ が含まれる。ケース 1 は、図 4.2(a), (c), (d), (f) 及び図 4.3(a) が分類される。一方、ケース 2 は、図 4.2(b), 図 4.3(b) 及び試作機が分類される。ここで、計算に必要なその他の試作機のパラメータを表 4.3 に示す。

試作機は、 Z_F と Z_S の積は $Z_F Z_S = -31.67 \text{ mm}^2$ で、符号が負のため、ケース 2 が適用される。試作機のパラメータを式(4.19)に代入することで、 $(Z_F Z_S)_1 = -1934 \text{ mm}^2$ 及び $(Z_F Z_S)_2 = 3.737 \text{ mm}^2$ となる。さらに、式(4.20)に代入することで、2 種類の根が計算でき、それぞれ $K_{I1} = 2.526 \times 10^6 \text{ A/(m s)}$ 及び $K_{I2} = 2.908 \times 10^5 \text{ A/(m s)}$ となる。つまり、積分ゲイン K_I の安定条件は、 $2.908 \times 10^5 \leq K_I \leq 2.526 \times 10^6$ である。 K_I が安定範囲の最小値及び最大値の時、安定限界となる。また、最小値は 0 とならず、ある程度、積分ゲインを大きく設定する必要がある。

4.3.3 根軌跡法による安定性解析

図 4.7 に、積分ゲイン K_I を 0 から 6×10^6 まで変化させた時のシステム全体の極軌跡を示す。極の計算には、試作機のパラメータが用いられており、 $Z_F = 2.05 \text{ mm}$ 、 $Z_S = -15.45$ である。特性方程式は 5 次の多項式であるため、5 個の極が複素平面上に存在する。2 組 4 個の共役複素極と 1 個の実軸上の極が存在する。図 4.7 中の極 A と極 B は、虚軸に近い共役な複素極である。コロケーション状態の場合は、特性方程式が 3 次多項式となるため、極 A, B は存在せず、ノンコロケ

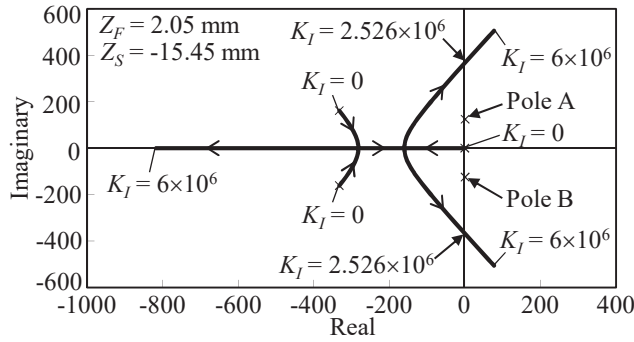


図 4.7 システムの極軌跡

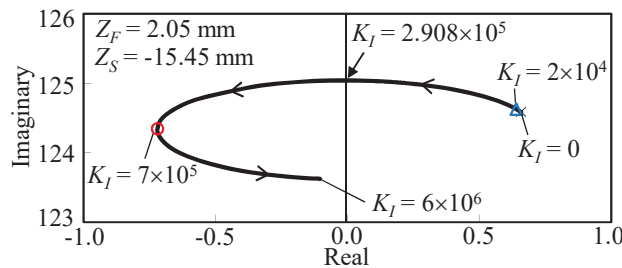


図 4.8 極 A の詳細図

ーション状態の時のみ、これらの極は存在する。その他の1組2極は、積分ゲインが $K_I = 2.526 \times 10^6$ の時、虚軸上に位置する。さらに K_I が増加すると極は右半平面に移動し、磁気支持は不安定になる。この不安定化はコロケーション状態でも発生し、積分ゲインを大きくし過ぎてはならない。極 A, B はノンコロケーション状態の安定化を決める重要な極である。

図 4.8 は極 A の拡大図である。極 A は、 $K_I = 0$ の時、右半平面にある。 K_I が増加するに伴い、極は右半平面から左半平面に移動する。図 4.8 より、 $2.908 \times 10^5 < K_I$ で、極 A は左半平面に入ることが確認できる。また、その他の極も全て左半平面にあることから、 $2.908 \times 10^5 < K_I < 2.526 \times 10^6$ の範囲で、システムは安定であることが明らかである。本章では、試作機の極軌跡のみ示したが、提案した安定性解析手法は、全ての2軸制御形ベアリングレスモータに適用可能な一般的な基礎理論である。次節にて、不安定な K_I と安定な K_I を用いて実験を行い、比較検討結果を示す。

4.4 実験による理論の検証

4.4.1 試作機構成

図 4.9(a)及び 4.9(b)に、試作機外観と回転子を示す。回転子はコンシクエントポール形で、図 4.3(a)に示したように、回転子の下部にセンサターゲットが取り付けられている。したがって、回転子重心は、磁気支持力の作用位置に対して下側である。また、センシング位置は対して、回転子重心は上側にある。結果的に、 Z_F と Z_S の符号は、それぞれ正及び負である。詳細なパラメータは、前述の表 4.3 に示している。

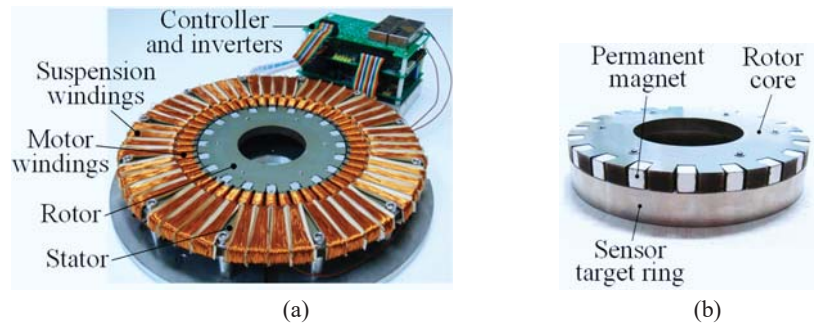


図 4.9 (a) 試作機外観とコントローラ (b) コンシクエントポール回転子 ($Z_F = 2.05 \text{ mm}$, $Z_S = -15.45 \text{ mm}$)

4.4.2 スタートアップ試験

図 4.10 に、 x 軸方向の PID コントローラの積分ゲインを不安定範囲の $K_I = 2 \times 10^4$ とした時の、 x , y , θ_y のスタートアップ波形を示す。ただし、 y 軸方向の積分ゲインは、安定範囲の $K_I = 7 \times 10^5$ である。 x 及び y は、変位センサによって検出した。傾き変位 θ_y は、モニタ用の 2 本の渦電流形変位センサを用いて計算した^[14]。 x , y の位置指令値は、共に 0 mm である。磁気支持制御を ON する前は、回転子は固定子にタッチダウンしている。磁気支持制御を開始すると、半径方向位置 x 及び y は、直ちに指令値に追従する。しかし、 x 及び θ_y は、次第に振動振幅が大きくなり、発散し、最終的にタッチダウンした。したがって、理論的な数値計算によって明らかになった不安定範囲の積分ゲインを設定すると、安定な磁気支持は困難であることが確認された。また、積分ゲインを大きくし、安定範囲の積分ゲインを設定することで、安定な磁気支持が実現できることが実証された。

図 4.11 に、 x 軸及び y 軸方向の積分ゲインを共に理論的な安定範囲の $K_I = 7 \times 10^5$ に設定した時の波形を示す。 x 及び y は、スタートアップすると直ちに指令値に追従し、 θ_y は 0 mrad に収束している。したがって、積分ゲインを適切に設定することで安定な磁気支持が実現できることが実験的に明らかになった。この実験によって、本章で提案した安定性理論の有効性が確認できた。

4.4.3 磁気支持制御系の PI ゲインの安定範囲

図 4.12 に微分ゲインを $K_D = 18.6 \text{ A/(m/s)}$ に固定した時の、安定な比例ゲインと積分ゲインの組み合わせの範囲を示す。黒色実線は、式(4.20)によって計算された理論曲線であり、曲線で囲まれた内側は安定、外側は不安定である。図 4.10 や図 4.11 と同様のスタートアップ試験を行い、各比例ゲインに対して、安定となる最小及び最大の積分ゲインを図 4.12 中に黒丸でプロットした。図 4.10 及び図 4.11 の実験結果も図 4.12 中にプロットした。安定範囲の実験結果はおおよそ計算結果と一致しており、理論計算の有効性が明らかになった。

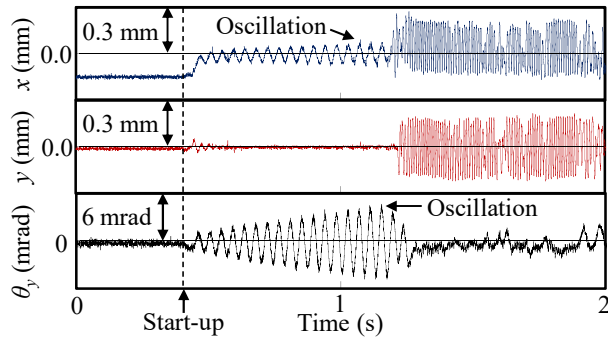


図 4.10 x 軸方向の積分ゲインのみ不安定な積分ゲイン ($K_I = 2 \times 10^4$) での半径方向及び傾き方向変位のスタートアップ波形

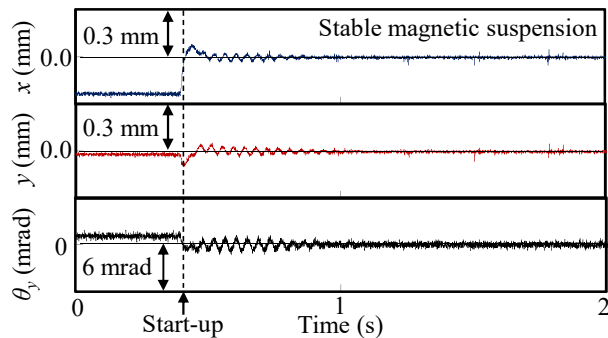


図 4.11 x 軸方向と y 軸方向の積分ゲインが共に安定な積分ゲイン ($K_I = 7 \times 10^5$) での半径方向及び傾き方向変位のスタートアップ波形

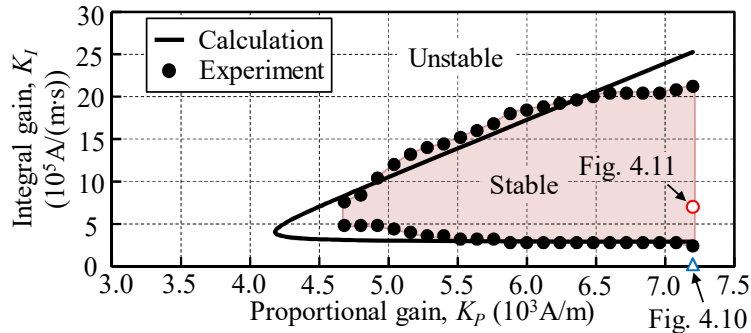


図 4.12 安定な磁気支持が可能な試作機の比例ゲインと積分ゲインの範囲

4.5 軸方向変位を考慮した磁気支持制御系のモデル化

4.5.1 軸方向及び傾き方向変位時の力学モデルとパラメータの定義

図 4.13 に位置 F と位置 S の軸方向位置が異符号のときの断面図を示す。図 4.13(a) は回転子が中心に位置している場合を示している。図 4.13(a) にて、 Z_F は正、 Z_S は負の値である。回転子半径および積厚は r 、 L とする。 Z_F 、 Z_S 、 r 、 L は定数である。

図 4.13 (b) に回転子が z 軸正方向に Δz 変位し、 y 軸回りに $\Delta \theta_y$ 傾いた場合を示す。 z 、 θ_y 方向に

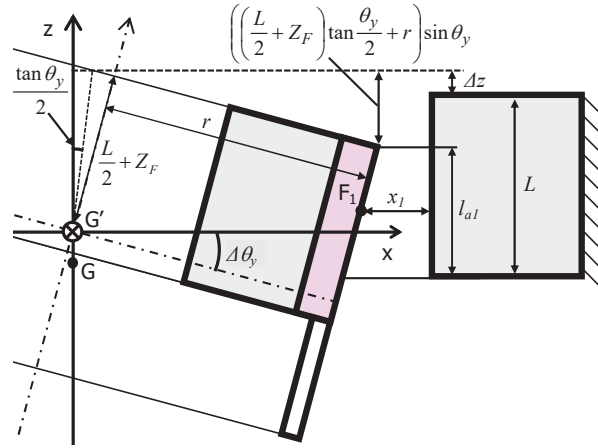


図 4.14 ギャップ 1 の拡大図

$$l_{a2}(z, \theta_y) = L - \left| \left(\left(\frac{L}{2} + Z_F \right) \tan \frac{\Delta \theta_y}{2} + r \right) \sin \Delta \theta_y + \Delta z \right| \quad (4.25)$$

ギャップ 1 およびギャップ 2 における半径方向の磁気支持力の作用位置 F_1 , F_2 を l_{a1} , l_{a2} の中点とすると, z_{F1} , z_{F2} は次式で表される。

$$1) \quad z \leq \left(\frac{L}{2} - Z_F \right) (\cos \theta_y - 1) + r \sin \theta_y$$

$$z_{F1}(z, \theta_y) = z_{F1} + \left(\frac{l_{a1}(z, \theta_y)}{2} - \frac{L}{2} - \Delta z \right) \quad (4.26)$$

$$2) \quad z > \left(\frac{L}{2} - Z_F \right) (\cos \theta_y - 1) + r \sin \theta_y$$

$$z_{F1}(z, \theta_y) = z_{F1} - \left(\frac{l_{a1}(z, \theta_y)}{2} - \frac{L}{2} + \Delta z \right) \quad (4.27)$$

$$3) \quad z < \left(\frac{L}{2} - Z_F \right) (\cos \theta_y - 1) + r \sin \theta_y$$

$$z_{F2}(z, \theta_y) = z_{F2} + \left(\frac{l_{a2}(z, \theta_y)}{2} - \frac{L}{2} - \Delta z \right) \quad (4.28)$$

$$4) \quad z \geq \left(\frac{L}{2} - Z_F \right) (\cos \theta_y - 1) + r \sin \theta_y$$

$$z_{F2}(z, \theta_y) = z_{F2} - \left(\frac{l_{a2}(z, \theta_y)}{2} - \frac{L}{2} + \Delta z \right) \quad (4.29)$$

位置 F_1 および位置 F_2 のギャップ長 x_1 , x_2 は z_F の正負で場合分けられ, 以下の式で表される。

$$1) \quad z_F \geq 0$$

$$x_1(z, \theta_y) = r + l_g - \frac{r}{\cos \Delta \theta_y} - z_{F1} \tan \Delta \theta_y \quad (4.30)$$

$$x_2(z, \theta_y) = r + l_g - \frac{r}{\cos \Delta \theta_y} + z_{F2} \tan \Delta \theta_y \quad (4.31)$$

2) $z_F \leq 0$

$$x_1(z, \theta_y) = r + l_g - \frac{r}{\cos \Delta \theta_y} + z_{F1} \tan \Delta \theta_y \quad (4.32)$$

$$x_2(z, \theta_y) = r + l_g - \frac{r}{\cos \Delta \theta_y} - z_{F2} \tan \Delta \theta_y \quad (4.33)$$

ここで l_g は回転子が中心に位置している場合の磁気的なギャップ長である。

したがって、ギャップ1とギャップ2のパーミアンス P_{x1} , P_{x2} はそれぞれ、以下の式で表される。

$$P_{x1}(z, \theta_y) = \frac{\mu_0 l_{a1}(z, \theta_y)}{x_1(z, \theta_y)} \quad (4.34)$$

$$P_{x2}(z, \theta_y) = \frac{\mu_0 l_{a2}(z, \theta_y)}{x_2(z, \theta_y)} \quad (4.35)$$

ここで、 μ_0 は真空の透磁率である。

図4.15に $z=0$, $\theta_y=0$ の時、半径方向への水平な変位に対するパーミアンス変化を示す。パーミアンス変化率 k_{Px} は 0.03 m^{-1} である。不平衡吸引力係数を k_x とすると、変位 z , θ_y によって発生する x 軸方向の力 $f_x(z, \theta_y)$ は、次式で表される。

$$f_x(z, \theta_y) = \frac{k_x}{k_{Px}} (P_{x1}(z, \theta_y) - P_{x2}(z, \theta_y)) \quad (4.36)$$

図4.16に変位 z , θ_y による $f_x(z, \theta_y)$ を示す。黒実線は式(4.23)を示している。回転子が中心に位置している場合でも、回転子重心 G と半径方向の磁気支持力の作用位置 F が z 軸方向で異なるので、 $z=0 \text{ mm}$ で回転子が傾くと x 軸方向に力が発生する。 z 軸の正方向に変位したとき、 θ_y の増加に伴いギャップ1の対向長さ l_{a1} が増加し、反対にギャップ2の l_{a2} は減少するので、ギャップのパーミアンス P_x は増加する。よって、 θ_y に対して x 軸方向の力は増加する。一方、 z 軸の負方向に変位すると、 θ_y の増加に伴いギャップ1の対向長さ l_{a1} は減少し、反対にギャップ2の l_{a2}

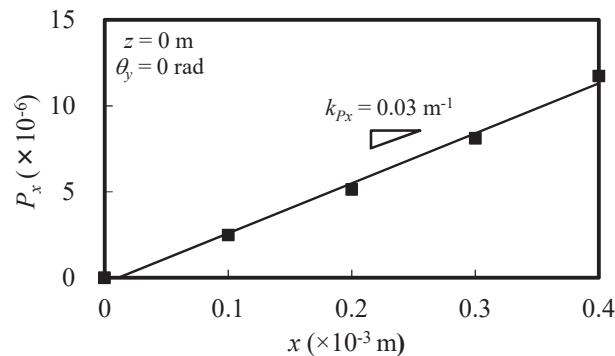


図4.15 回転子の x 軸方向変位によるパーミアンス変化

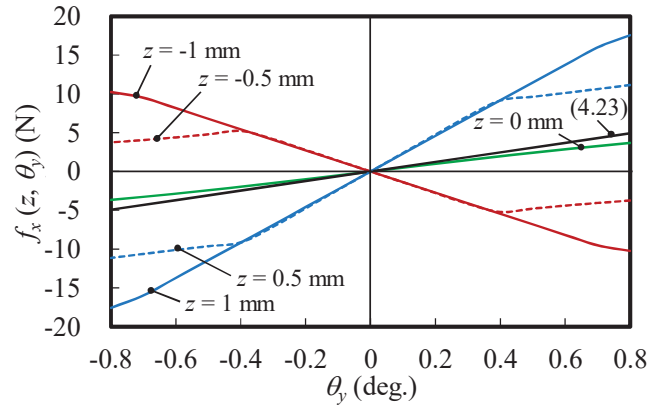


図 4.16 無励磁状態における軸方向及び傾き方向変位による半径方向力の変化

は増加するので、ギャップのパーミアンスは減少する。 θ_y に対して x 軸方向の力は減少する。

半径方向の磁気支持力の作用位置 F の x 軸方向の力 f_x は以下の式で表すことができる。

$$f_x = f_x(i_x) + f_x(x) + f_x(z, \theta_y) \quad (4.37)$$

ここで、 i_x は磁気支持巻線電流である。

パーミアンスを考慮すると、ギャップ 1, 2 の x 軸方向の力は次式で表される。

$$f_{x1} = \frac{P_{x1}}{P_{x1} + P_{x2}} f_x \quad (4.38)$$

$$f_{x2} = \frac{P_{x2}}{P_{x1} + P_{x2}} f_x \quad (4.39)$$

回転子重心に作用する x 軸、 z 軸方向および y 軸回りの磁気支持力、傾きトルクは θ_{F1} 、 θ_{F2} を用いて、以下の式で表される。

$$f_{Gx} = f_{x1} \cos^2 \theta_{F1} + f_{x2} \cos^2 \theta_{F2} \quad (4.40)$$

$$f_{Gz} = f_{x1} \sin \theta_{F1} \cos \theta_{F1} + f_{x2} \sin \theta_{F2} \cos \theta_{F2} \quad (4.41)$$

$$\tau_{G\theta_y} = f_{x1} z_{F1} + f_{x2} z_{F2} \quad (4.42)$$

ここで、

$$\sin \theta_{F1} = \frac{z_{F1}}{\sqrt{(r + l_g - x_1)^2 + z_{F1}^2}}$$

$$\cos \theta_{F1} = \frac{r + l_g - x_1}{\sqrt{(r + l_g - x_1)^2 + z_{F1}^2}}$$

$$\sin \theta_{F2} = \frac{z_{F2}}{\sqrt{(r + l_g - x_2)^2 + z_{F2}^2}}$$

$$\cos \theta_{F2} = \frac{r + l_g - x_2}{\sqrt{(r + l_g - x_2)^2 + z_{F2}^2}}$$

以上より、運動方程式は以下の式となる。

$$m\ddot{x} = f_{Gx}(x, z, \theta_y, i_x) \quad (4.43)$$

$$m\ddot{z} = -k_z \Delta z + f_{Gz}(x, z, \theta_y, i_x) \quad (4.44)$$

$$J_\theta \ddot{\theta}_y = -k_t \Delta \theta_y + \tau_{G\theta_y}(x, z, \theta_y, i_x) \quad (4.45)$$

ここで、 m は回転子質量、 k_z は軸方向の剛性、 J_θ は y 軸回りの慣性モーメント、 k_t は傾き方向の剛性である。また、 z 方向変位によるセンシング位置 S の z 座標 z_S と、 x 軸方向変位 x_S は以下で表される。

$$z_S = Z_S - \Delta z \quad (4.46)$$

$$x_S = z_S \sin \theta_y \quad (4.47)$$

図 4.17 に z , θ_y 方向の変位を含んだ x 軸方向制御系のブロック線図を示す。図中の括弧数字は式番号を示している。

4.5.3 MATLAB/Simulink を用いたステップ応答シミュレーション

MATLAB/Simulink を用いてスタートアップシミュレーションを行った。表 4.4 にシミュレーションにおける PID コントローラのパラメータを示す。(a1), (a2) は $Z_F = 2.05$ mm, $Z_S = -15.45$ mm で Z_F , Z_S が異符号であり、(b1), (b2) は $Z_F = -2.05$ mm, $Z_S = -19.55$ mm で Z_F , Z_S が同符号の場合である。(a1), (b1) の積分ゲインは $K_I = 2 \times 10^4$ A/(ms), (a2), (b2) は $K_I = 3 \times 10^5$ A/(ms) に設定した。試作機のパラメータは、表 4.3 と同様である。表 4.3 に記載のないパラメータの値は、 $L = 10$ mm, $l_g = 1$ mm, $k_z = 13.1$ N/mm である。

図 4.18 (a), (b) にスタートアップシミュレーション結果を示す。初期状態は回転子のタッチダウンを想定し、 $x_0 = 0.35$ mm, $\theta_{y0} = -1$ mrad, $z_0 = -1$ mm とした。 x の目標値は 0 mm である。また x 方向の機械的ギャップは 0.35 mm である。磁気支持制御は時刻 1 秒から開始してい

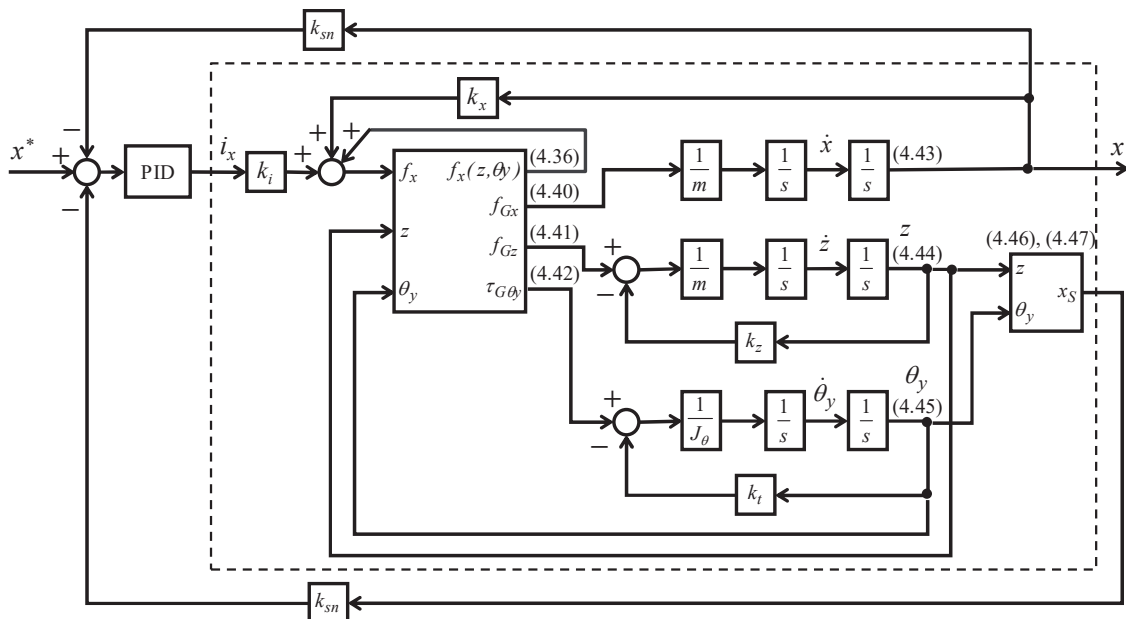


図 4.17 回転子の傾き方向及び軸方向変位を考慮した半径方向の磁気支持制御システムのブロック線図

表 4.4
シミュレーションで用いた PID コントローラゲイン

		$Z_F = 2.05 \text{ mm}$ $Z_S = -15.45 \text{ mm}$		$Z_F = -2.05 \text{ mm}$ $Z_S = -19.55 \text{ mm}$	
		(a1)	(a2)	(b1)	(b2)
Proportional gain (A/m)	K_P	7.20×10^3	7.20×10^3	4.80×10^3	4.80×10^3
Integral gain (A/(ms))	K_I	2.00×10^4	3.00×10^5	2.00×10^4	3.00×10^5
Differential gain (A/(m/s))	K_D	18.6	18.6	18.6	18.6

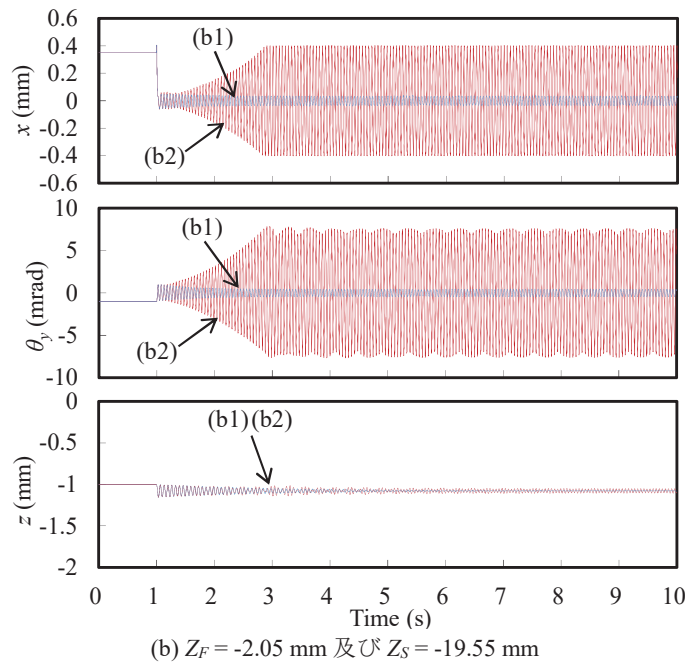
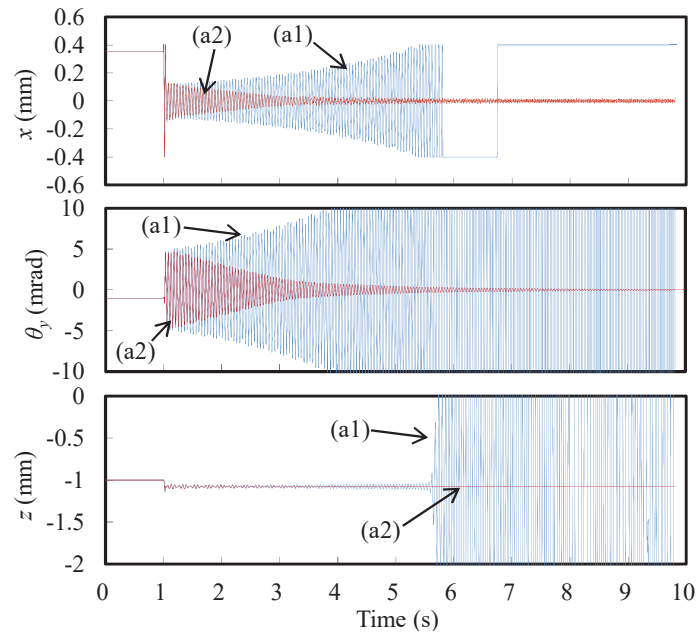


図 4.18 MATLAB/Simulink によるスタートアップシミュレーション

る。図 4.18 (a)の Z_F と Z_S が異符号の場合、積分ゲインが小さい(a1)は半径方向変位 x と傾き変位 θ_y が発振している。積分ゲインを 15 倍に設定した(a2)の x と θ_y は、スタート直後は、(a1)の変位量と等しいが、減衰振動しながら収束している。シミュレーションモデルでは、粘性抵抗は含まれていない。したがって、 Z_F と Z_S が異符号の時、半径方向の積分制御が傾き方向のダンピングとして機能していると推測できる。

4.6 第4章のまとめ

本章では、2軸制御形ベアリングレスモータのコロケーション問題と磁気支持制御の安定性について議論し、包括的な安定性理論を構築した。回転子の傾き変位が半径方向の磁気支持制御系に干渉することにより、磁気支持制御の安定性に影響を与えることが明らかになった。運動方程式を導出し、傾き変位の干渉を考慮した半径方向の磁気支持制御システムのブロック線図を示した。フルビッツの安定判別法を用いて、数学的に理論計算を行った結果、安定化のために、PID コントローラの積分ゲインが重要であることが明らかになった。また、安定条件の一般式を導出した。さらに、試作機を用いて実証実験を行い、実験結果は理論と概ね一致することが明らかになった。したがって、構築した理論の有効性が実験的に確認された。

本章で構築した新しい安定性理論は、あらゆる2軸制御形ベアリングレスモータに適用可能である。アプリケーションでは、多くの場合、ノンコロケーション状態となるが、構造パラメータから安定なコントローラゲインの範囲を見つけることができる。本論文では、静止浮上時のみの解析、実験であったが、今後、回転中の安定性について研究を行う予定である。

第5章 ワイドギャップ・高剛性を持つ1軸 制御形シングルドライブベアリン グレスモータの提案及び実機検証

5.1 研究背景及び研究目的

ベアリングレスモータを用いた遠心ポンプでは、回転子と固定子の間のギャップが液体で満たされるため、回転子と固定子の表面を金属や樹脂の隔壁で覆う必要がある。その隔壁は化学薬液から回転子と固定子へのダメージを防ぐために必要不可欠であり、回転子と固定子にそれぞれ数 mm 程度の隔壁を設けなければならない。隔壁の製作性やモータの組立性の観点から、ギャップは円筒のラジアルギャップ形状が望ましい。文献[9]で提案されている遠心ポンプ用の5軸能動制御形ベアリングレスモータは円筒のラジアルギャップを備えている。5軸制御形は安定性や信頼性は高いが、大形で高コストであることが欠点である。第2章で示したように、5軸制御形は2台のベアリングレスモータと1台のスラスト磁気軸受で構成され、磁気支持とモータ駆動のために、少なくとも5台の変位センサ、3台の三相インバータ、1台の単相インバータが必要であるため、大形で高コストである。小形・低コスト化やシステムの簡単化のため、2軸制御形ベアリングレスモータの研究が行われている^{[6],[13],[20],[27],[59],[75]}。そして、さらなる低コスト化のため、1軸制御形の磁気軸受モータやベアリングレスモータの研究開発が行われている^{[16],[89]-[91],[97]-[98]}。1軸制御形のアプリケーションは、小形ポンプや小形切削機、冷却ファンが検討されており、それらの出力は、現状30W以下である。

1軸制御形は、軸方向 z のみを能動的に磁気支持制御し、 x , y , θ_x , θ_y は受動安定する構造である。その受動安定方向の剛性は、1軸制御形の最も重要な性能パラメータの一つである。受動形磁気軸受の方式は、主に2種類ある。一方は、吸引受動形磁気軸受^{[89],[97],[122]}、もう一方は、反発受動形磁気軸受^{[16],[90]-[91],[98]}である。吸引形は、アキシアルギャップを持ち、傾き方向の受動安定化のため、回転子半径に対して、軸長を十分長く設計する必要がある。一方、反発形は、ラジアルギャップを持ち、2組の受動形磁気軸受が回転子シャフトの両端に取付けられている。文献[36]では、モータ巻線のコイルエンドで z 方向の磁気支持力を発生させる構造が提案されている。半径方向の不安定な吸引力を発生しない構造が特長であるが、二重ギャップ形状のため、回転子構造が複雑になる。また、磁気支持力とトルクを発生させるために2台のインバータを用いている。

図5.1に、1軸制御形ベアリングレスモータ^{[16],[36],[90]}及び1軸制御形磁気軸受モータ^{[16],[122]}における、ギャップファクタに対する半径方向剛性を示す。ギャップファクタ l_g/R とは、磁気的ギャップ l_g と回転子外半径 R の比である。文献[16]は、ギャップファクタが最も大きく、ギャップファクタと半径方向の剛性は、それぞれ0.25及び3N/mmである。対照的に、文献[36]は、半径方向の剛性が最も大きく、ギャップファクタと半径方向の剛性は、それぞれ0.03及び28N/mm

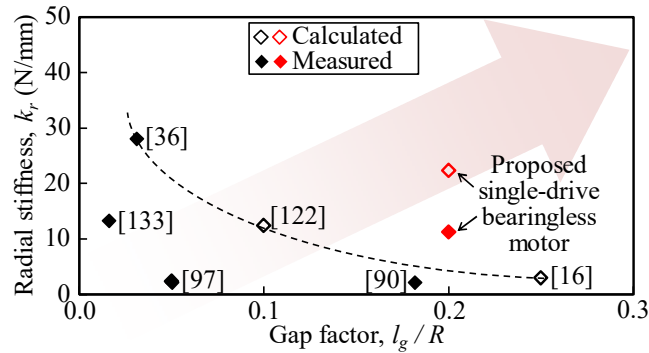


図 5.1 ギャップファクタに対する半径方向の剛性

である。文献[122]はそれらの中間で、ギャップファクタと半径方向の剛性は、それぞれ 0.1 及び 12.5 N/mm である。したがって、ギャップファクタと半径方向の剛性と共に高めることは容易ではない。実際、ギャップファクタが大きくなると、ギャップの磁束密度が減少するため、半径方向の剛性は減少する傾向がある。また、半径方向の剛性が増加すると、不安定な軸方向力が増加するため、安定な磁気支持を実現するために、能動的な軸方向の磁気支持力を向上させる必要がある。したがって、モータ体積に設計制約がある時、半径方向の剛性を高め、大きな不安定力に打ち勝つための能動的な力を発生させることは非常に困難である。

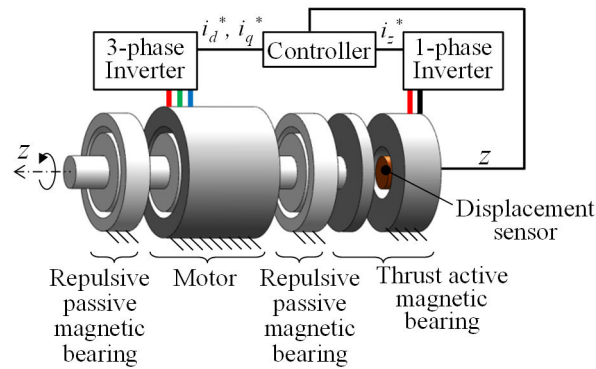
本章では、ギャップファクタ 0.2、半径方向の剛性 11.2 N/mm を持つ、新しい 1 軸制御形ベアリングレスモータを提案する（図 5.1 中の Proposed single-drive bearingless motor）^{[92], [120]-[121]}。提案構造は、シングルドライブベアリングレスモータの原理が適用可能である。したがって、回転子の位置を制御するために必要な変位センサ及びインバータは、それぞれ 1 台のみである。固定子に施された電動機巻線の q 軸電流でトルクを制御し、d 軸電流で支持力を制御するしくみである。本章では、提案構造の発明に至った研究経緯とその解析結果、及び第一試作機を製作し、基本原理の確認を行った結果を示す。

5.2 シングルドライブベアリングレスモータの特長

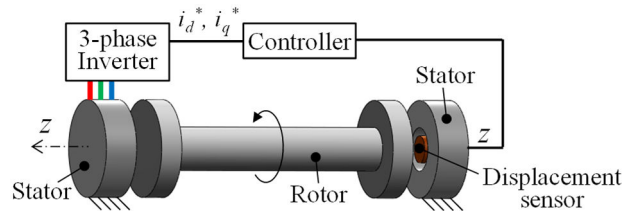
5.2.1 1 軸制御形磁気軸受モータとベアリングレスモータの構成比較

図 5.2(a), (b)及び(c)に、1 軸制御形の磁気軸受モータとシングルドライブベアリングレスモータの基本構造を示す。図 5.2(a)及び(b)は、既に他大学の研究者により提案された構成であり、図 5.2(c)が本論文で提案する新しい構成である。

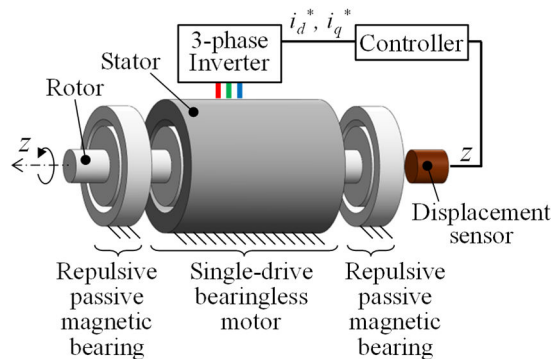
図 5.2(a)は、軸方向の磁気支持用とモータドライブ用に、2 台のインバータを持つ従来方式である^[6]。2 組の受動形磁気軸受、1 台のモータ、1 台のスラスト磁気軸受がタンデムに接続されているため、回転子シャフト構造は複雑である。また、パワーケーブルは、モータ駆動用に 3 本、スラスト磁気軸受用に 2 本、合計 5 本必要である。図 5.2(a)のシステムは、スラスト磁気軸受により、回転子の軸方向位置のみ能動的に制御し、半径方向及び傾き方向は、2 組の反発受動形磁気軸受により、受動的に安定する。したがって、軸方向の磁気支持用とモータドライブ用に、そ



(a) 従来方式の1軸制御形磁気軸受モータ。文献^[16]と類似構造。モータ、スラスト磁気軸受、2組の反発受動形磁気軸受で構成。磁気支持と回転を行うために、2台のインバータと5本のパワーケーブルが必要。



(b) 従来方式のアキシャルギャップ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータ^[97]。受動形磁気軸受機能を構造的に含む。1組の三相巻線が左側の固定子歯に巻回。1台の三相インバータと3本のパワーケーブルのみで、磁気支持と回転が可能。



(c) 提案するラジアルギャップ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータ^[92]。シングルドライブベアリングレスモータユニットと2組の反発受動形磁気軸受で構成。ギャップは円筒形。1台の三相インバータと3本のパワーケーブルのみで、磁気支持と回転が可能。

図 5.2 1軸制御形磁気軸受モータ及びシングルドライブベアリングレスモータの基本構造

それぞれ単相インバータ1台及び三相インバータ1台が必要となる。つまり、1軸制御形の磁気軸受モータは、少なくとも2台のインバータが必要である。コスト低減のためには、このインバータの数を削減することが効果的である。また、アクチュエータとパワーケーブルの数を削減することも、コスト低減とシステムの単純化に有効である。そこで、朝間らにより、図5.2(b)の革新的なシングルドライブベアリングレスモータが提案された^[97]。

図 5.2(b)に、アキシアルギャップを持つ、従来方式のシングルドライブベアリングレスモータを示す^[97]。モータ、スラスト磁気軸受及び受動形磁気軸受が磁氣的に一体化しているため、構造は極めて簡単である。中央に回転子シャフト、両端に固定子が配置されている。回転子の固定子と対向するギャップ面に、永久磁石が取付けられている。軸方向の磁気支持力と回転トルクの発生に必要なドライブは、1台の三相インバータのみである。また、必要な巻線は、1組の三相巻線のみである。能動的な軸方向の磁気支持力及び回転トルクは、それぞれ d 軸電流及び q 軸電流により発生する。ここで、 D と L を、回転子直径及び回転子軸長とすると、傾き方向の受動安定方向の剛性を高めるために、回転子直径と軸長の比 D/L は、小さくしなければならない。したがって、図 5.2(b)に示すように、回転子シャフトの中央にデッドスペースが生まれてしまう。トルク密度や出力密度を高めるためには、ラジアルギャップ構造として、デッドスペースを有効活用することが重要である。

図 5.2(c)に、著者が提案する円筒ラジアルギャップを持つシングルドライブベアリングレスモータを示す^[92]。中央に、能動的な軸方向の磁気支持力と回転トルクを発生させるシングルドライブベアリングレスモータが配置され、その両端に2組の反発受動形磁気軸受が取付けられている。図 5.2(a)と同様に、反発受動形磁気軸受により、半径方向と傾き方向を受動的に安定させる。この提案構造は、ギャップファクタと半径方向の剛性を高めるため、固定子構造及び巻線構造が工夫されている。本システムは、図 5.2(b)と同様に、1台の三相インバータと3本のパワーケーブルのみ必要である。

5.2.2 半径方向剛性の目標値の設定

1軸制御形は、半径方向と傾き方向に受動安定であるため、本質的に回転子の偏心が発生する。偏心が大きいと、回転中の振れ回り振動が大きくなり、共振時にはタッチダウンする恐れがある。したがって、回転子の偏心をできる限り小さくするため、半径方向の剛性を高める必要がある。

半径方向の剛性の設計について、その具体的方法が示された文献は著者の知る限り無く、新たに設計方向を示す必要がある。一方、能動的に制御される場合は、一般的に、定格電流において回転子自重の3倍の耐力が必要であることが知られている。スタートアップ時には、瞬間的に定格電流より大きな電流が流れるため、能力的には、回転子自重の6倍から9倍の磁気支持力が発生可能である。受動安定の場合は、外力が加わると回転子は偏心してしまい、力で評価することは困難であるため、どれぐらいの偏心を許容するかで評価することが望ましい。能動制御の場合と同様に、回転子自重を考慮し、回転子自重による半径方向の沈み込み量から剛性の目標値を決定する。ここで、ギャップの大きさも考慮する必要がある。ギャップが広い場合は、ある程度偏心量が大きくても許容されるが、ギャップが狭い場合、同じ偏心量でもタッチダウンしてしまう恐れがある。したがって、回転子自重によるギャップに対する沈み込み量を評価指標とする。本設計では、回転子自重によるギャップに対する沈み込み量が5%以下となるように半径方向の剛性の目標値を決定した。回転子質量を m 、重力加速度を g 、磁氣的ギャップを l_g とすると、半径

方向の受動剛性の目標値 k_r は、以下の式で表される。

$$\frac{mg}{k_r l_g} \times 100 < 5\% \quad (5.1)$$

$$k_r > \frac{20mg}{l_g} = 7.6 \text{ N/mm} \quad (5.2)$$

著者のこれまでの研究により、半径方向の剛性は、3次元有限要素法による磁界解析の結果と比較して、半分程度に減少することが分かっている^[134]。したがって、半径方向の剛性の目標値は、式(5.2)の2倍の15.2 N/mm以上に設定する必要がある。量産されているスラスト着磁のリング形永久磁石をいくつか選び、SolidWorksでその3Dモデルを作成し、JMAG-Designerに読み込み、材料を選択し、半径方向に変位した時の半径方向の復元力を解析した。解析上では、永久磁石の着磁は、完全にスラスト方向であると想定されている。解析結果から、15.2 N/mm以上の永久磁石を選択し、回転子永久磁石は、外径10 mm、内径3 mm、固定子永久磁石は、外径20 mm、内径12 mmとした。厚みはいずれも2 mmである。材料は、NdFeBのN40SHである。このリング形永久磁石を、同極が対向するように重ねて、1組の反発受動形磁気軸受を構成する。後に5.4.4項に示すように、結果的に、半径方向の剛性は21.2 N/mmとなり、目標の15.2 N/mmを上回る設計ができた。

5.3 軸方向の磁気支持力を向上する提案構造

5.3.1 スタートアップに必要な最大磁気支持力

図5.2(c)に示す提案構造は、大きな能動的な軸方向の磁気支持力が要求される。半径方向の剛性が高ければ高い程、不安定な軸方向の力が増加するため、安定な磁気支持を実現するためには、その不安定力に打ち勝つ能動的な磁気支持力を発生させなければならない。反発受動形磁気軸受の場合、不安定な軸方向の剛性、すなわち軸方向の負剛性は、安定な半径方向の剛性、すなわち半径方向の正剛性の2倍以上になることが知られている。したがって、如何に大きな能動的な軸方向の磁気支持力を発生させるかが課題である。特に、スタートアップ時は、最も大きな能動的な磁気支持力が要求される状態であり、 F_{zi} と F_{zz} をそれぞれ能動的な軸方向の磁気支持力及びタッチダウン時の不安定な軸方向力とすると、以下の条件を満たす必要がある。

$$F_{zi} + F_{zz} > 0 \quad (5.3)$$

F_{zz} はタッチダウン時の軸方向変位 z_{max} 、軸方向の負剛性 k_{zz} を用いて、以下の式で表される。

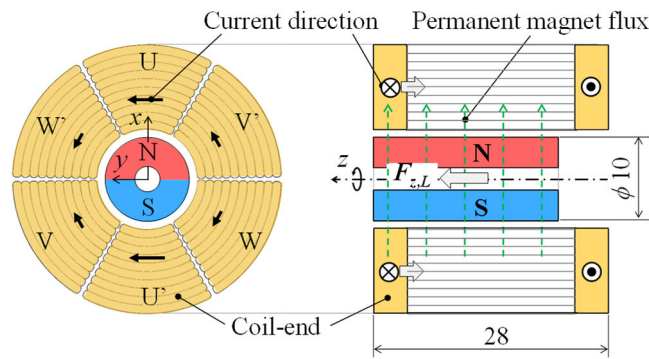
$$F_{zz} = k_{zz} z_{max} \quad (5.4)$$

設計した試作機では、軸方向の負剛性は、 $k_{zz} = -31.4 \text{ N/mm}$ スタートアップ距離、すなわちタッチダウン幅は、 $z_{max} = 0.2 \text{ mm}$ である。したがって、不安定な軸方向力は、 $F_{zz} = -6.28 \text{ N}$ であり、スタートアップに必要な能動的な磁気支持力は、 $F_{zi} = 6.28 \text{ N}$ である。本章では、2種類のコアレスモータ構造と1種類の鉄心付きモータ構造を考え、目標の能動的な磁気支持力が発生可能かどうか、3D-FEM解析を用いて検討した。

5.3.2 初期設計の構造と課題

図 5.3 及び 5.4 にコアレスモータ構造を示す。初期設計では、能動的な軸方向の磁気支持力が、コイルエンドで発生する構造を検討した。誘導機形ベアリングレスモータで、軸方向に非対称の際に、スラスト力が発生する現象を積極的に利用した構造である。回転子は2極の円筒形永久磁石である。 z 軸方向のコイル辺のローレンツ力によるトルクを発生させ、コイルエンド部分のローレンツ力により z 軸方向の磁気支持力を発生させる。図 5.3 及び図 5.4 のモータ構造を、それぞれ構造 A 及び構造 B とする。巻線の外径は 32 mm であり、構造 A と構造 B の回転子の軸長は、それぞれ 22 mm 及び 28 mm である。

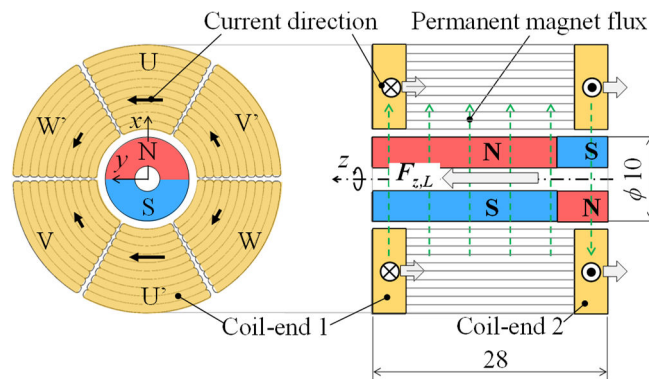
図 5.3 に片側のコイルエンドで磁気支持力を発生させる構造を示す。図 5.3(a)は、 xy 平面図、5.3(b)は xz 断面図を示している。三相 2 極の集中巻が回転子の周りに設置されている。図 5.3(a)で示されている巻線はコイルエンド部分であり、コイルエンド上の黒色矢印は、 z 軸正方向に磁気支持力を発生させる時の電流の向きを表している。永久磁石の軸長を短縮し、 z 軸正方向のコイルエンドにのみ回転子永久磁石の磁束を鎖交させ、コイルエンドの電流と永久磁石の磁束に



(a) xy 上面図

(b) xz 断面図

図 5.3 典型的なコアレスモータ構造 (構造 A)。回転子は軸方向にシフト。軸方向の磁気支持力は、 z 軸正方向のコイルエンドのみで発生。



(a) xy 上面図

(b) xz 断面図

図 5.4 典型的なコアレスモータ構造 (構造 B)。着磁方向が逆向きの回転子永久磁石をタンデムに接続。コイルエンド 1 及び 2 の両方で軸方向の磁気支持力が発生可能。

よってローレンツ力を発生させる。ここで、両側のコイルエンドでローレンツ力が打ち消されないように、 z 軸負方向のコイルエンドには永久磁石の磁束が鎖交しないようにする。したがって、 z 軸正方向のコイルエンドに発生するローレンツ力の反作用が磁気支持力となる。図 5.3 の回転子位置は 0 度であり、 d 軸電流が流れている時、トルクは発生せず、能動的な軸方向の磁気支持力のみが発生する。すなわち、あらゆる回転角度においても、 d 軸電流によって、能動的な軸方向の磁気支持力を発生させることができる。また、一般的なモータと同様に、 q 軸電流によって、トルクを発生させることができる。

図 5.4 に両端のコイルエンドで磁気支持力を発生させる構造を示す。図 5.3 の回転子永久磁石と着磁方向が反対の磁石をタンデムに接続し、 z 軸負方向のコイルエンドに、 z 軸正方向と反対向きの磁束を鎖交させることにより、 z 軸正方向のコイルエンドと同じ向きにローレンツ力を発生させる。したがって、 z 方向の磁気支持力は構造 A の約 2 倍に増加する。

5.3.3 提案構造の概要

図 5.5(a)-(c)に、固定子鉄心と巻線を持つ提案構造を示す。図 5.5 を構造 C とする。構造 C は、検討した 3 種類の構造の中で、最も能動的な磁気支持力が大きい。大きな磁気支持力を発生させるために、新しい固定子鉄心と巻線構造を提案した。

図 5.5(a)は、 xy 断面図を示している。固定子鉄心は、6 個の分割コアで構成されている。分割コアは三角形であり、頂点がギャップに向いている。巻線は、1 組の 2 極三相集中巻であり、それぞれの分割コアに巻かれている。図 5.5(a)に示すように、黒色矢印は巻線中を流れる電流の向きを示している。一方、回転子は、2 極の円筒形永久磁石で構成されている。永久磁石の磁束は、ギャップ中を正弦波状に分布している。

図 5.5(b)に、マクスウェル応力による能動的な軸方向の磁気支持力の発生原理を示す。回転子の z 軸方向両端の永久磁石の磁束は、緑色線で示すように、ギャップ中を周回する。 d 軸電流が巻線に流れた時、巻線の磁束は赤色線で示すように発生する。その d 軸磁束は、主にギャップ中を z 軸方向に流れる。永久磁石の磁束に、 d 軸磁束を重畳することで、ギャップの左端と右端では、それぞれ強め界磁及び弱め界磁が発生するため、結果的に、 z 軸正方向に能動的な軸方向の磁気支持力が発生する。

図 5.5(c)に、ローレンツ力による能動的な軸方向の磁気支持力の発生原理を示す。 z 軸中央付近では、永久磁石の磁束はギャップを通過し、固定子に巻線に鎖交する。 d 軸電流が巻線中の \odot の向きに流れた時、ローレンツ力は、固定子巻線導体に z 軸負方向に発生する。したがって、回転子には z 軸正方向に反作用力が発生する。負の d 軸電流を流した時は、 z 軸負方向に力が発生し、その力は d 軸電流に比例する。結果的に、構造 C の能動的な軸方向の磁気支持力は、マクスウェル力とローレンツ力の和になる。構造 C は、検討した構造の中で、能動的な軸方向の磁気支持力が最も大きい。

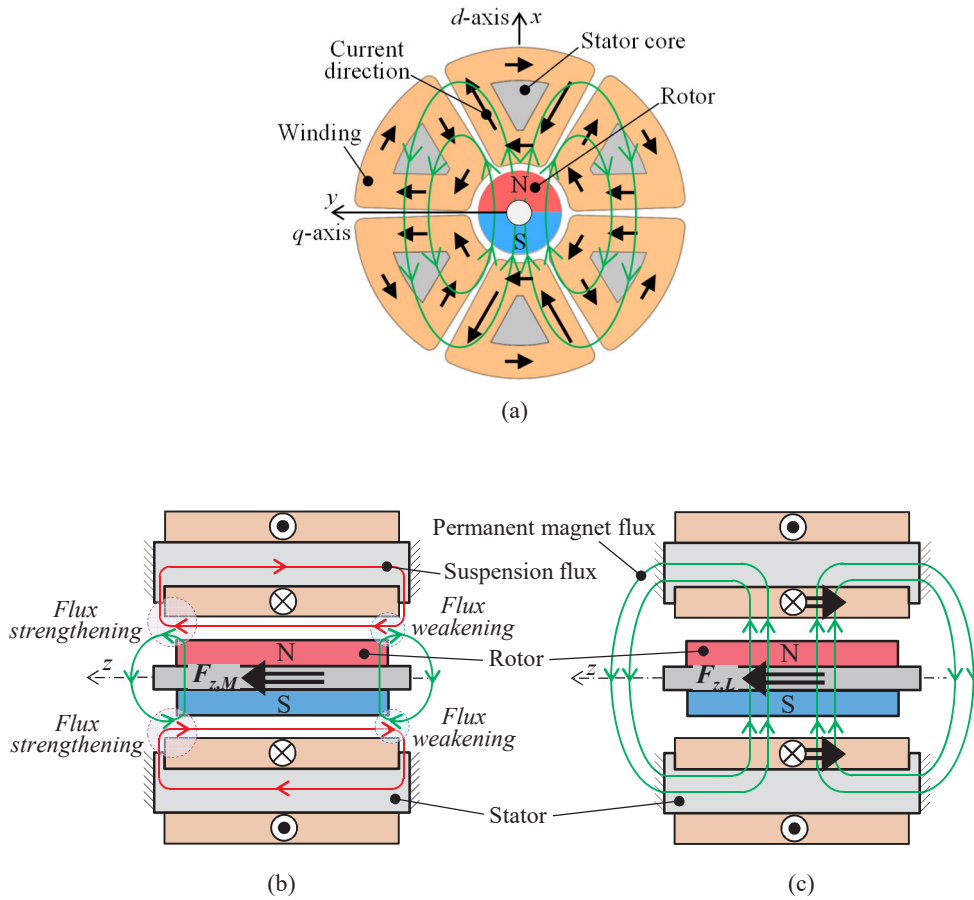


図 5.5 提案構造（構造 C）と磁気支持力発生原理。(a) xy 断面図, (b) マクスウェル力発生原理, (c) ローレンツ力発生原理

もし、固定子のヨークが結合され、固定子と回転子とのギャップが小さければ、磁束密度は向上する。しかし、不安定な半径方向の不平衡吸引力も増加してしまうため、半径方向の剛性が低下する。したがって、提案構造は、半径方向の不平衡吸引力を低減するために 6 個の分割固定子を採用した。また、回転子磁石と分割固定子コアの間の磁気的ギャップを 5 mm とした。ただし、機械的ギャップは 1 mm、回転子の半径方向の可動範囲は 0.3 mm である。結果的に、構造 A, B 及び C で、半径方向の剛性は概ね同じである。

5.3.4 3D-FEM による軸方向磁気支持力の比較

図 5.6 に、構造 C の xz 断面の磁束密度分布を示す。図 5.6(a) および図 5.6(b) は、それぞれ $i_d = i_q = 0$ A および $i_d = 2.45$ A, $i_q = 0$ A の時の磁束密度分布を示している。図 5.6 (a) は回転子永久磁石のみが磁束を発生している。回転子中央部分では、永久磁石から出た磁束は x 軸方向に直進し、固定子鉄心に入り、鉄心中は z 軸の正方向および負方向に進み、再び永久磁石に戻る。 z 軸方向端部の磁束は、斜め方向の固定子歯に向かい、再び永久磁石に戻るフリンジング磁束である。図 5.6 (b) において、巻線に図中の $\circ \times$ の向きに電流を流し、永久磁石の磁束に d 軸磁束を重畳させることで、ギャップの z 軸正方向の磁束密度は高く、 z 軸負方向の磁束密度は低くなる。したがって、 z 軸正方向に磁気支持力を発生させることが出来る。また、 $i_d = 2.45$ A で $F_z = 7$ N の時、

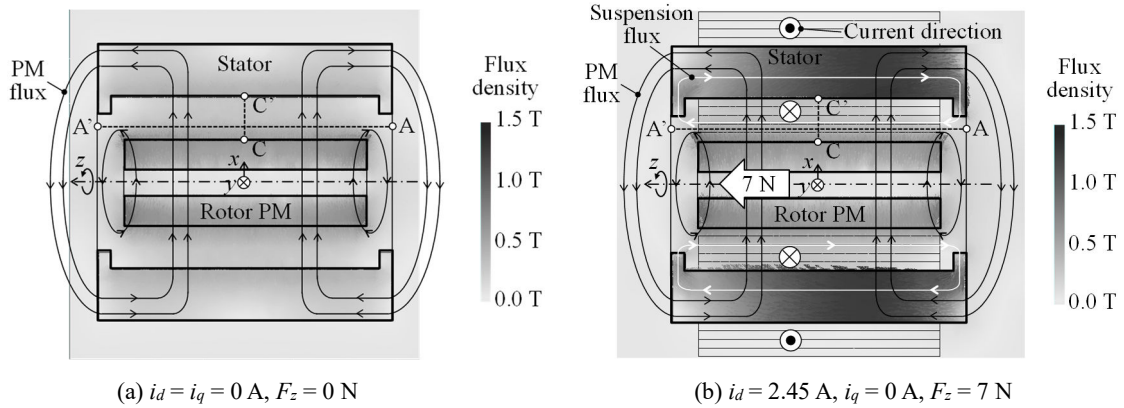


図 5.6 構造 C の磁束密度分布

最大磁束密度は固定子鉄心部の 1.5 T である。固定子鉄心内は、永久磁石の磁束と支持磁束の重ね合わせで、ギャップとは反対に、 z 軸負方向の磁束密度は高くなり、正方向は低くなる。

図 5.7 に、構造 A、B 及び C の d 軸電流に対する能動的な軸方向の磁気支持力の解析結果を示す。解析は 3 次元有限要素法 (3D-FEM) を用いて行われた。回転子の永久磁石材料は、NdFeB を用いた NMX-S43SH (Hitachi Metal Co.) を選択した。固定子材料は、炭素鋼 S45C である。回転子外径及びギャップは、それぞれ 5 mm 及び 1 mm である。したがって、ギャップファクタは 0.2 である。また、定格 d 軸電流及び電流密度は、それぞれ 1.23 A 及び 8 A/mm² である。構造 A と構造 B の磁気支持力は、目標値 6.28 N に対して極めて小さい。スタートアップを想定し、瞬間的に電流密度を増加させても、目標値の 6.28 N は達成できなかった。半径方向の剛性の目標値が低い場合は、軸方向の不安定力も小さくなるので、目標値が下がり、構造 A や構造 B でも達成可能となる可能性はある。しかし、半径方向の剛性が高い場合、軸方向の不安定力が大きく、構造 A と構造 B は、その不安定力に打ち勝つ能動的な軸方向の力を発生させることは困難である。

一方、構造 C は、以下の 2 点の改良によって、能動的な軸方向の磁気支持力が大きく向上した。(i) 軸方向の磁気支持力を発生させる巻線を増やした。(ii) 固定子を分割し、半径方向の不均衡吸引力を増加させずに、マクスウェル応用を利用できる構造とした。したがって、定格電流の 1.5 倍の電流を流すことで、目標値 6.28 N の能動的な軸方向の磁気支持力を発生させることが可

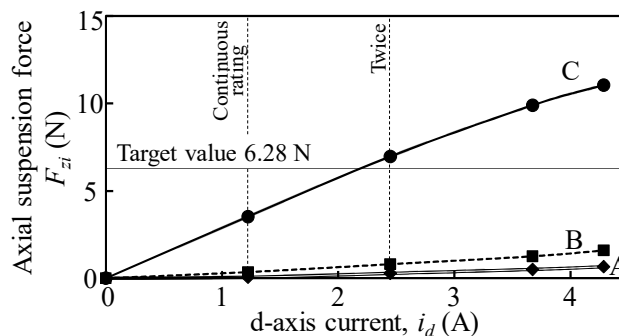


図 5.7 3D-FEM 解析による構造 A、B、C の d 軸電流に対する能動的な軸方向の磁気支持力

能となった。能動的な力 F_{zi} は、 -2.5 A から 2.5 A の範囲で d 軸電流に比例し、 d 軸電流に対する力の係数を k_{zi} とすると以下の式で表される。

$$F_{zi} = k_{zi} i_d \quad (5.5)$$

ただし、負の d 軸電流を流した場合の結果は、図には示していないが、特性は正の d 軸電流を流した時の結果の原点对称となる。図 5.7 より、構造 C の k_{zi} は 2.71 N/A である。

5.4 実験

5.4.1 軸方向位置及び速度制御システム

図 5.8 に、シングルドライブベアリングレスモータの z 軸方向位置及び回転速度制御システムを示す。能動的な軸方向の磁気支持力及び回転トルクは、それぞれ d 軸電流及び q 軸電流に比例する。したがって、これらの電流指令値は、回転子の軸方向位置と回転速度のフィードバック信号から生成される。回転子の軸方向位置は、渦電流形変位センサにより検出される。位置指令値 z^* と変位センサのフィードバック信号 z の差分を PID コントローラに入力し、 d 軸電流指令値 i_d^* を生成する。一方、回転子の回転角度位置は、 x 軸及び y 軸方向に取付けられた 2 個のホールセンサによって検出される。回転子の回転角度 θ_r と回転速度 ω は、ホールセンサのフィードバック信号から計算される。回転速度指令値と計算された回転速度の差分を PI コントローラに入力し、 q 軸電流指令値 i_q^* を生成する。巻線のインダクタンスによる電流の遅れを補償するために、電流制御 PI コントローラを用いる。 d 軸及び q 軸電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* は、その PI コントローラにより生成する。これらの dq 軸電圧指令値を座標変換し、回転子の回転角度 θ_r を用いて、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* を生成する。U 相及び W 相の電流 i_u 及び i_w は、それぞれ電流センサにより検出され、 dq 軸電流に座標変換され、フィードバックされる。したがって、回転子の軸方向位置及び回転トルクは、1 本の変位センサ及び 2 個のホールセンサを用いて、三相電圧形インバータにより制御される。

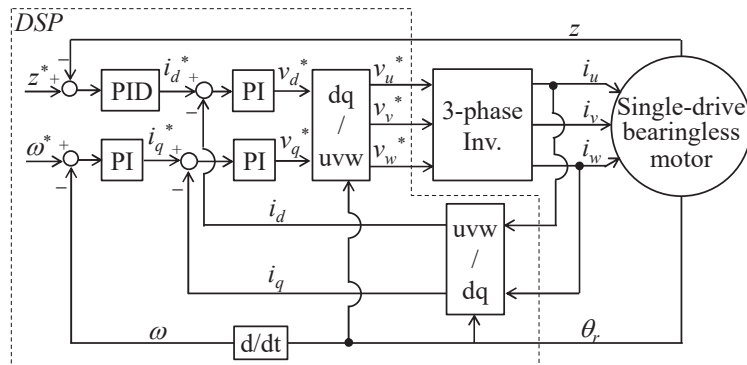


図 5.8 シングルドライブベアリングレスモータの回転子の軸方向位置及び回転速度制御システム

5.4.2 シングルドライブベアリングレスモータの試作機構成

図 5.9 に、提案構造の試作機の xz 断面図を示す。能動的な軸方向の磁気支持力とトルクを発生するシングルドライブベアリングレスモータユニットは、中央に位置し、反発受動形磁気軸受はシャフト両端に配置されている。反発受動形磁気軸受は、それぞれ2枚のリング形永久磁石で構成されている。受動安定方向の剛性を高めるため、永久磁石の S 極が対向するように組まれている。変位センサとホールセンサは、それぞれ z 軸方向の負方向及び正方向に取付けられている。磁気的ギャップは 1 mm、タッチダウン幅は 0.2 mm である。

図 5.10 に、製作した試作機を示す。回転子外径は 10 mm、中央の回転子永久磁石の軸長は 28 mm である。反発受動形磁気軸受のリング形永久磁石の厚みは 2 mm である。永久磁石材料は NdFeB、型番は N40SH である。残留磁束密度及び保持力は、それぞれ 1.28 T 及び 955 kA/m である。回転子質量は 0.039 kg である。また、巻線抵抗及びインダクタンスは、それぞれ 4.7 Ω 及び 15.7 mH である。インダクタンスは、回転子の回転角度に対して一定であるため、非突極機である。本試作機では、連続定格電流は 1 A である。

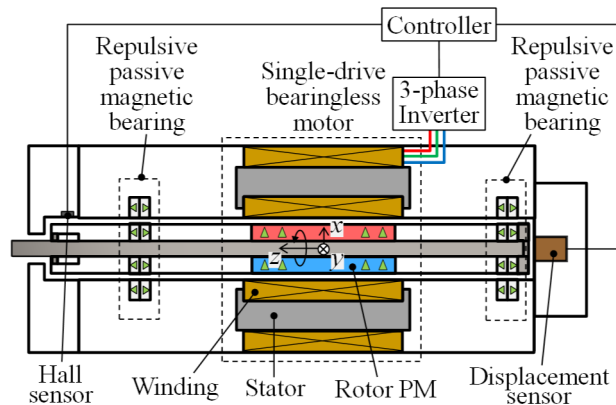


図 5.9 提案構造の xz 断面図

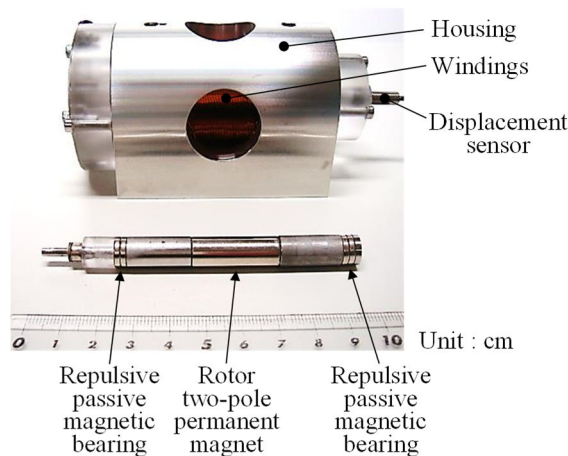


図 5.10 試作機の外観及び回転子

表 5.1 に試作機の構造的及び電気的パラメータを示す。本試作機は、原理検証用の初号機であるため、能動的な軸方向の磁気支持力の向上を重点的に設計した。初号機では、V形巻線の折り曲げ角を大きく製作することが困難であったため、トルクは小さい。トルク向上方法については、第6章にて述べる。

5.4.3 軸方向の磁気支持力測定

図 5.11 に、d 軸電流に対する能動的な軸方向の磁気支持力の測定結果を示す。d 軸電流は、測定された U 相、W 相電流から計算される。スタートアップに必要な能動的な軸方向の磁気支持力の目標値は 6.28 N である。磁気支持力はフォースゲージ(DS2-200N, IMADA, CO., Ltd.)を用いて測定された。糸の一方は回転子シャフトに結び付けられ、もう一方は、フォースゲージに結び付けられている。磁気支持力の目標値は、d 軸電流が $i_d = 2.45$ A の時、達成された。d 軸電流に対する磁気支持力の係数 k_{zi} について、3D-FEM 解析結果及び測定結果は、それぞれ 2.71 N/A 及び 2.39 N/A であった。結果的に、磁気支持力の測定結果は、3D-FEM 解析に対して 13%減少したが、スタートアップするために十分な能動的な磁気支持力を発生可能であることが実験的に確認された。

表 5.1
試作機の構造的及び電気的パラメータ

Parameter	Symbol	Unit	Value
Geometrical			
Rotor mass	m	kg	0.039
Stator outer diameter	D_s	mm	40
Stator axial length	L_s	mm	94
Rotor outer radius	R	mm	5
Magnetic gap	g_m	mm	1
Axial touch down length	l_{ta}	mm	0.2
Measured radial stiffness	k_r	N/mm	11.2
Measured tilting stiffness	k_t	Nm/rad	15.6
Electrical			
Winding resistance per phase	R_w	Ω	4.7
Winding inductance per phase	L_w	mH	15.7
Continuous current rating	I_{cr}	A	1
DC voltage	V_{dc}	V	36
Measured current-torque factor	K_T	mNm/A	0.6
Measured current-force factor	k_{zi}	N/A	2.39

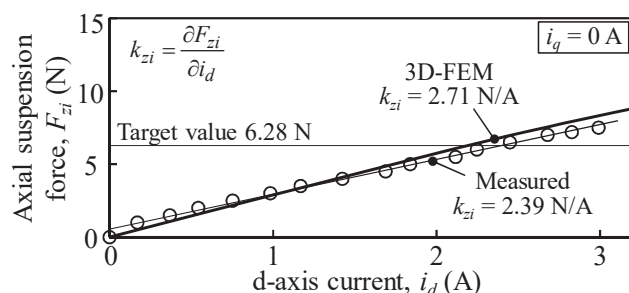


図 5.11 測定した d 軸電流に対する能動的な軸方向の磁気支持力

5.4.4 半径方向の剛性測定

図 5.12 に、回転子の半径方向変位に対する復元力を示す。半径方向の剛性の測定に当たり、2種類の方法で測定が行われた。一手法は、回転子シャフトの先端に、半径方向に一定荷重を印加する方法である。回転子に一定荷重が加えられると、回転子は半径方向及び傾き方向に変位する。2本の観測用センサによって、半径方向の変位を測定した。半径方向変位に対する復元力の傾き、すなわち半径方向の剛性は 8.5 N/mm であった。

もう一手法は、回転子シャフトの先端にインパルス外乱を与える方法である。回転子の振動波形を FFT 解析することで、半径方向及び傾き方向の固有周波数を抽出することができる。半径方向の固有周波数は 86 Hz であったため、回転子質量 0.039 kg を用いて、半径方向の剛性は 11.2 N/mm と計算できる。2種類の方法で測定された半径方向の剛性は、3D-FEM 解析結果と比較して、およそ半分に減少する。この誤差は、反発受動形磁気軸受を構成する永久磁石の磁束密度の誤差や組立誤差、永久磁石の着磁誤差によって生じる。予め、実機の剛性が半減することを想定して設計したため、回転子自重による磁気ギャップに対する回転子の沈み込みは 4.5% であり、目標の 5% 以内を達成した。

5.4.5 タッチダウンからのスタートアップ試験

図 5.13 に、回転子の回転角度が 0 度の時の、回転子の軸方向位置 z 、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q のスタートアップ波形を示す。軸方向位置 z の目標値は 0 mm である。磁気支持制御が OFF の

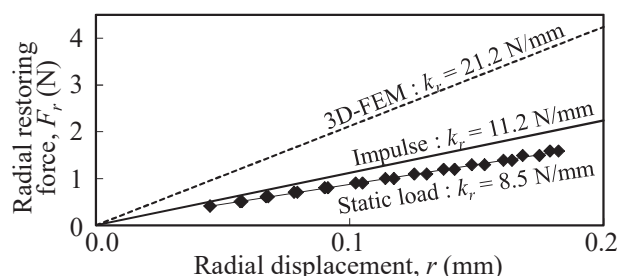


図 5.12 2種類の方法で測定した半径方向の剛性及び 3D-FEM による解析結果

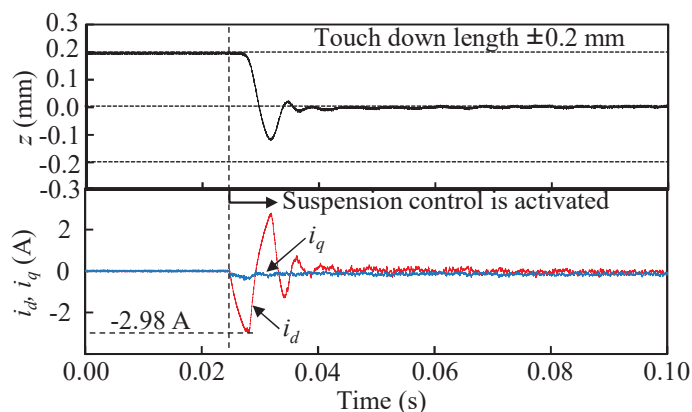


図 5.13 回転子の軸方向変位及び d 軸、q 軸電流のスタートアップ波形

時、回転子は 0.2 mm の位置にタッチダウンしている。磁気支持制御が ON になるとすぐに、軸方向位置は目標値に追従する。測定された最大 d 軸電流は 2.98 A であった。スタートアップに必要な電流は、3D-FEM 解析での予想と比較して、わずかに増加したが、実験的にスタートアップに成功し、安定な静止浮上を実現した。

5.4.6 加速試験

図 5.14 に、回転子の軸方向位置 z 、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q 、回転速度 ω の 3600 r/min までの加速波形を示す。回転速度 ω は、ホールセンサのフィードバック信号から計算した。回転子は、タッチダウンからスタートアップした後、静止浮上し、回転速度制御が開始されると、q 軸電流が供給され、3600 r/min まで加速している。3600 r/min で一定回転している時、 z 軸方向の振動振幅は 20 μm 以内である。振動の周波数の主成分は、回転周波数と同じ 60 Hz である。d 軸電流の振幅は 1 A 以下であるが、q 軸電流は、3600 r/min での回転を維持するために 2 A 必要である。加速試験において、d 軸電流及び q 軸電流により、安定な磁気支持と速度制御が実現可能であることが実験的に確認された。

一方、3600 r/min で一定回転中は、無負荷にも関わらず、q 軸電流は零にならず、定格の 2 倍の電流が流れている。初号試作機は、受動安定方向の剛性を高め、反発受動形磁気軸受で発生する不安定な軸方向力に打ち勝つための、大きな能動的な軸方向の磁気支持力が発生可能な固定子及び巻線構造の設計に焦点が当てられたため、トルクは小さかった。したがって、大きな磁気支持力を維持しながら、トルクを向上させることが課題である。第 6 章では、V 形巻線の折り曲げ角とトルク、磁気支持力の関係を理論的に明らかにする。

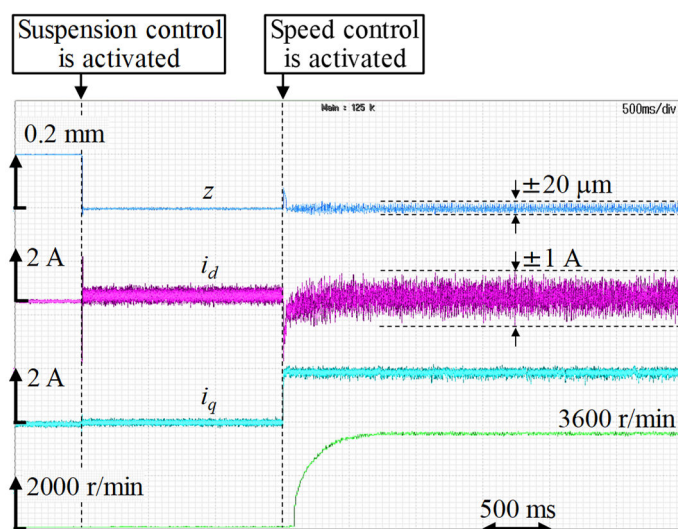


図 5.14 スタートアップから 3600 r/min までの加速試験結果

5.4.7 一定速度回転時の変位の振動波形

図 5.15 に、3700 r/min で一定回転中の軸方向、半径方向及び傾き方向の振動波形を示す。半径方向及び傾き方向の振動振幅は、それぞれ 0.31 mm 及び 12.6 mrad であった。半径方向及び傾き方向のタッチダウン幅は、それぞれ ± 0.3 mm 及び ± 10 mrad であるため、タッチダウンに対して 50%程度の振動が発生している。振動の周波数は、回転の周波数と同じ 62 Hz であった。受動安定方向の剛性を高めているにも関わらず、振動は大きくなっている。振動の周波数は、回転周波数と同期しているため、不釣り合い量による振動が支配的である。したがって、回転周波数の 1 次成分を低減するために、回転子のバランスを取り、不釣り合い量を低減する必要がある。また、受動形磁気軸受の永久磁石の着磁バラツキによって、振動が発生する可能性がある。第 7 章では、振動発生要因と振動低減方法について示す。

5.5 第5章のまとめ

本章では、円筒ラジアルギャップを持つ新しいシングルドライブベアリングレスモータの構成方法を提案した。モータ構造は、ワイドギャップと高い半径方向の剛性を両立した画期的な構造である。提案方法は、z 軸方向の能動的な磁気支持力を高めるため、ローレンツ力に加えてマクスウェル力を効果的に利用している。また、巻線を V 形に折り曲げることで、1 組の三相巻線のみで、磁気支持力とトルクを同時に発生可能であることを示した。初号試作機を製作し、スタートアップ試験、加速試験を行い、安定な磁気支持と加速が可能であることを実験的に確認した。

一方、初号試作機は、受動安定方向の剛性を高め、反発受動形磁気軸受で発生する不安定な軸方向力に打ち勝つための、大きな能動的な軸方向の磁気支持力が発生可能な固定子及び巻線構造の設計に焦点が当てられたため、トルクは小さかった。したがって、大きな磁気支持力を維持しながら、トルクを向上する必要させるため、第 6 章では、トルク向上方法を理論的に明らかにする。

また、1 軸制御形ベアリングレスモータは、受動安定方向の振動を如何に低減するかが課題である。本章では、剛性を高めることで、回転子の偏心を小さくすることで、共振点以外の定常的

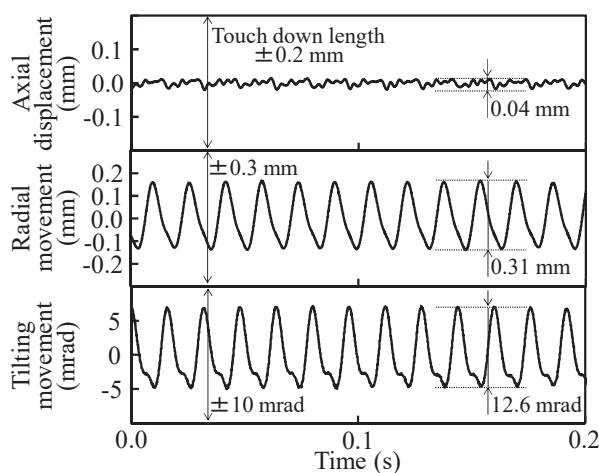


図 5.15 3700 r/min の一定速度で回転中の回転子の軸方向、半径方向及び傾き方向の振動波形

な回転速での振動振幅を低減するコンセプトを示したが、それだけでは十分ではない。そこで、第7章にて、振動発生の要因の一つを明らかにし、その解決方法を示す。

第6章 V形巻線を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのトルク式の導出とトルク向上の理論検討

6.1 トルクを発生させるためのV形巻線構造

6.1.1 V形巻線構造とトルク発生原理

第5章では、能動的な軸方向の磁気支持力の発生方法について検討し、受動形磁気軸受で発生する不安定な軸方向力に打ち勝つための十分な磁気支持力が発生可能な固定子及び巻線構造を明らかにした。提案構造は、1組の三相巻線しか固定子に施されていないため、磁気支持力と同時に、トルクを発生させる必要がある。そこで、巻線のギャップに対面するコイル辺を折り曲げることによって、 q 軸電流でトルクを発生させる新しい巻線構造が提案された^{[92], [120]-[121]}。本章では、数式を用いた詳細なV形巻線のトルク発生原理を示し、理論的なトルク式を導出する。また、実機を用いて静止トルクを測定し、理論の検証を行う^[123]。

図6.1に、提案構造の巻線配置を示す。1組の2極三相巻線が6本の分割固定子に、それぞれ

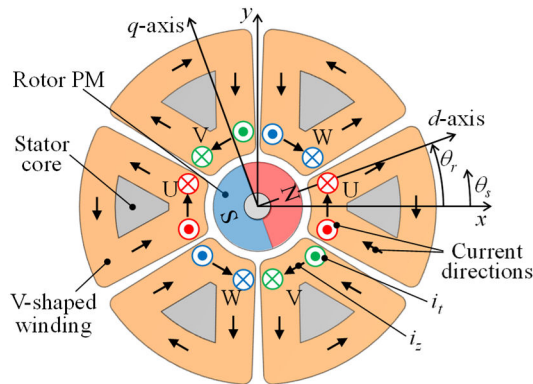


図 6.1 V形巻線の配置

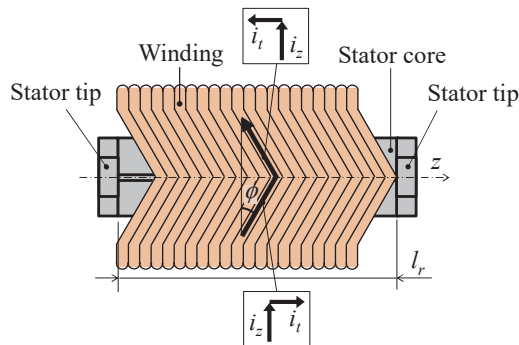


図 6.2 ギャップ側から見たV形巻線と分割固定子

巻き付けられている。巻線中の黒色矢印は、電流の向きを示し、固定子鉄心を周回する電流が流れている。 z 軸回りのトルクを発生させるためには、図6.1の巻線上の $\bigcirc\times$ 記号で示すような z 軸方向の電流成分が必要である。 z 軸方向の電流成分に、回転子の永久磁石の磁束が鎖交することで、ローレンツ力によるトルクを発生させることができる。

図6.2にギャップから見た1本の固定子鉄心を示す。ギャップに対面するコイル辺をV字に折り曲げることで、電流は斜めに流れるため、ベクトル分解すると、周方向の電流成分 i_z と z 軸方向の電流成分 i_t が生成される。 i_z は z 軸方向のローレンツ力を発生させる電流であり、 i_t は周方向のローレンツ力によるトルクを発生させる電流である。折り曲げ角 ϕ を大きくすると、 i_t 成分が大きくなるため、トルクが増加する。一方、巻線を設置できるスペースは、図6.2の l_r の長さに制限されるため、折り曲げ角 ϕ を大きくすると、巻線は減少する。したがって、トルクが最大になる折り曲げ角が存在する。また、巻数が減少すると、 z 軸方向の能動的な磁気支持力が減少するため、スタートアップに必要な電流が増加する。したがって、トルクと磁気支持力のトレードオフを考慮し、最適な折り曲げ角を決定することが重要である。本章では、数値計算により最適な折り曲げ角を明らかにする。

6.1.2 V形巻線を施した試作固定子

図6.3(a)に、折り曲げ角が 20° のV形巻線を施した固定子鉄心を示す。実際は、9層の巻線が巻かれるが、この図では、1層分のみ巻かれた状態を示している。図6.3(a)の右側がギャップ側であり、ギャップと対面するコイル辺のみが折り曲げられている。1層当たりの軸方向の巻数は54である。後に6.2.5項にて、巻数の理論的な計算結果を示し、実機での巻数と計算結果が概ね一致することを示す。

図6.3(b)に、V形巻線を施した6本の分割固定子を円周上に組み立て、ハウジングに設置した状態を示す。6本の分割固定子は、樹脂製のプレートに固定されている。図6.3(c)に、1本の固定子の拡大図を示す。固定子の z 軸方向の上下先端には、台形の歯が取付けられている。また、1本の固定子に、図6.3(a)の巻線が9層巻かれている。したがって、固定子1本当当たりの総巻数は486である。

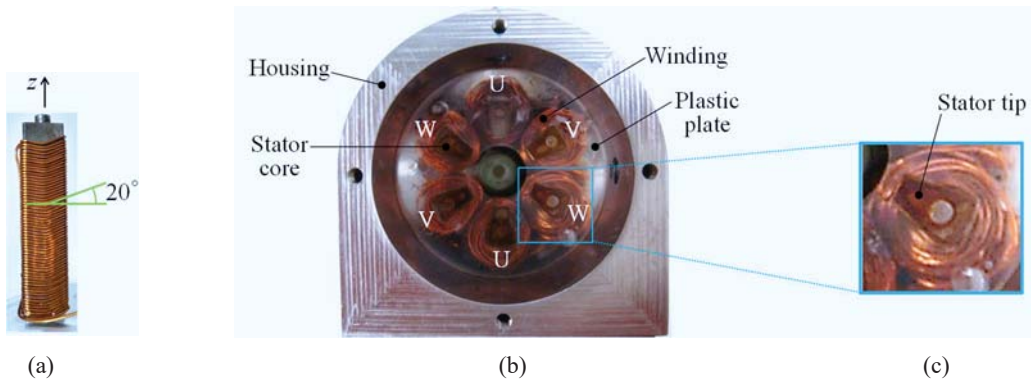


図 6.3 試作した固定子。(a) 分割固定子 (b) 組立後の固定子 (c) V形巻線が施された固定子の拡大図

6.2 理論的なトルク式の導出

6.2.1 ローレンツ力によるトルク発生

V形巻線によって発生するローレンツ力によるトルクを計算するために、等価的な z 軸方向の巻線を考える。本節では、その等価的な巻線の巻数及び z 軸方向の長さを計算し、トルクを計算する方法を示す。ここで、三相巻線の電流を i_u 、 i_v 及び i_w と定義する。また、 r_n を回転中心から巻線の各層までの半径とし、 l_{zn} を等価的な z 軸方向の巻線の長さとして定義する。さらに、 B_n を各 r_n における半径方向の磁束密度、 θ_s 及び θ_r をそれぞれ固定子及び回転子の回転角度とする。実際の巻線の半径方向の層数を k とすると、U相のローレンツ力によるトルク T_{Lu} は以下の式で表される。

$$T_{Lu} = -2 \sum_{n=1}^k r_n l_{zn} \left(\int_0^{\pi/6} i_u B_n \cos(\theta_s - \theta_r) d\theta_s + \int_{-\pi/6}^0 -i_u B_n \cos(\theta_s - \theta_r) d\theta_s \right) \quad (6.1)$$

U相巻線の一方は、固定子角度が $-\pi/6 < \theta_s < \pi/6$ の範囲に設置されており、もう一方は対称的な位置に設置されているため、式(6.1)に2の係数が付く。同様に、V相及びW相においてもトルクが発生し、それらを T_{Lv} 及び T_{Lw} とすると、総トルク T_L は以下の式で表される。

$$T_L = T_{Lu} + T_{Lv} + T_{Lw} \quad (6.2)$$

T_{Lv} 、 T_{Lw} はそれぞれV相電流 i_v 及びW相電流 i_w に比例する。したがって、 T_{Lu} 、 T_{Lv} 及び T_{Lw} は、式(6.1)を積分することで、定数 K_T を用いて以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} T_{Lu} \\ T_{Lv} \\ T_{Lw} \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

各相のトルクは、回転子の回転角度 θ_r と相電流の関数である。 K_T は、折り曲げ角 ϕ 、等価巻線の巻数、半径方向の磁束密度 B_n によって決定される定数である。次項以降に、 K_T の算出方法を示す。

6.2.2 周方向に分布する軸方向の等価コイル数の算出

図6.4に、V形巻線による z 軸方向の等価巻線を示す。赤色○印は、 z 軸正方向の電流成分、赤色×印は、 z 軸負方向の電流成分を表している。巻線は、分割固定子鉄心に巻かれているため、コイルの線径が小さくなると、半径方向の層数が増加するため、結果的に巻数が増加する。ギャップに対面するコイル辺を、 z 軸方向に折り曲げることで、図6.4に示すように z 軸方向の電流成分が生成される。式(6.1)より、ローレンツ力によるトルクは、巻線に流れる電流と磁束密度の関数である。電流及び磁束密度の振幅を、それぞれ i_0 及び B_n とすると、三相電流と巻線の各層の磁束密度は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} i_u &= i_0 \sin \theta_r \\ i_v &= i_0 \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ i_w &= i_0 \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$B_{rn} = B_n \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (6.5)$$

本論文でのトルクの計算において、電流波形と磁束密度分布は正弦波であると仮定する。

図 6.5 に、固定子の角度に対する半径方向の磁束密度分布を示す。ここで、図 6.5 は、 z 軸方向中央の磁束密度分布である。半径 $r = 7 \text{ mm}$ 及び $r = 8 \text{ mm}$ の磁束密度分布は、分割固定子鉄心の影響で若干歪が見られるが、計算の簡単化のため正弦波分布であると仮定する。また、磁束密度の振幅 B_n は、半径方向位置によって変化し、巻線の各層までの半径に対する B_n を表 6.1 に示す。

図 6.4 に示すように、半径が大きくなるにつれて、ギャップ側のコイル辺の弧の長さが減少するため、軸方向の等価巻線の本数は減少する。したがって、等価巻線の周方向の本数 $N_{\theta n}$ は、コイル辺の弧の長さ $r_n \xi$ とコイルの線径 $2r_c$ から以下の式で計算できる。

$$N_{\theta n} = \frac{r_n \xi - 2r_c(n-1)}{2r_c} \quad (6.6)$$

ここで、 n は層番号、 $r_n \xi$ は 1 層目のコイル辺の弧の長さである。例えば、2 層目 ($n = 2$) の場合、

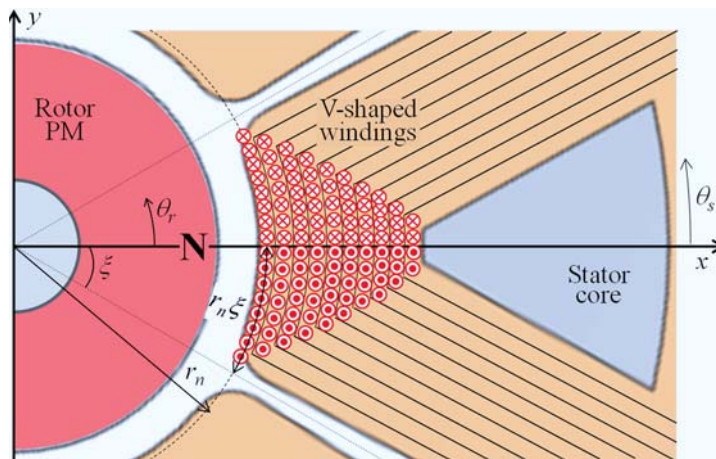


図 6.4 等価巻線の周方向巻数の検討

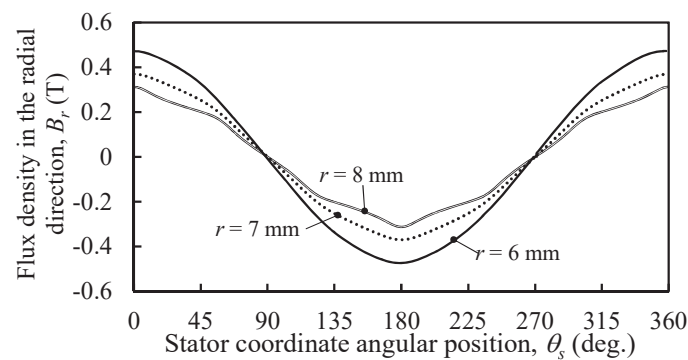


図 6.5 固定座標の角度に対する半径方向の磁束密度

式(6.6)の分子では、2層目のコイル辺の弧の長さ $r_2\xi$ からコイルの線径 $2r_c$ が引算される。

6.2.3 各等価コイルにおける軸方向の等価コイル長の算出

表 6.1 に、等価巻線の各層の周方向の巻数及び磁束密度を示す。一般的に、巻線の巻数は整数であるが、ここでは等価巻線なので、 $N_{\theta n}$ には少数が含まれている。

図 6.6 に、等価巻線の軸方向長さの算出方法を示す。黒色矢印は、V形巻線をギャップ側から見た時の、巻線に流れる電流の方向を示している。白色及び橙色矢印は、それぞれ i_z 及び i_t の電流成分を示している。例えば、3層目($n=3$)の場合、周方向の等価巻線の本数 $N_{\theta 3}$ は7であるため、図 6.6 の黒色矢印は、白色及び橙色矢印で示すように7分割される。したがって、 i_t 成分一つ辺りの軸方向長さ l_{it} は以下の式で表される。

$$l_{it} = \frac{r_n \xi \tan \phi}{N_{\theta n}} \quad (6.7)$$

したがって、等価巻線の軸方向長さ l_{zn} は、 l_{it} と実際の巻線の軸方向の段数 N_z を用いて、以下の式で表される。

$$l_{zn} = N_z l_{it} = \frac{N_z r_n \xi \tan \phi}{N_{\theta n}} \quad (6.8)$$

ここで、 N_z は分割固定子鉄心の軸長 l_r によって制限されるため、以下の式で上限が決められる。

$$l_r \geq r_n \xi \tan \phi + 2r_c N_z > 0$$

N_z について書き換えると、以下の式で表される。

$$0 < N_z \leq \frac{l_r - r_n \xi \tan \phi}{2r_c} \quad (6.9)$$

式(6.8)は、折り曲げ角 ϕ を増加させると、実際の巻線の軸方向の段数 N_z が減少することを示している。ローレンツ力によるトルクは、 N_z と ϕ の関数であり、折り曲げ角に対して最適値が存在する。

表 6.1
等価巻線の周方向の巻数

Layer	r_n (mm)	$N_{\theta n}$	B_n (T)
1	6.2	6.49	0.46
2	6.6	5.91	0.41
3	7.0	5.33	0.37
4	7.4	4.75	0.34
5	7.8	4.17	0.32
6	8.2	3.59	0.31
7	8.6	3.01	0.30
8	9.0	2.42	0.31
9	9.4	1.84	0.33

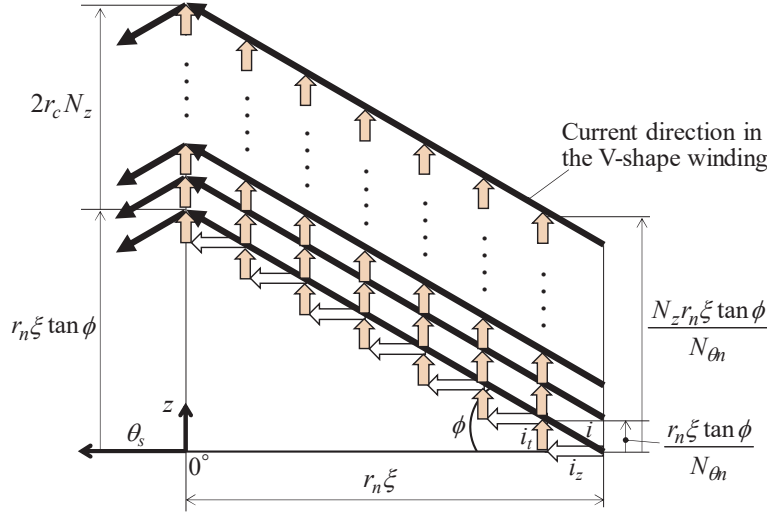


図 6.6 等価巻線の i_d 成分の軸方向長さ

6.2.4 V形巻線構造のトルク式

式(6.3)の定数 K_T は、最終的に、等価巻線の周方向の巻数 $N_{\theta n}$ 、等価巻線の軸方向長さ l_{zn} 及び半径方向の磁束密度 B_n を用いて以下の式で表される。ここで、 l_{zn} は折り曲げ角 ϕ の関数であるので、 $K_{\phi n}$ として表す。

$$K_T = \sum_{n=1}^k 8 \sin^2 \left(\frac{\pi}{12} \right) N_{\theta n} K_{\phi n} B_n \quad (6.10)$$

$K_{\phi n}$ は、式(6.8)に式(6.6)を代入することで、以下の式で表される。

$$K_{\phi n} = l_{zn} = \frac{2r_n r_c N_z \xi \tan \phi}{r_n \xi - 2r_c (n-1)} = 2N_z' r_n r_c \tan \phi \quad (6.11)$$

ここで、 N_z は実際の巻線の軸方向の段数であり、 N_z' はその最小の整数である。

$$N_z' = \text{Minimum} \left(\frac{N_z \xi}{r_n \xi - 2r_c (n-1)} \right) \quad (6.12)$$

結果的に、式(6.10)の K_T は $\tan \phi$ に比例する。したがって、トルクも $\tan \phi$ に比例する。三相電流 i_u 、 i_v 及び i_w は、d 軸及び q 軸電流 i_d 、 i_q を用いて以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

したがって、総トルク T_L は、式(6.10)及び式(6.13)を式(6.3)に代入することで、式(6.2)から以下の式で表される。

$$T_L = \sqrt{\frac{2}{3}} K_T \begin{bmatrix} 0 & -3 \\ 3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\sqrt{\frac{3}{2}} K_T i_q \quad (6.14)$$

最終的に、トルクは θ_r に依存せず、 q 軸電流 i_q のみに比例する。

図 6.7 に、数値計算によって算出した回転子の回転角度に対する各相のトルク及び総トルクを示す。V形巻線の折り曲げ角 ϕ は、試作機と同じ 20° として計算した。d軸電流及び q 軸電流は、それぞれ 0 A 及び 1.22 A とした。この計算では、簡単化のため、三相電流は、回転子の回転角度に同期する正弦波であり、永久磁石による半径方向の磁束密度分布は、正弦波状であると仮定されているため、各相のトルクは \sin の2乗に比例する。さらに、各相のトルクを足し合わせた総トルクは、前述の近似により、トルクリプルは発生せず一定値となる。

6.2.5 磁気支持力を考慮したV形巻線の最適な折り曲げ角

図 6.8 に、折り曲げ角に対するローレンツ力によるトルク T_L 及び巻線の軸方向の段数 N_z を示す。 T_L 及び N_z は、それぞれ式(6.14)及び式(6.9)を用いて計算した。この計算では、d軸電流は 0 A 、 q 軸電流は $i_q = 1.22\text{ A}$ である。黒色曲線はトルク、青色曲線は巻線の軸方向の段数を示している。折り曲げ角 $\phi = 0^\circ$ では、軸方向の電流成分が生成されないため、 q 軸電流を流してもトルクは発生しない。トルクは、折り曲げ角を大きくするに連れて増加し、 $\phi = 48^\circ$ 付近で最大値となる。一方、巻線の軸方向の段数は、折り曲げ角が大きくなるに連れて減少する。 $\phi = 48^\circ$ 以降では、 N_z の減少の影響を受け、トルクは減少する。トルクのみを考えた場合、 $\phi = 48^\circ$ が最適であるが、 N_z の減少は、能動的な軸方向の磁気支持力の減少を引き起こす。したがって、磁気支持力も考慮して折り曲げ角を決定する必要がある。

図 6.9 に、折り曲げ角に対するトルク及び能動的な軸方向の磁気支持力を示す。磁気支持力は、巻線の軸方向の段数に比例する。したがって、折り曲げ角が増加し、 N_z が減少すると、磁気支持力は減少する。本試作機では、図 6.9 中の赤色実線で示すように、スタートアップ時に 6.28 N が必要である。 N_z が減少すると、 6.28 N を発生させるために必要なd軸電流が増加する。図 6.9 中の3本の青色破線は、d軸電流が 1 A 、 2 A 及び 3 A の時の磁気支持力を示している。スタートアップ時に瞬間的に流れるd軸電流を、定格の3倍まで許容すると、 $i_d = 3\text{ A}$ の青色破線と赤色実線の交点が最適な折り曲げ角となる。最適な折り曲げ角 ϕ は 46° であり、その時のトルクは 1.9 mNm である。試作機の折り曲げ角 $\phi = 20^\circ$ でのトルクは 0.9 mNm であるため、折り曲げ角を 46° にすることで、トルクを現状の2倍以上に向上可能である。

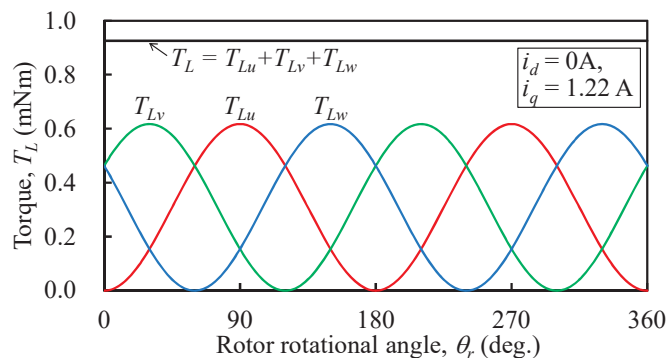


図 6.7 $i_d = 0\text{ A}$ 及び $i_q = 1.22\text{ A}$ の時の回転子の回転角度に対するトルク計算値

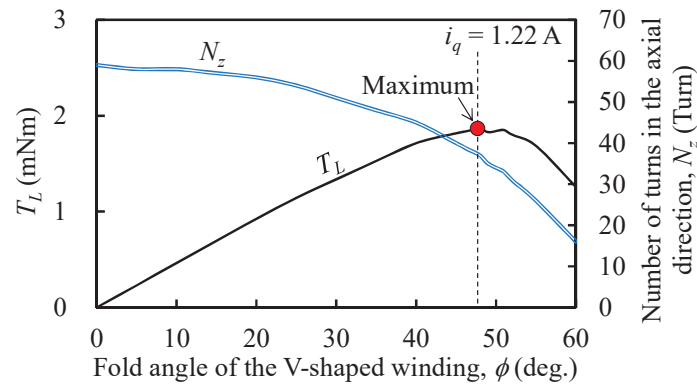


図 6.8 折り曲げ角に対する軸方向の巻数とトルクの計算値

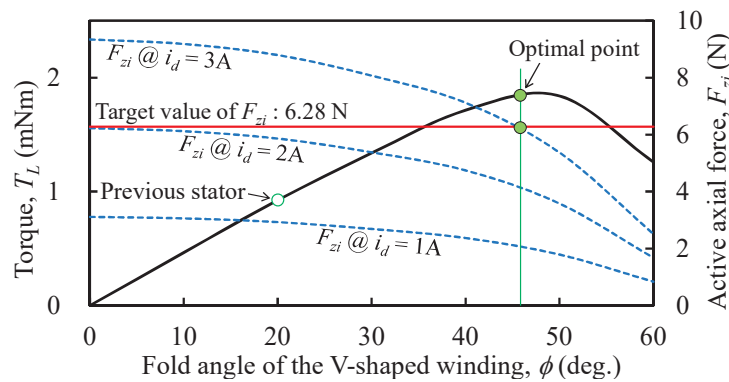


図 6.9 折り曲げ角に対する軸方向の磁気支持力とトルクの計算値

6.3 実験

6.3.1 静止トルクの測定方法

図 6.10 に、静止トルクの測定方法を示す。静止トルクはプーリーバランス法を用いて測定した。回転子シャフトの先端にプーリーを取付け、そのプーリーに糸を巻き付ける。糸の先端の片方におもりをぶら下げ、もう片方にバネ秤を取付けた。回転子が磁気支持されている状態で、バネ秤の読み値が 0 になるように調整する。q 軸電流を流すと、トルクが発生し、バネ秤の読み値とプーリー半径の積が静止トルクとなる。図 6.10 において、 M はおもりの質量、 g は重力加速度であり、したがって、 Mg はおもりによる静荷重である。 F_T は、トルクによって発生する接線力である。バネ秤の読み値 F_1 は、これらの力の和となり、以下の式で表される。

$$F_1 = Mg + F_T \quad (6.15)$$

ここで、プーリー半径及び糸の半径をそれぞれ r_p 及び r_a とすると、接線力 F_T は以下の式で表される。

$$F_T = \frac{T_L}{r_p + r_a} \quad (6.16)$$

したがって、式(6.16)を式(6.15)に代入することで、静止トルク T_L を以下の式を用いて計算する

ことができる。

$$T_L = (F_1 - Mg)(r_p + r_a) \quad (6.17)$$

6.3.2 トルク測定結果

図 6.11 に、式(6.14)を用いて計算したトルク及び式(6.17)を用いて算出した測定トルクを示す。図中のプロットは測定値を示し、黒色曲線は折り曲げ角 $\phi = 20^\circ$ として計算した結果を示している。測定トルクは、計算トルクよりわずかに小さかった。誤差の原因は、計算では、電流と永久磁石の磁束密度分布を共に正弦波近似していたためである。しかし、計算値と測定値は概ね等しく、提案したトルク計算方法を用いて、V形巻線のトルクを見積もることが可能であることが明らかになった。したがって、折り曲げ角を $\phi = 46^\circ$ にすることにより、トルクを2倍以上向上可能であると予想できる。

初号試作機は、自作であり、折り曲げ角を大きく巻線を設置することが困難であったため、折り曲げ角は $\phi = 20^\circ$ であった。現在、トルク向上のために、折り曲げ角を増加させた改良試作機を製作中であり、今後、実験結果を報告する予定である。

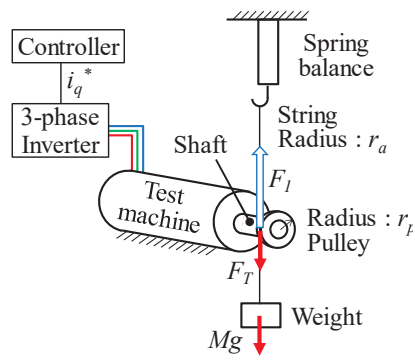


図 6.10 トルク測定方法

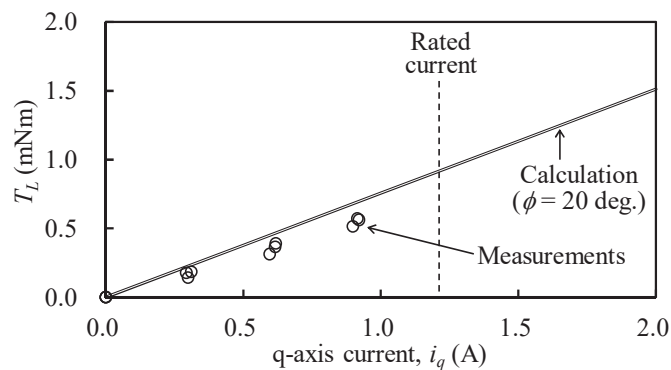


図 6.11 q 軸電流に対するトルク

6.3.3 性能評価及び検討

初号試作機は、円筒ラジアルギャップ、広い磁氣的ギャップ、高い受動安定剛性が必要とされる遠心ポンプをターゲットとして設計された。第5章では、実験的に安定な磁気支持が可能であることが確認された。また本章では、V形巻線のトルク式が導出され、実験結果と計算結果が概ね一致することが確認された。一方、初号試作機は、提案構造の原理検証に焦点が当てられたため、十分に安定な磁気支持が実現できる余裕を持った設計が行われた。その結果、トルク、出力、効率などのモータ性能に関して、設計段階で十分な検討は行われなかった。本項では、提案構造のモータ性能について、一般的な磁気支持機能を持たないモータと比較して検討する。

(i) 出力及び効率

第5章の図5.14では、無負荷運転にも関わらず、3600 r/minでの一定回転を維持するために、2Aのq軸電流を必要としている。試作機の固定子は、原理検証用として製作したため、積層鋼板や圧粉磁心ではなく、塊状の炭素鋼であり、ブレーキトルクが発生している。したがって、ヒステリシス損や渦電流損が多く発生していることが予想されるため、ブレーキトルクが大きい。今後、固定子鉄心を圧粉磁心や積層鋼板を用いて構成することで、鉄損を低減し、ブレーキトルクを低減させることで、電流は低減できる。その結果、鉄損だけでなく、銅損も低減できるため、効率も向上する。また、回転子永久磁石を、軸方向にいくつかの層に分割することで、永久磁石の表面に発生する渦電流損を低減することができる。今後、分割形の回転子を製作し、実験にて比較検討する。

表6.2に試作機の寸法、銅損、出力、効率を示す。回転数が3600 r/minで、定格のq軸電流1.22 Aが供給されている状態が想定されている。銅損、出力及び効率は、それぞれ14 W、0.28 W及び1.9%であった。回転速度が低く、出力が小さいため効率は低い。試作機は、コアレスモータ構造であるため、高速回転に向いており、回転速度が向上すると効率も向上する。ここで、仮に回転速度が180,000 r/minまで向上できたとすると、出力は13.8 Wとなる。銅損は14 Wであるため、結果的に効率は約50%まで向上する。したがって、本試作機は、回転速度を向上させることで、出力及び効率を向上させることができる。

(ii) トルク

提案構造は、1組の三相巻線のみで、d軸及びq軸電流により、能動的な軸方向の磁気支持力とトルクを同時に発生させることができるため、一般的な磁気支持機能を持たないモータと比較して、トルクがどの程度減少するかが重要である。ここで、一般的なモータとして、文献[124]の高速コアレスモータを比較対象とする。文献[124]のコアレスモータは、2極円筒形永久磁石回転子である点が試作機と同じである。実際に実験が行われており、表6.2に示すように、抵抗損、回転速度、定格トルク及び出力は、それぞれ12 W、250,000 r/min、0.6 mNm及び13 Wである。このモータは、歯科用切削機として開発され、短時間の電流密度は47 A/mm²であり、本試作機の8 A/mm²に対して高い。また、回転子直径及び軸長は、本試作機より小さい。したがって、文献[124]のコアレスモータの回転子直径、軸長、電流密度を、本試作機のパラメータに換算したト

表 6.2
性能比較

Parameter	Prototype machine at 3,600 r/min	Prototype machine if the rotational speed is 180,000 r/min	Coreless motor at 250,000 r/min [124]	
Rotor outer diameter	mm	10	10	6.1
Axial length	mm	28	28	5
Rotor volume	mm ³	2199	2199	146
Current density	A/mm ²	8	8	47
Rated torque	mNm	0.7	0.7	0.6
Copper loss at rated current	W	14	14	12
Output power	W	0.28	13.8	13
Efficiency	%	1.9	49.6	52

トルクを計算して比較する必要がある。ここで、トルクは回転子直径の2乗に比例し、また軸長に比例すると仮定する。さらに、トルクは電流密度に比例すると仮定する。その結果、換算比は2.5となり、換算されたトルクは1.54 mNmであった。したがって、試作機のトルクは、一般的なコアレスモータの約半分である。本試作機の設計は、大きな能動的な軸方向の磁気支持力の発生に焦点が当てられたため、トルクの減少は避けられなかった。一方、本章にて、トルク向上が検討され、V形巻線の折り曲げ角を大きくすることで、トルクが2倍に増加可能であることが明らかになった。現在、折り曲げ角を増加させた新しい試作機を製作中であり、今後、実験結果について報告する。

6.4 第6章のまとめ

本章では、シングルドライブベアリングレスモータのための新しいV形巻線について、理論的なトルク式を導出した。軸方向の電流成分を持つ等価巻線の巻数と長さを計算することで、ローレンツ力によるトルクを計算することが可能となった。また、V形巻線の折り曲げ角とトルク、能動的な軸方向の磁気支持力の関係を導出し、最適な折り曲げ角を明らかにした。折り曲げ角20°の初号試作機を用いて、静止トルクを測定した。測定結果は、理論式から計算した結果と概ね一致した。したがって、V形巻線を持つシングルドライブベアリングレスモータのトルクの理論式の有効性が確認された。今後、折り曲げ角を増加させ、トルクを向上させた試作機を製作し、その実験を報告する。

第7章 反発受動形磁気軸受を備えた1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減法の提案

7.1 半径方向の振動発生の原因分析

第5章にて、反発受動形磁気軸受を持つラジアルギャップのシングルドライブベアリングレスモータを提案し、その基本原理が実験的に確認された。一方、いくつか課題が明らかになり、第6章にて、トルク向上の方法を明らかにした。本章では、半径方向の振動低減方法の一手法を提案し、実験的にその有効性を示す。

1軸制御形ベアリングレスモータは、受動安定方向の振動が問題視されている^{[16],[90],[125]}。半径方向及び傾き方向は、能動的に制御されておらず、受動形磁気軸受により安定する構造である。受動形磁気軸受は、永久磁石の反発力あるいは吸引力を利用して、復元力を発生させる仕組みであり、その復元力はバネ力である。ダンピング力が発生しないため、固有周波数と一致する回転速度で共振が起こり、振動は増大する。最悪の場合、回転子は固定子にタッチダウンしてしまう。共振周波数は、受動安定方向の剛性と回転子質量で決まり、共振が発生する回転速は数千 r/min であることが多い。したがって、回転速度を向上させるためには、受動安定方向の振動を低減する必要がある。

半径方向及び傾き方向は、能動的に位置制御されていないため、回転子自重や静荷重により、回転子の偏心が発生する。したがって、受動安定方向の剛性を高めることは、定常的な回転子の偏心の低減に効果的である。また、剛性の増加により固有周波数が増加し、危険速度が高速側に移動するため、剛性向上前の危険速度での振動を低減することができる。文献[36]及び[122]では、1軸制御形ベアリングレスモータ及び磁気軸受モータの剛性の向上が検討させている。著者は、第5章で示したように、反発受動形磁気軸受を用い、高い剛性を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータを提案している。しかし、高い剛性であるにも関わらず、試作機では、1200 r/min 付近の低速で、半径方向の振動が発生した。振動発生の原因の一つは、半径方向と軸方向の振動の干渉である。文献[37]では、粘弾性のダンピング材料をケースに取付けることで、半径方向の振動を低減する対処法が示されている。一方、本章では、振動発生の原因を分析し、根本的な解決方法を模索する。

本章では、半径方向の振動低減の一手法を提案する^{[126]-[128]}。半径方向の振動が軸方向の振動に起因することを明らかにする。回転角度検出誤差により、軸方向の振動が発生する。軸方向の振動により、反発受動形磁気軸受での半径方向の剛性が変化し、結果的に半径方向の振動が発生する。したがって、回転角度検出誤差を最小限に小さくし、軸方向の振動を低減することが重要である。理論計算により、軸方向と半径方向の振動の関係を明らかにする。さらに、実験的に半径

方向の振動を59%低減可能であることを示す。

7.1.1 回転角度検出誤差による軸方向の振動

図7.1に、軸方向の振動発生メカニズムを示す。理想的には、q軸電流のみ流している場合は、軸方向力は発生しない。しかし、回転角度検出誤差がある場合、d軸電流成分が生成されてしまうため、意図しない軸方向力が発生する。図7.1には、角度誤差 θ_e がある場合を示している。d軸は、理想的な方向から θ_e だけシフトした方向の d_e 軸になる。 d_e 軸及び q_e 軸の電流を i_{de} 及び i_{qe} と定義すると、 i_d 及び i_q は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

したがって、たとえ i_{de} が0Aであっても、実際のd軸電流 i_d は以下の式のように零にはならず、 i_{qe} の関数になる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{qe} \sin\theta_e \\ i_{qe} \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

軸方向力はd軸電流に比例し、角度誤差が零の時のd軸電流に対する能動的な軸方向の磁気支持力係数を k_{zi} とする。その係数 k_{zi} は、角度誤差に対して余弦波状に変化するため、意図しない軸方向力 F_{zd} は以下の式で表される。

$$F_{zd} = k_{zi} i_d \cos\theta_e \quad (7.3)$$

式(7.2)を式(7.3)に代入することで、 F_{zd} は i_{qe} の関数で以下のように表される。

$$F_{zd} = \frac{1}{2} k_{zi} i_{qe} \sin 2\theta_e \quad (7.4)$$

角度誤差 θ_e は、回転子の回転角度によってランダムに変化する。したがって、角度誤差の変化により、 F_{zd} も変化するため、結果的に外乱となり、軸方向の振動を発生させる。

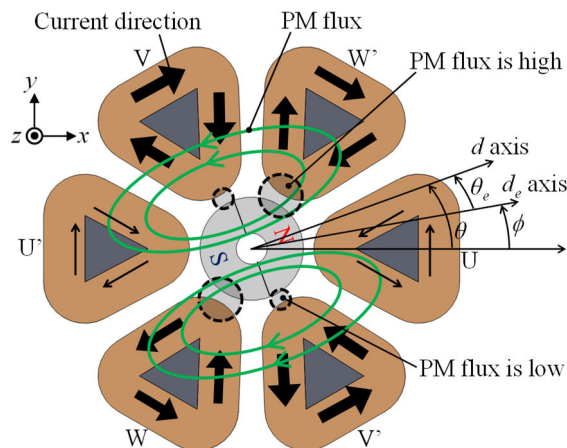


図7.1 角度誤差によって発生する軸方向の外乱力発生原理

7.1.2 軸方向と半径方向の干渉による振動発生メカニズム

図7.2に、回転子の軸方向位置に対する半径方向の剛性を示す。最大値の11.2 N/mmのみ実機の測定結果から得られた値を用いており、概形は3D-FEM解析結果から得られた値を最大値が11.2 N/mmになるように換算して示している。試作機全体の半径方向の剛性は、反発受動形磁気軸受により、正の剛性となる。半径方向の剛性は、回転子と固定子の永久磁石が完全対向する位置で最大となる。したがって、回転子が z 軸正方向あるいは負方向に変位した時、剛性は減少する。図7.2では、半径方向の剛性 k_r は、軸方向の位置 z の二次関数で表される。したがって、 k_{r0} 及び k_{r2} を z^0 及び z^2 の係数とすると、半径方向の剛性は以下の式で表される。

$$k_r = -k_{r2}z^2 + k_{r0} \quad (7.5)$$

結果的に、半径方向の剛性は、軸方向位置に対して2次関数的に変化する。

7.2 軸方向変位の干渉を考慮した半径方向のモデル化

7.2.1 運動方程式の導出

回転子が軸方向に一定の角周波数 ω で振動していると仮定し、 z_0 及び z_1 を、それぞれオフセット成分及び $\sin\omega t$ の係数とすると、軸方向変位は以下の式で表される。

$$z = z_0 + z_1 \sin \omega t \quad (7.6)$$

式(7.6)を式(7.5)に代入すると、式(7.5)は以下の式に書き換えられる。

$$k_r = -k_{r2} \left(z_0^2 + 2z_0z_1 \sin \omega t + \frac{z_1^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) \right) + k_{r0} \quad (7.7)$$

式(7.7)には、 $\cos 2\omega t$ の項が含まれている。したがって、半径方向の剛性は、軸方向の振動の2倍の周波数で振動する。半径方向の剛性が変動すると、回転子は半径方向に振動する。回転子の質量を m 、回転子の半径方向の変位を r 、外乱力を f_d とすると、半径方向の運動方程式は、以下の式で表される。

$$m\ddot{r} + k_r r = f_d \quad (7.8)$$

一般的に、半径方向の剛性 k_r は一定値であるが、式(7.8)では、式(7.7)に示すように、軸方向変位によって変化する関数として表される。

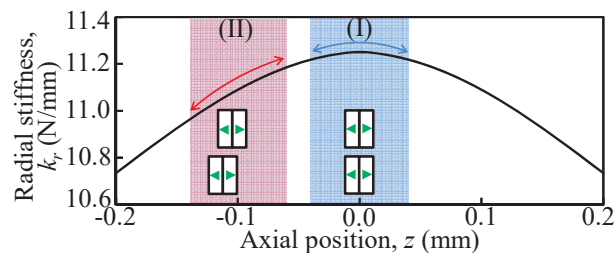


図7.2 回転子の軸方向変位に対する半径方向の剛性

図 7.3 に、式(7.8)の運動方程式について、半径方向と軸方向の振動の干渉を表したブロック線図を示す。軸方向の振動 z から半径方向の振動 r までの伝達関数は非線形であるため、次項の図 7.4 に半径方向と軸方向の振動の関係性を数値計算によって明らかにする。

7.2.2 MATLAB/Simulink を用いた半径方向の振動シミュレーション

図 7.4 に、回転子が軸方向に振動した場合の、半径方向の剛性 k_r と半径方向の変位 r の理論的な波形を示す。このシミュレーションにおいて、外乱力 f_d は回転子の自重 mg を想定して、静荷重を印加した。重力方向と半径方向が一致している状態で、回転子は、自重の影響でわずかに半径方向に変位し、復元力とバランスする位置で受動安定していると仮定する。

このシミュレーションで、3 パターンの軸方向変位を考え、半径方向の剛性及び半径方向の変位がどのように変化するかを検証した。ケース(i)を、図 7.4 の黒色曲線で示す。回転子は、 $z_0 = 0$ mm を中心に、振幅 $z_1 = 0.06$ mm で振動している。回転子が軸方向に $\sin \omega t$ で正弦波状に振動している時、半径方向の剛性は $\cos 2\omega t$ で振動する。したがって、半径方向変位は、軸方向の振動の2倍の周波数成分とそれ以上の成分を含んだ歪み振動となる。半径方向の変位波形には、半径方向の剛性の振動と半径方向の固有周波数の成分が含まれている。

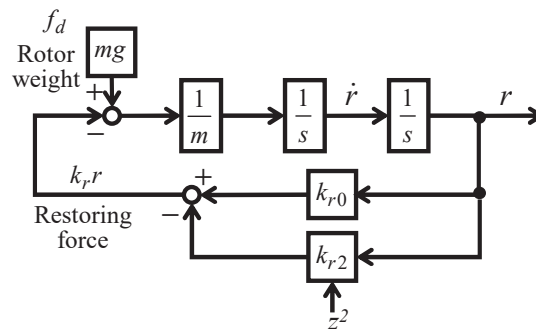


図 7.3 半径方向と軸方向の干渉を考慮したブロック線図

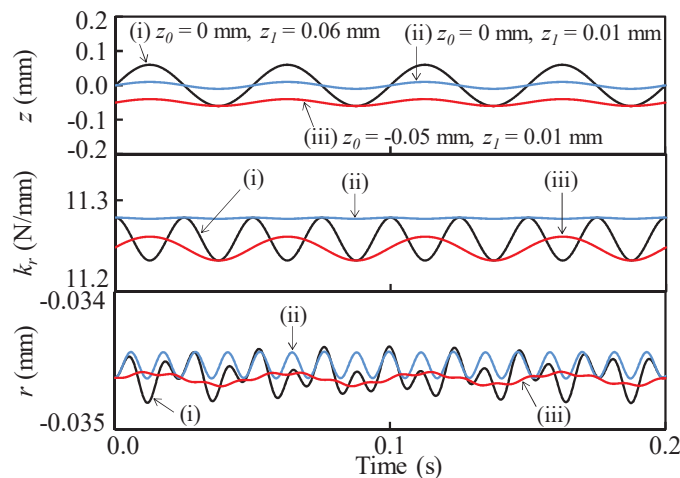


図 7.4 回転子が軸方向に振動している時の半径方向の剛性及び半径方向の振動

ケース(ii)は、ケース(i)に対して、軸方向の振動の振幅を小さくした場合である。軸方向の振動振幅は、 $z_l = 0.01 \text{ mm}$ である。したがって、半径方向の剛性の振動は小さくなる。その結果、軸方向の振動の2倍成分の半径方向の振動は、著しく低減される。一方、固有周波数成分が顕著に表れる。

ケース(i)及び(ii)は、回転子の軸方向位置が中心にある場合であった。一方、ケース(iii)は、回転子の軸方向位置が中心からオフセットしている場合を考える。ケース(iii)は、軸方向の振動振幅は、ケース(ii)と同様に $z_l = 0.01 \text{ mm}$ であり、振動の中心は $z_0 = -0.05 \text{ mm}$ である。つまり、軸方向に 0.05 mm シフトしている状態である。シフトさせた場合、半径方向の剛性の振動の周波数は、2倍にはならず、軸方向の振動の周波数と一致する。したがって、半径方向の振動の2次成分は低減される。一方、1次成分の振動は、ケース(ii)と比較して微小に増加する。振動の1次成分が増加した理由は、軸方向にシフトしたことにより、固定子と回転子の対向面積が減少し、半径方向の剛性が減少するためである。しかし、ケース(iii)の場合、式(7.7)の括弧内の第1項及び第2項が支配的であるため、結果的にケース(iii)の振動は、ケース(i)及びケース(ii)と比較して小さい。

図7.4のシミュレーション結果により、軸方向の振動と半径方向の振動の関係が明らかになった。半径方向の振動は、回転子の軸方向の振動により発生する半径方向の剛性の変動によって発生する。したがって、半径方向の振動を低減するためには、軸方向の振動を低減することが効果的である。7.1.1項で示したように、軸方向の振動を低減するためには、回転子の回転角度検出誤差を低減することが重要である。また、回転子を軸方向にシフトさせることで、軸方向の振動に対する2次成分を低減することができる。次節において、実機を用いて、実験的に理論の検証を行う。

7.3 提案方法による半径方向の振動提案の実機検証

7.3.1 試作機の回転角度検出誤差の低減

図7.5に、測定した機械的回転角度に対する検出した回転子の回転角度を示す。半径方向の磁束密度 B_x 及び B_y はホールセンサにより検出した。回転子の回転速度が一定であると仮定すると、回転角度 θ_h は以下の式で表される。

$$\theta_h = \arctan(B_y/B_x) \quad (7.9)$$

式(7.9)は検出された回転角度を表しており、通常、いくらかの角度誤差がある。角度誤差は、磁束密度 B_x 及び B_y の振幅の差によって生じ、振幅の差は永久磁石の着磁や回転子の半径方向変位、ホールセンサの取付け誤差によって生じる。したがって、角度誤差を低減するため、検出された回転角度を補正する必要がある。補正係数を a_k 及び b_k とすると、補正された回転角度 θ_c は以下の式で表される。

$$\theta_c = a_k \theta_h + b_k \quad (7.10)$$

図7.5には、補正前後の回転角度が示されている。プロットは補正前の回転角度を示している。

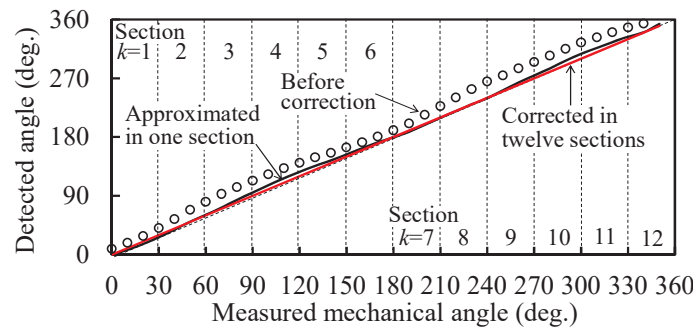


図 7.5 計測した機械角に対する検出した回転角度

表 7.1
式(7.10)中の補正係数

k	a_k	b_k
1	1.2424	-2.0891
2	0.8519	9.6259
3	0.8725	8.3899
4	0.984	-1.6451
5	1.1429	-20.7101
6	1.0809	-11.4101
7	1.0395	-3.9581
8	0.9671	11.2459
9	0.8366	42.5659
10	0.8836	29.8759
11	1.1114	-38.4641
12	0.9871	2.5549

黒色曲線は、係数 a_k 及び b_k を一定値として補正した回転角度を示し、その回転角度は式(7.10)によって近似される。一方、赤色曲線は、12組のパラメータ $a_1, a_2, a_3, \dots, a_{12}, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{12}$ を用いて補正した回転角度を示す。電気角 0° から 360° を12分割し、それぞれの区間で各々の係数 a_k 及び b_k を用いて回転角度を補正した。表 7.1 に、係数リストを示す。表 7.1 の補正係数を用いることで、正確な回転角度が得られ、図 7.5 に示すように、補正方法の有効性が確認できる。

図 7.6 に回転子の回転角度に対する回転角度誤差を示す。3種類の補正方法によって算出した角度誤差を比較した。3種類は、それぞれ回転角度の分割数が1、4及び12の場合である。分割数が1の場合、回転角度に対する角度誤差の分布は、2次高調波成分が支配的である。一方、4分割及び12分割の場合は、2次高調波成分は低減されている。角度誤差が最も小さかったのは、12分割である。

図 7.7 に、回転角度の分割数に対する最大角度誤差を示す。1分割の場合、最大角度誤差は 7.5° であった。角度誤差が大きいと、半径方向の振動だけでなく、軸方向の振動が大きくなる。最悪の場合、磁気支持が不安定になり、タッチダウンする恐れがある。4分割の場合は、 90° 毎に線形化した式を用いて回転角度を補正する。その結果、最大角度誤差は 2.0° に低減される。さらに12分割の場合、 30° 毎に線形化した式により回転角度を補正することで、最大角度誤差は 0.1° に低減される。したがって、本試作機において、12分割での回転角度補正を採用し、実験

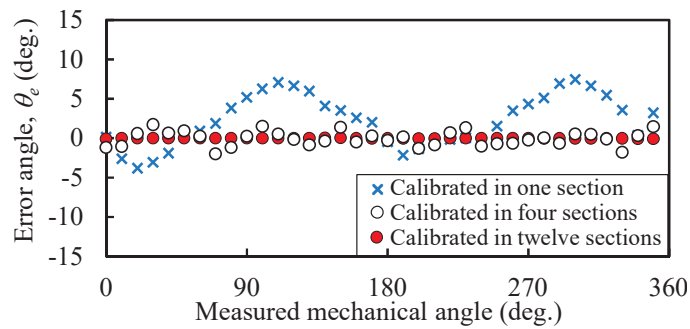


図 7.6 測定した機械角に対する検出した回転角度の角度誤差

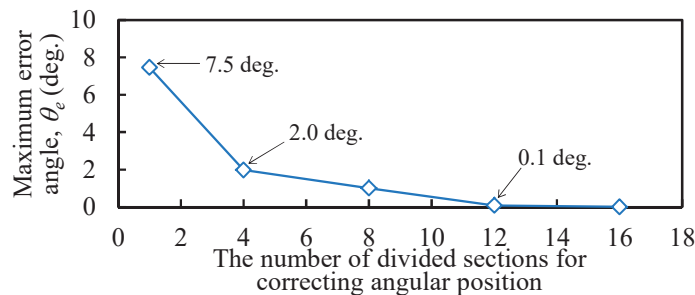


図 7.7 角度補正の分割数に対する角度誤差の最大値

的検証を行った。

7.3.2 提案法による軸方向及び半径方向の振動低減

図 7.8 に、1200 r/min の一定速度で、磁気支持しながら回転している回転子の軸方向の振動波形を示す。角度誤差の異なる 3 条件における軸方向変位を比較した。コントローラのゲインは、いずれの条件においても同じであり、角度誤差のみ異なっている。全ての条件において、軸方向変位の最大値は、タッチダウン幅の 0.3 mm 以下であり、安定に浮上回転している。4 分割及び 12 分割の回転角度補正により、角度誤差が低減されたため、軸方向の変位は低減された。

図 7.9 に、図 7.8 と同条件における回転子の半径方向の変位波形を示す。1 周期は 0.05 秒であるため、2 次高調波成分が支配的である。しかし、振動振幅は、回転角度補正の分割数の増加に伴い減少している。回転角度誤差の補正は半径方向の振動低減に効果的である。

図 7.10 及び 7.11 に、それぞれ軸方向及び半径方向の振動の高調波成分を示す。軸方向の振動は、4 分割以上の回転角度補正により、2 次高調波成分が低減された。また、12 分割の時、1 次成分も減少した。さらに、回転子位置を 0.05 mm 軸方向にシフトさせることで、2 次以上の高調波成分が減少した。結果的に、軸方向の振動は 87% 低減された。

半径方向の振動は、4 分割の回転角度補正の時、軸方向の振動の 2 次高調波成分が低減されたことにより、4 次高調波成分が低減された。また、12 分割の時、軸方向の振動の 1 次成分が低減されたため、半径方向の振動の 2 次高調波成分も低減された。さらに、回転子を軸方向にシフトさせることによって、2 次高調波成分が低減された。結果的に、半径方向の振動は 59% 低減された。したがって、角度誤差の最小化による軸方向の振動低減は、半径方向の振動低減に効果的で

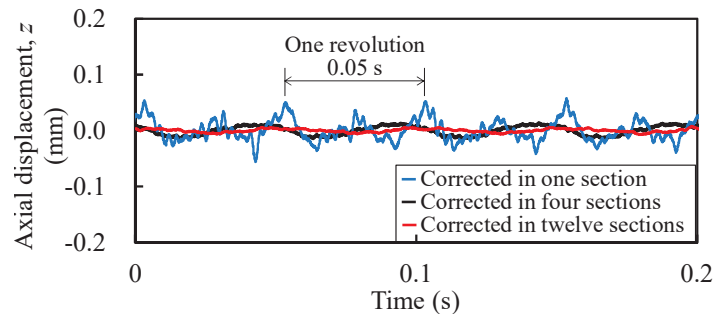


図 7.8 1200 r/min で回転中の回転子の軸方向の振動波形

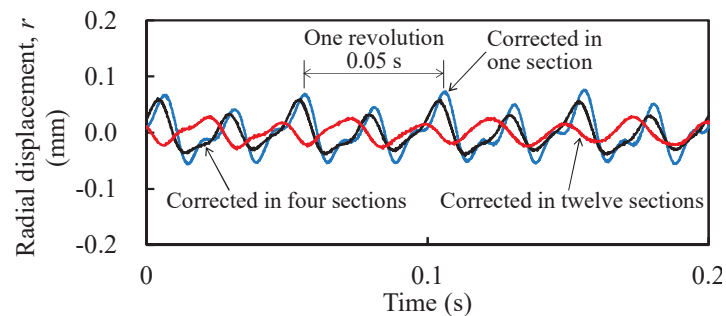


図 7.9 1200 r/min で回転中の回転子の半径方向の振動波形

ある。特に、軸方向の振動の1次及び2次高調波成分の低減は、半径方向の振動の2次及び4次高調波成分の低減に大きく寄与する。最終的に、回転子の回転速度と同期する1次成分の振動が残り、支配的となる。今後、回転子のアンバランス量の低減により、1次成分の振動を低減する予定である。

7.4 第7章のまとめ

本章では、反発受動形磁気軸受を搭載した1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減法を提案した。理論的な計算により、半径方向の振動は軸方向の振動低減により、低減可能であることを明らかにした。回転角度誤差を最小限に抑えることが、軸方向と半径方向の両方の振動低減に効果的であることを実証した。実験において、軸方向及び半径方向の振動を、それぞれ87%及び59%低減することに成功した。また、回転子を軸方向にシフトさせることが、半径方向の振動の2次高調波成分の低減に効果的であることが明らかになった。

振動低減は、1軸制御形ベアリングレスモータを高速化するために、解決すべき重要な課題の一つである。したがって、今後、回転子のアンバランス量や永久磁石の着磁誤差を低減することで、半径方向の振動の1次成分の低減を試みる予定である。また、コスト低減も重要な課題である。反発受動形磁気軸受の永久磁石や変位センサは、コスト増加の原因である。したがって、永久磁石の体積や材料を、今後、最適化する必要がある。

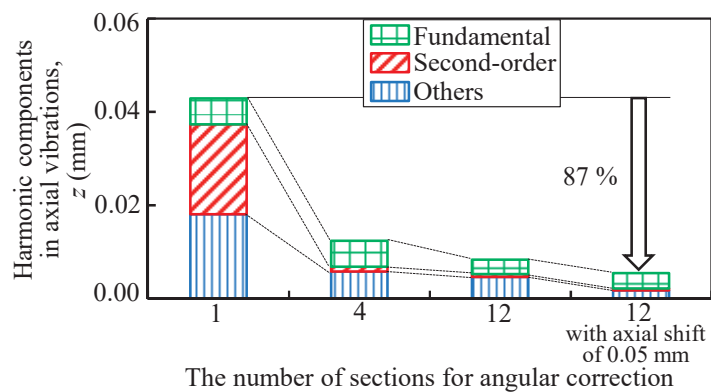


図 7.10 軸方向の振動成分

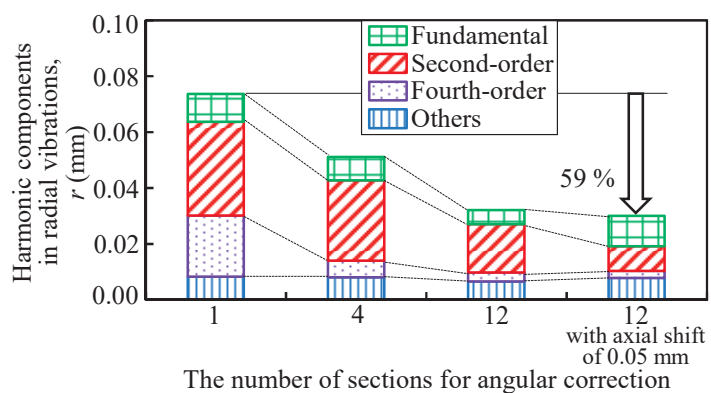


図 7.11 半径方向の振動成分

第8章 冷却ファン用1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証

8.1 研究背景及び研究目的

1軸制御形の磁気軸受モータ及びベアリングレスモータの応用として、燃料電池の燃料供給用小形ポンプ^[129]や冷却ファン^[36]、補助人工心臓用ポンプ^{[16]-[17]}が検討されている。文献[16], [122]は、軸流ポンプや斜流ポンプであり、比較的軸長が大きく、回転子直径が小さい構造である。一方、文献[17], [36], [129]は、軸流ファンや遠心ポンプ用であるため、軸方向の長さに制約があり、軸長を短くする必要がある。1軸制御形ベアリングレスモータは、一般的に、傾き方向の受動安定化のために、軸長は長く設計する場合が多く、軸長の短縮は容易でない。

本章では、冷却ファンへの応用を検討し、軸長が短く、受動安定方向の剛性が高い、新しい1軸制御形ベアリングレスモータの構造と原理を明らかにする^{[93], [130]-[132]}。3次元有限要素法(3D-FEM)による電磁界解析によって、能動的な軸方向力やトルクを比較する。ただし、1台の三相インバータのみで、磁気支持力とトルクを発生可能なシングルドライブベアリングレスモータ^[97]のコンセプトが適用可能であることを設計条件とする。

8.2 提案構造と動作原理

8.2.1 従来構造の特徴と課題

図8.1に1軸制御形の磁気軸受モータおよびシングルドライブベアリングレスモータの構造を示す。図8.1(a)は磁気軸受モータであり、モータ、スラスト磁気軸受および反発受動形磁気軸受で構成されている。モータ巻線と磁気支持巻線を備え、三相インバータと単相インバータが1台ずつ必要である。反発受動形磁気軸受を大きくすることで半径方向の剛性を向上することが可能であるが、同時に不安定な軸方向の力が増加する。また、片端のスラスト磁気軸受では、一方方向にしか軸方向の力を発生させることができない欠点がある。図8.1(b)に吸引形の受動形磁気軸受が一体化されたシングルドライブベアリングレスモータを示す。1組の三相巻線、1台の三相インバータのみで軸方向の磁気支持力とトルクを発生できるため、構造や制御システムがシンプルである。半径方向の剛性を向上するためには、回転子直径を大きくする必要があるが、傾き方向の剛性が低下するため、軸長を長くしなければならない。図8.1(c)にラジアルギャップ形のシングルドライブベアリングレスモータを示す。シャフトの両端に反発受動形磁気軸受を配置し、図8.1(b)でデッドスペースとなっていた回転子中央のスペースにベアリングレスモータを配置する構造である。著者は文献[92]で、図8.1(c)の構造について、反発受動形磁気軸受の不安定な軸方向の力に打ち勝つ構造を提案した。図8.1(d)に反発受動形磁気軸受を大きくし、剛性を向上させ、軸長を短縮し、直径を大きくしたシングルドライブベアリングレスモータを示す。半径

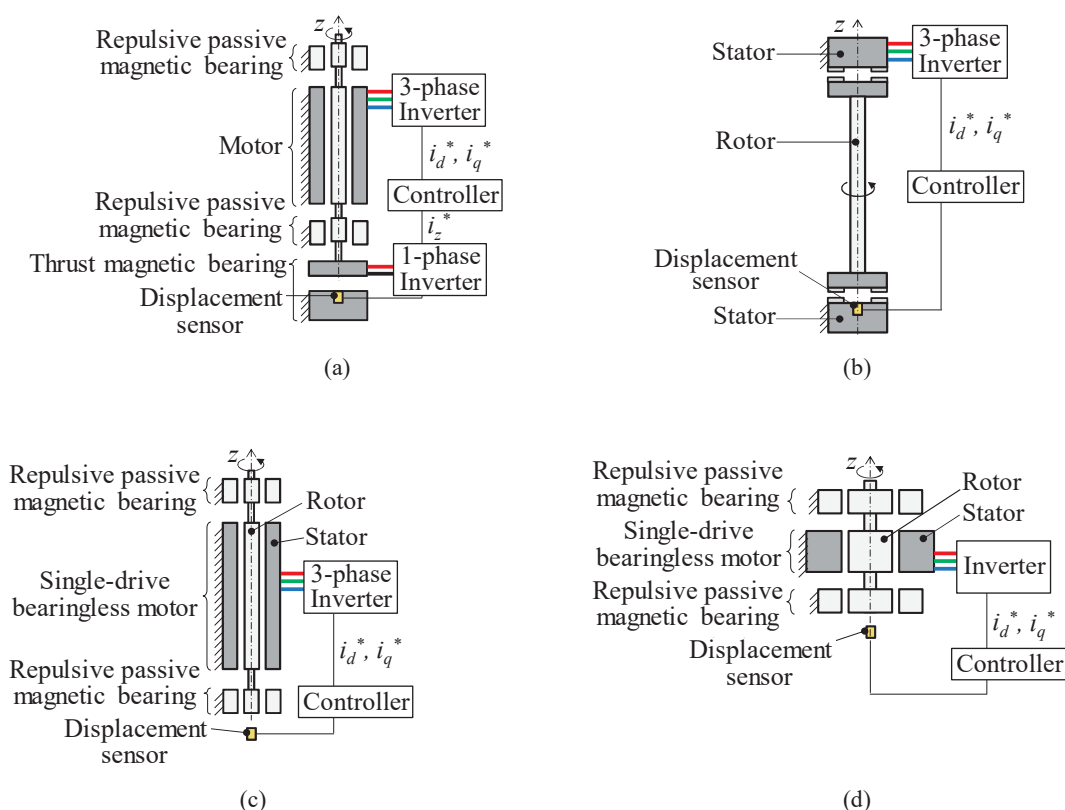


図 8.1 1 軸制御形の磁気軸受モータおよびシングルドライブベアリングレスモータの構造 (a) 反発受動形磁気軸受を備えたスラスト磁気軸受モータ, (b) 吸引受動形磁気軸受を備えたシングルドライブベアリングレスモータ, (c) 反発受動形磁気軸受を備えたシングルドライブベアリングレスモータ, (d) 反発受動形磁気軸受を備えた小形シングルドライブベアリングレスモータ

方向の剛性を高めると、不安定な軸方向力が増加するため、シングルドライブベアリングレスモータ部はその不安定力に打ち勝つ磁気支持力を発生させる必要がある。図 8.1 (c)の構造の場合、軸長を伸ばし、巻数を増加させることにより、磁気支持力を増加させることは可能であるが、軸長を短縮した場合、磁気支持力は低下する。したがって、軸長を短縮した場合でも磁気支持力を増加させることができる新しいシングルドライブベアリングレスモータが必要である。

8.2.2 半径方向剛性の向上

図 8.2 に 1 軸制御形磁気軸受モータ及びベアリングレスモータのギャップファクタに対する半径方向の剛性を示す。図 5.1 に、本章に示す提案構造の目標値を加えている。5.1 節で説明したように、ギャップファクタは、回転子と固定子の間のギャップ l_g を回転子半径 R で除した値である。一般的に半径方向の剛性は、 $1/l_g$ に比例し、また R に比例するため、それらの逆数の比を横軸とすることで、ベアリングレスモータの大きさに依存せずに剛性を比較することが可能となる。また、ギャップファクタが大きくなるにつれて、ギャップの磁束密度が減少し、半径方向の剛性は減少する傾向にある。ポンプ用途の場合、回転子および固定子の表面に隔壁を設けるため、3 mm 以上の磁気的ギャップを必要とする場合が多く、比較的ギャップファクタは大きくなる。一方、冷却ファンなどの用途の場合、ギャップファクタは大きい必要はない。つまり、ギ

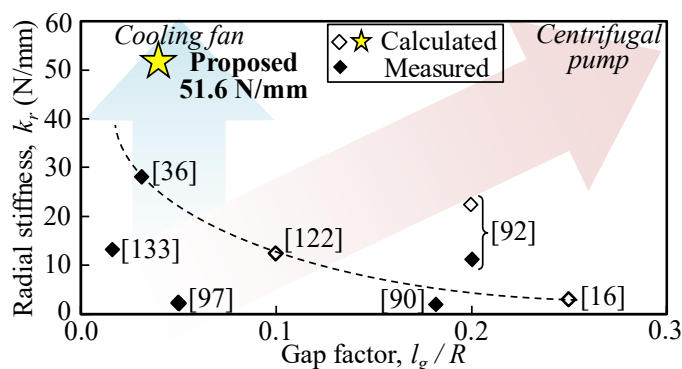


図 8.2 本章の提案構造の目標値を加えたギャップファクタに対する半径方向の剛性

ギャップファクタは用途によって要求が異なるが、いずれの用途の場合でも、半径方向の振動を極力小さくするために、剛性を高く設計する必要がある。文献[90]は、反発受動形磁気軸受を備えたベアリングレスモータであり、ギャップファクタは 0.18 で比較的大きいが、半径方向の剛性は 2.1 N/mm である。文献[36]は、ギャップファクタは 0.02 であるが、半径方向の剛性は、最も大きく 28 N/mm である。著者は、既にギャップファクタが 0.2、半径方向の剛性が 11.2 N/mm の 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータを提案した^[92]。従来構造は、円筒ラジアルギャップ構造でギャップファクタが大きく、ポンプ用途向きの構造であった。一方、本章では、ギャップファクタは 0.04 程度であるが、半径方向の剛性が高いベアリングレスモータを設計する。半径方向の剛性の目標値は 51.6 N/mm であり、従来構造の解析値に対して 2.5 倍である。

8.2.3 提案構造の基本コンセプト

図 8.3 に基本構造および d 軸電流による能動的な z 方向の磁気支持力発生原理を示す。図 8.3 は、図 8.1 (d)のシングルドライブベアリングレスモータ部を示しており、反発受動形磁気軸受は省略している。xy 断面は一般的な表面貼付形永久磁石同期電動機(SPMSM)であり、図 8.3 は 8 極 SPMSM を示している。固定子は 12 スロットであり、三相 8 極巻線が施されている。xz 断面では、回転子は固定子に対して z 軸負方向にシフトさせ、非対向面を設けている。したがって、巻線に電流が流れていない場合であっても、回転子の永久磁石の磁束によって、回転子と固定子の間に z 軸正方向の復元力が発生する。回転子は、例えば、回転子自重や反発受動形磁気軸受の不安定な軸方向の力と釣り合う位置で静止する。回転子自重が重ければ、大きい復元力が必要となるため、z 方向の変位は大きくなる。図 8.3 中の実線は永久磁石の磁束の向き、破線は巻線によって発生する磁束の向きを示している。正の d 軸電流、すなわち強め界磁電流を流した時、永久磁石の磁束方向と巻線によって発生する磁束方向は一致するため、永久磁石の磁束が強まったように見える。したがって、軸方向の剛性が高まるため、回転子は z 軸正方向に動く。図には示していないが、負の d 軸電流、すなわち弱め界磁電流を流した時、永久磁石の磁束は減少したように見えるため、軸方向の剛性が減少し、回転子は z 軸負方向に動く。以上の原理により、薄型 PM モータについて、回転子を固定子に対して、z 軸方向にシフトさせ、非対向面を設けることにより、電動機巻線の d 軸電流を用いて、z 軸方向の位置制御が可能となる。以降、図 8.3 を構

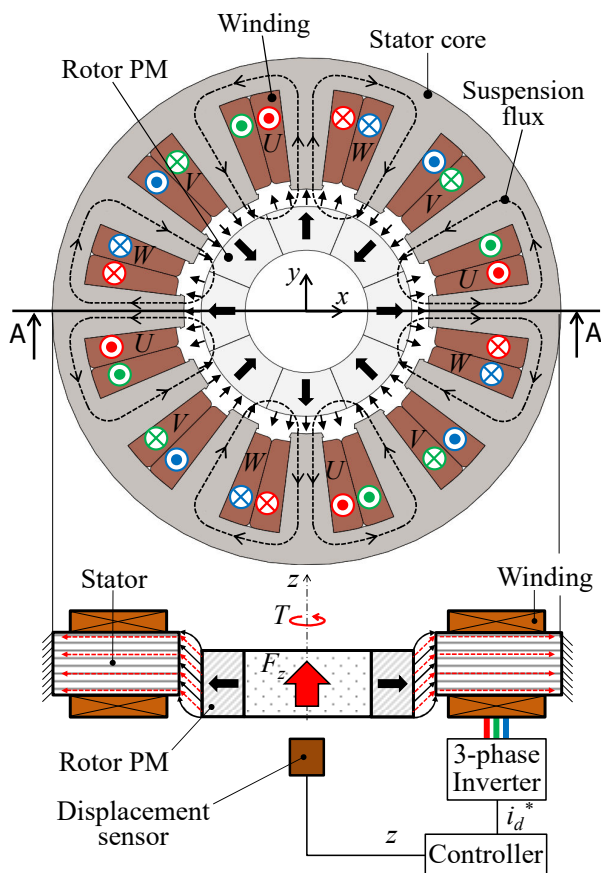


図 8.3 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのコンセプトモデル（構造 A）及び d 軸電流による軸方向力発生原理

造 A とする。

8.2.4 軸方向の磁気支持力を向上させる構造の検討

図 8.4(a)-(c)に構造 A の改良構造の xz 断面図を示す。図 8.4(a)は、構造 A の回転子上部に、永久磁石の着磁方向が逆向きの 8 極永久磁石回転子をタンデムに接続した構造である。ただし、上部に追加した永久磁石回転子は固定子鉄心と非対向になるように配置する。固定子と巻線は構造 A と同一であり、1 組の三相巻線のみ施されている。つまり、電動機巻線と磁気支持巻線は一体化されている。回転子上部に着磁方向が逆向きの永久磁石回転子を追加することにより、 z 軸負方向に磁気支持力を発生させることができる。一方、上部の永久磁石回転子は下部と着磁方向が逆向きのため、トルクの減少が予想される。上下の磁石間は、非磁性体部品である。以下、図 8.4(a)を構造 B とする。

図 8.4(b)は、図 8.4(a)の回転子下側の永久磁石を軸方向に 2 分割し、それらの間を非磁性体で構成する。つまり、回転子永久磁石は 3 層から成り、下側 2 層は同一着磁方向であり、上側 1 層の着磁方向は逆向きである。固定子は構造 A 及び B と同一構造である。以下、図 8.4(b)を構造 C

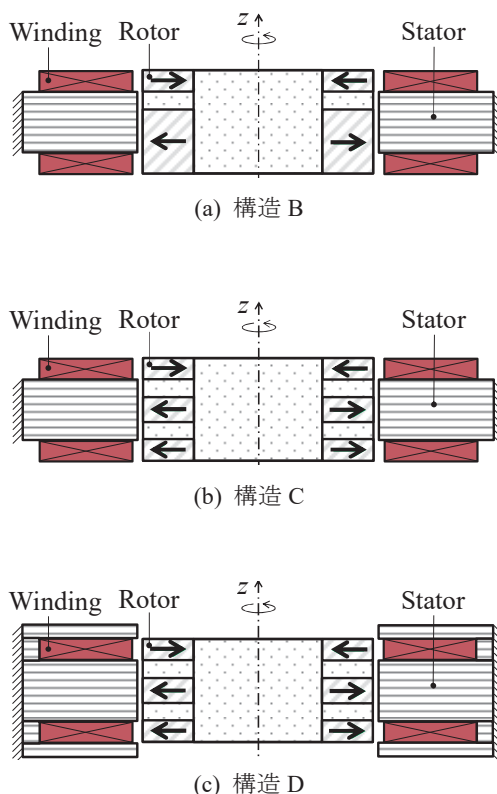


図 8.4 構造 B～D の xz 断面図

とする。構造 C は構造 A 及び B と異なり、 z 軸方向に関して対称構造である。したがって、 d 軸電流に対する z 軸正方向及び負方向の磁気支持力特性は原点对称となる。一方、固定子と対向する回転子永久磁石の面積は減少するため、トルクの低下が予想される。

図 8.4(c)は、回転子構造は構造 C と同一であるが、固定子の上下に固定子鉄心とヨークを設けた構造である。ただし、巻線は構造 A～C と同一である。以下、図 8.4(c)を構造 D とする。上下の固定子鉄心は、回転子永久磁石と非対向となるように配置する。上下の固定子形状は、 xy 平面について中央の固定子構造と同一構造であるが、積厚が異なり、中央の固定子の積厚に対して、 3 分の 1 程度とした。上下の固定子鉄心を設けることにより、巻線の磁束の磁気回路が形成され、ギャップ磁束密度が高まるため、磁気支持力の向上が期待される。また、上下固定子は、回転子と非対向であるため、トルクは構造 C と同等であると予想される。

8.2.5 提案構造の軸方向の磁気支持力発生原理

図 8.5 に構造 D の z 軸方向の磁気支持力発生原理を示す。図は xz 断面の x 軸正方向片側のみを示している。永久磁石の磁束を図中の実線で示し、 d 軸電流によって発生する磁束を赤色破線で示す。3 段構造の上下の回転子磁石は、固定子鉄心と非対向であるので、永久磁石の磁束はギャップ中を斜めに通過し、固定子鉄心に入る。一方、巻線に正の d 軸電流を流した時、通常の d 軸磁束に加えて、中央の固定子鉄心と上または下の固定子鉄心の間で循環する漏れ磁束が新た

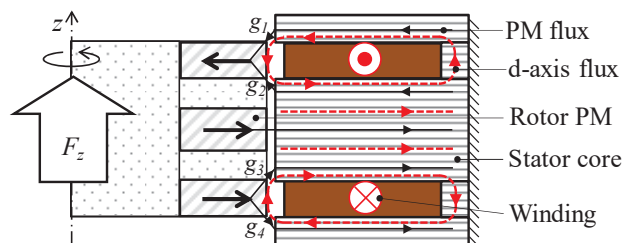


図 8.5 構造 D の能動的な軸方向力発生原理

に発生し、その漏れ磁束により軸方向の磁気支持力が発生する。本章では、この漏れ磁束を **d 軸磁束**と呼ぶ。ギャップ中で、**d 軸磁束**は z 軸方向に流れ、図中のギャップ g_1 とギャップ g_3 では、永久磁石の磁束と **d 軸磁束**は強め合う。反対に、ギャップ g_2 とギャップ g_4 では磁束は弱め合うため、 z 軸正方向に磁気支持力が発生する。図には示していないが、負の **d 軸電流**を流した時、 z 軸負方向に磁気支持力が発生する。

8.2.6 スタートアップに必要な最大磁気支持力

構造 A~D は、回転子に永久磁石、固定子に鉄心を持つため、半径方向に変位した時、半径方向に不平衡吸引力が発生する。したがって、半径方向の剛性 k_r は反発受動形磁気軸受の正剛性 k_{rp} とシングルドライブベアリングレスモータ部の負剛性 k_{rc} の和となり以下の式で表される。

$$k_r = k_{rp} + k_{rc} \quad (8.1)$$

本章では、半径方向の剛性 k_r の目標値を 51.6 N/mm と定めているため、シングルドライブベアリングレスモータ部の負剛性 k_{rc} が大きい場合、反発受動形磁気軸受の正剛性 k_{rp} を大きくする必要がある。一方、軸方向の負剛性は反発受動形磁気軸受の半径方向の正剛性が大きくなるほど大きくなる。3D-FEM 解析では、軸方向の負剛性は、半径方向の正剛性の約 2 倍となるが、実験では 2 倍より大きくなる傾向にある^[134]。したがって、十分大きな能動的な軸方向の磁気支持力が発生するように設計する必要がある。スタートアップするためには、能動的な軸方向の磁気支持力が、反発受動形磁気軸受の軸方向の不安定力と固定子鉄心と回転子磁石間の軸方向の不平衡吸引力の和に打ち勝つ必要がある。巻線に電流を流さない場合の z 軸方向の負剛性 k_z は、 k_{rp} 、安全係数 a 、固定子鉄心と回転子磁石間の軸方向の負剛性 k_{zc} を用いて以下の式で表される。

$$k_z = -2ak_{rp} + k_{zc} \quad (8.2)$$

本設計において、十分余裕を持ち、安全係数は $a = 1.4$ とした。また、軸方向が鉛直方向の場合、回転子の重量も考慮する必要がある。したがって、スタートアップ時の不安定な軸方向力 F_{zt} は、式(8.2)と軸方向最大変位 z_{\max} 、回転子質量 m 、重力加速度 g を用いて以下の式で表される。

$$F_{zt} = -k_z z_{\max} - mg \quad (8.3)$$

したがって、スタートアップを実現するため、電流による能動的な軸方向の磁気支持力 F_{zi} を含めた全体の軸方向力 F_z の条件は、(i) 正方向にタッチダウンしている場合と(ii) 負方向にタッチダウンしている場合に分けられ、以下のように表される。

$$(i) z_{\max} > 0 : F_z = F_{zi} + F_{zt} < 0 \quad (8.4)$$

$$(ii) z_{\max} < 0 : F_z = F_{zi} + F_{zt} > 0 \quad (8.5)$$

8.2.7 磁気支持力の解析結果

図 8.6 に d 軸電流に対する能動的な z 軸方向の磁気支持力 F_{zi} を示す。構造 A 及び B は軸方向に非対称構造であるため、d 軸電流が 0 の時でも、軸方向の磁気支持力は 0 にならず、z 軸正方向の磁気支持力が発生している。したがって、z 軸正方向の磁気支持力は構造 C、D と比較して大きい。一方、構造 C 及び D は対称構造であり、曲線はほぼ原点对称となる。z 軸正方向の磁気支持力は、構造 A、B に劣るが、負方向の磁気支持力が向上している。構造 D は、構造 C の固定子の上下にさらに鉄心を設けたため、ギャップの磁束密度が増加し、磁気支持力が向上した。また、構造 A、B は正の d 軸電流を増加させると、固定子鉄心内で磁気飽和が起こり、 $i_d=4\text{A}$ 付近から磁気支持力は飽和している。一方、構造 C、D は、3 層の永久磁石の内、中央の永久磁石の軸長を短くすることで、永久磁石の磁束を減少させ、固定子鉄心の磁気飽和を緩和している。構造 D の d 軸電流に対する磁気支持力の傾き k_i は、構造 C に対して約 30% 向上した。

図 8.7 に電流の位相に対するトルクを示す。回転子の回転角度は図 8.3 の xy 断面図に示す位置に固定し、電流の位相を 0° から 180° まで変化させた。回転子は SPM 構造であるため、最大トルクとなる電流の位相は 90° である。構造 A は、回転子永久磁石と固定子鉄心の対向面積が最も大きいため、トルクは最も大きい。構造 B は、構造 A の回転子上部に着磁方向が逆向き永久磁石が取付けられているため、構造 A と比較してトルクは減少している。構造 C 及び D は、中央の永久磁石の軸長を短くしたため、構造 A、B と比較してトルクは減少する。しかし、構造 D と構造 C を比較すると、上下に固定子鉄心を設けたことによるトルクの減少はほとんど無視できる。

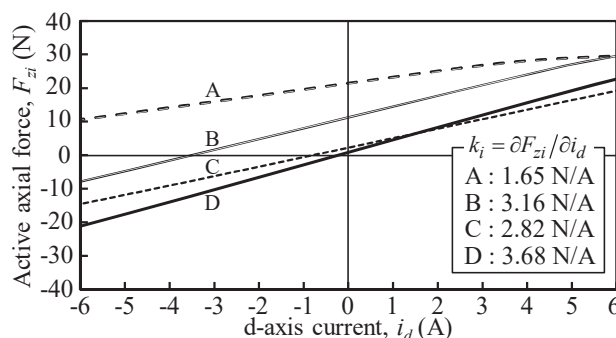


図 8.6 d 軸電流に対する能動的な z 軸方向の力 F_{zi}

図 8.8 に巻線に電流が流れていない時、回転子が z 軸方向に変位した時の不平衡吸引力を示す。ただし、この解析に反発受動形磁気軸受は含まれていない。変位 0.0 mm は、図 8.3 および図 8.4 の xz 断面図で示した回転子位置である。構造 A は、変位に対して復元力が発生しているため正剛性であるが、構造 B、C 及び D は、不平衡吸引力が発生しているため、負剛性である。構造 C と D を比較すると、上下に固定子鉄心を設けた構造 D の方が軸方向の不平衡吸引力が大きく、負剛性は約 2.2 倍大きい。

図 8.9 に巻線に電流が流れていない時、回転子が半径方向に変位した時の不平衡吸引力を示す。ただし、反発受動形磁気軸受は含まれていない。構造 A、B は回転子永久磁石と固定子鉄心の対向面積が大きいいため、半径方向の不平衡吸引力も大きい。構造 C、D は構造 A、B と比較して、回転子の中央の永久磁石の軸長が短いため、不平衡吸引力は小さい。構造 D の半径方向の負剛性は、構造 A より約 35 % 小さい。また、構造 D の半径方向の剛性 k_r は、 k_{rp} 及び k_{rc} はそれぞれ $k_{rp} = 83.5 \text{ N/mm}$ 及び $k_{rc} = -31.1 \text{ N/mm}$ であるため、式(8.1)より、 $k_r = 52.4 \text{ N/mm}$ となり、目標値を上回る設計ができていることが確認できる。

図 8.10 に z 軸正方向のスタートアップ特性を示す。この解析では反発受動形磁気軸受が考慮されている。反発受動形磁気軸受及び回転子自重を含めた全体の負剛性 k_z は式(8.2)により算出した。ただし、能動的な磁気支持力 F_{zi} は、定格電流の 5 倍の電流 $i_d = 6 \text{ A}$ の時の値を用いた。また、安全係数 a は、理想的には 1 であるが、実際は実験値と解析値に誤差が生じるため 1.4 とし計算した。構造 A は z 軸負方向の磁気支持力が小さいため、 z 軸正方向からのスタートアップは困難である。構造 B、C 及び D はスタートアップ可能で、その距離はそれぞれ 0.032 mm, 0.065

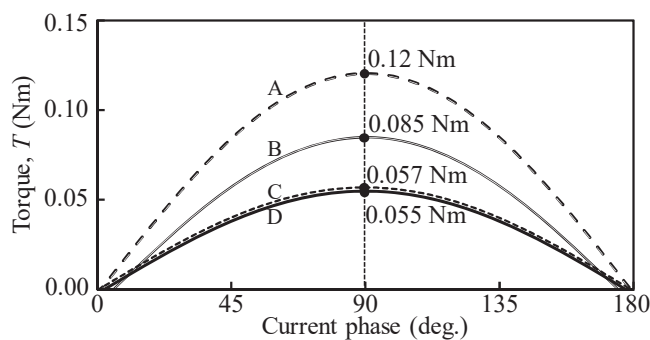


図 8.7 電流の位相に対する静止トルク

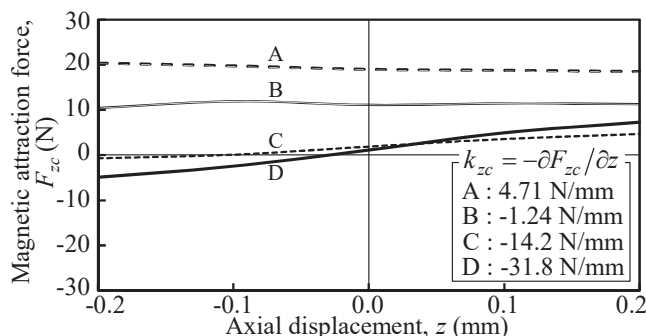


図 8.8 回転子の軸方向変位に対する軸方向の吸引力

mm, 0.085 mm である。

図 8.11 に z 軸負方向のスタートアップ特性を示す。図 8.10 の結果と異なり、構造 A~D の全てにおいてスタートアップ可能で、スタートアップ距離はそれぞれ 0.105 mm, 0.103 mm, 0.078 mm, 0.085 mm である。

図 8.10 及び図 8.11 の結果から、構造 B~D において、 z 軸正方向及び負方向両側のタッチダウンから、定格電流の 5 倍以内の d 軸電流でスタートアップ可能であることが明らかになった。構造 B と D を比較すると、構造 B は、 z 軸正方向のスタートアップ距離は構造 D の 38% であり短いですが、トルクは約 55% 大きいことが利点である。一方、構造 D は、構造 B よりトルクは小さいが、スタートアップ距離が約 2.7 倍広いため、 z 軸方向の振動に対して、許容範囲が広い利点がある。本章では、構造 D を採用し、次項以降に詳細な解析結果を示す。

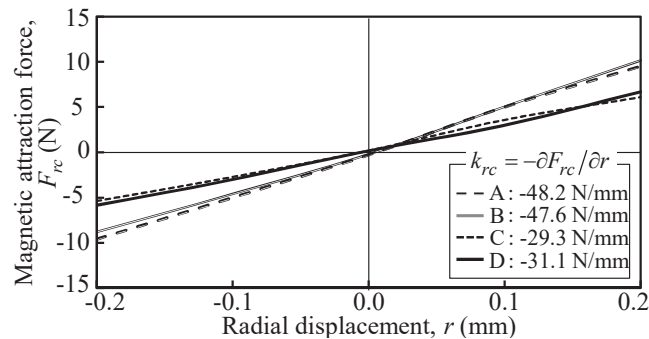


図 8.9 回転子の半径方向変位に対する半径方向の不平衡吸引力

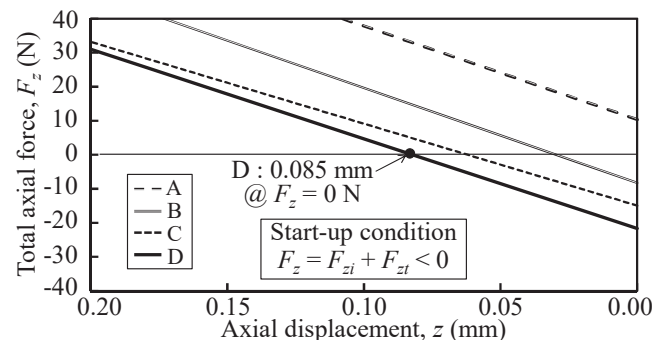


図 8.10 z 軸正方向のスタートアップ特性

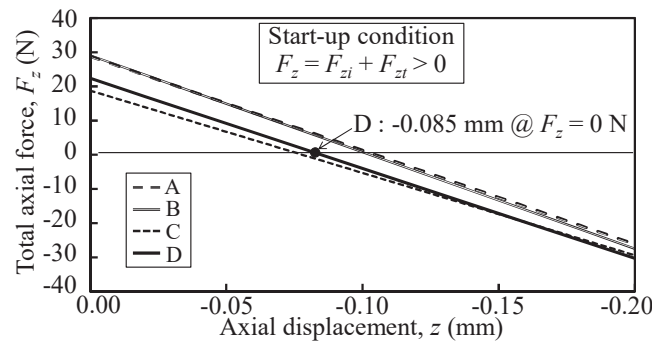


図 8.11 z 軸負方向のスタートアップ特性

8.2.8 反発受動形磁気軸受を含めた全体構造

図 8.12 に、構造 D に補助巻線及び反発受動形磁気軸受を追加した提案構造の外観を示す。中央に、回転トルクと能動的な軸方向の磁気支持力を発生させるシングルドライブベアリングレスモータユニットがあり、その両端に半径方向と傾き方向を受動安定させるための反発受動形磁気軸受が取り付けられている。

8.2.4 項で説明したように、中央のシングルドライブベアリングレスモータ部について、固定子と回転子は、それぞれ 3 層で構成されている。中央層の固定子には、三相 8 極の主巻線が施され、主に回転方向のトルクを発生させる。一方、図 8.12 では、上層と下層の固定子には、三相 8 極の補助巻線が追加され、能動的な軸方向の磁気支持力を増加させている。上層と下層の補助巻線は、電流方向が中央層と逆向きになるように施されている。なお、主巻線と補助巻線は直列に接続される。回転子は 8 極の表面貼付形である。強め界磁磁束で正の軸方向の磁気支持力、弱め界磁磁束で負の軸方向の磁気支持力が発生するように、中央層と下層の着磁方向は同一であり、上層のみ逆向きに着磁されている。固定子の外径は 58 mm、上部と下部の反発受動形磁気軸受間の軸方向長さは 32 mm である。また、回転子と固定子間のギャップは 0.5 mm である。

図 8.13 に反発受動形磁気軸受の断面図を示す。回転子、固定子共に、軸方向に着磁された 2 枚のリング形永久磁石の S 極を対向させた構造である。磁石厚、磁石幅は共に 3 mm である。全体の半径方向の剛性の目標値は 51.6 N/mm であり、中央のシングルドライブベアリングレスモータ部分の不均衡吸引力は -31.1 N/mm であるため、反発受動形磁気軸受の半径方向の剛性は、82.7 N/mm 以上である必要がある。

図 8.14 に図 8.13 の反発受動形磁気軸受の半径方向の剛性の解析結果を示す。JMAG-Designer (株式会社 JSOL) を用いて 3 次元有限要素法 (3D-FEM) 解析を行った。要素数及び接点数は、それぞれ 746441 及び 136798 であった。本解析は片側の反発受動形磁気軸受のみで行い、半径方向の最大変位はタッチダウン幅を想定し、0.3 mm とした。半径方向の変位に対する復元力の係数 k_{rp} は 41.75 N/mm であった。実際は、図 8.12 に示すように上下両側に反発受動形磁気軸受を配置するため、剛性は 2 倍になり、 k_{rp} は 83.5 N/mm となる。結果的に、目標の 82.7 N/mm 以上の剛性が得られたため、図 8.13 の設計を採用した。

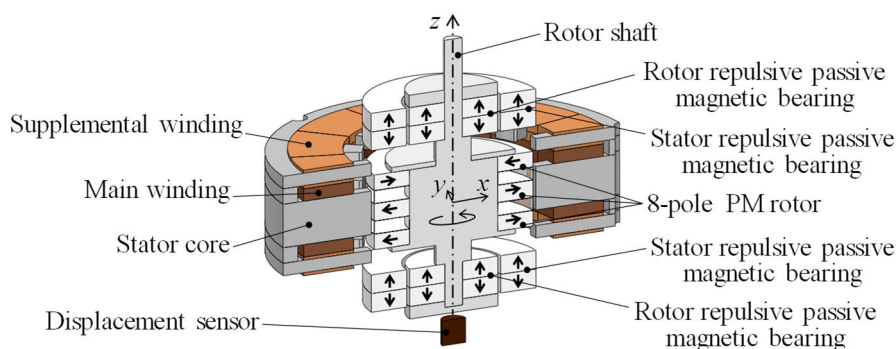


図 8.12 構造 D に補助巻線及び反発受動形磁気軸受を追加した提案構造の外観

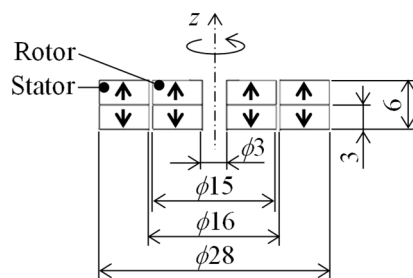


図 8.13 反発受動形磁気軸受の断面図

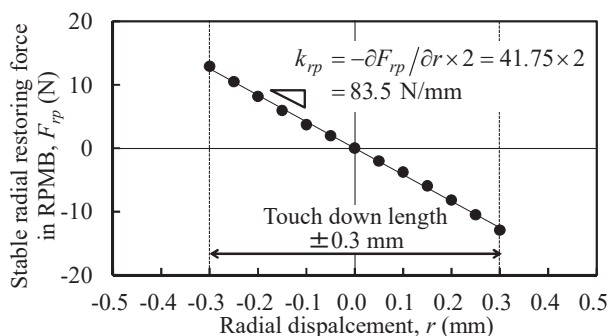


図 8.14 反発受動形磁気軸受の半径方向の剛性の解析結果

8.3 回転子設計

8.3.1 表面貼付永久磁石形と埋め込み永久磁石形

図 8.15(a)及び 8.15(b)に、表面貼付永久磁石形回転子(以下、SPM)及び埋め込み永久磁石形回転子(以下、IPM)をそれぞれ示す。シングルドライブベアリングレスモータ部の回転子として、どちらの構造が適しているかを 3D-FEM 解析を用いて、軸方向の磁気支持力及びトルクの解析を行い、性能を比較する。SPM 及び IPM のどちらの回転子極数も 8 極である。固定子は共通の 12 スロット積層鋼板であり、固定子巻線は、一般的な三相 8 極の集中巻である。回転子の直径は 27 mm、固定子と回転子との半径方向のギャップは 0.5 mm である。SPM と IPM の永久磁石の着磁方向の厚みは、それぞれ 6 mm 及び 1.5 mm である。回転子の質量は、SPM と IPM でほぼ等しいが、永久磁石の量は SPM の方が多い。

8.3.2 3D-FEM 解析による軸方向の磁気支持力の比較

図 8.16 に、SPM 及び IPM の d 軸電流に対する軸方向の磁気支持力の解析結果を示す。タッチダウンからスタートアップするための軸方向の磁気支持力の目標値 F_{zr} は、不安定な軸方向の力から決定される。なお、半径方向の剛性の目標値は、SPM と IPM で同じとする。前述の式(8.1)に示すように、全体の半径方向の剛性 k_r は、反発受動形磁気軸受部の正剛性 k_{rp} とシングルドライブベアリングレスモータ部の負剛性 k_{rc} の和で表される。したがって、シングルドライブベ

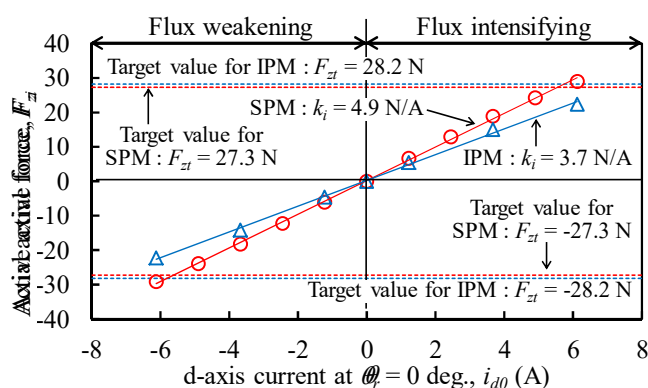
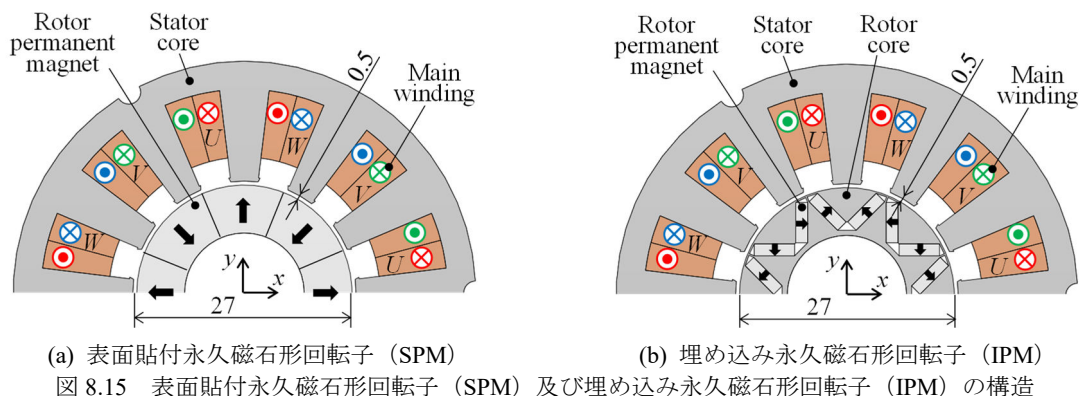


図 8.16 SPM 及び IPM の d 軸電流に対する軸方向の磁気支持力の解析結果

アリングレスモータ部の不平衡吸引力が大きい場合、全体の剛性を維持するため、反発受動形磁気軸受の剛性 k_p を大きくしなければならない。すなわち、この場合、反発受動形磁気軸受を大きくしなければならず、結果的に不安定な軸方向の力が大きくなり、スタートアップに必要な力が増加する。反対に、シングルドライブベアリングレスモータ部の不平衡吸引力が小さければ、反発受動形磁気軸受を小さく設計することができるため、不安定な軸方向力も小さく、結果的にスタートアップに必要な軸方向力が小さくなると予想される。

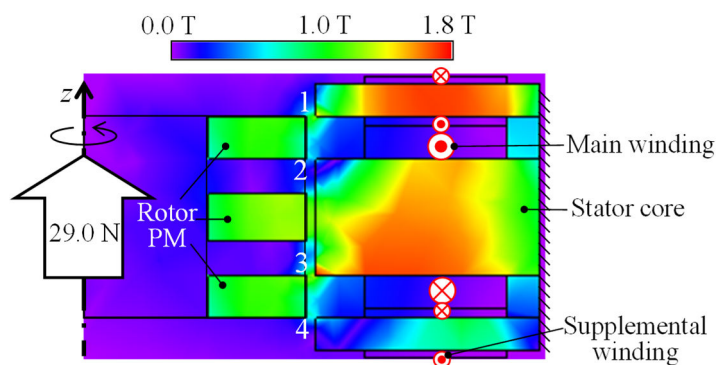
一般に、ラジアルギャップ形の反発受動形磁気軸受の場合、軸方向の負剛性は、半径方向の剛性の 2 倍以上になることが知られている^[134]。ここで、著者のこれまでの経験から、安全係数 a を 1.4 とすると、軸方向の不安定な軸方向の剛性 k_z は、前述の式(8.2)で表される。また、回転子の軸方向のタッチダウン距離を z_{max} とすると、軸方向の磁気支持力の目標値は、前述の式(8.3)で表される。

図 8.16 中の SPM 及び IPM の目標値は、式(8.3)から計算されている。これらの目標値は、それぞれ 27.3 N 及び 28.2 N である。図 8.16 では、SPM は目標値を上回る軸方向の磁気支持力を発生可能であるが、IPM は目標値に到達しなかった。定格電流及び電流密度は、それぞれ 1.22 A 及び 8 A/mm² である。したがって、SPM は定格の 5 倍以内の電流で、目標値 27.3 N を発生可能であることが明らかになった。IPM の場合、xy 平面の磁気抵抗が SPM と比較して低いため、巻線

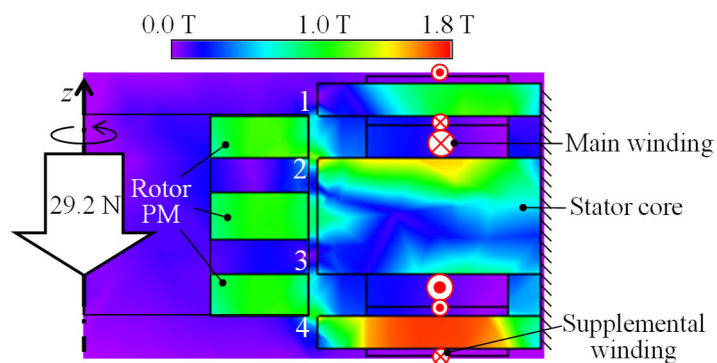
による磁束は、主に xy 平面上に分布し、軸方向に周回する d 軸磁束が少ない。したがって、IPM は SPM と比較して軸方向の磁気支持力が小さい。

図 8.17(a)及び 8.17(b)に、回転子が SPM の場合の、正及び負の d 軸電流を流して、軸方向力を発生させている時の磁束密度分布を示す。図 8.17(a)に示すように、巻線に正の d 軸電流を流した時、ギャップ 1 及び 3 では、永久磁石の磁束と d 軸磁束は強め合う。一方、ギャップ 2 及び 4 では、永久磁石の磁束と d 軸磁束は弱め合う。したがって、結果的に、回転子には z 軸正方向に能動的な軸方向力が発生する。反対に、図 8.17(b)に示すように、負の d 軸電流を流した時、ギャップ 1 及び 3 の磁束密度は減少し、ギャップ 2 及び 4 の磁束密度は増加するため、回転子には z 軸負方向に軸方向力が発生する。補助巻線がない場合でも、主巻線のみで軸方向力を発生させることは可能であるが、補助巻線は能動的な軸方向力は増加させる役割を担っている。

図 8.18 に回転子の回転角度に対する能動的な軸方向の磁気支持力の解析結果を示す。 d 軸電流 $i_d = 6.12 \text{ A}$ の時、SPM と IPM の能動的な軸方向の磁気支持力の平均値は、それぞれ 30.0 N 及び 22.8 N である。したがって、SPM はあらゆる回転角度において、十分スタートアップ可能な軸方向の能動的な磁気支持力を発生可能である。また、SPM と IPM の力の脈動は、 4.4% 及び 2.3% と共に小さい。さらに、 d 軸電流が $i_d = 0 \text{ A}$ において、 q 軸電流 $i_q = 1.22 \text{ A}$ を流した場合の軸方向の力は十分小さく、 d 軸と q 軸の干渉は無視できる。



(a) z 軸正方向に力を発生させている場合 ($i_d = 6.12 \text{ A}$)



(b) z 軸負方向に力を発生させている場合 ($i_d = -6.12 \text{ A}$)

図 8.17 磁束密度分布

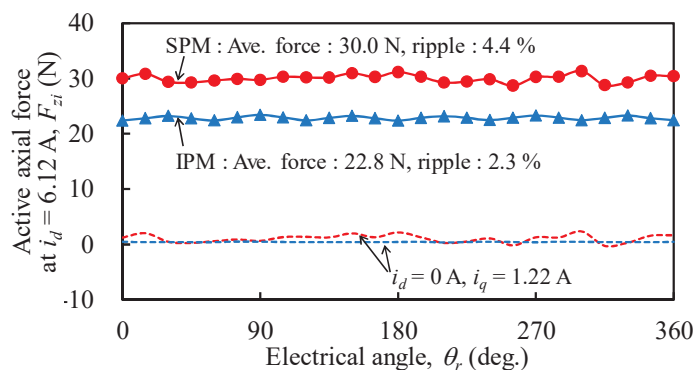


図 8.18 回転子の回転角度に対する能動的な軸方向の磁気支持力の解析結果

8.3.3 3D-FEM 解析によるトルクの比較

図 8.19 に回転角度に対するトルクの解析結果を示す。d 軸電流が $i_d = 0$ A, q 軸電流が $i_q = 1.22$ A の時, SPM と IPM の平均トルクは, それぞれ 54 mNm 及び 45 mNm である。トルクリプルは, それぞれ 55.9% 及び 9.9% である。SPM と IPM の平均トルクはほぼ同等であるが, IPM はトルクリプルが小さい利点がある。一方, d 軸電流が $i_d = 6.12$ A, q 軸電流が $i_q = 0$ A の時, 平均トルクは 0 Nm であり, d 軸電流を流してもトルクは発生しない。なお, $i_q = 0$ A の時の脈動は, コギングトルクであり, $i_d = i_q = 0$ A の時の脈動と一致した。これらのトルク解析結果から, d 軸電流によってトルクが発生しないことが確認された。

表 8.1 に, 3D-FEM 解析を用いて計算した SPM と IPM の性能パラメータを示す。全体の半径方向剛性が, 共に 51.6 N/mm になるように設計した。SPM と IPM のモータ部分の半径方向の不均衡吸引力係数 k_{rc} は, それぞれ -30.2 N/mm 及び -45.6 N/mm であるため, 反発受動形磁気軸受に必要な半径方向剛性 k_{rp} は, それぞれ 81.9 N/mm 及び 97 N/mm となる。IPM は, 平均トルクは SPM と同等であるにも関わらず, 半径方向の不均衡吸引力係数が大きいため, 同等の全体の半径方向剛性を得るために, 反発受動形磁気軸受を大きくする必要がある。結果的に, SPM と IPM の不安定な軸方向力 F_{zi} は, それぞれ -273 N/mm 及び -282 N/mm となる。タッチダウン幅を 0.1 mm に設定すると, SPM 及び IPM のスタートアップに必要な能動的な軸方向力は, それぞれ 27.2 N 及び 28.2 N となる。したがって, 図 8.16 より, SPM は定格の 5 倍の d 軸電流 $i_d = 6.12$ A 付近で, スタートアップが可能である。一方, IPM は 5 倍の d 軸電流ではスタートアップ不可能である。結果的に, SPM は高い半径方向剛性を持ちながら, 目標定格トルクを達成し, 且つ定格の 5 倍以内の d 軸電流でスタートアップ可能であるため, 本設計では SPM を採用する。

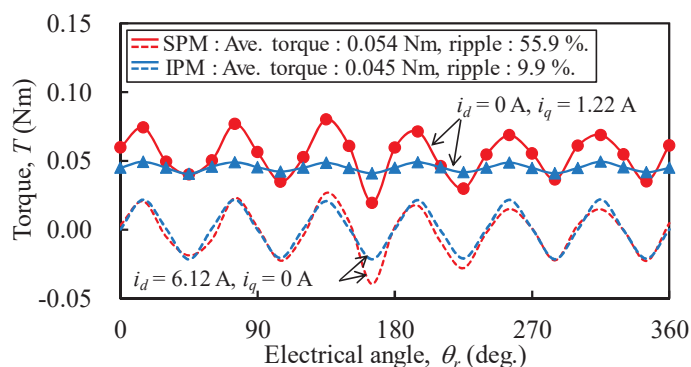


図 8.19 回転角度に対するトルクの解析結果

表 8.1 3D-FEM 解析を用いて計算した SPM と IPM の性能パラメータ

Parameter	Symbol	Unit	SPM	IPM
Rotor mass	m	kg	0.08	0.08
Total radial stiffness	k_r	N/mm	51.6	51.6
Unstable radial stiffness between the stator core and the rotor PM	k_{rc}	N/mm	-30.2	-45.6
Stable radial stiffness in RPMB	k_{rp}	N/mm	81.9	97
Unstable axial stiffness between the stator core and the rotor PM	k_{zc}	N/mm	-27.6	-10.3
Total unstable axial stiffness	k_z	N/mm	-273	-282
Magnetic gap	l_g	mm	0.5	0.5
Maximum axial displacement	z_{max}	mm	0.1	0.1
Target active axial force	F_{zt}	N	27.3	28.2
Maximum active axial force	F_{zmax}	N	30.0	22.8
Current-active axial force factor	k_{zi}	N/A	4.9	3.7
Tilting stiffness	k_θ	Nm/rad	7.3	8.6
Rated torque	T	mNm	54	45

8.4 圧粉磁心を用いた固定子の改良

8.4.1 圧粉磁心を用いる利点

図 8.20 に、著者が提案した従来構造シングルドライブベアリングレスモータを示す。これまでの構造は、中央に回転トルクと能動的な軸方向力を発生するシングルベアリングレスモータ部があり、回転軸の両端に反発受動形磁気軸受が取り付けられている。中央のシングルドライブベアリングレスモータ部は、3 層の固定子鉄心と 3 層の回転子永久磁石で構成されている。3 層の内、中央の固定子鉄心と中央の回転子永久磁石により、回転トルクを発生させ、上下の固定子鉄心と上下の回転子永久磁石により、能動的な軸方向力を発生させるしくみである。固定子鉄心及び回転子永久磁石は、12 スロット 8 極の表面貼付永久磁石モータを構成する。中央と下側の

回転子永久磁石の着磁方向は同一であるが、上側のみ着磁方向が逆向きである。理由は、 z 軸正方向及び負方向に能動的な軸方向力を発生させるためである。固定子鉄心には、積層鋼板であり、新日鉄住金製のケイ素鋼板 35H360 を用いる。また、3 層の固定子鉄心の間のリング状ヨークは、バルクの鉄であり、材料は炭素鋼 S45C である。回転子の永久磁石材料は、N40SH である。巻線は、中央の固定子鉄心にのみ、1 組の三相 8 極集中巻が施されている。一方、上下固定子の上部及び下部は、デッドスペースになっている。

図 8.21 に、上下の固定子鉄心に圧粉磁心を用い、その上下の固定子鉄心に補助巻線を施した提案構造を示す。回転子は、図 8.20 と同一であり、上下の固定子と巻線が改良されている。中央の固定子は図 8.20 と同じ積層鋼板である。上下の固定子鉄心の歯を折り曲げ、3 次元構造にすることで、 xz 断面の固定子スロット面積を拡大することができる。結果的に、上下の固定子鉄心に補助巻線を施すことが可能になる。圧粉磁心を用いて、上下固定子を三次元構造にすることで、デッドスペースを有効に活用し、補助巻線を設置することで、能動的な軸方向力を向上させることが可能である。

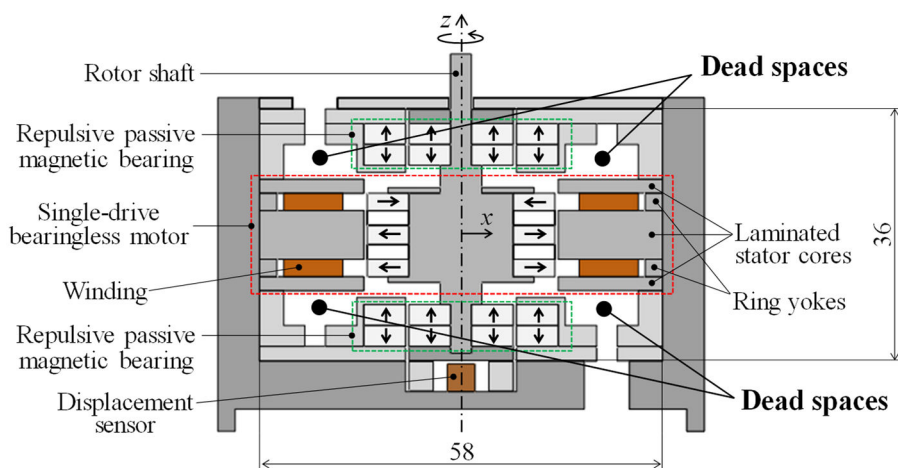


図 8.20 著者が提案した従来構造のシングルドライブベアリングレスモータ

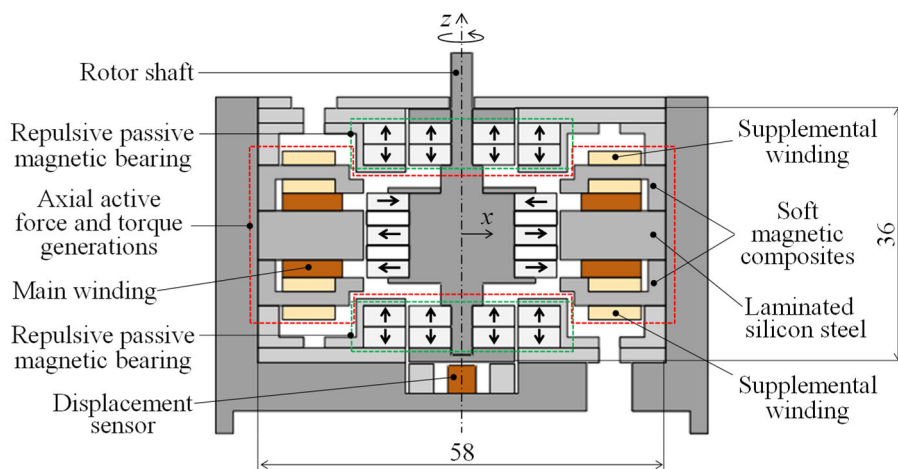


図 8.21 上下の固定子鉄心に圧粉磁心を用い、その上下の固定子鉄心に補助巻線を施した提案構造

8.4.2 材料特性

図 8.22 に、ケイ素鋼板 35H360（新日鉄住金製）及び圧粉磁心 ML28D（神戸製鋼製）の B-H 特性を示す。JMAG-Designer の材料特性から磁界と磁束密度を読み取り作成した。圧粉磁心 ML28D は、圧粉磁心に含まれる鉄の含有率が低いためケイ素鋼板 35H360 と比較して、飽和磁束密度と比透磁率が共に低い。したがって、中央の固定子鉄心に圧粉磁心を使用すると、トルクの低下が予想されるため、中央の固定子鉄心にはケイ素鋼板を用いる。上下の固定子鉄心のみ圧粉磁心に変更することで、三次元形状により xz 断面のスロット面積を拡大し、補助巻線を追加することで、能動的な軸方向力の向上が期待できる。

8.4.3 巻線とインバータの結線

図 8.23 に xy 断面図を示す。図 8.23 は中央の固定子、中央の主巻線及び回転子を表している。回転子は 8 極の表面貼付形である。回転子にバックヨークはなく、8 個の扇形永久磁石は、樹脂製のホルダに挿入され、保持されている。固定子スロット数は 12 であり、主巻線は三相 8 極の集中巻である。図 8.21 に示す上下の固定子に圧粉磁心を用いた提案構造には、上下の固定子鉄心に補助巻線が追加されている。

図 8.24 に、三相インバータと三相巻線の結線方法を示す。 U_c 、 V_c 及 W_c は、各相の主巻線を表

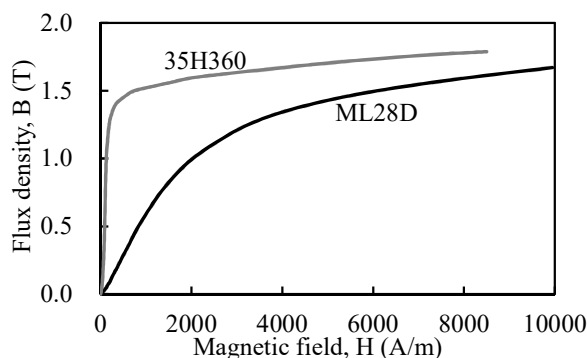


図 8.22 ケイ素鋼板 35H360（新日鉄住金製）及び圧粉磁心 ML28D（神戸製鋼製）の B-H 特性

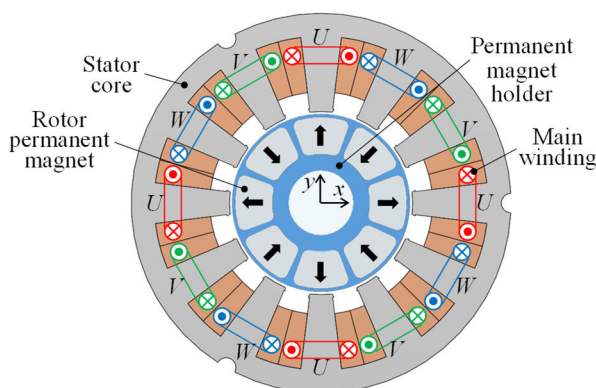


図 8.23 提案構造の xy 断面図

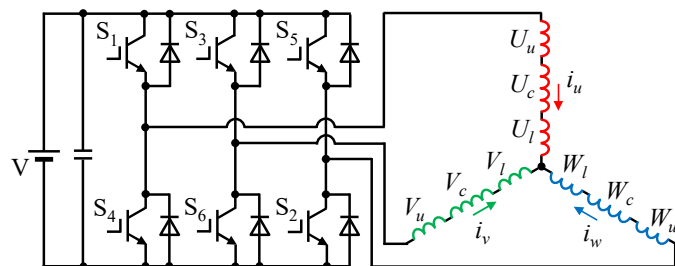
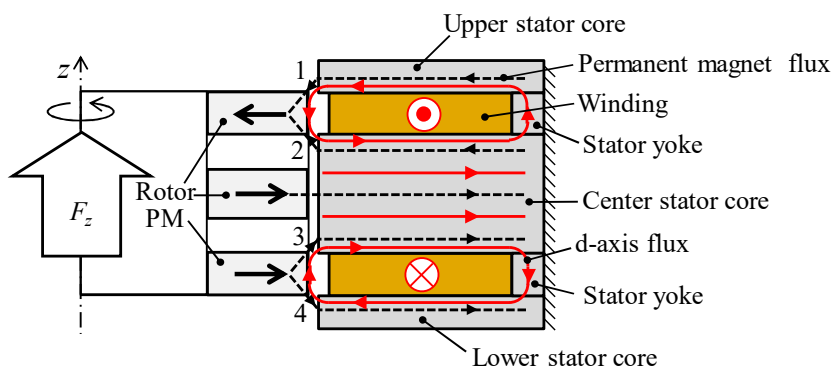


図 8.24 三相インバータと三相巻線の結線方法

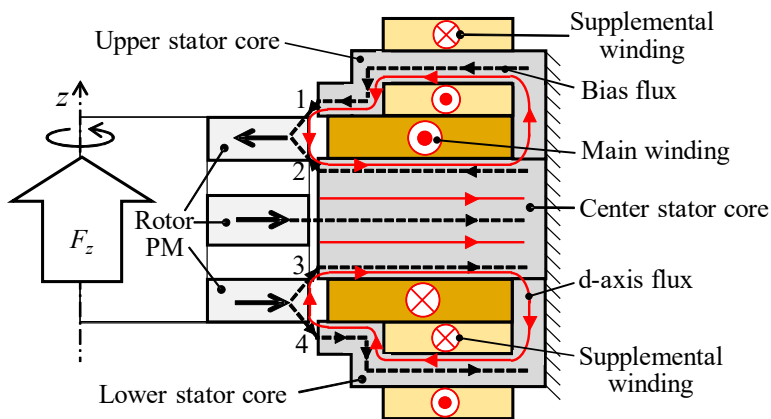
している。一方、 U_u 、 V_u 及び W_u は、上側固定子の補助巻線を表し、 U_l 、 V_l 及び W_l は、下側固定子の補助巻線を表している。各相の主巻線と上下の補助巻線は、それぞれ直列に接続されている。

8.4.4 3D-FEM 磁界解析

図 8.25(a)(b)に、従来構造と提案構造の能動的な軸方向力発生原理を示す。図 8.25 は、シング



(a) 従来構造



(b) 提案構造

図 8.25 従来構造と提案構造の能動的な軸方向力発生原理

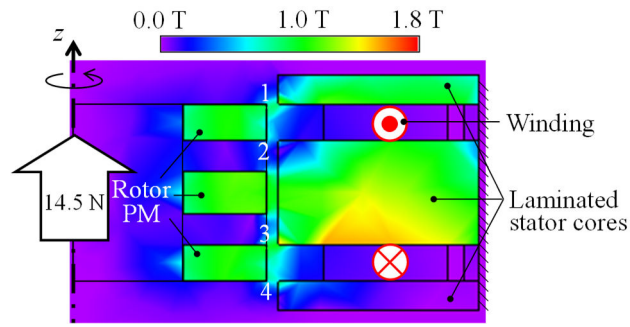
ルドライブベアリングレスモータ部の xz 断面の右半分のみを示しており、説明の簡単化のため受動形磁気軸受は除外している。回転子の回転角度は、図 8.23 に示す位置と同じであり、回転子永久磁石の N 極が、 x 正軸方向の固定子歯と対向している。図 8.25(a)の従来構造について、回転子永久磁石の黒色矢印は、着磁方向を示している。黒色破線は、回転子永久磁石の磁束を示している。中央の永久磁石の磁束は、中央の固定子に向かって直進してギャップを通過する。一方、上下の回転子永久磁石の磁束は、固定子鉄心と非対向であるため、鉄心の端部に向かって、ギャップを斜めに通過する。つまり、ギャップ中に z 軸方向成分の磁束が発生する。赤色実線は、巻線に正の d 軸電流を流した時に発生する d 軸磁束を表している。 d 軸磁束を永久磁石のバイアス磁束に重畳させることにより、ギャップ磁束密度の z 軸方向成分に粗密が発生し、結果的に、回転子に軸方向力が発生する。図 8.25(a)に示すように、正の d 軸電流を流した時、ギャップ 1 及び 3 では、磁束密度が増加し、ギャップ 2 及び 4 では、磁束密度が減少する。したがって、回転子には z 軸正方向に能動的な軸方向力が発生する。反対に負の d 軸電流を流した場合は、 z 軸負方向に能動的な軸方向力を発生させることができる。

図 8.25(b)に、上下の固定子鉄心に補助巻線を追加した場合の、能動的な軸方向力発生原理を示す。基本的な原理は図 8.25(a)と同様であるが、補助巻線が追加されたことで、上下の固定子鉄心の中に発生する d 軸磁束が増加する。したがって、ギャップ 1 及び 3 の磁束密度は、図 8.25(a)と比較して高くなる。一方、ギャップ 2 及び 4 の磁束密度は、図 8.25(a)と比較して低くなる。結果的に、ギャップの磁束密度の z 軸方向成分の粗密差が大きくなるため、能動的な軸方向力を増加させることが可能となる。

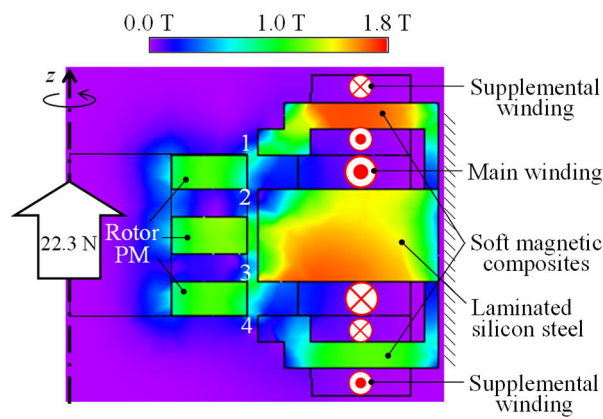
図 8.26(a)(b)に、正の d 軸電流 $i_d = 6.12 \text{ A}$ を流した時の、従来構造と提案構造の磁束密度分布の解析結果を示す。 d 軸電流の値は、定格の 5 倍の大きさである。なお、固定子鉄心と回転子永久磁石の間の磁気的ギャップは 0.8 mm である。従来構造と提案構造の磁束密度を比較すると、提案構造の固定子鉄心の磁束密度は、補助巻線の追加の影響で増加していることが確認できる。従来構造と提案構造の能動的な軸方向力の解析結果は、それぞれ 14.5 N 及び 22.3 N である。したがって、補助巻線の追加により、最大軸方向力は 53.8% 増加した。上下の固定子鉄心に圧粉磁心を用いて三次元構造として、補助巻線を追加する提案構造の有効性が明らかになった。

図 8.27 に、電気的な回転子の回転角度に対するトルクの解析結果を示す。 z 軸周りの回転トルク発生原理は、一般的な表面貼付永久磁石電動機と同一であり、 q 軸電流により磁石トルクのみが発生する。図 8.27 では、 $i_d = 0 \text{ A}$ 、 $i_q = 1.73 \text{ A}$ として解析を行った結果、平均トルクは 40.5 mNm である。提案構造では、上下の巻線によってトルクは発生するが、上下で発生するトルクは互いに逆方向で打ち消されるため、結果としてトルクは従来構造と同一である。

表 8.2 に、提案構造の性能パラメータの 3D-FEM 解析結果を示す。全体の半径方向剛性は 59.9 N/mm である。また、定格トルクの平均値は 40.5 mNm であるため、トルク密度は 0.43 Nm/l である。表 8.2 中の係数 Ψ_2' 、 Ψ_ω 、 k_ω は、磁気飽和が発生していない場合に、能動的な軸方向力及びトルクを表す数式に含まれる重要なパラメータである。



(a) 従来構造



(b) 圧粉磁心を用いた提案構造

図 8.26 正の d 軸電流 $i_d = 6.12 \text{ A}$ を流した時の磁束密度分布

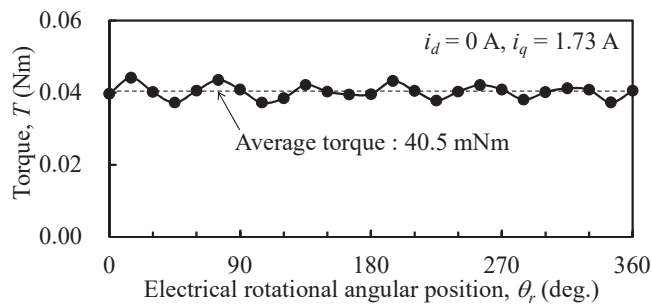


図 8.27 提案構造の電気的な回転子の回転角度に対するトルクの解析結果

表 8.2 3D-FEM 解析を用いて計算した提案構造の性能パラメータ

Parameter	Symbol	Unit	Proposed structure
Rotor mass	M	kg	0.07
Centering index	$l_g/(mg/k_r)$		43.7
Calculated total radial stiffness	k_r	N/mm	59.9
Maximum axial displacement	z_{max}	mm	0.1
Flux linkage per angular position	Ψ_ω	Wb/rad.	0.006
Coefficient of variation of induced voltage	k_ω		600
Flux linkage per axial displacement	Ψ'_z	Wb/m	3.6
Current-active axial force factor	k_{zi}	N/A	3.4
Rated torque	T	mNm	40.5
Torque density		Nm/l	0.43
Tilting stiffness	k_θ	Nm/rad.	7.7
Output power	P	W	33.5

8.5 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの電圧方程式の導出

8.5.1 電圧方程式とトルク及び磁気支持力の基本式

シングルドライブベアリングレスモータは、回転-直動モータのように、回転機とリニアモータの両方の機能が一体化されている。一般的に、回転-直動モータは、並進用と回転用に二種類の巻線が施されている。並進と回転は個別に制御され、インバータはそれぞれ一台ずつ合計二台必要である。したがって、従来の回転機及びリニアモータの理論が適用可能である。つまり、回転機の巻線の q 軸電流により回転トルクが発生し、リニアモータの巻線の q 軸電流により並進力が発生する。また、それぞれの巻線の d 軸電流は、それぞれの界磁磁束を制御するために用いられる。一方、シングルドライブベアリングレスモータは、一種類の三相巻線のみを持ち、一台の三相インバータで d 軸及び q 軸電流を制御することにより、能動的な軸方向力及び回転トルクを発生させる。従来の回転-直動モータと異なる新しい原理であるため、新しい理論を構築する必要がある。文献[135]では、ヘリカルモータが提案されている。可動子の軸方向位置及び回転トルクを制御するための dq 座標系の電圧方程式が示されている。しかし、スラスト力と回転トルクは互いに干渉する構造であり、独立に制御することができない。一方、提案構造のシングルドライブベアリングレスモータは、軸方向力とトルクを独立に制御することが可能である。したがって、提案構造の電圧方程式はシンプルである。

図 8.23 の xy 断面図に示すように、モータ構造は一般的な表面貼付永久磁石形同期電動機 (SPMSM) と同等の構造であるため、一般的な dq 座標系の電圧方程式が適用できる。ここで、

dq 軸電圧を v_d 及び v_q , 巻線抵抗及びインダクタンスを R 及び L , 電気角速度を ω_e と定義する。さらに, 回転子の軸方向変位に伴う鎖交磁束の時間微分を $d\Psi_z/dt$, z 軸回りの回転に伴う鎖交磁束を Ψ_ω と定義すると, 電圧方程式は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + P\frac{3}{2}L & -\omega_e\frac{3}{2}L \\ \omega_e\frac{3}{2}L & R + P\frac{3}{2}L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P\Psi_z \\ \omega_e\Psi_\omega(1+k_\omega z) \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

ここで, k_ω は回転子の軸方向変位によって変化する速度起電力の変化率である。また, P は時間微分演算子 d/dt である。トルクは, SPMSM と同様に, 極数 p , 鎖交磁束 Ψ_ω 及び q 軸電流に比例し以下の式で表される。

$$T = p\Psi_\omega(1+k_\omega z)i_q \quad (8.7)$$

一方, 一般的な SPMSM と異なる点は, 式(8.7)に $(1+k_\omega z)$ 項が含まれる点である。つまり, シングルドライブベアリングレスモータのトルクは, 回転子の軸方向位置によって変化する。この現象は, 回転子が z 軸正方向に変位した場合, 鎖交磁束は増加し, 反対に z 軸負方向に変位した場合, 鎖交磁束は減少することに起因している。能動的な軸方向力を発生させるためには, 回転子の軸方向変位の増加に対して, 鎖交磁束も増加する必要があるため, 式(8.7)はシングルドライブベアリングレスモータの一般的なトルク式である。

また, 式(8.6)の電圧方程式の d 軸上の速度起電力も一般的な SPMSM と異なる点である。上述のように, シングルドライブベアリングレスモータは, 回転子の軸方向変位に比例して, 鎖交磁束が増加するため, d 軸に速度起電力が発生する。ただし, この速度起電力は, 回転子の回転速度に比例して発生する起電力ではなく, 回転子の軸方向の変位速度に比例して発生する起電力である。したがって, 回転方向の鎖交磁束 Ψ_ω と区別して, 軸方向の鎖交磁束 Ψ_z を用いる。

d 軸に発生する軸方向の速度起電力は, $P\Psi_z = d\Psi_z/dt$ で表される。さらに, 軸方向の速度起電力は, 軸方向変位に対する鎖交磁束の変化 Ψ_z' を用いて, 以下の式に書き換えられる。

$$\frac{d\Psi_z}{dt} = \frac{dz}{dt} \frac{d\Psi_z}{dz} = \frac{dz}{dt} \Psi_z' \quad (8.8)$$

式(8.8)中の Ψ_z' の単位は Wb/m であり, 単位変換を行うと N/A となる。したがって, Ψ_z' は磁気支持力係数に相当するため, 能動的な軸方向力 F_{zi} は, d 軸電流を用いて以下の式で表される。

$$F_{zi} = \Psi_z' i_d \quad (8.9)$$

式(8.9)より, 能動的な軸方向力は, 軸方向変位に対する鎖交磁束の変化 Ψ_z' と d 軸電流に比例

する。したがって、式(8.6)の電圧方程式の d 軸及び q 軸の速度起電力項の鎖交磁束は、それぞれ能動的な軸方向力及び回転方向のトルクの係数を表している。

8.5.2 ベクトル図

図 8.28(a)及び(b)に、それぞれ弱め界磁及び強め界磁時のベクトル図を示す。図 8.28(a)は、負の d 軸電流が流れており、z 軸負方向に力が発生している状態である。また、正の q 軸電流が流れているため、トルクも発生している。一方、図 8.28(b)は、正の d 軸電流が流れており、z 軸正方向に力が発生している状態である。ここで、 i_s は電機子電流ベクトルであり、d 軸電流と q 軸電流のベクトル和である。 β は電機子電流 i_s の q 軸からの位相進み角である。

図 8.29 に電機子電流の位相進み角に対するトルクと軸方向力の計算結果を示す。導体 1 本当たりの定格電流実効値は 1 A である。位相進み角 β が -90° から 90° の範囲では電動機動作し、 180° から -90° 及び 90° から 180° の範囲では発電機動作する。 β が 0° の時、 $i_q = 1.73$ A 及び $i_d = 0$ A であるため、トルク T は最大となり、 β が -90° の時、能動的な軸方向力 F_{zi} は最大となる。位相進み角 β が -180° から 0° の区間は、強め界磁領域であり、z 軸正方向の力 F_{zi} が発生する。一方、位相進み角 β が 0° から 180° の区間は、弱め界磁領域であり、z 軸負方向の力が発生する。

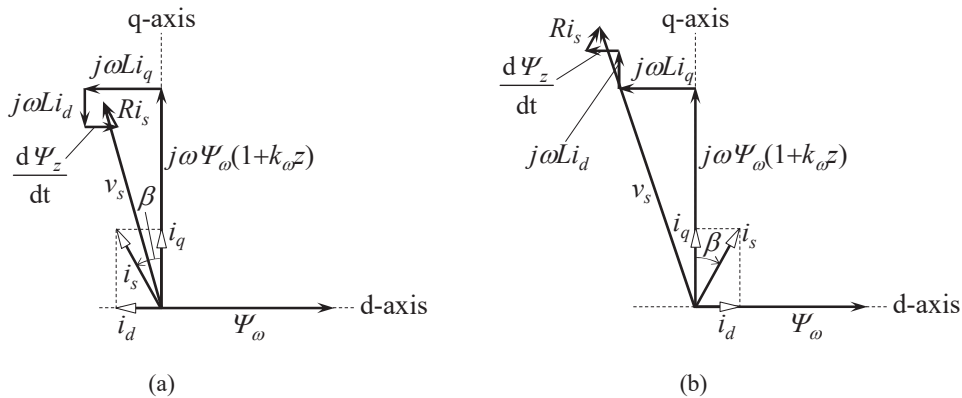


図 8.28 永久磁石形シングルドライブベアリングレスモータのベクトル図 (a) 回転子が z 軸正方向に変位し、d 軸電流が負の場合、(b) 回転子が z 軸負方向に変位し、d 軸電流が正の場合

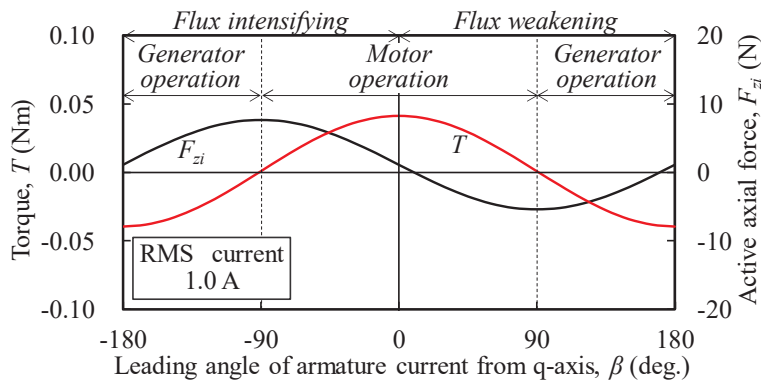


図 8.29 電機子電流の位相進み角に対するトルクと軸方向力の計算結果

つまり、トルク T 及び能動的な軸方向力 F_{zi} は、位相進み角 β によって変化し、式(8.6)の電圧方程式中の変数を用いて、以下の式(8.10)で表される。

$$\begin{bmatrix} F_{zi} \\ T \end{bmatrix} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \begin{bmatrix} \Psi_z' \sin \beta \\ p \Psi_\omega (1 + k_\omega z) \cos \beta \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

位相進み角 β は、 d 軸及び q 軸電流指令値によって決まる。 d 軸電流指令値は、回転子の軸方向位置と回転子の回転角度のフィードバック信号を用いて、軸方向位置フィードバック制御系の PID コントローラを通して生成される。 q 軸電流指令値は、回転速度フィードバック制御系の PI コントローラを通して生成される。最終的に、三相電流は dq 軸電流指令値と回転子の回転角度 θ_r を用いて、以下の式(8.11)で表される。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

8.6 実験結果

8.6.1 試作機構成

図 8.30(a)及び(b)に、それぞれ圧粉磁心を用いた固定子及び回転子を示す。固定子外径は 58 mm、回転子の 8 極セグメント構造部及び反発受動形磁気軸受部の外径は、それぞれ 27 mm 及び 15 mm である。反発受動形磁気軸受部の永久磁石の 1 枚当たりの軸方向の厚みは 3 mm である。上下の三次元構造の固定子には、神戸製鋼製の圧粉磁心 MD28L が用いられている。中央固定子のみ、新日鉄住金製 0.35 mm 厚のケイ素鋼板 35H360 が用いられている。上下と中央の固定子の間のリングヨークは、炭素鋼 S45C である。回転子永久磁石の材料は、全て NdFeB 系の N40SH であり、残留磁束密度及び保持力は、それぞれ 1.28 T 及び 955 kA/m である。また、回転子のシャフト全体の質量は 0.07 kg である。回転子の回転角度検出用ホールセンサは、上側固定子に取り付けたホールセンサ固定用プレートに取り付けられている。

図 8.31 に、回転子の上端にファンブレードを取り付けた試作機を示す。ファンブレードの材料はアクリル系樹脂で、3D プリンタで製作された。ファンブレードの直径は 130 mm である。

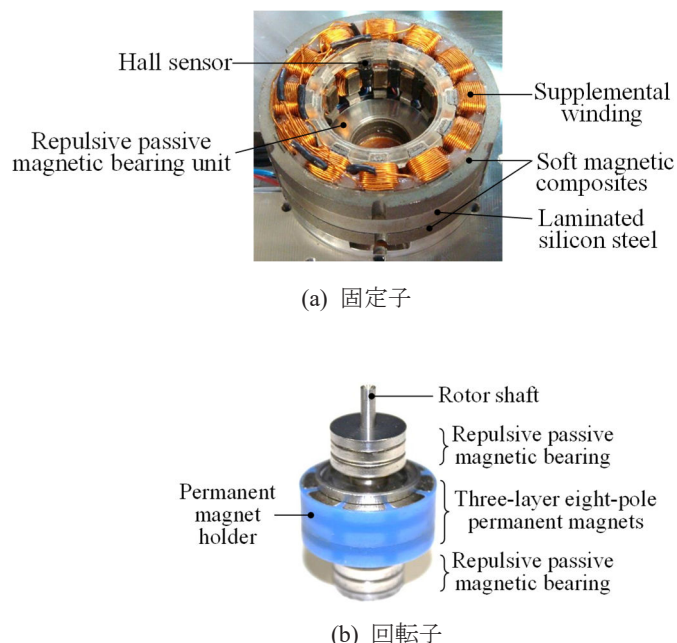


図 8.30 製作した提案構造の固定子及び回転子

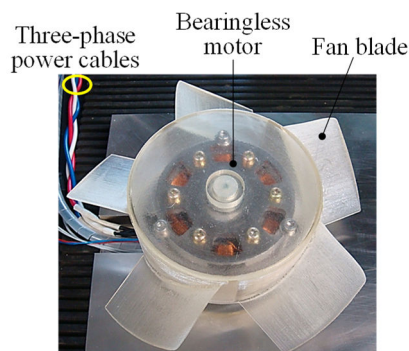


図 8.31 回転軸にファンブレードを取り付けた試作機

8.6.2 スタートアップ試験

図 8.32 にスタートアップ試験結果を示す。磁気支持制御を行う前、回転子は軸方向のみ固定子にタッチダウンしている。半径方向及び傾き方向は、反発受動形磁気軸受により常に非接触である。図 8.32 には、回転子の軸方向変位 z 、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q が示されている。磁気支持制御開始前、回転子は $z = -0.1 \text{ mm}$ に位置している。磁気支持制御直後、正の d 軸電流が流れ、回転子は目標値 $z = 0$ に追従する。スタートアップに必要な d 軸電流の最大値は 6.2 A であった。

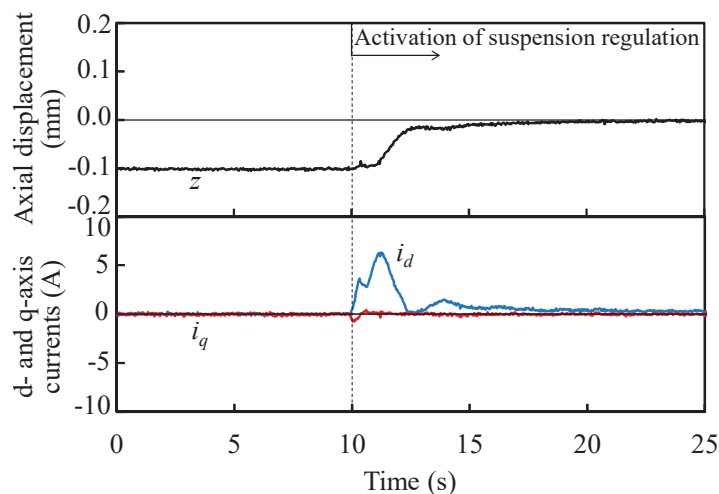


図 8.32 スタートアップ試験結果

8.6.3 軸方向の磁気支持力測定結果

図 8.33 に、d 軸電流 i_d に対する能動的な軸方向力 F_{zi} 及び銅損を示す。回転子位置は $z=0$ である。従来型及び提案型は、それぞれ図 8.20 及び図 8.21 に示す構造である。従来構造及び提案構造の解析結果は、それぞれ黒色及び赤色実線で示している。また、提案構造の実験結果を赤丸プロットで示している。従来構造の解析結果について、線形領域の d 軸電流に対する能動的な軸方向力の変化の割合は 2.2 N/A である。一方、提案構造の軸方向力の変化の割合の実験結果は 3.3 N/A である。したがって、提案構造の軸方向力の特性は、従来構造と比較して 50% 向上した。

従来構造は、d 軸電流を増加させた時、中央の固定子鉄心は磁気飽和するが、上下の固定子鉄心の磁束密度は中央の固定子鉄心に比べて低い。したがって、従来構造は上下の固定子鉄心の性能を十分に発揮できていない。一方、提案構造は、上下の固定子鉄心に補助巻線が施されているため、中央の固定子鉄心と同様に磁束密度を高めることが可能である。結果的に、d 軸電流を定格の 18 倍まで増加させた場合であっても、提案構造の軸方向力は従来構造より大きい。

さらに図 8.33 に、従来構造と提案構造の d 軸電流による銅損の比較を示す。銅損は、巻線抵抗 R 及び d 軸電流 i_d を用いて Ri_d^2 で計算した。回転子が z 軸正方向にタッチダウンした状態で、スタートアップする場合、必要な軸方向力は -20 N である。この時、従来構造と提案構造のスタートアップに必要な d 軸電流は、それぞれ -10 A 及び -6 A である。一相当たりの巻線抵抗は、それぞれ 1.4 Ω 及び 2.7 Ω であるため、銅損はそれぞれ 135 W 及び 100 W となる。したがって、提案構造は補助巻線の追加により巻線抵抗が増加するが、軸方向力係数の向上により d 軸電流が小さくなるため、銅損は従来構造と比較して小さくなることが明らかになった。

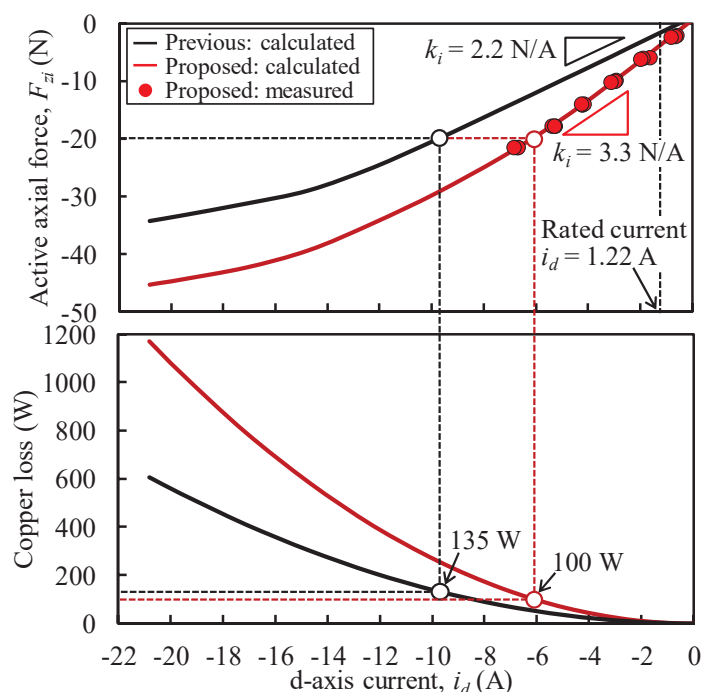


図 8.33 d 軸電流 i_d に対する能動的な軸方向力 F_z 及び銅損

8.6.4 加速試験結果

図 8.34 に、タッチダウンからスタートアップし、さらに無負荷で回転子を加速させた時の q 軸電流、d 軸電流、回転子の z 軸方向位置、回転速度の波形を示す。z 軸方向のタッチダウン幅は 0.1 mm であり、磁気支持制御を ON した直後に、位置指令値 0.0 mm に収束している。また、速度制御を ON すると、定格値である 1.73 A の q 軸電流が流れ、回転子は直ちに加速し、100 ms 以内に回転速度指令値 2400 r/min に収束している。図 8.34 は無負荷であるため、q 軸電流は小さくほぼ 0 A である。

図 8.35 に、回転子にファンブレードを取り付けて加速させた時の q 軸電流、d 軸電流、回転子の z 軸方向位置、回転速度の波形を示す。空気の流体負荷により、加速時間が増加し、2400 r/min までの加速に 1000 ms 要している。また、2400 r/min の速度を維持するために必要な q 軸電流は 0.8 A であった。一方、d 軸電流と z 軸方向の振動は、無負荷時と比較して大差はなく、それぞれ ± 1.1 A 及び ± 11 μ m であった。図 8.35 より、負荷時においても、安定な磁気支持と加速が実現可能であることが実験的に証明された。

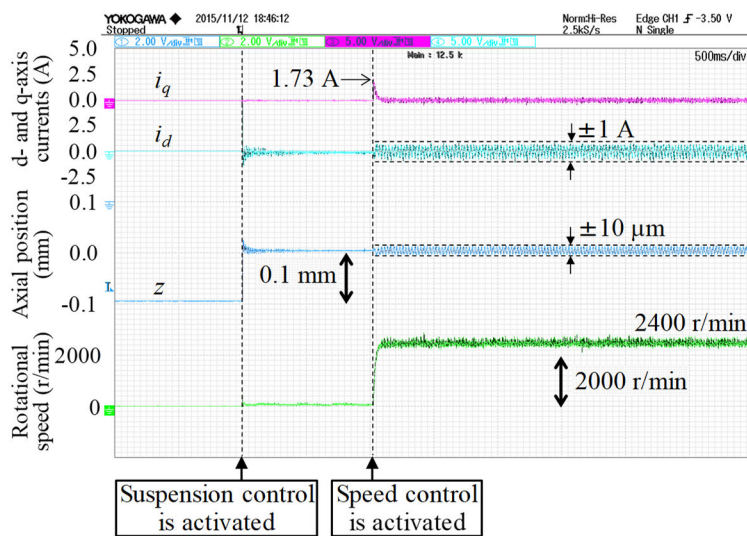


図 8.34 無負荷加速試験結果

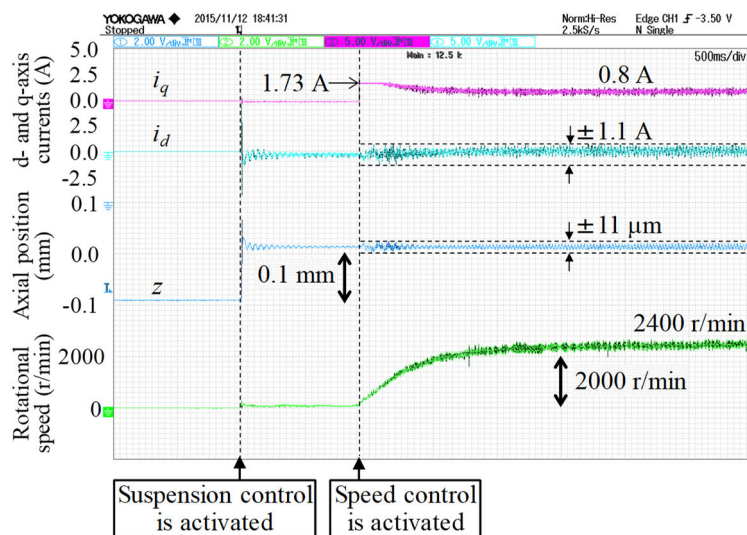


図 8.35 ファン負荷加速試験結果

8.7 第 8 章のまとめ

高い半径方向の剛性を持つ小形 1 軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの構造と基本原理を示した。4 種類の構造について、3D-FEM 磁界解析を行い、スタートアップ性能を比較した。 z 方向の振動が小さい場合は、構造 B が適している一方、比較的広いタッチダウン距離が必要な場合は構造 D が適していることが明らかになった。

さらに、3D-FEM 磁界解析を用いて SPM 回転子と IPM 回転子の性能比較を行い、SPM 回転子は能動的な軸方向力、トルク及びスタートアップ性能について優れていることが明らかになった。

また、圧粉磁心を用いた三次元形状の新しい固定子鉄心構造を提案した。提案構造により、上

下の固定子鉄心に補助巻線を追加することが可能となり、結果的に、能動的な軸方向力は従来構造と比較して 50%向上した。

SPM 回転子及び圧粉磁心を持つ固定子の試作機を製作し実験を行った。能動的な軸方向力の測定結果は、3D-FEM 磁界解析の計算結果と良く一致した。さらに、ファンブレードを回転軸に取り付け、スタートアップから加速試験を行い、安定な磁気支持制御と回転速度制御を実現し、提案構造の有効性を実験的に明らかにした。

第9章 結論

第1章「緒論」では、ベアリングレスモータの研究背景を示し、能動的な制御軸数を削減した2軸制御形及び1軸制御形ベアリングレスモータの受動安定方向の振動低減に関する研究の意義を示した。

第2章「ベアリングレスモータの能動制御軸数削減に関する現状と課題」では、能動的な制御軸数で分類したベアリングレスモータの基本構成と特徴を示し、2軸制御形及び1軸制御形ベアリングレスモータの位置付けを示した。また、2軸制御形及び1軸制御形ベアリングレスモータの研究動向を示し、受動安定方向の振動低減が重要な研究課題であることを示した。

第3章「トロイダル巻を用いた2軸制御多極コンシクエントポール形ベアリングレスモータの設計及び磁気支持特性」では、2軸制御形ベアリングレスモータの磁気支持原理、試作機の設計及び解析、基礎特性の実験結果について示した。半径方向の磁気支持巻線にトロイダル巻を採用することで、2極分布巻にも関わらず、コイルエンドが小さく、薄型化が可能であることを明らかにした。

第4章「2軸制御形ベアリングレスモータのコロケーション問題を考慮した安定性理論の構築」では、試作した2軸制御形ベアリングレスモータの傾き方向の安定性について、ノンコロケーション構造の場合、半径方向と傾き方向の運動の干渉により、傾き方向の振動が大きくなり、最悪の場合タッチダウンするメカニズムを理論的に明らかにした。さらに、半径方向と傾き方向の両方を安定化するためにPIDコントローラの積分ゲインが重要であることを示し、積分ゲインの決定方法を明らかにした。また、安定性理論の有効性を実験的に証明した。

第5章「ワイドギャップ・高剛性を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証」では、受動安定方向の剛性が高いラジアルギャップ形の1軸制御形ベアリングレスモータを提案した。固定子鉄心構造と巻線構造を工夫し、受動形磁気軸受で発生する不安定な軸方向力に打ち勝つ能動的な軸方向の磁気支持力を発生可能な構造を明らかにした。さらに、試作機を製作し基礎実験を行い、安定な磁気支持と回転速度制御が可能であることを明らかにした。

第6章「V形巻線を持つ1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのトルク式の導出とトルク向上の理論検討」では、第5章で提案した1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータのユニークなV形巻線に関するトルクの数値計算と実験結果を示した。V形巻線の折り曲げ角に対するトルクと能動的な軸方向力の関係を明らかにし、トルク向上方法を提案した。

第7章「反発受動形磁気軸受を備えた1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減法の提案」では、第5章で提案した1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの半径方向の振動低減方法を提案した。回転角度の検出誤差がある場合、意図しないd軸電流の発生によって回転子の軸方向の振動が発生し、その影響で半径方向の振動が増大することを数値計算によって明らかにした。実機検証により、回転角度検出誤差を低減することで、回転子の軸方向の振動が低減され、さらに半径方向の振動が低減されることを示した。

第8章「冷却ファン用1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータの提案及び実機検証」では、冷却ファンへの応用を目指して、高剛性と高トルクを両立する新しい1軸制御形シングルドライブベアリングレスモータを提案した。回転機，リニアアクチュエータ，反発受動形磁気軸受を有機的に融合し，高剛性と高トルクの両立を実現する新しい構造を設計した。試作機を製作し，能動的な軸方向力の測定や加速試験を行い，提案構造の有効性を実機検証により明らかにした。さらに，回転子にファンブレードを取り付け，負荷試験を行い，冷却ファンとして安定に駆動可能であることを示した。

謝辞

本研究を行うにあたり、日頃よりご指導、ご鞭撻頂いた指導教員の千葉明教授に、心より感謝申し上げます。論文審査員として、適切にご指導、ご助言を頂いた安岡康一教授、七原俊也教授、藤田英明准教授、萩原誠准教授に、心より感謝申し上げます。研究の進め方についてご指導、ご助言頂いた赤木泰文特任教授に、心より感謝申し上げます。研究の進め方や論文の書き方、発表方法など、研究者に必要なノウハウや心構えをお教えくださった深尾正名誉教授に、心から感謝申し上げます。博士論文の書き方について、ご指導、ご助言頂いた竹内希特定准教授に、心から感謝申し上げます。英語論文の書き方やディスカッションなどご指導、ご助言を頂いた Memorial University of Newfoundland の Prof. M. A. Rahman に、心より感謝申し上げます。国際会議や委員会にてご指導、ご助言頂いた諏訪東京理科大学の大島政英教授に、心より感謝申し上げます。国際会議にて、ベアリングレスモータの応用についてご指導、ご助言頂いた進士忠彦教授に、心より感謝申し上げます。モータの設計方法や制御方法についてご指導、ご助言頂いた北海道大学の竹本真紹准教授に、心より感謝申し上げます。日頃よりベアリングレスモータの研究だけでなく、親身に相談に乗ってくださった静岡大学の朝間淳一准教授に、心より感謝申し上げます。共同プロジェクトにて、適切にご指導、ご助言頂いた土方亘准教授に、心より感謝申し上げます。解析方法や実験方法など、相談に乗って頂いた富山大学の清田恭平助教に、心より感謝申し上げます。

ベアリングレスモータの試作で、提案構造の実現のために多大なご協力と適切にご助言を頂いた有限会社モーションシステムテックの斎藤守弘氏に、心より感謝申し上げます。また、ベアリングレスモータの研究を発展させるため、多大なご協力を頂いた産学連携コーディネータの中村寛氏に、心より感謝申し上げます。

本論文に関するジャーナル論文執筆において、試作機の設計や製作、実験など多大なご協力を頂いた千葉研究室卒業生の田中誠祐氏ならびに志村樹氏に、心より感謝申し上げます。また、試作機の製作や実験に多大なご協力を頂いた千葉研究室卒業生の齋田陽氏、大石陵平氏、大橋一水氏、上村祐介氏、三好将仁氏に、心より感謝申し上げます。円滑に研究を進めるために、多大なご協力を頂いた千葉研究室秘書の時岡えい氏に、心より感謝申し上げます。また、日々の研究生生活において、多大なご協力を頂いた千葉研究室の皆さま、そして卒業生の皆さまに、心より感謝申し上げます。

また、日頃よりご支援、ご協力を頂いた、友人を始めとする多くの方々に、心より感謝申し上げます。最後に、研究生生活の支えとなり、暖かい励ましの言葉をかけてくれた家族に、心より感謝します。

参考文献

- [1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto and D.G. Dorrell, “Magnetic Bearings and Bearingless Drives,” Newnes Elsevier ISBN 07506 5727 8, 2005.
- [2] 電気学会 磁気浮上応用技術調査専門委員会：「磁気浮上と磁気軸受」，コロナ社，1993.
- [3] 日本機械学会：「磁気軸受の基礎と応用」，養賢堂，1995.
- [4] R. Schöb, and N. Barletta, “Principle and Application of a Bearingless Slice Motor,” *JSME International Journal series C*, Vol. 40, No. 4, pp. 593-598, 1997.
- [5] W. Amrhein, S. Silber, and K. Nenninger, “Levitation Forces in Bearingless Permanent Magnet Motors,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 5, pp. 4052-4054, 1999.
- [6] M. Neff, N. Barletta, and R. Schöb, “Bearingless Centrifugal Pump for Highly Pure Chemicals”, in *Proc. 8th International Symposium on Magnetic Bearings*, pp.283 -287, 2002.
- [7] Q. Li, P. Boesch, M. Haefliger, J. W. Kolar, and D. Xu, “Basic Characteristics of a 4kW Permanent-Magnet Type Bearingless Slice Motor for Centrifugal Pump System,” in *Proc., The International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 3037-3042, 2008.
- [8] K. Raggl, B. Warberger, T. Nussbaumer, S. Burger, and J. W. Kolar, “Robust Angle-Sensoreless Control of a PMSM Bearingless Pump,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2076-2085, 2009.
- [9] M. Takemoto, S. Iwasaki, H. Miyazaki, A. Chiba and T. Fukao, “Experimental Evaluation of Magnetic Suspension Characteristics in 5-axis Active Control Type Bearingless Motor without a Thrust Disk for Wide-gap Condition”, in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp. 2362-2367, 2009.
- [10] J. Asama, M. Amada, N. Tanabe, N. Miyamoto, A. Chiba, S. Iwasaki, M. Takemoto, T. Fukao and M. A. Rahman, “Evaluation of a Bearingless PM Motor with wide magnetic gaps,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.25, No.4 pp.957-964, 2010.
- [11] M. Ooshima and C. Takeuchi, “Magnetic Suspension Performance of a Bearingless Brushless DC Motor for Small Liquid Pumps”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.47, no.1, pp.72-78, 2011.
- [12] I. D. Silva and O. Horikawa, “An attraction-type magnetic bearing with control in a single direction,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1138–1142, 2000.
- [13] T. Masuzawa, T. Kita, and Y. Okada, “An Ultradurable and Compact Rotary Blood Pump with a Magnetically Suspended Impeller in the Radial Direction”, *Artificial Organs*, Vol.25, No.5, pp.395-399, 2001.
- [14] Y. Okada, N. Yamashiro, K. Ohmori, T. Masuzawa, T. Yamane, Y. Konishi, and S. Ueno, “Mixed Flow Artificial Heart Pump with Axial Self-Bearing Motor”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 10, no. 6, pp. 658-665, 2005.
- [15] J. Asama, T. Fukao, A. Chiba, M. A. Rahman, and T. Oiwa, “A Design Consideration of a Novel Bearingless Disk Motor for Artificial Hearts,” in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp.1693-1699, 2009.
- [16] S. Yang, and M. Huang, “Design and Implementation of a Magnetically Levitated Single-Axis Controlled Axial Blood Pump”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2213-2219, 2009.

- [17] 湯本 淳史, 進士 忠彦:「軸方向制御型磁気軸受モータを搭載した小型遠心血液ポンプ」, 日本機械学会論文集C編 Vol. 78, No. 792, p. 3064-3072, 2012.
- [18] J. Rao, W. Hijikata, and T. Shinshi, “A bearingless motor utilizing a permanent magnet free structure for disposable centrifugal blood pumps,” *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, Vol. 9, No. 3, pp. 1-16, 2015.
- [19] H. Onuma, T. Masuzawa, and M. Murakami, “Development of a small magnetic levitated centrifugal blood pump using a radial type self-bearing motor and axial position change of rotor-impeller by rotational magnetic field,” *Mechanical Engineering Journal*, vol. 4, no. 5, pp.1-12, 2017.
- [20] T. Reichert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, “Bearingless 300-W PMSM for bioreactor mixing,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1376–1388, 2012.
- [21] T. Reichert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, “Investigation of Exterior Rotor Bearingless Motor Topologies for High-Quality Mixing Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2206-2216, 2012.
- [22] B. Warberger, R. Kaelin, T. Nussbaumer and J. W. Kolar, “50-Nm/2500-W Bearingless Motor for High-Purity Pharmaceutical Mixing”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.5, pp. 2236-2246, 2012.
- [23] P. Karutz, T. Nussbaumer, W. Gruber and J. W. Kolar, “Novel Magnetically Levitated Two-Level Motor”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol.13, no.6, pp. 658 – 668, 2008.
- [24] F. Zürcher, T. Nussbaumer, W. Gruber and J. W. Kolar, "Design and Development of a 26-pole and 24-slot Bearingless Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp.4594 -4597, 2009.
- [25] T. Schneeberger, T. Nussbaumer and J. W. Kolar, “Magnetically Levitated Homopolar Hollow-Shaft Motor,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, no. 1, pp. 97 – 107, Feb. 2010.
- [26] W. Gruber, T. Nussbaumer, H. Grabner, and W. Amrhein, “Wide Air Gap and Large-Scale Bearingless Segment Motor With Six Stator Elements”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.46, No.6 pp.2438-2441, 2010.
- [27] T. Nussbaumer, P. Karutz, F. Zurcher, and J. W. Kolar, “Magnetically Levitated Slice Motors—An Overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 754-766, 2011.
- [28] M. Ooshima, S. Kitazawa, A. Chiba, T. Fukao, and D. G. Dorell, “Design and Analyses of a Coreless-Stator-Type Bearingless Motor/Generator for Clean Energy Generation and Storage Systems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3461-3463, 2006.
- [29] M. Ooshima, S. Kobayashi, and H. Tanaka, “Magnetic Suspension Performance of a Bearingless Motor/Generator for Flywheel Energy Storage Systems,” in *Proc., IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-4, 2010.
- [30] E. Severson, R. Nilssen, T. Undeland, and N. Mohan, “Suspension Force Model for Bearingless AC Homopolar Machines Designed for Flywheel Energy Storage,” in *Proc., 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, pp. 274-279, 2013.
- [31] M. N. Recheis, B. Schweighofer, P. Fulmek, H. Wegleiter, “Selection of Magnetic Material for Bearingless High-Speed Mobile Flywheel Energy Storage Systems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 4, Article Sequence Number: 8000604, 2014.
- [32] T. Schneider, and A. Binder, “Design and Evaluation of a 60 000 rpm Permanent Magnet Bearingless High Speed Motor,” in *Proc. 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1-8, 2007.

- [33] H. Mitterhofer, B. Mrak, and W. Amrhein, "Suitability Investigation of a Bearingless Disk Drive for Micro Turbine Applications," in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp. 2480-2485, 2013.
- [34] E. Severson, and N. Mohan, "Bearingless Motor System Design for Industrial Applications," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-8, 2017.
- [35] R. P. Jastrzebski, P. Jaatinen, O. Pyrhönen, and A. Chiba, "Design of 6-Slot inset PM bearingless motor for high-speed and higher than 100kW applications," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.
- [36] W. Bauer and W. Amrhein, "Electrical Design Considerations for a Bearingless Axial-Force/Torque Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2512–2522, 2014.
- [37] G. Jungmayr, H-J. Berroth, M. Panholzer, E. Marth, W. Amrhein, F. Jeske, and M. Reisinger, "Design of a Highly Reliable Fan with Magnetic Bearings", in *Proc. 14th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB14)*, pp.42-47, 2014.
- [38] H. Sugimoto, M. Miyoshi, and A. Chiba, "Low Speed Test in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Machines with Non-Collocated Structure for Wind Power Applications," in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp. 799-804, 2015.
- [39] H. Sugimoto, I. Shimura, A. Chiba, "Principle and Test Results of Energy-Saving Effect of a Single-Drive Bearingless Motor in Cooling Fan Applications," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 6, pp. 456–462, 2017.
- [40] 千葉 明, 杉元 紘也 : 「磁気軸受からベアリングレスモータへ」, 電気学会誌, Vol.136, No.5, pp. 301-304, 2016.
- [41] T. Ishikawa, K. Matsuda, R. Kondo, and T. Masuzawa, "5-DOF Controlled Self-Bearing Motor," *Journal of System Design and Dynamics*, vol.3, no.4, pp-483-493, 2009.
- [42] P. Kascak, R. Jansen, T. Dever, A. Nagorny, and K. Loparo, "Bearingless Five-Axis Rotor Levitation with Two Pole Pair Separated Conical Motors", in *the Conference Record of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 2009.
- [43] Z. Ren, and L. S. Stephens, "Closed-Loop Performance of a Six Degree-of-Freedom Precision Magnetic Actuator," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Vol.10, No.6 pp-666-674, 2005.
- [44] T. Baumgartner, and J. W. Kolar, "Multivariable State Feedback Control of a 500 000-r/min Self-Bearing Permanent-Magnet Motor," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 20, No. 3, pp. 1149-1159, 2015.
- [45] C. G. Jiang, K. Andou, S. Ueno, "5-Degree of freedom active position control of an axial self-bearing motor with six concentrated stator windings", in *Proc. 15th Int. Symp. Magn. Bearings*, pp. 616-624, Aug. 2016.
- [46] P. Kascak, R. Jansen, T. Dever, A. Nagorny, and K. Loparo, "Bearingless Five-Axis Rotor Levitation with Two Pole Pair Separated Conical Motors," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1-9, 2009.
- [47] G. Munteanu, A. Binder, and T. Schneider, "Loss Measurement of a 40 kW High-Speed Bearingless PM Motor," in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp. 722-729, 2011.
- [48] G. Messenger, and A. Binder, "Derivation of Forces and Force Interferences in a Double Conical High-Speed Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.

- [49] R. P. Jastrzebski, P. Jaatinen, H. Sugimoto, O. Pyrhönen, and A. Chiba, "Design of a bearingless 100 kW electric motor for high-speed applications," in *Proc. 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) 2015*, pp. 2008-2014, 2015.
- [50] T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, S. Ota, K. Oi, and D. Matsuhashi, "Operational Characteristics of an IPM-Type Bearingless Motor With 2-Pole Motor Windings and 4-Pole Suspension Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5383-5392, 2017.
- [51] Y. Fu, M. Takemoto, S. Ogasawara, and K. Orikawa, "Investigation of a High Speed and High Power Density Bearingless Motor with Neodymium Bonded Magnet," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-8, 2017.
- [52] E. Severson, R. Nilssen, T. Undeland, and N. Mohan, "Dual-Purpose No-Voltage Winding Design for the Bearingless AC Homopolar and Consequent Pole Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 2884-2895, 2015.
- [53] J. Asama, R. Natsume, H. Fukuhara, T. Oiwa, and A. Chiba, "Optimal Suspension Winding Configuration in a Homo-Polar Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 2973-2976, 2012.
- [54] Y. Asano, A. Mizuguchi, M. Amada, J. Asama, A. Chiba, M. Ooshima, M. Takemoto, T. Fukao, O. Ichikawa, and D. G. Dorrell, "Development of a Four-Axis Actively Controlled Consequent-Pole-Type Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1378-1386, 2009.
- [55] H. Kanebako, and Y. Okada, "New Design of Hybrid Self-Bearing Motor for Small, High-Speed Spindle," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 8, No. 1, pp. 111-119, 2003.
- [56] N. Kurita, T. Ishikawa, N. Saito, T. Masuzawa, and D. Timms, "A Double-Sided Stator Type Self-Bearing Motor Development for Total Artificial Heart," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.
- [57] M. Osa, T. Masuzawa, N. Omori, and E. Tatsumi, "Radial position active control of double stator axial gap self-bearing motor for pediatric VAD," *Mechanical Engineering Journal*, Vol. 2, No. 4, pp. 1 – 12, 2015.
- [58] Silber, S, Amrhein, W, Bosch, P, Schob, R, Barletta, N, "Design aspects of bearingless slice motors", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 10, No. 6 pp. 611 – 617, 2005.
- [59] M. T. Bartholet, T. Nussbaumer, S. Silber, and J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of Polyphase Bearingless Slice Motor for Fluid-Handling Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1821-1830, 2009.
- [60] W. Gruber, M. Rothböck, and R. Schöb, "Design of a Novel Homopolar Bearingless Slice Motor With Reluctance Rotor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1456-1464, 2015.
- [61] J. Asama, T. Tataka, T. Oiwa, and A. Chiba, "Suspension Performance of a Two-DOF Actively Positioned Consequent-Pole Bearingless Motor with a Wide Magnetic Gap," in *Proc. IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 786-791, 2015.
- [62] K. Asami, A. Chiba, M. A. Rahman, T. Hoshino, and A. Nakajima, "Stiffness Analysis of a Magnetically Suspended Bearingless Motor With Permanent Magnet Passive Positioning," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 3820-3822, 2005.
- [63] H. Mitterhofer, W. Gruber, and W. Amrhein, "On the High Speed Capacity of Bearingless Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 3119-3126, 2014.

- [64] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Slotless Bearingless Disk Drive for High-Speed and High-Purity Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 61, no. 11, pp. 5974-5986, 2014.
- [65] 伴 健太郎, 千葉 明, 深尾 正 : 「2 軸制御型コンシクエントポール型ベアリングレスモータの変位時の支持力解析」, 平成 18 年電気学会全国大会論文集, 1-104, 2006.
- [66] H. Sugimoto, K. Kamiya, R. Nakamura, J. Asama, A. Chiba and T. Fukao, "Design and Basic Characteristics of Multi-Consequent-pole Bearingless Motor with Bi-tooth Main Poles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, no.6, pp.2791-2794, 2009.
- [67] T. Stallinger, W. Gruber, and W. Amrhein, "Bearingless Segment Motor with a Consequent Pole Rotor," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1374-1380, 2009.
- [68] W. Gruber, K. Radman, and R. Schöb, "Design of a Bearingless Flux-Switching Slice Motor," in *Proc. International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*, pp. 1691-1696, 2014.
- [69] W. Gruber, R. Remplbauer, and E. Göbl, "Design of a Novel Bearingless Permanent Magnet Vernier Slice Motor with External Rotor," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.
- [70] H. Sugimoto, Y. Uemura, A. Chiba and M. A. Rahman, "Design of Homopolar Consequent-Pole Bearingless Motor with Wide Magnetic Gap," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.49, no.5, pp.2315-2318, 2013.
- [71] P. Puentener, F. Hoffman, D. Menzi, D. Steinert, and J. W. Kolar, "Homopolar Bearingless Slice Motor in Temple Design," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.
- [72] S. Ueno, S. Uematsu, and T. Kato, "Development of a Lorentz-Force-Type Slotless Self-Bearing Motor," *Journal of System Design and Dynamics*, Vol. 3, No. 4, pp. 462-470, 2009.
- [73] K. Tachibana, and K. Oka, "Study on Bearingless Motor with Rectified Circuit Coil," in *Proc. 14th International Symposium on Magnetic Bearings*, pp.142-145, 2014.
- [74] W. Gruber and W. Amrhein, "Bearingless Segment Motor With Five Stator Elements—Design and Optimization", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.45, No.4 pp.1301-1308, 2009.
- [75] J. Asama, R. Kawata, T. Tamura, T. Oiwa and A. Chiba, "Reduction of Force Interference and Performance Improvement of a Consequent-Pole Bearingless Motor", *ELSEVIER Precision Engineering*, 36, pp.10-18, 2011.
- [76] 杉元 紘也, 朝間 淳一, 千葉 明 : 「トロイダル巻を用いた多極コンシクエントポール型ベアリングレスモータの磁気支持特性」, 電気学会論文誌 D, Vol.132, No.12, pp.1112-1120, 2012.
- [77] T. Yamada, Y. Nakano, J. Asama, A. Chiba, T. Fukao, T. Hoshino, and A. Nakajima, "Outer Rotor Consequent-Pole Bearingless Motor With Improved Start-Up Characteristics," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4273-4276, 2008.
- [78] T. Holenstein, J. Greiner, D. Steinert, and J. W. Kolar, "A High Torque, Wide Air Gap Bearingless Motor with Permanent Magnet Free Rotor," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.

- [79] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Concept of a 150 krpm Bearingless Slotless Disc Drive with Combined Windings," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 311-318, 2013.
- [80] H. Mitterhofer, B. Mrak, and W. Gruber, "Comparison of High-Speed Bearingless Drive Topologies With Combined Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 3, pp. 2116-2122, 2015.
- [81] J. Asama, T. Oi, T. Oiwa, and A. Chiba, "Investigation of Integrated Winding Configuration for a Two-DOF Controlled Bearingless PM Motor Using One Three-Phase Inverter," in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.
- [82] R. Oishi, S. Horima, H. Sugimoto, and A. Chiba, "A Novel Parallel Motor Winding Structure for Bearingless Motors," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol.49, no.5, pp.2287-2290, 2013.
- [83] C. Liu, and G. Liu, "Equivalent Damping Control of Radial Twist Motion for Permanent Magnetic Bearings Based on Radial Position Variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, no. 10, pp. 6417-6427, 2015.
- [84] H. Mitterhofer and G. Jungmayr, "Stability improvement of passively stabilized degrees of freedom in magnetically levitated systems," in *Proc. 15th Int. Symp. Magnetic Bearings*, 8pages, 2016.
- [85] 森 洗太郎, 朝間 淳一, 大岩 孝彰, 千葉 明 : 「2 自由度制御形ベアリングレスモータにおける共振回避法の検討」 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Y-73, 2017.
- [86] H. Sugimoto, A. Chiba, "Stability Consideration of Magnetic Suspension in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Motor With Collocation Problem," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 338-345, 2014.
- [87] H. Sugimoto, M. Miyoshi, and A. Chiba, "Axial Vibration Suppression by Field Flux Regulation in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Motor with Axial Position Estimation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018 (Accepted for publication)
- [88] 市川 修, 千葉 明, 深尾 正 : 「2 軸制御ベアリングレスモータの軸支持系のモデル化と安定性に関する検討」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-08-82 pp.53-58, 2008.
- [89] J. Kuroki, T. Shinshi, L. Li, and A. Shimokohbe, "Miniaturization of a one-axis-controlled magnetic bearing," *ELSEVIER Precision Engineering*, vol. 29, no. 2, pp. 208-218, 2005.
- [90] T. Ohji, Y. Katsuda, K. Amei, and M. Sakui, "Structure of One-Axis Controlled Repulsive Type Magnetic Bearing System With Surface Permanent Magnets Installed and Its Levitation and Rotation Tests", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 12, pp. 4734-4739, 2011.
- [91] W. Bauer, P. Freudenthaler, and W. Amrhein, "Experimental Characterization of a Bearingless Rotating Field Axial-Force/Torque Motor," in *Proc. 14th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB14)*, Linz, Austria, pp. 132-137, 2014.
- [92] H. Sugimoto, S. Tanaka, A. Chiba, and J. Asama, "Principle of a Novel Single-Drive Bearingless Motor with Cylindrical Radial Gap," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.51, no.5, pp.3696-3706, 2015.
- [93] H. Sugimoto, I. Shimura, and A. Chiba, "A Novel Stator Structure for Active Axial Force Improvement in a One-Axis Actively Positioned Single-Drive Bearingless Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4414-4421, 2017.
- [94] H. Sugimoto, T. Srichiangsa, and A. Chiba, "Design of a High-Speed Single-Drive Bearingless Motor", in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017.

- [95] H. Sugimoto, S. Yokoyama, and A. Chiba, "Design of a Novel Disk-Shaped Single-Drive Bearingless Motor with High Torque Density", in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-7, 2017.
- [96] Y. Okada, N. Yamashiro, K. Ohmori, T. Masuzawa, T. Yamane, Y. Konishi, and S. Ueno, "Mixed Flow Artificial Heart Pump with Axial Self-Bearing Motor", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 10, no. 6, pp. 658-665, 2005.
- [97] J. Asama, Y. Hamasaki, T. Oiwa, and A. Chiba, "Proposal and Analysis of A Novel Concept of a Single-Drive Bearingless Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 129-138, 2013.
- [98] Q. D. Nguen, and S. Ueno, "Modeling and control of salient-pole permanent magnet axial-gap self-bearing motor," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16, no. 3, pp. 518-526, 2011.
- [99] J. Asama, D. Watanabe, T. Oiwa, and A. Chiba, "Development of a One-Axis Actively Regulated Bearingless Motor with a Repulsive Type Passive Magnetic Bearing," in *Proc. International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima2014-ECCE-ASIA)*, pp. 988-993, 2014.
- [100] M. Osa, T. Masuzawa, T. Saito, and E. Tatsumi, "Magnetic levitation performance of miniaturized magnetically levitated motor with 5-DOF active control," *Mechanical Engineering Journal*, Vol. 4, No. 5, pp. 1 - 10, 2017.
- [101] <https://www.levitronix.com/ja/bearingless-pumps.html>
- [102] Y. Okada, S. Miyamoto, and T. Ohishi, "Levitation and Torque Control of Internal Permanent Magnet Type Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 4, no. 5, pp. 565-571, 1996.
- [103] M. Takemoto, H. Suzuki, A. Chiba, T. Fukao, and M. A. Rahman, "Improved Analysis of a Bearingless Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 26-34, 2001.
- [104] G. Yang, Z. Deng, X. Cao, and X. Wang, "Optimal Winding Arrangements of a Bearingless Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3056-3066, 2008.
- [105] D-H. Lee, H. Wang, and J-W. Ahn, "Modeling and Control of Novel Bearingless Switched Reluctance Motor," in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE)*, pp. 276-281, 2009.
- [106] A. Chiba, T. Deido, T. Fukao and M. A. Rahman, "An analysis of bearingless AC motors," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 9, no. 1, pp. 61 - 68, Mar. 1994.
- [107] 齋藤秀明, 藤田統陽, 千葉明, 深尾正 : 「多スロット多極コンシクエントポール型ベアリングレスモータの考察」, Vol. LD-04, No. 84-96, pp. 71-76, 2004.
- [108] N. Watanabe, H. Sugimoto, A. Chiba, T. Fukao, "Basic Characteristic of the Multi-Consequent-pole Bearingless Motor," in *Proc. PCC Nagoya*, pp.1565-1570, 2007.
- [109] 神谷 幸佑, 杉元 紘也, 朝間 淳一, 千葉 明, 深尾 正 : 「トロイダル巻線構造を採用した多極コンシクエントポール型ベアリングレスモータの設計」, 日本 AEM 学会誌, vol.17, no.1, pp.15-20, 2009.
- [110] R. Nakamura, K. Kamiya, A. Chiba, J. Asama, and T. Fukao, "Stator Design of a Multi-Consequent-pole Bearingless Motor with Toroidal Winding", *Proceedings of 2009 IEEE Energy Conversion Congress & Expo*, CD-ROM, pp. 2403-2408, 2009.
- [111] 神谷 幸佑, 杉元 紘也, 中村 亮, 朝間 淳一, 千葉 明, 深尾 正 : 「トロイダル巻

- を用いた多極コンシクエントポール型ベアリングレスモータの軸支持特性」, 回転機/リニアドライブ合同研究会, 講演論文集, pp. 37-42, 2008.
- [112] J. Asama, R. Nakamura, H. Sugimoto, A. Chiba, "Evaluation of Magnetic Suspension Performance in a Multi-Consequent-Pole Bearingless Motor", *IEEE Trans. Magn.* Vol.47, No.10 pp.4262-4265, 2011.
- [113] 杉元 紘也, 朝間 淳一, 千葉 明: 「2 軸制御ベアリングレスモータの磁気支持定数測定」 電気学会研究会資料, MD-11-77/LD-11-101, pp. 19-24, 2011.
- [114] J. Asama, T. Asami, T. Imakawa, A. Chiba, A. Nakajima and M. A. Rahman, "Effects of Permanent-Magnet Passive Magnetic Bearing on a Two-Axis Actively Regulated Low-Speed Bearingless Motor", *IEEE Trans. Energy Conversion.* Vol.26, No.1 pp.46-54, 2011.
- [115] H. Sugimoto, and A. Chiba, "Precise Measurement of Suspension Force in Two-Axis Actively-Positioned Bearingless Motor for a Comparison to 3D-FEM Analysis," in *Proc., The 13th International Symposium on Magnetic Bearings*, session 1B, No. 11, 8pages, Aug. 2012.
- [116] 森下 明平, 明石 征邦: 「常電導吸引磁気浮上系の浮上案内干渉制御」, 電気学会論文誌 D, 119 巻 10 号, pp.1259-1268, 1999.
- [117] 杉元 紘也, 千葉 明: 「2 軸制御ベアリングレスモータの回転子重心位置に対する積分ゲイン決定法」, 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 冊分 5-167, pp. 255-256, 2012.
- [118] 杉元 紘也, 朝間 淳一, 千葉 明: 「2 軸制御ベアリングレスモータの磁気支持制御と安定性に関する検討」 平成 23 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-76, pp. 361-366, 2011.
- [119] 杉元 紘也, 千葉 明: 「受動安定方向の変位を考慮した半径方向制御系のモデル化」 平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-81, pp. 363-368, 2012.
- [120] 齋田 陽, 大橋 一水, 杉元 紘也, 千葉 明, 朝間 淳一: 「ラジアルギャップ型ワイドギャップシングルドライブベアリングレスモータの提案」 電気学会研究会資料, リニアドライブ研究会, pp. 11-16, 2012.
- [121] 杉元 紘也, 大橋 一水, 千葉 明, 朝間 淳一: 「ラジアルギャップ型シングルドライブベアリングレスモータの支持力とトルク」 第 25 回 「電磁力関連のダイナミクス」 シンポジウム講演論文集, 16C3-2, pp. 262-267, 2013.
- [122] I. D. Silva, J. R. Cardoso, and O. Horikawa, "Design Considerations for Achieving High Radial Stiffness in an Attraction-Type Magnetic Bearing With Control in a Single Direction", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 4112-4115, Oct. 2011.
- [123] H. Sugimoto, S. Tanaka, A. Chiba, and M. A. Rahman, "Fold Angle of Winding Arrangement in Single-Drive Bearingless Motor with Radial Gap", *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol.4, no.4, pp.395-401, 2015.
- [124] J. Asama, K. Maruyama, Y. Yanagihara, A. Chiba, "An Ultra-High Speed PM Motor for Small Milling Machine Applications.", in *Digest, IEEE Intermag Conference*, DD-03, 2008.
- [125] J. Asama, Y. Hamasaki, T. Oiwa, and A. Chiba, "Performance Improvement of a One-DOF Actively Positioned Bearingless Motor," in *Proc., The 13th International Symposium on Magnetic Bearings*, session 1B, No. 9, 7pages, Aug. 2012.
- [126] 田中 誠祐, 杉元 紘也, 千葉 明, 朝間 淳一: 「1 軸制御型シングルドライブベアリングレスモータの磁気支持特性」 第 56 回自動制御連合講演会講演論文集, pp. 570-573, 2013.

- [127]H. Sugimoto, S. Tanaka, and A. Chiba, “Reduction of Rotor Vibration in Passively Stabilized Direction in Single-Drive Bearingless Motor,” in *Proc., 14th International Symposium on Magnetic Bearings(ISMB14)*, B06-1083, pp. 127-131, 2014.
- [128]H. Sugimoto, S. Tanaka, and A. Chiba, “A Vibration Reduction Method of One-Axis Actively Position Regulated Single-Drive Bearingless Motor with Repulsive Passive Magnetic Bearings,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.52, no.1, pp.181-188, 2016.
- [129]岡村 俊彦, 上野 哲, 阪上 雅昭, 田中 茂雄: 「アキシタルセルフベアリングモータを用いた小型ポンプのポンプ特性」, 日本機械学会論文集C編, Vol. 76, No. 772, pp. 3535-3541, 2010.
- [130]H. Sugimoto, I. Shimura, and A. Chiba, “Design of SPM and IPM Rotors in Novel One-Axis Actively Positioned Single-Drive Bearingless Motor,” in *Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE2014)*, pp. 5858-5863, 2014.
- [131]杉元 紘也, 田中 誠祐, 千葉 明: 「小型1軸制御シングルドライブベアリングレスモータの構造と原理」, 日本 AEM 学会誌, vol.23, no.1, pp.48-54, 2015.
- [132]志村 樹, 杉元 紘也, 千葉 明: 「圧粉磁心を用いた1軸制御シングルドライブベアリングレスモータ」電気学会研究会資料, 回転機/リニアドライブ/家電・民生合同研究会, pp. 63-68, 2015.
- [133]J. Kuroki, T. Shinshi, L. Li, and A. Shimokohbe, “A micro-magnetic bearing using capacitive axial displacement sensing”, *Precis. Eng.*, vol. 30, no. 1, pp. 54–62, Jan. 2006.
- [134]齊田 陽, 千葉 明: 「反発受動型ラジアル軸受における 3D-FEM 解析値と実験の比較と考察」, 平成 23 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 冊分 5-227, pp.331-332, 2011.
- [135]I. A. Smadi, H. Omori, and Y. Fujimoto, “Development, Analysis, and Experimental Realization of a Direct-Drive Helical Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2208-2216, 2012.

本論文に関する発表

査読付きジャーナル論文

1. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “A Novel Stator Structure for Active Axial Force Improvement in a One-Axis Actively Positioned Single-Drive Bearingless Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4414-4421, 2017 **査読有** (本論文第8章)
2. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, and Akira Chiba, “A Vibration Reduction Method of One-Axis Actively Position Regulated Single-Drive Bearingless Motor with Repulsive Passive Magnetic Bearings”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.52, no.1, pp.181-188, 2016 **査読有** (本論文第7章)
3. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, Akira Chiba, and Junichi Asama “Principle of a Novel Single-Drive Bearingless Motor with Cylindrical Radial Gap”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.51, no.5, pp.3696-3706, 2015 **査読有** (本論文第5章)
4. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, Akira Chiba, and M. A. Rahman, “Fold Angle of Winding Arrangement in Single-Drive Bearingless Motor with Radial Gap”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol.4, no.4, pp.395-401, 2015 **査読有** (本論文第6章)
5. **杉元 紘也**, 田中 誠祐, 千葉 明 :「小型1軸制御シングルドライブベアリングレスモータの構造と原理」, 日本AEM学会誌, vol.23, no.1, pp.48-54, 2015 **査読有** (本論文第8章)
6. **Hiroya Sugimoto**, and Akira Chiba, “Stability Consideration of Magnetic Suspension in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Motor with Collocation Problem”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.50, no.1, pp.338-345, 2014 **査読有** (本論文第4章)
7. **杉元 紘也**, 朝間 淳一, 千葉 明 :「トロイダル巻を用いた多極コンシクエントポール型ベアリングレスモータの磁気支持特性」, 電気学会論文誌D, Vol.132, No.12, pp.1112-1120, 2012 **査読有** (本論文第3章)
8. **Hiroya Sugimoto**, Masahito Miyoshi and Akira Chiba, “Axial Vibration Suppression by Field Flux Regulation in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Motor with Axial Position Estimation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, March/April, 2018 **査読有 (掲載決定)** (関連論文)
9. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “Principle and Test Results of Energy-Saving Effect of a Single-Drive Bearingless Motor in Cooling Fan Applications”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 6, no. 6, pp. 456-462, 2017 **査読有** (関連論文)

10. **Hiroya Sugimoto**, Yusuke Uemura, Akira Chiba and M. A. Rahman, “Design of Homopolar Consequent-Pole Bearingless Motor with Wide Magnetic Gap,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.49, no.5, pp.2315-2318, 2013 査読有(関連論文)
11. **Hiroya Sugimoto**, Kosuke Kamiya, Ryo Nakamura, Junichi Asama, Akira Chiba and Tadashi Fukao, “Design and Basic Characteristics of Multi-Consequent-pole Bearingless Motor with Bi-tooth Main Poles,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, no.6, pp.2791-2794, 2009 査読有(関連論文)

国際会議発表

1. **Hiroya Sugimoto**, Theeraphong Srichiangsa, and Akira Chiba, “Design of a High-Speed Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 2017 査読なし
2. **Hiroya Sugimoto**, Shotaro Yokoyama, and Akira Chiba, “Design of a Novel Disk-Shaped Single-Drive Bearingless Motor with High Torque Density”, in *Proc., IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-7, 2017 査読なし
3. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “Experimental Verification of Energy-Saving Effect of a Single-Drive Bearingless Motor,” in *Proc., The 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-6, 2016 査読なし
4. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “A Novel Simplified Structure of Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp. 1-7, 2016 査読なし
5. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “Design Consideration for Performance Improvement in One-Axis Actively Positioned Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc. International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, pp.441-445, 2016 査読なし
6. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “A Novel Stator Design in One-Axis Actively Position Regulated Single-Drive Bearingless Motor with Soft Magnetic Composite”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.2821-2827, 2015 査読なし
7. **Hiroya Sugimoto**, Masahito Miyoshi, and Akira Chiba, “Low Speed Test in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Machine with Non-Collocated Structure for Wind Power Application”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.799-804, 2015 査読なし
8. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, and Akira Chiba, “Vibration Reduction of One-Axis Actively Position Regulated Single-Drive Bearingless Motor with Repulsive Passive Magnetic Bearings”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.1799-1805, Sep. 14-18, 2014 査読なし

9. **Hiroya Sugimoto**, Itsuki Shimura, and Akira Chiba, “Design of SPM and IPM Rotors in Novel One-Axis Actively Positioned Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.5858-5863, Sep. 14-18, 2014 査読なし
10. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, and Akira Chiba, “Reduction of Rotor Vibration in Passively Stabilized Direction in Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc. 14th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, pp.127-131, 2014 査読なし
11. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, Akira Chiba, and M. A. Rahman, “Winding Arrangement in Single-Drive Bearingless Motor with Radial Gap”, *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 –ECCE-ASIA)*, pp.982-987, 2014 査読なし
12. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, Akira Chiba, and Junichi Asama, “Design and Test Results of Novel Single-Drive Bearingless Motor”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.2466-2473, Sep. 15-19, 2013 査読なし
13. **Hiroya Sugimoto**, Seiyu Tanaka, Akira Chiba, and Junichi Asama, “Static Test Results of Novel Single-Drive Bearingless Motor in One-Axis Actively Regulation”, in *Proc. The 1th Brazilian Workshop on Magnetic Bearings*, 9 pages, Oct. 25-26, 2013 査読なし
14. **Hiroya Sugimoto**, and Akira Chiba, “Stability Consideration of Magnetic Suspension in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Motor with Collocation Problem”, in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp.1938-1945, 2012 査読なし
15. **Hiroya Sugimoto**, and Akira Chiba, “Precise Measurement of Suspension Force in Two-Axis Actively-Positioned Bearingless Motor for a Comparison to 3D-FEM Analysis,” in *Proc., The 13th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, 2012 査読なし

国内会議発表

1. **杉元 紘也**, 千葉 明 : 「冷却ファン用 1 軸制御ベアリングレスモータのジャイロ効果と傾き方向の安定性」電気学会研究会資料, MAG-17-168/MD-17-110/LD-17-089, 2017 査読なし
2. **杉元 紘也**, 志村 樹, 千葉 明 : 「シンプルな 1 軸制御シングルドライブベアリングレスモータの 3D-FEM 解析による性能比較」平成 28 年電気学会全国大会講演論文集, pp. 212-213, 2016 査読なし
3. **杉元 紘也**, 志村 樹, 千葉 明 : 「シンプルな 1 軸制御シングルドライブベアリングレスモータ」平成 27 年電気学会全国大会講演論文集, 5-115, pp. 179-180, 2015 査読なし
4. **杉元 紘也**, 田中 誠祐, 千葉 明 : 「小型 1 軸制御シングルドライブベアリングレスモータの構造と原理」第 26 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, 22Ba8, pp. 277-282, 2014 査読なし

5. **杉元 紘也**, 田中 誠祐, 千葉 明:「小型1軸シングルドライブベアリングレスモータの提案」平成26年電気学会全国大会講演論文集, 5-077, pp.133-134, 2014 査読なし
6. **杉元 紘也**, 大橋 一水, 千葉 明, 朝間 淳一:「ラジアルギャップ型シングルドライブベアリングレスモータの支持力とトルク」第25回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, 16C3-2, pp. 262-267, 2013 査読なし
7. **杉元 紘也**, 齊田 陽, 大橋 一水, 千葉 明, 朝間 淳一:「ラジアルギャップ型シングルドライブベアリングレスモータの構造と剛性」平成25年電気学会全国大会講演論文集, 5-079, pp.135-136, 2013 査読なし
8. **杉元 紘也**, 千葉 明:「受動安定方向の変位を考慮した半径方向制御系のモデル化」平成24年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-81, pp. 363-368, 2012 査読なし
9. **杉元 紘也**, 千葉 明:「2軸制御ベアリングレスモータの回転子重心位置に対する積分ゲイン決定法」, 平成24年電気学会全国大会講演論文集, 5-167, pp. 255-256, 2012 査読なし
10. **杉元 紘也**, 朝間淳一, 千葉明:「2軸制御ベアリングレスモータの磁気支持定数測定」電気学会研究会資料, MD-11-77/LD-11-101, pp. 19-24, 2011 査読なし
11. **杉元 紘也**, 朝間 淳一, 千葉 明:「2軸制御ベアリングレスモータの磁気支持制御と安定性に関する検討」平成23年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-76, pp. 361-366, 2011 査読なし

特許

1. **杉元 紘也**, 千葉 明 :「電動機および電動機システム」, 特願2015-043002
2. **杉元 紘也**, 千葉 明 :「電動機システム」, 特願2014-116231
3. **杉元 紘也**, 千葉 明 :「電動機及び電動機システム」, 特願2014-042114

招待講演

1. **杉元 紘也**:「長寿命・メンテナンスフリー・省エネルギーを実現するベアリングレスモータの開発」, B6高速モータ/ベアリングレス, モータ技術シンポジウム2017

その他

共著査読付きジャーナル論文10件, 共著国際会議発表11件, 共著国内会議発表49件, 共著特許3件