

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	ベアリングレス高速ロータを持つ磁気ギアドモータの提案と特性改善に関する研究
Title(English)	Proposal and Improvement of a Novel Magnetic-gearred Motor with Bearingless High-speed Rotor
著者(和文)	熊代明
Author(English)	Akira Kumashiro
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:甲第12698号, 授与年月日:2024年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:千葉 明,沖野 晃俊,赤塚 洋,萩原 誠,清田 恭平,深見 正
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第12698号, Conferred date:2024/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

<< 博士論文 >>

Doctoral Thesis

ベアリングレス高速ロータを持つ磁気ギアードモータの

提案と特性改善に関する研究

Proposal and Improvement of a Novel Magnetic-gear Motor with

Bearingless High-speed Rotor

令和6年2月

指導教員 千葉 明 教授

東京工業大学 工学院

電気電子系

熊代 明

Akira Kumashiro, Chiba Kiyota laboratory, Tokyo Institute of Technology

February, 2024

本研究を遂行するにあたって、以下の支援を賜りました。ここに御礼申し上げます。

This work has been supported by the “LCM – K2 Center for Symbiotic Mechatronics” within the framework of the Austrian COMET-K2 program.

JMAG ソフトウェアのライセンスを許諾いただいた株式会社 JSOL に謝意を表します。

本研究は、JST 次世代研究者挑戦的研究プログラム JPMJSP2106 の支援を受けたものです。

本研究の一部はパワーアカデミー研究助成により実施されたものである。

In conducting this research, we received the following support. We would like to express our sincere gratitude here.

This work has been supported by the “LCM – K2 Center for Symbiotic Mechatronics” within the framework of the Austrian COMET-K2 program.

The author is grateful for the academic JMAG software license from JSOL Corporation.

This work was also partly supported by JST SPRING, Grant Number JPMJSP2106.

This study was also partly supported by research grant from the Japan Power Academy.

誤字等修正版は以下のページにアップロードしてあります。

English version is available in follows;

https://github.com/akira-kumashiro/doctoral_thesis

目次

目次	i
図目次.....	v
表目次.....	x
第1章 緒言.....	1
1.1. はじめに.....	1
1.2. 磁気ギアードモータとは	4
1.2.1 巻線部品による分類.....	5
1.2.2 トポロジーによる分類.....	7
1.3. ベアリングレスモータとは.....	10
1.3.1 能動制御軸数による分類.....	10
1.3.2 磁気支持制御電流による分類.....	12
1.4. 本論文の概要.....	13
1.5. 本論文の構成.....	15
第2章 磁気ギアードモータおよび磁気減速機の高速化とベアリングレスモータの大トルク化に関する研究動向.....	17
2.1. 高速磁気ギアードモータおよび高速磁気減速機の研究動向	17
2.2. 低速大トルクのベアリングレスモータの研究動向	19
2.3. 現状の課題の解決策と本研究の目的.....	21
2.4. 第2章のまとめ	23
第3章 高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの構造と原理	24
3.1. 提案モータの構造.....	24
3.1.1 高速ロータを磁気支持化したリラクタンス型磁気ギアードモータの構造	25
3.1.2 高速ロータを磁気支持化した SPM 型磁気ギアードモータの構造.....	27
3.1.3 高速ロータを磁気支持化したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの構造.....	28
3.2. 提案モータの磁気減速原理.....	30
3.2.1 リラクタンス型磁気ギアードモータの動作原理	30
3.2.2 SPM 型・コンシクエントポール型磁気ギアードモータの動作原理.....	36

3.3.	提案モータの磁気支持力発生原理	39
3.3.1	SPM 型ベアリングレスモータの能動制御軸における磁気支持力発生原理	39
3.3.2	コンシクエントポール型ベアリングレスモータの能動制御軸における磁気支持力発生原理.....	42
3.3.3	2 軸能動制御ベアリングレスモータにおける受動安定軸の動作原理	45
3.4.	第 3 章のまとめ	46
第 4 章	リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の提案と解析	49
4.1.	極スロットコンビネーションと諸特性の解析	49
4.1.1	解析条件.....	49
4.1.2	解析結果.....	50
4.2.	ステータヨークの厚みと諸特性の解析	57
4.2.1	解析条件.....	57
4.2.2	ギャップ間の磁束密度分布	62
4.2.3	トルク特性の解析.....	64
4.2.4	ステータバックヨークの厚みと半径方向力の解析	67
4.3.	モータ電流及び支持電流の相互干渉の解析	70
4.4.	角度位置検出用ホール素子設置方法の検討	72
4.5.	強め磁界による最大伝達トルク向上の考察	74
4.6.	積厚と諸特性の関係の解析.....	76
4.6.1	積厚とトルクの関係.....	76
4.6.2	積厚と傾き剛性に関係	79
4.6.3	積厚とラジアル力の関係.....	81
4.7.	第 4 章のまとめ	84
第 5 章	リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の実験による検証	85
5.1.	試作機.....	85
5.1.1	試作機諸元.....	85
5.1.2	制御方法	87
5.1.3	巻線.....	89
5.1.4	角度検出.....	101
5.1.5	変位センサ.....	105

5.2.	静止状態における磁気支持開始試験.....	108
5.2.1	低速ロータなしの状態での磁気支持開始試験.....	108
5.2.2	低速ロータありの状態での磁気支持開始試験.....	109
5.3.	回転中の磁気支持特性.....	112
5.4.	速度試験.....	115
5.5.	半径方向力の測定.....	121
5.6.	磁気ギアードモータ性能の測定.....	125
5.7.	試作機の破損.....	129
5.8.	第5章のまとめ.....	131
第6章	コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の検討	132
6.1.	第4章で提案したモータの問題点.....	132
6.1.1	低トルク密度.....	132
6.1.2	高速ロータの正確な角度位置検出の困難さ.....	132
6.2.	2次元有限要素法による極数と磁気支持特性の検討.....	133
6.2.1	解析条件.....	133
6.2.2	片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータのラジアル力.....	135
6.2.3	両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータのラジアル力.....	138
6.3.	第6章のまとめ.....	143
第7章	コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の最適化と検証.....	144
7.1.	2次元有限要素法による最適化.....	144
7.1.1	解析条件.....	144
7.1.2	最適化結果.....	147
7.2.	3次元有限要素法による最適モデル検証.....	151
7.3.	第7章のまとめ.....	157
第8章	結言.....	158
8.1.	本論文のまとめ.....	158
8.2.	今後の課題.....	161
8.2.1	d軸電流による傾き剛性の変更.....	161
8.2.2	リラクタンス型磁気ギアードモータにおける最適な積厚の検討.....	161
8.2.3	磁気支持時の消費電力の低減.....	161

8.2.4 効率・損失の詳細な測定.....	161
8.2.5 コンシクエント型磁気ギアードモータにおける試作機製造に向けた評価	162
8.2.6 磁気支持方法変更によるトルク密度向上の検討	162
付録 A 作成したプログラム.....	163
付録 B 4.1 項で使用了モデル	164
付録 C 4.2 項以降のリラクタンス型磁気ギアードモータモデル	167
謝辞	170
引用文献	173
本研究に関連する発表	184
査読付き論文.....	184
国際学会発表.....	184
国内学会発表.....	185
受賞一覧.....	187

図目次

図 1.1. 機械式減速機で一般的な平歯車.....	2
図 1.2. 磁気変調を用いない磁気減速機.....	2
図 1.3. 磁気変調を用いる磁気減速機.....	2
図 1.4. 磁気ギアードモータの構造の一例	4
図 1.5. 内側ステータ型磁気ギアードモータ	6
図 1.6. 外側ステータ型磁気ギアードモータ	6
図 1.7. 変調子巻線型磁気ギアードモータ	7
図 1.8. 埋込磁石型磁気ギアードモータ	8
図 1.9. リラクタンス型磁気ギアードモータ	9
図 1.10. コンシクエントポール型磁気ギアードモータ	9
図 3.1. 高速ロータを磁気支持化したリラクタンス型磁気ギアードモータの断面図	26
図 3.2. 高速ロータを磁気支持化した SPM 型磁気ギアードモータの断面図.....	28
図 3.3. 高速ロータを磁気支持化したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの 断面図.....	29
図 3.4. リラクタンス型磁気ギアードモータのベクトル図.....	31
図 3.5 SPM 型ベアリングレスモータとしての半径方向力発生原理.....	41
図 3.6. コンシクエントポール型ベアリングレスモータとしての半径方向力発生原理	43
図 3.7. 軸方向の受動的磁気支持力発生原理.....	45
図 3.8. 傾き方向の受動的磁気支持力発生原理	45
図 4.1. ステータスロット数と平均最大伝達トルク T_{lmax} の関係.....	51
図 4.2. ステータスロット数とトルクリップルの関係.....	51
図 4.3. 高速ロータが 2 極の場合の対称係数 α_s と機械角 1 周期のラジアル力絶対値の 平均値の関係	51
図 4.4. 高速ロータが 2 極の場合の対称係数 α_s とトルクリップルの関係	52
図 4.5. 高速ロータが 4 極の場合の対称係数とラジアル力の関係	54
図 4.6. 高速ロータが 4 極の場合の対称係数とトルクリップルの関係.....	54
図 4.7. ステータ外径 140 mm モデルにおける磁束密度分布.....	59
図 4.8. 解析モデルの巻線配置.....	61

図 4. 9. エアギャップにおける半径方向の磁束密度分布	63
図 4. 10. 低速ロータとステータ間エアギャップにおける磁束の次数.....	63
図 4. 11. q 軸電流 imq の有無によるトルク波形の変化	64
図 4. 12. 最大出力時の各低速ロータ速度における出力と損失	65
図 4. 13. 最大出力時の各低速ロータ速度における効率.....	66
図 4. 14. ステータ外径 130 mm モデルにおける磁束密度分布	68
図 4. 15. ステータ外径 140 mm モデルにおける磁束密度分布	68
図 4. 16. 異なるステータ外径における高速ロータ (HSR) 角度位置 θh を変化させた際の磁気支持特性.....	69
図 4. 17. モータ電流及び支持電流の相互干渉の検証解析	71
図 4. 18. 各方向の磁束密度変動の解析結果	72
図 4. 19. 高速ロータ外部 x 軸上での z 軸方向の磁束密度の振幅	73
図 4. 20. q 軸電流印加時の高速ロータ・低速ロータ間の磁束密度の変化	75
図 4. 21. q 軸電流 1 A 印加時の低速ロータの有無による高速ロータトルクの変化	75
図 4. 22. 積厚と最大伝達トルクの関係	77
図 4. 23. 積厚とトルク密度の関係	77
図 4. 24. 相対軸方向位置 z/L で示した積厚を変化させた際の軸方向位置と磁束密度の関係	78
図 4. 25. 絶対軸方向位置 z で示した積厚を変化させた際の軸方向位置と磁束密度の関係.....	78
図 4. 26. 積厚を変化させた際の傾き角度と復元トルクの関係	80
図 4. 27. 積厚を変化させた際のラジアル力-変位係数 kx	81
図 4. 28. 積厚を変化させた際のラジアル力-電流密度係数 ki	81
図 4. 29. 積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-変位係数 kx	82
図 4. 30. 積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-電流密度係数 ki	82
図 4. 31. 積厚を変化させた際の磁気支持を開始するために必要な電流密度	83
図 5. 1. 試作機の CAD 図	86
図 5. 2. 試作機	87
図 5. 3. 試作機の制御ブロック線図.....	88
図 5. 4. 2 極モータ巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係	90
図 5. 5. 2 極モータ巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係	90

図 5. 6. 4 極磁気支持巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係	90
図 5. 7. 4 極磁気支持巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係	91
図 5. 8. 巻線を施す際に使用したボビン	92
図 5. 9. 2 極モータ巻線完了時	92
図 5. 10. 1 スロット分の巻線完了時	93
図 5. 11. 巻線設計変更後の巻線	94
図 5. 12. 近似した測定結果の例	94
図 5. 13. 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンスの大きさの誤差	95
図 5. 14. 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンス角の誤差	96
図 5. 15. 2 極モータ巻線における各スロットの抵抗の誤差	96
図 5. 16. 2 極モータ巻線における各スロットの自己インダクタンスの誤差	96
図 5. 17. 2 極モータ巻線における各スロットの相互インダクタンスの誤差	97
図 5. 18. 2 極モータ巻線における各スロットの直流抵抗の誤差	98
図 5. 19. 4 極磁気支持巻線における各スロットの直流抵抗の誤差	98
図 5. 20. フレームに圧入後のステータ	99
図 5. 21. 巻線短絡箇所	99
図 5. 22. 短絡対策	100
図 5. 23. 絶縁紙不足によるステータ角部での短絡	100
図 5. 24. 誘起電圧の解析結果と実験結果の比較	101
図 5. 25. 校正用ベアリング支持モードの実験装置	102
図 5. 26. 解析で求めたホール素子の角度検出値誤差	102
図 5. 27. 実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との比較	103
図 5. 28. 実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との誤差	104
図 5. 29. 図 5. 28(b)のフーリエ変換結果	104
図 5. 30. 変位センサの対象物までの変位と出力電圧	105
図 5. 31. 変位センサの出力値補償	106
図 5. 32. 磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位	107
図 5. 33. 磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位軌跡	107
図 5. 34. 低速ロータなしの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲイン	

と応答.....	109
図 5.35. 低速ロータありの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲイン と応答.....	110
図 5.36. 磁気支持開始試験結果.....	111
図 5.37. 高速ロータの回転数指令値 $Nh^* = 1300 \text{ min}^{-1}$ における磁気支持試験結果	113
図 5.38. 高速ロータの回転数指令値 $Nh^* = 7020 \text{ min}^{-1}$ における高速ロータの変位 (disp.)軌跡.....	114
図 5.39. 回転速度を変化させた際の変位の幅.....	115
図 5.40. 回転速度を変化させた際の変位軌跡.....	116
図 5.41. 高速ロータを磁気支持した状態での速度試験結果.....	119
図 5.42. 高速ロータ回転数に対する前向き歳差運動の共振周波数の変動.....	120
図 5.43. 半径方向力 F_x 印加のための実験装置.....	122
図 5.44. 異なる半径方向力 F_x を印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置にお ける磁気支持電流 is_x	122
図 5.45. 重力を x 軸方向に印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁 気支持電流 is_x	123
図 5.46. 改良された半径方向力 F_x 印加のための実験装置	124
図 5.47. 改良された実験装置での異なる半径方向力 F_x を印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁気支持電流 is_x	124
図 5.48. トルク測定ベンチ.....	125
図 5.49. ベアリングの有無による効率の比較.....	126
図 5.50. ベアリングの有無による損失の比較.....	127
図 5.51. 最大伝達トルク検証試験	128
図 5.52. 試作機の破損箇所.....	130
図 6.1. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの磁気支持電流 $is_x = 20 \text{ A}$ 通電時の磁気支持特性	136
図 6.2. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて高速ロータを x 軸方 向に 0.5 mm 偏心させた際に生じる不平衡磁気吸引力 (Unbalanced magnetic pull: UMP)	137
図 6.3. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの無通電時における各モデ ルの磁束密度分布	138

図 6. 4. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの磁気支持電流 $i_{sx} = 20 \text{ A}$ 通電時の磁気支持特性	140
図 6. 5. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて高速ロータを x 軸方向に 0.5 mm 偏心させた際に生じる不平衡磁気吸引力 (Unbalanced magnetic pull: UMP)	141
図 6. 6. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの無通電時における各モデルの磁束密度分布	142
図 7. 1. 最適化の際に変化させた設計パラメータ	145
図 7. 2. 各モデルのパレート解	149
図 7. 3. 各トポロジーの最適モデルにおける高速ロータ (HSR) 角度位置 θ_h に対する磁気支持特性とモータ特性の三次元有限要素解析結果	153
図 7. 4. 二次元有限要素解析と三次元有限要素解析における性能差	154
図 7. 5. 各トポロジーの最適モデルにおける x 方向磁気支持電流 $i_{sus} = 10 \text{ A}$ における各モデルの磁束密度分布	155
図 7. 6. 各トポロジーの最適モデルにおける損失	156
図 B. 1. リラクタンス式磁気ギアードモータの全部品の外径図	164
図 B. 2. 高速ロータ (HSR) の寸法図	164
図 B. 3. 低速ロータ (LSR) の寸法図	164
図 B. 4. 低速ロータ (LSR) の寸法図 (部分拡大)	165
図 B. 5. ステータの寸法図	165
図 B. 6. ステータの寸法図 (部分拡大)	165
図 B. 7. 低速ロータ (LSR) の歯の幅	166
図 C. 1. ステータ	167
図 C. 2. 低速ロータ	168
図 C. 3. 高速ロータ	169

表目次

表 2. 1. 2 軸能動制御型ベアリングレスモータにおける低速応用モータ	20
表 3. 1. 磁気ギアのトポロジーと磁気支持の手法の組み合わせ	46
表 3. 2. 各磁気ギアードモータトポロジーにおける得失	47
表 4. 1. 高速ロータが 2 極の場合の対称係数とラジアル力・トルクの関係	53
表 4. 2. 高速ロータが 4 極の場合の対称係数とラジアル力・トルクの関係	55
表 4. 3. 解析モデルのパラメータ	58
表 5. 1. 試作機の諸元	86
表 5. 2. 巻線設計の変更前後比較	93
表 6. 1. 極コンビネーション検討時の解析モデルのパラメータ	134
表 6. 2. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの解析における 極コンビネーション	135
表 6. 3. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの解析における 極コンビネーション	139
表 6. 4. 第 6 章の解析結果	143
表 7. 1. 寸法最適化の解析モデルにおける固定パラメータ	144
表 7. 2. 寸法最適化の解析モデルにおける極コンビネーション	145
表 7. 3. 最適化の目標	146
表 7. 4. 最適モデルにおける設計変数	150
表 7. 5. 二次元有限要素解析と三次元有限要素解析における評価指標ごとの性能差	154

第1章

緒言

1.1. はじめに

近年、電気自動車やロボットの発展に加えて、様々な産業部品への電動化の発展に伴い、小型かつ高トルクなモータの需要が増加している [1]。一般的には、モータを積厚方向、あるいは半径方向に大型化させるとトルクを増加する事ができる。一方で、当然ながら大型化させたために体積や重量が増加してしまう。そのため、小型高トルクを実現するには、モータの体積を保ったまま高速化することで出力を向上させつつ、機械式減速機を用いて所望の速度域に減速する、いわゆるギアードモータの構成が広く用いられている。図 1.1 に減速機に多く用いられる平歯車の一例を示す。例えば [2]では、小型軽量かつ高トルクが求められる強化外骨格の駆動用にギアードモータが用いられている。このシステムでは、歯車の摩擦で動力を伝達することから、摩耗や摩擦損が問題である。加えて、機械式減速機は潤滑が必要とし、潤滑油の飛沫や混入を嫌う用途には不適といった問題がある。加えて、歯の摩耗が避けられず定期的な交換が必要である他、過大な入力時に破損されうるなどの問題があり、破損がコスト増加につながる [3]。これらの問題を防ぐために、機械式減速機を使用する際は歯面の潤滑や過負荷な入力を防止する保護装置の付加、定期的なメンテナンスが必要である。

これらの問題を解決するために、動力の伝達に歯面の摩擦ではなく磁力による相互作用を用いた磁気減速機が提案されている。磁気減速機は磁気変調を用いないもの [4][5][6][7][8][9][10] [11]と用いるもの [12][13][14][15] [16]に分類される [17]。図 1.2 に磁気変調を用いない磁気減速機を、図 1.3 に磁気変調を用いる磁気減速機の例を示す。初期の磁気減速機は主に磁気変調を用いないもので、機械式減速機の構造をそのまま磁気のかみ合わせに置き換えたものであった。従って、トルク伝達に寄与する磁石は一部のみであり、最大伝達トルクに対して体積が大型化してしまう。加えて、当時の永久磁石は性能が低い問題があり、機械式歯車の代替品とはならなかった。

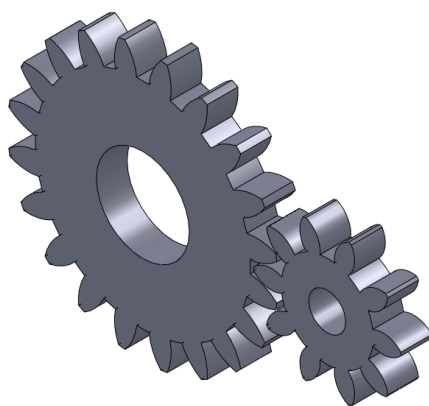


図 1.1. 機械式減速機で一般的な平歯車

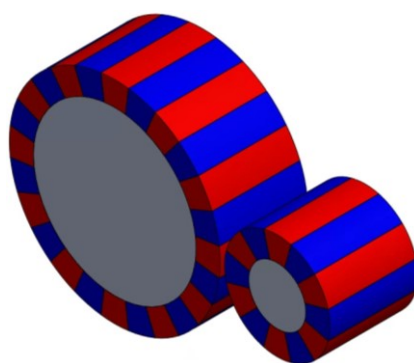


図 1.2. 磁気変調を用いない磁気減速機

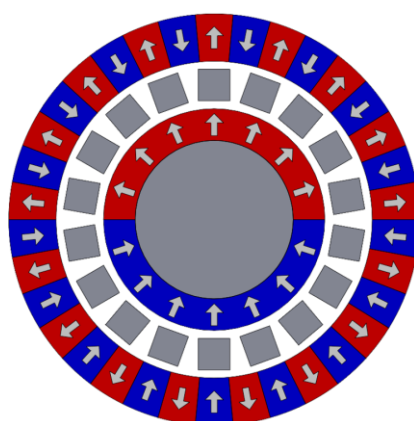


図 1.3. 磁気変調を用いる磁気減速機

この問題を解決するために、1960 年代に提唱されたのが磁束の変調を用いた磁気減速機である。このシステムでは、低速軸に接続されたロータ、高速軸に接続されたロータ、ステータの 3 つの部品で構成されている。一般的には、これらの部品は、いずれかが軟磁性体材料の突極構造で構成された部品であり、それ以外の二つの部品はともに極数の異なる永久磁石が存在する。この方式ではすべての磁石がトルクの伝達に寄与することから、より大きなトルクを伝達することが可能である。さらに、2001 年に発表された論文 [18]では、永久磁石に強力なネオジム磁石を使用することで、機械式減速機を代替できるほどの伝達トルクを達成した。

1.2. 磁気ギアードモータとは

磁気ギアードモータ (Magnetic Geared Motor [19] [20], Magnetically Geared Machine [21]: MGM)、あるいは疑似ダイレクトドライブモータ (Pseudo Direct-Drive machine : PDD) [22]とは、前述の磁気減速機とモータを一体化したモータである [23]。このシステムは、Venturini らによって提案 [24]され、その後 Razzell ら [25]や Chau ら [26]、Jian ら [27]によって磁気減速機と同期電動機を同一平面上で組み合わせる構造が提案された。加えて、Atallah ら [22]や Jian ら [28]によって実験で原理が実証されている。図 1.4 に磁気ギアードモータの構造の一例を示す。なお、組み合わせるモータは同期機が一般的であるが、誘導機を組み合わせ例 [29]も提案されている。

このモータは、動力伝達に摩擦力ではなく磁力を用いるため、非接触な動力伝達を可能とする。したがって、機械式減速機が抱える摩耗や潤滑などの問題を解決できる。加えて、過大なトルクが入力された場合でも、動力伝達が非接触のため、物理的な破壊は生じない [30]。さらに、モータと減速機の磁石が共通のため、同等のトルクを持つモータと比較すると、小型化された事例が報告されている [22] [31]。

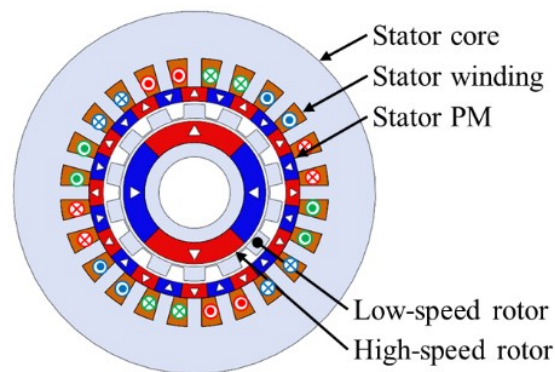


図 1.4. 磁気ギアードモータの構造の一例

1.2.1 巻線部品による分類

1.1 節で述べたように、磁気変調を用いる磁気減速機は、2 個の永久磁石が存在する部品と、軟磁性体材料の突極構造で磁気変調を発生させる部品(以下、変調子 Modulator と呼ぶ)の合計 3 部品で構成されている。一方で、磁気減速機の部品を回転速度で区分する際には、低速軸に接続されたロータ(Low-Speed Rotor : LSR)、高速軸に接続されたロータ(High-Speed Rotor : HSR)、ステータ(Stator)の 3 つの部品で構成されている。磁気ギアードモータは、ステータに巻線を施してロータにトルクを発生させるが、原理上は変調子と 2 つの永久磁石が存在する部品のうち、どの部品もステータにすることが可能である。したがって、巻線の施される部品や位置によって分類が可能である。

一方で、機械の構成やロータの周速度を考えると、磁気ギアードモータの構成の組み合わせは絞られる。文献 [23]によると、磁気ギアードモータの構成は概ね 3 種類に絞られる。

- (1) 変調子がステータされ、さらに巻線を施されたステータが高速ロータの内側に存在する構成 [25] [26] [31][32] [33]

図 1.5 に内側ステータ型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構成は、ステータが変調子と巻線部品の 2 つにまたがって存在するため、ステータ 2 つとロータ 2 つの合計 4 つの部品が同心軸上に配置されなければならない、非常に複雑である。一方で、巻線で駆動される高速ロータと巻線が施されたステータが近接しているため、巻線で生じた磁束の磁路が通るギャップの数が少なく、磁気抵抗が低くなる。したがって、巻線のトルク定数は大きくなると予想される。

また、高速ロータの内側と外側にそれぞれ異なる方向に着磁された永久磁石を持つ非結合型(decoupled)では、モータ部分と磁気ギア部分が分離されているため、弱め磁界制御が有効である [34]。一方で、高速ロータの内側と外側の永久磁石が同じ方向に着磁された結合型(coupled)では、高速ロータのバックヨークを薄くすることができるため、高トルク密度化に有効である。

- (2) ステータは最も外側に存在し、永久磁石がギャップ面に取り付けられている構成 [22]

図 1.6 に外側ステータ型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構成では、(1)と比較するとエアギャップ数が3から2に削減されており、機械的複雑さが緩和されている。また、十分小型であれば(1)の構成と同等の性能が発揮できる [35]。

- (3) 変調子に巻線を施す構成 [27]

図 1.7 に変調子巻線型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構造は機械構造が単純であり、製造コストが低くなる長所がある。加えて、ロータが外側にあることから負荷を直接取り付けることが可能である。

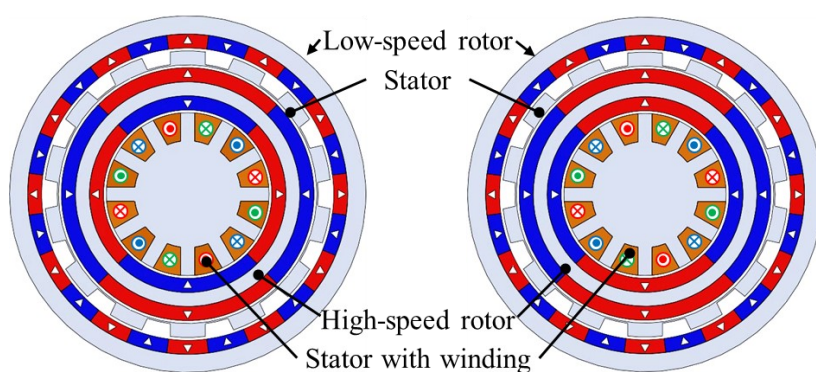


図 1.5. 内側ステータ型磁気ギアードモータ
(左)：非結合型 (右)：結合型

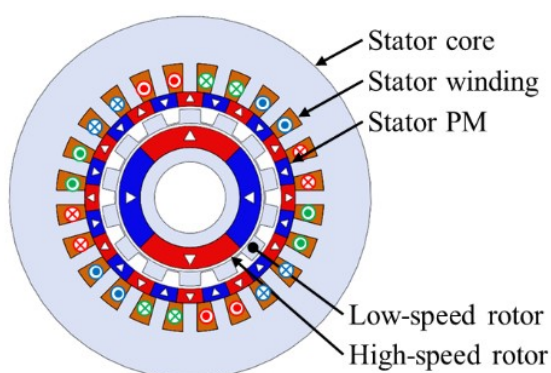


図 1.6. 外側ステータ型磁気ギアードモータ

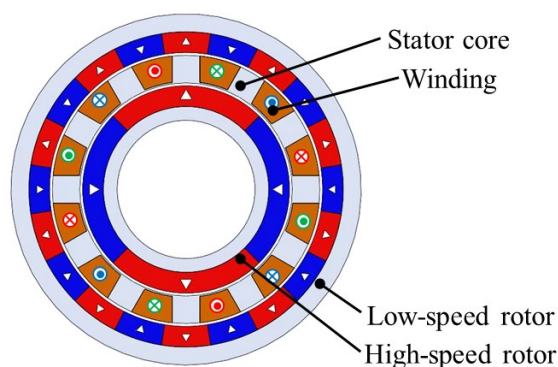


図 1.7. 変調子巻線型磁気ギアードモータ

1.2.2 トポロジーによる分類

磁気ギアードモータでは、その多くが 2 つのロータに表面磁石(Surface Permanent Magnet: SPM)型の永久磁石が存在する構成である。一方で、同期機と磁気変調型磁気減速機の組み合わせでありながら、これに当てはまらない構成も報告されている。これまで報告されているトポロジーの内、いくつかを列挙する。

(1) 表面磁石(Surface Permanent Magnet : SPM)型磁気ギアードモータ [22]

図 1.4 に表面磁石型の磁気ギアードモータの概念図を示す。この構造では、永久磁石が 2 つの部品に SPM 構造で設けられている。この構造では、磁石構造に起因するパーミアンス変動がないため、磁束の高調波の発生を抑えることができる。磁気ギアードモータでは、高調波磁束であってもトルク発生に寄与する場合があるため、高調波が少ない特性は磁気ギアードモータとして望ましい。一方で、永久磁石が巻線磁路中に存在することから、等価的に磁気抵抗が増加する。このため、単位電流あたりに生じるモータトルクが減少する。一方で、[22]ではモータ巻線の電流密度は低く抑えられていることから、一般的な構成では問題になりにくい。また、磁気減速機では、非同期の磁束成分が多く存在するため、永久磁石内の渦電流損が問題となりやすい。この構造では、巨大な永久磁石がエアギャップに隣接するため、高次の磁束が永久磁石内を通過することから、渦電流損が特に問題となりやすい。

(2) 埋込磁石(Interior Permanent Magnet : IPM)型磁気ギアードモータ [36]

図 1.8 に埋込磁石型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構造では、永久磁石が鉄心内に埋め込まれているため、磁気ギアードモータの効率悪化の要因である永久磁石内の渦電流損の発生を抑えることができる。一方で、高速ロータのバックヨ

ークが薄いため、巻線の磁束が最大伝達トルクに対して影響を及ぼす。

(3) リラクタンس型磁気ギアードモータ [37] [19]

図 1.9 にリラクタンس型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構造では、(1)の構造の片側の SPM 構造を突極型に置き換えた磁気ギアードモータである。この置き換えによって、最大伝達トルクは低下してしまう。しかしながら、磁気ギアードモータの効率悪化の要因である永久磁石内の渦電流損の発生を抑えることができる。一方で、同じ構造を持つ磁気減速機では、最大伝達トルクが減少し出力も低下するため、結果的に効率は変わらないことが報告されている [38]。また、永久磁石が突極に置き換えられたことにより、巻線磁束の磁路における磁気抵抗が低下するため、巻線電流のトルク定数は向上する。

(4) コンシクエントポール(Consequent-pole Permanent Magnet : CPM)型磁気ギアードモータ [39]

図 1.10 にコンシクエントポール型磁気ギアードモータの概念図を示す。この構造は、(1)の永久磁石をコンシクエントポール型に置き換えた磁気ギアードモータである。SPM 構造のかわりに、同一方向に着磁された永久磁石が鉄心極の間に挿入されており、永久磁石の使用量は(1)と比較すると低下している。したがって、(1)と比較すると最大伝達トルクは低下してしまうものの、(3)と比較すると向上する [39]。また、巻線磁束の磁路の磁気抵抗が低下しており、巻線電流のトルク定数は(3)と同様に向上する。

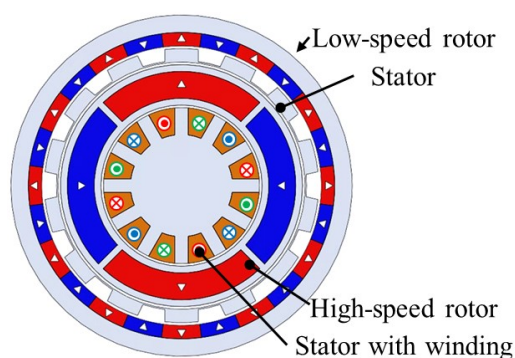


図 1.8. 埋込磁石型磁気ギアードモータ

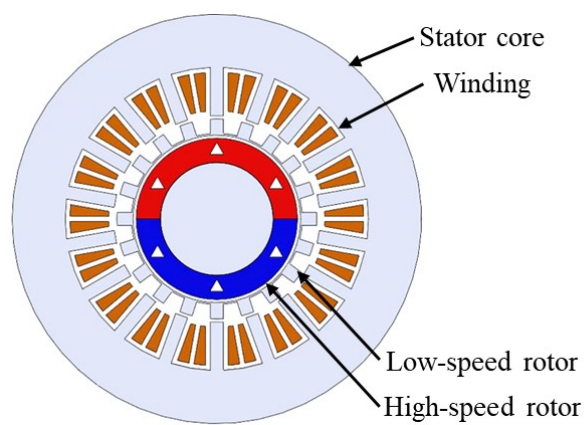


図 1. 9. リラクタンス型磁気ギアードモータ

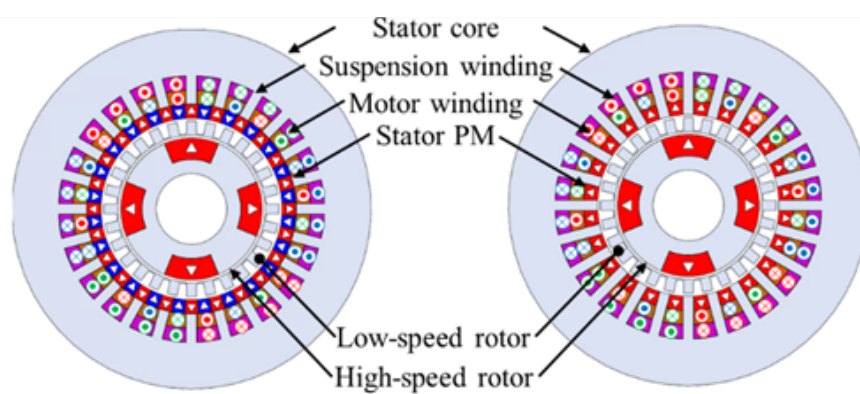


図 1. 10. コンシクエントポール型磁気ギアードモータ

(左) : 片側 (右) : 両側

1.3. ベアリングレスモータとは

機械式軸受は、モータを組み込んだ機械の中で最も先に壊れる部品である [40]。特に、近年は半導体スイッチ素子の性能向上により、モータを高速回転させることが可能となった。これは、モータの出力を保ったまま小型化する際には有効な方法であるが、軸受に対する負荷は増大するため、製品の寿命向上には軸受の長寿命化が不可欠である。

この問題を解決するために、機械式軸受を廃した非接触軸受が注目されている。非接触軸受は一般的に流体軸受、空気軸受、磁気浮上の3種類が主に実用化されている [40]。回転軸を油などの流体で支持する流体軸受は、高速回転には不向きであり、空気軸受は大型化に限界がある。回転軸を磁気吸引力で支持する磁気軸受は、回転数や機器の大きさに制約はないものの、モータに磁気軸受を付加すると装置が大型になる問題がある。

磁気軸受モータを小型化するために開発されたのが、ベアリングレスモータである。ベアリングレスモータは、モータ機能と磁気軸受を磁氣的に一体化したモータであり [41]、トルクと磁気支持力を統合された磁気回路で発生できる。これにより、モータの全体積と比較して、支持力やトルクを発生させるのに有効な体積が占める割合が大きく、体積あたりの支持力密度の点で有利である [41]。加えて、磁気軸受部分とモータ部分が統合されていることから、部品点数が減少するため、製造が容易である。これまでベアリングレスモータは、遠心ポンプ [42] [43]や人工心臓用遠心ポンプ [44] [45]、バイオリアクタ用攪拌機 [46] [47]、プロセスチャンバ用回転テーブル [48]、フライホイール [49]、コンプレッサ [50] [51]、冷却ファン [52]への応用が提案されている。

1.3.1 能動制御軸数による分類

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によって分類できる。ロータの運動自由度は、 x 軸、 y 軸、 z 軸とそれぞれの軸周りの回転運動の θ_x 軸、 θ_y 軸、 θ_z 軸の6自由度ある。モータでは一般に回転軸を z 軸に取るため、 θ_z 軸以外の5自由度を磁気支持する必要がある。ただし、 θ_x 軸、 θ_y 軸については、モータを上下に分割することで上下のモータユニットのラジアル運動、すなわち x_1 、 y_1 、 x_2 、 y_2 軸を使用して表記することがある。この場合は磁気支持させる5自由度は x_1 、 y_1 、 x_2 、 y_2 軸と z 軸となる。なお、一般的に能動制御軸数が多いとセンサやインバータが多く必要になり、高価となる。しかしながら、能動制御軸数が少ないと形状に制約が多くなり、安定した磁気支持の難易度が上昇する。

(1) 5 軸能動制御

5 軸能動制御形ベアリングレスモータは、ロータの軸方向である z 軸に加えて、半径方向である x_1 、 y_1 、 x_2 、 y_2 軸の計 5 自由度を能動的に制御する方式である [53] [54]。5 軸能動制御形は、他のトポロジーよりも形状の制約が少ないため、特に大型の応用が期待されている。

(2) 4 軸能動制御

4 軸能動制御形ベアリングレスモータは、後述する 2 軸能動制御形ベアリングレスモータユニットを 2 機タンデムに接続することにより x_1 、 y_1 、 x_2 、 y_2 軸の 4 自由度を能動的に制御する方式である [55][56][57][58][59][60] [61]。軸方向については永久磁石の吸引力によって受動的に安定する。この方式では、ロータがタンデムに接続されているため、軸方向にバイアス磁束を生じさせるホモポーラ型モータとの組み合わせが報告されている [49] [62][63][64] [65]。

(3) 2 軸能動制御

2 軸能動制御形ベアリングレスモータは、半径方向の 2 軸のみを能動的に制御する方式である [42][43][44] [45] [47] [51] [66][67][68][69][70][71][72][73][74][75][76] [77]。軸方向および傾き方向についてはロータ永久磁石による吸引力により受動的に安定する。この制御方式は、5 軸、4 軸能動制御形と比較するとインバータ台数および変位センサの台数を減らすことができ、コストおよび駆動系を大幅に削減できる。この方式では、受動的に安定とする傾き方向の剛性向上のために、ロータを薄型扁平とする必要がある。一方で、モータを高速化させる場合は強度の制約上周速度の上限が存在するため、高速化と大出力化はトレード・オフの関係となっている。2 軸能動制御形ベアリングレスモータとしての最大出力は 1.2 kW 程度であるが [42] [74]、最大回転速度は $100,000 \text{ min}^{-1}$ である [75] [76]。

(4) 1 軸能動制御

1 軸能動制御形ベアリングレスモータは、ロータの軸方向である z 軸のみを能動的に制御する方式である [78][79] [80]。この方式では、1 つのインバータで回転トルクと軸方向位置の制御を行い、他の自由度は受動的な磁気吸引力によって安定化される。この方式では少ないインバータ、センサで実現できるため低コストであるが、その大きさに制限があるため、概ね 30W 以下である。

(5) 0 軸能動制御

0 軸能動制御形ベアリングレスモータは、どの自由度に対しても能動的な制御を行

わない方式である。Earnshaw の定理により、静磁力のみでは安定した浮上ができない。そのため、誘導電流によって生じたローレンツ力によって自動的に安定させる方式 [81][82] [83]や、反磁性体材料を使用したベアリングレスモータ [84]が提案されている。

1.3.2 磁気支持制御電流による分類

ベアリングレスモータにおいて、磁気支持力を発生させるためには、ロータの回転と同期した交流電流、あるいは直流電流を供給する必要がある [41] [85]。これらはモータトポロジーによって異なり、以下のように分類される。なお、ロータ極対数を p 、磁気支持磁束極対数を p_s と示す。

- (1) 交流支持電流・磁気支持磁束極対数 $p_s = p \pm 1$ を用いる方式
 - (a)表面磁石型永久磁石式同期電動機(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM) [42] [46] [57][58] [59] [66][67][68][69] [70] [77] [86][87] [88]
 - (b)埋込型永久磁石式同期電動機([リラクタンストルクを用いるもの]Inner Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM, [リラクタンストルクを用いないもの]Buried Permanent Magnet Synchronous Motor : BPMSM) [51] [56] [68]
 - (c)誘導電動機(Induction Motor : IM) [55] [67]
 - (d)同期リラクタンス電動機(Synchronous Reluctance Motor : SynRM) [89] [90]
- (2) 直流支持電流・磁気支持磁束極対数 $p_s = 1$ を用いる方式
 - (a)コンシクエントポール型同期電動機(Consequent-pole Permanent Magnet Synchronous Motor : CPMSM) [63] [64] [72]
 - (b)ホモポーラ型同期電動機(Homopolar Permanent Magnet Synchronous Motor: HPMSM) [49] [60][61] [62] [65]

文献 [91]によると、(1)と(2)はともに同じ磁気支持原理で示すことができる。一方で、供給する電流や極数が大きく異なるため、本論文では別の方式として扱う。

1.4. 本論文の概要

本論文では、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータを世界で初めて提案した。このモータでは、高速ロータに半径方向力を発生させる追加の 3 相巻線によって、高速側の機械ベアリングを廃した非接触磁気支持を可能としている。この構造により、従来の磁気ギアードモータで問題となる高速ロータ側の機械ベアリングの発熱や寿命の問題を解決できる。加えて、従来の磁気ギアードモータでは 2 つのロータを同心軸上に精度良く組み立てる必要があり、製造コストの上昇に繋がっていたが、能動的に半径方向位置の制御が可能となったことで、製造コストの低減が可能となる等の長所がある。

なお、これまでの磁気ギアードモータでは、主に低速大トルク用途への応用が主であった。これは、磁気ギアードモータが磁束の高調波を用いるため、高速回転では鉄損が過大となるためである。一方で、2.1 節に示すとおり、高速の磁気ギアードモータも研究がなされている。これらの研究において、磁気ギアードモータの高速ロータにおけるベアリング損失が課題となっていた。さらに、磁気ギアードモータでは、主に 2 つのロータを同心軸上に組み立てる必要がある。しかし、この組み立てを精度良く行うのは非常に困難であるため、産業応用時のコスト上昇が懸念される。これらの問題を解決するために、本論文では高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータを提案した。

一方で、ベアリングレスモータとしての機能と磁気ギアードモータとしての機能は相反するものであり、極コンビネーションの選択や、一般的なベアリングレスモータと異なり 2 つあるエアギャップ、大きく厚い永久磁石、さらには低速ロータの形状由来や高磁束密度に由来する透磁率の低さによって、大きな磁気支持起磁力が必要となることが課題であった。これらの解決方法として、極コンビネーションの選択については 3.3 節に、磁気支持起磁力については第 4 章、第 6 章、第 7 章に示すように磁気支持磁束の磁路を阻害しないような形状へと工夫することによって達成した。

加えて、本論文では高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータの電磁界解析を行い、適した構造を導き、磁気支持性能、並びにトルク性能の解析を行った。さらに、提案モータの試作機を制作し、磁気支持、並びに回転の試験を行った。この試作機は世界で初めての構成であり、解析と実機での誤差は未知数である。そのため、この試作機では、リラクタンス式の磁気ギアードモータに支持巻線を付加した。この構造は、トルク密度が低下する欠点があるものの、巻線磁界の磁路における磁気抵抗が低下するため、単位電流当たりのトルク・磁気支持力が上昇する効果がある。この構造を採用したこと

により、巻線性能に余裕を持たせることで、試験を容易にした。この試作機より、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータの磁気支持を世界で初めて実証した。

一方で、試作機にはトルク密度が低い欠点があったため、この欠点を補うために、トルク密度を向上させた高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータも提案した。提案モータでは、磁気ギアードモータの方式をリラクタンス式からコンシクエントポール式に変更した。この構造により、トルク密度を向上させつつ、巻線磁界の磁路の磁気抵抗は低く保てるため、トルク密度と磁気支持性能を両立できるメリットがある。加えて、磁気支持に回転角度位置の検出が不要のため、回転角度を検出するセンサの誤差による磁気支持性能の悪化を防ぐことができる。本論文では、このコンシクエントポール構造を採用した高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータについて、寸法の最適化を行い、各方式の得失を比較した。

1.5. 本論文の構成

本論文は全 8 章で構成されており、磁気ギアードモータと高速のベアリングレスモータを組み合わせた新しいモータを、解析と実験によって検証する。以下に各章の概要を示す。

第 1 章

緒言 (本章)

第 1 章では、磁気ギアードモータとベアリングレスモータに関する研究背景と分類を示し、研究目的と意義を明らかにする。また、本論文の概略を示す。

第 2 章

磁気ギアードモータおよび磁気減速機的高速化とベアリングレスモータの大トルク化に関する研究動向

第 2 章では、高速磁気ギアードモータや磁気ギアの研究動向と課題を明らかにする。加えて、磁気変調を用いたモータトポロジーにおけるベアリングレス化に関して、研究動向と課題を明らかにする。これらのモータの現状の課題を示し、本論文の目的、研究課題の解決策を明らかにする。

第 3 章

高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの構造と原理

第 3 章では、本論文で提案する高速ロータを磁気支持した磁気ギアードモータにおける構造と原理を示す。

第 4 章

リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の提案と解析

第 4 章では、リラクタンス型磁気ギアードモータとベアリングレスモータを組み合わせたモータの提案を行う。解析によって、提案モータのトルク発生原理と磁気支持力を求め、磁気支持可能な構造を明らかにする。

第5章

リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の実験による検証

第5章では、第4章で提案したモデルに基づいて製作した試作機を使用して、実験によって磁気支持性能を検証し、世界初の磁気ギアードモータと高速のベアリングレスモータを組み合わせた新しいモータの動作を確認する。

第6章

コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の検討

第6章では、第4章で提案したモデルのトルク密度向上のために、コンシクエントポールを採用した磁気ギアードモータにおける高速ロータのベアリングレス化の提案を行う。解析によって、それぞれのモータトポロジーにおける特性を評価する。

第7章

コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の最適化と検証

第7章では、第6章で提案したモータに対し、寸法最適化を行い、それぞれのモータトポロジーにおけるトルクと磁気支持力の特性を評価し、トルク密度を向上させつつ磁気支持可能な構造を明らかにする。

第8章

結言

第8章では、本論文の成果をまとめる。

第2章

磁気ギアードモータおよび磁気減速機的高速化とベアリングレスモータの大トルク化に関する研究動向

2.1. 高速磁気ギアードモータおよび高速磁気減速機の研究動向

高速磁気ギアードモータならびに高速磁気減速機は、一般的には低速大トルクの磁気ギアードモータなどと比べるとより挑戦的な課題である。これは、磁気減速機の原理に由来する。磁気変調を用いる磁気減速機では、高調波を利用してトルクを伝達する。そのため、減速機内には磁束の高調波が顕著な上、永久磁石内を永久磁石と非同期の磁束が通過することから、軟磁性体材料内や永久磁石内に発生する渦電流損が顕著となる。この渦電流損は周波数の2乗に比例するため、回転数が上昇すると非常に顕著となる。このため、これまでの磁気減速機応用の研究は渦電流損の比較的少ない低速動作への応用が一般的である。

一方で、磁気減速機を高速動作へ応用した研究もいくつか提案されている。

例えば、文献 [92]では、磁気減速機と高速モータを直列に配置したモータが提案されている。この文献では、モータ部の積厚が 30.5mm、外径 44mm の SPM モータが同一外径、同一積厚の磁気ギアに接続されたモータが提案されている。モータ極数は2極、モータステータはトロイダル巻、磁気ギア部の高速ロータ永久磁石は2極、ステータ変調子突極22個、低速ロータ永久磁石は34極、ギア比は18倍となっている。この文献では、低速ロータの出力トルク 2.5Nm、低速ロータの回転数は 1258min^{-1} を定格値に設定しており、この動作点においてベアリング損失も含んだシステム全体での効率は 87.5%であると計算されている。定格点では、高速ロータは 22644min^{-1} で回転することから、ベアリングの損失が 9.7W と計算されている。この値は全損失のおよそ 20.6%であり、無視できない値となっている。

文献 [93]では、図 1.3 に示す磁気ギアの、最も内側の永久磁石ロータを軟磁性体材料の突極構造で置き換えた高速回転向け磁気ギアが提案されている。この文献では、外径 200 mm、定格低速ロータ出力トルク 80 Nm の磁気ギアについて、図 1.3 で示された一般的な磁気ギアと突極構造に置き換えたリラクタンス型磁気ギアについて、効率の比較を行っている。これによると、低速ロータ回転数 5000 min^{-1} 、高速ロータ回転数 30000 min^{-1} において、通常の磁気ギアでは効率が 90%であったのに対して、リラクタンス型磁気ギアでは効率 92%となっており、永久磁石を置き換えたことによる磁石渦損の低減効果が示されている。さらに、高速ロータを突極構造に置き換えたことによって、高速回転時の機械強度の改善効果も示されている。一方で、文献 [38]では、永久磁石を突極構造に置き換えたことによってトルク密度が減少することが示されている。さらに、効率についても設計最適化を行った場合は通常の磁気ギア構造が優れていることが示されている。特にトルク密度においては、[93]においても通常の磁気ギアでは積厚が 22.5 mm であるのに対し、リラクタンス型磁気ギアでは積厚が 74 mm に増加しており、トルク密度の低下は避けられないことが示されている。

文献 [31]では、自動車駆動用の大型磁気ギアードモータが提案されている。この文献では、外径 268.5 mm、積厚 100 mm の磁気ギアードモータについて、最大伝達トルク 642 Nm、高速ロータの最高回転数 14000 min^{-1} 、ギア比 8.83 の性能を発揮している。このモータでは、トルク密度がおよそ 100 kNm/m^3 と非常に高く、機械式のギアードモータと同等の性能 [94]を発揮している。一方で、このような高速回転モータであるにも関わらず、機械が非常に大型であるためベアリングの損失は非常に低く、損失の殆どは磁石渦損や永久磁石保護用のチタニウムスリーブ、電磁鋼板で発生している。

2.2. 低速大トルクのベアリングレスモータの研究動向

ベアリングレスモータは一般的には高速回転モータに対して応用されている。これは、ベアリングを廃したことにより、ベアリング損失がより顕著となる高速域において効率向上効果があるためである。一方で、ベアリングを廃したことによるメンテナンス頻度の削減や、ベアリングから漏れ出る潤滑油の混入がなくなるといったメリットを活かすため、低速大トルクモータに対しても研究が進められている。

表 2.1 に 2 軸能動制御型ベアリングレスモータにおける低速応用モータの寸法と性能を示す。文献 [88]では、定格速度 1500 min^{-1} のベアリングレスモータが提案されている。このモータは 26 極 24 スロットのベアリングレスモータであり、ロータはインナーロータ SPM を採用している。また、文献 [95]では、定格速度 1000 min^{-1} で 8 極 12 スロットの SPM 型ベアリングレスモータが提案されている。文献 [96]では、定格速度 1000 min^{-1} のフラックススイッチング型ベアリングレスモータが提案されている。文献 [97]では、定格速度 500 min^{-1} の 32 極 48 スロットのインナーロータ CPM 型ベアリングレスモータが提案されている。文献 [98]では、定格速度 1000 min^{-1} の 20 極 24 スロットのアウトロータ CPM 型ベアリングレスモータが提案されている。文献 [87]では、定格速度 2000 min^{-1} の 26 極 6 分割ステータのインナーロータ SPM 型ベアリングレスモータが提案されている。[87]と [88]は、外径 500 mm、積厚 20 mm と非常に大型のモータである。これらの文献の中で、寸法と定格トルクが明示されていたものを表 2.1 にまとめた。表 2.1 によると、一般的な 2 軸能動制御型ベアリングレスモータにおいては、トルク密度は概ね 4 kNm/m^3 以下である。これは 2 軸能動制御型ベアリングレスモータの設計が大きく関係している。2 軸能動制御型ベアリングレスモータでは、4 軸や 5 軸を能動制御するベアリングレスモータと比較するとインバータやセンサが削減でき、低コストで実現できるメリットが有る。一方で、この方式では、受動的に安定とする傾き方向の剛性向上のために、ロータを薄型扁平とする必要がある。このとき、受動的に安定とする自由度の剛性は永久磁石のフリンジング磁束や端部効果による漏れ磁束を使用している。そのため、剛性向上のためにはある程度の漏れ磁束を必要とするが、この磁束はトルク発生に寄与しないため、通常のモータよりもトルク密度は低下してしまう問題がある。

表 2.1.2 軸能動制御型ベアリングレスモータにおける低速応用モータ

Reference number	[99]	[96]	[88]	[87]
Volume (cm ³)	31	556	3927	3927
Outer diameter (mm)	63	266	500	500
Axial Length(mm)	10	10	20	20
Torque (Nm)	0.022	1.00	13.1	15.0
Torque density(kNm/m ³)	0.71	1.8	3.3	3.8
Rated speed (min ⁻¹)	-	1000	1500	2000

そのため、高トルクを発生させるために、磁気変調を用いるモータの一種であるバーニアモータとベアリングレスモータを組み合わせた文献 [100]も報告されている。ただし、この文献は2次元有限要素法での解析しか行われておらず、実際のトルクは不明である。一方で、磁気変調を用いるモータに対してのベアリングレス化の試みとしては本研究と関連している。

また、ベアリングレスモータの原理を用いた回転機と磁気変調の組み合わせとして、磁気ギア的高速ロータを磁気支持させる試みも報告されている [101]。この文献も2次元有限要素法での解析しか行われていないものの、本研究と関連は深い。この文献では、図 1.3 で示した 磁気変調を用いる磁気減速機の変調子部分に3相巻線を施し、内側の高速ロータに対して半径方向力を発生させる原理が提案されている。この磁気ギアは、高速ロータ PM が4極、変調子が21個、低速ロータ PM が38極で、2極の支持巻線が21個の変調子の間に巻かれている。また、磁気ギア部分が2個直列に配置されており、軸方向の磁気軸受も存在するため、能動制御軸数は5と推測される。

2.3. 現状の課題の解決策と本研究の目的

2.1節で述べた高速磁気ギアードモータおよび高速磁気減速機の研究動向、並びに2.2で述べた低速大トルクのベアリングレスモータの研究動向を踏まえて、これらの課題の解決策と本研究の目的を示す。

(1) 高速磁気ギアードモータにおける機械ベアリングに関する問題解決(第4章・第5章)

2.1節で述べた高速磁気ギアードモータでは、特に文献 [92]で示されたような小型の高速磁気ギアードモータにおいてベアリング損失が顕著となることが示されている。そこで本章では、磁気ギアードモータの高速ロータを磁気支持させる構造を提案し、ベアリング損失の削減を可能とする構造を示す。さらに、提案モータの試作機を制作し、磁気支持、並びに回転の試験を行う。今回の試作機は世界で初めての構成であり、解析と実機での誤差は未知数である。そのため、この試作機では、リラクタンス式の磁気ギアードモータに支持巻線を付加した。この構造は、トルク密度が低下する欠点があるものの、巻線磁界の磁路における磁気抵抗が低下するため、単位電流当たりのトルク・磁気支持力が上昇する効果がある。この構造を採用したことにより、巻線性能に余裕を持たせることで、試験を容易にした。この試作機より、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータの磁気支持を世界で初めて実証する。

(2) 低速大トルク向けベアリングレスモータの高トルク化(第6章・第7章)

2.2節で述べた低速大トルクベアリングレスモータでは、主に $500 \sim 2000 \text{ min}^{-1}$ の回転数を目標としていた。このような回転数の2軸能動制御型ベアリングレスモータでは、トルク密度が一般的な構造のモータよりも低下してしまう問題があった。そこで本章では、トルク密度を向上させた高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータも提案する。本章で提案したモータでは、磁気ギアードモータの方式をリラクタンス式からコンシクエントポール式に変更した。この構造により、トルク密度を向上させつつ、巻線磁界の磁路の磁気抵抗は低く保てるため、トルク密度と磁気支持性能を両立できるメリットがある。加えて、磁気支持に回転角度位置の検出が不要のため、回転角度を検出するセンサの誤差による磁気支持性能の悪化を防ぐことができる。本論文では、このコンシクエントポール構造を採用した高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータについて、寸法の最適化を行い、各方式の得

失を比較する。

2.4. 第2章のまとめ

本章では、磁気ギアードモータおよび磁気減速機的高速化とベアリングレスモータの大トルク化に関する研究動向を明らかにした。さらに、これらの研究動向を踏まえ、本論文で解決する問題と解決方法について示し、本論文の目的も示した。

2.1 節では、高速磁気ギアードモータおよび高速磁気減速機の研究動向を示した。一般に、磁気ギアードモータは、低速大トルクの応用が多い。一方で、2.1 節に示したとおり、高速用途のものも存在している。これらの文献には、小型の磁気ギアードモータにおいて、ベアリング損失が顕著である報告がなされているため、これを削減する手法が求められている。

2.2 節では、低速大トルクのベアリングレスモータの研究動向を調査した。ベアリングレスモータは一般に小型高速の用途が多い。一方で、機械式ベアリングを嫌う用途への応用から、低速大トルク用モータも存在している。これらの低速大トルクベアリングレスモータに対して、その性能を調査した。

2.3 節では、2.1 節や 2.2 節の内容を踏まえて現状の課題の解決策と本研究の目的を示した。本研究では、磁気ギアードモータの高速ロータを磁気支持させることにより、高速ロータのベアリングを配した設計を提案する。この提案により、高速磁気ギアードモータにおけるベアリング損失の問題を解決するとともに、これまで提案されてきたベアリングレスモータの低トルク密度の問題を解決する。

第3章 高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの構造と原理

3.1. 提案モータの構造

本論文では、高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータを提案する。ベアリングレスモータでは、 z 軸周りの回転運動 θ_z を除いた5自由度、すなわち x 軸、 y 軸、 z 軸、及び x 軸、 y 軸方向の回転運動 θ_x 、 θ_y のうち、いくつかの自由度を制御する。提案モータでは、 x 軸方向、及び y 軸方向の2自由度のみを制御する2軸能動制御型を採用した。従って、受動安定となる傾き方向と軸方向の自由度の安定性を確保するために、薄型のモータとなっている。この構造では、制御する自由度が少ないためインバータやセンサの個数が少ないが、端部での漏れ磁束による影響が顕著なためトルク密度は比較的低下する。ただし、本研究はあくまで高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの基礎研究のため、第6章および第7章に示すような2軸能動制御型でのトルク密度向上の手法を示すにとどめ、他のトポロジーについては示さない。一方で、トルク密度を向上させるためには、軸長を延長できる4軸能動制御形や、アキシアルギャップ磁気ギアードモータに1軸能動制御を適用するなどの手法を用いることができる。

本論文で提案する高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータでは、従来のベアリングレスモータと比較して、接続する負荷の自由度が向上している。例えば、[42]ではベアリングレスモータをポンプへ応用した例が提案されている。このモータでは、ロータとインペラが一体化しており、ロータの軸方向長さよりもインペラが薄型となっている。また、[47]では、ベアリングレスモータを攪拌用モータとして応用した例が示されている。このモータでも同様に、ロータの軸方向長さと同程度である。これはロータの磁気支持制御を行うにあたって、ロータの重心がステータの中央から離れている場合は制御が困難であるためである。加えて、ベアリングレスモータでは通常の機械式軸受と比較すると、一般に高速であればより効率が向上するとされる。しかしながら、ロータに減速機を取り付けた場合は物理的な接触が生じてしまうため、非接触回転であるメリットを活かしにくい。これらを総合すると、これまで

のベアリングレスモータでは、負荷はロータに近接し、かつ減速機を介さない負荷を持つ応用先に限定される。一方で、提案モータでは、高速ロータは非接触支持を実現しつつ、物理的な接触なしに減速機を介して出力される。そのため一般的なモータと同様な様々な応用が期待できる。

3.1.1 高速ロータを磁気支持化したリラクタンス型磁気ギアードモータの構造

図 3.1 に本論文で提案する 高速ロータを磁気支持化したリラクタンス型磁気ギアードモータの断面図を示す。提案モータは内側から磁気支持された高速ロータ、低速ロータ、巻線が施されたステータの 3 つの部分から構成される。提案モータの磁気支持される高速ロータは、SPM 構造の永久磁石による p_h 極対数を持つ。この構造では、1.3.2(1)で示したように、半径方向力は p 極対数と $p \pm 1$ 極対数の磁束の相互作用によって発生する。従って、三相磁気支持巻線は $p_h \pm 1$ 極対数となるように結線される。

リラクタンス型磁気ギアードモータでは、PM 型磁気ギアードモータに比べてトルク密度が大幅に低下する [38] [39]。しかし、巻線磁束の磁路に存在する永久磁石が減少するため、磁路における磁気抵抗は減少する。磁気ギアードモータでは、モータ巻線内の電流密度は他の PM モータに比べて比較的小さい。例えば、文献 [22]では、モータ巻線内の電流密度は $2A_{rms}/mm^2$ と報告されている。これは磁気ギアードモータには一般的な永久磁石モータと異なり、上限のトルクである最大伝達トルクが存在するため、それ以上の電流は有効に活用されないためである。一方で、磁気支持電流はモータ電流と比較してより大きな電流が必要であることが解析によって示されている(4.2.4 項を参照)。したがって、モータ巻線は SPM 型でも余裕があるものの、磁気支持巻線を追加するための余裕を持たせるために、第 4 章のモータではリラクタンス型磁気ギアードモータを選択した。

加えて、ベアリングレスモータと一体化した磁気ギアードモータの特性は、これまで実験的に検証されていなかった。例えば [101]では磁気ギアの高速ロータを磁気支持させる構造が提案されているが、実験による検証は行われていない。このような磁気変調を用いる回転機に対する磁気支持では、特に永久磁石の機械的・磁気的な製造誤差による外乱の発生を考慮する必要がある。特に SPM 型磁気ギアードモータでは、極対数の多い永久磁石が存在しているため、製造誤差による外乱の発生が問題となる。例えば、[102]では機械誤差による磁気吸引力の発生が示されている。これに対し、リラクタンス型磁気ギアードモータでは、永久磁石は極数の少ない高速ロータのみに配置されてい

るため、永久磁石の誤差が発生しにくい構成となっている。これらの特徴により、提案モータにおける特性の検証にはリラクタンス型磁気ギアードモータが適している。

なお、バーニアモータと比較すると、2つのエアギャップが存在するため、提案モータの電流あたりの磁束は少ない。一方、モータ巻線の極数がロータ PM の極数と同じであるため、力率が向上する利点が見られている [103]。

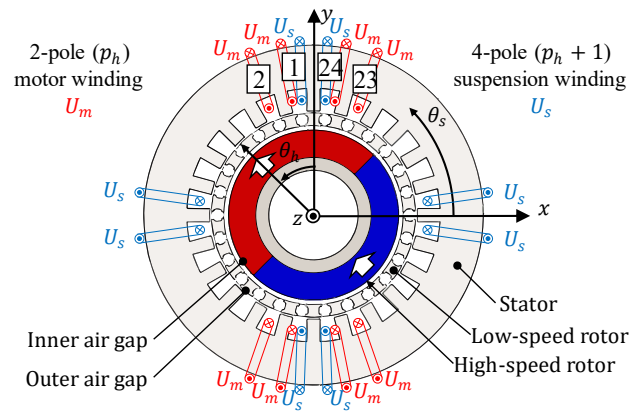


図 3. 1. 高速ロータを磁気支持化したリラクタンス型磁気ギアードモータの断面図

3.1.2 高速ロータを磁気支持化した SPM 型磁気ギアードモータの構造

図 3.2 に、高速ロータを磁気支持化した SPM 型磁気ギアードモータの断面図を示す。SPM 型の磁気ギアードモータは、ステータ、高速ロータ(HSR)、および低速ロータ(LSR)から構成される。ステータは、半径方向着磁された p_s 極対数の永久磁石および巻線から構成される。高速ロータでは、半径方向着磁された p_h 極対数の永久磁石(PM)が、高速ロータのコア表面に貼り付けられる。低速ロータは、ステータと高速ロータとの間に配置され、軟磁性体材料から成る n_l 個の突極を有する。この突極により、永久磁石から生じた磁束が変調される。

この構造では、[39]で示されたようにトルク密度が高い。一方で、ベアリングレスモータとの組み合わせを考えた場合、以下の2つの問題が懸念される。

(1) ロータの角度位置の検出が必要

3.1.1 で示したリラクタンス型磁気ギアードモータとベアリングレスモータを組み合わせたモータと同様に、三相磁気支持巻線は $p_h \pm 1$ 極対数となるように結線される。したがって、1.3.2(1)で示したように、正確な磁気支持の実現にはロータの角度位置の検出が必要である。

(2) 磁気支持磁束の磁路中における磁気抵抗の増加

図 3.2 で確認できるように、図 3.1 で示したリラクタンス型磁気ギアードモータと比較すると、ステータのギャップ表面に永久磁石が追加された構造となっている。この構造により、前述の通りトルク密度が増加するものの、永久磁石の磁気抵抗の高さによって、磁気支持磁束の磁路中における磁気抵抗の増加が生じる。これにより、同じ巻線起磁力であったとしても、生じる磁束が減少してしまい、磁気支持力が減少する。

ただし、例えば図 1.8 に示すような巻線部分と磁気支持ロータが近接している設計では、磁気抵抗の増加は問題とならない可能性がある。ただし、3.2.2 に示すような巻線磁束と磁気ギア磁束の干渉を考慮する必要がある。

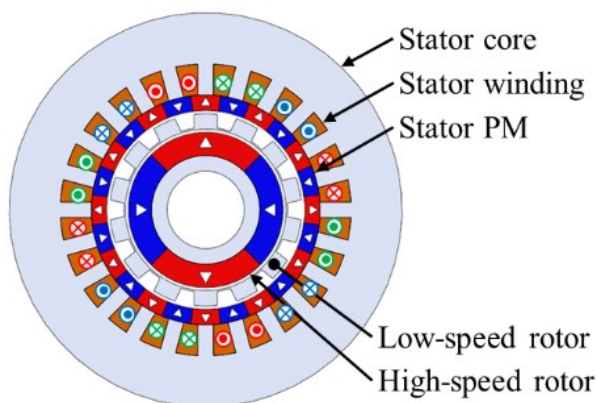


図 3.2. 高速ロータを磁気支持化した SPM 型磁気ギアードモータの断面図

3.1.3 高速ロータを磁気支持化したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの構造

図 3.3 に、本論文で提案する高速ロータを磁気支持化したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの断面図を示す。提案するモータは、先行研究 [39]の磁気ギアードモータに支持巻線を施すことで、高速ロータの非接触磁気支持を可能とする。提案モータでは、能動的にトルクと支持力を発生させるために、ステータの n_s スロットに p_h 極対数の三相モータ巻線と1極対数の三相支持巻線が備わっている。

図 3.3 (a)に、片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータを示す。高速ロータは、同一方向に半径方向着磁された p_h 個の永久磁石と、鉄心突極で構成される。突極間に配置された永久磁石が発生する磁束は、突極部を通過し再び永久磁石に戻る。このとき、突極部のエアギャップ表面は、結果的に永久磁石の着磁と逆方向に着磁される。つまり、高速ロータの突極部は永久磁石の着磁と逆方向の鉄心極として振る舞う。この構造では、磁気支持ロータがコンシクエントポール構造となっている。したがって、1.3.2(2)で示したように、三相磁気支持巻線は1極対数となる結線が選択できる。この構造によって、3.1.2(1)で示したロータの角度位置の検出が必要である問題が解決されている。

図 3.3 (b)に、両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータを示す。このモータでは、高速ロータに加えて、ステータの永久磁石にもコンシクエントポール型構造が適用される。この構造では、図 3.3 (a)の構造と比較すると、ステータギャップ面まで鉄心極が延長されている。このため、磁気支持磁束の磁路中における磁気抵抗が、3.1.1

で示したリラクタンス型磁気ギアードモータとベアリングレスモータを組み合わせたモータと同程度まで減少している。これにより、3.1.2(2)で示した磁気抵抗の増加の問題が解決されている。

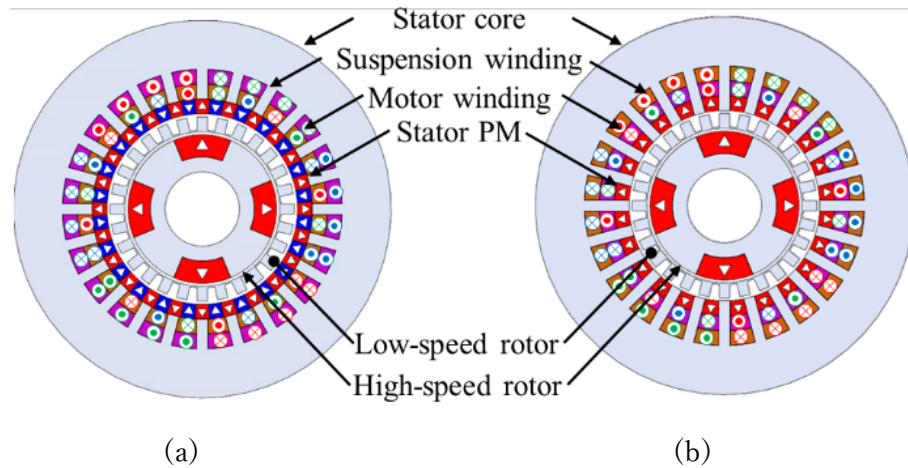


図 3.3. 高速ロータを磁気支持化したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの断面図

(a) 片側コンシクエントポール型 (Single-sided Consequent pole type Permanent Magnet: SCPM) (b) 両側コンシクエントポール型 (Double-sided consequent pole type Permanent Magnet: DCPM)

3.2. 提案モータの磁気減速原理

3.2.1 リラクタンス型磁気ギアードモータの動作原理

リラクタンス型磁気ギアードモータ [19] [37]では、低速ロータとステータティースによって、高速ロータの永久磁石磁束と巻線磁束が変調される。このときのベクトル図を図 3.4 に示す。磁気ギアードモータでは、一般にモータ巻線と高速ロータの極数は同一である。したがって、磁気ギアードモータの磁気変調では、磁気ギアとは異なりモータ巻線が発生させる磁束も考慮しなければならない。したがって、厳密な動作原理を考える場合は高速ロータの永久磁石の磁束とモータ巻線磁束の合成を磁束が磁気変調される。

ただし、リラクタンス型磁気ギアードモータでは、低トルク密度を補うために厚い永久磁石が配置される。加えて、エアギャップも 2 つ存在し、低速ロータは磁束密度が飽和領域に近い場合、モータ巻線磁束の磁路における磁気抵抗は高い。すなわち、このモータにおける磁束は永久磁石が支配的のため、本論文で扱う動作原理は巻線磁束による影響は無視し、磁気ギアの原理と同一とみなせるとして記述する。

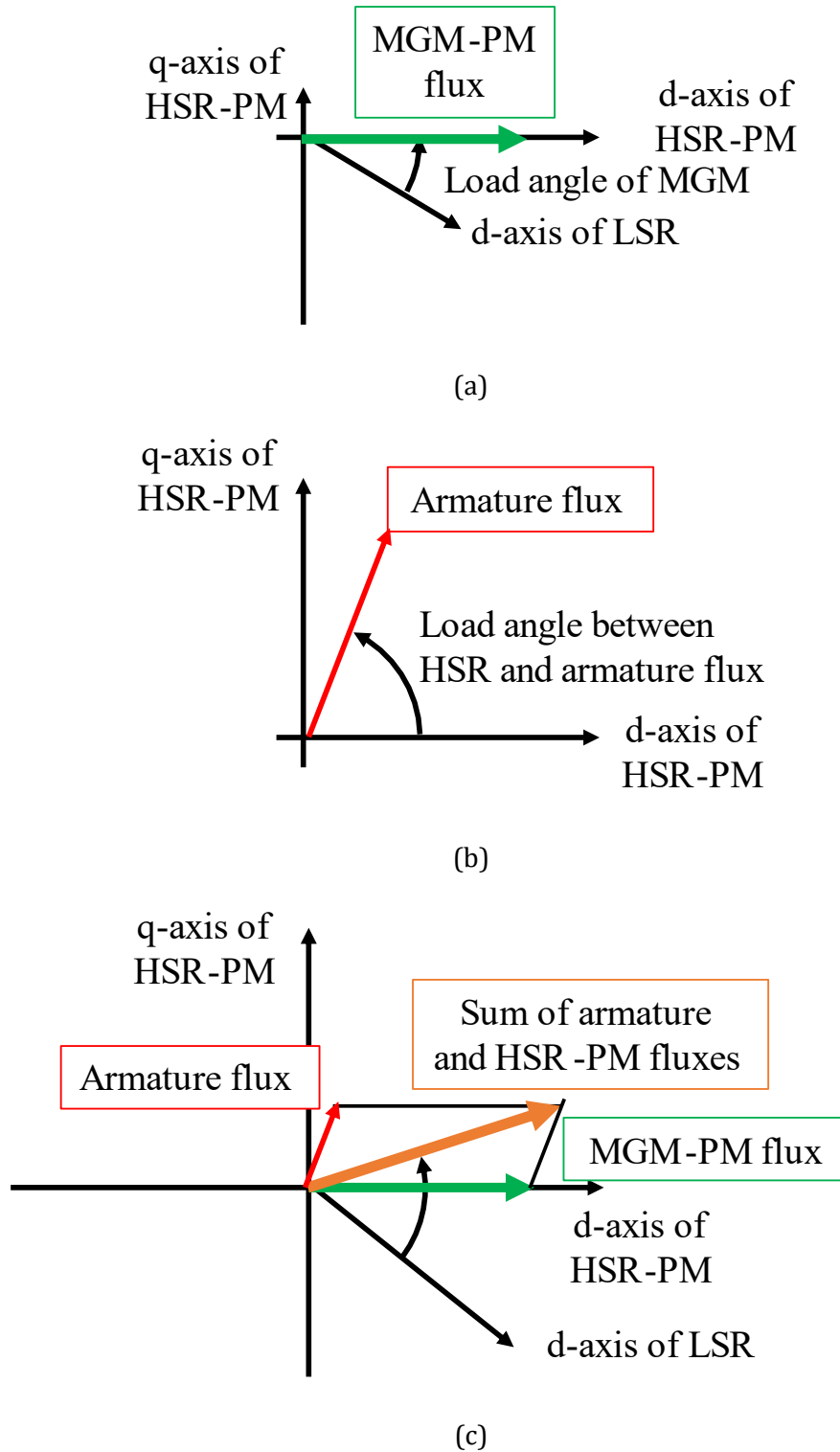


図 3.4. リラクタンس型磁気ギアードモータのベクトル図

(a)磁気ギア部分のベクトル図 (b)同期電動機としてのベクトル図 (c)磁気ギアと電機子電流の干渉を考慮したベクトル図

ステータの角度位置を θ_s 、ステータパーミアンスの平均値と振幅をそれぞれ P_{s0} と P_{s1} で定義すると、ステータのパーミアンス分布 $P_s(\theta_s)$ は次のように示すことができる。

$$P_s(\theta_s) = P_{s0} + P_{s1} \cos(n_s \theta_s) \quad (3.1)$$

また、低速ロータのパーミアンスの平均値と振幅をそれぞれ P_{l0} と P_{l1} 、低速ロータの角速度を ω_l 、 $t = 0$ における低速ロータの突極の中心と x 軸のなす角度を δ_l で定義すると、低速ロータのパーミアンス分布 $P_l(\theta_s, t)$ は次のように示すことができる。

$$P_l(\theta_s, t) = P_{l0} + P_{l1} \cos[n_l(\theta_s - \omega_l t - \delta_l)] \quad (3.2)$$

高速ロータの永久磁石の起磁力振幅を F_{h1} 、高速ロータの角速度を ω_h 、 $t = 0$ における高速ロータの着磁方向の中心と x 軸のなす角度を δ_h で定義すると、高速ロータの永久磁石の起磁力 $F_h(\theta_s, t)$ は次のように示すことができる。

$$F_h(\theta_s, t) = F_{h1} \cos[p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)] \quad (3.3)$$

ここで、(3.1)と(3.3)より、低速ロータとステータ間のエアギャップにおけるステータティースが高速ロータの永久磁石磁束を変調した磁束 $B_{sh}(\theta_s, t)$ は、次のように示すことができる。

$$\begin{aligned} B_{sh}(\theta_s, t) &= P_s(\theta_s) F_h(\theta_s, t) \\ &= \{P_{s0} + P_{s1} \cos(n_s \theta_s)\} F_{h1} \cos[p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)] \\ &= F_{h1} P_{s0} \cos[p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)] \\ &\quad + \frac{F_{h1} P_{s1}}{2} \cos[(n_s + p_h)\theta_s - p_h \omega_h t - p_h \delta_h] \\ &\quad + \frac{F_{h1} P_{s1}}{2} \cos[(n_s - p_h)\theta_s + p_h \omega_h t + p_h \delta_h] \end{aligned} \quad (3.4)$$

同様に、(3.2)と(3.3)より、低速ロータとステータ間のエアギャップにおける低速ロータ突極が高速ロータの永久磁石磁束を変調した磁束 $B_{lh}(\theta_s, t)$ は、次のように示すことができる。

$$\begin{aligned}
 B_{lh}(\theta_s, t) &= P_l(\theta_s, t)F_h(\theta_s, t) \\
 &= \{P_{l0} + P_{l1}\cos[n_l(\theta_s - \omega_l t - \delta_l)]\}F_{h1}\cos[p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)] \\
 &= F_{h1}P_{l0}\cos[p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)] \\
 &\quad + \frac{F_{h1}P_{l1}}{2}\cos[(n_l+p_h)\theta_s - (p_h\omega_h + n_l\omega_l)t - (p_h\delta_h + n_l\delta_l)] \\
 &\quad + \frac{F_{h1}P_{l1}}{2}\cos[(n_l-p_h)\theta_s + (p_h\omega_h - n_l\omega_l)t + (p_h\delta_h - n_l\delta_l)]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

ここで(3.4)と(3.5)は同じエアギャップ中の磁束密度分布である。そこで、(3.4)の第2項か第3項のステータの角度位置 θ_s の係数は、(3.5)の第2項か第3項のステータの角度位置 θ_s の係数と同じ次数となるべきである。そこで、次式が成立する。

$$|n_s \pm p_h| = |n_l \pm p_h| \tag{3.6}$$

(3.6)は以下に示す8つの解が存在する。

$$\begin{cases}
 n_s + p_h = n_l + p_h \dots (a) \\
 n_s + p_h = n_l - p_h \dots (b) \\
 n_s - p_h = n_l + p_h \dots (c) \\
 n_s - p_h = n_l - p_h \dots (d) \\
 -n_s + p_h = n_l + p_h \dots (e) \\
 -n_s + p_h = n_l - p_h \dots (f) \\
 -n_s - p_h = n_l + p_h \dots (g) \\
 -n_s - p_h = n_l - p_h \dots (h)
 \end{cases} \tag{3.7}$$

ただし、(3.7)のうち、(a)、(d)、(e)、(h)は $n_s = n_l$ 、もしくは $n_s = -n_l$ となるため解としてふさわしくない。したがって、それ以外の以下に示す4つの解を考える。

$$\begin{cases}
 n_s + p_h = n_l - p_h \dots (b) \\
 n_s - p_h = n_l + p_h \dots (c) \\
 -n_s + p_h = n_l - p_h \dots (f) \\
 -n_s - p_h = n_l + p_h \dots (g)
 \end{cases} \tag{3.8}$$

ここで p_h 及び n_l を移項すると、次のようになる。

$$\begin{cases}
 n_s - n_l = -2p_h \dots (b) \\
 n_s - n_l = 2p_h \dots (c) \\
 -n_s - n_l = -2p_h \dots (f) \\
 -n_s - n_l = 2p_h \dots (g)
 \end{cases} \tag{3.9}$$

(b)と(c)は左辺が同じで右辺の符号が異なる。また、(f)と(g)も同様の条件である。したがって、これらの式は右辺に絶対値を使うことで簡略化できる。

$$\begin{cases} n_s - n_l = |2p_h| \dots (b) \text{ and } (c) \\ -n_s - n_l = |2p_h| \dots (f) \text{ and } (g) \end{cases} \quad (3.10)$$

(3.10)を変形すると、

$$\begin{cases} n_l + n_s = |2p_h| \dots (f) \text{ and } (g) \\ n_l - n_s = |2p_h| \dots (b) \text{ and } (c) \end{cases} \quad (3.11)$$

複号を使用すると、より簡単になる。

$$n_l \pm n_s = |2p_h| \quad (3.12)$$

絶対値を右辺ではなく左辺で取ると、次のようになる。

$$|n_l \pm n_s| = 2p_h \quad (3.13)$$

また、高速ロータと低速ロータ間でトルクを連続的に伝達するためには、(3.4)の第2項または第3項の t の係数が、(3.5)の第2項または第3項と同一でなければならない。したがって、次の関係を満足しなければならない。

$$2p_h \omega_h = \pm n_l \omega_l \quad (3.14)$$

(3.14)より、減速比 G_r は次のように表すことができる。

$$G_r = \frac{\omega_h}{\omega_l} = \pm \frac{n_l}{2p_h} \quad (3.15)$$

(3.15)より、減速比は n_l に比例し、 p_h に反比例する。したがって、 p_h を最小化し、 n_l を最大化すると、大きな減速比を得ることができる。この条件を満たすために、(3.13)の解のうち、次に示す解を本章の極の組み合わせとして採用した。

$$n_l - n_s = 2p_h \quad (3.16)$$

加えて、リラクタンス型磁気ギアードモータにおける制約条件と、第4章で採用した極数の組み合わせを以下に示す。

(1) 高減速比の要求

一般に、モータの小型化には高速モータが有効である。従って、高速ロータは高い回転速度を実現する必要がある。低速ロータの目標回転速度が一定であるすると、高減速比を採用すれば高速ロータの回転速度を高くすることができる。高減速比を実現するために、高速ロータには低極数が要求される。減速比 G_r は、低速ロータのセグメント数 n_l と高速ロータの極対数 p_h の比 $G_r = n_l/2p_h$ で与えられる。従って、高速ロータの極対数は1が選択される。

(2) 分数スロットの回避

分数スロットでは、トルクリップルの低減に関して利点がある。一方、磁束分布は非対称である。一般にモータでは、非対称な磁束は大きな問題とはならない。これに対し、ベアリングレスモータでは、非対称な磁束分布が不要な半径方向力の発生を引き起こす。この半径方向力は外乱の発生につながる。そのため、ステータスロット数 n_s は $6n$ (n は整数) とする。(1)より、 n は大きい方が良いので、 n は4とし、 $n_s = 24$ とした。

(3) ステータスロットとティースの最小化の限界

(1)と(2)を満たす組み合わせはいくつか存在する。(3.16)において、スロット数の多いものを選ぶと減速比が大きくなる。一方、スロット数が多いとスロット断面積が小さくなり、巻線が困難になる。さらに、磁気ギア伝達トルクはステータスロットと低速ロータ突極のパーミアンス変動が関係する。従って、スロット数を大きく選択すると、パーミアンス変動が小さくなるため、伝達トルクが低下する可能性がある。従って、スロット数は24、低速ロータ突極数は26が選定される。なお、この制約条件については4.1節で検証する。

これらの条件より、提案モータは減速比 G_r が13となる。

ここで、高速ロータのトルクを T_h 、低速ロータのトルクを T_l とする。高速ロータの最大伝達トルクは T_{hmax} とおく。このとき、(3.15)で定義された回転速度の関係 $\omega_h = G_r \omega_l$ が成立するとき、すなわち各ロータが同期して回転している条件下の各ロータトルクは次式で表される。

$$\begin{cases} T_h = T_{hmax} \sin(-n_l \delta_l + 2p_h \delta_h) \\ T_l = T_{hmax} G_r \sin(n_l \delta_l - 2p_h \delta_h) \end{cases} \quad (3.17)$$

このとき、各ロータのトルクは $n_l \delta_l - 2p_h \delta_h$ によって変化する。この変数は同期電動機における負荷角と同様のはたらきを示す。そこで、 $n_l \delta_l - 2p_h \delta_h$ を磁気減速機の負荷角 δ_g として定義すると、(3.17) は次のように表すことができる。

$$\begin{cases} T_h = -T_{hmax} \sin(2\delta_g) \\ T_l = T_{hmax} G_r \sin(2\delta_g) \end{cases} \quad (3.18)$$

したがって、低速ロータの出力トルクは高速ロータのトルクの 13 倍となる。

3.2.2 SPM 型・コンシクエントポール型磁気ギアードモータの動作原理

図 3.2 で示した SPM 型の磁気ギアードモータと、図 3.3 で示したコンシクエントポール型磁気ギアードモータの磁気ギアとしての原理は同一であることが報告されている [39]。ただし、[36] で示されたように、ロータやステータの形状や配置によっては巻線磁束が磁気ギアードモータの動作に影響を及ぼす。特に図 1.8 に示した 埋込磁石型磁気ギアードモータでは、巻線磁束磁路における磁気抵抗が低いため、図 3.4 で示したような合成ベクトルを考慮する必要がある。ただし、本論文で扱う磁気ギアードモータでは、巻線が存在するステータと高速ロータの間にはエアギャップが 2 つ存在し、低速ロータは磁束密度が飽和領域に近いいため、モータ巻線磁束の磁路における磁気抵抗は高い。したがって、本節においても巻線磁束の影響は無視し、磁気ギアと同一の原理とみなす。

まず、ステータの座標を θ_s とし、ステータ永久磁石の起磁力の振幅を F_{s1} とすると、 θ_s なる位置でのステータ永久磁石の起磁力 $F_s(\theta_s)$ は以下の式で表される。

$$F_s(\theta_s) = F_{s1} \cos(p_s \theta_s) \quad (3.19)$$

次に、低速ロータのパーミアンスの平均と振幅をそれぞれ P_{l0} 、 P_{l1} 、低速ロータの角速度を ω_l 、ステータ永久磁石とのなす角度を δ_l とすると、低速ロータのパーミアンス分布 $P_l(\theta_s, t)$ は次のように表される。

$$P_l(\theta_s, t) = P_{l0} + P_{l1} \cos\{n_l(\theta_s - \omega_l t - \delta_l)\} \quad (3.20)$$

加えて、高速ロータの永久磁石起磁力の振幅を F_{h1} 、高速ロータの角速度を ω_h 、ステータ永久磁石とのなす角度を δ_h とすると、高速ロータの永久磁石による起磁力 $F_h(\theta_s, t)$ は次式のように定義される。

$$F_h(\theta_s, t) = F_{h1} \cos\{p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)\} \quad (3.21)$$

(3.19)と(3.20)より、低速ロータと高速ロータの間のエアギャップでの磁束密度 $B_{s,l}(\theta_s, t)$ は次式の通りである。

$$\begin{aligned} B_{s,l}(\theta_s, t) &= F_s(\theta_s) \cdot P_l(\theta_s, t) \\ &= F_{s1} P_{l0} \cos(p_s \theta_s) \\ &\quad + \frac{1}{2} F_{s1} P_{l1} \cos \left[(n_l + p_s) \left(\theta_s - \frac{n_l}{p_s + n_l} \omega_l t - \frac{n_l}{p_s + n_l} \delta_l \right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{2} F_{s1} P_{l1} \cos \left[(n_l - p_s) \left(\theta_s + \frac{n_l}{p_s - n_l} \omega_l t + \frac{n_l}{p_s - n_l} \delta_l \right) \right] \end{aligned} \quad (3.22)$$

(3.22)の第1項はステータの永久磁石の p_s 極対数と同一で、かつ低速ロータの位置に影響されない磁束である。一方で、第2項と第3項の磁束の次数は、それぞれ $n_l + p_s$ 次と $n_l - p_s$ 次の磁束である。このとき、(3.22)の第2項、あるいは第3項が(3.21)と同一の分布の磁束となるためには、 p_h と n_l 、 p_s の関係は次式を満たす。

$$|p_h(\theta_s - \omega_h t - \delta_h)| = |(n_l \pm p_s)\theta_s \mp n_l \omega_l t \mp n_l \delta_l| \quad (3.23)$$

(3.23)の時間 t の係数は、右辺と左辺で同じ次数となるべきである。そこで、次式が成立する。

$$|p_h \omega_h| = |n_l \omega_l| \quad (3.24)$$

(3.24)より、ギア比 G_r は次式の通りである。

$$G_r = \frac{\omega_h}{\omega_l} = \left| \frac{n_l}{p_h} \right| \quad (3.25)$$

ここでギア比を最大とするには、 p_h は可能な限り小さいものを、 n_l は可能な限り大きいものを選択する必要がある。

加えて、(3.23)のステータの角度位置 θ_s の係数は、右辺と左辺で同じ次数となるべきである。そこで、次式が成立する。

$$|p_h| = |n_l \pm p_s| \quad (3.26)$$

(3.26)は以下に示す4の解が存在する。

$$\begin{cases} p_h = n_l + p_s \dots (a) \\ p_h = n_l - p_s \dots (b) \\ -p_h = n_l + p_s \dots (c) \\ -p_h = n_l - p_s \dots (d) \end{cases} \quad (3.27)$$

ただし、(3.27)のうち、(c)は $p_h < 0$ となるのでふさわしくない。また、(d)は、 $n_l < p_s$ となるが、ギア比最大化の条件である n_l 最大化を満たせない。したがって不適である。さらに(a)に関してもギア比最大化の条件である p_h 最小化を満たせないため不適である。したがって、(b)のみが適当である。

$$p_h = n_l - p_s \quad (3.28)$$

(3.23)の複号同順条件と(3.28)より、ギア比 G_r は(3.25)のうち次式が選択される。

$$G_r = \frac{n_l}{p_h} \quad (3.29)$$

3.3. 提案モータの磁気支持力発生原理

本論文で提案するモータは、図 1.4 に示すような一般的な磁気ギアードモータに対し、支持巻線を付加して高速ロータを磁気支持可能としたモータである。ただし、磁気支持の原理は 1.3.2 項に示したように、磁気支持ロータのトポロジーによって使用可能な手法が変化する。

本論文では、1.3.2(1)に示した交流支持電流・磁気支持磁束極対数 $p_s = p \pm 1$ を用いる方式と、1.3.2(2)に示した直流支持電流・磁気支持磁束極対数 $p_s = 1$ を用いる方式の両方の原理を用いたモータを提案しているため、そのそれぞれの磁気支持原理を示す。

ロータの非接触磁気支持を実現するためには、ロータの全ての運動（並進 3 自由度 x, y, z 、および傾き 2 自由度 θ_x, θ_y ）を磁氣的に安定化させる必要がある。この方式では、支持巻線に支持電流を供給することで、ロータ半径方向 x, y の運動が位置決め制御される。一方で、軸方向 z および傾き方向 θ_x, θ_y の運動は、永久磁石の磁気吸引力により受動的に安定化される。なお、提案モータは低速ロータと高速ロータの 2 種類の回転部分があるが、回転速度が速くベアリングレス化による損失低減の効果が大きいと考えられる高速ロータのみを磁気支持する。ここで、磁気支持力とトルクの相互干渉を避けるために、提案モータのトルク発生で用いる磁束成分は、磁気支持で用いる磁束の成分と異なるように設定する必要がある。

本論文で提案したモータはすべて 2 軸能動制御のベアリングレスモータの原理を用いるため、本項で扱う磁気支持原理も 2 軸能動制御のベアリングレスモータのみ扱う。このトポロジーの磁気支持では、ロータの x 軸と y 軸の位置だけが $p_h \pm 1$ 極対の磁気支持巻線によって制御される。一方、他の自由度である z 軸、傾き θ_x, θ_y は、永久磁石によって生成されるリラクタンス力を用いて受動的に安定化される。

3.3.1 SPM 型ベアリングレスモータの能動制御軸における磁気支持力発生原理

第 4 章で提案するモータは、2 軸能動制御の SPM ベアリングレスモータ [42] [66] [67] [68] [69] [70]の原理により、高速ロータが磁気支持される。

図 3.5 に、本章で提案されたモータの磁気支持力発生原理を示す。まず、ロータが支持電流なしで中心にあり、エアギャップの磁束密度分布が対称であると仮定する。このとき、エアギャップの磁束密度の振幅は 1 点と 2 点で同一となる。この場合、磁気吸引力は互いに相殺され、ロータにかかる全体的な半径方向の力はゼロとなる。

次に、図 3.5 のように磁気支持巻線に 3 相の磁気支持電流を流すと、エアギャップ磁束密度が点 1 と点 2 でそれぞれ増加、減少するため、 y 軸正方向に半径方向力が発生する。図 3.5(a) の場合とは逆方向の磁気支持電流の場合、負の y 軸方向の力が発生する。また、 x 軸方向の力は図 3.5(a) に示したものと直交する方向の磁気支持電流を流すことで発生する。この場合、半径方向の力は基本的に磁気支持電流に比例する。ロータの半径方向位置はフィードバック制御により、半径方向力を制御することで安定した非接触磁気支持を実現する。

なお、図 3.5 の(a)および(b)に示すように、ロータの角度位置が変化した場合は、磁気支持巻線の電流位相も変化させなければ同じ方向に磁気支持力を発生できない。すなわち、SPM ベアリングレスモータの磁気支持電流はロータの角度位置も依存する。

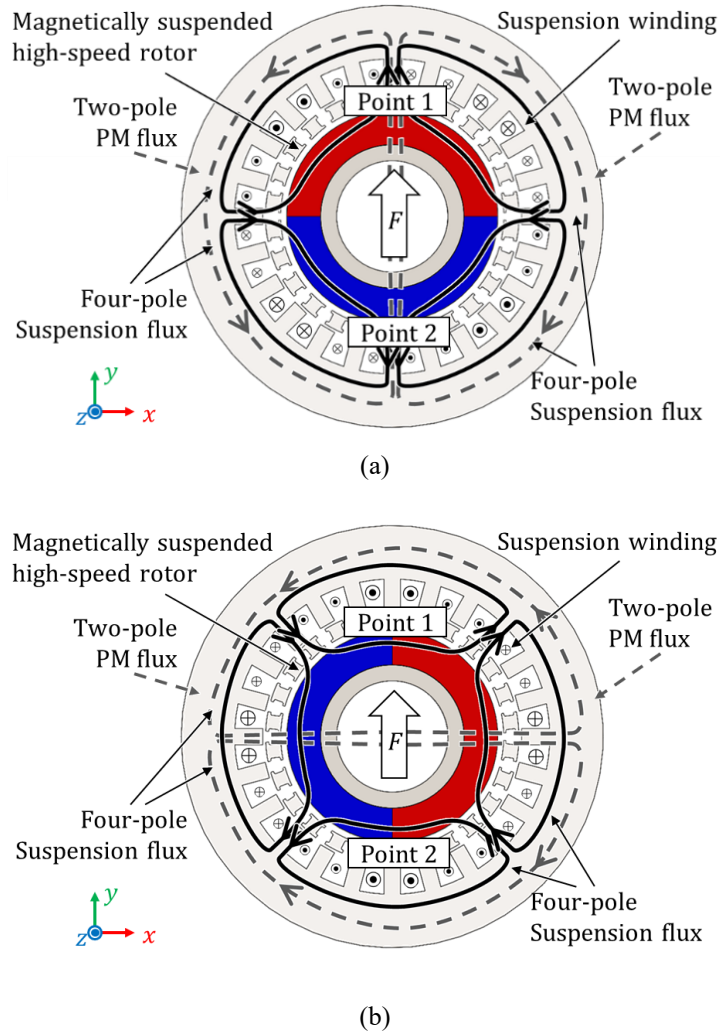


図 3.5 SPM 型ベアリングレスモータとしての半径方向力発生原理

(a)PM の N 極が y+向き (b) PM の N 極が x+向き

前述したように、 p 極対数と $p \pm 1$ 極対数の磁束は相互作用によって半径方向力を発生させる。ここで(3.4)と(3.5)から、提案された磁気ギアードモータトポロジーは磁束高調波、特に $n_s \pm p_h$ と $n_l \pm p_h$ を発生させる。したがって、これらの高調波は相互作用を防ぐために $p_h \pm 1$ 次を避ける必要がある。さらに、中心位置での磁気支持電流がない状態での半径方向力の発生を防ぐために、極コンビネーションを選択するための対称係数 x_s が重要である [104]。

$$x_s = \gcd(2p_h, n_s) = \gcd(2p_h, n_l) = 2 \quad (3.30)$$

$x_s > 1$ の場合、磁気ギアードモータは中心位置においては半径方向力を発生しない。したがって、提案するモータは、理論的にロータが磁気中心に存在するときに、磁気支

持電流なしで磁気支持を実現することができる。本論文では、磁極の組み合わせを(3.30)に基づいて選択する。

安定した磁気支持を実現するためには、半径方向力の誤差角をできるだけ小さくする必要がある。ここで、指令磁気支持力を $\mathbf{F}^* = [F_x^* \ F_y^*]^T$ 、磁気支持電流によって生じる磁気支持力を $\mathbf{F} = [F_x \ F_y]^T$ とすると、誤差角度 θ_{err} は次式で表される。

$$\theta_{err} = \tan^{-1}\left(\frac{F_y}{F_x}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{F_y^*}{F_x^*}\right) \quad (3.31)$$

3.3.2 コンシクエントポール型ベアリングレスモータの能動制御軸における磁気支持力発生原理

第6章および第7章で提案するモータは、一般的なコンシクエントポールモータに対する磁気支持の原理を適応する [48] [63] [64] [71] [72] [73] [105] [106] [107]。すなわち、 p_h 極対数の着磁がなされた永久磁石ロータに対して、1極対数の支持磁束を発生させる。

図3.6に、コンシクエントポール型ベアリングレスモータとしての半径方向力発生原理を示す。4極対着磁の高速ロータが発生する磁束に対し、1極対数の支持磁束を発生させる。この時、点2では磁束が弱めあい、点1では磁束が強め合う。その結果、 y 軸正方向の磁気支持力がロータに発生する。同様に、支持電流の位相を調整することで、任意の x 、 y 方向に支持力を発生する。なお、3.3.1で示したSPM型ベアリングレスモータとは異なり、コンシクエントポールモータの磁気支持電流は、支持力の指令によって決まる直流電流を用いることができる。これは、図3.6(a)(b)に示すように、磁気支持磁束は鉄心極のみを通り、永久磁石を通らない。そのため、回転位置が変化しても磁束の粗密が現れる位置は変化しないためである。したがって、この電流を用いる場合、ロータの角度位置に応じた磁気支持電流の制御は必須でない [105]。

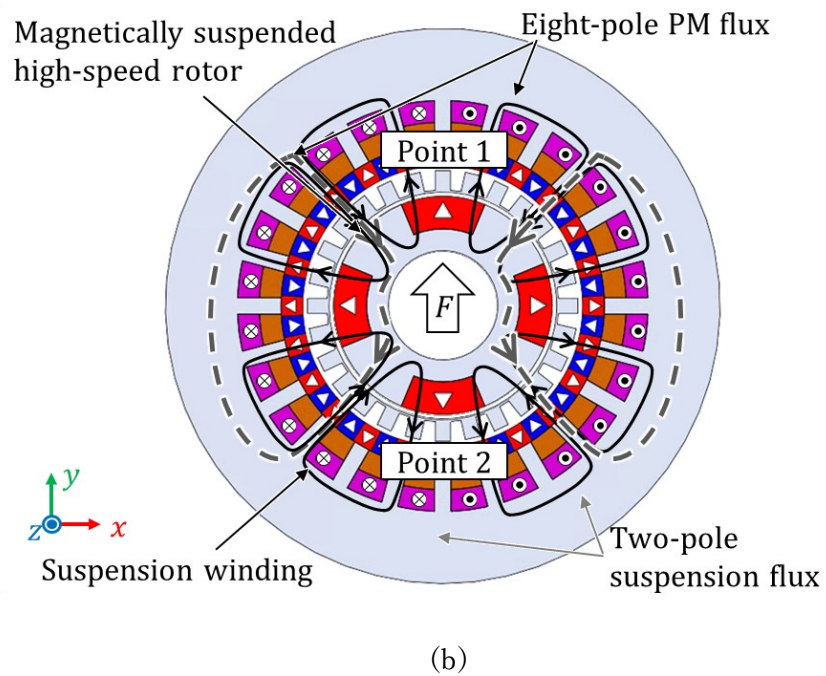
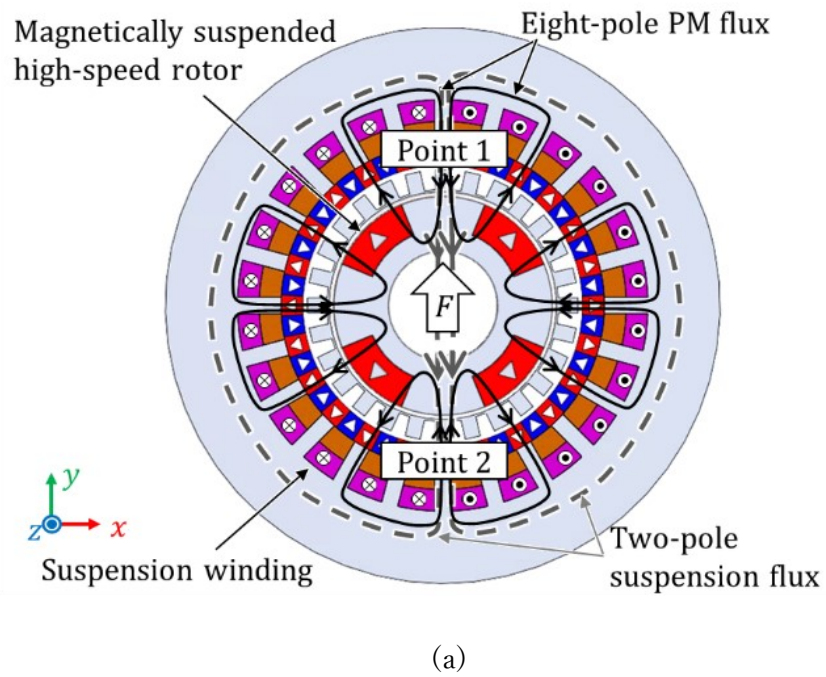


図 3.6. コンシクエントポール型ベアリングレスモータとしての半径方向力発生原理

(a)PM 極が $y+$ 向き (b) 鉄心極が $x+$ 向き

なお、本トポロジーにおいても(3.31)で定義した角度誤差を用いて性能を評価する。さらに、ある支持電流に対して生じる半径方向力のうち、指令方向と平行の成分を $F_{\parallel}$ 、垂直の成分を $F_{\perp}$ と定義する。このとき、指令半径方向力の x 軸成分、 y 軸成分をそれぞれ F_x^* 、 F_y^* と定義し、発生した半径方向力の x 軸成分、 y 軸成分をそれぞれ同様に F_x 、 F_y と定義すると、それぞれの力は次式の関係が成立する。

$$\begin{pmatrix} F_{\parallel} \\ F_{\perp} \end{pmatrix} = \frac{1}{F^*} \begin{pmatrix} F_x^* & F_y^* \\ -F_y^* & F_x^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

3.3.3 2軸能動制御ベアリングレスモータにおける受動安定軸の動作原理

図 3.7 と図 3.8 に、それぞれ軸方向と傾斜方向における受動的磁気支持力の発生原理を示す。ロータが軸方向に変位すると、ロータ永久磁石端のフリンジング磁束により復元力 f_z が発生する。同様に、ロータが傾斜方向に変位すると、復元トルク $\tau_{\theta y}$ が発生する。これらの受動安定軸の復元剛性を増加させるためには、一般的にロータ軸方向の長さを短くし、ロータ径を大きくする手法が用いられている。この手法を採用することにより、同じ変位であってもロータとギャップ面が対向する面積の変化割合が増加するためである。そのため、2軸能動制御ベアリングレスモータでは、ロータを受動的に安定させるために積厚を短縮し、ロータを薄型の円盤状にするのが一般的である。

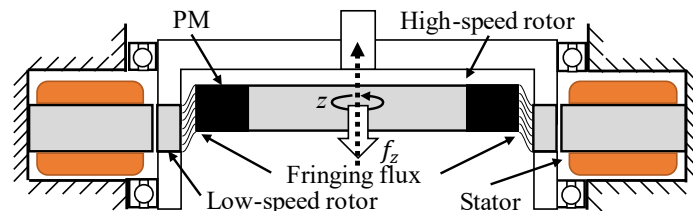


図 3.7. 軸方向の受動的磁気支持力発生原理

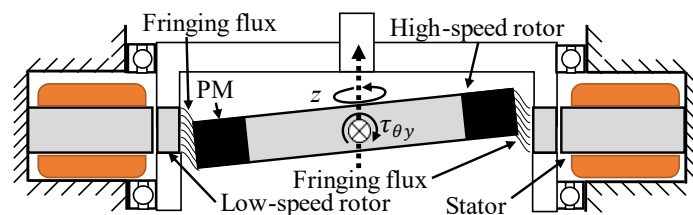


図 3.8. 傾き方向の受動的磁気支持力発生原理

3.4. 第3章のまとめ

本章では、高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの構造と原理を明らかにした。本章で示した磁気ギアのトポロジーと磁気支持の手法の組み合わせを表 3.1 に示す。なお、ベアリングレスモータ (bearingless motor) は BelM、磁気ギアードモータ (Magnetic-geared motor) は MGM と略す。

表 3.1. 磁気ギアのトポロジーと磁気支持の手法の組み合わせ

	SPM-type BelM	Consequent-pole type BelM
SPM-type MGM	Possible	Impossible
Reluctance-type MGM	Possible	Impossible
Consequent-pole type MGM	Possible	Possible w/o rotor angular position feedback

表 3.1 より、SPM 型、並びにリラクタンス型の磁気ギアードモータでは、磁気支持は 3.3.1 項で示した SPM 型の磁気支持手法を用いる必要があり、コンシクエントポール型磁気支持は使用できない。一方で、コンシクエントポール型磁気ギアードモータでは、3.3.1 項で示した SPM 型の磁気支持手法と 3.3.2 項で示したコンシクエントポール型の磁気支持手法のうちいずれも用いることができる。この場合、3.3.2 項で示したコンシクエントポール型の磁気支持手法を用いると、磁気支持制御に高速ロータの角度位置情報は必要ない。そのためモータ制御にオープンループ制御を採用するなどした場合は高速ロータの角度位置を取得する必要がなくなるため、角度センサが省略できより簡素な制御が可能となる。

また、各磁気ギアードモータトポロジーにおける得失を表 3.2 に示す。

表 3.2. 各磁気ギアードモータトポロジーにおける得失

	Rel-type MGM (Chapter 4)	DCPM-MGM (Chapter 5/6)	SCPM-MGM (Chapter 5/6)	SPM-type MGM
Torque density (Aimed for MGM torque)	Smallest	Small	Medium	Highest
Minimum pole-number of HSR	2	8	8	2
Magnetic Resistance	Small	Smallest	Medium	Highest
Consequent-pole type BelM	Impossible	Possible	Possible	Impossible
Rotor angular position requirement for magnetic suspension control	Necessary	Unnecessary	Unnecessary	Necessary
Possibility of disturbance generation caused by PM magnetization error	Low	High	High	High
Flux leakage in z-axis direction		High	High	

磁気ギアトルクを優先した場合のトルク密度は、1.2.2 項や [39]で示された通り、リラクタンス型磁気ギアードモータが最小であり、次に両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータ、片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータ、SPM 型磁気ギアードモータの順にトルク密度が向上する。

高速ロータの最小極数は、(3.15)や(3.25)で示したように、ギア比の計算式の分母となるため、高減速比磁気ギアードモータを設計する上で重要な指標となる。高速ロータの最小極数は基本的には 2 であるが、高速ロータがコンシクエントポール型の場合は磁気支持磁束との干渉を避けるため、8 が最小となる。

磁気抵抗は、両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータが最小となる。この構造では、特に磁気支持磁束は永久磁石を通ることなく高速ロータまでの磁路を構成できるため、磁気抵抗は非常に低い。そのため、同一の磁気支持巻線起磁力が生じた場合は、最も大きい磁気支持が発生すると期待される。

コンシクエントポール型磁気支持や高速ロータの角度位置検出については表 3.1 で述べたとおりである。

磁石着磁誤差による外乱発生の可能性については、多極の永久磁石が存在する磁気ギアードモータでは顕著であると考えられる。リラクタンス型磁気ギアードモータでは、永久磁石は高速ロータのみに存在するため、磁石着磁誤差による外乱は生じにくいと考

えられる。

軸方向漏れ磁束については、3.3.2項で示したとおり、高速ロータがコンシクエントポール型となっているモータでは顕著である。

これらの特徴から、本論文ではギア比が高く、磁石着磁誤差による外乱発生の可能性や磁気抵抗が低い高速ロータを磁気支持したリラクタンス型磁気ギアードモータについてまず第4章で評価を行い、磁気ギアードモータとベアリングレスモータの組み合わせが実現可能か調査した。この調査や試作機での評価を踏まえ、磁気支持制御に用いる高速ロータの角度位置検出が困難であったため、第6章や第7章では磁気支持制御に用いる高速ロータの角度位置検出が不要なコンシクエントポール型磁気ギアードモータに付いて着目して評価を行った。

第4章

リラクタンس型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の提案と解析

本章では、磁気ギアードモータの高速ロータを磁気支持させる構造を提案し、ベアリング損失の削減を可能とする構造を示す。リラクタンス型磁気ギアードモータ、並びにベアリングレスモータについて、動作原理の導出を行う。また、3次元有限要素法を使用し、本章で提案する構造について、半径方向力やトルクの解析を行う。この解析によって、本章で提案するリラクタンス型磁気ギアードモータの磁気支持特性、並びにトルク特性を明らかにする。

4.1. 極スロットコンビネーションと諸特性の解析

4.1.1 解析条件

磁気ギアードモータは、式(3.15)、あるいは式(3.25)に示すように、様々な極数を組み合わせることができる。一方で、極数の組み合わせによっては、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータに不適な組み合わせが存在する [104]。そこで、本節ではどのような組み合わせが高速ロータを磁気支持した磁気ギアードモータに適しているのか調査した。

まず、本節で使用する解析モデルと解析方法について述べる。本節では、高速ロータが2極、あるいは4極のモデルでのリラクタンス型の磁気ギアードモータについて解析を行った。図 B.1 から図 B.7 にリラクタンス型磁気ギアードモータの寸法図を示す。なお、低速ロータの突極の幅については、極数が変わった際にも同じような特性となるように図 B.7 に示すように l_{LSR} なる割合で表す。このときの割合の算出式を(4.1)に示す。ここで、リラクタンス型磁気ギアードモータのティース幅に関しては、低速ロータの突極の幅と同一である。

$$l_{LSR} = \frac{L_{LSR}}{L_{LSRmax}} \quad (4.1)$$

加えて、本節で行う解析はすべて 2 次元有限要素法を用いた解析であり、モータ電流、支持電流は両方とも 0 A、高速ロータは偏心させずに行った。なお、最大伝達トルクとは低速ロータが伝達可能な最大トルク T_{lmax} を示す。これは磁気ギアの負荷角が最大であるときに出力される。このときの低速ロータのトルクは、(3.18) より $-T_{hmax} = -T_{lmax}/G_r$ である。

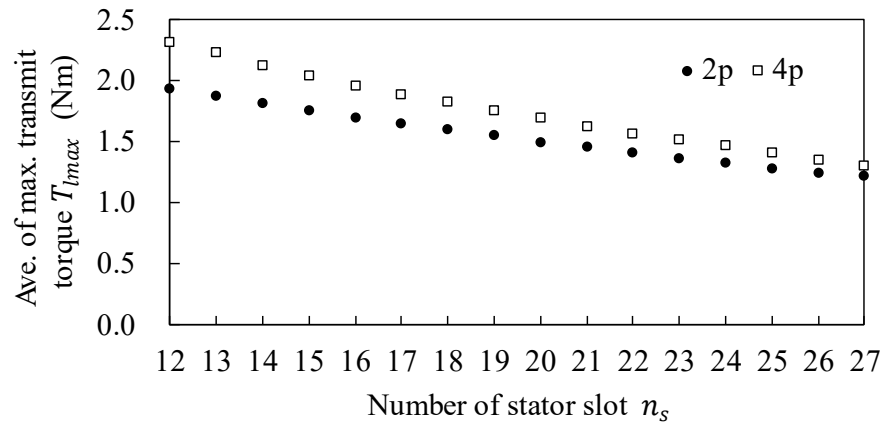
また、低速ロータコアとステータコアの電磁鋼板に 10JNEX900、磁石に N55 を使用して解析を行った。ただし、磁石はすべてパラレル着磁とした。また、本節での解析は網羅的な解析のため、損失については考慮していない。そのため実際のトルクについては損失相殺分のため本節解析値よりも低下する。

4.1.2 解析結果

ステータのスロット数を 12、13、...、27 と変化させたときの最大伝達トルク T_{lmax} とトルクリップルについて解析を行った。なお、ギア比は(3.15)より高速ロータが 2 極の場合は 7、7.5、...14.5 となり、高速ロータが 4 極の場合は 4、4.25、...7.75 となる。

図 4.1 にステータスロット数と平均最大伝達トルク T_{lmax} の関係を、図 4.2 にステータスロット数とトルクリップルの関係をそれぞれ示す。ステータスロット数が増加し減速比が増加すると最大伝達トルクは減少する傾向にあった。これは、スロット数が増加しパーミアンスの変動が減少したためである。また、トルクリップルについては高速ロータが 2 極のものは概ね 4 極よりも低い傾向にあった。

図 4.3 に高速ロータが 2 極の場合の対称係数 x_s と機械角 1 周期のラジアル力絶対値の平均値の関係を、図 4.4 に高速ロータが 2 極の場合の対称係数 x_s とトルクリップルの関係をそれぞれ示す。なお、対称係数 x_s は(3.30)で示したものである。表 4.1 に高速ロータが 2 極の場合の対称係数とラジアル力・トルクの関係を示す。図 4.3 より、(3.30)で示した $x_s = 1$ の場合のラジアル力発生が確かめられた。[104]によると、 $x_s = 2$ の場合はトルクリップルが増加する傾向が示されているが、図 4.4 より減速比が大きい場合ではトルクリップルがそれほど大きくないことが示されている。


 図 4.1. ステータスロット数と平均最大伝達トルク T_{lmax} の関係

Ave. of max. transmit torque: average of maximum transmission torque.

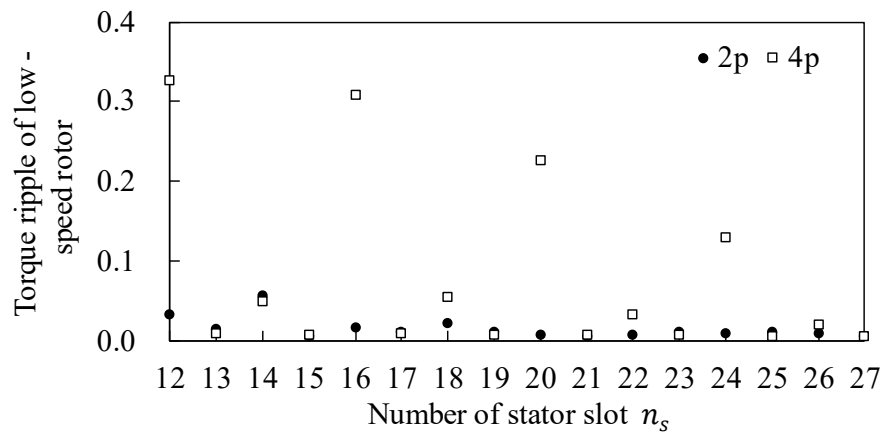
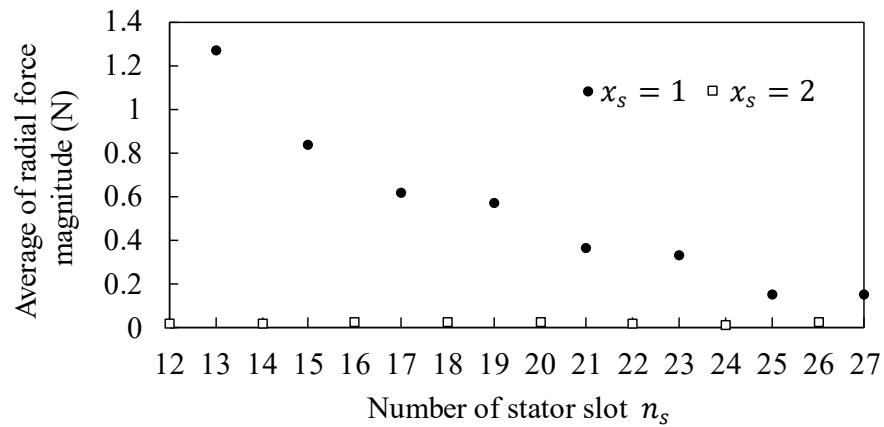


図 4.2. ステータスロット数とトルクリップルの関係


 図 4.3. 高速ロータが 2 極の場合の対称係数 x_s と機械角 1 周期のラジアル力絶対値の平均値の関係

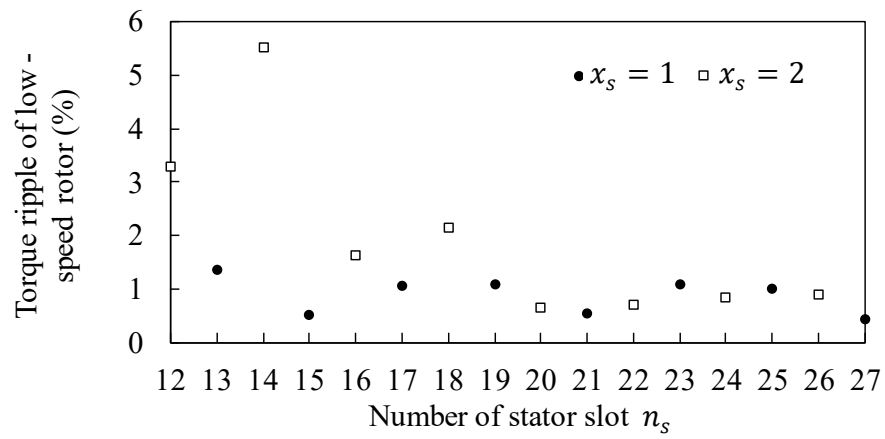


図 4. 4. 高速ロータが 2 極の場合の対称係数 x_s とトルクリップルの関係

表 4.1. 高速ロータが2極の場合の対称係数とラジアル力・トルクの関係

$2p_h$	n_l	n_s	G_r	x_s	Ave. of radial force magn. (N)	Ave. of max. torque T_{lmax} (Nm)	Torque ripple of LSR (%)
2	14	12	7.0	2	0.02	1.94	3.29
	15	13	7.5	1	1.27	1.88	1.35
	16	14	8.0	2	0.02	1.83	5.52
	17	15	8.5	1	0.84	1.77	0.50
	18	16	9.0	2	0.03	1.71	1.62
	19	17	9.5	1	0.62	1.66	1.05
	20	18	10.0	2	0.02	1.61	2.15
	21	19	10.5	1	0.57	1.56	1.07
	22	20	11.0	2	0.02	1.50	0.63
	23	21	11.5	1	0.37	1.47	0.54
	24	22	12.0	2	0.02	1.42	0.70
	25	23	12.5	1	0.34	1.38	1.07
	26	24	13.0	2	0.02	1.33	0.82
	27	25	13.5	1	0.15	1.29	0.99
	28	26	14.0	2	0.02	1.26	0.90
	29	27	14.5	1	0.15	1.23	0.41

where $2p_h$ is the pole number of the high-speed rotor, n_l is the number of the low-speed rotor segments, G_r is the gear ratio, x_s is the symmetry factor calculated by (3.30), “Ave. of radial force magn.” stands for “average of radial force magnitude”, “Ave. of max. torque T_{lmax} ” stands for “average of maximum torque”.

図 4.5 に高速ロータが4極の場合の対称係数とラジアル力関係を、図 4.6 に高速ロータが4極の場合の対称係数とトルクリップルの関係を、表 4.2 に高速ロータが4極の場合の対称係数とラジアル力・トルク関係をそれぞれ示す。高速ロータが4極の場合では、 $x_s = 1$ の場合のラジアル力が2極の場合よりも増加している。また、トルクリップルについては $x_s = 4$ の場合が非常に大きくなっている。したがって、高速ロータが4極の場合は2極に比べてより慎重に極スロットコンビネーションを選定する必要がある。

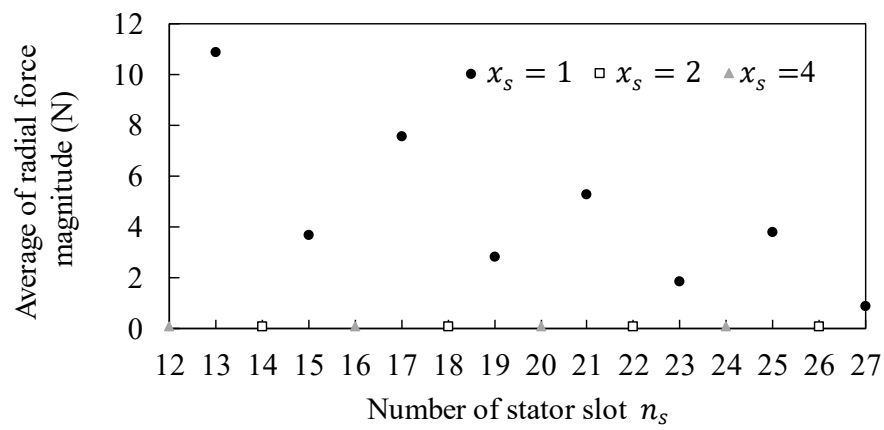


図 4.5. 高速ロータが4極の場合の対称係数とラジアル力の関係

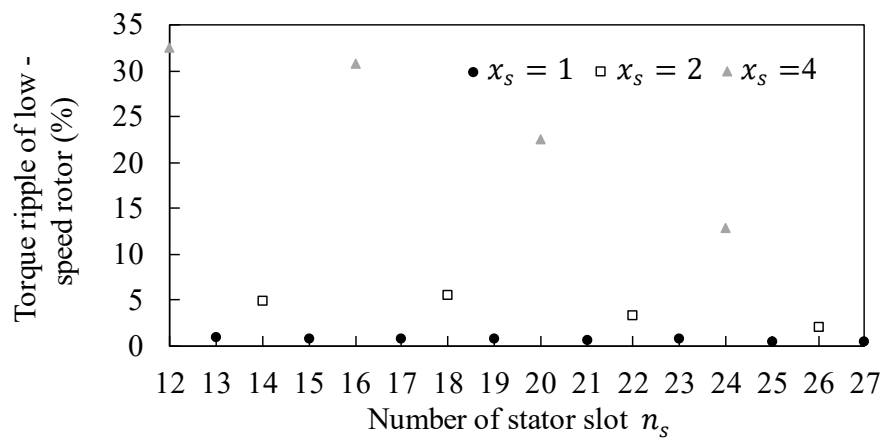


図 4.6. 高速ロータが4極の場合の対称係数とトルクリップルの関係

表 4.2. 高速ロータが4極の場合の対称係数とラジアル力・トルクの関係

$2p_h$	n_l	n_s	G_r	x_s	Ave. of radial force magn. (N)	Ave. of max. torque T_{lmax} (Nm)	Torque ripple of LSR (%)
4	16	12	4.00	4	0.10	2.33	32.57
	17	13	4.25	1	10.93	2.24	0.90
	18	14	4.50	2	0.11	2.13	4.84
	19	15	4.75	1	3.74	2.05	0.70
	20	16	5.00	4	0.11	1.97	30.81
	21	17	5.25	1	7.63	1.90	0.81
	22	18	5.50	2	0.10	1.83	5.44
	23	19	5.75	1	2.89	1.76	0.73
	24	20	6.00	4	0.10	1.70	22.58
	25	21	6.25	1	5.34	1.63	0.59
	26	22	6.50	2	0.09	1.58	3.30
	27	23	6.75	1	1.89	1.53	0.68
	28	24	7.00	4	0.09	1.48	12.84
	29	25	7.25	1	3.81	1.42	0.42
	30	26	7.50	2	0.09	1.36	1.99
	31	27	7.75	1	0.93	1.32	0.41

where $2p_h$ is the pole number of the high-speed rotor, n_l is the number of the low-speed rotor segments, G_r is the gear ratio, x_s is the symmetry factor calculated by (3.30), “Ave. of radial force magn.” stands for “average of radial force magnitude”, “Ave. of max. torque T_{lmax} ” stands for “average of maximum torque”.

これらの結果より、本章の提案モータ構造に適した極スロットの組み合わせは、無偏心時のラジアル力が生じにくい対称係数 x_s が2のものが適している。また、高速ロータ極数は減速比を増加させるために2極を選択した。したがって、3.3.1で示したように磁気支持巻線の極数は4極が選択される。

なお、対称係数 $x_s = 2$ のものでは、 $x_s = 1$ のものと比較してトルクリップルが増加するとされている。一方で、図 4.4 より、ステータスロット数が多い場合はトルクリップルが低いため、対称係数 $x_s = 2$ を選択するデメリットは少ない。

4.2. ステータヨークの厚みと諸特性の解析

4.2.1 解析条件

ステータヨークの厚みが磁気サスペンション性能に与える影響を調べるため、3次元有限要素法による過渡磁界解析 (JMAG-Designer 20.2、株式会社 JSOL) を行った。表 4.3 に解析モデルのパラメータを示す。図 4.1 に磁束とメッシュを示す。

本解析で用いたモータは、[92]で提案されたモータと同様の体格となるステータ外径 130mm モデルと、より磁気設計に余裕をもたせたステータ外径 140mm モデルを選択した。筆者らの経験上、角度誤差は ± 5 度以内であれば安定的な磁気支持制御が行える。そのため、角度誤差は ± 5 度以内で最小のモデルであれば、同一トポロジーでトルク密度がより大きいモデルが選択できる。

このモデルでは、受動安定となる自由度の剛性を向上させるために積厚を短く設計した。その結果、図 4.1 (b)に示すように、磁束の端部効果による漏れ磁束とフリンジ磁束効果は無視できない。したがって、このモデルには 3次元電磁界解析が必要である。また、これまでの解析で経験的にトルクと半径方向力のリップルが小さいため、1回転を 90 分割して解析を行っている。本論文で示す解析は、不平衡磁気吸引力解析以外の解析は、中心位置で実行した。これは、インバータ、及び巻線性能によって制限されたスタートアップ電流によって磁気支持が可能かどうかを確認するためである。試作機では電源を開放した際、ロータは磁気吸引力によって何らかの部品と接触する。そのため、磁気支持を制限電流内で開始可能か確認を行うためである。有限要素法のメッシュは、ロータの半径方向変位を考慮して自動的に生成される。

表 4. 3. 解析モデルのパラメータ

Parameter	Unit	Value
Stator outer diameter	mm	130/140
Stator inner diameter	mm	86
Slot depth	mm	9.3
High-speed rotor outer diameter D	mm	70
Low-speed rotor radial thickness	mm	5
Stack length L	mm	10
Inner air-gap length	mm	2
Touchdown length of the high-speed rotor	mm	0.5
Outer air-gap length	mm	1
Turn number of motor winding	-	12
Turn number of suspension winding	-	21
Winding diameter	mm	0.4
Stator core material	-	20HX1300
Low-speed rotor material	-	20HX1300
High-speed rotor PM material	-	N48
High-speed rotor core material	-	S45C

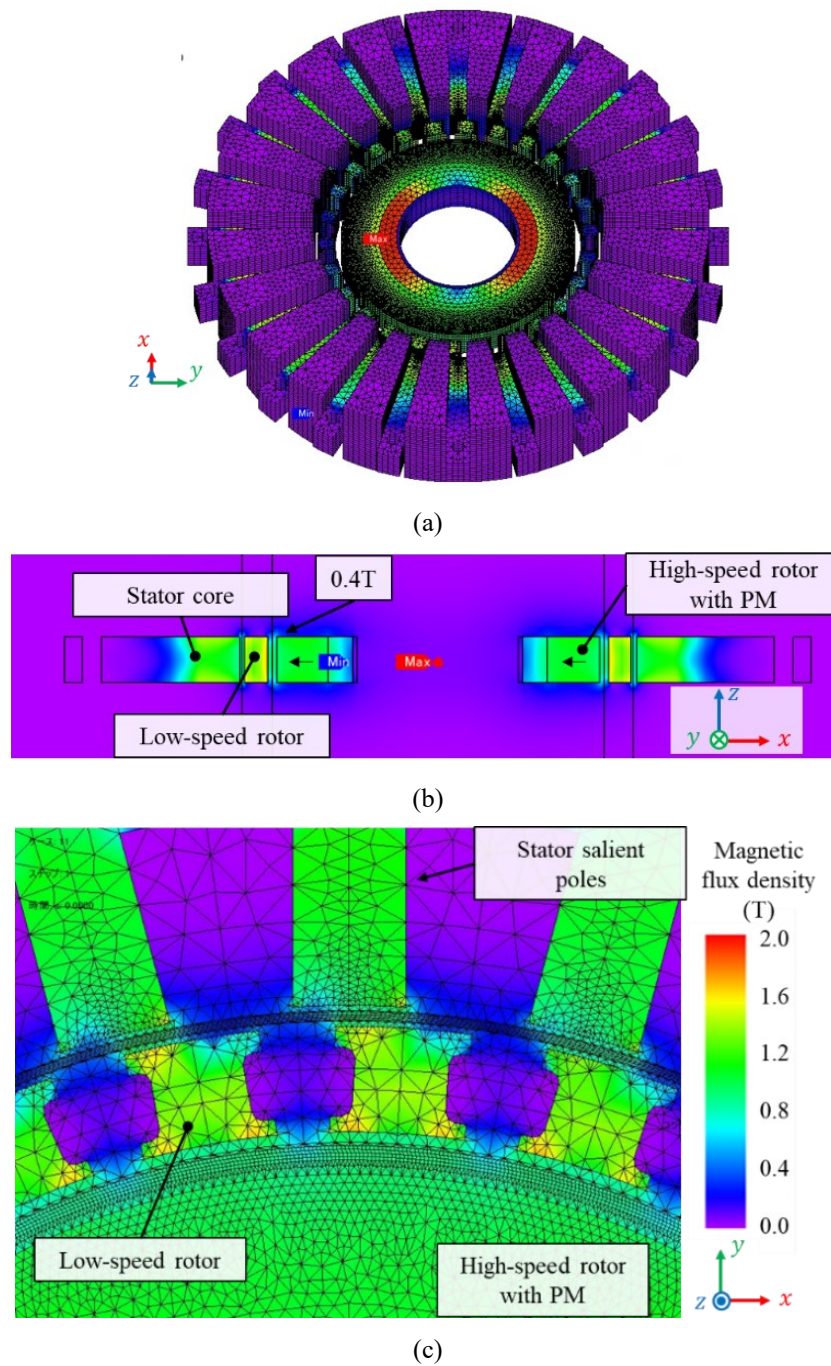


図 4.7. ステータ外径 140 mm モデルにおける磁束密度分布

(a) 解析モデルの 3 次元図 (b) x - z 平面における磁束密度分布 (c) ギャップ面におけるメッシュ

本章で示す提案モータでは、高速ロータ永久磁石の極対数を $p_h = 1$ 、低速ロータの突極数を $n_l = 26$ 、ステータのティース数を $n_s = 24$ とし、磁気支持力発生用の支持巻線の極対数を2と設定した。なお、この極コンビネーションの設定理由は3.2.1項、並びに3.3.1項に示されている。

このモデルの巻線は、コイルエンドを短縮するためにトロイダル巻線を採用した。2軸能動制御ベアリングレスモータでは、受動的安定化のために薄型のディスク型ロータが必要である。そのため、トルク密度、及び出力密度向上のためには、コイルエンドの長さを短くする必要がある [108] [76] [109]。トロイダル巻線では、ステータヨークの内側に位置する導体が起磁力の発生に有効である。一方、ステータヨークの外側に位置する導体は起磁力の発生に効果がない。ただし、後述する通り提案モータの高速ロータは軽量であるため、支持巻線には定常的に大電流が流れることは想定しない。加えて、モータ巻線では最大電流密度が 2A/mm^2 程度と比較的小さいため、トロイダル巻線を採用することによる巻線の利用率低下の問題はそれほど影響を及ぼさない。そのため、提案モータではトロイダル巻線化による短いコイルエンド長さで高い巻線係数を実現できるメリットが大きい。なお、集中巻もコイルエンド長さの短縮に有効であるが、高い巻線係数とモータ巻線によるギャップ磁束密度の不均衡のなさを両立できないため、提案モータでは採用していない。

磁気支持巻線とモータ巻線は5本の素線を束ねて巻線されている。図7に解析モデルの巻線配置を示す。

この解析モデルでは、2軸の位置が能動的に制御されている。従って、磁気支持された高速ロータの直径 D は70mm、積厚 L はロータを受動的に安定させるために10mmとした。したがって、アスペクト比 $D/L=7$ となる。

本論文における高速ロータの回転角度 θ_h が0度となる位置は、y軸が永久磁石の磁化方向と一致する位置として定義される。

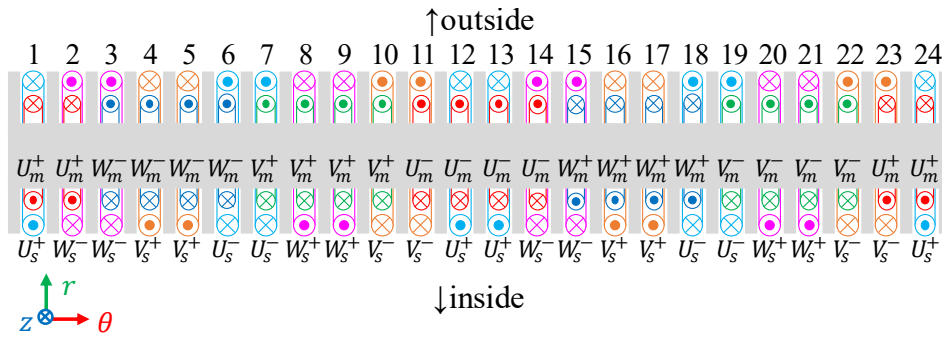


図 4.8. 解析モデルの巻線配置

なお、本節は 4.1 節モデルとは異なり、より試作機の製造性を向上したモデルとするために、以下の改良を施した。

A) ステータのストレートティース化

多くのモータでは、スロットから巻線がはみ出さないように、ティースのエアギャップに面した部分につばをつける設計となっている。これは先述した利点の他に、ステータでのパーミアンス変動を抑えスロット高調波を削減する効果がある。一方で、提案モータでは磁気変調を用いるため、むしろスロット高調波は増加させる必要がある。加えて、トロイダル巻線のため、スロットから巻線ははみ出しにくい構造となっている。さらに、つばをつけると強度的に弱い部分が生じることや、スロット線積率がつばのために低下してしまう恐れがあることから、ストレートティースを採用した。

B) 低速ロータポールピースの形状変更

多くの磁気ギアードモータでは、4.1 節モデルのように細長いブリッジ部を介してティースが連結している。一方で、このような構造ではブリッジ部の強度が低いため製造が困難であり、組み立ても難しい。そこで本節で導入する構造では、低速ロータポールピースはそれぞれ独立部品とし、製造性を向上させた。加えて、ポールピースを強固に保持するために、中央がくびれた鼓形の形状として、半径方向や回転方向に対する位置安定性を確保した。

なお、正確な寸法は付録 C に記載している。

4.2.2 ギャップ間の磁束密度分布

磁気ギアードモータにおいて重要な要素である磁束次数を調査するために、2つのエアギャップ内の磁束密度分布を解析した。3.2.1項で述べたように、提案モータは磁気変調によって発生した高調波磁束を利用して動作している。したがって、エアギャップ中の磁束密度の次数を調査することで、3.2.1項で示した動作原理を実証することができる。加えて、磁気支持を実現するためには、3.3.1項で示したようにギャップ内の磁束密度を非対称にできる機能が必要である。したがって、本項では磁気支持電流を入力した状態のギャップ内磁束密度も解析した。

図 4.9 に、2つのエアギャップにおける半径方向の磁束密度分布を示す。黒実線と赤破線は、それぞれ磁気支持電流 i_{sy} が 0A と 20A のときの磁束密度を示している。図 4.9 (a) は、高速ロータと低速ロータ間のエアギャップ内磁束密度 B_{ri} を示している。 i_{sy} が 20A の場合、磁束密度 B_{ri} は $\theta_s = 90^\circ$ 付近で増加しているが、 $\theta_s = 270^\circ$ 付近では減少している。このように、エアギャップ磁束密度が非対称となることにより、 $\theta_s = 90^\circ$ 方向に半径方向磁気支持力が発生する。図 4.9 (b) は、低速ロータとステータ間の外側エアギャップ磁束密度 B_{ro} を示している。図 4.9 (a) の場合と同様に、 $\theta_s = 90^\circ$ と $\theta_s = 270^\circ$ で磁束密度の増減が見られる。この結果は、高速ロータに磁気支持力が発生しているときに、低速ロータに半径方向力が発生していることを示している。提案モータは高速ロータのみ磁気支持するため、低速ロータの半径方向力についてはボールベアリングで支持されている。

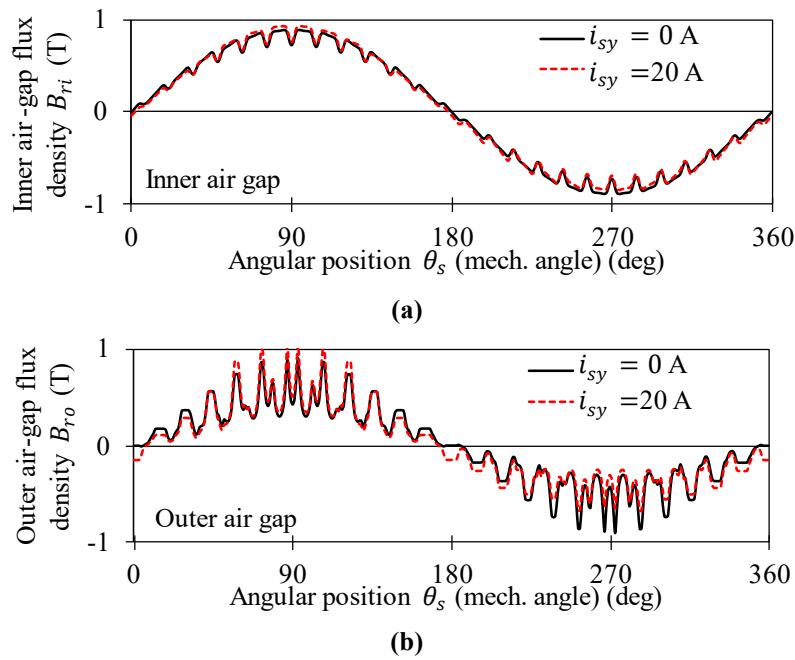


図 4.9. エアギャップにおける半径方向の磁束密度分布

(a)内側ギャップ：高速ロータと低速ロータ間エアギャップ (b)外側ギャップ：低速ロータとステータ間エアギャップ

図 4.10 は、外側のエアギャップにおける磁束密度 B_{ro} の空間高調波成分の大きさを示している。磁気支持電流によって、3.3.1 項の $p_h \pm 1$ に相当する 2 次高調波成分が生じた。また、23 番目、25 番目、27 番目といった高調波磁束も発生する。これらの成分は、(3.4)と(3.5)に示すように、ステータティースと低速ロータによる変調によって発生したものである。

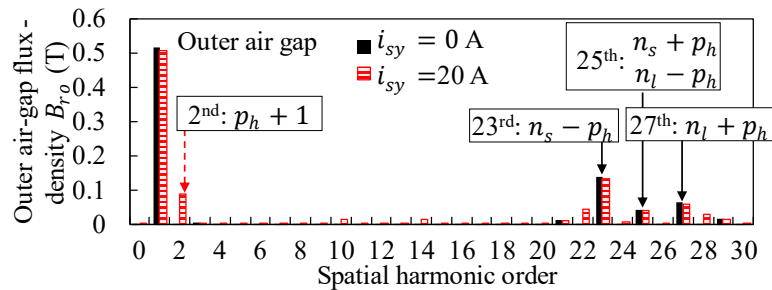


図 4.10. 低速ロータとステータ間エアギャップにおける磁束の次数

4.2.3 トルク特性の解析

図 4.11 に q 軸電流 i_{mq} の有無によるトルク波形を示す。図 4.11 によると、 q 軸電流 i_{mq} は高速ロータトルクのみに影響を与える。図 4.11 (a) は、 $\delta_g = \pi/2$ 、かつ高速ロータと低速ロータが同期状態、すなわち高速ロータ回転数 ω_h と低速ロータ回転数 ω_l が $\omega_h = G_r \omega_l$ を満たす条件下でのトルクを示している。この条件下では、各ロータの最大トルクが連続的に発生する。この図から、トルクリップルはどの波形でも 1% 以下と小さい。加えて、図 4.11 (a) では (3.18) の条件が検証されている。さらに、 q 軸電流 i_{mq} を印加すると、各ロータに反対方向に生じたトルクが補償されることにより、このモデルはギアードモータとして機能する。図 4.11 (b) に、 $\delta_l = 0$ 、 δ_h を 0 から 2π に変化させたときのトルク波形を示す。この条件下では、低速ロータの回転軸は拘束条件にあり、高速ロータのみが回転している。このトルク波形は (3.17) で示された波形と同一であることから、(3.17) は解析によって実証された。なお、低速ロータの突極数 n_l は偶数であるため、(3.17) は 2 次の正弦波となる。そのため、図 4.11 (b) の波形も同じく 2 次の正弦波である。

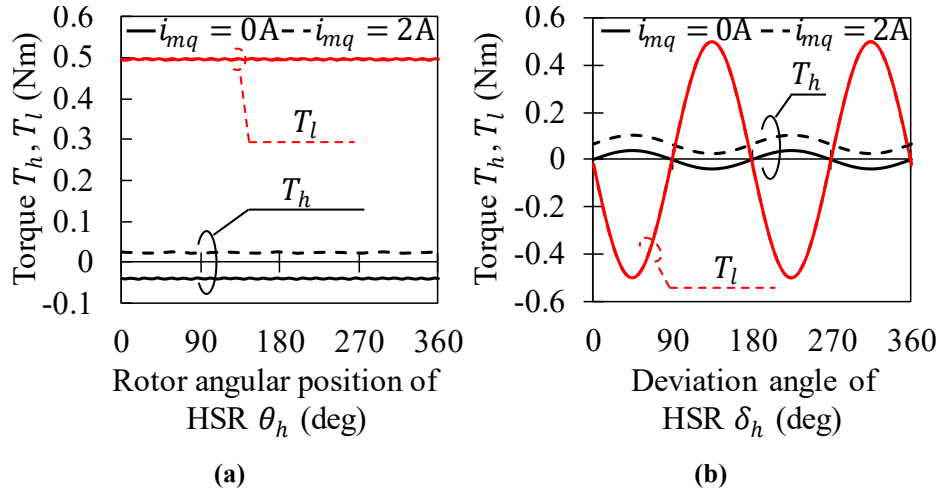
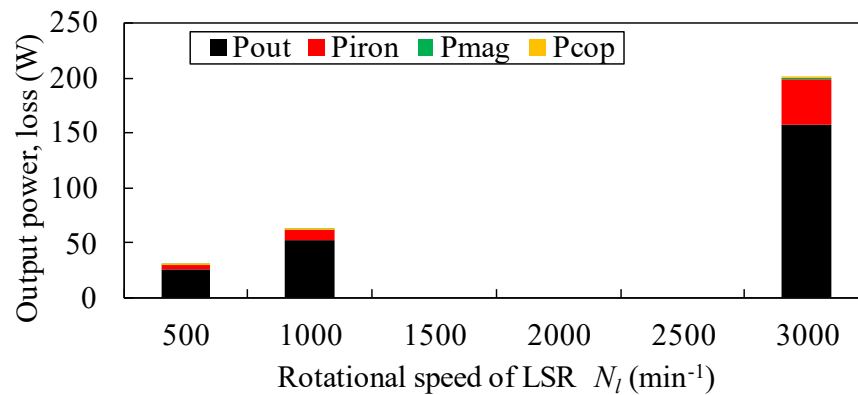


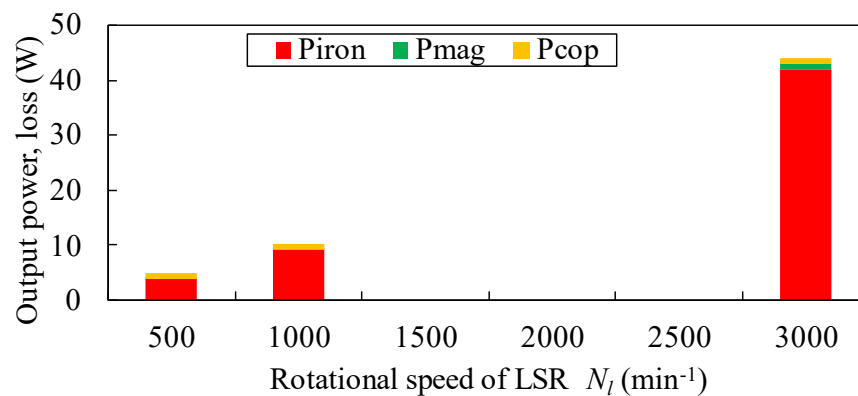
図 4.11. q 軸電流 i_{mq} の有無によるトルク波形の変化

(a) 同期回転状態における異なる高速ロータ (HSR) 回転位置におけるトルク波形 (b) 低速ロータを固定し高速ロータのみを回転させた場合のトルク波形

図 4.12 に、図 4.11 に示した最大出力時の各低速ロータ速度における出力と損失を示す。なお、図 4.12 では出力と各損失をそれぞれ出力 P_{out} 、電磁鋼板での鉄損 P_{iron} 、永久磁石渦損 P_{mag} 、銅損 P_{cop} と示す。また、図 4.13 に最大出力時の各低速ロータ速度における効率を示す。



(a)



(b)

図 4.12. 最大出力時の各低速ロータ速度における出力と損失

(a)損失と出力 (b)損失のみ

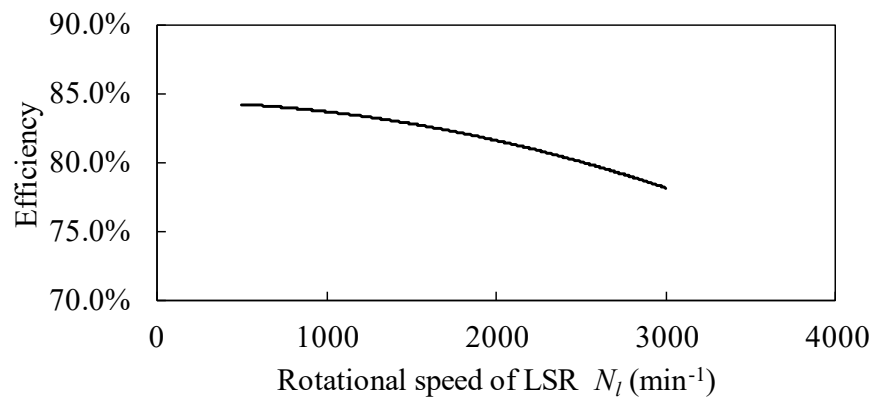


図 4.13. 最大出力時の各低速ロータ速度における効率

図 4.12 によると、高速領域では鉄損が支配的である。一方で、提案モータではエアギャップ長が長いため、永久磁石の渦電流損はかなり小さい。また、図 4.13 より、効率のピークは概ね低速ロータ回転数が 500min^{-1} 付近であることがわかる。ただし、 2000min^{-1} を超えても効率は 80% 程度であり、磁気変調を用いるにも関わらず、高速回転によって効率が大幅に低下していないのが特徴である。

4.2.4 ステータバックヨークの厚みと半径方向力の解析

提案モータにおける磁気支持特性を比較するため、ステータバックヨークの厚さを変化させ、解析を実施した。提案モータモデルでは、磁気支持磁束の極数4は、低速ロータの極数26よりも非常に小さい。したがって、サスペンション特性は δ_l と δ_h に依存しない。したがって、これらの解析は $\delta_g = 0$ の条件で実施される。

本提案モータでは、予算の都合から磁気支持インバータは最大でも Myway プラス株式会社の MWINV-5R022 を使用する必要があった。このインバータでは、データシート上の瞬間最大電流が $31.25 \text{ A}_{\text{uvw}}$ である。そのため、最大偏心量の 0.5 mm における不平衡吸引力を、瞬間最大電流以内に打ち消すことのできる性能が求められる。ただしこれは実験で求められる最低限の性能であるため、解析上では最大電流の半分程度で打ち消すことのできる設計が求められる。加えて、角度誤差についても安定した制御を実現するためには、経験上 ± 5 度以内であることが求められる。

図 4.14 と図 4.15 は、磁気支持力を正の y 軸方向に発生させた場合の磁束密度分布を示す。誤差角 θ_{err} を小さくするためには、磁気支持力の指令方向に関わらず、一定の磁気支持電流に対して生じる支持磁束分の変動がないことが求められる。これを満たすためには、少なくとも支持電流を印加していない場合のステータのバックヨークにおける磁束密度が、電磁鋼板の飽和磁束密度よりも小さく、磁気支持磁束を通過させる余地があることが求められる。ステータ外径 130mm モデルでは、ステータバックヨークの磁束密度の最大値は 1.67T である。一方で、ステータ外径 140mm モデルでは、ステータバックヨークがより厚くなったことにより、ステータバックヨークの磁束密度の最大値は 1.50T に減少した。これにより、同じ支持電流に対してより高い磁気支持磁束を印加できるため、誤差角 θ_{err} を低下できる。

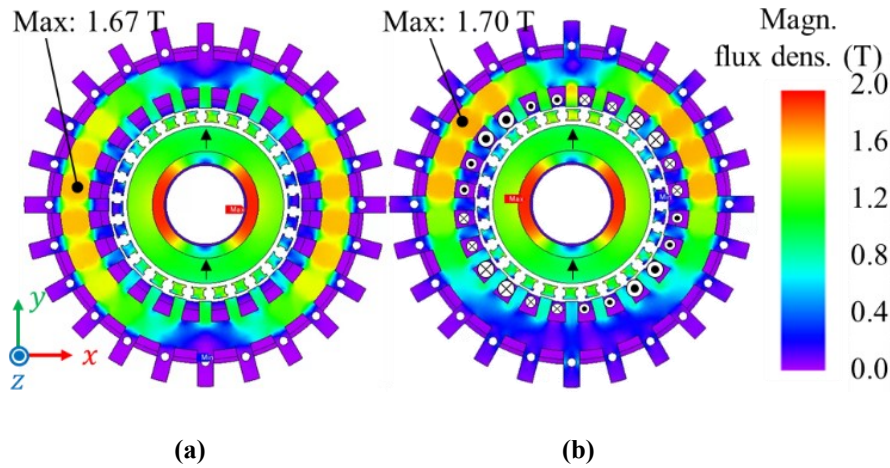


図 4.14. ステータ外径 130 mm モデルにおける磁束密度分布

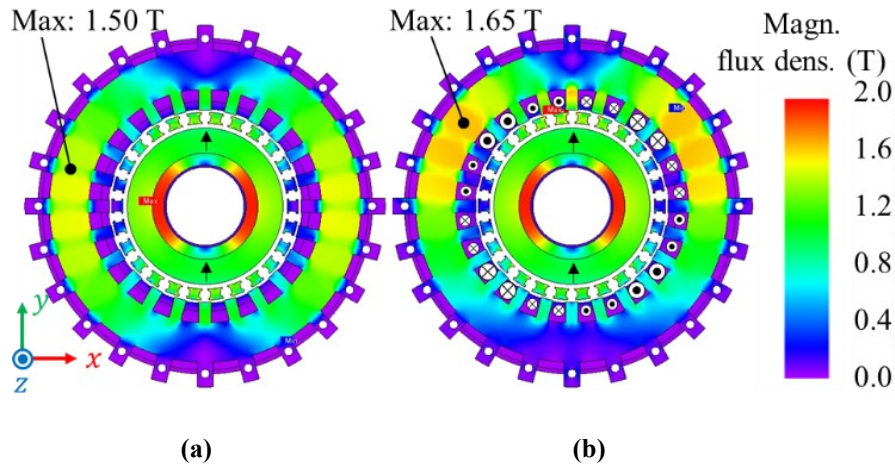
 (a)磁気支持電流 $i_{sy} = 0$ A、磁気支持電流 $i_{sy} = 20$ A


図 4.15. ステータ外径 140 mm モデルにおける磁束密度分布

 (a)磁気支持電流 $i_{sy} = 0$ A、磁気支持電流 $i_{sy} = 20$ A

図 4.16 に、ステータ外径が異なる各モデルにおける磁気支持特性を示す。図 4.16 (a)および(b)では、 x 軸方向に支持力を発生させることを意図して、磁気支持電流 $i_{sx} = 10$ Aおよび20 Aを印加した際の磁気支持力を示す。図 4.16 (a) では電磁力指令方向である x 軸方向の磁気支持力 F_x を、図 4.16 (b) では、電磁力指令方向と直行する y 軸方向の磁気支持力 F_y を示す。この解析では、図 4.16 (a) の平均値が高く、図 4.16 (b) で生じる力が小さいモデルが、磁気支持性能が良好であることを示している。図 4.16 (a) において、 $i_{sx} = 20$ Aにおける x 軸方向の半径方向力の平均値 $\bar{F}_x$ は、外径 130mm のモデ

ルで 25.9N、140mm のモデルで 32.2N であった。図 4.16 (c)は、(3.31)で定義された誤差角 θ_{err} を示している。図 4.16 (c)において、誤差角 θ_{err} は磁気支持電流にほぼ依存しない。一方で、ステータ外径 140mm のモデルの誤差角はステータ外径 130mm のモデルよりも小さくなっている。このように、磁気支持性能の観点からは、厚いステータバックヨークが有利である。図 4.16 (d)は、高速ロータにおける不平衡磁気吸引力 F_{ux} 、すなわち x 軸方向の半径方向力と高速ロータの x 軸方向変位 x を示している。図 4.16 (d)において、 x 軸方向変位 0.50mm における不平衡磁気吸引力 $\overline{F_{ux}}$ の平均値は、ステータ外径 130mm モデルで 14.4N、ステータ外径 140mm モデルで 17.3N である。

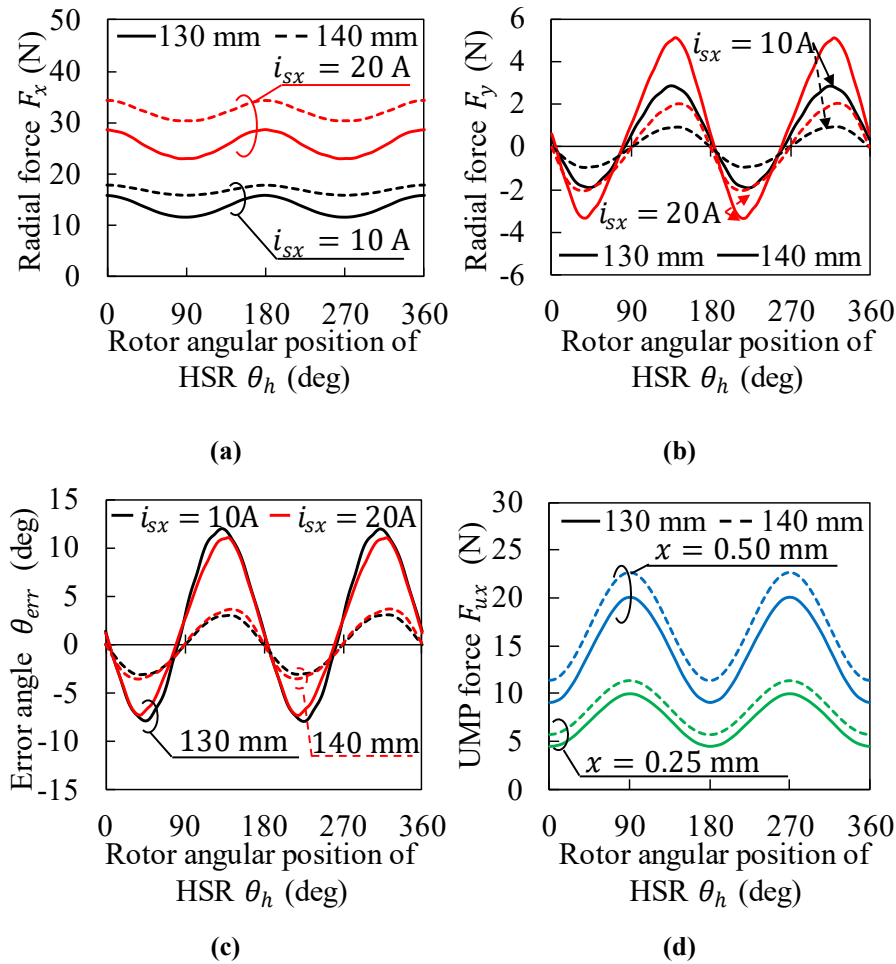


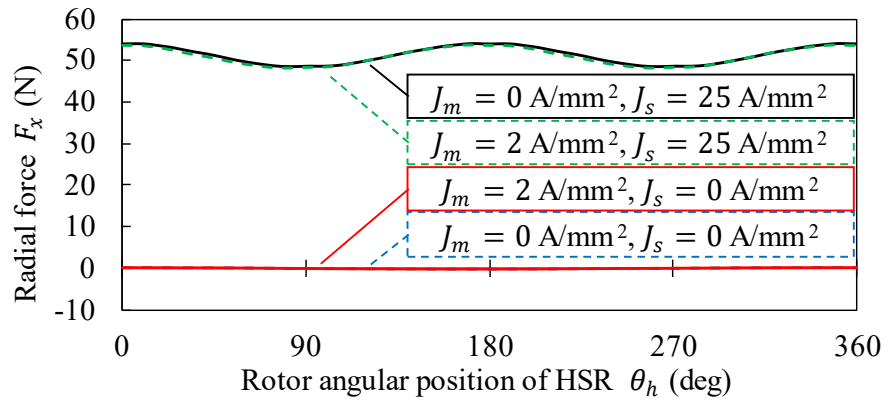
図 4.16. 異なるステータ外径における高速ロータ(HSR)角度位置 θ_h を変化させた際の磁気支持特性

(a) x 軸方向の半径方向力 F_x (b) y 軸方向の半径方向力 F_y (c)角度誤差 θ_{err} (d)高速ロータを偏心させた際の不平衡磁気吸引力(Unbalanced magnetic pull: UMP) F_{ux}

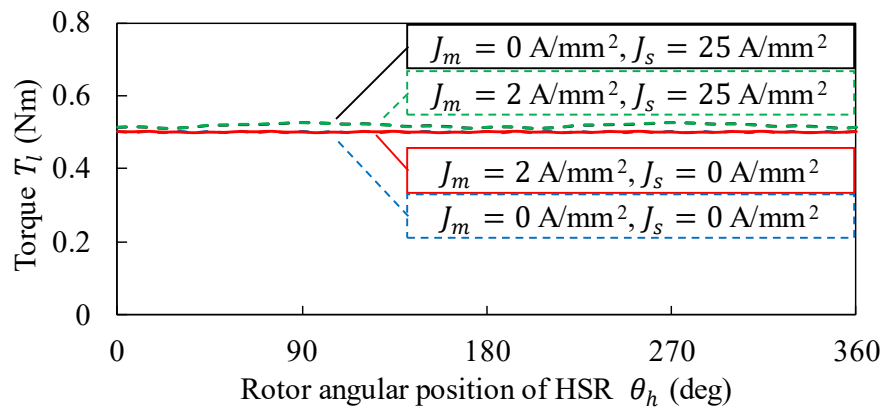
4.3. モータ電流及び支持電流の相互干渉の解析

4.2.4 項の解析結果より、外径 140mm モデルが優秀であったため、外径 140mm モデルを用いてモータ電流及び支持電流の相互干渉の検証を行った。これまでの解析結果より、提案モータのモータ、及び支持電流の最大電流密度はそれぞれ 2 A/mm^2 、 25 A/mm^2 程度であるため、それぞれ、及び双方同時に印加した場合の低速ロータトルク、及び磁気支持力を解析した。

図 4.17 にモータ電流及び支持電流の相互干渉の検証の結果を示す。(a)の磁気支持力では、モータ電流はほとんど影響を及ぼさない。(b)の低速ロータトルクでは、磁気支持電流ありの状態でのトルクがなしの状態に比べて平均で 3.5%ほど大きいものの、影響は殆どない。



(a)



(b)

図 4.17. モータ電流及び支持電流の相互干渉の検証解析

(a)磁気支持力 F_x (b)低速ロータ (LSR) トルク T_l

4.4. 角度位置検出用ホール素子設置方法の検討

ホール素子によって正確な検出を行うためには、高速ロータの角度位置が変化した場合に磁束密度が正弦波状の変化を行うことが望ましい。そこで、高速ロータ表面から z 方向に 7 mm、 r 方向に 10 mm の位置で磁束密度の変化を 3 次元有限要素法で解析した。図 4.18 に各方向の磁束密度変動の解析結果を示す。解析の結果、磁束密度の基本波成分は、 r 方向 21.6 mT、 θ 方向 27.9 mT、 z 方向 36.1 mT であり、 z 軸方向が最も大きい。そのため、 z 軸方向の磁束を検出する方向にホール素子を配置した。

次に、ホール素子を配置する位置を検討した。図 4.19 に高速ロータ外部 x 軸上での z 軸方向の磁束密度の振幅を示す。なお、 z 軸原点は高速ロータの中心である。また、高速ロータの内径は 35 mm であり、高速ロータの内径より外側にホール素子を配置するのは困難である。したがって、ホール素子の大きさも考慮し半径方向に 8 mm から 12 mm の範囲で解析を行った。図 4.19 によると、 $z = 10$ mm、 $r = 12$ mm 付近に最大値が存在する。そのため、試作機では $z = 12$ mm、 $r = 11.15$ mm とし、できる限り距離を近づけた。

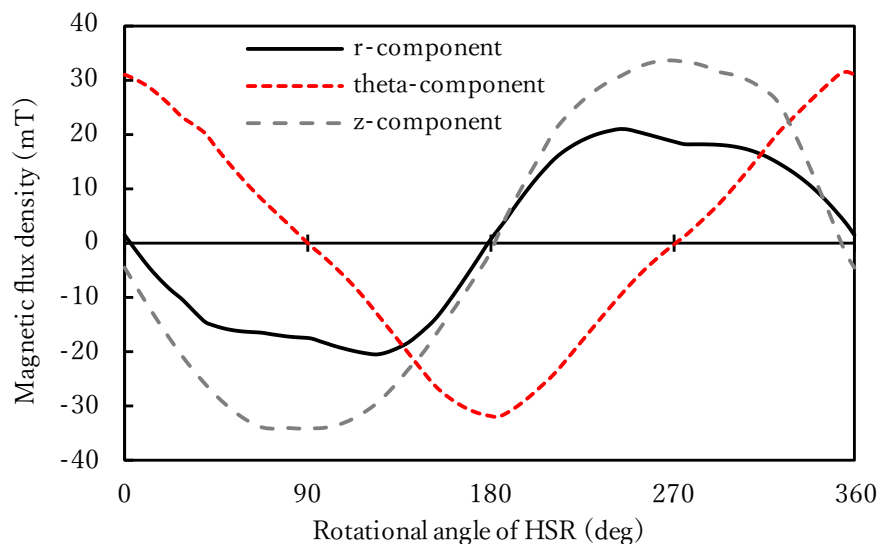


図 4.18. 各方向の磁束密度変動の解析結果

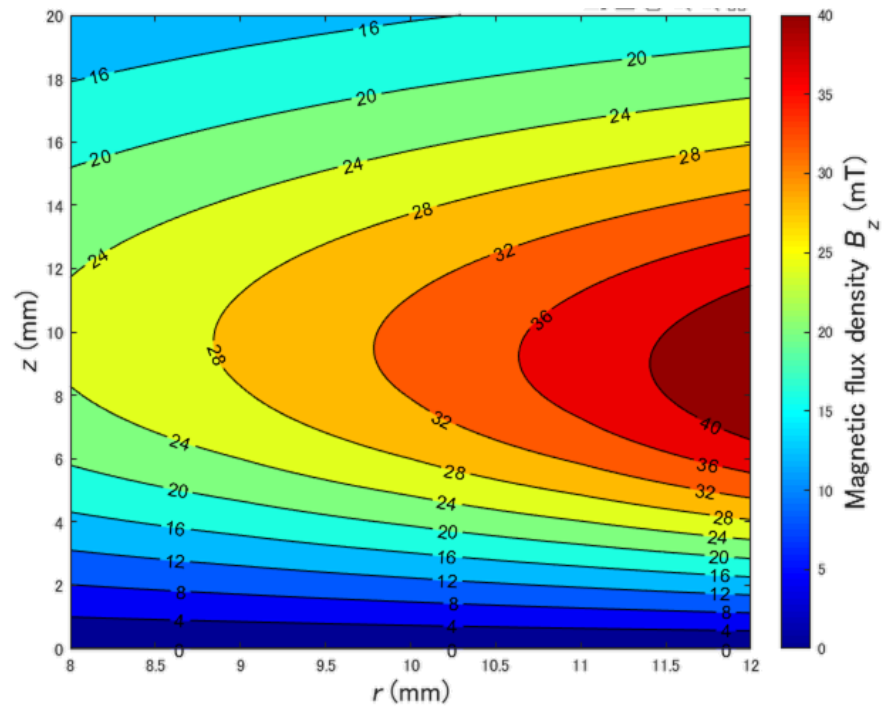


図 4.19. 高速ロータ外部 x 軸上での z 軸方向の磁束密度の振幅

4.5. 強め磁界による最大伝達トルク向上の考察

一般に、PMSM では q 軸電流を増加させることによりトルクを増加させる。一方で、磁気ギアードモータでは、最大伝達トルクが定まっているために、有効な q 軸電流にも上限がある。提案モータでは 4.2.3 項に示したように q 軸電流の最大値はおよそ 2 A 程度であり、電流密度に換算しても概ね $2 \text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$ のため、モータ巻線の利用率は大変小さい。そのため、一般には行われない強め磁界を用いて最大伝達トルク向上を目指した。原理は図 3.4 に示すとおりである。

本考察では、まず q 軸電流印加時の磁束密度の変化を解析した。これは提案モータが高速ロータ永久磁石由来の磁束が多いため、強め磁界では永久磁石の磁路と同一である。そのため、 d 軸に正の電流を印加しても飽和による磁気抵抗上昇によって、磁束密度の変化の影響を観測しにくいためである。図 4.20 に q 軸電流印加時の高速ロータ・低速ロータ間の磁束密度の変化を示す。 q 軸電流に 1 A 印加したにも関わらず、磁束の振幅は 2 mT 程度であり、永久磁石磁束と比較すると非常に僅かである。そのため、強め磁界による最大伝達トルク向上は期待できない。

図 4.21 に q 軸電流 1 A 印加時の低速ロータの有無による高速ロータトルクの変化を示す。低速ロータの半径方向厚みは 5 mm であるから、低速ロータが空気の場合はエアギャップ長 8 mm の SPM モータである。解析の結果、低速ロータが空気の場合でもトルクは 7 割程度維持されることが示された。したがって、低速ロータの透磁率は非常に低く、ベアリングレスモータとしては非常にワイドギャップのモータとみなせる。一方、モータ巻線の磁束は永久磁石磁束と比較して非常に小さく、モータ電流による性能の変化は期待できない。

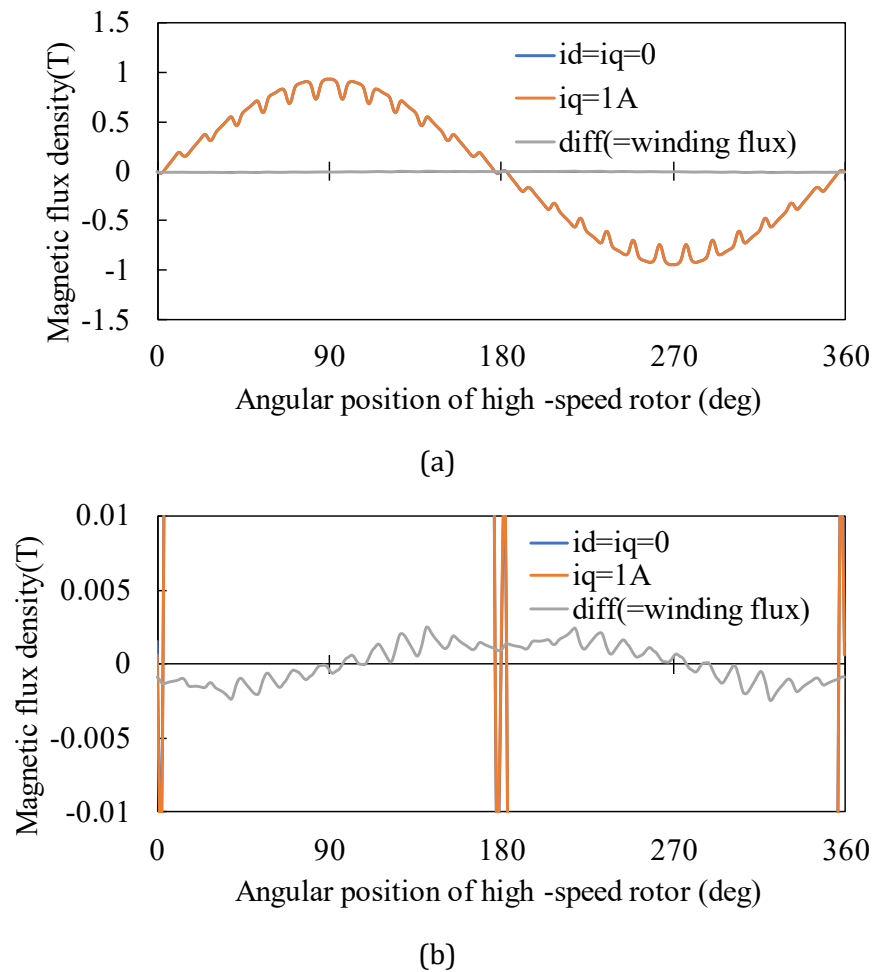


図 4.20. q 軸電流印加時の高速ロータ・低速ロータ間の磁束密度の変化

(a)全体図 (b)拡大図

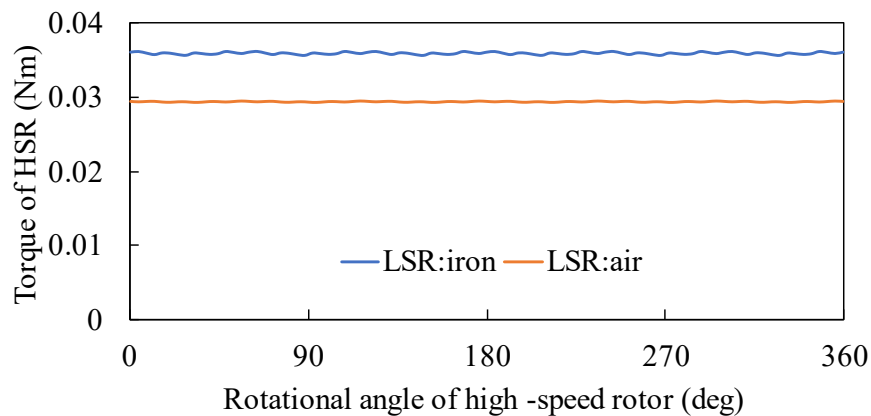


図 4.21. q 軸電流 1 A 印加時の低速ロータの有無による高速ロータトルクの変化

4.6. 積厚と諸特性の関係の解析

本節では、4.2.4 項の解析結果で示したモデルに対して、モータの積厚を変化させて諸特性を 3 次元有限要素法で解析した。一般に 2 軸能動制御型ベアリングレスモータでは、3.3.3 項に示した傾き方向の受動安定性能を向上させるため、扁平薄型形状となる。これらのベアリングレスモータでは、ロータ直径は積厚の 6 倍程度とする例が多い。ただしベアリングレスモータでは制御を容易にするために、エアギャップ長も同体格のモータと比較して長い例が多い。これらの要素より、端部での漏れ磁束の影響が大きくなる。そのため、本項では積厚を 10 mm から 30 mm まで変化させ、トルクや傾き剛性、ラジアル力の性能変化を調査した。

4.6.1 積厚とトルクの関係

図 4.22 に積厚 L と最大伝達トルク T_l の関係を、図 4.23 に積厚 L とトルク密度を示す。なお、本項ではモータ体積はステータ外径と積厚より算出しており、コイルエンド等は考慮していない。図 4.23 から、積厚 L が増すにつれてトルク密度も増加することがわかる。積厚 L が短くなるとトルク密度が低下する理由は、端部効果により漏れ磁束が端部で生じるためである。磁気ギアでは、エアギャップでの磁束密度振幅は最大伝達トルクに比例する [93]。従って、端部効果による磁束密度の低下は、最大伝達トルクの低下につながる。図 4.24 は、積厚 L を 10, 15, 20, 25, 30 mm (z は軸方向位置、原点はモータの軸方向端部) と変化させ、軸方向相対位置 z/L に対する高速・低速ロータ間のエアギャップにおける磁束密度の最大値を示している。積厚 L を短くすると端部付近で磁束密度が低下することがわかる。また、図 4.25 に軸方向の絶対位置 z に対する磁束密度を示す。図 4.25 より、漏れ磁束が生じるのは端部から一定の距離のみであるため、積厚 L が短いと漏れ磁束による影響が大きく生じ、トルク密度が低下することを示している。

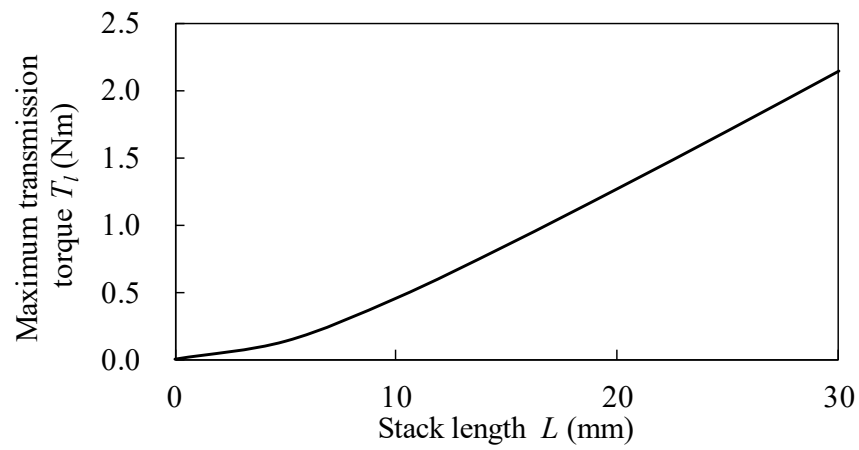


図 4. 22. 積厚と最大伝達トルクの関係

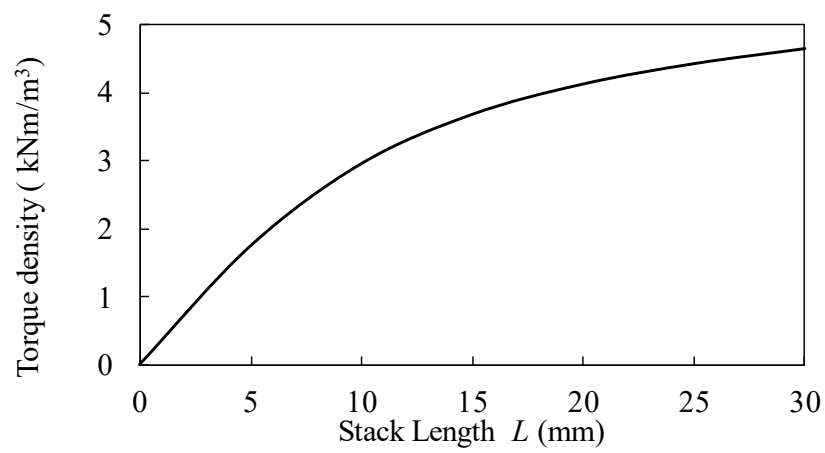
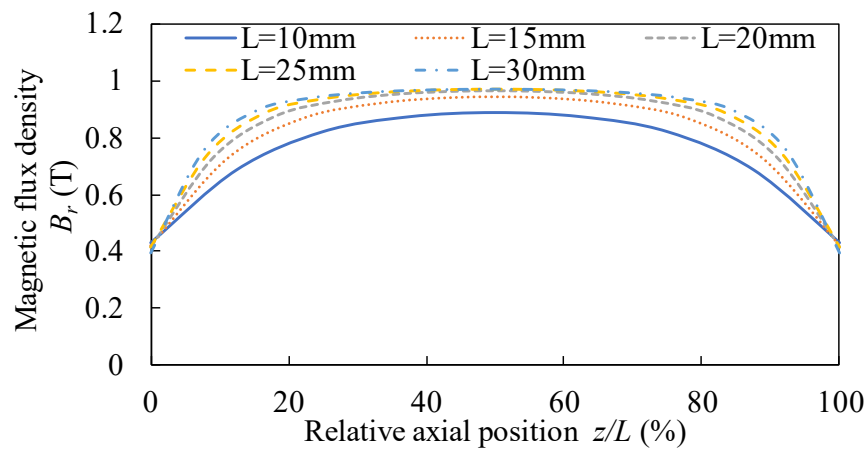
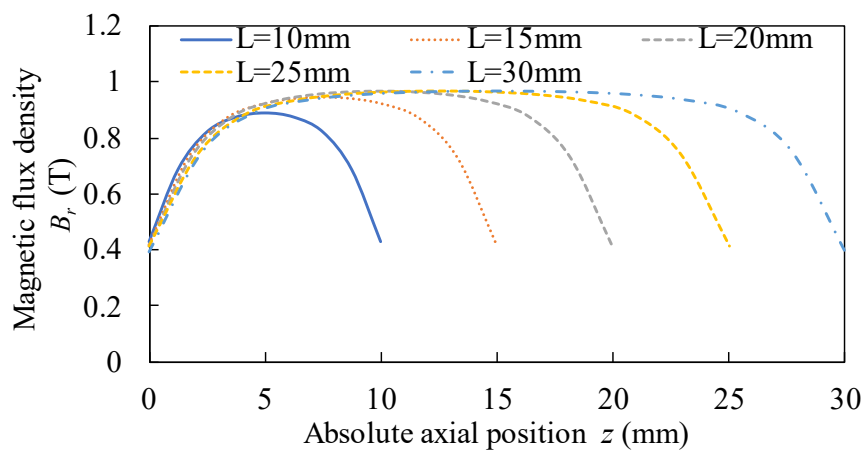


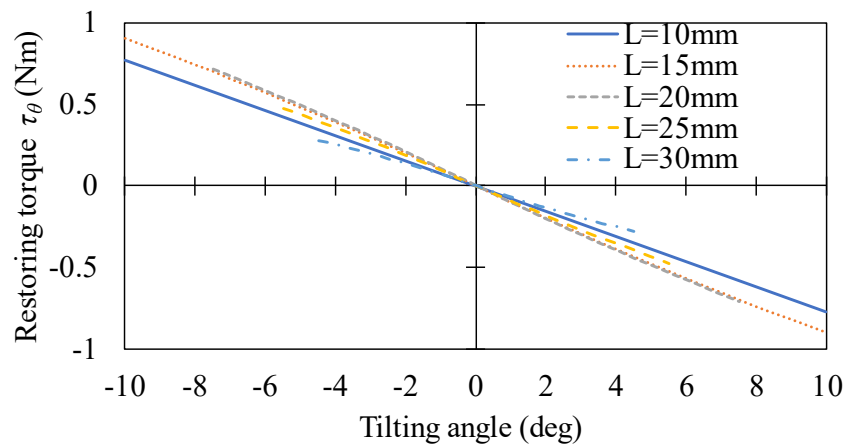
図 4. 23. 積厚とトルク密度の関係

図 4. 24. 相対軸方向位置 z/L で示した積厚を変化させた際の軸方向位置と磁束密度の関係図 4. 25. 絶対軸方向位置 z で示した積厚を変化させた際の軸方向位置と磁束密度の関係

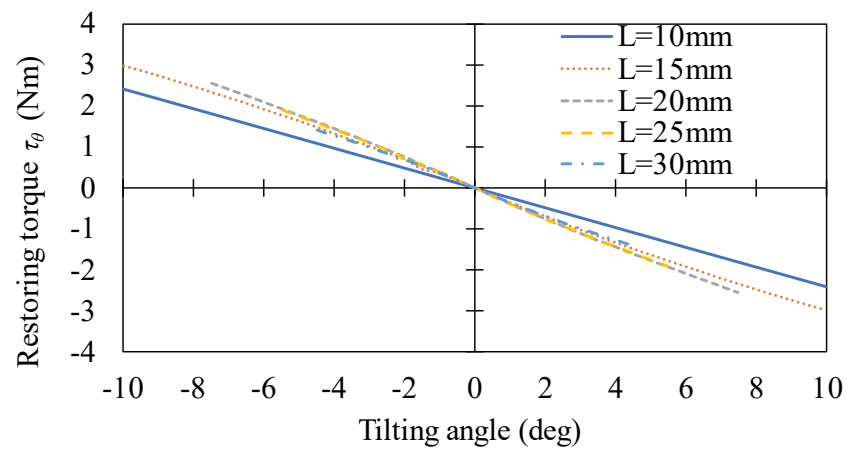
4.6.2 積厚と傾き剛性の関係

一般に、2軸能動制御型ベアリングレスモータでは、ロータが薄型扁平であればあるほど傾き剛性が上がるとされている。これは、3.3.3項でも述べたように、ロータが薄型扁平であれば同じ傾き量でも、ロータがギャップ面に対抗する面積の変化割合が大きく変化するためである。そこで本項では、ロータの積厚が傾き剛性に及ぼす影響の解析を行った。本項の解析では、高速ロータを低速ロータに接触するまで傾けて、復元トルク τ_θ を解析した。本解析における高速ロータは2極で構成されているため、磁化方向と傾き軸のなす角度によって剛性が大きく変化する。そこで、磁化方向と傾き軸が平行の場合を図4.26(a)に、直行する場合を図4.26(b)に示す。永久磁石極数と比較して、低速ロータセグメント数やステータスロット数はかなり大きいため、両ロータの回転角度位置は傾き剛性に影響しない。そのため、ロータの回転角度位置を変えた解析は実施していない。

解析の結果、仮説と反して最薄ではない積厚 $L=20\text{ mm}$ 付近で最も高い傾き剛性となった。これは、積厚が短くなりすぎるとエアギャップ内の磁束密度が低下することにより、傾き剛性は逆に低下したためである。



(a)



(b)

図 4.26. 積厚を変化させた際の傾き角度と復元トルクの関係

(a)傾き軸と着磁方向が平行 (b)傾き軸と着磁方向が直交

4.6.3 積厚とラジアル力の関係

ベアリングレスモータの性能を評価するために、ラジアル力-変位係数 k_x と、磁気支持電流密度と磁気支持力の関係であるラジアル力-電流密度係数 k_i を解析した。

図 4.27 に積厚を変化させた際のラジアル力-変位係数 k_x を、図 4.28 に積厚を変化させた際のラジアル力-電流密度係数 k_i をそれぞれ示す。ラジアル力-変位係数 k_x では、積厚が短いほどリップル率が増加するのに対して、ラジアル力-電流密度係数 k_i では、積厚が長いほどリップル率が増加している。ただし変動幅はラジアル力-電流密度係数 k_i がゆるやかなため、ラジアル力のみの観点では積厚は長いほうが良いと考えられる。

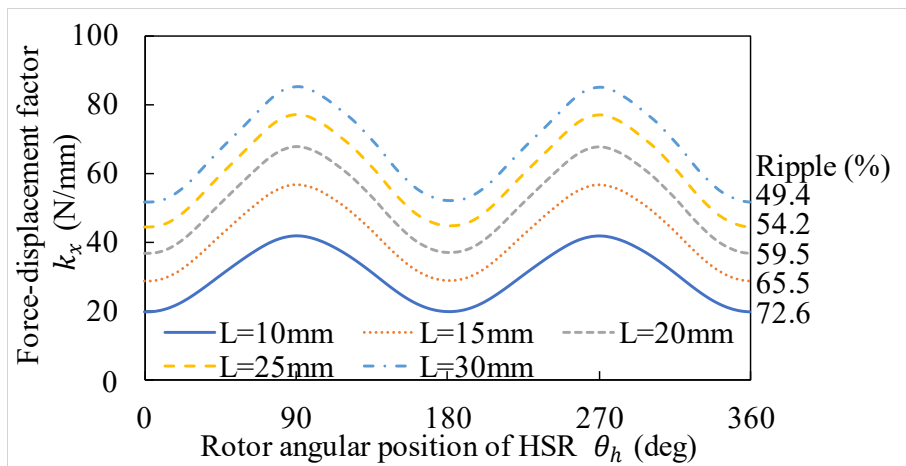


図 4.27. 積厚を変化させた際のラジアル力-変位係数 k_x

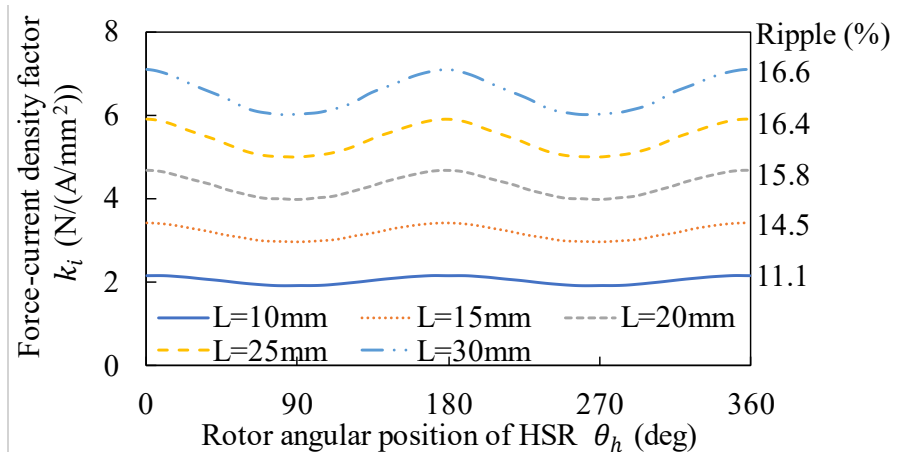


図 4.28. 積厚を変化させた際のラジアル力-電流密度係数 k_i

ところで、漏れ磁束の影響を無視する場合、単位積厚あたりのラジアル力係数はどちらも一定のはずである。すなわち、単位積厚あたりのラジアル力-変位係数 k_x やラジアル力-電流密度係数 k_i は、漏れ磁束の影響を可視化するのに有効である。そこで図 4.29 に積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-変位係数 k_x を、図 4.30 に積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-電流密度係数 k_i をそれぞれ示す。単位積厚あたりのラジアル力-電流密度係数 k_i では、漏れ磁束の割合の減少に伴い、ラジアル力-電流密度係数 k_i が増加している事が示されている。一方で、単位積厚あたりのラジアル力-変位係数 k_x では、積厚の増加に伴いラジアル力-変位係数 k_x が減少している。したがって、漏れ磁束が増加するとラジアル力-変位係数 k_x も増加することが示唆されている。これは、高速ロータが低速ロータと接近すると、漏れ磁束が低速ロータやステータと鎖交するため、単位積厚あたりの不平衡吸引力は漏れ磁束が大きい方が増加するためと考えられる。

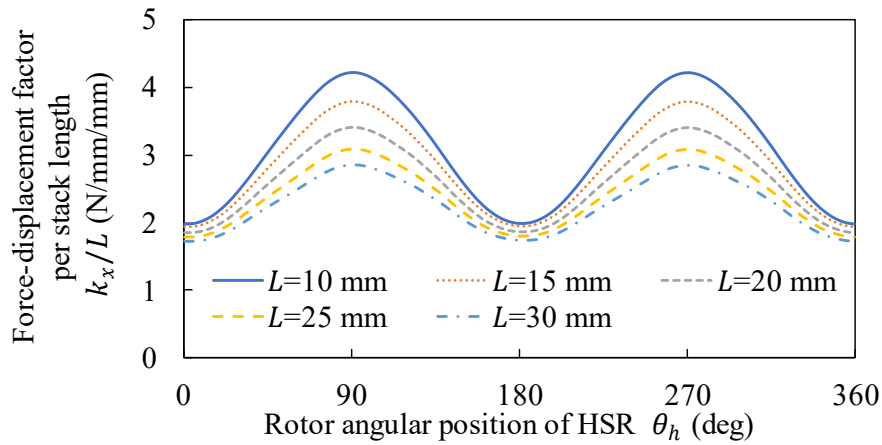


図 4.29. 積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-変位係数 k_x

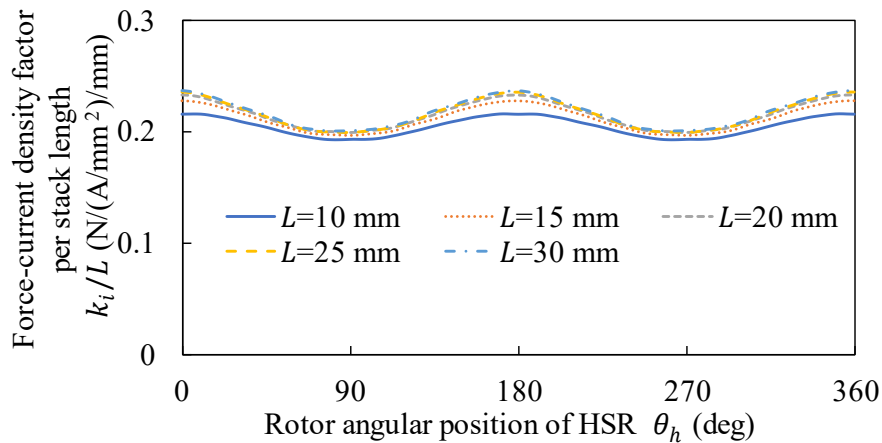


図 4.30. 積厚を変化させた際の単位積厚あたりのラジアル力-電流密度係数 k_i

最後に、図 4.31 に積厚を変化させた際の磁気支持を開始するために必要な電流密度を示す。この電流密度は、第 5 章の試作機と同様に、高速ロータの最大変位量 x_{max} を 0.5 mm と想定し、このときの不平衡吸引力から磁気支持を開始するために必要な電流密度 J_{start} を $J_{start} = k_x x_{max} / k_i$ で計算したものである。これによると、積厚 $L=10$ mm 時と比較して $L=30$ mm 時は必要な電流密度が 30%程度減少している。このため、巻線やインバータに対する要求性能は低下しており、特にインバータのコスト削減効果が期待できる。

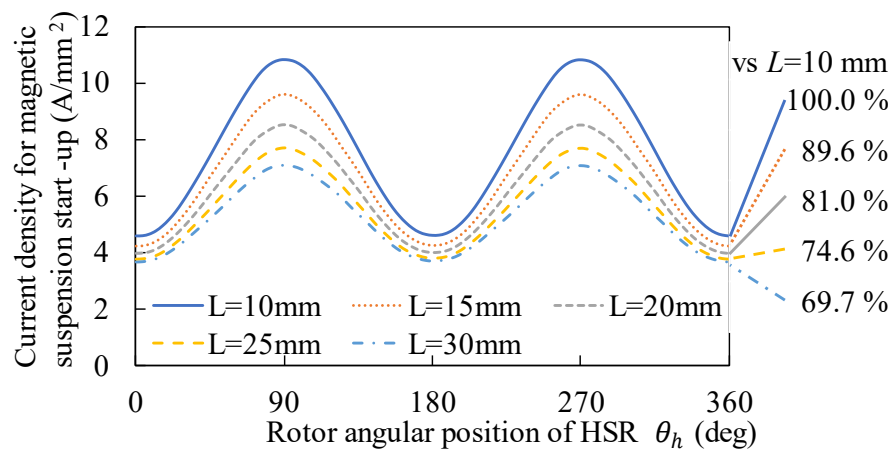


図 4.31. 積厚を変化させた際の磁気支持を開始するために必要な電流密度

4.7. 第4章のまとめ

本章では、磁気ギアードモータの高速ロータを磁気支持させる構造を提案し、ベアリング損失の削減を可能とする構造を示した。リラクタンス型磁気ギアードモータ、並びにベアリングレスモータについて、動作原理の導出を行った。また、3次元有限要素法を使用し、本章で提案する構造について、半径方向力やトルクの解析を行った。この解析によって、本章で提案するリラクタンス型磁気ギアードモータの磁気支持特性、並びにトルク特性を明らかにした。

本章で解析した結果について、4.1、4.2、4.3、4.4節の内容は第5章の試作機へ反映できたものの、4.6節の内容は研究期間の問題上、試作機へ反映できなかった。ただし、4.6節の内容はこれまで一般的に述べられてきたベアリングレスモータの特性とは異なる結果が導かれている。これは、本研究で採用した磁気ギアードモータトポロジーの巻線部分から磁気支持ロータまでのエアギャップ数が通常のベアリングレスモータに比べて多く、かつ低速ロータの磁気抵抗も大きいため、漏れ磁束が顕著に生じたためであると考えられる。したがって、将来的には4.6節の内容をもとにより積厚を延長しトルク密度を向上させたモデルの実験結果が待たれる。ただし、第5章の試作機において、低速ロータホルダの機械加工の問題により、これ以上の積厚増加は困難であり、逆に高速ロータの外径を短縮すると低速ロータの1極あたりのポールピースが小さくなりすぎてしまい加工が困難、かつエアギャップ長のこれ以上の短縮も機械加工上困難であるため、かえって減速比や透磁率の低下により性能が悪化する可能性もある。従って4.6節の内容を反映させるためには機械加工を考慮して根本的な設計変更が必要となるため、大きな困難があると推測される。

また、4.5節の内容はモータ電流がトルク発生以外の性能へ及ぼす機能は非常に限定的であることが示された。一方で、d軸電流によって傾き剛性は若干変化すると考えられることから、5.4節に示した最大速度を若干向上できる可能性がある。

第5章 リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の実験による検証

本章では、第4章で提案したモータの試作機を製作し、磁気支持、並びに回転の試験を行う。この試作機より、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータの磁気支持を世界で初めて実証する。

5.1. 試作機

5.1.1 試作機諸元

解析結果を評価するため、試作機を製作した。試作機はステータ外径 140 mm で構成されている。表 5.1 に試作機の諸元を示す。表 5.1 に示す値は、電磁気解析結果と CAD モデルから算出した。図 5.1 に CAD モデルを示す。図 5.2 に製作した試作機の写真を示す。提案モータでは、モータ巻線と磁気支持巻線は独立しており、電流はそれぞれ異なる 3 相インバータから供給される。高速ロータ永久磁石は N48 材料が使用されており、外側は 1mm 厚の炭素繊維強化プラスチックで覆われている。ステータと低速ロータ鉄心は積層電磁鋼板 20HTH1200^a製である。一方で、高速ロータコアにおける磁束は高速ロータの回転と同期する成分が大半のため、鉄損が無視できる。そのため、積層電磁鋼板ではなく炭素鋼の S45C 材を使用している。磁気回路を構成しないモータフレームは非磁性の SUS304 ステンレス材、低速ロータホルダは、非磁性の MC901 ナイロン樹脂製である。また、タッチダウンターゲットは自己潤滑性のあるユニレート樹脂を使用している。鉄心やフレームのサビを防止するため、ステータにアルミニウム^bを接触させている。

^a 本試作機では磁気変調を用いるため、電磁鋼板には高透磁率、低鉄損材料が望まれる。本来であればより薄い 10 材やアモルファス材が望ましいが、研究予算の都合上 20HTH1200 を選択した。

^b 異種金属の接触によって、イオン化傾向の高い金属は腐食が進行しやすくなる。本試作機では、ステータと接触するフレームがステンレスのため、よりイオン化傾向の高い鉄心部分は腐食が生じやすい環境である。これを防ぐために、よりイオン化傾向の高いアルミニウムをステータ鉄心に接触させることで、ステータの腐食を防止している。

表 5.1. 試作機の諸元

Parameter	Symbol	Unit	Value
Rotor mass	m	kg	0.23
Maximum torque of low-speed rotor	T_l	Nm	0.499
Maximum tilting stiffness	$k_{\theta max}$	N/rad	17.0
Minimum tilting stiffness	$k_{\theta min}$	N/rad	5.0
Motor power factor (at $N_l = 2,000 \text{ min}^{-1}$)	$\cos\theta_m$		96.2%
Coil resistance in ma- and mb- axis	R_{ma}	Ω	0.443
Coil inductance in ma- and mb- axis	L_{ma}	mH	0.980
Coil resistance in sa- and sb- axis	R_{sa}	Ω	0.622
Coil inductance in sa- and sb- axis	L_{sa}	mH	1.059

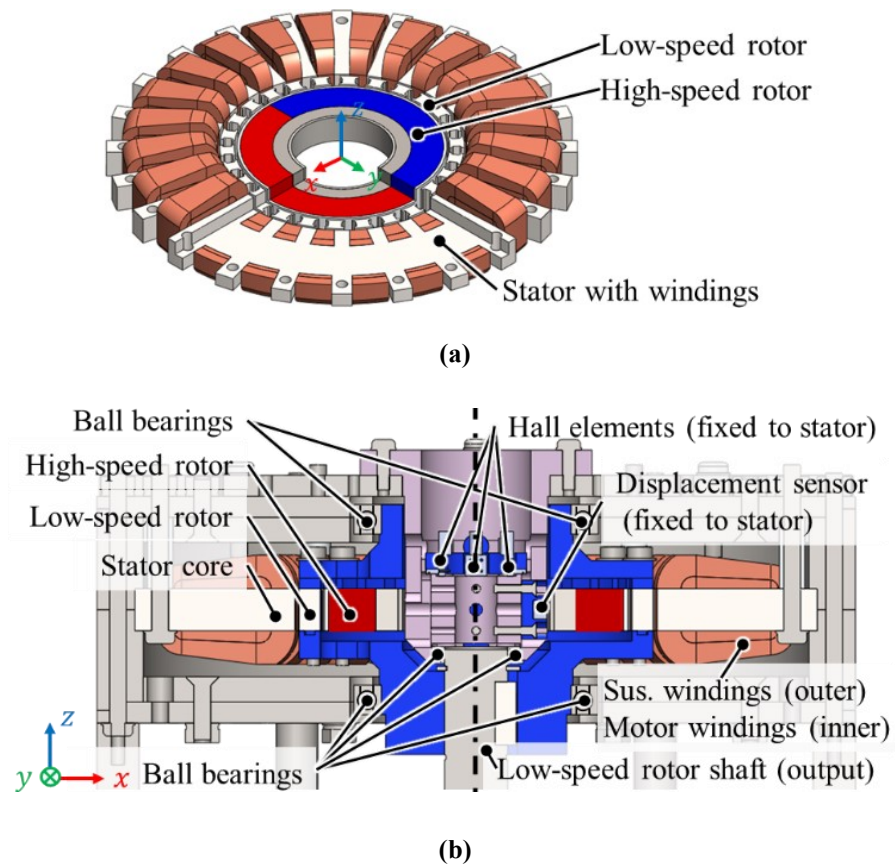


図 5.1. 試作機の CAD 図
(a)等角図法 (b)断面図

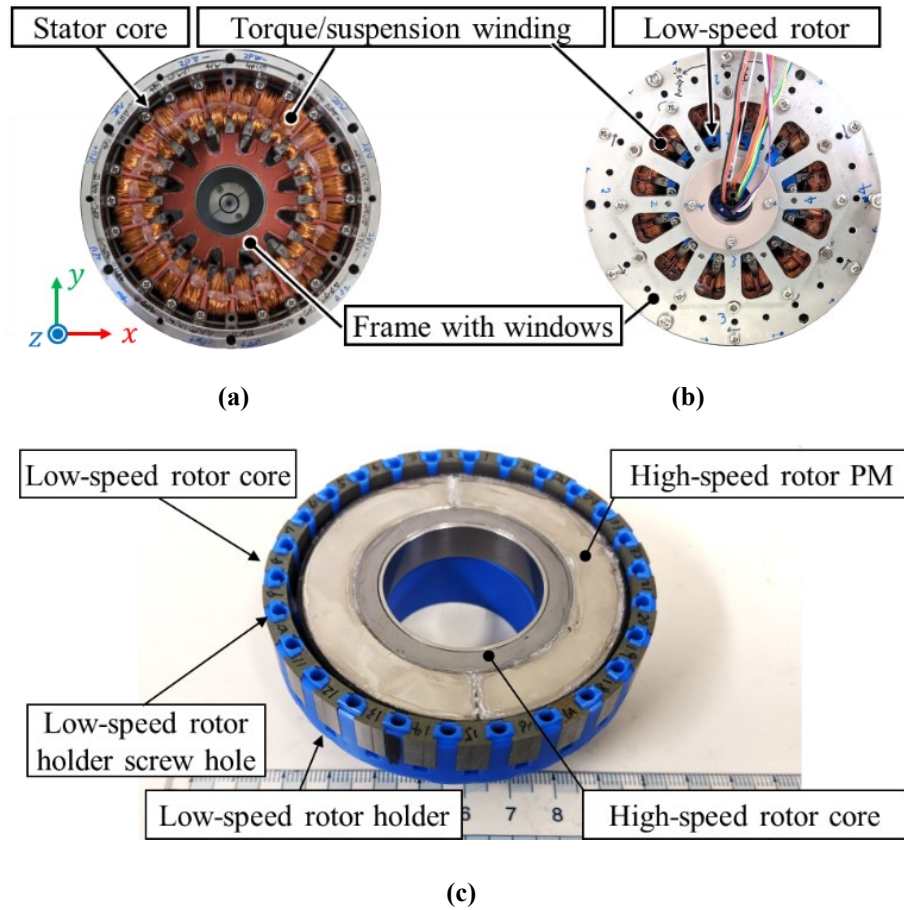


図 5.2. 試作機

(a)ステータとフレーム (b)組み立てられた試作機 (c)高速ロータと低速ロータ

5.1.2 制御方法

図 5.3 に半径方向位置・電流制御システムを示す。上付き文字(*)、下付き文字(m)、(s)は、それぞれ指令値、モータ、磁気支持を示す。モータと磁気支持の電流指令値は、フィードバック制御により生成される。磁気支持では、渦電流変位センサ (PU-03A、株式会社電子応用) が高速ロータ変位の測定に使用される。高速ロータの半径方向位置の誤差は、測定された半径方向位置 x と y 、および指令値 x^* と y^* より計算される。 x 軸と y 軸の電流基準 i_{sx}^* と i_{sy}^* は、半径方向位置の誤差を入力とし、微分制御に 1 次ローパスフィルタを持つ PID 制御器によって生成される。電圧指令 v_{sx}^* と v_{sy}^* はネストされた PI 制御器によって生成される。これらの電圧指令は三相電圧指令値 v_{su}^* 、 v_{sv}^* 、 v_{sw}^* に変換され、PWM 制御によってインバータが指令電圧を巻線に印加する。この方式によって磁

気支持電流を制御する。モータの回転数制御に関しては、高速ロータの回転角度位置を検出してフィードバック制御される。基準回転位置 θ^* は、高速ロータの基準回転速度 ω^* の時間積分から生成される。

この試作機では、モータ用インバータに MWINV-1R022(Myway プラス株式会社)、磁気支持用インバータに MWINV-5R022(Myway プラス株式会社)、コントローラに PE-PRO/F28335A(Myway プラス株式会社)を使用した。

ロータ角度位置 $\hat{\theta}$ は、4つのホール素子(EQ-733L、旭化成マイクロデバイス)によって測定される。高速ロータの回転角度位置は、 x 軸と y 軸上に配置したホール素子信号の逆正接によって計算される。各信号は、高速ロータの半径方向の変位による誤差を補正するため、同じ軸の反対側に位置する2つのホール素子の差によって計算される。高速ロータに傾きや偏心があった場合でも、4.4節に示すとおり磁束密度の変化は概ね線形のため、増減量は2つのホール素子で概ね同一となる。したがって、差分量は変化しにくい。また、高速ロータが軸方向に移動した場合は、すべてのホール素子出力の絶対値が増減するため、逆正接の値は変化しない。

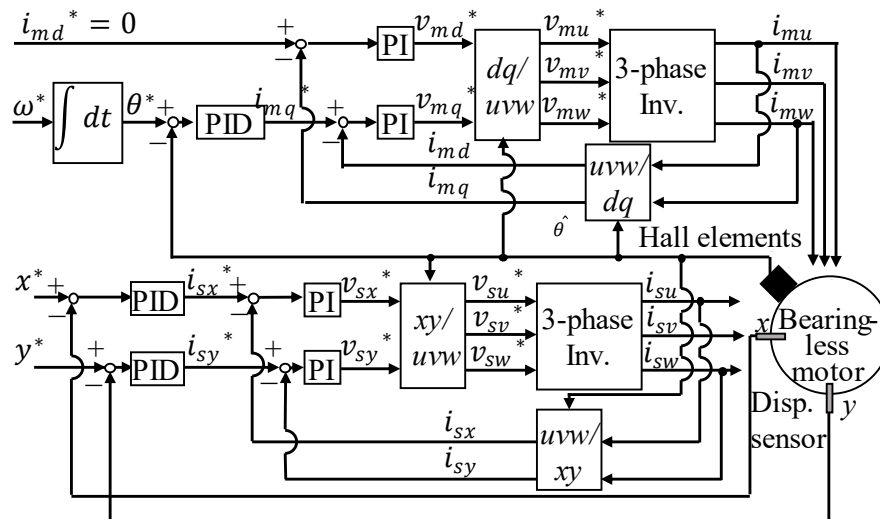


図 5.3. 試作機の制御ブロック線図

5.1.3 巻線

第4章の解析により、磁気支持に必要な支持力と、電流密度に対する支持力^cは導かれた。一方で、実験を行う上では電圧上限は、インバータ耐圧性能とインバータへ入力されるDC電圧^dの半分のいずれか小さい方と等しい。そのため、想定される動作領域で最大電圧を超過しない巻線設計が求められる。加えて、実現可能な線積率は巻線技術によって左右されるため、実機での調整が必要である。当初想定では、スロット断面積に対する導体断面積で計算される線積率が37.1%となるように、2極モータ巻線は5束^e12巻、4極磁気支持巻線は5束27巻を想定していた。この巻線設計における束数と電圧との関係について、第4章の解析結果から算出した抵抗値とインダクタンスをもとに計算した。

図5.4に2極モータ巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係を、図5.5に2極モータ巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係を示す。このときモータ電流密度は解析上の最大電流密度である2 A/mm²である。

また、図5.6に4極磁気支持巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係を、図5.7に4極磁気支持巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係を示す。このとき磁気支持電流密度も同様に解析上の最大電流密度である25 A/mm²である。

^c 第4章ではxy軸での電流とラジアル力の関係を示した。一方で、解析上では電流源を用いているため、電圧の上限値を考慮しなければ、スロット断面積一定の場合は電流密度によって生じる力が定まり、これは巻数によらない。

^d 三相交流入力の場合はインバータ内部の全波整流回路によって整流した後の電圧

^e ここでいう“束”とは、巻線を複数本束ねて巻く手法のことである。n束ではスロット断面積が一定の場合、単線と比較して巻数は1/n倍、1巻あたりの断面積はn倍、抵抗値は1/n²倍、インダクタンスは1/n倍となる。

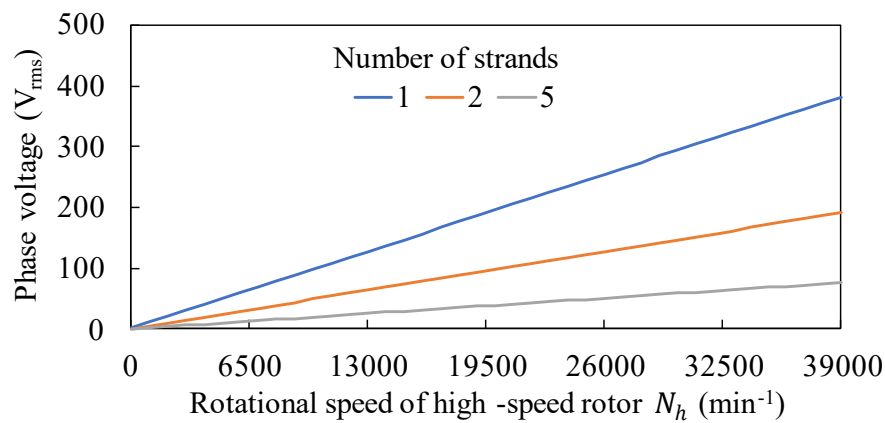


図 5.4.2 極モータ巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係

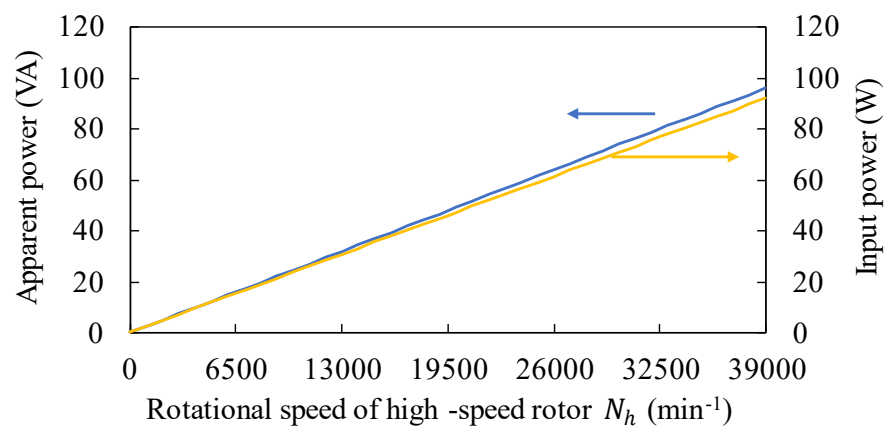


図 5.5.2 極モータ巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係

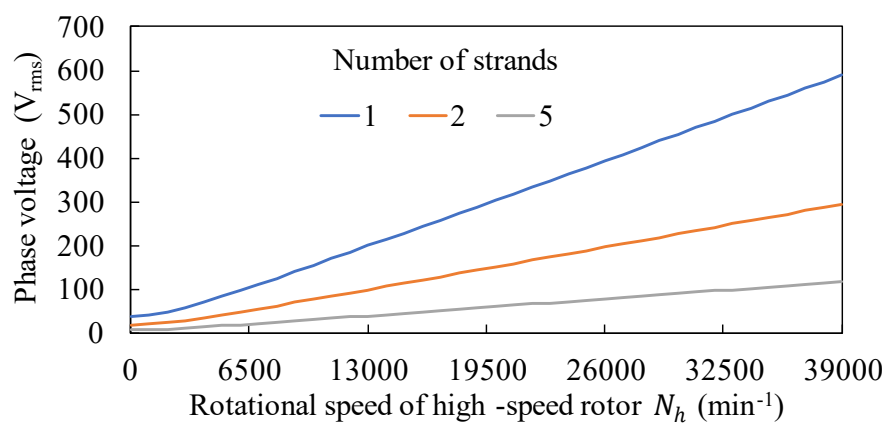


図 5.6.4 極磁気支持巻線の束数を変化させた際の高速ロータ回転速度と相電圧の関係

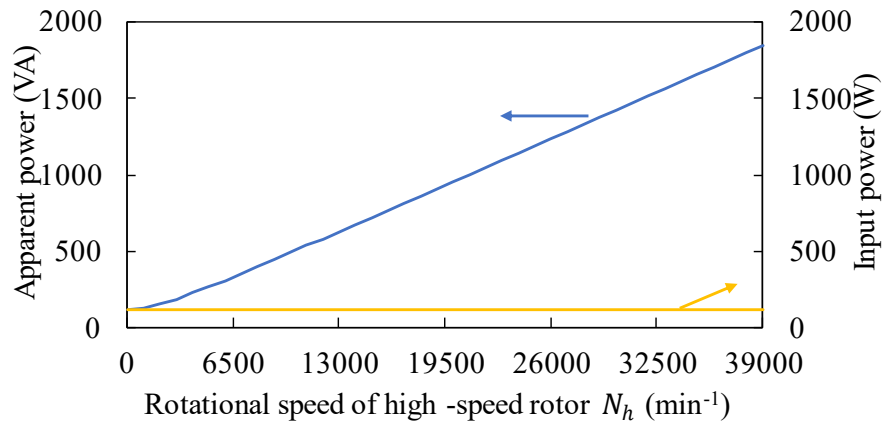


図 5.7.4 極磁気支持巻線の高速ロータ回転速度と皮相電力・実効電力の関係

実験環境やインバータの都合上、インバータへの最大供給電圧は商用電源の三相交流 $200V_{\text{rms}}$ である。線間電圧 V_l から全波整流回路の直流電圧 V_{dc} は $V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l$ のため、インバータからの最大出力電圧は瞬時値で 135 V、実効値で 95.5 V となる。また、実験開始当初は最大回転数を高速ロータ基準で $39\,000\text{ min}^{-1}$ と想定していた。したがって、図 5.4、図 5.6 よりどちらの巻線も 5 束とすればインバータの最大出力電圧内となるため、巻線は 5 束を採用した。

この結果より、巻線は上記の通り 2 極モータ巻線は 5 束 12 巻、4 極磁気支持巻線は 5 束 27 巻として、巻線を施した。図 5.8 に巻線を施す際に使用したボビンを示す。巻線を施す際は、このようなボビンに予め巻線を巻き付けた上で、1 回巻くごとにボビンを引っ張ると、巻線がより密集し、線積率が向上する。図 5.9 に 2 極モータ巻線完了時のステータを、図 5.10 に 1 スロット分の巻線完了時のステータを示す。実際に巻線を施すと想定よりも線積率が低く、図 5.10 のようにステータギャップ面より巻線がはみ出してしまった。そのため、この巻線設計では巻線できないことが示された。したがって、巻線設計を変更し、4 極磁気支持巻線は 5 束 21 巻へ変更した。表 5.2 に巻線設計の変更前後比較を示す。なお、設計に余裕を持たせていたため、巻数を減少させても磁気支持には問題ない。

図 5.11 に巻線設計変更後の巻線を示す。巻線設計を変更したため、ステータ内に巻線が収まっている。また、試作機巻線はトロイダル巻のため、巻線後の結線変更を容易にするために各スロットで独立とし、外部の端子台で図 4.8 と同一の結線にした。加えて、巻線長さは全スロットで同一の長さとなるように調整した。

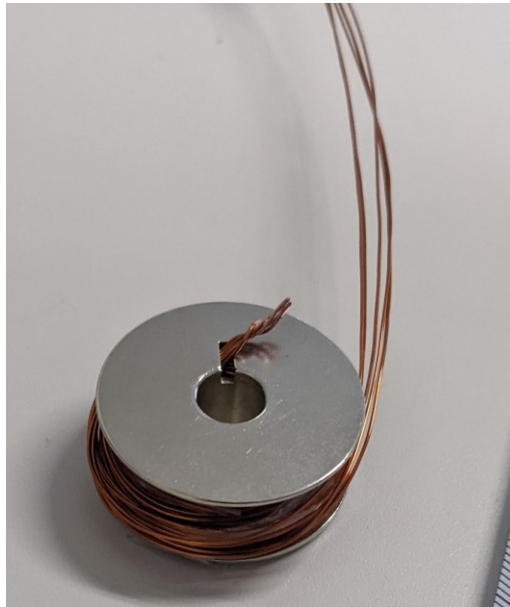


図 5.8. 巻線を施す際に使用したボビン

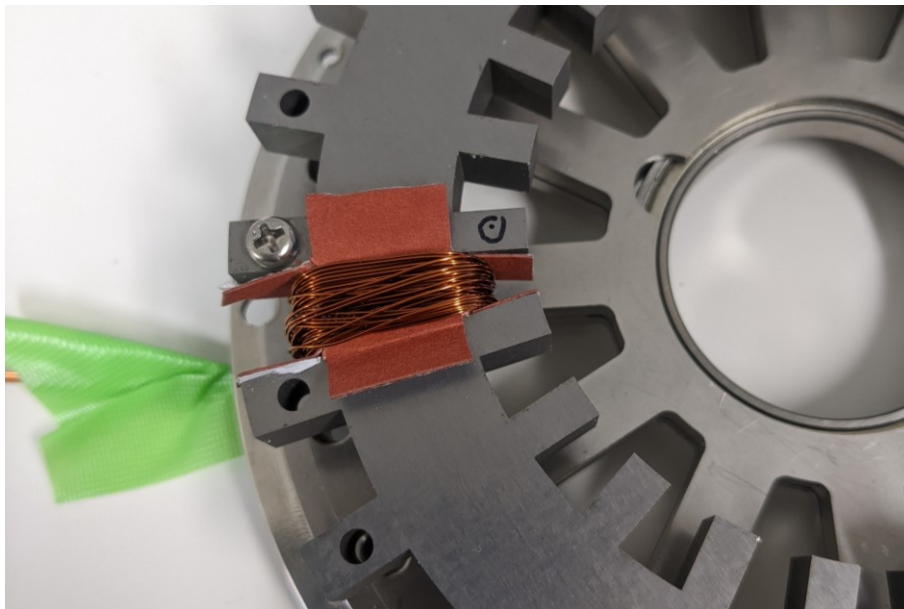


図 5.9.2 極モータ巻線完了時

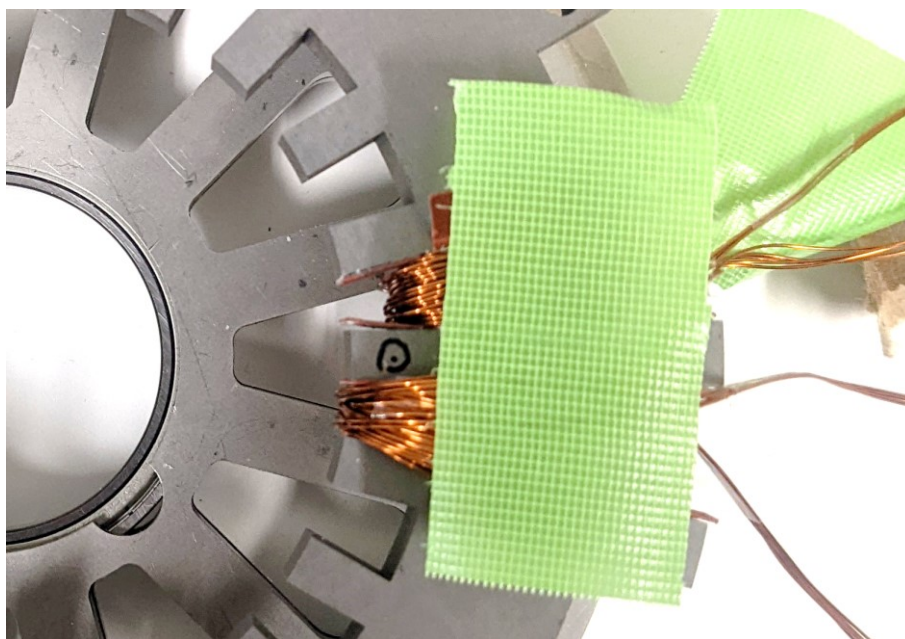


図 5.10.1 スロット分の巻線完了時

表 5.2. 巻線設計の変更前後比較

Parameter	Symbol	Unit	Old:	New:
			2p12turn/4p27turn	2p12turn/4p21turn
Slot cross-sectional area	S_{slot}	mm ²	65.95	65.95
Conductor cross-sectional area		mm ²	24.5	20.7
Slot fill factor		%	37.1	31.4
Wire (w/ wire insulator) cross-sectional area	①	mm ²	31.8	26.9
Insulator paper cross-sectional area	②	mm ²	12.56	12.56
Sum of ① and ②	$S_{winding}$	mm ²	44.4	39.5
$S_{winding}/S_{slot}$		%	67.3	60.0
Winding length 2p/4p	m		1.5/3.0	1.5/2.4



図 5.11. 巻線設計変更後の巻線

2極モータ巻線完了時、各スロットの抵抗とインダクタンスを測定するために、ファンクションジェネレータで生成した 50 Hz 正弦波をリニアアンプの入力とし、電流駆動で 50 Hz 0.6 A 正弦波を生成し、これをスロットごとに印加した。巻線の電流・電圧はオシロスコープで測定し、付録 Aa に示したプログラムを用いて振幅・位相を計算した。図 5.12 にプログラムで近似した測定結果の例を示す。

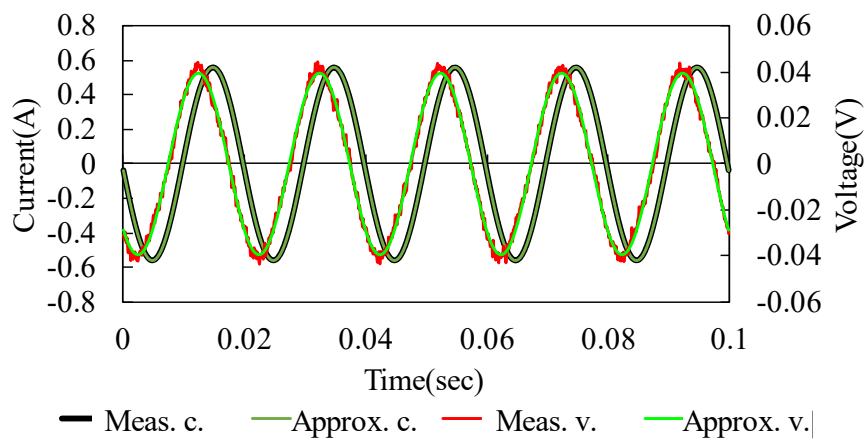


図 5.12. 近似した測定結果の例

図 5.13 に 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンスの大きさの誤差を、図 5.14 に 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンス角の誤差をそれぞれ示す。このとき n スロットにおけるインピーダンスの大きさ $|Z_n|$ は $|Z_n| = |V_n|/|I_n|$ 、誤差 $Z_{n\text{err}}$ は $Z_{n\text{err}} = (|Z_n| - \sum |Z_n|)/\sum |Z_n|$ 、インピーダンス角 $\angle Z_n$ は $\angle Z_n = \angle V_n - \angle I_n$ 、誤差は $\angle Z_{n\text{err}} = \angle Z_n - (\sum \angle Z_n)/24$ で計算した。

図 5.15 に 2 極モータ巻線における各スロットの抵抗の誤差を、図 5.16 に 2 極モータ巻線における各スロットの自己インダクタンスの誤差をそれぞれ示す。このとき n スロットにおける抵抗 R_n は $R_n = \text{Re}\{Z_n\} = |Z_n|\cos(\angle Z_n)$ 、インダクタンス L_n は $L_n = \text{Im}\{Z_n\}/\omega = |Z_n|/\omega \sin(\angle Z_n)$ 、誤差はインピーダンスの大きさの誤差計算と同様に行った。図 5.15 によると 18 番スロットのみ 20% の誤差があった。これは 18 番スロットの巻線の導通不良であり、新たに端子を圧着すると解消された。なお、抵抗の平均値は 51.8 mΩ、インピーダンスの平均値は 0.1518 mH である。

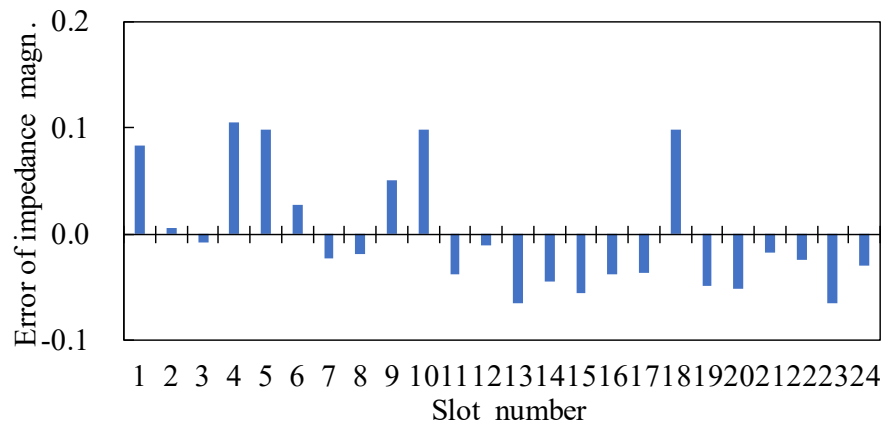


図 5.13. 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンスの大きさの誤差
“Error of impedance magn.”: “Error of impedance magnitude”

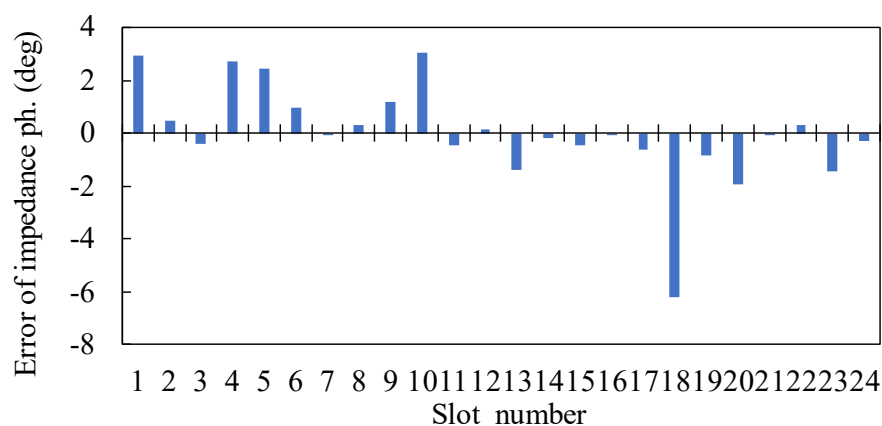


図 5.14. 2 極モータ巻線における各スロットのインピーダンス角の誤差

“Error of impedance ph.”: “Error of impedance phase”

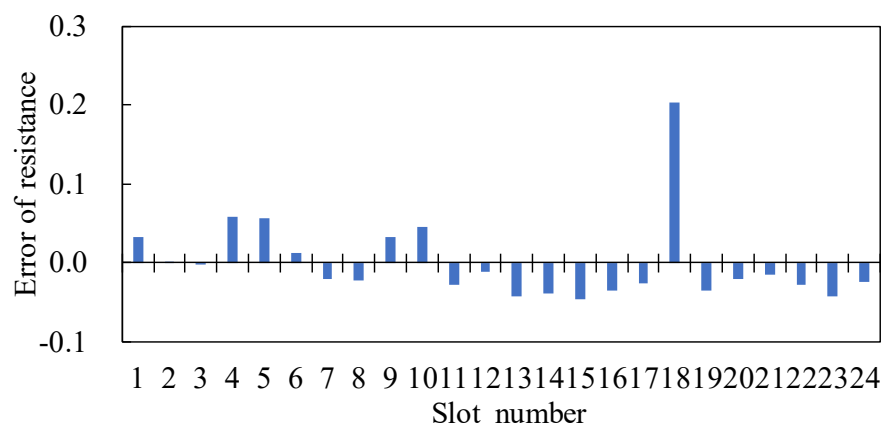


図 5.15. 2 極モータ巻線における各スロットの抵抗の誤差

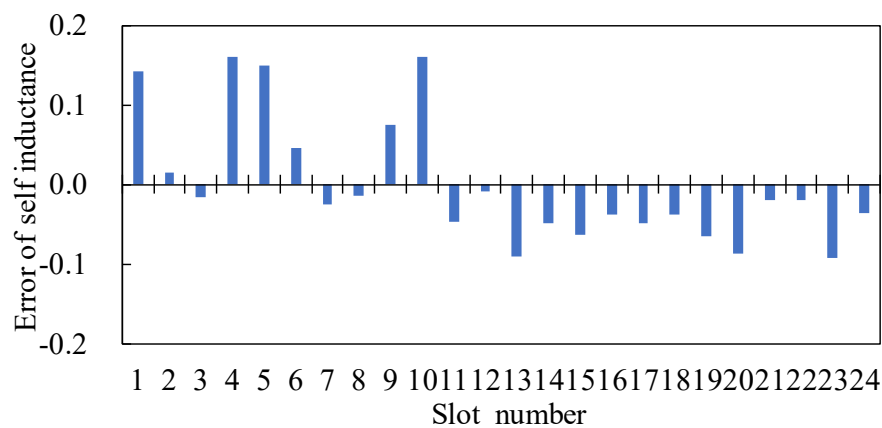
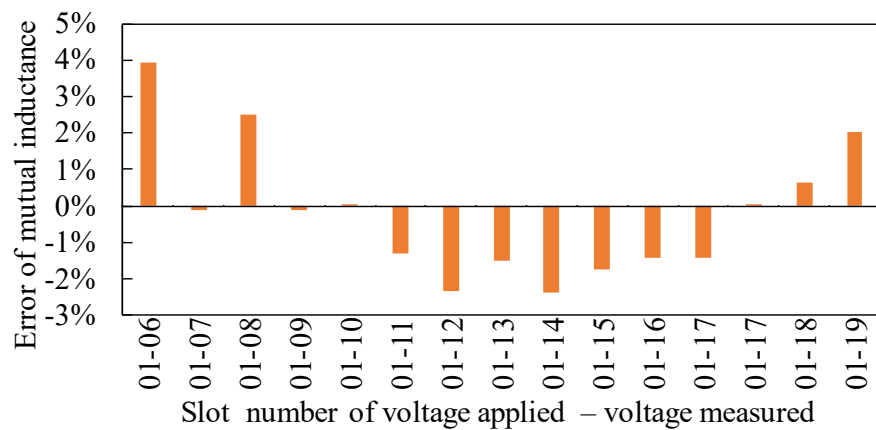
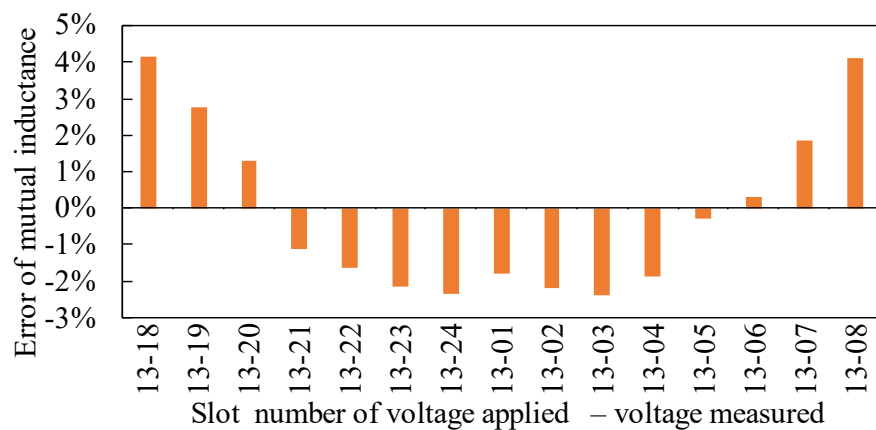


図 5.16. 2 極モータ巻線における各スロットの自己インダクタンスの誤差

図 5.16 によると、自己インダクタンスの誤差は-9%から 16%の区間に存在した。環状ソレノイドの自己インダクタンスは巻数の 2 乗に比例し、標準の 12 巻に対する ± 1 巻での自己インダクタンスは-15%~19%である。そのため、図 5.16 で示した実験結果では、巻数の正確性が疑われる。これを解決するために、誘起電圧からインダクタンスを計算する手法を用いてインダクタンスの再測定を行った。一般的にはロータを外部から回転させ、巻線に誘起する電圧を測定する。一方で、この時点では組み立てが未完のため、この手法では実験できない。そのため、あるスロットに電圧を印加し、他のスロットに誘起した電圧を測定することで相互インダクタンスを求め、その誤差を評価した。図 5.17 に 2 極モータ巻線における各スロットの相互インダクタンスの誤差を示す。図 5.17(a)では 1 番スロットに 1 kHz の電圧を印加した。図 5.17(b)では 13 番スロットに 1 kHz の電圧を印加した。これにより、誤差は-2%~4%であることが示されたため、巻数は正しいことが示された。



(a)



(b)

図 5.17. 2 極モータ巻線における各スロットの相互インダクタンスの誤差

(a) 1 番スロットに電圧印加時 (b) 13 番スロットに電圧印加時

また、図 5.15 で観測された巻線の導通不良を検査するため、直流安定化電源を用いて各スロットの抵抗値を再測定した。図 5.18 に 2 極モータ巻線における各スロットの直流抵抗の誤差を、図 5.19 に 4 極磁気支持巻線における各スロットの直流抵抗の誤差をそれぞれ示す。図 5.15 と比較して誤差が非常に小さいことから、巻線の導通不良がないことが示された。なお、巻線抵抗は計算値と比較して $10\text{ m}\Omega$ 程度上昇していたが、これは圧着端子の端子抵抗や、端子抵抗分である。

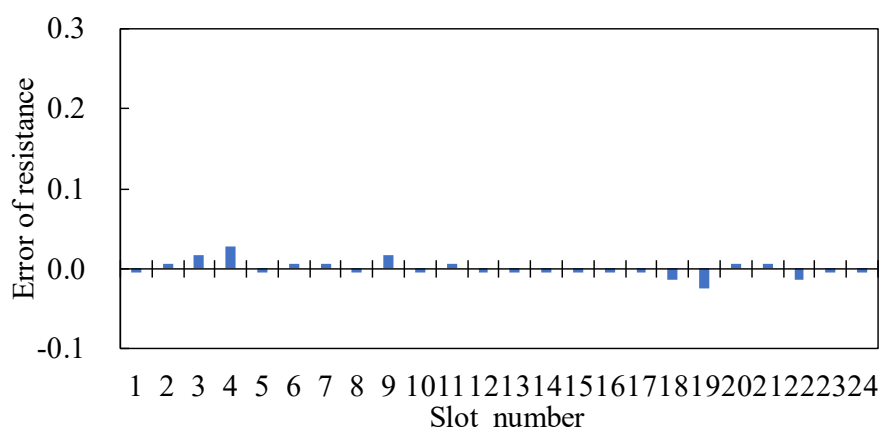


図 5.18. 2 極モータ巻線における各スロットの直流抵抗の誤差

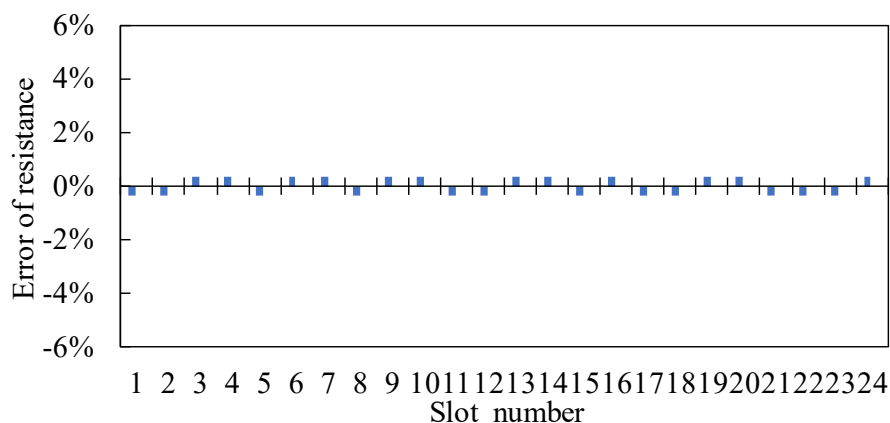


図 5.19. 4 極磁気支持巻線における各スロットの直流抵抗の誤差

これらの確認を経て、ステータをフレームに圧入し、試作機の組み立てを行った。図 5.20 にフレームに圧入後のステータを示す。組み立て後、巻線の短絡確認を行うと巻線がフレームと短絡していた。この短絡は、2 種類の短絡によって生じていた。図 5.21 に巻線短絡箇所を示す。図 5.21(a)で示した巻線引き出し部とフレームでの短絡に対しては、巻線引き出し部と接触しうるフレーム部には絶縁紙を施し、角部にはホットボンドによる保護を施した。図 5.22 に行った短絡対策を示す。また、図 5.21(b)で示した巻線内部とステータ間での短絡は、絶縁紙不足によるステータ角部での短絡箇所を発見したため、絶縁紙を延長して対処した。図 5.23 に絶縁紙不足によるステータ角部での短絡を示す。

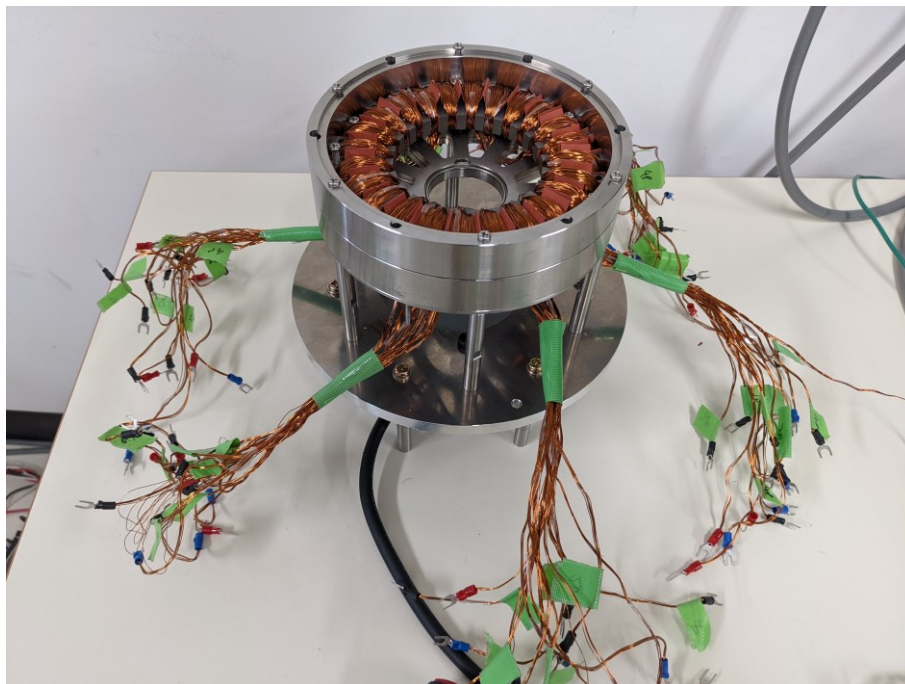


図 5.20. フレームに圧入後のステータ

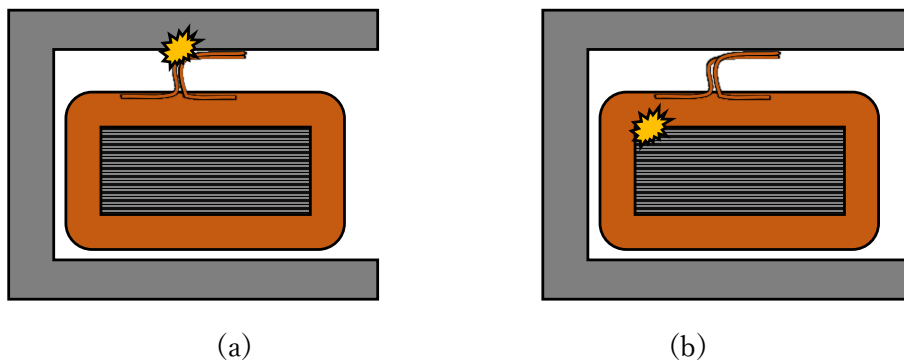


図 5.21. 巻線短絡箇所

(a) フレーム部と巻線引き出し部での短絡 (b)巻線内部とステータの短絡

これらの対処を経て、巻線を含めた組み立てが完了したので、外部モータで低速ロータを回転させ、誘起電圧を測定した。図 5.24 に誘起電圧の解析結果と実験結果の比較を示す。解析結果と比較して実験では 90%以上の誘起電圧が発生したため、設計通りの巻線となっていることが確かめられた。

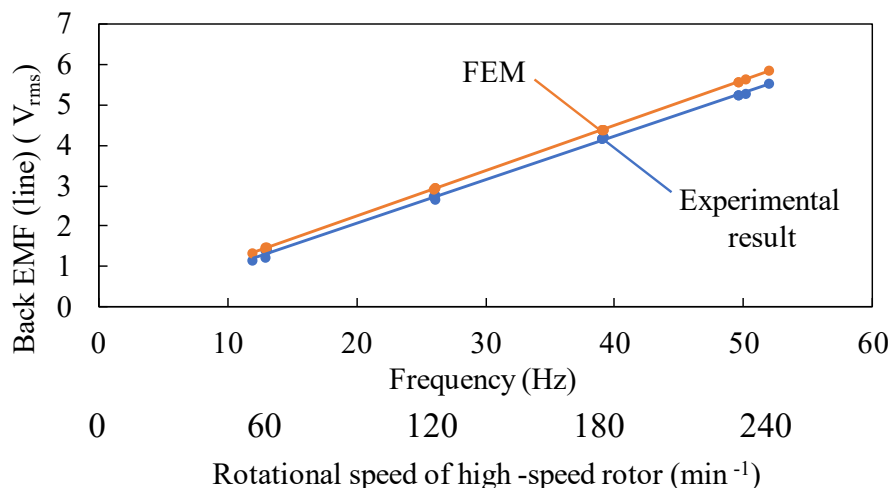


図 5.24. 誘起電圧の解析結果と実験結果の比較

5.1.4 角度検出

3.3.1 項に示したように、SPM 型ベアリングレスモータでは、正確な角度検出が不可欠である。通常のベアリングレスモータでは、磁気支持ロータに接続された軸にロータリーエンコーダを接続し、ホール素子から計算した角度との比較を行い、校正する。一方で、本論文の試作機では、磁気支持ロータである高速ロータには直接外部へ動力を伝達する機能はない。そこで、本論文の試作機では高速ロータを組み替えることにより、磁気支持モードと校正用ベアリング支持モードの 2 つを同じ試作機で行えるように設計した。校正用ベアリング支持モードでは、通常距離センサが存在する場所に高速ロータ軸と高速ロータ支持ベアリングを組み立てることができる。一方で、ホール素子はどちらのモードでも同じ場所に設置することとし、両モードで利用できる校正値を計算することとした。図 5.25 に校正用ベアリング支持モードの実験装置を示す。

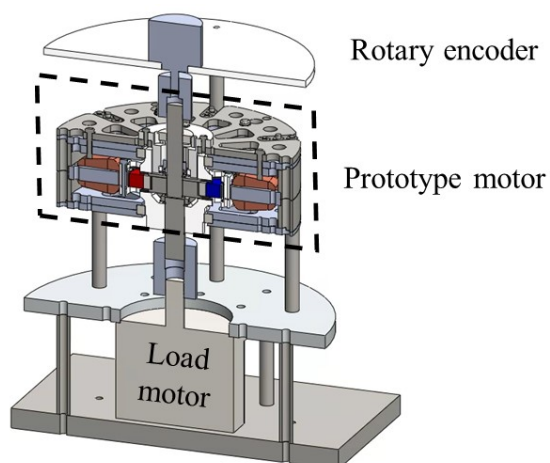


図 5. 25. 校正用ベアリング支持モードの実験装置

図 5. 26 に解析で求めたホール素子の角度検出値誤差を示す。図 5. 1 で示したように、4.4 節で示したホール素子位置は高速ロータより離れている。したがって、解析上で得た磁束値から計算したホール素子の角度検出値も若干の誤差が生じる。

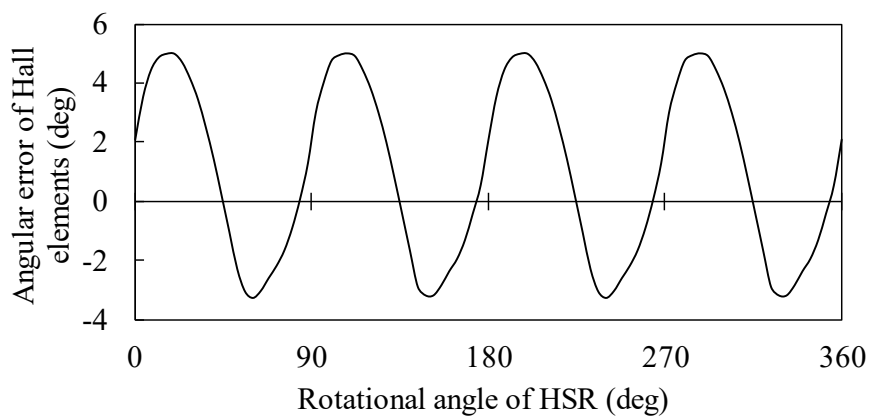


図 5. 26. 解析で求めたホール素子の角度検出値誤差

図 5.27 に実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との比較を示す。ロータリーエンコーダでの角度検出値と比較して、ホール素子の角度検出値は若干波打っているのがわかる。図 5.28 に実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との誤差を示す。この誤差値によると、図 5.26 と比較して誤差が増加しており、さらに図 5.26 には存在しなかった次数の高調波が存在している。図 5.29 に図 5.28(b)のフーリエ変換結果を示す。フーリエ変換の結果、各次数における振幅と位相が得られたので、実験では、ホール素子検出で生じた誤差を打ち消す関数を生成し、補正している。ただし、計算コスト削減のため、影響の大きい1次と8次までの偶数成分のみを補正している。また、この手法では校正用ベアリング支持モードでのみ正確に補正できる。したがって、補正值には校正用ベアリング支持モードの組立誤差が含まれる他、磁気支持モードで偏心等によって生じた誤差は補正できない。

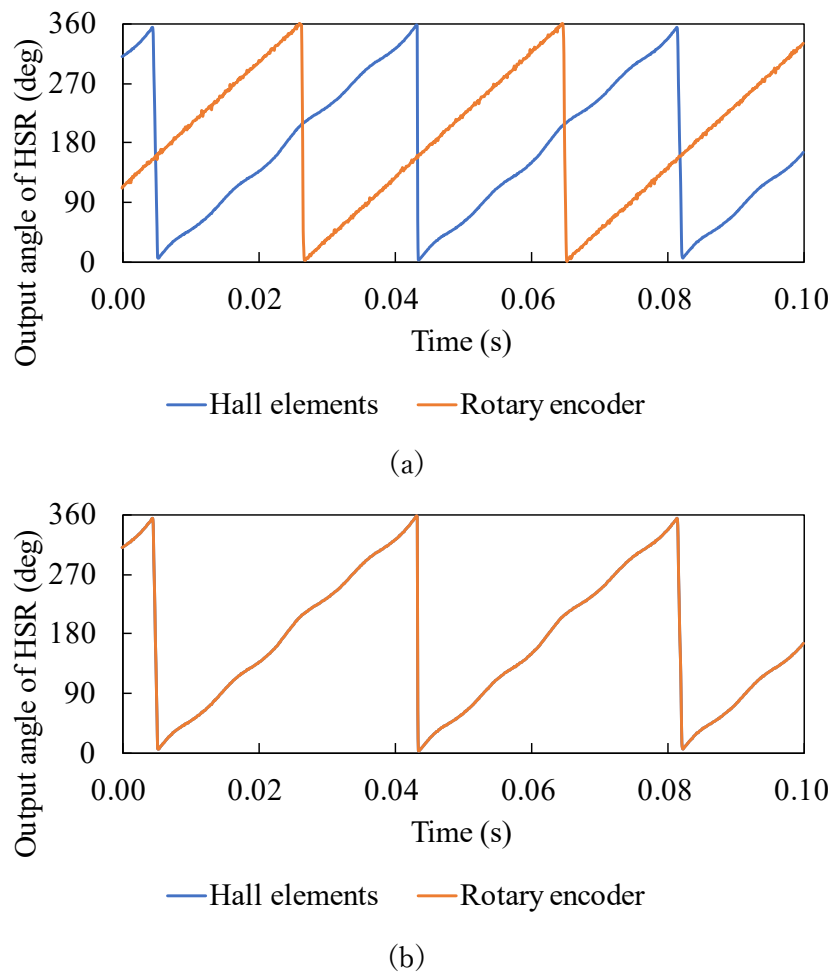
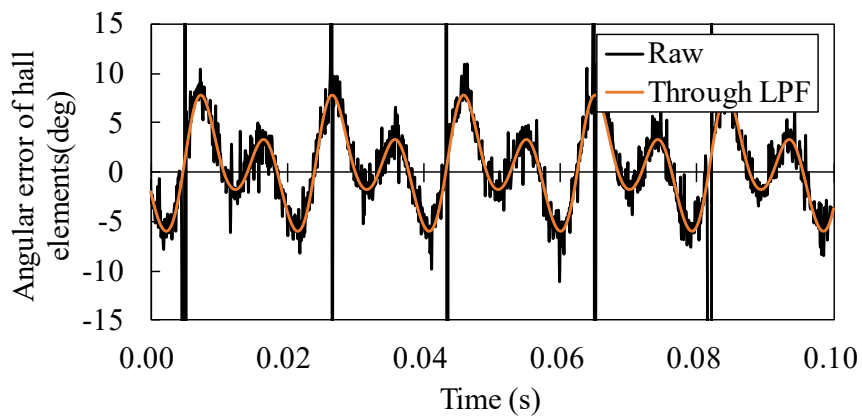
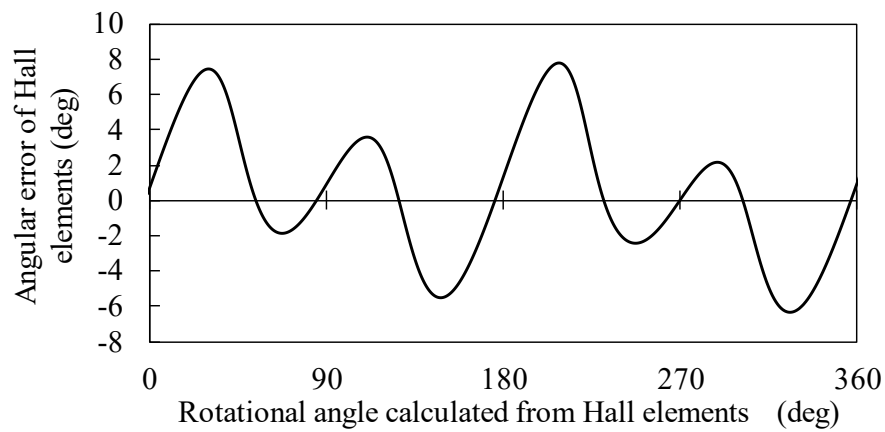


図 5.27. 実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との比較
(a) ロータリーエンコーダ初期位相調節前 (b) ロータリーエンコーダ初期位相調節後



(a)



(b)

図 5.28. 実験でのホール素子の角度検出値とロータリーエンコーダの角度検出値との誤差

(a) ローパスフィルタの有無での比較 (b) ホール素子検出角度とその誤差の変化

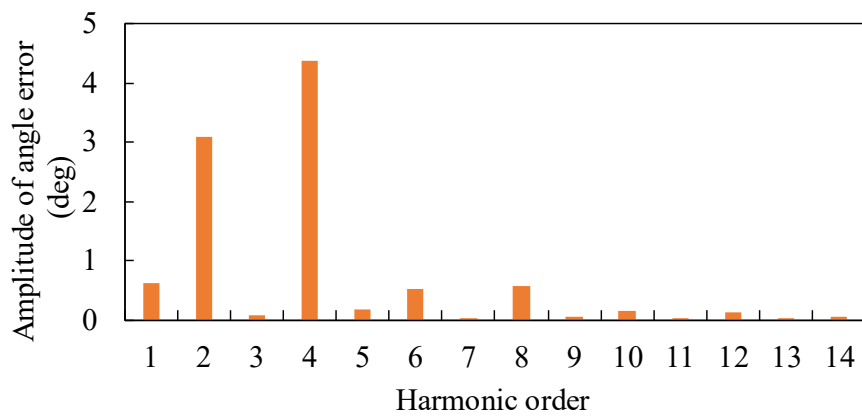


図 5.29. 図 5.28(b)のフーリエ変換結果

5.1.5 変位センサ

5.1.2 に示したように、高速ロータの変位を制御に用いるため、変位センサの計測値の正確性は重要である。一方で、今回センサターゲットに用いた SUS304 材では、変位センサの測定値に誤差が生じる。図 5.30 に変位センサの対象物までの変位と出力電圧を示す。そのため、特に変位が 0.7 mm より遠い領域で変位センサの出力値を補正し、誤差を減少させる必要がある。(5.2)に補正関数を示す。

$$d_{fix} = \alpha V_{out} + \beta \{ \exp(\gamma V_{out}) - 1 \} \quad (5.2)$$

d_{fix} は補正後の変位、 V_{out} は変位センサの出力電圧、 α 、 β 、 γ は任意の実数である。ただし α については、線形範囲での傾きが 0.2 のため、これを採用し、 β 、 γ を調整した。

図 5.31 に変位センサの出力値補償の結果を示す。補償なしの値は $\beta = \gamma = 0$ の場合である。補償有りの状態では非常に線形性がいいことがわかる。なお、x 軸用の変位センサでは、 $\beta = 3.293 \times 10^{-5}$ 、 $\gamma = 1.8234$ 、y 軸用の変位センサでは、 $\beta = 1.211 \times 10^{-5}$ 、 $\gamma = 1.959$ を採用した。

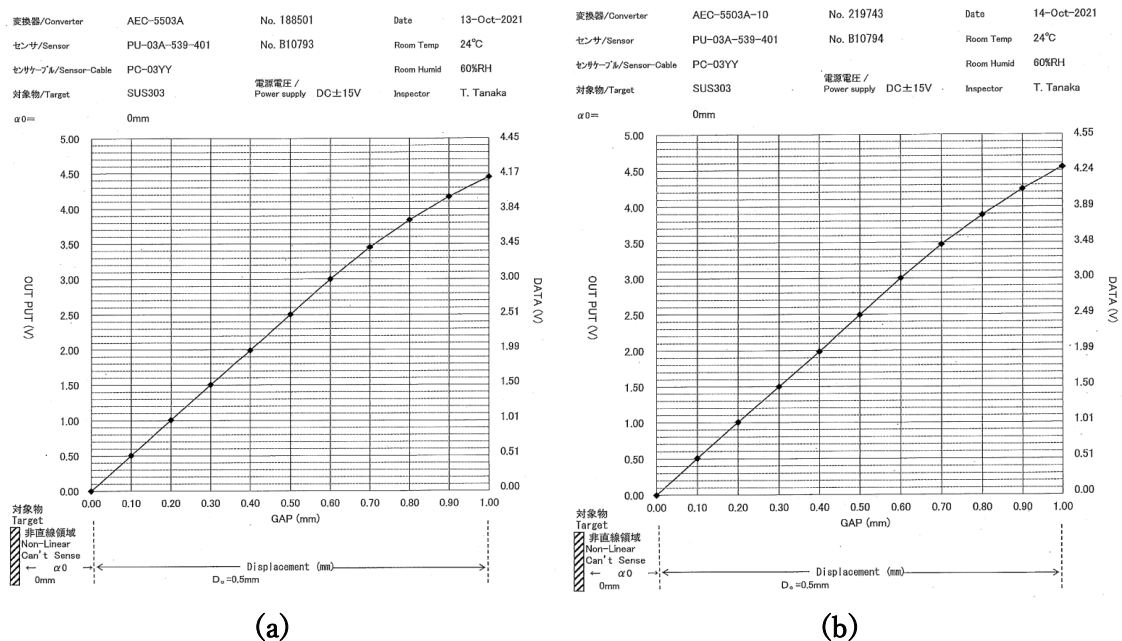
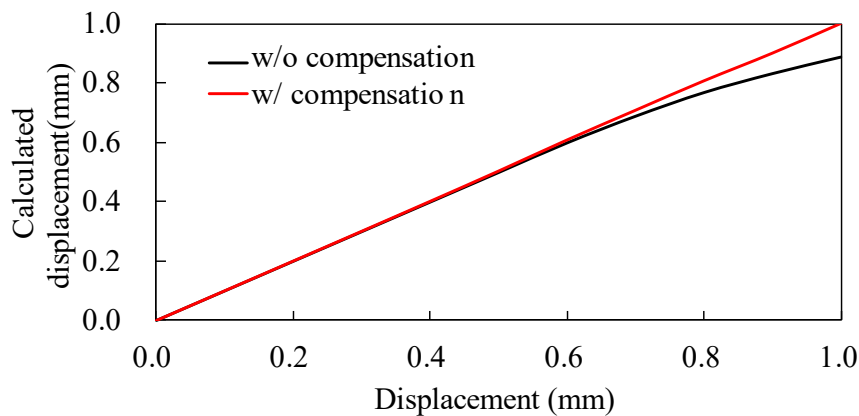
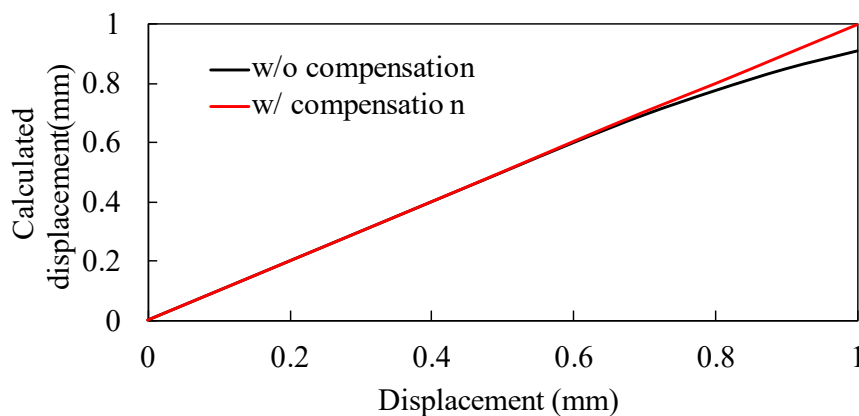


図 5.30. 変位センサの対象物までの変位と出力電圧

(a) x 軸用 (b) y 軸用



(a)



(b)

図 5.31. 変位センサの出力値補償

本試作機では、予算の都合上変位センサは2個のみ搭載している。ホール素子と同様に4個搭載していれば差動方式を採用することにより中心位置が容易に算出できるが、2個であれば手動で設定する必要がある。そこで磁気支持なしでモータ巻線により高速ロータを回転させ、変位の中心位置を測定することにより、大まかな中心位置を算定した。

図 5.32 に磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位を示す。この実験により、変位が概ね 0.62 mm 付近に中心位置があることが判明したため、初期の実験ではこの値を指令変位として採用した。図 5.33 に磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位軌跡を示す。図 5.32 で算出した中心位置を使用すると、変位の軌跡が中心から対称であるため、概ね問題ないことが示されている。

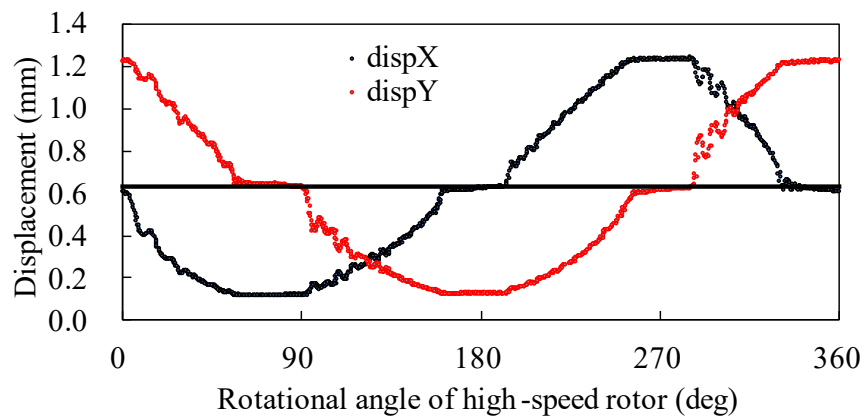


図 5.32. 磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位

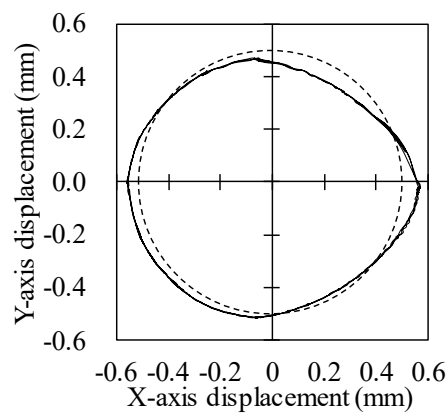


図 5.33. 磁気支持していない状態でモータ巻線により回転させたときの変位軌跡

5.2. 静止状態における磁気支持開始試験

本試作機では、一般的なベアリングレスモータと異なり低速ロータが存在する。第4章の解析では、低速ロータは磁気支持には影響を及ぼさないとしていたが、実機では不明である。そこで低速ロータのない状態での磁気支持開始試験をまず行い、次に5.2.2 低速ロータありの状態での磁気支持開始試験を行った。なお、この実験の前に支持電流 i_{sx} や i_{sy} が意図した方向に生じるかを確認した。また、本節以降の実験では、インバータの DC バス電圧が 70 V 程度となるように調整した。

5.2.1 低速ロータなしの状態での磁気支持開始試験

この試作機では、磁気支持力 F_{sx} 、ラジアル力-電流係数 k_i 、磁気支持電流 i_{sx} は $F_{sx} = k_i i_{sx}$ の関係があり、不平衡吸引力 F_{ux} 、ラジアル力-変位係数 k_x 、変位 x は $F_{ux} = k_x x$ の関係がある。すなわち、 x 軸方向の運動方程式は、 $m \frac{d^2}{dt^2} x(t) = (F_{sx} + F_{ux}) = (k_i i_{sx}(t) + k_x x(t))$ となる。これをラプラス変換し、 $x(t)$ と $i_{sx}(t)$ のラプラス変換をそれぞれ $X(s)$ と $I_{sx}(s)$ で定義すると、 $ms^2 X(s) = (k_i I_{sx}(s) + k_x X(s))$ となる。これを変形すると、 $X(s) = \frac{k_i}{m(s - \sqrt{k_x/m})(s + \sqrt{k_x/m})} I_{sx}(s)$ となる。すなわち、伝達関数 $G(s) = \frac{k_i}{m(s - \sqrt{k_x/m})(s + \sqrt{k_x/m})}$ である。

MATLAB には、PID 調整器アプリ^fがあるため、伝達関数が既知の場合はこれを用いて容易に PID ゲインを求めることができる。これまでの解析で、低速ロータなしの状態では $k_i = 1.27(\text{N/A}_{xy})$ 、 $m = 0.23(\text{kg})$ 、 $k_x = 6.35 \times 10^3(\text{N/m})$ が得られているため、伝達関数は $G(s) = \frac{5.52}{(s-166)(s+166)}$ である。この伝達関数を MATLAB の PID 調整器アプリに入力すると、比例(P)ゲイン=31647.5133、積分(I)ゲイン=971377.4713、微分(D)ゲイン=257.7693 が得られた。図 5.34 に低速ロータなしの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲインと応答を示す。この PID ゲインを入力した結果、低速ロータなしの状態でも磁気支持ができた。

^f <https://jp.mathworks.com/help/control/ref/pidtuner-app.html>

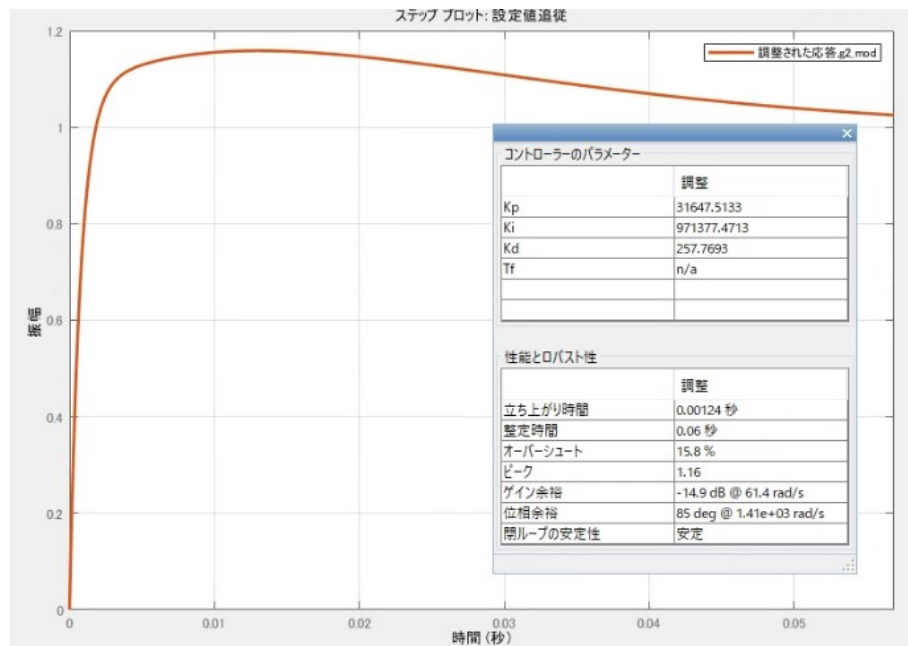


図 5.34. 低速ロータなしの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲインと応答

5.2.2 低速ロータありの状態での磁気支持開始試験

5.2.1 項と同様の方法で PID ゲインを求める。 $k_t = 1.70(\text{N}/\text{A}_{xy}^*)$ 、 $m = 0.23(\text{kg})$ 、 $k_x = 34.6 \times 10^3(\text{N}/\text{m})$ より、伝達関数 $G(s) = \frac{7.39}{(s-387.6)(s+387.6)}$ である。図 5.35 に低速ロータありの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲインと応答を示す。比例(P)ゲイン=139145、積分(I)ゲイン=10770510、微分(D)ゲイン=449 微分制御器のカットオフ周波数 1000 Hz、x 軸変位指令値=0.6746 mm、y 軸変位指令値=0.617 mm、積分制御器の最大計算値=30000.0 mm sec とした。

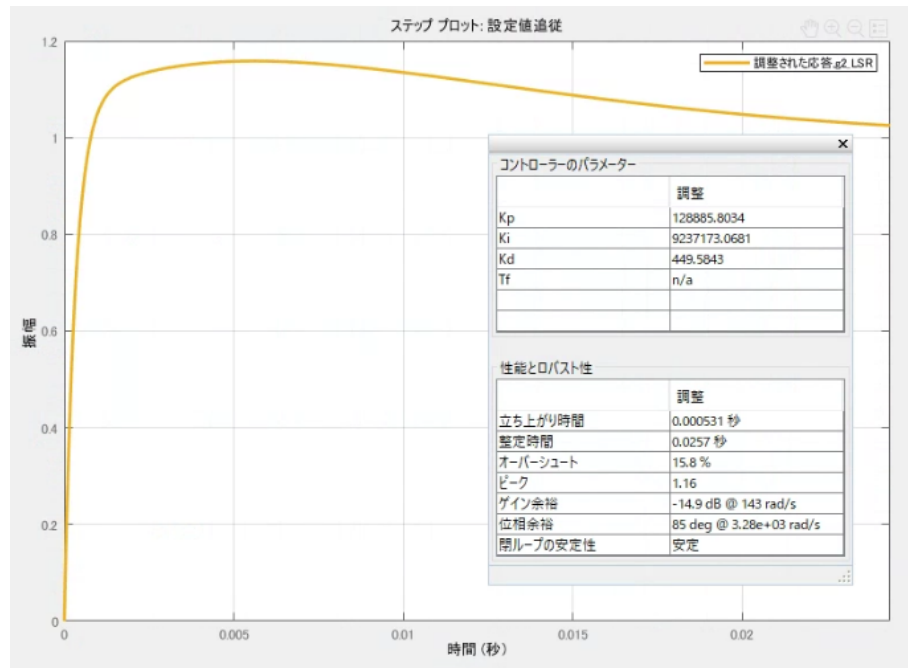
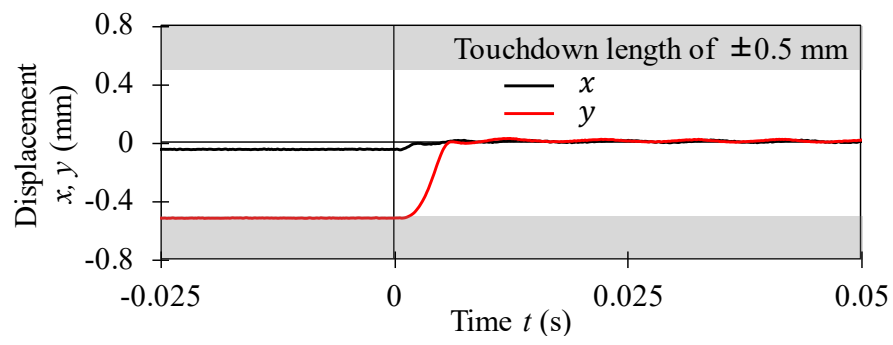
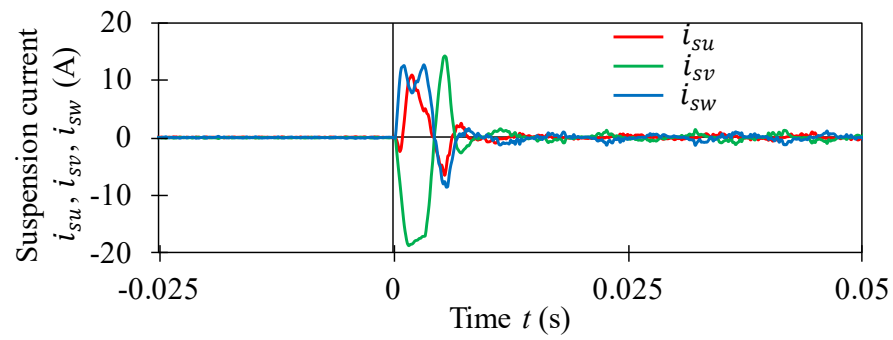


図 5.35. 低速ロータありの状態の伝達関数を用いて MATLAB で得られた PID ゲインと
応答

図 5.36 に、磁気支持開始時の高速ロータ半径方向変位と磁気支持電流 i_{su} 、 i_{sv} 、 i_{sw} を示す。半径方向変位センサの出力は、半径方向電流と同様にオシロスコープ(DLM2024, 横河電機)で測定した。高速ロータ半径方向位置の指令値は機械中心位置に設定した。タッチダウン時の高速ロータ位置は x が -0.04mm 、 y が -0.52mm である。この2つの位置は実験ではランダムに選択される。一方で、高速ロータの回転角度位置は 0° に指令した。この状態では、高速ロータの永久磁石磁化方向は y 軸と平行になる。 $t = 0$ で磁気支持制御を作動させ、磁気支持電流を供給した。磁気支持電流 i_{sx} と i_{sy} の最大値は、インバータの制約によって $14.9\text{A} = 20.5\text{A}/\text{mm}^2$ に設定した。一方で、文献 [98]や [109]では、磁気支持開始のための時間は 100ms 未満であり、連続的に印加されるものではない。実験の結果、磁気支持の起動には最大電流 $i_{sv} = 18.8\text{A}$ で成功した。4.2.4項では、解析により起動電流は xy 座標系で $i_{sx} = 15.0\text{A}$ 、 uvw 座標で $i_{sv} = 12.2\text{A}$ が求められた。従って、この実験で測定された電流は解析結果よりも53.5%高い。これは過渡状態のためである。



(a)



(b)

図 5.36. 磁気支持開始試験結果

(a)半径方向変位 (b)支持電流

5.3. 回転中の磁気支持特性

図 5.37 に高速ロータを磁気支持させたときの各ロータの半径方向変位、磁気支持電流、回転速度の波形を示す。半径方向変位と磁気支持電流はオシロスコープによる実測値である。高速ロータの回転速度は、測定されたロータ角位置 $\hat{\theta}$ の微分値から計算した。低速ロータの回転速度は、デジタルタコメーター（HT-5500、株式会社 小野測器）によって検出した。各ロータの回転速度はオシロスコープ（DLM2024、横河電機）で観測する。この実験では、高速ロータの基準回転数 N_h^* は 1300min^{-1} であり、低速ロータは 100min^{-1} の同期回転数で安定して回転している。

この実験によって、磁気支持と回転が同時に実現したことが示された。磁気支持電流の振幅は、起動電流に比べて十分に小さい。また、半径方向の振動もタッチダウン長である $\pm 0.5\text{mm}$ に比べて十分に小さい。従って、ロータが中央にあるときの磁気支持電流は小さいことが実験的に実証された。

ただし、図 5.37(b)では、磁気支持時に 4 A 程度の電流振幅が生じていた。この値は [98] や [110] と比較すると、非常に大きい。一方で、提案モータは、磁気支持された高速ロータは外部への出力軸を持たず、ロータ単体で構成されている。したがって、このロータに掛かる力は理想的には重力のみであるため、将来的に磁気支持制御を向上させれば図 5.37(b)に示した電流と比較してもさらに小さい電力で磁気支持が実現できる可能性がある。

また、図 5.37 (c) によると、高速ロータの平均回転数は 1296min^{-1} であるのに対し、低速ロータは 104min^{-1} である。したがって、試作機の高速ロータは、低速ロータの約 13 倍の速度で回転している。このときの理論値と実験値の差は、測定装置の誤差が原因である[§]。従って、減速比 G_r は設計通り 13 となる。

[§] 低速ロータの回転数を測定した HT-5500 において、 1min^{-1} が 1 mV を示す仕様である。この信号をオシロスコープで測定したため、数 min^{-1} 程度の誤差は生じうる。

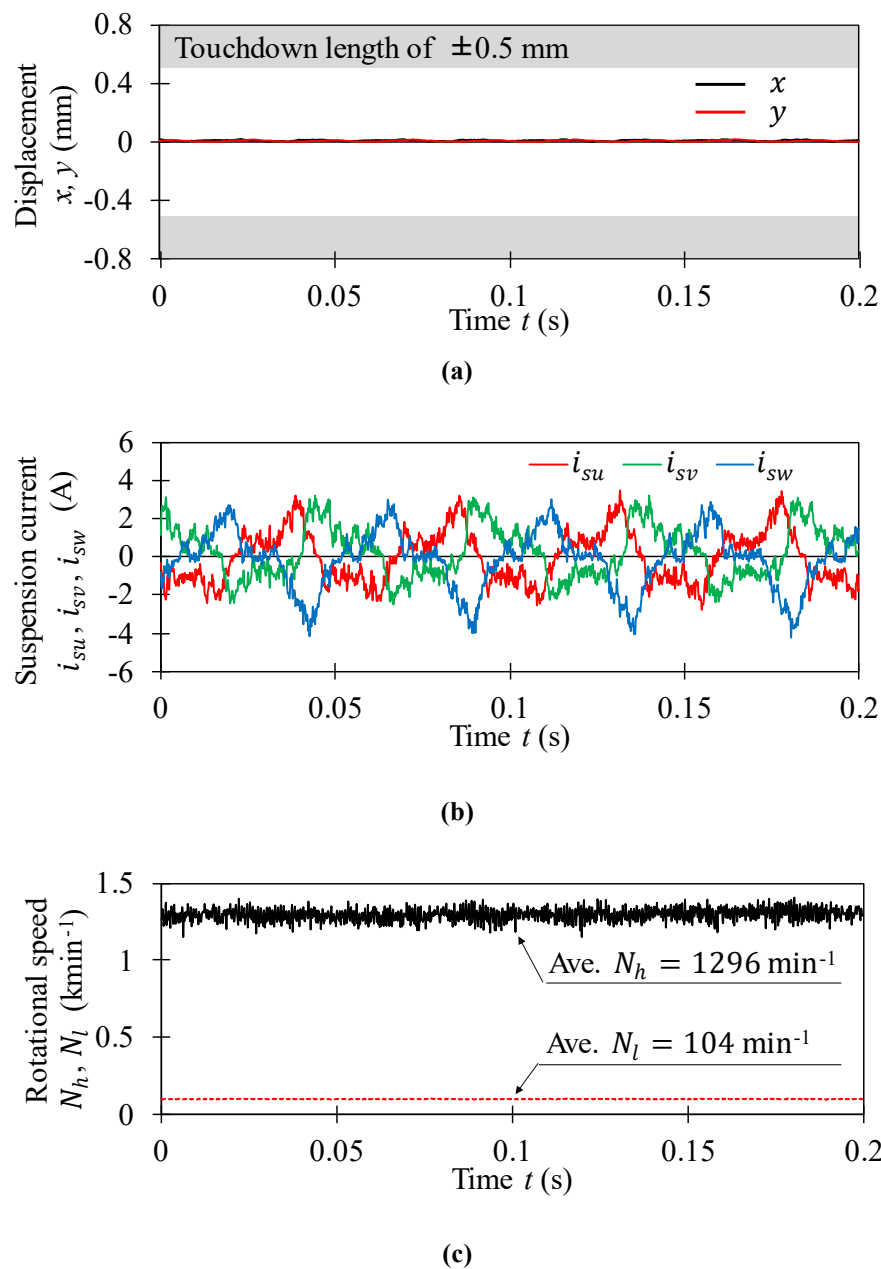


図 5.37. 高速ロータの回転数指令値 $N_h^* = 1300 \text{ min}^{-1}$ における磁気支持試験結果

(a) 半径方向変位 (b) 支持電流 (c) 各ロータの回転速度

図 5.38 は、 $N_h^* = 7020 \text{ min}^{-1}$ における高速ロータの変位軌道を、ロータを磁気支持させた状態で示したものである。高速ロータは半径 0.5mm の機械的なエアギャップ内で回転していることが示されている。図 5.38 よると、試作機は $N_h^* = 7020 \text{ min}^{-1}$ 、低速ロータは 540 min^{-1} で連続回転を実現している。

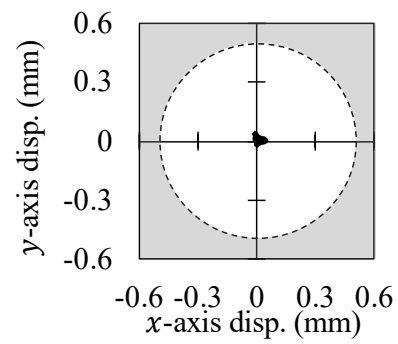


図 5.38. 高速ロータの回転数指令値 $N_h^* = 7020 \text{ min}^{-1}$ における高速ロータの変位(displacement)軌跡

5.4. 速度試験

回転速度を変化させた際の挙動を測定するために、各回転速度での変位の変化を測定した。なお、この実験では各速度における定常的な値の測定を目的としたため、高速ロータの速度指令の値を 780 min^{-1} から 780 min^{-1} ごとに増加させた。図 5.39 に回転速度を変化させた際の変位の幅を、図 5.40 に回転速度を変化させた際の変位軌跡を示す。なお、図 5.39 には回転速度を示した。ただしこの実験では各ロータの回転速度は測定していない。そのため、図 5.39 の回転速度は、高速ロータの速度指令の値と、その値から(3.15)式で推定した低速ロータの速度である。また、本実験の変位はオシロスコープで測定したため、図 5.40 には測定誤差が含まれている。そのため中心位置より若干のずれが生じているが、実際には中心位置で磁気支持されている。なお、本節の実験では、振動の範囲を計算するために、標準偏差の 6 倍の幅に入るデータ、いわゆる 3σ を振動の範囲^hとして用いた。

この実験の結果、 7020 min^{-1} までは定常的な回転が行えたものの、 7800 min^{-1} ではタッチダウンが生じた。

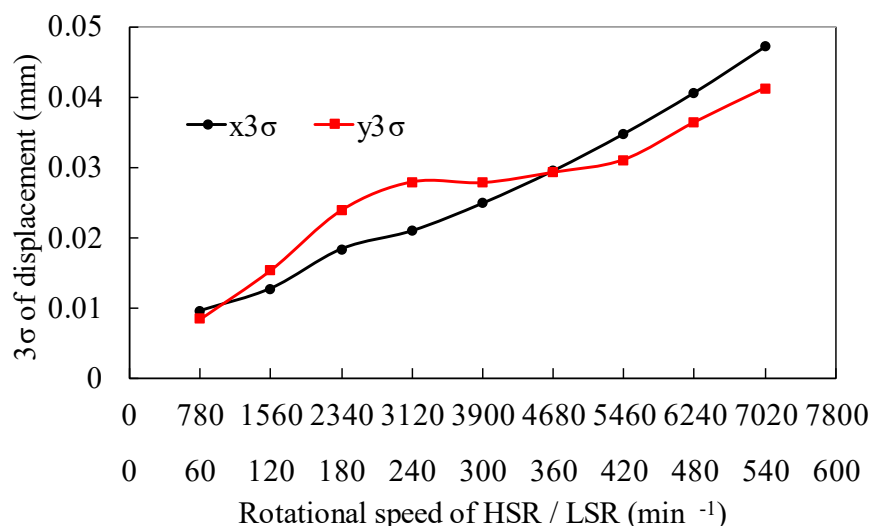
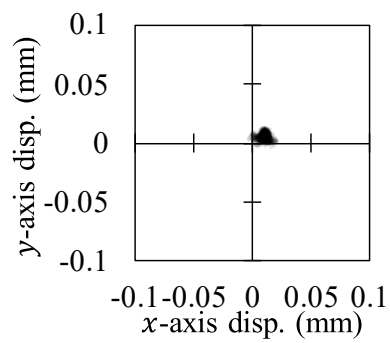
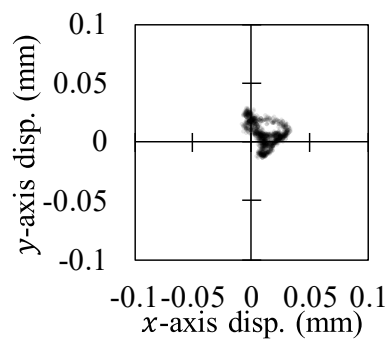


図 5.39. 回転速度を変化させた際の変位の幅

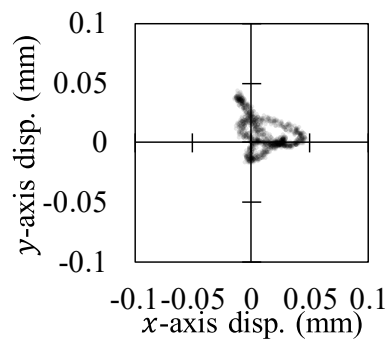
^h 最大値・最小値を用いて範囲を計算すると、ノイズによる外れ値が入ってしまい、有意な値ではなくなる。



(a)



(b)



(c)

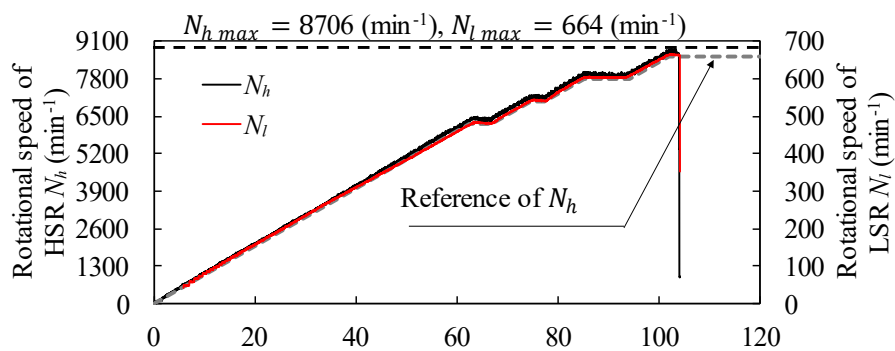
図 5.40. 回転速度を変化させた際の変位軌跡

(a) 780 min^{-1} (b) 4680 min^{-1} (c) 7020 min^{-1}

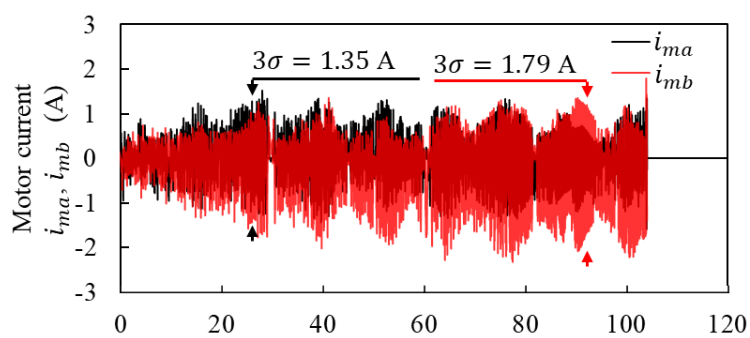
図 5.39 および図 5.40 より、速度が上昇すると変位も増加するが、 7020 min^{-1} まではタッチダウンギャップの範囲内で回転可能であることが示された。

図 5.41 に高速ロータを磁気支持した状態での速度試験結果を示す。高速ロータの回転速度は、ホール素子によって測定された角度 $\hat{\theta}$ の微分から計算した。低速ロータの回転速度は、タコメータ（HT-5500、小野測器）を用いて測定する。両ロータの回転速度は、オシロスコープ（DLM2024、横河電機）と受動電圧プローブを用いて測定する。モータ電流 i_{mu} と i_{mv} は2本の電流プローブを用いて検出し、オシロスコープ（DLM2024、横河電機）で波形を取得する。半径方向変位センサの出力は、オシロスコープ（DLM2024、横河電機）と受動電圧プローブを使用して測定する。 i_{ma} と i_{mb} は、測定された i_{mu} と i_{mv} から $\alpha - \beta$ 変換を使用して導出する。磁気支持電流 i_{sx} と i_{sy} は、インバータの電流センサ測定値をコントローラのデジタルアナログ変換器から出力し、2つの受動電圧プローブとオシロスコープによって波形を取得した。指令回転速度は、電流の急激な増加を防ぐため、高速ロータの回転速度を毎秒 100 min^{-1} で増加させた。また、回転速度の基準値は $N_h^* = 6240 \text{ min}^{-1}$ で初期設定し、安定した後、 780 min^{-1} の増速を繰り返した。

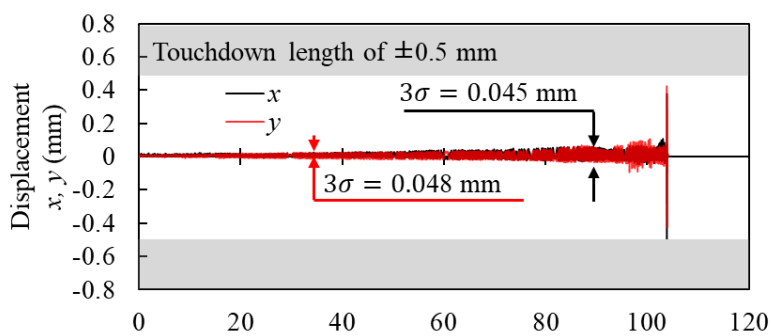
実験の結果、高速ロータ回転数が $N_h = 8706 \text{ min}^{-1}$ 以上の回転数では、半径方向位置が振動し、タッチダウンが発生するため、回転の継続が不能となった。定常状態では、モータ電流 i_{sa} の振動は 1.35 A 、 i_{sb} の振動は 1.79 A である。また、ロータ半径方向位置 x 、 y の振動はそれぞれ 0.045 mm 、 0.048 mm である。



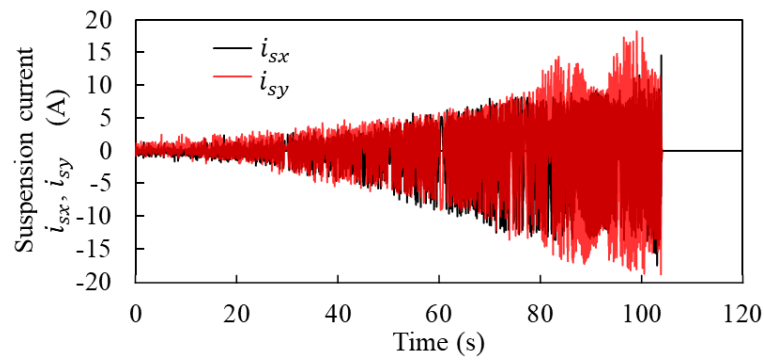
(a)



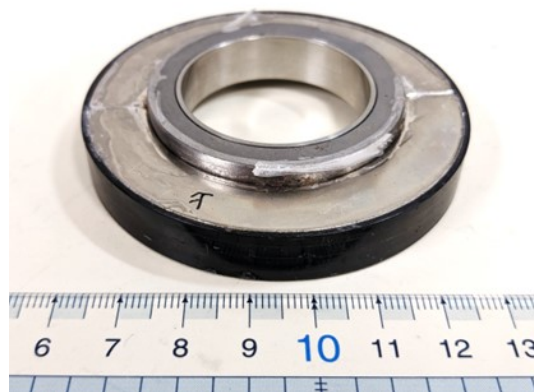
(b)



(c)



(d)



(e)

図 5.41. 高速ロータを磁気支持した状態での速度試験結果

(a)各ロータの回転速度と高速ロータの回転速度指令値 (b)モータ電流 i_{ma} , i_{mb}

(c) 半径方向位置 x, y (d) 磁気支持電流 i_{sx} , i_{sy} . (e) 速度試験で生じた固有振動数での前向き歳差運動共振により永久磁石が高速ロータコアから離脱した高速ロータ

この実験後、図 5.41 (e)に示すように永久磁石が高速ロータのコアから離脱した。この現象から、このタッチダウンは半径方向ではなく、傾き方向に起因していることがわかる。[111]によると、傾き方向の前向き歳差運動による共振はロータ回転による外乱のみの場合、次式のように表すことができる。

$$P_f(\theta_t) = \frac{J_r \omega_h + \sqrt{(J_r \omega_h)^2 + 4k_\theta(\theta_t)J_t}}{2J_t} \quad (5.1)$$

ここで、 $k_\theta(\theta_t)$ は永久磁石の磁化方向と傾動軸のなす角 θ_t のときの傾動剛性、 J_r と J_t はそれぞれ回転軸まわりの慣性モーメントと半径方向軸まわりの慣性モーメントである。試作機は2極の高速ロータ永久磁石を採用しているため、表 5.1 に示すように、 θ_t によって傾き方向剛性が大きく変化する。従って、傾き方向の共振周波数 P_f も θ_t の関数となる。

図 5.42 に(5.1)の計算結果を示す。 $N_h = 7789 \text{ min}^{-1}$ で2f成分との共振が始まり、実験で発生した共振の 8706 min^{-1} に近いことがわかる。

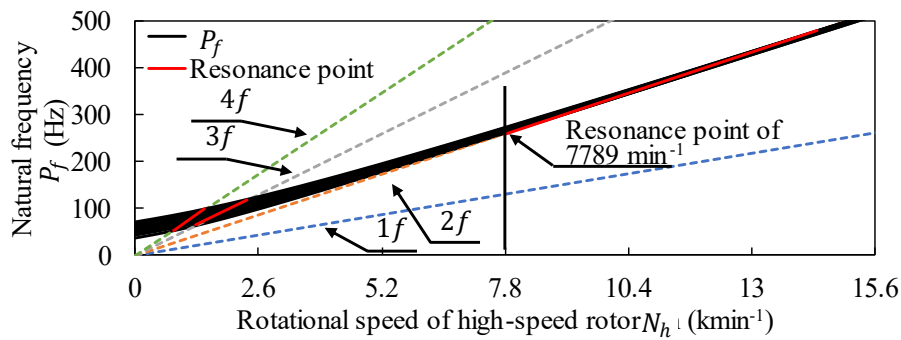


図 5.42. 高速ロータ回転数に対する前向き歳差運動の共振周波数の変動

5.5. 半径方向力の測定

試作機における解析結果を実験と比較するため、半径方向の力を加え、その状態における磁気支持電流を測定し、FEM 解析と比較する。

図 5.43 に半径方向力計測の実験装置を示す。高速ロータは低速ロータに囲まれており、外部から直接力を入力することが困難である。そこで、試作機を垂直に取り付け、高速ロータに半径方向力として重力を加えることができる装置を追加した。この装置は、 x 方向のみに移動可能なリニアレールにプッシュロッドを取り付けたものである。したがって、高速ロータとプッシュロッドにかかる重力は、高速ロータの半径方向にかかる。プッシュロッドアセンブリの重量は 0.25kg である。さらに、重りを取り付けることで半径方向の外力を加えることができる。この実験では、機械的誤差や磁化の不均一性などによる半径方向の力が発生してしまう。そのため、磁気支持電流は試作機を水平に設置した際に必要となる磁気支持電流との差として定義される。(3.31)で定義し、図 4.16(c)で示したように、ある磁気支持電流 i_{sx} を印加した際には、 y 軸方向の力 F_y も生じてしまう。しかしながら、この実験装置では半径方向荷重を加えると、高速ロータとステータはプッシュロッドを介して連結される。したがって、磁気支持電流 i_{sx} によって発生する y 軸方向の力 F_y はプッシュロッドによって補償されてしまう。そのため、角度誤差 θ_{err} の測定には不向きである。

このモータでは 4.2.4 項に示すように、最大偏心時で 23N 程度の不平衡吸引力が生じる。そのため、この実験では理想的には最大偏心時の不平衡吸引力程度のラジアル力を印加することが求められる。しかしながら、実験を行う上でラジアル力が 18.9 N で電流密度が 10 A/mm^2 程度まで上昇したことが確認された。そのため、これ以上のラジアル力を印加した場合巻線の焼損の可能性があるため、ラジアル力は 4.2 N から 18.9 N の範囲で実験を行った。

また、提案モータにおいてラジアル力を印加する際は、ステータとプッシュロッドを介して接触する。そのため、この状態で回転させると摩擦力が発生する。したがって、ラジアル力を印加した状態でのトルク測定等の実験は不可能である。

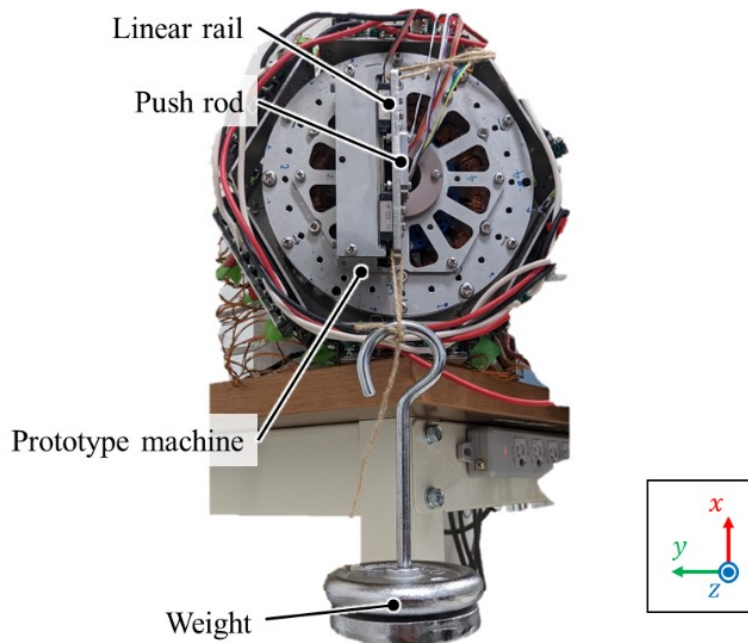


図 5.43. 半径方向力 F_x 印加のための実験装置

図 5.44 に、定常状態における磁気支持電流 i_{sx} を示す。 i_{sx} と i_{sy} は、測定された i_{su} と i_{sv} から dq 変換を用いて計算することができる。ロータの半径方向の位置指令値 x と y は 0 mm に設定されている。図 5.44 では、点線の電流は実験結果を示し、実線の電流は FEM 解析結果を示す。その結果、解析結果と実験結果の磁気支持電流はほぼ同等である。実験結果と解析結果の誤差は、モータの機械的、磁氣的な誤差によるものである。

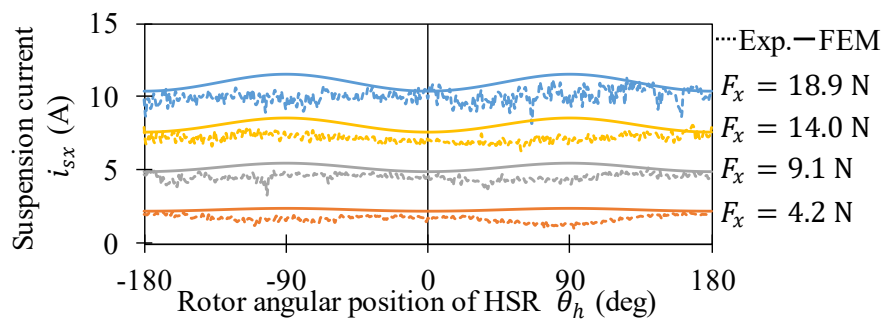


図 5.44. 異なる半径方向力 F_x を印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁気支持電流 i_{sx}

図 5.45 は、定常状態において、 x 軸方向に重力が加わった場合の磁気支持電流とその方向を示している。図 5.45 (a)では、FEM 解析結果と同様の電流が流れている。一方、図 5.45 (b)の結果では、電流方向 $\angle i_s = \tan^{-1}(i_{sx}/i_{sy})$ が FEM 解析結果に比べて増加している。これは、機械的誤差と磁氣的誤差によるものである。理想状態では、磁気中心位置は高速ロータの回転角度位置 θ_h に対して一定である。しかし、試作機に存在する磁気中心位置の誤差によって、電流方向の誤差が増加した。一般にベアリングレスモータでは、磁気支持電流を増加させ、磁気中心位置の誤差の影響を低減するために、外部荷重を追加する。これに対し、今回の実験装置では、重りを直接追加することは非常に困難である。したがって、 θ_{err} の正確な測定にはさらなる調査が必要である。

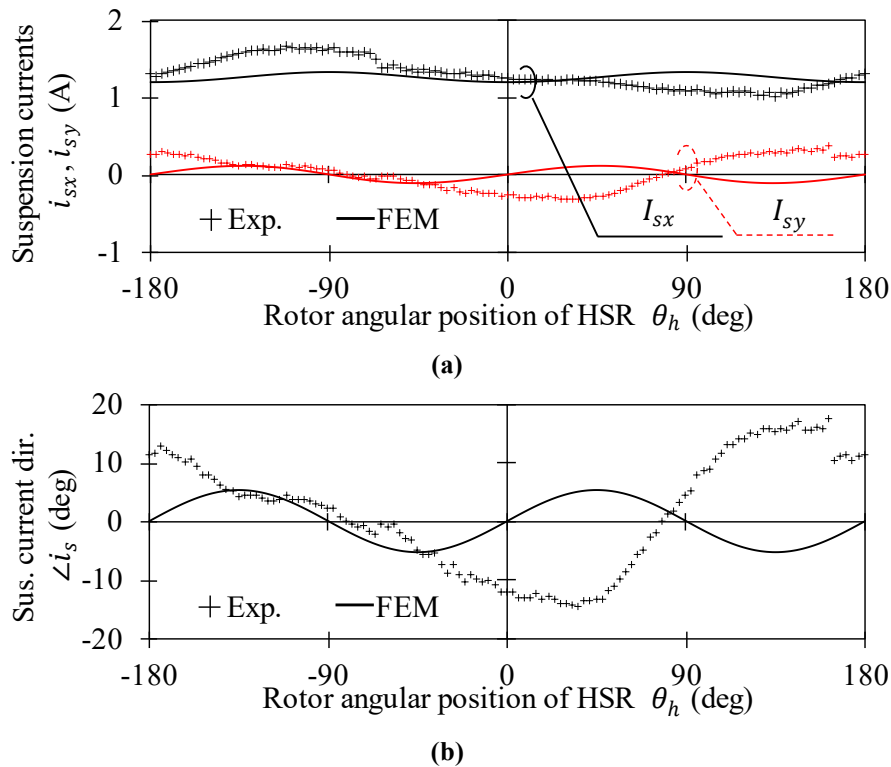


図 5.45. 重力を x 軸方向に印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁気支持電流 i_{sx}

(a) 磁気支持電流 i_{sx} および i_{sy} (b) 磁気支持電流の角度 $\angle i_s = \tan^{-1}(i_{sx}/i_{sy})$

図 5.44 に示した実験結果は、モータを横倒しにした状態での実験結果である。本来この試作機は横倒しに配置することを想定していないため、この状態ではモータフレームが設置せず、代わりにステンレスの薄板によってモータフレームと連結された端子台がモータ重量を支えている。そのため、横倒しの状態では実験装置として不適切であり、モータ本体の揺れや重りの揺れ等によって実験結果の変動が生じる恐れがある。そこで実験装置を改良して追加の実験を行った。図 5.46 に改良された半径方向力 F_x 印加のための実験装置を示す。この実験装置では、試作機を水平に設置するために、滑車を使用した。図 5.47 に改良された実験装置での異なる半径方向力 F_x を印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁気支持電流 i_{sx} を示す。図 5.44 に示した実験結果と比較して、実験結果がより解析値に近づいている。ただし、回転角度方向の分解能は、図 5.44 では1度であったのに対して、図 5.47 では3度となっていることに注意が必要である。

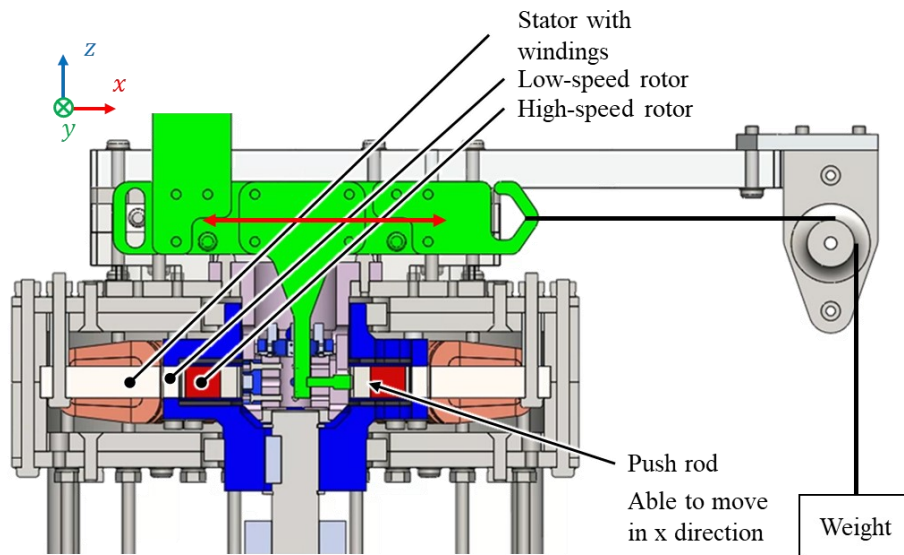


図 5.46. 改良された半径方向力 F_x 印加のための実験装置

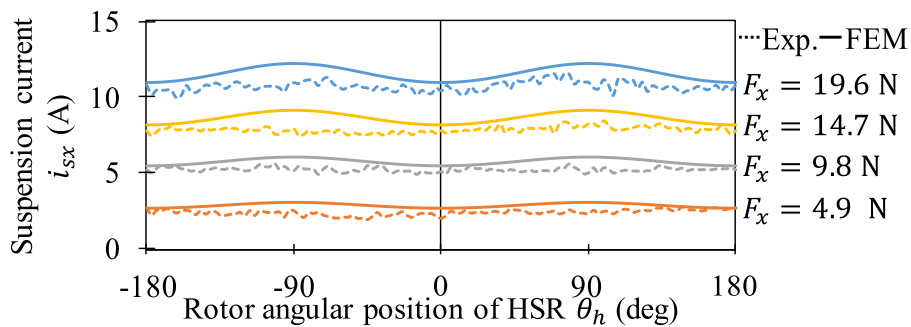


図 5.47. 改良された実験装置での異なる半径方向力 F_x を印加した際の高速ロータ (HSR) の回転角度位置における磁気支持電流 i_{sx}

5.6. 磁気ギアードモータ性能の測定

試作機における磁気ギアードモータ性能の解析結果を実験と比較するため、外部モータとトルクメータを用いて、磁気ギアードモータとしてのトルクや効率を測定し、FEM解析と比較する。

図 5.48 にトルク測定ベンチを示す。試作機の低速ロータをトルクメータを介して外部モータに接続した。外部モータは速度指令のみ可能なため、本項での実験は外部モータで速度指令した状態で行った。

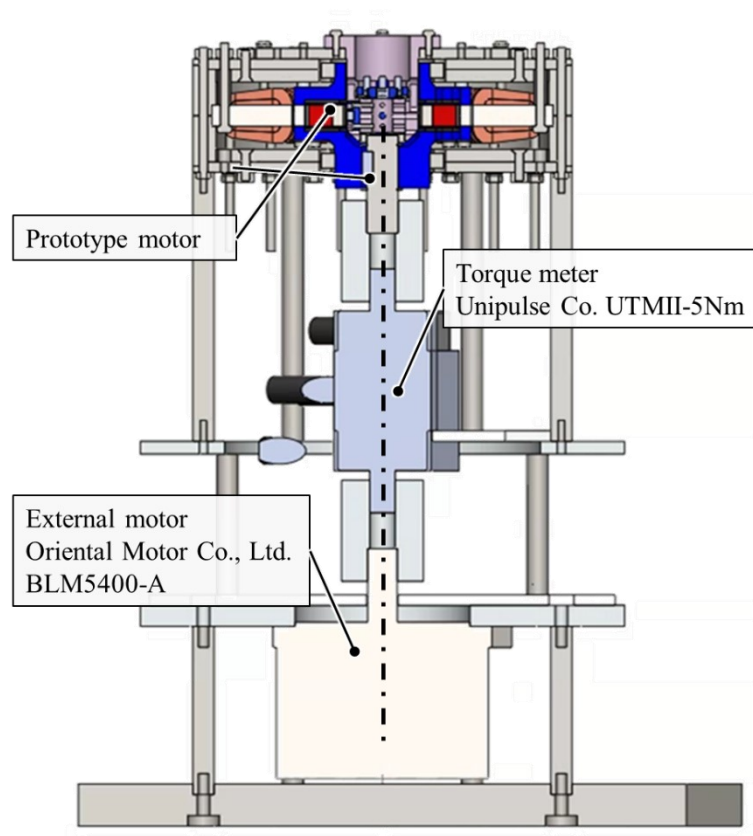


図 5.48. トルク測定ベンチ

図 5.49 にベアリングの有無による効率の比較を示す。この実験では、外部モータの回転数指令を変化させ、モータ q 軸電流指令値 $i_{mq}^* = 1.1$ (A) での機械ベアリングの有無による効率を計算した。なお、解析上での効率 $\eta(\text{analy})$ は図 4.13 の結果より近似的に導出した。図 5.49 より、低速ロータ速度 $N_l = 400$ (min^{-1}) 付近で効率が逆転し、それ以上では高速ロータの磁気支持化による効率向上効果があると推測される。

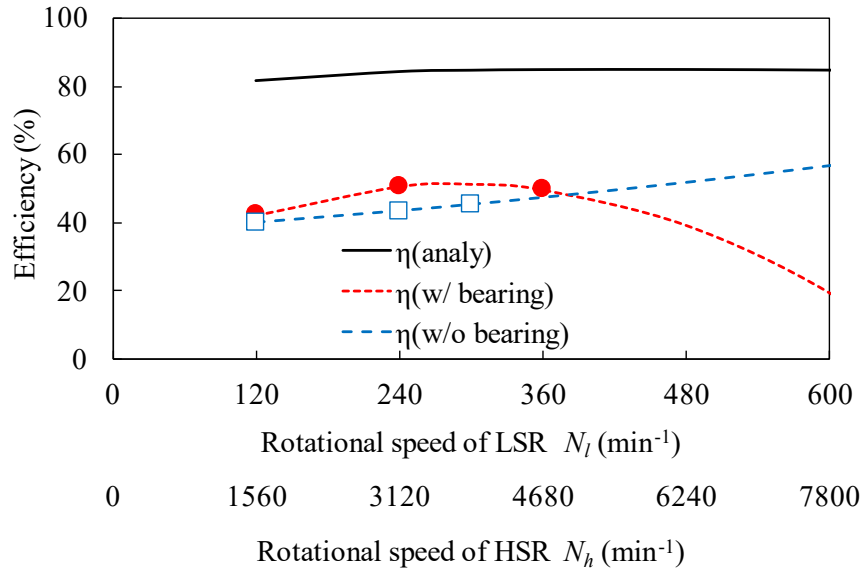
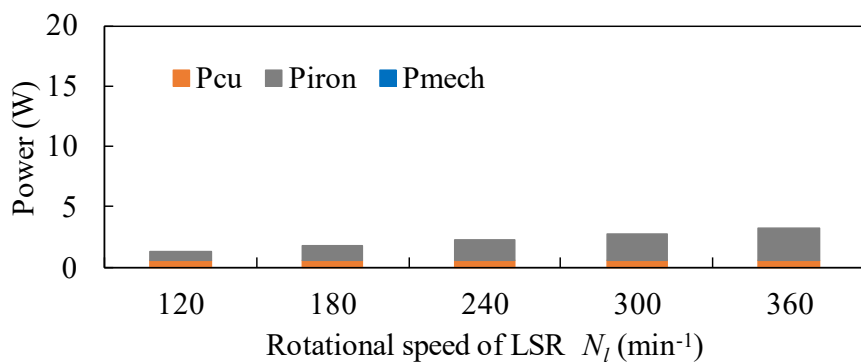
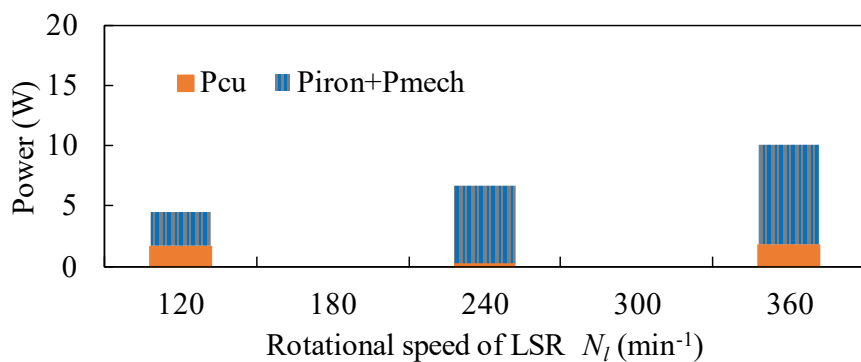


図 5.49. ベアリングの有無による効率の比較

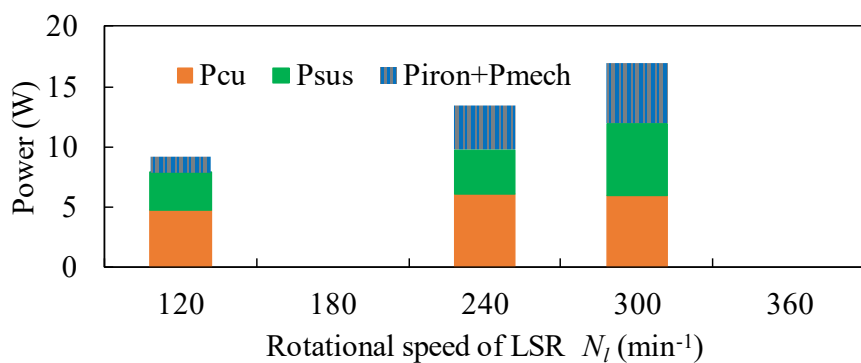
図 5.50 にベアリングの有無による損失の比較を示す。なお、図 5.50(b)および(c)に示した実験結果では、銅損は直接測定できなかった。そのため、モータ d 軸電流指令値 $i_{md}^* = 0$ (A)、モータ q 軸電流指令値 $i_{mq}^* = 0$ (A) 時の外部モータの出力値を無負荷損失 (図 5.50 では Piron+Pmech) とし、モータ d 軸電流指令値 $i_{md}^* = 0$ (A)、モータ q 軸電流指令値 $i_{mq}^* = 1.1$ (A) 時の dq 軸電圧、および電流から計算した入力電力からトルクメータで得られた出力値と無負荷損失を減じて求めた負荷損 (図 5.50 では Pcu) として計算した。一方で、支持電力は電流電圧ともに正弦波状ではないため、パワーアナライザ (横河電機 WT1803E) を使用して測定した。



(a)



(b)



(c)

図 5.50. ベアリングの有無による損失の比較

(a)解析結果 (b)ベアリングあり (c)ベアリングなし(磁気支持)

図 5.50 によると、解析に比べて損失は大幅に増加している。ただし解析では機械損は含まれず、実験結果では無負荷損としてしか測定できていないため、実験では機械損によって損失が増加したと考えられる。また、負荷損に関しても実験より大幅に増加している。解析上では電流の有無によって鉄損は変化しなかったが、実験では印加した電流には時間高調波成分が含まれるため、負荷時に鉄損が増加したと考えられる。また、図 5.50(b)と(c)を比較すると、無負荷損は(c)の磁気支持時が少ないが、負荷損は(b)の機械支持時が少ない。無負荷損については磁気支持によって機械損が減少したと考えられるが、磁気支持時に負荷損が上昇した理由としては、モータ電流印加時に磁気支持電力も増加し、鉄損が増加したためと考えられる。

また、図 4.11(b)に示した最大伝達トルクを検証する実験を行った。図 5.51 に実験結果を示す。この実験では、試作機の高速ロータ回転速度を 1560min^{-1} 、すなわち期待される低速ロータ回転数 120min^{-1} として制御し、外部モータの速度指令値を 120min^{-1} から 1min^{-1} 程度遅らせることにより、高速ロータ・低速ロータ間の位相差を発生させた。このとき、脱調するトルクが磁気ギアードモータの最大伝達トルクである。

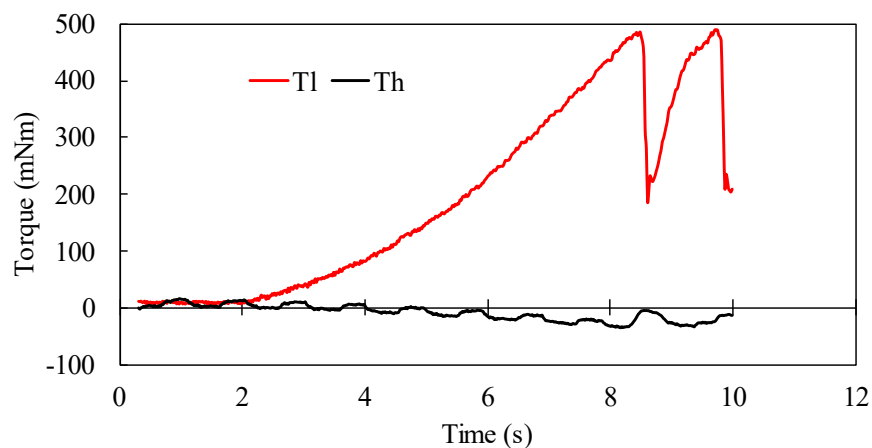


図 5.51. 最大伝達トルク検証試験

図 5.51 によると、最大伝達トルクは 0.489Nm となり、表 5.1 に示した値と近い値が得られた。

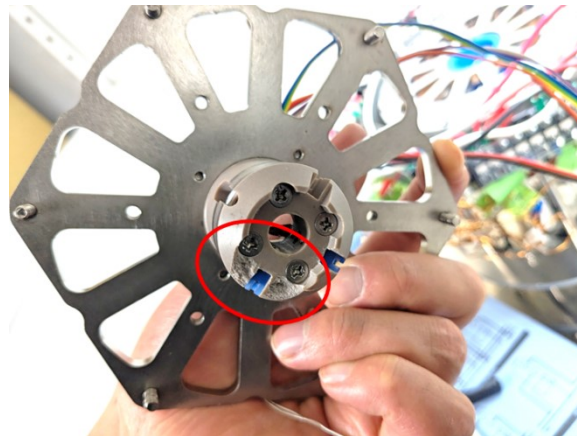
5.7. 試作機の破損

5.6 節に関連する実験を行っている最中に、試作機が破損した。図 5.52 に試作機の破損箇所を示す。この破損により、高速ロータの磁気支持は不可能となった。

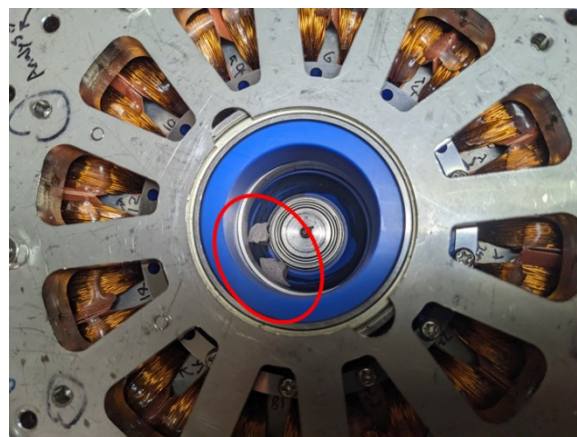
この部品は、高速ロータが磁気支持不能となった場合に接触するタッチダウンターゲットとしての役割の他に、ホール素子と変位センサを保持するための役割と、この部品と低速ロータを機械的に拘束するためのベアリングを保持する役割の 3 つの役割がある。

タッチダウンターゲットとしての役割を果たすために、この部品はあえて金属と比較すると強度の低いプラスチック材であるユニレートを用いた。これは、高価な高速ロータを保護するために、高速ロータよりも強度を低くし、この部品がはじめに壊れることを企図したものである。他にも、破損が危惧されることから部品の価格を抑えられる点や、接触時の摩擦を抑える自己潤滑性を備えること、変位センサの誤差発生を防ぐために導電性のない部品が求められたためである。

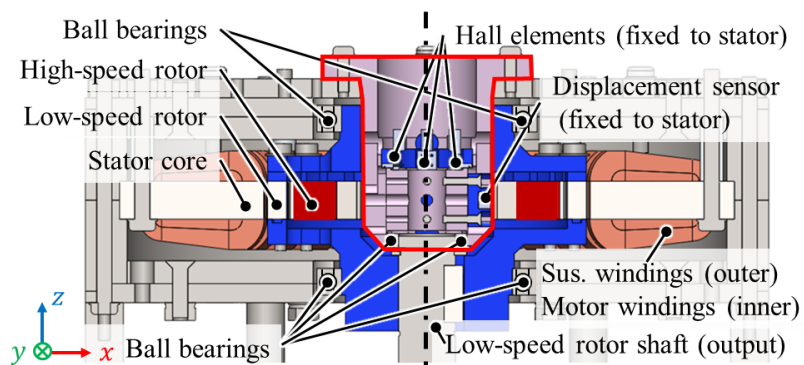
一方で、破損した箇所には鋭利な角部が存在したため、応力集中によって破壊が生じた。そのため、フィレット等を設け角部をなくす設計が必要であった。



(a)



(b)



(c)

図 5. 52. 試作機の破損箇所

(a)破損部品側 (b)本体側 (c)CAD 図

5.8. 第5章のまとめ

本章では、第4章で提案したモータの試作機を製作し、磁気支持、並びに回転の試験を行った。この試作機より、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータの磁気支持を世界で初めて実証した。

本試作機では、特に正確な制御に不可欠な角度位置検出と変位センサの検出値について、5.1.4項、ならびに5.1.5項に示すように独自の手法で補正を行った。ただし、角度位置検出については、校正用ベアリング支持モードで補償関数を生成したため、磁気支持モードでの補正が行えていない。そのため、5.3節や5.6節に示すように、理想的には支持電流が不要な磁気支持開始後においても、比較的大きな電流が印加され、磁気支持電流が増大してしまった。これを防ぐために、ゼロパワー制御 [112]等の磁気支持電力の低減手法が提案されている。ただし本論文ではこれらの磁気支持電力の低減については特に行えていないため、今後の課題である。

また、5.4節で示した速度試験では、高速ロータの回転速度が 8700min^{-1} で磁気支持不能となった。提案モータは世界初の構造となっているため、新規性はあるものの、出力速度が 664min^{-1} が上限では、磁気支持のメリットを生かした産業応用は難しい。そこで、より高速で回転できる構造としたモータ設計が望まれる。特に4.5節で示したd軸電流による傾き剛性の変更は、機械設計を変更することなく速度向上が見込まれる。ただし大きな起磁力が必要なため、磁気支持巻線とモータ巻線を統合した統合巻線等の新たな技術を適応しなければ、d軸電流による傾き剛性の変更が有効なほど影響を与えられない可能性がある。

加えて、5.6節で示したモータ効率では、本来インバータの入力電力を磁気支持電力として計上すべきところを磁気支持巻線に加えられた電力として計算した。そのため、磁気支持の有無による消費電力の変化を正確に観測できていない。ただし、今回実験で使用したインバータは、出力に余裕を持たせるために定格が 5kVA と非常に大きく、また巻線も巻数よりも低抵抗値を重視した設計のため、最適ではない。ただし今回の実験で、磁気支持が開始した後に必要となる電力は数十W程度であることが判明したため、将来的にはより容量の小さいインバータでインバータを含めた磁気支持電力の測定が望まれる。また、損失は負荷損と無負荷損のみにしか分類できず、鉄損や機械損、銅損の割合は不明である。加えて、主たる損失発生要因も不明のため、さらなる考察が必要である。

第6章

コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の検討

本章では、第4章で提案された、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータに対して、コンシクエントポール構造に変更した磁気ギアードモータを提案し、電磁解析によって支持力や不平衡吸引力の解析を行う。また、2次元有限要素法を使用し、本章で提案する構造について、極数が異なるモデルのラジアル力並びに磁気吸引力の2次元有限要素解析を行う。

6.1. 第4章で提案したモータの問題点

6.1.1 低トルク密度

第4章で提案したモータでは、最大伝達トルクが解析上 0.499Nm であった。これはトルク密度を計算すると 3.25kNm/m^3 となり、一般的な磁気ギアードモータと比較するとかかなり低い。ただし、第4章で提案したモータでは、原理実証のため支持磁束磁路における磁気抵抗を低減して磁気支持性能の向上に着目しており、磁気ギアードモータとしての性能は妥協した性能となっていた。文献 [39]によると、第4章で提案した磁気ギアードモータトポロジーに加えてコンシクエントポール型磁気ギアードモータやSPM型磁気ギアードモータのトルク密度を比較しており、その中でもコンシクエントポール型磁気ギアードモータはトルク係数が優秀であった。この結果より、高速ロータを磁気支持化した場合でも支持磁束磁路における磁気抵抗は十分に低いことが潜在的に示されている。ただし、当然ながら正確な磁気支持特性は不明である。

6.1.2 高速ロータの正確な角度位置検出の困難さ

3.3.1項に示したように、SPM型のベアリングレスモータでは磁気支持制御にロータの正確な角度位置が必要となる。試作機では非接触で磁束密度が検出できるホール素子

を用いてロータの角度位置を測定していた。ただし、試作機では 5.1.4 項に示すように、ホール素子から計算したロータの角度位置は実際のロータの角度位置に比べて誤差が生じた。しかしながら、提案モータでは原理上ロータの回転方向以外にも自由度があるため、これらの変位を考慮した誤差の補正は非常に困難である。そのため、磁気支持の制御にロータの角度位置が必須でないコンシクエントポール型磁気ギアードモータに着目した。

6.2. 2次元有限要素法による極数と磁気支持特性の検討

6.2.1 解析条件

本章では、提案モータの片側及び両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて、極数が異なるモデルのラジアル力並びに磁気吸引力の2次元有限要素解析を行った。

表1に、解析したモータの寸法を示す。磁束密度の非対称分布を回避するために、スロット数は、モータ巻線の p_h 極対数及び支持巻線の1極対数の最小公倍数の3倍に設定された。巻線は高調波磁束発生抑制のために分布巻きとし、支持巻線、モータ巻線の巻数はそれぞれ12回、21回とした。巻線配置を図3.3に示す。

なお、本解析においても4.2.4項と同様に磁気支持を開始するための電流を最小化しつつ、角度誤差を±5度以内とする設計を目標として評価する。

表 6. 1. 極コンビネーション検討時の解析モデルのパラメータ

Parameter	Unit	Value
Stator outer diameter	mm	140
HSR outer diameter	mm	70
LSR radial thickness	mm	5
Stator PM radial thickness	mm	4.5
Stack length	mm	10
Inner air gap length	mm	2
Outer air gap length	mm	1

さらに、高速ロータが中心位置にある際の不平衡吸引力の発生をなくすため、3. 3. 1 項で導入した磁束密度の対称性を評価する対称係数 x_s (3.30)によって極コンビネーションの制限を行う。(3.28)より、(3.30)を満たすには p_h は偶数でなければならない。加えて、コンシクエントポール型ベアリングレスモータでは、磁気支持ロータの極対数が2の場合、支持力に大きな脈動が生じる [64]。これらの条件を満たし、かつギア比を最大とするため、 $p_h = 4$ とした。

また、本章における高速ロータの電気角 0 度とは、図 3.6 におけるy軸と高速ロータ永久磁石のいずれかの極の着磁方向が平行となったときである。

6.2.2 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータのラジアル力

片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて、極数が異なる3種類のモデルを解析した。表6.2に、検討モデルの極数の組み合わせを示す。

表 6.2. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの解析における
極コンビネーション

Model	Pole combination
A	$p_h = 4, n_l = 16, p_s = 12, n_s = 48$
B	$p_h = 4, n_l = 22, p_s = 18, n_s = 48$
C	$p_h = 4, n_l = 28, p_s = 24, n_s = 48$

図6.1に、 x 軸正方向へ磁気支持力を発生させるように、支持電流 I_{sx} を20 A指令した際の各モデルの磁気支持特性を示す。(a)はラジアル力の x 軸成分を、(b)は y 軸成分を示す。(c)は(a)(b)の値から、(3.31)式を用いて計算した角度誤差を示す。(c)より、角度誤差はモデルBで最大値と最小値間の差が19.5度、モデルCでは16.8度であるのに対して、モデルAでは41.1度と特に大きい。これは高速ロータの p_h 極対数に対して低速ロータの突極数 n_l やステータ永久磁石の p_s 極対数が近く、パーミアンスや磁束の変動の影響が大きいためと考えられる。一方で、先行研究[72]と比較すると、角度誤差の最大値が最も小さいモデルCでも9度程度であり、大きな値である。しかしながら、第4章で行った形状検討では、ステータバックヨークの厚みを増加させることで最大の角度誤差を約9.4度から約4.8度へ減少させた。したがって、形状の最適化を行い、角度誤差を減らす必要がある。

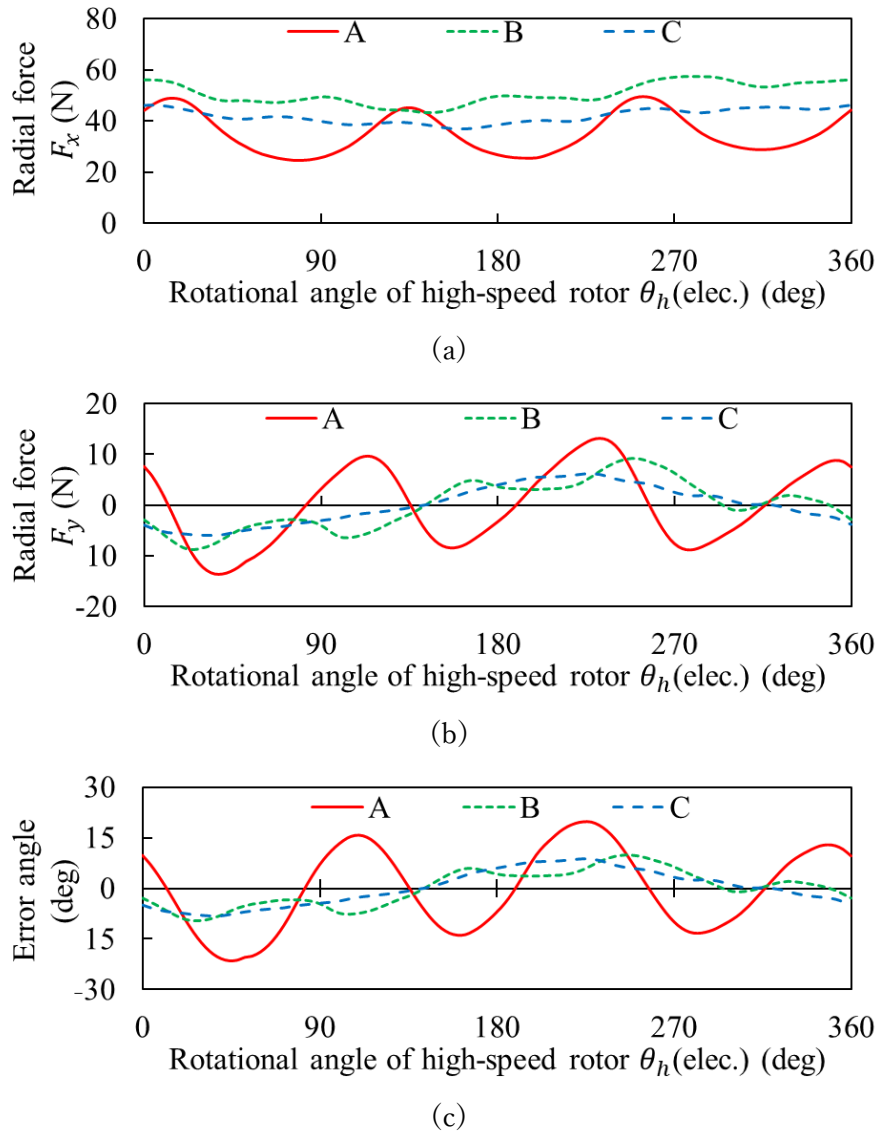


図 6.1. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの磁気支持電流 $i_{sx} = 20$ A通電時の磁気支持特性

(a) 半径方向力の x 軸方向成分 F_x (b) 半径方向力の y 軸方向成分 F_y (c) 角度誤差

図 6.2 に、無通電時に高速ロータを x 方向に 0.5 mm 偏心させた際の不平衡磁気吸引力を示す。この解析結果も図 6.1 図 6. と同様にモデル A の脈動が特に大きい。これは高速ロータの p_h 極対数に対して低速ロータの突極数 n_l やステータ永久磁石の p_s 極対数が近く、パーミアンスや磁束の変動の影響が大きいためと考えられる。一方で、平均値はどのモデルでも同様であるため、極コンビネーションに関わらず同様のスタートアップ電流が必要であると推測される。

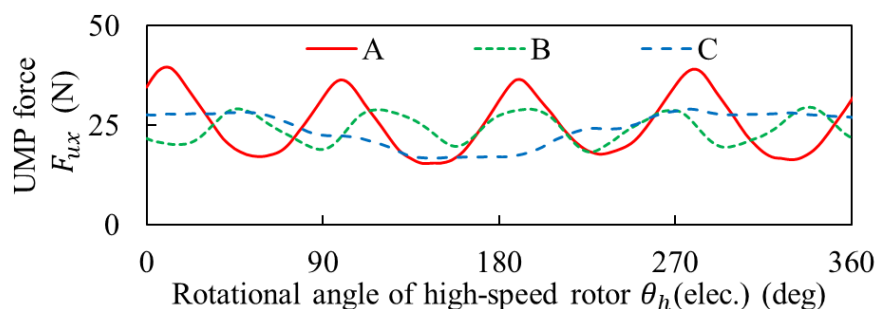


図 6.2. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて高速ロータを x 軸方向に 0.5 mm 偏心させた際に生じる不平衡磁気吸引力 (Unbalanced magnetic pull: UMP)

図 6.3 に、無通電時の各モデルの磁束密度分布を示す。本検討のモータ寸法については、概ね第 4 章のモデルを踏襲した。そのため、高速ロータの極数が増加したことによりステータバックヨークの磁束密度が低下している。この磁束密度より、ステータバックヨークの厚みは過剰であるため、寸法最適化が必要である。一方で、磁気支持極数は 2 極のため、磁気支持電流が増加した場合は図 6.3 よりも磁束密度が増加し、飽和領域となる事も考えられるため、磁気支持電流を通電した状態での最適化が必要である。

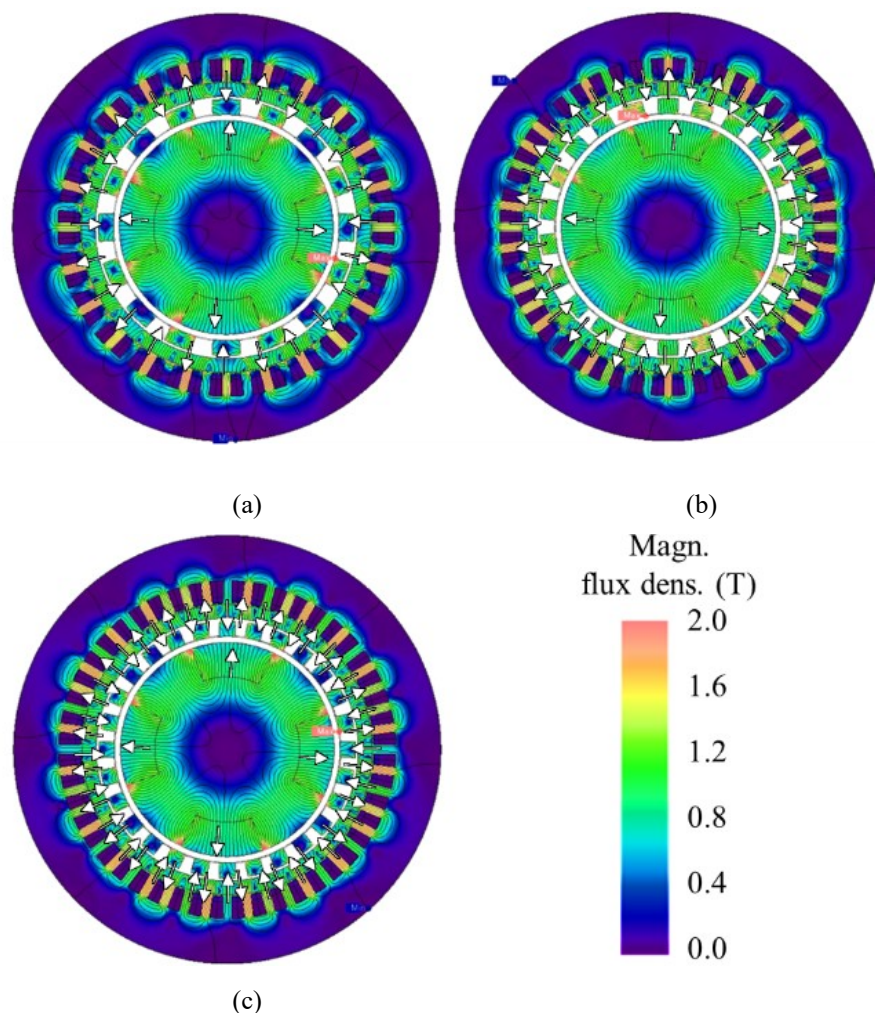


図 6.3. 片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの無通電時における各モデルの磁束密度分布

(a) モデル A (b) モデル B (c) モデル C

6.2.3 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータのラジアル力

このトポロジーでも、前節と同様に極数が異なる3種類のモデルを解析した。表 6.3 に、検討モデルの極数の組み合わせを示す。このトポロジーは両側コンシクエントポール型のため、ステータと高速ロータの永久磁石の着磁方向の組み合わせが複数考えられる。本論文では、高速ロータの着磁を外側で固定し、ステータの永久磁石の着磁方向を内向きと外向きの2通りを解析した。区別のため、ステータと高速ロータの着磁方向が異なる内向き着磁モデルはモデル名に(′)を付加した。

表 6.3. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの解析における
極コンビネーション

Model	Pole combination
a, a'	$p_h = 4, n_l = 16, p_s = 12, n_s = 12$
b, b'	$p_h = 4, n_l = 22, p_s = 18, n_s = 18$
c, c'	$p_h = 4, n_l = 28, p_s = 24, n_s = 24$

図 6.4 に、 x 軸正方向へ磁気支持力を発生させるように、支持電流 I_{sx} を 20 A 指令した際の各モデルの磁気支持特性を示す。(a)(b)はラジアル力の x 軸、 y 軸成分をそれぞれ示す。(c)は(a)(b)の値から、(3.31)式を用いて計算した角度誤差を示す。本モデルでは1スロットあたりの巻数が固定のため、スロット数が増加すると起磁力が増加する。したがって、スロット数が多いモデルは(a)のラジアル力が増加することに注意が必要である。一方で、同じ極対数の組み合わせでも、(')がついたステータと高速ロータの永久磁石が逆側に着磁されたモデルがより大きなラジアル力を発生することが示された。さらに、モデル b'や c'は、片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータのラジアル力を大きく上回るため、同じ支持電流でも大きなラジアル力が生じた。一方で、(c)の角度誤差に関してはモデル a が非常に大きいことを除けば、どのモデルも最大値が ± 13 度程度である。この角度誤差は、3.2 節でも示した通り不十分である。したがって、同様に形状の最適化による角度誤差の減少が必要である。

図 6.5 に、高速ロータを x 方向に 0.5 mm 偏心させた際の不平衡磁気吸引力を示す。不平衡吸引力の平均値に関してもモデル間で大きな差はない。したがって、磁気支持性能に関しては、(')がついたステータと高速ロータの永久磁石が逆側に着磁されたモデルが優秀である。また、図 6.5 の不平衡磁気吸引力も、図 6.4 と同様にギア比が小さいほど脈動は大きくなる傾向がある。

図 6.6 に、無通電時の各モデルの磁束密度分布を示す。永久磁石の着磁方向が同じモデルでは、高速ロータの永久磁石と対向していないティースの磁束密度が高いのに対して、永久磁石の着磁方向が逆のモデルでは、高速ロータの永久磁石と対向したティースの磁束密度が高い。したがって、後者のモデルは高速ロータの鉄心極を通る磁気回路の磁気抵抗が低いため、より大きなラジアル力が発生する。

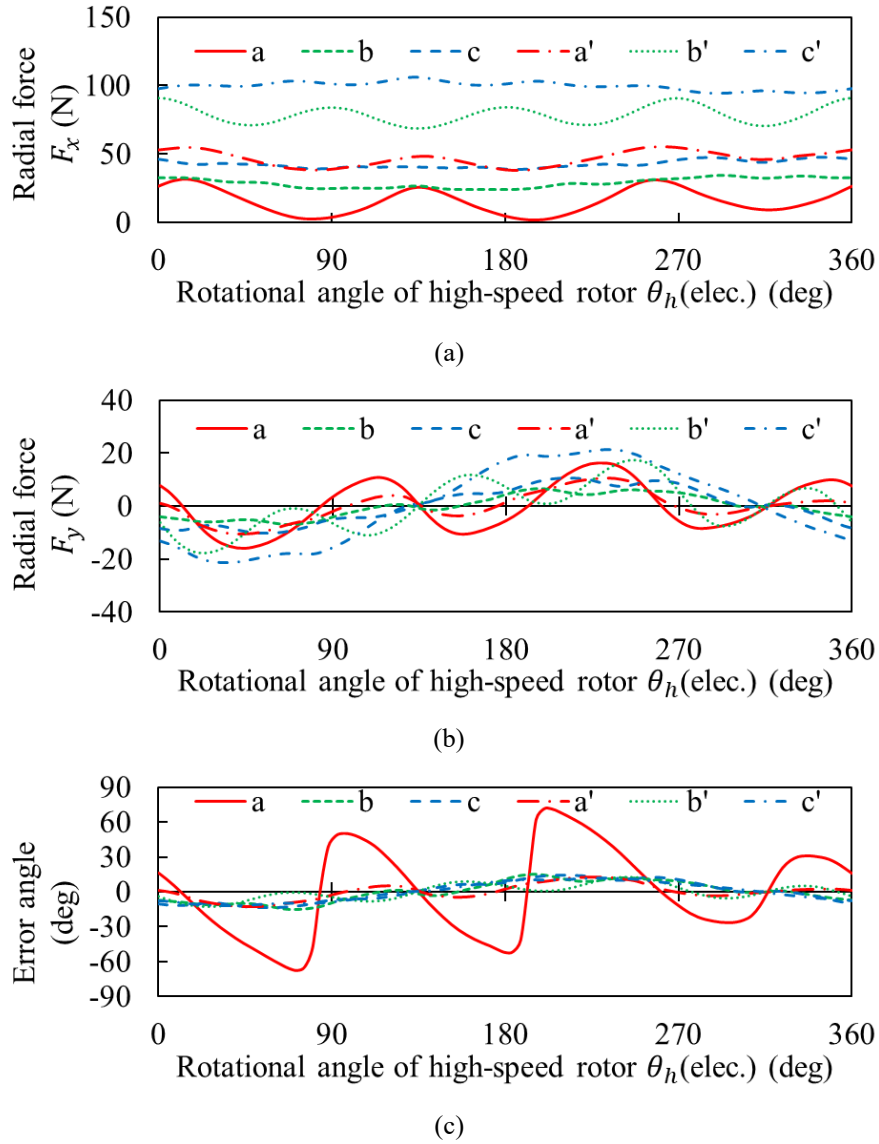


図 6.4. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの磁気支持電流 $i_{sx} = 20$ A通電時の磁気支持特性

(a) 半径方向力の x 軸方向成分 F_x (b) 半径方向力の y 軸方向成分 F_y (c) 角度誤差

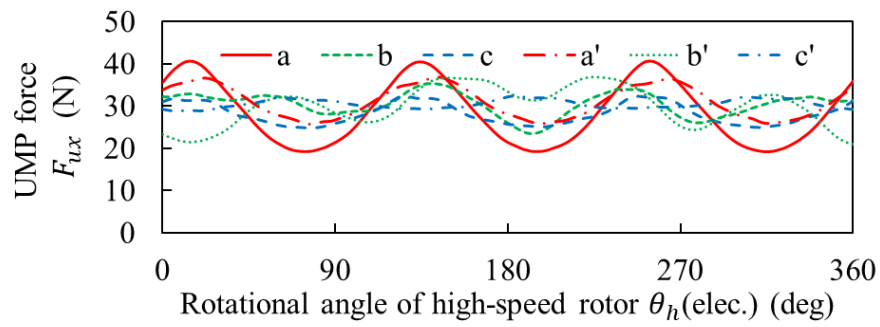


図 6.5. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータにおいて高速ロータを x 軸方向に 0.5 mm 偏心させた際に生じる不平衡磁気吸引力 (Unbalanced magnetic pull: UMP)

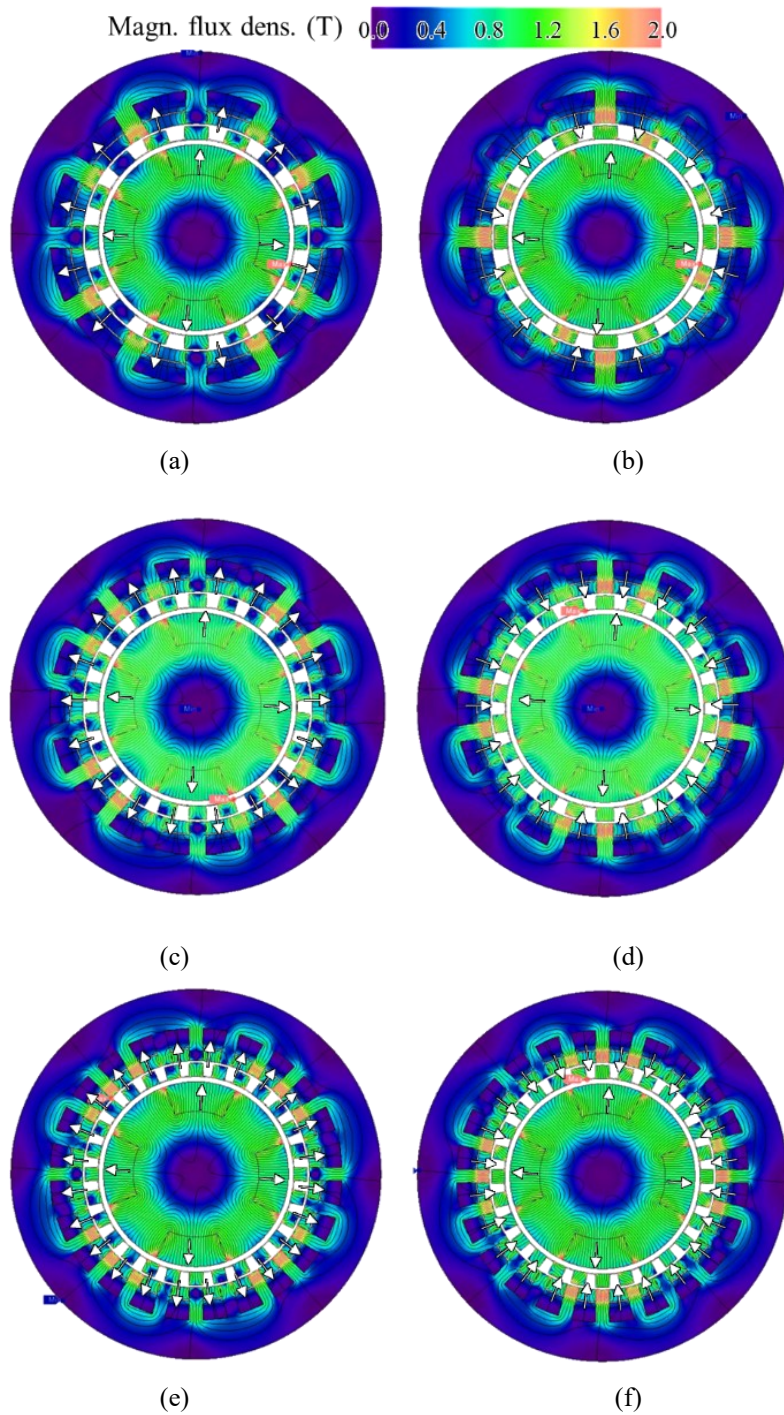


図 6. 6. 両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータの無通電時における各モデルの
磁束密度分布

(a) モデル a (b) モデル a' (c) モデル b (d) モデル b' (e) モデル c (f) モデル c'

6.3. 第6章のまとめ

本章では、第4章で提案された、高速ロータを磁気支持させた磁気ギアードモータに対して、コンシクエントポール構造に変更した磁気ギアードモータを提案し、電磁解析によって支持力や不平衡吸引力の解析を行った。また、2次元有限要素法を使用し、本章で提案する構造について、極数が異なるモデルのラジアル力並びに磁気吸引力の2次元有限要素解析を行った。

表6.4に第6章の解析結果を示す。なお、SCPMは片側コンシクエントポール型磁気ギアードモータ、DCPM-FとDCPM-Oはそれぞれ両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータで永久磁石の着磁方向が高速ロータとステータが同一のモデルと反対のモデルを示している。また、 $F_{sx\ min}$ は電気角1周期における磁気支持力の最小値、 $F_{ux\ max}$ は電気角1周期における不平衡吸引力の最大値、 $I_{sx\ max}$ は $F_{ux\ max}/F_{sx\ min}$ で求めたスタートアップ電流の最大値、 $\theta_{err\ max}$ は電気角1周期における角度誤差の最大値をそれぞれ示す。本章の解析によると、両側コンシクエントポール型磁気ギアードモータで永久磁石の着磁方向が高速ロータとステータで逆となっている構成が最も同じ磁気支持電流における磁気支持力が大きい。一方で、角度誤差はどのモデルも ± 5 度以内の目標を満足しなかったため、さらなる形状最適化が必要である。

表 6.4. 第6章の解析結果

	SCPM			DCPM-F			DCPM-O		
	A	B	C	a	b	c	a'	b'	c'
$F_{sx\ min}$	24.6	43.1	36.9	1.5	23.8	39.0	38.3	69.0	94.5
$F_{ux\ max}$	39.6	29.8	29.6	40.7	35.5	32.4	36.9	37.6	32.5
$I_{sx\ max}$	32.2	13.8	16.1	543.8	29.7	16.6	19.2	10.9	6.9
$\theta_{err\ max}$	19.7	9.8	8.8	71.0	15.2	14.3	12.4	12.4	12.2

第7章

コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の最適化と検証

本章では、第6章で提案したモータに対し寸法の最適化を行い、SPM型磁気ギアードモータとの性能比較を行う。加えて、3次元有限要素法を使用し、最適モデルの特性を解析する。

7.1. 2次元有限要素法による最適化

7.1.1 解析条件

モータのトポロジーが磁気支持特性と出力トルクに与える影響を調べるため、図3.2と図3.3に示す3つのトポロジーについて、2次元FEM解析による最適化を実施した。なお、本節においては片側CPM磁気ギアードモータをSCPM MGM (Single-sided Consequent-pole Permanent Magnet Magnetic-Geared Motor)、両側CPM磁気ギアードモータをDCPM MGM(Double-sided Consequent-pole Permanent Magnet Magnetic-Geared Motor)と称する。表7.1に寸法最適化の解析モデルにおける固定パラメータを示す。

表 7.1. 寸法最適化の解析モデルにおける固定パラメータ

Parameter	Unit	Value
Stator outer diameter	mm	140
HSR outer diameter	mm	70
HSR inner diameter	mm	35
Stack length	mm	10
Inner / outer air-gap length	mm	2 / 1

巻線はフルピッチ分布巻で、巻線の充填率は40%である。表7.2に選択した極の組

み合わせを示す。なお、本節の両側 CPM(DCPM)モデルの解析においても、6.2.3 項と同様に、ステータの永久磁石の着磁方向を内向きと外向きの2通りを解析した。区別のため、ステータと高速ロータの着磁方向が同一のモデルにはモデル名に-Fを、着磁方向が異なるモデルはモデル名に-Oを付加した。

表 7.2. 寸法最適化の解析モデルにおける極コンビネーション

Topology	Pole combination
SPM	$p_h = 2, n_l = 14, p_s = 12, n_s = 24, p_{sus} = 1$
SCPM	$p_h = 4, n_l = 28, p_s = 24, n_s = 24, p_{sus} = 1$
DCPM-F / DCPM-O	$p_h = 4, n_l = 28, p_s = 24, n_s = 24, p_{sus} = 1$

図 7.1 に、最適化の際に変化させた設計パラメータを示す。この最適化では、低速ロータの平均出力トルク T_l の最大化と平均磁気支持力 F_{sus} の最大化を主目的としている。また、磁気支持特性を改善するための制約関数として、誤差角係数 k_{err} を設けている。解析の簡略化のため、この最適化における磁気支持力は、電気角1周期中の $i_{sus} = 10$ Aにおける磁気支持力の平均値として計算した。

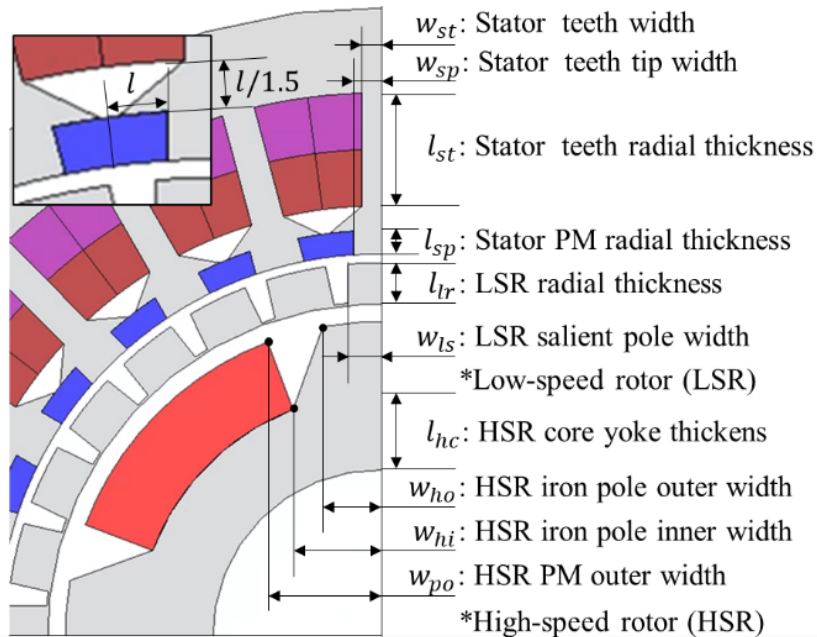


図 7.1. 最適化の際に変化させた設計パラメータ

さらに、磁気支持の制御性を向上させるためには、誤差角を十分に小さくする必要がある。4.2.4項において、誤差角が最も大きくなるのは、 $F_{\perp}$ が最大、かつ $F_{\parallel}$ は平均値付近となる回転角度位置である。したがって、誤差角係数 k_{err} は次のように定義される。

$$k_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{\max(F_{\perp})}{\text{average}(F_{\parallel})} \right) \quad (6.1)$$

表 7.3 に最適化の目標を示す。目標値は第 4 章で示した試作機を、2 次元有限要素法により $i_{sus} = 10$ A の条件で解析した。その結果、 $T_l = 0.987\text{Nm}$ 、 $F_{sus} = 15.8\text{N}$ 、 $k_{err} = 3.30^\circ$ が得られた。したがって、誤差角係数は第 5 章試作機モデルを目標とし、 k_{err} が 3.30° 以内のモデルのみを適合寸法とした。さらに、適合寸法内における最小トルクは 4.62Nm 、すなわちトルク密度 30kNm/m^3 を設定した。このトルク密度は [104]で示された最適化結果に近いものとなっている。

表 7.3. 最適化の目標

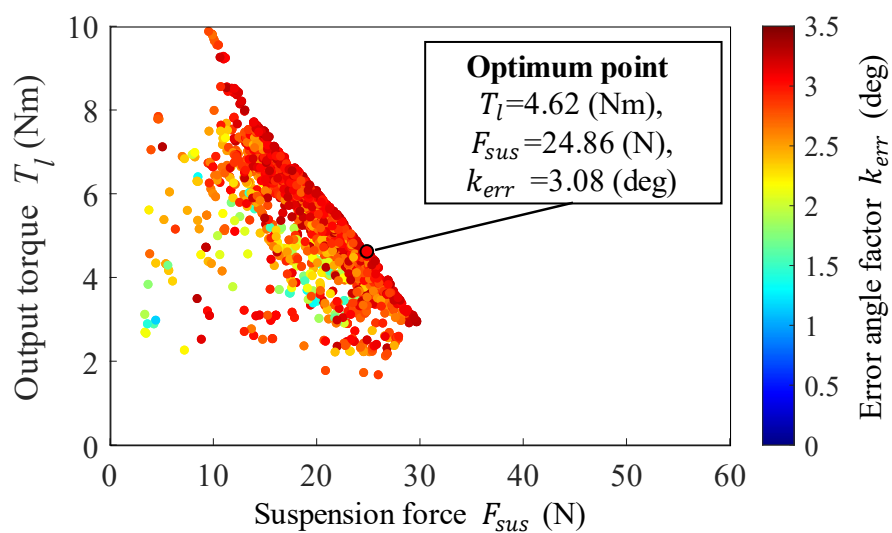
Statement	Description
$\max(T_l)$	Maximize the mean torque of the low-speed rotor
$\max(F_{sus})$	Maximize the mean radial force
$k_{err} < 3.30$ (deg)	The error angle factor is small enough compared to the prototype model in Chapter 第 5 章

7.1.2 最適化結果

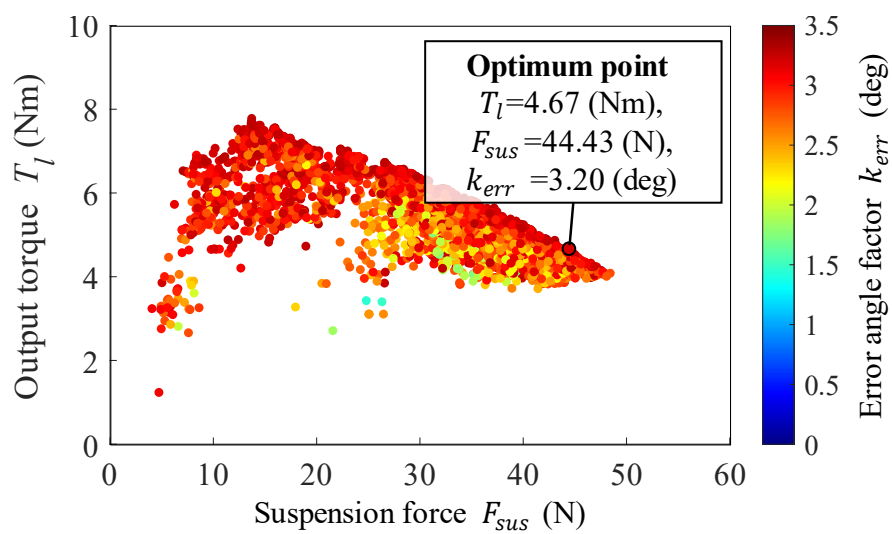
各トポロジーにおける磁気支持特性、ならびに出力トルクを比較するために、多目的最適化を行った。この最適化では、図 3.3 に示すようなコンシクエントポール型磁気ギアードモータの他に、SPM 型磁気ギアードモータについても同様の条件で最適化を行った。

図 7.2 に各トポロジーの最適化結果を示す。図 7.2 (c)、(d)より、DCPM-O MGM モデルと DCPM-F MGM モデルでは、永久磁石の極性以外は同じ構造である。一方で、最適化の結果は DCPM-O MGM モデルがより良い特性を示している。さらに、図 7.2 より、SPM MGM モデルは、コンシクエントポール型磁気ギアードモータモデルと比較して、高い出力トルク T_l を達成できる可能性がある。この結果は、[39]と同様である。一方、コンシクエントポール型磁気ギアードモータモデルは、より高い磁気支持力 F_{sus} が発生する傾向がある。特に、DCPM-O MGM モデルは、最も高い磁気支持力 F_{sus} を発生可能である。これは、コンシクエントポール構造が持つ鉄心極における高い透磁率によるものである。したがって、磁気支持力 F_{sus} ではより多くの鉄心極がギャップ面に存在している DCPM MGM が有利である。

この最適化は、同程度の出力トルク T_l と誤差角係数 k_{err} で単位電流あたりの磁気支持力を最大化することを目的としている。解析結果によると、DCPM-O MGM モデルは、他のトポロジーと比較して、最も高い磁気支持力 F_{sus} を達成する可能性がある。したがって、DCPM-O MGM モデルは、磁気支持特性と出力トルクのバランスを実現できる可能性が高い。



(a)



(b)

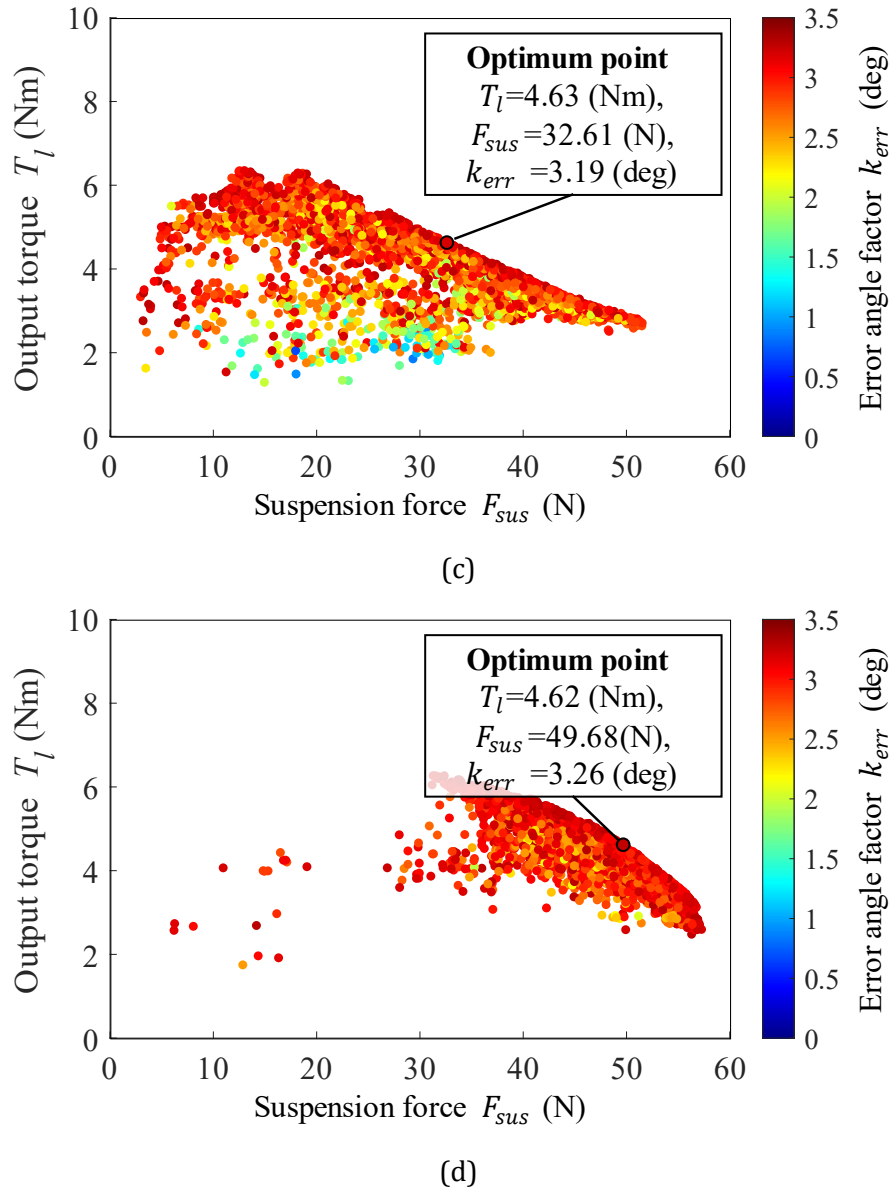


図 7.2. 各モデルのパレート解

(a) SPM-MGM model. (b) SCPM-MGM model.

(c) DCPM-F-MGM model. (d) DCPM-O-MGM model.

表 7.4 は、最適モデルにおける設計変数を示している。この表では、高速ロータの鉄極の幅は、コンシクエントポールモデルでは内側が広く、外側が狭くなっている。この設計により、鉄極の角部に磁束が集中しない。従って、磁気支持磁束の磁路における磁束飽和が回避される。

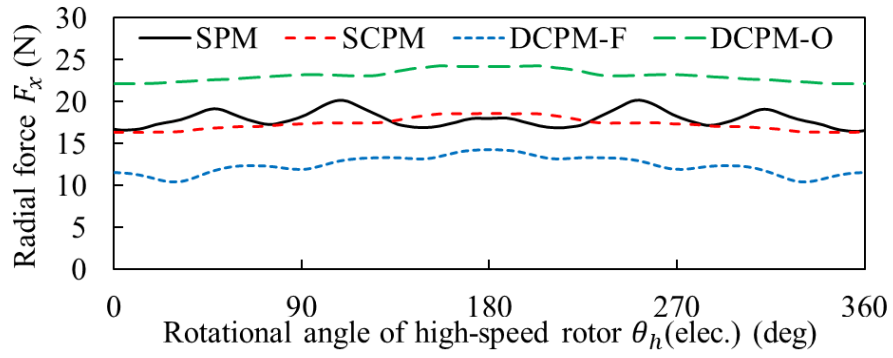
表 7. 4. 最適モデルにおける設計変数

Parameters	SPM (mm)	SCPM (mm)	DCPM-F (mm)	DCPM-O (mm)
w_{st}	1.14	1.61	1.44	2.03
w_{sp}	N/A	N/A	2.13	2.25
l_{st}	14.89	13.56	11.28	13.22
l_{sp}	2.38	1.37	1.00	3.49
l_{lr}	7.81	4.80	8.15	3.24
w_{ls}	7.41	3.53	3.32	3.48
l_{hc}	12.56	6.35	7.54	7.55
w_{ho}	N/A	8.15	8.05	8.83
w_{hi}	N/A	13.98	12.52	12.99
w_{po}	N/A	8.17	8.31	8.95

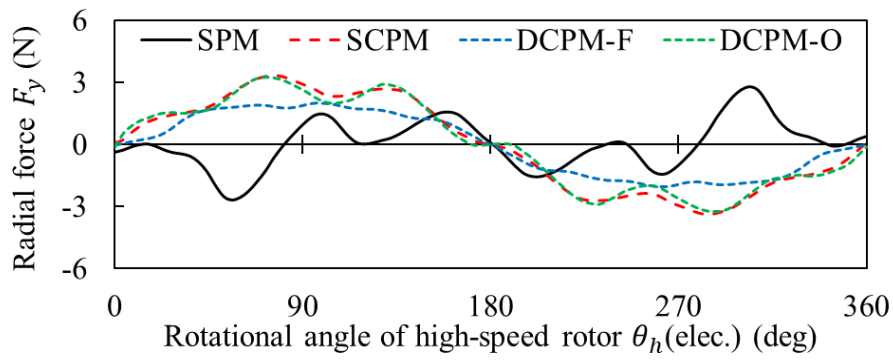
7.2. 3 次元有限要素法による最適モデル検証

コンシクエントポール構造のベアリングレスモータに関する先行研究 [91]によると、コンシクエントポール構造のベアリングレスモータにおける2次元解析と3次元解析の間の解析誤差は、SPM構造の場合よりもはるかに大きい。これは、鉄心極の磁束密度が低下していることが原因である。永久磁石で発生した磁束の一部はz軸方向への漏れにより鉄心極を通過しない。したがって、特にコンシクエントポール構造のベアリングレスモータでは、2次元解析結果を3次元解析で検証する必要がある。

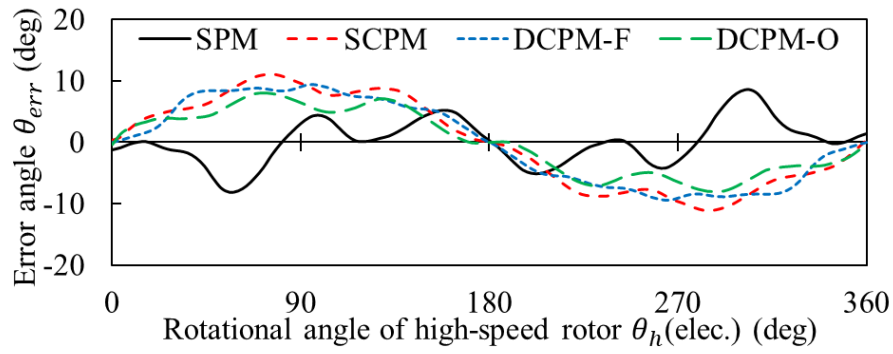
図 7.3 は、各トポロジーの最適モデルにおける高速ロータ(HSR)角度位置 θ_h に対する磁気支持特性とモータ特性の三次元有限要素解析結果である。図 7.3 (a)～(c)では、正のx軸方向に磁気支持力を指令した際の解析結果を示す。この解析では、磁気支持電流 $i_{sus} = 10 \text{ A}$ を印加している。図 7.3 (a)と(b)では、発生した半径方向力のうち、x軸方向とy軸方向の半径方向の力をそれぞれ F_x と F_y として示している。図 7.3 (c)は、(3.31)で定義される誤差角度 θ_{err} を示している。図 7.3 (d)は、高速ロータがある半径方向変位 x をもつ場合に対する、高速ロータのx軸方向の不均衡磁気吸引力 F_{ux} を示す。図 7.3 (d)において、SPMモデルのリップルは他のモデルに比べて著しく大きい。これは、高速ロータの回転位置によって、高速ロータ永久磁石とステータ永久磁石の間に相互作用が発生するためである。不均衡磁気吸引力が大きく変動する場合は、高速ロータ半径方向位置の制御が困難となる。したがって、SPM構造は、磁気支持制御のためのロータ角度の検出が必要であるのに加えて、不均衡磁気吸引力の変動が過大なため、高速ロータを磁気支持した磁気ギアードモータにあまり適していない。



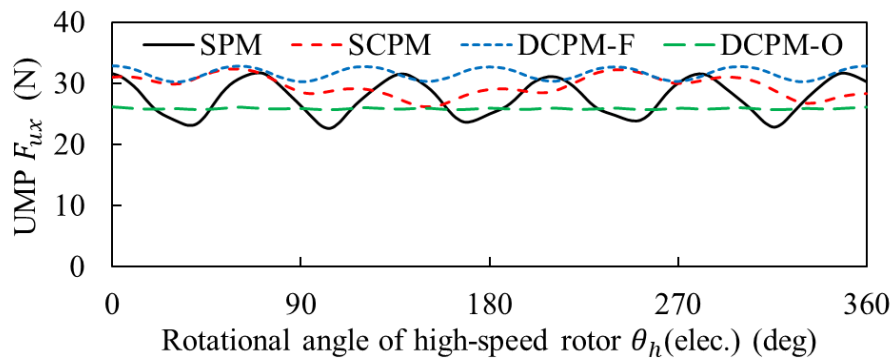
(a)



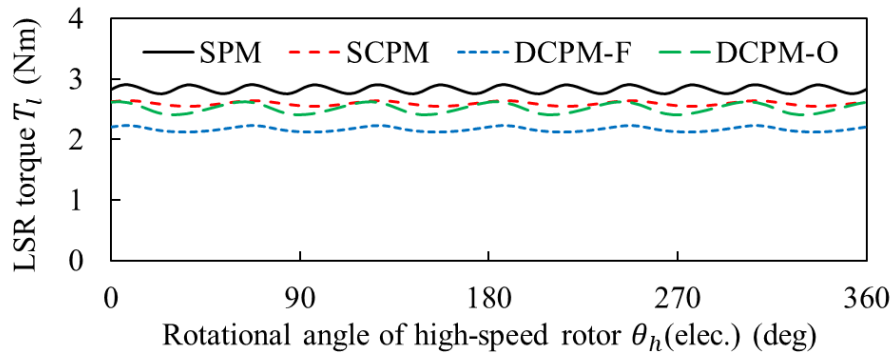
(b)



(c)



(d)



(e)

図 7.3. 各トポロジーの最適モデルにおける高速ロータ(HSR)角度位置 θ_h に対する磁気支持特性とモータ特性の三次元有限要素解析結果

- (a)x軸方向の半径方向力 F_x (b) y軸方向の半径方向力 F_y (c)角度誤差 θ_{err}
 (d)高速ロータを 0.5 mm 偏心させた際の不平衡磁気吸引力(Unbalanced magnetic pull: UMP) F_{ux} (e)低速ロータ(LSR)トルク波形

図 7.4 と表 7.5 は、二次元有限要素解析と三次元有限要素解析の結果の比較である。この結果によると、二次元有限要素解析では考慮されていなかった軸方向の漏れ磁束によって、すべての最適化目標で値が過大に見積もられていた。一方で、この変動の傾向は、コンシクエントポール構造のトポロジーにおいてはほぼ同じである。したがって、二次元有限要素解析を用いて特性を評価することは適切である。また、三次元有限要素解析においても、DCPM-O MGM モデルは SPM-MGM モデルよりも大きな半径方向力を発生する。また、トルクと誤差角係数は SPM-MGM と同等である。したがって、DCPM-O MGM モデルは、ロータ角度位置を検出する必要なく、SPM MGM と同等の性能を達成することができるため、提案モータの構造により適している。

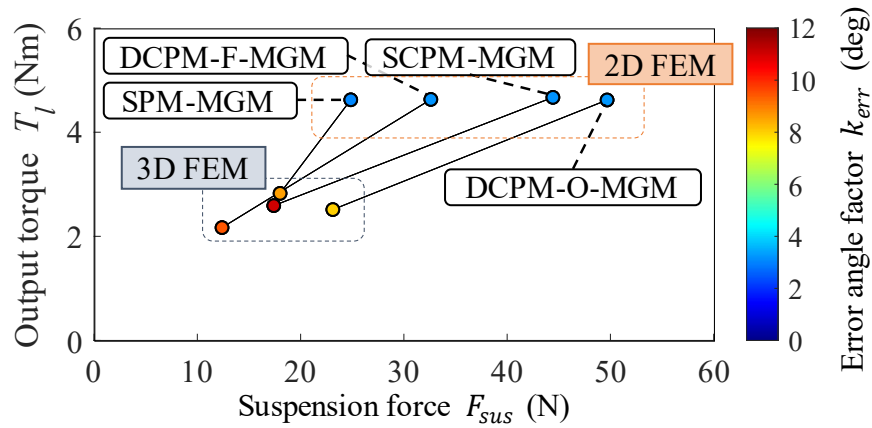


図 7.4. 二次元有限要素解析と三次元有限要素解析における性能差

表 7.5. 二次元有限要素解析と三次元有限要素解析における評価指標ごとの性能差

Average output torque T_l (Nm)				
	SPM	SCPM	DCPM-F	DCPM-O
2D	4.62	4.67	4.63	4.62
3D	2.83	2.59	2.17	2.51
Diff. (%)	-39%	-44%	-53%	-46%
Average suspension force F_{sus} (N)				
	SPM	SCPM	DCPM-F	DCPM-O
2D	24.9	44.4	32.6	49.7
3D	18.0	17.4	12.4	23.1
Diff. (%)	-28%	-61%	-62%	-53%
Maximum error angle factor k_{err} (°)				
	SPM	SCPM	DCPM-F	DCPM-O
2D	3.08	3.20	3.19	3.26
3D	8.59	11.05	9.44	8.04
Diff. (%)	+179%	+246%	+196%	+147%

図 7.5 は、正の x 軸方向に 10A の磁気支持電流を流したときの磁束密度分布である。DCPM-F MGM モデルでは、高速ロータの永久磁石に対向するステータティースの磁束密度が高く、飽和領域に近い。一方、DCPM-O MGM モデルでは、高速ロータの永久磁石に対向するティースの磁束密度は低い。したがって、DCPM-O MGM モデルは、高速ロータの鉄心極を通過する磁気回路の磁気抵抗が低いため、より大きなラジアル力を発生させることができる。

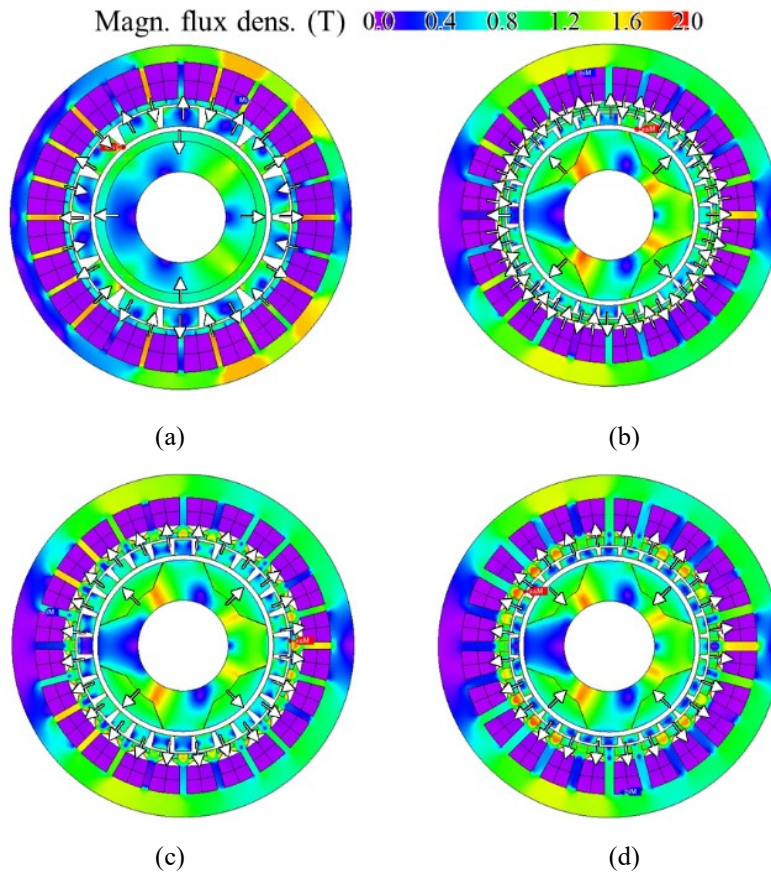
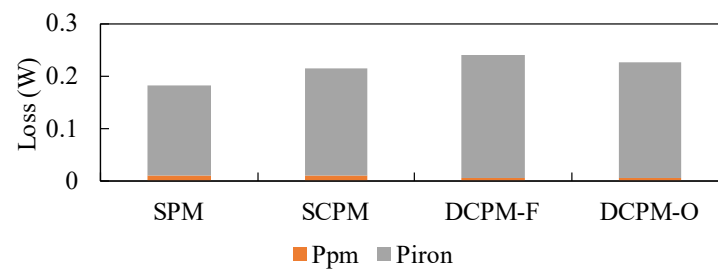


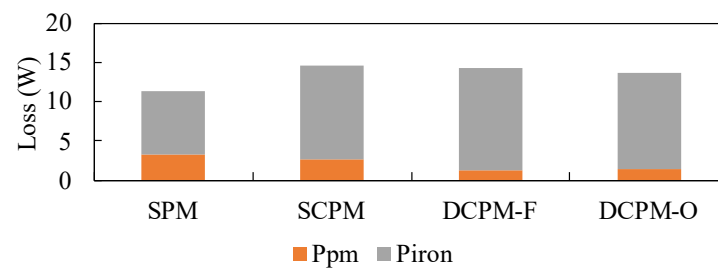
図 7.5. 各トポロジーの最適モデルにおける x 方向磁気支持電流 $i_{sus} = 10$ Aにおける各モデルの磁束密度分布

- (a) SPM-MGM model. (b) SCPM-MGM model.
(c) DCPM-F-MGM model. (d) DCPM-O-MGM model.

図 7.6 に各トポロジーの最適モデルにおける損失を示す。ただし、Ppm は磁石渦電流損、Piron は電磁鋼板での鉄損を示す。また、巻線電流による銅損は巻線設計が決定していないため、考慮していない。図 7.6 によると、低速ロータ回転数 1800min^{-1} では低速ロータ回転数 100min^{-1} と比較するとより磁石渦電流損の割合が上昇している。なお、各トポロジーにおける効率も低速ロータ回転数 100min^{-1} において SPM、SCPM、DCPM-F、DCPM-O でそれぞれ 99.5%、99.1%、96.8%、99.1%、低速ロータ回転数 1800min^{-1} においてそれぞれ 98.4%、96.8%、89.5%、97.0%である。



(a)



(b)

図 7.6. 各トポロジーの最適モデルにおける損失

(a) 低速ロータ回転数 100min^{-1} (b) 低速ロータ回転数 1800min^{-1}

7.3. 第7章のまとめ

本章では、第6章で提案された、高速ロータを磁気支持させたコンシクエントポール型磁気ギアードモータに対して、2次元有限要素法を使用して寸法の最適化を行い、SPM型磁気ギアードモータとの性能比較を行った。加えて、3次元有限要素法を使用し、最適モデルの特性を解析した。

本章では、モータ特性とラジアル方向の磁気支持特性について着目し解析を行った。一方で、傾き剛性の解析や、4.3節に示したモータ電流と磁気支持電流の干渉等の磁気支持性能に関わる機能や、4.6節に示した最適な積厚等の解析は行えておらず、試作機を製作するために必要な情報は揃っていない。特に傾き剛性に関しては、ロータが永久磁石に覆われていないことから、鉄心極におけるフリンジング磁束の磁路がSPM型と比較してどのような磁路を示すのか、傾き剛性に影響を及ぼすのかが不明である。加えて、モータ電流を制御するために必要なロータの回転位置検出を行うのか、あるいはセンサを廃してモータ電流についてはオープンループ制御とするのかなどの検討が行えていないため、今後の課題である。

また、7.2節に示すように、最終的な性能はSPM型についてもそれほど悪くない結果を示した。特に2Dと3Dの解析結果の差異がコンシクエント型と比較して少ないため、SPM型についてもより考察する必要がある。特に傾き剛性に関してはロータギャップ面が永久磁石に覆われているため、コンシクエント型と比較すると高い可能性がある。すなわち4.6節に示すようにより厚い積厚においても成立する可能性があるため、トルク密度がコンシクエント型よりも向上する可能性がある。これらより、本論文では磁気支持に対してロータの回転角度位置の検出が不要な点から、コンシクエント型の利点を提唱したが、トルク密度の観点ではSPM型が優秀である可能性がある。

第8章

結言

8.1. 本論文のまとめ

高速磁気ギアードモータならびに高速磁気減速機は、一般的には低速大トルクの磁気ギアードモータなどと比べると、磁気変調由来の鉄損の発生により、挑戦的な課題である。一方で、高速磁気ギアードモータも提案があるものの、特に小型の高速磁気ギアードモータにおいてはベアリング損失が顕著となることが示されている。そこで本論文では、磁気ギアードモータの高速ロータを磁気支持させる構造を提案し、ベアリング損失の削減を可能とする構造を示した。このモータでは、追加の3相巻線によって、高速ロータに能動的に半径方向力を発生させることで、高速側の機械ベアリングを廃した非接触磁気支持を可能としている。

一方で、ベアリングレスモータとしての機能と磁気ギアードモータとしての機能は一部相反する。特に、極コンビネーションの選択や、一般的なベアリングレスモータと異なり2つあるエアギャップ、大きく厚い永久磁石、さらには低速ロータの形状由来や高磁束密度に由来する透磁率の低さによって、大きな磁気支持起磁力が必要となることが課題であった。そこで本研究では、以下に示す検討を行い、これらの課題への解決策を提唱した。

第1章「緒言」では、磁気ギアードモータとベアリングレスモータに関する研究背景と分類を示し、研究目的と意義を明らかにした。また、本論文の概略を示した。

第2章「磁気ギアードモータおよび磁気減速機の高速化とベアリングレスモータの大トルク化に関する研究動向」では、高速磁気ギアードモータや磁気ギアの研究動向と課題を明らかにした。加えて、磁気変調を用いたモータトポロジーにおけるベアリングレス化に関して、研究動向と課題を明らかにした。これらのモータの現状の課題を示し、本論文の目的、研究課題の解決策を明らかにした。

第3章「高速ロータを磁気支持化した磁気ギアードモータの構造と原理」では、本論文で提案する高速ロータを磁気支持した磁気ギアードモータにおける構造と原理を示した。第3章では、本提案手法において採用可能な磁気ギアードモータトポロジー、並

びにベアリングレスモータトポロジーを示し、どのようなトポロジーの組み合わせがあるのかを示した。加えて、研究課題の1つであった極スロットコンビネーションの決定方法について、その原理を示した。

第4章「リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の提案と解析」では、リラクタンス型磁気ギアードモータとベアリングレスモータを組み合わせた新しいモータの提案を行った。解析によって、提案モータのトルク発生原理と磁気支持力を求め、磁気支持可能な構造を明らかにした。本章では、研究課題の1つであった極スロットコンビネーションの決定方法について、解析による検証を行った。加えて、ベアリングレスモータとして基本的な磁気支持性能の検討に加え、試作機の製作にあたって課題となりうるモータ電流及び支持電流の相互干渉の解析や、角度位置検出用ホール素子設置方法の検討を示した。

第5章「リラクタンス型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の実験による検証」では、第4章の解析によって求めた磁気支持性能が良好なモデルを試作し、実験によって磁気支持性能を検証することによって、世界初の磁気ギアードモータと高速のベアリングレスモータを組み合わせた新しいモータの動作を確認した。本章では、第4章の解析結果の検証を行うとともに、解析では不明であった最高速度や、磁気支持中の消費電力を実験によって求めた。この章で行った実験により、実際に高速領域では機械式ベアリング支持に対して磁気支持の効率上のメリットが示された。

第6章「コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の検討」では、第4章で提案したモデルのトルク密度向上のために、コンシクエントポールを採用した磁気ギアードモータにおける高速ロータのベアリングレス化の提案を行った。解析によって、それぞれのモータトポロジーにおける特性を評価した。本章では、課題であった透磁率の低さを改善するためにコンシクエント型の磁気ギアードモータに着目し、透磁率を低下させることなくトルク密度向上ができるモータを提案した。加えて、第5章で発覚したホール素子による角度検出値の誤差により、磁気支持電流に本来不要な成分が発生している懸念に対して、角度検出値を用いなくても磁気支持が可能な構造を提案することで、制御をさらに容易にするとともに、磁気支持電力の削減を図った。

第7章「コンシクエントポール型磁気ギアードモータに対する高速ロータ磁気支持化の最適化と検証」では、第6章で提案したモータに対し、寸法最適化を行い、それぞれのモータトポロジーにおけるトルクと磁気支持力の特性を評価し、トルク密度を向上させつつ磁気支持可能な構造を明らかにした。第6章で提案したモータはこれまで提案さ

れてこなかった形式であり、設計変数も多いことから、最適な設計を導くのは困難であった。そこで、遺伝的アルゴリズムを用いて磁気支持性能と伝達トルクに着目した最適化を行うことによって、最適モデルを導いた。この最適モデルを用いて各トポロジーの得失を評価することで、両側コンシクエント型磁気ギアードモータでステータと高速ロータの着磁が逆側のモデルが良好な性能を発揮することを示した。本章で示した最適モデルはいずれも第4章モデルを上回る性能を発揮するため、トルク密度向上と磁気支持性能の向上が示せた。

8.2. 今後の課題

8.2.1 d 軸電流による傾き剛性の変更

4.5 節に示したように、d 軸電流印加による磁気ギアードモータ性能の向上は困難である。一方で、d 軸電流印加による傾き剛性の変更については、傾き方向の共振点を変更できる可能性があることから、本試作機のさらなる速度向上が見込める。速度向上が実現した場合、高速領域における機械ベアリング支持に対する効率向上の可能性がある。これは、本研究の目的であるベアリング損失の低減を達成できる可能性があることから、さらなる検討が求められる。

8.2.2 リラクタンス型磁気ギアードモータにおける最適な積厚の検討

4.6 節で示したように、ベアリングレスモータ性能や磁気ギアードモータ性能は、モータ積厚によって大きく変化する。本論文で製作した試作機では、様々な制約から積厚は 10 mm に設定したが、さらに積厚を増加させることで磁気支持性能と磁気ギアードモータの最大伝達トルクを向上できる可能性がある。ただし、本モータに関しては試作機を製作した事例が本研究のみであるため、積厚増加によりどのような挙動を示すかは不明である。加えて、試作機に関しても実際に傾き剛性は測定できていないため、さらなる調査が必要である。

8.2.3 磁気支持時の消費電力の低減

5.6 節に示したように、磁気支持電力が過剰なため、試作機の効率はそれほど高くない。これは、5.1.4 項で示した回転角度検出の誤差によって本来不必要な電流が流れ、磁気支持電力が増加している可能性がある。加えて、先行研究で提案されたゼロパワー制御などの制御手法の改良によって磁気支持電力が削減できる可能性がある。これらの磁気支持電力削減手法について、実機での調査が必要である。

8.2.4 効率・損失の詳細な測定

5.6 節に示したように、試作機の損失や効率は測定できたものの、負荷損・無負荷損に分類するにとどまり、詳細な検討ができていない。これらの損失は解析値と大きく異

なることから、損失要因の調査を行うことで効率の向上が期待できる。特に、解析上では電流は正弦波であり、供給電圧も同じく正弦波状である。一方で、実験では PWM 電圧による供給のため、この電圧の高調波分が損失増加に寄与している可能性がある。加えて、機械損がどの程度存在しているのかも不明なため、これらの点においてさらなる調査が必要である。

8.2.5 コンシクエント型磁気ギアードモータにおける試作機製造に向けた評価

第7章で示したモータは、第4章で示したモータと比較して大幅に性能が向上している。一方で、第4章では考慮した積厚や、傾き剛性、さらには角度検出を完全に廃することができるのか、あるいはモータ制御用に角度検出が必要なのか、また角度検出が必要な場合はどの位置に配置するのかなどの試作機製造に向けた評価が不足している。特に傾き剛性に関しては、これを考慮することにより第7章で導いた最適設計とは異なる設計が最適である可能性があるため、さらなる調査が求められる。

8.2.6 磁気支持方法変更によるトルク密度向上の検討

本論文で検討したモータは、2 軸能動制御型ベアリングレスモータである。一方で、この構造ではモータは扁平とならざるを得ず、トルク密度は減少してしまう。そこで、トルク密度に関わる制約の少ない4 軸能動制御型や、アキシアルギャップ型の採用による1 軸能動制御型など、様々な磁気支持方法が考えられる。そこで、用途に応じた磁気支持方法の検討が求められる。

付録 A 作成したプログラム

本研究を遂行するにあたって、作成したプログラムを以下に示す。

a. sin_fitting

https://github.com/akira-kumashiro/sin_fitting

5. 1. 3 で使用したオシロスコープ(DLM2024, 横河電機)で出力した複数の csv ファイルの各チャンネルの信号から、遺伝的アルゴリズムを使用して正弦波近似を行う。

b. OscilloscopeAverage-1

<https://github.com/akira-kumashiro/OscilloscopeAverage-1>

5. 5 で使用したオシロスコープ(DLM2024, 横河電機)で出力した複数の csv ファイルの各チャンネルの信号から、平均値と分散を計算して 1 つの csv ファイルに保存する。

c. OscilloscopeAverage-MW-WAVE

<https://github.com/akira-kumashiro/OscilloscopeAverage-MW-WAVE>

5. 5 で使用した MWPE-WAVE2-USB と Wave Viewer で出力した複数の csv ファイルの各チャンネルの信号から、平均値と分散を計算して 1 つの csv ファイルに保存する。

d. BelM_current_control

https://github.com/akira-kumashiro/BelM_current_control

第 5 章で使用した試作機制御用のプログラム

付録 B 4.1 項で使用したモデル

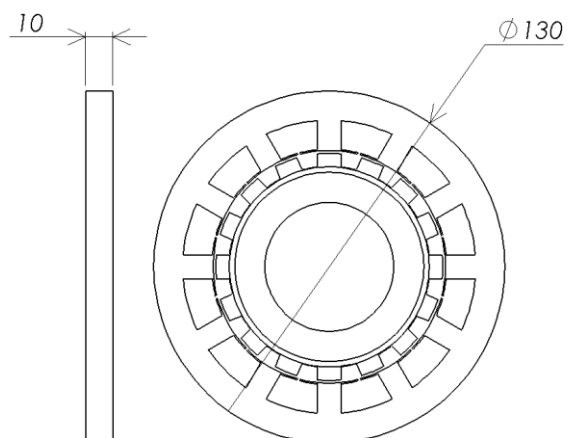


図 B.1. リラクタンス式磁気ギアードモータの全部品の外径図

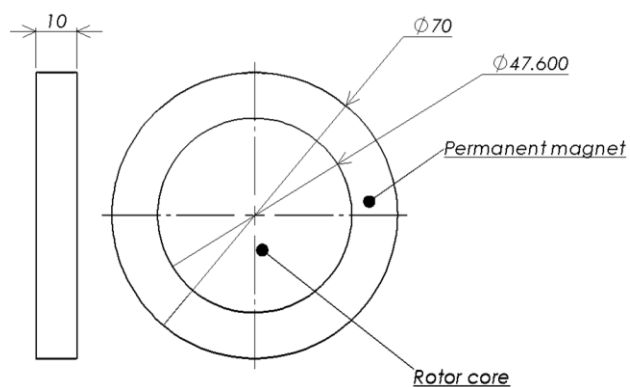


図 B.2. 高速ロータ(HSR)の寸法図

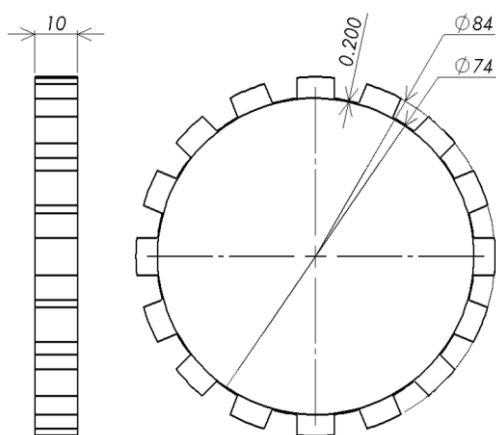


図 B.3. 低速ロータ(LSR)の寸法図

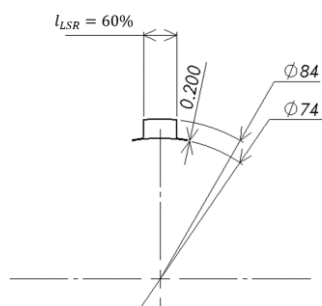


図 B.4. 低速ロータ (LSR) の寸法図 (部分拡大)

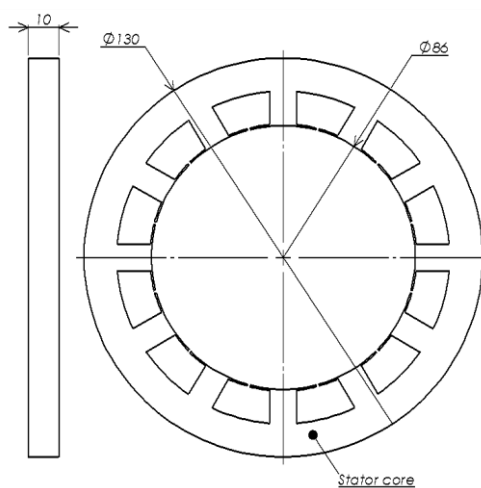


図 B.5. ステータの寸法図

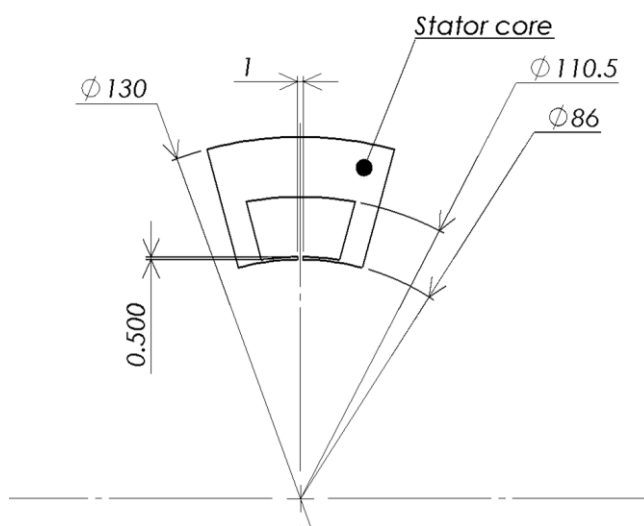


図 B.6. ステータの寸法図 (部分拡大)

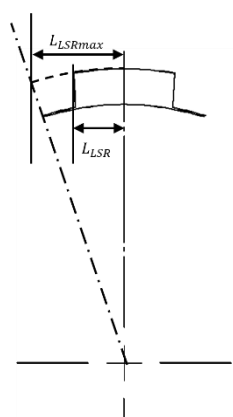


図 B.7. 低速ロータ(LSR)の歯の幅

付録 C 4.2 項以降のリラクタンス型磁気ギアードモータモデル

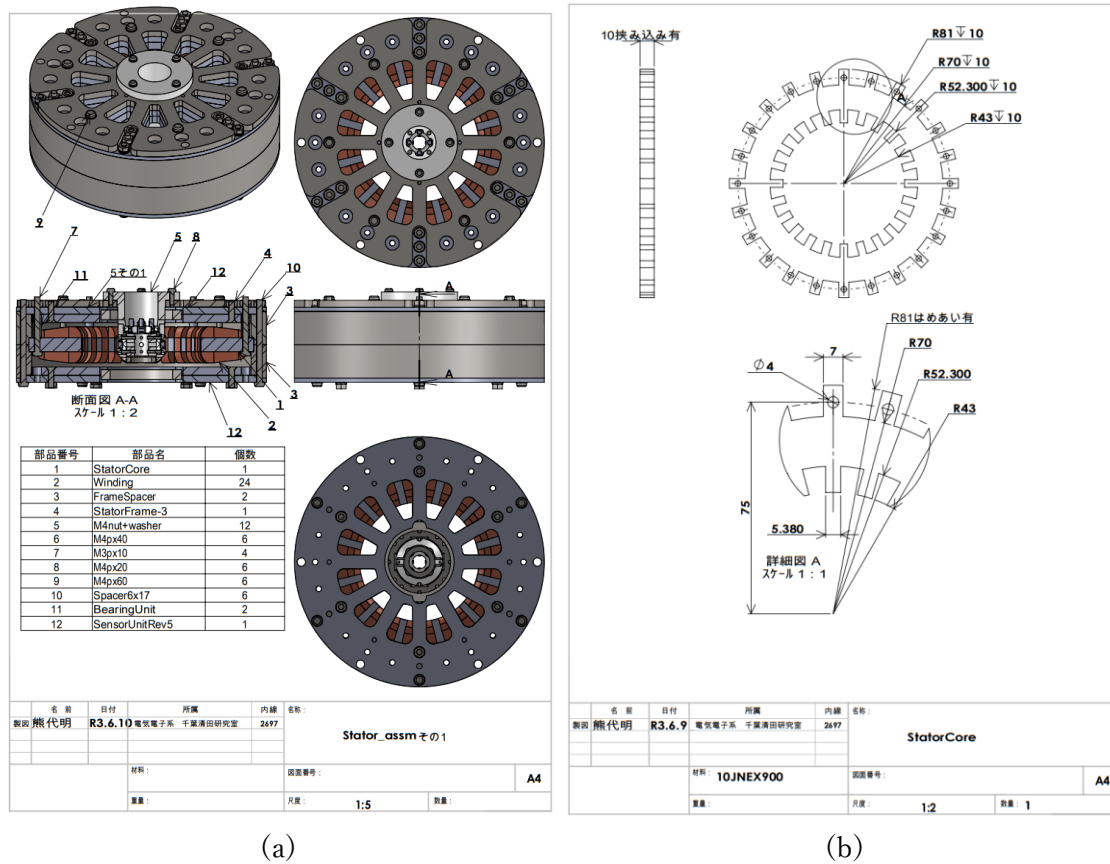
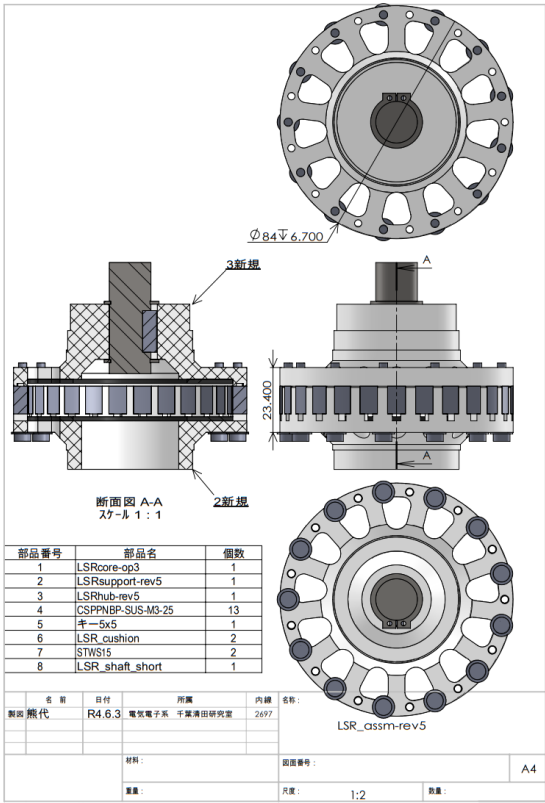
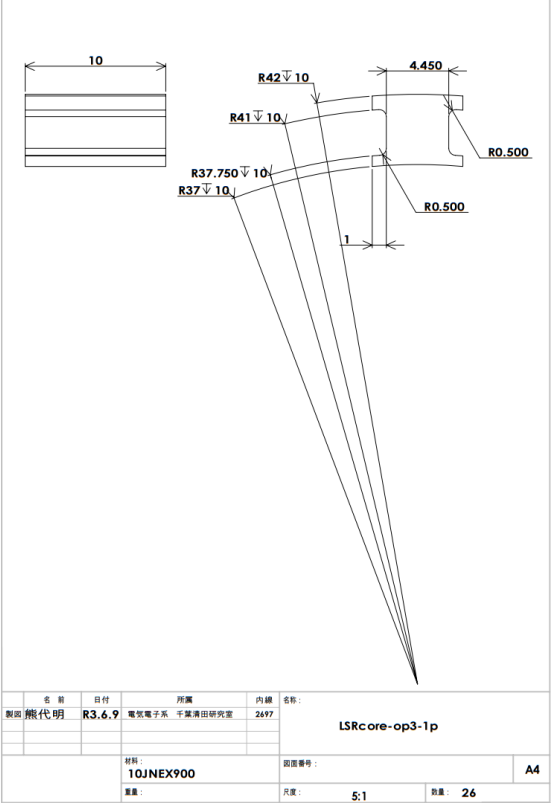


図 C.1. ステータ
(a) 組み立て図 (b)ステータコア



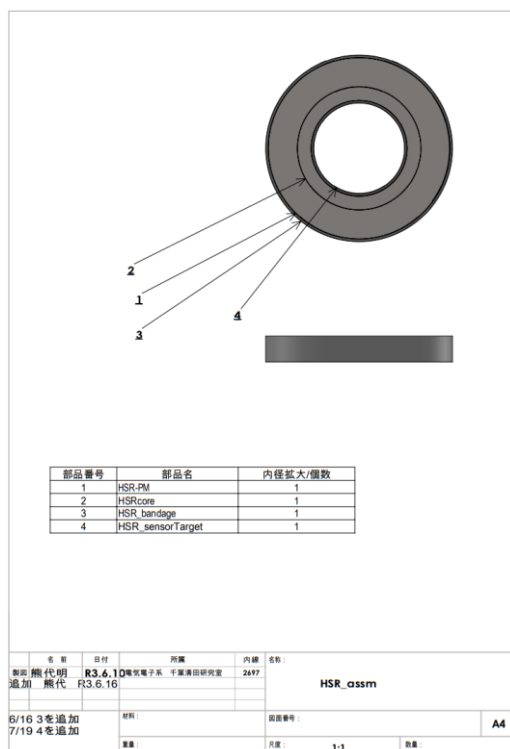
(a)



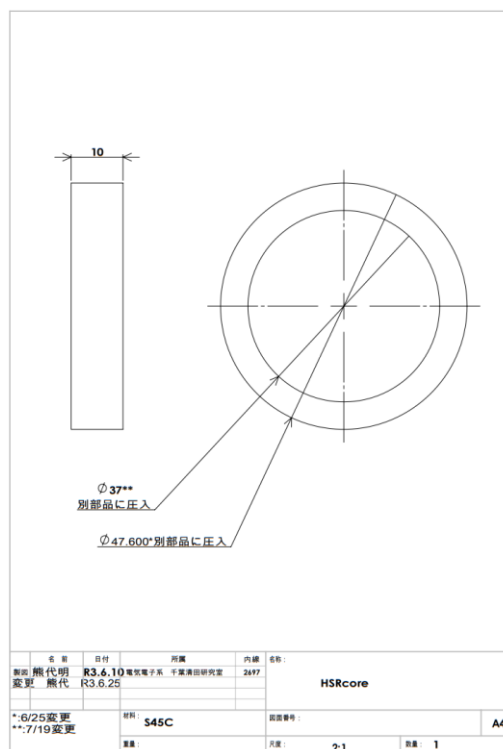
(b)

図 C. 2. 低速ロータ

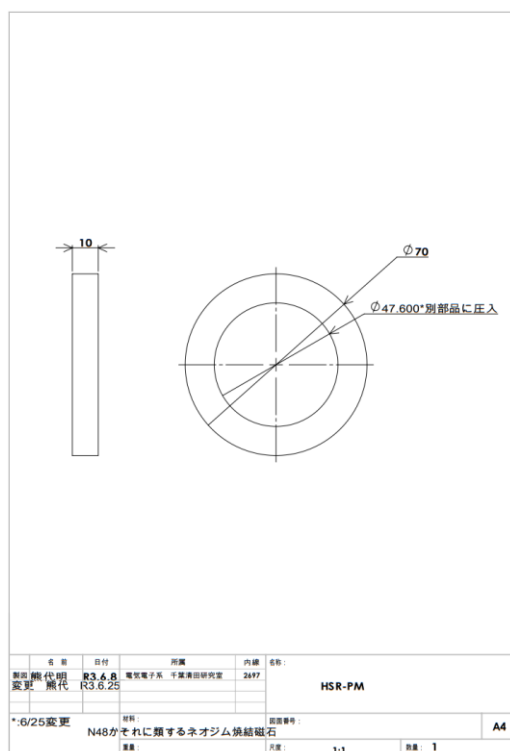
(a) 組み立て図 (b) 低速ロータコア



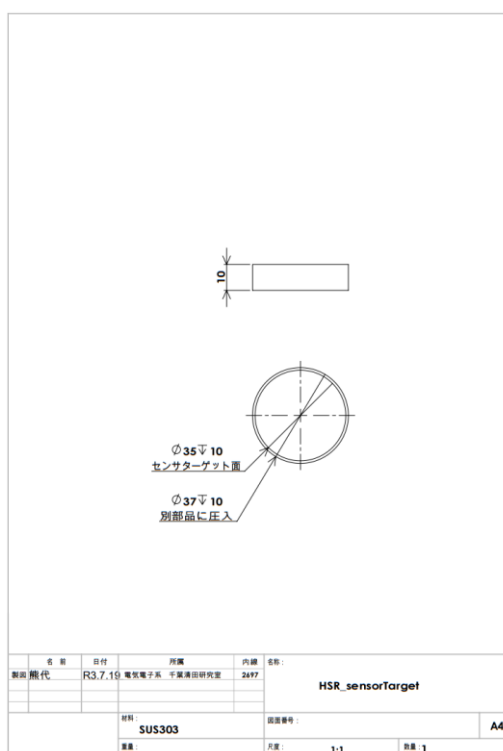
(a)



(b)



(c)



(d)

図 C.3. 高速ロータ

(a)組み立て図 (b)高速ロータコア (c)高速ロータ永久磁石 (d)センサターゲット

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始ご指導頂きました指導教員の千葉 明教授に心より感謝いたします。ゼミや学会の論文の執筆・原稿の添削や発表の指導など、丁寧なご指導のおかげで、博士課程を乗り越えることができました。大変ありがとうございます。また、研究のあらゆる部分に対するアドバイスをくださった藤井 勇介助教にも深く感謝いたします。論文のチェックや、研究の指針の決定など、先生の的確な指導のおかげでこの研究をより深いものにすることができました。先生方のおかげで実機の製作に近づくことができました。大変ありがとうございます。

共同研究者として論文の添削や様々なアドバイスをしてくださった Johannes Kepler University Linz の Wolfgang Gruber 氏、 Wolfgang Amrhein 氏、Gerald Jungmayr 氏、Hubert Mitterhofer 氏にも感謝いたします。

金沢工業大学 工学部 電気系 電気電子工学科の深見 正教授には、学外より博士論文の審査をしていただきました。先生から頂いたご指摘によりまして、本論文は非常に改善されました。重ねて御礼申し上げます。

博士論文の学内審査をしていただきました沖野 晃俊准教授、赤塚 洋准教授、萩原 誠准教授、清田 恭平准教授にも感謝申し上げます。加えて、各発表会で多くのアドバイスをしていただきました藤田 英明教授にも感謝申し上げます。

試作機を製作する上でお世話になりました有限会社モーションシステムテックの斎藤 守弘氏と、変位センサの製作でお世話になりました株式会社電子応用の島田 宏氏にも感謝いたします。完璧な製品をいただき大変助かりました。

研究生を送る上で様々なサポートをくださった、秘書の時岡 えい氏に深く感謝いたします。修士時代は様々な書類を遅れて提出することが多く、ご迷惑をおかけしました。また同じく秘書の渡邊 知佳子氏と渡辺 留美氏にも深く感謝いたします。

研究室で共に過ごしたメンバーの皆様に感謝いたします。特に博士課程でともに頑張った Fares S. El-Faouri 氏と Yifei Cai 氏、そして先輩として親身に相談に乗っていただいた野口 孝浩氏、同じ低速大トルクモータの研究者として様々なアドバイスを下さった Lingyu Chen 氏に心より感謝申し上げます。

高専時代、磁気ギアに出会わせてくれた大分工業高等専門学校 電気電子工学科 助教の石川 誠司氏にも感謝申し上げます。

竹内研究室卒の佐藤 建君に感謝いたします。高専時代から修士卒業までの 9 年間、

さらに修士卒業後からも大変お世話になりました。

いつも私のことを強力に支えてくれた妻の歩乃佳に深く感謝申し上げます。衣食住への完璧なサポートのお陰で博士課程を3年で修了することができました。

最後に、これまでお世話になった両親の熊代 徹氏と熊代 綾氏、義両親の山 健二氏と山 雅代氏をはじめとした親族の皆様に感謝いたします。加えて、様々なアドバイスを下さった祖母の池永 由美氏にも心より感謝いたします。長生きしてね。そして科学への興味を芽生えさせてくれた故 池永 太様に心より感謝いたします。

引用文献

- [1] A. Krings and C. Monissen, "Review and Trends in Electric Traction Motors for Battery Electric and Hybrid Vehicles," *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, vol. 1, pp. 1807-1813, 2020.
- [2] J. C. Perry, J. Rosen and S. Burns, "Upper-limb powered exoskeleton design," *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, vol. 12, no. 4, pp. 408-417, 2007.
- [3] B. McNiff, M. W. D. and R. Errichello, "Variations in Gear Fatigue Life for Different Wind Turbine Braking Strategies," in *Prepared for A WEA Wind Power '90* , Washington, D. C. , 1991.
- [4] C. G. Armstrong, "Power transmitting device". US Patent 687 292, 1901.
- [5] H. T. Faus, "Magnet gearing". US Patent 2 243 555, 1941.
- [6] S. Rand, "Magnetic transmission system". US Patent 3 523 204, 1970.
- [7] M. Hetzel, "Low friction miniature gear drive for transmitting small forces, and method of making same". US Patent 3 792 578, 1974.
- [8] K. Ikuta, S. Makita and S. Arimoto, "Non-contact magnetic gear for micro transmission mechanism," *Proceedings of IEEE Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 125-130, 1991.
- [9] Y. D. Yao, D. R. Huang, C. C. Hsieh, D. Y. Chiang and S. J. Wang, "Magnetic coupling studies between radial magnetic gears," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 5, pp. 4236-4238, 1997.
- [10] Y. D. Yao, D. R. Huang, C. C. Hsieh, D. Y. Chiang and S. J. Wang, "Simulation study of the magnetic coupling between radial magnetic gears," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, pp. 2203-2206, 1997.
- [11] E. Furlani, "A two-dimensional analysis for the coupling of magnetic gears," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 3, pp. 2317-2321, 1997.
- [12] T. B. Martin, "Magnetic transmission". US Patent 3 378 710, 1968.
- [13] N. Laing, "Magnetic transmission". US Patent 3 645 650, 1972.

-
- [14] N. Laing, "Centrifugal pump with magnetic drive". US Patent 3 762 839, 1973.
 - [15] B. Ackermann and L. Honds, "Magnetic drive arrangement comprising a plurality of magnetically cooperating parts which are movable relative to one another". US Patent 5 633 555, 1997.
 - [16] B. Ackermann, "Magnetic drive arrangement". US Patent 5 994 809, 1999.
 - [17] Y. Wang, M. Filippini, N. Bianchi and P. Alotto, "A Review on Magnetic Gears: Topologies, Computational Models, and Design Aspects," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 4557-4566, 2019.
 - [18] K. Atallah and D. Howe, "A novel high-performance magnetic gear," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 2844-2846, 2001.
 - [19] N. Niguchi and K. Hirata, "Torque Ripple Analysis of a Magnetic-Geared Motor," *Proceedings of the 2014 International Conference on Electrical Machines*, pp. 787-792, 2012.
 - [20] K. T. Chau, "Magnetic-Geared Motor Drives," in *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*, Wiley-IEEE Press, 2015, pp. 195-226.
 - [21] S. Gerber and R.-J. Wang, "Analysis of the end-effects in magnetic gears and magnetically geared machines," *Proceedings of 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 396-402, 2014.
 - [22] K. Atallah, J. Rens, S. Mezani and D. Howe, "A Novel "Pseudo" Direct Drive Brushless Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4349-4352, 2008.
 - [23] P. M. Tlali, R.-J. Wang and S. Gerber, "Magnetic gear technologies: A review," *Proceedings of 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 544-550, 2014.
 - [24] M. Venturini and F. Leonardi, "High torque, low speed joint actuator based on PM brushless motor and magnetic gearing," *IEEE-IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 37-42, 1993.
 - [25] A. Razzell and J. Cullen, "Compact electrical machine". US Patent 6 794 781B2, 2004.
 - [26] K. Chau, D. Zhang, Z. Jiang, C. Liu and Y. Zhang, "Design of a magnetic-geared outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles," *IEEE Transaction on*

- Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2504-2506, 2007.
- [27] L. Jian, G. Xu, Y. Gong, J. Song, J. Liang and M. Chang, "Electromagnetic design and analysis of a novel magnetic gear integrated wind power generator using time-stepping FEM," *Progress in Electromagnetics Research-pier*, vol. 113, pp. 351-367, 2011.
 - [28] L. Jian, K. T. Chau and J. Z. Jiang, "A Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Machine for Wind Power Generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 954-962, 2009.
 - [29] B. Bidouche, T. Lubin and S. Mezani, "Design and Analysis of a Magnetically Geared Induction Machine," *Proceedings of 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 629-634, 2018.
 - [30] L. Jing, Y. Pan, T. Wang, R. Qu and P.-T. Cheng, "Transient analysis and verification of a magnetic gear integrated permanent magnet brushless machine with Halbach arrays," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 1881-1890, 2022.
 - [31] P. O. Rasmussen, T. V. Frandsen, K. K. Jensen and K. Jessen, "Experimental evaluation of a motor-integrated permanent-magnet gear," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 49, no. 2, pp. 850-859, 2013.
 - [32] S. Du, Y. Zhang and J. Z. Jiang, "Research on a novel combined permanent magnet electrical machine," *Proceedings of 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 3564-3567, 2008.
 - [33] L. Jian, K. Chau and J. Jiang, "An integrated magnetic-geared permanent-magnet inwheel motor drive for electric vehicles," *Proceedings of 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, 2008.
 - [34] R. O. Rasmussen, H. H. Mortensen, T. N. Matzen, T. M. Jahns and H. A. Toliyat, "Motor integrated permanent magnet gear with a wide torque-speed range," *Proceedings of 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1510-1518, 2009.
 - [35] S. Gerber and R.-J. Wang, "Torque capability comparison of two magnetically geared PM machine topologies," *Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1915-1920, 2013.

-
- [36] K. Ito and K. Nakamura, "Investigation of Magnetic Interaction of IPM-Type Magnetic-Geared Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, no. 2, 2021.
- [37] 新口昇, 平田勝弘, "磁気ギアードモータのコギングトルク特性," *電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)*, 第 132 巻, 第 6 号, pp. 673-681, 2012.
- [38] S. Hasanpour, M. C. Gardner, M. Johnson and H. A. Toliyat, "Comparison of Reluctance and Surface Permanent Magnet Coaxial Magnetic Gears," *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 307-314, 2020.
- [39] 新口昇, 平田勝弘, "新しい磁気ギアードモータ," 第 21 回 MAGDA コンファレンス論文集, 第 21 巻, 第 2 号, pp. 110-115, 2013.
- [40] J. Chen, J. Zhu and E. L. Severson, "Review of Bearingless Motor Technology for Significant Power Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1377-1388, 2020.
- [41] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto and D. G. Dorrell, *Magnetic bearings and bearingless drives*, Elsevier, 2005.
- [42] M. T. Bartholet, T. Nussbaumer, S. Silber and J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of Polyphase Bearingless Slice Motors for Fluid-Handling Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1821-1830, 2009.
- [43] M. Neff, N. Barletta and R. Schoeb, "Bearingless centrifugal pump for highly pure chemicals," *Proceedings of 8th International Symposium on Magnetic Bearing*, pp. 283-288, 2002.
- [44] 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.
- [45] H. Hoshi, T. Shinshi and S. Takatani, "Third-generation blood pumps with mechanical noncontact magnetic bearings," *Artificial organs*, vol. 30, no. 5, pp. 324-338, 2006.
- [46] B. Warberger, R. Remo Kaelin, T. Nussbaumer and J. W. Kolar, "50-N·m/2500-W Bearingless Motor for High-Purity Pharmaceutical Mixing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2236-2247, 2012.
- [47] 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.
- [48] 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.
 - [49] E. Severson, R. Nilssen, T. Undeland and N. Mohan, "Suspension force model for bearingless AC homopolar machines designed for flywheel energy storage," *Proceedings of 2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, pp. 274-279, 2013.
 - [50] 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.
 - [51] Z. Liu, A. Chiba, Y. Irino and Y. Nakazawa, "Optimum Pole Number Combination of a Buried Permanent Magnet Bearingless Motor and Test Results at an Output of 60 kW With a Speed of 37000 r/min," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 33-41, 2020.
 - [52] H. Sugimoto, I. Shimura and 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.
 - [53] G. Munteanu, A. Binder and S. Dewenter, "Five-axis magnetic suspension with two conical air gap bearingless PM synchronous half-motors," *Proceedings of International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 1246-1251, 2012.
 - [54] P. Kascak, R. Jansen, T. Dever, A. Nagorny and K. Loparo, "Levitation performance of two opposed permanent magnet pole-pair separated conical bearingless motors," *Proceedings of 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1649-1656, 2011.
 - [55] M. Ohsawa, "Study of the Induction type Bearingless Motor," *Proceedings of Seventh International Symp. on Magnetic Bearings (ISMB)*, pp. 389-394, 2000.
 - [56] R. P. Jastrzebski, P. Jaatinen, A. Chiba and O. Pyrhnen, "Efficiency of buried permanent magnet type 5kW and 50kW high-speed bearingless motors with 4-pole

-
- motor windings and 2-pole suspension windings," *Proceedings of International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 1-8, 2016.
- [57] R. P. Jastrzebski, P. Jaatinen, H. Sugimoto, O. Pyrhoenen and A. Chiba, "Design of a bearingless 100 kW electric motor for high-speed applications," *Proceedings of 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2008-2014, 2015.
- [58] R. P. Jastrzebski, P. Jaatinen, O. Pyrhoenen and A. Chiba, "Design of 6-slot inset PM bearingless motor for high-speed and higher than 100kW applications," *Proceedings of 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-8, 2017.
- [59] Y. Fu, M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Orikawa, "Investigation of a high speed and high power density bearingless motor with neodymium bonded magnet," *Proceedings of 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-8, 2017.
- [60] O. Ichikawa, A. Chiba and T. Fukao, "Inherently decoupled magnetic suspension in homopolar-type bearingless motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1668-1674, 2001.
- [61] 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.
- [62] E. Severson and N. Mohan, "Bearingless motor system design for industrial applications," *Proceedings of 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-8, 2017.
- [63] M. Takemoto, "Basic characteristic of a two-unit outer rotor type bearingless motor with consequent pole permanent magnet structure," *Proceedings of 2014 International Power Electronics Conference*, pp. 1000-1005, 2014.
- [64] J. Amemiya, A. Chiba, D. G. Dorrell and T. Fukao, "Basic characteristics of a consequent-pole-type bearingless motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 1, pp. 82-89, 2005.
- [65] 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.
- [66] S. Silber, W. Amrhein, P. Boesch, R. Schoeb and N. Barletta, "Design aspects of bearingless slice motors," *IEEE Transaction on Mechatronics*, vol. 10, no. 6, p. 611–617, 2005.
- [67] Y. Okada, K. Dejima and O. T, "Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, p. 1047–1053, 1995.
- [68] 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, p. 565–571, 1996.
- [69] 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.
- [70] M. Ooshima, S. Miyazawa, T. Deido, A. Chiba, F. Nakamura and T. Fukao, "An Analysis and Characteristics of a Permanent Magnet Type Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 115, no. 9, pp. 1131-1139, 1995.
- [71] M. Nakagawa, Y. Asano, A. Mizuguchi, A. Chiba, C. X. Xuan, M. Ooshima, M. Takemoto, T. Fukao, O. O. Ichikawa and D. G. Dorrell, "Optimization of stator design in a consequent-pole type bearingless motor considering mag-netic suspension characteristics," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 42, no. 10, p. 3422–3424, 2006.
- [72] J. Asama, R. Kawata, T. Tamura, T. Oiwa and A. Chiba, "Reduction of force interference and performance improvement of a consequent-pole bearingless motor," *Precision Engineering*, vol. 36, no. 1, pp. 10-18, 2012.
- [73] T. Stallinger, W. Gruber and W. Amrhein, "Bearingless segment motor with a consequent pole rotor," *Proceedings of 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, p. 1374–1380, 2009.
- [74] P. N. Boesch and N. Barletta, "High Power Bearingless Slice Motor (3-4kW) for Bearingless Canned Pumps," *Proceedings of 9th International Symposium on Magnetic Bearings*, 2004.
- [75] 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.
- [76] E. Gobl, W. Amrhein and H. Mitterhofer, "Slotless bearingless high speed disk drive designed for speeds beyond 100krpm," *Proceedings of 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 1-17, 2017.
- [77] T. Reichert, T. Nussbaumer and J. Kolar, "Bearingless 300-W PMSM for Bioreactor Mixing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, p. 1376–1388, 2012.
- [78] J. Asama, Y. Hamasaki, T. Oiwa and A. Chiba, "Proposal and Analysis of a Novel Single-Drive Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 129-138, 2013.
- [79] H. Sugimoto and A. Chiba, "Dynamic Modeling and Experimental Validations of Passing Through Critical Speeds by High Acceleration in One-Axis Actively Positioned Bearingless Motors," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 57, no. 6, p. 6956–6964, 2021.
- [80] Q. D. Nguyen and U. 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.
- [81] J. V. Verdegheem, M. Lefebvre, V. Kluyskens and B. Dehez, "Dynamical Modeling of Passively Levitated Electrodynamic Thrust Self-Bearing Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1447-1460, 2019.
- [82] V. Kluyskens, C. Dumont and B. Dehez, "Description of an Electrodynamic Self-Bearing Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 1, 2017.
- [83] G. C. Rubio, V. C. H. F. Y. Komal and A. Chiba, "Experimental Verification of Passive Axial Electrodynamic Suspension in a Bearingless Motor," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 4, pp. 49-59, 2023.
- [84] H. Sugimoto, T. Hashimoto, T. Arai, H. Suzuki and A. Chiba, "Novel Bearingless Motor Topology With Diamagnetic Salient-Pole Rotor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 2, pp. 1639-1647, 2023.

-
- [85] 一般社団法人電気学会磁気浮上技術調査専門委員会編, 磁気浮上技術の原理と応用, 科学情報出版株式会社, 2018.
 - [86] D. J. J. M. J. M. G. T. Clark, "An Overview of Magnetic Bearing Technology for Gas Turbine Engines," 2004.
 - [87] 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.
 - [88] F. Zuercher, 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.
 - [89] O. Ichikawa, C. Michioka, A. Chiba and T. Fukao, "An analysis of radial forces and a rotor position control method of reluctance type bearingless motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 117, no. 9, pp. 1123-1131, 1997.
 - [90] H. Ding, H. Zhu and Y. Hua, "Optimization design of bearingless synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp. 1-5, 2018.
 - [91] 野口孝浩, 杉元紘也, 藤井勇介, 千葉明, “ベアリングレスモータのギャップ磁束密度に基づく半径方向磁気支持力発生原理の理論,” *電気学会論文誌D (産業応用部門誌)*, 第 巻 142, 第 7, pp. 506-515, 2022.
 - [92] E. Marth, G. Jungmayr, W. Amrhein and F. Jeske, "Magnetic-gear motor in side-by-side arrangement-optimization," *Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 839-846, 2019.
 - [93] K. Aiso, K. Akatsu and Y. Aoyama, "A Novel Reluctance Magnetic Gear for High-Speed Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2690-2699, 2019.
 - [94] L. Chen, A. Thabuis, Y. Fujii, A. Chiba, M. Nagano and K. Nakamura, "Principle and Analysis of Radial-Force-Based Swirling Actuator for Low-Speed High-Torque Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 2, pp. 1963-1975, 2022.
 - [95] M. Ooshima, "Analyses of rotational torque and suspension force in a permanent

- magnet synchronous bearingless motor with short-pitch winding," *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1-7, 2007.
- [96] K. Radman, N. Bulić and W. Gruber, "Performance evaluation of a bearingless flux-switching slice motor," *Proceedings of 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3811-3818, 2014.
- [97] N. Watanabe, H. Sugimoto, A. Chiba, T. Fukao and M. Takemoto, "Basic characteristic of the multi-consequent-pole bearingless motor," *Proceedings of the Power Conversion Conference*, pp. 1565-1570, 2007.
- [98] T. Noguchi, H. Sugimoto, Y. Fujii and A. Chiba, "A novel combined winding and test result of a 20-pole/24-slot consequent-pole bearingless motor with parallel motor winding," *IEEE Transactions of Industry Applications*, vol. 57, no. 6, pp. 6880-6891, 2021.
- [99] J. Asama, T. Fukao, A. Chiba, A. Rahman and T. Oiwa, "A design consideration of a novel bearingless disk motor for artificial hearts," *Proceedings of 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1693-1699, 2009.
- [100] K. Minami, T. Sekine, K. Hijikata and Y. Tanaka, "A proposal of consequent-pole type bearingless vernier motor," *Proceedings of 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 373-379, 2017.
- [101] A. Abdel-Khalik, S. Ahmed and A. A. Massoud, "A bearingless coaxial magnetic gearbox," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 53, no. 3, p. 573-582, 2014.
- [102] B. Praslicka, M. Johnson, M. C. Gardner, E. Dangtran and H. A. Toliyat, "Effects of Axial Flux Magnetic Gear Misalignment," *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Conference and Expo*, pp. 293-300, 2020.
- [103] L. Xu, W. Zhao, G. Liu and C. Song, "Design Optimization of a Spoke-Type Permanent-Magnet Vernier Machine for Torque Density and Power Factor Improvement," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3446-3456, 2019.
- [104] G. Jungmayr, J. Loeffler, B. Winter, J. F and W. Amrhein, "Magnetic gear: Radial force cogging torque skewing and optimization," *Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 3822-3830, 2016.

-
- [105] T. Takenaga, Y. Kubota, A. Chiba and T. Fukao, "A Principle and Winding Design of Consequent-Pole Bearingless Motors," *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 46, no. 2, pp. 363-369, 2003.
- [106] J. Asama, D. Kanehara, T. Oiwa and A. Chiba, "Development of a Compact Centrifugal Pump With a Two-Axis Actively Positioned Consequent-Pole Bearingless Motor," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 288-295, 2014.
- [107] M. Miyoshi, H. Sugimoto and A. Chiba, "Axial vibration suppression by field flux regulation in two-axis actively positioned permanent magnet bearingless motors with axial position estimation," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 54, no. 2, p. 1264–1272, 2018.
- [108] D. Steinert, T. Nussbaumer and J. W. Kolar, "Evaluation of One- and Two-Pole-Pair Slotless Bearingless Motors With Toroidal Windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 172-180, 2016.
- [109] J. Asama, R. Nakamura, H. Sugimoto and A. Chiba, "Evaluation of Magnetic Suspension Performance in a Multi-Consequent-Pole Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4262-4265, 2011.
- [110] H. Sugimoto, M. Miyoshi and A. Chiba, "Axial Vibration Suppression by Field Flux Regulation in Two-Axis Actively Positioned Permanent Magnet Bearingless Motors With Axial Position Estimation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp. 1264-1272, 2018.
- [111] 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.
- [112] 上條芳武, 伊東弘晃, 丸山裕, "ゼロパワー制御を用いた磁気軸受の構成と軸支持特性," *日本機械学会論文集C編*, 第 79 卷, 第 808, pp. 4963-4972, 2013.

本研究に関連する発表

査読付き論文

- (1) A. Kumashiro, Y. Fujii, A. Chiba, W. Gruber, W. Amrhein, and G. Jungmayr, "Novel Reluctance-type Magnetic-gear Motor Integrated with High-speed Bearingless Motor," IEEE Transactions on Industry Applications, May/June 2024, DOI: 10.1109/TIA.2024.3357049
第3章と第4章と第5章に対応 掲載決定
- (2) 熊代 明, 藤井 勇介, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Gerald Jungmayr, "コンシクエントポールを採用した磁気ギアードモータにおける高速ロータのベアリングレス化の検討", 日本 AEM 学会誌, Vol. 32, No. 1, March 2024
第3章と第6章に対応 掲載決定
- (3) A. Kumashiro, Y. Fujii, A. Chiba, W. Gruber, and G. Jungmayr, "Design and Optimization of Different Integrated Bearingless Motor Topologies in Magnetic-Geared Motors," IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 13, No. 4
第3章と第7章に対応 掲載決定

国際学会発表

- (4) A. Kumashiro, A. Chiba, W. Gruber, W. Amrhein and G. Jungmayr, "Investigation of a Combined Electro Magnetic Structure of Bearingless Motor and Magnetic Gear", 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 278-284, October 2020.
- (5) A. Kumashiro, A. Chiba, H. Sugimoto, W. Gruber, W. Amrhein and G. Jungmayr, "Proposal of Magnetic Geared Motor with Bearingless High-Speed Rotor", 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1744-1747, December 2020.
- (6) A. Kumashiro, A. Chiba, W. Gruber, W. Amrhein and G. Jungmayr, "Novel Reluctance-type Magnetic Geared Motor with Integrated with High-speed

- Bearingless Motor", 2022 International Power Electronics Conference, pp. 1762-1768, May 2022.
- (7) A. Kumashiro, A. Chiba, W. Gruber, W. Amrhein and G. Jungmayr, "Optimization of Stack Length in Magnetic-Geared Motor with Magnetically Suspended High-Speed Rotor", 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1-7, October 2022.

国内学会発表

- (8) 熊代 明, 千葉 明, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアとベアリングレスモータのハイブリッド回転機の提案," 令和 2 年電気学会全国大会, 東京, 5-009, 2020 年 3 月 (口頭発表)
- (9) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する表面磁石型磁気ギアードモータの提案," モータドライブ・回転機・リニアドライブ合同研究会, Web 開催, MD-20-102, RM-20-095, LD-20-045, 2020 年 9 月 (口頭発表)
- (10) 熊代 明, NVIDIA GV100 GPU を使用した解析の高速化について, JMAG ユーザー会 2020, 2020 年 11 月 30 日~2020 年 12 月 11 日 (口頭発表及びポスター発表)
- (11) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける支持力と構造の関係の調査," 令和 3 年電気学会全国大会, 大阪, 5-002, 2021 年 3 月 (口頭発表)
- (12) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける支持力と磁気吸引力の調査," 第 33 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, SEAD33-7, 群馬, 2021 年 5 月 (口頭発表)
- (13) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおけるスロット構造と磁気支持力の調査," 2021 年電気学会産業応用部門大会, Y-67, 新潟, 2021 年 8 月 (口頭発表)
- (14) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速

ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける構造と特性の調査,” 電気学会産業応用部門 (D 部門) 回転機研究会(回転機一般), 高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける構造と特性の調査, RM-21-111, Web 開催, 2021 年 11 月 (口頭発表)

- (15) 熊代 明, NVIDIA GV100 GPU と JMAG-Designer v20 を使用した解析の高速化について, JMAG ユーザー会 2021, Web 開催, 2021 年 12 月 1 日~2021 年 12 月 10 日(口頭発表及びポスター発表)
- (16) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr “高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける積厚と伝達トルクの調査,” 令和 4 年電気学会全国大会, 岡山, 5-022, 2022 年 3 月 (口頭発表)
- (17) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける諸特性の検証," 2022 年 10 月 25 日-2022 年 10 月 26 日回転機研究会-2, 電気学会, pp29-34, Oct 2022.
- (18) 熊代 明, 千葉 明, 藤井 勇介, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, "高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおける回転角度位置検出の検証," 2022 年 11 月 21 日-2022 年 11 月 22 日マグネティックス/モータドライブ/リニアドライブ合同研究会-2, 電気学会, pp91-96, Nov 2022.
- (19) 熊代 明, “高速ロータを磁気浮上させた磁気ギアードモータの製作と試験,” パワーアカデミー研究助成 2023 年成果報告会, 愛知, 2023 年 3 月 (口頭発表)
- (20) 熊代 明, 藤井 勇介, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Gerald Jungmayr, “コンシクエントポールを採用した磁気ギアードモータにおける高速ロータのベアリングレス化の検討,” 第 35 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, OS3-3-1, 広島, 2023 年 5 月 (口頭発表)
- (21) A. Kumashiro, Y. Fujii, A. Chiba, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, “Design and Optimization of Integrated Bearingless Motor to Magnetic-Geared Motor with Different Motor Topologies,” 2023 年電気学会産業応用部門大会, R3-2 3-7, 愛知, 2023 年 8 月 (口頭発表)

受賞一覧

- (22) 熊代 明, 千葉 明, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, “高速ロータが磁気浮上する磁気ギアードモータにおけるスロット構造と磁気支持力の調査,” 2021 年電気学会産業応用部門大会, Y-67, 新潟, 2021 年 8 月 (口頭発表)

YSP(若手エンジニア向けの研究発表)優秀論文発表賞(上位約 10%)

- (23) 熊代 明, “高速ロータを磁気浮上させた磁気ギアードモータの製作と試験,” パワーアカデミー研究助成 2023 年成果報告会, 愛知, 2023 年 3 月 (口頭発表)

2023 年 パワーアカデミー萌芽研究優秀賞 受賞(5/15)

- (24) A. Kumashiro, Y. Fujii, A. Chiba, Wolfgang Gruber, Wolfgang Amrhein, Gerald Jungmayr, “Design and Optimization of Integrated Bearingless Motor to Magnetic-Geared Motor with Different Motor Topologies,” 2023 年電気学会産業応用部門大会, R3-2 3-7, 愛知, 2023 年 8 月 (口頭発表)

電気学会リニアドライブ技術委員会奨励賞 受賞

