



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	磁気浮上技術を用いた大容量・高速回転機に関する研究
Author(s)	松崎, 達也
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第12201号
Issue Date	2016-03-24
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k12201
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/61860
Type	doctoral thesis
File Information	Tatsuya_Matsuzaki.pdf



北海道大学大学院情報科学研究科
[博士論文]

磁気浮上技術を用いた大容量・高速回転機に関する研究
Study of Electric Machine System Applying Magnetic Levitation
Technology for High Output and High Rotational Speed

平成 28 年 3 月

主指導教員 竹本 真紹 准教授

提出者

専攻 システム情報科学専攻

学生番号 79135036

学生氏名 松崎 達也

概要

近年、大容量コンプレッサなどの数百kW以上の大容量回転機を用いたシステムの小型化・低コスト化・高付加価値化のために、大容量回転機の高速化が強く求められている。そこで、問題となるのが、大容量回転機の回転子を支持するための軸受である。一般的な回転機で用いられている機械軸受は、機械的な接触により摩擦・摩耗が発生するため、大容量回転機を10,000 rpm以上の高速回転で軸支持することは難しい。そこで、盛んに研究・開発されているのが磁気軸受やベアリングレスモータ(BelM)である。磁気軸受やBelMは、電磁力により回転子を完全非接触により軸支持できるため、高速化・小型化・メンテナンスフリー・機械的損失の低減といった利点を持つ。従って、磁気軸受及びBelMは、大容量回転機の高速化のために非常に有用である。

一方、これまで一般的に用いられてきた回転子の半径方向位置を軸支持制御するためのラジアル磁気軸受(RMB)として、ヘテロポーラ型とホモポーラ型があるが、ヘテロポーラ型は低コストであるが回転子鉄損が大きい、そして、ホモポーラ型は回転子鉄損が小さいが高コストであるといった課題がある。また、回転子の軸方向位置を軸支持制御するためのスラスト磁気軸受(TMB)は、大径のディスク形回転子により、回転機の組付性が悪く、回転子のバランス取りが難しいといった課題がある。さらに、これまで提案されてきたBelMは、高コストや発生できる軸支持力が比較的小さいといった課題がある。そこで、本研究では、これらの課題を解決し、大容量回転機に適用可能かつ、低損失・低コスト・高軸支持力な磁気浮上技術を確立するために、新たな磁気軸受及びBelMの構造を提案し、その有効性の検討を行った。

まず、大容量に対応しながらも低損失・低コストを両立する4つのC形コアを統合したRMBの構造を提案した。そして、3D-FEAにより、従来のRMBと比較しながら、新たに提案するRMBが優れた低鉄損特性を備えていることを示した。

次に、大径のディスク形回転子により生じるTMBの問題を解決し、さらに、ワイドギャップ長にも対応できるようにするために、RMBとTMBを軸方向に一体化した円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプA(R+TMB Type A)を提案した。そして、その提案構造を備えた試作機による検証試験により、R+TMB Type Aの有効性を示した。

さらに、回転機の小型化を図るために、RMBとTMBを半径方向に一体化した円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプB(R+TMB Type B)を提案した。そして、その原理検証モデルR+TMB Type B ver1について、3D-FEA及び試作機による検証試験により、R+TMB Type B ver1の有効性を示した。加えて、R+TMB Type B ver1の更なる性能向上のために、回転子鉄損の低減のための構造を備えたR+TMB Type B ver2を提案し、3D-FEAによりその有効性を示した。

最後に、回転機の更なる小型化を図るために、大容量・高速回転に対応可能な埋込永久磁石(IPM)型BelMを検討した。この大容量・高速回転に対応可能なIPM型BelMにおいて問題となる軸支持力脈動を抑制するための回転子構造を新たに提案し、3D-FEA及びその提案した回転子構造を備えたIPM型BelMの試作機により、その有効性を示した。そして、提案するIPM型BelMの30,000 rpmという高速回転における非接触軸支持運転の諸特性を明らかにした。

キーワード：大容量回転機、高速回転機、磁気浮上、非接触磁気支持、磁気軸受、ベアリングレスモータ、低損失化、低コスト化、小型化、ワイドギャップ長

Abstract

In recent years, to reduce the size and cost of industrial systems utilizing high-output motors, an increase in rotational speed has been required for such motors. However, it is difficult to achieve this requirement with mechanical bearings to support a rotor shaft of the high-output motor because rotation at high speed causes severe friction and wear by mechanical contact in the high-output motor. On the other hand, a magnetic bearing (MB) is useful for the rotor shaft suspension of the high-output motor rotating at high speeds and developed actively, because the MB can suspend the rotor shaft by means of magnetic attraction force without mechanical contact. In addition, a bearingless motor (BelM) which integrates functions of an electrical motor and a MB in one unit, has been also researched actively.

In electric machine systems using the MB, it is difficult to cool a rotor owing to mechanical non-contact. Thus, in terms of cooling, a general heteropolar-type radial MB (RMB) controlling radial position of a rotor shaft has a problem of large iron loss causing a heat of the rotor. In addition, a general thrust MB (TMB) employs a large disk rotor. Therefore, by the large disk rotor, the rotational speed is limited owing to the high circumferential speed and the assembly becomes difficult. On the other hand, the BelM with a parallel-magnetized ring magnet for high output and high rotational speed has been reported. However, it becomes high manufacturing cost and has inadequate suspension force for a heavy rotor shaft of a high-output motor. Accordingly, in this study, novel MBs and BelM achieving low iron loss, low cost, compact size, and high suspension performance are proposed and discussed in detail.

Firstly, a novel homopolar type RMB unifying four C-shaped cores in order to realize high suspension performance, low iron loss, and low cost is proposed. It is shown with 3D-FEA results that the novel homopolar type RMB is lower in iron loss and cost than the general homopolar type RMB which is well known for its low iron loss.

Secondly, by integrating a RMB and a TMB in the axial direction, a novel 3-axis active MB Type A (R+TMB Type A) with a cylindrical rotor instead of the large disk rotor is discussed for wide gap machines. The effectiveness of the proposed R+TMB Type A is confirmed by the experimental results of a prototype machine.

Thirdly, by integrating a RMB and a TMB in the radial direction, a novel the 3-axis active MB Type B (R+TMB Type B) with a cylindrical rotor is proposed for high-rotational speed machines. The R+TMB Type B ver1 shows the validity of basic concept with experimental results of a prototype machine. Moreover, it is ascertained with 3D-FEA results that the R+TMB Type B ver2 is effective in accomplishing low iron loss.

Finally, a novel rotor structure of an interior permanent magnet (IPM)-type BelM realizing high rotational speed, high output, low cost, and high suspension performance is discussed in order to reduce suspension force ripple arising in the IPM-type BelM by 3D-FEA and experimental results. And, the operation characteristics of the IPM-type BelM are revealed about efficiency maps and losses in detail.

Keywords: High-output machines, high-speed machines, magnetic levitation, non-contact magnetic suspension, magnetic bearings, bearingless motors, low loss, low cost, compact size, wide gap length

目次

第 1 章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	2
第 2 章 磁気浮上技術を用いた回転機システムの検討	4
2.1 機械軸受を用いた場合の問題	4
2.2 磁気軸受及びベアリングレスモータについて	4
2.2.1 磁気軸受について	4
2.2.2 ベアリングレスモータについて	7
2.3 磁気浮上技術を用いた 5 軸能動制御のための回転機システム	8
2.3.1 モータに磁気軸受を用いた一般的な回転機システム	8
2.3.2 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための 3 軸能動制御型磁気軸受タイプ A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造を用いた回転機システム I	8
2.3.3 小型化のための円筒形回転子を備えた 3 軸能動制御型磁気軸受タイプ B を用いた回転機システム II	11
2.3.4 ベアリングレスモータ及び 3 軸能動制御型磁気軸受タイプ B を用いた回転機システム III	11
第 3 章 大容量に対応可能かつ低損失化のために 4 つの C 形コアを統合した新たに提案するホモポーラ型ラジアル磁気軸受の検討	13
3.1 従来のラジアル磁気軸受の種類とその特徴	13
3.1.1 ヘテロポーラ型 RMB	13
3.1.2 ホモポーラ型 RMB	15
3.2 大容量に対応可能かつ低損失化のために 4 つの C 形コアを統合した新たなホモポーラ型 RMB の構造	20
3.3 新たに提案するホモポーラ型 RMB の軸支持力発生原理	24
3.4 3D-FEA による新たに提案するホモポーラ型 RMB の解析検討	26
3.4.1 ラジアル軸支持力特性の解析検討	26
3.4.2 回転子鉄損に関する従来の RMB との比較検討	30
第 4 章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の提案及び検討	35
4.1 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造	35
4.2 軸支持力発生原理	38

4.2.1 ラジアル軸支持力発生原理.....	38
4.2.2 スラスト軸支持力発生原理.....	39
4.3 試作機と実験システム及び制御系.....	43
4.3.1 製作した試作機及び実験システム.....	43
4.3.2 ラジアル軸支持制御系.....	47
4.3.3 スラスト軸支持制御系.....	49
4.4 試作機による検証試験.....	51
4.4.1 試作機によるラジアル軸支持力特性試験.....	51
4.4.2 試作機によるスラスト軸支持力特性試験.....	55
4.4.3 水中における非接触軸支持運転試験.....	57
第5章 回転機システムの小型化のための提案する円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプBの検討.....	59
5.1 回転機システムの小型化のための提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 の構造.....	59
5.2 提案する R+TMB Type B ver1 における軸支持力発生原理.....	62
5.2.1 R+TMB Type B ver1 におけるラジアル軸支持力発生原理.....	62
5.2.2 R+TMB Type B ver1 におけるスラスト軸支持力発生原理.....	63
5.3 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機と実験システム及び制御系.....	65
5.3.1 R+TMB Type B ver1 を備えた試作機及び実験システム.....	65
5.3.2 R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持制御系.....	72
5.4 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機による軸支持力特性試験.....	74
5.4.1 R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持特性試験.....	74
5.4.2 R+TMB Type B ver1 のスラスト軸支持特性試験.....	78
5.5 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機による非接触軸支持運転特性試験.....	82
5.5.1 ステップ外乱による RMB と TMB の非干渉化の検証.....	82
5.5.2 30,000 rpm までの非接触軸支持運転試験.....	87
5.6 3D-FEA による R+TMB Type B における回転子損失低減のための構造の検討.....	90
5.6.1 これまで提案している R+TMB Type B ver1 の課題.....	90
5.6.2 R+TMB Type B の固定子組立性を向上するための R+TMB Type B ver2 の構造.....	90
5.6.3 新たに提案する回転子鉄損低減のための新たな R+TMB Type B ver2 の構造.....	93
5.6.4 新たに提案する R+TMB Type B ver2 のラジアル軸支持力発生原理.....	97
5.6.5 新たに提案する R+TMB Type B ver2 のスラスト軸支持力発生原理.....	97
5.6.6 3D-FEA による新たに提案する R+TMB Type B ver2 の軸支持力の解析.....	99
5.6.7 3D-FEA による新たに提案する R+TMB Type B ver2 の回転子鉄損の評価.....	101
第6章 大容量・高速回転に対応可能な2極電動機・4極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータにおける軸支持力脈動抑制の検討と高速回転での運転特性の検証	

.....	110
6.1 大容量・高速に対応可能な IPM 型 BelM の構造.....	110
6.2 ベアリングレスモータの軸支持力発生原理.....	115
6.3 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の軸支持力脈動の問題.....	118
6.4 従来の補償電流を流すことによる軸支持力脈動抑制法.....	121
6.5 新たに提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造.....	124
6.5.1 軸支持力脈動抑制のために新たに提案する回転子内部にフラックスバリアを設けた 回転子構造.....	124
6.5.2 回転子内部に設けたフラックスバリアの回転子応力及びトルクに対する影響.....	131
6.6 提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造を備えた高速 IPM 型 BelM 試作機と実 験システム及び制御系.....	134
6.6.1 提案する回転子構造を備えた IPM 型 BelM を備えた試作機及び実験システム.....	134
6.6.2 IPM 型 BelM の軸支持制御系	142
6.6.3 IPM 型 BelM の電動機制御系	145
6.7 提案する回転子構造を備えた IPM 型 BelM の試作機による軸支持力特性試験.....	146
6.8 30,000 rpm までの高速回転における非接触軸支持運転試験	149
6.8.1 30,000 rpm までの高速回転における非接触軸支持特性	149
6.8.2 30,000 rpm までの高速回転における効率マップ及び損失	154
第 7 章 結論及び今後の展望.....	159
7.1 結論	159
7.2 今後の展望	161
参考文献	162
著者が発表した論文	171
謝辞	173

第1章 序論

1.1 研究背景

近年、家電・工業製品等に対して省資源化すなわち小型化・低コスト化の要望が年々高まっている。このような傾向の中で、ビル一棟の集中冷暖房に使用する大型エアコンや倉庫一棟を冷却するための大型冷凍機などに使用される、大容量コンプレッサのシステムなどにも小型化・低コスト化が強く求められている。そこで、大容量コンプレッサのシステムなどに用いられる大容量のモータを高速回転化することが有効な手段として関心を集めている。これは、コンプレッサの出力が、回転速度の3乗に比例するためである。したがって、同一出力において高速回転化することで、コンプレッサなどのシステムの大幅な小型化、そして、小型化による低コスト化を期待できる。ここで、回転速度を高速化した際に、重要になるのが、モータの回転子を軸支持するための軸受システムの選定である。

一般的に、回転子の軸受として機械軸受が用いられる。しかし、機械軸受は、機械的な接触が存在するため、摩擦・摩耗が発生する。したがって、10,000 rpm 以上の高速回転において、大容量モータの回転子を機械軸受によって軸支持することは困難である。そこで、電磁力により完全非接触で回転子を軸支持することができる磁気軸受が注目されている。磁気軸受は、回転速度の高速化・メンテナンスフリー・機械的損失の低減といった利点が得られ、盛んに研究・開発が行われており、近年では、磁気軸受を用いた数百 kW 以上の大容量モータが実用化されている^{[1]-[36]}。さらに、電動機と磁気軸受を1つの固定子に一体化したベアリングレスモータ(BelM)は、磁気軸受の利点に加えて、小型化といった利点も得られる。このような利点を持つ BelM も、モータの高速回転化のために非常に有用であり、国内外で盛んに研究・開発が行われている^{[37]-[104]}。

一方、モータに磁気軸受を用いた回転機システムの場合、完全非接触により軸支持されているため、回転子と固定子の間に機械的な接触が存在しない。そのため、回転子全体が熱伝達率の低い空気に覆われており、磁気軸受の回転子に生じる鉄損による発熱を冷却することは非常に難しい。よって、磁気軸受において回転子鉄損が大きな問題となる。加えて、磁気軸受を用いた場合、システムを構成するためのユニット数が増えることから軸長が長くなり、危険速度が低下してしまう。従って、低損失化とシステムの小型化が可能な磁気軸受を新たに開発することが求められている。

また、これまでに開発された大容量・高速回転向けの BelM では、安定な磁気浮上運転を実現するために、平行着磁されたリング磁石を用いた表面貼付(SPM)型の回転子構造が採用されている^{[55]-[59]}。そして、高速回転において、このリング磁石が飛散するのを防止するために、カーボンファイバ(FRP)がリング磁石の保護材として用いられている。しかし、平行着磁されたリング磁石や FRP の製造は非常に高コストである。さらに、リング磁石及び FRP により大きな磁気抵抗が生じるため、大容量化した際に重量が大きく増す回転子を安定に軸支持するための十分な軸支持力を発生することが難しい。従って、大容量・

高速回転に対応可能かつ低コストな BelM を開発することが求められている。

1.2 研究目的及び論文構成

そこで、本研究では、以上の課題を解決するための磁気軸受及び BelM を提案・検討する。まず、磁気軸受は、高速回転・大容量・低損失化をキーワードに低損失磁気軸受の検討を行う。さらに、ワイドギャップ長又はシステムの小型化をキーワードに、2 種類の 3 軸能動制御型磁気軸受を検討する。最後に、高速回転・大容量・低コストをキーワードに、実用に耐えうる BelM を検討する。

まず、第 2 章において、大容量・高速回転のシステムに適用可能な磁気軸受及び BelM を用いたシステム構成を示す。そして、小型化・低コスト化するために、どのようなシステム構成が良いか議論する。

第 3 章では、大容量に対応可能かつ低損失化のために 4 つの C 形コアを統合したホモポーラ型のラジアル磁気軸受(RMB)を提案する。まず、従来の RMB としてヘテロポーラ型 RMB とこれまで低損失とされてきたホモポーラ型 RMB を示す。そして、3D-FEA により、提案構造と従来の RMB と比較することで、従来の RMB と同等の軸支持力が発生可能であり、かつ、これまで低損失 RMB とされてきた従来のホモポーラ型 RMB よりも優れた低損失特性を備えていることを示す。

第 4 章では、ワイドギャップ長が要求されるシステムにおいて、回転子を完全な円筒形状とすることで組立性を大幅に向上する 3 軸能動制御型磁気軸受のタイプ A (R+TMB Type A)と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造を提案する。一般的に、軸方向を軸支持するためのスラスト磁気軸受(TMB)には、大径のディスク形回転子が用いられるが、このディスク形回転子によってシステムの組立性が大きく悪化することが問題となっている。そこで、提案する構造では、ディスク形回転子の代わりに円筒形回転子とすることで、この問題を解決する。また、これまでに我々の研究グループで提案している円筒形回転子を備えた TMB では、ワイドギャップ長において、高スラスト負荷に対応することが難しい^{[26]-[28]}。そこで、提案構造は、ワイドギャップ長においても大きなスラスト力を発生できると同時に、受動的な TMB も活用することで、高スラスト負荷への対応を図る。そして、RMB の機能も一体化する構造となっている。この提案構造の有効性を実験的に検証するために、提案する R+TMB Type A を備えた試作機を製作した。試作機は、実験室で実験を行うために、ダウンサイズした小容量のモータポンプとし、その試作機による検証試験により、提案する R+TMB Type A の有効性を検証した。

第 5 章では、大容量・高速回転に対応可能かつ第 4 章で示した R+TMB Type A よりもシステムを小型化できる円筒形回転子を備えた 3 軸能動制御型磁気軸受のタイプ B (R+TMB Type B)を提案する。まず、提案する R+TMB Type B の原理検証を行うために、提案する R+TMB Type B を備えた試作機を製作し、提案構造の有効性を検証した。さらに、提案する R+TMB Type B の性能の向上を図るために、固定子の組付性の向上及び回転子鉄損を低減

する改良構造の検討を行った。そして、3D-FEA により、改良した R+TMB Type B が優れた低鉄損特性を備えていることを示す。

そして、第 6 章では、これまでに開発された SPM 型 BelM の問題点を改善できる、大容量・高速回転に対応可能な埋込永久磁石(IPM)型 BelM の検討を行う。まず、大容量・高速回転に対応可能な 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の構造を示す。しかし、この構造の場合、回転子が回転した時に軸支持力が脈動する問題が発生する。そこで、その軸支持力脈動を抑制できる回転子構造を提案する。そして、提案する回転子構造の有効性を 3D-FEA により検証する。さらに、実験室で実験するために、提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造を備えた 10 kW の出力を持つ IPM 型 BelM の試作機を製作し、実験により回転子構造の有効性を示す。さらに、提案する IPM 型 BelM の高速回転における実負荷試験を行うことにより、非接触軸支持特性や効率・損失などの諸特性を明らかにする。

本論文で提案する低損失化のために 4 つの C 形コアを統合したホモポーラ型 RMB、R+TMB Type A、R+TMB Type B、そして、IPM 型 BelM を大容量回転機システムに適用することで、従来の磁気浮上技術を用いた場合よりも、低損失化、小型化、そして、低コスト化といった優れた特性を備えた大容量・高速回転機を実現することが可能である。

第2章 磁気浮上技術を用いた回転機システムの検討

2.1 機械軸受を用いた場合の問題

一般に、モータを用いた回転機システムにおいて、回転子を軸支持するための軸受として機械軸受が用いられている。自動車や一般家庭用エアコンなどに用いられる数十 kW 程度までの比較的小容量の回転機システムや数百 kW 以上の大容量の低速回転機システムの場合、機能性とコストの観点から、機械軸受がよく用いられる。一方で、本論文でターゲットとしている数百 kW 以上の大容量コンプレッサなどの大容量・高速回転機システムの場合、機械的接触により激しい摩擦・摩耗が発生するため、摩擦・摩耗により頻繁なメンテナンスや機械的損失が大きくなることが問題となる。このため、機械軸受では、数百 kW 以上の大容量モータを 10,000 rpm 以上の高速回転において、連続で軸支持を行うことが難しい。そして、数百 kW 以上の大容量モータを、大きな半径方向荷重及び軸方向荷重がかかった状態で、10,000 rpm 以上の高速回転の連続運転に対応できる機械軸受はほとんど存在しない。

2.2 磁気軸受及びベアリングレスモータについて

そこで、電磁力により回転子の軸支持を行う磁気軸受やベアリングレスモータ (BelM) は、非接触で軸支持を行うことができるため、回転速度の高速化・メンテナンスフリー・機械的損失の低減・無発塵といった利点を持っている。このため、大容量・高速回転モータの軸支持のために非常に有用である。本節では、磁気浮上技術を用いた回転機システムにおいて、半径方向の軸支持を行うためのラジアル磁気軸受(RMB)、軸方向の軸支持を行うためのスラスト磁気軸受(TMB)、そして電動機と磁気軸受の機能を一つの固定子で実現する BelM を紹介する。

2.2.1 磁気軸受について

まず、図 2-1 は、半径方向の軸支持を行うために用いられる一般的なラジアル磁気軸受(RMB)を示す。一般に、RMB の固定子は電磁鋼板と巻線で構成され、回転子は電磁鋼板を積層した回転子コアで構成される。また、図 2-1(b)に示すように、巻線に直流電流を流すことにより発生する磁束が、ギャップ部分を介して、固定子コアと回転子コアを流れる。このことにより固定子コアと回転子コアの間に半径方向の磁気吸引力(ラジアル軸支持力)が発生する。RMB は、この磁気吸引力により回転子の半径方向の軸支持を行うことができる。

また、図 2-2 は、軸方向の軸支持を行うために一般に用いられるスラスト磁気軸受(TMB)を示す。TMB の固定子は炭素鋼などのバルク材と巻線で構成され、回転子は炭素鋼などのバルク材で構成される。また、図 2-2(b)に示すように、巻線に電流を流すことにより発生する磁束が固定子コアと回転子コアを流れる。このことにより、ギャップを介して、固定子コアと回転子コアの間に軸方向の磁気吸引力(スラスト軸支持力)が発生する。TMB は、この磁気吸引力により回転子の軸方向の軸支持を行うことができる。

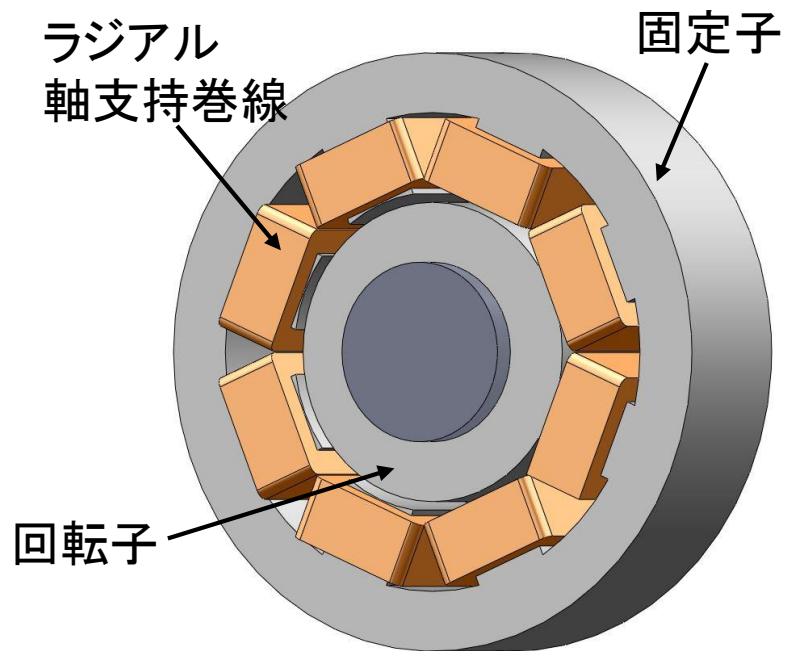


図 2-1(a) ラジアル磁気軸受の外観

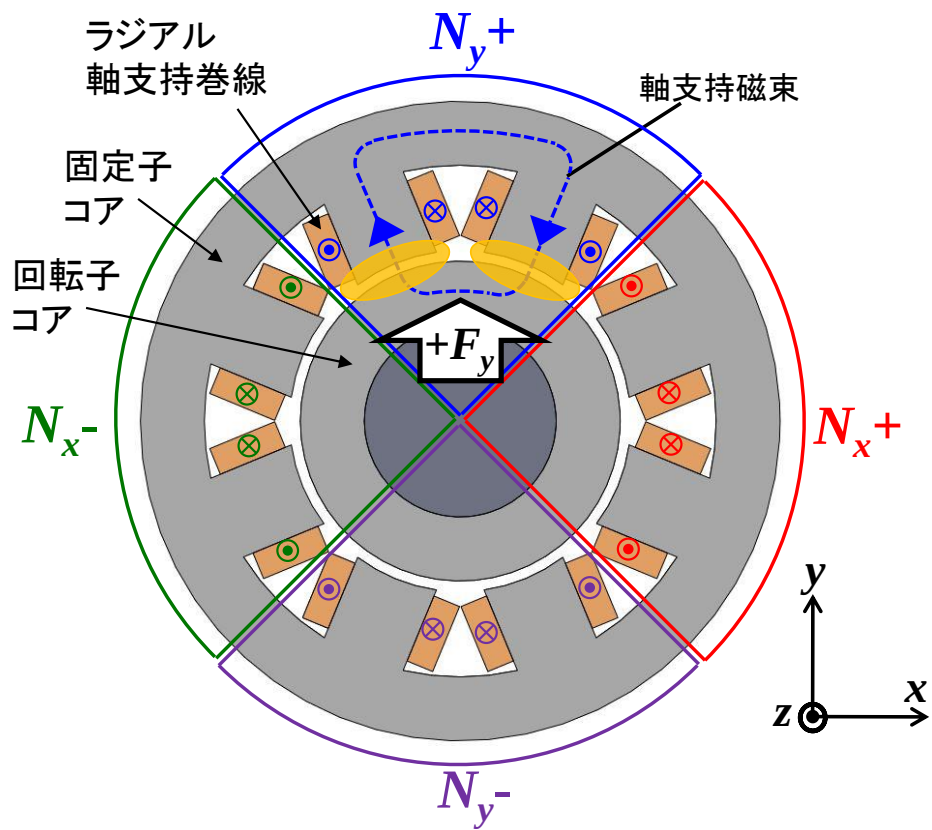


図 2-1(b) ラジアル磁気軸受の断面図とラジアル軸支持力

図 2-1 ラジアル磁気軸受

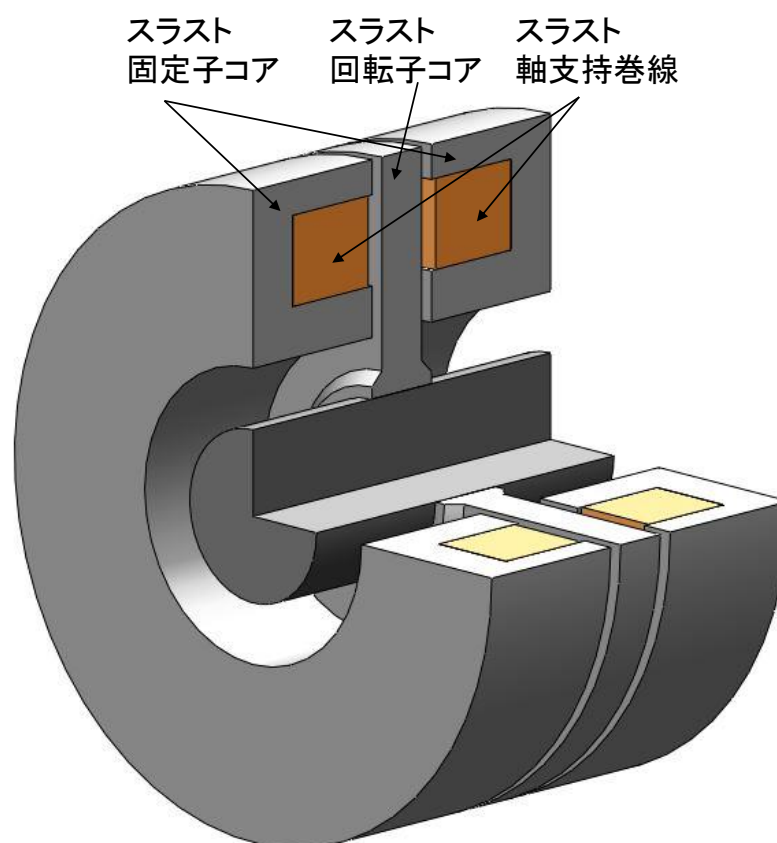


図 2-2(a) スラスト磁気軸受の外観

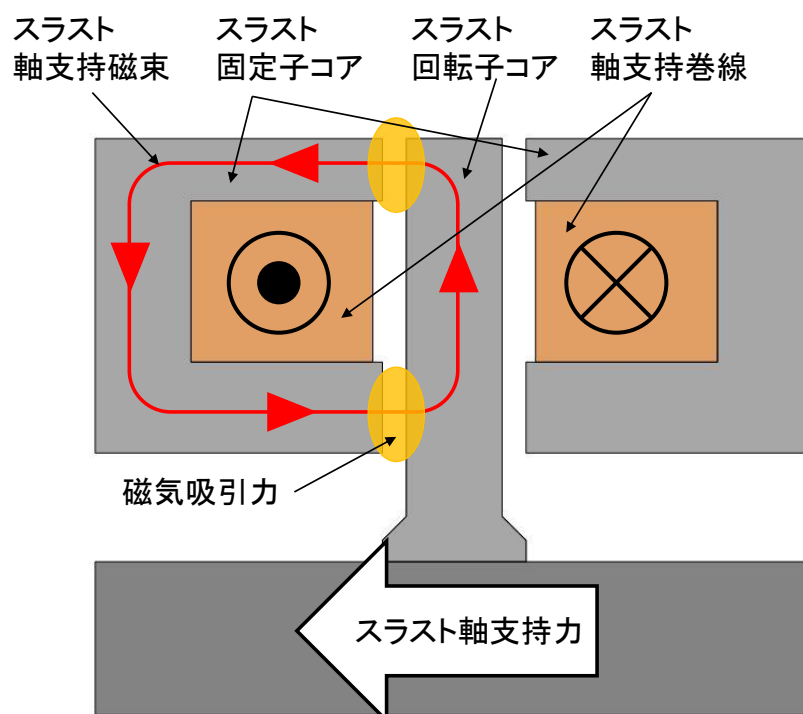


図 2-2(b) スラスト磁気軸受の断面図とスラスト軸支持力

図 2-2 スラスト磁気軸受

2.2.2 ベアリングレスモータについて

図 2-3 は、一般的な BelM を示す。まず、BelM の回転子構造及び固定子形状は、一般的なモータと同様であり、固定子コアは珪素鋼板などの電磁鋼板が用いられる。一方、BelM の固定子に巻かれる巻線についてであるが、まず、トルクを発生するための極対数 p_m の電動機巻線が巻かれている。この電動機巻線に加えて、同じ固定子スロット内に、ラジアル軸支持力を発生するための極対数 p_s の軸支持巻線が巻かれている。また、電動機及び軸支持巻線はそれぞれ三相巻線となっており、さらに、軸支持巻線の極対数 p_s は、 $p_m = p_s \pm 1$ で決定される。そして、一般的なモータと同様に電動機巻線に電流を流すことでトルクを発生し、加えて、軸支持巻線に電動機と同じ周波数の電流を流すことによりラジアル軸支持力を発生する事ができる。従って、BelM は、一つのユニットでトルクとラジアル軸支持力の両方を発生することができる。詳細な軸支持力の発生原理や構造については、第 6 章で示している。

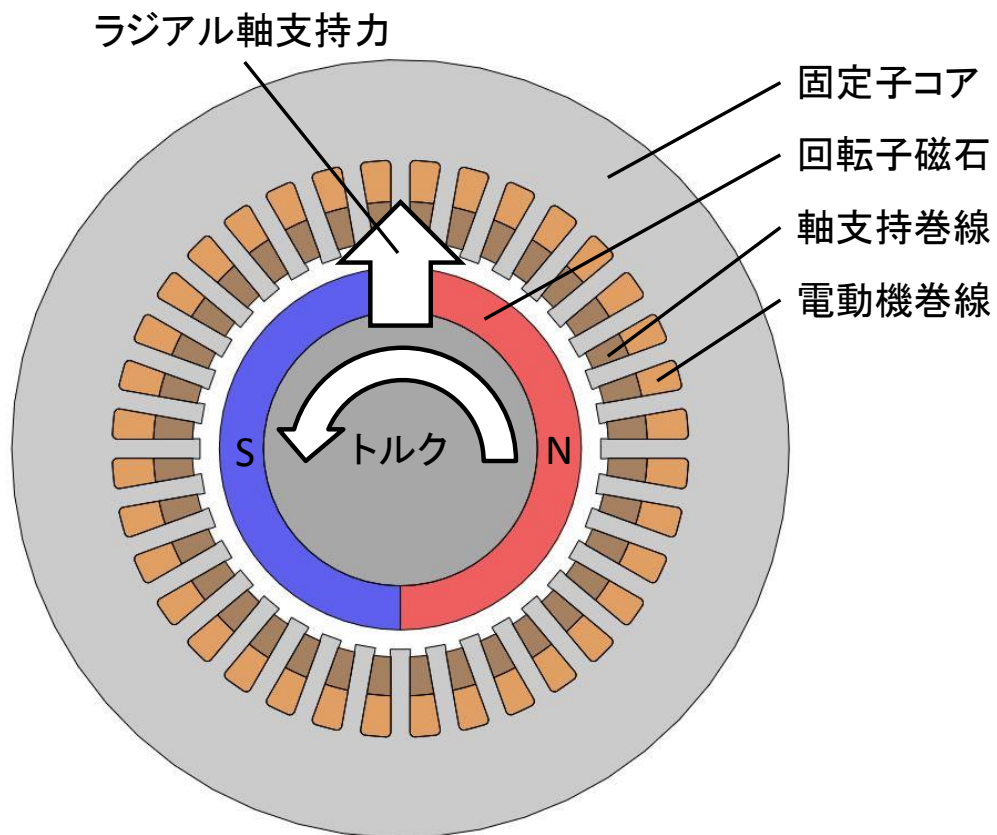


図 2-3 ベアリングレスモータ

2.3 磁気浮上技術を用いた5軸能動制御のための回転機システム

数百 kW 以上の大容量コンプレッサ等の産業機器の場合、2.2 節で示した磁気軸受及び BelM を用いたシステムは、安全性・信頼性の観点から安定な軸支持が求められるため、水平方向 2 軸、垂直方向 2 軸、軸方向 1 軸の合計 5 軸を能動的に軸支持する必要がある。そこで、本節では、磁気軸受及び BelM を用いた 5 軸を能動的に軸支持制御するための回転機システム I, II, III について検討を行う。

2.3.1 モータに磁気軸受を用いた一般的な回転機システム

図 2-4 は、2.2.1 項で示した一般的な磁気軸受を用いた回転機システムの構成を示す。まず、インペラなどを接続する負荷側(Drive End)からみて、2つの RMB が電動機を挟みこむように配置されている。そして、反負荷側(Non Drive End)に大径のディスク形回転子を用いた TMB が配置される 4 ユニット構成となっている。また、一般的な回転機システムでは、2つの RMB により水平方向 2 軸・垂直方向 2 軸の 4 軸を能動的に軸支持制御し、TMB により軸方向 1 軸を能動的に軸支持制御することにより、5 軸能動軸支持制御を実現する。

一方、一般的な回転機システムを高速回転させた場合、RMB において、回転子の鉄損が非常に大きい。そしてその回転子鉄損による発熱は、磁気浮上技術を用いた回転機構成において、非常に大きな問題となる。そこで、第 3 章において低損失化のための新たな RMB の構造を提案、検討している。

また、一般的な回転機構成における TMB は大径のディスク形回転子を用いているため、組立を行う際、回転子主軸を反負荷側から固定子内に挿入した後、負荷を後付けで負荷側から装着しなければならないため、システム全体の組立性が悪い。この組立性の悪さに伴い、負荷を含めた回転子のバランス取りも難しくなる。そして、大径のディスク形回転子部分で周速が上昇するため、回転速度の制限といった問題が発生する。

さらに、回転機全体としてユニット数が 4 つと多いため、回転子全体の軸長が長くなる。そのため、危険速度が低下し、高速回転において多くの曲げモードを通過する必要があり、高速回転に対応するための制御系設計が難しくなる。

2.3.2 システムの組立性向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプAと受動型スラスト磁気軸受活用した構造を備えた回転機システム I

そこで、図 2-5 は、システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた 3 軸能動制御型磁気軸受のタイプ A (R+TMB Type A)と受動型スラスト磁気軸受(TPMB)を活用した構造を備えた回転機システム I の構成を示す。これまで、我々の研究グループでは先行研究[34]-[36]において、軸支持力の発生が難しいワイドギャップに対応可能なシステムの検討を行ってきた。そこで、これまで提案しているシステム構成を発展させて、提案する R+TMB Type A は、RMB と先行研究[23]-[25]により提案している円筒形

回転子用いた TMB を軸方向に並べた構造となっている。また、システム I では、負荷側の R+PTMB と反負荷側の R+TMB Type A がそれぞれ持つ RMB 機能により水平方向 2 軸・垂直方向の 2 軸を能動的に軸支持制御し、反負荷側の R+TMB Type A が持つ TMB 機能により軸方向 1 軸を能動的に軸支持制御することにより、5 軸能動軸支持制御を実現する。そして、R+TMB Type A は、R+PTMB や電動機の回転子と同じ直径の円筒形回転子を備えている。このことにより、回転子全体が完全な円筒形とすることができるため、2.3.1 項に示す一般的な回転機構成の複雑な組付が不要となり、固定子を完全に組み立てた状態で回転子を負荷側から挿入して組み付けることができる。さらに、回転子のバランス取りのしやすさも改善できる。一方、円筒形回転子を用いた場合、スラスト軸支持力はディスク形回転子を用いた場合に比べると原理的に低下してしまう。このため、ワイドギャップとした場合、高スラスト負荷に対応することが困難になる。そこで、ワイドギャップ、かつ、回転子が完全な円筒形でありながら、高いスラスト負荷に対応するために、システム I では、PTMB を活用することで、この問題を解決している。また、円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した構造の詳細及び特性の検討は、第 4 章において行う。

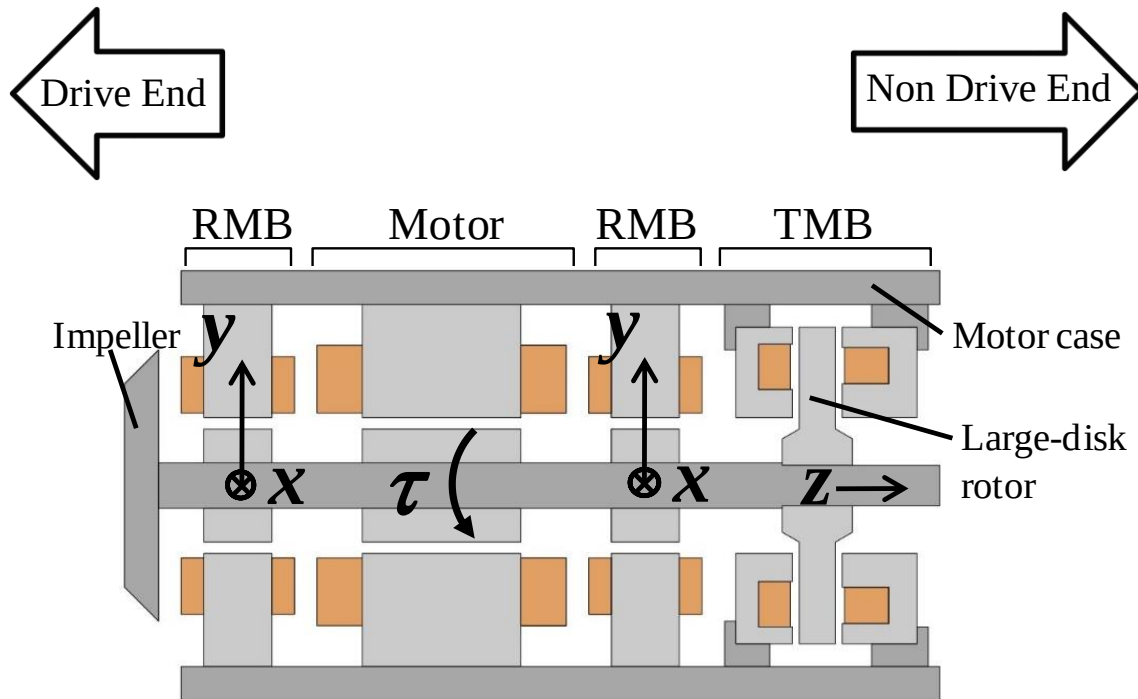


図 2-4 一般的な磁気軸受を用いたシステム構成

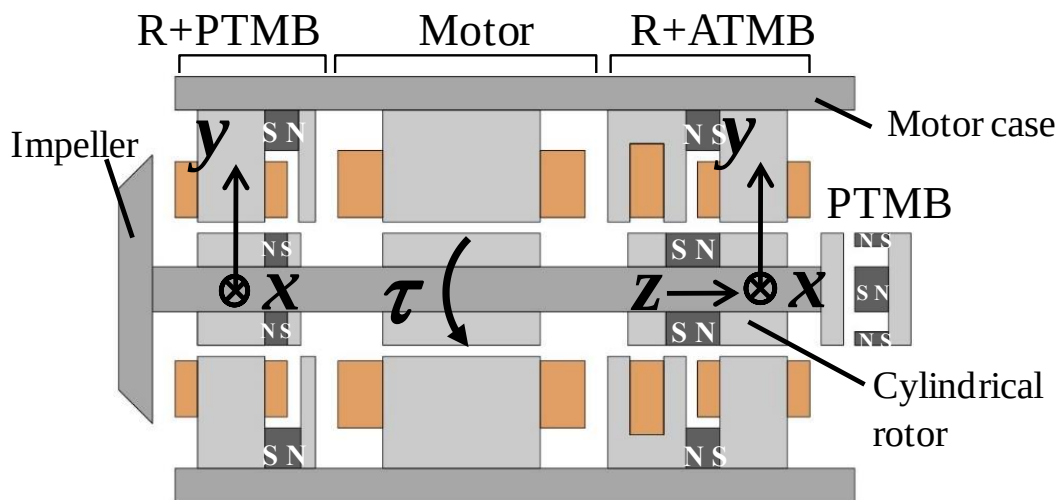


図 2-5 回転機システム I: システムの組立性向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を用いたシステム構成

2.3.3 システムの小型化のための円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプBを用いた回転機システムII

また、図2-6は、0.5 mm から 1.0 mm 程度の通常のギャップ長において、システムの小型化のために円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受のタイプB (R+TMB Type B)を用いた回転機システムIIの構成を示している。まず、システムIIは、RMBと円筒形回転子を備えたR+TMB Type Bで電動機を挟み込む構成となっている。そして、負荷側のRMBにより水平方向1軸・垂直方向1軸の2軸を能動的に軸支持制御し、反負荷側のR+TMB Type Bにより水平方向1軸・垂直方向1軸・軸方向1軸の3軸を能動的に軸支持制御することで、5軸能動軸支持制御を実現する。システムIIにおけるR+TMB Type Bは、システムIのR+TMB Type Aと比べるとRMBとTMBの配置が異なり、RMBをTMBが半径方向から覆う形で一体化されている。このため、固定子軸長をR+TMB Type Aよりも短くでき、ラジアル軸支持力とスラスト軸支持力を同一の回転子部分で発生することができる。さらに、システムを構成するために必要なユニット数を4ユニットから3ユニットに減らすことができる。従って、システム全体の回転子軸長の短縮により危険速度すなわち曲げモード周波数を上昇でき、かつ、回転子全体を完全な筒形状とできることから、通常のギャップ長において大容量モータの10,000 prm以上の高速回転化に非常に有用な構成である。また、R+TMB Type Bの詳細な検討は、第5章において行う。

2.3.4 ベアリングレスモータ及び3軸能動制御型磁気軸受タイプBを用いた回転機システムIII

さらに、図2-7は、システムIIをもう一段小型化するためのBelM及び2.3.3項で示したR+TMB Type Bを用いた回転機システムIIIを示す。システムIIIは、BelMとR+TMB Type Bを軸方向に並べた構造となっている。そして、システムIIIは、負荷側のBelMにより水平方向1軸・垂直方向1軸の2軸を能動的に軸支持制御し、反負荷側のR+TMB Type Bにより水平方向1軸・垂直方向1軸・軸方向1軸の3軸を能動的に軸支持制御することで、5軸能動軸支持制御を実現する。また、BelMは2.2節で示すように一つのユニットでラジアル軸支持力とトルクを発生できるため、システムIIのRMBと電動機を一体化した機能を持つ。このため、システムを構成するために必要なユニット数を3ユニットから2ユニットまで減らすことができ、システムII以上にシステムの小型化を図ることができる。従って、システムIIIは、危険速度を上昇させることができ、モータの高速回転化を図ることができる。そこで、大容量・高速回転に対応可能かつ低コストなBelMの詳細な検討を第6章において行う。

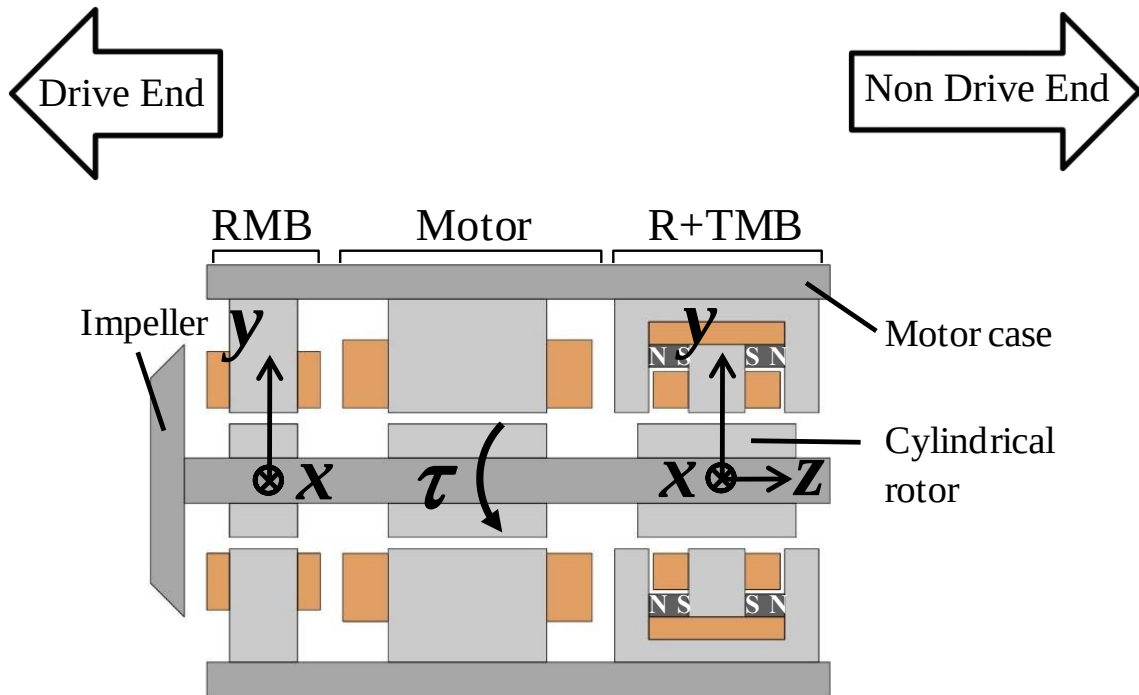


図 2-6 回転機システム II：システムを小型化するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type B を用いたシステム構成

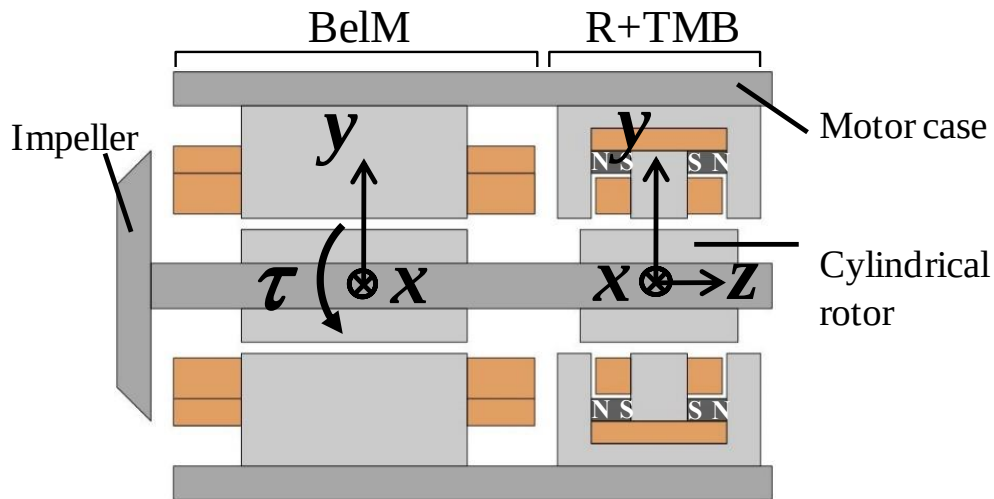


図 2-7 回転機システム III：さらにシステムを小型化するための BelM 及び R+TMB Type B を用いたシステム構成

第3章 大容量に対応可能かつ低損失化のために4つのC形コアを統合した新たに提案するホモポーラ型ラジアル磁気軸受の検討

3.1 従来のラジアル磁気軸受の種類とその特徴

本節は、図 3-1 及び 3-2 に示す一般的なヘテロポーラ型及びホモポーラ型ラジアル磁気軸受(RMB)の種類及びそれらの特徴について示す。また、表 3-1 は、それぞれの RMB の特徴を示す。

3.1.1 ヘテロポーラ型 RMB

一般的な磁気軸受を用いた大容量・高速回転機システムにおいて、RMB として図 3-1(a)に示すヘテロポーラ型 RMB が用いられる。ヘテロポーラ型は、ケイ素鋼板等の電磁鋼板と巻線のみで構成することができるため、低コストに製作することができるという利点がある。また、ヘテロポーラ型の巻線と磁束の流れ方は、図 3-1(b)に示すように、 $+x$, $-x$, $+y$ 及び $-y$ の4つのセクションに分けられる。それぞれのセクション内における巻線はすべて直列に接続されている。そして、それぞれのセクションの巻線 $+N_x$, $-N_x$, $+N_y$ 及び $-N_y$ に電流を流すことで $+x$, $-x$, $+y$ 及び $-y$ のそれぞれの方向にラジアル軸支持力 $+F_x$, $-F_x$, $+F_y$ 及び $-F_y$ を発生できる。また、2.2.1 項に示す軸支持力発生原理から、それぞれのセクションの巻線 $+N_x$, $-N_x$, $+N_y$ 及び $-N_y$ に流れる軸支持電流 $+i_x$, $-i_x$, $+i_y$ 及び $-i_y$ はすべて直流となるため、それぞれの軸支持電流は4台の単相非対称ハーフブリッジインバータにより制御できる。

一方、ヘテロポーラ型において、それぞれの巻線により作り出される軸支持磁束は、図 3-1(b)に示すように、固定子から回転子へ流れ、再び固定子へ流れ込む。そのため、回転子に生じる磁界は、N、S、N、S...と交番する。通常、鉄損は渦電流損とヒステリシス損により構成される。そして、一般に、ヒステリシス損は磁束密度変化の振幅の1.6乗から2乗に比例し、周波数に比例する。さらに、渦電流損は周波数及び磁束密度変化の振幅の2乗にそれぞれ比例する^[32]。そのため、ヘテロポーラ型は、交番磁界により磁束密度変化が大きく、加えて高速回転において交番磁界の周波数が非常に高くなるため、回転子に大きな鉄損が発生する。そして、この大きな回転子鉄損により、回転子が激しく発熱してしまう。磁気浮上技術を用いた回転機システムは、回転子を完全非接触支持するため、固定子と回転子で機械的な接触が存在しない。このことにより、回転子は熱伝導率の低い空気に覆われており、放熱しづらいため、回転子の発熱を冷却することが難しい。従って、この大きな回転子鉄損は問題であり、回転子鉄損を低減することが重要な課題となる。

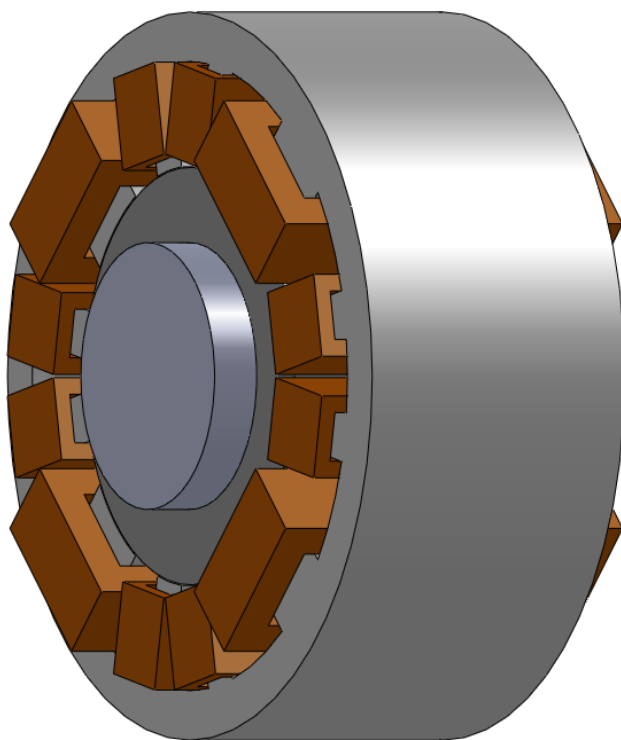


図 3-1(a) ヘテロポーラ型 RMB の外観

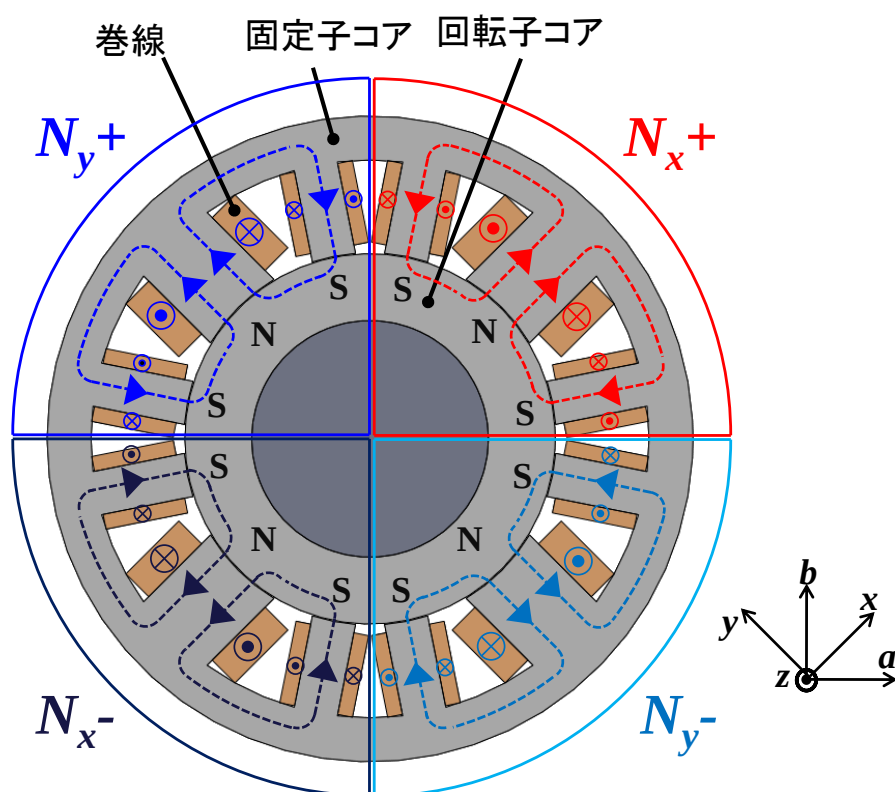


図 3-1(b) ヘテロポーラ型 RMB の断面図及びバイアス磁束

図 3-1 ヘテロポーラ型 RMB

3.1.2 ホモポーラ型 RMB

そこで、回転子鉄損を低減するために、図 3-2(a)に示すホモポーラ型 RMB が用いられている。バイアス磁石を用いたホモポーラ型の固定子は、2つの固定子で軸方向に着磁されたリング磁石を挟み込む構造となっている。そして、2つの固定子は、ケイ素鋼板等の電磁鋼板を積層した固定子コアの4つの突部(ティース)にそれぞれ集中巻で巻線が巻かれている。そして、対向する2つの巻線が直列に接続されている。また、図 3-2(b)に示すように、永久磁石によって発生するバイアス磁束は、固定子1から回転子を通り、固定子2へ流れる。従って、図 3-2(c)に示すように、固定子1及び2においてバイアス磁束は放射方向に流れる。

そして、ホモポーラ型のラジアル軸支持力は、図 3-3 に示す原理に基づいて発生することができる。図 3-3(a)は、固定子コア1におけるラジアル軸支持力の発生の様子を示す。まず、 x 軸ラジアル巻線 N_x に正の直流電流 i_x を流すと、2極のラジアル磁束 ϕ_x が発生する。この結果、 x 軸正方向のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが同じとなるため、磁束が強め合い、ギャップ磁束密度が増加する。一方、 x 軸負方向のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが逆向きとなるため、磁束は弱め合い、ギャップ磁束密度は減少する。このため、 x 軸上においてギャップ磁束密度の粗密が発生し、 x 軸正方向の軸支持力 F_{x1} が発生する。また、固定子コア2内では、上記とは逆に磁束が流れることで、 x 軸正方向の軸支持力 F_{x2} が発生している。従って、ホモポーラ型は、固定子コア1側及び2側で発生している F_{x1} 及び F_{x2} の和が全体の軸支持力 F_x となる。さらに、 x 軸負方向の軸支持力 F_x が発生する場合は、負の軸支持電流 i_x を流せばよい。従って、ホモポーラ型の場合、軸支持巻線 N_x 及び N_y に流れる軸支持電流 i_x 及び i_y が正又は負となるため、2台の単相フルブリッジインバータ又は、1台の3相インバータを用いて電流制御を行う。

一方、回転子鉄損に関して、永久磁石により発生したバイアス磁束は図 3-2(c)に示すように回転子の磁界が交番しないことにより、回転子に発生する鉄損が小さくなり、回転子鉄損の低減が望める。さらに、回転子の発熱が小さくなることで、冷却の簡単化も望める。また、ホモポーラ型を用いた回転子鉄損低減のための検討は、他の研究グループでも行われている^{[17], [18]}。しかし、大容量に対応するために大きな軸支持力を発生するには、図 3-2(a)に示すように、コイルエンドが弓形となる巻線を高占積率で巻く必要があり、巻線の製作が難しい。加えて、十分なバイアス磁束を発生するために、多くの永久磁石を必要とし、製作コストが増加する。表 3-1 に、ヘテロポーラ型とホモポーラ型の比較を表にまとめたものを示す。

そこで、従来のホモポーラ型以上に低損失かつ低コストな RMB の開発を目指し、図 3-4 に示す一般的な4つのC形コアを用いた磁気軸受(C形コア RMB)に着目した^{[8], [10], [72], [73]}。C形コア RMB は、ホモポーラ型 RMB の一種であるため、巻線で発生するバイアス磁束が回転子で交番しない。加えて、磁極間に巻線を配置しないため、図に示す磁極間隙間を小さくでき、図 3-3 に示すホモポーラ型以上の低鉄損化が望める。また、バイアス磁束源として永久磁石を用いないため、低コスト化も望める。しかし、図 3-3 に示す従来のC形コア

7RMB を大容量 RMB に適用した場合、大きな半径方向負荷がかかる 4 つの独立した C 形コアの組付けが複雑となる。加えて、4 つの C 形コアを独立に組付ける必要があるため、固定子の内面精度が低くなること、磁極間隙間を精度よく狭くすることが難しいといった問題もある。内面精度が低下すると、4 つのティース対向部における磁束密度が不均一になり、その結果、回転子鉄損が増加してしまう。以上の理由により、これまでは数十 W 程度の回転子システムにしか適用されていなかった[8], [10], [72], [73]。

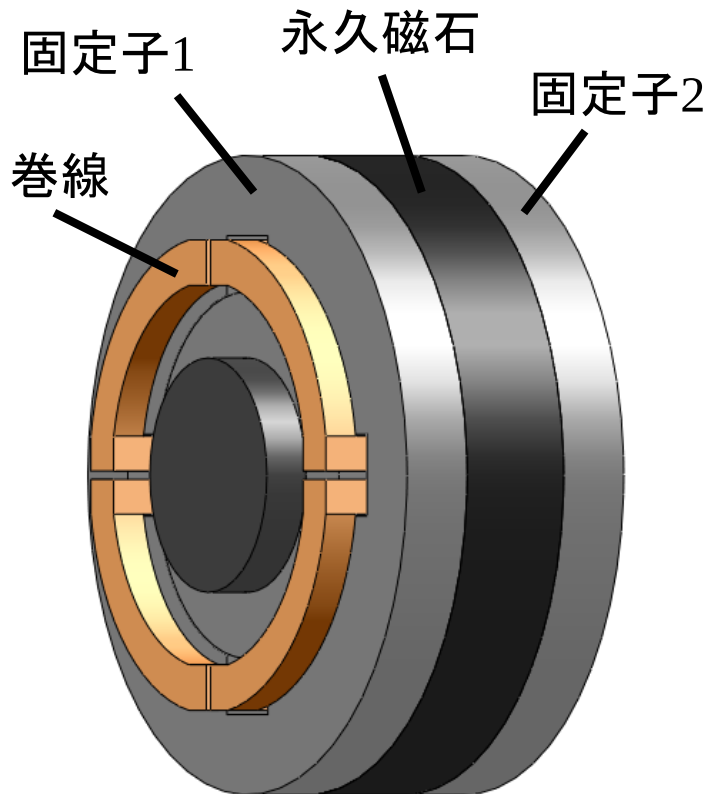


図 3-2(a) ホモポーラ型 RMB の外観

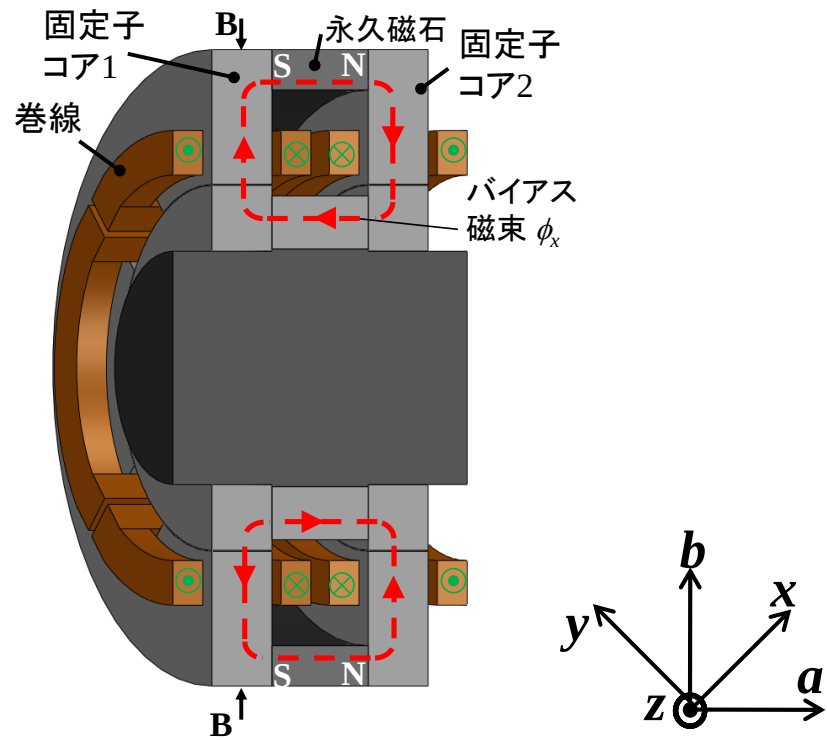


図 3-2(b) ホモポーラ型 RMB の半径方向断面図及びバイアス磁石

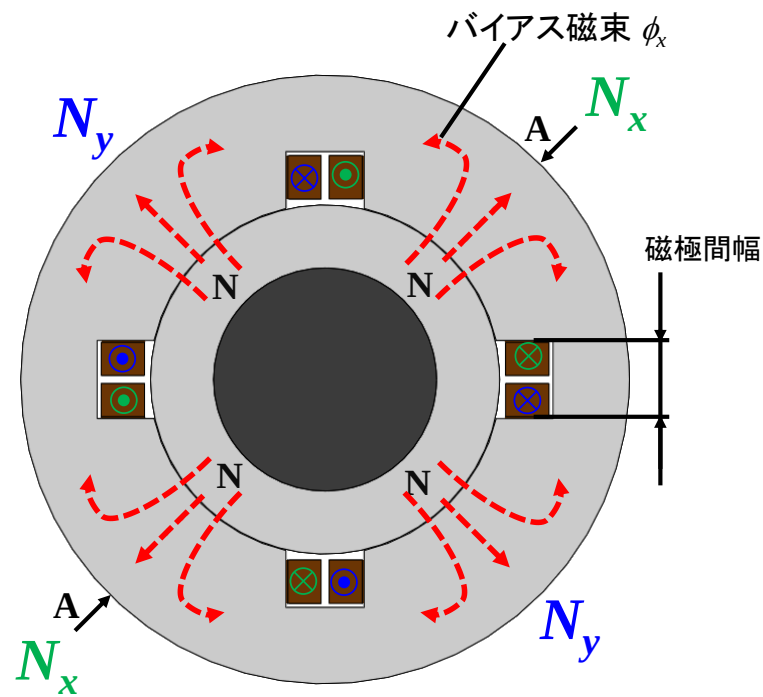


図 3-2(c) ホモポーラ型 RMB の軸方向断面図

図 3-2 ホモポーラ型 RMB

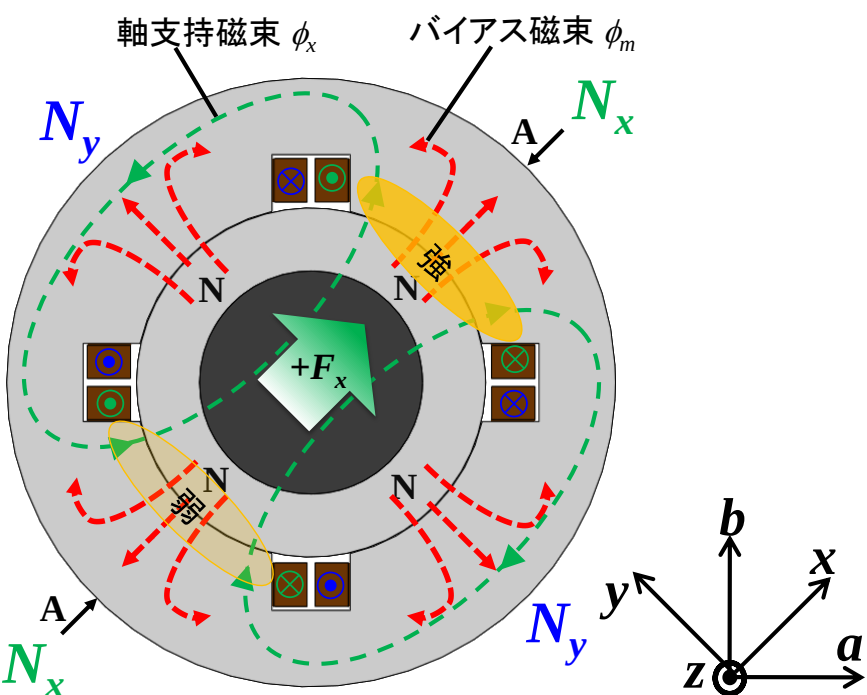


図 3-3(a) ホモポーラ型 RMB の軸方向断面図

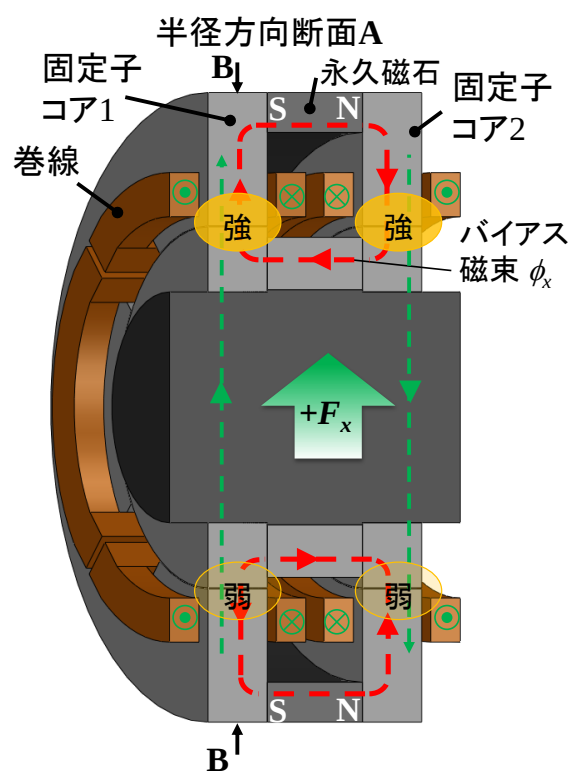


図 3-3(b) ホモポーラ型 RMB の半径方向断面図

図 3-3 ホモポーラ型 RMB の軸支持力発生原理

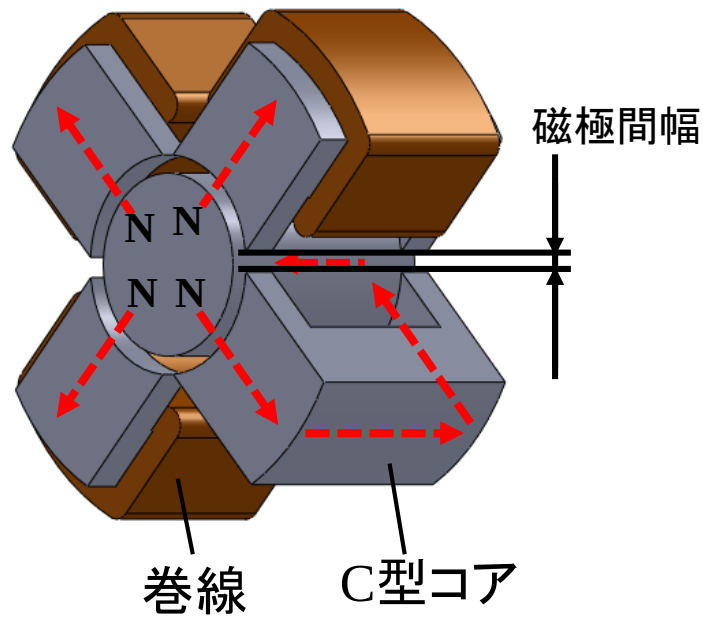


図 3-4 C 形コア RMB

表 3-1 ヘテロポーラ型とホモポーラ型の構造比較

	ヘテロポーラ型RMB	ホモポーラ型RMB
構造	積層鋼板（電磁鋼板）と銅のみで構成可	バイアス磁束（永久磁石・励磁コイル）が必要 （3次元的な構造が必要）
巻線	極数が増えると、巻線径に制約がかかり易い。 ティースを長く取れるためコイルエンドが小さい。	ある程度巻線径が大きくても問題ない。 しかし、コイルエンドが比較的大きい。
極数	6極, 8極, 12極, 16極・・・	4極, 6極
インバータ	ハーフブリッジ単相インバータ4台	フルブリッジ単相インバータ2台 又は3相インバータ1台 (励磁コイルの場合HB単相INVが+1台)
軸支持力	3D-FEA解析により検討	
鉄損	回転子で磁束が交番するため鉄損が発生	回転子がバルク材の場合、渦電流損が発生。 積層鋼板を用いれば渦電流損を小さくできる。
バックヨーク	コイル1個分の磁束しか流れないためバックヨークは比較的狭くても問題ない。	バイアス磁束と巻線磁束が流れるためバックヨークは広めにする必要がある。
外乱	質量中心のズレによる振れ回りのみ	バイアス磁束があるため質量中心に加えて、 磁気中心のズレによる不平衡吸引力が発生

3.2 大容量に対応可能かつ低損失化のために4つのC形コアを統合した新たに提案するホモポーラ型 RMB の構造

そこで、図 3-5(a)に示す、大容量に対応可能で、固定子組立の簡単化と低鉄損化のために4つのC形コアを一体化したホモポーラ型 RMB を新たに提案する。提案する RMB は、C形コアを「巻線が巻かれ、軸方向に磁束が流れる鉄心部」と「回転子と対向し、磁束が半径方向に流れるコア部」に分割する。そして、このコア部を4つのC形コア毎に独立させず、軸方向に積層したケイ素鋼板で一体化することで、固定子組立の簡単化と固定子の内面精度向上を図る。加えて、図 3-5(b)に示す磁極間隙間について、提案する RMB では、一体のケイ素鋼板でコア部を製作するため、精度良く簡単に狭くすることができることから、図 3-2 に示す従来のホモポーラ型以上の鉄損低減が可能となる。さらに、バイアス磁束源としての永久磁石を必要としないため、磁石使用量を低減でき、低コスト化できる。

次に、提案する RMB の詳細な構造を示す。まず、回転子は、図 3-5(a)に示すように、固定子コアに対向する位置に軸方向に積層されたケイ素鋼板による回転子コアを配置し、その間に、軸方向に磁束が流れやすくするために、半径方向に積層されたケイ素鋼板による巻鉄心を設置する。一方、固定子は、まず、図 3-6(a)に示すように、非磁性材のケースに、軸方向に積層されたケイ素鋼板による積層固定子コアを軸方向から圧入する。次に、図 3-6(b)に示すように、ケースの半径方向に開いている4つの穴から、巻線が巻かれた4つのバルク材鉄心を積層固定子コアの凹部にそれぞれ挿入することで、固定子を組み立てる構造となっている。ただし、4つのコア部を一体化したケイ素鋼板による積層固定子コアにおいて、一体化するためのブリッジ部による磁極間の干渉を防ぐため、図 3-5(b)に示すように、ブリッジ部を効果的に磁気飽和させるための少量の永久磁石が挿入されている。

以上により、提案する RMB のケイ素鋼板は、図 3-7 に示す方向に積層されている。

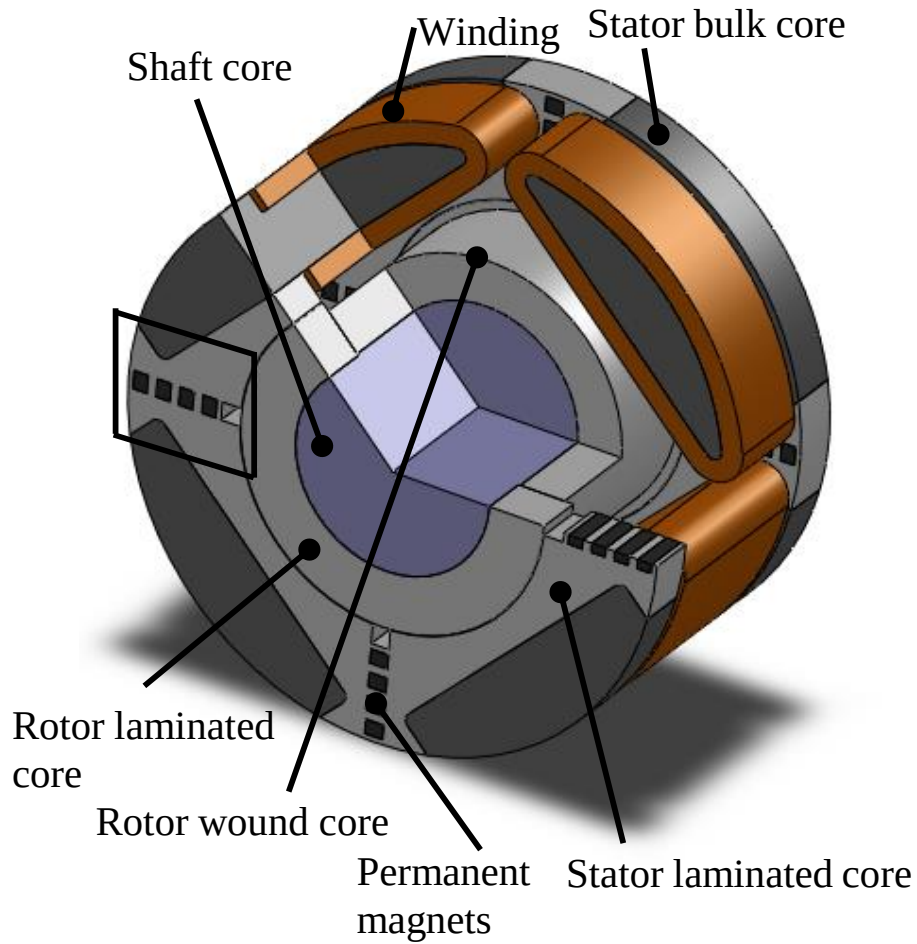


図 3-5(a) 提案する 4 つの C 形コアを統合したホモポーラ型 RMB の構造

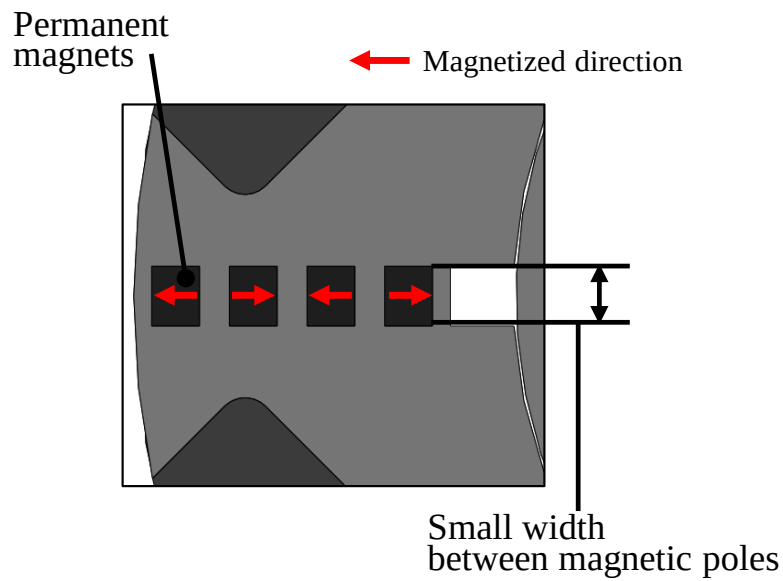


図 3-5(b) 提案するホモポーラ型 RMB における磁極間磁石

図 3-5 提案する 4 つの C 形コアを統合したホモポーラ型 RMB

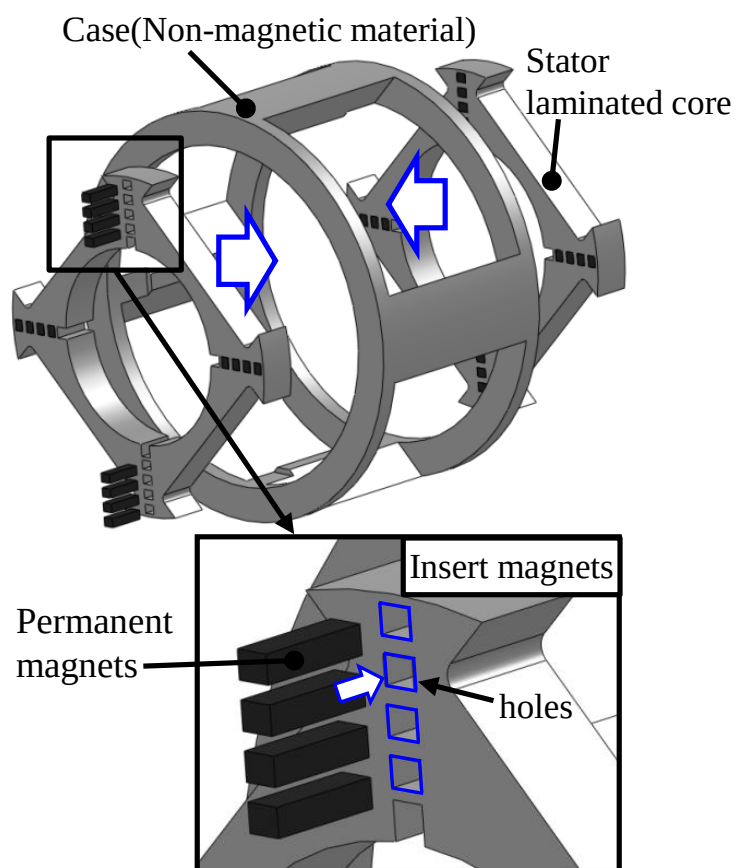


図 3-6(a) 積層固定子コアの非磁性材ケースへの組付

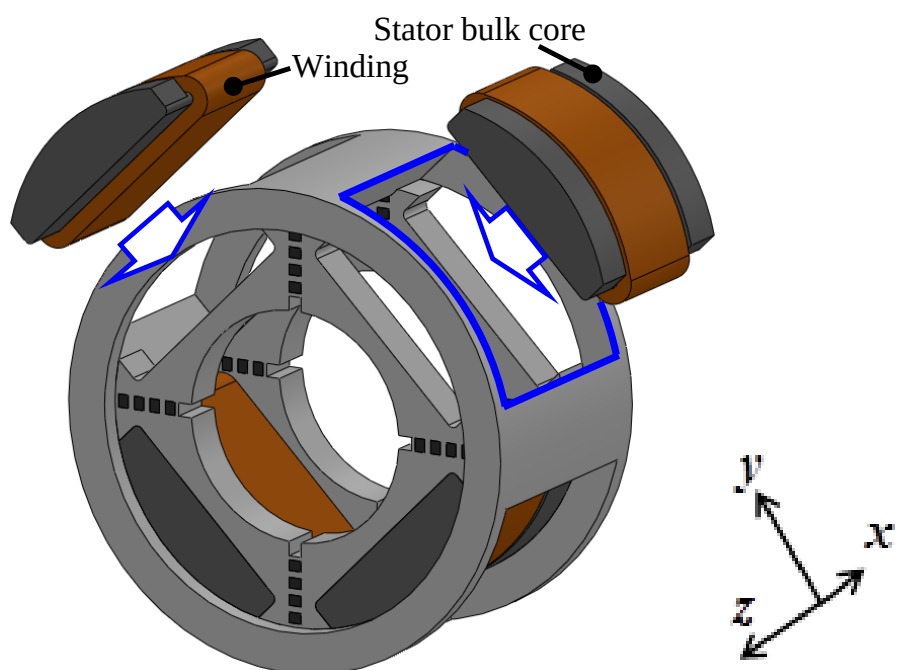


図 3-6(b) 巻線が巻かれたバルク材鉄心の組付

図 3-6 固定子の組立の様子

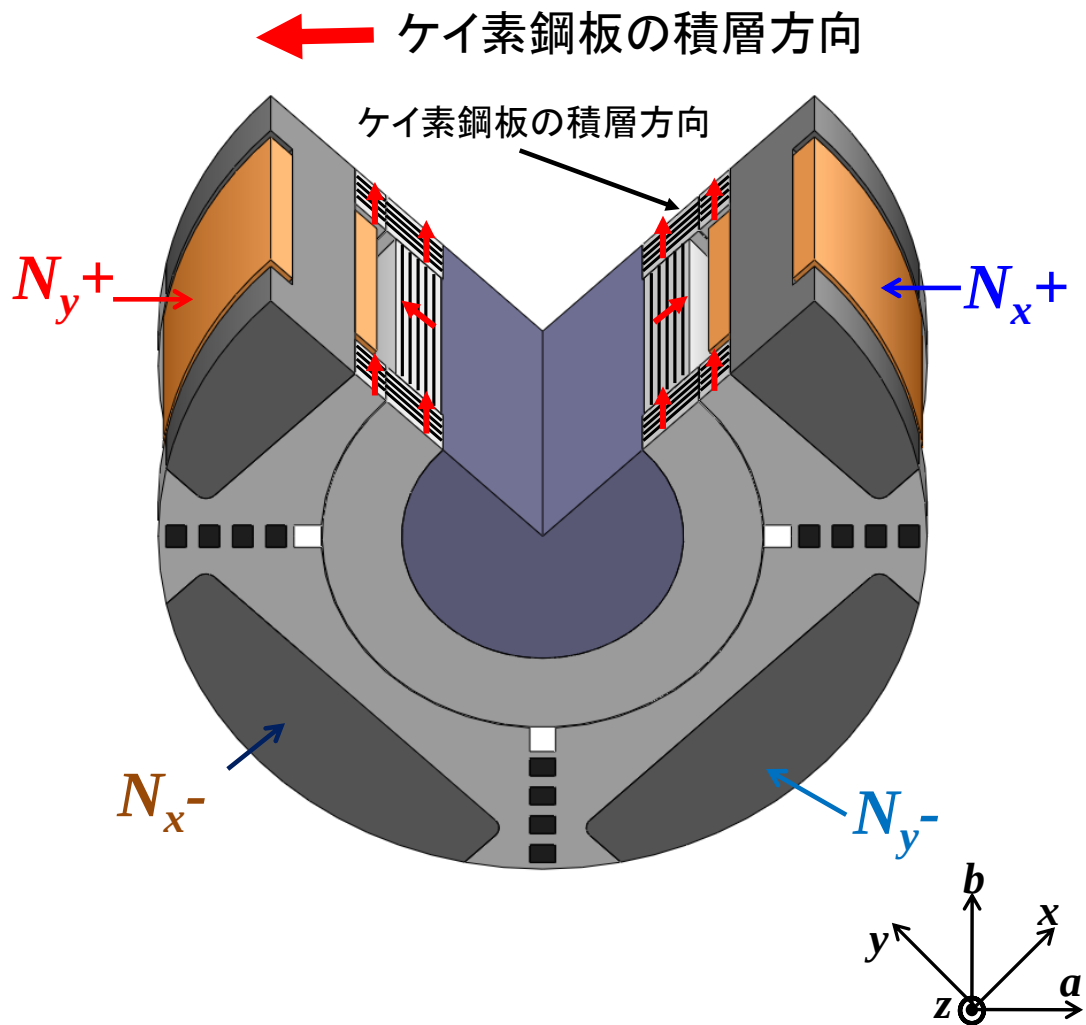


図 3-7 提案するラジアル磁気軸受のケイ素鋼板の積層方向

3.3 新たに提案するホモポーラ型 RMB の軸支持力発生原理

図 3-8 は、提案する RMB において、垂直方向(b 軸正方向)に軸支持力を発生する場合の原理図を示す。図中の x, y 軸は固定子の巻線位置を基準とした固定子座標上に固定された直交座標である。また、 a, b 軸は、 x, y 軸に対して時計回り方向に 45° 回転した位置に固定された直交座標である。また、図 3-6(b)に示すように x 軸の正負、 y 軸の正負の 4 方向それぞれに軸支持力を発生するために独立した N_{x+} , N_{y+} , N_{x-} 及び N_{y-} の 4 つの巻線を備えている。まず、 $+x$ 軸巻線 N_{x+} に電流を流すことにより、回転子の巻鉄心を通る様に青色の破線で示す磁束 ϕ_{x+} が流れる。磁束 ϕ_{x+} により軸方向に積層された固定子コアと回転子コアの間に磁気吸引力が発生し、 x 軸正方向の軸支持力 $+F_x$ が発生する。同様に、 $+y$ 軸巻線 N_{y+} に電流を流し赤色の破線で示す様に磁束 ϕ_{y+} が流れることで軸支持力 $+F_y$ が発生する。その結果、 $+F_x$, $+F_y$ をベクトル合成することで、 b 軸正方向の軸支持力 $+F_b$ を発生できる。以上に示すように、 N_{x+} , N_{y+} , N_{x-} 及び N_{y-} の 4 つの巻線に電流を流して発生できる $+F_x$, $+F_y$, $-F_x$ 及び $-F_y$ をベクトル合成することで、任意の方向と大きさの軸支持力を発生できる。

また、図 3-3 に示す C 形コア RMB のように固定子コアが独立していれば、ラジアル軸支持力発生原理において説明したように、図 3-9 に示す①の磁路でのみ磁束が流れる。しかし、提案する RMB の場合、ラジアル軸支持力を発生する固定子コア部分が一体化されているため、図 3-5(b)に示す磁極間磁石を磁極間に設置しない場合、磁極間のブリッジ部分で図 3-9 の②に示す磁路が形成されてしまう。この②の磁路は、漏れ磁束となり、RMB の軸支持力性能を低下させてしまう。そのため、提案する RMB は、図 3-5(b)に示す少量の磁極間磁石を磁極間に設置することで、磁極間のブリッジ部分を飽和させることにより、②の漏れ磁束を防止する。

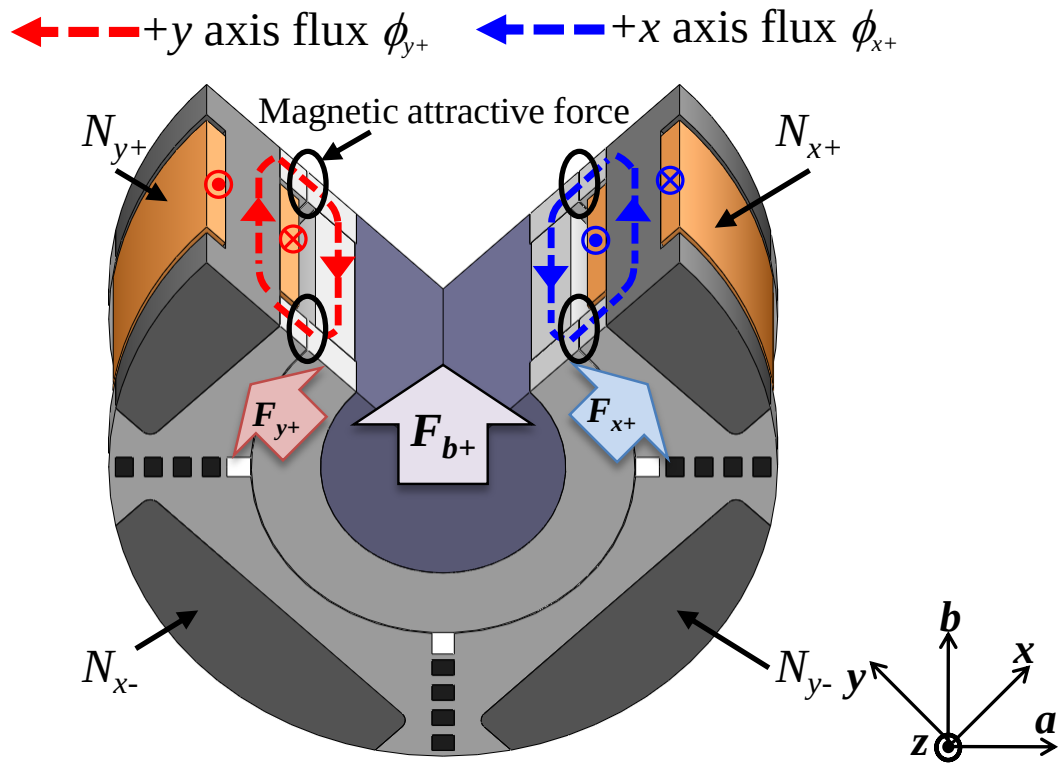


図 3-8 ラジアル軸支持力発生原理

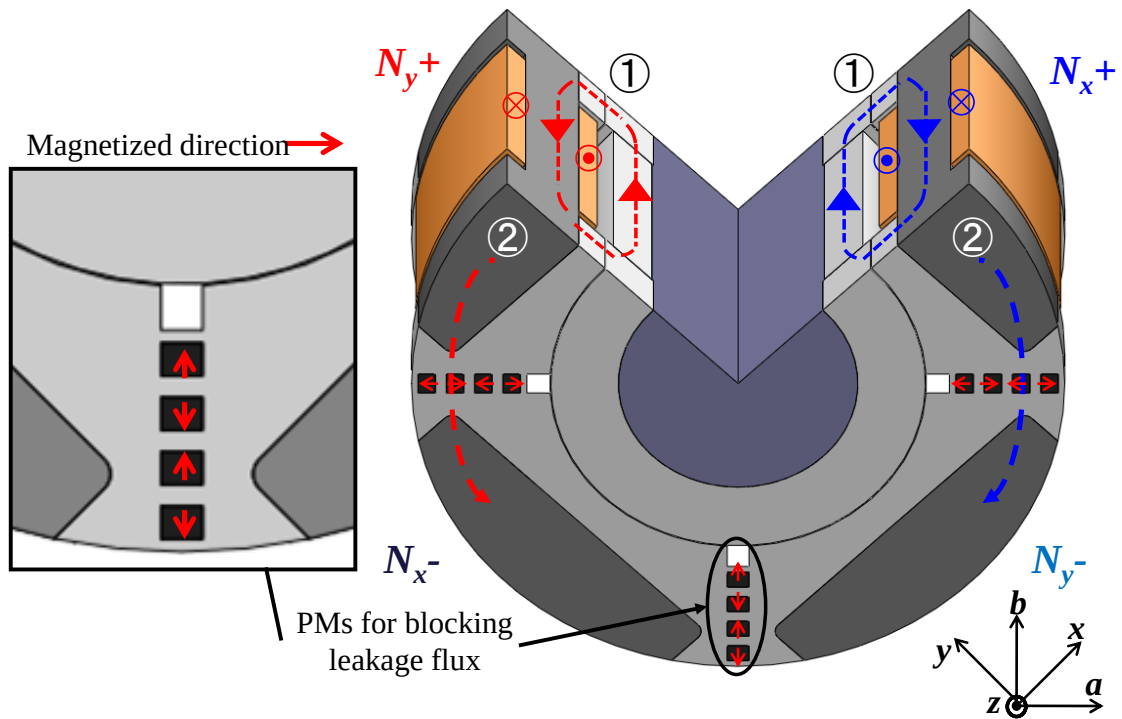


図 3-9 考えられるブリッジ部分における磁極間の漏れ磁束

3.4 3D-FEA による新たに提案するホモポーラ型 RMB の解析検討

本節では、3D-FEA を用いて、提案する RMB の軸支持力及び損失の検討を行う。ここで、想定する大容量・高速回転機のアプリケーションより、軸支持対象である回転子自重を 1500 N と仮定して検討を行う。

3.4.1 ラジアル軸支持力特性の解析検討

図 3-10 は電流をゼロとした場合の磁極間のブリッジ部分の磁束密度分布を示しており、磁極間に設置した磁石により、磁極間のブリッジ部分が飽和していることがわかる。

また、図 3-11 は、 N_{x+} , N_{y+} , N_{x-} 及び N_{y-} の 4 つの巻線に定格電流の半分の値をバイアス電流として通電した際の無負荷時の磁極間の磁束ベクトル及び磁束密度分布を示す。バイアス電流により生じたバイアス磁束は、磁極間に設置した磁石によりブリッジ部分が飽和しているため、磁極間をまたぐ形で漏れることはなく、図 3-9 に示す①の流れを形成している。

次に、3.3 節の軸支持力発生原理に基づいて、提案する RMB の軸支持力特性の解析を行う。ここで、磁極間磁石の非干渉化の効果を比較検討するために、磁極間に設置した磁石を空気としたモデルについても解析を行う。まず、巻線条件を巻線径 $\phi 1$ 、1 並列、定格電流密度を 4 A/mm² としたため、定格電流は 3.14 A となる。そして、バイアス磁束を発生するために、定格電流の半分の 1.57 A をバイアス電流 i_b として 4 つの巻線に流し、残りの定格電流の半分の 1.57 A を軸支持制御電流 i_{xc} 及び i_{yc} とした。従って、それぞれの巻線 N_{x+} , N_{y+} , N_{x-} 及び N_{y-} に流れる電流 i_{x+} , i_{y+} , i_{x-} 及び i_{y-} は、式(3-1)及び(3-2)により算出される。

$$i_{x+} = i_b + i_{xc}, \quad i_{x-} = i_b - i_{xc} \quad \cdots \cdots (3-1)$$

$$i_{y+} = i_b + i_{yc}, \quad i_{y-} = i_b - i_{yc} \quad \cdots \cdots (3-2)$$

まず、y 軸方向の軸支持力 F_y と x 軸方向の軸支持力 F_x の非干渉化の検討を行うために、 i_{yc} を 0 A 及び 1.57 A 一定とし、 i_{xc} を 0 A から 1.57 A まで変化させた時の軸支持力 F_x 及び F_y の解析を行った。図 3-12(a)は、磁極間の磁石を空気とした場合（比較対象モデル）の軸支持力の解析結果を示す。また、図 3-12(b)は、磁極間に磁石を設置した場合（提案する RMB モデル）の軸支持力の解析結果を示す。磁極間磁石を空気とした場合、磁極間のブリッジ部分が飽和せず図 3-9 に示す②のような漏れ磁束が流れやすい。そのため、 i_{xc} を変化させると、 i_{yc} を一定で流しているにもかかわらず、 F_y が 16.5% も変化している。さらに、1.57 A の i_{yc} を流している時の F_x は、0 A の i_{yc} を流している時の F_x に対して、大きく変化しており、x 軸の磁束 ϕ_x と y 軸の磁束 ϕ_y が大きく干渉している。一方、磁極間に磁石を設けている場合、磁極間のブリッジ部分が飽和しており図 3-9 に示す②のような漏れ磁束が流れづらい。そのため、 i_{xc} を変化させても、 F_y の変化は最大でも 1.19% と僅かであり、 i_{xc} の値に関係なく一定の i_{yc} に対してほぼ一定の F_y を発生できている。さらに、1.57 A の i_{yc} を流している時の F_x は、0 A の i_{yc} を流している時の F_x に対して、僅かしか変化しておらず、x 軸の磁束 ϕ_x と y 軸の磁束 ϕ_y が良好に非干渉化できている。

また、提案する RMB の垂直上方向（+ b 軸方向）の最大軸支持力は 8730 N となり、1 ユニットあたりの想定される回転子自重 1500 N に対して 5.82 倍と十分である。

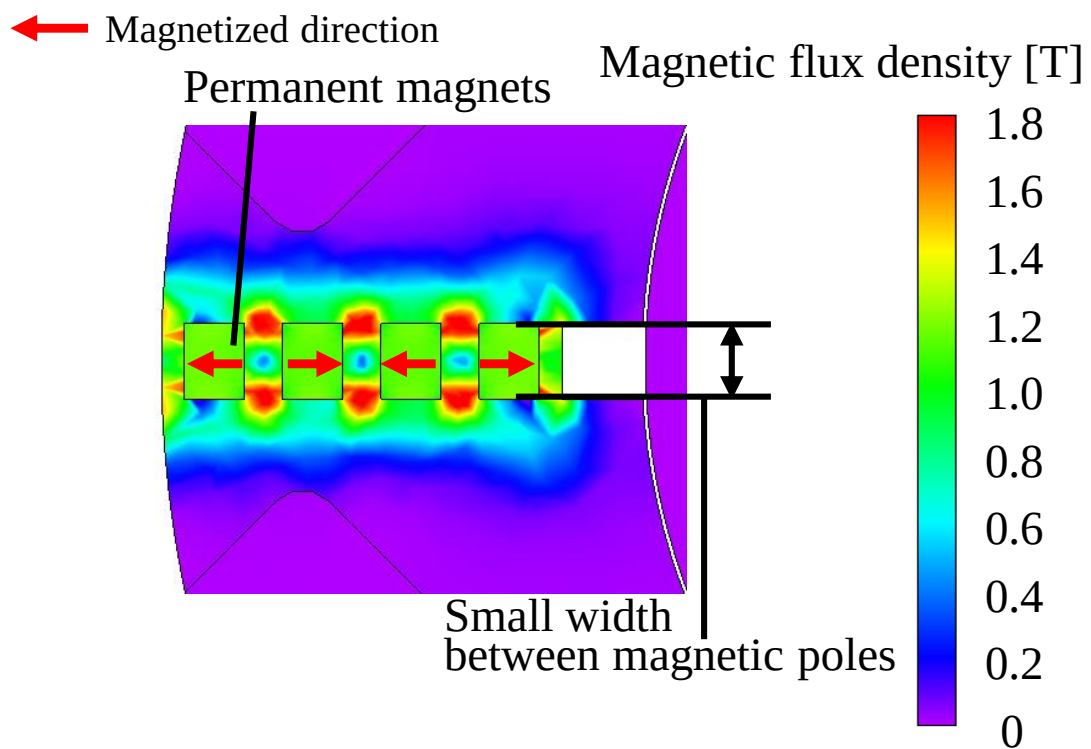


図 3-10 磁極間磁石を設けたブリッジの様子（電流ゼロ時）

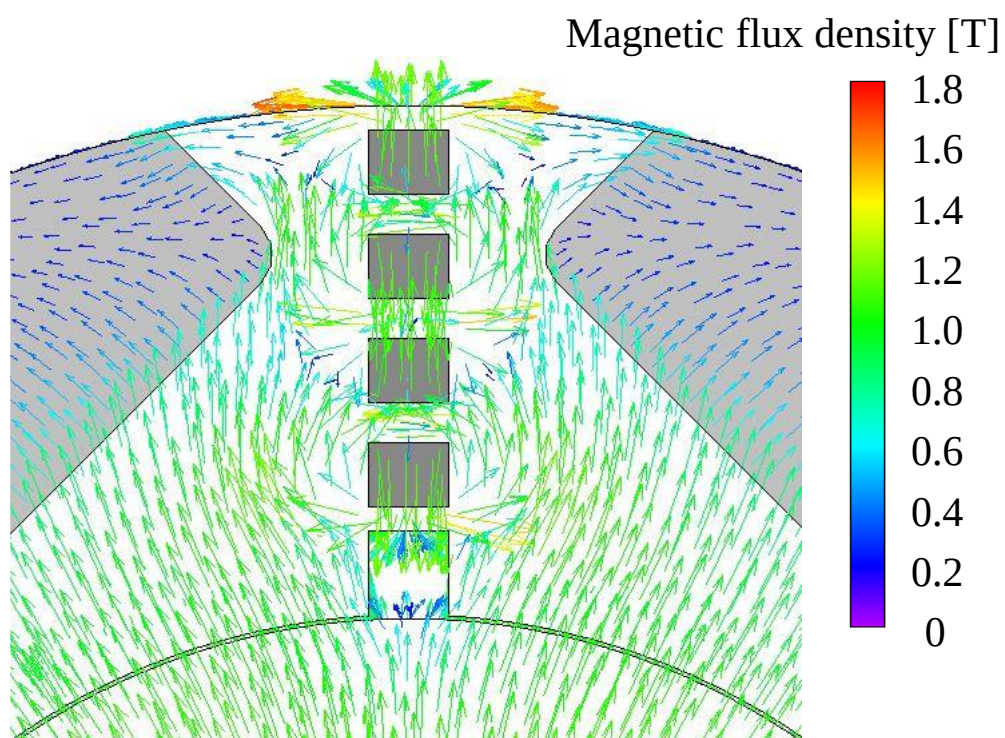


図 3-11(a) 無負荷時の磁束のベクトル図

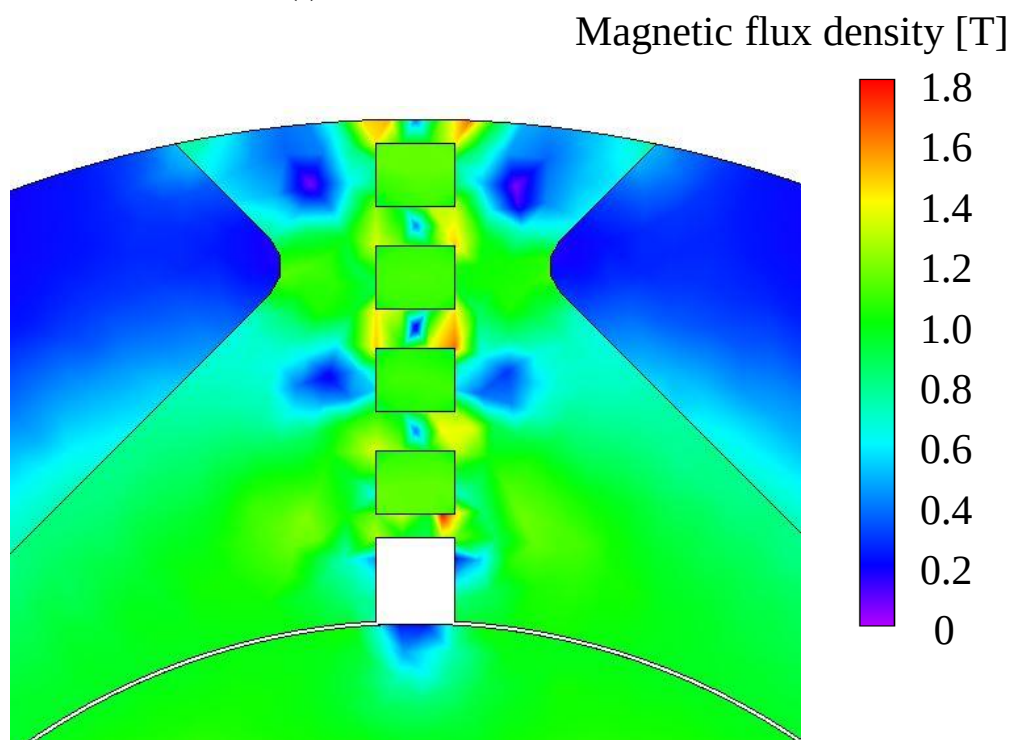


図 3-11(b) 無負荷時の磁束密度

図 3-11 無負荷時の磁束及び磁束密度 (バイアス電流通電時)

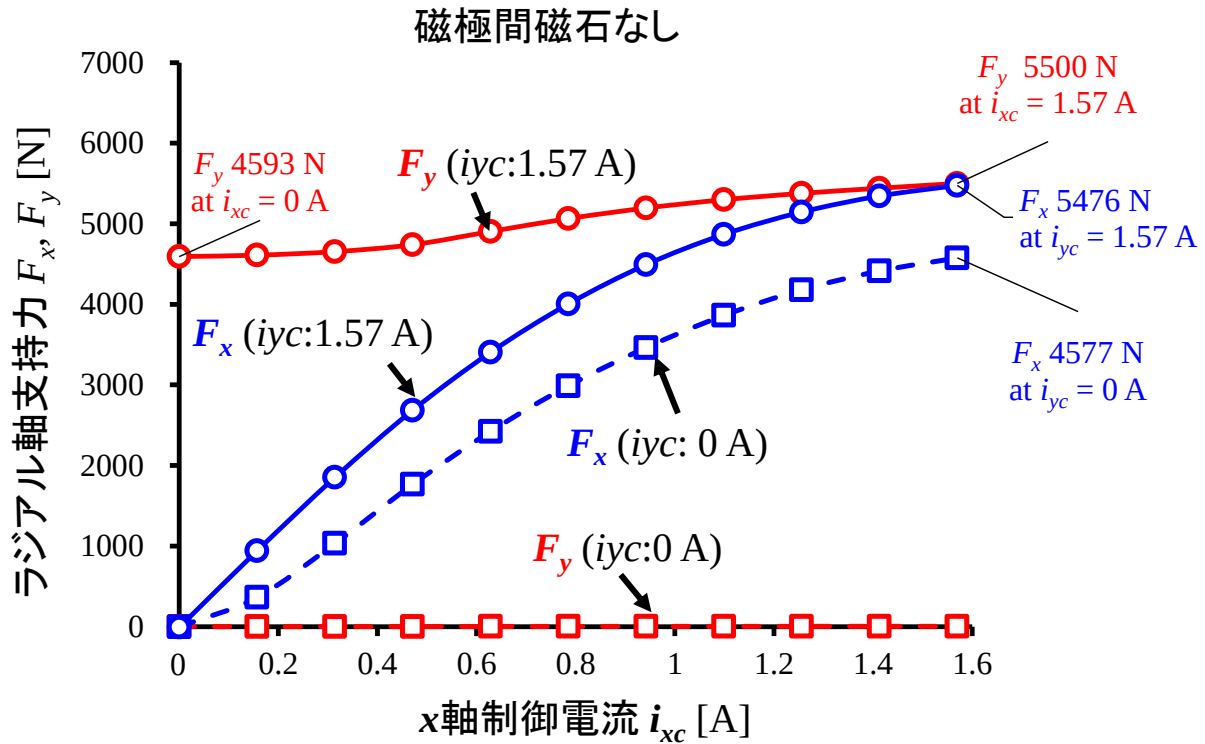


図 3-12(a) 磁極間磁石を設けない場合

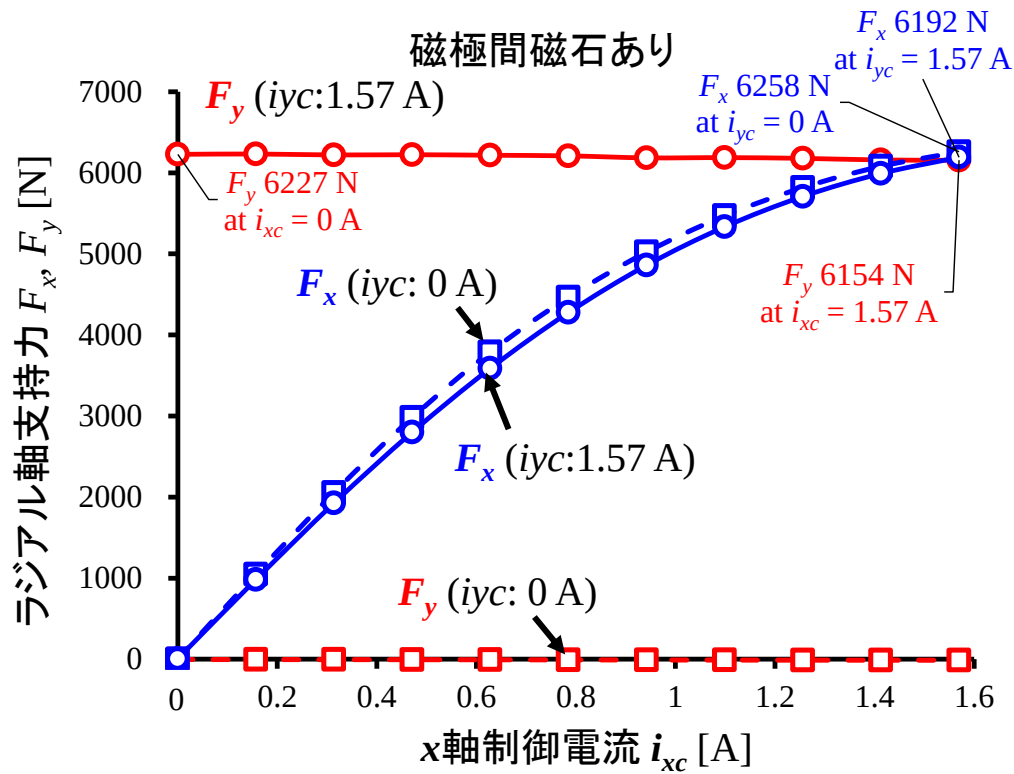


図 3-12(b) 磁極間磁石を設けた場合

図 3-12 ラジアル軸支持力解析結果

3.4.2 回転子鉄損に関する従来の RMB との比較検討

本節では、3D-FEA を用いて提案する RMB の損失の検討を行った。比較のために、図 3-1 及び 図 3-2 に示すヘテロポーラ型及び従来のホモポーラ型についても同体格で軸支持力を最大化するように寸法を調整したモデルを作成し、損失解析を行った。また、ホモポーラ型は、提案する MB と同様にシャフトの軸方向中央部に巻鉄心を配置している。表 3-2 は、3つの RMB の諸元を示す。表 3-2 より、提案する RMB は、従来のホモポーラ型に対して、磁石使用量を 7.86%まで大幅に低減できている。

図 3-13 は、ヘテロポーラ型 RMB、従来のホモポーラ型 RMB、提案する RMB のそれぞれにおける 3D-FEA による軸支持力に対する回転子に発生する鉄損の解析結果を示す。ただし、それぞれの RMB における定格電流の大きさと電流密度は 3.4.1 項で示した値で等しくした。そして、ヘテロポーラ型 RMB は、提案する RMB と同様に、バイアス磁束を発生するために、定格電流の半分をバイアス電流として流し、残りの定格電流の半分を軸支持制御電流分とし、式(3-1)、(3-2)により電流値を算出している。また、回転速度は 20,000 rpm で一定とした。提案する RMB の最大軸支持力は 8730 N であり、ヘテロポーラ型の 8950 N、そして、ホモポーラ型の 8698 N と比べても同程度の最大軸支持力を発生できている。一方、回転子の鉄損は、発生できる軸支持力の全ての範囲において提案する MB がヘテロポーラ型及びホモポーラ型に対して優れた低鉄損を実現できている。

図 3-14 は、無負荷時における 3つの RMB のそれぞれのギャップ磁束密度分布を示す。また、図 3-15 は、回転速度 20,000 rpm の無負荷時における回転子鉄損のスペクトラムを示す。そして、図 3-16 はそれぞれの RMB の回転子の鉄損密度分布を示す。この時、ヘテロポーラ型と提案する RMB は、バイアス電流としてすべてのコイルに等しく定格電流の半分のバイアス電流を流している。ヘテロポーラ型は、磁界が交番しており、磁束密度変化が 1.60 T と最大となり、低次成分のスペクトルが最も大きい。その結果、図 3-13 に示すように回転子で発生する鉄損が 1539 W と非常に大きな値になっている。また、ホモポーラ型は、磁界は交番しないが、永久磁石によるバイアス磁束が大きく、磁束密度変化は 1.27 T と比較的大きい。そのため、回転子に発生する鉄損は 784.2W とヘテロポーラ型に比べて半減できているもののまだ大きい。一方、提案する RMB は、磁界が交番しないことに加え、磁束密度変化が 0.899 T と小さく、また、磁極間隙間に注目すると、ホモポーラ型は、図 3-2(c) に示すように、ティースに巻線を巻くため磁極間の隙間が大きく、磁束密度が低下する角度幅が 31.3 deg であるのに対し、提案する RMB は磁極間隙間をより小さくすることができるため、磁束密度が低下する角度幅が 13.7 deg と小さい。そのため、回転子の高調波鉄損が小さく抑えられており、回転子の鉄損は、ヘテロポーラ型に対して、提案する RMB は 199.0 W と 87.1%も低減できている。さらに、ホモポーラ型に比べても、提案する RMB の回転子鉄損が 74.6%も低減できている。このため、回転子の鉄損密度は、ヘテロポーラ型が 3080 W/L と最も大きく、これまで低鉄損として知られていた従来のホモポーラ型でも 2745 W/L と比較的大きい。一方、提案する RMB は、1229 W/L と小さく抑えられている。

また、図 3-17 は、軸支持力 8690 N 一定におけるそれぞれの RMB における全損失の解析結果を示す。全損失においても、提案する RMB の損失は 922.7 W となり、低損失として知られていた従来のホモポーラ型の 1203 W と比べて 23.3%低減できている。以上の結果から、提案する RMB の有効性を 3D-FEA により、確認することができた。

表 3-2 各ラジアル磁気軸受の諸元

Magnetic Bearing type	General heteropolar	General homopolar	Novel homopolar
Stator external diameter	300 mm		
Shaft length	160 mm		
Rotor core diameter	172 mm		
Gap	0.5 mm		
Volume of permanent magnets	0 cm ³	878.9 cm ³	69.12 cm ³

7.86%

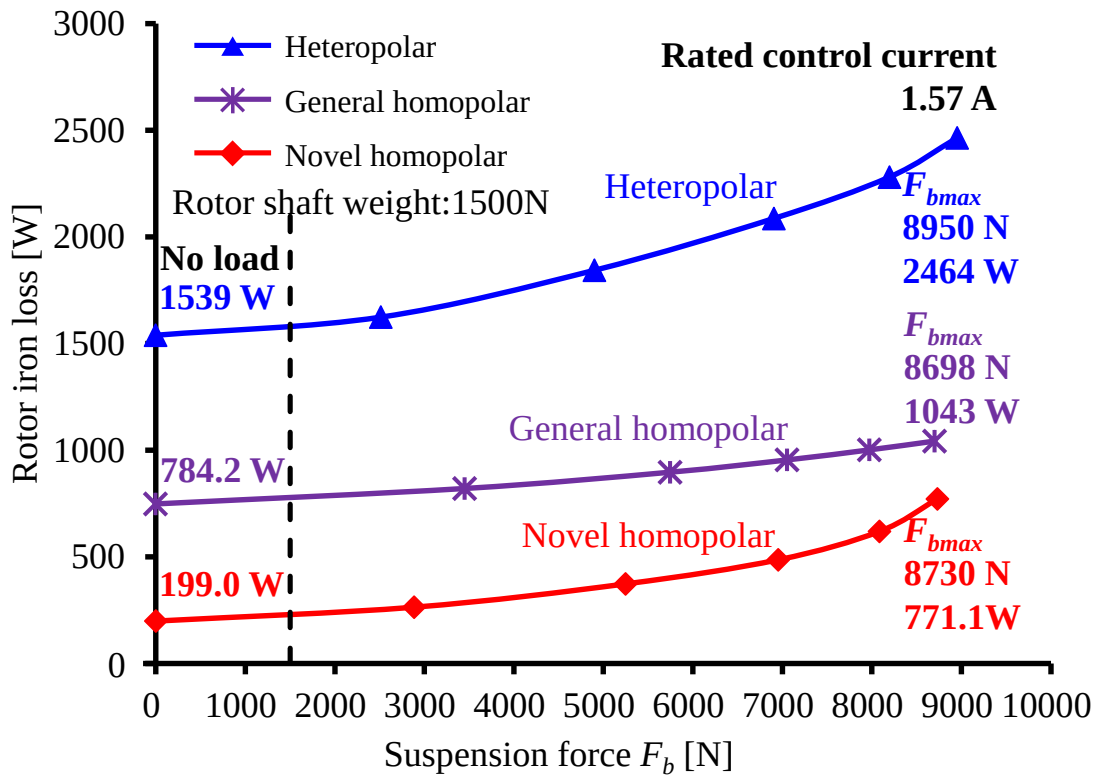


図 3-13 軸支持力に対する回転子鉄損

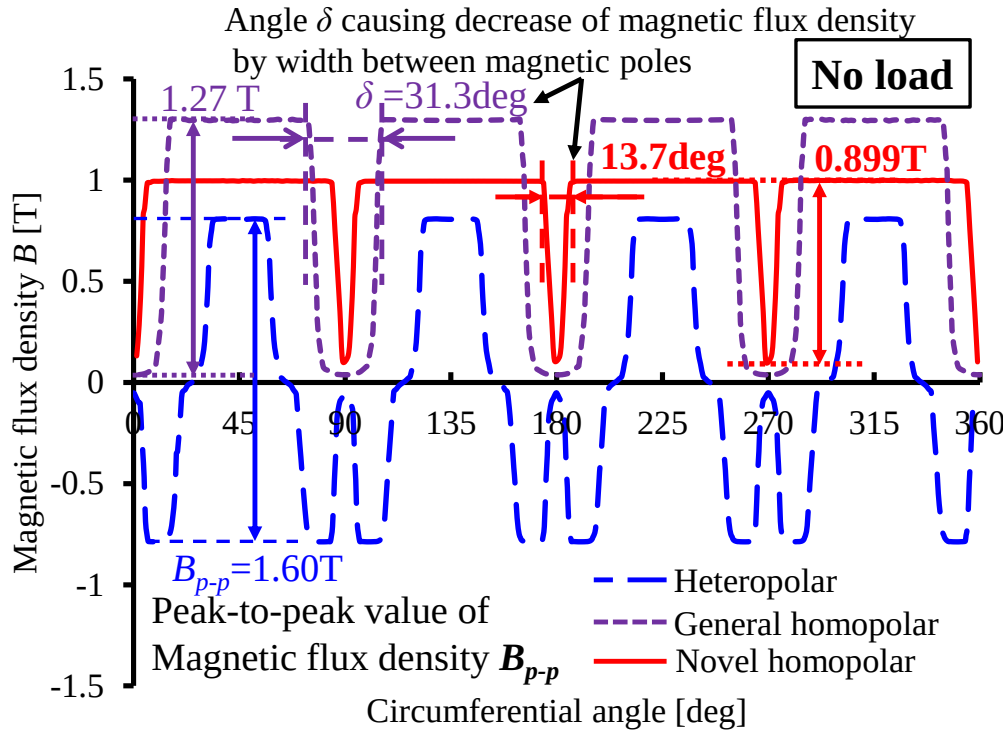


図 3-14 無負荷時のギャップ磁束密度分布

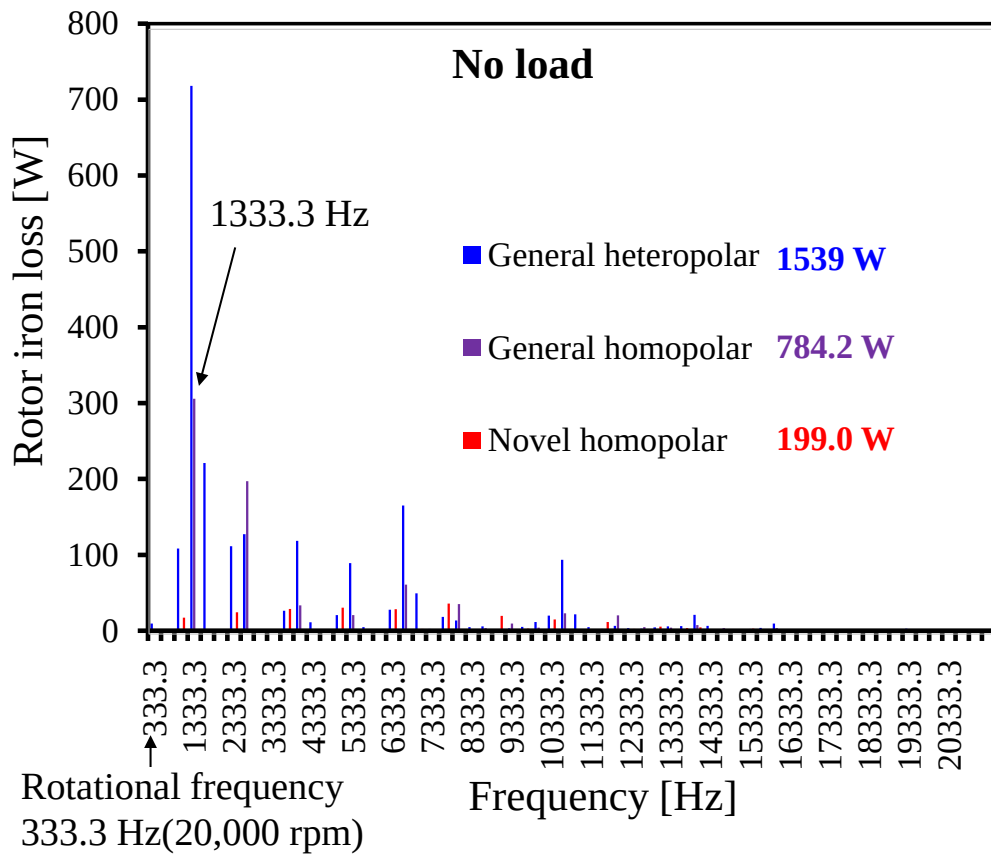


図 3-15 回転子鉄損スペクトル

3080 W/L

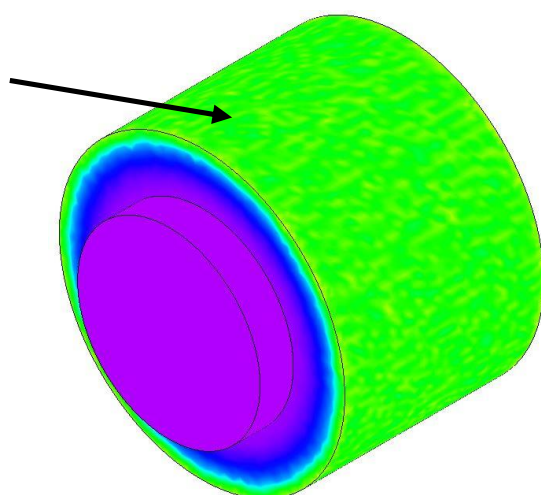


図 3-16(a) ヘテロポーラ型 RMB

2745 W/L

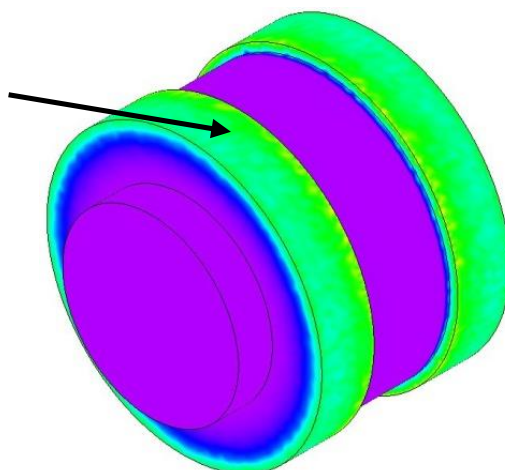


図 3-16(b) 従来のホモポーラ型 RMB

1229 W/L

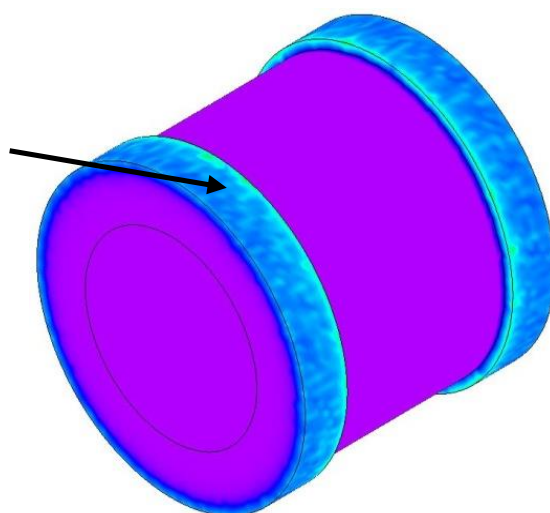


図 3-16(c) 提案する RMB

図 3-16 回転子鉄損密度

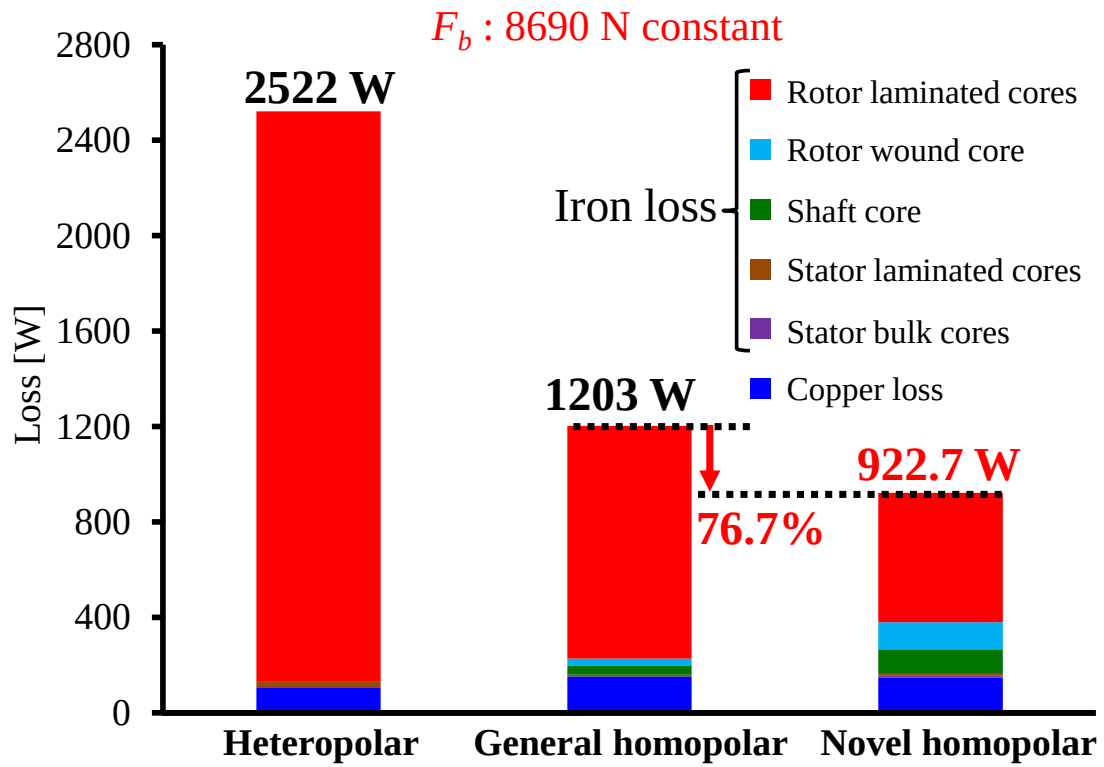


図 3-17 8690 N における一定の全損失比較

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた 3 軸能動制御型磁気軸受タイプ A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の提案及び検討

2.3.1 項で示したように、一般的な回転機システムにおけるディスク形回転子を用いたスラスト磁気軸受(TMB)は、大きなスラスト軸支持力を発生することができるが、ディスク形回転子により組立性の悪さ等の問題がある。この問題を解決するために、先行研究[26]-[28]において円筒形回転子を備えた TMB が提案されている。さらに加えて、これまで先行研究[37]-[39]において、円筒形回転子でありながら軸支持力が発生しにくいワイドギャップに対応するための検討もなされてきた。そこで、本章では、円筒形回転子を備えた TMB 及び先行研究[37]-[39]を発展させ、2.3.2 項で示したシステム II に適用可能なシステムの組立性を向上するために回転子全体を完全な円筒形としながらもワイドギャップで高スラスト負荷に対応するために、円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプ A (R+TMB Type A) と受動型スラスト磁気軸受 (PTMB)を活用した構造の検討を行う。

4.1 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造

図 4-1(a)は、システム組立性向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した構造を備えた回転機システムを示す。

まず、図の左側である負荷側に、ユニット 1 として、半径方向の 2 軸の軸支持制御を行うラジアル磁気軸受(RMB)用の固定子コア及び回転子コアと磁性体部材 S_1 及び R_1 、そして、これらに挟み込まれるように固定子と回転子にそれぞれ配置される軸方向に着磁されたリング状のバイアス永久磁石により構成される R+PTMB がある。図 4-1(b)は、R+PTMB 内にある 6 突の RMB 用固定子コアとその固定子コアに集中巻で巻かれている 2 極のラジアル軸支持巻線の巻線構成を示す。

また、反負荷側には、ユニット 2 として、軸方向の 1 軸の軸支持制御を行う能動型スラスト磁気軸受 (ATMB)と半径方向の 2 軸の軸支持制御を行う RMB を軸方向に一体化した円筒形回転子を備えた R+TMB Type A が配置されている。R+TMB Type A 内の ATMB では、コの字形の ATMB 用固定子コア内部にスラスト軸支持巻線が周方向に巻かれている。そして、R+TMB Type A 内の RMB は、図 4-1(b)に示す R+PTMB の RMB と同じ構造となっている。さらに、R+TMB Type A においても、軸方向に着磁されたリング状のバイアス永久磁石が ATMB と RMB に挟み込まれるように固定子と回転子に配置されている。さらに、電動機ユニットが、R+PTMB と R+TMB Type A の間に配置されている。また、円筒形回転子を備えた R+TMB Type A により、回転子全体を完全な筒形とすることができる回転子全体が完全な円筒形とすることができるため、2.3.1 項に示す一般的な回転機構成の複雑な組付が不要となり、固定子を完全に組み立てた状態で回転子を負荷側から挿入して組み付けるこ

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

とができる。従って、R+TMB Type A を用いた構造は、一般的な回転機システムの構造に比べて、システムの組立性を大幅に向上できる。さらに、組立性の向上に伴い、回転子のバランス取りのしやすさも改善できる。

しかし、R+TMB Type A の ATMB 機能だけでは、大容量コンプレッサなどによる高いスラスト外乱に対応することが難しい。そこで、R+PTMB 及び R+TMB Type A に PTMB 機能を組み込むと同時に、新たに PTMB をユニット 3 として反負荷側の右端に追加することで、高スラスト外乱への対応を図る。従って、R+PTMB 及び R+TMB Type A の RMB 機能による半径方向 4 軸と、R+TMB Type A の ATMB 機能による軸方向 1 軸の計 5 軸を能動的に制御することに加え、R+PTMB、R+TMB Type A、PTMB の各ユニットにおける PTMB 機能により、定常的なスラスト外乱とは逆方向に受動的なスラスト軸支持力を発生させる構造となっている。

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

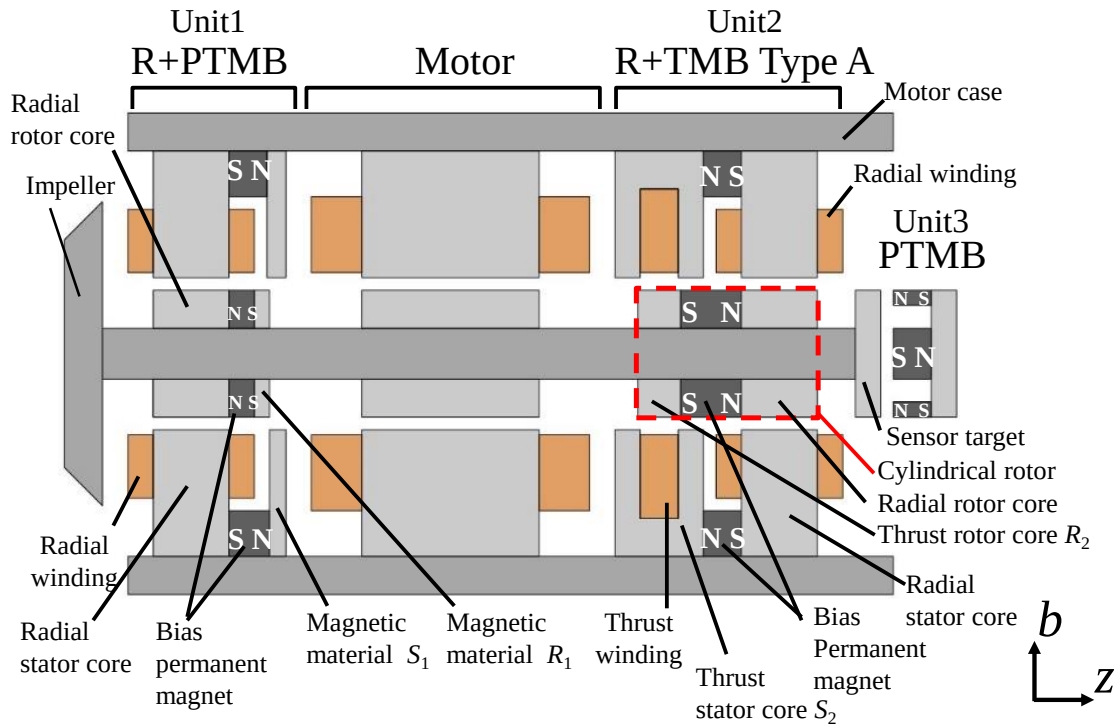


図 4-1(a) 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した構造の断面図

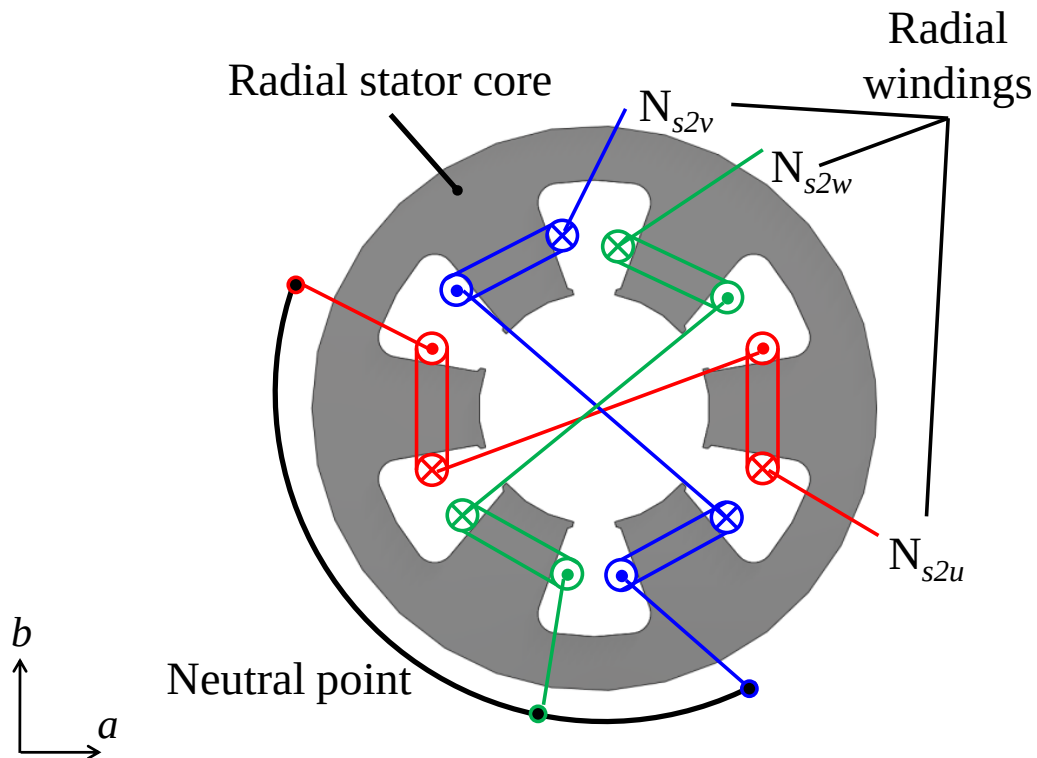


図 4-1(b) 提案するシステムにおける RMB 部分の固定子

図 4-1 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用したシステム構造図

4.2 軸支持力発生原理

4.2.1 ラジアル軸支持力の発生原理

図 4-2 は、R+TMB Type A 及び R+PTMB の RMB 機能におけるラジアル軸支持力の発生原理を示す。ここで、図中の a, b 軸は固定子座標上に固定された直交座標である。そして、ラジアル軸支持巻線 N_{s2a}, N_{s2b} は、2 極の三相巻線に 3 相/2 相変換を施した固定子座標上の等価二相巻線を示す。まず、R+TMB Type A 及び R+PTMB の RMB 用固定子において、固定子と回転子にそれぞれ配置されているバイアス永久磁石によって発生するバイアス磁束 ϕ_{mag} が回転子中心から放射状に固定子に流れ込む。また、ラジアル軸支持巻線 N_{s2b} に直流電流を流し、2 極のラジアル軸支持磁束 ϕ_{s2b} を発生させる。その結果、回転子のギャップ上部では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s2b} の向きが同じため磁束が強め合う。一方、回転子のギャップ下部では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s2b} の向きが逆のため磁束が弱め合う。このような磁束密度の粗密により、 b 軸正方向の軸支持力 F_b が発生する。 b 軸負方向に軸支持力 F_b を発生する場合は、 N_{s2b} に図とは逆向きの直流電流を流せば良い。同様に、 a 軸方向の軸支持力 F_a を発生する場合は、ラジアル軸支持巻線 N_{s2a} に直流電流を流せば良い。

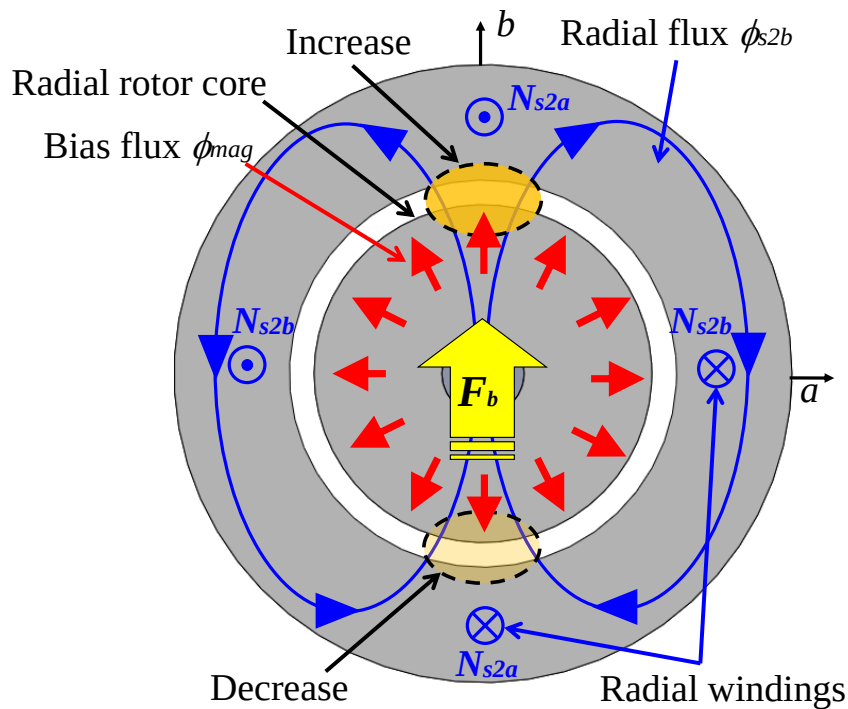


図 4-2 ラジアル軸支持力発生原理

4.2.2 スラスト軸支持力の発生原理

図 4-3 は、各ユニットにおける受動的なスラスト軸支持力の発生原理を示す。まず、図 4-3(a) に示すように、ユニット 1 の R+PTMB では、固定子側と回転子側に設置してあるバイアス永久磁石によって、バイアス磁束 ϕ_{mag1} が発生している。そこで、図 4-3(b) に示すように、回転子磁性体部材 R_1 と固定子磁性体部材 S_1 を軸方向にずらして配置することで、 ϕ_{mag1} がギャップ部分で軸方向に傾いて流れるため、回転子磁性体部材 R_1 に磁気吸引力が発生する。この磁気吸引力は、ベクトル分解すると、半径方向の磁気吸引力と軸方向の磁気吸引力になる。図 4-3(c) に示すように、半径方向の磁気吸引力は、回転子磁性体 R_1 まわりにおいて等しいため、キャンセルされる。そして、軸方向の磁気吸引力が、 z 軸正方向の受動的なスラスト軸支持力 F_{z1p} となる。また、ユニット 2 の R+TMB Type A では、図 4-3(d) に示すように、コの字型の ATMB 用固定子コア S_2 において、バイアス磁束 ϕ_{mag2} が二手に分流して、ATMB 用回転子コア R_2 に流れ込む。ユニット 3 の PTMB では、回転子の右側にギャップを介して 2 個のリング形状のバイアス永久磁石を配置し、このバイアス永久磁石に対向するように、回転子の右端に磁性体を配置することで、受動的なスラスト軸支持力 F_{z3p} を z 軸正方向に発生させている。

次に、図 4-4 は、能動的なスラスト軸支持力の発生原理を示す。定格運転時には、スラスト軸支持巻線 N_z に図の向きに直流電流を流すと、スラスト軸支持磁束 ϕ_{sz} が図に示すように発生する。この時、図 4-4(b) に示すように、 ϕ_{mag2} と ϕ_{sz} が干渉することにより、ATMB 部分の右側ギャップ部分では磁束が強め合い、左側ギャップ部分では磁束が弱め合うため、 z 軸正方向に能動的なスラスト軸支持力 F_{z2a} が発生する。一方、始動時には、 z 軸負方向にスラスト軸支持力 F_{z2a} を発生する場合は、スラスト軸支持巻線 N_z に図とは逆向きの直流電流を流せば良い。この能動的なスラスト軸支持力 F_{z2a} により受動的な軸支持力を打ち消すことで、始動が可能となる。

従って、全体のスラスト軸支持力 F_z は式(4-1)となる。

$$F_z = F_{z1p} + F_{z2a} + F_{z3p} \cdots \cdots \cdots (4-1)$$

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

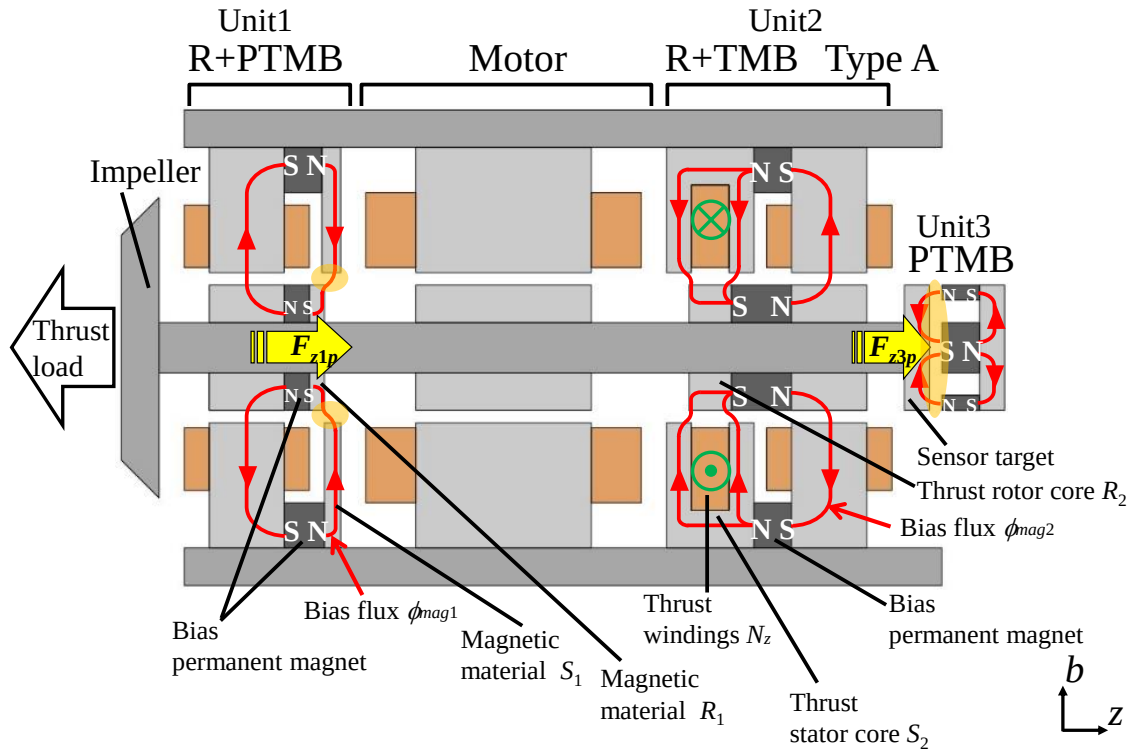


図 4-3(a) 構造全体での受動的なスラスト軸支持力

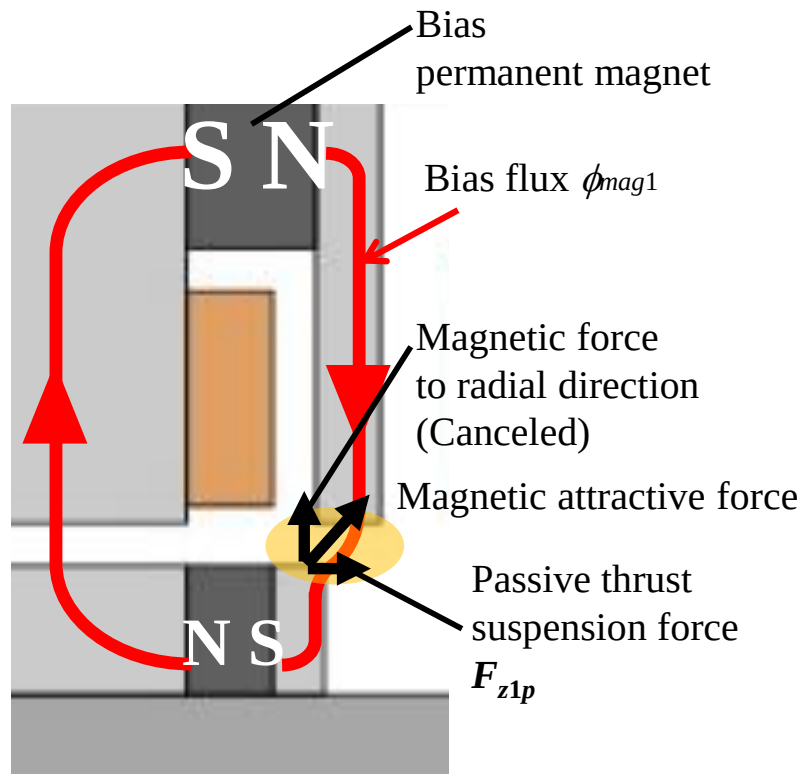


図 4-3(b) R+PTMB の受動的なスラスト軸支持力 F_{z1p}

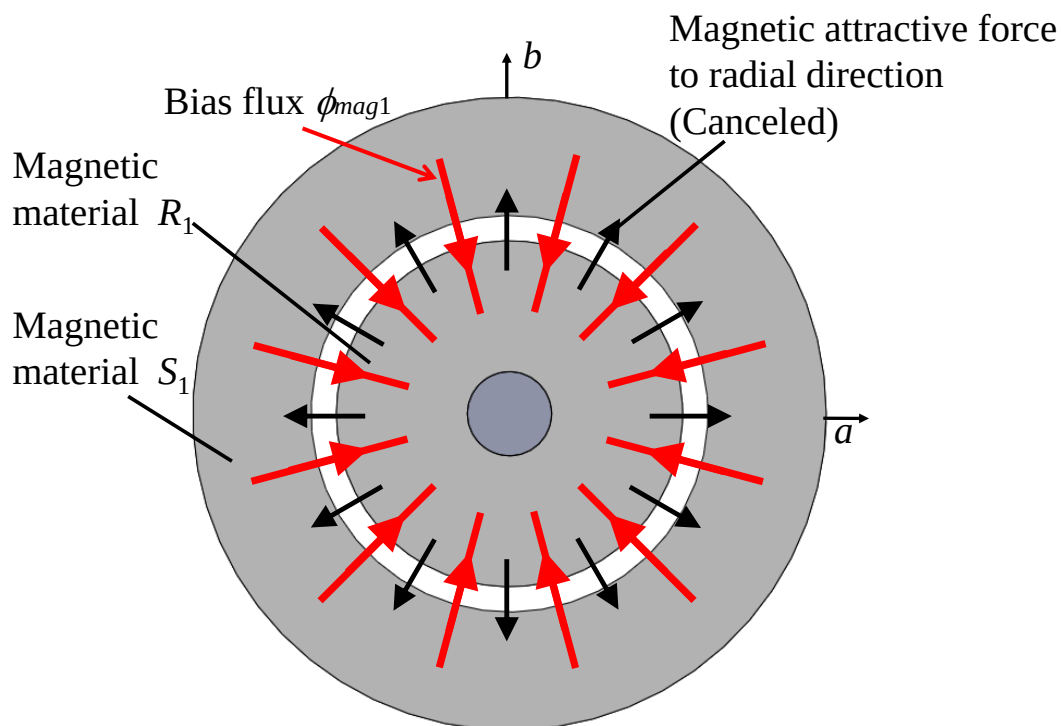


図 4-3(c) R+PTMB の回転子磁性体 R_1 及び固定子磁性体 S_1 の軸方向断面図

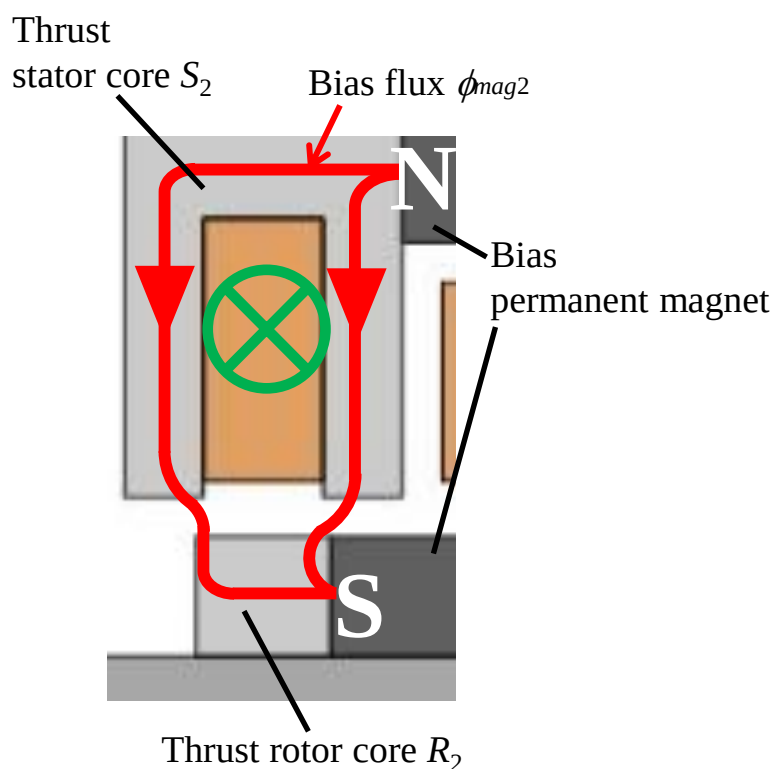


図 4-3(d) R+TMB Type A の TMB 部分の磁束の流れ

図 4-3 受動的なスラスト軸支持力発生原理

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

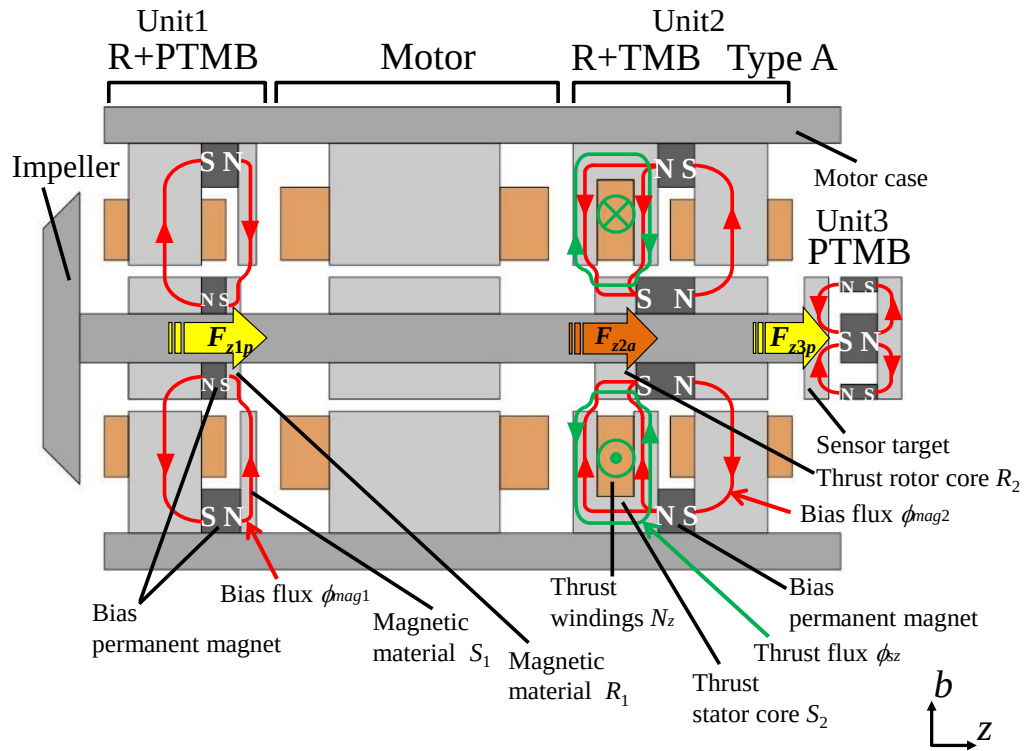


図 4-4(a) 構造全体におけるスラスト軸支持力発生原理

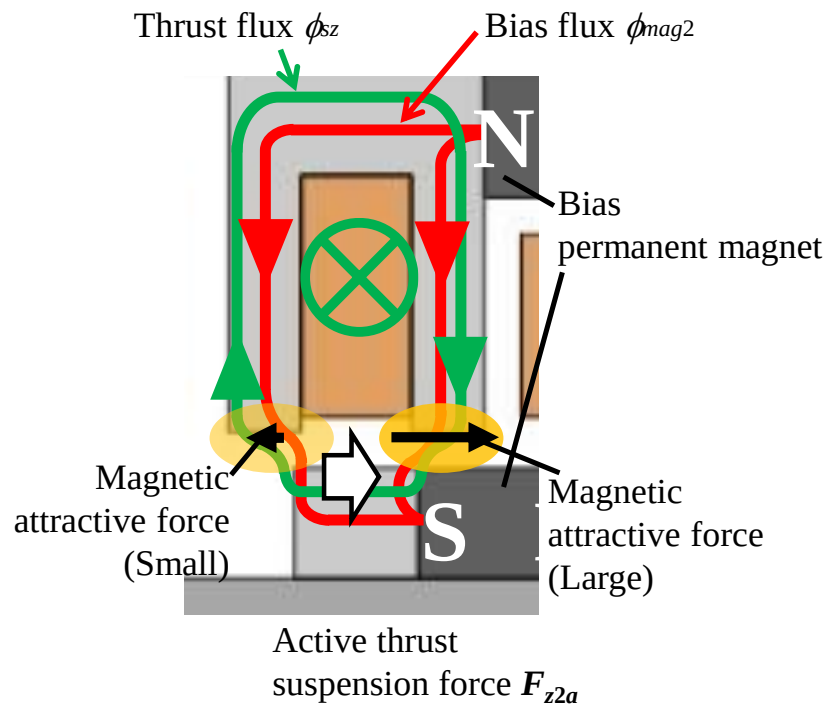


図 4-4(b) ATMB 部分のスラスト軸支持力発生原理

図 4-4 能動的なスラスト軸支持力発生原理

4.3 試作機と実験システム及び制御系

4.3.1 製作した試作機及び実験システム

これまでに、文献[39]において、提案する R+TMB Type A の有効性を 3D-FEA により示している。そこで、実験室で提案する R+TMB Type A の検証試験を行うために、ポンプアプリケーションに適用し、図 4-5(a)に示す提案する R+TMB Type A を備えた試作機を製作した。ポンプアプリケーションとすることで、ワイドギャップかつ高スラスト負荷を再現することができる。図 4-6 は、水中においてポンプ動作させ、非接触軸支持運転を行うために、組み上げた試作機の写真である。そのため、回転子は、図 4-5(b)に示すようにテフロン樹脂の隔壁で覆われており、さらに、固定子内面もテフロン樹脂の隔壁が設けられているため、磁気ギャップ長は 6 mm とワイドギャップである。また、表 4-1 は試作機の諸元を示す。図 4-1(b)に示すラジアル制御用固定子に集中巻で巻かれている 6 つのラジアル軸支持巻線コイルは、それぞれ、 $\phi 0.65$, 4 並列, 200 ターンである。また、U 相、V 相、W 相において、それぞれ 2 つの巻線コイルが直列に接続されている。また、スラスト制御用固定子に周方向に巻かれているスラスト軸支持巻線は、 $\phi 0.65$, 6 並列, 410 ターンである。

また、回転子のラジアル方向及びスラスト方向変位を計測するためのギャップセンサは、図 4-5(a)に示す電子応用(株)製の渦電流式ギャップセンサ PU-20 を用いる。ここで、ラジアル方向 (a 軸及び b 軸) のギャップセンサ出力は、 $200 \mu\text{m/V}$ となるよう調整した。さらに、電動機制御に用いる回転角度の検出には、ホール素子を用いる。

図 4-7 は、実験システムのインバータ・制御ボード及び測定器の配置構成を示す。本実験システムは、2 つの DSP ボード(My Way(株)製 PE-PRO F28335)を用いて制御計算を行う。1 つの DSP ボードでは 4 軸のラジアル軸支持制御のための制御計算を行い、さらにもう 1 つの DSP ボードでは 1 軸のスラスト軸支持制御及び電動機速度制御の 2 つの制御計算を行う。また、ラジアル軸支持及びスラスト軸支持、そして、電動機の電流制御用インバータとして、それぞれ My Way(株)製の MWINV-5R022 (インバータ容量 5 kVA)を使用した。

回転子の垂直・水平方向の変位は、ギャップセンサボードからの信号をオシロスコープ(横河電機(株)製)へ入力することにより確認する。さらに、パワーメータ(横河電機(株)製 WT1600)を各インバータと巻線の間に設置することで、リアルタイムに電流・電力を測定する構成となっている。

また、図 4-8 は、使用した実験システムの概要を示す。ギャップセンサで検出した水平・垂直方向の回転子の位置、及び、電流センサで検出した電流値を、インターフェースボードを介して、AD 変換することにより制御ボードへ取り込み制御を行う。

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

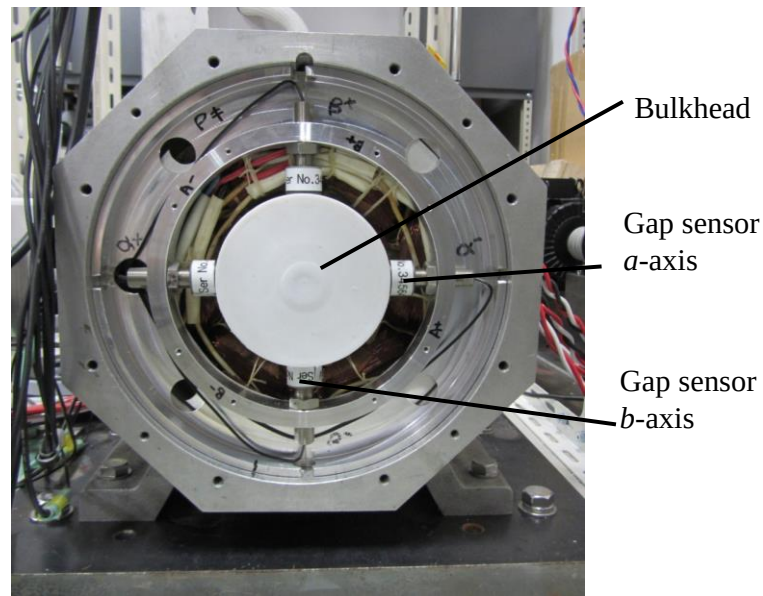


図 4-5(a) 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した試作機の固定子

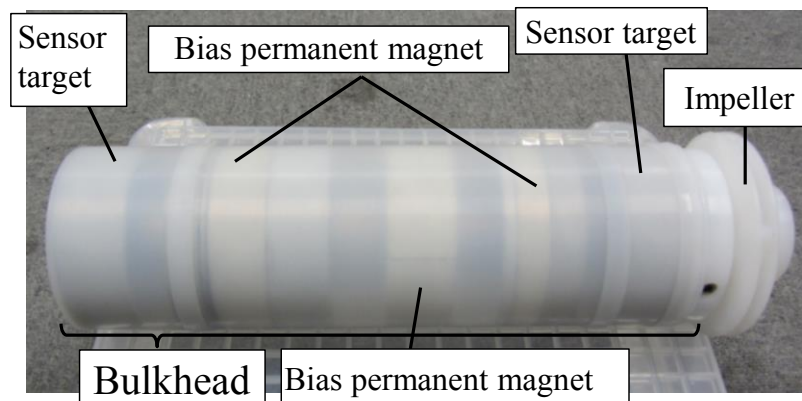


図 4-5(b) 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した
試作機の回転子の様子

図 4-5 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した試作機

表 4-1 円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した試作機の諸元

Gap length	6 mm
External radius of Stator	115 mm
External radius of Rotor	41 mm
Length of Stator	310.1 mm
Shaft length of Rotor	270 mm
Motor windings	3-phase, 6-pole, $\phi 0.6$, 11-parallel, 74turns $\times$ 9coils, 4.5 A/mm ²
Radial suspension windings	3-phase, 2-pole, $\phi 0.65$, 4-parallel, 200 turns $\times$ 6 coils, 7.0 A/mm ²
Thrust suspension windings	$\phi 0.65$, 6-parallel 410 turns $\times$ 1 coil, 5.0 A/mm ²
Target radial suspension force of the shaft tip	69 N
Target thrust suspension force	684 N

Prototype motor pump with R+TMB Type A and PTMB

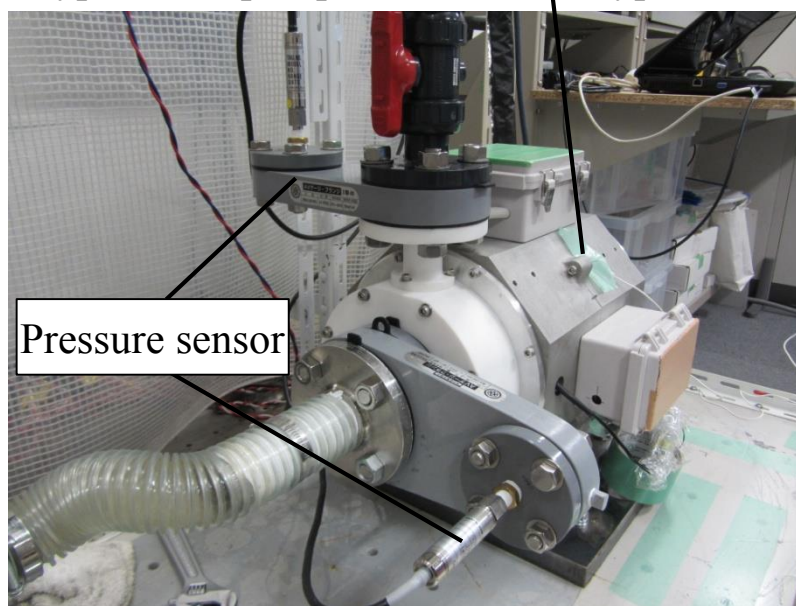


図 4-6 水中での試験のための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した構造を備えた試作機

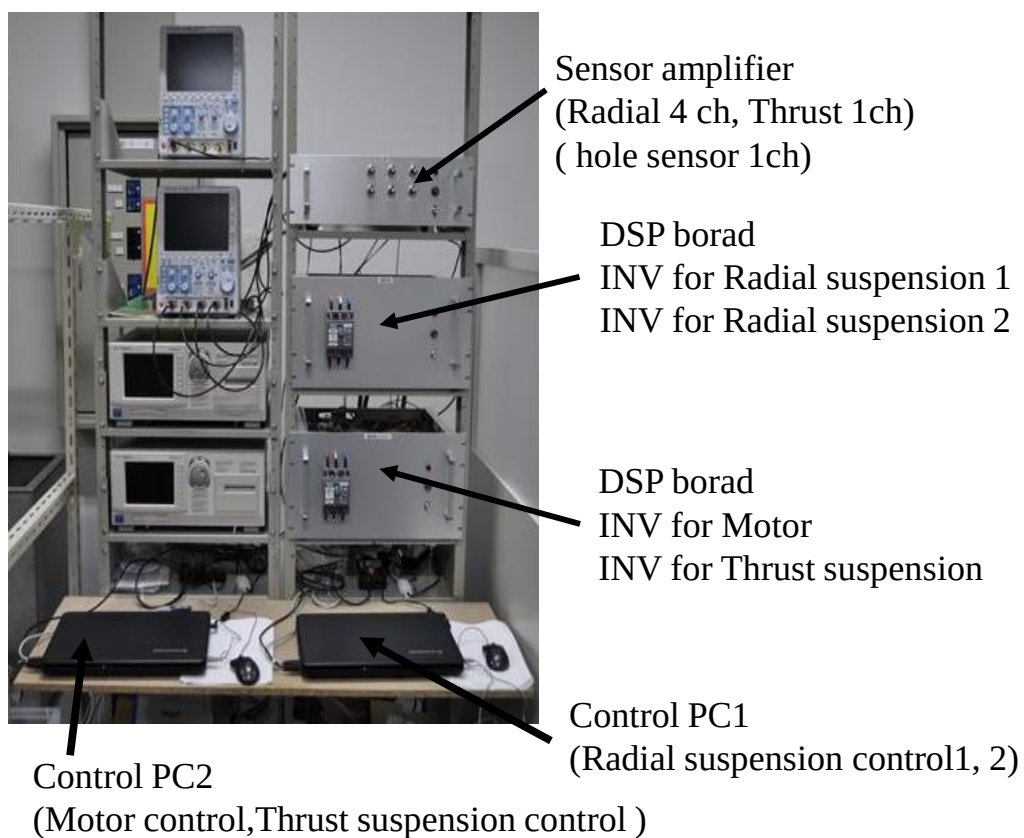


図 4-7 実験システムのインバータ・コントローラ及び測定器の様子

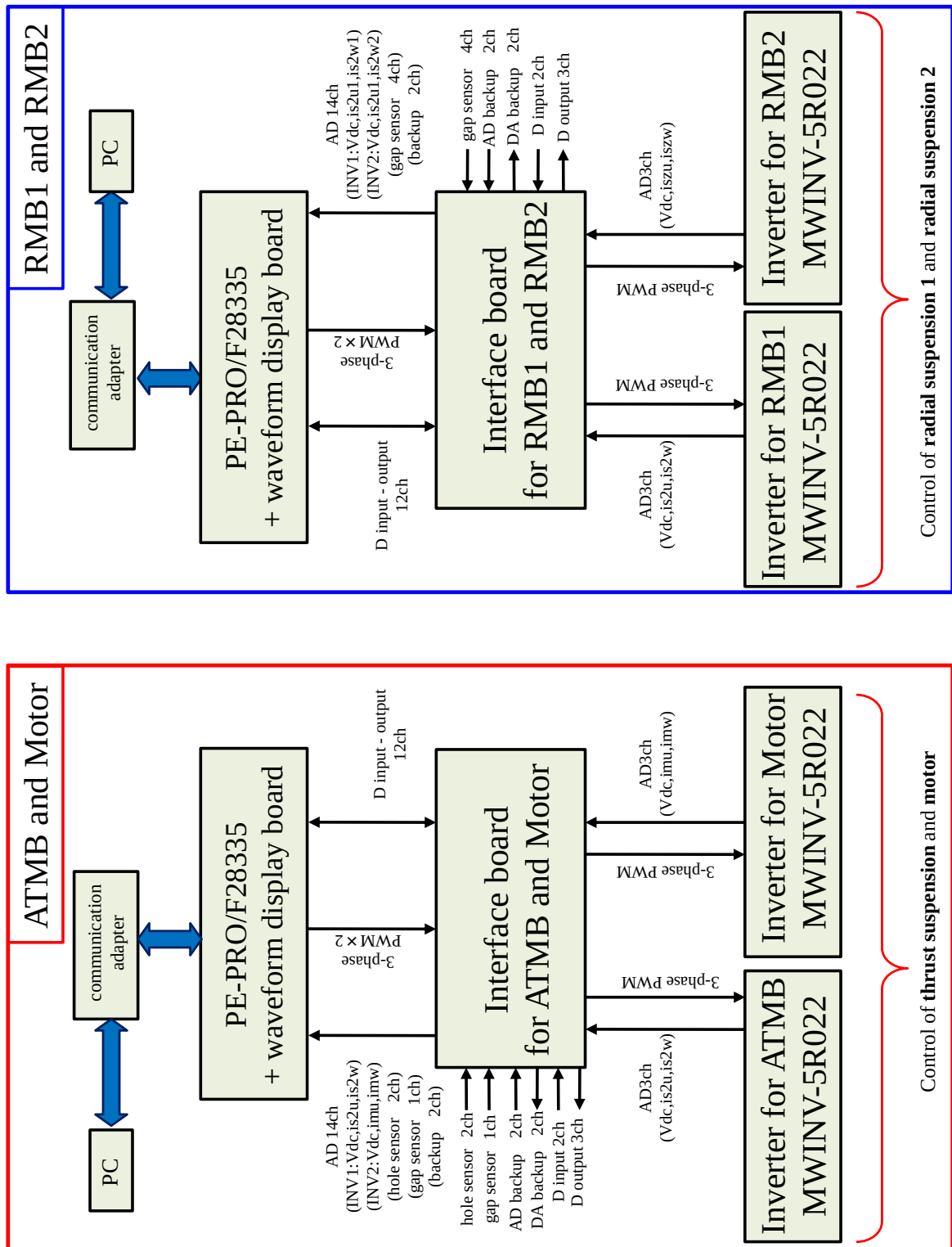


図 4-8 実験システムの概要

4.3.2 ラジアル軸支持制御系

図 4-9 は、回転子のラジアル方向（水平及び垂直方向）の浮上位置を制御するラジアル軸支持制御系を示す。ここで、 a, b 軸はセンサ位置に固定された座標系(固定子座標系)である。また、ラジアル軸支持力係数 k_{fr} は、軸支持電流に対する軸支持力の傾き、すなわち、比例係数である。

まず、位置制御部では、回転子の水平及び垂直方向の変位 a, b をギャップセンサにより検出し、位置制御指令値 a^*, b^* との偏差を算出する。算出した偏差から PID 制御器により、ラジアル軸支持力の指令値 F_a^*, F_b^* を作成する。そして、この軸支持指令値 F_a^*, F_b^* と軸支持力係数 k_{fr} から式(4-2)に示すラジアル軸支持電流の変調式を用いて、 ab 座標系におけるラジアル軸支持電流指令値 i_a^*, i_b^* を算出する。

電流制御部では、電流検出モジュールにより検出した U 相電流 i_{s2u} 及び W 相電流 i_{s2w} から 3 相電流 $i_{s2u}, i_{s2v}, i_{s2w}$ を求める。そして、3 相電流に対して三相二相変換を行うことで固定子座標系における等価二相電流 i_{s2a}, i_{s2b} を算出する。固定座標系における等価二相電流 i_{s2a}, i_{s2b} とラジアル軸支持電流指令値 i_{s2a}^*, i_{s2b}^* から偏差を計算し、その偏差から PI 制御器により、電圧指令値 v_{s2a}^*, v_{s2b}^* を作成する。電圧指令値 v_{s2a}^*, v_{s2b}^* に二相三相変換を施し、三相の電圧指令値 $v_{s4u}^*, v_{s4v}^*, v_{s4w}^*$ を作成する。この電圧指令値を三角波比較方式によって、PWM インバータのスイッチングパルスに変換し、軸支持巻線に指令値通りの電流を流す。

$$i_{s2a} = F_a / k_{fr}, i_{s2b} = F_b / k_{fr} \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (4-2)$$

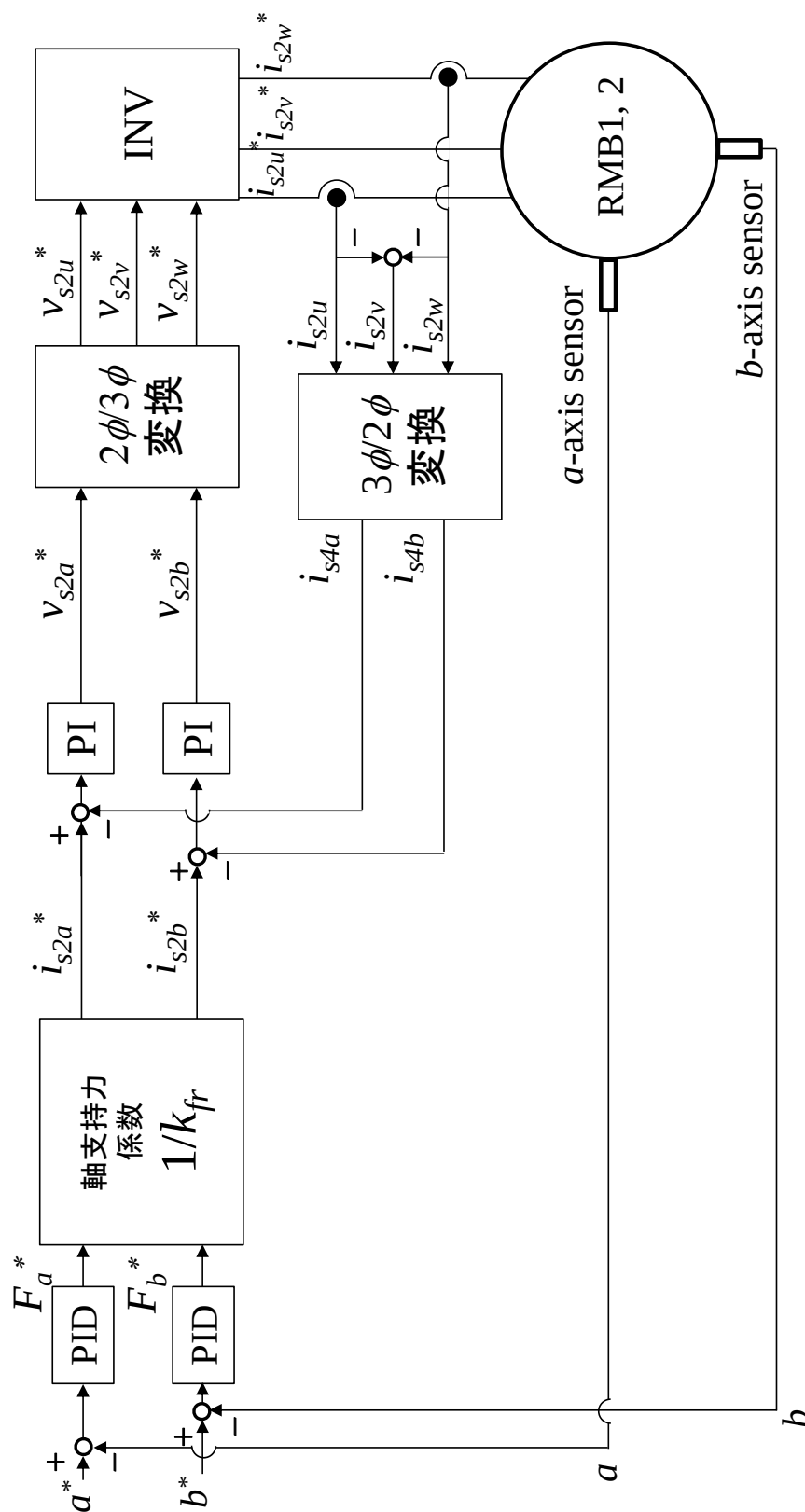


図 4-9 ラジアル軸支持制御系

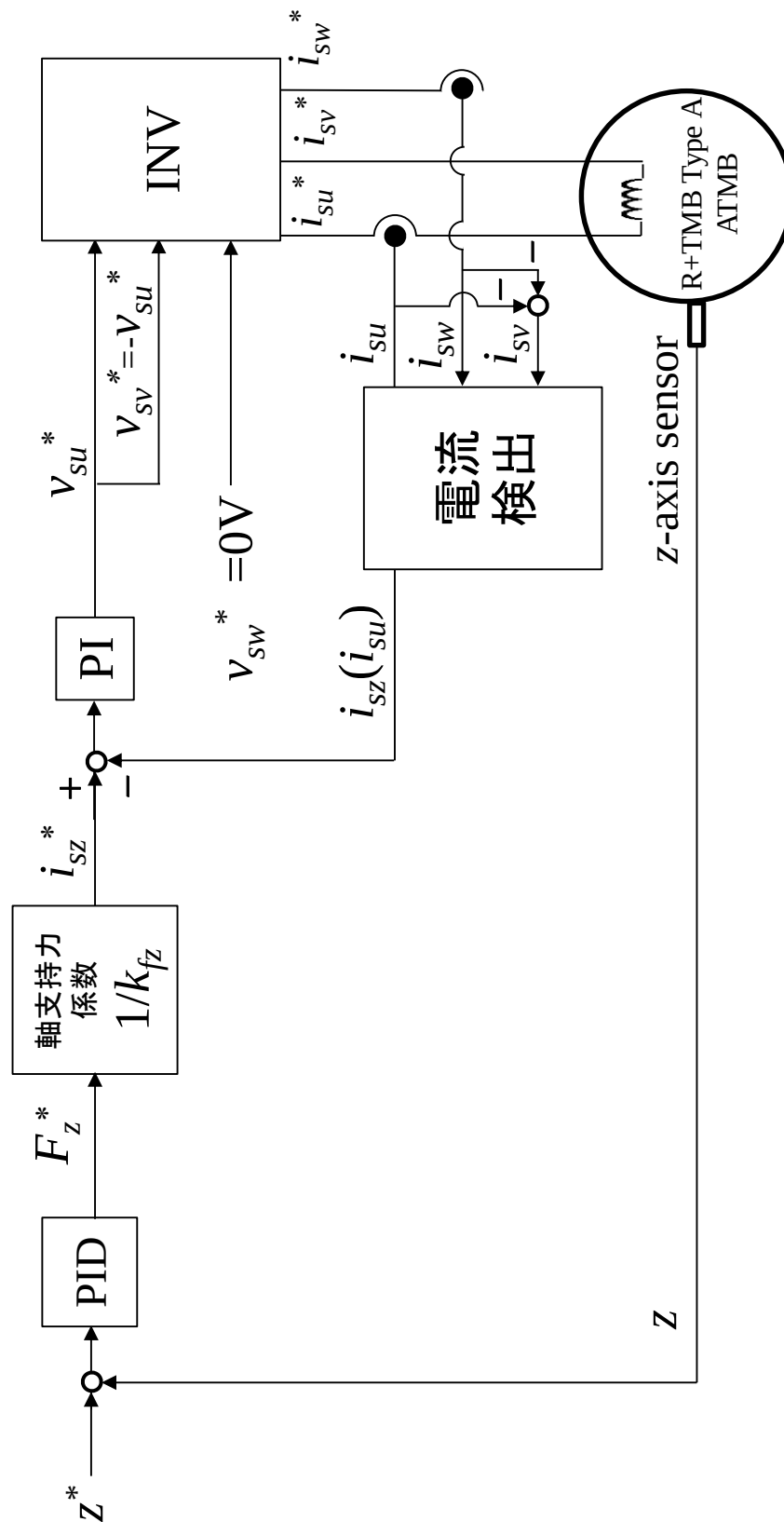


図 4-11 スラスト軸支持制御系

4.4 試作機による検証試験

4.4.1 試作機によるラジアル軸支持力特性試験

まず、図 4-12(a)はラジアル軸支持特性試験の実験システムの模擬図を示し、図 4-12(b)は実際のラジアル軸支持力特性試験の様子を示す。負荷側の回転子先端に、ばねばかりとターンバックルを用いて垂直方向のラジアル荷重をかける。

図 4-13 は、ラジアル軸支持力の算出方法を示す。各ユニットに作用するラジアル軸支持力を算出するために、図 4-13 より、R+PTMB 及び R+TMB Type A のそれぞれの RMB 用回転子コアの幾何中心周りのモーメントを考えることで、各ユニットにおけるラジアル軸支持力を求める式(4-5)及び式(4-7)が得られる。

R+PTMB の RMB 用回転子コアの幾何中心周りのモーメントの釣り合いより、

$$F_w (l_w + l_{12} - l_x - l_f) + F_1 (l_{12} - 2l_x) = 0 \dots \dots \dots (4-4)$$

が得られる。そして、得られた式(4-4)を R+PTMB のラジアル軸支持力 F_{a1} について解くことにより、ラジアル軸支持力の算出である式(4-5)が得られる。

$$F_1 = -\frac{l_w + l_{12} - l_x - l_f}{l_{12} - 2l_x} F_w \dots \dots \dots (4-5)$$

また、R+TMB Type A の RMB 用回転子の幾何中心周りのモーメントの釣り合いより

$$F_w (l_w + l_x - l_f) = F_2 (l_{12} - 2l_x) \dots \dots \dots (4-6)$$

が得られる。得られた式(4-6)を R+TMB Type A のラジアル軸支持力 F_{a2} について解くことにより、ラジアル軸支持力の算出である式(4-7)が得られる。

$$F_2 = \frac{l_w + l_x - l_f}{l_{12} - 2l_x} F_w \dots \dots \dots (4-7)$$

図 4-14 及び図 4-15 に、R+PTMB 及び R+TMB Type A における RMB 機能のラジアル軸支持力と軸支持電流の実験結果を示す。ただし、ラジアル軸支持力係数 k_{fr} は、図 4-14 及び図 4-15 に示すラジアル軸支持力とラジアル軸支持電流の実験結果を 1 次近似することで求めた傾きである。そして、各ユニットにおけるラジアル軸支持力の目標値であるが、インペラ端で 69 N を発生することが要求仕様であるため、各ユニットにおいて 146 N のラジアル軸支持力を発生することが求められる。この 146 N という値は、インペラ端に掛かる外乱力と、重心点における回転子自重を支えるために必要となる各ユニットにおける軸支持力を、モーメントのつり合いより求めた値である。そして、これまでの経験から設計の際に安全率を考慮して、146 N の 150%である 219 N を各ユニットにおける目標値とした。

実験結果より、R+PTMB のラジアル軸支持力係数 k_{fr} は 26.6 N/A となり、R+TMB Type A のラジアル軸支持力係数 k_{fr} は 36.4 N/A となっている。R+TMB Type A 側が R+PTMB 側より、1.37 倍もの大きな軸支持力を発生できる結果となっているが、これは、図 4-3 に示すように、R+TMB Type A 側の回転子側のバイアス永久磁石が能動的なスラスト軸支持力を発生するために、R+PTMB 側よりも大きくなっているため、R+TMB Type A のバイアス磁束の方が強

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

くなり、その強さに比例してラジアル軸支持力も大きくなったと考えられる。また、ラジアル軸支持力の要求仕様 219 N を発生するのに必要な軸支持電流は、R+PTMB が 8.23 A となり定格電流の 72.2%であり、R+TMB Type A が 6.02 A となり定格電流の 52.8%である。従って、R+PTMB と R+TMB Type A は、共にラジアル軸支持力に大きな余裕があるため、タッチダウン状態からの浮上スタートも容易である。

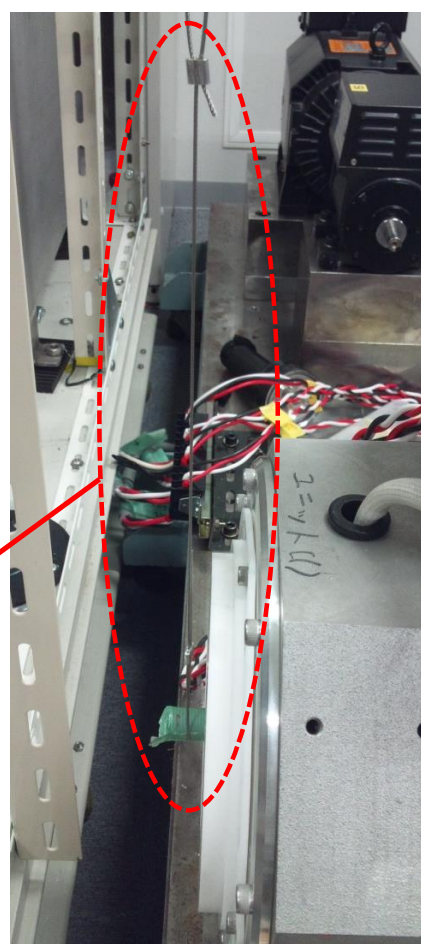
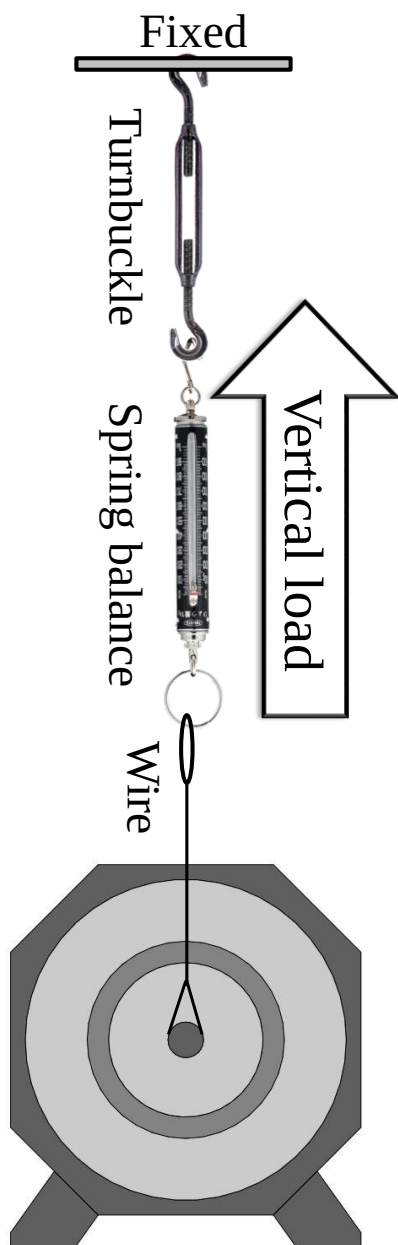


図 4-12(a) 軸支持力特性試験の概略図

図 4-12(b) 軸支持力特性試験の実際の様子

図 4-12 ラジアル軸支持力特性試験

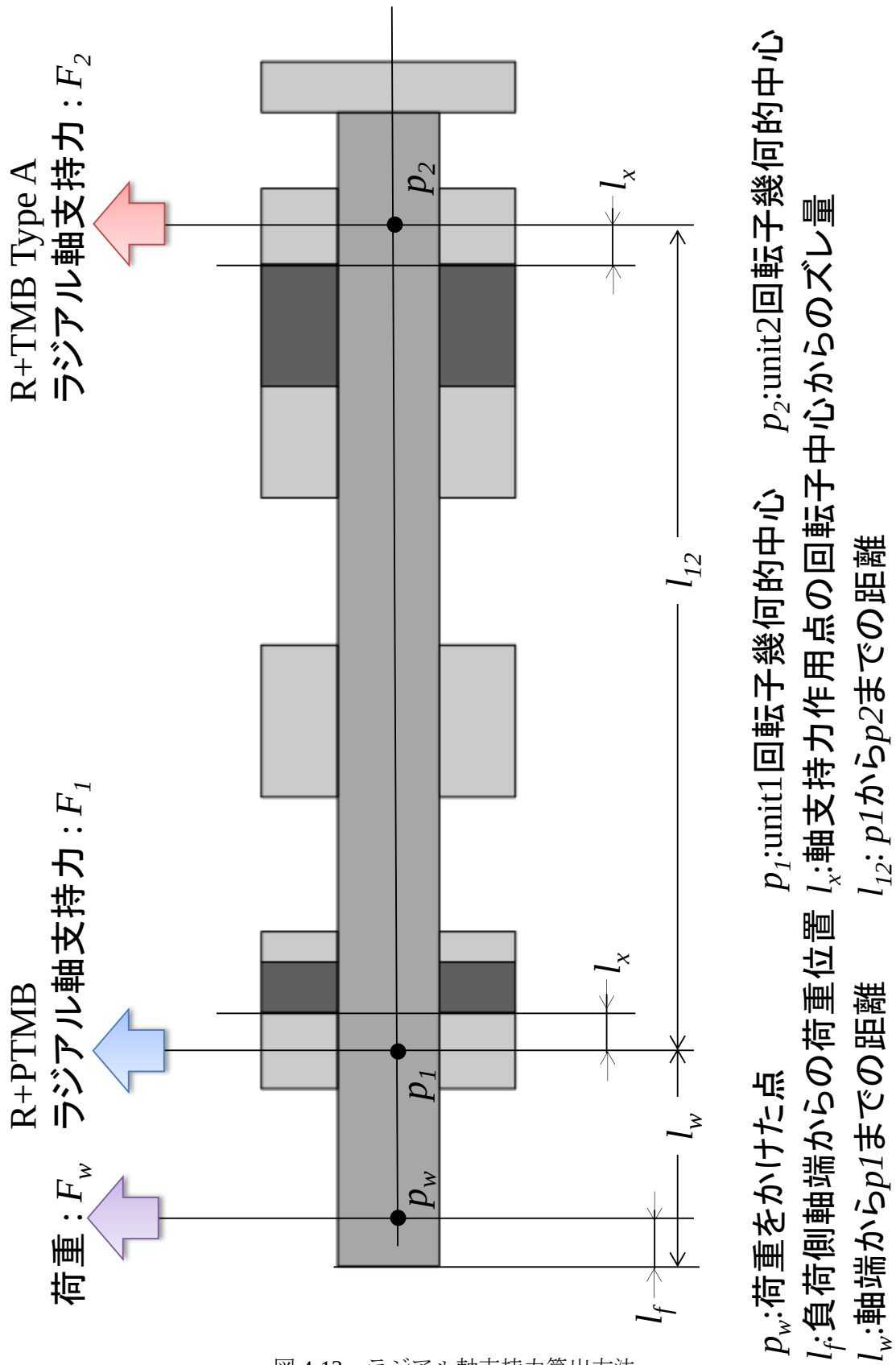


図 4-13 ラジアル軸支持力算出方法

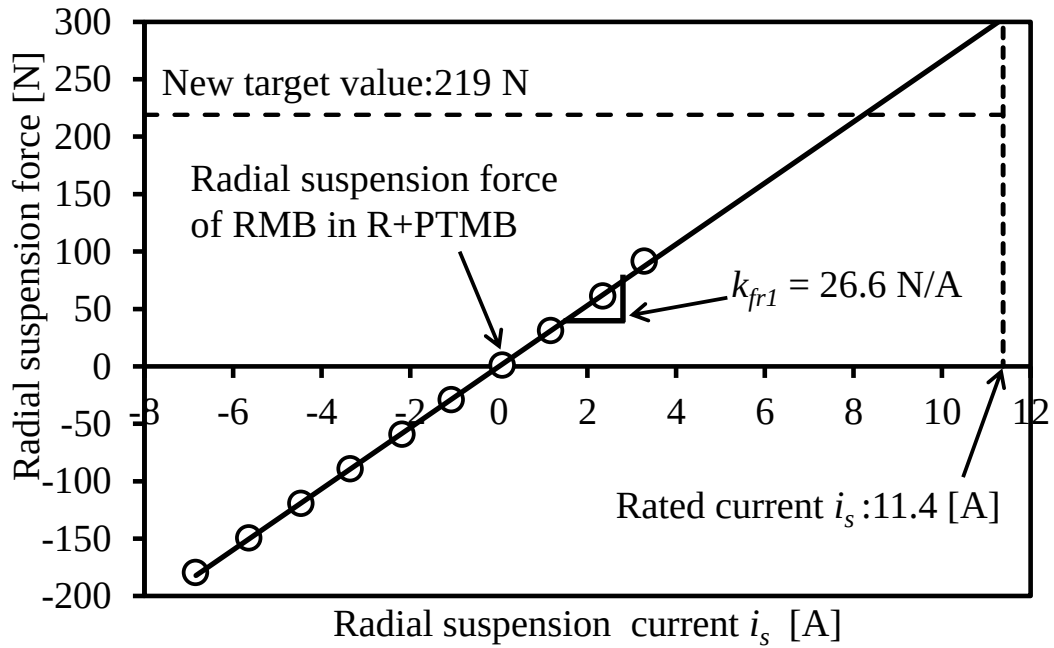


図 4-14 R+PTMB における RMB 機能のラジアル軸支持力特性試験結果

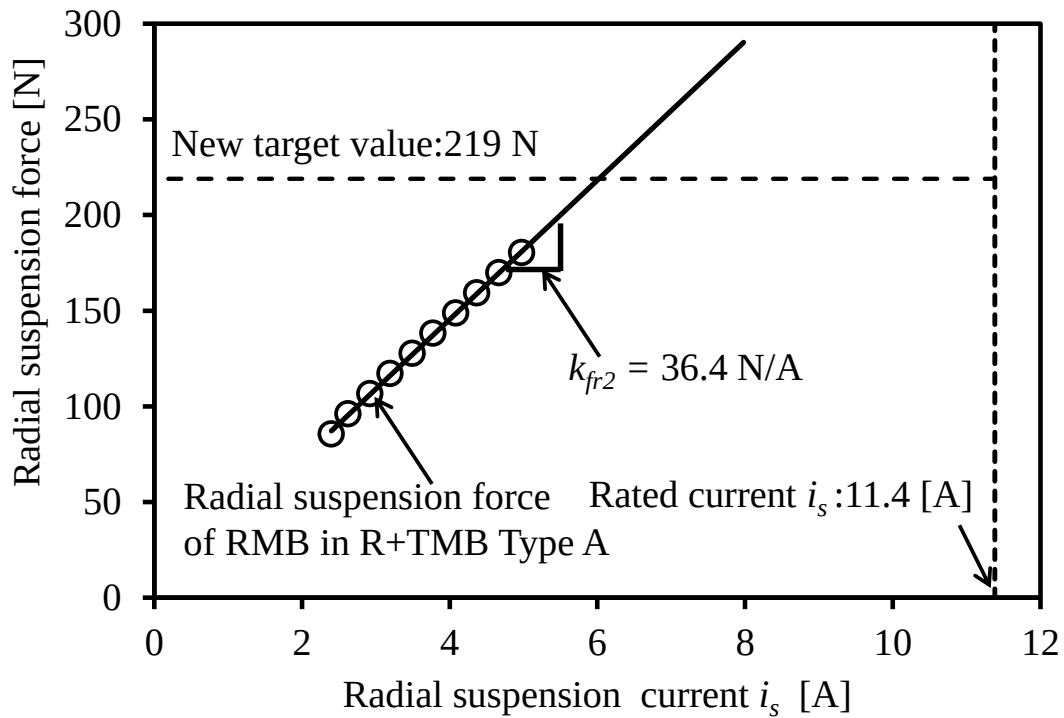


図 4-15 R+TMB Type A における RMB 機能のラジアル軸支持力特性試験結果

4.4.2 試作機によるスラスト軸支持力特性試験

まず、図 4-16(a)はスラスト軸支持特性試験の実験システムの模擬図を示し、図 4-16(b)は、実際のスラスト軸支持力特性試験の様子を示す。ばねばかりとターンバックルを用いて回転子に対して軸方向の荷重をかける。

図 4-17 は、スラスト軸支持力と軸支持電流の実験結果を示し、図 4-16 から 1 次近似により求めたスラスト軸支持力係数 k_F を示す。

提案する R+TMB Type A の能動的なスラスト軸支持力の係数は、48.9 N/A となった。また、受動的なスラスト軸支持力を発生できており、スラスト軸支持電流 i_{sz} が 0 A の時の実験結果から 239 N であることがわかる。この結果、提案する R+TMB Type A に加えて PTMB を活用した構造のスラスト軸支持力は、受動的なスラスト軸支持力により底上げされるため、定格電流値において、要求仕様である 684 N を上回る 729 N の最大スラスト軸支持力を発生できることが予想される。

以上の結果より、提案構造は、高スラスト負荷に対応できるスラスト軸支持力の高軸支持力を達成している。さらに、負の電流を流すことにより、能動的なスラスト軸支持力は受動的なスラスト軸支持力を打ち消すことができている。

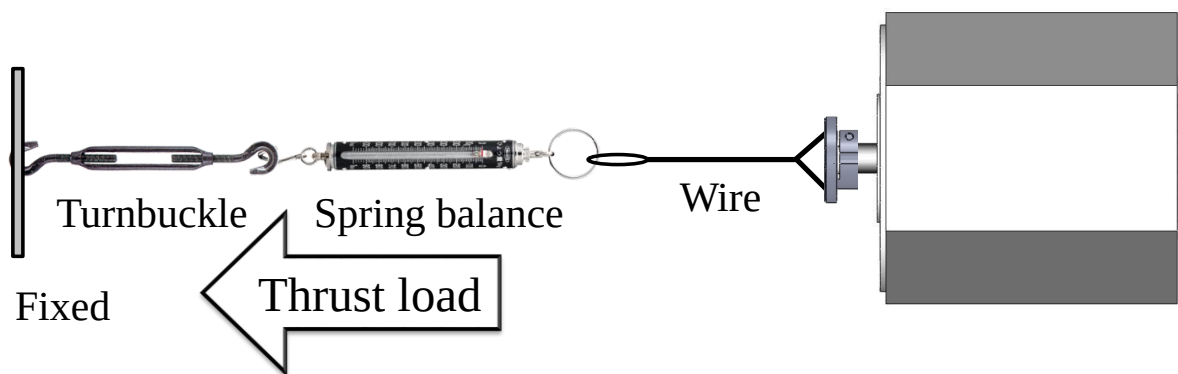


図 4-16(a) スラスト軸支持特性試験の概略図

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

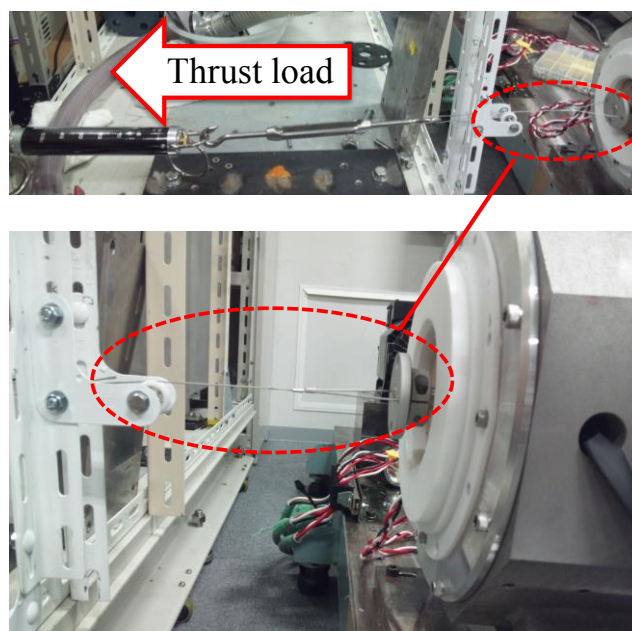


図 4-16(b) スラスト軸支持特性試験の実際の様子

図 4-16 スラスト軸支持特性試験

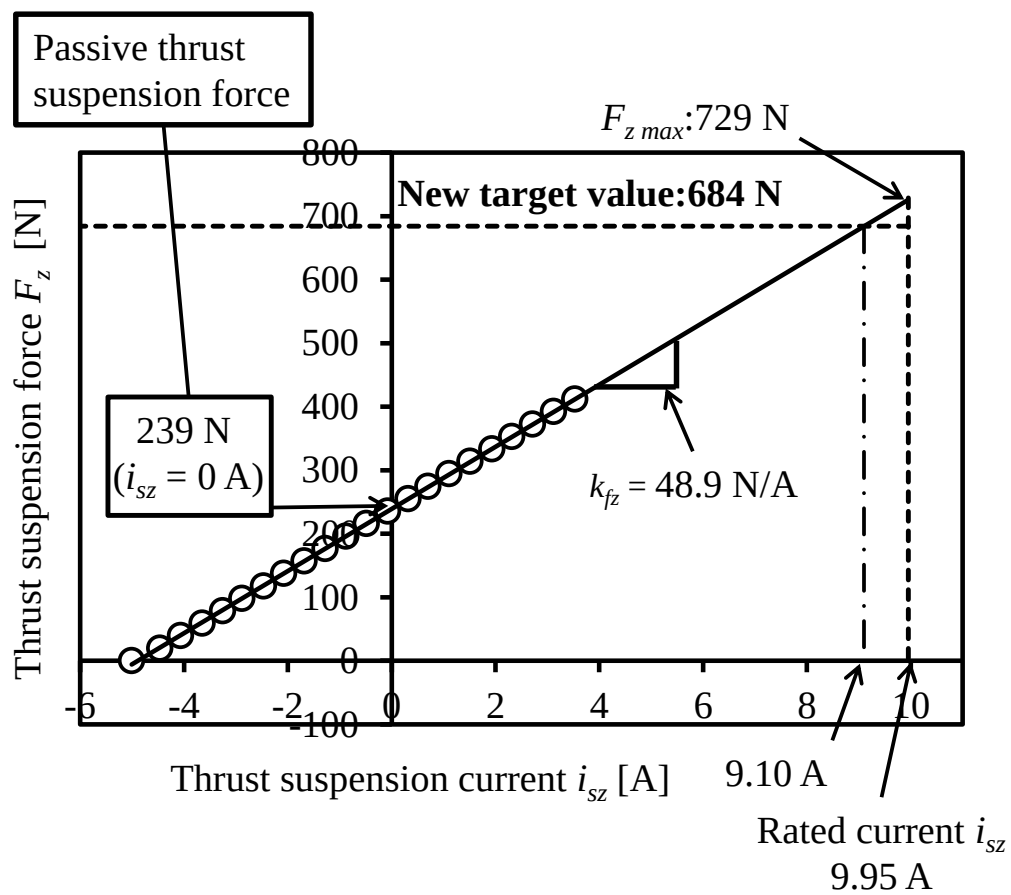


図 4-17 スラスト軸支持特性試験結果

4.4.3 水中における非接触軸支持運転試験

まず、水中におけるタッチダウン状態からの静止浮上試験を行った。図 4-18 は、その際の様子を測定したものである。図 4-18(a)は、ラジアル方向の変位波形を示している。ラジアル軸支持力に十分な余裕があるため、 b 軸負方向に 1 mm 偏心した状態から問題なく静止浮上できている。図 4-18(b)は、スラスト方向の変位波形を示しており、受動的なスラスト軸支持力を打ち消したうえで、タッチダウン状態から問題なく静止浮上できている。

次に、水中におけるポンプ動作時の非接触軸支持運転試験を行った。図 4-19 は、回転速度 2,000 rpm でのラジアル方向(a, b 軸)及びスラスト方向(z 軸)の変位波形を示す。ラジアル方向はタッチダウン幅 1 mm に対し、回転に同期した振れ回りが 400 μm 以下に収まり、安定に軸支持運転できている。そして、スラスト方向についてもタッチダウン幅 1.8 mm に対し、80 μm 以下で安定した軸支持運転ができている。以上の結果より、提案する R+TMB Type A に加えて PTMB を活用した構造を備えた試作機による水中における安定な非接回転軸支持運転を実現できた。

第4章 システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するための
円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と受動型スラスト磁気軸受を活用した構造の検討

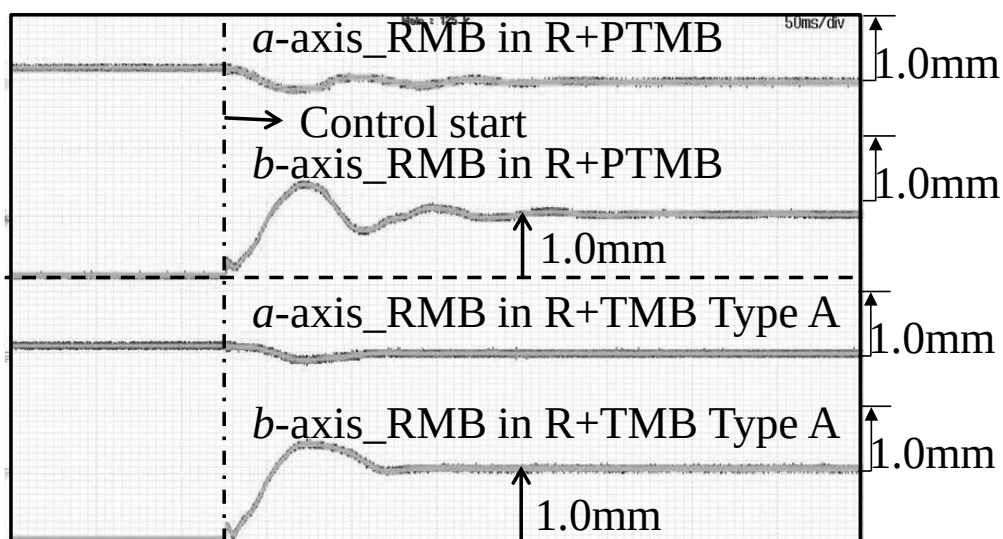


図 4-18(a) ラジアル方向の静止浮上波形

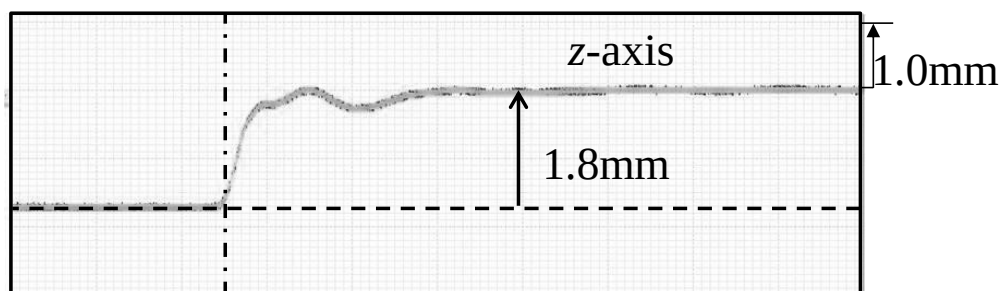


図 4-18(b) スラスト方向の静止浮上波形

図 4-18 静止浮上試験結果

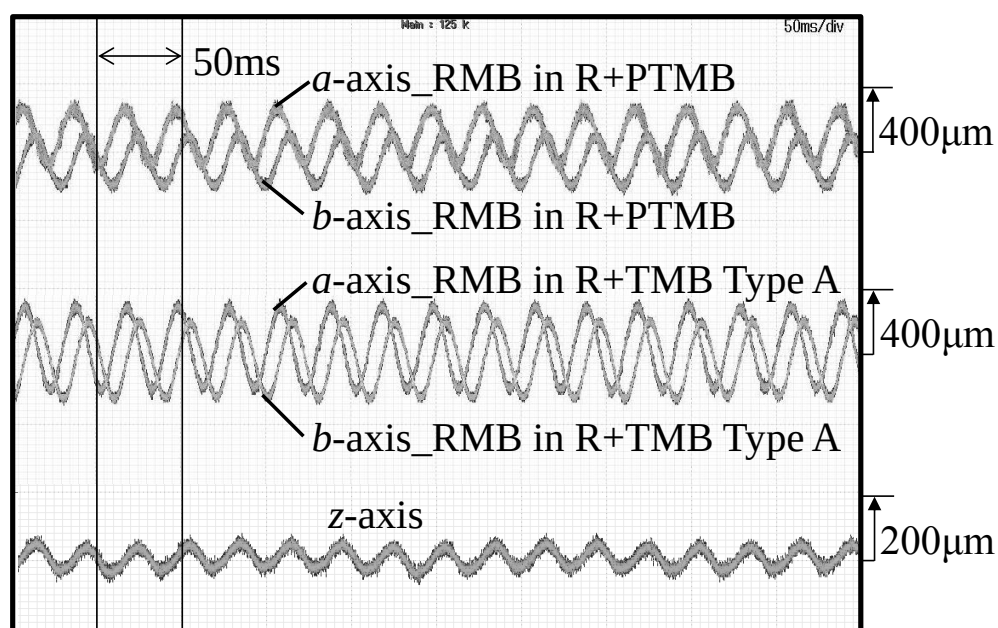


図 4-19 水中における 2,000 rpm での非接触軸支持運転試験

第5章 回転機システムの小型化のための提案する円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプBの検討

本章では、円筒形回転子を備えた3軸能動制御型磁気軸受タイプB (R+TMB Type B)の検討を行う。提案する R+TMB Type B は、システム I の R+TMB Type A を発展させ、通常のギャップ長においてシステムを小型化するための構造である。まず、R+TMB Type B ver1 では、提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B が RMB 及び TMB として十分な静的及び動的な軸支持特性を備えていることを、R+TMB Type B ver1 を備えた試作機を用いた特性試験により検証する。さらに、R+TMB Type B ver2 では、R+TMB Type B の実用化を推し進めるために、R+TMB Type B の固定子組立性を向上させるとともに回転子鉄損を低減するための構造の提案及び検討を 3D-FEA により行う。

5.1 回転機システムの小型化のための提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 の構造

図 5-1 は、提案している円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 の構造を示す。まず、図 5-1(a)に示すように、ラジアル方向（垂直・水平方向）の2軸を制御するためのラジアル制御用固定子が R+TMB Type B ver1 の一番内側に設置されている。このラジアル固定子は、図 5-1(b)に示すように、ラジアル固定子コアの4個の突部にそれぞれ2組のラジアル巻線 N_{x1} , N_{x2} 及び N_{y1} , N_{y2} が集中巻で巻かれている。そして、2組のラジアル巻線 N_{x1} , N_{x2} 及び N_{y1} , N_{y2} は、それぞれ直列に接続されている。また、図 5-1(c)に示すように、ラジアル制御用固定子のバックヨーク部分は、スラスト方向(z 軸方向)に向き合うようにスラスト方向に着磁されたバイアス永久磁石によって挟み込まれている。さらに、ラジアル固定子とバイアス永久磁石を覆うように、コの字形の断面をもつスラスト固定子コアが一番外側に設置されている。また、スラスト固定子コアのコの字型断面の一番内側には、周方向に同じ向きに巻かれたスラスト巻線 N_{z1} , N_{z2} が軸方向に2つに分割配置されている。そして、2つのスラスト巻線 N_{z1} , N_{z2} は、直列に接続されている。以上の固定子構造により、3軸能動制御型磁気軸受の軸長が短縮できるため、回転機システムの小型化を図ることができる。

一方、回転子は、システム II の電動機や RMB と同じ径を持つ非常にシンプルな円筒形状となっている。さらに、図 5-1(c)に示すように、回転子の両端部とスラスト固定子コアの内側端部で適切な重なりを設けている。この適切な重なりにより、運転時に回転子が僅かにスラスト方向に移動しても、ほぼ一定のスラスト軸支持力を発生することができる。

また、バイアス永久磁石によるバイアス磁束 ϕ_{mag} は、スラスト固定子コア、円筒形回転子コア、そして、ラジアル固定子コアの順に流れるため、スラスト方向に対して図 5-1(c)に示すように発生する。このバイアス磁束 ϕ_{mag} は、ラジアル固定子コア内において、図 5-1(d)に示すようにラジアル固定子コアの外側へ放射方向に流れる。そして、表 5-1 は、各部の材質を示す。

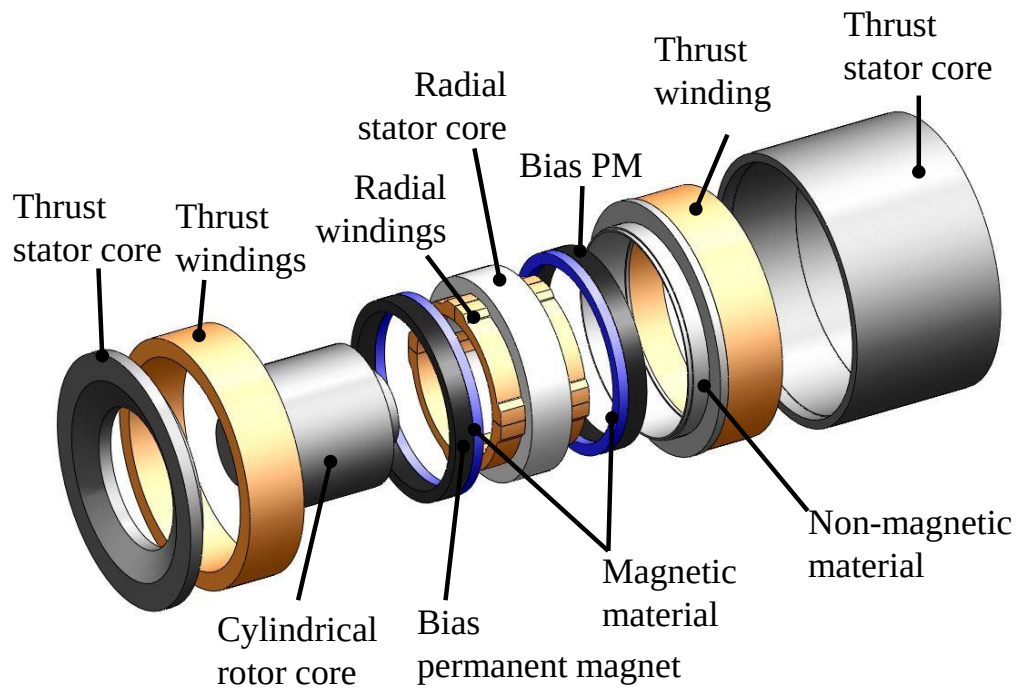


図 5-1(a) 提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 の分解図

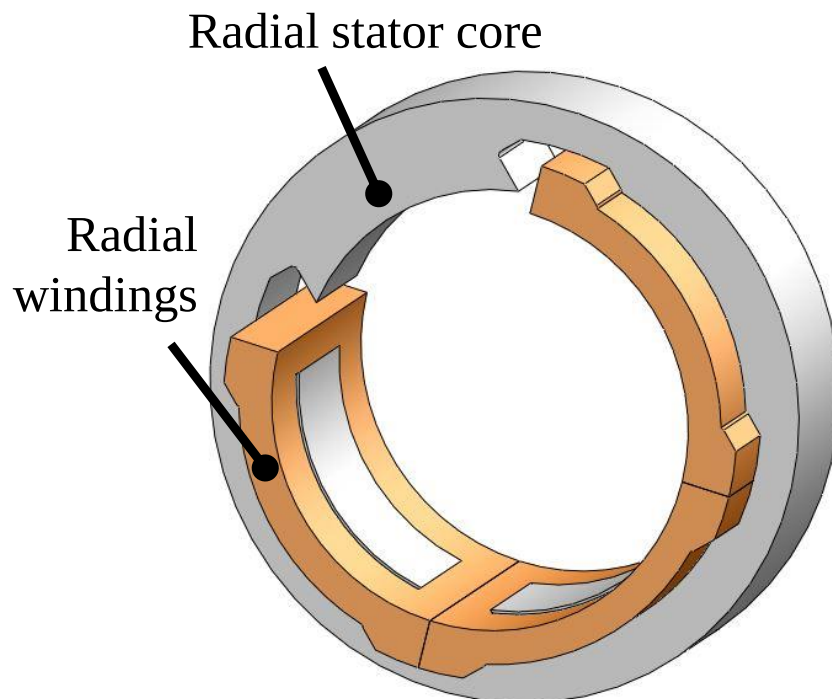


図 5-1(b) R+TMB Type B ver1 のラジアル固定子

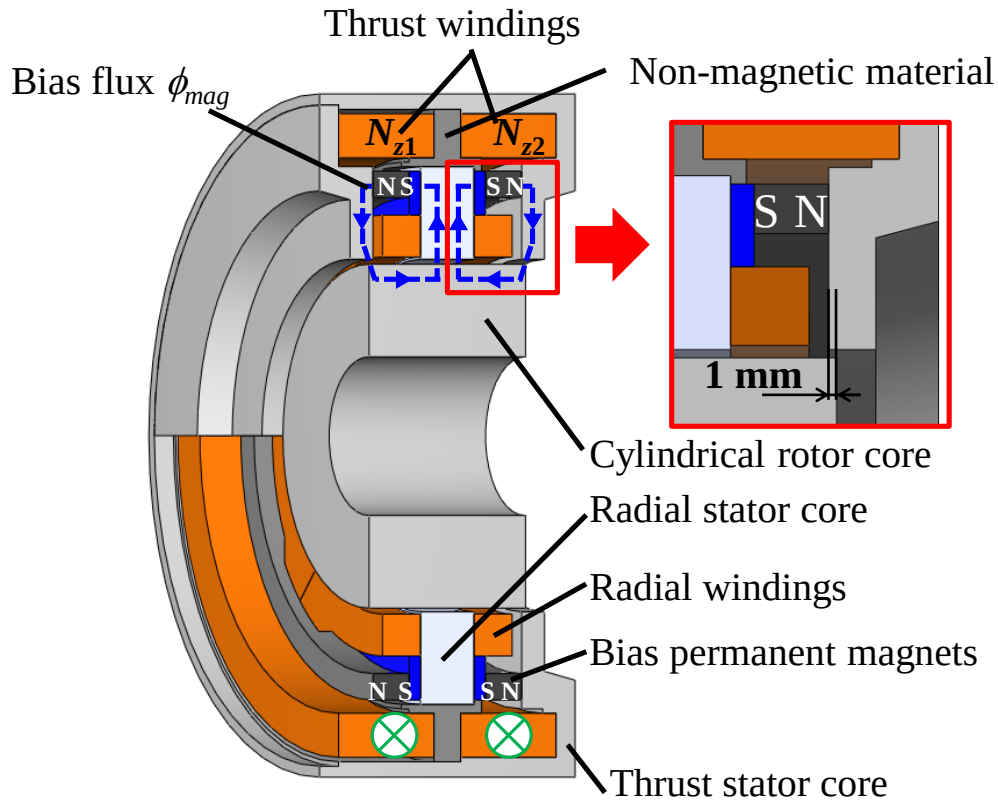


図 5-1(c) R+TMB Type B ver1 の半径方向断面図

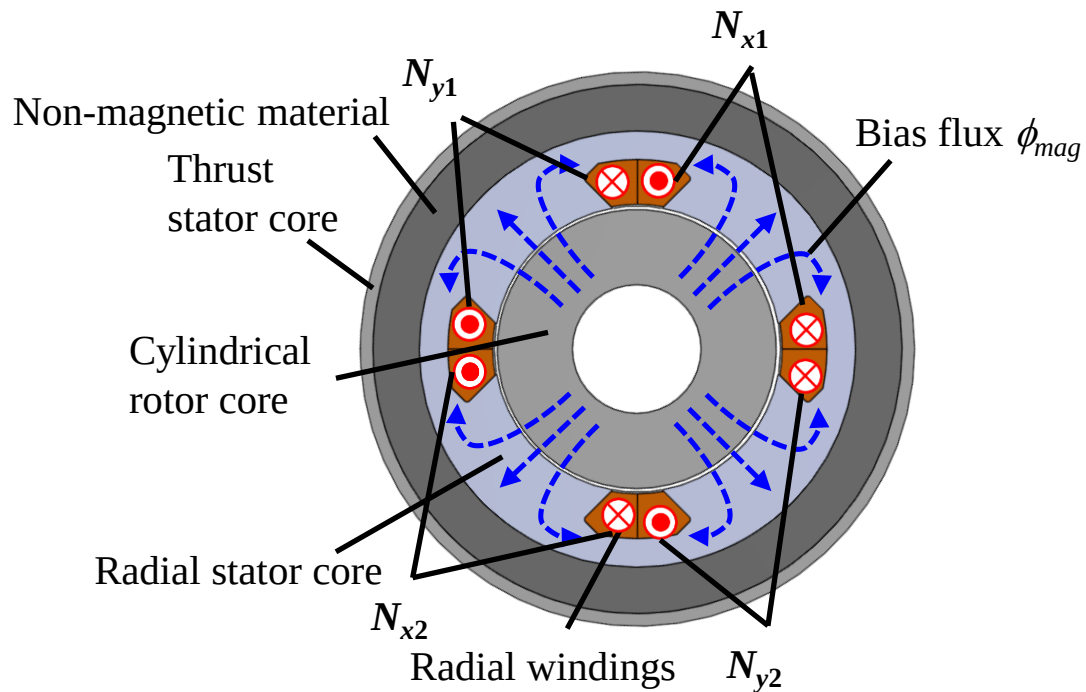


図 5-1(d) R+TMB Type B ver1 の軸方向断面図

図 5-1 提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1

表 5-1 提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 の各部材質

Radial stator core	35JN300 / Laminated core
Thrust stator core	S45C / Bulk core
Cylindrical rotor core	S45C / Bulk core
Bias permanent magnet	NMX-38VH
Magnetic material	35JN300 / Laminated core

5.2 提案する R+TMB Type B ver1 における軸支持力発生原理

5.2.1 R+TMB Type B ver1 におけるラジアル軸支持力発生原理

図 5-2 は、水平方向(a 軸方向)の軸支持力(ラジアル軸支持力) F_a の発生原理を示す。図中の x, y 軸はラジアル固定子の巻線位置を基準とした固定子座標上に固定された直交座標である。さらに、 a, b 軸はラジアル固定子のラジアル巻線スロット位置を基準とした固定子座標上に固定された直交座標である。図 5-2(d)に示すように、バイアス永久磁石によって、ラジアル固定子コアでは、回転子からラジアル固定子コアに向かって放射状にバイアス磁束 ϕ_{mag} が発生している。このとき、直列に接続されている x 軸ラジアル巻線 N_{x1}, N_{x2} に正の直流電流 i_x を流すと、2 極のラジアル磁束 ϕ_x が発生する。この結果、 x 軸正方向のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが同じとなるため、磁束が強め合い、ギャップ磁束密度が増加する。一方、 x 軸負方向のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが逆向きとなるため、磁束は弱め合い、ギャップ磁束密度は減少する。このため、 x 軸上においてギャップ磁束密度の粗密が発生し、 x 軸正方向の軸支持力 F_x が発生する。同様に、 y 軸ラジアル巻線 N_{y1}, N_{y2} に負の直流電流 i_y を流すことで y 軸負方向の軸支持力 F_y が発生できる。その結果、それぞれのラジアル巻線 N_{x1}, N_{x2} 及び N_{y1}, N_{y2} が作り出す磁束により発生した軸支持力 F_x, F_y をベクトル合成することにより a 軸正方向の軸支持力 F_a が発生できる。以上に示すように、ラジアル軸支持力 F_x, F_y をベクトル合成することで、任意の方向と大きさのラジアル方向の軸支持力を発生できる。

5.2.2 R+TMB Type B ver1 におけるスラスト軸支持力発生原理

図 5-3 は、スラスト方向(z 軸方向)の軸支持力(スラスト軸支持力) F_z の発生原理を示す。スラスト固定子コアにおいて、バイアス磁束 ϕ_{mag} は、コの字型固定子の先端部分から回転子に向かって発生している。この結果、バイアス磁束 ϕ_{mag} は、図に示すように、スラスト方向に円筒形回転子の表面を S-N-S の順番に励磁する。このとき、直列に接続されているスラスト巻線 N_{z1} , N_{z2} に直流電流 i_z を流すと、スラスト磁束 ϕ_z が図に示すように発生する。これにより、円筒形回転子の左側ギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とスラスト磁束 ϕ_z の向きが同じであるため、磁束が強め合い、ギャップ磁束密度が増加する。一方、円筒形回転子の右側ギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とスラスト磁束 ϕ_z の向きが逆向きとなるため、磁束が弱め合い、ギャップ磁束密度は減少する。そして、回転子の軸方向の両端において、ギャップ磁束密度の粗密が生じ、その結果、 z 軸正方向のスラスト軸支持力 F_z が発生できる。また、負の直流電流 i_z を流すことで、回転子の軸方向の両端における磁束密度の粗密関係が逆となり、 z 軸負方向のスラスト軸支持力 F_z を発生することができる。これにより、 z 軸方向に任意の大きさのスラスト軸支持力 F_z を発生できる。

以上の軸支持力発生原理より、提案する R+TMB Type B ver1 は、ラジアル方向 2 軸、スラスト方向 1 軸の計 3 軸方向に軸支持力を任意に発生できることから、ラジアル方向 2 軸を能動的に制御する RMB とスラスト方向 1 軸を能動的に制御する TMB の機能を併せ持つ。加えて、ラジアル軸支持力及びスラスト軸支持力を発生させるラジアル磁束とスラスト磁束は、磁気抵抗の大きな永久磁石を通過しないため、ラジアル軸支持力及びスラスト軸支持力が効果的に発生できるという特性も備えている。

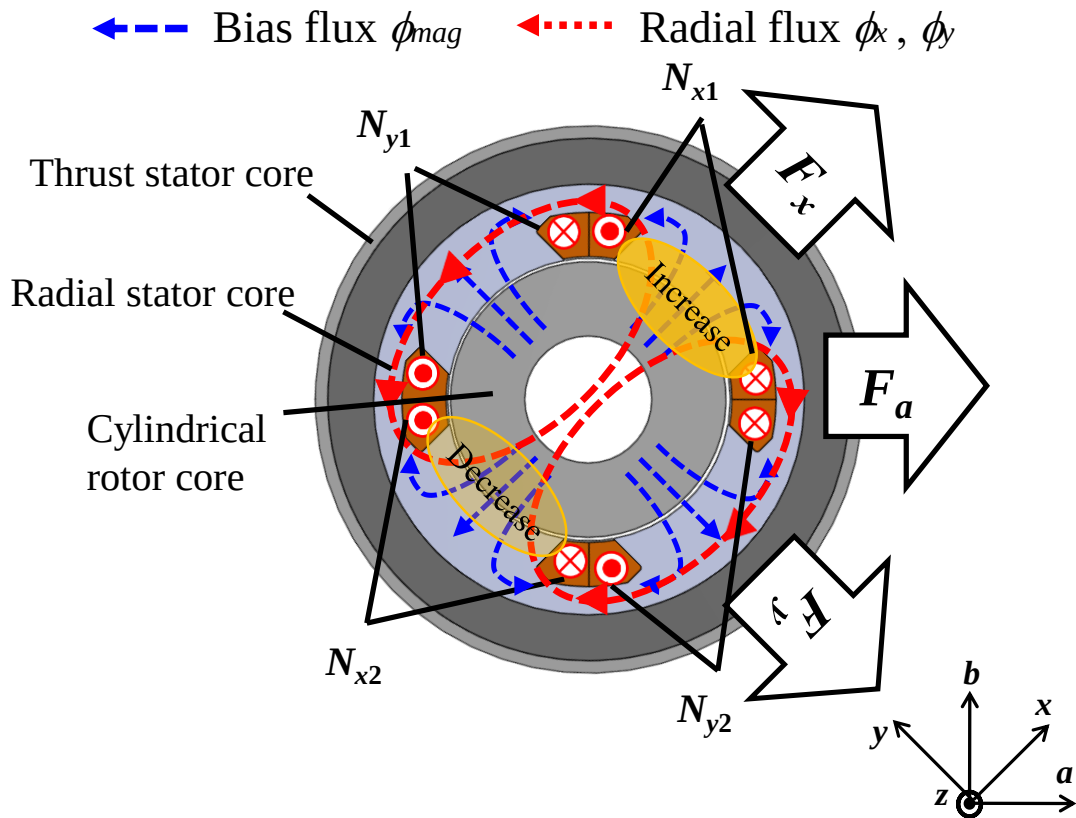


図 5-2 R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持力発生原理

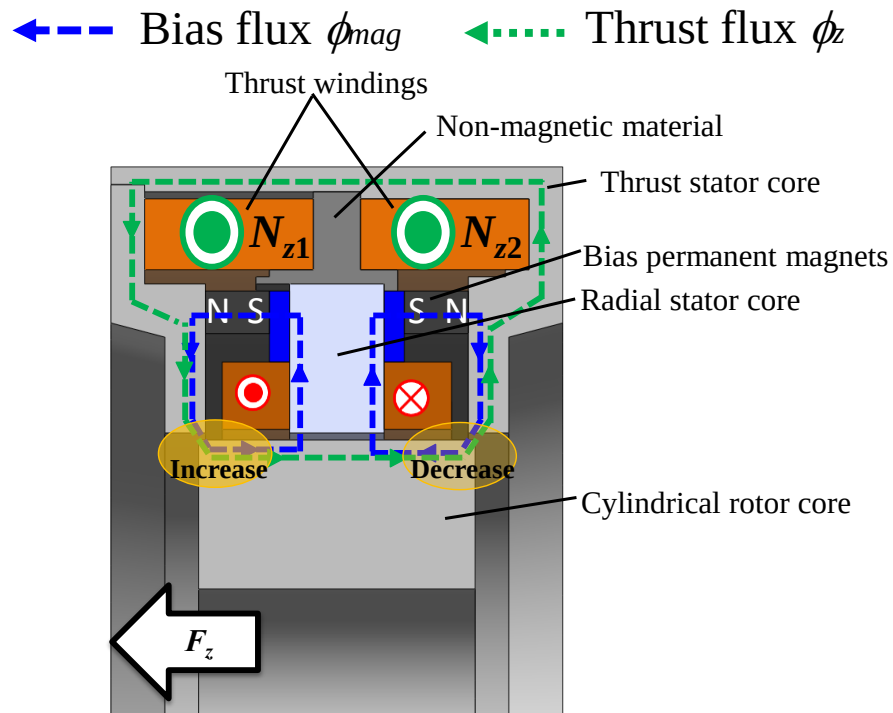


図 5-3 R+TMB Type B ver1 のスラスト軸支持力発生原理

5.3 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機と実験システム及び制御系

これまでに我々の研究グループでは、先行研究[30]において、5.2 節の軸支持力発生原理に基づいて、3D-FEA を用いて十分な軸支持力が発生できる可能性があることを示している。そこで図5-1に示す提案する円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 を用いた試作機を実際に製作した。そして、実機による検証試験を行うための実験システムの製作を行ったのでその概要を示す。また、ラジアル軸支持制御系について説明する。スラスト軸支持制御系は、第4章の R+TMB Type A に用いた制御系と同様である。

5.3.1 R+TMB Type B ver1 を備えた試作機及び実験システム

図5-4に示す試作機は、提案する R+TMB Type B ver1 及び第6章で示す BelM を備えており、図5-5の回転子に示されるように2.3.4項において示したシステムIIの構成をとっている。図5-6は、試作機の R+TMB Type B ver1 の固定子の様子を示す。また、製作した試作機の定格速度は、30,000 rpm としている。表5-2は R+TMB Type B ver1 試作機の諸元を示す。図5-1(b)に示すラジアル固定子コアに集中巻で巻かれているラジアル巻線 N_{x1} , N_{x2} 及び N_{y1} , N_{y2} は、それぞれ、 $\phi 0.65$, 3 並列, 40 ターンである。また、図5-1(c)に示すスラスト固定子コアに周方向に巻かれている2つのスラスト巻線 N_{z1} , N_{z2} は、それぞれ、 $\phi 0.8$, 2 並列, 100 ターンである。また、回転子の半径方向の可動幅（タッチダウン幅）は、タッチダウンベアリングにより、200 μm に制限されている。ここで、R+TMB Type B ver1 のギャップ長が 1.0 mm であるため、タッチダウン状態でも回転子と固定子が接触することはない。さらに、スラスト方向（z 軸方向）のタッチダウン幅は、1.0 mm に制限されている。

また、回転子のラジアル方向変位を計測するためのセンサは、電子応用(株)製の差動タイプの渦電流式ギャップセンサ PU-05 を用いる。ここで、まず、ラジアル方向（a 軸及び b 軸）のギャップセンサ出力は、図5-7のセンサアンプにより、100 $\mu\text{m}/\text{V}$ となるよう調整した。一方、回転子のスラスト方向変位を計測するためのセンサは、電子応用(株)製の片側で検出するタイプの渦電流式ギャップセンサ PU-07 を用いる。ここで、スラスト方向（z 軸方向）のギャップセンサ出力は、センサアンプにより、400 $\mu\text{m}/\text{V}$ となるよう調整した。

さらに、R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持制御に適用するトラッキングフィルタや BelM の電動機・軸支持制御に用いる回転角度の検出は、図5-8に示す、ロータリエンコーダスリット板及び2つのフォトインタラプタを用いる。ロータリエンコーダの信号は2つのフォトインタラプタにより、1回転で90°だけ位相がずれた2種類の60パルスの信号（A相とB相）が発生する。そして、2つの信号の立ち上がり及び立ち下がりでカウントされる（4通倍する）ため、1回転で240カウントとなり、角度検出の分解能は1.5°となる。また、Z相は角度検出のリセット信号となる。

図5-9は、実験システムのインバータ・制御ボード及び測定器の配置構成を示す。まず、ラジアル軸支持制御及びスラスト軸支持制御の2つの制御計算は、1つのDSPボード（MyWay(株)製 PE-PRO F28335 A）を用いて行う。また、ラジアル軸支持及びスラスト軸支持の

電流制御用インバータとしそれぞれ My Way(株)製の MWINV-4R222 (インバータ容量 4.2 kVA)を使用した。

回転子の垂直・水平方向の変位は、ギャップセンサボードからの信号をオシロスコープ(横河電機(株)製)へ入力することにより確認する。さらに、パワーメータ(横河電機(株)製 WT1600)を各インバータと巻線の間に設置することで、リアルタイムに電流・電力を測定する構成となっている。

また、図 5-10 は、実験システムの概要を示す。ギャップセンサで検出した水平・垂直方向の回転子の位置、及び、電流センサで検出した電流値を、インターフェースボードを介して、AD 変換することにより制御ボードへ取り込み制御する。

本実験システムにおいて、ラジアル巻線 N_{x1} , N_{x2} 及び N_{y1} , N_{y2} は、1 台の 3 相インバータでラジアル軸支持制御系の電流制御を行うため、図 5-11 に示すように、インバータへ接続する。ここで、V 相を基準電位相として、U 相に x 軸巻線 N_{x1} , N_{x2} 、W 相に y 軸巻線 N_{y1} , N_{y2} を結線している。一方、2 つのスラスト巻線 N_{z1} , N_{z2} は、1 台の 3 相インバータでスラスト軸支持制御系の電流制御を行うため、図 5-12 に示すように、インバータへ接続する。

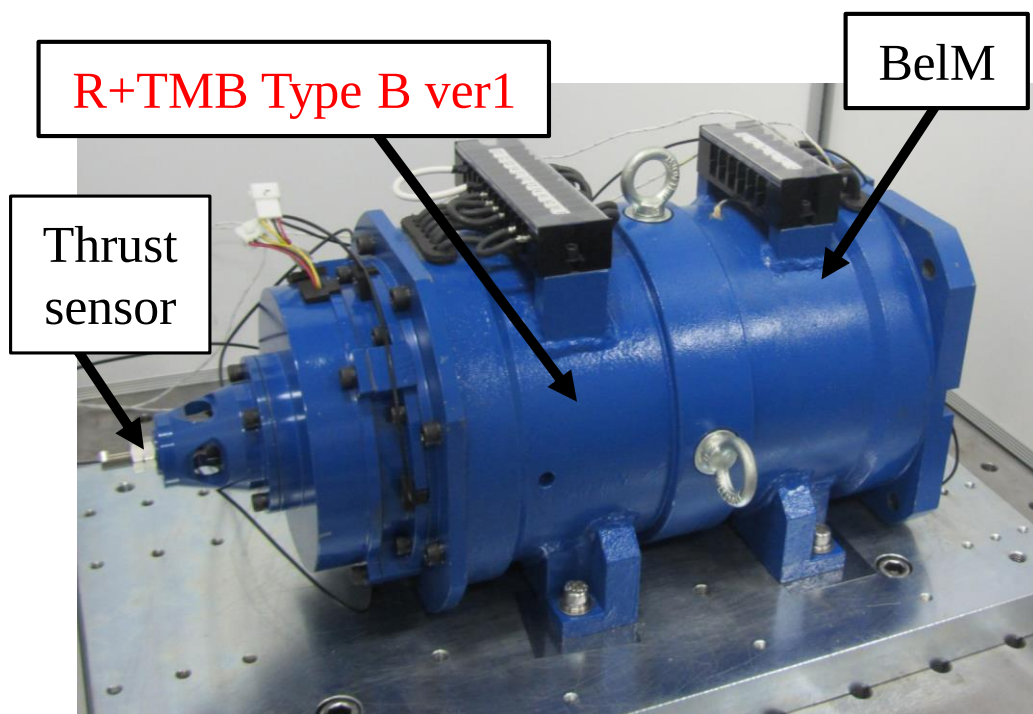


図 5-4 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機

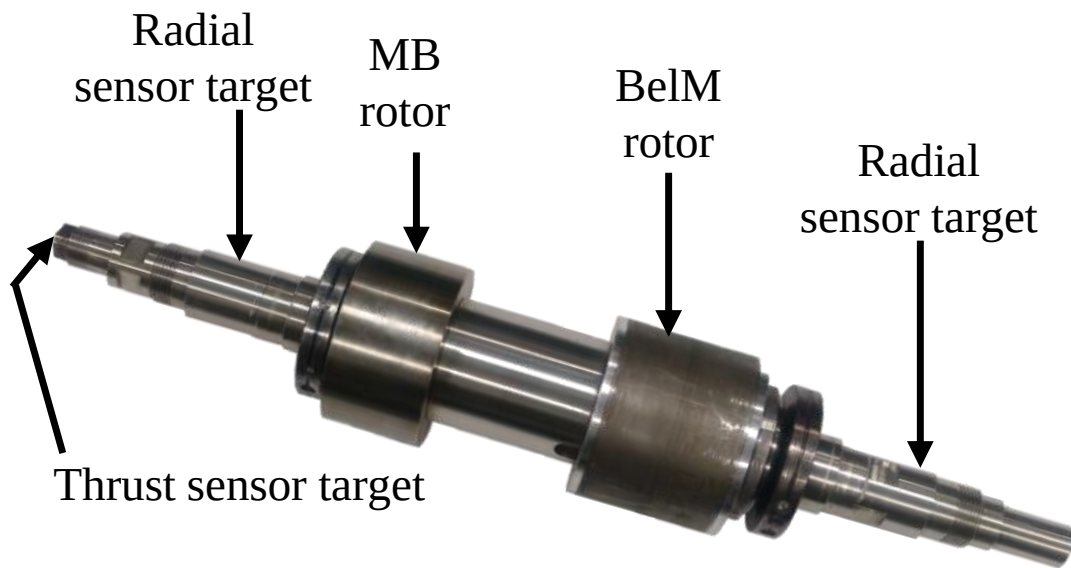


図 5-5 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機の回転子



図 5-6 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機の R+TMB Type B ver1 部固定子

表 5-2 提案する R+TMB Type B ver1 の各寸法

Radial stator external diameter	122 mm
Radial stator length	14 mm
Thrust stator external diameter	155 mm
Thrust stator length	67 mm
Cylindrical rotor diameter	78 mm
Length of cylindrical rotor	41mm
Radial suspension windings	$\phi 0.65$ mm, 3-parallels , 40turns 4coils , $5.0\text{A}/\text{mm}^2$
Thrust suspension windings	$\phi 0.8$ mm, 2-parallels , 100turns 2coils , $5.0\text{A}/\text{mm}^2$
Gap	1.0 mm



図 5-7 ギャップセンサボード

フォトインタラプタ エンコーダスリット板

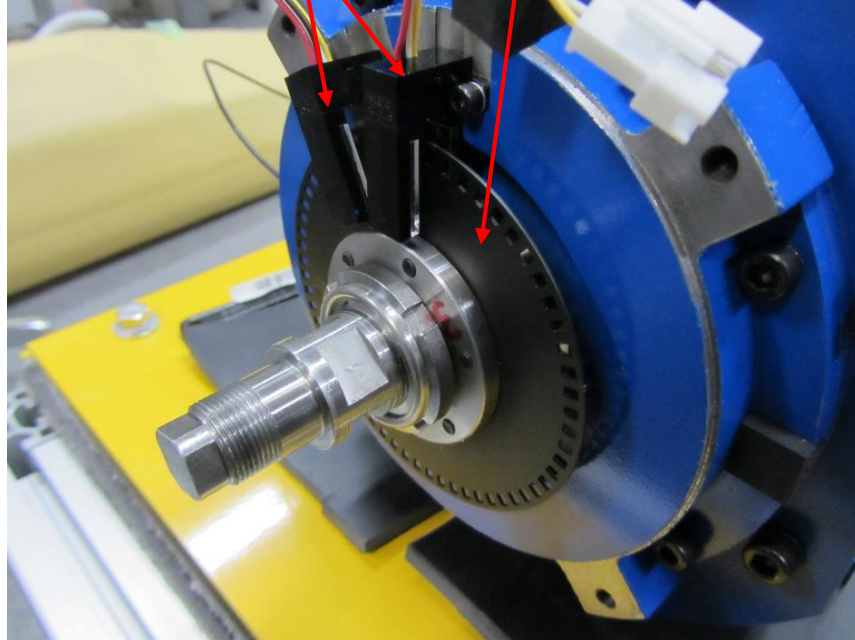


図 5-8 角度検出のためのロータリエンコーダ及びフォトインタラプタ

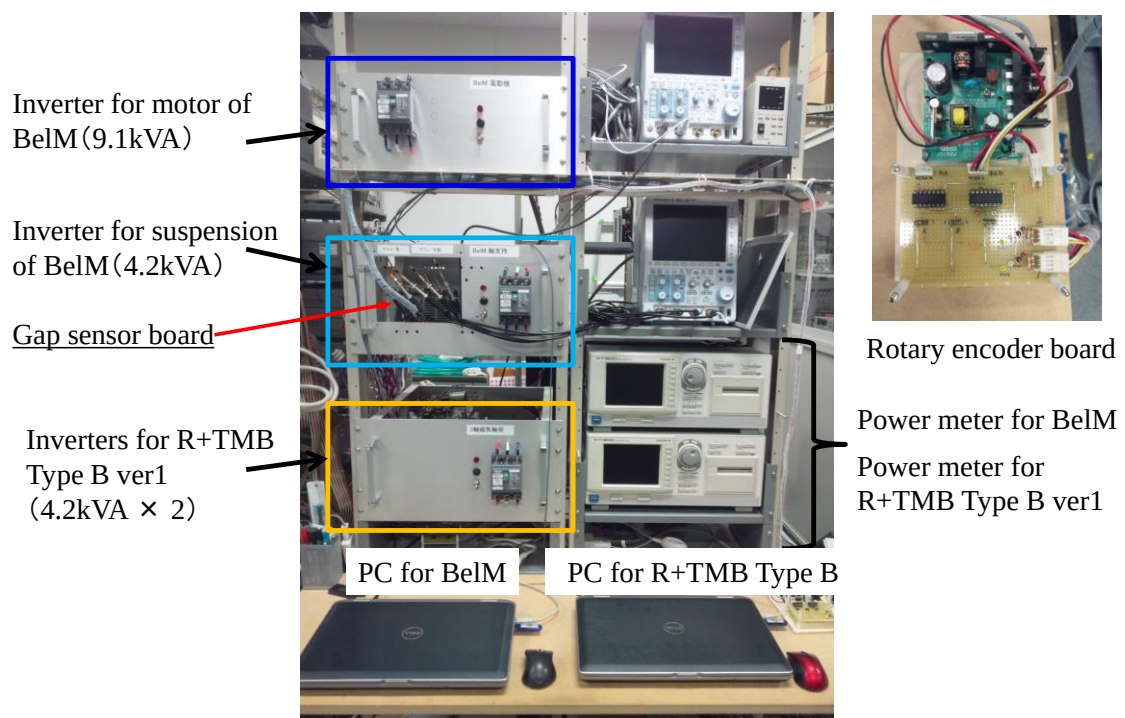


図 5-9 実験システムの外観

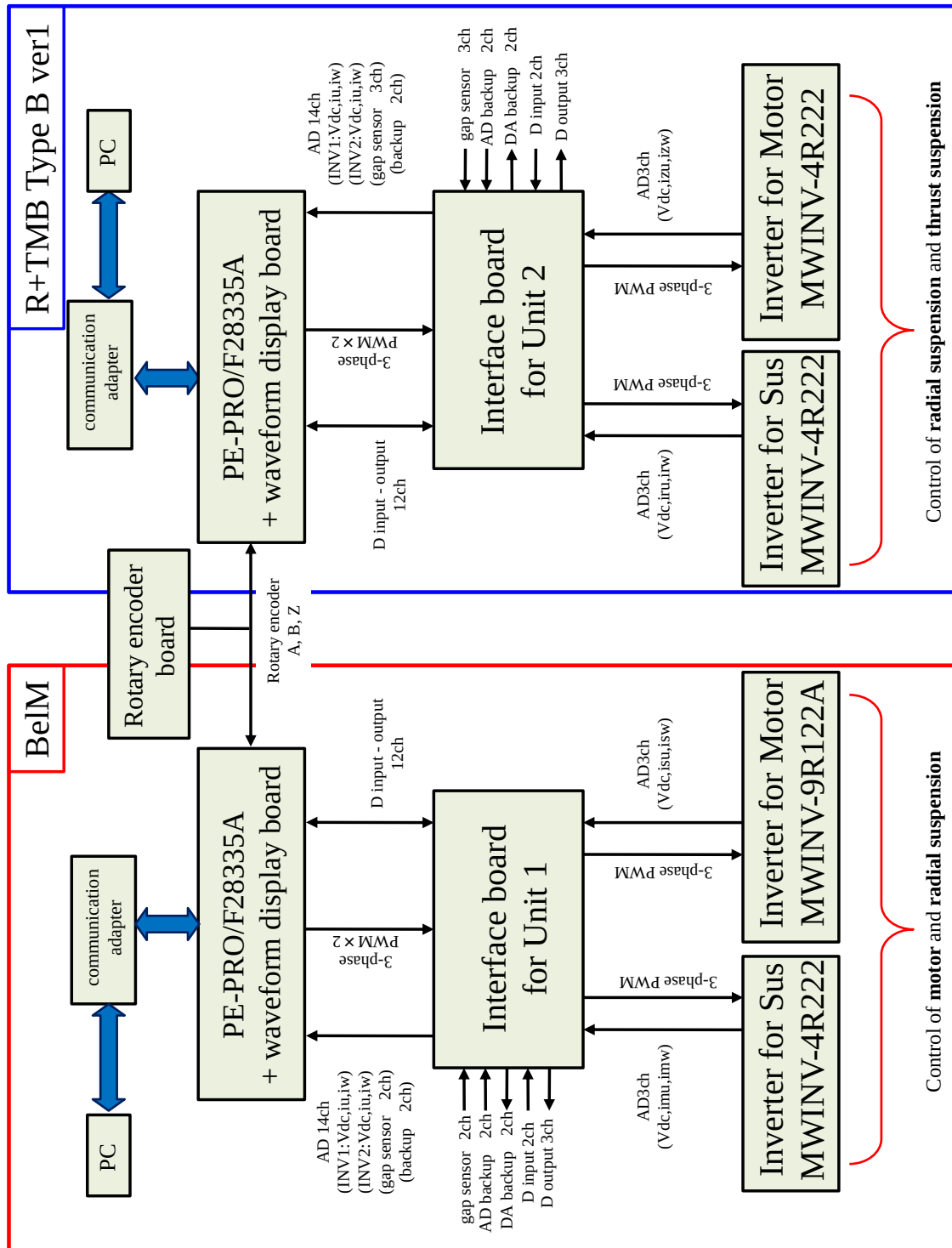


図 5-10 実験システムの概要

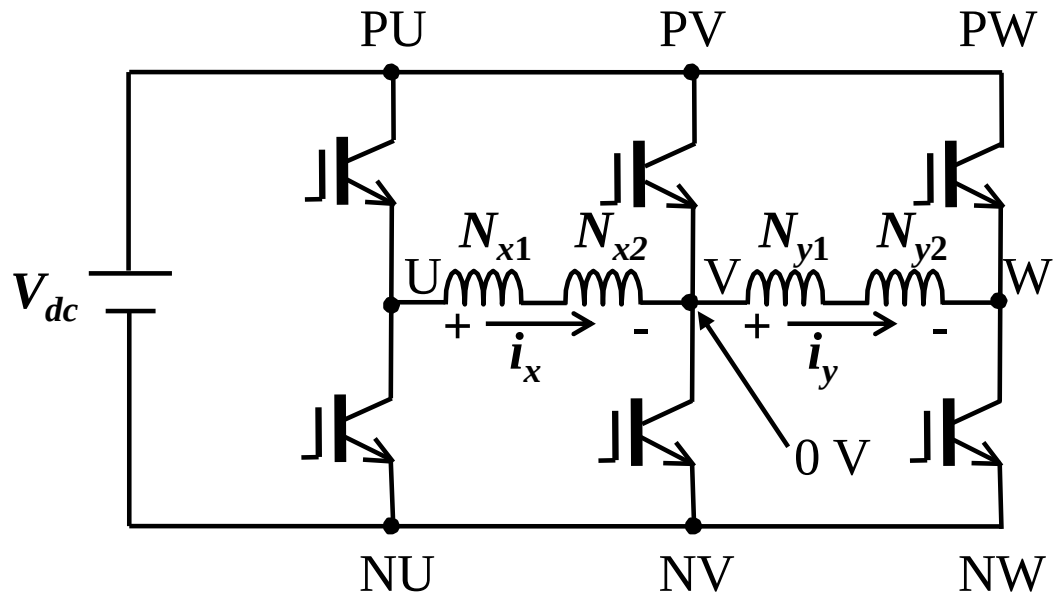


図 5-11 ラジアル巻線と軸支持 3 相インバータの接続

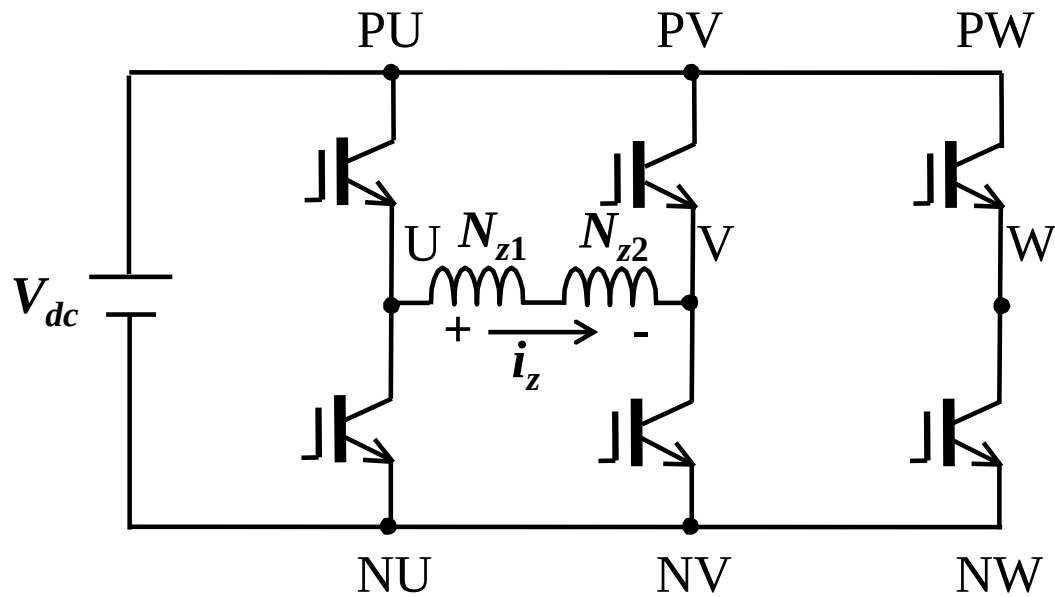


図 5-12 スラスト巻線と軸支持 3 相インバータの接続

5.3.2 R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持制御系

図 5-13 は、回転子のラジアル方向（水平及び垂直方向）の浮上位置を制御するラジアル軸支持制御系を示す。ここで、 a, b 軸はセンサ位置に固定された座標系(固定子座標系)であり、 x, y 軸は巻線位置に固定された座標系である。また、ラジアル軸支持力係数 k_a は、軸支持電流に対する軸支持力の直線の傾きである。

まず、位置制御部では、10,000 rpm までの低速回転の場合、回転子の水平及び垂直方向の変位 a, b をギャップセンサにより検出し、位置制御指令値 a^*, b^* との偏差を算出する。算出した偏差から PID 制御器により、ラジアル軸支持力の指令値 F_a^*, F_b^* を作成する。そして、この軸支持指令値 F_a^*, F_b^* と軸支持力係数 k_a から軸支持電流変調式(5-1)を用いて、 ab 座標系におけるラジアル軸支持電流指令値 i_a^*, i_b^* を導く。さらに、 i_a^*, i_b^* に対して回転角度 45° で回転座標変換を施すことで、 xy 座標系における電流指令値 i_x^*, i_y^* を算出する。

また、10,000 rpm 以上の高速回転の場合、ラジアル軸支持制御にトラッキングフィルタを適用する。10,000 rpm 以上の高速回転では、回転子の慣性が大きくなるため、回転に同期した振れ回りを抑制する軸支持力が外乱力となってしまう。このため、振れ回り周波数成分の制御ゲインを抑える必要がある。そこで、まず、トラッキングフィルタにより回転に同期した振れ回り周波数成分のみを抽出する。トラッキングフィルタでは、検出した変位 a, b に回転角度 θ で dq 変換を施すことで、回転に同期した周波数成分が直流成分となる a_{dq}, b_{dq} となる。そこで、 a_{dq}, b_{dq} に対してローパスフィルタ(LPF)をかけることで直流成分のみ抽出し、さらに、回転角度 θ で逆 dq 変換を施すことで回転に同期した周波数成分のみの変位 a_{tr}, b_{tr} を抽出することができる。そして、抽出した変位の振れ回り周波数成分 a_{tr}, b_{tr} をゲイン k_{tr} 倍し、検出した変位 a, b から差し引くことで、回転に同期した周波数成分のみの k_{tr} の割合で減少された変位 a', b' が得られる。このことにより、回転に同期した周波数成分の軸支持制御ゲインを小さくし、不要な軸支持電流を流さないようにする。そして、このトラッキングフィルタをかけた変位 a', b' でフィードバックをかけることで位置制御を行う。また、トラッキングフィルタのゲイン k_{tr} は、回転速度により変化させている。

電流制御部では、まず、電流検出モジュールにより検出した U 相電流を i_x 、W 相電流を i_y とする。検出した xy 座標系におけるラジアル軸支持電流 i_x, i_y とラジアル軸支持電流指令値 i_x^*, i_y^* との偏差を計算し、その偏差から PI 制御器により、インバータ指令値となる U 相及び W 相の電圧指令値 $v_x^* (v_{ru}^*)$, $v_y^* (v_{rw}^*)$ が作成される。また、インバータの V 相は基準電位となるため、V 相電圧指令値は、 $v_{rv}^* = 0$ V 一定で固定子する。この電圧指令値を三角波比較方式によって、PWM インバータのスイッチングパルスに変換し、ラジアル軸支持巻線に指令値通りの電流を流す。

$$i_a = F_a / k_f, i_b = F_b / k_f \cdots \cdots (5-1)$$

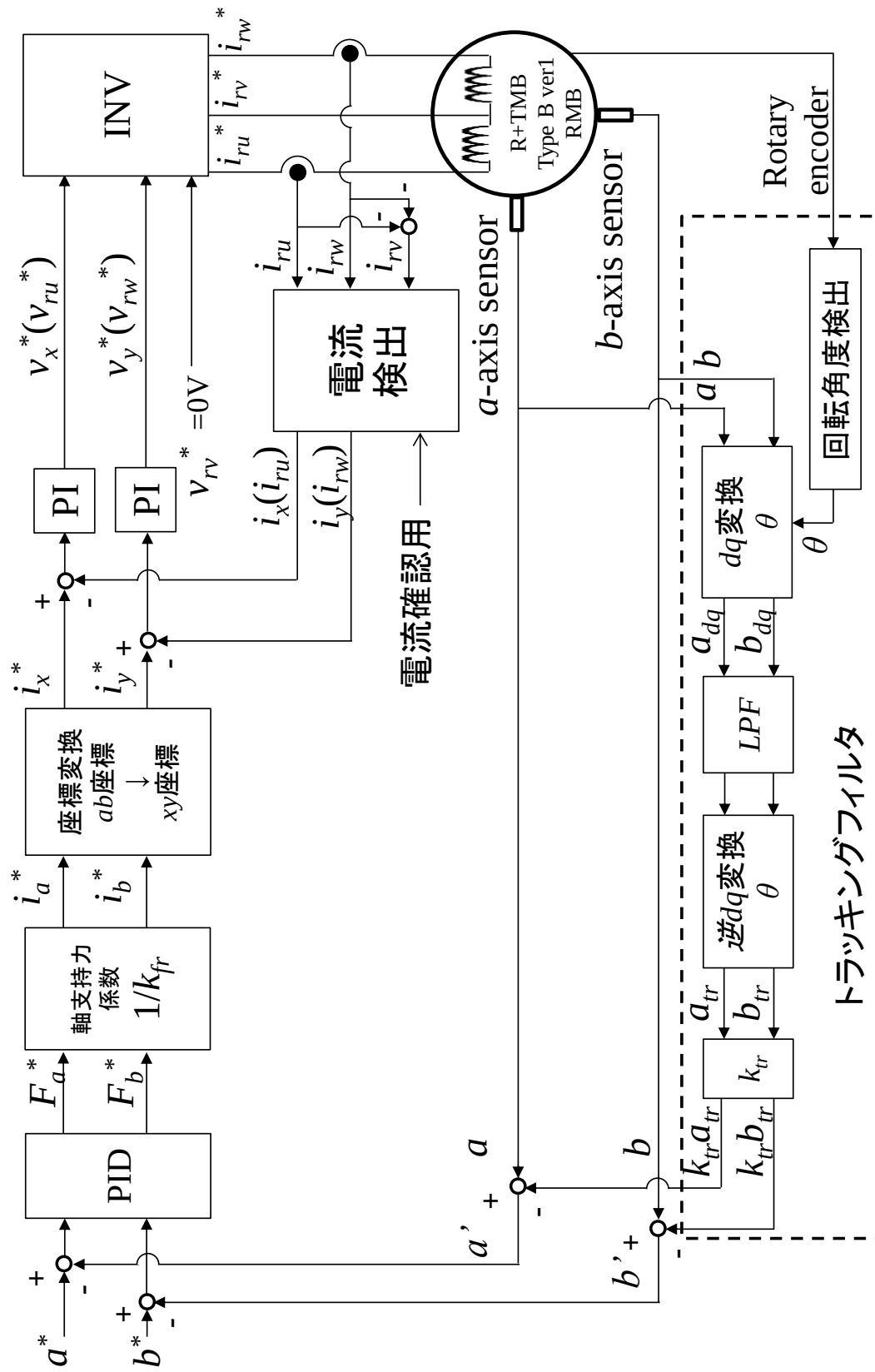


図 5-13 ラジアル軸支持制御系ブロック線図

5.4 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機による軸支持力特性試験

5.4.1 R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持力特性試験

まず、図 5-14(a)はラジアル軸支持特性試験の実験システムの模擬図を示し、図 5-14(b)は実際のラジアル軸支持力特性試験の様子を示す。回転子の両側に、ばねばかりとターンバックスルを用いて水平方向のラジアル荷重をかける。

図 5-15 は、ラジアル軸支持力算出方法を示す。ラジアル軸支持力を算出するために、図 5-15 より、BelM の回転子幾何中心周りにおけるモーメントを考えることで、R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持力を求める式(5-2)が得られる。

BelM の回転子幾何中心周りのモーメントの釣り合いより

$$F_{a1} \cdot l_{12} + F_{w1} \cdot (l_{12} + l_{f1} - l_{w1}) = F_{w2} \cdot (l_{f2} - l_{w2}) \cdots \cdots (5-2)$$

得られた式(5-2)を F_{a2} について解くことによりラジアル軸支持力算出式(5-9)が得られる。

$$F_{a2} = -\left(\frac{l_{f1} - l_{w1}}{l_{12}}\right)F_{w1} + \left(\frac{l_{12} + l_{f2} - l_{w2}}{l_{12}}\right)F_w \cdots \cdots (5-3)$$

図 5-16 は、ラジアル軸支持力特性試験及びラジアル軸支持力算出式(5-3)により得られたラジアル軸支持力 F_a とラジアル軸支持電流 i_a の実験結果を示す。 i_a は F_a を発生するときの i_x と i_y を 45° で回転座標変換をすることにより導出された電流値である。比較のために、解析結果も一緒に記載してある。また、図中に示すラジアル軸支持力係数 k_a は、ラジアル軸支持電流 i_a とラジアル軸支持力 F_a を 1 次近似した際の傾きである。実験結果より得られたラジアル軸支持力係数 $k_{a,ex}$ は、26.9 N/A になった。 $k_{a,ex}$ より定格電流での軸支持力を算出すると、189.4 N になる。この値は、回転子全体の自重 64.2 N に対し、2.95 倍と RMB として十分な軸支持力が発生できている。また、解析結果との誤差は 2.23% と、よく一致しており、設計通りの性能が得られた。

また、ラジアル軸支持力発生原理図 5-2 及びスラスト軸支持力原理図 5-3 より、提案する R+TMB Type B ver1 において、RMB と TMB は、バイアス磁束を共有している。そのため、安定な軸支持制御を実現するために、RMB と TMB が非干渉化されている必要がある。図 5-17 は、スラスト軸支持電流 i_z を定格電流 5.03 A とした時のラジアル軸支持力 F_a の解析結果を示す。比較のために、 i_z を 0 A とした時の F_a の解析結果も一緒に記載してある。図 5-17 より、 i_z を流した場合、 F_a の軸支持力係数は 27.4 N/A であり、 i_z を流さない場合の 27.5 N/A と比較すると、その誤差は 0.36% と非常に小さい。従って、TMB から RMB への非干渉化が良好になされている。

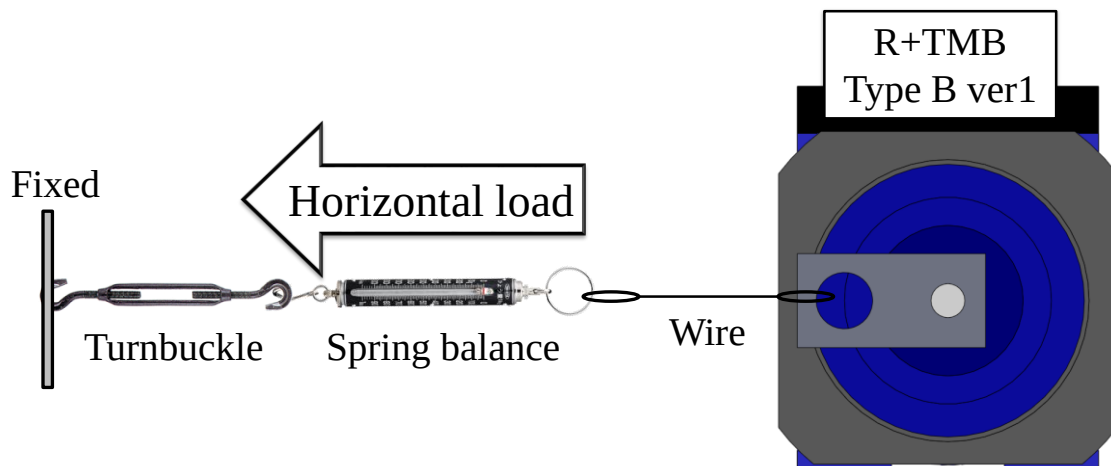


図 5-14(a) ラジアル軸支持特性試験の概略図

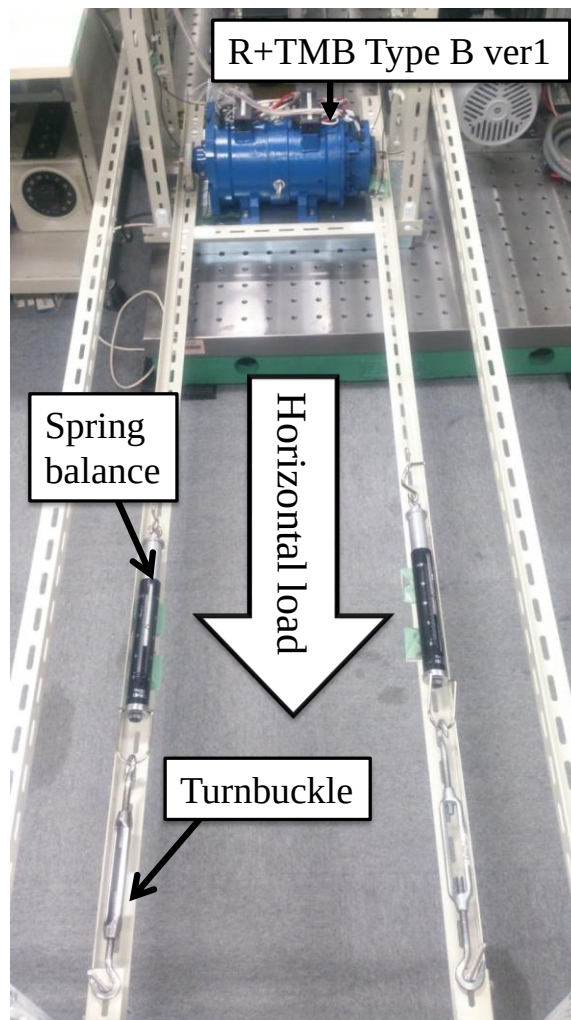


図 5-14(b) ラジアル軸支持特性試験の実際の様子

図 5-14 ラジアル軸支持特性試験

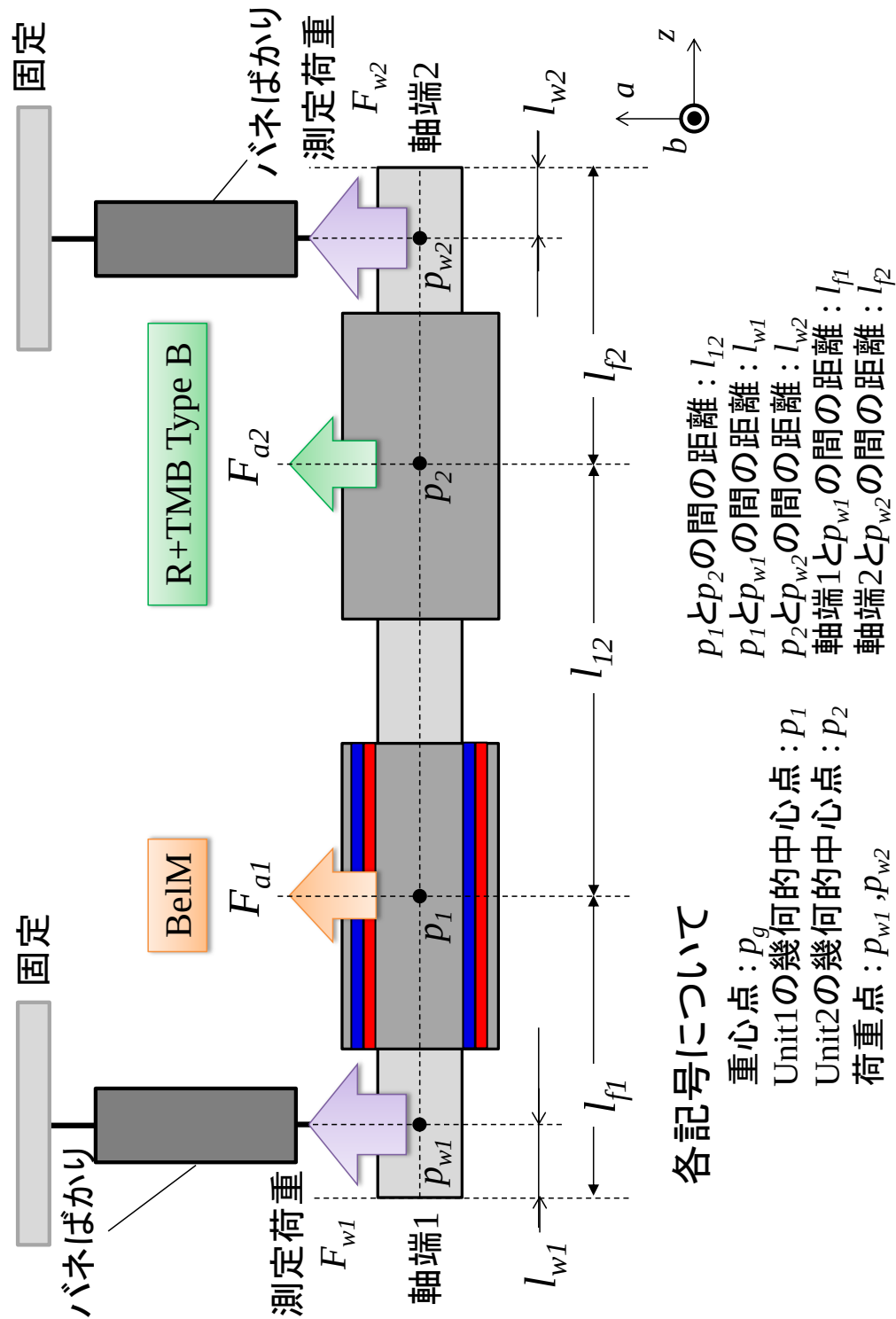


図 5-15 ラジアル軸支持特性試験における軸支持力算出図

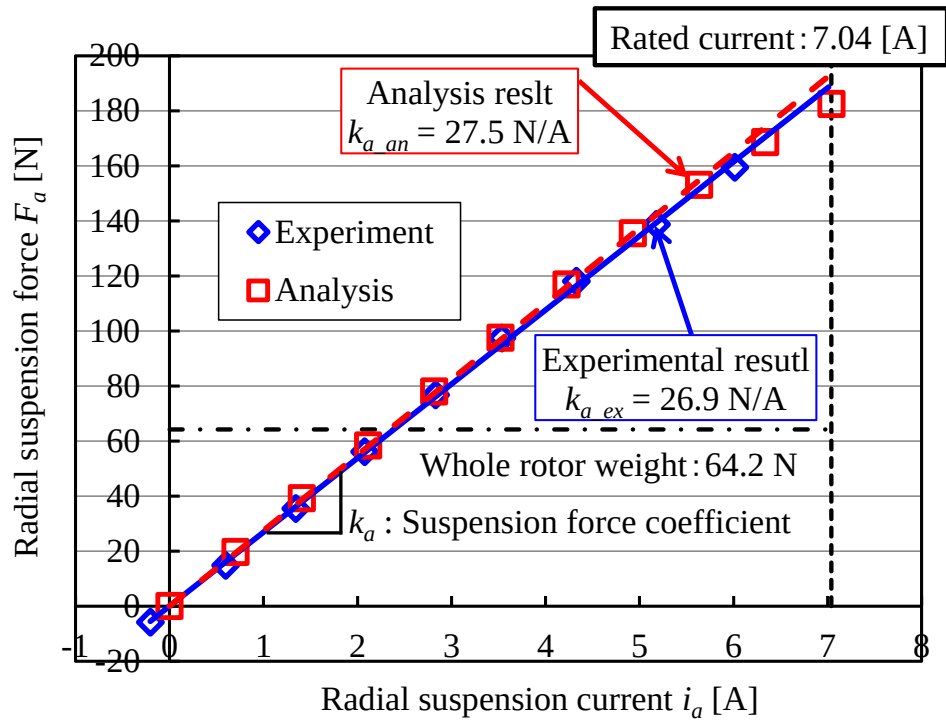


図 5-16 ラジアル軸支持力特性試験結果

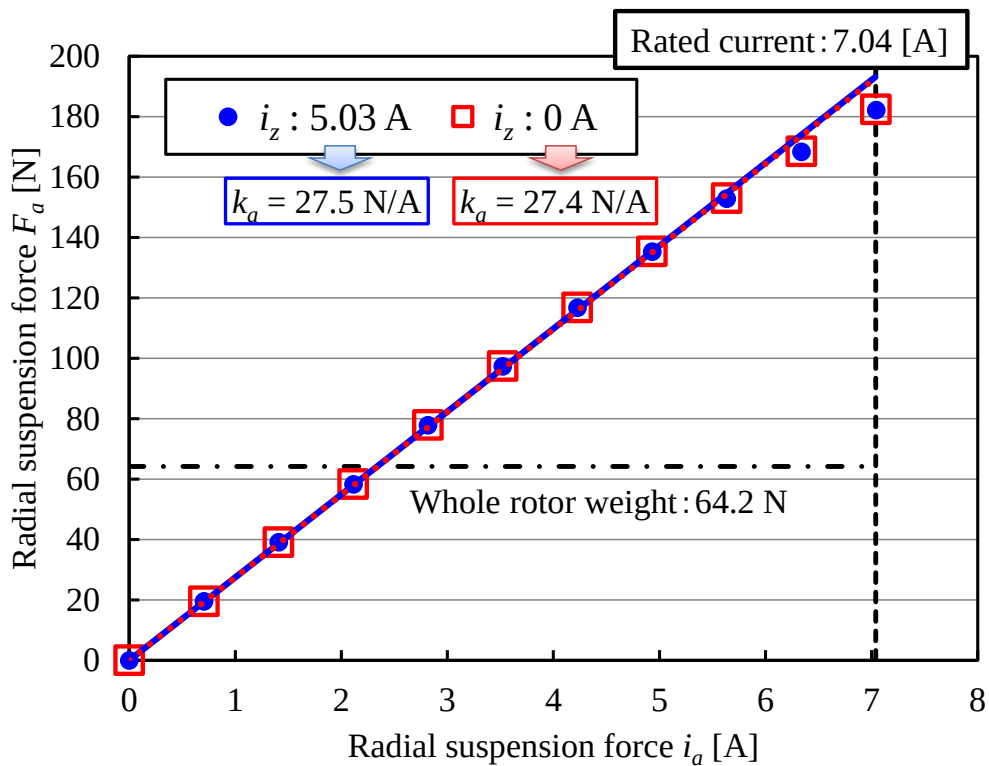


図 5-17 スラスト軸支持電流を流した場合と流さない場合のラジアル軸支持力の解析結果

5.4.2 R+TMB Type B ver1 のスラスト軸支持力特性試験

まず、図 5-18(a)はスラスト軸支持特性試験の実験システムの模擬図であり、図 5-18(b)は、実際のスラスト軸支持力特性試験の様子を示す。ばねばかりとターンバックルを用いて回転子に対してスラスト方向の荷重をかける。

図 5-19 は、スラスト軸支持力 F_z とスラスト軸支持電流 i_z の実験結果を示す。比較のために、解析結果も一緒に記載してある。実験結果より得られたスラスト軸支持力係数 k_{z_ex} は、34.8 N/A となった。 k_{z_ex} より定格電流における軸支持力を算出すると、175.0 N となる。この値は、回転子全体の自重 64.2 N に対し、2.73 倍と TMB として十分な軸支持力が得られている。また、解析結果との誤差は 8.33%と、よく一致しており、設計通りの性能が得られた。

また、スラスト方向の軸支持制御位置 z を -0.8 mm から +0.8 mm まで 0.2 mm 刻み変化させ、それぞれの位置 z における k_z を測定し、図 5-20 は k_z を測定した結果を示している。平均の軸支持力係数は、34.1 N/A となり、平均軸支持力係数に対する k_z の最大誤差は、3.27%と非常に小さい。提案する R+TMB Type B ver1 は、図 5-1(c)に示すように、スラスト固定子コアと円筒形回転子コアの間にスラスト方向に 1 mm の適切な重なりを設けている。図 5-20 より、適切な重なりを設けることでスラスト軸支持制御位置によりスラスト軸支持力特性が変化しないことを実験的に示した。

さらに、ラジアル軸支持力特性と同様に、 i_a を定格電流 7.04 A とした時の F_z の解析を行い、図 5-21 にその結果を示す。比較のために、 i_a を 0 A とした時の F_z の解析結果も一緒に記載してある。 i_a を流した場合、 F_z の軸支持力係数は 37.5 N/A であり、 i_z を流さない場合の 37.7 N/A と比較すると、その誤差は 0.53%と非常に小さい。従って、RMB から TMB への非干渉化が良好になされている。

以上の実験結果より、提案する R+TMB Type B ver1 は、RMB 及び TMB として十分な軸支持力を発生できており、十分な静特性を備えていることを示した。加えて、解析結果より、RMB と TMB で非干渉化できている可能性があることを示した。

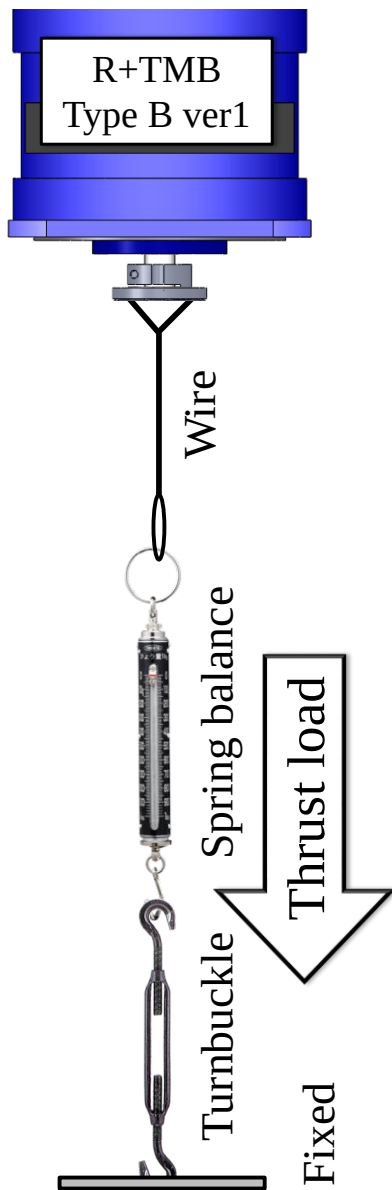


図 5-18(a) スラスト軸支持特性試験の概略図

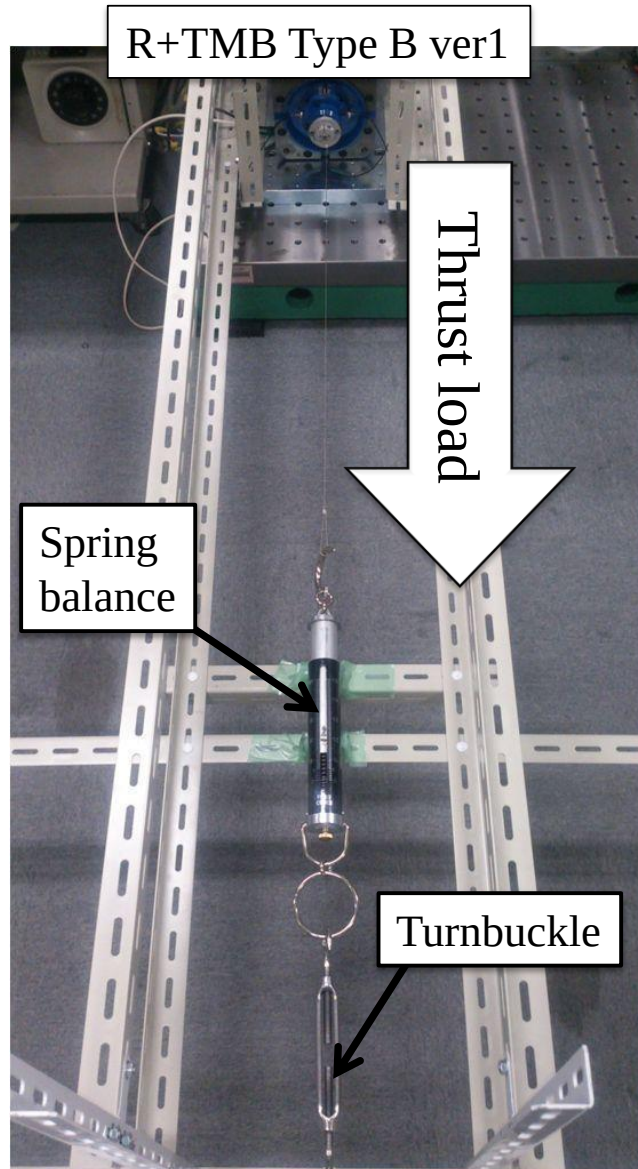


図 5-18(b) スラスト軸支持特性試験の実際の様子

図 5-18 スラスト軸支持特性試験

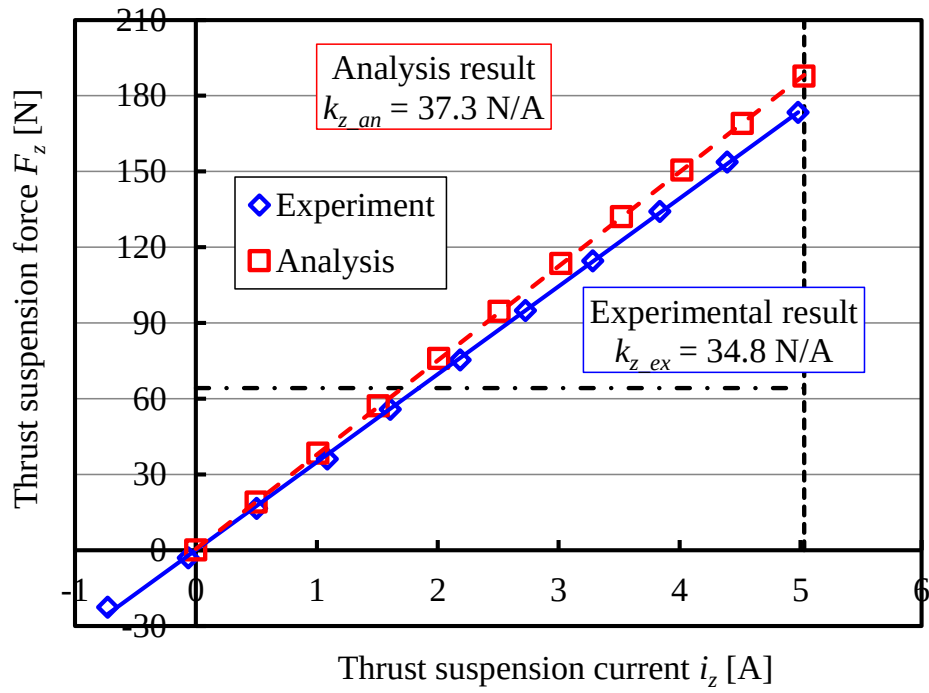


図 5-19 スラスト軸支持特性試験結果

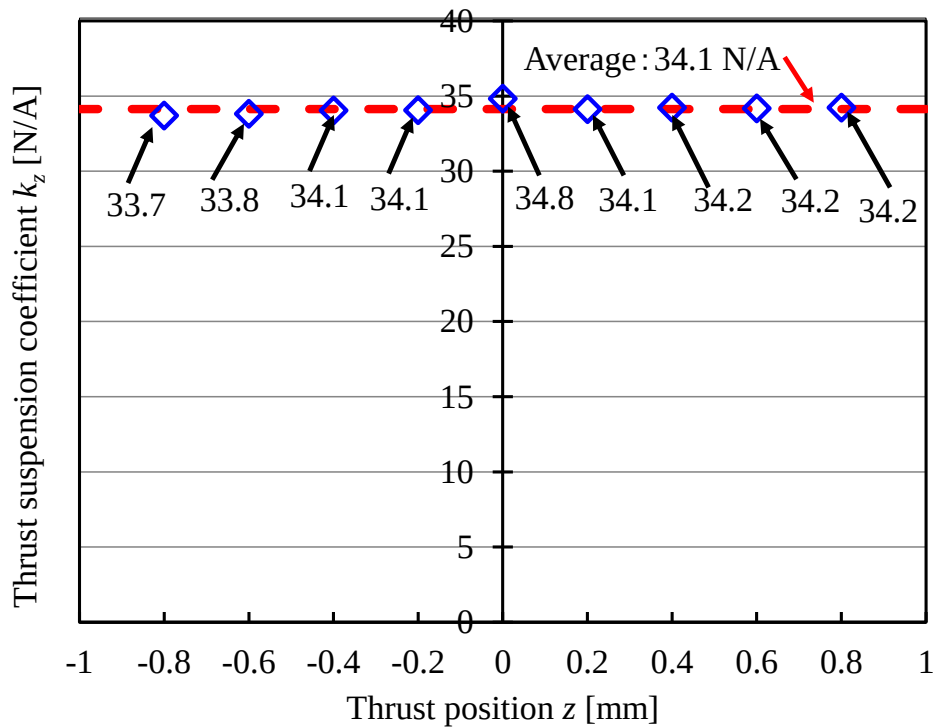


図 5-20 軸方向の浮上位置を変更した場合のスラスト軸支持力特性試験結果

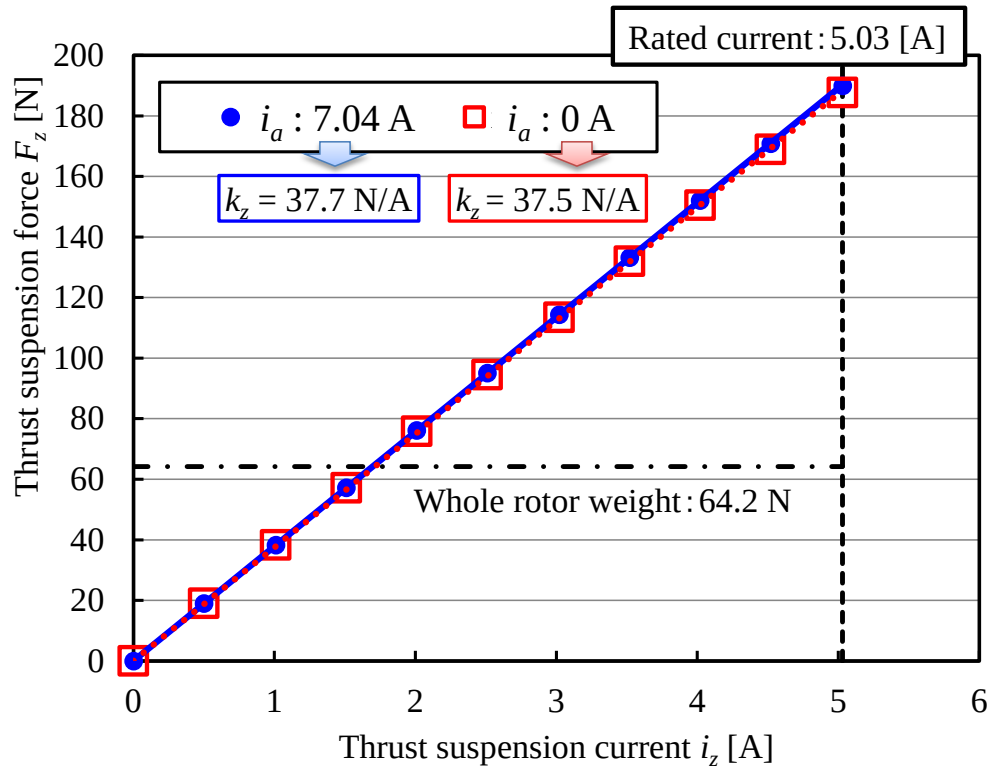


図 5-21 ラジアル軸支持電流を流した場合と流さない場合のスラスト軸支持力の解析結果

5.5 提案する R+TMB Type B ver1 を備えた試作機による非接触軸支持運転試験

次に、動的な軸支持特性を検証するために、製作した試作機を用いて軸支持制御位置に対するステップ外乱試験と、30,000 rpm までの高速回転における非接触軸支持運転試験を行った。この時、図 5-22(a)に示すような試作機を横置きにして回転子の自重がラジアル方向にかかった状態と、図 5-22(b)に示すような試作機を縦置きにして回転子自重がスラスト方向にかかった状態の 2 つの状態において検証試験を行った。また、5.3.1 項で述べたように、回転子の半径方向のタッチダウン幅は、タッチダウンベアリングにより、200 μm となっている。さらに、スラスト方向(z 軸方向)のタッチダウン幅は、1.0 mm である。

5.5.1 ステップ外乱による RMB と TMB の非干渉化の検証

図 5-23(a)は半径方向にタッチダウン状態からの静止浮上の様子を、図 5-23(b)は軸方向にタッチダウン状態からの静止浮上の様子を測定したものである。図 5-23(a)より、提案する R+TMB Type B ver1 は回転子自重に対して十分なラジアル軸支持力を備えているため、b 軸負方向に 200 μm 偏心した状態から問題なく静止浮上できている。また、図 5-23(b)より、提案する R+TMB Type B ver1 は回転子自重に対して十分なスラスト軸支持力を備えているため、z 軸負方向に 1.0 mm だけ偏心した状態から問題なく静止浮上できている。

図 5-24 は、回転速度 3,000 rpm において、スラスト方向(z 軸方向)へ 30 μm のステップ外乱を加えた時の変位波形の様子を示す。図 5-24(a)及び (b)より、図 5-22(a)及び (b)の状態において、スラスト方向のステップ外乱を加えても、ラジアル方向 2 軸とスラスト方向 1 軸の 3 軸全てにおいてタッチダウンすることなく安定に非接触軸支持制御できている。さらに、スラスト方向のステップ外乱に対してラジアル方向の波形に影響がないことから、TMB から RMB への非干渉化ができている。同様に、図 5-25 は、ラジアル方向(a 軸方向)へ 30 μm のステップ外乱を加えた時の変位波形の様子を示す。図 5-25(a)及び (b)より、図 5-22(a)及び (b)の状態において、ラジアル方向のステップ外乱を加えても、3 軸全てにおいて、タッチダウンすることなく安定に非接触軸支持制御できている。さらに、ラジアル方向のステップ外乱に対して、スラスト方向の波形に影響が出ていないことから、RMB から TMB への非干渉化が良好にできている。

以上により、提案する R+TMB Type B ver1 は、安定な外乱特性を備えていることを実験的に示した。加えて、提案する R+TMB Type B ver1 は RMB と TMB で非干渉化できていることを非接触軸支持運転試験により示すことができた。

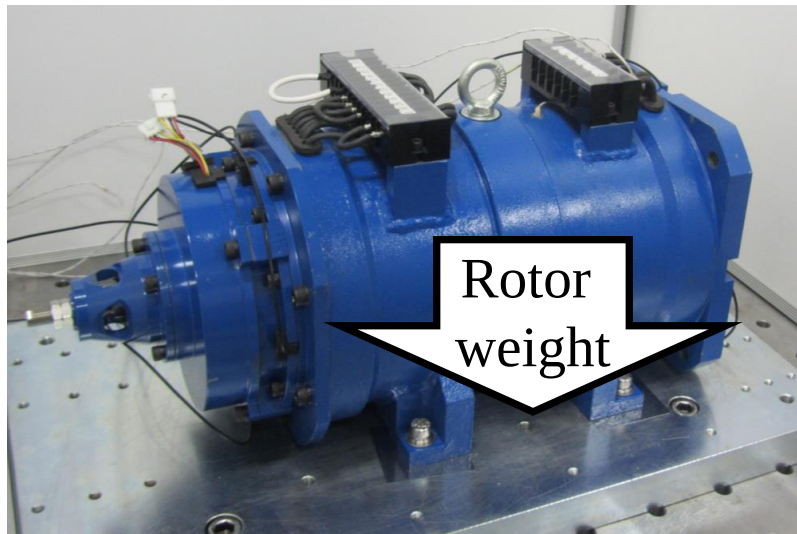


図 5-22(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

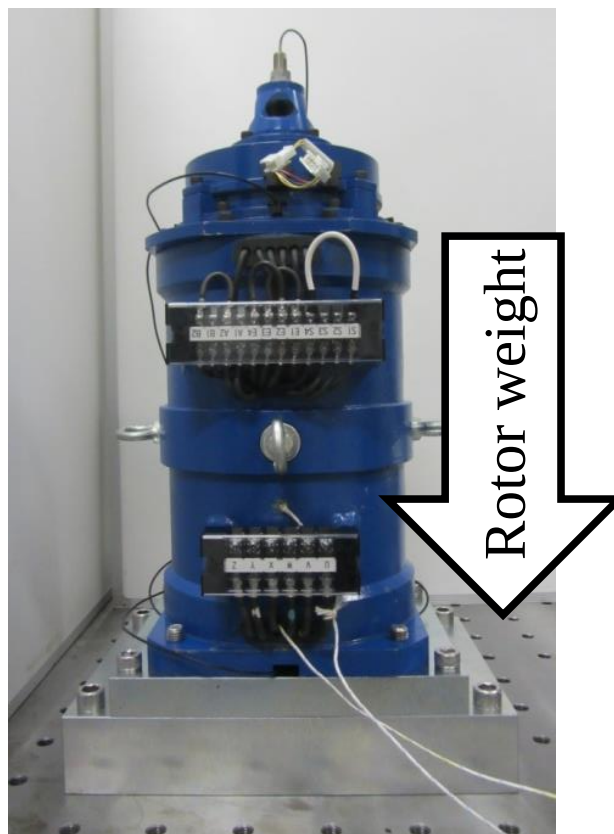


図 5-22(b) 回転子自重が軸方向にかかる場合

図 5-22 非接触軸支持運転の際の試作機の状態

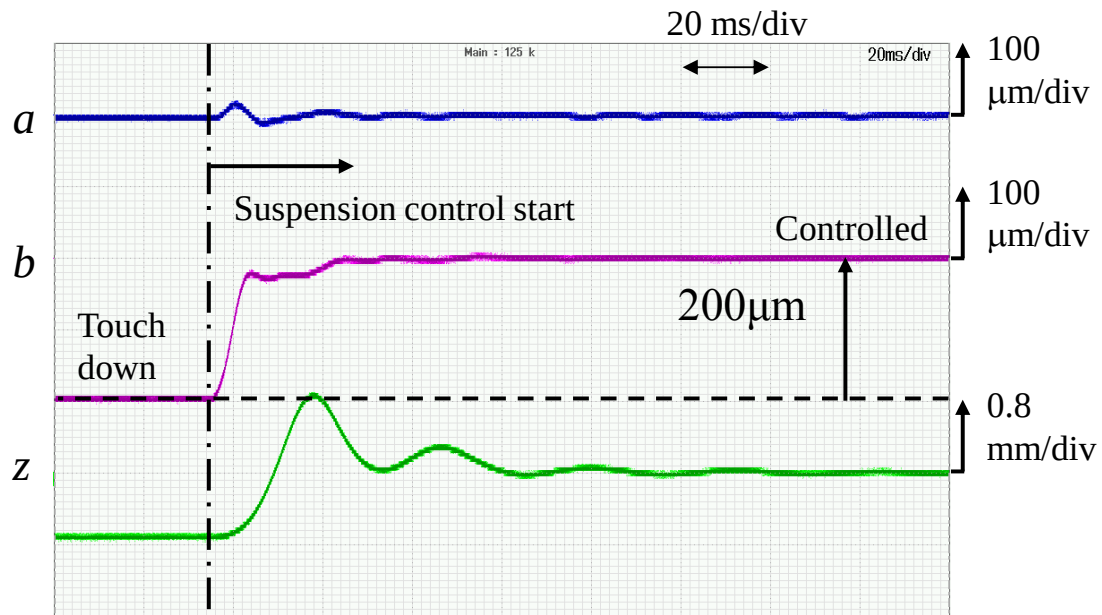


図 5-23(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

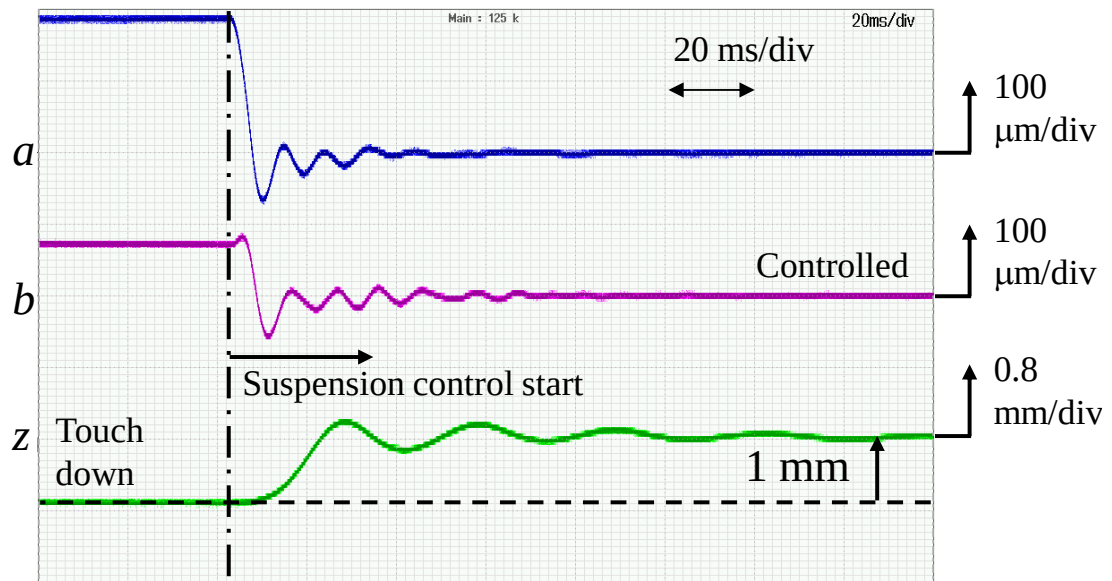


図 5-23(b) 回転子自重が軸径方向にかかる場合

図 5-23 ダッチダウン状態からの静止浮上試験

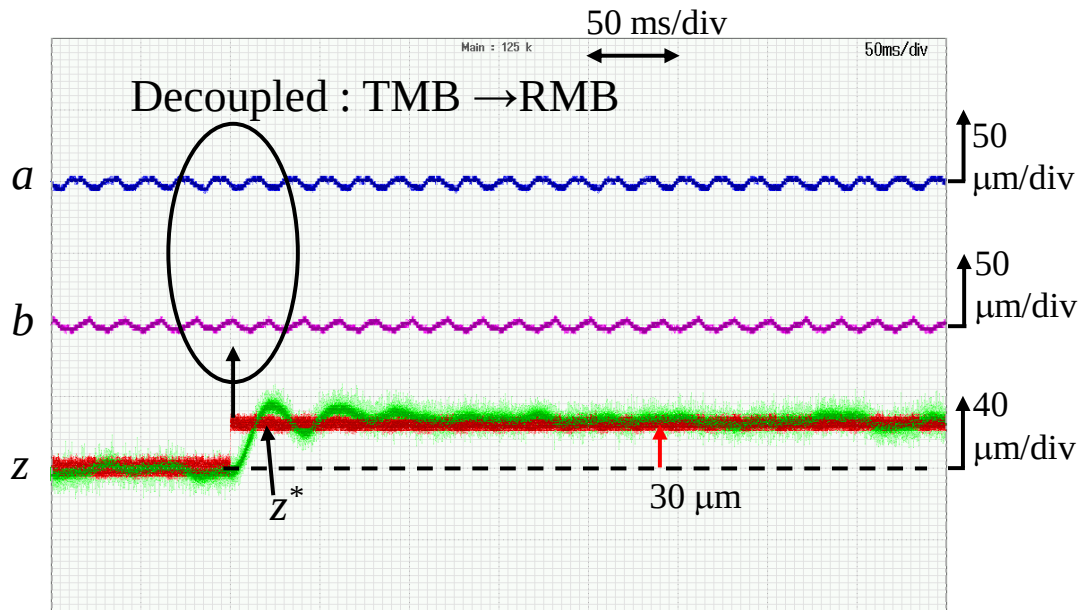


図 5-24(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

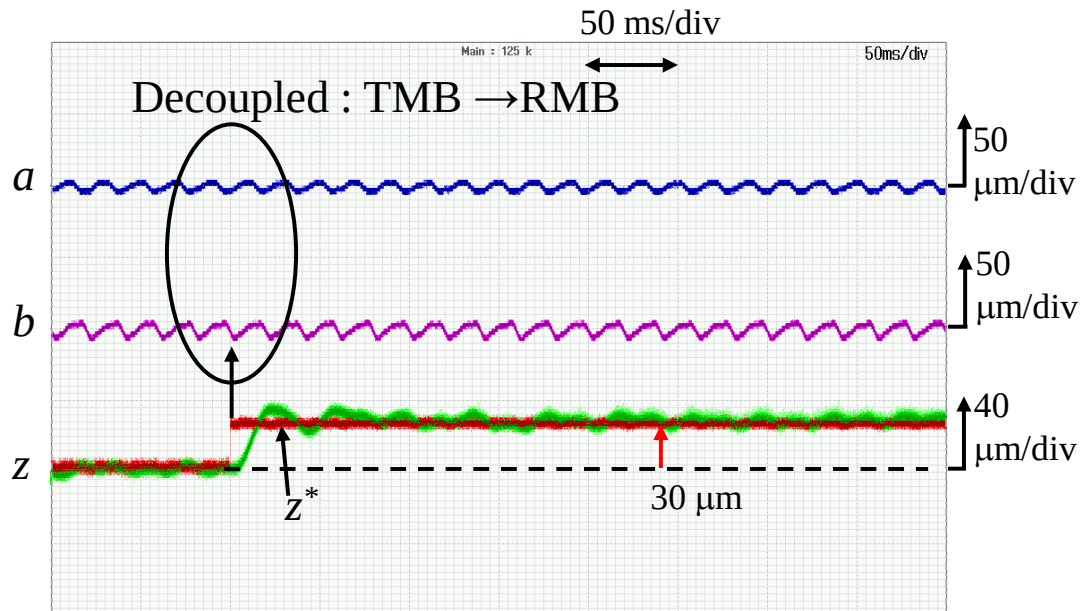


図 5-24(b) 回転子自重が軸方向にかかる場合

図 5-24 3,000 rpm において z 軸方向に浮上位置を変更した時のステップ外乱試験結果

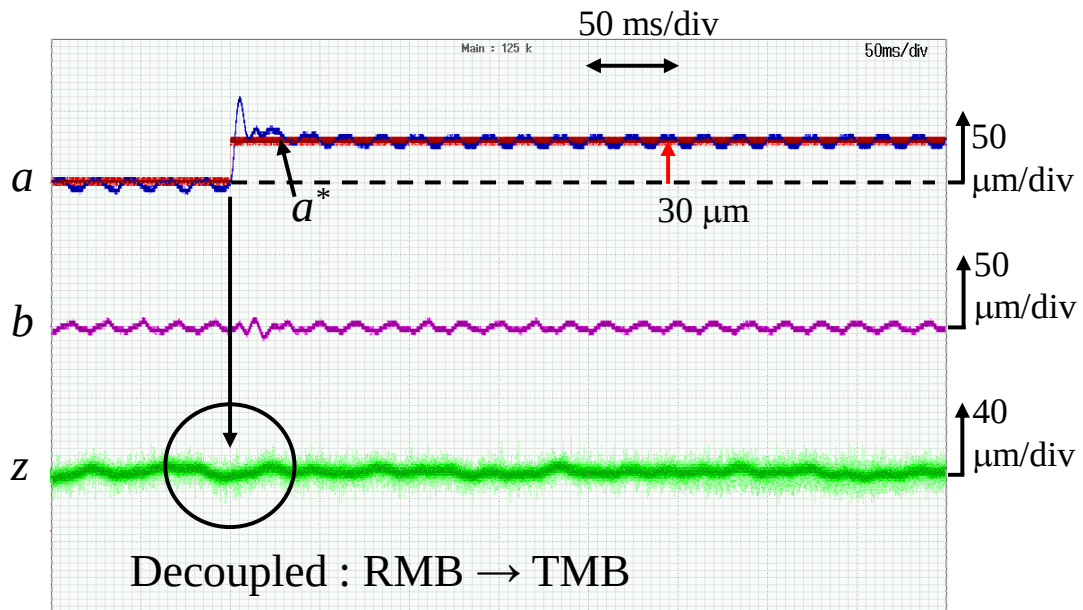


図 5-25(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

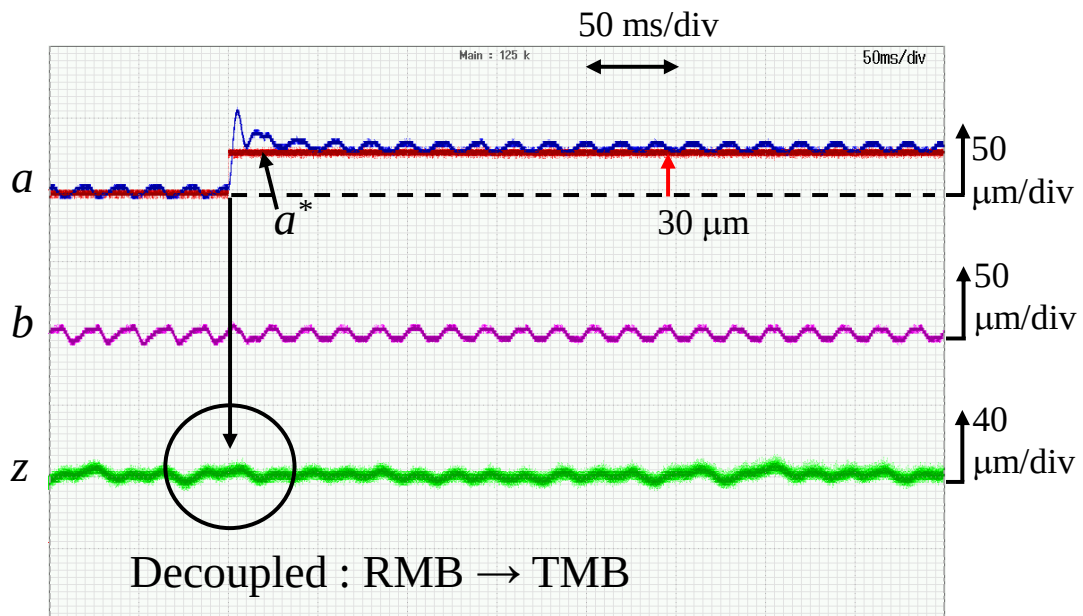


図 5-25(b) 回転子自重が軸方向にかかる場合

図 5-25 3,000 rpm において a 軸方向に浮上位置を変更した時のステップ外乱試験結果

5.5.2 30,000 rpm までの非接触軸支持運転試験

図 5-26(a)及び (b)は、図 5-22(a)及び (b)のそれぞれの状態において、0 rpm から 30,000 rpm まで加速した時のラジアル方向(a, b 軸)、スラスト方向(z 軸)のそれぞれの変位波形を示す。図 5-26(a)及び (b)より、図 5-22(a)及び (b)のいずれの状態においても、最大の振れ回り量は $16\ \mu\text{m}$ でありタッチダウン幅 $200\ \mu\text{m}$ の 5 分の 1 以下と非常に小さく、安定な加速が実現できている。また、図 5-27 は、回転速度 ω に対する振れ回り量を測定した結果を示す。図 5-27(a)より、ラジアル方向に回転子自重がかかる場合、5,000 rpm において振れ回り量が最大で $18\ \mu\text{m}$ となり、最大回転数の 30,000 rpm においては $6\ \mu\text{m}$ と非常に小さく、30,000 rpm までのすべての回転速度において安定な非接触軸支持制御が実現できている。同様に図 5-27(b)より、回転子自重がスラスト方向にかかる場合、7500 rpm において振れ回り量が最大で $14\ \mu\text{m}$ となり、最大回転数の 30,000 rpm においては $8\ \mu\text{m}$ と非常に小さく、30,000 rpm までのすべての回転速度において安定な非接触軸支持制御が実現できている。

以上のステップ外乱試験と 30,000 rpm までの高速回転における回転浮上試験の実験結果より、提案する R+TMB Type B ver1 は、ラジアル方向荷重及びスラスト方向荷重の両方に対して安定な動特性を備えており、さらに、30,000 rpm という高速回転において安定な非接触軸支持運転が可能なことを実験的に示すことができた。

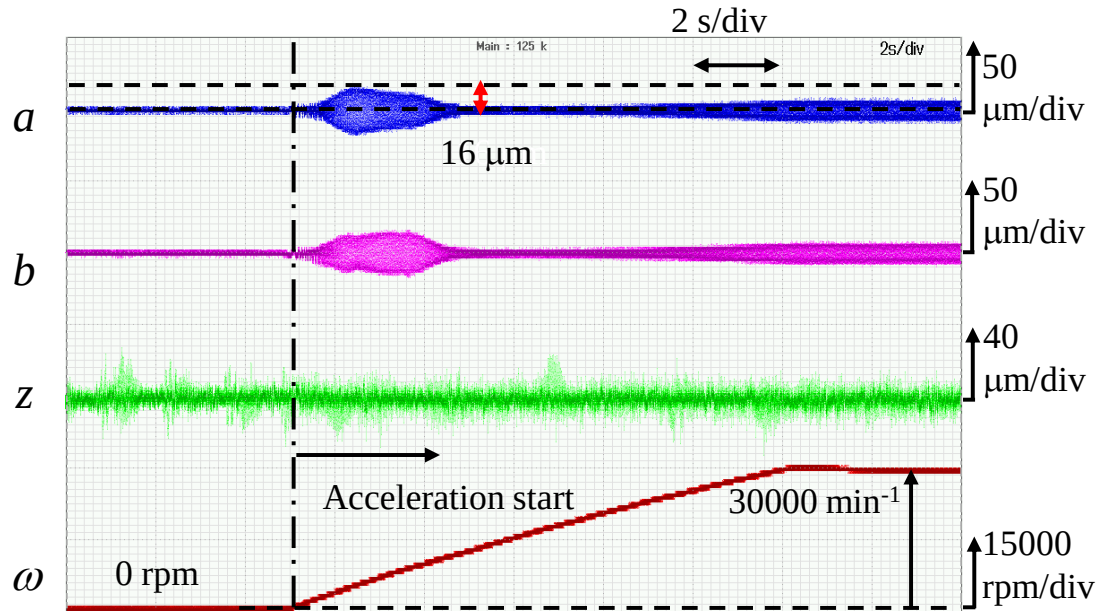


図 5-26(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

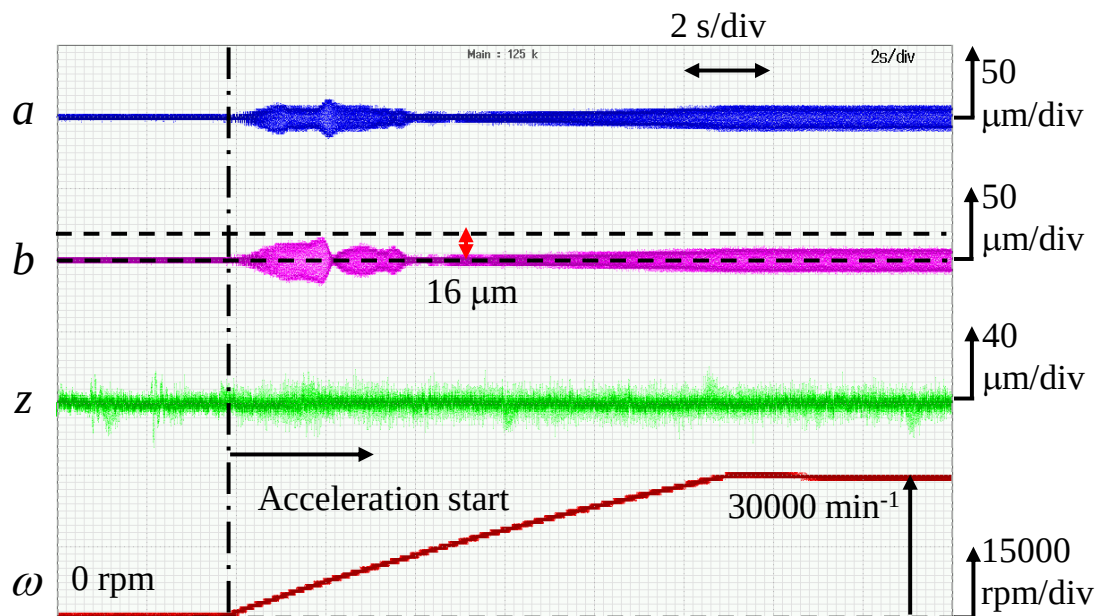


図 5-26(b) 回転子自重が軸方向にかかる場合

図 5-26 30,000 rpm までの加速試験

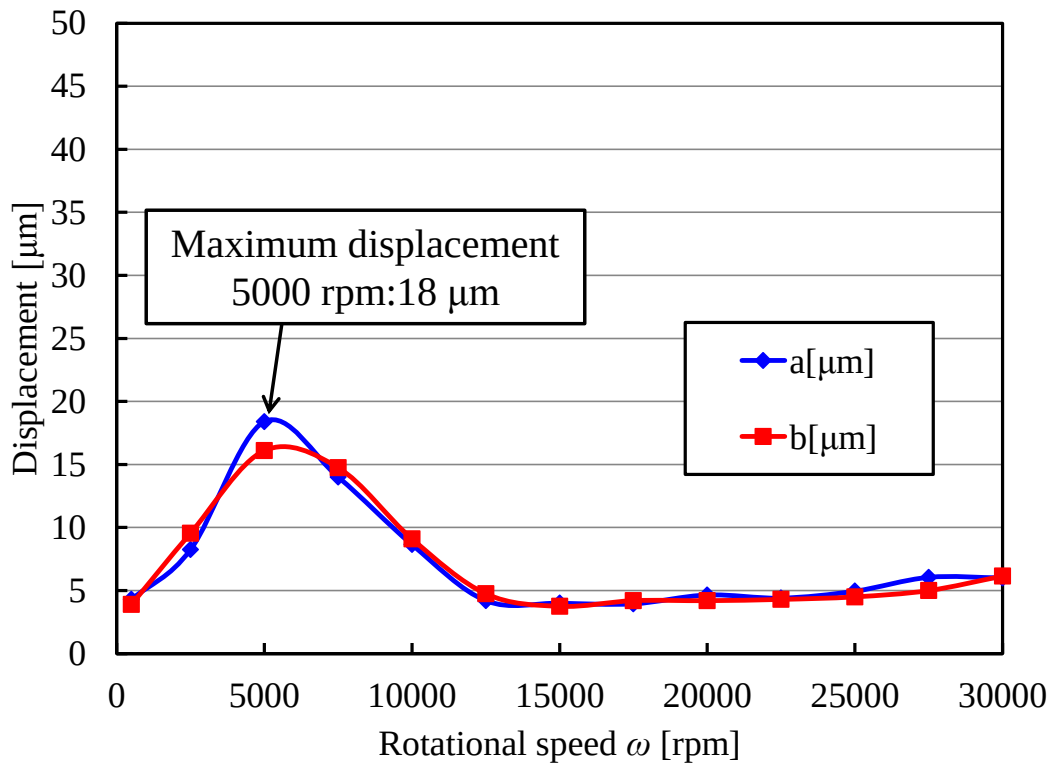


図 5-27(a) 回転子自重が半径方向にかかる場合

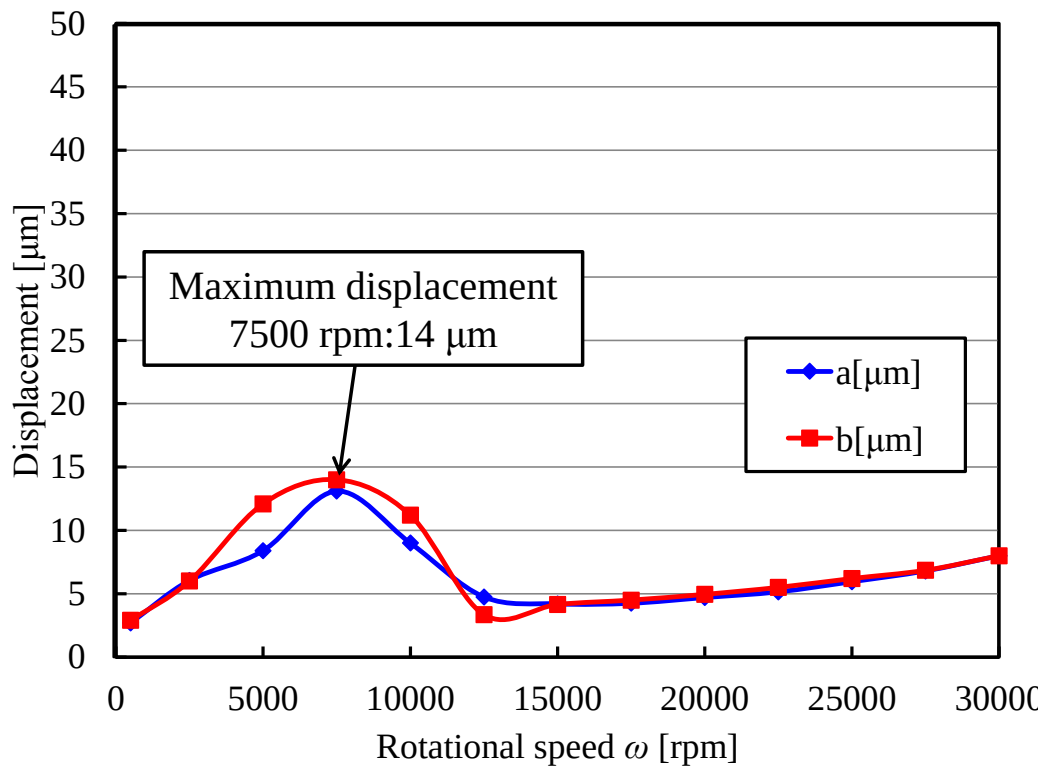


図 5-27(b) 回転子自重が軸方向にかかる場合

図 5-27 回転速度に対する回転子の振れ回り振幅の変化

5.6 3D-FEA による R+TMB Type B における回転子鉄損の低減のための構造の検討

5.6.1 これまで提案している R+TMB Type B ver1 の課題

これまでの R+TMB Type B ver1 は、図 5-1(b)に示す 4 個の突部にそれぞれ集中巻で巻線が巻かれたラジアル固定子が、図 5-1(c)に示すようにヨーク部分でスラスト方向に着磁されたバイアス永久磁石によって挟み込まれている。さらに、バイアス永久磁石で挟み込まれたラジアル固定子を非磁性部材でスラスト固定子コアに固定する必要がある。従って、ラジアル固定子及びバイアス永久磁石の組立が非常に複雑になる。また、これまでの R+TMB Type B ver1 を数百 kW 以上の大容量に適用する場合、大きな負荷条件下で数十 kg の重い回転子を安定に軸支持するために、大径のリング形状を持ったバイアス磁石が必要となる。以上の理由により、従来の R+TMB Type B ver1 は製作コストが高くなる。

さらに、第3章でも述べたように、従来のホモポーラ型 RMB は、巻線を巻くためにスロット開口部が大きいと、回転子表面における磁束密度変化が大きく、回転子鉄損が発生してしまう。

5.6.2 R+TMB Type B の固定子の組立性を向上するための R+TMB Type B ver2 の構造

そこで、本節では、R+TMB Type B ver1 の組立性を向上するための構造を説明する。図 5-28 は、組立性を向上するための R+TMB Type B ver2 の分解図を示す。そして、図 5-29 は、ラジアル固定子コアの拡大図を示す。R+TMB Type B ver2 は、ラジアル固定子コアのバックヨーク部分に空いている穴へ、直方体のバイアス永久磁石を挿入する構造となっており、バイアス永久磁石の組み付けを簡単化できる。そして、バイアス永久磁石を挿入したラジアル固定子コアをスラスト固定子コアへ直接組み付ける。従って、挿入したバイアス永久磁石により発生するバイアス磁束 ϕ_{mag} は、図 5-30(a)に示すように、スラスト固定子コア、スラスト回転子コア、ラジアル回転子コア、そして、ラジアル固定子コアの順に流れる。このバイアス磁束 ϕ_{mag} は、ラジアル固定子コアの軸方向断面では、図 5-30(b)に示すように、放射方向に流れる。加えて、R+TMB Type B ver2 は、図 5-30(a)に示すように、ラジアル固定子をスラスト固定子コアに直接組み付けるため、従来構造においてラジアル固定子を固定するための非磁性部材は不要になり、R+TMB Type B の固定子構造を非常に簡単化できる。

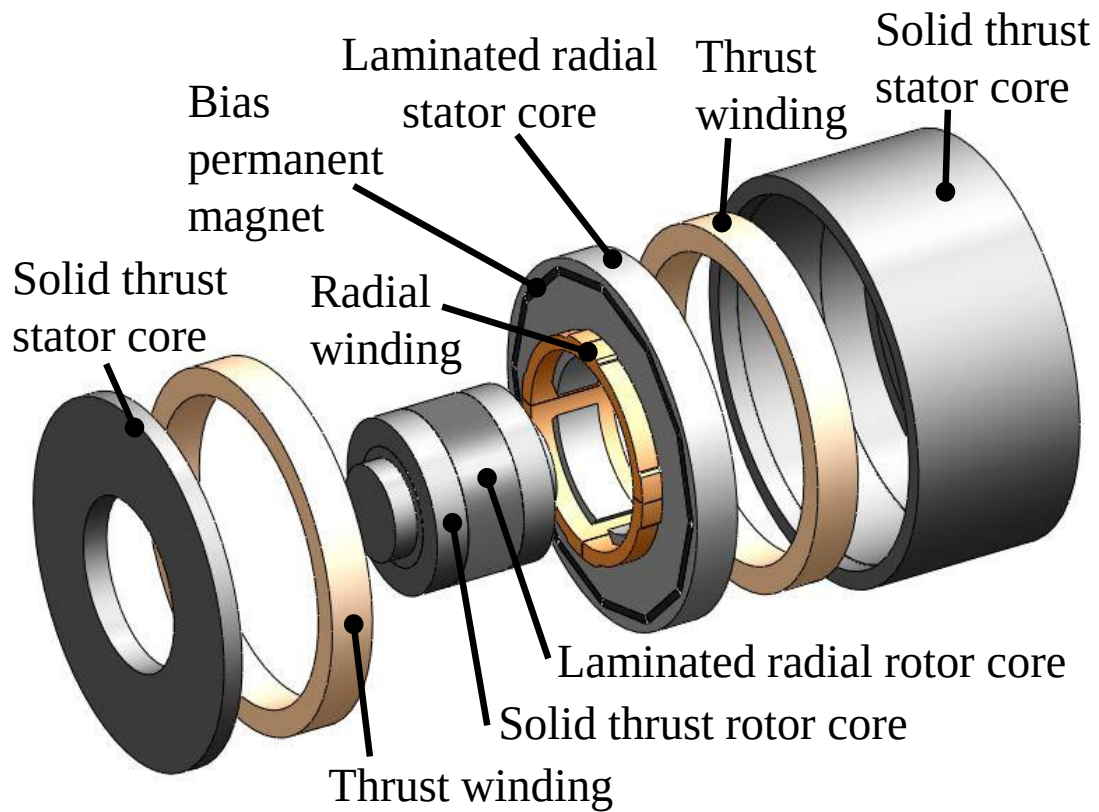


図 5-28 回転子構造を単純化した提案する R+TMB Type B ver2 の分解図

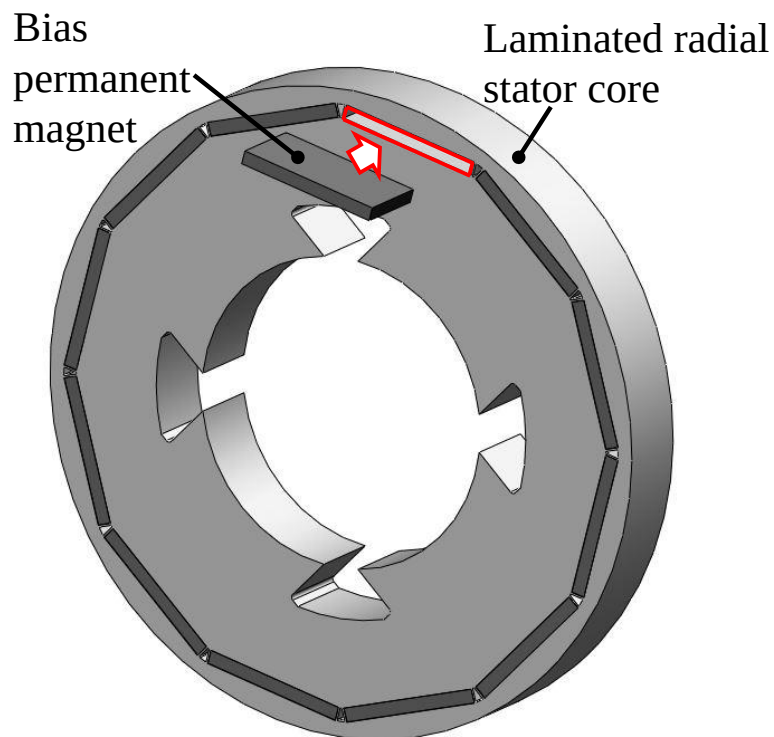


図 5-29 回転子構造を単純化した提案する R+TMB Type B ver2 のラジアル固定子コア

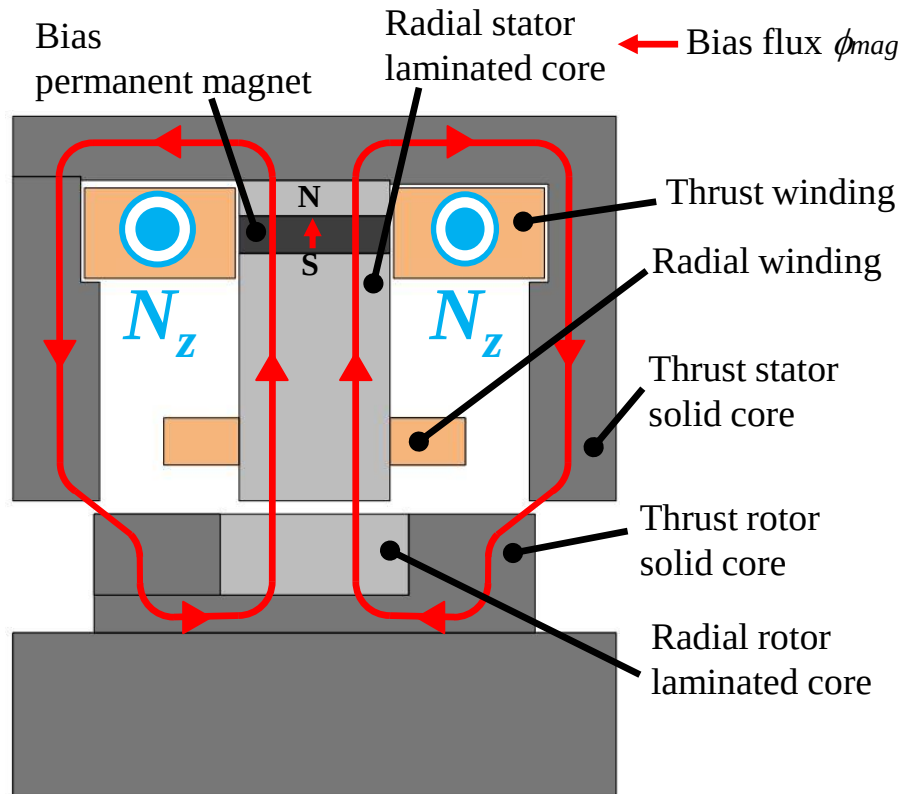


図 5-30(a) 半径方向断面における永久磁石によるバイアス磁束 ϕ_{mag} の流れ

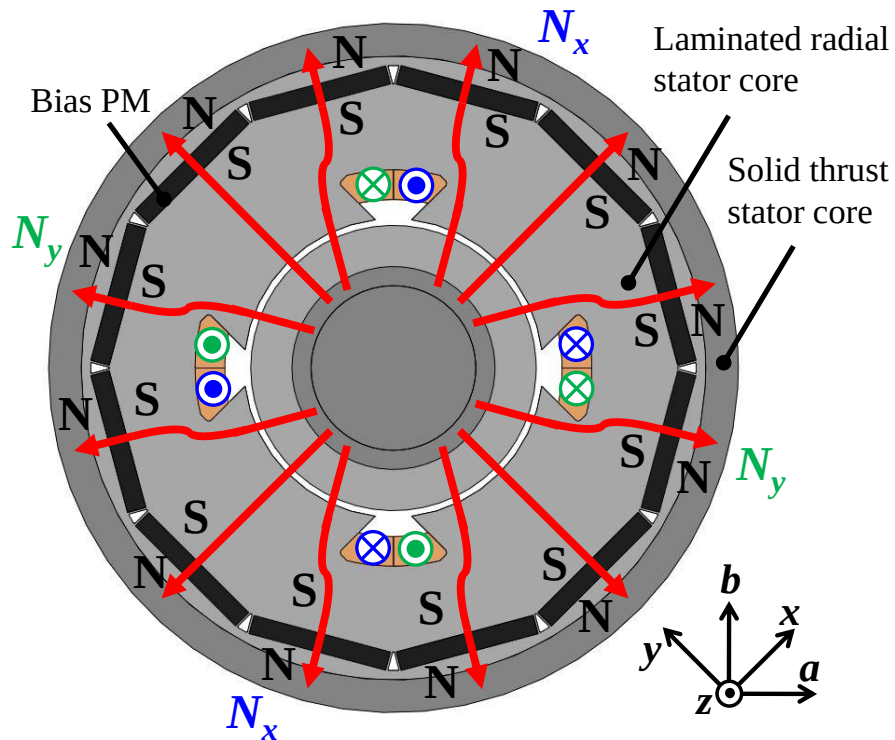


図 5-30(b) 軸方向断面におけるバイアス永久磁石によるバイアス磁束 ϕ_{mag} の流れ

図 5-30 R+TMB Type B ver2 のバイアス永久磁石によるバイアス磁束 ϕ_{mag} の流れ

5.6.3 新たに提案する回転子鉄損を低減するための R+TMB Type B ver2 の構造

本節では、5.6.2 項で紹介した R+TMB Type B ver2 の固定子構造に、新たな回転子鉄損を低減するための追加構造を提案する。バイアス磁束は、ラジアル固定子の軸方向断面において、図 5-30(b)に示すように、放射方向に流れる。このため、図 5-31 はラジアル巻線及びスラスト巻線に電流を流していない無負荷における磁束密度分布を示しており、ラジアル固定子のスロット開口部(ラジアル巻線スロット部分)に対向する部分の回転子表面の磁束密度は、磁極を構成する固定子歯部と対向する部分の磁束密度と比べて大きく低下している。さらに、図 5-32 は、ラジアル回転子コア表面から 0.1 mm だけ内側の円周上の磁束密度分布を示している。磁束密度の減少幅は 0.778 T であり、最大磁束密度 0.812 T に対して 95.7% も低下している。この回転子表面における磁束密度変化により回転子鉄損が発生し、磁束密度変化が大きいほど、発生する回転子鉄損は大きくなる。そこで、図 5-33 に示すような磁性体材料と小さな板状の磁石により構成される補助部材を、図 5-34 に示すように、軸方向からラジアル固定子のスロット開口部、すなわち、磁極間に設置する固定子構造を新たに提案する。

ラジアル巻線スロット部分に挿入する補助的な磁石の着磁方向は、図 5-35 に示すように、ラジアル固定子コアのバックヨーク部に挿入したメインのバイアス永久磁石と同方向であり、ラジアル固定子コア内において、バイアス磁束 ϕ_{mag} を回転子から固定子方向に放射方向に発生させる方向である。このため、この補助磁石により、ラジアル巻線スロット部分に強制的にバイアス磁束 ϕ_{mag} を引き込み、これまでラジアル巻線スロット部分に対向する回転子表面部分で低下していた磁束密度を、磁極を構成する固定子歯部に対向する部分の磁束密度と同程度まで高めることができる。従って、回転子表面における磁束密度変化が抑制され、回転子鉄損の低減を図る事ができる。また、R+TMB Type B ver2 のラジアル固定子の形状は一般的なホモポーラ型 RMB の固定子の形状と同様である。そのため、本提案構造は、一般的なホモポーラ型 RMB にも適用可能である。

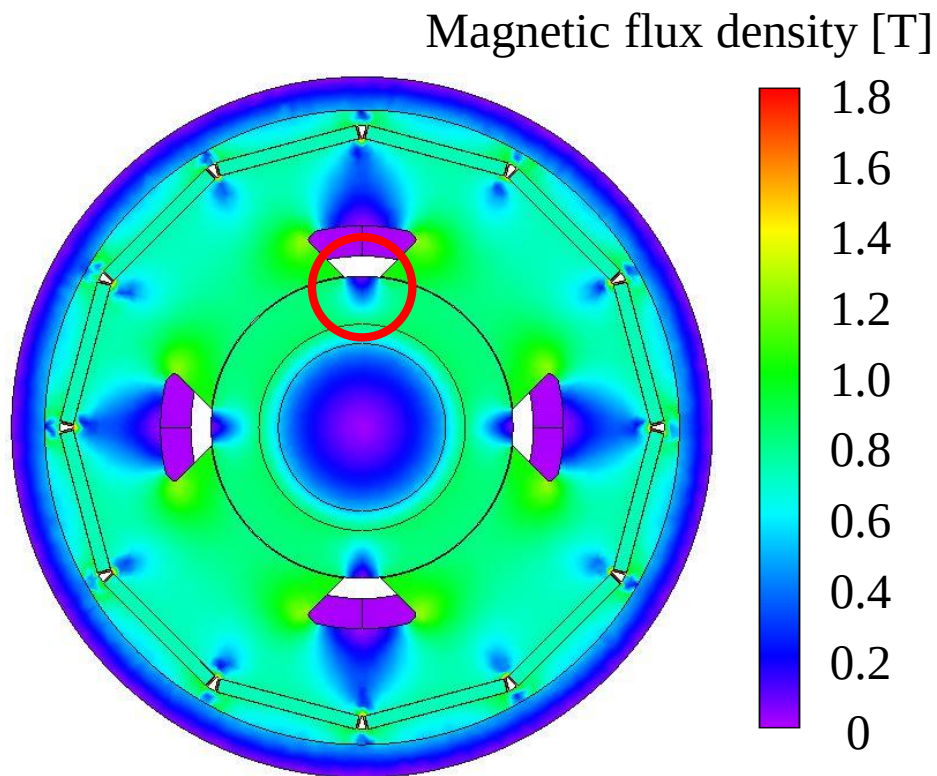


図 5-31(a) 全体の磁束密度分布図

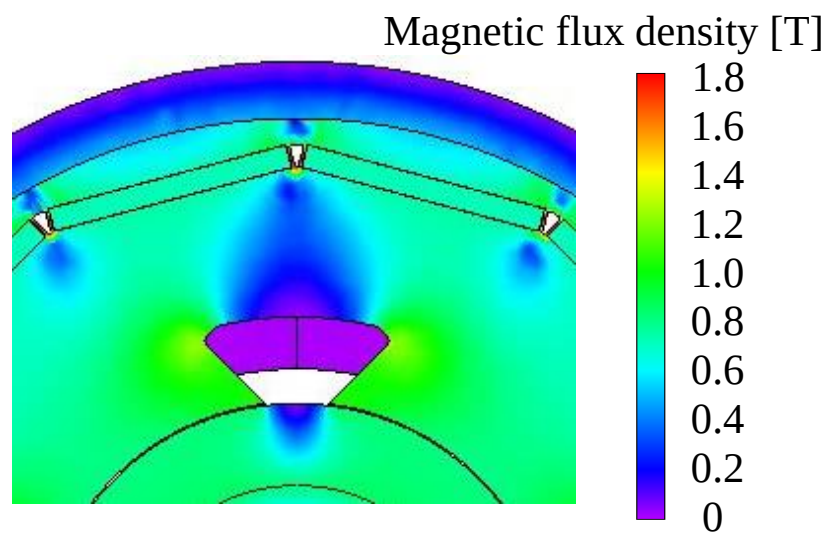


図 5-31(b) ラジアル軸支持巻線スロット部分の拡大図

図 5-31 R+TMB Type B ver2 の無負荷における磁束密度分布

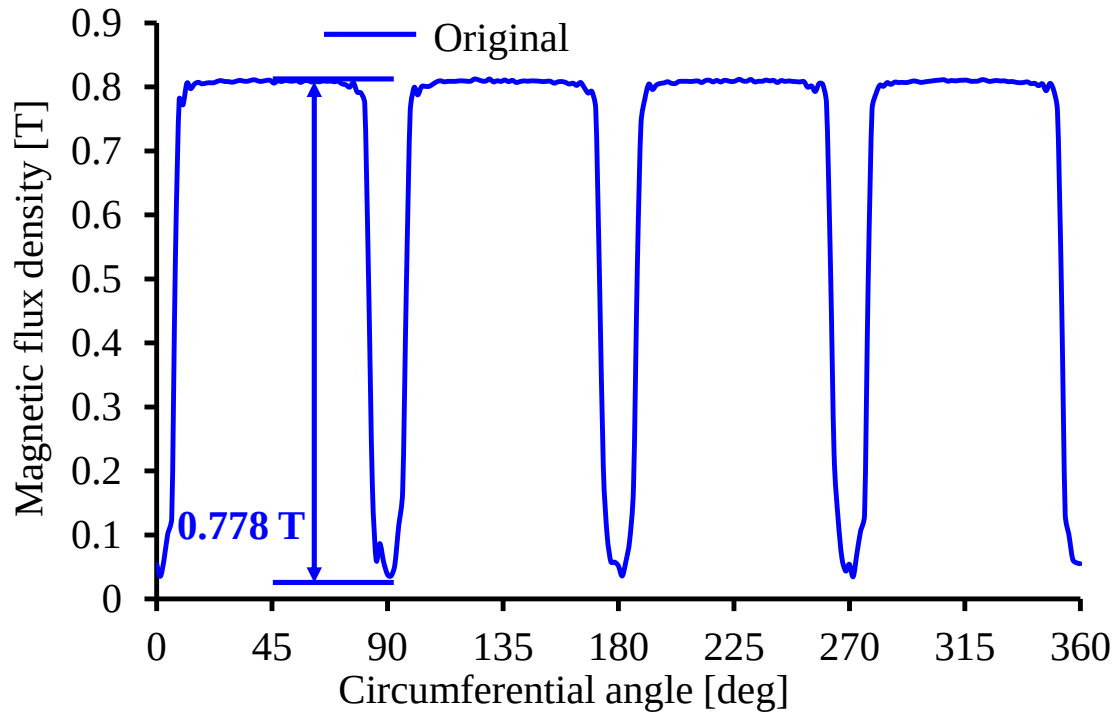


図 5-32 回転子表面から 0.1mm だけ内周の円周上の磁束密度分布

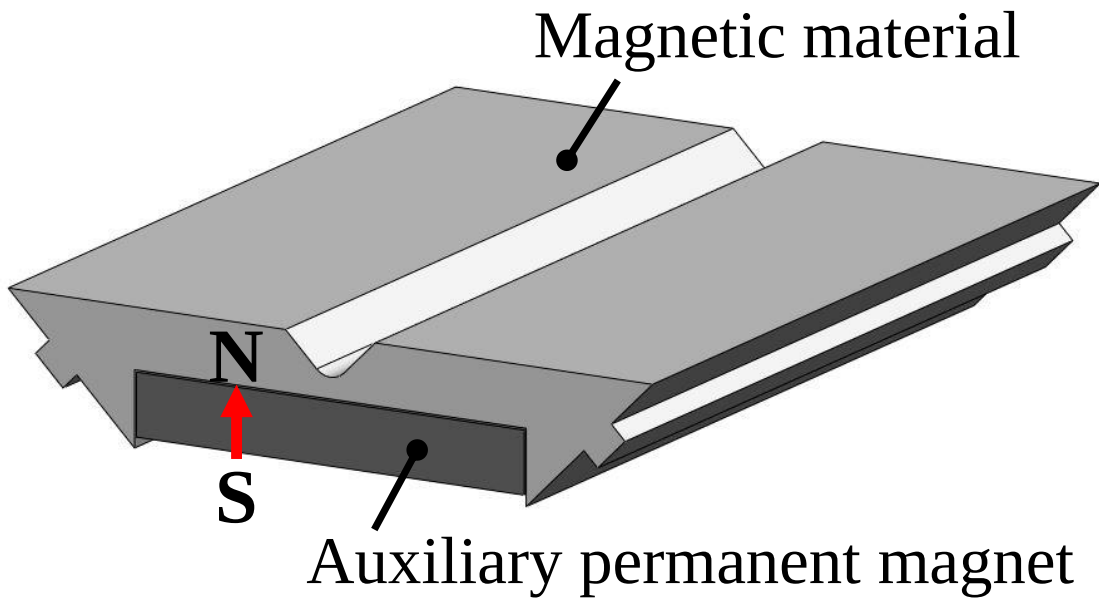


図 5-33 補助磁石と磁性体により構成される補助部材

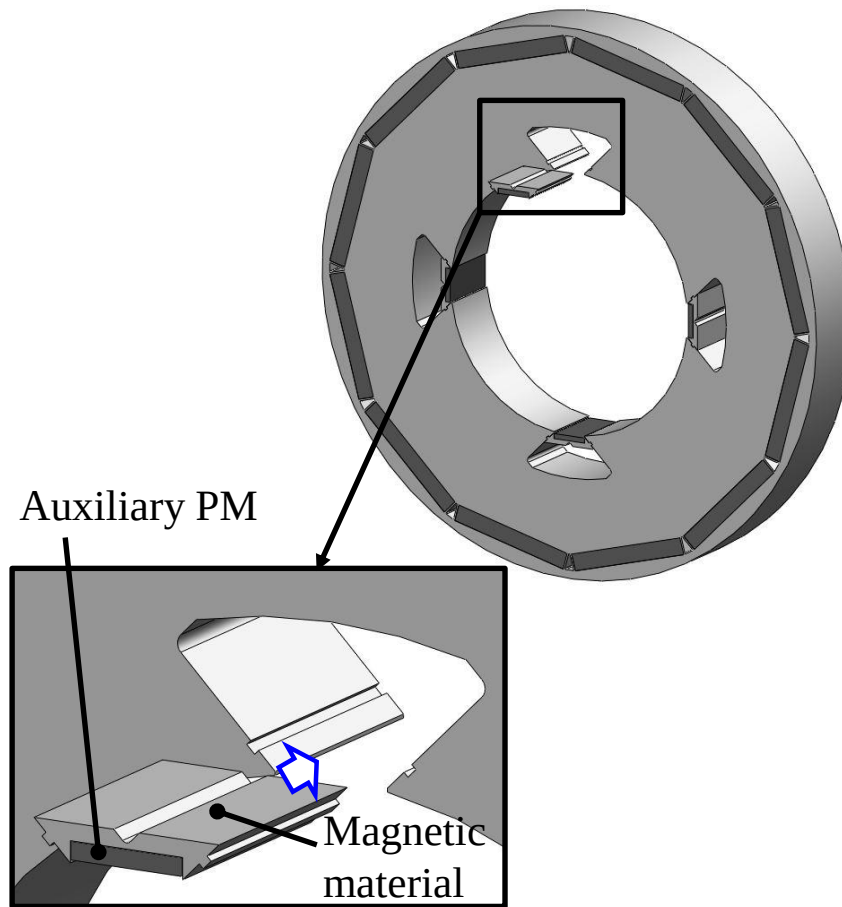


図 5-34 回転子鉄損低減のために巻線スロット部分に設置する補助部材

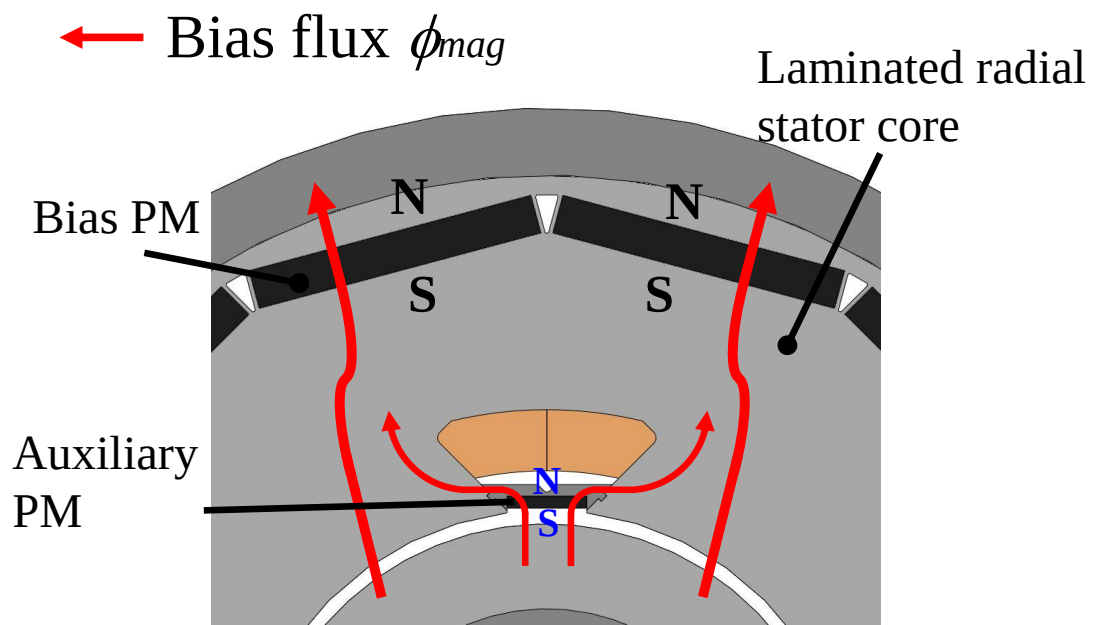


図 5-35 回転子鉄損低減のために巻線スロット部分に設置した補助磁石による磁束

5.6.4 新たに提案する R+TMB Type B ver2 のラジアル軸支持力発生原理

図 5-36 は、新たに提案する R+TMB Type B ver2 におけるラジアル軸支持力の発生原理を示す。図中の x, y 軸は、ラジアル制御用固定子の巻線位置に基づき、固定子座標上に固定された直交座標である。また、 a, b 軸はラジアル固定子のスロット位置を基準とした固定子座標上に固定された直交座標である。まず、図 5-36 に示すように、ラジアル固定子において、バイアス永久磁石により回転子から固定子に向かって放射状にバイアス磁束を ϕ_{mag} が発生している。このとき、直列に接続された対向する 2 つのラジアル巻線 N_x に正の直流電流 i_x を流すと、2 極のラジアル磁束 ϕ_x が発生する。この結果、回転子の x 軸正方向のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが同じため、ギャップ磁束密度が高くなる。一方、回転子の x 軸負方向部分のギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とラジアル磁束 ϕ_x の向きが逆向きであるため、ギャップ磁束密度が低くなる。以上のギャップ磁束密度の粗密により、 x 軸正方向の軸支持力 F_x が発生する。同様に、直列に接続された対向する 2 つのラジアル巻線 N_y に正の直流電流 i_y を流すことで y 軸正方向の軸支持力 F_y が発生できる。以上により得られた軸支持力 F_x, F_y をベクトル合成することで、 b 軸正方向の軸支持力 F_b が得られる。以上のように、ラジアル軸支持力 F_x, F_y をベクトル合成することで、任意の方向と大きさのラジアル軸支持力を発生できる。

5.6.5 新たに提案する R+TMB Type B ver2 のスラスト軸支持力発生原理

図 5-37 は、新たに提案する R+TMB Type B ver2 における、スラスト軸支持力の発生原理を示す。スラスト固定子では、バイアス磁束 ϕ_{mag} は、図 5-31 に示すように、コの字形のスラスト固定子コアのバックヨークを通り、固定子先端から回転子へ流れる。このとき、スラスト固定子内の周方向に巻かれ直列に接続された 2 つのスラスト巻線 N_{z1}, N_{z2} に直流電流 i_z を流すことで、スラスト磁束 ϕ_z が図 5-37 に示すよう流れる。このため、円筒形回転子の左側ギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とスラスト磁束 ϕ_z の向きが同じため、ギャップ磁束密度が高くなる。一方、円筒形回転子の右側ギャップ部分では、バイアス磁束 ϕ_{mag} とスラスト磁束 ϕ_z の向きが逆向きであるため、ギャップ磁束密度が低くなる。この磁束密度の粗密により生じる z 軸正方向の電磁力をスラスト軸支持力 F_z として軸支持に利用する。また、 z 軸負方向のスラスト軸支持力 F_z を発生するには、負の直流電流 i_z を流せばよい。これにより、 z 軸方向に任意の大きさのスラスト軸支持力 F_z を発生できる。

また、以上のラジアル及びスラスト軸支持力発生原理より、R+TMB Type B ver1 と同様に、提案する R+TMB Type B ver2 は、ラジアル方向 2 軸、スラスト方向 1 軸の計 3 軸方向に軸支持力を任意に発生できる。

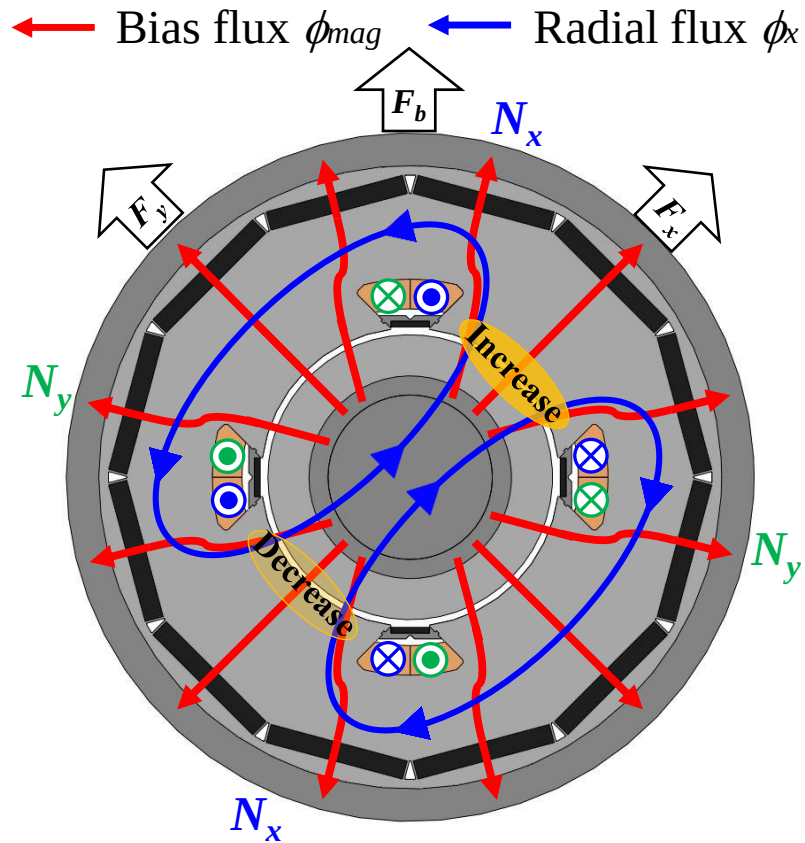


図 5-36 R+TMB Type B ver2 におけるラジアル軸支持力発生原理

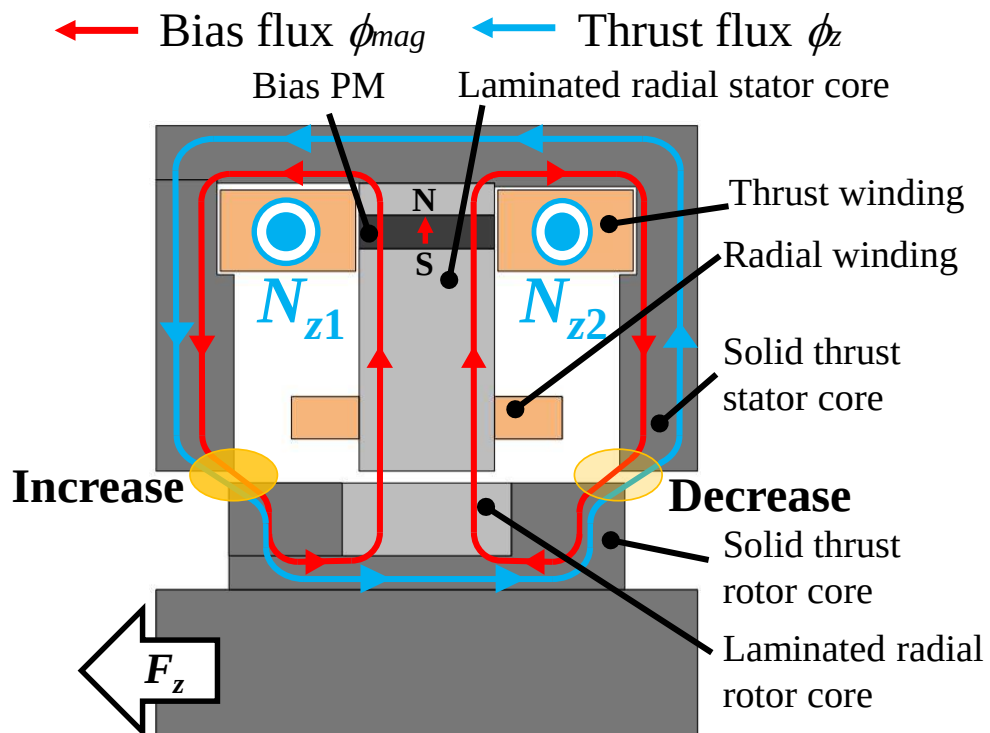


図 5-37 R+TMB Type B ver2 におけるスラスト軸支持力発生原理

5.6.6 3D-FEA による新たに提案する R+TMB Type B ver2 の軸支持力の解析

ここで、想定するアプリケーションより、軸支持対象である回転子自重を 600 N、スラスト方向にかかる外乱力を 3000 N と仮定して検討を行う。3D-FEA を用いて、5.6.4 項のラジアル軸支持力及び 5.6.5 項のスラスト軸支持力発生原理に基づいて、3D-FEA により、新たに提案する R+TMB Type B ver2 のラジアル軸支持力特性及びスラスト軸支持力特性の検討を行う。

まず、図 5-38 は、スラスト巻線 N_z に定格電流 3.14 A のスラスト電流 i_z を一定で流している時、ラジアル電流を 0 A から定格電流 3.14 A まで変化させた時の b 軸正方向のラジアル軸支持力 F_b の結果を示す。最大軸支持力が 2744.7 N と想定回転子自重 600 N に対して 4.57 倍と十分な軸支持力を発生できている。そして、ラジアル軸支持電流をゼロから定格値まで変化させた際、スラスト軸支持力 F_z は 0.0409% しか減少しておらず、ラジアル軸支持電流に関係なく一定のスラスト軸支持力を発生できている。

また、図 5-39 は、ラジアル軸支持力 F_b を発生するようにラジアル巻線 N_x, N_y に定格電流 3.14 A のラジアル電流 i_x, i_y を一定で流している時、スラスト電流を 0 A から定格電流 3.14 A まで変化させた時のスラスト軸支持力の解析結果を示す。定格電流において、最大スラスト軸支持力 F_z は 3170.4 N となり、想定されるスラスト外乱力 3000 N の 1.06 倍と外乱力を上回る十分なスラスト軸支持力を発生できている。そして、スラスト電流をゼロから定格値まで変化させた際のラジアル軸支持力 F_b は、3.44% しか減少しておらず、スラスト電流に関係なく、ほぼ一定のラジアル軸支持力を発生できている。

従って、新たに提案する R+TMB Type B ver2 は、RMB 及び TMB として十分な軸支持力を発赤できる。さらに、RMB と TMB の間において、良好な非干渉化が実現できている。

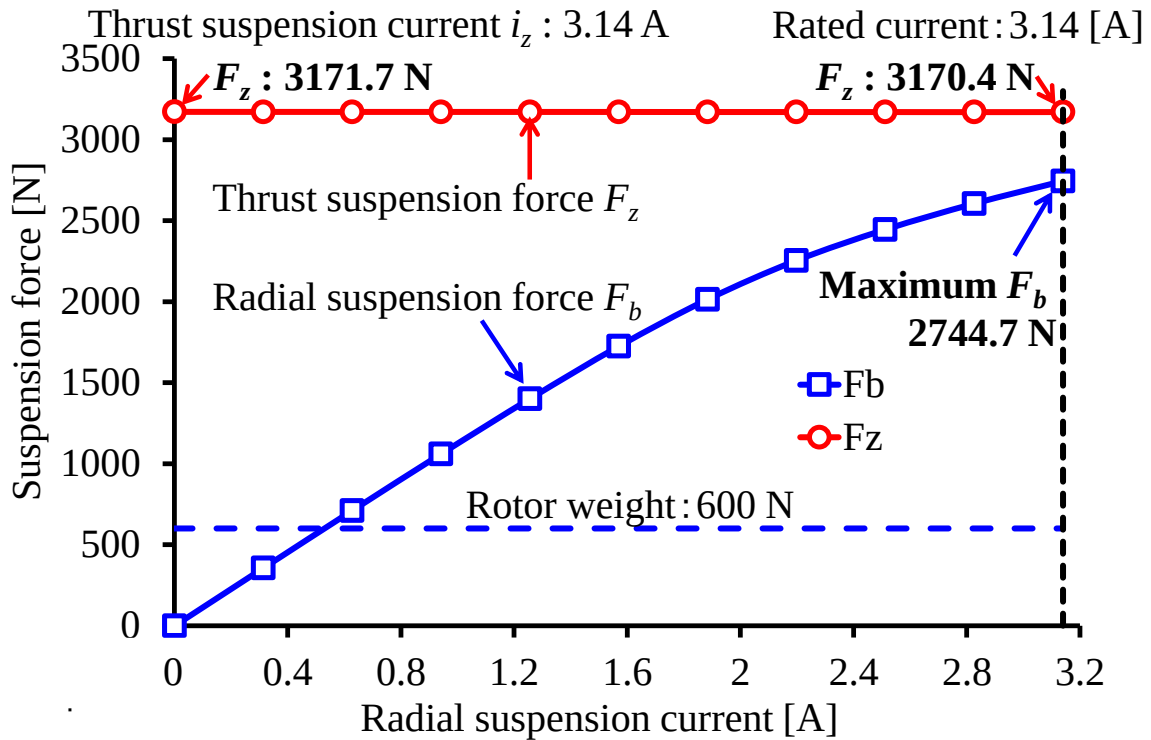


図 5-38 スラスト軸支持電流を 3.14 A 流している時のラジアル軸支持力解析結果

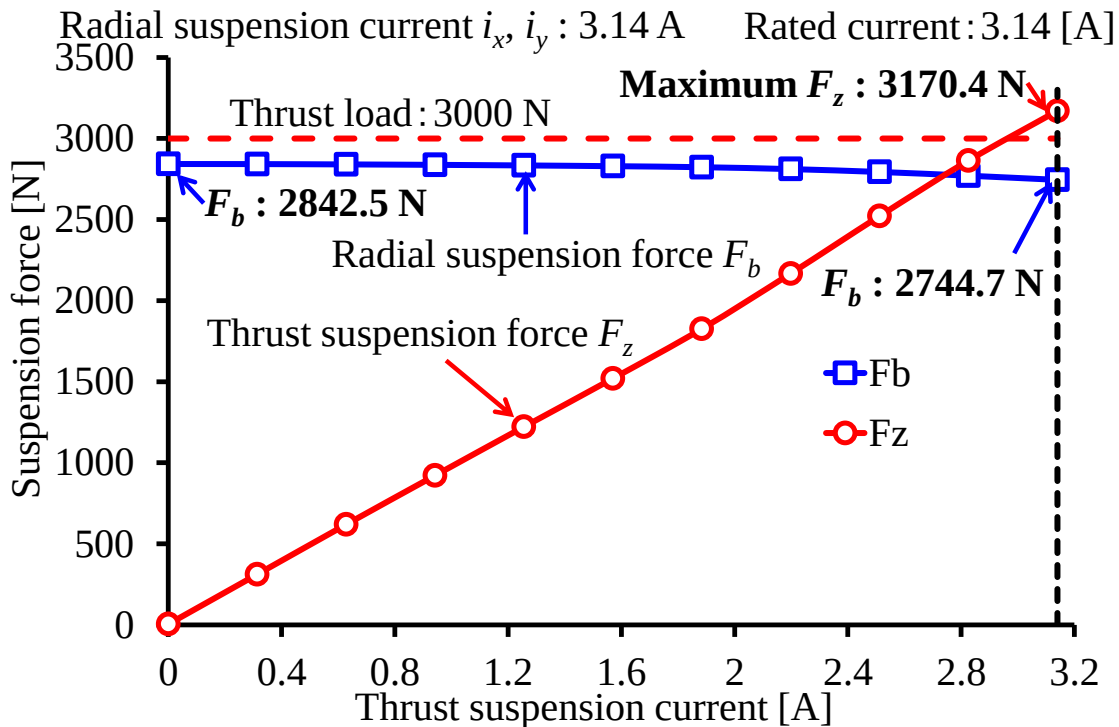


図 5-39 ラジアル軸支持電流を 3.14 A 流している時のスラスト軸支持力解析結果

5.6.7 3D-FEA による新たに提案する R+TMB Type B ver2 の回転子鉄損の評価

ラジアル軸支持力特性及びスラスト軸支持力特性の解析に続き、新たに提案する R+TMB Type B ver2 の損失の評価を 3D-FEA により行う。ここで、ラジアル巻線スロット部分へ設置する補助部材として炭素鋼 S45C のみにより構成される磁性体部材(ソリッドコア補助磁性体)のみを設置した場合でも、同様の回転子鉄損低減効果が得られると考えられた。そこで比較のために、図 5-40 に示すように、ラジアル巻線スロット部分に補助磁石を設置していないモデルを基本モデル(Original model)、ラジアル巻線スロット部分に補助磁性体を設置した比較モデル(Comparative model)、そして、新たに提案するラジアル巻線スロット部分に図 5-33 の補助磁石を備えたモデルを提案モデル(Proposed model)とする。また、これらのモデルは、バイアス永久磁石の厚みを変更し、無負荷時のラジアル回転子コア表面の磁束密度が等しくなるようにしている。

まず、図 5-41 は、無負荷時の磁束のベクトル図を示す。ラジアル固定子コアのバックヨーク部に埋め込まれたバイアス永久磁石により、回転子内側から固定子外側方向へ、設計通りにバイアス磁束 ϕ_{mag} が流れている。そして、比較モデル及び提案モデルでは、ラジアル巻線スロット部分に設けた補助磁性体又は補助磁石により、スロット開口部へバイアス磁石が引き込まれていることが確認できる。そして、図 5-42 は、無負荷時における、磁束密度分布を示す。また、図 5-43 は、図 5-42 において、ラジアル回転子コア表面から 0.1 mm だけ内径側の円周におけるラジアル回転子コアの磁束密度分布を示す。図 5-31 に示すように、基本モデルは、ラジアル巻線スロット部分に対向する回転子表面部分で磁束密度が大きく低下している。このため、磁束密度の減少幅が、0.778 T と非常に大きい。また、比較モデルは、補助磁性体を設置しているため、ラジアル巻線スロット部分に対向する位置での回転子磁束密度の減少は基本モデルと比較すれば改善されている。しかし、この磁束密度の減少幅は、0.515 T とまだ大きい。一方、提案モデルは、図 5-42 に示すように、ラジアル巻線スロット部分に設置した補助磁石により、ラジアル回転子コア表面の磁束密度の低下が大幅に抑制されている。そのため、図 5-43 に示すように、磁束密度の減少幅は、0.184 T と非常に小さい。また、図 5-44 の磁束密度分布のスペクトラムより、ラジアル巻線スロット部分に補助磁石を設置することで、磁束密度分布の全周波数帯において高調波成分が大きく抑制できている。このため、図 5-45 に示すように、無負荷時のラジアル回転子コアの高調波鉄損が劇的に抑制されている。また、この時のラジアル回転子コアの鉄損について、表 5-3 より、基本モデルが 97.79 W、比較モデルが 36.30 W に対して、提案モデルは僅か 3.79 W である。これは、基本モデルを基準とした場合、比較モデルの鉄損は 37.1%であり、提案モデルは僅か 3.86%である。さらに、図 5-46 に示すように、回転子鉄損密度についても、提案モデルは、非常に小さく抑えられている。従って、比較モデルのようにラジアル巻線スロット部分に補助磁性体を配置したモデルでもある程度の回転子鉄損抑制効果は期待できるが、提案モデルのように永久磁石を用いることでより劇的な回転子鉄損抑制効果が期待できる。

そこで、次に、軸支持力に対するスラスト回転子コア及びシャフトも含めた回転子全体の鉄損について検討を行った。ここでは、一般的なホモポーラ型固定子(基本モデル)に対する提案構造の有効性を示すために、基本モデルと提案モデルでの比較を行う。図 5-47 より、無負荷時の回転子鉄損について、基本モデルの 108.6 W に対して、提案モデルは僅か 18.85W であり、基本モデルの 17.4%と非常に小さく低減できている。さらに、最大のラジアル軸支持力 F_b を発生するように定格電流 3.14 A を流した時でも、提案モデルは 153.4 W と、基本モデルの 53.2%である。この時、軸支持力は、基本モデルの 3061.7 N に対して、提案モデルが 2842.5 N と、同程度の軸支持力を発生できている。従って、全軸支持負荷において、提案モデルは、基本モデルに対して、優れた回転子の低鉄損が望めることを示した。

また、表 5-4 は、想定する回転子自重 600 N を b 軸正方向に発生した時の基本モデルと提案モデルの全損失を示す。提案モデルは磁極間に補助磁石を設けることで、回転子鉄損を大きく低減できているため、全損失でも 38.04 W であり、基本モデルの 29.6%と低損失化が望める。

以上より、新たに提案する R+TMB Type B ver2 は、ラジアル巻線スロット部分に補助磁石を設けることで、大きな低損失化が望めることを、3D-FEA により示した。

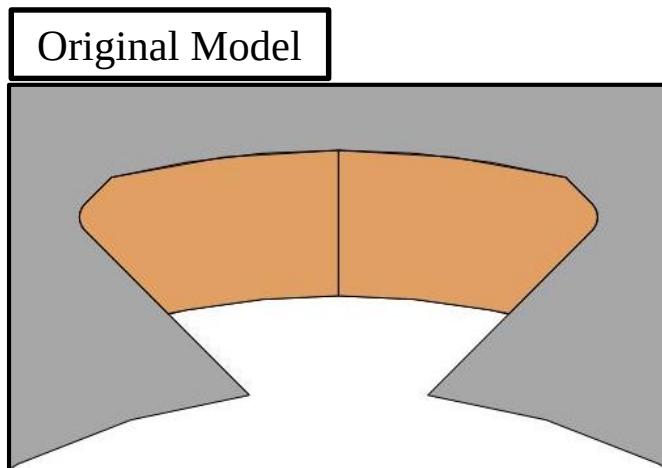


図 5-40(a) 基本モデルのラジアル巻線スロットの様子

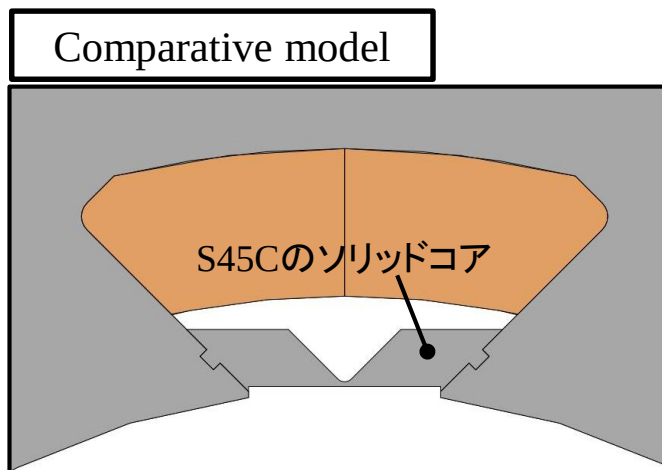


図 5-40(b) 比較モデルのラジアル巻線スロットの様子

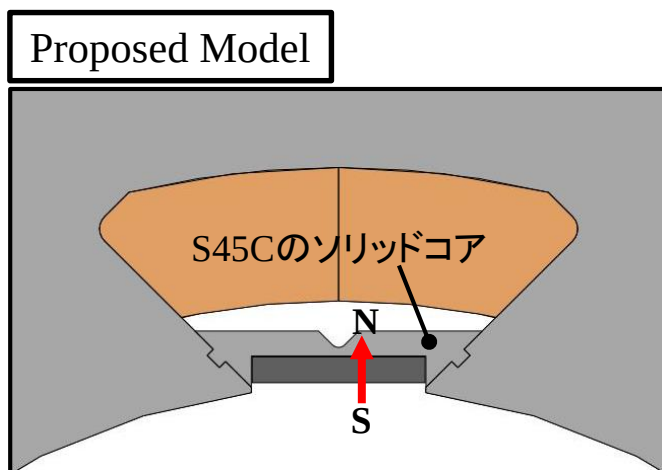


図 5-40(c) 提案モデルのラジアル巻線スロットの様子

図 5-40 ラジアル巻線スロット部分の部材比較

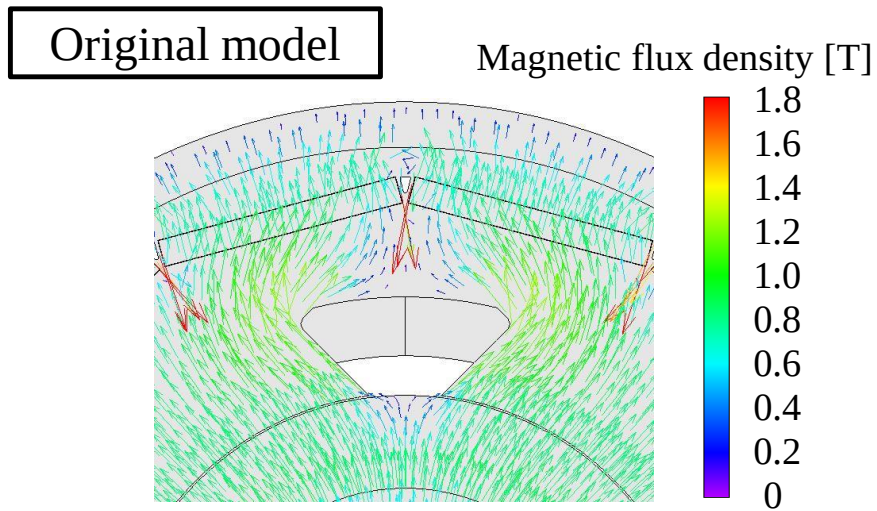


図 5-41(a) 基本モデル

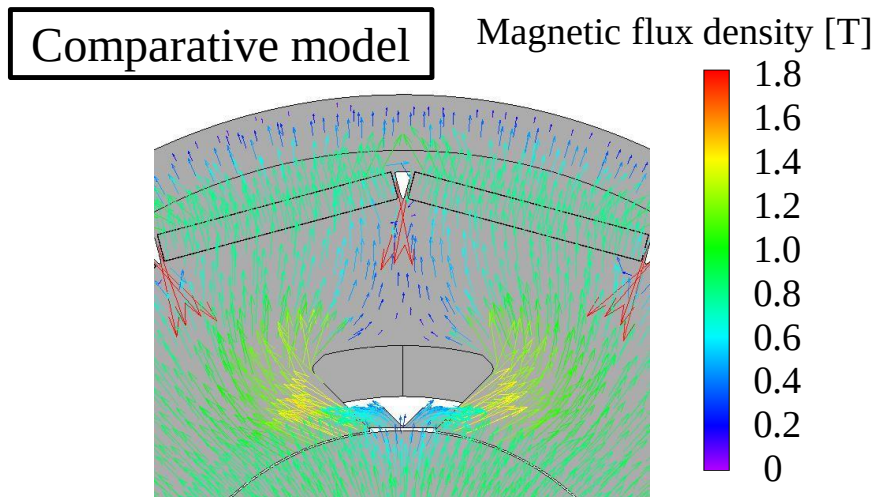


図 5-41(b) 比較モデル

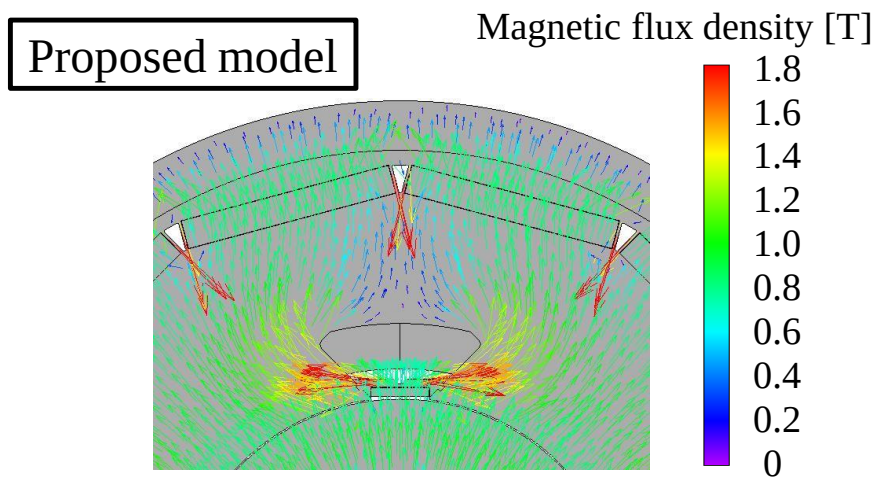


図 5-41(c) 提案モデル

図 5-41 無負荷におけるラジアル巻線スロット部分の磁束の流れ

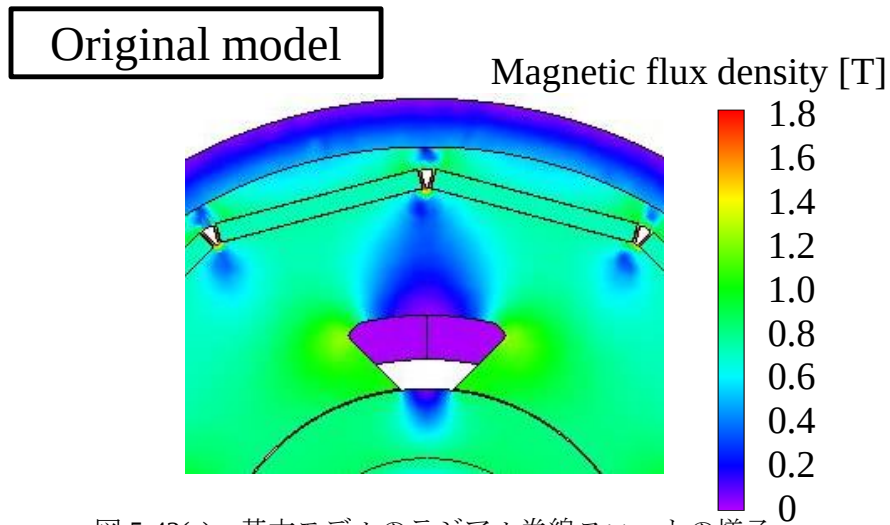


図 5-42(a) 基本モデルのラジアル巻線スロットの様子

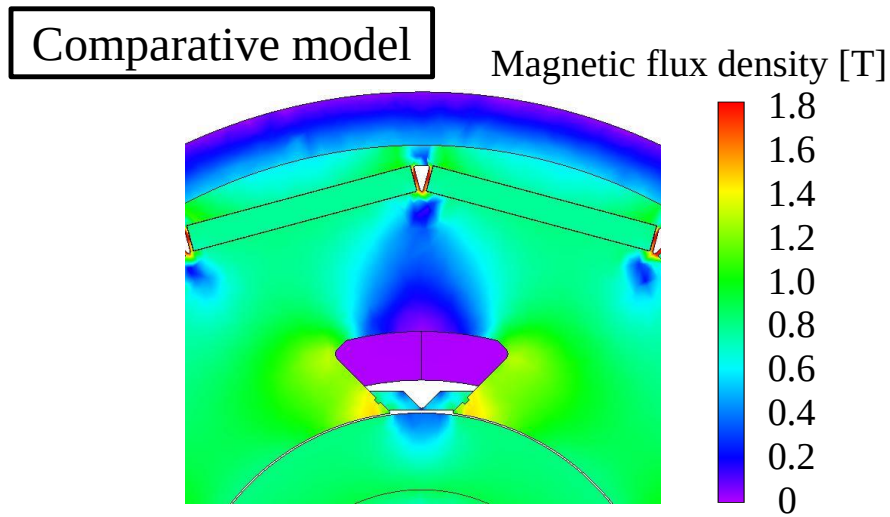


図 5-42(b) 比較モデルのラジアル巻線スロットの様子

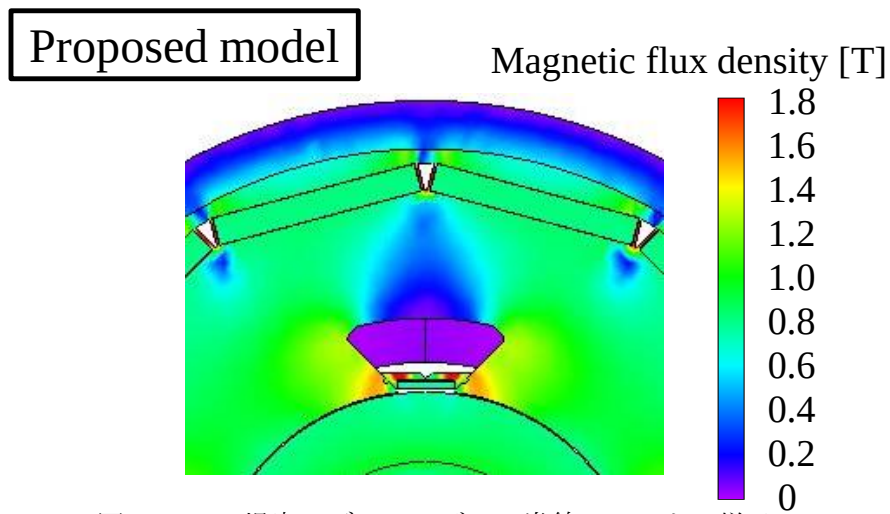


図 5-42(c) 提案モデルのラジアル巻線スロットの様子

図 5-42 無負荷における磁束密度分布

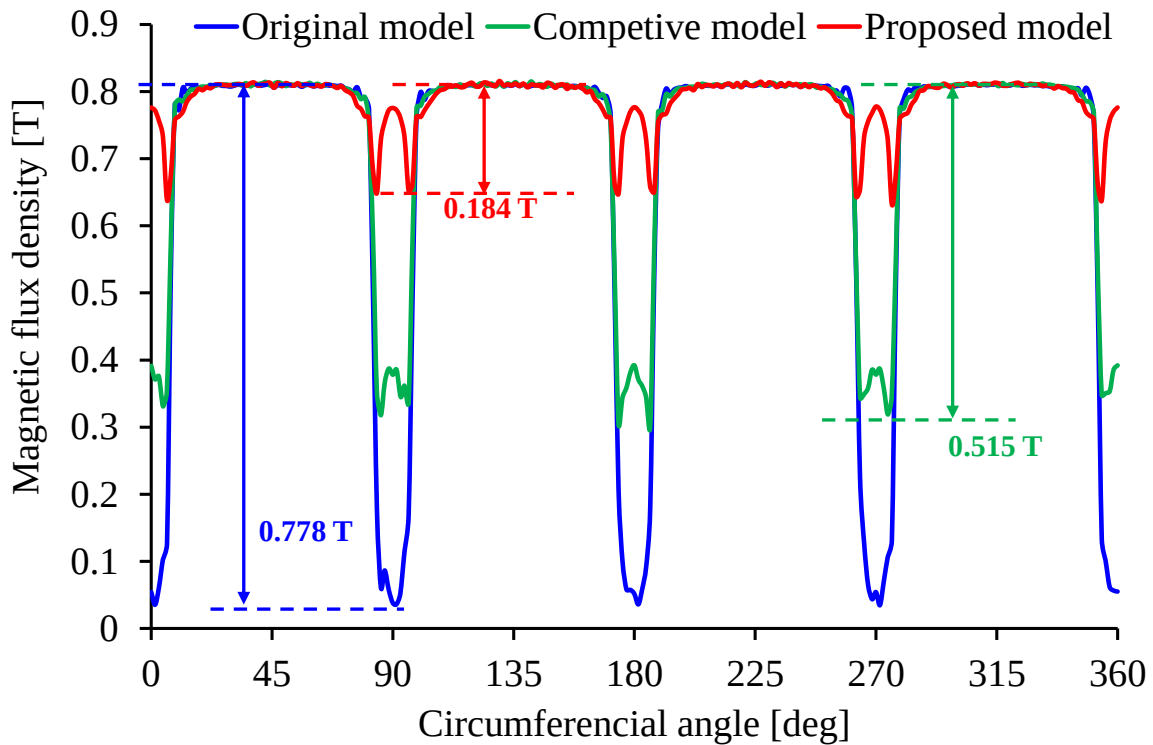


図 5-43 提案する R+TMB Type B ver2 において補助磁石を設置した場合のラジアル回転子コア表面から 0.1 mm だけ内周の円周上の磁束密度分布

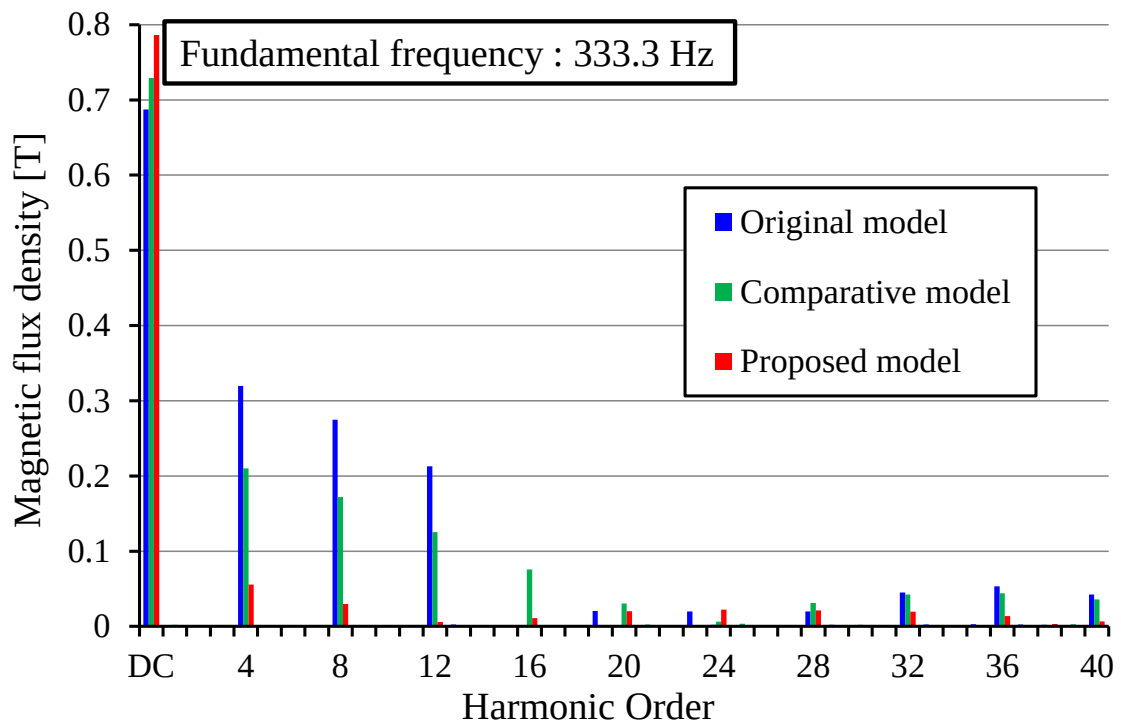


図 5-44 図 5-44 の磁束密度分布のフーリエスペクトラム

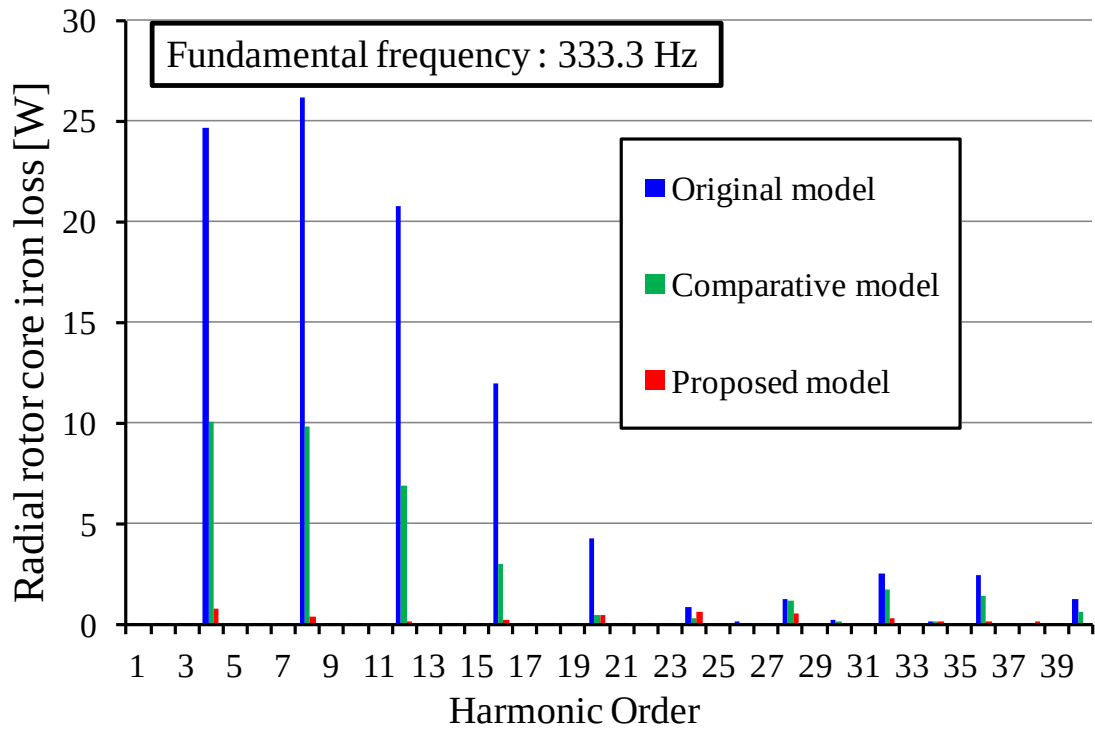


図 5-45 提案する R+TMB Type B ver2 における回転子ラジアルコア部分の
無負荷鉄損スペクトラム

表 5-3 無負荷時におけるラジアル回転子コア鉄損比較

Model	Laminated radial rotor core iron loss at no load
Original Model	97.79 W
Proposed model	3.79 W
Comparative model	36.30 W

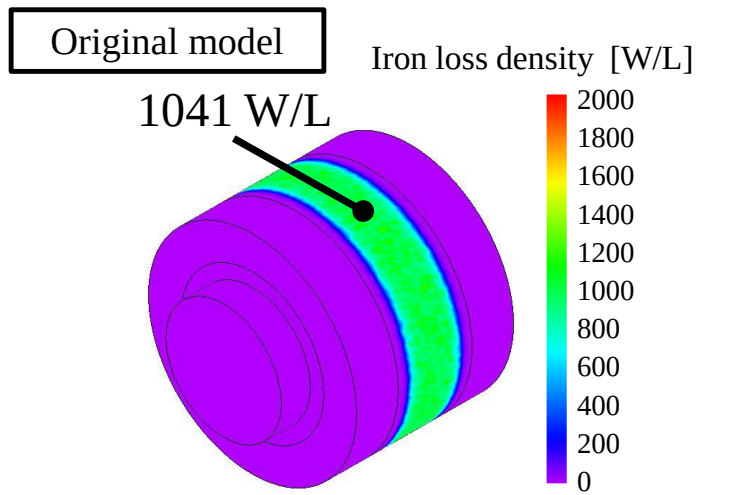


図 5-46(a) 基本モデル

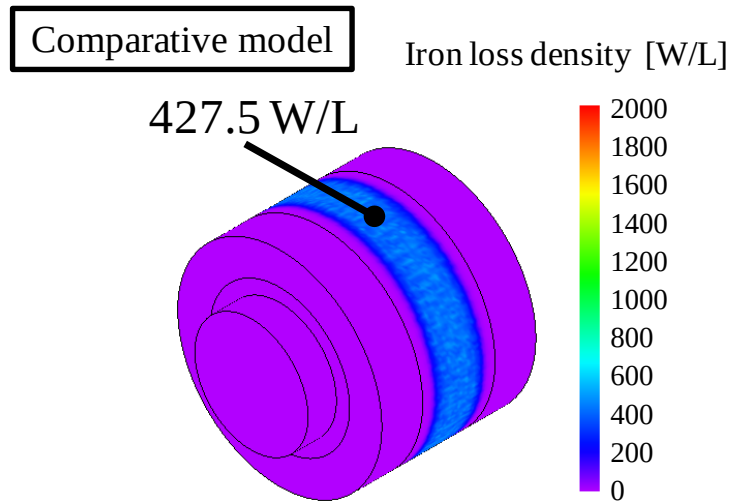


図 5-46(b) 比較モデル

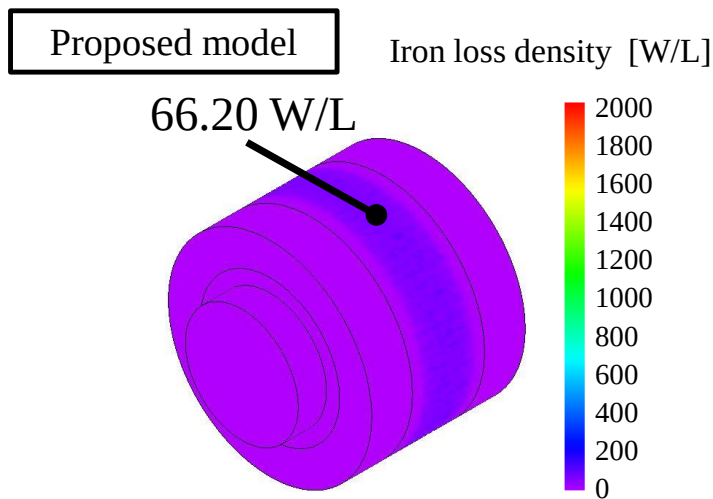


図 5-46(c) 提案モデル

図 5-46 無負荷における回転子ラジアルコアの鉄損密度

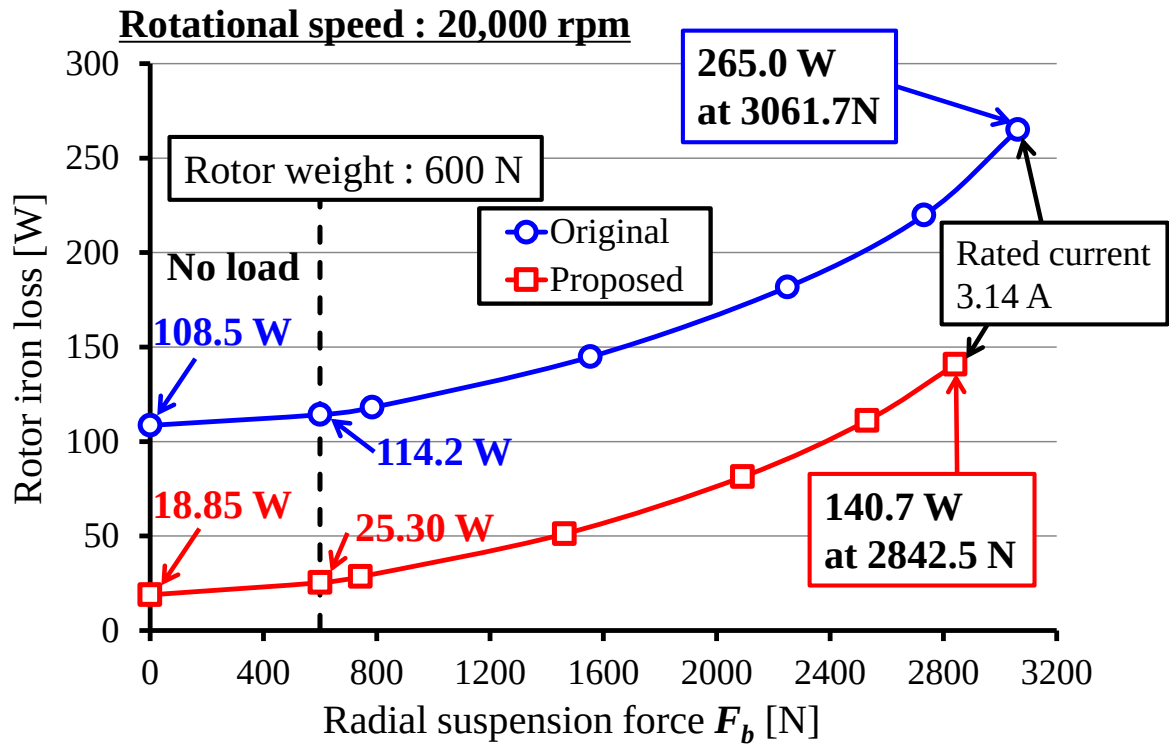


図 5-47 軸支持力に対する回転子全体の鉄損

表 5-4 回転自重負荷相当の 600 N における固定子損失も含めた全損失比較

Rotor weight 600 N constant	Rotor loss [W]	Stator loss [W]	Total loss [W]
Original	114.2 W	12.43 W	126.6 W
Proposed	25.30 W	12.75 W	38.04 W

Total loss 30.0%

第 6 章 大容量・高速回転に対応可能な 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータにおける軸支持力脈動抑制の検討と高速回転での運転特性の検証

本章では、2.3.4 項で示したシステム III に用いるベアリングレスモータ(BelM)について検討を行う。本章では、BelM の実用化を推し進めるために、低コストに大容量・高速回転に対応可能な 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータ(IPM 型 BelM)を検討している。しかし、2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM は、回転子が回転した時、軸支持力が脈動するという問題が発生する。そこで、軸支持力の脈動を抑制するための回転子構造を提案・検討した。さらに、提案する IPM 型 BelM の高速回転における非接触軸支持特性及び効率マップ・損失等の諸特性を実験により明らかにした。また、本章の“軸支持力”は、“ラジアル軸支持力”を示すものとする。

6.1 大容量・高速回転に対応可能な埋込永久磁石型ベアリングレスモータの構造

本節では、大容量・高速回転に対応可能な提案する埋込永久磁石型ベアリングレスモータ(IPM 型 BelM)の構造について示す。これまで、他の研究チームにより、平行着磁されたリング磁石を用いた表面貼付磁石型ベアリングレスモータ(SPM 型 BelM)が報告されている^{[57]-[61]}。図 6-1(a)に示す平行着磁されたリング磁石を採用することで、図 6-1(b)に示すようにギャップ磁束密度分布が正弦波分布となる。このことにより、空間高調波が抑制され、鉄損を低減できる。しかし、この構造を数百 kW 以上の大容量・高速回転の BelM に適用した場合、大径の平行着磁されたリング磁石の製作は難しく、そして、磁石の飛散防止のためにカーボンファイバ(FRP)などを用いた保護リングも必要となることから、生産コストが高くなる。加えて、SPM 型回転子は、FRP 及び回転子のリング磁石により大きな磁気抵抗を持つため、軸支持力を発生し難く、半径方向の負荷が大きくなる大容量への適応は困難になる。

そこで、低コストに高速 IPM 型 BelM の大容量化に対応するために、分割した永久磁石を回転子に埋め込んだ 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM を採用する。まず、提案する IPM 型 BelM は 30,000 rpm という高速回転を想定しているため、2 極電動機とした。これは、電動機電流の回転周波数を抑制し、制御系にかかるコストを抑制するためである。また、軸支持巻線の極対数 p_s は、電動機巻線の極対数 p_m を用いて、 $p_s = p_m \pm 1$ で決定される^[55]。従って、本提案構造の場合、電動機巻線は 2 極巻線であるため、軸支持巻線は 4 極巻線となる。SPM 型回転子の場合、永久磁石の飛散防止に非磁性のカーボンファイバなどの保護部材が必要である。一方、IPM 型回転子の場合、図 6-3(a)に示すように、永久磁石を

ケイ素鋼板に埋め込むため、非磁性の保護部材は不必要になり、磁気抵抗を大幅に小さくすることができる。このため、IPM 型回転子は、SPM 型回転子に比べて、大きな軸支持力を発生できる。また、大容量化した際に回転子ケイ素鋼板にかかる応力を低減するため、12 個に分割した小型の永久磁石を回転子表面近傍に埋め込み、6 個の永久磁石で 1 極を構成する回転子構造を採用した。これにより、平行着磁された大径のリング磁石を用いず、同じ形状を持つ小型の永久磁石を複数用いることで、回転子構造を単純化し、磁石の製作コストを低減する、といった利点が望める。

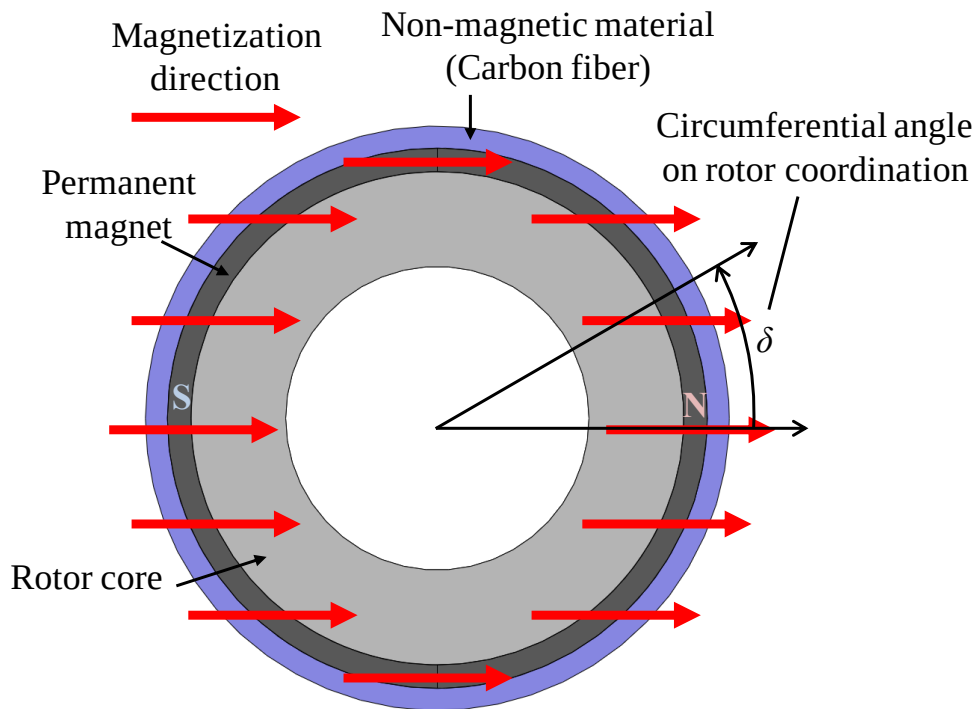


図 6-1(a) 表面貼付け型回転子の構造

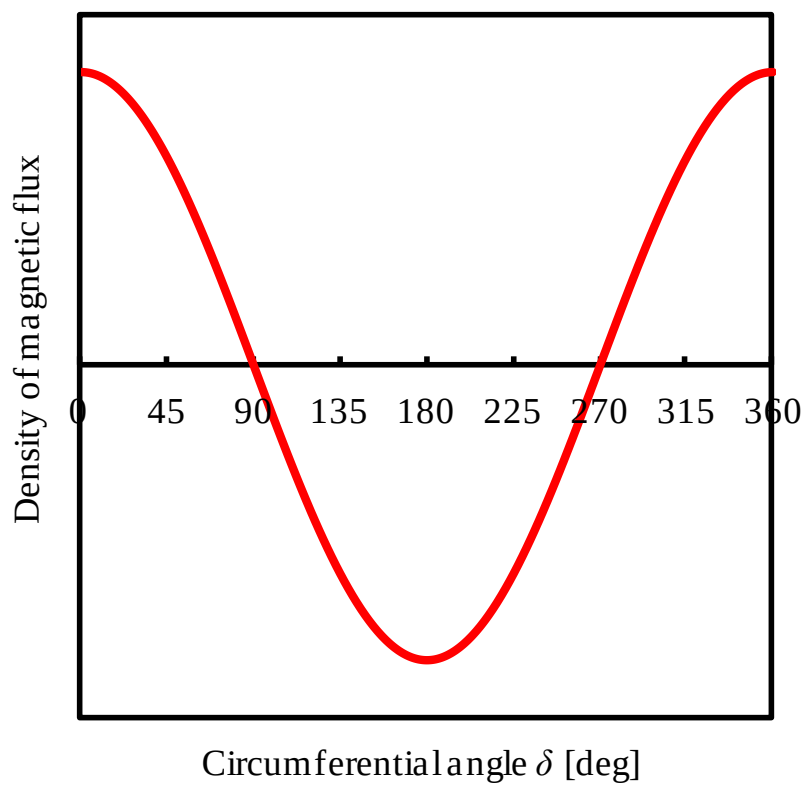


図 6-1(b) 表面貼付け型回転子のギャップ磁束密度分布概略図

図 6-1 表面貼付け型回転子

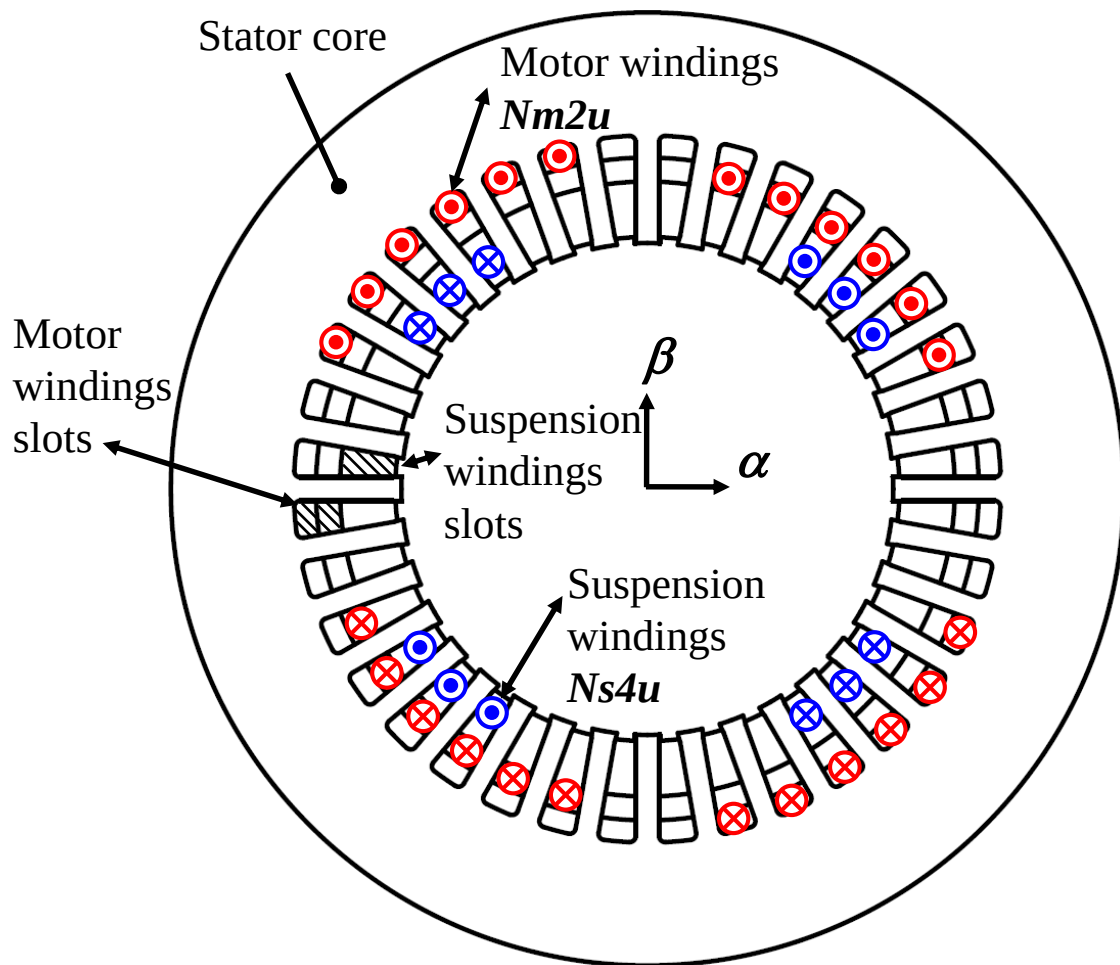


図 6-2 固定子及び電動機巻線・軸支持巻線

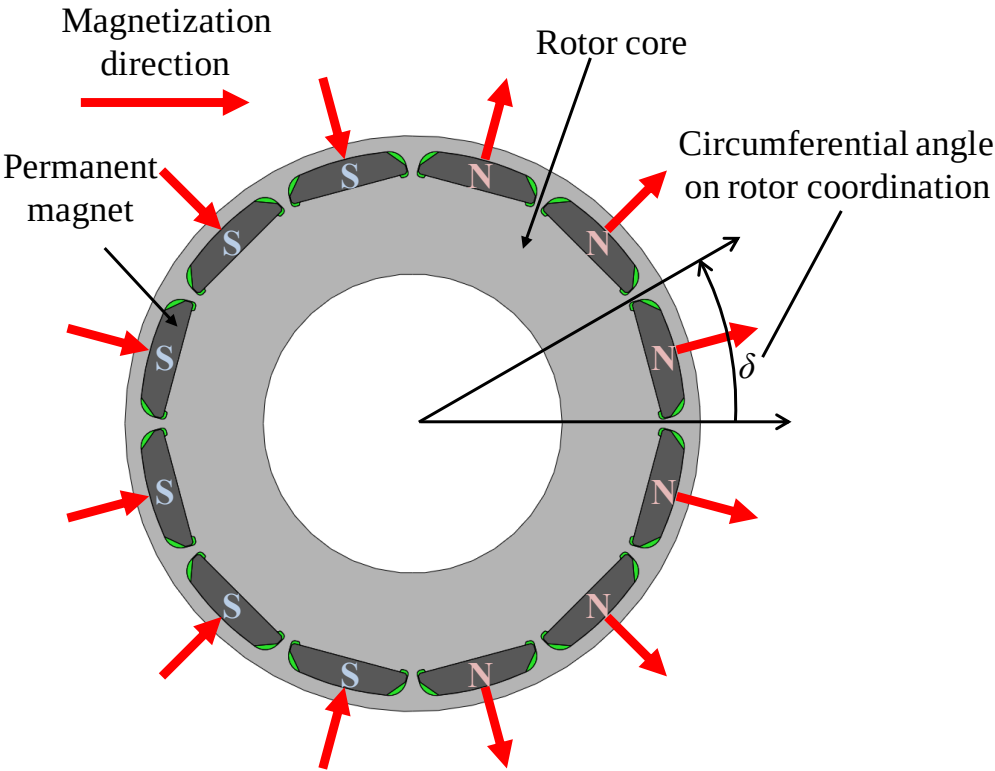


図 6-3(a) 埋込磁石型回転子構造

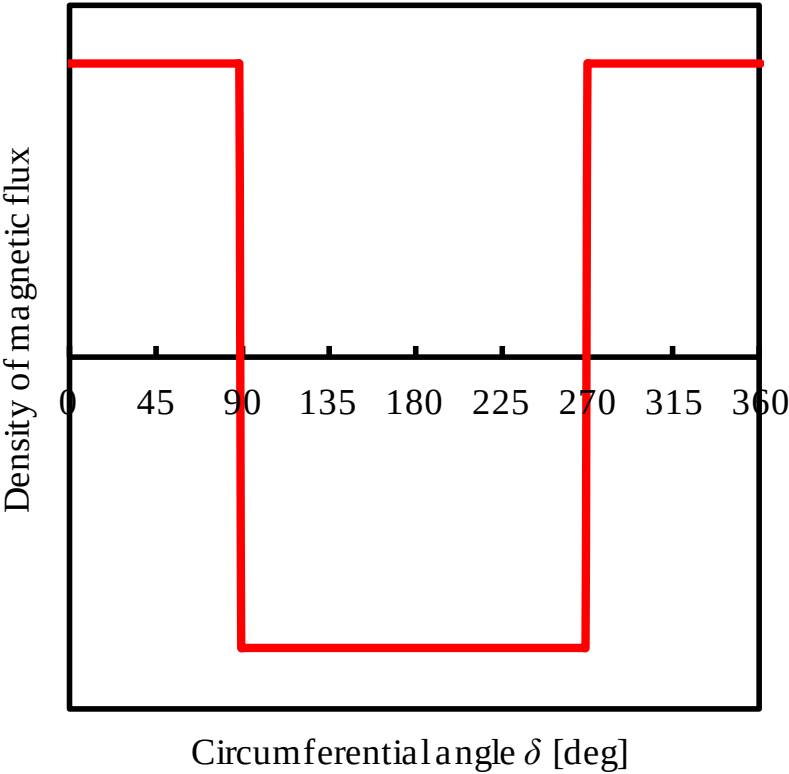


図 6-3(b) 埋込磁石型回転子のギャップ磁束密度概略図

図 6-3 埋込磁石型回転子

6.2 ベアリングレスモータの軸支持力発生原理

本節では、6.1 節において提案する 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM における軸支持力の発生原理を示す。図 6-4 及び図 6-5 は 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の回転子座標上における電動機及び電動機の等価二相巻線配置図を示す。ただし、図中の α, β 軸は固定子座標上に固定された直交座標である。そして、軸支持巻線 N_{s4d}, N_{s4q} は、4 極の軸支持三相巻線に 3 相/2 相変換と dq 変換を施した回転子座標上の等価二相巻線を示す。さらに、電動機巻線 N_{m2d}, N_{m2q} は、2 極の電動機三相巻線に 3 相/2 相変換と dq 変換を施した回転子座標上の等価二相巻線を示す。また、 d, q 軸及は回転子座標上に固定された直交座標となる。

次に、図 6-6 は、回転角度 $\theta = 0^\circ$ における水平正方向(α 軸正方向)の軸支持力 F_α の発生原理を示す。回転子に埋め込んだ永久磁石により界磁磁束 ϕ_{mag} が発生している。そこに、軸支持巻線 N_{s4d} に正の軸支持電流 i_{s4d} を流すことで軸支持磁束 ϕ_{s4d} が発生する。この時、永久磁石 N_x 部分対応するギャップ部分では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s4d} の方向が同じため、磁束密度が増加する。一方、永久磁石 S_x 部分対応するギャップ部分では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s4d} の方向が逆のため、磁束密度が減少する。このように 2 つの磁束 ϕ_{mag} と ϕ_{s4d} が干渉し、図 6-6 に示す永久磁石 N_x, S_x に対応するギャップ部分の磁束密度に粗密が生じるため軸支持力 F_x が発生する。そして、 $\theta = 0^\circ$ の場合は、図 6-6 に示すように、 F_x がそのまま α 軸正方向の軸支持力 F_α になる。

次に、図 6-7 は、回転角度 $\theta = 90^\circ$ における軸支持力 F_α の発生原理を示す。 $\theta = 0^\circ$ の時と異なり、軸支持巻線 N_{s4q} に負の軸支持電流 i_{s4q} を流すことで軸支持磁束 ϕ_{s4q} を発生させる。この時、永久磁石 N_{y1} 部分対応するギャップ部分では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s4q} の方向が同じため、磁束密度が増加する。一方、永久磁石 S_{y1} 部分対応するギャップ部分では、 ϕ_{mag} と ϕ_{s4q} の方向が逆のため、磁束密度が減少する。このように ϕ_{mag} と ϕ_{s4q} が干渉し、図 6-7 に示す永久磁石 N_{y1}, S_{y1} に対応するギャップ部分の磁束密度に粗密が生じるため軸支持力 F_{y1} が発生する。同様に、図 6-7 に示す N_{y2}, S_{y2} に対応するギャップ部分の磁束密度に強弱が生じることで軸支持力 F_{y2} が発生する。その結果、これらの軸支持力 F_{y1} と F_{y2} のベクトル合成により α 軸正方向に軸支持力 F_α が発生する。

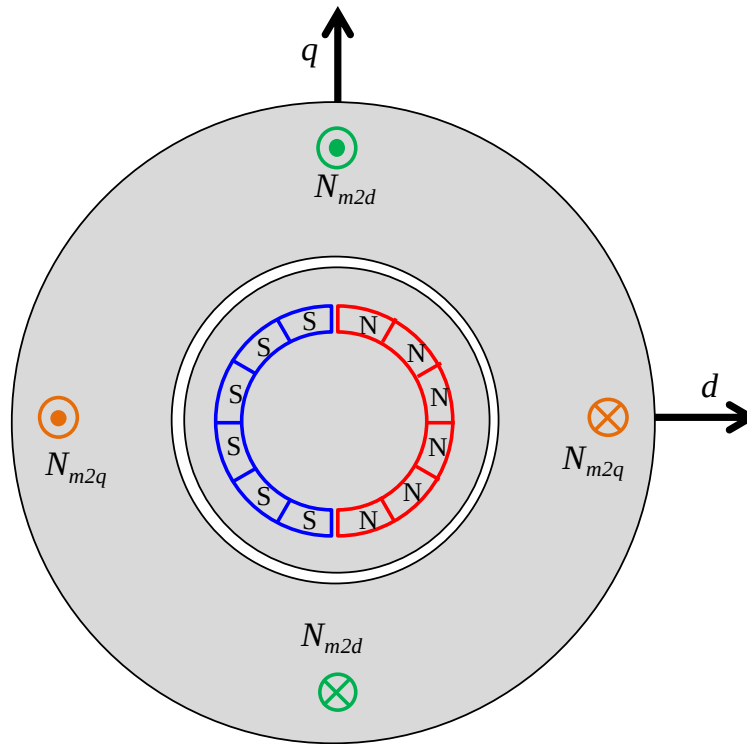


図 6-4 回転子座標上の 2 極等価二相電動機巻線

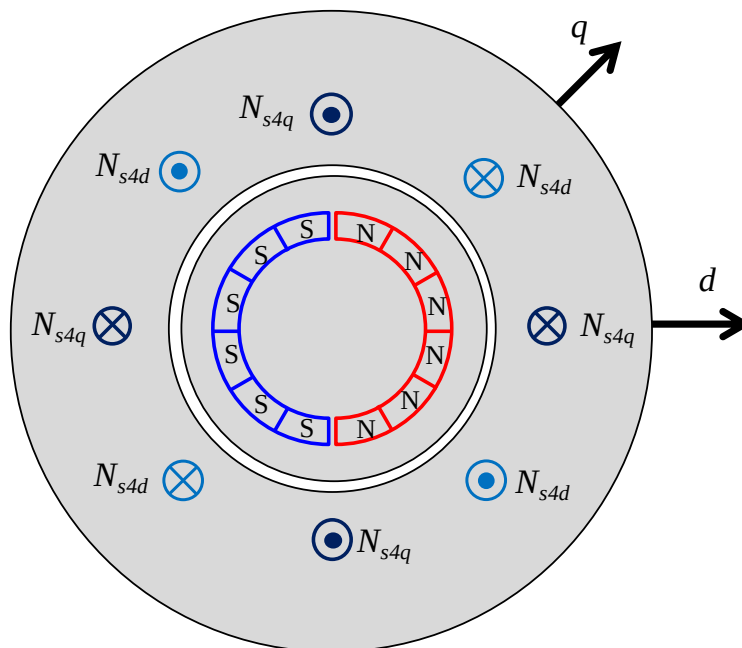


図 6-5 回転子座標上の 4 極等価二相軸支持巻線

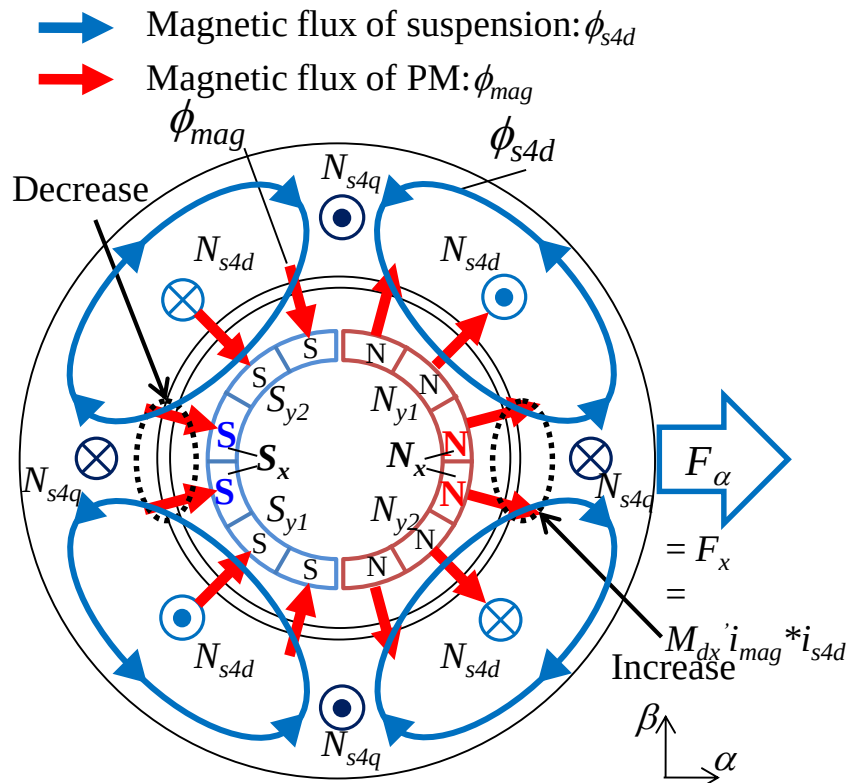


図 6-6 回転角 0°における水平方向軸支持力 F_a の発生原理

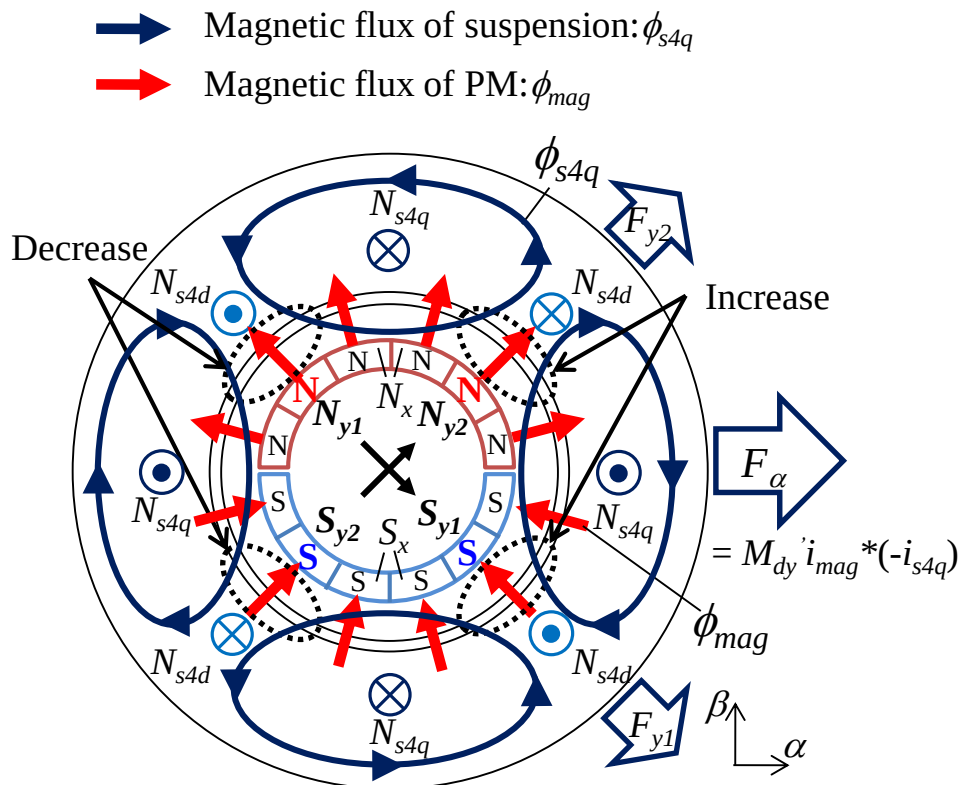


図 6-7 回転角 90°における水平方向軸支持力 F_a の発生原理

6.3 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の軸支持力脈動の問題

本節では、提案する高速・大容量化に対応可能な IPM 型 BelM の構造に対し、6.2 節で示す軸支持力の発生原理に基づいて、3D-FEA を用いて軸支持力の解析を行なった。図 6-8 は、2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の断面図を示す。また、表 6-1 は、提案する 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の解析モデルの仕様を示す。回転子の直径は 77 mm であり、回転子の積厚は 55 mm である。電動機巻線は、 $\phi 0.65\text{mm}$, 7 並列, $\phi 0.6\text{mm}$, 6 並列の合計 13 並列, 2 ターンで、1 スロットあたり 4 ターンが 2 層重ね分布巻で巻かれている。さらに、軸支持巻線は、1 スロットあたり $\phi 0.6\text{mm}$, 5 並列, 8 ターンが分布巻で巻かれている。

次に、IPM 型 BelM の軸支持力について、3D-FEA を用いて解析を行った。 α 軸正方向の軸支持力 F_α を発生することを想定して、図 6-9(a) に示す回転に同期した周波数 ω の交流電流を三相軸支持電流 i_{s4u} , i_{s4v} , i_{s4w} の入力値とした。この時、電動機電流は 0 A とし、軸支持電流の大きさは定格電流値 $9.896\text{ A}_{\text{rms}}$ とした。

図 6-9(b) は、軸支持力 F_α の解析結果を示す。 α 軸正方向に発生している軸支持力 F_α の平均値は 193 N であり、想定される回転子自重 45 N の 4.3 倍と回転子構造を IPM 型とすることで、十分な軸支持力を発生できている。しかし、同時に、軸支持力 F_α には 24.8 N の振幅を持つ軸支持力の脈動が発生している。この脈動比は平均軸支持力の 14.0% であり、無視できない大きさである。さらに、本来ならゼロで一定である β 軸方向の軸支持力 F_β にも脈動が発生していることも確認できる。このことにより、軸支持力はベクトル合成されるため、軸支持力の発生方向も変化してしまう。

以上により、2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM において、回転に同期した周波数 ω の交流電流を流した場合、無視できない大きさの軸支持力脈動が発生することが明らかになった。これまでの研究により、軸支持巻線に、回転に同期した周波数 ω の電流に加えて、その 3 倍の周波数 3ω の電流を重畳した軸支持電流を流すことで、軸支持力脈動を抑制できることが明らかになっている^[53]。しかし、30,000 rpm という高速回転の場合、 3ω の周波数は 1.5 kHz になり、安定な軸支持制御を実現するだけの高精度な電流制御を実現することは難しい。そこで、次の章では、新たな軸支持力脈動の抑制方法について検討を行った。

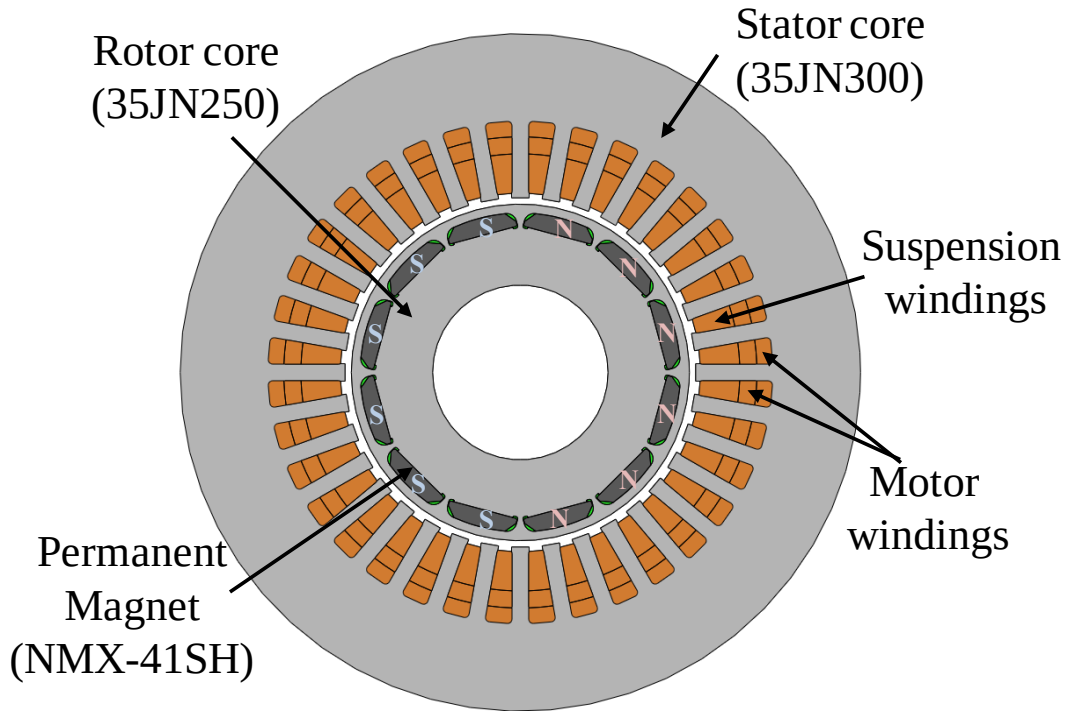


図 6-8 提案する IPM 型 BelM

表 6-1 IPM 型 BelM の諸元

Permanent Magnet	NMX-41SH	Stator external diameter	155 mm
Gap	1.5 mm	Stack length	55 mm
Rated speed	30,000 rpm	The number of slots	36
Motor Windings	3 phase, 2 pole, 2 layer distributed windings 4 turns per a slot		
Suspension Windings	3 phase, 4 pole, distributed windings 8 turns per a slot		

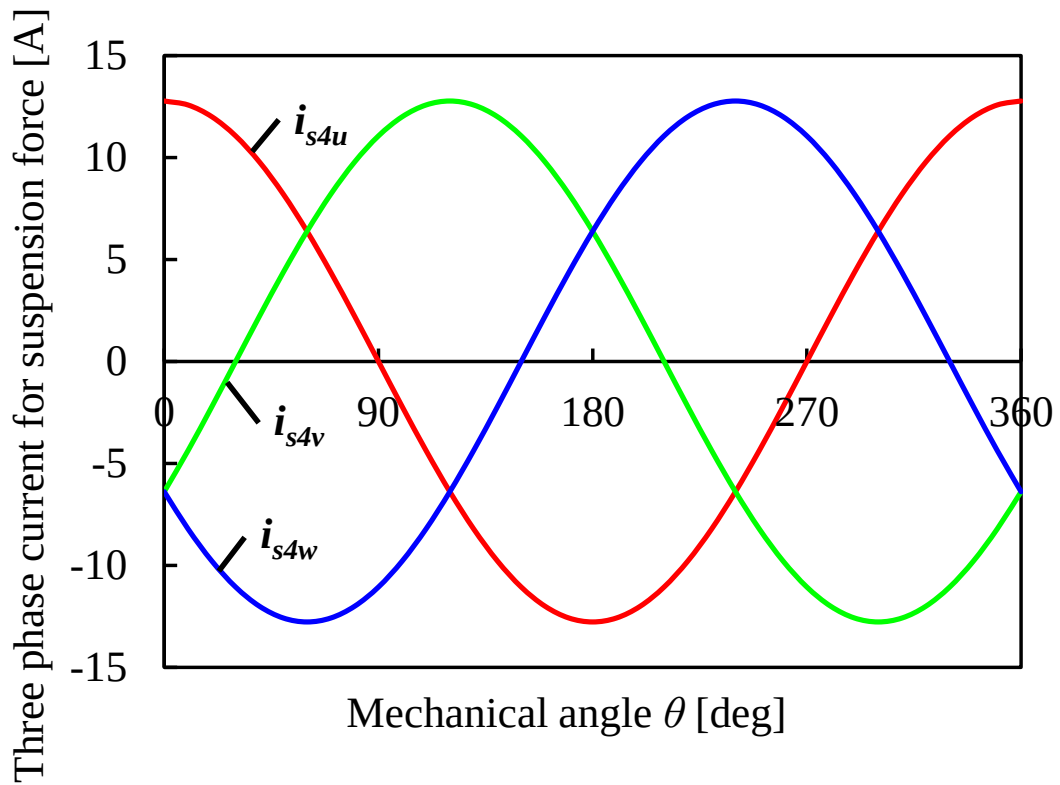


図 6-9(a) 回転周波数 ω に同期した三相軸支持電流

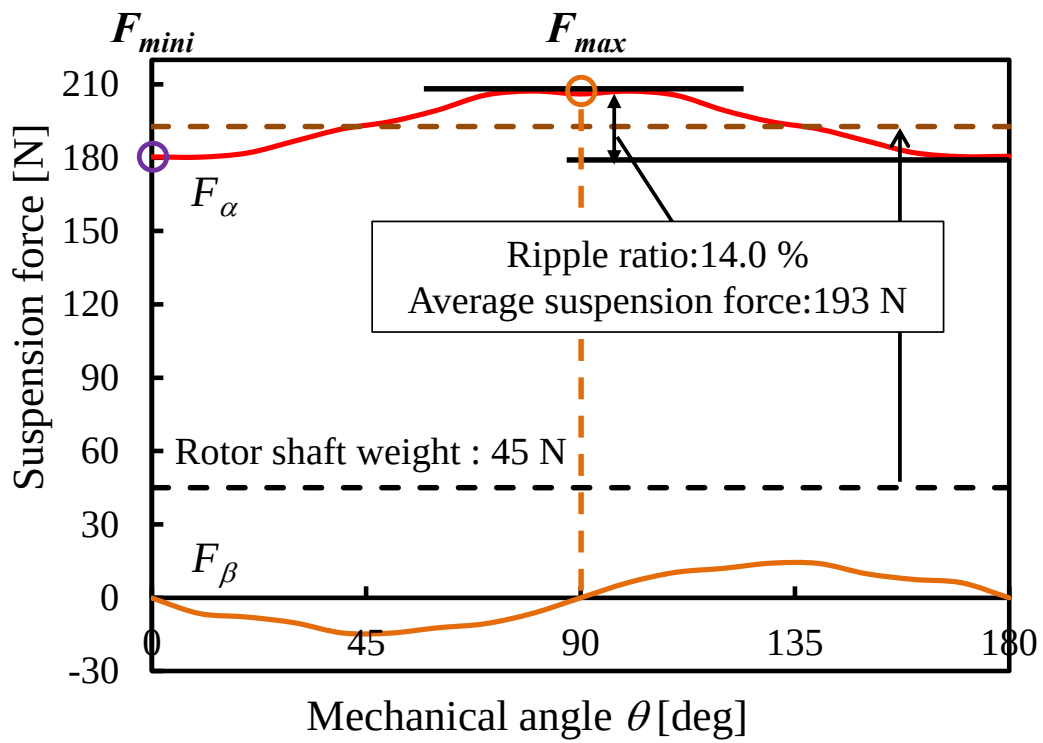


図 6-9(b) 図 6-9(a)の電流を流した時の軸支持力解析結果

図 6-9 IPM 型 BelM の軸支持力解析結果

6.4 従来の補償電流を流すことによる軸支持力脈動の抑制法

安定な軸支持運転を実現するには、図 6-9(b)で発生した軸支持力脈動を抑制し、回転角度に依らず、指令値どおりに α 軸正方向に一定の軸支持力 F_α を発生できなければならない。そこで、これまでにこれまでの軸支持力脈動の抑制法について示す^[53]。まず、軸支持力と軸支持電流の関係を考える。2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM における、回転子座標上の直交座標の xy 座標上の軸支持力 F_x, F_y と 4 極軸支持電流 i_{s4d}, i_{s4q} の関係は、

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{dx}'(i_{m2d} + i_{mag}) & M_{qx}'i_{m2q} \\ -M_{qy}'i_{m2q} & M_{dy}'(i_{m2d} + i_{mag}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4d} \\ i_{s4q} \end{bmatrix} \dots \dots (6-1)$$

である。ただし、 M_{dx}', M_{dy}' は d 軸電動機巻線 N_{m2d} と軸支持巻線 N_{s4d}, N_{s4q} 間の相互インダクタンスを x, y 軸方向の変位 x, y で偏微分したもの、 M_{qx}', M_{qy}' は q 軸電動機巻線 N_{m2q} と軸支持巻線 N_{s4d}, N_{s4q} 間の相互インダクタンスを x, y 軸方向の変位 x, y で偏微分したものとする。また、 i_{mag} は永久磁石により発生する界磁磁束 ϕ_{mag} の等価 d 軸電動機電流とする。ここで、電動機電流 i_{m2d}, i_{m2q} がゼロの場合、式(6-1)は、

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{dx}'i_m & 0 \\ 0 & M_{dy}'i_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4d} \\ i_{s4q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-2)$$

になる。また、回転子座標上の軸支持力 F_x, F_y と固定子座標上の軸支持力 F_α, F_β の関係は、

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-3)$$

である。また、回転子座標上の軸支持電流 i_{s4d}, i_{s4q} と固定子座標上の軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} の関係は、

$$\begin{bmatrix} i_{s4d} \\ i_{s4q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-4)$$

である。式(6-2)へ式(6-3)と式(6-4)を適用すると、固定子座標上の軸支持力 i_{s4a}, i_{s4b} と固定子座標上の等価二相軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} の関係は、

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{dx}'i_{mag} & 0 \\ 0 & M_{dy}'i_{mag} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-5)$$

になる。式(6-5)から、等価二相軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} を算出できる。図 6-1(b)に示すように、界磁磁束 ϕ_{mag} によるギャップ磁束密度分布が正弦波分布の場合、 $M_{dx}'i_{mag}, M_{dy}'i_{mag}$ の値は等しいため、

$$\begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} = \frac{1}{M_{dx}'i_{mag} \cdot M_{dy}'i_{mag}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(M_{dx}' + M_{dy}')i_{mag} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}(M_{dx}' + M_{dy}')i_{mag} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-6)$$

になる。しかし、図 6-3(a)に示す IPM 型 BelM は、界磁磁束 ϕ_{mag} によるギャップ磁束密度分布が、図 6-3(b)のような方形波分布となるため、 $M_{dx}'i_{mag}, M_{dy}'i_{mag}$ の値は異なり、

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} &= \frac{1}{M_{dx}' i_{mag} \cdot M_{dy}' i_{mag}} \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(M_{dx}' + M_{dy}') i_{mag} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}(M_{dx}' + M_{dy}') i_{mag} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} + \right. \\
 &\quad \left. \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(M_{dy}' - M_{dx}') i_{mag} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}(M_{dy}' - M_{dx}') i_{mag} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 3\theta & \sin 3\theta \\ \sin 3\theta & -\cos 3\theta \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad \dots (6-7)
 \end{aligned}$$

になる。式(6-7)から得られた等価二相軸支持電流 i_{s4a} , i_{s4b} に 2 相/3 相変換を施すことで三相軸支持電流 i_{s4u} , i_{s4v} , i_{s4w} を算出できる。そこで、6.3 節の解析と同様に、電動機電流 i_{m2d} , i_{m2q} をゼロとして、 α 軸正方向の軸支持力 F_α を発生することを想定して、式(6-7)より求めた図 6-10(a)に示す、回転に同期した周波数 ω に 3 倍の周波数 3ω の電流を重畳した交流電流を入力電流として解析を行った。図 6-10(b)にその解析結果を示す。比較のために図 6-9(b)の解析結果も一緒に記載している。3 倍の周波数 3ω の電流を重畳することで、軸支持力脈動を抑制できることがわかる。しかし、30,000 rpm という高速回転において、3 倍の周波数 3ω は、1.5 kHz と非常に高周波になり、安定な軸支持制御を実現するだけの高精度な電流制御を実現することは難しい。そこで、式(6-6)で軸支持制御を行うために、軸支持力脈動抑制するための新たな回転子構造を提案する。

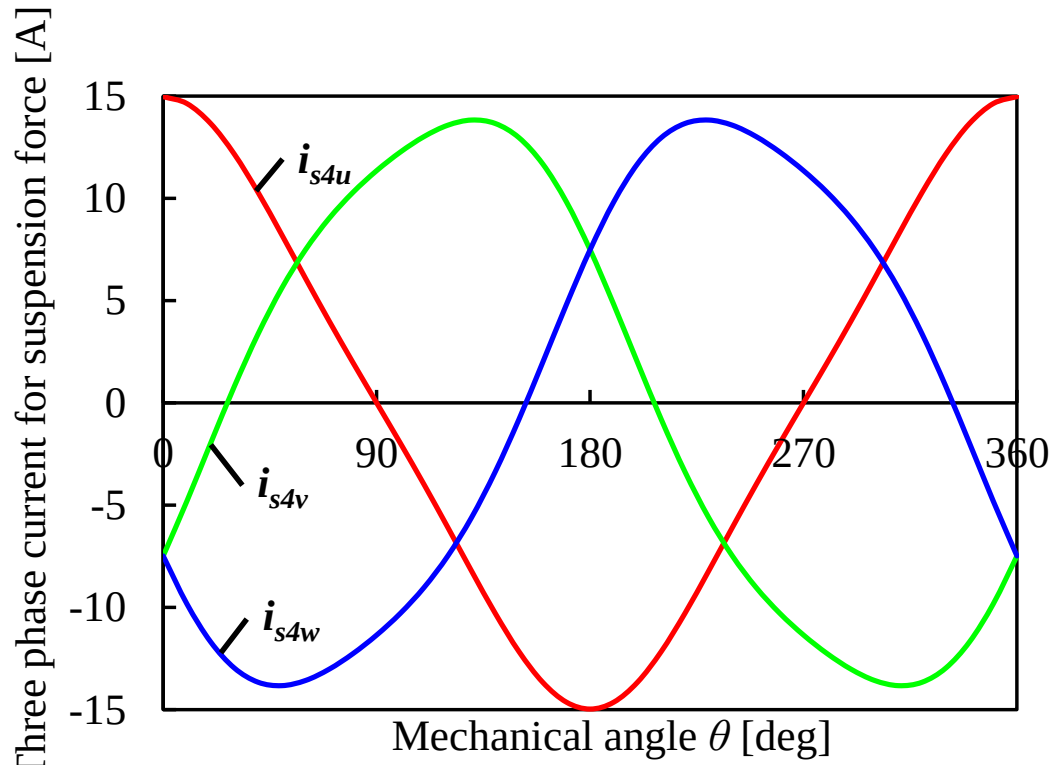


図 6-10(a) 補償電流を重畳した軸支持電流波形

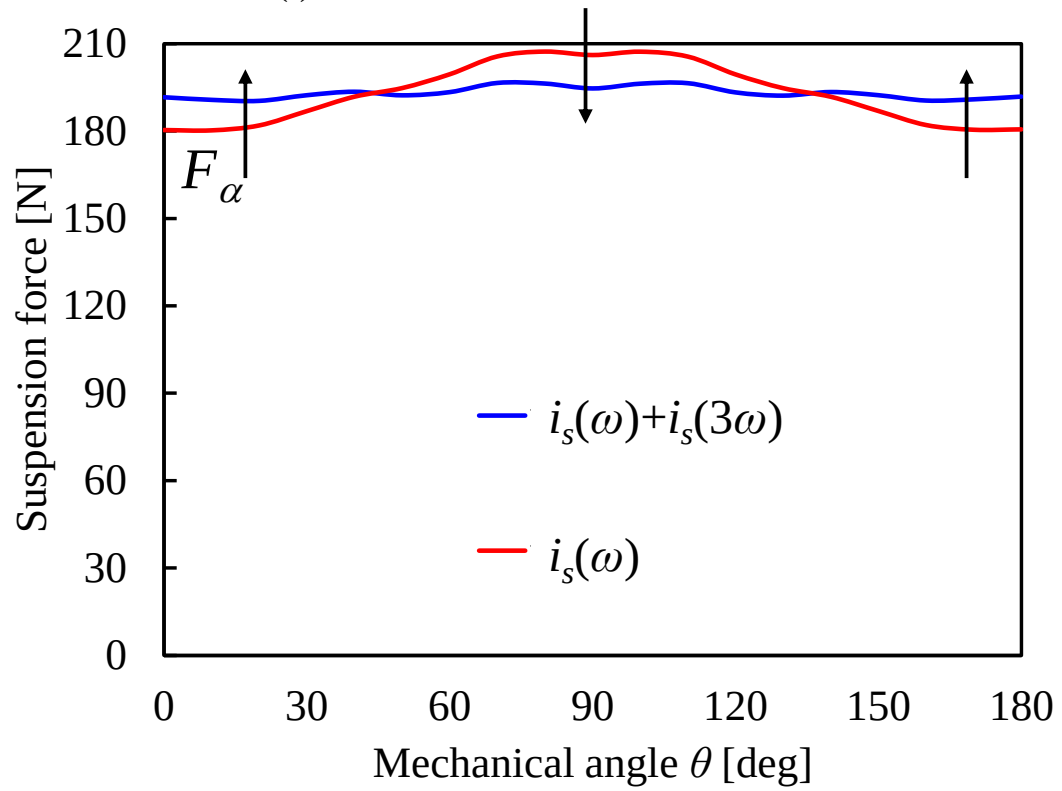


図 6-10(b) 図 6-10(a)の電流を流した時の軸支持力解析結果

図 6-10 補償電流を流した時の軸支持力解析結果

6.5 新たに提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造の検討

本節では、式(6-6)で軸支持制御を行うために、提案構造において回転子内部の適切な位置にフラックスバリア(磁気障壁のための空隙)をもうける新たな軸支持力脈動抑制法を提案した。そして、3D-FEA により新たに提案する軸支持力脈動抑制法の検討を行った。

6.5.1 軸支持力脈動抑制のための新たに提案する回転子内部にフラックスバリアを設けた回転子構造

まず、図 6-11 に示すように、IPM 型におけるギャップ部分の磁束密度分布は方形波状になっている。そのため、 $M_{dx}'i_{mag}$ の値が $M_{dy}'i_{mag}$ の値よりも大きくなっており、図 6-9(b)より、 $\theta = 0^\circ$ で、軸支持力が最小の F_{mini} となり、 $\theta = 90^\circ$ で軸支持力が最大の F_{max} になる。その逆を考えると、 $M_{dx}'i_{mag}$ 、 $M_{dy}'i_{mag}$ の値が等しければ、軸支持力は一定となり、式(6-6)により軸支持制御を行うことができると考えることができる。ここで、 $\theta = 0^\circ$ における軸支持力発生原理図 6-6 及び式(6-2)より、 $M_{dx}'i_{mag}$ は永久磁石 N_x 及び S_y により発生する界磁磁束 ϕ_{mag} に依存する。一方、 $\theta = 90^\circ$ における軸支持力発生原理図 6-7 及び式(6-2)より、 $M_{dy}'i_{mag}$ は永久磁石 N_{y1} 、 S_{y1} 、 N_{y2} 、及び S_{y2} により発生する界磁磁束 ϕ_m に依存する。そこで、 $M_{dx}'i_{mag}$ が $M_{dy}'i_{mag}$ より小さいことを考えると、軸支持力脈動の抑制法として、軸支持力脈動の抑制法として、①図 6-11 の緑の波線に示すように N_x 及び S_y の箇所の磁束密度を増加させることで $M_{dx}'i_m$ を大きくする方法、②図 6-11 の青の波線に示すように N_{y1} 、 S_{y1} 、 N_{y2} 、及び S_{y2} の箇所の磁束密度を減少させ、 $M_{dy}'i_m$ を小さくする方法が考えられる。

そこでまず、方法 1 の $M_{dx}'i_{mag}$ を大きくする方法ことで軸支持力の脈動を抑制する方法を検討する。具体的には、図 6-12 に示すように、 $\theta = 90^\circ$ での軸支持力発生に寄与する N_x 及び S_y の磁石厚 t_x を 4.0 mm から 5.5 mm に厚くすることで、軸支持力の抑制を図る。図 6-13 は、フラックスバリアを設けた場合のギャップ磁束密度分布を示す。また、比較のために、フラックスバリアを設けない場合のギャップ磁束密度分布も一緒に示す。磁石厚を厚くした箇所において磁束密度の大きさを僅かに増加できている。そして、このモデルに対して図 6-9(a)と同様の電流を流し、軸支持力 F_a についての解析を行った。その結果、図 6-14 に示すように、軸支持力の脈度が 14.0%から 9.46%に抑制されている。一方、一部の磁石量を増やしているため、回転子構造において質量密度の分布が不均一になる。そこで、応力について検討するために、磁石厚を変更する前後のモデルに対し回転速度 30,000 rpm での応力解析を行った。一部の磁石厚を厚くした場合、半径方向にかかる荷重が不均一になるため、図 6-15 に示すように、図 6-12 に示す回転子構造の場合は最大ミーゼス応力が 646.0 MPa と 2.17 倍に増加し、ケイ素鋼板の降伏強度 405.0 MPa を超えてしまい、高速回転への対応が非常に困難になる。従って、方法 1 は軸支持力の抑制効果のメリットに対しデメリットが非常に大きい。

次に、方法 2 の $M_{dy}'i_{mag}$ を小さくすることで軸支持力脈動を抑制する方法を検討する。具体的には、図 6-16 に示すように、 $\theta = 90^\circ$ における軸支持力発生に寄与する N_{y1} 、 S_{y1} 、 N_{y2} 、及

び S_{y2} 部分の位置にある永久磁石の回転子内側に、磁気障壁となるフラックスバリアを設けることにより、 $\theta = 90^\circ$ における軸支持力の発生に寄与する磁束密度を僅かに減少させて、軸支持力を僅かに減少させる。フラックスバリアを永久磁石の回転子内側に設けたのは、可能な限り回転子のブリッジ部分にかかる応力を均一にし、応力の問題を回避するためである。図 6-17 は、フラックスバリアを設けた場合のギャップ磁束密度分布を示す。また、比較のために、フラックスバリアを設けない場合のギャップ磁束密度分布も一緒に示す。図 6-16 より、フラックスバリアを設けた箇所において磁束密度の大きさを僅かに減少できている。そこで、フラックスバリア幅 d を変化させながら、 α 軸正方向の軸支持力 F_α を発生する解析を、行った。図 6-18 に、その解析結果を示す。フラックスバリアを設けることにより軸支持力の脈動が有効に抑制できることがわかる。同時に、フラックスバリア幅が広すぎる場合、軸支持力脈動が大きくなることが明らかになった。図 6-19 は、図 6-18 より求めたフラックスバリア幅 d に対する脈動比の関係を示す。図 6-19 より、軸支持力脈動を抑制するにあたり、フラックスバリアには、適切な幅 d が存在することがわかる。そこで、これまでの、

- ・軸支持力 F_α のみを発生した場合

について考えてきたが、この他の条件として、

- ・軸支持力 F_β のみを発生した場合
- ・軸支持力 F_α とトルクを同時に発生した場合
- ・軸支持力 F_β とトルクを同時に発生した場合、

の合計 4 パターンを考える必要がある。これらのパターンすべてに対し図 6-18 と同様の評価を行う。その結果、フラックスバリア幅 d は 1.3 mm が適切と考えられる。図 6-20 に、軸支持力 F_α のみを発生した場合におけるフラックスバリア幅 $d = 1.3$ mm の時の解析結果を示す。比較のために、フラックスバリアを設けない元のモデルの解析結果も一緒に示す。平均軸支持力に対する軸支持力脈動比は、3.53%と非常に小さく、効果的に脈動が抑制できている。また、平均軸支持力についても約 183 N と想定される回転子自重 45 N に対し 4.1 倍と、十分な軸支持力を発生できている。

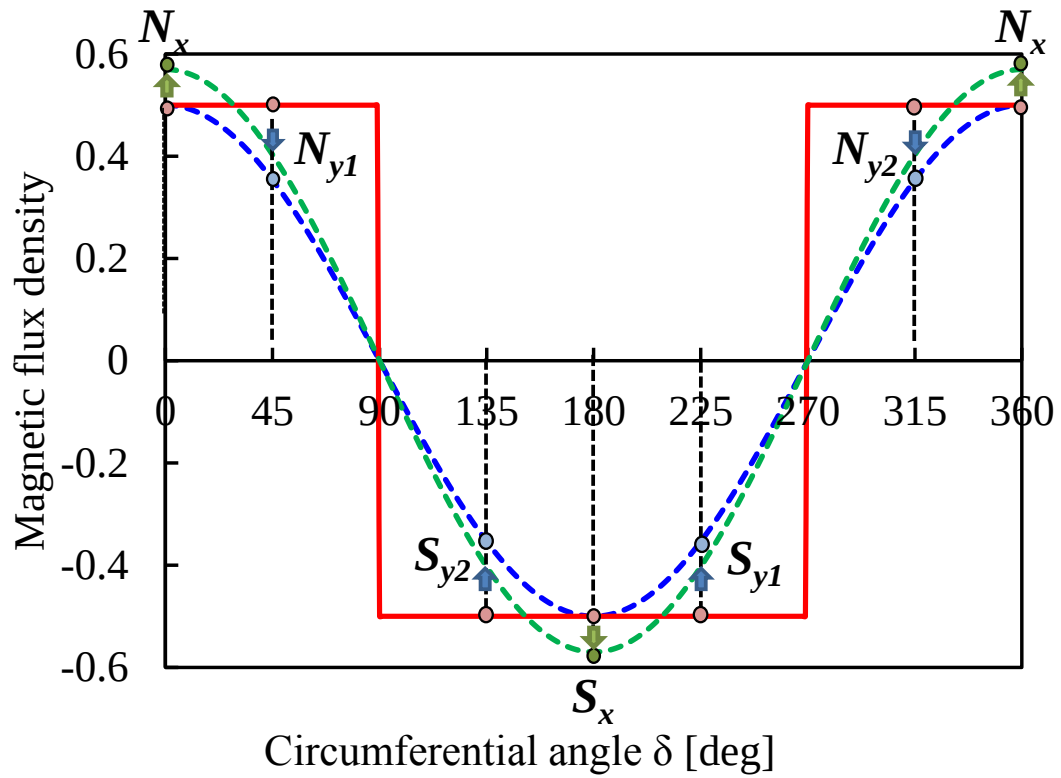


図 6-11 ギャップ磁束密度分布概略図

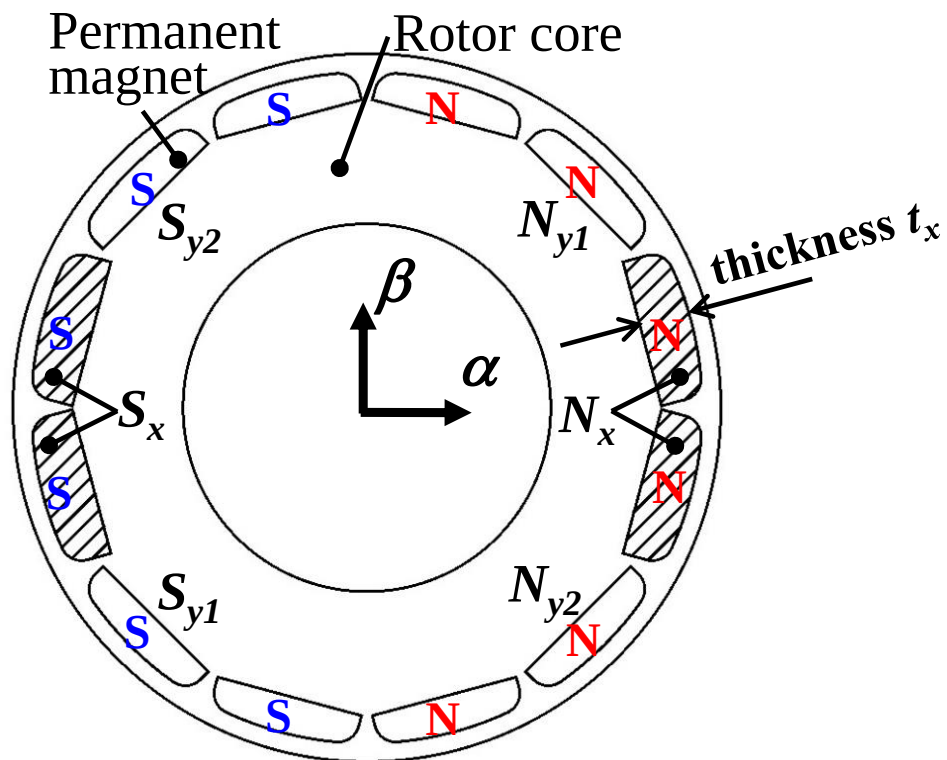


図 6-12 N_x , S_x の永久磁石厚を増やした回転子構造

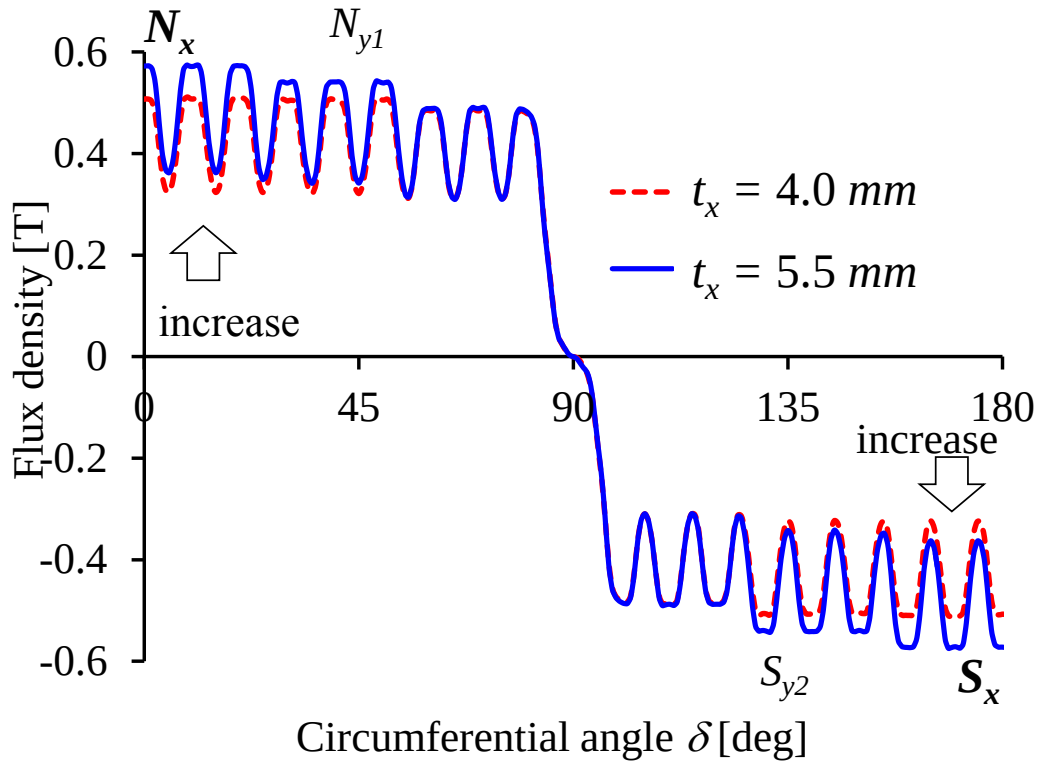


図 6-13 磁石厚 $t_x = 5.5 \text{ mm}$ の場合の無負荷におけるギャップ磁束密度分布

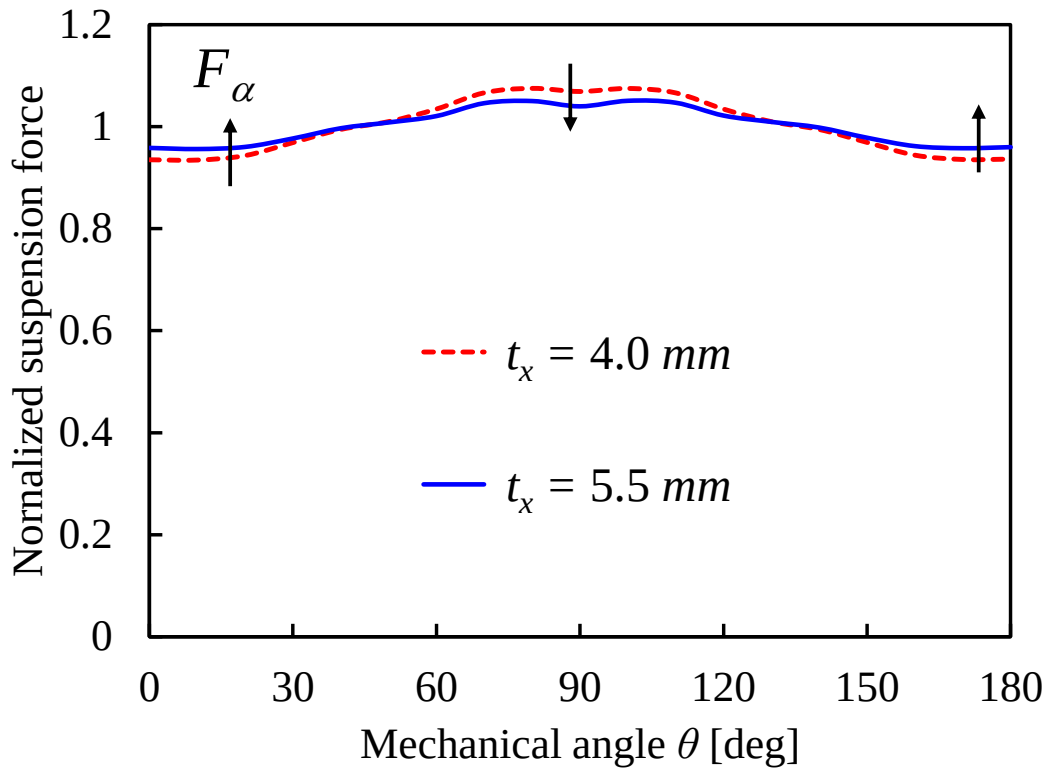


図 6-14 図 6-12 の回転子構造の軸支持力解析結果

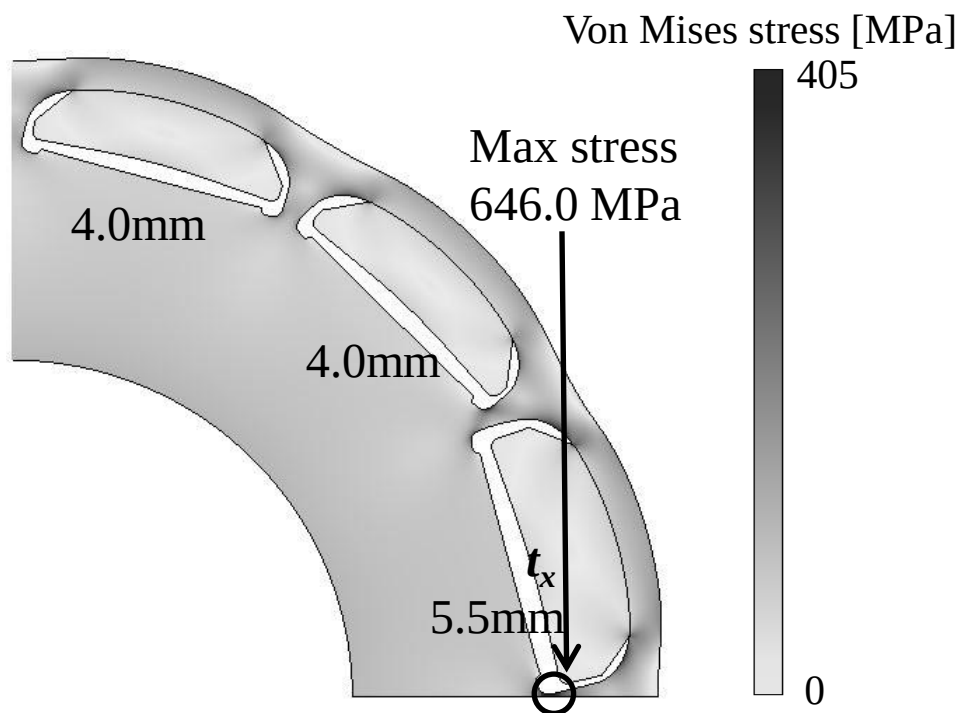


図 6-15 図 6-13 の回転子構造の 30,000 rpm における応力解析結果

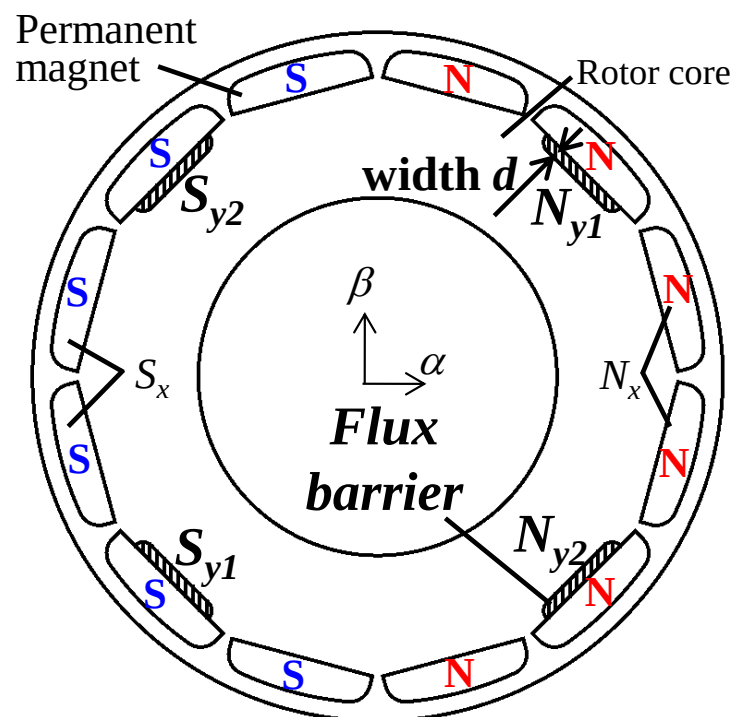


図 6-16 $M_{dy} i_m$ を僅かに抑えるために回転子内部の適切な位置にフラックスバリアを設けた構造

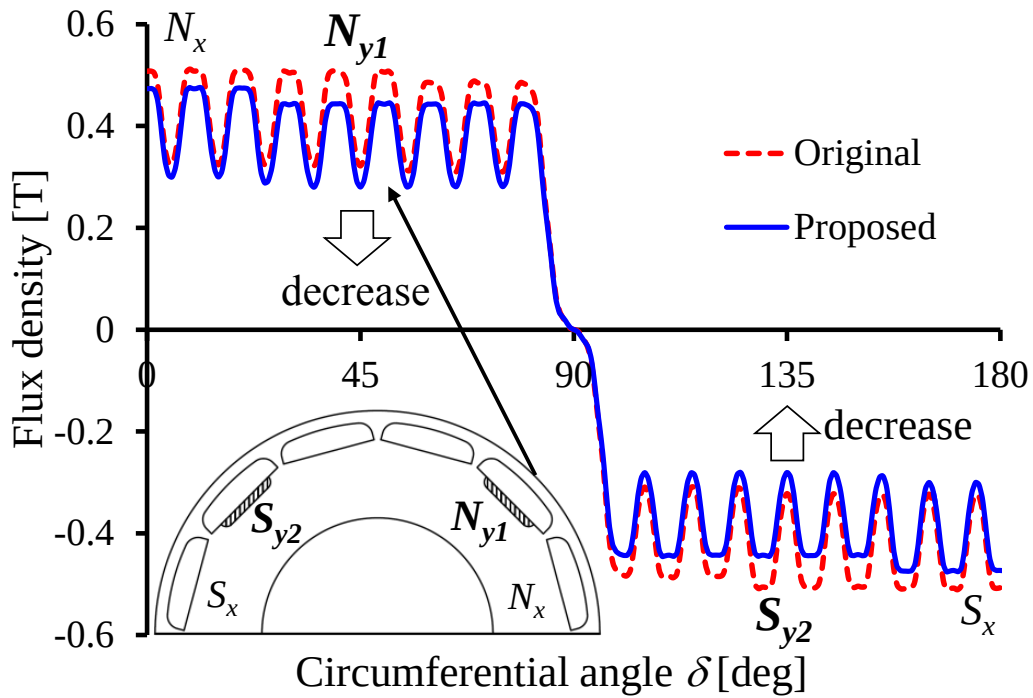


図 6-17 フラックスバリア幅 $d = 2.0\text{mm}$ を設けた場合の無負荷におけるギャップ磁束密度分布

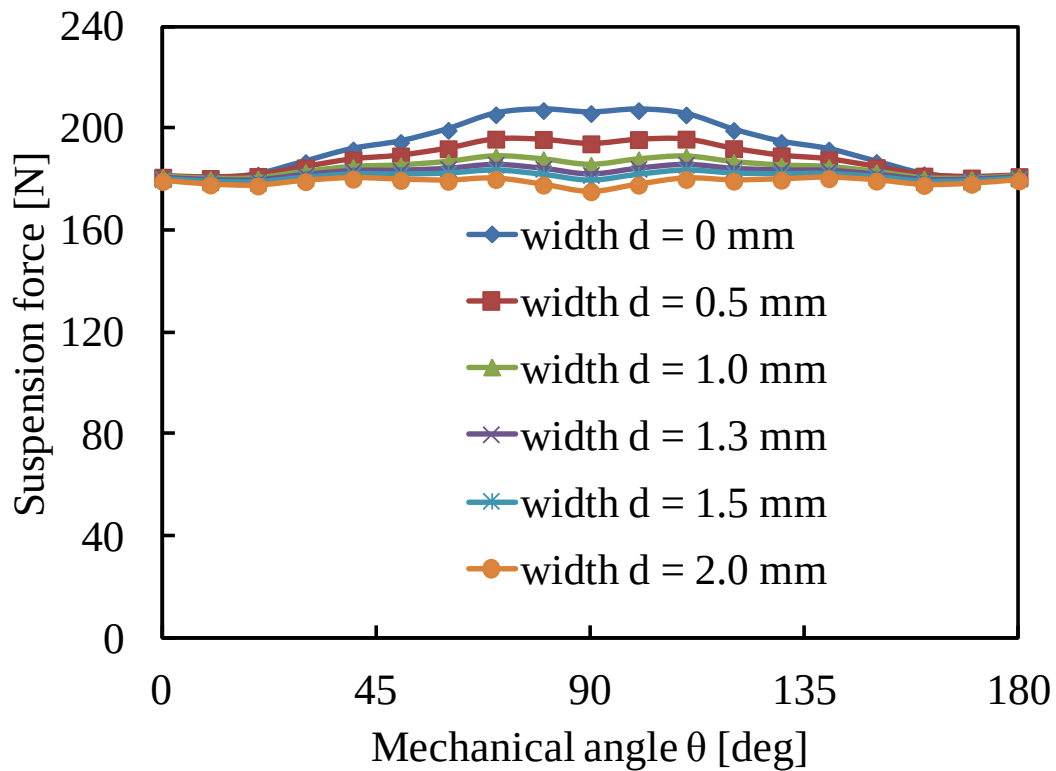


図 6-18 フラックスバリア幅 d を変更した時の軸支持力 F_a

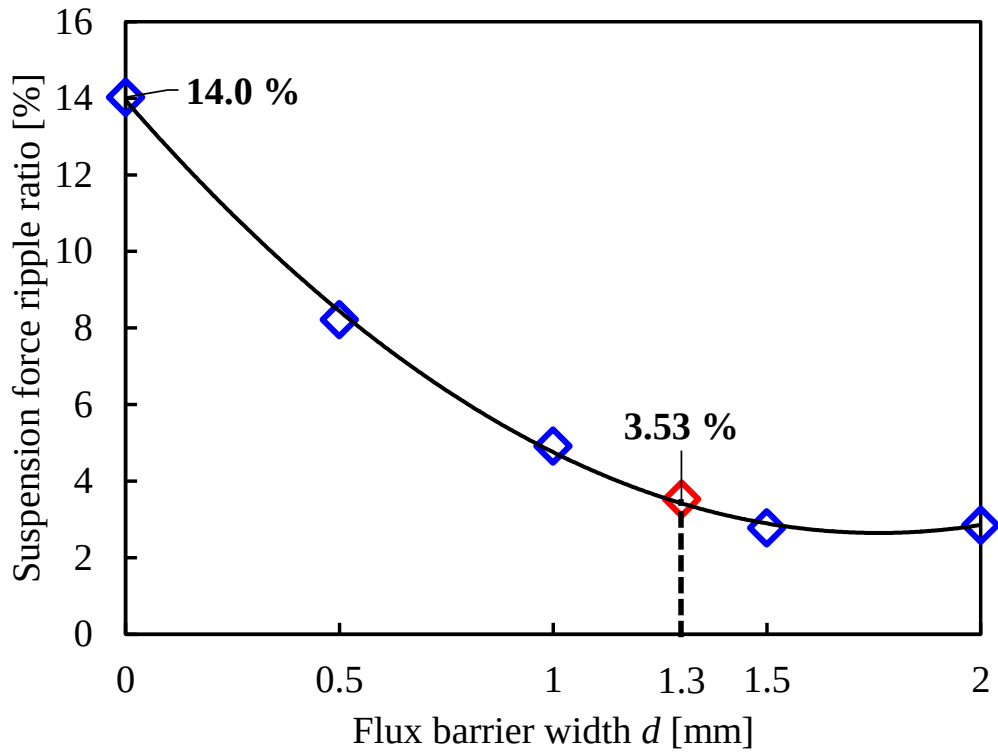


図 6-19 フラックスバリア幅 d に対する軸支持力脈動比

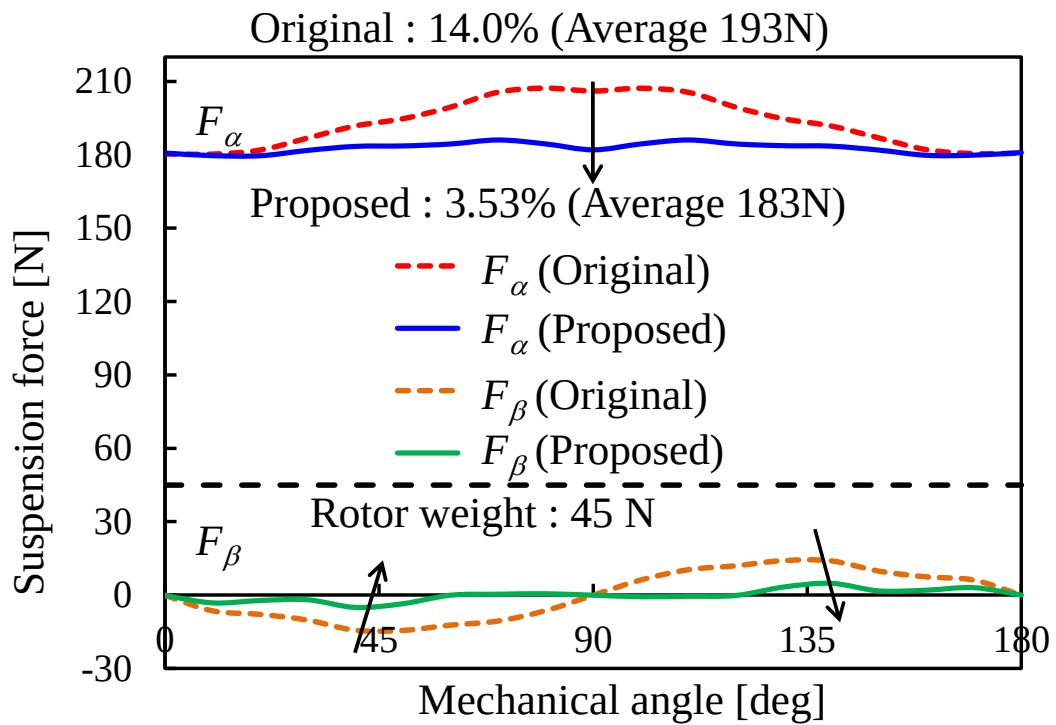


図 6-20 フラックスバリア幅 $d = 1.3$ mm の時の軸支持力解析結果

6.5.2 回転子内部に設けたフラックスバリアの応力及びトルクに対する影響

6.5.1 項において、回転子内部の適切な位置にフラックスバリアを設けることにより、2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM において発生する軸支持力脈動が効果的に抑制できることが、3D-FEA により示された。次に、回転子部にフラックスバリアを設けた場合の、応力及びトルクへの影響を検討した。図 6-21(a)及び(b)はそれぞれ、フラックスバリア幅 $d = 1.3 \text{ mm}$ のモデルとフラックスバリアを設けない元のモデルにおける応力解析の結果を示す。この時の回転速度 30,000 rpm での最大ミーゼス応力は 299.1 MPa であり、フラックスバリアを設けない元のモデルに対し僅かに 2.11%の増加で収まっており、高速回転に対応できると考えられる。

また、図 6-22 は、このフラックスバリア幅 $d = 1.3 \text{ mm}$ のモデルにおける定格トルク発生時の瞬時トルクの解析結果を示す。比較のために、フラックスバリアを設けない元のモデルの結果も一緒に示している。この時、電動機のトルク電流 i_{m2q} の大きさは、41.76 A としている。フラックスバリア幅 $d = 1.3 \text{ mm}$ のモデルにおいて平均トルクは 1.87 Nm になり、フラックスバリアを設けない元のモデルの平均トルク 1.98 Nm と比較すると、5.6%だけ平均トルクが減少している。しかし、その減少幅は比較的小さいことに加え、トルクリプルについてもほとんど変化が見られない。

従って、フラックスバリアを設けても、応力及びトルクへの影響は問題ないことが、3D-FEA 解析により示された。

Original rotor structure

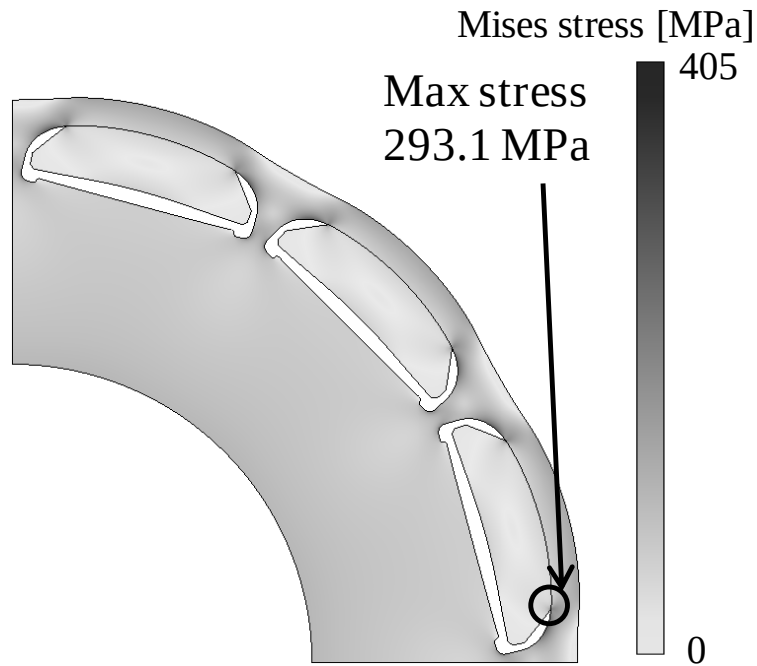


図 6-21(a) フラックスバリアを設けない場合

Proposed rotor structure

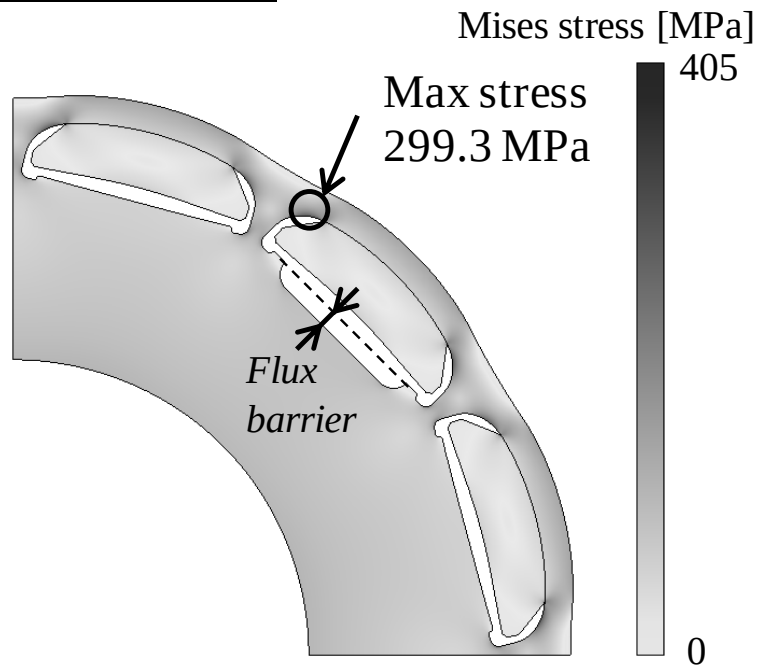


図 6-21(b) フラックスバリアを設けた場合

図 6-21 30,000 rpm における応力解析結果

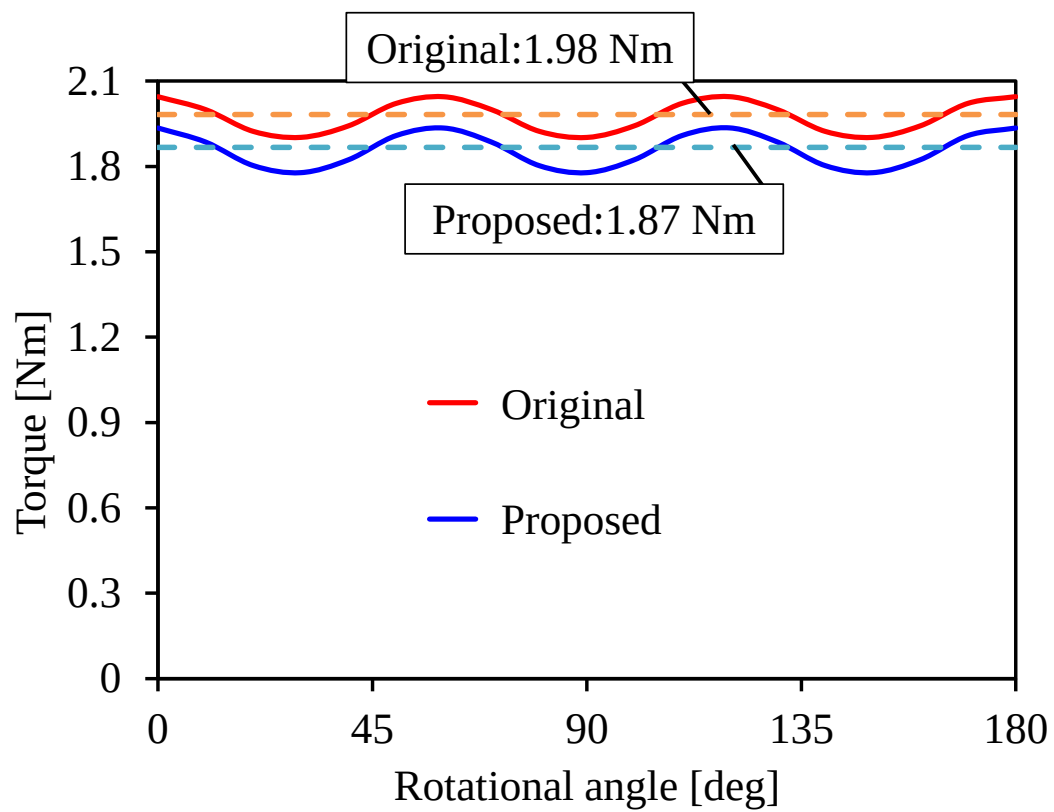


図 6-22 フラックスバリアを設けた場合のトルク解析結果

6.6 提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造を備えた高速 IPM 型 BelM の試作機と実験システム及び制御系

本章は、提案する軸支持力脈動抑制法を備えた回転速度 30,000 rpm、電動機出力 10.66 kW の IPM 型 BelM の試作機を製作したのでその概要を示す。さらに、試作機を用いた実験を行うための実験システムの製作を行ったのでその概要を示す。

6.6.1 提案する回転子構造を備えた IPM 型 BelM を備えた試作機及び実験システム

図 6-23(a)に示す製作した試作機は、提案する回転子構造を備えた 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM を 2 ユニット持っている。そして、図 6-23(b)の試作機の回転子に示されるように、2 つの IPM 型 BelM をタンデムに接続した構成となっている。2 ユニットとしている理由は、安定な軸支持制御を実現するためには水平方向 2 軸・垂直方向 2 軸の合計 4 軸を制御する必要があることに加えて、30,000 rpm という高速回転における実負荷試験を行うためである。また、回転子の半径方向の可動幅（タッチダウン幅）は、タッチダウンベアリングにより、200 μm に制限されている。また、変位を計測するためのセンサは、図 6-24 に示す、電子応用(株)製の差動タイプの渦電流式ギャップセンサ PU-05 を用いる。そして、ギャップセンサ出力は、100 $\mu\text{m}/\text{V}$ となるよう調整した。回転角度の検出には、図 6-25 に示す、エンコーダスリット板及び 2 つのフォトインタラプタを用いる。以上のギャップセンサ及びロータリエンコーダは、第 5 章の R+TMB Type B ver1 を備えた試作機に使用したものと同一である。

次に、製作した試作機の実験システムの概要を示す。図 6-26 は、実験システムのインバータ・制御ボード及び測定器の配置構成を示す。本実験システムにおいて、軸支持制御及び電動機制御の 2 つの制御計算は、1 つの DSP ボード (My Way(株)製 PE-PRO F28335 A) を用いて行う。また、電動機用インバータは 9.1 kVA(My Way(株)製 MWINV-9R122A)、軸支持用インバータは 4.2 kVA(My Way(株)製 MWINV-4R222)を使用した。オシロスコープ(横河電機(株)製)により、水平・垂直方向の回転子変位を確認する。さらに、パワーメータ(横河電機(株)製 WT1600)を各インバータと巻線の間に設置することで、リアルタイムに電流・電力を測定する構成となっている。

また、図 6-27 は、実験システムの概要を示す。軸支持制御は回転子の位置をギャップセンサで測定し、その情報を AD 変換で取り込み、さらに、回転角度をロータリエンコーダ及びフォトインタラプタで検出しフィードバックすることで制御する。一方、電動機制御は、回転角度を、ロータリエンコーダ及びフォトインタラプタで検出すること制御する。

さらに、図 6-28 は、実負荷試験のための実験システムを示している。一方のユニットが電動機動作することで軸出力を発生し、もう一方のユニットが発電機動作することで、電動機側で発生した電動機出力から電力を発電する。発電電力は、インバータの DC バスを介して電動機動作側へ回生される。このため、2 台の電動機インバータは DC バスで接続されている。ここで、電動機動作側は電流制御のみ、発電機動作側は電流制御に加えて速度制

御も行う。そして、電動機動作側のユニットを測定対象としている。

また、電動機出力等は、図 6-29 の BelM のパワーフローに基づき損失分離法から求めた。ここで、簡易的に 2 つの BelM ユニットの鉄損及び風損は等しいものとしている。まず、1 ユニットあたりの鉄損と風損の合計は、パワーフローより、

$$\begin{aligned} & \text{Iron loss} + \text{Windage loss} \\ &= \frac{\text{Motor input} - \text{Copper loss}(\text{motor and generator}) - \text{Generator output}}{2} \cdots (6-8) \end{aligned}$$

となる。ここで、電動機の発電電力及び入力電力は、パワーメータにより測定した値を用いている。また、銅損は、測定した巻線抵抗及び電流値より導出した値を求める。そして、式(6-8)により得られた鉄損と風損の合計より、BelM の電動機出力が導出され、

$\text{Motor input} = \text{Motor input} - \text{Copper loss}(\text{motor}) - (\text{Iron loss} + \text{Windage loss}) \cdots (6-9)$
 となる。そして、式(6-9)により得られた電動機出力、電動機インバータ入力電力、及び軸支持インバータの入力電力より、軸支持電力を含んだ効率を導出することができ、

$$\text{BelM efficiency} = \frac{\text{Motor output}}{\text{Motor input} + \text{Suspension input}} \cdots \cdots \cdots (6-10)$$

となる。また、式(6-9)により得られた電動機出力及びプログラム内で計算される回転速度 ω より、トルクが導出され、

$$\text{Motor output} = \frac{\text{Motor output}}{\text{Rotational speed}} \cdots \cdots \cdots (6-11)$$

となる。以上により、BelM の電動機損失、電動機出力、トルク及び効率を求めることができる。

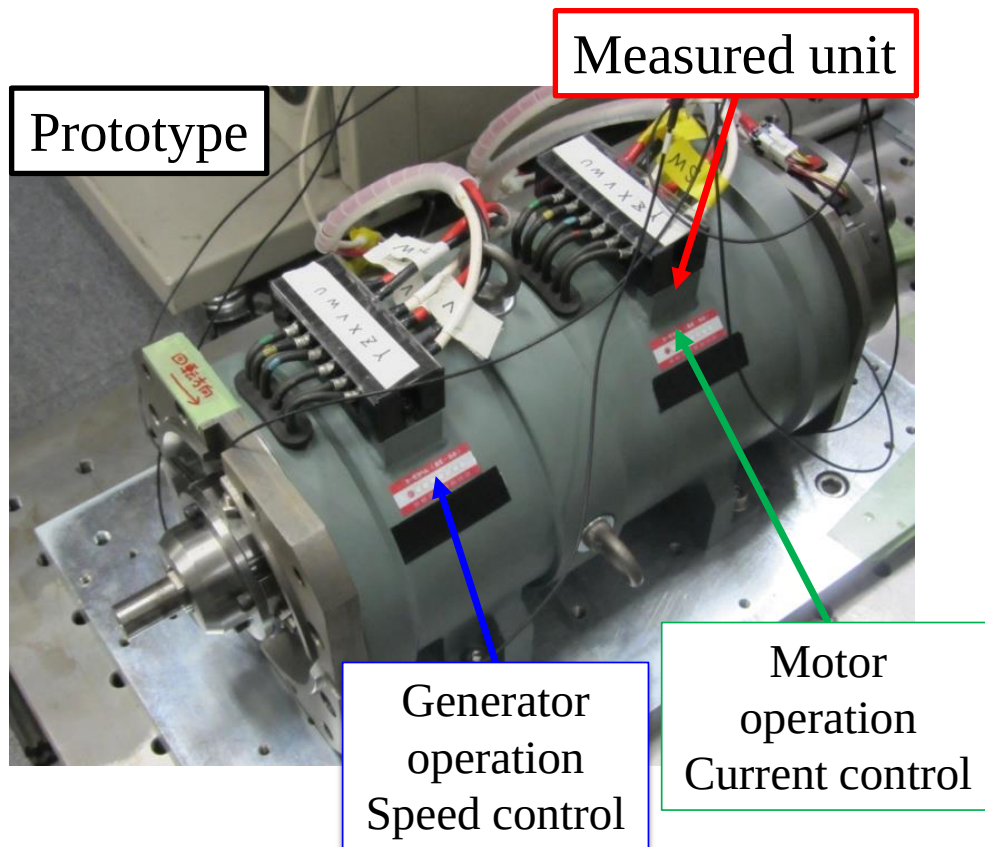


図 6-23(a) BelM 試作機の写真

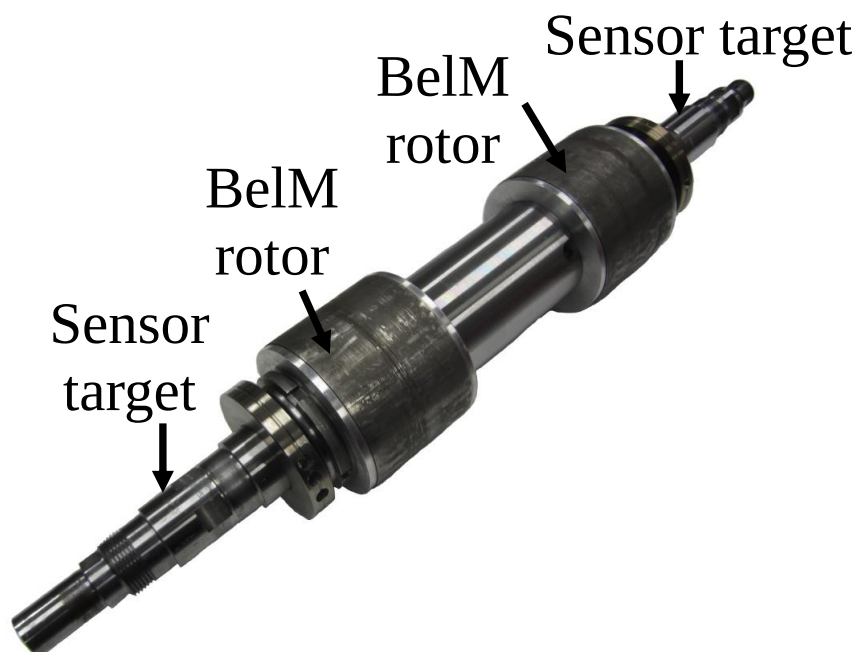


図 6-23(b) IPM 型 BelM の試作機の回転子

図 6-23 提案する回転子構造を備えた IPM 型 BelM の試作機

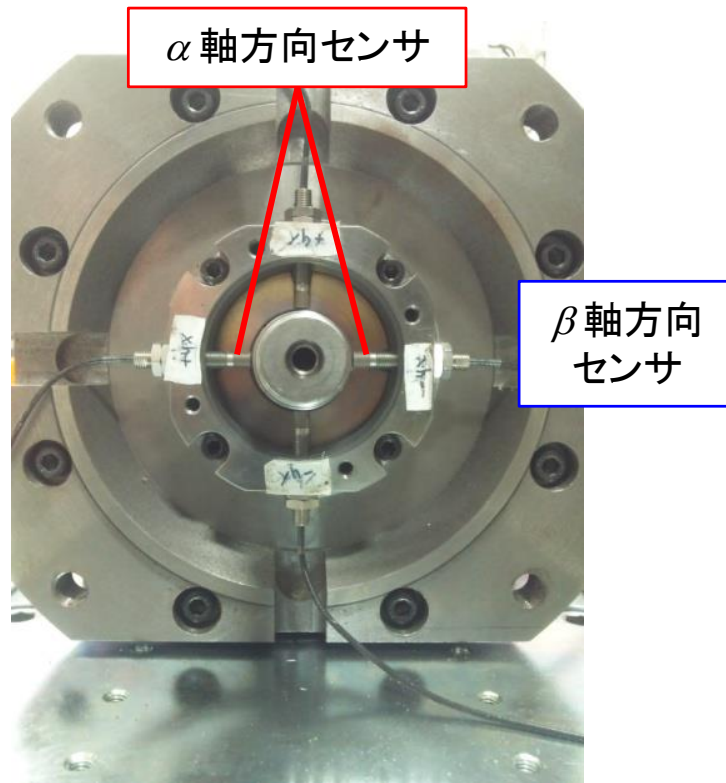


図 6-24 ギャップセンサの様子

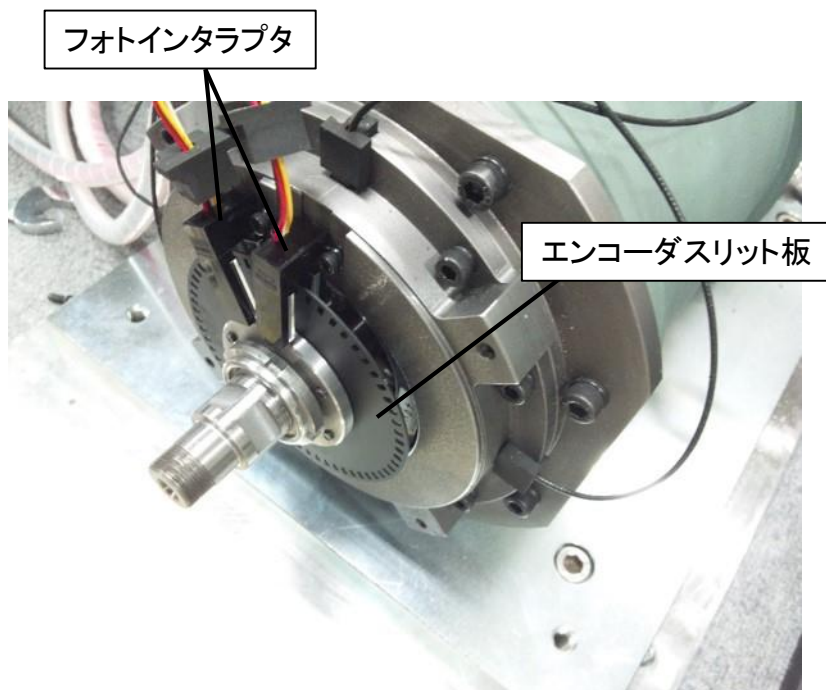


図 6-25 ロータリエンコーダのスリット板及びフォトインタラプタ

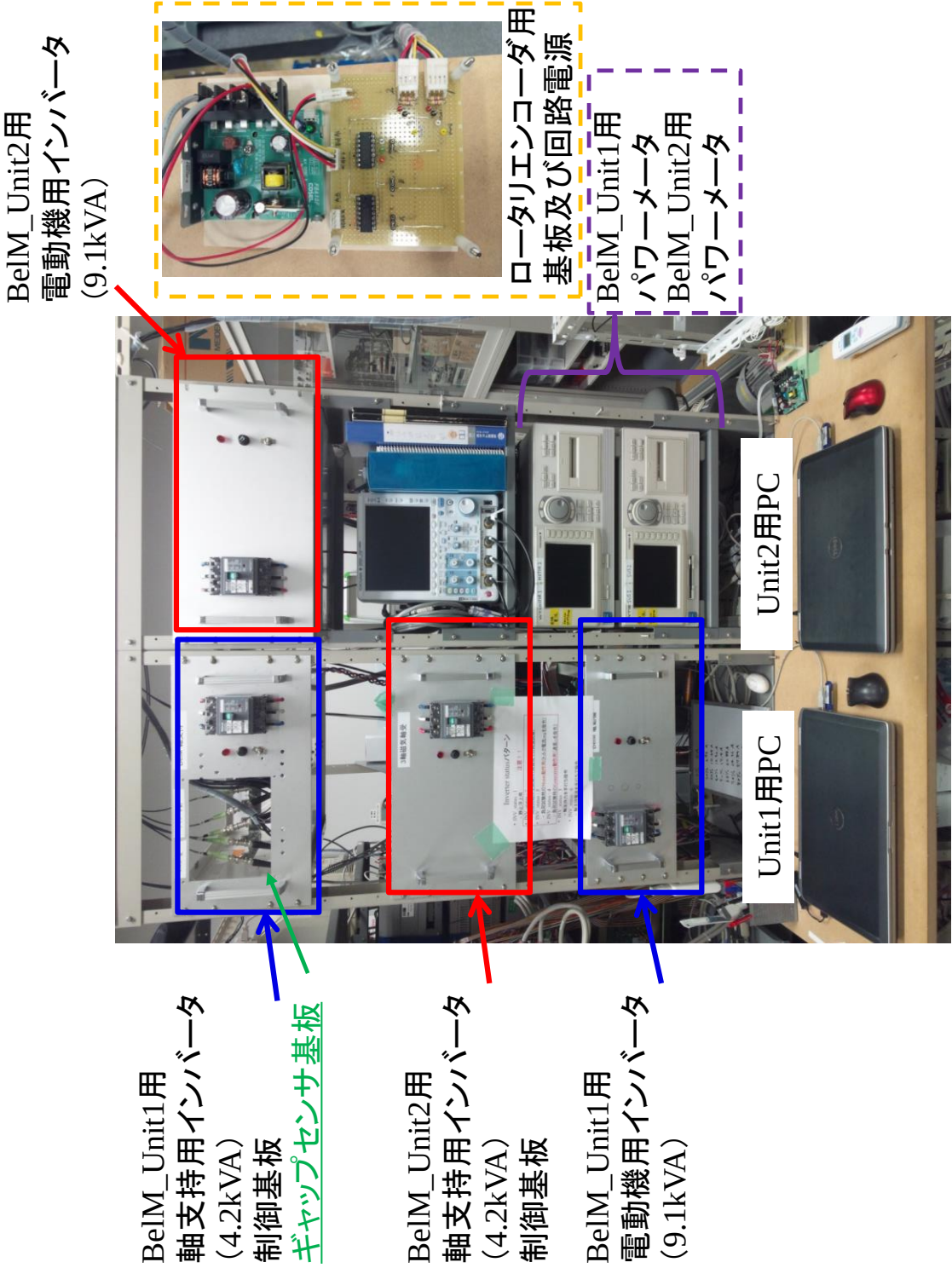


図 6-26 実験システムにおけるインバータ・コントローラ・測定器

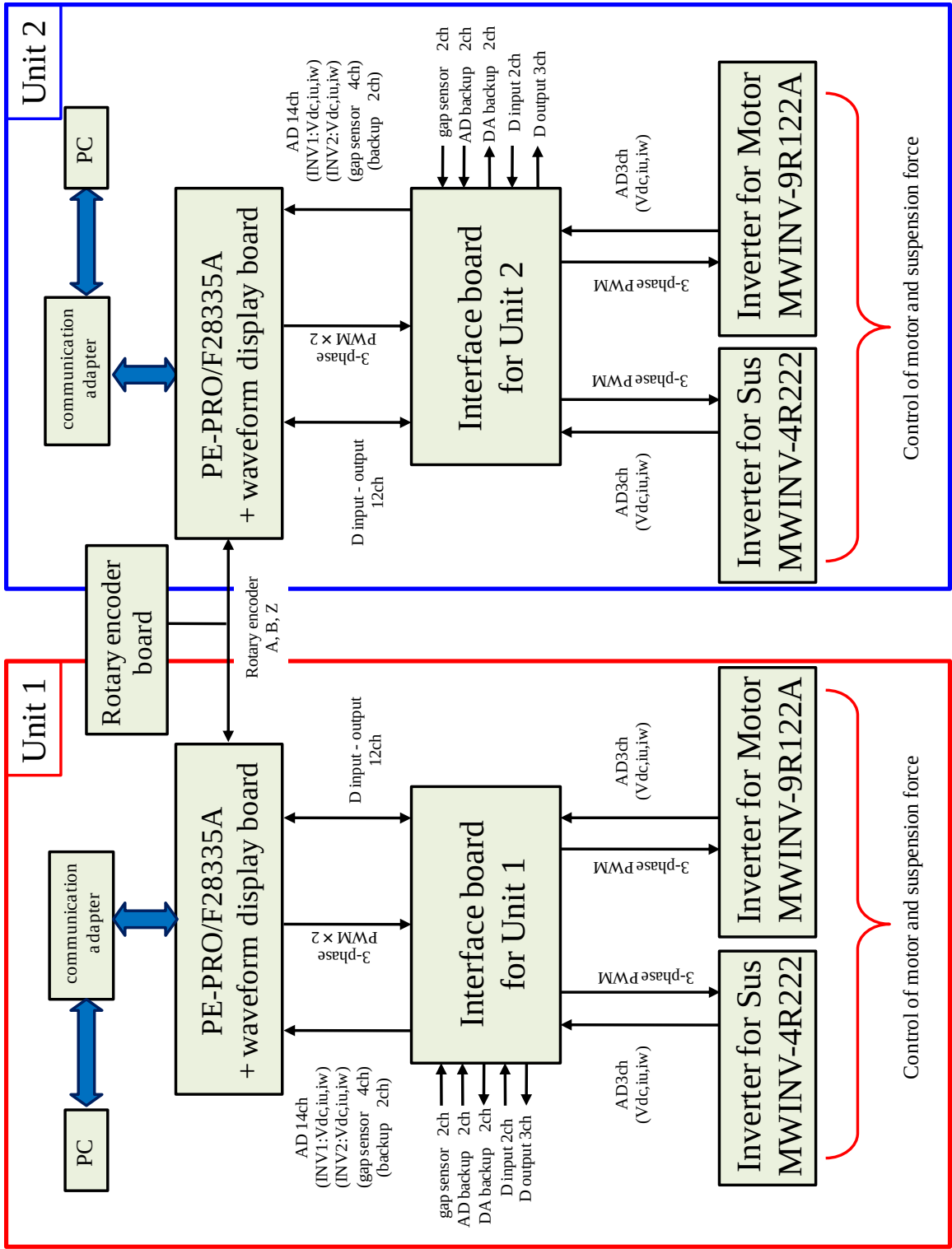


図 6-27 実験システムの概要

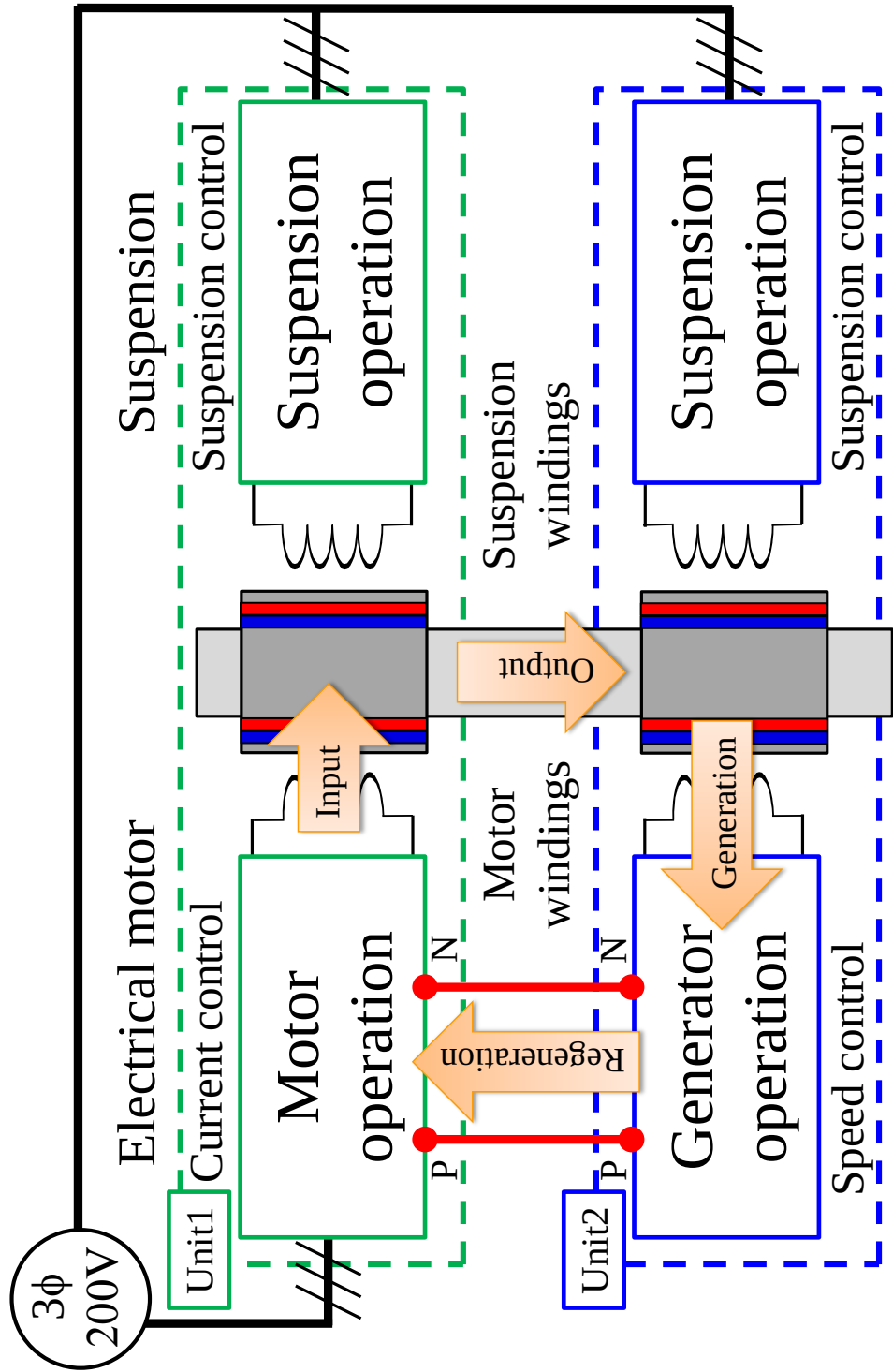


図 6-28 軸支持用インバータ及び電動機用インバータの接続

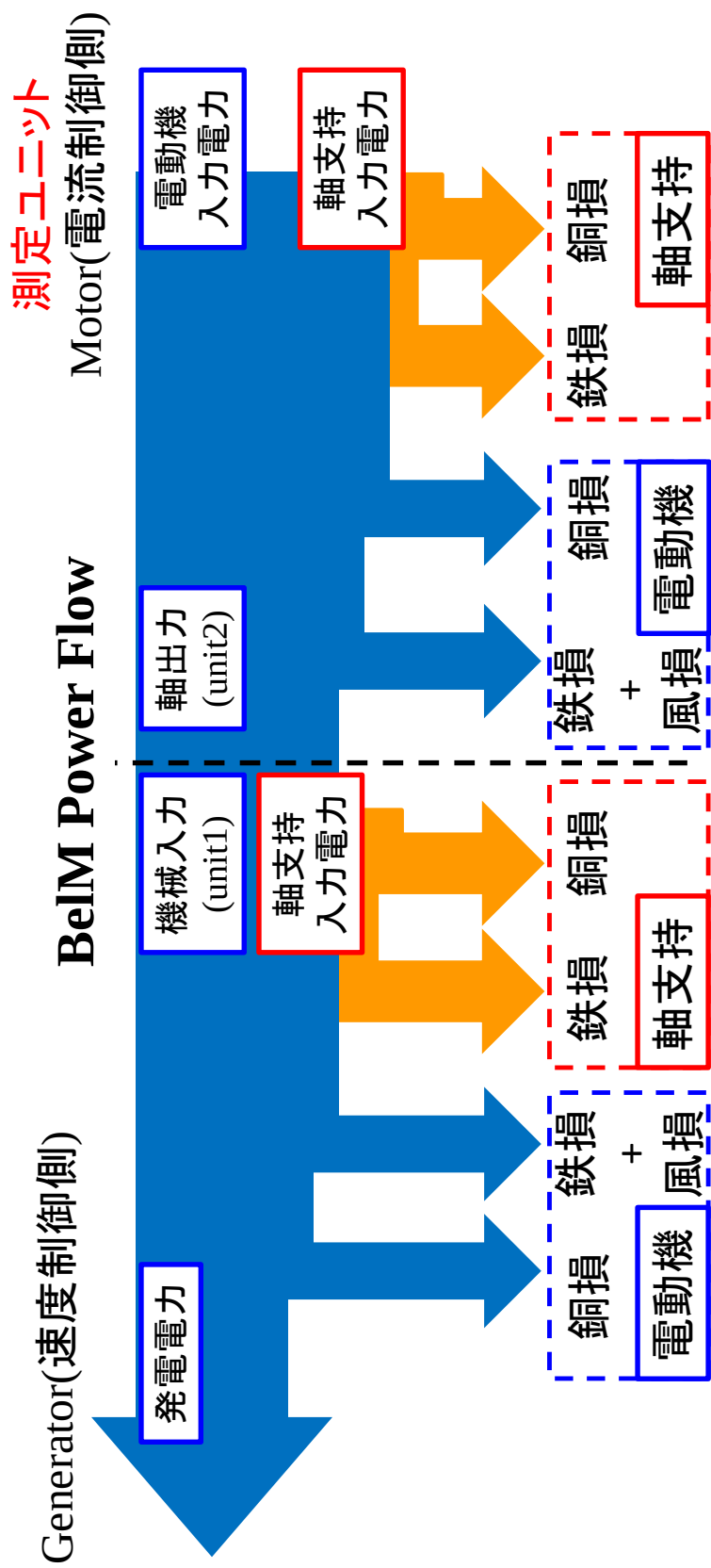


図 6-29 BelM のパワーフロー

6.6.2 IPM 型 BelM の軸支持制御系

図 6-30 に回転子の浮上位置を制御する軸支持制御系を示す。軸支持制御には、ギャップセンサにより検出した変位 α , β 、及びロータリエンコーダにより検出した回転角度 θ を用いる。まず、位置制御部では、各ユニットにおいてギャップセンサで検出した α , β 方向の回転子の変位をフィードバックし、位置指令値 α^* , β^* と検出位置 α , β の偏差から PID 制御器により操作量として軸支持力の指令値 F_{α}^* , F_{β}^* を作成する。そして、この軸支持指令値 F_{α}^* , F_{β}^* から軸支持電流変調式 M を用いて、軸支持電流指令値 $i_{s4\gamma}^*$, $i_{s4\delta}^*$ を導く。

ここで、軸支持電流変調式 M について考える。界磁電流 i_{m2d} はゼロとするため、式(6-1)より、回転子座標上の直交 x, y 座標上の軸支持力 F_x, F_y と 4 極の等価二相軸支持電流 i_{s4d}, i_{s4q} の関係は、

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{dx}' i_{mag} & M_{qx}' i_{m2q} \\ -M_{qy}' i_{m2q} & M_{dy}' i_{mag} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4d} \\ i_{s4q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-12)$$

になる。また、本試作機は、6.5 節に示す軸支持力脈動を抑制できる回転子を備えていることにより、 $M_{dx}' i_{mag}$ と $M_{dy}' i_{mag}$ 及び $M_{qx}' i_{m2q}$ と $M_{qy}' i_{m2q}$ の値はそれぞれ等しくしているため、式(6-12)は、

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & Y \\ -Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4d} \\ i_{s4q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-13)$$

になる。ただし、 X, Y は、

$$X = \frac{1}{2}(M_{dx}' i_{mag} + M_{dy}' i_{mag}), \quad Y = \frac{1}{2}(M_{qx}' i_{m2q} + M_{qy}' i_{m2q}) \dots \dots (6-14)$$

である。また、式(6-14)に逆 dq 変換を施すことで、固定子座標上の軸支持力 F_{α} , F_{β} と固定子座標上の等価二相軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} の関係は、

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X & Y \\ -Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-15)$$

になる。式(6-15)を整理すると、

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & Y \\ -Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-16)$$

になる。ここで、式(6-16)の軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} について、

$$\begin{bmatrix} i_{s4\gamma} \\ i_{s4\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4a} \\ i_{s4b} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-17)$$

とすることにより、交流の軸支持電流 i_{s4a}, i_{s4b} を直流化された軸支持電流 $i_{s4\gamma}, i_{s4\delta}$ にすることができる^[67]。式(6-17)を式(6-16)へ適用すると、

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & Y \\ -Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s4\gamma} \\ i_{s4\delta} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6-18)$$

になる。式(6-18)より軸支持電流を計算することができ、

$$\begin{bmatrix} i_{s4\gamma} \\ i_{s4\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{X^2 + Y^2} \begin{bmatrix} X & -Y \\ Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (6-19)$$

になる。以上により導出された式(6-15)を軸支持電流変調式 M とする。また、第 5 章で示した R+TMB Type B ver1 のラジアル軸支持制御系と同様に、10,000 rpm 以上の高速回転において、ラジアル軸支持制御にトラッキングフィルタを適用し、10,000 rpm 以上の高速回転において、回転に同期した周波数成分の軸支持制御ゲインを小さくし、不要な軸支持電流を流さないようにする。また、トラッキングフィルタのゲイン k_{tr} は、回転速度により変化させている。

電流制御部では、電流検出モジュールにより検出した U 相電流 i_{s4u} 及び W 相電流 i_{s4w} から 3 相電流 i_{s4u} , i_{s4v} , i_{s4w} を得る。そして、3 相電流に対して二相三相変換を行うことで固定子座標系の等価 2 相軸支持電流 i_{s2a} , i_{s2b} を算出する。さらに、ロータリエンコーダにより検出した回転角度 θ で $\gamma\delta$ 変換を施すことで、 $\gamma\delta$ 座標系における二相電流 $i_{s4\gamma}$, $i_{s4\delta}$ を算出する。 $\gamma\delta$ 座標系における二相電流 $i_{s4\gamma}$, $i_{s4\delta}$ から軸支持電流指令値 $i_{s4\gamma}^*$, $i_{s4\delta}^*$ との偏差を計算し、その偏差から PI 制御器により、電圧指令値 $v_{s4\gamma}^*$, $v_{s4\delta}^*$ を作成する。電圧指令値 $v_{s4\gamma}^*$, $v_{s4\delta}^*$ を逆 $\gamma\delta$ 変換及び三相二相変換を施し、三相の電圧指令値 v_{s4u}^* , v_{s4v}^* , v_{s4w}^* を作成する。この電圧指令値を三角波比較方式によって、PWM インバータのスイッチングパルスに変換し、軸支持巻線に指令値通りの電流を流す。

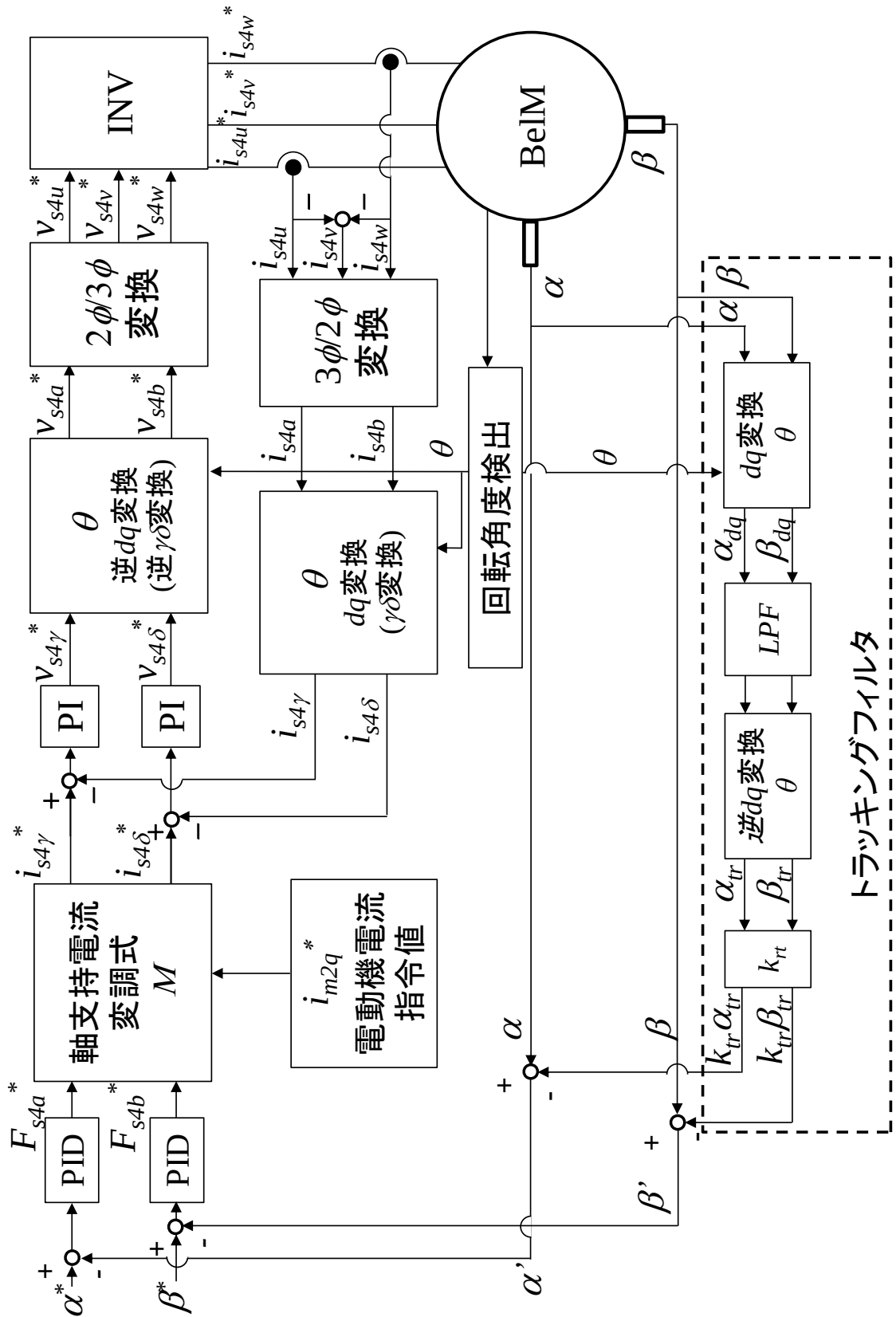


図 6-30 軸支持制御系のブロック線図

6.6.3 IPM 型 BelM の電動機制御系

図 6-31 にロータリエンコーダを用いた回転角度検出法を適用した電動機制御系を示す。まず、ロータリエンコーダにより発生するパルスのカウント値により回転角度を算出する。そして、割り込み処理ごとに算出した回転角度を配列に格納(10 サンプル分)し、10 サンプルの間に回転した角度から回転速度を計算する。9 サンプル(1.8 msec)前の角度と比較することにより、回転速度 33,333 rpm まで計測することができ、30,000 rpm に対応できる。

速度制御部では、算出した回転速度 ω から速度指令値 ω^* との偏差を計算し、その偏差量 e_ω から PI 制御器により、トルク電流の指令値 i_{m2q}^* を作成する。そして、電流制御部では、電流検出モジュールで検出した U, W 相電流に二相三相変換、 dq 変換を施すことで、回転子座標系における等価二相電流 i_{m2d} , i_{m2q} を算出する。そして、この i_{m2d} , i_{m2q} から、速度制御部で作成した d 軸の励磁電流指令値 i_{m2d}^* 、及び q 軸のトルク電流指令値 i_{m2q}^* との偏差を計算し、その偏差量から PI 制御器により電圧指令値 v_{m2d}^* , v_{m2q}^* を作成する。電圧指令値 v_{m2d}^* , v_{m2q}^* を逆 dq 変換及び三相二相変換を施し、三相の電圧指令値 v_{m2u}^* , v_{m2v}^* , v_{m2w}^* を作成する。この電圧指令値を三角波比較方式によって、PWM インバータのスイッチングパルスに変換し、電動機巻線に指令値通りの電流を流す。

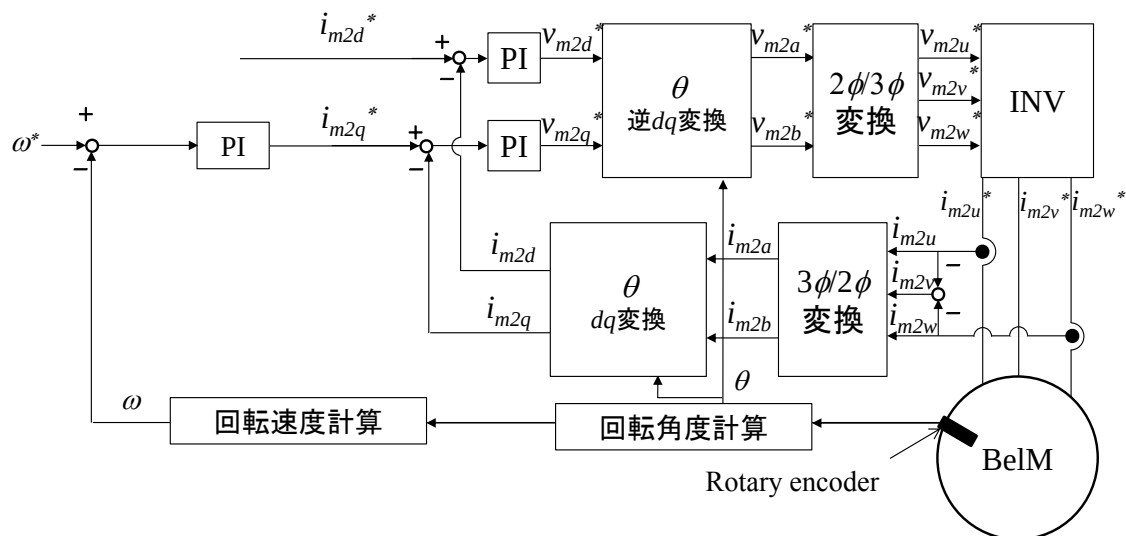


図 6-31 電動機制御系のブロック線図

6.7 提案する回転子を備えた IPM 型 BelM の試作機による軸支持力特性試験

6.6 節の提案する軸支持力脈動抑制法を備えた 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の試作機及び実験システムにより、回転角度 θ に対して軸支持力の特性試験を行った。

まず、図 6-33 は、軸支持力算出方法の概要を示す。図 6-32 に示すように軸支持力特性試験のための荷重を回転子の両側にかけることにより、負荷に対応して回転子位置を一定にするように BelM が軸支持力を発生する。そして、軸支持力を算出するために、図 6-32 より、Unit1, Unit2 の回転子幾何中心周りにおけるモーメントを考えると、式(6-20)及び式(6-21)が得られる。Unit2 の回転子幾何中心周りのモーメントの釣り合いより、

$$F_{a1} \cdot l_{12} + F_{w1} \cdot (l_{12} + l_{f1} - l_{w1}) = F_{w2} \cdot (l_{f2} - l_{w2}) \quad \dots \dots \dots (6-20)$$

また、Unit1 の回転子幾何中心周りのモーメントの釣り合いより、

$$F_{w2} \cdot (l_{12} + l_{f2} - l_{w2}) = F_{a2} \cdot l_{12} + F_{w1} \cdot (l_{f1} - l_{w1}) \quad \dots \dots \dots (6-21)$$

得られた式(6-20), 式(6-21)をそれぞれ F_{a1} , F_{a2} について解くことにより軸支持力算出式(6-22), 式(6-23)が得られる。

$$F_{a1} = \left(\frac{l_{12} + l_{f1} - l_{w1}}{l_{12}} \right) F_{w1} - \left(\frac{l_{f2} - l_{w2}}{l_{12}} \right) F_w \quad \dots \dots \dots (6-22)$$

$$F_{a2} = - \left(\frac{l_{f1} - l_{w1}}{l_{12}} \right) F_{w1} + \left(\frac{l_{12} + l_{f2} - l_{w2}}{l_{12}} \right) F_w \quad \dots \dots \dots (6-23)$$

軸支持力特性試験では、回転角度 $0^\circ \sim 180^\circ$ の間の 19 点の角度 θ において、5 kg から 14 kg まで、水平軸方向(α 軸負方向)の荷重かけて軸支持力の特性試験を行った。図 6-34(a)は、 $\theta = 0^\circ$ における軸支持力特性試験の結果を示す。軸支持力係数 k_f は、軸支持力算出式から導出した軸支持力 F_a と軸支持電流値 i_{s4y} の一次近似直線の傾きである。同様に、 0° から 180° の間の 19 点の角度に対して軸支持力係数 k を求めた。図 6-34(b)は、縦軸を 0° から 180° の間の 19 点に対し測定した軸支持力係数 k 、横軸を測定を行った回転角度 θ とした時のグラフを示す。また、図中の破線は、回転角度 θ の 0° から 180° を 1 周期として、フーリエ級数展開を行うことで求めた基本波成分の軸支持係数 k' の波形を示す。実験結果より軸支持係数 k' において、平均値に対する軸支持力脈動比を求めると 2.94% となり、軸支持係数 k における軸支持力脈動比でも 5.48% であり、軸支持力の脈動を良好に抑制できている。さらに、回転角度 $\theta = 0^\circ$ における軸支持力係数 k' すなわち回転子座標上の軸支持力式(6-1)の $M_{dx}' i_{mag}$ が 9.61 N/A、回転角度 $\theta = 90^\circ$ における軸支持力係数 k' すなわち式(6-1)の $M_{dy}' i_{mag}$ が 9.83 N/A であり、 $M_{dx}' i_{mag}$ と $M_{dy}' i_{mag}$ の差は、0.22 N/A となり平均値の 2.3% と非常に小さい。従って、式(6-1)の $M_{dx}' i_{mag}$ と $M_{dy}' i_{mag}$ が、同等となっており、軸支持制御式(6-6)を用いて軸支持制御を行うことができる。

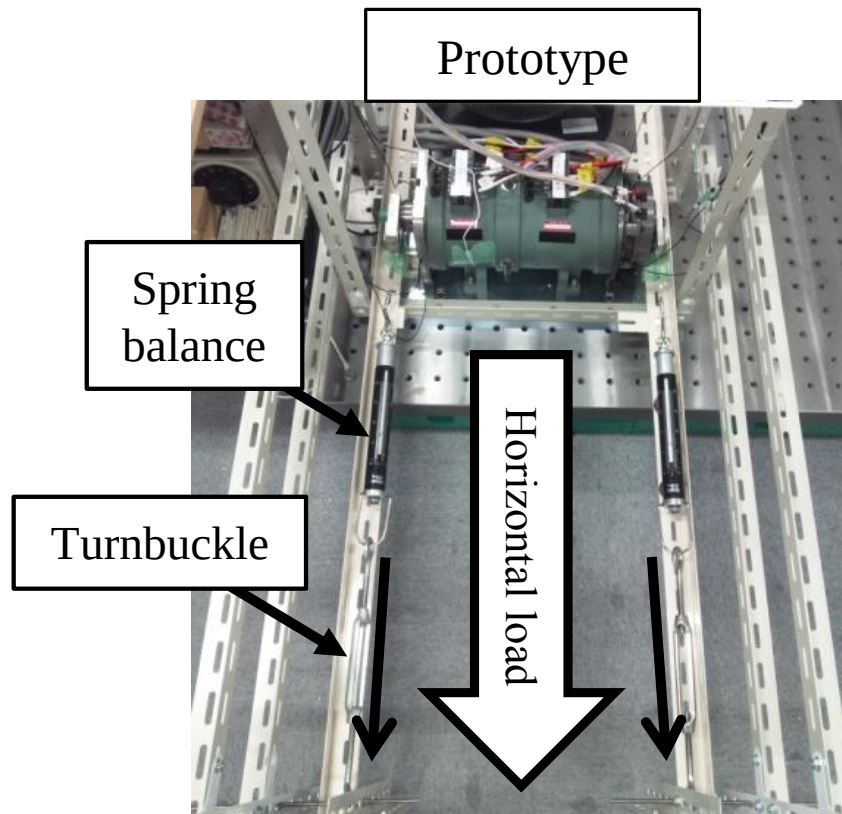


図 6-32 軸支持力特性試験の様子

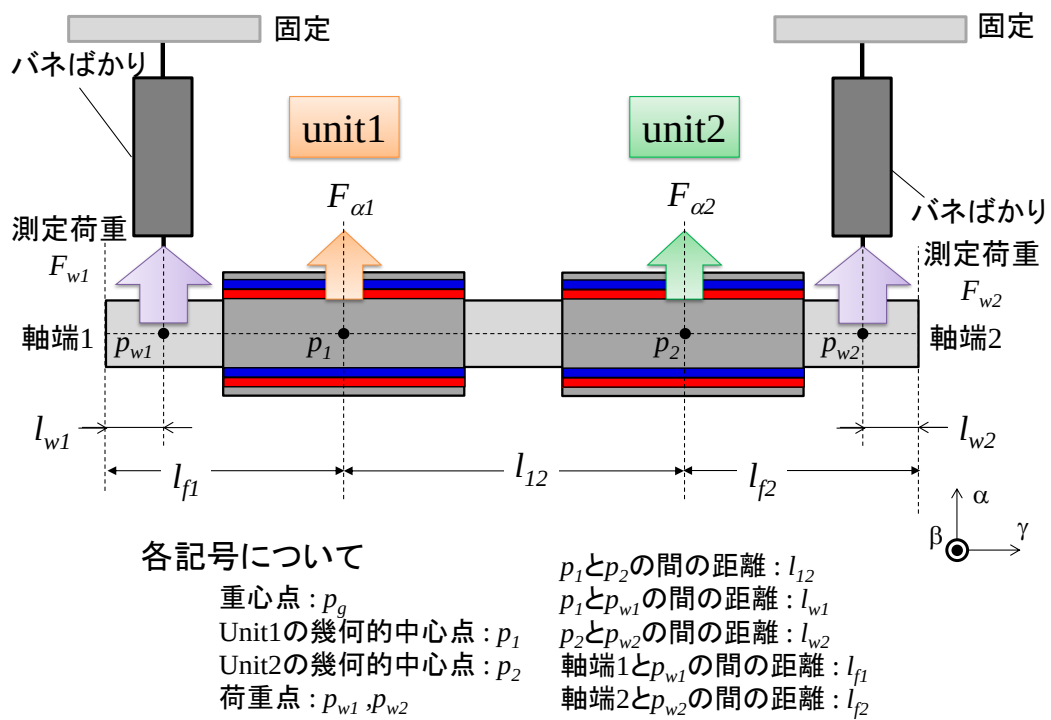


図 6-33 軸支持力の差出方法

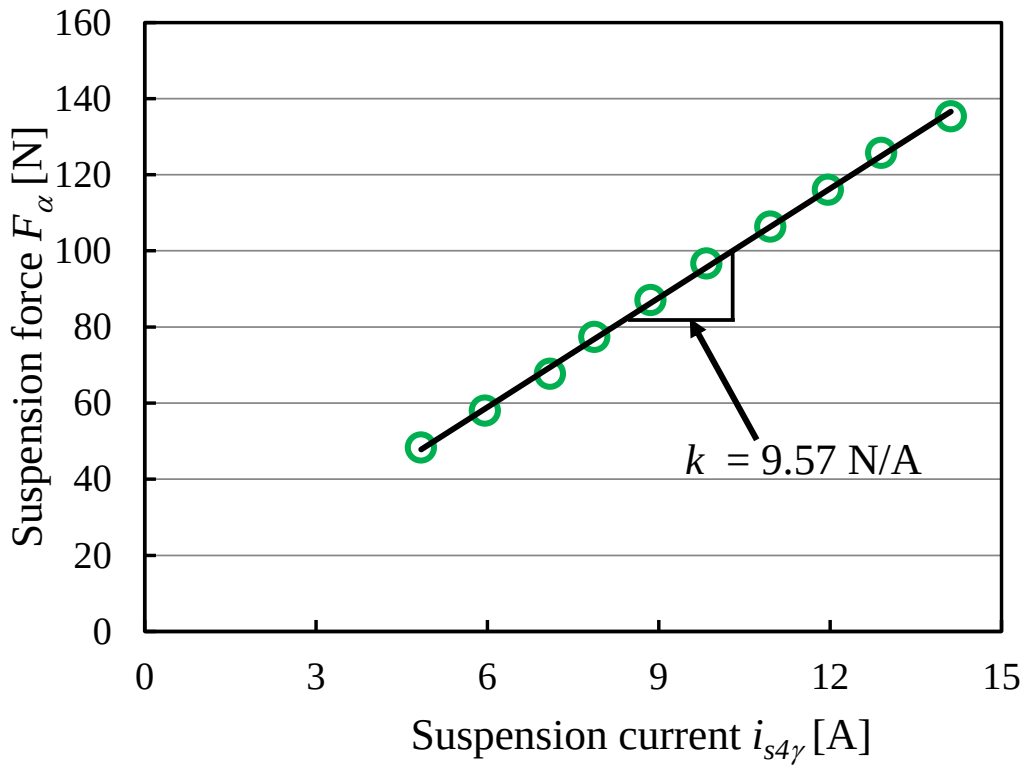


図 6-34(a) 回転角度 $\theta = 0^\circ$ における軸支持力特性試験結果

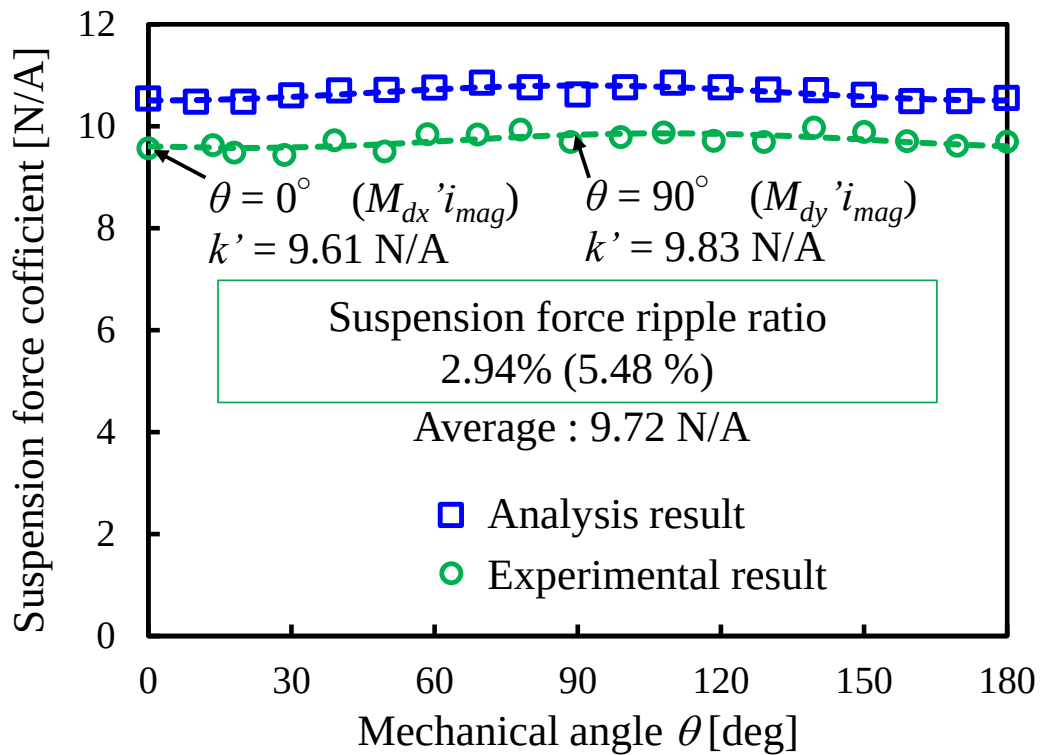


図 6-34(b) 回転角度 θ に対する軸支持力係数

図 6-34 軸支持力特性試験結果

6.8 30,000 rpm までの高速回転における非接触軸支持特性試験

本節では、6.6 節に示す実験システムを用いて、30,000 rpm までの高速回転における実負荷試験を行った。ここで、安定な非接触軸支持運転を実現するためには、式(6-1)の M_{dx} 、 i_{mag} 及び M_{dy} 、 i_{mag} に加えて、電動機巻線磁束と軸支持巻線磁束の干渉項である式(6-1)の M_{qx} 及び M_{qy} を同定する必要がある。これらのパラメータは、文献[44]において示されている方法によりパラメータ同定を行った。そして、同定したパラメータ制御系へ適用し安定な非接触軸支持運転を確認した後、実負荷試験を行うことにより、高速回転における軸支持運転特性の検証を行った。さらに、他の研究チームにより、BelM の高速回転におけるポイントで軸支持電力を含めない効率や 10,000 rpm 程度までの比較的低速における効率及び損失が報告されている^{[47], [55]-[61], [64]}。一方で、30,000 rpm という高速回転における BelM の軸支持電力を含めた効率やそのマップといった運転特性は未だ報告されていない。そこで、本試験では、軸支持電力を含んだ効率マップを取得し、詳細な運転特性を明らかにした。

6.8.1 30,000 rpm までの高速回転における非接触軸支持特性試験

図 6-35(a)及び(b)は、最大回転速度 30,000 rpm における無負荷及び最大負荷時の α , β 軸の回転子変位波形を示している。そして、電動機出力は 6.6.1 項の損失分離法による電動機出力の導出式(6-11)より導出している。図 6-35 より、振れ回りの振幅は、無負荷時で 9.15 μm 、最大電動機出力 5.33 kW 時で 9.91 μm となり、タッチダウン幅の 20 分の 1 以下と非常に小さい。また、図 6-36(a)及び(b)は、図 6-35(a)の時の軸支持電流波形及びそのスペクトラムを示す。3 倍の周波数成分は、基本波振幅に対して 9.76%と比較的小さいことから、提案する軸支持力脈動を抑制するための回転子構造が有効であることを示している。そして、図 6-37(a)より、30,000 rpm までの回転速度において、最大振れ回り量は 4,000 rpm・無負荷の時の 58.2 μm であり、タッチダウン幅の 3 分の 1 以下で安定に軸支持運転できている。従って、提案する IPM 型 BelM は、無負荷・最大負荷の両方において、30,000 rpm までのすべての回転速度で非常に安定な軸支持運転を実現できている。また、図 6-37(b)より、軸支持三相電流は、振れ回りが最大の時において最大 3.808 Arms であり定格電流 9.896 Arms の 38.4%、最大電動機出力 5.33 kW 時において 3.263 Arms であり定格電流 9.896 Arms の 32.9%と、小さな電流で軸支持運転できている。

さらに、図 6-38 は、10,000 rpm から 30,000 rpm までの軸支持インバータの軸支持入力電力のマップを示す。図中の黒のラインは、軸支持入力電力が 10 W のラインを示す。図 6-38 より、30,000 rpm・最大電動機出力 5.33 kW において、軸支持入力電力は 13.3 W であり、電動機出力 5.33 kW の 0.250%と非常に小さい。加えて、図 6-38 の大部分の領域において、軸支持入力電力が 10 W 以下と非常に小さい。また、図 6-39 は、軸支持入力電力における軸支持電流の銅損に対する軸支持鉄損の比率を示している。軸支持鉄損は、軸支持インバータの入力電力から、測定した巻線抵抗及び軸支持電流から銅損を差し引くことにより求める。そして、図中の黒のラインは、比率 1 のラインを示す。15,000 rpm 程度までは銅損が支

配的であるが、それ以上の高速回転における領域では、鉄損が支配的となっている。

従って、高速回転において、提案する IPM 型 BelM は、提案する回転子構造により軸支持力脈動が抑制されていることで、汎用インバータにより電動機出力に対して非常に小さな軸支持電力で安定な軸支持運転が十分に可能である。以上により、安定な非接触軸支持運転及び軸支持インバータの入力電力などの軸支持運転特性を明らかにした。

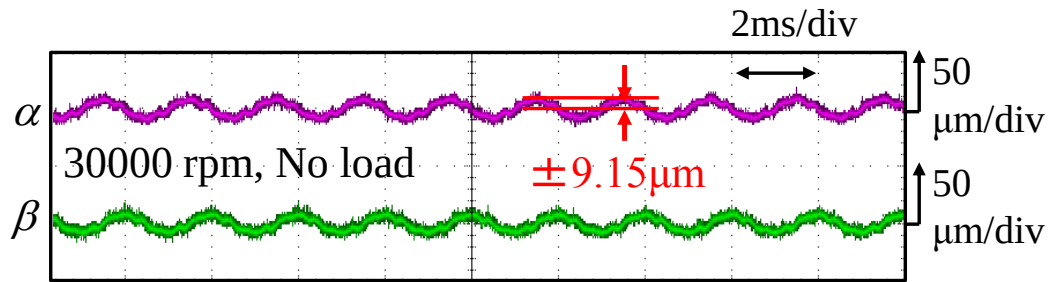


図 6-35(a) 無負荷時の回転子変位波形

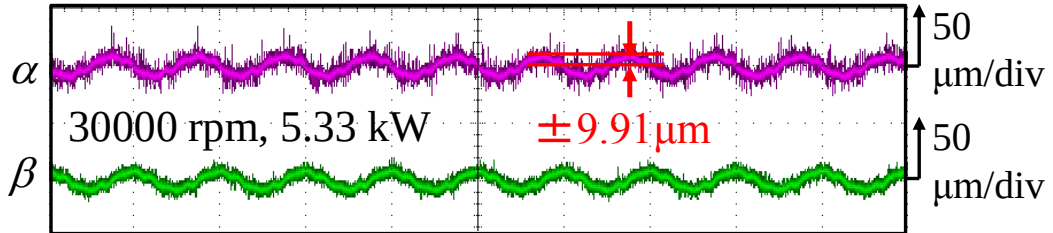


図 6-35(b) 最大軸出力 5.33 kW 時における回転子変位波形

図 6-35 30,000 rpm における非接触軸支持運転試験結果

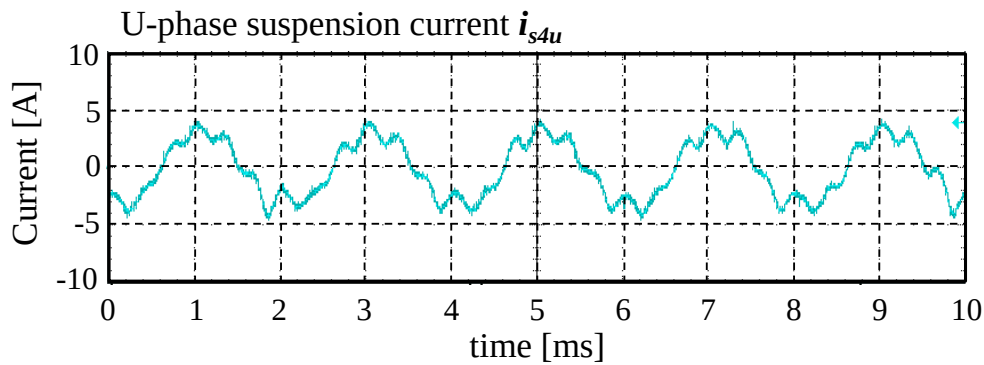


図 6-36(a) 図 6-34(a)における U 相軸支持電流波形

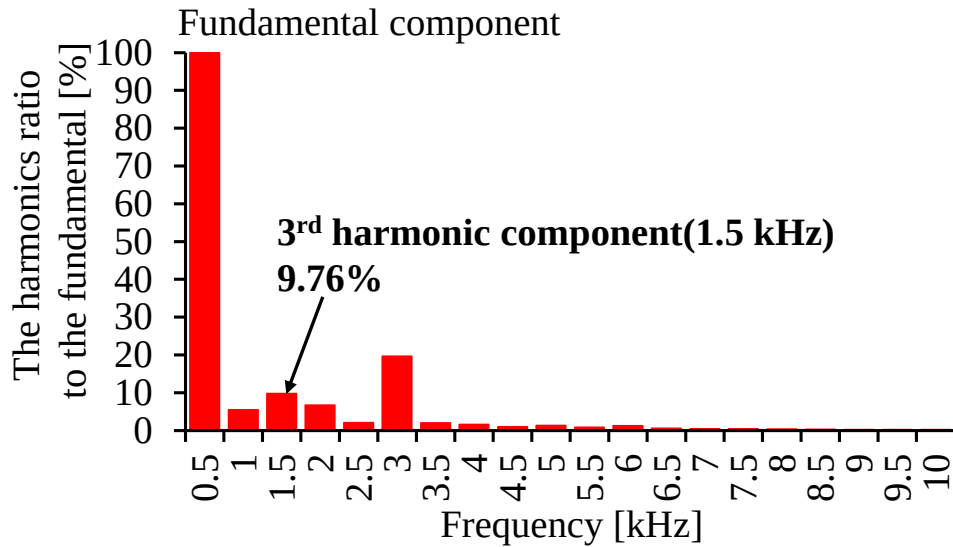


図 6-36(b) 図 6-36(a)のフーリエスペクトラム

図 6-36 図 6-35(a)における U 相軸支持電流

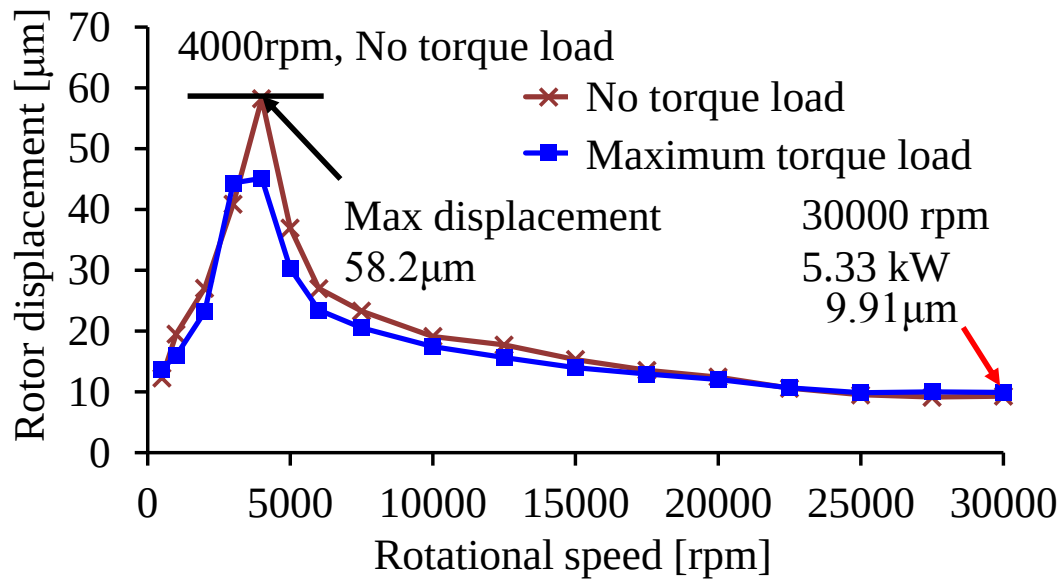


図 6-37(a) 回転速度に対する回転子振れ回り振幅

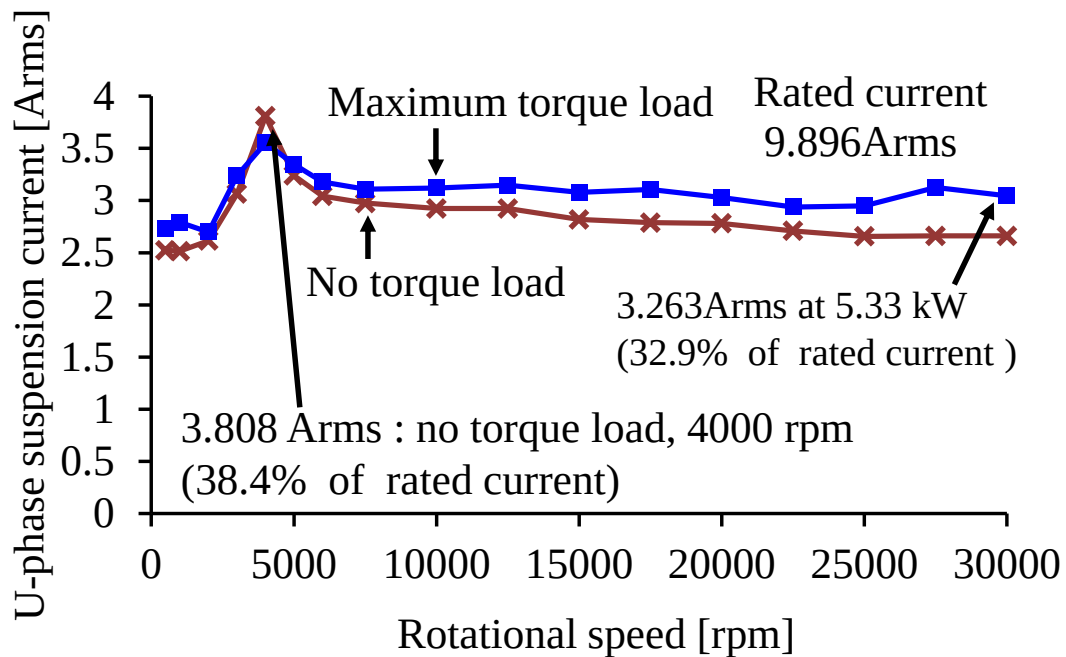


図 6-37(b) 回転速度に対する軸支持電流

図 6-37 回転速度に対する回転子振れ回り振幅及び軸支持電流

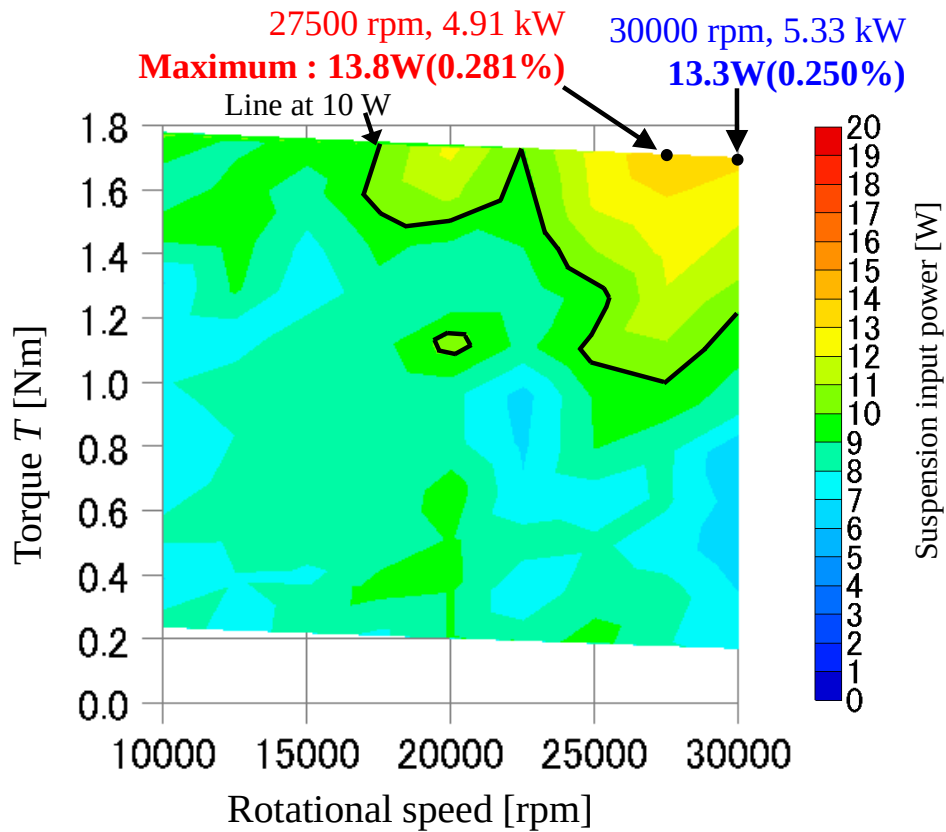


図 6-38 軸支持入力電力マップ

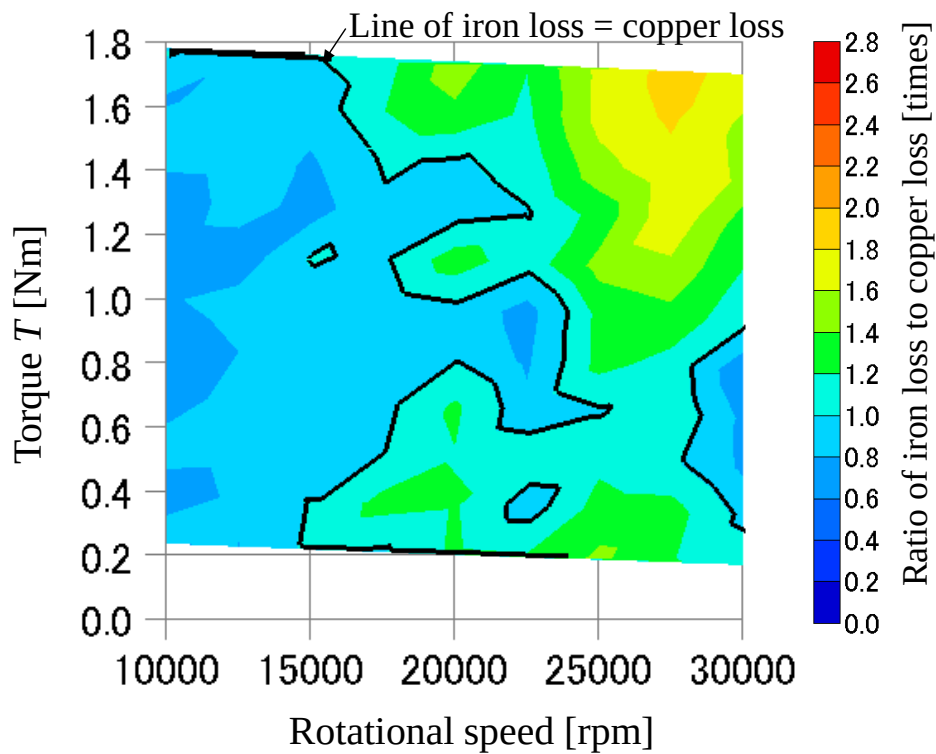


図 6-39 軸支持入力電力における銅損に対する鉄損の割合

6.8.2 30,000 rpm までの高速回転における効率マップ及び損失

次に、軸支持入力電力を含めた効率の検証を実負荷試験により行った。そして、本試作機は高速回転機であるためインダクタンスが小さいことから、PWM インバータのスイッチング周波数が運転特性に与える影響が大きいと考えられた。そこで、使用している PWM インバータは、スイッチング素子として IGBT を用いていることを考慮し、電動機及び軸支持の PWM インバータのスイッチング周波数を 10 kHz と 20 kHz の 2 パターンに対して検証を行った。ここで、電動機と軸支持の PWM インバータスイッチング周波数は同じとして、さらに、制御系のサンプリング周波数は 20 kHz 一定としている。また、この時の電動機出力、トルク、効率及び損失は、6.6.1 項に示す式(6-8)から式(6-11)に示す算出式より導出した。

図 6-40(a)及び(b)は、PWM インバータのスイッチング周波数を 10 kHz 及び 20 kHz とした時の効率マップを示す。まず、10 kHz スwitching の場合、最大効率は 22,500 rpm において 90.0%であり、最大電動機出力では 88.4%である。一方、20 kHz スwitching の場合、最大効率は 20,000 rpm において 91.1%であり、最大電動機出力では 89.9%である。また、スイッチング周波数を上昇させることにより、10,000 rpm から 30,000 rpm までの高速回転の運転範囲において 1%以上効率を改善できている。

以上のことについて検討を行った。まず、図 6-41(a)及び(b)は、PWM インバータのスイッチング周波数を 10 kHz 及び 20 kHz とした時の電動機 U 相電流波形を示す。また、図 6-42 は、図 6-41(a)及び(b)のスペクトルを示す。インバータのスイッチング周波数を上昇させることにより、10 kHz のスイッチングによるリップル電流が抑制されていることがわかる。THD に関しても、10 kHz の時の 9.18%に対して、20 kHz の時は 6.70%であり、改善されている。さらに、軸支持電流についても、同様に確認したところ、図 6-43 及び図 6-44 より、10 kHz のスイッチングによるリップル電流が抑制されている。そして、図 6-45 は、30,000 rpm における回転子座標上の電動機電流 i_m に対する電動機損失及び軸支持入力電力を示している。以上のように、スイッチング周波数を上昇させることで、スイッチングによるリップル電流が抑制されているため、最大電動機出力において、電動機損失は 10 kHz の時の 638.7 W に対して 20 kHz の時は 585.4 W となり、8.35%低減できている。さらに、軸支持入力電力に関しても、10 kHz の時の 24.98 W に対して 20 kHz の時は 13.28 W となり、46.8%低減できている。以上の理由により、図 6-40(a)及び(b)の効率マップに示すように、効率が 1%以上改善されていると考えられる。

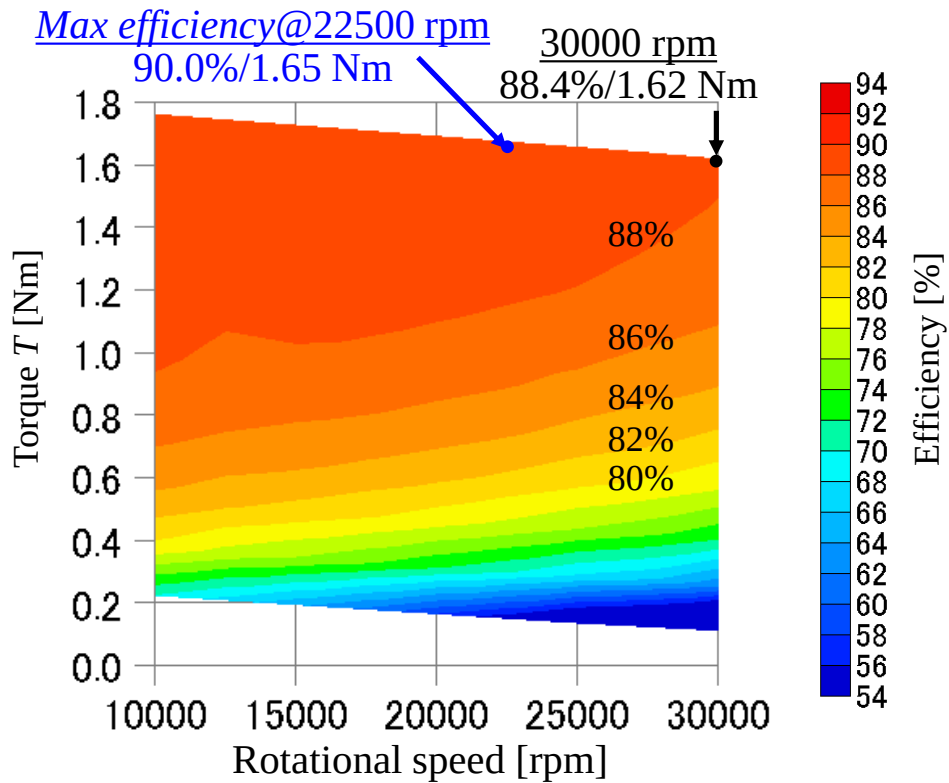


図 6-40(a) スイッチング周波数 10 kHz 時の効率マップ

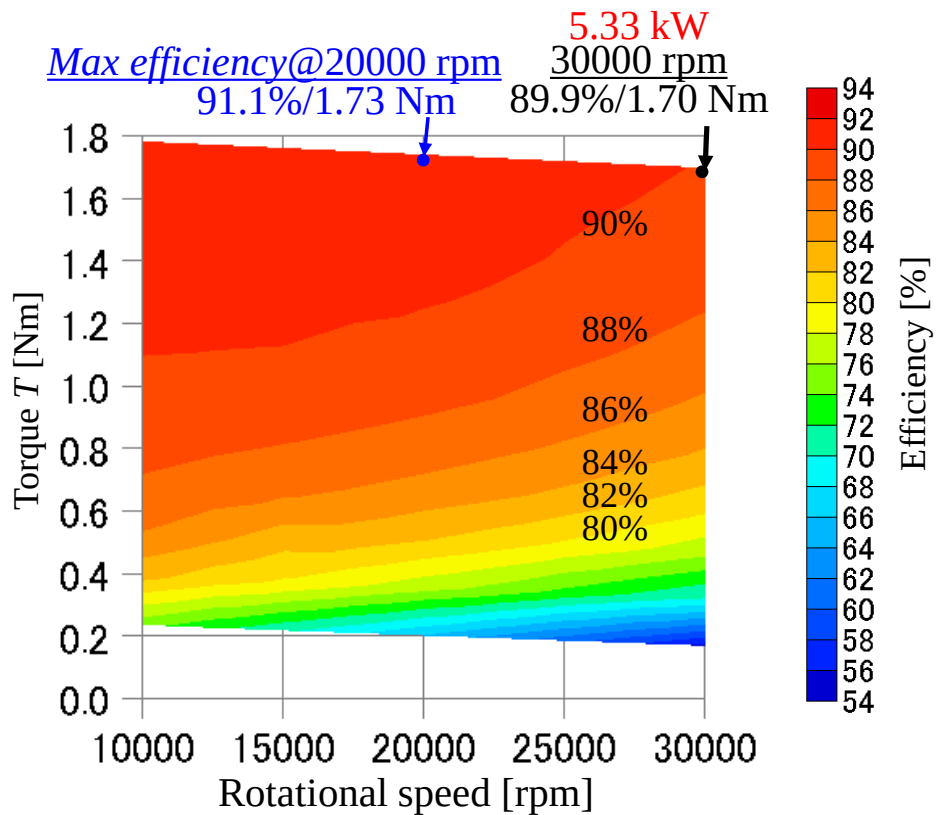


図 6-40(b) スイッチング周波数 20 kHz 時の効率マップ

図 6-40 IPM 型 BelM の総合効率マップ

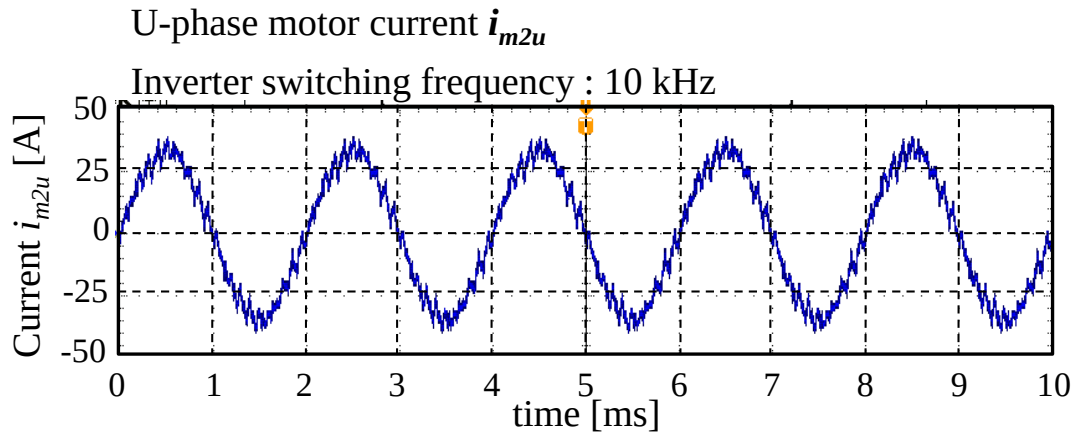


図 6-41(a) スイッチング周波数 10 kHz

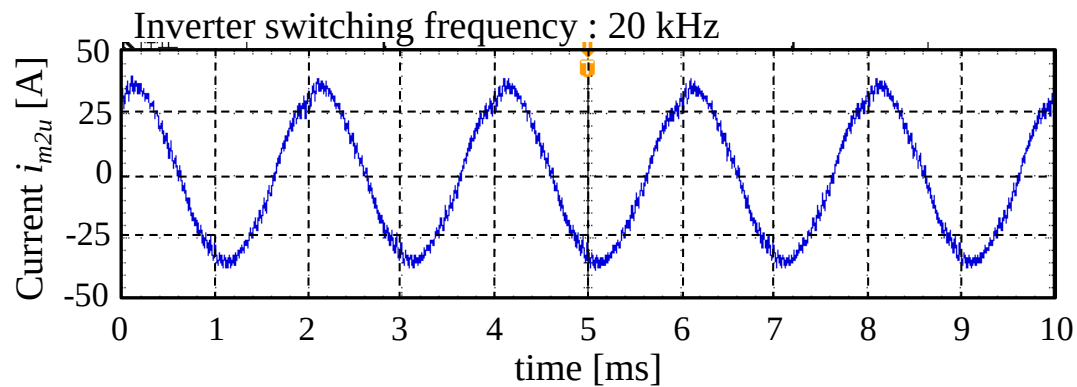


図 6-41(b) スイッチング周波数 20 kHz

図 6-41 電動機電流波形

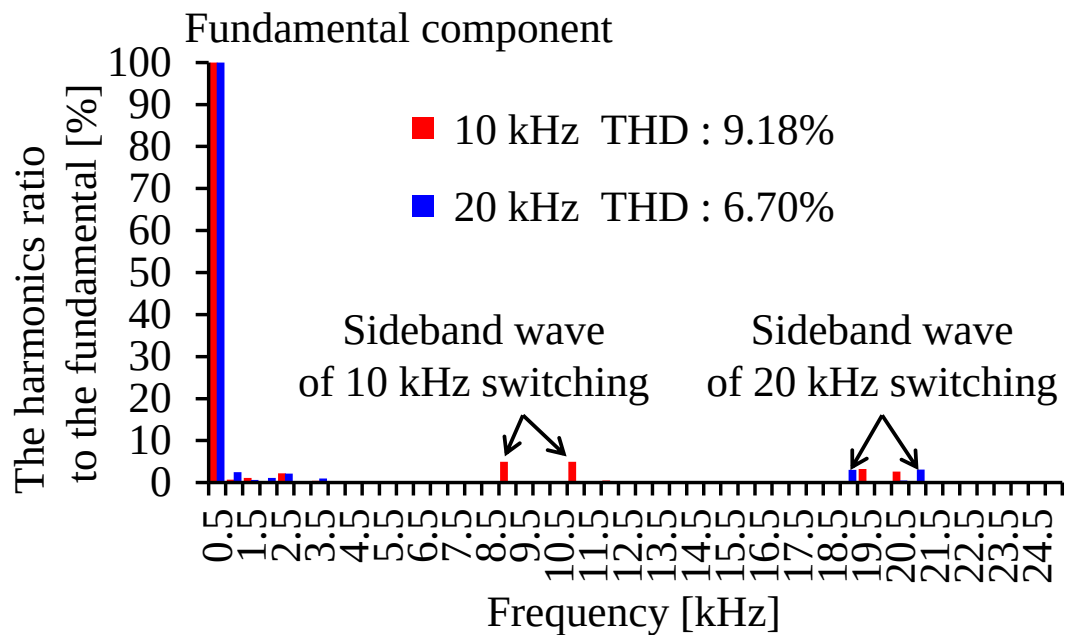


図 6-42 図 6-41 のフーリエスペクトラム

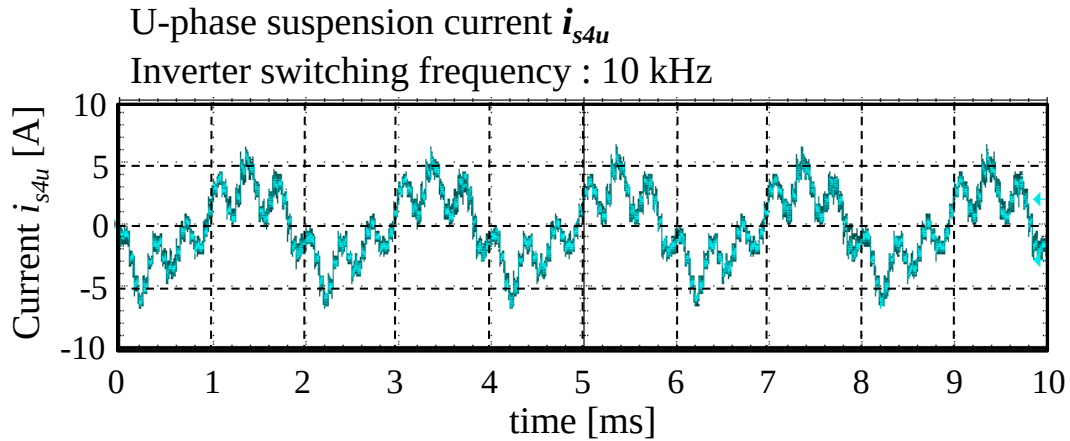


図 6-43(a) スイッチング周波数 10 kHz

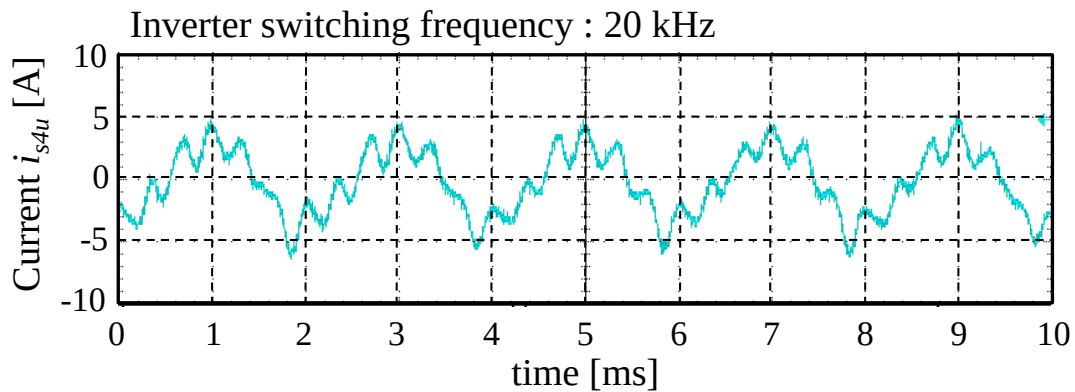


図 6-43(b) スイッチング周波数 20 kHz

図 6-43 電動機電流波形

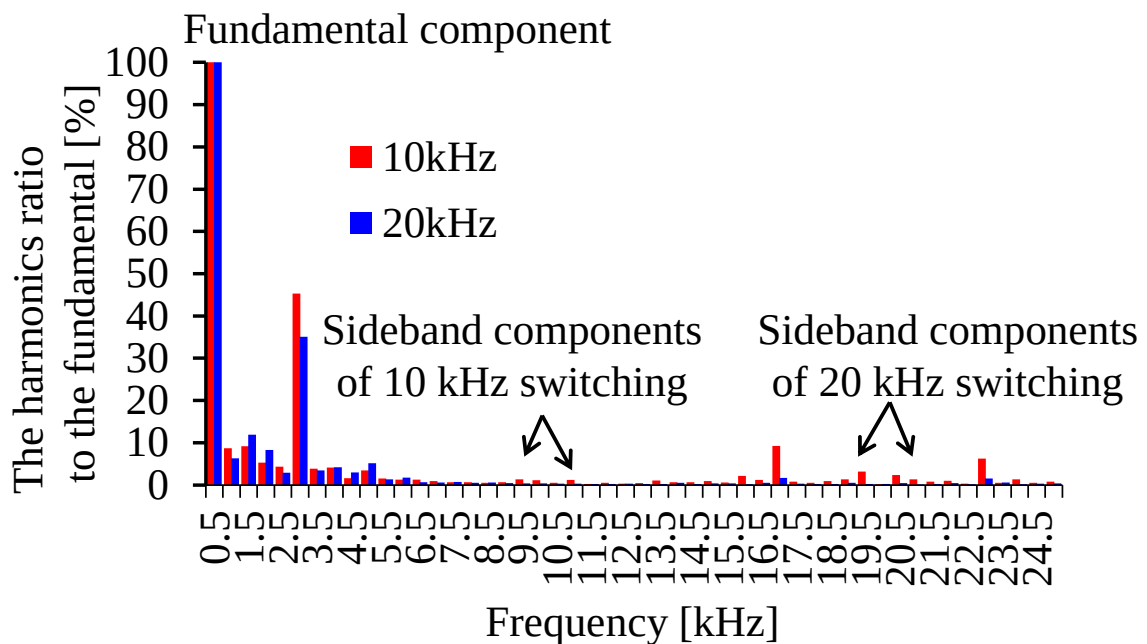


図 6-44 図 6-43 のフーリエスペクトラム

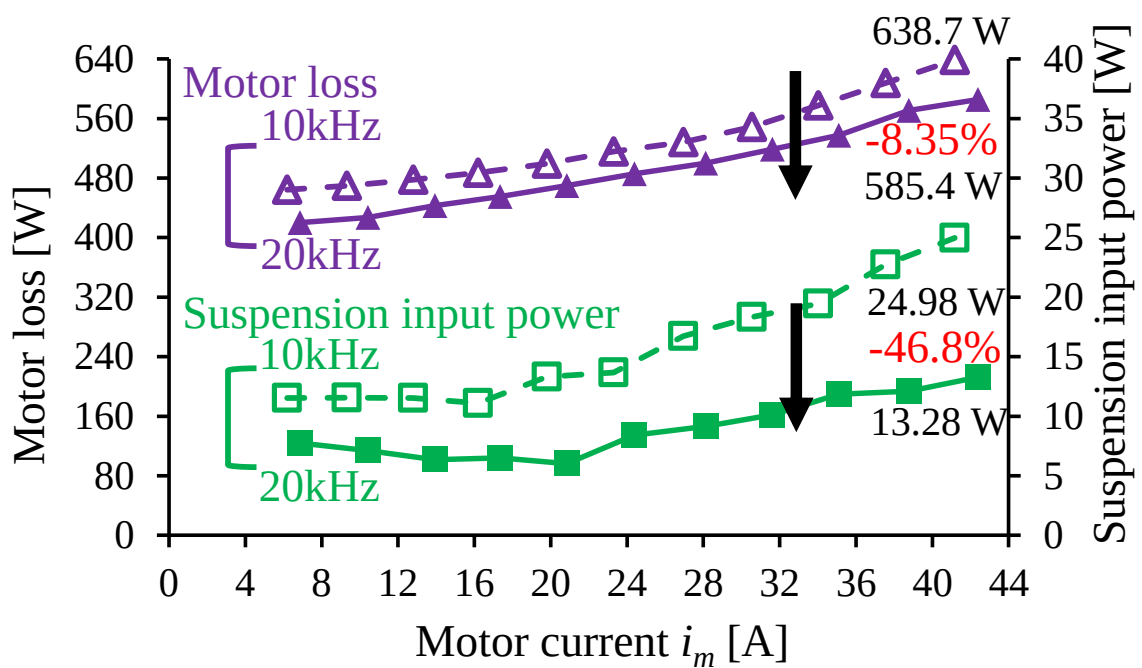


図 6-45 スイッチング周波数 10 kHz 及び 20 kHz における
電動機損失及び軸支持入力電力

第7章 結論及び今後の展望

7.1 結論

本論文は、数百 kW 以上の大容量コンプレッサに対応可能な磁気浮上技術を用いた従来の回転機システム以上に高性能・高機能な回転機システムを検討した。そして、その高性能・高機能な回転機システムを実現するための磁気軸受及び BelM の検討を行った。まず、一般的なモータと磁気軸受を用いた回転機システムにおいて低損失 RMB を用いたシステムを検討し、このための大容量に対応可能かつ低損失化のための 4 つの C 形コアを統合した RMB を提案した。次に、システムの組立性の向上かつワイドギャップに対応するためのシステム I を検討し、このための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A に加えて PTMB を活用した構造を提案した。さらに、システムの小型化のためのシステム II を検討し、このための円筒形回転子を備えた R+TMB Type B を提案した。最後に、システムの更なる小型化のための BelM とシステム II の R+TMB Type B を用いたシステムを検討し、このための大容量・高速回転に対応可能な IPM 型 BelM を提案した。そして、以上に提案する RMB、R+TMB Type A、R+TMB Type B 及び BelM の有効性を 3D-FEA 又は試作機による検証試験により示した。

7.1.1 大容量に対応可能でありながら低損失を実現するための 4 つの C 形コアを統合したラジアル磁気軸受

従来の RMB のヘテロポーラ型 RMB やホモポーラ型 RMB の場合、大きな回転子鉄損や高コストなどといった問題があった。そこで、これまで数十 W 程度の回転機システムに用いられていた C 形コアを用いた RMB に着目し、大容量に対応可能かつ低鉄損化のために 4 つの C 形コアを一体化したホモポーラ型 RMB を新たに提案し、その特性検討を行った。そして、3D-FEA を用いて、新たに提案する RMB の軸支持力と損失について、従来の RMB と比較しながら検討を行った。その結果、提案する RMB は、回転子自重に対して 5.82 倍もの十分な軸支持力を発生でき、加えて、これまで低損失として知られていたホモポーラ型 RMB に対し、無負荷時における回転子鉄損を 74.6%、同等の軸支持力 8690 N における全損失で 23.3% も低減できた。従って、新たに提案する 4 つの C 形コアを一体化したホモポーラ型 RMB は、大容量に対応可能であり、従来の RMB 以上に低鉄損化できることに加え、磁石使用量を低減できることを示した。

7.1.2 システムの組立性向上かつワイドギャップに対応するための円筒形回転子を備えた R+TMB Type A と PTMB を活用した構造

従来の回転機システムにおいて、TMB に用いられるディスク形回転子により、組立性の低下・バランス取りが難しい・周速上昇による回転速度制限などといった問題があった。そこで、システムの組立性の向上かつワイドギャップでありながら高スラスト外乱に対応するために、円筒形回転子を備えた R+TMB Type A に加えて PTMB を活用した構造を提案

し、その提案構造を備えた試作機を新たに製作した。そして、製作した試作機により、ラジアル軸支持力特性及びスラスト軸支持力特性について実験を行った。実験結果より、提案する R+TMB Type A に加えて PTMB を活用した構造は、受動的なスラスト軸支持力をスラスト軸支持力の設計目標の 1/3 程度も発生できているため、大型化することなく高スラスト軸支持力化を実現している。さらに、高スラスト軸支持力を達成していることにより、外乱が大きな水中における負荷状態において、試作機が安定な非接触軸支持運転できることも示した。

7.1.3 システムの小型化のための円筒形回転子を備えた R+TMB Type B

システム I の R+TMB Type A は、RMB と TMB を軸方向に並べていたため、一般的な回転子システムに対して軸長を大きく短縮することが難しかった。そこで、通常のギャップ長においてシステムを小型化するために、RMB と TMB を半径方向に一体化した円筒形回転子を備えた R+TMB Type B を提案した。

まず、原理検証モデルである円筒形回転子を備えた R+TMB Type B ver1 について、3D-FEA 及び R+TMB Type B ver1 を備えた試作機により、軸支持力特性及び非接触軸支持運転特性の検証を行った。まず、製作した試作機を用いてラジアル軸支持力及びスラスト軸支持力の特性試験を行った。軸支持力特性試験により、提案する R+TMB Type B ver1 がラジアル軸支持力とスラスト軸支持力を十分に備えていることを明らかにした。次に、試作機を用いた非接触軸支持運転試験を行った。3D-FEA による軸支持力特性の解析結果と回転速度 3,000 rpm でのステップ外乱試験により、ステップ外乱に対する安定な軸支持特性及び、RMB と TMB が非干渉化できていることを明らかにした。さらに、30,000 rpm までの非接触軸支持運転試験を行い、高速回転において、安定な加速及び非接触軸支持制御を実現した。以上により、提案する R+TMB Type B ver1 の有効性を実験的に示した。

さらに、R+TMB Type B の実用化を推し進めるために、R+TMB Type B の固定子組立性を向上し、かつ、回転子鉄損を低減する新たな R+TMB Type B ver2 の構造を提案した。そして、3D-FEA により、提案する R+TMB は、組立性を向上しながらも、回転子自重に対して十分なラジアル軸支持力、そして、スラスト外乱力に対して十分なスラスト軸支持力を発生できることを示した。加えて、磁極間に補助磁石を設けることで、回転子鉄損の大幅な低減が望め、新たに提案する R+TMB Type B ver2 が磁気軸受の低損失化のために非常に有用であることを示した。

7.1.4 システムの更なる小型化のための大容量・高速回転に対応可能な 2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM

これまでは、表面貼付型 BelM が報告されているが、高コストや大容量に対応できるだけの軸支持力が発生し難いといった問題があった。そこで、低コストに大容量・高速回転 BelM を実現するために、分割した永久磁石を回転子に埋め込んだ 2 極電動機・4 極軸支持構造の

IPM 型 BelM の検討を行った。そして、この構造において発生する軸支持力の脈動を抑制するために、回転子内部の適切な位置にフラックスバリアを設ける回転子構造を提案した。そして、3D-FEA により、提案する回転子構造が軸支持力脈動の抑制に有効であり、応力解析から高速回転にも対応できることを示した。

そこで、提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造を備えた2極電動機・4極軸支持構造を持つ IPM 型 BelM の試作機を実際に製作し、提案する軸支持力脈動抑制のための回転子構造の検証試験を行った。ここで、試作機は、同様の IPM 型 BelM を2ユニット備えており、試作機全体で10 kW 程度の出力(1ユニットあたり5 kW 出力)である。この試作機を用いた検証試験により、提案する軸支持力脈動抑制法が有効であることを実験的に示した。また、30,000 rpm までの実負荷試験を行い、非接触軸支持運転特性を検証した。そして、提案する IPM 型 BelM は、30,000 rpm という高速回転において安定な非接触軸支持運転が可能であることを示した。この時、30,000 rpm・最大出力5.33 kW において、PWM インバータの軸支持入力電力は13.3 W であり、出力5.33 kW の0.250%と非常に小さい。従って、高速回転において、提案する IPM 型 BelM は、汎用 PWM インバータにより、小さな軸支持電力で安定な軸支持運転が十分に可能であることを示した。さらに、高速回転機はインダクタンスが小さいことから、電動機及び軸支持のインバータのスイッチング周波数が運転特性に大きく影響すると考えられた。そこで、PWM インバータのスイッチング周波数を10 kHz から20 kHz へ変更し、効率及び損失の検討を行った。その結果、PWM インバータのスイッチングによるリップル電流が抑えられたことにより、損失が低減され、効率が1%以上改善された。以上により、提案する IPM 型 BelM の高速回転における軸支持入力電力を含めた効率などの運転特性を明らかにし、良好な効率を達成できていることを示した。さらに、PWM インバータのスイッチング周波数を上昇させることで電流リップルを抑制し、有効に損失を低減できることを示した。

7.2 今後の展望

第2章において提案した低損失な RMB 及び第5章において提案した低損失な R+TMB Type B ver2 について、3D-FEA による検討にとどまっている。そこで、今後は、提案するそれぞれの構造について試作機を製作し、検証試験を行うことにより、実際に優れた低損失特性が実現可能であることを示す必要がある。

また、第6章において提案した IPM 型 BelM の実負荷試験により、非接触軸支持運転時の諸特性が明らかとなるとともに、高速回転時の鉄損による発熱のために連続運転が困難であることも明らかになった。そこで、今後は、冷却や損失密度に着目した設計検討が必要不可欠であると考えられる。従って、BelM の実用化を推し進めるために、大容量・高速回転対応しながらも連続運転を可能とするために、低損失な BelM の検討を行う必要がある。

以上を解決することにより、従来の磁気浮上技術を用いた回転機よりも優れた特性を備えた回転機の実現が可能になると考える。

参考文献

- [1] 電気学会 磁気浮上応用技術調査専門委員会：「磁気浮上と磁気軸受」，コロナ社，ISBN 978-4-339-00614-8，1993.
- [2] 武田洋次，松井信行，森本茂雄，本田幸夫 共著「埋込磁石同期モータの設計と制御」オーム社，ISBN 4-274-03567-0，2001
- [3] 我妻，金光，高橋，福島，松下：「回転機械設計者のための磁気軸受ガイドブック」日本工業出版，ISBN4-8190-1606-7，2004
- [4] 株式会社 川崎重工業：「磁気軸受付高速電動機直結単段ブロワ「MAG ターボ」」，川崎重工業技報，155号，pp. 56-57，2004年
- [5] 菊池 重光，奥田 誠一，井川 博，森井 茂樹，三橋 真人，東森 弘高：「安心してクリーンな空気冷媒超低温冷凍システムの開発」，三菱重工技報，Vol. 42, No. 4，pp. 194-197，2005年.
- [6] 上田 憲治，長谷川 泰士，八幡 直樹，横山 明正，向井 洋介：「安心してクリーンな空気冷媒超低温冷凍システムの開発」，三菱重工技報，Vol. 51, No. 1，pp. 93-97，2014年.
- [7] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. G. Dorrell, "Magnetic Bearings and Bearingless Drives", Newnes, Elsevier, ISBN 0-7506-5727-8, 2005
- [8] 栗田 伸幸，岡田 養二：「低回転損失磁気軸受の開発」，日本機械学会論文集(C 編)，70巻 694号，pp. 1560-1565，2003年
- [9] 柿原 功一，小柳 弘明，岡田養二：「永久磁石内蔵ハイブリッド磁気軸受」，日本機械学会論文集，71巻 710号，pp. 122-128，2005年
- [10] D. Johnson, P. Pillay, and M. Malengret, "High speed pm motor with hybrid magnetic bearing for kinetic energy storage", in *Conf. Rec. of the 2001 IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 2232-2237, 2001.
- [11] Y. Kato, T. Yoshida, K. Ohniwa, and O. Miyashita, "A Self-Sensing Active Magnetic Bearing with Zero-Bias-Current Control", in *proc of EPE 2005*, pp. 1-9, 2005.
- [12] K. Matsuda, Y. Kanemitsu, and S. Kijimoto, "Optimal Number of Stator Poles for Compact Active Radial Magnetic Bearings", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, No. 8, pp. 3420-3427, August 2007.
- [13] W. Hijikata, T. Shinshi, A. Shimokohbe, H. Sobajima, and S. Takatani, "Disposable MagLev Centrifugal Blood Pump Utilizing Cone-Shaped Impeller", in *Proc. the 2008 IEEE/ASME*, pp. 570-575, July 2008.
- [14] F. Jiancheng, S. Jinji, L. Hu, and T. Jiqiang, "A Novel 3-DOF Axial Hybrid Magnetic Bearing", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 12, pp. 4034-4045, December 2010.
- [15] Y. Guo, and S. Li, " The Research of Ultra Precision Gas-magnetic Bearing Spindle System " in

- Proc. of 2010 2nd International Conf. on Signal Processing Systems (ICSPS 2010)*, V3-571 – V3-575, 2010.
- [16] X. Lin-jing, S. Chuan-yu, and L. Peng, “Analysis of Radial Magnetic Bearing Used in Magnetic Suspension Wind Power Generator”, in *Proc. of International Conf. on E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE 2010)*, 4 pages, 2010.
 - [17] S. H. Kim, J. W. Shin, and K. Ishiyama, “Magnetic Bearings and Synchronous Magnetic Axial Coupling for the Enhancement of the Driving Performance of Magnetic Wireless Pumps”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 50, No. 1, 4 pages (paper No. 4003404), January 2014.
 - [18] L. Scott Stephens and Carl R. Knospe, “Effect of Magnetic Pole Arrangement on Core Loss in Laminated High-speed Magnetic Journal Bearings”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 32, No. 4, pp. 3246-3252, November 1996.
 - [19] D. C. Meeker, A. V. Filatov, and E. H. Maslen, “Effect of Magnetic Hysteresis on Rotational Losses in Heteropolar Magnetic Bearings”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, No. 5, pp. 3307-3302, September 2004.
 - [20] M.A. Pichot and M.D. Driga, “Loss Reduction Strategies in Design of Magnetic Bearing Actuators for Vehicle Application”, in *proc. of Int. 12th Symposium on Electromagnetic Launch Technology 2004*, pp. 508 - 513, 2004.
 - [21] F. Jiancheng, W. Xi, W. Tong, T. Enqiong, and F. Yahong " Homopolar 2-Pole Radial Permanent-Magnet Biased Magnetic Bearing With Low Rotating Loss ", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 8, pp. 2293-2303, August 2012.
 - [22] A. M. Mohamed and F. P. Emad, “Conical Magnetic Bearings with Radial and Thrust Control”, in *proc of the 28th Conf. on Decision and Control*, pp. 554-561, 1989.
 - [23] P. Imoberdorf, C. Zwyssig, S. D. Round and J.W. Kolar, “Combined Radial-Axial Magnetic Bearing for a 1 kW, 500,000 rpm Permanent Magnet Machine”, in *proc of Applied Power Electronics Conference (APEC 2007)*, pp. 1434-1440, 2007.
 - [24] S. Yang and Y. Tsai, “Design of a Thrust Actuator for Magnetic Bearings With Low Radial Attraction Force”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 11, pp. 3587-3590, November 2012.
 - [25] 岩崎悟, 土井聡史, 竹本真紹, 田中康寛, 千葉明, 深尾正 : 「スラストディスクを無くしたワイドギャップ長用 5 軸能動制御型ベアリングレスモータの提案」 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-08-31, pp.61-66, 2008.
 - [26] K. Hijikata, S. Kobayashi, M. Takemoto, Y. Tanaka, A. Chiba, and T. Fukao, “Basic Characteristics of an Active Thrust Magnetic Bearing With a Cylindrical Rotor Core”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 11, Part 2, pp. 4167-4170, November 2008.
 - [27] K. Hijikata, M. Takemoto, S. Ogasawara, A. Chiba, and T. Fukao, “Behavior of a Novel Thrust Magnetic Bearing With a Cylindrical Rotor on High Speed Rotation”, in *IEEE Transactions on*

Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4617-4620, October 2009.

- [28] 土方, 小林, 宮崎, 竹本, 田中, 千葉, 深尾: 「円筒形回転子を持つ能動制御型スラスト磁気軸受の提案」, 日本 AEM 学会誌, Vol. 17, No. 1, pp. 96-101, 2009.
- [29] F. C. Rosa, F. Limat, and M. A. Fumagalli, “Development of a High-Speed Turbo-Generator Supported by Active Magnetic Bearings”, in *proc of IECON* 2013, pp. 2232-2237, 2013.
- [30] K. Tsuchida, M. Takemoto, S. Ogasawara, " A Novel Structure of a 3-axis Active Control Type Magnetic Bearing With a Cylindrical Rotor " in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS 2010), pp. 1695-1700, Oct. 2010.
- [31] C. H. Park, S. K. Choi and S. Y. Ham, “Design and Control for Hybrid Magnetic Thrust Bearing for Turbo Refrigerant Compressor”, in *proc. of Int. Conf. on Automation Science and Engineering* (CASE 2011), pp. 792 - 797, 2011.
- [32] J. Fang, Y. Le, J. Sun, and K. Wang, “Analysis and Design of Passive Magnetic Bearing and Damping System for High-Speed Compressor”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 9, pp. 2528-2537, September 2012.
- [33] Sheng-Ming Yang and Yu-Hue Tsai, “Design of a Thrust Actuator for Magnetic Bearings With Low Radial Attraction Force”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 11, pp. 3587-3590, November 2012.
- [34] H. Bangcheng, Z. Shiqiang, W. Xi, and Y. Qian, “Integral Design and Analysis of Passive Magnetic Bearing and Active Radial Magnetic Bearing for Agile Satellite Application”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 6, pp. 1959-1966, June 2012.
- [35] J. An, A. Binder and C. R. Sabirin, “Loss measurement of a 30 kW high speed permanent magnet synchronous machine with active magnetic bearings”, in *proc of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems* (ICEMS2013), pp. 905 - 910, 2013.
- [36] J. Denk, D. Stoiber, H. Köpken, and H. Walter, “Industrialization of AMB System With Standard Drive Technology”, in *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 49, No. 2, pp. 791-798, March/April 2013.
- [37] N. Yamamoto, M. Takemoto, S. Ogasawara, M. Hiragushi, “Experimental Estimation of a 5-AXIS Active Control Type Bearingless Canned Motor Pump” , in *International Electric Machines & Drives Conference* (IEMDC2011), 2011, pp.148-153
- [38] 山本直人, 竹本真紹, 小笠原悟司, 平櫛真男: 「5軸能動制御形ベアリングレスキャンドモータポンプの開発」日本AEM学会誌, vol.19, No.2, pp.146-152, 2011
- [39] 山本直人, 竹本真紹, 小笠原悟司, 平櫛真男: 「5軸能動制御形ベアリングレスキャンドモータポンプの高出力化の検討」, モータドライブ/リニアドライブ合同研究会, MD-11-079, LD-11-103, 2011年12月15, 16日
- [40] K. Miyamoto, M. Takemoto, S. Ogasawara, M. Hiragushi, “Verification of a Novel 5-axis Active Control Type Bearingless Canned Motor Pump Utilizing Passive Magnetic Bearing

- Function for High Power”, in *proc. of the 2014 Energy Conversion Congress and Expansion* (ECCCE2014), pp. 2454 - 2461, 2014.
- [41] Y. Okada, S. Miyamoto and T. Ohishi, “Levitation and Torque Control of Internal Permanent Magnet Type Bearingless Motor”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 4, no. 5, pp. 565-571, Sept. 1996
- [42] M. Ooshima, A. Chiba, T. Fukao, and M.A. Rahman, “Design and analysis of permanent magnet-type bearingless motors”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, pp. 292-299, Apr. 1996.
- [43] M. Ooshima, S. Miyazawa, Y. Shima, A. Chiba, F. Nakamura, and T. Fukao, “Increase in radial forces of a bearingless motor with buried permanent magnet-type rotor”, in *Proc. 4th Int. Conf. Movic*, vol. 3, pp. 1077-1082, 1998.
- [44] 大島政英, 宮澤悟, 千葉明, 中村福三, 深尾正:「永久磁石型ベアリングレスモータの定数測定と負荷時の半径方向位置制御特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 8/9, pp. 1015-1023, 2000 年.
- [45] D. G. Dorrell, M. Ooshima, and A. Chiba, “Force Analysis of a Buried Permanent-Magnet Bearingless Motor”, in *Proc. of Int. Conf. on Electric Machines and Drives* (IEMDC 2003), pp. 1091-1097, 2003.
- [46] M. Ooshima, A. Chiba, A. Rahman, and T. Fukao, “An Improved Control Method of Buried-Type IPM Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation and Magnetic Pull Variation” in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 3, pp. 569-574, September 2004.
- [47] K. Inagaki, A. Chiba, M. Rahman, and T. Fukao, “Performance Characteristics of Inset-Type Permanent Magnet Bearingless Motor Drives”, in *Proc. of the 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, pp. 202-207, Jan. 2000.
- [48] K. Kobayashi, M. Yamashita, A. Chiba, and T. Fukao, “Principles of Self-excitation at Radial Force Winding Terminals in Bearingless Induction Motors with a Squirrel Cage Rotor”, in *Conf. Rec. of the 2000 IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 235-240, 2000.
- [49] 千葉明, 深尾正:「ベアリングレスドライブの開発動向」電気学会論文誌D, Vol.121-D, No.7, pp.724-729, 2001
- [50] M. Takemoto, H. Suzuki, A. Chiba, T. Fukao, and M. A. Rahman, "Improved Analysis of a Bearingless Switched Reluctance Motor," in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 37, pp. 26-34, Jan./Feb. 2001.
- [51] 千葉明, 大島政英:「磁気軸受・ベアリングレスモータ応用機器の開発現状と高機能化」電気学会半導体電力変換研究会, SPC-06, pp. 59-64, 2006.
- [52] 児玉 宜朋、竹本 真紹、田中 康寛、深尾 正、千葉 明:「磁気回路解析法による2極電動機・4極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータの軸支持力の算出」日本AEM学会誌, vol. 14, No. 1, pp. 53-59, 2006

- [53] M. Takemoto, M. Uyama, A. Chiba, H. Akagi, and T. Fukao, "A Deeply-Buried Permanent Magnet Bearingless Motor with 2-pole Motor Windings and 4-pole Suspension Windings," in *Conf. Rec. of the 2003 IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 1413-1420, 2003.
- [54] A. Binder, T. Schneider, and M. Klohr, "Fixation buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motor ", in *Conf. Rec. of the 2005 IEEE-IAS Annual Meeting*, Vol. 4, pp. 2843 - 2848, 2005.
- [55] T. Schneider, J. Petersen and A. Binder, "Influence of Pole Pair Combinations on High-Speed Bearingless Permanent Magnet Motor Performance", in *proc. of 4th IET Conference on Power Electronics Machines and Drives (PEMD2008)*, pp. 707 - 711, 2008.
- [56] A. Binder and T. Schneider, "High-speed inverter-fed AC drives", in *proc. of Int. Aegean Conf. on Electronics Machines and Power Electronics (ACEMP2007)*, pp. 9 - 16, 2007.
- [57] T. Schneider and A. Binder, "Design and Evaluation of a 60000 rpm Permanent Magnet Bearingless High Speed Motor", in *proc. of 7th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2007)*, 8 pages (CD-ROM), 2007.
- [58] A. Binder, T. Schneider, and M. Klohr, "No-Load Tests of a 40 kW High-Speed Bearingless Permanent Synchronous Motor", in *proc. of the 2010 Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM2010)*, pp. 1460 - 1465, 2010.
- [59] G. Munteanu, A. Binder and T. Schneider, "Loss Measurement of a 40 kW High-Speed Bearingless PM Synchronous Motor", in *proc. of the 2011 Energy Conversion Congress and Expansion (ECCCE2011)*, pp. 722 - 729, 2011.
- [60] G. Munteanu, A. Binder and S. Dewenter, "Five-axis magnetic suspension with two conical air gap bearingless PM synchronous half-motors", in *proc. of the 2010 Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM2012)*, pp. 1246–1251, 2012.
- [61] A. Binder and G. Munteanu, "Bearingless PM Motor Levitation System", in *proc of the Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS2012)*, SL-4, 8 pages (CD-ROM), 2012.
- [62] G. Messenger, and A. Binder, "Analytical comparison of conventional and modified winding for high speed bearingless permanent magnet synchronous motor applications", in *proc of the Int. Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM2014)*, pp. 330 - 337, 2014.
- [63] G. Messenger, and A. Binder, "Evaluation of a Dual Half-Pitched Three-Phase Bearingless High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Prototype", in *proc of IKMT 2015*, ISBN 978-3-8007-4072-7, pp. 83- 88, 2015.
- [64] S. Yajima, Y. Kodama, Y. Tanaka, M. Takemoto, A. Chiba, T. Fukao, "Characteristics of Magnetic Rotor Suspension and Total efficiency in a Deeply-Buried Permanent Magnet Type Bearingless Motor Equipped with 2-pole Motor Windings and 4-pole Suspension Windings", in

- Conf.Rec.of the 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2006), Nagasaki, Japan, 2006, DS3E2-12, CD-ROM
- [65] H. Kusayanagi, M. Takemoto, Y. Tanaka, A. Chiba, and T. Fukao, "Basic Characteristics of a Permanent-magnet type Bearingless Motor with Positive Salient Pole", in *Conf. Rec. of the 2007 International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS2007)*, Seoul, Korea, 2007, pp. 1698, CD-ROM(2007)
- [66] H. Hara, M. Takemoto, Y. Tanaka, A. Chiba, T. Fukao, "Reduction Effect of Suspension Input Power Using Rotor Eccentricity in a Bearingless Motor", in *proc of the Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008)*, pp. 2968-2973, 2008.
- [67] 土方 規実雄, 土田 航平, 竹本 真紹, 小笠原 悟司:「交流軸支持電流を用いるベアリングレスモータにおける軸支持電流制御法の提案」平成 21 年電気学会全国大会, vol.5, pp. 306-307, 2009.
- [68] T. Asami, Y. Nakano, J. Asama, A. Chiba, T. Fukao, and A. Nakajima, "Rotational Characteristics of a Bearingless Motor with Passive Magnetic Bearings", in *Proc. of IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES 2009)*, 4 pages, 2009.
- [69] Y. Iiyama, K. Soutome, and A.Chiba, "A Novel Middle-Point Current-Injection Type Bearingless Motor for Vibration Suppression", in *proc. of the 2010 Energy Conversion Congress and Expansion (ECCCE 2010)*, pp. 1693 - 1698, 2010.
- [70] K. Oi, D. Matsushashi, N. Nomura, T. Masatsugu and T. Fukao, "Prototype and Characteristics Measurement of Bearingless motor with Wide Air Gap Structure", in *proc. of the 2010 International Power Electronics Conference (IPEC2010)*, pp. 581 - 586, 2010.
- [71] W. R. Canders, and D. Hulsmann, "Analysis and Classification of Bearingless Machines with Symmetric 3-Phase Concentrated Windings", in *proc of the XIXth Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM2010)*, 6 pages, 2010.
- [72] M. Sawada, Y. Shindo, T. Tamiya, Y. Kawase, T. Yamaguchi, H. Katagiri, Y. Ono, and T. Koderu, "A Study on a Bearingless Drive of a Surface Permanent Magnet Synchronous Motor", in *proc of the Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS2012)*, 4 pages (CD-ROM), 2012.
- [73] J. Asama, Y. Hamasaki, T. Oiwa and A. Chiba, "A Novel Concept of a Single-Drive Bearingless Motor", in *proc. of International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC 2011)*, pp. 642 - 646, 2011.
- [74] J. Asama, R. Nakamura, H. Sugimoto, and A. Chiba, "Evaluation of Magnetic Suspension Performance in a Multi-Consequent-Pole Bearingless Motor", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 47, No. 10, pp. 4262-4265, October 2011.
- [75] J. Asama, T. Tamura, D. Kanehara, T. Oiwa, and A. Chiba, "Basic Performance of Two-Axis Actively Positioned Bearingless Disk Motor", in *proc. of IEEE Power and Energy Society*

General Meeting 2012, pp. 1-4, July 2012.

- [76] J. Asama, D. Kanehara, T. Oiwa, and A. Chiba, "Suspension Performance of a Two-Axis Actively Regulated Consequent-Pole Bearingless Motor", in *IEEE Transactions on ENERGY CONVERSION*, VOL. 28, NO. 4, DECEMBER 2013
- [77] K. Miyashita, M. Ooshima, and M. Nasir Uddin, "Design of a Time-divided torque and suspension force control type bearingless motor" in *Proc. of IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 4 pages, 2011.
- [78] S. Kobayashi, M. Ooshima, and M. Nasir Uddin, "A Radial Position Control Method of Bearingless Motor Based on d-q-Axis Current Control", in *IEEE Transactions on Industrial Applications*, VOL. 49, NO. 4, July/August 2013.
- [79] E. Severson, R. Nilssen, T. Undeland, and N. Mohan, "Analysis of the Bearingless AC Homopolar Motor", in *proc of the XXth Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM2012)*, pp. 570-576, 2012.
- [80] A. Sinervo, T. Jokela, and A. Arkkio, "Unipolar Flux in Bearingless Two-pole Machine", in *Proc of the XXth Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM2012)*, pp. 3022-3026, 2012.
- [81] R. Oishi, S. Horima, H. Sugimoto, and A. Chiba, "A Novel Parallel Motor Winding Structure for Bearingless Motors", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 49, No. 5, pp. 2287-2290, May 2013.
- [82] S. Serri, A. Tani and G. Serra, "Analytical Model of Radial Forces Considering Mutual Effects Between Torque and Levitation Current Space Vectors in 5-phase PM Bearingless Motors", in *Proc. of IECON 2013*, pp. 5142-5147, 2013.
- [83] W. Gruber, J. Passenbrunner, G. Bramerdorfer, and W. Amrhein, "Novel Bearingless Segment Motor Design with Axial Magnetized Rotor Magnets", in *proc of the Int. Conf. on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 2225-2232, 2011.
- [84] W. Bauer, and W. Amrhein, "Design and Sizing Relations for a Novel Bearingless Motor Concept", in *proc of the Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS2011)*, 6 pages (CD-ROM), 2011.
- [85] H. Mitterhofer, and W. Amrhein, "Design Aspects and Test Results of a High Speed Bearingless Drive", in *proc. of Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2011)*, pp. 705–711, 2011.
- [86] W. Bauer, and W. Amrhein, "Electrical Design and Winding Selection for a Bearingless Axial-Force/Torque Motor", in *proc. of the 2012 Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM2012)*, pp. 1224 –1229, 2012.
- [87] H. Mitterhofer, D. Andessner, and W. Amrhein, "Analytical and Experimental Loss Examination of a High Speed Bearingless Drive", in *proc. of the 2012 Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM2012)*, pp. 146 – 151, 2012.

- [88] W. Bauer, and W. Amrhein, "Electrical Design Considerations for a Bearingless Axial-Force/Torque Motor", in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 50, NO. 4, pp. 2512-2522, July/August 2014.
- [89] W. Amrhein, W. Gruber, IEEE Member, W. Bauer, M. Reisinger, "Magnetic Levitation Systems for Cost-Sensitive Applications", in *Proc. of workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD 2015)*, pp. 104-111, 2015.
- [90] H. Mitterhofer, B. Mrak, and W. Gruber, " Comparison of High Speed Bearingless Drive Topologies with Combined Windings" in *Proc. of Int. Conf. on Power Electronics (IPEC2014)*, pp. 1701-1706, 2014.
- [91] J. Luomi, C. Zwyssig, A. Looser, and J. W. Kolar, "Efficiency Optimization of a 100-W 500 000-r/min Permanent-Magnet Machine Including Air-Friction Losses", in *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1368-1377, Jul./Aug. 2009.
- [92] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Concept of a 150 krpm Bearingless Slotless Disc Drive with Combined Windings", in *Proc. of Int. Conf. on Electric Machines and Drives (IEMDC 2013)*, pp. 311-318, 2013.
- [93] T. Baumgartner, R. Burkart, and J. Kolar, "Analysis and design of a 300-w 500 000-r/min slotless self-bearing permanent-magnet motor", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 4326-4336, Aug. 2014.
- [94] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Slotless Bearingless Disk Drive for High-Speed and High-Purity Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 11, pp. 5974-5986, November 2014.
- [95] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Topology Evaluation of Slotless Bearingless Motors with Toroidal Windings" in *Proc. of Int. Conf. on Power Electronics (IPEC2014)*, pp. 975-981, 2014.
- [96] D. Steinert, I. Kovacevic-Badstübner, T. Nussbaumer, J. W. Kolar, "Loss Investigation of Slotless Bearingless Disk Drives", in *proc. of the 2015 Energy Conversion Congress and Expansion (ECCCE 2015)*, pp. 4418 - 4424, 2015.
- [97] D. Steinert, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Evaluation of One- and Two-Pole-Pair Slotless Bearingless Motors with Toroidal Windings" in *IEEE Transactions on Industrial Applications*, November 2015.
- [98] H. Wang, J. Bao, B. Xue, and J. Liu, "Control of Suspending Force in Novel Permanent-Magnet-Biased Bearingless Switched Reluctance Motor", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 7, pp. 4298-4306, July 2015.
- [99] H. Sugimoto, M. Miyoshi, and A. Chiba, "Low Speed Test in Two-Axis Actively Positioned Bearingless Machines with Non-Collocated Structure for Wind Power Applications", in *proc.*

- of the 2015 Energy Conversion Congress and Expansion (ECCCE 2015), pp. 799-804, 2015.
- [100] H. Sugimoto, S. Tanaka, and A. Chiba, "A Vibration Reduction Method of One-Axis Actively Position Regulated Single-Drive Bearingless Motor with Repulsive Passive Magnetic Bearings" in *IEEE Transactions on Industrial Applications*, early access article, 2015.
- [101] E. Severson, S. Gandikota, N. Mohan, "Practical Implementation of Dual Purpose No Voltage Drives for Bearingless Motors" in *IEEE Transactions on Industrial Applications*, early access article, 2015.
- [102] B. Liu, "Survey of Bearingless Motor Technologies and Applications" in *Proc. of Int. Conf. on Mechatronics and Automation* 2015, pp. 1983-1988, August 2015.
- [103] B. Lapotre¹, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, J. Fontchastagner, R. Lateb, and J. D. Silva, "New Model of Radial Force Determination in Bearingless Motor", in *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 51, No. 3, 4 pages (paper No. 8202104), March 2015.
- [104] 付 裕, 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 千葉 明: 「10万 rpmにおける超高速ベアリングレスモータの運転特性」, モータドライブ/リニアドライブ合同研究会, MAG-15-145, MD-15-128, LD-15-076, 2015年11月21日

著者が発表した論文

• Journal

- (1) 松崎 達也, 土方 規実雄, 宮本 和弥, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 平櫛 真男:「5 軸能動制御型ベアリングレスキャンドモータポンプにおける高出力化のための新構造を備えた試作機による特性試験」, 日本 AEM 学会誌, Vol. 21, No. 2, pp. 196-202, 2013 年 6 月.
- (2) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Nishihama, D. Kori, and K. Nagata, “A Basic Study of a Novel Homopolar-Type Magnetic Bearing Unifying Four C-shaped Cores for High Output and Low Loss”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, VOL. 51, NO. 11, 4 pages (paper No. 8114604), NOVEMBER 2015.
- (3) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, S. Ota, K. Oi, and D. Matsuhashi, “Novel Structure of 3-axis Active-Control-Type Magnetic Bearing for Reducing Rotor Iron Loss”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE Early Access Articles. (2016 年 1 月 1 日 採択)

• 国際会議（査読付き）

- (1) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, S. Ota, K. Oi, and D. Matsuhashi, “Rotor Structure Suppressing Suspension Force Ripple in an IPM Type Bearingless Motor with 2-pole Motor Windings and 4-poleSuspension Windings,” in *Proc. of the 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2012)* , pp. 744-750, Marseille, France, Sept. 2012.
- (2) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, S. Ota, K. Oi, and D. Matsuhashi, “Operational Characteristics of an IPM-type Bearingless Motor with 2-pole Motor Windings and 4-pole Suspension Windings” in *Proc. of the 2015 Energy Conversion Congress and Expansion (ECCCE2015)*, pp. 3886 - 3894, Canada, Sept. 2015.

• 研究発表

- (1) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 太田 智, 大井 一伸, 松橋 大器:「埋込永久磁石型 ベアリングレスモータの軸支持力脈動の抑制に関する基礎検討」, 平成 23 年度電気・情報 関係学会北海道支部連合大会, No. 23, 2 pages (CD-ROM), 2011.

- (2) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 太田 智, 大井 一伸, 松橋 大器 : 「2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータにおける提案する軸支持力脈動の抑制に関する検討」, モータドライブ・リニアドライブ合同研究会, MD-11-078 & LD-11-102, pp.25-30, 2011 年

- (3) 松崎 達也, 土方 規実雄, 宮本 和弥, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 平櫛 真男 : 「5 軸能動制御形ベアリングレスキャンドモータポンプ における高出力化のための新構造を備えた試作機による特性試験」, 第 21 回「電磁現象および電磁力に関するコンファレンス」講演論文集, PS-6, pp. 315-320, 2012 年

- (4) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 太田 智, 大井 一伸, 松橋 大器 : 「2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ埋込永久磁石型ベアリングレスモータにおける提案する軸支持力脈動抑制法の検証試験」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集 vol. 5, No. 5-078, pp. 133-134, 2013 年

- (5) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司 : 「円筒形回転子を備えた 3 軸能動制御型磁気軸受の試作機による特性試験」, 平成 25 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No. 28, 2 pages (CD-ROM), 2013

- (6) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 太田 智, 大井 一伸, 松橋 大器 : 「2 極電動機・4 極軸支持構造を持つ IPM 型高速ベアリングレスモータの軸支持特性」, 平成 27 年電気学会全国大会講演論文集 vol. 5, No. 5-110, pp. 173-174, 2015 年

- (7) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Nishihama, D. Kori, and K. Nagata, “A Basic Study of a Novel Homopolar Type Magnetic Bearing Unifying Four C-shaped Cores for High Output and Low Loss” , in Proceedings of the Magnetism Conference (INTERMAG) 2015 , Beijing, China, May, 2015, 1 page.

- (8) 松崎 達也, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 太田 智, 大井 一伸, 松橋 大器 : 「3 軸能動制御型磁気軸受における回転子鉄損を低減する構造の検討」, 第 24 回「電磁現象および電磁力に関するコンファレンス」講演論文集, PS1-4-7, pp. 231-236, 2015 年.

- (9) T. Matsuzaki, M. Takemoto, S. Ogasawara, S. Ota, K. Oi, and D. Matsubashi, “Novel Structure of 3-axis Active-Control-Type Magnetic Bearing for Reducing Rotor Iron Loss” , in Proceedings of the Magnetism Conference (INTERMAG) 2016 , San Diego, Jan. 2016, 1 page.

謝辞

最後に、お世話になった皆様に感謝の意を述べ、本論文の締めくくりとさせていただきます。
本当にありがとうございました。

本論文は、筆者が北海道大学大学院情報科学研究科において遂行した研究成果を取りまとめたものである。

この間、北海道大学大学院 情報科学研究科電気エネルギー変換研究室 竹本真紹 准教授には、終始適切な助言を頂き、また、論文の書き方や研究の心構えに至るまでご指導ご鞭撻を賜りました。心より厚く御礼申し上げます。

また、北海道大学大学院 情報科学研究科電気エネルギー変換研究室 小笠原悟司 教授には、ゼミや講義を通してご指導ご鞭撻を賜りました。厚く御礼申し上げます。

北海道大学大学院 五十嵐一 教授には、ご多忙な中、本論文の副査を務めていただき、様々なご助言を頂戴致しました。心より感謝申し上げます。

筆者が在籍させていただいた電気エネルギー変換研究室 小檜山由利枝 秘書 及び村上永恵 秘書 には、日頃の研究室生活において多大なご支援をいただきました。ここに深く感謝申し上げます。

また、北海道大学大学院 情報科学研究科電気エネルギー変換研究室の皆様には、日頃の研究室生活において多大なご支援をいただきました。ここに深く感謝申し上げます。

最後に、精神的に支えてくれた家族と友人に心より感謝したいと思います。本当にありがとうございました。