

平成25年度

博士後期課程 学位論文

整流コイルを用いたベアリングレスモータの研究

Study on Bearingless Motor with Rectified Circuit Coil

高知工科大学大学院

工学研究科 基盤工学専攻 基盤工学コース

学籍番号：1156006

立花 邦彦

Kunihiko Tachibana

平成26年3月

論文要旨

磁気浮上を用いた駆動機構のうち、直線駆動系はリニアモータとして、早くから多くの方式が実用化されている。一方、回転駆動系は研究が行われているものの、実用化された例が非常に少ない。磁気浮上を用いた回転駆動系として、ベアリングレスモータがあるが、多くの研究では永久磁石と電磁石またはコイルを組み合わせた構成となっている。強い磁力を得るため、一般的に希土類の永久磁石が使われるが、使用可能温度が低いという問題がある。また、永久磁石に外部から磁界を与えると、減磁するという問題もある。永久磁石を用いず電磁石のみによる構成とすることで、これらの問題が生じないベアリングレスモータを実現することが可能になると考えた。

本研究では、固定子、回転子ともに電磁石で構成されるベアリングレスモータを提案する。回転子にエネルギーを供給する方法、固定子・回転子の構造や形状、浮上と回転制御についての提案を行うとともに、古典式を用いて浮上方向に対する発生力の概算値を求める手法を提案し、シミュレーションおよび実験により提案内容の検証を行い、ベアリングレスモータを具現化するにあたり、提案内容に問題がないことを示すとともに、実用化に向けての課題や問題点の抽出を行うことを目的とした。

まず、FBS(Function Breakdown Structure)手法を用いて機能分解を行い、ベアリングレスモータの構成品と、個々の構成品にもたせる機能や課題を明らかにする。回転系モータであることから、回転子および固定子が必然的に構成要素となる。回転子を電磁石として機能させる必要があることから、「回転子への電力伝送」が1つ目のキーワードとなる。一般的に小さな体積の場合、電磁石は永久磁石に比べ小さな磁力しか発生することができないため、「小さな磁力を構造や形状により補う」ことが2つ目のキーワードとなる。そして、3つ目のキーワードは、回転子の安定な浮上とスムーズな回転を行うための「浮上と回転に必要な複数の電源と制御」となる。

次に、整流コイルと呼んでいる、回転子コイルに電力を伝送するための励磁電流を固定子コイルに印加し、回転子コイルに受電と磁石の機能を持たせた方式について説明する。この方式では、回転子に必要なコイルは1種類のみであり、構造および構成を簡単にできる利点があるが、固定する磁極により発生する力の大きさが異なり、一般的な磁気解析ソフトでは力の計算を正しく行えない問題がある。

1つ目のキーワードである「回転子への電力伝送」に関して、前記した方法を用いての電力伝送と、電力伝送専用コイルを用いての電力伝送との比較を行い、電力伝送専用コイルを用いる方式が、前記した方式よりも部品点数が増加するものの、より多くの電力を安定して回転子に供給でき、回転子を強い電磁石として機能させるために優れている電力伝送方式であることを示した。

2つめのキーワードである「小さな磁力を構造や形状により補う」に関して、モータの構造と形状の検討を行った。固定子・回転子の歯にタオレを有する形状であることが特徴であり、シミュレーション結果により回転子の浮上に必要となる力を発生可能であることを示した。また、実際に試作モータを設計するに際し、考慮しなければならぬ事項を明らかにし、これらをもとに試作モータの設計を進めた。さらに古典的な計算式を用いた簡便な方法により、歯のタオレ角度により発生するZ軸方向の力の概算値を求める手順も提案した。

3つ目のキーワードである「浮上と回転に必要な複数の電源と制御」をさらに分解した。まず、回転子に電力を供給するための交流電源が必要である。つぎに、回転子は初期浮上位置まで浮上すれば、受動的にZ軸方向浮上位置が制御されるが、XY平面で回転子の位置制御を行わないと、回転子中心位置の変位により力の不均衡が発生し、回転子が固定子に吸着される。このことから、浮上と位置制御を行うための電源および制御系を準備することとした。さらに、回転子の1層がモノポーラとなるように磁極を固定すれば、ある固定子が強い磁力を発生するように電流を与えることで、回転子には回転トルクが加わるため、1台の電源出力を順次切り替えて回転子コイルに印加し、回転子を回転させる構成とした。

共振を用いた電磁誘導による電力伝送と歯のタオレを特徴とする、永久磁石を使用しない新しい方式によるモノポーラ型ベアリングレスモータを提案した。提案したモータを具現化するための、手順・手法を示し、シミュレーションおよび実験により、提案内容に問題がないことを示した。

試作モータを使用しての実験では、モータ構成品や測定装置の問題から、回転子を自立浮上させることができていないが、回転子のXY方向変位を機械的に拘束することで、初期浮上位置まで浮上することは確認できた。試作モータの手直しや実験装置の見直しが必要となったことから、実験により確認できていない事項もあるが、実用化に向けて明らかになった課題もあり、当初に設定した目標を達成したと考える。

目次

第1章 緒論	1
1.1 研究背景と目的	1
1.2 回転系磁気浮上の方式	2
1.3 ベアリングレスモータ	3
1.4 研究概要	4
1.5 論文の構成	4
第2章 機能分解	5
2.1 緒言	5
2.2 機能分解	5
2.3 機能	7
2.4 浮上	7
2.5 電力伝送	8
2.5.1 トランス方式	8
2.5.2 磁界共鳴方式	9
2.6 歯の形状	10
2.7 回転	12
2.8 浮上制御	13
2.9 位置制御	14
2.10 回転制御	15
2.11 結言	16
第3章 整流コイル	17
3.1 緒言	17
3.2 整流コイルとは	17
3.3 磁極の固定	18

3.4	要素実験	18
3.4.1	磁束密度	19
3.4.2	磁力	19
3.5	実験結果	20
3.5.1	磁束密度	20
3.5.2	磁力	21
3.6	結言	24
第4章 電力伝送		25
4.1	緒言	25
4.2	トランス方式	25
4.3	専用コイルによる磁界共鳴方式	29
4.4	方式の比較	32
4.5	結言	33
第5章 歯のタオレと力の発生		34
5.1	緒言	34
5.2	つり下げ力のつりあい	34
5.3	磁石による力の発生	36
5.4	歯のタオレによる力	38
5.5	磁気力の計算	40
5.5.1	吸引力の一般式	40
5.5.2	比透磁率による補正	42
5.5.3	シミュレーション値と計算値の比較	46
5.5.4	歯の間隙の補正	55
5.5.5	歯の幅の補正	57
5.5.6	コイル部の補正	59
5.5.7	歯の幅の違いの補正	60
5.5.8	歯のタオレの補正	62
5.5.9	コイルの巻数、電流値の取り扱い	64

5.6	簡易計算法	64
5.7	Z軸変位の復元力	67
5.8	Z軸傾きの復元力	67
5.9	結言	69
第6章 試作モータ設計		70
6.1	緒言	70
6.2	構造	70
6.3	形状	73
6.3.1	歯の数	73
6.3.2	隣り合う歯の間隙寸法	75
6.3.3	歯端部のテーパ	76
6.4	コイルの巻き方	79
6.5	寸法	82
6.6	制御	85
6.6.1	浮上および回転制御	85
6.6.2	回転制御	90
6.7	結言	95
第7章 試作モータによる実験		96
7.1	緒言	96
7.2	試作モータおよび実験装置	96
7.3	浮上実験	102
7.3.1	制御回路設計	102
7.3.2	実験手順	106
7.3.3	実験結果	107
7.4	実験結果の考察	108
7.4	結言	110

第8章 結論	111
8.1 研究のまとめ	111
8.2 今後の課題	112
8.2.1 回転トルクの課題	112
8.2.2 初期浮上の問題	113
8.3 今後の計画	114
参考文献	115
研究業績	
謝辞	

第1章 緒論

1.1 研究背景と目的

磁気浮上を用いた駆動機構のうち直線駆動においては、移動体を浮上させて移動させるリニアモータが早くから研究され、すでに日本国内や海外において、実用化されている[1,2](Fig.1.1)。一方、回転駆動においても、多くの方式による浮上と回転の研究が行われており[3-15]、製品化されているものもあるが[16](Fig.1.2)、直線駆動のリニアモータと比較すると、実用化されている例が非常に少ない。

一般的な電気モータ[17](Fig.1.3)では、回転子の支持にボールベアリング等が用いられ、機械的に支持されるが、摩擦による機械損やベアリングの摩耗などの問題がある。非接触による回転駆動における研究では、主に永久磁石と電磁石またはコイルを組み合わせることにより、浮上と回転を実現しているが、希土類を使用した永久磁石は、フェライト磁石等よりも強い磁力を得ることができる反面、キュリー温度が低いため使用可能温度が低いという問題があり、また、永久磁石は外部より磁界を受けると、減磁するという問題もある[18-21]。

ベアリングレスモータでは、回転子が非接触で浮上、回転する。そのため、機械的な支持機構が不要となり、高速回転や無潤滑での運転が可能となる。回転部がモータの他の構成品と分離できることから、異物の混入が問題となる医薬品や食品製造に用いられるポンプなどへの応用が期待されている。



(a) JR-central [1]



(b) Linimo [2]

Fig.1.1 Example of application of linear motor.



Fig.1.2 Example of application for bearingless motor. (Blood pump) [16]



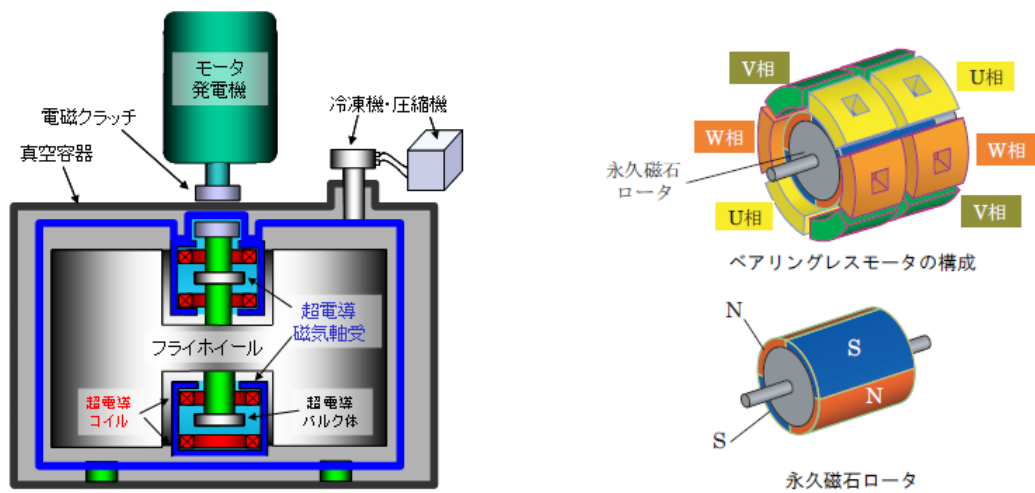
Fig.1.3 Example of conventional motor. (3 phase induction motor) [17]

永久磁石を使用せず電磁石を用いることで、前記の磁石に関わる問題が生じない回転駆動機構を実現することが可能となると考える。

永久磁石を用いない新たな方式のベアリングレスモータに関し、機構部品の形状や、浮上および回転の制御に関する基礎研究を行い、問題点の抽出と解決、実用化に向けての基礎を築くことを本研究の目的とした。

1.2 回転系磁気浮上の方式

対象物の浮上を実現するため、超伝導体を用いる方式[3](Fig.1.4(a))、永久磁石と電磁石を用いる方式[4](Fig.1.4(b))などが提案されている。超伝導体を用いる方法は、超伝導体の冷却が必要であることから、小型モータへの適用が難しいため、大型磁気軸受けへの応用が主に研究されている。一般的に小型モータでは、回転子に永久磁石が、固定子に電磁石が使用されている。これは回転子に使用される永久磁石は、外部から



(a) Superconductive magnetic bearing [3]

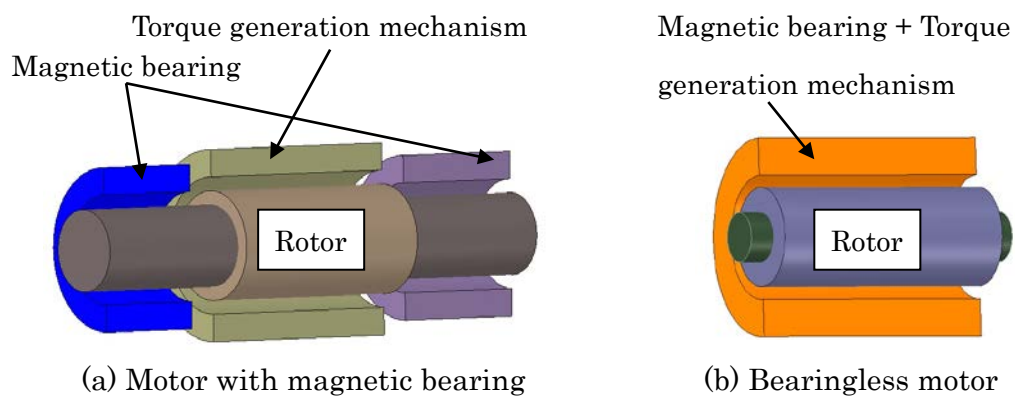
(b) Bearingless motor [4]

Fig.1.4 Example of magnetic levitation.

エネルギーを与えなくても常に一定の磁力を得られることから、固定子電流を変化させ固定子が発生する磁力を変化させることで、浮上や回転の制御を行うためである。

1.3 ベアリングレスモータ

ベアリングレスモータとは、一般的なモータのベアリングによる軸受けを磁気軸受けに置き換え、回転機構を一体化したモータである。回転子を浮上させる機能と、回転子を回転させる機能を別々の構成部品に持たせる方法(Fig.1.5(a))は磁気軸受けを用いたモータと呼ばれ、これらの機能を同じ構成部品に持たせる方法(Fig.1.5(b))がベアリングレスモータと呼ばれており、後者の方がモータをより小型化することができる[22]。



(a) Motor with magnetic bearing

(b) Bearingless motor

Fig.1.5 Example of structure of motor.

1.4 研究概要

回転子、固定子とも電磁石により構成されるベアリングレスモータに関し、回転子に対する電力供給方法、回転子および固定子の構造や形状、浮上と回転の制御についての提案を行うとともに、実験により提案内容の検証をおこなう。

まず機能分解を行い、整流コイルと呼んでいる整流器を回路に含むコイルについて、電気的および磁氣的挙動を実験で確認する。次に回転子への、二通りの電力供給方法について実験を行う。モータの特性を左右する大きな要因である、回転子および固定子の形状に関し比較検討を行い、シミュレーションにより形状の最適化を行う。また、古典計算式を用いて浮上方向に発生する力の概算値を、簡便に計算する手法を提案する。併せて、回転子・固定子コイルの巻き方についての比較も行う。さらに、回転子の浮上・位置制御および回転制御に必要な制御回路について検討を行い、実験装置を設計する。最後に、試作した実験装置により得られた結果から、提案している内容が妥当であり、実用化に向けて有効であるのかを確認する。

1.5 論文の構成

本論文の第2章では、ベアリングレスモータに関しての機能分解を行い、個々の構成部品が必要とする機能を明らかにし、設計を進めるための条件や考慮しなければならない事項を述べる。第3章では、基本となる整流コイルについての原理を述べ、要素実験により解決すべき問題点と解決方法について述べる。第4章では、回転子に対する電力伝送方法について比較検討を行い、採用する方法について述べる。第5章では、固定子および回転子の歯にタオレをつけることにより、浮上方向の力を効率的に発生でき、タオレがあることによる悪影響がないことを明らかにするとともに、古典計算式と補正係数を用いることで、発生力の概算値を得ることが可能であることを述べる。第6章では、試作モータの設計に関する詳細事項について述べる。第7章では、試作したモータによる実験結果と、実験により明らかになった問題点と解決方法について述べる。最後に第8章では、今回の研究の総括として、まとめと課題、今後の計画について述べる。

第2章 機能分解

2.1 緒言

ベアリングレスモータの機能分解を行い、構成要素を明らかにし、個々の要素に必要な機能と、設計を進める上での課題等を明らかにする。機能分解に FBS(Function Breakdown Structure)手法[23,24]を用い、主要項目の抽出に主眼をおいて行う。

2.2 機能分解

プロジェクト管理の方法として、DTCN (Design to Customer's Needs) /DTC(Design to Cost)手法[23,24]が提案されており、ある新たな機器を開発しようとするとき、その機器にどのような機能や性能をもたせるために、どのような要素構成や部品とするのかを、具体的に明らかにするための1つの方法として FBS 手法がある。まず FBS 手法を使用する前に、PMD(Purpose Measure Diagram)手法[23,24]により、重要となるキーワードを抽出する。PMD 手法では、Fig. 2.1 に示すように階層構造で、ある課題やテーマを実現するために、起点となるキーワードを抽出する。具体的には、ある目的を達成しようとするとき、「・・・を・・・する」ために「・・・を・・・する」という工程を繰り返し行い、起点となるキーワードを抽出する。

PMD 手法により得られた起点となるキーワードをもとに、FBS により具体的な機能系統図にすることで、最終的にどのように進めるのかを明らかにすることができる。

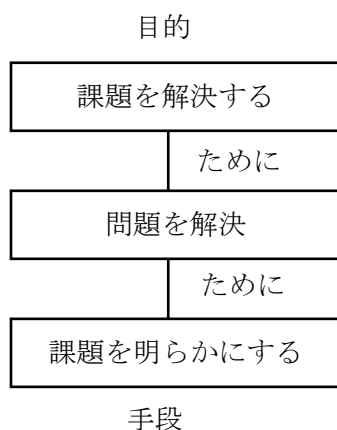


Fig. 2.1 Diagram of PMD.

例えば、「実験しやすい台」という課題があるとすると、課題は「実験しやすい台」であり、この台に対する要求を明らかにし、そのためのアイデア2～3案を考える。さらに、これらの比較を行い、どのように区分に分けて実現するのかを考え、最終的に最適な具現策を抽出する。この例でのFBSダイアグラムをFig. 2.2に示す。

FBSにおいてもPMD同様、「目的-手段」を繰り返し、具体的な機能を抽出する。ここでの説明では、分かりやすいように、各段階での課題と、それにどのように対応するのか、そして具体的なアイデアを出す、という一連の手順を示している。

PMDにより得られたキーワードをもとに、目的-手段を繰り返して行えば、機能分解できないレベルにまで到達するので、そのレベルから逆向きにたどれば、個々の構成部品、サブアセンブリ、メインアセンブリ、全体組立、と図面の作成手順やものづくりの手順に沿ったものとなる。ものづくりにおいては、KJ(川喜田二郎)法やNM(中山正和)式よりも、DTCN/DTC手法では手順をそのまま体系的に得ることができるため優れている。

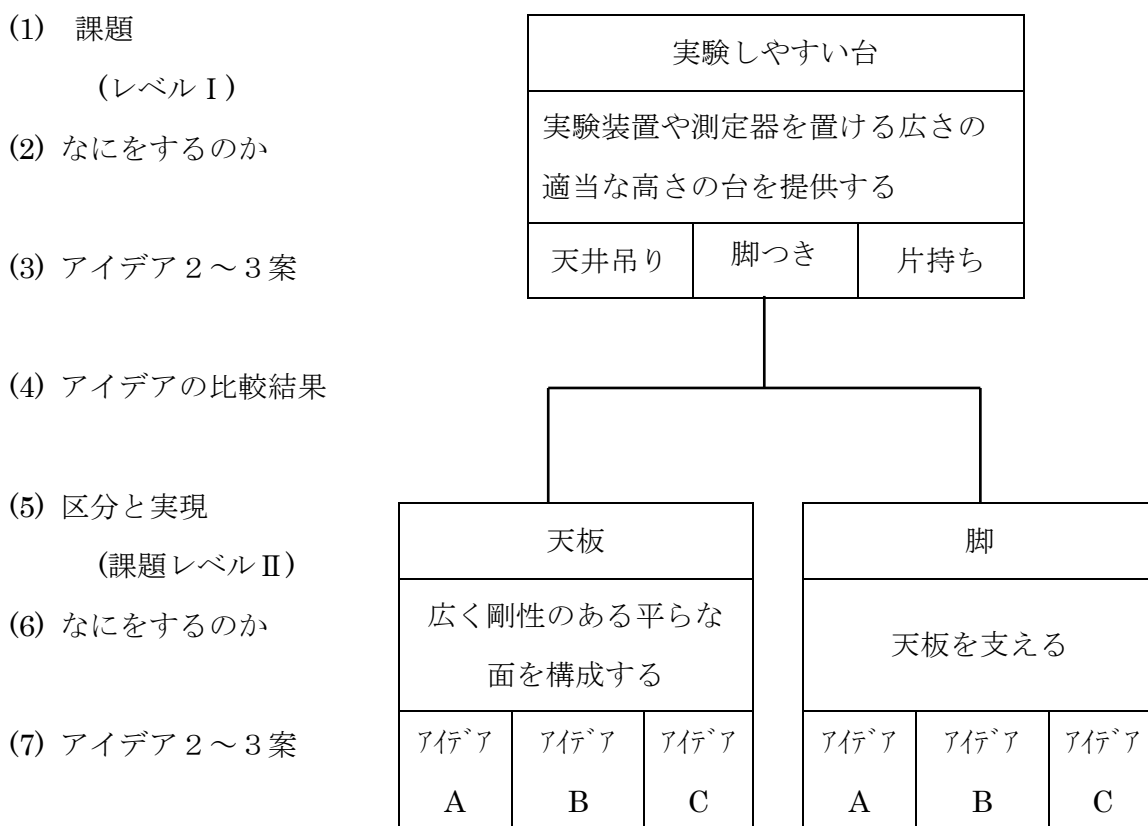


Fig. 2.2 FBS Diagram.

2.3 機能

ベアリングレスモータの「回転子を浮上させ、回転させる」ことが最終目的（課題）であり、大きな機能として、「浮上」と「回転」の二つが必要である。モータであるから、「回転子」および「固定子」は、必然的に物理的な構成要素に含まれる。これらの機械的要素と必要となる機能を抽出し組み合わせることにより、目標（目的）を実現する。回転子の浮上と回転には相互に関連する事項もあり、同時並行で機能分解を行うのが最良の手順であるが、ベアリングレスモータでは、回転子を浮上させることが最優先課題であることから、ここでは浮上を優先する機能とした。

2.4 浮上

回転子を浮上させるために必要となる、Z 軸方向(鉛直方向)の力を得るための方法について考える。永久磁石を使用しないことから、

- (1) 回転子、固定子ともに電磁石とする
- (2) 回転子を強磁性体とし、固定子を電磁石とする
- (3) 回転子を常磁性体とし、固定子を電磁石とする

などの方法が考えられるが、回転子に強磁性体や常磁性体を使用した場合、固定子・回転子間で強い力を得ることが難しいことから、回転子・固定子ともに電磁石にする方法を採用する。スリップリングを介して回転子に電力を供給する方法もあるが、この方法では回転子に機械的接触の部分が残る、完全非接触浮上とはならないために、電力供給方法から除外する。

Fig.2.3 に FBS による「回転子を浮上させる」ための、機能分解例を示す。Fig.2.3 に示した項目以外にも考えられる項目があるが、重要な事項のみとし具体的な方法または実現しなければならない事項だけを示している。最終的なキーワードとして「電力供給」と「形状」が得られているので、この2点に注力すればよいことがわかる。

回転子に非接触で電力を供給することが必要であり、「非接触給電機能」が浮上に必要な機能の一つとなる。そこで、まず非接触給電機能を考え、その後、Z 軸方向の力を発生させるための方法を考える。

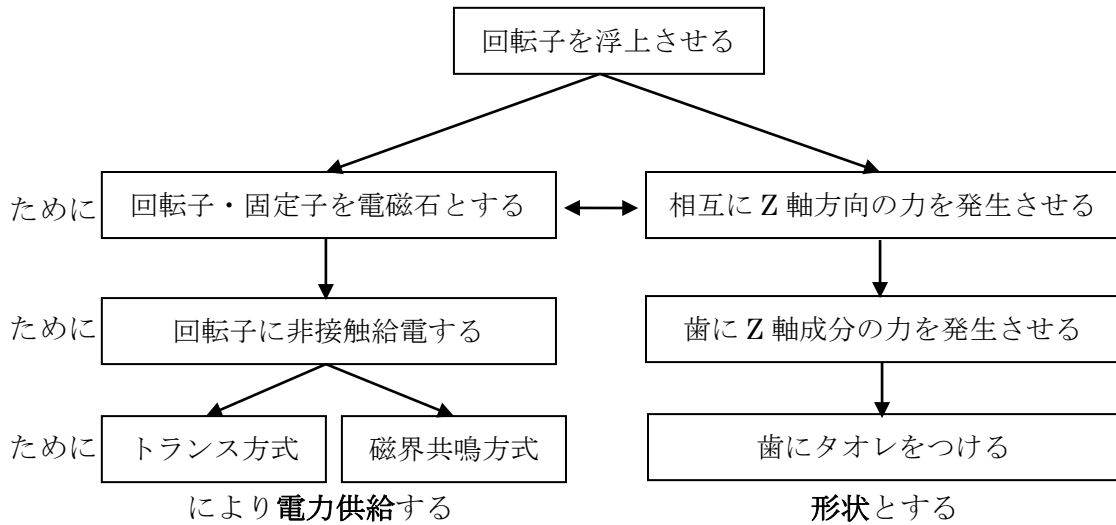


Fig.2.3 FBS diagram of rotor floating.

2.5 電力伝送

2.5.1 トランス方式

一般に電源で使用されているトランスは、オートトランスやスライダックと呼ばれているものを除き、すべて一次側と二次側が電氣的に分離されており、一次巻線と二次巻線は鉄心により機械的に一体構造となっている。Fig.2.4(a)に示すトランスの鉄心を中央部で切断し、Fig.2.4(b)に示すように分割しても、効率の低下はあるがトランスとして機能する。この方法を用いれば、必要となっている非接触による回転子への給電が可能であり、ここではトランス方式と呼ぶことにする。この方式では鉄心中の磁束密度が高くなり、飽和磁束密度に近づくと効率が低下し、限界値を越えると巻線に

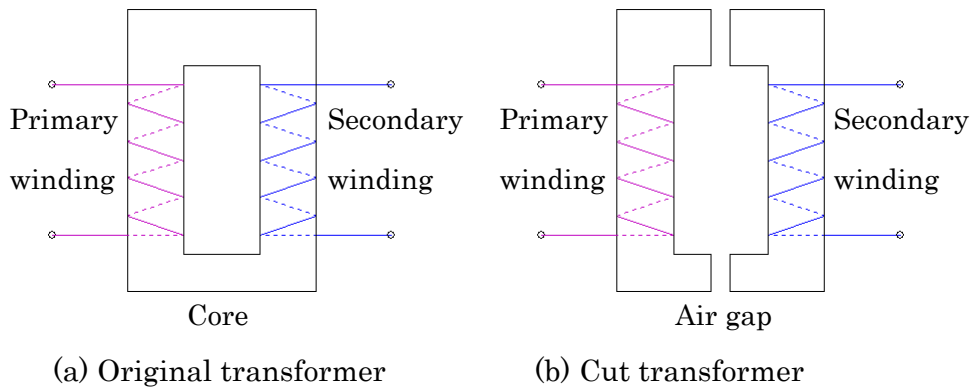


Fig.2.4 Schematic of transformer.

大電流が流れ焼損するという問題がある。回転子および固定子をトランスの鉄心として利用することで、非接触により回転子に電力を送ることができるが、鉄心の磁束密度を適正值に設定する必要がある。

2.5.2 磁界共鳴方式（共振を用いた電磁誘導方式）

移動体等への非接触による給電方法として、磁界共鳴方式、電界共鳴方式が、さかんに研究されている。このうち電界共鳴方式は磁界共鳴方式に比べ、高電圧を使用し製作が難しいこと、磁界共鳴方式は既に K-Cle（コミュニティサイクルの実証実験）での製作実績があり、製作が容易であることから、磁界共鳴方式（共振を用いた電磁誘導方式）により検討を進める。磁界共鳴方式と共振を用いた電磁誘導の動作原理はテスラコイルであり、どちらの方法も等価回路に置き換えること同一回路になることから、これまでの多くの研究では明確に区別されているものはなく[25-30]、これらは呼称が異なっているだけであり、物理現象が同じであることから、どちらの方式も同じものであると考え、ここでは磁界共鳴方式と呼ぶ。ただし、前叙したトランス方式は、共振が用いられず電磁誘導現象のみで動作しているため、磁界共鳴方式とは別の方式であるとしている。等価回路でこれらの違いを表したものを Fig.2.5 に示す。

磁界共鳴方式で用いられるコイルは、空芯コイルのみ、またはコイルと鉄心やヨークと組み合わせたものが使用されている。コイルに鉄心やヨークを組み合わせる方法では、鉄心やヨークによる大幅な質量増加が避けられず、また鉄心やヨークの磁気飽和を考慮しなければならない。一方、空芯コイルのみであれば、コイル線材の質量

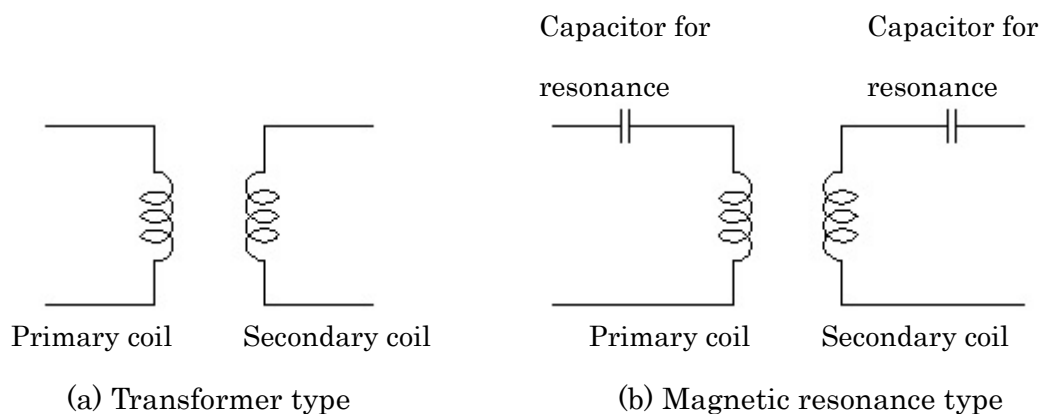


Fig.2.5 Equivalent circuit.

増加のみであり、電力伝送に関し磁気飽和を考慮する必要がない。このことから、空芯コイルによる磁界共鳴方式を採用することとする。空芯コイルの例として、平巻きコイル(K-Cle 用)を Fig.2.6 に示す。一次側・二次側コイルの間隙が数 mm 程度であれば、巻き直径が大きい必要がなく、また巻き数も任意に決めることができるため、設計を進める上での自由度が高い利点がある。

空芯コイルのみであれば、電力伝送に関して鉄心の飽和磁束密度による制限がないことから、伝送する電力量を自由に設定することが可能となる。反面、回転子に巻くコイルのほかに、電力伝送専用のコイルが必要となることから、回転子の質量の増加、コイルの取付個所の確保が課題となる。また、コイル近傍に導電体があると効率が低下するため、構造上の考慮も必要となる。しかし、回転子中央部にコイルを取り付けるためのスペースを確保し、コイルの寸法や固定方法を工夫すれば、対応可能であると考えた。

2.6 歯の形状

浮上力 (Z 軸方向の力) を得るために、歯がタオレを有する形状とすればよいことが、FBS により導き出されている。XY 平面上に磁極の異なる磁石を対向させると吸引力が働くが、XY 軸上での力のみであり Z 軸の力は発生しない。

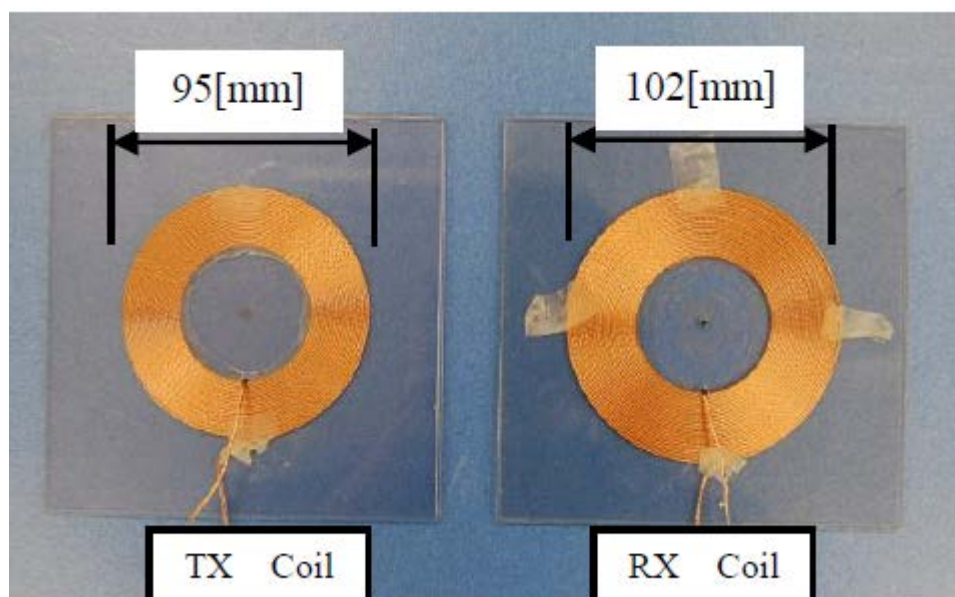


Fig.2.6 Flat winding coil of wireless power transmission for K-Cle.

Fig.2.7 に示すように、ある方向に磁化された強磁性体からの磁束は、端面中央部においては磁化方向の端面に対して垂直に放出される。この特性を利用すれば、Z 軸方向の力を効率的に得ることができると考えた。Fig.2.8 に示すように、固定子・回転子の歯にタオレを生じさせることで、固定子・回転子間の磁束の流れは XY 平面に対し傾きをもつことになり、Z 軸成分が現れる。一般に小型の電磁石では、永久磁石と同じ体積とした場合、永久磁石と同等の磁力を得ることが出来ない。小さな磁力で効率良く Z 軸方向の力を得るための方法として適していると考えられる。Fig.2.4(b)で示したトランスを 90 度回転させて、Z 軸方向の力を直接発生させる方法も考えられるが、この方法は先行研究が行われていること、また回転軸方向に大型化することから検討項目から除外した。

歯のタオレ角を何度にすれば、最適な Z 軸方向の力を得ることができるのか、浮上のための電流値をいくらに設定すればよいのかなどが、設計を進めるうえでの課題となる。

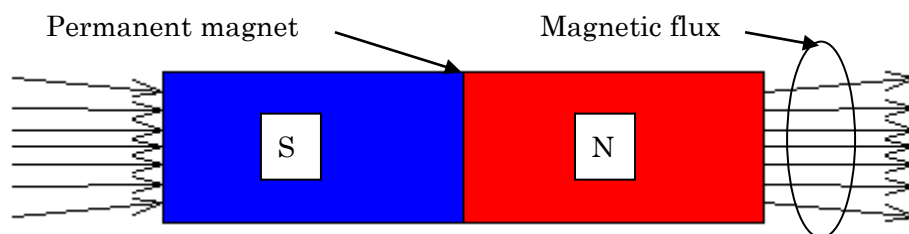


Fig.2.7 Magnetic flux of magnet.

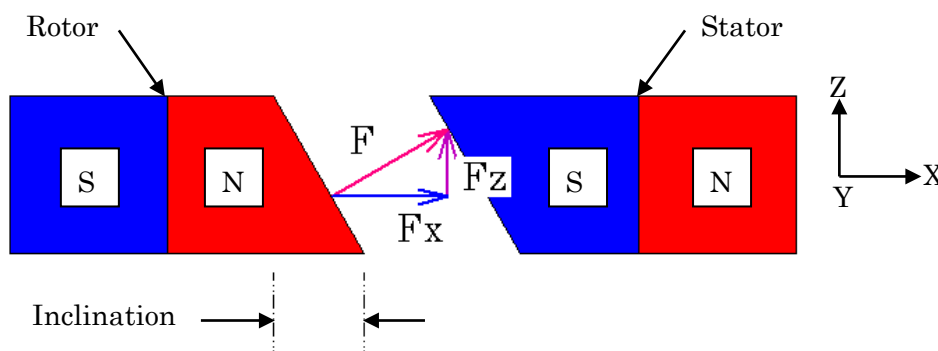


Fig.2.8 Z-axis force by teeth inclination of rotor and stator.

2.7 回転

固定子・回転子ともに電磁石の機能を持たせることを、既に決定している。Fig.2.9 に FBS による「回転子を回転させる」ための、機能分解例を示す。回転子の位置を検出し、その信号をもとに制御を行う方法もあるが、提案するモータでは位置検出を行わなくても制御が可能であると考えた。固定子と回転子の磁極が異なるように配置し、磁力が大きな固定子の歯の位置を順次回転すれば、回転子との間で回転方向の力が生じるため、比較的簡単な制御で回転子を回転することができると思う。具体的には、Fig.2.10 に示すように、固定子の歯に供給する回転電流を、回転方向に順次供給すれば、回転子は固定子との吸引力により回転する。しかし、この方法は脱調（回転子の失速、同期回転からの逸脱）したときの対処方法をどのようにするのか、高速回転を行うと回転電流の周波数が高くなり損失が増加するため、損失分を補償するように回転電流を増加させなければ回転トルクが一定とならない、などの課題がある。

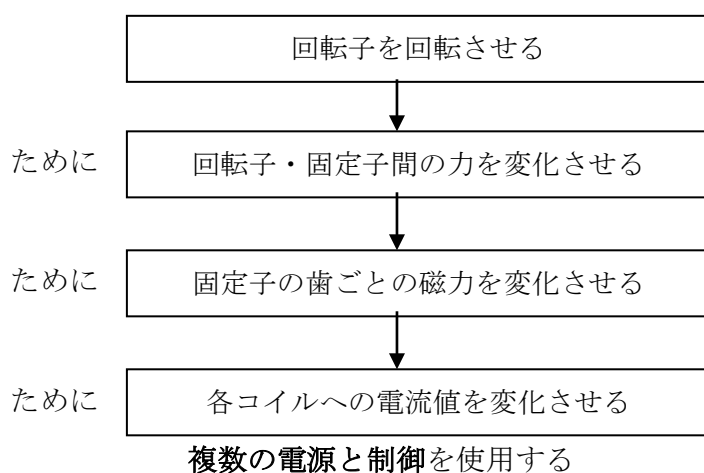


Fig.2.9 FBS diagram of rotor rotation.

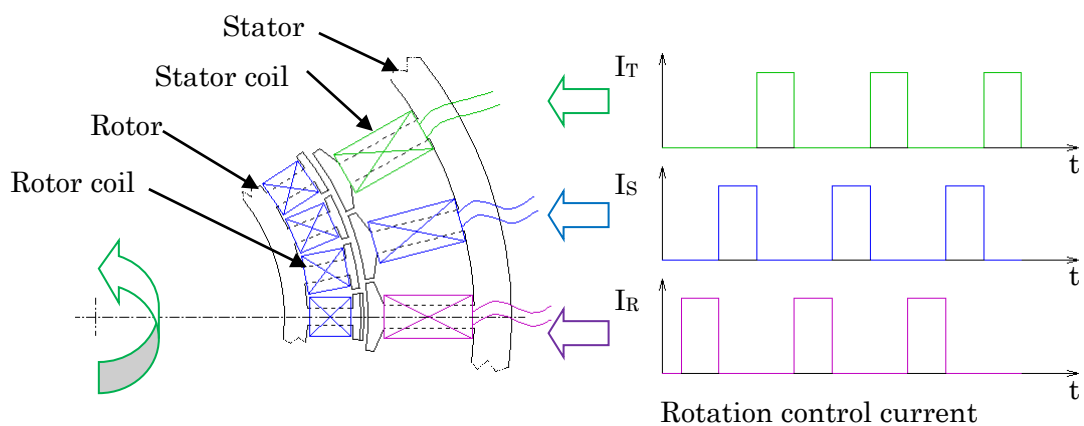


Fig.2.10 Example of rotation control.

2.8 浮上制御

ここでは回転子の Z 軸（回転軸）における位置制御について考える。

磁石の持つ性質として、磁極の異なる磁石を対向させ、どちらかの磁石を着磁方向と直角の方向に移動しようとする、磁石間の磁束長さが最短となる位置関係を保持する復元力が働く。したがって、どちらかの磁石が移動すると、動いた磁石を元の位置に戻そうとする復元力が働くことになる。この復元力を利用すれば、能動的な位置制御を行わなくても、受動的に位置制御が行われることになる。

まず、Z 軸の変位と傾きについて考える。Fig.2.11 に示すように、回転軸が変位、または傾いたとき、回転子と固定子間に復元力が働き、受動的に元の状態に戻る。この時、フィリジング磁束が主な復元力を発生する。したがって、回転子が大きく変位する、または傾く、という状態になると、磁石のもつ復元力のみで元の状態に戻らなくなるため、回復不能な状態になるという問題がある。後章で詳しく説明するが、この状態になってしまうと、制御を行っても回復しない。従って、能動的な制御は行わないこととし、初期浮上位置を決め、その位置に浮上させるための電流を固定子に供給する制御のみ行うこととした。

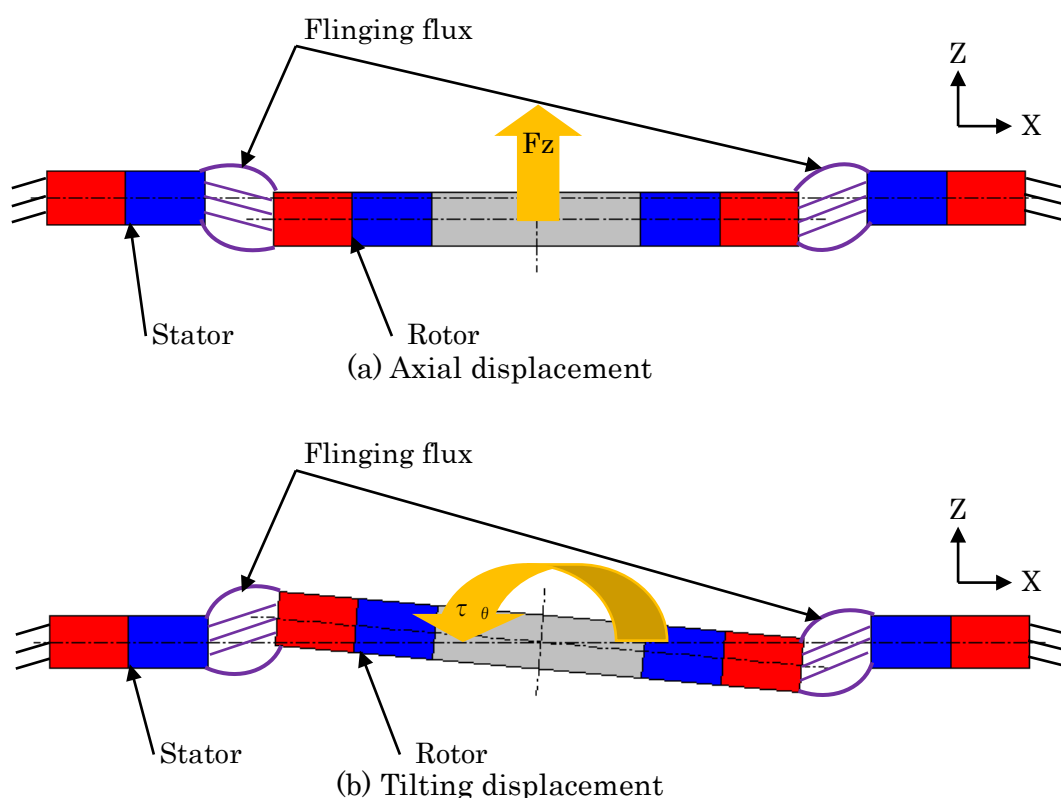


Fig.2.11 Principle of axial and tilting restoring force generation.

2.9 位置制御

つぎに、XY 平面上の回転子の位置制御について考える。回転子を浮上させる力は、固定子・回転子間の吸引力を用いることを考えている。このため、XY 平面上で回転子が変位すると、固定子・回転子間の吸引力により、さらにその方向に変位することになる。したがって、XY 平面上での回転子の位置を、能動的に制御しなければならない。

XY 座標での位置は、2相3相変換を行うことで、UVW 座標での位置に置き換えることができる。UVW 各軸の力のベクトルを調整することにより、これら3軸の力のベクトル和は、どの方向にでも向けることができ、また大きさも調整が可能である。このことから、Fig.2.12 に示すように、UVW 軸に該当する固定子の歯の磁力（実際は電流）を、XY 座標で測定した回転子の変位信号により制御を行うこととした。

回転子の位置を検出するセンサが必要となり、非接触による位置センサとして、光学式、渦電流式、超音波式などが考えられる。超音波式は他の2方式に比べ、応答周波数、精度、分解能の全てで劣る。渦電流式のセンサヘッドは比較的小さいが、想定

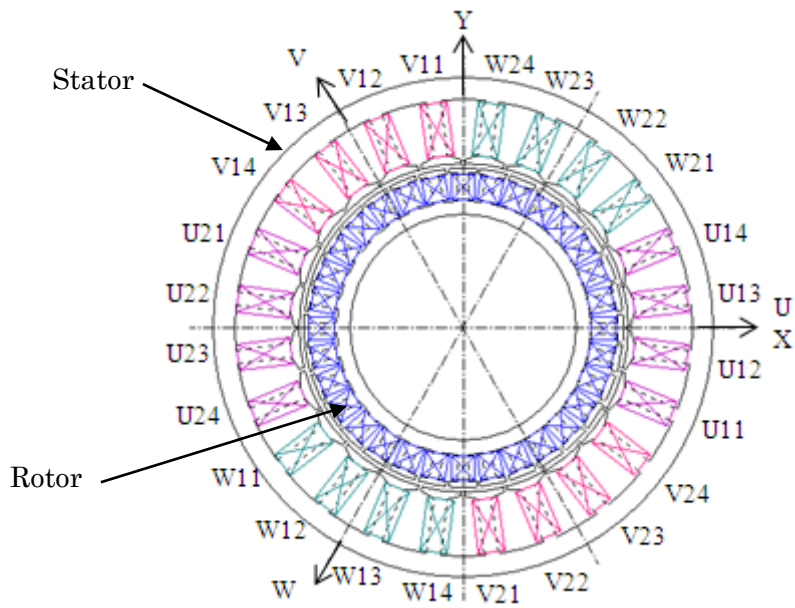


Fig.2.12 Principle of radial suspension force generation.

しているモータの寸法では、センサヘッドが大きく直接固定子に取り付けが出来ず、検出板を回転子に取付ける必要がある。エッジ検出の光学式センサであれば、回転子に部品を追加することなく、変位を検出可能であるが、回転子の加工精度とセンサの取り付け精度が、測定誤差に影響する。また、電力電送専用コイルを回転子内側に取り付けるとすると、エッジ検出型での検出は出来ない。これらより、透過型光学センサとセンサターゲットを用いることが、計画している構造では最善であると考えた。

2.10 回転制御

前項で述べたように、複数の電源により固定子の個々の回転コイルに電流を印加する方式は、複数台の電源を準備しなければならないため、一台の電源の出力を切り替える方式とする。具体的には、汎用のモータコンロール IC により、各コイルに出力する電流を切り替えることを考える。この段階では、回転子が脱調したときの対処は考慮しないこととするが、IC にはフィードバック用の信号入力があることから、必要時に対応することとする。基本とする回転制御のブロック図を Fig. 2.13 に示す。

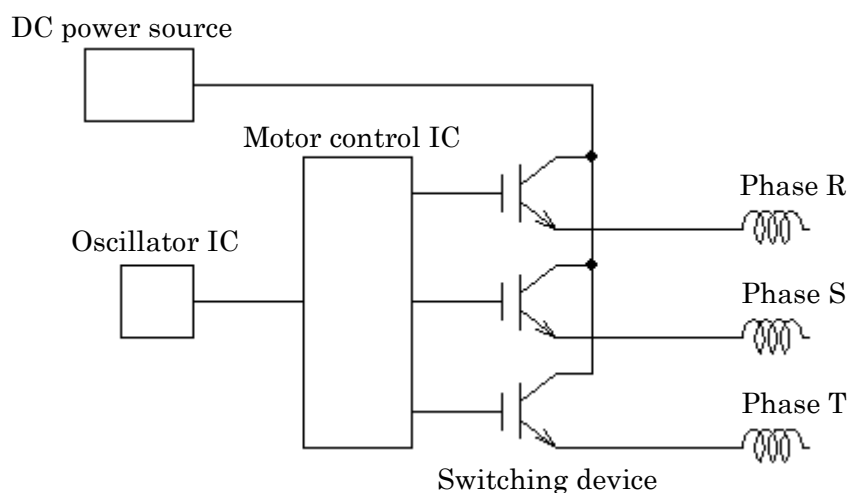


Fig. 2.13 Block diagram of rotation control.

2.1.1 結言

回転機器であることから、固定子・回転子が必須の構成要素であることは明白であるが、これらの構成要素にどのような機能を持たせるのかは、研究者により異なる。

FBSを用いることで、必要な機能の抽出を行い、ベアリングレスモータとして具現するために、必要な機能と構成要素、設計を行う上での課題等を明らかにした。

「浮上」および「回転」をキーワードとして、機能分解をさらに行い、「電力供給」と「形状」、そして「複数の電源と制御」という、実現させるためのスタートとなる事項を導きだした。さらに、これらから下位（スタート側）の機能をさらに分解し、設計を行う上で問題となる項目を明らかにした。実際の具現化に関しては、後章で詳しく説明する。

磁石が有する特性を利用することにより、効率的に力を発生させる方法や、制御しなければならない軸の数を低減可能なことを示した。これらは磁気力が十分に大きな永久磁石を用いることで可能となるが、磁気力の小さな電磁石であっても同様に扱うことができるのかを、計算や実験により検証する必要がある。

第3章 整流コイル

3.1 緒言

整流コイルと呼んでいる、コイルに整流器（ダイオード）を接続したものについて、構造、機能の説明を行い、実験により確認した事項について考察する。

3.2 整流コイルとは

整流コイル単体では、エネルギーを持たないため、外部からエネルギーを供給することにより、はじめて目的とする機能（電磁力の発生）を得ることができる。Fig.3.1に半波整流式の整流コイルの概略を示す[8]。整流コイルは、回転子コイルにダイオードを接続したものである。固定子の励磁コイルに流れる交流励磁電流により、電磁誘導の作用によってエネルギー（回転子に生じる誘起起電力）を受けとることで、磁極が固定された電磁石として機能する。ここでは、半波整流式の整流コイルについてのみ説明等を行い、全波整流式の整流コイルについては後述する。

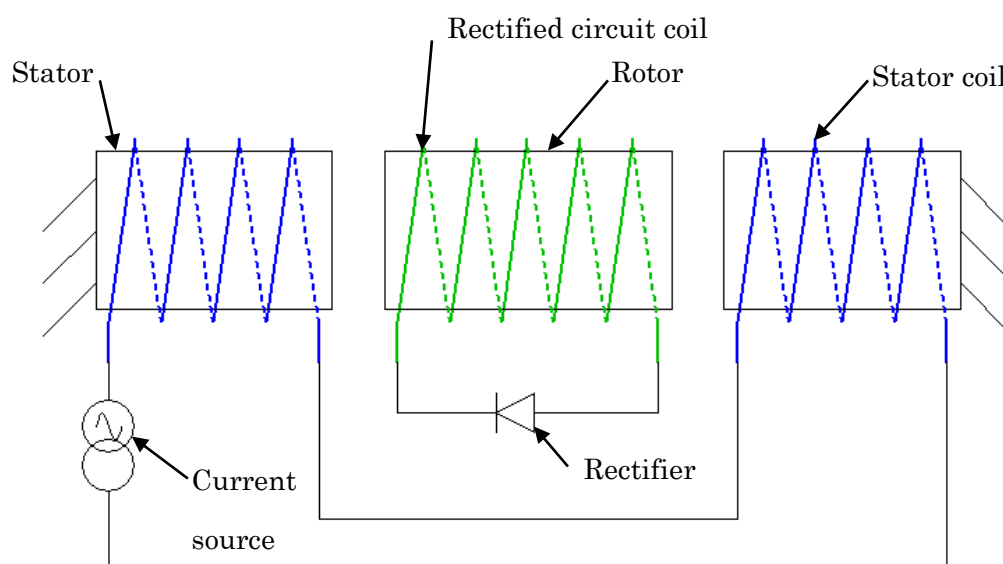


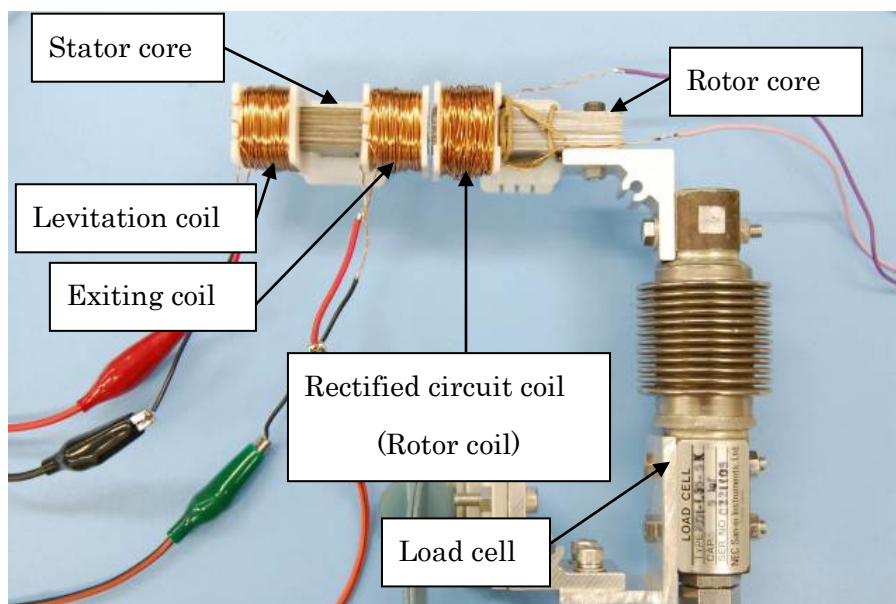
Fig.3.1 Schematic of rectified circuit coil, rotor and stator.

3.3 磁極の固定

Fig.3.1 に示す固定子コイルに交流の励磁電流を印加すると、電磁誘導により回転子のコイルに誘導起電力が生じる。ダイオードが接続されていない状態では、固定子の励磁電流により回転子は交流磁石として機能し、磁極が固定されることはない。ダイオードが接続された状態では、ダイオードによる整流作用により、回転子コイルには一定方向のみの電流が流れる。このことから、回転子コイルに直流電流を印加した場合と同じとなり、回転子の磁極が固定される。

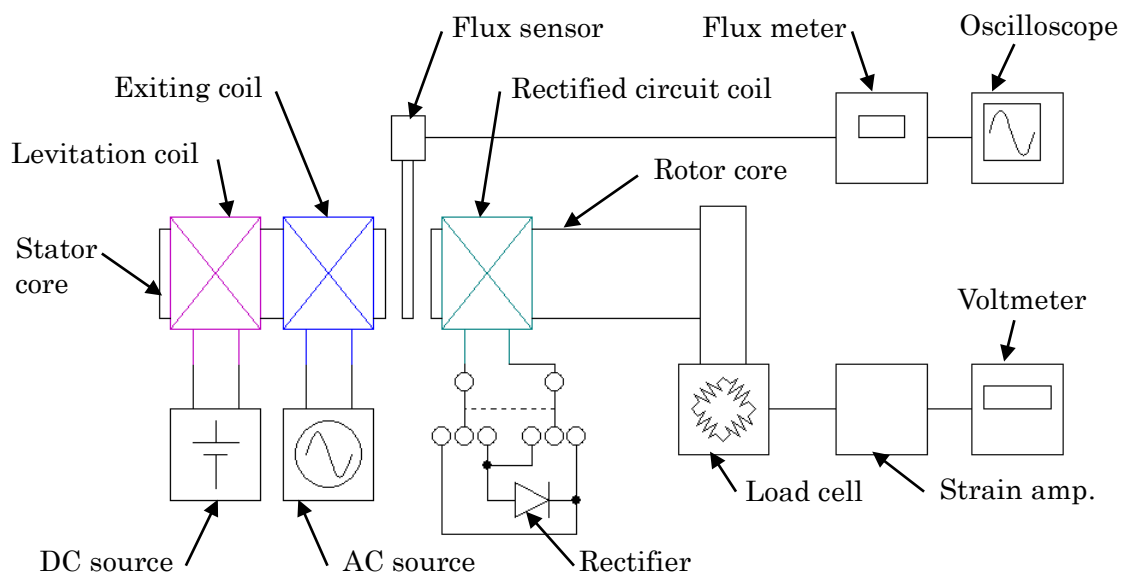
3.4 要素実験

Fig.3.2 に示す構成により、回転子コイルに流れる電流と磁束を確認した。本実験では、試作するベアリングレスモータではなく、要素実験用として準備した回転子および固定子を使用している。また、固定子は両側配置ではなく、片側のみで実施した。従って、実験での電流値や磁束密度は、試作するベアリングレスモータとは異なる。



(a) Photograph of coils

Fig.3.2 Experiment of rectified circuit coil. (Continue)



(b) Schematic diagram of experiment

Fig.3.2 Experiment of rectified circuit coil. (Continued)

3.4.1 磁束密度

励磁コイルのみに電流を供給し、回転子・固定子間の磁束密度に違いがあるのかを測定した。固定子と回転子の間隙は $1.2[\text{mm}]$ (磁束センサの厚み) とし、励磁電流は $100[\text{Hz}]$ で整流コイルにダイオードを接続しないときに $10[\text{mT}]$ が得られるように電圧を調整した。そのあと、ダイオードを接続し磁束密度を測定し、さらに、ダイオードの接続方向を変え、再度、磁束密度を測定した。

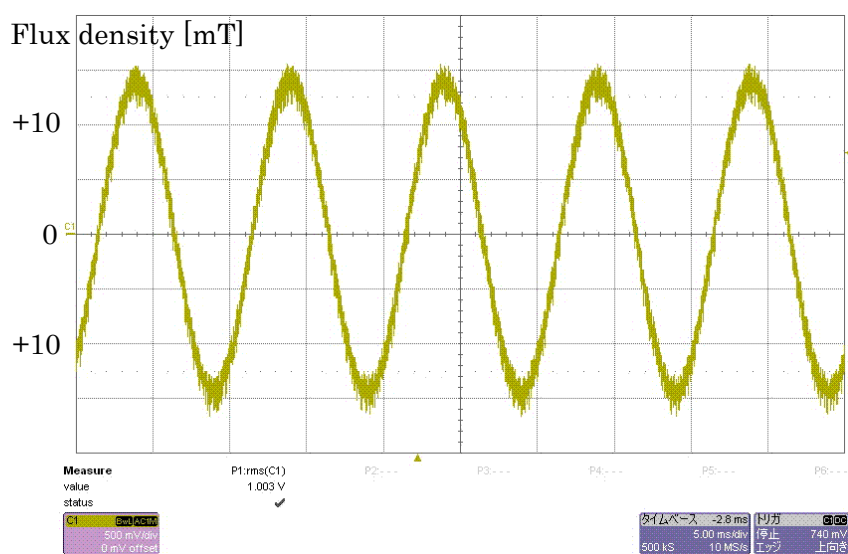
3.4.2 磁力

3.4.1 の条件に加え、浮上電流として $1[\text{A}]$ を供給し、整流コイルにダイオードを接続しない、浮上電流による磁束を妨げない向きに磁極が発生するようにダイオードを接続、浮上電流による磁束を妨げる向きに磁極が発生するようにダイオードを接続、の3条件について、固定子・回転子間に働く磁力を測定し、同時に磁束密度も測定した。浮上電流による固定子の磁極は、Fig.3.2 において左側が N 極となるようにした。

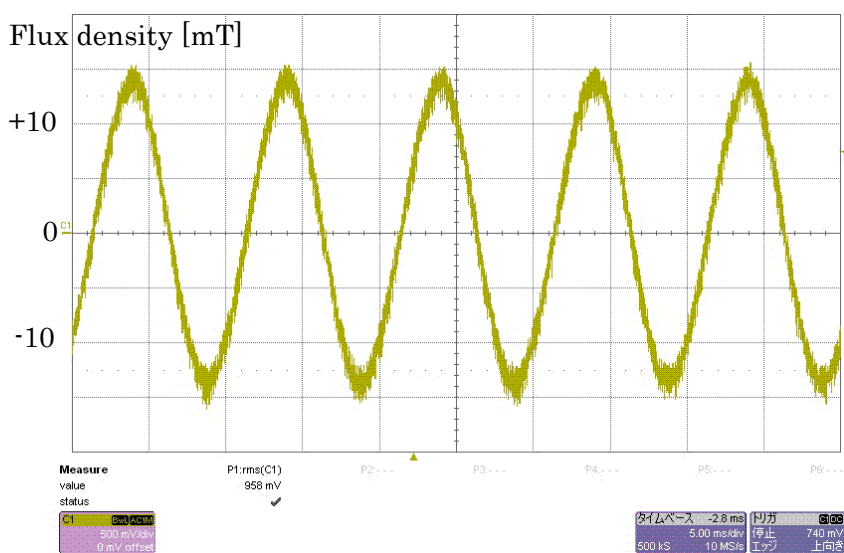
3.5 実験結果

3.5.1 磁束密度

Fig.3.3 に磁束密度の測定結果を示す。ダイオードを接続することにより、接続しないときに比べ約 4% 磁束密度が低下しているが、ダイオードの接続の向きによる値の違いはない。

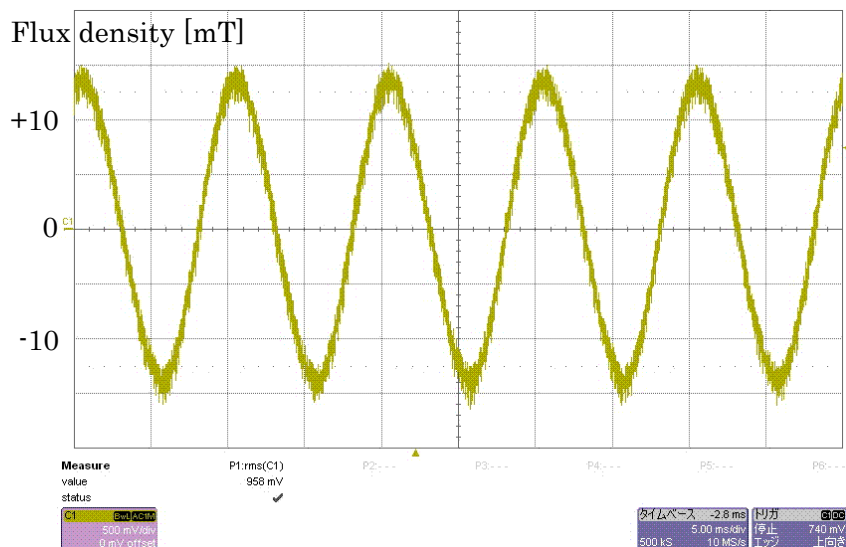


(a) Diode-less



(b) With diode (direction: L/H, Forward direction)

Fig.3.3 Experiment result of magnetic flux density. (Continue)



(c) With diode (direction: R/H, Opposite direction)

Fig.3.3 Experiment result of magnetic flux density. (Continued)

波形について観察してみると、ダイオードを接続すると波高値が小さくなっている。また、図では分かりづらいが、立ち上がり、立ち下りの傾斜が、わずかに違っていて、ダイオード無しでは対称形状であるが、ダイオードを接続すると対称形状とはなっていない。これは、ダイオードの抵抗成分により回路抵抗が増加したことによるものであると考える。

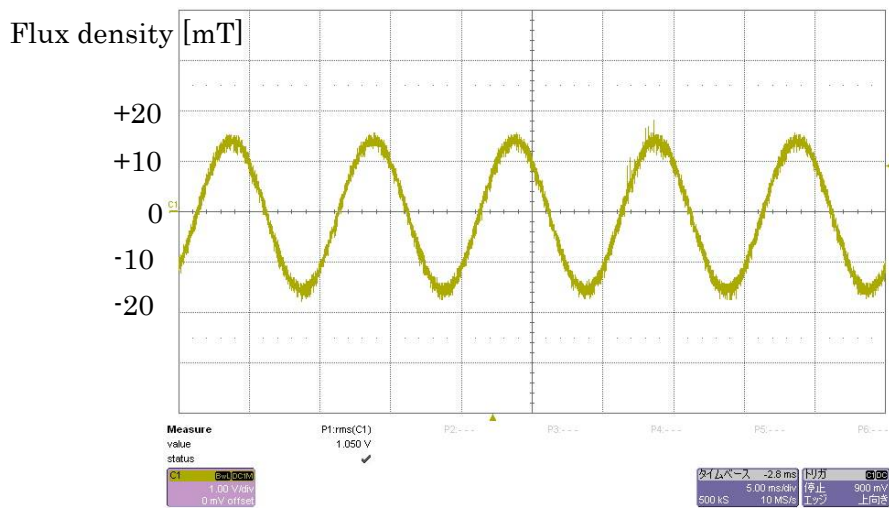
3.5.2 磁力

Table3.1 に磁力の測定結果を、Fig.3.4 に磁束密度の測定結果を示す。固定子で発生する磁束の流れを妨げない向きに回転子の磁極を固定すると、妨げる向きに磁極を固定した場合よりも、回転子に大きな力が発生している。固定子に交流の励磁電流を供給すると、固定子が交流磁石として機能し、回転子に対し吸引力が発生している。固定子に交流の励磁電流と、直流の浮上電流を供給すると、それぞれの電流による磁束が重ね合わされ、この重ね合わされた磁束により、回転子に対し吸引力が発生している。ダイオードを接続したときの吸引力を比較すると、固定子で発生する磁束の流れに沿った向きに回転子の磁極を固定した場合、磁束の流れを妨げる向きに回転子の磁極を固定するよりも、回転子の磁極を固定することにより生じる力の割合が大きいことが確認された。

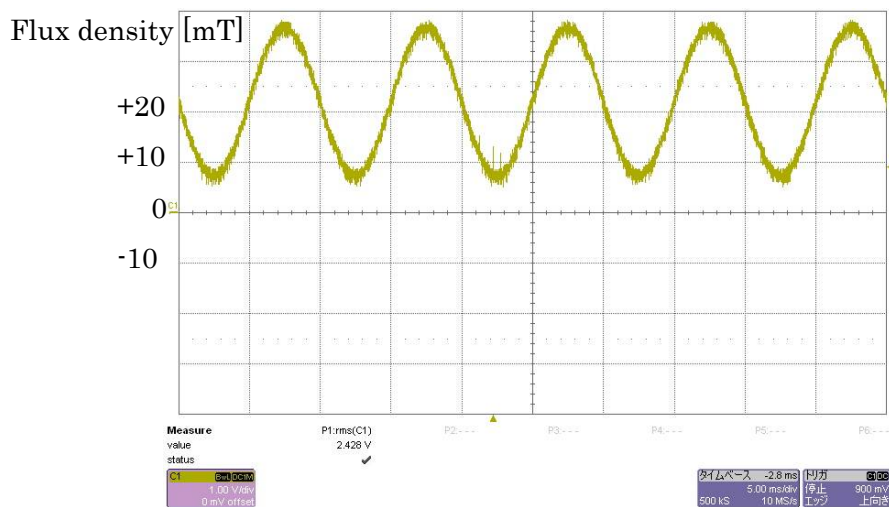
Table 3.1 Attractive force between rotor and stator.

Current	Diode direction	Force	Difference
Exiting	No connect	30 [gf]	Reference
Exiting + Levitation	No connect	60 [gf]	
Exiting + Levitation	Forward	85 [gf]	+25 [gf]
Exiting + Levitation	Opposite	45 [gf]	-15 [gf]

NOTE : ロードセルの単位が gf 表記であるため表中の単位を gf としている。

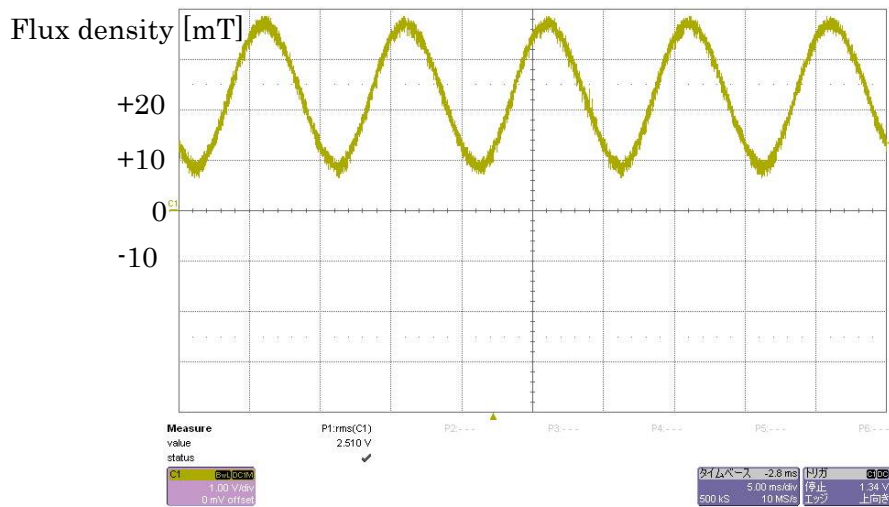


(a) Magnetic flux (Exiting current only, Diode: no connect)

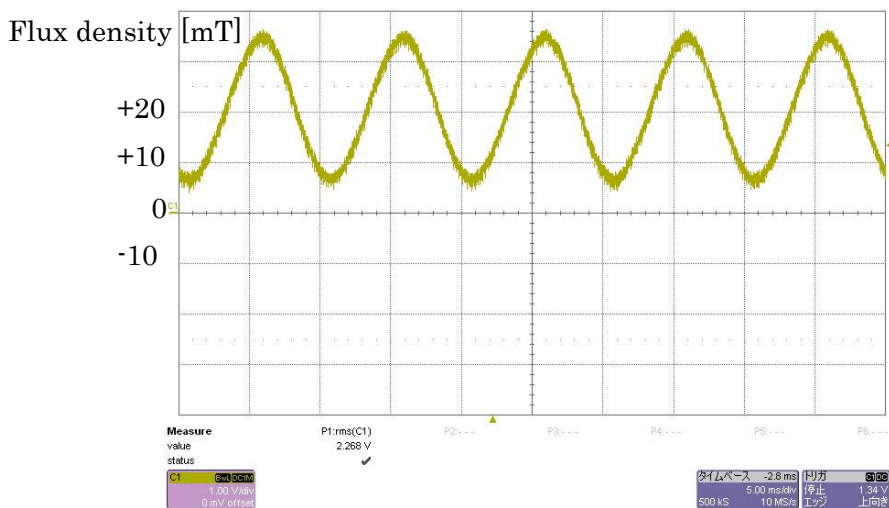


(b) Magnetic flux (Exiting current and levitation current, Diode: no connect)

Fig.3.4 Magnetic flux density between rotor and stator. (Continue)



(c) Magnetic flux (Exiting current and levitation current, Diode: Forward direction)



(d) Magnetic flux (Exiting current and levitation current, Diode: Opposite direction)

Fig.3.4 Magnetic flux density between rotor and stator. (Continued)

固定子コイルに励磁電流と浮上電流を印加し、回転子のダイオードを接続していないときの磁束密度を Fig.3.4(b)、回転子の見かけの発生磁束が固定子の磁束に沿う向きになるようにダイオードを接続したときの磁束密度を Fig.3.4(c)、逆向きになるように接続したときの磁束密度を Fig.3.4(d)に示している。ダイオードを接続していない Fig.3.4(b)を基準としたとき、Fig.3.4(c)では直流成分が増え波形全体が上方にシフトしており、Fig.3.4.(d)では直流成分が減り波形全体が下方にシフトしている。固定子

で発生する磁束は一定であり、磁束密度は固定子・回転子の端面中央部分で測定していることから、このとき漏れ磁束が減少、または増加していると考え。したがって、漏れ磁束の一部が有効磁束にかわることで、力の発生に寄与していると考え。

3.6 結言

回転子にコイルとダイオードを組み合わせた整流コイルを用いることで、回転子に永久磁石を使用した場合と同様に、回転子に固定された磁極を得ることができることが確認された。

固定子・回転子間に生じる力は、回転子の磁極を固定する向きを、固定子の磁束の向きとするのか反対向きにするのかで、その大きさが異なる。外部から与えられているエネルギーは固定子への電流のみであり、その値は一定である。しかし、ダイオードの接続方向により発生する力の大きさが異なっている。要因として、回転子・固定子間の漏れ磁束が、ダイオードを固定子の磁束の向きに対し、回転子での見かけの発生磁束が順方向に接続した時には少なくなり、逆方向に接続した時には多くなっていることがあげられる。力は主に固定子・回転子の対向面間での磁束により発生する。固定子で発生する磁束が同じであっても、回転子にダイオードを接続し磁極を固定することで、対向面間の磁束が増加または減少している。漏れ磁束であったものが有効磁束となることで力の増加に寄与していると考え。

漏れ磁束は一般的なモータでは性能低下の要因となるため、歯の形状や幅などを工夫することで、漏れ磁束を少なくすることが行われている。ここで説明した整流コイルモータでは、漏れ磁束が固定子・回転子間に働く力の増加に寄与していることから、一般的なモータとは異なる磁気解析が必要となることが考えられる。

第4章 電力伝送

4.1 緒言

回転子を電磁石として機能させるため、外部から回転子に非接触により、電力を伝送しなければならない。電磁誘導現象を利用する方法が簡単であり、比較的効率が良いことから、電磁誘導を採用することとした。電磁誘導による電力伝送に関し、トランス方式および専用コイルによる磁界共鳴（共振による電磁誘導）方式の二種類の方式を比較する。

4.2 トランス方式

一般的な電力トランスの方式である、鉄心に流れる磁束により起電力を得る方式では、空隙が大きいと漏れ磁束が増え、伝送効率が低下する。しかし、用途によっては鉄心に磁気飽和が生じないようにするため、故意に空隙を設けることもある。

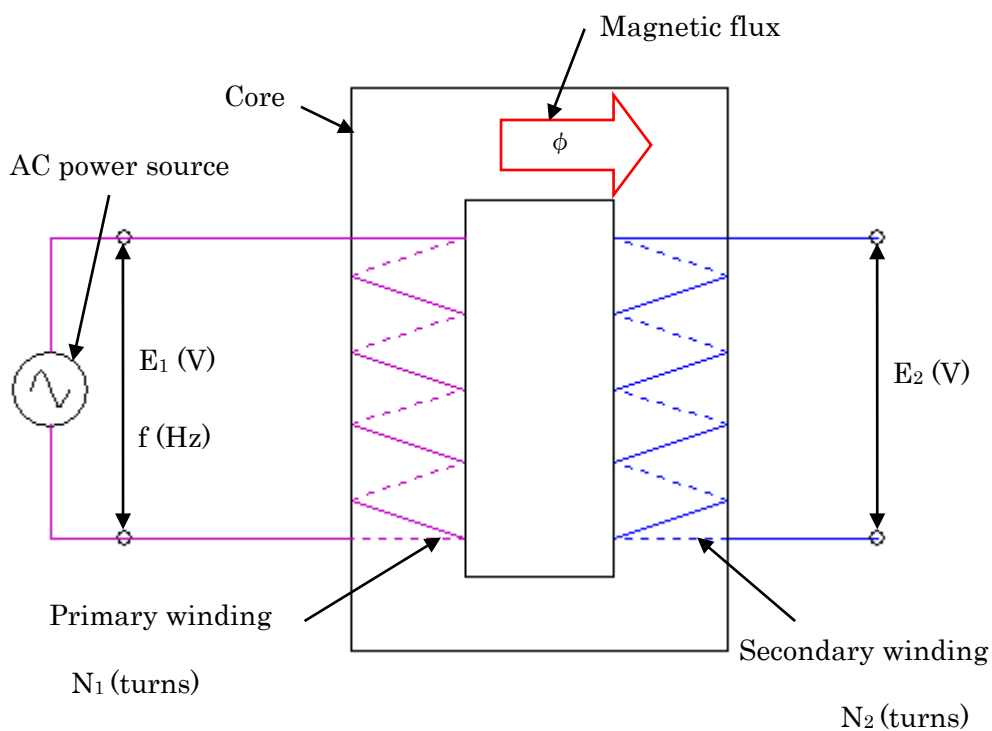


Fig.4.1 Schematic diagram of transformer.

回転子鉄心および固定子鉄心をトランスの鉄心と考え、伝送電力を求める。まず、ここでは、空隙がなく歯の形状や空隙、漏れ磁束により値が変わる結合係数 k は 1 と考えることとし、結合係数そのものについては論じない。

Fig.4.1 に示す理想トランスにおいて、一次側に交流電圧 E_1 を印加すると、鉄心には式(4.1)[31]で示す磁束が発生する。結合係数 k は 1 であるので、二次側に発生する電圧は式(4.2)[31]で表すことができる。

$$\Phi = \frac{E_1}{4.44 \times f \times N_1} \quad (4.1)$$

ここで、

- ϕ : 磁束 [Wb]
- E_1 : 印加電圧 [V]
- f : 電源周波数 [Hz]
- N_1 : 一次側コイル巻数

$$E_2 = 4.44 \times f \times N_2 \times \phi \quad (4.2)$$

ここで、

- ϕ : 磁束 [Wb]
- E_2 : 誘導起電力 [V]
- f : 電源周波数 [Hz]
- N_2 : 二次側コイル巻数

式(4.2)の ϕ に式(4.1)を代入し整理すると、次式で二次側の起電力を表すことができる。

$$E_2 = 4.44 \times f \times N_2 \times \frac{E_1}{4.44 \times f \times N_1} = \frac{N_2}{N_1} E_1 \quad (4.3)$$

式(4.3)から、二次側で得ることができる電圧は、コイルの巻数比のみの関数となり、電源周波数に依存しないことが分かる。

実際のトランスにおいては、結合係数 k のほか、損失を考慮する必要がある。損失には、無負荷であっても生じるものと、負荷が加わることにより生じるものがある。

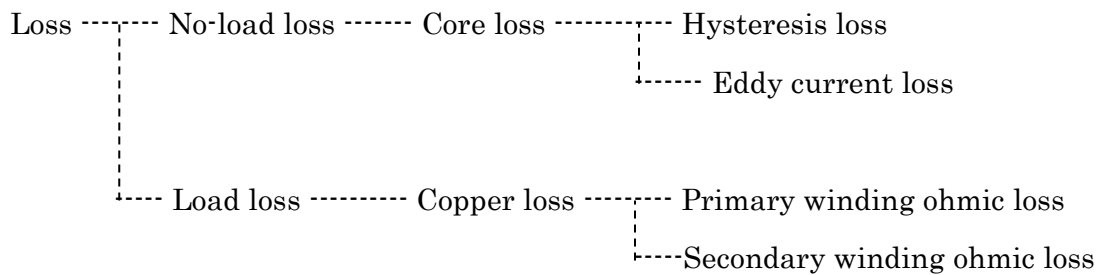


Fig.4.2 Loss of transformer.

これらの損失を分類すると Fig.4.2 に示すようになる。無負荷損失は鉄損と呼ばれ鉄心で生じる損失であり、負荷損失は銅損と呼ばれコイル巻線で生じる損失である[33]。

鉄損を計算するためには、磁束密度に対する損失と質量が必要であるが、今回、鉄心として SS400 を使用予定であることから、加工時の熱の加わり方等により、磁束密度に対する損失が変わるため、あらかじめ推定値を計算することが難しい。一方の銅損は、使用する線材が決まれば、その断面積と長さから推定値を計算することができる。鉄損を求める一般式は、ヒステリシス損が式(4.4)[33]で、うず電流損が式(4.5)[33]で表され、周波数が高くなるほど鉄損も増加することがわかる。また、銅損を求める一般式は式(4.6)[33]で表され、負荷電流の増加に伴い銅損も増加することがわかる。

$$P_H = k_h \times f \times B \quad (4.4)$$

ここで、

P_H : ヒステリシス損 [W/kg]

k_h : 材料による定数

f : 電源周波数 [Hz]

B : 磁束密度 [T]

$$P_E = k_e \times f^2 \times B^2 \quad (4.5)$$

ここで、

P_E : うず電流損 [W/kg]

k_e : 材料による定数

f : 電源周波数 [Hz]

B : 磁束密度 [T]

$$P_0 = k_0 \times R \times I^2 \quad (4.6)$$

ここで、

P_0 : うず電流損 [W/kg]

k_0 : 線材形状や巻き層数による定数 $k_0 > 1$

R : 線材の抵抗 [Ω]

I : 電流 [A]

したがって、この方式で伝送できる電力は巻数比により決まるが、損失は周波数と負荷電流により異なることになる。鉄心として SS400 を使用することを既に決めていることから、鉄損を小さくするためには、励磁電流の電源周波数を低くすることが必要となる。しかし、回転電流の周波数が近いと、お互いの電流により、うなり周波数成分が発生することから、使用するとすれば実験により許容可能な損失を確認し、励磁電流の電源周波数を決める必要がある。

ここまで結合係数 k が 1 であると考えて伝送電力について述べた。実際のベアリングレスモータでは磁気回路上に空隙が存在するため、結合係数 k が理想状態の 1 であることはない。結合係数 k は空隙部分での形状やコイルの巻き方、コイルの位置などにより、その値に違いが生じる。従って、あらかじめ結合係数 k を計算で求めることは難しく、これまで設計時に経験値から推定することが多く、実物を測定することにより実際の結合係数 k を得ている。現在、シミュレーションソフトの精度が向上し、以前よりも計算誤差が小さくなってきているが、数%から 10%程度の誤差になることもあるため、計画通りの性能を得ることが出来ないこともある。

式(4.3)に結合係数 k が 1 の時の、二次側で得られる電圧を求める計算式を示したが、結合係数 k が 1 以外の時には、次式を用いて二次側での起電力を計算すればよい。

$$E_2 = k \times (N_2/N_1) \times E_1 \quad (4.7)$$

ここで、

E_1 : 一次側印加電圧 [V]

E_2 : 二次側誘起起電力 [V]

k : 結合係数

N_1 : 一次側コイル巻数

N_2 : 二次側コイル巻数

一次側コイル巻数と二次側コイル巻数を同じとすれば、二次側に発生する誘起起電力は、一次側印加電圧に結合係数を掛けた値になる。実際のコイルがない時点では結合係数 k は未知数であるため、経験値から仮に結合係数 k は 0.8 前後になると推定した。この値から、二次側での誘起起電力は一次側の 0.8 倍となる。簡易的なモデルを作成しシミュレーションを行った結果、結合係数 k は約 0.82 であった。推定した結合係数 k は妥当な値であり、鉄損による損失が小さいとすれば、一次側の約 80% の電力を二次側に供給可能なことになる。

4.3 専用コイルによる磁界共鳴方式

回転子は軸方向に短いため、専用コイルをヘリカル巻き(Fig.4.3(a))とした場合、巻数を増やすと軸方向に長くなることから、回転子に取り付ける専用コイルの巻き方をヘリカル巻きとすることが出来ない。したがって、平巻きにより専用コイルを巻くことになる。平巻きには、スパイラル巻き(Fig.4.3.(b))とスパイダー巻き(Fig.4.3(c))の2つの方式があるが、次に示す実験により、スパイラル巻きよりもスパイダー巻の電力伝送効率が良いことが分かったため、巻き方はスパイダー巻きとした。

Fig.4.4 に示す構成で、スパイラル巻きとスパイダー巻きの2つの方式でコイルの内径と外径を同じとし、コイル間隙と付加抵抗値も同じとし、一次側の電流値を同じとした条件での実験を行った。Table 4.1 に2つの方式の、共振を発生させていない状態での電力伝送効率の比較を示す。表から分かるように、スパイダー巻きはスパイラル巻きに比べ、2倍以上の効率で電力を二次側に送ることができている。



(a) Helical winding



(b) Spiral winding



(c) Spider winding

Fig.4.3 Coil winding method.

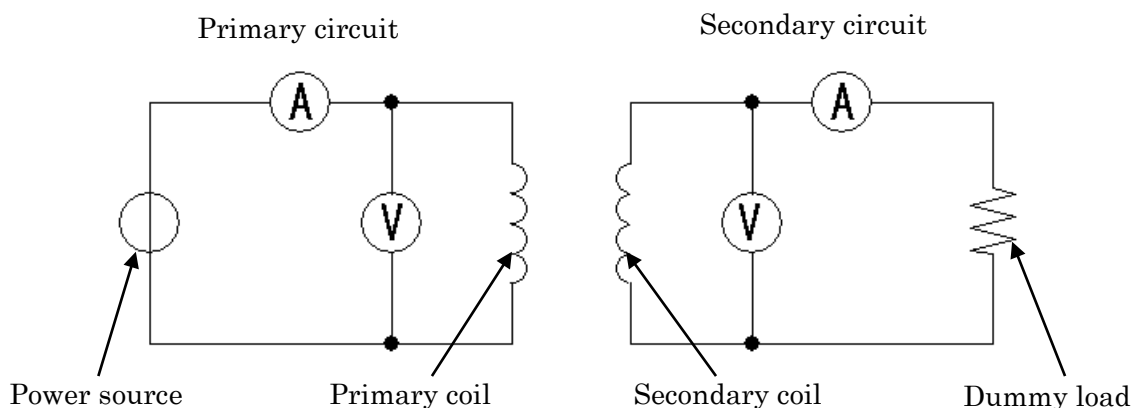


Fig.4.4 Experiment circuit of power transmitting efficiency by coil winding.

Table4.1 Comparison of power transmitting efficiency by coil winding.

Coil winding type		Spiral winding	Spider winding
Transmitting power	[W]	20.14	69.16
Receiving power	[W]	6.33	51.16
Transmitting current	[A]	4.0	4.0
Efficiency	[%]	31	74

コイル間隙が数 mm と電源周波数の波長に対し極近傍域である場合、送受電双方にコンデンサを用いて共振を発生させることによる、磁界共鳴（共振を用いた電磁誘導）現象によって効率的な電力伝送が可能である。先に説明したように電磁誘導のみでの二次側起電力は、 $E_2 = k \times (N_2/N_1) \times E_1$ で表される。これに対し共振を用いた電磁誘導を利用した場合には、式(4.8)で表すことができる。

$$E_2 = k^2 Q_1 Q_2 \times (N_2/N_1) \times E_1 \quad (4.8)$$

ここで、

E_1 : 一次側印加電圧 [V]

E_2 : 二次側誘起起電力 [V]

k : 結合係数

N_1 : 一次側コイル巻数

N_2 : 二次側コイル巻数

Q_1 : 一次側の負荷 Q 値

Q_2 : 二次側の負荷 Q 値

式(4.8)でコイルの巻数比 n が 1 のとき、 $k^2 Q_1 Q_2$ を 1 よりも大きな数値をとれば、二次側には一次側以上の電力を供給可能となるはずであるが、 $k^2 Q_1 Q_2 = 1$ が共振回路での臨界結合状態であり、 $k^2 Q_1 Q_2$ を 1 よりも大きくしても二次側で一次側以上の電力を得ることはできない。 $k Q_1 = 1$ 、 $k Q_2 = 1$ となるようにコイルの無負荷 Q と回路抵抗を調整し、コンデンサを組み合わせることにより、所定（希望）の周波数で共振させる。同じ定数のコイルを一次側、二次側に使用するとすれば、一次側、二次側の回路抵抗が同じとし、同じ値のコンデンサを一次側、二次側に接続すれば、一次側・二次側共に同じ周波数で共振し、回路抵抗の調整により $k^2 Q_1 Q_2 = 1$ の状態を得ることができる。このとき、二次側にコンデンサを付加しないと、二次側の共振周波数は一次側とは異なることになり、 $k Q_2$ の値は 1 よりも小さくなるため、二次側にコンデンサを付加したときよりも伝送効率が低下する。

回転子にコンデンサを取り付けることは、回転子鉄心から軸方向に飛び出す形で部品が取り付くことになり、回転子の変位を測定するためのセンサと干渉する可能性がある。一次・二次双方にコンデンサを用いて共振を発生させた時と比べ効率が低下するが、二次側にコンデンサを付加しない方法を採用することとした。コイルの巻き直径や付加するコンデンサの値、負荷抵抗の値、電源周波数により伝送効率は異なるが、Fig.4.5 に示す回路での実験により、コイル間隙を 3~5[mm]として伝送効率を測定した結果を Fig.4.6 に示す。

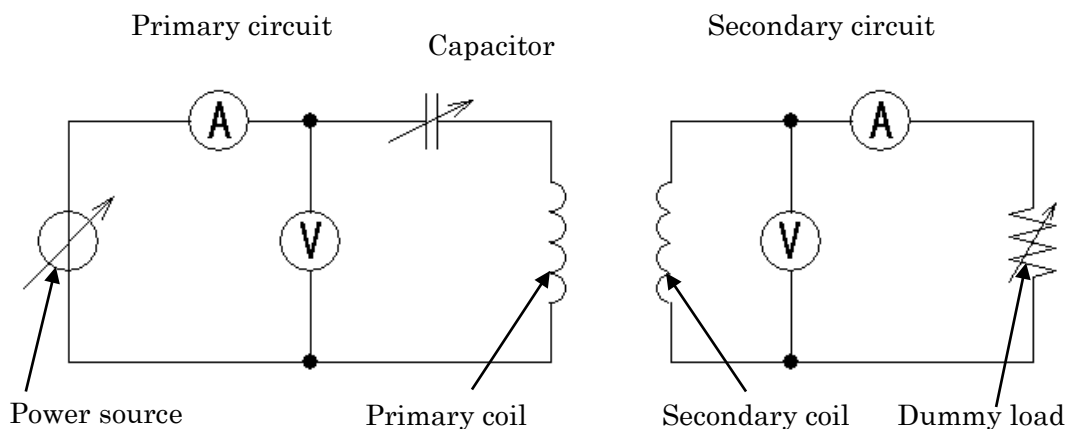


Fig.4.5 Experiment circuit of power transmitting efficiency with capacitor.

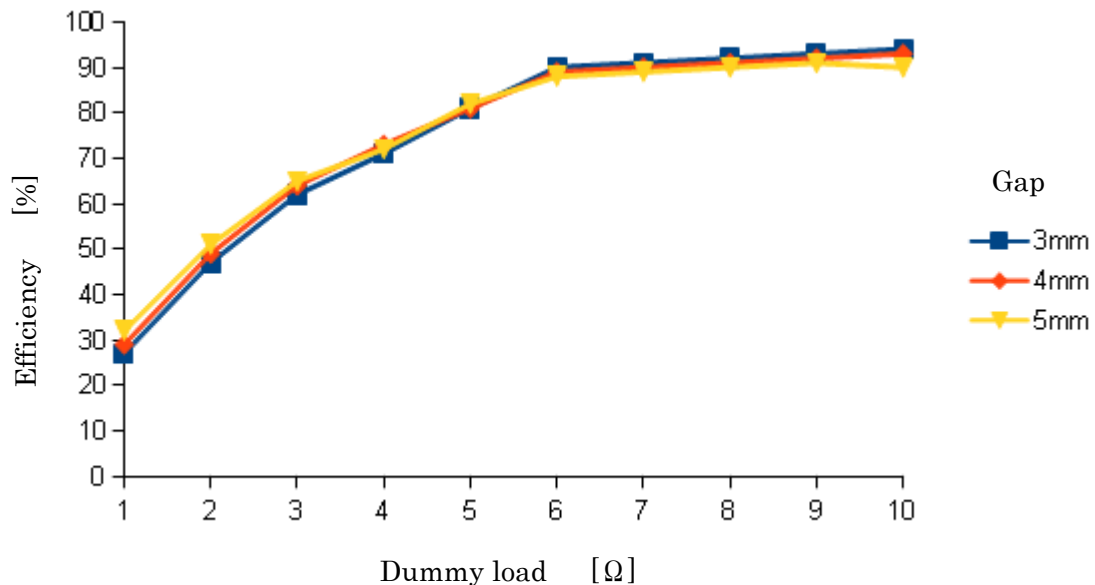


Fig.4.6 Power transmitting efficiency.

概略計画での計算上のコイル抵抗は約 5~6[Ω]であり、間隙 4[mm]のとき、80%以上の伝送効率を得られている。

この方式では、コイル近傍に金属（導電体）が存在すると、その影響を受け伝送効率が低下する。半径方向ではコイルと金属とが 1[cm]程度の空隙で約 0.95 倍に伝送効率が低下、軸方向では巻き直径の半分程度の空隙を設けないと極端に伝送効率が低下する。コイルの軸方向 1[cm]にコイルと同じ直径の金属板があると、伝送効率は約 0.25 程度であり実用に堪えない。この軸方向の伝送効率が低下する問題の対処方法として、バックヨークとしてフェライト板等の磁性材料を使う方法がある。コイル外径よりも少し大きな寸法のフェライト板等にコイルを取り付けることにより、伝送効率が低下するという問題がなくなる。しかし、磁性材料の分だけ回転子の質量が増加するため、構造を工夫することにより、回転子にバックヨークを取り付けない方法を用いる。

4.4 方式の比較

トランス方式および専用コイルによる磁界共鳴方式について、原理や伝送効率などに関しての説明を、前項までで行った。本項では、これら 2 方式の比較を行う。

- 1)伝送効率に関しては、トランス方式では、鉄損を考慮すると 80%を確保することが難しい。一方、専用コイル方式では 80%以上を確保することができる。

- 2)伝送電力に関しては、トランス方式では、鉄心に磁気飽和が生じないようにする必要があるので、伝送可能な電力に制限がある。一方、専用コイル方式では電力伝送に鉄心を使用しないことから、任意の電力を伝送することができる。
- 3)回転子の質量は、専用コイル方式では専用コイルを付加する分、トランス方式よりも専用コイルの質量分だけ重くなる。
- 4)回転子に発生する磁力は、専用コイル方式の方が多くの電力を送ることができるので、トランス方式に比べ大きな磁力を得ることができる。
- 5)トランス方式では、コイル間隙の変化により伝送される電力が大きく変化するが、専用コイル方式では伝送される電力の変化が小さい。

4.5 結言

回転子を電磁石として機能させるための電力伝送方法として、専用コイルによる磁界共鳴を用いることにより、励磁電流により固定子が磁気飽和することなく、多くの電力を回転子巻き線に供給でき、回転子で大きな磁力を発生することが可能となる。磁力が大きな程、安定した浮上や回転が可能であることから、回転子への電力伝送は専用コイルによる磁界共鳴（共振による電磁誘導）方式が優れている。また、トランス方式で回転子コイルに実際に供給可能な電力は、半波整流を行うために受け取った電力の半分しか有効に利用できないため、励磁に使用する電力の約 40%のみが回転子を電磁石として機能させることになり、電力効率の悪い方法であることになる。一方、専用コイルによる磁界共鳴では、受電コイルが受け取った電力を、そのまま回転子を電磁石として機能させることが出来るため電力効率が良く、強力な電磁石とすることができる。

これらから、回転子への電力伝送には、磁界共鳴（共振による電磁誘導）方式が、電力伝送用コイルの配置に関して注意を要するものの、優れていることがわかる。

第5章 歯のタオレと力の発生

5.1 緒言

固定子と回転子の対向する面に、回転軸に対してタオレ（傾き）を持たせることで、回転軸方向（浮上方向）の力を効率的に発生することが可能になることを説明する。また、設計条件を決める段階で、2次元や3次元のシミュレーションソフトを使わず、古典的な計算式と補正係数を用いた計算により力の概略値を求める方法を示す。

5.2 つり下げの力のつりあい

まず、磁石による力ではなく、Fig.5.1に示すように、ある物体がひもで天井からつり下げられている場合の、力のつりあいを考える。ひもの張力 T_1 、 T_2 、荷重 W の3力はつりあっているので、次のつりあいの式が得られる。

$$T_{1x} + T_{2x} + W_x = 0 \quad (5.1)$$

$$T_{1z} + T_{2z} + W_z = 0 \quad (5.2)$$

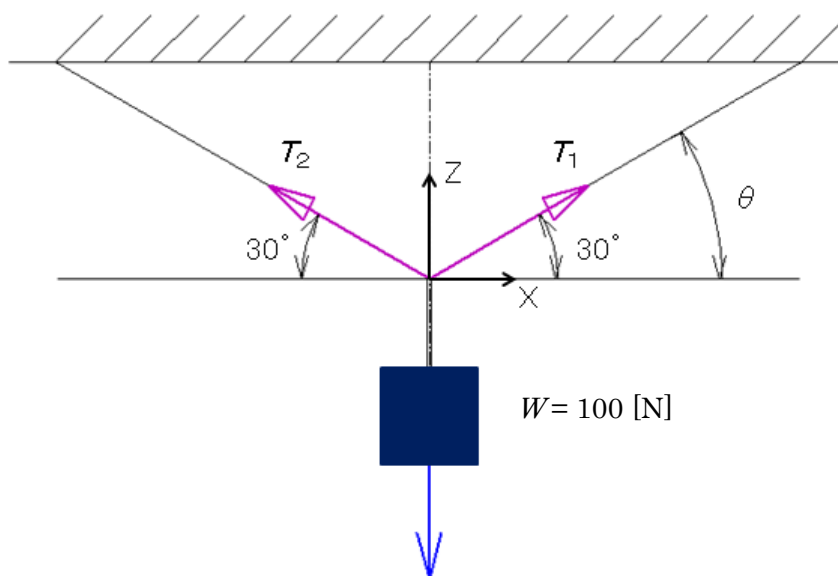


Fig. 5.1 Equilibrium of force among material bodies.

ここで、

T_{1X} : ひもの張力 T_1 の X 軸成分

T_{1Z} : ひもの張力 T_1 の Z 軸成分

T_{2X} : ひもの張力 T_2 の X 軸成分

T_{2Z} : ひもの張力 T_2 の Z 軸成分

WX : 荷重 W の X 軸成分

WZ : 荷重 W の Z 軸成分

各力は、次の式で求めることができる。

$$T_{1X} = T_1 \cos 30^\circ = 0.866 T_1$$

$$T_{1Z} = T_1 \sin 30^\circ = 0.5 T_1$$

$$T_{2X} = -T_2 \cos 30^\circ = -0.866 T_2$$

$$T_{2Z} = T_2 \sin 30^\circ = 0.5 T_2$$

$$W_X = 0$$

$$W_Z = -100$$

式(5.1)と式(5.2)にこれらの値を代入する。

$$0.866 T_1 - 0.866 T_2 = 0 \tag{5.3}$$

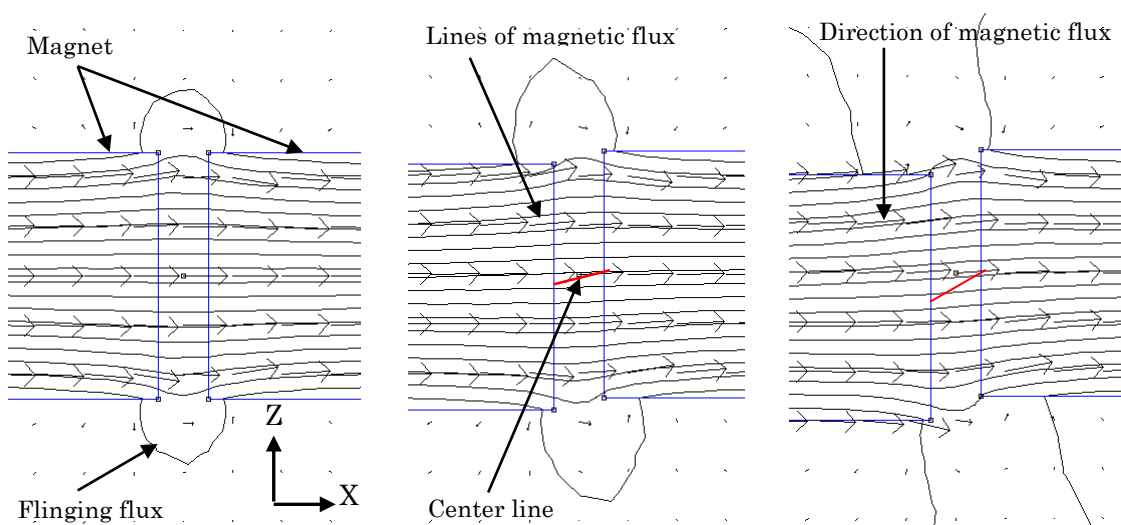
$$0.5 T_1 + 0.5 T_2 - 100 = 0 \tag{5.4}$$

式(5.3)と式(5.4)を整理すると、 $T_1 = T_2 = 100[\text{N}]$ が求められる。

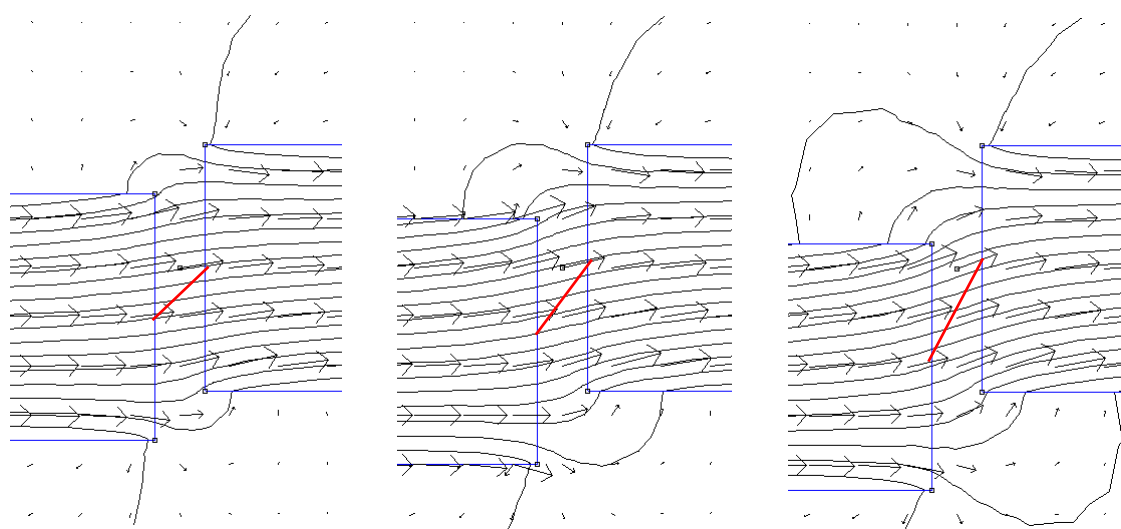
この力のつりあいを考えると、同じ荷重を与えたとき、角度 θ が小さくなるほど、大きな X 軸成分が必要になり、また、Z 軸成分の力を得るためには、必ず角度 θ が必要であることが分かる。100[N]の質量を持つ物体を、両側から 30 度の角度でつり下げのために、質量と同じ大きさの張力が必要であり、さらに角度を小さくすると、質量よりも大きな張力が必要になる。張力の Z 軸成分は \sin (ひもの角度)のみしか得ることができないため、ひもの角度が 5 度程度と小さな場合、物体の質量の 10 倍以上の張力がなければ、力がつりあわないことになる。

5.3 磁石による力の発生

ここまで説明したことを、永久磁石に置き換えて考えてみる。対向する永久磁石間に働く力は、磁束線の向きに生じることから、Fig.5.2(a)に示すように正対した状態では、主たる磁束（磁石端面中央付近の磁束）が X 軸に水平であり、Z 軸方向の力が発生しない。次に、Fig.5.2(b)~(f)に示すように、片側の磁石を動かし、磁石を正対しない状態に配置すると、主たる磁束は X 軸から角度を持つようになる。従って、Z 軸方向の力が発生することになる。ここで注目するのは、磁石を変位させたことによる



(a) Displacement=[0mm] (b) Displacement= -0.25[mm] (c) Displacement= -0.5[mm]



(d) Displacement= -1[mm] (e) Displacement= -1.5[mm] (f) Displacement= -2[mm]

Fig. 5.2 Different of magnetic flux by displacement.

磁石の端面中央間を結ぶ赤色で示した線の向き（傾き）と、磁束線の向きが一致していないことである。これは、着磁方向の端面から出る磁束は、端面の垂直方向に向かう、隣り合う磁束はお互いに反発し交差することがないという性質があることから原因であると考えられる。また、磁石端部（Fig.5.2 では磁石端部の上下）にフリンジング磁束と呼ばれる、円弧を描く磁束線が存在し、Z 軸方向の力を発生することが知られている。従って、磁石間に発生する Z 軸方向の力を、磁石間の角度を用いて計算しても、正しい値を得られないことが考えられる。シミュレーションソフトにより Fig. 5.2 の左側磁石に働く、X 軸方向、Z 軸方向の力を求めたものを Table 5.1、Fig. 5.3 に示す。Table 5.1 に示す計算結果から、磁石間の角度をそのまま、Z 軸方向の力を計算するために、使用することができないことが分かる。

近年、シミュレーションソフトの計算精度が向上しているものの、シミュレーション結果と実験での測定値とに数%から 10%程度の違いが生じることもある。ここで求める Z 軸方向の力の概算値を角度から求めるため、変位が小さな場合（ここでは 0.5[mm]まで）では角度を 1/3 程度として計算すれば求めることができる。シミュレーションによる計算結果を正しいと仮定することで、その値を使って力を推定することは出来るが、最終的には実験により実際の値を求めることが必要となる。

Table 5.1 Force by simulation and compensated calculation.

Displacement [mm]	0	-0.25	-0.5	-1.0	-1.5	-2.0
Angle of center [deg.]	0	14	27	45	56	63
X axis force [N]	9.34	9.30	9.14	8.52	7.72	6.79
Z axis force [N]	0	0.81	1.41	2.76	3.68	4.27
Absolute force [N]	9.34	9.33	9.25	8.68	8.55	8.02
Distance between center of magnets [mm]	1	1.03	1.12	1.41	1.80	2.24
Calculated Z axis force by angle [N]	0	2.13	3.38	4.68	3.32	1.67
Calculated absolute force by distance [N]	9.34	8.80	7.75	4.70	2.88	1.86

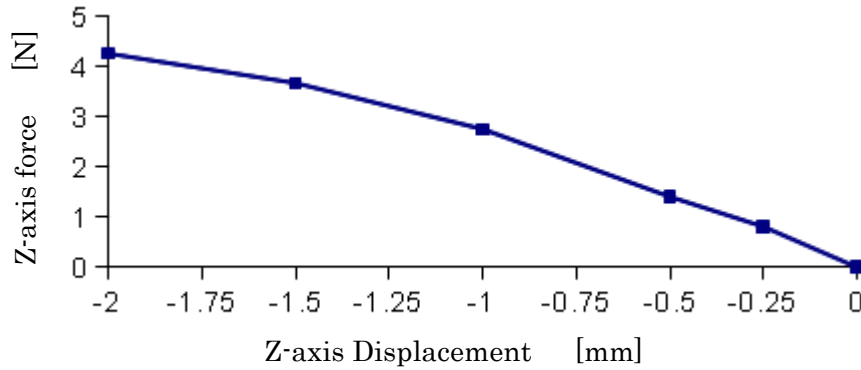


Fig. 5.3 Z axis force by Z axis displacement.

ひもにより物体をつるした場合にはZ軸方向の力を $\sin(\text{角度})$ により求めることができるが、磁石の場合には $\tan(\text{角度})$ のみで求めることができず、補正計算が必要となる。

5.4 歯のタオレによる力

つぎに、磁石の歯（端面）にタオレがある場合について考える。Fig. 5.4(a)に示す磁石端面のZ軸に、Fig. 5.4(b)に示すようなタオレをつけ、Z軸方向に変位させたときのX軸方向およびZ軸方向の力をシミュレーションにより求める。シミュレーションにより力を計算した結果をFig. 5.5とFig. 5.6に示す。なお、ここでシミュレーションに使用した磁石の寸法は、5.3項で使用した寸法とは異なる。

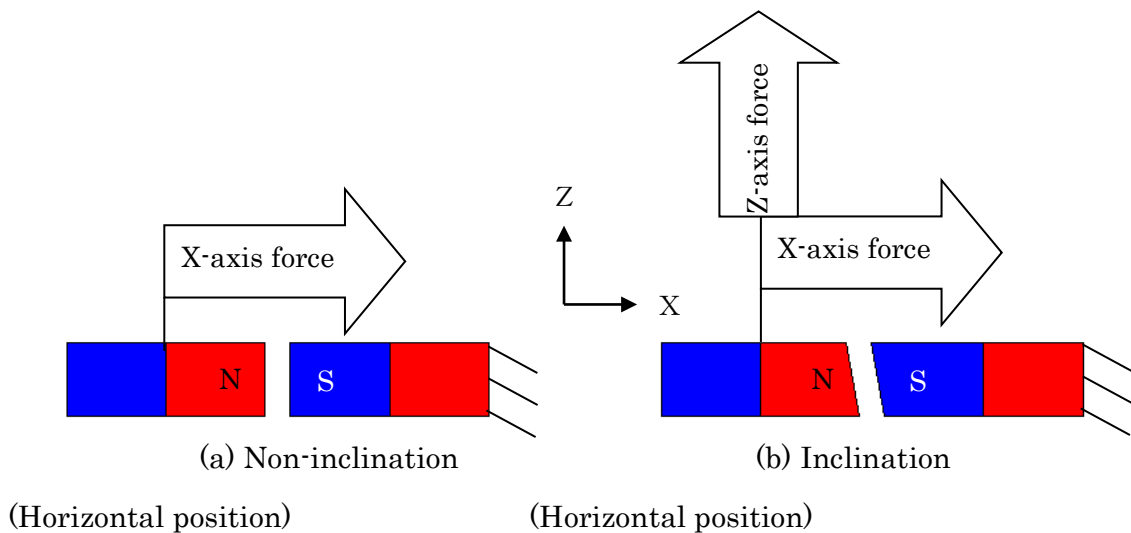


Fig. 5.4 Cross section of magnets.

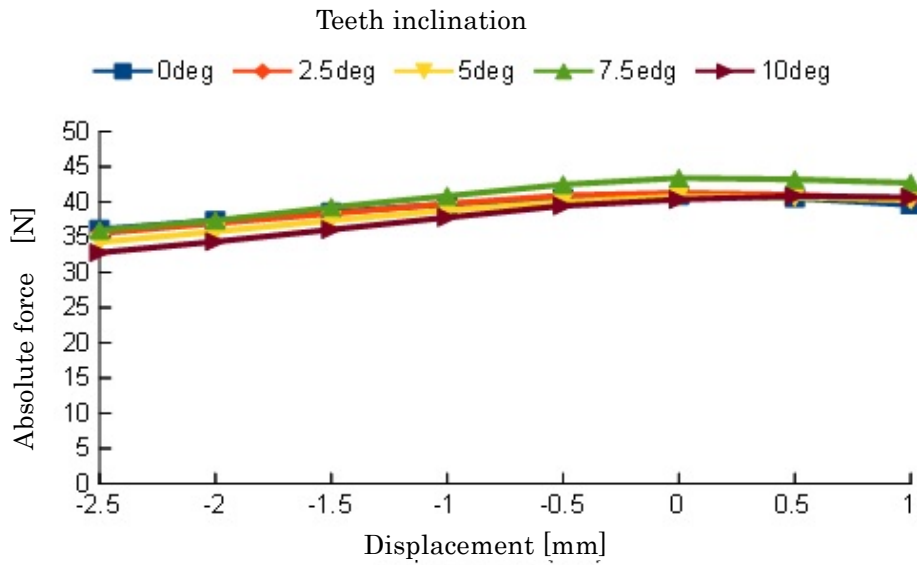


Fig. 5.5 Simulation result of inclination (X-axis force).

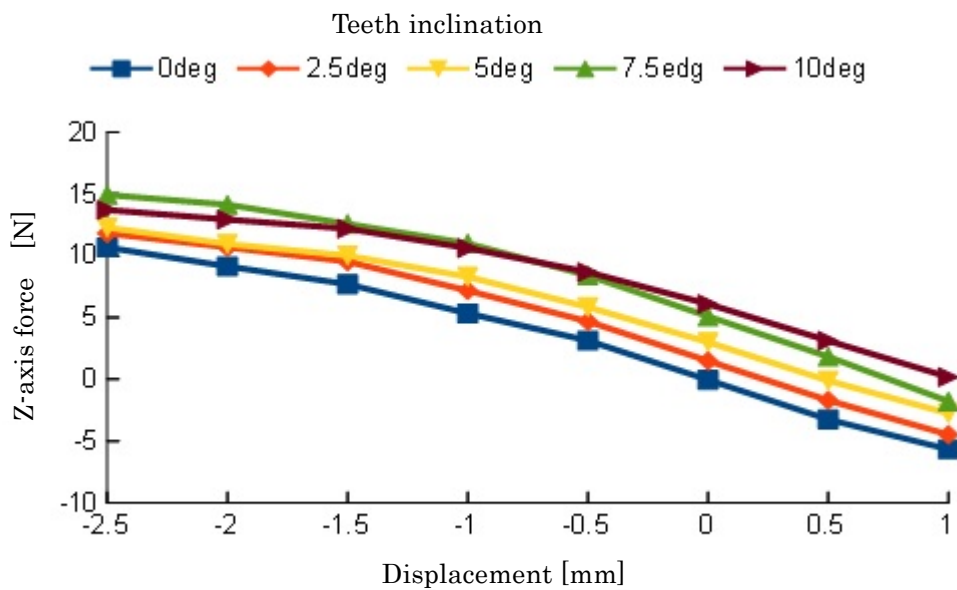


Fig. 5.6 Simulation result of inclination (Z-axis force).

歯にタオレがあっても X 軸方向の力は、タオレがないときと大きな違いがないことがシミュレーション結果から分かる。一方、タオレがあると磁石が正対していても、Z 軸方向の力が発生し、タオレの角度が大きくなるのに比例して、Z 軸方向の力も大きくなっていることが分かる。

Z 軸の変位が無く、かつ、歯のタオレがない状態を基準として、タオレがある場合の Z 軸方向の力を次の式により計算した結果とシミュレーションの結果とを Table 5.2 に示す。なお、誤差計算の基準はシミュレーション値としている。

$$F_Z = F_{X0} \times \tan(\text{角度}) \quad (5.5)$$

ここで、

F_Z : 求める Z 軸方向の力 [N]

F_{X0} : タオレがないときの X 軸方向の力、ここでは 40.9 [N]

Table 5.2 Calculation of Z-axis force by inclination of teeth.

Inclination [deg]	0	2.5	5	7.5	10
Force by calculation [N]	0	1.784	3.565	5.339	7.102
Force by simulation [N]	0	1.491	2.998	5.084	6.092
Error [%]	0	19.7	18.9	5.0	16.6

Note: Error = (Calculation – Simulation) / Simulation

Table 5.2 の値から、歯のタオレがないときの力から、タオレがあるときの力を、ここで示したように $\tan(\text{角度})$ のみを用いて計算しても誤差が大きく、概略値として扱うには問題がある。

5.5 磁気力の計算法

前項で歯のタオレにより Z 軸方向の力を効率的に得ることができることを示したが、シミュレーションにより全ての値を得なければならず、検討段階で概略値を使用しての比較などを行おうとすると、多くの時間と労力が必要となることから、比較的簡単な方法により概略値を得ることができないのかを考える。

5.5.1 吸引力の一般式

電磁石のある面に垂直な磁界と磁束密度を H_N 、 B_N とし、端面に平行な磁界と磁束密度を H_P 、 B_P とすると、マクスウエル応力の端面に垂直な成分 f_N と平行な成分 f_P は次の式で表すことができる[36]。

$$f_N = \frac{H_N B_N}{2} - \frac{H_P B_P}{2} \quad [\text{N/m}^2] \quad (5.6)$$

$$f_P = H_P B_N \quad [\text{N/m}^2] \quad (5.7)$$

ここで、もし鉄心の透磁率が無限大であるとすれば、鉄心の表面での磁界および磁束密度は、鉄心の表面に垂直な成分のみとなる。したがって、 H_P 、 B_P が0となることから、鉄心の表面に平行な電磁力成分は存在せず、表面に垂直な成分のみとなり、式(5.6)は次の式となる。

$$f_N = \frac{H_N B_N}{2} \quad [\text{N/m}^2] \quad (5.8)$$

式(5.8)について、鉄心の表面に沿って計算を行い、和をとることで電磁力を求める。鉄心は有限長であることから、鉄心端面の端部近傍には磁束が集中するため、端面中央部よりも端部では大きなマクスウェル応力が発生する。従って、この磁束集中（応力集中）を考慮する補正をしなければならないが、これらを見捨ると単位長さ当たりの吸引力 f_m は次式により求めることができる。

$$f_m = \frac{\mu_0 (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}] \quad (5.9)$$

ここで、

μ_0 : 真空中の透磁率

N : コイルの巻き数

I : コイル電流 [A]

g : 間隙 [m]

鉄心端面および対向する鉄片（鉄心）の面積が同じか、または十分大きいとし、面積を考慮した吸引力 f を求める式は次の式となる。

$$f = \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}] \quad (5.10)$$

ここで、

S : 鉄心の端面面積 [m²]

式(5.10)が、一般的に電磁石が発生する吸引力を求めるために使用されているが、鉄心の透磁率を無限大とし、端部の磁束集中を無視していることから、精度良く計算値を得るためには補正係数を準備する必要がある。さらに、鉄心に巻いたコイルの励磁による起磁力によって生じる全磁束の一部は、漏れ磁束となり残りの部分だけが有効磁束として鉄片に入ることから、補正係数はこれらの補正をしなければならない要素を、全て考慮したものでなければならない。

実用的な計算精度をどの程度とするのかは、個々の目的などにより異なると考えるが、3次元有限要素法[38]や3次元積分要素法[39]を用いたシミュレーションソフトであっても、場合によっては10%程度の計算誤差が生じることもあることから、電磁石の吸引力を簡易的に計算する過程では、計算誤差が10%程度であれば実用するのに問題なく、また、5%以下で得られれば十分な精度であると考えられる。

特に、鉄心の材料として、SS400を使用した場合、材料の比透磁率は規定されておらず、また、加工により熱が加わることによっても比透磁率が変化することから、正確に計算を行うためには、実際に使用する鉄心の比透磁率を測定しなければならない。あらかじめ計算により誤差の少ない値を求めることは非常に難しい。これも、計算誤差の許容値を、大きめの10%程度としている理由の一つである。

5.5.2 比透磁率による補正

まず、鉄心の比透磁率 μ_s の影響について考える。試作モータに使用する鉄心はSS400としている。SS400の比透磁率は一定でないが、通常SS400として出荷している素材製造者は、比透磁率を2000程度としており、加工による比透磁率の低下があることを考慮し、最大の比透磁率を2000と仮定し、鉄心が磁気飽和しない範囲での使用を前提とする。鉄心が磁気飽和しないために、浮上用磁束、回転用磁束、回転子磁束の総和が、一般的にSS400での磁気飽和が始まる磁束密度とされている1.6[T]程度となるようになればよい。1層で要素が3つであり、2層構造であるので、それぞれ1/6ずつの磁束を割り当てるとすれば、各要素が0.267[T]以下であればよい。固定子の浮上コイル、回転コイルおよび回転子コイルは、巻き数100回、電流1[A]を標

準とすることを計画しており、これらの値を用いて確認を行う。

ある媒質中における磁束密度 B は、磁化 M を用いて

$$B = \mu_0 H + M \quad (5.11)$$

ここで、

H : 磁場の強度 [AT/m]

μ_0 : 真空中の透磁率

と表される[36]。線形である媒質中では、

$$M = \chi H \quad (5.12)$$

ここで、

χ : 磁化率

で表されるので、式(5.11)と式(5.12)から、

$$B = \mu_0 H + \mu_0 \chi H = \mu_0 (1 + \chi) H = \mu H \quad (5.13)$$

で表され、ある媒質中での磁束密度と磁場の強度の関係式が得られる。式(5.13)での μ は透磁率であり、透磁率 μ と真空の透磁率 μ_0 の比である $(1 + \chi)$ は、ある媒質の比透磁率 μ_s である。

コイル内側に配置された媒質（鉄心）における磁束密度は、次式で表される。

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_s H = \mu_0 \mu_s NI \text{ [T]} \quad (5.14)$$

ここで、

μ_s : 鉄心の比透磁率

式(5.14)に、真空の透磁率 $\mu_0 : 4\pi \times 10^{-7}$ 、鉄心の比透磁率 $\mu_s : 2000$ 、コイルの巻数 $N : 100$ 、電流 $I : 1$ [A] を代入する。

$$B = 4\pi \times 10^{-7} \times 2000 \times 100 \times 1 = 0.251 \text{ [T]} \quad (5.15)$$

計算値は、計画値よりも少し小さな値となっている。求めた値は、1つのコイルによる生じる磁束による値であるから、全てのコイルでの値を計算する。1層での磁束密度は $0.251 \times 3 = 0.753$ [T] となり、2層では 1.506 [T] となり、目標値を満足していることになる。したがって、鉄心が磁気飽和することにより、磁気力の増加率が低減しないことになる。このことから、Fig. 5.7 に示す SS400 の BH 曲線[40]で、磁気飽和が始まる限界以下の磁束密度(ここでは 1.6 [T] としている)で使用するなら、鉄心の磁化に関して比透磁率を考慮しなくてもよいことになる。

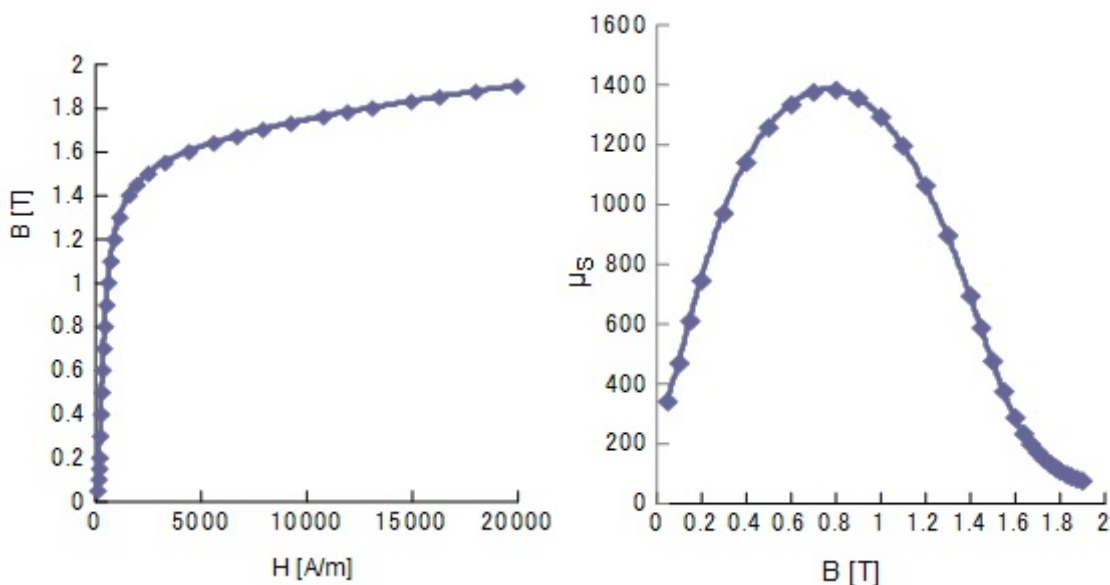


Fig. 5.7 B-H Curve of SS400 [40].

Fig. 5.8 μ_s -B Curve of SS400 [40].

SS400 材は一般構造用材料であるが、安価で加工や入手性に優れており、磁気回路の一部に使われることが多いものの、素材の製造過程や加工過程により、磁気特性が変わることが知られていることは既に述べた。Fig. 5.7 に示した BH 曲線は、TEAM (Testing Electromagnetic Analysis Method)国際ワークショップ Problrn23 で提案されている磁界解析用比較モデルの鉄心用データであり、この曲線をここでの SS400 の BH 特性として参照することに関し、問題ないと考える。また、Fig. 5.8 に示した μ_s -B 曲線では、 μ_s の最大値は 1400 程度であり、ここでの計算上の μ_s を製造者が提示している値(2000)で計算していることに関しても、試作するモータの実比透磁率は 2000 よりも小さくなることから、使用に関して問題無いと考える。

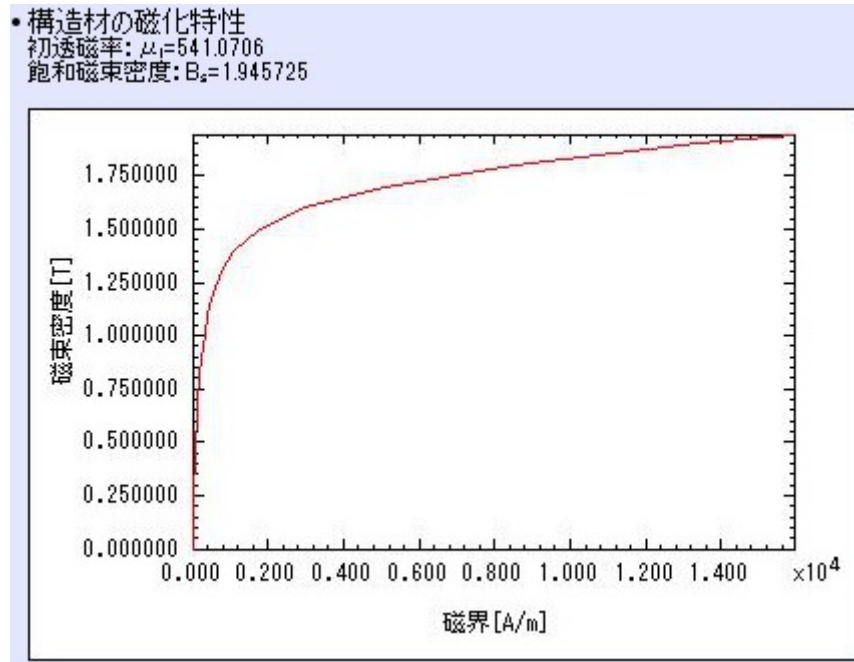


Fig. 5.9 B-H curve of Simulation (SS400) [38]

3次元有限要素法シミュレーションソフトで使用しているBH曲線を Fig. 5.9 に示す。Fig. 5.7 で示した B-H 曲線とほぼ同じ特性であることから、使用している3次元シミュレーションで得られた結果は、比較的誤差が少ないと考える。

先に行った磁束密度の計算を、シミュレーション用の比透磁率を使用して行う。この値は、Fig. 5.9 では初透磁率 μ_1 で記載されている値であり、磁界の小さな範囲の曲線の立ち上がり部分での比透磁率である。

式(5.14)に、真空の透磁率 $\mu_0 : 4\pi \times 10^{-7}$ 、鉄心の比透磁率 $\mu_s : 541$ 、コイルの巻数 $N : 100$ 、電流 $I : 1$ [A] を代入する。

$$B = 4\pi \times 10^{-7} \times 541 \times 100 \times 1 = 0.068 \text{ [T]} \quad (5.16)$$

計算に使用する鉄心の比透磁率が、2000 から 541 に小さくなれば、計算で得られる磁束密度も当然小さくなる。従って、鉄心の磁気飽和に対しては、さらに余裕がある値となり、計画しているコイルの巻数や電流値で、問題がないことが確認された。ただし、ここでは漏れ磁束や、鉄心の角部で生じる磁束の集中を、無視することを前提としている。

5.5.3 シミュレーション値と計算値の比較

式(5.10)で示した、力を求める一般式に加える補正係数を求めるため、シミュレーションで得られた値と、計算により求めた値の比較を行う。Fig. 5.10 に示したモデルを使用し、シミュレーションは2次元の有限要素法を用い、計算は式 (5.10) を用いた。なお、シミュレーションを2次元と3次元で行った場合の違いは、あらかじめ、いくつかの条件を変えて確認しており、2次元での値を3次元での値と比較すると、最大約3%異なる結果となることが分かっている。この違いは、シミュレーションソフトの計算手法によるものと考えるが、ここでは次元による計算結果の違いの原因については論じない。

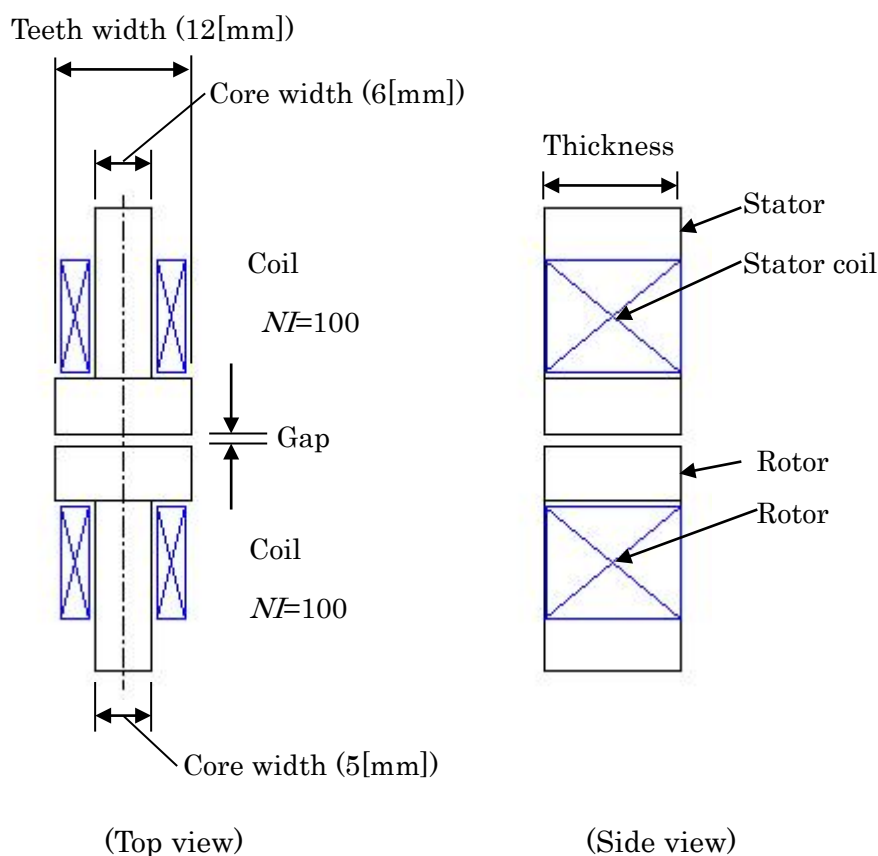


Fig. 5.10 Model for simulation and calculation.

シミュレーション結果を Table 5.3 および Fig.5.11 と 5.12 に、計算結果を Table 5.4 および Fig.5.13 と 5.14 に示す。また、Fig. 5.15 に両方の結果の比較を示す。

Table 5.3 Simulation result of force by teeth thickness and gap.

Gap \ Thickness	0.5 [mm]	0.75 [mm]	1 [mm]	1.25 [mm]	1.5 [mm]
3 [mm]	2.689	1.389	0.847	0.584	0.431
3.5 [mm]	3.137	1.620	0.989	0.681	0.503
4 [mm]	3.585	1.852	1.130	0.779	0.575
4.5 [mm]	4.033	2.083	1.271	0.876	0.647
5 [mm]	4.481	2.315	1.412	0.973	0.719
5.5 [mm]	4.929	2.546	1.553	1.071	0.791
6 [mm]	5.377	2.777	1.695	1.168	0.863
8 [mm]	7.026	3.508	2.137	1.413	1.012
10 [mm]	8.783	4.385	2.671	1.767	1.265
12 [mm]	10.539	5.270	3.205	2.120	1.518

(Unit: N)

Table 5.4 Calculation result of force by teeth thickness and gap.

Gap \ Thickness	0.5 [mm]	0.75 [mm]	1 [mm]	1.25 [mm]	1.5 [mm]
3 [mm]	3.619	1.609	0.905	0.579	0.402
3.5 [mm]	4.222	1.877	1.056	0.676	0.469
4 [mm]	4.826	2.145	1.206	0.772	0.536
4.5 [mm]	5.429	2.413	1.357	0.869	0.603
5 [mm]	6.032	2.681	1.508	0.965	0.670
5.5 [mm]	6.635	2.949	1.659	1.062	0.737
6 [mm]	7.239	3.217	1.810	1.158	0.804
8 [mm]	9.651	4.290	2.413	1.544	1.072
10 [mm]	12.064	5.362	3.016	1.930	1.340
12 [mm]	14.477	6.434	3.619	2.316	1.609

(Unit: N)

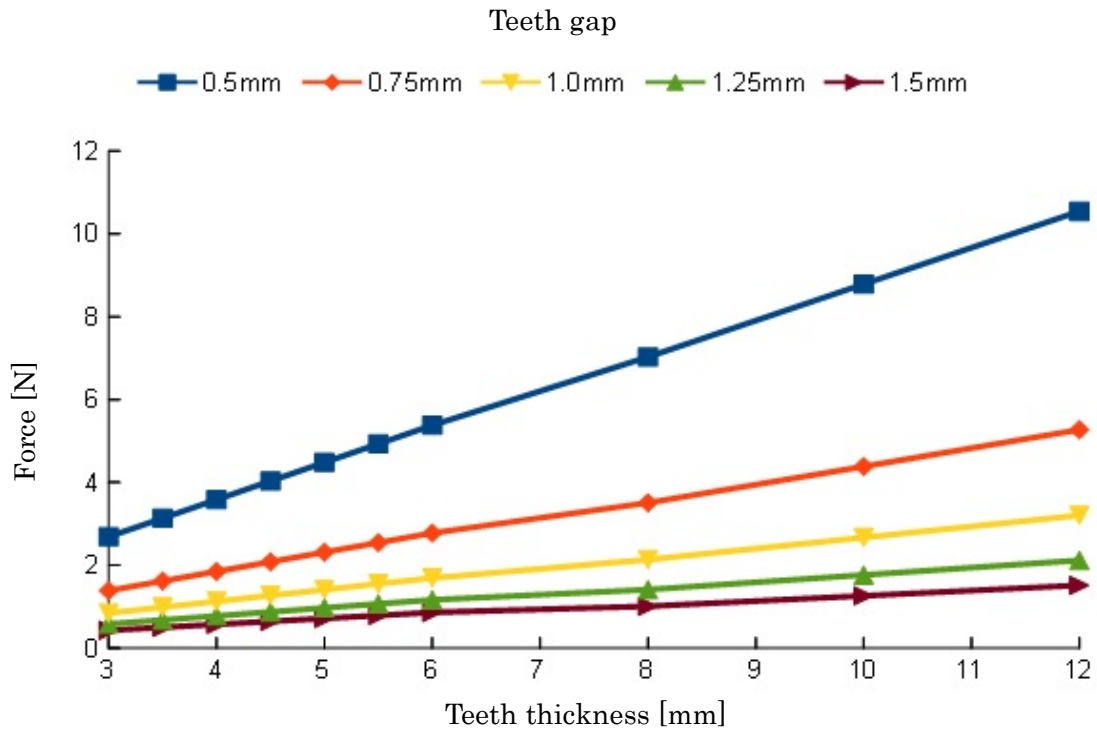


Fig. 5.11 Simulation result of force by difference of teeth thickness.

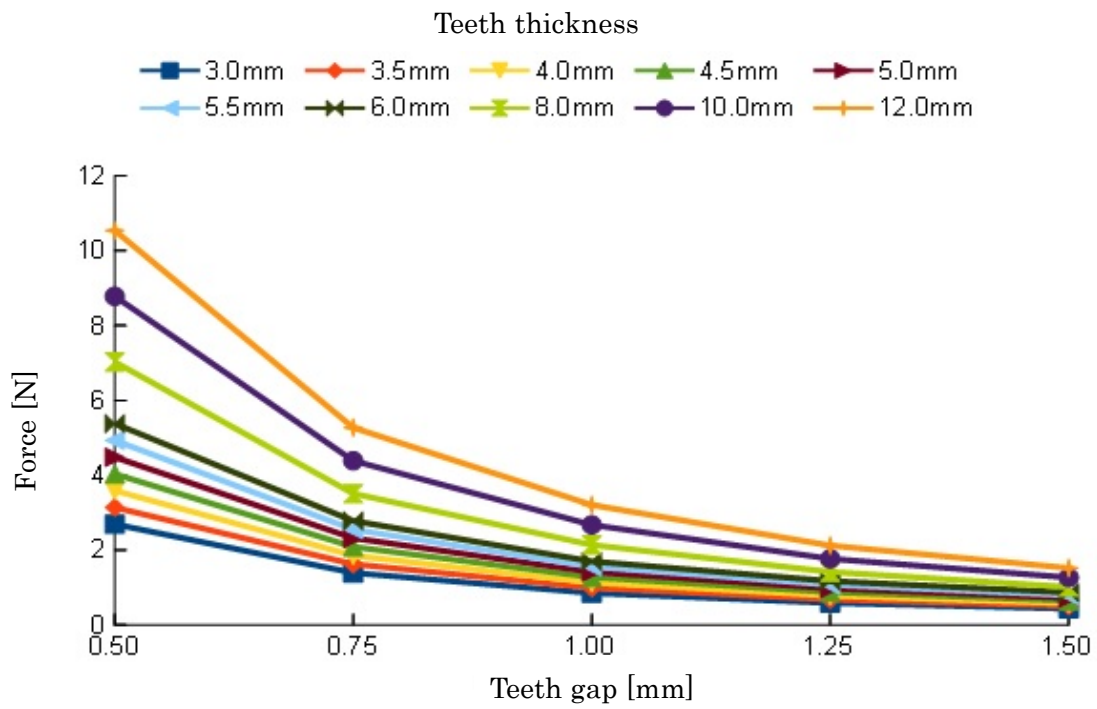


Fig. 5.12 Simulation result of force by difference of teeth gap.

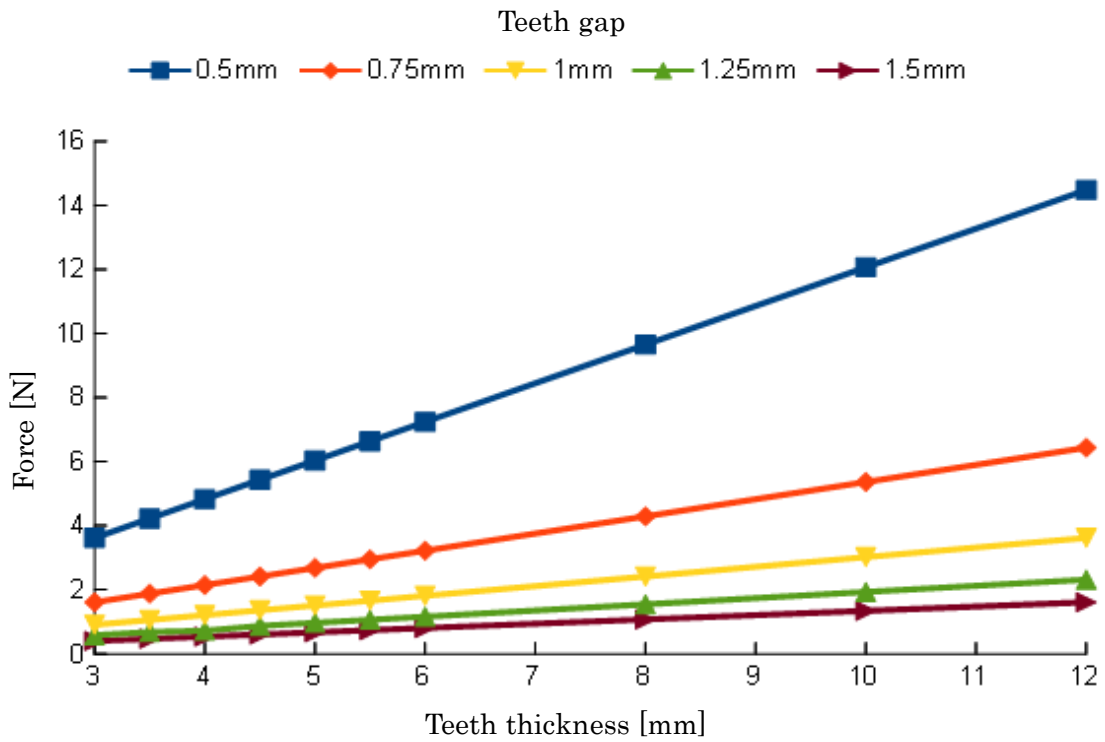


Fig. 5.13 Calculation result of force by difference of teeth thickness.

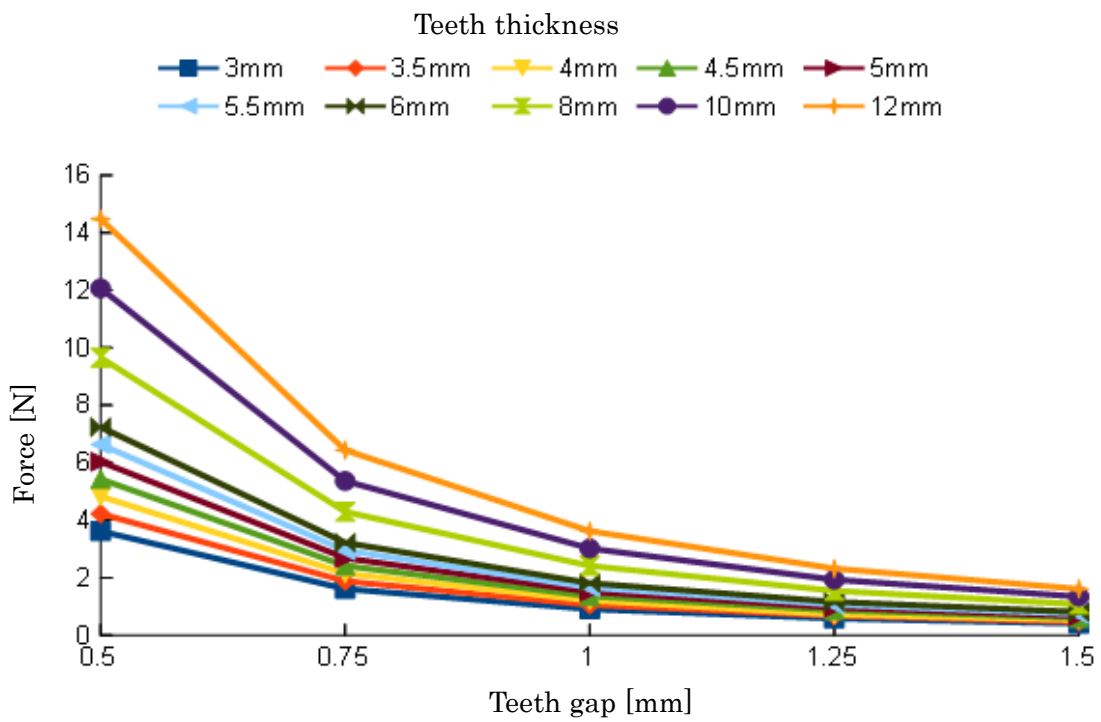


Fig. 5.14 Calculation result of force by difference of teeth gap.

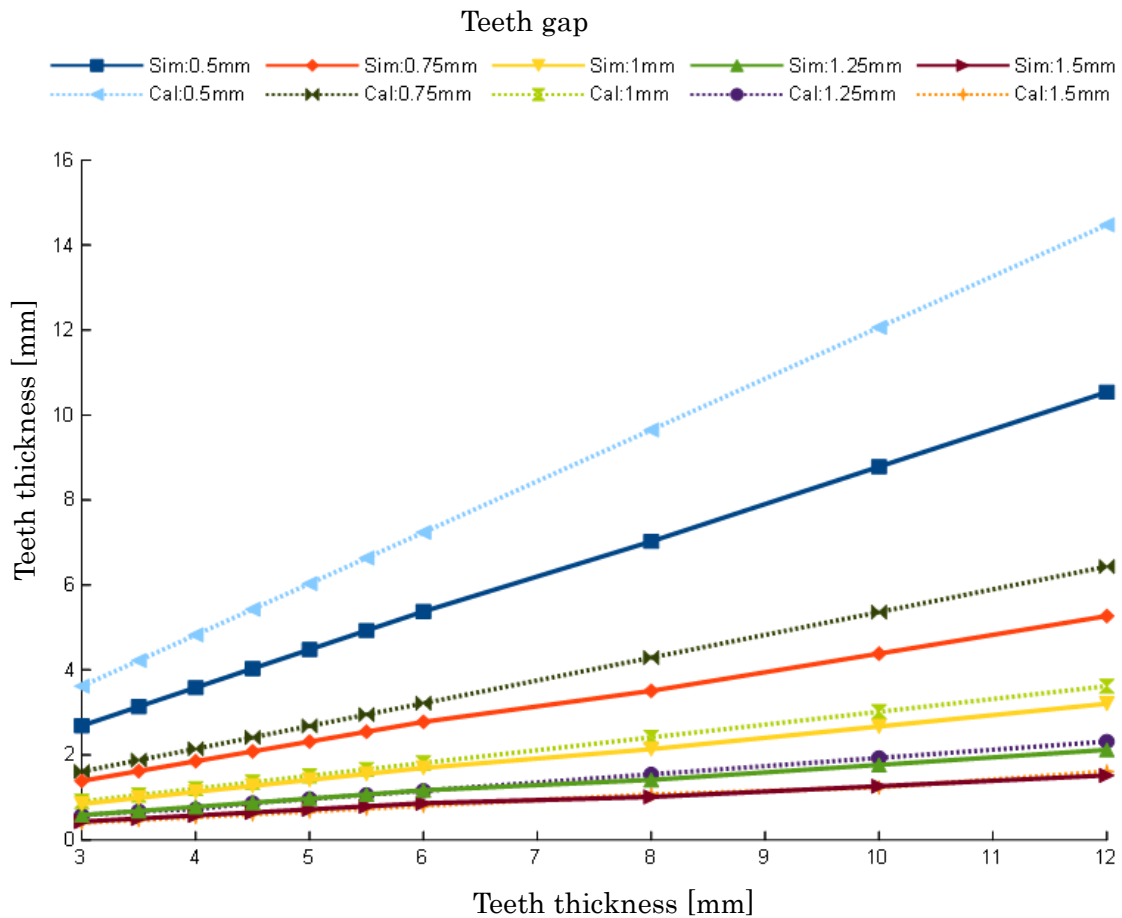


Fig. 5.15 Compare of force – Simulation vs. Calculation.

どちらも歯の間隔が同じであれば、歯の厚みが大きくなるに比例し、発生する力が大きくなっている。一方、歯の厚みが同じである場合、シミュレーションにより得られた値は、「力は距離の二乗に反比例する」[36]という説明とは異なったものとなっている。これは、一般的に言われている二乗反比例則は、微小磁極によるクーロンの法則によるものであり、実際の磁石では体積や形状を持つことから、二乗反比例則にそうことはないと考えられる。永久磁石製造者が提供している永久磁石間に働く力のデータ[19]を Fig. 5.16 に示すが、やはり二乗反比例則とは異なる特性であることが分かる。図中の case A は継鉄で永久磁石の遠い極がつながっている場合、case B は空間に永久磁石のみの場合である。永久磁石の寸法は、ここまでに行ったシミュレーションや計算で使用したものとは異なる。なお、製造者が提供しているデータでの力の単位は「kgf」を使用しているため、図でもこの単位を使用している。

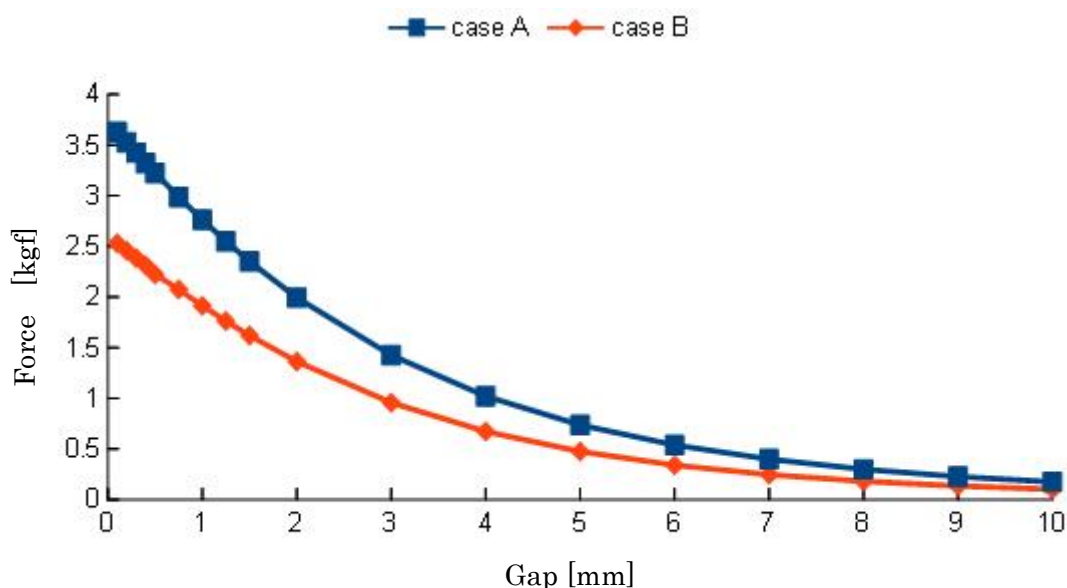
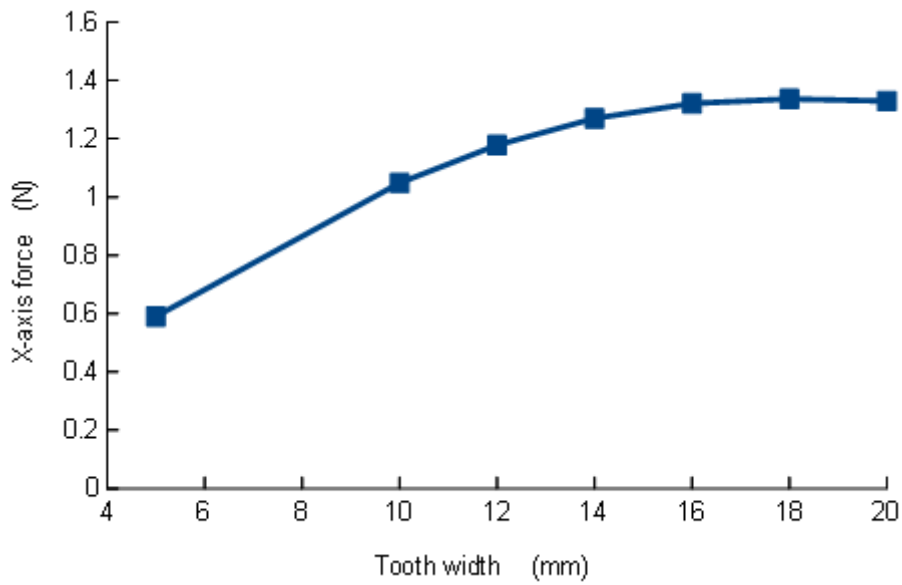


Fig. 5.16 Force curve of permanent magnets.

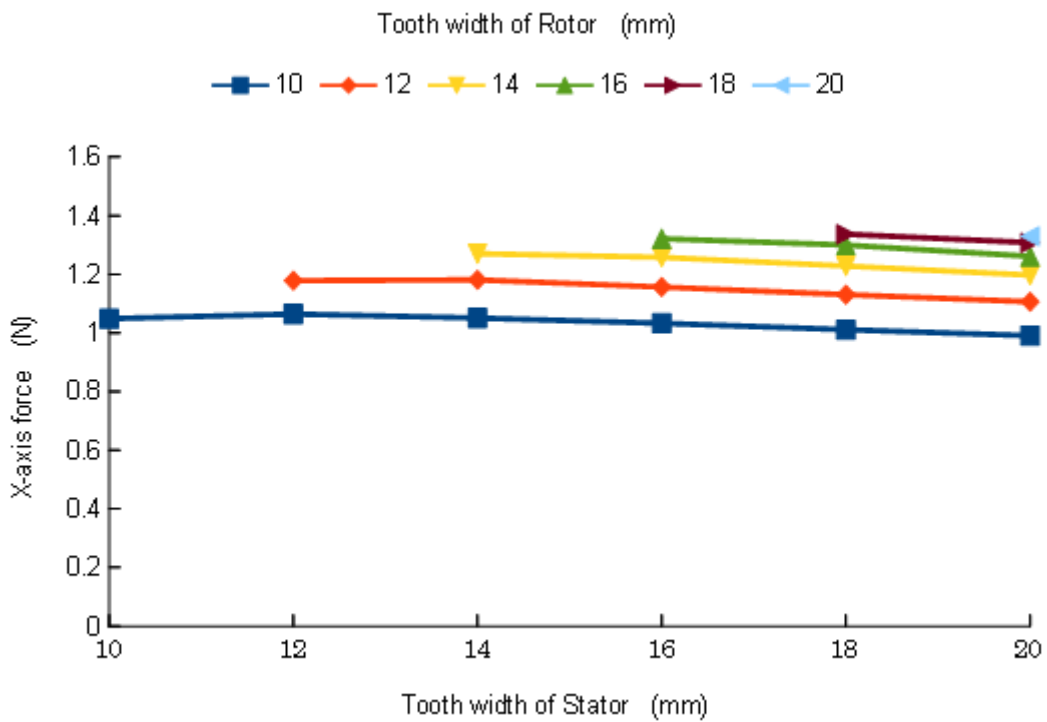
従来手法である式(5.10)を使用する場合、間隙が 3[mm]よりも大きければ、計算値と実験値が少ない誤差で一致することが知られており、それ以下の間隙で使用する場合、研究者はそれぞれの目的に合致するように補正係数を求めている。3次元シミュレーションソフトであっても、メッシュの寸法や切り方によって、得られる値が異なるのが普通であり、唯一の絶対的な計算手法が確立しているわけではない。誤差を小さくする方法が色々提案されているが[44-48]、これら提案されている方法も万能ではなく、限定された条件でのみ、誤差が少なくなるだけである。したがって、ここでは、今回計画しているモータで、計算誤差が小さくなる補正係数を求めるものとする。

さらに、歯の幅の違いにより、発生する磁力に違いがあるのかを確認する。歯の厚みを 4.5 [mm]一定とし、歯の幅を変えて 3次元シミュレーションした結果を Fig. 5.17 に示す。使用したモデルは Fig. 5.9 で示した歯の幅を変更したものである。

Fig. 5.17(a) に示すように、固定子・回転子の歯の幅が同じであるとき、歯の幅が大きくなるのにしたがって、発生する力も大きくなっているが、歯の幅が 10 [mm] よりも大きいと変化が直線ではなくなり、また、歯の幅が 20 [mm] になると発生する力が小さくなっている。これらは、コイルを巻いている個所の断面積が一定であり、端面の面積だけが変化しているためであると考えられる。また、Fig. 5.17(b) から対向する面の一方の幅が大きくなると、発生する力が小さくなっていることが分かる。これは、コイル付近からの漏れ磁束が増えたことによるものと考えられる。



(a) Same tooth width of rotor and stator.



(b) Different tooth width of rotor and stator.

Fig. 5.17 Tooth width vs. force.

Fig. 5.18 に示すように、コイルを巻く個所の断面が相似形であり、その断面積が大きくなれば、それに比例して発生する磁力も大きくなる。式(5.10)で示した磁力を求める計算式での面積は、「鉄心の端面面積」と表現しているが、実際には Fig. 5.18 に示した鉄心のように、コイルを巻いている個所と端面が同じであるか、または、XY 軸に同じ寸法だけコイルを巻いている箇所よりも、コイルの巻き厚みだけ大きいのか、または、コイルの巻き厚みよりもわずかに大きなことを前提としている。しかし、Fig. 5.17 に示した結果は、Fig. 5.19 に示すように、コイルを巻く個所の断面積が同じで、歯の端面の片側だけの寸法（ここでは歯の厚みが同じで幅が変化）のみが変化していることから、磁気回路に置き換えたとき起磁力 NI は変わらず、磁気回路での抵抗が偏って小さくなるだけであり、断面積に比例するという関係にはならない。コイルを巻いている個所の断面積と、端部面積とが等しくないため、式(5.10)により計算を行うためには、これらの面積の違いによる補正が必要になると考える。

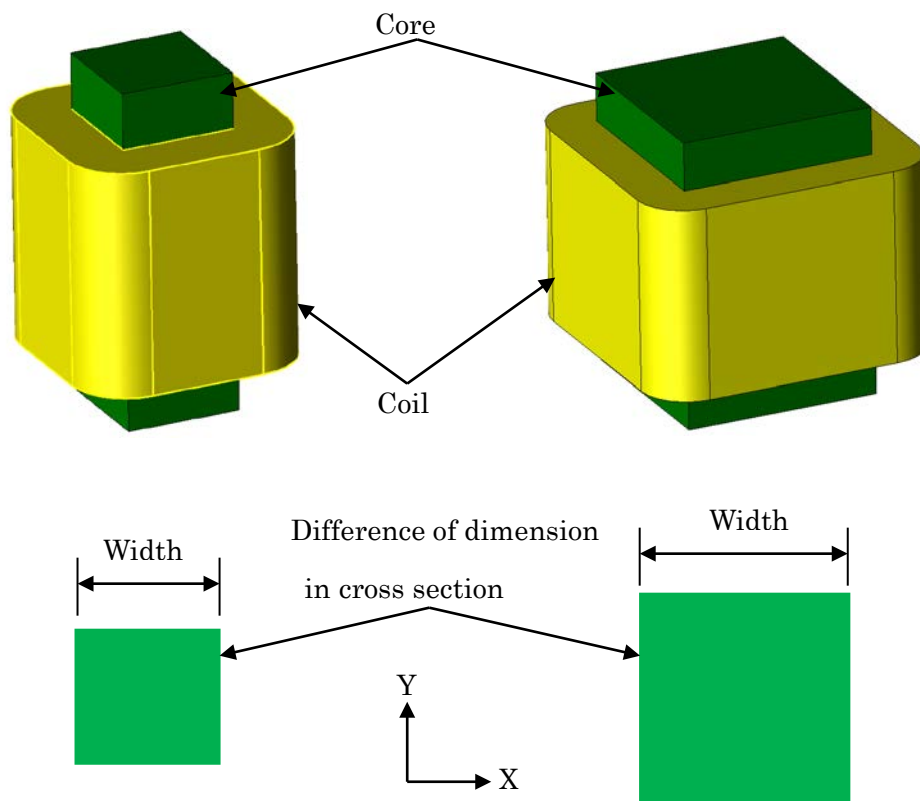


Fig. 5.18 Difference in cross section of core.

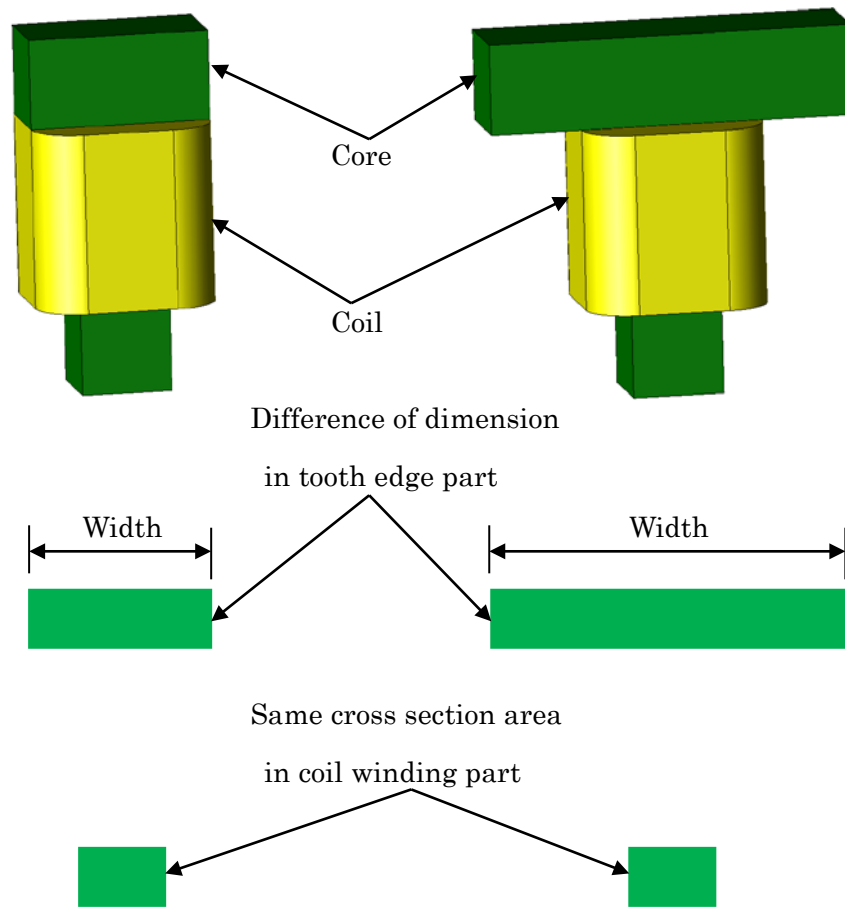


Fig. 5.19 Difference in cross section of tooth edge.

Table 5.5 Proportion of force by edge part dimension.

Coil part [mm]	Edge part [mm]	Force [N]	Proportion of width	Proportion of force
W5 x D4.5	W5 x D4.5	0.5902	1 (basis)	1 (basis)
W5 x D4.5	W10 x D4.5	1.0482	2	1.776
W5 x D4.5	W12 x D4.5	1.1781	2.4	1.996
W5 x D4.5	W14 x D4.5	1.2698	2.8	2.151
W5 x D4.5	W16 x D4.5	1.321	3.2	2.238
W5 x D4.5	W18 x D4.5	1.3365	3.6	2.264
W5 x D4.5	W20 x D4.5	1.3293	4	2.252

Table 5.5 に示す、コイル部および端部の断面積が同じである W5 x D4.5 [mm] を基準として、歯の幅の比率と発生力の比率をもとにすると、力の増加率が非線形であることから、補正を行うためには高次の近似式を用いないと誤差が少なくなならない。

また、計画段階においては、寸法やコイルの巻数等の条件が決定しておらず、ケーススタディを行いながら、最適な条件を選び出すのが一般的な手順である。これらのことから、歯の幅が固定子と回転子で異なる場合、補正を行うことで計算誤差を小さくすることができるものの、補正係数を求める式が複雑になること、ケーススタディをおこなう際に、補正係数を変更するという戻り作業が発生する。従って、仮に決めた値を標準値とすることで、歯の幅やコイルを巻く位置での鉄心断面積の違いを考慮し、補正を行うことができる方法を考えることとする。

5.5.4 歯の間隙の補正

式(5.10)は、電磁石と対象物との間隙が 3[mm] よりも小さいと、計算誤差が大きくなるため、まず、間隙による発生力の補正を考える。3次元シミュレーション値と式(5.10)により求めた値とを比較し、補正係数を求める。

まず想定されるモデルを使用しシミュレーションにより発生力を計算し、歯の間隙による力の変化を確認する。シミュレーション結果を Fig. 5.20 に示す。

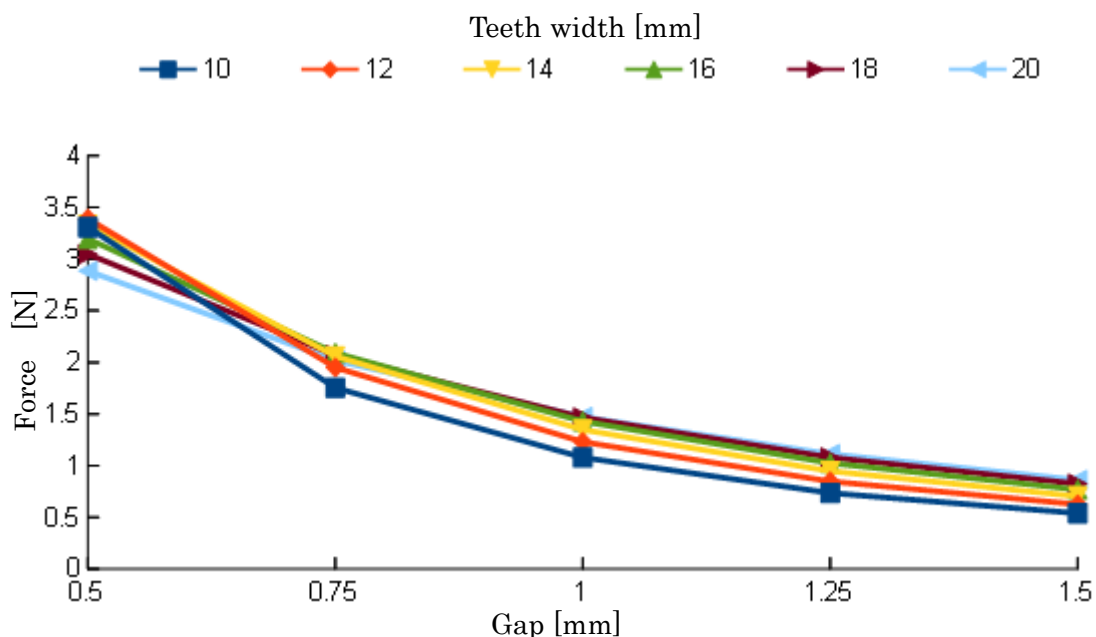


Fig. 5.20 Difference of force by gap.

既に単純な形（角柱）の永久磁石では磁石間隙が小さいと、発生する力は二乗反比例則に従って変化しないことを説明しているが、複雑な形状をした電磁石でも、やはり発生する力は二乗反比例則に従っていないことが Fig.5.20 から分かる。Fig. 5.20 で示したデータの各間隙での値の平均を求め、間隙 1[mm]の力を代表値として正規化したものを Fig. 5.21 に示す。この正規化した曲線をもとに補正係数 k_g を決めると次の式で表すことができる。

$$k_g = 1 / g^{-1.45} \quad (5.17)$$

ここで、

$$g: \text{間隙 [mm]} \quad (0.5 \leq g \leq 1.5)$$

この補正係数を用いて計算すると、間隙が 0.5[mm]のときに計算誤差が大きくなるが、間隙が 0.75[mm]よりも大きい場合には誤差が 1%程度と少ないことから、ここでは、この補正係数を用いることとする。したがって、間隙を変化させ一般式を用いて力を計算するためには次式を用いれば概算値を得られる。

$$f = k_g \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}] \quad (5.18)$$

ただし、 $0.5 \leq g \leq 1.5$ [mm]

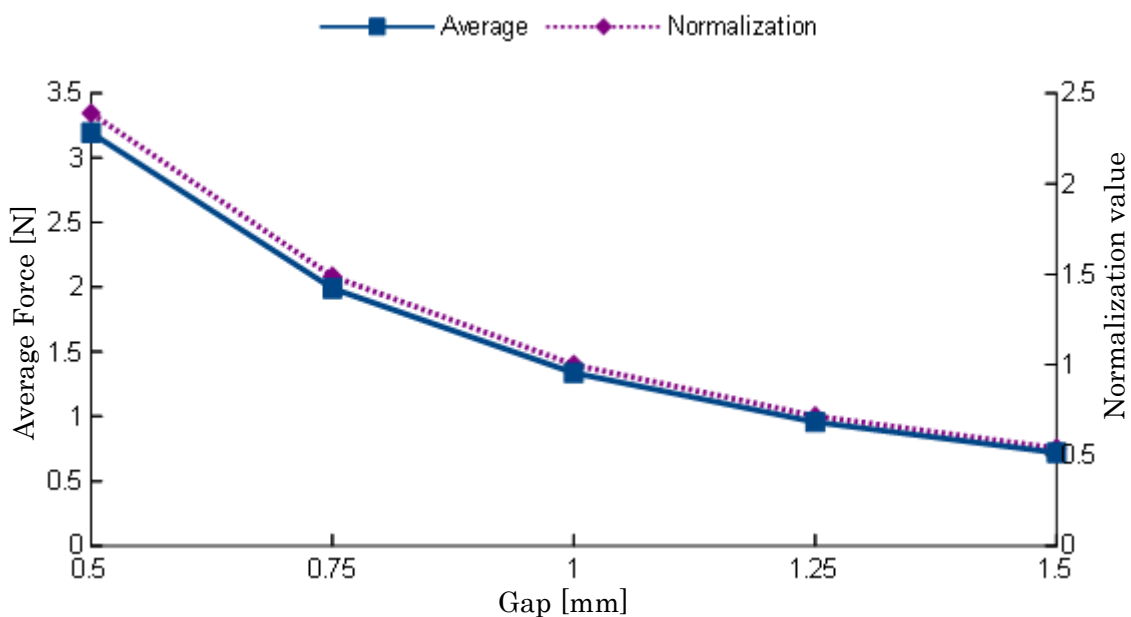


Fig. 5.21 Force curve by gap.

5.5.5 歯の幅の補正

Fig. 5.19 に示した同一条件で求めたシミュレーション値と計算値を比較し、シミュレーションと計算値の違いの補正係数をまず求める。なお、想定している固定子と回転子の間隙である 1[mm]を中央とし、その前後での補正係数とする。また、回転子コイルの巻き線は、回転時の遠心力により歯の向きに力を受けるため、Fig. 5.22 に示すように歯の幅は一般的に鉄心寸法にコイル巻き厚みを加えた寸法よりも大きくする。このことを考慮すると、歯の幅は最低 10[mm]が必要となることから、歯の幅は 10[mm]から 20[mm]とした。シミュレーション値と計算値を Table 5.6、および Fig.5.23 に示す。なお、ここでの歯の厚みは、4.5[mm]とした。

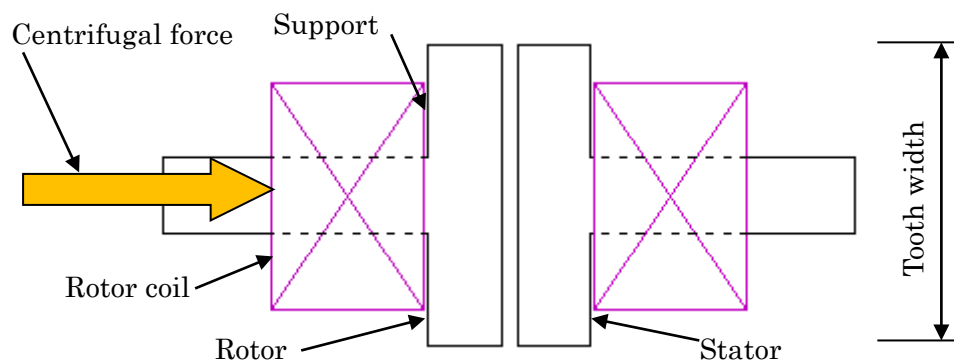


Fig. 5.22 Centrifugal force into rotator coil.

Table 5.6 Compare of force with teeth width, Simulation vs. Calculation.

Teeth width [mm]	Force [N] by Simulation	Force [N] by Calculation	Proportion
W10 x D4.5	1.0482	1.131	1.079
W12 x D4.5	1.1781	1.357	1.152
W14 x D4.5	1.2698	1.583	1.247
W16 x D4.5	1.321	1.810	1.370
W18 x D4.5	1.3365	2.036	1.523
W20 x D4.5	1.3293	2.262	1.702

Note : Proportion = Calculation / Simulation

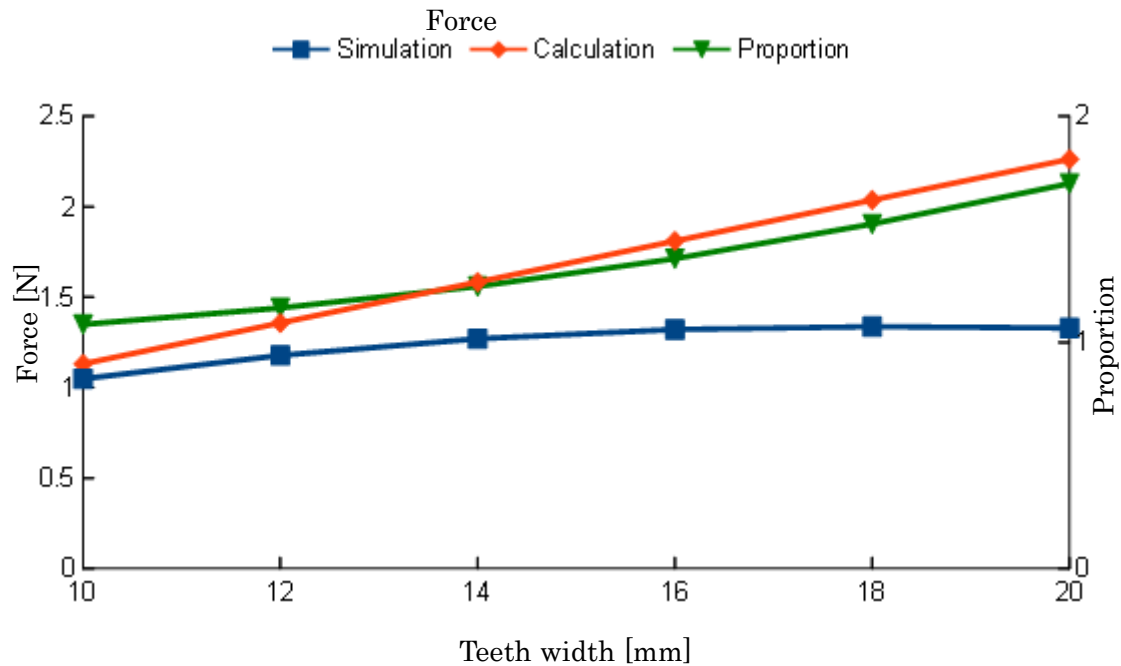


Fig. 5.23 Comparison of simulation and calculation result.

Fig. 5.23 に示した比率の逆数を計算値に掛ければ、シミュレーション値になるので、シミュレーションと計算値の補正は次式の補正係数 k_w により行う。

$$k_w = \frac{1}{0.67 \exp(0.045 w)} \quad (5.19)$$

ここで、

$$w : \text{歯の幅 [mm]} \quad (10 \leq w \leq 20)$$

求めた補正係数を使い、固定子および回転子の歯の幅が同じ場合、古典的な計算式により力を求めるための式は次式となる。

$$f = k_w \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}] \quad (5.20)$$

ただし、 $10 \leq w \leq 20$ [mm]

補正係数を使った式を用いた計算値と、シミュレーション値の違いは、最大 2.3% であることから、この補正係数を計算に用いることに、問題はないと考える。

5.5.6 コイル部の補正

ここまで、固定子および回転子のコイルを巻く位置での断面積が同じである場合について、補正係数を求めてきた。次に、コイルを巻く位置での断面積が異なる場合の補正係数を求める。

固定子および回転子ともに、コイルを巻く位置での断面は、ほぼ正方形であることから、形状が相似であれば面積に比例して発生する力も変化する、と考えることができる。したがって、固定子と回転子のコイルを巻く位置での断面積が異なる場合には、断面積の比率を用いて補正を行えばよい。

まず、コイルの位置の断面積が W4.5 x D4.5[mm]の正方形と、W5 x D4.5[mm]の長方形との比較を行い、面積比を補正に使用することが可能であるのかを確認する。

Table 5.7 Compensation factor by scale model.

	Sim. force [N]	Proportion	Comp. force [N]	Error [%]
W4.5 x D4.5	0.5294	1 (basis)	-	-
W5 x D4.5	0.5902	1.111	0.5882	-0.3

縦横比が近い値であれば、断面を正方形から長方形にしても、面積比により補正をすれば、ほとんど誤差無しで計算できることが、table 5.7 に示した結果から分かる。

固定子と回転子は、歯の幅だけではなく、コイルを巻く位置での断面積も異なった寸法となるように計画している。式(5.10)は、「鉄心端面および対向する鉄片（鉄心）の面積が同じか、または十分大きい」という条件で、近似解を得ることができるが、計画している鉄心では、この条件を満たさない。そこで、対向する鉄心端面（ここでは、コイルを巻く位置の断面）の面積が異なっている場合の補正係数 k_c を求める。

面積比により補正が可能であることは分かっていることから、固定子と回転子の面積（コイルを巻く位置の断面）の和を用いることで、次に示す式により補正が可能であると考えた。

$$k_c = \frac{S_s + S_L}{2S_s} \quad (5.21)$$

ここで、

S_S : 断面の小さな方のコイル位置での断面積 [m²]

S_L : 断面の大きな方のコイル位置での断面積 [m²]

固定子と回転子のコイルを巻く位置の断面積が違うモデルを使用し、発生する力の計算を行った結果を Table 5.8 に示す。計算誤差は 1.8%であり、この手順により補正を行なうことができる。なお、ここで使用したモデルは、固定子および回転子の歯の幅と、コイルの位置での断面での幅が異なっており、Table 5.6 での値を計算したモデルと同じではない。

ここまでに求めた、補正を考慮した力を求める計算式は、次の式となる。

$$f = k_c \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}] \quad (5.21)$$

Table 5.8 Compensation factor by different width of core.

Rotor	Stator	Sim. force [N]	Proportion	Comp. force [N]	Error [%]
W4.5 x D4.5	W4.5 x D4.5	1.1460	1 (basis)	-	-
W4.5 x D4.5	W6 x D4.5	1.3137	1.1667	1.337	1.8

5.5.7 歯の幅の違いの補正

ここまで、固定子および回転子の歯の先端部の幅が同じであるとして補正係数を求めてきた。しかし、これらの歯の幅は異なった値となるように計画している。そこで、固定子および回転子の歯の先端部の幅が異なる場合の補正係数について考える。

5.5.3 項の Fig. 5.17 で示したコイルを巻く個所での断面積が同じ場合のデータから、歯の幅の違いによる発生力の比率を求めたものを Fig. 5.24 に示す。また、コイルを巻く個所での断面積が異なる場合の、歯の幅の違いによる発生力の比率を求めたものを Fig. 5.25 に示す。これらの図から、対向する歯の幅が同じときに比べ、異なるときに発生する力の一部の場合を除いて、幅の比率が大きい程、小さくなる傾向がある。また、ステータのコイルを巻く個所での断面積がロータよりも大きな場合、歯の幅の違いによる変化が少なくなっている。これは、断面積が大きくなることで、磁気抵抗が小さくなることによると考える。

対向する固定子と回転子の歯の幅が同じである場合と、異なった場合での磁気力の違いは数%であることから、補正を行わないことによる誤差は許容範囲であると考え、歯の幅の違いによる補正を行わないこととした。

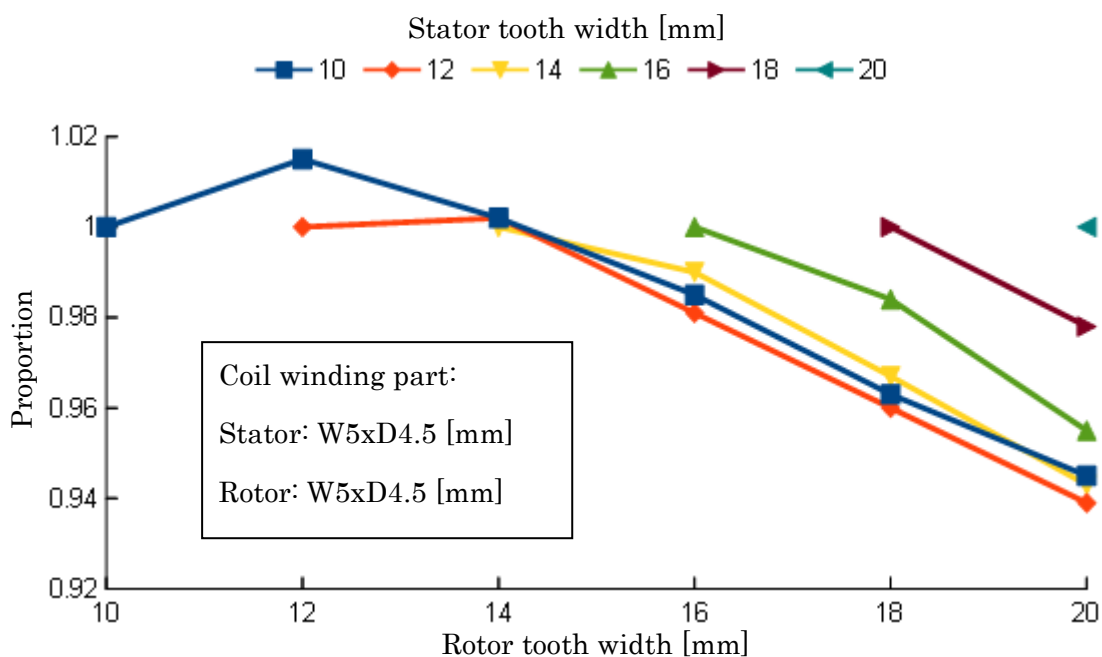


Fig. 5.24 Compensation value of tooth width of same core section area.

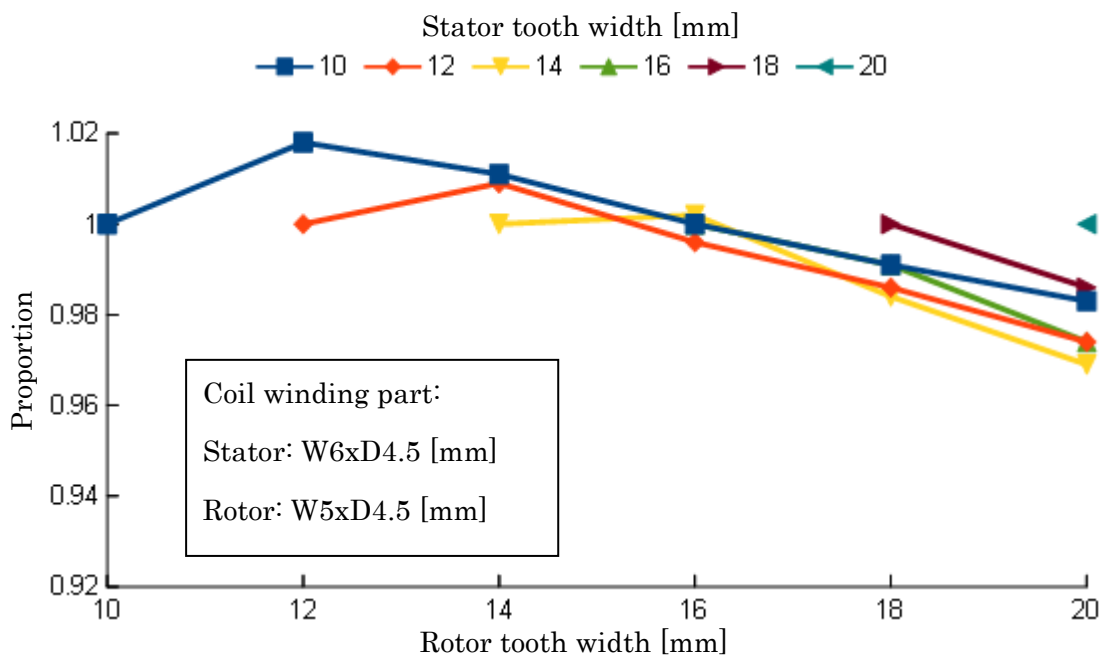


Fig. 5.25 Compensation value of tooth width of different core section area.

5.5.8 歯のタオレの補正

ここでは、想定される電磁石について、歯のタオレにより発生する Z 軸方向の力をシミュレーションと計算により求め、歯のタオレの補正係数を求める。

Fig. 5.10 で示した、実際の固定子や回転子に近い形状をしたモデルを使用し、歯のタオレ角度を変えて 3次元シミュレーションを行った結果と、歯のタオレに関する補正係数を行わない式 (5.10) で計算した結果を Table 5.9 および Fig. 5.26 に示す。

ここでの歯の幅は、固定子・回転子ともに 12 [mm]とし、コイルの巻き数 N はともに 100 回、電流値 I はともに 1 [A]として、シミュレーションおよび計算を行った。固定子のコイルを巻いている箇所での断面は W6 x D4.5 [mm]、回転子の断面は W5 x D4.5[mm]であり、計算での面積 S は $W12xD4.5 = 54$ [mm²]を使用した。

Table5.9 に示す結果を見ると、シミュレーション値と計算値が、ほぼ同じ値であるケースと、大きく異なっているケースがある。間隙が小さいほど値が違う傾向にあり、また、間隙が大きくなるに従って違いが大きくなる傾向にある。角度によっても違いの割合は異なっていることから、補正係数は間隙と角度を加味したものとする必要がある。そこで、使用する範囲において、誤差が最小となるような補正係数を求めるため、シミュレーション値と計算値の比率を求め、その値から最適となる補正係数を求める。

Table 5.9 Simulation and calculation result with teeth inclination.

Gap	0.5 [mm]	0.75 [mm]	1 [mm]	1.25 [mm]	1.5 [mm]
Cal: 2.5 [deg]	0.1724	0.0862	0.0524	0.0347	0.0248
Sim: 2.5 [deg]	0.1766	0.1019	0.0620	0.0393	0.0312
Cal: 5 [deg]	0.3445	0.1722	0.1047	0.0693	0.0496
Sim: 5 [deg]	0.3156	0.1900	0.1200	0.0769	0.0582
Cal: 7.5 [deg]	0.5159	0.2579	0.1569	0.1038	0.0743
Sim: 7.5 [deg]	0.4722	0.2789	0.1794	0.1178	0.0879
Cal: 10 [deg]	0.6863	0.3431	0.2087	0.1381	0.0988
Sim: 10 [deg]	0.6244	0.3722	0.2347	0.1622	0.1222

Note: Value= Z-axis force, Unit: [N], Cal: Calculation, Sim: Simulation.

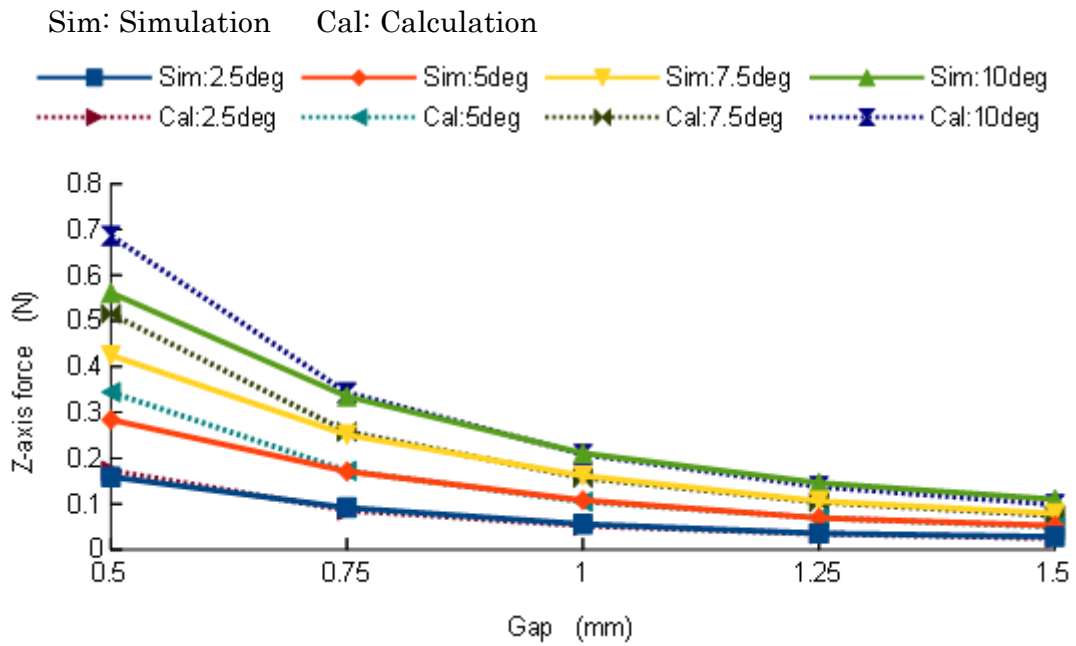


Fig. 5.26 Simulation and calculation result with teeth inclination.

Teeth inclination:

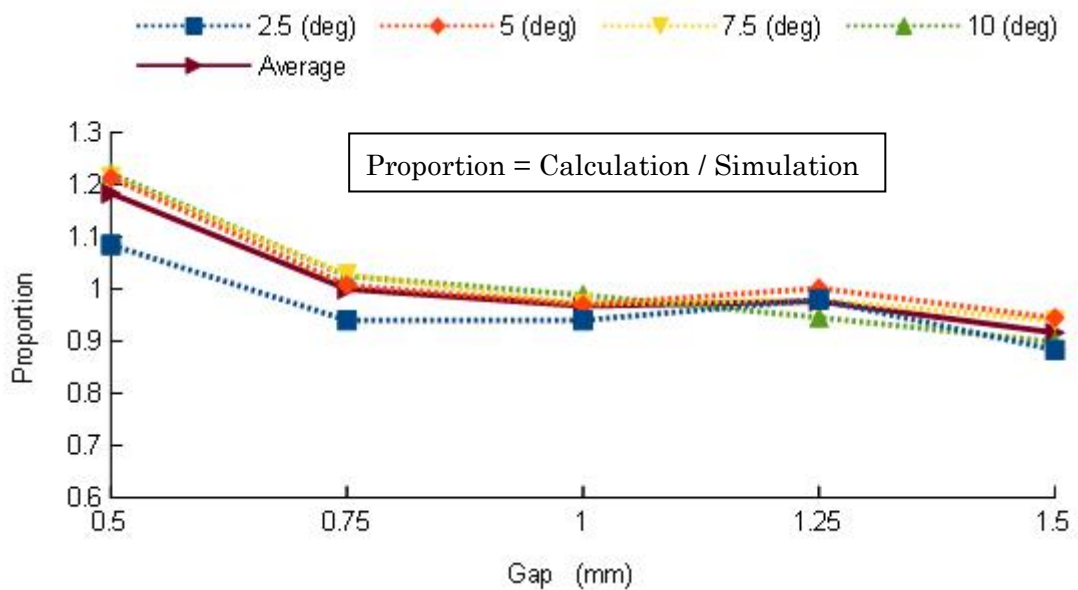


Fig. 5.27 Proportion of simulation and calculation result with teeth inclination.

まず各間隙におけるシミュレーション値と計算値との比率を求めた結果を Fig. 5.27 に示す。さらに各間隙での比率を平均化した値を求め、この値を補正係数 k_i に用いることとした。

$$k_i = 0.98 (1 - 0.07 \ln (g)) \quad (5.22)$$

ここで、

g : 間隙[mm]

ただし、歯のタオレ θ は、 $2.5 \leq \theta \leq 10$ [deg]

式(5.22)で計算すると、タオレ角度が2.5度するとき、誤差が大きくなるものの、その他の角度での誤差は少ない値であり、概算値を求めるためには十分である。また、逆の見方をすれば、間隙が0.75 [mm] から 1.25 [mm] であれば、ほぼ補正係数は1と見なすことができるため、この補正を省略することもできると考える。

5.5.9 コイルの巻数、電流値の取り扱い

固定子および回転子に巻くコイルの巻数や電流値が、同じであるとは限らない。起磁力は重ね合わせの定理を使って計算を行うことができる。したがって、固定子と回転子でコイルの巻数や電流値が異なっても、それぞれの起磁力を求め、それらを足し合わせればよい。このことから、式(5.10)での起磁力 NI を次のように扱えばよいことになる。

$$NI = N_s I_s + N_r I_r \quad (5.23)$$

ここで、

N_s : 固定子のコイル巻数

I_s : 固定子の電流 [A]

N_r : 回転子のコイル巻数

I_r : 回転子の電流 [A]

5.6 簡易計算法

ここまでに説明したことをまとめ、歯がタオレをもつ場合のZ軸方向の力を求める手順を示す。使用するモデルは Fig. 5.28 によるものとする。

- (1) 概略の寸法とコイルの巻数、印加する電流値を仮に決める。
- (2) 概略の寸法と、歯の数から、歯の幅および厚みを仮に決める。
- (3) 次に示す式(5.24)に、仮に決めた値を代入し、力を計算する。

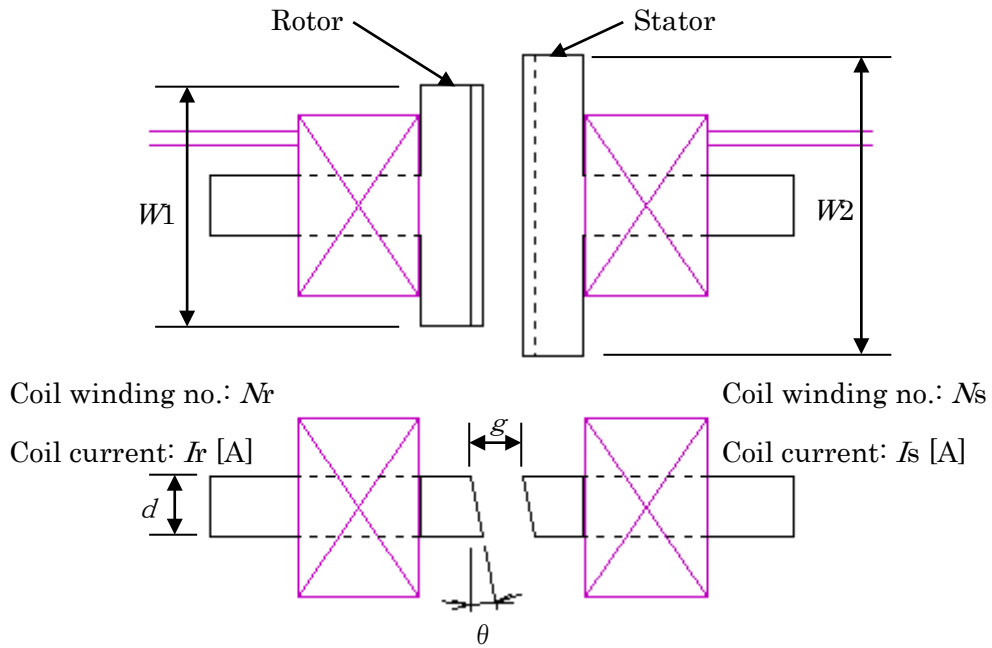


Fig. 5.28 Model for verification of proposed equation.

$$f = k_g k_w k_c (k_i \tan \theta) \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} \quad [\text{N}]$$

$$k_g = 1 / g^{-1.45}$$

$$k_w = \frac{1}{0.67 \exp(0.045 w)}$$

$$k_c = \frac{S_s + S_L}{2S_s}$$

$$k_i = 0.98 (1 - 0.07 \ln(g))$$

(5.24)

ただし、

間隙 g [mm] : $0.5 \leq g \leq 1.5$

歯の幅 w [mm] : $10 \leq w \leq 20$

歯のタオレ θ [deg] : $2.5 \leq \theta \leq 10$

の範囲とする。

ここで、面積 S 、コイルの巻数 N や電流値 I は次のように扱う。

- ・面積 S は歯の幅が狭いほうの歯の寸法を使って計算する。
($W1$ が $W2$ よりも小さければ、 $S = W1 \times d$ で求める。)
- ・ NI はコイル巻数 \times 電流の合計値
($(N1 \times I1) + (N2 \times I2)$)

式(5.24)において、補正が必要ない事項があれば、係数“1”として扱えばよい。

提案した手順による計算で求めた値と、シミュレーションにより求めた値との違いが小さいのかを確認する。次に示す条件での比較を行った。

$$W1 : 14 [\text{mm}], \quad W2 : 16 [\text{mm}], \quad d : 6 [\text{mm}], \quad g : 0.8 [\text{mm}], \quad \theta : 6 [\text{deg}]$$

$$Nr : 80, \quad Ir : 1 [\text{A}], \quad Ns : 120, \quad Is : 1 [\text{A}]$$

シミュレーションでの計算値は、0.205[N]であった。手計算では、古典式である式(5.10)に各値を代入し、補正なしの値を求め、その後、補正係数を掛けて値を求める。

$$f = \frac{\mu_0 S (NI / g)^2}{2} = \frac{4 \pi \cdot 10^{-7} (0.006 \times 0.014) (((80 \times 1) + (120 \times 1)) / 0.0008)^2}{2} = 3.3$$

$$kg = 1 / 0.8^{1.45} = 0.724$$

$$k_w = \frac{1}{0.67 \exp(0.045 w)} = \frac{1}{0.67 \exp(0.045 \times 14)} = 0.795$$

$$k_c = \frac{S_s + S_L}{2S_s} = \frac{(6 \times 14) + (6 \times 16)}{2(6 \times 14)} = 1.071$$

$$k_i = 0.98 (1 - 0.07 \ln(g)) = 0.98(1 - 0.07 \ln(0.8)) = 0.995$$

$$\tan \theta = \tan 6 = 0.105$$

$$f = 3.3 \times 0.724 \times 0.795 \times 1.071 \times 0.995 \times 0.105 = 0.213 [\text{N}]$$

ここで求めた古典式に補正係数を付加し手計算により求めた値とシミュレーション値の誤差は4%であった。このことから、古典式を用いて概算値を求めることに問題はないと考える。ただし、鉄心が磁気飽和しない条件ということが前提になる。また、各補正係数を使用する範囲内であることも条件となる。

5.7 Z 軸変位の復元力

これまでに学会論文誌等で発表されている、Z 軸変位や傾きの初期位置への受動的な復元力の発生は、対向する磁石や鉄心の端面が平行である場合でのみについて論じられている。今回、提案するモータでは、鉄心の端面にタオレを有することから、まずタオレがあることによる Z 軸変位に関する復元力の違いの有無について確認する。Fig. 5.6 で既に表示したように、歯にタオレがあると Z 軸に変位が無くても Z 軸方向の力が発生する。それぞれのタオレ角度で Z 軸方向の力が”0”となる変位が存在し、正の変位で力が減少、負の変位で力が増加していること、力の曲線の傾きがほぼ同じであることから、歯のタオレによる復元力の違いは無視出来ると考える。

5.8 Z 軸傾きの復元力

次に Z 軸の傾きに関する復元力の違いの有無について確認する。Fig. 5.29 に示す永久磁石のモデルを使用し、3次元シミュレーションにより回転子の Z 軸に変位が無い場合、および回転子が 0.5 [mm] 下がった場合での、Z 軸の傾きの復元力を計算した。

傾きに対する復元力を Fig. 5.30 に示す。Z 軸に変位があっても変位がない場合と、ほぼ同じ復元力が発生していることが、これらの図から分かる。また、歯にタオレがあることで、+側に傾いたときと-側に傾いたときで、発生している力の大きさがわずかに違っているが、計算誤差を考慮すれば、同じであると考えられる。このことから、歯にタオレがあることによる復元力への影響は小さく、無視できると考える。

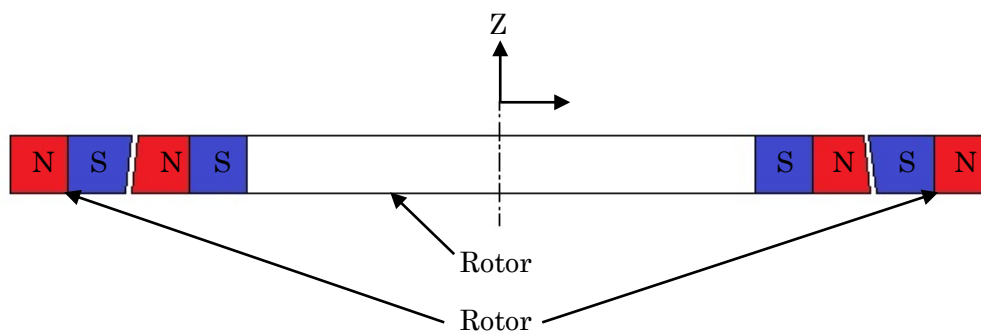
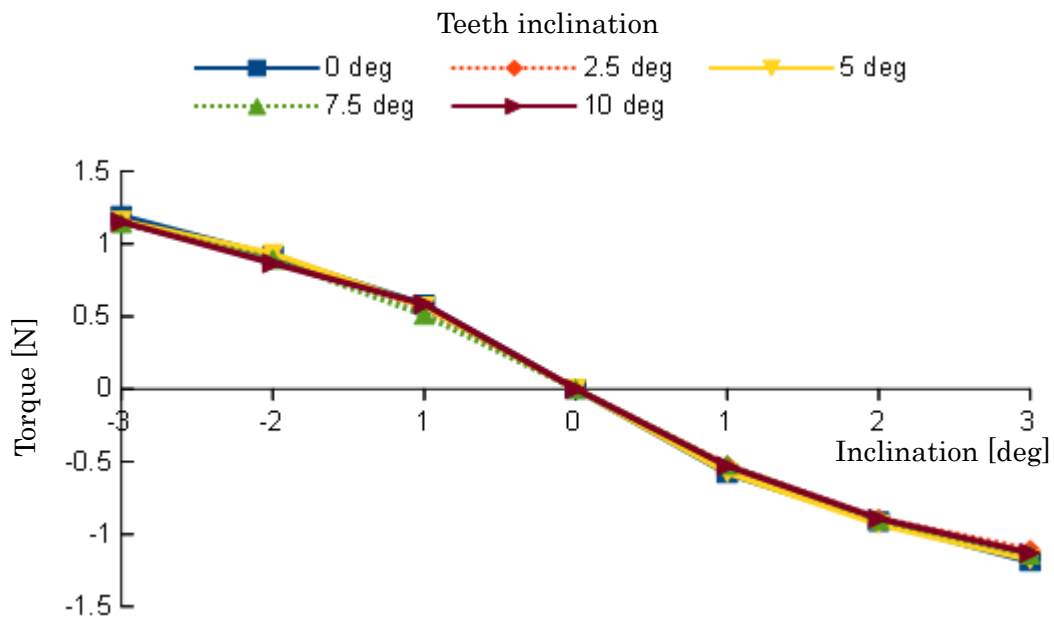
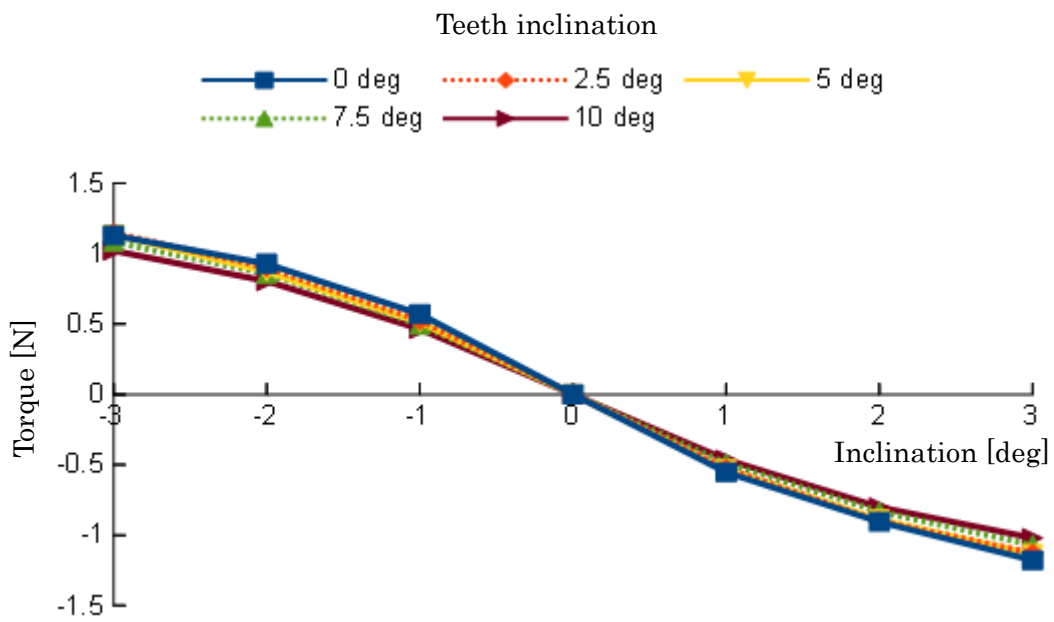


Fig. 5.29 Simulation model of restoring force.



(a) Z-axis displacement: 0 [mm]



(b) Z-axis displacement: -0.5 [mm]

Fig. 5.30 Restitute force of rotor inclination.

5.9 結言

磁石が持つ性質を利用し、歯にタオレをつけることにより、Z 軸方向の力を効率的に得ることについての提案を行い、シミュレーションにより提案内容が正しいことを確認した。また、計画段階でシミュレーションを行わず、従来から使用されている古典的な一般式に補正係数を加えることにより、簡単な計算式で概略の発生力を計算することが可能であることを示した。

一般的に、3次元シミュレーションを行う際、モデルを作成する時間や計算には、多くの時間を要する。また、シミュレーションソフトをブラックボックスとして扱い、どのように計算が行われているのかを理解しないまま使用することにより、誤った結果を使用してしまうこともある。簡単な手順で概略値をあらかじめ求め、シミュレーション結果と対比させることにより、シミュレーションにより得られた値が妥当な値であるのかの判断が可能となる。

計画段階では、何度も設計を見直すことが普通であり、短時間で最適設計を行うためには、効率的な手順が必要となる。2次元 CAD と古典的な計算式を使用し、概略値を用いて最適化を行い、最終確認をシミュレーションにより行うようにすれば、効率的に作業を行うことが出来ると考える。

第6章 試作モータ設計

6.1 緒言

FBS手法（第2章）において既に機能分解をしている事項を、実際のベアリングレスモータとして具現化するための、各構成品の構造と形状について詳細に検討するとともに、試作ベアリングレスモータの設計を行う。

6.2 構造

まず電力伝送コイルの配置位置を検討する。コイルの面方向に金属（導電体）があると、電力の伝送効率が低下する。これを避けるためには、電力伝送コイルと回転子や固定子が重ならない構造とすればよい。また、回転子鉄心の中央部は、回転子の質量増加の原因となることから、可能な限り空間とすることで回転子を軽量化することができる。

次に、回転子を内側、外側、どちらに配置するのかを検討する。回転子を外側に配置すると(アウターロータ型：Fig.6.1(a))、電力伝送コイルを回転子のさらに外側に配置することになり、モータが大型化する。従って、Fig.6.1(b)に示すように回転子が

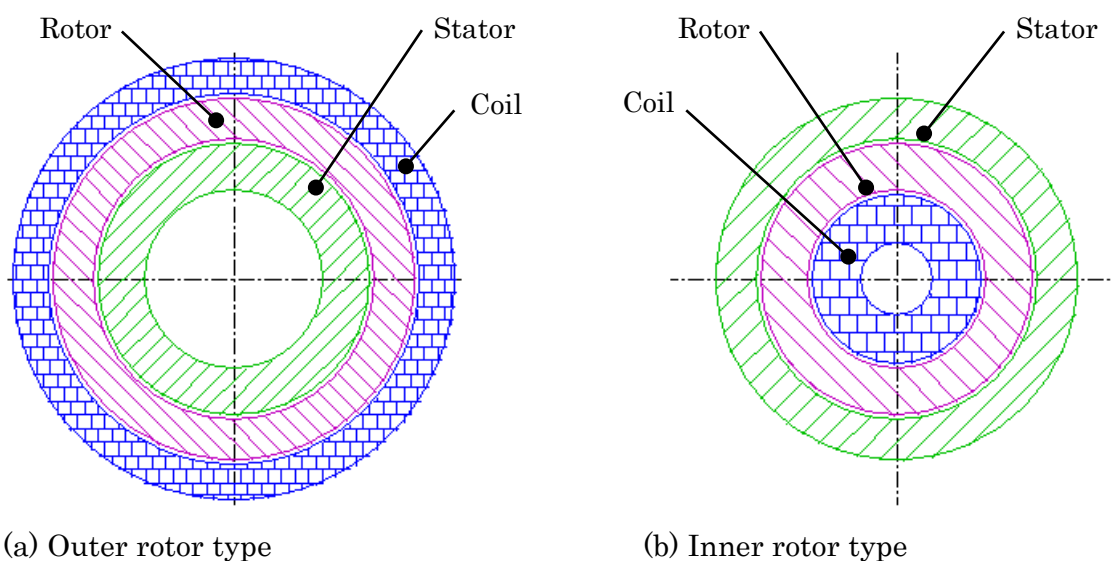


Fig.6.1 Diagram of parts arrangement.

内側、固定子が外側のインナーロータ型配置とする。この配置であれば、中央部分の空間を電力伝送コイルに割り当てることが出来、回転子の質量も直径が小さくなる分だけ小さくすることが可能となる。また、アウターロータ型では回転出力を取り出すためのインペラ等を取付けポンプとしての応用を考えた時、駆動トルクではインナーロータ型よりも不利であることも考えられ、さらに、構造的に複雑になることが考えられる。

構成品の配置が決まったので、次に、具体的な構造について考える。電力伝送専用コイルを用いることを既に決めているので、回転子の歯の磁極の配置はモノポーラ(Fig.6.2(a))、バイポーラ(Fig.6.2(b))のどちらにでも設定ができる。

ここで、磁束の流れがスムーズになるように磁極を配置することが、小さな磁力を効率的に使うために必須となる。そこで、ステッピングモータの磁極配置を参考にする[49]。ステッピングモータでは永久磁石が回転子に使用されているが、小型で大きなトルクを発生するために、磁極の配置や形状が工夫されている。初期のステッピングモータは回転子の磁極が1層(Fig.6.3(a))であったものが、近年では2層(Fig.6.3.(b))であるものが主流となっている。これは、1パルス当たりの回転角を小さくする、コギングトルクを小さくする、少ない電流で大きなトルクを発生する、などのためである。これらの事項は、計画しているベアリングレスモータでも求められるため、回転子の磁極を2層で配置し、1層ではモノポーラとすることとした。

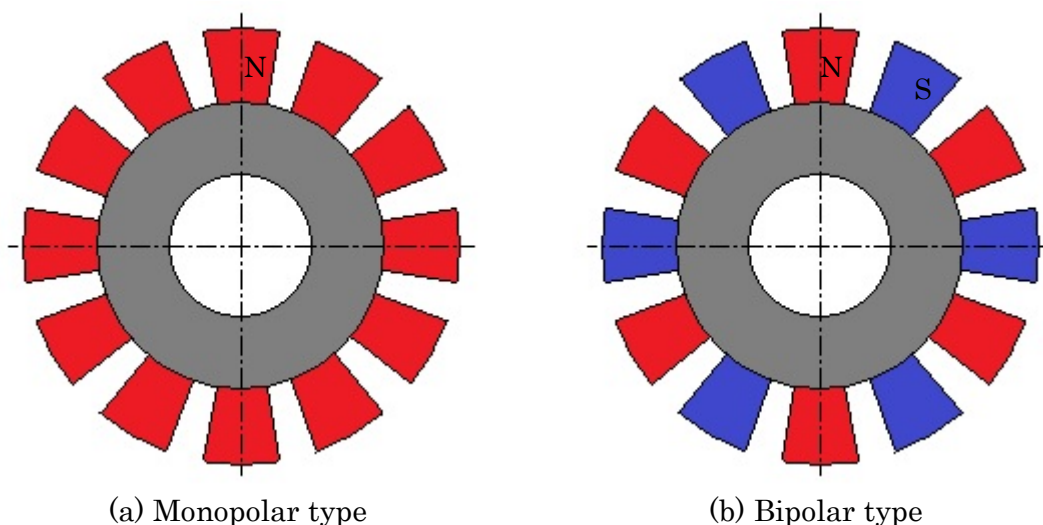


Fig.6.2 Disposition of magnetic pole.

試作するベアリングレスモータに適用するのの際し、Fig.6.3.(b)に示した上下の層で磁極の位置が異なる、上下の層で磁極の位置が同じ、の2種類が成立するように設計を進めることとした。概略の構造案を Fig.6.4 に示す。

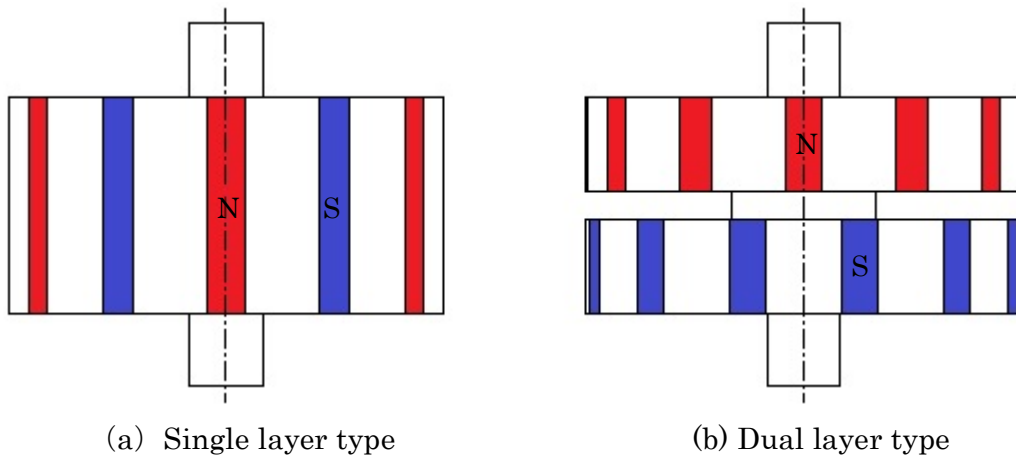


Fig.6.3 Dispose of magnet of stepping motor.

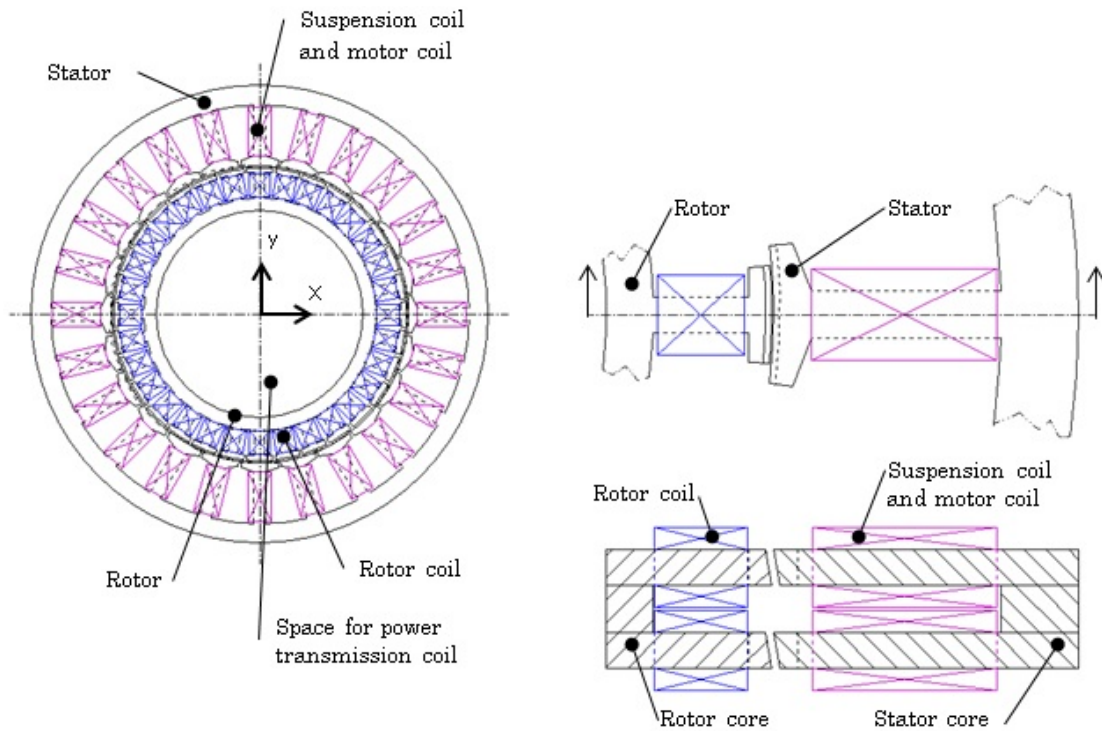


Fig.6.4 Plan drawing of prototype bearingless motor.

6.3 形状

6.3.1 歯の数

固定子および回転子の歯の数をいくつにするのかについて検討する。コイルに使用する線材の直径および回転子の外径を同じとすると、各コイルの巻き数を増やすとコイル間隔が広がり歯の数を増やせない、歯の数を増やすとコイルの巻き数が少なくなってしまう、という問題が生じる。また、起磁力は NI (巻き数×電流) で決まるため、コイルを同じ巻き直径にしようとするれば、線材の直径を小さくして巻き数を増やし小さな電流を与えるか、線材の直径を大きくして巻き数を減らし大きな電流を与えるか、のどちらかになる。これらはお互いに相反する関係であり、どちらかを優先させるのか、ある平衡点にするのかで、モータの性能を大きく左右してしまう。

最初に、試作するモータの回転子と固定子に対向する位置での直径をパラメータとして変化させ、回転子の質量について比較を行う。回転子を大きくすると、一般的にコイルに与える電流も大きくなければならず、制御系で準備しなければならない電源も大容量のものが必要となる。また、大型化すれば回転子の質量も増加する。これらを踏まえ、固定子の外径を最大 25[cm]程度とし、固定子のコイルを巻く長さは、浮上用と回転用の電流を与えることから、回転子のコイルを巻く長さの 2 倍とする。

まず、固定子と回転子の歯の数の比率を決める。回転制御を行う固定子の歯の数により、制御相数が決まる。2相から5相制御が一般的であるが、同一回転数とするためには、相数が増えるほど固定子の回転コイルに与える電流の周波数を高くしなければならず損失が増える。また、汎用インバータや回転制御用 IC の主力は3相であることから、制御相数を3相とすれば歯の数の比率は、3：2か3：4とすることになる。一方、XY平面での回転子の位置制御を3極で行うことをすでに決めており、固定子の歯の数は6の倍数から決める必要がある。したがって固定子の歯の数は、12、18、24、30など、 $6 \times n$ から選ぶことになるが、固定子の歯の数が少ない場合、1つの歯当たりのコイルの巻き数を多くしないと、固定子の歯の ΣNI が小さくなる。また、コイル当たりの電流は1[A]程度、巻き数は100回程度を基準とすることを前提にしているので、これらの条件を全て満足するような歯の数を選ぶこととした。

歯の数が多いのか少ないのかで発生する力が異なるが、一つの歯に巻くコイルの巻き数を同じだとすれば、歯の数が多いほうが合計の力が大きくなることは明白である。

固定子と回転子の歯の比率を 3 : 2 とすると、回転子の歯の数が少なくなり、比率が 3 : 4 の場合に比べ、回転子の歯 1 つ当たりのコイルの巻き数を 2 倍にしなければ、回転子全体で発生する力は半分になる。このことから、固定子と回転子の歯の比率が 3 : 4 であるほうが、効率的に力を得ることができる。

ここまでに暫定的に決めている条件を満たすことができる、歯の数の組合せを決める。固定子と回転子の歯の比率は 3 : 4 であることから、歯の数は 18 : 24、24 : 32、30 : 40、36 : 48 などの組合せが考えられる。固定子および回転子が磁気飽和しない範囲で使用するためには、コイルの巻き数を 100 回、電流値を 1[A] とし、歯のコイルを巻く箇所の鉄心の厚みを 4.5[mm] としたとき、幅は Fig. 6.5 に示すように 5[mm] 必要となる。コイルの巻き厚みとして 5[mm] から 6[mm] が必要となることから、回転子の歯の付け根の間隔を、最低 6[mm] 以上確保する必要がある。このことを考慮すると、比率 18 : 24 では電力伝送専用コイルのためのスペースを十分に確保できず、比率 36 : 48 では想定している最大寸法以下とすることが出来ない。したがって候補は 24 : 32 か 30 : 40 となるが、予想される質量を歯の数で割ったパワーウエイトレシオ値 (単位力あたりの質量) は 30 : 40 の方が大きく、24 : 32 よりも大きな磁力を発生させなければならない。これらのことから、歯の数は固定子 24 : 回転子 32 個とすることとした。

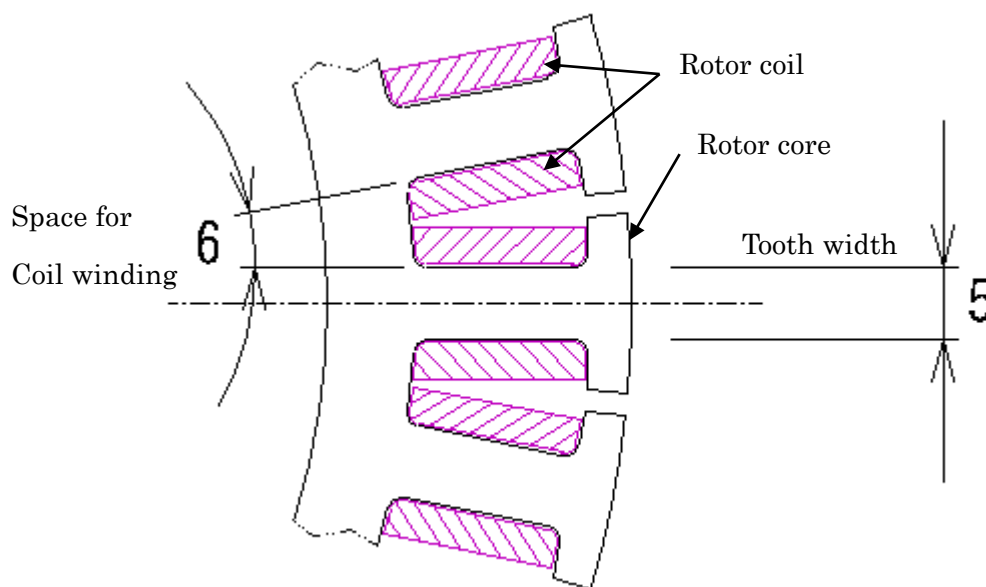


Fig. 6.5 Tooth width and space for coil winding.

6.3.2 隣り合う歯の間隙寸法

固定子および回転子の隣り合う歯の間隙について検討する。正対する固定子および回転子の歯の間には、Fig. 6.6 の赤色矢印で示すように有効磁束が生じるが、それ以外に青色矢印で示す漏れ磁束も生じる。また、それぞれの歯の隣り合う歯との間にも漏れ磁束が生じる。この漏れ磁束が大きいと、発生する磁力が低下する原因となるため、極力この漏れ磁束が生じないようにする必要がある。磁気回路で考えると、正対する歯の間隙よりも、隣り合う歯の間隙が大きければ、その箇所での磁気抵抗が大きくなる。したがって、正対する歯の間隙よりも大きくすることで、漏れ磁束を少なくすることが出来るが、隣り合う歯の間隙を広くすると、固定子と回転子が正対する面積が小さくなり磁力が低下することになり、またコギングトルクが大きくなる。そこで、Fig. 6.6 の赤丸で示した固定子・回転子の間隙である 1[mm]を基準とし、固定子および回転子の隣り合う歯の間隙（図中の紫丸）を、この間隙よりも大きな間隙となる 1.5[mm]とする。これにより、隣り合う歯間での磁気抵抗は、対向する歯の磁気抵抗よりも大きくなり、隣り合う歯間で磁束が流れにくくなる。隣り合う歯間で生じる磁気勾配は小さいことから、この間隙であっても漏れ磁束が十分低減すると考える。

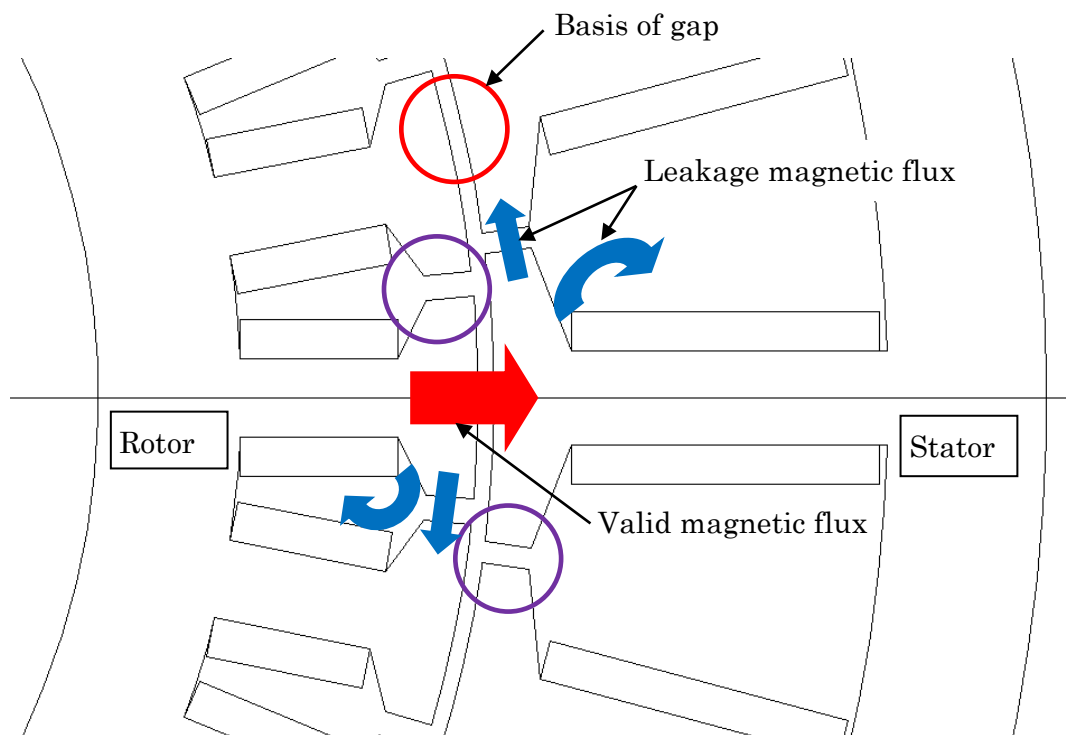


Fig. 6.6 Teeth gap and flow of magnetic flux.

6.3.3 歯端部のテーパ

一般的に回転機においては、回転子の歯端部にテーパをつけるか、歯の先端に丸みを持たせることで、磁束や磁気力の変化が少なくなるように、歯の端部および先端の工夫が施されている。また、歯の端部や先端の形状により、コギングトルクを低減することが可能であることが知られており、特許申請も数多くなされている[51]。

Fig. 6.7 に示す歯の端部にテーパをつけたモデルを用いて回転子を回転させ、シミュレーションにより半径方向の力の計算を行った結果を Fig. 6.8 に示す。コイル電流によりテーパによる力の変動具合に違いがある。計画している電流値の固定子 2[A]、回転子 1[A]において、力の変動が最も小さな、テーパ深さ 0.5[mm]、長さ 1[mm]が最適であると考えられる。このテーパとしたときの、電流値による力の変化を Fig. 6.9 に示すが、計画電流値で力の変動が低減していることが分かる。

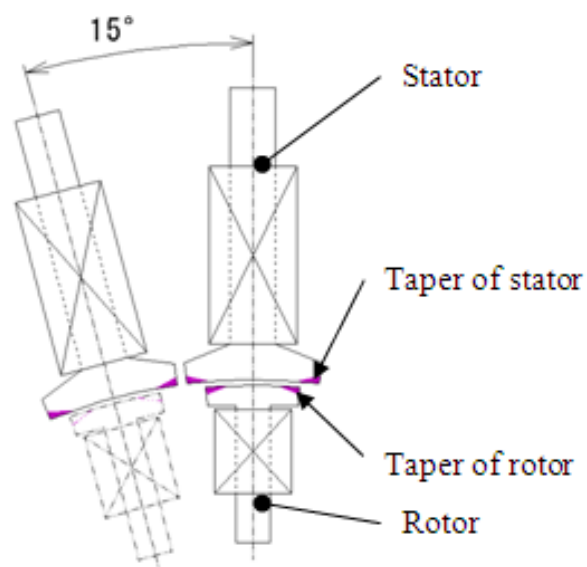
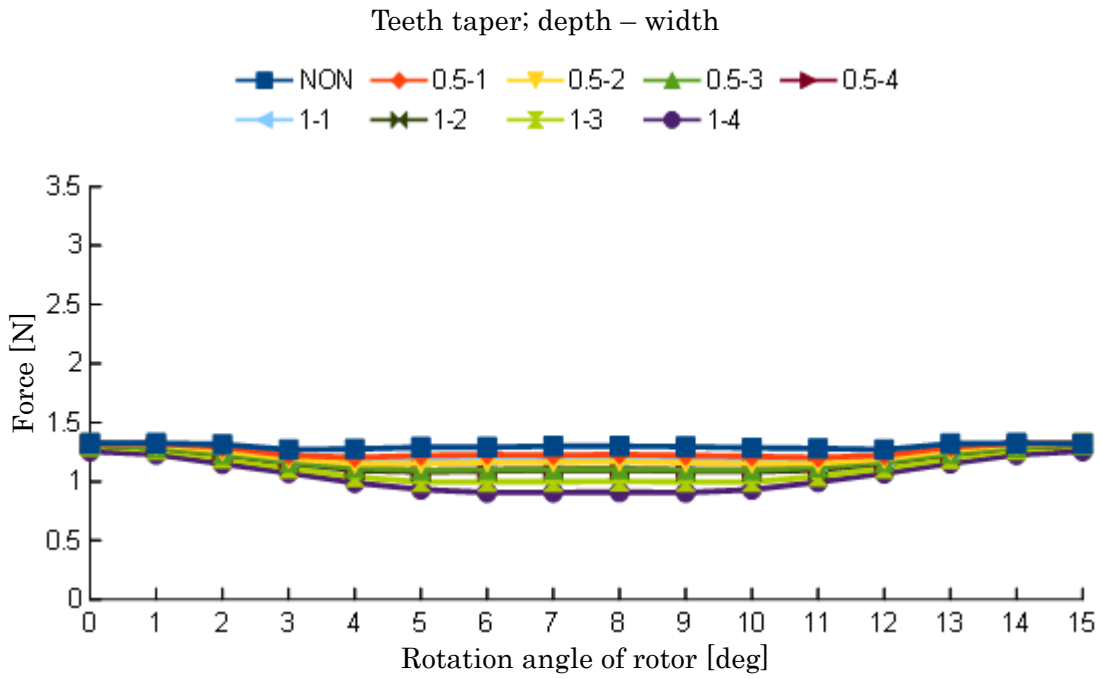
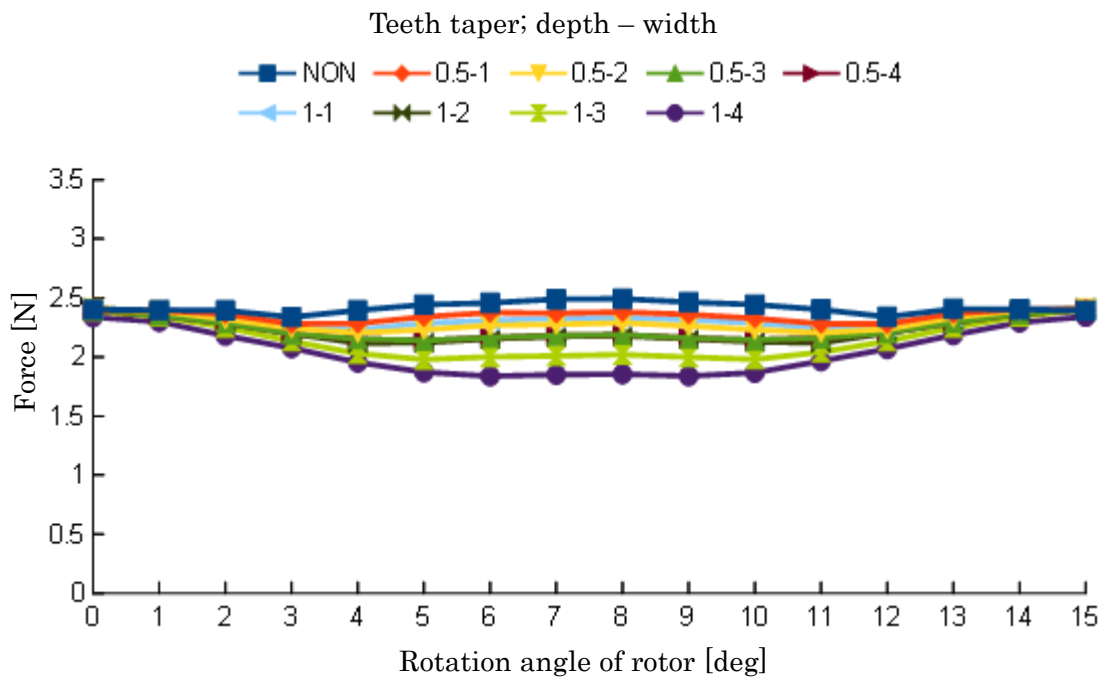


Fig. 6.7 Simulation model of teeth taper effect.

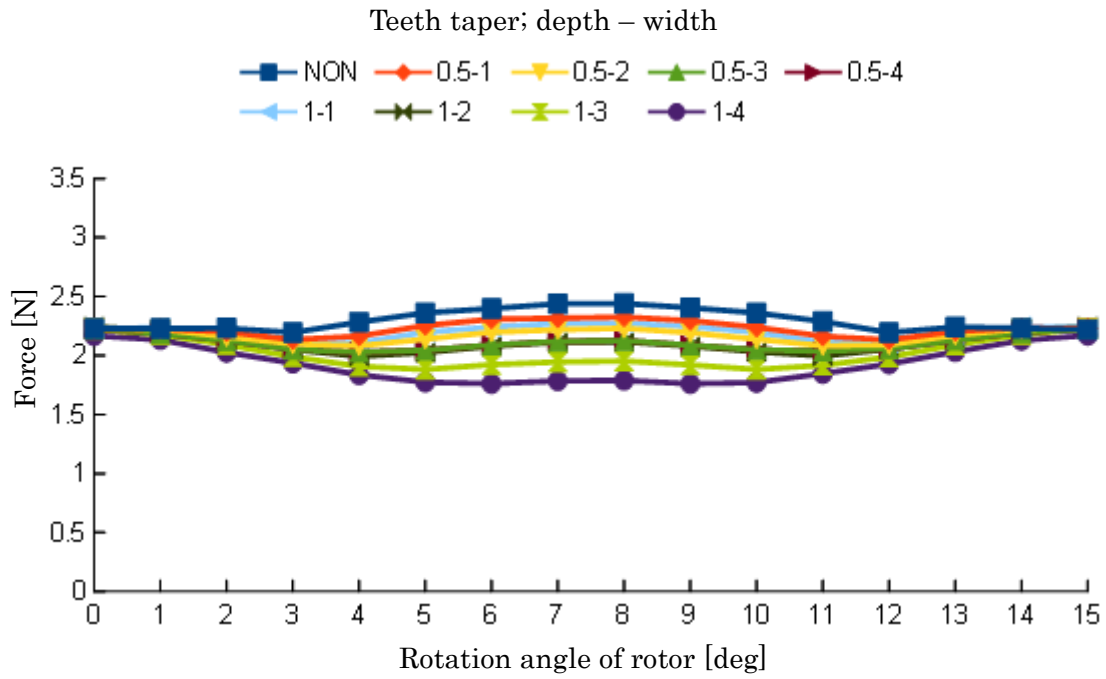


(a) Coil current: Stator=1[A] – Rotor=1[A]

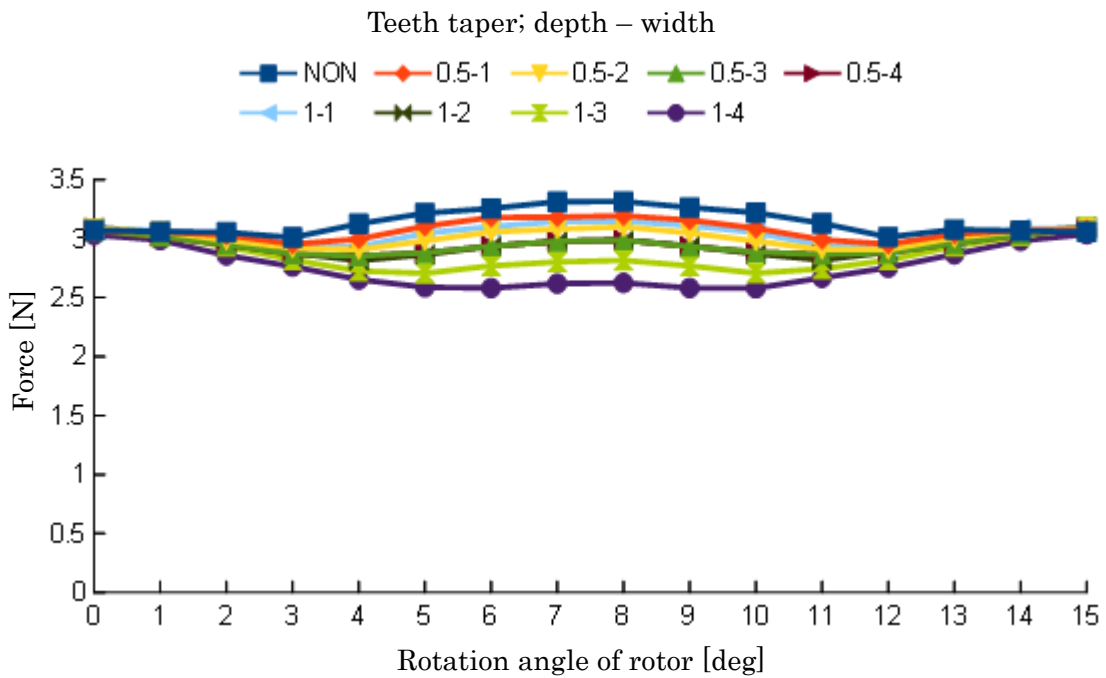


(b) Coil current: Stator=1.5[A] – Rotor=1.5[A]

Fig. 6.8 Simulation result of force with teeth taper. (Continue)



(c) Coil current: Stator=2[A] – Rotor=1[A]



(d) Coil current: Stator=1.5[A] – Rotor=1.5[A]

Fig. 6.8 Simulation result of force with teeth taper. (Continued)

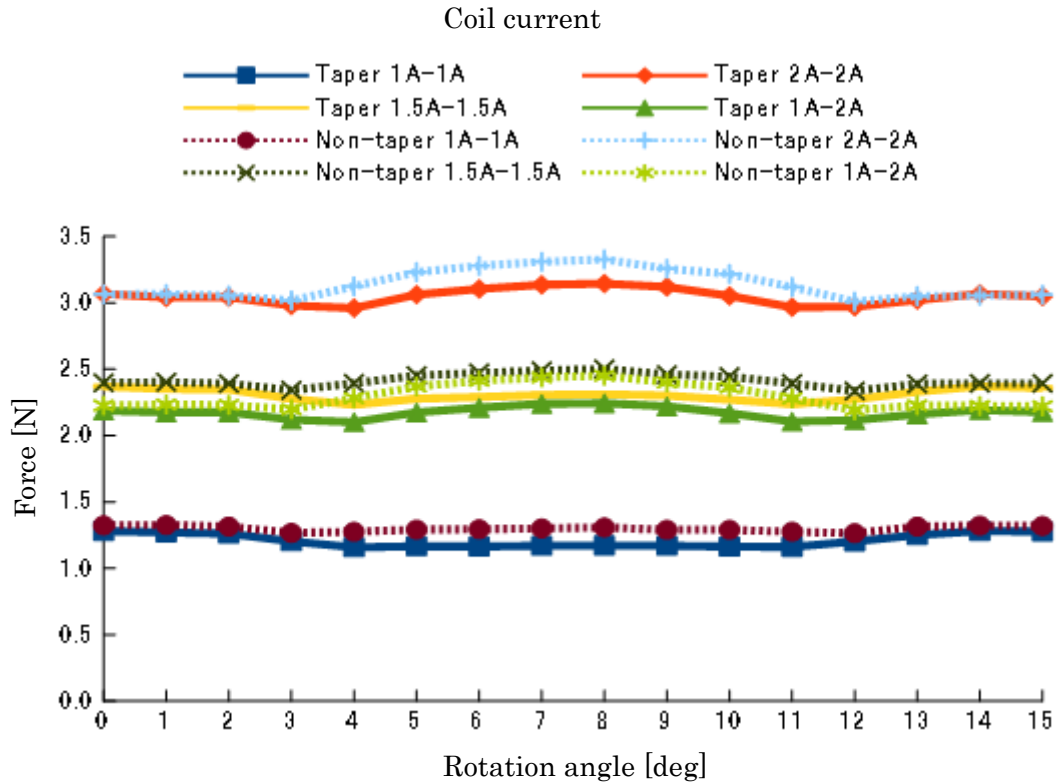


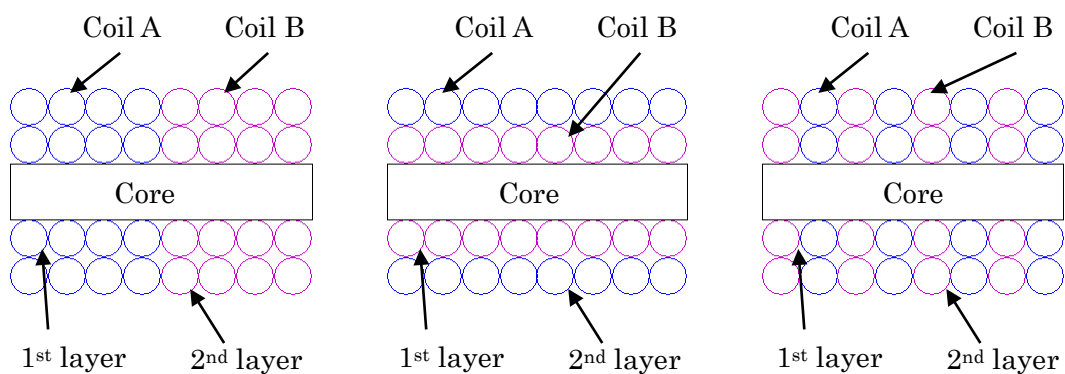
Fig.6.9 Fluctuation of force by coil current.

6.4 コイルの巻き方

回転子は磁力を発生させるためのコイルが1つであるが、固定子は浮上用と回転用の2つのコイルを巻くため、効率的に力を発生する巻き方とする必要がある。

一般的に、Fig. 6.10 に示す3つの方法が用いられている。Fig. 6.10(a)を単巻き、(b)を重ね巻き、(c)を平行巻き、と呼ぶことにする。巻き方で優先されるのは、巻きやすさではなく、効率的に磁束（磁力）が発生できるのかである。コイルであるため制御時の応答性は、 $\tau = L/R$ で表される時定数の大小により決まるため、コイルの抵抗が同じであれば、インダクタンスが小さな値であるほど、応答性が良くなる。

コイルのインダクタンスおよび発生する磁束の比較を行うために、Fig. 6.11 に示す写真のようにコイルをφ12[mm]の丸棒鉄心に巻き、コイルの巻き数を100回、電流値を1[A]とし、LCRメータと磁束計を用いて測定を行った結果をTable 6.1に示す。



(a) Concentrated winding

(b) Lap winding

(c) Parallel winding

Fig. 6.10 Coil winding method.

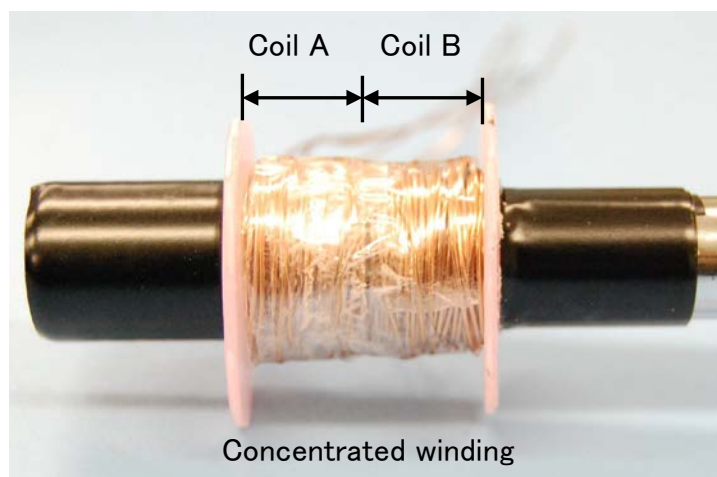


Fig. 6.11 Example of coil winding.

Table 6.1 Coil characteristics of winding method.

Winding method	Inductance [μ H]		Magnetic flux density [mT]	
	Coil A	Coil B	Coil A	Coil B
Concentrated	425	417	7.8	6.4
Lap	102	120	7.0	7.2
Parallel	97	98	7.4	7.4

Note: 磁束密度の測定は、Fig. 6.11 で左側から測定した。

集中巻きの項目で、Coil A は左側コイル、Coil B は右側コイル。

重ね巻きの項目で、Coil A は下側コイル、Coil B は上側コイル。

Table 6.1 に示した結果から、コイルのインダクタンスは平行巻きが一番小さく、磁束密度は平行巻きが一番大きい。従って、平行巻きが、コイルを巻く方法として、最適であることが分かる。これらより固定子のコイルは平行巻きとする。一方、回転子には1種類のコイルのみを巻くため、集中巻きとなるが、浮上が確立したあとは、一定値の電流を供給するため di/dt が変化しないことから、コイルのインダクタンスが大きくても制御を行う上で問題とはならない。

次に、何層巻きとするのかを検討する。Fig. 6.11 で示した丸棒鉄と $\phi 0.5$ [mm] を使用し、コイルの巻き数を 100 回、電流を 2 [A] とし、LCR メータとスケール、磁束計を用いて測定した結果を、Table 6.2 に示す。

表からコイルを 4 層で巻いたときに、一番大きな磁束密度を得ることができるが、コイルの巻き長さが長くなることが分かる。コイルの巻き長さが長くなると、回転子鉄心の質量増加になる、モータの外径が大きくなる、という問題が生じることになる。したがって、質量や寸法を考慮しコイルの巻き層数を最終決定することとし、ここでは、可能な限りコイルの巻き数を多くするために、回転子コイルを 4 層以上で巻くことにする。

Table 6.2 Coil characteristics by different layer number.

Layer	Inductance [μ H]	Length [mm]	Magnetic flux [mT]
1	160	58	17.8
2	254	29	21.6
3	305	22	23.6
4	322	17	25.5
5	305	14	23.6
6	346	11	24.4

6.5 寸法

各々の構成品について、ここまでに検討してきた事項を反映させ、試作するベアリングレスモータの最終的な形状と寸法を決定する。

まず、電力伝送専用コイル用のスペースを $\phi 100[\text{mm}]$ の内側と仮定し、その外側に回転子ヨーク部、回転子コイル部、回転子歯部と外側に向かって、仮の寸法を決める。回転子ヨークの厚みは、無駄な厚みがあると質量増加の原因となるため、回転子コイルの巻き厚みが最大 $6[\text{mm}]$ であるとし、SS400材の標準板厚から $6[\text{mm}]$ を選択した。半径方向の幅は任意に決めることができるが、固定用のネジ穴が必要であることから、加工も考慮しM3ネジ用の穴寸法をもとにし、 $6[\text{mm}]$ とすることとした。

回転子コイル用の線材は、計画電流値である $1[\text{A}]$ を流すために $\phi 0.45[\text{mm}]$ 、 $\phi 0.5[\text{mm}]$ などのPEW線が考えられる。コイルを100回巻くためにコイル部の長さは、4層で巻くとすれば計算上 $\phi 0.45[\text{mm}]$ で $12.5[\text{mm}]$ 、 $\phi 0.5[\text{mm}]$ で $13.75[\text{mm}]$ が必要となるが、実際には巻き効率が0.8程度であるため、 $15[\text{mm}]$ 以上の寸法が必要となる。これは質量の増加になるため、コイルは $\phi 0.45[\text{mm}]$ 線を用いて5層で巻くこととし、回転子のコイル部長さは $12[\text{mm}]$ とすることとした。

回転子歯部の半径方向の厚みが大きいと、質量増加の原因となるのに加え、漏れ磁束が増える原因にもなるため、薄くすることが必要となるが、薄くしすぎると磁気飽和の問題が発生する。このため、端部のテーパによる厚みの減少を考慮し計算を行い、磁気飽和が発生しない厚みを求めると、 $3[\text{mm}]$ となったことから、この厚みを使用することとした。

すでに、回転子の歯の数は32個とすることを決めている。回転子の隣り合う歯のコイル部の間隙は、コイルの巻き厚み以上が必要であり、ここまでに決めた寸法で、この条件を満たしているのかをCADを使って図面にして寸法の確認をする。

Fig. 6.12に示す寸法で、ここまでの条件を全て満たしている。したがって、ヨークの半径方向の厚みを $6[\text{mm}]$ 、コイル部を $12[\text{mm}]$ 、歯の半径方向の厚みを $3[\text{mm}]$ とすることとした。コイル部の幅は、これまでの検討結果から $5[\text{mm}]$ とし、厚みはSS400材の標準板厚から $4.5[\text{mm}]$ とした。また、隣り合う歯端部の間隙は $1.5[\text{mm}]$ とした。さらに、これまでの検討結果から、歯端部のタオレは 7.5 度、テーパは深さ $0.5[\text{mm}]$ 、長さ $1[\text{mm}]$ とした。

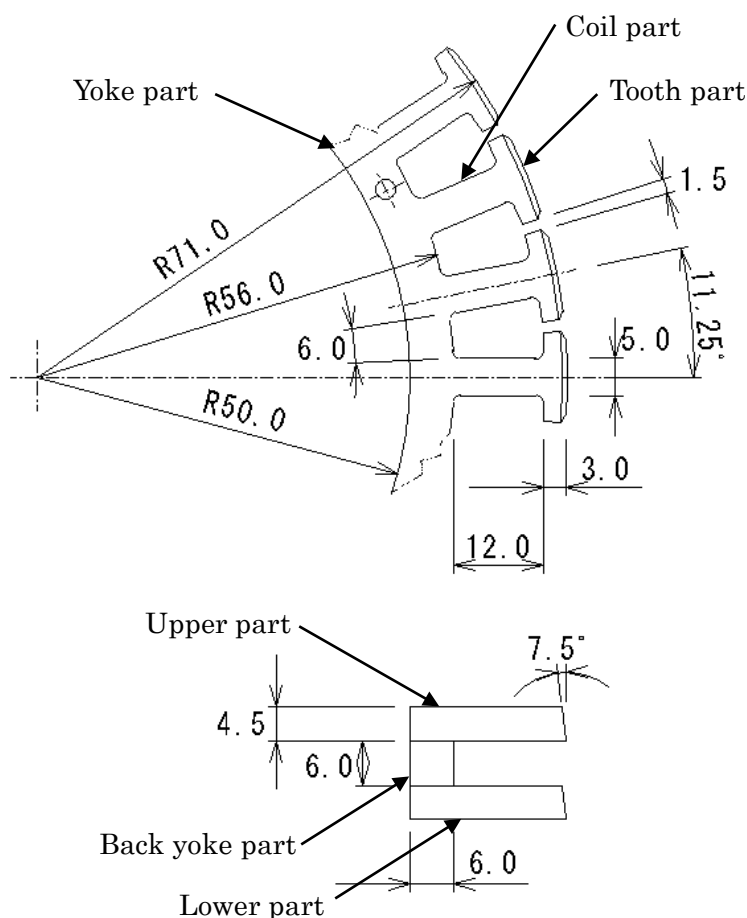


Fig. 6.12 Plan drawing of rotor.

固定子の歯の半径方向内側は、回転子との間隙を 1[mm]と決めていたので、R72[mm]が必然的に決まる。歯の数は 24 個と決めており、隣り合う歯の間隙が 1.5[mm]となるように歯の先端の幅を決めた。歯端部の半径方向の幅は、磁束が飽和しない厚みを計算し 3.5[mm]としたが、磁束の流れの向きを考慮し、コイル部に向かってテーパを有する形状とした。コイル部は回転子の 2 倍のコイルを巻くことになるので、長さを回転子のコイル部長さの 2 倍である 24[mm]とした。また、コイル部の幅は、質量増加が問題とならないことから磁気抵抗低減のため 6[mm]とした。ヨーク部の半径方向の幅は、固定ネジ穴の寸法、および、磁気抵抗を低減することを考慮し 8[mm]とした。また、これまでの検討結果から、歯端部のタオレは 7.5 度、テーパは深さ 0.5[mm]、長さ 1[mm]とした。使用する SS400 材の厚みは、バックヨークが 6[mm]、歯が 4.5[mm]である。最終的に決定した寸法を Fig. 6.13 に示す。

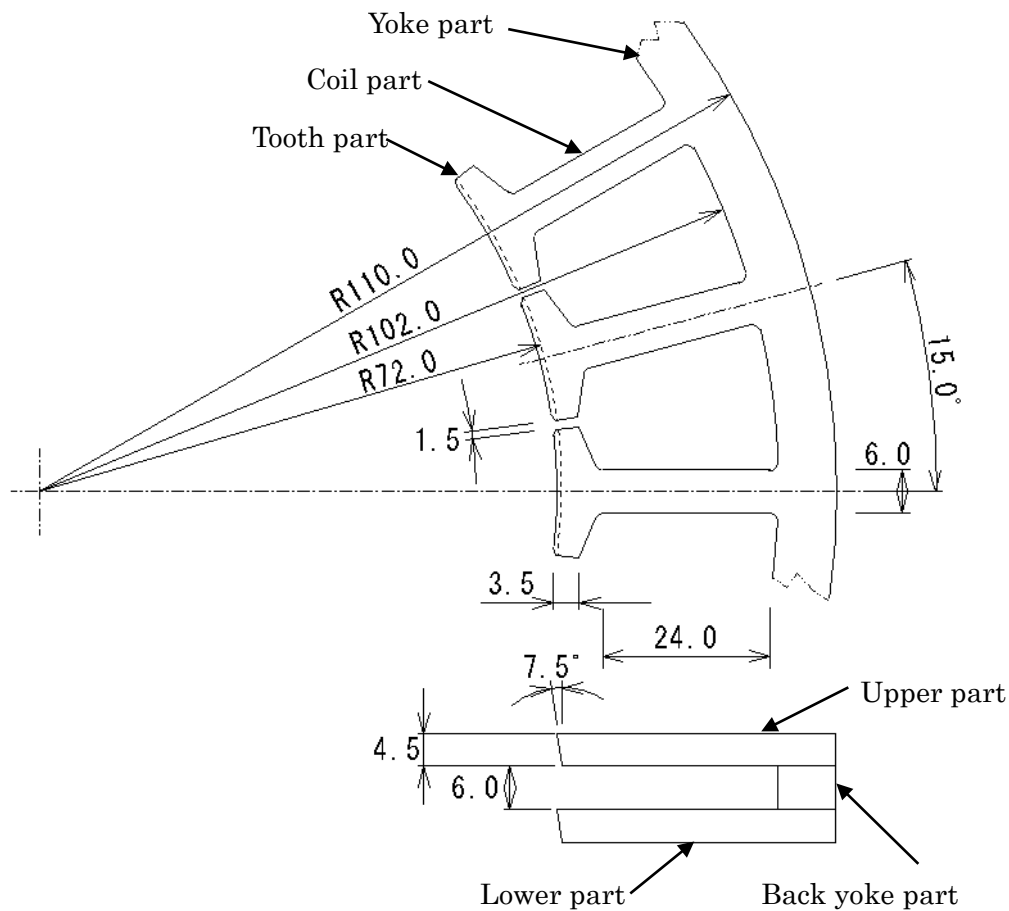


Fig. 6.13 Plan drawing of stator.

電力伝送コイル用のスペースとして、 $\phi 100[\text{mm}]$ を割り当てているが、コイルと金属との間隙が小さいと電力伝送効率が低下することから、コイルと回転子バックヨークとの間隙を $10[\text{mm}]$ 以上確保する。したがって、コイルの最大外径寸法を $\phi 80[\text{mm}]$ とし、内径を $30[\text{mm}]$ とすることとした。回転子にコイルを取り付ける必要があることから、回転子に取る付ける受電側の樹脂製コアの外径は $\phi 100[\text{mm}]$ とした。送電側の樹脂製コアは、組み立てたときの部品等の配置を考慮し、 $\phi 80[\text{mm}]$ とした。コイルに使用する線材は、 $\phi 0.3[\text{mm}]$ 7本撚りのリッツ線であり、それぞれのコアにスパイラル巻きで約 60回 ($84[\mu\text{H}]$) 巻くこととした。

6.6 制御

回転子の浮上および位置制御と回転制御について、それぞれ検討を行う。

6.6.1 浮上および位置制御

回転子を初期浮上位置に浮上できれば、浮上位置は受動的に制御され、保持されることは先に説明した。したがって、位置制御に注力すればよいことになる。

センサにより回転子の位置を計測し、その値を用いて制御を行うことを計画しており、ここでは具現化する手段についてさらに考える。

まず、回転子中心が初期浮上位置（固定子中心）から XY 平面上で変位したとき、微小変位による半径方向力の変化を確認するため、シミュレーションにより計算を行った。Fig. 6.14 に示すように、逆二乗則でも直線でもない半径方向の力の変化である。標準化および逆二乗則は間隙が 1[mm] のときの値を基準値としている。図から分かるように、直線近似により制御を行うとすると、基準値 1[mm] を中心として、その前後 20[μm] から 30[μm] までが限度であり、300[μm] 程度までの変位を制御するためには、制御テーブルを使用する、最小二乗近似を使用するなどの工夫が必要となることが考えられる。

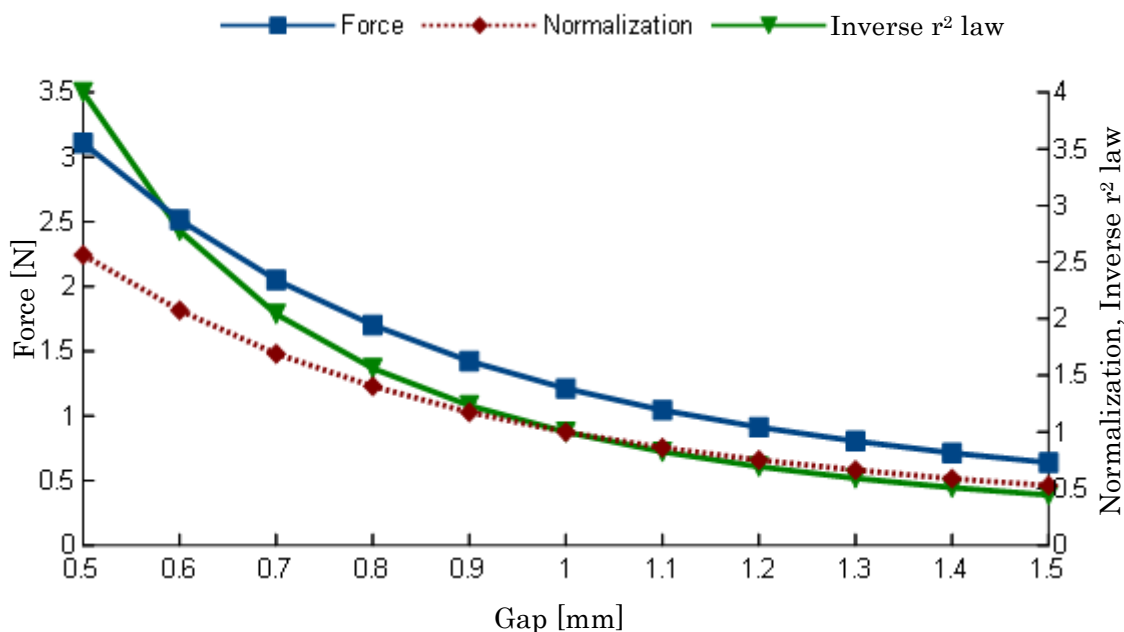


Fig. 6.14 Radial direction force by small displacement of rotator.

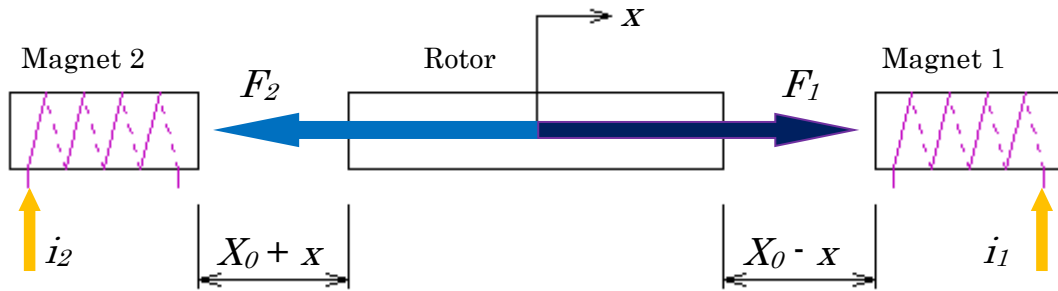


Fig. 6.15 1-axis model of position control

そこで、回転子に加わる電流が一定であると仮定し、Fig. 6.15 に示す 1 方向でのモデルについて考える。

このモデルの運動方程式は以下の式で表すことができることから、定数 k を導出することができれば、制御を行うことができることになる。

$$\begin{aligned}
 m\ddot{x} &= F_1 + F_2 \\
 F_1 &= \mathbf{k} \frac{i_1^2}{(X_0 - x)^2} & F_2 &= \mathbf{k} \frac{i_2^2}{(X_0 + x)^2}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} m\ddot{x} &= F_1 + F_2 \\ F_1 &= \mathbf{k} \frac{i_1^2}{(X_0 - x)^2} & F_2 &= \mathbf{k} \frac{i_2^2}{(X_0 + x)^2} \right\} (6.1)$$

ここで、

k : 磁気吸引力定数

m : 回転子質量

しかし、実際には回転子の Z 軸での浮上位置（電力伝送コイルの間隙）が変化することで、回転子コイルに供給される電力も微小ではあるが変化してしまうため、磁気吸引力定数が変化することが考えられる。また、回転子は脚をつけて浮上位置近くに設置することを考えており、最初から浮上しているわけではなく、脚で支持された状態から、半浮上状態、浮上状態と変化することになるため、その都度、磁気吸引力定数が変化すると考える。これらの状態の変化を物理的に検出し、制御回路や磁気吸引力定数を切り替えることは非常に難しい問題であり、実際には具現化できないと考えられる。これらのことから、理想状態であるとして、位置制御を行うこととする。

Fig.6.14 に示した間隙と力の関係から、間隙の範囲をさらに限定すれば、近似式により1%以下の誤差で近似できるので、近似式による誤差の小さな制御範囲を $1[\text{mm}] \pm 0.3[\text{mm}]$ として計画することとした。そこで、間隙と電流値を変化させ、さらに詳細な力の変化をシミュレーションにより計算する。

Fig. 6.14 に示した結果から、回転子コイル、固定子コイルともに $1[\text{A}]$ を供給した場合に $0.3[\text{mm}]$ 変位すると、間隙が広がった側の浮上力が不足してしまうことが分かった。そこで回転子コイルに印加する電流値を $1[\text{A}]$ から $1.2[\text{A}]$ に増やし、再度シミュレーションにより計算を行った結果を Fig. 6.16 に示す。電流を $1.2[\text{A}]$ にすれば、間隙が $0.3[\text{mm}]$ であっても浮上力を確保することができており、浮上・回転制御用の電流は $1.2[\text{A}]$ を標準値とすることとした。

実際の制御は、固定子コイルの片側に与える電流値を固定し、もう片方のコイルに与える電流値を変化させることを計画している。したがって、Fig. 6.15 のモデルでは、たとえば i_2 が一定値、 i_1 が可変値ということになる。そこで Fig. 6.16 で示したデータをもとに、新しく標準値とした $1.2[\text{A}]$ での図(Fig. 6.17)に置き換える。ここで、変位した位置での力に相当するだけ反対側に力を与えても、力が平衡するだけであり回転中心に戻そうとする力は無いため、変位した位置での力よりも大きな力が加わるようにしなければならない。

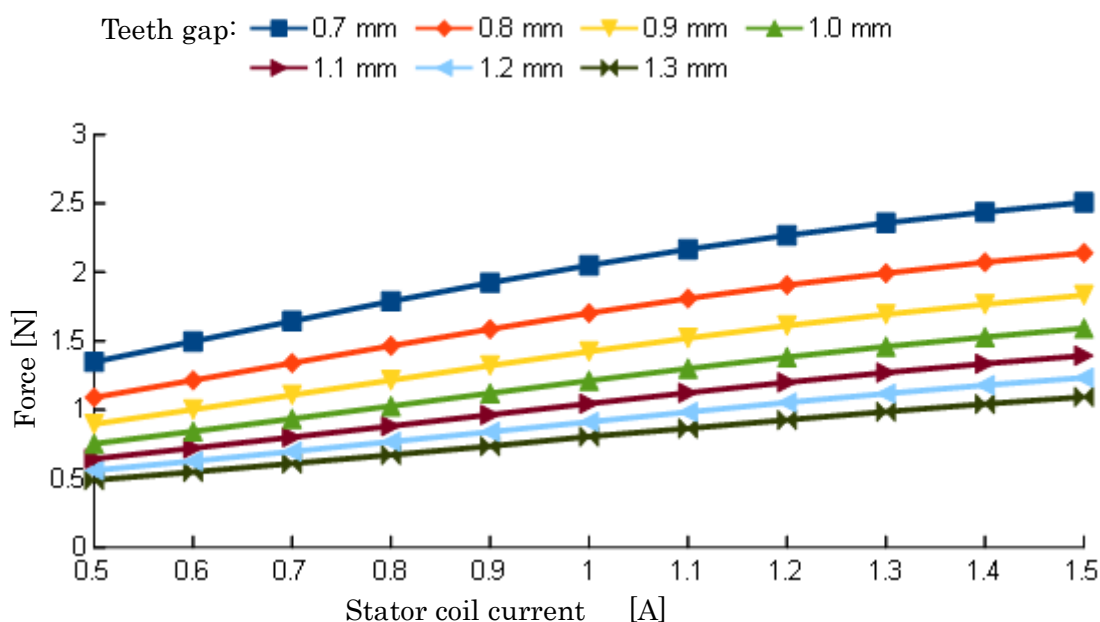


Fig. 6.16 Radial direction force by $1[\text{A}]$ of rotator current.

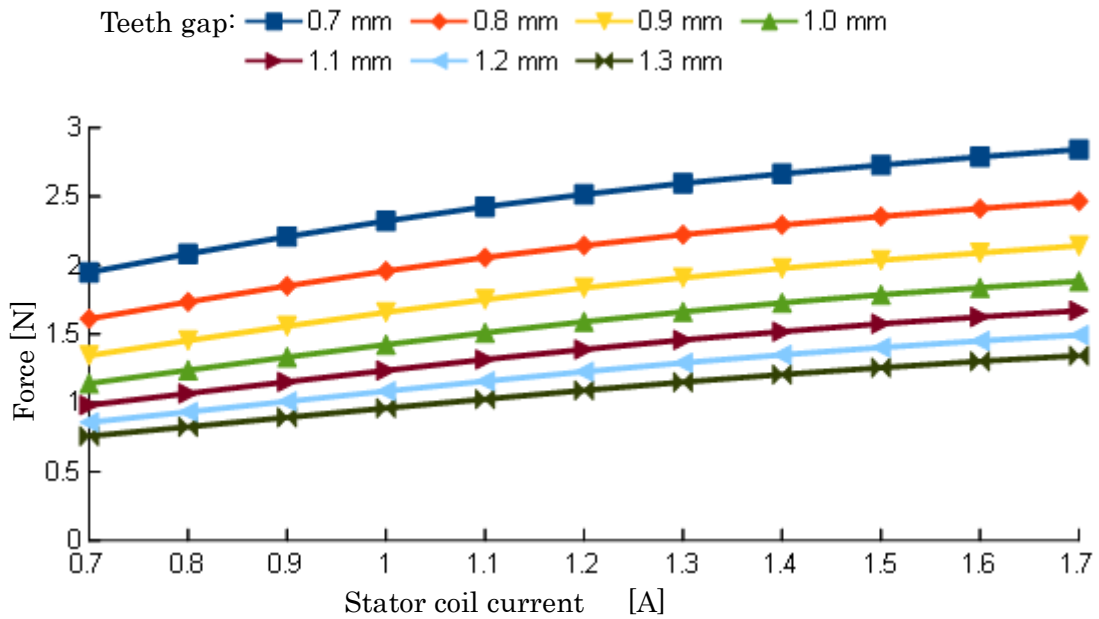


Fig. 6.17 Radial direction force by 1.2[A] of rotor current.

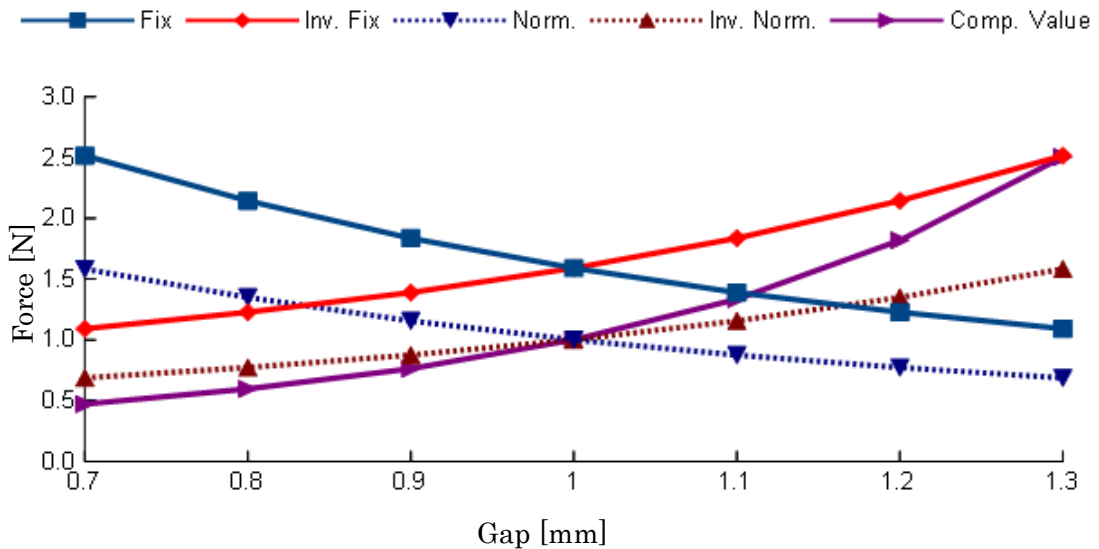


Fig. 6.18 Control force by control current of stator.

Fig.6.18 おいて、Fix と表記しているのは固定子電流、回転子電流ともに 1.2[A]での、固定子、回転子間の各間隙により発生する力、Inv.Fix は 1[mm]を基準とした、この力の対称の力を示す。Norm.は 1[mm]の力を標準値とした正規化値、Inv.Norm.は 1[mm]を基準とした、この値の対称の値を示す。Comp.Value は正規化値を二乗した値である。

最終的には実験により力を測定し、位置制御用の電流値を決定する必要があるが、ここでは仮に正規化値を二乗した値を使えば、回転子の位置を修正するために必要な最小の力よりも大きな力を発生することが可能であることから、仮の初期値として次の式により求めた値を使用する。

$$k_g = 0.063 \exp(2.77 X) \quad (6.2)$$

ここで、

k_g : 間隙による制御電流の係数

X : 固定子、回転子間の間隙 [mm]

一方、位置を検出するセンサは、X軸、Y軸それぞれに1個準備し、この信号から2相3相変換を行い、UVW軸の3軸で位置制御を行うことを考えている。2相3相変換は Fig. 6.19 に示すように、XY軸をUVW軸に置き換えることとし、変換式を式(6.3)に示す。

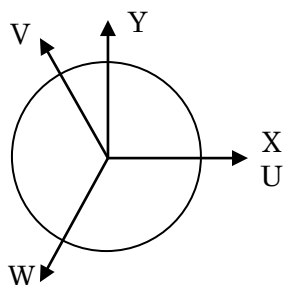


Fig. 6.19 Axis convert from 2-axis to 3-axis.

式(6.3)をもとに、制御回路中に2相3相変換の組み込みを行うこととし、制御回路全体のブロック図を Fig. 6.20 に示す。なお、実物がないと定数が決定できない項目もあり、実験により最終的な値を決めることとし、ここでは全体構成を示すのみとする。

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

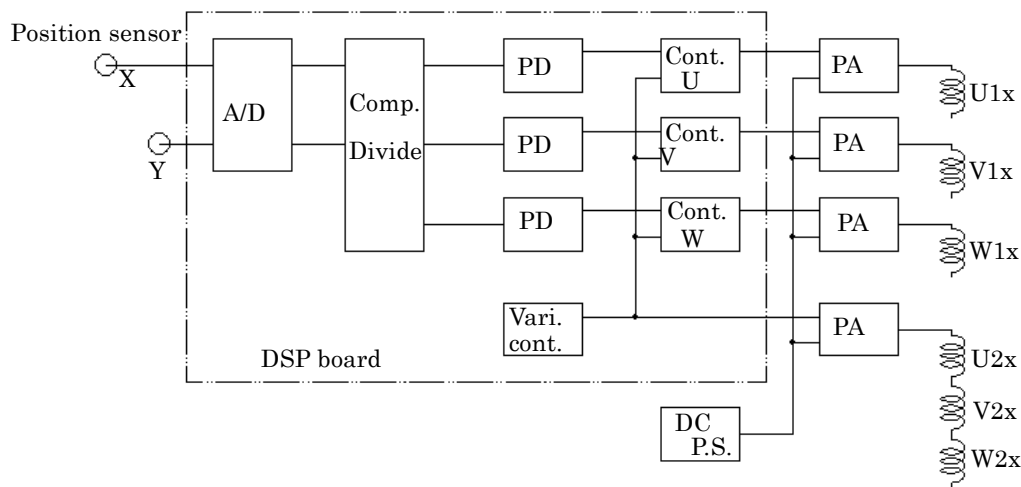


Fig. 6.20 Block diagram of rotor position control.

6.6.2 回転制御

回転制御は3相で行うことを計画しているが、まず、回転力の発生原理について説明し、その後で、制御回路や制御電流について説明する。

Fig. 6.21 において固定子に対する回転子の初期位置が Fig. 6.21(a)にあったとする。回転子の歯が固定子と正対しているときと正対していないときに、歯の間に働く力の変動がほとんど生じないように歯の端部にテーパをつけているので、回転子には半径方向の力のみが加わり、回転方向の力は加わらない。次に、回転制御の R 相のみに電流を与えたとすると、固定子 R 相の歯と、回転子の歯 A および B との間に力が発生する。歯の中心が固定子 R 相の歯に一番近い位置にある回転子 A との間で発生する力が、回転子 B との間で発生する力よりも大きくなるため、回転子には回転方向の力が加わり回転し、固定子の歯 R と回転子の歯 A が正対した位置で固定される。次に、S 相に電流を与えると、固定子の歯 S と回転子の歯 B との間で同様に力が発生し、歯が正対する位置まで回転する。T 相についても同様であり、固定子の歯 T と回転子の歯 C が正対する位置まで回転する。これを繰り返すことにより回転子を回転させる。逆方向に回転させる場合には、電流を与える順番を逆にすればよい。Fig. 6.21(d)に示した回転子の位置のときに、固定子 S 相に回転電流を与えた場合の回転力を計算した結果を Fig. 6.22 に示す。回転子は、回転角度 0 度が Fig. 6.21(d)の位置、回転角度 3.75 度が Fig. 6.21(f)の位置である。回転子 B と固定子 S が正対するまでは正のトルクが加わり、正対した位置を越えると負のトルクが加わっていることが図から確認できる。

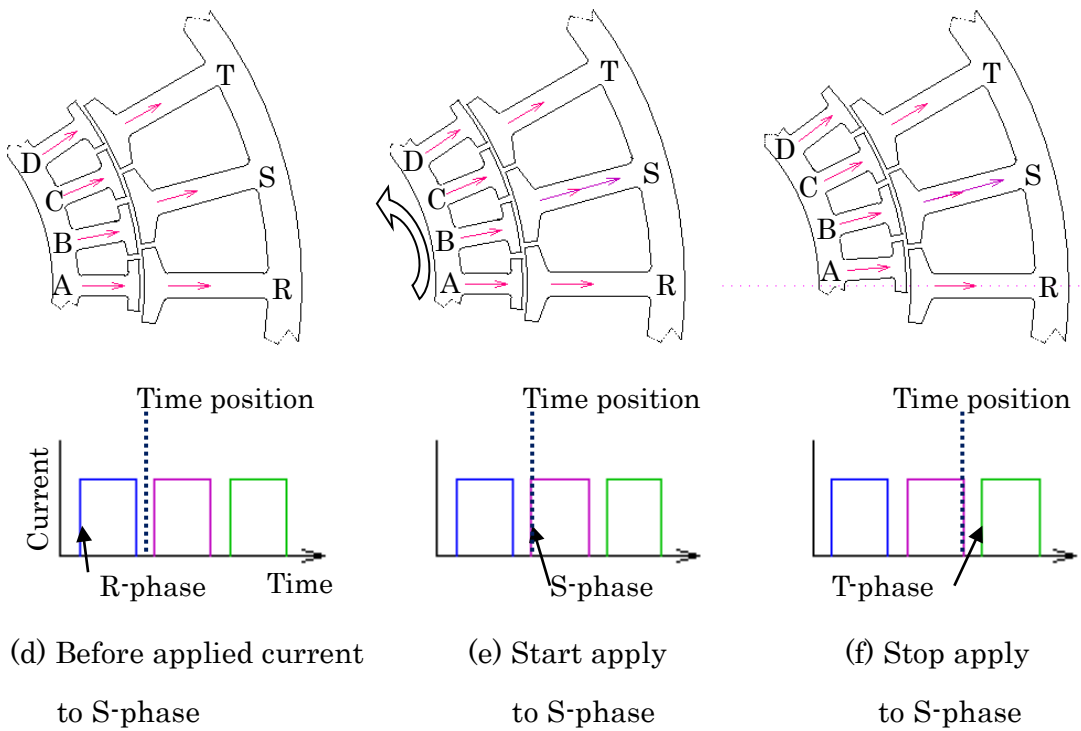
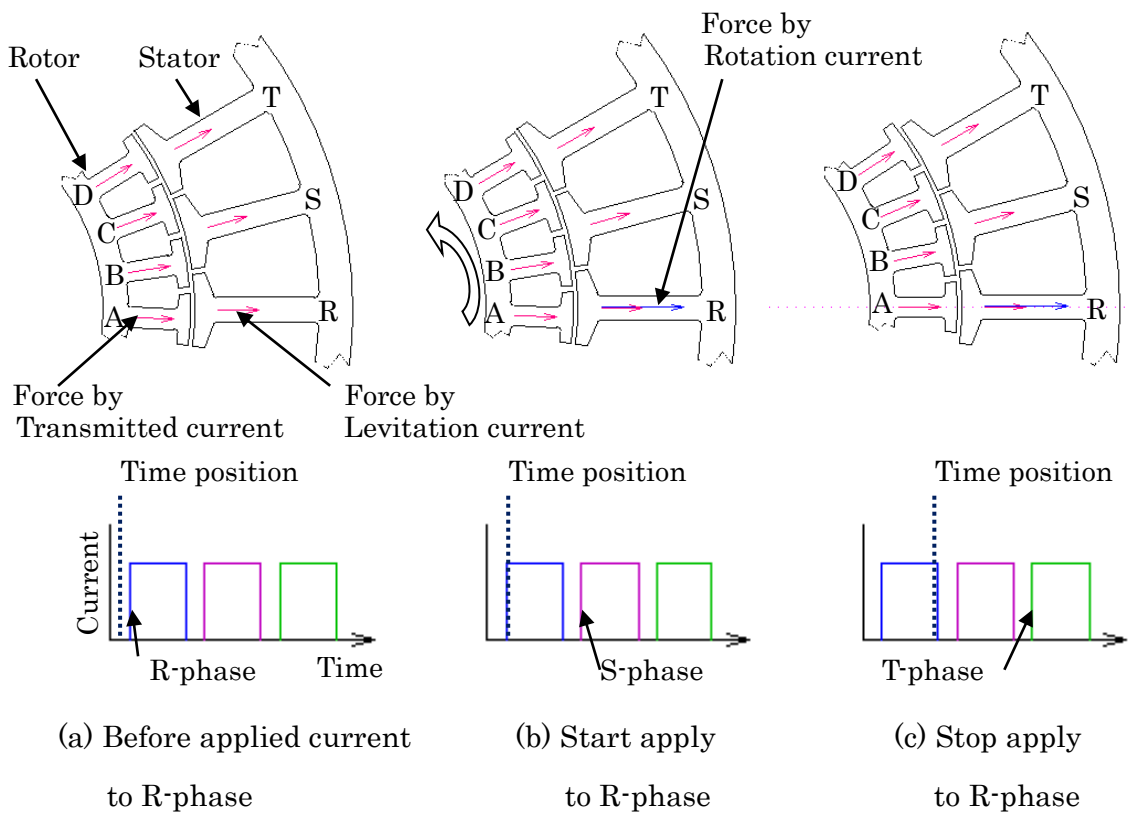


Fig. 6.21 Time chart of rotor rotation. (Continue)

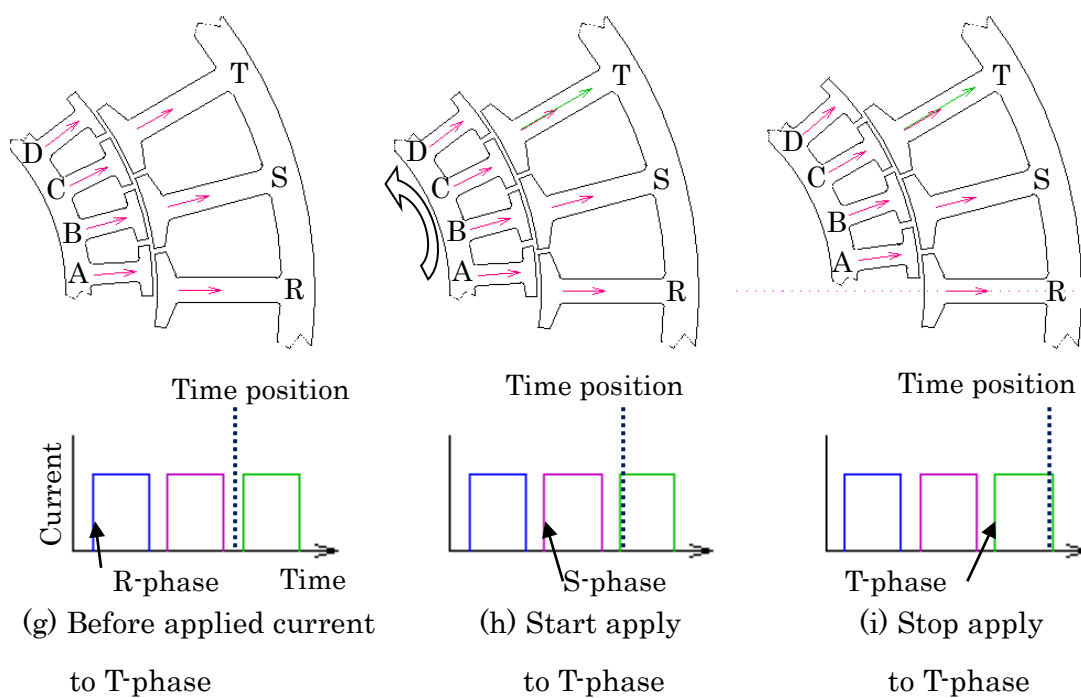


Fig. 6.21 Time chart of rotor rotation. (Continued)

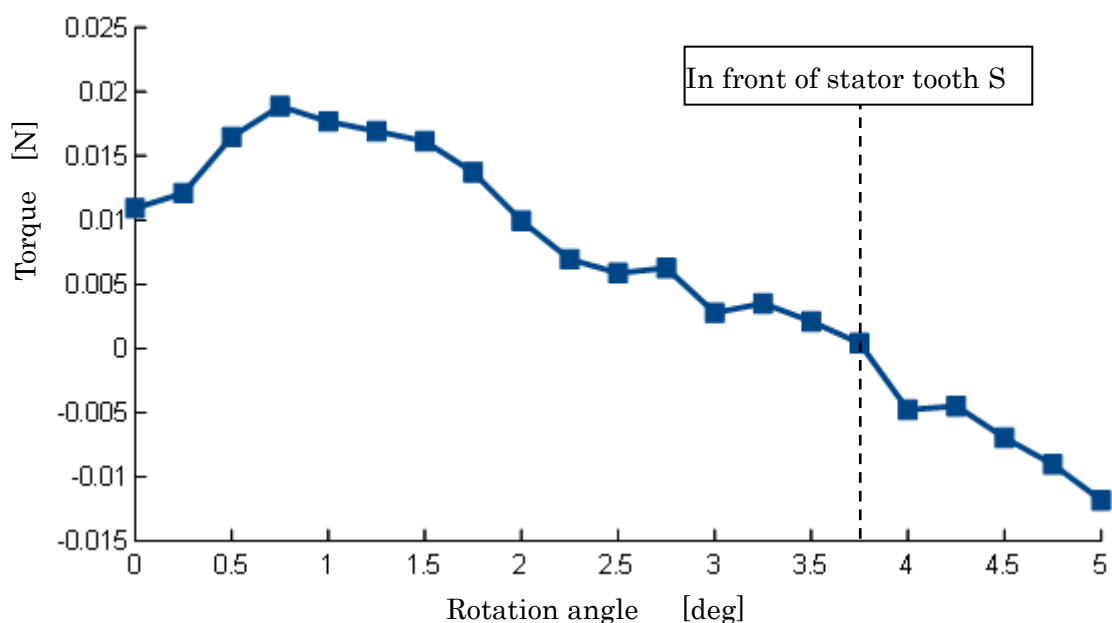


Fig. 6.22 Torque to rotator.

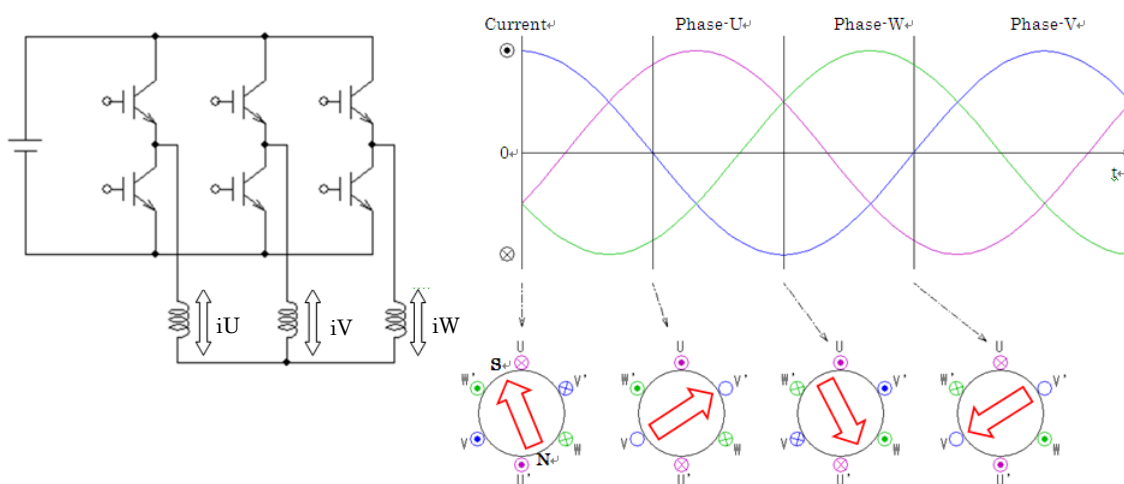
Fig. 6.22 に示したトルク値は、1/8 モデルでの計算結果であり、回転子には図の値の 8 倍のトルクが回転子に加わることになる。回転子の慣性モーメントは $3 \times 10^{-3} [\text{kgm}^2]$ であり、回転に必要なトルクが発生していることが確認できた。

つぎに、回転のための制御回路と各コイルに印加する電流について説明する。

バイポーラ型のモータでは、回転子の磁極位置を複数のセンサで検出し、この信号をもとに回転の制御を行う方法が一般的に用いられている。しかし、計画しているモータはモノポーラ型であり、回転子の位置検出を行わなくても、回転制御が可能であることから、回転制御に関しては、センサレス方式を用いる。ここでのセンサレス方式は、物理的なセンサを用いないだけでなく、コイル電圧やコイル電流を演算することにより回転子の位置を算出し、この値により回転制御を行う方式でもない。

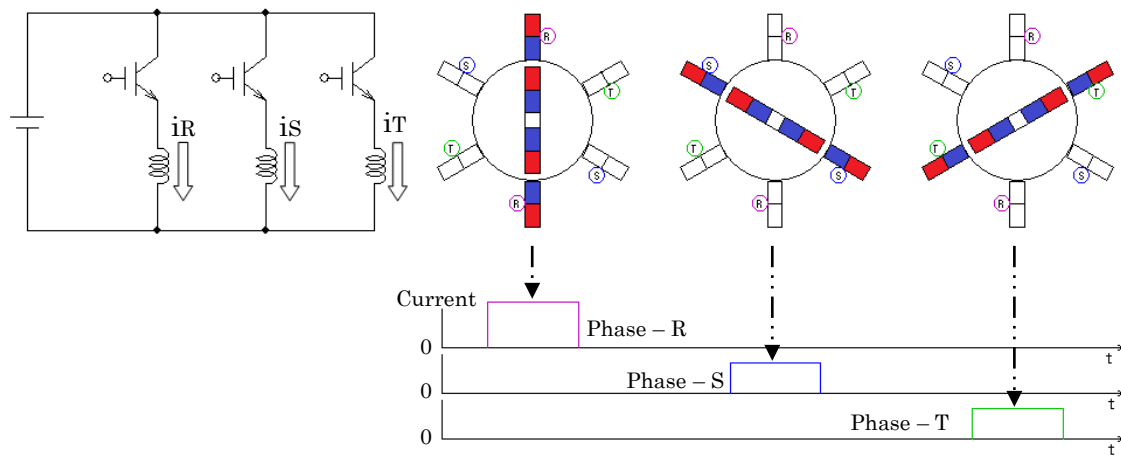
固定子コイルに印加される電流制御は、バイポーラ型モータではフルブリッジスイッチングを用いた双方向であるのに対し(Fig. 6.23(a))、モノポーラであることからON-OFFスイッチングによる単方向で行え、スイッチング回路自体も簡素化することができる。固定子コイルに印加する電流は、Fig. 6.23(b)に示すように、3相それぞれの電流が順次切り替わるのみで、各コイルに流れる電流の向きは一方向となる。

回転制御の電流をオープンループにより、回転制御用コイルに供給する方式とする。回転原理で説明したとおり、固定子と回転子の間働く回転トルクは、固定子のいずれかの相の歯に回転制御用電流を印加することで発生するため、回転子の歯の位置を検出するセンサや、演算回路などが不要となり、簡素な回路で回転制御を行うことができる。具体的には、Fig. 6.24に示すような、直流電源、回転数制御用の発振器、スイッチング回路で構成される制御回路で、回転制御を行うことができる。



(a) Rotation control of bipolar motor.

Fig. 6.23 Rotation control current wave form. (Continue)



(b) Rotation control of monopolar motor.

Fig. 6.23 Rotation control current wave form. (Continued)

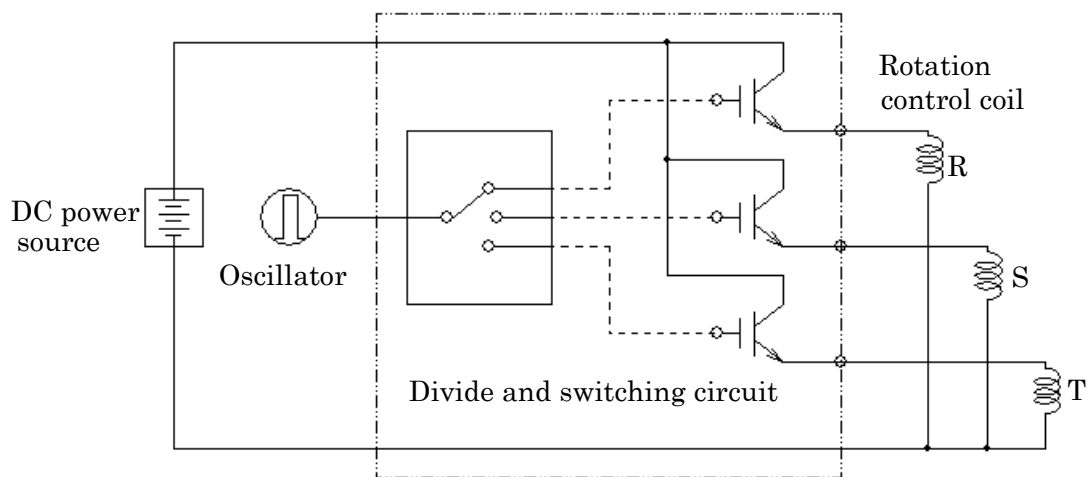


Fig. 6.24 Block diagram of rotation control.

6.7 結言

各々の構成品について計画案をもとに詳細検討をさらに行い、試作モータを製作するための具体的な形状や寸法をどのように決定したのかについて述べた。ここで示した手順や考慮事項は、どのような条件であっても適応可能という訳ではないが、同様なモータを設計するに際して、参考となる事柄を併せて述べた。

形状に関しては、小さな磁力を有効に利用するための具体的な方法について述べ、コイルの巻き方に関しては、多くの研究では言及されていない具体的な巻き方と特性の違いについて述べた。寸法に関しては、どの程度の大きさのモータとするのかで個々の寸法に違いが生じると考えるが、どのように構成品の各寸法を決定したのかについて述べた。制御に関しては、研究者それぞれで独自の制御方法を採用しているが、本研究では可能なかぎり汎用品の組合せにより実現できるよう考慮をした方法について述べた。文献調査を行ったが、提案した形状による磁極配置がモノポーラ型であるモータの回転原理に関する文献は見つかっておらず、また、回転制御方法についても同様である。

機能分解をもとにすれば、目的と手段が明になるだけでなく、解決すべき課題もあきらかになることもあり、機能分解の結果をもとにして設計を進めることで、考慮しなければならない事項の見落としを防止でき、効率的に作業をすすめることが可能であった。

第7章 試作モータによる実験

7.1 緒言

提案した検討手法や計算結果をもとに設計を行い試作したベアリングレスモータと実験装置の諸元、これまでに実施した実験の結果を示し考察を行う。

7.2 試作モータおよび実験装置

検討をもとに製作した試作ベアリングレスモータの設計図と、各構成品および組み立てた状態での写真を Fig. 7.1 から Fig. 7.9 に示す。また、実験で使用した機器を一覧にまとめたものを Table 7.1 に示す。

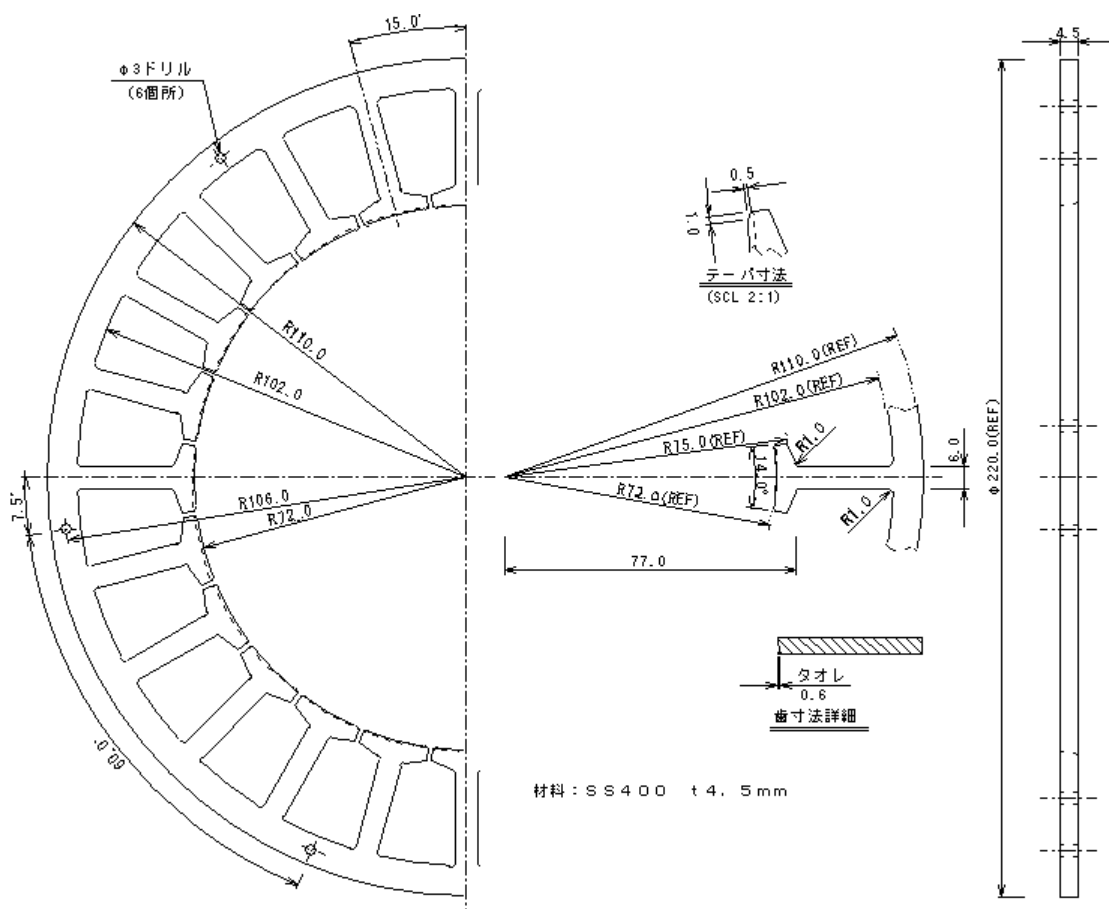


Fig. 7.1 Drawing of stator core.

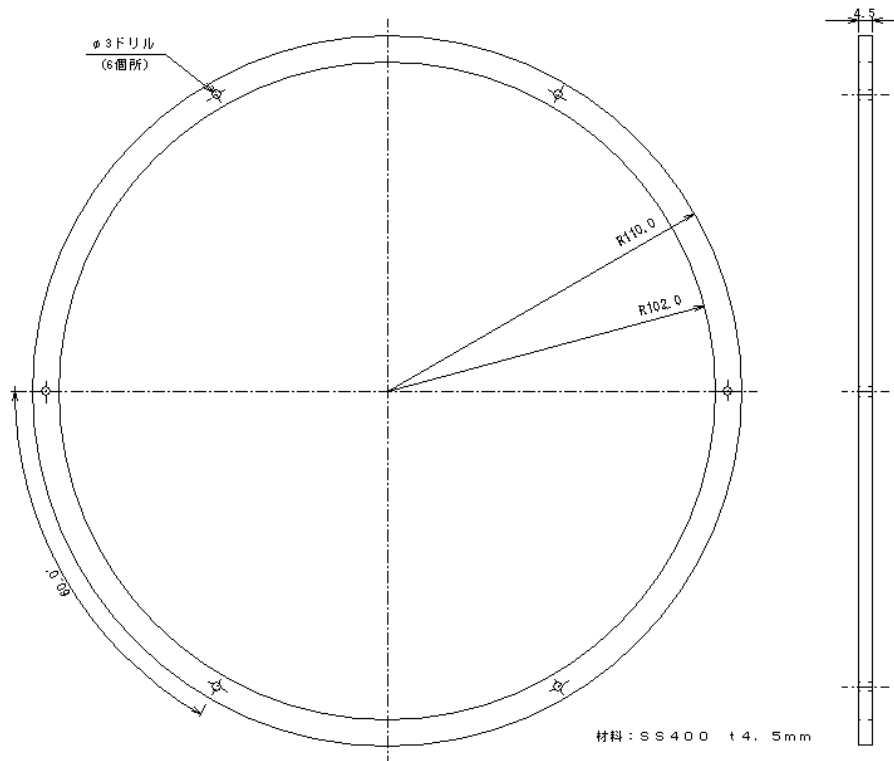
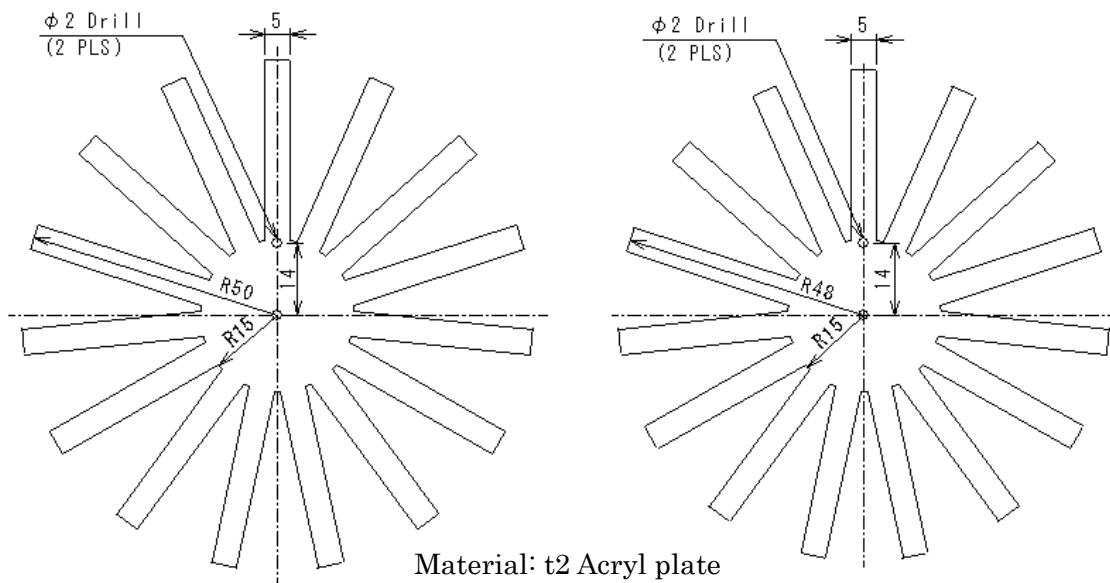


Fig. 7.2 Drawing of stator back yoke.



Power transmitting coil core

Power receiving coil core

Fig. 7.3 Drawing of power transmission coils core.

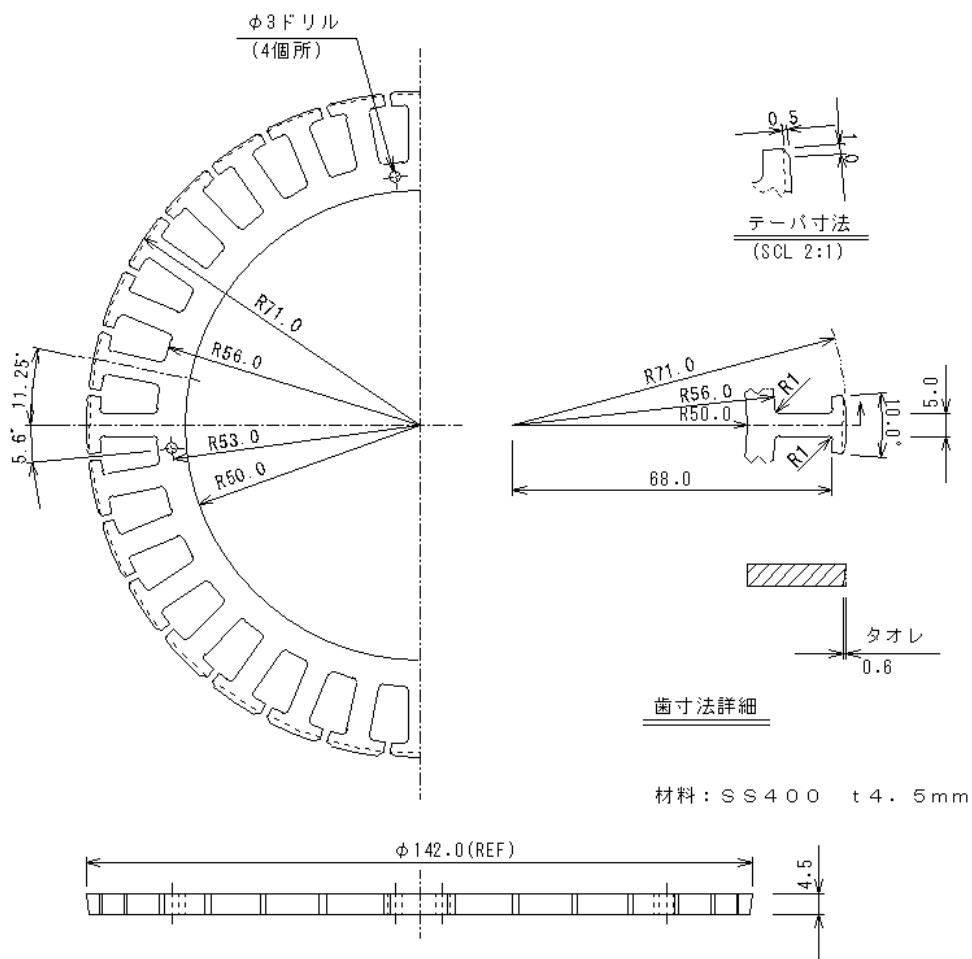


Fig. 7.4 Drawing of rotor core.

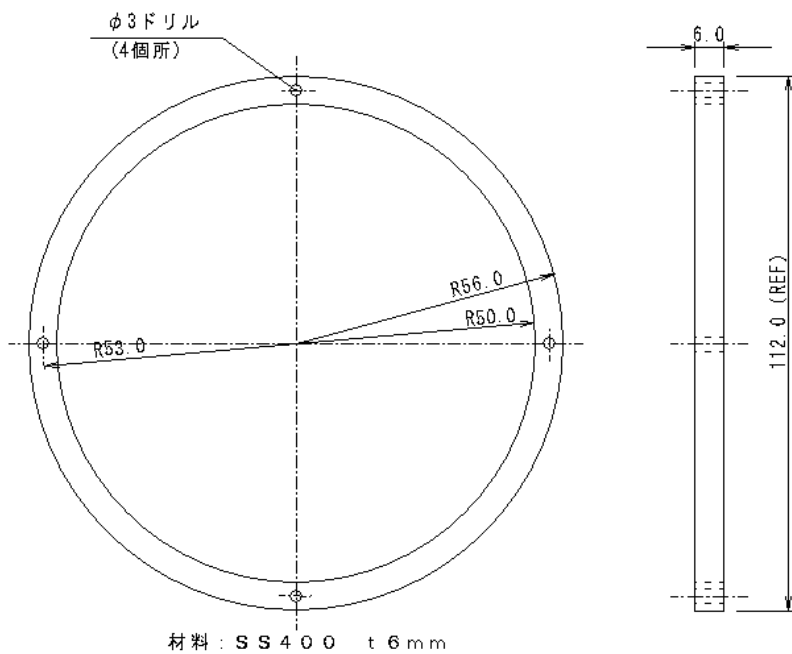


Fig. 7.5 Drawing of rotor back yoke.

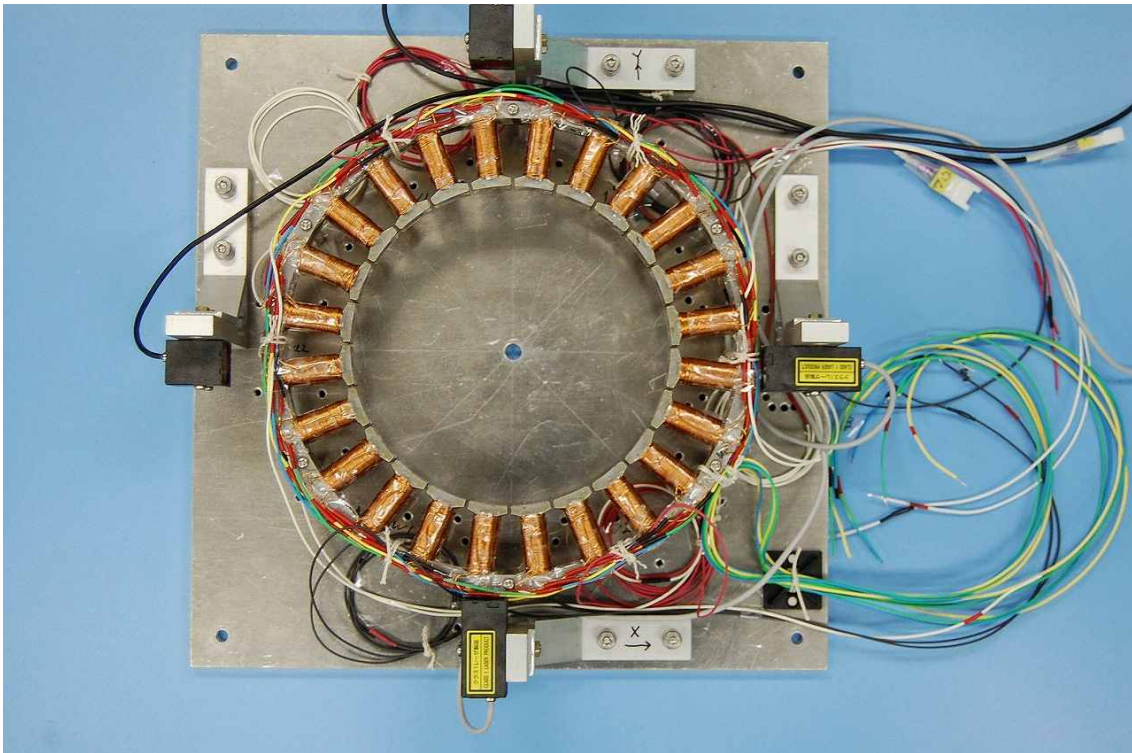


Fig. 7.6 Photograph of stator assembly.

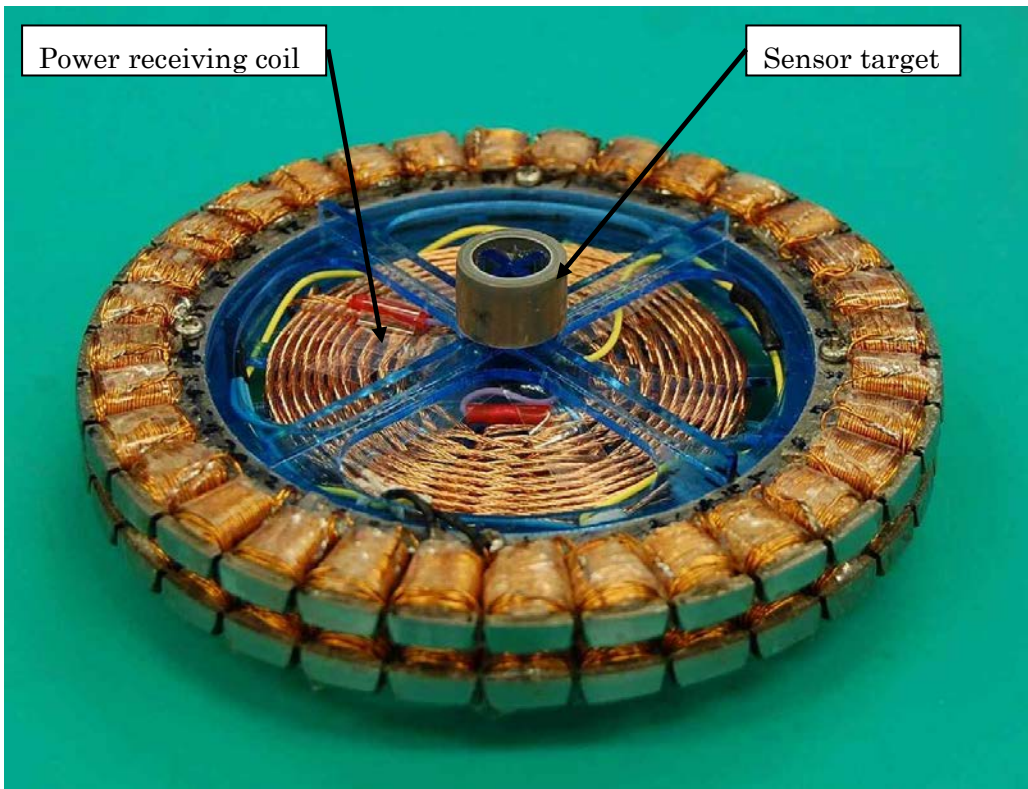


Fig. 7.7 Photograph of rotor assembly.

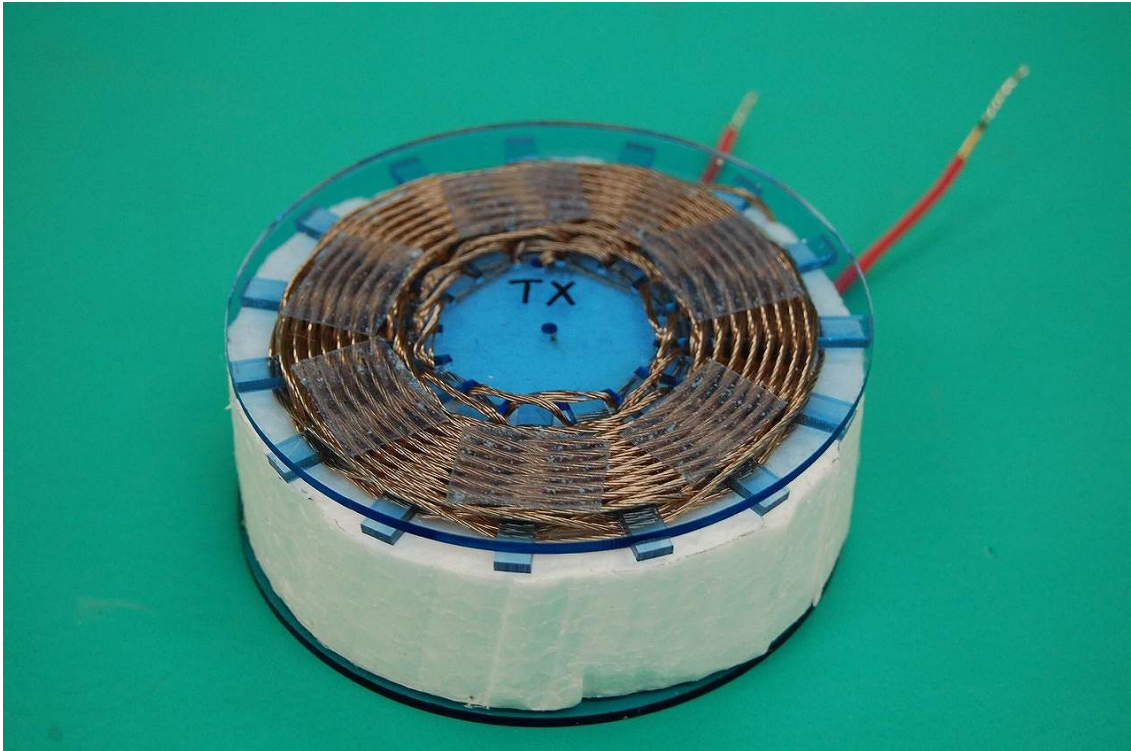


Fig. 7.8 Photograph of power transmitting coil assembly.

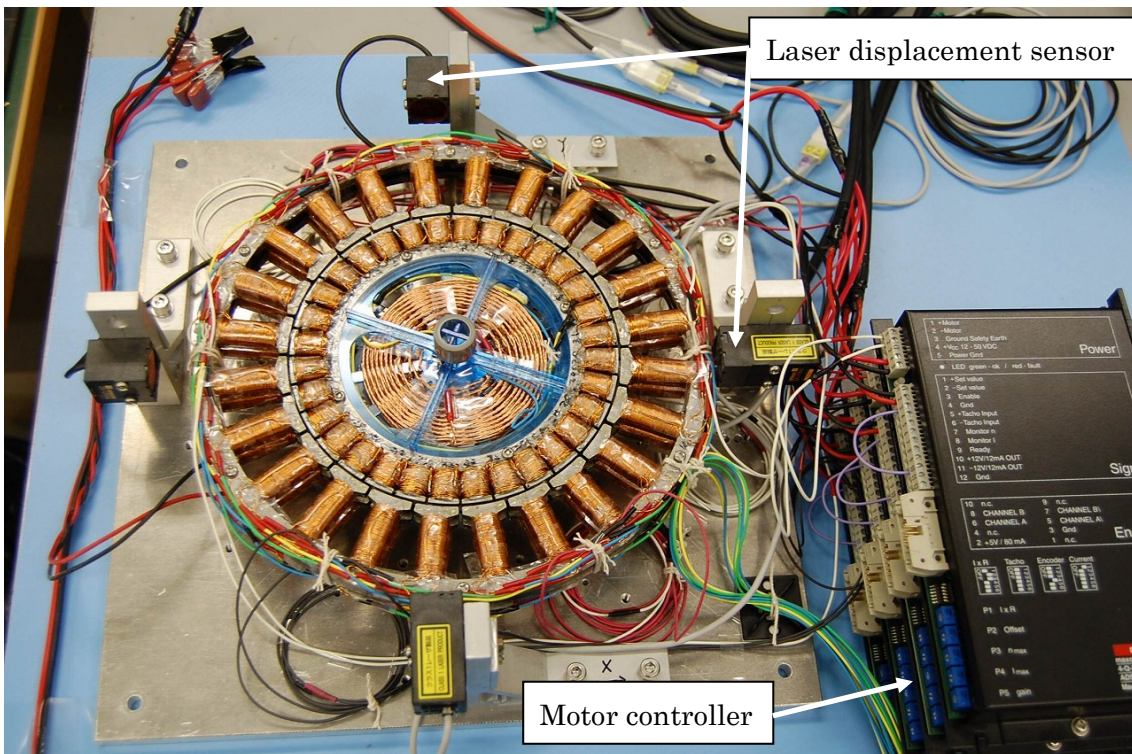


Fig. 7.9 Photograph of proto type bearingless motor.

Table 7.1 List of equipment for experiment.

Name	Model	Manufacture	Specification
Personal computer	—	—	—
Control software	MATLAB Ver.6.1	Math Works, Inc.	Include Simulink
DSP board	DS1102	dSPACE	A/D:14bit,D/A:12bit
DC power source	MSV70A-10	Metronix	DC70[V], 10[A]
Oscillator	E-1011	NF	Max 200[kHz]
DC power amplifier	BPD120-5	Takasago	60[V], 5[A]
Motor controller	ADS50/10	Maxon	50[V], 5[A]
Laser Displacement Meter	ZX-LT010	Omron	10[mm]
LCR meter	DE-5000	DER EE	20[μ H]~2000[H]
Digital multi meter	M-6000M	METEX	DCV,DCA
Platform scale	HF-2000	A&D	0-2000[g]

回転子の質量は、センサターゲット無しで 760[g]、有りで 772[g]であった。また、制御系の設計などで必要となるコイルのパラメータを LCR メータで測定した結果を Table 7.2 に示す。コイルの巻数は、回転子が 100 回、固定子が各 110 回である。

Table 7.2 Characteristic of rotor and stator coil.

	Rotor /upper	Rotor / lower	Stator /upper	Stator /lower
Inductance*1	356 [μ H]	348 [μ H]	96 [μ H]	98 [μ H]
Inductance*2	7.2 [mH]	7.0 [mH]	2.5 [mH]	2.5 [mH]
DCR*2	10.4 [Ω]	10.3 [Ω]	3.1 [Ω]	3.2 [Ω]

Note *1 : コイル 1 個当たりの値の平均値

*2 : 接続した合計での値

7.3 浮上実験

試作モータを使用しての浮上実験についてまとめる。

7.3.1 制御回路設計

まず、コントローラとして使用する DSP(Digital signal processor)に制御回路を組み込むに際し、制御に関する検討を行う。

回転子に供給する電流は一定値とし、位置が動くことにより変動しないものとし、固定子との間で生じる力は固定子の電磁石の力のみによるものとし、Fig.7.10 に示す磁気浮上系として考える。これは、浮上対象物（回転子）を一对の電磁石により両側から吸引して浮上させる構造となっており、試作モータの中心線を横から見たものと同じである。

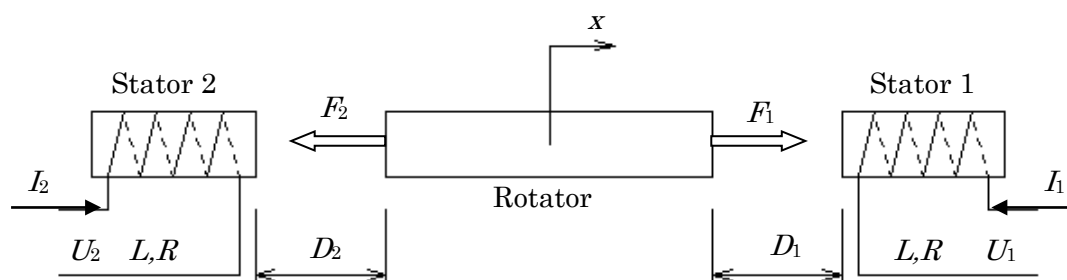


Fig. 7.10 Model of magnetic floatation.

この系の運動方程式は、次式によって表すことができる。

$$m\ddot{x} = F_1 - F_2 \quad (7.1)$$

ここで、

F_1, F_2 : 固定子電磁石の吸引力

ここでは、鉄心に生じるうず電流や漏れ磁束などによる影響を全て無視する。電磁石の吸引力は次式で近似することができる。

$$F_k = K \frac{I_k^2}{D_k^2} \quad (k = 1, 2) \quad (7.2)$$

ここで、

K : 磁石の吸引力係数

I_k : 電磁石 k の電流

D_k : 電磁石 k と回転子間の間隙

間隙と電流の定常値を D_0 、 I_0 、電流の変化分を i_k と表すと、

$$D_1 = D_0 - x \quad \left. \vphantom{D_1} \right\} (7.3)$$

$$D_2 = D_0 + x$$

$$I_1 = I_0 + i_1 \quad \left. \vphantom{I_1} \right\} (7.4)$$

$$I_2 = I_0 + i_2$$

定常値に比べ変動量が微小であるとし、式(7.2)を線形化する。

$$F_1 = F_0 + K_i i_1 + K_d x \quad (7.5)$$

$$F_2 = F_0 + K_i i_2 - K_d x \quad (7.6)$$

ここで、

$$F_0 = K \frac{I_0^2}{D_0^2}, \quad K_i = 2K \frac{I_0}{D_0^2}, \quad K_d = 2K \frac{I_0^2}{D_0^3}$$

式(7.5)と式(7.6)を式(7.1)に代入し整理をすると次式となる。

$$m\ddot{x} = 2K\dot{i} + K_d x \quad (7.7)$$

また、磁石の回路方程式は次式で表される。

$$L\dot{i}_1 + Ri_1 + K_b \dot{x} = u_1 \quad (7.8)$$

$$L\dot{i}_2 + Ri_2 + K_b \dot{x} = u_2 \quad (7.9)$$

ここで、

u_k : 電磁石 k への印加電圧 ($k = 1, 2$)

$$L = \frac{2K}{D_0}, \quad K_b = 2K \frac{I_0}{D_0^2}$$

ここまでに示した式(7.7)から式(7.9)より、次に示す状態方程式が得られる。

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7.10)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x \\ \dot{x} \\ x \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & -a_{32} & -a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \dot{x} \\ x \\ i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b \end{pmatrix} u$$

ここで、

$$i = i_1 - i_2, \quad u = u_1 - u_2$$

$$a_{21} = \frac{2K_d}{m}, \quad a_{23} = \frac{K_i}{m}, \quad a_{32} = \frac{2K_b}{L}$$

$$a_{33} = \frac{R}{L}, \quad b = \frac{1}{L}$$

試作したベアリングレスモータでは、回転子中心の XY 位置をセンサにより検出することから、出力方程式は次式で表される。

$$y = Cx \quad (7.11)$$

ここで、

$$C = [1 \ 0 \ 0]$$

ここに示した式(7.10)および式(7.11)で表されるシステムは、「可制御かつ可観測な系」となり、回転子の位置が制御可能であることが分かる。

数値計算ソフト MATLAB[52]を用いて最適レギュレータ手法により計算を行い、制御系で使用する最適ゲインを求めた。

$$K = [6.1 \ 0.5 \ 0.78]$$

これらの値を制御ソフトに組み込んだ制御系のブロック図を Fig. 7.11 に示す。なお、ブロック図では使用したソフトにより”PID”の表現になっているが、実際には”PD”制御のみを使用している。

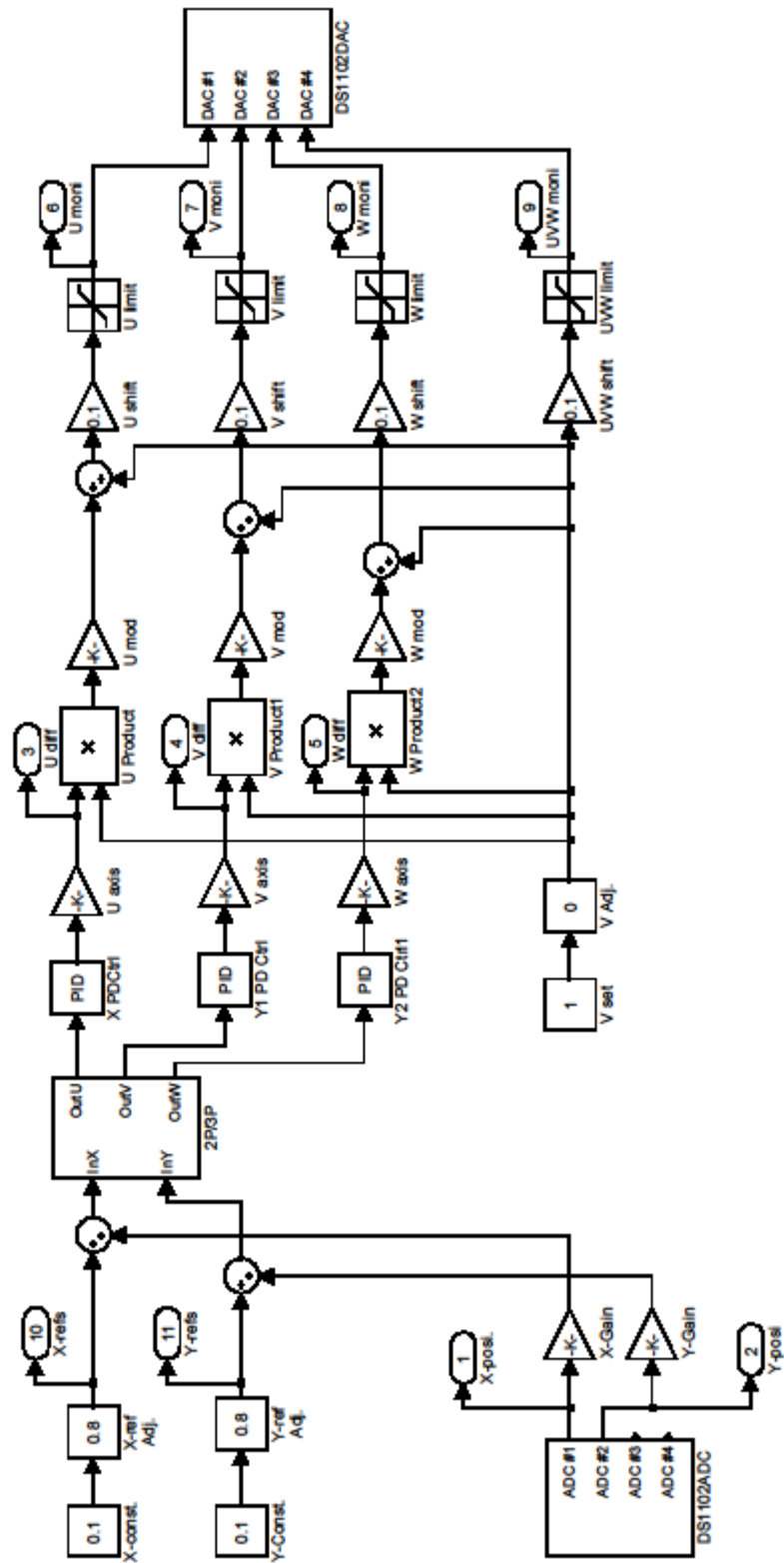


Fig. 7.11 Block diagram of control system.

7.3.2 実験手順

まず回転子に対する電力伝送特性を、Fig. 7.12 に示した回路により測定した。コイル間隙は、3[mm]、4[mm]、5[mm]とし、コイル中心のずれがない場合と 2[mm]ずれた場合について実施した。ここでは、実際の回転子コイルの代わりに固定抵抗を使用しており、固定抵抗に流れる電流が一定値(2[A])となるように電源を調整した。

次に、浮上実験を行う前に、使用する制御ソフトに制御系を組み込み、各機器の設定、調整および入出力値の確認を行った。

- 1) 2時間以上の通電による機器のウォーミングアップ。
- 2) レーザ変位計の 0%および 100%出力値の確認し、サンプリング回数を 64 回に設定。出力値を制御系の演算係数に入力。
- 3) 電流コントローラを制御電圧入力 1[V]時に 1[A]出力となるように調整。
- 4) DSP ボードの A/D 変換値の確認。
- 5) DSP ボードの D/A 出力値の確認。

1)～5)の作業完了後、Fig.7.13 に示すように各構成品を接続した。

回転子を固定子の中心に設置するための簡易治具を設置し、回転子と固定子の間隙が全周にわたって等しくなるように調整したあと簡易治具を取り外し、回転子コイルに電力を供給し回転子が固定子に吸引され接触していないことを確認後、固定子コイルの浮上電流を印加した。

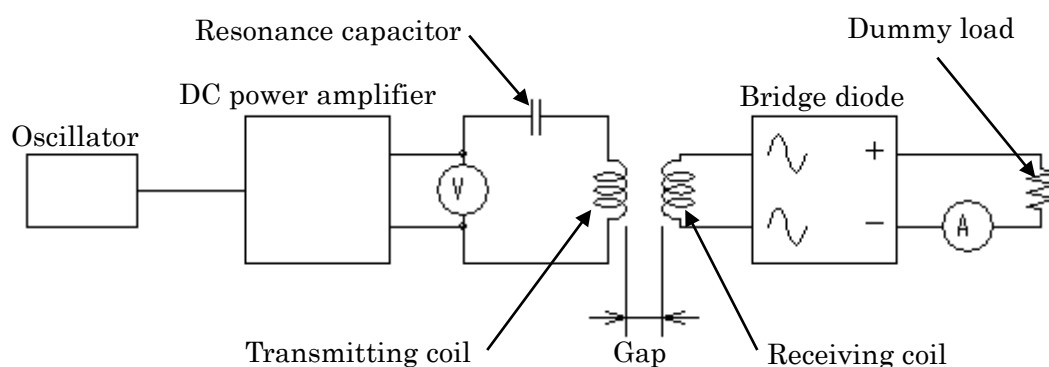


Fig. 7.12 Block diagram of power transmission character.

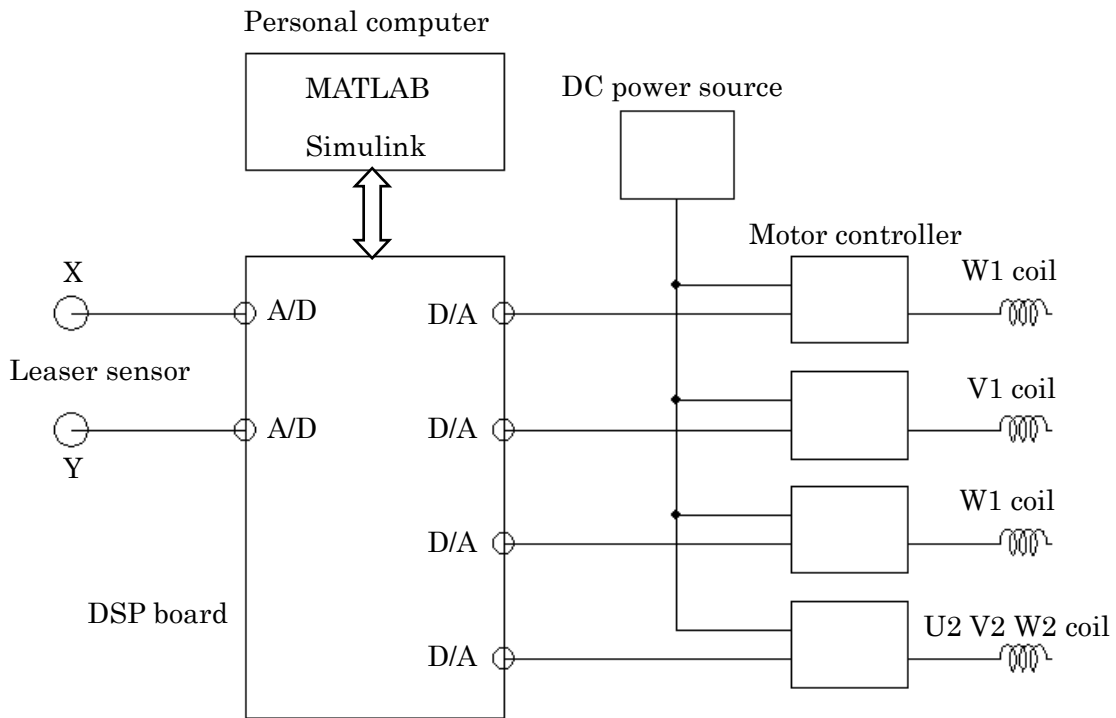


Fig. 7.13 Block diagram of rotor levitating experiment.

7.3.3 実験結果

1) 電力伝送特性

測定結果を Table 7.3 に示す。送受電コイルの間隙および変位による送電側電源の出力電圧の違いは小さい。このことから、送電側電圧を 15[V] に設定すれば、回転子コイルに一定の電力を供給可能であることが確認された。

Table 7.3 Characteristic of power transmission.

Gap	Displacement	
	0 [mm]	2 [mm]
3 [mm]	15.08 [V]	15.15 [V]
4 [mm]	14.96 [V]	15.01 [V]
5 [mm]	15.23 [V]	15.27 [V]

2) 浮上実験

前叙した手順に従い、回転子および固定子に電力を供給すると、回転子が固定子に吸着された。電流の印加を停止し、回転子を治具により設置しなおし、再度電流を印加しても、やはり回転子は固定子に吸着された。何十回と繰り返したが、回転子が固定子に吸着される位置は毎回異なっており、おおまかな傾向はあるものの、固定子の決まった位置に必ず吸着されることはなかった。

なお、回転子の XY 軸方向を拘束することで、回転子を初期浮上位置まで浮上させることが可能であることは確認できた。

7.4 実験結果の考察

回転子コイルに対する電力供給に関しては、検討した内容により設計を行ない試作したコイルで問題がないことが確認された。

浮上と位置制御に関しては、これまでの実験で自立浮上ができておらず、確認できていない事項もある。自立浮上ができない原因として以下の事が考えられる。

(1) 回転子の脚

浮上したことが目視により確認できるようにするため、固定子と回転子の浮上方向に約 0.5[mm]の段差がつくように、回転子には Fig. 7.14 に示す脚を取り付けている。この脚があることで回転子に力が加わり始めた時点では静止摩擦が、回転子が浮上し始めると動摩擦が、そして回転子が浮上すると摩擦無しと、条件が変わってしまう。制御系は回転子が浮上している状態で設計していることから、条件が変わることに対応できていないと考える。

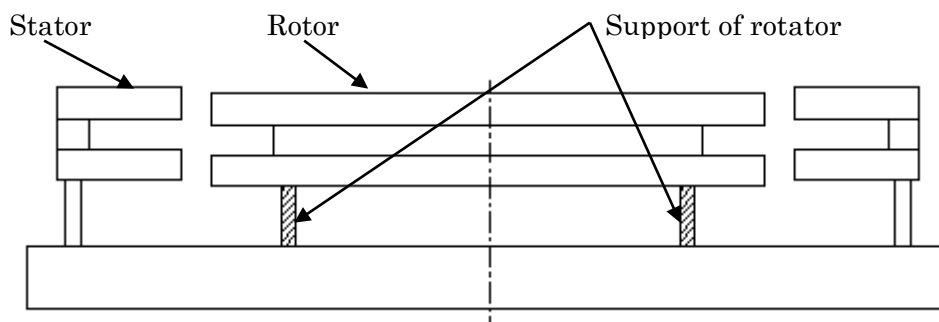


Fig. 7.14 Support of rotator

対策としては現在使用している脚ではなく、Fig. 7.15 に示す上下に稼働する支持台により、回転子を初期浮上位置に設置し、規定の電流を印加したのち、支持台を下げる方法が考えられる。

(2) レーザ変位計

使用しているレーザ変位計の仕様書での最小分解能は $4[\mu\text{m}]$ となっているが、この分解能を得るためにはサンプリング回数が 64 回必要であり、1 回のサンプリング時間が $150[\mu\text{s}]$ であることから、毎秒約 100 回の測定が最高速となる。間隙が小さく応答性が求められることから、多くの研究では制御出力を毎秒 1 万回から 10 万回程度で変化させている。実験で使用している制御系では、一回当たりの演算時間が長くなっていることから、高速化する必要があると考える。また回転子を固定した状態で、DSP ボードの A/D 変換値が約 $\pm 30[\mu\text{m}]$ 相当、ランダムに変動しており、この変動の原因はレーザ変位計の出力変動であることを確認した。

今回、研究室保有のレーザ変位計を使用したか、これらのことから同程度の分解能を有し出力変動が小さく、さらに高速サンプリングが可能な変位計を使用する必要がある。

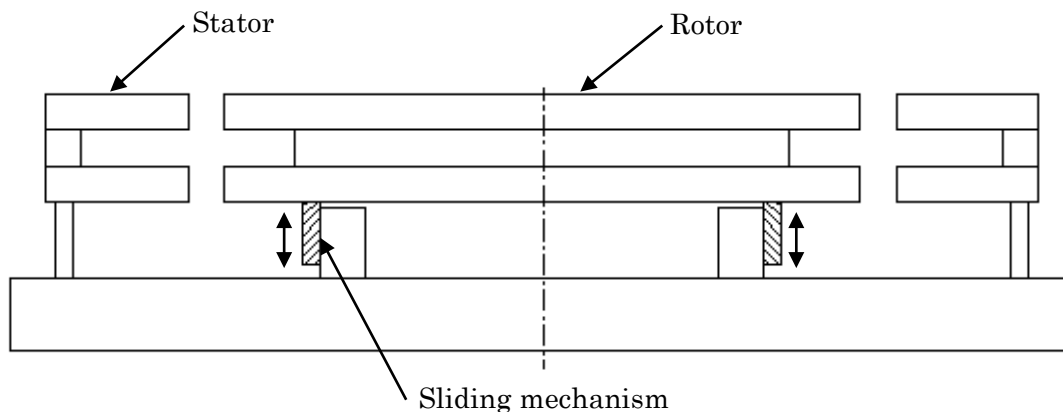


Fig. 7.15 Plan of support for rotator.

(3) 部品の加工精度

加工業者に依頼し試作モータの主要構成部品である固定子および回転子鉄心を製作してもらったが、図面指示通りの正しい寸法であるとし、加工受領時に寸法計測を行っていない。回転子を中心位置に設定するための簡易治具を用いると、固定子と簡易治具に隙間が生じる個所があったことから、ノギスにより寸法測定を行うと、対向する固定子の間隙に最大約 $100[\mu\text{m}]$ 程度の寸法の違いがある個所が存在することが分かった。 $100[\mu\text{m}]$ の違いがあると固定子・回転子間で発生する力の差が大きく、実験で使用した制御系ではこの加工誤差を考慮していないこともあり、計画した制御では誤差分の補正が行えていないと考える。

3次元測定器で部品寸法の詳細測定を行い、追加工により部品寸法の合わせ込みを行う必要がある。

7.5 結言

検討した内容に従い試作ベアリングレスモータの設計および製作を行い、実験を行うことで提案内容を確認し、実用化に向けての課題や問題点を抽出した。

回転子コイルに対する電力電送に関しては、計画した性能を得られており問題がないことが確認された。

浮上および位置制御に関しては、使用した計測装置や実験用治具の問題により、実験による確認を行っていない項目もある。これらの事項の確認を行うため、装置の改修や新たな治具の製作が必要となる。特に回転子の新たな支持機構は、スペースや寸法の制約があり、実際に有効な方法であるのかを、事前に実験を行い確認する必要がある。また、固定子および回転子鉄心の加工誤差により、本来であれば生じない不均衡な力が発生している事が判明したため、鉄心を追加工することにより寸法精度を高くする必要があり、これらの修正事項をすべて実施した後、再度実験を行う事が必要となった。

第8章 結論

8.1 研究のまとめ

本研究では、ベアリングレスモータに永久磁石を用いることにより生じる問題を解決する一つの方法として、整流コイルを用いることにより永久磁石を電磁石に置き換える新たな方式のベアリングレスモータを提案し、基本構成、機構部品の形状や寸法、回転子の浮上および回転の制御に関する基礎研究を行い、問題点の抽出と解決方法、実用化に向けての基礎を築くため、ベアリングレスモータを試作し検証を行った。ベアリングレスモータの機能を分解することにより、個々の構成品が有しなければならない機能を明らかにし、その機能を具現化するための検討を行い、検討内容に沿って試作品の設計を行い、最後に実験を実施するという手順をとっている。

以下に本研究で得られた研究成果と今後の課題に関して述べる。

- (1) 回転子に使用する永久磁石を電磁石に置き換える場合、過大な起磁力により回転子鉄心や固定鉄心に磁気飽和が生じないようにする必要があることから、モータとして機能させるための総磁束に制限が生じてしまう。このことから、電磁誘導を使用し、固定子コイルと回転子コイルとの間で電力を伝送する方法は、多くの電力を送ることが難しい。解決する方法として、電力伝送専用コイルを用いることで、回転子コイルに電力を伝送するために、固定子および回転子に電力伝送用の磁束を与えなくてもすむようになり、電力伝送に関して鉄心の磁気飽和を考えなくてもよくなる。このことにより、任意の電力を回転子コイルに供給することが可能となり、また、半波整流式しか使用できない固定子・回転子間での電磁誘導を使用する方法と異なり、電力伝送専用コイルでは全波整流式を使用することができるため、回転子コイルへの効率的な電力伝送が可能となることを示した。
- (2) 固定子および回転子の歯が平行に正対する場合、固定子と回転子との間で浮上方向に位置の違いがなければ、回転子の浮上に必要な力が発生せず、また固定子・回転子ともに強い磁力を有しないと、十分な浮上力を得ることができない。

固定子および回転子の歯にタオレをもたせることにより、浮上方向の力を効率的に得ることができるようになり、永久磁石に比べ磁力の小さな電磁石であっても、浮上力を得ることができることを示した。

- (3) 設計のために検討を行う際、シミュレーションソフトを用いることが一般的になっているが、使用するソフトウェアによっては、モデルの作成に時間を要したり、モデルや計算条件によっては誤差が大きくなる、という問題があったりする。検討段階では形状や条件を変えて何度も計算を行うことが多く、モデルの作成に時間を要するということは非常に効率が悪いことである。古典計算式に補正係数を加えることにより、基本的な数値を用いて手計算により概算値を求める方法を提案し、少ない誤差で計算を行うことができることを示した。
- (4) バイポーラ型モータの回転制御を行う場合、一般的に回転子の回転位置を検出し、この信号をもとに制御が行われているが、提案するモノポーラ型モータではセンサによる回転子位置の検出が不要となり、回転制御回路を簡素化することが可能であることを示した。計算結果による発生トルクは、回転子を回すことが可能であるものの、高速回転を行うためには不足していることがわかった。
- (5) 回転子の浮上および位置制御は、あらかじめ回転子が浮上位置にあるとして、制御系の検討および設計を行っており、実験時の試作モータの回転子は接地、不完全接地、浮上と状態が変わることになるため、XY 軸方向を拘束すれば回転子が浮上位置まで移動するが、拘束がないと回転子と固定子とが接触するまで移動してしまう問題が確認された。

8.2 今後の課題

試作モータの検討、設計および製作後の実験により、いくつかの課題があることが分かった。解決の必要な課題を以下で述べる。

8.2.1 回転トルクの課題

回転子を高速回転させるだけのトルクが、現在のコイル巻き数と電流値では発生できない。これは、2つの回転子の歯に働くトルクの差分を用いることにより、回転子を回転させる方法を使用していることが原因であり、次に述べる対策により対応する

ことが可能であるのかを検討する予定である。

(1) 回転用電流およびコイル巻き数を増やす。

起磁力は NI であることから、電流およびコイル巻き数をふやせば、起磁力が増加することから発生するトルクも増加する。しかし、鉄心の磁気飽和が生じるという問題も発生するため、いくら NI を増やしても直線的にトルクが増加しない領域まで NI を増加させた場合に、どの程度までトルクを増加させることが可能であるのかを計算により求めることを考えている。

8.2.2 初期浮上の問題

現在、発生しているいくつかの問題については、次に述べる対策により対応が可能であると考えており、実験装置の改造を行うことを考えている。

(1) 回転子支持機構の追加。

初期浮上位置にあらかじめ回転子を保持可能な支持機構を追加することにより、回転子に加わる力が制御系の設計で仮定した理想状態に近づけることを考えている。

(2) 回転子保持治具の追加。

現在、使用している回転子中心を固定子中心に一致させるための簡易治具では精度が足りていないことから、高い精度で中心を一致させるための治具を準備することを考えている。

(3) レーザ変位計の変更

今回使用したレーザ変位計は出力ノイズが大きく、また、サンプリング速度が遅いため、性能の良いレーザ変位計に変更することを考えている。

(4) 固定子・回転子の追加工

問題の主な原因となっている加工精度の悪さによる寸法を修正するためには、固定子の大きな内径寸法に合致させるしか方法がないため、固定子・回転子の間隙寸法が大きくなってしまいが、コイルに印加する電流値には余裕が十分にあることから、一番大きな内径寸法に合致するよう切削加工をおこなうことを考えている。

8.3 今後の計画

現在の試作モータは、第一段階と位置づけており、今回の試作により実用化に向けての課題を抽出することが目的であった。設計の基礎となる各構成品の機能に関して要素的な検討を終えた段階であり、課題に対して前叙した対策を実施し、再実験により対策の効果を検証したのち、実用化のための方向性を判断する。

また、固定子・回転子の間隙寸法の違いによる、最適な歯のタオレ角度を導出する手法を確立するため、さらに今回とは条件を変え計算を行うことを考えている。

永久磁石を使用する一般的なベアリングレスモータは、使用可能温度が60[°C]程度であるのに対し、今回提案したモータでは200[°C]程度まで使用することが可能であり、温度による使用制限が緩和されることになる。

実用化にあたり、まだ課題を抱えているが、本研究で得られた、永久磁石を使用しない浮上・回転機構、歯のタオレを用いた浮上力の発生、制御技術は汎用ベアリングレスモータの基礎作りとして、モータ設計に寄与できると考える。

参考文献

- [1] <http://jr-cenral.co.jp/>
- [2] <http://www.linimo.jp/>.
- [3] 清野 寛, 長嶋 賢, 超伝導技術を適用して磁気軸受を創る, 鉄道総合技術研究所, R R R, Vol.64, No.12, pp.24-27, 2007
- [4] 松江 仁, 電磁誘導原理を利用したベアリングレスモータの電磁力特性, 鉄道総合研究所, 鉄道総研報告, Vol.22, No.3, pp.47-52, 2011
- [5] K.Ohmori, S.J. Kim, T. Masuzawa and Y. Okada, “Design of an axial type self-bearing motor for small axial pump”, Proc. Of Eighth international symposium on magnetic bearings, pp.15-20, 2002.
- [6] A. Chiba, Desmond T. Power and M. Azizur Rahman, “Analysis of no-load characteristics of a bearingless induction motor”, IEEE Transactions on industry applications, vol.31, No.1, pp.77-83, 1995.
- [7] Andres O. Salazar, A. Chiba and T. Fukao, “A review of developments in Bearingless motors”, 7th international symposium on magnetic bearings, pp.335-340, 2000.
- [8] 荒谷 広宣, 岡 宏一, 陳 麗, 整流回路を用いたベアリングレスモータの開発ー回転機構に関する考察ー, 第17回「電磁力関係のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.493-496, 2003.
- [9] 荒谷 広宣, 陳 麗, 岡 宏一, 整流コイルを用いたベアリングレスモータの開発, 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, pp.428, 2006.
- [10] 佐伯 真司, 整流コイルを用いたベアリングレスモータのモータ特性に関する研究, 高知工科大学修士論文, 2011.
- [11] 松田 健一, 喜多 俊之, 増澤 徹, 岡田 養二, 人工心臓用磁気浮上モータの研究, 日本機械学会, D & D コンファレンス 2000 CD-ROM 論文集, 2000.
- [12] 金箱 秀樹, 小西 博英, 岡田 養二, ローレンツ力を利用したラジアルセルフベアリングモータの開発, 日本機械学会, D & D コンファレンス 2000 CD-ROM 論文集, 2000.

- [13] Philipp Karutz, Thomas Nussbaumer, Wolfgang Gruber, Johann W. “Kolar, Nevel Magnetically Levitated Tow-Level Motor”, IEEE Transactions on mechatronics, Vol.13, No.6, 2008.
- [14] 大井 一伸, 松橋 大器, 野村 昌克, ワイドギャップ構造ベアリングレスモータの特性測定, 明電時報, 通巻 331 号, No.2, pp.35-40,2011.
- [15] 杉元 紘也, 朝間 淳一, 千葉 明, トロイダル巻きを用いた多極シンコクエントポール型ベアリングレスモータの磁気支持特性, 電気学会論文誌 D, Vol.132, No.12 pp.1112-1120, 2012.
- [16] <http://www.lenitronix.com/>.
- [17] <http://www.MitsubishiElectric.co.jp/fa/>
- [18] <http://www.nakano-permalloy.co.jp/>.
- [19] <http://www.magfine.co.jp/>.
- [20] <http://www.neomag.jp/>.
- [21] <http://www.26magnet.co.jp/>.
- [22] 電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会, 磁気浮上と磁気軸受, コロナ社, 1993.
- [23] 江崎 通彦, 実現する革命的なもの・システムつくりの方法, 日本資材管理協会, 2008.
- [24] Michihiko Esaki, “Method for Creating Wisdom from Knowledge”,日本資材管理協会, 2009.
- [25] 居村 岳広, 内田 利之, 堀 洋一, 非接触電力伝送における電磁誘導と磁界共鳴の統一的解釈, 電気学会自動車研究会資料, pp35-40, 2009.
- [26] 阿部 茂, 非接触給電とパワーエレクトロニクス技術, 島田理化技報 No.21, 2011.
- [27] 庄木 裕樹, ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み, 信学技報, WPT2010-07, 2010.
- [28] 遠井 敬大, 金子 裕良, 阿部 茂, 非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現, 電気学会半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, 2011.
- [29] 綾野 秀樹, 長瀬 博, 稲葉 博美, 高効率非接触給電装置の検討, 電気学会論文集 D, Vo.123, No.3 pp.263-270, 2003.
- [30] 小柴 公也, 特集 ワイヤレス・エネルギー伝送技術, 電気学会誌, Vol.129, No.7 pp.410-417, 2009.

- [31] 本多 波雄, 城戸 健一, 交流理論, 朝倉書店, 1975.
- [32] 二村 忠元, 電磁気学, 朝倉書店, 1976.
- [33] 電気学会, 電気機器設計 (第26版), 電気学会, 1999.
- [34] 福島 弘毅, 電気機械工学 I, 朝倉書店, 1972.
- [35] 福島 弘毅, 穴山 武, 電気機械工学 II, 朝倉書店, 1972.
- [36] 川西 健次, 近角 聰信, 櫻井 良文, 磁気工学ハンドブック, 朝倉書店, 1998.
- [37] 中田 高義, 伊藤 昭吉, 河瀬 順洋, 有限要素法による交直電磁石の設計と応用, 森北出版, 1991.
- [38] <http://www.jsol.co.jp>
- [39] <http://www.elf.co.jp>
- [40] 高橋 則雄, 磁界系有限要素法を用いた最適化, 森北出版, 2001.
- [41] 電気学会, 電気工学ハンドブック (第6版), 電気学会, 2001.
- [42] 変換部品標準化委員会, EIAJ-RCR-2702 トランスの安全アプリケーションガイド, 電子情報技術産業協会, 2001.
- [43] Lloyd H. Dixon, "Magnetics Design for Switching Power Supplies", Texas Instruments Inc., 2001.
- [44] 日本磁気学会, <http://www.magnetcs.jp/>
- [45] 山口 仁, 渡部 俊春, 山田 一, 電磁石と鉄片間の磁気吸引力の近似計算法, 電気学会論文集D, Vol.166, No.1, pp-94-99, 1996.
- [46] 大島 政英, 宮澤 悟, 泥堂 多積, 千葉 明, 中村 福三, 深尾 正, 永久磁石ベアリングレスモータの解析と基礎特性, 電気学会論文集D, Vol.115, No.9, pp1131-1139, 1995.
- [47] 大島 政英, 宮澤 悟, 千葉 明, 中村 福三, 深尾 正, 表面磁石構造ベアリングレスモータのトルク、半径方向力係数の理論値, 平成 15 年度電気学会全国大会論文集, 5 分冊, pp138-139, 2003.
- [48] TDK, 磁気回路設計資料, 2012.
- [49] <http://www.orientalmotor.co.jp/>.
- [50] <http://www.skcyj.co.jp/>.
- [51] <http://www.ipdl.inpit.go.jp/>
- [52] <http://www.mathworks.co.jp/>

研究実績

1. 投稿論文

- [1] 立花邦彦、岡宏一、CADと解析ソフトによる小型発電機的设计、
電気学会論文誌D、Vol.132・No.11、2012
- [2] 立花邦彦、岡宏一、非対称平巻きコイルを用いた非接触給電における伝送効率の
考察、日本AEM学会誌、掲載決定
- [3] 立花邦彦、岡宏一、全波整流コイルと歯のタオレを用いたベアリングレスモータ、
日本AEM学会誌、掲載決定

2. 学会発表

2.1 国際学会

- [1] 立花邦彦、岡宏一、Design of Small Electric Generator by Free CAD and
Analysis Software、MAGDA2011、台湾、2011

2.2 国内学会

- [1] 立花邦彦、岡宏一、整流コイルを用いたベアリングレスモータのロータ浮上、
日本機械学会、Dynamics and Design Conference 2012、慶應義塾大学、2012
- [2] 立花邦彦、岡宏一、整流コイルを用いたベアリングレスモータのロータ浮上、
電気学会、リニアドライブ/モータドライブ合同研究会、高知工科大学、2012
- [3] 立花邦彦、岡宏一、整流コイルを用いたベアリングレスモータの浮上と回転制御、
日本AEM学会、第22回MAGDAコンファレンス、宮崎観光ホテル、2013
- [4] 立花邦彦、岡宏一、整流コイルを用いたベアリングレスモータの浮上と回転制御、
電気学会、リニアドライブ/モータドライブ合同研究会、三重大学、2013

謝 辞

本研究の推進および論文の執筆にあたり長期間にわたって、終始丁寧かつ適切な御指導を賜りました指導教官のシステム工学群、岡宏一教授に深く感謝の意を表します。また本論文の副査を快諾して下さった地域連携機構、熊谷靖彦特任教授、システム工学群、井上喜雄教授、竹田史章教授、芝田京子准教授に感謝します。

日ごろより研究活動をともにし、助言や励ましあった知能制御工学研究室の皆様に感謝いたします。

博士後期課程進学に理解を示し、つねに励ましや応援をしてくれた両親にも深く感謝いたします。