

2024（令和6）年度 修士学位論文

非接触給電を用いた
小型ベアリングレスモータの開発

Development of small bearing-less motor
using resonance type contactless power supply

2025 年 2 月 10 日

高知工科大学大学院 工学研究科基盤工学専攻
知能機械工学コース

1275022 中川 拓海

指導教員 岡 宏一教授

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 ベアリングレスモータ	2
1.3 非接触給電	4
1.4 研究目的	10
1.5 論文の構成	11
第2章 試作機	12
2.1 試作ベアリングレスモータの機構	12
2.2 回路図	14
2.3 回転原理・制御	15
2.4 浮上原理・制御	15
2.5 磁極のタオレ	16
2.6 水平方向位置制御	16
第3章 FEM解析を用いた制御性の評価	17
3.1 高さ方向の浮上制御性	17
3.2 回転子にかかるトルクの解析と回転制御性	19
3.3 水平方向位置の制御方法	20
3.4 水平方向の運動方程式	21
3.5 水平方向にかかる力の解析	22
3.6 水平方向位置制御シミュレーション	25
第4章 水平方向位置制御実験	29
4.1 実験概要	29
4.2 実験装置	29
4.3 実験結果	33
第5章 結論	36
5.1 まとめと今後の展望	36
謝辞	36
参考文献	37

第1章 序論

1. 1 研究背景

現代社会において、モータは様々な用途で用いられている。扇風機やエアコンなどの電化製品にはじまり、産業機械や農業機械など幅広い利用がされている。近年では、電気自動車産業が発達する中で、省電力性や高トルクといった特性を持つモータなどが求められるなど、用途に対して、適切な特性をもつモータが必要とされている。その中で、医療機器や、食品加工工場におけるベルトコンベアなど、モータに対してクリーンな特性を求められる利用方法が数多くある。特に、現在でも巨大な需要がある半導体の製造の場面では、薬品を搬送するためのポンプにモータを利用しており⁽¹⁾、異物の混入が許されない半導体の製造ではクリーンな特性が必要不可欠である。

一般的なモータは、図 1.1 に示すように回転を支持するためにベアリングなどの機械式の軸受けを用いている。しかし、これを用いると機械的接触による塵が発生することが考えられる。また一般に、回転時の摩擦の軽減を目的に軸受け部分に潤滑剤を使用する必要があるため、その汚損が発生してしまう。さらに、メンテナンスとして潤滑剤を定期的に交換する際に、発生する汚損に関しても考える必要がある。このため、現在一般的に用いられている方式のモータは、クリーンな特性を求められる使用状況では、適しているとはいえない。

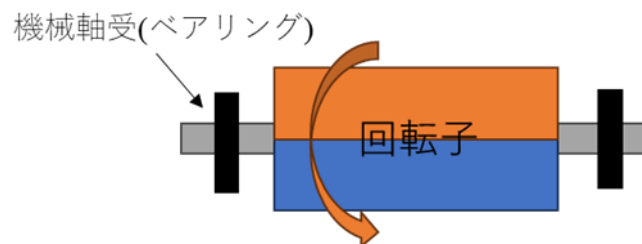


Fig. 1.1 Schematic diagram of a typical motor

これらの一般的なモータに対して、クリーンな特性を満たすモータとして、磁気軸受けモータがあげられる。磁気軸受けモータとは、図 1.2 のように通常のモータではベアリングなど、機械的接触によって回転を支持している軸受け部分を、磁気浮上によって非接触で支持する方式のモータである。軸受け部分を非接触にしたことで、機械的接触による塵やほこりの発生を考える必要がないという利点がある。また、非接触であることから潤滑剤を必要としなくてもスムーズな回転が可能であり、それによる汚損を考えなくてもよいことや、潤滑剤の補充にかかるメンテナンスなども発生しないため、よりクリーンな特性を持っているといえる。以上のことより、モータに対してクリーンな特性を求められる場面においては磁気軸受けモータを用いることが適していると考えられる。また、磁気軸受けモータの特性として、超高速回転が可能であることや、振動・騒音がきわめて小さいこと、特殊環境下（高温、低温、真空中）での使用が可能であるといった長所があげられる。⁽²⁾ 一方で、通常のモータと比較して、磁気浮上機構を軸受け部分に持つため、通常のベアリングを軸受けとして用いるモータと比較して、大型化してしまうという短所を持っている。

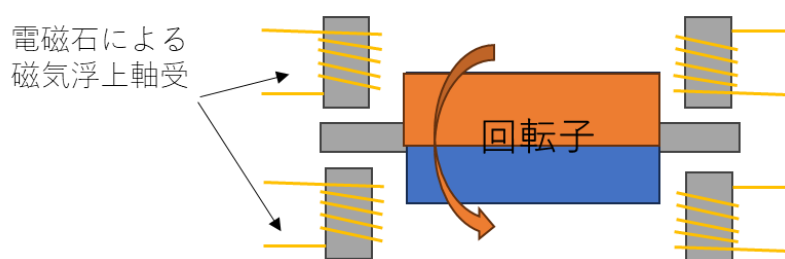


Fig.1.2 Magnetic bearing motor schematic

1.2 ベアリングレスモータ

磁気軸受けモータについて、非接触での軸受けを持つことによる様々なメリットを持つ一方で、磁気浮上機構によってモータが軸方向に大型化してしまうことや、高コスト化してしまうといったデメリットを持つ。これらのデメリットを小さくし、小型化、低コスト化しながら磁気軸受けとしてのメリットを十分に持つことのできる機構として、ベアリングレスモータが研究、開発されている。ベアリングレスモータとは図 1.3 に示すように、磁気浮上軸受けがもつ磁気軸受け部分に用いる電磁石と、回転子を回転させる駆動制御部分に用いる電磁石について、それら二つが行う磁気浮上制御と駆動制御を一体化させたモータである。⁽³⁾

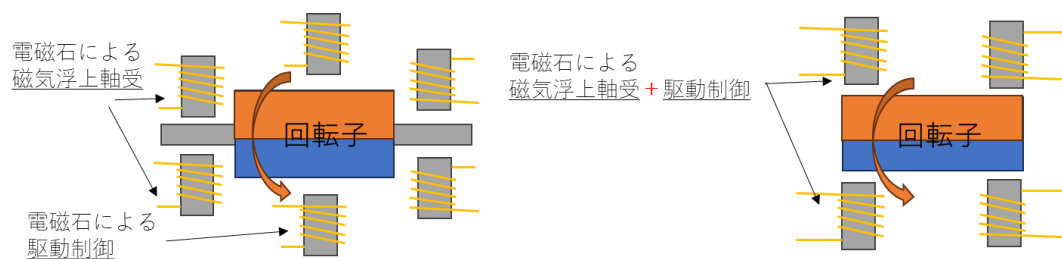


Fig. 1.3 Magnetic bearing motor (left) and bearing-less motor (right)

現在開発されているベアリングレスモータについては、さまざまなものがあるが、その多くが回転子部分に永久磁石を使用している⁽⁴⁾。しかし、永久磁石は以下に示すような要因で磁力を減らしてしまう減磁や、完全な磁力の喪失が考えられる。

(1) 外部磁界による減磁

磁石は外部からの磁界の影響を受けて、減磁が発生することがあり、磁石同士を反発させるだけでも減磁してしまうこともある。特に、保磁力の小さい磁石ではこの現象が現れやすく、使用用途から予測してあらかじめ保磁力の高い材質を選定するなどの検討が必要となる。

(2) 自己減磁

磁石自体の磁力が徐々に減衰していく現象であり、磁石極面から磁石内部に発生する磁界の影響で起こる減磁である。自己減磁は磁石の形状、寸法比に依存する。

(3) 高温減磁

ネオジムなどの希土類磁石の場合、温度変化が大きいほど、高温側で減磁が発生し、高温になるほど、磁力の強さが低下する。また、元に戻らない不可逆減磁が起こることもあり、注意が必要である。

(4) 低温減磁

高温で減磁を起こすネオジム磁石と異なり、フェライト磁石では、温度がマイナス側に变化するほど減磁が発生する。⁽⁵⁾

また、表 1.1 に示すように磁石はそれぞれキュリー温度を持ち、キュリー温度以上では完全に磁力を失ってしまう。また、フェライト磁石やアルニコ磁石と比べて希土類磁石であるネオジム磁石やサマコバ磁石は、強い磁力を持っていることが分かるが、上限耐熱温度を見てみると小さくなっているため、高温環境での使用が難しいという欠点があげられる。

Table 1.1 Magnet properties ⁽⁶⁾

Item	Unit	Neodymium	Heat resistant neofymium	Samarium covalt	Ferrite	Alnico
Residual magnetic flux density	T	Over 1.26	Over 1.23	Over 1.03	Over 0.385	Over 1.25
Coercive force bHC	KA/m	Over 859	Over 923	Over 640	Over 230	Over 47.7
Coercive force iHC	KA/m	Over 955	Over 1592	Over 1190	Over 235	Over 47.7
Maximum energy product	KJ/m ³	Over 260	Over 287	Over 140	Over 27.9	Over 38.2
Density	g/cm ³	7.3~7.5	7.3~7.5	8.3	4.8~5.0	7.3~7.4
Upper working temperature	°C	80	150	200	300	400
Curie temperature	°C	310	340~400	710	450~460	850
Vickers hardness	HV	500~600	500~600	600	480~580	650

1.3 非接触給電

近年、スマホはじめ、電動歯ブラシやなどの生活家電の充電用として、非接触給電技術の利用が進んでいる。また、バッテリー交換が必要ないという利点を生かし、工場内の自動搬送ロボットへの充電に活用されていることや、駐車場の送電コイルの上に停車するだけで充電ができるという手軽さから、電気自動車への充電にも利用されている。また、今後期待される技術として、停止中だけでなく走行中にも道路から電気自動車に給電を行うことのできるシステムの開発も行われており、これによって電気自動車の航続距離の短さを解決することが期待されている。さらに、宇宙太陽光発電として、地上から 36,000km の静止衛星軌道上で地上よりも効率よく、より多くの太陽エネルギーを受け取り、そのエネルギーを集約しレーザやマイクロ波で地上に送り、電力に変換するという技術にも注目が集められている。

(7) このようにさまざまな分野での活躍が期待され、開発が盛んになっている技術である。

非接触給電技術には、以下に示すような 5 つの方式があり、それぞれの方式に長所や短所をもち、用途によって使い分けがなされている。

(1) 電磁誘導方式

電磁誘導方式とは、19 世紀に活躍した、イギリスの化学者マイケル・ファラデーによって発見された「電磁誘導の法則」を利用した非接触給電の方法である。電磁誘導の法則とは、コイルを通る磁束が変化するとき、その磁束の変化の度合いに応じた電流がコイルに流れるというものである。電磁誘導方式では図 1.4 に示すように、1 次コイルを交流電源に接続し、2 次コイルに対し非接触給電を行う。1 次コイルに交流電流が流れるとき、その磁束が変化する。この時、2 次コイルを通る磁束が変化し、電磁誘導の法則より 2 次コイルに誘導電流が流れることで電力を 1 次コイルから、2 次コイルに電力を伝達することができる。

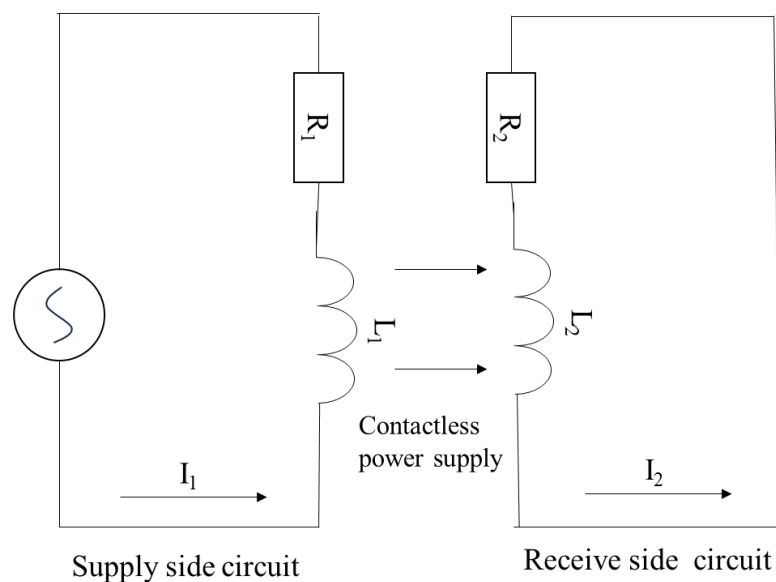


Fig. 1.4 Electromagnetic induction type contactless power supply

電磁誘導方式の長所としては構造が簡素であることからコストが掛からないことや、近距離で高効率な給電が可能であることなどがあげられる。一方で短所としては、1 次コイルと 2 次コイルの距離が離れたり、中心の位置がずれたりすると、1 次コイルが発生した磁束のすべてが 2 次コイルを通ることができず、漏れ磁束となってしまうことで効率が大きく低下してしまうことがあげられる。⁽⁸⁾このような特徴から、電磁誘導方式はスマートフォンの充電や電動歯ブラシの充電に用いられている。

(2) 磁界共鳴方式

磁界共鳴方式は電磁誘導方式と同様で，コイルの磁界を利用する送電方式である．電磁誘導方式との違いは給電側のコイルと受電側のコイルのそれぞれに共振用のコンデンサを加え，LC 共振という音叉の共振現象（図 1.5）にも似た現象を利用している点である．音叉の共鳴について，音叉 A を叩くと空気が疎密波となって圧力の高いところと低いところが交互に入れ替わりながら音叉 B へと伝わっていく．この時，音叉 A から発された疎密波が音叉 B を押したり引いたりするが，音叉 B の固有振動数と波の周期が一致するとき音叉 B の振動がどんどんと大きくなる．これが共鳴現象である．この現象は音叉 A と B の固有振動数が等しいとき起こる．

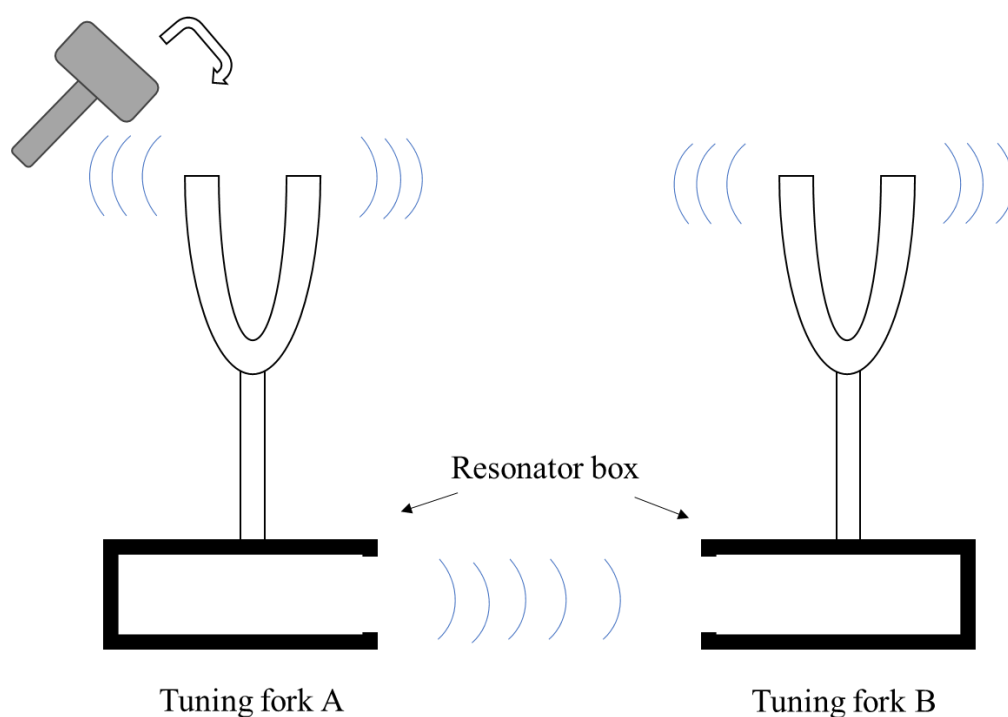


Fig. 1.5 Tuning fork resonance

これに対して LC 共振とは，図 1.6 に示すように同じ共振周波数を持つ二つの LC 回路を受電側と送電側に用いることで 2 つのコイルの磁界を共鳴させることによって，お互いに磁界を結合させ強め合うというものである．これによって強められた磁界によって電力を受電側コイルに供給する方式が，磁界共鳴方式である．

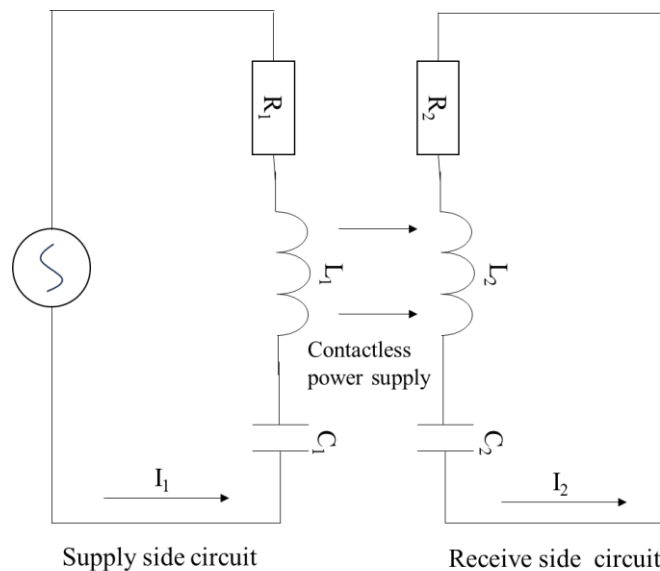


Fig. 1.6 Resonance of electro circuit

LC 共振に用いられる共振周波数 $f(\text{Hz})$ は、受電側、送電側回路のコイルのインダクタンスをそれぞれ L_1 , $L_2(\text{H})$ とおき、コンデンサの静電容量をそれぞれ C_1 , $C_2(\text{F})$ とくと次の式より求められる。⁽⁹⁾

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1.1)$$

この技術は 2007 年に米国マサチューセッツ工科大学 (MIT) のマリン・ソーリャッチ教授らから論文が発表され、話題になったものであり、MIT の実験では直径約 60(cm) のコイルから 2(m) 離れたところに電力を伝送し、60(W) の電球を点灯させることに成功している。このように磁界共鳴方式の長所としては、電磁誘導方式と比べて長距離の伝送が可能であることがあげられる。また、共振現象によって磁界が強められていることからコイルどうしの位置が少しずれても送電が可能であることがあげられる。デメリットとしては、共振回路を設計するための回路定数がシビアであることから回路設計が難しいことがあげられる。これらの特徴から、磁界共鳴方式は、電気自動車の充電などに用いられている。

(3) 電界結合方式

電界結合方式とは電磁誘導方式と違い、静電誘導現象を用いた方式である。電磁誘導現象が磁界によって電流が誘導されるのに対して、電界によって電圧を励起するのが静電誘導現象である。図 1.7 に示すように、給電側の電極に+の電荷を注入したと

き，その正電荷に引き寄せられて，もう片方の電極に負電荷が集まるという現象であり，このとき給電側と受電側の双方に電流が流れる．

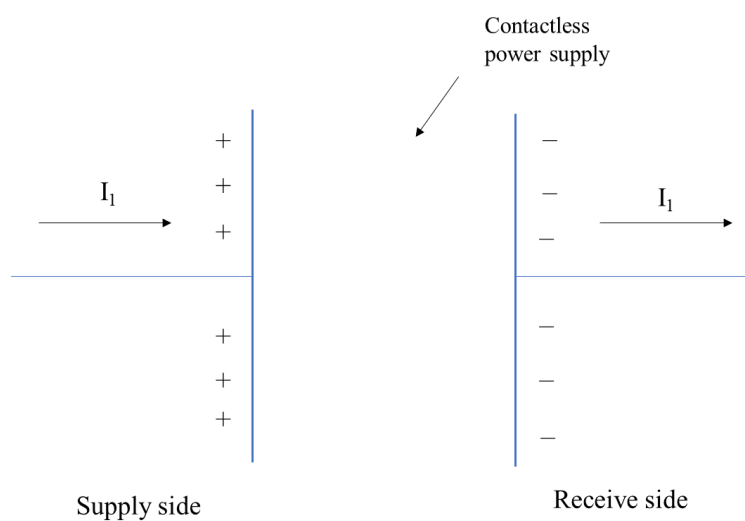


Fig. 1.7 Electrostatic induction phenomenon

電界結合方式は，図 1.8 に示すように 2 対の電極を用いることでその電極間に電圧を励起し，受電する側に設置した電極に電流を流すことができるというものである．

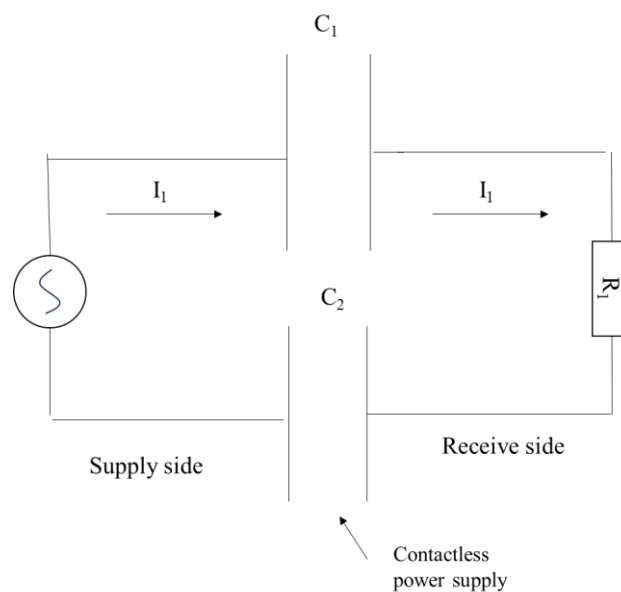


Fig1.8 Capacitive coupling type contact-less power supply

電界結合方式の長所は電磁誘導方式と比較して、安価で軽量な非接触給電システムを作成することができる点である。また、給電部にコイルを必要としないため、発熱が少ないことがあげられる。さらに、電磁誘導の法則を用いる電磁誘導方式では対抗するコイルの位置によって漏れ磁束が発生するため位置を揃える必要があったが、静電誘導現象では対抗させる電極の位置の自由度がより高い点も長所である。一方で、静電誘導現象のために高電圧が必要であることや、磁界よりも電界の方がとても伝わりづらいため、電界結合方式ではより一層近距離で非接触給電を行う必要があり受電部と給電部の距離を離すことに向いていないという点があげられる。

(4) 電磁波方式

電磁波方式は、電波または、レーザ光を用いる方式である。この方式は宇宙空間から地上に向けての宇宙太陽光発電(図 1.)などの長距離の電力の給電なども想定した、超長距離での電力送信ができる技術として開発が期待されている。その概要としては給電側のエネルギーを電波やレーザ光に変換し、それをアンテナなどで受信して電力に変換するという技術である。遠距離での電力の輸送ができるという長所をもつことが期待されているが、一方送電できる電力が現在では小さく送電効率も低くなると考えられている。

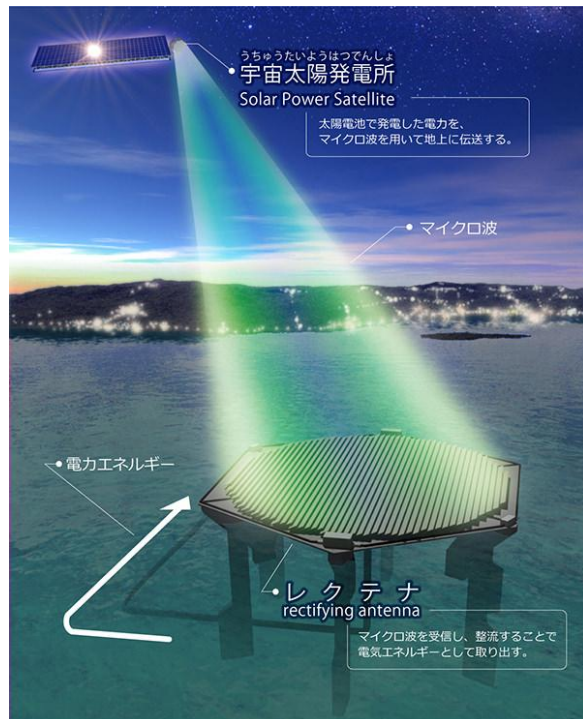


Fig. 1.9 Space solar power station (SPS) ⁽¹¹⁾

以上の4つの方式がある．表 1.2 にこれらの方式の伝送距離，伝達可能電力，伝達効率，使用する周波数についてまとめたものを示す．

Table 1.2 Type of contact-less power supply method ⁽¹²⁾

Parameter	Electromagnetic induction system	Magnetic field resonance system	Electric field coupling system	Radio wave transmitting system
Transmission distance	Several millimeters ~ 100mm	Several millimeters ~ Several meter	Several millimeters ~ Several centimeters	ten of cm ~ Several meter
Transmission power	Several W ~ Several kW	Several W ~ Several kW	Several W ~ Several hundred W	1 W or less
Power usage efficiency	70% ~ 90%	40% ~ 60%	60% ~ 90%	70% ~ 90%
Frequency	10kHz ~ Several kHz	Several hundred kHz ~ Ten of MHz	Several hundred kHz ~ Ten of MHz	Medium wave ~ Microwave

1.4 研究目的

本研究では，非接触給電を用いた小型ベアリングレスモータの開発を目指しており，これには2つの目的がある．

1つ目の目的は，永久磁石を使用しない，電磁石のみで構成されたベアリングレスモータを開発することである．これには，永久磁石の持つ外部磁界による減磁や自己減磁，温度変化による減磁などの使用環境に対する脆弱性を，電磁石を使用するベアリングレスモータを開発することで回避する狙いがある．永久磁石を用いずに電磁石のみでベアリングレスモータを駆動させるためには，通常，回転子の磁界を構成するために用いられる永久磁石を電磁石に置き換える必要がある．ところが，電磁石に磁界を発生させるには，電線を使い電力を回転子に供給しなければならないのだが，これは回転子の回転を阻害する．そこで，本研究では非接触給電を用いることで回転を阻害せずに，電磁石によって構成された回転子に電力を供給することとした．また，その際の給電方式については，給電コイルと送電コイルの間隙を大きくとることができ，コイルの位置ずれによる伝送効率の低下が小さいという特徴をもつことから磁界共鳴方式を選択することとした．

2つ目の目的として，ベアリングレスモータの構造を見直し，より小型なものを開発することである．これに対して本研究では，傾き方向の制御と，高さ方向の制御について受動的に可能にできるようにすることで小型化を試みた．またこの実現のために，回転子を小型なものにすることや，磁力を最大限利用できるような磁極の形状を考慮した．

1.5 論文の構成

本論文の第2章では、研究で扱った試作機の構造、動作原理などについて述べる。第3章では、CADソフトで作成した試作機のモデルに対して、その浮上や回転の可能性について、電磁界解析ソフト JMAG を用いて解析を行った結果について述べる。第4章では、回転子の水平方向の位置制御について、実験を行った内容を述べる。第5章では本研究内容についての結言および今後の展望について述べる。

第2章 試作機

2.1 試作ベアリングレスモータの機構

試作したベアリングレスモータのモデル図を図 2.1 に示す。また、回転子と固定子の諸元表についても表 2.1 に示す。試作機械の構造は永久磁石埋め込み型の三相交流同期モータを参考に、歯数 4 個の一層からなる回転子と歯数 6 つの単層の固定子を作成した。この時、回転子と固定子の空隙は 1mm として設計し、回転子のコイルの巻き数については軽量化を考えて、50 回巻きとした。また、回転子に対して電力を供給するための非接触給電に用いるコイルは回転子と固定子それぞれの中心に設置するような構造とした。また、コイルの回転子に電力が供給されたときの磁力の向きと磁極を示したものを図 2.2 に示す。回転子の磁極は対角線上に位置する歯どうしが同じ磁極を持つようにした。

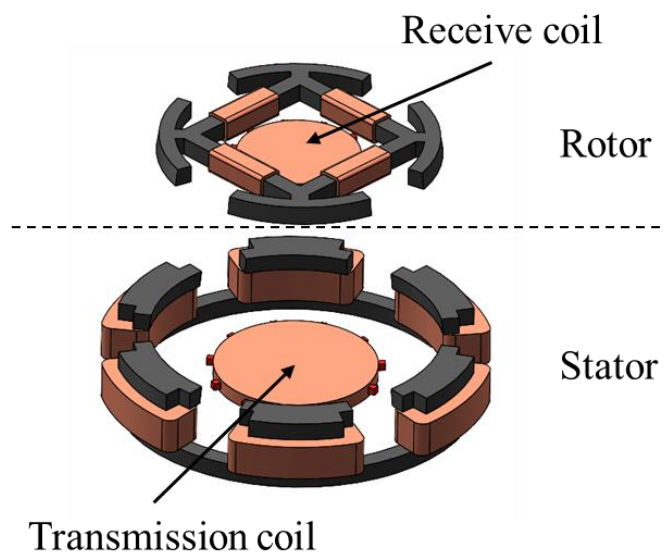


Fig. 2.1 The structure of bearing-less motor

Table 2.1 Parameter of rotor and stator

Parameter	Rotor	Stator
Material	SS400	
Teeth number	4	6
Winding number of coil	50	100
Mass (g)	93	-
Outside (mm)	$\phi 78$	$\phi 100$
Inside (mm)	$\phi 38$	$\phi 80$
Thickness (mm)	5	5
Air gap (mm)	1	

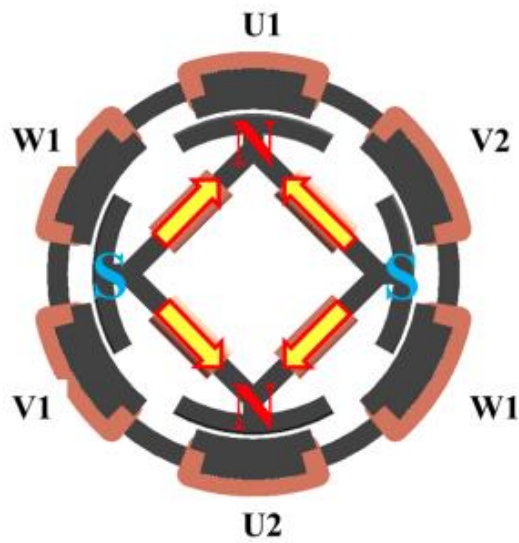


Fig. 2.2 Roter poles (Top view)

2.2 回路図

今回作成した試作機の回路図を図 2.3 に示す．試作機では，回転子が位置ずれしても電力効率の低下が小さくすみ，コイル間の空隙が大きくても安定して非接触給電が可能であるという利点から共鳴型非接触給電方式を用いることとした．AC 電源に接続した給電側 LC 回路と，等しい共振周波数を持つ受電側の LC 回路との間で非接触給電が行われるよう設計されている．また，受電側に供給された交流はブリッジダイオードを用いて全波整流することで直流に変換し，回転子コイルの磁極を固定する．固定された磁極を持つ回転子のコイルと，アンプにつないだ固定子コイルに働く磁極によってモータを作動させる設計となっている．

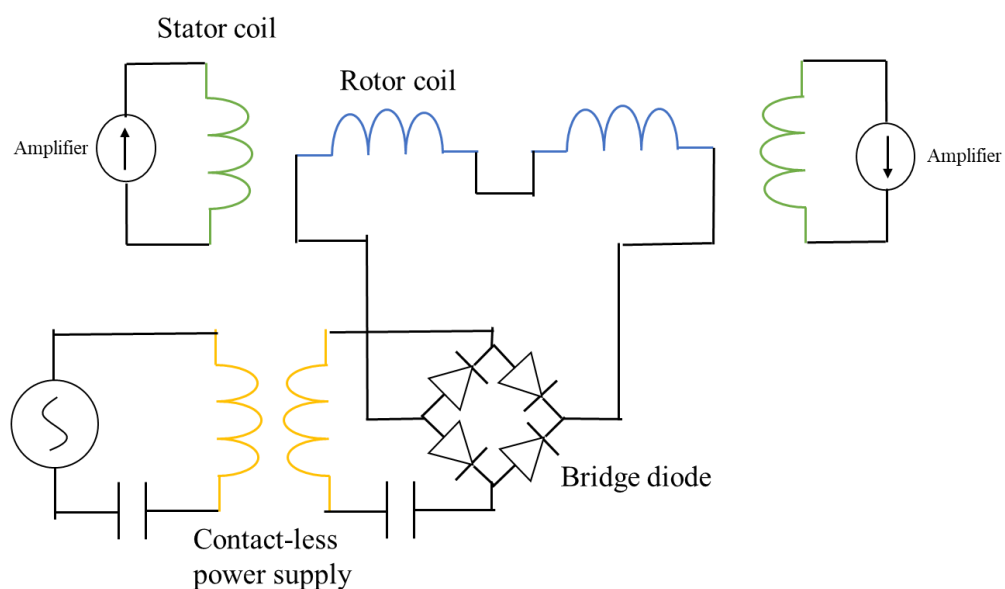


Fig. 2.3 Circuit diagram

2.3 回転原理・制御

試作したベアリングレスモータは永久磁石埋め込み型の三相交流同期モータを参考にして設計されており、その回転原理についても同様の考えで行った。図の 2.4 に示すように磁極を固定した回転子に対して、固定子側のコイルを U 相，V 相，W 相の 3 つの層に振り分け，それぞれ位相を 120 度ずつずらした三相交流を印加することで連続した回転を行うことができるようにした。また，三相交流の周波数を変更するだけで回転速度を制御することができることから制御が簡単であると考えられる。

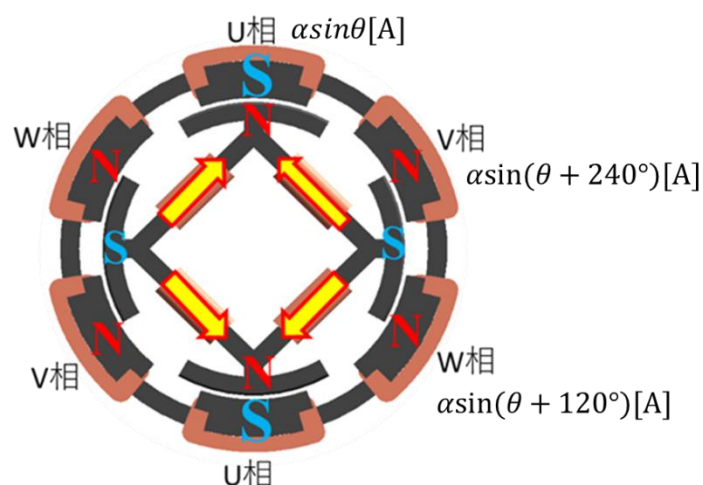


Fig. 2.4 Stator Current

2.4 浮上原理・制御

試作機の断面図を図 2.5 に示す。回転子の外周を囲む固定子コイルに三相交流をながすことによって発生させた磁界と，非接触給電により回転子コイルに電流を流すことにより発生する磁界によって，固定子が回転子を引きあげるような力を発生させることで，回転子を浮上させる。このとき，回転子が固定子の上面より上に上昇すると，回転子を引き上げる磁力が発生しなくなるため，高さ方向の浮上について受動的な制御が可能であると考えられる。また，回転子が軽量であることから，小さな復元力で回転子が水平状態に戻ると考え，傾き方向の制御についても受動的にすることが可能であると想定した。

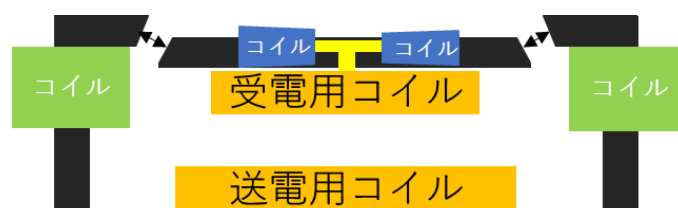


Fig. 2.5 The schematic view

2.5 磁極のタオレ

回転子に永久磁石を埋め込んだモータと異なり、電磁石だけで動作する本機では、永久磁石と比べて大きな浮上力を得ることは難しい、そこで、回転子と固定子の磁極に図 2.6 に示すようなタオレをつけることで、浮上力の増強を図っている。回転子と固定子の間に働く磁力の向きは、タオレをつけることによって斜め上に引っ張られるような形となり、回転子は通常の場合よりも大きい浮上力を得ることができる。

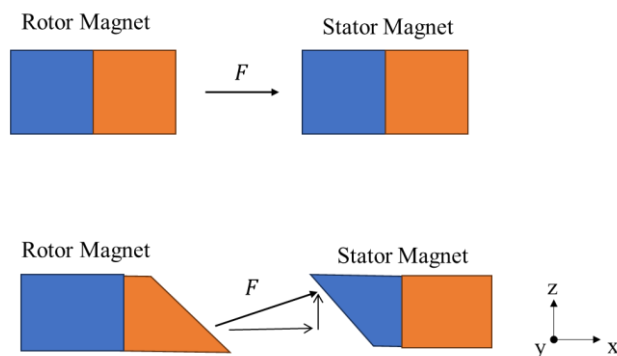


Fig 2.6 Magnetic pole inclination

2.6 水平方向位置制御

回転子の水平方向の位置を、固定子の中心にくるよう制御する必要がある。図 2.7 に示すように試作機を上面から見たとき回転子の y 軸方向の位置制御について U 相に流す電流の大きさを変えることでコイルの磁束を変化させ制御することとした。また、x 軸方向の位置制御については、V 相と W 相のコイルを流れる電流の大きさを調整することで制御することとした。

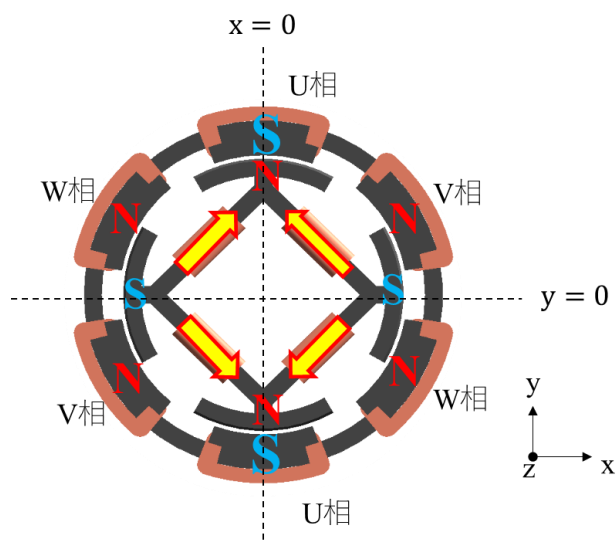


Fig. 2.7 Top view

第3章 FEM解析を用いた制御性の評価

3.1 高さ方向の浮上制御性

固定子コイルに三相交流を流し、回転子コイルに電流を流した時、回転子が得られる浮上力についてFEM解析を行った。解析には株式会社JSOLが提供する電磁界解析ソフトJMAGを用いた。解析条件として、図3.1に示すような電流を流した状態を想定しおこなった。回転子にはそれぞれのコイルに1(A)、固定子コイルについては3(A)の三相交流を流した時、U相の電流が $3\sin(270^\circ)$ [A] = -3[A]となる状態とした。また、このときV相、W相のコイルに流れる電流は1.5(A)であり、U相と逆の磁極を持つ。回転子と固定子はお互いにひきつけ合うよう、向き合う歯どうしが異極となるよう設定した。図3.2に示す断面図のように固定子の上面を基準0(mm)とし、そこから高さ方向に0.5(mm)ずつ鉛直下向きに回転子を下げていったとき、-2.5(mm)から0(mm)の範囲について回転子にかかる浮上力の解析を行った。

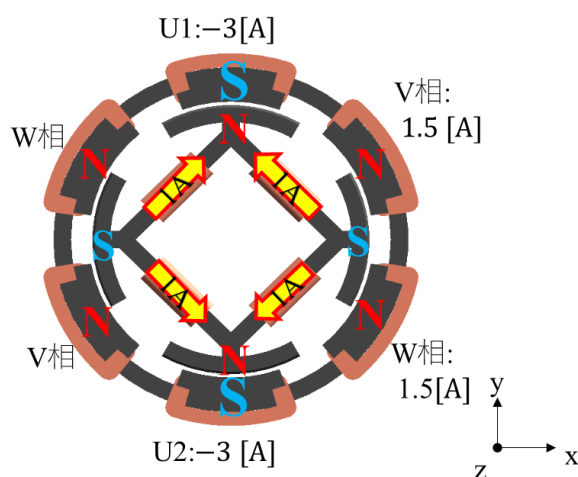


Fig. 3.1 Current conditions

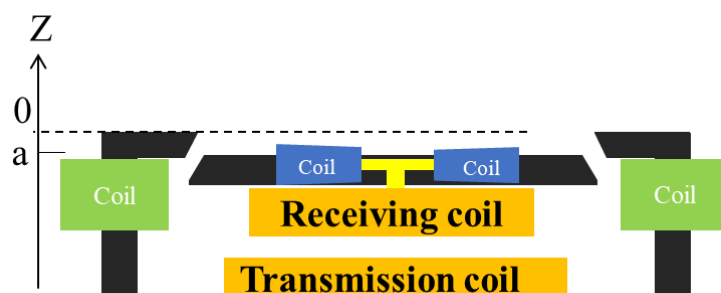


Fig. 3.2 Sectional view

解析を行った結果について図 3.3 に示す。回転子にかかる浮上力は、 $-1.5(\text{mm})$ で最大値を $1.9(\text{N})$ をとり、回転子の位置が固定子上面に近づくにつれて低下していくという結果となった。このとき、回転子の重量が $93(\text{g})=0.91(\text{N})$ であることより、浮上力と重量が $-0.4(\text{mm})$ 付近で釣り合うことが分かる。さらに、回転子がこの点をよりも上昇したとき、浮上力に対して回転子重量の方が大きくなり回転子が下降することが考えられる。また、回転子がこの点を下回ったとき、回転子重量に対して浮上力の方が大きくなり、回転子が上昇することが考えられる。このことより、3(A)の三相交流を想定し、回転子に $1(\text{A})$ の電流を印加するとしたこの解析の条件において、回転子は $-0.4(\text{mm})$ 付近のこの点を基準として上下することで、高さ方向については回転子の受動的な位置制御が可能であると考えられた。

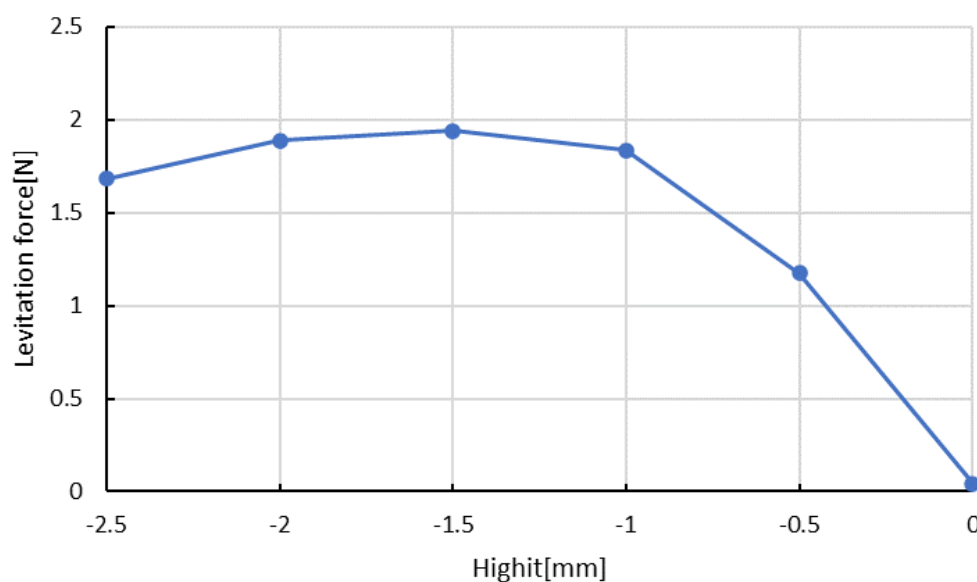


Fig. 3.3 Analysis result of levitation power

3.2 回転子にかかるトルクの解析と回転制御性

固定子に三相交流を流したとき、磁化された回転子にかかるトルクについて電磁界解析ソフト JMAG を用いて FEM 解析を行った。解析条件として、図 3.4 に示すように、3A の三相交流を想定して、回転子のコイルには 1A の直流電流を流す条件で解析を行った。位相 θ° については、 15° 刻みで 0° から 360° までの範囲でトルクを解析し、ローターの角度についても同様に 15° 刻みで 0° から 360° までの範囲を解析した。

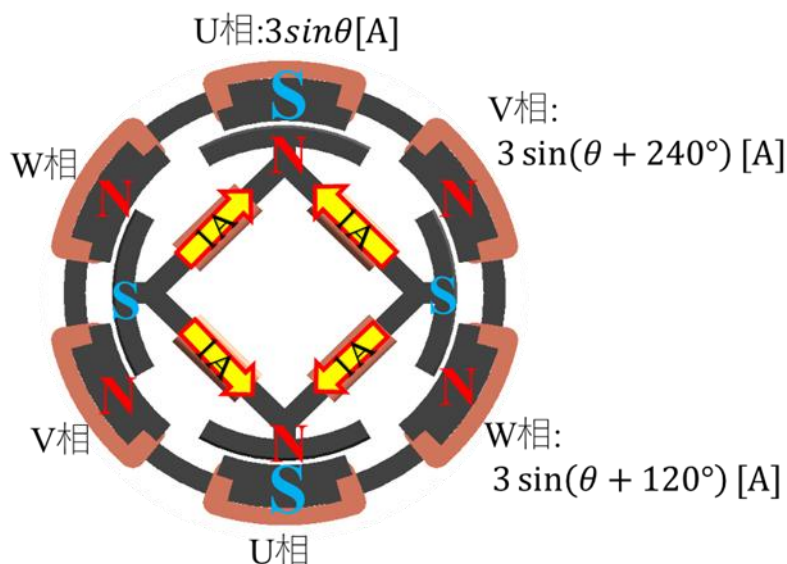


Fig. 3.4 Current conditions (Rotor angle 0°)

解析を行った結果、三相交流の各位相と、ローターの各回転角度に対する、回転子にかかるトルクを図 3.5 に示す。結果より、3A の三相交流を想定した条件では、トルクの最大値は約 $0.015(\text{Nm})$ であることが分かった。また、トルクが 0 になる点かつ、三相交流の位相を正の方向に進めたとき正のトルクが掛かる点、安定点が存在することが分かった。三相交流の位相を進めると回転子はこの連続した安定点（黒矢印）に沿うような形で、回転子角度を増加しながら回転していくことが考えられる。この結果から回転子の角度を三相交流の位相を変化させるだけで制御することが可能であると考えられる。

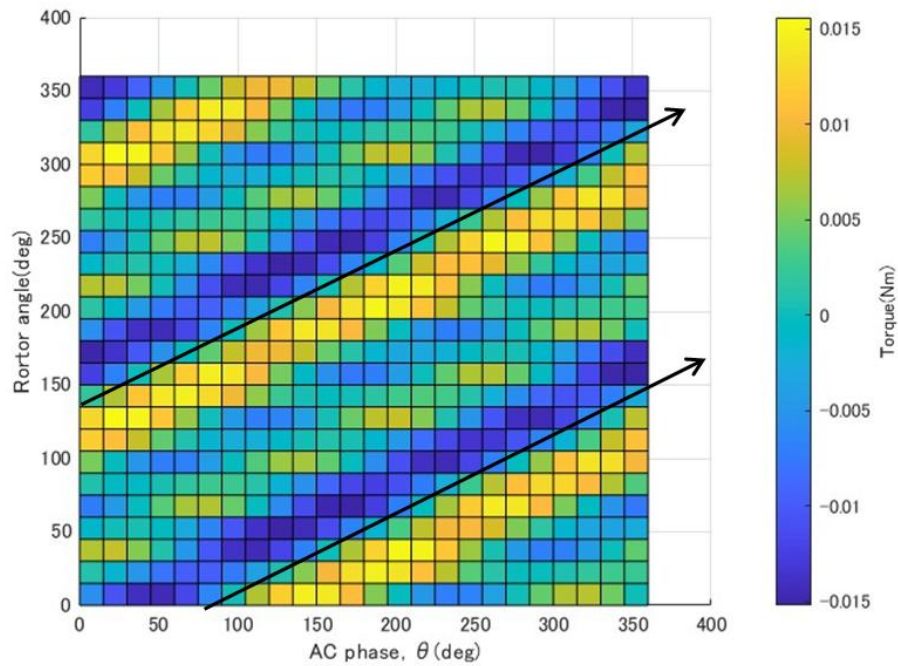


Fig. 3.5 Analysis result of torque at three phase AC

3.3 水平方向位置の制御方法

回転子の水平方向の位置を固定子の中心に位置するように制御する必要がある。回転子の y 軸方向の位置については、固定子の U 相に流す電流を操作することで制御する。また、 x 方向については、 V 相と W 相の電流を操作することで制御する図 3.6 は U 相に印加する電流について示したものである。この図では $3(A)$ の三相交流を固定子に流し、回転子に $1(A)$ の電流を印加したときについて示している。三相交流の電流に加えて、 y 軸については U 相を $U1$ と $U2$ と分け、 $i_y(A)$ の制御のための電流を $U1$, $U2$ の片方に足し、もう片方から引いている。 x 軸については、 V 相と W 相をそれぞれ $V1, V2, W1, W2$ というように分け、三相交流を想定した電流を印加したうえで、 x 軸正方向の $V1, W1$ に制御のための電流 $i_x(A)$ を足している。また $V2, W2$ については三相交流を想定した電流から $i_x(A)$ を引いている。これら $i_y(A)$, $i_x(A)$ を用いて x , y 軸それぞれでフィードバック制御を行うことによって水平位置の制御を行うこととする。

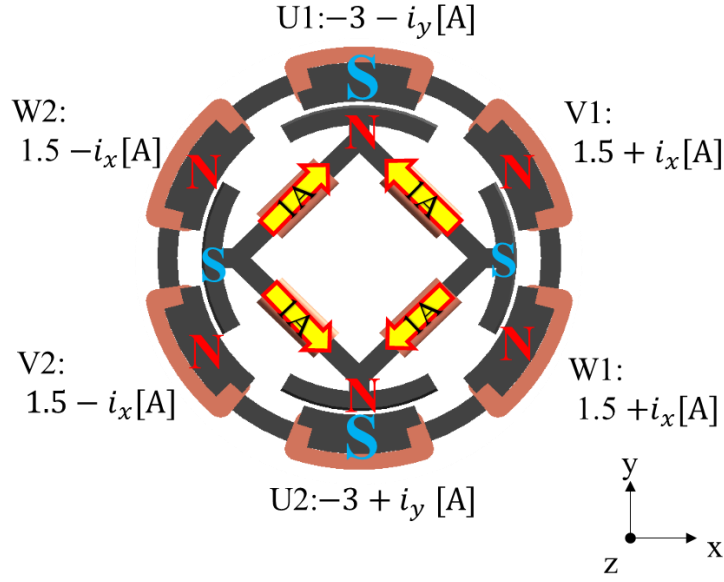


Fig. 3.6 Control current i_y (A) and i_x (A)

3.4 水平方向の運動方程式

回転子の水平方向の制御について、シミュレーションを行うために、y 方向 x 方向それぞれのシステムについて求める必要がある。図 3.7 に示すのは、試作ベアリングレスモータを簡易に表した図であり、質量 m (kg) を持つ回転子の周りを 6 つの電磁石で囲んでいる。y 軸方向についてのみ考えたとき回転子にかかる y 方向の力 F_y (N) は、三相交流の磁場によってかかる力と、制御電流 i_y (A) を操作することで得られる力の 2 つだけであるので、係数 K_y (N/mm), K_{iy} (N/A) を用いて、下記のように表すことができる。

$$F_y = K_y y + K_{iy} i_y \quad (3.1)$$

このとき、運動方程式は

$$F_y = m \ddot{y} \quad (3.2)$$

$$K_y y + K_{iy} i_y = m \ddot{y} \quad (3.3)$$

と表すことができる。また、x 軸方向についての運動方程式も同様に考えて、係数 K_x (N/mm), K_{ix} (N/A) を用いて、下記のように表すことができる。

$$K_x x + K_{ix} i_x = m \ddot{x} \quad (3.4)$$

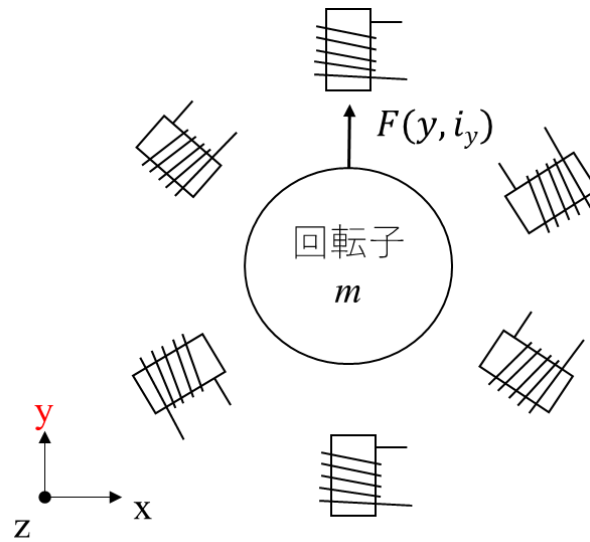


Fig. 3.7 Force on the rotor on y-axis

3.5 水平方向にかかる力の解析

回転子の水平方向にかかる力について、回転子の位置を変えたとき、制御電流 $i_y(\text{A})$, $i_x(\text{A})$ を操作した場合の 2 つの場合で FEM 解析を行った。解析には電磁界解析ソフト JMAG を用いて行った。また、共通の条件として回転子には 1A の直流電流を印加し、固定子には、1(A)または、3(A)の三相交流を印加したときを考えた。まず、回転子の位置を変えた場合、得られる磁力の解析結果について、y 軸方向の結果を図 3.8 に、x 軸方向の結果を図 3.9 に示す。このとき、制御電流は 0(A)であるとして解析を行った。

図 3.8 において、式 3.3 における $K_y(\text{N/mm})$ を考える。これは、固定子の三相交流による磁場の中で、y 軸方向の位置を移動したときの電磁力増加量であるといえるため、1A の三相交流の場合を想定すると $K_y \cong 1.66(\text{N/mm})$ となった。また、3A の三相交流の場合も同様に計算すると、 $K_y \cong 4.04(\text{N/mm})$ となった。

図 3.9 において、式 3.4 における $K_x(\text{N/mm})$ を考える。これは、固定子の三相交流による磁場の中で、x 軸方向の位置を移動したときの電磁力増加量であるといえるため、1A の三相交流の場合を想定すると $K_x \cong 1.01(\text{N/mm})$ となった。また、3A の三相交流の場合も同様に計算すると、 $K_x \cong 1.68(\text{N/mm})$ となった。

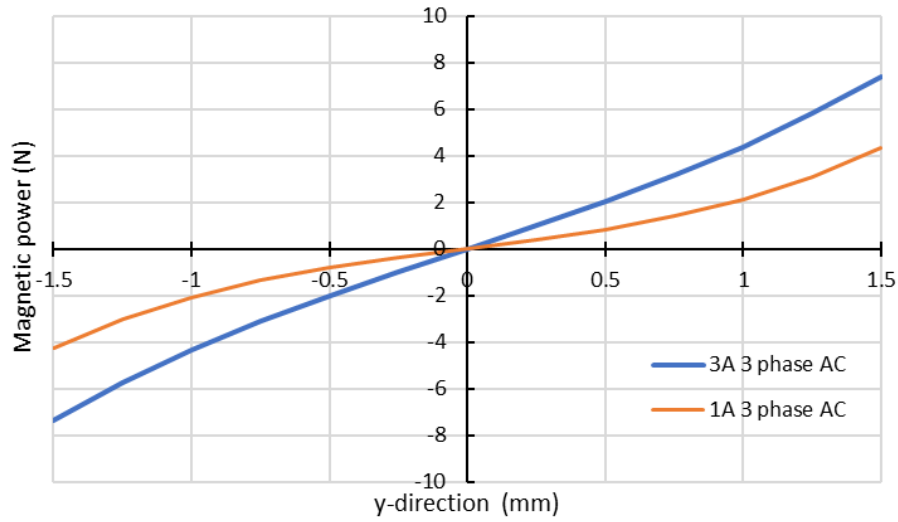


Fig. 3.8 Analysis result of magnetic power each y-direction

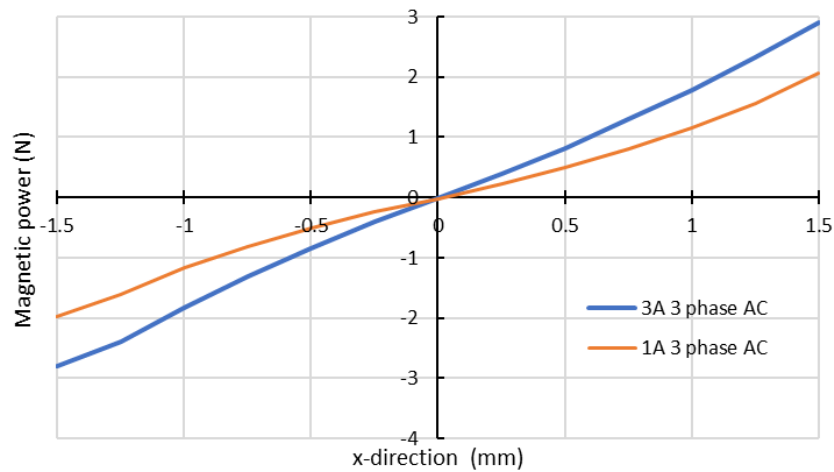


Fig. 3.9 Analysis result of magnetic power each x-direction

次に、回転子の位置を固定子の中心に固定し、制御電流 i_y (A), i_x (A) を操作した場合について y 方向の解析結果を図 3.10 に、 x 方向の解析結果を図 3.11 に示す。回転子の位置を変えた場合と同様に、こちらも 3(A) の三相交流と、1(A) の三相交流の場合を想定してそれぞれ解析をおこなった。まず、図 3.10 について述べる。このとき、式 3.3 における K_{iy} (N/A) を考えると、 y 方向の制御電流 i_y (A) を変化させたときの、回転子にかかる電磁力の増加量であるといえる。このことから K_{iy} (N/A) について計算をおこなうと、1(A) の三相交流を想定した場合では、 $K_{iy} \cong 1.58$ (N/A) となった。また、3(A) の三相交流を想定した場合では、 $K_{iy} \cong 2.02$ (N/A) となった。次に図 3.11 について述べる。このとき、式 3.4 における

K_{ix} (N/A)を考えると、x 方向の制御電流 i_x (A)を変化させたときの、回転子にかかる電磁力の増加量であるといえる。このことから K_{ix} (N/A)について計算をおこなうと、1(A)の三相交流を想定した場合では、 $K_{ix} \cong 1.20$ (N/A)となった。また、3(A)の三相交流を想定した場合では、 $K_{ix} \cong 1.34$ (N/A)となった。

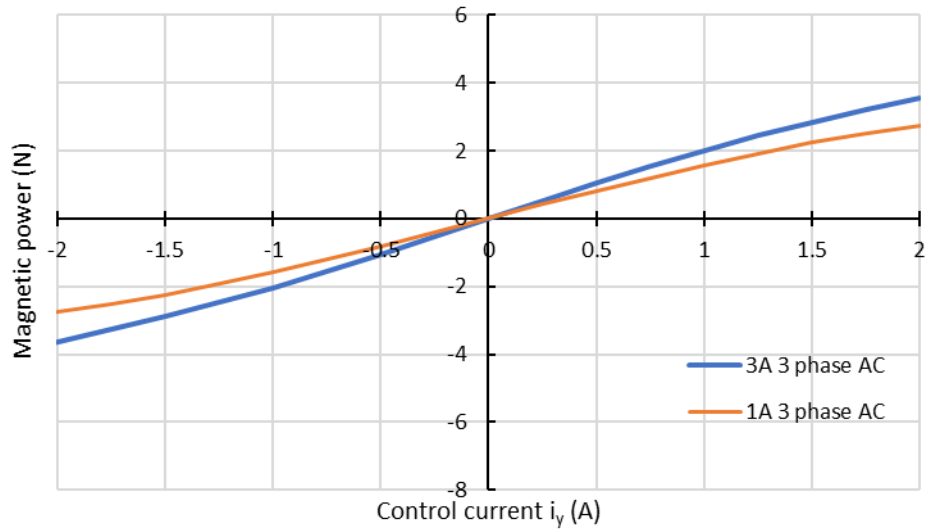


Fig. 3.10 Analysis result of magnetic power by changing the control current i_y (A)

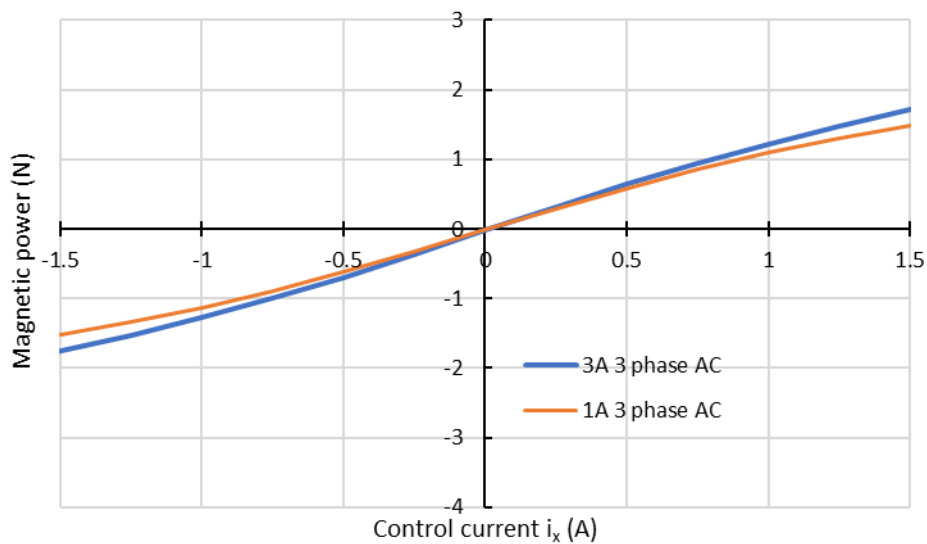


Fig.3.11 Analysis result of magnetic power by changing the control current i_x (A)

表 3.1 に $K_y(\text{N/mm})$, $K_x(\text{N/mm})$, $K_{iy}(\text{N/A})$, $K_{ix}(\text{N/A})$ の値について, 条件ごとにまとめた図を示す. このとき, いずれの値も 1(A)の三相交流の場合と 3(A)三相交流の場合を比較すると, 1(A)の三相交流を想定した場合の方が, 小さくなったため, 水平方向の制御だけを考える場合, 1(A)の三相交流を固定子に印加した方が, 制御がしやすいと考えた.

Table 3.1 Plant coefficients

Parameter	1A three pahse current	3A three pahse current
$K_y (\text{N/mm})$	1.66	4.04
$K_x (\text{N/mm})$	1.01	1.68
$K_{iy} (\text{N/A})$	1.58	2.2
$K_{ix} (\text{N/A})$	1.2	1.34

3.6 水平方向位置制御シミュレーション

水平方向の位置制御について x 軸と, y 軸をそれぞれ分け, シミュレーションを Matlab 上にて行った. 制御方法については PD 制御とした. 操作量については, 三相交流とは別の制御電流 $i_y(\text{A})$, $i_x(\text{A})$ を用いた. 図 3.12 は, 今回の制御のブロック線図と 1(A)の三相交流を流したとき制御電流について示したものである. このとき, プラント P については, y 軸についての運動方程式である式 3.3 や, x 軸についての運動方程式である式 3.4 に対して, 3.5 節で求めた, 条件ごとの $K_y(\text{N/mm})$, $K_x(\text{N/mm})$, $K_{iy}(\text{N/A})$, $K_{ix}(\text{N/A})$ を代入することで求めた. 本節においては, 1(A)の三相交流を印加し, 回転子には 1(A)の直流電流を印加したとし, さらに初期変位を 5(mm)持つとしてシミュレーションを行っている.

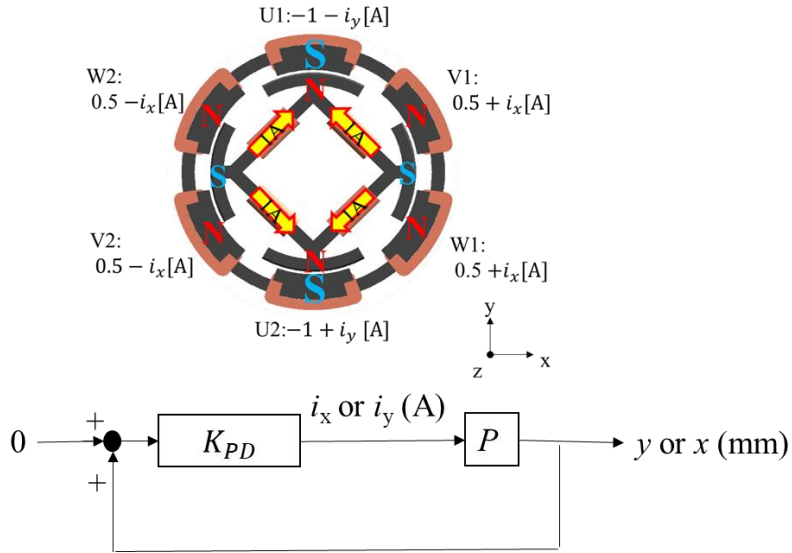


Fig. 3.12 Control current and Block diagram

まず，回転子の y 軸方向位置の過渡応答をシミュレーションしたものを図 3.13 に，そのときの制御電流 i_y (A)について図 3.14 に示す．制御方法に PD 制御を用いたが，P ゲイン K_P については 5(mm)の初期変位 e に対して，固定子につなぐアンプなどの性能から制御電流 i_y (A)の最大の値を $i_{y,max}=2$ (A)として，以下の式より求めた．

$$K_P = \frac{i_{y,max}}{e} = \frac{2}{0.5} = 4 \quad (3.5)$$

また，D ゲイン K_D については適切に振動が収束するように調整し， $K_D=0.4$ としている．この結果より， y 方向の位置について，回転子の中心付近で制御することができており，制御電流 i_y (A)についても，しっかりと最大 2(A)に収まっていることが確認できる．したがってシミュレーション上において， y 方向については FB 制御が可能であるといえる．

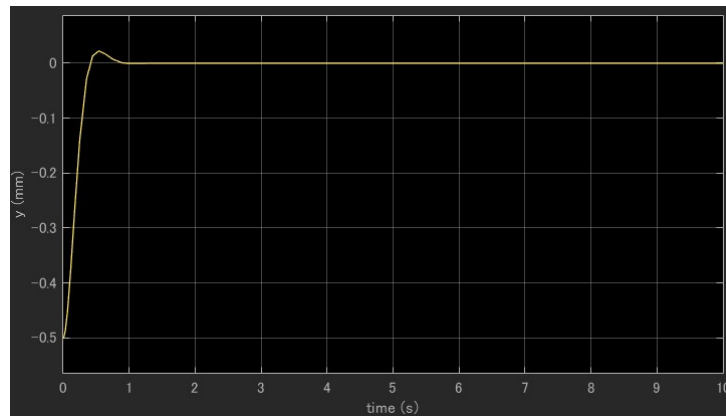


Fig. 3.13 y-axis rotor position

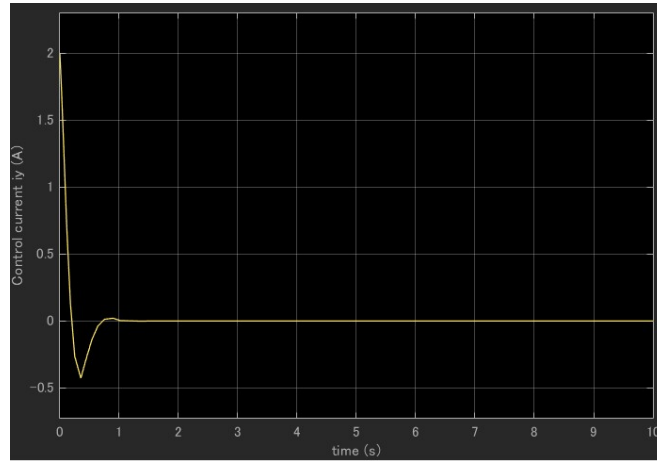


Fig.3.14 Control current i_y

次に、回転子の x 軸方向位置の過渡応答をシミュレーションしたものを図 3.15 に、そのときの制御電流 i_x (A)について図 3.16 に示す．制御方法に PD 制御を用いたが、 P ゲイン K_P については 5(mm)の初期変位 e に対して、固定子につなぐアンプなどの性能から制御電流 i_x (A)の最大の値を $i_{y,max}=3$ (A)として、以下の式より求めた．

$$K_P = \frac{i_{x,max}}{e} = \frac{3}{0.5} = 6 \quad (3.6)$$

また、 D ゲイン K_D については適切に振動が収束するよう調整し、 $K_D=0.8$ としている．この結果より、 x 方向の位置について、固定子の中心付近で制御することができており、制御電流 i_x (A)についても、しっかりと最大 2(A)に収まっていることが確認できる．したがってシミュレーション上において、 x 方向についても FB 制御が可能であるといえる．

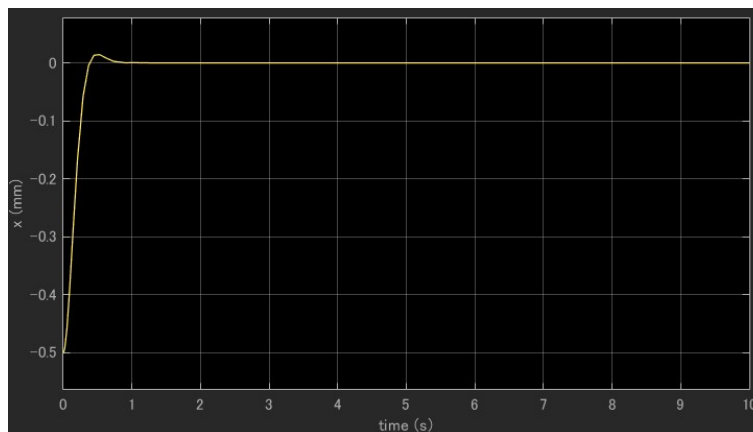


Fig. 3.15 x-axis rotor position

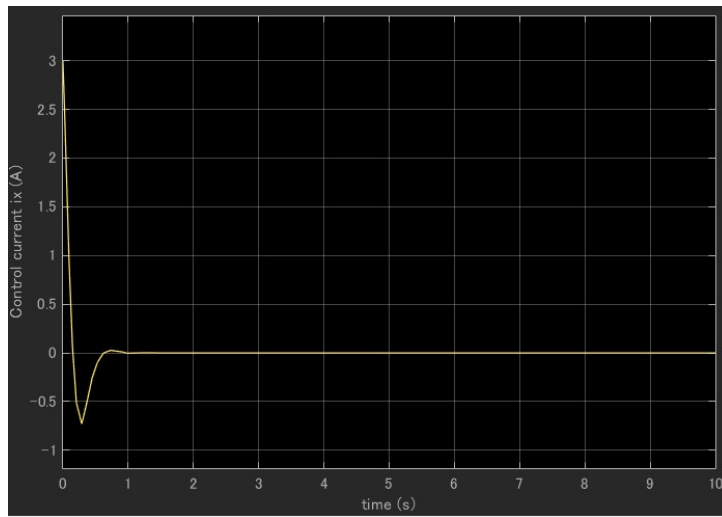


Fig. 3.16 Control current i_x

第4章 水平方向位置制御実験

4.1 実験概要

本研究で試作したベアリングレスモータは，回転子の高さ方向，傾き方向についての制御を受動的に行うことができるが，水平方向の制御については能動的な制御を行う必要がある．そこで，第1段階として，高さ方向を補助器具によって固定し，傾き方向については受動的な制御を行い，水平方向の制御性をセンサで計測しながら，実験において確かめることとした．本節では，その内容について述べる．

4.2 実験装置

実験に用いた装置の概要を図4.1に示す．回転子の上から，一端を壁面に固定した柔らかい糸を垂らし，もう片方の一端を回転子の上面と固定した．このような装置構成とすることで，回転子の高さ方向の移動を制限し，傾きと水平方向の移動だけを自由に行うことができるようにした．

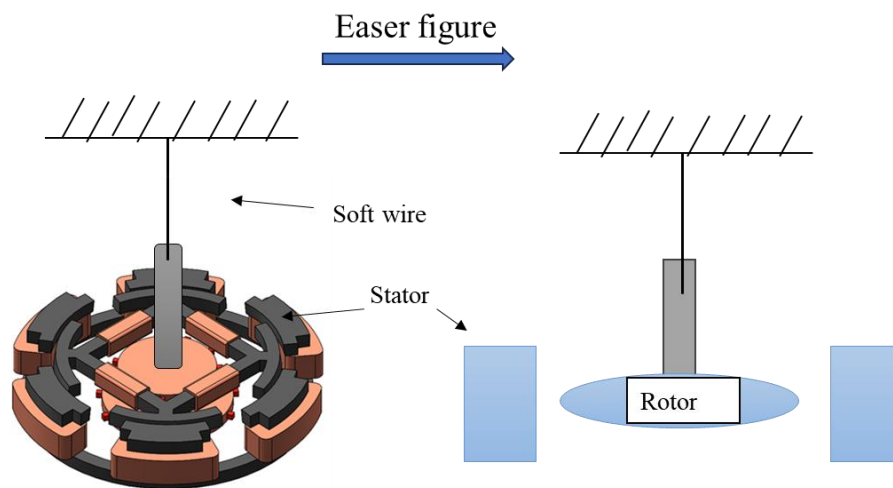


Fig. 4.1 Two Schematic diagrams of the experimental setup

また，回転子の水平位置の検出について図4.2に示す検出システムの概要図を用いて述べる．実験に用いたシステムでは，オムロン株式会社製の透過型のレーザーセンサを用いて実験を行った．そのため，回転子の上面に円柱を設置することで，円柱がセンサのレーザーを遮るときの光量の変化を用いて，回転子の水平位置を測定した．また，図ではy方向について示しているが，x方向についても同様のシステムを用いて水平位置を測定した．

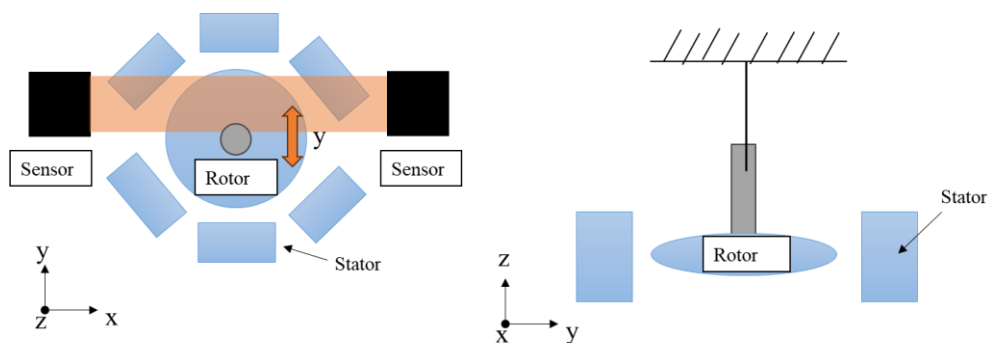


Fig. 4.2 Sensing system Top view(left) and Side view(right)

以下、本実験に用いた装置について、使用用途とその仕様について記載する。

・透過型レーザーセンサ

回転子の水平位置を計測するためにオムロン株式会社製の透過型レーザーセンサを使用した。センサヘッドには ZX-LT010 を、アンプユニットには ZX-LDA11-N アンプの電源には S8VS-06024 を使用した。



Fig. 4.3 Laser sensor (ZX-LT010) , Amplifier (ZX-LDA11-N)

Table 4.1 Specification of laser sensor

Model	Sensor heads	ZX-LT010
	Amplifier Unit	ZX-LDA11-N
Measurment distance (mm)		0~500
Measurement width (mm)		10
Resolution (μ m)		5

- ・コントローラ

制御用のコントローラとして PC を用いた。その際、コントローラと信号の入出力に dSPACE 社製の MicroLabBox を使用した。コントローラ上でのプログラムの作成や計算には Matlab(2017b)を用いた。



Fig. 4.4 Control unit (MicroLabBox)

Table 4.2 Specification of control unit

Model		MicroLabBox
Analog input	Input voltage range (V)	$-10 \sim 10$
Analog output	Output voltage range (V)	$-10 \sim 10$
	Output current (mA)	± 8

- ・制御用アンプ

固定子コイルの電流を制御するアンプとして、MAXON 社製のモータコントローラ ESCON50/5 を電流制御モードで使用した。



Fig. 4.5 Control amplifier (ESCON50/5)

Table 4.3 Specification of Control amplifierd

Model		MicroLabBox
Electrical date	Max output current (A)	15
	Continuous output current (A)	5

- 安定化電源

制御用アンプへの電力供給に Metronix 社製 MSV70A-10 を使用した.



Fig. 4.6 DC power supply

- ・非接触給電用アンプ

非接触給電機構の送電側への電力供給に株式会社高砂製作所製の多機能 4 現象バイポーラ電源 BPS120-5 を使用した。



Fig. 4.7 Power amplifier for Contact-less power supply

- ・発振器

非接触給電用のアンプに入力するための発振器として、株式会社エヌエフ回路設計ブロック製の E-1011 を使用した。



Fig. 4.8 Oscillator

4.3 実験結果

回転子の水平方向の位置制御について 4.2 節で説明した実験装置を用いて高さ方向の位置を固定しながら実験を行った。電流条件としては、3 章 3.3 節において実施したシミュレーションと同様に、図 3.5 に示すシステムで回転子に対し 1A の直流電流を非接触給電によって印加し、固定子に対して、1A の三相交流を想定した電流を流すこととし、PD 制御を行った。PD ゲインについては、シミュレーションから実験を繰り返し調整しながら、振動が安定することが多かった y 軸方向、x 軸方向ともに $K_P=1$ 、 $K_D=0.1$ という値を用いた。

まず、 y 軸方向についての結果を、図 4.9 に示す。また、そのときの制御電流 $i_y(\text{A})$ を図 4.10 に示す。実験では約 0.2(s) から固定子への三相交流の供給と、回転子への直流の電力供給を開始した。0.2(s) から 0.35(s) の間は、中心から 0.3(mm) の位置で浮上するという結果となった。しかし、それ以降で回転子の位置が急激にさがり、0 付近でとどまっているが、これは、 x 軸方向で回転子の歯が固定子の歯に接触してしまったことで y 軸方向でも回転子が固定されてしまっただけで、浮上ができているわけではない。制御電流 $i_y(\text{A})$ について見てみると、回転子の位置に対して、それを引き下げようとする向きに 0.2(s) から 0.3(s) においてなっており、0.38(s) 付近の急激な下降に対しても引き上げようと働いているため、制御系の設計の問題ではなく、パラメータや外乱の問題によって制御が達成されなかったのではないかと考えた。

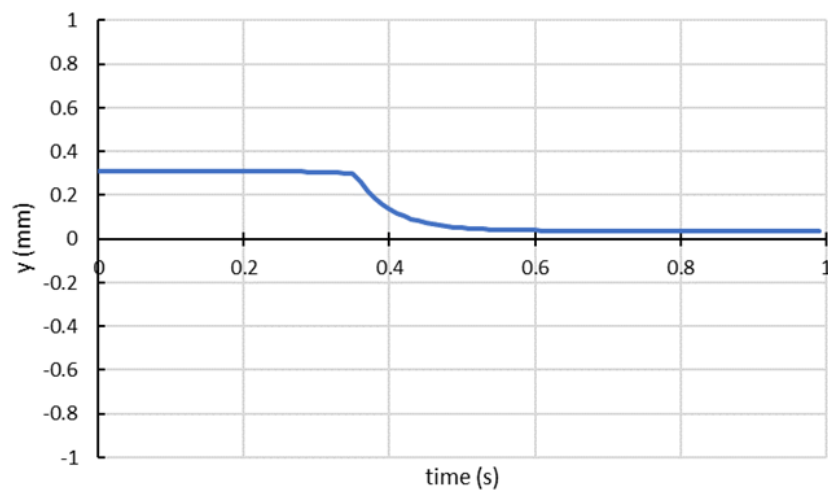


Fig. 4.9 Rotor position in y-axis

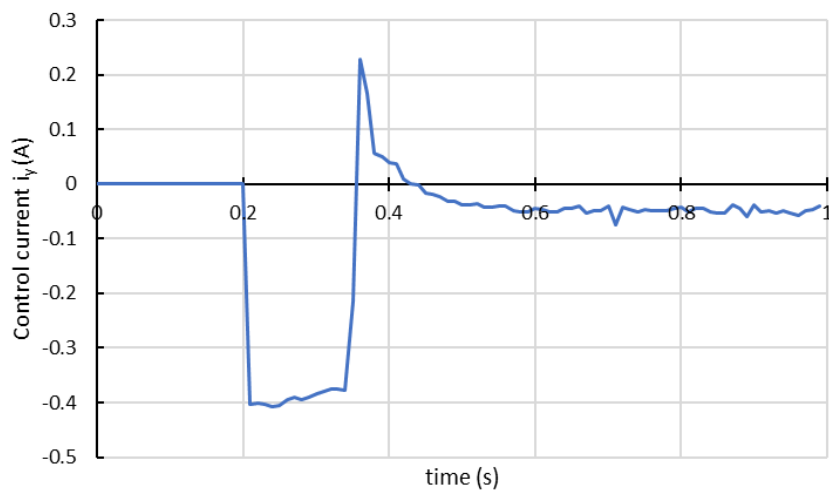


Fig. 4.10 Control current $i_y(\text{A})$

次に、 x 軸方向についての結果を、図 4.11 に示す。また、そのときの制御電流 $i_x(\text{A})$ を図 4.12 に示す。実験では約 0.2(s) から固定子への三相交流の供給と、回転子への直流の電力供給を開始した。0.2(s) から 0.27(s) の間は、中心から 0.4(mm) の位置で浮上するという結果となった。しかし、それ以降で回転子の位置が急激にさがり、0.5(s) で固定子の歯と回転子の歯が完全にくっついてしまった。制御電流 $i_x(\text{A})$ について見てみると、回転子の位置に対して、それを引き下げようとする向きに 0.2(s) から 0.5(s) においてなっており、0.27(s) 付近の急激な下降に対しても引き上げようと働いているため、 x 軸においても、制御系の設計の問題ではなく、パラメータや外乱の問題によって制御が達成されなかったのではないかと考えた。

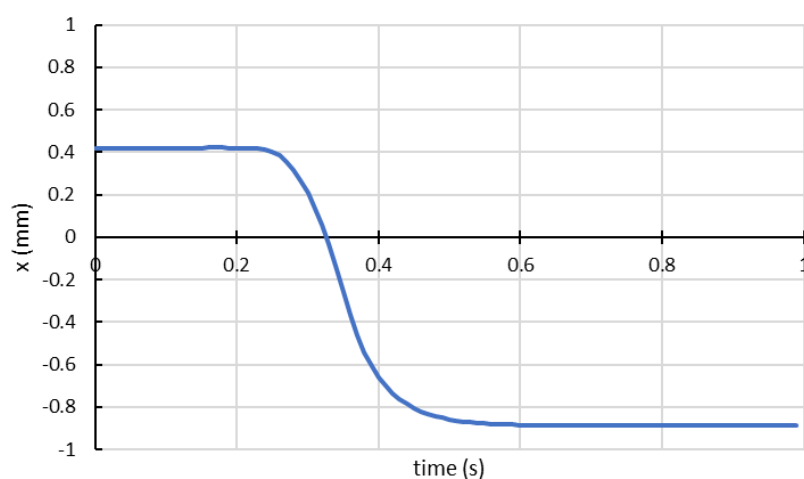


Fig. 4.11 Rotor position in x-axis

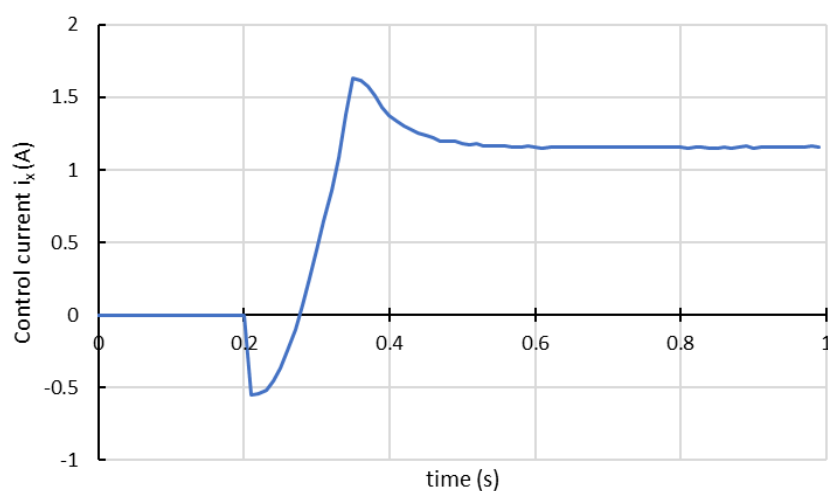


Fig. 4.12 Control current $i_x(\text{A})$

第5章 結論

5.1 まとめと今後の展望

本研究では、電磁石で構成された非接触給電を用いた小型ベアリングレスモータの開発によって、減磁を考える必要のない小型磁気浮上モータの実現を目指した。解析ソフトを用いてその制御性について評価し、高さ方向、回転方向、水平方向について制御可能であることを示した。また、能動的な制御が必要な水平方向の位置制御について高さを固定した実験を実施したが、制御することはできなかった。

今後は設計した実験装置の見直しや各種パラメータの見直しをすることで回転子の完全な浮上を目指す。

謝辞

本研究や論文執筆を行うにあたり、指導教員の岡宏一教授には丁寧なご指導をいただきましたことに心から感謝申し上げます。また、本研究を進めるにあたり、多くのアドバイスを頂いた機械システム制御研究室の皆様にも感謝いたします。

最後に、6年間もの間、大学に通わせていただいた両親に感謝いたします。ありがとうございました。

参考文献

- (1) 株式会社イワキ：製品の活躍分野 半導体・液晶分野
https://www.iwakiumps.jp/application/semi_lc/
- (2) 千葉明, 杉本紘也, “磁気軸受からベアリングレスモータへ”, 電気機械学会誌, Vol.136, No.5, pp.301-304, (2016)
- (3) 電気学会磁気浮上応用技術調査委員会(編), “磁気浮上と磁気軸受”, コロナ社(1993) p.153
- (4) 千葉明, 深尾正, “ベアリングレスモータの開発動向”, 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol.121, No.7, 724-729, (2001)
- (5) 下西技研工業株式会社：技術情報 マグネットテクノロジー 減磁はなぜ起こる？磁石の基本原理と磁力が弱くなる原因
<https://www.simotec.co.jp/technical/magnet/demagnetization/>
- (6) 株式会社マグファイン：永久磁石規格品
https://www.magfine.co.jp/jpn/c_magnet/comparison.html
- (7) 丸文株式会社：ワイヤレス給電のメリットとは？
<https://www.marubun.co.jp/products/42317/>
- (8) 日本電信電話株式会社：Beyond Our Planet
<https://www.rd.ntt/se/media/article/0023.html>
- (9) 丸文株式会社
<https://www.marubun.co.jp/products/42317/>
- (10) 荻原述史, “電磁結合による非接触電力伝送の原理について”, 電気学会論文誌 D, Vol.131, No.5, pp.708-713
- (11) 日本アイ・ビー・エム株式会社：Think Blog Japan
<https://www.ibm.com/blogs/think/jp-ja/mugendai-6252-interview-microwave-power-supply/>
- (12) 日経エレクトロニクス(編), “ワイヤレス給電のすべて”, 日経 BP 社, (2011), p.51
非接触給電各方式についての長所短所まとめ