

2023（令和5）年度 修士学位論文

E 形鉄心を用いた省電力型ベアリングレススライダの浮上
推進制御

Control of power save bearingless slider using E-shaped iron
core

2024年2月13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

1265005 勝部 雄士

指導教員：岡 宏一 教授

目次

第 1 章	緒言	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究概要	2
1.3	論文構成	3
第 2 章	ゼロパワー浮上制御	4
2.1	仕組み	4
2.2	制御システム	5
第 3 章	リニアアクチュエータ機構	6
3.1	基本的な構造	6
3.2	ガイドレール	6
3.3	電磁石	7
3.3.1	コイル	7
3.3.2	コア材	8
3.4	推進原理	9
3.5	浮上原理	10
第 4 章	FEM 解析（ゼロパワー浮上制御）	11
4.1	解析方法	11
4.2	解析結果（推進力）	11
4.3	解析結果（浮上力）	12
4.3	考察	13
第 5 章	FEM 解析（推進制御）	14
5.1	推進制御	14
5.1.1	解析方法	14
5.1.2	解析結果	15
5.1.3	考察	18
5.2	電流の大きさによる影響	19
5.2.1	解析方法	19
5.2.2	解析結果（安定点）	20
5.2.2	解析結果（推進力）	21
5.2.3	解析結果（電流位相差）	23
5.2.4	考察	26
第 6 章	ゼロパワー磁気浮上機構	27
6.1	ゼロパワー浮上制御モデル	27
6.2	ゼロパワー浮上制御の数理モデル	28
第 7 章	試験機での推進浮上実験	30
7.1	実験装置	30
7.2	制御系ブロック図の概要	34
7.3	実験方法	34

7.4	実験結果.....	35
7.5	考察.....	35
第8章	結言・展望.....	35
	謝辞.....	35
	参考文献.....	36

1. 緒言

1.1 研究背景

現代社会において半導体などで構成される集積回路は、社会システムを成立させていく上で必要不可欠な存在と化している。以前は民生用電子機器による使用が多かったが、近年では自動車やスマートフォンなどの高性能な電子機器、人工知能、ビッグデータ、5G通信など、多くの分野、製品に使用されているため、急激に需要が増している。しかし、昨今、需要に対して生産能力が追いついていないため、半導体不足が深刻化している。その理由として、2021年頃から発生した新型コロナウイルスによるパンデミックの影響もあるが、半導体製造における工場の増設には、半導体特有の性質により、莫大のコストがかかることも関係していると考えられる。

半導体の製造プロセスにおいては、空気の洗浄度が一定以上であるクリーンルームを必要としている。製品の微粒子化が進んだ半導体デバイスにおいては、数百～数十 nm レベルの微粒子の混入が原因で製品に不良が生じてしまうため、空気の高洗浄化が要求される。そのため、従来の工場で使用されていたベルトコンベアなどの搬送装置は、機械的接触によって浮遊微小粒子が発生してしまうため、使用することができない。このような問題に対して、機械的接触のない搬送装置である磁気浮上搬送装置は非常に有効的な手段として考えられている。磁気浮上搬送装置は磁気浮上システムにより、非接触で運搬物を運ぶことができるため、浮遊微小粒子の発生を抑えることができる。例として、天井のスペースを有効活用できる懸架式の搬送装置として吸引力を用いた磁気浮上リニアスライダが実用化されている。

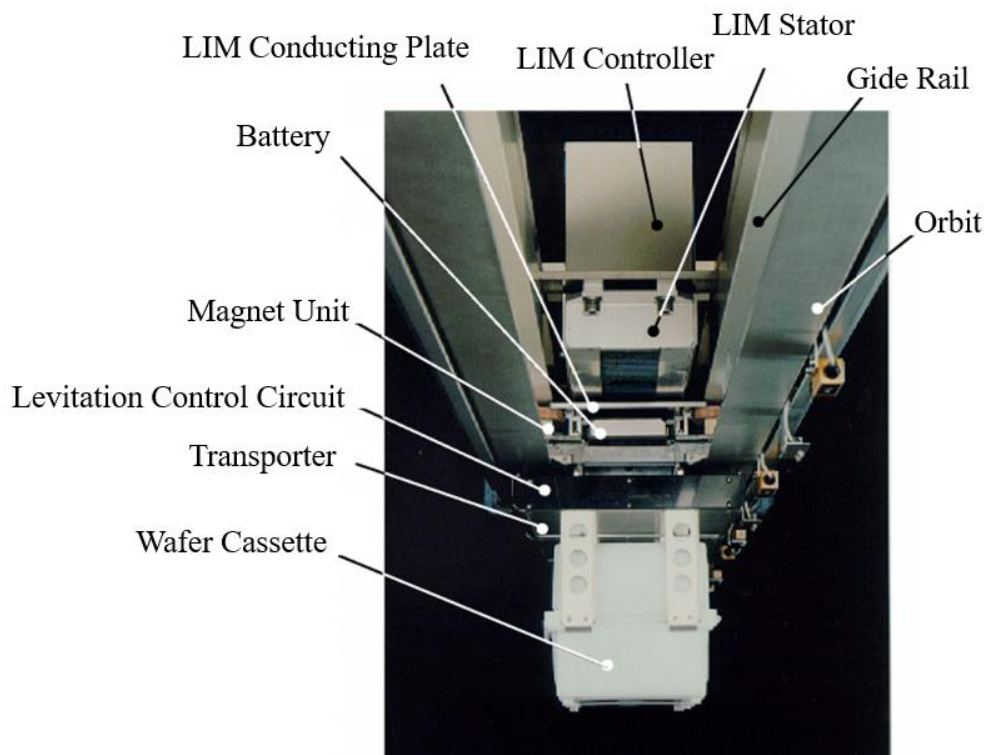


Fig. 1 Magnetic levitation linear slider in practical use

本研究室で開発された磁気浮上搬送装置を図2に示す。この磁気浮上搬送装置はベアリングレスリニアスライダ²⁾と名付けられ、磁気浮上リニアスライダとして、E形鉄心を用いて推進を行う電磁石と浮上を行う電磁石を一体化している。そのようにすることで、スライダを非接触で浮上させる磁気浮上機構とスライダを推進させるリニアアクチュエータの機構を統合することができ、構造を簡単にすることができる。構造を簡単にすることで、一体化しなかった場合に比べ小型化、軽量化することができる。搬送物の自由度を上げることができる。

しかし、本機構での制御方法の問題として、浮上状態を維持するためには常に三相交流を流す必要がある。消費電力が大きいという問題があった。クリーンルームの維持には大きなコストが掛かり、その要因として電力の消費が大きいということがあるため、電力の消費を少しでも削減する必要がある。そのため、本研究の前段階として、浮上し停止している状態では、電磁石に必要な電力が0となるゼロパワー浮上を応用することにより消費電力の低減を目指した。そのときに使用した磁気浮上リニアスライダを図2に示す。上記の研究において、本機構でゼロパワー浮上制御が可能になったことが確認できた。³⁾しかし、ゼロパワー浮上制御時に使用した制御電流の位相は一定のものを使用しており、永久磁石と電磁石ユニットが特定の位置でのみしか浮上できないことを意味する。これは図2の磁気浮上リニアスライダでは水平方向のセンサがないため、永久磁石と電磁石ユニットの位置関係に適した制御電流の位相を設定することができないためである。本研究では水平方向のセンサから得た情報を利用して制御電流の位相を設定することで、ゼロパワー浮上制御から推進制御、推進制御からゼロパワー浮上制御の切り替えを運用上でできるのではないかと考えた。

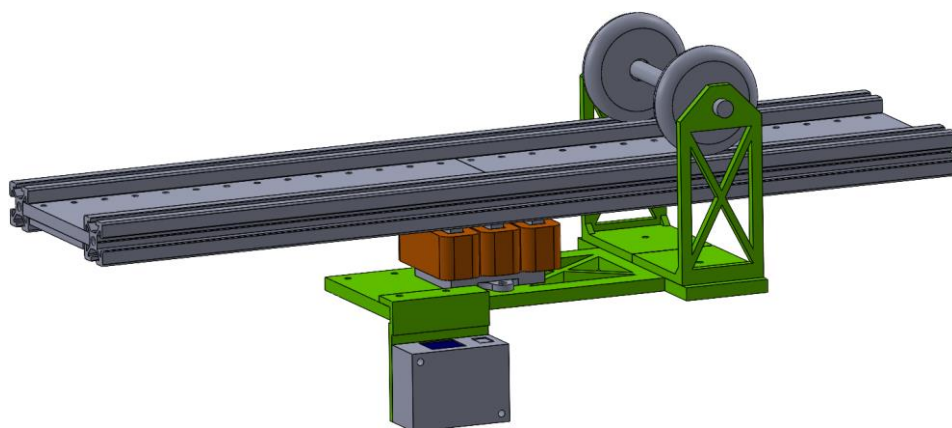


Fig. 2 Levitation slider part

1.2 研究概要

本研究では、水平方向センサからの情報を利用して、運用中のゼロパワー浮上制御と推進制御の切り替えを可能とすることで、消費電力の削減を目指す。電磁界解析ソフトウェアを用いて推進力、浮上力、電流の位相を計算し、ゼロパワー浮上制御と推進制御の設計を行い、その可能性を検討したので、これを報告する。

1.3 論文構成

本論文の第2章ではゼロパワー浮上制御について述べる。第3章ではベアリングレスリニアスライダの基本構造と全体の構造について述べる。第4章では、基本構造を元に解析ソフトを用いて計算を行い、推進力、浮上からゼロパワー浮上可能な位置について検討する。第5章では、第4章と同様に基本構造を元に解析ソフトを用いて計算を行い、推進力、浮上力から推進制御可能な位置と電流の位相について検討する。第6章ではベアリングレスリニアスライダにおいてゼロパワー浮上制御可能な制御方法について述べる。第7章ではゼロパワー浮上・推進実験について述べる。第8章では本研究内容についての結言及び今後の展望について述べる。

2. ゼロパワー浮上制御⁽³⁾

2.1 概要

ゼロパワー浮上制御とは、永久磁石の浮上力のみで磁性体の浮上状態を維持するものである。ゼロパワー浮上制御のイメージ図を図3に示す。ゼロパワー浮上制御を成立させるためには、永久磁石の吸引力が浮上支持荷重と釣り合う位置で浮上体を保持する必要がある。そのため、浮上支持荷重が大きくなった場合は、永久磁石の吸引力を大きくするために永久磁石の磁極と順方向に磁力を発生させるような電流を流す。逆に浮上支持荷重が小さくなった場合は、永久磁石の吸引力を大きくするために永久磁石の磁極と順方向に磁力を発生させるような電流を流す。そのような制御を行うことによって、定常状態で電磁石に必要な電力が0となり、消費電力を抑えることが期待できる。

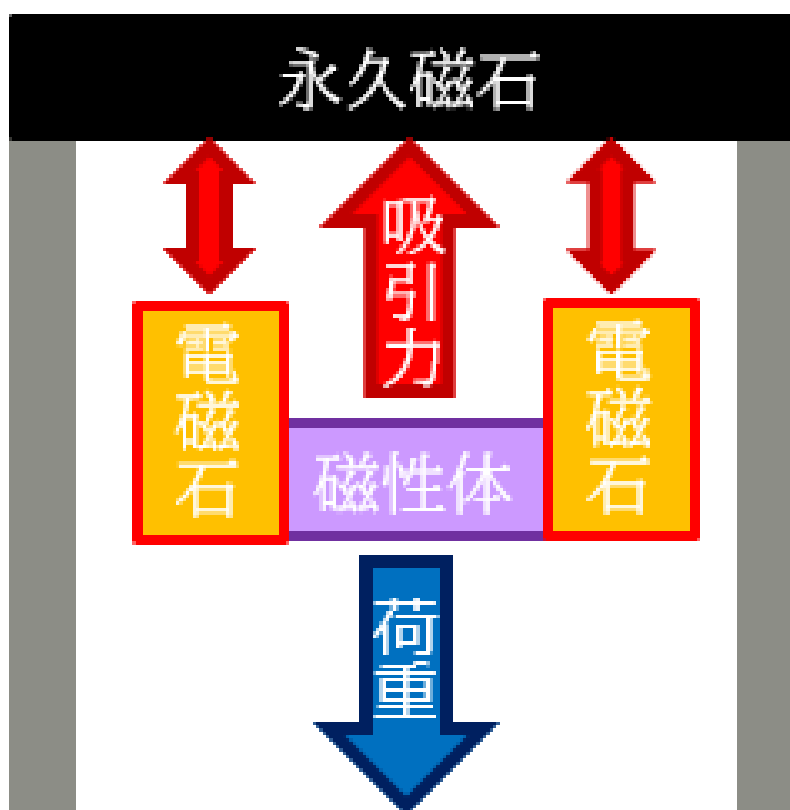


Fig. 3 Zero power control

2.2 制御方法

ゼロパワー浮上制御において、積分入力帰還方式、電流積分帰還方式、外力帰還方式、フィルタ方式といった異なる方式が存在する。ゼロパワー浮上制御は主にサーボ問題に関連しており、変化する目標値に対する追従性が求められる。先に上げた方式はサーボ問題に対して、各方式で異なる手法を用いてアプローチしている。

積分入力帰還方式は、ゲイン補償器が制御入力に積分値を加味し、その補正された入力が制御対象に与えられる。この過程により、システムは目標値との偏差を追跡しやすくなり、定常状態での誤差を0にすることが可能となるため、ゼロパワー浮上制御が可能となる。また、この方式は制御対象が外乱や変動に対しても安定した動作を示す特長がある。

電流積分帰還方式は、制御対象の出力である電流などと目標値との差異を算出し、この偏差を積分して積分値を得る。この積分値を制御入力に加えることで、偏差が0に収束するように制御システムが調整されるため、ゼロパワー浮上制御が可能となる。

外力帰還方式は、オブザーバーと呼ばれる仕組みを用いて外乱を推定・測定します。得られた外乱の推定値が制御入力にフィードバックされ、制御対象への影響を相殺することが目的です。これにより、外力帰還方式は外部からの影響を抑制し、制御対象の安定性や性能向上を図られるため、ゼロパワー浮上制御が可能となる。

フィルタ方式は、外乱が制御対象に影響を及ぼす前に、外乱信号をフィルタに通してその影響を軽減する。通常、外乱はシステムに影響を与える前に、あらかじめフィルタで除去されたり、減衰されたりする。このフィルタは、外乱の周波数や特定の動特性に合わせて設計され、制御対象への影響を最小限に抑える役割を果たすため、ゼロパワー浮上制御が可能となる。

本研究では、積分項による偏差の時間的な累積が安定性向上となり、外乱やモデルの不確実性に対して堅牢性を発揮することや、単一の制御ループで実現できることから制御システムが複雑になりにくいため、定常状態での調整が容易であることから積分入力帰還方式を用いた。

3. リニアアクチュエータ機構

3.1 基本的な構造

ベアリングレスリニアスライダに用いる電磁石ユニットとガイドレールのイラストを図4に示す。電磁石ユニットは E 形鉄心の突極にコイルを設置した電磁石で構成されている。ガイドレールは、鉄板に永久磁石を電磁石ユニットとのギャップ方向に対して、S 極と N 極を交互に配列されている。上記の電磁石ユニットのコイルに電流を流すことで、鉄板がバックヨークとなることにより永久磁石との磁気回路が構成される。

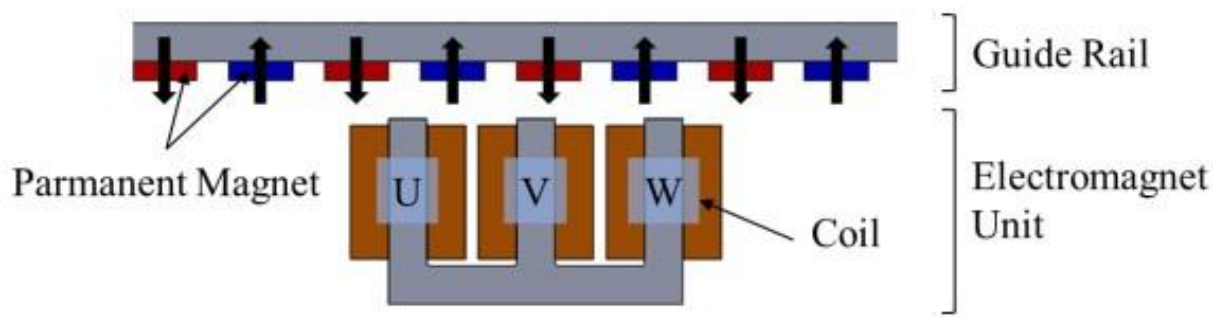


Fig. 4 linear actuator mechanism

3.2 ガイドレール

ベアリングレスリニアスライダで用いられるガイドレールを図5に示す。ガイドレールは主に永久磁石と鉄板で構成されており、全長は 600mm、幅は 60mm である。使用される永久磁石は、寸法 3mm×10mm×60mm の 3mm の方向に磁化された N35 ネオジム磁石である。永久磁石は磁化された方向を鉄板に対し垂直方向になるように、磁極 S 極、N 極の間隔は10mm間隔で配列されている。



Fig. 5 guide rail

3.3 電磁石ユニット

ベアリングレスリニアスライダで用いられる電磁石ユニットを図6に示す。電磁石の鉄心にはE形鉄心を利用し、各歯に1つのコイルを用いて電磁石とした。

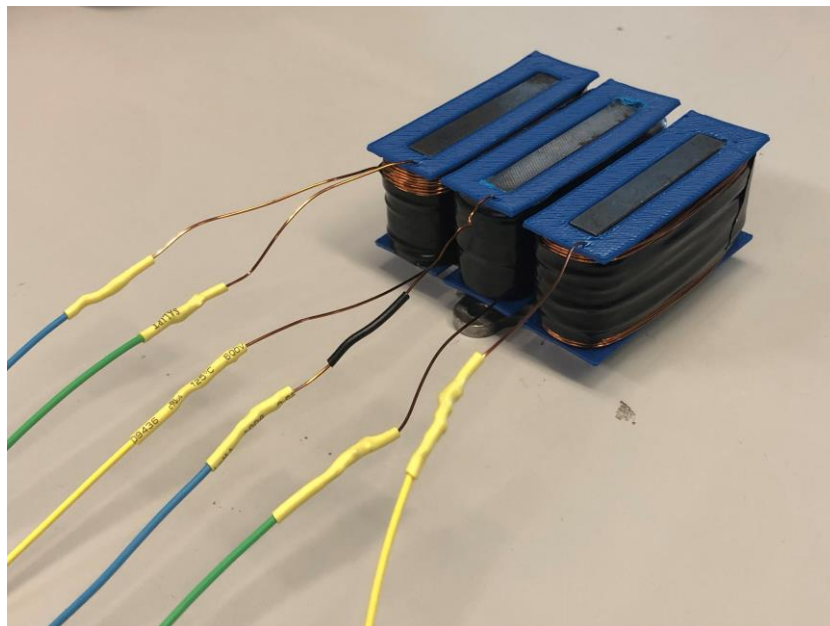


Fig. 6 Electromagnets

3.3.1 コイル

ベアリングレスリニアで用いられるコイルは $\phi 0.5\text{mm}$ の銅線を300回巻きとした。コイルはABS製のボビンに、図7の回転しながら回転数をカウントする装置を使用して銅線を巻きつけることで作成した。時間の経過に伴うコイルの銅線部分の変位を防止するために、ビニールテープを用いて上から堅固に固定した。



Fig. 7 Coil winding device

3.3.2 コア材

ベアリングレスリニアで用いる E 形鉄心を図 8 に示す。E 形鉄心の材質は軟磁性体の SS400 を使用した。形状を記載した図面を図 9 に示す。



Fig. 8 Electromagnets (core material: SS400)

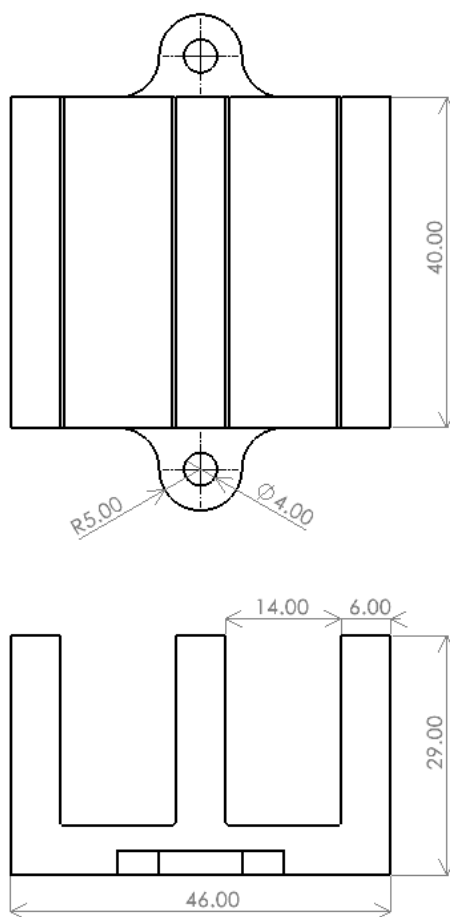


Fig. 9 Shape of electromagnet core

3.4 推進原理

本機構の推進は一般の永久磁石リニア同期モータと同じ原理で行われる。一般の永久磁石リニア同期モータでは、特定の電流位相を流すことにより電磁コイルで磁場が発生され、永久磁石の磁場と相互作用によって推進力が発生するため、推進制御を行うことが可能となる。本機構のベアリングレスリニアは、特定の電流位相に三相交流を使用することで同期動作を維持することが可能となるため、三相交流を用いて推進制御を行う。実際の推進するイメージ図を図 10 に示す。図 10 では(a)~(d)の順で推進する過程を示している。

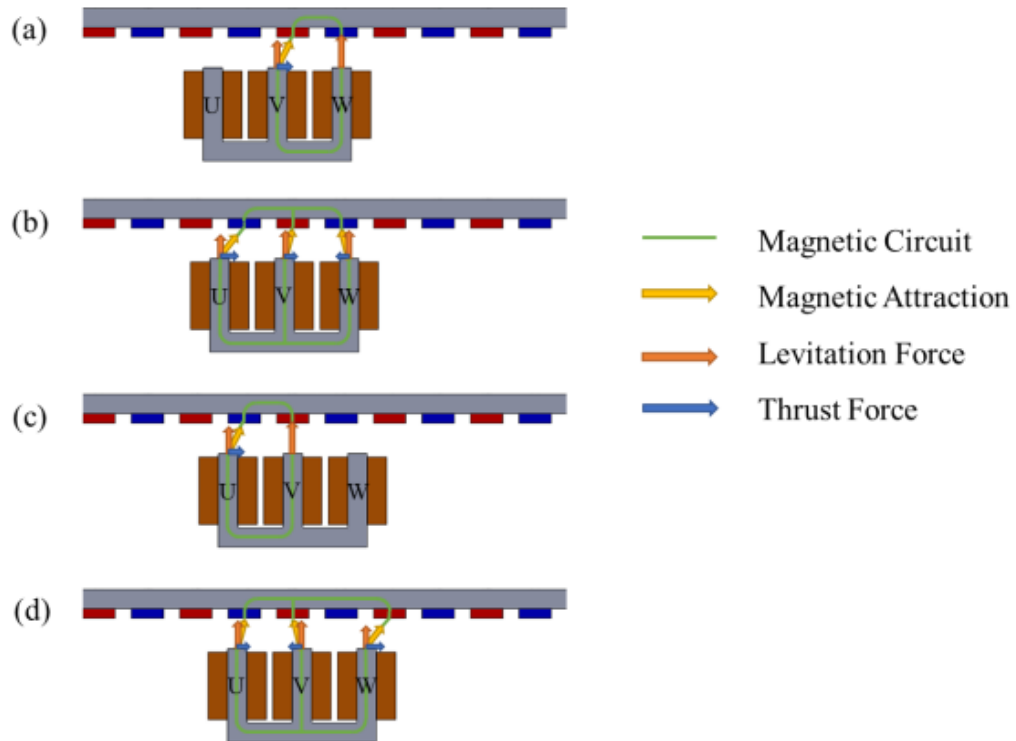


Fig. 10 Driving principle

3.5 浮上原理

本機構は永久磁石と電磁石による吸引力と、浮上支持荷重が釣り合う制御を行うことによって、浮上状態を維持することが可能となる。しかし、E形鉄心の各歯に働く浮上力は、永久磁石の位置関係によって変化する。そのため、各歯をそれぞれ見ると永久磁石との位置関係は異なるため、各歯の浮上力は異なる。しかし、相と極の比を 3:4 に設計することで、すべての歯の浮上力を合計は常に一定となるため、浮上制御が可能となると考える。また、 120° ずつずれた位相である三相交流は合計すると常に一定の電流が流れている。そのため、三相交流で制御を行った場合、電磁石に流れる電流は常に一定となるため、三相交流を使用した制御でも浮上力は一定となると考えた。

しかし、流れる電流の位相によっては各歯で発生する浮上力が異なるため、ピッチングトルクが発生する。そのため、浮上状態を維持するには、発生するピッチングトルクに対しての対処が必要となる。

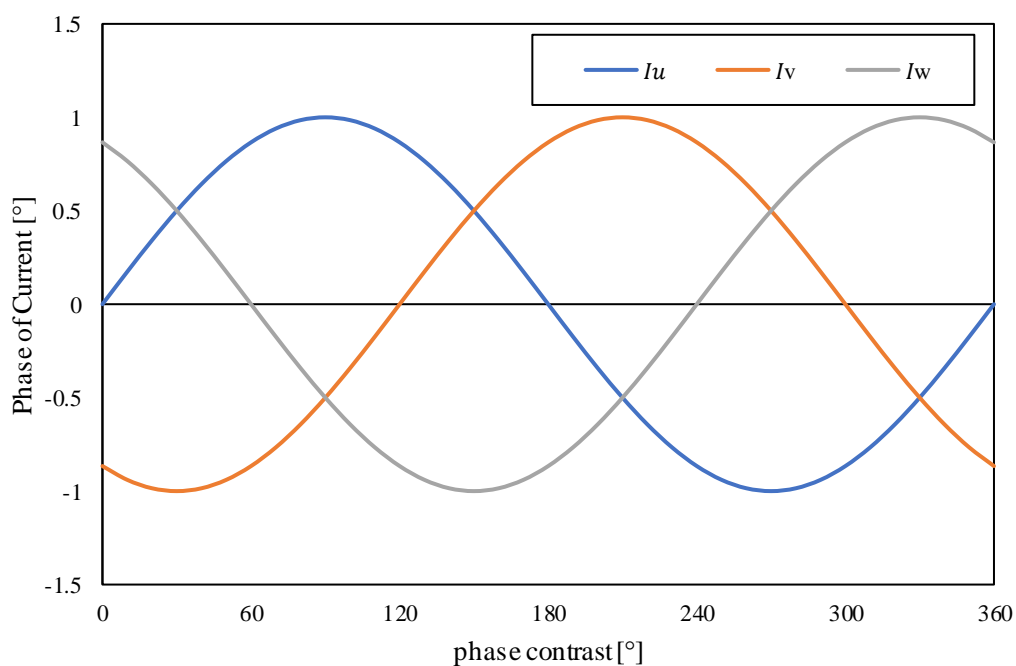


Fig. 11 3 Phase AC

4. FEM 解析（ゼロパワー浮上制御）

4.1 解析方法

FEM 磁場解析ソフトウェア JMAG を用いて、ベアリングレスリニアスライダによって発生する推進力、浮上力について解析した。解析に使用した 3D データは SolidWorks で製作した。条件としてコイルの巻き数は 300 回巻き、各コイルの電流は流さず、水平方向に 30mm 移動させた。その際、進行方向に働く力である推進力の値、ギャップ方向に働く浮上力の値について調べた。FEM 解析のメッシュは実際の現象とより近い値を得るためにエラーが生じない最も細密な値で設定した。

Table 1 Specifications of the model used for analysis

Iron core width	46mm	Rail pole pitch	15mm
Slot width	20mm	Magnet width	10mm
Tooth height	21mm	Magnet thickness	3mm
Turns per coil	300	Current	0A
Air gap	7.875~7.975mm		

4.2 解析結果（推進力）

推進力の解析結果を図 11 に示す。図 11 は発生する推進力と、永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである。図 11 より、推進力の大きさは+0.015~−0.015Nで周期的に推移していることが確認できる。また、推進力が+から−になる安定点は 7.5mm, 22.5mm であると確認できる。エアギャップを 7.875mm, 7.975mm の状態で解析を行ったが、エアギャップによる推進力の変化は見られなかった。

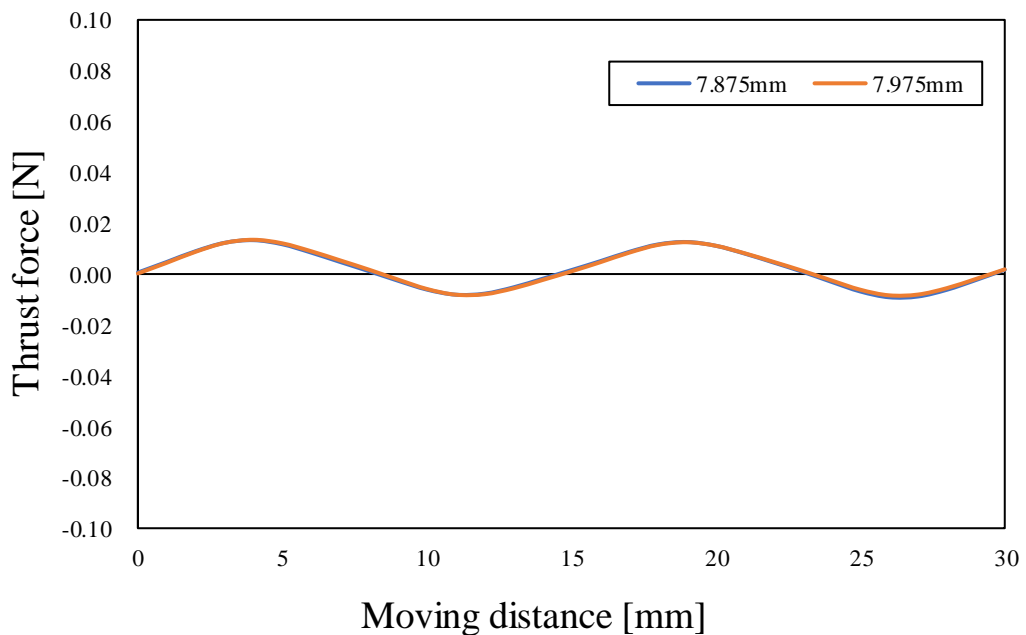


Fig. 11 Thrust force when moving horizontally at each air gap

4.2 解析結果（浮上力）

浮上力の解析結果を図 12 に示す。図 12 は発生する浮上力と、永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである。図 12 より、浮上力の大きさはエアギャップが変化することによって変化する。エアギャップが 7.875mm の場合は約 6.9N~6.6N，エアギャップが 7.975mm の場合は約 6.6~6.3N で周期的に推移し、エアギャップが小さいほど浮上力が大きいことが確認できる。上記の解析結果から、各浮上力の値からゼロパワー浮上制御するために必要な浮上支持荷重と等しい浮上力はエアギャップが 7.875mm~7.975mm の範囲内であることが考えられる。

図 12 からエアギャップと浮上支持荷重の関係を図 13 に示す。図 13 は、浮上支持荷重である 6.6N の浮上力が発生するときのエアギャップと永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである。図 13 より、エアギャップの大きさは 7.875mm~7.975mm で周期的に推移していることが確認でき、式 (1) で表現することができる。式 (1) を利用して目標値を設定することによって、すべての水平方向でゼロパワー浮上制御の鉛直方向の制御は可能になると考えられる。

Table 2 Symbol description

A	amplitude	x	Moving distance
λ	wavelength	ϕ	initial phase
α	intercept	z	Air gap

$$z = A \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} + \phi \right) + \alpha = 0.05 \sin \left\{ \frac{2\pi x}{15} - \frac{\pi}{2} \right\} + 7.925 \quad (1)$$

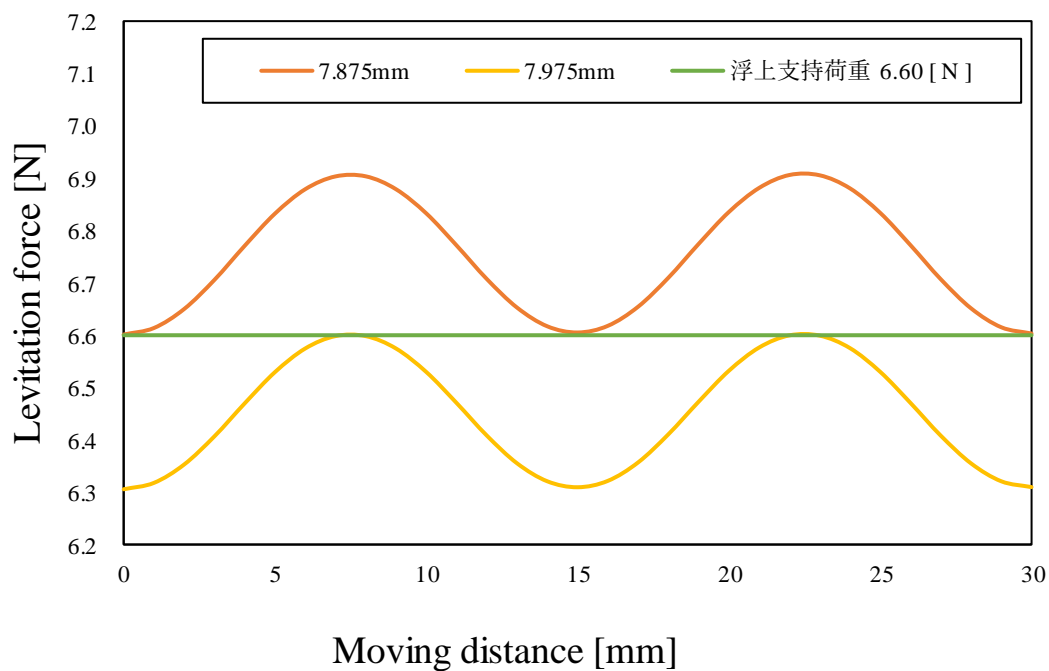


Fig. 12 Levitation force when moving horizontally at each air gap

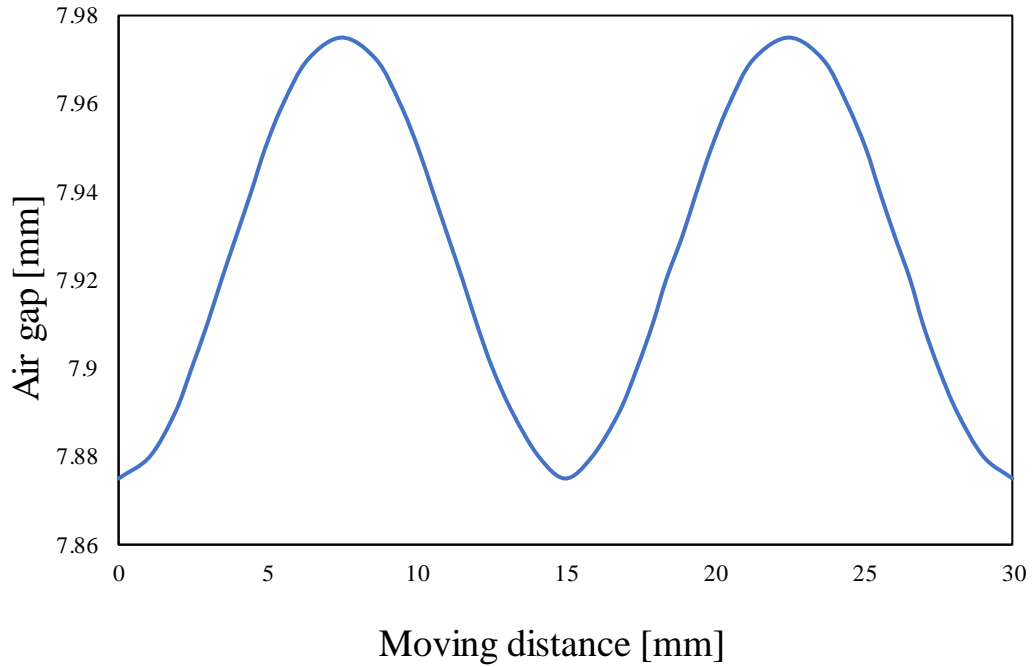


Fig. 13 Relation between floating support load and air gap

4.3 考察

図 11 から推進力はエアギャップの変化によって変化することがなく，+から-になる安定点も 7.5mm, 22.5mm とエアギャップの変化によって変化することがないため，ゼロパワー浮上制御が可能な水平方向位置は 7.5mm, 22.5mm である．また，図 12 から浮上力はエアギャップの変化によって変化し，エアギャップが小さいほど浮上力が大きくなる．図 13 より，ゼロパワー浮上制御に必要な浮上支持荷重と等しいエアギャップ位置は式(1)で表現される．以上のことからゼロパワー浮上制御が可能な位置は水平方向が 7.5mm, 22.5mm 且つ，エアギャップが 7.975mm の地点であると考えられる．

5. FEM 解析（推進制御）

5.1.1 解析方法

FEM 磁場解析ソフトウェア JMAG を用いて、ベアリングレスリニアによる推進力、浮上力の変化について解析した。解析に使用した 3D データは SolidWorks で製作した。条件としてコイルの巻き数は 300 回巻き、各コイルに 1A の三相交流を流し、水平方向に 30mm 移動させた。その際、進行方向に働く力である推進力の値、ギャップ方向に働く浮上力の値、安定点と浮上支持荷重が釣り合う時の電流位相差について調べた。FEM 解析のメッシュは実際の現象とより近い値を得るためにエラーが生じない最も細密な値で設定した。

Table 3 Specifications of the model used for analysis

Iron core width	46mm	Rail pole pitch	15mm
Slot width	20mm	Magnet width	10mm
Tooth height	21mm	Magnet thickness	3mm
Turns per coil	300	Current	1A
Air gap	7.925mm		

コイル U, V, W に入力する電流 I_u , I_v , I_w を式(2), (3), (4)に示す。振幅 A は交流電流の最大値を表し、試験機で使用するアンプの出力範囲である 0.1~2.0A を範囲とした。三相交流を 1 周期分流す条件で解析を行った。

Table 4 Symbol description

A	amplitude	ω	angular velocity
---	-----------	----------	------------------

$$I_u = A \sin \omega t \quad (2)$$

$$I_v = A \sin \left(\omega t + \frac{4}{3} \pi \right) \quad (3)$$

$$I_w = A \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4)$$

5.1.2 解析結果

図 14 に推進力, 図 15 に浮上力の解析結果を示す. 安定点を黒の線, 浮上支持荷重と釣り合う点を赤の線で示す. 図 14 から推進力が+から-になる安定点は各電流位相, 水平位置に一点存在し, ほとんど直線状に存在することが確認できる. また, 図 15 から浮上支持荷重である 6.6N の浮上力が発生する点は安定点の電流位相を前後に存在し, こちらもほとんど直線状に存在することが確認できる. 以上のことから, 三相交流の位相を一周期させると 30mm 進むことができ, これは浮上体と永久磁石の水平位置の関係が一周期となる 30mm と一致する. よって, 30mm 以上の推進に関しても電流位相と水平方向の位置の関係は成り立つと考えることができる.

図 14 から安定点に対して, 浮上支持荷重である赤線までは電流位相が小さいと推進力は-, 大きいと+と示されている. 以上のことから直線状に移動する安定点を基準に位相をずらすことにより, 前後への推進制御を行うことが可能であると考えられる.

図 15 から安定点で発生する浮上力は浮上支持荷重である 6.6N よりも大きい値であり, 浮上支持荷重と釣り合う赤線までは線形の変化を示す. 以上のことから安定点から赤線の範囲において浮上が可能であると考えられる.

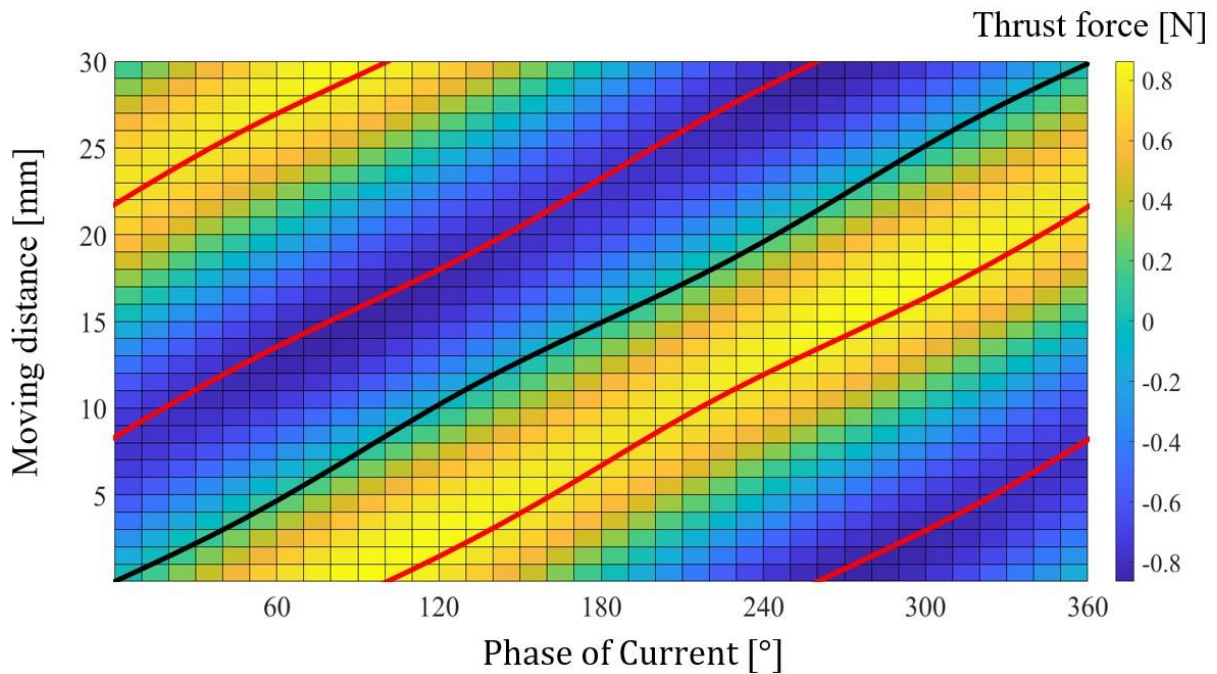


Fig. 14 Relationship of between stable point and phase of current (Thrust force)

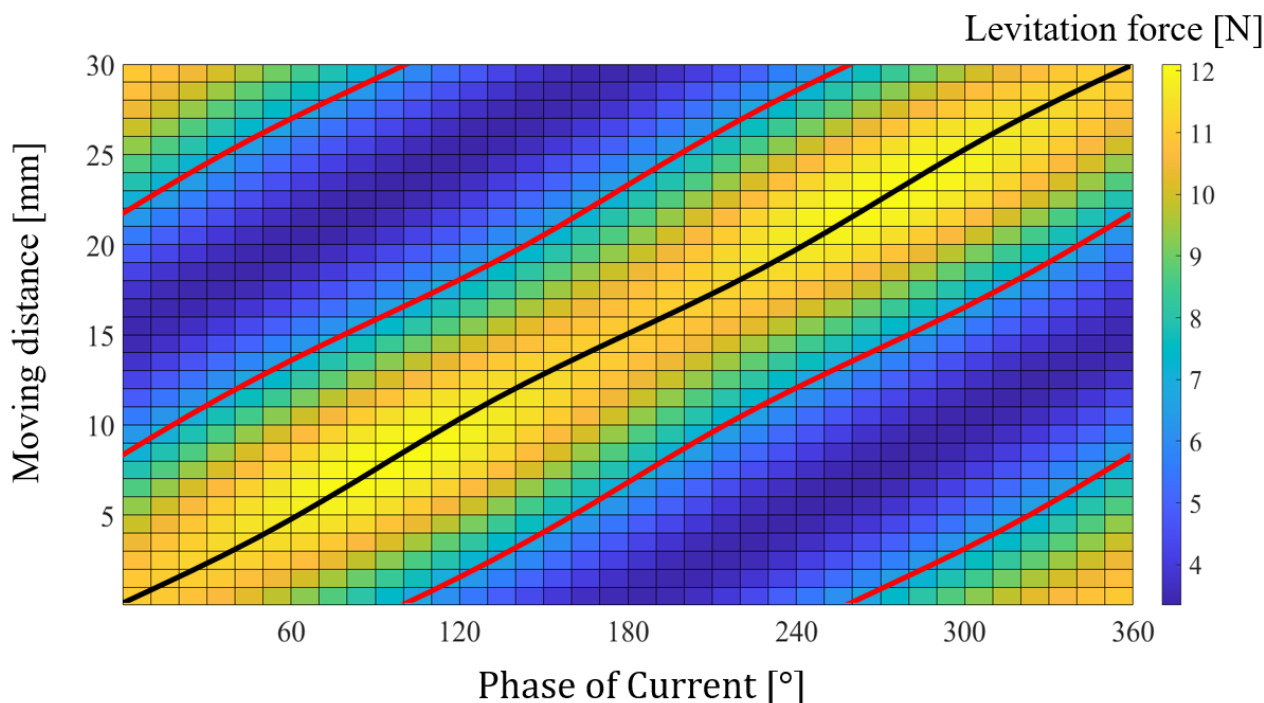


Fig. 15 Relationship of between stable point and phase of current (Levitation force)

本研究では赤線の位置の電流位相を利用することによる推進浮上制御を行う。図 16 に安定点より電流位相が大きい位置にある赤線の推進力，図 17 に安定点より小さい電流位相の位置にある赤線の推進力を示す。また，図 18 に安定点と安定点より電流位相が大きい位置にある赤線の位相差，図 19 に安定点と安定点より小さい電流位相の位置にある赤線の位相差を示す。

図 16 より，推進力の大きさは約 0.74N~0.84N で周期的に推移しており，安定点より電流位相が大きい位置にある赤線の推進力は常に+の値であることが確認できる。よって，安定点より電流位相が大きい位置にある赤線は前進するときの電流位相であると考えられる。図 18 より，前進時の安定点との電流位相差は約 92°~107°で周期的に推移していることが確認できる。上記の電流位相差を近似式にして利用することで，推進制御が可能となると考えられる。前進時の推進力，電流位相差を近似式で表したものを式(1)，式(2)に示す。

Table 5 Symbol description

A	amplitude	x	Moving distance
λ	wavelength	ϕ	initial phase
α	intercept	F	Thrust force

$$F = A \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} + \phi \right) + \alpha = 0.0452 \sin \left\{ \frac{2\pi x}{15} + \frac{\pi}{2} \right\} + 0.794 \quad (5)$$

$$F = A \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} + \phi \right) + \alpha = 0.048 \sin \left\{ \frac{2\pi x}{15} - \frac{\pi}{2} \right\} - 0.787 \quad (6)$$

図 17 より，推進力の大きさは約 -0.74N~-0.84N で周期的に推移しており，安定点より電流位相が大きい位置にある赤線の推進力は常に-の値であることが確認できる。よって，安定点より電流位相が大きい位置にある赤線は前進するときの電流位相であると考えられる。図 19 より，前進時の安定点との電流位相差は約 -92° ~ -107° で周期的に推移していることが確認できる。上記の電流位

相差を近似式にして利用することで、推進制御が可能となると考えられる。前進時の推進力、電流位相差を近似式で表したものを式(3)、式(4)に示す。

Table 6 Symbol description

A	amplitude	x	Moving distance
λ	wavelength	ϕ	initial phase
α	intercept	θ	phase contrast

$$\theta = A \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} + \phi \right) + \alpha = 7.545 \sin \left\{ \frac{2\pi x}{15} \right\} + 99.625 \quad (7)$$

$$\theta = A \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} + \phi \right) + \alpha = 7.63 \sin \left\{ \frac{2\pi x}{15} \right\} - 98.65 \quad (8)$$

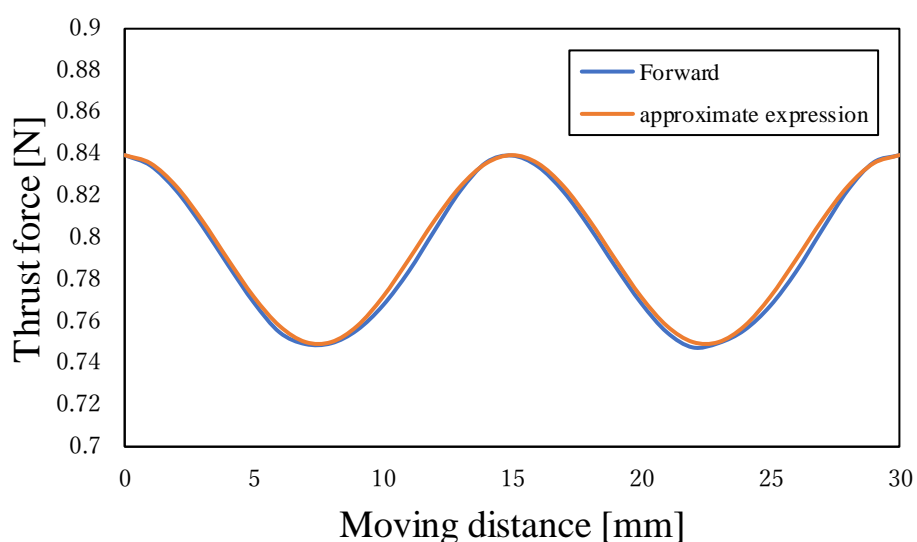


Fig. 16 Propulsive force when consistent with the floating support load (Forward)

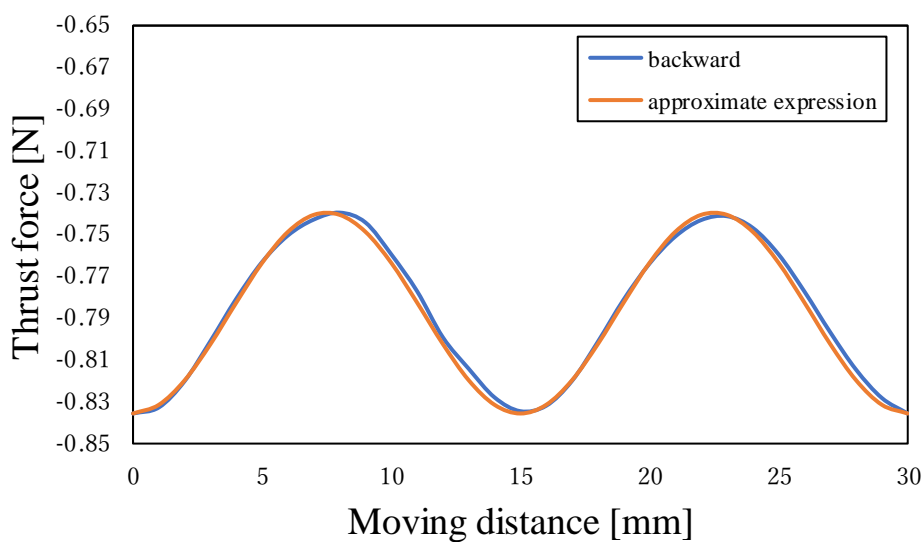


Fig. 17 Propulsive force when consistent with the floating support load (backward)

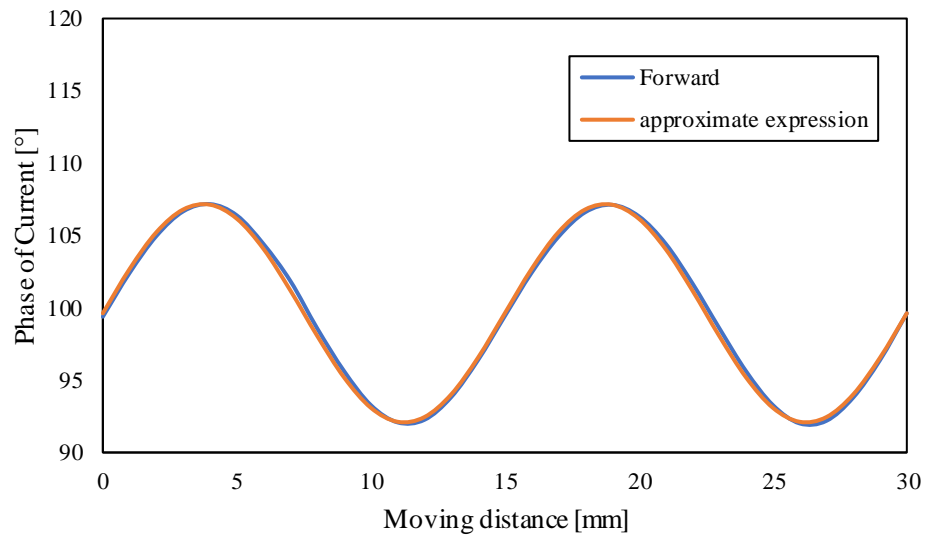


Fig. 18 Propulsive force when consistent with the floating support load (Forward)

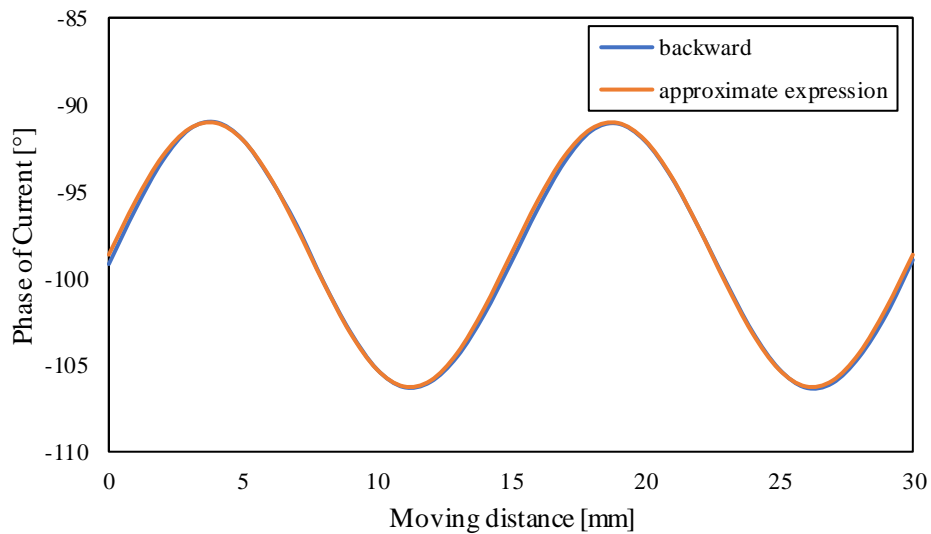


Fig. 19 Propulsive force when consistent with the floating support load (backward)

5.1.3 考察

図 14 から安定点が直線状に存在し，図 15 から浮上支持荷重と釣り合う浮上力も直線状に存在することが確認できる．以上のことから，三相交流の一周期と，浮上体と永久磁石の水平方向の位置関係の一周期と一致するため，30mm 以上の推進に関しても電流位相と水平方向の位置の関係は成り立つと考えることができる．図 13 から浮上力は安定点から浮上支持荷重と釣り合う赤線までは線形の変化を示すため，赤線での浮上が可能であると考えられる．また，図 14 から安定点から一の電流位相差では推進力は－，プラスの位相では推進力は＋のため，前進時には式(7)，後進時には式(8)を利用することによって推進制御が可能となると考えられる．

5.2 電流の大きさによる影響

先の解析では1Aの三相交流の電流位相を操作することによって、推進浮上制御することができると考えられた。しかし、電流の値を固定することによって浮上力、推進力の上限と下限が決められてしまうと考えられる。物体の重量が増えた場合やより推進力が必要となった場合には、電流の増減を行うことでより制御の幅が広がると考えた。本項では電流を増減した解析を行うことによって、その可能性を探った。

5.2.1 解析方法

FEM 磁場解析ソフトウェア JMAG を用いて、ベアリングレスリニアスライダで発生する推進力、浮上力を解析した。解析に使用した3Dモデルは SolidWorks で製作した。条件としてコイルの巻き数は300回巻き、各コイルに0.1~2.0Aの三相交流を流し、水平方向に30mm移動させた。その際、進行方向に働く力である推進力の値、ギャップ方向に働く浮上力の値、安定点と浮上支持荷重が釣り合う時の電流位相差について調べた。FEM解析のメッシュは実際の現象とより近い値を得るためにエラーが生じない最も細密な値で設定した。

Table 7 Specifications of the model used for analysis

Iron core width	46mm	Rail pole pitch	15mm
Slot width	20mm	Magnet width	10mm
Tooth height	21mm	Magnet thickness	3mm
Turns per coil	300	Current	0.1~2.0A
Air gap	7.925mm		

コイル U, V, W に入力する電流 I_u , I_v , I_w を式(9), (10), (11)に示す。振幅 A は交流電流の最大値を表し、試験機で使用するアンプの出力範囲である0.1~2.0Aを範囲とした。三相交流を1周期分流す条件で解析を行った。

Table 8 Symbol description

A	amplitude	ω	angular velocity
---	-----------	----------	------------------

$$I_u = A \sin \omega t \quad (9)$$

$$I_v = A \sin \left(\omega t + \frac{4}{3} \pi \right) \quad (10)$$

$$I_w = A \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (11)$$

5.2.2 解析結果（安定点）

図 20 に安定点の解析結果を示す。図 20 は電流の大きさに対して、安定点の電流位相と、永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである。図 20 から電流の大きさによって安定点の電流位相に大きな変化はなく、直線状に存在している。

また、図 21 に 0mm 地点での安定点の解析結果を示す。図 21 は 0mm 地点での安定点の電流位相と電流の大きさの関係性を二次元で表現したものである。図 21 から 0mm 地点での安定点はほとんど 0 であるが、電流が小さくなると上昇傾向がみられる。これは電流の値が小さくなることで永久磁石の影響力が大きくなることで発生すると考えられる。以上のことから、電流を増減した場合でも、非常に小さい電流の場合を除いて安定点に大きな変化はないため、安定点を基準とする制御が可能であると考えられる。

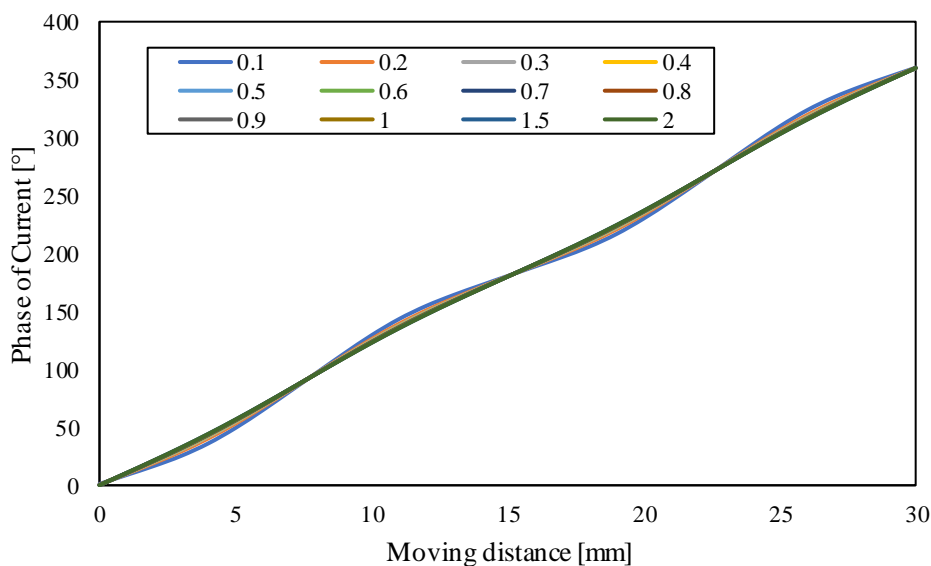


Fig. 20 Horizontal position and phase of the stability point depending on the magnitude of the current

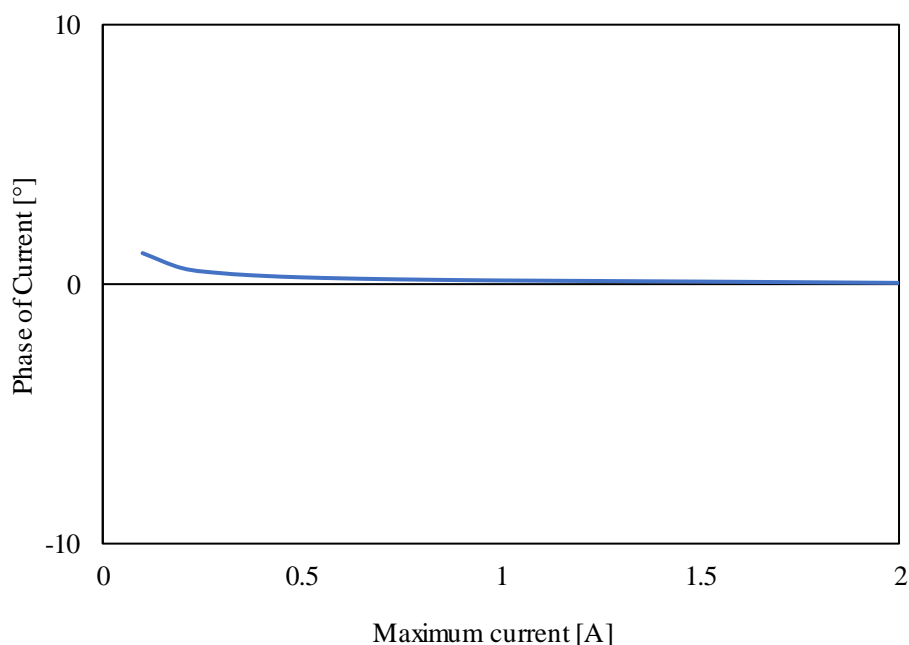


Fig. 21 Relationship between horizontal position and phase of the stability point for 0.1A

5.2.2 解析結果（推進力）

図 22 に前進時の電流の大きさに対する推進力，図 23 に前進時の電流の大きさに対する推進力の平均値を示す．また，図 24 に後進時の電流の大きさに対する推進力，図 25 に後進時の電流の大きさに対する推進力の平均値を示す．

図 22 は電流の大きさに対して，推進力と，永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである．図 23 は図 22 での各電流で発生する推進力の平均値と電流の大きさの関係性を二次元で表現したものである．図 22，図 23 から電流が大きいくほど推進力が大きくなっている．そのため，図 23 の推進力を近似式にして利用することで，電流の大きさによって，推進力の制御が可能となると考えられる．前進時の電流の大きさによる推進力を近似式で表したものを式(12)に示す．

Table 9 Symbol description

F	Thrust force	i	current
-----	--------------	-----	---------

$$F = 0.0775i^2 - 0.9203i \quad (12)$$

図 24 は電流の大きさに対して，推進力と，永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである．図 25 は図 24 での各電流で発生する推進力の平均値と電流の大きさの関係性を二次元で表現したものである．図 24，図 25 から電流が大きいくほど推進力が小さくなっている．そのため，図 25 の推進力を近似式にして利用することで，電流の大きさによって，推進力の制御が可能となると考えられる．前進時の電流の大きさによる推進力を近似式で表したものを式(13)に示す．

Table 10 Symbol description

F	Thrust force	i	current
-----	--------------	-----	---------

$$F = -0.0556i^2 + 0.8498i \quad (13)$$

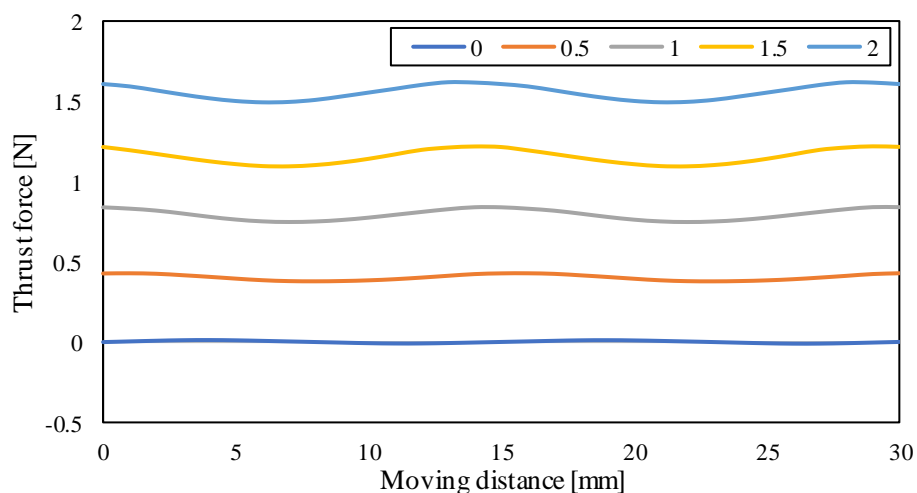


Fig. 22 Propulsive force generated in horizontal position due to magnitude of current (Forward)

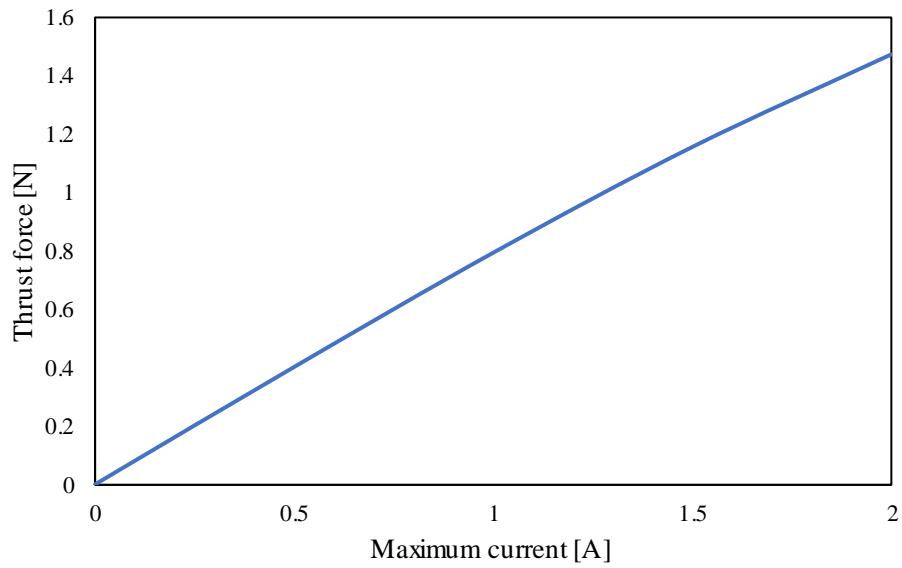


Fig. 23 Relationship between magnitude of current and propulsive force (Forward)

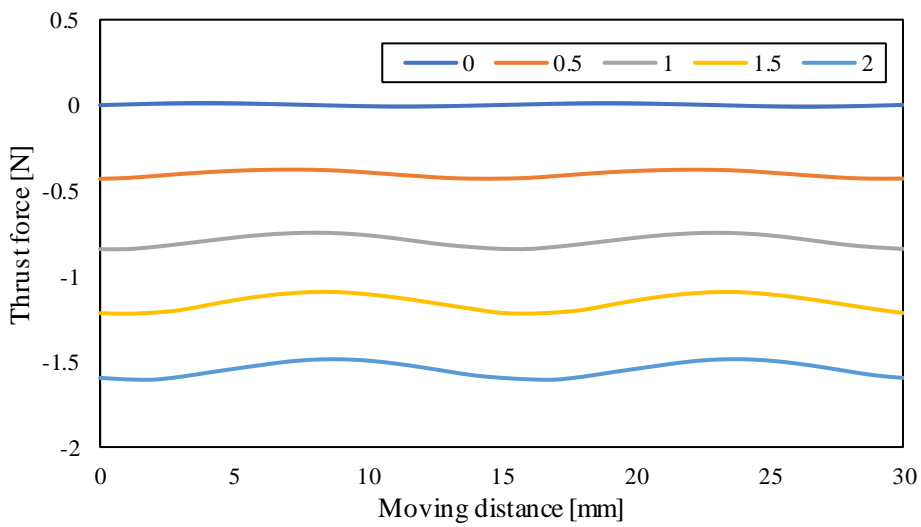


Fig. 24 Propulsive force generated in horizontal position due to magnitude of current (backward)

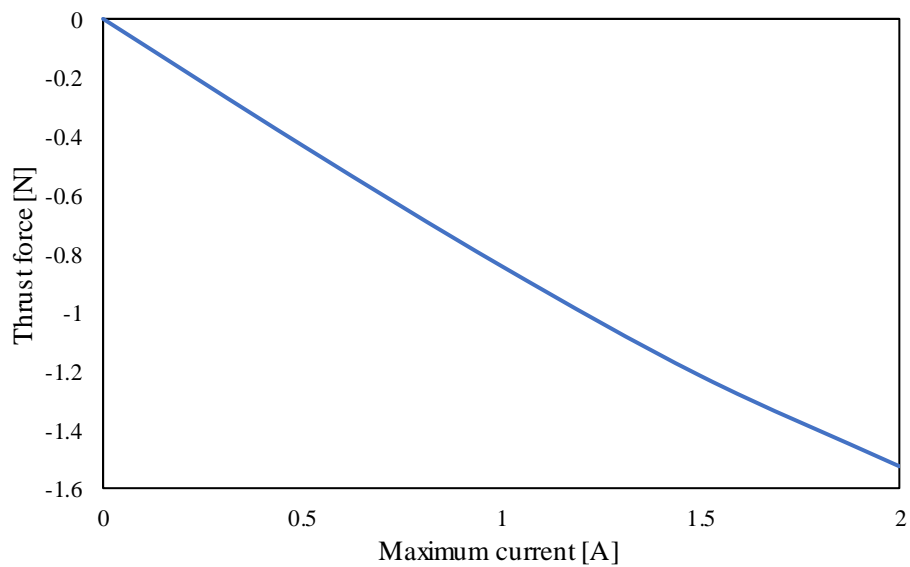


Fig. 25 Relationship between magnitude of current and propulsive force (backward)

5.2.2 解析結果（電流位相差）

前進時の電流位相差の解析結果を図 26 に示す．図 26 は電流の大きさに対して，前進時の安定点と浮上支持荷重と釣り合う点との電流位相差と永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである．図 26 より，安定点と浮上支持荷重と釣り合う点との電流位相差は，電流の大きさが変化することによって，変化することが確認できる．しかし，電流の変化に対して，線形の変化が行っている部分と行っていない部分が存在する．このことに対して注目するために，図 26 から図 27 に 0.1A～0.5A の範囲を，図 28 に 0.5A～2.0A の範囲を示す．

図 28 より，0.5A～2.0A の範囲の電流と電流位相差の関係は，電流が大きいと電流位相差が大きくなるという線形の変化を常に示している．しかし，図 27 より，0.1A～0.5A の範囲の電流と電流位相差の関係では，電流が大きいと電流位相差が大きくなるという線形の変化を示しておらず，永久磁石と磁性体の水平方向位置により逆転することが確認できる．これは，電流の値が小さくなることにより，永久磁石の影響の方が強くなったため，原因であると考察することができる．

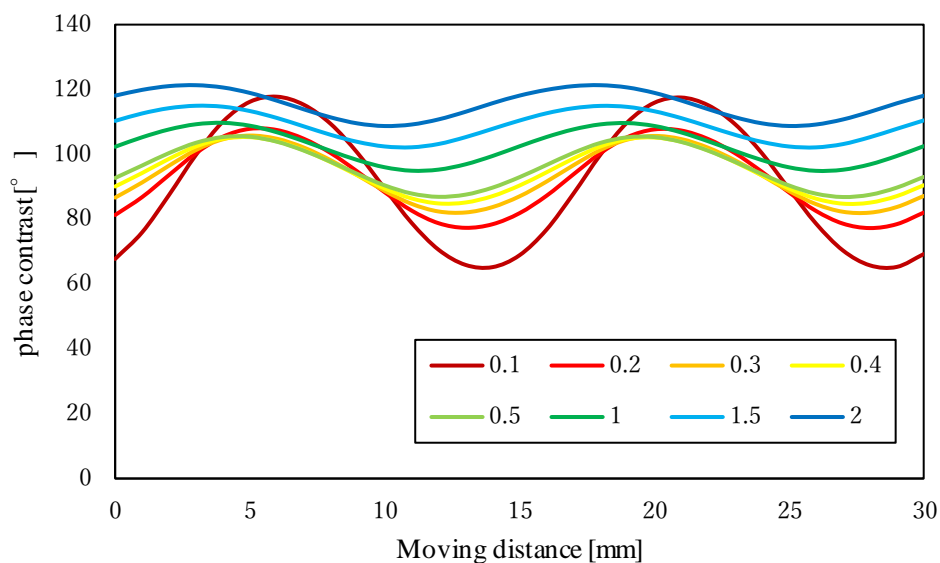


Fig. 26 Current phase difference when balanced with the floating support load, depending on the magnitude of the current (Forward)

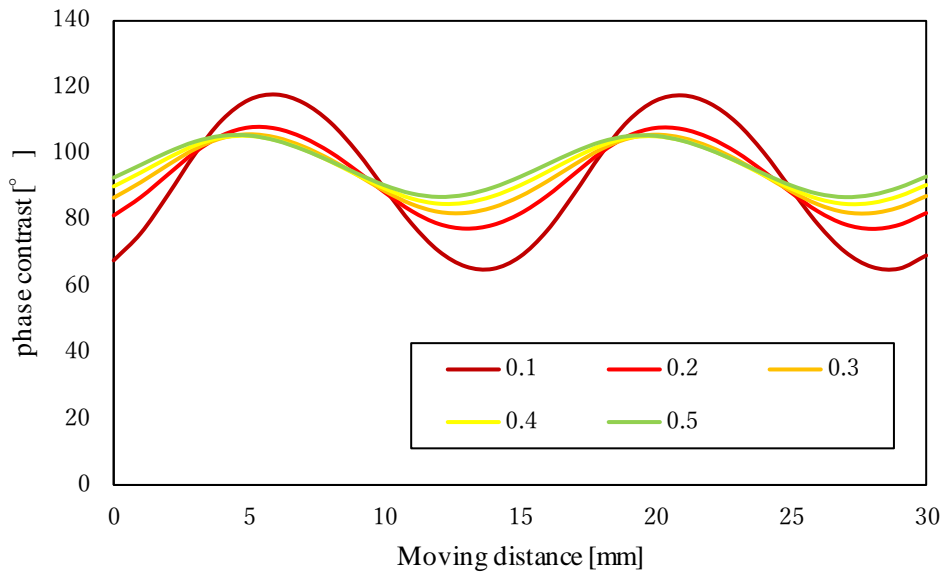


Fig. 27 Current phase difference when balanced with the floating support load for 0.1 to 0.5 A (Forward)

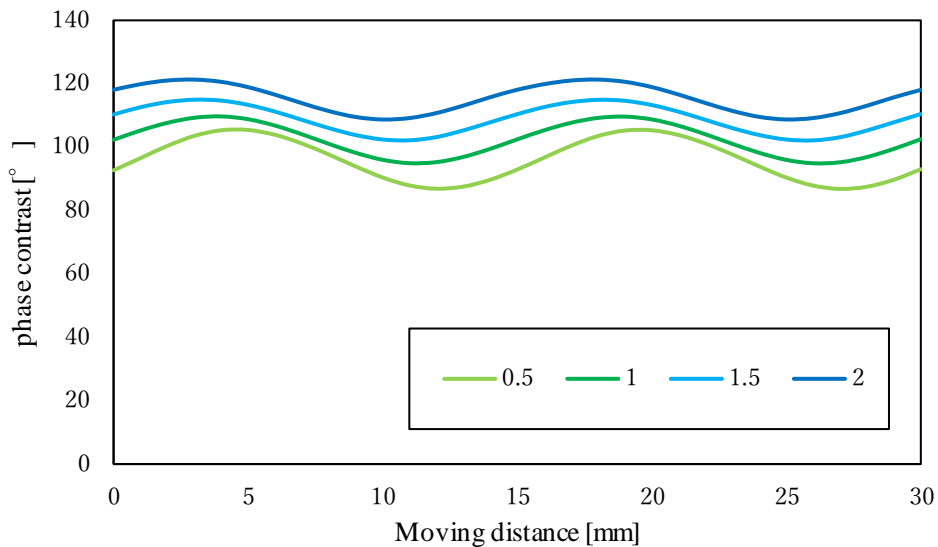


Fig. 28 Current phase difference when balanced with the floating support load for 0.5 to 2.0 A (Forward)

後進時の電流位相差の解析結果を図 29 に示す。図 29 は電流の大きさに対して、前進時の安定点と浮上支持荷重と釣り合う点との電流位相差と永久磁石と磁性体の水平方向位置の関係性を二次元で表現したものである。図 29 より、安定点と浮上支持荷重と釣り合う点との電流位相差は、電流の大きさが変化することによって、変化することが確認で確認できる。しかし、電流の変化に対して、線形の変化が行っている部分と行っていない部分が存在する。このことに対して注目するために、図 29 から図 30 に 0.1A~0.5A の範囲を、図 31 に 0.5A~2.0A の範囲を示す。

図 31 より、0.5A~2.0A の範囲の電流と電流位相差の関係は、電流が大きいと電流位相差がなるという線形の変化を常に示している。しかし、図 30 より、0.1A~0.5A の範囲の電流と電流位相差の関係では、電流が大きいと電流位相差が大きくなるという線形の変化を示しておらず、永久磁石と磁性体の水平方向位置により逆転することが確認できる。これは、電流の値が小さくなることにより、永久磁石の影響の方が強くなったため、原因であると考察することができる。

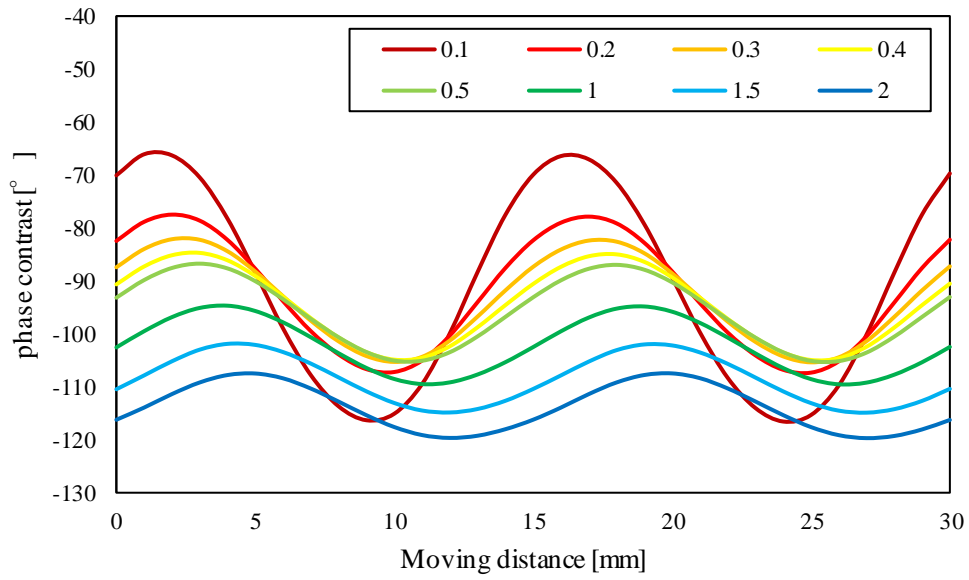


Fig. 29 Current phase difference when balanced with the floating support load, depending on the magnitude of the current (backward)

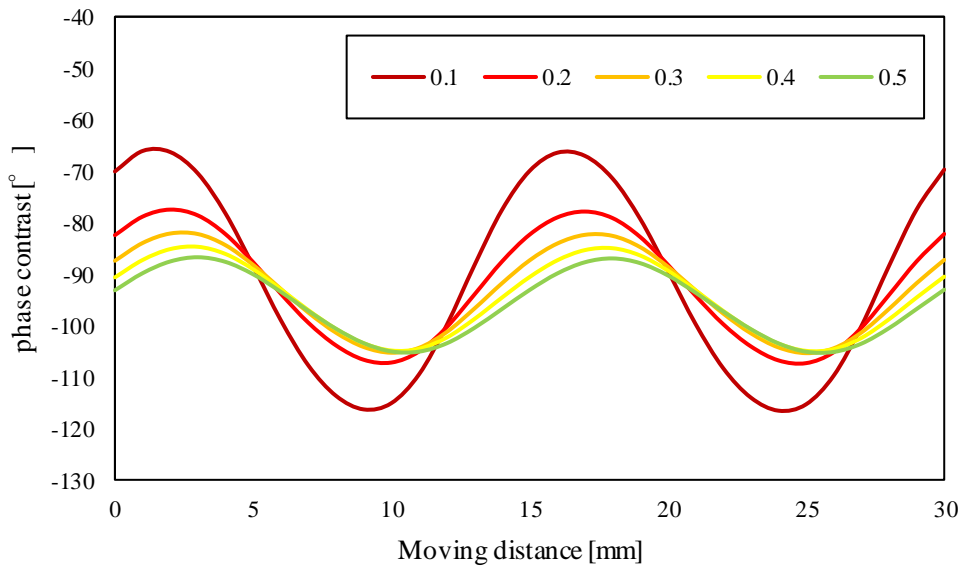


Fig. 30 Current phase difference when balanced with the floating support load for 0.1 to 0.5 A (backward)

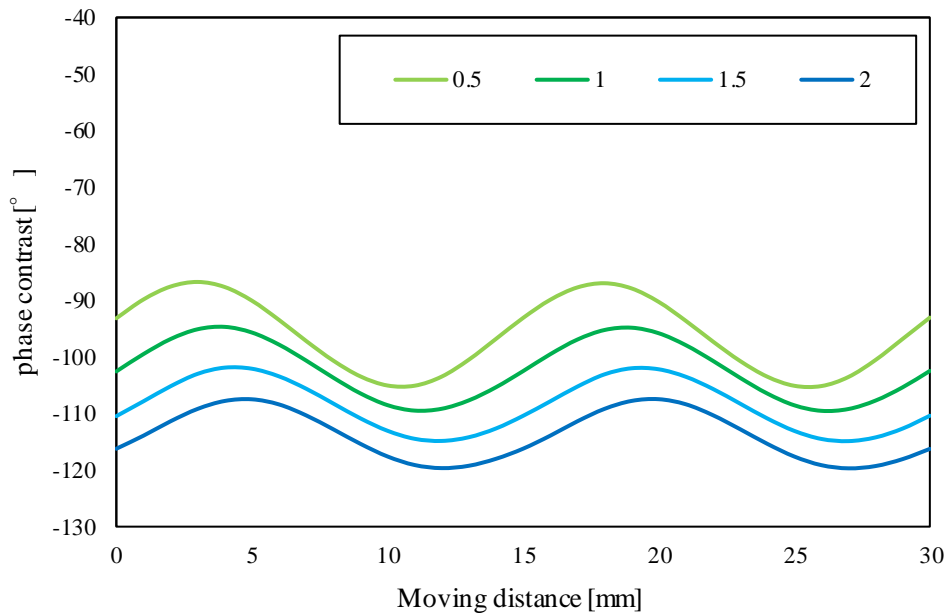


Fig. 31 Current phase difference when balanced with the floating support load for 0.5 to 2.0 A (backward)

5.2.2 考察

図 20 から電流の大きさによって安定点の電流位相に大きな変化はなく、直線状に存在しているため、安定点を基準とする制御が可能であると考えられる。

図 22, 図 23 から前進時は電流が大きいほど推進力が大きく、図 24, 図 25 から後進時は電流が大きいほど推進力が小さくなっている。そのため、図 23, 図 25 の推進力を近似式にして利用することで、電流の大きさによって、推進力の制御が可能となると考えられる。前進時の電流の大きさによる推進力を近似式で表したものを式(12), 後進時の電流の大きさによる推進力を近似式で表したものを式(13)に示す。

図 26, 図 29 より、安定点と浮上支持荷重と釣り合う点との電流位相差は、電流の変化に対して、線形の変化が行っている部分と行っていない部分が存在する。前進時, 後進時共に 0.5A~2.0A の範囲の電流と電流位相差の関係は、電流が大きいと電流位相差が大きくなるという線形の変化を常に示している。しかし、0.1A~0.5A の範囲の電流と電流位相差の関係では、電流が大きいと電流位相差が大きくなるという線形の変化を示しておらず、永久磁石と磁性体の水平方向位置により逆転することが確認できる。これは、電流の値が小さくなることにより、永久磁石の影響の方が強くなったため、原因であると考察することができる。よって、本機構において電流の変化による制御を行う場合、0.5A 以上で行うことが好ましいと考えることができる。

6. ゼロパワー磁気浮上機構⁽³⁾

6.1 ゼロパワー浮上制御モデル

ゼロパワー浮上制御のブロック線図を図 32 に示す。操作量 u は、センサから検出したギャップ変化を PD 制御し、励磁電流の積分値にゲイン K_3 を乗じて局所フィードバックする電流積分ループから演算する。各ゲインを適当に設計し安定化させる。

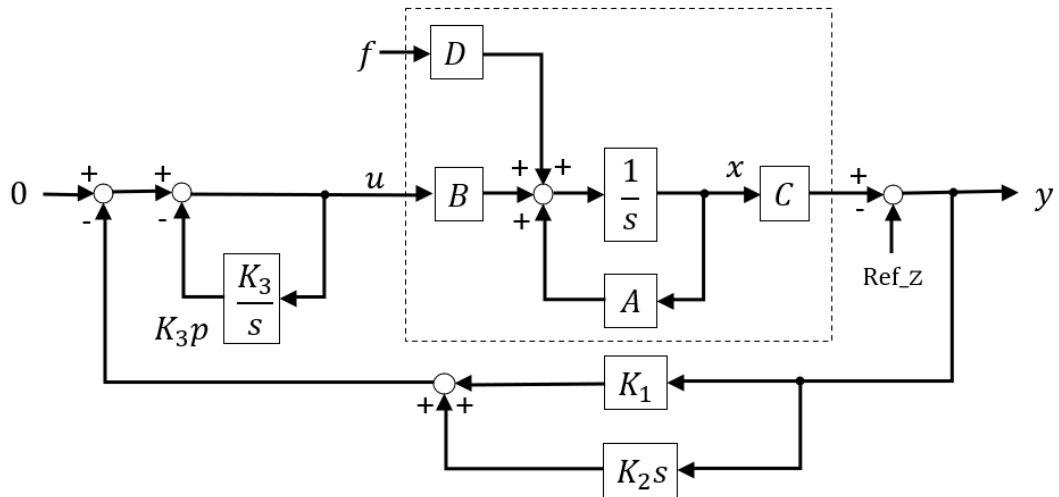


Fig. 32 Levitation controller with zero power control

Table 11 Symbol description

u	Current for apply to EMcoil	A	coefficient matrix
x	state variable (displacent,velocity)	B	input matrix for the equation of state
K_1	proportional gain	C	output matrix
K_2s	derivative gain	D	disturbance vector
$\frac{K_3}{s}$	integral gain	y	output (displacent,velocity)
f	disturbance	p	Output of an integrator
z	Air gap		

6.2 ゼロパワー浮上の数理モデル

鉄心の透磁率が無限大，漏れ磁束，ヒステリシス，磁気飽和がない等すべて理想的に考えると，電磁石と浮上体の間に発生する磁束密度は次式のようなになる．

$$B = \frac{\mu_0 N i_e}{2d} \quad (14)$$

ここで，

B 磁束密度[T]

μ_0 真空透過率[H/m]

N コイルの巻き数

i_e コイル電流および永久磁石吸引力からもとまる等価的な電流の和[A]

d 複合電磁石浮上体間ギャップ[m]

その結果電磁石は次式の吸引力を発生する．

$$F = \frac{B^2 A}{\mu_0} \quad (15)$$

ここで，

F 浮上体に作用する力[N]

A 磁路の断面積[m²]

これより，式(1)に式(2)を代入すると，電磁石の吸引力は次式のようなになる．

$$F = \mu_0 \frac{N^2 A}{4} \left(\frac{i_e}{d} \right)^2 \quad (16)$$

これを，簡単のため次式のようにおき，

$$K = \mu_0 \frac{N^2 A}{4} \quad (17)$$

ここで，

K 複合電磁石定数[Nm²/A²]

m 浮上体質量[g]

これを式(3)に代入し，浮上体重力と複合電磁石が発生する力，永久磁石の吸引力と電磁石に流れる定常電流より発生する力との平衡点周りを考えると，次式のようなになる．

$$F = K \frac{i_e^2}{d^2} = m\ddot{z} - mg \quad (18)$$

ここで，

g 重力加速度[m/s²]

z 浮上体変位[m]

式(5)を線形化し，外乱力が加わった場合，次式のように表される．

$$m\ddot{z} \cong mg + k_i i_e + k_s x + f \quad (19)$$

ここで，

k_i 複合型電磁石特性係数(発生力/電流)[N/A]

k_s 複合型電磁石特性係数(発生力/変位)[N/m]

f 外乱力[N]

mg と永久磁石の吸引力の釣り合いを考えると，次式のように表すことができる．

$$m\ddot{z} = k_s z + k_i + f \quad (20)$$

$$\ddot{z} = \frac{k_s}{m} z + \frac{k_i}{m} + f \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{z} \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k_s}{m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_i}{m} \end{bmatrix} + f \quad (22)$$

状態方程式は次式で表される.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Df \quad (23)$$

入力の式は次式で表される.

$$\begin{cases} u = \dot{p} \\ \dot{p} = -(K_1 + K_2 s)Cx - K_3 p \end{cases} \quad (24)$$

代入すると

$$\dot{x} = Ax + B\{-(K_1 + K_2 s)Cx - K_3 p\} + Df \quad (25)$$

よって

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - B(K_1 + K_2 s)C & BK_3 \\ -(K_1 + K_2 s)C & -K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} f \quad (26)$$

K_1, K_2, K_3 はフィードバックゲインであり, これらを適切に設定することにより, 閉ループ系を安定にすると同時に, 電流磁気浮上システムの入力である u を0に収束させることが出来る.

7. 試験機での推進浮上実験

リニアアクチュエータ機構を用いてゼロパワー浮上制御と比較対象として PD 制御の浮上実験を行い、両者の結果から比較した。

7.1 実験装置

使用した実験装置を図 33 に示す。電磁石ユニットとレーザセンサをアーム台に固定し、ガイドレールに懸架する形で車輪を取り付けた。上記の実験装置では永久磁石との位置関係によって発生するピッチングトルクは車輪のシャフト軸を中心とした回転運動となるため、ピッチングトルクの制御を必要としない。したがって、浮上制御のみで浮上が可能となる。緑色のアーム部分は材質 ABS で 3D プリンタを用いて製作した。回転軸兼タイヤシャフト部は $\phi 8$ のアルミ棒を用いた。制御システムで必要なエアギャップを測定するために OMRON 社製の反射型レーザセンサ ZX-LD50L、水平方向の距離を測定するために OMRON 社製の反射型レーザセンサ ZX2-LD100L を取り付けた。本章の下記に、本実験で使用する機器の詳細を記載する。

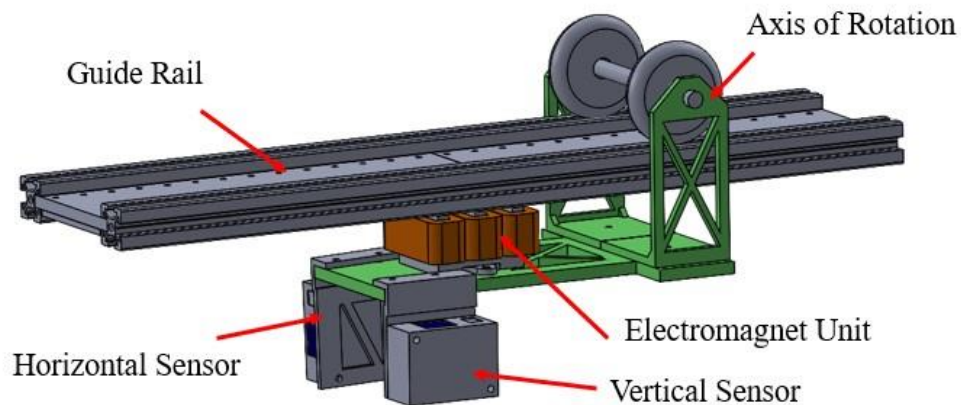


Fig. 33 Experimental device

- DPS コントローラ



Fig. 34 DSP Controller (dSPACE company made MicroLab)

Table 12 Specifications of DSP Controller

model		MicroLabBox
Analog input	Input voltage range	-10 ~10V
Analog output	Output voltage range	-10 ~10V
	Output current	±8mA

- パワーアンプ



Fig. 35 Servo amplifier (MAXON company made LSC 30/2, 4-Q-DC)

Table 13 Specifications of Servo amplifier

model		4-Q-DC Servo Control LSC 30/2
Electrical data	Max output voltage V_{max}	25V
	Max output current I_{max}	2A

- ・安定化電源(電磁石励磁パワーアンプ用)

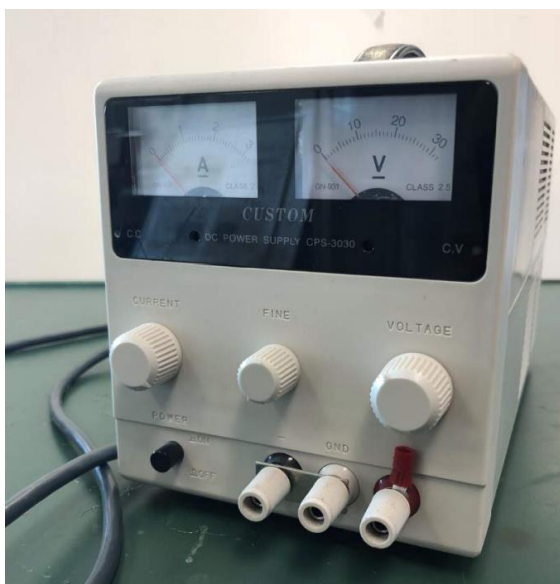


Fig. 36 DC power supply (CUSTOM company made CPS-3030)

Table 14 Specifications of CPS-3030

model		CPS-3030
Electrical data	Output voltage	0~30.0V
	Output current	0~3.0A

- ・安定化電源(電磁石励磁パワーアンプ用)



Fig. 37 DC power supply (A&D company made AD_8722D)

Table 15 Specifications of AD_8722D

model		AD_8722D
Electrical data	Output voltage	0~20.0V
	Output current	0~5.0A

- ・ 反射型レーザーセンサ（鉛直方向用）



Fig. 38 Laser sensor (OMRON company made ZX2-LD50L), Amplifier(OMRON company made ZX2-LDA)

Table 16 Specification of laser sensor

model	Sensor Heads Amplifier Unit	ZX2-LD50L ZX2-LDA41
Measuring center distance		50mm
Measuring range		±10mm
Resolution		1.5μm

- ・ 反射型レーザーセンサ（鉛直方向用）



Fig. 39 Laser sensor (OMRON company made ZX2-LD100L), Amplifier(OMRON company made ZX2-LDA)

Table 17 Specification of laser sensor

model	Sensor Heads Amplifier Unit	ZX2-LD100L ZX2-LDA41
Measuring center distance		100mm
Measuring range		±35mm
Resolution		5μm

7.2 制御系ブロック図の概要

1 ユニット特性試験の制御系ブロック図の概要を図 40 に示す。レーザセンサからエアギャップを読み取り、目標エアギャップに対する偏差に対して PD 制御と積分値の局所的フィードバックを行う。その後、三相交流の値を乗算したものを三つの電流値とする。この図中、上側の浮上制御の流れに、下側の推進用三相交流の値を足し合わせたものが、各コイルへの印加電流とした。

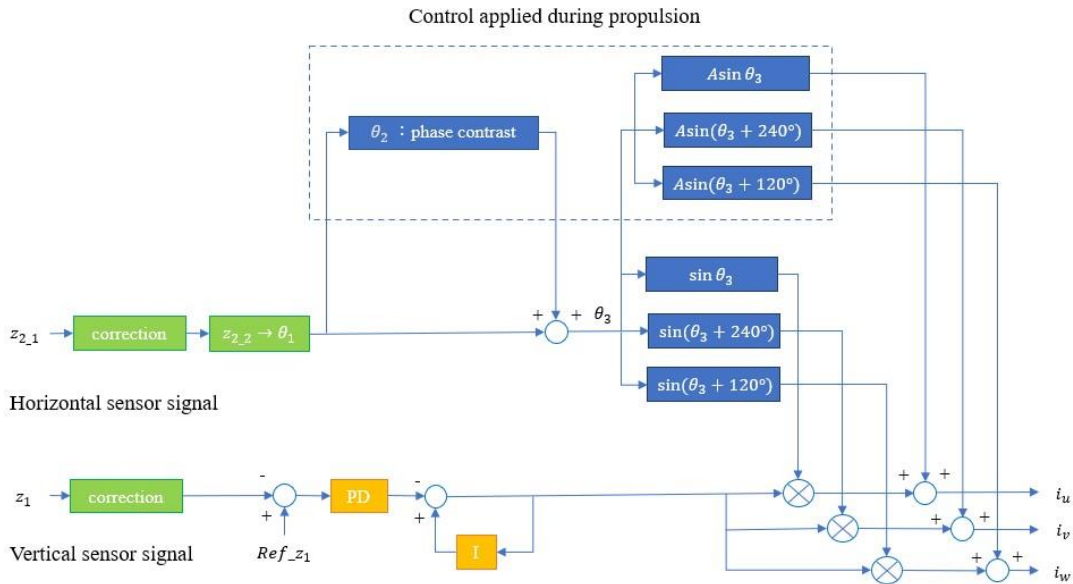


Fig. 40 Block diagram of control system

7.3 実験方法

4 章、5 章の解析結果を基に、制御で用いる目標値のエアギャップ及び、推進時の安定点からの電流位相差を決定した。ゼロパワー浮上制御時のエアギャップは 4 章の解析結果より、水平方向の位置によって釣り合う位置が目標値とできる式(1)を用いた。推進制御時のエアギャップは式(1)の切片である 7.925mm を目標値とした。ゼロパワー浮上制御にコイル U, V, W に入力する電流 I_u , I_v , I_w を式(27), (28), (29)に示す。三相交流電流の位相は時間経過によって変化させ、推進制御を行う際には電流位相を加える。加える電流位相には前進時は式(7), 後進時は式(8)を用いる。試験機での実際の結果を観察して PID ゲインを調整し、ゼロパワー浮上制御、及び推進制御を行う。

Table 18 Symbol description

A	amplitude	ω	angular velocity
β	phase of current		

$$I_u = A \sin(\omega t + \beta) \quad (27)$$

$$I_v = A \sin\left(\omega t + \frac{4}{3}\pi + \beta\right) \quad (28)$$

$$I_w = A \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \beta\right) \quad (29)$$

7.3 実験結果

本実験において、PID ゲイン及び目標値の調整を行ったが、ゼロパワー浮上制御及び推進制御を行うことができなかった。

7.4 考察

実験結果を得ることができなかった原因として考えられることは、水平方向センサの誤差と、制御内の水平方向の位置と実際の試験機の水平方向の位置のずれである。

本研究では水平方向のセンサで得られた値を利用して、三相交流の位相を決定する。ゼロパワー浮上制御、推進制御共に適した三相交流を使用しなければ実現することができない。しかし、今回利用する水平方向のセンサでは、センサが受け取る電圧の値を距離に変換することで制御を行っている。しかし、変換を行う際の調整は手動で行うため、誤差が生じてしまう。また、コントローラで受け取る際にノイズが生じてしまっているため、より誤差が生まれる原因となっている。そのため、コントローラで制御の基準としているセンサからの距離は正確な値ではない可能性がある。

また、制御内での水平方向の位置と実際の試験機の水平方向の位置を一致させるためには、永久磁石との電磁石ユニットとの基準点を設けて、センサの値と調整することで可能となる。しかし、基準点を設ける際に試験機の設計から計算して行っているが、こちらも手動での調整を行うため、誤差が生まれる原因となっている。

以上の原因から水平方向の位置情報を正確に得ることができていないため、水平方向のセンサを利用したゼロパワー浮上制御及び推進制御は実現できなかったと考察できる。

8. 結言・展望

本研究では、E型鉄心を用いたベアリングレスリニアスライダでゼロパワー浮上制御を利用することで省電力での運用を目指した。解析データを基に鉛直方向、水平方向センサからの位置情報を利用したゼロパワー浮上制御及び推進制御の制御を設計することができた。

今後は設計した制御を実機で実験を行い、ゼロパワー浮上制御及び推進制御の実現を目指す。

謝辞

本研究や論文執筆を行うにあたり、指導教員の岡宏一先生には丁寧なご指導をしていただき感謝を申し上げます。また、本研究のご協力をしていただいた多くの方々に励ましの言葉などをしていただき感謝を申し上げます。RENさんは自身の研究で多忙であるにも関わらず、研究内容について多くの知識からアドバイス、実験装置の使用法の指導などをして頂きました。最大限の感謝を申し上げます。ありがとうございました。

参考文献

- [1] 片岡 龍太, 岡 宏一, 原田 明德, “非接触ベアリングレススライダの開発” 学士学位論文, 高知工科大学 (2019)
- [2] 片岡 龍太, 岡 宏一, “E 型鉄心を用いたベアリングレスリニアスライダの開発-4 点式浮上機構の検討 -” 修士学位論文, 高知工科大学 (2021)
- [3] 勝部 雄士, 岡 宏一, 原田 明德, “E 形鉄心を用いたベアリングレスリニアスライダのゼロパワー浮上制御” 学士学位論文, 高知工科大学 (2021)
- [4] 富田 将広, 岡 宏一, 原田 明德, “非接触給電磁気浮上リニアスライダにおける 3 相リニアアクチュエータ” 修士学位論文, 高知工科大学 (2018)
- [5] 電気学会磁気浮上技術調査専門委員会, “磁気浮上と磁気軸受け” (1993) コロナ社 p.104
- [6] 石野裕二, 高崎正也, 水野 毅, “柔軟な強磁性体を利用したゼロパワー磁気サスペンションの開発” 第 51 回自動制御連合講演会
- [7] 森下 明平, 小豆沢 照男, “常電導吸引式磁気浮上系のゼロパワー制御” 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌) 1988 年 108 巻 5 号 p.447-454