

東京大学大学院新領域創成科学研究科  
基盤科学研究系  
先端エネルギー工学専攻

平成 17 年度

修士論文

空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの  
駆動制御に関する研究

2006 年 2 月 13 日提出  
指導教員 大崎 博之 教授

46202 上田 靖人

## 内容梗概

駆動技術の高速性，高精度性，多次元駆動などの性能向上に対する要求が年々高まりつつある。駆動技術の基本となる直線駆動は，従来までボールねじなどの回転運動を直線運動に変換する機構と回転型モータを組み合わせて実現されていた。しかし，そのような直線駆動装置では，年々高まる高速性と高精度性の要求に対応ができなくなっている。

また，駆動に要求される運動の自由度は直線だけにとどまらず，回転も含めた多自由度の運動にわたっている。従来，多自由度の駆動を行う際に 1 自由度の駆動を行うモータを複数組み合わせられていた。一般的にそのような駆動システムでは，装置全体が大型で複雑な構造になる傾向にある。

以上のような問題を解決するために，近年，多次元ダイレクトドライブが注目され，特にその中でも 2 次元ダイレクトドライブを実現するサーフェスモータの研究が活発に行われている。本研究では，小型で高精度な 2 次元位置決め装置の設計を最終的な目的としており，今までに可動子が 1 つの界磁磁石で構成され，2 次元ダイレクトドライブが可能なサーフェスモータを設計している。このようなサーフェスモータは小型化に有利である。次に，そのサーフェスモータの基本特性を数値解析と実験によって検証している。その結果，駆動時に想定されるヨーイング運動によって推力が影響を受けるため，高精度な駆動を行うためにはヨーイング運動を抑える必要がある。その基本特性に基づき，ヨーイング運動を抑えながら駆動可能な制御系を設計した上で実験的に 2 次元的な駆動の検証を行った。その結果，ヨーイング角を $\pm 10$ 度の範囲に抑えながら 2 次元的な駆動を行うことができた。しかし，ここではヨーイング運動を無視して並進運動の制御系を設計して，さらにヨーイング運動は受動的に抑えられていた。そのため，より高精度な位置決めを実現するために，ヨーイング運動に対する並進運動の影響を考慮して，なおかつヨーイング運動を能動的に抑制する制御系を設計する必要がある。

そこで本研究では，ベクトル制御を導入して並進運動とヨーイング運動を独立に制御する方法を提案して，数値解析により駆動特性の改善を検証した。その結果，ヨーイング運動の制御性が向上され，並進運動と同時にヨーイング角度が指令に対して収束した。また，ヨーイング角度が 0 度でなくても，一定のヨーイング角度を保ちながら並進運動ができ，さらには並進運動と同時にヨーイング運動を能動的に制御できることが示された。

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究の背景	2
1.2 永久磁石	3
1.3 リニアモータ	4
1.3.1 リニア直流モータ	5
1.3.2 リニアステッピングモータ	5
1.3.3 リニア誘導モータ	6
1.3.4 リニア同期モータ	6
1.4 サーフェスモータ	6
1.4.1 直流形	7
1.4.2 ステッピング形	10
1.4.3 誘導形	11
1.4.4 同期形	12
1.5 研究の目的	14
1.6 論文の構成	14
<b>第2章 空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの基本構成</b>	<b>15</b>
2.1 サーフェスモータの基本構成	16
2.2 2次元ハルバッハ型永久磁石配列	17
2.3 プリント基板で構成された空心形電機子導体	20
2.4 サーフェスモータの電磁力特性	22
2.5 実験装置の構成	27
2.6 電機子導体及び増幅器の周波数特性	31
2.6.1 増幅器の周波数特性	31
2.6.2 電機子導体と増幅器の周波数特性の測定	34
<b>第3章 振幅制御と位相制御におけるサーフェスモータの駆動特性</b>	<b>40</b>
3.1 本章の目的	41
3.2 並進1自由度の駆動解析モデルと駆動制御系の設計	41
3.3 振幅制御と位相制御による並進1自由度の駆動特性	46
3.4 振幅制御と位相制御のヨーイング運動に対する安定性	50
3.5 本章のまとめ	60
<b>第4章 ベクトル制御におけるサーフェスモータの駆動特性</b>	<b>61</b>
4.1 本章の目的	62
4.2 サーフェスモータのベクトル制御	62
4.3 ベクトル制御による並進及びヨーイング運動特性の解析	64
4.4 本章のまとめ	71
<b>第5章 結論</b>	<b>72</b>
5.1 本研究の結論	73
5.2 今後の課題	73
謝辞	75
参考文献	76
発表文献	78

## 第 1 章

### 序論

本章では，研究の背景と目的を述べ，さらに，本研究に深くかかわる事柄について説明する。

## 1.1 研究の背景

産業界では、システムの自動化による作業効率の向上を図るため、これまでにモータが広く普及されている。もともとモータは動力源としてただ回転させるだけのものであった。しかし、1890年から1950年にかけて、多くのモータが産業の各分野で利用され、新しいモータや駆動システムも提案された。その後、トランジスタなどの半導体素子の発達により機器の電子化が促進され、システムの自動化が進み、モータの制御性が大きく向上した。さらには、モータの小型軽量化、高速化、自動化が必要となり、ただ動力源として回転するだけでなくサーボ機能（加減速運転、位置決め制御）が要求され、それらの性能向上に対する要求のレベルも年々高められてきている。そしてソフトウェア制御の高度化とハード構成の高性能化が行われ、モータの利用分野が宇宙、医療など拡大している<sup>[1]</sup>。

近年、システムの自動化が進む中で、我が国、日本におけるモータによる消費電力は全発生電力の約60%と莫大な数字となっている。モータは、産業界全体の進展に不可欠な駆動源であるが、近年では地球環境の悪化が問題視されるようになり、これを解決するために省エネルギーの観点から低保守性、モータの高効率化が望まれている。また、周辺環境を考慮し、低振動、低騒音のモータが要求されている。

これらへの対応の1つとして、現在、リニアモータが研究されている<sup>[2]-[5]</sup>。リニアモータとは、対象物に直接、直線的な運動をさせる電磁力を与える電気機械であり、駆動原理は回転型モータと同じで、回転型モータを直線状に展開した構造になっている。従来まで、直線駆動はボールねじやラックピニオンに代表される回転運動を直線運動に変換する機構と回転型モータを組み合わせて実現されていた。ボールねじは、回転型モータが一回転するに対して、ねじ一送り分しか進まないため、直線方向の精密な位置決めができる。しかし、ねじの直径と長さに起因する危険速度によって、ボールねじには高速化と長ストローク化が制限される。このため、ボールねじは高速でストロークの長い駆動には不向きである。一方、ラックピニオンは、回転型モータが一回転するに対して、歯車一回転分の距離を直線方向に駆動できるため、高速でストロークの長い駆動に適している。しかし、歯の噛み合わせにバックラッシュが存在するため、精密な駆動には不向きである。このように、回転型モータと直線運動に変換する機構を組み合わせた駆動装置では、高速性と高精度性の両立が困難になっている<sup>[5]</sup>。例えば、生産能率の向上が望まれている工作機械分野では、ボールねじとリニアモータがしのぎをけずり、マシニングセンタの送り速度がここ10年ほどで5倍ほど高速化された。また半導体露光装置では、高集積化、大チップ化に伴う一括露光型からスキャン露光型への移行により、ステージの位置決めは、ボールねじによるPTP (Point to Point) 制御からリニアモータによるCP (Continuous Path) 制御へ変化している<sup>[6]</sup>。

また、駆動に要求される運動の自由度は直線だけにとどまらず、回転も含めた多自由度の運動にわたっている<sup>[5]</sup>。特に2次元的に駆動するアクチュエータは早い時期から開発が進められている。従来、多自由度の駆動を行う際に1自由度の駆動を行うモータを複数組み合わせ実現していた。2次元駆動アクチュエータでは、2組の直線駆動装置を直交させ、

上下方向に重ねた構成によって既に実用化されている。特にリニアモータを  $x, y$  各方向に配置して上下方向に重ねた構成は、これまでに数多く研究報告がされており、 $X$ - $Y$  ステージや製図機などで既に実用化されている。しかし、このような構成では上部のステージが移動することにより、下部ステージの重心が変動してしまい、位置決め精度の劣化が生じやすくなる上に構造全体が大型になりやすいという問題がある<sup>[5][7]</sup>。そこで、この課題を解決する方法として、サーフェスモータの研究が行われている。

サーフェスモータとは、リニアモータの駆動原理を応用して 2 次元的に駆動できるように拡張した構造をしており、基本とするリニアモータの種類に対応するように様々な構成のサーフェスモータが提案されている<sup>[8]-[14]</sup>。サーフェスモータの定義を、 $x$  方向駆動モータと  $y$  方向駆動モータの磁気回路が共通になっている構成の 2 次元駆動アクチュエータとしようという提案があるが<sup>[5]</sup>、実際には磁気回路が共通になっている構成をしていてもサーフェスモータとは呼んでいないアクチュエータ<sup>[13][14]</sup>や磁気回路が共通になっていない構成でもサーフェスモータと呼んでいるアクチュエータ<sup>[8]-[12]</sup>もあり、明確な定義がなされていない。ここでは、それらの構成の 2 次元駆動アクチュエータを纏めて、平面内に  $x, y$  方向に駆動できる仕組みがあるアクチュエータをサーフェスモータとして扱う。それらのサーフェスモータの中には、平面上にリニアモータを複数個、配置した構成を採用して、高精度な 2 次元位置決めが実現されている<sup>[8]-[12]</sup>。しかし、そのような構成では、それら全てのリニアモータが稼働できる範囲内でしか駆動することができず、さらには装置全体が大型化する問題がある。

## 1.2 永久磁石

永久磁石は、その性能の向上が回転型またはリニア型という種類に関わらずにモータの発展に大きく貢献している。永年、モータの小型軽量化、省エネルギー化のため永久磁石の応用が進展してきた。最近では地球温暖化防止など環境保護からさらに家庭電器機器、OA 機器から工場などの FA 機器、風力発電などの電力機器おける効率向上のため永久磁石の応用が拡大する機運となっている。一方、永久磁石材料も多様化しており、モータの要求に期待される開発が進んでいるが、ここでは通常使用される代表的な磁石材料、磁石の安定性などについて紹介する。

一般に応用される永久磁石材料の一覧を表 1.1 に示す<sup>[1]</sup>。永久磁石の特質は磁気特性の残留磁束密度、保磁力や物理的性質など各種材料により異なるが、一般に永久磁石の性能としては最大磁気エネルギー積で評価される。現在最も高性能を有する永久磁石は NdFeB 系焼結磁石である。一方、永年大量に使用され現在も世界的に最も多く生産、使用されている磁石は、フェライト磁石である。さらに、小型モータを中心としてボンド磁石も焼結タイプ磁石にない特徴から応用が拡大している。

表 1.1 代表的永久磁石材料<sup>[1]</sup>

磁石材料	種類	最大磁気エネルギー積 (BH) <sub>max</sub>	特徴
希土類焼結磁石	Nd-Fe-B	183~398 kJ/cm <sup>3</sup>	最高特性
	Sm-Co <sub>5</sub>	119~199 kJ/cm <sup>3</sup>	高耐熱安定性
	Sm <sub>2</sub> -Co <sub>17</sub>	151~239 kJ/cm <sup>3</sup>	低温度係数
フェライト焼結磁石	SrO・Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	6.4~39.8 kJ/cm <sup>3</sup>	コストパフォーマンス良好
アルニコ磁石	Al-Ni-Co	10.3~87.5 kJ/cm <sup>3</sup>	高温領域使用
ボンド磁石	Nd-Fe-B 系	60~159 kJ/cm <sup>3</sup>	加工無し
	Sm-Fe-N 系	40~143 kJ/cm <sup>3</sup>	耐食性良好
	フェライト系	2.4~14.3 kJ/cm <sup>3</sup>	薄肉, 長尺形状
半硬質磁石	Fe-Cr-Co 系	~6.4 kJ/cm <sup>3</sup>	薄板形状

### 1.3 リニアモータ

サーフェスモータによる 2 次元駆動は, リニアモータの 1 次元駆動を 2 次元に拡張したものであり, リニアモータの駆動原理に基づいている。そこで, ここでは基になるリニアモータの駆動原理と特徴を紹介する。

リニアモータとは, 電磁力によって対象物に直接, 直線的な運動を与える駆動装置である。駆動原理は回転型モータと同じで, 図 1.1 に示すように回転型モータを展開して直線上に伸ばした構造になっている。リニアモータにも表 1.2 に示すように様々な種類があるが, これらは回転型モータの駆動原理と対応している。

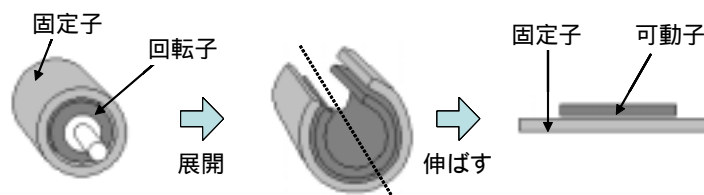


図 1.1 回転型モータからリニアモータへの展開

表 1.2 リニアモータの分類<sup>[13]</sup>

名称	形状	可動方式	制御要素	特徴
リニア直流モータ ( LDM )	平板状 円筒状	コイル可動 永久磁石可動	電流	高速サーボ性大 推力 / 質量比大
リニアステッピング モータ ( LSTM )	平板状 円筒状	1 次側可動 2 次側可動	周波数	走行距離と入力パルス数が比例 パルス周波数と速度が比例 脱調の危険性あり
リニア誘導モータ ( LIM )	平板状 円筒状	1 次側可動 2 次側可動	電流 周波数	2 次側の構造が簡易 大出力，大起動力可能 高速駆動可能 サーボ性に難 位置決め精度が低い
リニア同期モータ ( LSM )	平板状	コイル可動 永久磁石可動	電流 周波数	大出力，大起動力可能 高速サーボ性大 脱調の危険性あり

### 1.3.1 リニア直流モータ ( Linear Direct-current Motor : LDM )

リニア直流モータの駆動原理は回転型の直流モータと同じである。リニア直流モータは電機子コイルに流れる電流と電機子コイルに作用する界磁の磁束密度との間に、ローレンツ力（電磁力）が発生し、それを推力として駆動する。磁界の発生には永久磁石もしくは励磁巻線が用いられる。永久磁石は中・小型機に用いられ、励磁巻線は大型の機器に用いられている。リニア直流モータの可動子は界磁と電機子のどちらでも選ぶことができる。リニア直流モータの応用例としては、磁気または光ディスクのヘッド駆動装置が圧倒的に多く、他には家庭用電子ミシン、自動車用の自動式カーテンなどが一部挙げられる。

### 1.3.2 リニアステッピングモータ ( Linear Stepping Motor : LSTM )

リニアステッピングモータは別名でリニアパルスモータ ( Linear Pulse Motor : LPM ) とも呼ばれ、駆動原理は回転型のステッピングモータと同じである。リニアステッピングモータは入力パルス信号に応じて所定のステップずつ駆動する。駆動原理は大きく分けて、可変リラクタンス型 ( Variable Reluctance type ) と永久磁石型 ( Permanent Magnet type ) がある。それらの構造は、変位とともに可動子と固定子の間の磁気抵抗が変化する必要があるために歯と溝を持つ。その特徴は、変位が入力パルス数によって決定されるために開ループ制御が可能でありながら、変位誤差が蓄積せずに位置決め精度が良好なことである。リニアステッピングモータを利用した例としては、高位置決め精度を生かした多岐に渡る多様なものがあり、X-Y プロッタや X-Y ステージ、自動製図機など平面駆動が可能なものも早い時期から開発されている。



### 1.3.3 リニア誘導モータ (Linear Induction Motor : LIM)

リニア誘導モータの駆動原理は回転型の誘導モータと同じである。リニア誘導モータは、1次側で進行磁界を発生させることで、2次側の導体に誘導電流が流れ、その進行磁界と誘導電流の間にローレンツ力（電磁力）が発生して駆動することができる。推力の大きさは可動子の移動速度と進行磁界の速度の差によって変化する。リニア誘導モータは、2次側が導体板のみで構成できるため簡素であるが、高速駆動時には端効果による特性の劣化が生じてしまう。リニア誘導モータは、連続的に大出力で運転するのに向いているために、応用例として搬送装置、磁気浮上鉄道を含む交通システムなどが例として挙げられる。

### 1.3.4 リニア同期モータ (Linear Synchronous Motor : LSM)

リニア同期モータの駆動原理は回転型の同期モータと同じである。リニア同期モータは、電機子で発生した進行磁界に界磁の磁界が同期することで、可動子が進行磁界と同じ速度で駆動することができる。また、直流モータと同様に、磁界の発生には永久磁石もしくは励磁巻線が用いられ、可動子は界磁と電機子のどちらでも選ぶことができる。リニア同期モータでは、移動磁界を発生させる電機子電流の位相と界磁磁極の位相の差と電機子電流の大きさによって、可動子に働く電磁力が変化する。また、可動子に働く電磁力は、可動子の速度に依存しないため、制御性が良く、高速駆動も可能である。このような特徴から、リニア同期モータは早い時期から高速輸送機器の駆動装置、特に磁気浮上式鉄道の推進装置として研究および開発が進められている。さらに、近年の永久磁石及びモータ制御技術の進歩によって、大推力で高速駆動が可能なリニアアクチュエータとして期待されている。

## 1.4 サーフェスモータ

サーフェスモータとは、リニアモータの駆動原理を応用して2次元的に駆動できるように拡張した構造をしており、基本とするリニアモータの種類に対応するように様々な構造のサーフェスモータが提案されている<sup>[8]-[14]</sup>。2次元動作をするリニアモータには、 $X$ - $Y$  リニアモータとサーフェスモータとがあるが、 $X$  方向駆動モータと  $Y$  方向駆動モータの磁気回路が独立している構成が  $X$ - $Y$  リニアモータ、磁気回路が共通になっている構成がサーフェスモータであると区別する提案がなされている。 $X$ - $Y$  リニアモータとサーフェスモータはその動作原理から、直流形、ステッピング形、誘導形や同期形などに分類される。以下にそれぞれの具体的な研究例を示す。

#### 1.4.1 直流形

富田らによって研究されている直流形のサーフェスマータの基本構成を図 1.2 に示す<sup>[8]</sup>。可動ステージは、一辺 400 mm のアルミプレートからなり、3 組のエアーベアリングにより平面上を非接触に案内される。このステージは、 $x$ - $y$  方向の運動を行うサーフェスマータ駆動部と、 $z$ - $\theta_x$ - $\theta_y$  方向の微動運動を行うレベリング駆動部より構成される。サーフェスマータ駆動部は、ステージプレート裏面に締結された 3 組の永久磁石列とベースプレート上の 3 組のコイル列から構成されており、可動磁石型としている。また、エアーベアリングと可動ステージの間には、それぞれ圧電素子が組み込まれており、これによりステージの  $z$ - $\theta_x$ - $\theta_y$  方向のレベリング動作が行われる。ステージ変位の計測は、 $x$ - $y$ - $\theta_z$  変位をレーザ測長器により、また、 $z$ - $\theta_x$ - $\theta_y$  変位を可動ステージに取り付けられた 3 組の静電容量変位計によりそれぞれ行なわれる。図 1.3 にサーフェスマータ駆動部の構成を示す。全体は 3 組 (X, Y1, Y2) の 2 相リニア直流モータから構成され、 $x$  方向駆動用モータ X、 $y$  方向駆動用モータ Y1, Y2 をステージの 3 辺に配置する構造となる。各駆動部コイルは 2 相励磁方式によりそれぞれ独立に電流制御され、モータ推力  $f_{ix}, f_{iy1}, f_{iy2}$  により、 $x$ - $y$  方向の並進力とステージ重心回りのトルクが制御される。本構成では、ステージ重心点と推力発生点の距離  $l_x, l_{y1}, l_{y2}$  はステージ位置によらず一定であり、 $x, y, \theta_z$  各軸の独立な制御が可能である。レベリング駆動部は、図 1.2 に示すように先端に球面ヒンジを持つ圧電素子とエアーベアリングより構成される。エアーベアリングには、内部に組み込まれた永久磁石により予圧が与えられる。以上の機構によりステージの並進及び回転変位  $z, \theta_x, \theta_y$  の制御が行われる。このサーフェスマータでは、 $x, y$  方向に 10 nm の駆動分解能、200 Hz の応答性を実現している<sup>[8]</sup>。

従来、殆どのサーフェスマータの位置センサにはレーザ干渉計が用いられていた。しかし、レーザ干渉計の設置によってはアッペ誤差による位置検出誤差が生じやすく、設置面積を大きく、レーザ光路が長いため、計測が不安定になりやすい問題がある。そこで、清野らは 2 次元角度センサで基準角度格子を検出することで、2 次元平面内の位置を検出できるサーフェスエンコーダを提案して、サーフェスマータと一体にして適用している<sup>[9]-[11]</sup>。このサーフェスエンコーダをサーフェスマータの内部に組み込むと、ステージ内部の 2 次元角度センサ 1 つでステージの 2 次元位置検出が可能のため、従来のように外部に複数個のセンサを置く必要が無くなり、位置決めシステムが小型化された。このサーフェスエンコーダでは、 $x, y$  方向には 20 nm、 $\theta_z$  には 0.2 arcsec の分解能が報告されている<sup>[11]</sup>。図 1.4, 1.5 にサーフェスエンコーダ一体型サーフェスマータの概観と構成を示し、図 1.6 にはサーフェスエンコーダの構成を示す。

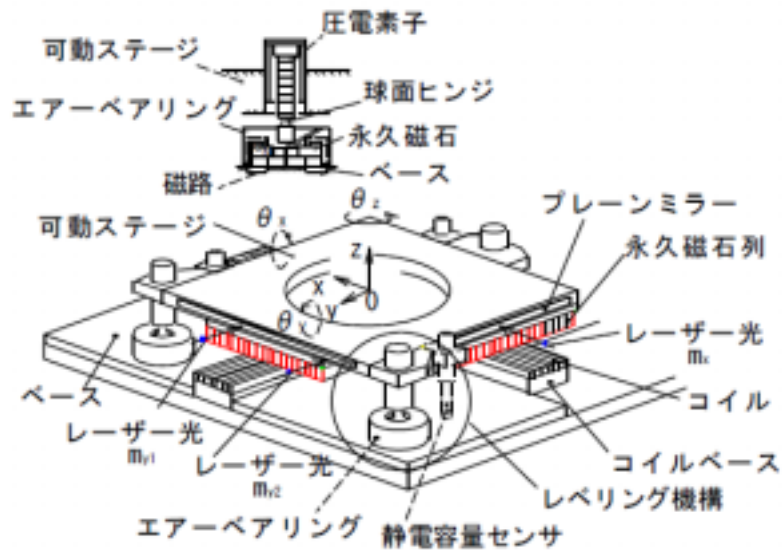


図 1.2 サーフェスモータステージの基本構成 (住友重機械工業株式会社)

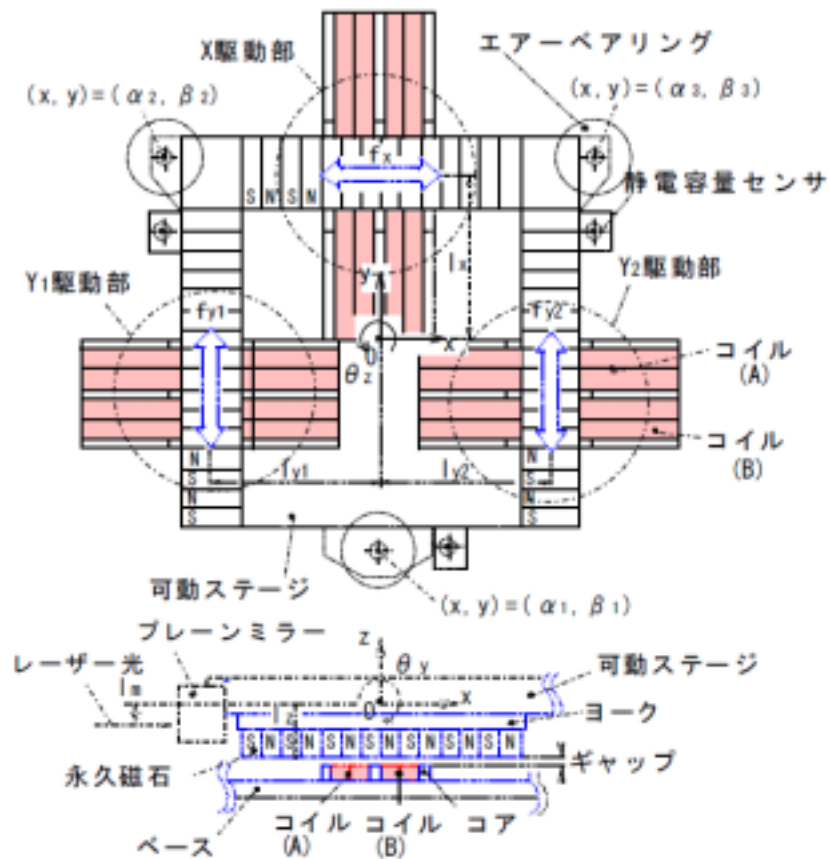


図 1.3 サーフェスモータ駆動部の構成 (住友重機械工業株式会社)

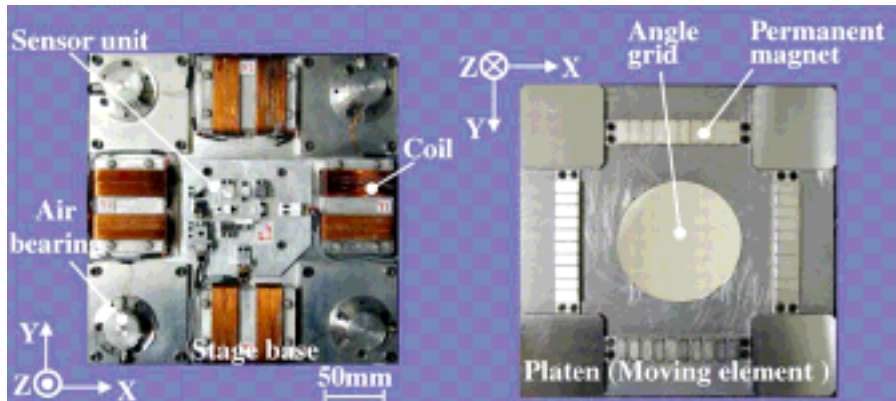


図 1.4 サーフェスエンコーダ型サーフェスモータの概観（東北大学）

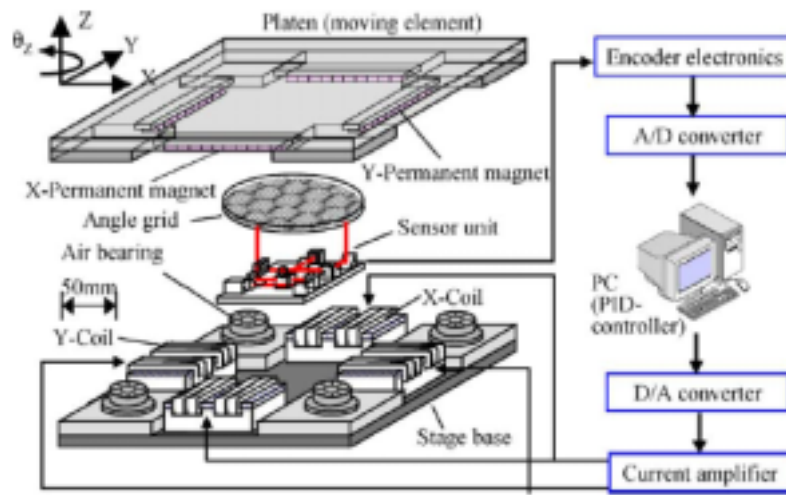


図 1.5 サーフェスエンコーダ型サーフェスモータの構成（東北大学）

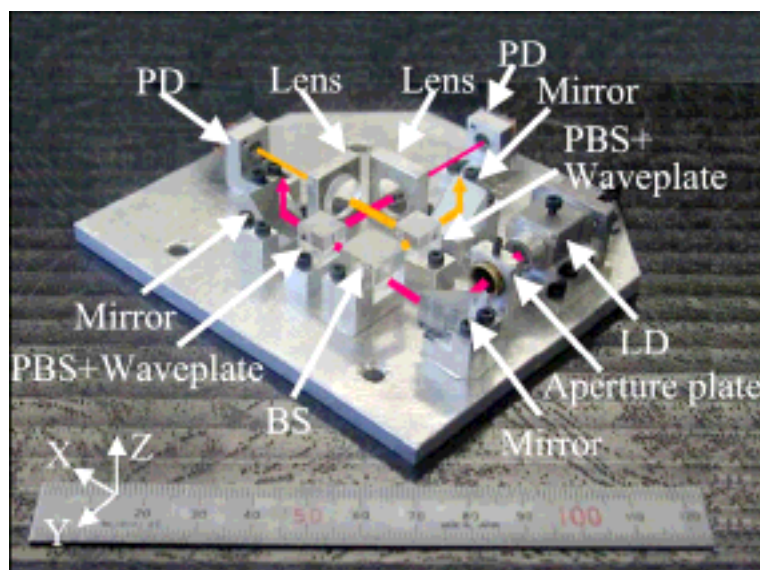


図 1.6 サーフェスエンコーダの構成（東北大学）

#### 1.4.2 ステッピング形

電磁型 2 次元駆動システムの実用化の代表例として、1960 年代に Xynetics 社で開発された製図ペンで作図する大型プロッタに用いられた X-Y LSTM を挙げることができる<sup>[3]</sup>。図 1.7 は、この自動製図機の概観及び構成を示す。製図ヘッドは図 1.7 に示されるように製図用紙が置かれる製図版とこの製図版の上方に配置されたりニアモータの固定子との間に配置されている。固定子に対向する製図ヘッドの上面には、それぞれ 2 個の X 軸可動子と Y 軸可動子の磁極が配置されている。この X-Y LSTM の磁気回路の構成を図 1.8 に示す<sup>[5]</sup>。モータの固定子には格子状の溝があり、可動子は永久磁石、磁極片及び巻線で構成され、それぞれが 4 組ある。X 軸可動子の磁極片には、対向する固定子の格子間隔と同じ間隔の磁極歯が形成され、Y 軸可動子の磁極片についても同様である。以上の構造により、X 軸可動子は X 軸方向にステッピングモータとして推力を発生すると共に Y 軸方向に直進案内する力が発生しており、Y 軸可動子についても同様に Y 軸方向のステッピングモータとして X 軸方向には案内として動作している。駆動制御の面では、励磁電流を細かく調整して静止位置を細かく調整するマイクロステップ駆動が採用されている。この方式では、励磁パルス数と可動子の位置が比例関係にあるため、開ループでの位置決めが可能でセンサを必要としない。近年では、高い位置決め精度を得るためにセンサが用いられ、 $x, y$  方向には 25 nm、 $\theta_z$  には 0.2 arcsec の分解能が実現されている<sup>[3]</sup>。

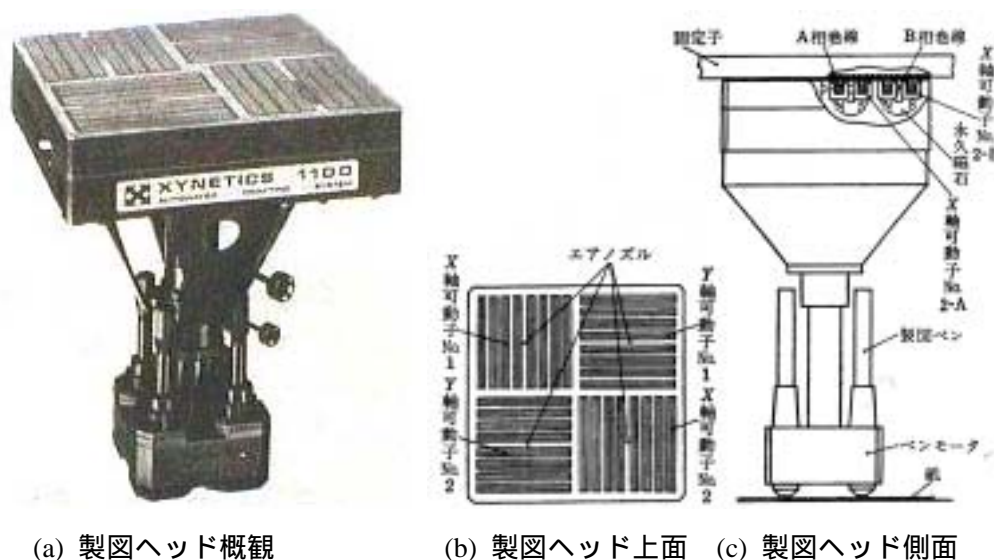


図 1.7 自動製図機の概観及び構成 (Xynetics)

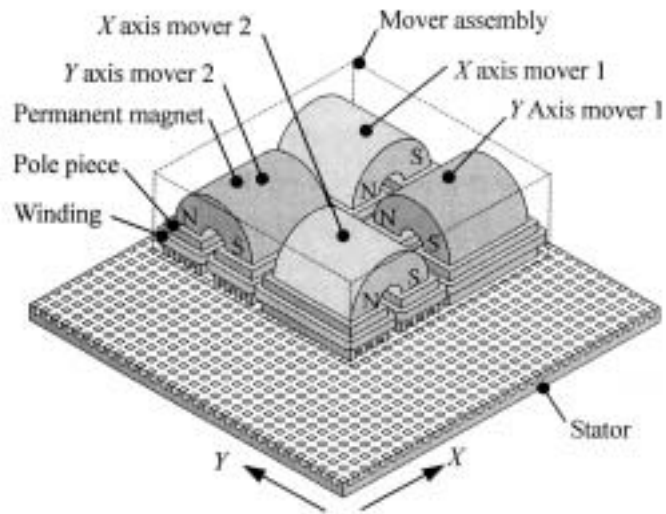


図 1.8 X-YLSTM の磁気回路の構成

#### 1.4.3 誘導形

リニア誘導モータでは、可動子を給電不要な導体板のみ、あるいは導体板と磁性体だけで、簡素で強固な構造にすることが可能である。この特長を生かし、工場や病院において、部品や文書などの搬送機器にはリニア誘導モータが用いられることが多い。大平らによって、リニア誘導モータを用いた搬送の途中で、搬送方向を切り替える分岐システム用として、誘導形のサーフェスマータが提案されている<sup>[14]</sup>。図 1.9 に分岐システム用に開発された X-Y LIM の電機子を示す<sup>[15]</sup>。Y 方向巻線は X 方向に一定間隔に配置されたスロット付き積層鋼板のスロットに巻かれている。X 方向巻線は、X 方向に一定間隔に配置された積層鋼板間の隙間上部に施され、積層鋼板底部は継鉄で X 方向の磁路を構成するように磁氣的に接続されている。X 方向と Y 方向の巻線の電流や周波数を調整することにより、 $x$ - $y$  平面内の任意の方向に推力を発生させて分岐を行う。



図 1.9 X-Y LIM の電機子の構造 (日本大学)<sup>[15]</sup>

#### 1.4.4 同期形

Trumper らによって提案されている同期型のサーフェスマータの概観と構成をそれぞれ図 1.10, 1.11 に示す<sup>[12][16]</sup>。ステージ変位の計測は,  $x$ - $y$ - $\theta_z$  変位をレーザ測長器により, また,  $z$ - $\theta_x$ - $\theta_y$  変位を可動ステージに取り付けられた 3 組の静電容量変位計によりそれぞれ行なわれる。固定子には  $x, y$  方向に推力を発生させる 3 相の電機子コイルが, それぞれ 2 つずつ合計 4 つある。また, それらの電機子コイルに対向するように, 可動子には  $x, y$  方向に永久磁石列が合計 4 つ配置されている。これらの永久磁石列は, ハルバツハ配列を採用しており, 高い磁束密度を確保している。4 つの可動子の永久磁石列と電機子コイルのピッチは一致しており, このモータには 4 つのリニア同期モータが構成されている。これら 4 つのリニア同期モータの推力と垂直力は独立に制御することができ, それらを制御することにより 6 自由度の位置決めを行っている。このサーフェスマータでは, 並進方向には 5 nm, 回転方向には 0.05  $\mu$ rad の位置決めの実現している。

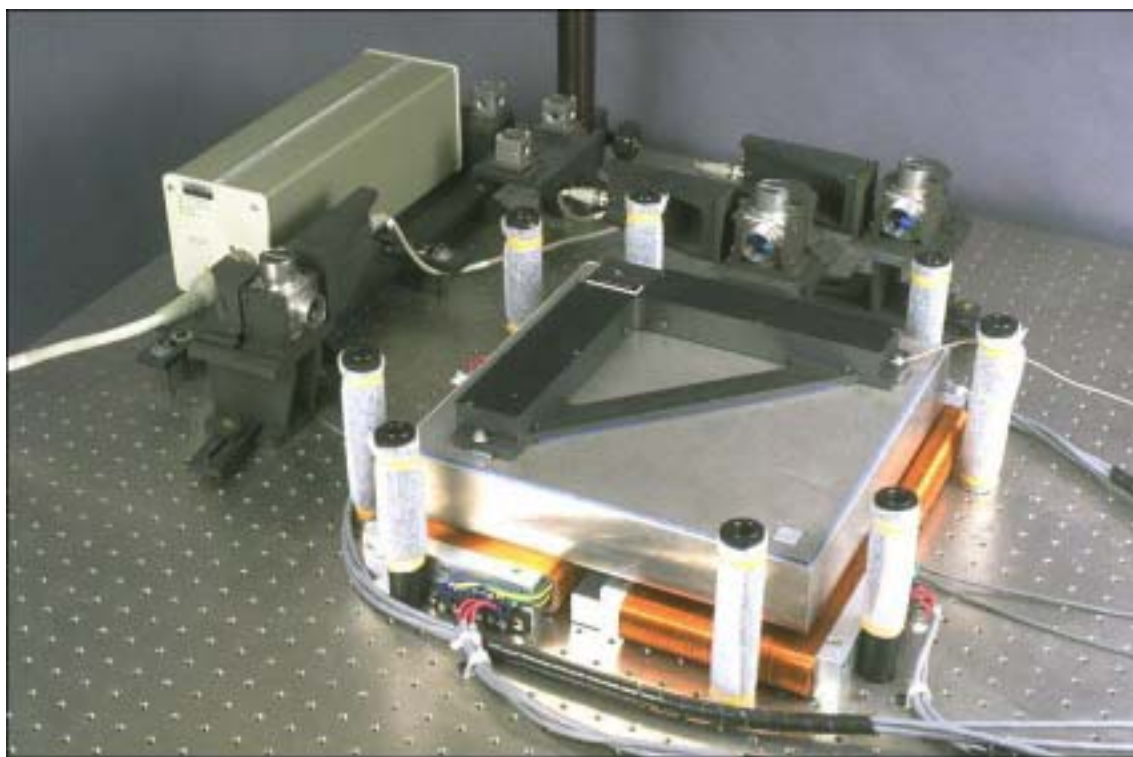


図 1.10 同期型のサーフェスマータの概観 (MIT)<sup>[17]</sup>

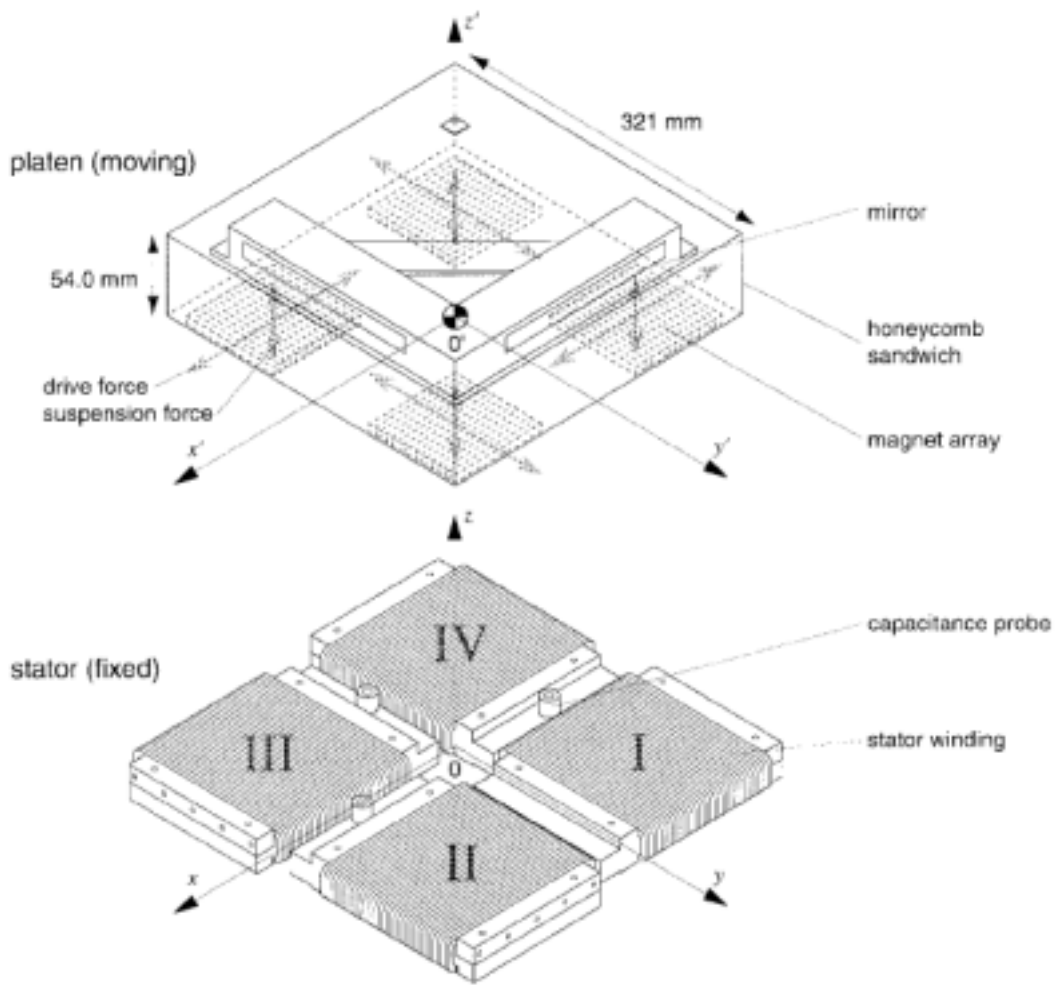


図 1.11 同期型サーフェスモータの構成 (MIT)

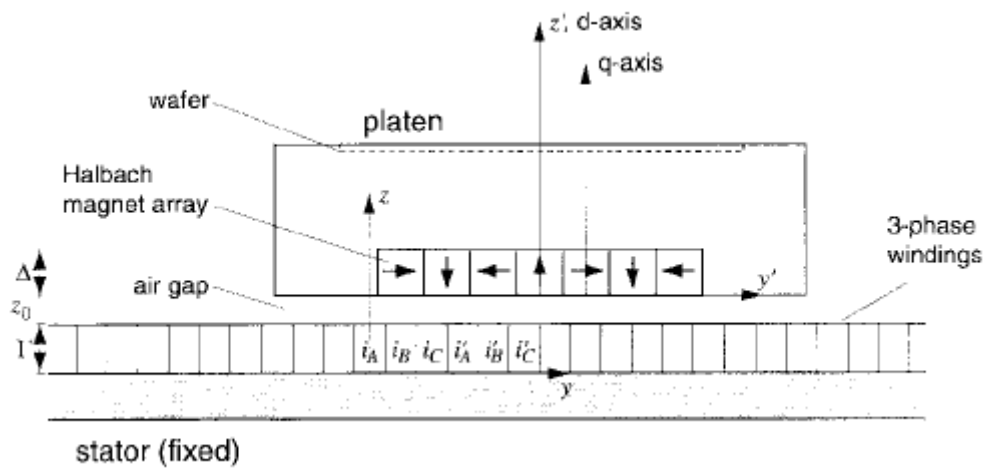


図 1.12 固定子と可動子の構成



## 1.5 研究の目的

本研究では、小型で精密な 2 次元位置決めができるアクチュエータの設計を目的としている。以上に述べた平面上にリニアモータを複数個、配置した構成のサーフェスモータでは  $x, y$  方向にはサブミクロン  $z$  軸まわりには秒角以下の位置決め精度を実現しているが、このような構成では装置全体が大型化してしまい、小型の精密位置決め装置の実現が困難である。さらには、従来のサーフェスモータでは、複数のリニアモータが同時に稼働できる範囲内でしか駆動ができず、駆動可能範囲を広げることが困難である。そこで、本研究では可動子が 1 つの界磁磁石で構成され、2 次元的な駆動ができるサーフェスモータを提案することで<sup>[18]</sup>、小型で駆動範囲の拡張が容易で高精度な 2 次元駆動アクチュエータに適した設計ができる。

これまでに、そのようなサーフェスモータの設計が行い、界磁磁石の磁束密度分布や静推力、静トルクなどのサーフェスモータとしての基本特性を数値解析と実験によって確認している<sup>[19]</sup>。そこで本研究では、それらの基本特性に基づきサーフェスモータの駆動制御系を設計して、数値解析と実験により駆動特性を把握し、改善することを目的とする。

## 1.6 論文の構成

本論文は以下の 5 つの章から成っている。

### 第1章 序論

研究の背景と目的を述べ、さらに、本研究に深くかかわる事柄について説明する。

### 第2章 空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの基本構成

本研究で対象とする空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの駆動原理や基本的な構成について説明する。

### 第3章 振幅制御と位相制御におけるサーフェスモータの駆動特性

本研究で対象とするサーフェスモータの基本特性に基づき、振幅制御と位相制御で制御系を設計して、数値解析と実験により駆動特性を検証する。

### 第4章 ベクトル制御におけるサーフェスモータの駆動特性

ベクトル制御を導入することに、駆動特性の改善を数値解析により検証する。

### 第5章 結論

本研究を総括して結論を述べるとともに、今後の展開について言及する。

## 第2章

### 空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの基本構成

本研究で対象とする空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの駆動原理や基本的な構成について説明する。

## 2.1 サーフェスマータの基本構成

図 2.1 に本研究で対象とするサーフェスマータの基本構成を示す。このサーフェスマータの動作原理はリニア同期モータに基づいており、可動子はハルバッハ型配列を 2 次的に拡張した永久磁石列で構成され、固定子は空心の電機子導体で構成されている。電機子導体は直交する 2 方向に対して、それぞれ空心で 3 相巻きが施されている。

図 2.1 に示すように、可動子は  $u, v$  方向にハルバッハ配列が施されており、磁界が強い面が固定子と対向して、さらに、固定子に対して  $z$  軸まわりに 45 度の傾きで配置されている。つまり、可動子の座標系  $u-v$  は固定子の座標系  $x-y$  に対して  $z$  軸周り 45 度傾いている。この時、可動子のハルバッハ磁石による  $x, y$  方向の磁界のピッチと  $x, y$  方向の電機子導体のコイルピッチ  $\tau$  が一致するように設計されている。従って、この 1 つの可動子と 1 つの固定子で  $x, y$  方向に同時にピッチが  $\tau$  のリニア同期モータが構成され、さらには、 $x, y$  方向の電磁力は独立に制御することができる。この構成が本研究で対象とするサーフェスマータの 2 次元駆動に対する基本構造上の重要な特徴となる。以上の構成により、1 つの界磁磁石と 1 つの  $x, y$  方向の電機子導体で 2 次的な駆動ができるため、同一平面上に複数のアクチュエータを配置するサーフェスマータと比較して、小型のサーフェスマータを設計するのに有利である。

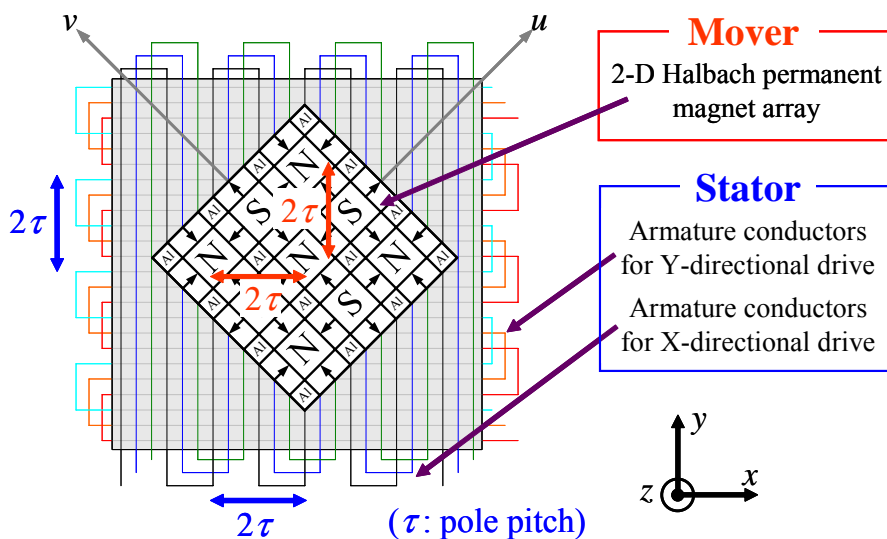


図 2.1 空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスマータの基本構成

## 2.2 2次元ハルバッハ型永久磁石配列

ハルバッハ磁石は、K. Halbach がシンクロトロン放射光装置のアンジュレータ用などのために考案した永久磁石構成であり、現在も広く利用されている<sup>[20]</sup>。近年、このハルバッハ磁石をモータや磁気浮上・磁気軸受などに応用しようとする研究が行われている<sup>[21]</sup>。

ハルバッハ磁石とは図 2.2 に示すように、隣り合う磁石の磁化方向を少しずつ変化させる配列である。このように磁石を配列すると、片側には強力な磁界が、さらに正弦波に近い磁界分布が得られる。一方、その反対側では磁界が弱く、自己遮蔽性がある。

本研究で可動子として用いる 2 次元ハルバッハ型永久磁石配列の構成と概観をそれぞれ図 2.3, 2.4 に示す。本研究のハルバッハ磁石は、隣り合う磁石の磁化方向を 90 度毎に変化させ、その配列を直交する 2 方向 ( $u, v$  方向) に拡張している。それぞれの磁石の寸法は、 $5\text{ mm} \times 5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$ ,  $5\text{ mm} \times 2.5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$  もしくは  $2.5\text{ mm} \times 2.5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$  である。これらの磁石の寸法は、最大の推力/質量比が得られるように解析結果に基づいて決定されている<sup>[19]</sup>。このハルバッハ磁石では、磁石の上側にほぼ正弦波状で強力な磁界が発生し、下側では弱い磁界が発生している。また、磁界の弱い面には厚さ 1 mm のバックアイアンが取り付けられており、底面の水平をとると同時に、この面の磁界を遮蔽する役割を担っている。一方、磁界の強い面は電機子導体と対向することを想定している。正弦波状の磁界分布が得られるために電磁力の脈動分を低減することができ、さらには高磁界であるために電磁力の向上が図れる。

図 2.4 に示すハルバッハ磁石は、信越化学工業株式会社に製作を依頼した<sup>[22]</sup>。ハルバッハ磁石を製作する際には、隣り合う磁石で反発し合うので接着剤で磁石同士の固定を行っている。表 2.1 にこのハルバッハ磁石の仕様を示す。

次にハルバッハ磁石の  $z$  方向磁束密度分布の測定を行った。図 2.5 に磁束密度の測定実験の構成を示す。3 軸 ( $x, y, z$ ) のロボットモジュールにホールセンサを取り付けて、ロボットモジュールでホールセンサの位置を調節して測定を行った。測定に使用したロボットモジュール及びホールセンサの仕様を表 2.2, 2.3 に示す。図 2.6 に  $z$  方向磁束密度分布の測定結果を示す。但し、ここでは磁界の強い面からギャップ 0.5 mm 離れた平面上を 1 mm 間隔で測定している。図 2.6 より、 $z$  方向磁束密度はハルバッハ配列が施されている  $u, v$  方向に対して、ほぼ正弦波状に分布していることが確認できる。

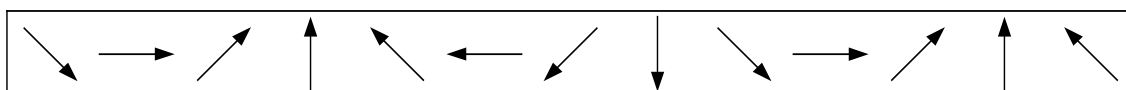


図 2.2 ハルバッハ磁石の磁化方向の一例 (\*矢印は磁化方向を表す)

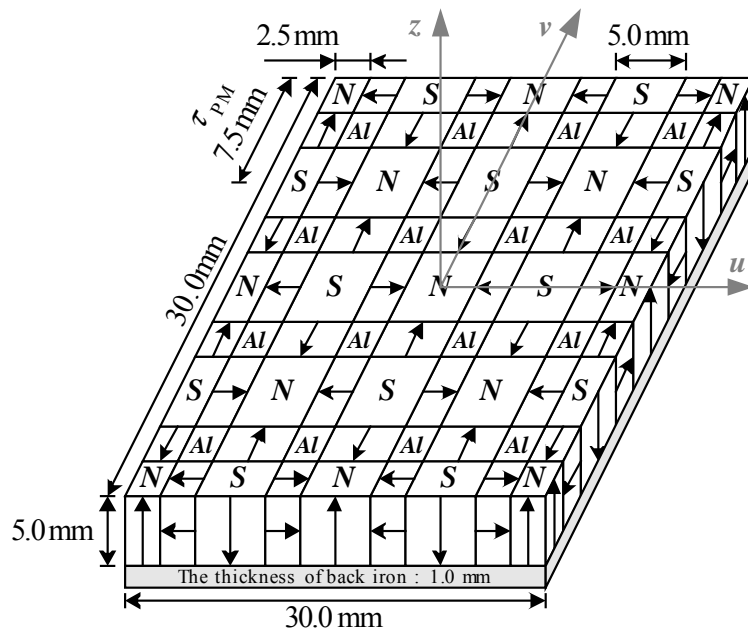


図 2.3 2次元ハルパツハ永久磁石配列の構成



図 2.4 2次元ハルパツハ型永久磁石配列の概観

表 2.1 2次元ハルパツハ型永久磁石配列の仕様

材料	Nd-Fe-B (Shin-Etsu Chemical Co., Ltd.)
残留磁束密度	1.25 – 1.30 T
全体の寸法	30 mm × 30 mm × 5 mm (底面に厚さ1 mm のバックアイアンあり)
各磁石の寸法	5 mm × 5 mm × 5 mm, 5 mm × 2.5 mm × 5 mm, or 2.5 mm × 2.5 mm × 5 mm
全体の質量	37.3 g

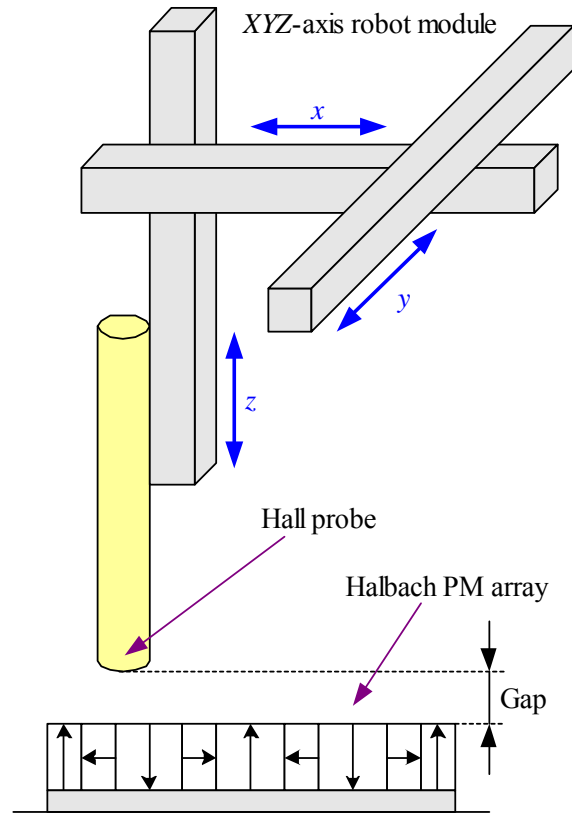


図 2.5 ハルバツハ磁石の磁束密度測定実験の構成

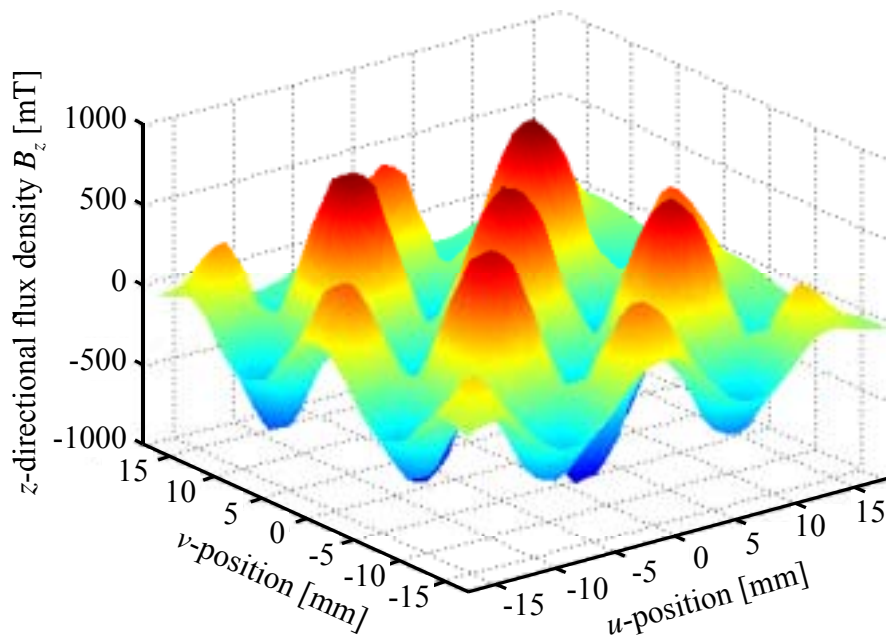


図 2.6 ハルバツハ磁石の  $z$  方向磁束密度の測定結果 (ギャップ 0.5 mm)

表 2.2 ロボットモジュールの仕様（日本精工株式会社）

最高速度	1200 mm/s
ストローク	250 mm ( $x$ 軸), 230 mm ( $y$ 軸), 130 mm ( $z$ 軸)
位置決め精度	$\pm 0.010$ mm ( $x, y, z$ 軸)

表 2.3 ホールセンサの仕様（F.W.BELL）

型番	BHA-921
シリアル番号	No.13368
入力電圧	100 mA
出力電圧	0.862 mV/kG

### 2.3 プリント基板で構成された空心形電機子導体

本研究で対象としている固定子は空心の電機子導体で構成されている。空心であるため、鉄心を有するモータと比較して得られる磁束密度は低いが、装置を小型軽量化でき、可動子の磁石と鉄心との間の非線形性が強い吸引力が発生しないため、精密な位置決めに適している。本研究では、この固定子に 2 層の導体層を有するプリント基板を用いており、それぞれの導体層に電流を流すことにより、 $x, y$  方向の電磁力を発生することができる。

電機子導体の構成と概観は図 2.7 と 2.8 に示し、電機子導体の仕様は表 2.4 に示す。図 2.7 に示すように、 $x, y$  方向の電機子導体は直交するように配置され、その間に絶縁層が位置している。絶縁層の厚さは、ハルバツ八磁石と  $x$  方向の電機子導体とのギャップとハルバツ八磁石と  $y$  方向の電機子導体とのギャップに差を生じさせるため、 $x, y$  方向の電磁力特性を極力一致させるためには、可能な限り絶縁層を薄くすることが重要である。

図 2.8 に示すプリント基板は株式会社愛工機器製作所に製作を依頼した<sup>[22]</sup>。この電機子導体では、電機子としての役割を果たすことができる部分は、導体が等間隔に並んだ中央部分であり、占有面積は  $x, y$  各方向にコイルピッチ 8 つ分が収まる  $90$  mm  $\times$   $90$  mm である。一方、その周囲の部分は、電機子導体の巻線構造を形作る（赤、緑、黄色の）導線をハンダ付けすることができる程度にエランド間隔を広げるために加えられたものである。

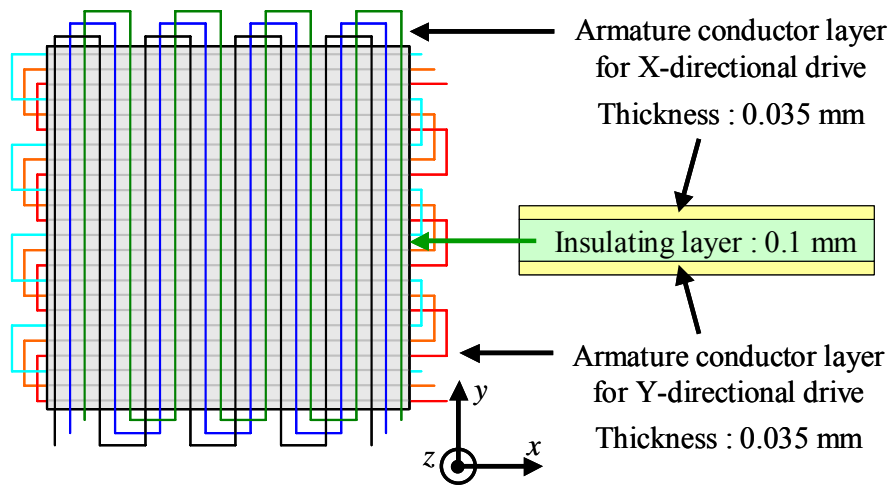


図 2.7 空心形電機子導体の構成

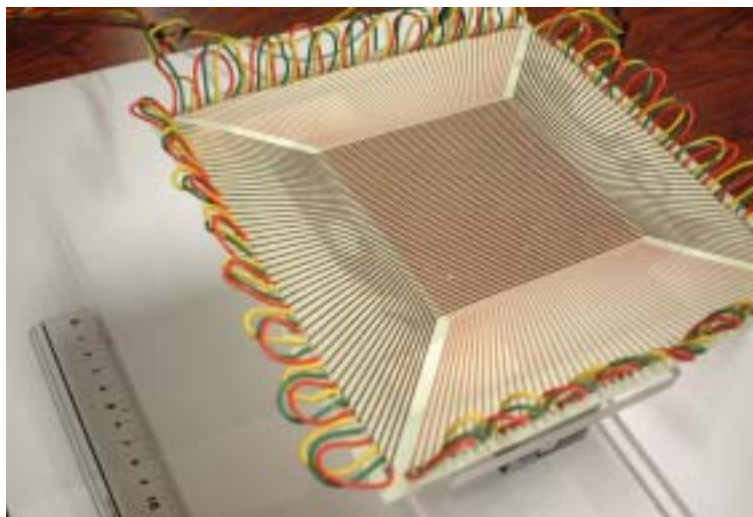


図 2.8 空心形電機子導体の概観

表 2.4 空心形電機子導体の仕様（株式会社愛工機器製作所）

全体の寸法	180 mm × 180 mm
総板厚	0.17 mm
導体間隔	1.76 mm
導体幅	0.8 mm
導体厚	0.035 mm
絶縁層厚	0.10 mm
絶縁層材料	FR-4（ガラスエポキシ樹脂）
許容電流	5 A



## 2.4 サーフェスモータの電磁力特性

図 2.6 の測定結果より, ハルバツ八磁石による磁界はほぼ正弦波状に分布することがわかった。ここでは, ハルバツ八磁石による磁界が正弦波状に分布していると仮定して, 電磁力の特性を考察する。ハルバツ八磁石による  $z$  方向磁束密度  $B_z$  を次のように仮定する。

$$B_z(u, v) = B_{z0} \left( \cos \frac{\pi}{\tau_{PM}} u \right) \left( \cos \frac{\pi}{\tau_{PM}} v \right) \quad (2.1)$$

但し,  $B_{z0}$  は磁束密度の最大値で,  $\tau_{PM}$  はハルバツ八磁石のピッチである。ここで, 図 2.9 に示すように可動子が固定子に対して  $45+\theta$  度, 反時計回りに傾けば, (2.1) 式の  $B_z$  は  $x, y, \theta$  で次のように表せる。

$$B_z(x, y, \theta) = B_{z0} \cos \left\{ \frac{\pi}{\tau_{PM}} \left( x \cos \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) + y \sin \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) \right) \right\} \\ \times \cos \left\{ \frac{\pi}{\tau_{PM}} \left( -x \sin \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) + y \cos \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) \right) \right\} \quad (2.2)$$

特に, 可動子が固定子に対して  $45$  度傾いていれば,  $B_z$  は  $x, y$  で次のように表せる。

$$B_z \left( x, y, \frac{\pi}{4} \right) = B_{z0} \left( \cos \frac{\pi}{2\tau} (x+y) \right) \left( \cos \frac{\pi}{2\tau} (-x+y) \right) \\ = \frac{B_{z0}}{2} \left( \cos \frac{\pi}{\tau} x + \cos \frac{\pi}{\tau} y \right) \quad (2.3)$$

$\tau$  はサーフェスモータのピッチを表しており,  $\tau_{PM}$  とは次のような関係がある。

$$\tau = \tau_{PM} / \sqrt{2} \quad (2.4)$$

従って,  $x$  方向と  $y$  方向の電機子導体に沿って,  $B_z$  を平均すると次のように表される。

$$B_{zx}(x) = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B_z \left( x, y, \frac{\pi}{4} \right) dy = \frac{B_{z0}}{2} \left( \cos \frac{\pi}{\tau} x \right) \quad (2.5)$$

$$B_{zy}(y) = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B_z \left( x, y, \frac{\pi}{4} \right) dx = \frac{B_{z0}}{2} \left( \cos \frac{\pi}{\tau} y \right) \quad (2.6)$$

$B_{zx}$  と  $B_{zy}$  は, それぞれ  $x$  方向と  $y$  方向の電機子導体に沿った平均  $z$  方向磁束密度を表している。(2.5), (2.6) 式よりハルバツ八磁石が電機子導体に対して  $45$  度傾いている時,  $x$  方向と  $y$  方向の電機子導体に沿った  $z$  方向磁束密度の平均値が,  $x, y$  方向共にピッチ  $\tau$  の正弦波特性を示し, 電機子導体のコイルピッチ  $\tau$  と一致する。従って, このハルバツ八磁石と電機子導体で  $x, y$  の両方向にピッチが  $\tau$  のリニア同期モータが構成される。さらには,  $x, y$  方向の 2 つのリニア同期モータは独立に制御することができる。この構成が本研究で対象とするサーフェスモータの基本構造上の重要な特長となる。以上の構成により, 1 つの界磁磁石と 1 つの  $x, y$  方向の電機子導体で 2 次元的な駆動ができる。

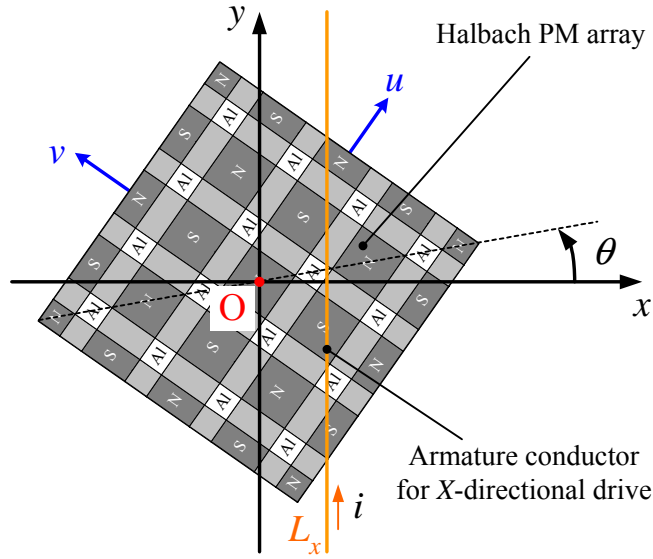


図 2.9 ある一本の  $x$  方向の電機子導体に沿った積分経路  $L_x$

$x$  方向と  $y$  方向の電磁力は独立で同様の原理で得られるため、ここでは簡単のために、 $x$  方向の電機子導体のみによる電磁力を考える。図 2.9 のように、電機子電流  $i$  が流れていれば、ハルバツハ磁石に加わる力は次のようにローレンツ力から算出される。

$$f_x = -\int_{L_x} iB_z dy \quad (2.7)$$

$$t_z = \int_{L_x} yiB_z dy \quad (2.8)$$

$f_x$  は  $x$  方向の推力を表し、 $t_z$  はハルバツハ磁石の中心  $O$  まわりのトルクを表している。ハルバツハ磁石に加わる合計の推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  は、ハルバツハ磁石と対向している全ての電機子導体  $L_x$  の  $f_x$  と  $t_z$  の和をとればよいので、次のように表せる。

$$F_x = -\sum \int_{L_x} iB_z dy \quad (2.9)$$

$$T_z = \sum \int_{L_x} yiB_z dy \quad (2.10)$$

また、図 2.10 に示すように電機子導体には 3 相交流を印加するため、 $i$  は  $\pm i_u, \pm i_v, \pm i_w$  のどれかであり、3 相交流の電流振幅を  $I_0$ 、位相を  $\theta_e$  とすれば、 $i_u, i_v, i_w$  は次のように表せる。

$$i_u = I_0 \sin(\theta_e) \quad (2.11)$$

$$i_v = I_0 \sin(\theta_e + 2\pi/3) \quad (2.12)$$

$$i_w = I_0 \sin(\theta_e + 4\pi/3) \quad (2.13)$$

実際にサーフェスマータを 2 次元的に駆動する際には、可動子はヨーイング ( $z$  軸まわりの回転) を起こす可能性がある。ヨーイングを起こせば、電機子と界磁の同期が外れ、駆

動特性に影響を及ぼすことが想定される。そのため、ハルバツ八磁石が  $z$  軸まわりに 45 度より  $\theta$  傾いた時に電磁力にどのような影響を及ぼすか検証する必要がある。ヨーイング角度  $\theta = 0, \pm 5, \pm 10$  度の時に,  $x$  方向の電機子導体のみに電流振幅  $I_0 = 2$  A,  $B_{z0} = 0.65$  T (ギャップ 0.5 mm 相当) の 3 相交流を流し, ヨーイング角度に対する電磁力特性の数値解析を行った。図 2.11, 2.12 には固定子と可動子の位相差に対する推力及びトルク特性の解析結果を示す。ここで, 固定子と可動子の位相差  $\theta_d$  は次のように表せる。

$$\theta_d = \theta_e - \theta_m = \theta_e - \frac{\pi}{\tau} x \quad (2.14)$$

$\theta_m$  は可動子の位相を表し, 可動子の  $x$  方向の位置に対応している。(2.9), (2.10) 式より, 推力及びトルクが電流振幅に比例することは明確であるが, 図 2.11, 2.12 より, それぞれのヨーイング角度  $\theta$  に対しても固定子と可動子の位相差に対して, 推力とトルクは共に正弦波状の特性になっており, 推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  は次のように表せる。

$$F_x = K_F(\theta) I_0 \sin \theta_d \quad (2.15)$$

$$T_z = K_T(\theta) I_0 \cos \theta_d \quad (2.16)$$

$K_F$  と  $K_T$  は, ヨーイング角度  $\theta$  によって値が変化する。次に  $K_F$  と  $K_T$  のヨーイング角度  $\theta$  に対する特性の数値解析を行った。一定の電機子電流を流した条件で, (2.9), (2.10) 式から推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  を算出して, (2.15), (2.16) 式より  $K_F$  と  $K_T$  を算出した。 $K_F$  と  $K_T$  のヨーイング角度  $\theta$  に対する解析結果を図 2.13 に示す。図 2.13 からヨーイング角度  $\theta$  が 0 度の時に  $K_F$  が最大で, ヨーイングが発生すれば  $K_F$  が減少するため, 推力  $F_x$  は小さくなる。これより, 十分な駆動力を得るためには, ヨーイング角度  $\theta$  を抑える必要がある。一方, トルクはヨーイング  $\theta$  が 0 度の時に  $K_T$  が 0 であるため, トルク  $T_z$  は発生しない。 $K_T$  はヨーイング角度  $\theta$  が  $\pm 20$  度の範囲内では, 常にヨーイング角度  $\theta$  に対して逆向きになってため, 電流振幅  $I_0$  が正であればトルク  $T_z$  は常にヨーイング角度  $\theta$  と逆向きに働き, このトルクがヨーイング運動を抑制する役割を果たす。

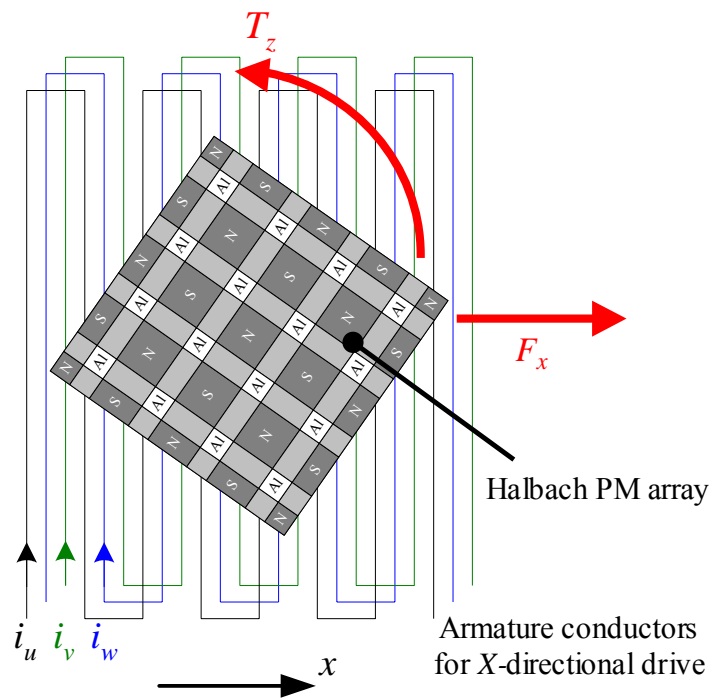


図 2.10 ハルバツ八磁石と電機子導体の相対関係

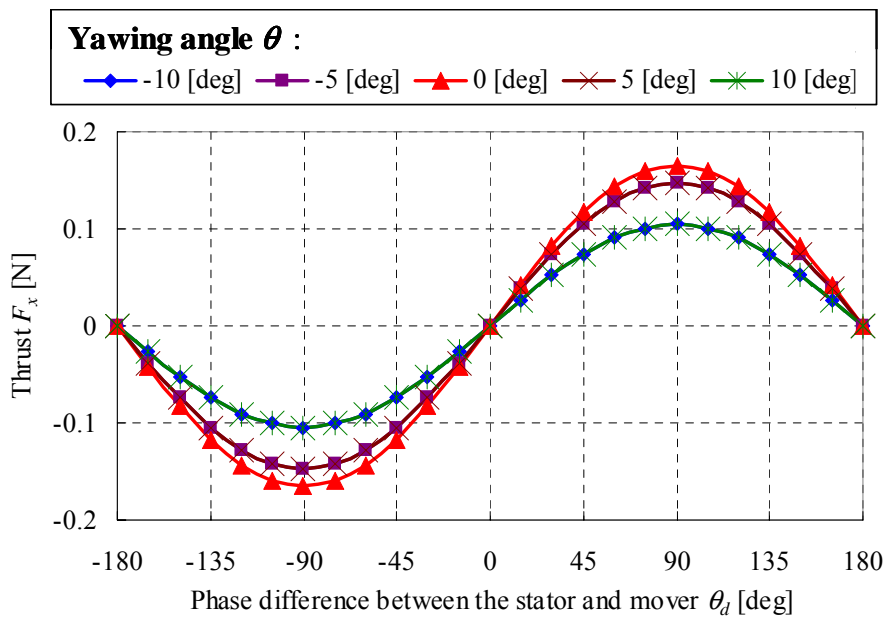


図 2.11 推力  $F_x$  - 位相差  $\theta_d$  特性の解析結果

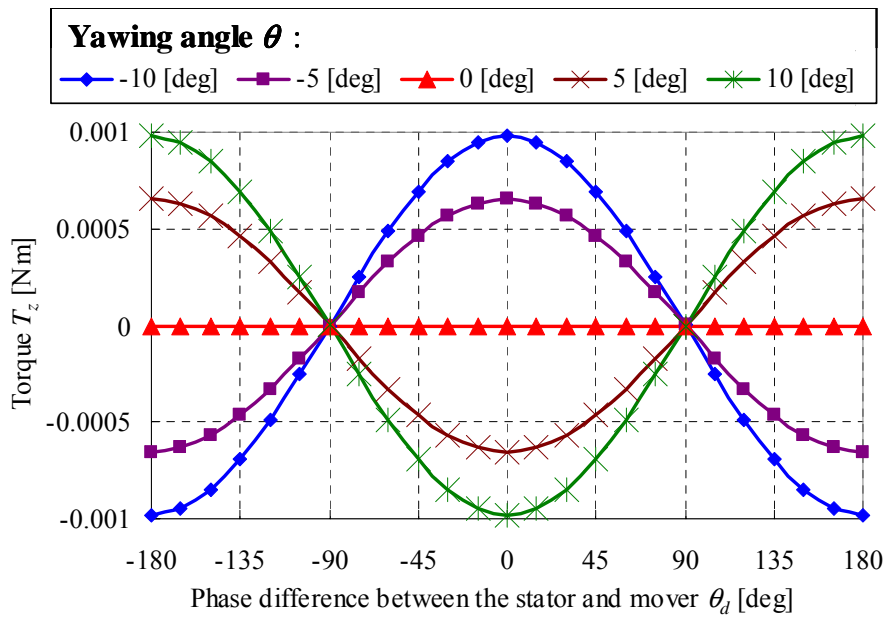


図 2.12 トルク  $T_z$  - 位相差  $\theta_d$  特性の解析結果

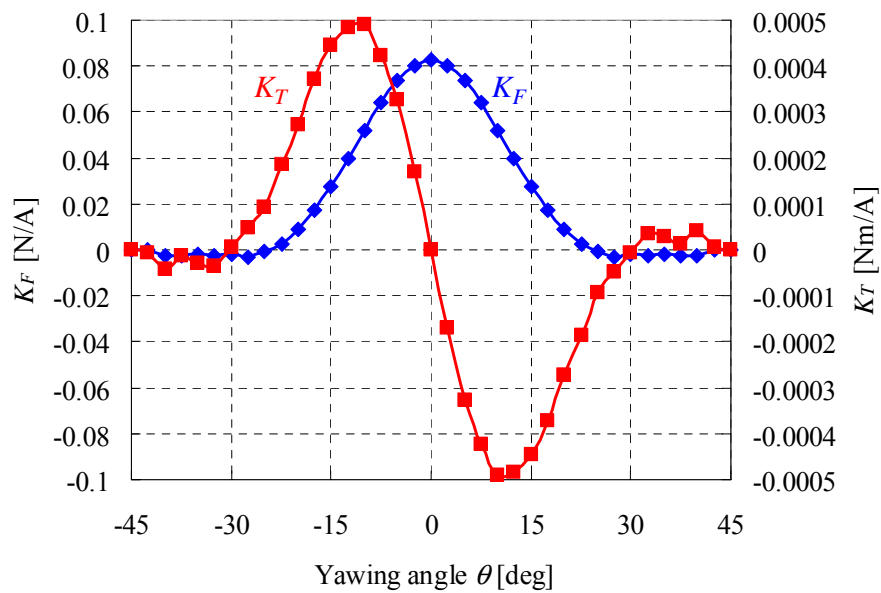


図 2.13  $K_F$  と  $K_T$  のヨーイング  $\theta$  に対する特性の解析結果

## 2.5 実験装置の構成

本研究で対象とするサーフェスマータの駆動特性を測定するための実験装置の構成を図 2.14 に示し、その概観を図 2.15 に示す。この実験系は、可動子とその位置を測定する位置センサ、駆動制御システムと固定子から構成される。可動子は駆動時の摩擦を低減するためにガイドに敷き詰められている直径 1 mm のガラス製のベアリングによって支持され、また、天板に取り付けられている固定子と対向している。固定子は、 $z$  軸ステージを介して天板に取り付けられているため、固定子と可動子のギャップを調節できる。 $z$  軸ステージは、中央精機株式会社の LV-937-1 で、図 2.16 に概観を示し、表 2.5 に仕様を示す。また、天板とそれを支える柱と土台には、機械的強度があり加工性の良い SUS303 を用いている。

2次元駆動する可動子の位置は3つのレーザ変位測定器によって測定される。その3つのセンサ信号はPCに取り込まれ、可動子の $x, y$ 方向の位置と $z$ 軸まわりの回転角が計算される。さらに、PCは可動子の位置情報と駆動制御アルゴリズムに基づいて、 $x, y$ 方向の電機子導体、計6相分の電圧を出力する。それらの電圧信号は電力増幅器で増幅され、電機子導体に印加される。そして、電機子電流と磁界が相互作用して可動子に電磁力が加わり、可動子の変位する。そして、変位した可動子の位置は、再度、レーザ変位測定器によって検出され、この循環が繰り返されることで、可動子を指令位置に位置決めができる。なお、本研究では、この制御周期は1msとしている。

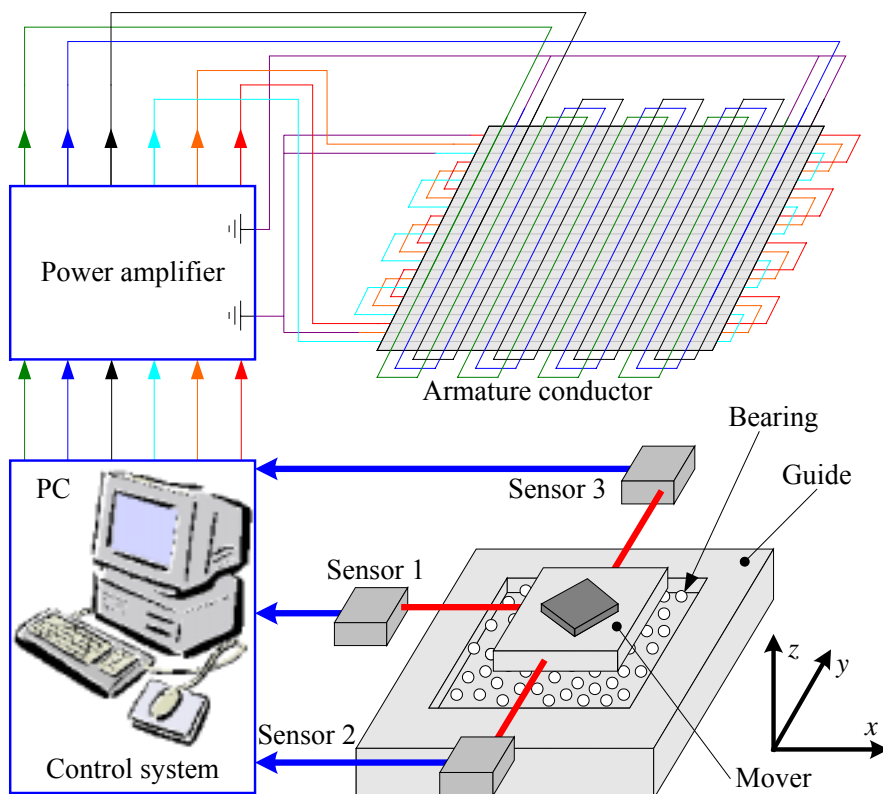
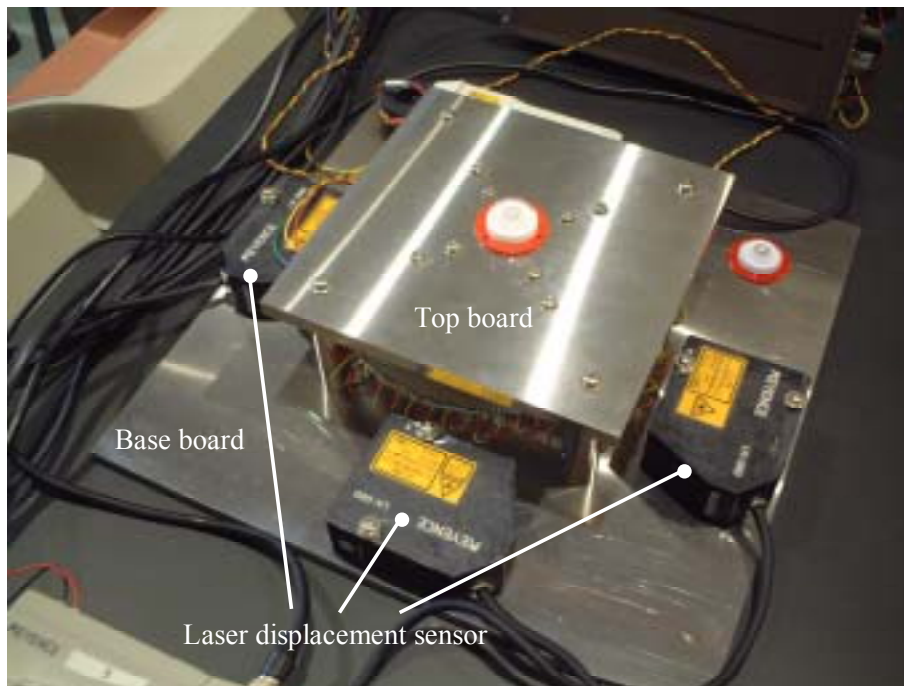
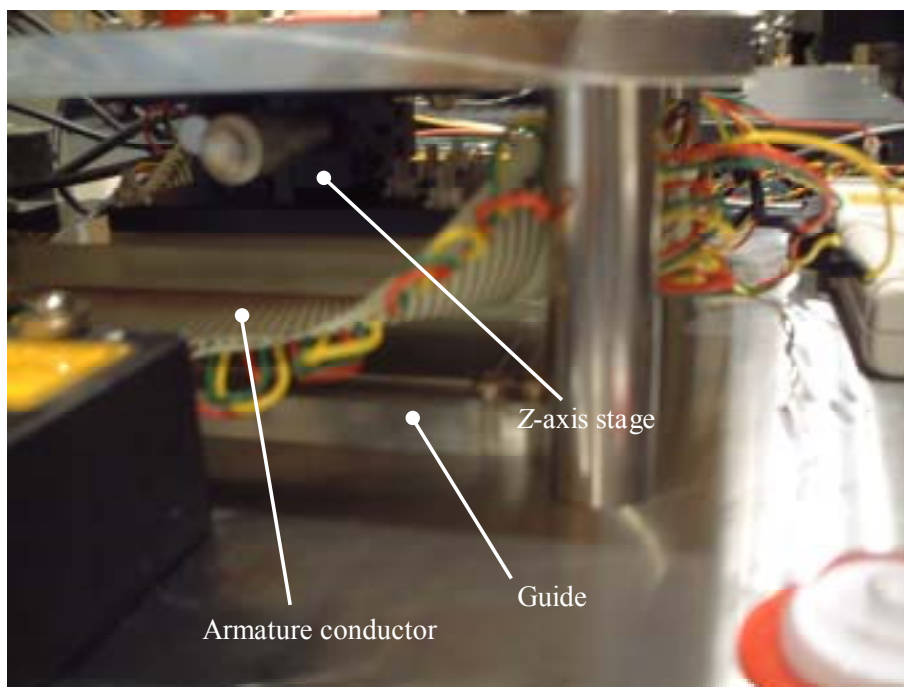


図 2.14 実験装置の構成



(a) 全体図



(b) 側面図

図 2.15 実験装置の概観

レーザ変位測定器は株式会社キーエンスの LK-080 を用いており，サンプリング周期が 1024  $\mu\text{s}$  で分解能は 3  $\mu\text{m}$  である。PC の駆動制御系は，可動子位置を取り込むための A/D ボードと電機子電圧 6 相分の電圧指令を計算する DSP とその信号をアナログ出力する D/A ボードで構成される。それらは，共にエムティティ株式会社の HERON シリーズを用いている。それらの仕様の詳細は表 2.6, 2.7 に示す。増幅器は，OP アンプの OPA 548 と帰還抵抗  $R_1, R_2$  により増幅率が 3 倍の非反転増幅器が構成され，遮断周波数は約 300 kHz である。この増幅器の出力側には変流回路があり，負荷電流を検出できるようになっている。増幅器内部の詳細な回路構成は図 2.16 に示す。



図 2.16 z 軸ステージの概観<sup>[25]</sup>

表 2.5 z 軸ステージの仕様

移動方向	z 軸 1 方向
ステージ面	90 mm × 90 mm
使用マイクロ	CMH-13F
移動量	0 ~ 10mm
目量	マイクロメータ式 0.01 mm
移動ガイド	V 溝レールと鋼球
移動精度	真直度 0.008 mm
耐荷重	49 N (5 kgf)
質量	0.4 kg (アルミ合金)



表 2.6 レーザ変位測定器 LK-080 の仕様

基準距離	80 mm
測定範囲	±15 mm
光源	赤色半導体レーザー (670 nm クラス 2)
スポット径	約 $\phi 70 \mu\text{m}$
直線性	±0.1 % of F.S.
分解能	3 $\mu\text{m}$
電圧出力	±5 V (3 $\mu\text{m} / \text{mV}$ )
出力インピーダンス	100 $\Omega$
サンプリング周期	1024 $\mu\text{s}$
温度ドリフト	0.01 % of F.S./°C

表 2.7 実験で用いた HERON 拡張 I/O モジュールの仕様

A/D ボード		D/A ボード	
変換方式	同時変換	変換方式	同時変換
分解能	16 bit	分解能	12 bit
入力レンジ	±1 V, ±2.5 V, ±5 V, ±10 V	出力レンジ	±5 V, ±10 V
入力チャンネル数	4	出力チャンネル数	8
入力インピーダンス	100 k $\Omega$	出力インピーダンス	1 $\Omega$ 以下
最大アナログ入力電圧	±15 V	ローパスフィルタ	$F_c = 100 \text{ kHz}$
最大変換周波数	100 kHz	最大変換周波数	120 kHz

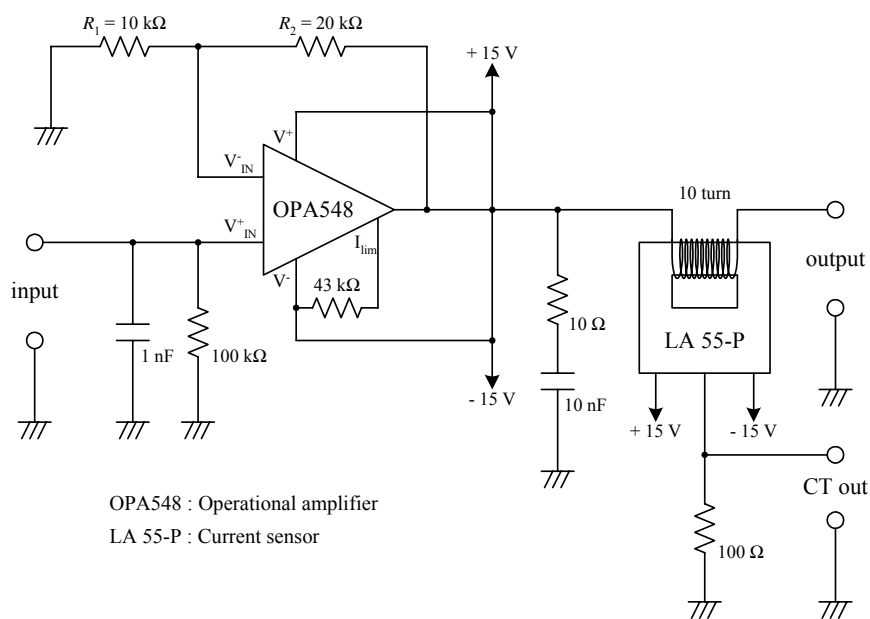


図 2.16 増幅器内部の回路構成

## 2.6 電機子導体及び増幅器の周波数特性

サーフェスマータの駆動特性を理解するために、各要素の特性を把握することは重要である。次に、電機子導体と増幅器の特性を実験により測定して、その結果が妥当であるか理論的に考察する。

### 2.6.2 増幅器の周波数特性

図 2.16 の増幅器に用いられている OPA 548 の周波数特性を図 2.17 に示し、電気的特性を表 2.8 に示す。表 2.8 より OP アンプの入力インピーダンスが十分に大きいため、OP アンプの入力端子に流れる電流は殆ど 0 と見なせる。そのため OP アンプの増幅率を  $A$  として、入力端子の電位  $V_{IN}^+$ ,  $V_{IN}^-$  と入力電圧  $V_{in}$  と出力電圧  $V_{out}$  に次の関係式が成立する。

$$A(V_{IN}^+ - V_{IN}^-) = V_{out} \quad (2.17)$$

$$V_{IN}^+ = V_{in} \quad (2.18)$$

$$V_{IN}^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad (2.19)$$

(2.17)~(2.19) 式より、この増幅器の増幅率  $G$  は次のように与えられる。

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (2.20)$$

ここで  $A \rightarrow \infty$  ならば、この増幅器の増幅率  $G$  は

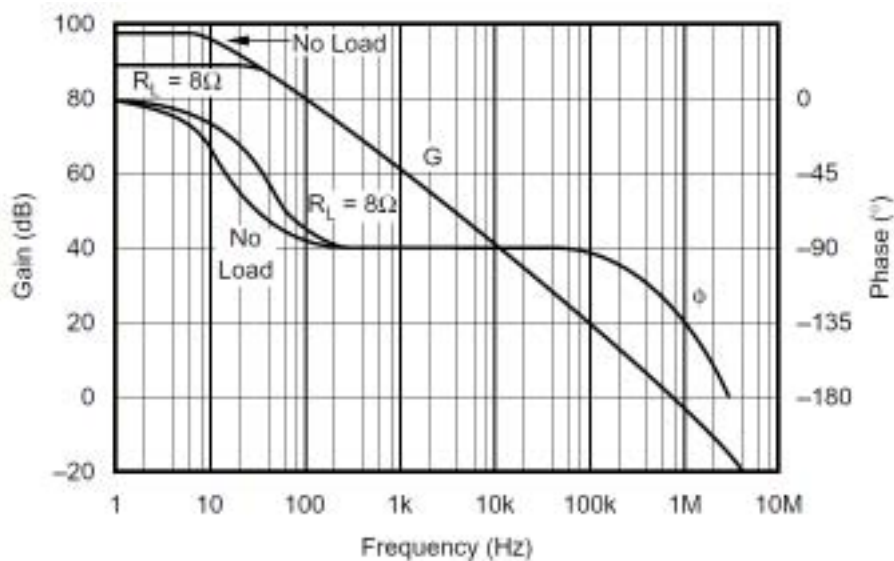


図 2.17 OPA 548 の周波数特性<sup>[26]</sup>

表 2.8 OPA 548 の電気的特性

<b>OFFSET VOLTAGE</b>	
Input offset voltage	±2 mV
vs Temperature	±30 μV/°C
vs Power supply	30 μV/V
<b>INPUT IMPEDANCE</b>	
Differential	10 <sup>7</sup> Ω    6 pF
Common mode	10 <sup>9</sup> Ω    4 pF
<b>OPEN-LOOP GAIN</b>	98 dB
<b>FREQUENCY RESPONSE</b>	
Gain bandwidth product	1 MHz
Slew rate	10 V/μs
Settling time: ± 0.1 %	15 μs
<b>OUTPUT</b>	
Maximum continuous current output: dc	±3 A
ac	3 Arms

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (2.21)$$

と表せる。一般的に OP アンプは周波数により特性が変化する。本研究で用いている OP 548 は図 2.17 のような周波数特性を示す。図 2.17 より、この OP アンプは 14 Hz, 10<sup>6</sup> Hz, 1.2 × 10<sup>7</sup>

Hz に遮断周波数（ゲインが 3 dB 下がり，位相が 45 度遅れる周波数）を持つ 1 次遅れ系と近似することができ，この OP アンプの増幅率  $A(f)$  は次のように表せる。

$$A(f) = \frac{10^{(98/20)}}{\left(1 + j\frac{f}{14}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)\left(1 + j\frac{f}{1.2 \times 10^7}\right)} \quad (2.22)$$

(2.22) 式を(2.20) 式に代入することで，この増幅器の周波数特性  $G(f)$  が(2.23) 式のように得られる。また，この(2.23) 式の結果を図 2.18 に示す。

$$A(f) = \frac{\frac{A'(f)}{1 + A'(f)H}}{1 + j\frac{f}{14(1 + A'(f)H)}} \quad (2.23)$$

但し， $A'(f)$ ,  $H$  は次のように表せる。

$$A'(f) = \frac{10^{(98/20)}}{\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)\left(1 + j\frac{f}{1.2 \times 10^7}\right)} \quad (2.24)$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.25)$$

(2.23) 式より，OP アンプの出力を帰還することにより低域のゲインは  $1/(1+A'H)$  倍になり，帯域幅（位相遅れが生じない最大周波数）は  $(1+A'H)$  倍になることがわかる。 $f < 1$  MHz まで  $A'(f) \approx 10^{(98/20)} \approx 79400$  倍であり， $(1+A'H) \approx 26500$  倍である。従って，帯域幅は 26500 倍に増大し，ゲインは  $1/26500$  倍に減少して，帯域幅が増大することによって位相遅れなく信号を増幅できる周波数帯域が広がることがわかる。

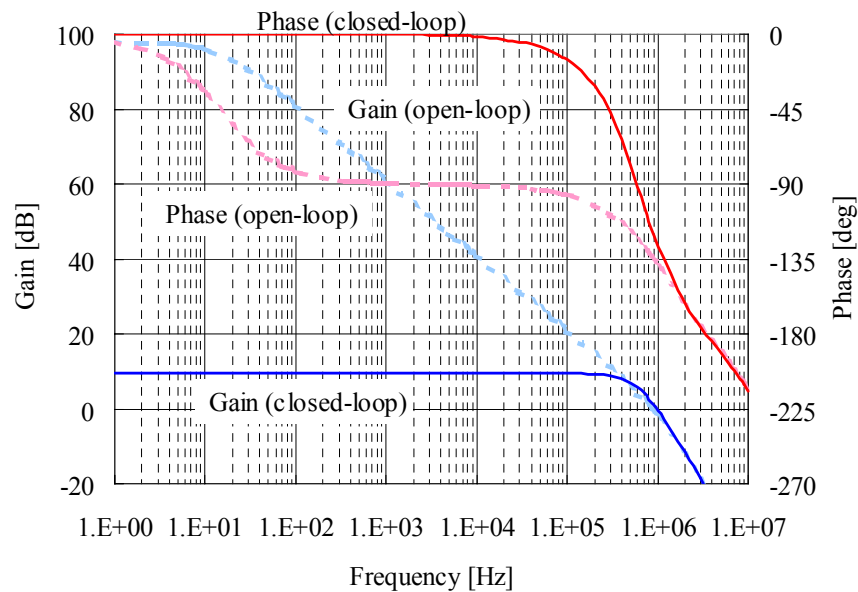


図 2.18 OPA 548 の帰還前と帰還後の周波数特性

### 2.6.2 電機子導体と増幅器の周波数特性の測定

製作した増幅器が、前節の理論的な考察と一致を確認するために、増幅器の増幅率  $G$  の周波数特性の測定を行った。周波数特性の測定回路を図 2.19 に示す。この測定において、正弦波発振器には岩崎通信機株式会社の SG-4101 を用い、直流電源には菊水電子工業株式会社の PMC 18-3 を用い、オシロスコープには横河電機株式会社の DL 1540 を用いている。それらの機器の仕様は表 2.9 ~ 2.11 に示す。増幅器に入力側に正弦波発振器を接続して、出力側は開放した状態で ( $Z_L = \infty$ )  $V_{out}$ ,  $V_{in}$  の振幅及び位相特性を測定した。この時、増幅器の増幅率  $G(f)$  は測定結果から次のように算出される。

$$|G(f)| = \frac{|V_{out}|}{|V_{in}|} \quad (2.26)$$

$$\arg(G(f)) = \arg(V_{out}) - \arg(V_{in}) \quad (2.27)$$

但し、ここでは、負荷電流が流れないため、

$$V_{out} = G(f)V_{in} \quad (2.28)$$

が成立している。この測定は、正弦波発振器による入力電圧の振幅を 1 V として、0.1 Hz ~ 500 Hz の周波数範囲で測定した。6 相分の増幅器の増幅率  $G(f)$  の測定結果を図 2.20 に示す。これらの結果から測定結果は理論値とほぼ一致していることがわかる。

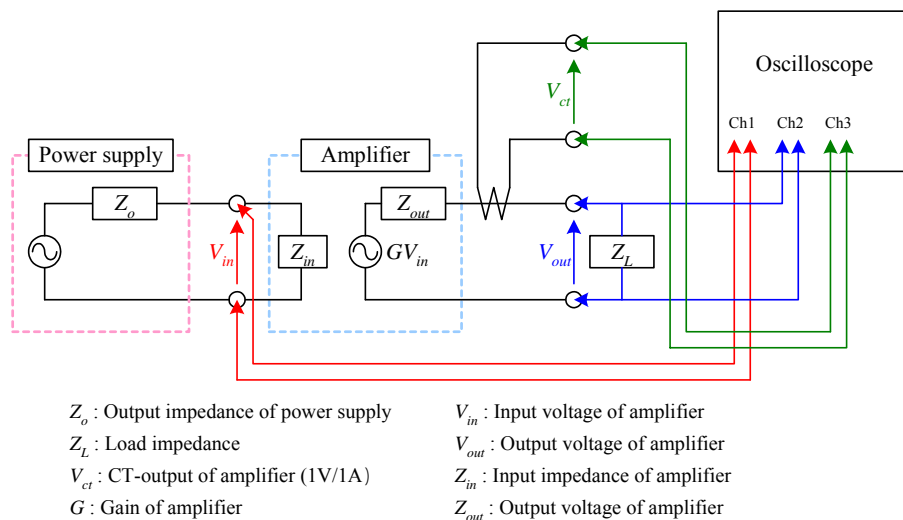


図 2.19 周波数特性の測定回路図

表 2.9 発振器 SG-4101 の仕様

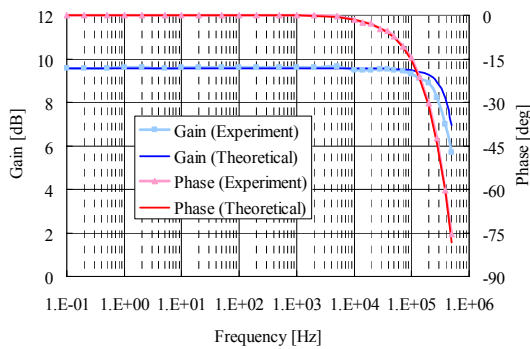
発振周波数	0.1 Hz ~ 1 MHz
確度	設定値の±2% 以下
最大出力電圧	20 Vp-p 以上 (出力端開放時)
	10 Vp-p 以上 (50 Ω 及び 600 Ω 負荷時)
出力インピーダンス	50 Ω

表 2.10 直流電源 PMC 18-3 の仕様

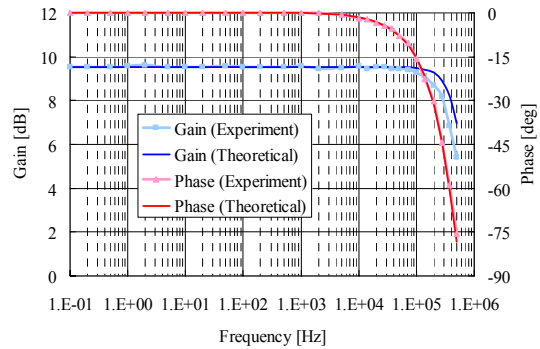
電圧	可変範囲	0 V ~ 18 V
	設定分解能	3.3 mV
	電源変動	1 mV
電流	可動範囲	0 A ~ 3 A
	設定分解能	5.5 mA
	電源変動	10 mA

表 2.11 オシロスコープ DL 1540 の仕様

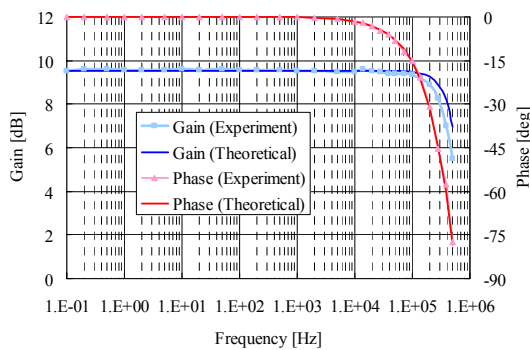
入力チャンネル数	4 (CH1 ~ CH4)
入力カップリング設定	AC, DC, GND
入力インピーダンス	1 MΩ ± 1.5 %, 約 25pF
電圧軸感度設定範囲	1 mV/div ~ 5 V/div
AC 結合時の-3 dB 低減減衰点	10 Hz 以下
A/D 変換分解能	8 bit (25 LSB/div)
最高サンプルレート	200 MS/s (2 チャンネル同時測定時), 100 MS/s (3/4 チャンネル同時測定時)



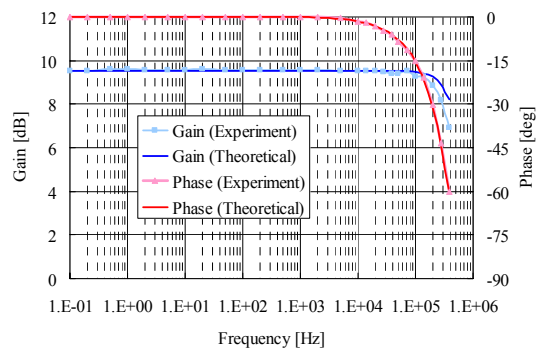
(a) x 方向  $u$  相の増幅器



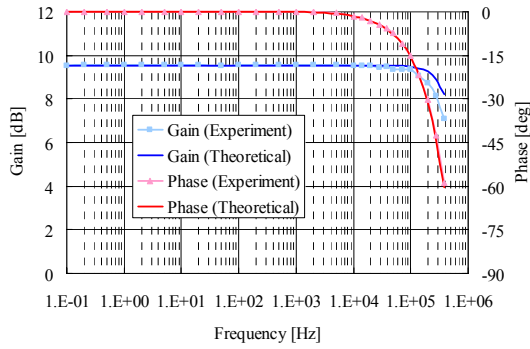
(b) x 方向  $v$  相の増幅器



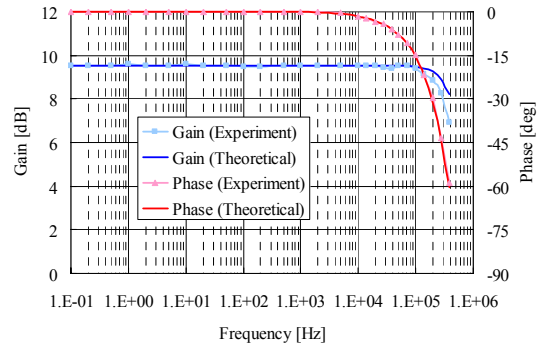
(c) x 方向  $w$  相の増幅器



(d) y 方向  $u$  相の増幅器



(e)  $y$  方向  $v$  相の増幅器



(f)  $y$  方向  $w$  相の増幅器

図 2.20 各相の増幅器における周波数特性の測定結果

電機子導体は空心で巻数が 1 回であるため、電機子導体のインピーダンスは低いことが想定される。そのため、高精度にインピーダンスを測定することが困難である。そこで、次に電機子導体の電圧 電流の周波数特性を測定することにより、インピーダンスの測定を行った。

測定回路は図 2.19 と同様で増幅器の入力側には正弦波発信器を接続して、出力側に電機子導体を接続した。増幅器の出力側には変流回路が設けられており、負荷電流  $I_L$  が検出できるようにになっている。その条件の下で、 $I_L$ 、 $V_{out}$ 、 $V_{in}$  の振幅及び位相特性を測定した。この時、電機子導体の電圧 電流の周波数特性  $G_L(f)$  は抵抗  $R$  とインダクタンス  $L$  を用いて次のように表される。

$$G_L(f) = \frac{I_L}{V_{out}} = \frac{1}{R + j2\pi fL} \quad (2.29)$$

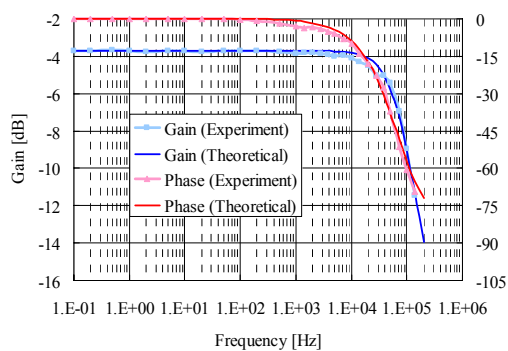
(2.29) 式より、電圧 電流の周波数特性  $G_L(f)$  から抵抗  $R$  とインダクタンス  $L$  は次のように算出できる。

$$R = \frac{\cos(\arg(G_L(f)))}{|G_L(f)|} \quad (2.30)$$

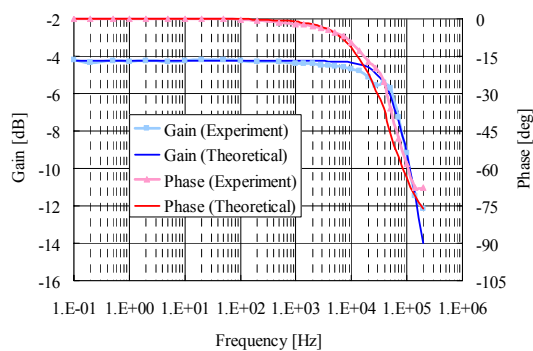
$$L = -\frac{\sin(\arg(G_L(f)))}{2\pi f|G_L(f)|} \quad (2.31)$$

この測定は、正弦波発振器による入力電圧の振幅を 1 V として、0.1 Hz ~ 200 Hz の周波数範囲で測定した。6 相分の電圧 電流の周波数特性  $G_L(f)$  の測定結果を図 2.21 に示す。電圧 電流の周波数特性を測定した後、 $f = 0.1, 0.2, 0.5$  Hz の 3 点で抵抗  $R$  の値を算出して、それらを平均することで抵抗  $R$  の値を決定した。周波数が低く領域では、殆どインダクタンス分が寄与しないため、 $R$  を高精度に算出しやすいためである。また、同様に、 $f = 5, 7.2, 10$  kHz の 3 点でインダクタンス  $L$  の値を算出して、それらを平均することでインダクタンス  $L$  の値を決定した。周波数が高い領域では、抵抗分が寄与する割合が減り、 $L$  を高精度に算出しやすいためである。以上の手順で得られた 6 相分のインピーダンスを表 2.12 に示

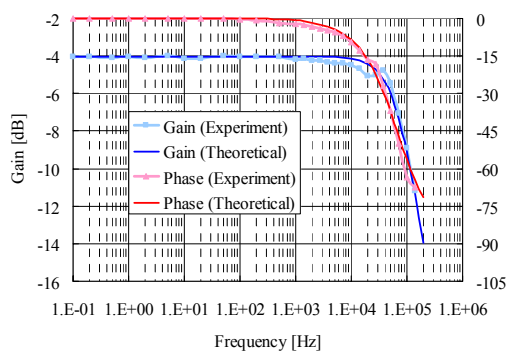
す。また、図 2.21 には、算出された  $R, L$  と(2.29) 式を用いて、電圧 電流の周波数特性  $G_L(f)$  を計算した結果も併せて示している。



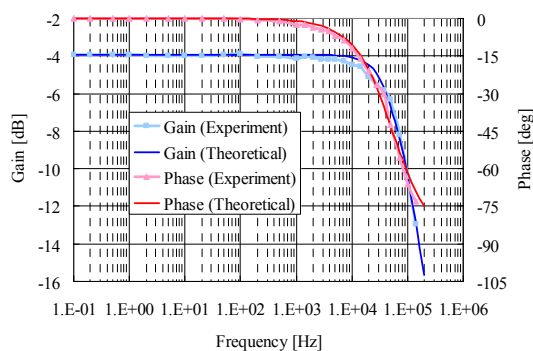
(a)  $x$  方向  $u$  相の電機子導体



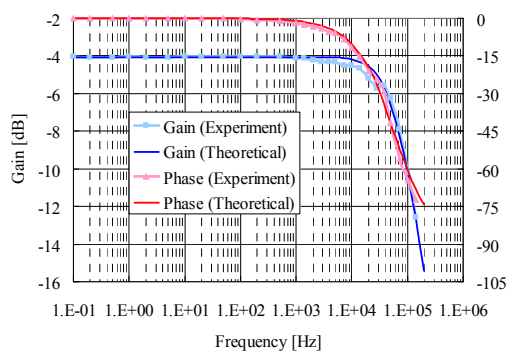
(b)  $x$  方向  $v$  相の電機子導体



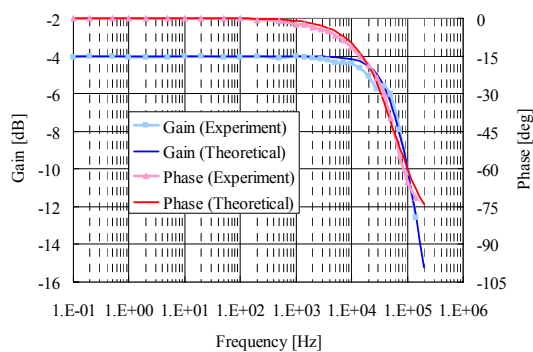
(c)  $x$  方向  $w$  相の電機子導体



(d)  $y$  方向  $u$  相の電機子導体



(e)  $y$  方向  $v$  相の電機子導体



(f)  $y$  方向  $w$  相の電機子導体

図 2.21 各相の電機子導体における電圧 電流の周波数特性の測定結果



表 2.12 各相の電機子導体におけるインピーダンスの測定結果

	x 方向の電機子導体		y 方向の電機子導体	
	Resistance	Inductance	Resistance	Inductance
u-phase	1.53 Ω	3.77 μH	1.57 Ω	4.66 μH
v-phase	1.63 Ω	3.77 μH	1.59 Ω	4.51 μH
w-phase	1.59 Ω	3.77 μH	1.59 Ω	4.41 μH

図 2.19 において, 負荷電流を  $I_L$  とすると増幅器の出力インピーダンス  $Z_{out}$  は次のように表せる。

$$Z_{out} = \frac{GV_{in} - V_{out}}{I_L} \quad (2.32)$$

これまでの測定で, 増幅率  $G$ , 増幅器の出力電圧  $V_{out}$ ,  $I_L$  を測定してきたので, それらの測定値を(2.32) 式に代入して, 出力インピーダンス  $Z_{out}$  を求めることができる。

増幅器の出力側に電機子導体を接続した時に得られたデータから  $Z_{out}$  を算出した。しかし, それぞれの周波数におけるデータから算出した  $Z_{out}$  の抵抗分の値はバラツキがあり, 電機子導体の抵抗値より十分に小さいことが想定された。一方,  $Z_{out}$  のインダクタンス分については, 電機子導体と同様に  $f = 5, 7.2, 10$  kHz の 3 点でインダクタンスの値を算出して, それらを平均することでインダクタンスの値を決定した。この時, それぞれの周波数におけるデータから算出した  $Z_{out}$  のインダクタンス分のバラツキは 10 % 以下でその値を信用できる。

$Z_{out}$  の抵抗分を測定するために, 図 2.19 において直流電源と負荷に  $0.1 \Omega$  の低抵抗を用いて出力インピーダンスの抵抗分の測定を行った。一定の直流電圧を増幅器に入力したまま, 出力側を開放した状態で出力電圧が  $V_{open}$ , 同じ入力電圧で  $R = 0.1 \Omega$  の負荷を接続した状態での出力電圧が  $V_L$  ならば, 出力インピーダンスの抵抗分  $R_{out}$  は次の式で表される。

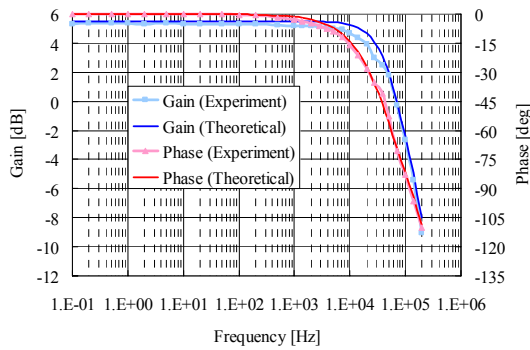
$$R_{out} = \frac{(V_{open} - V_L)R}{V_L} \quad (2.33)$$

以上の手順で得られた 6 相分の増幅器における出力インピーダンスを表 2.13 に示す。以上により, 電機子導体と増幅器の特性が明らかにされた。

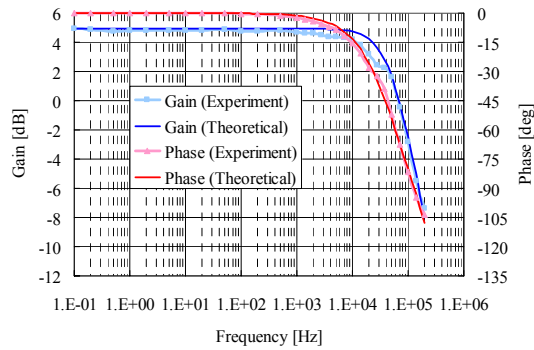
増幅器と電機子導体における周波数特性を重ね合わせれば, 増幅器の入力電圧  $V_{in}$  から電機子導体の負荷電流  $I_L$  までの周波数特性が得られる。各相における増幅器の入力電圧  $V_{in}$  から電機子導体の負荷電流  $I_L$  までの周波数特性を図 2.22 に示す。図 2.22 より, 約 1 kHz までの電圧信号に対しては, ほぼ位相遅れなく, 電流を供給できることを示している。

表 2.13 各相の増幅器における出力インピーダンスの測定結果

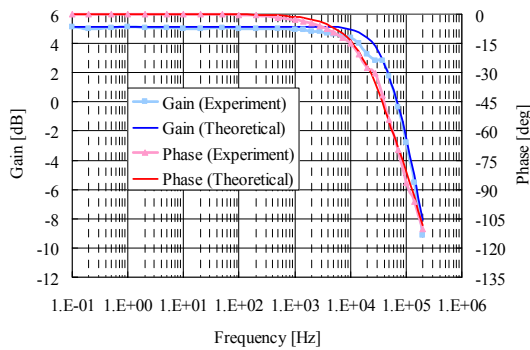
x 方向駆動用の増幅器			y 方向駆動用の増幅器		
	Resistance	Inductance		Resistance	Inductance
u-phase	60.9 mΩ	1.88 μH	u-phase	83.4 mΩ	1.89 μH
v-phase	69.1 mΩ	1.87 μH	v-phase	72.4 mΩ	1.99 μH
w-phase	65.4 mΩ	1.93 μH	w-phase	70.9 mΩ	2.22 μH



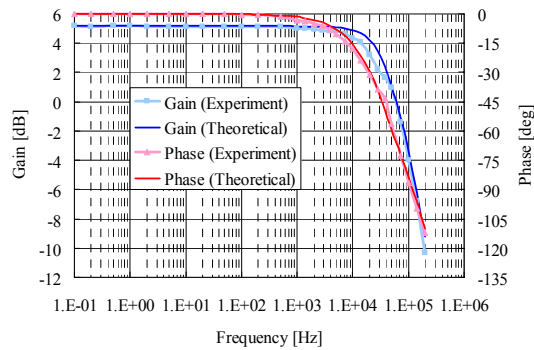
(a) x 方向 u 相の入出力関係



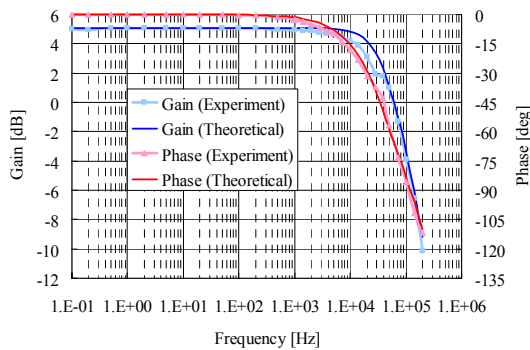
(b) x 方向 v 相の入出力関係



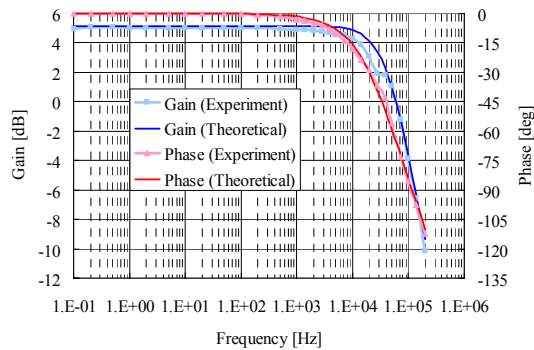
(c) x 方向 w 相の入出力関係



(d) y 方向 u 相の入出力関係



(e) y 方向 v 相の入出力関係



(f) y 方向 w 相の入出力関係

図 2.22 各相における増幅器の入力電圧から電機子導体の負荷電流までの周波数特性

## 第3章

### 振幅制御と位相制御におけるサーフェスマータの駆動特性

本研究で対象とするサーフェスマータの基本特性に基づき，振幅制御と位相制御で制御系を設計して，数値解析と実験により駆動特性を検証する。

### 3.1 本章の目的

サーフェスマータの推力及びトルクは(2.15), (2.16) 式に表されるように, 電機子導体に印加する 3 相交流の振幅に比例して, 固定子と可動子との位相差に対して正弦波状の特性を示している。ここでは, はじめに最も基本となる並進 1 自由度の駆動制御系の設計を行い, 回転の自由度を拘束した並進 1 自由度の駆動実験により検証を行う。

しかし, 実際に 2 次元駆動をする際には, 可動子の  $z$  軸まわりの回転運動 (ヨーイング運動) が想定される。可動子がヨーイング運動を起こせば, 図 2.13 に示されるように, (2.15) 式の  $K_F$  が減少してしまい, 駆動するために十分な推力が発生できなくなる可能性がある。そのため, 可動子のヨーイング運動を抑制することは重要な課題である。そこで, 次に可動子のヨーイング運動を想定した上で, ヨーイング運動に対して安定性のある並進とヨーイングの 2 自由度駆動制御系の設計を行い, ヨーイング運動を拘束しない状態で駆動実験によりヨーイング運動に対しても安定に駆動を行えるか検証を行う。

### 3.2 並進 1 自由度の駆動解析モデルと駆動制御系の設計

本節では, 可動子は  $x$  方向にのみ駆動させることを考える。それ以外の  $y$  方向及びヨーイングはガイドで拘束することを想定する。その上で,  $x$  方向の駆動制御系の設計を行う。ヨーイング  $\theta$  が 0 度の時, (2.15) 式の  $K_F$  は定数となり, 推力  $F_x$  は電機子に通電する 3 相交流の電流振幅  $I_0$  と可動子との位相差  $\theta_d$  のみの関数として扱うことができる。

$$F_x = K_F I_0 \sin \theta_d \quad (3.1)$$

そのため, 電機子の電流振幅  $I_0$  と可動子との位相差  $\theta_d$  を調節することにより, 推力を制御することができる。また, 可動子の質量を  $m$  として, 摩擦及び速度起電力による影響はないものとするば,  $x$  方向の運動方程式は次のように表せる。

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = K_F I_0 \sin \theta_d \quad (3.2)$$

可動子を指令値  $x_{ref}$  の通りに駆動するためには, 可動子の位置  $x$  を検出して指令値  $x_{ref}$  と比較して, その位置偏差 ( $x_{ref} - x$ ) に基づいて電流振幅  $I_0$  もしくは位相差  $\theta_d$  を制御して, 推力を制御する必要がある。この時, 電流振幅  $I_0$  を制御する方式を振幅制御と呼び, 位相差  $\theta_d$  を制御する方式を位相制御と呼ぶ。また, 位置偏差 ( $x_{ref} - x$ ) に基づいて電流振幅  $I_0$  もしくは位相差  $\theta_d$  を制御する方法として, ここでは汎用的に用いられている PID 制御を適用する。PID 制御は, 入力とその微分と積分に比例した出力をする線形制御である。PID 制御器の伝達関数  $G_c(s)$  は次のように表せる。

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.3)$$

$k_p, k_i, k_d$  は, それぞれ比例ゲイン, 積分ゲイン, 微分ゲインを表し,  $s$  はラプラス演算子を表している。以上のことを踏まえた上で, 振幅制御もしくは位相制御を適用した駆動制御

系のブロック線図を図 3.1, 3.2 に示す。

PID 制御の 3 つの制御ゲインは、所望の出力が得られるように設定する必要がある。目的により、望ましいとされる出力は変わってくるが、一般的には定常誤差の大きさや整定時間の短さやオーバーシュートの大きさなどで評価される。ここでは、定常誤差が無く、オーバーシュートが 5 % 以下に抑えられるように PID 制御器を設計する。整定時間の短さに関しては電源もしくは負荷の容量に制約されるが、その制約下で極力、整定時間を短く設計する。

振幅制御を適用する場合、制御対象の伝達関数  $G_p(s)$  は次のように表せる。

$$G_p(s) = \frac{K_F \sin(\theta_d)}{ms^2} \quad (3.4)$$

ここで、 $G_p(s)$  に積分の項が含まれているため、積分制御器を新たに導入しなくても、この系の定常誤差は 0 である。そのため、積分ゲイン  $k_i$  は 0 と設計する。その時、この系全体の伝達関数  $G(s)$  は次のように表せる。

$$G(s) = \frac{x}{x_{ref}} = \frac{Ak_d s + Ak_p}{s^2 + Ak_d s + Ak_p} \quad (3.5)$$

但し、 $A$  は次のような定数とする。

$$A = \frac{K_F \sin \theta_d}{m} \quad (3.6)$$

(3.5) 式よりこの系は 2 次系であることがわかり、固有角周波数  $\omega_n$  と減衰定数  $\zeta$  は次のように表される。

$$\omega_n = \sqrt{Ak_p} \quad (3.7)$$

$$\zeta = \frac{k_d}{2} \sqrt{\frac{A}{k_p}} \quad (3.8)$$

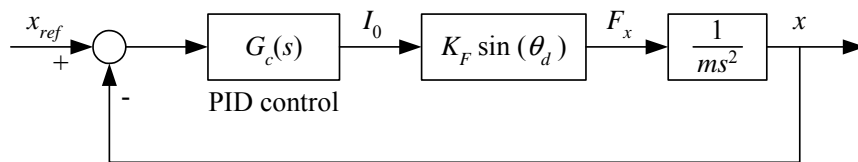


図 3.1 振幅制御によるブロック線図

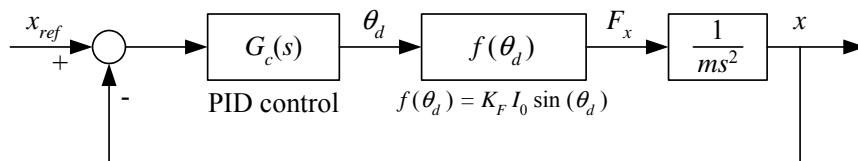


図 3.2 位相制御によるブロック線図

2次系のオーバーシュート量  $o_v$  は減衰定数  $\zeta$  に依存し、次のように表される。

$$o_v = \exp\left(-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (3.9)$$

オーバーシュート  $o_v$  が 5% となるためには (3.9) 式から  $\zeta = 0.690$  となる必要がある。一方、固有角周波数  $\omega_h$  が大きければ応答が速くなるため、極力  $\omega_h$  を大きく設定したい。しかし (3.8), (3.9) 式より、 $\zeta$  が一定の条件の下で  $\omega_h$  を大きくするためには、比例ゲイン  $k_p$  と微分ゲイン  $k_d$  を大きくする必要がある。しかし、前章で示した増幅器の電流容量が 3 A であるため、無制限にゲインを大きくすることができない。

位相制御を適用する場合は (3.1) 式より推力  $F_x$  が位相差  $\theta_d$  に対して非線形であるため、ここでは、次のように位相差  $\theta_d$  を 0 付近で線形化して考える。

$$F_x = K_F I_0 \sin \theta_d \approx K_F I_0 \theta_d \quad (3.10)$$

線形化することにより、前述の振幅制御の場合と同様に PID 制御器を設計できる。この場合も、オーバーシュートを 5% に設計するため、減衰定数  $\zeta$  を 0.690 に設定して、制御ゲインを大きくすることによって  $\omega_h$  を大きくしたい。しかし、制御ゲインを大きくすれば、制御器から出力される位相差  $\theta_d$  も大きくなり、(3.10) 式の近似精度が大きくなってしまう。さらには位相差  $\theta_d$  が  $\pi/2$  を超えれば、(3.1) 式より推力が減少するため、位置制御をすることができない。そのため、位相制御を導入する際には、 $\pm\pi/2$  の範囲を超えないように PID 制御器の出力を制限する必要がある。

実機で駆動を行う際に、PC が出力するものは 6 相分の電圧信号である。振幅制御と位相制御によって、それぞれ電流振幅  $I_0$  と位相差  $\theta_d$  の目標値を決定するが、そのような電機子電流を流せるように PC は 6 相分の電圧を出力する必要がある。以上の検討を踏まえた上で、図 3.3 と 3.4 に示すように、並進 1 自由度の振幅制御及び位相制御による駆動解析モデルを構築した。図 3.3 と 3.4 に示されているパラメータを表 3.1 に纏める。この解析モデルの制御周期は 1 ms として、ルンゲクッタ法で解析が行われている。前章で、増幅器と電機子導体の周波数特性の検証を行ったが、図 2.20 ~ 2.22 に示すように 1 kHz 以下の周波数領域でゲインの低下や位相遅れが生じていないため、この解析モデルでは、増幅器の増幅率は 3 倍（位相遅れ無し）で電機子導体のインダクタンスによる影響を無視している。図 3.3 と 3.4 において赤い波線で囲った部分が PC での演算処理を表している。また、可動子の位置検出を行う際に、レーザ変位測定器を用いているが、表 2.6 に示すように、分解能が 3  $\mu\text{m}$  で出力に約 1 ms の無駄時間による遅れがある。

図 3.3 と 3.4 を用いて PID 制御器のパラメータを調節することによって、減衰定数  $\zeta$  が一定の条件下で固有角周波数  $\omega_h$  を変化させ、可動子の 10 mm のステップ応答を比較して、最適なパラメータの検討を行う。振幅制御及び位相制御による駆動解析で用いる PID 制御器のパラメータはそれぞれ表 3.2 と 3.3 に示し、そのパラメータに対応する駆動制御系の減衰定数  $\zeta$  と固有角周波数  $\omega_h$  も併せて表記する。

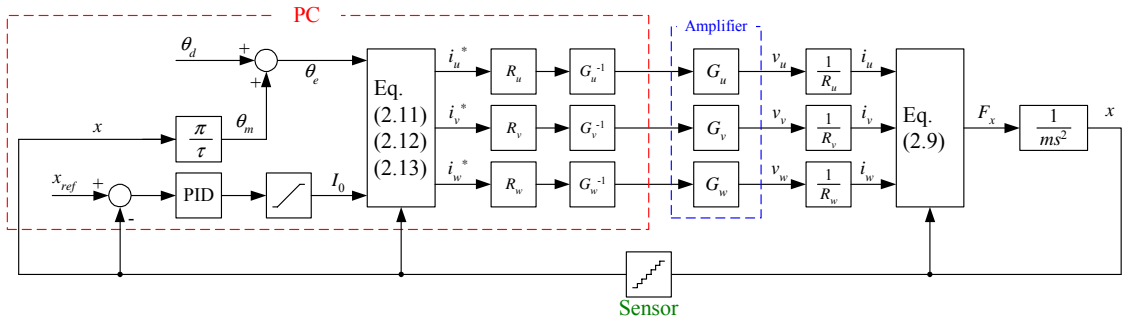


図 3.3 振幅制御による並進 1 自由度の駆動解析モデル

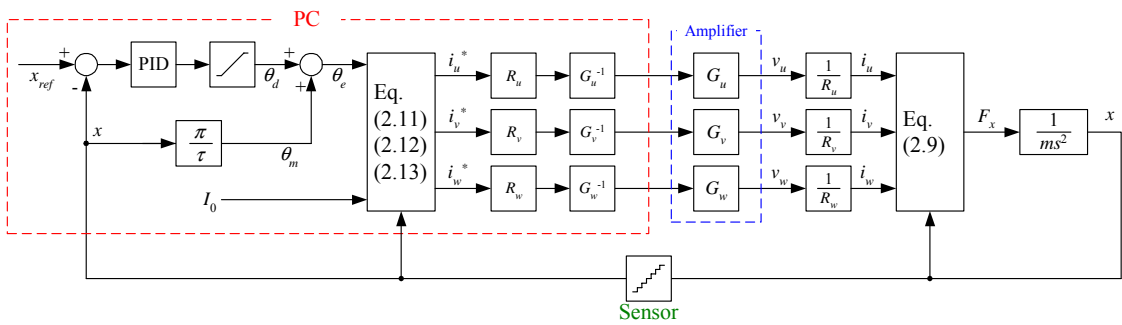


図 3.4 位相制御による並進 1 自由度の駆動解析モデル

表 3.1 駆動解析モデルのパラメータ

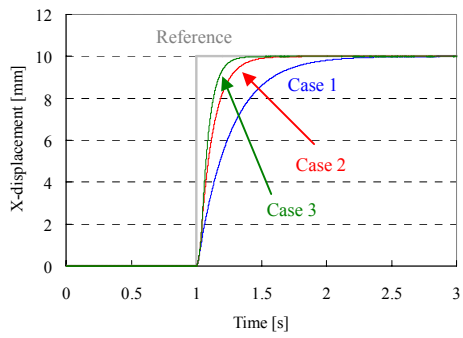
$G_u, G_v, G_w$	各相の増幅器の増幅率
$R_u, R_v, R_w$	各相の電機子導体の抵抗
$i_u^*, i_v^*, i_w^*$	各相の電機子電流の指令値
$\theta_m$	可動子の位相
$\theta_e$	固定子の位相

表 3.2 解析で用いる PID 制御器のパラメータ (振幅制御)

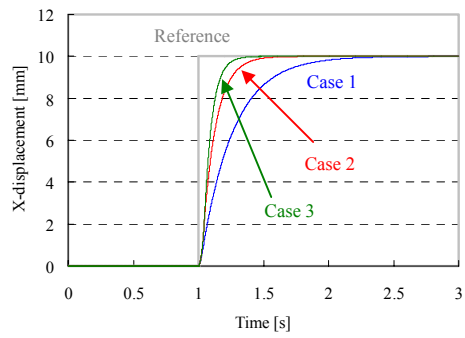
	$k_p$	$k_i$	$k_d$	$\zeta$	$\omega_n$
Case 1	0.791	0	0.201	0.690	5.43
Case 2	4.56	0	0.483	0.690	13.0
Case 3	12.7	0	0.805	0.690	21.7

表 3.3 解析で用いる PID 制御器のパラメータ (位相制御)

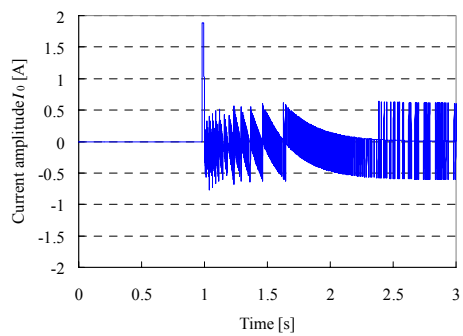
	$k_p$	$k_i$	$k_d$	$\zeta$	$\omega_n$
Case 1	0.264	0	0.0671	0.690	5.43
Case 2	1.52	0	0.161	0.690	13.0
Case 3	4.22	0	0.268	0.690	21.7



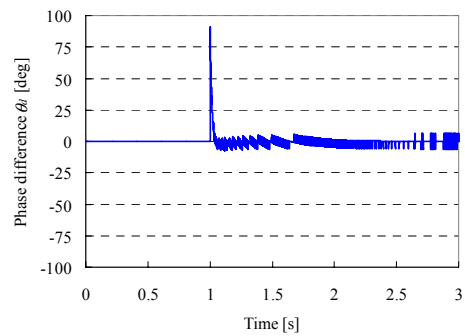
(a) ステップ応答 (振幅制御)



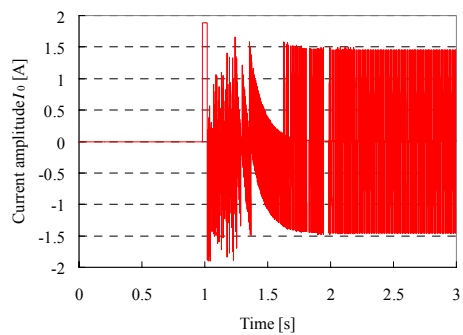
(a') ステップ応答 (位相制御)



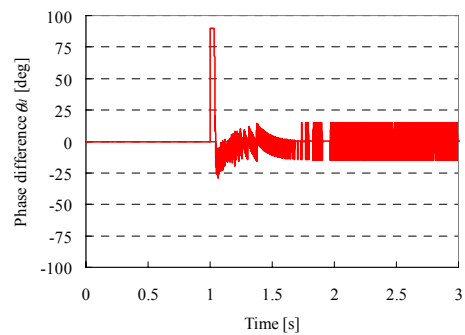
(b)  $I_0$  の波形 (振幅制御 Case 1)



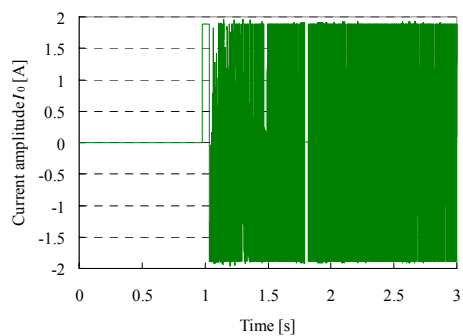
(b')  $I_0$  の波形 (位相制御 Case 1)



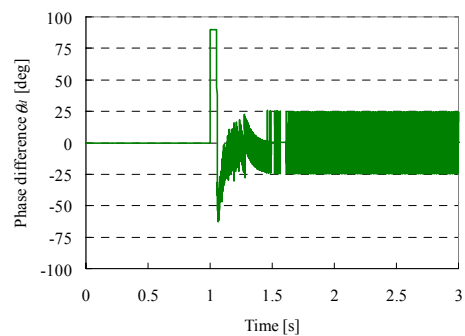
(c)  $I_0$  の波形 (振幅制御 Case 2)



(c')  $I_0$  の波形 (位相制御 Case 2)



(d)  $I_0$  の波形 (振幅制御 Case 3)



(d')  $I_0$  の波形 (位相制御 Case 3)

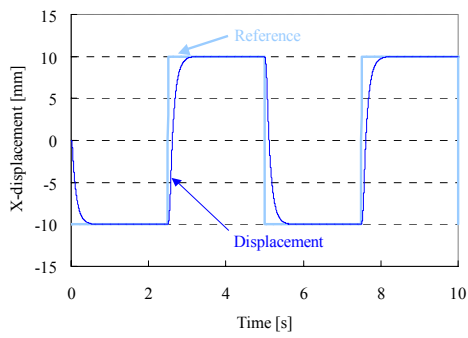
図 3.5 振幅制御と位相制御を適用したステップ応答の解析結果



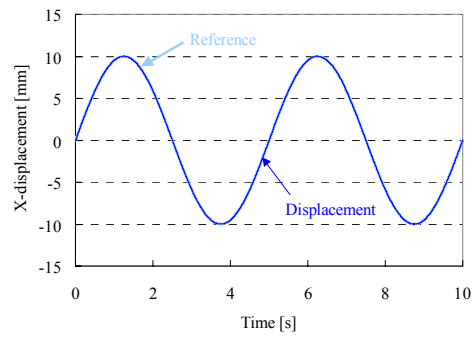
図 3.5 に振幅制御と位相制御を適用したステップ応答の解析結果を示す。但し、可動子の質量  $m$  は 78.3 g であり、電機子とハルバツハ磁石のギャップは 0.5 mm を想定して、ハルバツハ磁石の最大磁束密度  $B_{z0}$  は 0.65 T とする。振幅制御の場合は固定子と可動子の位相差  $\theta_d$  を 90 度に設定して、電流振幅  $I_0$  は  $\pm 1.9$  A の範囲内に制限している。これは、増幅器の電流容量 3 A に余裕を持って設定するためであり、増幅器の入力に電圧振幅 1 V の 3 相交流を印加することに相当する。一方、位相制御の時は、電流振幅を 1.9 A に設定して、固定子と可動子との位相差  $\theta_d$  は  $\pm\pi/2$  の範囲内で制限している。図 3.5 の(a) と(a') より、殆どオーバーシュートが生じていないことがわかる。また、固有角周波数  $\omega_n$  を増大させることにより、指令値に対する応答性を向上させることができたが、同図の(b), (b'), (c), (c'), (d), (d') より固有角周波数  $\omega_n$  が増大することにより、振幅制御の場合は増幅器の容量により電流振幅が制限されてしまい、制限されている間は PID 制御器としての働きを十分することができず、場合によっては設計の意図とは大きく異なる特性を示すこともある。位相制御についても、推力特性を  $\theta_d$  が 0 度付近で線形化して制御系を構成したものであるが、45 度では推力に 10%、60 度では 17% の誤差が生じてしまい、より大きくなればその傾向は顕著になる。本研究では、以上のことから振幅制御と位相制御の制御ゲインの設計は、減衰定数  $\zeta$  が 0.690、固有角周波数  $\omega_n$  が 13.0 rad/s に基づいて行う。

### 3.3 振幅制御と位相制御による並進 1 自由度の駆動特性

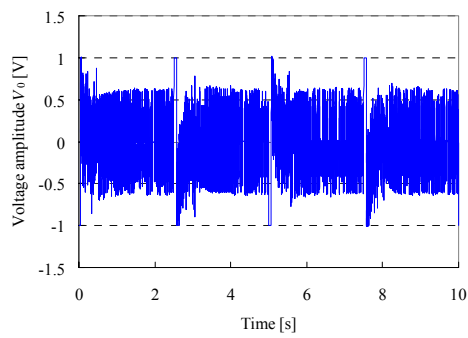
前節で振幅制御と位相制御による並進 1 自由度の解析モデルを設計した。そこで、次にそれらの解析モデルを用いて、振幅制御と位相制御による駆動特性の検証を行う。解析モデルは図 3.3 と 3.4 に示し、駆動の指令値  $x_{ref}$  は振幅が 10 mm で周期が 5 s 及び 1 s の矩形もしくは正弦波信号とする。振幅制御の解析モデルでは、固定子と可動子の位相差  $\theta_d$  を 90 度一定として、PC から増幅器に入力する 3 相交流の電圧振幅  $V_0$  は前節で設計した PID 制御を行い、PID 制御器の出力が  $\pm 1$  V の範囲を超える場合は、-1 V もしくは 1 V で出力を制限する。一方、位相制御の解析モデルでは、PC から増幅器に入力する 3 相交流の電圧振幅  $V_0$  は 1 V 一定として、固定子と可動子の位相差  $\theta_d$  は前節で設計した PID 制御を行い、PID 制御器の出力が  $\pm 90$  度の範囲を超える場合は、-90 度もしくは 90 度で出力を制限する。電機子とハルバツハ磁石のギャップは 0.5 mm として、(2.1) 式の  $B_{z0}$  を図 2.6 の測定結果より、0.65 T とした。また、後にも述べるが、並進 1 自由度の駆動において可動子の y 方向とヨーイングの自由度を拘束するために、ハルバツハ磁石にアクリル製のホルダーを取り付けた。ハルバツハ磁石の質量は 30.3 g でアクリル製のホルダーが 48.0 g であり、可動子の質量は合計で 78.3 g である。以上の条件で、並進 1 自由度の駆動解析を行った結果を図 3.6 と 3.7 に示す。



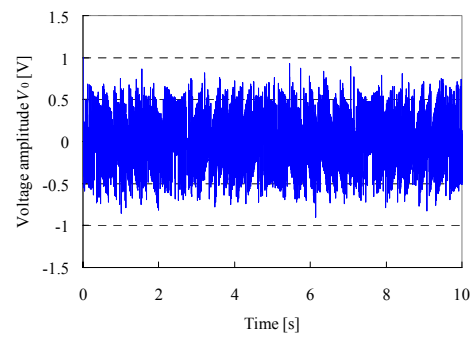
(a) 周期 5 s の矩形波応答



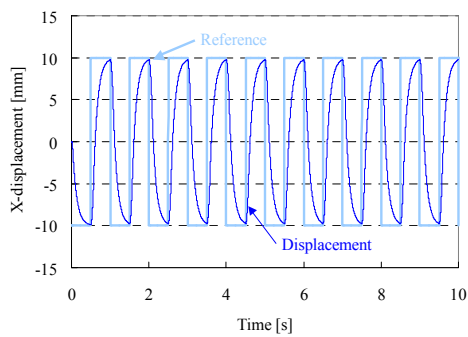
(a') 周期 5 s の正弦波応答



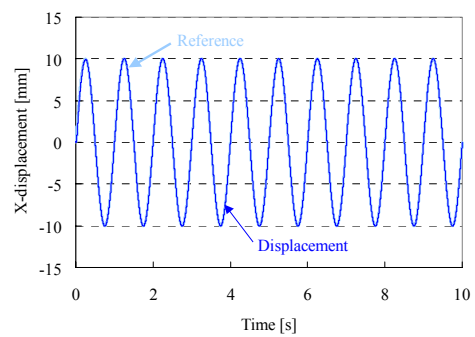
(b)  $V_0$  の波形 (周期 5 s の矩形波)



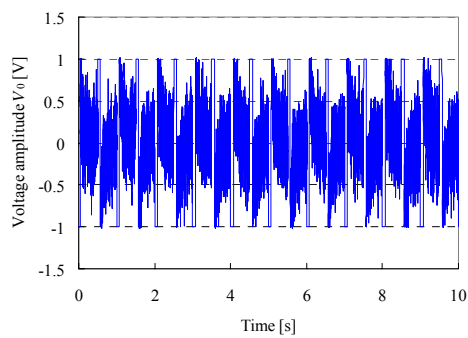
(b')  $V_0$  の波形 (周期 5 s の正弦波)



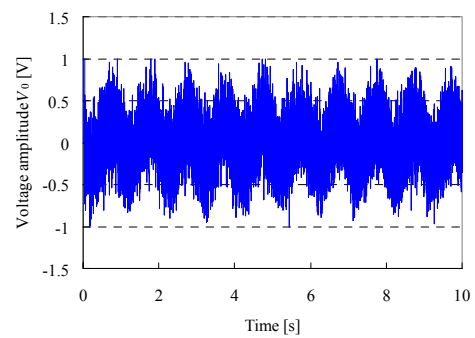
(c) 周期 1 s の矩形波応答



(c') 周期 1 s の正弦波応答

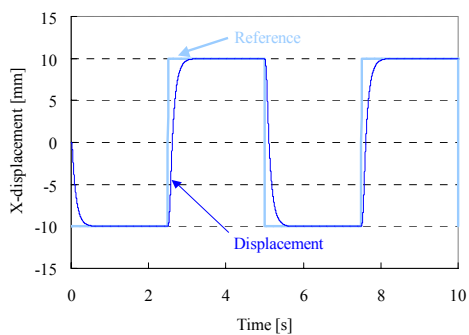


(d)  $V_0$  の波形 (周期 1 s の矩形波)

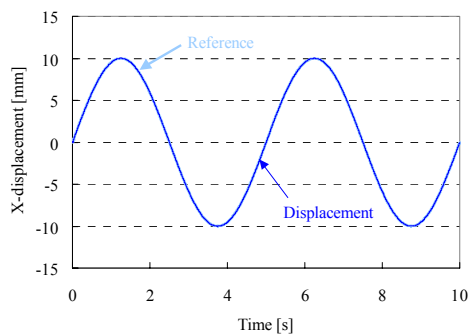


(d')  $V_0$  の波形 (周期 1 s の正弦波)

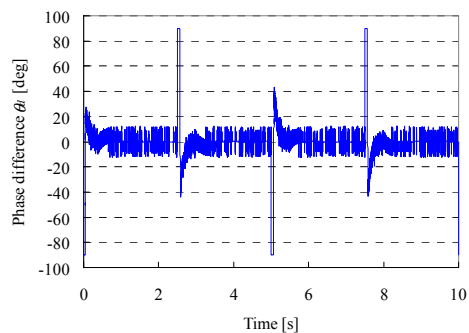
図 3.6 振幅制御を適用した矩形波と正弦波応答の解析結果



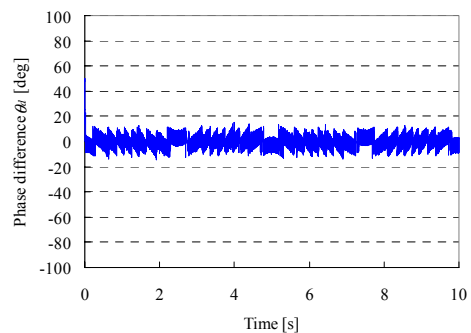
(a) 周期 5 s の矩形波応答



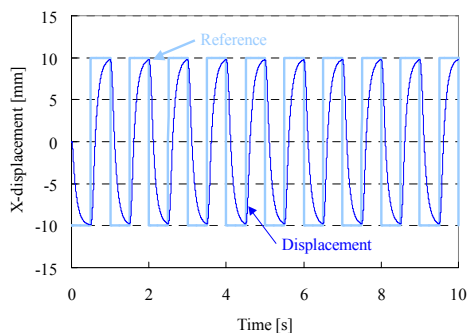
(a') 周期 5 s の正弦波応答



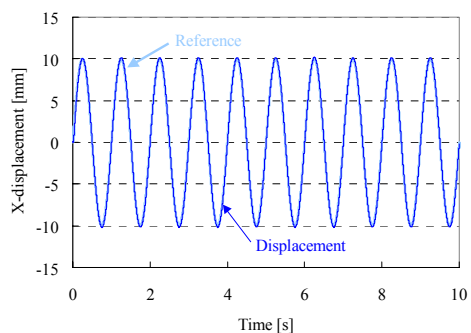
(b)  $\theta_d$  の波形 (周期 5 s の矩形波)



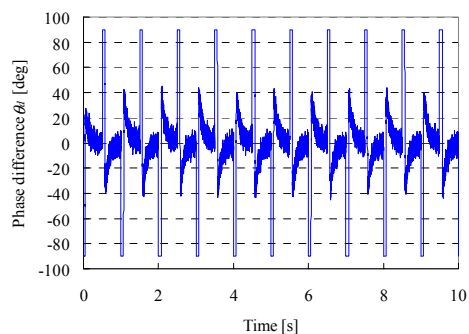
(b')  $\theta_d$  の波形 (周期 5 s の正弦波)



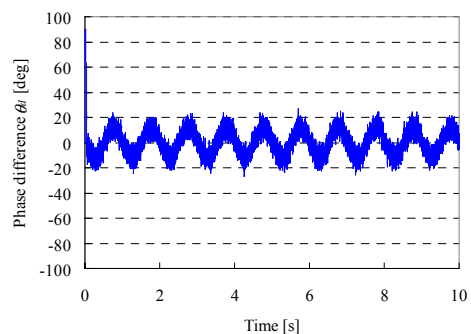
(c) 周期 1 s の矩形波応答



(c') 周期 1 s の正弦波応答



(d)  $\theta_d$  の波形 (周期 1 s の矩形波)



(d')  $\theta_d$  の波形 (周期 1 s の正弦波)

図 3.7 位相制御を適用した矩形波と正弦波応答の解析結果

以上の解析結果より、可動子は指令値  $x_{ref}$  に十分に追従していることがわかる。また、指令値  $x_{ref}$  の周期が短くなれば PID 制御器の出力も高くなっていることがわかる。図 3.7 より、位相制御において PID 制御器の出力が殆ど 20 度以下であり、位相差  $\theta_d$  に対する推力の非線形性を考慮しても誤差は 2 % であり、完全に線形な振幅制御とほぼ同等の特性を示している。

次に、実機にこれらの制御を導入して駆動の検証を行う。図 3.8 に示すように、可動子の  $y$  方向とヨーイングの自由度を拘束するために、図 3.8 に示すようなガイドを製作した。さらに、可動子とガイドとの摩擦を低減するために、可動子とガイドとの間に直径 1 mm のガラス球を敷いた。以上の条件で、並進 1 自由度の駆動実験を行った結果を図 3.9 に示す。図 3.9 により、可動子は指令値に十分に追従しており、振幅制御と位相制御による可動子の駆動の可能性を示すことができた。

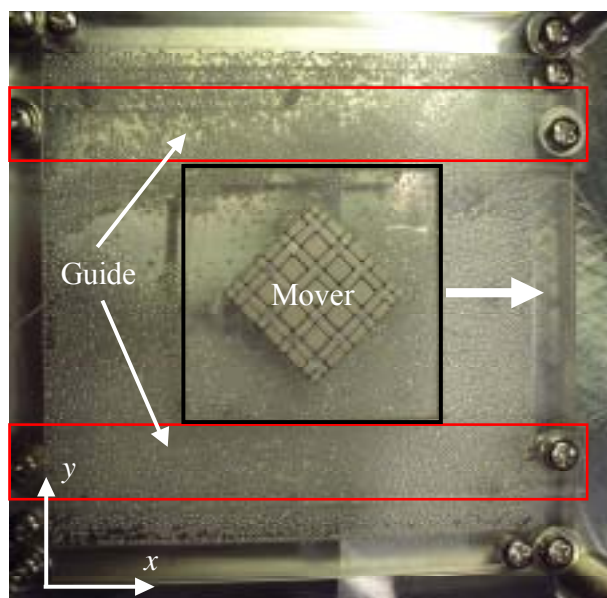


図 3.8 ガイドによる  $y$  方向とヨーイングの拘束

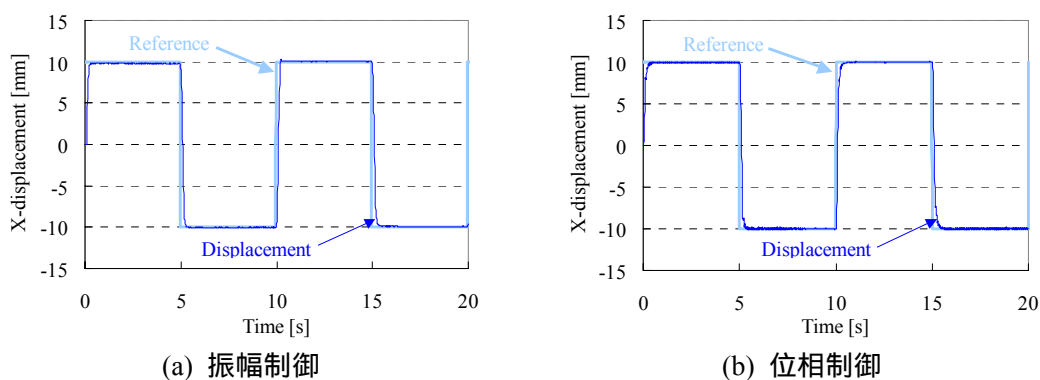


図 3.9 振幅制御と位相制御を適用した矩形波応答の実験結果

### 3.4 振幅制御と位相制御のヨーイング運動に対する安定性

前節では、可動子の  $x$  方向以外の自由度を拘束した状態で振幅制御と位相制御の制御性を検証した。実際には2次元駆動をする際に、 $z$  軸まわりの回転方向に外乱が加わることが想定される。(2.15) 式と図 2.13 より、ヨーイング角度  $\theta$  が 0 度の時に推力が最大で、ヨーイングが発生すれば推力が減少する。それにより、駆動に十分な推力が得られなくなる可能性があるため、ヨーイング運動を抑える必要がある。そこで、本節では、振幅制御と位相制御のヨーイング運動に対する安定性を検討する。

ヨーイング運動に対して安定であるためには、ヨーイング角度  $\theta$  の方向と常に逆方向にトルク  $T_z$  を発生させる要素が必要である。また、このサーフェスマータを駆動させるためには、図 2.13 よりヨーイング角度  $\theta$  を  $\pm 20$  度程度に抑える必要がある。しかし、前述の通り、その範囲内では  $K_T$  の符号は常にヨーイング角度  $\theta$  と逆向きである。つまり、振幅制御や位相制御でヨーイング  $\theta$  に対して安定な駆動を行うためには、(2.16) 式より、

$$I_0 \cos \theta_d \geq 0 \quad (3.11)$$

とすればよい。

振幅制御で並進駆動する場合、電流振幅  $I_0$  が位置偏差  $(x_{ref} - x)$  に基づいて制御されるため、電流振幅  $I_0$  は正負の両方の値をとり得る。つまり、位相差  $\theta_d$  を一定の状態では、電流振幅  $I_0$  のみ制御するだけでは(3.11) 式を常に満足できず、ヨーイング角度  $\theta$  に対して安定な駆動ができない。(3.11) 式を満足するためには、電流振幅  $I_0$  が正の時は位相差  $\theta_d$  が  $-90 \sim 90$  度、電流振幅  $I_0$  が負の時は位相差  $\theta_d$  が  $90 \sim 270$  度として、電流振幅  $I_0$  と  $\cos \theta_d$  の正負の符号も常に一致させなくてはならない。さらに、この時に  $\sin \theta_d$  の正負が変化すると推力  $F_x$  の向きが反転してしまい、並進の駆動制御に影響を及ぼしてしまう。そこで、電流振幅  $I_0$  が正から負に変化する時、位相差を  $\theta_d$  から  $\pi - \theta_d$  に変化させれば、 $K_T$  がヨーイング角度  $\theta$  に対して逆向きであるため、次のように常にヨーイング角度  $\theta$  に対して逆向きのトルク  $T_z$  を発生させながら並進駆動ができる。

$$F_x = K_F I_0 \sin \theta_d \quad (I_0 > 0) \quad (3.12)$$

$$T_z = K_T I_0 \cos \theta_d \quad (I_0 > 0) \quad (3.13)$$

$$F_x = K_F I_0 \sin(\pi - \theta_d) = K_F I_0 \sin \theta_d \quad (I_0 < 0) \quad (3.14)$$

$$T_z = K_T I_0 \cos(\pi - \theta_d) = K_T (-I_0 \cos \theta_d) \quad (I_0 < 0) \quad (3.15)$$

一方、位相制御で並進駆動する場合、 $I_0 (> 0)$  が一定であるため、位相差  $\theta_d$  が  $-90 \sim 90$  度の範囲内であれば、(3.13) 式より常にヨーイング角度  $\theta$  に対して逆向きのトルク  $T_z$  を発生させながら並進駆動ができる。前節で位相制御による制御系を設計したが、この制御系では、すでに位相差が  $-90 \sim 90$  度の範囲内で推力を制御するように設計されているため、トルク  $T_z$  を制御するために、新たに要素を付け加える必要がない。以上を踏まえた上で、ヨーイング角度  $\theta$  の自由度を考慮した振幅制御と位相制御を用いた並進駆動解析モデルを構築した。それらの並進駆動解析モデルを図 3.10 と 3.11 に示す。

次にそれらの解析モデルを用いて、振幅制御と位相制御による並進駆動のヨーイング運動に対する安定性の検証を行う。基本的に前節の解析条件と同じで、駆動の指令値  $x_{ref}$  は振幅が 10 mm で周期が 5 s 及び 1 s の矩形もしくは正弦波信号とする。但し、振幅制御の解析モデルでは、推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  を共に発生させるために、固定子と可動子の位相差  $\theta_d$  を 45 度一定とする。前節の解析と同様に PID 制御器の出力が  $\pm 1$  V の範囲を超える場合は、-1 V もしくは 1 V で出力を制限する。一方、位相制御の解析モデルでは、PC から増幅器に入力する 3 相交流の電圧振幅  $V_0$  は 1 V 一定として、PID 制御器の出力が  $\pm 90$  度の範囲を超える場合は、-90 度もしくは 90 度で出力を制限する。ヨーイング角度  $\theta$  が 0 度のままでは、図 2.13 よりトルク  $T_z$  が発生しないので、ここでは、ヨーイング角度  $\theta$  に 2 度の初期値を与えて解析を行う。また、可動子の慣性モーメント  $J$  は、 $3.16 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$  である。以上の条件で、ヨーイングの自由度を考慮した並進駆動解析を行った結果を図 3.12 ~ 3.15 に示す。

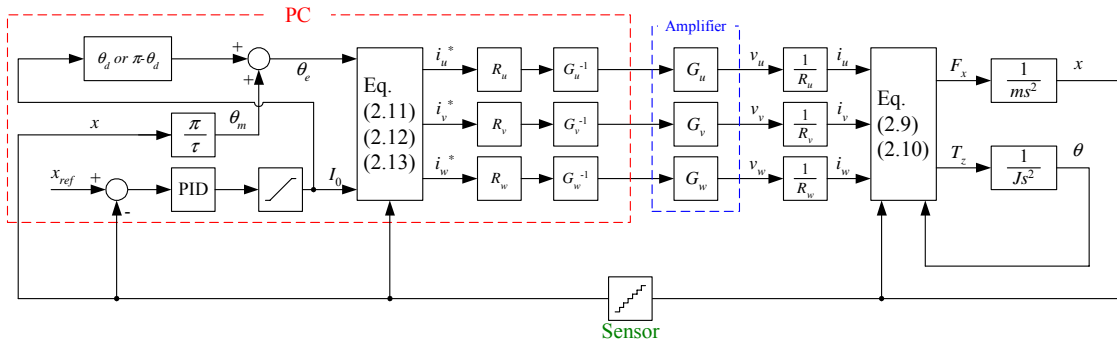


図 3.10 ヨーイングの自由度を考慮した振幅制御による並進駆動解析モデル

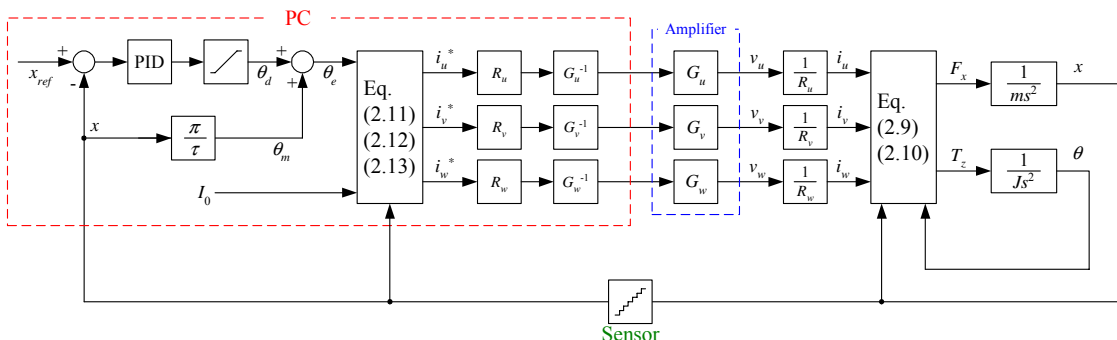
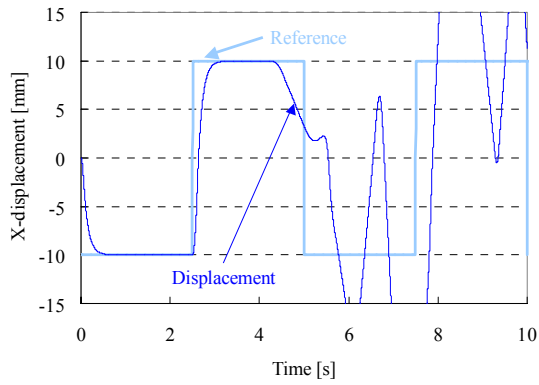
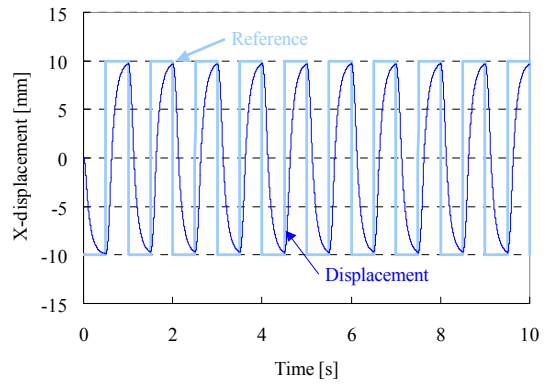


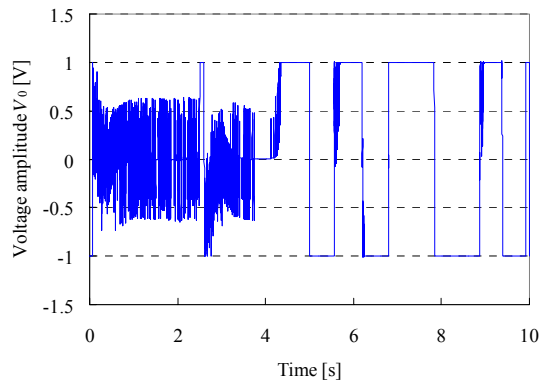
図 3.11 ヨーイングの自由度を考慮した位相制御による並進駆動解析モデル



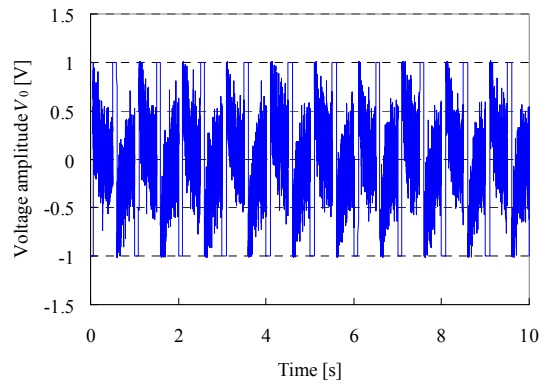
(a) 周期 5 s の矩形波応答



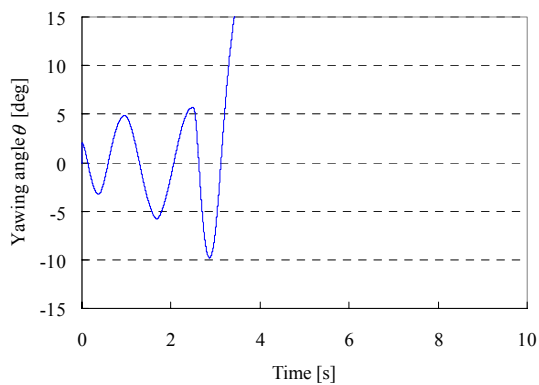
(a') 周期 1 s の矩形波応答



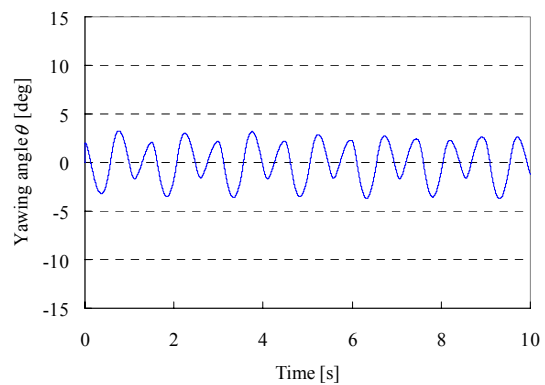
(b)  $V_0$  の波形 (周期 5 s の矩形波)



(b')  $V_0$  の波形 (周期 1 s の矩形波)

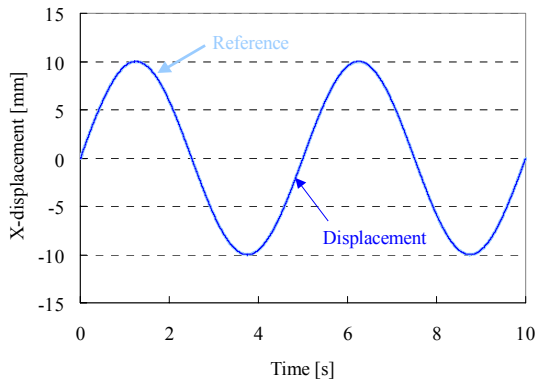


(c) ヨーイング角度 $\theta$ (周期 5 s の矩形波)

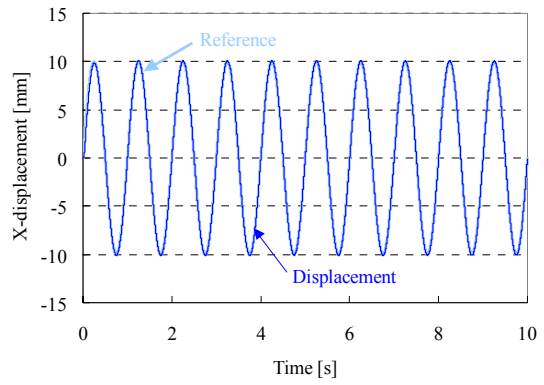


(c') ヨーイング角度 $\theta$ (周期 1 s の矩形波)

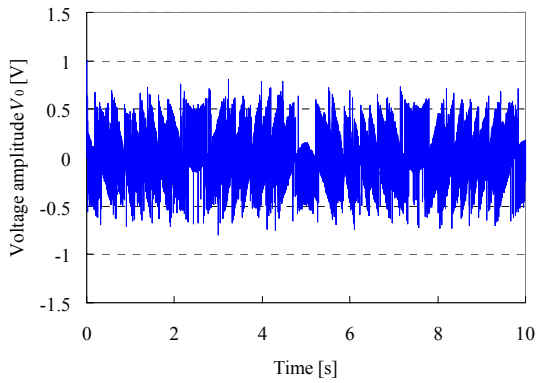
図 3.12 振幅制御を適用した矩形波応答の解析結果



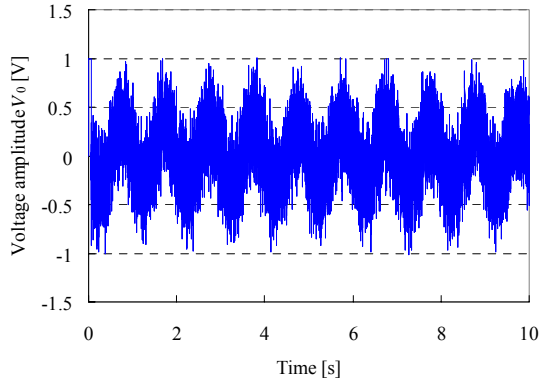
(a) 周期 5 s の正弦波応答



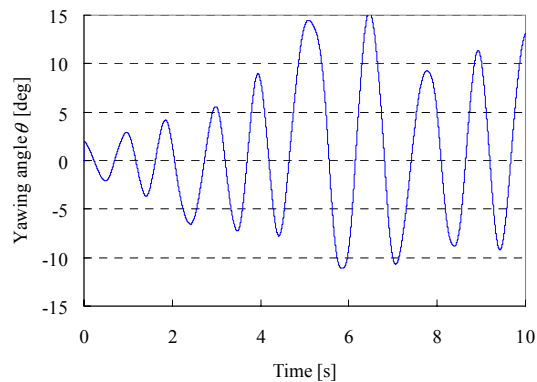
(a') 周期 1 s の正弦波応答



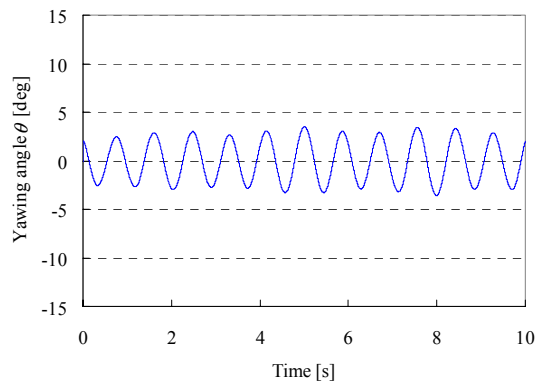
(b)  $V_0$  の波形 (周期 5 s の正弦波)



(b')  $V_0$  の波形 (周期 1 s の正弦波)



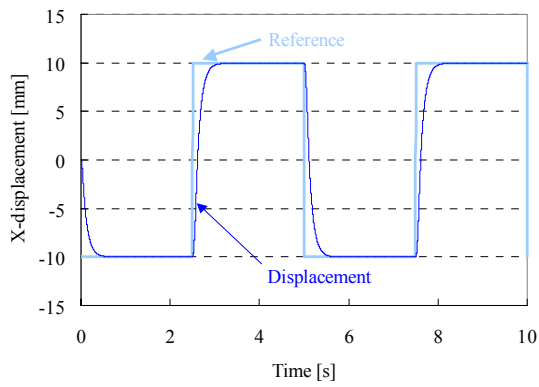
(c) ヨーイング角度 $\theta$ (周期 5 s の正弦波)



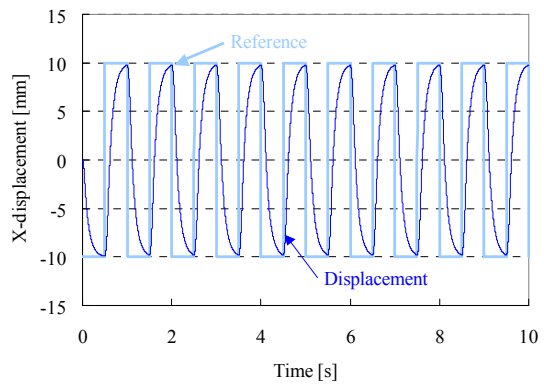
(c') ヨーイング角度 $\theta$ (周期 1 s の正弦波)

図 3.13 振幅制御を適用した正弦波応答の解析結果

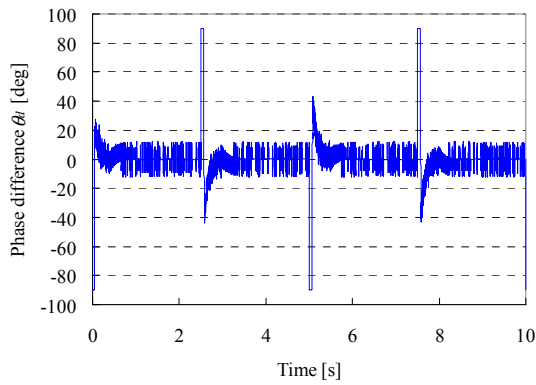




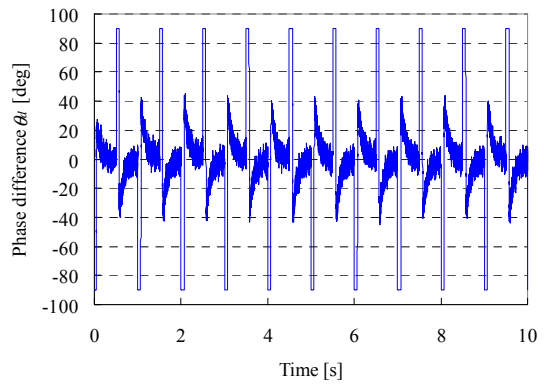
(a) 周期 5 s の矩形波応答



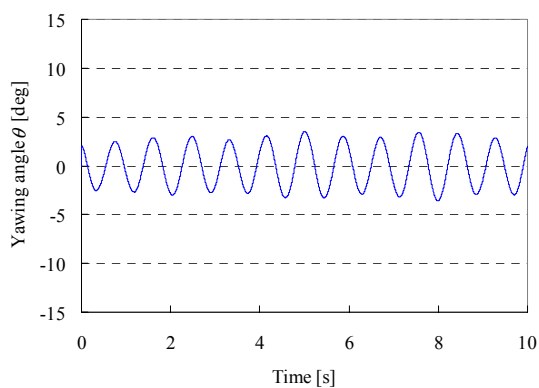
(a') 周期 1 s の矩形波応答



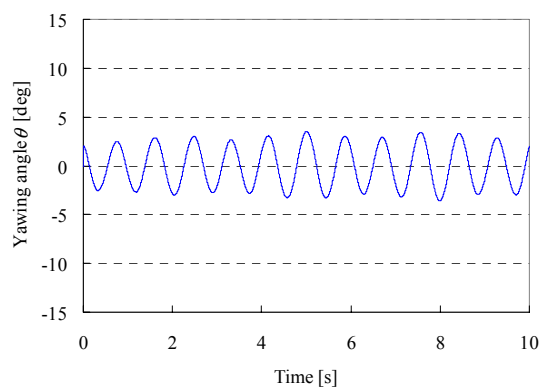
(b)  $\theta_d$  の波形 (周期 5 s の矩形波)



(b')  $\theta_d$  の波形 (周期 1 s の矩形波)

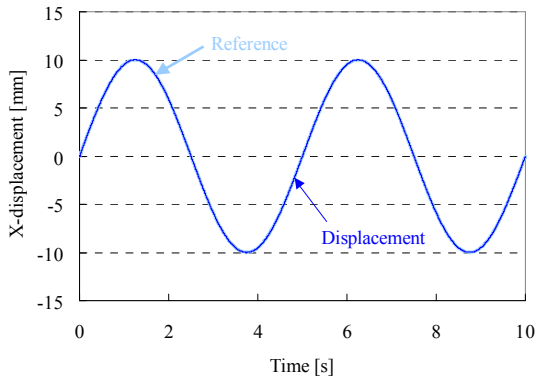


(c) ヨーイング角度 $\theta$ (周期 5 s の矩形波)

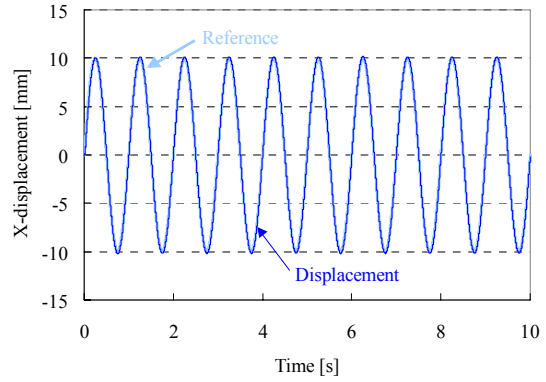


(c') ヨーイング角度 $\theta$ (周期 1 s の矩形波)

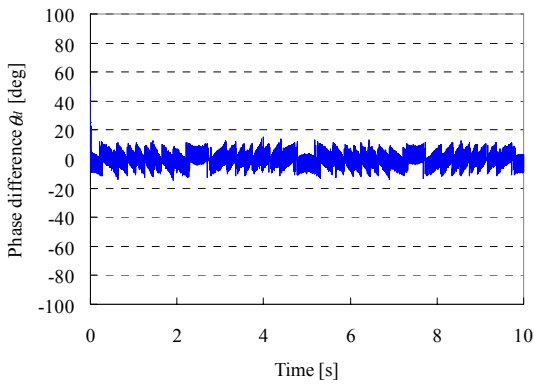
図 3.14 位相制御を適用した矩形波応答の解析結果



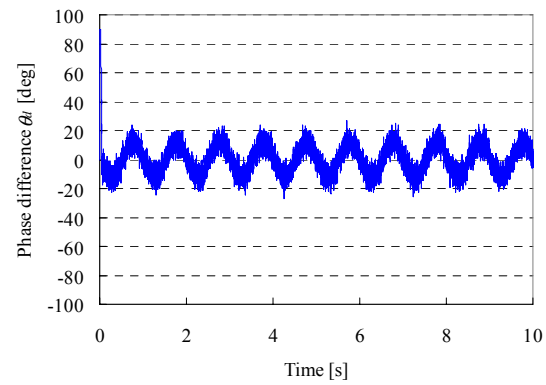
(a) 周期 5 s の正弦波応答



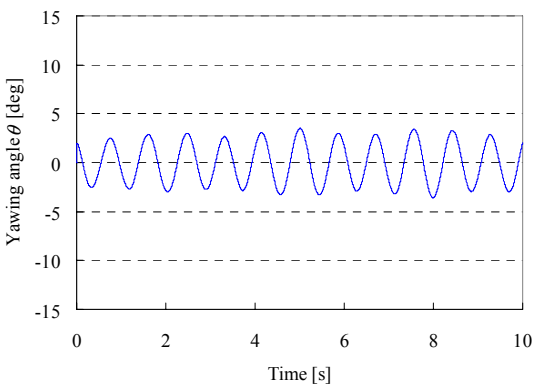
(a') 周期 1 s の正弦波応答



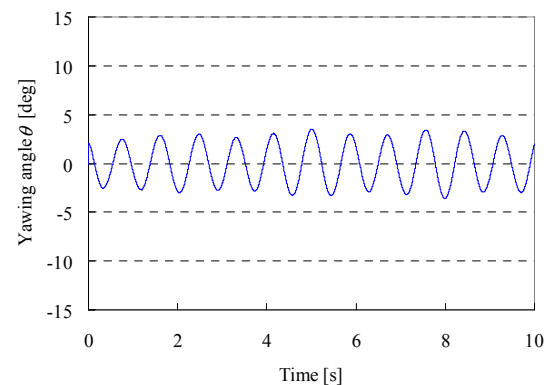
(b)  $\theta_d$  の波形 (周期 5 s の正弦波)



(b')  $\theta_d$  の波形 (周期 1 s の正弦波)



(c) ヨーイング角度 $\theta$ (周期 5 s の正弦波)



(c') ヨーイング角度 $\theta$ (周期 1 s の正弦波)

図 3.15 位相制御を適用した正弦波応答の解析結果

図 3.12 と 3.13 より，振幅制御を用いた場合は，指令値  $x_{ref}$  の周期が短い方が，ヨーイング運動が安定していることがわかる。指令値  $x_{ref}$  の周期が短い方が，位置偏差  $(x_{ref} - x)$  が大きくなり，ヨーイング運動を抑えるトルク  $T_z$  が大きくなるためである。逆に周期が 5 s の矩形波の指令を与えた時，位置偏差  $(x_{ref} - x)$  が減少するに従い，ヨーイング角度  $\theta$  が増大している。そのため，ヨーイングの自由度を拘束しないで振幅制御を用い並進駆動させるには，位置偏差  $(x_{ref} - x)$  が大きくなければヨーイングに対して安定にならない。つまり，振幅制御で高精度な位置決めとヨーイングの抑制を同時に行うことは困難である。

一方，位相制御を用いた場合では，これらの指令値に対してヨーイング運動を抑えながら並進駆動ができています。図 2.13 より， $K_T$  は  $\pm 5$  度の範囲内で殆どヨーイング角度  $\theta$  に比例している。そして，PID 制御器の出力(位相差)  $\theta_d$  は殆ど  $\pm 25$  度以下であり，殆ど  $\cos \theta_d \approx 1$  と見なせるため，この位相制御では，次のようにほぼヨーイング角度  $\theta$  と逆向きでヨーイング角度  $\theta$  に比例するトルク  $T_z$  を発生させていることがわかる。

$$T_z = K_T I_0 \cos \theta_d \approx -K \theta_0 \cos \theta_d \approx -K I_0 \theta \quad (3.16)$$

但し， $K$  は定数である。従って，ヨーイング角度  $\theta$  は  $K I_0$  と慣性モーメント  $J$  で決まる単振動をしていることがわかる。以上の解析よりヨーイングに対して安定な駆動をするためには振幅制御より位相制御の方が適している。

以上までの駆動解析モデルでは，2次元運動する可動子の位置を各自由度ごとに検出できることを仮定している。しかし，多自由度の運動が想定される場合，各自由度の変位を検出する方法を確立する必要がある。本研究では，図 3.16 に示すように，2次元運動する可動子の自由度は  $x, y, \theta$  の3であるため，3つのレーザ変位測定器(位置センサ)を用いて各自由度ごとに位置検出している。以下に，その3自由度の位置検出方法について説明する。

まず，これら3つの位置センサの出力  $(x, y_1, y_2)$  から可動子の位置信号  $(x, y, \theta)$  を算出する必要がある。図 3.17 (b) に定義した可動子の中心位置  $(x_0, y_0)$  を以下のように導出できる。可動子が3つの位置センサから 80 mm の基準距離だけ離れて，位置センサの出力が全て 0 となる可動子の位置を基準とする。この時の可動子の中心を原点  $O$  とする。可動子が原点から  $(x_0, y_0, 0)$  変位した時に可動子は水色の破線のように位置して  $(x_0, y_0, \theta)$  変位した時に青線の実線のように位置する。可動子が  $(x_0, y_0, \theta)$  変位した時，3つの位置センサの出力は  $(x, y_1, y_2)$  である。この位置センサの出力から，位置センサのレーザ光と可動子が接触する3点を，点  $O$  を基準とした座標系で表現できる。図 3.17 (b) に示すように， $X, Y_1, Y_2$  を定義すると次のように  $(x, y_1, y_2)$  で表せる。

$$-(a-x) = X \quad (3.17)$$

$$-(a-y_1) = Y_1 \quad (3.18)$$

$$a+y_2 = Y_2 \quad (3.19)$$

但し， $a$  は可動子の一辺の半分であり，30 mm である。

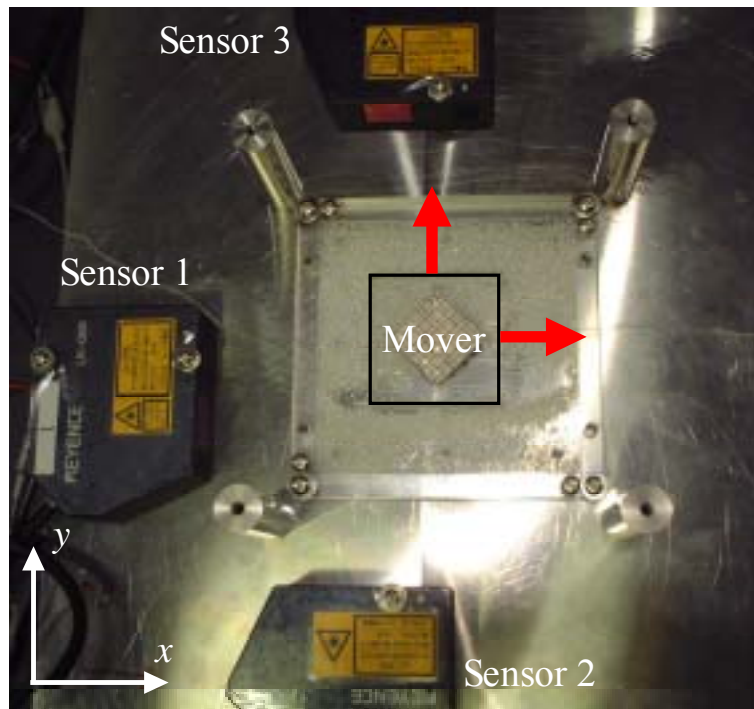


図 3.16 可動子と位置センサの配置

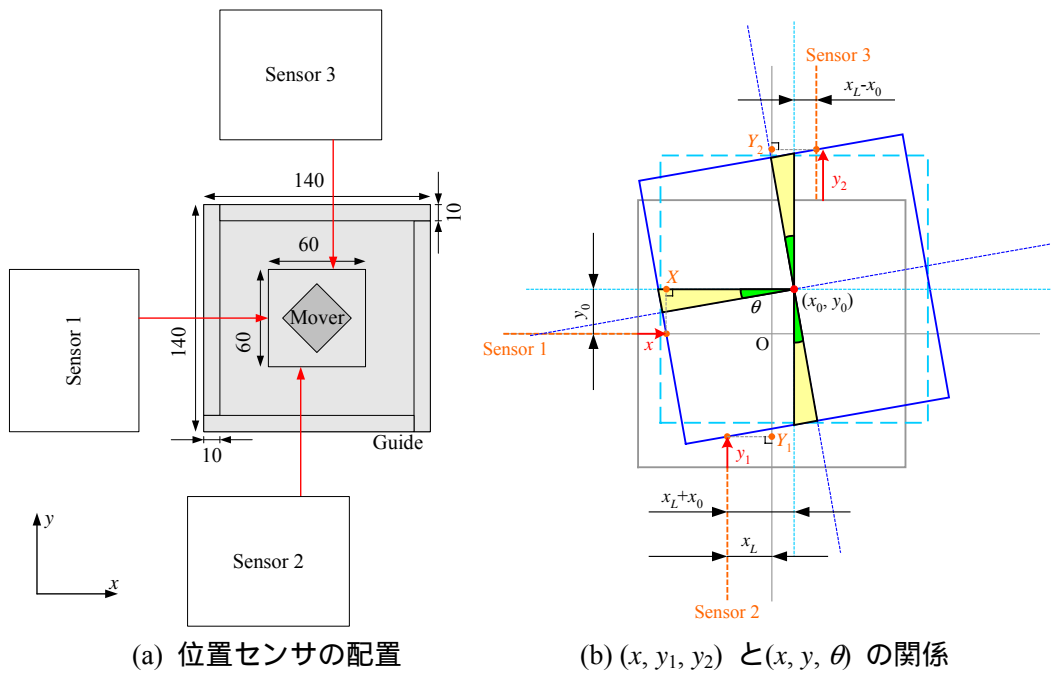


図 3.17 位置センサの出力  $(x, y_1, y_2)$  と可動子の位置信号  $(x, y, \theta)$  との幾何学的関係

また,  $(X, Y_1, Y_2)$  と可動子の変位  $(x_0, y_0, \theta)$  との間には, 図 3.17 (b) より次の関係がある。

$$X = x_0 - \frac{a}{\cos \theta} + y_0 \tan \theta \quad (3.20)$$

$$Y_1 = y_0 - \frac{a}{\cos \theta} - (x_L + x_0) \tan \theta \quad (3.21)$$

$$Y_2 = y_0 + \frac{a}{\cos \theta} + (x_L - x_0) \tan \theta \quad (3.22)$$

ここで,  $x_L$  は位置センサ 2 と 3 の  $x$  方向に対するずれの半分であり, ここでは 10 mm に設定している。(3.21), (3.22) 式よりヨーイング角度  $\theta$  は, 次のように表せる。

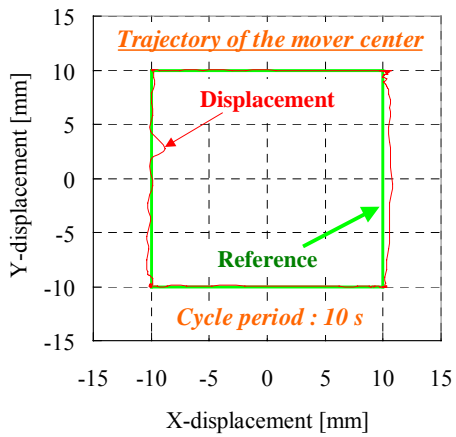
$$\theta = -\sin^{-1} \left( \frac{a}{\sqrt{x_L^2 + \left(\frac{Y_1 - Y_2}{2}\right)^2}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{Y_1 - Y_2}{2x_L} \right) \quad (3.23)$$

これより, ヨーイング角度  $\theta$  は位置センサ 2 と 3 のみで測定できることがわかる。(3.23) 式を用いて可動子位置  $(x_0, y_0)$  について解けば, 次のように可動子位置  $(x_0, y_0)$  が得られる。

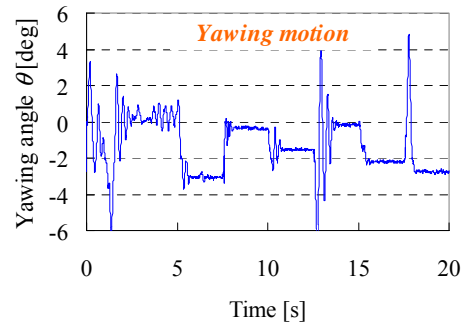
$$x_0 = X \cos^2 \theta - x_L \sin^2 \theta - Y_1 \cos \theta \sin \theta + a(\cos \theta - \sin \theta) \quad (3.24)$$

$$y_0 = (X + x_L) \cos \theta \sin \theta + Y_1 \cos^2 \theta + a(\cos \theta + \sin \theta) \quad (3.25)$$

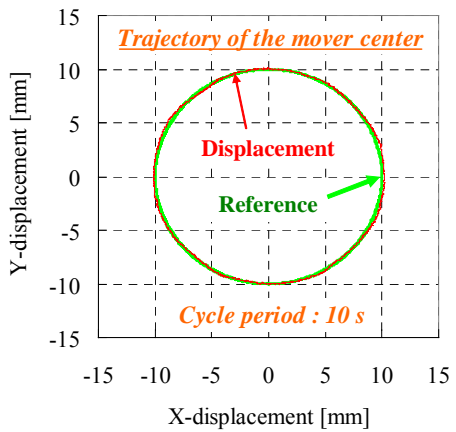
駆動解析モデルにより位相制御の方がヨーイングに対して安定性があったため, ここでは,  $x$  方向と  $y$  方向の駆動に位相制御を適用して, 2 次元的な駆動を行う。ここでは, 運動の指令値として四角と円と 8 の字を与え, サーフェスマータの平面の駆動可能性を検証する。平面駆動の実験結果を図 3.18 に示す。図 3.18 より, 3 種類の指令値に対してヨーイング運動を抑制しながら指令値に追従していることが確認できる。



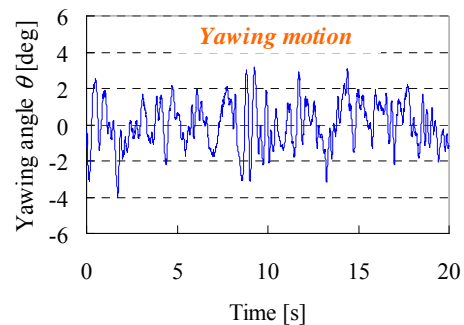
(a) 可動子の軌跡（四角）



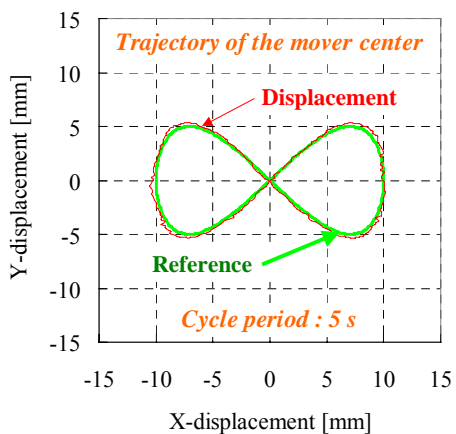
(b) ヨーイング運動（四角）



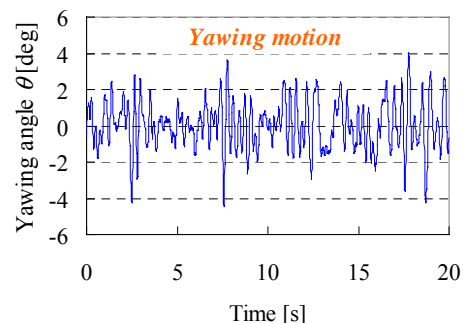
(c) 可動子の軌跡（円）



(d) ヨーイング運動（円）



(e) 可動子の軌跡（8の字）



(f) ヨーイング運動（8の字）

図 3.18 2次元駆動実験の結果

### 3.5 本章のまとめ

本章では、最も基本的な並進 1 自由度のみ考慮した場合の推力の制御方法として、振幅制御と位相制御を提案した。そして、それらの制御系はオーバーシュートと整定時間と定常誤差を評価した上で設計して、並進 1 自由度の駆動解析を行い、実験結果と比較した。設計した制御系では、振幅制御と位相制御で殆ど同等な駆動特性が得られた。

次に、ヨーイングの自由度を考慮した並進駆動モデルを構築した。振幅制御と位相制御でヨーイング運動を抑えながら、並進駆動を行う制御方法を提案して、ヨーイングの自由度を考慮した並進駆動の解析を行った。その結果、振幅制御では位置偏差が大きくなければ、ヨーイング運動を抑制するために十分なトルクを発生することができず、ヨーイング角度が増大して並進駆動の制御系が不安定になった。これより、振幅制御ではヨーイング運動を抑制しながら、高精度な位置決めを実現することは困難である。一方、位相制御ではヨーイング運動を抑制しながら指令値に十分に追従することができた。位相制御では、位置偏差が小さくなれば位相差が少なくなり、ヨーイング運動を抑制するトルクが増大する。そのため、ヨーイング運動を抑制しながら指令値に追従させるための制御としては振幅制御より位相制御の方が適している。そして、 $x$  方向と  $y$  方向の推力制御に位相制御を導入した結果、実験により 2 次元駆動の可能性を検証することができた。

## 第4章

### ベクトル制御におけるサーフェスモータの駆動特性

サーフェスモータの基本特性に基づき、ベクトル制御を導入することによって、並進運動と回転運動を同時に能動的に制御して、駆動特性の改善を数値解析により検証する。



## 4.1 本章の目的

前章で電機子導体に印加する 3 相交流の振幅もしくは位相を制御する方法により，駆動の検討を行った。その結果，位相制御を行うことで並進方向に対しては推力制御ができ，ヨーイング運動に対しては，常にヨーイング運動を抑制するトルクを発生できることが確認された。しかし，ここではヨーイング運動を無視して並進運動の制御系を設計して，さらにヨーイング運動は受動的に抑えられていた。それでは，ヨーイング運動に能動的な制御をすることができず，ヨーイング角度の高精度な位置決めができないだけでなく，そのヨーイング運動が並進運動の制御系に影響を及ぼし，並進運動にも位置決め性能が制限されてしまう。そのため，より高精度な位置決めを実現するために，ヨーイング運動に対する並進運動の影響を考慮して，なおかつヨーイング運動を能動的に抑制する制御系を設計する必要がある。

そこで，本章では電機子の 3 相交流の振幅と位相を同時に制御するベクトル制御を導入して並進運動とヨーイング運動の特性向上を目的とする。

## 4.2 サーフェスモータのベクトル制御

2 章より，サーフェスモータの推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  は，3 相交流の電流振幅  $I_0$  と電機子と界磁の位相差  $\theta_d$  とヨーイング角度  $\theta$  に依存している。(2.15), (2.16) 式より推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  とは，位相差  $\theta_d$  に対してお互いに位相が 90 度移動した形で表されている。つまり，(2.15), (2.16) 式は d 軸電流  $I_d$  と q 軸電流  $I_q$  を用いて次のように表される。

$$F_x = K_F(\theta)I_0 \sin \theta_d = K_F(\theta)I_d \quad (4.1)$$

$$T_z = K_T(\theta)I_0 \cos \theta_d = K_T(\theta)I_q \quad (4.2)$$

ここで， $K_F$  と  $K_T$  はヨーイング角度  $\theta$  で定まる値であるため， $I_d$  と  $I_q$  を独立に制御することで，推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  を独立に制御できる。そこで， $x$  方向とヨーイングの 2 自由度の駆動に関して，図 4.1 に示すような並進運動とヨーイング運動の 2 自由度を独立に制御できる制御系を構築した。

まず， $x$  方向位置とヨーイング角度  $\theta$  を検出して，それぞれの自由度の指令値  $x_{ref}$  と  $\theta_{ref}$  と比較して，それぞれ PID 制御器により推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  の指令値  $F_x^*$ ,  $T_z^*$  を決定する。 $K_F$  と  $K_T$  はヨーイング角度  $\theta$  と図 2.13 からわかるため，(4.1), (4.2) 式から d 軸電流  $I_d$  と q 軸電流  $I_q$  が決定される。dq 軸の電流  $I_d$ ,  $I_q$  と電機子電流の振幅  $I_0$  と位相差  $\theta_d$  には，次の 4 つの式に示されるような関係があるため，次の 4 つの式と (2.11), (2.12), (2.13) 式を用いて dq 軸の電流  $I_d$ ,  $I_q$  から  $u$ ,  $v$ ,  $w$  相の電機子電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  に変換できる。

$$I_0 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (4.3)$$

$$\theta_d = \tan^{-1}\left(\frac{I_d}{I_q}\right) \quad (I_q \geq 0) \quad (4.4)$$

$$\theta_d = \tan^{-1}\left(\frac{I_d}{I_q}\right) + \pi \quad (I_q < 0) \quad (4.5)$$

$$\theta_e = \theta_d + \frac{\pi}{\tau} x \quad (4.6)$$

このように，電機子電流を推力  $F_x$  とトルク  $T_z$  に比例する成分に分けて考えることで，両者を独立に制御することができ，これにより，ヨーイング運動も能動的に制御ができる。

また，この解析モデルの dq 軸の電流  $I_d, I_q$  には，それぞれ  $\pm 1.7\text{ A}$  と  $\pm 1\text{ A}$  の範囲内に制限している。これは，増幅器の電流容量  $3\text{ A}$  に対して余裕を持って設計したためである。また，位置センサについては  $x$  方向，ヨーイング角度  $\theta$  はそれぞれ  $3\ \mu\text{m}$ ,  $0.15\text{ mrad}$  のステップに量子化され，両者とも  $1\text{ ms}$  の時間遅れ（無駄時間）がある。PID 制御の設計に関しては，このサーフェスマータの物理系のモデルは前節のモデルと同様で，この場合  $s=0$  で極が 2 つあるため積分制御器がなくても定常誤差は存在しない。そして，オーバーシュート  $O_v$  は  $5\%$  として，dq 軸の電流  $I_d, I_q$  の制限値に対して若干の余裕を持つ程度に固有角周波数  $\omega_h$  を変化させた。その結果，並進運動系の減衰定数  $\zeta$  は  $0.690$ ，固有角周波数  $\omega_h$  ヨーイング運動系の減衰定数  $\zeta$  は  $0.690$ ，固有角周波数  $\omega_h$  は  $6.51\text{ Hz}$  と設計した。

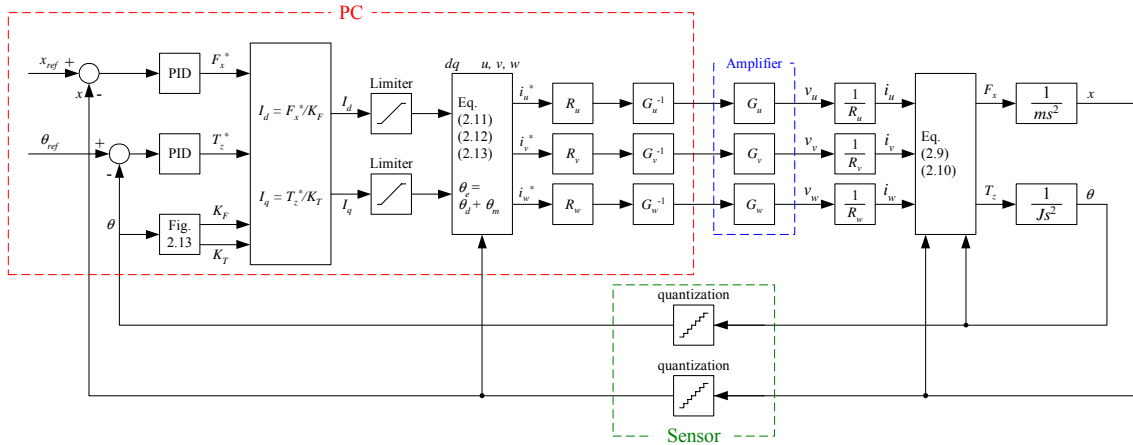


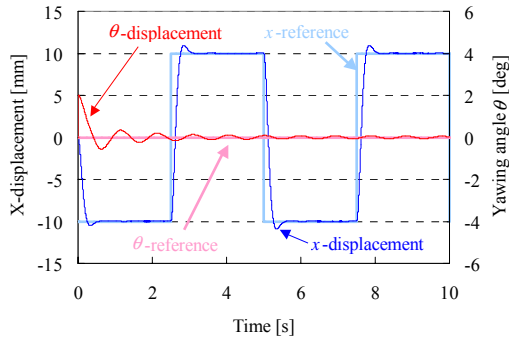
図 4.1 ベクトル制御による並進及び回転駆動解析モデル

### 4.3 ベクトル制御による並進及びヨーイング運動特性の解析

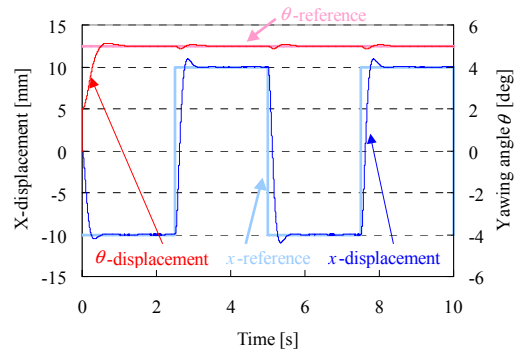
次にこの解析モデルを用いて,表 4.1 に示す条件で並進及びヨーイング運動の運動解析を行う。但し,全ての条件においてもヨーイング角度 $\theta$ の初期値は2度とし,サーフェスマータとしての物理的なモデルは前章と同様とする。以下にそれぞれの解析結果を示す。

表 4.1 サーフェスマータの並進及び回転の運動解析条件

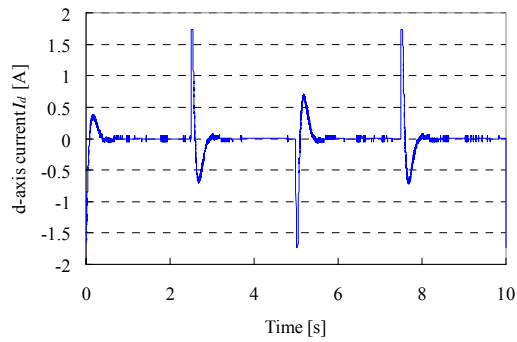
Case	$x_{ref}$	$\theta_{ref}$
1	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	0 deg
2	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	5 deg
3	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	10 deg, 周期 5 s, 矩形波
4	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	10 deg, 周期 5 s, 正弦波
5	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	0 deg
6	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	5 deg
7	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	10 deg, 周期 5 s, 矩形波
8	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	10 deg, 周期 5 s, 正弦波
9	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	0.5 deg, 周期 5 s, 矩形波
10	10 mm, 周期 5 s, 矩形波	0.5 deg, 周期 5 s, 正弦波
11	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	0.5 deg, 周期 5 s, 矩形波
12	10 mm, 周期 5 s, 正弦波	0.5 deg, 周期 5 s, 正弦波



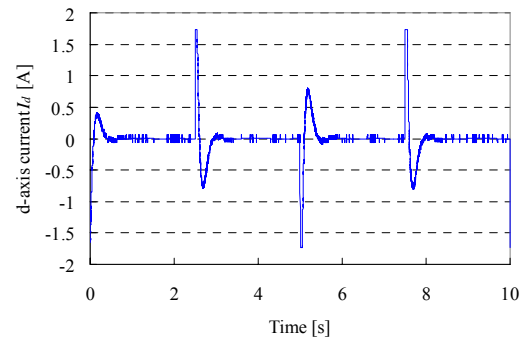
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



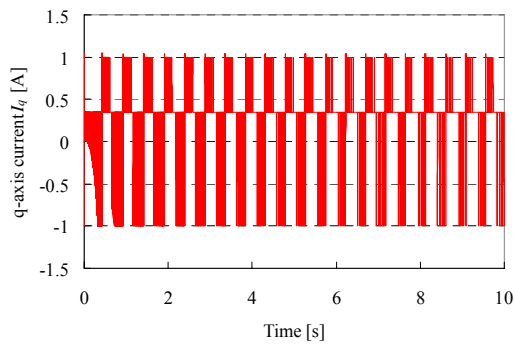
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



(b) d 軸電流  $I_d$

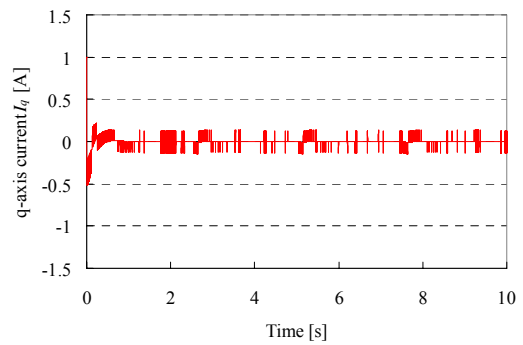


(b) d 軸電流  $I_d$



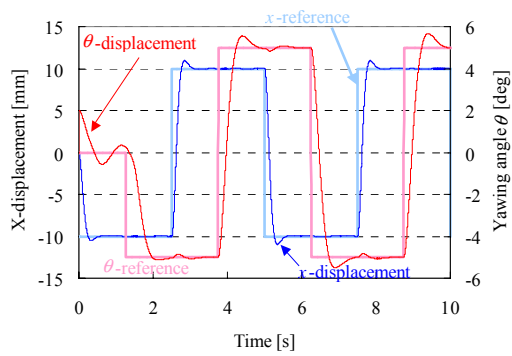
(c) q 軸電流  $I_q$

図 4.2 Case 1 での解析結果

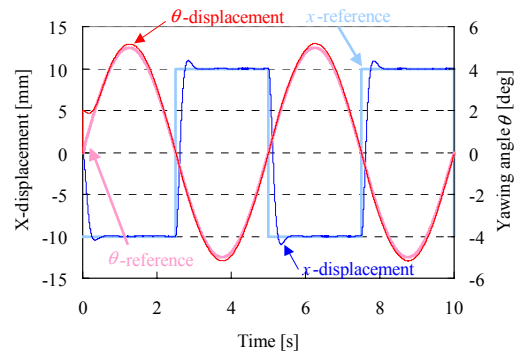


(c) q 軸電流  $I_q$

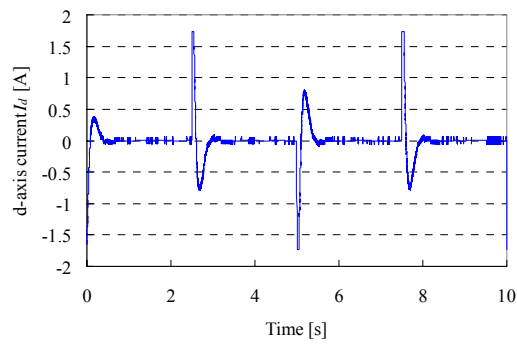
図 4.3 Case 2 での解析結果



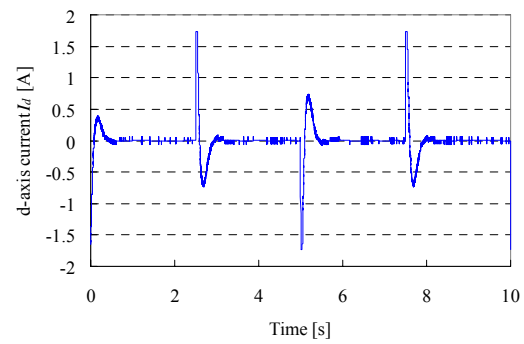
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



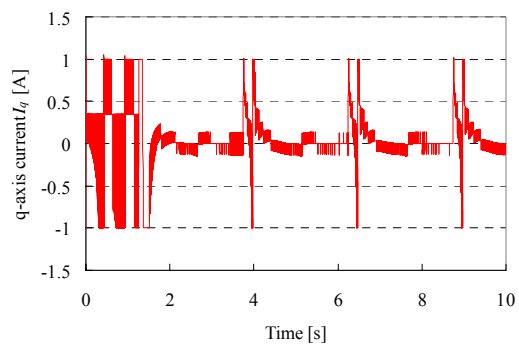
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



(b) d 軸電流  $I_d$

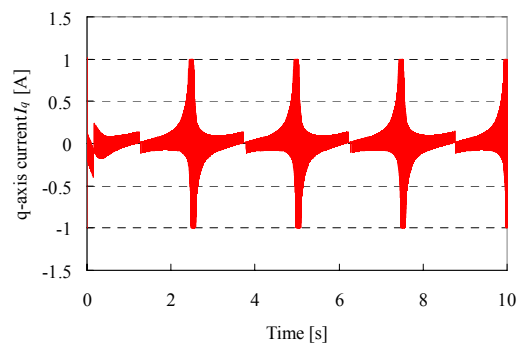


(b) d 軸電流  $I_d$



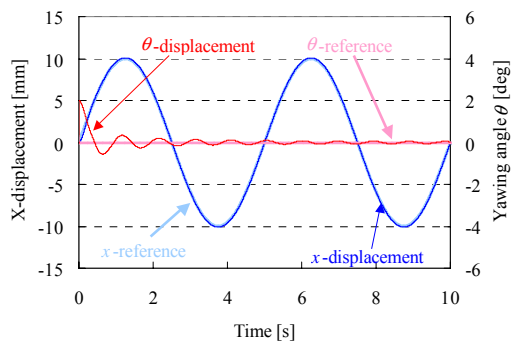
(c) q 軸電流  $I_q$

図 4.4 Case 3 での解析結果

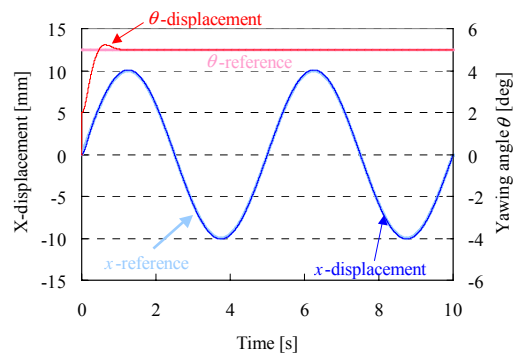


(c) q 軸電流  $I_q$

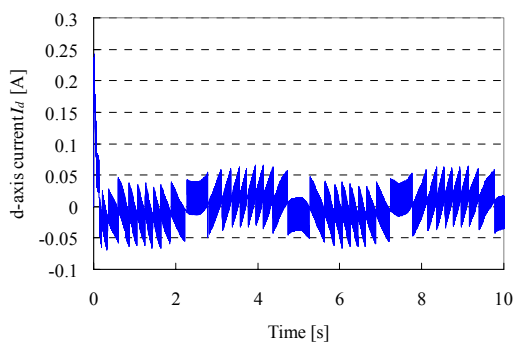
図 4.5 Case 4 での解析結果



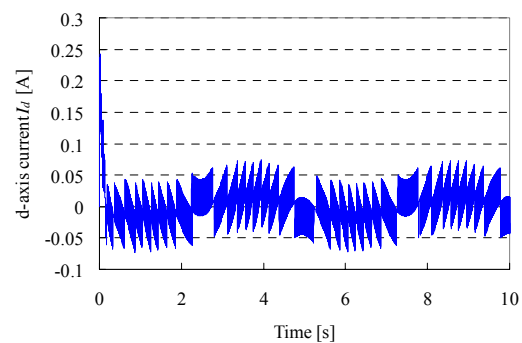
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



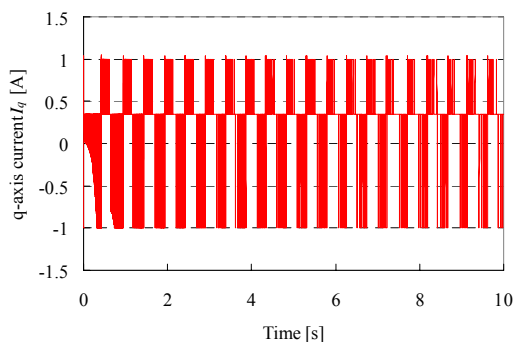
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



(b) d 軸電流  $I_d$

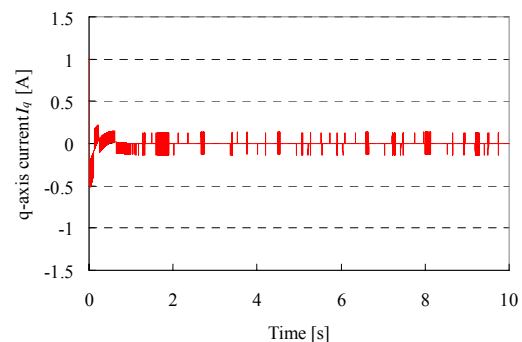


(b) d 軸電流  $I_d$



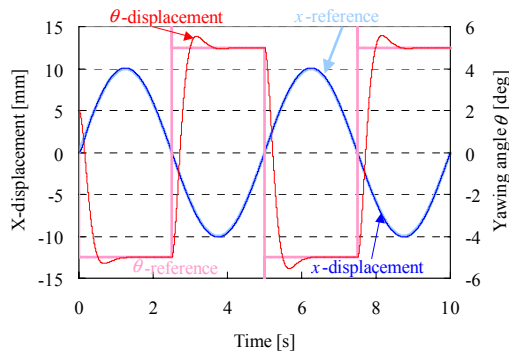
(c) q 軸電流  $I_q$

図 4.6 Case 5 での解析結果

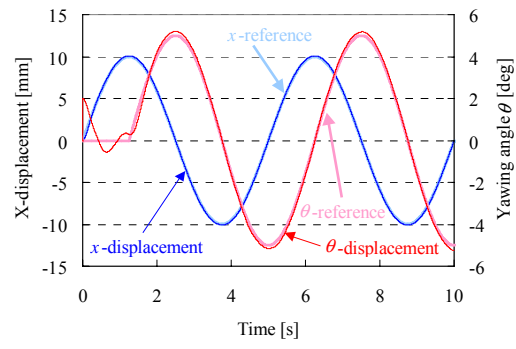


(c) q 軸電流  $I_q$

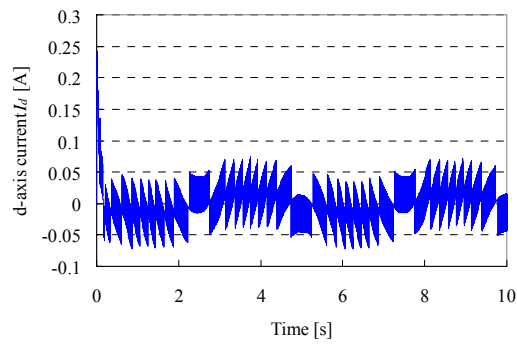
図 4.7 Case 6 での解析結果



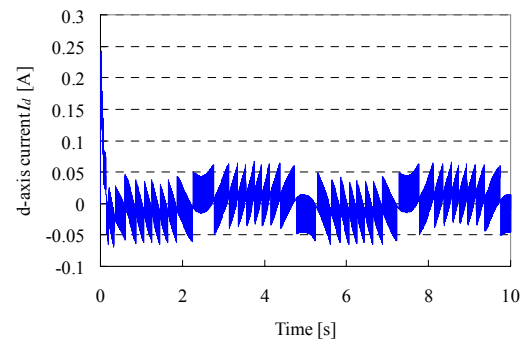
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



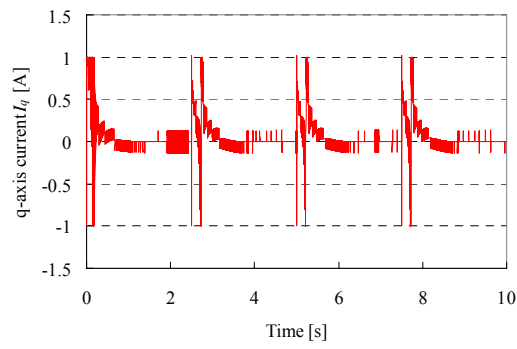
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



(b) d 軸電流  $I_d$

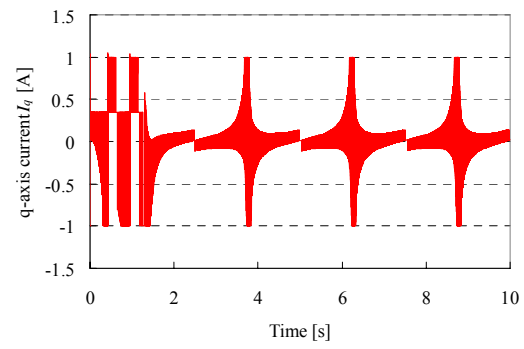


(b) d 軸電流  $I_d$



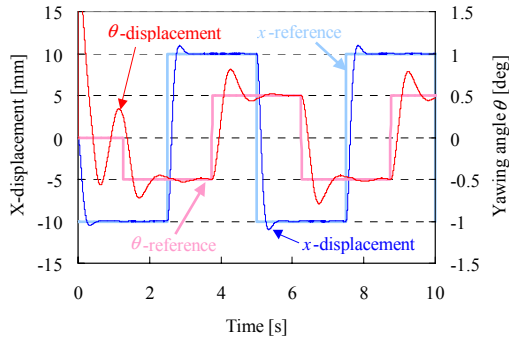
(c) q 軸電流  $I_q$

図 4.8 Case 7 での解析結果

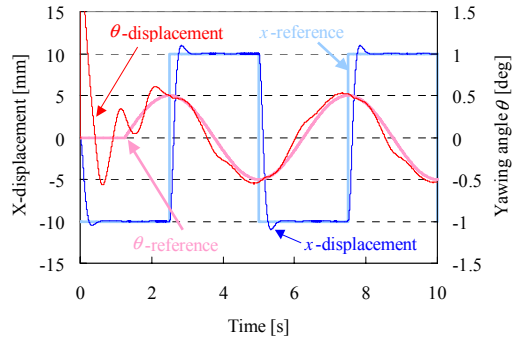


(c) q 軸電流  $I_q$

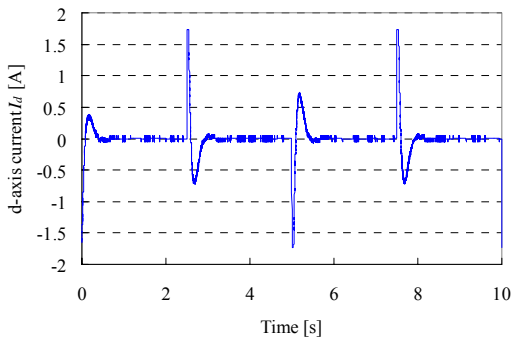
図 4.9 Case 8 での解析結果



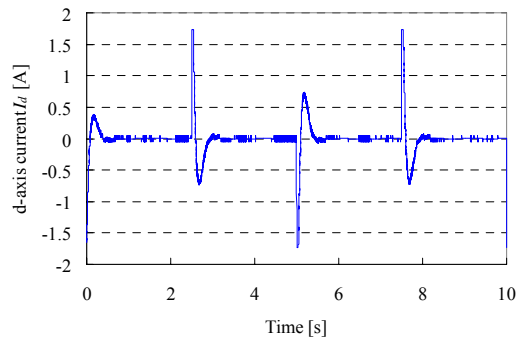
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



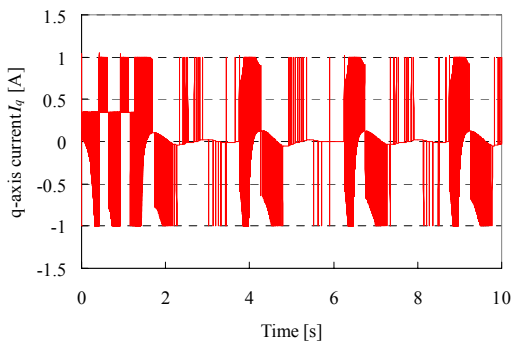
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



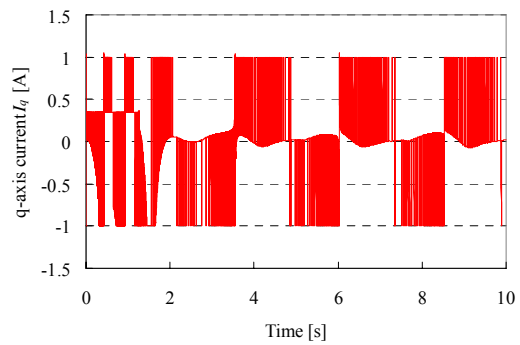
(b) d 軸電流  $I_d$



(b) d 軸電流  $I_d$



(c) q 軸電流  $I_q$

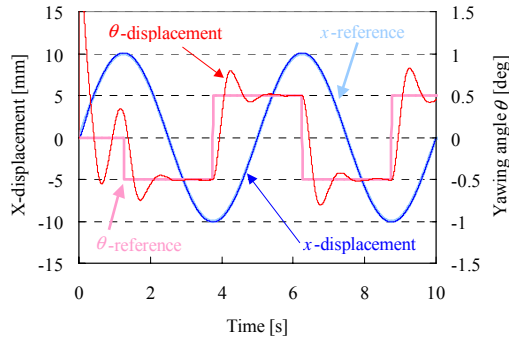


(c) q 軸電流  $I_q$

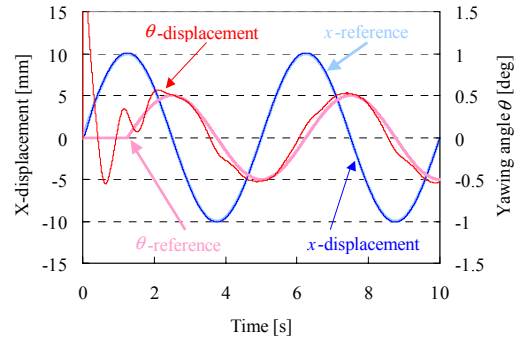
図 4.10 Case 9 での解析結果

図 4.11 Case 10 での解析結果

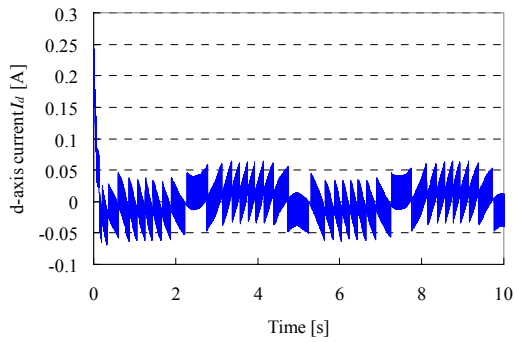




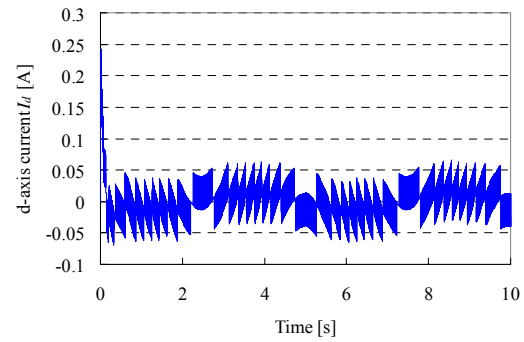
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



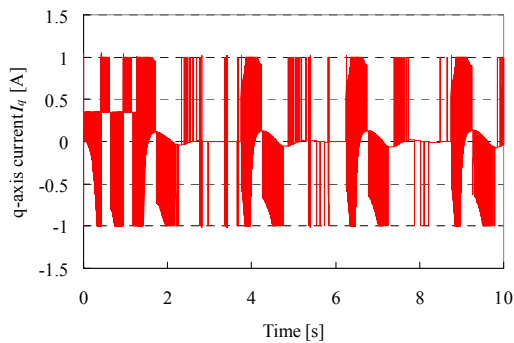
(a)  $x$  方向とヨーイング角度  $\theta$



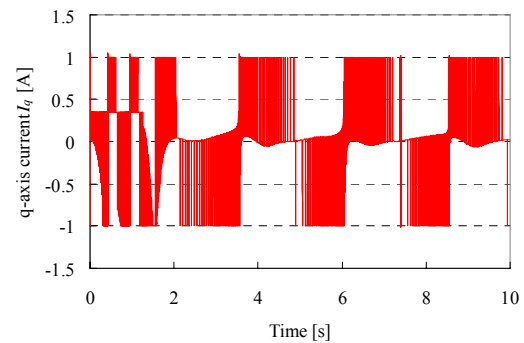
(b) d 軸電流  $I_d$



(b) d 軸電流  $I_d$



(c) q 軸電流  $I_q$



(c) q 軸電流  $I_q$

図 4.12 Case 11 での解析結果

図 4.13 Case 12 での解析結果

ヨーイング角度 $\theta$ の指令値 $\theta_{ref}$ を0度にした時は、ヨーイング角度 $\theta$ の収束が良くない。なぜならば、この時にq軸電流 $I_q$ は殆ど $\pm 1\text{ A}$ に制限されているからである。ヨーイング角度の指令値 $\theta_{ref}$ を5度とした時と並進運動とd軸電流 $I_d$ は殆ど変わらない。ヨーイング角度 $\theta$ が0度と5度では、殆ど $K_F$ が変わらないためである。

また、 $x$ 方向の指令値 $x_{ref}$ にステップ状の変化が生じた時に、ヨーイング角度 $\theta$ が若干の振動を起こしている。システム全体の遅れ（この解析モデルの場合では位置センサの無駄時間）があるため、位置センサの出力が観測できた時には、すでに系の状態は位置センサの応答遅れの分だけ先に進んでおり、遅れたセンサ信号を用いて制御出力を出すので、並進とヨーイング運動で若干の干渉が生じてしまう。そのような状態でステップのように急激な変化によって、若干の振動が生じている。正弦波のように緩やかに変化する信号では、目立つような振動は生じていない。また、解析モデルから遅れの要素を除外した時に、並進とヨーイング運動で全く干渉がなかったことを確認した。

ヨーイング角度 $\theta$ が0度を通過する指令値 $\theta_{ref}$ については、0度付近を通過する時間が短ければq軸電流が制限される時間も短く、指令値に追従する制御ができています。 $\pm 0.5$ 度の範囲内で振動する指令値 $\theta_{ref}$ を与えると、q軸電流は殆ど制限されてしまい、指令値 $\theta_{ref}$ に対する追従性が良くない。

#### 4.4 本章のまとめ

本章では、並進とヨーイング運動の2自由度を同時に運動制御する方法としてベクトル制御を提案した。それから、前章と同じく定常誤差とオーバーシュートと応答性を考慮した上で、並進とヨーイング運動の制御系設計を行い、ベクトル制御を導入したことによる2自由度の駆動特性を解析で検証した。その結果、ヨーイング運動の制御性が向上され、並進運動と同時にヨーイング角度が指令に対して収束した。また、ヨーイング角度が0度でなくても、一定のヨーイング角度を保ちながら並進運動ができ、さらには並進運動と同時にヨーイング運動を能動的に制御できることが示された。

今後は、この駆動制御系を実機に適用して、この駆動解析結果と比較して、この解析モデルの妥当性を検証する必要がある。

## 第 5 章

### 結論

本研究を総括して結論を述べるとともに、今後の展開について言及する。

## 5.1 本研究の結論

本研究では、空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの各要素の特性を把握した上で、制御系を検討して駆動特性の改善を図ることを目的とした。そして、特にこのサーフェスモータは、駆動時に想定されるヨーイング運動によって、並進駆動の制御系に影響を及ぼす問題があった。そのために、ヨーイング運動に対する特性を把握して、それを受動的に抑制する方法、さらには能動的に抑制する方法を提案して、数値解析と実験により、それらの制御の駆動特性を検証した。以下に各章における結論を述べる。

第1章では、本研究の背景と目的を述べた。ボールねじやラックピニオンといった回転を直線に変換する機構からリニアモータ、そしてサーフェスモータについて一般的な内容を示した。特にサーフェスモータの説明では、今までに高性能な駆動が実現されたサーフェスモータに対して、本研究で対象とするサーフェスモータがどのような特徴を持っているか明確に述べた。

第2章では、本研究で対象とするサーフェスモータの基本構成や駆動原理を述べ、それぞれの構成要素の特性を測定して明確にした。また、このサーフェスモータの電磁力特性についても述べ、駆動制御を行う上での指針を得た。

第3章では、最も基本的な並進1自由度のみ考慮した場合の推力の制御方法として、振幅制御と位相制御を提案した。それらの制御系はオーバーシュートと整定時間と定常誤差を評価した上で設計した。次にヨーイングの自由度を考慮した並進駆動モデルを構築して、ヨーイング運動を抑えながら並進駆動を行う制御方法を提案して、それを検証するために駆動解析を行った。その結果、位相制御でヨーイングを抑制しながら指令値に十分に追従することが確認できた。 $x$ 方向と $y$ 方向の推力制御に位相制御を導入して、実験により2次元駆動の可能性を検証した。

第4章では、並進とヨーイング運動の2自由度を同時に駆動制御する方法としてベクトル制御を提案して、2自由度の駆動特性を解析で検証した。その結果、ヨーイング運動の制御性が向上され、並進運動と同時にヨーイング角度が指令に対して収束した。また、ヨーイング角度が0度でなくても、一定のヨーイング角度を保ちながら並進運動ができ、さらには並進運動と同時にヨーイング運動を能動的に制御できることが示された。

## 5.2 今後の課題

本研究までにおいて、並進運動とヨーイング運動を能動的に制御する方法を提案して、数値解析により検証を行ったが、以下に今後の課題として挙げられる事柄を列挙する。

### 1) 本研究で提案した制御を実機に適用

並進運動とヨーイング運動を能動的に制御することにより、従来までの駆動特性より、どの程度まで改善が見られるか、実験的に検証する必要がある。

2) 位置センサ系の検出精度の向上

現状で、位置センサの出力には 2 MHz, 20MHz にピークを持つノイズが混入している。このノイズの p-p 値が 0.05 V 程度でこれは 0.15 mm に相当する。高精度な位置決めを行うためにはこのノイズを除去する必要がある。また、3 つの位置センサの設置誤差による誤差評価及びその校正方法を検討する必要がある。

3) 可動子の支持機構に対する評価、改善

現状では、直径 1 mm のガラス球を可動子の支持機構として用いているが、ガラス球の形状誤差や分布により可動子の案内特性にバラツキが生じてしまう。外乱オブザーバを適用して、支持機構による外乱の評価をする必要がある。そして、評価結果に基づき必要ならば、支持機構の改善策を検討する必要がある。

4) 装置の小型化への可能性を追求

本研究で対象としているサーフェスマータは、複数のアクチュエータを組み合わせるものではなく、1 つの界磁磁石と 1 つの空心電機子導体で 2 次元駆動が実現でき、この特徴は小型のアクチュエータを構成することに有利である。この特長を生かし、今後、より小型な 2 次元アクチュエータの実現を追求する。

図 5.1 に示しているものは、現状の 0.4 倍に縮小したハルバツハ磁石と電機子である。ハルバツハ磁石は 4 極で大きさは 11 mm × 11 mm × 2 mm である。一方、電機子導体は厚さ 1 mm の 6 層のプリント基板で構成され、各導体層がそれぞれの相に対応する。

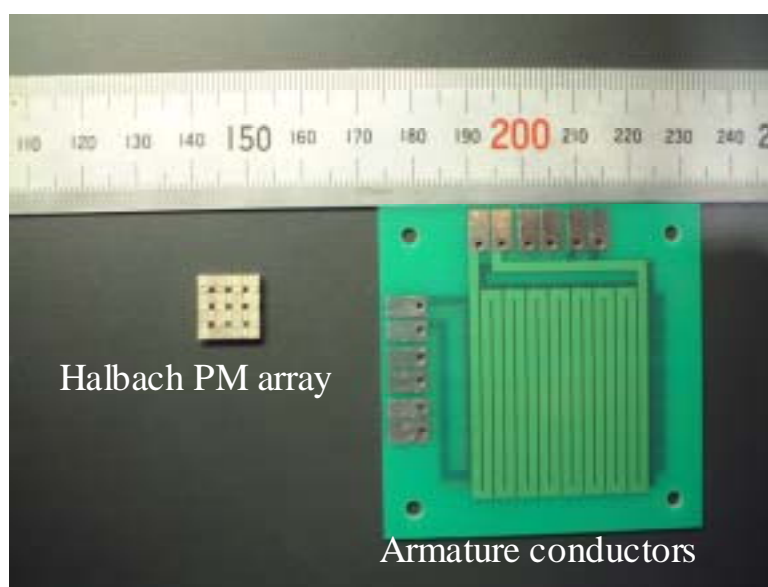


図 5.1 小型のハルバツハ磁石と電機子導体

## 謝辞

本論文を纏めるにあたり，御指導・御鞭達を賜りました大崎博之教授に深く感謝の意を表したいと思います。お忙しい中にも，何度もお時間をとって頂き，研究の筋道を正して頂いたこと，そして，数々の考え方を示して頂き，非常に勉強になりました。

大崎研究室の皆様には研究に関する議論だけでなく，研究室の運営に力を尽くして頂き，居心地の良い研究生生活を送ることができました。大崎研究室の皆様には感謝の意を表します。

大学での講義などで御指導を賜りました先端エネルギー工学専攻の先生方，電気工学専攻，電子工学専攻，電子情報学専攻の先生方に感謝の意を表します。

大学院生活を送る上で御支援を賜りました新領域創成科学研究科の事務室，電気系の事務室，工作室の方々に感謝の意を表します。

最後に，私を常に愛情深く見守り，暖かく応援してくれた家族に感謝の意を表します。

## 参考文献

- [1] モータ技術実用ハンドブック編集委員会, 「モータ技術実用ハンドブック」, 日刊工業新聞社, 2001
- [2] 正田英介, 「リニアドライブ技術とその応用」, オーム社, 1991
- [3] 山田一, 「リニアモータとその応用」, 電気学会, 1984
- [4] 大塚二郎, 羽山定治, 大橋康二, “精密・超精密位置決め の現状と将来予想”, 精密工学会誌, Vol. 67, No. 2, 2001 pp173-178
- [5] 多次元ドライブシステム調査専門委員会, 「電気学会技術報告 第 1029 号 多次元ドライブシステムの可能性を探る」, 電気学会, 2005
- [6] 堀内宰, “精密・超精密位置決め の高速化 - ボールねじ対リニアモータ - ”, 精密工学会誌, Vol. 67, No. 2, 2001, pp179-183
- [7] 山崎敬則, 栗原和弘, 堤正臣, “モデルマッチング法を用いた数値制御工作機械送り駆動系の多軸制御”, 精密工学会誌, Vol. 65, No. 5, 1999, pp704-708
- [8] 富田良幸, 杉峰正信, 小梁川靖, “サーフェスモータを用いた 6 自由度精密 XY ステージの開発”, 日本機械学会論文集 (C), Vol. 62, No. 597, 1996, pp1840-1847
- [9] 高偉, 中田衆得, 出島秀一, 清野慧, “サーフェスモータ駆動型多自由度ステージの位置決め の研究 第 1 報 サーフェスエンコーダを用いた位置検出システムの構築”, 精密工学会誌, Vol. 67, No. 12, 2001, pp1981-1985
- [10] 出島秀一, 高偉, 矢内宏明, 清野慧, “サーフェスモータ駆動型多自由度ステージの位置決め の研究 (第 2 報) ステージのダイナミック制御による微小位置決め実験”, 精密工学会誌, Vol. 69, No. 3, 2003, pp433-437
- [11] W. Gao, S. Dejima, H. Yanai, K. Katakura, S. Kiyono, and Y. Tomita, “A surface motor-driven planar motion stage integrated with an  $XY\theta_z$  surface encoder for precision positioning”, *Precision Engineering*, Vol. 28, 2004, pp329-337
- [12] W. J. Kim, and D. L. Trumper, “High-precision magnetic levitation stage for photolithography”, *Precision Engineering*, Vol. 22, 1998, pp66-77
- [13] 山田一, 「リニアモータ応用ハンドブック」, 工業調査会, 1986
- [14] 大平鷹一, 苅田充二, 正田英介, “X-Y LIM を分岐に用いた浮上式搬送・分岐システムの基本特性”, 電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 1, 1998, pp105-110
- [15] <http://gt1.ce.nihon-u.ac.jp/~ohira/16nensotuken.html>
- [16] W. J. Kim, D. L. Trumper, and J. H. Lang, “Modeling and Vector Control of Planar Magnetic Levitator”, *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 34, No. 6, 1998, pp1254-1262
- [17] <http://web.mit.edu/pmc/www/pastprojects/Planar/planar.html>
- [18] H. Ohsaki, “PM coreless type surface motor”, *10th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2002)*, Cavtat and Dubrovnik, Croatia, September 2002, TB-050
- [19] H. Ohsaki, N. Teramura, X.L. Huang, Y. Tsuboi, and Y. Ootani, “Electromagnetic Characteristics of a Coreless Surface Motor using Halbach Permanent Magnets”, *Proceedings of the 4th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2003)*, Birmingham, UK, September 2003, pp105-108

- [20] K. Halbach, "Concepts for Insertion Devices that will Produce High-Quality Synchrotron Radiation" *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, Vol. 246, Issues 1-3, 1986, pp77-81
- [21] Z.O. Zhu, and D. Howe, "Halbach permanent magnet machines and applications: A Review", *IEE Proceedings - Electrical Power Applications*, Vol.148, No.4, 2001, pp.299-308
- [22] 大谷陽介, 「ハルバツハ磁石を用いた空心形サーフェスモータの設計と電磁力特性に関する研究」, 東京大学修士論文, 2004
- [23] 河本泰典, 「ハルバツハ磁石を用いた空心形サーフェスモータの駆動特性に関する研究」, 東京大学修士論文, 2005
- [24] 寺村直之, 「空心形永久磁石同期モータに基づくサーフェスモータの電磁特性の研究」, 東京大学卒業論文, 2003
- [25] <http://www.chuo.co.jp/productmng/>
- [26] <http://www.ti.com/>



## 発表文献

- [1] 上田靖人, 大崎博之, 正田英介, 「電磁吸引式磁気浮上車両の支持系へのファジィ制御の導入」, 電気学会, 交通・電気鉄道・リニアドライブ合同研究会, TER-04-31, LD-04-52, 2004年7月
- [2] 河本泰典, 上田靖人, 大崎博之, 「ハルバツハ磁石を用いた空心形サーフェスモータの駆動特性」, 電気学会, リニアドライブ・半導体電力変換合同研究会, LD-04-98, SPC-04-170, 2004年12月
- [3] Y. Ueda, Y. Kawamoto, H. Ohsaki, “Dynamic Characteristics of a Coreless Surface Motor using Halbach Permanent Magnets”, *Proceedings of International Power Electronic Conference (IPEC-Niigata2005)*, Niigata, Japan, April 2005
- [4] 上田靖人, 河本泰典, 大崎博之, 「ハルバツハ磁石を用いた空心形サーフェスモータにおける可動子の回転運動抑制制御」, 日本 AEM 学会, 第 17 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, 2AM6, 2005年6月
- [5] Y. Ueda, H. Ohsaki, “Positioning Characteristics of a Coreless Surface Motor using Halbach Permanent Magnet Array”, *Proceedings of the 5th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2005)*, Awaji-island, Japan, September 2005
- [6] Y. Ueda, H. Ohsaki, “Two-dimensional Drive by a Coreless Surface Motor using Halbach Permanent Magnet Array”, *Seoul National University – University of Tokyo Joint Seminar on Electrical Engineering*, Tokyo, Japan, November, 2005