

博士論文

静電誘導給電型モータの構造と駆動特性に
関する研究

山下典理男

目次

第 1 章	序論	5
1.1	背景	5
1.2	誘導を用いた静電モータ	7
1.2.1	移動子構造からみた誘導型の静電モータの違い	7
1.2.2	誘導箇所による誘導型の静電モータの違い	7
1.2.3	サイズや形状から見た誘導型の静電モータの違い	8
1.2.4	静電フィルムモータにおける誘導型の静電モータ	8
1.3	静電誘導給電型モータ (VITEM)	10
1.3.1	電極構造と駆動手法	10
1.3.2	VITEM に関する課題	12
1.4	本論文の目的と構成	15
1.4.1	本研究の目的	15
1.4.2	本論文の構成	16
第 2 章	任意相数に一般化した VITEM の特性の解析	18
2.1	緒言	18
2.2	記号	21
2.3	m 相 n 相 DEMED の解析	22
2.3.1	m 相 n 相 DEMED の概要	22
2.3.2	推力式の解析	24
2.3.3	二相電極の特性	29
2.3.4	ここまでのまとめ	33
2.4	m 相 n 相 VITEM の解析	33
2.4.1	m 相 n 相 VITEM の電極構造	33
2.4.2	m 相 n 相 VITEM の誘導電圧と推力式	34
2.4.3	二相電極の特性と同期速度	40
2.4.4	移動子に関する静電容量の影響	41

2.5	電流量と電力	41
2.5.1	静止状態における正弦波駆動による電流	42
2.5.2	駆動状態における正弦波駆動による誘導電圧と電流	45
2.6	本章のまとめ	47
第3章	VITEMの二相電極特性の実験的検証	50
3.1	緒言	50
3.2	DEMEDを用いた二相電極特性の検証	51
3.2.1	二相四相DEMEDの推力の解析式	51
3.2.2	電極フィルム構成	51
3.2.3	静電容量測定	51
3.2.4	低周波数電圧による二相四相DEMEDの推力測定実験	54
3.2.5	高周波数電圧による二相四相DEMEDの推力測定実験	59
3.2.6	二相四相DEMEDの変位の検証	60
3.3	二相四相VITEMを用いた実験的検証	65
3.3.1	二相四相VITEMのプロトタイプ	65
3.3.2	作製した二相四相VITEMの静電容量	66
3.3.3	作製した二相四相VITEMの推力	66
3.3.4	作製した二相四相VITEMの誘導電圧	68
3.3.5	作製した二相四相VITEMの動作	68
3.3.6	低周波正弦波電圧による二相四相VITEMの動作	70
3.4	本章の結論	71
第4章	VITEMの電極構造の比較と最適化	74
4.1	緒言	74
4.2	水平面構造の解析：電極面積割合の最適化	76
4.2.1	最適駆動電極面積割合の解析	77
4.2.2	最適駆動電極面積割合への摩擦による影響	79
4.2.3	モータモデルに基づいた静電誘導の実験的評価	82
4.2.4	同面積の2つのプロトタイプを用いた実験的検証	88
4.3	断面構造の解析：静電容量変化の解析	94
4.3.1	電極のみのモデル	96
4.3.2	フィルム形状を考慮したモデル	100
4.4	異なる構造のモータ間の性能比較	105
4.4.1	フィルム構造および相数	105
4.4.2	様々な電極形状に対するVITEMの性能	109

4.4.3	電極厚みの影響	111
4.5	本章のまとめ	114
4.5.1	本章の結論	114
4.5.2	本研究の発展	115
第 5 章	VITEM のパルス駆動	116
5.1	緒言	116
5.2	パルス駆動に関する基礎的な解析	117
5.2.1	モータの基本構造	117
5.2.2	簡易パルスシーケンスにおける推力	117
5.2.3	予備実験	120
5.3	連続的なステップ駆動が可能なシーケンスの提案	122
5.3.1	シーケンス A の修正	122
5.3.2	新たな 2 つの電圧シーケンス	123
5.4	実験による評価	126
5.4.1	モータの動作	128
5.4.2	摩擦による変位への影響の検証	128
5.4.3	誘導電圧	128
5.4.4	推力測定	134
5.5	充電効果の解析	136
5.5.1	充放電を加味したモータモデル	136
5.5.2	電圧・電荷の関係式	138
5.5.3	誘導電圧解	142
5.5.4	実験値との比較	142
5.6	本章の結論	143
第 6 章	DC パルスの立ち上がりの影響	147
6.1	緒言	147
6.2	時定数を持つパルス電圧による電流の検証	150
6.2.1	時定数を持つパルス電圧による推力と電流の解析	150
6.2.2	時定数を持つパルス電圧による電流の検証	151
6.3	時定数を持つパルス電圧によるモータの動作の検証	153
6.3.1	モータの動作	153
6.3.2	異なるパルスシーケンスによる駆動実験	158
6.3.3	駆動結果	159
6.3.4	モータを駆動可能な時定数	159

6.3.5	電源と VITEM 間に抵抗を接続した状態での駆動	163
6.3.6	鈍りを持つパルス電圧による駆動と低周波正弦波による駆動の関連 .	164
6.4	本章の結論	166
第 7 章	結論	167
7.1	本研究のまとめ	167
7.2	残された課題と今後の展望	169
謝辞		170
参考文献		171
本研究に関する公表文献		176

第 1 章

序論

1.1 背景

現在アクチュエータは、民生用製品・産業用製品を問わず数多くの製品に用いられており、センサとならび主要な構成要素の一つとなっている。アクチュエータは、電気エネルギー、空気の流体エネルギー、化学エネルギー、熱エネルギーなどを機械的な力に変換して物を動かす要素部品であり、目的・用途に応じて、様々な大きさ、出力、形状といった性質の異なるものが用いられる。その中でも昨今の産業競争の激化や製品の多様化に伴い、高出力、高効率、高制御性、省スペース、環境対応、低コストといった高付加価値をもつアクチュエータは、製品性能や製品競争力を高める重要な要因となり、その重要度は高まりつつある。

このような背景から、様々な種類のアクチュエータに対して目が向けられてきた [1-7]。そのようなアクチュエータの 1 つに静電モータがあり、マイクロ領域における高い出力密度のために MEMS 分野で盛んに研究され、ステッピングモータ、同期モータ、楕形モータ、ウォブルモータ、スクラッチドライブ、インチウォームモータといった様々な種類・形状の静電モータが開発された [8-19]。また、フィルムを活用して大量の電極を大面積にわたり集積することでマイクロサイズの出力量を多数統合し、マクロ領域でも十分な出力を得られる高出力静電モータの研究も行われた [6, 7, 20]。

しかし、MEMS(microelectromechanical system) 静電モータは構造が単純であることからセンサ、小型ミラー、スイッチなどの小型機械要素の内部に数多く用いられる一方で、外部に力を取り出す要素としては、その出力が微弱なこともありアプリケーションを見いだせておらず、やや当初の勢いを失いつつある。高出力静電モータについては、交流駆動両電極形モータ (DEMED: Dual Excitation Multiphase Electrostatic Drive) において電磁モータにも匹敵する性能が得られ [21]、かつ、軽量・薄型というメリットもあることから、当初は、ロボット等をはじめとするメカトロ機器において電磁モータの代替として利用されることが期待されていたが、当初の提案から 20 年を経た現在においても、ほぼ実用化には至っていない。

い。電磁モータそのものが、性能が頭打ちと言われ続けながらも現在にいたるまで様々な形で発展してきていることから、なかなか新規のアクチュエータは採用されないのが現状であり、そうした観点からしても、電磁モータの代替としての高出力静電モータは当面難しいかもしれない。

一方で、(高出力) 静電モータのユニークな特徴を活かして、従来になかった新しいアプリケーションを開拓しようとする動きもある。例えば、非磁性モータとしての MRI 内部での利用 [22, 23] や、透明性 [24, 25] から来る不可思議さを活かしたゲーム分野への応用、薄型・透明であり環境との親和性が高いことを利用した広告分野への応用 [26]、あるいは、同じく薄型・透明であるゆえの各種デバイスとの親和性の高さを活かしたインタフェースデバイスへの応用 [25, 27] などが模索されている。メカトロ機器における電磁モータへの対抗を目指した従来研究では、高出力であることや、高い制御性を有することなどが最優先項目であり、高出力静電モータにおける従来研究もこうした方向をめざした研究が多く見られた。しかし、新しい応用の流れをふまえると、こうした高出力一辺倒の研究にかわる新たな研究が求められる。

その一つとして、移動子配線の除去があげられる。従来、高出力を求めた静電モータでは、移動子側に給電線を配置し電圧を積極的に印加することで高い性能を得てきた。このように給電線を用いて移動子に給電する方式を直接給電型と呼ぶこととする。しかし、移動子への配線は、上記のゲーム・広告・インタフェースデバイスとしての応用を考えた場合、望ましいものではない。一方、移動子配線を必要としない静電モータ原理も、誘導モータとして従来より良く知られている [28]。しかし、一般に、誘導モータは移動子・固定子双方に電圧を印加するモータと比べて推力性能が低く、必ずしも高出力を要しない上記の用途であっても、推力性能の点で不足が懸念される。また、誘導モータはモータ動作が同期式では無いため、位置制御の点で困難がある。近年、LC 共振を利用することで、DEMED と同等の推力を得られる誘導モータも提案されている [29]。推力面では、上記の懸念は解消されているが、動作原理は非同期式であることから、同期式駆動による簡易な位置制御を求めるような上記用途では利用しがたい [29]。

それに対し、移動子に無配線で同期駆動が可能なモータに、権藤によって提案された静電誘導モータがある [30]。以下では、静電誘導給電型モータ (VITEM: Voltage-Induction-Type Electrostatic Motor) と呼ぶことにする。VITEM は、移動子・固定子上に誘導電極と呼ばれる電極を配置し、誘導電極を介した間接給電を行なうことで、移動子に無配線で動作する。ただし、給電線を用いない給電方式を間接給電と称している。「誘導」と称してはいるが、一般的な非同期の誘導モータとは異なり、その動作は同期式である。動作原理や推力性能は十分には明らかとなっていないが、移動子無配線で同期駆動ができる、という点は魅力的であり、本研究では、このモータに着目する。

VITEM のように駆動に誘導を用いる場合、誘導特性はモータ性能や駆動特性を決定する

重要な要因となる。誘導特性は主にモータの構造や電極構成によって定まるため、これらの構造や構成の影響を十分に検証する必要があると考えられる。しかしこれまでの研究では、この点は十分に明らかとなっておらず、本研究を通して解明を目指す点となる。

また、静電モータの理論面から考えても、VITEM は従来の枠にはまらないモータでありその特性の解明が望まれる。従来、移動子・固定子の双方に電極を持つ両電極形の同期式、固定子のみ電極を持つ片電極形の誘導式については良く検討されてきているが、VITEM は静電誘導を使用するものの移動子・固定子に電極を持ち同期駆動を行なうモータであり、そのどちらとも異なる駆動形式をもつモータである。こうしたモータについての理論を確立することは、静電モータの体系化の点からも重要であろう。

次節ではこの点を鑑み、VITEM の誘導モータの中での位置づけや特徴についてこれまでに研究されている誘導型の静電モータと比較を行ない、VITEM に特徴的な点を明確にする。

1.2 誘導を用いた静電モータ

誘導を用いた給電方法は、静電モータにおいて古くから一般的に用いられている手法である [31–40]。これは、静電気力と非常に近い特性をもつ磁力において、電磁誘導モータが数多く用いられている点から考えても非常に自然なことである。誘導を用いた静電モータは移動子への給電線を必要としないために、全体として簡易な構成をとることができる。特に MEMS 分野においては、モータサイズが微小であることからスリップリングのような移動子へ複雑な給電方法を構成することが困難となる場合があり、このような給電機構や給電線を必要としない構成が多く用いられている要因となっていると考えられる。これらの誘導型の静電モータに対しては、その特徴からいくつかの分類方法が考えられる。

1.2.1 移動子構造からみた誘導型の静電モータの違い

誘導型の静電モータは、移動子への電極の有無により大きく 2 つの種類に分類できる。移動子に電極を持たない形式の誘導モータでは、移動子は誘電体のみで構成されたり高抵抗体膜でコーティングされた構成をとる [32–38]。これらの誘電体や高抵抗体膜に電荷を誘導し、その電荷を用いて駆動を行なう。電極を構成する必要が無いために、簡易な構成で移動子を実現可能である。もう一つは移動子に電極を持つ構成である [39, 40]。VITEM は移動子に電極を構成しているために、後者のタイプとなる。

1.2.2 誘導箇所による誘導型の静電モータの違い

静電誘導の発生箇所の観点から見ると、移動子上の電極の有無によらず、どのモータも固定子の駆動電極を介した静電誘導を発生させているという点が特徴的である。すなわち固定

子駆動電極の電圧により、対向する移動子の高抵抗体や移動子上の電極に対して電位を誘導している。それに対し、本研究で対象とする VITEM では、静電誘導用に専用に構成されたキャパシタを用いて移動子上への電圧の誘導を行う。誘導電極を用いた静電誘導は他の誘導モータでは見られない特徴であり、その特性は十分に検証する必要がある。

1.2.3 サイズや形状から見た誘導型の静電モータの違い

誘導型の静電モータの多くは、マイクロ領域で作成された MEMS 静電モータである。しかし、いくつかの誘導モータはマクロ領域でも出力を得ることが可能である。VITEM は後者に属し、その中でも静電フィルムモータと呼ばれるモータの一つである。

1.2.4 静電フィルムモータにおける誘導型の静電モータ

静電フィルムモータは、移動子・固定子の双方をフレキシブルプリント基板のような電極を内包するフィルム材料を用いて構成されたモータである。固定子フィルムには多数の微細な電極を構成し、移動子フィルムは電極を構成しない片電極形のものや、固定子同様に多数の電極を構成する両電極形のものがある。このモータは、モータ全体を薄型・軽量に構成可能である。静電フィルムモータにおいてもこれまでに誘導型の静電モータが研究されている。誘導電荷形モータ [6] や LC 共振を利用したモータ [29] が固定子駆動電極からの電圧の誘導を用いているのに対し、VITEM では静電誘導に外部キャパシタを用いており、固定子駆動電極からの誘導電圧を積極的に駆動に用いていない。いくつかの誘導形の静電フィルムモータの概略を以下に述べる。

誘導電荷形モータ

誘導電荷形モータは、固定子フィルム内のみに電極を内包し、移動子は高抵抗体のシートのみで構成される片電極形のモータである [6]。そのため移動子には電極は無く、それゆえ給電線も接続されていない。固定子電極は平行電極構造をなしており、主に 3 相で構成される。移動子を固定子フィルム上に配置し、固定子電極に電圧を印加することで移動子がスライドするように駆動される。

駆動はパルス電圧を印加することにより行なう [6]。パルス電圧駆動では、 $+$ 、 $-$ 、 $0(\text{GND})$ の 3 種類の直流電圧を順次切り替えることで移動子を駆動する。固定子電極に電圧が印加されると電極に電荷がチャージされ、対向する移動子上にも逆極性の電荷がチャージされる。次に電圧を切り替えると、移動子が高抵抗体であるために移動子上の電荷はすぐには移動できず、電極との間に駆動方向に成分を持つ静電気力を発生させる。これを繰り返すことで、静電気力に移動子が駆動される。この方式の場合、駆動制御回路を 2 つの直流高圧電源とスイッチング回路のみで構成できるため、駆動装置構成が容易となる。また固定子と移動子

間に反発力が生じるために、固定子への移動子の吸着を低減することが可能であり駆動に有利となる。また、移動子に給電線がないために給電線によって駆動を阻害されることがない。さらに、向きの異なる帯状電極グループ [28]、ドット電極 [41]、メッシュ電極 [24] のように、固定子電極構成を工夫することによって、水平面内三自由度 [28] の駆動や二自由度 [24,41] の駆動が提案されている。モータの変位は電極ピッチに応じたステップ状の駆動となる。

交流誘導方式の静電モータ

高抵抗体を移動子とする誘導型の静電モータにおいて、交流電圧を用いることは古くから数多く行われている [31,32]。静電フィルムモータにおいても同様に、交流電圧を用いた駆動が行われた例がある [42]。上記例では固定子・移動子の構成は誘導電荷形モータと同一となるが、印加電圧波形が異なる。

モータの駆動には、三相交流電圧を用いる。パルス駆動の場合と同様に移動子上へは電荷が誘導され、誘導電荷の変化は電極電圧の変化に対して遅れを持つため、静電気力による駆動力が発生する。パルス駆動の場合と比較して、変位がステップ状にならない利点があるが、三相高電圧電源を必要とするために、電源コストが大きくなるデメリットを有する。移動子は電極を持たないために電極構造による方向性がなく、多自由度化が行ないやすい。複数の固定子フィルムを配置することにより水平面内三自由度駆動が実現されている [42]。

また、誘導電荷形静電モータや交流駆動方式の静電誘導モータの共通の課題として、推力や駆動性能は、移動子シートの表面抵抗率に大きく依存し、湿度の影響を受ける点や、原理上非同期の駆動であり、オープンループでの位置決めはほぼ不可能である。さらに、移動子電極への給電を行わないために、出力が両電極形モータと比較して弱くなる。

LC 共振を用いた静電誘導モータ

LC 共振を用いた静電誘導モータは、移動子・固定子双方に電極を持つ両電極型モータであり、移動子への電圧供給は LC 共振を援用した移動子-固定子駆動電極間の静電誘導によって行われる [29]。駆動電極の基本的な構造は DEMED と同形状になる。電源からの給電線は移動子駆動電極へは接続されずに、固定子駆動電極のみに接続される。また、移動子駆動電極の各相間には外部インダクタが接続される。固定子駆動電極に交流電圧を印加すると、静電モータは容量性負荷であるために接続されたインダクタとの間に LC 共振回路が形成され、共振周波数付近において移動子上電極への誘導電圧が上昇する。この誘導電圧と固定子に印加された電圧を用いてモータが駆動される。モータの動作は電磁式の誘導モータと同様に非同期の駆動特性となる [43–45]。

静電誘導給電型モータ (VITEM)

本モータは、本研究で対象とするモータである。VITEM では、静電誘導専用のキャパシタを用いて移動子への給電を行なう。このような構造をもつ静電モータは他に見当たらず、VITEM の特徴的な構造である。外部キャパシタを必要とするものの外部キャパシタは駆動電極と同一のフィルム上に構成できるために、モータの薄型・平板構造を維持したまま移動子上に誘導される電位を上昇させることができ、推力の向上が見込める。本モータについては本研究の対象とするため、次節でその構造についてさらに詳細に述べ、さらにこれまでに明らかにされている点と残された課題について述べる。

1.3 静電誘導給電型モータ (VITEM)

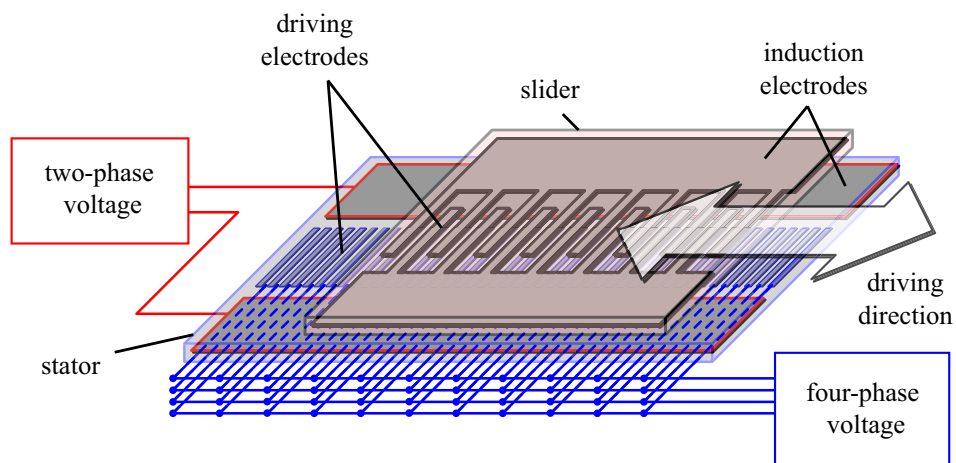
ここでは、本研究において研究対象とする VITEM について述べる。VITEM の基本的な構造を紹介するとともに、VITEM に関するこれまでの研究の流れと従来研究で明らかとされてきた点を整理し、それを踏まえて現存する課題について言及する。

1.3.1 電極構造と駆動手法

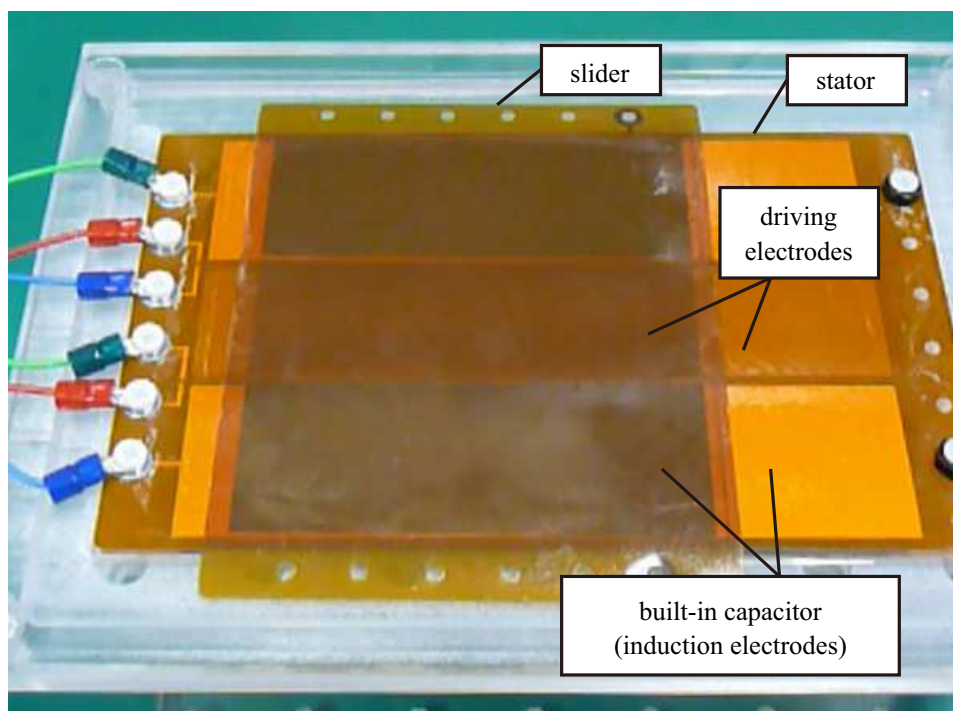
VITEM は、誘導電極を用いて移動子電極へ間接給電を行う両電極型の静電フィルムモータである [30]。権藤による当初の提案において、VITEM は移動子に二相の駆動電極、固定子に四相の駆動電極を持つ構造で提案された [30]。以降では、この構成を二相四相構造と呼ぶことにし、同様に移動子に m 相、固定子に n 相の電極を持つ構造を m 相 n 相構造と呼ぶことにする。VITEM の電極相数は DEMED と同様に、二相四相構造、三相三相構造、三相四相構造などの様々な相数のモータ構造を考えることができる。これまでに二相四相構造 [30] や三相三相構造を持つモータ [46] が研究されている。

ここでは二相四相電極構造を持つモータを例に、VITEM の概略図を Fig. 1.1 に示す。モータは基板上に電極を作製した移動子・固定子から構成される。基板は主にフレキシブルプリント基板 (FPC) 技術によって作製された一組の薄い柔軟なフィルムである。それぞれのフィルムの内部には、駆動電極と誘導電極が構成されている。すべての電極表面は、電源への接続端子部を除いてすべて絶縁フィルムで覆われている。駆動電極は推力の発生に用いる電極であり、誘導電極は移動子への電圧誘導に用いる電極である。

一般的に駆動用電極はフィルムの中央部に配置される。二枚のフィルム上の駆動電極は、微細な平行電極で構成された上で各相ごとに端部がバスラインに接続されており、多相構造を構成している。本例においては移動子に二相平行電極、固定子に四相平行電極を用いており、全体として二相四相構成をなしている。これらの多相電極構造の繰り返し周期は、移動子と固定子で等しくなるように設計されている。駆動電極の構成のみをみれば、基本的な構



(a) schematic diagram of VITEM



(b) photo of VITEM

Fig.1.1 静電誘導給電型モータ (VITEM:voltage-induction-type electrostatic motor) の概観

造は DEMED と同様の構造となる。DEMED の駆動電極はモータの推力リップルを低減させるために、平行電極ではなくスキュー電極を用いることが多く [47]、三相三相 VITEM においてもスキュー電極が用いられた [46]。それに対し、二相四相 VITEM においてはスキュー電極は用いられなかった [30]。この理由としては、二相四相 VITEM では二相電極が対向する四相電極の複数の電極間にまたがっており、もともとスキューと同等の効果を持っているためである。Fig. 1.1 ではスキュー電極のない VITEM を示している。

誘導電極は移動子・固定子双方において、駆動電極の両側に配置されている。誘導電極数は移動子の電極相数と一致しており、本例では移動子・固定子それぞれに2つずつとなる。固定子では駆動電極と誘導電極は分離されており、一方移動子では、駆動電極と誘導電極は各相が接続されて一体化された構造となっている。移動子と固定子の対向する誘導電極により静電誘導用のキャパシタを構成する。

VITEM では、キャパシタ用の誘導電極を駆動用電極と同一のフィルム内に構成することができるために、DEMED の構成と比較しても新たな外部素子をモータに接続する必要がなく、各フィルムの電極パターンが変わるのみでモータ全体の形状は大きく変わることはない。すなわち DEMED と同様の薄型・軽量の構造を維持できる点や、製造工程において従来同様の手法により電極全体を構成できるために新たな工程を必要としないという利点がある。電源からの給電線は固定子上の電極のみに接続される。固定子の駆動電極および誘導電極の相数に合わせ、駆動電極は四相交流電源、固定子誘導電極は二相交流電源が接続されている。移動子への給電は誘導電極で構成されるキャパシタを用いた間接給電により行われる。移動子への電力供給方法を Fig. 1.2 に示す。対向する固定子誘導電極と移動子誘導電極は一つの平行平板キャパシタを構成しており、固定子誘導電極に印加された電圧は、静電誘導によって対向する移動子誘導電極にも電位を発生させる。移動子では誘導電極と駆動電極が接続され一体化しているため誘導電極と駆動電極は等電位となり、誘導電圧は同時に移動子駆動電極にも生じる。この移動子駆動電極に誘導された電圧と固定子駆動電極に直接給電された電圧を用いてモータを駆動させるため、移動子への給電線が不要となる。誘導電圧と固定子の電圧により、駆動用の平行電極と直交する方向に直動運動を得る。

この駆動手法については三相三相 VITEM において解析モデルを用いたより詳細な解析がなされており [46]、同期駆動特性について理解がなされているが、二相四相型では電極構成の違いにより同様の説明ができない部分が存在する。その点について次項で述べる。

1.3.2 VITEM に関する課題

駆動原理に関する現状の理解

当初、本モータの駆動は文献 [30] において実験的に実証されたものの、交流で駆動しているにもかかわらず直流電圧による原理説明がなされており、交流電圧の周波数や位相等の

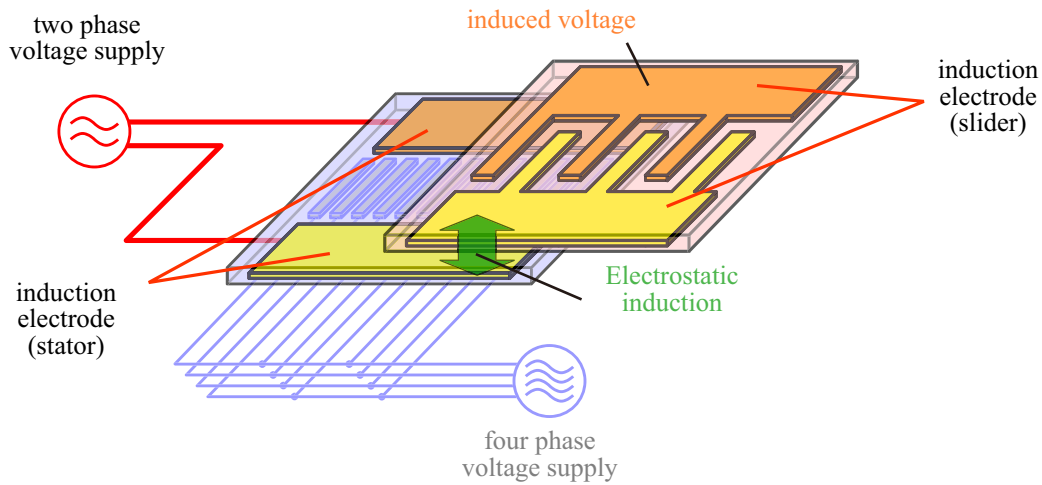


Fig.1.2 誘導電極間の静電容量を用いた移動子への給電方法

パラメータとモータの駆動との関係性や駆動原理がやや不明確であった。また、駆動原理の説明は図を用いた定性的な説明にとどまり、駆動特性の解析が行われていなかった。そのため二相電極構造の特性やそれによるモータ全体の推力特性や駆動特性についての十分な定式化が行われておらず、十分に議論がされているとは言いがたかった。それに対し次に、従来の DEMED と同様の三相三相の駆動電極構造をもつモータが提案された [46]。ここでは、「VITEM は両電極型モータの移動子給電線上に誘導用キャパシタを挿入したものである」という捉え方が提案された。これにより、従来の DEMED のモデルに、誘導キャパシタンス部分を付け加えることで、VITEM 全体の特性を理解することが示された。この論文では、三相三相モータに VITEM の方式を適用しており、三相三相 VITEM に関してはすでにモータモデルが提案されている。さらにモータの誘導電圧および推力の定式化が行われ、その推力式から同期速度の定式化も行われた。実験により三相三相 VITEM の駆動が実証され、その駆動速度が解析式の結果と一致することも確認されている。また、清水らにより駆動電極と誘導面積の最適化という考えが提案され、三相三相 VITEM に関して最適化の事例が示されている [48]。

駆動原理に関する課題

上記の三相三相 VITEM の三相三相 DEMED の関係を考慮すれば、二相四相 VITEM についても「二相四相 DEMED に誘導キャパシタンスを加えたもの」とらえて、二相四相 DEMED の特性からその特性を理解することが可能ではないかと考えられる。なお、これ以降、移動子に m 相電極、固定子に n 相電極を持つ DEMED を m 相 n 相 DEMED と呼称することとする。これらの DEMED に関しては、「多相電極に多相交流を印加することで、移動子・固定子の両者に進行電位分布が生じ、それによりモータが動く」という説明がされてきており、三相三相 VITEM でもその考え方は成り立つ。しかし、対称な二相電極に 180 度

位相差の正弦波をかけても進行電位分布は生じない。そのため、単純に従来のモデルの延長では動作を説明できない。そのうえ、これまでに二相四相 DEMED のモデルは得られておらず、この電位分布の違いによる駆動特性の違いは理論的な説明を得ていない。そのため、この二相電極の特性について検証をすべきであると考えられる。

電極相数に関する課題

二相四相型、三相三相型が提案されてきているが、これまでに両者の比較はなされていない。誘導電極の数は移動子電極相数と等しくなるために、移動子電極相数が増加することにより多数の誘導電極が必要となる。誘導電極自体は推力を発生させないために、誘導電極の増加は駆動電極部の縮小とそれに伴う推力低下を招く恐れがある。この点において、二相電極にすることにより誘導電極の数を減らすことができるというメリットがある。また、二相構造の電極は片面基板で構成することが可能であり、電極形状の簡易化や製造工程の簡略が可能となる点でも利点がある。しかし、電極相数の違いによるモータの性能の違いはこれまで統一的に扱われたことはなく、そもそも VITEM ではどのような相数をとるのが最も性能が良くなるのかという点で疑問が残る。そのため、二相四相と三相三相、あるいはそれ以上の任意の相数を持つモータの性能を比較できるような理論構築が必要であると考えられる。

電極寸法に関する課題

三相三相 VITEM において、駆動電極と誘導面積の最適化という考えが提案されている [48]。しかし、他の相数のモータに関しては検証が行われておらず、任意の相数を持つモータに対して理論的に最適化を可能にすることが望ましい。また、電極を構成するフィルムの断面構造や電極の寸法 (厚み, ピッチ等) の影響は十分に解析されていない。VITEM は駆動に静電誘導を用いるモータであり、これらの構造が誘導特性とモータ性能に影響を与える。そのため、これらのモータ断面の構造についても検証する必要がある。

駆動手法に関する課題

また、現状では二相四相型の駆動原理は不明確ではあるが、その駆動には高周波電圧が必要であると考えられている [30]。また、立ち上がり電流を制限したパルス波形であれば流れる電流量を低減できるため、高電圧を使う静電モータにとっては安全性の面からも重要であると思われる。

そのため本研究では VITEM に対し、二相四相型も含めた任意の電極相数を持つモータの駆動特性の解明とその電極構造の最適化および駆動手法の検討を目指す。次節において、これまでに提示した課題点を踏まえ、本研究における目的を提示する。

1.4 本論文の目的と構成

1.4.1 本研究の目的

本章でははじめに、これまでに開発されてきた様々な種類の静電モータについて概説した。誘導モータでは移動子に給電線を必要としないことで給電線による外乱を除外可能な利点について言及し、同時に、移動子に電極を構成することによる推力や制御性の点での利点についても言及を行なった。さらにマクロサイズの出力が可能な静電フィルムモータにおいてこれまでの誘導モータの研究例について紹介し、特に近年これらの両方の特徴を持つような、移動子に電極を有する両電極形の誘導モータが開発されている点を指摘した。これらのモータは電極の存在による推力・制御性の利点と移動子に給電線を必要としない簡便な構造から、実用上の有用性が高い。またこれらの両電極形の静電誘導モータの中で、VITEMは外部キャパシタによる間接給電を行うものの、外部キャパシタを駆動電極と共に電極フィルム内に構成することで、これまでに数多く研究されてきたDEMEDと同様の薄型・平面構造を実現可能であるという利点を指摘した。

しかしVITEMは二相四相、三相三相構造のものがこれまでに個別に研究されたのみであり、三相三相VITEMにおいては基礎的な特性はある程度明らかにされているものの、もっとも代表的な二相四相VITEMについてはその動作原理は不明確である。そのうえ、電極相数について統一的に評価・議論は行われておらず、VITEMにおいてはどのような電極相数で構成すればよいのか明らかになっていない。また、間接的な給電を要する原理上の特徴や誘導電極を必要とする構造上の特徴も踏まえた上での最適な電極構造や駆動方法について十分に検討が行われているとは言いがたい。そこで本研究では、VITEMに対して以下の点を明らかにすることを目的とする。

1. 任意の相数のVITEMを統一的に扱うことができる基礎理論を構築する。VITEMの相数を m 相 n 相に一般化した上で、誘導電圧式および推力式の導出手法を提示し解析解を示す。
2. 解析により明らかとなった二相構造に起因する複数の同期速度の問題について議論し、交流電圧を用いて同期駆動を行う際の適切な駆動方法について明らかにする。
3. VITEMの電極相数および電極構造の最適化を目指し、最適化に必要な理論式の導出と比較手法を提示する。その上で電極形状がモータ性能に与える影響について議論し、シミュレーションを援用することで重要な形状パラメータを明らかにする。
4. 上記までの解析及び実験的検証を通して、VITEMにおける二相四相構造の利点と有用性を実証する。
5. 二相四相VITEMの駆動特性に適した新たな駆動手法について議論し、パルス電圧に

よる駆動手法とその特性を明らかにする。

これらの検証を通して VITEM の特性・駆動手法について詳細な分析結果を提供し、その有用性を実証する。

1.4.2 本論文の構成

本論文は7章で構成される。第2章から第4章までは、VITEM の電極構造およびその特性に関する内容であり、様々な電極構造を持つモータに対して横断的に評価を行うための基礎理論の構築を目指す。第5章からは第6章では、モータの電極構造と特性を踏まえた上での駆動手法に関する検討であり、パルス電圧駆動による二相四相モータの特性について議論を行う。さらに電流量の制限を目指し、パルス電圧波形を鈍らせた状態での駆動特性について議論する。最後に第7章を本研究のまとめとする。

第2章では VITEM を任意相 (m 相 n 相) のモータに拡張しその特性の解析を行うことで、様々な相数のモータを統一的に扱うことができる解析式を導出する。はじめに三相 VITEM における解析手法を応用し、 m 相 n 相 VITEM のキャパシタンスネットワークモデルおよびそれに基づく静電容量係数行列を提案する。モデルから得られた回路方程式に対して、その線形性および電極構造の周期性に基づき誘導電圧の解析解の形式を与えることで、回路方程式の解を得ることが可能であることを示し、 m 相 n モータの誘導電圧および推力の解析解を得る。得られた推力特性式から、移動子が二相電極 ($m = 2$) であるときには三相以上 $m > 2$ の場合と異なる特性を持つことを示す。さらに得られた推力特性に基づき、モータを交流電圧により同期駆動を行なったときの同期速度を示す。

第3章では二相電極の特殊性について議論を行い、二相四相 VITEM の同期駆動手法に対して検証を行う。はじめに二相電極の特性のみに着目するために、静電誘導の効果を除き、直接給電型の二相四相モータを用いて検証を行う。二相電極構造により移動子上の電圧分布波が定在波になることを指摘し、それにより2つの周波数成分を持つ推力が発生し2つの同期速度が存在することを示す。モータの同期駆動を行なう際に、2つの同期速度は互いに外乱要因となりモータの駆動の安定性を損なうことを指摘する。さらに、高周波電圧を用いることで一方の同期速度を事実上無効化出来ることを示し、結果として他方の同期速度による一定速度の滑らかな駆動が可能であることを実証する。さらに前章にて得られた解析式から二相四 VITEM の推力式に3つの周波数成分とそれによる3つの同期速度が存在することを示す。最後に直接給電型の場合と同様に駆動電圧に高周波電圧を用いることで2つの同期速度を事実上無効化できることを示し、残る1つの同期速度を用いて同期駆動が行えることを示す。

第4章では、電極相数および電極構造の最適化と、最適化した状態における異なる電極構造のモータ間の性能比較を目指す。はじめに誘導電極と駆動電極の面積割合について単位面

積あたりの推力を最大化させるような最適な電極面積割合が存在することを指摘する。その上で2章で得られた解析式を電極面積割合をパラメータとする表現に改め、その式から最適な電極面積割合の理論式およびそのときの推力式を定式化する。次に、様々な電極構造を持つモータ間の比較を目指す。性能の比較基準として、それぞれのモータにおける最適電極面積割合時の推力の大きさをを用いることを提案する。各モータの性能の比較に詳細な電極形状の効果を反映させるために、有限要素法による静電容量解析を援用し、定量比較に必要な静電容量パラメータの導出を行なう。モデル化は実際のフィルム断面形状に基づいて行ない、モデルの妥当性についてはプロトタイプを用いた実測値との比較にて行なう。得られた静電容量パラメータと最適面積割合時の推力式から様々な電極構成をもつモータに対して性能の定量化を行ない、電極形状やフィルム構造がモータ性能に与える影響について明らかにする。特に、直接給電型のモータでは問題とならなかった電極厚みが、VITEMでは性能に無視できない影響を及ぼすことを明らかにする。

第5章では、比較的良好な性能が示された二相四相VITEMに対して推力のさらなる向上と駆動方式の拡充を目指し、パルス電圧駆動を提案する。はじめに固定子電圧のみを順次スイッチングしていく単純なパルスシーケンスを提案し、その駆動特性について解析から正弦波電圧駆動と比較して約2倍の推力が得られる可能性を指摘する。次に、提案した単純なパルスシーケンスによる駆動実験から、固定子電圧のスイッチングのみでは1秒程度でモータが停止してしまい、連続的なステップ駆動が行えないことを示す。この現象について、移動子電極が一定極性であることにより移動子フィルムが帯電し、駆動の阻害要因となっていることを指摘する。これを踏まえ、固定子電圧のスイッチングと同時に移動子電圧もスイッチングするような修正パルスシーケンスを提案し、連続的なステップ駆動が可能であることを実証する。これに加え新たに2つのパルスシーケンスを提示し、それぞれ連続的な駆動が実現できることを実証する。章後半では、誘導電圧の計測結果から長周期スイッチング時において電圧の減衰が見られることおよび、それがフィルムの帯電効果によるものである可能性について指摘する。さらに、電圧減衰を引き起こす帯電は、電圧のスイッチング時には逆に誘導電圧の増加をもたらし、それに伴う推力向上が見込めることを指摘する。最後に、短周期スイッチング時と長周期スイッチング時の推力測定結果の比較を行ない、長周期スイッチング時においてスイッチング直後の推力が増大していることを示す。これらにより、パルス電圧を用いたVITEMの駆動の特性と有用性を明らかにする。

第6章では、実用面における安全性の向上を目指し、電流量を抑制するために、パルスの立ち上がり立ち下りを鈍らせたパルス電圧駆動を提案する。パルス電圧に時定数を加える事で鈍らせたパルス波形を実現する。異なる時定数を持つパルス波形を印加したときのモータの駆動特性を実験的に検証し、駆動可能な時定数の範囲を明らかにする。

最後に第7章では本論文の総括を行なう。本論文で得られた結果および今後の展望について述べる。

第 2 章

任意相数に一般化した VITEM の特性の解析

2.1 緒言

VITEM は移動子・固定子の双方に駆動用の多相電極を持ちながらも，移動子への給電を誘導電極を介した間接給電により行なうことで移動子への配線を必要としないモータである．VITEM は原理上，様々な電極相数の組み合わせで実現可能であり，これまでに二相四相型 [30]，三相三相型 [46] が実現されてきた．

三相三相型の研究において，交流駆動時の移動子電圧の誘導特性，推力特性，同期速度についての解析が試みられた [46]．この解析では，Fig. 2.1 に示すように「VITEM とは DEMED の移動子給電線上に誘導キャパシタを配置した構成である」という捉え方がなされた．この考え方によりキャパシタンスネットワークモデル [49] を用いた三相三相 VITEM のモデル化と解析が行われ，特性を理解しうることが示された．

上記の捉え方をすれば二相四相 VITEM も，二相四相 DEMED の移動子給電線上に誘導キャパシタンスを配置したと捉えて解析可能であると考えられる．しかし，両電極形モータの定性的な駆動原理の説明では「モータの多相電極に多相交流電圧を印加することにより移動子・固定子上に進行電位分布波が生じ，それによりモータが駆動する」という説明がなされてきたが，対称な二相電極に位相の反転した正弦波電圧を印加しても進行波は生じない．そのため，単純に従来の三相三相モデルの延長では動作が説明できない．また，誘導電荷形モータにおいて二相電極を持つモータの研究例があるが [6]，この場合には三相電極のうちの一相を除去した非対称な形で二相電極を構成しており，上述の対称的な二相電極とは異なる．さらに，これまでの研究例では二相電極を持つモータの理論的な解析モデルは得られていない．そのため，二相四相 VITEM の特性を理論的に明らかにするためには，まず初めに二相四相 DEMED の特性を明らかにする必要がある．

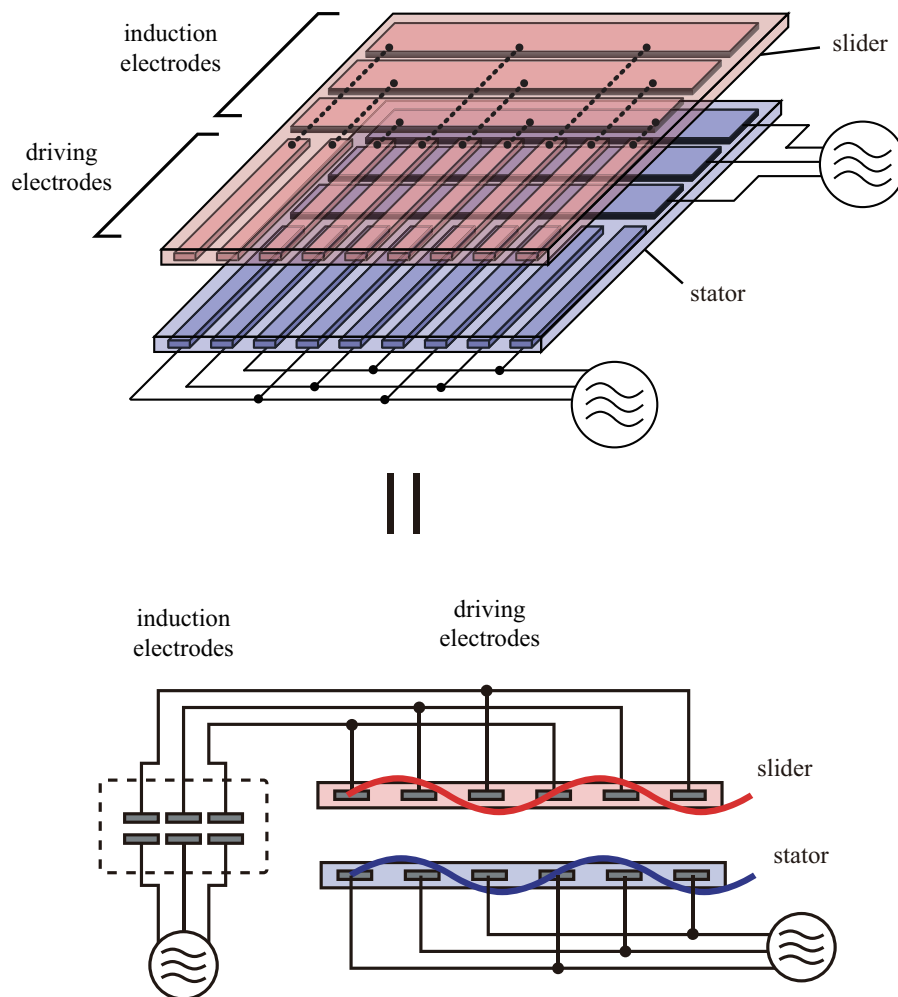


Fig.2.1 VITEM の電極構造の解釈. VITEM の駆動電極部分と誘導電極部分をそれぞれ DEMED および誘導キャパシタとみなし, 移動子給電線上に誘導キャパシタを配置した構成であると捉えた.

また, 三相三相型, 二相四相型のモータが提案されているが両者の性能比較はなされていない. 比較を行うとしても二相四相型モータの理論モデルと十分な原理説明が得られていない現状では, 特定のプロトタイプを用いた実験的な性能比較にとどまると思われる. それに加え, 例え実験だけでなく理論的な特性評価も含めて両者の比較がなされたとしても, それらは特定の電極相数のモータ間の比較となる. 様々な電極相数により実現可能な VITEM 全体を見たときにどの相数が優れているかという点では議論が十分なされたことにはならないと思われる. それゆえ, 任意の相数を持つ VITEM 全体を統一的に扱う理論が望まれる.

本章では上記事項を鑑み, 任意の電極相数を持つ一般化された VITEM の性能評価と比較を目指し, 任意相のモータモデル化とその特性についての理論の構築を行なう. さらに解析結果をもとに二相電極の特性や駆動方法も明らかにする.

はじめに, 2.3 節で駆動電極構造の特性のみに着目するために, 任意相の DEMED の解

析を行なう。2.3.2 項では、二相四相構造も含めた任意相の駆動電極構造の特性を明らかにするために、DEMED の相数を一般化したモデルを構築し、特性の解析を行なう。さらに 2.3.3 項では、解析結果をもとにこれまで不明確だった二相電極の特性とその動作原理を明らかにし、駆動方法について議論を行う。次に 2.4 節で、DEMED のモデルに誘導キャパシタンスを加えてモデル化することで、任意相の VITEM のモデル化を行ない、その特性について明らかにする。

本理論は様々な相数のモータ全体を統一的に扱うことができ、次章以降でモータの最適な電極構造等を議論する上での基礎となる。

2.2 記号

本章以降の解析では、以下の記号を用いることとする。

m :	移動子駆動電極の相数
n :	固定子駆動電極の相数
C_i :	VITEM の移動子-固定子の対向する誘導電極間の静電容量
C_l :	移動子の隣り合う駆動電極間の静電容量
C_t :	固定子の隣り合う駆動電極間の静電容量
C_{m0} :	移動子-固定子の駆動電極間の静電容量 (0 次成分)
C_{m1} :	移動子-固定子の駆動電極間の静電容量 (1 次成分)
C_{sl} :	移動子電極の自己キャパシタンス
C_{st} :	固定子電極の自己キャパシタンス
$C_{i,j}$:	i 番目の電極と j 番目の電極間の静電容量係数
V_l, V_t :	それぞれ DEMED の移動子電極, 固定子電極への印加電圧の振幅
V_{sl}, V_{st} :	それぞれ VITEM の固定子誘導電極, 固定子駆動電極への印加電圧の振幅
ω_l, ω_t :	それぞれ DEMED の移動子電極, 固定子電極への印加電圧の角周波数
ω_{sl}, ω_{st} :	それぞれ VITEM の固定子誘導電極, 固定子駆動電極への印加電圧の角周波数
ϕ :	VITEM の固定子誘導電極と固定子駆動電極への印加電圧の初期位相差
ϕ_{sl} :	VITEM の固定子誘導電極への印加電圧の初期位相
ϕ_{st} :	VITEM の固定子駆動電極への印加電圧の初期位相
x :	移動子位置
θ_x :	移動子位置の電気角表記
p :	固定子駆動電極の電極ピッチ
L :	移動子・固定子電極の電極構造周期 ($=np$)
t :	時間
S :	VITEM 全体の電極面積
S_{drv} :	VITEM の駆動電極面積
S_{ind} :	VITEM の誘導電極面積
S_{ratio} :	VITEM の全面積に対する駆動電極面積割合

添字

各記号への添字は以下の意味を有するものとする。

- ._unit : 単位面積当たりの値
- ._drv : 駆動電極に関する値
- ._ind : 誘導電極に関する値
- ._opt : 最適値

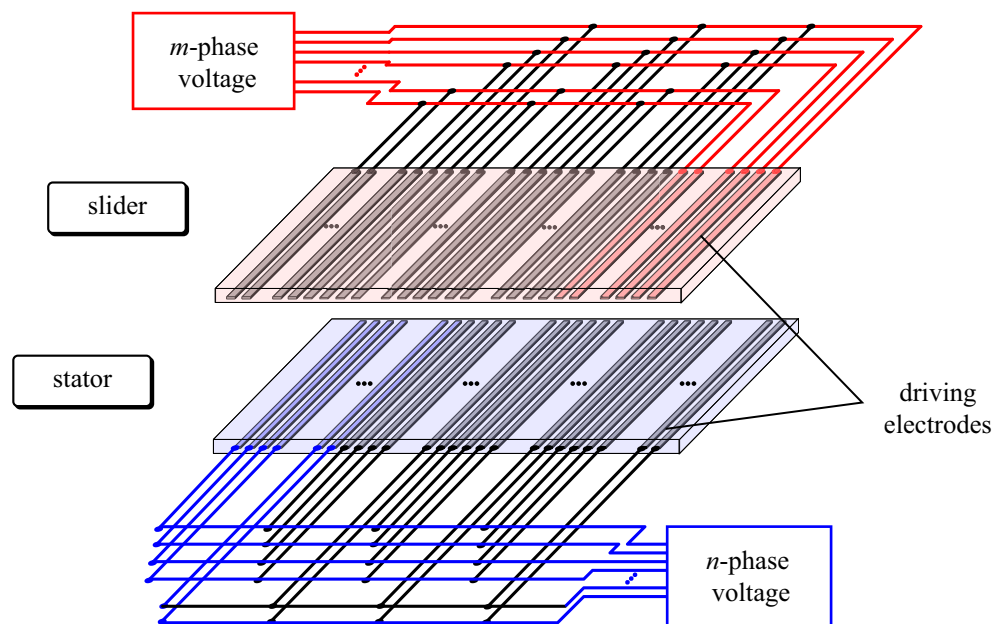
2.3 m 相 n 相 DEMED の解析

本節では、任意相数の駆動電極特性を明らかにするために、初めに、電圧誘導の影響を除外した直接給電型のモータで推力特性解析する。さらに、解析により得られた結果をもとに、二相電極の特性が三相以上の電極の場合と異なることを示し、その特性と駆動手法について提案する。

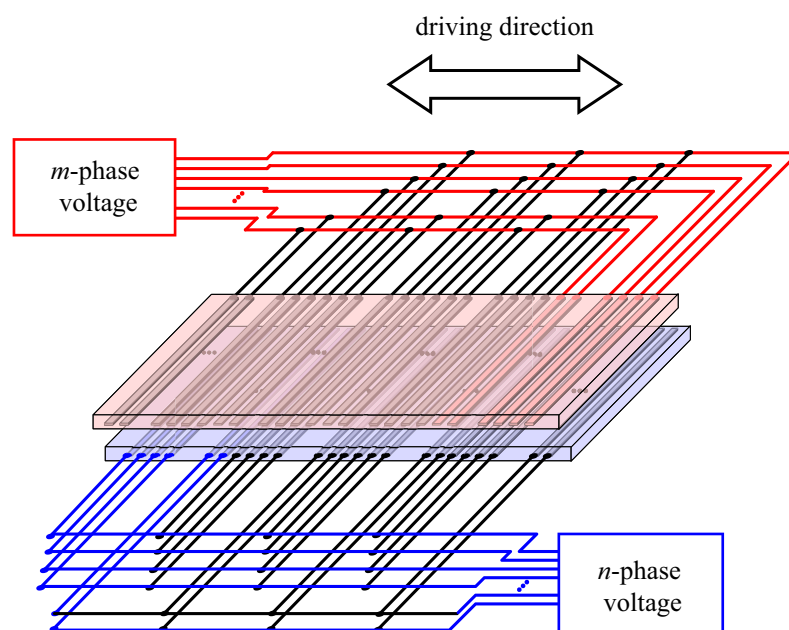
2.3.1 m 相 n 相 DEMED の概要

m 相 n 相 DEMED の概観を Fig. 2.2 に示す。基本的な構成は、従来より解析の行われてきた三相三相 DEMED と同等である。電極を内包する二枚のフィルム基板から構成され、一方を移動子、他方を固定子として用いる。それぞれの電極は、電源との接続端子以外の部分は絶縁フィルムによって覆われている。移動子に m 相平行電極、固定子に n 相平行電極を持つ。固定子の電極ピッチを p とすると、移動子の電極ピッチは $\frac{np}{m}$ となる。これにより電極構造の周期的な長さは、移動子・固定子双方ともに np となり等しくなる。それぞれの電極は、 m 相電源、 n 相電源に接続される。本節での解析においては、電源電圧に正弦波交流電圧を用いるものとする。

両電極に電圧を印加すると、移動子・固定子双方に電圧分布波が生じる。従来モータの駆動原理の定性的な説明では、移動子・固定子電極上には電圧分布の進行波が生じ、それによりモータが駆動されると説明されてきたが、Fig. 2.3 に示すように、二相電極上には進行波は生じずに定在波となる。そのため、単純に従来のモデルではモータの駆動原理の説明ができない。また、三相以上 ($n > 2$) のモータに対しては上記の説明が成り立つものの、任意の相数のモータに対する解析式はこれまで与えられてこなかった。そのため任意の相数を持つモータを、二相電極を持つモータも含めてまとめてモデル化し、推力特性式を導出することを試みる。



(a) slider and stator



(b) motor (stacked two films)

Fig.2.2 m 相 n 相 DEMED の概観. (a) 電極を内包する 2 枚のフィルムから構成され, 片方を移動子, 他方を固定子として使用する. 移動子・固定子にはそれぞれ m 相電極, n 相電極が構成されている. (b) 二枚のフィルムを重ね合わせて, m 相電圧および n 相電圧を印加することで直動する.

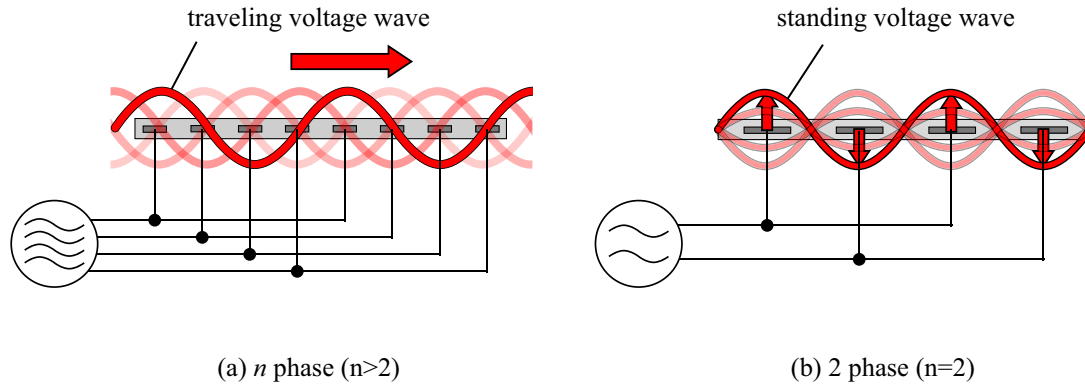


Fig.2.3 (a) n 相電極 ($n > 2$) の場合. (b) 二相電極の場合.
 n 相電極における電位分布波の発生.

2.3.2 推力式の解析

キャパシタンスネットワークモデル

m 相 n 相 DEMED の解析には、これまで三相三相 DEMED 等で行われてきたキャパシタンスネットワークを用いた手法 [49] をベースに行なう。 m 相 n 相 DEMED のキャパシタンスネットワークモデルを Fig. 2.4 に示す。各相はひとまとまりとして一つの端子で表され、全体では $m+n$ 端子のネットワークモデルとなる。電源の接続は、一周波法 [49] では使用可能な電極相数に限りがあるため、より一般的な二周波法 [49] を用いるものとする。そのため各端子にはそれぞれ異なる端子番号を与える。電極間の関係はキャパシタンスとして表される。電極間に本来存在する誘電損などの抵抗成分は無視出来るものとする。

静電容量係数行列

次に、静電容量係数行列を用いて、Fig. 2.4 の電極間の電気的な関係を解析的に表現する。静電容量係数行列 \mathbf{C}_{drv} は以下ようになる。

$$\mathbf{C}_{\text{drv}} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{C}_{\text{drv_st}} & \mathbf{C}_{\text{drv_sl-st}} \\ \hline \mathbf{C}_{\text{drv_sl-st}}^T & \mathbf{C}_{\text{drv_sl}} \end{array} \right] \quad (2.1)$$

($*(m+n) \times (m+n)$ matrix)

ここで部分行列 $\mathbf{C}_{\text{drv_st}}$, $\mathbf{C}_{\text{drv_sl-st}}$, $\mathbf{C}_{\text{drv_sl}}$ はそれぞれ、固定子内の電極関係、移動子-固定子間の電極関係、移動子内の電極関係を表し、以下のように記述される.

$$\mathbf{C}_{\text{drv_st}} = \begin{bmatrix} C_{\text{st}} & -C_{\text{t}} & 0 & \cdots & 0 & -C_{\text{t}} \\ -C_{\text{t}} & C_{\text{st}} & -C_{\text{t}} & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & -C_{\text{t}} & C_{\text{st}} & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & C_{\text{st}} & -C_{\text{t}} \\ -C_{\text{t}} & 0 & 0 & \cdots & -C_{\text{t}} & C_{\text{st}} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

(* $n \times n$ matrix)

$$\mathbf{C}_{\text{drv_sl-st}} = \begin{bmatrix} C_{1,1+n} & C_{1,2+n} & \cdots & C_{1,m+n} \\ C_{2,1+n} & C_{2,2+n} & \cdots & C_{1,m+n} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ C_{n,1+n} & C_{n,2+n} & \cdots & C_{n,m+n} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

(* $n \times m$ matrix)

$$\mathbf{C}_{\text{drv_sl}} = \begin{bmatrix} C_{\text{sl}} & -C_{\text{l}} & 0 & \cdots & 0 & -C_{\text{l}} \\ -C_{\text{l}} & C_{\text{sl}} & -C_{\text{l}} & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & -C_{\text{l}} & -C_{\text{sl}} & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & C_{\text{sl}} & -C_{\text{l}} \\ -C_{\text{l}} & 0 & 0 & \cdots & -C_{\text{l}} & C_{\text{sl}} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

(* $m \times m$ matrix)

ただし、ここで各記号は 2.2 節で示したものとし、以下の仮定を導入している.

1. 移動子内の電極同士、固定子内の電極同士の静電容量は、移動子位置の変化に対して変化しないものとする.
2. 移動子内の電極同士、固定子内の電極同士の静電容量は、隣り合う電極とのみ静電容量を持つものとする.

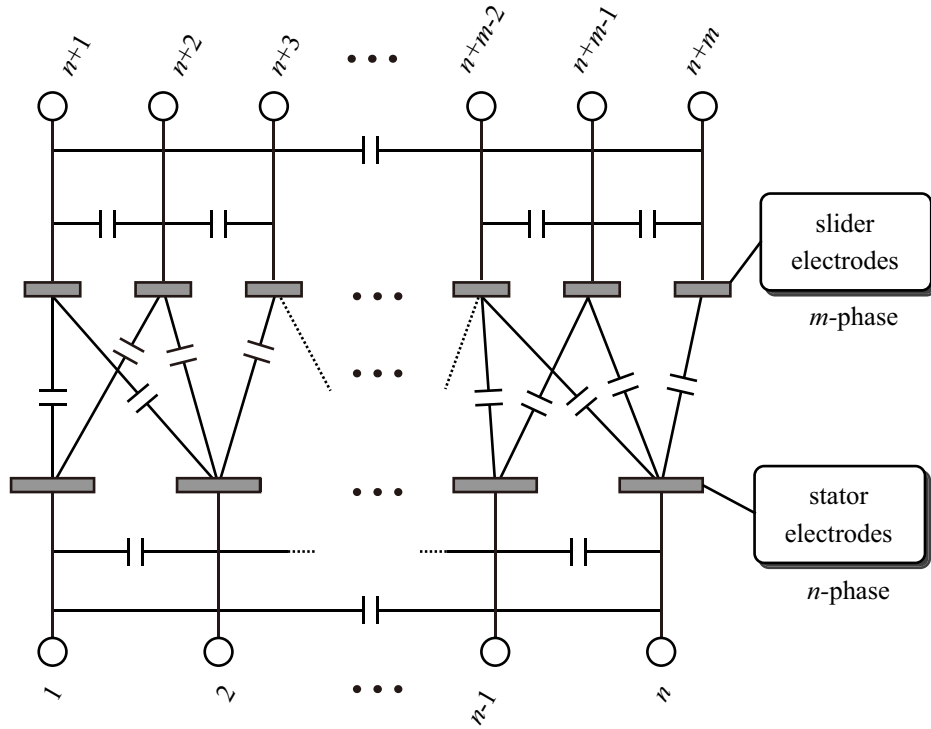


Fig.2.4 m 相 n 相 DEMED のキャパシタンスネットワークモデル

また、ここで固定子移動子と固定子の電極の空間的な関係は Fig. 2.5 のようになる。そのため、移動子-固定子間の静電容量係数の解析的表現は以下のようなになる。

$$C_{i,j+n}(\theta_x) = -C_{m0} - C_{m1} \cos \left\{ \theta_x - \frac{2\pi(i-1)}{n} + \frac{2\pi(j-1)}{m} \right\} \quad (2.5)$$

$$= -C_{m0} - C_{m1} \cos \left\{ \frac{2\pi}{L}x - \frac{2\pi(i-1)}{n} + \frac{2\pi(j-1)}{m} \right\} \quad (2.6)$$

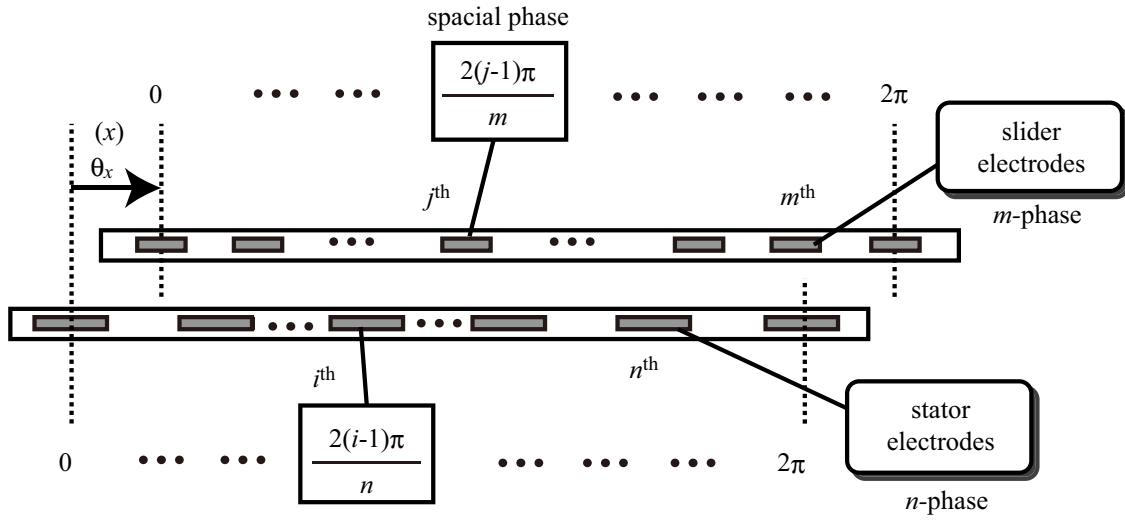
ただし、 $L(=np)$ は電極構造 1 周期の長さとし、 $\theta_x = \frac{2\pi x}{L}$ は移動子位置 x の電気角表記であるとする。また、移動子と固定子間の静電容量 (すなわち、 $C_{i,j+n} = C_{j+n,i}$, $1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq m$) は移動子位置に対して正弦波状に変化するものとし高調波成分は含まれないものと仮定する。

電圧ベクトル

各端子の電圧を要素とする電圧ベクトル \mathbf{V} は以下のようなになる。

$$\mathbf{V} = (v_t(1), \dots, v_t(n), v_1(1), \dots, v_1(m)) \quad (2.7)$$

ただし、 i 番目要素は、 i 番目の端子の電圧を表すものとする。ここで、固定子の i 番目の駆動電極 ($i = 1, 2, \dots, n$) と移動子の j 番目の駆動電極 ($j = 1, 2, \dots, m$) に対する印加電圧はそ

Fig.2.5 m 相 n 相電極の空間的な関係

それぞれ以下のように表される.

$$v_t(i) = V_t \sin \left\{ \omega_t t - \frac{2(i-1)\pi}{n} \right\} \quad (2.8)$$

$$v_t(j) = V_t \sin \left\{ \omega_t t - \frac{2(j-1)\pi}{m} \right\} \quad (2.9)$$

推力式

モータの推力 f_{mn} は、仮想仕事の原理よりエネルギーの微分から上記の静電容量係数行列および電圧ベクトル \mathbf{V} を用いて以下のように表される.

$$f_{mn} = \frac{1}{2} \mathbf{V}^T \frac{d\mathbf{C}_{\text{drv}}(\theta_x)}{dx} \mathbf{V} \quad (2.10)$$

$$= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_t(i) v_t(j) \frac{\partial C_{i,j+n}}{\partial x} \quad (2.11)$$

$$= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{2\pi C_{m1} V_t V_t}{L} \cdot \sin \left\{ \omega_t t - \frac{2\pi(i-1)}{n} \right\} \cdot \sin \left\{ \omega_t t - \frac{2\pi(j-1)}{m} \right\} \cdot \sin \left\{ \frac{2\pi}{L} x - \frac{2\pi(i-1)}{n} + \frac{2\pi(j-1)}{m} \right\} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\pi C_{m1} V_t V_1}{2L} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left[\right. \\
&\quad \sin \left\{ (\omega_t - \omega_1)t + \frac{2\pi}{L}x - \frac{4\pi(i-1)}{n} + \frac{4\pi(j-1)}{m} \right\} \\
&\quad + \sin \left\{ (\omega_t + \omega_1)t - \frac{2\pi}{L}x - \frac{4\pi(j-1)}{m} \right\} \\
&\quad - \sin \left\{ (\omega_t + \omega_1)t + \frac{2\pi}{L}x - \frac{4\pi(i-1)}{n} \right\} \\
&\quad \left. - \sin \left\{ (\omega_t - \omega_1)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} \right] \tag{2.13}
\end{aligned}$$

上式に記述されるように各正弦波項は以下のような総和を表す。

1. 第1項は、 \sin 関数の位相を、0 から 4π まで $\frac{4\pi}{n}$ または $\frac{4\pi}{m}$ 刻みで分割したものの総和を取ることになる。
2. 第2項は、 \sin 関数の位相を、0 から 4π まで $\frac{4\pi}{m}$ 刻みで分割したものの総和を取ることになる。
3. 第3項は、 \sin 関数の位相を、0 から 4π まで $\frac{4\pi}{n}$ 刻みで分割したものの総和を取ることになる。
4. 第4項は、 n, m の値に依存しない。

そのため、各項の総和は以下の性質を持つ。

1. 第1項においては、 $\frac{4\pi}{n}$ または $\frac{4\pi}{m}$ が 2π の自然数倍でなければ、総和は0となる。
2. 第2項においては、 $\frac{4\pi}{m}$ が 2π の自然数倍でなければ、総和は0となる。
3. 第3項においては、 $\frac{4\pi}{n}$ が 2π の自然数倍でなければ、総和は0となる。

このような条件を満たす自然数 n, m は、 $n = 1, 2$ および、 $m = 1, 2$ である。よって以下のパターンを考える。

1. $m = 1, 2, n = 1, 2$ の場合
2. $m \geq 3, n = 1, 2$ の場合
3. $m = 1, 2, n \geq 3$ の場合
4. $m \geq 3, n \geq 3$ の場合

それぞれの推力式の結果は以下ようになる。

(1) $m = 1, 2, n = 1, 2$ の場合

$$f_{mn} = \frac{mn\pi C_{m1} V_t V_1}{L} \sin \left(\frac{2\pi}{L}x \right) \{ \cos(\omega_t - \omega_1)t + \cos(\omega_t + \omega_1)t \} \tag{2.14}$$

(2) $m \geq 3, n = 1, 2$ の場合

$$f_{mn} = -\frac{mn\pi C_{m1} V_t V_l}{2L} \left[\sin \left\{ (\omega_t + \omega_l)t + \frac{2\pi}{L}x \right\} + \sin \left\{ (\omega_t - \omega_l)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} \right] \quad (2.15)$$

(3) $m = 1, 2, n \geq 3$ の場合

$$f_{mn} = \frac{mn\pi C_{m1} V_t V_l}{2L} \left[\sin \left\{ (\omega_t + \omega_l)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} - \sin \left\{ (\omega_t - \omega_l)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} \right] \quad (2.16)$$

(4) $m \geq 3, n \geq 3$ の場合

$$f_{mn} = -\frac{mn\pi C_{m1} V_t V_l}{2L} \sin \left\{ (\omega_t - \omega_l)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} \quad (2.17)$$

(2.14) の場合、 $\sin \frac{2\pi}{L}x$ の項があるために変位 x の値によって推力が正弦波状に変化し、特定の位置でしか推力を発生できないためモータとして機能しないと考えられる。(2.15), (2.16) の場合には、推力式には二つの正弦波項が存在し、全体として二つの周波数成分が存在する。なお、移動子と固定子の双対性のため両者は置き換えが可能であり、 m と n , ω_t と ω_l を置き換え、 x の符号を反転させれば (2.15) と (2.16) は同じものを表している。一相のモータはこれまでに実現されていないものの、(2.15), (2.16) の結果より二相モータと同様の動作が可能であると思われるが、本論文では一相電極は扱わないものとする。(2.17) の場合には、一つの正弦波項のみが存在する。これは例えば、3 相 3 相 DEMED の場合、 $L = 3p$ (p は電極ピッチ) として、

$$f_{mn} = -\frac{3\pi C_{m1} V_t V_l}{2p} \sin \left\{ (\omega_t - \omega_l)t - \frac{2\pi}{3p}x \right\} \quad (2.18)$$

と表され、従来結果と一致する。なお、上記の (2.15)-(2.17) 式において m, n が分子にあるため、相数 m, n の値を大きくすると一見推力が増大するように見えるが、 C_{m1} が相数の増大に応じて減少するので、推力は増えるとは限らない。ただし、その減少度合いは相数に対して単純な変化とならないため、異なる相数のモータの推力振幅の単純な比較はできない。これらの結果により、任意の相数を持つ直接給電型モータの推力式がすべて得られた。移動子・固定子の相数が共に三相以上のときには相数によらず同様の特性となり、Fig. 2.3 で述べたように、従来通りの電圧分布進行波を用いた説明が成り立つと考えられる。これに対し上記推力式から、移動子・固定子のいずれかに三相未満の相数の電極が含まれている場合には異なる特性になることがわかる。そのため次章では、特に二相電極に注目してその特性を明らかにする。

2.3.3 二相電極の特性

前述の推力式により、二相電極の特性は三相以上の電極の場合と異なることがわかった。その特性について以下で考察する。

推力の二つの成分— 周波数和の成分と周波数差の成分—

前項で導出した (2.15), (2.16) から, 二相電極を持つモータには二つの正弦波成分が含まれており, ともに $\omega_t, \omega_l, \theta_x = \frac{2\pi x}{L}, t$ の関数となっていることがわかる. ここで電源電圧の周波数 ω_t, ω_l に着目すると, (2.15), (2.16) の第1項は両者の和 $\omega_t + \omega_l$ の関数であり, 第2項は両者の差 $\omega_t - \omega_l$ の関数となっている. 今後は便宜上, 前者を周波数和成分, 後者を周波数差成分と呼ぶことにする. 一方, 移動子・固定子双方に三相以上の電極を持つモータでは, (2.17) に示すように, 1つの正弦波成分 (周波数差成分) しか含まれていない.

この違いについて, Fig. 2.3 で示したように, 電極上の電圧分布波が進行波であるか定在波であるかという点から説明できる. n 相電極 ($n \geq 2$) に対して n 相電圧を印加すると, 電極上には時間変動する電圧分布が生じ, これは一つの電圧分布波が生じていると見なせる. この電圧分布波は, $n > 2$ のときは, Fig. 2.3(a) に示すように進行波となり, その速度 u は

$$u = L \frac{\omega}{2\pi} \quad (2.19)$$

となる. ただし, ω は電源周波数とする. 三相以上のモータでは移動子と固定子の双方に Fig. 2.3(a) のような進行電圧分布波が生じ, その相対的位置関係を維持するように2枚のフィルム間に静電気力が発生する. 一方, $n = 2$ のときは二相電極上の電圧分布波は Fig. 2.3(b) のように定在波となる. この定在波は, 数学的には互いに逆方向に進行し, もとの定在波の半分の大きさの振幅を持つような2つの進行波の重ね合わせとみなせ, それぞれの進行波の速度を u_{11}, u_{12} とすると, 進行方向を考慮して

$$u_{11} = L \frac{\omega}{2\pi} \quad (2.20)$$

$$u_{12} = -u_{11} \quad (2.21)$$

と表せる. このように, 移動子上の定在波電圧分布を二つの進行波電圧分布に分解して考えると, 固定子上の進行波電圧分布との相互作用は2種類考えられ, 例えば二相四相型を例に図示すると Fig. 2.6 のようなる. このように二相電極を持つ静電モータでは, 電圧分布波の相互作用が2つ生じるため, (2.15), (2.16) のように二つの推力項が生じる.

次にこのような二相電極を持つ静電モータの駆動特性とモータの速度について考える. 比較のため, 初めに相数が三相以上のモータの場合について考える. 一定の外力条件下においては, 推力は外力とつり合うために (2.17) の \sin 項の中が一定値となる. すなわち, 以下の関係式が成り立つ.

$$(\omega_t - \omega_l)t - \frac{2\pi}{L}x = \text{const.} \quad (2.22)$$

両辺を微分し, モータの速度 u_{mn} は次のように一定の速度となる.

$$u_{mn} = \frac{L}{2\pi}(\omega_t - \omega_l) \quad (2.23)$$

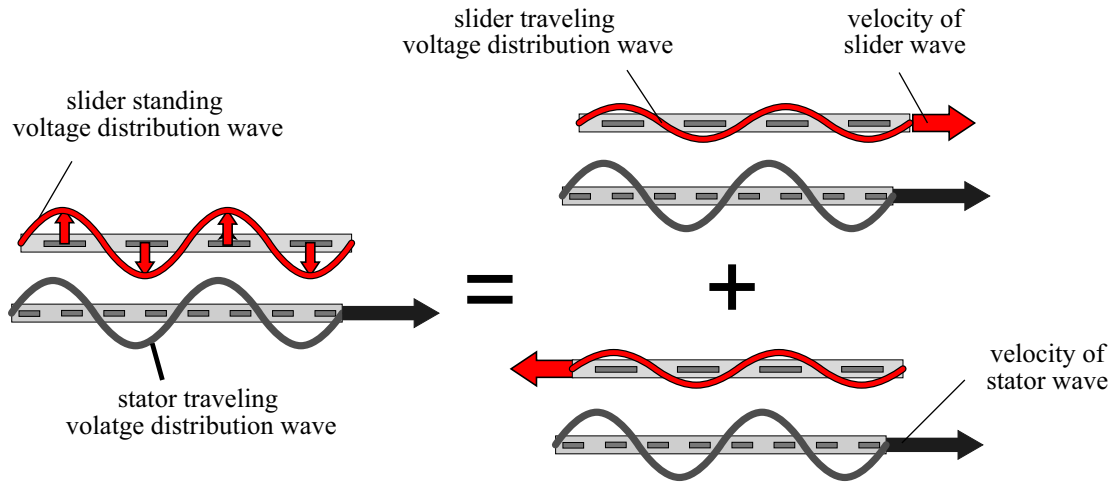


Fig.2.6 二相電極上に発生した電圧分布定在波の分解. 移動子上の電圧分布定在波は, 二つの電圧分布進行波の重ね合わせとみなされる.

この速度は同期速度と呼ばれる. 同期速度は, 電圧分布波の速度 $\frac{L}{2\pi}\omega_t$ と, 対向する電極上の電圧分布波の速度 $\frac{L}{2\pi}\omega_1$ の差に等しい.

二相電極を持つモータでは前述のように, 二相電極上の電圧分布定在波は (2.20), (2.21) で表される二つの電圧分布進行波に分解される. それぞれが対向する電極上の電圧分布進行波と相互作用し, 推力を発生させる. それぞれの場合において, 二相電極上の電圧分布波と対向する電極上の電圧分布波の相対速度は以下ようになる.

$$u_1 = 2p\frac{\omega_t}{\pi} - u_{11} = \frac{2p}{\pi}(\omega_t - \omega_1) \quad (2.24)$$

$$u_2 = 2p\frac{\omega_t}{\pi} - u_{12} = \frac{2p}{\pi}(\omega_t + \omega_1) \quad (2.25)$$

前者によって推力の周波数差成分, 後者によって推力の周波数和成分が生じていると考えられる. しかし移動子は, u_1, u_2 の双方に同時に追従することはできないので同期速度は一意に決まらず, 2つの推力は互いに移動子の運動を阻害する外乱として働くことが懸念される. この問題を回避するための駆動方法について次項で述べる.

二相電極を持つ DEMED の駆動方法と速度

前項までにおいて, 二相電極を持つ DEMED には2つの推力成分とそれによる2つの同期速度が存在し, 互いに外乱として働く可能性について述べた. これを避けるために片方の推力成分の影響を取り除くことを考える. 一方の影響を取り除くことができれば, 推力式は実質的に三相以上の電極を持つモータのものと変わらなくなり, 容易に同期速度を決定することができる.

ここでは, (2.15), (2.16) の推力和成分の影響を取り除く手法を提案する. 周期的な推力

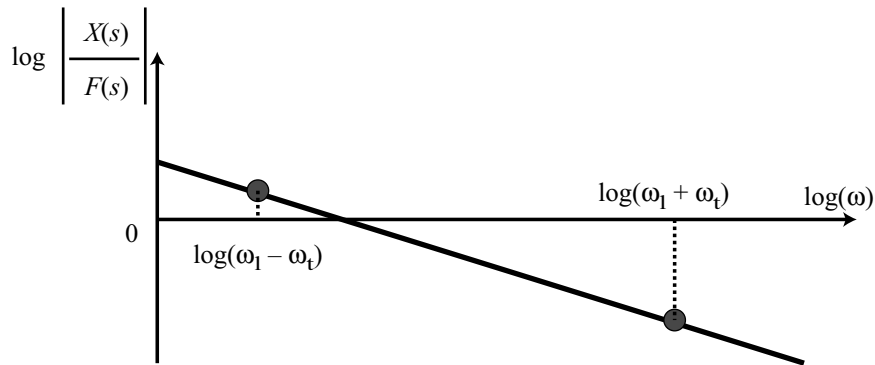


Fig.2.7 移動子の推力に対する機械的応答

$F(\omega)$ に対する変位 $X(\omega)$ の周波数応答は，運動方程式を考慮すると

$$\frac{X(\omega)}{F(\omega)} = \frac{1}{M\omega^2} \quad (2.26)$$

で表され，高周波になるに従って応答性が低下する．ただし， M を移動子の質量とする．そこで Fig. 2.7 に示すように，推力の周波数差成分と周波数和成分の周波数帯域を大きく引き離し，周波数和成分のみを応答性の悪い高周波領域に持って行くことで，周波数和成分の影響を実質的に消去する．駆動電圧の印加方法は2周波法とし，移動子・固定子のそれぞれに対し周波数の近い高周波電圧（例えば 999 Hz と 1000 Hz）を用いると，推力の周波数差成分は低周波数であるが推力の周波数和成分は非常に高周波数となる．モータは周波数和成分には追従できないため，推力式 (2.15)，(2.16) は共に，実質的に次式と同じ形式となる．

$$f_{mn} = \kappa_{\text{amp}} \sin \left\{ (\omega_t - \omega_1)t - \frac{2\pi}{L}x \right\} \quad (2.27)$$

ただし， κ_{amp} は振幅を表す係数である．すなわち，三相以上の電極のみで構成されるモータの式 (2.17) と比較して推力振幅は異なるものの，推力式の形式は周波数差成分のみをもつ同様の形式となる．この結果，モータ変位は周波数差成分のみによって決定され，(2.23) の導出と同じ方法によって同期速度は次のようになる．

$$u = \frac{L}{2\pi}(\omega_t - \omega_1) \quad (2.28)$$

この解析により，二相電極を持つ静電モータを，周波数が近い2つの高周波電圧で駆動すれば同期モータとしての駆動特性を得られることが示された．

このような高周波電圧による駆動は電極間の誘電損の増大といった問題点も考えられるが，電圧を比較的小型のトランスを用いて生成することが可能になり電源の小型化ができるために一概に不利であるとはいえない．

2.3.4 ここまでのまとめ

本節では、VITEM の駆動電極部分のみの特性の把握を目指し、 m 相 n 相 DEMED のモデルにより解析を行った。

Fig. 2.1 に示したように、VITEM は DEMED の移動子給電線に誘導用キャパシタを挿入したものとして捉えることができることが従来指摘されていた [46]。すなわち、VITEM の駆動電極特性を把握するためには、同じ電極構造を持つ DEMED の特性を解析すればよい。これまでの DEMED の研究では、移動子・固定子電極上に電圧分布の進行波が生じ、それらの相互作用によって駆動するとされていた。しかし、二相電極上には進行波は生じずに定在波となり、この点を踏まえた駆動原理については明らかとなっていなかった。

そのため本節では、二相電極を持つモータも含めて、 m 相 n 相 DEMED の推力特性の解析を行った。その結果、 $m, n > 2$ 以上のときには、従来の進行波による説明が成り立つことがわかった。また、二相電極を持つモータでは理論的には二種類の同期速度が生じることがわかり、それぞれは二相電極上の電圧分布の定在波を二つの進行波に分解することで、説明できることがわかった。二つの同期速度は同時には実現し得ないので互いに外乱要因となるが、周波数の近い高周波電圧を用いることで一方の同期速度を事実上無視することができ、残る他方の同期速度でモータを駆動し得ることがわかった。これにより、二相電極を含めた任意の相数を持つ駆動電極の特性と駆動方法が初めて示された。

次節以降では、Fig. 2.1 の考え方により、本節の m 相 n 相 DEMED のモデルに誘導用キャパシタを加えたモデルを構築し、 m 相 n 相 VITEM の電圧誘導特性、推力特性、駆動特性について議論を行なう。

2.4 m 相 n 相 VITEM の解析

前節までにおいて、DEMED の m 相 n 相一般化モデルを構築し、特に二相電極についてその駆動特性および駆動方法について議論を行った。本節ではこれを踏まえ、VITEM について m 相 n 相モデルに一般化してその特性の議論を行なう。また、VITEM の特性は、これまでは特定の電極構造、すなわち三相三相型で解析されていた [46]。従来の三相三相型での議論および前節における DEMED の議論を基に、 m 相 n 相 VITEM のモデルを提案し、理論式の導出を行なうとともに駆動特性を提示する。

2.4.1 m 相 n 相 VITEM の電極構造

本節では VITEM の電極相数の、 m 相 n 相への一般化を試みる。

一章において Fig. 1.1 に VITEM の概観の一例を示した。この例では二相四相電極構成

を用いていた [30, 50]. 移動子に二相駆動電極を持ち, その相数と等しい数の誘導電極が両フィルム内に配置され, 固定子には四相駆動電極が配置されていた.

この基本的な電極構造を踏まえ, これを m 相 n 相に拡張する. Figure 2.8 は, 移動子に m 相, 固定子に n 相の駆動電極を持つ一般化されたモータのモデルを表す. 相数 m と n は 1 より大きな任意の整数とする. ただし, 二相二相モータはモータとして駆動できないため, m と n は同時に 2 になることはないものとする. 固定子駆動電極のピッチを p とした場合, 移動子駆動電極ピッチは $\frac{np}{m}$ とする. これにより, 両方のフィルム中の電極の構造周期はともに np となる.

両方のフィルムはともに移動子駆動電極相数と等しい m 個の誘導電極を持つ. 移動子では, 駆動電極のそれぞれの相は対応する誘導電極の相に接続される. 固定子では, m 相と n 相の電源がそれぞれ誘導電極と駆動電極に接続される.

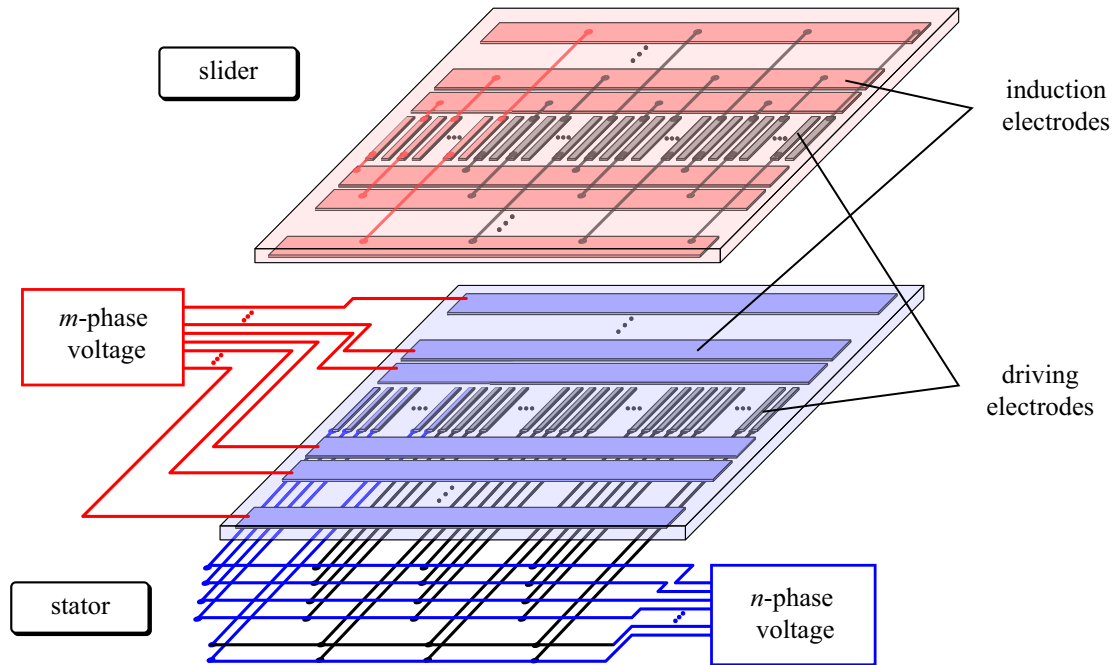
Fig. 2.9 に, 多相交流高電圧を印加したときの電位分布の例として, 二相四相型モータの例を二次元模式図上に示す. ただし, 図中の駆動電極と誘導電極部分はそれぞれの電極の断面を模式的に表しているが, 両者の空間的な配置は図解の便宜上, 実際の三次元構造の断面図とは違っている. 電極の接続関係は本来の関係を維持している. DEMED の場合と同様に, 両方の駆動電極上に正弦波状の電圧分布波が生じ, これらの相互作用によってモータは駆動する. また前述と同様に, m と n が 2 より大きいときには生じる電圧分布波は進行波となり, m と n が 2 であるときには定在波となる. そのため, 駆動特性や駆動手法について直接給電型である二相 DEMED と同様の議論が可能であると考えられる.

2.4.2 m 相 n 相 VITEM の誘導電圧と推力式

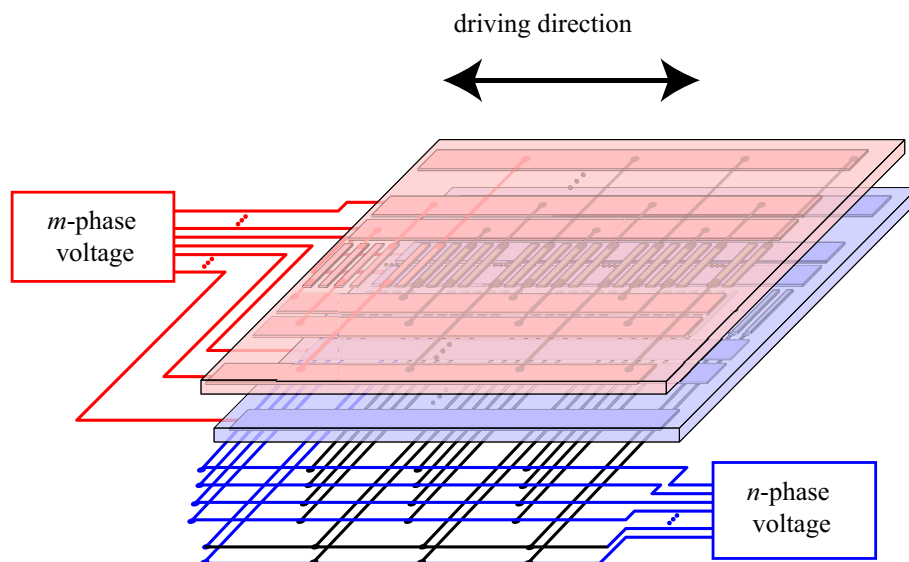
モデル化

はじめに, m 相 n 相 VITEM の誘導電圧と推力の解析を行う. 従来の解析と同様にキャパシタンスネットワークモデルを用いて解析を行う [46, 49]. Fig. 2.8 に示すような m 相移動子電極と n 相固定子電極を持つ一般化 VITEM は, $2m+n$ 端子キャパシタンスネットワークを用いて Fig. 2.10 のようにモデル化される. 移動子および固定子の各相はまとめられてそれぞれ一つの端子で表され, 全体としては, 固定子の駆動電極, 固定子の誘導電極, 移動子の一体化された誘導・駆動電極に対応した $2m+n$ 個の端子を持つ. 駆動電極および誘導電極の電極間関係はキャパシタンスによって表される. ただし, 電極間の絶縁性フィルムの誘電損, 表皮抵抗といった抵抗成分や, その他の誘導性負荷成分等は存在しないものと仮定している. また, ここではモデルの簡易化のために電極間の静電容量の有無について以下の 2 つの仮定を行なう.

1. 固定子誘導電極は対向する移動子誘導電極との間のみキャパシタンスを持ち, 固定子駆動電極および他の固定子誘導電極の間にはキャパシタンスは存在しない.



(a) slider and stator



(b) motor (stacked two films)

Fig.2.8 m 相 n 相 VITEM の概略図

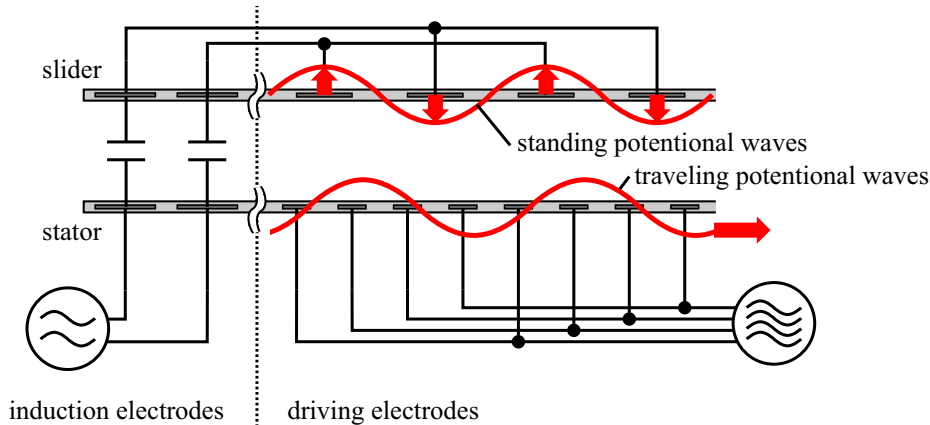


Fig.2.9 VITEM の駆動電極上に励起された電圧分布波の例 (二相四相型). 同一の空間波長を持つ 2 つの電圧分布が駆動電極上に誘起される.

2. 移動子の電極間には隣り合う電極間との間のみキャパシタンスが存在し, 2 つ以上離れた電極間にはキャパシタンスは存在しないものとする.

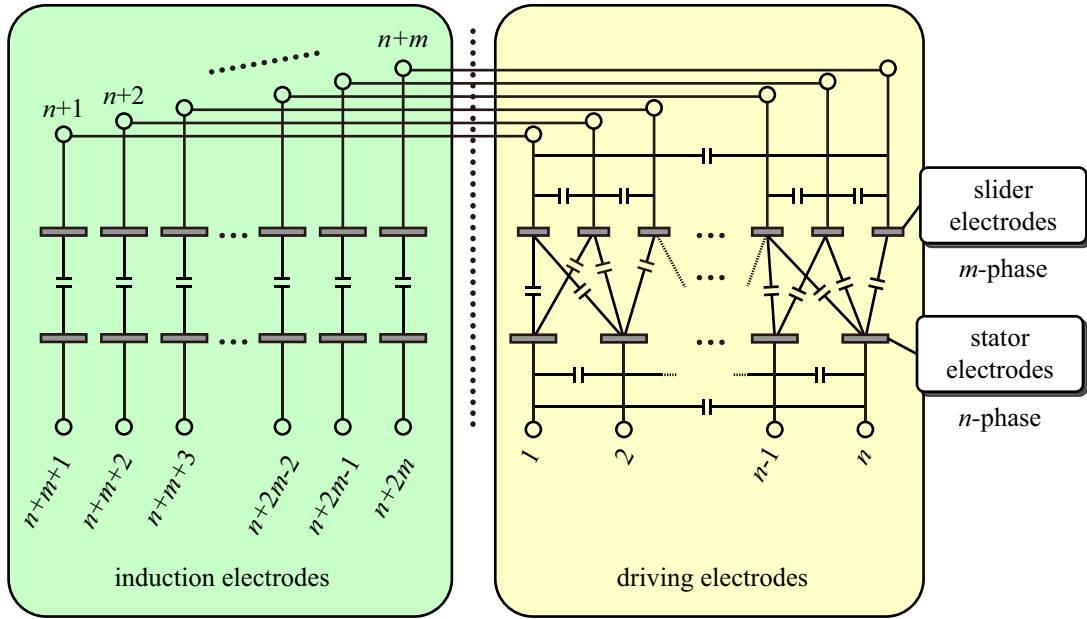
端子番号は, 1 から n までを固定子の駆動電極, $n+1$ から $n+m$ を移動子電極, $n+m+1$ から $n+2m$ を固定子誘導電極に割り振った. 移動子の駆動電極は誘導電極と接続されて一体となっているため, 各相の駆動電極と誘導電極は一つの電極であるとみなし, 同じ番号を割り当てた. また, これまでの三相モータにおける解析 [46] では固定子の駆動電極と誘導電極の番号は共有されていたが, 本論文の解析においては別々の番号を割り当てることにする. これは, 三相モータにおける解析 [46] では一周波法 [49] による駆動を想定しており, 固定子の駆動電極と誘導電極には同じ三相電源が接続されていたが, 本論文では二周波法 [49] を想定しており別々の電源が接続されるためである. 二周波法を想定したのは, 二周波法の部分集合が一周波法であり, 二周波法がどのような電極相数に対しても適用可能であるのに対し, 一周波法が電極相数によっては適用できないためである. 固定子誘導電極には m 相電源が接続され, 固定子駆動電極には n 相電源が接続される.

静電容量係数行列は $(2m+n) \times (2m+n)$ 行列で表すことができる. この行列では, i 行 j 列の静電容量係数 $C_{i,j}$ は, $i=j$ のときには自己キャパシタンス, $i \neq j$ のときには相互キャパシタンスを表す. すなわち, $i \neq j$ のときは, $-C_{i,j}$ は i 番目の電極と j 番目の電極間の静電容量を表す. (定義上, 静電容量係数行列の非対角成分は常にゼロ以下となる.)

誘導電極と駆動電極間に容量結合がないと仮定すると, 静電容量係数行列 $\mathbf{C}(\theta_x)$ は 2 つの部分行列に分けることができる.

$$\mathbf{C}(\theta_x) = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{C}_{\text{drv}}(\theta_x) & \mathbf{O}_{m+n,m} \\ \mathbf{O}_{m,m+n} & \mathbf{O}_m \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{O}_n & \mathbf{O}_{n,2m} \\ \mathbf{O}_{2m,n} & \mathbf{C}_{\text{ind}} \end{array} \right] \quad (2.29)$$

ここで \mathbf{C}_{drv} と \mathbf{C}_{ind} はそれぞれ, 駆動電極間の容量関係と誘導電極間の容量関係を独立に表している. \mathbf{C}_{drv} は DEMED のときの電極間関係 (2.1) と等しくなる. \mathbf{C}_{ind} は以下のように

Fig.2.10 m 相 n 相 VITEM のキャパシタンスネットワークモデル

表される.

$$\mathbf{C}_{\text{ind}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{ind.sub}} & | & -\mathbf{C}_{\text{ind.sub}} \\ \hline -\mathbf{C}_{\text{ind.sub}} & | & \mathbf{C}_{\text{ind.sub}} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

(* $2m \times 2m$ matrix)

ここで部分行列 $\mathbf{C}_{\text{ind.sub}}$ は以下のように表される.

$$\mathbf{C}_{\text{ind.sub}} = \begin{bmatrix} C_i & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_i & \ddots & 0 \\ \cdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_i \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

(* $m \times m$ matrix)

移動子電極に相当する $n+1$ から $n+m$ までの電極は、駆動電極の行列と誘導電極の行列の両方に現れることを注記する.

さらに前述のように、それぞれの固定子誘導電極は対向する移動子誘導電極との間だけに静電容量 (すなわち $C_{(n+j),(n+m+j)}$, $1 \leq j \leq m$) を持つと仮定し、隣り合う誘導電極間の静電容量等はゼロであると仮定する.

静電容量係数行列 $\mathbf{C}(\theta_x)$ によって、各電極上の電圧と電荷が関係付けられる. 各端子上的電圧と電荷をそれぞれ要素とする電圧ベクトル $\mathbf{V}_{\text{VITEM}}$ および電荷ベクトル $\mathbf{q}_{\text{VITEM}}$ を用いて、以下の関係式が成り立つ.

$$\mathbf{q}_{\text{VITEM}} = \mathbf{C}(\theta_x) \mathbf{V}_{\text{VITEM}} \quad (2.32)$$

電圧ベクトル $\mathbf{V}_{\text{VITEM}}$ は、次のように記述できる。

$$\mathbf{V}_{\text{VITEM}} = (v_{\text{st}}(1), \dots, v_{\text{st}}(n), V_{\text{ind}}(1), \dots, V_{\text{ind}}(m), v_{\text{sl}}(1), \dots, v_{\text{sl}}(m)) \quad (2.33)$$

ここで、固定子の i 番目の駆動電極と j 番目の誘導電極に対する印加電圧はそれぞれ以下のように表される。

$$v_{\text{st}}(i) = V_{\text{st}} \sin \left\{ \omega_{\text{st}} t - \frac{2(i-1)\pi}{n} \right\} \quad (2.34)$$

$$v_{\text{sl}}(j) = V_{\text{sl}} \sin \left\{ \omega_{\text{sl}} t - \frac{2(j-1)\pi}{m} + \phi \right\}. \quad (2.35)$$

移動子誘導電圧 $V_{\text{ind}}(j)$ ($1 \leq j \leq m$) は未知数とする。電荷ベクトル $\mathbf{q}_{\text{VITEM}}$ は以下のように表される。

$$\mathbf{q}_{\text{VITEM}} = (q_1, \dots, q_n, 0, \dots, 0, q(1+m+n), \dots, q(2m+n)) \quad (2.36)$$

移動子電極は電氣的に浮いた状態にあるので、これらの電極の電荷は初期状態と同じゼロのままとなり、他の電極上の電荷は未知数となる。

誘導電圧形式の仮定による誘導電圧解の導出

(2.32) を解くと、未知数であった電圧と電荷の解を得ることができる。しかし実際には、この方程式を一般的な場合に対して解くことは容易ではないため、本研究では計算を簡略化するために仮定を導入する。このモデルは線形回路で構成されているため、誘導電圧は $v_{\text{st}}(i)$ と $v_{\text{sl}}(j)$ に対応する 2 つの周波数成分をもつ必要があり、固定子と移動子の駆動電極間の幾何学的関係を考慮すると j 番目の移動子電極の誘導電圧として以下の形式を仮定できる。

$$V_{\text{ind}}(j) = A \sin \left\{ \omega_{\text{st}} t - \frac{2(j-1)\pi}{m} - \theta_x \right\} + B \sin \left\{ \omega_{\text{sl}} t - \frac{2(j-1)\pi}{m} \right\} \quad (2.37)$$

この仮定は三相三相の電極構造に対するこれまでの研究結果と矛盾しない。

(2.29), (2.33), (2.36), および (2.37) を (2.32) に代入すると、(2.37) の係数 A , B について以下の解を得られる。

$$\begin{aligned} A &= \frac{-2C_i V_{\text{sl}} \csc(\theta_x + \omega_{\text{sl}} t - \omega_{\text{st}} t) \sin(\phi) + nC_{\text{m1}} V_{\text{st}}}{2(C_i + C_{\text{sl}} - \delta C_1 \cos \frac{2\pi}{m})} \\ B &= \frac{C_i V_{\text{sl}} \csc(\theta_x + \omega_{\text{sl}} t - \omega_{\text{st}} t) \sin(\theta_x + \phi + \omega_{\text{sl}} t - \omega_{\text{st}} t)}{C_i + C_{\text{sl}} - \delta C_1 \cos \frac{2\pi}{m}}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

最後に、式 (2.38) を式 (2.37) に代入すると次の誘導電圧解を得られる。

$$V_{\text{ind}}(j) = \frac{2C_i V_{\text{sl}} \sin \left\{ \omega_{\text{sl}} t - \frac{2\pi(j-1)}{m} + \phi \right\} + nC_{\text{m1}} V_{\text{st}} \sin \left\{ \omega_{\text{st}} t - \frac{2\pi(j-1)}{m} - \theta_x \right\}}{2 \{ C_i + nC_{\text{m0}} + \delta C_1 (1 - \cos \frac{2\pi}{m}) \}} \quad (2.39)$$

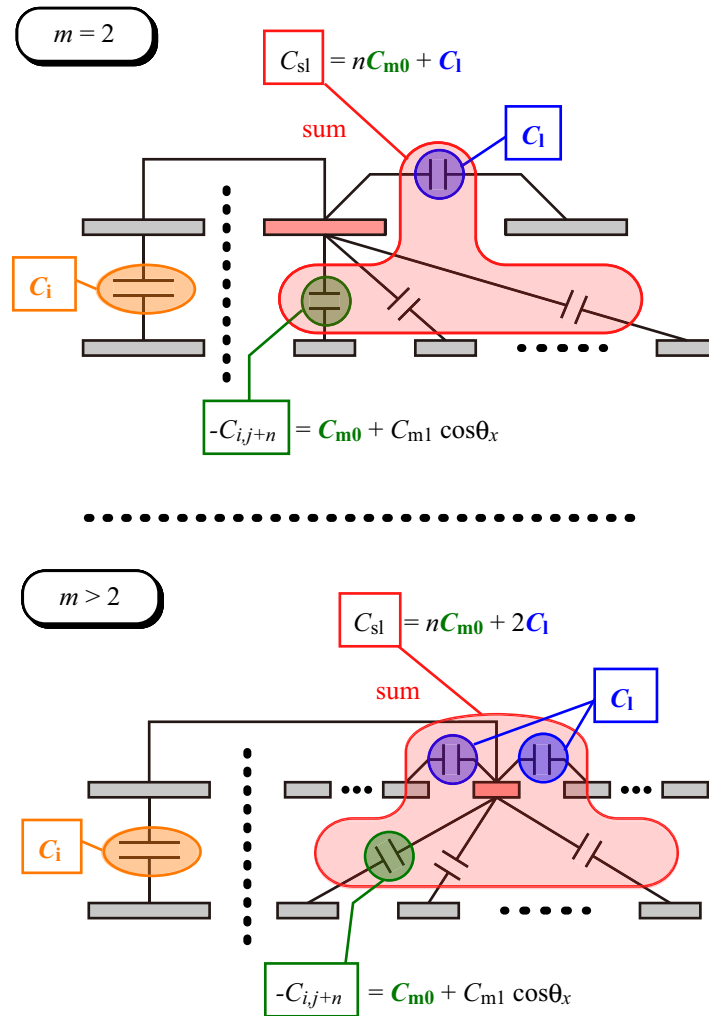


Fig.2.11 移動子電極に関する静電容量

ここでパラメータ δ は Fig. 2.11 に示すように、移動子の駆動電極において異なる相を持つ隣接電極の数を表し、 $m=2$ のとき $\delta=1$ 、 $m>2$ のとき $\delta=2$ となる。さらにここでは、静電容量係数の関係式 $C_{sl} = nC_{m0} + \delta C_1$ を用いている。(この関係式は静電容量係数行列の持つ特性から導かれており、すべての静電的な相互作用がシステム内で閉じていれば、静電容量係数行列のそれぞれの行または列の和は常にゼロになることを利用している。)

推力式の導出

得られた電圧式を用いると、推力式は仮想仕事の原理を用いて次の式から計算される。

$$f_{VITEM,mn} = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n v_t(i) \frac{\partial C_{i,j+n}}{\partial x} V_{ind}(j) \quad (2.40)$$

最終的に推力式は次のようになる。

[$m=2, n>2$ の場合,]

$$\begin{aligned}
f_{\text{VITEM},m=2,n>2} = & \frac{\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st}}{(C_i + n C_{m0} + 2C_1) p} \left[\sin \left\{ (\omega_{st} + \omega_{sl})t - \frac{2\pi x}{np} + \phi \right\} \right. \\
& + \sin \left\{ (\omega_{sl} - \omega_{st})t + \frac{2\pi x}{np} + \phi \right\} \\
& \left. + \frac{n C_{m1} V_{st}}{2 C_i V_{sl}} \sin \left(2\omega_{st}t - \frac{4\pi x}{np} \right) \right] \quad (2.41)
\end{aligned}$$

[$m > 2, n > 2$ の場合,]

$$f_{\text{VITEM},m>2,n>2} = \frac{m}{2} \frac{\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st} \sin \left\{ (\omega_{sl} - \omega_{st})t + \frac{2\pi x}{np} + \phi \right\}}{p \left\{ C_i + n C_{m0} + 2C_1 (1 - \cos \frac{2\pi}{m}) \right\}} \quad (2.42)$$

$n = 2$ における推力式は省略するが、これは $m = 2$ のときと同様の手法で容易に求めることができる。

2.4.3 二相電極の特性と同期速度

得られた推力式 (2.41) をみると、 $m = 2, n > 2$ の場合の推力には 3 つの周波数成分、すなわち周波数和、周波数差、二倍周波数成分が含まれていることがわかる。一方 (2.42) を見ると、 m と n の双方が 2 より大きいときには、推力式は一つの周波数成分だけを有する。これらには、2.3.3 項にて DEMED の二相電極について行なった議論と同様の考えを適用出来る。

初めに、 $m > 2, n > 2$ の場合を考える。一定の負荷状態において、負荷と釣り合うように推力は常に一定に保たれるため、(2.42) の正弦関数の位相は常に一定に保たれる。この条件により、同期速度は次のように得られる。

$$\frac{dx}{dt} = \frac{np}{2\pi} (\omega_{st} - \omega_{sl}) \quad (2.43)$$

二相電極の場合 ($m = 2, n > 2$) には、2.3.3 項で提案したように、周波数の近い 2 つの高周波電圧を用いる。それにより、周波数差成分 $\omega_{st} - \omega_{sl}$ を比較的小さな値に保ったまま、周波数和成分 $\omega_{st} + \omega_{sl}$ および二倍の周波数の成分 $2\omega_{st}$ を高い周波数に設定することができる。Fig. 2.7 に示すように高周波になるにつれてモータの応答性は低下するので、周波数和の成分と二倍の周波数の成分を持つ推力は実質的に無視することができ、周波数差の成分のみが残る。その結果推力式は

$$f_{\text{VITEM},m=2,n>2} = \frac{\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st}}{(C_i + n C_{m0} + 2C_1) p} \sin \left\{ (\omega_{sl} - \omega_{st})t + \frac{2\pi x}{np} + \phi \right\} \quad (2.44)$$

のようになり、同期速度は (2.43) と同じ式で得られる。

これまでの研究において二相四相静電誘導給電モータは同期駆動を実現されていた

が [30]. その駆動特性や駆動手法が十分に明らかとはなっていなかった. 本結果により, その駆動特性や高周波電圧を用いた駆動手法に理論的な基盤を与えた.

二相電極の推力式の三成分の定性的な意味合い

二相電極を持つモータの推力特性について, DEMED の場合には 2 つの周波数成分のみが含まれていたが, VITEM の場合には 3 つの周波数成分が含まれた. DEMED の場合は 2.3.3 項で記述したとおりである.

VITEM の場合には, 以下のように説明できる. VITEM では誘導電極を介して移動子上に電圧を発生させることを想定している. しかし実際には, 駆動電極を介しても移動子上に電圧が誘導される. (2.37) に示すように, 前者は固定子誘導電極に印加された電圧の周波数 ω_{sl} を持ち, 後者は固定子駆動電極に印加された電圧の周波数 ω_{st} を持つ. 移動子が二相電極の場合, 二相電極上にそれぞれ周波数 ω_{sl} , ω_{st} を持つ 2 つの定在波が生じ, それらを進行波に分解するとそれぞれ ω_{sl} , ω_{st} , $-\omega_{sl}$, $-\omega_{st}$ の周波数を持つ 4 つの進行波になる. このうち, ω_{st} の周波数を持つ進行波は, 固定子駆動電極上の進行波と同速度となり推力を生じない. よって, 残る 3 つの進行波との速度差により, $\omega_{sl} - \omega_{st}$, $\omega_{st} + \omega_{sl}$, $2\omega_{st}$ の 3 つの成分が生じていると考えられる.

2.4.4 移動子に関する静電容量の影響

$m = 2$ かつ高周波電圧を用いる場合と $m, n > 2$ 場合の両方において, 最大推力は (2.42) および (2.44) の正弦関数の位相が $\pi/2$ になるときに得られ, その大きさ f_{Amp} は以下のように表される.

$$f_{\text{Amp}} = \frac{m\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st}}{2p \{C_i + nC_{m0} + \delta C_i (1 - \cos \frac{2\pi}{m})\}} \quad (2.45)$$

ただし, $m = 2$ のときは, 周波数差成分のみの推力式を用いている点に注意する必要がある. これらの解析結果によって, 移動子内の静電容量 C_i と移動子-固定子間の静電容量 C_{m0} , C_{m1} が, モータ性能に重要な役割を持つことが示された. これは, C_{m1} のみモータ性能に影響を与えた DEMED の場合とは異なる結果であった. この点については, 4 章において詳しく検討する.

2.5 電流量と電力

ここでは, 代表的な例として二相四相 VITEM を用いて, 電流量と電力量の議論を行なう. 解析手法は, 本章の m 相 n 相 VITEM と同様にキャパシタンスネットワークを用いた手法とするため, その概要のみ記す. 解析対象は二相四相 VITEM ($m = 2, n = 4$) とし, 解析モデルは Fig. 2.12 に示すようなモデルとなる. また, 駆動電極と誘導電極間には静電容量は

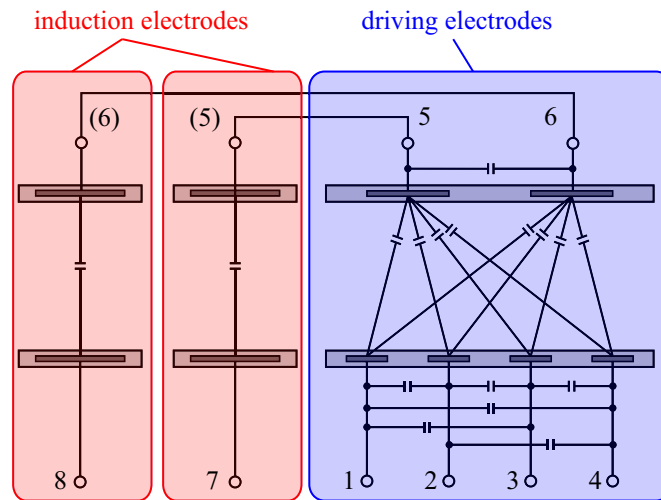


Fig.2.12 二相四相 VITEM のキャパシタンスネットワークモデル

存在しないものとする。静電容量係数行列 $\mathbf{C}_{TF}(\theta_x)$ は、 m 相 n 相静電容量係数行列 (2.29) において、 $m=2, n=4$ とおいたものとほぼ同様になるが、四相電極のうち、二つ離れた電極間の静電容量 (例えば端子 1 と端子 3 の間) はゼロとせずに、定数 C_{tb} とおいた。

2.5.1 静止状態における正弦波駆動による電流

ここでは初めに、移動子の位置は変化しない状態を考える。各端子の電圧、電荷を要素とする電圧ベクトル \mathbf{V}_{VITEM} 、電荷ベクトル \mathbf{q}_{VITEM} と、VITEM の静電容量係数行列の間にコンデンサの関係が成り立つ。

$$\mathbf{q}_{VITEM} = \mathbf{C}_{TF} \mathbf{V}_{VITEM} \quad (2.46)$$

また、モータの各端子を流れる電流は、 \mathbf{q}_{VITEM} を微分することにより以下のように得られる。

$$\mathbf{i} = \frac{d\mathbf{q}_{VITEM}}{dt} = \mathbf{C}_{TF} \frac{d\mathbf{V}_{VITEM}}{dt} \quad (2.47)$$

移動子電極上の電荷は外部から浮いた状態にあるために常に電荷はゼロ、すなわち $q_5 = 0, q_6 = 0$ となる。これらの条件から以下のように、固定子の四相電極 (端子 1) 上の電流 i_1

および固定子の二相電極 (端子 7) 上の電流 i_7 が求まる.

$$i_1 = \frac{1}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \left[V_{st}\omega_{st} \left[\left\{ (C_{st} + C_{tb})(C_i + 2C_1 + 4C_{m0}) - 2C_{m1}^2 \right\} \cos \omega_{st}t - 2C_{m1}^2 \cos \left(\frac{\pi x}{p} - \omega_{st}t \right) \right] - 2C_i C_{m1} V_{sl} \omega_{sl} \cos \frac{\pi x}{2p} \cos(\omega_{sl}t + \phi) \right] \quad (2.48)$$

$$i_7 = \frac{2C_i \left\{ -C_{m1} V_{st} \omega_{st} \cos \left(\frac{\pi x}{2p} - \omega_{st}t \right) + V_{sl} \omega_{sl} (C_1 + 2C_{m0}) \cos(\omega_{sl}t + \phi) \right\}}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \quad (2.49)$$

i_1 , i_7 のそれぞれにおいて, 四相電源周波数 ω_{st} を持つ項および二相電源周波数 ω_{sl} を持つ項が存在していることが確認できる. また, それぞれの項は振幅係数に ω_{st} または ω_{sl} が掛け合わされており, 電源周波数の増加にともない電流量が増加することがわかる

電流量の理論値

(2.48), (2.49) に対し, 実際の二相四相 VITEM(後述の Fig. 4.11 のもの) の測定から得られた以下のパラメータを用いて, 電流の理論値の定量化を行なった.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{st} = 523.1 \text{ pF} \\ C_{tb} = 61.6 \text{ pF} \\ C_{sl} = 302.7 \text{ pF} \\ C_1 = 98.9 \text{ pF} \\ C_i = 576.5 \text{ pF} \\ C_{m0} = 51.8 \text{ pF} \\ C_{m1} = 39.6 \text{ pF} \\ V_{sl} = 1000 \text{ V} \\ V_{st} = 1000 \text{ V} \\ p = 200 \text{ } \mu\text{m} \end{array} \right. \quad (2.50)$$

Fig. 2.13 は高周波正弦波駆動を想定し, 四相電源周波数を 1000 Hz, 二相電源周波数を 1010 Hz とし, 電圧振幅を共に 1 kV_{0-p} としたときの, 固定子四相電極 (端子 1) および固定子二相電極 (端子 7) に流れる電流をプロットしたものである. 移動子位置に対してわずかに振幅が変動するものの, とともに数 mA の振幅値を持つことがわかる. 電流の最大値は, 端子 1 では 3.9 mA, 端子 7 では 1.8 mA であった. Fig. 2.14 にそれぞれの電流値の周波数特性を示す. 静電モータは容量性負荷であり, 印加電圧の周波数に比例してモータの各端子に流れる電流が増加していることがわかる. 二相電極をもつモータでは数 100 Hz から数 1000 Hz 前後の高周波電圧を用いるの必要があり, Fig. 4.11 のモータ (固定子電極サイズ $1.2 \times 10^{-2} \text{ m}^2$) で mA オーダの電流が流れる. これは単位面積当たりに換算すると数 100 mA/m^2 の電流となる.

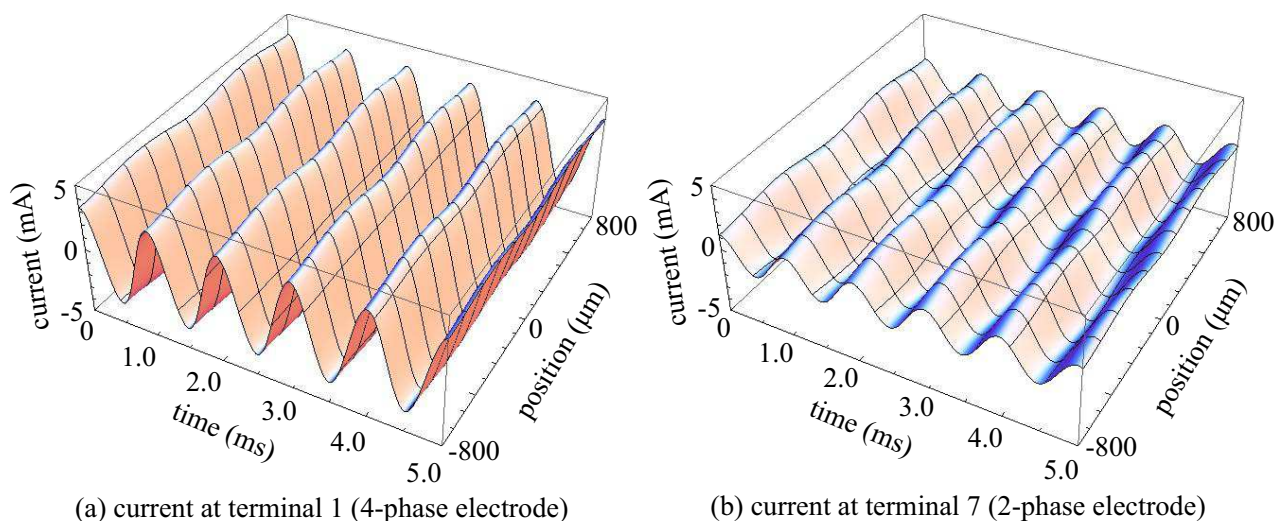


Fig.2.13 正弦波電圧（四相電圧周波数：1000 Hz，二相電圧周波数：1010 Hz）による電流の時間変動の理論値。(a) 端子1（四相電極），(b) 端子7（二相電極．電圧振幅は二相・四相ともに 1 kV_{0-p} とする．)

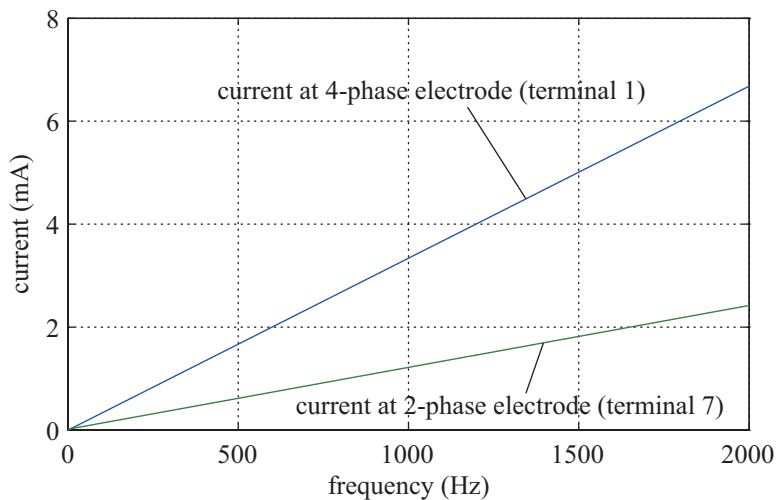


Fig.2.14 正弦波電圧を印加時の，電流の周波数特性（二相電極．電圧振幅は二相・四相ともに 1 kV_{0-p} とする．横軸の周波数は四相電圧の周波数であり，二相電圧の周波数は常に四相電圧より 10 Hz 大きい値を取るものとした．また，移動子位置は $x=0$ の位置にあるものとする．)

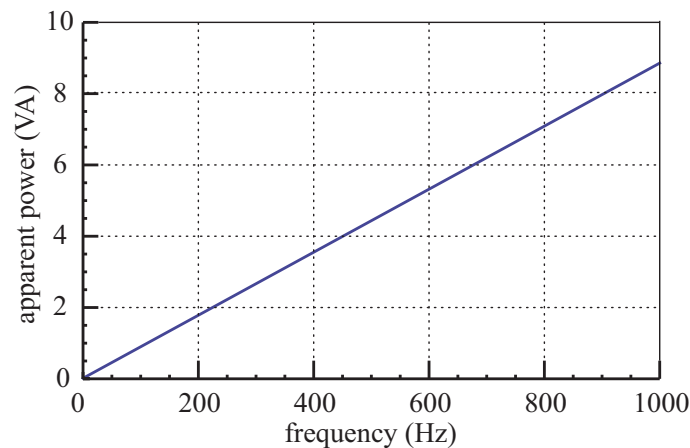


Fig.2.15 正弦波電圧の印加時における皮相電力

電力の理論値

本モデルはキャパシタンスのみで VITEM を表現しているため、静止状態において有効電力はゼロとなる。VITEM に流れる電流およびそのときの印加電圧の実効値から、皮相電力を算出した結果を Fig. 2.15 に示す。電圧振幅は二相・四相共に 1 kV_{0-p} とし、二相電圧の周波数は四相電圧の周波数よりも常に 10 Hz 大きな値を取るものとする。横軸の周波数は四相電圧の周波数を表している。電力量は周波数の増加に比例して上昇し、数 100 Hz 前後の高周波駆動においては、Fig. 4.11 のモータ (固定子電極サイズ $1.2 \times 10^{-2} \text{ m}^2$ で 10 VA 弱、単位面積当たりでは数 100 VA/m^2 の値を取るものと考えられる。

2.5.2 駆動状態における正弦波駆動による誘導電圧と電流

モータが周波数差成分の推力で同期駆動をおこなっている場合の電力について議論を行なう。

誘導電圧と電流

同期状態を仮定し、モータの変位 x を以下のように設定する。

$$x = \frac{2p(\omega_{st} - \omega_{sl})t}{\pi} \quad (2.51)$$

この場合も、各端子の電圧、電荷を要素とする電圧ベクトル \mathbf{V} 、電荷ベクトル \mathbf{Q} と、VITEM の静電容量係数行列の間に、次のコンデンサの関係が成り立つ。

$$\mathbf{q}_{\text{VITEM}} = \mathbf{C}_{\text{TF}} \mathbf{V}_{\text{VITEM}} \quad (2.52)$$

ただし、モータは (2.51) で定義したように同期駆動を行ない、時間とともに変位が変化するため、それに応じて電極端子間の静電容量も変化をする。すなわち、静電容量の時間変化

$\frac{dC_{TF}}{dt}$ がゼロで無いために、モータの各端子の電流を要素とする電流ベクトル \mathbf{i}_{sync} は以下のように定義される.

$$\mathbf{i}_{sync} = \frac{d\mathbf{q}_{VITEM}}{dt} = \frac{dC_{TF}}{dt} \mathbf{V}_{VITEM} + C_{TF} \frac{d\mathbf{V}_{VITEM}}{dt} \quad (2.53)$$

(2.52), (2.53) により、モータが同期駆動を行なっているときの誘導電圧 V_{5sync} (端子 5), V_{6sync} (端子 6) および、四相電極 (端子 1) の電流 i_{1sync} , 二相電極 (端子 7) の電流 i_{7sync} が以下のように求まる. 他の電極端子の電流式も同時に求まるが、ここでは記述が冗長となるため省略する.

$$V_{5sync} = \frac{C_i V_{sl} \sin(\omega_{sl} t + \phi) + 2C_{m1} V_{st} \sin \omega_{sl} t}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \quad (2.54)$$

$$V_{6sync} = -V_{5sync} \quad (2.55)$$

$$i_{1sync} = \frac{1}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \left[\begin{aligned} & V_{st} \omega_{st} \cos \omega_{st} t \{ (C_{st} + C_{tb})(C_i + 2C_1 + 4C_{m0}) - 2C_{m1}^2 \} \\ & + C_i C_{m1} V_{sl} \{ (\omega_{st} - 2\omega_{sl}) \cos(2\omega_{sl} t - \omega_{st} t + \phi) - \omega_{st} \cos(\omega_{st} t + \phi) \} \\ & + 2C_{m1}^2 V_{st} (\omega_{st} - 2\omega_{sl}) \cos(2\omega_{sl} - \omega_{st}) t \end{aligned} \right] \quad (2.56)$$

$$i_{7sync} = \frac{2C_i \omega_{sl} \{ V_{sl} (C_i + 2C_{m0}) \cos(\omega_{sl} t + \phi) - C_{m1} V_{st} \cos \omega_{sl} t \}}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \quad (2.57)$$

同期駆動時の電力

モータの同期駆動時の電力 \mathbf{W} は、電流ベクトル \mathbf{i}_{sync} と電圧ベクトル \mathbf{V}_{VITEM} から以下のように求められる.

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \int_0^1 \mathbf{i}_{sync} \mathbf{V}_{VITEM} dt \\ &= \frac{1}{\omega_{sl} (C_i + 2C_1 + 4C_{m0})} \left[\begin{aligned} & 2 \sin \omega_{sl} \left[C_i V_{sl} \left\{ V_{sl} \omega_{sl} (C_i + 2C_{m0}) \sin(\omega_{sl} + 2\phi) + C_{m1} V_{st} (\omega_{st} - 3\omega_{sl}) \sin(\omega_{sl} + \phi) \right\} \right. \\ & \left. - 2C_{m1}^2 V_{st}^2 (2\omega_{sl} - \omega_{st}) \sin \omega_{sl} \right] \\ & \left. - 2C_i C_{m1} V_{sl} V_{st} \omega_{sl} (\omega_{sl} - \omega_{st}) \sin \phi \right] \end{aligned} \quad (2.58) \end{aligned}$$

モータの変位は (2.51) で示したように $t = 0, x = 0$ を初期値とする同期駆動としており、そのときの推力は二相電圧と四相電圧の位相差 ϕ の値によって変化する. ただし、推力とつり合う外力が常に存在し、同期状態が維持されるものとする. Fig. 2.16(a) に、電圧位

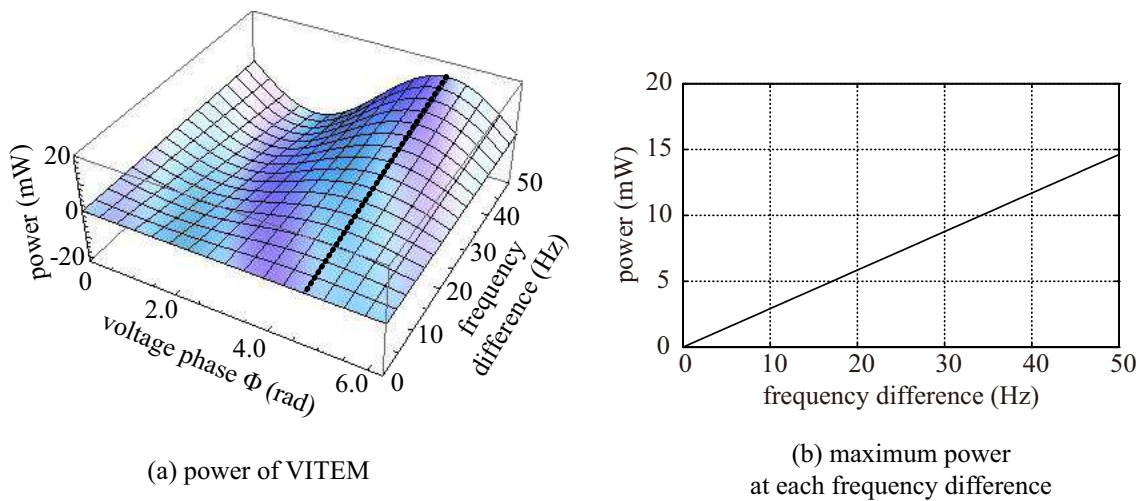


Fig.2.16 二相四相 VITEM の正弦波電圧による駆動時の有効電力. ただし, ここでは誘電損や摩擦等の損失は除外しており, 有効電力と機械的出力が一致するものと仮定している.

相差 ϕ および, 周波数差 $f_{sl} - f_{st}$ に対して有効電力をプロットしたものを示す. ただし, $f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{2\pi}, f_{st} = \frac{\omega_{st}}{2\pi}$ である. Fig. 2.16(a) に太線で示したように, 電圧位相差 $\phi = \frac{3\pi}{2}$ のときに推力は最大となり, 有効電力も最大となる. 推力最大となる Fig. 2.16(a) の太線部を, 周波数差に対してプロットしたものを Fig. 2.16(b) に示す. 周波数差 $f_{sl} - f_{st}$ に比例して有効電力が上昇していることがわかる. これは同期状態においてモータには, 周波数差 $f_{sl} - f_{st}$ に比例した速度が生じ, 速度に比例して有効電力が上昇することによる. 本モータ (Fig. 4.11 のモータ) の条件においてはモータ速度 $v = 0.8(f_{st} - f_{sl})$ であり, 速度 24~ 32 mm/s (すなわち周波数差 30~ 40 Hz) において, 理想的には 10 mW 前後の出力が得られることがわかった. ただしここでは, 誘電損や摩擦などの損失を無視し有効電力と機械的出力が一致すると仮定しており, これらの損失については今後の検討を要する.

2.6 本章のまとめ

本章では, VITEM に対し, 異なる相数のモータを統一的に記述し様々な相数のモータ間の比較を容易にすべく, 電極相数を任意相 (m 相 n 相) に一般化したときの特性を理論的に解析した.

はじめに任意相 (m 相 n 相) の駆動電極の特性を明らかにするために, 誘導電極部分を除外し, 直接給電型の m 相 n 相 DEMED のモデル化を行った. 得られたモデルから任意相の DEMED の推力特性を導出し, 移動子・固定子の双方に三相以上の電極を保つ場合には, 推力式に一つの周波数成分しか含まれないのに対し, 二相電極が存在する場合には推力式に二つの周波数成分が含まれることを示した. この要因として, 三相以上の電極上では電圧分布

波が進行波となり，従来の説明どおり二つの進行波によるモータの動作が説明されるのに対し，二相電極上の電圧分布波が定在波になる点を指摘した．さらに，定在波を2つの進行波に分解して考えることで推力に二つの成分が現れることを指摘した．また，二つの周波数成分の大きさに着目し，周波数の近い2つの高周波電圧を使用すれば一方の推力成分を減衰させることが可能であり，他方の推力成分により，三相以上のモータと同様に同期駆動が可能であることを理論的に示した．

次に，誘導電極部分をモータモデルに組み込むことで，任意の電極相数を持つ m 相 n 相 VITEM のキャパシタンスネットワークモデルを導出し，それに基づく回路方程式を提示した．回路方程式は $2m+n$ の連立方程式となるため単純な手法で解を求めることは困難であるが，キャパシタンスネットワークモデルの線形性とモータ構造の周期性に着目し誘導電圧解の形式を限定することで，求解可能であることを示した．得られた誘導電圧解を用いて推力解を得た．移動子・固定子双方が三相以上の場合には推力に一つの周波数成分しか含まれなかったが，移動子電極が二相電極の場合には3つの周波数成分が現れることを指摘した．この要因について，誘導電圧には誘導電極経由のもの他に駆動電極経由の誘導電圧が含まれており，それぞれが二相電極上で定在波になるが，それぞれを分解すると全部で4つの進行波が現れ，そのうち固定子駆動電極上の進行波と速度が異なる3つの進行波が推力を生み出すためであることを明らかにした．さらに DEMED の場合と同様に，周波数の近い高周波電圧を用いることで3つの推力成分のうち2つを実質的に除去可能であり，残る1つの推力成分を用いて同期駆動が可能であることを明らかにした．また，これらの解析結果によって，移動子内の静電容量 C_1 と移動子-固定子間の静電容量 C_{m0}, C_{m1} が，モータ性能に重要な役割を持つことが示された．これは， C_{m1} のみモータ性能に影響を与えた DEMED の場合とは異なる結果であった．

これらにより，任意相数 (m 相 n 相) を持つ VITEM 全体を統一的に扱う理論が得られ，モータの駆動特性が明確に示されるとともに，これまでに実験的には駆動が実現されているにもかかわらず駆動原理が不明確であった二相電極の特性について明らかにした．また，この相数が一般化された理論式の導出によって，異なる電極相数のモータ間の比較が容易となった．

本章の一部について，著作権は以下に属する．

Portions of this chapter are ©2007 IEEE. Reprinted, with permission, from N. Yamashita, A. Yamamoto, M. Gondo, T. Higuchi, "Evaluation of an Electrostatic Film Motor Driven by Two-Four-Phase AC Voltage and Electrostatic Induction", Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 1572-1577, 2007/4, DOI: 10.1109/ROBOT.2007.363548

©2007 Elsevier. from N. Yamashita, Z. G. Zhang, A. Yamamoto, M. Gondo and T. Higuchi, “Voltage-induction type electrostatic film motor driven by two- to four-phase ac voltage and electrostatic induction”, *Sensors and Actuators A: Physical* , Vol. 140, No. 2 , pp. 239-250 (2007/11), DOI: 10.1016/j.sna.2007.07.007

©2013 JSME. from N. Yamashita, A. Yamamoto, T. Higuchi, “Effects of Electrode Configuration for Performances of Voltage-Induction-Type Electrostatic Motors”, *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, vol. 7, issue 3, pp. 333-347 (2013), DOI: 10.1299/jamdsm.7.333

第3章

VITEMの二相電極特性の実験的検証

3.1 緒言

2章で、VITEMの特性について理論を構築した。ここで移動子・固定子双方に三相以上の電極をもつ場合と、二相電極を持つ場合では推力特性が異なることが明らかとなった。三相以上の電極を持つモータでは推力特性はこれまで知られている直接給電型のモータと同様であり、さらにこれまでに駆動特性の検証が行われている [46]。それに対し二相電極を持つ場合では駆動は確認されていたものの [30]、理論的な背景は2章での結果により初めて明らかとなった。

本章ではその二相電極を持つモータに着目し、前章で得られたその駆動理論について実験的検証を通して裏付けを与えることを目的とする。実証には、二相四相 VITEM を用いる。

初めに、二相電極の特性を明確にするために、誘導電極を用いずに直接給電型のモータで検証を行なう。まず、電極間の静電容量測定によりモータモデルの妥当性を示す。次に、2章で示した高周波電圧による駆動方法の妥当性を実証するために、低周波電圧と高周波電圧のそれぞれを用いて推力の測定を行なう。さらに、高周波駆動によるモータの変位を測定し、推力の周波数差成分による理論通りの同期駆動が得られることを確認する。また、モータ変位に残る振動成分を検証し、これが推力の周波数和成分に由来するものであることを示し、印加電圧周波数を上昇させることにより振動を抑制できることを示す。

次に、誘導電極を加えた静電誘導給電型のモータを用いて、誘導電極を加えた場合にも直接給電の場合と同様の駆動手法が可能であることを検証する。高周波駆動により周波数和成分および周波数二倍の成分が減衰し、周波数差成分の推力特性が得られることを確認する。さらにモータの変位測定を行ない、理論通りの速度での同期駆動が可能であることを示す。

これらの実験を通して、二相電極を持つモータの駆動特性についての理論を実証する。

3.2 DEMED を用いた二相電極特性の検証

前章における解析の正当性を確認するため、二相四相 DEMED の推力測定および変位測定実験を行う。推力測定実験は、低周波駆動電圧と高周波駆動電圧の 2 つの条件下で、移動子をロードセルに固定した状態で行う。低周波電圧を印加することで推力の周波数差成分と周波数和成分が発生することを確認し、高周波電圧を印加することで周波数和成分の影響を取り除けることを確認する。次に、移動子の固定を外し、高周波電圧印加時のモータ変位の測定を行う。得られた実験値に基づき、モータの駆動特性の検証およびモータ速度の理論値との比較を行う。

3.2.1 二相四相 DEMED の推力の解析式

二相四相 DEMED の推力の解析式 f_{24} は、前章の (2.16) で $m = 2, n = 4, L = 4p$ とすることにより以下のように得られる。

$$f_{24} = \frac{\pi C_{m1}}{p} V_1 V_t \{ \sin(\omega_1 t + \omega_2 t - \theta_x) + \sin(\omega_1 t - \omega_2 t + \theta_x) \} \quad (3.1)$$

ただし、 θ_x は移動子位置の電気角表記であり、 $\theta_x = \frac{2\pi}{L} x$ である。また、高周波駆動時には前章での議論により周波数差成分のみが残り、周波数和成分が減衰すると考えられるため、推力式は以下ようになる。

$$f_{24} = \frac{\pi C_{m1}}{p} V_1 V_t \sin(\omega_1 t - \omega_2 t + \theta_x) \quad (3.2)$$

3.2.2 電極フィルム構成

測定に用いる固定子フィルム・移動子フィルムを Fig. 3.1 に示す。電極部分のサイズは、両フィルムとも縦 30 mm、横 46 mm であり、電極ピッチは固定子が 0.2 mm、移動子が 0.4 mm である。

3.2.3 静電容量測定

電極フィルムの電極間の静電容量測定を行った。静電容量測定時の両フィルムの位置決めには、後述 (Fig. 3.4, Fig. 3.5) の推力測定装置を用いる。これは、静電容量測定と推力測定を同条件で行うためである。固定子は Z 軸ステージに固定され、移動子はアクリル板とロードセル (ZPS-DPU-5N, IMADA CO.,LTD.) を介して XY ステージ上に固定される。X ステージを 20 μm ずつ移動させながら静電容量を測定した。静電容量測定には、インピー

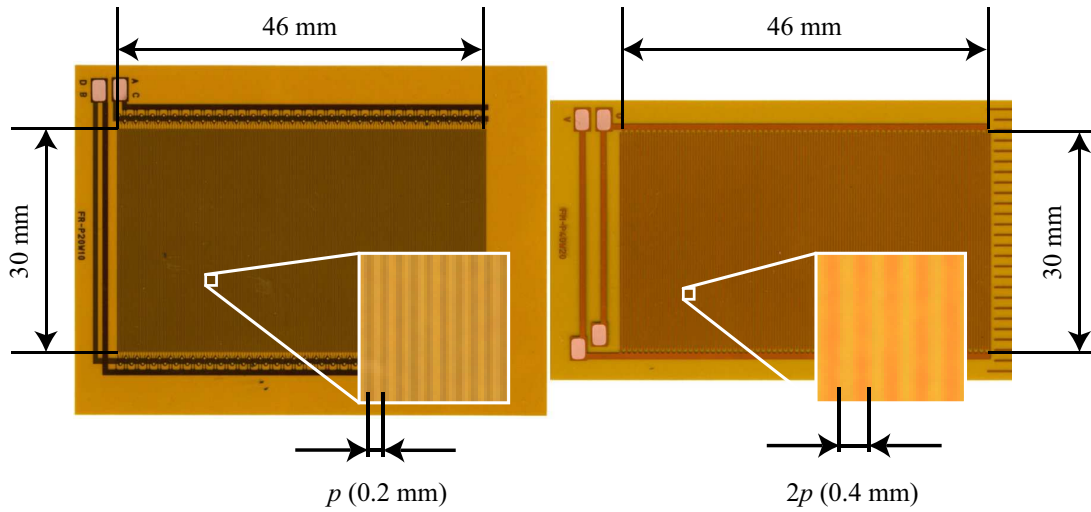


Fig.3.1 固定子(左)と移動子(右)フィルム. 両フィルムとも平行電極を内包しており, 電極ピッチは固定子が 0.2 mm, 移動子が 0.4 mm である.

ダンスアナライザ (4294A, Agilent Technologies, Inc.) を使用した. また, アナライザの測定周波数は 1000 Hz とした.

測定した静電容量係数を Fig. 3.2(a), (b), (c) に示す. なお, アナライザの接続方法および測定された静電容量から静電容量係数への換算は, [49] の手法を用いた. また, 各静電容量係数の添字は Fig. 2.4 で $m = 2, n = 4$ としたときの端子番号と対応している. Fig. 3.2(a) の静電容量係数行列の対角成分は, 移動子の位置変化に対して振幅約 2 pF 程度の周期的な変動を示しており, その周期はモータ電極構造の 1 周期 (800 μm) に対して 2 周期である. ただし, この振動振幅は静電容量係数の直流成分の大きさに対して非常に小さいため解析上ではこれを無視し, 静電容量係数の対角成分は定数であると考えられる. Fig. 3.2(b) は静電容量係数行列の非対角成分のうち, 同じフィルム内の電極同士のもの示している. またこれらの中から, 移動子電極同士による成分のみをスケールを拡大して Fig. 3.3 に示す. 拡大すると, これらも移動子位置変動の 1 周期に対して 2 周期の変動をしていることが確認できるが, その振幅値は直流成分に対して小さいため無視できると考えられる. Fig. 3.2(c) は静電容量係数行列の非対角成分のうち, 移動子-固定子電極間のもの示している. これらは, 移動子位置変動 1 周期に対して 1 周期の変動をしており, 振幅値も約 20 pF と先ほどのものと比較して大きい. C_{25} に若干の Y 軸方向へのオフセットが見られるものの, 全体では X 軸方向に 200 μm ずつ, すなわち電気角で $\pi/2$ (rad) ずつの位相差を持つ 4 種類の波形が確認できる. 移動子フィルムを移動させると, 二相電極と四相電極の空間的配置は 200 μm ごとに同じ位置関係を繰り返し, これは先ほどの静電容量の変化に一致する. 2 周期以上の変動はほとんどみられないため, 解析上では (2.5) に示したように「直流成分 + 1 周期成分」で近似する.

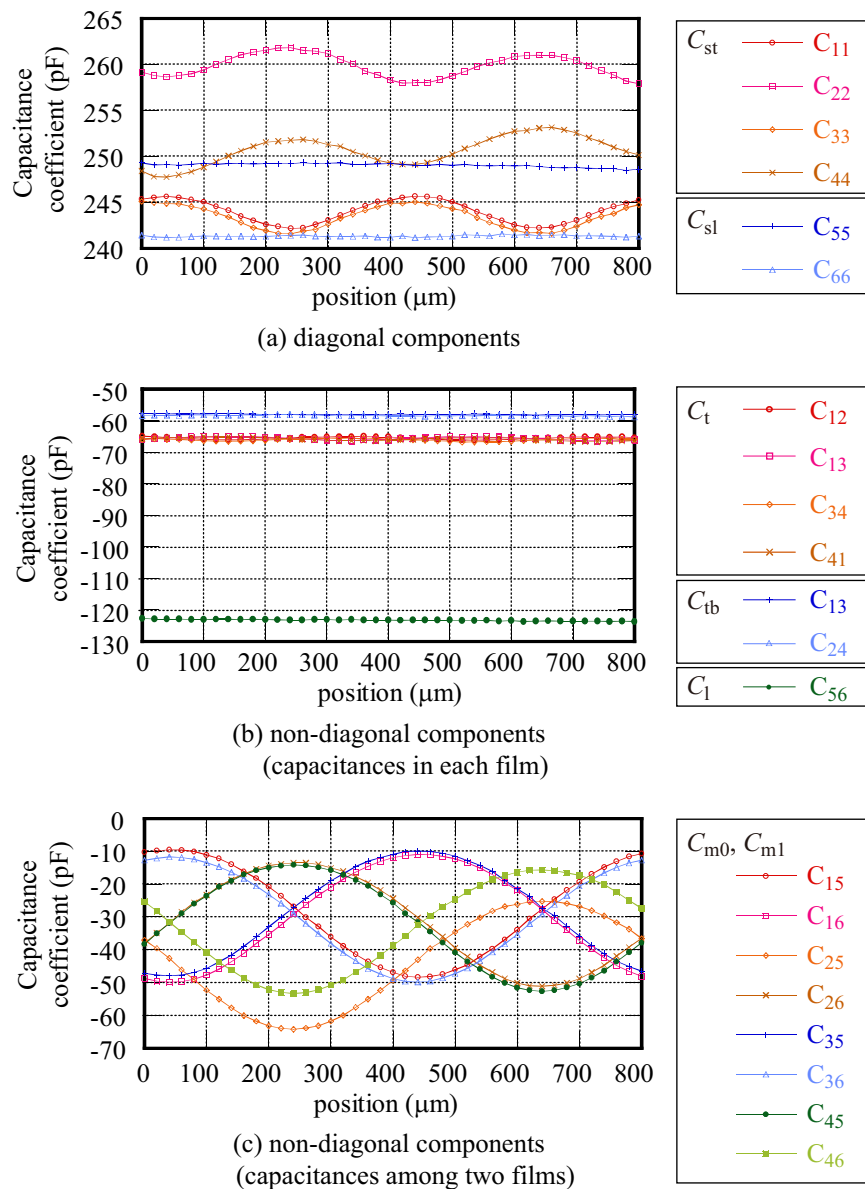


Fig.3.2 二相四相 DEMED の静電容量係数. (a) 自己キャパシタンス (対角成分). (b) 各フィルム内の電極間の静電容量係数 (非対角成分). (c) 移動子と固定子の電極間の静電容量係数 (非対角成分).

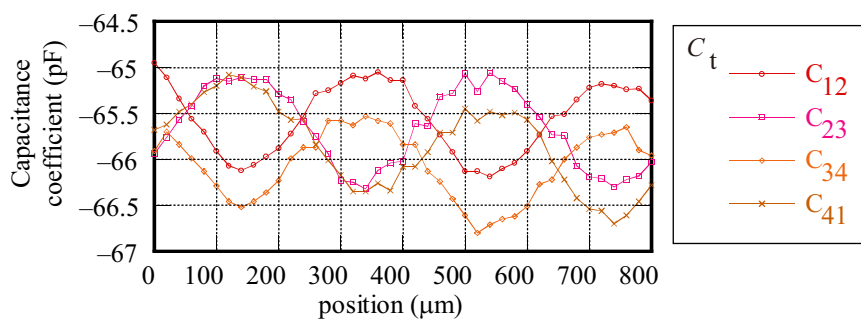


Fig.3.3 移動子内の電極間の静電容量係数 (非対角成分) の拡大表示

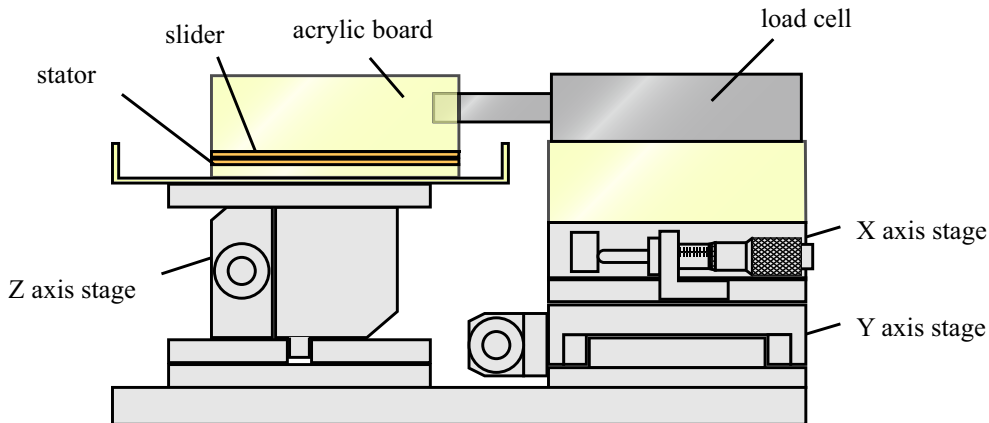


Fig.3.4 推力測定用実験装置

3.2.4 低周波数電圧による二相四相 DEMED の推力測定実験

推力測定には、Fig. 3.1 の移動子・固定子フィルムを用いた。初めに、推力の周波数差成分と周波数和成分が生じることを実際に確認するため、低周波電圧による推力測定を行う。Fig. 3.4 に推力測定装置の概略図、Fig. 3.5 にその写真を示す。Z 軸ステージ上にアクリルケースとアクリル薄板を配置し、その上に固定子を接着して固定している。移動子はロードセル (ZPS-DPU-5N, IMADA CO.,LTD.) に接続されたアクリル板の下部に接着され、固定子上に配置されている。Z 軸ステージは移動子と固定子の密着状態を調整するために用い、X、Y 軸ステージは移動子と固定子の相対的位置関係を調整するために用いる。この推力測定装置では、実際のモータ駆動状態とは異なり、移動子の位置が変化しないことに注意する必要がある。Fig. 3.6 に低周波駆動電圧生成用の実験装置構成を示す。二相ファンクションジェネレータ (WF1946, NF 回路設計) と四相ファンクションジェネレータ (AG1200, 横河電機) によって二相正弦波と四相正弦波を生成する。これを高電圧アンプ (model 609C, Trek) によって 1000 倍に増幅し、モータに印加している。静電フィルムモータにおいて実用的な大きさの推力を得るには、 $500 V_{0-p}$ の電圧が必要であるが、このような高電圧によって 2 枚のフィルム間の絶縁破壊が生じる可能性があるためモータ全体を絶縁液 (Fluorinert FC-77, 3M) に浸した。さらに、移動子と固定子間の摩擦を低減させるために、直径 $10 \mu\text{m}$ のガラスビーズを 2 枚のフィルム間に散布した。

低周波電圧による推力測定実験においては、移動子に二相交流電圧、固定子に四相交流電圧を印加し、電圧振幅は、移動子電圧、固定子電圧ともに $1 kV_{0-p}$ とした。電圧周波数は Table 3.1 に示すような 11 通りの周波数条件で行った。固定子電圧周波数は全ての条件において 10 Hz に設定し、移動子電圧周波数を 10 Hz から 0.1 Hz に変化させている。Table 3.1 には、対応する周波数和成分および周波数差成分の周波数も併記している。

Table 3.1 の条件で測定した推力を Fig. 3.7 に示す。Fig. 3.7(a)-(k) において、左側に示さ

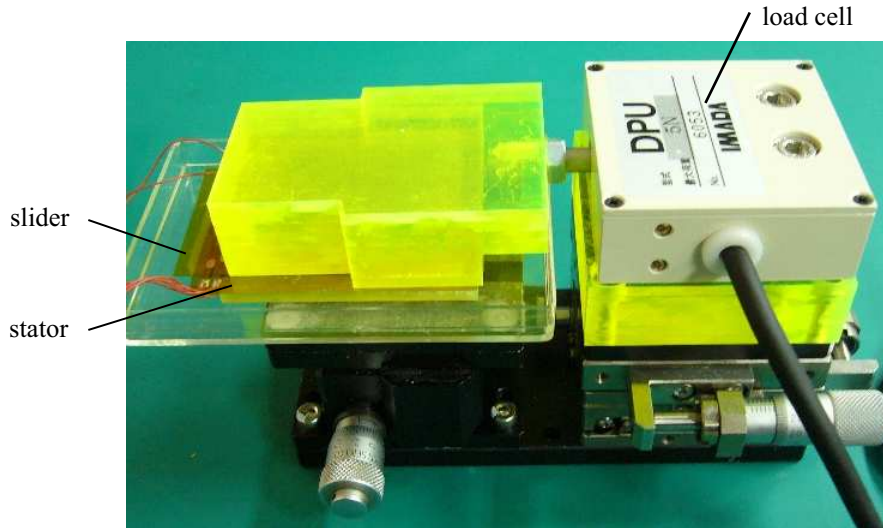


Fig.3.5 推力測定用実験装置写真

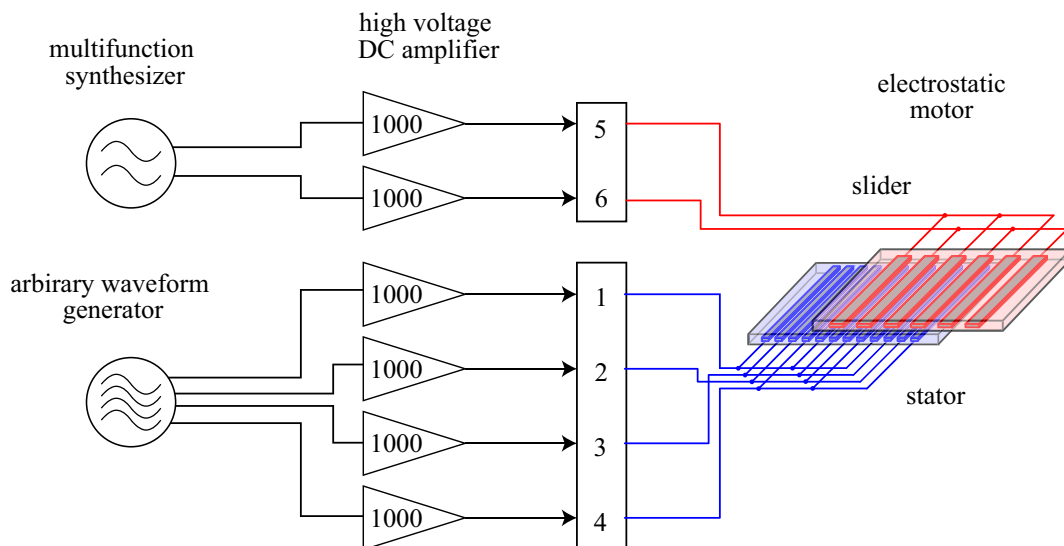


Fig.3.6 モータ駆動用低周波電源

Table3.1 低周波電圧による推力測定実験

Condition	Stator voltage frequency	Slider voltage frequency		Sum of frequencies	Difference of frequencies
1	10.0 Hz	10.0 Hz	→	20.0 Hz	0.0 Hz
2	10.0 Hz	9.0 Hz	→	19.0 Hz	1.0 Hz
3	10.0 Hz	8.0 Hz	→	18.0 Hz	2.0 Hz
4	10.0 Hz	7.0 Hz	→	17.0 Hz	3.0 Hz
5	10.0 Hz	6.0 Hz	→	16.0 Hz	4.0 Hz
6	10.0 Hz	5.0 Hz	→	15.0 Hz	5.0 Hz
7	10.0 Hz	4.0 Hz	→	14.0 Hz	6.0 Hz
8	10.0 Hz	3.0 Hz	→	13.0 Hz	7.0 Hz
9	10.0 Hz	2.0 Hz	→	12.0 Hz	8.0 Hz
10	10.0 Hz	1.0 Hz	→	11.0 Hz	9.0 Hz
11	10.0 Hz	0.1 Hz	→	10.1 Hz	9.9 Hz

れた図が実際に測定された推力を時間軸に対してプロットしたものであり、右側に示した図がその FFT 結果を表示したものである。移動子周波数が 0.1 Hz のときのみ時間軸を 10 s に設定し、0.1 刻みの FFT 結果を得られるようにした。移動子位置は固定されているため、理論的な推力式は (3.1) で θ_x を定数 θ_0 とおいたものになる。すなわち、

$$f_{24} = \frac{\pi C_{m1}}{p} V_1 V_t \{ \sin(\omega_1 t + \omega_t - \theta_0) + \sin(\omega_1 t - \omega_t + \theta_0) \} \quad (3.3)$$

であり、周波数差成分および周波数和成分は、それぞれの周波数をもつ正弦波として測定される。また、 θ_0 は推力特性曲線の位相を遷移させるだけであり、どの移動子位置でもほぼ同じ振幅の推力測定結果が得られると考えられる。各推力測定値の実験結果は FFT 結果からも明らかなように 2 つの正弦波の重ねあわせとなっており、その周波数は、周波数和と周波数差になっている。これらにより推力式 (3.1) は妥当であると言える。

さらに、すべての FFT 結果を重ね合わせたものを Fig. 3.8 に示す。10 Hz より左側が周波数差成分、右側が周波数和成分による結果となる。どの周波数においてもほぼ 0.1 N の推力が発生しているが、周波数が大きくなるにつれて推力の大きさが小さくなっている。これは推力測定系による機械的減衰によるものであると考えられる。また、10 Hz 付近で推力が小さくなっているが、この原因としてはモータフィルムのポリイミド層に帯電が生じている可能性が挙げられる。このときの実験条件は Table 3.1 の Condition11 に該当し、移動子印加電圧の周波数は 0.1 Hz と直流に近い。このような直流に近い低周波数で静電フィルムモータを駆動すると電荷の極性が切り替わりにくいためにフィルムが帯電しやすく、実際に、帯電による推力減衰はこれまでも報告されている。今回の測定における 10 Hz 付近の推力減衰もこの要因が大きいと考えられる。

次に、実験結果の理論値の比較を行う。理論値は、(3.1) に $p = 0.8 \times 10^{-6}$ m, $V_1 = V_t = 1000$

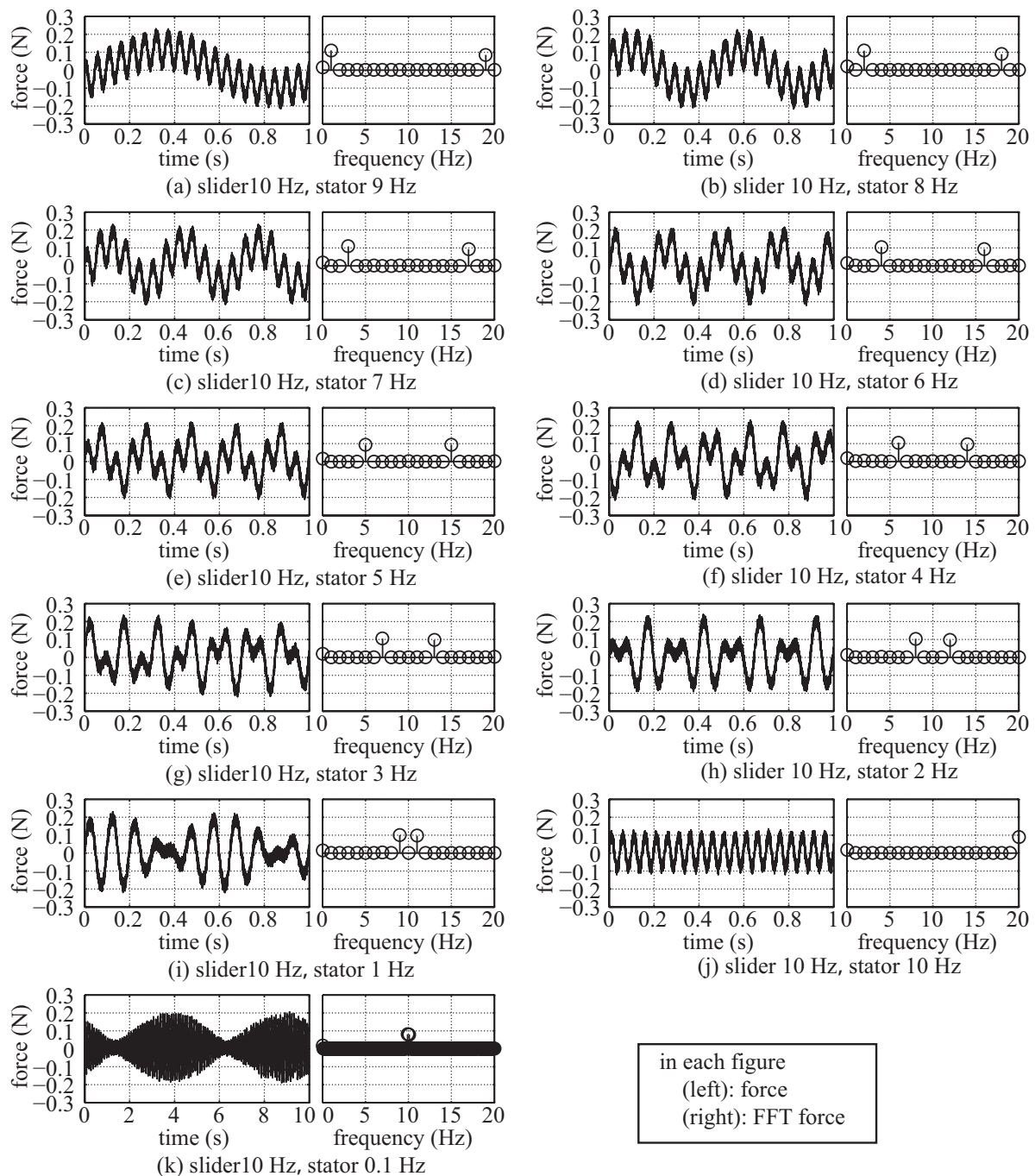


Fig.3.7 低周波電圧によって駆動したときの二相四相静電モータの発生推力．移動子と固定子の位置を固定し，位置に保った状態で推力を測定した．それぞれ，固定子電圧の周波数を 10 Hz とし，移動子電圧の周波数を変化させたときの推力を表す各図の左側に推力の時間変化，右側に推力の FFT 結果を示す．FFT 結果から，推力は 2 つの周波数成分（周波数和成分，周波数差成分）の合成であることがわかる．

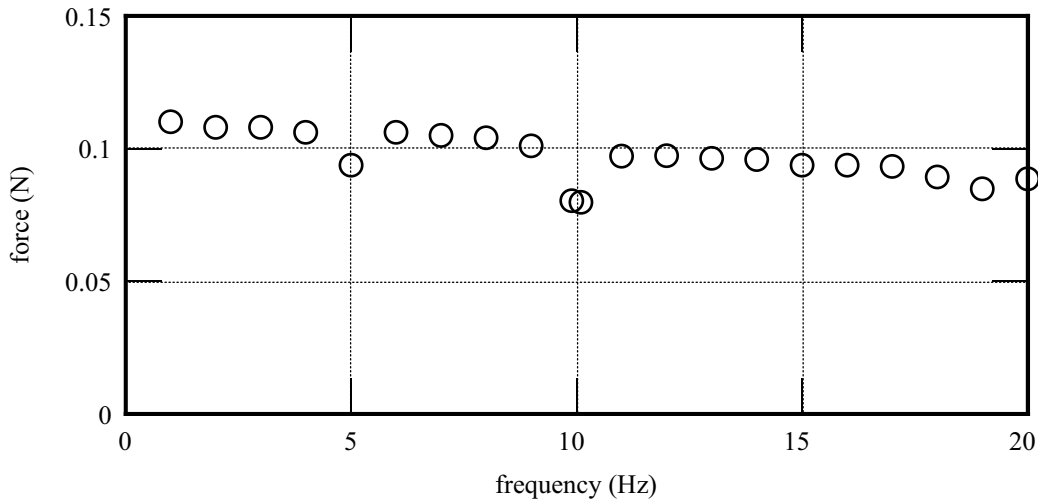


Fig.3.8 低周波電圧印加時の二相四相 DEMED の発生推力の振幅値．プロットは Fig. 3.7 の FFT 解析で得られた推力の各周波数成分を重ねあわせたものであり，周波数に対する推力の変動を示している．どの周波数においても 0.1 N 近い推力が得られているが，周波数の増加に伴い大きさが減少していることがわかる．

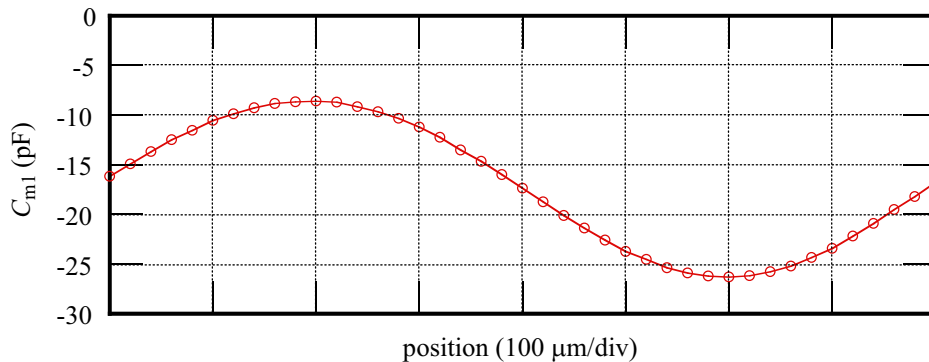


Fig.3.9 移動子位置に対する移動子-固定子間の静電容量変化

V , C_{m1} を代入することで求める． C_{m1} は 3.2.3 項の手法を用いて直接，測定することで得る．今回の推力測定は 3.2.3 項と同じフィルムを用いているものの，推力測定装置を組み立てた際の移動子固定子フィルム間の密着度合いによって C_{m1} の値が毎回異なるため，3.2.3 項の値を用いずあらためて測定している．なお，理論値導出に必要な静電容量は C_{m1} だけであるため， C_{m1} 算出に必要な静電容量のみを測定した．結果を Fig. 3.9 に示す．移動子位置変動に伴い，電極構成周期 0.8 mm を 1 周期とする正弦波状の静電容量変化が得られた．振幅値を FFT により求めると $C_{m1} = 8.8 \text{ pF}$ となり，推力振幅の理論値は 0.14 N となる．推力の実験値は理論値と比較して小さくなっているが，この要因としてはフィルム間の摩擦が考えられる．

本項では，低周波電圧による駆動によって，推力式に現れる推力の周波数差成分および周波数和成分の測定を行った．次項では，高周波駆動による周波数和成分の除去について述

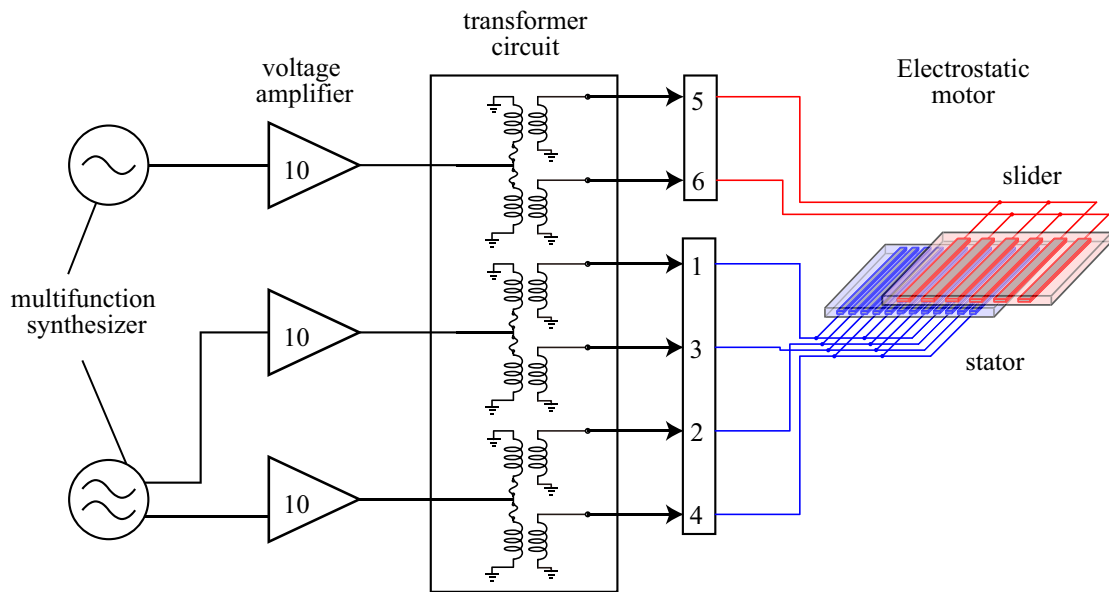


Fig.3.10 高周波高電圧発生回路

べる。

3.2.5 高周波数電圧による二相四相 DEMED の推力測定実験

高周波高電圧による二相四相 DEMED の推力測定を行う。前項の実験で用いた高電圧アンプは、周波数帯域の点で高周波駆動に用いることができないため、新たに高周波高電圧発生回路を作成した。作成した高周波高電圧発生回路を Fig. 3.10 に示す。この回路は、ファンクションジェネレータ (WF1946, NF 回路設計ブロック), 高速アンプ (HSA4012, NF 回路設計ブロック, 電圧利得: 10), および Fig. 3.11 のトランス回路によって構成されている。トランスの巻き数比は 1:33 であり、電圧を 33 倍に増幅する。トランスは 2 つで一組として、Fig. 3.10 に示すように接続し、入力信号一相に対して非反転増幅信号と反転増幅信号の 2 つを生成する。ファンクションジェネレータは 2 台用い、一方を移動子電圧生成用、もう一方を固定子電圧生成用とする。移動子電圧はファンクションジェネレータから生成した一相交流電圧をトランスで二相交流電圧に変換してから印加する。固定子電圧は、ファンクションジェネレータから 90° の位相差を持つ二相電圧をトランスで四相交流電圧に変換して印加する。

Fig. 3.12 に、固定子電圧 1 kV_{0-p} , 1000 Hz , 移動子電圧 1 kV_{0-p} , 999 Hz の条件下で測定した推力を示す。この図では、周波数差成分 (1 Hz) が明確に現れている一方で、周波数和成分 (1999 Hz) は完全に減衰しているように見える。ただしこれは、周波数和成分が発生していないのではなく、周波数和成分が推力測定装置の周波数帯域の制限によって減衰されていると考える方が妥当である。しかし、移動子をロードセルに固定していない通常の駆動においても、Fig. 2.7 で指摘したように十分に高い周波数を用いれば、移動子の慣性の働きに

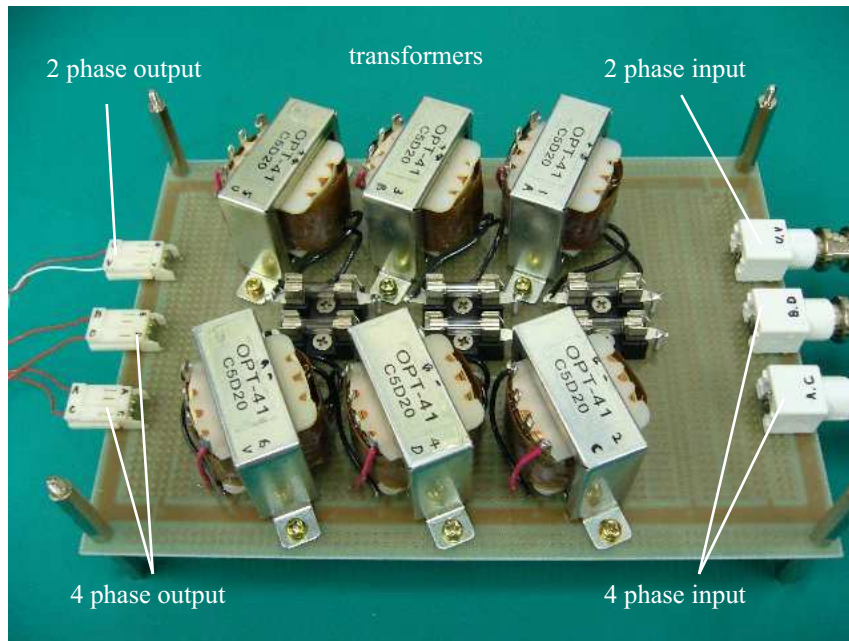


Fig.3.11 高周波電源用トランス回路

よって高周波推力はモータ変位に対して大きな影響を与えない。すなわち、生じた推力が実質的に Fig. 3.12 と等価であるとみなして、モータの挙動を決定することができる。この点は次項において、モータをロードセルから切り離して高周波電圧で駆動し、その変位を測定することで正当性を確認する。

また、今回得られた推力の実験値を、(3.2) によって求まる理論値と比較する。本実験装置では、静電容量 C_{m1} の測定値は 19.4 pF であった。この値は Fig. 3.9 における測定とは異なるが、これは前述のように、実験装置での移動子の固定状態が実験ごとに異なるためである。ここから (3.2) によって導出された推力の周波数差成分の理論値は 0.305 N であった。この値は実験結果と非常によく一致した。

3.2.6 二相四相 DEMED の変位の検証

高周波電圧を用いた駆動において、推力の周波数和成分の影響を無視できることおよび周波数差成分による駆動が行われていることを、二相四相 DEMED の変位測定によって実験的に確認する。駆動実験の様子を Fig. 3.13 に示す。移動子は、固定子上に重なるように配置された。モータ全体は、絶縁液 (Fluorinert FC-77, 3M) 中に浸され、二枚のフィルム間には摩擦低減用のガラスビーズ (直径 10 μm) が散布された。

移動子の運動は、Fig. 3.14 に示す変位測定装置を用いて測定された。本装置は、光学変位センサ (Model 200, Zimmer Japan Ltd.) と 4 つのステージで構成されている。使用した光学変位センサは、光軸に対して垂直な平面内の運動を測定し、その XY 座標を出力する。今回の測定では測定レンジは X, Y 方向ともに 20 mm である。ターゲットの位置変動は、背景と

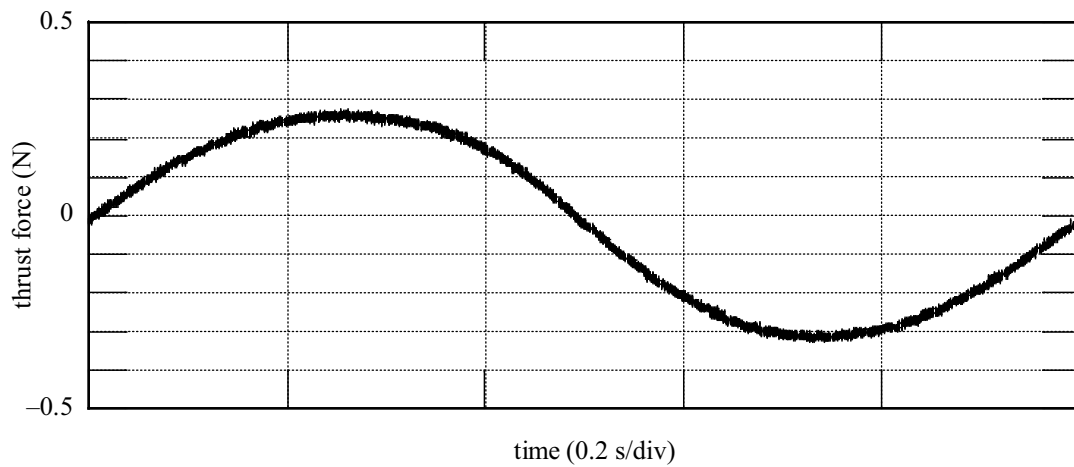


Fig.3.12 高周波電圧 (固定子電圧周波数 1000 Hz, 移動子電圧周波数 999 Hz) によって駆動したときのモータの推力. 推力は, 移動子と固定子の双方を同位置に固定した状態で測定された. なお, 推力は周波数差成分 (1 Hz) のみが計測されているが, これは周波数和成分が発生していないのではなく, 周波数和成分が推力測定装置の周波数帯域の制限によって減衰されていると考える方が妥当である. ただし, 実際に移動子がある程度の重量をもつ場合, 同様の減衰効果が生じると考えられ, 本結果はそのような減衰状態を模擬したものであると捉えることができる.

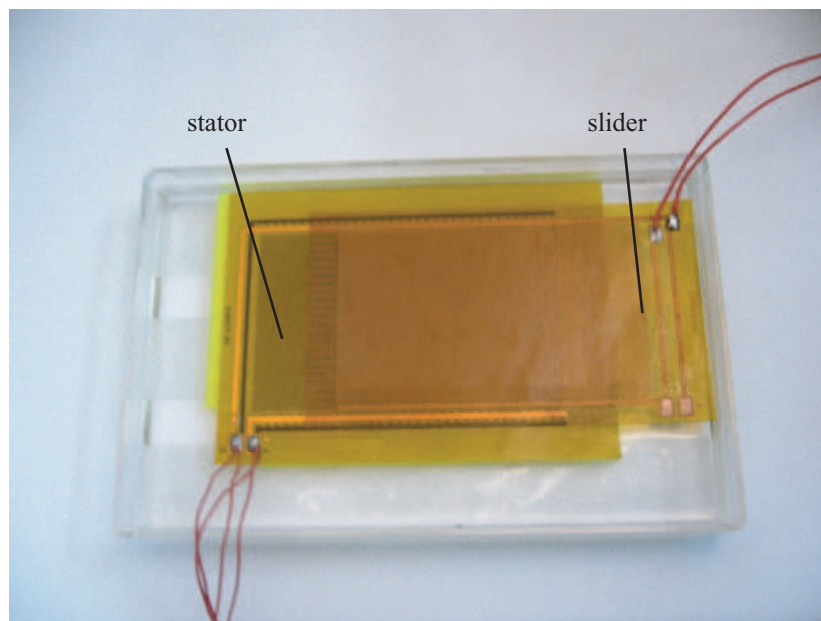


Fig.3.13 駆動時における移動子と固定子の状態. 移動子は固定子上に, 単純に重ねて配置される.

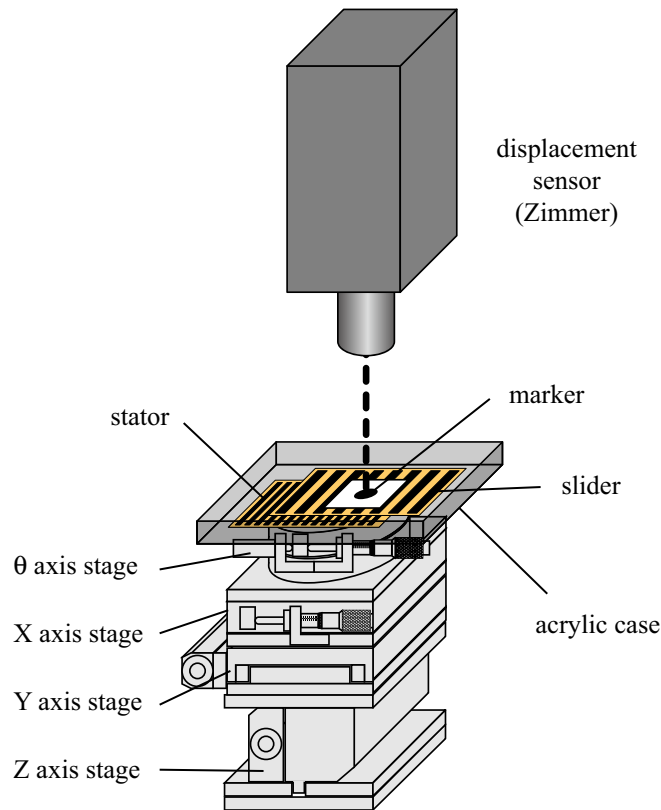


Fig.3.14 光学センサによるモータ変位測定装置

のコントラスト差を利用して検出するため、検出をしやすいように移動子上には高い白黒コントラスト比を持つマーカを貼り付けた。θ ステージはモータの運動方向とセンサの測定軸を一致させるために用いた。また、XY ステージによりマーカの水平位置調整を行い、Z ステージによりマーカがセンサの焦点距離に来るように調整した。

駆動用電源は Fig. 3.10 と同じものを用いた。固定子周波数は 1000 Hz に固定し、移動子周波数は往復運動を得るために以下のように 2 つの周波数間で切り替えた。

1. 条件 1：固定子周波数 1000 Hz，移動子周波数 999 Hz / 1001 Hz
2. 条件 2：固定子周波数 1000 Hz，移動子周波数 998 Hz / 1002 Hz

条件 1 において、固定子周波数と移動子周波数の差は常に 1 Hz であり、条件 2 において差は 2 Hz である。測定された運動を Fig. 3.15 に示す。いずれの周波数条件および往復路においても、直線状の駆動が得られていることが分かる。また、得られた変位をもとに速度を算出したところ、条件 1 においては 0.8 mm/s であり、条件 2 においては 1.6 mm/s であった。これらは理論式 (2.28) から得られる速度の値と一致し、速度の大きさは明らかに周波数差に比例した。ここで得られた駆動特性は、三相三相 DEMED の特性と同等であり、二相四相 DEMED は三相三相 DEMED と同等の制御性能を持つことが示唆された。また、二相四相 DEMED の駆動において、高周波数かつ値の近い 2 つの周波数をそれぞれ移動子と固定子に

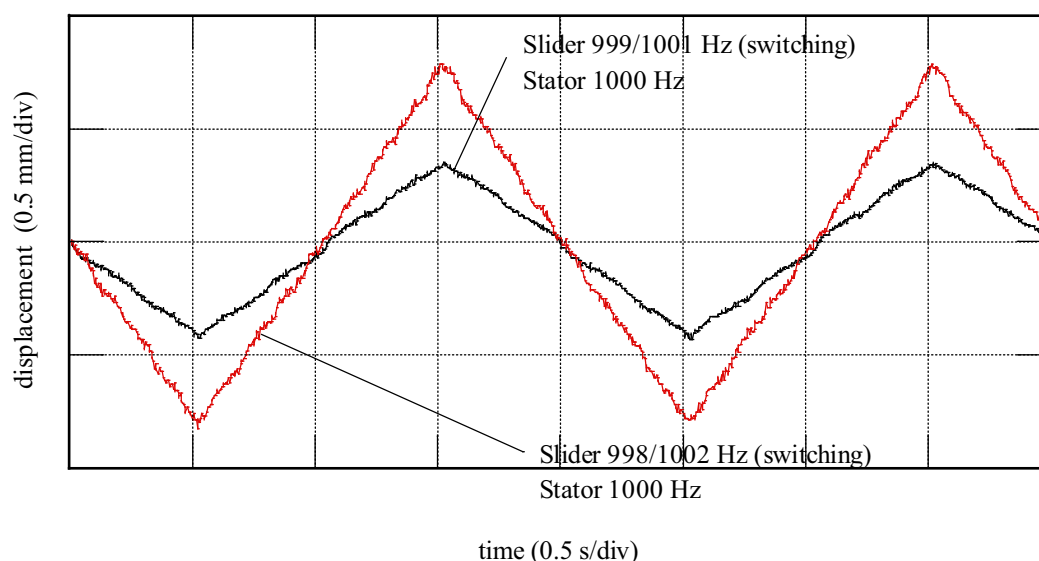


Fig.3.15 高周波電圧による駆動下での二相四相 DEMED の移動子変位. 直線状の同期駆動が得られており, その速度は二相電圧と四相電圧の周波数差に比例した. また, 駆動変位に大きなリプルは見られなかった.

印加する方法は, 滑らかな駆動特性を得る上で有効であることが示された.

モータ変位におけるリプル成分

Fig. 3.15 において直線状のモータ変位が得られているものの, その変位には $200 \mu\text{m}$ ごとにわずかにリプルが乗っており, 完全な直線であるとは言い難い. リプル周期 $200 \mu\text{m}$ は固定子電極ピッチに等しく, リプルは電極構造に起因する問題であると考えられる. Fig. 3.3 にも示したように, 一見定数と見なせそうな電極間静電容量も電極位置に応じてわずかに変動しており, これらが推力リプル, さらには変位のリプルの要因となっていると考えられる. 三相三相 DEMED ではこのようなリプルを, スキュー電極を用いることで低減している [51]. 三相三相 DEMED では, 電極のスキューをしない場合, 移動子と固定子の相対位置変化によって両電極の対向面積は常に変化するため, 電極ピッチ周期の静電容量変動が生じやすい. 一方, 二相四相 DEMED では二相電極と四相電極の対向面積は常に一定であり, これがスキュー電極と同等の効果を持ち, 静電容量のリプル成分を小さくする. そのため, スキュー電極を用いなくてもリプルを比較的抑えることが可能であり, Fig. 3.15 の変位測定結果においても直線的な駆動を維持できていると考えられる.

推力の周波数和成分に起因するモータの振動

Fig. 3.15 の変位測定結果には, 全般にわたって振動成分が観測されている. これは, 推力の周波数和成分を完全に除去できていないために生じた振動である. この振動は駆動電圧周波数を上昇させることで抑制することが可能であると考えられる. この振動の振動振幅の

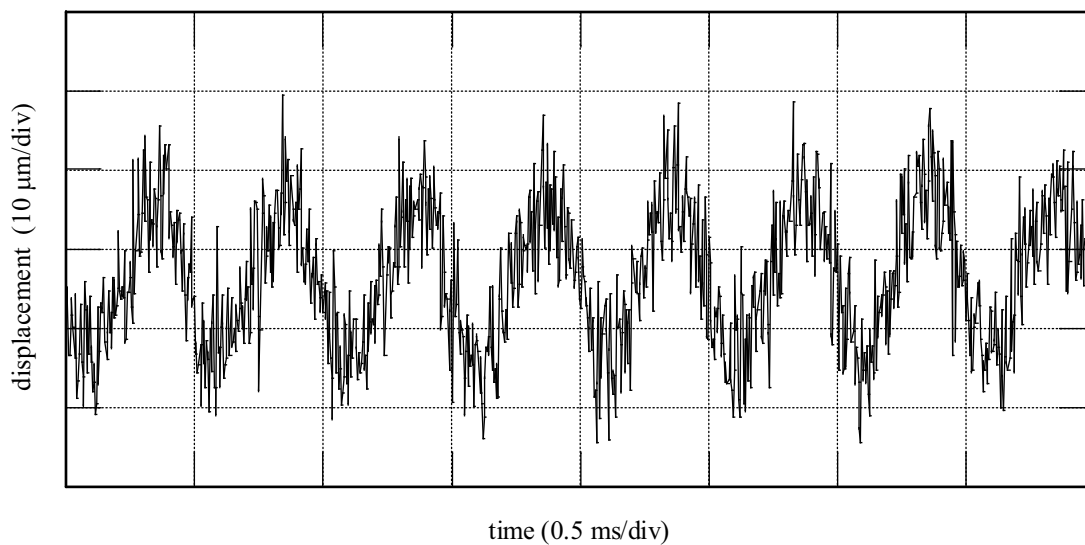


Fig.3.16 推力の周波数和成分によって生じた振動. 移動子・固定子の双方に 1000 Hz の電圧を印加することにより, 移動子上に周波数和成分 (2000 Hz) の振動が生じていることがわかる.

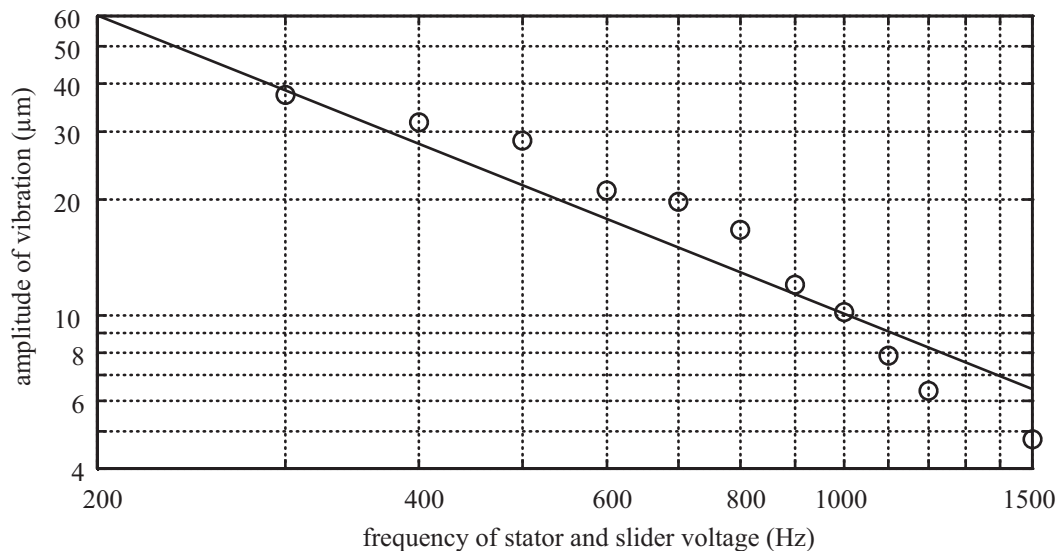


Fig.3.17 振動振幅の周波数特性. 単純な剛体モデルにおいて振動振幅は, 運動方程式より, 推力の周波数の 2 乗に反比例する. 本測定において推力の周波数は電源周波数に比例するため, 電源周波数に対して振動振幅は単調減少することが示されている.

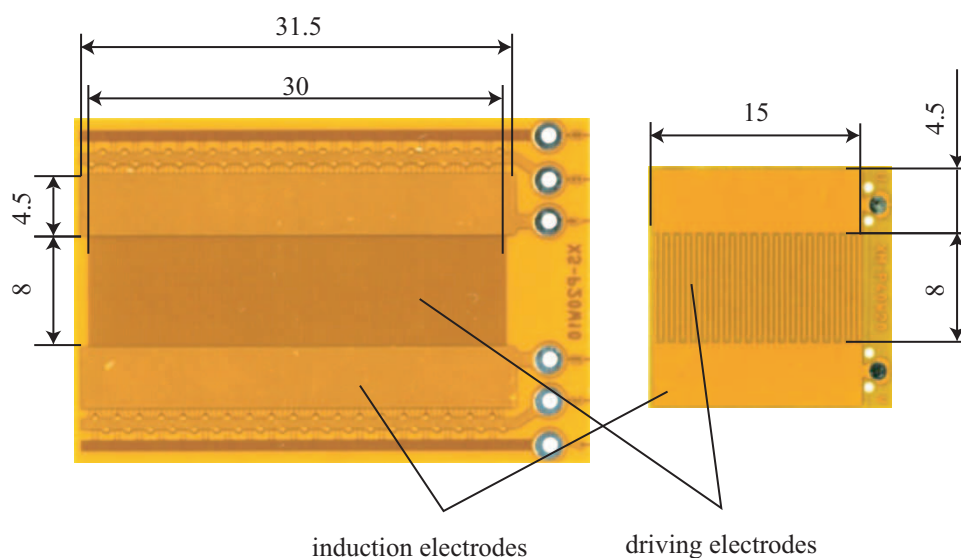


Fig.3.18 二相四相 VITEM の固定子フィルム (左) と移動子フィルム (右)

測定を，さまざまな駆動周波数条件下において行った．本実験において，移動子と固定子に印加する電圧の周波数は等しくし，電圧振幅はともに 1 kV_{0-p} に設定した．周波数が等しいため，移動子は駆動をせずに，周波数和成分によってその場で振動をする．Fig. 3.16 に，二相・四相電圧の電源周波数を 1000 Hz にしたときの移動子の振動の様子を示す．周波数 2000 Hz の振動が生じていることがわかる．また，振動成分の周波数特性を Fig. 3.17 に示す．この周波数範囲において振動振幅は単調減少し，共振周波数は見られなかった．また，高周波条件下において，振動振幅を $10 \mu\text{m}$ 以下に抑えられた．この振動振幅は，モータに負荷を接続することでも，その慣性によって抑制可能であると思われる．ただし，必要以上に高周波数を用いることは誘電損が増加するために好ましいとはいえない．実際の応用では，それぞれの応用先で許容される振動振幅を考慮しながら駆動周波数を決定すべきであろう．

3.3 二相四相 VITEM を用いた実験的検証

本節では二相四相 VITEM を試作し，その性能について実験による評価を行う．評価実験として，静電容量，発生推力，誘導電圧，モータ変位の測定を行う．

3.3.1 二相四相 VITEM のプロトタイプ

Fig. 3.18 に作製した二相四相 VITEM の移動子と固定子を示す．固定子，移動子ともにフィルム中央に駆動電極を有しており，その両脇に誘導電極を有する．固定子では，駆動電極と誘導電極の大きさはそれぞれ $8 \times 30 \text{ mm}$ ， $4.5 \times 31.5 \text{ mm}$ であり，駆動電極面積は 240 mm^2 ，誘導電極面積は 283.5 mm^2 である．移動子では，駆動電極と誘導電極の大きさはそれぞれ $8 \times 15 \text{ mm}$ ， $4.5 \times 15 \text{ mm}$ であり，駆動電極面積は 120 mm^2 ，誘導電極面積は

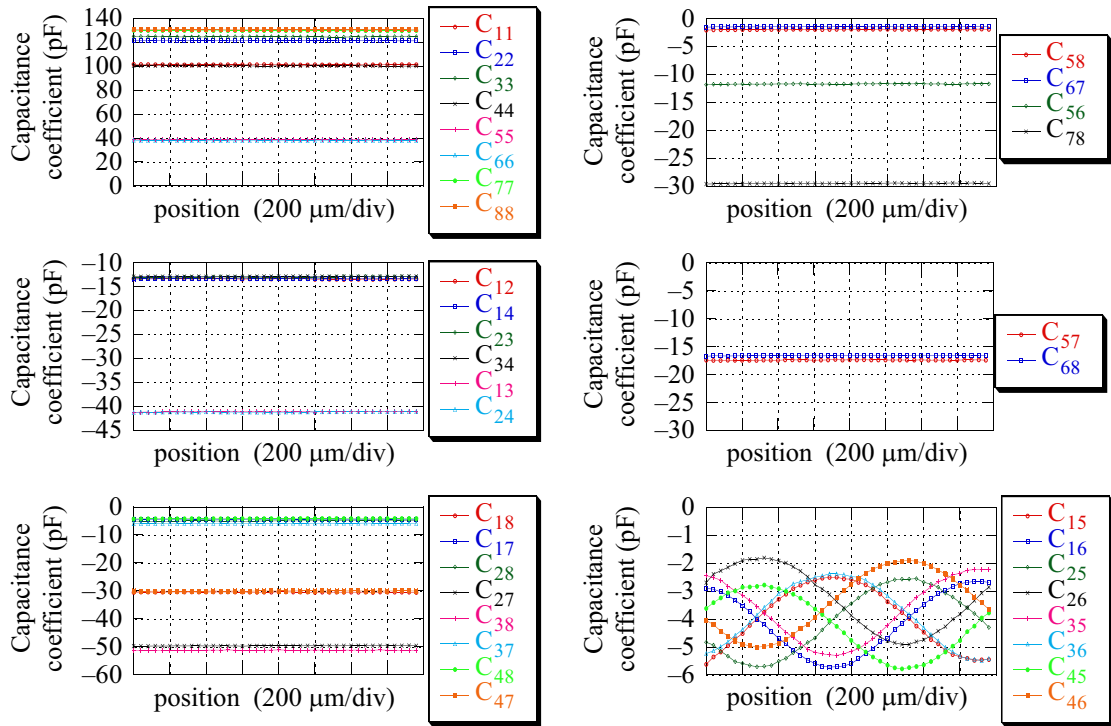


Fig.3.19 試作した二相四相 VITEM の静電容量係数

135 mm^2 である。駆動電極面積割合 S_{ratio} は、0.47 である。固定子駆動電極は四相電極、電極ピッチは $200 \text{ } \mu\text{m}$ であり、移動子駆動電極は二相電極、電極ピッチは $400 \text{ } \mu\text{m}$ である。両電極ともに、電極構造の一周期は $800 \text{ } \mu\text{m}$ である。

3.3.2 作製した二相四相 VITEM の静電容量

作製した二相四相 VITEM の静電容量係数を決定するために、各電極端子間の静電容量測定を行った。測定された静電容量係数を Fig. 3.19 に示す。

Fig. 3.19 の計測結果から算出した静電容量係数は次のようになった。

$$\begin{cases} C_{m1} = 1.53 \text{ pF} \\ C_l = 29.5 \text{ pF} \\ C_{sl} = 38.4 \text{ pF} \\ C_i = 17.0 \text{ pF} \end{cases} \quad (3.4)$$

以下での誘導電圧実験や推力実験では、比較用の理論値算出にこれらの静電容量係数を用いる。

3.3.3 作製した二相四相 VITEM の推力

本項では、試作した二相四相 VITEM の推力測定を行う。推力測定装置を Fig. 3.20 に示す。固定子はアクリルケース上に貼り付けられ、移動子は固定子上に置かれ、アクリル部材

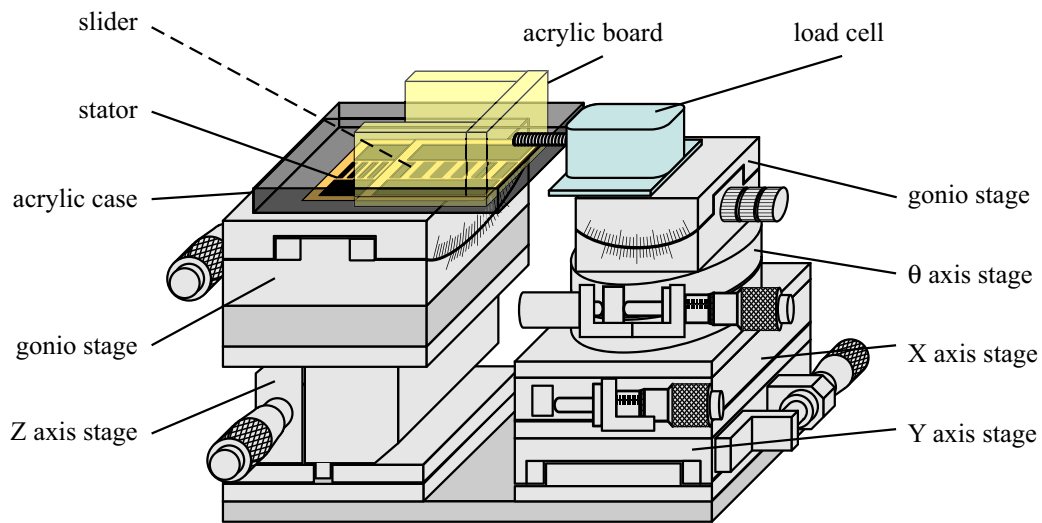


Fig.3.20 VITEM の推力測定装置

を介してロードセルに接続されている。試作した VITEM は、3.2 節の DEMED と比べてサイズが小さく、また単位面積あたりの推力も小さくなるため、推力測定には、より高感度のロードセル (LTS200GA, 共和電業) およびロードセル用アンプ (DPM-712B, 共和電業) を用いた。VITEM の誘導電圧は傾きに対して敏感であるため、ゴニオステージを 2 つ追加し、移動子の傾きを微細に調整できるようにした。移動子-固定子間には摩擦低減用のガラスビーズ (直径 $10\mu\text{m}$) を散布しており、さらにモータ全体は、フィルム間の絶縁破壊を防止するために絶縁液 (Fluorinert FC-77, 3M) に浸された。

電源は、Fig. 3.10 の高周波高電圧発生回路を用いた。固定子駆動電極へ印加された四相電圧は、 1 kV_{0-p} , 1000 Hz であり、固定子誘導電極へ印加された二相電圧は、 1 kV_{0-p} , 999 Hz とした。

測定された推力を Fig. 3.21 に示す。測定された推力において、主たる周波数成分は 1 Hz 成分であった。すなわち、(2.41) における推力の周波数差成分が支配的に現れたといえる。これとは逆に、(2.41) の周波数和成分と二倍周波数成分は減衰し、ノイズ状に現れているのみである。このような周波数成分のみの推力が得られる場合、2.4.3 項における議論により、周波数差に比例したモータ速度が得られると考えられる。ただし Fig. 3.21 における推力の高周波成分の減衰は、推力測定系の周波数特性による影響も考えられるため、3.3.5 項でモータの変位測定をすることによって理論との整合性を検証する。

Fig. 3.21 に対して FFT 解析を行った結果、主たる推力成分である周波数差成分 (1 Hz) の振幅はほぼ 4.7 mN であった。また、周波数和成分 (1999 Hz) の振幅は 0.28 mN であった。周波数差成分の推力理論式 (2.44) に静電容量の実測値 (3.4) を代入して得られた理論値は 7.3 mN であった。ただし、 $C_{sl} = 4C_{m0} + C_1$ を用いている。周波数差成分の実測値は理論値に対して 64% の大きさであるが、このように小さくなった原因としては移動子-固定子間の摩擦が考えられる。

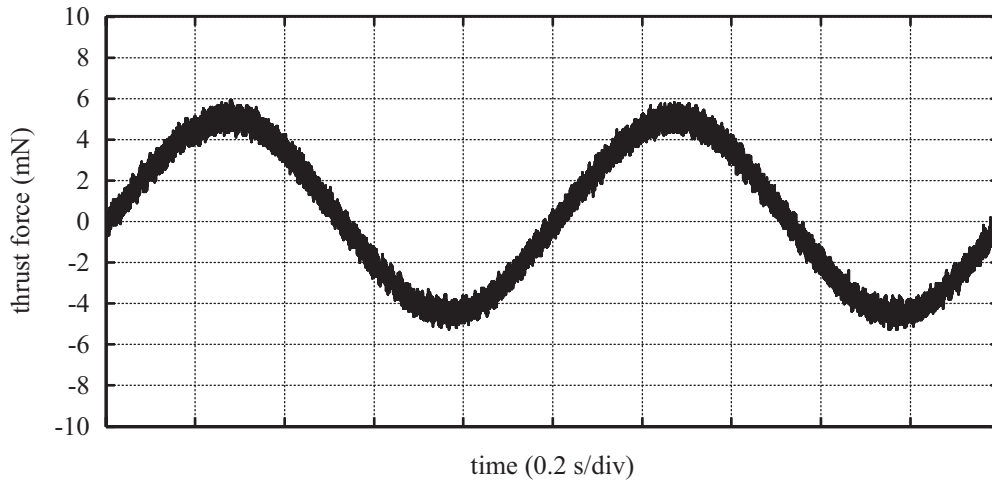


Fig.3.21 作製した二相四相 VITEM の推力

3.3.4 作製した二相四相 VITEM の誘導電圧

前項における推力測定時に、同時に誘導電圧の測定を行った。Fig. 3.18 の移動子の端部には一部電極が外部に露出した端子があり、これを測定用端子として用いた。なお、高周波電圧により駆動を行なっているため、容量性負荷である本モータのインピーダンスは十分に低いと考え、誘導電圧の測定は直接プローブを接触させて行なった。得られた誘導電圧を Fig. 3.22 に示す。誘導電圧は振幅変調された形状をしており、その包絡線は 1 Hz の周波数を持っていた。誘導電圧に含まれる主な周波数成分を FFT 解析によって求めると、999 Hz と 1000 Hz であった。(2.39) の誘導電圧の理論式によると、誘導電圧は 2 つの成分に分解することができ、それらの角周波数は ω_{sl} (999 Hz) および ω_{st} (1000 Hz) となる。これは先ほどの実験結果と一致する。

Fig. 3.22 の実験結果における誘導電圧振幅値は、999 Hz 成分が $249 V_{0-p}$ 、1000 Hz 成分が $51 V_{0-p}$ であった。これに対し、誘導電圧理論式 (2.39) に静電容量実測値 (3.4) を代入して得られる理論値は 999 Hz 成分が $297 V_{0-p}$ 、1000 Hz 成分が $61 V_{0-p}$ であった。双方の周波数成分ともに、実験結果は理論値の 84 % の値になった。

3.3.5 作製した二相四相 VITEM の動作

最後に、試作された二相四相 VITEM の高周波正弦波電圧による駆動実験を行った。移動子を固定子上に配置した様子を Fig. 3.23 に示す。移動子-固定子間には摩擦低減用のガラスビーズ (直径 $10 \mu\text{m}$) を散布し、モータ全体は絶縁液 (Fluorinert FC-77, 3M) に浸された。変位測定には光学変位センサ (Model 200, Zimmer Japan Ltd.) を用い、Fig. 3.14 と同じ装置構成にした。移動子上には、計測用のマーカが貼り付けられた。

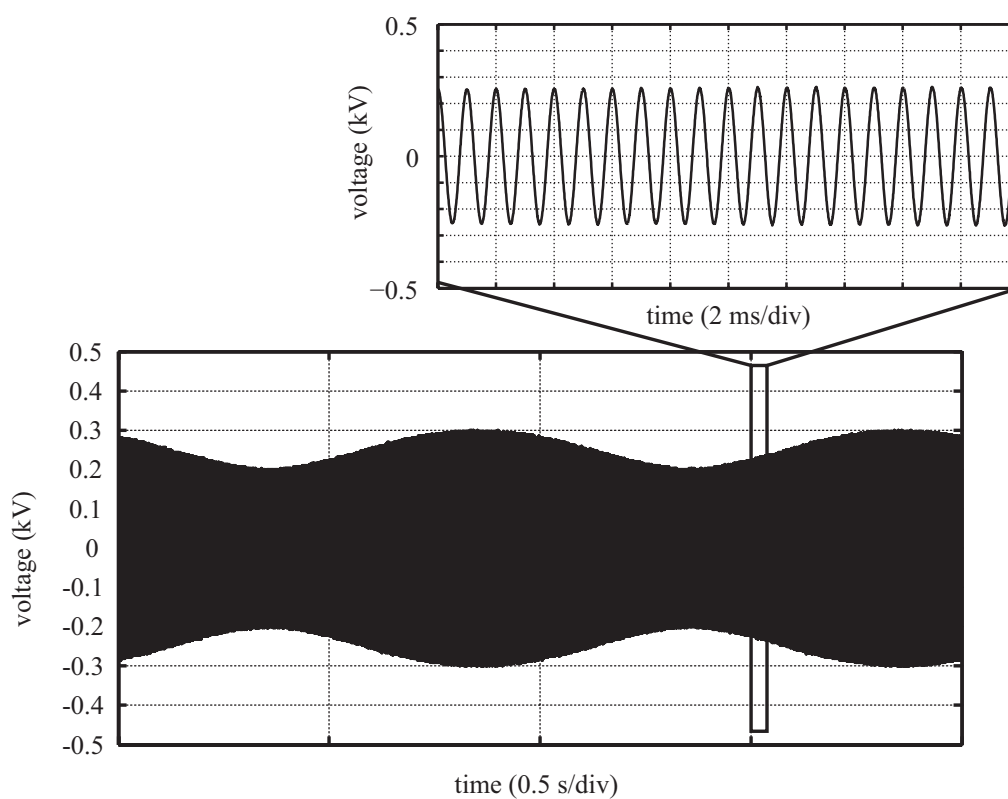


Fig.3.22 作製した二相四相 VITEM の誘導電圧

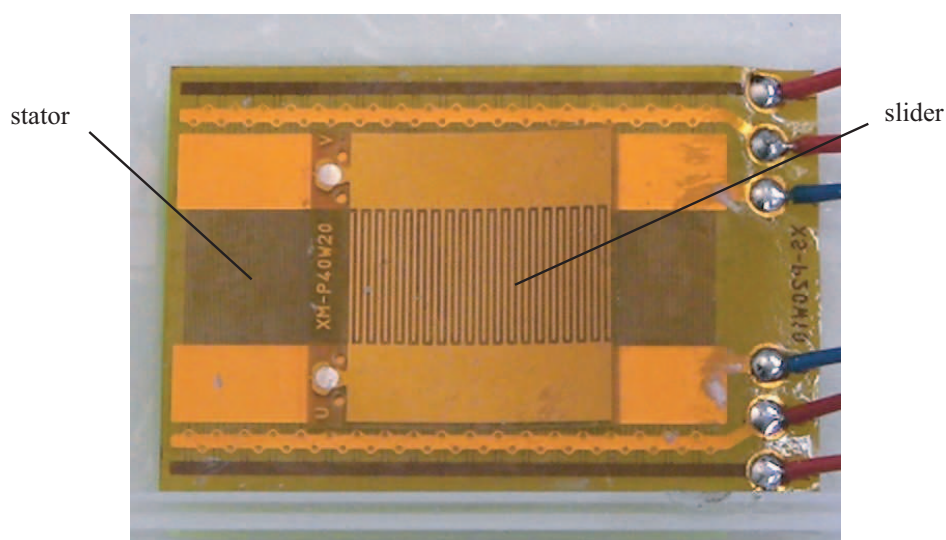


Fig.3.23 二相四相 VITEM の駆動実験の様子

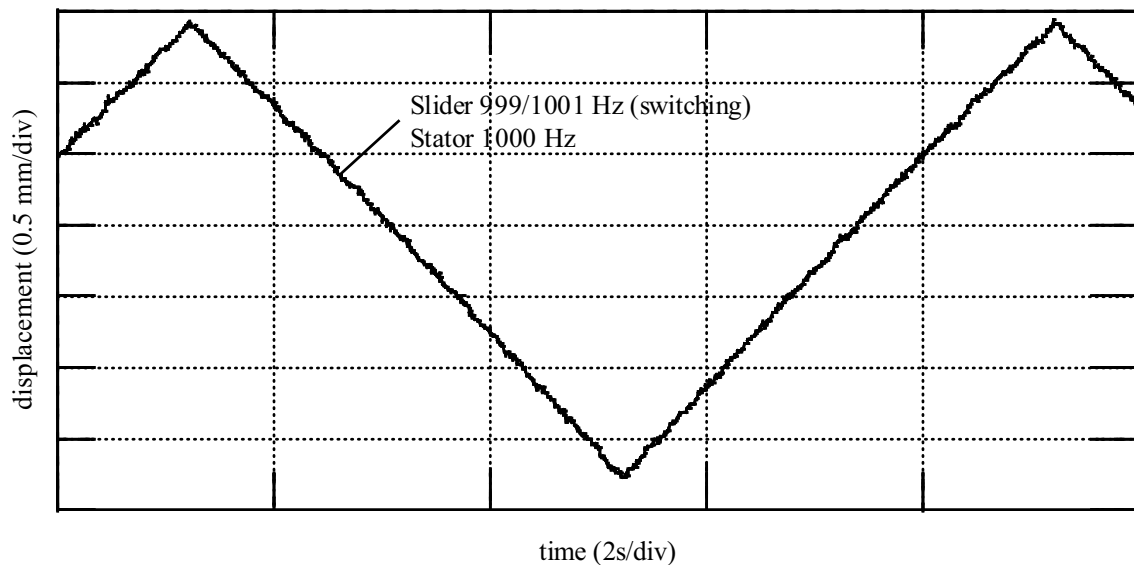


Fig.3.24 高周波数電圧による駆動下での二相四相 VITEM の変位

固定子駆動電極への四相電圧は 1 kV_{0-p} , 1000 Hz とした。固定子誘導電極への二相電圧は、モータの往復運動を得るために周波数を適宜切り替えて、 1 kV_{0-p} , $999/1001 \text{ Hz}$ とした。この周波数の切り替えは4秒ごとに行われた。

変位測定結果を Fig. 3.24 に示す。滑らかな直線状の変位が得られており、このとき移動子の速度は 0.8 mm/s であった。VITEM の速度理論式 (2.43) から得られる理論値は 0.8 mm/s であり、実験値と理論値は一致した。

これらの実験結果は、VITEM に関する解析の正当性を示し、さらに、本モータの実現可能性を実証したと言える。

3.3.6 低周波正弦波電圧による二相四相 VITEM の動作

前項までにおいて、二相四相 VITEM の高周波交流電圧による駆動が実現された。それに対し解析において、低周波交流電圧を用いる場合には同期速度が複数存在し、それによりモータの動作が不安定になることが示唆されていた。この点について比較検証を行なうために、本項では低周波交流電圧を用いた駆動実験を行った。

検証用のモータとしては、4.2.4 項に後述する Fig. 4.11 のモータを用いた。また、変位の測定には後述の Fig. 5.5 の測定系を用いた。

駆動周波数は、二相電圧と四相電圧の周波数差もしくは周波数和が 6 Hz となるように選択し、いくつかの条件において駆動を行なった。電圧振幅は二相電圧・四相電圧ともに、 1400 V_{0-p} を用いた。また、いずれの場合においても1秒ごとに折り返し、往復運動を行なうように設定した。結果を Fig. 3.25 に示す。図中 (A) のプロットグループは、駆動中に脱調が生じたもしくは初めから駆動に失敗した場合を表す。ただし、(A2) の四相電圧周波数の負の値は、位相が (A1) の場合と反転していることを表し、理論上モータは逆方向に駆動

することを示す。それに対し図中 (B) のプロットグループは、振動的になりながらも同期駆動がなされた場合を表す。ただし、同期駆動がなされたケース (B1), (B2) の周波数条件は脱調が生じた (A4) のものと同一であり、十分な安定性を持っているとは言いがたい。いずれの場合においても変位は振動的になるが、駆動が全く行えない場合と振動しながらも駆動が行われている場合が混在していることがわかる。

これらの結果から、高周波交流電圧による駆動と比較して低周波正弦波電圧では駆動の安定性が低いことが示されており、理論的な知見を裏付ける結果であるといえる。ただし、振動的になりながらも駆動が実現できる電圧条件と、脱調等により駆動が行えない電圧条件の違いは明確になっておらず、今後の課題とする。

3.4 本章の結論

2章で、VITEM の特性について理論を構築した。本章では、理論の検証のためにプロトタイプを用いた実験による実証を行なった。三相以上のモータとは異なる特性を示した二相電極について、初めに二相四相 DEMED で検証した。次に、同様の検証を二相四相 VITEM に対しても行なった。

3.2 節では、二相電極自体の特性を評価するために、静電誘導を利用しない直接給電型の二相四相 DEMED を用いた。電極間の静電容量の測定により、移動子-固定子間の静電容量が移動子位置に対して正弦波状に変化し、また、移動子内、固定子内の静電容量がほぼ定数として扱えることを確認した。これは、2章におけるモデル化における仮定と合致した。次に2章で提案した高周波駆動を用いた二相電極を持つモータの駆動手法の妥当性について検証を行うために、低周波電圧と高周波電圧を用いたときのそれぞれの駆動特性を測定した。初めに、移動子をロードセルに固定した状態で推力の測定を行った。3.2.4 項において、低周波電圧印加時にはモータの推力に2つの周波数成分（周波数和成分と周波数差成分）が生じることを確認した。また、それぞれの周波数は理論で予測された値と一致した。3.2.5 項において、高周波電圧印加時には推力には周波数差成分のみが現れ、理論で予測したとおり周波数和成分が減衰することを確認した。これは実際には、モータ単体ではなく測定系を合わせた機械系全体による減衰効果を示しているが、高周波電圧により周波数和成分の減衰を狙った本駆動手法の特性を反映している結果といえる。3.2.6 項では、高周波電圧を用いた駆動時のモータの変位測定を行なった。推力の周波数和成分の影響を無視できることおよび周波数差成分による同期駆動が行われていることを確認した。モータの変位は直線状となり、その速度は理論と一致し印加電圧の周波数差に比例した。また、モータの変位には大きなリプルは見られず、二相四相構造がスキュー電極と同等の効果を持っていると考えられる。モータ変位にはわずかに振動成分が乗っており、その周波数からこれが周波数和成分により生じたものであることを示した。また、印加電圧の周波数を上昇させることにより、こ

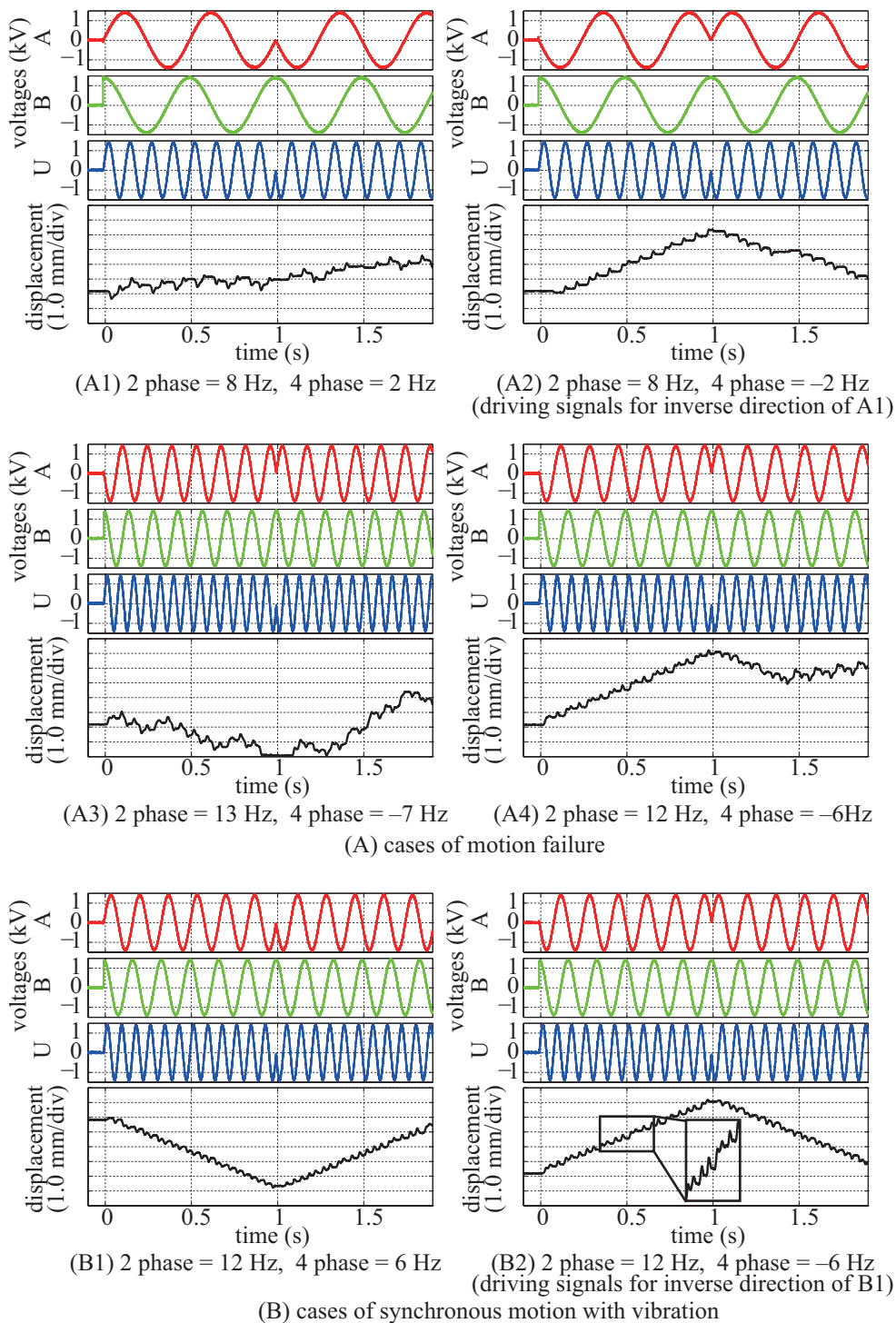


Fig.3.25 低周波交流電圧駆動における VITEM の変位. (A) 駆動中に脱調もしくは初めから駆動に失敗した場合を表す. (B) 振動的ながらも同期駆動がなされた場合を表す. 各図において, 上から 1, 2 番目のプロットが四相電圧のうち 2 つの相, 3 番目が二相電圧のうちの一相, 4 番目がモータの変位を表す. 各条件において, 二相電圧と四相電圧の周波数の差または和が常に 6 Hz となるように設定した. (A1) と (A2) は周波数条件は同一であるが, 四相電圧の位相が反転しており逆方向に駆動する. (A3) および (A4) は周波数条件を変えている. (B1) と (B2) は周波数条件は (A4) の場合と同一であるが, (B1) は位相のみが反転している. 以上より, 低周波交流電圧では駆動が全く行えないわけではないが, いずれの場合においても駆動は振動的となり安定性に欠ける.

の振動変位成分が単調減少することおよび 1000 Hz 以上の高周波電圧で振動振幅を $10 \mu\text{m}$ 以下に抑制可能であることを示した

3.3 節では、静電誘導を利用した静電誘導給電型の二相四相 VITEM を用いた。初めに静電容量の測定により、2 章のモデルの妥当性を実証した。次に、推力の測定により、周波数和成分および周波数二倍の成分が減衰し、周波数差成分が支配的に現れることを確認した。また誘導電圧の測定により、誘導電圧に理論通り、二つの周波数成分が生じることを確認した。推力の大きさは、 1 kV_{0-p} の電源電圧に対して約 4.7 mN であり、誘導電圧に含まれる主な周波数成分の電圧振幅は 249 V_{0-p} であった。これらの推力および誘導電圧の実験値は理論値と比較してやや小さくなったものの、解析どおりの周波数成分を持つことを明らかにした。最後にモータの変位の測定を行なった。高周波電圧を用いることで直線状の変位を得られ、同期駆動が可能であることが示された。同期速度は理論で予測された値と一致し、変位にリップルが少ないことも確認できた。また、低周波電圧駆動において、顕著に脱調が生じたり、変位が振動的になったりする等、駆動の安定性が損なわれることを確認し、二相電極をもつ VITEM の駆動特性における理論的予測を裏付ける結果を得た。

これらの実験結果から、前章で示した二相電極を持つ VITEM の駆動特性が実証された。

本章の一部について、著作権は以下に属する。

Portions of this chapter are ©2007 IEEE. Reprinted, with permission, from N. Yamashita, A. Yamamoto, M. Gondo, T. Higuchi, "Evaluation of an Electrostatic Film Motor Driven by Two-Four-Phase AC Voltage and Electrostatic Induction", Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 1572-1577, 2007/4, DOI: 10.1109/ROBOT.2007.363548

©2007 Elsevier. from N. Yamashita, Z. G. Zhang, A. Yamamoto, M. Gondo and T. Higuchi, "Voltage-induction type electrostatic film motor driven by two- to four-phase ac voltage and electrostatic induction", Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 140, No. 2, pp. 239-250 (2007/11), DOI: 10.1016/j.sna.2007.07.007

©2006 RSJ. from 山下 典理男, 山本 晃生, 権藤 雅彦, 樋口 俊郎, 「2 相 4 相交流駆動両電極形静電モータの推力特性の解析」, 第 24 回日本ロボット学会学術講演会, 1A12 (CD-ROM) (2006/9)

第4章

VITEM の電極構造の比較と最適化

4.1 緒言

第二章において任意相数の m 相 n 相 VITEM の解析式が得られ、第三章にて二相電極を持つモータの特性とそれに基づく駆動方法が実験的に確かめられた。これらの結果を踏まえると、二相四相 VITEM は高周波電圧を用いることで駆動は実現できるものの、推力の半分は振動成分のみに寄与し、モータの駆動には活用できていない。それに対し、三相三相 VITEM は電極上の電位分布が進行波になり、発生する推力すべてをモータの駆動に活用できる。この点だけを見ると一見、二相四相 VITEM は性能面で不利であるように見える。しかし、VITEM では移動子相数と同数の誘導電極が必要であり、二相四相 VITEM ではその数が各フィルムに二個で済むのに対し、三相三相 VITEM では三個必要である。誘導電極の必要個数が少なければ一つの電極当たりの面積を大きくとることができ、誘導特性が向上し性能の向上につながる。その点では、二相四相 VITEM のほうが有利である。これらの点を総合すると、現状ではどちらが良い性能を得られるかについて判断がつかず、比較検証を行う必要がある。

前章では静電容量値をプロトタイプを用いて実験的に測定することで取得し、モータの定量評価を行っていた。しかし電極形状やモータのフィルム構造(まとめてモータ構造と称することとする)が変化すればこれらの静電容量は変化し、同じ相数であっても、電極構造によって VITEM の性能は大きく変化する。例えば、誘導電極と駆動電極の面積の割合を変化させると、VITEM の性能に大きな影響を及ぼす。したがって、比較は、単純に異なる相数のプロトタイプを用意してそれらの性能を比較すれば良いものではない。電極構造の違いによるモータ性能について、三相三相 VITEM ではこの駆動電極面積割合が性能に及ぼす影響を解析した例があり、単位面積あたりの推力を最大化させるような最適な駆動電極面積割合が導出されている [48]。この結果を踏まえれば、異なる相数のモータ間の比較は、それぞれの電極面積割合を最適化させた状態で比較することが公平な比較になるであろう。しかし、

上記例では三相三相 VITEM の解析に限られており、そのため、様々な構成のモータを総合的に評価を行なう上で十分ではない。

加えて、上記解析は電極間の静電容量比が特定の場合のみを扱っているが、この静電容量はモータの断面方向の形状から大きな影響を受ける可能性は十分に考えられる。すなわち、電極相数や駆動電極面積割合が同じモータであっても、電極厚みや電極フィルムの構造が誘導特性とモータ性能に影響を与える可能性がある。解析式を見ると、推力特性や大きさには電極相数や電極間の静電容量が影響を与えることがわかる。特に本モータでは移動子電極が電氣的に浮いており、移動子に関する静電容量の関係は誘導特性に大きく影響を与える。

そこで本章では、モータの水平面構造(駆動電極と誘導電極の面積割合)と断面構造(電極構造やフィルム構造)による静電容量変化を考慮したモータ性能解析をおこない、電極形状の最適化および異なる電極形状を持つモータ間での評価を可能とすることを旨とする。さらにその解析結果に基づき、モータ性能に影響を与える形状パラメータを明確にする。

様々な静電容量比を持つモータを扱う上で、静電容量に影響を与えるモータ構造は水平面方向と垂直面(断面)方向に分けることができる。水平面方向とは、平面構造をもつ本モータにおいて、駆動電極面積と誘導電極面積の割合を指す。垂直面(断面)方向とは、電極の厚み、ピッチ、ラインスペース比やフィルムの構造、フィルム間のギャップ等を指す。

初めに、水平面方向のみを考える。まず、垂直面方向の形状を単位電極面積あたりの静電容量比として表現し、これを一定とした状態で電極面積割合の最適化を行なう。このときの電極面積割合と推力式を理論的に導出する。これには第二章において得られた任意相数の m 相 n 相 VITEM の解析式をベースすることで、すべての相数のモータを総合的に扱うことを可能とするさらに、誘導電極面積が与える影響について外部キャパシタを接続したモータモデルを用いて、実験により確認する。また、相数の異なる同一面積のモータの最適面積時の推力の比較として、二相四相型および三相三相型モータを用いて実験的に評価を行なう。

次に、垂直面方向の形状の影響を、有限要素法を援用した静電容量比の算出によって評価する。シミュレーションを援用することで特定の静電容量比のモータだけでなく様々な断面形状のモータを扱うことができる。

さらに、これらの2つの解析を統合することで、モータ構造の水平面方向と垂直面(断面)方向の両方を考慮した総合的なモータ性能の評価が可能となる。この結果により、当初課題として挙げた「二相四相 VITEM, 三相三相 VITEM のどちらが優れた性能を持つか」という点は容易に検証可能である。またそれのみにとどまらず、様々なモータ構造を持つ VITEM の定量的な比較が可能となり、どの構成が優れた性能を有するかを明確に評価することができる。

モータ性能の評価には、プロトタイプを用いる実験的手法やモータ全体を三次元シミュレーションで評価する手法も考えられる。しかし、実験的な測定手法では、異なる電極構成のモータを比較するのにそれぞれのプロトタイプが必要となる。また、既存のプロトタイプ

の定量評価は可能であるが、プロトタイプを作成する前に電極構成に関する設計指針を与えない。三次元静電場シミュレーションは多くの場合非常に計算コストがかかる。また、同一の断面形状を持つモータであっても面積割合が変わるごとにモデルを再構築する必要があるために、全体として膨大な計算コストがかかる。それと比較して本論文での手法では、電極面積割合と性能との関係が明確になることや、同一の断面形状を持つモータに関しては一度の二次元シミュレーションのみで解析が行える点で計算コストが小さく非常に意義がある。

4.2 水平面構造の解析：電極面積割合の最適化

静電フィルムモータは平面上の構造であるため、その性能は単位面積あたりで評価することが望ましい。本節では、VITEM の単位面積あたりの推力を最大化するような最適駆動電極面積割合について議論を行う。VITEM では、誘導電極と駆動電極は同じフィルム上に構成される。フィルムの水平面方向において、駆動電極面積と誘導電極面積の役割とそのモータ性能への影響を考えると、限られたモータ面積において、Fig. 4.1 に示すように両者はトレードオフの関係にある。同一構造の電極において、印加電圧を一定とした場合、推力は駆動電極面積に比例する。そのため、駆動電極面積の増大は推力の増大につながる。一方で、VITEM においては移動子上の誘導電圧は電極間の誘導特性によって定まり、一般に誘導電極面積が広いほど移動子上に大きな誘導電圧を生じさせることができる。モータの推力は移動子・固定子の両電極上の電圧の大きさにより定まるため、誘導電極面積の増大は、移動子電圧の増大とそれによる推力の増大へとつながる。しかし、モータの電極面積は限られているために、一方の面積を優先的に増加させれば他方の面積の減少をせざるを得ない。駆動電極を大きくしすぎた場合、誘導電極面積が小さくなり、十分な誘導電圧を発生させられずにモータの推力低下を招く。一方、誘導電極を大きくしすぎた場合、推力発生部である駆動電極面積が小さくなりすぎ、この場合も推力低下を招く結果として一方を極端に増加させても推力の向上は期待できず、逆に推力の低下を招く。そのため、同じフィルムサイズであっても最大推力値は、駆動電極と誘導電極の面積の割合によって変化し、両者の面積の割合には適切なバランスが存在すると考えられる。

これまでの研究では、三相三相 VITEM の電極面積割合を解析した例がある [48]。駆動電極面積割合をパラメータとして用い、電極間の静電容量を実測に基づき与えることで最適な駆動電極面積割合を導出していた。しかし、上記例では三相三相モータの解析に限られている。

そこで次項以降では初めに、第二章において得られた任意相数の m 相 n 相 VITEM の解析式をベースに、任意相の VITEM における最適な電極面積割合とそのときの推力式を理論的に導出することを目指す。電極間の静電容量は、単位電極面積あたりの静電容量比をパラメータとして用いることを提案する。これらを用いた解析により上記の理論式を導出できる

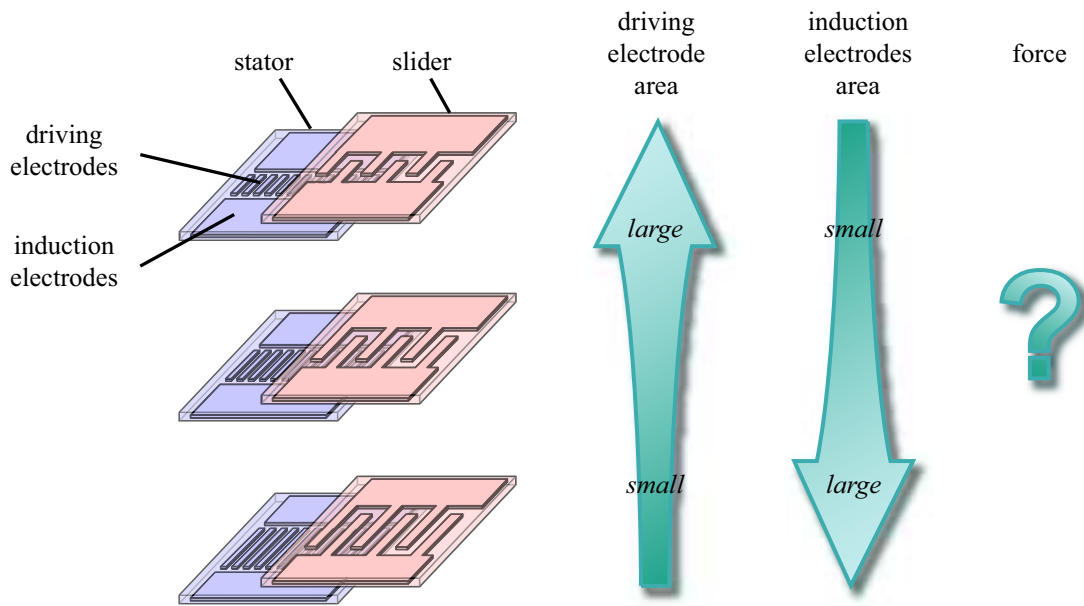


Fig.4.1 駆動電極面積と誘導電極面積のトレードオフ

ことを示す。さらに、得られた理論式を用いて、プロトタイプの面積割合の評価を行なう。

4.2.1 最適駆動電極面積割合の解析

本項では、VITEMにおける駆動電極面積と誘導電極面積の最適な割合についての議論を行う。

電極面積全体に対する駆動電極の割合を S_{ratio} と定義し、単位電極面積あたりの推力式を S_{ratio} の関数として表すことを考える。 S_{ratio} の定義に基づくと、次の関係が得られる。

$$S_{drv} = S_{ratio} \cdot S \quad (4.1)$$

$$S_{ind} = (1 - S_{ratio})S \quad (4.2)$$

ここで、 S_{drv} 、 S_{ind} 、 S は、それぞれモータの駆動電極面積、誘導電極面積、電極全体の面積である。 m 相の誘導電極をもつ場合、誘導電極一つあたりの面積は、 $\frac{S_{ind}}{m}$ である。

VITEMの推力式の振幅(2.45)に着目すると、ここには4つの静電容量係数 C_{m1} 、 C_i 、 C_l 、 C_{sl} が含まれている。以下の最適駆動電極面積割合の導出にあたって、静電容量 C_i 、 C_l 、 C_{m0} 、 C_{m1} 、 C_{sl} の単位電極面積あたりの大きさ(それぞれ、 C_{i_unit} 、 C_{l_unit} 、 C_{m0_unit} 、 C_{m1_unit} 、 C_{sl_unit})に着目する。これは、単位電極面積あたりの静電容量の値は電極面積割合が変化しても定数として扱えるためである。Fig. 4.2にそれぞれの静電容量の関係を示す。このうち、 C_{i_unit} は対向する単位面積の誘導電極間の静電容量であり、 C_{m0_unit} 、 C_{m1_unit} 、 C_{sl_unit} は、単位面積の駆動電極間の静電容量である。以下では、上記の3つの駆動電極に関する静電容量 C_{m0_unit} 、 C_{m1_unit} 、 C_{sl_unit} について、誘導電極に関する静電容量 C_{i_unit} に対する比として与える。すな

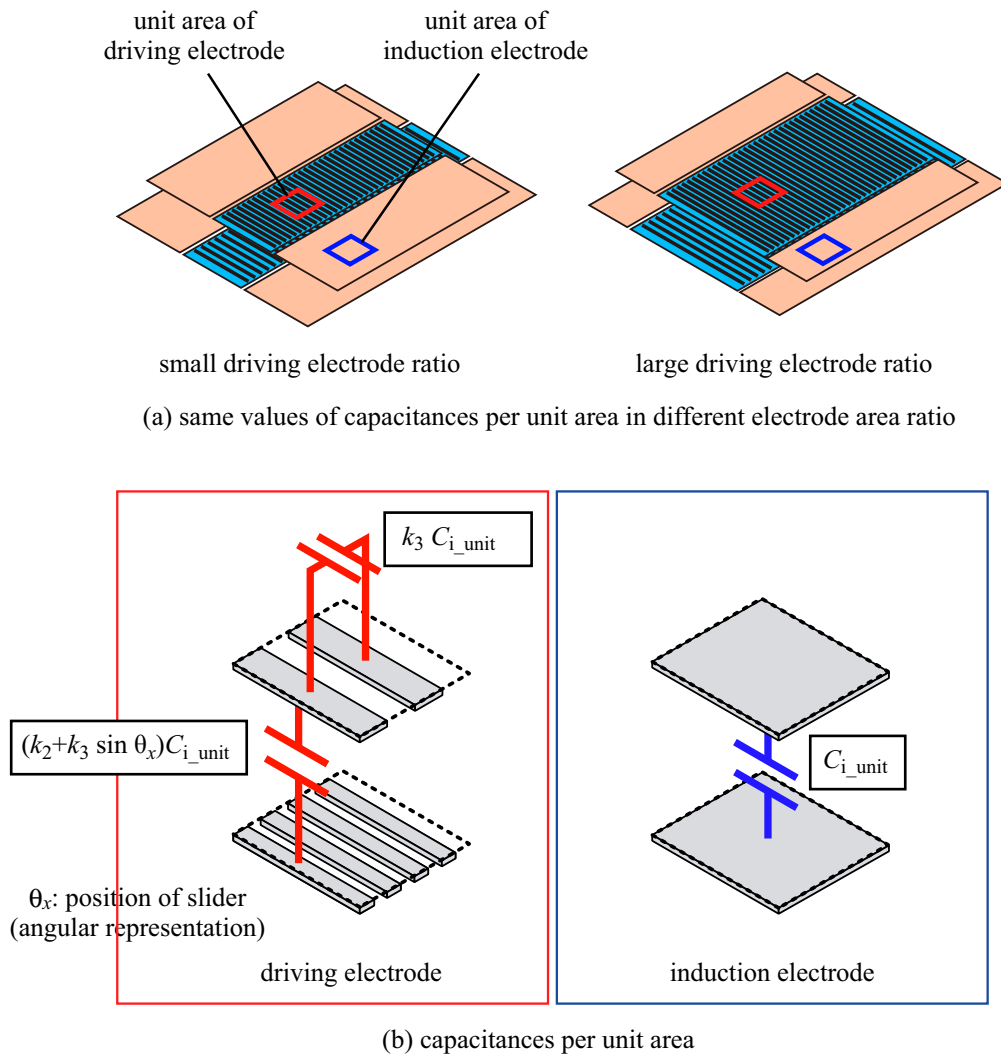


Fig.4.2 単位面積当たりの静電容量. (a) 異なる電極面積割合の VITEM における単位面積当たりの静電容量. 単位面積の電極構造が等しい場合, 両者の静電容量同じ値をとる. (b) 単位面積当たりの各静電容量と静電容量比. 誘導電極の静電容量を基準に比をとる. k_1 , k_2 , k_3 は駆動電極構造を表すパラメータとなる.

わち、本研究ではこの静電容量比を以下のように定義する。

$$\begin{aligned} C_{i_unit} : C_{l_unit} : C_{m0_unit} : C_{m1_unit} \quad (&: C_{sl_unit}) \\ = 1 : k_1 : k_2 : k_3 \quad (&: \delta k_1 + nk_2) \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここで δ は前節における記号と同じものを表す ($m=2$ のとき $\delta=1$ であり, $m>2$ のとき $\delta=2$ となる). このとき, パラメータセット k_1, k_2, k_3 は, 駆動電極のピッチ, ラインスペース比等の電極構造を表したパラメータとなる. これらの評価については, 4.3 節において行なう. (4.1), (4.2), (4.3) を用いると, 本モータの静電容量は以下のように記述できる.

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{S_{ind}}{m} C_{i_unit} = \frac{(1-S_{ratio})S}{m} C_{i_unit} \\ C_l &= S_{drv} C_{l_unit} = k_1 S_{ratio} S C_{i_unit} \\ C_{m0} &= S_{drv} C_{m0_unit} = k_2 S_{ratio} S C_{i_unit} \\ C_{m1} &= S_{drv} C_{m1_unit} = k_3 S_{ratio} S C_{i_unit} \end{aligned} \quad (4.4)$$

これらの関係式 (4.4) を VITEM の推力の大きさ (2.45) に代入すると, フィルム単位面積当たりの推力は以下のように求まる.

$$f_{Amp_unit} = \frac{f_{Amp}}{S} = \frac{m\pi k_3 C_{i_unit} (1-S_{ratio}) S_{ratio} V_{sl} V_{st}}{2p \{1 + (-1 + 2\delta m k_1 \sin^2 \frac{\pi}{m} + m n k_2) S_{ratio}\}} \quad (4.5)$$

(4.5) を S_{ratio} で微分し $\frac{\partial f_{Amp_unit}}{\partial S_{ratio}} = 0$ となる極値を求めると, 最適電極面積割合 S_{ratio_opt} は以下のように求まる.

$$S_{ratio_opt} = \frac{1}{1 + \sqrt{\alpha_{mn}}} \quad (4.6)$$

$$\alpha_{mn} = m \left(2\delta k_1 \sin^2 \frac{\pi}{m} + n k_2 \right). \quad (4.7)$$

この最適状態において, 単位面積当たりの推力は最大化され, 以下のように記述される.

$$f_{Amp_unit_opt} = \frac{m\pi k_3 C_{i_unit} V_1 V_t}{2p(1 + \sqrt{\alpha_{mn}})^2} \quad (4.8)$$

以降, この推力を最適推力と呼ぶこととする. この式から, k_3 と C_{i_unit} を大きくし, k_1 と k_2 を小さくすると性能の向上を図れることがわかる. また上記の解析結果から, モータの最適な電極構造は静電容量比 (k_1, k_2, k_3) から定義できることが示された. この静電容量比は電極形状や材料, 誘電率, 電極相数といった数多くのパラメータに依存するために, 定量的に求めるためには実験的手法または数値解析的手法が必要となる.

4.2.2 最適駆動電極面積割合への摩擦による影響

ここまで, VITEM の最適駆動電極面積の議論において, 単位面積当たりの推力, すなわち水平方向の静電気力のみに着目し, これを最大化することを考えてきたが, 実際には, フィ

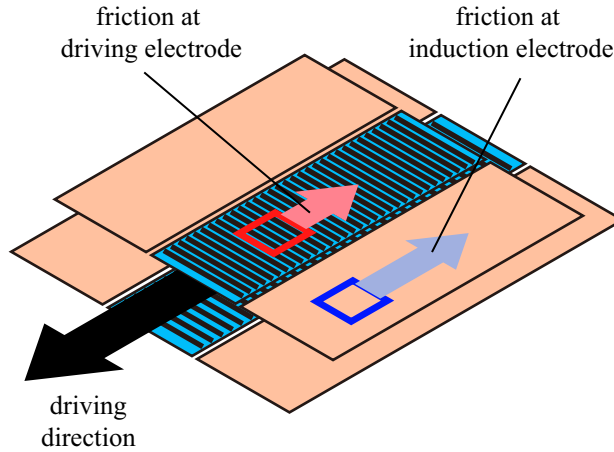


Fig.4.3 電極による摩擦の違い

フィルム間には垂直方向の静電吸引力が生じている。VITEM では、固定子フィルム上に移動子フィルムを重ねた構造をとっており、2枚のフィルム間には摩擦が生じている。静電吸引力の発生により、フィルム間の垂直抗力が増大し摩擦の増加につながると考えられるが、これまでの議論においてはこの影響は加味されていない。VITEM には誘導電極および駆動電極が存在するが、誘導電極はベタ電極であるのに対し駆動電極は平行電極であり、電極構造が異なるために、吸引力は対向する誘導電極間のほうが大きくなるものと思われる。そのため誘導電極と駆動電極では、Fig. 4.3 に示すように摩擦力の大きさに違いが生じる。ここでは、それぞれの電極の吸引力およびそれに伴う摩擦の大きさの違いの影響について議論を行なう。

誘導電極は、対向する電極間で平行平板コンデンサを構成しているとみなすことができる。平行平板コンデンサの吸引力 $F_{\text{attractive}}$ は、電極間のギャップ、空気の誘電率、電極間の比誘電率、電極面積、電極間の電位差をそれぞれ d , ϵ_0 , ϵ , A , V_{diff} として以下のように表される

$$F_{\text{attractive}} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon A \left(\frac{V_{\text{diff}}}{d} \right)^2 \quad (4.9)$$

VITEM の誘導電極において、誘導電圧の振幅、誘導電極への印加電圧をそれぞれを V_{ind} , V_{sl} とすると、誘導電極における吸引力 $F_{\text{att.ind}}$ は以下のように表される。

$$F_{\text{att.ind}} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon \cdot S (1 - S_{\text{ratio}}) \cdot \left(\frac{V_{\text{sl}} - V_{\text{ind}}}{d} \right)^2 \quad (4.10)$$

誘導電極における摩擦は、移動子への誘導電圧が大きくなるほど固定子誘導電極との電位差が小さくなるために、摩擦が小さくなると考えられる。また、誘導電圧 V_{ind} は、前述の解析において以下のように求められている。

$$V_{\text{ind}} = \frac{V_R (S_{\text{ratio}} - 1)}{S_{\text{ratio}} \left\{ k_1 m \left(\delta \cos \frac{2\pi}{m} - 2 \right) - k_2 m n + 1 \right\} - 1} \quad (4.11)$$

それに対し、駆動電極の摩擦は移動子への誘導電圧が大きくなるにつれて増大するものと考えられる。ただし、駆動電極はベタ電極ではなく平行電極であり、吸引力を解析的に求めることは非常に困難である。そこで、ライン/スペース比が 0.5 に近いことから、極板面積が駆動電極面積の半分の面積であり、かつ極板間電位差が V_{ind} と等価な平行平板コンデンサであると仮定して吸引力 $F_{\text{att.drv}}$ を求めると以下のように定式化できる。

$$F_{\text{att.drv}} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon \cdot S \frac{S_{\text{ratio}}}{2} \cdot \left(\frac{V_{\text{ind}}}{d} \right)^2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S S_{\text{ratio}}}{4} \left(\frac{V_{\text{ind}}}{d} \right)^2 \quad (4.12)$$

摩擦を加味した単位面積当たりの推力は動摩擦係数を μ として、以下のように表される。

$$f_{\text{Amp.unit.friction}} = f_{\text{Amp.unit}} - \mu \left(\frac{F_{\text{att.ind}}}{S} + \frac{F_{\text{att.drv}}}{S} \right) \quad (4.13)$$

二相四相 VITEM を例に、上記の関係を摩擦係数 μ を変えてプロットしたものを、Fig. 4.4 に示す。なお、定量化のために $m = 2, n = 4$, および (2.50) と後述の Table 4.4 のパラメータを使用した。いずれの場合においても、駆動電極よりも誘導電極における摩擦のほうが支配的となった。これは、当初の予想通り、ベタ電極である誘導電極のほうが駆動電極よりも大きな静電吸引力が発生し、摩擦の増大に寄与したためである。摩擦力を差し引いた VITEM の推力は、摩擦係数が比較的小さな場合 ($\mu = 0.01$) にはほぼ影響を受けていないが、摩擦係数が大きな領域では無視できないことがわかる。

誘導電極における摩擦力は、駆動電極面積割合が 0.6 前後、すなわち誘導電極面積割合が 0.4 前後で最大となった。ベタ電極である誘導電極は、広いほど吸引力と摩擦を発生させやすく感じられるが、駆動電極面積割合が 0 から 0.6 程度までは、誘導電極面積が小さくなるほど誘導電極部分の摩擦が増大している。この理由として、誘導電極が小さくなるにつれて誘導電圧 V_{ind} が小さくなるために、固定子の二相電極への印加電圧 V_{sl} との電位差 $V_{\text{sl}} - V_{\text{ind}}$ が大きくなることが要因であると考えられる。電位差が大きくなることでより大きな静電吸引力が生じ、誘導電極が比較的狭くなっているにもかかわらず、摩擦力が増大をしている。逆に、誘導電極がさらに広くなると誘導電圧は大きくなるために、固定子-移動子誘導電極間の電位差は小さくなり、誘導電極が広くなるにもかかわらず、摩擦が減少していく。これらの要因により、誘導電極における摩擦力はある一定の駆動電極面積割合 (本例では 0.6 前後) でピーク値を示したのと考えられる。

次に、摩擦係数の大きさが最適駆動電極面積割合に与える影響について検証する。摩擦係数に対する最適駆動電極面積割合とそのときの推力値を Fig. 4.5 に示す。摩擦係数が大きくなるにつれて、最適な駆動電極面積割合 $S_{\text{ratio.opt}}$ はより小さな側へと遷移しているのが見て取れる。また、推力のピーク値は半分以下となった。これらより、VITEM の設計時には摩擦に対しても十分に注意を払う必要があることが示唆された。しかし、実際の駆動条件における摩擦は、潤滑や施行ごとのばらつきが非常に大きく評価が困難であるため、以降の議論は摩擦の影響を除外して進めるものとする。また、現在の駆動条件のように移動子・固定子

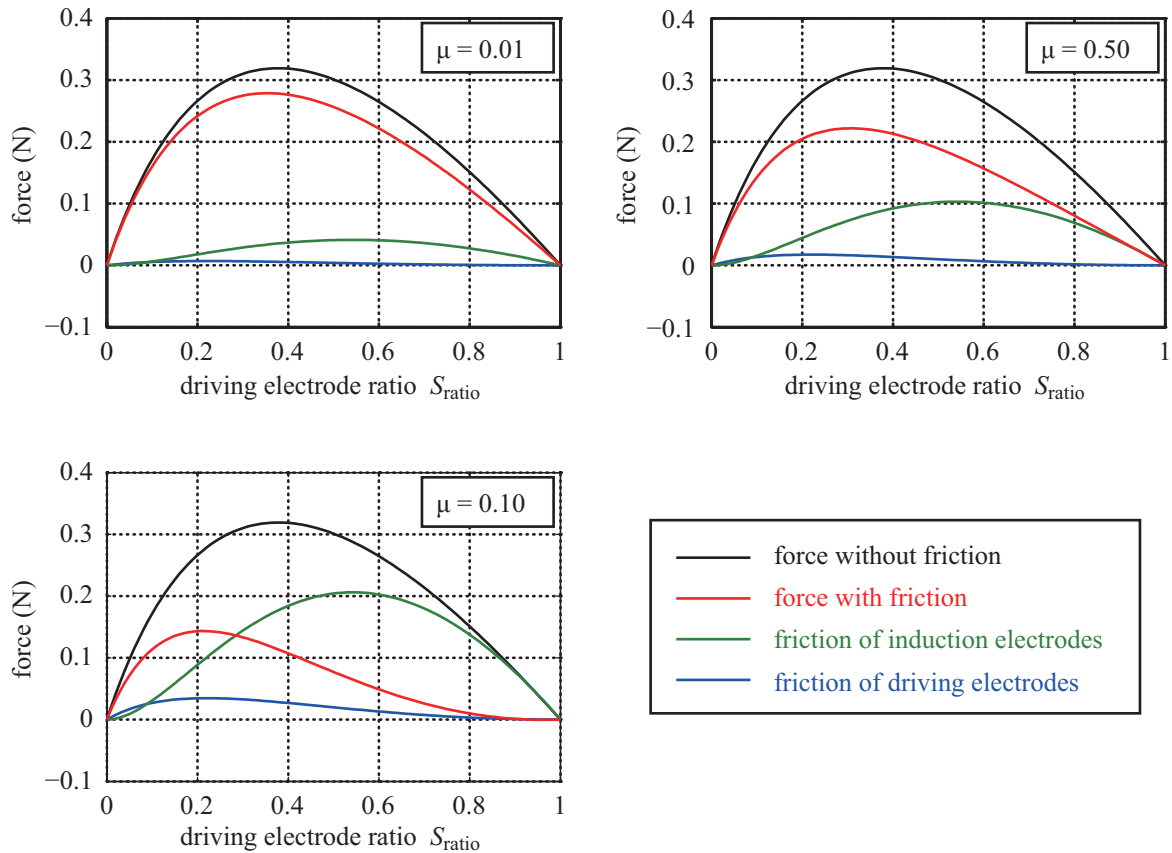


Fig.4.4 駆動電極面積割合に対する二相四相 VITEM の推力と各電極における摩擦の関係

を重ねるのではなく、ギャップを維持するような機構を付与することで摩擦の影響を低減することも考えられる。

4.2.3 モータモデルに基づいた静電誘導の実験的評価

本項では、二相四相 VITEM の実験用モータモデルを用いて、駆動電極面積の影響を評価する。異なる大きさの誘導電極を持つモータを表現するために、様々な容量の外部キャパシタを接続した実験用モータモデルを作製して評価実験を行う。

静電誘導型モータモデル

2章における解析結果に示されたように、VITEM において誘導電極の大きさはモータ性能に大きく影響する。しかし、様々な誘導電極面積を持つモータをいくつも作製することはコスト上難しいため、これらを実験用のモータモデルによって表現することを提案する。Fig. 4.6 に、提案した VITEM のモータモデルを示す。実験用モータモデルのベースとして二相四相 DEMED を使用する。モータモデルを作製するにあたり、誘導電極は DEMED において移動子電源と移動子駆動電極との間に直列に接続されたキャパシタであると見なされる。VITEM では、中央の駆動電極部は二相四相 DEMED と同じ構造をしているため、Fig.

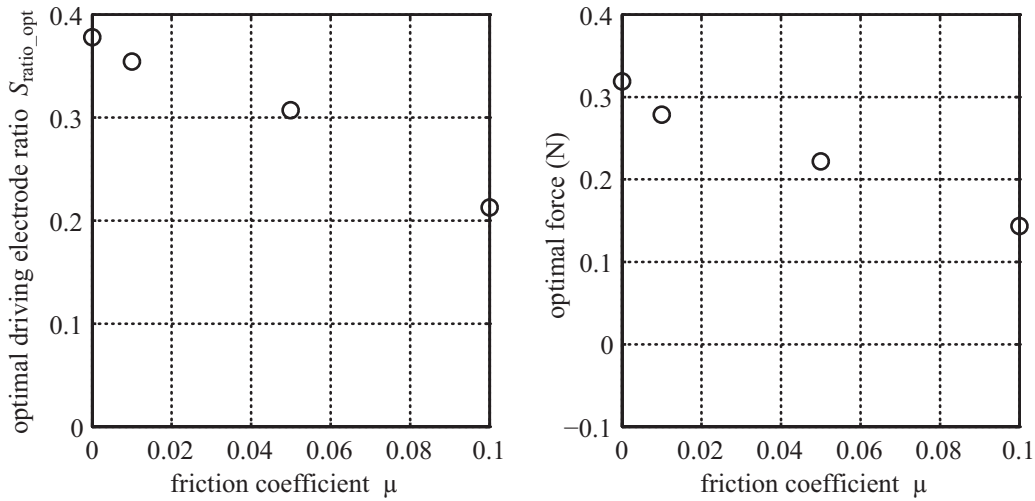


Fig.4.5 摩擦係数に対する最適駆動電極面積割合とそのときの推力の関係

3.1 のモータで代替する．誘導電極部はコンデンサを構成しているため，通常の高耐圧コンデンサによって代替し二相電源と移動子電極間に挿入した．異なる静電容量を持つ高耐圧コンデンサに交換することで，Fig. 4.7 に示すように異なる誘導電極面積を持つモータをモデル化する．

実験装置構成

二相電極を持つ VITEM においては，前述の推力式 (2.41) に示すように 3 つの周波数成分が発生するが，高周波電源を用いることで周波数差成分以外の影響を除去し，推力式 (2.44) のように見なせることは前に 2.4.3 項で述べた．

これらを考慮し，本実験では高周波電源構成を用いてモータを駆動させる．3.2.5 項のものと同じ信号発生器 (WF1946, NF 回路設計ブロック)，高速アンプ (HSA4012, NF 回路設計ブロック，電圧利得：10)，トランス回路を用いた．また，推力測定装置は Fig. 3.4 と同じものを使用した．

接続されたコンデンサの誘導電極面積への換算

接続したコンデンサの静電容量を誘導電極面積へと換算する．駆動電極として用いた二相四相静電モータにおいて測定された静電容量は，次のようであった．

$$\begin{cases} C_{m1} = 19.4 \text{ pF} \\ C_l = 123.2 \text{ pF} \\ C_{sl} = 249.1 \text{ pF} \end{cases} \quad (4.14)$$

また，駆動電極面積は

$$S_{drv} = 13.8 \text{ cm}^2 \quad (4.15)$$

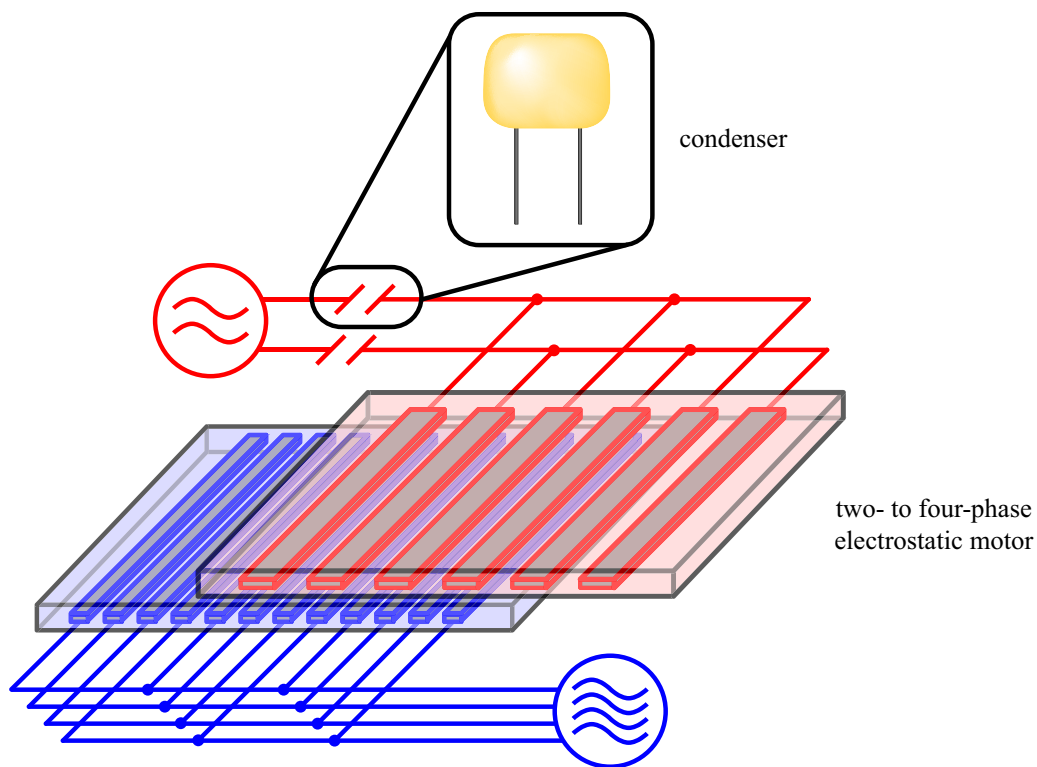


Fig.4.6 二相四相 DEMED とコンデンサの挿入による二相四相 VITEM の実験モデル. VITEM の駆動電極モデルとして DEMED を用い, VITEM の誘導電極が構成するキャパシタを高耐圧コンデンサで代替する.

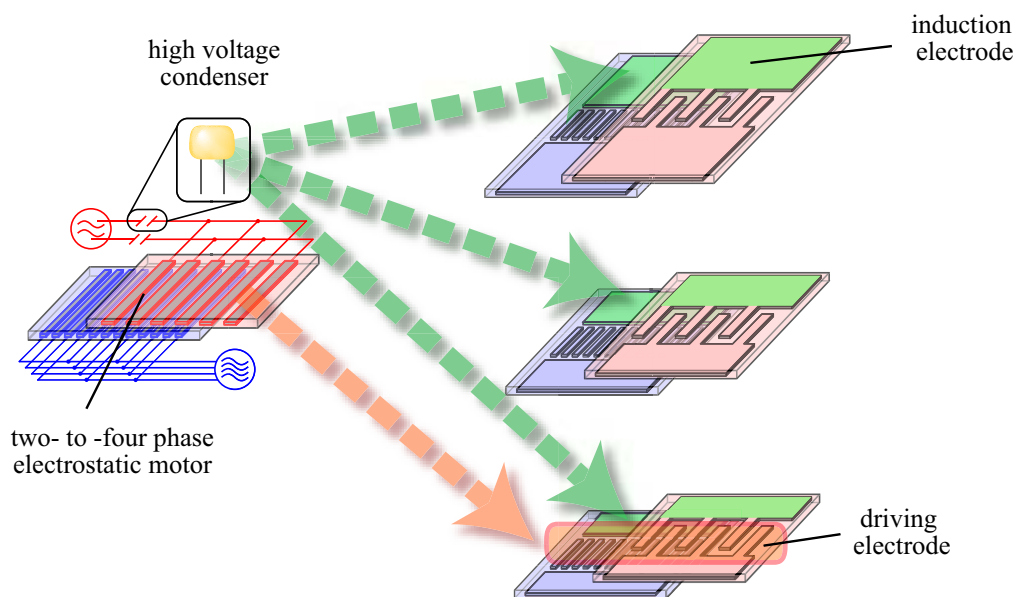


Fig.4.7 様々な容量のコンデンサによる誘導電極の表現. 接続するコンデンサの容量を変えることで, 様々な大きさの誘導電極をモデル化する.

Table 4.1 接続したコンデンサ容量 C_i と対応する静電誘導電極面積 S_{ind} および S_{ratio}

C_i (pF)	S_{ind} (cm ²)	S_{ratio}
96	10.7	0.56
210	23.3	0.37
471	52.3	0.21
877	97.3	0.12
1403	155.7	0.08
2121	235.4	0.06
4621	512.9	0.03

である．ここで， $C_{i_unit} : C_{sl_unit} = 1 : 1$ という仮定を用いると，誘導電極一つの面積は $\frac{S_{ind}}{m}$ であることから，

$$\frac{mC_i}{S_{ind}} = \frac{C_{sl}}{S_{drv}} \quad (4.16)$$

が成り立ち，(4.14)，(4.15) を代入すると，接続されたコンデンサの容量と誘導電極面積について次の関係を得る．

$$C_i = 1 \text{ pF} \Leftrightarrow S_{ind} = 0.111 \text{ cm}^2 \quad (4.17)$$

本項の実験では，この値と (4.15) 用いて S_{ratio} を算出する．

誘導電圧

誘導電圧の測定は，接続するコンデンサの容量を変えて，いくつかの S_{ratio} 条件のもとで行われた．2つの誘導電極に対応する2つのコンデンサ容量はほぼ等しくなるように選択した．接続したコンデンサ容量と，そのときの換算誘導電極面積，換算 S_{ratio} の値を Table 4.1 に示す．

電圧条件は，固定子駆動電極への四相電圧は 1 kV_{0-p} ， 1000 Hz とし，高耐圧コンデンサ（仮定した誘導電極）への二相電圧は 1 kV_{0-p} ， 999 Hz とした．

測定された誘導電圧の振幅値を，Fig. 4.8 に示す． S_{ratio} を横軸として (2.39) から算出された理論値とともにプロットしている．誘導電圧は (2.39) に示すように， ω_{st} と ω_{sl} の2つの周波数成分を持つため，全体値とともに二つの分解した電圧成分 (999 Hz と 1000 Hz 成分) をプロットした．駆動電極面積割合 S_{ratio} の増大，すなわち誘導電極面積割合が低下するにつれて，誘導電圧も低下していることがわかる．また，全体値， ω_{st} 成分， ω_{sl} 成分ともに，実験結果は理論線と非常によく一致した．このことから，DEMED にコンデンサを接続した VITEM の実験モデルにより，様々な大きさの誘導電極をもつ VITEM の誘導特性を表現できていることが示された．

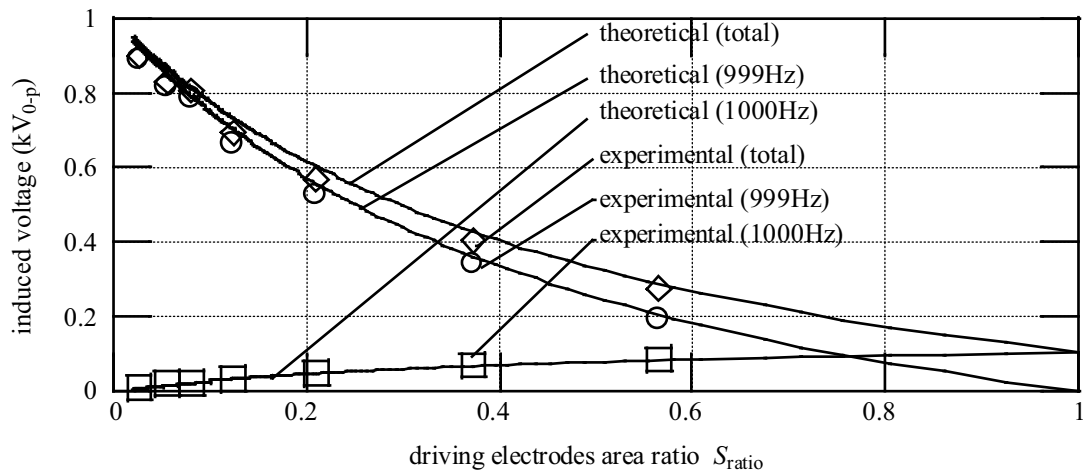


Fig.4.8 移動子電極上に生じた誘導電圧. 固定子駆動電極と誘導電極への印加電圧の周波数は, それぞれ 1000 Hz と 999 Hz である. 全体の電圧と, そこに含まれる 999 Hz と 1000 Hz を持つ成分がそれぞれ示されている.

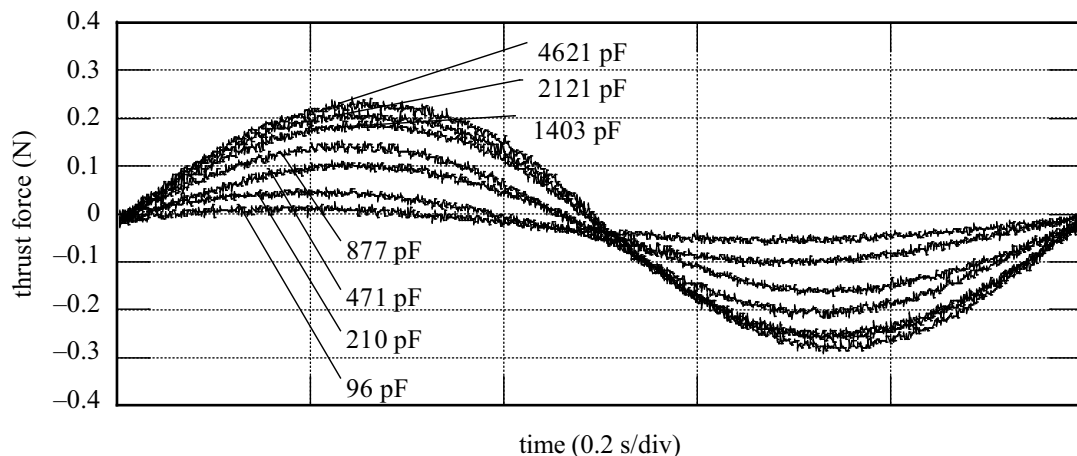


Fig.4.9 誘導電極を模擬した外部コンデンサの静電容量と, モータ推力の関係

推力

次に, VITEM の実験モデルを用いた推力測定実験を行う. 本測定において, 3.2.4 項での実験と同様に移動子はロードセルに固定された. 印加電圧条件は誘導電圧測定の条件に等しく, 接続する高耐圧コンデンサ条件 C_i も Table 4.1 に示したものと等しい. Fig. 4.9 に, 上記の電圧条件およびコンデンサ条件における推力を示す. 接続したコンデンサ容量が増加するにつれて, モータの推力が増加していることがわかる. これは, コンデンサ容量の増加に伴い, 移動子駆動電極上への誘導電圧が増加するため当然であると言える. また, 得られた推力値においても, 推力理論式 (2.41) に現れる 3 つの周波数成分のうち周波数差成分

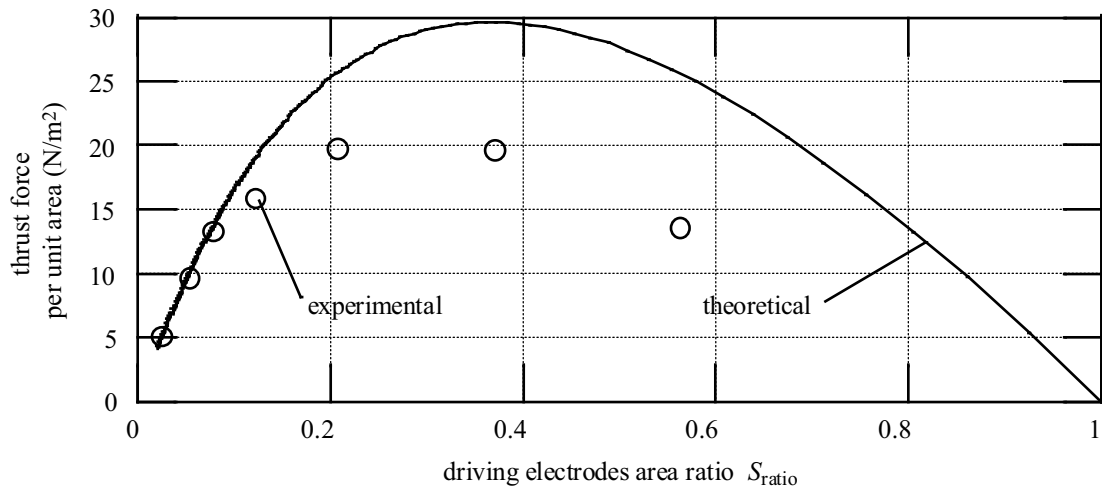


Fig.4.10 駆動電極面積割合に対する単位面積当たりの推力の変化

(1 Hz) の推力のみが顕著に表れており、周波数和成分 (1999 Hz)、二倍周波数成分 (2000 Hz) がほとんど減衰していることがわかる。この結果は (2.44) で得られた単純な推力特性と一致する。すなわち高周波電圧印加時においては、推力理論式 (2.41) を (2.44) と同等と見なせるとした 2.4.3 項の議論は正当であったと言える。

最適な駆動電極面積割合

単位面積あたりのモータ推力を最大化するような駆動電極面積と誘導電極面積の割合が存在することを 4.2.1 項で述べた。ここでは推力測定をもとに、最適駆動電極面積 S_{ratio_opt} の実験値を導出する。推力測定において、誘導電極を模したコンデンサを移動子に接続していた。このコンデンサ容量は、換算式 (4.17) に基づき誘導電極面積 S_{ind} へと換算可能であり、様々な静電容量を持つコンデンサを用いることで異なる大きさの誘導電極を表現していた。このとき駆動電極面積 S_{drv} の大きさは一定であるため、 S_{ind} を変化させることは S_{ratio} を変化させることと等価である。ただし、 S_{ind} の変化に伴いモータ全体の大きさ S も変化することになる。モータの性能評価をするために、得られた推力値 Fig. 4.9 を S で除することにより、単位面積あたりの推力に換算して比較する。

Fig. 4.10 に、モータの単位面積あたりの推力振幅を S_{ratio} に対してプロットしたものを示す。このプロットにおいて、横軸の S_{ratio} は Table 4.1 に示されたものである。また、Fig. 4.9 では推力の周波数差成分のみが顕著に表れているため、この成分のみをプロットに使用した。推力の理論線は、単位面積あたりの推力式 (4.5) に対して、 $V_1 = V_t = 1000V$ 、 $p = 200 \times 10^{-6} \mu m$ 等を代入することで得ている。単位面積あたりの推力が最大となるような S_{ratio} は、理論値、実験結果共に S_{ratio} が 0.3 から 0.4 の範囲に観察された。VITEM の電極を設計する際には、駆動電極面積割合がこの範囲になるように設計すべきであろう。

またこのとき、単位面積あたりの推力振幅の最大値は、理論値において約 $30 N/m^2$ 、実験

値において約 20 N/m^2 であった。全体的に、プロットされた推力振幅の実験値は理論値よりも小さくなった。この不一致の理由としては、移動子-固定子間の摩擦、推力測定装置における減衰、コンデンサからの等価面積算出の見積もり誤差が考えられる。

これらの一連の予備実験により、駆動面積割合を最適化する重要性が示された。

4.2.4 同面積の2つのプロトタイプを用いた実験的検証

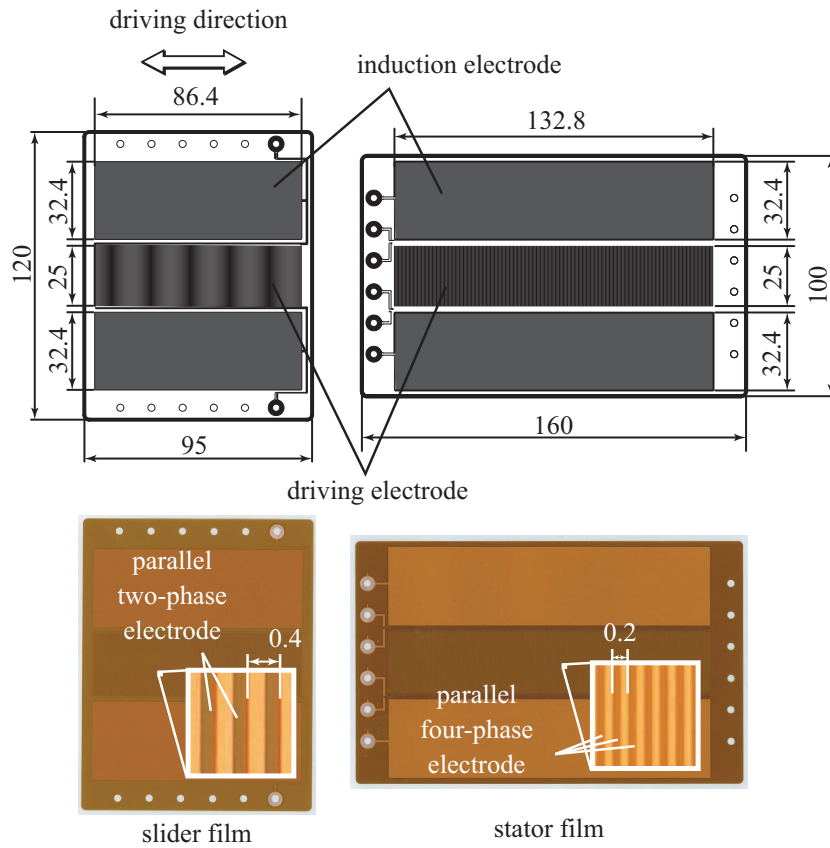
二相四相 VITEM のプロトタイプ

本項では、二相四相および三相三相の電極を持つプロトタイプを用いて、上記の理論モデルの検証を行う。Figure 4.11 は2つのプロトタイプに用いられているフィルムを示す。Figure 4.11 (a) は二相四相 VITEM の固定子と移動子を示す。このモータでは、移動子のサイズは横 95 mm、縦 120 mm であり、固定子のサイズは横 160 mm、縦 100 mm である。駆動電極のサイズは、移動子では横 86.4 mm、縦 25 mm であり、固定子では横 132.8 mm、縦 25 mm である。それぞれの誘導電極サイズは、移動子では横 86.4 mm、縦 32.4 mm であり、固定子では横 132.8 mm、縦 32.4 mm である。駆動電極ピッチは、移動子では 0.4 mm、固定子では 0.2 mm である。電極の厚みは $18 \mu\text{m}$ である。

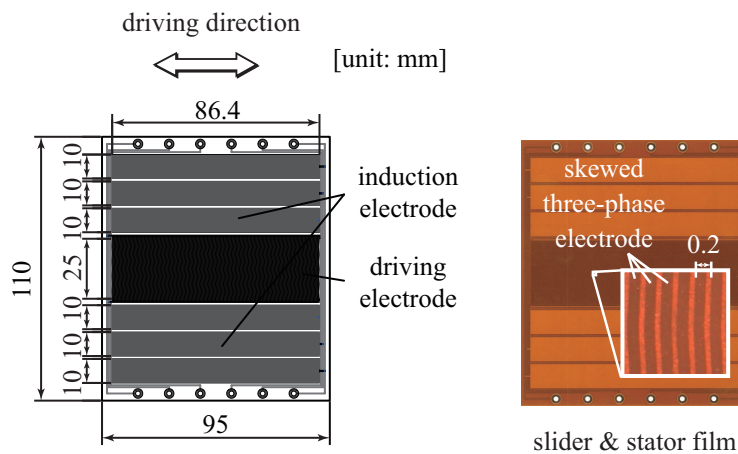
なお、実際のフィルム内にそれぞれの電極に接続するための給電線が構成される。これらの給電線も他の電極との間に静電容量を持つために、給電線により電極間の静電容量がアンバランスになると誘導特性が変化しモータの性能に影響をおよぼす可能性がある。特に、駆動電極と誘導電極間に直線状の給電線を構築した場合には、特定の駆動電極相と誘導電極相の間に比較的大きな静電容量が生じる。このような電極構造のアンバランスによる静電容量の偏りを防ぐ手法として、全ての相に対して電極形状を対照的に作製する手法が、三相モータで提案されている [52]。同様に、Fig. 4.12 に示すように四相電極への給電線は、5本の駆動電極をひとまとめにして20本ごとに同一の電極構造を繰り返すようにし、かつ構造をジグザグ形状にした。この構造は給電線の対称構造を維持しつつ、限られた電極間スペースに配置可能である。

三相三相 VITEM のプロトタイプ

Figure 4.11 (b) は三相三相モータに用いられているフィルムを示す。これは文献 [46] で用いられたものと同じものである。このモータでは、固定子と移動子にの双方に同じフィルムが用いられた。フィルムのサイズは横 95 mm、縦 120 mm である。3つの誘導電極を持ち、フィルム構造の対称性の得るためにそれぞれはさらに駆動電極の両側に2つに分割されている。駆動電極全体と1相あたりの誘導電極のサイズはそれぞれ、横 86.4 mm、縦 25 mm と横 86.4 mm、縦 20 mm である。駆動電極ピッチは 0.2 mm であり、理論モデルに沿うように [49] で述べられた 0.75 ピッチのスキューを施している。(三相三相モータでは、正弦波状



(a) two-to-four phase VITEM



(b) three-to-three phase VITEM

Fig.4.11 VITEM のプロトタイプ. (a) 二相四相 VITEM の移動子フィルムと固定子フィルム. (b) 三相三相 VITEM の移動子・固定子フィルム (共通). 移動子電極サイズは両方で等しくなるように設計されている.

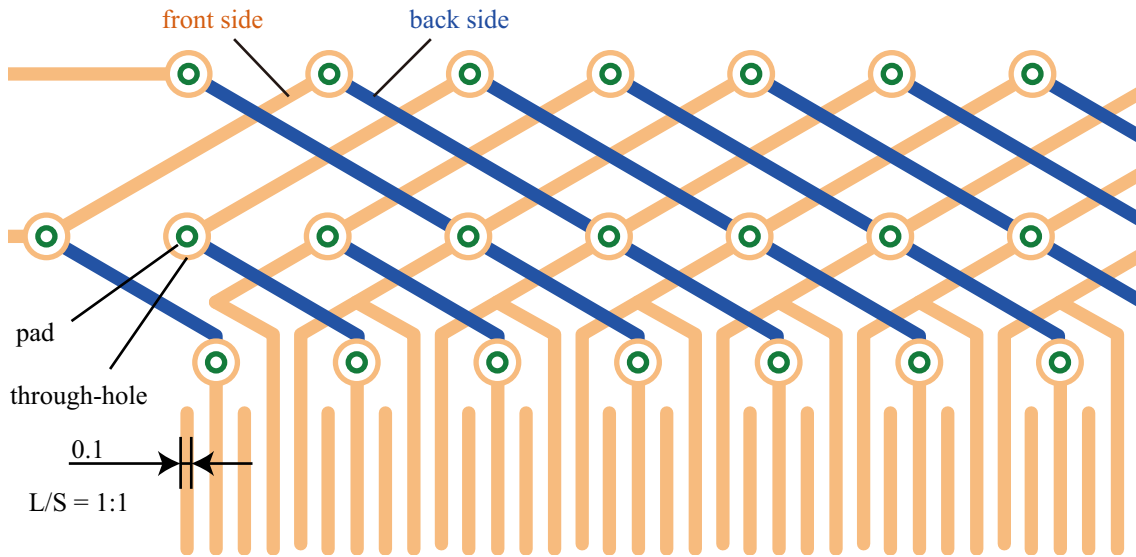


Fig.4.12 固定子の四相電極構造. 電極間の静電容量のアンバランスを解消と、誘導電極間との静電容量が均等かつ小さくなるようにするために、ジグザグ型の対称構造をとる. モータの性能自体には理論上、固定子の電極間の静電容量は影響を与えないが、静電容量の実測値の取得の際に、各電極ごとに換算誤差が生じる. 5つの電極ごとに同一の形状をとるように設計し、4相電極であるため、20本の電極ごとに繰り返し構造となる. 給電用配線部において各電極間の間隔が大きくなるように配置した.

の静電容量変化を得るためには電極のスキューは不可欠であるが [49], 二相四相モータではもとから正弦波状の静電容量変化特性を持っている [50]). 電極厚みは $35 \mu\text{m}$ であり、二相四相モータの約2倍であった.

静電容量

静電容量は、移動子をロードセルに固定した状態で、マイクロメータヘッドを用いて移動子位置を送りながら、各位置でインピーダンスアナライザを用いて測定した. Fig. 4.13 に二相四相 VITEM の測定における移動子やロードセルの位置関係を示す. ロードセルに固定したのは、後述の推力測定とセットアップを共通とし、静電容量測定と推力測定の両者における移動子位置関係を揃えるためである. それぞれのモータの静電容量は、[49] で述べられた手法を用いて周波数 1 kHz のときの値を測定した. 二相四相モータおよび三相三相モータの測定結果をそれぞれ、Fig. 4.14 と Fig. 4.15 に示す. それぞれの測定結果を FFT 解析により処理した結果得られた静電容量値を Table 4.2 にまとめる.

誘導電圧と推力

それぞれのモータに対して、誘導電圧と推力についても測定を行った. 本測定において、二相四相モータは周波数 $\omega_{st}/2\pi = 15 \text{ Hz}$ と $\omega_{sl}/2\pi = 10 \text{ Hz}$ で駆動を行い、三相三相モータでは、周波数 $\omega_{st}/2\pi = 2 \text{ Hz}$ と $\omega_{sl}/2\pi = -2 \text{ Hz}$ で駆動を行った. 測定の間、移動子位置は

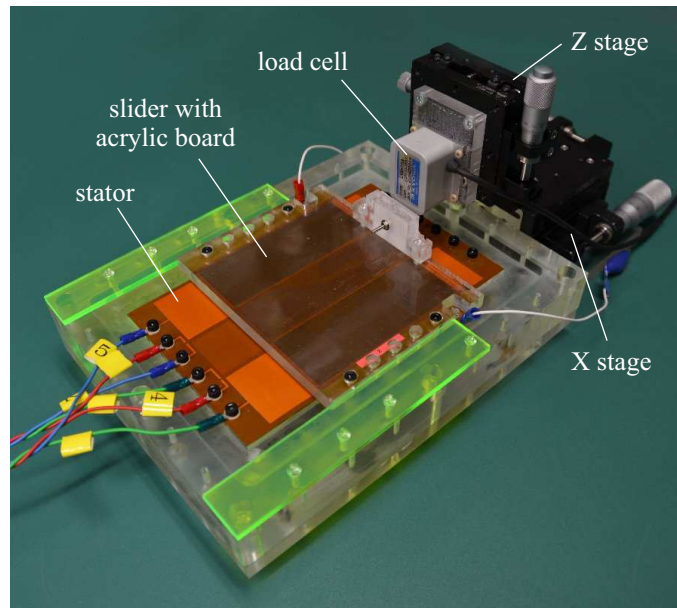


Fig.4.13 静電容量および推力の測定装置. 移動子はロードセルに固定され, 移動子と固定子の相対位置はマイクロメータヘッドで変化させることができる.

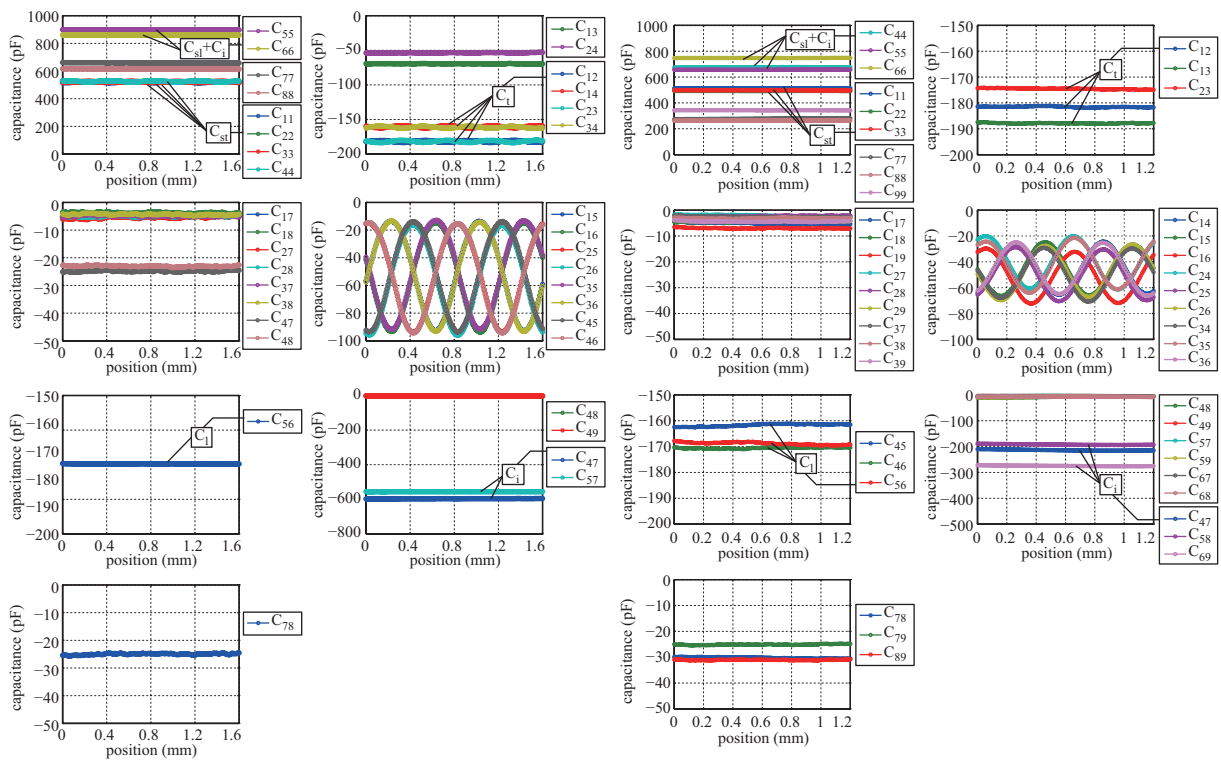


Fig.4.14 二相四相 VITEM のプロトタイプにおける静電容量測定結果

Fig.4.15 三相三相 VITEM のプロトタイプにおける静電容量測定結果

Table4.2 VITEM のプロトタイプにおいて測定された静電容量

capacitances	2-4 VITEM (pF)	3-3 VITEM (pF)
C_{sl}	200.4	467.5
C_l	85.6	167.1
C_{m0}	36.8	46.4
C_{m1}	27.5	20.4
C_i	464.5	225.4

Table4.3 二相四相 VITEM と三相三相 VITEM のプロトタイプにおける誘導電圧と推力 (電圧振幅:2 kV, 電源周波数:二相四相 VITEM では $\omega_{st}/2\pi = 15$ Hz および $\omega_{sl}/2\pi = 10$ Hz, 三相三相 VITEM では $\omega_{st}/2\pi = 2$ Hz および $\omega_{sl}/2\pi = -2$ Hz.)

		2-to-4 VITEM		3-to-3 VITEM	
comp.		experimental	theoretical	experimental	theoretical
induced voltage	ω_{sl}	824 V	1238 V	523 V	524 V
	ω_{st}	139 V	147 V	63 V	71 V
thrust force	$\omega_{st} - \omega_{sl}$	828 mN	1070 mN	374 mN	503 mN
	$\omega_{st} + \omega_{sl}$	592 mN	1070 mN	-	-
	$2\omega_{st}$	76.6 mN	127 mN	-	-

その場に固定された。誘導電圧と推力は同時に測定を行った。VITEM においては、誘導電圧の測定はやや困難が伴う。移動子は電氣的に浮いた状態にあるので、非接触の測定が必要となる。すなわち、もし電圧測定のためにオシロスコープ等に接続してしまうと、プローブの有限のインピーダンス値によって移動子上の誘導電圧の値が変化してしまう。移動子上の誘導電圧の測定を正確に行うために、本測定においては、非接触表面電位計 (Model 344, probe:6000B-8, TReK Inc.) を用いた。本表面電位計の測定では $\phi 15$ mm のターゲットエリアが必要であるため、微細な移動子電極上で直接電位を測定することは困難である。そのため、周辺環境から絶縁された導体板をターゲットとして移動子電極の一相に接続し、その電位を表面電位計で測定することで電位測定を容易にした。推力は、移動子に固定されたロードセル (ロードセル: LVS-1KA, 共和電業, ひずみアンプ: CDV-700A, 共和電業) を用いて行われた。測定された誘導電圧と推力に対して高速フーリエ変換 (FFT) を用いて、各周波数の振幅値を解析した。

測定結果を、Table 4.2 の静電容量を用いて計算した理論値とともに Table 4.3 に示す。一般的に、実験結果は理論値よりも値が小さくなる傾向にある。この差はおそらく、非接触電位測定における導体板のインピーダンス効果や、推力測定装置内に存在する摩擦によるロスによるものと思われる。しかし全体的な傾向は一致しており、理論の正当性が裏付けてられ

Table 4.4 プロトタイプにおける k パラメータと C_{i_unit} の値

capacitances	two-to-four phase VITEM	three-phase VITEM
k_1	0.239	0.593
k_2	0.103	0.165
k_3	0.077	0.072
C_{i_unit}	0.166	0.130

たと考えられる。

二相四相構造と三相三相構造の比較

Table 4.3 において、二相四相 VITEM と三相三相 VITEM の推力の比較を行った。二相四相と三相三相のフィルムの電極面積はほぼ等しかったにもかかわらず、二相四相モータの推力は三相三相モータの推力の 2 倍以上の推力となった。しかしこの比較では、2 つの異なる相数の実際の性能を必ずしも正しく比較できていない。前述のように、それぞれの電極構造には最適な電極面積割合 S_{ratio} が存在する。それゆえ、公正な比較のためには、それぞれのプロトタイプの電極構造が最適面積割合で設計されているかを検証すべきである。

Figure 4.16 は、2 つのモータの推力の理論値を S_{ratio} を横軸としてプロットしたものである。これらの理論値は Fig. 4.11 の 2 つのプロトタイプにおける静電容量比を用いて計算したものである。三相三相モータにおいて電極面積割合 S_{ratio} はほぼ最適値になっている一方で、二相四相モータでは最適性能に達していないことがわかる。それにもかかわらず、二相四相モータのほうが、三相三相モータの最適状態の推力よりも大きくなっている。そのため、VITEM では二相四相モータは同じフィルムサイズにおいて、三相三相モータよりも良い性能が得られることが示唆される。

しかしこれら 2 つのモータの比較において公正を期すために、検証すべき重要な点がもう一つ存在する。これらのプロトタイプにおいて電極厚みが、二相四相モータ $18 \mu\text{m}$ 、三相三相モータでは $35 \mu\text{m}$ と異なっており、これらの厚みの違いが性能に影響を与えた可能性がある。これらの厚みの違いは、パラメータのセット ($k_1, k_2, k_3, C_{i_unit}$) によって定量化できる。2 つのモータにおけるこれらのパラメータを Table 4.4 にまとめた。移動子の駆動電極間の静電容量を示す k_1 の値に大きな違いがみられている。この k_1 の大きさの違いは、電極ピッチの違いの他に主に電極厚みの違いによって生じていると考えられる。言い換えると、二相四相モータと三相三相モータの性能の大きな違いはこれらの電極厚みの違いに起因しており、おそらく 2 つの電極設計における本質的な性能の違いを反映したものではないと考えられる。この点を確かめるために、以下では有限要素法によるシミュレーションの援用により異なる電極形状の評価を行う。

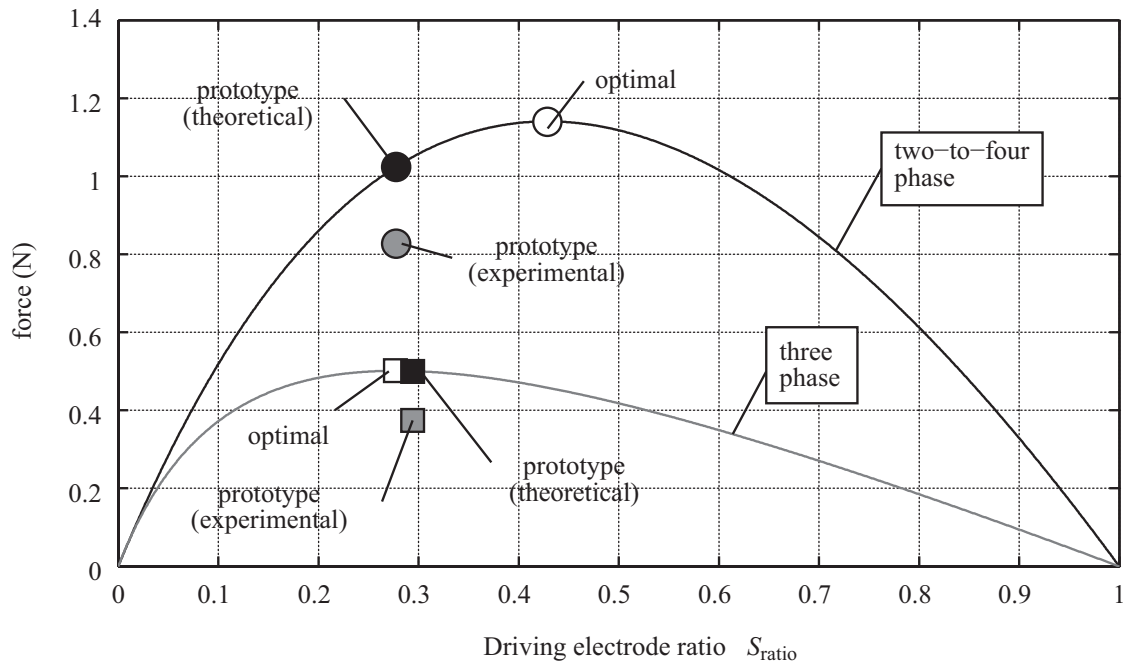


Fig.4.16 駆動電極面積割合に対する単位面積当たりの推力の関係

4.3 断面構造の解析：静電容量変化の解析

前節で触れたように、同じ相数、同じ駆動電極面積割合の VITEM でも異なる電極厚みを取ることができる。これに加え、駆動電極のライン/スペース比などの他の形状パラメータも、異なる値を取ることが可能である。Fig. 4.17 に、同一相数、同じ駆動電極面積割合ながら異なる電極構造を持つ VITEM を示す。これらの垂直面(断面)方向における駆動電極形状等のモータ構造の違いは電極間の静電容量を変化させる。これは、上記の解析でパラメータとして用いた「単位電極面積あたりの静電容量比 k_1 , k_2 , k_3 」の変化として捉えることができる。これを定量化し上述の最適化式に導入すれば、電極形状の水平面・垂直面方向を総合的に考慮したモータの定量評価が可能になる。しかしこの静電容量比には、電極厚み、ピッチ等の様々な電極形状パラメータが影響を及ぼし複雑な関係となることは容易に想像される。電極形状による静電容量変化は、MEMS 分野の静電モータにおいても解析式で与える試みがなされているが、関係が非常に複雑であるために容易ではなく誤差も生じやすいことが指摘されている。また、実験的な比較には多くのプロトタイプと比較が必要であるが、コスト等の制約から実際に作製できる数は限られている。それに対し、シミュレーションでは詳細な形状を容易にモデル化可能であるという利点があるため、十分な比較検討にはシミュレーションを援用することが望ましい。

本節では、VITEM の静電容量の算出に、ANSYS(ANSYS, Inc.) を使用した有限要素解析を援用する。本静電モータの電極形状は、細長い平行電極が連なった形状となっており、各

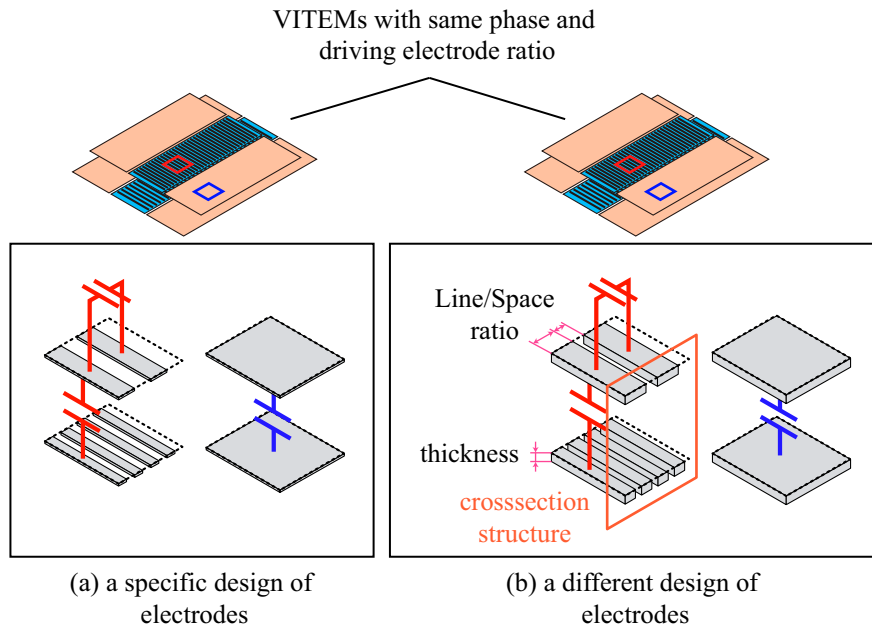


Fig.4.17 同一相数，駆動電極面積割合ながら異なる電極構造を持つ VITEM. これらの電極構造の違いは，たとえ相数や駆動電極面積割合が等しくても静電容量比 k_1 , k_2 , k_3 を変化させる.

電極の幅やギャップと比較して奥行方向は十分に長いために二次元的な断面解析が可能である。また，電極の幅方向では十分に多数の電極が連なっているために，静電容量の端部効果は無視することができる。そのため，モータ全体を三次元的にモデル化しなくても，駆動電極の一部を二次元モデルで表現し，その電極間の静電容量を算出することで，モータ性能の定量評価に必要な「単位電極面積あたりの静電容量比」を算出することが可能である。

本節でのシミュレーションでは，初めに電極のみのモデルを作製し，それらの結果を Table 4.2 での実測結果と比較する。なお，解析は駆動電極と誘導電極を別々に扱い，駆動電極の繰り返し構造や誘導電極の一樣な構造を考慮し，モータの一部のみを使用して行う。この結果から，電極のみのモデル化では誤差が非常に大きくなることを指摘し，フィルム部分も含めたモデル化が適していることを示す。それを踏まえ，実際のフィルムの断面形状および工業的に汎用的に用いられているフィルムの断面仕様を基に，モータ断面の二次元有限要素モデルを提案する。これを用いて電極間の静電容量を算出し，実際のプロトタイプにおける測定例と比較することでその妥当性を示す。次に，相数，電極厚み，ピッチ等の形状パラメータの異なるモータをモデル化し，その静電容量比の算出と単位面積当たりの推力の解析式 (4.8) への代入により，各モータの性能を算出する。最後に，得られた各モータの性能を比較することにより，適切な形状および性能に影響を与えるパラメータ項目を指摘する。

4.3.1 電極のみのモデル

初めに, Fig. 4.18 に, 二相四相 VITEM の駆動電極の静電容量解析用の基本的なモデルを示す. このモデルでは, モータの構成要素としては電極のみを構成する. また, モータの電極形状が奥行き方向に十分に長いことを考慮し, 奥行き方向には一様であると仮定し, 2Dモデルによる解析を行う.

モータは繰り返し構造を有するため, 一部のみをモデル化することとし, 固定子電極 18 個, 移動子電極 6 個のみのモデルを用いた. 固定子電極ピッチは $200\ \mu\text{m}$, 移動子電極ピッチは $400\ \mu\text{m}$, 電極幅はそれぞれのピッチの半分とし, 電極厚みは $20\ \mu\text{m}$, 移動子-固定子電極間ギャップは $100\ \mu\text{m}$ とする. 電極周辺には空気層を配置し, さらにその周辺に無限

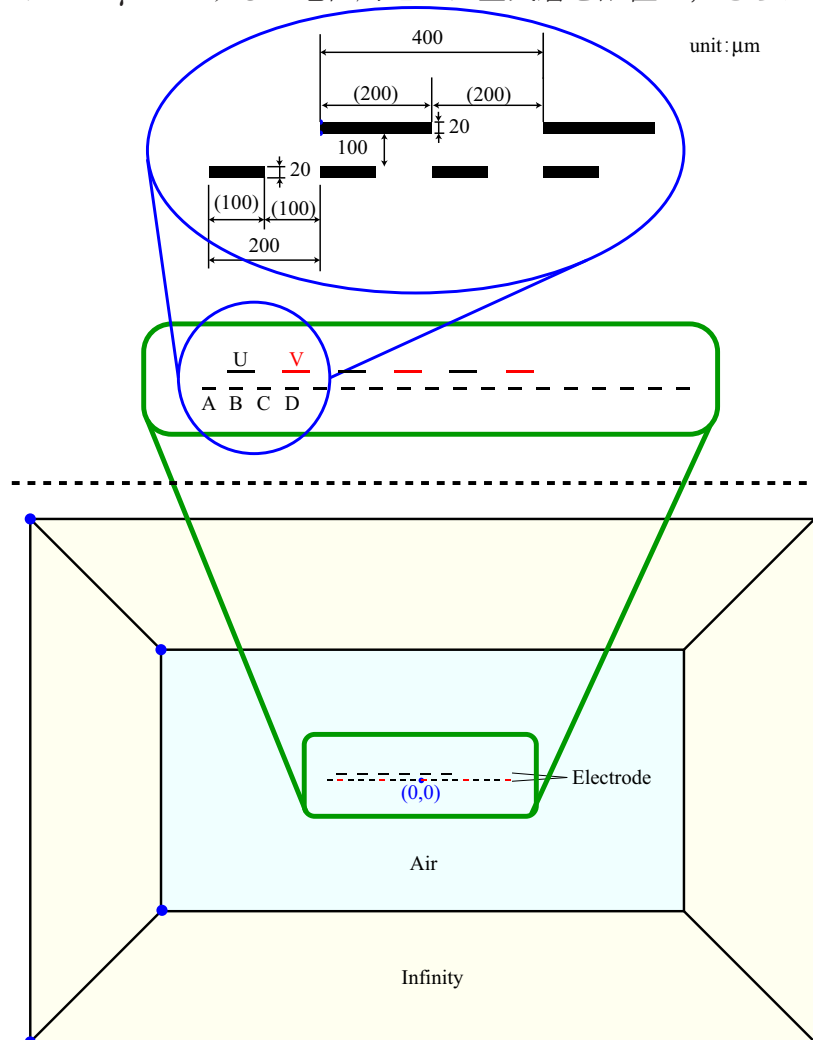


Fig.4.18 静電容量解析における VITEM の駆動電極解析モデルの基本的構成. 図は二相四相モータの例を表す. 中央にモータの駆動電極が配置され, その周辺に空気層が構成される. 空気層の周辺には無限境界要素が構成される.

Table 4.5 二相四相モータの電極のみモデルによるシミュレーション結果と実測値との比較

静電容量係数成分		実測値 (pF)		シミュレーション (pF)	
		0次	1次	0次	1次
固定子対角成分	C_{st}	523.1	-	206.3	-
移動子対角成分	C_{sl}	302.7	-	103.5	-
固定子駆動電極の隣接電極	C_t	171.3	-	76.9	-
移動子駆動電極の隣接電極	C_l	98.9	-	24.7	-
移動子駆動電極-固定子駆動電極間	C_{m0}, C_{m1}	51.8	39.6	19.7	18.8

境界要素を構成する．電極・空気層など全体のモデリングには，2次元静電場解析用要素 PLANE121 を使用し，無限境界要素部分には無限境界要素 INFIN110 を使用した．無限境界要素は，無限遠でのポテンシャルをゼロとするために使用されている．

静電容量の導出は，各電極に蓄えられる電荷を元に算出を行う．一つの電極相 i 相に 1 V を印加し，他の相 j ($j = 1, \dots, 6, j \neq i$) に 0 V を印加したとき，電極相 j に蓄えられた電荷の絶対値が，電極相 i と電極相 j の間の静電容量 C_{ij} となる．このとき，静電容量係数行列の非対角成分は $-C_{ij}$ ($i \neq j$)，対角成分は C_{ij} ($i = j$) となる．なお，以降では，便宜上 i 相電極 ($i = 1, \dots, 6$) をそれぞれ A, B, C, D, U, V 相と呼ぶこととする．A, B, C, D 相は四相電極，U, V は二相電極の各相を表す．固定子上の一相 (例えば，B 相) に 1 V を印加する場合と移動子上の一相 (例えば，V 相) に 1 V を印加する場合の二通りを行うことで静電容量係数全体の導出が可能である．なお，この電荷の算出においては，端部の電極における電界の歪みを無視するために，中央の電極のみを用いて算出する．また，移動子電極は $20 \mu\text{m}/\text{step}$ で右方向に送り，各位置で静電場解析を行ない，全部で構造 1 周期分 (二相四相モータ : 41 ステップ，三相モータ 31 ステップ) の解析を行った．

二相四相モータにおいて，B 相または U 相に電圧 1 V を印加したときの数値解析結果のコンター表示をそれぞれ Fig. 4.19, Fig. 4.20 に示す．また，それぞれの場合における移動子位置に対する静電容量変化の結果をそれぞれ Fig. 4.21, Fig. 4.22 に示す．Fig. 4.21, Fig. 4.22 には，電極構造周期に対する静電容量変化の FFT 結果も合わせて記載する．なお，Fig. 4.21, Fig. 4.22 中の定量値は，Fig. 4.11 に示すサイズのモータの値に換算している．

Fig. 4.21, Fig. 4.22 の結果から，移動子-固定子間には，正弦波に近い静電容量変化が再現されていることがわかる．FFT 結果と，Table 4.2 での実測結果との定量的な比較を，Table 4.5 に示す．特に同一フィルム内で隣り合う電極間の静電容量が他の静電容量よりも小さくなっており，不一致が顕著である．結果のグラフは省略するものの，同様の現象は三相電極の有限要素解析においても顕著に見られた．

推力式 (2.16), (2.17) が示すように，移動子の隣合う電極間の静電容量 C_l は推力式の分母にあり，この大きさによってモータの推力の大きさが変化する．これらの静電容量は，移動

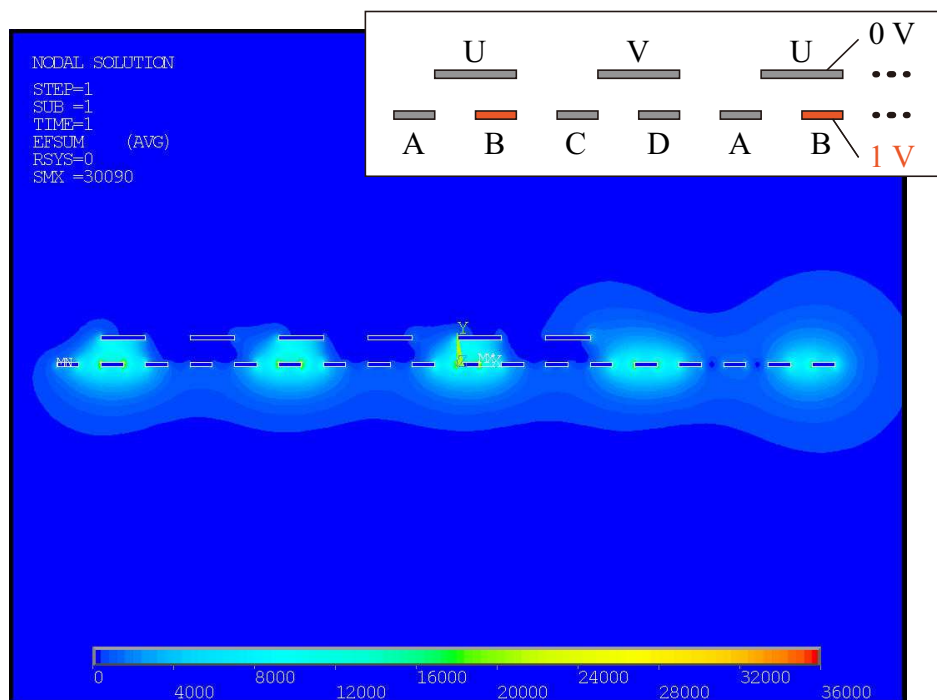


Fig.4.19 二相四相 VITEM 駆動電極の電極のみのモデルによる電界解析結果コンター図 (B相に電圧印加)

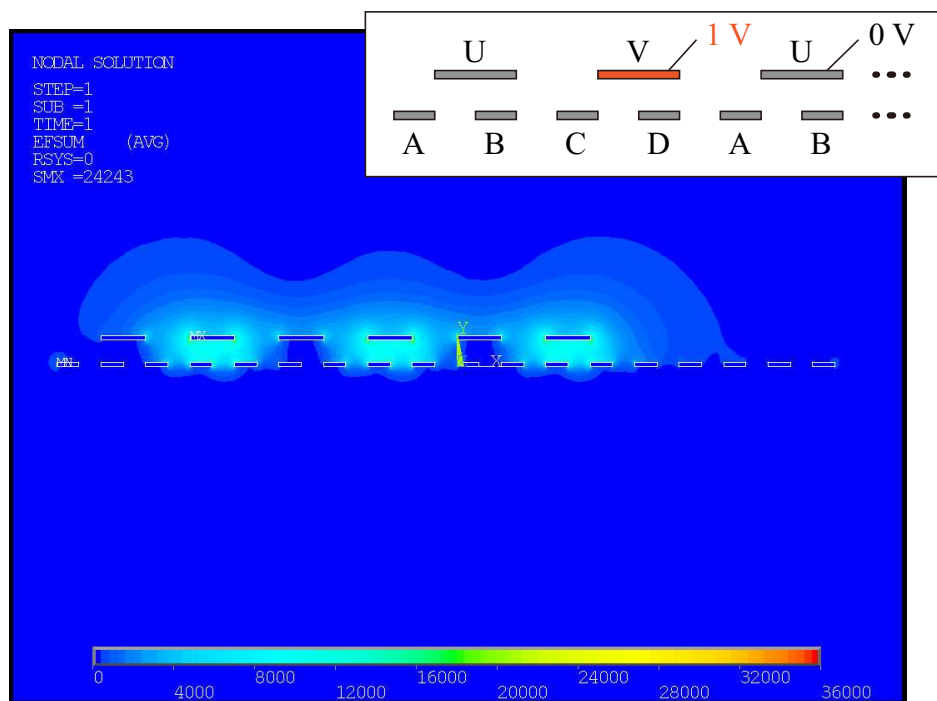


Fig.4.20 二相四相 VITEM 駆動電極の電極のみのモデルによる電界解析結果コンター図 (V相に電圧印加)

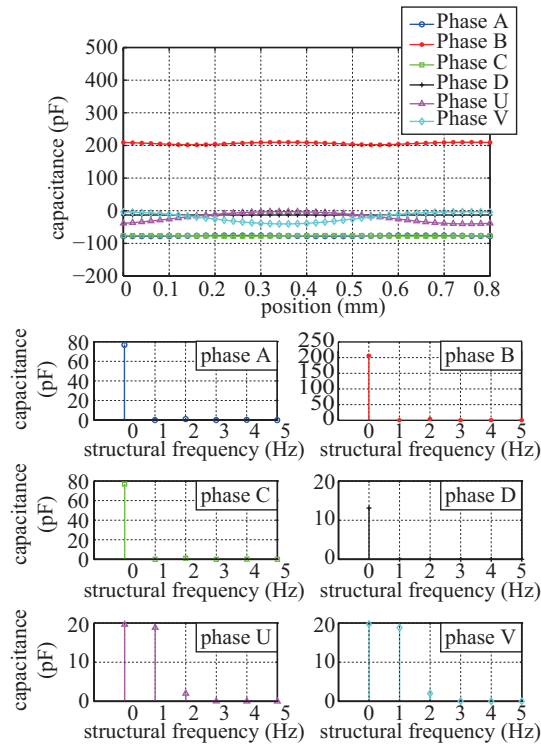


Fig.4.21 電極のみのモデルによる二相四相 VITEM の静電容量解析結果 (B 相に電圧印加)

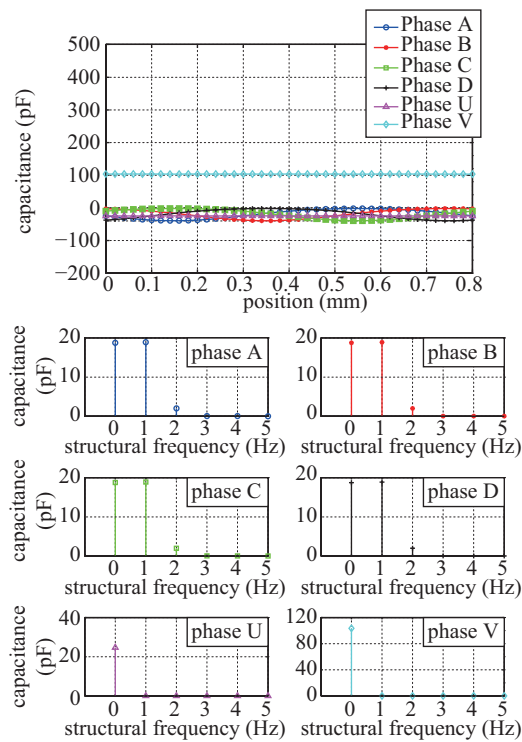


Fig.4.22 電極のみのモデルによる二相四相 VITEM の静電容量解析結果 (V 相に電圧印加)

子に直接給電を行う DEMED では推力に寄与しないためにこれまであまり注目をされていなかったが、VITEM においては移動子が電氣的に浮いた状態であるために上記の静電容量は誘導電圧に寄与し、その結果、推力にも影響を与えることになる。このシミュレーションと実測との不一致は、シミュレーションでは電極のみしかモデル化していないことによる。実際のフィルムでは、電極間に誘電体であるポリイミドフィルム等が存在し、これらも静電容量に寄与していると考えられる。

次項では、二相四相および三相三相 VITEM について、フィルム形状等のさらに詳細な形状を考慮したモデルを用いて、静電容量の違いを比較する。

4.3.2 フィルム形状を考慮したモデル

フィルムの断面写真による電極・フィルム形状の取得

本節では、モータのフィルム断面の形状をシミュレーションモデルに反映させることを目指す。実際の電極フィルムの断面画像を取得することで、各モータフィルムの電極構造の把握を行う。これらの電極フィルム構造は、モータのキャパシタンスを決定し、モータの性能に寄与していると考えられるために、その断面構造を評価することは重要である。断面取得は、Fig. 4.11 の二相四相 VITEM フィルム、および三相三相 VITEM フィルムを用いて行った。今回は簡易的にその断面構造を取得するために、デザインナイフ (OLFA Corp.) によるフィルム切断を行い、レーザ顕微鏡 (VK-8510, Keyence Corp.) および対物レンズ (CF Plan 20x/0.46, NIKON) を用いて断面を観察した。Fig. 4.23 に、二相フィルム、四相フィルム、三相フィルムの結果をそれぞれ示す。二相フィルムは、片面基板により実現されており、ベースフィルム上に電極が構成され、その上に一層の接着剤層とカバーフィルム層が構成されている。これらの構造は、駆動電極・誘導電極の双方で同様である。四相フィルムは、スルーホールを介した接続を用いて実現するために、配線用の背面部分を持つ両面基板で構成されている。ベースフィルム上に電極が構成され、その上に接着剤層、カバーフィルム層が構成されている。同様に、背面側にも接着剤層とカバーフィルム層が構成されている。なお、Fig. 4.23 で示した部分は、スルーホールの存在しない箇所であるため、背面側には銅箔層は無く、接着剤層のみが見えている。この二相フィルムと四相フィルムをモータとして使用する際には、電極から表面までの距離が短い側を対向させて配置する。

三相フィルムも、四相フィルムと同様に両面基板で構成される。Fig. 4.23 の下段左側に駆動電極部分を示す。ただし、前述の四相基板と異なり、ベースフィルム上に接着剤層があり、その上に電極が構成され、更に接着剤層とカバーフィルム層が重ねられている。すなわち、電極が接着剤層中に浮いているような構造となっている。これは、ベースフィルム材料の違いによるものである。背面側には、接着剤層とカバーフィルム層が重ねられている。なお、三相フィルムは同一のものを、電極から表面までの距離が短い側を対向させて配置する。

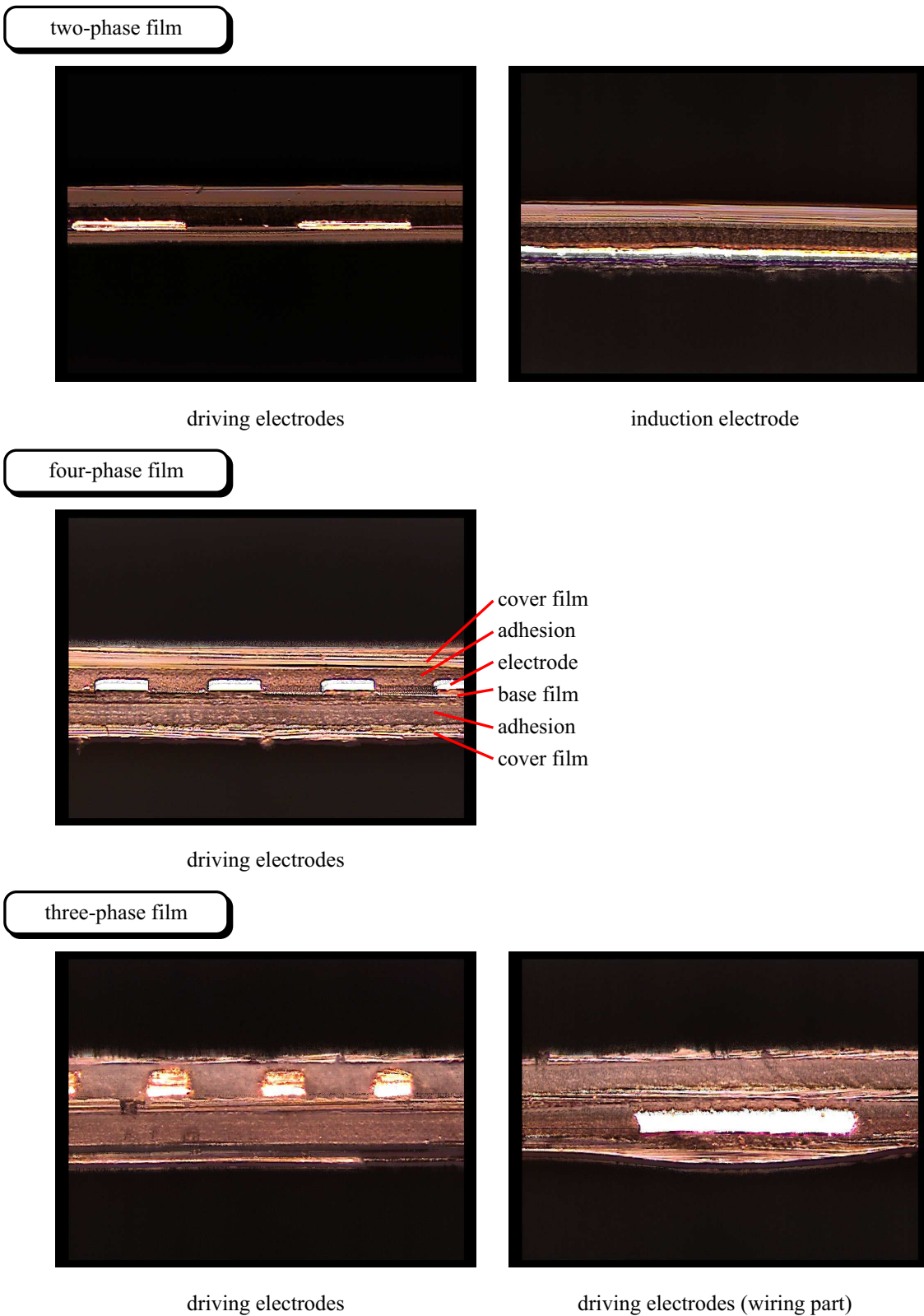


Fig.4.23 二相四相モータフィルムおよび三相モータフィルムの断面

Table4.6 マイクロメータによって測定した各フィルムの厚みの比較

-	二相電極基板	四相電極基板	三相電極基板
駆動電極	87 μm	147 μm	186 μm
誘導電極	92 μm	155 μm	207 μm

Table4.7 FPC 構成素材の厚み [53]

材料	厚み (μm)
銅箔	9, 12, 18, 35
ベース層	12.5, 25, 50
カバー層 (ポリイミド/接着剤)	12.5/15, 12.5/25, 25/20, 25/35

次に、電極構造によるフィルムの厚みの違いについて検討する。Fig. 4.23 の右側下段には、駆動電極の配線部分の断面を示す。配線は駆動電極よりも幅が広く、図で示した箇所では、フィルムの背面側に構成されている。電極の体積が駆動電極部分よりも大きいため、余った接着剤によって電極部分が盛り上がる構造になっていることがわかる。このように、電極が広く残された箇所では、一般的にフィルム全体の厚みがやや厚くなる傾向が観察された。同様に、ベタ電極によって構成される誘導電極部分のほうが、駆動電極部分よりも数 10 μm 程度、厚くなることが観察された。Table. 4.6 に、マイクロメータを用いて測定した各フィルムの厚みを示す。どの基板においても、誘導電極部分のほうが駆動電極部分よりも厚くなっていることがわかる。

最後に、各電極フィルムの断面寸法の決定を行う。工業用の FPC フィルム材料の厚みは一定の規格化がされており、その値のパターンは少ない [53]。その代表値を Table. 4.7 に示す。Fig. 4.23 の断面画像および、Table. 4.6 の厚み、Table. 4.7 の規格値から見積もられるフィルム断面の各寸法を Fig. 4.24 に示す。ただし、四相および三相誘導電極の値は、各駆動電極の構造および全体の厚みからの類推値である。これらの値をベースにシミュレーション用のモデルを作成し、静電容量の有限要素解析を行う。

フィルム形状を反映させた静電容量算出用有限要素モデル

異なるフィルム形状や電極形状における静電容量パラメータを有限要素シミュレーションを用いて取得し、推力式 (4.5) に代入することで、各電極構造のモータの推力性能を解析的に評価する。対向電極間のギャップや厚みと比較して各電極の奥行き方向の長さは十分に長いために、本有限要素シミュレーションでは二次元モデルを用いる。二次元モデルは Fig. 4.25 に示すように、市販のフレキシブルプリント基板 (FPC) 用フィルムの断面寸法に基づいて構成した。市販の FPC 製品では、数多くの異なるフィルム構造が用いられている。ベースフィルムやカバーフィルムの厚み、電極厚み、電極とベースフィルム間の接着剤層の有

無等の構造の違いが見られる [53]. 本研究では, 3 つの典型的な構造をモデル化した. Fig. 4.25(a) は片面基板の FPC フィルムを表す. 銅箔層の厚みは, 実際の FPC フィルムにおける標準的な厚み $18 \mu\text{m}$ に基づき, モデリングの簡略化のために丸めて $20 \mu\text{m}$ とした. この片面基板は二相電極フィルムのみを用いることができる. 以降では, この構造を ‘S2 タイプ’ と呼ぶことにする. ‘S’ は片面 (Single-sided) を表し, ‘2’ はベースフィルムとカバーフィルム間が 2 つの層 (銅箔層と接着剤層) で構成されていることを表す. 四相フィルムと三相フィルムは両面基板に構成する必要がある. Fig. 4.25(b) に示す両面基板は, 銅箔が積層されたポリイミドフィルムをベースとする. 積層された銅箔上に電極パターンが構成され, 接着剤を用いてカバーフィルムで覆われる. 以下ではこのタイプを ‘D2 タイプ’ と呼ぶことにする. ‘D’ は両面 (Dual-sided) を表し, ‘2’ は先ほどと同様にベースフィルムとカバーフィルム間が 2 つの層 (銅箔層と接着剤層) で構成されていることを表す. この D2 タイプの電極厚みは $20 \mu\text{m}$ に設定した. 最後のタイプも両面 FPC 基板であるが, 銅箔層とベースフィ

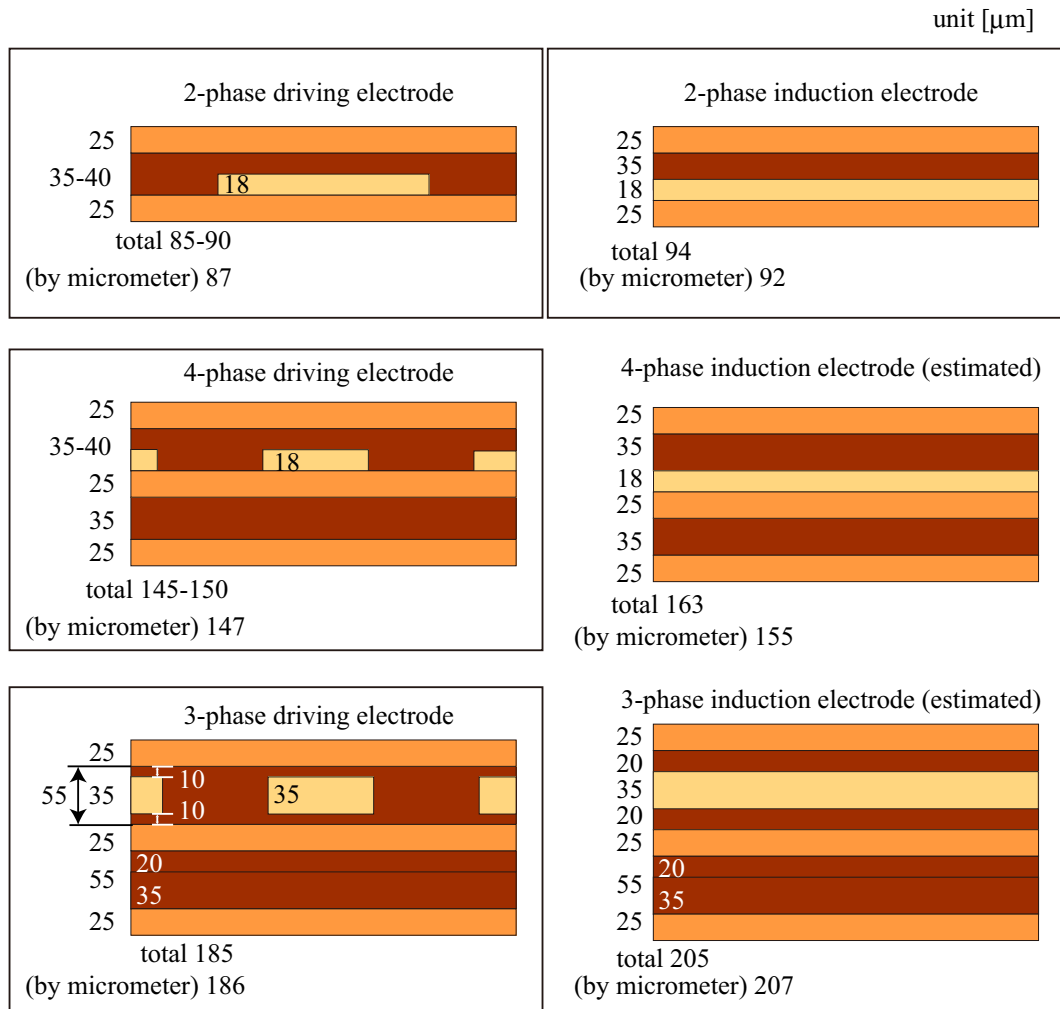


Fig.4.24 フィルム断面の各寸法. 実際のフィルムの断面の観察結果および市販フィルムの仕様に基づき寸法を決定している.

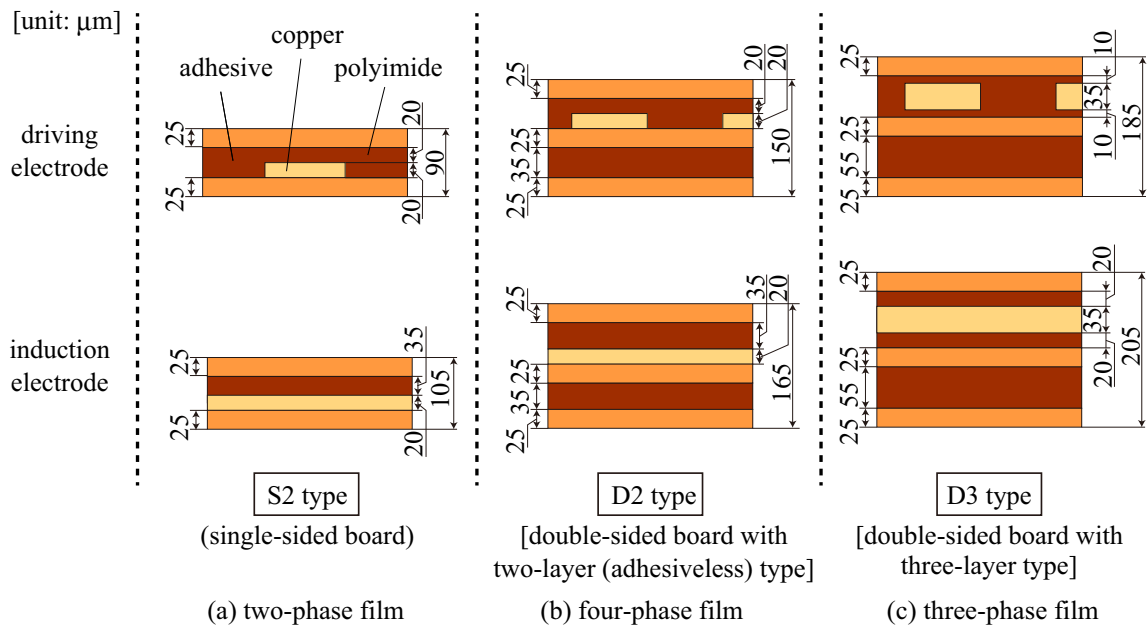


Fig.4.25 プロトタイプフィルムにおける断面寸法

ルムの構造が D2 タイプと異なる．このタイプでは銅箔はベースフィルムに接着されており，銅箔とベースフィルムの中に接着剤層が存在する．以下ではこのタイプを‘D3 タイプ’と呼ぶことにする．“3”はベースフィルムとカバーフィルム間が3つの層（銅箔層と2つの接着剤層）で構成されていることを表す．このタイプの FPC 基板は古いタイプの FPC フィルムで多く見られ，銅箔が比較的厚めである．それゆえこのタイプでは，銅箔部分の厚みを $35\ \mu\text{m}$ に設定した．

はじめに，有限要素シミュレーションモデルの正しさを検証するために，前出の Fig. 4.11 のプロトタイプに基づき検証モデルを作成した．Fig. 4.26 は二相四相モータおよび三相三相モータのプロトタイプを表した有限要素モデルである．このモデルでは，二相四相モータでは移動子に S2 タイプ，固定子に D2 タイプのフィルムを用い，三相三相モータでは固定子と移動子の双方に D3 タイプのフィルムを用いた．三相三相モータでは，プロトタイプで使用しているスキュー電極は有限要素モデルではモデル化せずに，ポストプロセス処理にてスキューの効果を考慮する．本シミュレーションは有限要素シミュレータである ANSYS (Ansys Inc.) を用いて行った．ポリイミドフィルム，接着剤，絶縁液，空気の比誘電率はそれぞれ 3.0, 5.0, 1.8, 1.0 とした．

モータの静電容量係数は，移動子モデルを固定子モデルに対して $20\ \mu\text{m}$ ずつステップ状に動かして算出した．静電容量係数は，単位電圧 (1V) がある相の電極に与えられたときに各電極上の節点に蓄えられた電荷の合計から得られる．フィルム構造を考慮した解析モデルによる二相四相および三相三相 VITEM の解析の様子を，それぞれ Fig. 4.27, Fig. 4.28 に示す．また，静電容量の算出結果を Fig. 4.29 に示す．静電容量値は前出の Fig. 4.11 のプロトタイプのサイズあたりの値に換算している．Fig. 4.29 (b) に示した三相三相モータの結果

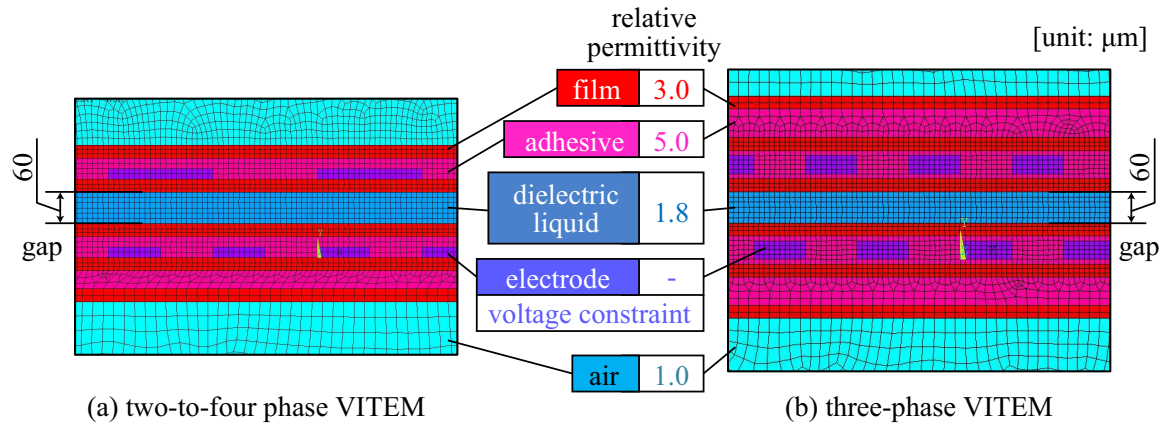


Fig.4.26 フィルム形状を考慮した VITEM の二次元有限要素モデルの拡大図．二相四相モデルでは移動子に S2 タイプ，固定子に D2 タイプのフィルムを用い，三相三相モデルでは固定子と移動子の双方に D3 タイプのフィルムを使用した．

は，ポストプロセス処理においてスキュー電極の効果を考慮して算出した．スキュー効果は，元になる静電容量の算出結果に対して電極 1.5 ピッチ分 [49] の移動平均をとることで得ている．

Table 4.2 の静電容量の測定値と算出された値の比較を Fig. 4.30 に示す．両方のモデルにおいて，算出結果は実験値と良く一致した．これらの結果により，有限要素モデルの正当性が実証された．

4.4 異なる構造のモータ間の性能比較

4.4.1 フィルム構造および相数

二相四相 VITEM における異なるフィルム構造の比較

異なるフィルム構造を持つモータ間の性能差を，有限要素モデルと提案した理論に基づいて評価した．モータ構造は S2-D2，D3-D3，D2-D2 の二相四相 VITEM をモデルとして用いた．3つのモデルはすべて同じ平面構造を持ち，FPC フィルムの種類のみが異なる．いずれの場合も，フィルム間のギャップは $60\ \mu\text{m}$ ，電極厚みは全て $20\ \mu\text{m}$ ，固定子電極ピッチは $200\ \mu\text{m}$ とした．算出された静電容量から，(4.5) の推力式により推力を算出し，比較を行った．なお，推力の算出に必要な誘導電極間の静電容量は，別途，駆動電極フィルムと構造を揃えて誘導電極だけをモデル化して算出した値を用いている．Fig. 4.31(a) に，その結果を示す．これらの組合せの中では，S2-D2 タイプが最も優れた性能を示した．S2 タイプの移動子では，ベースフィルム側を固定子に対向させると，フィルム表面から電極までの距離が最も短くなるために，移動子-固定子の電極間距離も狭くなり，推力が大きくなったものと考えられる．これらの結果から，たとえ電極の平面構造が同じであっても，FPC 基板の構造がモータの性能に影響を与えることが示された．

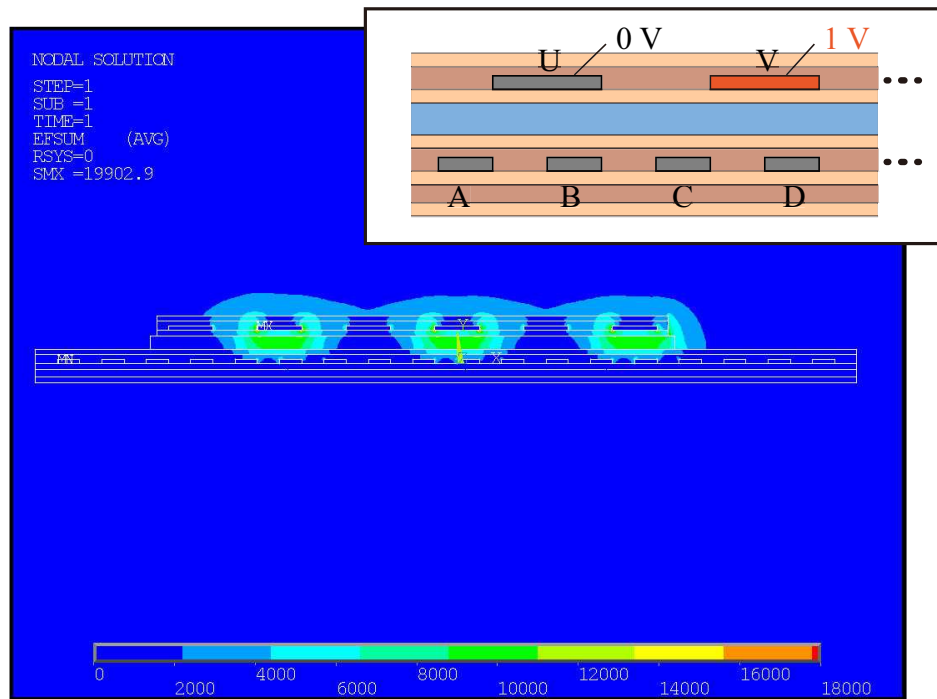


Fig.4.27 二相四相 VITEM のフィルム構造を加えたモデルによる電界解析結果 (V 相に電圧印加)

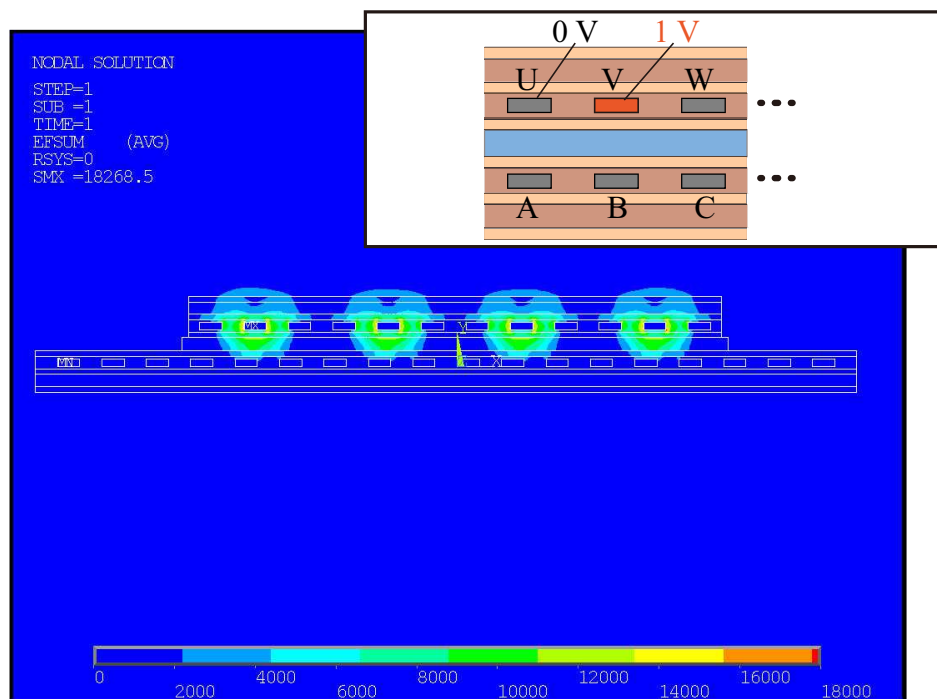


Fig.4.28 三相三相 VITEM のフィルム構造を加えたモデルによる電界解析結果 (V 相に電圧印加)

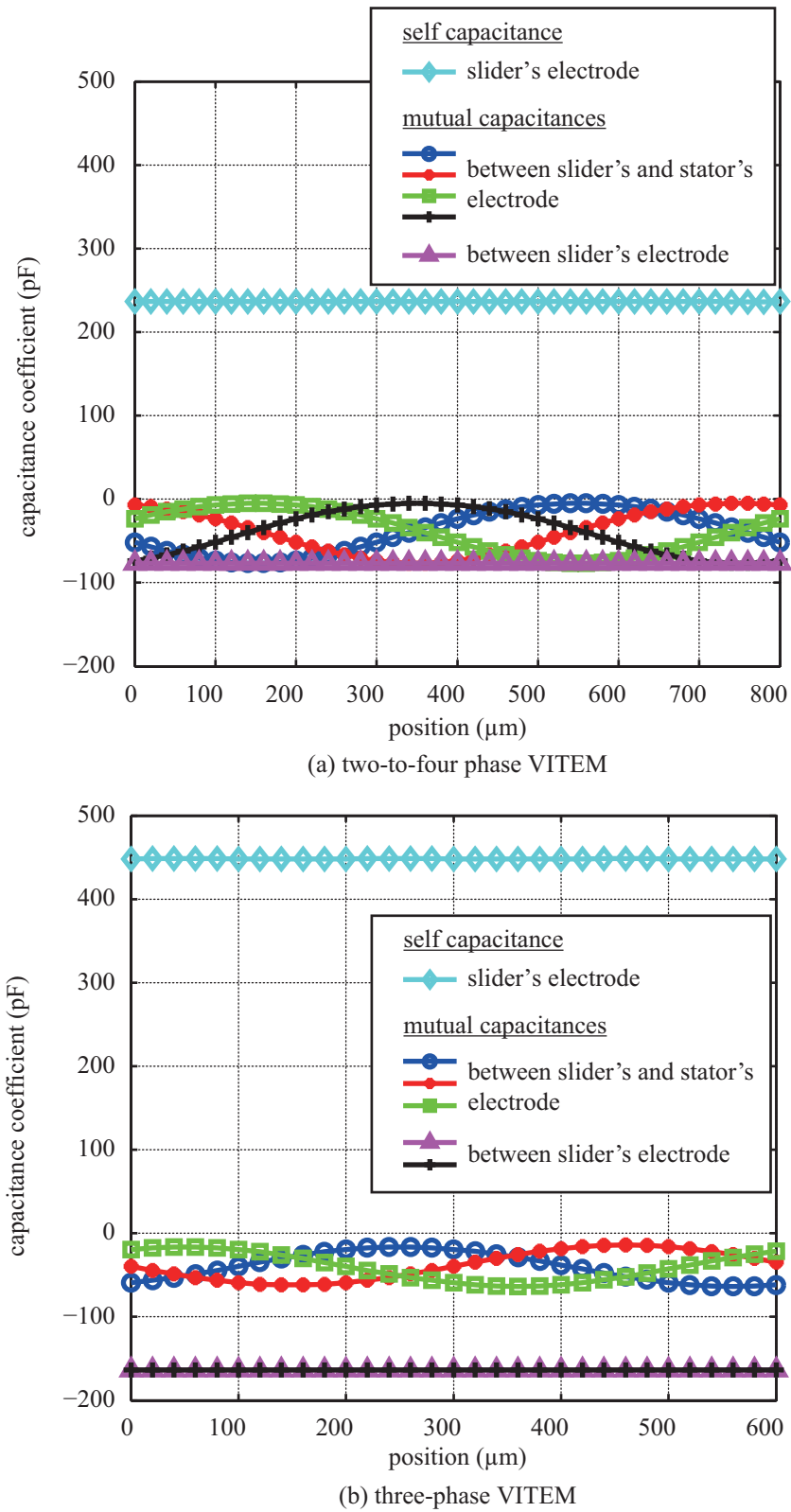


Fig.4.29 フィルム構造と電極構造を考慮した有限要素モデルによる静電容量算出. 電圧は B 相に印加した. 得られた値はプロトタイプ of 電極面積での値に換算されている.

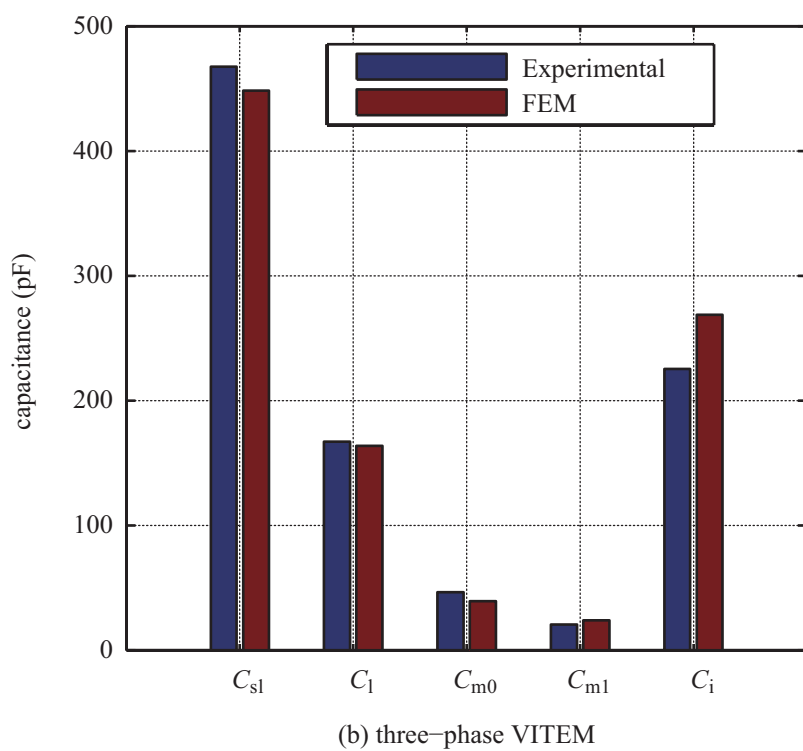
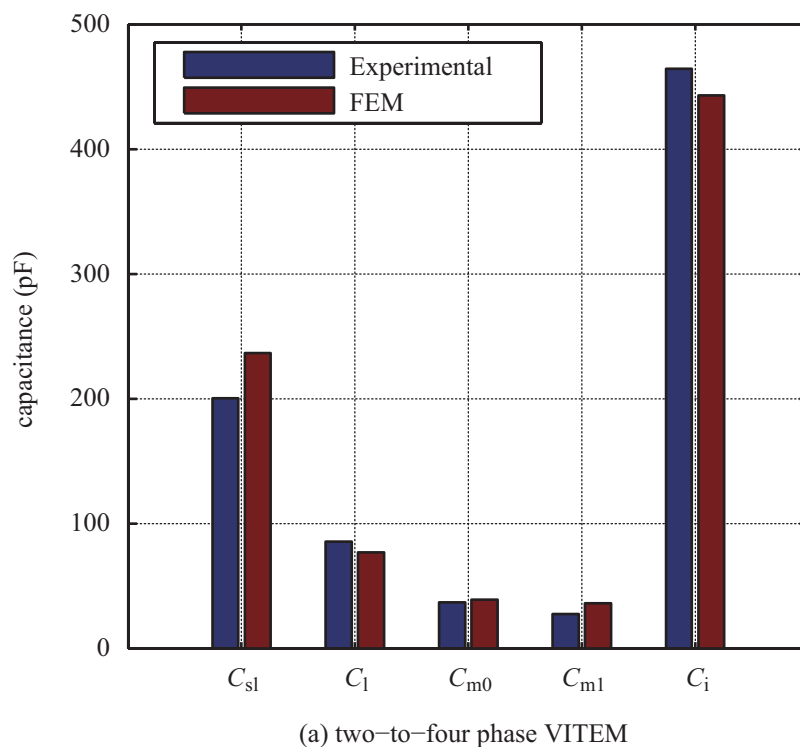


Fig.4.30 算出した静電容量と実験値との比較. (a) 二相四相 VITEM の駆動電極 (b) 三相三相 VITEM の駆動電極

同一フィルム構造における異なる相数の VITEM の比較

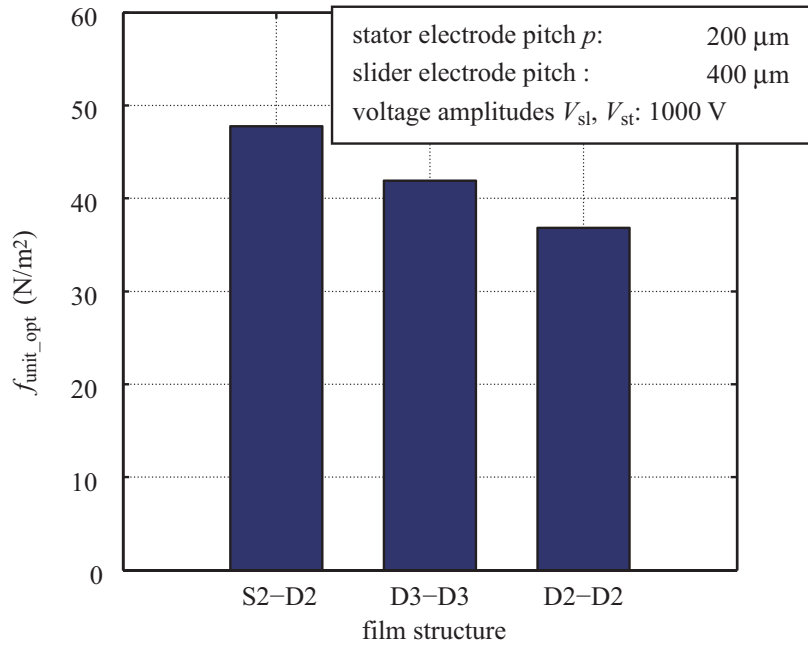
次に、同じ D3 フィルムタイプにおいて、異なる相数の電極間の性能比較を Fig. 4.31(b)で行なった。三相以上の移動子は片面基板で構成できないため、比較はすべて D3-D3 構造のモータで行った。この比較においては、二相三相モータについても追加でモデル化して比較に含めた。すべてのモデルは、同じ構造周期 $600\ \mu\text{m}$ の駆動電極を持つように設計した。ただし、二相四相モータでは、Fig. 4.11 のプロトタイプと同様の $200\ \mu\text{m}$ ピッチの駆動電極を持つモータの結果も合わせてプロットした。また、三相三相モータでは、参考としてスキューのされていない電極を持つモータの結果も合わせてプロットした。(ただし、スキューをしていない電極は移動子-固定子間の静電容量変化が正弦波状にならないために、本研究での理論の前提には適合しない。計算結果は静電容量変化の正弦波からの歪みを無視して算出しており、参考としてのみ示すものである。) いずれにおいても、印加電圧は $1000\ \text{V}$ 、電極ラインスペース比 $(L/S)=1:1$ 、電極厚みは $20\ \mu\text{m}$ 、対向フィルム間ギャップは $60\ \mu\text{m}$ とした。

同じ構造周期を持つ VITEM において、三相三相構成のスキューなしの場合を考えれば、電極相数の組み合わせにかかわらずモータの性能はほぼ等しくなった。3つのモデルはすべて駆動電極の構造周期が等しいため、同様な電圧分布波を発生させることから、この結果は非常に自然であると考えられる。しかし実際には、多くの場合において三相三相モータでは滑らかな動特性を得るためにスキュー電極を用いており、他の電極相数の組み合わせと比較して推力の大きさが低下する。また、 $200\ \mu\text{m}$ ピッチの駆動電極を持つ二相四相 VITEM も他と同程度の推力結果を示している。駆動電極ピッチが長くなることにより電極の集積度は下がるものの、移動子電極同士が離れることにより、誘導電圧の低下につながる移動子内静電容量 C_1 が減少し、トータルの性能は変わらなかったものと思われる。電極ピッチに対する関係は、後述の Fig. 4.32(c) にプロットしている。

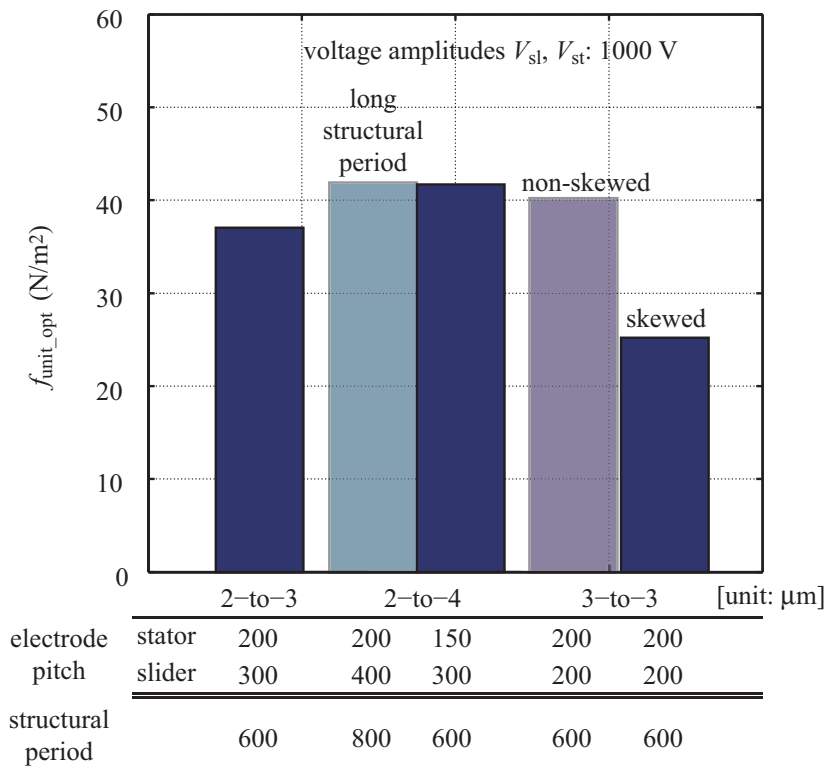
4.4.2 様々な電極形状に対する VITEM の性能

次に、異なる電極形状による性能の違いの評価を行った。比較には、2つのプロトタイプに基づく2モデルと、D3-D3 タイプの4つのモデルの、計6モデルを用いた。Fig. 4.32 (a), (b), (c), (d) に異なるギャップ、ピッチに対する駆動電極幅比、固定子電極ピッチ、電極厚みのモデルを用いた比較の結果を示す。Fig. 4.32 (a), (b), (c) において、4つの D3-D3 モデルの電極厚みはすべて $20\ \mu\text{m}$ とした。それぞれの場合において、電圧は $1000\ \text{V}_{0-p}$ とした。

Fig. 4.32 (a) では、2つのフィルム間のギャップを、 $20\ \mu\text{m}$ から $100\ \mu\text{m}$ に変化させ、電極ピッチと電極幅比は、それぞれ $200\ \mu\text{m}$ と 0.50 とした。この図からわかるように、ギャップ変動は、VITEM の性能に大きな影響を及ぼした。



(a) 2-to-4 VITEM having different film structures



(b) different-phase VITEMs having D3-D3 structure

Fig.4.31 モータ構造による最適推力の違い. (a) 異なるフィルム構造を持つ二相四相 VITEM 間の最適推力の比較. (b) 同じフィルム構造を持ち異なる相数を持つ VITEM 間の最適推力の比較. (固定子- 移動子フィルム間ギャップ: $60 \mu\text{m}$, 印加電圧振幅: 1000 V , 電極 $L/S=1:1$, 電極厚み $20 \mu\text{m}$)

Fig. 4.32 (b) に、駆動電極幅比を変化させた結果を示す。固定子電極ピッチは $200\ \mu\text{m}$ 、フィルム間ギャップは $60\ \mu\text{m}$ とした。これらの結果において、電極幅比 0.50 付近が最も最適な電極幅比であることが示された。

Fig. 4.32 (c) に固定子電極ピッチを変化させたときの結果を示す。DEMED においては、電極ピッチを狭めるほど集積度が上がるために推力が向上するが、VITEM においては必ずしも電極ピッチを狭めることが推力向上につながらないことが示された。これは、VITEM においては移動子電極が浮いている状態にあり、固定子電極ピッチを狭めることで移動子電極ピッチが狭まると、移動子電極間の静電容量が上昇し、移動子への電圧の誘導に不利になるためである。最適な電極ピッチは、ほぼ $200\sim 300\ \mu\text{m}$ の間に存在することが示された。

Fig. 4.32 (d) に電極厚みを変化させたときの結果を示す。電極厚みが増加すると、いずれのモータにおいても推力が低下していることがわかる。この理由として、電極厚みの増加により移動子内の静電容量 C_1 が増加し、移動子への電圧の誘導特性に悪影響を与えるためであると考えられる。すなわち、 C_1 の増加は (4.7) の k_1 の増加を意味するため、 α_{mn} を分母に持つ推力式 (4.8) において推力が低下する。この点について、次項で二相四相 VITEM を例にさらに詳しく述べる。

4.4.3 電極厚みの影響

異なる電極厚みがモータの性能に与える影響について二相四相 VITEM を例に検証をおこなった。作成した有限要素モデルで、移動子を移動させながら静電容量の算出を行った。さらにこれらに FFT をかけることで、静電容量係数を算出した。算出された静電容量を Fig. 4.33 に示す。移動子-固定子間の静電容量 C_{m0} 、 C_{m1} はほぼ変わらないまま、移動子内部の静電容量 C_1 のみが増加していることがわかる。

さらに、電圧厚みが増加したときの移動子への誘導電圧とモータの推力の変化について比較を行った。比較結果を Fig. 4.34 に示す。なお、印加電圧振幅 V_1 、 V_t は $1\ \text{kV}_{0-p}$ とする。電極厚みの増加とともに、誘導電圧と推力が低下をしていることが示された。これは、移動子-固定子間の静電容量 C_{m1} が変化しなければ推力特性が変化しない交流駆動両電極形モータと対照的な結果である。VITEM では、電極厚みの増加により、移動子電極間の静電容量が増加したことで、誘導電圧が低下し、推力の低下に繋がったことが裏付けられた。VITEM のように移動子が電氣的に浮いている誘導モータでは、移動子電極構造の設計にも十分注意を払うべきであることを示している。

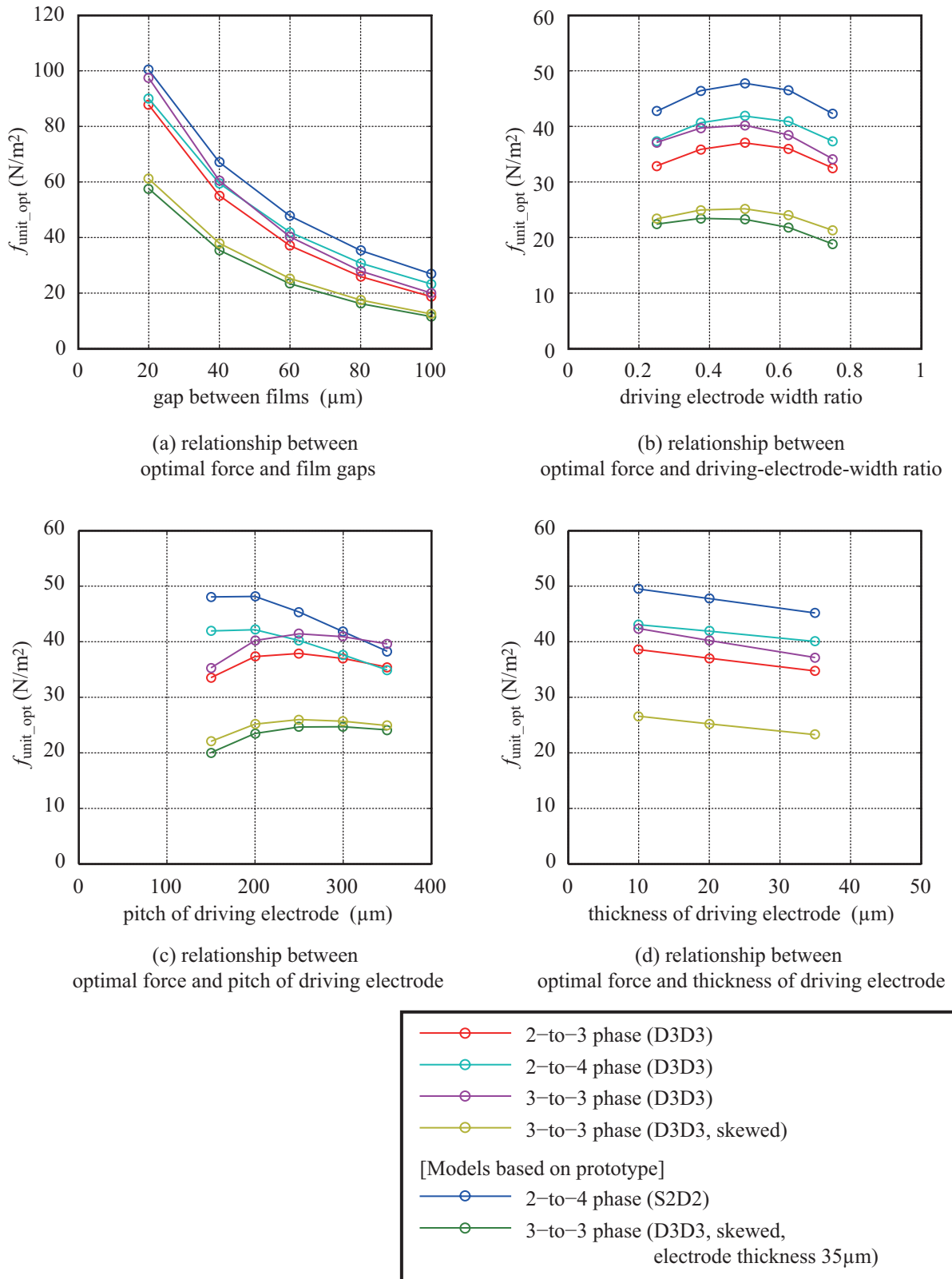


Fig.4.32 様々な電極形状に対する推力の変化。(a) フィルム間ギャップ。(b) 駆動電極のラインスペース比。(c) 電極ピッチ。(d) 電極厚み。

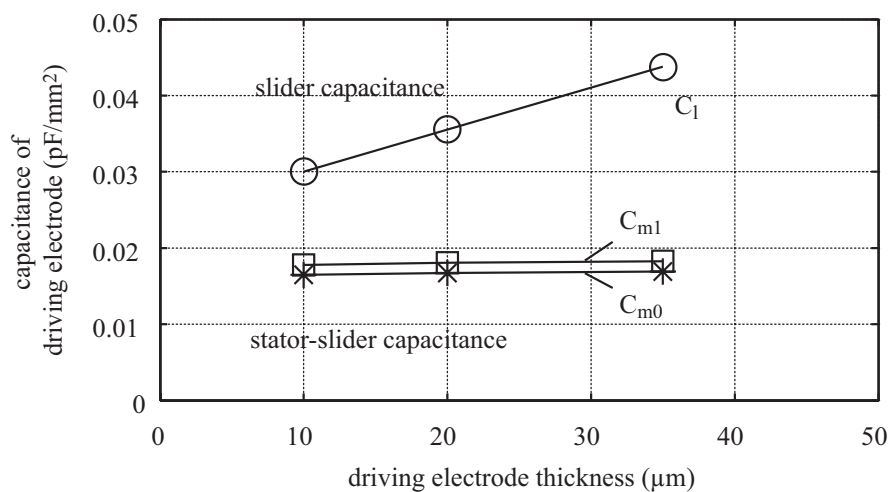


Fig.4.33 二相四相 VITEM の電極厚みに対する静電容量変化

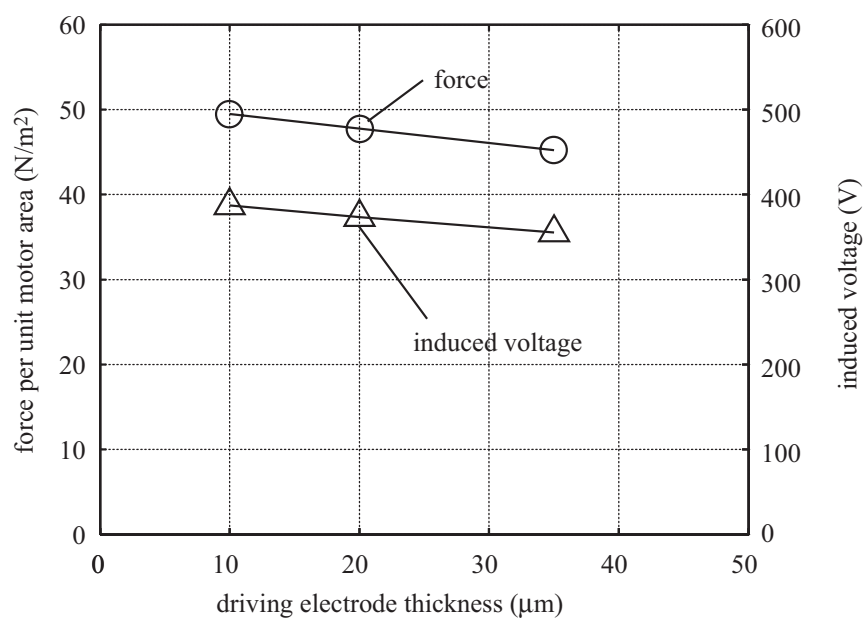


Fig.4.34 二相四相 VITEM の電極厚みに対する誘導電圧と推力の変化

4.5 本章のまとめ

4.5.1 本章の結論

2章と3章を通してVITEMの特性が理論的・実験的に示されたが、電極構成の是非については議論されていなかった。そのため本章では、VITEMにおける最適な電極構成について、理論と実験により検討を行った。電極構造は水平面方向(駆動電極と誘導電極の面積割合)と垂直面方向(モータの断面構造)に分けて検討した。さらに、検討結果によりモータの性能に重要な影響を与える形状パラメータを指摘した。

初めに水平面方向に着目し、2章で得られた任意相数の m 相 n 相VITEMの解析式に対し、駆動電極面積割合をパラメータとして導入した。さらにこのとき断面構造については単位電極面積あたりの静電容量比でパラメータ化することを提案した。これにより、任意相数のモータの最適駆動電極面積割合の解析式とそのときの推力式を導出した。さらに、本式は断面構造を表す静電容量比については任意の値としており、後述の断面構造の解析によりこの比を導出して代入すれば、相数、水平面構造、断面構造を総合的に評価して最適化を行なうことが可能となった。

次に、駆動電極面積割合がモータ性能に与える影響について、DEMEDに外部キャパシタをつないだ実験モデルを用いて実証した。外部キャパシタンスを誘導電極面積に換算することで、本実験モデルを等価なVITEMに換算し、駆動電極面積割合を導出した。これにより、駆動電極面積割合に対する単面積あたりの推力を表した推力特性曲線を得ており、最適駆動面積割合が存在することが実験的にも確かめられた。また、相数の異なる同一面積のモータの最適面積時の推力について、二相四相および三相三相VITEMを用いて比較を行なった。その結果、用いたプロトタイプでは二相四相型のほうが最大推力が大きいことが示されたが、同時に、モータの断面構造の違いによる影響を評価する必要性が指摘された。

そこで、次に断面方向に着目し、モータの断面形状が性能に与える影響を評価した。有限要素法によるシミュレーションを用いた静電容量比の算出を援用し、この比を推力の解析式に代入することでモータ性能を評価する手法を提案した。初めに、電極のみモデル化した二次元断面モデルを作成し解析を行なったが、得られた静電容量値は実測と比べて大幅に異なる結果となった。そのため、実際のフィルムの断面形状をもとに、フィルム層や接着剤層もモデル化することで、実測値と非常に近い静電容量結果を得ることができた。これにより、モデル化手法の指針が確立した。次に、電極形状の異なるモータをモデル化し、その性能比較を行なった。その結果、DEMEDではモータ性能に大きな影響を与えなかった電極厚みが、VITEMでは大きな影響を与えることがわかった。また、性能の比較によって、このタイプの誘導モータでは、モータの性能にFPCフィルムの構造が影響を与えることが示された。静電フィルムモータのこれまでの研究では、FPCフィルムの構造はそれほど大きく注目

はされていなかった。すなわち、DEMEDのようなこれまでに提案されたモータではFPCフィルムの構造は性能に大きな影響を与えなかったために、従来の設計では主に電極ピッチ等の電極の平面構造に注目していた。しかし本研究の解析結果により、VITEMの設計においてはFPCフィルムの構造にも注意を払う必要があることが示された。また、フィルム間ギャップに対しては、従来の静電モータと同様に、ギャップ幅が大きくなるほど推力は低減した。ピッチに対する電極幅は0.50付近が最も適した形状であることが示された。さらに電極ピッチは、必ずしも小さくして電極の集積度を上昇させれば良いわけではなく、200~300 μm に設定することが望ましいことが示された。これは、VITEMでは、電極ピッチを狭くしすぎることによって移動子電極間の静電容量が上昇し、移動子への電圧の誘導に不利になるためである。電極厚みについては、電極厚みが増加するにつれ、推力が低下した。これは電極ピッチの場合と同様に電極厚みが増加することで移動子電極間の静電容量が増加し、移動子への電圧誘導に悪影響を与えたためである。

一連の解析により、VITEMの電極形状を総合的に評価することが可能になったといえる。

4.5.2 本研究の発展

本研究の結果はVITEMの場合のみに限られているが、同様の結果がLC共振回路を用いた高出力誘導モータ [29] でも予想され、今後この点を明らかにする必要がある。

本章の一部について、著作権は以下に属する。

©2013 JSME. from N. Yamashita, A. Yamamoto, T. Higuchi, "Effects of Electrode Configuration for Performances of Voltage-Induction-Type Electrostatic Motors", Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, vol. 7, issue 3, pp. 333-347 (2013), DOI: 10.1299/jamdsm.7.333

©2006 JSPE. from 山下典理男, 山本晃生, 権藤雅彦, 樋口俊郎, 「静電誘導両電極形静電モータにおける電極面積割合の最適化」, 2006 年度精密工学会秋季大会学術講演会講演論文集, pp. 489-490 (2006/9)

©2013 JSPE. from 山下典理男, 山本晃生, 樋口俊郎, 「静電誘導給電型モータの推力への移動子電極厚みの影響」, 2013 年度精密工学会春季大会講演論文集, pp. 477-478 (2013/3)

第 5 章

VITEM のパルス駆動

5.1 緒言

ここまでの研究では滑らかな同期駆動を目指しており正弦波電圧を駆動に用いていた。この駆動方式では、二相電極を持つモータの駆動時には印加電圧の周波数を高くする必要があった。

本章では、より簡便かつ容易なモータ操作を可能とし応用先を広げることを目指し、低周波パルス電圧による二相四相 VITEM の駆動を提案する。低周波パルス電圧による駆動は、電源を直流高電圧電源とスイッチング素子により簡易に構成できる点からも有用性が高い。

初めに連続的に固定子電圧を切り替える単純なシーケンスを提示する。このシーケンスによる駆動実験により、単純なシーケンスでは連続的なステップ駆動を実現できないことを指摘する。次に、移動子電極も電圧極性を固定子電圧のスイッチングとともに毎回反転させることで、連続的な駆動を実現できることを指摘する。続いて、さらに 2 つの電圧シーケンスも提案し、その駆動特性を評価する。

誘導電圧と推力の測定を行ない、理論式が正しいことが検証する。また、検討の過程で充電現象による推力向上の効果を見出した。この充電現象について、パルス電圧のスイッチングレートとの関係性を評価し、スイッチングレートとモータの性能の関係を示す。

これらの検討により、パルス電圧を用いた VITEM の駆動方法について、理論的な検証と実証を与える。パルス電圧駆動は簡易な電源構成で実現可能であり、また充放電効果による推力向上が見込める点で、モータの有用性を広げるものと思われる。

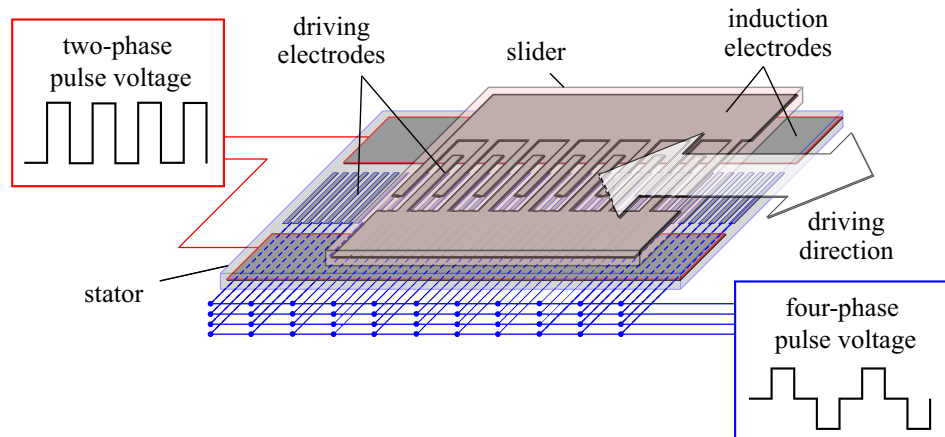


Fig.5.1 二相四相 VITEM のパルス駆動概略図．移動子と固定子はそれぞれ二相，四相の平行駆動電極を有する．誘導電極により，静電誘導を通して移動子への電圧の供給が可能となる．二相，四相パルス電圧を駆動に用いる．

5.2 パルス駆動に関する基礎的な解析

5.2.1 モータの基本構造

Figure 5.1 は二相四相 VITEM とパルス駆動の概略図を表す．本モータは固定子と移動子となる二枚のフィルム電極から構成される．両方のフィルムは駆動用の多相平行電極と電圧誘導用の平板状電極を有し，双方ともに絶縁層で覆われている．固定子の駆動電極は 4 相構造を持ち，ピッチ p の一定間隔で配置されている．移動子の電極は二相構造を持ち，固定子ピッチの倍の $2p$ の間隔で配置されている．その結果，固定子と移動子の電極は同じ周期 $4p$ で繰り返されており，以降ではこれを構造周期と呼ぶこととする．両フィルムともに駆動電極の両側には，2 つの平行平板コンデンサを構成するための誘導電極が存在する．移動子への駆動電圧は，静電誘導用に構成されたこのコンデンサを通して供給される．固定子の誘導電極および駆動電極には，それぞれ，二相パルス電圧および四相パルス電圧が印加される．

5.2.2 簡易パルスシーケンスにおける推力

本節では，(2.41) で与えられた推力式をベースに，パルス駆動における推力特性を解析する．本節での解析には，Fig. 5.2 に示す 8 端子キャパシタンスネットワークモデルを用いる．(2.41) の解析では，正弦波電圧の場合の推力の理論式が得られていた．パルスシーケンスを構成する DC 電圧のセットは正弦波電圧のある位相の状態を切り出したものと同様であるために，パルスシーケンスにおける推力は正弦波電圧の理論式に適切な位相と電圧振幅を代入することで得られる．

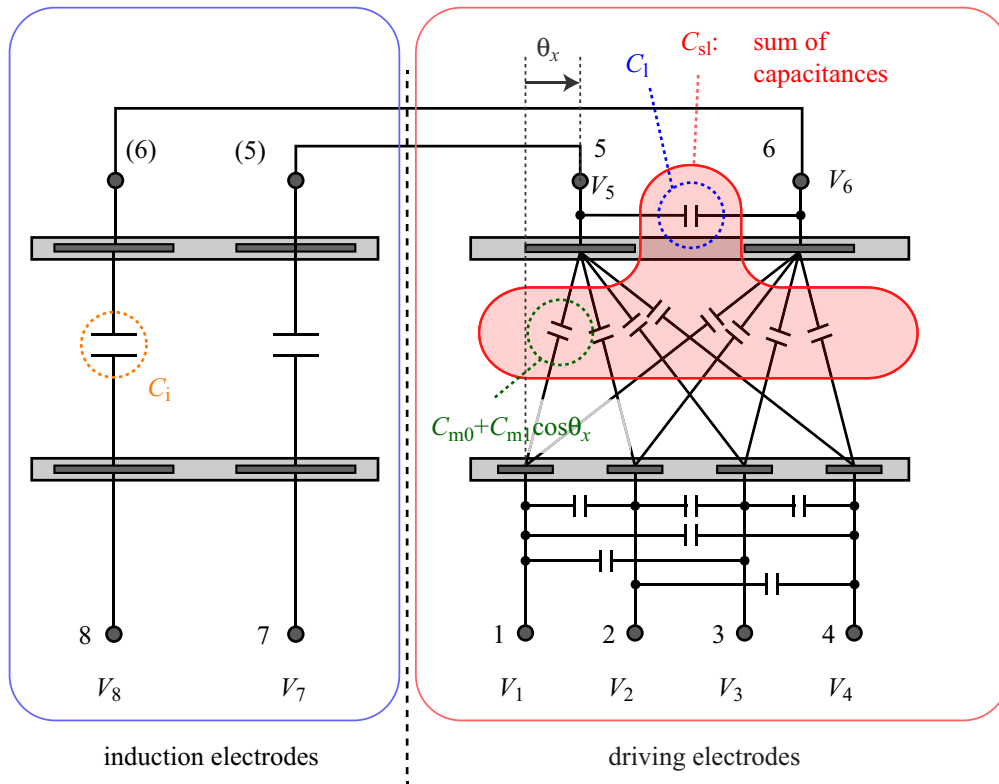


Fig.5.2 二相四相 VITEM の 8 端子キャパシタンスネットワークモデル

固定子と移動子の電圧振幅と代表的な位相をそれぞれ V_{st} , V_{sl} , ϕ_{st} , ϕ_{sl} とすると二相四相 VITEM の推力式は以下のように表される.

$$f_{ind} = \frac{\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st} \{ \sin(\theta_x + \phi_{sl} - \phi_{st}) - \sin(\theta_x - \phi_{sl} - \phi_{st}) \} - 2\pi C_{m1}^2 V_{st}^2 \sin(2\theta_x - 2\phi_{st})}{(C_i + C_1 + C_{sl})p} \quad (5.1)$$

ここで θ_x は移動子位置の電気角表記であり, C_i , C_1 , C_{sl} , C_{m1} は電極間の静電容量である. (参照 Fig. 5.2): C_i は誘導電極間の静電容量; C_1 は移動子電極の 2 つの相間の静電容量; C_{sl} は移動子電極の一つの相の自己キャパシタンス; C_{m1} は移動子の任意の電極相と固定子の任意の電極相間の位置に対する静電容量変化の振幅を表す. 二相四相 VITEM の移動子の誘導電圧についても (2.39) に基づき, 以下のように得られる.

$$V_5 = \frac{C_i V_{sl} \sin \phi_{sl} - 2C_{m1} V_{st} \sin(\theta_x - \phi_{st})}{C_i + C_1 + C_{sl}}, \quad V_6 = -V_5. \quad (5.2)$$

この解析において, Fig. 5.3 に示すシーケンスを仮定した. このシーケンスを以降では, “シーケンス A” と呼ぶことにする. シーケンス A では, 固定子の駆動電圧には DC 電圧 $[+V, 0, -V, 0]$ のセットを用い, 一定時間間隔でシフトさせることでステップ上の駆動を実現する. それに対し, 移動子電圧には時不変の DC 電圧セット $[+V, -V]$ を用いた. 結果として, シーケンスは (i) から (iv) の 4 つの状態を持つ. ここで, 電圧セット $[+V, -V]$ は $V[\sin(\pi/2), \sin(3\pi/2)]$ と等価であり, 電圧セット $[+V, 0, -V, 0]$ は

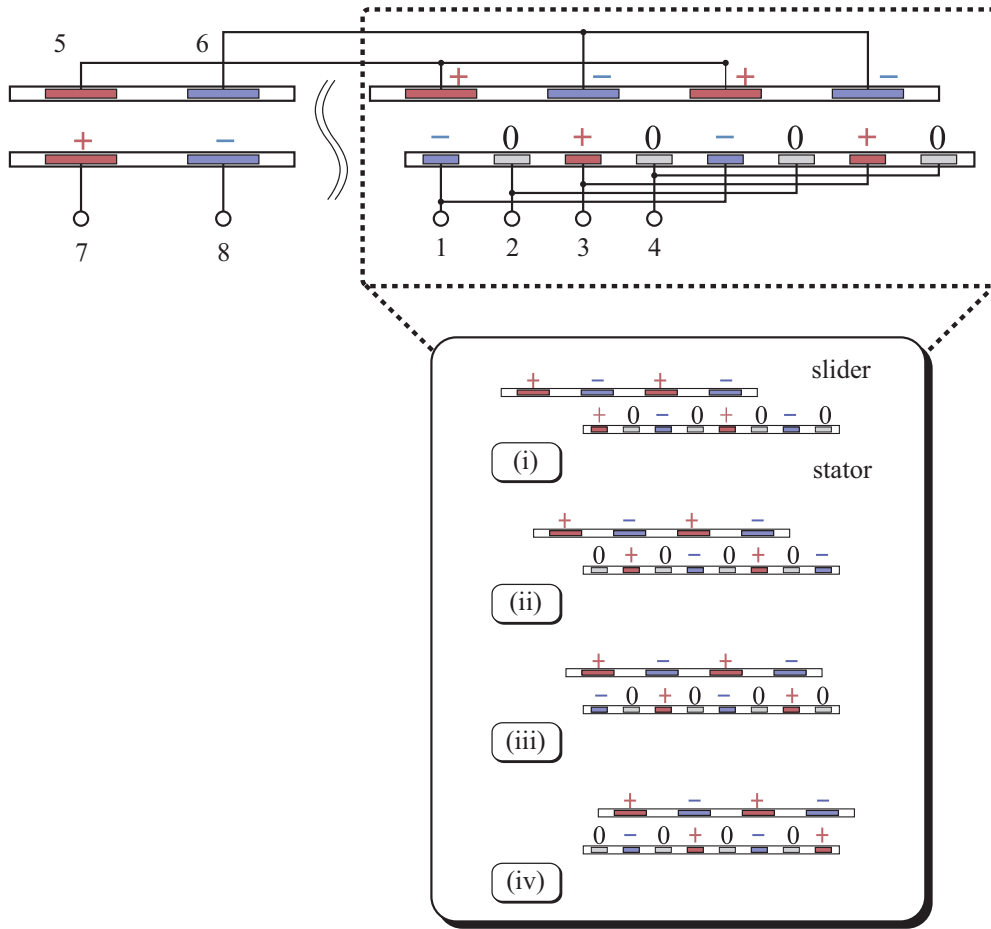


Fig.5.3 シーケンス A : 静電誘導を用いて二相四相静電モータを駆動するための基本のシーケンス. 四相電圧のセット $[+V, 0, -V, 0]$ と時不変の DC 電圧セット $[+V, -V]$ が各端子に印加される. 四相電圧を時間の経過とともにシフトさせることで, (i) から (iv) の 4 つの一連の状態を生成する.

$V[\sin(\pi/2), \sin(0), \sin(-\pi/2), \sin(\pi)]$ と等価であるため $V_{st} = V_{sl} = V$ と $\phi_{st} = \phi_{sl} = \pi/2$ を (5.1) と (5.2) に代入すると, 移動子の電圧および推力を得ることができる. 例えば, 状態 (i) において, 誘導電圧 V_5, V_6 は以下のように求まる.

$$V_5 = \frac{V}{C_i + C_1 + C_{sl}} (C_i + 2C_{m1} \cos \theta_x), \quad V_6 = -V_5. \tag{5.3}$$

さらに, 4 つの状態すべての推力式は以下のように求まる.

$$f_k = \kappa V^2 \left[C_{m1} \sin(2\theta_x - k\pi) - C_i \sin\left(\theta_x - \frac{k-1}{2}\pi\right) \right] \quad (k = 1, 2, 3, 4) \tag{5.4}$$

ここで k は状態番号を表し, κ は係数を

$$\kappa = \frac{2\pi C_{m1}}{(C_i + C_1 + C_{sl})p} \tag{5.5}$$

とまとめたものとする.

Figure 5.4 は正規化した推力を移動子位置に対してプロットしたものである。このプロットによると、どの固定した電圧に対しても、推力特性は電極の構造周期と同じ周期 $4p$ で繰り返すことがわかる。モータを駆動させるために、印加電圧は4つの状態間で遷移させる。移動子の駆動の様子は上記の推力特性から見積もることができる。それぞれの推力カーブには、推力が外力とつり合いかつカーブが負の傾きを持つような平衡点が存在する。外力がゼロの場合を考えると、平衡点は Fig. 5.4(a) に示すように水平軸上に現れる。印加電圧を切り替えると、移動子位置は現在の平衡点位置から隣り合う平衡点位置へと遷移し、ステップ距離 p のステップ上の駆動が得られる。摩擦や負荷などの外力が存在する場合、平衡点は Fig. 5.4(b) に示すようにシフトする。モータが連続的に駆動可能な最大の負荷は、推力カーブ同士の交点として得られる。ただし、これらの解析は以下の2つの理由により静的な状態で行われた：1) 最大推力や平衡点の理論上の位置などのモータの多くの重要な特性は、静特性から得ることができる。2) 各ステップ時に移動している時間は、パルスの周期と比較して十分に小さいと仮定している

5.2.3 予備実験

予備実験により、前述した理論上の駆動の様子を確認した。本章ではモータフィルムは Fig. 4.11(a) と同じものを用いる。これらのフィルムはフレキシブルプリント基板 (FPC) 技術を用いて作成されている。移動子のサイズは幅 95 mm、長さ 120 mm である。移動子の駆動電極のサイズは横 86.4 mm、縦 25 mm であり、それぞれの誘導電極のサイズは横 86.4 mm、縦 32.4 mm である。移動子には、移動子上の誘導電圧の測定用に2つの端子を設けている。固定子のサイズは幅 160 mm、長さ 100 mm である。駆動電極サイズは、横 132.8 mm、縦 25 mm であり、それぞれの誘導電極のサイズは横 132.8 mm、縦 32.4 mm である。駆動電極のピッチは、移動子では 0.4 mm、固定子では 0.2 mm である。本モータの静電容量係数は Table 4.2 で示したように以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 C_{m1} &= 27.5 \text{ pF} \\
 C_{s1} &= 200 \text{ pF} \\
 C_1 &= 85.6 \text{ pF} \\
 C_i &= 464 \text{ pF}.
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

実験において、移動子と固定子間には摩擦低減のために直径 $20 \mu\text{m}$ のガラスビーズを散布した。さらに、フィルム間の絶縁破壊を防ぐために、フィルム間には絶縁液 (FC-77, 3M) を注入した。

モータの変位測定システムを Fig. 5.5 に示す。移動子の変位はレーザ変位センサ (LC-2400/LC-2440, Keyence Corp.) を用いて測定した。印加電圧は、デジタルシグナルプロセッサ (DSP)(ds1104, dSPACE) からシーケンスを生成し、6台の高電圧アンプ (HVA4321, NF Corporation) で1000倍に増幅した後、モータに印加される。印加電圧は $\pm 1 \text{ kV}$ とした。電

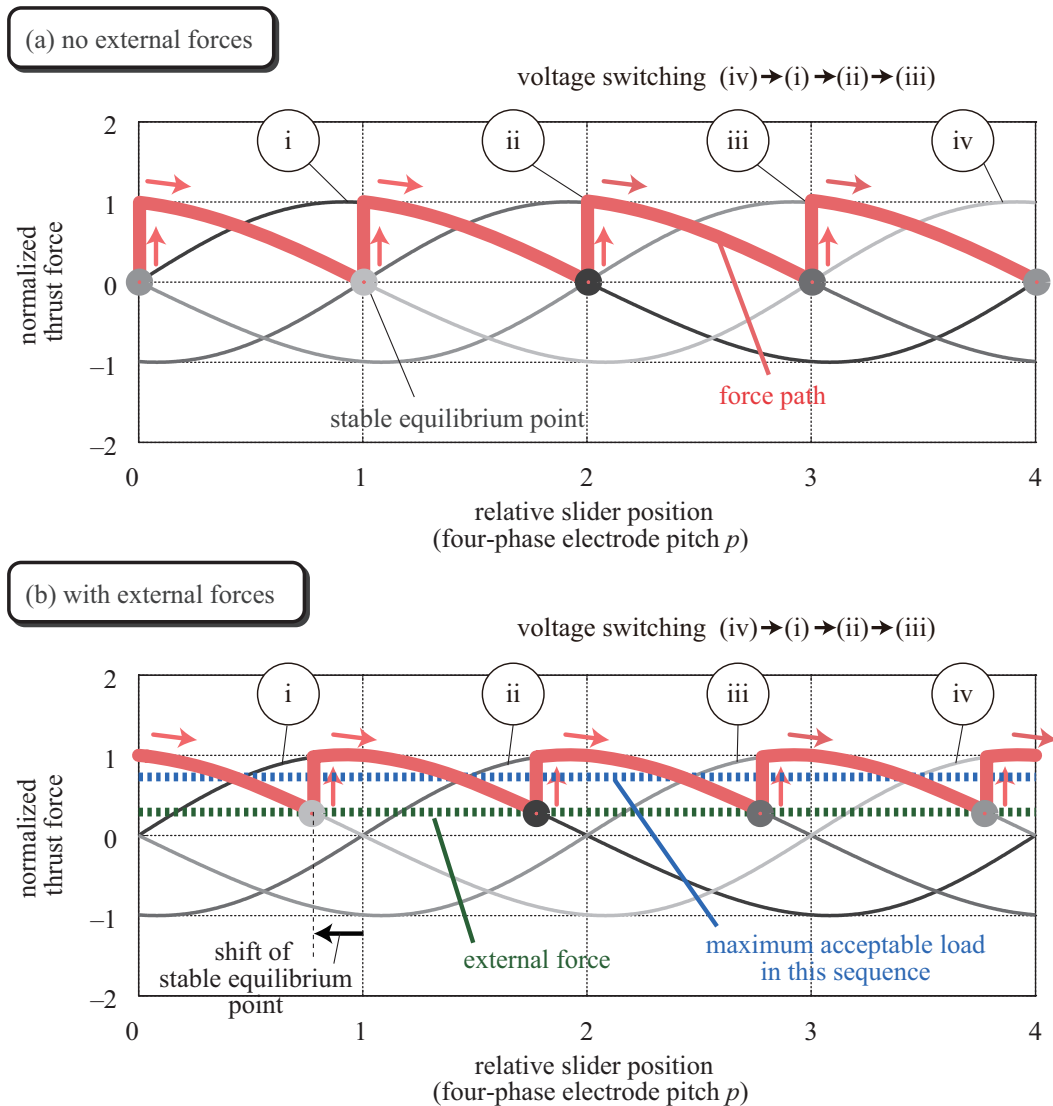


Fig.5.4 シーケンス A における正規化された推力特性. 番号 (i) から (iv) はシーケンス A の各電圧状態に対応する. 周期的な推力カーブは, 最大推力によって正規化されている. (a) シーケンス A における過渡的な推力についても, 図中に示している. 移動子がある平衡点へと移動するにつれて推力は減少し, 最終的にその平衡点位置で停止する. (b) 外力が存在する場合には, 平衡点の位置が変化する.

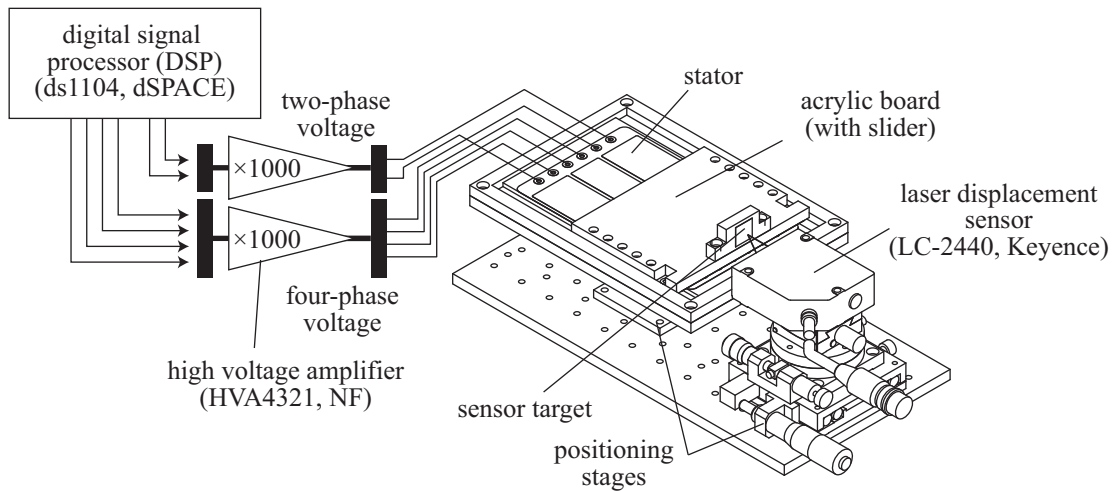


Fig.5.5 変位の測定装置

圧のスイッチングレートは 4, 8, 16, 24, 32, 40 times/s を用いた.

Figure 5.6 に測定したモータの変位を示す. 駆動初期において, モータはステップサイズ約 $200\ \mu\text{m}$ のステップ状の駆動を示し理論と一致した. しかし数ステップ後に, モータは予測と異なる挙動を示し最終的には停止した. 異なるスイッチングレートでモータの変位を測定した結果を Fig. 5.7 に示す. スwitchングレートによらず, モータは数ステップ後に停止した.

この移動子の停止する現象は, フィルムの絶縁層の帯電が原因であると考えられる. DC 電圧を印加すると, フィルム表面上を表面電流が流れることでフィルム上に電荷が蓄積することが過去に報告されている [54]. 蓄積された電荷はモータ内の電界を乱すために, 最終的にモータを停止させてしてしまうと考えられる. 本実験で使用したシーケンスでは移動子の電圧が一定であったために, このような動作停止が生じたと思われる.

5.3 連続的なステップ駆動が可能なシーケンスの提案

5.3.1 シーケンス A の修正

前述のような動作停止は, 駆動の間, 常に電圧の極性を切り替えることで解決できると考えられる. 本節では, モータの挙動の安定性を改善するために, 移動子への二相電圧を切り替えるようにシーケンスを修正する. Fig. 5.8 の右図は, 左図に示すこれまでのシーケンスを修正したものである. 修正されたシーケンスの 2 ステップごとに, 固定子と移動子の両方のすべての電圧極性を反転させている. (5.4) で解析した推力は V^2 に比例するために, 電圧全体の極性を反転させても推力特性に変化は生じない. それゆえ, 修正されたシーケンスにおいても, 同じ駆動特性を得ることができると期待される. 修正されたシーケンス A について, 実験的に評価をおこなう. 二相および四相電圧の振幅値は $\pm 1\ \text{kV}$ とした. また, 電

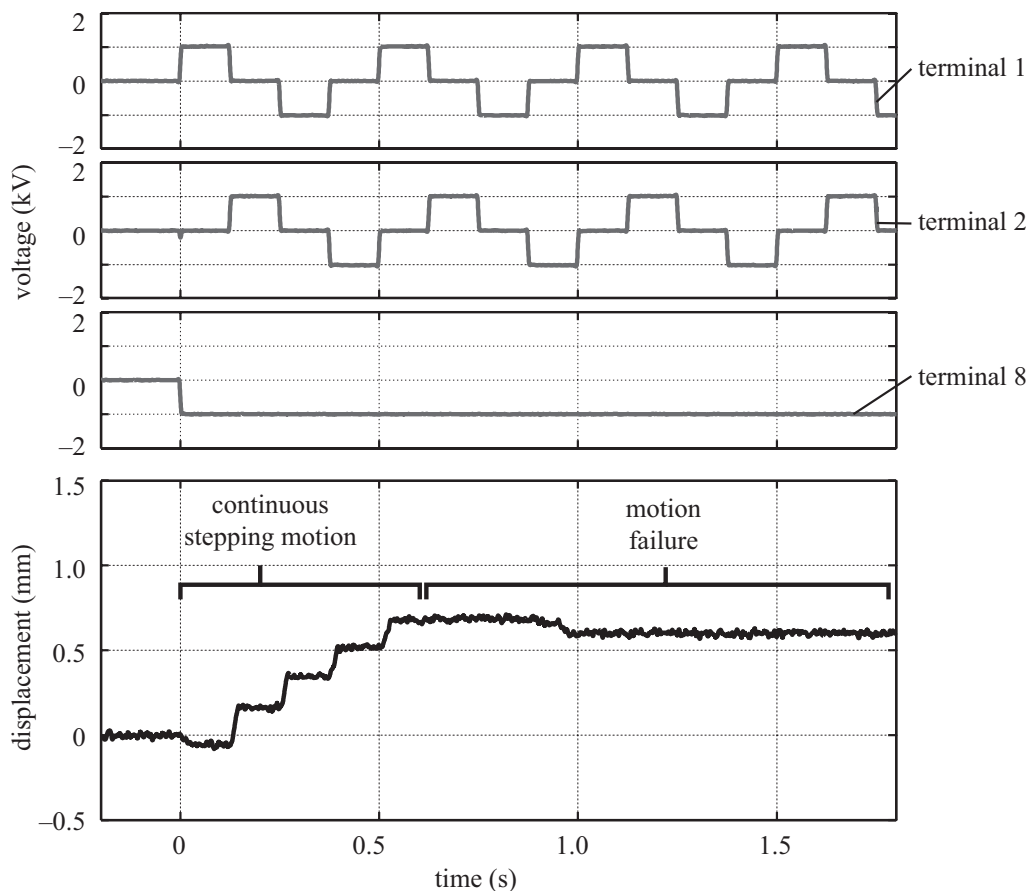


Fig.5.6 シーケンス A によるモータの駆動特性. 上の3つの図は、3つの端子に印加された電圧を示す. 下の図は、移動子の変位を表す. 印加電圧はスイッチングされ続けているにもかかわらず、モータは数秒で停止した.

圧のスイッチングレートは4 times/sとした. Figure 5.9に、修正したシーケンスによる変位の測定結果を示す. ステップ間隔約 $200 \mu\text{m}$ の連続的なステップ状の駆動が観察でき、駆動の停止現象は見られない. この結果により、電圧極性を反転することでモータの駆動安定性を向上できることが確認された.

5.3.2 新たな2つの電圧シーケンス

シーケンス A に加えて、さらに2つの DC パルスシーケンスを考えることができる. 以下では、これらのシーケンスについて議論する.

シーケンス B

はじめに、Fig. 5.10に示すような、四相電圧に電圧セット $[+V, +V, -V, -V]$ を使用するシーケンスを考える. これを‘シーケンス B’と呼ぶこととする. 左図は電圧極性を反転させない基本となるシーケンスであり、右図は連続的なステップ駆動を実現できるように電圧極性を反転させたものである. シーケンス B もシーケンス A と異なる4つの状態を生成す

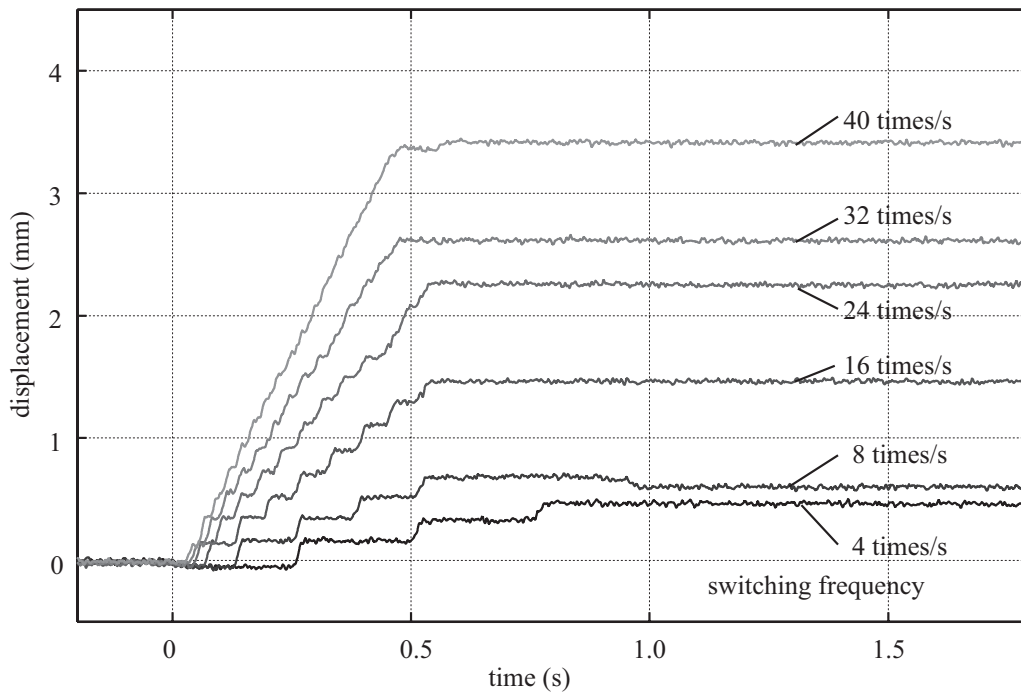


Fig.5.7 様々なスイッチングレートのシーケンス A による駆動特性. モータはスイッチングレートの大きさにかかわらず短時間で停止した.

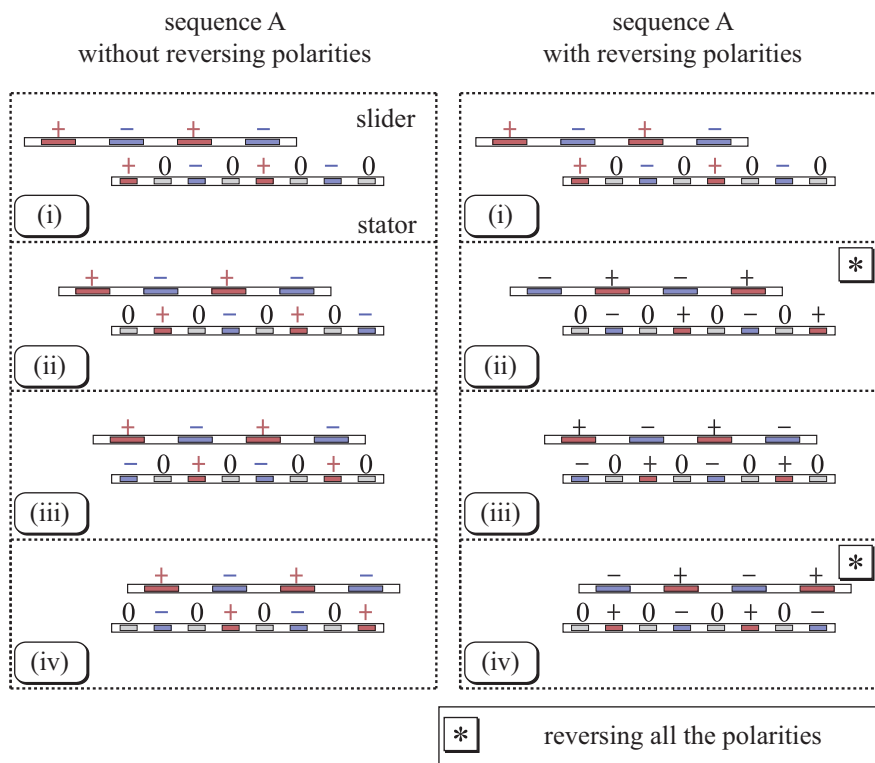


Fig.5.8 駆動の安定性向上のために修正したシーケンス A. すべての電圧極性が 2 ステップごとに反転される.

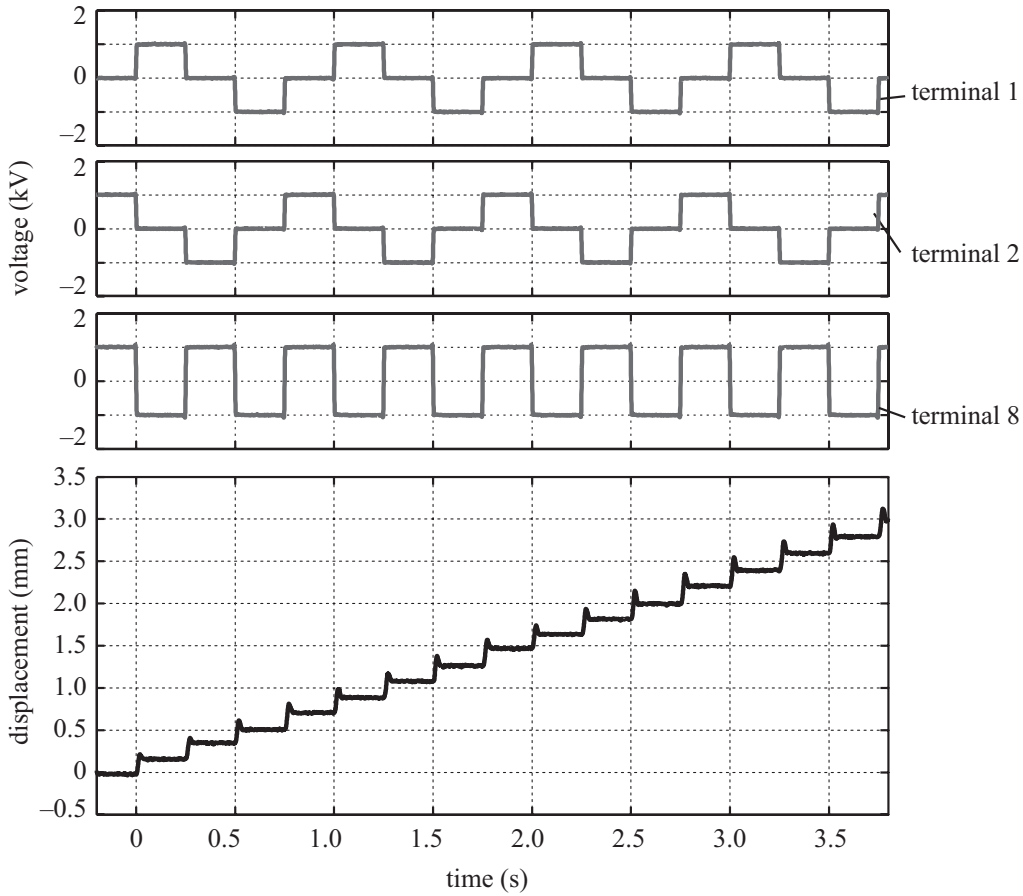


Fig.5.9 修正したシーケンス A を用いたときのモータの変位. 二相電圧を, 四相電圧のスイッチングと同じタイミングで切り替えた. 連続的なステップ駆動が観察でき, 動作停止は見られない.

るため, それらを状態 (v), (vi), (vii), (viii) と呼ぶことにする.

電圧 $[+V, +V, -V, -V]$ は $\sqrt{2}V[\sin(3\pi/4), \sin(\pi/4), \sin(-\pi/4), \sin(-3\pi/4)]$ と等価であるため, 誘導電圧は例えば状態 (v) では (5.2) から以下のように求まる.

$$V_5 = \frac{V}{C_i + C_1 + C_{sl}} \{C_i + 2\sqrt{2}C_{m1} \cos(\theta_x + \frac{\pi}{4})\}, \quad V_6 = -V_5, \quad (5.7)$$

また, 推力は以下の様に求めることができる.

$$f_k = \kappa V^2 \left[2C_{m1} \cos(2\theta - k\pi) + \sqrt{2}C_i \sin(\theta - \frac{k}{2}\pi - \frac{3\pi}{4}) \right] \quad (k = 5, 6, 7, 8) \quad (5.8)$$

ここで下添字 $k (=5, 6, 7, 8)$ は状態 (v), (vi), (vii), (viii) に対応する. C_i は C_{m1} と比較して十分に大きいために, 推力式では第 2 項が支配的となる. (5.4) と比較すると, シーケンス B ではシーケンス A の場合と比較して約 $\sqrt{2}$ 倍の推力を発生させることが示唆される. これは, シーケンス B ではすべての端子に対して常に非ゼロの電圧が印加されているために, 平均電圧値が大きいためである. Figure 5.11 にシーケンス B の推力を, シーケンス A の推力の振

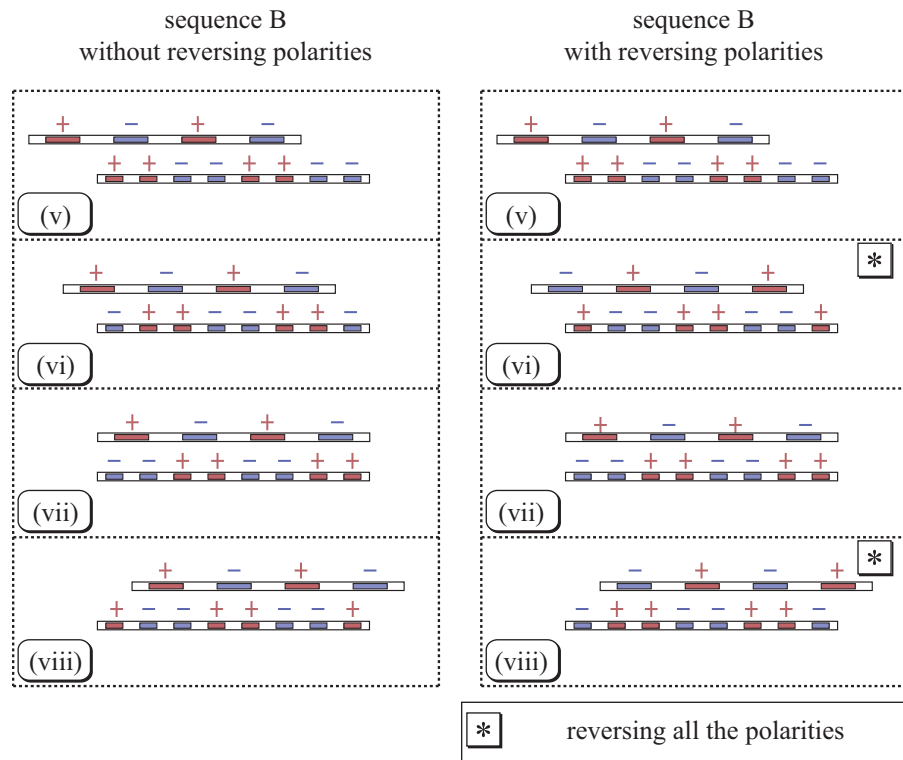


Fig.5.10 シーケンス B: 四相電圧に電圧セット $[+,+,-,-]$ を使用する. 左図は電圧極性を反転しない基本となるシーケンスであり, 右図はこれを改良し, 2 ステップごとにすべての電圧極性を反転させるシーケンスである.

幅値で正規化して示す. これらの推力特性も周期的になり, 4 つの電圧状態から 4 つの平衡点が生じる. 平衡点の位置はシーケンス A のときの位置の中間に位置する (Fig. 5.4(a)).

シーケンス C

シーケンス A とシーケンス B では安定点の位置が半ピッチ ($p/2$) 分だけ異なるため, これらを組み合わせることで 1 構造周期あたりに 8 つの安定点を生成することが可能であり, ステップ間隔をさらに微細化することができる. このように組み合わせたシーケンスを ‘シーケンス C’ と呼ぶこととし, Fig. 5.12 に示す. このシーケンスでは, シーケンス A の電圧極性を変化させずに, シーケンス B の 4 つの状態すべてにおいて極性を反転させる.

5.4 実験による評価

本節では 5.2.3 項で述べたモータのプロトタイプを用いておこなった評価実験の結果について述べる.

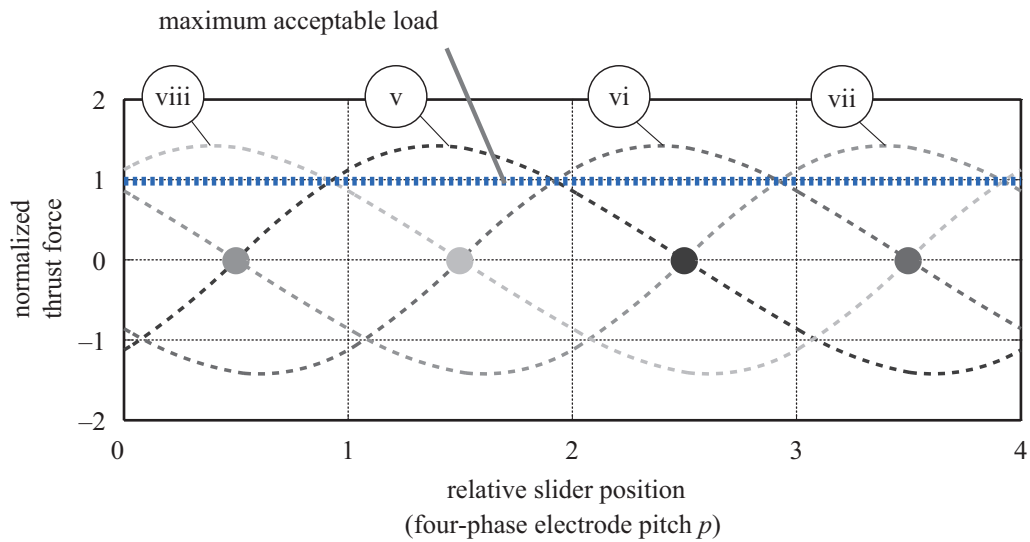


Fig.5.11 シーケンス B における正規化された推力特性. 番号 (v) から (viii) は, シーケンス B の各状態に対応する. 周期的な推力特性曲線は, シーケンス A のときの最大推力によって正規化している. シーケンス A のときの推力特性曲線と比較すると, シーケンス B のときには推力の最大値が大きくなり, 平衡点の位置は半ピッチ分ずれている.

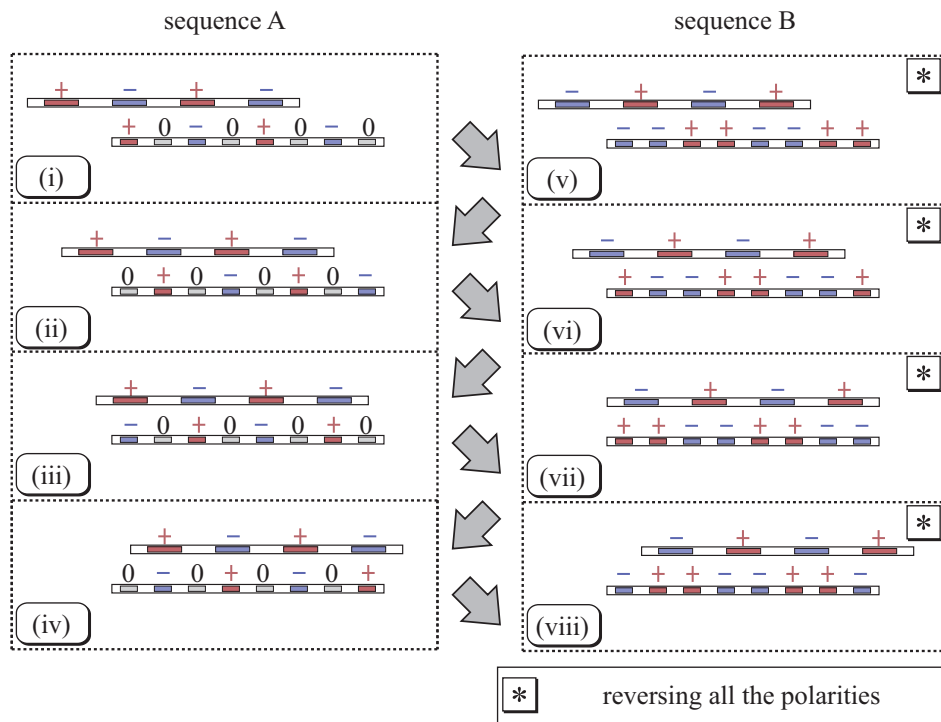


Fig.5.12 シーケンス C: シーケンス A とシーケンス B を組み合わせたシーケンス.

5.4.1 モータの動作

はじめに、電圧極性反転を付加した異なる 3 つのシーケンス A, B, C の条件下において、モータの動作の比較実験を行なった。Figure 5.13 に測定したモータの変位を示す。前述のように、シーケンス A, B においてはステップ幅 $200 \mu\text{m}$ のステップ駆動が得られた。5.2.2 項において理論的に予想されたとおり、シーケンス B におけるステップ位置はシーケンス A のときのステップ位置のほぼ中間位置となった。しかし、詳細に観察を行うとシーケンス B におけるステップ位置は完全にシーケンス A のときの中間位置ではなく、わずかに中間位置からずれていることがわかる。これはおそらく両フィルムの中の摩擦によって生じたものと思われる。Fig. 5.4(a) および Fig. 5.11 に示された安定点は、外部負荷がゼロのときのつりあい点であった。摩擦の存在する環境下では Fig. 5.4(b) に示されているように、安定点の位置は元の位置からシフトするが、安定点周りにおける推力特性曲線の傾きがシーケンスによって異なるために、シフト量もシーケンスによって異なる。シーケンス B における推力特性曲線の振幅は同一の電圧条件下においてシーケンス A のときよりも大きいため、安定点のシフト量は小さくても平衡状態に達することができる。移動子の前進と後退においてステップ位置が異なるのも、摩擦による効果が影響していると考えられる。

シーケンス A と B の組み合わせであるシーケンス C では、移動子はおおよそシーケンス A, B のときの半分のステップ量となった。すなわち、移動子はシーケンス A とシーケンス B の安定点の位置に交互にステップした。しかしステップ量は一定ではなく、摩擦の存在によって、シーケンス B から A にシフトするときには $70 \mu\text{m}$ 、シーケンス A から B にシフトするときには $130 \mu\text{m}$ となった。ステップ幅は均一ではなかったものの、これらの結果から、シーケンス C は位置決め分解能を向上可能であることが確認された。

5.4.2 摩擦による変位への影響の検証

移動子のステップ位置のズレは摩擦を考慮することで検証できる。このため、摩擦モデルを作成しシミュレーションを行なった。Fig. 5.14 に摩擦ありの動特性シミュレーションモデルを示す。摩擦モデルによるシミュレーション結果を Fig. 5.15 に示す。摩擦パラメータを適切に与えることで、実際の測定結果と非常によく似た変位を得られた。この結果は、前述の実験におけるステップ位置のズレが摩擦により生じていることを示唆している。

5.4.3 誘導電圧

次の実験では、移動子上の誘導電圧の測定を行った。Figure 5.16 に実験系を示す。表面電位計 (Model 344, TReK Inc.) による非接触電位測定を容易にするために、移動子の電極端

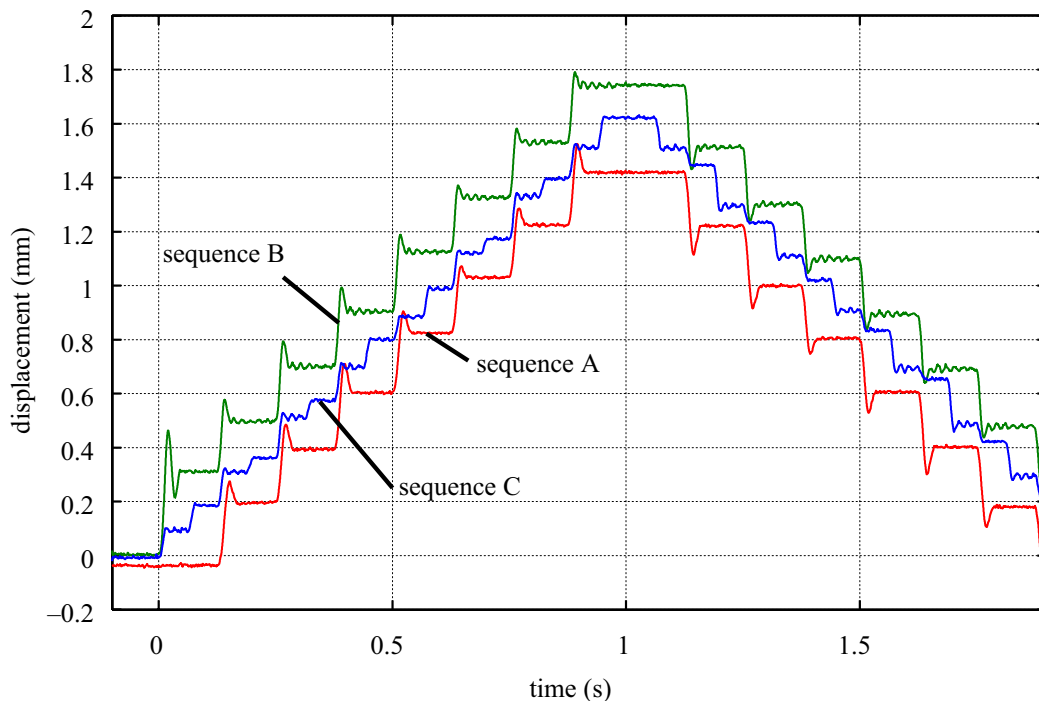


Fig.5.13 3つの電圧シーケンスにおける駆動特性. シーケンス A とシーケンス B による平均ステップ幅は $200 \mu\text{m}$ であった. シーケンス C のステップ幅は電圧条件によって, $70/130 \mu\text{m}$ となった.

子には金属板が接続された. 移動子電極は電氣的に浮いた状態にあるので, このモータの移動子電位の測定には非接触測定が必要不可欠となる. 接触式のプローブを用いた場合, 低周波数領域においてはモータの静電容量のほうがこれらのプローブの静電容量よりも非常に高く, プローブの持つ有限のインピーダンスにより測定電圧の減衰が生じる. Fig. 5.17 に接触式のプローブと非接触式のプローブによる誘導電圧の測定結果の違いを示す. 接触式のプローブで測定した場合には測定信号が減衰しており, 正しく測定を行えていないことがわかる. それに対し, 非接触式のプローブで測定を行った場合には信号の減衰が見られない.

Figure 5.18 は測定した移動子上の誘導電圧を示す. シーケンス C にはシーケンス A と B の両方が含まれるために, シーケンス C を実験に用いた. 印加電圧は $\pm 1 \text{ kV}$ であり, 電圧のスイッチングレートはプロット (a) においては 8 times/s , プロット (b) においては 0.08 times/s とした. プロット (a) から, 誘導電圧は印加電圧の切り替え後に瞬時に切り替わり, 次の電圧シフトまでの間一定の電圧を保つことがわかる. しかし, プロット (b) に示す低周波切り替えにおいては, 誘導電圧は長い時間をかけて徐々に減衰していることがわかる. これはおそらく, フィルム表面を僅かな表面電流が流れることで生じたものと思われる.

(5.3) と (5.7) が示すように, 誘導電圧の大きさは移動子位置に依存する. Figure 5.19(a) と (b) は, 誘導電圧のピーク値 (印加電圧切替直後の誘導電圧であり, スパイク状の電圧を含む) を各移動子位置において測定したものを, 異なるスイッチング周期でプロットしたものである. 左の列の図はシーケンス A の部分に対応し, 右の列の図はシーケンス B の部分

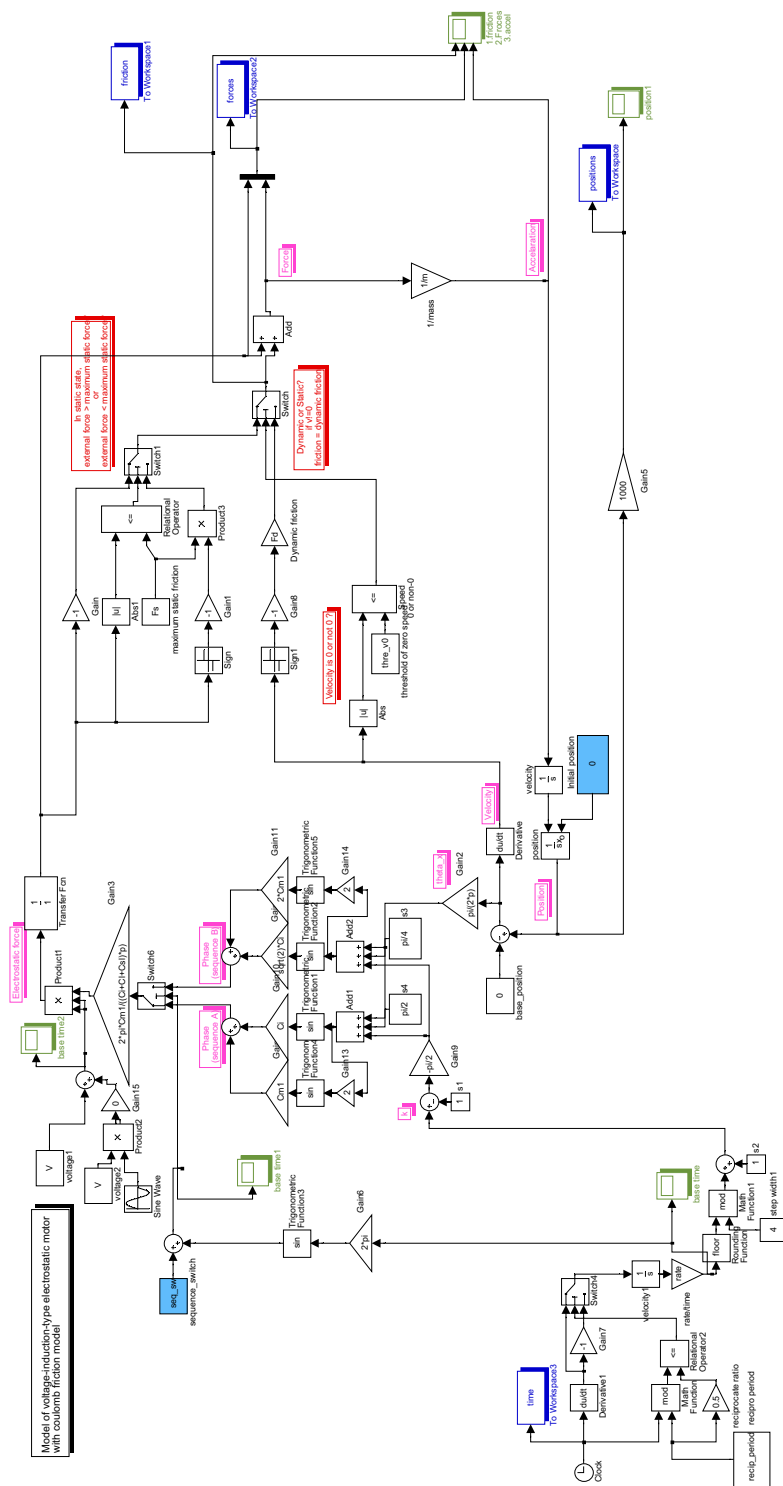


Fig.5.14 シミュレーション. 摩擦あり駆動モデル

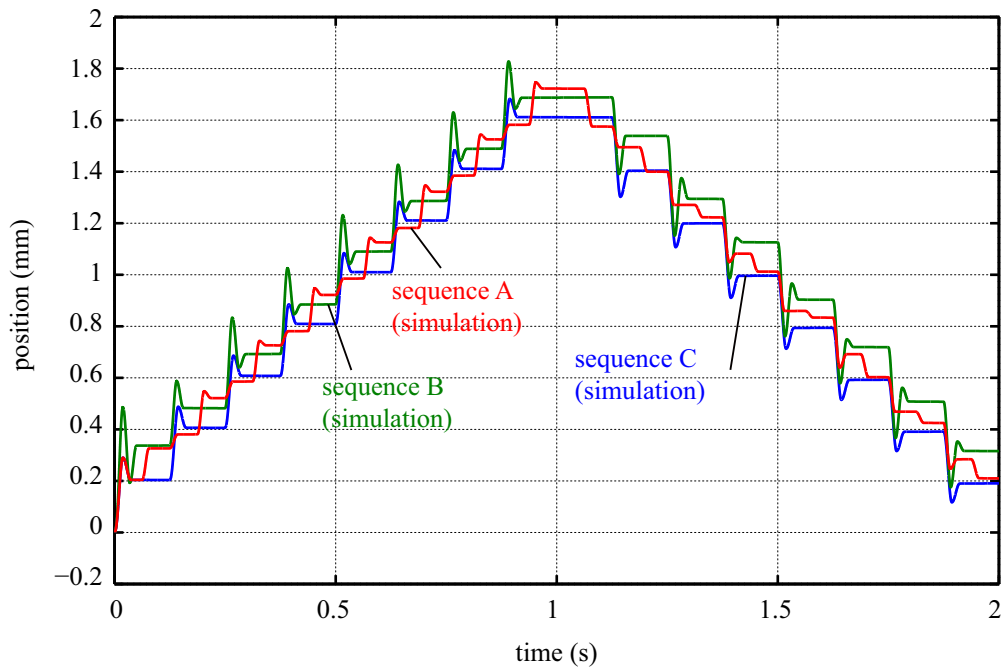


Fig.5.15 ステップ駆動のシミュレーション. 摩擦の存在によりステップ位置が往復でずれることがわかる. またシミュレーションにより得られた変位は実験結果とよく一致した.

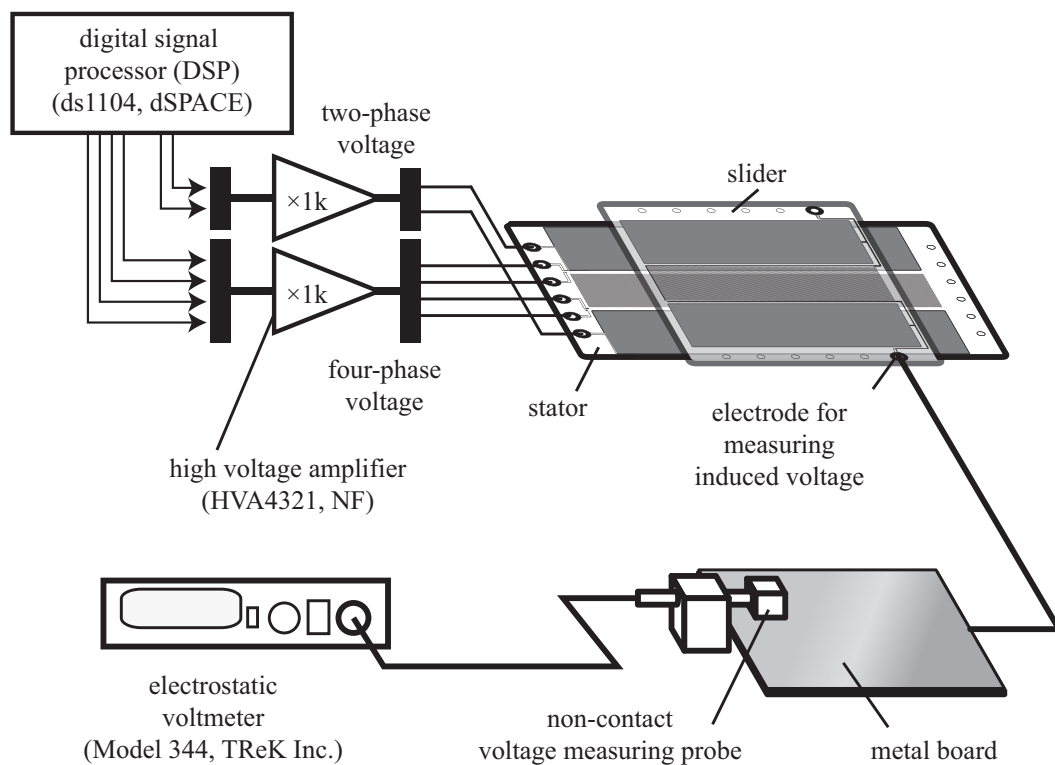


Fig.5.16 移動子電極の誘導電位の測定系

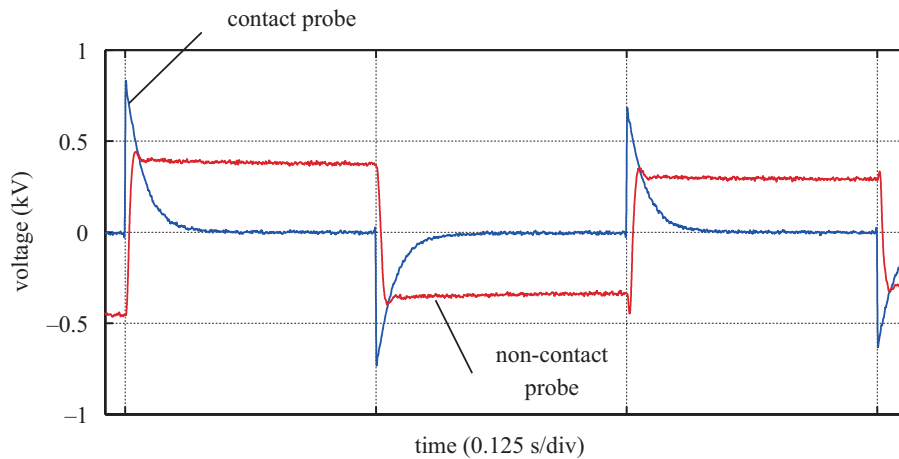


Fig.5.17 誘導電圧の接触測定と非接触測定の違い．静電モータは容量性負荷であるため，印加電圧の周波数が低周波数である場合，電極間のインピーダンスが非常に大きくなる．この場合，接触式のプローブで誘導電圧を測定すると，電極間のインピーダンスと比較してプローブのインピーダンス値が十分に大きくならないため，測定信号の減衰が生じる．

に対応する．(5.3) および (5.7) で導出したように誘導電圧の大きさは移動子位置に依存し，移動子位置に対して正弦波状の変化を示す．平均電圧は約 ± 650 V であり，振幅はシーケンス A 部では約 100V，シーケンス B 部では約 150 V であった．対応する理論値は，平均電圧は ± 619 V であり，振幅はシーケンス A 部では 73 V，シーケンス B 部では 104 V であった．実験値は理論値と比較してやや大きくなったが，おそらくスパイク状電圧と後述する電荷の蓄積によるものであると考えられる．

Fig. 5.18 に見られる誘導電圧のスイッチングレイトに対する依存性についてより詳細に検証したものを Fig. 5.20 に示す．誘導電圧が最大となるような移動子位置で，移動子上の誘導電圧の一相について測定を行なった．この図では，スイッチング直後のピーク電圧と減衰後の最小の電圧をプロットしてる．電圧の減衰は，フィルム表面を流れる表面電流によるフィルム表面への帯電が原因であると思われる．フィルム表面の帯電によりフィルム間の電界を弱められ，それによって誘導電圧も減衰する．しかし，一旦印加電圧の極性を反転すると，この帯電した電荷によって電界は強められ，それによって誘導電圧も増加する．結果として，電圧の減衰がより顕著な長周期の電圧スイッチングにおいて，電圧の最小値は低下するのに対してピーク電圧は増大する．スイッチング後のこの電圧の増大により，モータの推力を高くすることができる．

実験結果よりフィルムの帯電による充電効果が存在することが示唆された．この効果に関しては，5.5 節で解析を行なう．

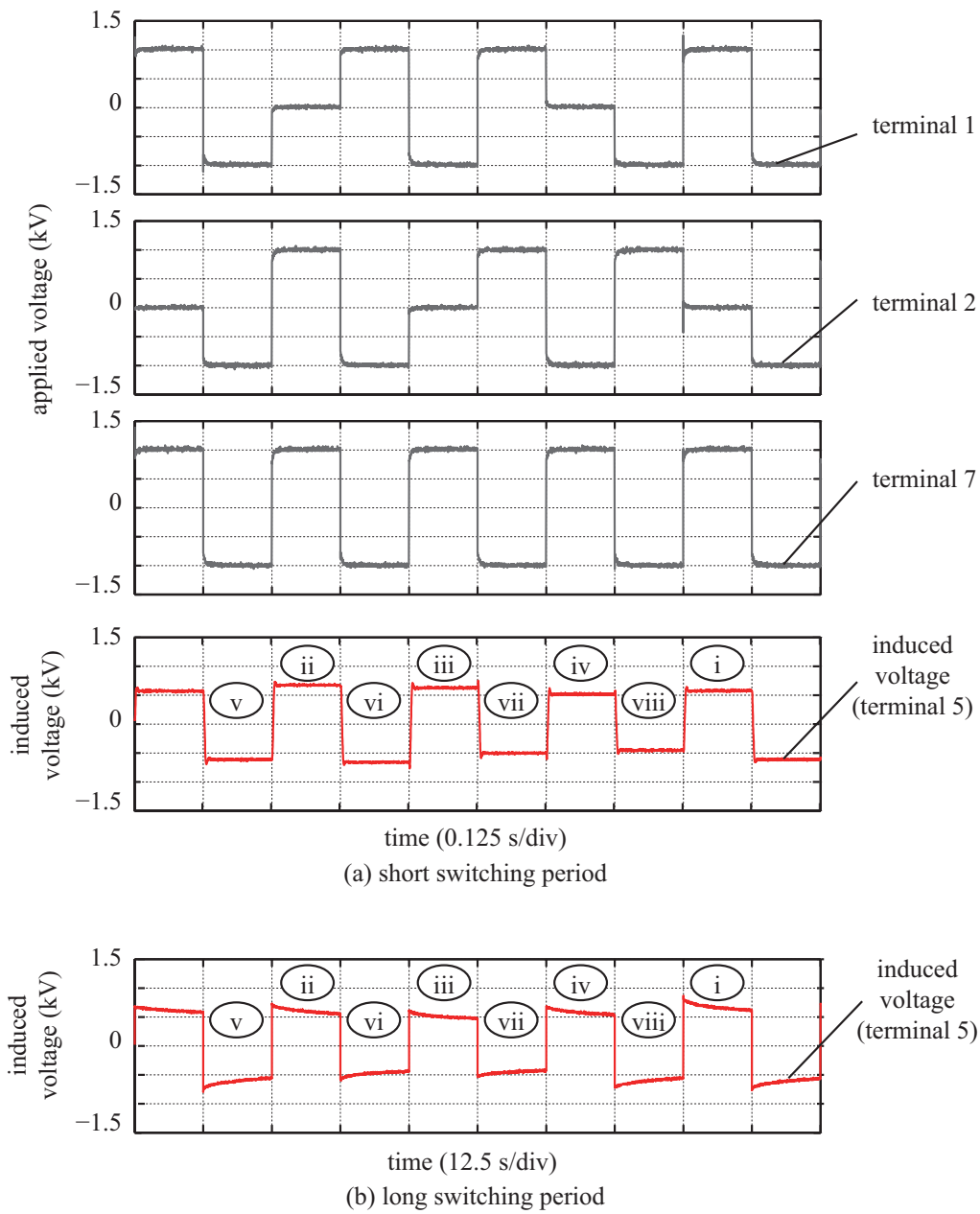


Fig.5.18 移動子電極上の誘導電圧. 図 (a) における上の 3 つのプロットは端子に印加された電圧をあらわす. 図 (a) の下のプロットと図 (b) のプロットはそれぞれ, 短周期での電圧スイッチングのときの誘導電圧と, 長周期での電圧スイッチングのときの誘導電圧を示す. 長周期スイッチングにおいて電圧減衰がみられる.

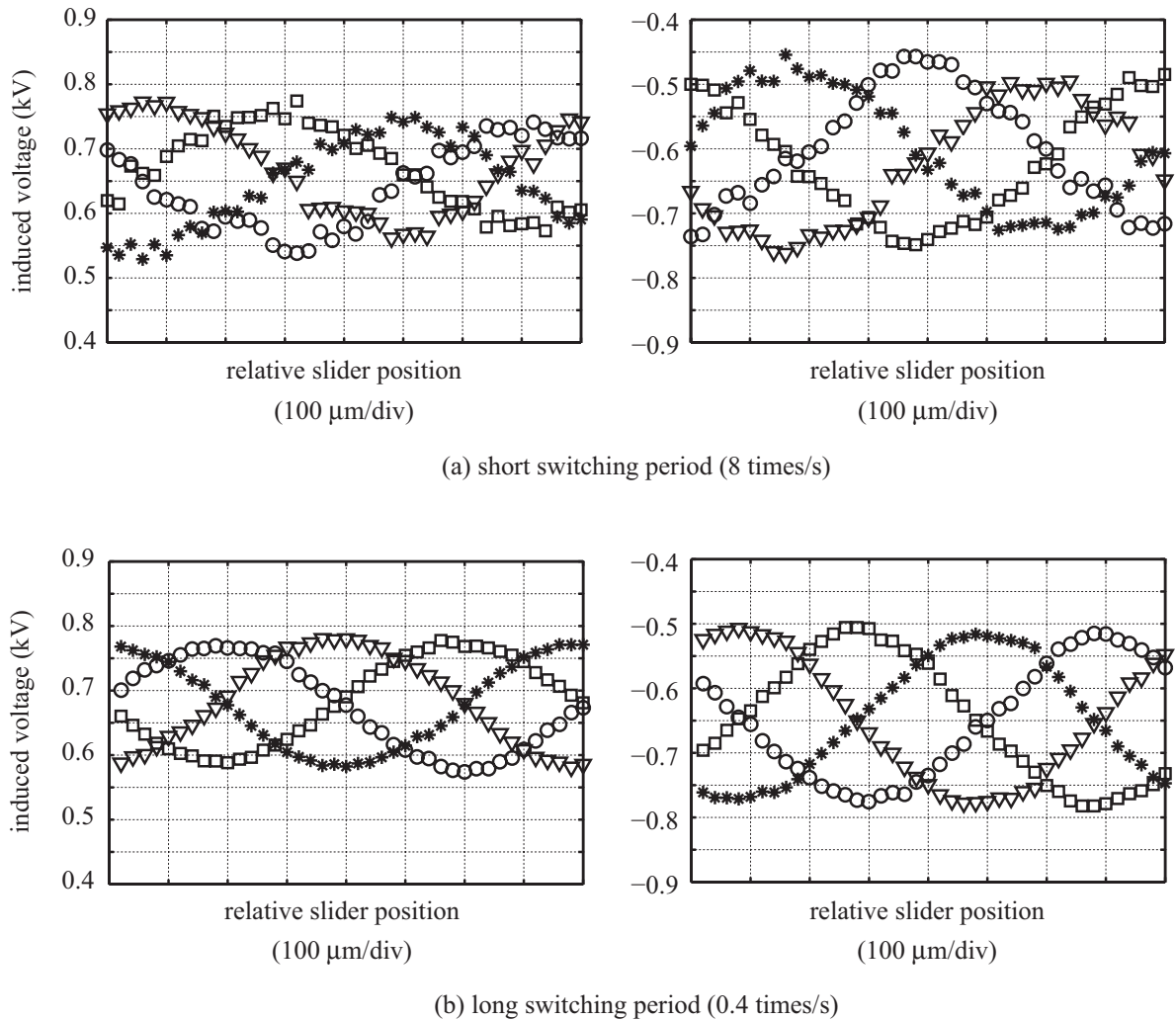


Fig.5.19 シーケンス C を用いて測定した誘導電圧と移動子位置の関係. (a) 短周期での電圧スイッチング時の結果. (b) 長周期での電圧スイッチング時の結果. それぞれにおいて、左図はシーケンス A の部分に対応し、右図はシーケンス B の部分に対応する.

5.4.4 推力測定

最後の実験においては推力の測定により、モータの出力特性が向上することを示す。この推力測定においては、移動子はロードセル (LTS-1KA, Kyowa Electronic Instruments) に接続して固定された。ロードセルからの信号を動ひずみ計 (DPM-711B, Kyowa Electronic Instruments) により増幅し、推力値を得た。移動子位置はリニアステージにより調整し、各測定中には位置を固定した。推力測定にはシーケンス C を用いた。シーケンス C を用いることで一度の測定によりシーケンス A とシーケンス B の両方の特性を得ることができる。

移動子がある位置に固定した状態で、時間に対する推力の変化をプロットしたものを Fig. 5.21 に示す。それぞれの状態において推力の減衰が見られるが、おそらく誘導電圧の減衰

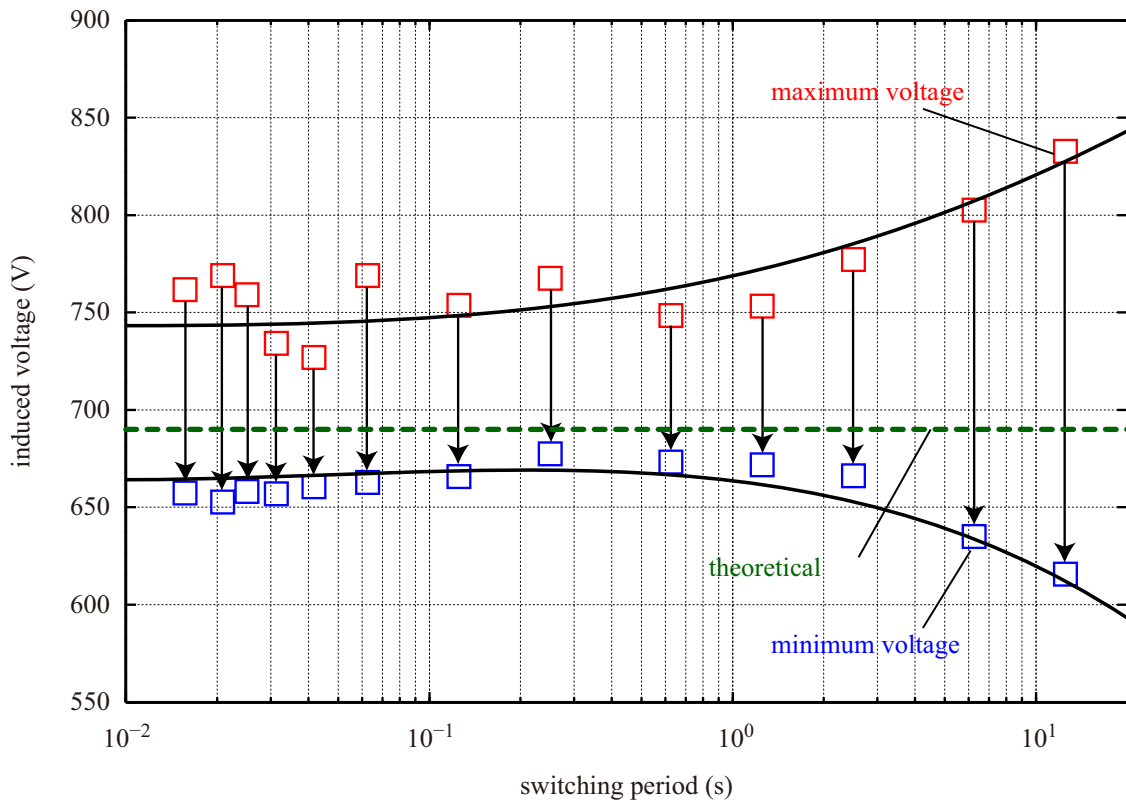


Fig.5.20 誘導電圧の減衰. 電圧スイッチング 1 周期における電圧の最大値と最小値を示す. 点線の水平線は理論値を表す.

によって生じたものと思われる. また, 図中の橙色の点線は, 2つの推力式 (5.4), (5.8) に (5.6) の静電容量および, $\theta_x = 0.6$ の仮定のもと算出した理論線である. 理論値は減衰効果を考慮しておらず, また移動子位置も固定されているため, 電圧スイッチング後の推力は一定値となる. 理論的な推力は 8 ステップ全体では正弦波を離散化したような形状になる. 一部で実験値と理論値の乖離が見られるが, 前の電圧ステップにおける電荷が残っていることが原因ではないかと推測される.

同様の測定を, 異なる移動子位置と異なるスイッチングレートによって行なった. 測定結果を Fig. 5.22 にまとめる. このプロットでは, 異なる移動子位置における各状態の推力の最大値をプロットした. スwitchングレートはプロット (a) とプロット (b) においてそれぞれ 8 times/s と 0.4 times/s であり, 左側の推力はシーケンス A に対応し, 右側の推力はシーケンス B に対応する. それぞれは正弦波に似た推力特性曲線となり, これらは Fig. 5.4 および Fig. 5.11 に示した理論曲線に対応する. この実験結果により, 理論結果と同様にシーケンス B による平衡点はシーケンス A による平衡点の位置よりも電極半ピッチ分だけずれることも確認された.

Table 5.1 は推力振幅の測定値と理論値を比較したものである. 理論値は (5.4) と (5.8) をベースに算出しており, 推力の減衰は考慮していない. 理論と測定結果の両方において,

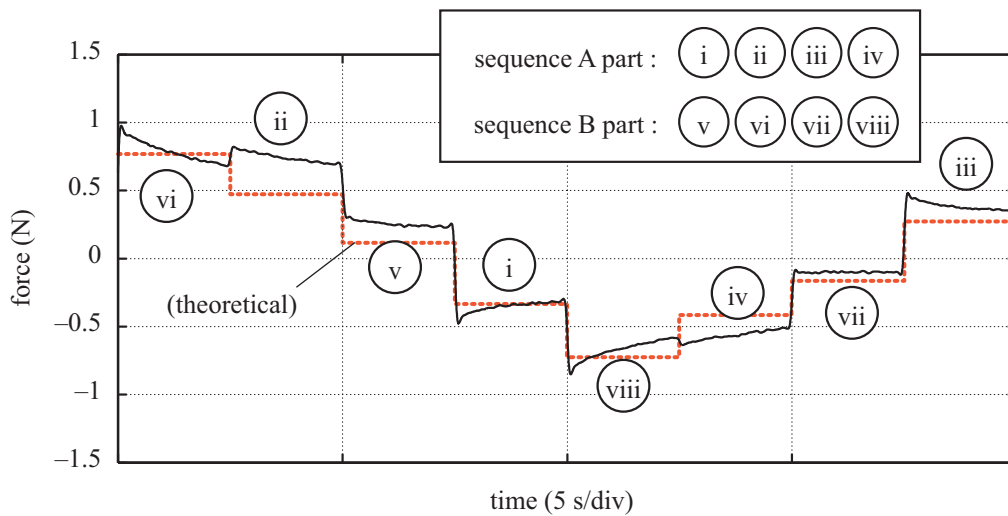


Fig.5.21 シーケンス C における推力の時間変化. 移動子位置は測定中において固定された. 電圧のスイッチングとともにすぐに推力が変化し, 徐々に減衰していく様子が見て取れる.

Table5.1 推力の振幅値の比較

	seq. A	seq. B
theoretical	0.54 N	0.82 N
measured (long switching period)	0.89 N	0.98 N
measured (short switching period)	0.43 N	0.45 N

シーケンス B の推力はシーケンス A の推力よりも大きくなった. しかし測定値においては, その比率は小さくなった. この原因は現状でははっきりしておらず, さらなる検証が必要である. 推力の減衰とその結果としての電圧スイッチング直後の推力の増大により, 長周期スイッチング時の推力は短周期スイッチング時の推力よりもはるかに大きくなった. 測定値と理論値は近い範囲にあるために, 理論計算の正当性が確認された.

5.5 充電効果の解析

5.5.1 充放電を加味したモータモデル

前節において, フィルム表面の電荷の充放電の可能性が指摘された. 本節では, この充放電を加味したキャパシタンスネットワークモデルを構成し, 解析を行なう. モータモデルを Fig. 5.23 に示す. モータに長時間同じ電圧を印加し続けると, 移動子の端子間に電流が流れ, 最終的には移動子の二つの端子は等電位になる考える. このとき, 端子 5 と端子 6 は短絡された状態とみなせる. それぞれの端子には電荷が蓄積され, これらが, 印加電圧のスイッチングのスイッチング後に移動子上の電圧の上昇に寄与すると考えられる. 以下の状態

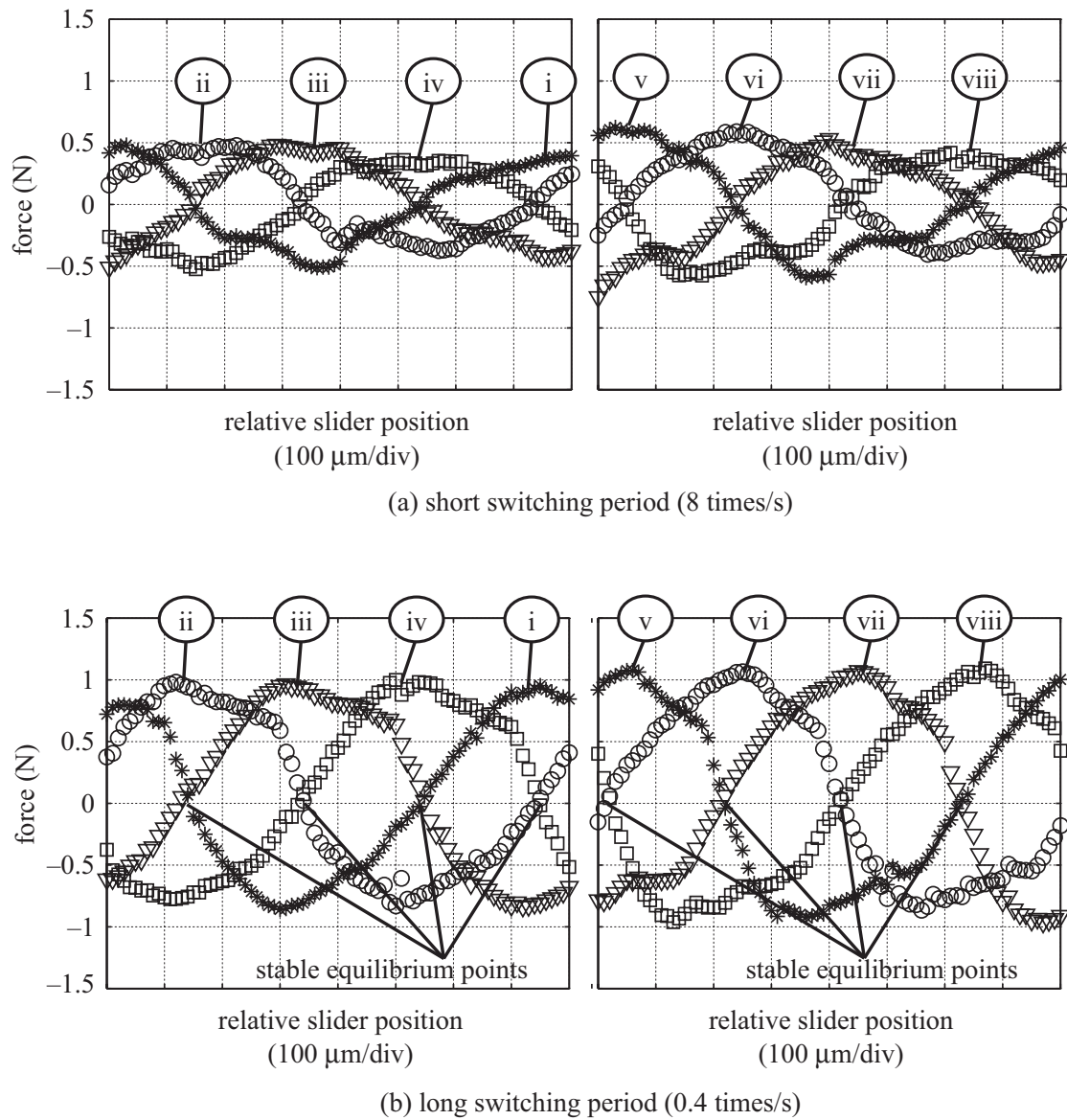


Fig.5.22 シーケンス C における移動子位置に対する推力の関係. このプロットでは, 推力が減衰する前のピーク値をプロットしている. 上図は短周期 (8 times/s) の電圧スイッチングのときの結果をあらわし, 下図は長周期 (0.4 times/s) の電圧スイッチングのときの結果を表す. 左側のプロットはシーケンス A の場合を表し, 右側のプロットはシーケンス B のときを表す.

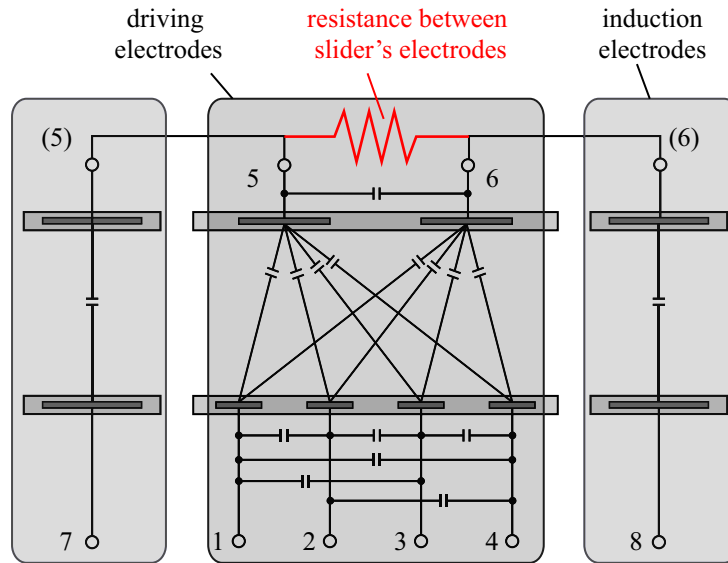


Fig.5.23 充電効果を考慮した解析モデル. 移動子電極間に抵抗が存在すると仮定する. この抵抗値は電極間の材料やフィルムの表面抵抗に由来するものと考え, これらをまとめて一つの抵抗で表す.

4つの状態を考える. ただし, 電圧スイッチング時の時間を $t = 0$ とする.

1. 電圧印加後長時間が経過したスイッチング前 ($t = 0 - \varepsilon$, ε は微小)
2. 電圧のスイッチング直後 ($t = 0$)
3. 電圧のスイッチング後の充電期間 ($t > 0$)
4. 電圧のスイッチングから長時間経過したとき ($t = \infty$)

5.5.2 電圧・電荷の関係式

Fig. 5.24 に示すように印加電圧を, (1) 四相 $[+V_{st}, 0, -V_{st}, 0]$, 二相 $[+V_{sl}, -V_{sl}]$ の状態で十分に充電を行ない, その後 (2) 四相 $[0, +V_{st}, 0, -V_{st}]$, 二相 $[-V_{sl}, +V_{sl}]$ にスイッチングするものとする. さらに (3) スwitching後に十分に時間を経過させる.

状態3(過渡状態)における電流の関係式

状態3において, 充放電効果による時間的な変化が指数関数的に変化すると考え, 電荷ベクトル \mathbf{Q} , 電圧ベクトル \mathbf{V} およびモデル外部に流出する電流を表す電流ベクトル \mathbf{I} を以下のように設定する.

$$\mathbf{Q} = \mathbf{A}_Q e^{-\frac{t}{\tau}} + \mathbf{B}_Q \quad (5.9)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{A}_V e^{-\frac{t}{\tau}} + \mathbf{B}_V \quad (5.10)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{A}_I e^{-\frac{t}{\tau}} + \mathbf{B}_I \quad (5.11)$$

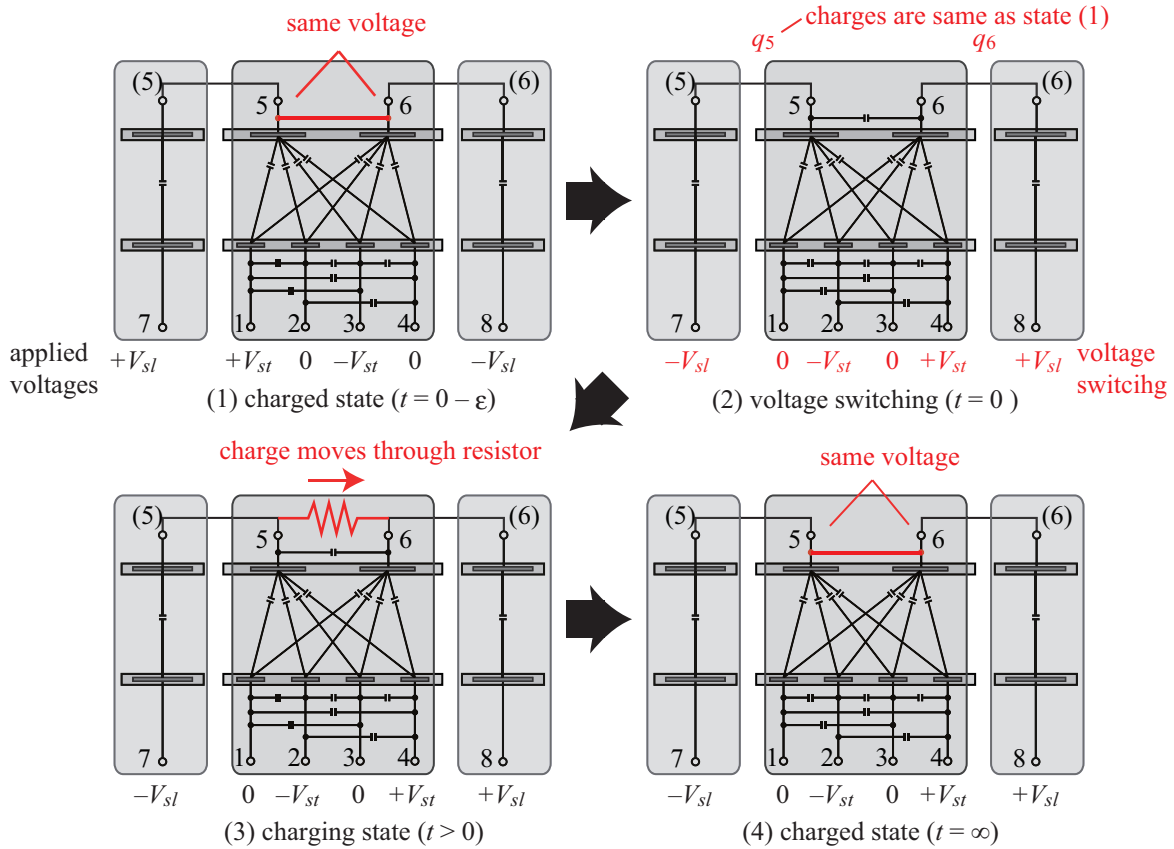


Fig.5.24 充電過程の各状態. (1) 電圧のスイッチング直前の状態 ($t = 0 - \epsilon$, ただし ϵ は微小). 電圧印加から十分に時間が経過し, 移動子端子上に十分に電荷が蓄積されるとともに移動子端子が等電位になっている. (2) 電圧のスイッチング直後 ($t = 0$). 各移動子端子上の電荷はスイッチング直前から維持され, 移動子上には誘導電位が発生する. (3) 電圧のスイッチング後の充電期間 ($t > 0$). 抵抗を介して移動子端子間に電流が流れ電荷が移動する. (4) 電圧のスイッチングから長時間経過したとき ($t = \infty$). 再び移動子端子は等電位になる.

ただし, $\mathbf{A}_Q, \mathbf{A}_V, \mathbf{A}_I, \mathbf{B}_Q, \mathbf{B}_V, \mathbf{B}_I$ は係数ベクトルであり, それぞれ i 番目の要素を $A_{Qi}, A_{Vi}, A_{Ii}, B_{Qi}, B_{Vi}, B_{Ii}$ とする. また, τ は時定数とする. モータモデルの回路では各端子の電流について, 以下の式が成り立つ.

$$\frac{d\mathbf{Q}}{dt} + \mathbf{G}\mathbf{V} + \mathbf{I} = 0 \tag{5.12}$$

ただしここで、 \mathbf{I} は各端子からモデル外部に流出する電流を表し、 \mathbf{G} は端子間のコンダクタンスを表すコンダクタンス行列である。コンダクタンス行列は以下のように表される。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R & -1/R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R & 1/R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

($(n+2m) \times (n+2m)$ matrix)

(5.12) に (5.9) と (5.10) を代入すると以下の式が得られる。

$$(\mathbf{A}_Q - \tau \mathbf{G} \mathbf{A}_V - \tau \mathbf{A}_I) e^{-\frac{t}{\tau}} - \tau (\mathbf{G} \mathbf{B}_V + \mathbf{B}_I) = 0 \quad (5.14)$$

これが恒等的に成り立つため、以下の式が得られる。

$$\begin{cases} (\mathbf{A}_Q - \tau \mathbf{G} \mathbf{A}_V - \tau \mathbf{A}_I) = 0 \\ \tau (\mathbf{G} \mathbf{B}_V + \mathbf{B}_I) = 0 \end{cases} \quad (5.15)$$

また、端子 5, 6 については外部との接続が無いため

$$A_{Ii} = B_{Ii} = 0 \quad (i = 5, 6) \quad (5.16)$$

となる。

コンデンサの関係式

本モデルでは、常に次のコンデンサの関係式 $\mathbf{Q} = \mathbf{C} \mathbf{V}$ が成り立つため、以下の関係式が得られる。

$$\mathbf{A}_Q e^{-\frac{t}{\tau}} + \mathbf{B}_Q = \mathbf{C} \mathbf{A}_V e^{-\frac{t}{\tau}} + \mathbf{C} \mathbf{B}_V \quad (5.17)$$

これより、以下の関係が得られる。

$$\begin{cases} \mathbf{A}_Q - \mathbf{C} \mathbf{A}_V = 0 \\ \mathbf{B}_Q - \mathbf{C} \mathbf{B}_V = 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

初期条件

(1) 移動子上の電荷量の条件

移動子は電氣的に浮いているため、移動子上の電荷の総量は常に 0 であり、常に $q_5 + q_6 = 0$ が成り立つ。それゆえ、常に

$$\begin{cases} A_{Q5} = -A_{Q6} \\ B_{Q5} = -B_{Q6} \end{cases} \quad (5.19)$$

の関係が得られる。

(2) 状態 1 : 電圧スイッチング直前 ($t = 0 - \varepsilon$) の電荷

スイッチング直前は二相電極は十分に充電された状態であり、二つの端子は十分に充電されて $V_5 = V_6$ になっているものと考えられる。この条件から端子上の電荷量はそれぞれキャパシタンスネットワークモデルから以下のように求まる。

$$\begin{cases} q_5(t=0-\varepsilon) = -C_i V_{sl} - 2C_{m1} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} \\ q_6(t=0-\varepsilon) = -q_5(t=0-\varepsilon) \end{cases} \quad (5.20)$$

ただし、 x_0 は移動子の位置とする。移動子端子は電氣的に浮いており、この二相電極上の電荷量はスイッチング直後においても各端子に維持されるものと考えられる。すなわち、 $q_5(t=0) = q_5(t=0-\varepsilon)$ 、 $q_6(t=0) = q_6(t=0-\varepsilon)$ であり、(5.20) および (5.9) で $t = 0$ とすることにより以下の関係式が求まる。

$$\begin{cases} A_{Q5} + B_{Q5} = -C_i V_{sl} - 2C_{m1} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} \\ A_{Q6} + B_{Q6} = C_i V_{sl} + 2C_{m1} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} \end{cases} \quad (5.21)$$

(3) 状態 2 : 電圧スイッチング後 ($t > 0$) の電圧

また、印加電圧により容易に以下の関係が得られる。

$$\begin{cases} (A_{V1}, A_{V2}, A_{V3}, A_{V3}, A_{V7}, A_{V8}) = (0, 0, 0, 0, 0, 0) \\ (B_{V1}, B_{V2}, B_{V3}, B_{V3}, B_{V7}, B_{V8}) = (V_{st}, 0, -V_{st}, 0, V_{sl}, -V_{sl}) \end{cases} \quad (5.22)$$

(4) 状態 4 : 電圧スイッチング後、長時間経過したとき ($t = \infty$) の電荷

スイッチング後、十分に時間が経過した時には移動子の電位は等しくなり、印加電圧条件 (四相 $[0, +V_{st}, 0, -V_{st}]$ 、二相 $[-V_{sl}, +V_{sl}]$) から、電荷の関係式が導出できる。これらは、(5.9) で $t \rightarrow \infty$ としたものであるので結果として以下の関係式が得られる。

$$\begin{cases} B_{Q5} = C_i V_{sl} - 2C_{m1} V_{st} \sin \frac{\pi x}{2p} \\ B_{Q6} = 2C_{m1} V_{st} \sin \frac{\pi x}{2p} - C_i V_{sl} \end{cases} \quad (5.23)$$

5.5.3 誘導電圧解

前項 5.5.2 項で導出した関係式 (5.15), (5.16), (5.18), (5.19), (5.21), (5.22), (5.23) から、充電の過渡状態における移動子上の誘導電圧、電荷式、時定数は以下のように求まる。ただし、スイッチング後に移動子位置は変化させずに $x = x_0$ とする。

$$q_5 = -2 \left(C_i V_{sl} + C_{m1} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} - C_{m1} V_{st} \sin \frac{\pi x_0}{2p} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + C_i V_{sl} - 2C_{m1} V_{st} \sin \frac{\pi x_0}{2p} \quad (5.24)$$

$$q_6 = -q_5 \quad (5.25)$$

$$V_5 = -\frac{2 \left(C_i V_{sl} + C_{m1} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} - C_{m1} V_{st} \sin \frac{\pi x_0}{2p} \right)}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5.26)$$

$$V_6 = -V_5 \quad (5.27)$$

$$\tau = \frac{1}{2} (C_i + 2C_1 + 4C_{m0}) R \quad (5.28)$$

(5.26) の第一項は誘導電極経由の誘導電圧を表すが、充電効果のない場合における誘導電圧と比較して約 2 倍の値が得られている。これにより推力は以下の式となる。

$$f_{\text{charged}} = \frac{2 \left(2\pi C_i C_{m1} V_{sl} V_{st} \cos \frac{\pi x_0}{2p} - \pi C_{m1}^2 V_{st}^2 \sin \frac{\pi x_0}{2p} + \pi C_{m1}^2 V_{st}^2 \cos \frac{\pi x_0}{2p} + \pi C_{m1}^2 V_{st}^2 \right)}{p(C_i + 2C_1 + 4C_{m0})} \quad (5.29)$$

通常 $C_i \gg C_{m1}$ であるため第二項が支配的になるが、その大きさは充電効果のない場合と比較して約 2 倍となり、推力上昇効果が表れている。また、(5.28) から時定数には、移動子電極間の抵抗値と移動子に関連する静電容量が関係していることがわかった。これらにより、充電効果の特性が示された。

5.5.4 実験値との比較

時定数の実測

スイッチング条件 0.08 times/s のときの誘導電圧変化の実測値から、誘導電圧減衰の時定数を算出した。十分時間が経過後に誘導電圧がゼロになると仮定した場合、各パルスにおける時定数の平均値は 63.2 s となった。

表面抵抗値からの時定数算出

モータの電極端子間の抵抗値がモータ表面の表面抵抗値に由来すると考え、表面抵抗値の実測を行なった。なお、測定時期は上記の誘導電圧測定時とは異なる。表面抵抗値は周囲の環境によって 1 桁程度は容易に変化するため参考値となる。測定には、デジタル超高抵抗計 (8340A, ADCMT 製) を用いた。三回の測定の平均値より、移動子二相フィルムの表面抵抗値は $5.53 \times 10^{14} \Omega$ であった。電極間間隔 $200 \times 10^{-6} \text{ m}$ 、電極幅 $25 \times 10^{-3} \text{ m}$ より、1 つの

電極間の抵抗値は $4.42 \times 10^{12} \Omega$ と考えられる。本フィルムに構成される移動子電極周期は 108 周期であり、上記の電極間抵抗が 215 個並列に接続されていると考えられるため、移動子の端子間抵抗値は $2.06 \times 10^{10} \Omega$ となる。

上記の端子間抵抗値と、電極間静電容量値

$$\begin{cases} C_l &= 98.9 \times 10^{-12} \text{ F} \\ C_i &= 576.5 \times 10^{-12} \text{ F} \\ C_{m0} &= 51.8 \times 10^{-12} \text{ F} \end{cases} \quad (5.30)$$

を (5.28) に代入して求まる理論的な時定数は、10.1 s となった。

実測値 63.2 s と比較すると 1/6 倍程度でありやや相違が見られるが、表面抵抗値は湿度等の影響で 1 桁程度は容易に変化するため、同様に時定数にも環境要因で 1 桁程度の誤差が生じると思われる。そのため、理論値と測定結果は許容誤差範囲内に収まっていると考えられる。

誘導電圧

(5.26) に実測により得られた静電容量値を代入して得た結果をプロットしたものを Fig. 5.25, Fig. 5.26 に示す。ここでは充電係数として k_{charge} を導入し、十分時間が経過したときの充電量を 1 としたときに対する割合で、充電量を示す。すなわち $k_{\text{charge}} = 0$ のときは、まったく充電がなされていない状態を表し、 $k_{\text{charge}} = 1$ は十分に充電がされている状態を表す。両プロットにおいて、充電量の増加に伴い、誘導電圧も増加していることがわかる。

推力

同様に、(5.29) に実測により得られた静電容量値を代入して得た結果をプロットしたものを Fig. 5.27, Fig. 5.28 に示す。充電量の増加に伴い推力が上昇し、十分に充電された状態では充電されていない場合と比較して 2 倍以上の推力を出せる可能性を示している。

本モデルにより充電効果によるスイッチング前の誘導電圧の減衰とスイッチング直後の誘導電圧の増大が理論的に初めて示された。またその時定数はやや実測値と相違が見られたものの、電極間の抵抗値による充電のメカニズムが理論的に示されたと考えられる。さらに、誘導電圧の増大により推力増大効果が生じることが理論的に示された。よって本モデルにより充電効果の特性が明らかになったと言える。

5.6 本章の結論

本章で、交流電圧駆動においては高周波電圧が必要とされた二相電極を持つモータに対して、新たな駆動方法として低レートのパルス電圧を用いることを提案した。二相四相 VITEM のパルス電圧駆動について、その適切性を解析と実験の双方から確認した。適切

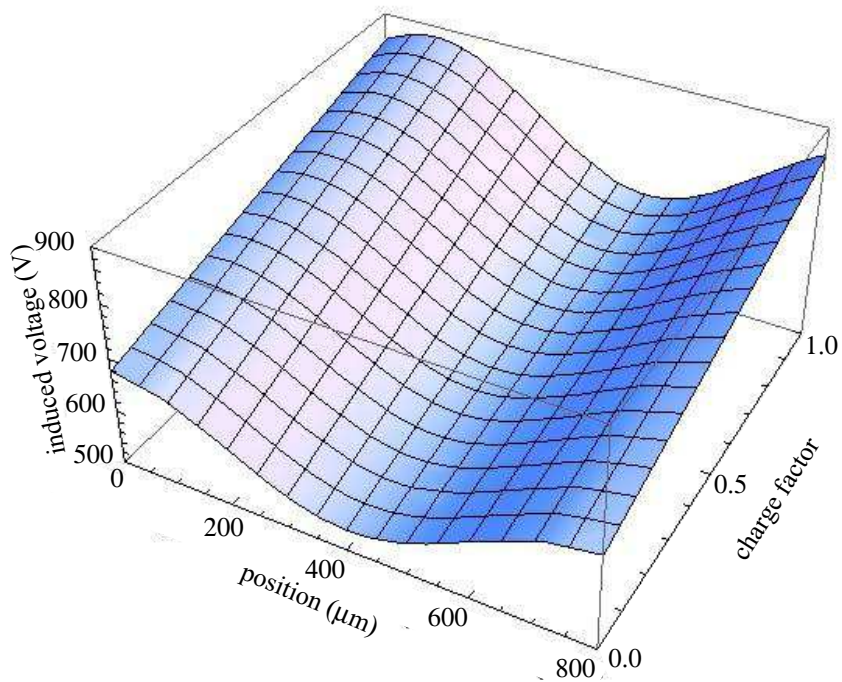


Fig.5.25 充電係数と移動子位置に対する誘導電圧の関係

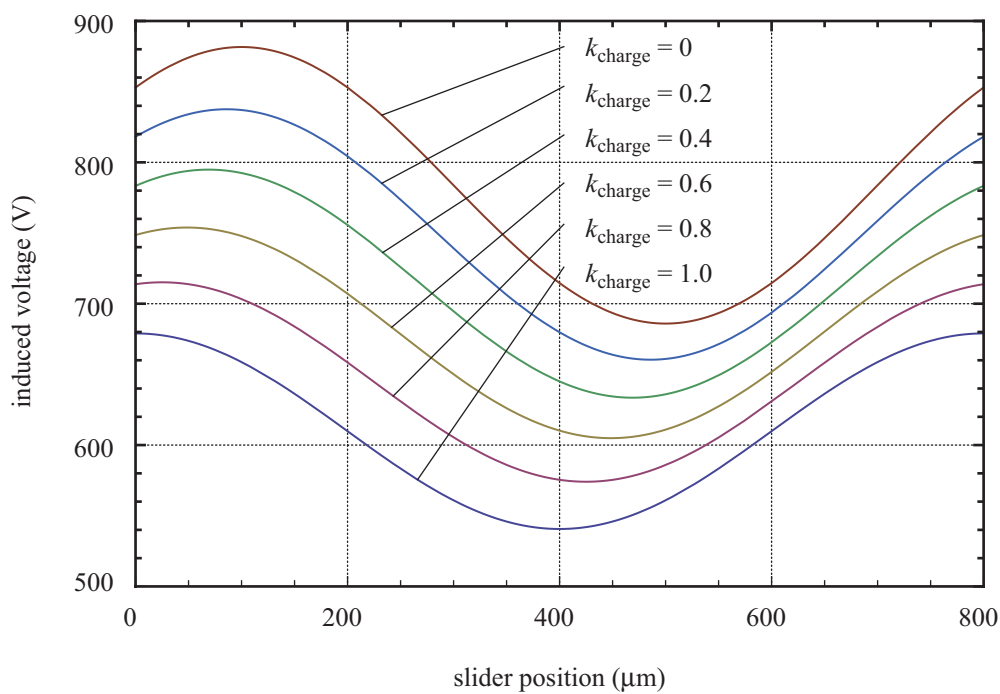


Fig.5.26 充電係数を変化させたときの移動子位置に対する誘導電圧の関係

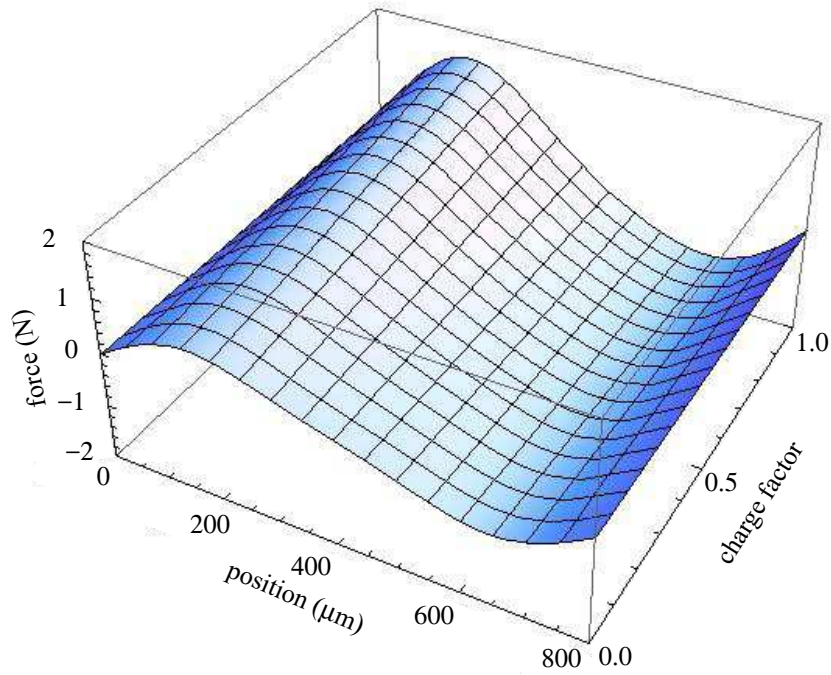


Fig.5.27 充電係数と移動子位置に対する推力の関係

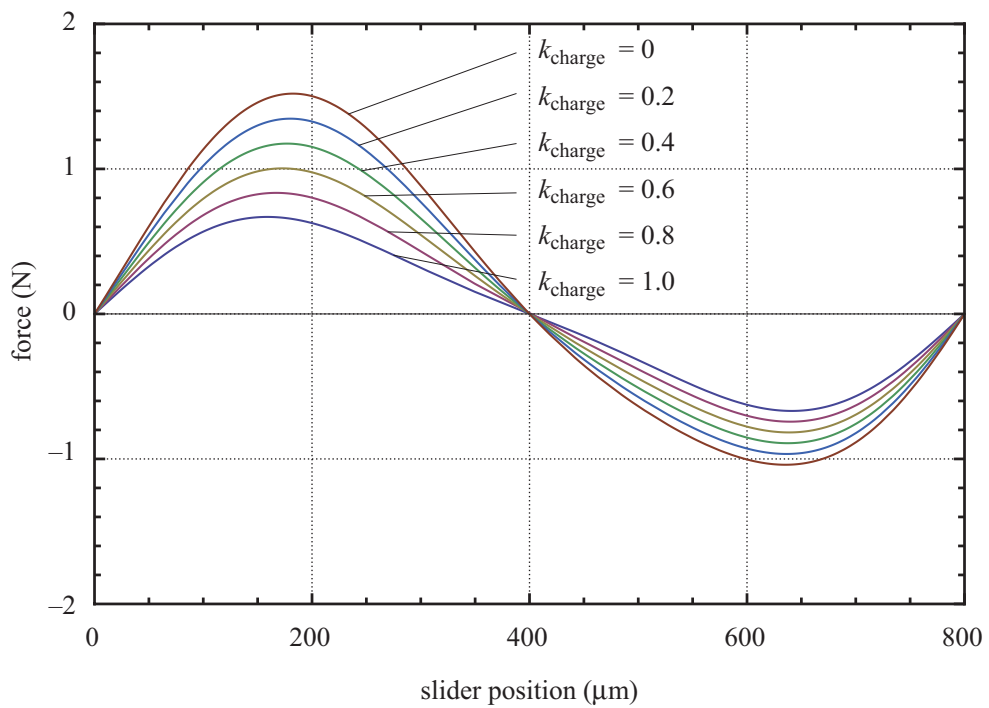


Fig.5.28 充電係数を変化させたときの移動子位置に対する推力の関係

な電圧シーケンスを提案し、その特性と電荷の時間変化による推力増大効果について実証した。

はじめに、推力解析と単純なパルス電圧シーケンスを用いた簡易的な予備実験に基づきステップ駆動を行えることを明らかにしたが、電荷の蓄積によるものと思われる駆動停止も明らかとなった。連続的な駆動を実現するために本論文では、電圧極性を毎回反転させることで帯電を抑制する新しい電圧シーケンスを提案した。本論文では、さらに2つの電圧シーケンスも提案し、そのすべてにおいて連続的なステップ駆動を実現した。

さらに、詳細な実験による検証により、誘導電圧と推力の理論式が正しいことが検証された。実験結果においては、誘導電圧と推力の短時間の増大とそれに続く減衰も確認された。これは、モータのフィルム表面の帯電が原因であると考えられる。最初の予備実験において、フィルムの帯電はモータの駆動を妨げていたが、印加電圧を切り替えることで帯電した電荷を推力の増大に利用できることを明らかにした。この推力の増大は、高負荷状態や静止摩擦が大きいときにモータを駆動するのに役に立つと考えられる。さらに、パルス電圧のスイッチングレートと電荷の充放電効果の関係の評価実験を行ない、スイッチングレートとモータの性能の関係が明らかとなった。

これらの検討により、VITEM の駆動方法に、パルス電圧を用いる手法が確立した。低レートのパルス電圧は直流高電圧電源とスイッチング素子で実現できるため電源を簡素化できるメリットが有る。また、電荷の充放電効果によりモータの推力向上を見込める点で有用性がある。

本章の一部について、著作権は以下に属する。

©2013 IOS Press from Norio Yamashita, Akio Yamamoto, Toshiro Higuchi, "Pulse Voltage Operation of Two-to-Four-Phase Voltage-Induction-Type Electrostatic Motor", International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 42, No. 3, pp. 391-408 (2013), DOI: 10.3233/TAD-131672

©2012 JSPE. from 山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎, 「二相四相静電誘導給電型モータのパルス電圧駆動」, 2012年度精密工学会春季大会学術講演会講演論文集, Vol. 1, pp. 979-980, (2012/3)

第 6 章

DC パルスの立ち上がりの影響

6.1 緒言

5 章で二相四相 VITEM のパルス駆動手法を実現した。正弦波駆動では滑らかな同期駆動が実現できるものの、高周波高圧電源を必要としており、電源構成が複雑になりがちであった。それに対しパルス電圧は、直流高圧電源とスイッチング素子を用いて簡易な電源構成で実現可能であり、実用面での有用性が高い。駆動変位は電極ピッチに応じたステップ状になるもののミリメートル以下のステップ幅で駆動が可能であり、応用面においては、例えば第 1 章で述べたゲーム・広告・インタフェースデバイス、ヒューマンインタラクション分野では十分に適用できる可能性が高い。しかし、このような応用用途ではモータの周囲に人間が介在することが考えられ、静電モータは高電圧を用いることから、電流制限をしなければ Fig. 6.1(a) に示すように感電の危険性が残ると考えられる。人体は通常、0.5 mA 以下の電流については苦痛を受けないが、数 mA 程度になると電撃や大きな苦痛を感じ、20-30 mA を超えると障害を受ける可能性が高まり、さらに 50 mA を超えると死に至る可能性があると言われている。

電流制限を行なう上で有効な手法は、電源に高い出力インピーダンスを与えることである。すなわち、Fig. 6.1(b) に示すように電源出力端子と静電モータの間に高い抵抗値を持つ抵抗を挿入することが有効である。人体は数 k Ω 程度の有限なインピーダンスを持つため、電源の出力インピーダンスが大きければ、万が一感電したとしても人体にかかる電圧は小さくなり、人体を流れる電流量を抑制可能であると考えられる。

しかし、電源に高い出力インピーダンスを与えた場合、モータに印加される電圧の大きさと波形について注意する必要がある。すなわち、静電モータの持つインピーダンスが十分に大きくなければ、分圧により電源電圧は電源の出力抵抗に大きくかかることになり、モータに十分な大きさの電圧を印加できなくなる。静電モータは容量性負荷であり、静電モータのインピーダンスを大きくするには印加電圧の周波数を下げることが効果的である。しかし二

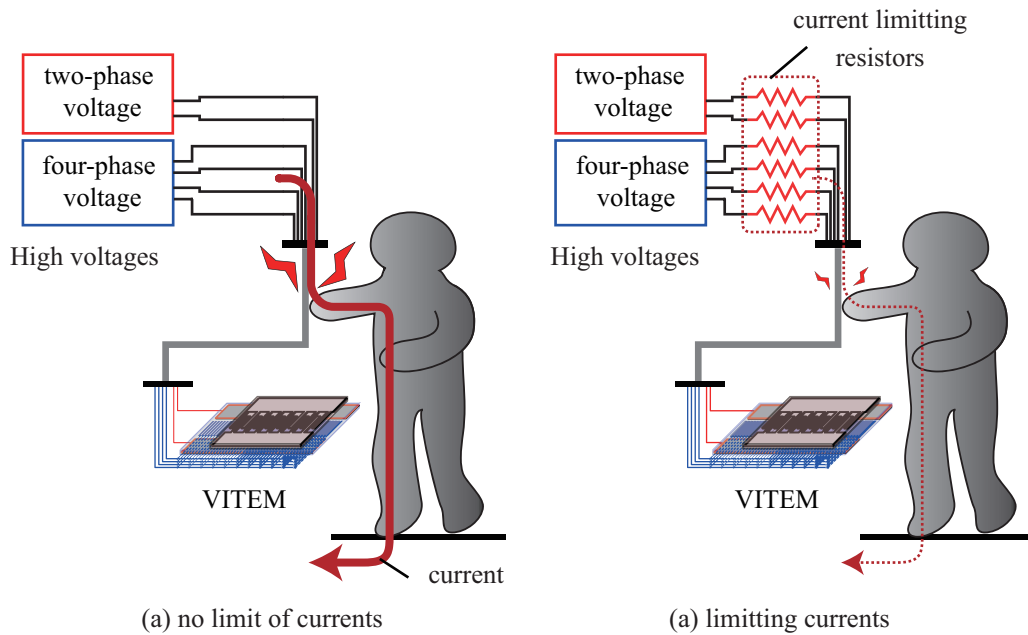


Fig.6.1 電源の出力抵抗を増大させることによる安全性の確保

相電極を持つモータの駆動には、正弦波駆動方式では高周波電圧を用いる必要があるため、周波数を下げることが困難であった。それに対し、5章での駆動方法では低周波パルス電圧を用いており、パルスのスイッチング時以外は直流状態とみなせるために、パルスの各区間においては静電モータのインピーダンスは十分に大きいと考えられる。

しかし実際には、パルス電圧には理論上全周波数の電圧を含んでおり、電源の出力インピーダンスが大きくなると、モータへの印加電圧の高周波成分はカットされることになる。これは電気回路的に考えると、Fig. 6.2のようにモータの静電容量と電源の出力抵抗との間である時定数を持つRC回路が構成されていると捉えられ、ローパスフィルタの効果が生じる。すなわちこれにより、Fig. 6.3に示すように、パルス電圧の立ち上がり立ち下り時がなまると考えられる。これらのパルス電圧のなまりはモータの正常な駆動に影響を与える可能性が考えられる。その一方、パルス電圧のなまりはパルスのスイッチング時の瞬間的な電流を抑制し、モータに流れる全電流量を抑制する効果が存在するものと考えられる。モータの駆動に必要な電流量を低減させた状態で駆動が可能であれば、電源の小型化や、電源からの電流量を危険領域以下に制限することが容易となる。

そこで本章では、パルス電圧の立ち上がり立ち下りに時定数を与えられた場合において、二相四相VITEMを安定的に駆動可能な時定数の範囲を明らかにすることおよび、電流量の低減効果の検証を目的とする。

初めに、時定数を与えた状態でのモータの駆動特性について解析を行ない、そのときに生じる電流量を理論的に導出する。次に電源に高い出力抵抗が付加された状態を模擬し、パルスの立ち上がり立ち下りに様々な時定数を与えた駆動電圧に対して、モータに流れる電流量の測定を行なう。最後に、時定数を持つ駆動電圧によるモータの駆動特性に与える影響を

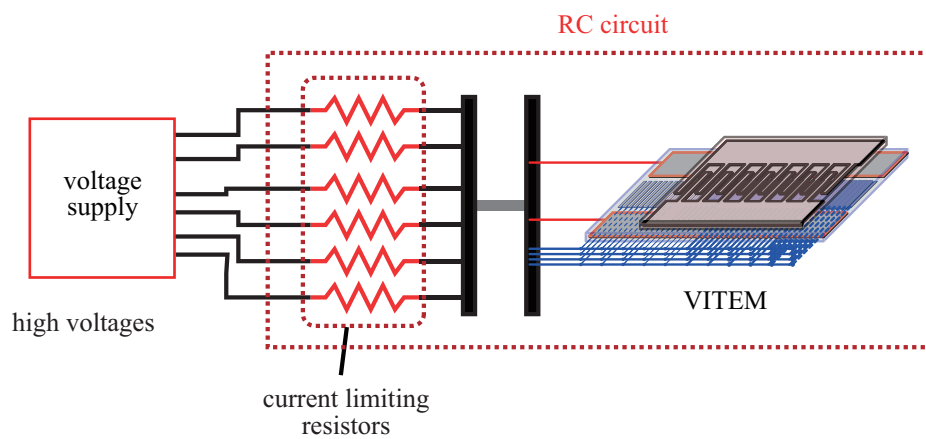
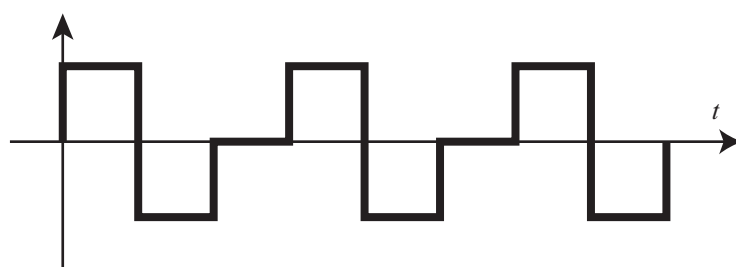


Fig.6.2 電源の出力抵抗と静電モータによって構成される RC 回路



(a) pulse voltage



(b) damped pulse voltage

Fig.6.3 時定数をもつ立ち上がりと立ち下りの鈍ったパルス電圧

実験的に考察する.

6.2 時定数を持つパルス電圧による電流の検証

6.2.1 時定数を持つパルス電圧による推力と電流の解析

2.5項と同様に, Fig. 2.12のモデルを解析に用いる. 印加電圧は時定数を持つパルス電圧を与える. 電圧はシーケンス A を想定し, 一例として四相電圧が $[+V_{st}, 0, -V_{st}, 0]$ から $[+V_{st}, 0, -V_{st}, 0]$ へ, 二相電圧が $[+V_{sl}, -V_{sl}]$ から $[-V_{sl}, +V_{sl}]$ へ, 時定数をもって変化するものととする. なお, 時定数は四相電圧, 二相電圧ともに等しく τ とする. 四相電圧 $\mathbf{V}_{st}(t)$ および二相電圧 $\mathbf{V}_{sl}(t)$ は $t=0$ をスイッチングの時間として以下のように表される.

$$\mathbf{V}_{st}(t) = \left[V_{st}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), -V_{st}e^{-\frac{t}{\tau}}, -V_{st}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), V_{st}e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (6.1)$$

$$\mathbf{V}_{sl}(t) = \left[V_{sl}(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}), -V_{sl}(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}) \right] \quad (6.2)$$

電圧ベクトル \mathbf{V}_{24} は, 次のように記述される.

$$\mathbf{V}_{24} = [\mathbf{V}_{st}(t), V_5, V_6, \mathbf{V}_{sl}(t)] \quad (6.3)$$

電荷ベクトルは \mathbf{Q}_{24} , (2.36)において $m=2, n=4$ とおいたものと同様であり, 誘導電極上の電荷 (q_5, q_6) は常にゼロとなる. (2.32) 同様に, $\mathbf{Q}_{24} = \mathbf{C}_{24}(\theta_x)\mathbf{V}_{24}$ が成り立ち, 以下の誘導電圧解 V_5, V_6 および電荷解 $q_i (i=1, 2, \dots, 6)$ が得られる. ただし, $V_6 = -V_5, q_7 = -q_8$ であり, q_2, q_3, q_4 は, q_1 の位相のみずれた同等の形式を持つために, V_5, q_1, q_7 のみ記述する.

$$V_5 = \frac{e^{-\frac{t}{\tau}} \left\{ C_i V_{sl} \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 2 \right) + 2C_{m1} V_{st} \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \cos \theta_x - 2C_{m1} V_{st} \sin \theta_x \right\}}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \quad (6.4)$$

$$q_1 = \frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \left[2C_{m1}^2 V_{st} \left\{ \sin 2\theta_x - \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \cos 2\theta_x \right\} - 2C_{m1} C_i V_{sl} \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 2 \right) \cos \theta_x - V_{st} \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \left\{ 2C_{m1}^2 - (C_{st} + C_{tb})(C_i + 2C_1 + 4C_{m0}) \right\} \right] \quad (6.5)$$

$$q_7 = \frac{2C_i e^{-\frac{t}{\tau}} \left[V_{sl}(C_i + 2C_{m0}) \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 2 \right) + C_{m1} V_{st} \left\{ \sin \theta_x - \left(e^{\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \cos \theta_x \right\} \right]}{C_i + 2C_1 + 4C_{m0}} \quad (6.6)$$

ただし, $\theta_x = \frac{\pi x}{2p}$ とする. 電荷 q_1, q_7 を微分して得られる電流解 i_1, i_7 は以下のようになる.

$$i_1 = \frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau(C_i + 2C_1 + 4C_{m0})} \left[V_{st} \left\{ (C_{st} + C_{tb})(C_i + 2C_1 + 4C_{m0}) - 2C_{m1}^2 (\sin 2\theta_x + \cos 2\theta_x) - 2C_{m1}^2 \right\} - 4C_i C_{m1} V_1 \cos \theta_x \right] \quad (6.7)$$

$$i_7 = \frac{2C_i e^{-\frac{t}{\tau}} \left\{ 2V_1(C_i + 2C_{m0}) - C_{m1} V_{st} (\sin \theta_x + \cos \theta_x) \right\}}{\tau(C_i + 2C_1 + 4C_{m0})} \quad (6.8)$$

また、推力解 f は以下のようになる。

$$f = \frac{2\pi C_{m1} V_{st} e^{-\frac{2t}{\tau}}}{p(C_i + 2C_1 + 4C_{m0})} \left(-3C_i V_{sl} \sin \theta_x e^{\frac{t}{\tau}} + C_i V_{sl} \sin \theta_x e^{\frac{2t}{\tau}} + C_i V_{sl} \cos \theta_x e^{\frac{t}{\tau}} + 2C_i V_{sl} \sin \theta_x - 2C_i V_{sl} \cos \theta_x - 2C_{m1} V_{st} \sin 2\theta_x e^{\frac{t}{\tau}} + C_{m1} V_{st} \sin 2\theta_x e^{\frac{2t}{\tau}} + 2C_{m1} V_{st} \cos 2\theta_x e^{\frac{t}{\tau}} - 2C_{m1} V_{st} \cos 2\theta_x \right) \quad (6.9)$$

時定数 $\tau = 20 \text{ ms}$ を持つパルス電圧を印加したときの推力の時間変動を Fig. 6.4 に示す。なお、各パラメータは (2.50) のものを用いた。時間の経過とともに二相電圧が一度ゼロに近づくために推力も一度減衰し、それから再度上昇し、十分時間が経過した後は、推力特性は変化しない。(6.1) の電圧スイッチング条件下において、安定点位置は $600 \mu\text{m}$ から $400 \mu\text{m}$ へと移動し、移動子位置もそれに合わせて移動する。安定点の位置は時定数を持たない場合と同様であり、十分に時間が経過すれば時定数を持つ電圧でも同様のステップ位置に駆動できると考えられる。

時定数 $\tau=20 \text{ ms}$ の時を例に、スイッチング直後 ($t=0$) からの端子 1(四相電極) と端子 7(二相電極) の電流変動を Fig. 6.5 に示す。移動子位置に対して電流量は正弦波に近い形で変動をしているものの、全体的には電流量に大きな変動を与えてはいない。時間の経過とともに端子 1, 7 のいずれも電流量は指数関数的に減少し、十分時間が経過した時にはほぼゼロになっていることがわかる。

6.2.2 時定数を持つパルス電圧による電流の検証

初めに、印加電圧が時定数を持つことによる電流量への影響について検証を行なった。ただし、印加電圧は実際に Fig. 6.2 に示すように抵抗を接続するのではなく、電源出力に直接時定数を与えることで、抵抗を接続した状態を模擬した。これは、様々な時定数を持つ電圧生成を容易にするためである。電圧の生成には、デジタルシグナルプロセッサ (DSP)(ds1104, dSPACE) および高電圧アンプ (HVA4321, エヌエフ回路設計ブロック) を用いた。DSP の制御周期は 0.1 ms に設定した。前章で用いたものと同じ二相四相 VITEM により、パルス駆動時のモータの各電極に流れる電流の測定を行った。電流の測定には、電流アンプ (TCPA300, Tektronix) および電流プローブ (TCP312, Tektronix) を用いた。印加電圧は二相・四相ともに 1 kV_{0-p} とし、パルスの切替は 5 times/s とした。なお、電流量が非常に微小であり信号がノイズに埋もれるため、電流プローブに配線を 10 巻きし S/N 比を向上させて測定を行った。電流プローブ 2 台を用いて、それぞれ固定子四相電極 (A 相)、および固定子二相電極 (U 相) の電流量を測定した。一例として、時定数を 2.5 ms としたときの結果を Fig. 6.6 に示す。Fig. 6.6(a) は、1 秒間に渡る測定結果を示している。電流が電圧のスイッチング時にスパイク状に生じていることがわかる。Fig. 6.6(b) はスイッチング時を拡大して表示したも

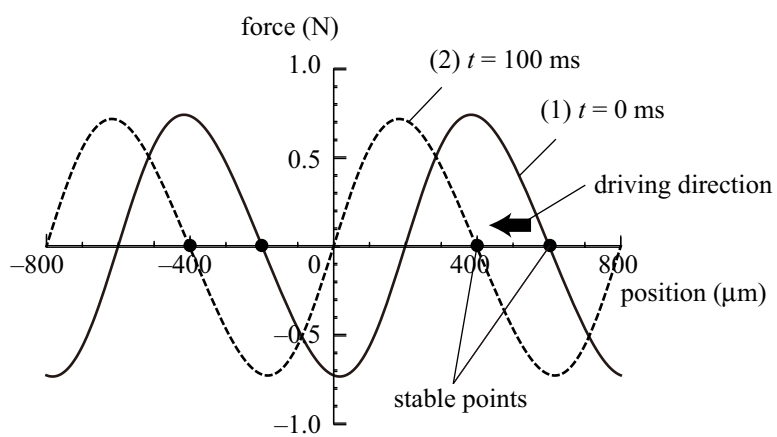
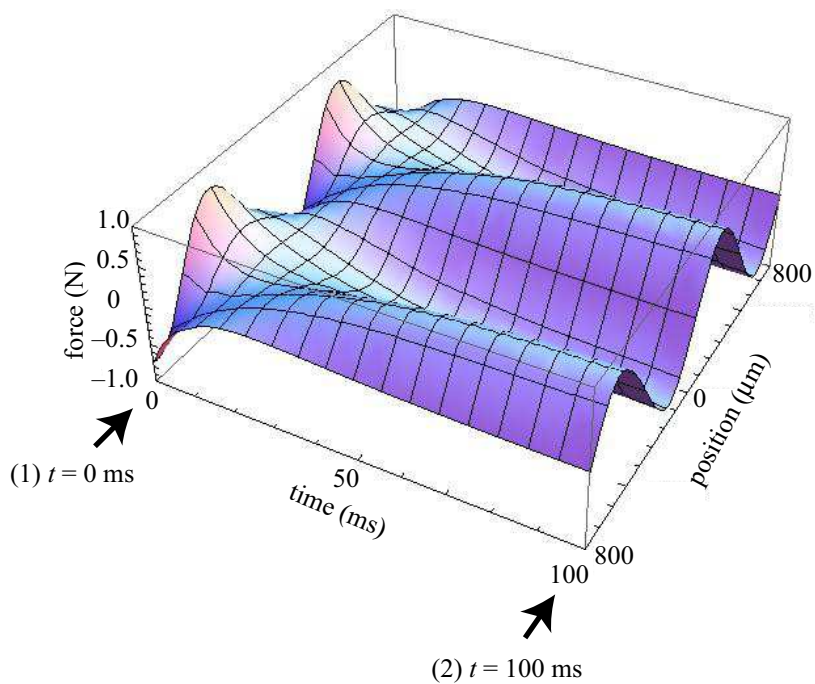


Fig.6.4 時定数 ($\tau = 20$ ms) を持つパルス電圧による推力の時間変動. 時間の経過に伴い, 推力が一度減衰してから再度上昇する. 安定点の位置は $200 \mu\text{m}$ 分移動した.

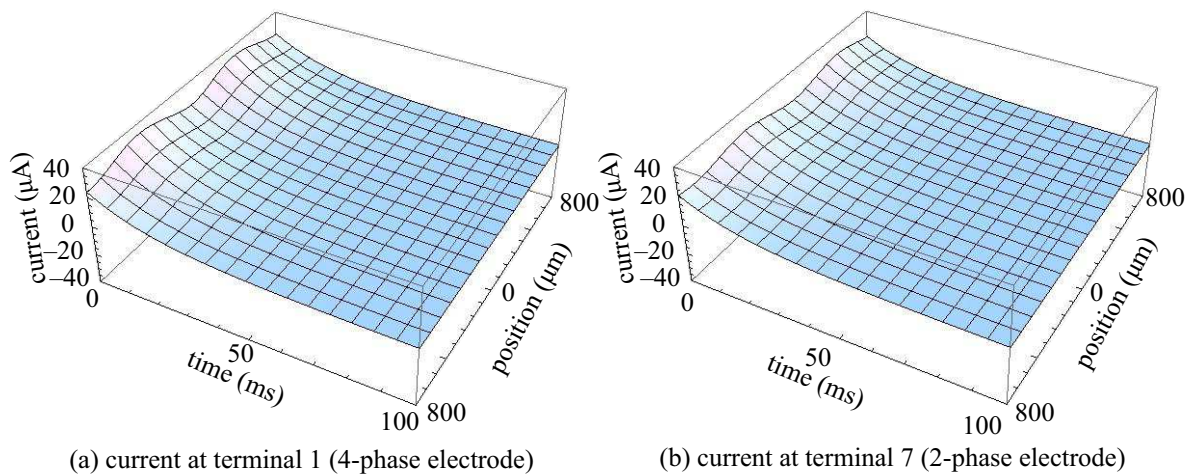


Fig.6.5 時定数 ($\tau = 20$ ms) を持つパルス電圧による電流の時間変動の理論値. (a) 端子 1 (四相電極), (b) 端子 7 (二相電極) 電圧振幅は二相・四相ともに 1000 V とする.

のである. 電流には連続する振動的な波形が生じているが, DSP の制御周期 (10 kHz) に伴う電圧指令値の段階的な変化と, 高電圧アンプの出力特性とによるものと思われる. なお, 高電圧生成用の電圧アンプの応答は, 簡易的な計測により時定数で約 0.1 から 0.2 ms 程度であると見積もられている. Fig. 6.6(b) の電圧・電流結果を 5 kHz, 8 次のローパスフィルタでゼロ位相デジタルフィルタ処理おこなうことで振動成分を取り除き, Fig. 6.6(c) の結果を得た. 以降では, このローパスフィルタをかけた結果を用いるものとする.

次に, 時定数を与えることによる電流量への影響を測定した. Fig. 6.6 における電圧スイッチング時 ($t=600$ ms) における電流量の測定結果を, 理論値とともにプロットしたものを Fig. 6.7 に示す. 二相, 四相いずれの相においても, 時定数の増加に伴いスイッチング時の電流量が減少していることがわかる. また, それぞれの電流量は理論値とほぼ一致した. これらにより, 印加電圧に時定数を与えることで電流量を制限可能であることが示された.

6.3 時定数を持つパルス電圧によるモータの動作の検証

6.3.1 モータの動作

次に, 時定数を持つパルス電圧を印加したときのモータの動作について検証を行った. 移動子の変位はレーザ変位センサ (LC-2400/LC-2440, Keyence Corp.) を用いて測定した. 移動子は, アクリル板に固定し, アクリル板上にセンサターゲット板を設置した. 移動子全体の重さは 19.2 g であった. 駆動電圧は 6.2.2 項における電流測定と同条件とした.

Fig. 6.8 に時定数を持つパルス電圧による二相四相 VITEM 動作結果を示す. ○印が駆動開始時, ▽印が駆動終了時を表している. 電圧の印加後, しばらくしてから移動子が駆動を始め, オーバーシュートを伴った変位を示した.

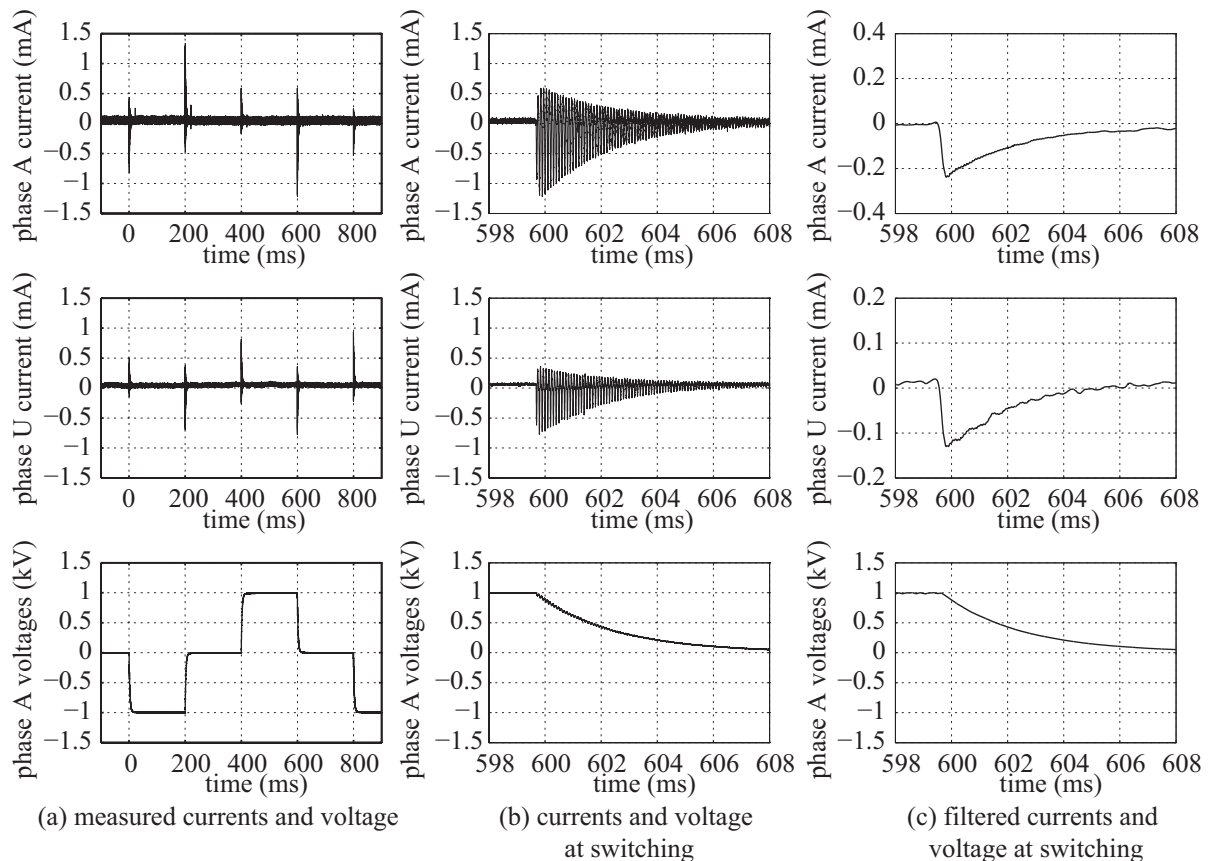


Fig.6.6 時定数 ($\tau = 2.5$ ms) を持つパルス電圧による電流と電圧. それぞれ上段から四相電極電流 (A 相), 二相電極電流 (U 相), 四相電極電圧 (A 相) を表す. (a) 1 秒間に渡る測定結果, (b) 電圧スイッチング時 (600 ms) の拡大表示. (c) (b) をローパスフィルタにより処理した結果電圧のスイッチング時に, スパイク状の電流が生じていることがわかる. なお, 電流値には電圧発生用の DSP の制御周期 (0.1 ms) による電流が発生しており, ローパスフィルタを用いて除去することで (c) の結果を得た.

この移動子の動きだすタイミングについて検証を行なった. パルス電圧が時定数をもつ場合には, 推力が徐々に増加し, 静止摩擦を超えた時点で駆動を始めると考えられる. Fig. 6.9 に時定数を持つパルス電圧による推力の時間変動の理論値を示す. 推力の理論値は (6.9) から算出した. 時定数が大きくなるにつれて, 推力の上昇が鈍っていることがわかる. 各パルスにおいてモータが駆動を行なうには, 推力が静止摩擦を超える必要があり, 時定数の大きなパルスでは動き出しに時間が掛かる. 例えば, 摩擦の大きさを 0.25 N と仮定すると, Fig. 6.9 の推力特性曲線と Y 軸の -0.25 N の交点の時間が, モータが動き始めるタイミングになると考えられる.

上記の動き出しのタイミングを, 時定数と印加電圧を変化させて測定した結果を理論値とともに Fig. 6.10 に示す. なお, 動き出すときの推力の大きさは 0.25 N と仮定した. 時定数の増加に比例して, 動き出しのタイミングが遅れていくことがわかる. 理論値と実験値は概ね傾向が一致した. ただし, 高電圧において実験値のほうが理論値より大きくなる傾向が見

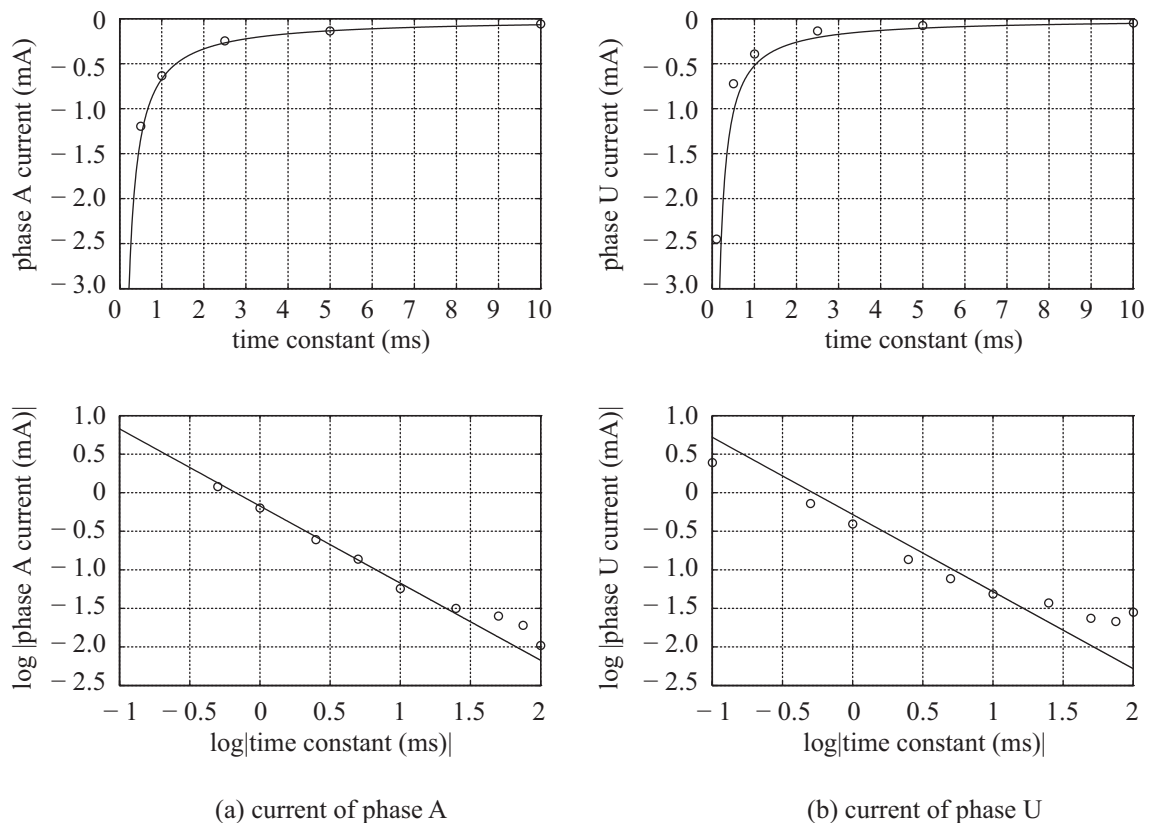


Fig.6.7 様々な時定数に対して、スイッチング時の四相電極および二相電極の電流量の測定結果. (a) スwitching時の四相電極 (A 相) の電流 (b) スwitching時の二相電極 (U 相) の電流. それぞれ下段は上段のプロットを両対数軸でプロットしたものである.

られた. これは, 電圧の増加によりフィルム間の吸引力も増加し, それに伴い摩擦力も増加したためであると考えられる.

次に, オーバシュート量について検証を行った. 時定数に対するオーバシュートの変化の様子を Fig. 6.11 に示す. 時定数が増大に伴い, オーバシュートが大幅に抑制されていることがわかる. これは, 時定数の大きな領域では電圧変化がなだらかとなり加速が抑えられ, その結果 Fig. 6.12 に示すように最大速度も抑えられるためと思われる. 800 V の場合におけるオーバシュートは他と比べて大きくなったが, 元々の発生推力が小さく, 各ステップでの安定点への復元力が小さいためと考えられる.

次に, 駆動時の各ステップに必要な時間について算出を行った. ステップに必要な時間は, 例えば Fig. 6.8 において, 駆動開始時 (○印) と駆動終了時 (▽印) の間隔とする. ここでは, 駆動開始時は電圧印加後に速度が 0.002 m/s を超えたときと定義し, 駆動終了時は各ステップにおいて速度が最後に 0.003 m/s 未満になったタイミングとする. ステップ時間の測定結果を, Fig. 6.13 に示す. 0.8 kV の条件下においては, ステップ時間が増加していく傾向が見られたが, それ以上の電圧においては, 時定数によらずに概ね 10 から 20 ms 前後におさまる結果となった. そのため, ステップに必要な時間については時定数に大きな影響

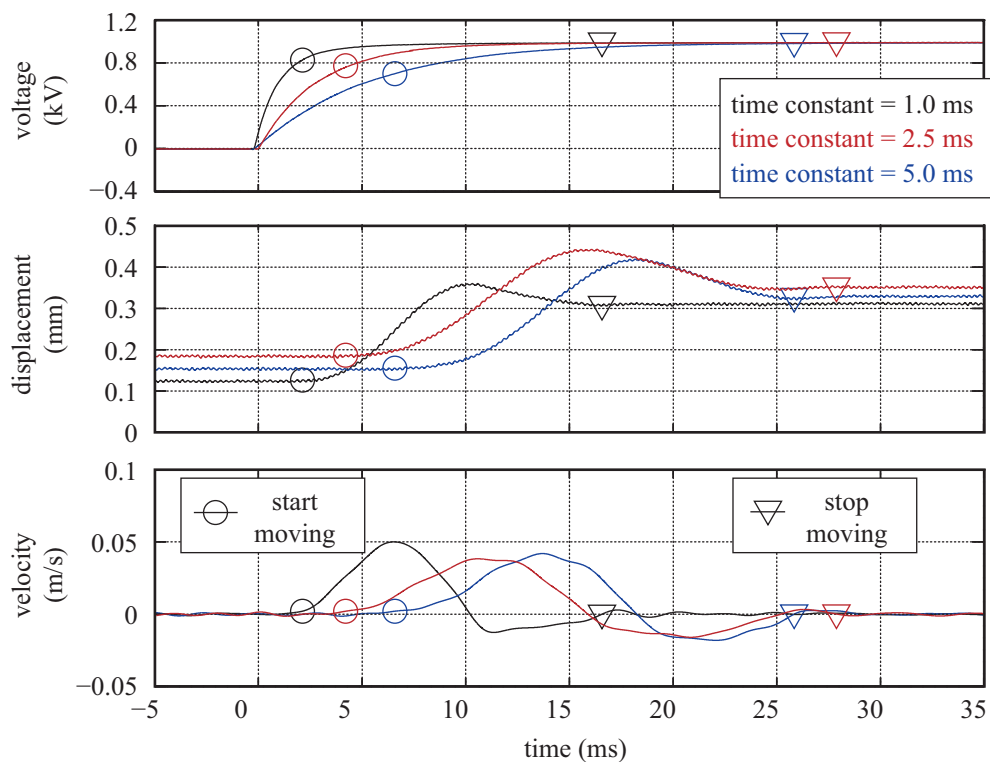


Fig.6.8 時定数を持つパルス電圧による VITEM の動作. (上段) 印加電圧 (中段) 変位 (下段) 速度.

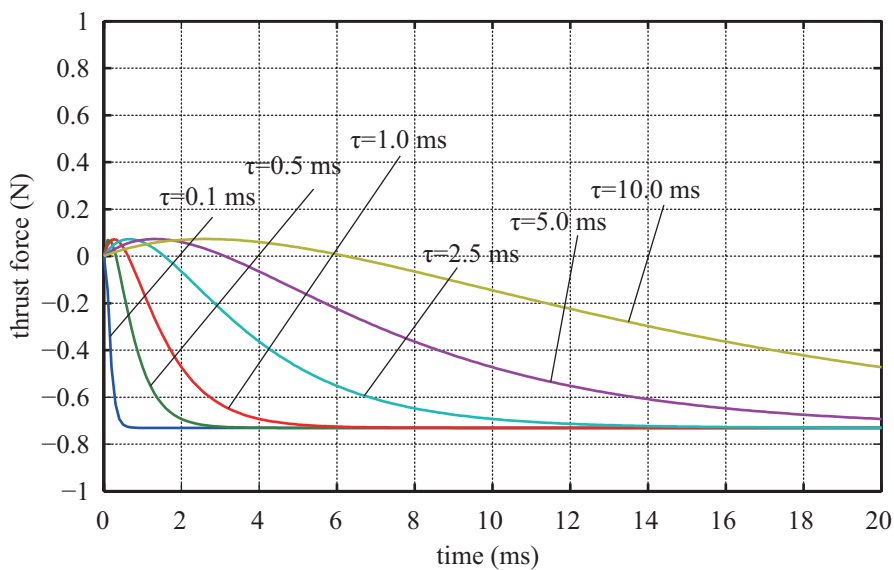


Fig.6.9 時定数を持つパルス電圧による推力の時間変動の理論値. 電圧値の振幅は、二相、四相共に 1 kV とした.

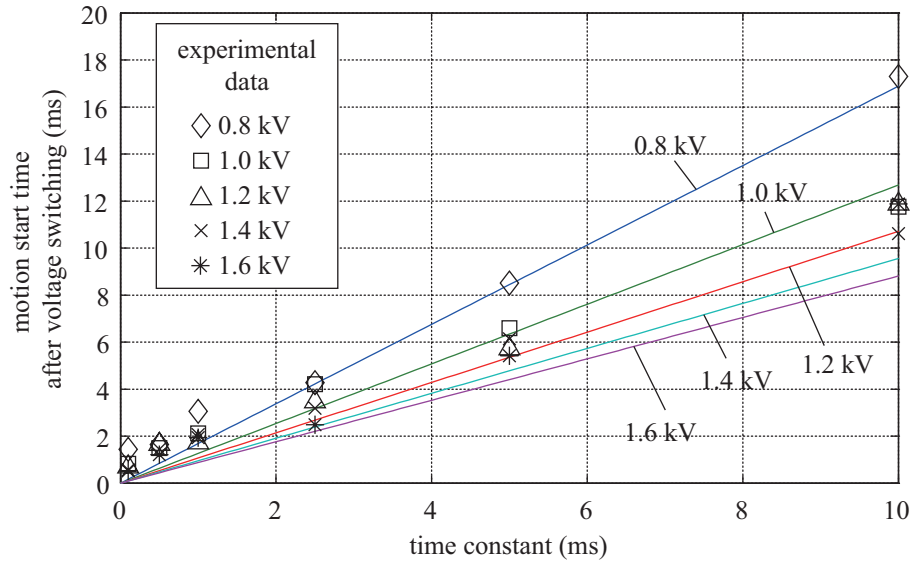


Fig.6.10 時定数を持つパルス電圧による動き出しのタイミング.

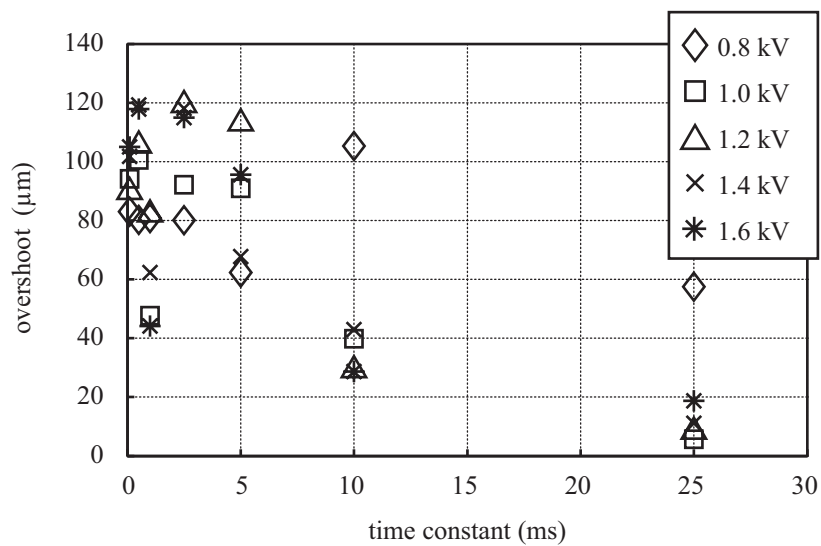


Fig.6.11 時定数を持つパルス電圧による駆動時におけるステップ変位のオーバーシュート量

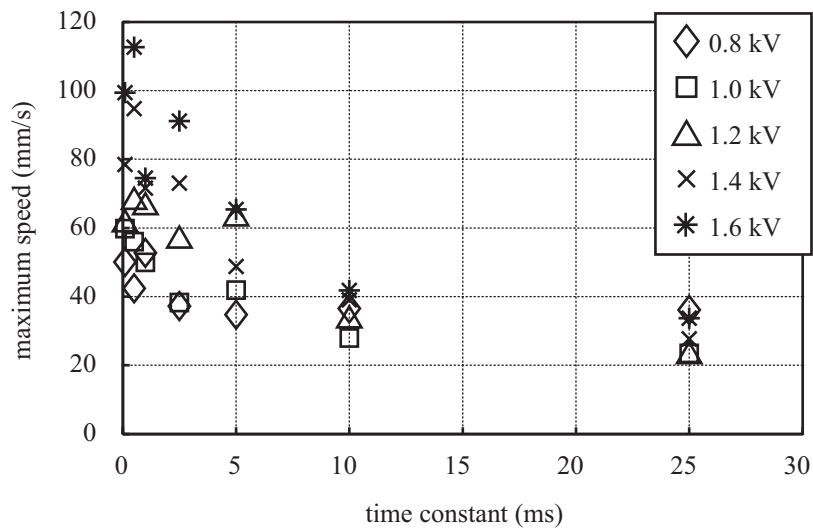


Fig.6.12 時定数を持つパルス電圧による駆動時の最大速度

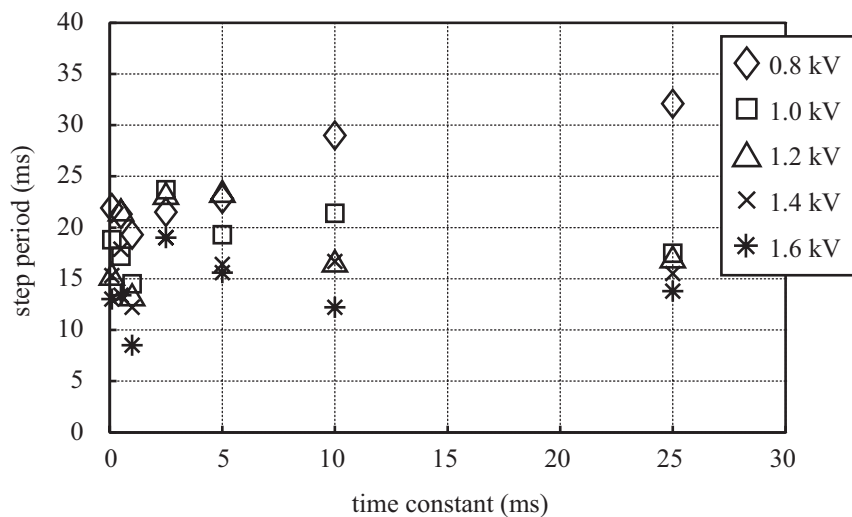


Fig.6.13 時定数を持つパルス電圧による駆動時の各ステップに必要な時間

を受けない可能性が示唆された。

6.3.2 異なるパルスシーケンスによる駆動実験

5章のパルスシーケンス A, B, C に対して様々な大きさの時定数を与えてモータの駆動を行ない、パルス電圧が鈍った状態においてもモータを駆動可能な条件を検証する。

パルス電圧の立ち上がりに様々な大きさの時定数を与え、二相四相 VITEM の駆動を行なった。モータは5章で用いたものと同じものを用いる。パルスシーケンスには、5章で定義したシーケンス A, B, C のそれぞれを用い、パルスの切り替え周期は、シーケンス A, B

は 200 ms, シーケンス C は 100 ms とした. この違いは, 駆動速度が同じ速度になるようにするためである. 与えた時定数は, シーケンス A, B には 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100 ms の 7 通り, シーケンス C には 100 ms を除いた 6 通りを与えた. 時定数は二相電圧と四相電圧の双方に同じ大きさのものを与えた. また, 印加電圧振幅は, 二相電圧, 四相電圧双方とも 1 kV とした.

6.3.3 駆動結果

シーケンス A,B,C による駆動結果はそれぞれ, Fig. 6.14, Fig. 6.15, Fig. 6.16 のようになった. いずれのシーケンスにおいても, 例え数 10 ms の時定数により電圧波形が大きくなまっても VITEM の駆動が可能であることが示された. シーケンス A,B では時定数 50 ms 以下, シーケンス C では時定数 20 ms 以下ではいずれにおいてもステップ駆動を実現しており, ステップ変位にも大きな誤差は生じていないことがわかる. また駆動に失敗したケースを観察すると, シーケンス A, B の時定数 100 ms の場合, およびシーケンス C の時定数 50 ms の場合のいずれにおいても, 時定数が大きすぎるために, 電圧が ± 1 kV まで立ち上がる前に次のスイッチングが始まってしまっていることがわかる.

6.3.4 モータを駆動可能な時定数

本項ではモータを駆動可能な時定数について検証する. Fig. 6.10 に示したように, 移動子の駆動のタイミングは, 時定数により時間とともに電圧が増加していき, 推力が 0.25 N を超えたと仮定した時の理論値と非常に近い値をとっている. すなわち, 推力はモータへの印加電圧の大きさで決まるために, 電圧がある一定値にまで達したときにモータが動き出すと考えられる. また, Fig. 6.13 に示したように, 駆動時の各ステップに必要な時間も時定数によって大きくは変わらないものと仮定できる. これらから, 駆動に必要な電圧 V_{start} とステップ駆動区間 Δt_{step} は時定数 τ によらずにほぼ一定であり, 印加電圧振幅を V , スwitching 周期を T とすると, $V_{\text{start}} < Ve^{-\frac{t_0}{\tau}}$ となるような t_0 に対して,

$$t_0 + \Delta t_{\text{step}} < T \quad (6.10)$$

となるように, τ を定めれば良いことがわかる. これらの関係は非常に容易な関係であり, 時定数を伴うパルス電圧駆動は容易に実現可能であることが示された.

6.3.2 項の結果により Fig. 4.11(a) の VITEM においては, 数 10 ms 程度の時定数まで許容できると考えられる. VITEM の静電容量は 1000 pF 程度であり, Fig. 6.2 のように電源出力に抵抗を接続することを考えると, これらの値から数 M Ω から 10 M Ω 程度の抵抗を接続可能であると思われる. また, このとき印加電圧が 1000 V 程度であれば, 電流量は 1 mA 以下に抑制できると期待できる.

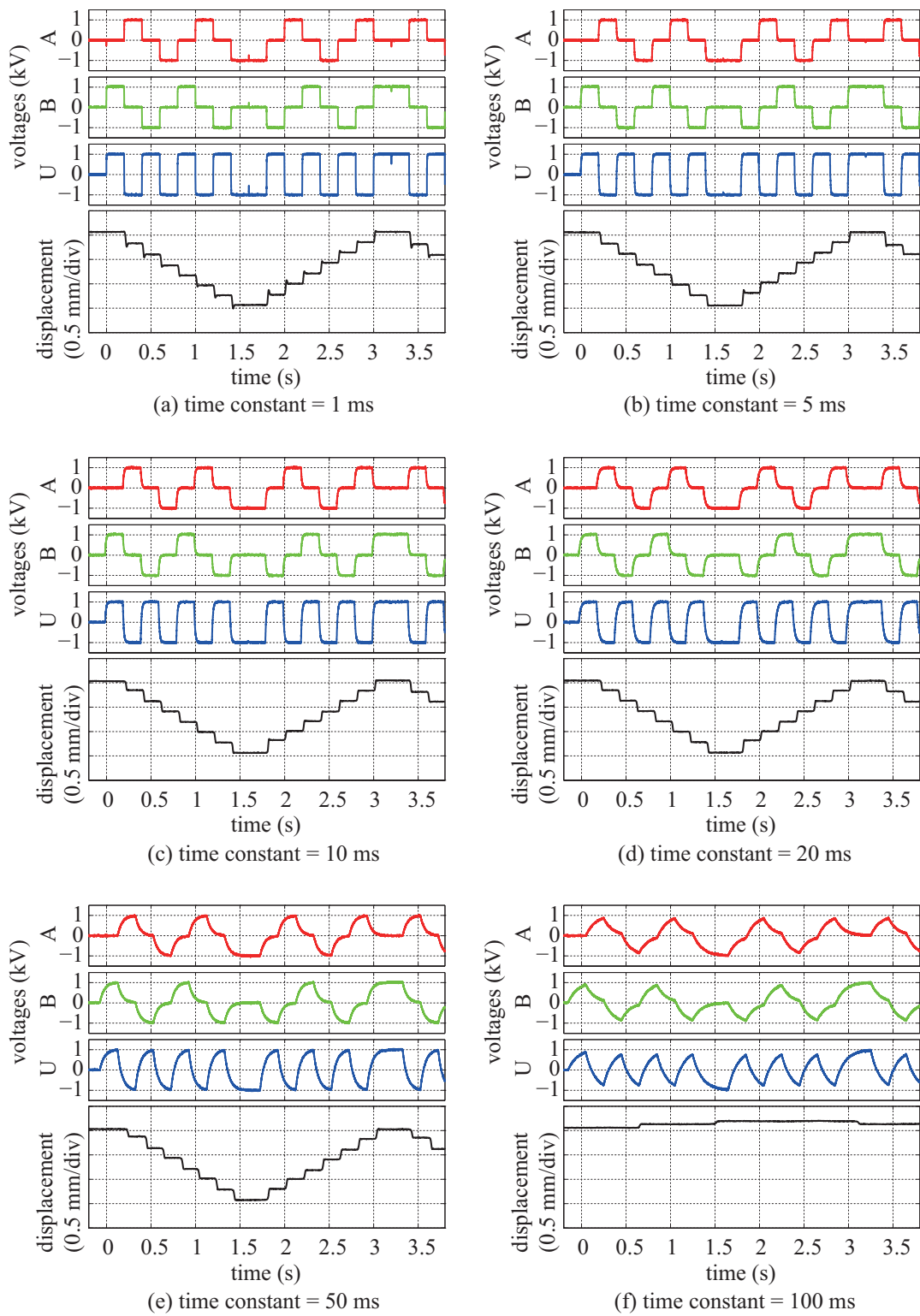


Fig.6.14 立ち上がり時に時定数を加えたパルス電圧による駆動結果 (シーケンス A)

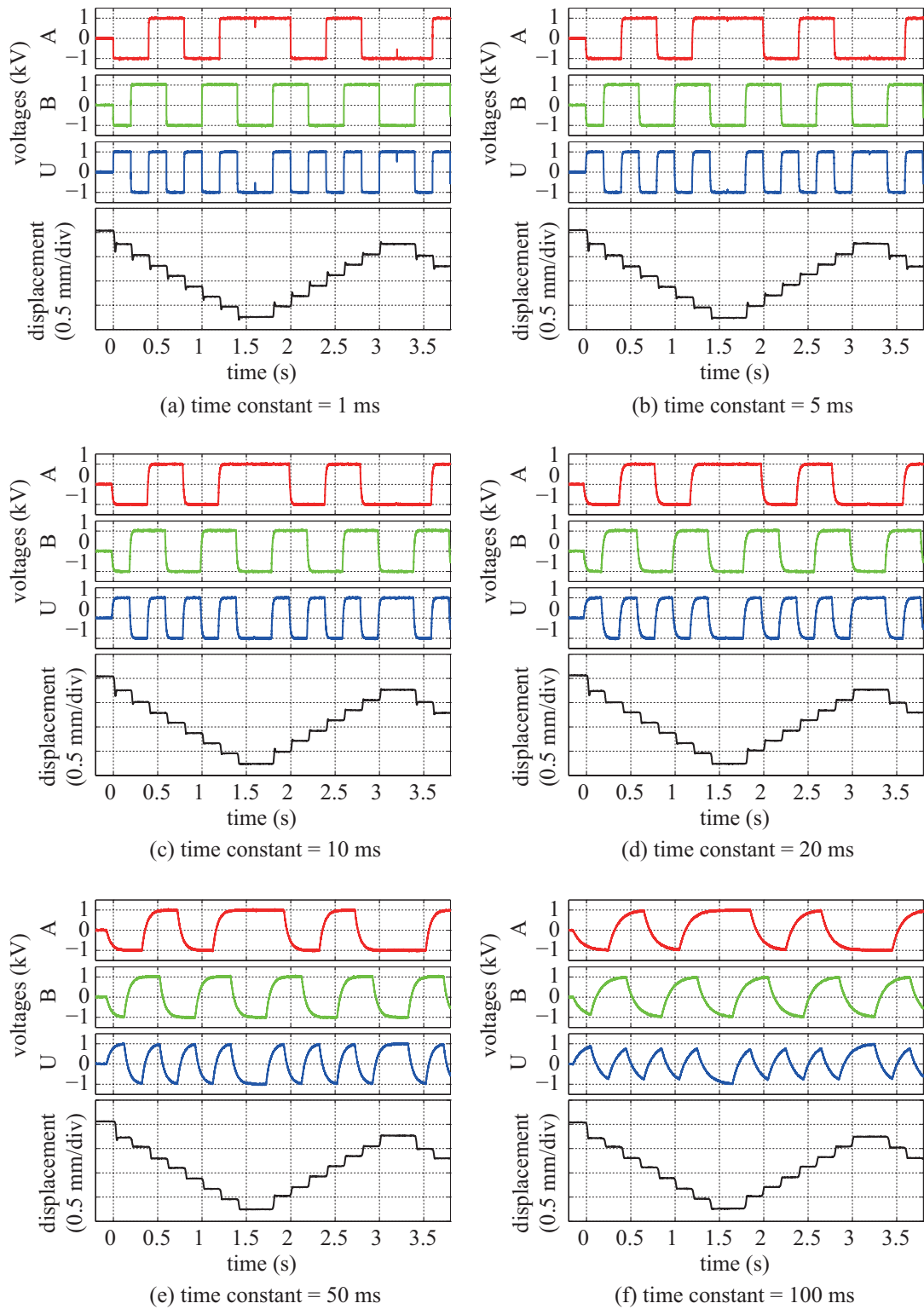


Fig.6.15 立ち上がりに時定数を加えたパルス電圧による駆動結果 (シーケンス B)

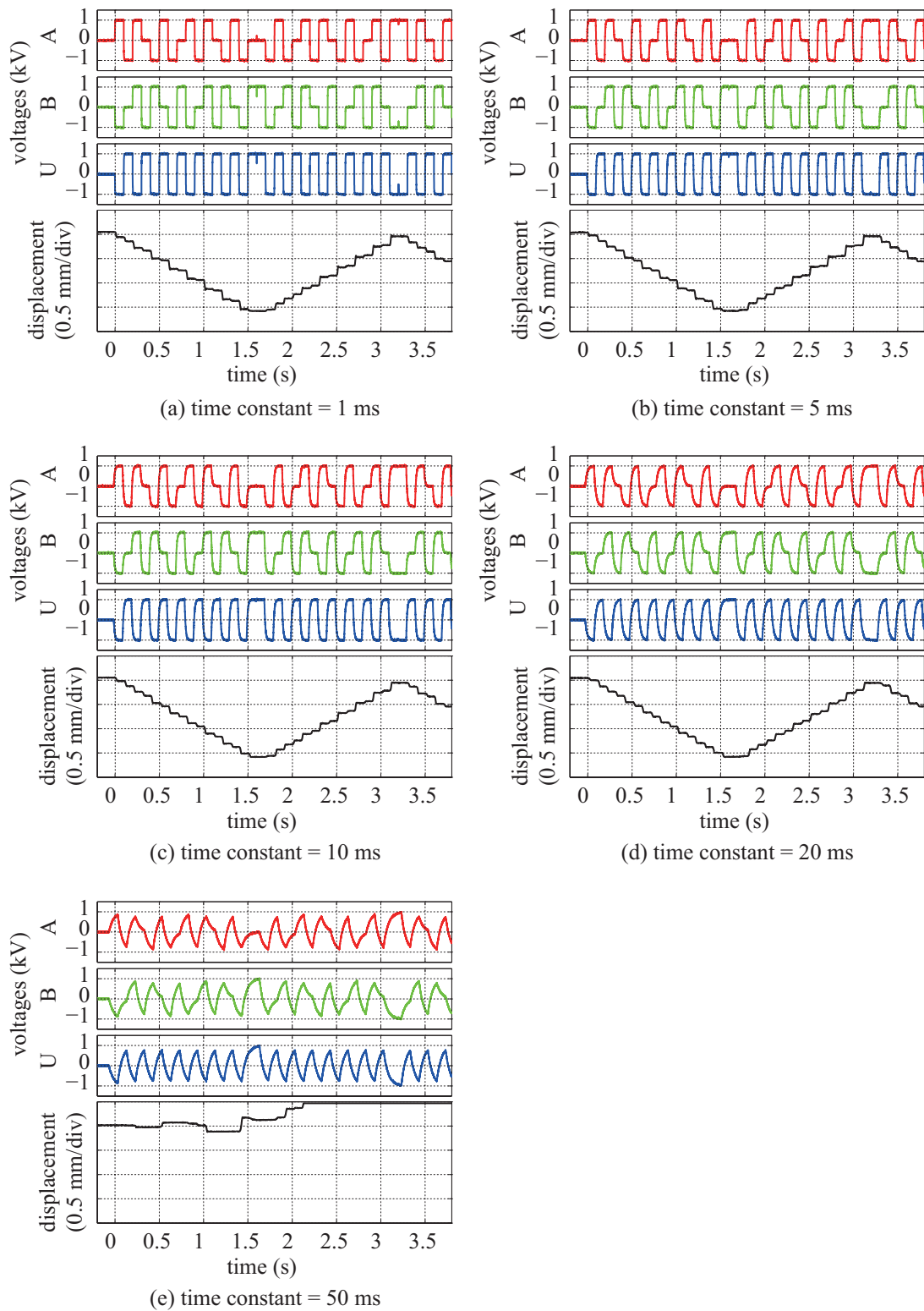


Fig.6.16 立ち上がりに時定数を加えたパルス電圧による駆動結果 (シーケンス C)

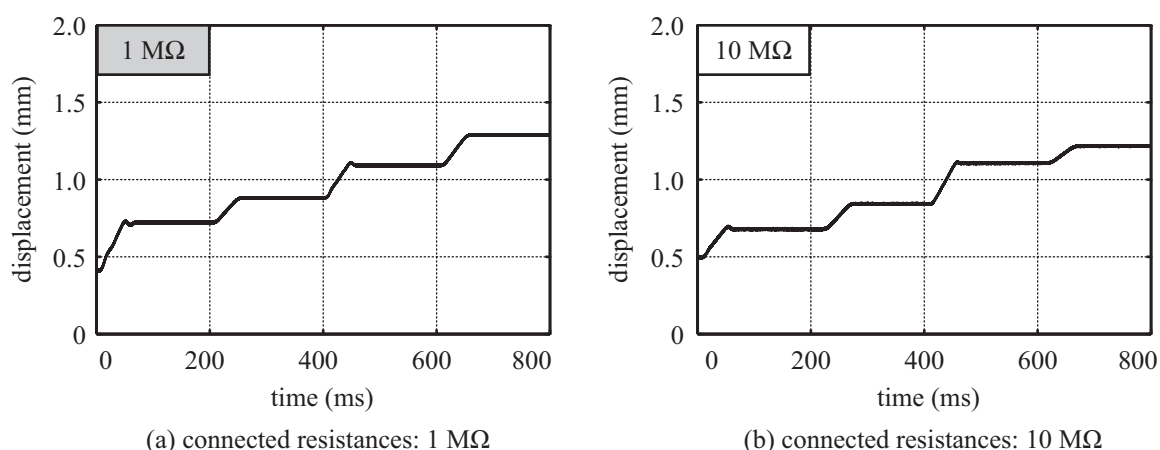


Fig.6.17 電源出力に抵抗を接続したときの VITEM の駆動の様子. (a) 各電源-VITEM 端子に 1 MΩ 抵抗を接続. (b) 各電源-VITEM 端子に 10 MΩ 抵抗を接続. 両者ともにステップ駆動が実現されている.

6.3.5 電源と VITEM 間に抵抗を接続した状態での駆動

本項では、実際に出力電源と VITEM 間に抵抗を接続して VITEM の駆動を行ない、そのときの変位と印加電圧のなまり、電流量を同時に測定した。駆動電源、変位測定系、電流測定系は 6.2.2 項、6.3.1 項のものと同様のものを用いた。また、印加電圧のなまり測定にはプローブの接触によるインピーダンス変化を避けるために、表面電位計 (Model 344, TReK Inc.) を用いた。高電圧アンプの二相および四相の出力と VITEM の 6 つの入力端子のそれぞれの間、1 MΩ または、10 MΩ の抵抗を接続した。

変位の測定結果を Fig. 6.17 に示す。どちらの場合においても、同様のステップ駆動が実現されていることがわかる。ただし、ともに理論的なステップ幅は 200 μm であるもののステップ幅にはややばらつきが見られた。これは、摩擦の存在によるステップ誤差であると考えられる。

次に、モータへの二相印加電圧と、二相・四相の各電流の測定結果を Fig. 6.18 に示す。Fig. 6.18(a) は各場合においてモータの二相端子に印加された印加電圧である。ともに電圧になまりが生じていることが観察できる。時定数は、1 MΩ 抵抗、10 MΩ 抵抗のそれぞれの場合において、約 4 ms と約 5 ms となった。両者の時定数に大きな差が見られないが、この原因については今後の検討を要する。

二相電極および四相電極の電流の測定結果を、それぞれ Fig. 6.18(b), (c) に示す。二相電極よりも四相電極の電流値のほうが大きくなり、四相電極の電流は 1 MΩ 抵抗、10 MΩ 抵抗のそれぞれの場合において、約 0.7 mA、約 0.1 mA であった。また、これらの電流の測定結果に対しては、Fig. 6.6 の場合と異なり、ローパスフィルタはかけていない。すなわち、Fig. 6.6 では DSP の制御周期 (10 kHz) とアンプ特性により振動的な電流が生じていたが、

抵抗を接続した時には、抵抗と VITEM で構成された RC 回路により、振動的な電流は抑制された。いずれの場合においても電流量を 1 mA 以下に抑制できることが示された。

これらにより、VITEM に流れる電流量を 1 mA 以下に抑制した状態で、VITEM を駆動可能であることが示された。

ただし、電源出力に抵抗を接続するときには、抵抗での損失に注意する必要がある。通常モータを駆動したときには投入される電力の全てが有効利用されるわけではなく、常に無効電力が生じている。静電モータは容量性負荷であり、特に周波数が増加した場合にはモータ出力に対して無効電力が増加する。これらの無効電力の入出力により、電流が抵抗を通過することで損失が生じるために、投入される電力の大半が抵抗で消費されることになる可能性がある。

6.3.6 鈍りを持つパルス電圧による駆動と低周波正弦波による駆動の関連

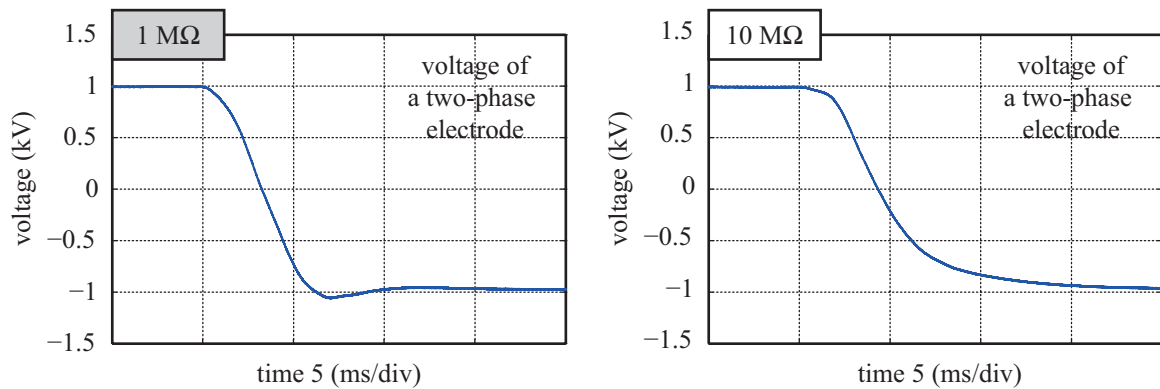
前節において、パルス電圧に鈍りを与えた状態でもモータを駆動可能であることがわかった。特に、元のパルス形状から波形が大きく歪んだ場合においてもモータの駆動は実現できていることが示されており、非常に興味深い結果となっている。ここで2章での正弦波電圧での駆動における議論を振り返ると、二相電極を持つモータの場合には、低周波の正弦波電圧を駆動に用いる場合、二つの同期速度が生じ、互いに外乱要因となるためにモータの駆動が困難になることが示唆されている。正弦波電圧を、時定数を持つパルス電圧と同様に、パルス電圧が歪んだものとして捉えると、一方が駆動可能であり他方が困難となる理由としては、電圧波形だけではなく、電圧の位相関係や周波数の関係が影響を与えていることが考えられる。

5.2.2 項において述べたように、パルス電圧における推力式は、正弦波電圧における推力式において特定の位相状態を取り出したものである。例えば5章のシーケンス A において、四相電圧は $[+V, 0, -V, 0] = V \times [\sin(\pi/2), \sin(\pi), \sin(-\pi/2), \sin(3\pi/2)]$ であり、 $[+V, 0, -V, 0] \rightarrow [0, +V, 0, -V] \rightarrow [-V, 0, +V, 0] \rightarrow [0, -V, 0, +V]$ とスイッチングすることにより各位相が $\pi/2$ ずつシフトしていくと捉えられる。それに対し二相電圧は $[+V, -V] = V \times [\sin(\pi/2), \sin(-\pi/2)]$ であり、 $[+V, -V] \rightarrow [-V, +V] \rightarrow [+V, -V] \rightarrow [-V, +V]$ とスイッチングすることで各位相が π ずつシフトしていくと捉えられる。すなわち、両者の周波数の関係は、以下の正弦波周波数をもつ電圧を、特定の時間において離散的に切り出したものと捉えられる。

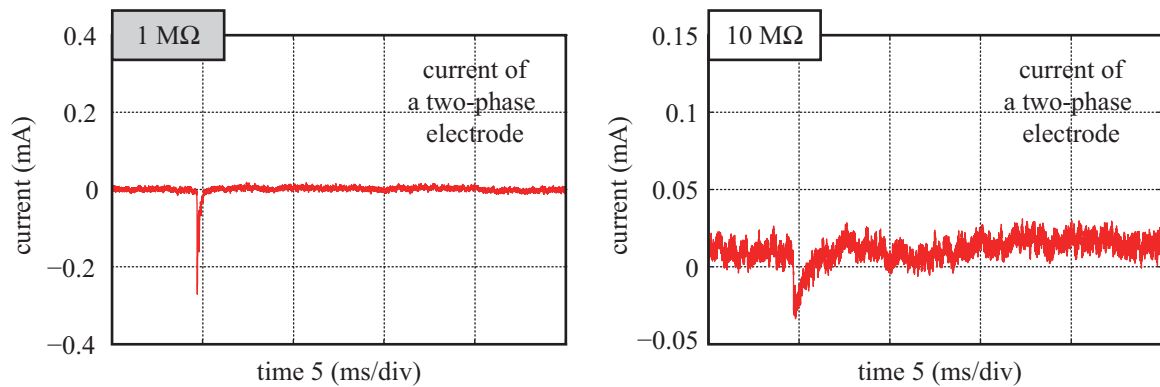
$$\omega_{st} = \omega t + \phi_0 \quad (6.11)$$

$$\omega_{sl} = 2\omega t + \phi_0 \quad (6.12)$$

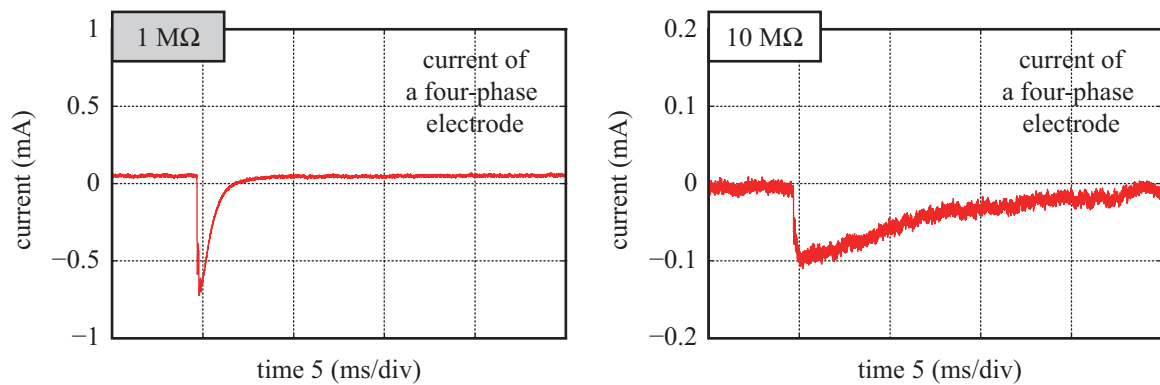
ただし、 ω, ϕ_0 はそれぞれ、共通の角周波数、初期位相を表す。すなわち、パルスシーケンス A は、低周波交流駆動において二相電圧が四相電圧の二倍の周波数を持ち、両者が同一の



(a) applied voltage of two-phase electrode



(b) current of two-phase electrode



(c) current of four-phase electrode

Fig.6.18 電源出力に抵抗を接続したときの VITEM の電極の電圧と電流. (a) 二相印加電圧. (b) 二相電流. (c) 四相電流. それぞれ左側が $1\text{ M}\Omega$ 抵抗, 右側が $10\text{ M}\Omega$ 抵抗を接続したときの結果である. とともに電流量が 1 mA 以下に抑えられており, $10\text{ M}\Omega$ 抵抗を接続したときにはさらに大きく電流量が抑制されている. なお, これらのデータにはローパスフィルタはかけていない.

初期位相を持つような特殊な場合を表している状態と考えることができる。以上から、鈍ったパルス電圧による駆動は、低周波交流電圧駆動において特別な周波数・位相の電圧条件を用いている状態として関連付けることが可能であると考えられる。

6.4 本章の結論

本章では、VITEM のパルス電圧駆動において、電流量を抑えた駆動方法でも安定に駆動できる範囲を明らかにすることに取り組んだ。

モータが容量性負荷であることに着目し、パルス電圧中の立ち上がりと立ち下りに含まれる高周波成分を除外することで全体の電流量を抑制することを目指した。そのため、パルス電圧の立ち上がりと立ち下がりに時定数を加えて鈍らせる電圧モデルを提案した。さらに、解析により電流値の理論値を導出し、実測から得た電流値との比較により、両者が程よく一致することを確認した。電流値は理論での予測通り、時定数の増加に伴い指数関数的に減少することが示された。また、様々な時定数をもつパルス波形によるモータの駆動を試み、モータを安定に駆動できる範囲を明らかにした。その結果、印加電圧が一定の閾値を超えれば時定数によらずにモータは駆動可能であり、ステップ駆動に必要な時間は時定数に大きな影響を受けないことが分かった。

これらの結果により時定数を伴うパルス電圧によるモータの駆動は容易に実現可能であることが示された。パルス電圧に時定数を加える事で電流量を制限することが可能であると考えられ、その結果、高電圧を用いるモータにおいて安全性の向上が図られ、周囲に人間が介在するようなインタラクション分野において有用性が高いと考えられる。

本章の一部について、著作権は以下に属する。

©2014 JSPE. from 山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎, 「静電誘導給電型モータの駆動における CR 時定数の影響」, 2014 年度精密工学会春季大会講演論文集, (発表予定) (2014/4)

第7章

結論

7.1 本研究のまとめ

本研究では、移動子に電極を持ちながらも誘導電極を用いた間接給電により移動子に無配線同期駆動を実現可能という利点を持つ VITEM に対し、その電極構成の詳細な比較や性能評価が未だに十分に行われていないという点に着目し、その統一的な特性および性能の評価を議論した。

本研究の目的は主に以下のように定めた。

1. VITEM の電極相数を一般化した解析式を与えることで、任意相数のモータの性能比較を可能とする。
2. VITEM の電極面積割合の最適化によりモータの平面構造が性能に与える明らかにし、解析に基づく電極構造の定量的な評価によりモータの断面構造が性能に与える影響を明らかにする。
3. VITEM の駆動手法に対し、これまでに実現されている正弦波駆動とは異なる新たな駆動手法を提示し、その特性を利点を明らかにする。

これらの目的に対して本論文で取り組んだ内容および結果を以下に示す。

1 点目について、はじめに任意の相数 (m 相 n 相) の駆動電極のみの特性を得るために、 m 相 n 相の直接給電型である DEMED に対して、一般化されたモータモデルを与えた。このモデルに基づき推力特性の解析を行ない、二相電極においてはその特性が他とは異なることを明確化した。さらに得られた推力特性から、その駆動特性および駆動方法についてはじめて理論的に明らかにした。また、上述のモデルに誘導キャパシタンスを加えることで任意相の VITEM に対するモデルを作成し、その推力特性および駆動特性を明らかにした。最後に、二相四相および三相三相の VITEM のプロトタイプを用いて理論モデルの結果との比較を行ない、 m 相 n 相モデルや、二相電極に対する説明の妥当性を確認した。

これまでの研究では、VITEMだけでなくDEMEDについても、特定の相数の電極のみを扱っており任意の相数を扱うモデルは存在していなかった。本研究により、VITEMにかぎらず両電極型モータ全般について、任意相数のモータの性能比較ができるようになった。さらに、二相電極における動作原理は今まで不明確だったが、その特性と動作原理を明らかとした。これらの理論モデルは実験的に得られた駆動結果とも合致しており、特に、二相電極を含むモータの同期駆動に対する理論的な基盤を与えた。

2点目について、上述の m 相 n 相モデルから、駆動電極面積割合をパラメータとする解析式を導き出し、任意の相数のVITEMに対する最適な駆動電極面積割合とそのときの推力解を導出した。さらに移動子内部の静電容量がモータ性能に影響を与える可能性を指摘し、これを定量的に把握するためFPCフィルムの構造を加えたモータモデルによりFEM解析を行ない、モータの断面構造が性能に与える影響について明確化した。特に、電極厚みはDEMEDでは性能にほとんど影響を与えなかったのに対し、VITEMでは性能に大きく影響を与えうる点を指摘した。

本研究での任意相数のVITEMにおける最適駆動電極面積割合の解析により、任意相数のVITEMの電極面積割合の設計指針が初めて得られた。また各相数のモータにおいて、最適面積割合時の推力解が得られたことにより、これを比較することで異なる相数のモータ同士の本質的な性能比較が可能となった。さらに移動子内部の静電容量については、従来のモータではモータ性能に影響を与えないためほとんど無視されてきたが、本研究において、VITEMをはじめとする誘導モータではこれらが性能に大きく影響することを解析モデルをもとに指摘しており、モータの設計指針に新たな視点を与えた点で意義深い。また、この移動子内静電容量と電極形状との関連性およびそれによるモータ性能を定量的に評価したことにより、モータ断面構造の重要性が明確化された点でも意義があると考えられる。これらの結果は、モータ構造の平面構造および断面構造の評価基準を与え、さらにそれらの性能の定量評価を可能としたことで、モータの設計指針の構築へ貢献した。

3点目について、DCパルスによる駆動方法を検討し、安定に駆動可能な複数の駆動法を提案し、プロトタイプを用いて駆動を実証した。さらに、検討の過程で充電現象による推力向上の効果を見出した。さらに、実用における安全性向上のために電流量の制限が必要であることを指摘し、パルス駆動電圧の立ち上がりと立下りに時定数を与え高周波成分を抑えることで、電流量を抑制できることを示した。さらに、時定数を与えたパルス電圧による駆動実験を通して、モータを安定に駆動できる時定数の大きさを明らかにした。

従来VITEMの駆動では正弦波駆動のみが行われ、特に二相モータでは高周波電圧が必要であると考えられていたが、本研究の成果によりVITEMの駆動方法が拡充され、有用性の向上に貢献した。パルス駆動電圧は簡易な電源構成で実現できるために実用面でも有用性がある。また、充電現象による推力向上の効果により、将来的に、モータをより高性能化できる可能性が示唆された。さらに、時定数を加えたパルス電圧の駆動の実現により、電流量の

抑制により安全性の向上が見込まれるために、インタラクション分野など人が介在する分野において実用性が高まったと考えられる。

これらの全体の検証を通して、VITEMの誘導特性や駆動特性の明確化と駆動方法の拡充により、本モータの有用性の向上に貢献した。

7.2 残された課題と今後の展望

本論文において、移動子に配線を持たずに同期駆動を実現可能なVITEMの特性およびその駆動方法について詳細な理論を与えた。移動子に配線を持たずに同期駆動可能な特性により、広告、ゲームなどへの応用が考えられるが未だに応用には至っていない。本論文においては、直動方向のみの一自由度駆動のみをおこなっていたが、これらの実用化を見据えると、今後の課題として駆動方向の多自由度化が望まれる。多自由度化を行なうにあたっては、駆動電極と誘導電極の配置方法が課題となる。現状では移動子の誘導電極・駆動電極はそれぞれ常に固定子の誘導電極・駆動電極と対向していたが、XY方向への二自由度駆動を行なうと対向関係が崩れ、電圧の誘導ができなくなったり、推力を発生させることができなくなる。そのため、ドット電極等の新たな電極形状を検討する必要がある。

また、本論文では直動形のモータとしてVITEMを扱ったが、モータとしての応用を考えると、回転型のVITEMについてもその特性を検討することが望ましい。権藤により当初VITEMが提案された時点で回転型のVITEMも実現されているものの、詳細な構造の検討はなされていない。特に回転運動時にスリップリング等の給電機構を必要としない点から、回転型のVITEMは非常に魅力的なモータの一つになると考えられ、今後詳細な検討が与えられるべきであると考えられる。

モータの構成材料についても今後追求する必要がある。本研究において、VITEMを構成するフィルムの構造によりモータの性能が影響を受けることが示された。特に誘導を用いることから、モータの材料や構造が誘導特性に与える影響は大きいと考えられ、従来の静電モータの材料として多く用いられているFPC基板以外にも構成材料を検討することが必要であると考えられる。

謝辞

本研究をすすめるにあたり，東京大学大学院工学系研究科 精密工学専攻 樋口俊郎教授には数多くの貴重な御指導を賜りました。心よりお礼申し上げます。樋口先生には，研究における物の見方や考え方について数多くの熱心な御指導をいただき，また，非常に素晴らしい研究環境で研究を行なう機会を与えてくださりまして非常に感謝しております。

本論文をご査読いただきました東京大学大学院新領域創成科学研究科 佐々木健教授，東京大学生産技術研究所 新野俊樹教授，東京大学大学院工学系研究科 山本晃生准教授東京工業大学大学院総合理工学研究科 黒澤実准教授，に心より感謝申し上げます。

また山本晃生准教授には，日々の研究においても静電モータに関する多くのアドバイスや数多くの貴重な御助言，御指導をいただきました。心より御礼を申し上げます。

株式会社青電舎 代表取締役 権藤雅彦氏には，本研究で研究対象といたしました VITEM について，数多くの知見をいただきましたことを心より感謝いたします。

University of Toronto, Department of Mechanical and Industrial Engineering 張祖光博士には実験のアドバイスを含め日々の研究を進める上での，数多くの御助言を頂きましたことを心より感謝いたします。

また本研究は，JST「大学発ベンチャー創出推進」，文科省科研費特定領域研究 No.16078203，日本学術振興会「最先端・次世代研究開発支援プログラム」の支援により行われました。支援を頂きました各団体に心より御礼を申し上げます。

また，研究室での生活において，公私共に充実した時間を共有させていただきました研究室の皆様に，感謝の意を表します。

2014年2月17日

山下 典理男

参考文献

- [1] N. Delson, T. Hanak, K. Loewke, and D.N. Miller. Modeling and implementation of mckibben actuators for a hopping robot. In *Proc. 12th Int. Conf. on Advanced Robotics*, pp. 833–840, 2005.
- [2] R. Moser, R. Gassert, E. Burdet, L. Sacher, H.R. Woodtli, J. Erni, W. Maeder, and H. Bleuler. An MR compatible robot technology. In *Proc. IEEE ICRA*, Vol. 1, pp. 670–675, 2003.
- [3] M. Flueckiger, M. Bullo, D. Chapuis, R. Gassert, and Y. Perriard. fMRI compatible haptic interface actuated with traveling wave ultrasonic motor. In *Conf. Record of IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 3, pp. 2075–2082, 2005.
- [4] D. Reynaerts and H. Van Brussel. Design aspects of shape memory actuators. *Mechatronics*, Vol. 8, No. 6, pp. 635–656, 1998.
- [5] Shuxiang Guo, T. Fukuda, and K. Asaka. A new type of fish-like underwater microrobot. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 8, No. 1, pp. 136–141, March 2003.
- [6] S. Egawa, T. Niino, and T. Higuchi. Film actuators: Planar, electrostatic surface-drive actuators. In *Proc. IEEE MEMS*, pp. 9–14, 1991.
- [7] Toshiki Niino, Saku Egawa, and Toshiro Higuchi. High-power and high-efficiency electrostatic actuator. In *Proc. IEEE MEMS*, pp. 236–241, 1993.
- [8] Long-Shen Fan, Yu-Chong Tai, and Richard S. Muller. IC-processed electrostatic micromotors. *Sensors and Actuators*, Vol. 20, No. 1-2, pp. 41–47, 1989.
- [9] Yu-Chong Tai and Richard S. Muller. IC-processed electrostatic synchronous micromotors. *Sensors and Actuators*, Vol. 20, No. 1-2, pp. 49–55, 1989.
- [10] W.C. Tang, Tu-Cuong, H. Nguyen, and R.T. Howe. Laterally driven polysilicon resonant microstructures. *Sensors and Actuators*, Vol. 20, No. 1-2, pp. 25–32, Nov 1989.
- [11] S.C. Jacobsen, R.H. Price, J.E. Wood, T.H. Rytting, and M. Rafaelof. The wobble motor: an electrostatic, planetary-armature, microactuator. In *Micro Electro Mechanical Systems, 1989, Proceedings, 'An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Robots'*. IEEE, pp. 17–24, 1989.

- [12] K. Deng and M. Mehregany. Outer-rotor polysilicon wobble micromotors. *Sensors and Actuators A (Physical)*, Vol. A64, No. 3, pp. 265–271, January 1998.
- [13] Terunobu Akiyama and Katsufusa Shono. Controlled stepwise motion in polysilicon microstructures. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 2, No. 3, pp. 106–110, 1993.
- [14] P. Minotti, G. Bourbon, P. Langlet, and T. Masuzawa. Toward new cylindrical electrostatic micromotors using tubular combination of arrayed direct-drive actuators. *Japanese Journal of Applied Physics, Part 2 (Letters)*, Vol. 37, No. 5B, pp. 622–625, May 1998.
- [15] H. Fujita and H. Toshiyoshi. Micro actuators and their applications. *Microelectronics Journal*, Vol. 29, No. 9, pp. 637–640, 1998.
- [16] Chengkuo Lee, Yen-Jyh Lai, Chia-Yu Wu, Yu-Shen Lin, Ming Hung Tasi, Ruey-Shing Huang, and Min-Shyong Lin. Scratch drive actuator driven self-assembled variable optical attenuator. *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1*, Vol. 43, No. 6B, pp. 3906–3909, June 2004.
- [17] B.R. Donald, C.G. Levey, C.D. McGray, I. Paprotny, and D. Rus. An untethered, electrostatic, globally controllable mems micro-robot. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 1, pp. 1–15, February 2006.
- [18] R. Yeh, S. Hollar, and K.S.J. Pister. Single mask, large force, and large displacement electrostatic linear inchworm motors. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 11, No. 4, pp. 330–6, August 2002.
- [19] E. Sarajlic, E. Berenschot, N. Tas, H. Fujita, G. Krijnen, and M. Elwenspoek. High performance bidirectional electrostatic inchworm motor fabricated by trench isolation technology. In *TRANSDUCERS '05. The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems. Digest of Technical Papers (IEEE Cat. No. 05TH8791)*, Vol. 1, pp. 53–56, Seoul, South Korea, 2005. IEEE.
- [20] Toshiki Niino, Saku Egawa, Noboru Nishiguchi, and Toshiro Higuchi. Development of an electrostatic actuator exceeding 10n propulsive force. In *Proc. IEEE MEMS*, pp. 122–127, 1992.
- [21] T. Niino, S. Egawa, H. Kimura, and T. Higuchi. Electrostatic artificial muscle: compact, high-power linear actuators with multiple-layer structures. In *Proc. IEEE Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 130–135, Oiso, Jpn, Jan 1994.
- [22] A. Yamamoto, K. Ichiyanagi, T. Higuchi, H. Imamizu, R. Gassert, M. Ingold, L. Sacher, and H. Bleuler. Evaluation of MR-compatibility of electrostatic linear motor. In *Robotics and Automation, 2005. ICRA 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on*, pp. 3658–3663, 2005.

-
- [23] Akio Yamamoto, Mayoran Rajendra, Yuki Hirano, Hiroyuki Kataoka, Hideo Yokota, Ryutaro Himeno, and Toshiro Higuchi. Motion generation in MRI using an electrostatic linear motor for visualizing internal deformation of soft objects by tagged cine-MRI. In *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2741–46, June 2007.
- [24] A. Yamamoto, H. Yoshioka, and T. Higuchi. A 2-dof electrostatic sheet conveyer using wire mesh for desktop automation. In *Proc. 2006 IEEE Int. Conf. Robotics and Automation*, pp. 2208–2213, 2006.
- [25] Kota Amano and Akio Yamamoto. Tangible interactions on a flat panel display using actuated paper sheets. In *ITS 2012 - Proceedings of the ACM Conference on Interactive Tabletops and Surfaces*, pp. 351 – 354, Cambridge, MA, United states, 2012.
- [26] 住野悦子, 佐藤明広, 梅村正美, 遠藤正登, 樋口俊郎, 山本晃生. 透明静電アクチュエータを利用した超薄型ポスター掲示機の開発. 第 12 回「電磁力関連のダイナミックス」シンポジウム講演論文集, pp. 569–570, July 2000.
- [27] Kota Amano and Akio Yamamoto. An interaction on a flat panel display using a planar 1-dof electrostatic actuator. In *Proceedings of the ACM International Conference on Interactive Tabletops and Surfaces, ITS'11*, pp. 258–259, Kobe, Japan, 2011. Association for Computing Machinery.
- [28] S. Egawa and T. Higuchi. Multi-layered electrostatic film actuator. In *Proc. IEEE Micro Electro Mechanical Systems. An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Robots*, pp. 166–171, 1990.
- [29] T. Hosobata, A. Yamamoto, and T. Higuchi. An electrostatic induction motor utilizing electrical resonance for torque enhancement. *Sensors and Actuators, A: Physical*, Vol. 173, No. 1, pp. 180 – 189, 2012.
- [30] M. Gondo. Electrostatic actuator using electrostatic induction. In *Proc. JSPE Semestrial Meeting*, Vol. 2004S, pp. 1233–1234 (Japanese), 2004.
- [31] Oleg Jefimenko. *Electrostatic Motors: Their History, Types & Principles of Operation*. Integrity Research Institute, 2011.
- [32] B. Bollee. Electrostatic motors (synchronous and asynchronous electrostatic motors based on action of electric fields charges, discussing design and construction). Technical Report 6-7, PHILIPS Research laboratory, 1969.
- [33] C. Kooy. Torque on a resistive rotor in a quasi electrostatic rotating field. *Applied Scientific Research*, Vol. 20, pp. 161–172, 1969.
- [34] Soon Dal Choi and D.A. Dunn. A surface-charge induction motor. In *Proceedings of the IEEE*, Vol. 59, pp. 737 – 748, may 1971.

- [35] Stephen F. Bart and Jeffrey H. Lang. Analysis of electroquasistatic induction micromotors. *Sensors and Actuators*, Vol. 20, No. 1-2, pp. 97–106, 1989.
- [36] E.R. Mognaschi and J.H. Calderwood. Asynchronous dielectric induction motor. *IEE Proceedings A: Physical Science. Measurement and Instrumentation. Management and Education. Reviews*, Vol. 137, No. 6, pp. 331 – 338, 1990.
- [37] Carol Livermore, Anthony R. Forte, Theodore Lyszczarz, Stephen D. Umans, Arturo A. Ayon, and Jeffrey H. Lang. A high-power mems electric induction motor. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 13, No. 3, pp. 465 – 471, 2004.
- [38] S. F. Nagle, C. Livermore, L. G. Frechette, R. Ghodssi, and J. H. Lang. An electric induction micromotor. *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 14, No. 5, pp. 1127 – 1143, 2005.
- [39] J. F. Charpentier, Y. Lefevre, E. Sarraute, and B. Trannoy. Synthesis and modelling of an electrostatic induction motor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, Vol. 31, No. 3, pp. 1404–1407, 1995.
- [40] Rolf Hagedorn, Guenter Fuhr, Torsten Mueller, Thomas Schnelle, Uwe Schnakenberg, and Bernd Wagner. Design of asynchronous dielectric micromotors. *J. Electrostatics*, Vol. 33, No. 2, pp. 159–185, 1994.
- [41] 樋口俊郎, 柄川素, 新野俊樹, 西口登. 平面 2 自由度静電アクチュエータの試作. 1992 年度精密工学会春季大会学術講演会論文集, pp. 329–330, 1992.
- [42] A. Yamamoto, S. Tsuruta, and T. Higuchi. Planar 3-dof paper sheet manipulation using electrostatic induction. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 493 –498, July 2010.
- [43] Baodong Bai and Qing Yu. Field circuit and movement coupled finite element analysis on flameproof induction motor. *International Journal of Applied Electromagnetics & Mechanics*, Vol. 33, No. 1/2, pp. 351 – 359, 2010.
- [44] T. Ishikawa and O. Tsuchitani. Improvement of capacitor induction motor efficiency by using 3-dimensional finite element method. *International Journal of Applied Electromagnetics & Mechanics*, Vol. 33, No. 1/2, pp. 697 – 704, 2010.
- [45] Pil-Wan Han, Yon-Do Chun, Jae-Hak Choi, Un-Jae Seo, Dae-Yun Koo, Ju Lee, and Won-Goo Lee. Design parameters and characteristics of aluminium and copper die casting induction motor for high efficiency. *International Journal of Applied Electromagnetics & Mechanics*, Vol. 39, No. 1-4, pp. 897 – 903, 2012.
- [46] A. Yamamoto, N. Shimizu, and T. Higuchi. Dual excitation electrostatic motor driven by three-phase ac voltage and electrostatic induction. In *ROBOMECH : Proc. JSME Conf. Robotics and Mechatronics '05*, 2005 (Japanese).

-
- [47] Akio Yamamoto, Toshiki Niino, Takahisa Ban, and Toshiro Higuchi. Performance improvement of electrostatic actuator by skewing electrodes. In *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, Vol. 4, pp. 1980–1985, San Diego, CA, USA, 1996. IEEE, Piscataway, NJ, USA.
- [48] 清水直茂. 浮上機能を有する静電モータに関する研究. Master's thesis, 東京大学大学院工学系研究科修士論文, 2005.
- [49] A. Yamamoto, T. Niino, and T. Higuchi. Modeling and identification of an electrostatic motor. *Precision Engineering*, Vol. 30, No. 1, pp. 104–113, 2006.
- [50] N. Yamashita, Z. G. Zhang, A. Yamamoto, M. Gondo, and T. Higuchi. Voltage-induction type electrostatic film motor driven by two- to four-phase ac voltage and electrostatic induction. *Sensors and Actuators, A: Physical*, Vol. 140, No. 2, pp. 239 – 250, 2007.
- [51] Akio Yamamoto, Toshiki Niino, Takahisa Ban, and Toshiro Higuchi. A high-power electrostatic motor using skewed electrodes. *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunshi)*, Vol. 125, No. 3, pp. 50–58, 1998.
- [52] 細畠拓也. 共振駆動形静電誘導モータに関する研究. Master's thesis, 東京大学大学院工学系研究科博士論文, 2011.
- [53] Yamashita materials CO. LTD. http://www.yamashita-net.co.jp/en/circuitec/service_fpc.html.
- [54] T. Niino, A. Yamamoto, and T. Higuchi. Operation of a dual excitation multiphase electrostatic drive by amplitude-modulated ac voltage. *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 131, No. 4, pp. 78–84, 2000.

本研究に関する公表文献

投稿論文

Norio Yamashita, Zu Guang Zhang, Akio Yamamoto, Masahiko Gondo and Toshiro Higuchi, “Voltage-induction type electrostatic film motor driven by two- to four-phase ac voltage and electrostatic induction”, *Sensors and Actuators A: Physical* , Vol. 140, No. 2 , pp. 239-250 (2007/11), DOI: 10.1016/j.sna.2007.07.007

Norio Yamashita, Akio Yamamoto, Toshiro Higuchi, “Effects of electrode configuration for performances of voltage-induction-type electrostatic motors”, *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, vol. 7, issue 3, pp. 333-347 (2013), DOI: 10.1299/jamdsm.7.333

Norio Yamashita, Akio Yamamoto, Toshiro Higuchi, “Pulse Voltage Operation of Two-to-Four-Phase Voltage-Induction-Type Electrostatic Motor”, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 42, No. 3, pp. 391-408 (2013), DOI: 10.3233/TAD-131672

講演論文

国際会議

Norio Yamashita, Akio Yamamoto, Masahiko Gondo, Toshiro Higuchi, “Evaluation of an Electrostatic Film Motor Driven by Two-Four-Phase AC Voltage and Electrostatic Induction”, *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation* , pp. 1572-1577 (2007/4), DOI: 10.1109/ROBOT.2007.363548

国内会議

山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎, 「静電誘導給電型モータの駆動における CR 時定数の影響」, 2014 年度精密工学会春季大会講演論文集, (発表予定) (2014/4)

山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎, 「静電誘導給電型モータの推力への移動子電極厚みの影響」, 2013 年度精密工学会春季大会講演論文集, pp. 477-478 (2013/3)

山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎, 「二相四相静電誘導給電型モータのパルス電圧駆動」, 2012 年度精密工学会春季大会学術講演会講演論文集, Vol. 1, pp. 979-980, (2012/3)

山下 典理男, 山本 晃生, 榎藤 雅彦, 樋口 俊郎, 「2 相 4 相交流駆動両電極形静電モータの推力特性の解析」, 第 24 回日本ロボット学会学術講演会, 1A12 (CD-ROM) (2006/9)

山下典理男, 山本晃生, 榎藤雅彦, 樋口俊郎, 「静電誘導両電極形静電モータにおける電極面積割合の最適化」, 2006 年度精密工学会秋季大会学術講演会講演論文集, pp. 489-490 (2006/9)

受賞

IEEE R&A Society Japan Chapter, Young Award:

Norio Yamashita, Akio Yamamoto, Masahiko Gondo, and Toshiro Higuchi, "Evaluation of an Electrostatic Film Motor Driven by Two-Four-Phase AC Voltage and Electrostatic Induction", Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA07), pp. 1572-1577, 2007

2012 年度精密工学会春季大会学術講演会：ベストプレゼンテーション賞

山下 典理男, 山本 晃生, 樋口 俊郎「二相四相静電誘導給電型モータのパルス電圧駆動」2012 年度精密工学会春季大会学術講演会講演論文集, Vol. 1, pp. 979-980, (2012/3)