



Title	アクティブ・コントロール・エンジンマウント用アクチュエータとその制御に関する研究
Author(s)	北山, 文矢
Citation	大阪大学, 2015, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/52164
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

アクティブ・コントロール・エンジンマウント
用アクチュエータとその制御に関する研究

北 山 文 矢

2015年1月

大阪大学大学院工学研究科

アクティブ・コントロール・エンジンマウント
用アクチュエータとその制御に関する研究

北 山 文 矢

2015年1月

概要

本論文は車載用制振デバイスであるアクティブ・コントロール・エンジンマウント(ACM)用のアクチュエータとその制御に関する研究報告である。

近年、自動車運転時の振動問題とその対策である ACM が注目されているが、現状の ACM では搭乗者の要望に応えられていない。そこで、本研究では、ACM 用アクチュエータの知見を得ることを目的とし、ACM 用アクチュエータの設計指針の考案、新しい ACM 用アクチュエータの開発、その制振法の開発を行う。

最初に、アクチュエータの解析法である軸対称三次元有限要素法を用いた静解析および動作解析、三次元有限要素法を用いた静解析、三次元有限要素法と Matlab/simulink を組み合わせた動作解析について述べた。更に、有限要素法による電磁場計算、制御出力決定、ACM の運動方程式計算によって ACM の制振性能を計算する ACM シミュレーションについても述べた。

次に、ACM シミュレーションを用い ACM 特性を求め、その特性から制振しにくい周波数、制御に悪影響を与える共振周波数が存在することを明らかにした。それらに対応するための ACM 用アクチュエータの設計指針として、可動子軽量化、アクチュエータの特性可変性を考案した。

新しい ACM 用アクチュエータの一つとして、安価な DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器を利用したモータ駆動型アクチュエータを提案した。まず、初期設計として基本モデルを開発し、解析、理論式、試作機を用いた測定によりその特性を確認した。基本モデルの磁気式回転直動変換器が多極磁石 2 枚の組み合わせであることに起因し、振動波形に高調波成分、モータへ負荷トルクが生じていた。この現象は ACM 用アクチュエータの大型化、制振性能低下に繋がるものであるため、回避しなければならない。そこで、DC ブラシモータと新しい磁気式回転直動変換器を利用したツインロータモデルを開発した。ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器は多極磁石 3 枚の組み合わせであるため、振動波形の高調波成分、モータへの大きな負荷トルクを低減できる。そして、ツインロータモデルの効果を解析、理論式、試作機を用いた測定により明らかにした。

次に、モータ駆動型アクチュエータの制振法として、ACM 構造とツインロータモデルの外乱に対する応答を利用したセンサレスな手法を提案する。その制振法とツインロータモデルを用いた ACM の特性を ACM シミュレーションから求め、ツインロータモデルとその制振法の有効性を明らかにした。

新しい ACM 用アクチュエータの一つとして特性可変型アクチュエータを提案した。本アクチュエータは、広い周波数帯の振動を制振することを目標としている。初期設計として 2 コイルモデルを開発し、そのモデルでは、インナーコイルを開放状態およびコンデンサ挿入状態に切り替えることで、特性を変化できることを解析から確認した。構造および動作原理に起因する製造性の低さ、磁石量の多さなどの ACM 用アクチュエータとしての問題を解決するために、2 コイル MM モデルを提案した。解析により、2 コイル MM モデルでは、2 相コイルを電源と直列に接続した状態、片方のコイルを電源と接続しもう一方のコイルにコンデンサを接続した状態を有し、それらを切り替えることで、特性を変化できることを明らかにした。そして特性の切り替えによって、広い周波数帯の高効率化を実現した。最後に、2 コイル MM モデルを適用した ACM の特

性を ACM シミュレーションにより求め、アクチュエータの高効率化によって、広い周波数帯の振動に対して省電力で制振できることを明らかにした。

最後に、2 コイル MM モデルの制振法として、位相補償付 LMS 適応制御を提案した。提案した制御法は、2 コイル MM モデルの位相特性によらず発散せず、その位相特性の変化に対して安定的であることを示した。位相補償付 LMS 適応制御により様々な周波数の振動に対して制振できることを ACM シミュレーションから明らかにした。

アクティブ・コントロール・エンジンマウント用アクチュエータと
その制御に関する研究

Study on Actuators and Control methods for Active Control Engine Mounts

目次

第1章 緒論	1
1.1 自動車運転時の振動問題	1
1.2 振動問題への対策	1
1.2.1 パッシブマウント	1
1.2.2 アクティブコントロールエンジンマウント	2
1.3 本研究の課題と目的	5
1.4 本研究の構成	8
第2章 アクチュエータおよび ACM の特性解析手法	11
2.1 緒言	12
2.2 特性可変型アクチュエータの解析法	12
2.2.1 軸対称三次元有限要素法による静解析	12
2.2.1.1 電磁界の基礎方程式	12
2.2.1.2 節点要素有限要素法	13
2.2.1.3 ニュートン・ラフソン法による非線形解析	15
2.2.1.4 マクスウェル応力法による電磁力計算	15
2.2.1.5 二次元分割図修正法	16
2.2.2 軸対称三次元有限要素法による動作解析	16
2.3 モーター一体型アクチュエータの解析法	18
2.3.1 三次元有限要素法による静解析	18
2.3.1.1 電磁界の基礎方程式	18
2.3.1.2 辺要素有限要素法	18
2.3.1.3 マクスウェル応力法による電磁力計算	20
2.3.1.4 三次元分割図修正法	20
2.3.2 三次元有限要素法と Matlab/simulink による動作解析	21
2.4 ACM シミュレーション	23
2.4.1 力学モデルから導出した運動方程式の計算	23
2.4.2 ACM の制振性能の評価	24
2.5 結言	24
第3章 ACM 用アクチュエータの設計指針	28
3.1 緒言	28
3.2 対象 ACM	28
3.3 ACM 特性	29

3.4	アクチュエータ設計指針	34
3.4.1	可動子の軽量化	34
3.4.2	特性可変化	35
3.5	結言	35
第4章	モータ駆動型アクチュエータ	37
4.1	緒言	37
4.2	基本モデル	37
4.2.1	基本構造	37
4.2.2	動作原理	37
4.2.3	磁石二枚構造の磁気式回転直動変換機構の評価	39
4.2.3.1	解析による評価	39
4.2.3.2	推力および負荷トルク発生理論による評価	41
4.2.3.3	測定による評価	43
4.3	高調波振動および負荷トルク低減のためのツインロータモデル	46
4.3.1	基本構造	46
4.3.2	動作原理	46
4.3.3	磁石三枚構造の磁気式回転直動変換機構の評価	46
4.3.3.1	解析による評価	46
4.3.3.2	推力変動および負荷トルク低減理論による評価	50
4.3.3.3	測定による評価	53
4.3.4	磁気式回転直動変換機構と DC ブラシモータを合わせた 評価	55
4.3.4.1	DC ブラシモータ	55
4.3.4.2	解析による評価	56
4.3.4.3	測定による評価	57
4.3.5	ACM シミュレーションによる制振性能の評価	57
4.3.5.1	DC 電圧印加による制振	58
4.3.5.2	制振性能	58
4.4	結言	58
第5章	特性可変型アクチュエータ	62
5.1	緒言	62
5.2	2 コイルモデル	63
5.2.1	基本構造	63
5.2.2	動作原理	64
5.2.3	アクチュエータの評価	65
5.3	製造性向上および省磁石化のための 2 コイル MM モデル	71
5.3.1	基本構造	71
5.3.2	動作原理	71

5.3.3	アクチュエータの評価	72
5.3.4	ACM シミュレーションによる制振性能の評価	77
5.4	結言	78
第 6 章	位相補償付 Least Means Square 適応制御	82
6.1	緒言	82
6.2	制御概要	83
6.2.1	Least Means Square 適応制御	83
6.2.2	Filtered-x Least Means Square 適応制御	84
6.2.3	位相補償付 Least Means Square 適応制御	85
6.3	ACM シミュレーションによる制御法の評価	88
6.4	結言	88
第 7 章	結論	91
謝辞		93
研究業績一覧		94

第1章

緒論

1. 1 自動車運転時の振動問題

自動車を運転する時、エンジン振動が車体に伝達することで、振動や騒音の形で搭乗者に不快感を生じさせる。

また、近年の環境問題への注目の高まりから、自動車の燃費対策が急務となっており、Fig.1.1に示されるように燃費基準が政府によって設定された⁽¹⁾。それに伴い、各自動車会社で低燃費の自動車が開発され、日本市場で販売された乗用車の平均燃費が向上した。燃費向上のための方法としてエンジンの気筒数の変更、気筒休止エンジンの利用、車体の軽量化がある⁽¹⁾。しかし、これらの方法はエンジン振動を増加させることに繋がり、これらのエンジン振動は搭乗者に更なる不快感を生じさせる。

これらのことから、バイク、船、新幹線など多くの乗り物で振動問題がある中で、自動車の問題が注目を受けており、その問題の中で、前述したエンジンに起因する問題、悪路などの外的要因に起因する問題があるが、前者の問題およびその対策が関心を持たれている。

1. 2 振動問題への対策

1. 1 節で述べた振動問題を解決するデバイスとして、騒音低減用のスピーカやエンジンマウントがあるが、特に後者が有効なものとして知られている。エンジンマウントとは、エンジンと車体の間に設置され、エンジンの支持および車体へのエンジン振動の伝達を防止するデバイスであり、パッシブマウント、アクティブコントロールエンジンマウントに分類される。

1. 2. 1 パッシブマウント

パッシブマウントとして、ラバーマウントと液封マウントが実用化されている^{(2),(3)}。Fig.1.2に

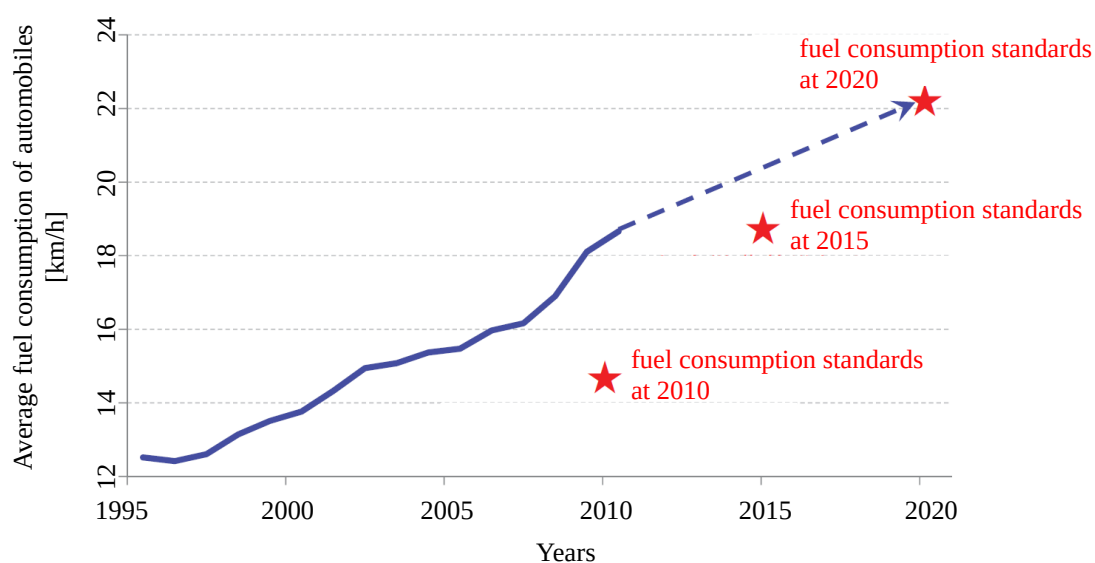


Fig.1.1 Transition of fuel consumption in Japan ⁽¹⁾.

示すようにラバースマウントは主に防振ゴムで構成されている。材料特性や形状の設計により高い静ばね性を持っておりエンジン支持が可能だが、同時に動ばね性も高いためエンジン振動が車体に伝わりやすく、制振性能が低い。

Fig.1.3 に示すように液封マウントはラバースマウントに液体が封入された構造となっている。液体が封入されている部分は液室と呼ばれ、主液室、副液室、それらの液室をつなげるオリフィスによって構成されている。エンジンはラバースマウントと液室により支持されている。液体の効果により、マウント全体の粘性減衰を高くでき、エンジンシェイクと呼ばれるエンジンの共振現象を防止できる。さらに、エンジンが特定の周波数で振動している時、液体がオリフィスを通り、主液室と副液室を行き来する液柱共振現象が発生する。その液柱共振現象により、液封マウント全体の動ばね性が低くなり、特定の周波数で高い制振効果が得られる。しかしながら、特定の周波数以外では液柱共振現象が起こらないため、特定の周波数以外での制振性能は低い。

このように、パッシブマウントはアクチュエータ、センサ、コントローラなどを必要としないため、安価で使いやすい、しかしながら、制振性能が低いため、1.1 節で述べた深刻化する振動問題に対しては、効果的とはいえない。

1. 2. 2 アクティブコントロールエンジンマウント

ACM は、前述したパッシブマウントにアクチュエータが組み合わされた構成となっている。ACM ではパッシブマウント部によってエンジンを支持している。パッシブマウント部の受動的制振と同時に、アクチュエータによって車体に伝わる力を相殺する能動的制振を行っており、高い制振性能が得られる。アクチュエータは様々な周波数の力を発生できるため、パッシブマウントより広い周波数帯で高い制振性能を実現できる。

ACM システムでは、ロードセルやエンジンコントローラユニット(ECU)からのセンサ信号を用いて ACM 用コントローラでアクチュエータへの制御出力を算出する。そして、アクチュエータ発生力が車体に伝わることで、受動的な制振と同時に能動的な制振が行われる。

このように、ACM はアクチュエータ、センサ、コントローラが必要なため、高価であるが、高い制振性能を有しているため、1.1 節で注目した振動問題に対しては、効果的である。そのため、著者は ACM を調査した。

ACM は Table 1.1 に示す様に実用化されている負圧式 ACM⁽⁴⁾と電磁式 ACM^{(5)~(11)}、研究段階の油圧式 ACM⁽¹²⁾と圧電式 ACM に分類できる。



Fig.1.2 Rubber mount ⁽²⁾.

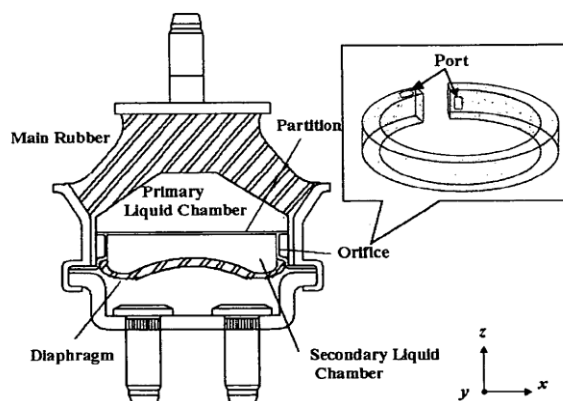


Fig.1.3 Hydraulic mount ⁽³⁾.

Fig.1.3 に示すように負圧式 ACM は、液封マウント部と空気室から構成されている。液封マウント部は従来の液封マウントに可動板がつけられた構造となっており、その可動板は空気室の一部と繋がっている。空気室には、エンジン排気を流入するための管と空気室の圧力を調整するためのバルブが付けられている。バルブを開閉することによって、エンジン排気を流入、停止させ、空気室内の空気圧および液封マウント内の液圧を変化させる。その液圧の変化が車体に伝わり、能動的に制振する。このように、排気を用いているため ACM による消費電力が小さいが、エンジン排気量によって制振性能に限界があることや空気圧制御のため制御性、応答性が低いことなどの課題もある。

Fig.1.4 に示すように電磁式 ACM は、液封マウント部と電磁アクチュエータから構成されている。液封マウント部は、負圧式 ACM と同様に従来の液封マウントに可動板が取り付けられた構造となっており、その可動板は電磁アクチュエータの可動子に接続されている。電磁アクチュエータに交番電圧を印加することによって、電磁力が発生し可動板が振動する。そして、液封マウント内の液圧が変化し、その変化が車体に伝わり、能動的に制振する。このように、電磁アクチュエータで直接的に制御するため、制御性、応答性、設計の自由度が高い。

Fig.1.5 に示すように油圧式 ACM は負圧式 ACM、電磁式 ACM のように液封マウントを使用せずに、油が入っているベローズ、油圧を変えるための電磁アクチュエータ、油をためるためのアキュムレータから構成されている。ベローズは液封マウントより耐荷重が高いため、大重量のエンジンを支持することができる。交番電圧を印加して電磁アクチュエータを動作させることによって、油圧を変化させ、能動的に制振する。このような特徴を持っていることから、トラック

Table 1.1 Application example of ACM.

ACM type	Automobile	Developer	Years
Negative pressure	Harrier	TOYOTA	1998
Electromagnetic	Presage	NISSAN	1998
Electromagnetic	Serena	NISSAN	1999
Negative pressure	KLUGER V	TOYOTA	2000
Electromagnetic	Inspire	HONDA	2003
Electromagnetic	Elysion V6	HONDA	2004
Electromagnetic	Accord IMA	HONDA	2005
Electromagnetic	Odyssey	HONDA	2005
Negative pressure	LEXUS ES350	TOYOTA	2006
Electromagnetic	XJ	JAGUAR	2006
Electromagnetic	Pilot	HONDA	2006
Electromagnetic	Veracruz	HYUNDAI	2007
Negative pressure	LEXUS RX350	TOYOTA	2007
Negative pressure	Camry	TOYOTA	2007
Electromagnetic	S6	AUDI	2013

などの大型車に適しているが、アキュムレータや電磁アクチュエータなど油圧制御のための部品が必要となる。

ピエゾ式 ACM は、可動板が付属した液封マウント部と圧電素子を利用したピエゾアクチュエータから構成される。大電圧印加によりピエゾアクチュエータを動作させ、動作により液圧を変

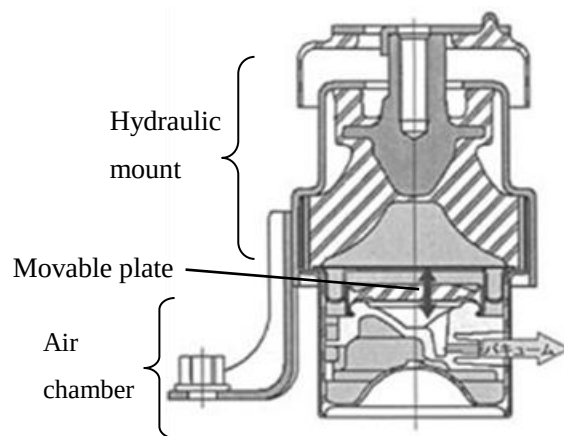


Fig.1.3 Negative pressure type ACM ⁽⁴⁾.

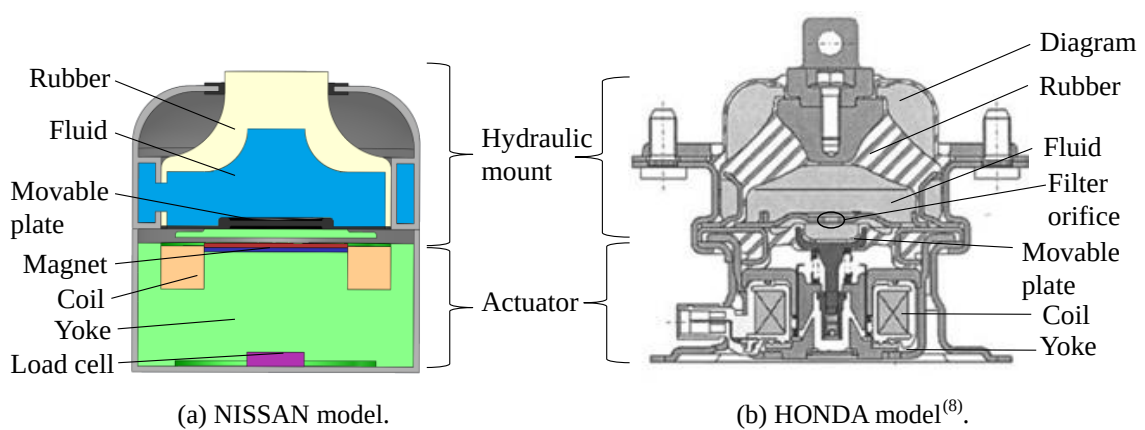


Fig.1.4 Electromagnetic type ACM.

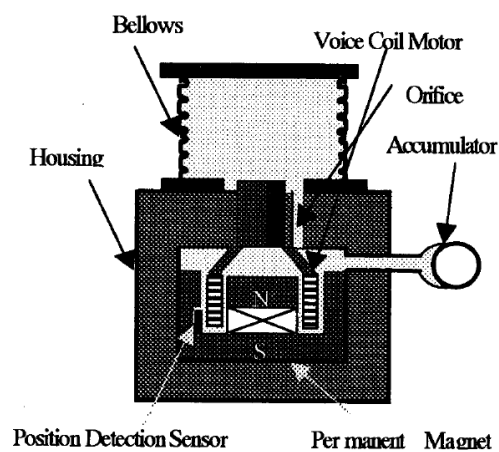


Fig.1.5 Oil pressure type ACM ⁽¹²⁾.

化させ、能動的に制振する。このように、電力を直接的に制御するため、制御性、応答性が高いが、消費電力が大きく、圧電素子や大電圧印加用アンプを必要とする。

それぞれの特徴から、電磁式 ACM が高い汎用性を有していることが確認でき、現在の自動車でも最も多く利用されていた。このことから、1. 1 節で述べた振動問題に対して電磁式 ACM が今後も利用されると考えられる。

1. 3 本研究の課題と目的

これまでの内容をまとめて、下記に示す。

- ・エンジンに起因する振動問題の対策として、ACM が有効である。
- ・ACM の中で電磁式 ACM が最も多く自動車に搭載されている。

このように、電磁式 ACM の有効性を確認できた。しかしながら、搭乗者からは更なる快適性向上の要望があり、現在搭載されている液封マウントや電磁式 ACM より、高性能な電磁式 ACM が必要とされている。

著者は、この課題の解決のために、従来研究に注目した。Table 1.2 に示すように、日産自動車、本田技術研究所、KAIST から ACM が報告されている^{(5)~(11)}。これらの ACM は、ACM 全体構造、ACM 開発のためのシミュレーション、ACM 用アクチュエータ、制振法がそれぞれ異なる。

ACM シミュレーションは力学モデルと実験値や理論値から得たアクチュエータ特性を組み合わせたものである。提案されたものの中で KAIST のシミュレーションは、アクチュエータの可動子質量が考慮され、車体に伝わる力の計算も正確であるため、最も高精度であると考えられている⁽¹⁷⁾。

また、ACM 用アクチュエータの設計指針として、Table 1.2 に示した軽量化、高推力化、長ストローク化、耐衝撃性、耐熱性などが挙げられている。しかし、ACM 特性を考慮した設計指針については明確に示されておらず、そのことが搭乗者の要望に応える ACM の実現を阻害している。

そして、ACM 用アクチュエータとしては、ソレノイド、ボイスコイルモータの2種類が用いられており、それ以外にレシプロモータが ACM への搭載を期待されている。ソレノイドは、多くの ACM で採用されており、可動子となる鉄心と固定子となるコイルから構成される。コイルに電流を励磁することによって、Fig.1.6 に示す様に磁束が流れ、鉄心に吸引力が発生して駆動する。鉄心とコイルが近づいている状態では高推力であり、コイルと鉄心が離れている状態だとコイルと鉄心間の磁束が減少し、推力は著しく低下する。このように、高推力、短ストロークの特徴を有しており、単純な構造であり磁石使用量が少ないもしくは未使用である。そのため、ソレノイドを用いた ACM は、自動車へ搭載しやすい。搭乗者の要望の一つである液封マウントから ACM への置き換えのために、更なるソレノイドの改良が行われている。

ボイスコイルモータは、Audi S6 に搭載されている ACM や KAIST の 2007 年モデルに採用されており、可動子となるコイルと固定子となる磁石から構成される。Fig.1.7 に示す様に磁石による磁束がコイルに直交するように流れており、電流を励磁することでローレンツ力を発生し、駆動する。また、コイルの位置に関わらず磁石による磁束量は一定であり、どの位置でも推力は発生する。しかし、ローレンツ力を利用しているため発生推力は低い。このように、ボイスコイルモータは低推力、長ストロークの特徴を有しており、可動子質量が軽くて鉄損が小さいため、高周波数帯を含む広い周波数帯で駆動できる。

レシプロモータは、信州大学の水野らによって提案されたアクチュエータであり、ACM への採用が検討されている⁽¹⁸⁾。可動子となる鉄心と固定子となるコイル、磁石から構成されており、Fig.1.8 に示す様に電流を励磁していない時では磁石による磁束が鉄心に流れており、電流を励磁することによってエアギャップ内の磁束の強弱のバランスを崩し、吸引力を発生させ駆動する。鉄心が移動した時も可動子と固定子間の距離は変化しにくい構造となっているため、可動子の位置によらず推力が発生する。また、磁石の吸引力を利用しているため、高い推力も得られる。さらに、設計の自由度も高いため可動子の軽量化が可能であり、鉄心として電磁鋼板を用いているため鉄損も小さい。このように、レシプロモータは高推力、長ストロークを両立した特性を有し、高周波数帯を含む広い周波数帯で駆動できる。そのため、ボイスコイルモータやレシプロモータを用いた ACM では、制振可能な周波数帯を広域化できる。運転する上で発生するすべての周波数の振動を制振し、搭乗者の要望の一つである快適性を向上させるために、それらのアクチュエータの改良が行われている。

このように、ACM 用アクチュエータの改良によって、搭乗者の要望の実現が期待されている。しかしながら、それと同時に従来アクチュエータに構造の簡素化や可動子軽量化などに限界が生じることも予想できる。そのため、従来とは異なる、新しいアプローチの ACM 用アクチュエータの考案が必要となるが、その研究例はほとんどない。

ACM 用制振法として、エンジンの動作信号とロードセルから得た車体に伝わった力を用い、制御出力を算出する Synchronized Fx-LMS 適応制御、エンジン振動波形を推定し、その振動波形、ACM 特性、アクチュエータ特性から制御命令を算出する Feed forward 制御などが考案されている^{(8), (11), (13), (14)}。これらの制振法は、当然、従来の ACM 用アクチュエータに対するものであり、

Table 1.2 Researches about ACM.

Developer(Year)	NISSAN(1998)	HONDA(2003)	KAIST(2007)	KAIST(2009)
ACM	First model	Model using filter and diaphragm	Hydraulic mount is unused Plate spring is used	Same model with Nissan model
Simulation for ACM	Weight of mover isn't considered	Transmission force to frame isn't directly calculated	Not described	Weight of mover is considered Transmission force to frame is directly calculated
Actuator for ACM (Guide)	Light weight, high thrust, long stroke, impact resistance and heat resistance			
Actuator for ACM (Type)	Solenoid	Solenoid	Voice coil motor	Solenoid
Vibration control method	Synchronized Fx-LMS adaptive feed forward control	Feed forward control using mapping	Feed forward control using mapping	Model based Feed Forward control

従来とは異なる ACM 用アクチュエータには新しい制振法が予想される。

前述した従来研究から、搭乗者の要望と深い関係があり、未だ明らかにされていない知見がある ACM 用アクチュエータに注目した。そして、本研究では、ACM 用アクチュエータの知見を得ることを目的とし、ACM 特性を考慮したアクチュエータ設計指針の考案、搭乗者が求める ACM 用の新しい構造のアクチュエータの開発、新しい構造のアクチュエータに対応する制振法の開発を行う。

まず、KAIST のシミュレーションと有限要素法によるアクチュエータ特性解析を組み合わせた ACM シミュレーションを開発する。それを用いて ACM 特性を求め、その特性を考慮したアクチュエータ設計指針を示す。

次に、液封マウントからの置き換えを目指す ACM のために、モータ駆動型アクチュエータとその設計法を提案する。既製品であり安価な DC ブラシモータの利用によって、アクチュエータ

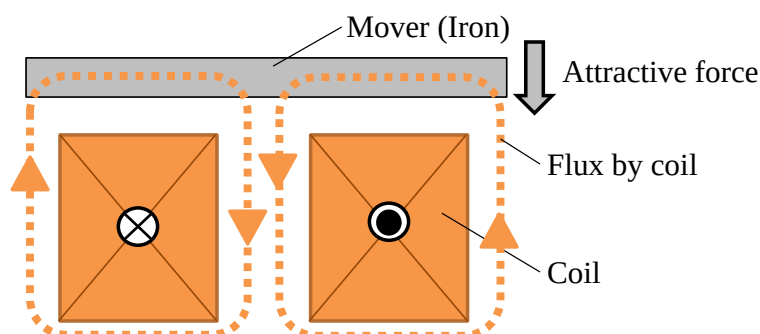


Fig.1.6 Operational principle of Solenoid.

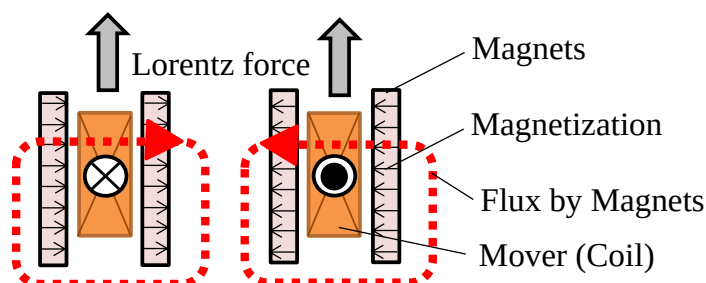


Fig.1.7 Operational principle of Voice coil motor.

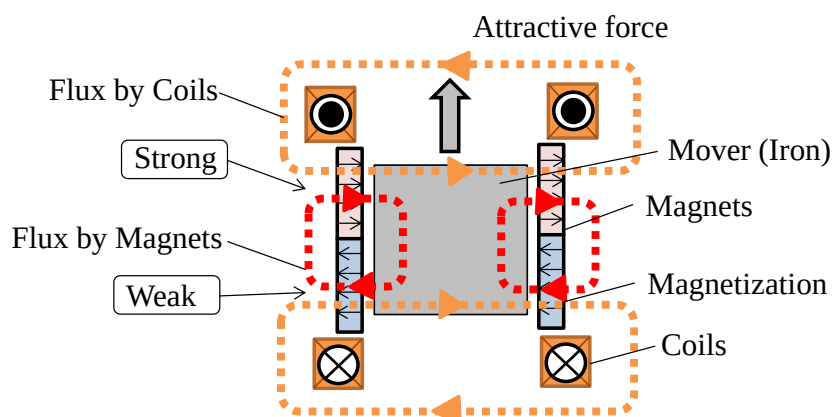


Fig.1.8 Operational principle of Reciprocate motor.

の低価格化を実現する。その特性を解析、理論式の導出、試作機を用いた測定で明らかにし、ACM 用アクチュエータに適していることを確認する。

そして、モータ駆動型アクチュエータの特性を利用したセンサレス制振法を提案する。モータ駆動型アクチュエータとその制振法を ACM に用いた時の制振性能を前述した ACM シミュレーションによって明らかにし、DC ブラシモータを使ったアクチュエータとその制振法の有効性を確認する。

次に、エンジン振動の状況によって特性を切り替えることで、広い周波数帯の振動に対応し、搭乗者の快適性を向上させる ACM を考える。このための ACM 用の特性可変型アクチュエータとその設計法を提案する。提案アクチュエータの特性を解析、および理論式から明らかにし、ACM 用アクチュエータに適した特性であることを確認する。加えて、特性可変型アクチュエータを ACM に組み込んだ時の制振性能をシミュレーションによって明らかにする。

最後に、特性可変型アクチュエータを適用した ACM で、様々なエンジン振動に対して制振するための方法として、位相補償付 Least Means Square 適応制御を提案する。制御対象の位相特性やその変化に対して発散する Least Means Square 適応制御に位相補償器を組み合わせることで、位相特性やその変化に対応した制御法を提案する。特性可変型アクチュエータを ACM に組み込み、位相補償付 LMS 適応制御を用いた時の制振性能を ACM シミュレーションによって明らかにし、提案した制振法の有効性を検証する。

1. 4 本研究の構成

本論文は本章を含め、7 章から構成される。

第 2 章では、特性可変型アクチュエータの解析法、モータ駆動型アクチュエータの解析法、ACM シミュレーションについて説明する。

第 3 章では、ACM シミュレーションを用いて ACM 特性を求め、ACM 特性を考慮した ACM 用アクチュエータの設計指針を示す。

第 4 章では、液封マウントを ACM に置き換えるためのモータ駆動型アクチュエータとその設計法を示す。解析、理論式、試作機を用いた測定、ACM シミュレーションによって、その有効性を明らかにする。さらに、モータ駆動型アクチュエータで制振するために、センサレスな手法を提案し、ACM シミュレーションによってその有効性を明らかにする。

第 5 章では、従来の ACM から快適性を向上させるための特性可変型アクチュエータとその設計法を示す。解析、理論式、ACM シミュレーションによって、その有効性を明らかにする。

第 6 章では第 5 章で示した特性可変アクチュエータに対応する制振法として、位相特性およびその変化に柔軟な位相補償付 Least Means Square 適応制御を提案し、ACM シミュレーションによってその有効性を明らかにする。

第 7 章では、第 2 章から第 6 章で得られた成果の要点を述べる。

参考文献

- (1) 一般社団法人 日本自動車工業会 「運輸部門の温暖化対策へ向けた現状と展望(主として道路交通について)」, <http://www.jama.or.jp/>
- (2) 野沢明 「自動車用エンジンマウントの技術紹介—防振ゴムの特徴・エンジン支持系の振動—」, ばね論文集, 52 号, pp.45-64 (2007)
- (3) 小泉孝之, 辻内伸好, 柴山俊之, 家鍋健吾, 山崎浩二 「液封エンジンマウントの動特性に関する研究」, 日本機械学会論文集, C 編, 68 巻, 668 号, pp. 62-69 (2002)
- (4) 尾崎宏, 塚本孝徳, 市川明德, 山添久光, 柴田晃, 前野隆, 田島斉 「アクティブコントロールエンジンマウントの開発」, 自動車技術会学術講演前刷集, 9833269 (1998)
- (5) 青木和重, 平出高久, 兵藤嘉彦, 相原敏彦, 四方力 「アクティブコントロールエンジンマウント(ACM)を用いたディーゼルエンジン搭載車の静粛性向上」, 自動車技術会学術講演前刷集, 9833241 (1998)
- (6) Y. Nakaji, S. Satoh, T. Kimura, T. Hamabe, Y. Akatsu and H. Kawazoe “Development of an Active Control Engine Mount System”, *Vehicle System Dynamics*, vol. 32, pp. 185-198 (1999)
- (7) K. Aoki, T. Shikata, Y. Hyoudou, T. Hirade and T. Aihara “Application of an Active Control Mount (ACM) for Improved Diesel Engine Vehicle Quietness”, *SAE Technical paper*, 1999-01-0832 (1999)
- (8) 松岡英樹, 三笠哲雄, 根本浩臣 「アクティブエンジンマウントの開発」, *Honda R&D Technical Review*, Vol.15, No.2, pp. 209-214 (2003)
- (9) H. Matsuoka, T. Mikasa and H. Nemoto “NV Countermeasure Technology for a Cylinder-on-Demand Engine”, *SAE Technical paper*, 2004-01-0413 (2004)
- (10) H. Park, B. H. Lee and C. W. Lee “Design of an Active Control Engine Mount using a Direct Drive Electrodynamic Actuator”, *Proceeding of the ASME 2007 International Design Engineering Technical Conference & Computers and Information in Engineering Conference IDETC/CIE 2007*, pp. 103-108. DETC2007-34619 (2007)
- (11) B. H. Lee and C. W. Lee “Model Based Feed-forward Control of Electromagnetic Type Active Control Engine-mount System”, *Journal of sound and Vibration*, Vol. 323, pp. 574-593 (2009)
- (12) 富樫千晴, 一柳健 「油圧防振マウントに関する研究」, 日本機械学会論文集, C 編, 69 巻, 685 号, pp. 78-83 (2003)
- (13) 木村健, 佐藤茂樹, 赤津洋介, 川添寛, 浜辺勉 「適応制御を用いたアクティブコントロールエンジンマウント(ACM)システムの開発」, 自動車技術会学術講演前刷集, 9833250 (1998)
- (14) C. W. Lee, Y. W. Lee and B. R. Chung “Performance Test of Active Engine Mount System in Passenger Car”, *Proceeding of Seventh International Congress on Sound and Vibration*, pp. 403-410 (2000)
- (15) 坂本浩介, 酒井竜英 「アクティブマウントシミュレーションモデルの構築」, *Honda R&D Technical Review*, Vol.16, No.1, pp. 201-204 (2004)
- (16) K. Sakamoto, T. Sakai “Development of Simulation Model for Active Control Engine Mount”, *Review of Automobile Engineering*, Vol. 27, pp. 155-157 (2006)
- (17) B. H. Lee and C. W. Lee “Design and Model Based Control of Active Control Engine Mount”, *Proceeding of 15th International Congress on Sound and Vibration*, pp. 1744-1750 (2008)

(18) 村岸恭次 「レシプロモータ搭載アクティブ制振装置」, 精密工学会誌, Vol. 73, No. 4, pp. 414-417 (2007)

第2章

アクチュエータおよび ACM の特性解析手法

2. 1 緒言

ACM 用の電磁アクチュエータの特性を解析する手法として一般的に等価回路法と有限要素法が用いられている。等価回路法は磁束の流れを方程式で表し、その方程式を解くことで電磁場を計算する手法であり、計算時間は短いが計算精度は低い。有限要素法は解析対象を要素で分割しそれぞれの要素で電磁場計算をする手法であり、計算精度は高いが計算時間は長い。そこで、三次元有限要素法に加え、解析時間が短い三次元有限要素法と Matlab/simulink を組み合わせた解析法や軸対称三次元有限要素法を利用し、ACM 用アクチュエータの特性を求める^{(1)~(3)}。

本研究で提案する ACM 用アクチュエータはモータ駆動型アクチュエータ、特性可変型アクチュエータの2種類であり、それぞれのアクチュエータに対して、静特性を計算する静解析とアクチュエータ単体で動かしたときの動作特性を計算する動作解析を行う。

モータ駆動型アクチュエータは、DC ブラシモータと磁石を用いた磁気式回転直動変換器から構成される。DC ブラシモータには市販の製品を用いるため、トルク定数および逆起電圧定数などの特性が既知である。磁気式回転直動変換器は磁石の吸引、反発力を利用し、回転子の回転動作を可動子の直動動作に変換するデバイスであり、回転部に負荷トルク、可動部に推力が発生する。この磁気式回転直動変換器は既製品ではないため、特性を解析から求める必要がある。そこで、磁気式回転直動変換器のみを三次元有限要素法によって磁場解析し、静推力特性や静的な負荷トルク特性を求め、さらに、磁気式回転直動変換器の回転部を強制回転させた時の可動部の振動特性、推力特性、モータにかかる負荷トルク特性などの動作特性を三次元有限要素法と Matlab/simulink を組み合わせた解析により計算する。さらに、DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器を組み合わせ、モータ駆動型アクチュエータとしての動作特性を同様の解析法で計算する。

特性可変型アクチュエータはコイルに電圧を印加することで電流を流し、磁性体内に磁束が流れることで、推力を発生して可動部が振動するアクチュエータである。このアクチュエータは軸対称形状であるため、多くの要素を必要とする場合に解析時間を短くできる軸対称三次元有限要素法を用い、静解析および動作解析を行う。

これまで、ACM の特性を解析するために、様々なシミュレーションが提案されてきた。それらのシミュレーションでは、ACM の複雑な構造を簡易的な力学モデルで表し、その力学モデルから得られる運動方程式を解くことで ACM 特性を計算していた。また、その方程式内のアクチュエータ特性は実験値や理論式から求めていた。これらの中において、KAIST で提案されたシミュレーションは、アクチュエータの質量が考慮され、車体に伝わる力の計算点が車体側にあるため、搭乗者の快適性に繋がる車体に伝わる力をより正確に計算できていた⁽⁴⁾。しかしながら、アクチュエータ特性を理論式で表していたため、様々な形状のアクチュエータに対応することができなかった。

そこでこの課題を解決するために、有限要素法による静解析から求めたアクチュエータ特性を、KAIST の力学モデルをもとに導出した運動方程式に挿入し、その方程式を Matlab/simulink で解

させるシミュレーションを開発する。加えて、制御アルゴリズムも組み合わせ、複雑な制御にも対応させる。本研究では、開発したシミュレーションを用い、ACM 特性を計算する。

三次元有限要素法では解析領域が三次元であり、軸対称三次元有限要素法では解析領域が二次元である。そのため、前者より後者がシンプルである。そこで、本章では、軸対称三次元有限要素法を用いた特性可変型アクチュエータの解析法、三次元有限要素法を用いたモータ駆動型アクチュエータの解析法の順で述べる。本章では、2.2節で特性可変型アクチュエータの静解析、動作解析手法について、2.3節で磁気式回転直動変換器およびモータ駆動型アクチュエータのための静解析、動作解析手法について述べる。2.4節で ACM シミュレーション手法について述べる。最後の2.5節で本章の結論をまとめる。

2.2 特性可変型アクチュエータの解析手法⁽¹⁾

2.2.1 軸対称三次元有限要素法による静解析

本研究で用いた軸対称三次元有限要素法では電磁界の基礎方程式を節点要素有限要素法で解き、磁束密度分布を計算する。そのときの材料の磁化特性は非線形解析によって考慮する。次に、得られた磁束密度分布から電磁力を求める。この時、可動部の位置に従い、分割図も随時修正する。このようにして、特性可変型アクチュエータの各可動部位置での電流推力特性、ディテント特性、コイルの鎖交磁束数特性などの静特性を求める。

以下、2.2.1.1目で電磁界の基礎方程式を導出し、2.2.1.2目でその方程式を要素ごとに解くための節点有限要素方法について、2.2.1.3目でニュートン・ラフソン法による非線形性解析法について、2.2.1.4目でマクスウェル応力法を用いた電磁場計算法について、2.2.1.5目で分割図修正法について述べる。

2.2.1.1 電磁界の基礎方程式

電磁界の諸現象は、式(2.1)から式(2.4)までに示すマクスウェルの磁界方程式から表される。

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div } \mathbf{D} = \rho \quad (2.4)$$

ここで、 $\mathbf{H}$ は磁界の強さ、 $\mathbf{J}$ は電流密度、 $\mathbf{D}$ は電束密度、 $\mathbf{E}$ は電界の強さ、 $\mathbf{B}$ は磁束密度、 ρ は電荷密度である。また、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{H}$ 、 $\mathbf{D}$ 、 $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{J}$ の間には次式のような関係がある。

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.7)$$

ここで、 μ は透磁率、 ε は誘電率、 σ は導電率である。 $\text{div rot } \mathbf{A} = 0$ で定義される磁気ベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ を式(2.3)に代入することで、式(2.8)が得られる。

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad (2.8)$$

式(2.5)、式(2.8)を式(2.1)に代入することで、磁界の基礎方程式として次式が得られる。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.9)$$

本研究では式(2.9)右辺の時間微分項が無視できる条件で解析するため、次式の静磁界の基礎方程式を用いる。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (2.10)$$

電流密度 $\mathbf{J}$ は、外部からの強制電流密度 $\mathbf{J}_0$ と等価磁化電流密度 $\mathbf{J}_m$ と渦電流密度 $\mathbf{J}_e$ によって次式で表される。

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_m + \mathbf{J}_e \quad (2.11)$$

これらの電流密度は計算領域の設定によって決まる。外部からの強制電流密度 $\mathbf{J}_0$ は、計算領域がコイルである場合はコイルに流れている電流から算出し、コイルでない場合は零とする。等価磁化電流密度 $\mathbf{J}_m$ は磁石による磁化を電流密度で表現したものとなっており、解析領域が磁石の場合は $(1/\mu)\text{rot}\mathbf{M}$ で計算され、磁石でない場合は零とする。ここで $\mathbf{M}$ は磁石の磁化である。渦電流密度 $\mathbf{J}_e$ は導体に発生する渦電流による電流密度であり、本研究では渦電流を考慮しないため、零とする。

解析対象の特性可変型アクチュエータは円柱形状であるため、式(2.8)、式(2.10)を $rz\theta$ 座標系で表し、次式に示す。解析対象が軸対称であるため、磁気ベクトルポテンシャル A および電流密度 $\mathbf{J}$ は、 θ 方向のみに発生するものとし、 A_θ および J_θ で表す。

$$\left. \begin{aligned} B_r &= -\frac{\partial A_\theta}{\partial z} \\ B_z &= \frac{A_\theta}{r} + \frac{\partial A_\theta}{\partial r} \\ B_\theta &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu_z} \frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) = J_\theta \quad (2.13)$$

θ 方向の磁束密度 B_θ は零になっており、 r 、 z 方向の磁束密度 B_r 、 B_z のみ求めればよいことがわかる。解析プログラムが簡単になることから、次式で定義される A_R を用いる。

$$A_R = rA_\theta \quad (2.14)$$

式(2.14)を式(2.13)に代入すると、次式が得られる。

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu_z} \frac{\partial A_R}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r\mu_r} \frac{\partial A_R}{\partial z} \right) = J_\theta \quad (2.15)$$

解析領域の断面を rz 系の二次元分割図で表し、その分割図の各要素に対して式(2.15)により未知数 A_R を、式(2.14)によりベクトルポテンシャル A_θ を、式(2.12)により磁束密度 B_r 、 B_z を計算することで磁束密度分布を求める。

2. 2. 1. 2 節点要素有限要素法

各要素の未知数 A_R を求めるために、三角形要素で分割した二次元分割図に対して節点要素有限要素法を用いる。Fig.2.1に示す解析領域から取り出した要素に注目し、未知数 A_R の計算方法を説明する。取り出した三角形要素の座標を (r, z) 、節点を i, j, k 、節点座標を (r_i, z_i) 、 (r_j, z_j) 、 (r_k, z_k) 、節点の未知数を A_i, A_j, A_k とする。要素の未知数 A_R は次式のように直線近似でき、 a_0, a_1, a_2

は式(2.17)に示されるように各節点の未知数から定義される。

$$A_R = \alpha_0 + \alpha_1 r + \alpha_2 z \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} r_j & z_j \\ r_k & z_k \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} r_j & z_j \\ r_k & z_k \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} r_j & z_j \\ r_k & z_k \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} z_j - z_k & r_k - r_j \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} z_k - z_i & r_i - r_k \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} z_i - z_j & r_j - r_i \end{vmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} \equiv \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} a_i & a_j & a_k \\ b_i & b_j & b_k \\ c_i & c_j & c_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

ここで Δ は三角形要素の面積であり、次式となる。

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & r_i & z_i \\ 1 & r_j & z_j \\ 1 & r_k & z_k \end{vmatrix} \quad (2.18)$$

式(2.17)を式(2.16)に代入することで、次式が得られる。

$$\begin{aligned} A_R &= \frac{1}{2\Delta} (a_i + b_i r + c_i z) A_i + \frac{1}{2\Delta} (a_j + b_j r + c_j z) A_j + \frac{1}{2\Delta} (a_k + b_k r + c_k z) A_k \\ &= \sum_{m=i}^k N_m A_m = \begin{bmatrix} N_i & N_j & N_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.19)$$

ここで、 N_m は補間関数と呼ばれ、次式で定義される。

$$N_m = \frac{1}{2\Delta} (a_m + b_m r + c_m z) \quad (2.20)$$

このように、節点要素有限要素法により各要素の未知数 A_R は要素中の節点の未知数 A_m と補間関数 N_m を使った式に表された。

次に、式(2.15)に未知数 A_R の補間関数 N_m を重み関数として、解析領域全体に対してガラーキン法を適用すると残差 G_{oi} は次式で表され、零となる。これらの式を解くことで、各要素の未知数 A_R の近似解を得る。

$$G_{oi} = G_{li} - G_{joi} - G_{jmi} = 0 \quad (2.21)$$

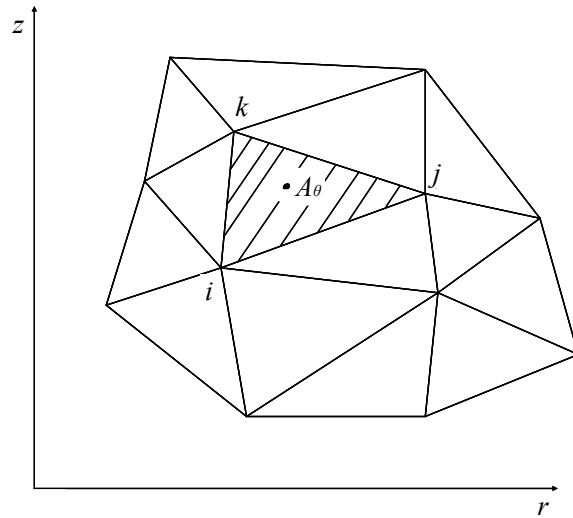


Fig.2.1 Nodal element.

$$G_{I_i} = \iint_S N_m \left\{ \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu_z} \frac{\partial A_R}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r\mu_r} \frac{\partial A_R}{\partial z} \right) \right\} drdz \quad (2.22)$$

$$G_{J_{0i}} = \iint_{S_c} N_m \cdot J_0 drdz \quad (2.23)$$

$$G_{J_{mi}} = \iint_{S_m} N_m \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} + \frac{\partial M_r}{\partial z} \right) drdz \quad (2.24)$$

S は全領域、 S_c は巻線の領域、 S_m は磁石の領域とする。式(2.21)を解くことで、各要素の未知数 A_R の近似解が得られる。

2. 2. 1. 3 ニュートン・ラフソン法による非線形解析

鉄などの強磁性体の磁化曲線は、一般に非線形性を有する。すなわち、透磁率は磁束密度 B やベクトルポテンシャル A_θ および未知数 A_R に対して一定ではない。この磁化曲線を正確に考慮するために、各要素に適当な透磁率を仮定し、未知数 A_R を線形計算する。次に、その結果得られた各要素の未知数 A_R に応じて透磁率を修正し磁束密度を再計算する。繰り返し計算法として、優れた収束性を有するニュートン・ラフソン法を用い、この計算を収束するまで繰り返す。以下にその非線形解析法を示す。

最初に、式(2.21)～式(2.24)をまとめて、次式で表す。

$$\mathbf{S}_{MAG} \mathbf{A}_R - \mathbf{J}_o + \mathbf{J}_m = 0 \quad (2.25)$$

$\mathbf{S}_{MAG}$ は静磁場項のマトリクス、 $\mathbf{J}_o$ は電流密度項のベクトル、 $\mathbf{J}_m$ は等価磁化電流密度のベクトルである。式(2.25)からベクトル $\mathbf{G}_I$ を定義し、次式に示す。

$$\mathbf{G}_I = \mathbf{S}_{MAG} \mathbf{A}_R - \mathbf{J}_o + \mathbf{J}_m \quad (2.26)$$

さらに、次式のように書き換える。

$$\mathbf{G}_I = - \frac{\partial \mathbf{G}_I}{\partial \mathbf{A}_R} \delta \mathbf{A}_R \quad (2.27)$$

式(2.27)から、 $\delta \mathbf{A}_R = 0$ になることで、式(2.25)が成立することがわかる。ニュートン・ラフソン法では、 $\mathbf{A}_R$ の初期値を適当に仮定してから、式(2.27)を解き、未知数 $\mathbf{A}_R$ の増分値 $\delta \mathbf{A}_R$ を求める。得られた増分値を用いて、次式より新しい $\mathbf{A}_R$ を求める。

$$\mathbf{A}_R^{h+1} = \mathbf{A}_R^h + \delta \mathbf{A}_R^h \quad (2.28)$$

ここで、 h は繰り返し計算の回数となっており、この過程を $\delta \mathbf{A}_R \doteq 0$ になるまで繰り返す。

2. 2. 1. 4 マクスウェルの応力法による電磁力計算

マクスウェルの応力法を適用し、電磁力を計算する。マクスウェルの応力法では、可動部を閉曲面 S_{close} で囲み、囲まれた領域 V 内の単位体積あたりに作用する力を $\mathbf{f}$ と定義し、 $\mathbf{f}$ を全領域について積分することで、閉曲面 S_{close} 内の全体積に作用する力 $\mathbf{F}$ すなわち可動部に働く電磁力を求める。そして、閉曲面 S_{close} 内の全体積に作用する力 $\mathbf{F}$ は、閉曲面 S_{close} 上の応力 $\mathbf{p}$ を積分したものに等しく、次式となる。

$$\mathbf{F} = \int_V \mathbf{f} dV = \oint_{S_{close}} \mathbf{p} dS_{close} \quad (2.29)$$

閉曲面 S_{close} 上の応力 $\mathbf{p}$ は応力テンソル $\mathbf{T}$ と法線ベクトル $\mathbf{n}$ で表され、式(2.29)は次式となる。

$$\mathbf{F} = \oint_S \mathbf{T} \mathbf{n} dS \quad (2.30)$$

軸対称三次元有限要素法では、応力テンソルは磁束密度 $\mathbf{B}$ の r 、 z 成分 B_r 、 B_z を用いて次式で表される。ここで、 μ_0 は空気の透磁率である。

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{rr} & T_{rz} \\ T_{rz} & T_{zz} \end{bmatrix} = \frac{1}{2\mu_0} \begin{bmatrix} -B_z^2 + B_r^2 & 2B_z B_r \\ 2B_z B_r & B_z^2 - B_r^2 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

法線ベクトル $\mathbf{n}$ は r 、 z 成分 n_r 、 n_z で表すことができ、それぞれは法線ベクトル $\mathbf{n}$ と r 軸の間の角度 θ' から次式で表せる。

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_r \\ n_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta' \\ \sin\theta' \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

式(2.31)と式(2.32)を式(2.30)に代入すると、次式が得られる。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_r \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-B_z^2 + B_r^2)\cos\theta' + (2B_z B_r)\sin\theta' \\ (2B_z B_r)\cos\theta' + (B_z^2 - B_r^2)\sin\theta' \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

このように、式(2.33)を用いて、磁束分布から推力を求める。

そして、これまで述べた 2. 2. 1. 1 目から 2. 2. 1. 4 目までの方法を用いて電流推力、ディテント、コイルの鎖交磁束数を求めることができる。

2. 2. 1. 5 二次元分割図修正法

可動部が移動する問題を解く場合、移動とともに二次元分割図を修正しなければならない。そこで、本研究では簡単かつ高精度に分割図を修正できるパッチメッシュ法を用いる。パッチメッシュ法の分割図作成方法を Fig.2.2 に示す。最初に可動部の分割図と固定部の分割図を別々に用意する。次に、可動部の位置に従い、固定部に可動部を重ね合わせる。可動部と固定部が重なり合う領域中の要素およびその周辺の要素を取り除き、可動部と固定部をつなぎ合わせる要素を再生成する。この二次元分割図修正法と 2. 2. 1. 1 目から 2. 2. 1. 4 目までの方法を用いることで各可動部の位置での電流推力、ディテント、コイルの鎖交磁束数を求めることができる。

2. 2. 2 軸対称三次元有限要素法による動作解析

Fig.2.3 に示すように 2. 2. 1 項で示した静解析に電気回路方程式や運動方程式の計算を連成し、動作解析を行う。電圧を入力とした現象を扱う場合、電流を変数として扱い、電気回路方程式と連成して解析する。電気回路方程式はキルフホッフの第二法則から次式とする。

$$V - RI - E = 0 \quad (2.34)$$

V はコイルの端子電圧、 R はコイルの抵抗、 E は起電力であり次式で計算できる。

$$E = - \oint_{S_c} \frac{\partial B_n}{\partial t} dS = - \oint_{S_c} \frac{\partial A_\theta}{\partial t} dS = - \oint_{S_c} \frac{1}{r} \frac{\partial A_R}{\partial t} dS \quad (2.35)$$

ここで、 B_n はコイルに鎖交する磁束密度である。式(2.34)を式(2.33)に代入し、後退差分近似をすることで次式が得られる。

$$-V + RI + l \sum_{e=1}^{ne} \beta^{(e)} \frac{T^{(e)}}{3\Delta t} \sum_{b=1}^3 \frac{1}{r_{eb}} (A_{R_{eb}}^{t+\Delta t} - A_{R_{eb}}^t) = 0 \quad (2.36)$$

β は巻線が往路の時は 1、復路の時は -1 とする係数である。式(2.36)から残差 G_2 を定義し、次式に示す。

$$G_2 = -V + RI + l \sum_{e=1}^{ne} \beta^{(e)} \frac{T^{(e)}}{3\Delta t} \sum_{b=1}^3 \frac{1}{r_{eb}} (A_{Reb}^{t+\Delta t} - A_{Reb}^t) \quad (2.37)$$

式(2.26)と式(2.37)を連立し、次式に示す。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{G}_1}{\partial \mathbf{A}_\theta} \\ \frac{\partial \mathbf{G}_2}{\partial \mathbf{A}_\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{G}_1}{\partial \mathbf{I}} \\ \frac{\partial \mathbf{G}_2}{\partial \mathbf{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial \mathbf{A}_\theta \\ \partial \mathbf{I} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

ニュートン・ラフソン法で式(2.38)を反復計算し、全解析領域の未知数 A_R およびベクトルポテンシャル A_θ コイル領域の電流 I の近似解を求める。

次に、可動部の運動を考慮するための運動方程式との連成について述べる。解析対象のアクチュエータはリニア駆動であるため、次式の運動方程式を用いる。

$$m \frac{d^2 z_m}{dt^2} + c \frac{dz_m}{dt} + k z_m \pm F_s = F_z \quad (2.39)$$

ここで、可動部の位置を z_m 、可動部質量を m 、粘性係数を c 、ばね定数を k 、摩擦力を F_s 、2. 2. 1. 4 目で示した計算法によって得られた電磁力を F_z とする。 F_s の符号は、速度が正の場合

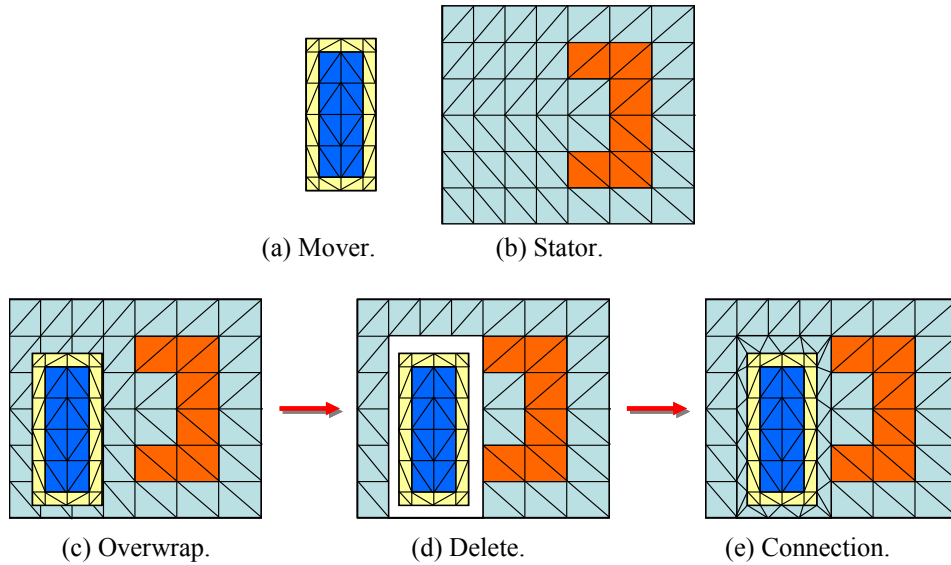


Fig.2.2 Patch mesh method.

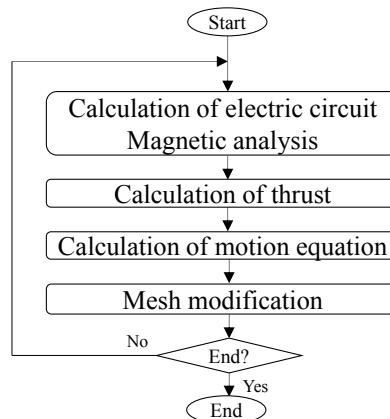


Fig.2.3 Flowchart of Dynamic analysis by FEM.

合+、速度が負の場合-とする。時刻 t での加速度 α^t は、式(2.39)から次式となる。

$$\alpha^t = \left(\frac{d^2 z_m}{dt^2} \right)^t = \frac{F_z - c \left(\frac{dz_m}{dt} \right)^t - k z_m^t \mp F_s}{m} \quad (2.40)$$

本解析では微小時間 Δt を十分に小さくし、微小時間内で可動部は等加速度運動とみなす。それにより、可動部の微小移動距離 Δz_m は次式で得られる。

$$\Delta z_m^t = \left(\frac{dz_m}{dt} \right)^t \Delta t + \frac{\alpha^t \Delta t^2}{2} = v^t \Delta t + \frac{\alpha^t \Delta t^2}{2} \quad (2.41)$$

加速度 α^t と微小移動距離 Δz_m を用いることで、微小時間 Δt 後の可動部位置 $z_m^{t+\Delta t}$ と速度 $v^{t+\Delta t}$ は次式で計算できる。この方法により磁束分布や電磁力と可動部の運動を同時に計算できる。

$$z_m^{t+1} = z_m^t + \Delta z_m^t \quad (2.42)$$

$$v^{t+1} = v^t + \alpha^t \Delta t \quad (2.43)$$

このように磁場、電気回路、運動を同時に解くことで、駆動時のアクチュエータの励磁電流、発生推力、可動部位置などの動作特性を求める。

2. 3 モータ駆動型アクチュエータの解析法^{(2),(3)}

2. 3. 1 三次元有限要素法による静解析

2. 2. 1 項の軸対称三次元有限要素法とほとんど同じ流れで、三次元有限要素法により可動部が各位置、回転部が各回転角度での磁気式回転直動変換器の静推力特性、静的な負荷トルク特性を求める。三次元有限要素法は三次元分割図を使用しており、回転と直動が同時に起きる現象を扱うため、電磁界の基礎方程式、有限要素法の詳細、電磁場計算法、分割図修正法が軸対称三次元有限要素法と異なる。

以下、2. 3. 1. 1 目で電磁界の基礎方程式、2. 3. 1. 2 目でその方程式を要素ごとに解くための辺要素有限要素法を示す。2. 3. 1. 3 目でマクスウェル応力法を用いた電磁場計算法について、2. 3. 1. 4 目で分割図修正法について述べる。

2. 3. 1. 1 電磁界の基礎方程式

三次元場での電磁界の基礎方程式および磁束密度 $\mathbf{B}$ の r 、 z 、 θ 成分 B_r 、 B_z 、 B_θ を次式に示す。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad \therefore \mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_r \\ A_z \\ A_\theta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_r \\ J_z \\ J_\theta \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} B_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \\ B_z &= \frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right) \\ B_\theta &= \frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \end{aligned} \quad (2.45)$$

2. 3. 1. 2 辺要素有限要素法

四面体要素により分割した三次元分割図に対して有限要素法を用い、それぞれの要素で式(2.44)、式(2.45)を解く。最初に、三次元分割図に対して辺要素有限要素法を用い、各要素のベク

トルポテンシャルを要素中の辺のベクトルポテンシャルと補間関数を使った式にする。Fig.2.4に示した要素に注目し、要素のベクトルポテンシャルの計算方法を説明する。取り出した四面体要素の辺は相対辺番号 le とし、節点は相対辺番号に対応する節点番号 me 、 ne とする。要素のベクトルポテンシャル A_e は各辺のベクトルポテンシャル A_{le} とベクトル補間関数 N_{le} から次式で計算される。

$$A_e = \sum_{le=1}^6 N_{le} A_{le} \quad (2.46)$$

補間関数 N_{le} は、次式で定義される。

$$N_{le} = \lambda_{me} \text{grad} \lambda_{ne} - \lambda_{ne} \text{grad} \lambda_{me} \quad (2.47)$$

ここで、 λ_{me} および λ_{ne} は節点番号 me 、 ne に対応する体積座標である。体積座標とは相対座標の一種でFig.2.5に示すように、相対節点番号 me に相対する面を底面とする斜線部の四面体の体積 V_{me} と要素全体の体積 V_e の比で定義され次式で表される。

$$\lambda_{me} = \frac{1}{6V_e} (a_{me} + b_{me}x + c_{me}y + d_{me}z) \quad (2.48)$$

$$a_{me} = (-1)^{me} \{x_{ne}(y_{pe}z_{oe} - y_{oe}z_{pe}) + x_{oe}(y_{ne}z_{pe} - y_{pe}z_{ne}) + x_{pe}(y_{oe}z_{ne} - y_{ne}z_{oe})\} \quad (2.49)$$

$$b_{me} = (-1)^{me} \{y_{ne}(z_{oe} - z_{pe}) + y_{oe}(z_{pe} - z_{ne}) + y_{pe}(z_{ne} - z_{oe})\} \quad (2.50)$$

$$c_{me} = (-1)^{me} \{z_{ne}(x_{oe} - x_{pe}) + z_{oe}(x_{pe} - x_{ne}) + z_{pe}(x_{ne} - x_{oe})\} \quad (2.51)$$

$$d_{me} = (-1)^{me} \{x_{ne}(y_{oe} - y_{pe}) + x_{oe}(y_{pe} - y_{ne}) + x_{pe}(y_{ne} - y_{oe})\} \quad (2.52)$$

式中の me 、 ne 、 oe 、 op は循環する相対節点番号を示しており、例えば $me=2$ の時、 ne 、 oe 、 op はそれぞれ3、4、1に対応する。

式(2.44)に磁気ベクトルポテンシャル A_e のベクトル補間関数 N_{le} を重み関数として、全解析領域に対してガラーキンを適用すると残差 G_{ole} は次式で表され、零となる。

$$G_{ole} = G_{li} - G_{j0i} - G_{jmi} = 0 \quad (2.53)$$

$$G_{li} = \int_V N_{le} \{ \text{rot}(\text{rot} A_e) \} dV \quad (2.54)$$

$$G_{j0i} = \int_{V_c} N_{le} \cdot J_0 dV \quad (2.55)$$

$$G_{jmi} = \int_{V_m} N_{le} \left(\frac{1}{\mu_0} \text{rot} M \right) dV \quad (2.56)$$

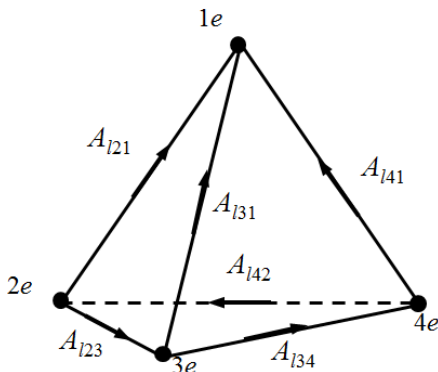


Fig.2.4 Edge element.

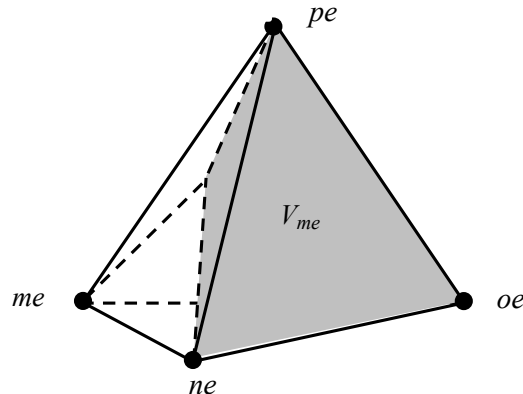


Fig.2.5 Volume coordinate.

V は全領域、 V_c は巻線の領域、 V_e は渦電流が流れる導体の領域および V_m は磁石の領域とする。式(2.53)を解くことで、各要素の磁気ベクトルポテンシャル A_e の近似解が得られる。これらの式を解くことで、各要素のベクトルポテンシャルの近似解を得る。

材料の磁化曲線の非線形性は、2. 2. 1. 3目で示したニュートン・ラフソン法を用いることで考慮する。また、辺要素有限要素法により解くべき行列が対称行列となるので、ICCG法を適用し計算速度を高速化させている。

2. 3. 1. 3 マクスウェル応力法による電磁力計算

マクスウェルの応力法から推力は次式で計算できる。

$$\mathbf{F} = \int_{S_{mover}} (i\mathbf{T}_r \mathbf{n}_{ds} + j\mathbf{T}_y \mathbf{n}_{ds} + k\mathbf{T}_z \mathbf{n}_{ds}) dS \quad (2.57)$$

ここで、 S_{mover} は可動部を囲む閉曲面、 $\mathbf{n}_{ds}$ は微小面積 dS の単位法線ベクトル、 $\mathbf{T}_r$ 、 $\mathbf{T}_y$ 、 $\mathbf{T}_z$ はマクスウェルの応力テンソルであり、次式であらわされる。

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{T}_r \\ \mathbf{T}_y \\ \mathbf{T}_z \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{rr} & T_{ry} & T_{rz} \\ T_{yr} & T_{yy} & T_{yz} \\ T_{zr} & T_{zy} & T_{zz} \end{bmatrix} \quad T_{ij} = \frac{1}{\mu_0} \left\{ B_i B_j - \frac{1}{2} (\delta_{ij}) \mathbf{B}^2 \right\}, \quad (i, j = r, y, z) \quad (2.58)$$

ここで、 μ_0 は空気の透磁率、 B_r 、 B_y 、 B_z はそれぞれ磁束密度 $\mathbf{B}$ の r 、 y 、 z 方向成分、 δ_{ij} は次式に示すクロネッカのデルタ関数である。

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i = j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (2.59)$$

式(2.57)をトルクの式に書き換え、次式に示す。

$$\left. \begin{aligned} T_m &= \int_{S_{rotor}} (i\mathbf{T}_r \mathbf{n} + j\mathbf{T}_y \mathbf{n} + k\mathbf{T}_z \mathbf{n}) \lambda |\mathbf{r}'| dS \\ \lambda &= \frac{\mathbf{R}' \times \mathbf{r}'}{|\mathbf{R}' \times \mathbf{r}'|} \end{aligned} \right\} \quad (2.60)$$

ここで、 T_m は回転軸に作用するトルク、 S_{rotor} は回転部を囲む閉曲面、 $\mathbf{r}'$ は回転軸から閉曲面に向かうベクトル、 $\mathbf{R}'$ は回転軸の方向ベクトル、 λ は回転方向の単位ベクトルである。このように、式(2.57)および式(2.60)を用い、磁束密度から推力、トルクを計算できる。

これまで述べてきた2. 3. 2. 1目から2. 3. 2. 3目までの方法により静推力、静的な負荷トルクを求めることができる。

2. 3. 1. 4 三次元分割図修正法⁽⁵⁾

本目では、可動部が移動時および回転部が回転時、三次元分割図の修正法を述べる。

可動部移動時の三次元分割図修正法として、初期形状と最終形状の分割図を用意し、各ステップでの分割図をこれらの2つの分割図の座標値より内挿することにより求める二分分割図法を用いる。本手法は、アルゴリズムが簡単である。Fig.2.6に二分分割図法の詳細を示す。最初に、要素数、節点数、要素と節点の対応が等しくなるような初期形状分割図と最終形状分割図を用意する。ここで、初期形状分割図における可動部位置から最終形状分割図における可動部位置までの距離を l 、初期形状分割図の任意の節点を $Point$ 、 $Point$ に対応する最終形状分割図の任意の節点を $Point'$ 、 $Point$ の座標を Q_{Point} 、 $Point'$ の座標を $Q_{Point'}$ とする。次に、可動部の位置が初期形状分

分割図における可動部位置から Δl の位置にある時の $Point$ に対応する任意の節点 $Point''$ の座標 $Q_{Point''}$ を求める。 l と Δl の割合 R_{mesh} は次式となる。

$$R_{mesh} = \frac{\Delta l}{l} \quad (2.61)$$

割合 R_{mesh} を用いて座標 $Q_{Point''}$ は次式から計算できる。

$$Q_{Point''} = R_{mesh} Q_{Point} + (1 - R_{mesh}) Q_{Point'} \quad (2.62)$$

式(2.62)の計算をすべての節点で行うことにより、可動部の位置が初期形状分割図における可動部位置から Δl の位置にある時の三次元分割図が得られる。

回転時は Fig.2.7 に示すように回転角に合わせて三次元分割図を自動的に修正する。この修正法は、二分割図法と同様にアルゴリズムが簡単である。最初に、基本となる要素分割図を作成し、固定部と回転部に分離するための境界を決定する。次に、固定部と回転部を分離する。そして、目標角度に合わせて回転部を回転させる。最後に、固定部と回転部の境界上の最も近い節点同士を接続し、分割図を修正する。

これらの三次元分割図修正法と 2. 3. 1. 1 目から 2. 3. 1. 4 目までの方法を用いることで、各可動部位置および各回転角度での静推力、静負荷トルクを求めることができる。

2. 3. 2 三次元有限要素法と Matlab/simulink を組み合わせた動作解析

本解析では、最初に 2. 3. 1 項で示した静解析により磁気式回転直動変換器の各可動部位置、各回転角度に対する静推力特性、静的な負荷トルク特性を計算する。次に、Fig.2.8 に示すようにその静特性をテーブルとして挿入し、電気回路方程式や運動方程式と組み合わせ、Matlab/simulink で解く。それにより駆動時の可動部位置、推力、負荷トルクを求める。

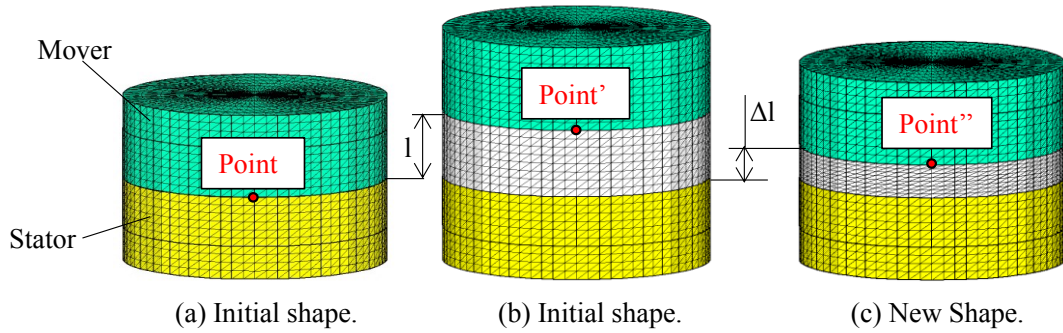


Fig.2.6 Two mesh method.

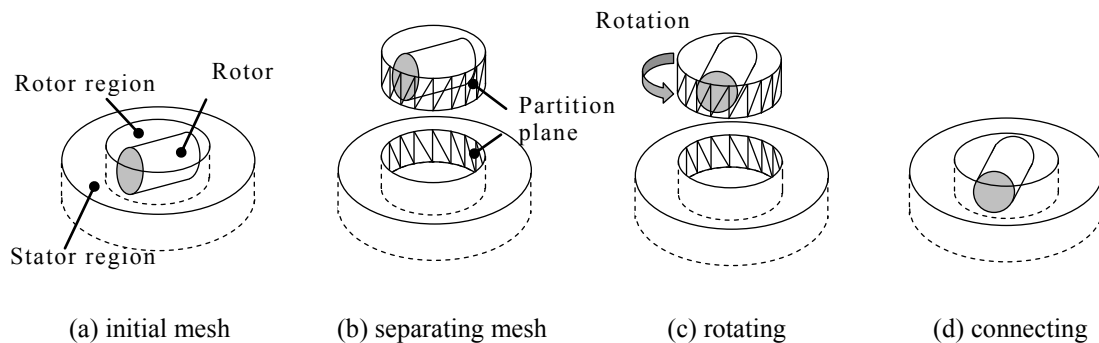


Fig.2.7 Automatic re-generation of rotation mesh.

最初に、磁気式回転直動変換器の回転部を強制回転させた時の動作特性解析手法について述べる。強制回転は一定回転速度であるものとし、回転部の運動は次式で計算する。

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega \quad (2.63)$$

ここで、 θ_m は回転部の回転角度、 ω は一定値とする。磁気式回転直動変換器が発生する負荷トルク T_{load} は、次式となる。

$$T_{load} = T_{static}(z_m, \theta_m) \quad (2.64)$$

ここで、 T_{static} は可動部位置 z_m 、回転角度 θ_m における静的な負荷トルクであり、テーブルから算出する。可動部の運動は次式の運動方程式で表され、ルンゲクッタ法により可動部位置 z_m を計算する。

$$m \frac{d^2 z_m}{dt^2} + c \frac{dz_m}{dt} + k z_m \pm F_s = F_{static}(z_m, \theta_m) \quad (2.65)$$

ここで、 F_{static} は可動部位置 z_m 、回転角度 θ_m における静推力であり、テーブルから算出する。

次に、モータ駆動型アクチュエータとして、DC ブラシモータによって磁気式回転直動変換器の回転部を回転させた時の動作特性解析手法について述べる。DC ブラシモータによって回転させた時の回転部の運動は次式の運動方程式で表され、回転部の回転角度 θ_m はルンゲクッタ法によって計算する。

$$J_{motor} \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + c' \frac{d\theta_m}{dt} = K_{motor} I_{motor} + T_{static}(z_m, \theta_m) \quad (2.66)$$

ここで、 J_{motor} は DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器の回転部の慣性モーメントの和、 c' は DC ブラシモータの粘性係数、 K_{motor} は DC ブラシモータのトルク定数かつ逆起電圧定数、 I_{motor} は DC ブラシモータの電流となり次式の電気回路方程式でルンゲクッタ法により計算する。

$$V = R_{motor} I_{motor} + L_{motor} \frac{dI_{motor}}{dt} + K_{motor} \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.67)$$

ここで、 R_{motor} は DC ブラシモータの抵抗、 L_{motor} は DC ブラシモータの自己インダクタンスとする。可動部の運動は式(2.65)の運動方程式で表され、ルンゲクッタ法により可動部位置 z を計算

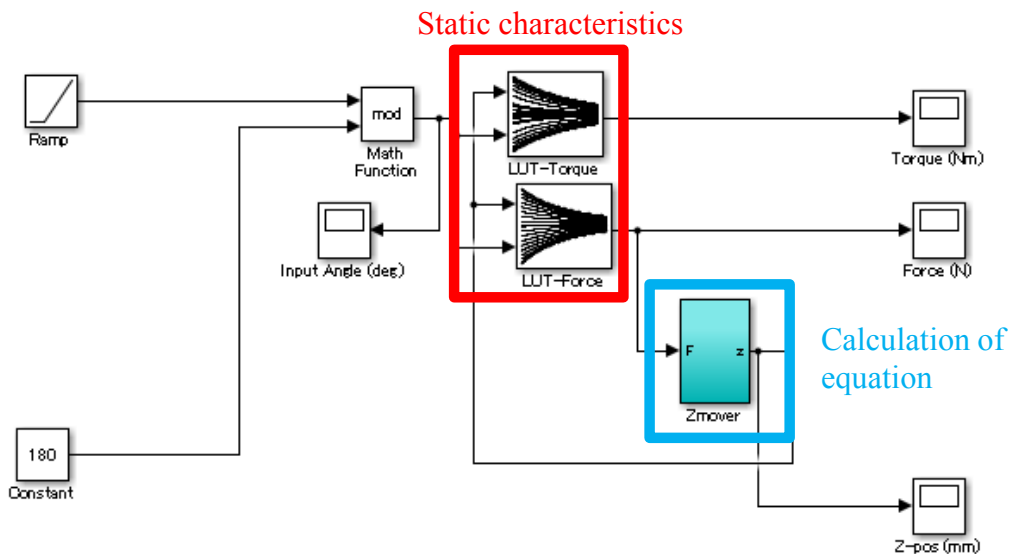


Fig.2.8 Dynamic analysis method.

する。このように、静特性を用い電気回路方程式や運動方程式を解くことで、駆動時の可動部位置、推力、負荷トルクを短時間で求めることができる。

2. 4 ACM シミュレーション

本手法では、有限要素法により求めたアクチュエータ静特性、ACM の力学モデルから得られた運動方程式、制御アルゴリズムを組み合わせ、Matlab/simulink により計算し、ACM の制振性能を求める。シミュレーションは、有限要素法を用いた静解析によるアクチュエータ性能テーブルの作成、制御出力の決定、力学モデルから導出した運動方程式の計算、車体に伝わる力の算出の4段階で行う。

2. 4. 1 力学モデルから導出した運動方程式の計算⁽⁴⁾

本節では力学モデルから導出した運動方程式の計算について述べる。シミュレーションで対象とする Fig.2.9 に示す ACM は、日産自動車が開発した ACM をベースにしたモデルとなっている。この ACM を再現するために、Fig.2.10 に示す力学モデルを用いる。この時のパラメータや変数を Table 2.1 に示す。この力学モデルから ACM 各部の運動方程式を導出する。本シミュレーションでは、エンジン振動は強制変位による振動とした。アクチュエータ部の運動方程式を次式に示す。

$$m_c \ddot{x}_c(t) + D_c \dot{x}_c(t) + K_c x_c(t) = f_{actr}(t) - A_c P(t) \quad (2.68)$$

アクチュエータ可動部にかかる力は、アクチュエータ推力と液封マウントによる圧力の合力となる。アクチュエータ推力の算出方法は、使用するアクチュエータによって異なる。特性可変型アクチュエータでは、コイルに流れる電流と可動部の位置から、アクチュエータ特性テーブルを使用し、アクチュエータ推力を算出する。その電流は、次式の電気回路方程式から求める。この時、コイルの鎖交磁束数 $\Psi(t)$ はアクチュエータ特性テーブルを使用し、算出する。

$$V(t) = RI(t) + N \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (2.69)$$

モータ駆動型アクチュエータでは、回転部の回転角と可動部の位置から、アクチュエータ特性テーブルを使用し、アクチュエータ推力を算出する。回転部の回転角は式(2.66)と式(2.67)から計算する。次に、オリフィスを通して主液室と副室で行き来する液体の現象を表現する。主液室、副

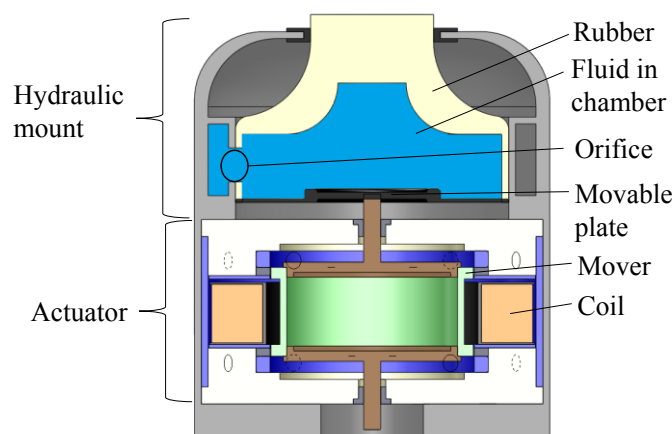


Fig.2.9 Structure of the ACM.

液室、オリフィスは、空洞なく液体で満たされているため、オリフィス内にある液体の量は常に一定である。そのため、オリフィス内にある一定量の液体を物体と仮定し、ばね質点系でオリフィス内の液体の動作を表すことができる。そのばね質点系の運動方程式を次式に示す。

$$m_t \ddot{x}_t(t) + D_t \dot{x}_t(t) + K_t x_t(t) = -A_t P(t) \quad (2.70)$$

液体の体積保存則から次式が得られる。液体は圧縮性とし、比例定数 C_b で液体の体積変化と圧力変化が比例するものとした。

$$A_e x_e(t) + C_b P(t) = A_t x_t(t) + A_c x_c(t) \quad (2.71)$$

これらの方程式を Matlab/simulink で解き、アクチュエータ可動部の位置、オリフィス内の液体の振動、液体の圧力変化を求める。

2. 4. 2 ACM の制振性能の評価

車体に伝わる力 $G(t)$ を次式に示す。車体に伝わる力を求めるために必要なエンジン位置、アクチュエータ可動部の位置、オリフィス内の液体の振動、液体の圧力の変化、アクチュエータの推力は、2. 4. 1 項で得られた値を用いる。

$$G(t) = K_r x_e(t) + K_c x_c(t) + D_c \dot{x}_c(t) - (A_e - A_c) P(t) - f_{actr}(t) \quad (2.72)$$

車体に伝わる力は、第 1 項のエンジンの変位によって発生する力、第 2 項のアクチュエータ部のばね力、第 3 項のアクチュエータ部の粘性減衰力、第 4 項の液体の圧力変化、第 5 項のアクチュエータ推力から構成されている。この式(2.72)を解き、車体に伝わる力を計算し、ACM の制振性能を評価する。

2. 5 結論

本章では、特性可変型アクチュエータの特性を得るための軸対称三次元有限要素法による静解析および動作解析手法を示した。次に、モータ駆動型アクチュエータおよび磁気式回転直動変換器の特性を得るための三次元有限要素法による静解析手法およびその静解析と Matlab/simulink による運動方程式および電気回路方程式計算を組み合わせた動作解析手法を示した。最後に、力

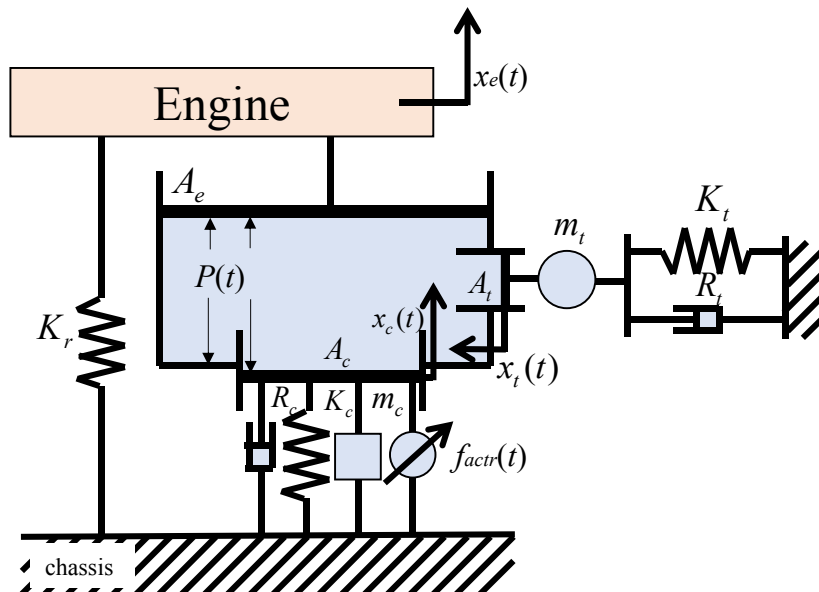


Fig.2.10 Mechanical model of ACM.

学モデルから得られた運動方程式の計算、有限要素法から求めたアクチュエータ特性、制御アルゴリズムに従った制御出力計算を組み合わせた ACM シミュレーションを示した。本章で得られた知見を要約すると、以下のようになる。

(1) 軸対称三次元有限要素法による磁場解析では、軸対称であるため θ 方向の磁気ベクトルポテンシャル A_θ および未知数 A_R を求めることで、 r 方向および z 方向の磁束密度が計算できることを磁界の基礎方程式から確認した。そして、節点要素有限要素法およびガラーキン法を用いることで要素の磁気ベクトルポテンシャルの近似解が計算できること、材料の磁束密度の非線形性をニュートン・ラフソン法によって考慮できること、マクスウェルの応力法によって推力を計算できること、分割図を 2 つ用意しそれらを組み合わせるパッチメッシュ法を使うことで、可動部が移動した時の分割図を簡単に作成できること、電磁場解析と運動、電気回路の連成方法を明らかにした。これらによって、特性可変型アクチュエータの静特性および動作特性が解析可能であることを明らかにした。

(2) 三次元有限要素法による磁場解析では、 r 、 z 、 θ 方向の磁気ベクトルポテンシャル A_r 、 A_z 、 A_θ を求めることで、 r 、 z 、 θ 方向の磁束密度が計算できることを磁界の基礎方程式から確認した。そして、辺要素有限要素法およびガラーキン法を用いることで要素の磁気ベクトルポテンシャルの近似解が計算できること、マクスウェルの応力法による推力およびトルクの計算法、初期形状分割図と最終形状分割図を用意しそれらの分割図の座標を内挿することによって可動部が移動した時の分割図を簡単に作成できること、自動分割図修正法により回転子が回転した時の分割図を簡単に作成できることを確認した。これらのことによりモータ駆動型アクチュエータの一部である磁気式回転直動変換器の静特性が解析できることを明らかにした。最後に、三次元有限要素法による磁場解析と Matlab/simulink による運動方程式および回路方程式計算を組み合わせた動作解析法を示し、磁気式回転直動変換器およびモータ駆動型アクチュエータの動作特性が解析可能であることを明らかにした。

Table 2.1 Variables and parameters.

Symbol	Meaning	Symbol	Meaning
$x_e(t)$	Position of Engine	A_c	Mover plate area
$x_c(t)$	Position of Actuator's Mover	m_c	Mass of Actuator and Mover plate
$x_f(t)$	Position of Fluid mass	D_c	Damping coefficient of Actuator and Mover plate
$P(t)$	Pressure in Fluid chamber	K_c	spring constant of Actuator and Mover plate
$V(t)$	Input voltage	N	Turns of coil
$I(t)$	Current	R	Resistance of coil
$G(t)$	Transmission force	A_t	Orifice area
$f_{actr}(t)$	Thrust by Actuator	m_f	Fluid mass
$\Psi(t)$	Interlinkage flux of coil	D_f	Damping coefficient of Fluid mass
A_e	Equivalent piston area of rubber	K_f	Spring constant of Fluid mass
K_r	Spring constant of rubber	C_b	Volumetric compliance

(3) ACM シミュレーション手法を示し、そのシミュレーションではアクチュエータ特性、制御アルゴリズム、ACM の運動系が考慮されることを示した。そして、そのシミュレーションにより車体に伝わる力を計算でき、ACM の制振性能が評価できることを明らかにした。

参考文献

- (1) 中田高義, 伊藤昭吉, 河瀬順洋 ”有限要素法による交直電磁石の設計と応用”, 森北出版 (1991)
- (2) 河瀬順洋, 伊藤昭吉 ”最新 三次元有限要素法による電気・電子機器の実用解析”, 森北出版 (1997)
- (3) 伊藤昭吉, 河瀬順洋 ”最新 有限要素法による電気・電子機器の CAE”, 森北出版 (2000)
- (4) B. H. Lee and C. W. Lee “Design and Model Based Control of Active Control Engine Mount”, *Proceeding of 15th International Congress on Sound and Vibration*, pp. 1744-1750 (2008)
- (5) K. Hirata, Y. Hasegawa, T. Yamaguchi, Y. Kawase, K. Shamoto and H. Kodama, “Dynamic Analysis of A New Linear Actuator Using 3-D Finite Element Method,”電気学会論文誌, D 部門, vol. 126, no. 8, pp. 1151-1155 (2006).

第3章

ACM 用アクチュエータの設計指針

3. 1 緒言

ACM 用アクチュエータの設計指針として、小型軽量、高推力、長ストローク、高応答性、高耐熱性、高耐衝撃性が挙げられている⁽¹⁾。しかし、ACM の特性を考慮したアクチュエータの設計指針は示されていない。

本章では、第2章で提案した ACM シミュレーションから ACM の特性を求め、その特性からアクチュエータの設計指針を考案する。

本章では、3. 2節で解析対象の ACM およびその ACM で用いたアクチュエータについて述べる。3. 3節で ACM の特性を示し、考察する。3. 4節でアクチュエータの設計指針を考案する。3. 5節で結論を述べる。

3. 2 対象 ACM

解析対象となる ACM には、2. 4節で示した ACM の液封マウント部を用いた。そして、その ACM には、1. 3節で示したレシプロモータの一種である Moving Magnet アクチュエータ(MM アクチュエータ)を使用した⁽²⁾。

本アクチュエータは、ソレノイドより長ストロークであり、ボイスコイルモータより高推力であり、1. 3節で示したレシプロモータより磁気回路中の磁気抵抗が小さく推力が高い。Fig.3.1に示すように MM アクチュエータは可動子と固定子から構成される。可動子はネオジム磁石(1.3T)、電磁軟鉄でできたヨーク、非磁性体でできたシャフトから構成されており、上部の磁石は上方向に、下部の磁石は下方向に着磁されている。そして、固定子はヨーク、コイル、非磁性体でできた支持部、ばね、リニアベアリングから成っている。

Fig.3.2 に示した MM アクチュエータの磁気回路部を用いて、動作原理を説明する。電流を励磁していない時は可動子の磁石により Fig.3.2(a)に示す磁束が発生する。Fig.3.2(b)に示す通り、

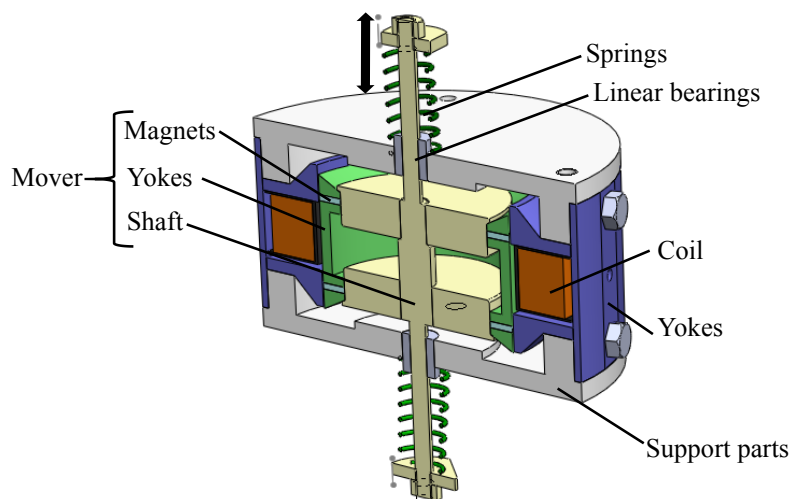


Fig.3.1 Basic construction of MM actuator.

電流を励磁した時はコイル周りに磁束が流れる。それにより、磁束のバランスが崩れ、可動子に上方向の推力が発生する。この時、電流の大きさを変えると、磁束量が変化し、それに従い推力も変化する。また、電流の向きを逆にすると、磁束が逆向きに流れ、下方向に推力が発生する。アクチュエータ特性を Fig.3.3 に示す。Fig.3.3 をみると、ディテント特性は線形であり、推力定数は可動子の位置に対してほとんど一定であった。ここで、ディテント特性とはモータのコギング特性と同義であり、電流を励磁していない時に発生する電磁力である。

3. 3 ACM 特性^{(3)~(7)}

ACM シミュレーションから制振時の ACM の周波数特性を求める。エンジン振動を振幅 0.01mm、周波数 20Hz から 200Hz までの正弦波状であるとし、車体に伝わる力が最小となるようにアクチュエータに正弦波状の電圧を印加した時のシミュレーション結果を Fig.3.4 に示す。Fig.3.4 をみると、120Hz で電圧、電流、推力、アクチュエータ可動子の振動、液圧の変化が大きくなっていた。

この原因を明らかにするために、エンジン振動を零とし、アクチュエータに振幅 2V、周波数 20Hz から 200Hz までの正弦波状の電圧を印加した時の周波数特性をシミュレーションにより求め、Fig.3.5 に示す。Fig.3.5 をみると、120Hz 付近では電流、推力、アクチュエータ可動子の振

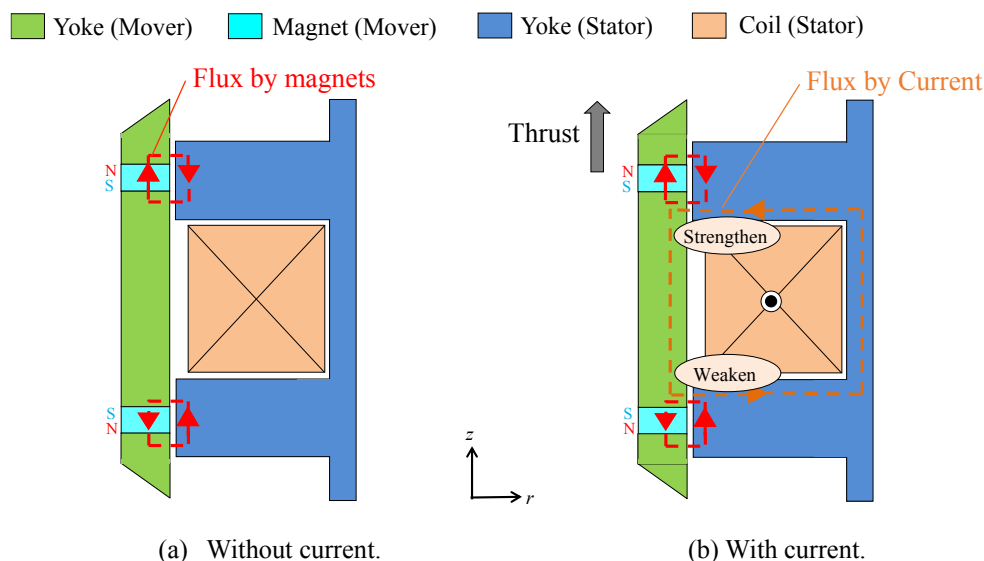


Fig.3.2 Operation principle of MM actuator.

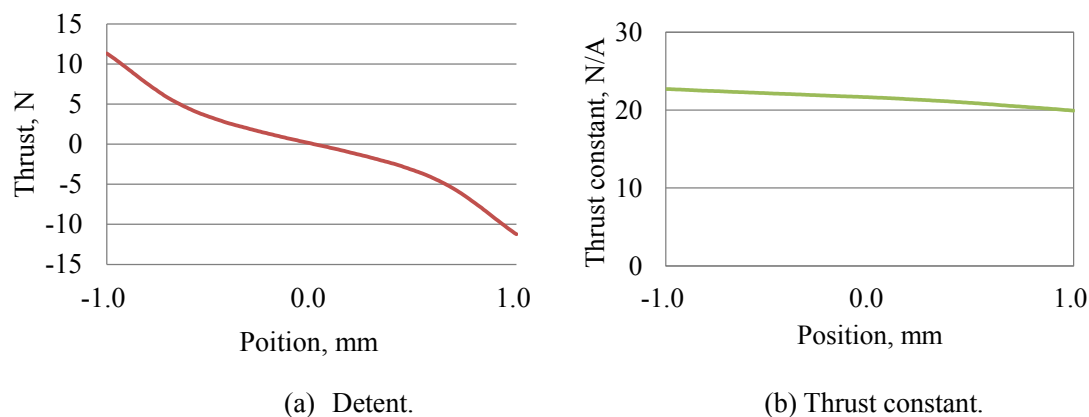


Fig.3.3 Actuator characteristics.

動、液圧の変化が大きくなっているのに対して、車体に伝わった力は大きくなっていなかった。次に、アクチュエータ可動子の振動が車体に伝わる割合を示した評価値 O を次式で定義した。ここでは、この評価値が零の時はアクチュエータ可動子の振動が車体に伝わっていないことを表している。

$$O = \frac{[G]_{amp}}{[x_c]_{amp}} \quad (3.1)$$

ここで、 $[G]_{amp}$ は車体に伝わる力の振幅、 $[x_c]_{amp}$ はアクチュエータ可動子に生じた振動の振幅である。Fig.3.5 のシミュレーション結果に対して評価値 O を算出し、Fig.3.6 に示す。Fig.3.6 から 120Hz で評価値 O が小さくなっていることが確認でき、アクチュエータ可動子の振動が車体へ伝わっていないために、アクチュエータ電圧印加時の ACM の周波数特性 Fig.3.5 において 120Hz で車体に伝わる力が大きくならないことを明らかにした。さらに、この 120Hz で車体に力を伝えられないことが原因となり、制振時の周波数特性 Fig.3.4 において、電圧、電流、推力、可動子振動、液圧変化が大きくなったことがわかった。

次に、120Hz でアクチュエータの可動子振動が車体に伝わっていない理由を考察する。そのために、車体に伝わる力 $G(t)$ の計算式(2.71)に注目し、式(2.71)にアクチュエータ可動子の運動方程式(2.67)を代入することで次式を求める。

$$G(t) = K_r x_c(t) - m_c \ddot{x}_c(t) - A_e P(t) \quad (3.2)$$

記号の意味は、Table 2.1 に従う。ここでは、Fig.3.5 のシミュレーション条件に合わせ、エンジン振動を零とし、式(3.2)は次式に書き換える。

$$G(t) = -m_c \ddot{x}_c(t) - A_e P(t) \quad (3.3)$$

式(3.3)をみると、液圧の変化以外にアクチュエータ駆動による慣性力 $m_c \ddot{x}_c(t)$ が車体に働いていることが確認できた。次に、液圧の変化 $P(t)$ とアクチュエータの可動子振動 $x_c(t)$ の振幅比 C_{ratio}

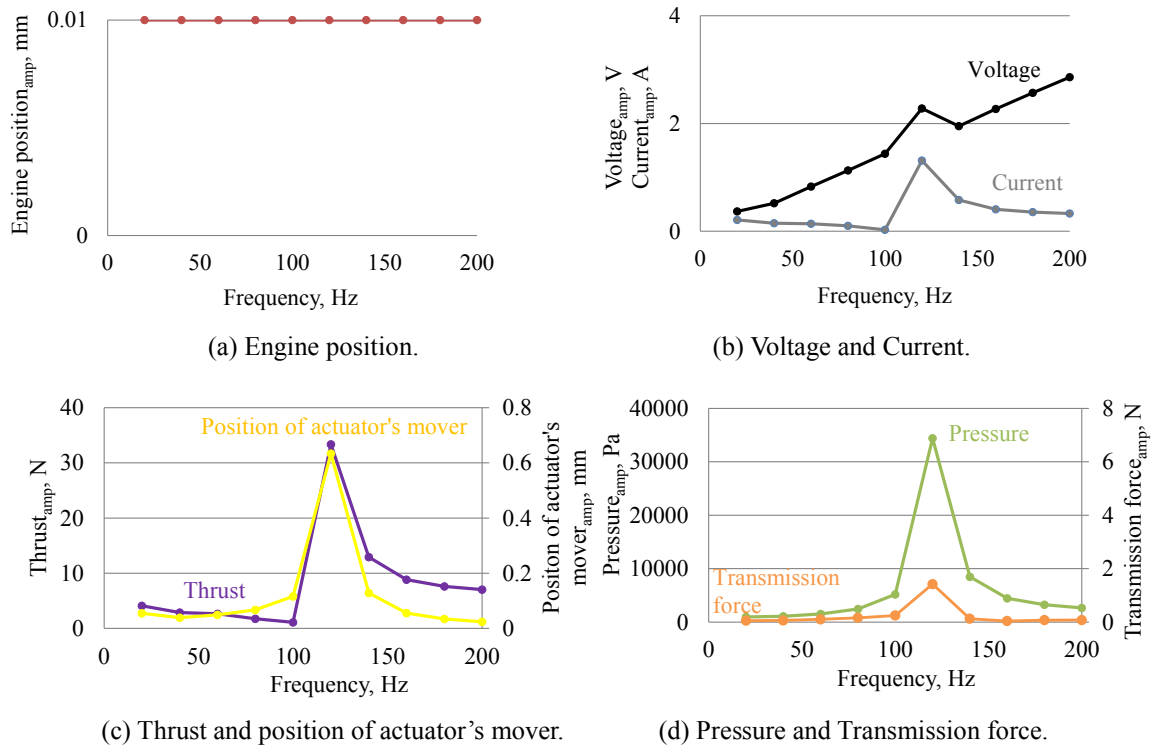


Fig.3.4 Frequency characteristics when ACM controlled actively.

を次式で定義する。

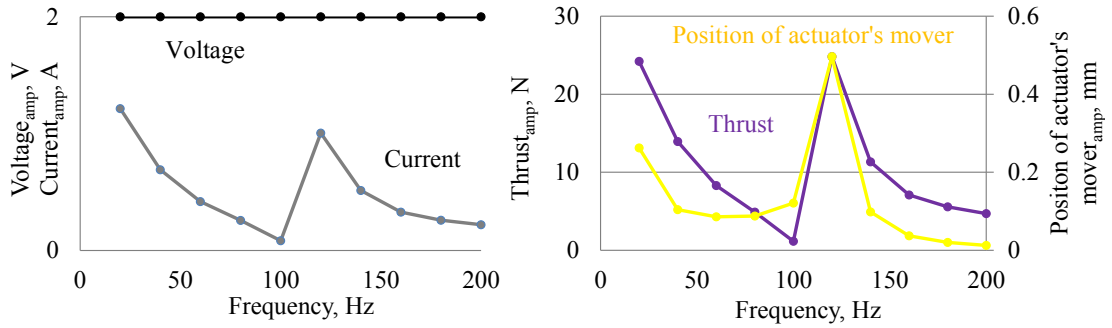
$$C_{ratio} = \frac{[P]_{amp}}{[x_c]_{amp}} \quad (3.4)$$

アクチュエータのみ駆動させた時の ACM の周波数特性 Fig.3.5 における振幅比 C_{ratio} を Fig.3.7 に示す。Fig.3.7 に示す通り 100Hz から 200Hz までの周波数帯ではほぼ一定値 $55 \times 10^6 \text{Pa/m}$ になっており、100Hz から 200Hz まではオリフィス部の影響が小さいためアクチュエータ可動子の振動と液圧の変化がほとんど同相となる。これらのことから、100Hz から 200Hz までの範囲では式(3.3)は C_{ratio} を使って、次式に書き換えられる。

$$G(t) = -m_c \ddot{x}_c(t) - A_e C_{ratio} x_c(t) \quad (3.5)$$

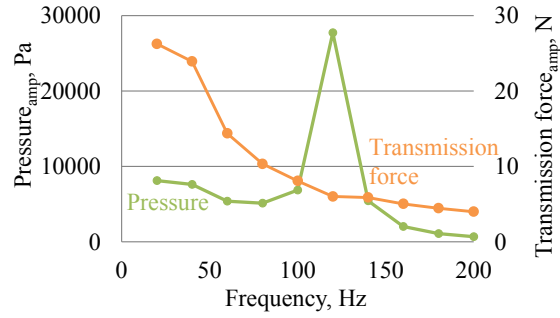
式(3.4)を周波数伝達関数で表すと次式となる。

$$G(j\omega) = m_c \omega^2 x_c(j\omega) - A_e C_{ratio} x_c(j\omega) \quad (3.6)$$



(a) Voltage and Current.

(b) Thrust and position of actuator's mover.



(c) Pressure and Transmission force.

Fig.3.5 Frequency characteristics when actuator drove.

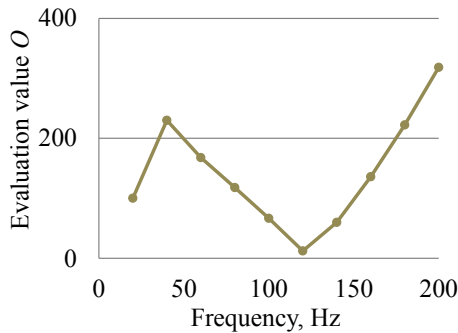


Fig.3.6 Evaluation value O.

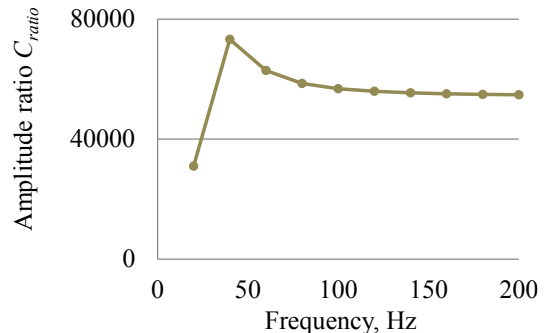


Fig.3.7 Amplitude ratio C_{ratio} .

そして、 $G_{amp}/x_{c,amp} \approx 0$ となる時のアクチュエータの駆動周波数 f を式(3.6)から求め、次式に示す。

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_e C_{ratio}}{m_c}} \quad (3.7)$$

Fig.3.7 から求めた $C_{ratio}=55 \times 10^6 \text{Pa/m}$ 、ACM シミュレーションで用いたパラメータ A_e, m_c を式(3.7) に代入すると、 $f=122\text{Hz}$ となり、アクチュエータ可動子の振動が車体へ伝わっていない周波数、すなわち、評価値 O が極小になる周波数と一致する。このことから、慣性力による液圧の打消しが原因で、アクチュエータ可動子振動が車体に伝わらなかったことを明らかにした。

これらのことをまとめると、慣性力が原因で、制振時に必要な電圧、電流、推力、振動、液圧変化が大きくなっていることがわかった。

次に、Fig.3.4 の制振時の ACM の周波数特性に注目し、エンジン振動が 20Hz の時の時間に対する挙動を Fig.3.8 に示す。Fig.3.8 をみると、エンジン振動と推力が同相になっていた。この原因を調べるために、エンジン振動を発生させてアクチュエータを駆動させない時の特性とエンジン振動を零にしてアクチュエータを駆動させた時の特性を評価する。Fig.3.9 に示したエンジン振動を振幅 0.01mm 、周波数 20Hz の正弦波状とし、アクチュエータの印加電圧を零とした時のシミュレーション結果をみると、エンジン振動と車体に伝わった力が同相になっていた。次に、Fig.3.10 に示したエンジン振動を零とし、アクチュエータの印加電圧を振幅 2V 、周波数 20Hz の正弦波とした時のシミュレーション結果をみると、以下の位相関係が確認できた。

- ・インダクタンスにより電圧と電流に位相遅れが生じた
- ・推力は推力定数と電流の積から求められるため、電流と推力は同相になった。

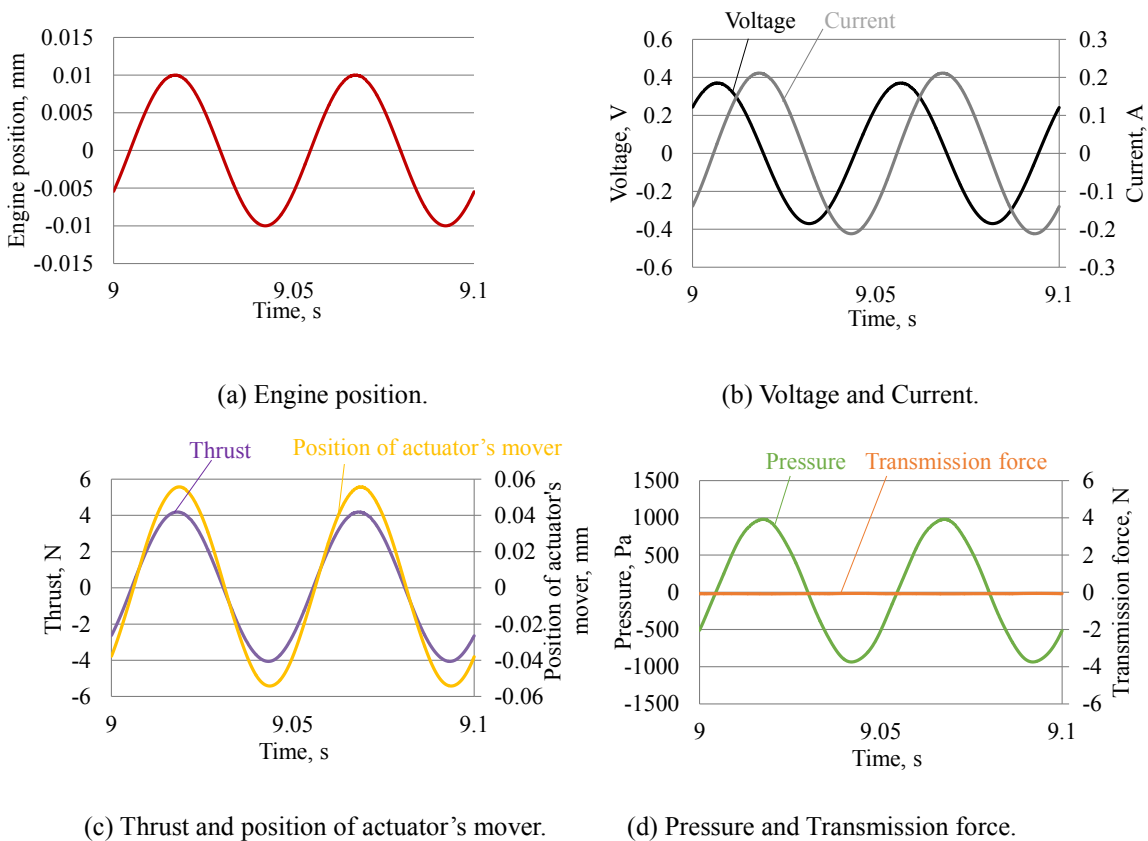


Fig.3.8 Stationary characteristics when ACM controlled actively at 20Hz .

- 推力とアクチュエータ可動子の振動は、アクチュエータの共振の影響を受け、わずかに位相差が生じた。また、アクチュエータの駆動周波数とアクチュエータの共振周波数が離れていたため、位相差がわずかだった
- アクチュエータ可動子振動と液圧の変化はオリフィスの影響でわずかに位相差が生じた。
- 液圧の変化と車体に伝わる力は ACM の構造上、逆相になった。

これらの位相関係から、アクチュエータの駆動周波数がアクチュエータの共振周波数と離れている場合では、推力と車体に伝わる力が逆相になることがわかった。

これまでの結果をまとめると、Fig.3.9 の位相関係からエンジン振動と受動的な制振によって車体に伝わった力は同相になること、および、エンジン振動とアクチュエータ可動子の振動によ

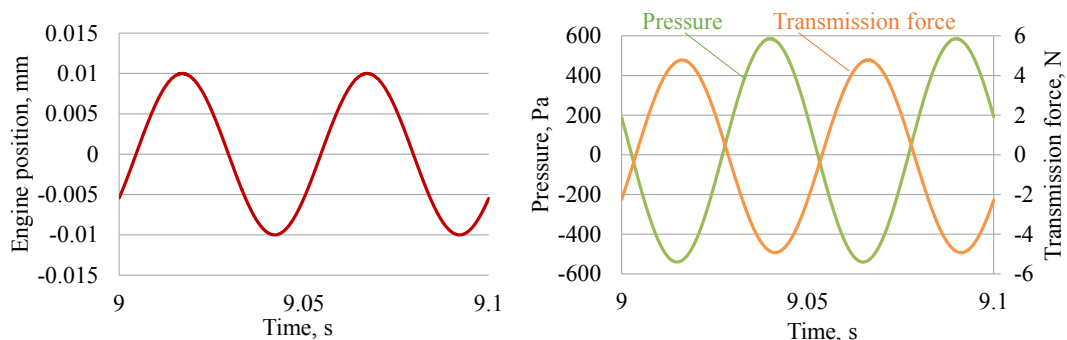
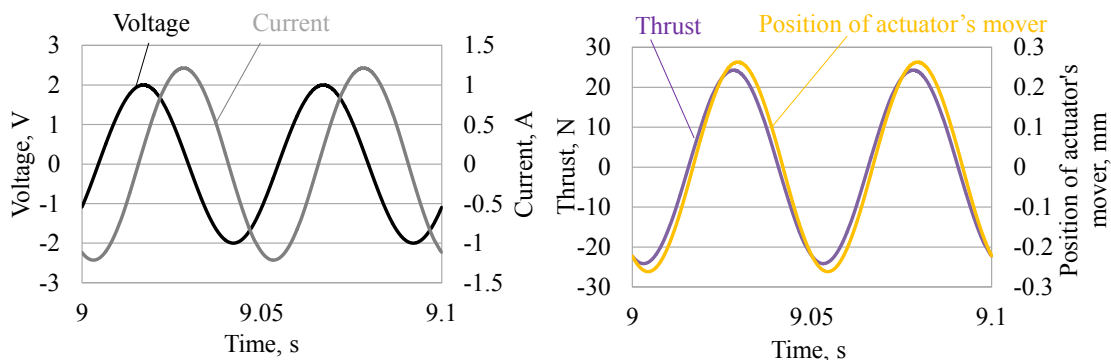
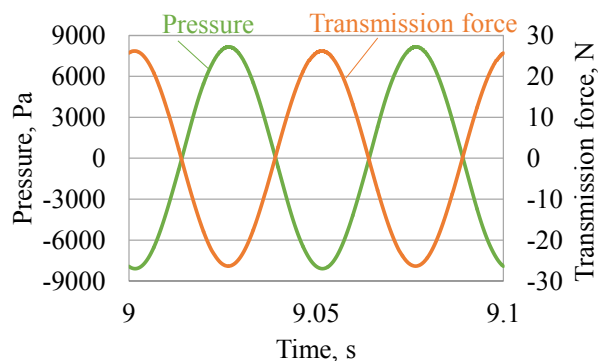


Fig.3.9 Stationary characteristics when ACM controlled passively at 20Hz.



(a) Voltage and Current.

(b) Thrust and position of actuator's mover.



(c) Pressure and Transmission force.

Fig.3.10 Stationary characteristics when actuator drove at 20Hz.

って車体に伝えるべき力は逆相にするべきであることがわかった。そして、アクチュエータ可動子の振動によって車体に伝わる力と推力は逆相になることが Fig.3.10 からわかった。これらの位相関係から、Fig.3.8 の制振時ではエンジン振動と推力は同相になることが示された。

次に、Fig.3.4 の制振時の ACM の周波数特性に注目し、エンジン振動が 100Hz の時の時間に対する挙動を Fig.3.11 に示す。Fig.3.11 をみると、アクチュエータの駆動周波数 100Hz がアクチュエータの共振周波数に近いので、エンジン振動と推力が同相になっていなかった。

このように共振周波数の影響によって、位相が複雑化し制御に悪影響を与えることを確認した。

3. 4 アクチュエータ設計指針

前節で確認した任意の周波数での慣性力による液圧の変化の打消し、および、共振周波数での位相関係の複雑化による制御への悪影響に対応する 2 種類のアクチュエータの設計指針を考案する。

3. 4. 1 可動子の軽量化

慣性力によって制振を阻害する周波数は、式(3.7)に示す通り可動子質量を十分に軽くすることで、主な制振対象の周波数帯に対して離すことができる。また、共振周波数も可動子質量の軽量化によって主な制振対象の周波数帯に対して離すことができ、制御への悪影響を避けることができる。これらのことから、1つ目の設計指針として、アクチュエータの可動子質量の軽量化を考案する。さらに、この指針に従い、4章のモータ駆動型アクチュエータを設計する。

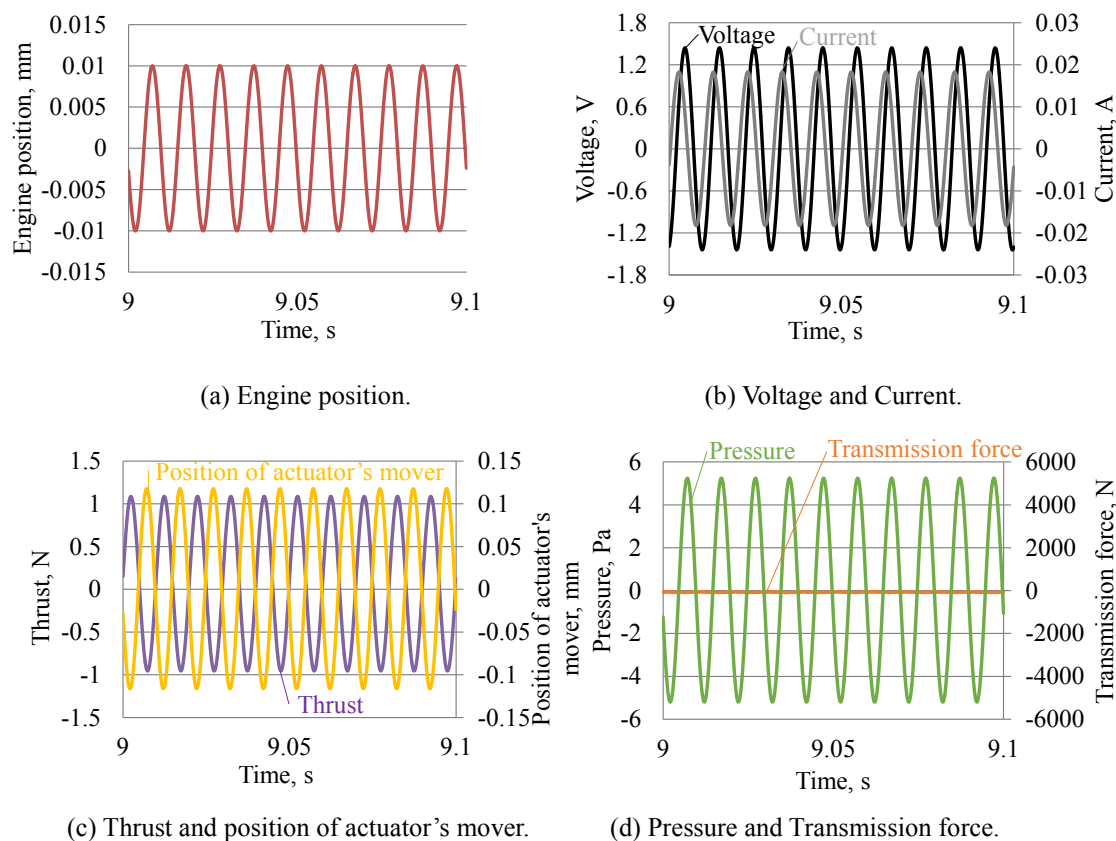


Fig.3.11 Stationary characteristics when ACM controlled actively at 100Hz.

3. 4. 2 特性可変化

慣性力による液圧の変化の打消しが制振を阻害する周波数では、その周波数でアクチュエータを高効率な特性に切り替えればよい。また、制御に悪影響を与える位相差に対しては、位相差を考慮した制御法を用いればよい。これらから、2つ目の設計指針として、アクチュエータの特性の可変化を考案し、この指針に従い5章の特性可変型アクチュエータを設計し、制御法については6章で示す。

3. 5 結言

本章では、最初に解析対象である ACM について述べ、その ACM に用いたアクチュエータの構造、動作原理、特性を示した。ACM シミュレーションによって求めた ACM 特性から問題となる周波数を明らかにした。最後に、その周波数に対応する設計指針を示した。本章で得られた知見を要約すると、以下のようになる。

(1) 特定の周波数でアクチュエータ可動子の振動による慣性力が液圧の変化を打消し、制振を阻害することを ACM シミュレーションと理論式の導出から明らかにした。さらに、アクチュエータの駆動周波数がアクチュエータの共振周波数付近の時は、制振時の位相が複雑化するため、制御に悪影響を与えることを明らかにした。

(2) 制振を阻害する周波数および制御に悪影響を与える共振周波数に対応する方法として、アクチュエータ可動子の軽量化、アクチュエータの特性を可変にすることと位相を考慮した制御法の併用を考案した。

参考文献

- (1) 松岡英樹, 三笠哲雄, 根本浩臣 「アクティブエンジンマウントの開発」, Honda R&D Technical Review, Vol.15, No.2, pp. 209-214 (2003)
- (2) B. H. Lee and C. W. Lee “Model Based Feed-forward Control of Electromagnetic Type Active Control Engine-mount System”, *Journal of sound and Vibration*, Vol. 323, pp. 574-593 (2009)
- (3) 山田達郎, 平田勝弘, 北山文矢 「ACM 用リニア振動アクチュエータの研究」, 平成 25 年電気学会全国大会資料, pp.123-124 (2013)
- (4) F. Kitayama, K. Hirata and Y. Asai “Study on Active Control Engine Mount With Linear Oscillatory Actuator”, *Proceedings of 15th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electric engineering*, PS.2.9 (2011)
- (5) 北山文矢, 平田勝弘, 浅井保至 「制振シミュレーションによる ACM 用リニア振動アクチュエータの性能評価」, 電気学会論文誌, D 部門, Vol.132, No.12, pp.1091-1096 (2012)
- (6) F. Kitayama, K. Hirata and M. Sakai “Proposal of a Two Movers Linear Oscillatory Actuator for Active Control Engine Mounts”, *Proceedings of 15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, MP5-2, pp. 93 (2012)
- (7) F. Kitayama, K. Hirata and M. Sakai “Proposal of a Two Movers Linear Oscillatory Actuator for Active Control Engine Mounts”, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 49, No. 5, pp. 2217-2240 (2013)

第4章

モータ駆動型アクチュエータ

4. 1 緒言

現在、多くの自動車では、ACMではなく安価な液封マウントが用いられている。アイドリングストップを行わない自動車に対して、この液封マウントを ACM に置き換えて乗り心地を向上させることが検討されている。その ACM には、運転者に大きな不快感を与えるアイドリング振動を抑えることと安価に生産できることが求められている。

著者らはその ACM には安価かつ、単純動作が可能な DC ブラシモータを使ったアクチュエータ(モータ駆動型アクチュエータ)が適しているのではないかと考えた。

そこで、本章では DC ブラシモータで駆動する ACM 用アクチュエータの実現を目指す。

本章では、4. 2 節で最初に提案する基本モデルについて述べる。4. 3 節で二番目に提案するツインロータモデルについて述べる。4. 4 節で結論を述べる。

4. 2 基本モデル

モータ駆動型アクチュエータは、過去に電気機器などの用途で使われており、DC ブラシモータを駆動源として用い、磁気式回転直動変換器によって振動を発生させる⁽¹⁾⁻⁽²⁾。

ACM 用アクチュエータは、Table 4.1 に示した目標値の達成、3 章で示した設計指針に従うことを必要とする。必要特性として、耐衝撃性、耐熱性、応答性などがあるが、本論文では基礎的検討であるため、その特性の評価はしない。また、基礎的検討であるため、駆動周波数も現状のアイドリング振動の 20Hz 程度より高い 60Hz としている。これらのことを踏まえて、従来のモータ駆動型アクチュエータの寸法を変更し、ACM 用モータ駆動型アクチュエータとして基本モデルを開発した。

4. 2. 1 基本構造

基本モデルの構造を Fig.4.1 に、寸法を Table 4.2 に示す。基本モデルは、生産過程が確立されているため、安価な DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器から構成されており、その変換器は回転子と往復する運動を行う可動子から成っている。その可動子および回転子にバックヨークとともに軸方向に 2 極対に着磁された磁石(1.3T)が 1 個ずつ配置されており、可動子のシャフトにはばねが接続されている。なお、回転子の軸方向の直進運動ならびに可動子の回転運動は、機械的に拘束されており、可動子と回転子間のエアギャップが 1.52 mm の時を初期位置としている。

4. 2. 2 動作原理

基本モデルの動作原理を Fig.4.2 に示す。可動子および回転子には、Fig.4.2(a)に示すように対向する磁石の相対的な角度、位置に応じて、吸引力、反発力による軸方向の推力が発生する。DC ブラシモータによって回転子を回転させることで、可動子には軸方向の推力が周期的に発生し、ばねの復元力と連動して振動が発生する。

なお、回転時、磁石の吸引・反発力によって Fig.4.2 (b) に示すように、回転子へ負荷トルクが発生する。

Table 4.1 Target value.

Target size	Diameter	100 mm
Target Characteristics	Thrust	40 N _{amp} or 80 N _{pk-pk}
	Stroke	2 mm
	Drive frequency	60 Hz

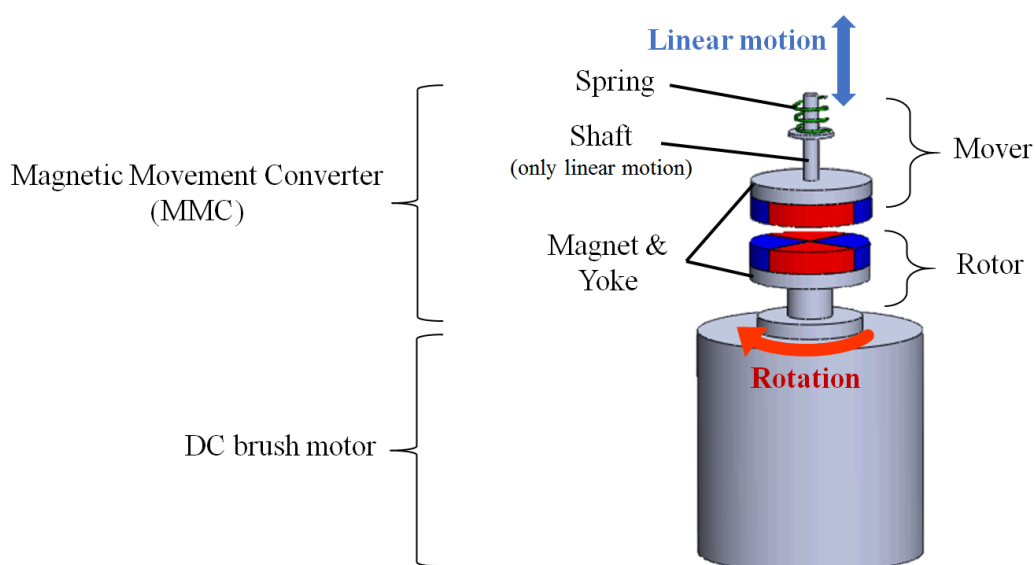


Fig.4.1 Basic construction of basic model.

Table 4.2 Dimension of magnets and yokes of basic model

Outer Diameter of magnets	16 mm
Height of magnets	3 mm
Outer Diameter of yokes	16 mm
Height of yokes	2 mm

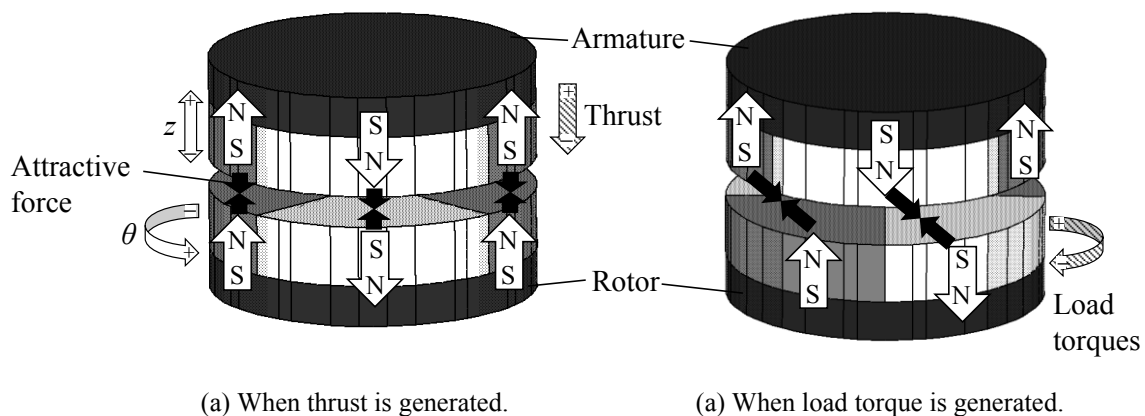


Fig.4.2 Operation principle of basic model.

4. 2. 3 磁石二枚構造の磁気式回転直動変換器の評価

最初に、基本モデルの中の磁石二枚構造の磁気式回転直動変換器に注目し、その特性を解析、理論式、試作機を用いた測定から求め、有効性を確認する。

4. 2. 3. 1 解析による評価

可動子の静推力と回転子の静負荷トルクを解析から求めた。Fig.4.3 に可動子を固定し回転子を強制的に回転させた時の推力および負荷トルクを示す。可動子を固定した位置は初期位置および初期位置から 1mm 移動させた位置とした。ここで、1mm 移動させた位置とは、Fig.4.2(a)で示すところの可動子を上方に 1mm 移動させた位置、すなわちエアギャップを 1mm 広げた位置である。可動子位置が初期位置では、約 40N_{amp} の推力が発生していた。そして、1mm 移動させた時の推力は、エアギャップ増大に起因し、初期位置の時と比べて低下していた。次に、負荷トルクをみると、可動子位置が初期位置では最大 150mNm 発生しており、1mm 移動させた位置では最大 96mNm となっており、エアギャップの増大に起因し初期位置の時と比べて低下していた。

Fig.4.4 に回転子を固定し可動子を強制的に移動させた時に発生した推力および負荷トルクを示す。回転子を固定する角度は、推力計算時に 90°、負荷トルク計算時に 45° とした。Fig.4.4 から、±1mm での平均推力は 39N であり、可動子位置に対して推力が変動していることが確認できた。この推力変動はエアギャップ変動に起因して生じた。また、すべての可動子位置に対し

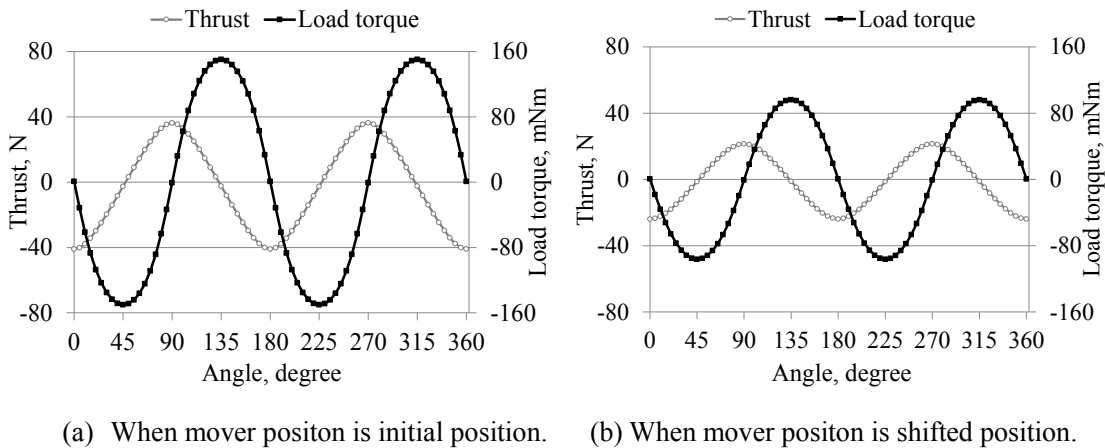


Fig.4.3 Static analyzed results of MMC of basic model against rotor angle.

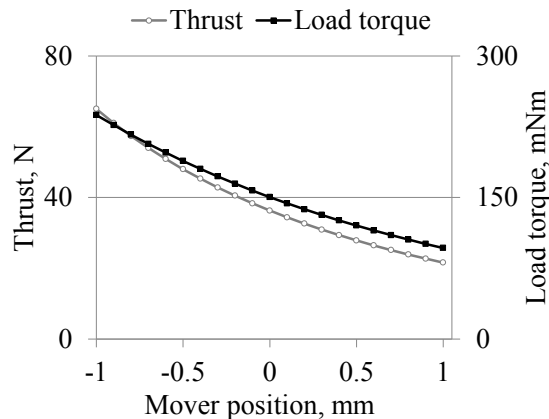


Fig.4.4 Static analyzed results of MMC of basic model against mover position.

て負荷トルクが発生していることがわかる。

これらの結果をまとめると目標ストローク 2mm で目標推力 40N_{amp} を達成する見通しが示された。さらに、推力が可動子位置に対して変化をすること、負荷トルクが発生することが確認できた。

回転子を 1800rpm で強制回転させ、可動子を 60Hz で振動させた時の可動子の推力、回転子の負荷トルク、可動子の位置を解析から求めた。解析で用いた諸元を Table4.3 に示す。

動作特性の解析結果を Fig.4.5 に、その解析結果を高速フーリエ変換した結果を Fig.4.6 に示す。推力は約 $80\text{N}_{\text{pk-pk}}$ すなわち 40N_{amp} であった。しかし、Fig.4.4 で示した可動子位置に対する推力の変動が起因して Fig.4.5(a)の推力波形に基本波 60Hz 以外の成分が生じており、それは 120Hz、180Hz の高調波成分であった。負荷トルクは最大 150mNm と大きな値であり、その磁気式回転直動変換器を動かすためには ACM に搭載するには大き過ぎる DC ブラシモータが必要にが生

Table 4.3 Specifications of basic model.

Mass of mover	86 g
Spring constant	60 N/mm
Viscous damping constant	0.02 Ns/m
Dynamic friction force	3.0 N

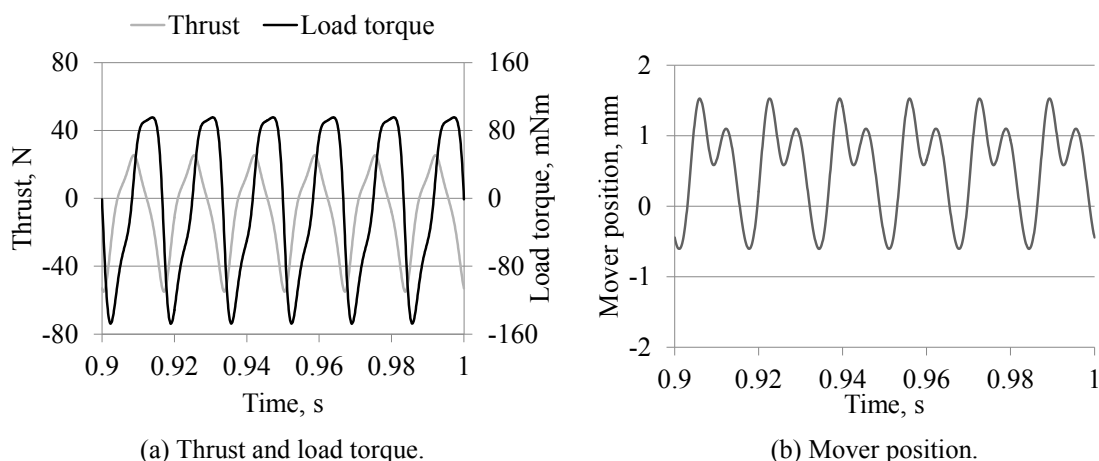


Fig.4.5 Dynamic analyzed results of MMC of basic model.

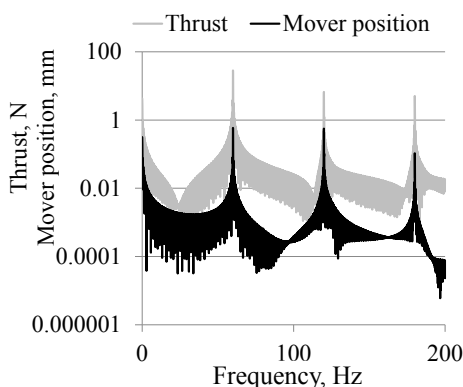


Fig.4.6 FFT analyzed results of MMC of basic model.

なる。可動子位置の波形には、推力波形に起因し、基本波 60Hz 以外の高調波成分 120Hz、180Hz が生じた。120Hz の成分が特に大きい理由として、共振周波数 133Hz と反応したことが考えられた。この高次波成分は、アクチュエータを ACM に適用した時に制振すべき周波数以外の振動を起こすため、運転者の不快感の原因となる。

このことから、基本モデルでは、特性は目標値に達成できたものの ACM 用アクチュエータとして回避すべき問題となる負荷トルクおよび高次波成分が生じた。

4. 2. 3. 2 推力および負荷トルク発生理論による評価

理論式で解析結果と同様に可動子位置に対する推力の変動、負荷トルクが発生することを確認するために、静推力および静負荷トルクの理論式を導出し、理論式と解析結果を比較する。

Fig.4.7 に示す様に回転子を 90° で固定し、可動子を初期位置から z 移動させた時の可動子の静推力 $F(z)$ を求める。本目では、推力の正確な値ではなく、可動子が移動した時にどのように推力が変動するかに注目し、簡易的な理論式を導出する。そのため、3つの仮定を置く。その仮定は、Fig.4.7 の中心図のヨークなどの部分を考慮しないこと、Fig.4.7 の右図の一つの磁石を一つの磁極で表すこと、リニア駆動の方向のみ考えることとした。

クーロンの法則を用い、次式で推力 $F(z)$ を表す。回転子と可動子間で発生する推力 $F(z)$ は、反発力発生時に正方向の推力が発生するため、負の符号を掛けている。

$$F(z) = - \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} \frac{m_{mover,i} m_{rotor,i}}{(z+D)^2} \quad (4.1)$$

ここで、 $m_{mover,i}$ 、 $m_{rotor,i}$ は可動子磁石、回転子磁石の磁極の強さとし、一定であるものとする。 D は初期位置での磁極間の距離とする。式(4.1)を整理し、次式に示す。

$$F(z) = \frac{C}{(z+D)^2} = \frac{C}{(z^2 - D^2)^2} (z^2 - 2Dz + D^2) \quad (4.2)$$

$$C = - \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} m_{mover,i} m_{rotor,i} \quad (4.3)$$

Fig.4.4 の可動子位置に対する静推力の解析結果を式(4.2)の多項式で表すと、次式になる。式(4.4)から得られる特性と Fig.4.4 の静推力の解析結果を並べ、Fig.4.8 に示す。

$$F(z) = \frac{475}{(z+3.67)^2} = \frac{475}{(z^2 - 3.67^2)^2} (z^2 - 2 \cdot 3.67z + 3.67^2) \quad (4.4)$$

Fig.4.8 から解析結果がその結果を式(4.2)で表した値とよく一致していることがわかり、式(4.2)の有効性が確認できた。

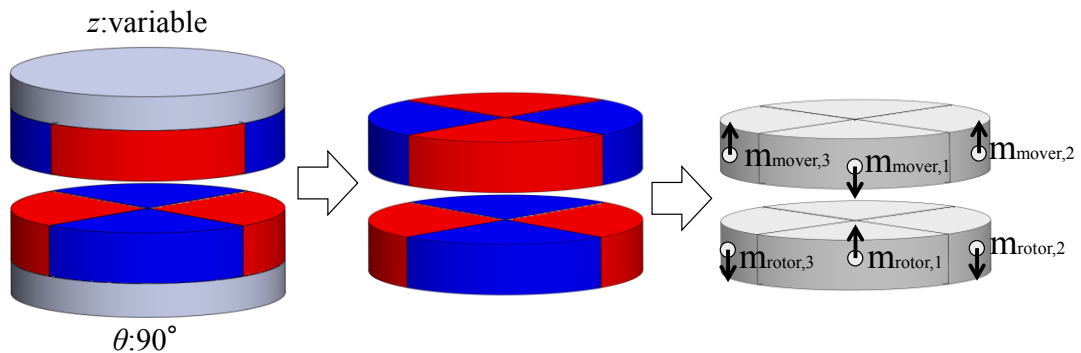


Fig.4.7 Condition and assumption for theoretical formula of thrust at basic model.

この結果を踏まえて、式(4.2)の右辺をみると、第1項と第2項が主要要因となり、推力は可動子位置の影響を受け変動することが考えられた。

Fig.4.9 に示す様に可動子を固定し、回転子を θ 回転させた時の回転子の静負荷トルク $T(\theta)$ を求める⁽³⁾。磁気エネルギーと機械エネルギーの変換法則により、式(4.5)が成立する。

$$T(\theta) = -\frac{\partial W(\theta)}{\partial \theta} \quad (4.5)$$

ここで、 $W(\theta)$ は磁気エネルギーを表し、その磁気エネルギーは磁気抵抗が相対的に非常に大きいエアギャップにのみ蓄えられると仮定する。このとき、エアギャップに蓄えられる磁気エネルギー $W(\theta)$ はエアギャップの体積 V 、磁束密度 $B(\theta)$ 、真空の透磁率 μ_0 を用いて式(4.6)で表される。ここで、微小領域 dV に流れる磁束は、Fig.4.9 に示す様に微量領域内では方向、大きさは一定であり、リニア方向のみに発生するものとする。

$$W(\theta) = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2(\theta) dV \quad (4.6)$$

エアギャップの微小体積 dV を用い、式(4.6)を式(4.8)へ書き換える。

$$dV = L_s r^2 d\delta / 2 \quad (4.7)$$

$$W(\theta) = \frac{L_s r^2}{4\mu_0} \int_0^{2\pi} B^2(\theta) d\delta \quad (4.8)$$

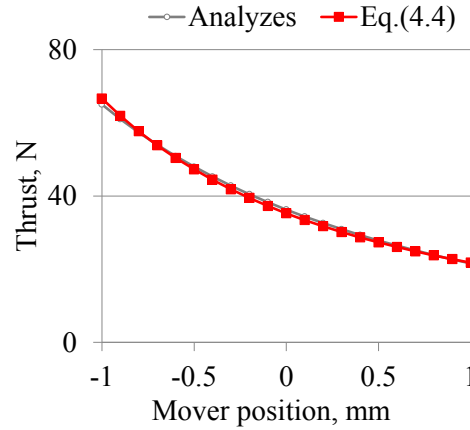


Fig.4.8 Comparison between analyzed results and theoretical results at basic model.

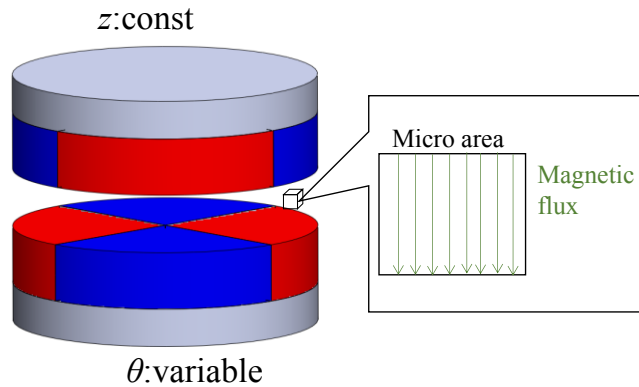


Fig.4.9 Condition and assumption for theoretical formula of load torque at basic model.

ここで L_s はエアギャップ長さ、 r は可動子および回転子の半径、 $d\delta$ は微小角度とする。次に、磁束密度 $B(\theta)$ を求める。磁束密度 $B(\theta)$ はパーミアンス分布 $P(\theta)$ と起磁力分布 $G(\theta)$ の積で表すことができる。本モデルでは、エアギャップに隣接する部分にヨークがないため、パーミアンス分布は一定値 P_c になり、起磁力分布は可動子の磁石と回転子の磁石によって決定される。パーミアンス分布 $P(\theta)$ と起磁力分布 $G(\theta)$ を式(4.9)、(4.10)に示す。

$$P(\theta) = P_c \quad (4.9)$$

$$G(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} a_m \sin((2m-1)N\delta) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin((2n-1)N(\delta-\theta)) \quad (4.10)$$

ここで、 a_m と b_n は可動子および回転子の磁石の起磁力振幅、 N は磁石の極対数とする。式(4.9)、(4.10)から $B(\theta)^2$ を求め、式(4.11)に示す。

$$\begin{aligned} B(\theta)^2 &= (G(\theta) \times P(\theta))^2 \\ &= \sum_{m=1}^{\infty} \frac{P_c^2 a_m^2}{2} [1 - \cos(2(2m-1)N\delta)] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_c^2 b_n^2}{2} [1 - \cos(2(2n-1)N\delta)] \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_c^2 a_m b_n}{2} [-\cos\{2(2n+2m-2)N\delta - 2(2m-1)N\theta\} + \cos\{2(2n-1)N\theta\}] \end{aligned} \quad (4.11)$$

式(4.5)、式(4.6)、式(4.11)をまとめると、次式が得られる。

$$T(\theta) = -\frac{\partial}{\partial \theta} \frac{\pi L_s r^2}{2\mu_0} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} P_c^2 a_m b_n \cos\{2(2n-1)N\theta\} \quad (4.12)$$

この式から磁石の極対数は2であることから、負荷トルクが2、6、10次などの $2(2n-1)$ 次成分を持つことを確認できた。Fig.4.3(a)の解析で得られた負荷トルクを高速フーリエ変換した結果である Fig.4.10 をみると、解析結果も2次、6次、10次などの $2(2n-1)$ 次の成分を持っており、式(4.12)の有効性を確認した。

4. 2. 3. 3 測定による評価

基本モデルの磁気式回転直動変換器の試作機を製作した。磁気回路部は解析時と同様の寸法とした。Table 4.4 に試作機の諸元を、Fig.4.11 に試作機の模式図と写真を示す。端面を矩形状に加工された可動子とハウジング部の摺動接触により可動子の回転運動を抑制しており、ベアリングによって回転子の直線運動を抑制している。

Fig.4.12 に実験装置を示す。最初に、レーザ変位計、ロードセル、トルク計を用い、各可動子

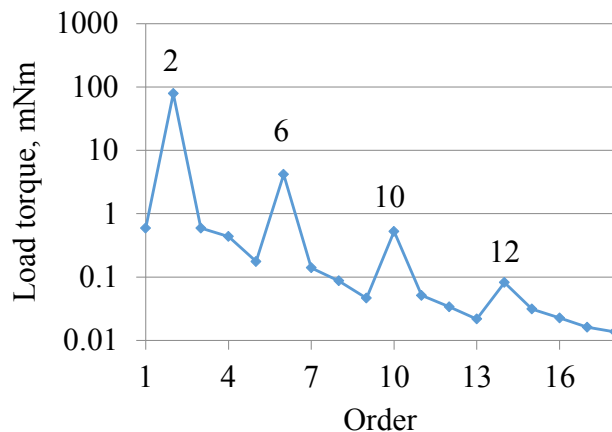
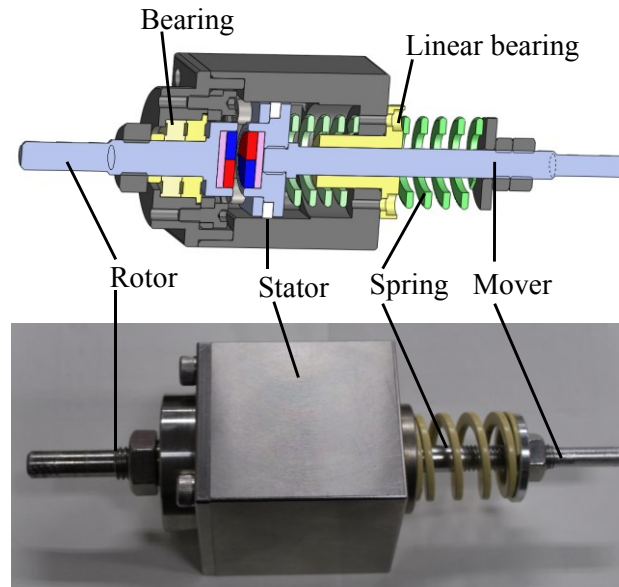


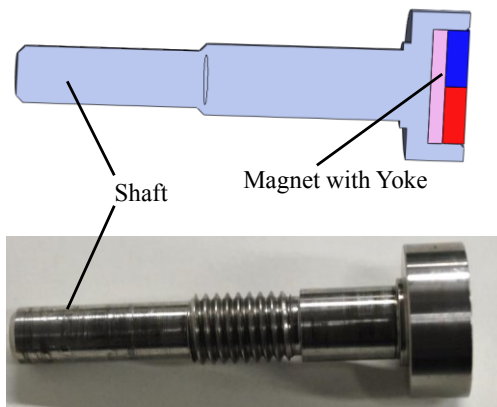
Fig.4.10 FFT analyzed results of static load torque.

Table 4.4 Specifications of prototype of basic model.

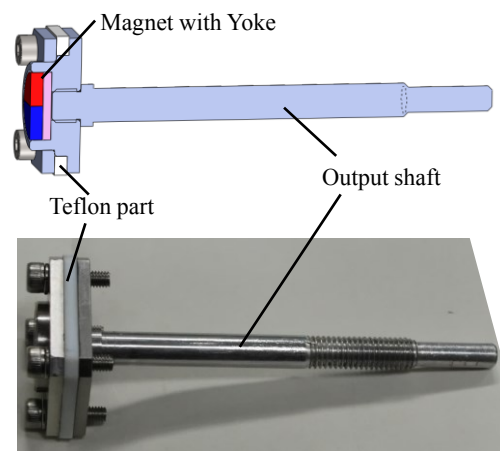
Mass of mover	85 g
Spring constant	61 N/mm
Viscous damping constant	23 Ns/m



(a) Overall.



(b) Rotor.



(c) Mover.

Fig.4.11 Prototype of MMC of basic model.

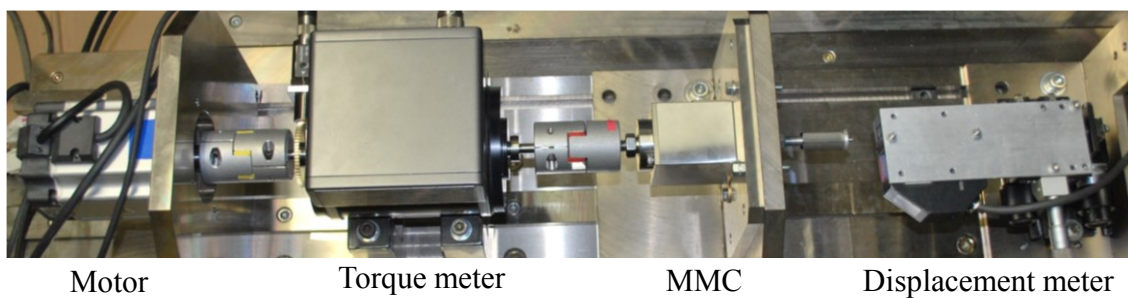


Fig.4.12 Experimental equipment.

位置や各回転子角度での静推力および静負荷トルクを測定する。可動子を固定した時の各回転子角度での静推力および静負荷トルクを測定し、Fig.4.13 に示す。可動子を固定した位置は初期位置とした。Fig.4.13 をみると、可動子位置の完全な固定ができていなかったことに起因し、測定誤差が生じ、推力、負荷トルク共に、実測値より小さくなっていた。しかし、測定値と解析値は定性的に一致していた。

回転子を固定した時の各可動子位置での静推力および静負荷トルクを測定し、Fig.4.14 に示す。回転子を固定する角度は、推力測定時に 90° 、負荷トルク測定時に 45° とした。Fig.4.14 から、解析値と実測値が一致しており、可動子位置に対して推力が変動した点や大きな負荷トルクが発生したことを測定でも確認できた。

次に、サーボモータやイナーシャが大きい DC モータによって、回転子を 1800rpm で強制回転させ、可動子を 60Hz で振動させる。そして、駆動時の可動子位置をレーザ変位計によって測定する。動作特性の測定結果と試作機の仕様に合わせて動作解析を行った結果の比較を Fig.4.15 に示す。Fig.4.15 から解析結果と実測結果はよく一致していることがわかる。粘性係数の効果により 4. 2. 3. 1 で示した解析結果より小さいものの、高調波振動と思われる波形の歪みが生じていた。

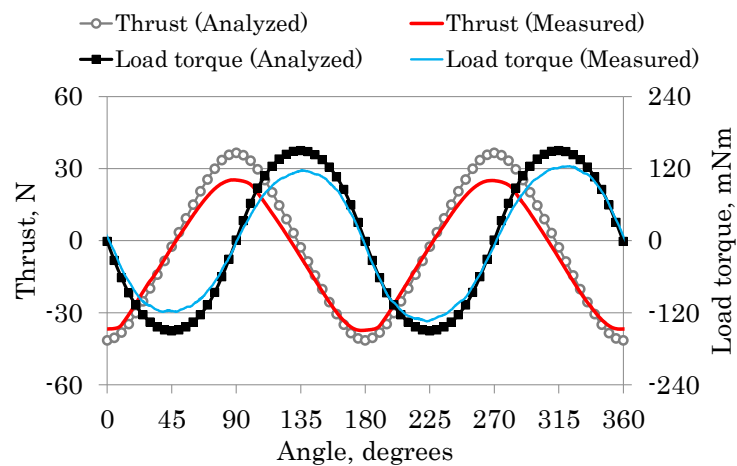


Fig.4.13 Static measured results of MMC of basic model against rotor angle.

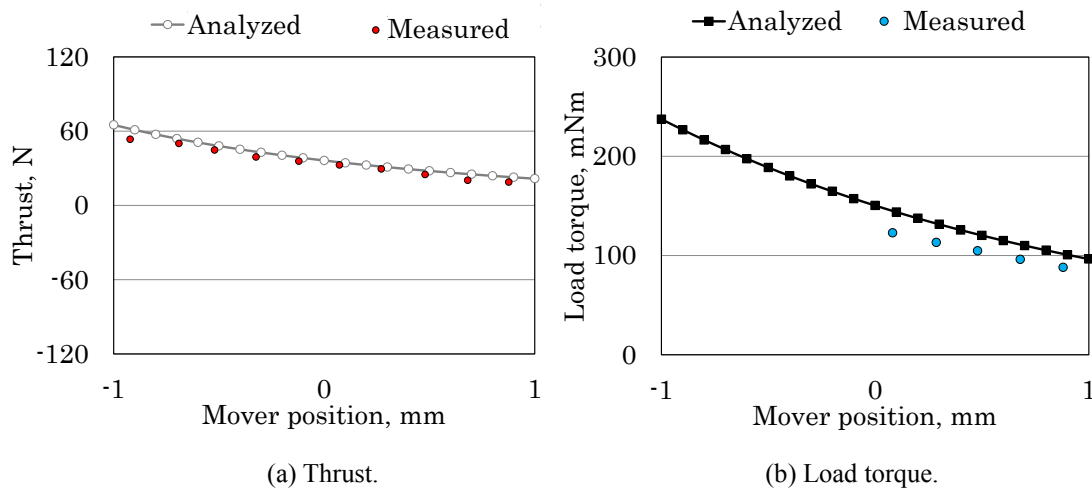


Fig.4.14 Static measured results of MMC of basic model against mover position.

このように、測定値でも解析値と同様の特性、ACM 用アクチュエータとしての課題を確認できた。

4. 3 高調波振動および負荷トルク低減のためのツインロータモデル

前節で、基本モデルの磁気式回転直動変換器は高調波振動および大きな負荷トルクを発生し、制振時の悪影響や DC ブラシモータの大型化を引き起こすため、基本モデルを ACM に適用することは困難であったことを明らかにした。その問題を解決するために、新しい磁気式回転直動変換器を用いたモータ駆動型アクチュエータであるツインロータモデルを提案する⁽⁴⁾。本モデルは、Table 4.1 に示した目標値と 3 章で示した設計指針に従い開発した。

4. 3. 1 基本構造

ツインロータモデルの構造を Fig.4.16 に、寸法を Table 4.5 に示す。基本モデルと同様に、DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器から構成されている。磁気式回転直動変換器の可動子には、軸方向に多極着磁された磁石が一個配置されており、シャフトにはばねが接続されている。磁気式回転直動変換器の回転子には、Fig.4.17 の磁極関係で着磁された磁石が 2 個可動子を挟むように配置されており、それらは非磁性体によって機械的に接続されている。なお、回転子の軸方向の直進運動ならびに可動子の回転運動は、機械的に拘束されており、初期位置での可動子と各回転子間のエアギャップは 2mm としている。

4. 3. 2 動作原理

Fig.4.17(a)に示すように、ツインロータモデルは基本モデルと同じように磁石の吸引・反発力によって駆動する。

ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器には可動子の上下に 2 つのエアギャップがあり、それらのエアギャップの合計は可動子位置によらず一定である。それによって、発生推力は可動子位置の影響を受けにくくなり、推力波形や振動波形の高調波成分が低減される。また、Fig.4.17(b)に示すように、回転子 A に発生する負荷トルクと回転子 B に発生する負荷トルクが逆方向になり打ち消し合うため、回転子全体の負荷トルクが低減される。

4. 3. 3 磁石三枚構造の磁気式回転直動変換器の評価

ツインロータモデル中の磁石三枚構造の磁気式回転直動変換器に注目し、その特性を解析、理論式、試作機を用いた測定から求め、有効性を確認する。

4. 3. 3. 1 解析による評価

Fig.4.18 に可動子を固定し回転子を強制的に回転させた時の静推力および静負荷トルクを示す。可動子を固定した位置は初期位置およびその位置から 1mm 移動させた位置とした。可動子の位置が初期位置の時に、約 40N_{amp} の推力が発生していた。そして、1mm の時では、エアギャップの合計が一定であることに起因し、基本モデルの磁気式回転直動変換器で起きた推力の低下を防止できていた。

負荷トルクをみると、可動子位置が初期位置、1mm 移動させた位置で最大 0mNm、72mNm となっていた。各回転子での負荷トルクの打ち消し合いの効果により、回転子全体の負荷トルクが低

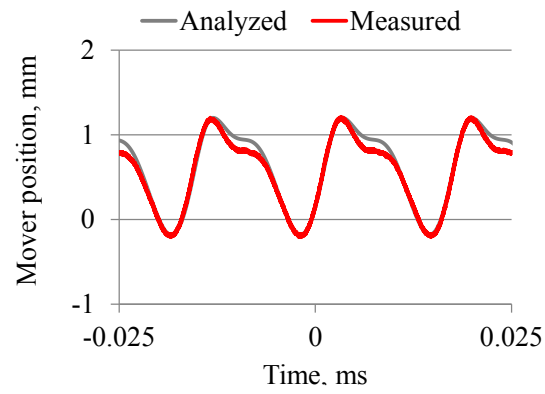
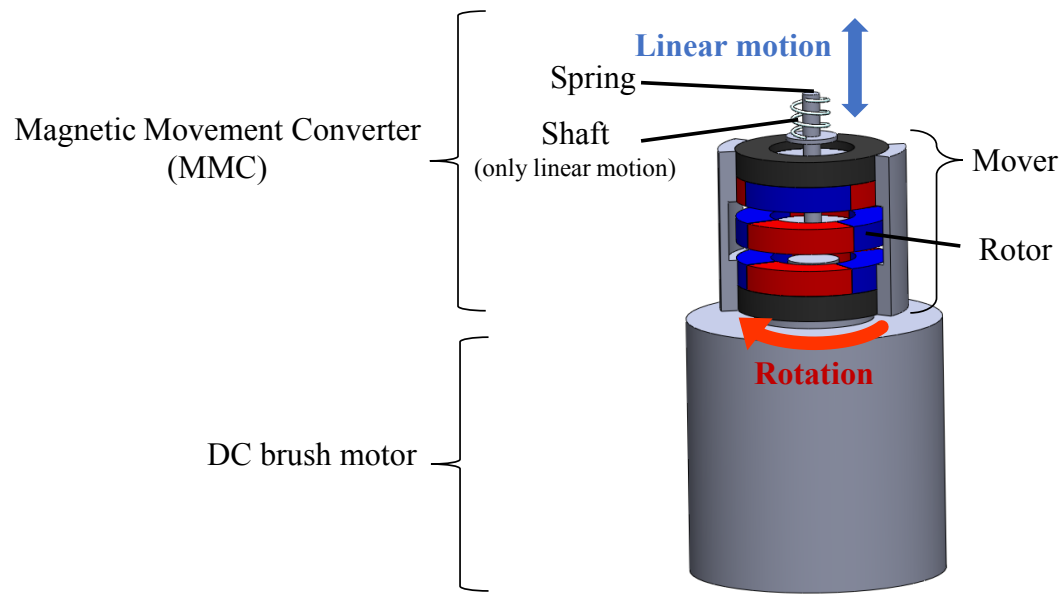
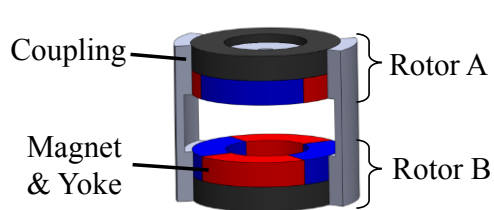


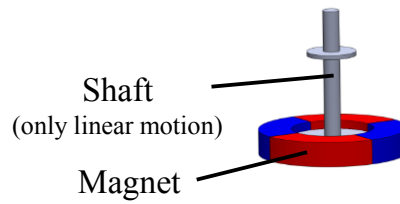
Fig.4.15 Dynamic measured results of MMC of basic model.



(a) Overall.



(b) Rotor of MMC.



(c) Mover of MMC.

Fig.4.16 Basic construction of Twin rotor model.

Table 4.5 Dimension of magnets and yokes of twin rotor model

Outer Diameter of magnets	18 mm
Inner Diameter of magnets	10 mm
Height of magnets	3 mm
Outer Diameter of yokes	18 mm
Inner Diameter of yokes	10 mm
Height of yokes	3 mm

減され、基本モデルの磁気式回転直動変換器と比べて小さくなった。可動子位置が 1mm の時では、回転子 A と可動子間のエアギャップ、回転子 B と可動子間のエアギャップの大きさが異なるため、回転子 A および回転子 B に発生する負荷トルクが同じ大きさになっておらず、回転子に対する負荷トルクの低減効果が小さくなった。Fig.4.19 に回転子を固定し可動子を強制的に移動させた時に発生する推力および負荷トルクを示す。回転子を固定する角度は、推力計算時に 90° 、負荷トルク計算時に 45° とした。Fig.4.19 をみると、エアギャップの合計が一定であることに起因して、可動子位置に対しての推力変動が基本モデルの磁気式回転直動変換器と比べて低下しており、平均値は 46N となっていた。負荷トルクは、全ての可動子位置で基本モデルの磁気式回転直動変換器より下回っていた。

これらの結果をまとめると、ツインロータモデルは、目標値 $40N_{amp}$ 以上の推力となっており、基本モデルと比べて、可動子位置に対して一定な推力、小さい負荷トルクを有していることが確認できた。

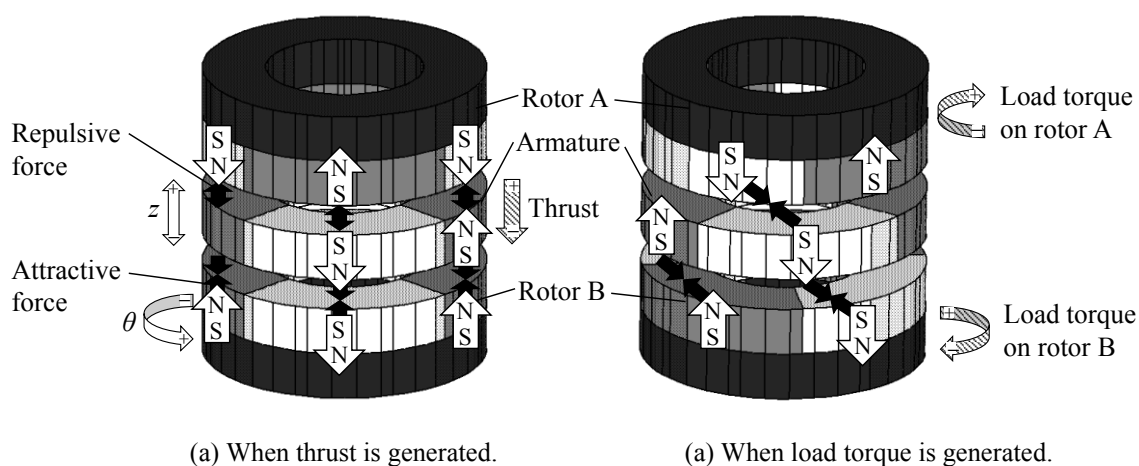


Fig.4.17 Operation principle of twin rotor model.

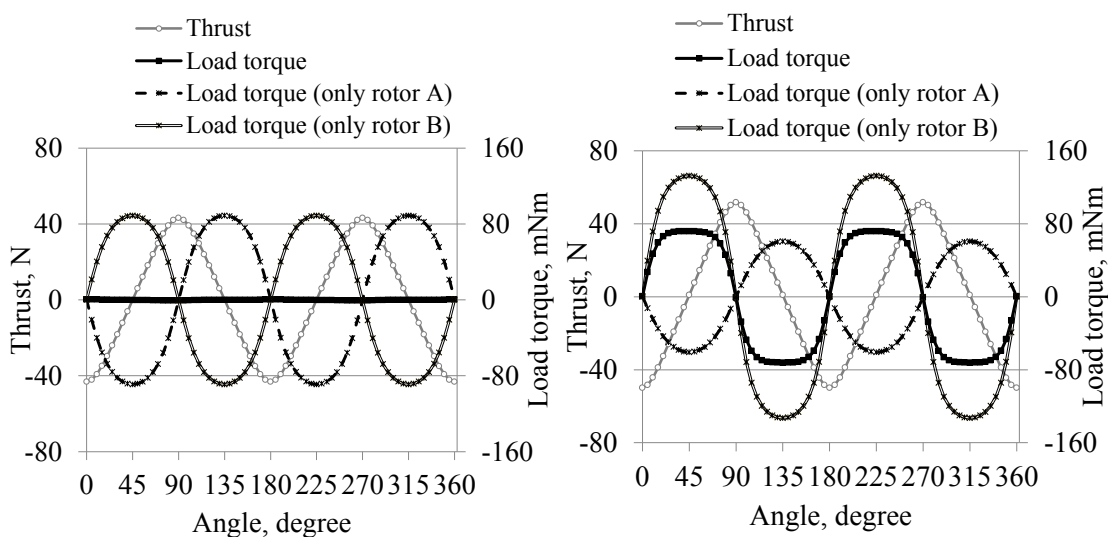


Fig.4.18 Static analyzed results of MMC of twin rotor model against rotor angle.

回転子を 1800rpm で強制回転させ、可動子を 60Hz で振動させた時の可動子推力、回転子の負荷トルク、可動子位置を解析から求めた。解析で用いた諸元を Table 4.6 に示す。動作特性の解析結果を Fig.4.20 に、その解析結果を高速フーリエ変換した結果を Fig.4.21 に示す。推力は約 50N_{amp} であり、目標推力を達成した。Fig.4.19 の可動子位置に対する推力変動が改善されていることで、Fig.4.20(a)の高調波成分に起因する波形の歪みが基本モデルと比べて低減されていた。Fig.4.21 をみると、120Hz の高調波成分が大きく低減されていることがわかる。負荷トルクは最大 64mNm であり、基本モデルと比べて半分以上低減された。このことにより、小型の DC ブラシモータで動かすことが可能になった。可動子位置波形は推力波形と同様に波形の歪みが低減されており、FFT 結果からも 120Hz の高調波成分が低減されたことを確認した。これにより、制振時に高調波成分が発生して、搭乗者に不快感を生じにくくすることが期待できる。

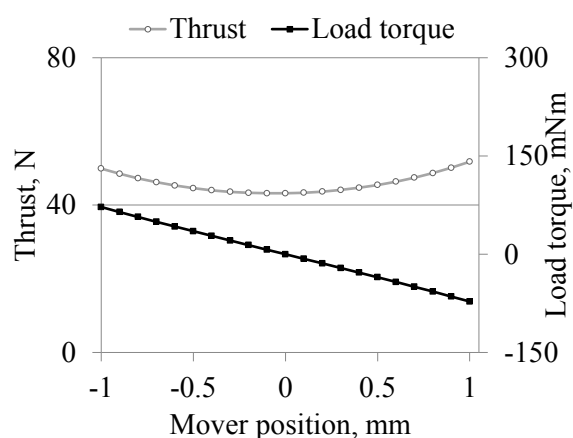
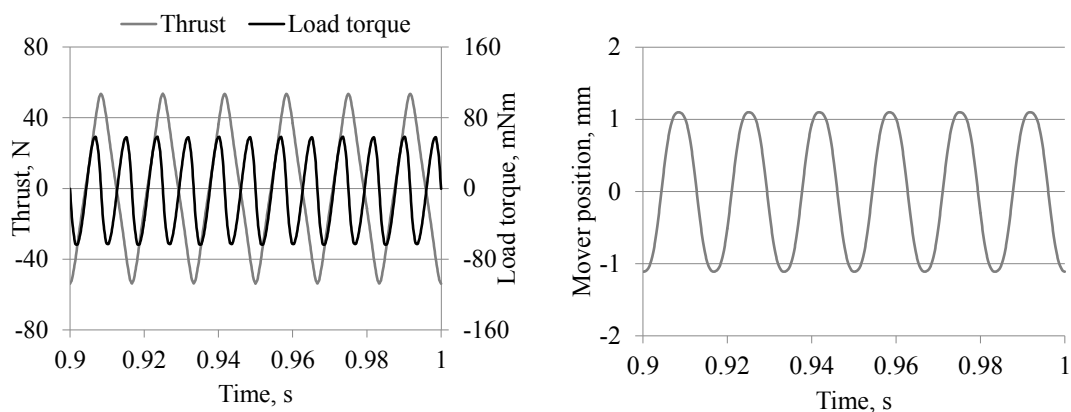


Fig.4.19 Static analyzed results of MMC of twin rotor model against mover position.

Table 4.6 Specifications of twin rotor model.

Mass of mover	100 g
Spring constant	55 N/mm
Viscous damping constant	0.02 Ns/m
Dynamic friction force	3.0 N



(a) Thrust and load torque.

(b) Mover position.

Fig.4.20 Dynamic analyzed results of MMC of twin rotor model.

このように、高調波振動や負荷トルクが低減され、目標値が達成されたことから、ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器は ACM に適用可能であることがわかった。

4. 3. 3. 2 推力変動および負荷トルク低減理論による評価⁽⁵⁾

理論式で解析結果と同様に可動子位置に対する推力変動、負荷トルクが低減できることを確認するために、静推力および静負荷トルクの理論式を導出し、理論式と解析値を比較する。

Fig.4.22 に示す様に回転子を 90° で固定し、可動子を初期位置から z 移動させた時の可動子の静推力 $F(z)$ を簡易的に求める。本項では、4. 2. 3. 2 目と同様の仮定を置き、それらの過程の概要図を Fig.4.22 の中央図、右図に示す。ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器では可動子の推力 $F(z)$ は、回転子 A と可動子間で発生する推力 $F_A(z)$ 、回転子 B と可動子間で発生する推力 $F_B(z)$ の和で求められる。基本モデルと同様にクーロンの法則から推力 $F_A(z)$ 、推力 $F_B(z)$ を求めて、次式に示す。

$$F_A(z) = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} \frac{m_{mover,i} m_{rotorA,i}}{(-z + D_A)^2} \quad (4.13)$$

$$F_B(z) = -\sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} \frac{m_{mover,i} m_{rotorB,i}}{(z + D_B)^2} \quad (4.14)$$

回転子 B と可動子間で発生する推力 $F_B(z)$ は、反発力発生時に正方向の推力が発生するため、負の符号を掛けている。ここで、 $m_{mover,i}$ 、 $m_{rotorA,i}$ 、 $m_{rotorB,i}$ は可動子磁石、回転子磁石 A、回転子磁石 B の一定な磁極の強さ、 D_A は初期位置での可動子磁石と回転子磁石 A における磁極間距離、

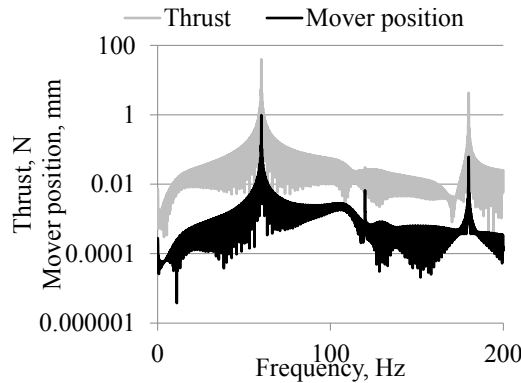


Fig.4.21 FFT analyzed results of MMC of twin rotor model.

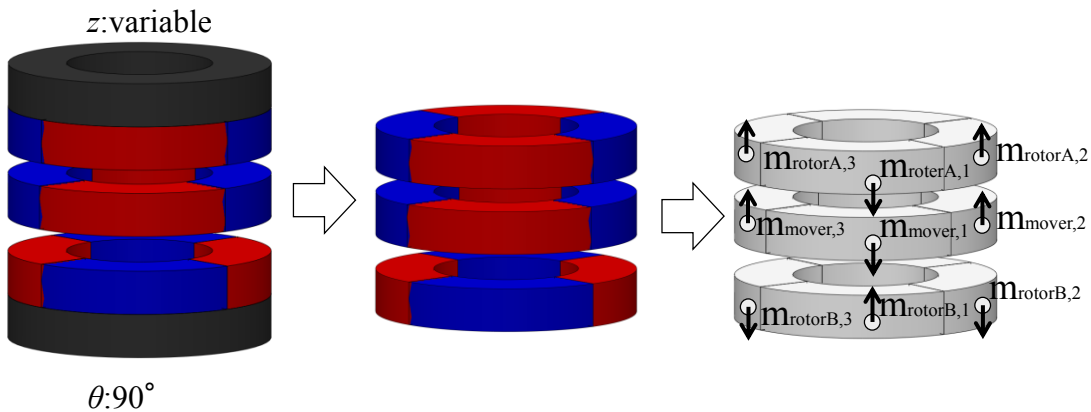


Fig.4.22 Condition and assumption of twin rotor model for theoretical formula of thrust.

D_B は初期位置での可動子磁石と回転子磁石 B における磁極間距離とする。初期位置では可動子とそれぞれの回転子間のエアギャップが等しいため、初期位置での可動子と回転子 A における磁極間距離 D_A と、初期位置での可動子と回転子 B における磁極間距離 D_B は等しい。Fig.4.22 に示されるように、回転子 A と回転子 B の磁極が反対の極、同じ大きさとなるように、磁石が配置されている。これらの条件をまとめると、次式で表される。

$$D_A = D_B \quad (4.15)$$

$$m_{rotorA,i} = -m_{rotorB,i} \quad (4.16)$$

式(4.15)、式(4.16)を式(4.13)、式(4.14)に代入すると、次式となる。

$$F_A(z) = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} \frac{m_{mover,i} m_{rotorA,i}}{(-z + D_B)^2} \quad (4.17)$$

$$F_B(z) = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} \frac{m_{mover,i} m_{rotorA,i}}{(z + D_B)^2} \quad (4.18)$$

式(4.17)、式(4.18)から、推力 $F(z)$ は次式で求められる。

$$F(z) = F_A(z) + F_B(z) = \frac{C'}{(-z + D_B)^2} + \frac{C'}{(z + D_B)^2} \quad (4.19)$$

$$C' = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{4\pi\mu_0} m_{mover,i} m_{rotorA,i} \quad (4.20)$$

式(4.19)を展開すると、式(4.21)、式(4.22)が得られる。

$$F(z) = \frac{C'}{(z^2 - D_B^2)^2} (z^2 + 2D_B z + D_B^2 + z^2 - 2D_B z + D_B^2) \quad (4.21)$$

$$F(z) = \frac{C'}{(z^2 - D_B^2)^2} (2z^2 + 2D_B^2) \quad (4.22)$$

Fig.4.19 の可動子位置に対する静推力の解析結果を式(4.22)の多項式で表すと次式になる。式(4.23)から得られる特性と Fig.4.19 の静推力の解析結果を並べ、Fig.4.23 に示す。

$$F(z) = \frac{422.5}{(z^2 - 4.4^2)^2} (2z^2 + 2 \cdot 4.4^2) \quad (4.23)$$

Fig.4.23 から解析結果がその結果を式(4.22)で表した値とよく一致していることがわかり、式

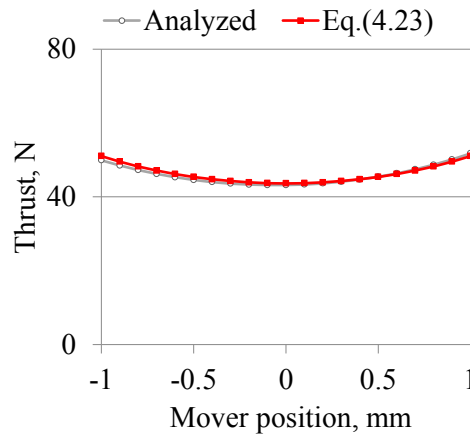


Fig.4.23 Comparison between analyzed results and theoretical results at twin rotor model.

(4.22)の有効性が確認できた。

この結果を踏まえて式(4.21)、式(4.22)をみると、基本モデルでの推力発生式でみられた可動子位置 z に比例する項が打ち消されており、可動子位置に対する推力変動の低減を理論式からも確認できた。

Fig.4.24 に示す様に可動子を固定し、回転子を θ 回転させた時の回転子の静負荷トルク $T(\theta)$ を求める。ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器では回転子への負荷トルク $T(\theta)$ は、回転子 A により発生する負荷トルク $T_A(\theta)$ 、回転子 B により発生する負荷トルク $T_B(\theta)$ の和で求められる。

4. 2. 3. 2 目で示した方法で負荷トルク $T_A(\theta)$ 、負荷トルク $T_B(\theta)$ を求め、次式に示す。

$$T_A(\theta) = -\frac{\partial}{\partial \theta} \frac{L_A \pi (r_{out}^2 - r_{in}^2)}{2\mu_0} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} P_A^2 c_m d_n \cos \{(2n-1)N\theta\} \quad (4.24)$$

$$T_B(\theta) = -\frac{\partial}{\partial \theta} \frac{L_B \pi (r_{out}^2 - r_{in}^2)}{2\mu_0} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} P_B^2 c_m f_n \cos \{(2n-1)N\theta\} \quad (4.25)$$

ここで、 r_{in} は可動子および回転子の内径、 r_{out} は可動子および回転子の外径、 L_A は可動子と回転子 A 間のエアギャップ長さ、 P_A は一定値である可動子と回転子 A 間の空間のパーミアンス係数、 c_m は可動子の磁石の起磁力振幅、 d_m は回転子 A の磁石の起磁力振幅、 L_B は可動子と回転子 B 間のエアギャップ長さ、 P_B は一定値である可動子と回転子 B 間の空間のパーミアンス係数、 f_m は回転子 B の磁石の起磁力振幅とする。Fig.4.24 に示されるように、回転子 A と回転子 B の磁極が反対の極、同じ大きさとなるように、磁石が配置されている。これらの条件をまとめると、次式の関係となる。

$$-d_n = f_n \quad (4.26)$$

式(4.26)を式(4.24)に代入すると、次式の関係となる。

$$T_A(\theta) = \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{L_A \pi (r_{out}^2 - r_{in}^2)}{2\mu_0} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} P_A^2 c_m f_n \cos \{(2n-1)N\theta\} \quad (4.27)$$

式(4.27)と式(4.25)から、負荷トルク $T(\theta)$ を求め、次式に示す。

$$\begin{aligned} T(\theta) &= T_A(\theta) + T_B(\theta) \\ &= \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{\pi (r_{out}^2 - r_{in}^2)}{2\mu_0} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} L_A P_A^2 c_m f_n \cos \{(2n-1)N\theta\} - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} L_B P_B^2 c_m f_n \cos \{(2n-1)N\theta\} \right] \end{aligned} \quad (4.28)$$

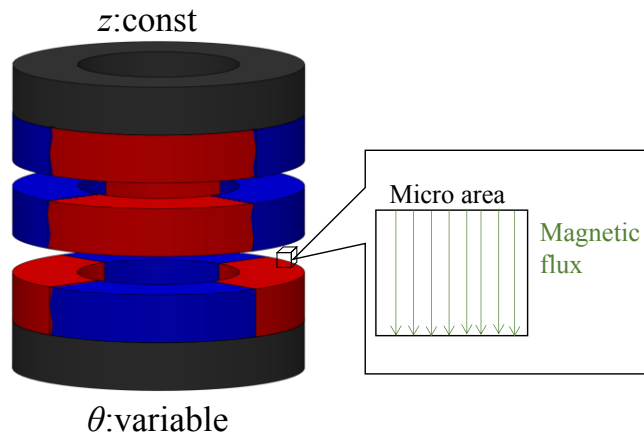


Fig.4.24 Condition and assumption of twin rotor model for theoretical formula of load torque.

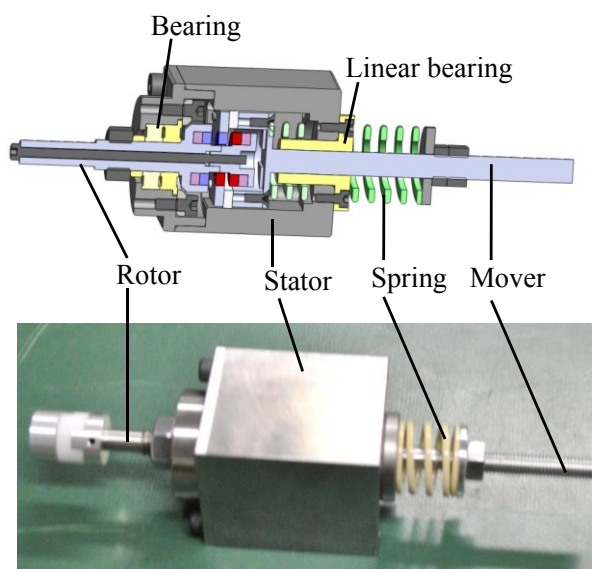
式(4.28)から、Fig.4.18 の解析結果と同様に、第 1 項の回転子 A による負荷トルクと第 2 項の回転子 B による負荷トルクが打ち消し合い、回転子全体の負荷トルクが低減されたことを確認できた。

4. 3. 3. 3 測定による評価⁽⁶⁾

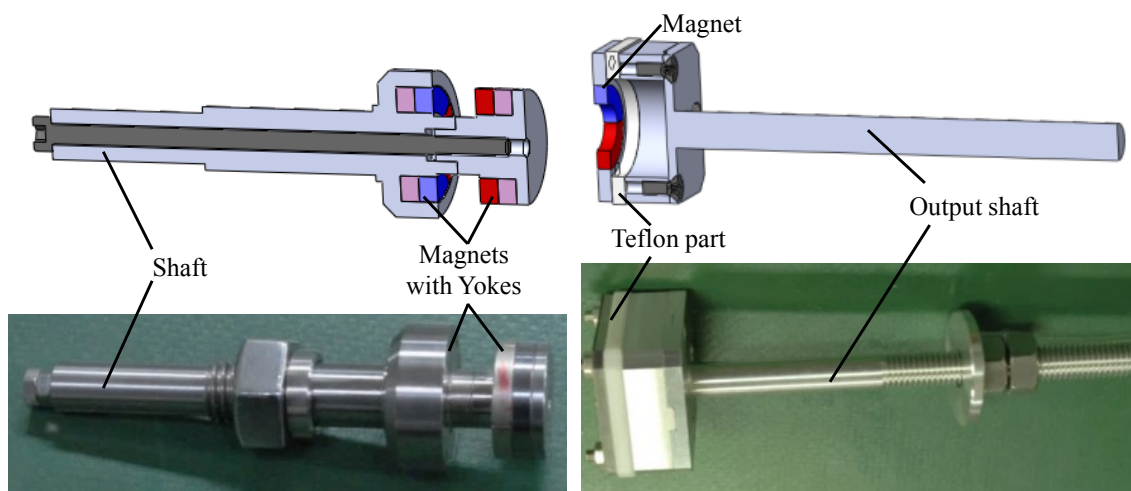
ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器の試作機を製作した。磁気回路部の寸法は解析と同様にし、Table 4.7 に試作機の諸元を、Fig.4.25 に試作機の模式図と写真を示す。可動子の回転運動および回転子の直線運動は基本モデルの磁気式回転直動変換器の試作機と同様の方法で抑

Table 4.7 Specifications of Prototype of twin rotor model.

Mass of mover	85.3 g
Spring constant	58 N/mm
Viscous damping constant	3.6 Ns/m



(a) Overall.



(b) Rotor.

(c) Mover.

Fig.4.25 Prototype of MMC of twin rotor model.

制している。

可動子を固定し、各回転子角度で測定した静推力および静負荷トルクを Fig.4.26 に示す。可動子を固定した位置は初期位置から 0.5mm 移動させた位置とした。推力、負荷トルク共に、測定値は解析値とおおむね一致していた。回転子を固定し、各可動子位置で測定した静推力および静負荷トルクを Fig.4.27 に示す。回転子を固定する角度は、推力測定時に 90° 、負荷トルク測定時に 45° とした。Fig.4.27 から、解析値と実測値がおおむね一致しており、可動子位置に対する推力の変動、負荷トルクが基本モデルと比べて低減されていた。

回転子を 1800rpm で強制回転し、可動子を 60Hz で振動させた時の動作特性の測定結果と試作機の運動パラメータに合わせて再解析を行った動作特性の結果の比較を Fig.4.28 に示す。Fig.4.28 から解析結果と実測結果は一致していることがわかる。そして、振動波形の歪み、言い換えると振動の高調波成分は Fig.4.28 の基本モデルでの測定値より低減していた。

このように、測定値でも解析値と同様の特性、基本モデルに対する優位性を確認できた。

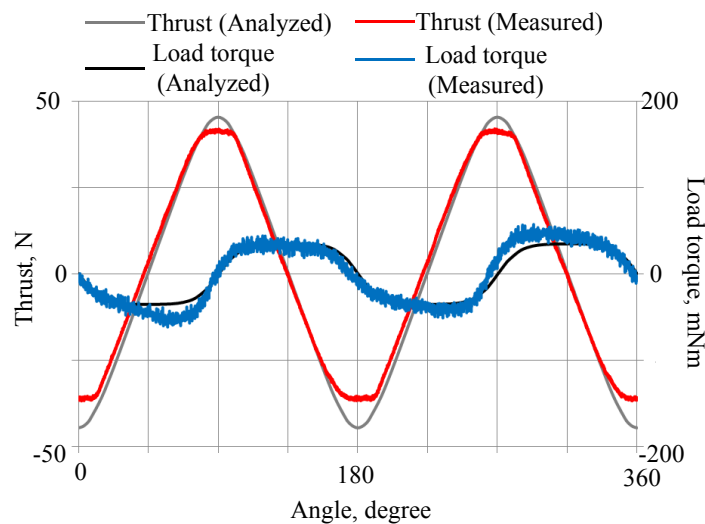


Fig.4.26 Static measured results of MMC of twin rotor model against rotor angle.

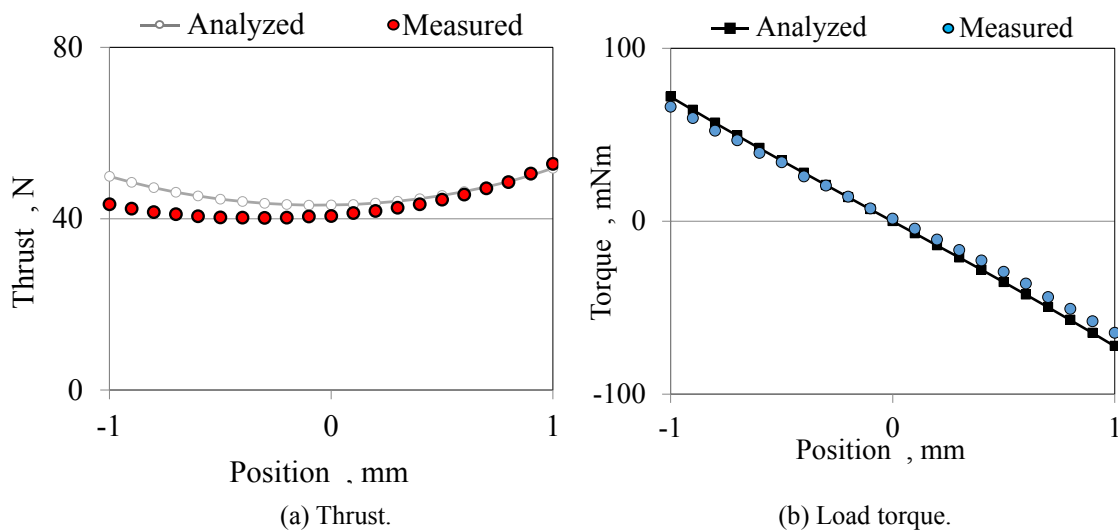


Fig.4.27 Static measured results of MMC of twin rotor model against mover position.

4. 3. 4 磁気式回転直動変換機構と DC ブラシモータを合わせた評価

磁気式回転直動変換器と DC ブラシモータを組み合わせた時の特性を解析、試作機を用いた測定から求め、有効性を確認する。

4. 3. 4. 1 DC ブラシモータ

4. 3. 3 項の結果から、DC ブラシモータの必要特性を挙げる。まず、可動子を 60Hz で振動させるためには、最大 64mNm の負荷トルクに対して回転できることが必要となる。そして、磁気式回転直動変換器では、回転子が 1 回回転すると可動子が 2 回振動するため、可動子を 60Hz で振動させるためには 1800rpm の回転速度が必要になる。これらの特性を満たす ACM 用モータ駆動型アクチュエータの DC ブラシモータとして小型な RS-555VX(マブチモータ)を選定した⁽⁷⁾。RS-555VX の外観、N-T 線図を Fig.4.29、Fig.4.30 に、仕様を Table 4.8 に示す。

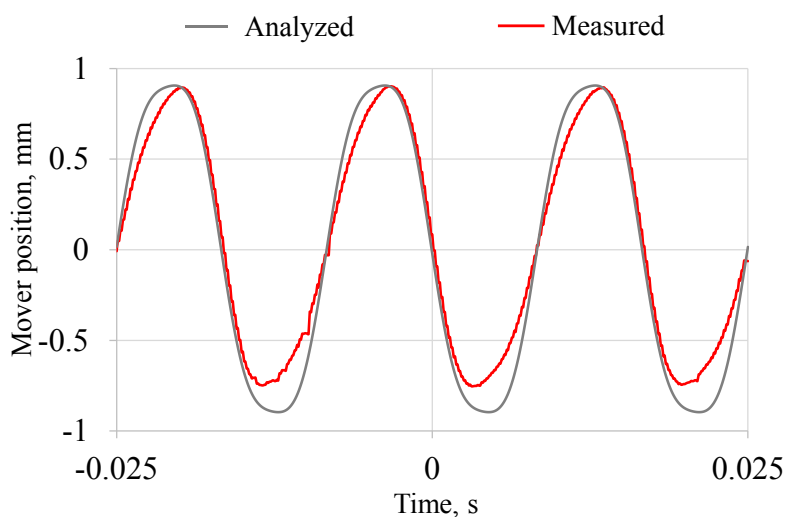


Fig.4.28 Dynamic measured results of MMC of twin rotor model.

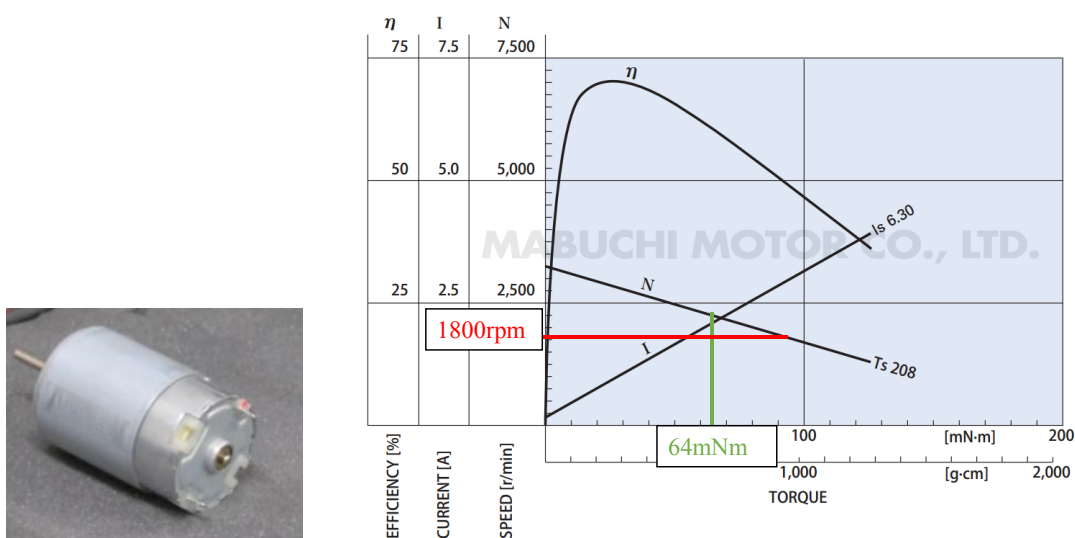


Fig.4.29 Overview of RS-555VX.

Fig.4.30 N-T characteristics of RS-555VX⁽⁷⁾.

4. 3. 4. 2 解析による評価

本研究では、DC モータの挙動を、Table 4.9 に示した DC ブラシモータのパラメータを用いて、Matlab/simulink にて運動方程式(2.65)および電気回路方程式(2.66)を解くことによって、計算する。この計算の精度を調べるために、無負荷でモータを回転させ、その状態から電圧を遮断した時の電流の挙動を解析によって求め、測定値と比較した。解析結果と測定結果の比較を Fig.4.31 に示す。DC ブラシモータのブラシの動作を考慮していないため、測定値で見られるような振動電流は見られなかったが、それ以外は解析値と測定値はよく一致した。また、本研究では、DC ブラシモータのブラシの動作に起因する振動電流は注目しない。

このことから、本章ではこの DC ブラシモータ挙動の計算方法を用いる。

DC 電圧 6.5V を印加した時のモータ駆動型アクチュエータの挙動を Fig.4.32 に示す。磁気式回転直動変換器のパラメータは Table 4.7 に示した値を用いた。Fig.4.32(a)から DC ブラシモータへの電圧印加によって、電流が流れており、その電流の最大値は定格電流 1A 以下になっていることが確認できた。また、負荷トルクの変化に起因し、振動電流が生じた。Fig.4.32(b)から DC ブ

Table 4.8 Specification of RS-555VX.

Outer diameter	38.5 mm
Height	57 mm
Nominal voltage	12 V
Nominal rotation speed	2860 rpm
Nominal torque	28 mNm
Nominal current	1 A
Starting torque	162 mNm

Table 4.9 Parameter of RS-555VX.

Inertia	5.8 kg/m ²
Viscosity	14.3 × 10 ⁶ Nm/(s · rad)
Torque constant	33.5 × 10 ³ Nm/A
Back EMF constant	33.5 × 10 ³ Vs/rad
Resistance of coil	1.9 Ω
Inductance of coil	2 mH

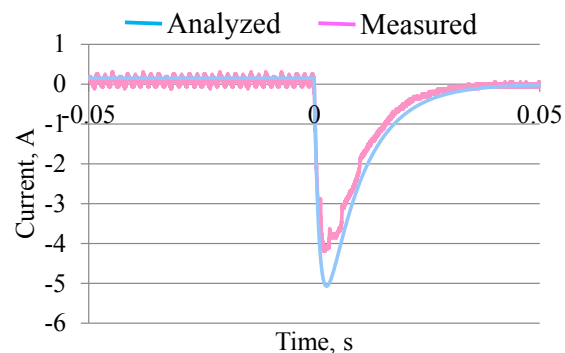


Fig.4.31 Current of DC brush motor when power is turn off.

ラシモータによって回転子が回転し、 $40N_{amp}$ 以上の推力、負荷トルクが発生し、可動子が振動していることが確認できた。

このように、安価で小型な DC ブラシモータを用いて、目標値を達成し、高調波成分の小さい振動を発生させたことから、本アクチュエータは ACM に適用可能であることを明らかにした。

4. 3. 4. 2 測定による評価

次に、試作機を用いた測定からモータ駆動型アクチュエータの動作特性を求める。DC ブラシモータに DC 電圧 6.5V を印加し、回転子を 1800rpm で回転させ、可動子を 60Hz で振動させる。その時の可動子位置をレーザ変位計によって測定した。動作特性測定結果を Fig.4.33 に示す。Fig.4.33 から、組込誤差によって振動波形や振幅に若干の違いは生じたが、解析結果と実測結果は一致した。

4. 3. 5 ACM シミュレーションによる制振性能の評価

モータ駆動型アクチュエータであるツインロータモデルを適用した ACM の制振性能を ACM シミュレーションによって明らかにする。エンジンは振幅 0.1mm、周波数 60Hz の正弦波で振動するものとした。そして、ツインロータモデルは、4. 3. 4 項で示した特性を用いた。

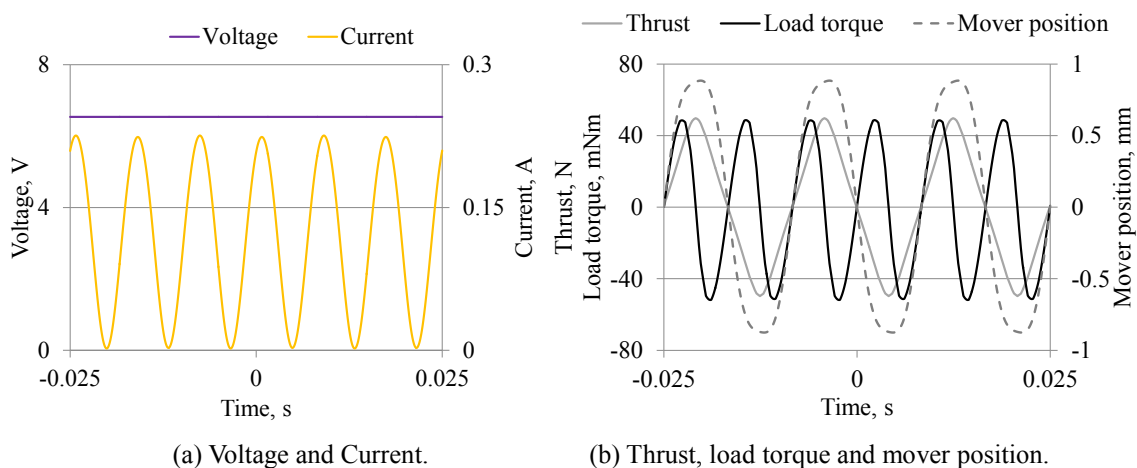


Fig.4.32 Dynamic analyzed results of twin rotor model.

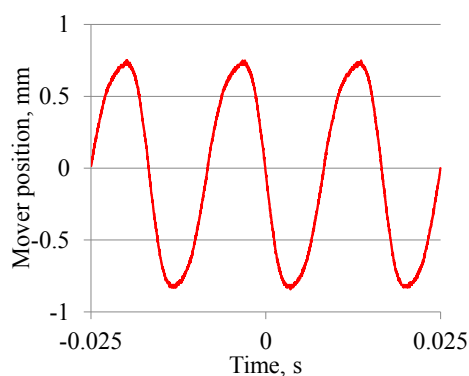


Fig.4.33 Dynamic measured results of twin rotor model.

4. 3. 5. 1 DC 電圧印可による制振

可動子が十分に軽いとき、エンジン振動に対して特定の大きさ、同じ周波数、同じ位相の推力を発生することで制振できるという知見を 3 章で得た。それを利用して、ツインロータモデルによって制振する。

具体的な制振方法は、エンジンコントローラユニットからエンジン振動情報を得て、DC 電圧を DC ブラシモータに印可するのみである。

ここで、DC 電圧の値はアクチュエータ推力の周波数がエンジン振動の周波数と一致するように設定する。本章で対象とするエンジン振動は振幅 0.1mm、周波数 60Hz の正弦波振動としているので、アクチュエータ推力の周波数は 60Hz が望ましい。そこで、DC ブラシモータを 30rps(1800rpm)で回転させるような DC 電圧を印加し、回転直動変換器の特性により 60Hz の推力を発生させる。

エンジン振動が振幅 0.1mm、周波数 60Hz の正弦波振動発生時、ACM で制振するために必要な推力が発生するように本アクチュエータは、設計されている。

アクチュエータ推力の位相は ACM 構造とモータ駆動型アクチュエータの持つ特性によって、自動的にエンジン振動の位相と同相になる。自動的にアクチュエータ推力の位相が調整される原理を Fig.4.34 に示した概要図から説明する。最初に、エンジンが振動し、DC ブラシモータに電圧が印可されていない状態を考える。この状態では、エンジン振動が液封マウントを介し、磁気式回転直動変換器の可動子に伝わりエンジン振動と同相で振動する。次に、この状態で DC ブラシモータに電圧を印可した時を考える。DC ブラシモータへ DC 電圧を印可することで、回転子が回転する。そして、回転子の回転に従い、エンジン振動の影響を受け、エンジン振動と同相の推力および同相の可動子振動が発生する。

これまでに示したことにより、エンジン振動に対して特定の大きさ、同じ周波数、同じ位相の推力を発生でき、能動的に制振できる。

このようにして、DC ブラシモータへ電圧印可するだけでロードセル、位置センサ、角度センサなどを用いずに、簡単に制振できる。

4. 3. 5. 2 制振性能

ACM シミュレーション結果を Fig.4.35 に示す。Fig.4.35(a)をみると、DC 電圧オフ時は、エンジン振動と同相で可動子が振動していた。また、磁気式回転直動変換器の安定点では、負の推力が発生するため、可動子位置、車体に伝わる力にオフセットがかかっている。Fig.4.35(b)をみると、DC 電圧オン時は、エンジン振動の影響を受け、エンジン振動と同相で推力が発生していた。それにより、可動子が振動し、電圧オフ時に車体に伝わっていた振幅 50N の力を 90%以上低減できた。

これらの結果をみると、磁気式回転直動変換器で基本波の三次成分の推力が発生していたため、完全な制振はできていなかったものの、ツインロータモデルを適用した ACM でセンサレスに制振できていた。

4. 4 結言

本章では、低価格な ACM 用アクチュエータとして、モータ駆動型アクチュエータの基本モデルを提案し、解析、理論式、試作機を用いた測定により ACM 適用の上での課題を抽出した。次

に、その課題を解決するためのツインロータモデルを提案し、解析、理論式、試作機を用いた測定により、ACM に適用可能であることを示した。最後に、モータ駆動型アクチュエータのためのセンサレスな制振法を示し、ACM シミュレーションから、ツインロータモデルを用いた ACM によりセンサレスで制振できることを示した。本章で得られた知見の詳細を以下に示す

(1) DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器を利用したモータ駆動型アクチュエータは、振動動作が可能であることを示した。そして、その磁気式回転直動変換器が多極磁石 2 枚の組み合わせだと、エアギャップ変動により高調波振動や吸引・反発力の回転方向成分によりモータへ大きな負荷トルクなどの ACM 用アクチュエータとしての問題が生じることを明らかにした。

(2) 多極磁石 3 枚を用いた磁気式回転直動変換器は、エアギャップの合計が一定であることおよび各部で発生する負荷トルクが打ち消しあうことによって、高調波振動およびモータへの負荷トルクを低減でき、ACM に適用可能な特性を持っていることを明らかにした。そして、この磁気式回転直動変換器と小型の DC ブラシモータを組み合わせたモータ駆動型アクチュエータは、ACM に適用可能な特性を持っていることを確認した。

(3) ACM 構造、モータ駆動型アクチュエータの外乱に対する応答を利用したモータ駆動型アクチュエータ用のセンサレスな制振法を提案した。ACM シミュレーションからツインロータモデルを適用した ACM と提案した制振法によって車体に伝わる力を制振できることを明らかにした。

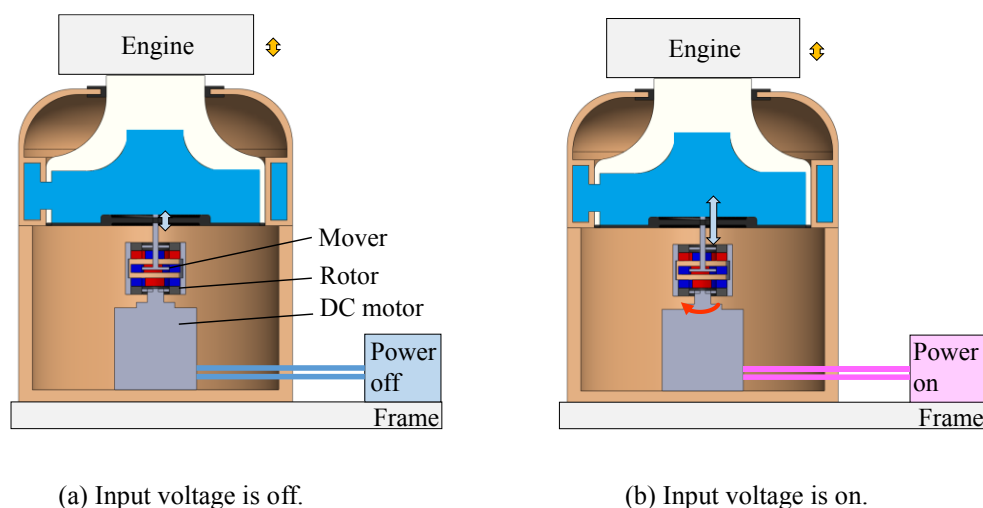
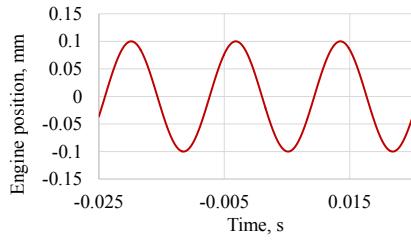
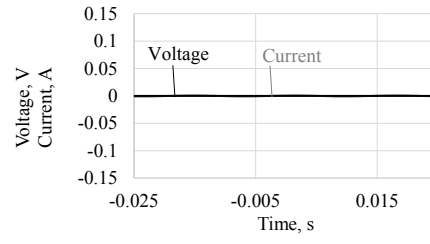


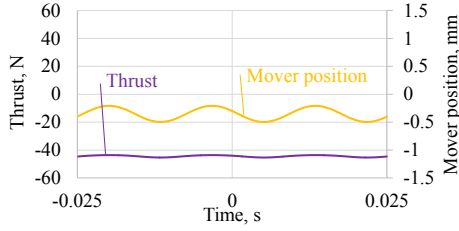
Fig.4.34 Schematic diagram about vibration control.



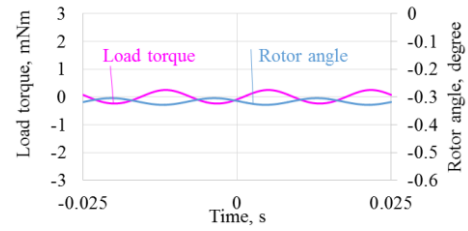
(a-1) Engine vibration.



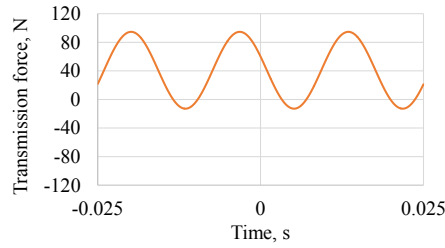
(a-2) Voltage input and current.



(a-3) Thrust and mover position.

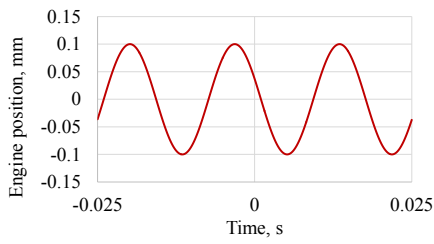


(a-4) Load torque and rotor angle.

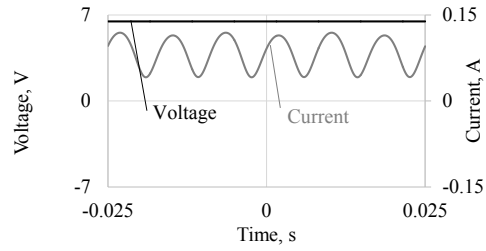


(a-5) Transmission force to frame.

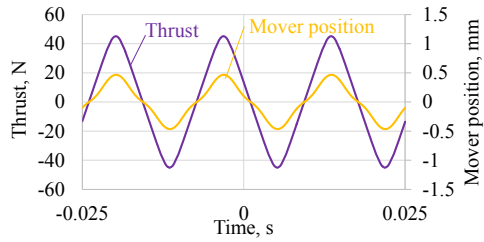
(a) Input voltage is off.



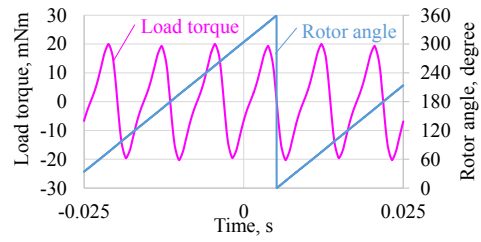
(b-1) Engine vibration.



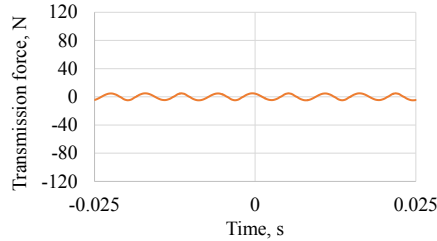
(b-2) Voltage input and current.



(b-3) Thrust and mover position.



(b-4) Load torque and rotor angle.



(b-5) Transmission force to frame.

(b) Voltage input is on.

Fig.4.35 ACM simulation results.

参考文献

- (1) Y. Hasegawa, K. Hirata, T. Yamaguchi and Y. Kawase, "New Linear Oscillatory Actuator Using DC Motor", IEE Japan, Vol.126-D, No.8, pp.1156-1160 (2006)
- (2) 酒井昌彦, 平田勝弘, 北山文矢, 「ACM 用モーター一体型リニア振動アクチュエータ」, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会, LD-12-39, pp.11-14 (2012)
- (3) 新口昇, 平田勝弘, 山本優文, 村松雅理, 「ハイブリッド型磁気伝達減速機構のコギングトルク低減に関する研究」 電気学会誌, D 部門, Vol. 130, No. 5, pp. 692-698 (2010)
- (4) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yamada, "Linear Oscillatory Actuator Using New Magnetic Movement Converter", *Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics and Automation 2013*, pp.431-436 (2013)
- (5) 北山文矢, 平田勝弘, 山田達郎, 新口昇, 「モーター一体型リニア振動アクチュエータの負荷トルクおよび高調波振動の低減」, 電気学会モータドライブ・リニアドライブ合同研究会資料, LD-13-107, pp.17-22, (2013)
- (6) F. Kitayama, K. Hirata, N. Niguchi and T. Yamada, "Experimental Evaluation of New Magnetic Movement Converter for Linear Oscillatory Actuator", *Proceedings of Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics 2014*, pp.82-83 (2014)
- (7) マブチモータ株式会社, <http://www.mabuchi-motor.co.jp/>

第5章

特性可変型アクチュエータ

5. 1 緒言

現在、乗り心地の向上のために用いられている ACM は、運転者に大きな不快感を与えるアイドリング時の振動に加えて、加速した時の振動などに対応できるように 20Hz から 100Hz までの制振が可能な周波数範囲を持っている⁽¹⁾。更なる乗り心地の向上のためには、ピストン運動の高次成分に起因する振動、高速状態で加速した時の振動などに対応することが必要となり、より広い周波数帯で制振できる ACM が求められる。

その ACM のためには、広い周波数帯で低電力かつ大振幅の振動が得られるアクチュエータ、すなわち広い周波数帯で消費電力を運動エネルギーへ効率よく変換できる、すなわち高効率なアクチュエータが必要となる。著者は、Fig.5.1 に示すようにアクチュエータに 2 つの特性を持たせ、その特性を切り替えることで、広い周波数帯で高効率な ACM 用アクチュエータが実現できると考えた。

そこで、本章ではこの ACM のための特性可変型アクチュエータの実現を目指す。具体的には、ACM 用アクチュエータとしての目標値達成、特性可変性、広い周波数帯での高効率化、ACM に適用時の広い周波数帯の振動の制振を確認する。耐衝撃性や耐熱性、応答性なども ACM 用アクチュエータとして必要であるが、本論文は基礎的な検討であるため、それらの性能は今後の課題としている。

5. 2 節で最初に提案した特性可変型アクチュエータである 2 コイルモデルについて述べる。5. 3 節で二番目に提案した特性可変型アクチュエータである 2 コイル MM モデルについて述べる。5. 4 節で結論を述べる。

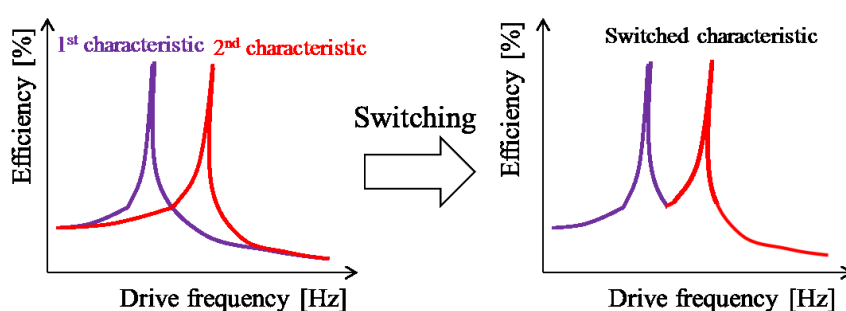


Fig.5.1 Schematic drawing of proposed actuator.

Table 5.1 Target value.

Target Size	Diameter	100 mm
	Height	50 mm
Target Characteristics	Thrust	40 N _{amp}
	Stroke	2 mm
	Drive frequency	20-200 Hz

5. 2 2 コイルモデル

著者らは従来のアクチュエータとコンデンサが接続された電磁ダンパを組み合わせ、従来のアクチュエータの機能で可動子を駆動させ、電磁ダンパの機能で特性を可変にすることで、特性可変型アクチュエータを実現できると考えた^{(2)~(5)}。また、本章で目指す ACM のためのアクチュエータとして、現行の ACM 用アクチュエータより広い動作周波数帯を含む Table 5.1 に示した目標値と 3 章で示した設計指針に従うことが必要である。これらを踏まえて、ACM 用アクチュエータとして 2 コイルモデルを開発した。

5. 2. 1 基本構造

2 コイルモデルの構造を Fig.5.2、諸元を Table 5.2 に示す。主要部の高さは 50mm、外径は 100mm となっており、可動子と固定子から構成される。可動子は、磁性体のプランジャーと非磁性体のシャフトから構成される。固定子は、4 つのリング形状の磁石、コイルばね、ヨーク、アウターコイル、インナーコイル、非磁性体でできた磁石やヨークを支持するための部品から構成される。

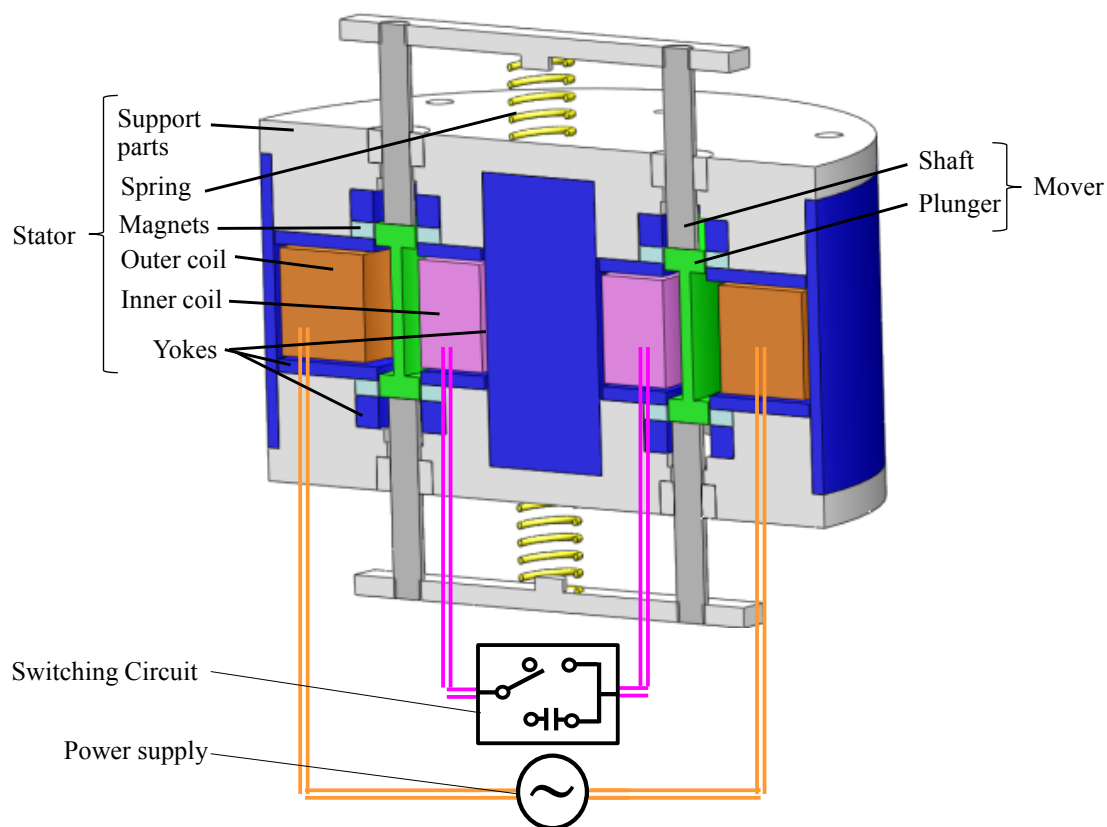


Fig.5.2 Basic construction of 2 coil model.

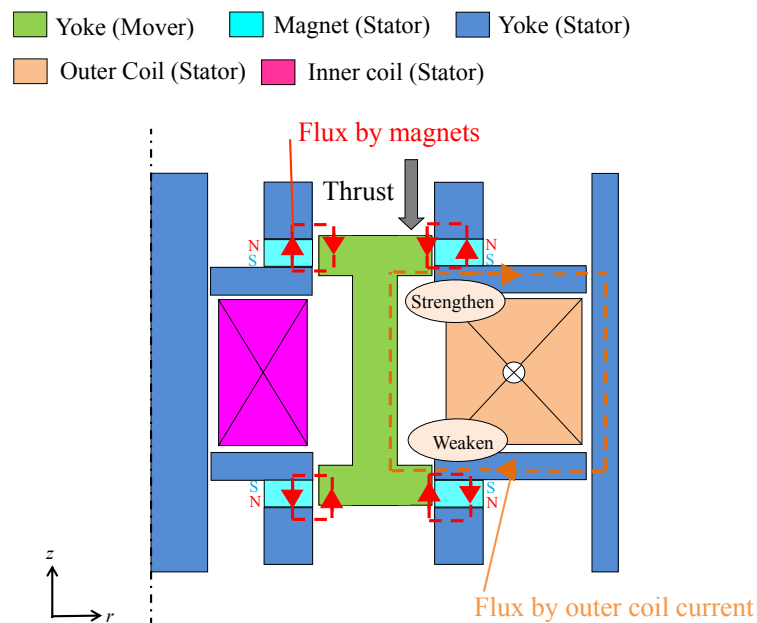
Table 5.2 Specifications of 2 coil model.

Resistance of outer coil	0.2 Ω	Capacitor	1 mF
Resistance of inner coil	0.05 Ω	Mass of mover	137 g
Turns of outer coil	77 turns	Spring constant	46 N/mm
Turns of inner coil	48 turns	Viscous damping constant	10 Ns/m

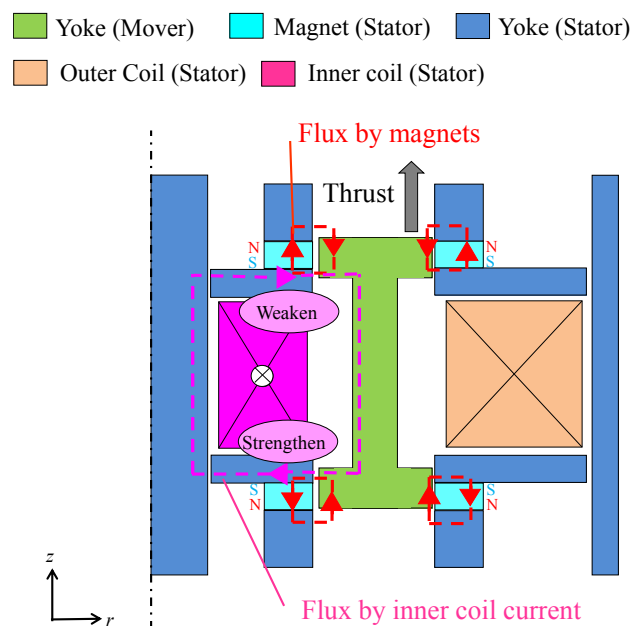
アウターコイルを電源に接続しインナーコイルを開放する状態(開放状態)とアウターコイルを電源に接続しインナーコイルをコンデンサと接続し短絡する状態(コンデンサ挿入状態)を切り替えることが可能な回路が組み込まれている。

5. 2. 2 動作原理

本モデルの動作原理は、可動子の駆動と特性の可変から構成される。可動子の駆動はレシプロモータと同様の原理であり、特性の可変は開放状態とコンデンサ挿入状態の2つの特性を切り替えることで実現する。



(a) Magnetic circuit when outer coil current flows.



(b) Magnetic circuit when inner coil current flows.

Fig.5.3 Operation principle of 2 coil actuator.

まず、開放状態での動作を考える。電流を励磁していない時は磁石によって固定子と可動子の間に磁束が流れる。電流をアウターコイルに励磁することによって、Fig.5.3(a)に示すようにアウターコイルの周りに磁束を発生させる。その磁束によって、エアギャップの磁束のバランスが崩れ、推力が発生し、可動子が振動する。

次に、インナーコイルにコンデンサを挿入した状態での動作を考える。開放状態と同様に、アウターコイルに電流を励磁することによって、推力が発生し、可動子が振動する。この可動子の振動によって、インナーコイルに逆起電圧が発生する。その逆起電圧とインナーコイルのインダクタンス、コンデンサによるインピーダンスにより、インナーコイルに電流が発生する。インナーコイルの電流によって Fig.5.3(b)に示すようにインナーコイル周りに磁束が発生し、推力が発生する。この時、可動子に働く推力はインナーコイルとアウターコイルによって発生する推力の合力となり、最終的にその合力によって可動子が振動する。このようにコンデンサ挿入状態では開放状態と異なる振動を起こす。

5. 2. 3 アクチュエータの評価

2 コイルモデルで目標値達成、特性の可変、広い周波数帯での高効率化を実現できるかを調べるために、解析を行った。

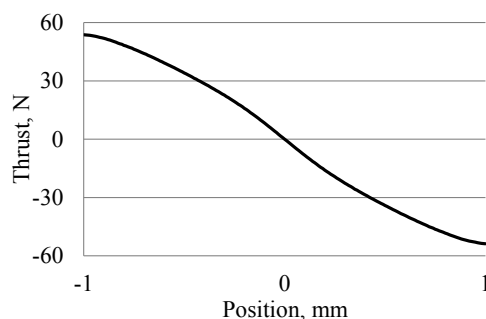
ディテント特性、静的な電流推力特性を解析から求めた。電流推力特性とは、電流を励磁した時に発生する推力からディテント特性を引いた特性である。解析条件を Table 5.3 に示し、解析結果を Fig.5.4 に示す。

Fig. 5.4(a) をみると、ディテント特性は可動子の位置に対しておおむね比例的に変化していた。Fig. 5.4(b) をみると、電流推力は初期位置で最も大きくなっているが、おおむね一定であった。

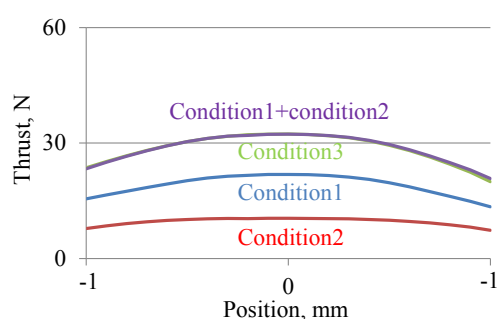
開放時はアウターコイルのみに電流を励磁するので、条件 1 の電流推力の値から目標値を満足

Table 5.3 Static analysis condition of 2 coil model.

No.	Outer coil	Inner coil
1	100 AT	0 AT
2	0 AT	100 AT
3	100 AT	100 AT



(a) Detent.



(b) Current thrust.

Fig.5.4 Static characteristics of 2 coil actuator.

できるかを評価する。解析結果では 100 アンペアターン時に平均 19.1N となっており、目標値 40N 発生するためにはアウターコイルに 210 アンペアターンの起磁力、2.72A の電流が必要になる。この電流値は車載用デバイスとして用いる許容値 5A 以下であるので、開放状態で 40N の推力が発生できる。コンデンサ挿入時ではアウターコイル、インナーコイルに電流が流れるので、条件 3 に注目する。条件 3 をみると、アウターコイルとインナーコイルに 100 アンペアターンを励磁した時の推力は 28.7N となっており、目標値 40N 発生するためにはアウターコイル、インナーコイルに 140 アンペアターンの起磁力が必要となり、電流で見るとアウターコイルに 1.8A、インナーコイルに 2.9A 必要になる。これらの電流値は許容値 5A 以下であるので、コンデンサ挿入状態で 40N の推力が発生可能である。Fig.5.4(b)をみると、条件 1 での推力と条件 2 の推力の和は、条件 3 の推力と等しくなった。このことから、アウターコイルに流れた電流によって発生した推力とインナーコイルに流れた電流によって発生した推力が独立であり、可動子に発生する推力はそれらの和になることが確認できた。

このように静特性から、目標値を達成する見通し、特性可変を考えやすくする各コイルの独立性を確認できた。

振幅が 1.2V、周波数が 20Hz から 200Hz の正弦波状の電圧を印加し、開放状態、コンデンサ挿入状態での動作特性を解析から求め、その結果を Fig.5.5 に示す。インナーコイル開放状態、インナーコイルにコンデンサを挿入した状態での 100Hz の動作特性を Fig.5.6、Fig.5.7 に示す。

Fig.5.6 をみると、インナーコイル開放状態では、電源の電圧によってアウターコイルに電流が流れ、その電流に従い推力が発生し、可動子が振動していた。Fig.5.5(a)、(c)、(d)のインナーコイル開放状態での電源から励磁されたアウターコイルに流れた電流、推力、可動子の振動をみると、周波数に対して下降する傾向にあり、190Hz 付近で大きくなっていた。次式の運動方程式、アウターコイルの電気回路方程式から、この特性の要因を考察する。

$$M\ddot{x}(t) + D\dot{x}(t) + Kx(t) = A_{out}I_{out}(t) + A_{in}I_{in}(t) = F(t) \quad (5.1)$$

$$V(t) = R_{out}I_{out}(t) + N_{out} \frac{d\phi_{out}(t)}{dt} \quad (5.2)$$

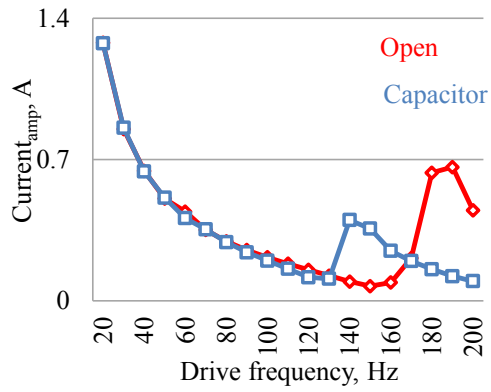
ここで、 $x(t)$ は可動子位置、 M は可動子質量、 D は粘性減衰係数、 K は機械ばねとディテントによるばね定数、 A_{out} はアウターコイルのみ電流を励磁した時の推力定数、 A_{in} はインナーコイルのみ電流を励磁した時の推力定数、 $I_{out}(t)$ は電源からアウターコイルへ励磁された電流、 $I_{in}(t)$ はインナーコイルに流れる電流、 $V(t)$ は電源の電圧、 R_{out} はアウターコイルの抵抗、 N_{out} はアウターコイルのターン数、 $\phi_{out}(t)$ はアウターコイルに鎖交した磁束数とする。インナーコイル開放状態では、式(5.1)のインナーコイルに流れる電流が零なので、次式へ書きかえられる。

$$M\ddot{x}(t) + D\dot{x}(t) + Kx(t) = A_{out}I_{out}(t) = F(t) \quad (5.3)$$

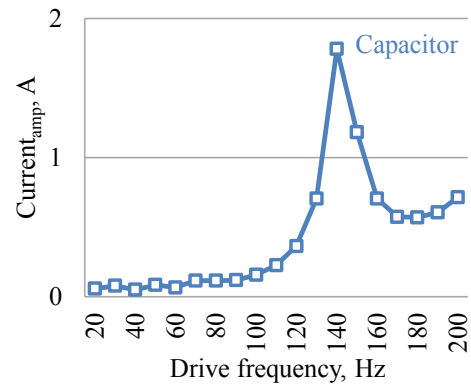
式(5.2)もインナーコイル開放状態では、次式へ書きかえられる。

$$V(t) = R_{out}I_{out}(t) + L_{out}\dot{I}_{out}(t) + B_{out}\dot{x}(t) \quad (5.4)$$

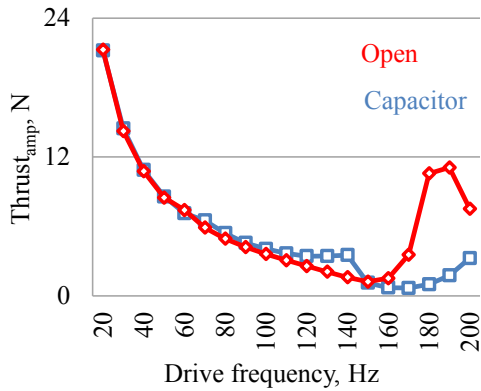
ここで、 L_{out} はアウターコイルの自己インダクタンス、 B_{out} はアウターコイルの逆起電圧定数である。式(5.3)から可動子の振動には機械的共振が生じること、式(5.4)から自己インダクタンスによって周波数が高くなるほどアウターコイルに流れた電流が小さくなることがわかる。そして、可動子の振動は逆起電圧としてアウターコイルに流れた電流に、アウターコイルに流れた電流は推力として可動子の振動に影響を与えるため、可動子の振動およびアウターコイルに流れた電流に機械的共振およびインダクタンスによる効果が生じる。それにより、解析結果でアウターコイ



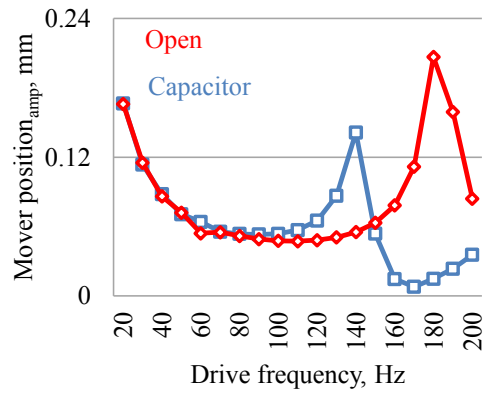
(a) Current from power supply.



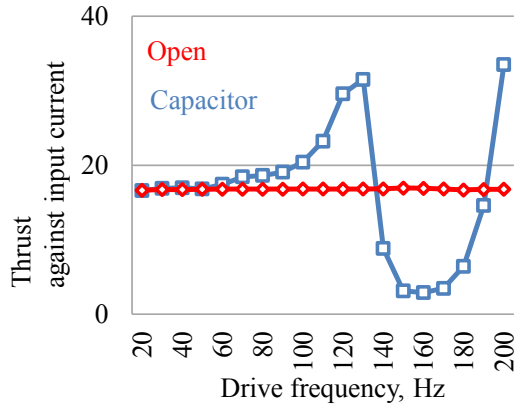
(b) Current from capacitor.



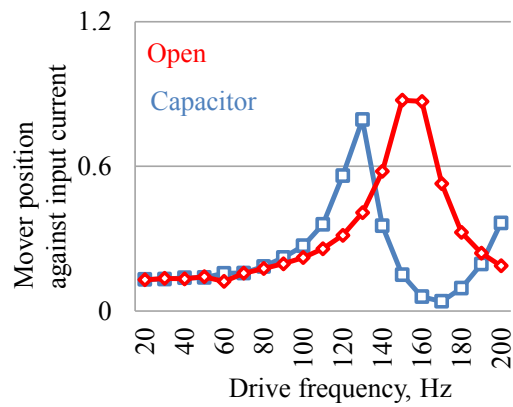
(c) Current thrust.



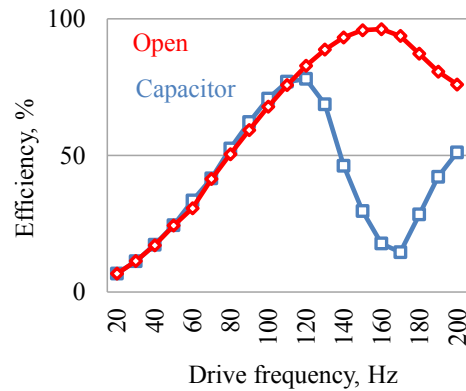
(d) Mover position.



(e) Thrust constant characteristics.



(f) Resonance characteristics.



(g) Efficiency.

Fig.5.5 Dynamic characteristics of 2 coil actuator.

ルに流れた電流、可動子の振動が周波数に対して下降傾向になり、特定の周波数で大きくなった。開放状態の推力は、式(5.3)にみられるように推力定数とアウターコイル電流の積となるため、アウターコイルに流れた電流の傾向と同様に、周波数に対して下降する傾向になり、特定の周波数で大きくなった。

Fig.5.7 をみると、インナーコイルにコンデンサを挿入した状態では、電源からアウターコイルへの電流が流れるのと同時に、コンデンサからのインナーコイルへの電流が流れる。100Hz ではインナーコイルとコンデンサのインピーダンスの効果により、アウターコイルに流れた電流とインナーコイルに流れた電流が同相になり、アウターコイルに流れた電流による推力とインナーコイルに流れた電流による推力が足し合わさり、可動子に働く推力となる。そのため、Fig.5.6 の開放状態より高い推力、大きな振動が発生した。Fig.5.5(a)、(c)、(d)のコンデンサ挿入状態での電源から励磁されたアウターコイルに流れた電流、推力、可動子の振動をみると、周波数に対して下降する傾向にあり、140Hz 付近で大きくなっており、開放状態と異なる傾向にあった。そして、Fig.5.5(b)をみると、コンデンサからインナーコイルに電流が励磁されていた。式(5.1)の運動方程式、式(5.2)のアウターコイルの電気回路方程式、次式のアウターコイルの電気回路方

$$0 = R_{in} I_{in}(t) + N_{in} \frac{d\phi_m(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int I_{in}(t) dt \quad (5.5)$$

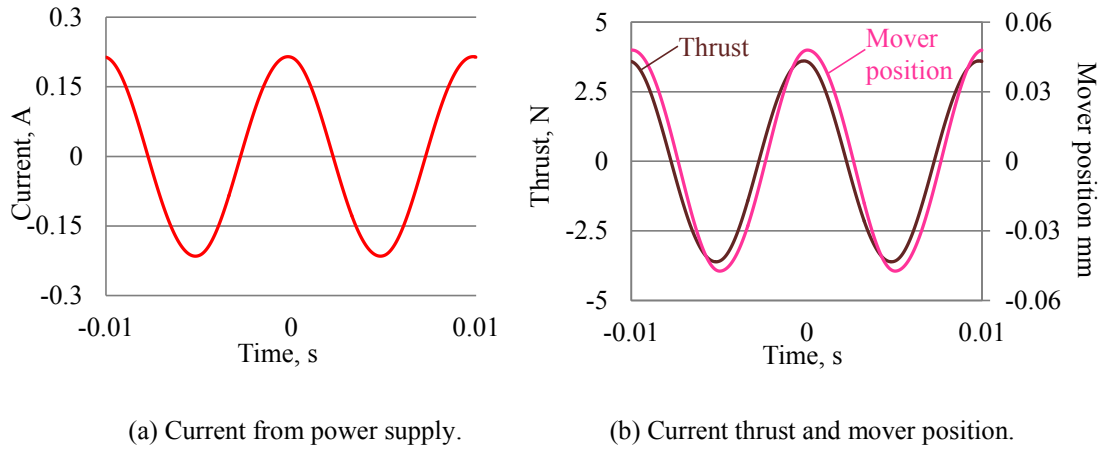


Fig.5.6 Dynamic characteristics of 2 coil actuator when condition was open at 100 Hz.

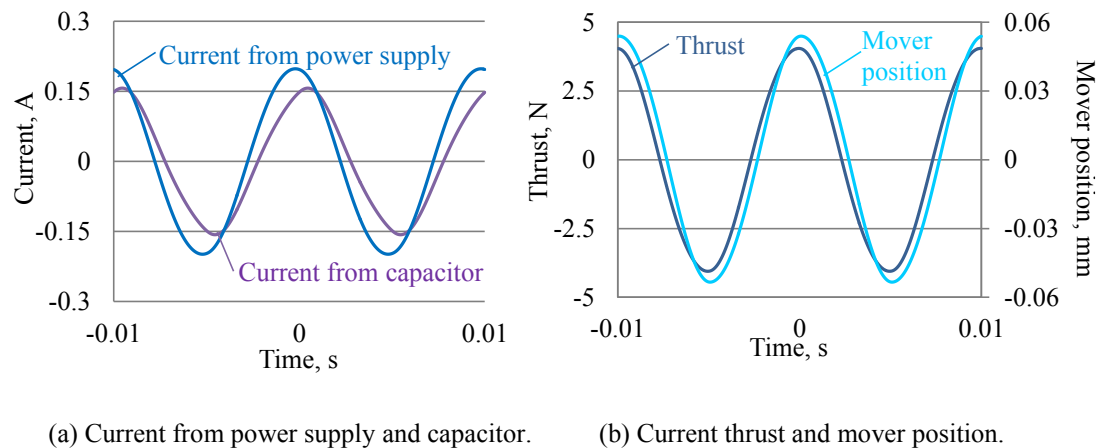


Fig.5.7 Dynamic characteristics of 2 coil actuator when condition was insertion of capacitor at 100 Hz.

程式に注目して、この特性の要因を考察する。ここで、 R_{in} はインナーコイルの抵抗、 N_{in} はインナーコイルのターン数、 $\phi_{in}(t)$ はインナーコイルに鎖交した磁束数、 C は挿入したコンデンサの容量とする。式(5.2)、式(5.3)はインナーコイルにコンデンサを挿入した状態では、次式へ書き換えられる。

$$V(t) = R_{out} I_{out}(t) + L_{out} \dot{I}_{out}(t) + M_{out} \dot{I}_{in}(t) + B_{out} \dot{x}(t) \quad (5.6)$$

$$0 = R_{in} I_{in}(t) + L_{in} \dot{I}_{in}(t) + M_{in} \dot{I}_{out}(t) + B_{in} \dot{x}(t) + \frac{1}{C} \int I_{in}(t) dt \quad (5.7)$$

ここで、 M_{out} はアウターコイルの相互インダクタンス、 M_{in} はインナーコイルの相互インダクタンス、 L_{in} はインナーコイルの自己インダクタンス、 B_{in} はインナーコイルの逆起電圧定数である。式(5.7)から右辺の第4項で逆起電圧、右辺の第2項と第5項で電氣的共振が生じ、インナーコイルに電流が流れることがわかる。2コイルモデルでは自己インダクタンスに比べ相互インダクタンスが小さいため、式(5.7)右辺の第3項の相互インダクタンス項の影響は少ないと思われる。式(5.1)、式(5.6)、式(5.7)からコンデンサ挿入状態の推力、可動子の振動、アウターコイル電流はインナーコイルに流れた電流の影響を受けることがわかる。このことによって、コンデンサ挿入状態のアウターコイルに流れた電流、可動子の振動、推力は開放状態と異なる傾向となった。

Fig.5.5(e)の推力定数特性は電源からの入力電流の振幅に対する推力の振幅とし、次式で定義した。この値が大きいほど、少ない電流で大きな推力が発生できる。

$$\frac{[F(t)]_{amp}}{[I_{out}(t)]_{amp}} \quad (5.8)$$

Fig. 5.5(e)をみると、開放状態の推力定数特性は一定となり、コンデンサ挿入状態の推力定数は、周波数によって開放状態より小さく、もしくは大きくなった。式(5.8)を書き換えた次式からこの特性の要因を考える。

$$\frac{[A_{out} I_{out}(t) + A_{in} I_{in}(t)]_{amp}}{[I_{out}(t)]_{amp}} \quad (5.9)$$

開放状態ではインナーコイルに流れた電流が零になるため、推力定数特性はアウターコイルのみ電流を励磁した時の推力定数 A_{out} となる。インナーコイルをコンデンサに挿入した状態では、機械的特性に起因するアウターコイルに流れた電流に対する可動子の速度の位相差、インピーダンスに起因する可動子の速度に対するインナーコイルに流れた電流の位相差によって、アウターコイルに流れた電流とインナーコイルに流れた電流が同相もしくは逆相になる。同相時はインナーコイルに流れた電流が運動を促進する成分として働き開放状態よりも推力定数が大きくなり、逆相時はインナーコイルに流れた電流がブレーキ成分として働き開放状態よりも推力定数が小さくなる。

Fig.5.5(f)の共振特性は電源からの入力電流の振幅に対する可動子の振動の振幅であり、次式で定義した。この値が大きいほど、少ない電流で大振幅が得られる。

$$\frac{[x(t)]_{amp}}{[I_{out}(t)]_{amp}} \quad (5.10)$$

Fig.5.5(f)をみると、開放状態は機械的共振により 150Hz 付近でピークになっている。コンデンサ挿入状態では、Fig.5.5(e)の推力定数特性と機械的共振により、130Hz でピークとなっていた。

次に、共振特性のピーク値の理論式を求め、その理論式から得られた値を解析結果と比較し、

理論式から共振特性がインナーコイルの状態によって変化することを示す⁽⁶⁾。

開放状態の共振特性のピーク値は次式で求められる。

$$f_{open} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (5.11)$$

ここでは、簡易的に計算するため、粘性減衰のダンピングの効果による影響を無視している。

次にコンデンサ挿入状態の共振特性のピーク値を求める。コンデンサ挿入状態ではインナーコイルに流れる電流 I_m は式(5.7)から得られるが、相互インダクタンスは自己インダクタンスの 1/8 になるため無視し、次式を用いた。

$$0 = R_{in} I_m + L_{in} \dot{I}_m + \frac{1}{C} \int I_m dt + B_{in} \dot{x} \quad (5.12)$$

式(5.12)を式(5.1)に代入し、式(5.10)の共振特性が最大になる周波数を求め、次式に示す。

$$f_{open} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2KCL_m} \left\{ (M + A_{in} B_{in} C + KCL_m) \pm \sqrt{(M + A_{in} B_{in} C + KCL_m)^2 - 4MKCL_m} \right\}} \quad (5.13)$$

ここでは簡易計算のため、粘性減衰、抵抗のダンピング効果による影響を無視している。

式(5.11)と式(5.13)から開放状態、コンデンサ挿入状態での共振特性のピーク値を求めると、152Hz、127Hz となり、解析結果と一致した。式(5.11)から開放状態の共振特性のピーク値は機械的共振周波数となり、式(5.13)からコンデンサ挿入状態の共振特性のピーク値は質量とばね定数に加え、インナーコイルのみ電流を励磁した時の推力定数および逆起電圧定数、インナーコイルの自己インダクタンスおよび挿入したコンデンサの容量から求められることがわかった。

このように、開放状態、コンデンサ挿入状態で共振特性のピーク値の計算式が異なっていることから、開放状態とコンデンサ挿入状態で異なる共振特性を持つことを示した。

Fig.5.5(g)の効率特性は次式から求めた。

$$Efficiency = \frac{\int F(t) \dot{x}(t) dt}{\int V(t) I_{out}(t) dt} \times 100 \quad (5.14)$$

推力定数特性および共振定数特性が大きいと、少ない電流で高推力および大振幅が得られるため、高効率になる。そのことに起因し、20～110Hz ではコンデンサ挿入状態が高効率であり、120～200Hz では開放状態が高効率となった。この効率特性に従い、インナーコイルの接続の状態を切り替えることで、広い周波数帯での高効率化が実現できた。

前述の効率特性に従い、周波数に対して接続を切り替えると、推力定数特性の最低値は 16.9N/A となる。その時、目標値 40N を発生させるためには必要な電流は 3.1A となり、許容電流 5A 以内に 20～200Hz で 40N の推力が発生できる。

これらをまとめると、動作特性から 2 コイルモデルでは、目標値の達成、特性の可変、広い周波数帯での高効率化が可能になることを確認できた。

しかしながら、本モデルは、中心側にある固定子と側面側にある固定子の間に可動子が挟まれる構造となっているため製造性が低い。さらに、特性を可変にする機構のために磁石を使用しているため、2 コイルモデルは特性を可変にする機構が付いていないアクチュエータに比べて磁石の使用量が多くなる。このような課題があるため、本モデルは ACM 用アクチュエータとして適していない。

5. 3 製造性向上および省磁石化のための 2 コイル MM モデル

2 コイルモデルのデメリットである低い製造性や磁石の大量使用を解決し、ACM に適用可能な特性可変型アクチュエータを提案する。提案したアクチュエータは 3. 2 節で示した MM モデルをベースにコイルを 2 相化したモデルであり、2 コイル MM モデルと呼ぶ。本モデルは、Table 5.1 に示した目標値と 3 章で示した設計指針に従って開発した。

5. 3. 1 基本構造

2 コイルモデルの構造を Fig.5.8、諸元を Table 5.4 に示す。主要部の高さは 2 コイルモデルと同様に 50mm、外径は 100mm となっている。本モデルの構造は 2 相コイルになっている以外は 3. 2 節で示した MM モデルと同じである。2 相コイルは Fig.5.9 のように直列状態と並列状態を切り替えできる回路に接続されている。直列状態は電源と 2 相コイルを直列に接続した状態であり、並列状態は電源とコイル 1 を接続し、コンデンサとコイル 2 を接続し短絡した状態である。

本モデルでは、固定子が可動子を挟む構造ではないので、2 コイルモデルの低製造性を改善できている。

5. 3. 2 動作原理

本モデルの動作原理は 2 コイルモデルと同様に可動子の駆動と特性の可変から構成される。可動子は 3. 2 節で示した MM モデルと同様の原理で駆動する。そして、特性の可変は直列状態

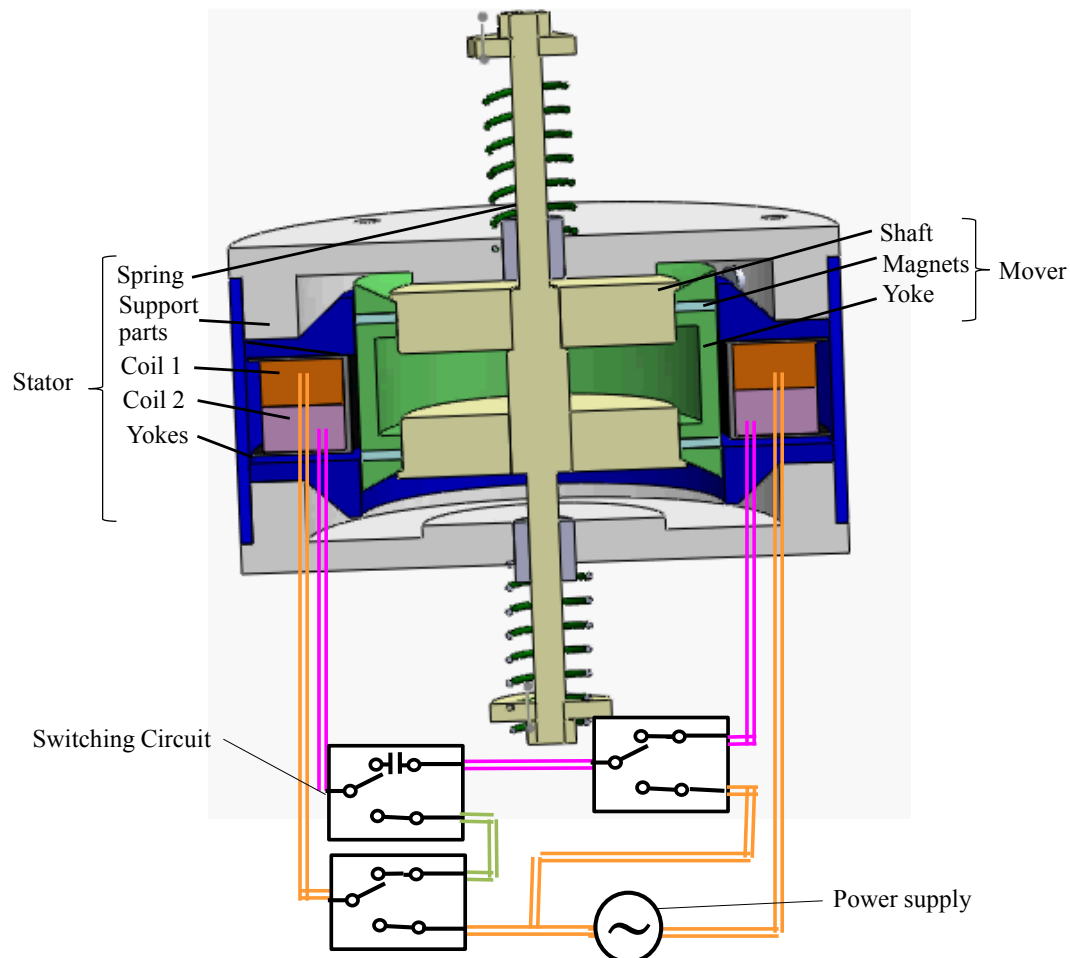


Fig.5.8 Basic construction of 2 coil MM model.

と並列状態の2つの特性を回路によって切り替えることで実現する。直列状態では、電源からコイル1、2へ電流を励磁することで、推力が発生し、可動子が振動する。並列状態では電源からコイル1へ励磁された電流、逆起電圧とコイル2のインダクタンスとコンデンサによって流れた電流によって推力が発生し、可動子が振動する。このように、直列状態と並列状態で異なる駆動方法となる。

さらに、本アクチュエータは、直列状態で推力を発生するための磁石、並列状態で推力を発生するための磁石は同じ磁石であるため、2コイルモデルの様に特性を可変にする機構のために増量した磁石が存在しない。

5. 3. 3 アクチュエータの評価

2コイルMMモデルで目標値の達成、特性の可変、広い周波数帯での高効率化を実現できるかを調べるために、解析を行った。

ディテント特性と静的な電流推力を解析から求めた。解析条件を Table 5.5 に示し、解析結果を Fig.5.10 に示す。Fig.5.10(a) をみると、ディテント特性は非線形性があるものの可動子位置に対して、比例的に変化しており、2コイルモデルより傾きが小さかった。さらに、磁気回路が最適化されているので、電流推力は2コイルモデルより可動子位置に対して一定であった。

次に、直列状態、並列状態ともにコイル1、2に電流が流れることから、Fig.5.10(b)の条件3に注目する。条件3をみると、それぞれのコイルに100アンペアターン励磁した時に平均57.6N

Table 5.4 Specifications of 2 coil MM model.

Resistance of coil 1	0.1 Ω	Capacitor	1 mF
Resistance of coil 2	0.1 Ω	Mass of mover	319 g
Turns of coil 1	39 turns	Spring constant	106 N/mm
Turns of coil 2	38 turns	Viscous damping constant	10 Ns/m

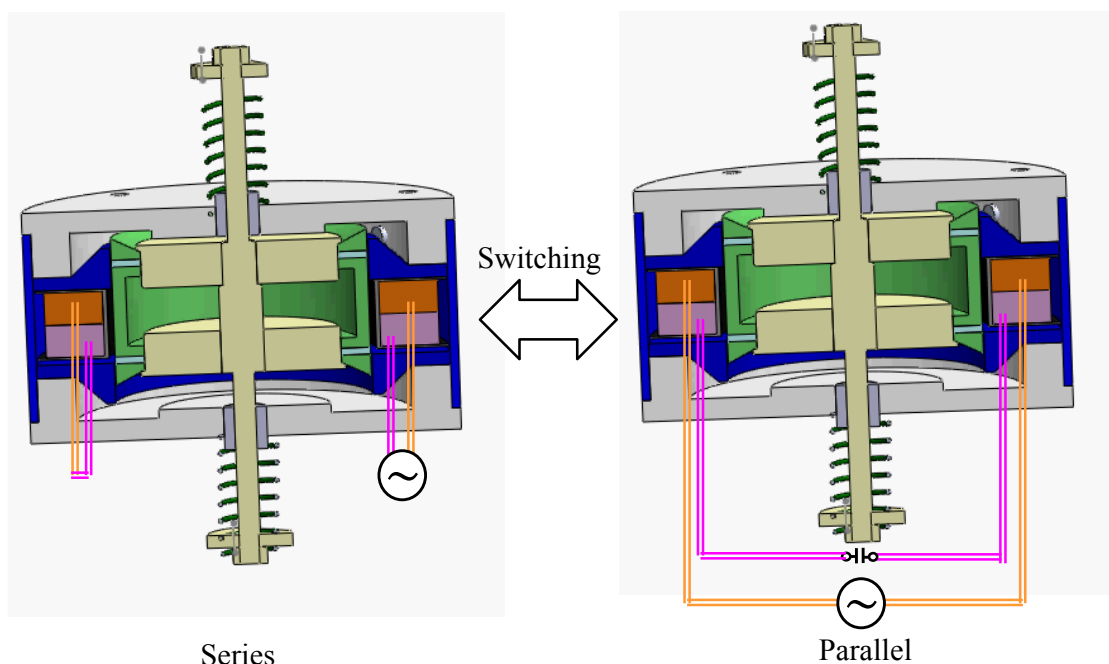


Fig.5.9 Conditions of 2 coil MM model.

となっており、目標値 40N 発生するためにはコイル 1、コイル 2 に 69 アンペアターンの起磁力、1.8A の電流が必要になる。このことから、電流許容値 5A 以下で直列、並列状態で 40N の推力が発生可能であることがわかった。

Fig.5.10(b)をみると、条件 1 の推力と条件 2 の推力の和は、条件 3 の推力と等しくなった。このことから、コイル 1 電流によって発生した推力とコイル 2 電流によって発生した推力が独立であり、可動子に発生する推力はそれらの和になることが確認できた。

このような静特性から、目標値を達成する見通し、特性可変を考えやすくする各コイルの独立性を確認できた。

振幅 1.2V、周波数 20Hz から 200Hz の正弦波電圧を印加した時の、直列状態、並列状態での動作特性を解析から求め、その結果を Fig.5.11 に示す。そして、直列状態、並列状態での 130Hz の動作特性を Fig.5.12、Fig.5.13 に示す。

Fig.5.12 をみると、直列状態では、電源の電圧によってコイル 1、コイル 2 に電流が流れ、その電流に従い推力が発生し、可動子が振動していた。Fig.5.11(a)、(c)、(d)の直列状態の電源から励磁された電流、推力、可動子の振動をみると、周波数に対して下降傾向にあり、110～120Hz 付近で大きくなっていた。次式の運動方程式、電気回路方程式から、この特性の要因を考察する。

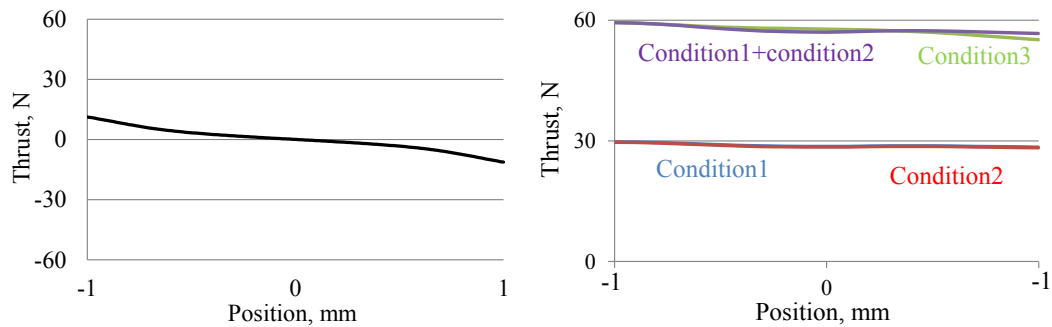
$$M\ddot{x}(t) + D\dot{x}(t) + Kx(t) = A_1 I_1(t) + A_2 I_2(t) = F(t) \quad (5.15)$$

$$V(t) = R_1 I_1(t) + R_2 I_2(t) + N_1 \frac{d\phi_1(t)}{dt} + N_2 \frac{d\phi_2(t)}{dt} \quad (5.16)$$

ここで、 A_1 はコイル 1 のみ電流を励磁した時の推力定数、 A_2 はコイル 2 のみ電流を励磁した時の推力定数、 $I_1(t)$ はコイル 1 に流れる電流、 $I_2(t)$ はコイル 2 に流れる電流、 $V(t)$ は電源の電圧、 R_1 はコイル 1 の抵抗、 R_2 はコイル 2 の抵抗、 N_1 はコイル 1 のターン数、 N_2 はコイル 2 のターン数、 $\phi_1(t)$ はコイル 1 に鎖交した磁束数、 $\phi_2(t)$ はコイル 2 に鎖交した磁束数とする。直列状態では、コイル 1 とコイル 2 に流れる電流は等しくなり、式(5.15)および式(5.16)は次式へ書きかえられる。

Table 5.5 Static analysis condition of 2 coil MM model.

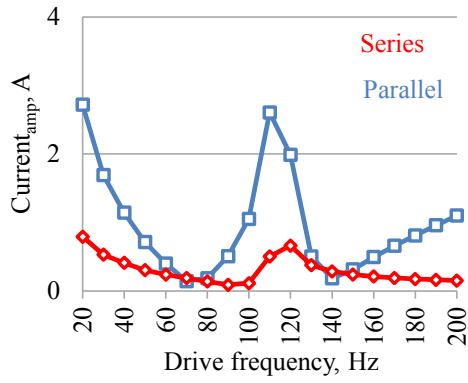
No.	Coil 1	Coil 2
1	100 AT	0 AT
2	0 AT	0 AT
3	100 AT	100 AT



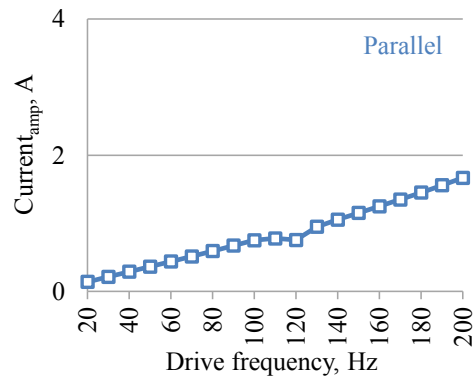
(a) Detent.

(b) Current thrust.

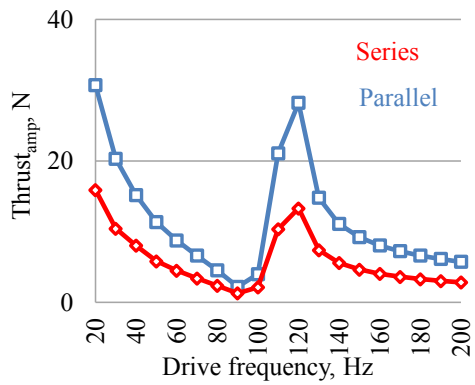
Fig.5.10 Static characteristics of 2 coil MM model.



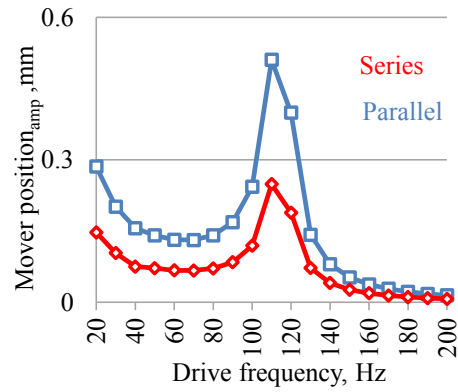
(a) Current from power supply.



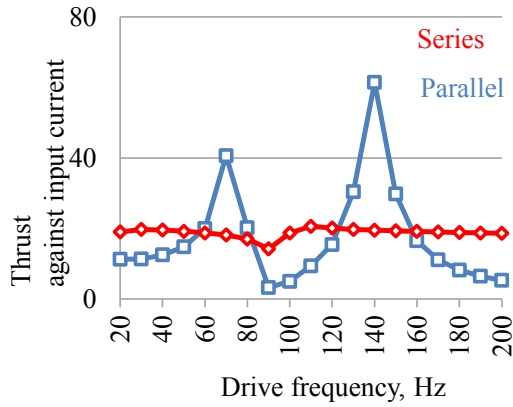
(b) Current from capacitor.



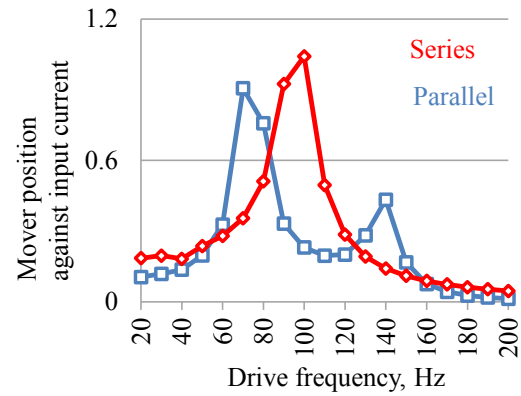
(c) Current thrust.



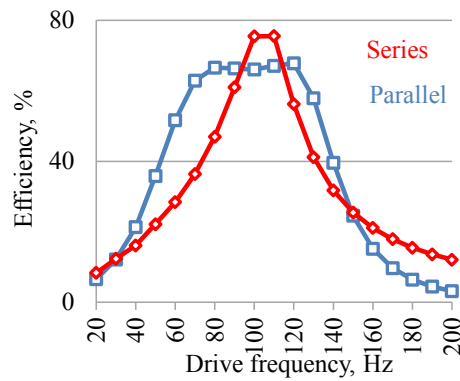
(d) Mover position.



(e) Thrust constant characteristics.



(f) Resonance characteristics.



(g) Efficiency.

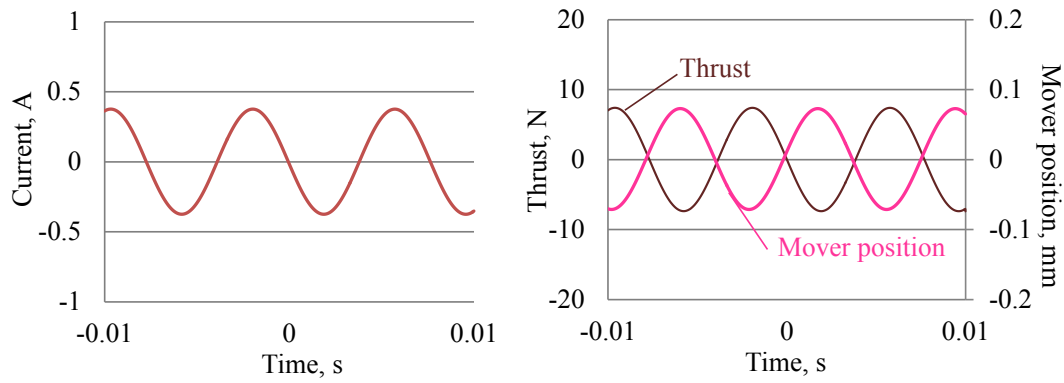
Fig.5.11 Dynamic characteristics of 2 coil MM model.

$$M\ddot{x}(t) + D\dot{x}(t) + Kx(t) = (A_1 + A_2)I_1(t) = F(t) \quad (5.17)$$

$$V(t) = (R_1 + R_2)I_1(t) + (L_1 + L_2 + M_1 + M_2)\dot{I}_1(t) + (B_1 + B_2)\dot{x}(t) \quad (5.18)$$

ここで、 L_1 、 M_1 、 B_1 はコイル 1 の自己インダクタンス、相互インダクタンス、逆起電圧定数、 L_2 、 M_2 、 B_2 はコイル 2 の自己インダクタンス、相互インダクタンス、逆起電圧定数となっている。式(5.17)、式(5.18)から、可動子に機械的共振、電流に自己インダクタンスおよび相互インダクタンスによる減衰が生じる。そして、可動子の振動は逆起電圧として電流に、電流は推力として可動子の振動に影響を与えるため、可動子の振動および電流に機械的共振およびインダクタンスによる減衰が生じる。そのため、解析結果で電流、可動子の振動が周波数に対して下降する傾向になり、特定の周波数で大きくなった。直列状態の推力は、式(5.17)にみられるようにコイル 1、コイル 2 の推力定数と電流の積となるため、電流の傾向と同様になり、周波数に対して下降する傾向になり、特定の周波数で大きくなった。

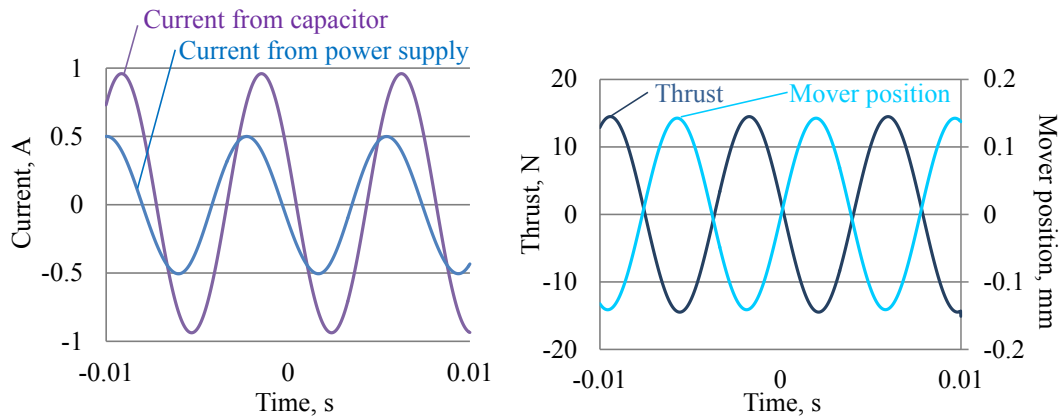
Fig.5.13 をみると、並列状態では電源の電圧によってコイル 1 に電流が流れると同時に、コンデンサからコイル 2 へ電流が流れた。130Hz ではコイル 2 のインピーダンスの効果により、電源の電圧によってコイル 1 に流れた電流とコンデンサからコイル 2 へ流れた電流がほぼ同相になっており、コンデンサからコイル 2 へ流れた電流によって発生する推力が運動を促進する成分とし



(a) Current from power supply.

(b) Current thrust and mover position.

Fig.5.12 Dynamic characteristics of 2 coil MM model when condition was series at 130 Hz.



(a) Current from power supply and capacitor.

(b) Current thrust and mover position.

Fig.5.13 Dynamic characteristics of 2 coil MM model when condition was parallel at 130 Hz.

て働いていた。Fig.5.11(a)の並列状態での電源から励磁された電流を見ると、周波数に対して下降する傾向にあり、110Hz 付近で大きくなり、70Hz と 140Hz 付近で小さくなっており、直列状態と異なる傾向であった。Fig.5.11(b)をみると、並列状態ではコンデンサからコイル 2 に電流が流れていた。そして、Fig.5.11(c)、(d)の並列状態での推力、可動子の振動をみると、周波数に対して下降しており 120Hz 付近で大きくなるような、直列状態と同じ傾向になった。加えて、推力、可動子の振動はすべての周波数で直列状態よりも大きくなっていた。

この特性の要因を考察するために、運動方程式(5.15)、次式の電気回路方程式に注目する。

$$V(t) = R_1 I_1(t) + N_1 \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (5.19)$$

$$0 = R_2 I_2(t) + N_2 \frac{d\phi_2(t)}{dt} \quad (5.20)$$

式(5.19)および式(5.20)は次式へ書き換えられる。

$$V(t) = R_1 I_1(t) + L_1 \dot{I}_1(t) + M_1 \dot{I}_2(t) + B_1 \dot{x}(t) \quad (5.21)$$

$$0 = R_2 I_2(t) + L_2 \dot{I}_2(t) + M_2 \dot{I}_1(t) + B_2 \dot{x}(t) + \frac{1}{C} \int I_m(t) dt \quad (5.22)$$

式(5.22)から右辺の第 4 項で逆起電圧、右辺の第 2 項と第 5 項で電氣的共振が生じ、コイル 2 に電流が流れることがわかる。また、2 コイル MM モデルではコイル 1 とコイル 2 が隣接しており、推力発生時の磁気回路が共通している。そのことにより、相互インダクタンスは大きくなっており、自己インダクタンスと同程度となっている。そのため、式(5.21)の右辺の第 3 項、式(5.22)の右辺の第 3 項により相互誘導が生じる。この相互誘導の作用が推力、可動子に影響を及ぼし、電源からの電流は直列状態と異なる傾向に、推力と可動子振動は直列状態と同じ傾向になった。

直列状態では式(5.18)の第 1 項にみられるように、電源の電圧に対する電気抵抗はコイル 1、コイル 2 の抵抗値となる。並列状態では式(5.21)の第 1 項にみられるようにコイル 1 の抵抗によってのみ電源の電圧に対して電気抵抗が生じる。そのため、並列状態ではコイル 1 に電流が流れやすくなり、結果として、推力、可動子の振動が直列状態より大きくなった。

Fig.5.11(e)の推力定数特性は電源からの入力電流振幅に対する推力の振幅とし、次式で定義した。

$$\frac{[F(t)]_{amp}}{[I_1(t)]_{amp}} \quad (5.23)$$

Fig. 5.11(e)をみると、直列状態の推力定数特性はほぼ一定となり、並列状態の推力定数特性は周波数によって直列状態より小さく、もしくは大きくなった。式(5.23)を書き換えた次式からこの特性の要因を考える。

$$\frac{[A_1 I_1(t) + A_2 I_2(t)]_{amp}}{[I_1(t)]_{amp}} \quad (5.24)$$

直列状態ではコイル 1 電流とコイル 2 電流が等しくなるため、推力定数特性は次式となる。

$$\frac{[(A_1 + A_2) I_1(t)]_{amp}}{[I_1(t)]_{amp}} = (A_1 + A_2) \quad (5.25)$$

このように、直列状態での推力定数特性は、コイル 1 のみに電流を励磁した時の推力定数とコイル 2 のみに電流を励磁した時の推力定数の和となり、一定値となる。並列状態では、コイル 1 電流に対する可動子の速度の位相差、インピーダンスに起因する可動子の速度に対するコイル 2

電流の位相差によって、周波数によってコイル1電流とコイル2電流が同相もしくは逆相になる。同相時はコイル2電流が運動を促進する成分として働き、逆相時はコイル2電流がブレーキ成分として働く。そして、同相時かつその時の運動を促進する効果が式(5.25)の右辺第2項のコイル2のみに電流を励磁した時の推力定数より大きいときに、直列状態よりも推力定数が大きくなった。

Fig.5.11(f)の共振特性は電源からの入力電流の振幅に対する可動子振動の振幅であり、次式で定義した。

$$\frac{[x(t)]_{amp}}{[I_1(t)]_{amp}} \quad (5.26)$$

Fig.5.11(f)をみると、直列状態は機械的共振周波数によって100Hz付近でピークになっている。並列状態では、機械的共振周波数とFig.5.11(e)の推力定数特性により、70Hzと140Hzでピークとなった。

Fig.5.11(g)の効率特性は次式から求めた。

$$Efficiency = \frac{\int F(t)\dot{x}(t)dt}{\int V(t)I_1(t)dt} \times 100 \quad (5.27)$$

推力定数特性と共振特性に起因し、20、30、100～120、160～200Hzでは直列状態が高効率であり、40～90、130～150Hzでは並列状態が高効率となった。このように、2コイルMMモデルで効率特性を可変にできた。この効率特性に従い、接続状態を切り替えることで、広い周波数帯の高効率化が得られる。

前述の効率特性に従い、周波数に対して接続を切り替えると、推力定数特性の最低値は4.1N/Aとなる。その時、目標値40Nを発生させるためには必要な電流は9.8Aとなり、許容電流5A以上となる。この問題を考慮し、20～110Hz、160～200Hzで直列状態、130～150Hzでは並列状態で切り替えることにする。この切り替え則に従うと、推力定数特性の最低値は9.0N/A、目標値40Nを発生させるために必要な電流は4.4Aであり、許容電流5A以下で40N発生できる。

これらをまとめると、動作特性から2コイルMMモデルでは、目標値の達成、特性の可変、広い周波数帯での高効率化できることを確認できた。さらに、製造性も高く、省磁石量であることから、2コイルMMモデルではACM適用可能であると考えられる。

5. 3. 4 ACMシミュレーションによる制振性能の評価

2コイルMMモデルをACMに適用した時の制振性能を第2章で提案したACMシミュレーションによって評価する。エンジンは振幅0.01mm、周波数20Hzから200Hzの正弦波で振動するものとし、アクチュエータの入力は車体に伝わる力が最小になるような振幅、位相、周波数の正弦波電圧とした。5. 3. 3. 1で示した2コイルMMモデルの特性をACMシミュレーションに用いた。

ACMシミュレーション結果をFig.5.14に示す。Fig.5.14(a)の入力電圧をみると、電源に対する電気抵抗の差により直列状態と並列状態に差が生じていた。3章で示した慣性力による液圧の打消しにより、特定の周波数で必要な推力および必要な可動子の振動が大きくなるので、Fig.5.14(a)、(b)、(c)、(d)の電圧、電流、推力、可動子の振動特性において120Hzで極大値が生じていた。Fig.5.14(b)の電流をみると、アクチュエータの効率特性の変化により直列状態と並列状態に差が

生じていた。本シミュレーションでは、外乱であるエンジン振動は直列状態と並列状態で同じであるので、必要な推力および可動子の振動は直列状態と並列状態で等しくなっている。それにより、Fig.5.14(c)と(d)の推力および可動子の振動特性は直列状態と並列状態で同じになった。Fig.5.14(e)は制振時の車体に伝わった力と非制振時の車体に伝わった力から求めた低減率である。低減率は慣性力による液圧の打消し作用により 120Hz で低下するものの、ほとんどの周波数で良好に制振できていた。Fig.5.14(f)の消費電力特性をみると、特性可変型アクチュエータの効果により 20～40Hz で直列状態、60Hz で並列状態、80～200Hz で直列状態の消費電力が小さくなっていた。

しかし、消費電力特性の傾向は 5. 3. 3. 2 目で示した効率特性の傾向と一致していなかった。特性可変型アクチュエータは可動子の振動から生じる逆起電圧を利用して特性を変化させているため、可動子の振動に関する運動系が重要である。5. 3. 3. 2 目でのアクチュエータ単体時と本項のアクチュエータを ACM で用いた時では、運動系が異なる。このことによって、本項の消費電力特性の傾向は 5. 3. 3. 2 目で示した効率特性の傾向と一致しなかった。また、本アクチュエータは渦電流損などの鉄損を考慮していないので、それらを考慮した再設計が必要となる。

Fig.5.14(f)の消費電力のピーク値は慣性力による液圧の打消し作用により 120Hz となっており、直列状態と並列状態で同じになった。その理由を明らかにするために、3 章で求めた慣性力による液圧の打消し作用が起こる周波数の計算式を確認する。

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_e C_{ratio}}{m_c}} \quad (5.28)$$

A_e は液封マウント部の寸法、 C_{ratio} は液体特性、 m_c はアクチュエータ可動子質量である。アクチュエータ設計の面から式(5.28)をみると、アクチュエータ可動子の質量を変えない限り、液圧の打消し作用が起こる周波数、そして、その作用に起因する消費電力が大きくなる周波数も変わらない。2 コイル MM モデルでは、効率特性は変わるが、可動子質量は変わらないため、消費電力の大きくなる周波数自体は変わらなかった。

このように多くの課題があるものの、特性可変型アクチュエータを ACM に適用することで広周波数帯の振動に対して省電力で制振できることを明らかにした。

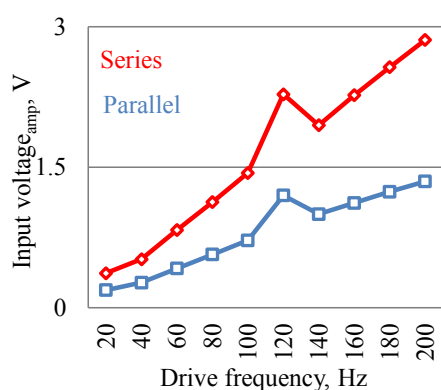
5. 4 結言

本章では、まず、制振可能周波数帯が広範囲な ACM 用アクチュエータとして、2 コイルモデルを提案した。解析、理論式により、目標値達成、特性可変、広い周波数帯での高効率化を確認した。次に、ACM 適用を阻害する問題である低製造性、磁石量を解決した構造の 2 コイル MM モデルを提案した。解析により、目標値達成、特性可変、広い周波数帯での高効率化を確認した。最後に、ACM シミュレーションから、2 コイル MM モデルを適用した ACM は広い周波数帯の振動を省電力で制振できることおよび提案アクチュエータの課題を示した。本章で得られた知見の詳細を以下に示す。

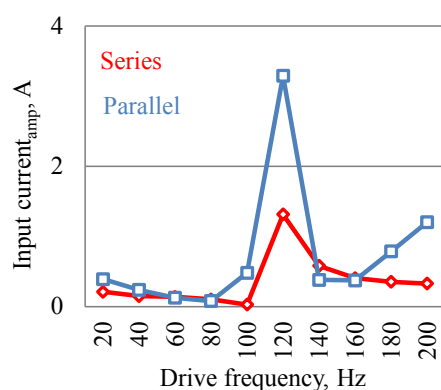
(1) 電源を接続するアウターコイル、開放状態とコンデンサ挿入状態を切り替え可能なインナーコイルを有する 2 コイルモデルを提案した。開放状態では電源から流れるアウターコイルの電流のみ、コンデンサ挿入状態ではアウターコイルに流れた電流と逆起電圧およびインピーダンスによって流れるインナーコイルの電流で推力を発生させ、可動子を駆動する。このことによって、

推力定数特性、共振特性、効率特性を状態によって変化できることを明らかにした。そして、周波数に対して接続状態を切り替えることによって、広い周波数帯での高効率化を実現できることを示した。

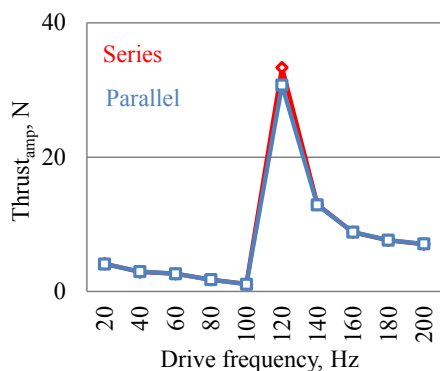
(2) 2 相コイルの接続状態を、電源と直列接続の状態、一方のコイルは電源に接続しもう一方のコイルはコンデンサに接続する並列接続の状態に切り替え可能な 2 コイル MM モデルを提案した。2 コイル MM モデルは、固定子に可動子が挟まれる構造になっていないため、2 コイルモデルより製造性を高くできた。また、接続状態によって使用されない磁石が存在しないため、2 コイルモデルより磁石の使用量を低減できた。直列状態では電源から流れる電流、並列状態では電源から流れる電流と逆起電圧およびインピーダンスによって流れる電流といったように、状



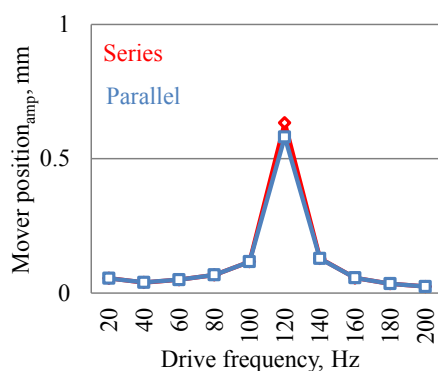
(a) Voltage.



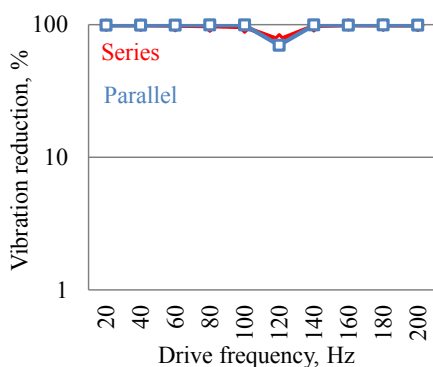
(b) Current from power supply.



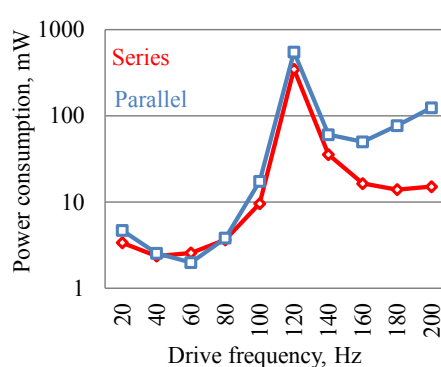
(c) Thrust.



(d) Mover position.



(e) Vibration reduction.



(f) Electric power.

Fig.5.14 ACM simulation results.

態によって異なる電流を推力の発生、可動子の駆動に用いることを示し、2 コイルモデルと同様に推力定数特性、共振特性、効率特性を状態によって変化でき、広い周波数帯での高効率化を実現できることを明らかにした。

(3) 効率特性を可変にできる 2 コイル MM モデルを ACM に用いることで、広い周波数帯の振動に対して省電力で制振できることを明らかにした。

参考文献

- (1) 松岡英樹, 三笠哲雄, 根本浩臣 「アクティブエンジンマウントの開発」, Honda R&D Technical Review, Vol.15, No.2, pp. 209-214 (2003)
- (2) 井上剛志, 石田幸男, 角正貴 「電磁共振ダンパによる振動制御」, 日本機械学会論文集, D 部門, Vol.70, No.697, pp. 3-10 (2004)
- (3) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yoshimoto, "Linear Oscillatory Actuator Using Regenerative Energy", Proceedings of APSAEM2012 (Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics), pp.56-61 (2012)
- (4) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yoshimoto "Linear Oscillatory Actuator Using Regenerative energy", 日本 AEM 学会論文誌, Vol.21, No.3, pp.413-418 (2013)
- (5) 北山文矢, 平田勝弘, 酒井昌彦, 「2つのリニア振動アクチュエータを用いた高推力発生法の提案」, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会, LD-12-37, pp.1-4 (2012)
- (6) 北山文矢, 平田勝弘, 酒井昌彦, 「逆起電力を利用したリニア振動アクチュエータの共振周波数制御」, 電気学会モータドライブ・リニアドライブ合同研究会, LD-12-83, pp.1-6 (2012)

第6章

位相補償付 Least Means Square 適応制御

6.1 緒言

5章で示した2コイルMMモデルを用いたACMで様々な振幅、周波数のエンジン振動に対して制振するためには、最適な接続の状態および制御出力を決定する制御法が必要となる。接続状態はエンジンコントロールユニット(ECU)のエンジン信号からマッピング制御により決定するものとし、本論文では制御出力を決定する制御法に注目する。

ACMシステムでは、制御出力を電圧とする方式と制御出力を電流の目標値とし電流アンプと併用する方式があるが、アンプが不要な点から本研究では制御出力を電圧とする方式を用いる。本ACMシステムの概略図をFig.6.1に示す。Fig.6.1中のPassive functionはACM中のゴムや液封部による受動的な制振を表しており、Passive functionを通してエンジン振動が車体に伝わる力に変換される。Fig.6.1中のActive functionはACM中のアクチュエータによる能動的な制振を表しており、Active functionを通して電圧が車体に伝わる力に変換される。具体的には、Active functionは電圧によって可動子を振動させ、液封部に液圧の変化を起こし、車体に力を伝える。Passive functionおよびActive functionによって車体に伝わった力が打ち消し合い、最終的な車体に伝わる力となる。本ACMシステムでは、ECUから得たエンジン振動の情報、ロードセルから得た車体に伝わった力の情報を制御器で利用する。本ACMシステムをブロック線図で表し、Fig.6.2に示す。Passive functionは一次経路P、Active functionは二次経路A、エンジン振動は入力信号 $x(t)$ 、車体に伝わった力は誤差信号 $e(t)$ 、制御器によって出力された電圧は制御出力 $y(t)$ とする。このブロック線図に従い、本ACMシステムで制振するための制御法を考える。

著者らは能動的な制振システムで盛んに利用されているLeast Means Square 適応制御(LMS 適

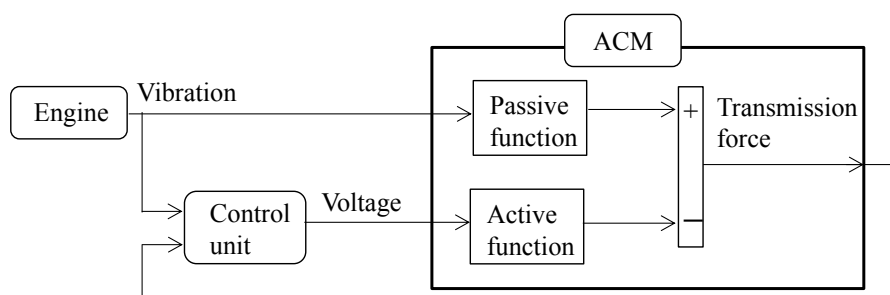


Fig.6.1 Schematic diagram of ACM system.

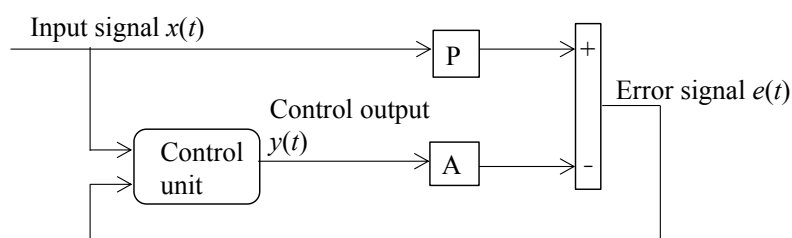


Fig.6.2 Block diagram of ACM system.

応制御)および Filtered-x Least Means Square 適応制御(Fx-LMS 適応制御)に注目した⁽¹⁾⁽²⁾。LMS 適応制御は、誤差信号と入力信号を用いて適応フィルタを更新すると同時に、入力信号に適応フィルタを作用させ、制御出力を決定する制御法である。しかし、この LMS 適応制御は、二次経路の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上になった場合、システムが不安定に動作することが知られている。2 コイル MM モデルを用いた ACM ではインダクタンスや共振によって一部の周波数で二次経路の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上になる。そのため、LMS 適応制御を用いると一部の周波数で発散する。Fx-LMS 適応制御は、LMS 適応制御に二次経路をモデル化したフィルタ(モデル化フィルタ)を組み込んでおり、二次経路の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上になった時でも収束できる。しかし、2 コイル MM モデルを用いた ACM はコイルの接続状態を直列状態と並列状態で切り替えることで、二次経路の特性が変化するため、Fx-LMS 適応制御のモデル化フィルタでは対応しきれないことが予想される。また、二次経路が既知の必要があるため、応用性が低い。

2 コイル MM モデルを用いた ACM で制振するために、本研究では二次経路の位相特性を考慮でき、位相特性の変化にも対応できる新しい制振制御法の実現を目指す。

6. 2 節で LMS 適応制御、Fx-LMS 適応制御、提案する位相補償付 LMS 適応制御について説明する。6. 3 節で ACM シミュレーション結果を示し、6. 4 節で結論を述べる。

6. 2 制御概要

6. 2. 1 Least Means Square 適応制御

LMS 適応制御を用いたシステムのブロック線図を Fig.6.3 に示す。LMS 適応制御は適応フィルタ更新部と出力算出部から構成されている。

適応フィルタ更新部では、適応フィルタ係数 w_i を更新する。更新式は最小二乗法に基づいた次式から導出される。

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{de^2(n)}{dw_i(n)}, i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.1)$$

式(6.1)では誤差信号の二乗が最小になるように適応フィルタ係数 w_i を更新している。ここで、 n は現在時刻 t を制御周期で離散化したステップ時間、 α は収束速度を決定するための収束係数とした。LMS 適応制御では、誤差信号 $e(n)$ は一時経路の出力の $d(n)$ と制御出力 $y(n)$ の差であると仮定しており、式(6.1)は次式に書き換えられる。

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{d(d(n) - y(n))^2}{dw_i(n)}, i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.2)$$

ここで、制御出力 $y(t)$ は次式で決定するものとする。

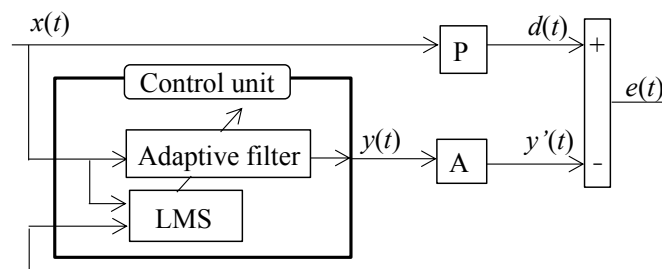


Fig.6.3 Block diagram of system using LMS adaptive control method.

$$y(n) = \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i) \quad (6.3)$$

I は適応フィルタのタップ数である。式(6.3)を式(6.2)に代入し、次式に示す。

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{d \left(d(n) - \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i) \right)^2}{dw_i(n)}, i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.4)$$

$$= w_i(n) - \alpha \left(-2d(n)x(n-i) + 2 \sum_{i=0}^I w_i(n) x^2(n-i) \right), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.5)$$

$$= w_i(n) + \alpha \left(d(n) - \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i) \right) x(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.6)$$

$$= w_i(n) + \alpha \cdot (d(n) - y(n)) x(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.7)$$

式(6.7)を誤差信号で表し、次式に示す。

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \alpha e(n) x(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.8)$$

式(6.8)を更新式とし、入力信号 $x(n)$ と誤差信号 $e(n)$ を用いてフィルタ係数 w_i を更新する。

出力算出部では、適応フィルタ係数 w_i と入力信号 $x(n)$ を用い、式(6.3)から制御出力 $y(n)$ を決定する。

このように式(6.3)、(6.8)を用いて、誤差信号 $e(n)$ が最小になるような制御出力 $y(n)$ を決定する。

適応フィルタ係数 w_i の更新式導出の過程で、誤差信号 $e(n)$ は一時経路の出力の $d(n)$ と制御出力 $y(n)$ の差であると仮定しており、二次経路 A は考慮されていない。そのため、二次経路 A の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上であるときは、誤差信号 $e(n)$ が最小になるように適応フィルタ係数 w_i が更新されず、結果として誤差信号 $e(n)$ が発散する。

このように式導出の仮定と実現象が相反するため、LMS 適応制御では二次経路の位相特性によって、発散する。

6. 2. 2 Filtered-x Least Means Square 適応制御

Fx-LMS 適応制御を用いたシステムのブロック線図を Fig.6.4 に示す。Fx-LMS 適応制御は、LMS 適応制御と同様に適応フィルタ更新部と出力算出部から構成されている。

適応フィルタ更新部では、LMS 適応制御と同様に適応フィルタ係数 w_i を更新する。更新式は最小二乗法に基づいた式(6.1)から導出される。Fx-LMS 適応制御では、誤差信号 $e(n)$ は二次経路の出力の $d(n)$ と制御出力 $y(n)$ 、二次経路 A を用いて次式で表す。

$$e(n) = d(n) - Ay(n) \quad (6.9)$$

式(6.9)を式(6.1)に代入して、次式に示す。

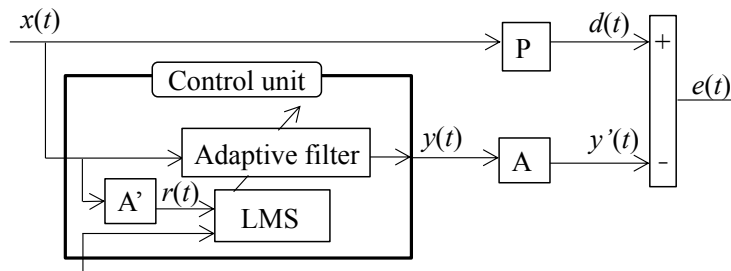


Fig.6.4 Block diagram of System using Fx LMS adaptive control method.

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{d(d(n) - Ay(n))^2}{dw_i(n)}, i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.10)$$

式(6.10)に式(6.3)を代入し、次式に示す。

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{d\left(d(n) - A \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i)\right)^2}{dw_i(n)}, i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.11)$$

$$= w_i(n) - \alpha \left(-2Ad(n)x(n-i) + 2A^2 \sum_{i=0}^I w_i(n) x^2(n-i) \right), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.12)$$

$$= w_i(n) + \alpha \cdot \left(d(n) - A \sum_{i=0}^I w_i(n) x(n-i) \right) A x(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.13)$$

$$= w_i(n) - \alpha \cdot (d(n) - Ay(n)) Ax(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.14)$$

式(6.9)を式(6.14)に代入し、誤差信号 $e(n)$ で表し、次式に示す。

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \alpha e(n) Ax(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.15)$$

式(6.15)の二次経路 A は制御対象の一部であるため、二次経路 A をモデル化したモデル化フィルタ A' を用いて次式で表す。

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \alpha e(n) r(n-i), i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.16)$$

$$r(n) = A' x(n-i) = \sum_{j=0}^J A_j' x(n-j), i=0,1,2,3 \cdots J \quad (6.17)$$

$r(n)$ はリファレンス信号であり、入力信号 $x(n)$ とモデル化フィルタ A' から算出される。モデル化フィルタ A' は、モデル化フィルタ係数 $A_j (j=0,1,2 \cdots J)$ から構成されており、 J はモデル化フィルタのタップ数である。式(6.16)、式(6.17)を更新式とし、リファレンス信号 $r(n)$ と誤差信号 $e(n)$ を用いてフィルタ係数 w_i を更新する。

出力算出部は LMS 適応制御と同様に式(6.3)から制御出力 $y(n)$ を決定する。

このように、式(6.3)、(6.16)、式(6.17)を用いて、誤差信号 $e(n)$ が最小になるような制御出力 $y(n)$ を決定する。

適応フィルタ係数 w_i の更新式導出の過程において、式(6.9)で二次経路 A を考慮している。これにより、二次経路 A の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上であっても誤差信号 $e(n)$ が最小になるように適応フィルタ係数 w_i が更新され、結果として誤差信号 $e(n)$ が収束する。しかし、Fx-LMS 適応制御では、事前に二次経路 A をモデル化フィルタ A' としてモデル化する必要があり、二次経路 A が変化することも考慮されていない。

このように、Fx-LMS 適応制御は式導出の仮定が実現象を考慮したものになっているため、発散は生じないが、低い応用性であり、実現象の変化に非対応となっている。

6. 2. 3 位相補償付 Least Means Square 適応制御

二次経路の位相特性を考慮でき、位相特性の変化にも対応できる新しい制御法として LMS 適応制御に自動で二次経路の位相特性を考慮する位相補償器を組み込んだ位相補償付 LMS 適応制御を提案する。位相補償付 LMS 適応制御のブロック線図を Fig.6.5 に示す。位相補償付 LMS 適応制御は、適応フィルタ更新部、位相補償部、出力算出部から構成されている。

適応フィルタ更新部では、LMS 適応制御および Fx-LMS 適応制御と同様に適応フィルタ係数 w_i を更新する。更新式は、式(6.16)、式(6.17)を基にした次式とする。 $h(n)$ はリファレンス信号と

する。

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \alpha e(n) h(n-i), \quad i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.18)$$

$$h(n-i) = x(n-i-m), \quad i=0,1,2,3 \cdots I \quad (6.19)$$

ここで、 m は遅延ステップ数であり、この遅延ステップを最適な値にすることにより、Fx-LMS 適応制御のモデル化フィルタ A の位相特性と同様の効果が得られ、二次経路 A の位相特性を考慮できる。

位相補償部では、この遅延ステップ数 m を誤差信号 $e(n)$ から自動的に決定する。位相補償部のフローチャートを Fig.6.6 に示す。誤差信号の振幅の二乗値 $e_{amp}^2(n)$ を求め、その値から誤差信号 $e(n)$ が収束状態か発散状態か判断する。そして、発散状態であれば位相に問題があると判断し、遅延ステップ数 m を増やし、遅延ステップ数増加の効果が出るまで位相補償部を停止する。これを繰り返し、最適な遅延ステップ数 m を自動的に決定する。

誤差信号の振幅の二乗値 $e_{amp}^2(n)$ は、十分に大きい時間区間 j の誤差信号 $e(n-l), (l=0,1,2,3 \cdots j)$ を用いて、次式から計算する。

$$e_{amp}^2(n) \approx \frac{2 \sum_{l=0}^j e^2(n-l)}{j} \quad (6.20)$$

誤差信号 $e(n)$ が式(6.21)に示す単振動である時を例にし、式(6.20)の有効性を説明する。

$$e(n) = e_{amp} \sin(\omega t) \quad (6.21)$$

式(6.21)を式(6.20)の右辺に代入すると、次式となる。

$$\frac{2 \sum_{l=0}^j e^2(n-l)}{j} = e_{amp}^2 - \frac{e_{amp}^2 \sum_{l=0}^j \cos(\omega t)}{j} \quad (6.22)$$

次式の右辺の第 2 項は、 j を十分に大きくすることで低減され、誤差信号の振幅の二乗値 e_{amp}^2 の近似値を算出できる。また、式(6.20)は倍数成分を含んだ誤差信号でも有効である。

式(6.22)の第 2 項の成分に見られるような計算ノイズや計測ノイズを緩和するために、時間区間 o における誤差信号の振幅の二乗値 $e_{amp}^2(n-k), (k=0,1,2,3 \cdots o)$ を次式の近似曲線で表す。

$$f(k) = ak^2 + bk + c \quad (6.23)$$

Fig.6.7 に時間区間 o での収束、発散の概念図を示す。Fig.6.7 に示すように、 $a > 0$ の場合、その極値が区間 o において n 側に存在すると収束傾向にある。このことから $a > 0$ の場合の収束条件は次式で表される。

$$-\frac{b}{2a} < \frac{o}{2} \quad (6.24)$$

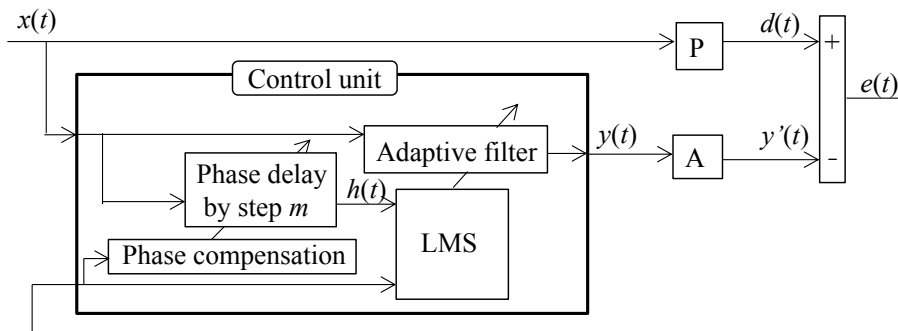


Fig.6.5 Block diagram of Least Means Square adaptive control method with phase compensation.

$a < 0$ の場合、極値が $n-o$ 側に存在すると収束状態となり、収束条件は次式となる。

$$-\frac{b}{2a} > \frac{o}{2} \quad (6.25)$$

式(6.24)、式(6.25)から a の値にかかわらず、収束条件は次式となる。

$$b > -a \cdot o \quad (6.26)$$

この式(6.26)から収束、発散を判断する。

出力算出部は LMS 適応制御と同様に式(6.3)から制御出力 $y(n)$ を決定する。

このように、誤差信号 $e(n)$ を用いて、式(6.20)、式(6.26)から遅延ステップ m を決定する。そして、その遅延ステップを用いて、式(6.3)、(6.18)、式(6.19)を用いて、誤差信号 $e(n)$ が最小になる

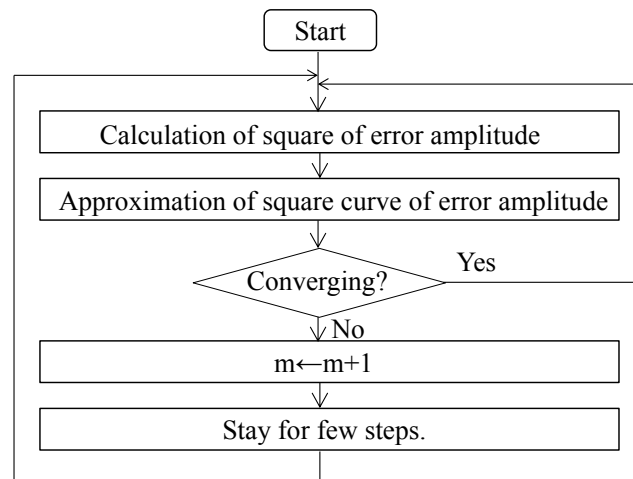


Fig.6.6 Flow chart of phase compensation.

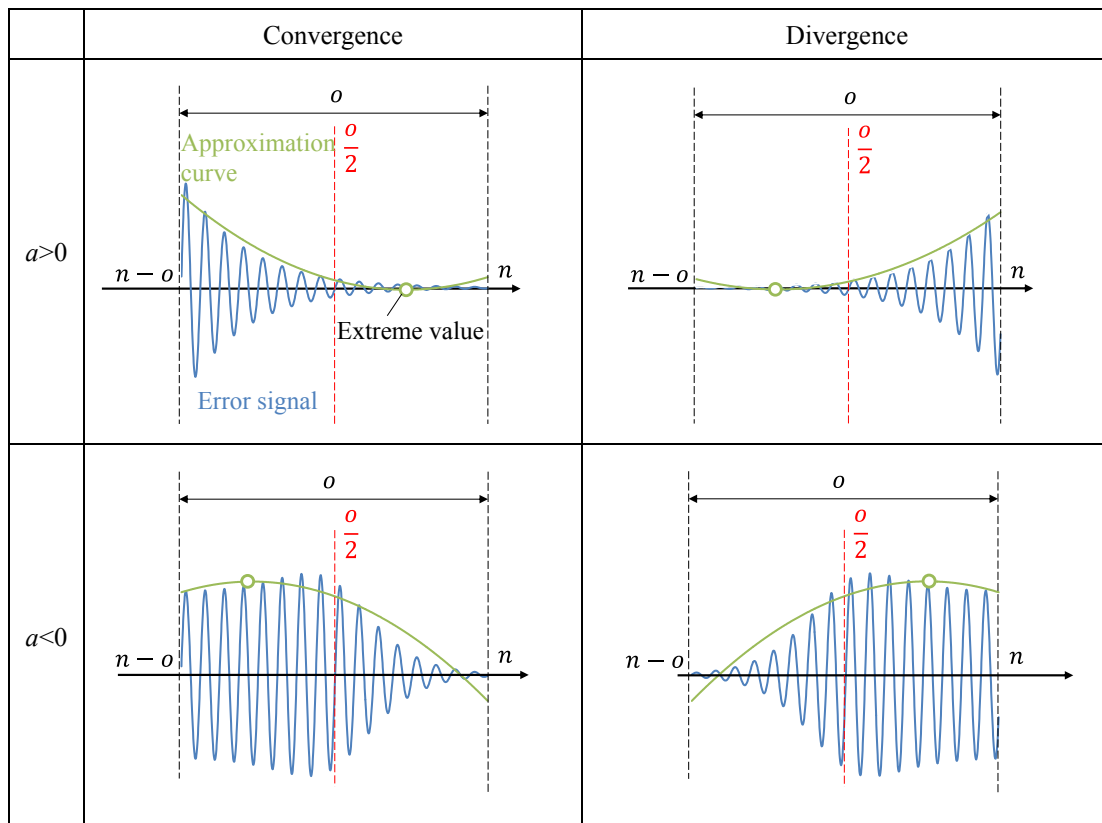


Fig.6.7 Comparison between convergence and divergence.

ような制御出力 $y(n)$ を決定する。

位相補償付 LMS 適応制御では、二次経路 A の位相特性を遅延ステップ m によって考慮しているため、二次経路 A の位相特性が $\pm\pi/2$ 以上の時でも誤差信号 $e(n)$ を収束させることができる。さらに、遅延ステップ m を自動的に取得しているので、事前の二次経路 A のモデル化は必要なく、二次経路 A の位相特性の変化にも対応できる。

6. 3 ACM シミュレーションによる制御法の評価

LMS 適応制御および位相補償付 LMS 適応制御を用いて、2 コイル MM モデルを適用した ACM で車体に伝わる力を制振した時の制振性能を ACM シミュレーションによって評価し、位相補償付 LMS 適応制御の有効性を明らかにする。エンジンは振幅 0.01mm、周波数 20Hz～200Hz の正弦波状に振動するものとした。制御の諸元は Table 6.1、6.2 に示す。

ACM シミュレーション結果を Fig.6.8 に示す。Fig.6.8(a) は収束時の電圧の振幅であり、Fig.6.8(b) は制振した時に車体に伝わった力と制振していない時に車体に伝わった力を比べて算出した低減率である。Fig.6.8(a) と (b) をみると、20、40Hz では LMS 適応制御および位相補償付 LMS 適応制御を用いることで、直列状態、並列状態で適切な電圧を印加し、車体に伝わる力を制振できていた。そして、60Hz 以上ではインダクタンスによる位相遅れが生じ、二次経路 A の位相特性が $\pi/2$ 以上となった。そのため、LMS 適応制御を用いた場合、直列状態、並列状態で適切な電圧が印加されず、それによって Fig.6.8(c) と (d) のように車体に伝わる力は発散し、制振できなかった。それに対し、60Hz 以上で位相補償付 LMS 適応制御を用いた場合は、位相補償部によって自動的に二次経路 A の位相特性が考慮されるため、直列状態、並列状態で適切な電圧を印加し、Fig.6.8(c) と (d) のように車体に伝わる力を制振できた。また、3 章で示した機械的共振周波数付近の位相の複雑化による制御への悪影響もみられなかった。そのことから、位相補償付 LMS 適応制御によって、位相複雑化に対応できたことが考えられた。

6. 4 結言

本章では、2 コイル MM モデルを適用した ACM で制振するための制御法を検討した。最初に、従来の制御法である LMS 適応制御、Fx-LMS 適応制御のアルゴリズムおよびその課題を確認

Table 6.1 Specifications of LMS adaptive control method.

Control period	0.5 ms
Tap number of adaptive filter I	500
Step size parameter α	20000

Table 6.2 Specifications of LMS adaptive control method with phase compensation.

Control period	0.5 ms
Tap number of adaptive filter I	500
Step size parameter α	20000
Time width j	500 steps
Time width o	100 steps
Maximum of step m	500 steps

した。次に、それらの課題を解決する位相補償付 LMS 適応制御を提案した。ACM シミュレーション結果から、位相補償付 LMS 適応制御を用いることによって 2 コイル MM モデルを適用した ACM で有効に制振できることを明らかにした。本章で得られた知見の詳細を以下に示す。

(1) 提案した位相補償付 LMS 適応制御は、LMS 適応制御に位相補償器を付け加えたものであり、遅延ステップを用いたリファレンス信号で適応フィルタ係数を更新し、同時に適応フィルタによって制御出力を算出する制御法である。遅延ステップは、誤差信号の二乗の平均値を算出し、その値の変化を表した近似曲線から収束、発散を判断することで自動的に決定する。そして、提案した制御法は、二次経路の位相特性による発散を避け収束できること、位相特性の変化に強く二次経路のモデル化を必要としないことを示した。

(2) 2 コイル MM モデルを適用した ACM に位相補償付 LMS 適応制御を用いることで、アクチュエータ特性の可変化に対応しつつ、様々な周波数のエンジン振動に対して制振できることを明らかにした。

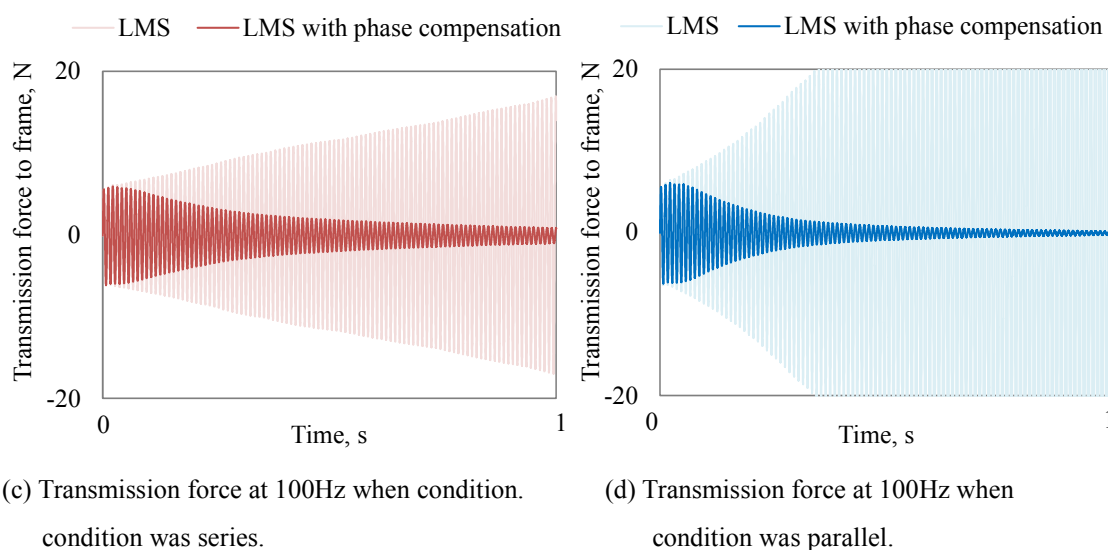
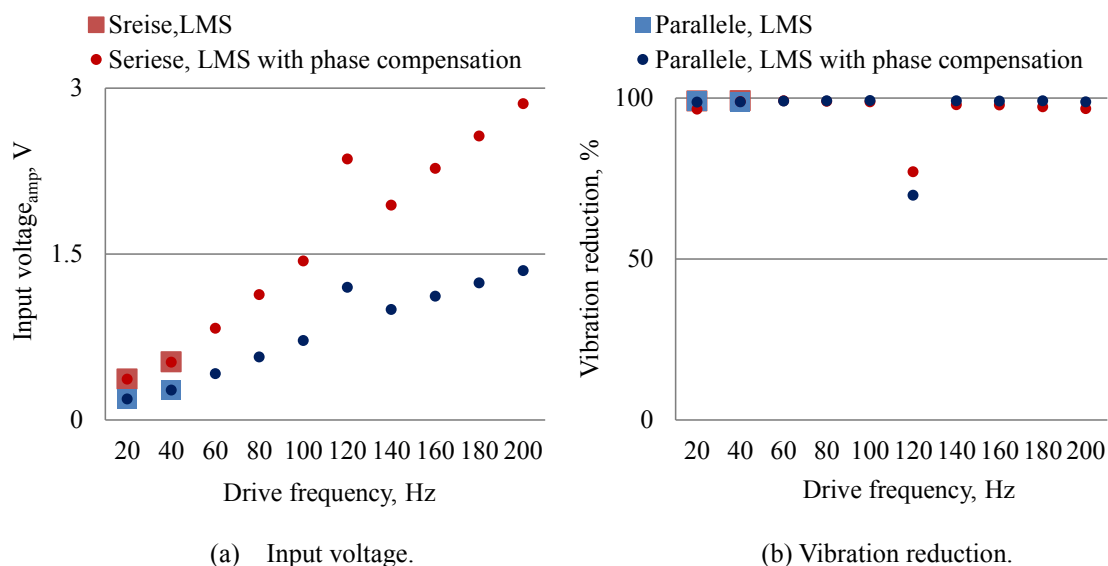


Fig.6.8 ACM simulation results.

参考文献

- (1) 木村健, 佐藤茂樹, 赤津洋介, 川添寛, 浜辺勉 「適応制御を用いたアクティブコントロールエンジンマウント(ACM)システムの開発」, 自動車技術会学術講演前刷集, 9833250 (1998)
- (2) 山田達郎, 平田勝弘, 北山文矢, 「ACM 用リニア振動アクチュエータの提案とその制振制御に関する研究」, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-13-67, pp.33-36 (2013)

第7章

結論

本研究では、ACM が搭乗者の要望に応えられていないことに注目し、ACM 用アクチュエータの知見を得ることを目的とした。そのために、ACM 特性を考慮したアクチュエータの設計指針を考案し、ACM 用アクチュエータとしてモータ駆動型アクチュエータおよび特性可変型アクチュエータを提案した。さらに、それらの設計法および制振法を示した。以下に、本論文の成果を章ごとに要約する。

第2章では、ACM 用特性可変型アクチュエータの特性を得るための軸対称三次元有限要素法による静解析および動作解析手法を示した。軸対称三次元場での磁界の基礎方程式を導出し、節点要素有限要素法およびガラーキン法を用いることで、要素の磁気ベクトルポテンシャルの近似解が計算できることを示した。そして、ニュートン・ラフソン法による透磁率の非線形性の考慮、軸対称三次元場でのマクスウェルの応力法による推力の計算、分割図を2つ用い可動部が移動した時の分割図を作成するパッチメッシュ法、電磁場解析と運動、電気回路の連成方法について示した。次に、ACM 用モータ駆動型アクチュエータおよび磁気式回転直動変換器の特性を得るための三次元有限要素法による静解析手法およびその静解析と Matlab/simulink による運動方程式および電気回路方程式計算を組み合わせた動作解析手法を示した。三次元場の磁界の基礎方程式を導出し、辺要素有限要素法およびガラーキン法を用いることで、要素の磁気ベクトルポテンシャルの近似解が計算できることを示した。三次元場でのマクスウェルの応力法による推力およびトルクの計算、二分割法による可動部移動時の分割図修正法、回転部回転時の自動分割図修正法、Matlab/simulink を用いた運動および電気回路の連成方法を示した。最後に、アクチュエータ特性、制御アルゴリズム、ACM の運動系を考慮し、エンジンから車体に伝わった力を計算する ACM シミュレーション手法を示した。

第3章では、ACM シミュレーションから ACM 特性を求め、その特性と理論式の導出から任意の周波数でアクチュエータ可動子の振動による慣性力が液圧変動を抑制し、能動的制振を阻害することを明らかにした。さらに、共振周波数付近では位相が複雑化するため、制御に悪影響を与えることを明らかにした。次に、それらの問題に対応するアクチュエータ設計指針として、アクチュエータ可動子の軽量化、アクチュエータ特性の可変化を考案した。

第4章では、安価な ACM のためのアクチュエータとして、DC ブラシモータと磁気式回転直動変換器を利用したモータ駆動型アクチュエータを提案した。基本モデルは、DC ブラシモータを用いていることから低価格化が実現でき、かつ、振動動作が可能であることを示した。加えて、基本モデルの磁気式回転直動変換器は多極磁石2枚の組み合わせであるため、エアギャップ変動および吸引、反発力の回転方向成分により、振動波形中の高調波成分や負荷トルクが生じ、ACM 搭載が不可能になることを解析、理論式、試作機を用いた測定から明らかにした。次に、その課題を解決するためのツインロータモデルを提案した。ツインロータモデルの磁気式回転直動変換器は多極磁石3枚で構成されており、一定な合計エアギャップおよび各部で発生する負荷トルクの打ち消しあいによって振動波形の高調波成分、モータへの大きな負荷トルクを低減できることを解析、理論式、試作機を用いた測定により明らかにし、本変換器を ACM に適用できることを

示した。そして、本変換器と小型の DC ブラシモータを組み合わせ、モータ駆動型アクチュエータとしての特性を解析および試作機を用いた測定によって求め、本アクチュエータは ACM に適用可能であることを示した。

最後に、ACM 構造とモータ駆動型アクチュエータの外乱に対する応答を利用した、センサレスな制振法を提案した。本アクチュエータとその制振法を適用することで車体振動を低減できることを ACM シミュレーションから明らかにした。

第 5 章では、制振できる周波数帯が広い ACM のためのアクチュエータとして、特性可変型アクチュエータを提案した。解析により、2 コイルモデルでは、インナーコイルの開放・コンデンサ挿入の切り替えによって、インナーコイル電流を変化させ、それによって、推力定数特性、共振特性、効率特性を可変にすることを明らかにした。そして、駆動周波数に対して開放・コンデンサ挿入を切り替えることにより、広い周波数帯での高効率化を実現した。このことから、本 ACM に適した特性を持っていることを示し、同時に、ACM への適用を困難にする製造性の低さ、磁石量を有していることも確認した。次に、それらの課題を解決するために 2 コイル MM モデルを提案した。解析により、そのモデルは、2 相コイルを直列状態・並列状態に切り替えることによって、2 相コイルの電流を変化でき、推力定数特性、共振特性、効率特性を可変にすることを明らかにした。そして、駆動周波数に対して直列状態・並列状態を切り替えることにより、広い周波数帯での高効率化を実現し、本 ACM 用アクチュエータとしての有効性を示した。最後に、2 コイル MM モデルを適用した ACM によって広い周波数帯の振動を省電力で制振できることを、ACM シミュレーションから明らかにした。

第 6 章では、様々なエンジン振動が発生した時に 2 コイル MM モデルを適用した ACM での制振法として位相補償付 LMS 適応制御を提案した。提案した制御法は、LMS 適応制御に位相補償器を付け加えたものであり、遅延ステップを用いたリファレンス信号で適応フィルタ係数を更新し、同時に適応フィルタによって制御出力を算出する。そして、この制御法のメリットとして、二次経路の位相特性によらず収束できること、位相特性の変化に強いことを示した。最後に、2 コイル MM モデルを適用した ACM に位相補償付 LMS 適応制御を用いることで、アクチュエータ特性の変化に対応しつつ、様々な周波数のエンジン振動に対して制振できることを明らかにした。

謝辞

本研究は、大阪大学大学院工学研究科平田勝弘教授のもとに遂行され、同教授にご指導とご鞭撻を賜りました。ここに深甚なる感謝の意を表す次第です。また、有益なご助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科宮坂史和准教授、新口昇助教に深く感謝の意を表します。

大阪大学大学院工学研究科の浅井保至氏、吉元崇倫氏、酒井昌彦氏、山田達郎氏、小林正嗣氏をはじめ平田研究室の学生諸氏には、大変お世話になりました。ここに深く感謝の意を表します。

最後に、学費と生活費などの経済的および精神的支援をいただいた両親に、深く感謝致します。

研究業績一覧

学術論文

- (1) 北山文矢, 平田勝弘, 浅井保至 “制振シミュレーションによる ACM 用リニア振動アクチュエータの性能評価”, 電気学会論文誌, D 部門, Vol.132, No.12, pp.1091-1096, 2012.12
- (2) F. Kitayama, K. Hirata and M. Sakai “Proposal of a Two Movers Linear Oscillatory Actuator for Active Control Engine Mounts”, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 49, No. 5, pp. 2217-2240, 2013.05
- (3) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yoshimoto, "Linear Oscillatory Actuator Using Regenerative Energy", 日本 AEM 学会論文誌, Vol.21, No.3, pp.413-418, 2013.09

国際学会発表論文

- (1) F. Kitayama, K. Hirata and Y. Asai “Study on Active Control Engine Mount With Linear Oscillatory Actuator”, Proceedings of 15th ISEF (International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electric engineering), PS.2.9, 2011.09
- (2) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yoshimoto, "Linear Oscillatory Actuator Using Regenerative Energy", Proceedings of APSAEM2012 (Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics), pp.56-61, 2012.07
- (3) F. Kitayama, K. Hirata and M. Sakai, "Proposal of a Two Movers Linear Oscillatory Actuator for Active Control Engine Mounts", Proceedings of 15th Biennial IEEE CEFC (Conference on Electromagnetic Field Computation), Oita, Japan, MP5-2, p.93, 2012.11
- (4) F. Kitayama, K. Hirata, M. Sakai and T. Yamada, "Linear Oscillatory Actuator Using New Magnetic Movement Converter", Proceedings of IEEE ICMA2013 (International Conference on Mechatronics and Automation), Takamatsu, Japan, pp.431-436, 2013.08
- (5) F. Kitayama, K. Hirata, N. Niguchi and T. Yamada, “Experimental Evaluation of New Magnetic Movement Converter for Linear Oscillatory Actuator”, Proceedings of APSAEM2014 (Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics), Taichung, Taiwan, pp.82-83, 2014.07

国内学会発表論文

- (1) 北山文矢, 平田勝弘, 浅井保至, “ACM 用リニア振動アクチュエータとその制振制御に関する研究”, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-11-3, pp13-18, 2011.02
- (2) 北山文矢, 平田勝弘, 酒井昌彦, “2つのリニア振動アクチュエータを用いた高推力発生法の提案”, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会, LD-12-37, pp.1-4, 2012.08
- (3) 酒井昌彦, 平田勝弘, 北山文矢, “ACM 用モーター一体型リニア振動アクチュエータ”, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会, LD-12-39, pp.11-14, 2012.08
- (4) 北山文矢, 平田勝弘, 酒井昌彦, “逆起電力を利用したリニア振動アクチュエータの共振周波数制御”, 電気学会モータドライブ・リニアドライブ合同研究会, LD-12-83, pp.1-6, 2012.12
- (5) 山田達郎, 平田勝弘, 北山文矢, “ACM 用リニア振動アクチュエータの研究”, 平成 25

年電気学会全国大会, 5-072, pp.123-124, 2013.03

- (6) 山田達郎, 平田勝弘, 北山文矢, “ACM 用リニア振動アクチュエータの提案とその制振制御に関する研究”, 回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会, LD-13-67, pp.33-36, 2013.08
- (7) 北山文矢, 平田勝弘, 山田達郎, 新口昇, “モーター一体型リニア振動アクチュエータの負荷トルクおよび高調波振動の低減”, 電気学会モータドライブ・リニアドライブ合同研究会, LD-13-107, pp.17-22, 2013.12