

- 修士論文 -

横方向磁束形永久磁石同期電動機の設計と
速度制御

Design and speed control of a transverse flux type permanent magnet
synchronous motor

平成 24 年 2 月 8 日提出

指導教員 古関 隆章 准教授

東京大学大学院 工学系研究科

電気系工学専攻 修士課程

学籍番号 37-106480

中村 太一

内容梗概

電動機は産業部門、民生部門問わず広く用いられている。従来は直流電動機、誘導電動機が主流であった。近年では小型で大出力が得られ、高効率運転が可能な永久磁石を用いた同期電動機が注目されており、適用範囲の拡大が期待されている。

本論文では、船舶推進用の低速大トルク、直接駆動を実現する横方向磁束形永久磁石同期電動機の性能向上と制御手法の確立を目的とする。永久磁石同期電動機の性能向上に関しては、特にコギングトルクの低減と、大トルク化に注目した。まず騒音や振動の原因となるコギングトルクが、磁石数・電機子極数の組み合わせと関係があることを数値的に評価した。そして適切な磁石数・電機子極数の組み合わせを用いることにより、コギングトルクの低減が可能であることを示した。また大トルク化に関しては、対象とする電動機のモデル化を行い、空間制限下におけるトルク最大化設計法を提案した。制御に関しては、低速度制御に伴う固有の問題点を明確にし、低速度制御において有効な手法であるデュアルサンプリングレートオブザーバを制御系に実装した。そして実験を通じて幅広い領域において本電動機の駆動が可能であることを確認した。

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景.....	1
1.1.1 電動機の種類と評価.....	2
1.1.2 船舶推進用モータ.....	2
1.2 研究の目的.....	3
1.3 本論文の構成.....	3
第2章 横方向磁束形永久磁石同期電動機の先行研究事例	4
2.1 横方向磁束形モータ(Transverse flux machine : TFM).....	4
2.2 トンネルアクチュエータ.....	5
2.3 C型電機子極を用いた横方向磁束形永久磁石同期電動機.....	5
2.3.1 C型電機子極永久磁石同期電動機の概要.....	5
2.3.2 スキュー法によるコギングトルクの低減.....	6
2.3.3 第二試験機の特性と問題点.....	7
第3章 横方向磁束形永久磁石同期電動機的设计	10
3.1 永久磁石同期電動機における磁石数・電機子極数の組み合わせとコギングトルク.....	10
3.1.1 8磁石9電機子極配置形PMLSMのギャップ磁束密度.....	10
3.1.2 コギング力の導出方法.....	13
3.1.3 8磁石9電機子極配置形PMLSMのコギング力の定式化.....	13
3.1.4 磁石・電機子極配置の組み合わせによるコギング力の比較.....	14
3.2 8磁石9電機子極配置構造を応用した磁石・極配置の提案.....	16
3.2.1 8磁石9電機子極配置形の構造.....	16
3.2.2 8磁石9電機子極配置形構造の展開と磁石数の決定.....	16
3.3 コア形状の変更.....	20
3.4 回転盤材料の変更.....	21
3.5 有限要素法による提案モデルの解析.....	21
3.6 横方向磁束形永久磁石同期電動機の空間制限下におけるトルク最大化設計.....	24
3.6.1 横方向磁束形永久磁石同期電動機のモデリング.....	24
3.6.2 2変数(M, l_m)の関数として記述されるトルク.....	27
3.6.3 電機子起磁力の関数として記述されるトルク.....	28
3.6.4 幾何学的に決定される M の変域.....	28
3.6.5 磁石厚みと最大トルクの関係.....	29
3.6.6 磁石厚みを固定したときのトルク.....	34
3.6.7 提案手法と電磁界解析による数値計算結果との比較.....	35
3.7 トルク最大化設計法を適用し設計したモータと既存のモータとの比較.....	37
第4章 低速可変速駆動用永久磁石同期電動機の制御系設計	39
4.1 突極型永久磁石同期電動機のdq軸モデル.....	39
4.1.1 突極型永久磁石同期電動機の三相モデル.....	39
4.1.2 dq軸への変換.....	39
4.1.3 発生するトルク.....	40
4.2 制御系の概要.....	41
4.3 各制御器の設計.....	43
4.3.1 電流制御器.....	43

4.3.2	速度制御器	44
4.4	低速度領域における速度制御の難しさ	45
4.5	デュアルサンプリングレートオブザーバとは	49
4.6	現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの構成	49
4.6.1	離散化状態空間表現	49
4.6.2	現在型オブザーバ	50
4.6.3	現在型デュアルサンプリングレートオブザーバ	51
4.7	現在型デュアルサンプリングレートオブザーバのゲイン決定法	53
4.7.1	回転子モデルの状態空間表現	53
4.7.2	オブザーバの極配置とオブザーバゲインの定式化	54
4.8	現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの速度応答の数値計算	55
4.8.1	モータ定数と制御条件	55
4.8.2	現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた速度制御	56
第5章	第三次横方向磁束形永久磁石同期電動機 の速度制御実験	59
5.1	第三試験機の概要	59
5.2	回路特性測定	60
5.2.1	電機子巻線抵抗直流試験	60
5.2.2	自己インダクタンス測定	60
5.2.3	逆起電力測定と特性算出	61
5.3	実験環境の構成	62
5.4	不完全微分により速度演算を行ったときの速度制御実験	64
5.5	デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの速度制御実験	64
5.6	速度指令値をフィードフォワード補償に用いた速度制御実験	68
第6章	まとめ	72
6.1	結論	72
6.2	今後の課題	72
	参考文献	73
	発表論文	74
	謝辞	75

第1章 序論

1.1 研究背景

1.1.1 電動機の種類と評価

電動機は、図 1.1 のように分けられる[1]。そしてそれぞれの種類の特徴を活かして民生部門、産業部門問わず広く用いられている。直流電動機は制御の容易さから長年使用されたが、保守コストが高いという難点がある。そしてパワーエレクトロニクスが発達により、保守が容易な誘導電動機が主流となった。近年では小型で大出力が得られ、高効率運転が可能な永久磁石を用いた同期電動機の研究開発が活発となっている。

時代の変化とともに電動機に求められる性能は高く、そして多様化している。ここで洗濯機を例に挙げ、電動機に要求される性能を考える。洗濯機は家事労働を低減する道具として三種の神器と言われ、家電製品の中では早くから家庭に取り入れられた。従来の洗濯槽の駆動方式は、誘導機を用い減速機を介する方式であったため、騒音や振動が大きかった。しかし時代の変化とともに我々のライフスタイルや意識が変化し、省エネルギーはもちろんコンパクトで夜でも使用できる低騒音・低振動な洗濯機が求められるようになった[2]。

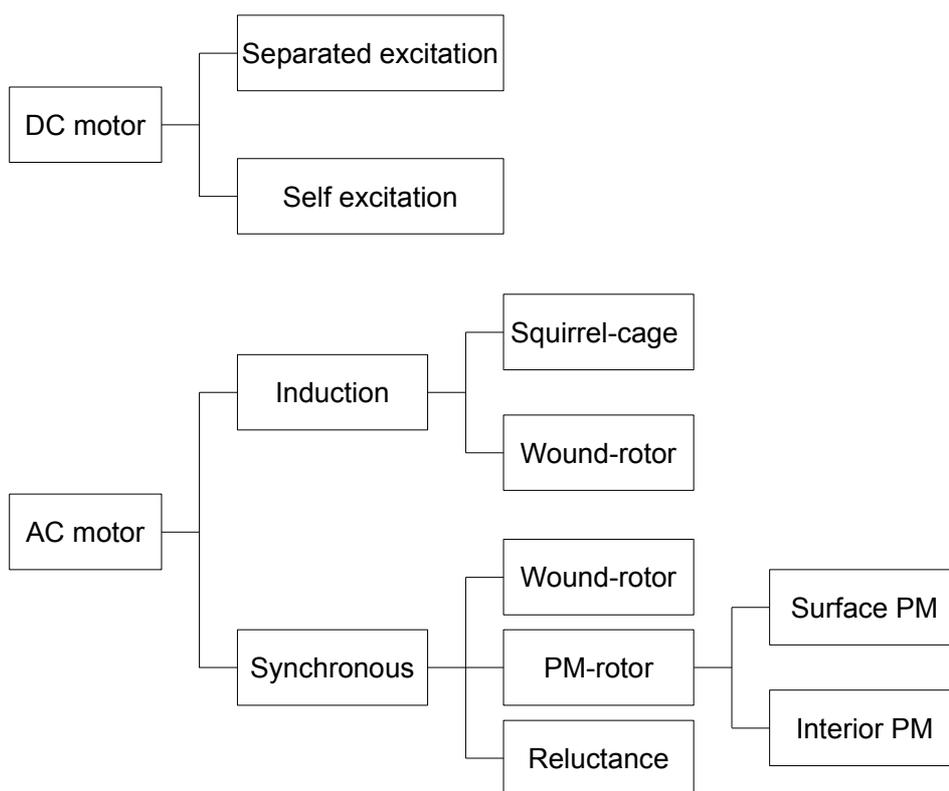


図 1.1 電動機の種類[1]

そこで低騒音・低振動を実現する方法として電動機で直接洗濯槽を回す直接駆動方式(ダイレクトドライブ方式)の適用が考えられた。しかし直接駆動方式を採用すると、次に示す要求を実現できる電動機が必要となった。

- 1 限られたスペースで大トルクと幅広い速度領域での駆動が実現できること
- 2 低騒音・低振動での駆動が可能であること
- 3 保守が容易であること

特に小型大出力が可能であるといった条件から従来の誘導機ではなく、Nd 磁石を用いた埋込磁石形同期電動機(IPMSM)がドラム式洗濯機では採用された。そして現在においても、さらなる性能向上のための研究が行われている。

このように適用製品により要求される性能は違うが、次の点は電動機を設計するうえで重要とされている。

- 1 小型大トルク(小型大出力)
- 2 低騒音・低振動(低コギングトルク)
- 3 高効率
- 4 保守性

永久磁石同期電動機は小型大出力・高効率運転が可能であり、現在永久磁石同期電動機の適用範囲の拡大が期待されている。ただし昨今のレアアース、特にディスプロシムの価格の高騰の影響を受けており、社会情勢に左右されやすいといった欠点もある[3]。このため永久磁石を使用しないレアアースフリーモータというものも開発されている[4]。このように電動機に対する要求は社会情勢とともに多様化しており、先に述べた四点+コストは現在の電動機に対する評価方法として重要な点である。

1.1.2 船舶推進用モータ

現在の輸送システムにおいて、化石燃料の高騰や枯渇問題、そして環境負荷を考慮することが非常に重要な要素となっている。これらのことを受けて、輸送業界では電氣化されたシステムの研究開発が進められている。船舶においても例外ではなく、電氣推進船の研究開発が進められている。推進においては、船舶を直接駆動できるほどの高性能なモータとして、高温超電導モータと新しいタイプの永久磁石同期電動機が注目されている[5]。高温超電導モータは高いトルク密度を実現できるが、冷却設備が必要であることから高額であること、そして安全性といった問題点がある。一方で永久磁石同期電動機は、Wehら[6]によって提案された横方向磁束モータのように、高いトルク密度を実現するモータがある。このような背景から新しいタイプの永久磁石同期電動機の船舶直接駆動システムへの応用が期待されている[7]。

1.2 研究の目的

先行研究において、研究の背景に述べた永久磁石同期電動機の船舶推進用モータへの応用可能性から、新しいタイプの横方向磁束形モータが提案された。このモータは大トルク化のために、多極化や短いギャップ長を採用した。しかし大きなコギングトルクの発生により制御が困難であったり、渦電流損失が大きいといった問題があった[8][9][10]。

本論文では、船舶推進用の低速大トルク、直接駆動を実現する横方向磁束形永久磁石同期電動機の性能向上と制御手法の確立を目的とする。性能向上に関しては、特にコギングトルクの低減と、大トルク化に注目する。まず磁石数・電機子極数とコギング力の関係を数値的に評価する。そして適切な磁石数・電機子極数の組み合わせを用いることにより、コギングトルクの低減が可能であることを示す。また限られた空間において横方向磁束形永久磁石同期電動機のトルクを最大化する設計法について述べる。そしてその手法により導かれるトルクと有限要素法による電磁界解析により求めたトルクの値を比較し、提案手法の妥当性を確認する。さらに永久磁石同期電動機の低速領域での速度制御法として、現在形デュアルサンプリングレートオブザーバの実装を試み、実験を通じて幅広い速度領域における制御が可能であることを確かめる。

1.3 本論文の構成

本論文は、まず第2章で先行研究において提案された横方向磁束形永久磁石同期電動機の問題点を明確にする。次に第3章で先行研究にて特に問題であったコギングトルクの低減手法や渦電流損の低減手法について述べる。そして第三試験機の具体的な設計に関して述べる。さらに空間制約下におけるトルク最大化設計法について述べる。第4章では低速領域での速度制御法として有効である現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの理論を解説し、具体的な実装方法と速度応答の数値計算を行う。そして第5章の実験を通じて、先行研究にて問題であった点が改善されたことを述べるそして速度制御実験を行い、デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの動作を検証する。

第2章 横方向磁束形永久磁石同期電動機の先行研究事例

この章では横方向磁束形モータの概要と、その構造を応用したトンネルアクチュエータについて述べる。そして先行研究にて船舶推進用として提案されたC型電機子極を用いた横方向磁束形永久磁石同期電動機について述べる。

2.1 横方向磁束形モータ(Transverse flux machine : TFM)

直接駆動用モータとして Wehら[6]によって提案された横方向磁束形モータは、従来型の永久磁石形同期電動機と比較して、回転方向に対して磁路が垂直に形成されるといった磁気回路上の特徴を持っている。図2.1に横方向磁束形モータの構成を示す。

横方向磁束形モータの特徴は、限られた空間内においてポールピッチを短く設計できるため、高いトルク密度が達成できる。しかし構造が複雑であり、製作が困難であることが問題もある。

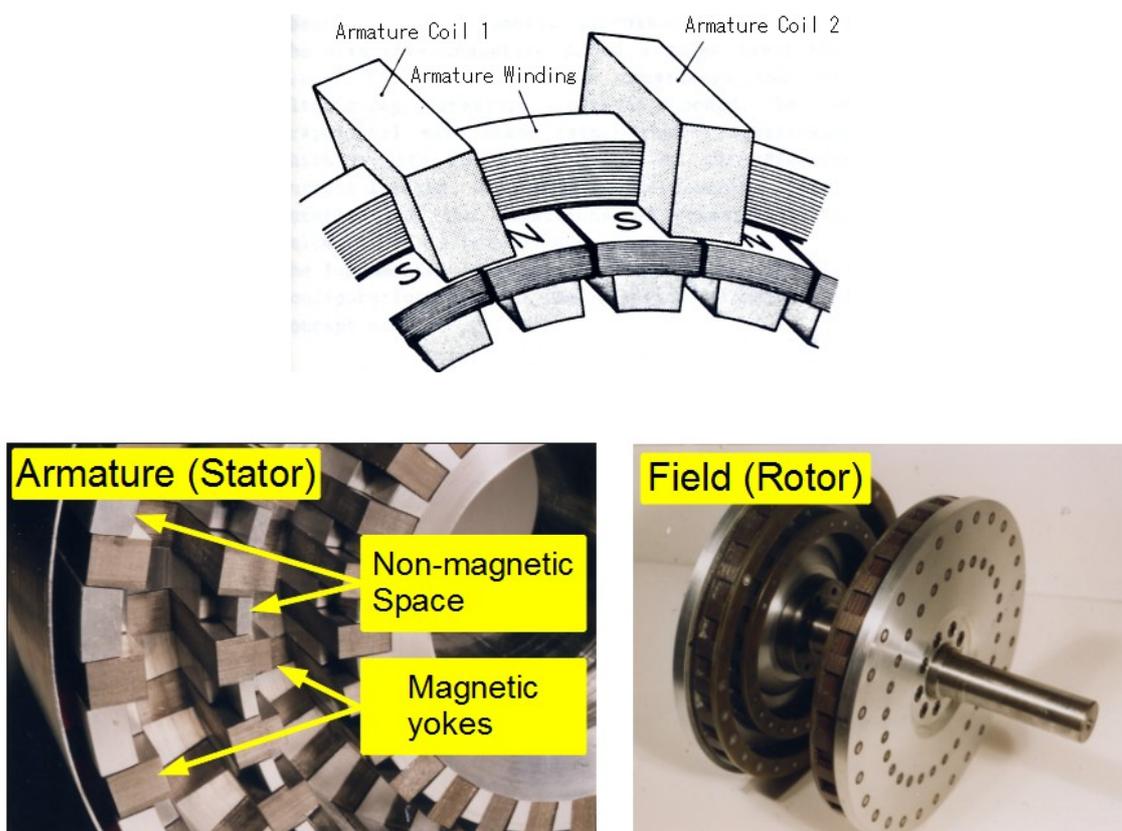


図2.1 横方向磁束形モータの構成[6]

2.2 トンネルアクチュエータ

トンネルアクチュエータは、高速性・精密さが求められる半導体製造装置等向けの産業用アクチュエータとして Kim らによって開発された物である[11]。トンネルアクチュエータの概要を図 2.2 に示す。トンネルアクチュエータでは G 形の電機子を用いて表裏交互に並べており、磁極歯先「トンネル」の部分に、永久磁石を配置している。このような配置のため、磁束が上下交互に発生するというユニークな構造となっている。さらにトンネルアクチュエータは機構の支持の点で従来型のリニアモータより優れた特徴を持つ。回転型モータを切り開き直線状に展開したリニアモータは、永久磁石と電機子が向かい合うため、所望の推力の 3~5 倍の大きな磁気吸引力が支持機構に加わる欠点がある。一方でトンネルアクチュエータでは、トンネルの中心に永久磁石を配置することにより、理想的には磁気吸引力を相殺できる。この結果支持機構への負担は小さくなり、可動子の軽量化が可能となる。

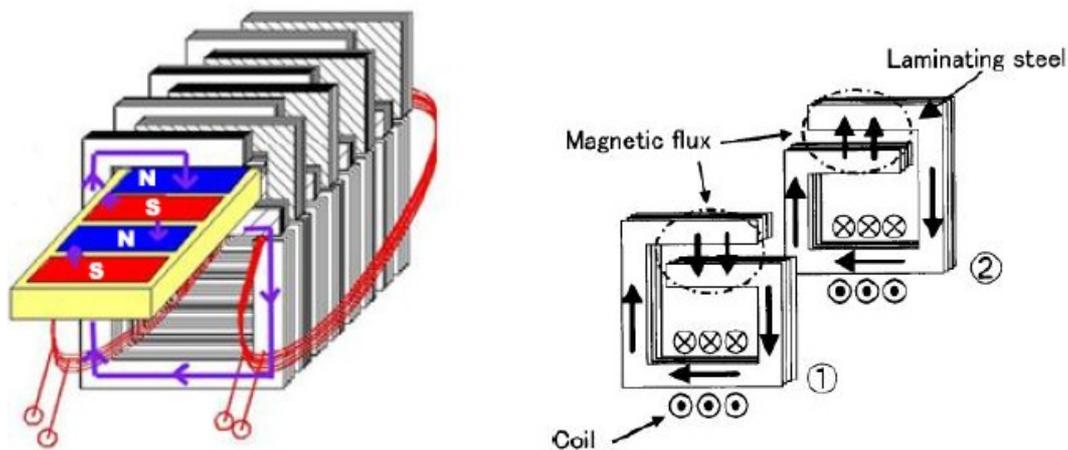


図 2.2 トンネルアクチュエータ[11]

2.3 C 型電機子極を用いた横方向磁束形永久磁石同期電動機

2.3.1 C 型電機子極永久磁石同期電動機の概要

トンネルアクチュエータの構造を応用し、船舶推進直接駆動用モータとして提案された第二次横方向磁束形永久磁石同期電動機(以降「第二試験機」と呼ぶ)を図 2.3 に示す[9][10]。提案されたモータは回転型モータの都合上トンネルアクチュエータの電機子の片側を抜き、C 型の電機子を用いており、磁気吸引力の相殺という特徴は引き継いでいる。さらに大トルク化のため、磁石数を 38 個で設計し、同相の電機子 3 個に巻線を一括で巻く方法が採用された。また永久磁石形同期電動機の性能向上のために重要な要素であるコギングトルク低減手法も取り入れた。

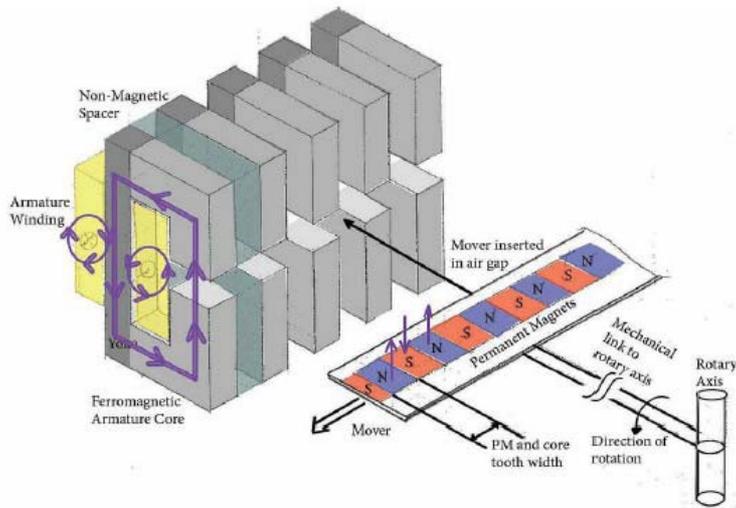


図 2.3(a) C型電機子極永久磁石同期電動機の概要

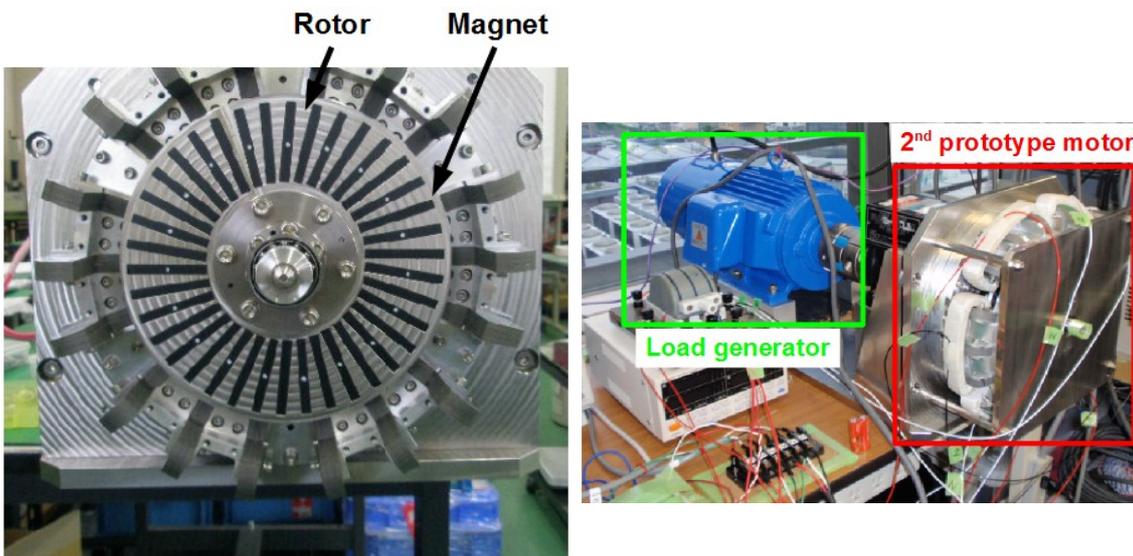


図 2.3(b) 第二試験機の全体図[9][10]

2.3.2 スキュー法によるコギングトルクの低減

コギングトルクとは図 2.4 に示すように磁石と電機子との磁気的な相互作用により発生する。この力は回転とともに周期的に発生し、トルクの脈動を引き起こす。これにより駆動時において騒音や振動が起こる。近年永久磁石の高性能化により、性能の良い Nd 系の磁石が採用されている。しかし磁石の性能が良いほど、コギングトルクも大きくなるため、コギングトルクの低減は永久磁石形同期電動機の性能向上のために非常に重要な課題である。コギングトルクの低減手法はいくつも提

案されているが、第二試験機においては、スキュー法を採用した。スキュー法とは図 2.5 に示すように進行方向に対して電機子歯先もしくは磁石に傾斜をつける方法である。力は磁気エネルギーの位置微分であるため、傾斜をつけることにより、磁気的なエネルギーの変化を抑えることができる。そのため発生しうるコギングトルクの最大値は減少する[12]。先行研究においては、1 電機子 1 磁石モデルにおけるコギング力の定式化を行い、スキュー角を 4 (deg) に設定しコギングトルク低減を図った。

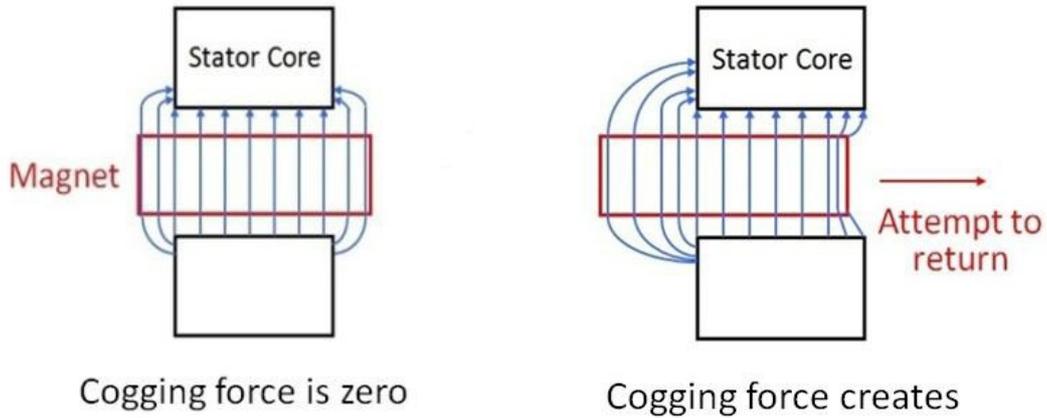


図 2.4 コギングトルクの発生原理

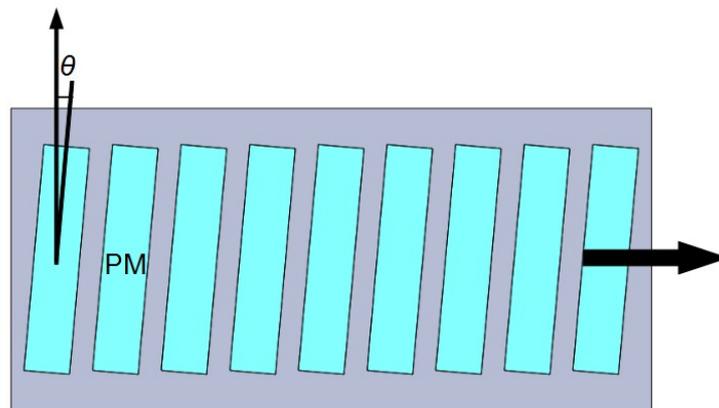


図 2.5 スキュー法

2.3.3 第二試験機の特性と問題点[9][10]

実験により測定・算出された第二試験機の特性を表 2.1 に示す。なお特性は、逆起電力などの測定値と図 2.6 に示すフェーザ図を用いて、d 軸電流ゼロ制御定格運転を想定し計算している。

表 2.1 第二試験機の性能

Drive frequency (Hz)	35
Back electromotive force (V)	32.5
Torque (Nm)	33.7
Power factor	0.58

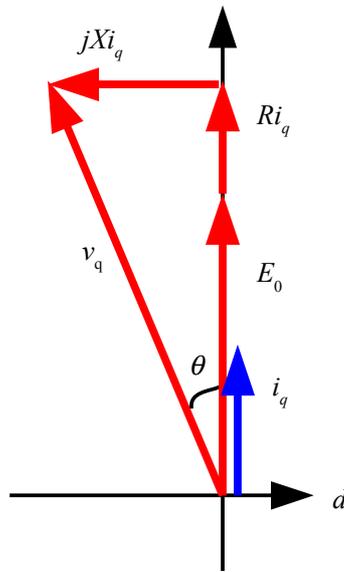


図 2.6 フェーザ図

第二試験機はトルク出力は高いが、力率が低いといった欠点がある。これは巻線が囲む一部空気領域の中に磁路が発生し、ギャップに鎖交する電機子磁束が減少したからである。

また第二試験機では駆動において二つの問題があった。その一つがコギングトルクの発生である。第二試験機はコギングトルク低減のためスキュー法を採用したが、実際にモータを無通電状態で手で回してみると、大きなコギングトルクが発生していた。そのため V/f 制御での運転は可能であったが、汎用制御キットを用いたベクトル制御による駆動は実現しなかった。電磁界解析による数値計算では、第二試験機のコギングトルクは図 2.7 のように最大 3 (Nm) である。これは定格トルクに対して約 10% であり、コギングトルクの改善が望まれた。

もう一つの駆動時の問題が、連続駆動時におけるステンレス回転盤の発熱であった。図 2.8 に実験で測定された第二試験機の V/f 制御無負荷運転時における各損失の割合を示す。

図 2.8 の実験結果より、ステンレス回転盤で発生する損失は銅損と同程度であり、全損失の 1/3 を占めている。これは回転盤のほとんどを占める材質であるステンレスの電気抵抗率が 7.2×10^{-7} (Ωm) と低いため、回転盤を横切る磁束により大きな渦電流が発生したためである。よって回転子における損失を減らす設計も重要である。

以上が第二試験機における大きな問題であった。そこで本研究では特にこれらの問題点に注目し、改善策の提案と実証をモータ設計における大きな目的とする。

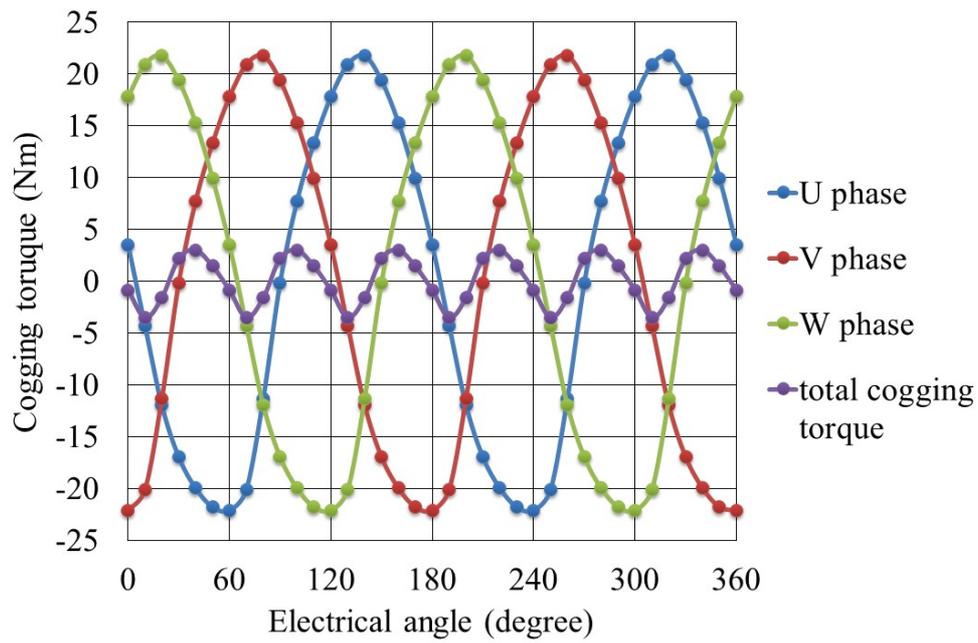


図 2.7 第二試験機におけるコギングトルクの数値計算結果

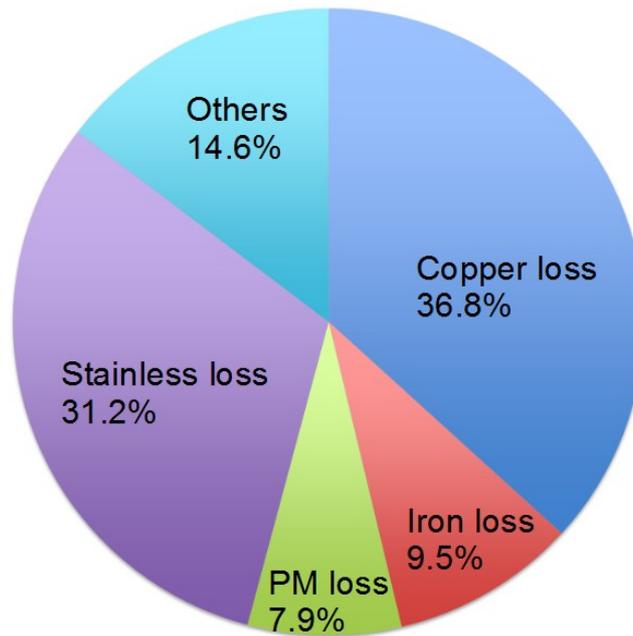


図 2.8 無負荷運転における各損失

第3章 横方向磁束形永久磁石同期電動機的设计

本章では、先行研究において特に大きな問題であったコギングトルクと回転盤の渦電流損を低減できる横方向磁束形永久磁石同期電動機を提案する。そして空間利用率を考慮したトルク最大化設計法を提案する。

3.1 永久磁石同期電動機における磁石数・電機子極数の組み合わせとコギングトルク

先行研究にて設計された第二次試験機においては、大きなコギングトルクの発生により滑らかな回転ができない、また大きなコギングトルクのため駆動時の騒音が大きいといった解決すべき問題点があった。コギングトルク低減手法は、現在様々な手法が提案されている。そこで本研究では磁石数と電機子極数の組み合わせによるコギングトルク低減手法に注目した。

コギングトルクは電機子コアと磁石数の最小公倍数によって周期が決まる。そしてその最小公倍数が大きいほどコギングトルクは小さくなると言われている[13][14]。例えば8磁石9電機子極配置は、発生するコギングトルクが小さいと言われており、コギング低減手法の一つとして用いられる。そこで、8磁石9電機子極配置形のリニアモデルを構築し、コギング力と磁石・電機子極配置の関係の定式化を行った。そして磁石・電機子極配置の組み合わせで決定されるコギング力について評価した。

3.1.1 8磁石9電機子極配置形永久磁石形同期リニアモータ(PMLSM)のギャップ磁束密度

一周期が $2L$ の8磁石9電機子極配置形永久磁石形同期リニアモータ(PMLSM)をモデル化したものを図3.1に示す。図3.1に示す8磁石9電機子極配置形は、集中巻方式である。次に解析に用いたモデルの詳細図を図3.2に示す。それぞれのパラメータは表3.1に示すように定義した。また図3.1の $L/2$ は電気角で 2π に相当する。

電機子極はC型、磁束密度が y 軸方向成分のみ持ち、鉄心の比透磁率が無限大であると仮定する。永久磁石の起磁力を θ 、鉄心のギャップ長を l_g とすると、磁気回路法により磁束密度は式(3.1)で示される。

$$B = \mu_0 \frac{\theta}{l_g} \tag{3.1}$$

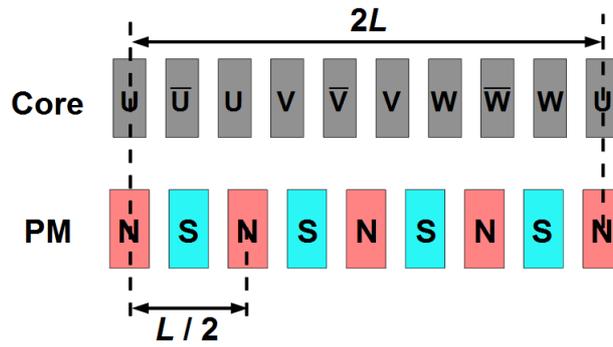


図 3.1 8 磁石 9 電機子極配置形 PMLSM のモデル

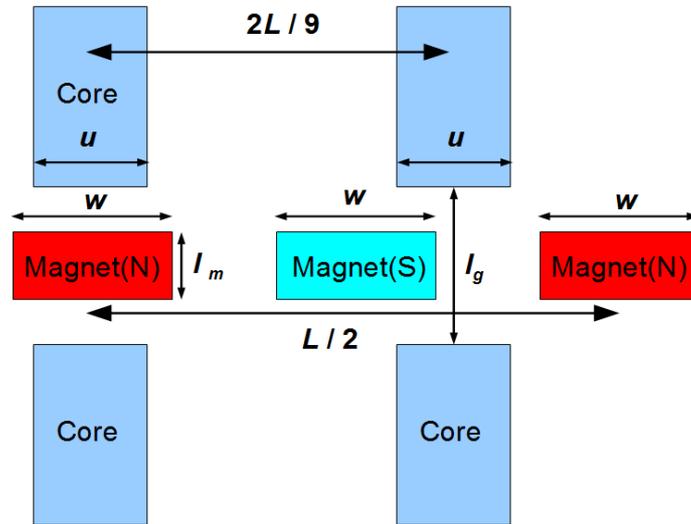


図 3.2 解析モデル詳細図

表 3.1 解析モデルの文字の定義

Width of PM	w
Length of PM	l_m
Width of armature core tooth	u
Gap length between cores	l_g
Period of PMLSM	$2L$
Pole pitch	$L/4$
Coercive force	H_c

式(3.1)において、磁束密度はギャップ長の逆数で表されている。ここで計算上扱いやすくするためギャップ長の逆数を Y と定義する。このとき、式(3.1)は式(3.2)で表すことができる。

$$B = \mu_0 \Theta Y \quad (3.2)$$

次に永久磁石の起磁力とギャップ長の逆数の分布をそれぞれ考える。永久磁石による起磁力は、図 3.3 に示すような方形波であると仮定する。周期が $2L$ であることに注意し、永久磁石の起磁力分布の Fourier 級数展開を行う。起磁力分布を Fourier 級数展開したものを式(3.3)～(3.5)に示す。

$$\Theta(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m \exp\left\{ \frac{j(8m-4)\pi x}{L} \right\} \quad (3.3)$$

$$c_0 = 0 \quad (3.4)$$

$$c_m = \frac{2H_c l_m}{(2m-1)\pi} \sin\left\{ \frac{(8m-4)\pi w}{2L} \right\} \quad (3.5)$$

次にギャップ長の逆数 Y に関して考える。ギャップ長は電機子鉄心の歯先が存在する領域でのみ有限の値を持ち、それ以外の領域ではギャップ長は無限大であると仮定する。するとギャップ長の逆数 $Y(x)$ は、図 3.3 に示すような関数となる。図 3.3 で示した $Y(x)$ の波形の周期が $2L$ であることに注意して Fourier 級数展開を行う。ギャップ長逆数の関数を Fourier 級数展開したものを式(3.6)～(3.8)に示す。そして導いた式(3.3)と式(3.6)を式(3.2)に代入すると、式(3.9)で表されるような空間磁束密度分布が得られる。

$$Y(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(\frac{j9n\pi x}{L} \right) \quad (3.6)$$

$$c_0 = \frac{9u}{2Ll_g} \quad (3.7)$$

$$c_n = \frac{1}{n\pi l_g} \sin\left(\frac{9n\pi u}{2L} \right) \quad (3.8)$$

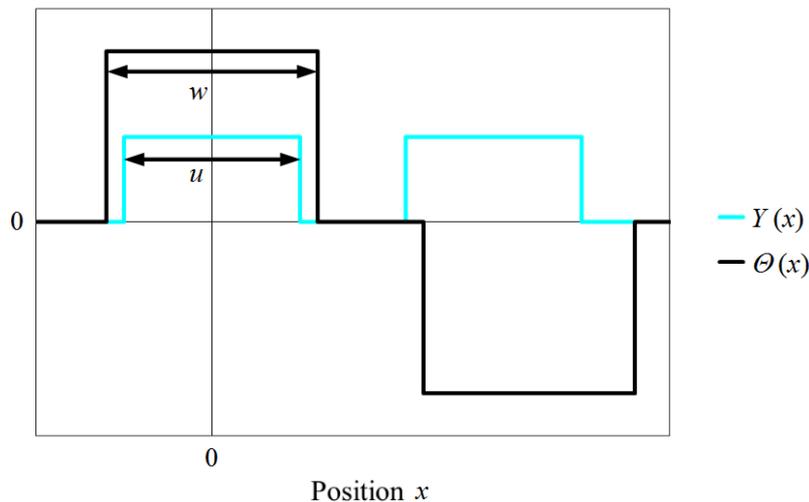


図 3.3 磁石起磁力 $\Theta(x)$ とギャップ長の逆数 $Y(x)$ の概形

$$B_y(x) = \mu_0 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(\frac{j9n\pi x}{L}\right) \right] \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m \exp\left(\frac{j(8m-4)\pi x}{L}\right) \right] \quad (3.9)$$

3.1.2 コギング力の導出方法

図 3.4 のように永久磁石をコイルとみなし、永久磁石端部に等価的な電流が流れているとする。空間には式(3.9)で示したように y 軸方向に磁束密度が発生しているので、フレミング左手の法則をそれぞれの磁石端部に適用し、磁石端部に加わる電磁力を求める。

まず図 3.4 のように、ある磁石の中心の x 座標を $s + \frac{L}{4}n$ とすると、磁石端部は $s + \frac{L}{4}n \pm \frac{w}{2}$ と表される。またフレミング左手の法則より、磁石端部に加わる電磁力は式(3.10)で表される。ここで式(3.10)の z は、磁石奥行き長さを示す。

$$F_e(x) = (H_c l_m) B_y(x) z \quad (3.10)$$

式(3.10)を用いて、それぞれの磁石端部に加わる電磁力を求め、その総和を取ればコギング力を導出できる。

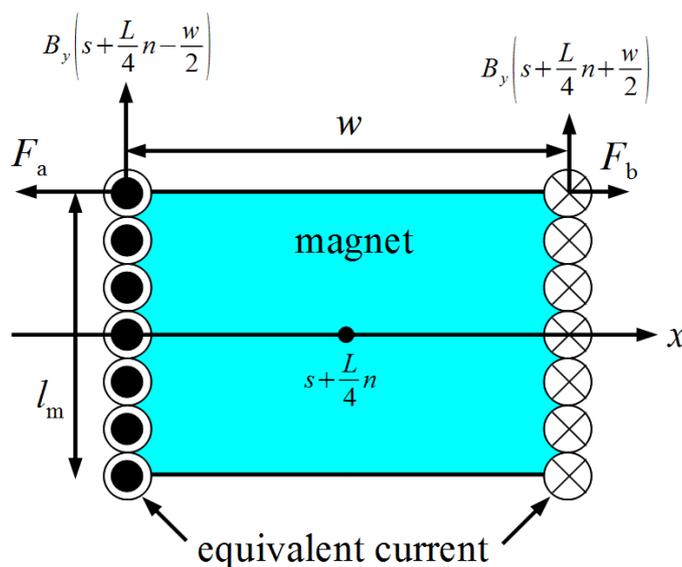


図 3.4 磁石の等価電流

3.1.3 8磁石9電機子極配置形 PMLSM のコギング力の定式化

式(3.9)に示す空間磁束密度分布を用いて、8磁石9電機子極配置形 PMLSM の場合におけるコギング力を定式化する。磁石端部に加わる電磁力の総和は式(3.11)で表される。

$$F(s) = (H_c l_m z) \left\{ \sum_{n=0}^7 (-1)^n B_y\left(s + \frac{L}{4}n - \frac{w}{2}\right) \right\} + (H_c l_m z) \left\{ \sum_{n=0}^7 (-1)^{(n-1)} B_y\left(s + \frac{L}{4}n + \frac{w}{2}\right) \right\} \quad (3.11)$$

そして式(3.11)に空間磁束密度を表す式(3.9)を代入すると、8磁石9電機子極配置形 PMLSM のコギング力が得られる。8磁石9電機子極配置形 PMLSM のコギング力を式(3.12)～(3.14)に示す。

$$F(s) = \frac{4\mu_0(H_c l_m)^2 z}{\pi l_g} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(\frac{j72n\pi s}{L}\right) \quad (3.12)$$

$$c_0 = 0 \quad (3.13)$$

$$c_n = \frac{1}{2n} \sin\left(\frac{36n\pi u}{L}\right) \sin\left(\frac{36n\pi w}{L}\right) \quad (3.14)$$

式(3.12)より、8磁石9電機子極配置形 PMLSM において発生するコギングトルクの基本波成分は周期 $2L/72$ である。PMLSM においてコギング力の周期は、機械角 2π を磁石数とコア数の最小公倍数で割ったものであるため、この計算結果より導かれたコギング力の周期と一致している。また式(3.14)に例えば、磁石幅 6 (mm)、コア幅 5 (mm)、全長 72 (mm) を代入すると式(3.12)は 0 (N) となる。このように適切なパラメータを選ぶと、理論上は発生するコギング力を 0 (N) とすることが可能である。

3.1.4 磁石・電機子極配置の組み合わせによるコギング力の比較

磁石数と電機子極数の組み合わせによるコギング力を評価するため、6磁石9電機子極配置形 PMLSM についても同様にコギング力を定式化した。式(3.15)～(3.17)に6磁石9電機子極配置形 PMLSM のコギング力の式を示す。

$$F(s) = \frac{4\mu_0(H_c l_m)^2 z}{\pi l_g} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(\frac{j18n\pi s}{L}\right) \quad (3.15)$$

$$c_0 = 0 \quad (3.16)$$

$$c_n = \frac{3}{2n} \sin\left(\frac{9n\pi u}{L}\right) \sin\left(\frac{9n\pi w}{L}\right) \quad (3.17)$$

式(3.14)と式(3.17)を比較すると、8磁石9電機子極配置形 PMLSM の Fourier 係数は、6磁石9電機子極配置形 PMLSM のそれに比べ 1/3 となっている。このことより8磁石9電機子極配置形 PMLSM の発生するコギング力の最大値は、6磁石9電機子極配置形 PMLSM のそれに比べ 1/3 である。

次にそれぞれの磁石・電機子極配置について、磁石幅と電機子鉄心の歯先幅が表 3.2 のときの、ポールピッチとコギング力の関係を計算した。ここでそれぞれのコギング力の式で共通する定数項、

$$\frac{4\mu_0(H_c l_m)^2 z}{\pi l_g}$$

は除いた。8磁石9電機子極配置形 PMLSM の場合の計算結果を図 3.5 に、6磁石9電機子極配置形 PMLSM の場合の計算結果を図 3.6 に示す。

表 3.2 一定値をとるパラメータ

Width of PM : w	6 mm
Width of armature core tooth : u	5 mm

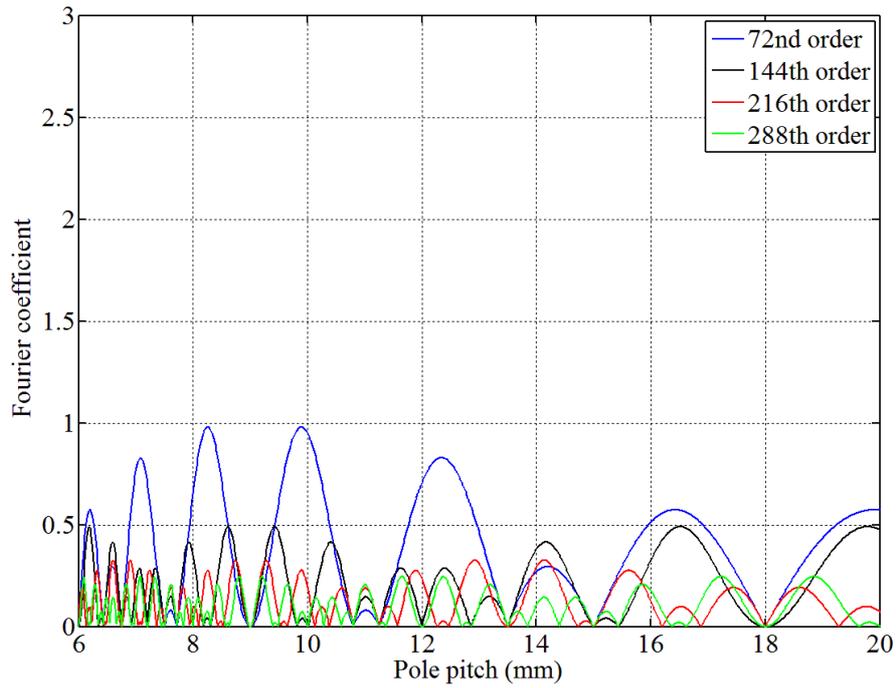


図 3.5 8 磁石 9 電機子極配置形 PMLSM におけるポールピッチとコギング力の関係

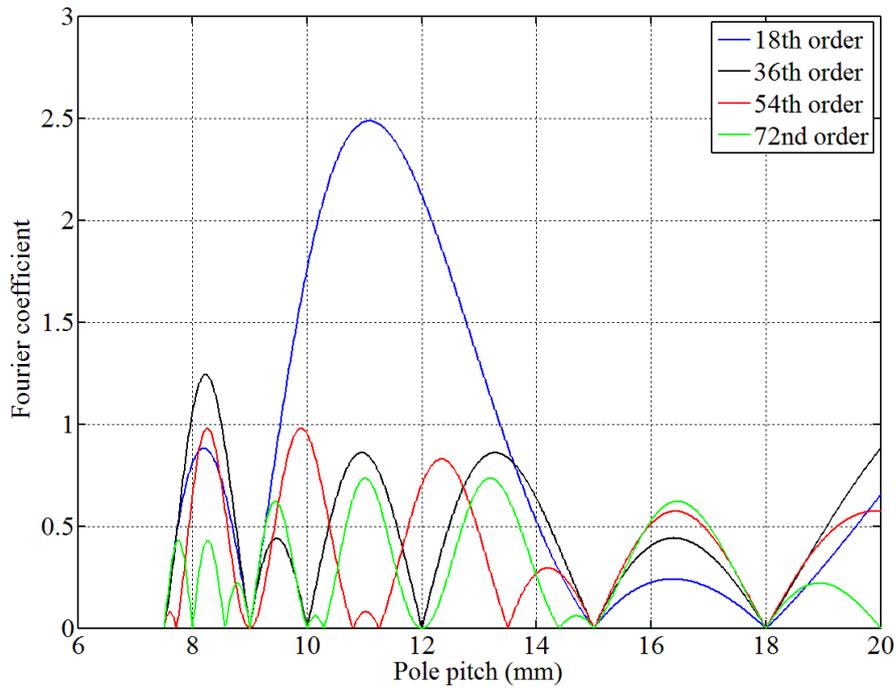


図 3.6 6 磁石 9 電機子極配置形 PMLSM におけるポールピッチとコギング力の関係

図 3.5 と図 3.6 を比較すると、8 磁石 9 電機子極配置形 PMLSM の方がそれぞれの次数のコギングトルクの振幅値は小さい。またコギング力が 0 (N) になる点が多い。このことより 8 磁石 9 電機子極配置形 PMLSM はコギング力低減手法として有効であることが分かる。またコギング力低減のために、ポールピッチなどのパラメータを調整することが重要である。

3.2 8 磁石 9 電機子極配置形構造を応用した磁石・極配置の提案

前項に示した通り、8 磁石 9 電機子極配置を適用することで、コギングトルクの低減が期待できる。そこで本研究では、コギングトルク低減手法として 8 磁石 9 電機子極配置を取り入れることにした。

3.2.1 8 磁石 9 電機子極配置形の構造

8 磁石 9 電機子極配置形構造を図 3.7 に示す。

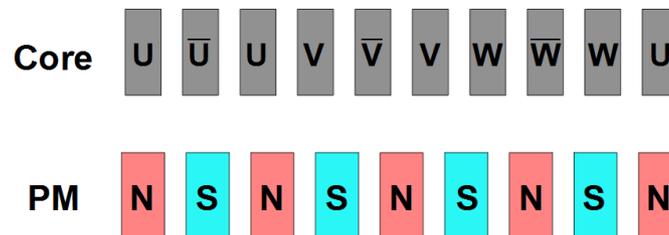


図 3.7 8 磁石 9 電機子極配置形構造

図 3.7 に示すように、8 磁石 9 電機子極配置形構造における電機子の相の並び方は、 $U \rightarrow \bar{U} \rightarrow U \rightarrow V \rightarrow \bar{V} \rightarrow V \rightarrow W \rightarrow \bar{W} \rightarrow W \rightarrow U \dots$ となっている。

大トルクを得るためには、電機子起磁力の大きさも重要である。第二試験機においては、巻線を 3 コア一括に巻くことで、大きな電機子起磁力を得ることができた。しかし図 3.7 に示す 8 磁石 9 電機子極配置形構造においては、+相と-相がそれぞれの相において、交互に並んでいる。このため巻線を一括に巻く方式が利用できない。そこで本研究ではコギングトルクが磁石と電機子コアの位置関係から決まることを利用し、8 磁石 9 電機子極配置形構造を持ち、巻線を一括に巻くことのできる磁石・電機子極配置の提案を行った。

3.2.2 8 磁石 9 電機子極配置形構造の展開と磁石数の決定

8 磁石 9 電機子極配置形構造では、+相と-相の個数が異なる。よって図 3.8 に示すように、もう一つ 8 磁石 9 電機子極配置形構造を用意し、相の個数を揃える。そして図 3.7 に示した磁石と電機子の位置関係を基準に、もう一方の電機子の電氣的な相の順を決定する。ここで図 3.8 に示すようにそれぞれの電機子に番号をつける。

まず 8 磁石 9 電機子極配置形の磁石とコアの位置関係を把握するため、次のルールを決める。

- ①電気角 2π を基準に磁石と電機子極の距離を決める。
- ②図 3.7 に示す位置を基本位置とする。
- ③磁石とコアの距離は、最も近い N 極からの距離とする。

この条件の下、図 3.7 に示す 8 磁石 9 極配置の基本位置における磁石とコアの関係を書き下すと、表 3.3 のようになる。

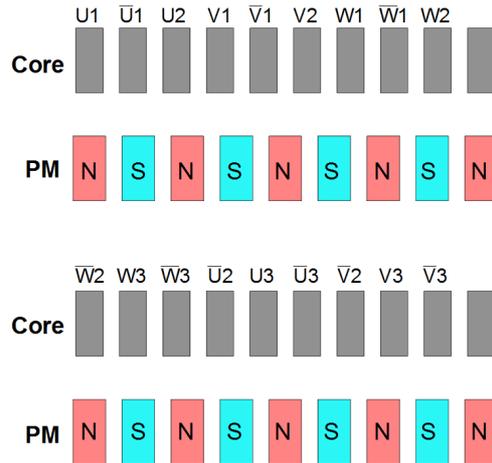


図 3.8 各相の電機子の個数を揃えるために必要な構造

表 3.3 N 極と電機子極の電気的な距離

Core name	Distance from N pole
U1	0
$\bar{U}1$	$8\pi / 9$
U2	$-2\pi / 9$
V1	$6\pi / 9$
$\bar{V}1$	$-4\pi / 9$
V2	$4\pi / 9$
W1	$-6\pi / 9$
$\bar{W}1$	$2\pi / 9$
W2	$-8\pi / 9$

表 3.3 より、U1 は N 極と同位置にあるのに対し、U2 は N 極から $-2\pi / 9$ ずれている。よって U3 を N 極から $-4\pi / 9$ の位置におけば、U 相コアを同じ間隔で配置できる。これは、表 3.3 の $\bar{V}1$ 相の位

置に U3 相を配置すると考えればよい。V 相、W 相についても同様に考えると表 3.4 に示す並びとなり、N 極とコアの位置関係を保ちつつ、+相のみで構成することができる。

表 3.4 +相の電機子極のみで構成した場合の電機子極配置

Core name	Distance from N pole
U1	0
$\bar{U}1 \rightarrow W3$	$8\pi / 9$
U2	$-2\pi / 9$
V1	$6\pi / 9$
$\bar{V}1 \rightarrow U3$	$-4\pi / 9$
V2	$4\pi / 9$
W1	$-6\pi / 9$
$\bar{W}1 \rightarrow V3$	$2\pi / 9$
W2	$-8\pi / 9$

次に表 3.3 で示した $\bar{U}1$ 、 $\bar{V}1$ 、 $\bar{W}1$ の位置を基準に、残りの-相の並びを同様に決定する。-相を並び替えた結果を表 3.5 に示す。

表 3.5 -相の電機子極のみで構成した場合の電機子極配置

Core name	Distance from N pole
$\bar{W}2$	0
$\bar{U}1$	$8\pi / 9$
$\bar{W}3$	$-2\pi / 9$
$\bar{U}2$	$6\pi / 9$
$\bar{V}1$	$-4\pi / 9$
$\bar{U}3$	$4\pi / 9$
$\bar{V}2$	$-6\pi / 9$
$\bar{W}1$	$2\pi / 9$
$\bar{V}3$	$-8\pi / 9$

最後に同じ相のコアを 3 つ連続に並べることができるように、配置する。ここで最近接の N 極同士は電気角で 2π だけ離れていることに注意してコアを配置する。そしてそれぞれの相が、
 U 相 \rightarrow \bar{W} 相 \rightarrow V 相 \rightarrow \bar{U} 相 \rightarrow W 相 \rightarrow \bar{V} 相 \rightarrow U 相 \dots
 となるように並べる。するとそれぞれのコアの位置は、表 3.6 のようになる。

表 3.6 それぞれの電機子極の配置

Phase	Core 1	Core 2	Core 3
U	0	$16\pi/9$	$32\pi/9$
\bar{W}	$38\pi/9$	$54\pi/9$	$70\pi/9$
V	$78\pi/9$	$94\pi/9$	$110\pi/9$
\bar{U}	$116\pi/9$	$132\pi/9$	$148\pi/9$
W	$156\pi/9$	$174\pi/9$	$192\pi/9$
\bar{V}	$194\pi/9$	$210\pi/9$	$226\pi/9$
U	$234\pi/9$	$250\pi/9$	$266\pi/9$

例えばU相に注目した場合、図 3.9 に示すような配置となり、3 コアに一括でコイルを巻くことができる。これにより大きな起磁力を得ることが可能である。

次にこの配置における磁石数を求める。表 3.6 より、最後の $\bar{V}3$ の位置は $226\pi/9$ であるので、この数に最も近い 2π の倍数は、 $234\pi/9 = 26\pi$ である。よって 26 個の磁石を用いて、表 3.6 に従い電機子を配置すれば、3 つの電機子に巻線を一括で巻くことのできる構造となる。ただし磁石と電機子極と相対的な位置が表 3.4、表 3.5 を満たしていれば磁石数は 26 個でなくても良い。提案した第三試験機では、多極化による大トルク化、そして巻線を巻くスペース等を考慮し、用いる磁石数を 50 個とした。図 3.10 に提案する 50 磁石 18 電機子極配置を示す。

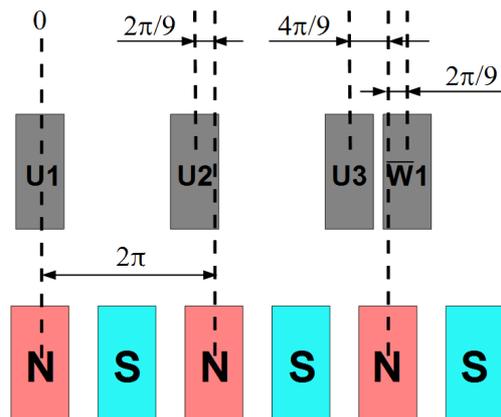


図 3.9 提案する磁石と電機子極の位置関係(磁石を 26 個で構成した場合)

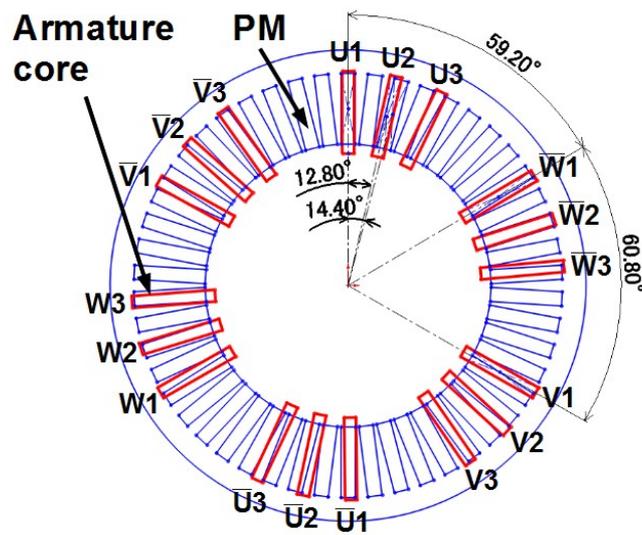


図 3.10 提案した 50 磁石・18 電機子極配置

3.3 コア形状の変更

3 コアを巻線で一括に巻く場合、電機子極間に空壁があると、その領域にも磁気回路を作ってしまう、ギャップに鎖交する電機子磁束が減少してしまう。これを改善するために、提案モデルにおいては図 3.11 に示すような電機子コアを用いた。

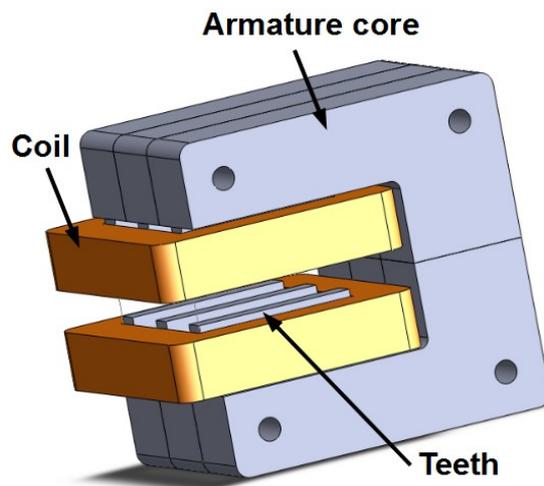


図 3.11 提案した電機子極の構造

この電機子コアの特徴は、コイルを歯先に巻くことでギャップに鎖交する磁束を増加させることができる点である。さらに両端のコアは磁石に対して、およそ 13 度の角度がついているため、スキューの効果が得られる。また巻線を内側に上下 2 分割で配置することにより、大きな起磁力を得つつも省スペース化を実現できる。

3.4 回転盤材料の変更

2 章にて述べたように、第二試験機において回転盤における渦電流損失が大きいことが一つの問題であった。そこで第三試験機においては、回転盤の材料をステンレスから炭素繊維強化プラスチック(Carbon Fiber Reinforced Plastic : CFRP)に変更することを提案した。CFRP は飛行機の翼などで使用されており、比較的強度が高い。また CFRP の電気抵抗率は 0.1 (Ωm)程度であり、ステンレスの電気抵抗率の 10^5 倍であるため、渦電流が流れにくくなり、損失の低減が期待できる。しかし加工が難しく高額であるといった欠点もあり、加工できる範囲で設計することが重要である。

3.5 有限要素法による提案モデルの解析

8 磁石 9 電機子極配置形を採用する場合においても、コギングトルク低減のためには、磁石幅や電機子ティースの幅、そしてポールピッチの調整が重要であることを述べた。しかしパラメータが 3 つであると解析に膨大な時間が必要となる。そこで本研究においては磁石のサイズを決定し、それに合わせてコアの歯先の値をあらかじめ決めた。磁石のサイズとコア幅を表 3.7 に示す。

次に CFRP は強度上、幅を 1.5 (mm)以上に設計しなければならない。これを考慮し、回転中心半径が 75 (mm)~90 (mm)の範囲において、図 3.12 に示す提案したモータの解析用のモデルを用いて 5 (mm)きざみで有限要素法による解析を行った。その数値計算結果により得られたそれぞれの回転中心半径におけるコギングトルクの最大値を図 3.13 に示す。

図 3.13 の結果より回転中心半径を小さくすれば、コギングトルクは小さくなる傾向にある。特に回転中心半径が 75 (mm)のとき、コギングトルクは最大でも 0.04 (Nm)であり、低コギングトルクのモータを実現することができる。

表 3.7 磁石のサイズと電機子極歯の幅

Magnet size	6 (mm)×30 (mm)×5 (mm)
Teeth width	5 (mm)
Radius of rotation	variable

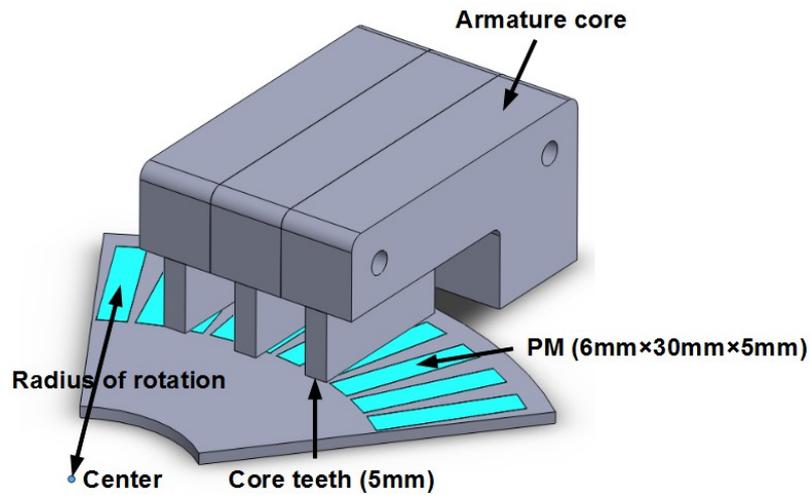


図 3.12 提案したモータの解析用モデル

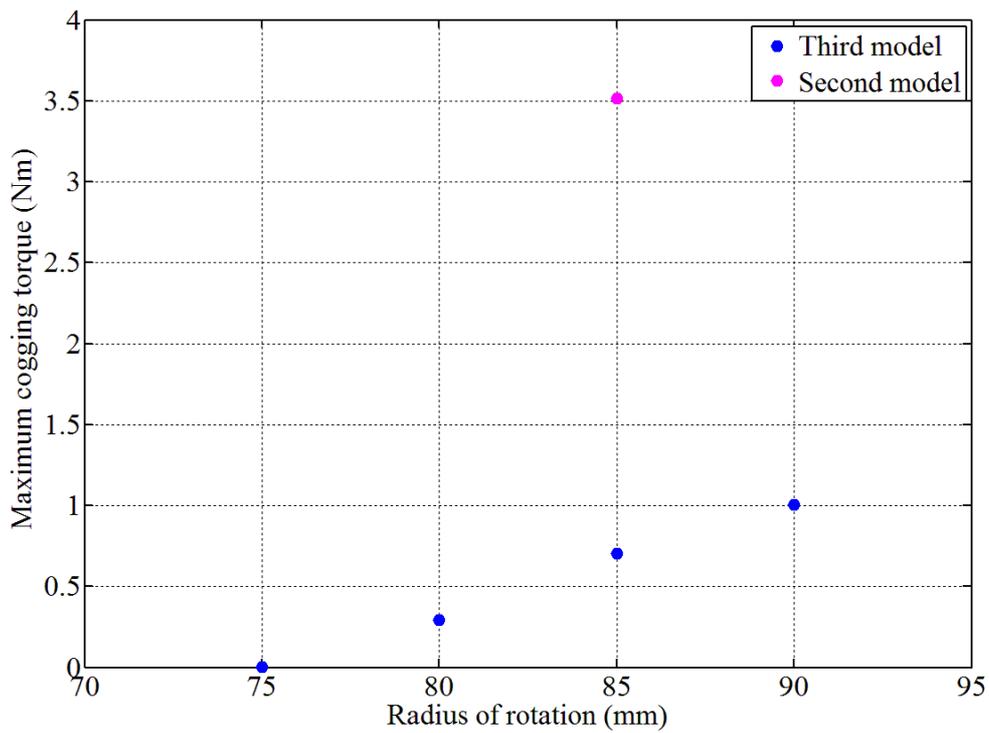


図 3.13 回転中心半径を変更したときのコギングトルク解析

次に巻線を電機子コア 1 ユニットあたり 200 ターン巻き、電流を 2.0 (A) 流したときのトルクをそれぞれの回転中心半径について数値計算した。数値計算結果を図 3.14 に示す。

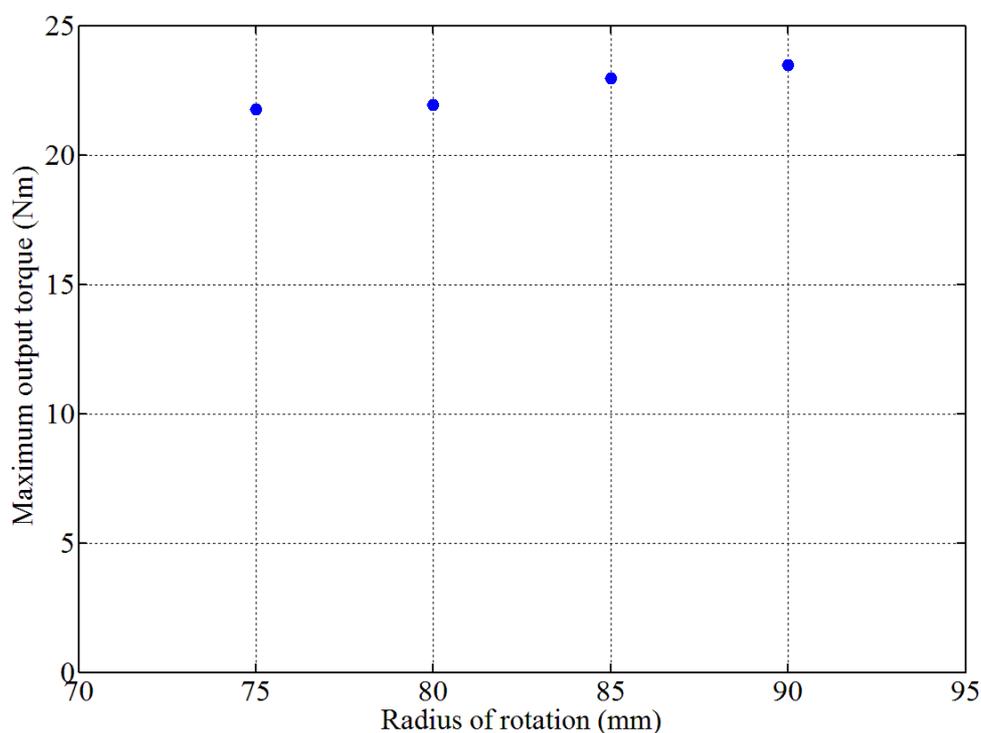


図 3.14 トルク解析結果

図 3.14 より、解析範囲においては回転半径を変更しても得られる最大のトルクはほとんど変わらない。

以上の解析より得られた結果を次に示す。

- ①コギングトルクは回転中心半径が 75 (mm) の場合が、解析範囲において最も小さい。
- ②静トルクの最大値は、解析範囲においてほぼ変わらない。

CFRP は強度上、幅 1.5 (mm) 以上が必要である。電磁界解析による結果、そして CFRP の加工限界を考慮して、回転中心半径は 75 (mm) と決定した。

表 3.8 に提案したモータの d 軸電流零制御を想定した運転における仕様について算出した。また比較のため、実験より算出した第二試験機の特徴を示す。本試験機においては、大幅なコギングトルクの改善が見込める。また電機子巻線の巻き方の変更により、ギャップに鎖交する磁束が増加し、d 軸電流零運転における力率が改善できる。しかし一方で第三試験機の最大トルクは第二試験機に比べ 35% 低下しており、「大トルク」という点では課題の残る設計となった。そこで当初の目的である「船舶推進直接駆動用低速大トルクモータ」実現のため、C 型電機子極永久磁石同期電動機におけるトルク最大化設計法の提案を次節にて行う。

表 3.8 提案モデルの特性と第二試験機との比較

Specification	3rd model	
Winding (turn)	400	
Rated current (A)	2	
Winding resistance per core unit (Ω)	4.4	
Self inductance per core unit (H)	0.049	
	3rd model	2nd model
Torque (Nm)	21.8	33.7
Maximum cogging torque (Nm)	0.04	3
Power factor	0.72	0.58
Drive frequency (Hz)	35	35

3.6 C型電機子極を用いた横方向磁束形永久磁石同期電動機の空間制限下におけるトルク最大化設計

第5章において製作された提案モータの詳細について述べるが、提案したモータは磁石50個に対して電機子極は18個であり、いわゆる「遊んでいる」磁石が多い。電磁界解析による数値計算結果でも、大トルクは得られていない。これは空間の利用率が低いことに起因する。よって空間をうまく使うことが大トルク化実現のために重要な点である。

横方向磁束形永久磁石同期電動機においては、漏れ磁束を無視した場合、一つの磁石と一つの電機子極で構成される磁気回路が存在する。このことを利用して空間制約下でのトルク最大化設計法を提案した。

3.6.1 横方向磁束形永久磁石同期電動機のモデリング

横方向磁束形永久磁石同期電動機において、空間の利用率を高めるには、アキシシャルフラックスモータのようにコアティースや永久磁石の形状を台形で作ることが有効である[15][16]。そこで提案手法においてもその形状を取り入れた。新しく考えるモデルを図3.15に示す。そしてそのモデルのコアティースとコイル断面を図3.16に示す。またモデルのパラメータを表3.9のように決めた。そして磁気回路法によりトルクの定式化をするにあたり、次のような仮定を設けた。

- 1 鉄心の透磁率は無限大である。
- 2 磁石間・コア間に磁路は存在しない。
- 3 コアティースに対向する磁石の面積は、コアティースの面積と同じである。つまりコアティースの面積が変化すると、対向する磁石の面積も変化する。

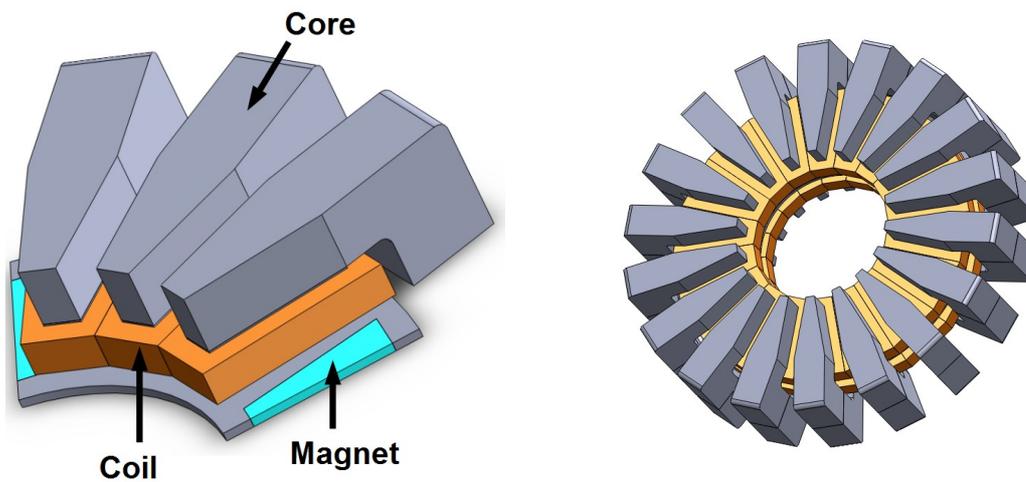


図 3.15 新しく考えるモデル

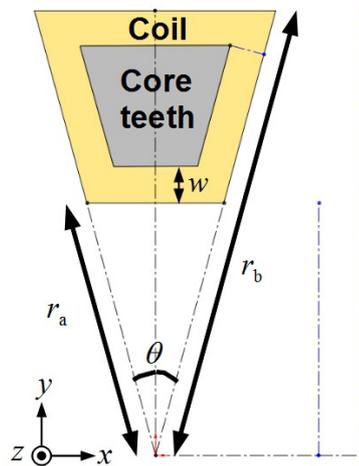


図 3.16 トルク定式化に用いたモデルの断面図

この条件下において、コアティースの面積を S とすると、1 コアあたりに通過し得る最大磁束は式 (3.18) で表すことができる。

$$\phi = \mu_0 \frac{H_c l_m}{l_g} S \quad (3.18)$$

次にコアティース面積 S を図 3.15 を用いて求める。図 3.15 においてコアティース断面の上底、下底および高さは図 3.16 で表される。そして図 3.6 を用いると、 S は式 (3.19) で表すことができる。

$$S = \left\{ \left(r_b + r_a \right) \sin \frac{\theta}{2} - \frac{2w}{\cos \frac{\theta}{2}} \right\} \left\{ \left(r_b - r_a \right) \cos \frac{\theta}{2} - 2w \right\} \quad (3.19)$$

図 3.9 用いたパラメータ

Number of cores	n_c
Number of magnets	p
Armature magnetomotive force per phase (AT)	M
Coercive force (A/m)	H_c
Thickness of a magnet (m)	l_m
Length of a coil (m)	l_c
Thickness of a coil (m)	w
Length between core teeth (m)	l_g
Rated current density (A/m ²)	J
Rated current (A)	I

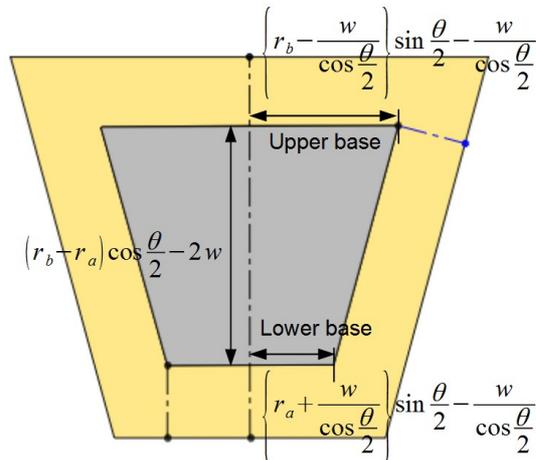


図 3.16 モデル断面の辺の長さ

求まった式(3.19)を式(3.18)に代入するとコアを通過し得る最大の磁束が求まる。コアを通過する磁束が振幅値 ϕ の正弦波であることを仮定すると、1 コアより得られる逆起電力の振幅値は式(3.20)で表すことができる。

$$V_1 = N \omega \phi \quad (3.20)$$

式(3.20)を用いれば、例えば U 相より得られる逆起電力を計算できる。ただし磁石と電機子極の配置によりその振幅値は異なる。そこで磁石と電機子極の配置による逆起電力補正係数を α とする。 α は例えば 4 磁石 3 電機子極や 2 磁石 3 電機子極で構成した場合は 1、10 磁石 9 電機子極で構成した場合は $(1 + \cos(\pi/9) + \cos(2\pi/9))/3$ となる。以上を踏まえると、U 相あたりの逆起電力の実効値は式(3.21)で表される。

$$V = \frac{\alpha N \omega n_c \phi}{3\sqrt{2}} \quad (3.21)$$

このとき最大出力電力は式(3.22)で表される。

$$P = 3VI = \frac{\alpha \omega n_c \phi}{2} \frac{M}{\frac{n_c}{3}} = \frac{3\alpha \omega M}{2} \phi \quad (3.22)$$

よって最大出力トルクは式(3.23)で表される。

$$T = \frac{3\mu_0 \alpha p H_c l_m}{4l_g} M S \quad (3.23)$$

また1コアあたりの電機子起磁力は定格電流密度とコイル断面積から決定される。この関係を利用すると図3.15に示した w は式(3.24)で表すことができる。

$$w = \frac{3M}{2l_c J n_c} \quad (3.24)$$

ここで式(3.24)の分母の2は、コイルが上下に配置されていることに起因する数値である。よって式(3.24)を式(3.19)に代入すると、電機子極数 $n_c (=2\pi/\theta)$ 、コイル厚み l_c 、さらにコイル・コアティースが占める領域を示す r_a 、 r_b が全て固定されている場合においては、電機子極歯の断面積はU相総電機子起磁力 M のみに依存する関数となることが分かる。

3.6.2 2変数(M, l_m)の関数として記述されるトルク

式(3.19)、式(3.24)を式(3.23)に代入すると、トルクは式(3.25)で記述できる。

$$T(M, l_m) = \frac{3\mu_0 p H_c l_m}{8l_g \cos \frac{\theta}{2}} \alpha \left\{ (r_b + r_a) \sin \theta - \frac{6}{l_c J n_c} M \right\} \left\{ (r_b - r_a) \cos \frac{\theta}{2} - \frac{3}{l_c J n_c} M \right\} M \quad (3.25)$$

式(3.25)は2変数関数として扱うことが可能である。このことを利用すれば、エアギャップに対してどの程度の磁石厚みが良いのかを計算することができる。まず提案手法において z 方向のスケールを表すパラメータは、図3.18に表すように磁石厚み l_m 、ティース間のギャップ l_g 、そしてコイル厚み l_c である。ここで式(3.26)のように z 方向のサイズを制限する。

$$l_c + \frac{1}{2} l_g = t (\text{constant value}) \quad (3.26)$$

エアギャップを0.5 (mm)とすると、 l_g 、 l_c は式(3.27)、式(3.28)で与えられる。

$$l_g = l_m + 0.001 \quad (3.27)$$

$$l_c = t - \frac{1}{2} l_m - 0.0005 \quad (3.28)$$

式(3.27)、式(3.28)を式(3.25)に代入すると、 M と l_m の関数として、トルク T を表現することが可能である。

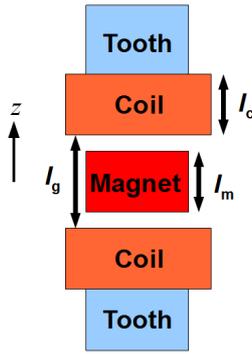


図 3.18 z 方向のスケール

3.6.3 電機子起磁力の関数として記述されるトルク

磁石の厚みを決定すると、トルクは式(3.29)のように U 相電機子起磁力 M のみの三次関数として記述することができ、見通しが良くなる。

$$T(M) = \frac{3\mu_0 p H_c l_m}{8l_g \cos \frac{\theta}{2}} \alpha \left\{ (r_b + r_a) \sin \theta - \frac{6}{l_c J n_c} M \right\} \left\{ (r_b - r_a) \cos \frac{\theta}{2} - \frac{3}{l_c J n_c} M \right\} M \quad (3.29)$$

M 以外の変数に関しては、磁石数・電機子極数の組み合わせや、要求されるモータの大きさや材料の加工限界などにより決定されるパラメータであるので、用途によって設定すれば良い。

3.6.4 幾何学的に決定される M の変域

まず M の下限について議論する。磁石数が電機子極数より多い場合、つまり $p \geq n_c$ の場合、磁石が空間的に重なる場合が存在する。よって磁石が空間的に接するときを M の下限とする。 $p \geq n_c$ の場合の幾何学的に決定される M の下限は式(3.30)のようになる。

$$M_{lower} = \frac{2l_c J n_c \left\{ \cos \frac{\theta}{2} \tan \frac{\pi}{p} - \sin \frac{\theta}{2} \right\}}{3 \left\{ \tan \frac{\pi}{p} - \tan \frac{\theta}{2} - \frac{1}{\cos \frac{\theta}{2}} \right\}} r_b \quad \text{when } p \geq n_c \quad (3.30)$$

一方で $p \leq n_c$ の場合、磁石が空間的に重なることはないので M の下限は 0 である。

次に M の上限について議論する。用いたモデルは台形であり、また今回はコイル厚み l_c を固定した場合、 M を増加させるといずれは電機子極歯の断面の高さ、もしくは下底が 0 (ティースの形状が三角形) になる。そのためこの点を超えての値は意味を持たない。そこでまず電機子歯の形状が台形から三角形へ変化するときの M を求める。図 3.16 よりそのときの M は式(3.31)で与えられる。

$$M_1 = \frac{2l_c J n_c \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}}{3 \left\{ 1 - \sin \frac{\theta}{2} \right\}} r_a \quad (3.31)$$

次に電機子極歯の高さが 0 になるときの M を求める。この M は $T(M) = 0$ の $M=0$ でない残り二つの解の一方であり、式(3.32)で与えられる。

$$M_2 = \frac{l_c J n_c \cos \frac{\theta}{2}}{3} (r_b - r_a) \quad (3.32)$$

式(3.29)の0でないもう一方の解は、本解析モデルにおいては必ず解析範囲外の点となる。以上より M の上限は式(3.33)に示す条件で場合分けされる。

$$\begin{aligned} M_{upper} = M_1 & \quad \text{when} \quad \frac{(r_b - r_a)}{2} < \frac{(r_b + r_a)}{2} \sin \frac{\theta}{2} \\ M_{upper} = M_2 & \quad \text{when} \quad \frac{(r_b - r_a)}{2} \geq \frac{(r_b + r_a)}{2} \sin \frac{\theta}{2} \end{aligned} \quad (3.33)$$

またトルクが極大値をとるときの電機子起磁力 M は式(3.34)で表される。

$$\begin{aligned} M_m &= \frac{(a + 2b) - \sqrt{a^2 + 4b^2 - 2ab}}{18y} \\ a &= (r_a + r_b) \sin \theta \\ b &= (r_b - r_a) \cos \frac{\theta}{2} \\ y &= \frac{1}{l_c J n_c} \end{aligned} \quad (3.34)$$

3.6.5 磁石厚みと最大トルクの関係

低コギングトルクに注目すると、磁石数と電機子極数の最小公倍数は大きいほうが良い。よって今回は磁石数と電機子極数の比を 10:9 とし、解析を行った。エアギャップ 0.5 (mm) において、磁石厚みはどの程度が良いのかを式(3.25)、式(3.27)、式(3.28)を用いて数値計算した。解析では $(p, n_c) = (10, 9)$ 、 $(20, 18)$ 、 $(30, 27)$ 、 $(40, 36)$ の場合において、表 3.10 に示す定数を用いて解析を行った。また磁石数と電機子極数の比が 10:9 の場合、表 3.10 の α は式(3.35)で表される。結果を図 3.19 の(a)~(d)に示す。なおコンター図中の太線・破線は変域を示し、その領域内でのみ、提案手法は成立する。

$$\alpha = \frac{1 + \cos \frac{\pi}{9} + \cos \frac{2\pi}{9}}{3} \quad (3.35)$$

表 3.10 解析に用いた定数

α	depends on core-magnet combination
H_c	1.09×10^6 A/m
t	0.015 m
J	5.0×10^6 A/m ²
r_a	0.05 m
r_b	0.11 m

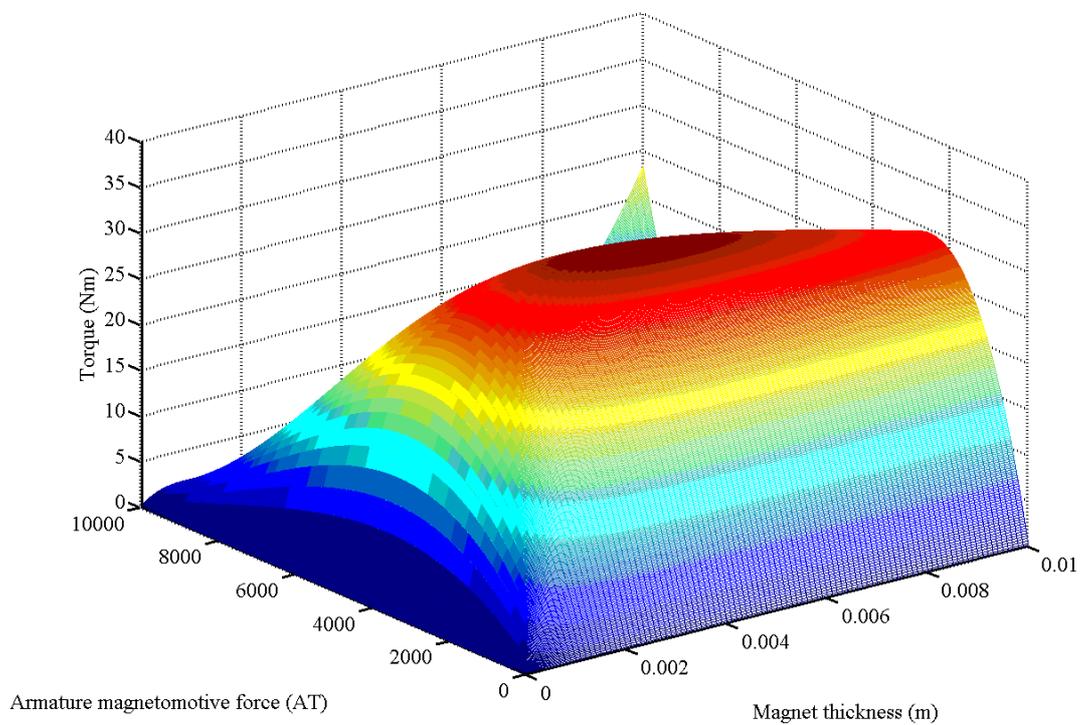
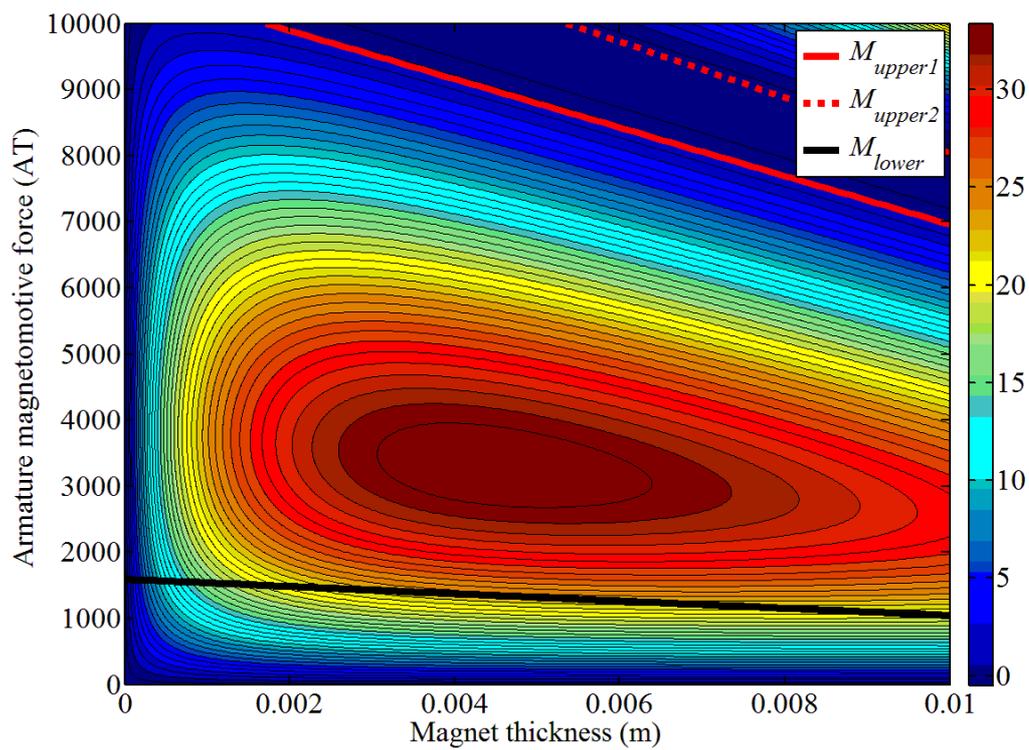


図 3.19(a) (10,9)の場合の電機子起磁力・磁石厚みとトルクの関係

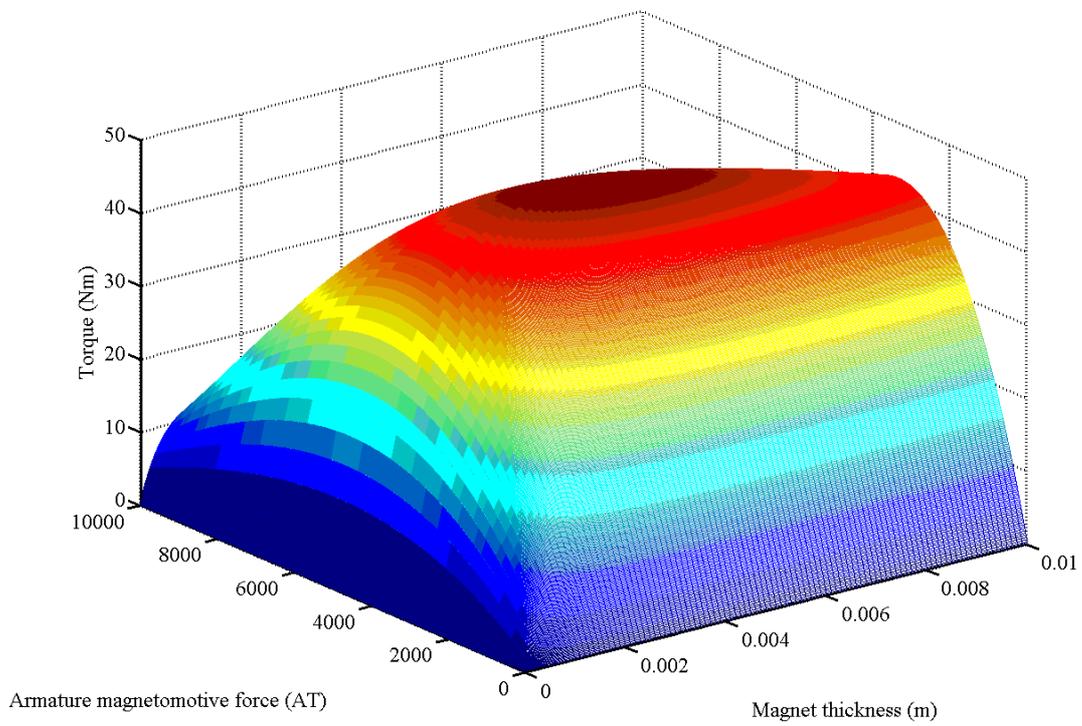
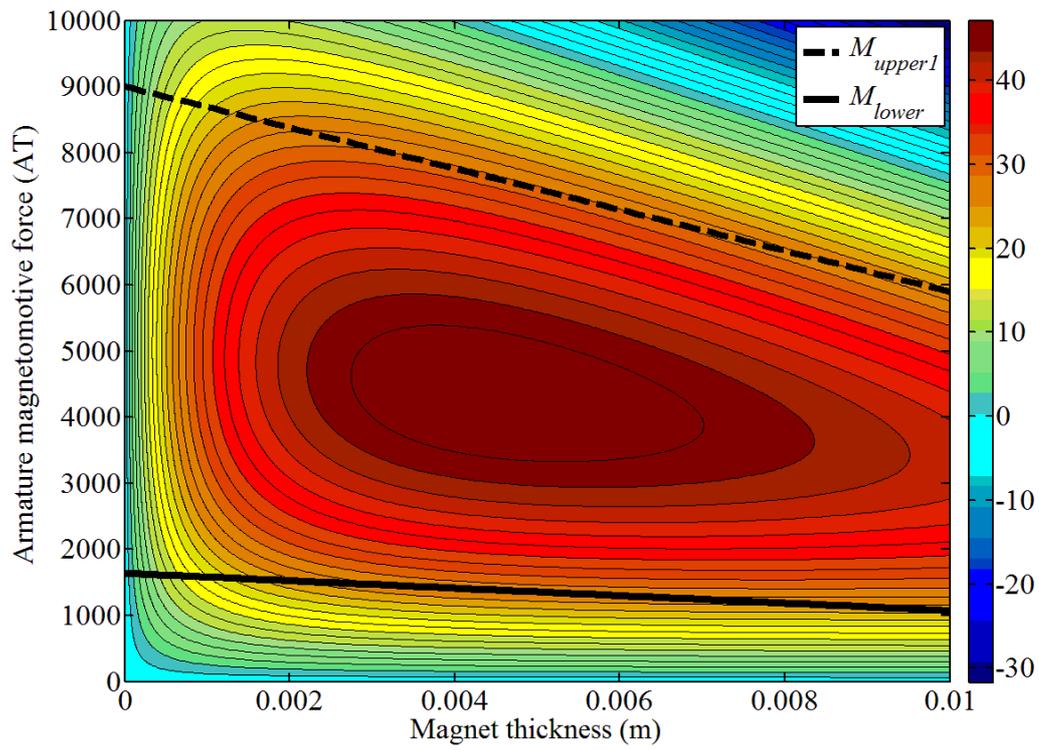


図 3.19(b) (20,18)の場合の電機子起磁力・磁石厚みとトルクの関係

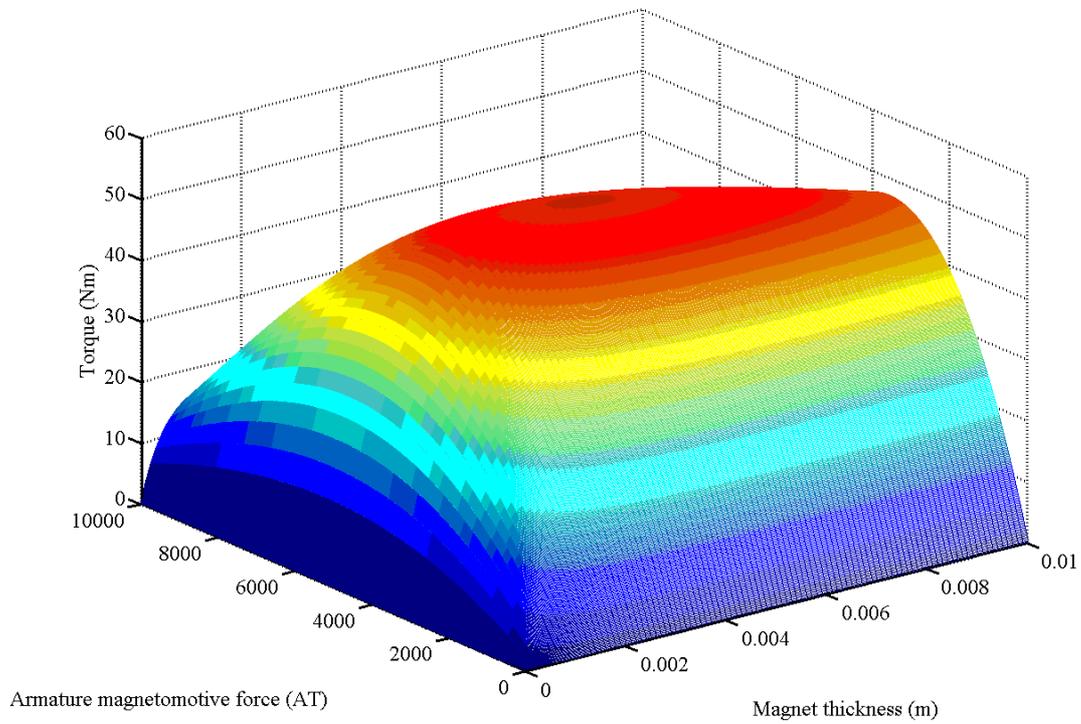
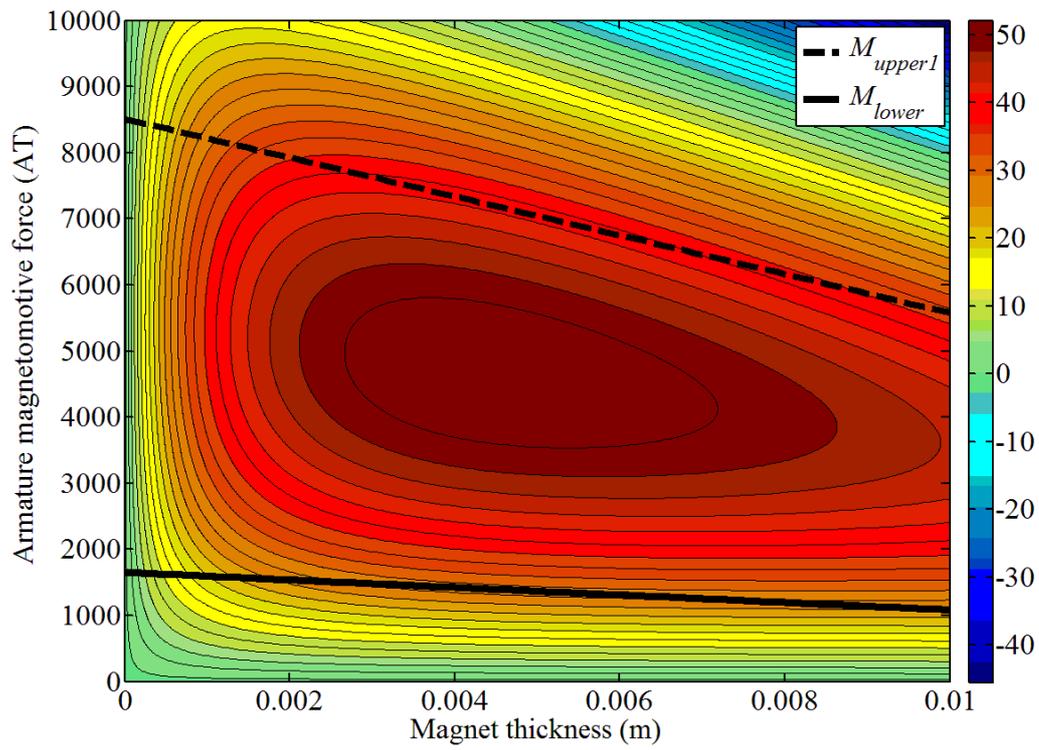


図 3.19(c) (30,27)の場合の電機子起磁力・磁石厚みとトルクの関係

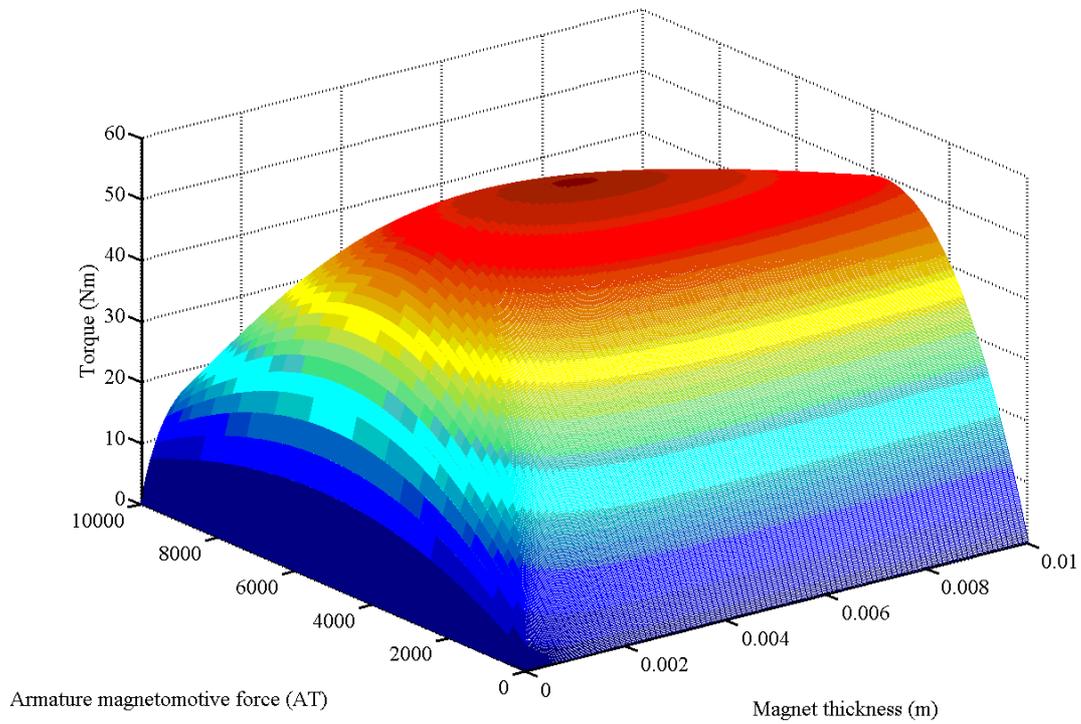
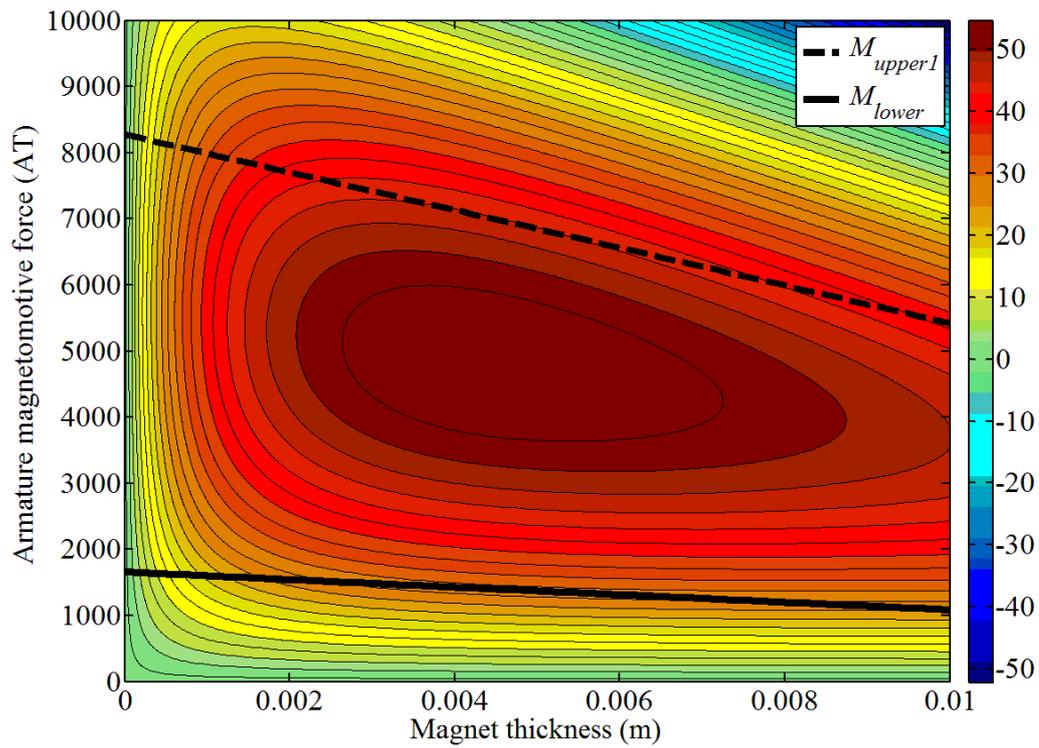


図 3.19(d) (40,36)の場合の電機子起磁力・磁石厚みとトルクの関係

それぞれの解析結果よりトルクが極大(最大)となる点が存在し、極大を取るときの磁石厚みはそれぞれの場合において、5 (mm)付近に存在することが結果より分かる。また解析結果より磁石幅が5 (mm)の極大値付近においては、関数の勾配がなだらかであるため、製作誤差が生じてもトルク出力への影響が小さい。

3.6.6 磁石厚みを固定したときのトルク

今後の解析では、磁石厚みを5 (mm)とする。そのためトルク T は、電機子起磁力 M のみの関数となる。このときの解析の下限と上限を表 3.11、トルクが極大値を取るときの M_m を表 3.12 に、そして電機子起磁力の変化に対する最大出力トルクを図 3.20 に示す。

図 3.20 より導かれる M_m で確かにトルクは極大値を取っている。また表 3.11 に示す M の上限よりトルクの極大値はトルクの最大値でもあり、用いたスケールにおいてトルクの最大化が可能であることが分かる。また図 3.20 より磁石数・電機子極数が大きくなればなるほど得られうるトルクの最大値も大きくなっている。

表 3.11 それぞれの組み合わせにおける解析の下限と上限

Magnet core combination	M_{lower}	M_{upper}
10 magnets 9 cores	1317 AT	8792 AT
20 magnets 18 cores	1354 AT	7450 AT
30 magnets 27 cores	1365 AT	7044 AT
40 magnets 36 cores	1369 AT	6848 AT

表 3.12 それぞれの組み合わせにおけるトルクが極大値を取るときの M_m

Magnet core combination	M_m
10 magnets 9 cores	3224 AT
20 magnets 18 cores	4228 AT
30 magnets 27 cores	4536 AT
40 magnets 36 cores	4676 AT

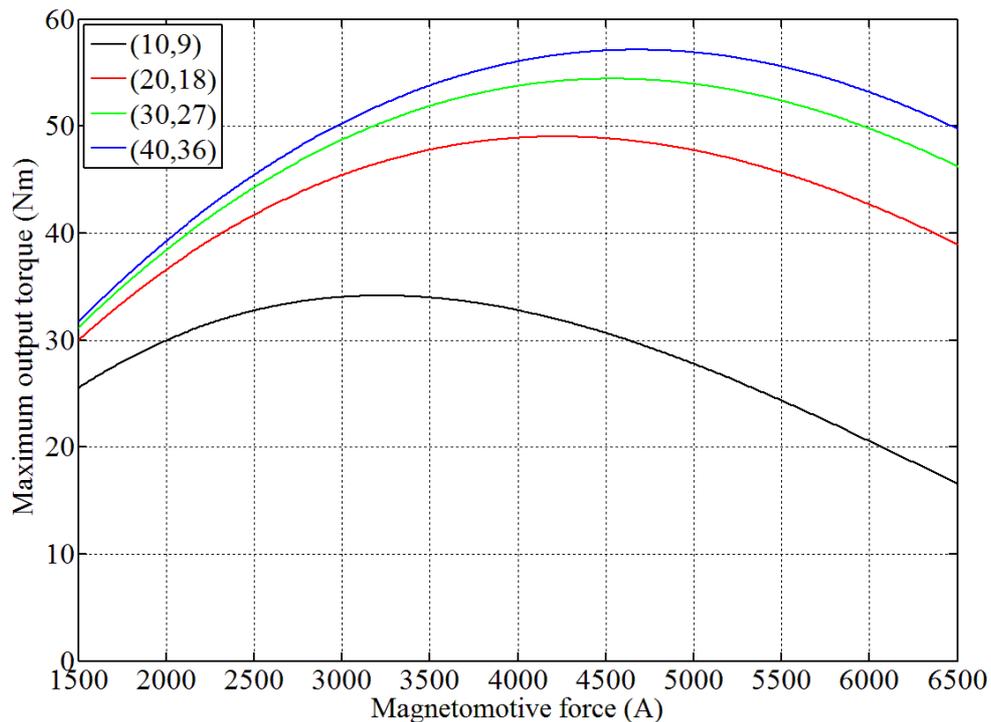


図 3.20 磁石数と電機子極数を変えた場合の U 相電機子起磁力とトルクの関係

3.6.7 提案手法と電磁界解析による数値計算結果との比較

解析モデルの成り立つ M の変域においては、トルク $T(M)$ は単峰性を示す。そこで電磁界解析による黄金分割法を用いた次元探索によるトルクの最大化を行った。解析のモデルは、磁石間の漏れや電機子極間の漏れが顕著に影響しない 20 磁石 18 電機子極の組み合わせを用いた。なお解析は $M=3000$ (AT) と $M=6000$ (AT) の二点より始めた。用いたモデルを図 3.21 に示す。そして解析結果を図 3.22 に示す。

電磁界解析の結果より、トルクを最大化する M は式(3.36)に示す範囲に含まれる。

$$4519 \text{ AT} \leq M \leq 4686 \text{ AT} \quad (3.36)$$

電機子起磁力が大きい領域においては電機子断面積が小さくなり、提案手法では考慮していない鉄心の飽和を受けやすいため、トルクの値は小さくなる。また電機子起磁力の小さい領域においては、磁石間または電機子極間の距離が短くなり、考慮していない漏れ磁束が生じる。これらの影響は電磁界解析においては見られるものの、提案手法と電磁界解析により得られた結果は大きくずれていない。よって提案手法は多極構成でない場合、C 型電機子極を用いた横方向磁束形永久磁石同期電動機的设计において良い設計指標となる。

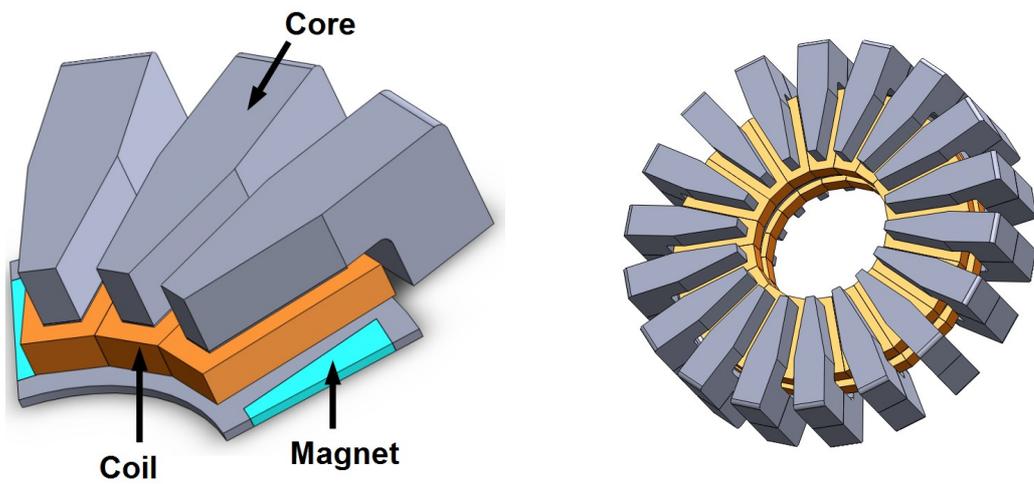


図 3.21 20 磁石 18 電機子極モータの 解析用モデル

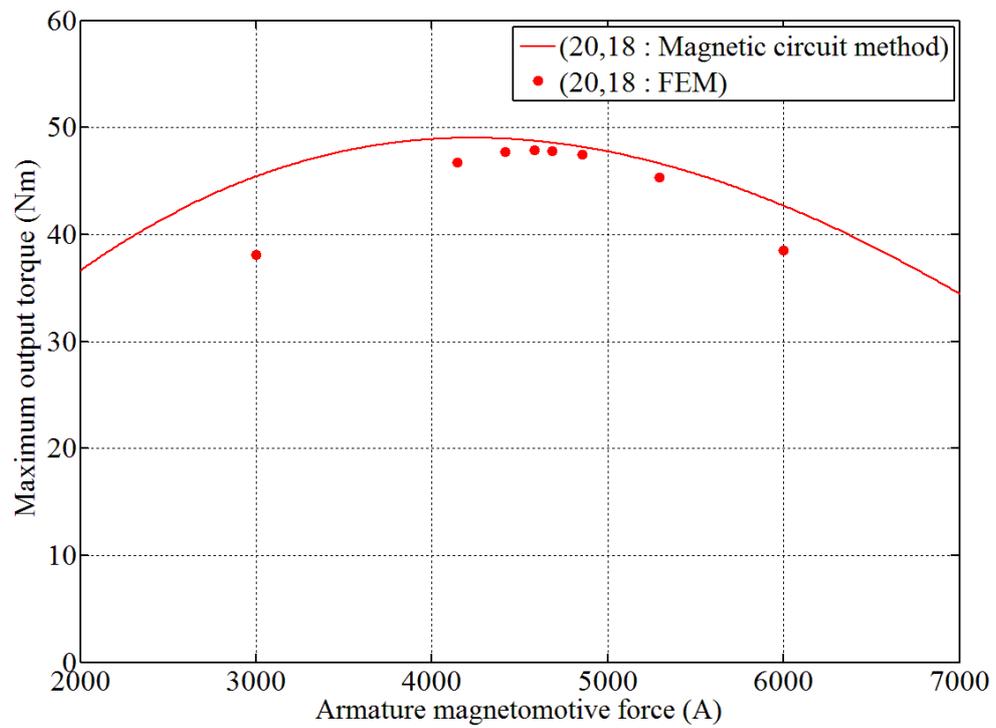


図 3.22 電磁界解析を用いた一次元探索によるトルクの最大化

3.7 トルク最大化設計法を適用し設計したモータと既存のモータとの比較

提案したトルク最大化手法を適用し設計したモータの位置づけを検討するために、東京大学のKanon[17]と呼ばれる電気自動車に搭載されている東洋電機製造製のインホイールモータとの比較を行う。比較のための評価量として、定格トルクと体積あたりのトルクを用いる。

電流密度に関する見解は様々であるが、検討するモデルは定格電流密度の条件を $6.0 \text{ (A/mm}^2\text{)}$ とし、モータ全体を包む箱の体積が 7.0 (L) 程度になるようにしたものである。設計点に関しては、図 3.24 に示す磁石厚みが 5.0 (mm) の場合の最大点とした。そしてその点において電磁界解析を行った。電磁界解析より得られた結果を表 3.13 に示す。次に比較対象であるモータを図 3.25 に示す。そしてそのモータの性能を表 3.13 に示す。

C型電機子極を用いた横方向磁束形モータは、磁気回路の構成上ギャップ長を短くとることができることが特徴であり、大トルクモータに向いている。そして本論文で提案した手法を援用することで、空間制限下におけるトルク性能を最大限引き出すことができる。このため提案手法を用いて設計したモータは、既存のモータより高いトルク、トルク密度を実現する可能を秘めている。

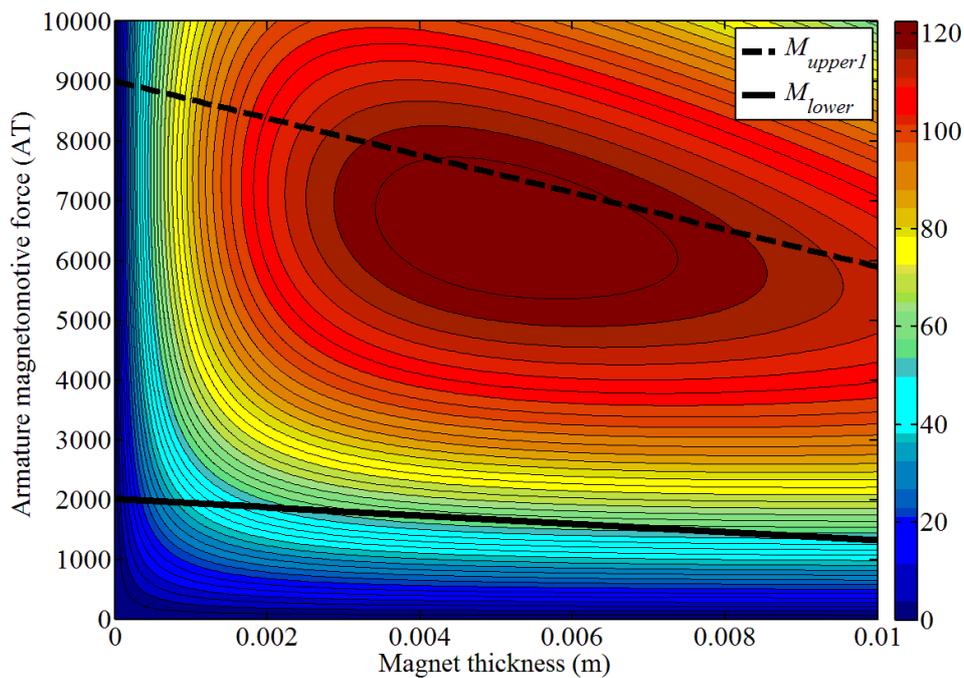


図 3.24 7 (L) 級横方向磁束形モータの提案手法によるトルク解析

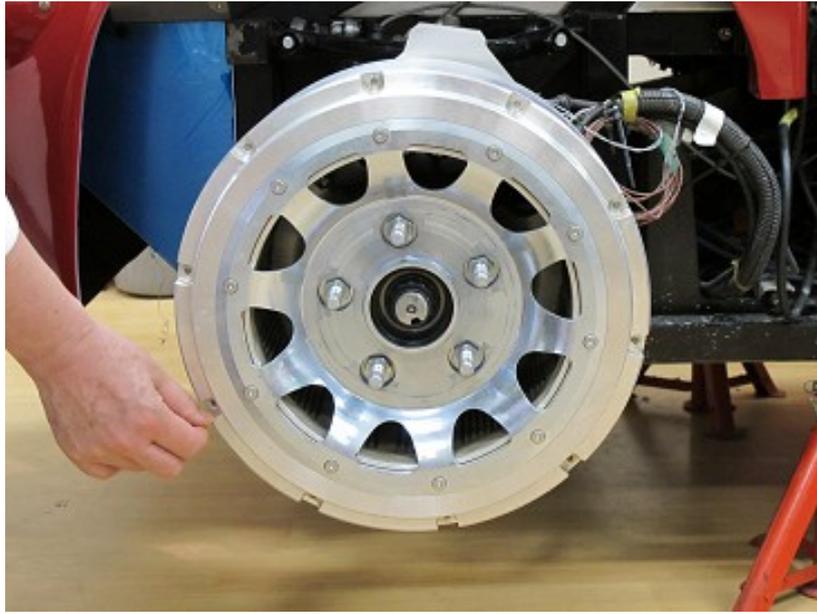


図 3.25 Kanon に搭載されている東洋電機製造製のインホイールモータ[17]

表 3.13 提案手法を適用し設計したモータと既存のモータとの比較

Specification	3rd motor	Proposed motor	In-wheel motor in Kanon[17]
Rated current density (A/mm ²)	5.0	6.0	-
Rated torque (Nm)	21.8	117	110
Volume (L)	3.8	6.9	7
Torque density (Nm/L)	5.7	17.0	15.7

第4章 低速可変速駆動用永久磁石形同期電動機の制御系設計

本章では永久磁石形同期電動機の可変速制御に必要な制御器の設計に関して述べる。そして電動機の低速度駆動制御時の速度応答を MATLAB/Simulink を用いて計算する。さらに低速度駆動時に生じる問題点を明確にし、低速駆動制御を行うにあたり有効な制御法について述べる。

4.1 突極型永久磁石形同期電動機の dq 軸モデル[18]

永久磁石形同期電動機の制御においては、可変電圧可変周波数の三相交流を用いる。しかし制御理論上電流量はそのまま取り扱うことは難しい。そこで、同期モータの回転子上に軸を取り、巻線に関する電流量を回転子上から見た量に変換することで、同期モータを直流モータのごとく扱うことが行われる。これを一般に dq 軸モデルと称する。

4.1.1 突極型永久磁石形同期電動機の三相モデル

突極型永久磁石形同期電動機の三相モデルを図 4.1 に示す。各相の自己インダクタンスを L_u 、 L_v 、 L_w 、各相間の相互インダクタンスを M_{uv} 、 M_{vw} 、 M_{wu} 、永久磁石による巻線の鎖交磁束を Φ_f 、時間微分演算子を P とすると、三相巻線の電圧方程式は、式(4.1)、(4.2)のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{uw} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

式(4.1)の右辺第一項は、それぞれの相の巻線のインダクタンスによる逆起電力を、右辺第二項は永久磁石による逆起電力を示している。この方程式は電圧方程式に時間依存量を含むため、制御上扱いにくい。

4.1.2 dq 軸への変換

三相での電動機の電圧方程式の見通しを良くするため、図 4.1 で定義される回転子上の dq 座標を考える。回転子上から諸量を観測することで、見かけ上電流量を直流量として扱うことができる。三相軸から dq 軸への変換行列は次の行列となる。

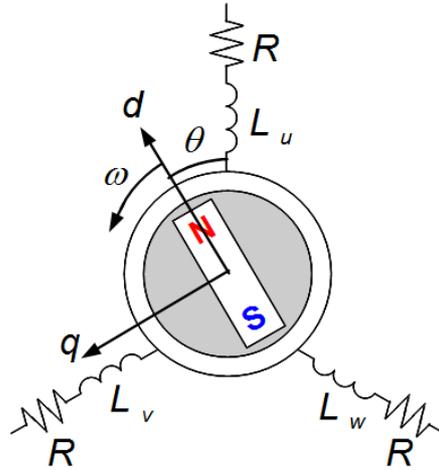


図 4.1 突極型永久磁石同期電動機の三相モデル

$$C_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

この変換は前後で電力不変である。この変換行列を用いて式(4.1)、(4.2)を dq 軸に変換すると

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

が得られる。式(4.4)では、インピーダンス行列から時間依存する回転位置 θ が消去され、d 軸、q 軸の諸量は直流量で表される。これにより同期機がまるで直流機のように見えていることを示しており、制御上都合が良い。なお回転子を直流励磁する通常の突極型同期電動機では磁束が発生する d 軸側に磁路をなす鉄を配置するため $L_d > L_q$ となるが、永久磁石形同期機の場合は d 軸側に磁束源を配置するため $L_d < L_q$ となり、このような性質は逆突極性と呼ばれる。

4.1.3 発生するトルク

ここまでは突極型永久磁石形同期電動機の電圧方程式を求めたが、これを用いてモータが発生させるトルクを求める。トルクは電圧方程式より求めた出力を回転速度で割ることで得られる。

モータへの入力エネルギー P_{in} は、モータの電圧入力ベクトル \mathbf{v} 、電流入力ベクトル \mathbf{i} を用いて次のように求められる。

$$P_{in} = \mathbf{v}^T \mathbf{i} \quad (4.5)$$

そして dq 軸上における電力を計算すると、

$$P_{in} = R(i_d^2 + i_q^2) + P \left[\frac{1}{2} L_d^2 + \frac{1}{2} L_q^2 \right] + \omega [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.6)$$

となる。この式の第 1 項は巻線抵抗での損失分、第 2 項は磁場のエネルギーを示す。よって出力エネルギー P_{out} は、

$$P_{out} = \omega [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.7)$$

である。ここでトルク T 、極対数 p 、出力エネルギー P_{out} には、

$$P_{out} = \frac{\omega}{p} T \quad (4.8)$$

の関係があるため、求めるトルク T は、

$$T = p [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.9)$$

となる。右辺第 1 項は磁気トルクと呼ばれ同期電動機のトルク主成分である。また第 2 項はリラクタンストルクと呼ばれ、回転子の位置による磁気抵抗の変化に伴うトルクである。リラクタンストルクを積極的に活用する制御法もあるが、本研究で扱うモータは逆突極性がほとんどないためリラクタンストルクは期待できず、制御上の見通しの良さから $i_d = 0$ となるように制御する。このときモータのトルクは、

$$T = \phi_f i_q \quad (4.10)$$

となり、トルクと q 軸電流が比例するという簡単な関係が得られる。この制御法は、 d 軸電流ゼロ制御と呼ばれ、所望のトルクが得られるように高速に電流を制御することで、モータに求められる高速応答性を実現している。

4.2 制御系の概要

図 4.2 に制御系の構成を示す。制御系は電流制御器・速度制御器を持つカスケード系とする。電流制御器はモータに流れた実際の電流を電流センサで検知してフィードバックする。速度制御器ではエンコーダからの位置情報より速度を演算しフィードバックする。

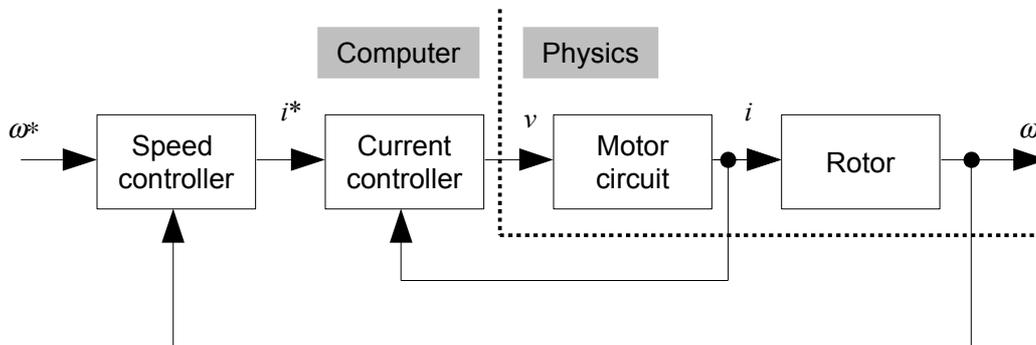


図 4.2 永久磁石同期電動機の世界制御システムの構成

次にモータの電気回路モデルと回転子について説明する。まずモータ定数を表 4.1 の文字で定義し、物理量を表 4.2 の文字で定義する。そして永久磁石形同期電動機の dq 軸における電圧方程式、トルクの式を用いると、電気回路のモデルは図 4.3 のようになる。また同期機の回転子のブロック線図は図 4.4 のようになる。

表 4.1 モータの各定数

Armature resistance (Ω)	R
d-axis inductance (H)	L_d
q-axis inductance (H)	L_q
Moment of inertia (kgm^2)	J
Torque constant (Nm / A)	K_t

表 4.2 各物理量

Angle (rad)	θ
Angular speed (rad /s)	ω
Torque (Nm)	T
Current (A)	i
Voltage (V)	v

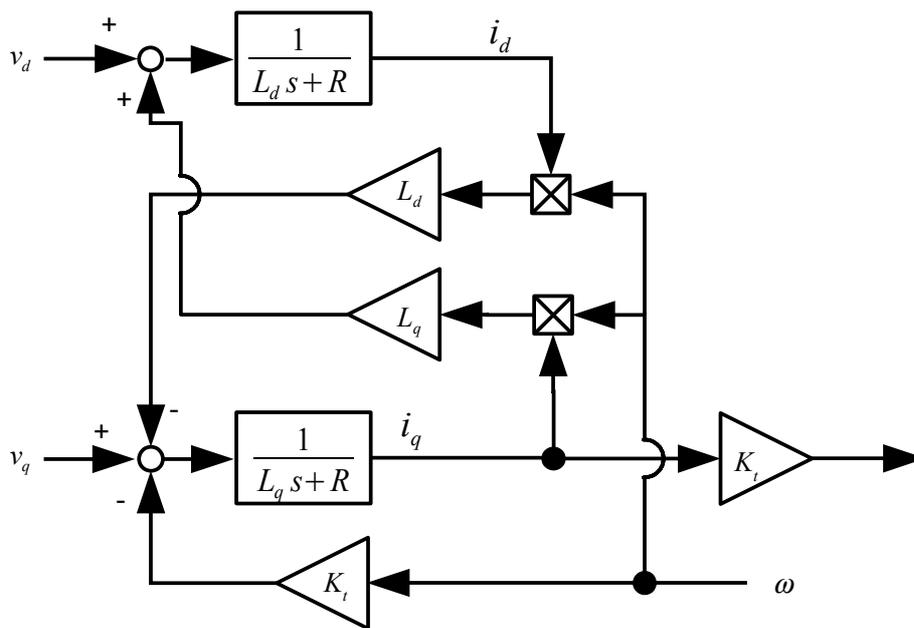


図 4.3 永久磁石形同期電動機の dq 軸における電気回路モデル

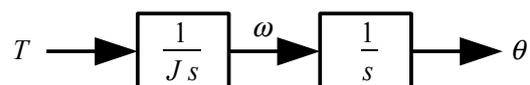


図 4.4 永久磁石形同期電動機の回転子のモデル

4.3 各制御器の設計

4.3.1 電流制御器

電流制御器は d 軸電流を 0 とし、トルクが q 軸電流に比例するように組み立てる。このためそれぞれの軸の制御器を P-I 制御系で組み、それぞれの指令値が定常偏差なく追従できるようにする。ここで図 4.4 より永久磁石形同期電動機の電流制御系ではそれぞれの軸の電流により干渉が起こるが、それぞれを速度フィードバック信号で補償し干渉を無視できるものとして設計した。また q 軸においては逆起電力による影響があるが、これに関しても速度フィードバック信号で補償することで無視できるものとした。さらに電力変換器は指令電圧に対して遅れなく同一の電圧を発生させているとした。このときそれぞれの軸のブロック線図は図 4.5 のようになる。

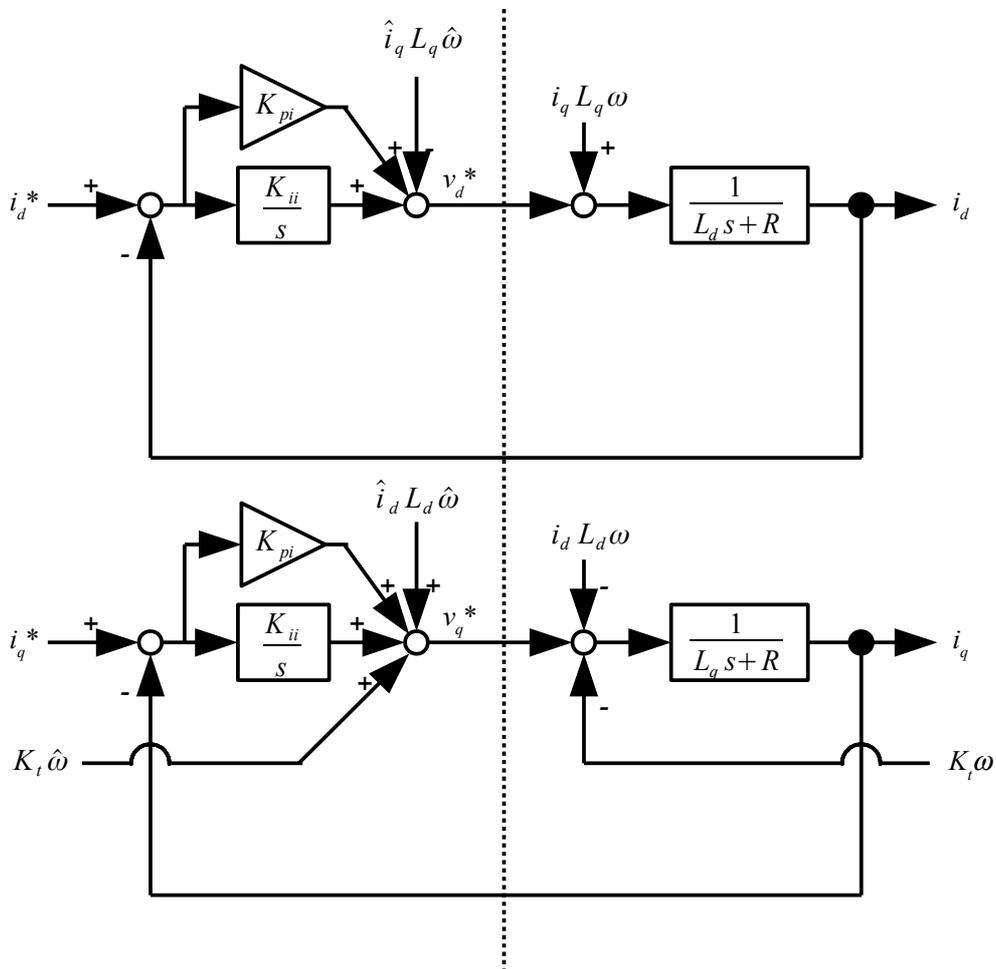


図 4.5 電流制御系のブロック線図 (上は d 軸、下は q 軸)

またこのときそれぞれの軸の伝達関数は式(4.11)、(4.12)のようになる。

$$\text{d 軸} : \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_d s^2 + (R + K_{pi})s + K_{ii}} \quad (4.11)$$

$$\text{q 軸} : \frac{i_q}{i_q^*} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_q s^2 + (R + K_{pi})s + K_{ii}} \quad (4.12)$$

ここで連続時間における極配置法として、Kessler 標準形や真鍋標準形と呼ばれるものがある[19]。例えば Kessler 標準形による場合、システムの次数が p 次である場合、

$$\sum_{i=0}^p \frac{1}{2^{\frac{i(i-1)}{2}}} \tau^i s^i = 1 + \tau s + \frac{1}{2} \tau^2 s^2 + \dots + \frac{1}{2^{\frac{p(p-1)}{2}}} \tau^p s^p = 0 \quad (4.13)$$

で求まる p 個の極 s の場所にシステムの極を配置することで良好な応答が得られることができるというものである。ここで τ は等価時定数と呼ばれるものである。電流制御系の伝達関数の分母多項式を、等価時定数 τ の 2 次の Kessler 標準形に当てはめると、それぞれの軸の電流制御系の比例ゲイン、積分ゲインは式(4.14)、(4.15)のようになる。

$$\text{d 軸} \quad K_{pi} = \frac{2L_d}{\tau_i} - R, \quad K_{ii} = \frac{2L_d}{\tau_i^2} \quad (4.14)$$

$$\text{q 軸} \quad K_{pi} = \frac{2L_q}{\tau_i} - R, \quad K_{ii} = \frac{2L_q}{\tau_i^2} \quad (4.15)$$

4.3.2 速度制御器

次に電流制御系の外側の速度制御系を組む。電流制御系を等価時定数 τ_i の一次遅れとみなし、図 4.6 のように I-P 制御系で速度制御系を構成した。このとき速度制御系の伝達関数は式(4.16)のようになる。

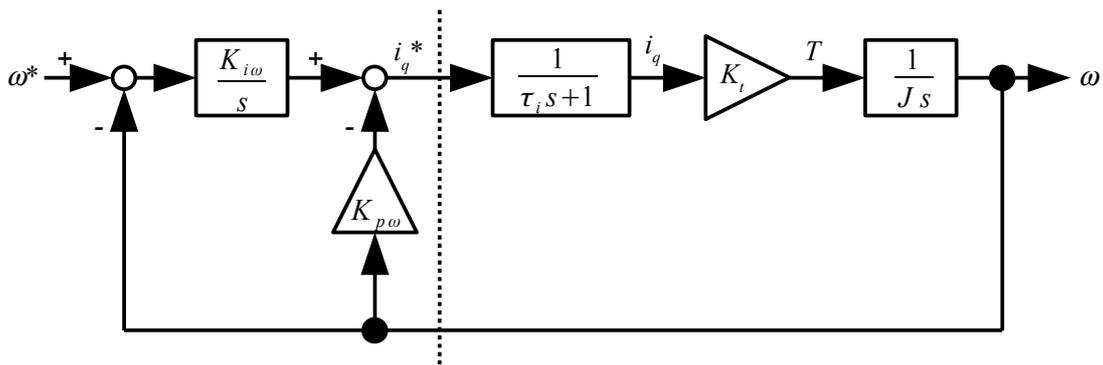


図 4.6 速度制御系のブロック線図

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_{i\omega} K_t}{J \tau_i s^3 + J s^2 + K_{p\omega} K_t s + K_{i\omega} K_t} \quad (4.16)$$

ここでも等価時定数 τ_ω の Kessler 標準形を用いて、比例ゲイン、積分ゲインを決定すると次のようになる。

$$K_{p\omega} = \frac{J}{2K_t\tau_i}, \quad K_{i\omega} = \frac{J}{8K_t\tau_i^2} \quad (4.17)$$

4.4 低速度領域における速度制御の難しさ

制御対象であるモータは、大トルク化のため 50 極であり多極構成であり低速における駆動を目的としている。しかしエンコーダの 1 回転当たりのパルス数は限られているため、駆動速度によっては制御周期ごとに位置情報が得られない。そこで直接速度情報が計測できる場合と、ある性能のエンコーダを用いて速度を演算する場合について、それぞれ速度応答を計算した。なおエンコーダを用いる場合は、位置を差分することにより速度を演算する方法について計算した。数値計算に用いたモータの各定数を表 4.3 に示す。また式(4.14)、式(4.15)、及び式(4.17)により定めた制御器の各ゲインと制御系の等価時定数を表 4.4 に示す。

表 4.3 第三試験機の各定数

Armature resistivity per phase (Ω)	$R = 8.06$
d-axis inductance (H)	$L_d = 0.112$
q-axis inductance (H)	$L_q = 0.112$
Torque constant (Nm / A)	$K_t = 4.76$
Moment of inertia (kgm^2)	$J = 0.003261$
Pulse per round from the encoder (ppr)	2000

表 4.4 制御器各ゲインと等価時定数

Proportion gain of the current controller	$K_{pi} = 8.06$
Integral gain of the current controller	$K_{ii} = 1160$
Proportion gain of the speed controller	$K_{p\omega} = 0.0246$
Integral gain of the speed controller	$K_{i\omega} = 0.4434$
Equivalent time constant of the current control system (s)	$\tau_i = 0.014$
Equivalent time constant of the speed control system (s)	$\tau_s = 0.056$
Control period (ms)	$T = 0.1$

制御周期を T 、現在の位置の情報を m 番目、一つ前の制御周期における位置の情報を $m-1$ 番目のものとする、速度 ω_m は式(4.18)で近似的に求めることができる。

$$\omega_m = \frac{\theta_m - \theta_{m-1}}{T} \quad (4.18)$$

シミュレーションでは低速域と高速域の比較を行うため、速度指令値が $\omega = 2.0$ (rad/s)と $\omega = 10.0$ (rad/s)の二つの場合について計算した。図 4.7(a)に直接速度が計測できる場合の速度応答の数値計算結果を示す。また図 4.7(b)にエンコーダの位置信号から式(4.18)を用いて速度を演算した場合の速度応答の数値計算結果を示す。

図 4.7(a)より逐次的な速度情報が得られる場合においては、オーバーシュートは小さく Kessler 標準形より予想される時定数程度の応答である。そして定常状態においても良好な応答を示している。一方で図 4.7(b)に示すように、エンコーダを用いた場合、特に低速駆動時は本当は動いているはずの位置が測定できず、速度がうまく演算できていない。そのため速度に振動が生じる。一方で高速指令を与えた場合、良い応答が得られている。これは低速時に比べて多くの位置情報を得ることができるからである。

以上のように得られる位置情報が制御周期に対して疎な場合においては、特に低速領域においては位置情報を制御周期ごとに得られるかどうかはエンコーダの性能に左右されるため、制御上の困難を伴う。特に低速大トルクを狙って意図的に極数の多い設計を行っている本研究では特に顕著である。そこで低速度駆動制御において有効な手法の一つであるデュアルサンプリングレートオブザーバに注目した。

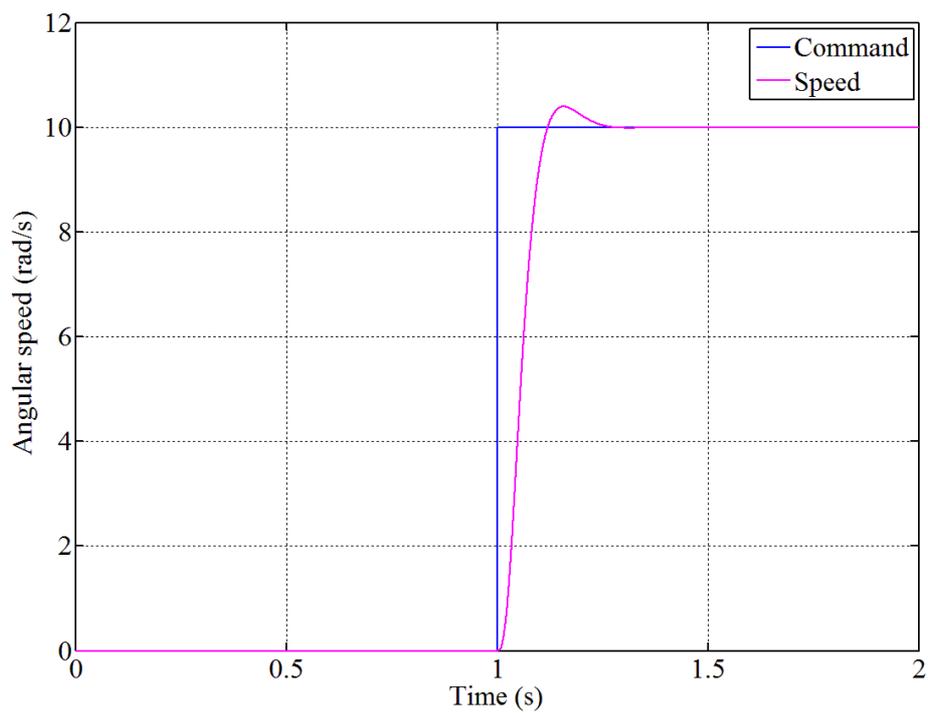
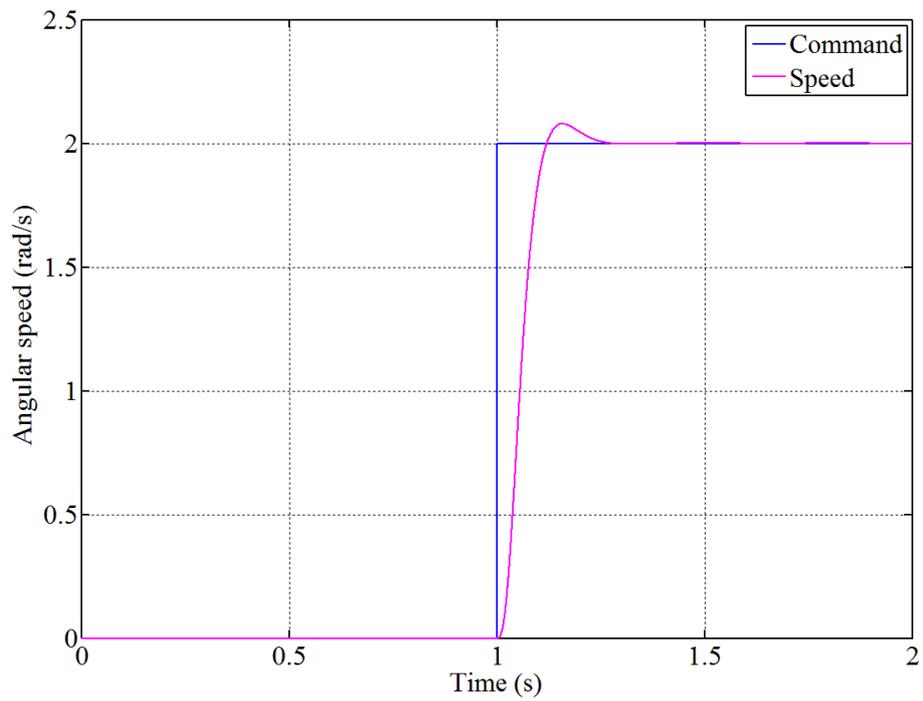


図 4.7(a) 直接速度が測定できるときの速度応答
(上段:速度指令値 $\omega = 2.0$ (rad/s)、下段: $\omega = 10.0$ (rad/s))

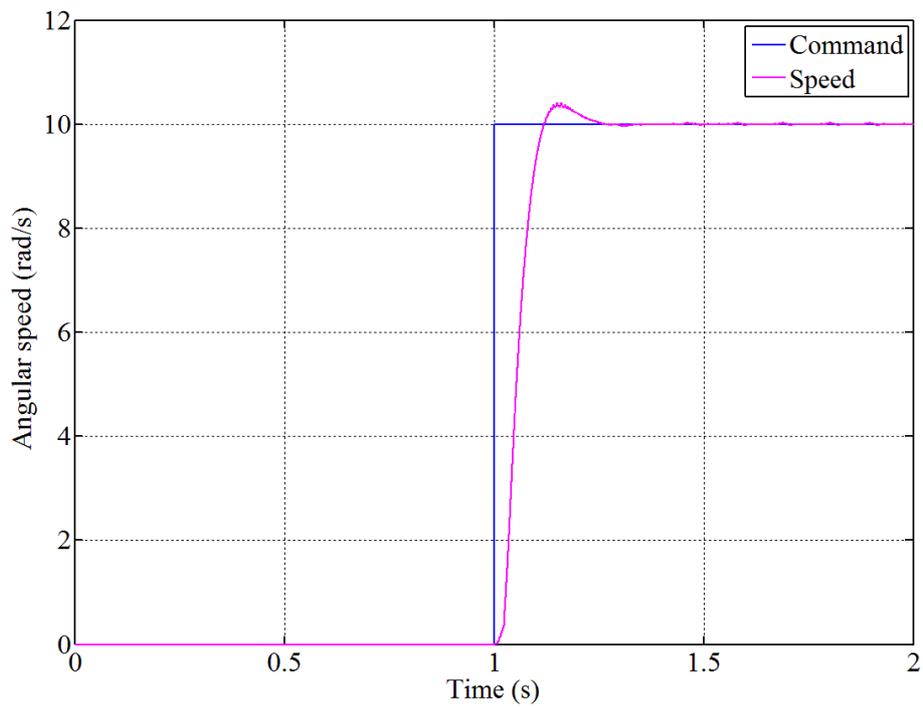
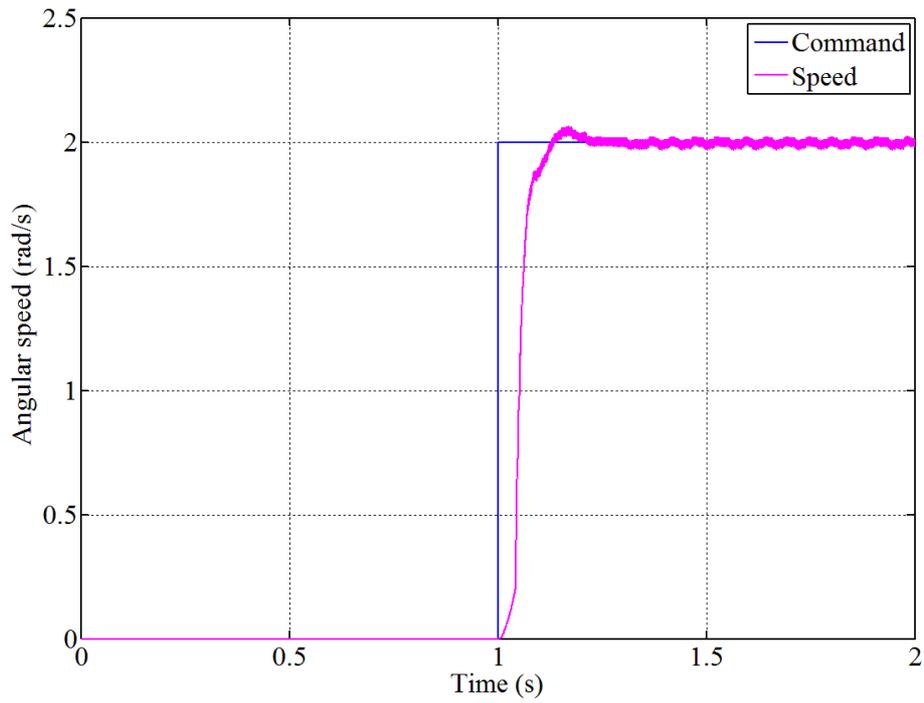


図 4.7(b) エンコーダの位置情報の差分で速度を演算したときの速度応答
 (上段:速度指令値 $\omega = 2.0$ (rad/s)、下段: $\omega = 10.0$ (rad/s))

4.5 デュアルサンプリングレートオブザーバとは

デュアルサンプリングレートオブザーバは、電動機駆動制御において制御周期ごとに十分なエンコーダパルスが得られない問題を克服するために瞬時速度オブザーバ[20]を基礎に考え出されたものである[21][22]。状態空間表現を取り入れることで、線形時不変のシステムに適用が可能であること、そしてオブザーバゲインの設計法の工夫により極低速でも安定性を損なわないことが大きな特徴である。

エンコーダパルス周期を T_1 、制御周期を T_2 と置いたとき、制御周期と位置情報(パルス列)の関係を図 4.8 に示す。一回の制御周期の間に必ずパルス情報が取得できるような場合が図 4.8(a)であり、一方で低速領域のように一回の速度制御周期の間に必ずしもエンコーダパルスが取得できない場合が図 4.8(b)である。速度 ω_m を差分法で求める場合、図 4.8(a)の場合は可能であるが、図 4.8(b)の場合は差分法では一回の制御周期ごとに速度を求めることは不可能であり、制御が困難となる。デュアルサンプリングレートオブザーバは、図 4.8(b)に相当する場合でも、各制御周期ごとに制御器に位置、速度信号を与えることを目的としている。つまりパルスが取得できないときは制御対象のモデルを用いて状態を推定し、位置情報が取得できたときに推定した状態の誤差を修正するものである。さらにオブザーバ部分の構成の違いにより、予測型と現在型と呼ばれる。本研究ではデュアルサンプリングレートオブザーバを構成したときに、制御上の都合が良い現在型と呼ばれる構成にした。

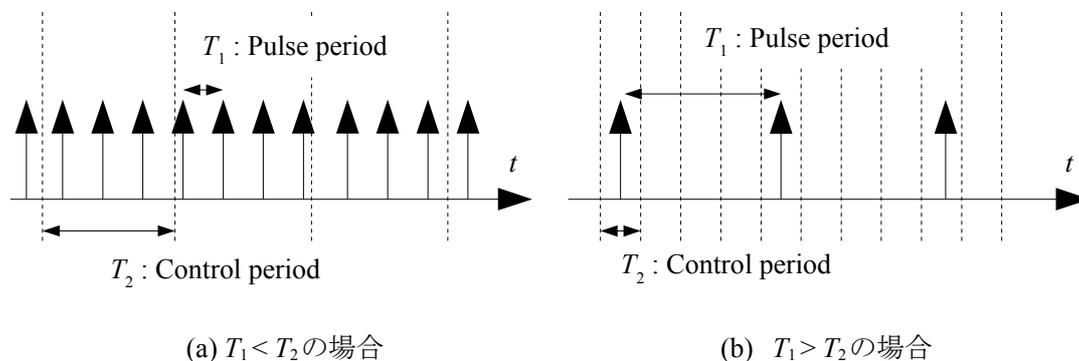


図 4.8 パルス周期 T_1 と制御周期 T_2 の関係

4.6 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの構成[21][22]

4.6.1 離散化状態空間表現[23]

オブザーバによる内部状態推定はコンピュータ内で計算するため、モデルは連続時間のものから離散時間のものに書き換える必要がある。ここでは連続時間上で状態空間法にて記述された線形時不変システムを離散時間での状態空間表現へ書き換える方法を述べる。

ある連続時間上の線形時不変システムは、状態空間法を用いることで式(4.19)のように記述できる。

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x}\end{aligned}\tag{4.19}$$

ここでシステムへの入力 \mathbf{u} は $q \times 1$ のベクトル、システムからの出力 \mathbf{y} は $r \times 1$ のベクトルであり、システムは MIMO である。システムの内部状態は \mathbf{x} で $p \times 1$ のベクトルである。よって各行列 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} は

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &: p \times p \\ \mathbf{B} &: p \times q \\ \mathbf{C} &: r \times p\end{aligned}$$

の大きさを持つ。

このシステムに対応する離散化状態空間について、周期 T で離散化された状態量を \mathbf{x}_n 、入力を \mathbf{u}_n 、出力を \mathbf{y}_n 、各行列を \mathbf{A}_d 、 \mathbf{B}_d 、 \mathbf{C}_d としたとき、式(4.20)のように表される。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_{n+1} &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_n \\ \mathbf{y}_n &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}_n\end{aligned}\tag{4.20}$$

また離散時間における各行列は式(4.21)により得られる。

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_d &= \exp(\mathbf{A} T) \\ \mathbf{B}_d &= \int_0^T \exp(\mathbf{A} \tau) d\tau \mathbf{B} \\ \mathbf{C}_d &= \mathbf{C}\end{aligned}\tag{4.21}$$

4.6.2 現在型オブザーバ

オブザーバは構成方法の違いにより予測型と現在型の二つがあるが、今回は後に述べるデュアルサンプリングレートオブザーバにおいて現在型構成の方が制御の勝手が良いため、現在型オブザーバの構成のみについて述べる。まず現在型オブザーバの構成を図 4.9 に示す。

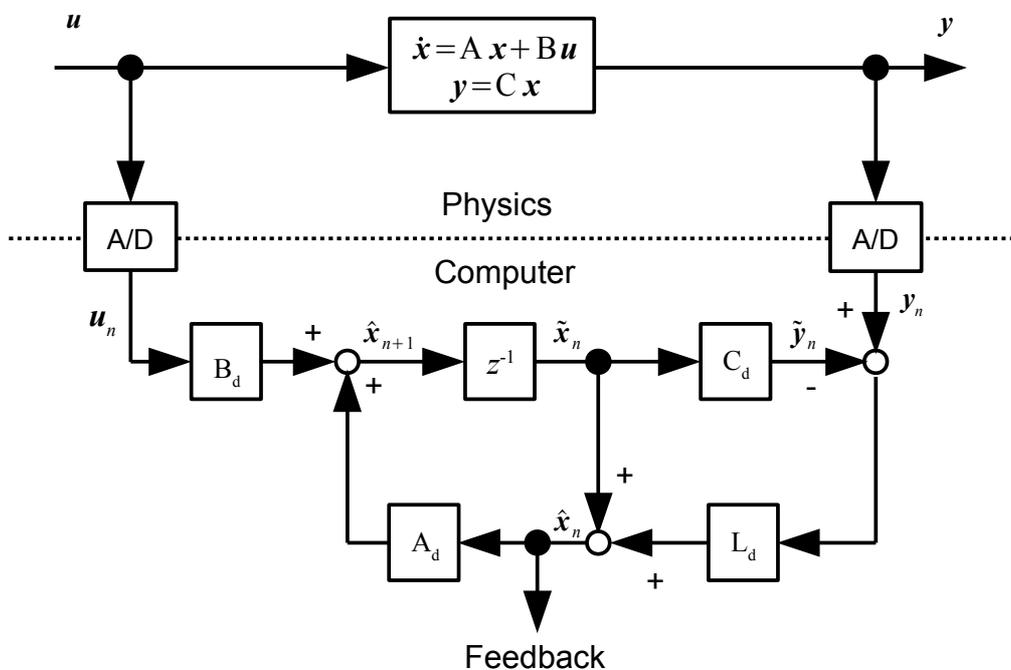


図 4.9 現在型オブザーバ

また現在型オブザーバは式(4.22)で記述される。

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{n+1} &= \mathbf{A}_d \tilde{\mathbf{x}}_n + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_n \\ \hat{\mathbf{x}}_n &= \tilde{\mathbf{x}}_n + \mathbf{L}_d (\mathbf{y}_n - \hat{\mathbf{y}}_n) \\ \hat{\mathbf{y}}_n &= \mathbf{C}_d \tilde{\mathbf{x}}_n\end{aligned}\quad (4.22)$$

図 4.9、式(4.22)より現在型のポイントは、 n サンプル目の制御対象の出力とオブザーバの出力の誤差を用いて、 n サンプル目のシステムの状態推定値を訂正するところである。一方予測型オブザーバは n サンプル目のそれぞれの出力の誤差を用いて、 $n+1$ サンプル目の状態推定値を訂正する。

次にオブザーバゲインの定め方を考える必要がある。 $\hat{\mathbf{x}}_n - \mathbf{x}_n$ が漸近安定になる条件は、

$$\det[z\mathbf{I} - (\mathbf{A}_d - \mathbf{L}_d \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d)] = 0 \quad (4.23)$$

で求められる p 個の固有値 z がすべて

$$|z| < 1 \quad (4.24)$$

満たすことである。よって p 個のシステムの極について式(4.24)が成立するように、オブザーバゲイン \mathbf{L}_d を設計する。ここでオブザーバと制御器の分離定理より、オブザーバの極を動かしても制御器の極は移動しないので、オブザーバは自由に設計できる。またオブザーバにより状態量を推定するためには、システムが可観測でなければならない点に注意すべきである。

4.6.3 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバ

現在型オブザーバは制御周期とシステムの出力とオブザーバの出力の誤差による内部状態推定値の修正を、ある一つの離散化周期 T で行うものであった。しかし先に述べたように低速領域においては、必ずしも制御周期ごとに位置情報が得られない場合も少なくなく、推定値の訂正がうまくいかない場合がある。そこで先にも述べたように、このような場合において有効な解決手段の一つがデュアルサンプリングレートオブザーバである。

デュアルサンプリングレートオブザーバは制御周期とエンコーダパルスの周期を用いて構成される。以後、エンコーダパルスの周期を T_1 、制御周期を T_2 とし、周期の比 $N = T_1/T_2$ とする。また入力 \mathbf{u} 、出力 \mathbf{y} 、状態量 \mathbf{x} 、およびこれらの推定値の離散化したものについて、下付きの添え字 m によって順番を表すものは、 T_1 で離散化されたものである。下付きの添え字 n によって順番を表すものは、 T_2 で離散化されたものである。また状態空間法における各行列において、 T_1 で離散化された行列は下付き 1、 T_2 で離散化された行列は下付き 2 で表すこととする。図 4.10 に現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの構成図を示す。

デュアルサンプリングレートオブザーバは、 $T_1 > T_2$ の場合(制御周期に対してエンコーダパルスの周期が長い場合)は、 N 回に 1 回に限り状態推定値を実際の出力 \mathbf{y} を利用して訂正し、残りの $N-1$ 回はひとつ前の推定値と入力 \mathbf{u} を用いて状態の推定を行う。一方で $T_1 < T_2$ の場合(制御周期に対してエンコーダパルスの周期が短い場合)は、一つの離散化周期を持ったオブザーバとして機能する。また現在型は先に述べたように n サンプル目の誤差を用いて、 n サンプル目の推定値を訂正することであり、現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いれば、オブザーバゲインの決定が非常に簡単になるという特徴を持つ。

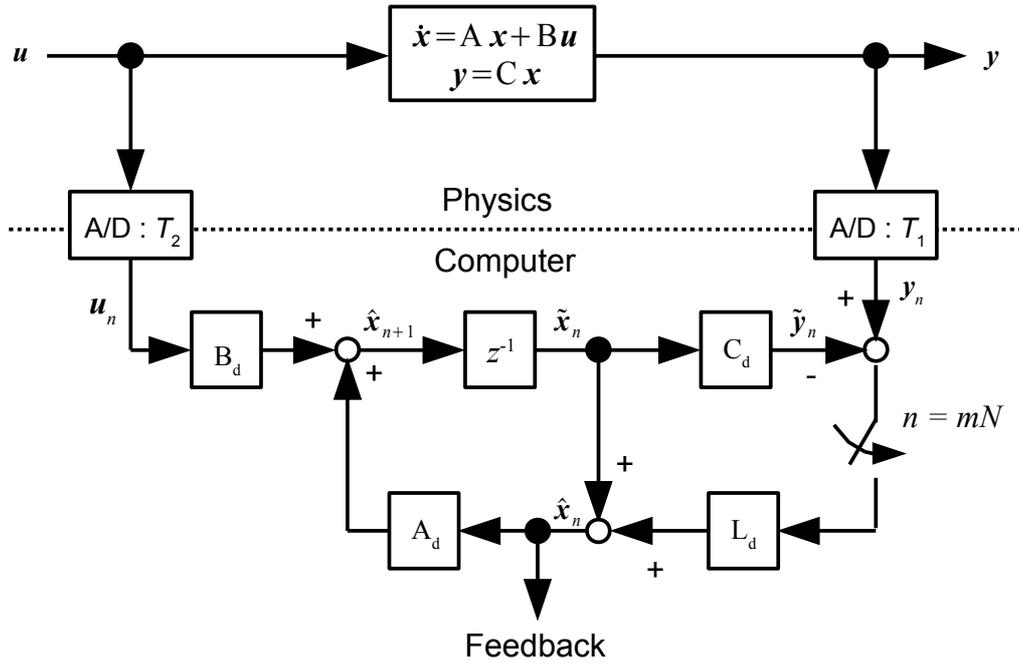


図 4.10 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバ

現在型デュアルサンプリングレートオブザーバは、式(4.25)で記述される。

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{x}}_{n+1} &= \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}_n \\
 \hat{\mathbf{x}}_n &= \tilde{\mathbf{x}}_n + \mathbf{L}_2 (\mathbf{y}_n - \tilde{\mathbf{y}}_n) \quad \text{for } n=0, N \\
 \hat{\mathbf{x}}_n &= \tilde{\mathbf{x}}_n \quad \text{otherwise} \\
 \tilde{\mathbf{y}}_n &= \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}}_n
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

次に式(4.25)を用いて周期 T_2 における mN 番目の訂正後の状態推定量と $(m+1)N$ 番目の訂正後の状態推定量の関係を求めるが、詳細な証明は参考文献[21]に詳細が記載されているので、今回は結果のみを式(4.26)に示す。

$$\hat{\mathbf{x}}_{(m+1)N} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{L}_2 \mathbf{C}_1 \mathbf{A}_1) \hat{\mathbf{x}}_{mN} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{L}_2 \mathbf{C}_1 \mathbf{B}_1) \hat{\mathbf{u}} + \mathbf{L}_2 \mathbf{y}_{(m+1)N} \tag{4.26}$$

一方で周期 T_1 における mN 番目の訂正後の状態推定量と $(m+1)N$ 番目の訂正後の状態推定量の関係は式(4.27)で表される。

$$\hat{\mathbf{x}}_{(m+1)N} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{L}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{A}_1) \hat{\mathbf{x}}_{mN} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{L}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{B}_1) \hat{\mathbf{u}} + \mathbf{L}_1 \mathbf{y}_{(m+1)N} \tag{4.27}$$

よって式(4.26)、式(4.27)の比較により、

$$\mathbf{L}_2 = \mathbf{L}_1 \tag{4.28}$$

が導かれる。これより周期 T_1 のシングルレートの現在型オブザーバにおいて、

$$\det[z_1 \mathbf{I} - (\mathbf{A}_1 - \mathbf{L}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{A}_1)] = 0 \tag{4.29}$$

で定められる p 個の極 z_1 のすべてが $|z_1| < 1$ を満たすように \mathbf{L}_1 を設計し、そのオブザーバゲインをそのまま現在型デュアルサンプリングレートオブザーバのオブザーバゲイン \mathbf{L}_2 として用いればよい。一方で予測型オブザーバはデュアルサンプリングレートオブザーバのゲイン \mathbf{L}_2 は、 \mathbf{L}_1 と変動する

N による。そのためあらかじめゲインテーブルを用意する必要がある一方、現在型デュアルサンプリングレートオブザーバは L_2 が N に依存しないため、オブザーバゲインの決定が容易となる。この点が現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの制御における利点である。

4.7 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバのゲイン決定法

4.7.1 回転子モデルの状態空間表現

可変速駆動を行う場合周期 T_1 は可変である。そのため L_2 も可変速駆動においては可変のものとなる。Matlab ではある所望の極を配置するためのゲイン決定コマンドが存在するが、実際の制御においてはそのような機能はないため、オブザーバゲインと T_1 の関係を求める必要がある。そこでまず現在扱っているシステムを状態空間法で表現する。今回推定する物理量は回転子の位置 θ 、速度 ω 、そして 0 次の外乱トルク T_d である。またモータのトルク定数を K_t 、回転子の慣性モーメントを J_n とする。このとき連続時間におけるモータのダイナミクスは式(4.30)で表される。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_n} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{J_n} \\ 0 \end{bmatrix} i_q \\ y &= [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.30)$$

またこれまでの状態空間法の文字の置き方に従い、状態量、各行列を次式のように定義する。

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_d \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_n} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{J_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (4.34)$$

このモデルを式(4.21)に従い周期 T で離散化すると、次式で表すことができる。

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2J_n} \\ 0 & 1 & \frac{T}{J_n} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{K_t T^2}{2J_n} \\ \frac{K_t T}{J_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$C_d = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (4.37)$$

4.7.2 オブザーバの極配置とオブザーバゲインの定式化

現在型デュアルサンプリングレートオブザーバのオブザーバゲインは、周期 T_1 のオブザーバを基礎にしているので、 $A_1-L_1C_1A_1$ の極を適切に配置し、オブザーバゲインを決定する必要がある。しかし z 平面上での適切な極配置は見通しがつきにくい。一方連続時間においては、Kessler 標準形を用いることで良好な応答を得ることができる。本モデルはシステムの次数が 3 次であるので、等価時定数を τ とおくと、Kessler 標準形の場合、

$$\frac{1}{8}\tau^3 s^3 + \frac{1}{2}\tau^2 s^2 + \tau s + 1 = 0 \quad (4.38)$$

で求まる 3 個の極をシステムの極として配置することで良好な応答が期待できる。ここで 3 次の Kessler 標準形により与えられる極は、

$$s = -\frac{2}{\tau}, -\frac{1}{\tau} \pm \frac{1}{\tau}\sqrt{3}j \quad (4.39)$$

である。そしてこの極を式(4.40)を用いて、離散時間 T における z 平面上に変換したものを適切な極配置としてオブザーバのゲインを決定する。

$$z = \exp(sT) \quad (4.40)$$

次にオブザーバゲイン L_1 と周期 T_1 の関係を求める。まず Kessler 標準形により得られた連続時間における極を式(4.41)で定める。

$$\begin{aligned} s_1 &= a \\ s_2 &= b + jc \\ s_3 &= b - jc \end{aligned} \quad (4.41)$$

またオブザーバゲイン L_1 を式(4.42)で定める。

$$L_1 = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

そして式(4.41)、式(4.42)、さらに周期を T_1 としたときの式(4.35)、式(4.37)を式(4.29)に代入するとオブザーバゲインと T_1 の関係は式(4.43)となる。

$$\begin{aligned} l_1 &= -e^{(a+2b)T_1} + 1 \\ l_2 &= \frac{1}{2T_1} \left[3e^{(a+2b)T_1} - 2e^{(a+b)T_1} \cos cT_1 - e^{2bT_1} - e^{aT_1} - 2e^{bT_1} \cos cT_1 + 3 \right] \\ l_3 &= -\frac{J_n}{T_1^2} \left(e^{aT_1} - 1 \right) \left(e^{2bT_1} - 2e^{bT_1} \cos cT_1 + 1 \right) \end{aligned} \quad (4.43)$$

現在型デュアルサンプリングレートオブザーバでは、 $L_2 = L_1$ であるので、あらかじめ連続時間にお

けるオブザーバ側の極を Kessler 標準形を用いて決定し、エンコーダパルス間をカウントし、式 (4.43)を用いることによってオブザーバゲイン L_2 をオンラインで計算できる。これより現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた可変速駆動が可能となる。

4.8 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの速度応答の数値計算

4.8.1 モータ定数と制御条件

数値計算に用いた制御対象の各定数を表 4.5 に示す。この値は実験に用いるモータのパラメータと同じである。また Kessler 標準形に従って決定した電流制御器(PI 制御)と速度制御器(IP 制御)の各ゲイン、制御周期、オブザーバの等価時定数を表 4.6 に示す。

表 4.5 制御対象のパラメータ

Armature resistivity per phase (Ω)	$R = 8.06$
d-axis inductance (H)	$L_d = 0.112$
q-axis inductance (H)	$L_q = 0.112$
Torque constant (Nm / A)	$K_t = 4.76$
Moment of inertia (kgm^2)	$J = 0.003261$
Pulse per round from the encoder (ppr)	2000

表 4.6 制御器各ゲインと各時定数

Proportion gain of the current controller	$K_{pi} = 8.06$
Integral gain of the current controller	$K_{ii} = 1160$
Proportion gain of the speed controller	$K_{pw} = 0.0246$
Integral gain of the speed controller	$K_{iw} = 0.4434$
Equivalent time constant of the current control system (s)	$\tau_i = 0.014$
Equivalent time constant of the speed control system (s)	$\tau_s = 0.056$
Control period (ms)	$T_2 = 0.1$
Observer time constant (s)	$\tau_{ob} = 0.05$

4.8.2 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた速度駆動制御

現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの低速度駆動制御の数値計算を行う。表 4.5、表 4.6 に示す値を用いて、ステップ状の速度指令値 2.0 (rad/s) を与えたときの速度応答を計算した。現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの速度応答の数値計算結果を図 4.11 に示す。計算結果より、現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いることにより、状態量がうまく推定され、安定した駆動が実現できていることが分かる。

次に現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの可変速駆動の数値計算を行う。条件は $t = 1 \text{ (s)}$ で角速度 $\omega = 10.0 \text{ (rad/s)}$ 、 $t = 5 \text{ (s)}$ で $\omega = 6.0 \text{ (rad/s)}$ 、 $t = 10.0 \text{ (s)}$ で $\omega = 2.0 \text{ (rad/s)}$ の指令を与えた。回転盤の速度指令値応答の数値計算結果を図 4.12(a) に示す。また z 平面における極の移動を図 4.12(b) に示す。図 4.12(b) よりパルスエンコーダからの入力が可変である時も、オブザーバの極は $z < |1|$ を満たしつつ移動しており、オブザーバ側の安定性が保たれていることが確認できる。

ここでオブザーバの等価時定数と応答の関係を考察する。オブザーバの等価時定数が短い場合、オブザーバゲインが大きいため位置信号による訂正の効果が強くなる。また外乱トルクに対しても推定が有効に機能する。しかし一方でノイズや誤差に弱くなる。オブザーバの時定数が長い場合、オブザーバゲインが小さいため、位置信号による訂正の効果は弱くなる。これにより物理系のパラメータと同定値が異なる場合や外乱がある場合に、うまく訂正できないといった問題が生じる。これらのことからオブザーバの等価時定数は、実験を通じて決定することが好ましい。

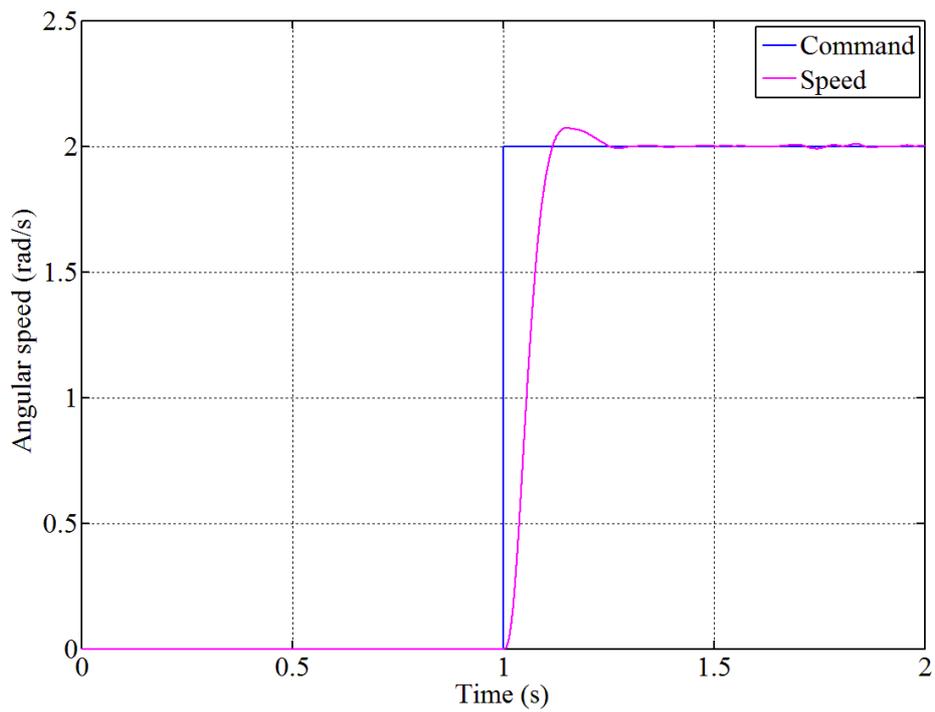


図 4.11(a) 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの実際の速度

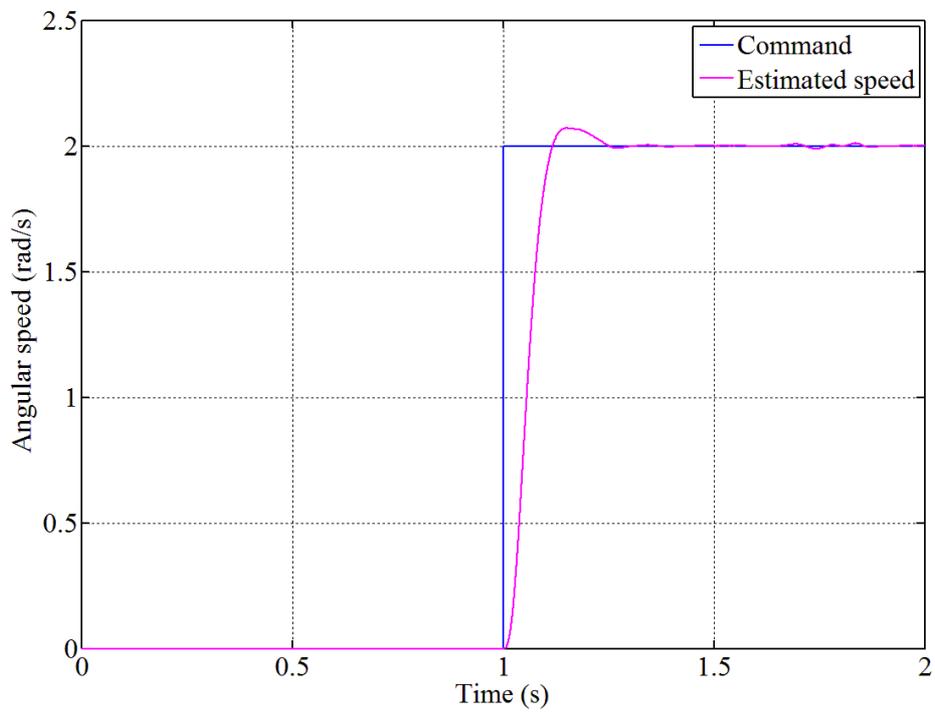


図 4.11(b) 現在型デュアルサンプリングレートオブザーバによる速度推定量

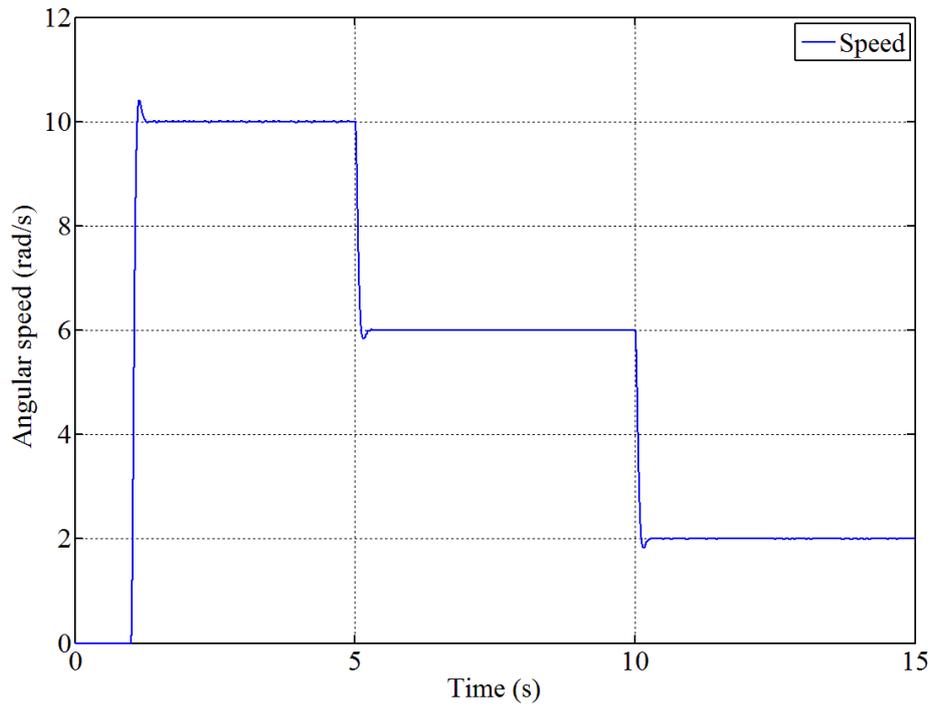


図 4.12(a) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの可変速制御

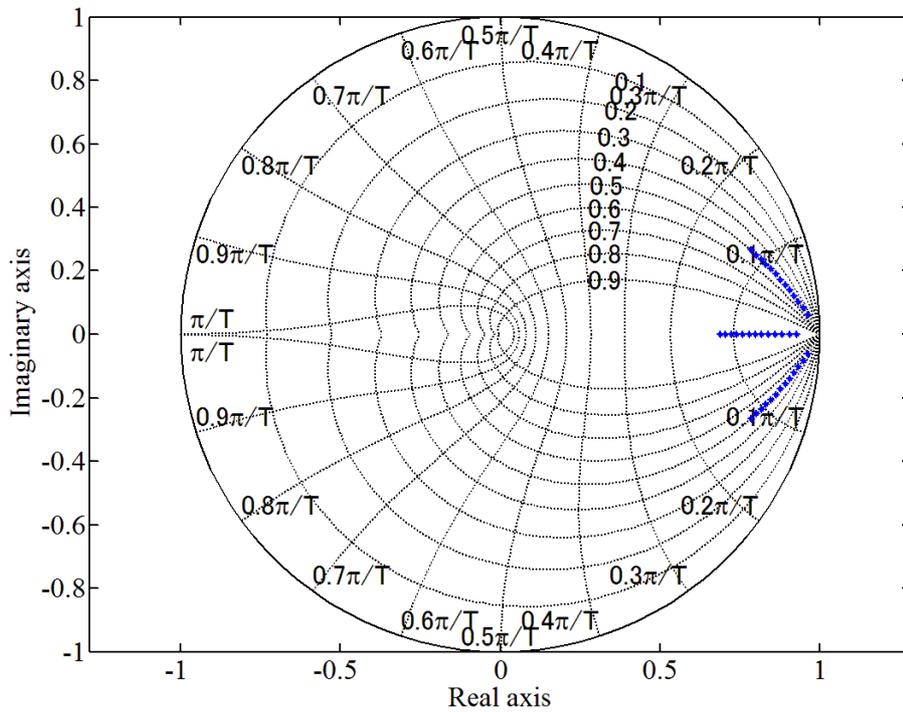


図 4.13(b) 可変速度における z 平面上におけるオブザーバの極の移動

第5章 第三次横方向磁束形永久磁石同期電動機 機 の 速度制御実験

本章では提案したモデルをもとに製作された第三次横方向磁束形永久磁石同期電動機(以降「第三試験機」と呼ぶ)の速度制御実験について述べる。

5.1 第三試験機の概要

3章で提案した設計案をもとに、第三試験機を製作した。製作された試験機を図5.1に示す。図5.1の黒い部分は回転盤であり、CFRP製である。また空間的な制限から、巻線の巻き数が電機子コア1ユニットあたり334ターンに変更された。

また無通電状態で回転盤をシャフトを通じて回したところ、コギングトルクはほとんどなく、円滑に回転した。この結果は提案した磁石数と電機子極数の組み合わせにより、コギングトルクの低減が可能であることを示している。

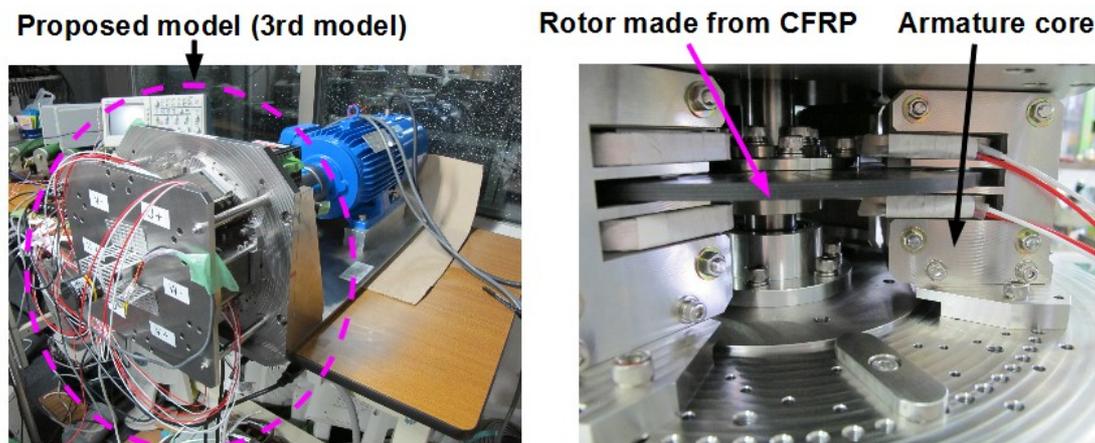


図5.1 第三試験機の外観図

5.2 回路特性測定

5.2.1 電機子巻線抵抗直流試験

電機子コア 1 ユニットあたりの電機子巻線抵抗を直流電源を用いて測定した。なお本試験においては電機子コア 1 ユニットの上下の巻線は直列につないでいる。以降の試験も同じ条件で行っている。測定結果を図 5.2 に示す。測定結果より、室温での電機子コア 1 ユニットあたりの巻線抵抗は $4.03 \text{ } (\Omega)$ であった。

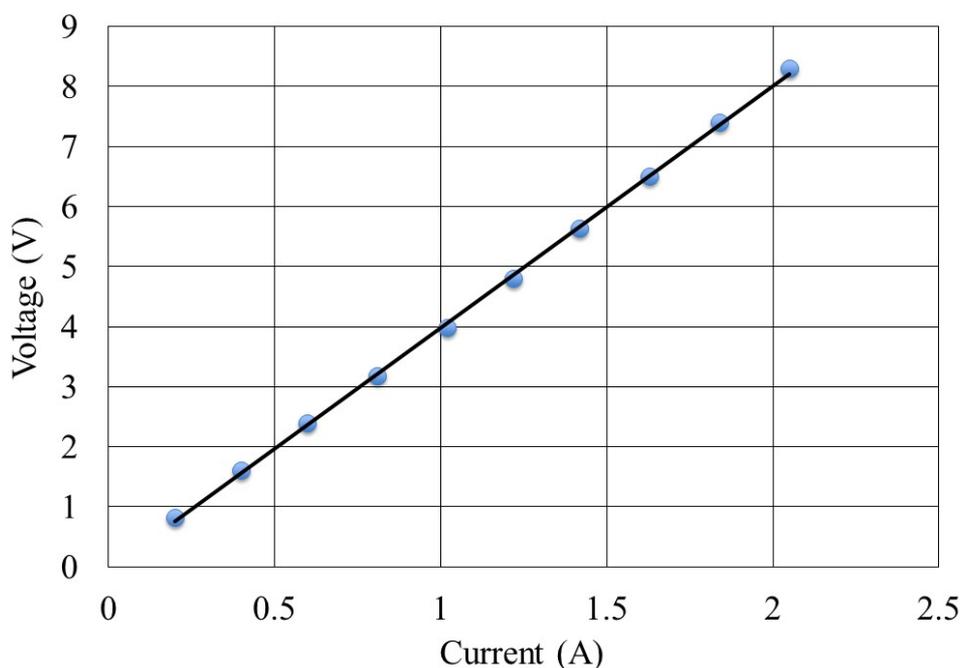


図 5.2 電機子巻線測定結果

5.2.2 自己インダクタンス測定

電機子コア 1 ユニットあたりの自己インダクタンスを交流電源を用いて測定した。測定結果を図 5.3 に示す。

図 5.3 の本試験機と第二試験機の自己インダクタンスの周波数依存性を比較すると、第三試験機の自己インダクタンスは周波数に依存していない。一方第二試験機の自己インダクタンスは、周波数が高くなるにつれ見かけ上減少している。これは回転盤の渦電流による磁気遮蔽効果であると考えられる。本試験機においては自己インダクタンスの周波数依存性がほとんどないことから、CFRP を回転盤に採用したことにより、回転盤における渦電流の発生を抑えることができたと考えられる。

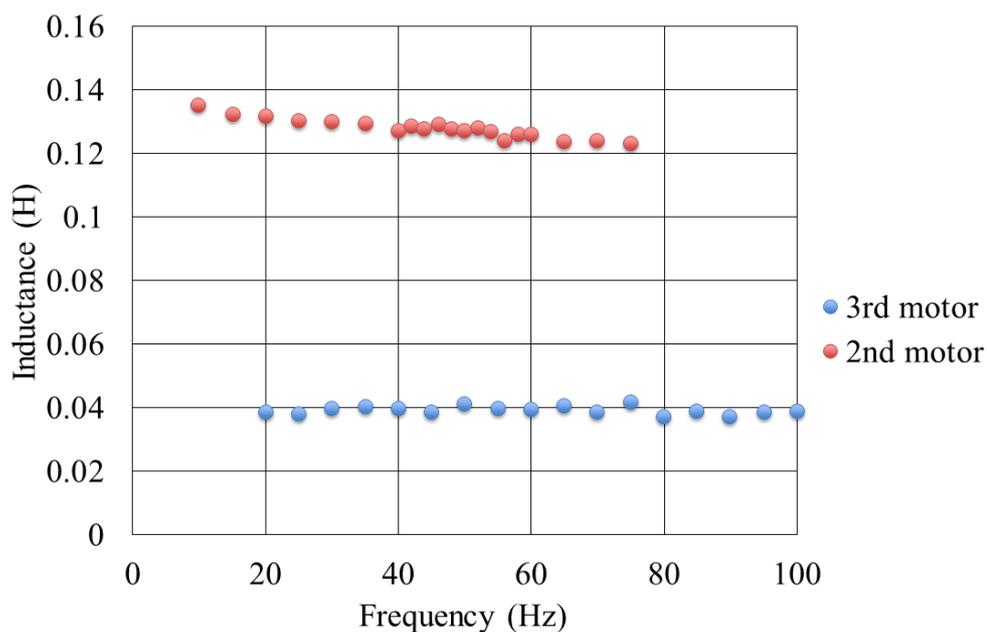


図 5.3 自己インダクタンス測定

5.2.3 逆起電力測定と特性算出

外部動力源より、駆動周波数が 35 (Hz)となるように第三試験機を回し、そのときの解放状態における逆起電力を測定した。測定結果を図 5.4 に示す。

図 5.4 より 3 相それぞれ正弦波に近い電圧波形が得られている。そしてこの結果を用いて、第三試験機の d 軸電流ゼロ制御定格運転時における特性を算出した。表 5.1 にモータの実験結果より得られたパラメータそして特性を示す。なお慣性モーメントは計算により求めた。

表 5.1 第三試験機と第二試験機の特徴[5]

Specification	3rd motor	2nd motor
Armature resistivity per phase (Ω)	8.06	10.2
d-axis inductance (H)	0.112	0.137
q-axis inductance (H)	0.112	0.137
Moment of inertia (kgm^2)	0.003261	
Rated torque (Nm)	16.9	33.7
Power factor	0.7	0.58
Torque constant (Nm / A)	$K_t = 4.76$	
Drive frequency (Hz)	35	35

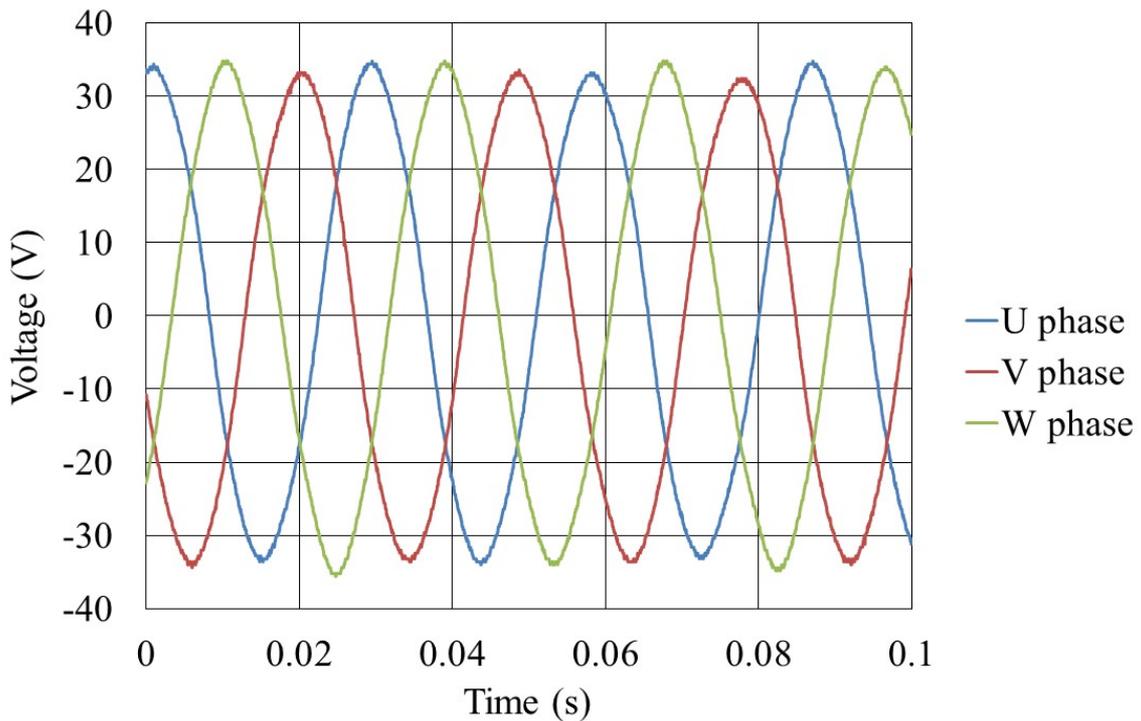


図 5.4 駆動周波数 35Hz における逆起電力

表 5.1 より、第二試験機と比較してトルクは下がっている。また 3 章においても述べたが、同程度の体積のモータの定格トルクと比較すると、トルクは約 1/6 である。この原因の一つは、図 5.1 を見ても明らかであるように、無駄な空間が多いことである。このため 3 章で提案したように、トルクの最大化手法を用いた設計が今後の課題の一つである。

5.3 実験環境の構成

実験機器は図 5.5 のように、モータ、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)、エンコーダ、電流センサ、リニアアンプで構成されている。用いたエンコーダは 1 回転に 2000 パルスの性能を持つ。実験ではそれを 4 通倍したため、1 回転あたり 8000 パルスの位置情報を得ることができる。またモータ、およびアンプの制限より、電流上限は 2 (A)、電圧上限は 120 (V) である。また表 5.2 に用いた各制御器のゲインを示す。なお本試験機は駆動周波数が 40 ~50 (Hz) で機械的な共振を起こすため、その付近での運転は避けることとする。

表 5.2 制御器各ゲインと各時定数

Proportion gain of the current controller	$K_{pi} = 8.06$
Integral gain of the current controller	$K_{ii} = 1160$
Proportion gain of the speed controller	$K_{pw} = 0.0246$
Integral gain of the speed controller	$K_{iw} = 0.4434$
Equivalent time constant of the current control system (s)	$\tau_i = 0.014$
Equivalent time constant of the speed control system (s)	$\tau_s = 0.056$
Control period (ms)	$T = 0.1$

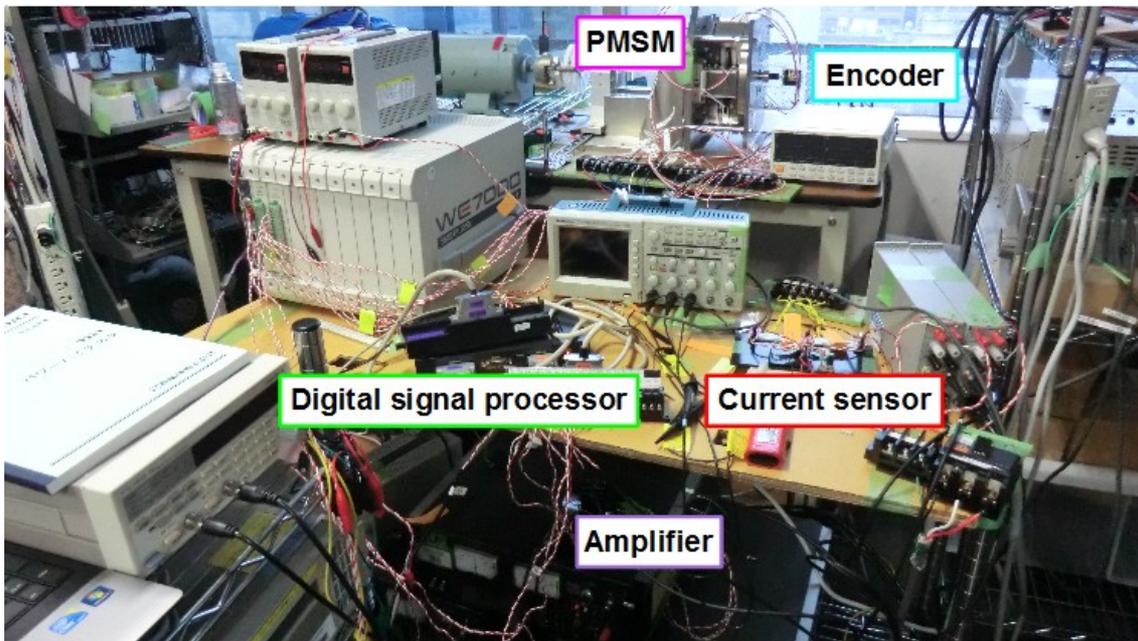


図 5.5 実験機器の構成

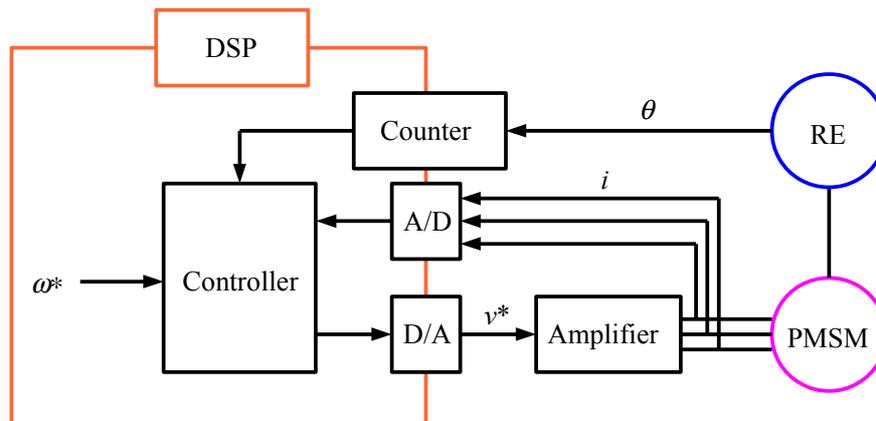


図 5.5 実験機器の構成

5.4 不完全微分により速度演算を行ったときの速度制御実験

位置の差分を取った場合、実際に測定できるフィードバック信号はパルス列となる。そこで実験においては式(5.1)をタステイン変換したものを用いて速度を演算した。なおフィルタの時定数を長くするとあらかじめ設けたゲインにおいては不安定になる。電流制御系の時定数に合わせ速度再設計する方法もあるが、今回はあらかじめ設けたゲインにおいてシステムの安定性が保たれるよう時定数は 1 (ms)とした。速度指令値を 2.0 (rad/s)としたときの実験結果を図 5.6 に示す。

$$\omega = \frac{s}{\tau s + 1} \theta \quad (5.1)$$

実験結果より、不完全微分による速度演算を用いた場合、時定数が長く、オーバーシュートが大きくでていることが分かった。これは立ち上がりのときに十分な位置情報が得られず、速度が演算できていないからであると考えられる。また定常状態での速度信号はかなり振動的であることが分かる。そして実際の速度も定速ではなかった。そこで図 5.6 の速度信号の周波数解析を行った。結果を図 5.7 に示す。この結果より速度信号には、駆動周波数に相当する周波数成分がのっていることが分かる。

5.5 デュアルサンプリングレートオブザーバを用いたときの速度制御実験

デュアルサンプリングレートオブザーバを用いるには、まずオブザーバの等価時定数を決定しなければならない。しかしオブザーバの等価時定数は小さいとノイズに弱く、大きいと状態推定の訂正がうまくいかない。このため制御周期は 0.1 (ms)において、オブザーバの等価時定数 τ_{ob} が、8.0 (ms)、10.0 (ms)、60.0 (ms)の場合において、速度指令値 $\omega = 2.0$ (rad/s)のもと低速駆動制御実験を行った。駆動時の速度推定量を図 5.8 に示す。

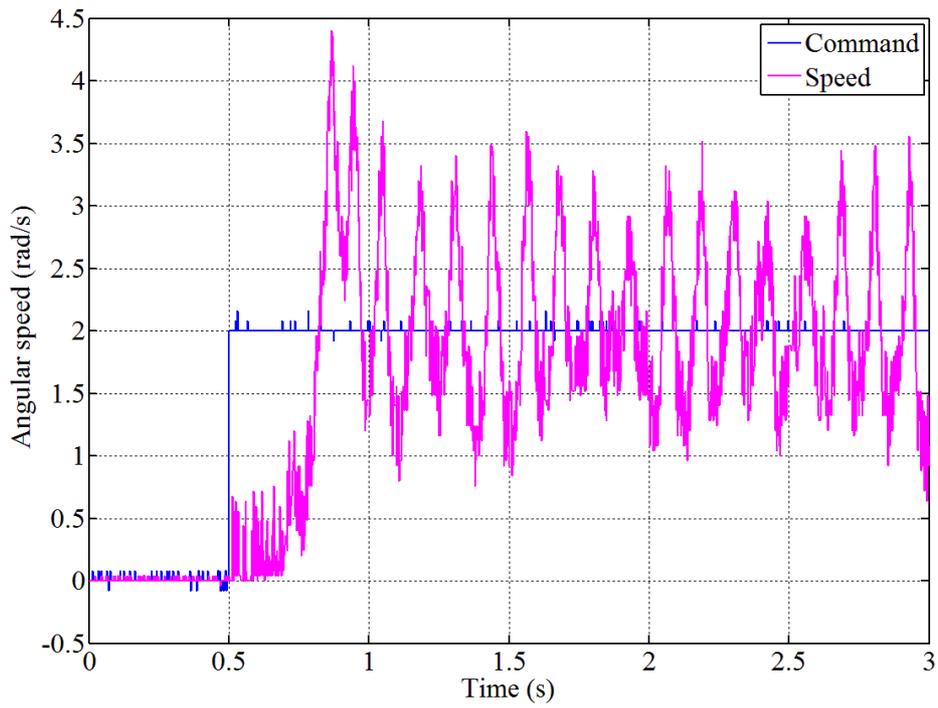


図 5.6 位置の不完全微分により速度演算を行った場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)

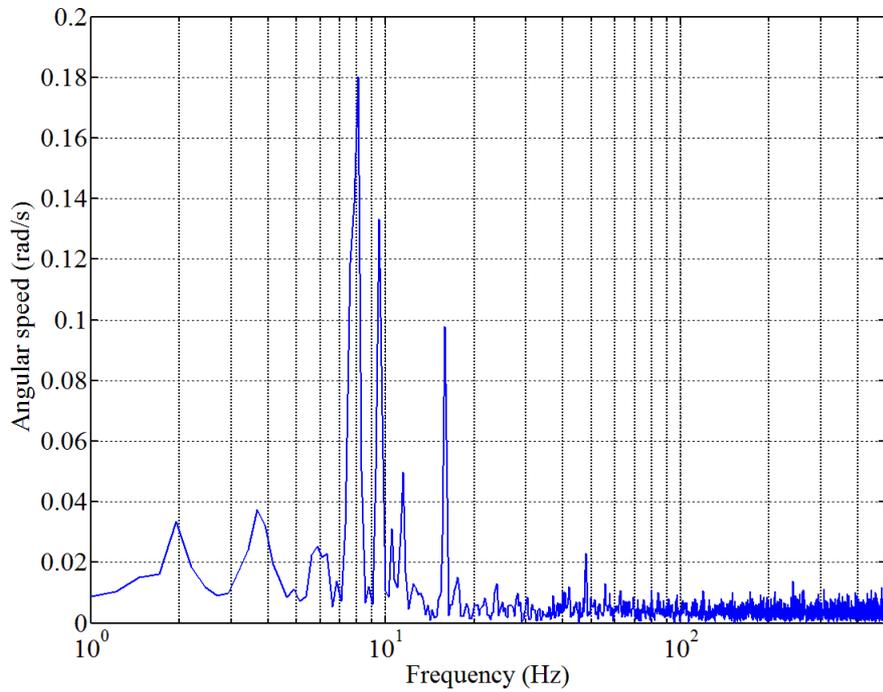


図 5.7 位置の不完全微分により速度演算を行った場合の速度信号のスペクトル
 $\omega = 2.0$ (rad/s)

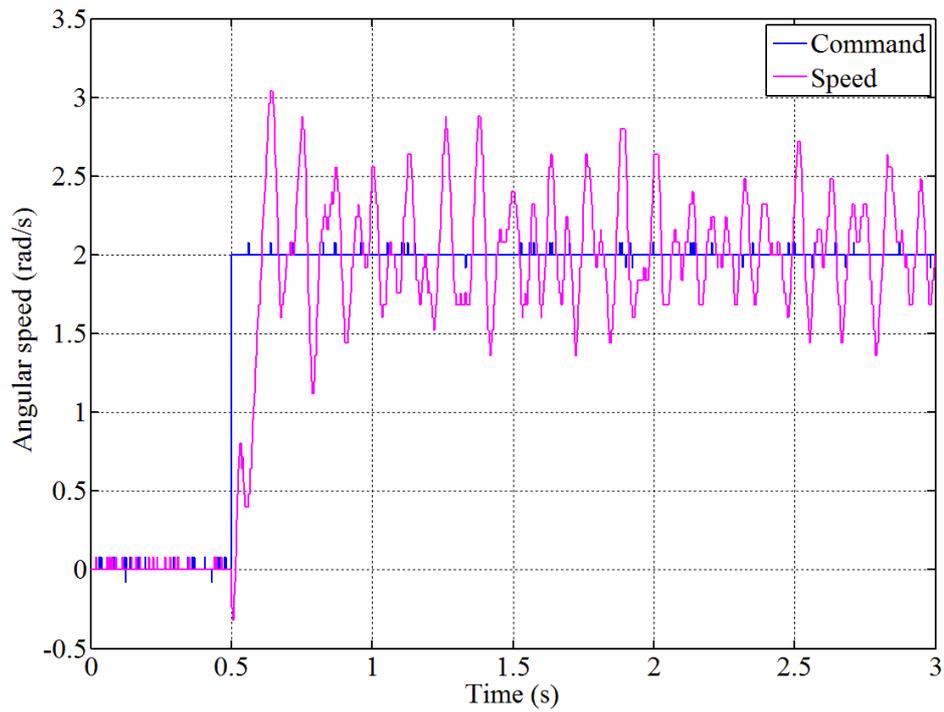


図 5.8(a) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 8.0$ (ms)

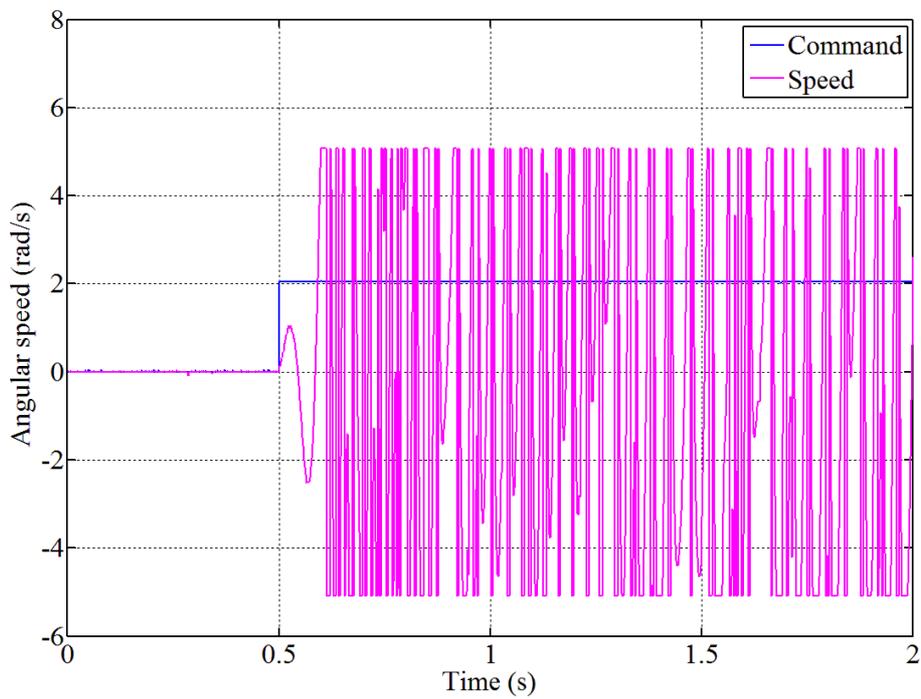


図 5.8(b) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 10.0$ (ms)

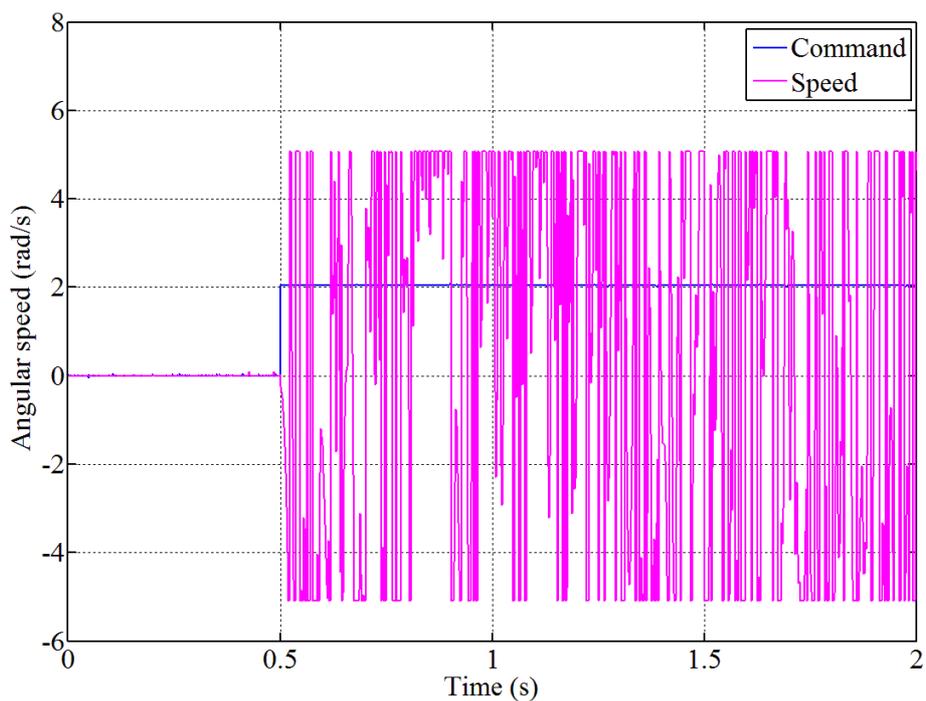


図 5.8(c) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 60.0$ (ms)

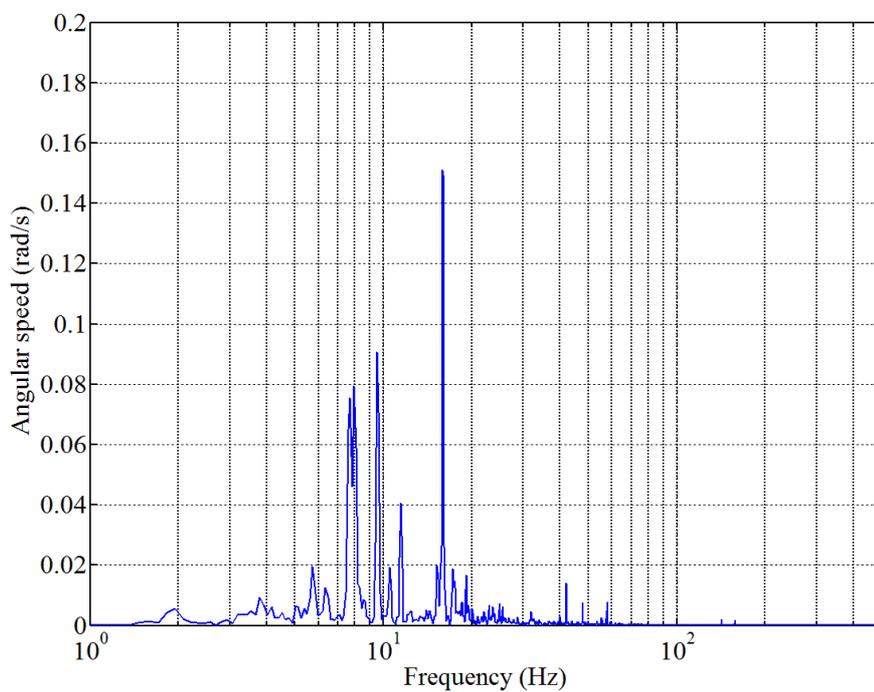


図 5.9 デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度の信号のスペクトル
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 8.0$ (ms)

実験結果より、オブザーバの時定数 τ_{ob} が 8.0 (ms) の場合は、速度演算を不完全微分により行った場合と比較すると、応答の早さは改善されている。一方で 10.0 (ms) 以上の時定数では駆動できなかった。また依然として推定量に振動成分を含んでおり、速度信号の周波数解析を行ったところ図 5.9 のように駆動周波数の成分がのっていた。これは次のような原因が考えられる。dq 理論においては、三相对称が成り立つものとして理論を展開している。しかし実際には回路定数の違いや、電流センサのリファレンス信号が相殺できないなど、三相非対称が生じている可能性がある。このため理論上は直流量である q 軸電流信号は駆動周波数成分を含み、これをもとに推定した速度状態量も必然的に駆動周波数成分を含んでしまう。このため速度の振動分が制御系へ極力影響しないようにする工夫が必要となる。

5.6 速度指令値によるフィードフォワード補償を用いた速度制御実験

5.5 節にて述べたように、三相非対称が生じた場合、速度推定状態量を駆動周波数で振動させる可能性がある。そこで制御系への影響を極力少なくするために、逆起電力補償と非干渉化制御に用いる速度情報として指令値を速度制御系時定数程度のローパスフィルタに通したものをを用いた。不完全微分を用いて速度演算を行ったときの結果を図 5.10 に示す。そしてデュアルサンプリングレートオブザーバを用い、オブザーバの等価時定数を 4.0 (ms)、8.0 (ms)、20.0 (ms) としたときの結果を図 5.11 に示す。なお速度指令値は双方の実験において 2.0 (rad/s) とした。

不完全微分による速度演算を行った場合、定常状態での応答は改善されている。しかし応答の時定数や、オーバーシュートの問題は解決されていない。次にデュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合について検討する。オブザーバの等価時定数が 4.0 (ms) の場合、オブザーバゲインが大きく、エンコーダ信号を得たときに状態訂正が強く効いてしまうため、推定値の揺さぶりが大きくなっている。オブザーバの等価時定数が 20.0 (ms) の場合、オブザーバゲインが小さいためエンコーダからの位置信号による訂正が十分に効かず、状態推定がうまくいっていないと考えられる。オブザーバの等価時定数が 8.0 (ms) の場合、設定したゲインでの時定数程度の応答であり、振動分も少ない。

次に得られた結果のスペクトルを図 5.12 に示す。図 5.9 と図 5.12 を比較すると速度の振動成分がかなり低減されている。特に駆動周波数成分は 90% 減少しており、かなり改善されている。次にコギングトルクに関する考察を行う。 $\omega = 2.0$ (rad/s) におけるコギングトルクの最低次の周波数は 47.75 (Hz) であり、最も大きい成分である。また図 5.12 の実験結果より得られた速度スペクトルにおいても、47.7 (Hz) にピークが存在する。この周波数は駆動周波数の 6 次調波でもあるので、どちらの影響であるかを断定することは難しい。ただコギングトルクの周波数が支配的であったとしても、ピークの値は小さい。この結果より第三試験機では低コギングトルクが達成されていることが分かる。実際に駆動時の騒音・振動もほとんどない。

次に現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの可変速制御での動作を確認する。なおオブザーバの時定数は 8.0 (ms) に設定した。実験結果を図 5.13 に示す。図 5.13 より現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの利点でもあるオンラインでのオブザーバゲインの計算が機能し、可変速駆動に対応できていることが分かる。

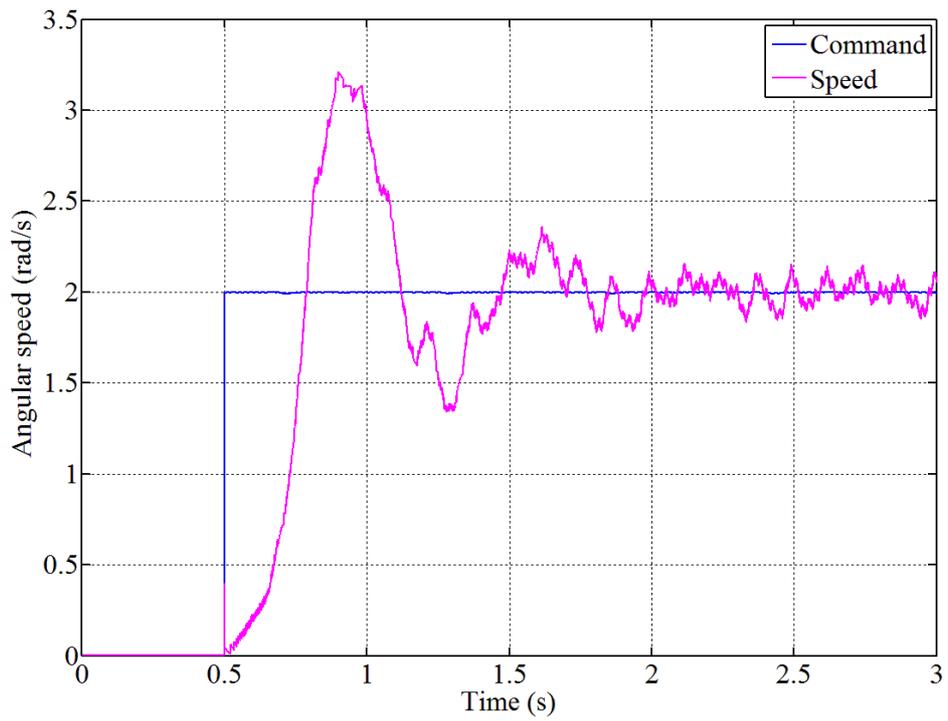


図 5.10 位置の不完全微分により速度演算を行った場合の速度信号

$$\omega = 2.0 \text{ (rad/s)}$$

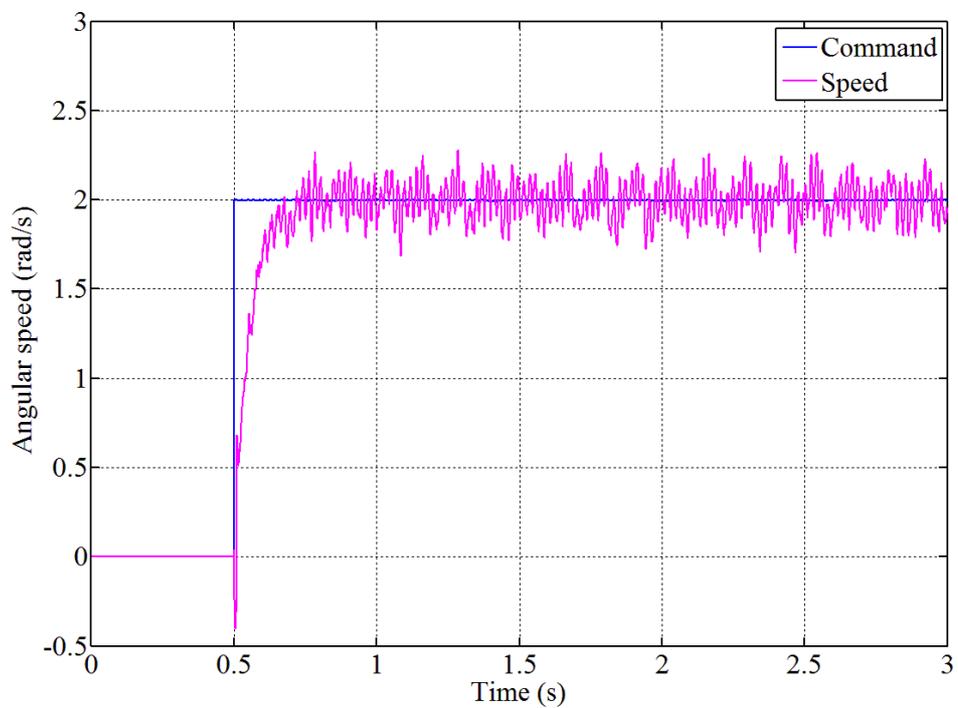


図 5.11(a) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号

$$\omega = 2.0 \text{ (rad/s)}, \tau_{ob} = 4.0 \text{ (ms)}$$

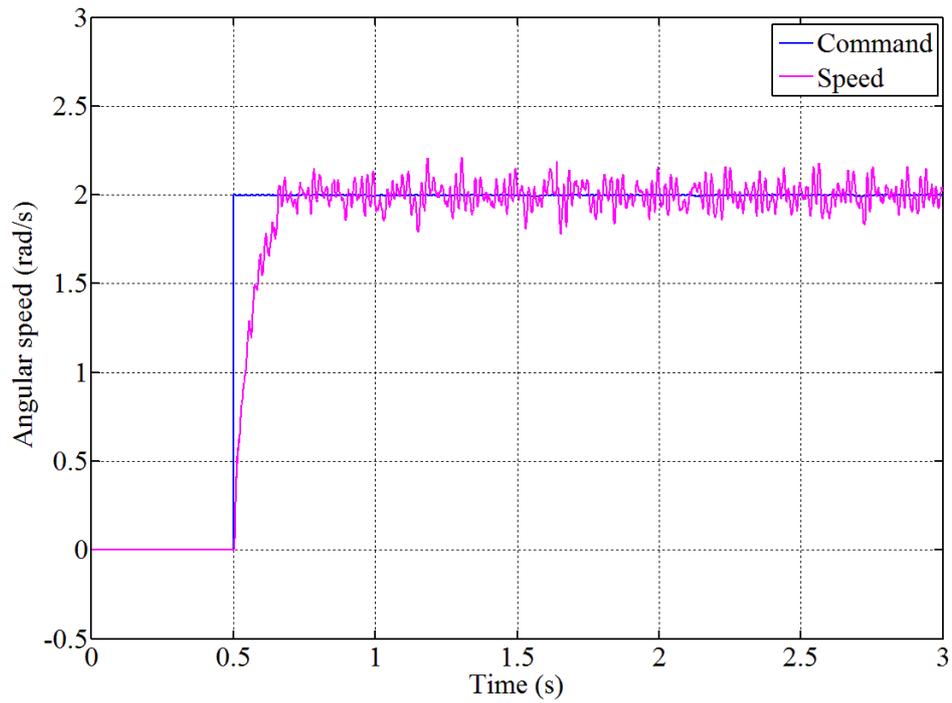


図 5.11(b) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 8.0$ (ms)

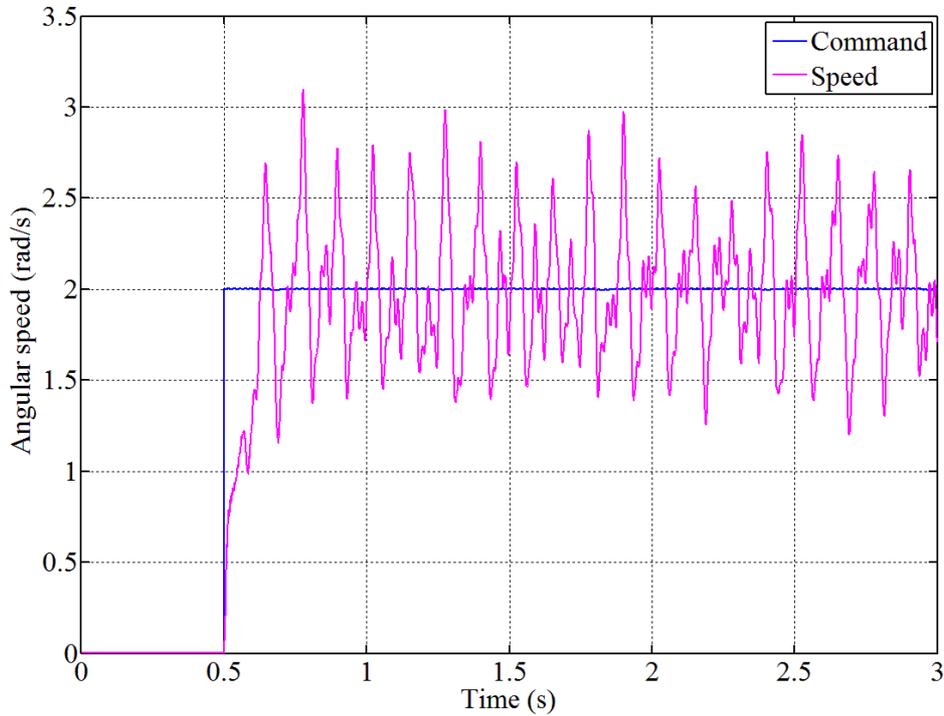


図 5.11(b) デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の速度信号
 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 20.0$ (ms)

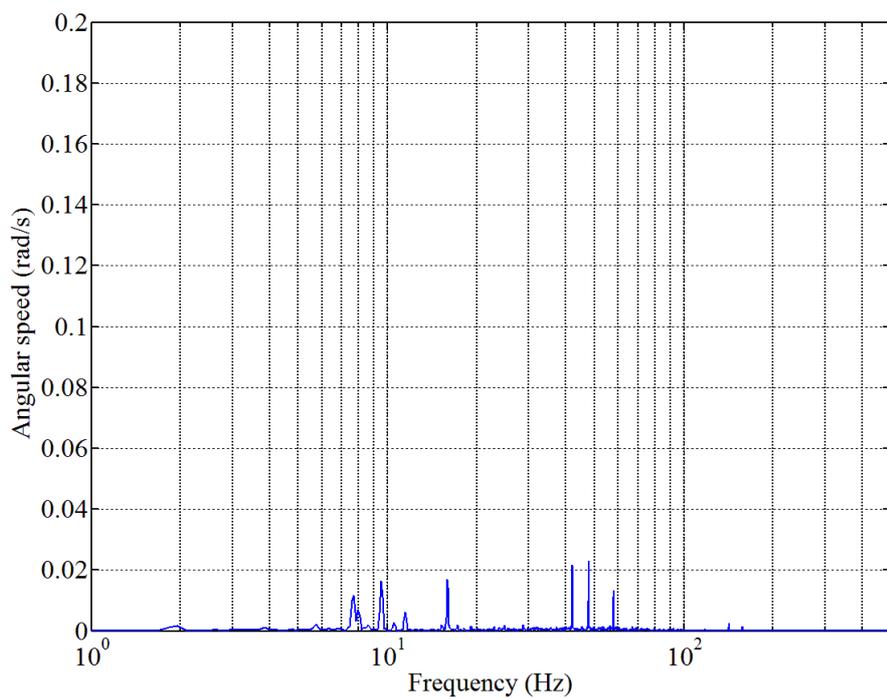


図 5.12 速度指令値をフィードフォワード補償を用いた場合の速度の信号のスペクトル
デュアルサンプリングレートオブザーバ、 $\omega = 2.0$ (rad/s)、 $\tau_{ob} = 8.0$ (ms)

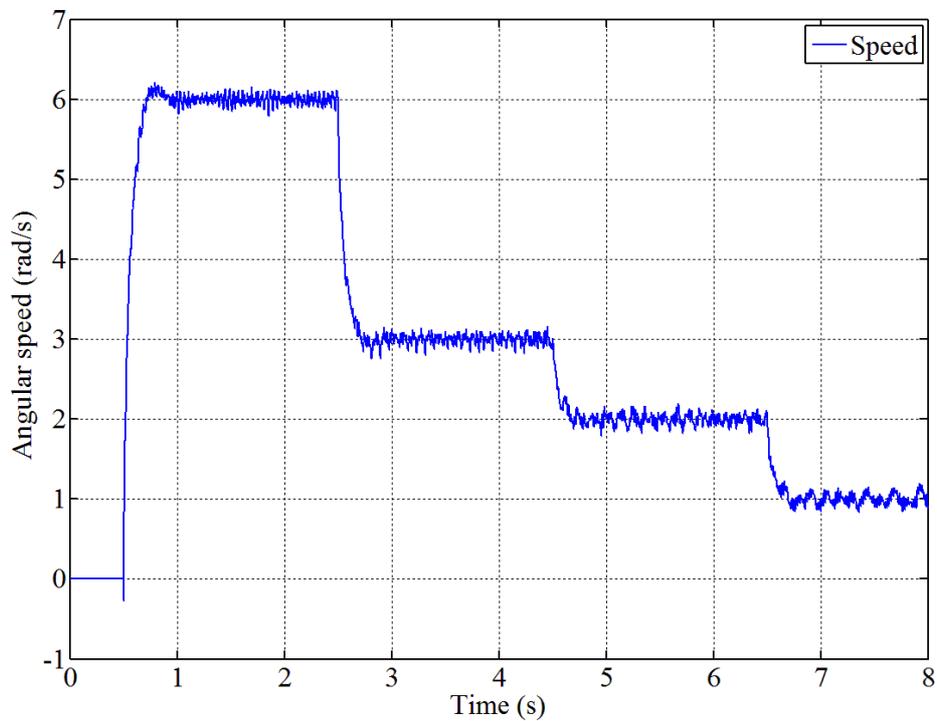


図 5.13 デュアルサンプリングレートオブザーバを用いた場合の可変速制御
 $\tau_{ob} = 8.0$ (ms)

第6章 結論と今後の課題

6.1 結論

本論文では、船舶推進用低速大トルクモータの性能向上を目的に、C型電機子極の磁気回路上の性質を利用したコギング力の評価手法とコギング低減方法、トルク最大化手法、低速駆動性能の向上方法について述べた。モータ設計において注目したコギング低減に関しては、提案した磁石数・電機子極数の組み合わせとコギング力の評価より、磁石数・電機子極数の最小公倍数が大きくなるほど、コギング力は小さくなることを理論的に明らかにした。そしてこのコギング低減手法を実際のモータに適用することにより、コギングトルクの低減が可能であることを第三試験機にて示した。また設計において重要と考えた大トルク化に関しては、空間が制限されたときにトルクを最大化する設計法を提案した。そして電磁界解析を用いた次元探索により、磁石間・電機子極間の漏れが顕著でない場合において良い一致が得られることを示した。さらに提案手法を援用することにより、C型電機子極横方向磁束形モータが既存のモータより高いトルクを達成できる可能性があることを示した。また低速駆動時に生じる制御周期とエンコーダ周期の兼ね合いによる問題の対処法として、現在型デュアルサンプリングレートオブザーバの検討と実装を行った。そしてモータの制御実験を行い、現在型デュアルサンプリングレートオブザーバと指令値フィードフォワード補償を用いることで、応答の改善と幅広い速度領域での運転が可能となることを示した。

6.2 今後の課題

本研究では第三試験機のリニアアンプを用いた速度制御を行うだけにとどまった。しかし汎用のインバータを用いて駆動する場合、高調波の影響により速度の振動や、磁石が発熱するといった問題点が浮かび上がると考えられる。このため負荷試験を行うことにより、CFRP製の回転盤を含め各損失の定量的な評価をすることが重要である。また本研究では達成できなかった大トルク化を目指した設計を行い、船舶用モータとしての位置づけを明確にすることが必要である。

参考文献

- [1] 坪井 和男他, “エレクトリックマシーン&パワーエレクトロニクス,” 森北出版, 2004
- [2] 三木 一郎他, “PM モータの最新技術と適用動向,” 電気学会技術報告, 1145 号, 2009
- [3] 佐川 真人他, “ネオジム磁石のすべて -レアアースで地球を守ろう-,” アグネ技術センター, 2011
- [4] Takahiko Miura, Shinji Chino, Masatsugu Takemoto, Satoshi Ogasawara, Akira Chiba and Nobukazu Hoshi, “A Ferrite Permanent Magnet Axial Gap Motor with Segmented Rotor Structure for the Next Generation Hybrid Vehicle,” International Conference on Electrical Machines, Rome, 2010
- [5] V. Moreno and A. Pigazo, “Future trends in electric propulsion systems for commercial vessels,” Journal of Maritime Research, vol. 4, no. 2, 2007
- [6] Weh, H, Hoffman, H, Landrath, J, “New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with High Efficiency at Low Speeds,” Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, 1988
- [7] Husband, S.M., Hodge, C.G., “The Rolls-Royce Transverse Flux Motor Development,” Electric Machines and Drives Conference, Vol. 3, pp. 1435-1440, IEEE, 2003
- [8] G. Patterson, T. Koseki, Y. Aoyama and K. Sako, “Simple Modeling and Prototype Experiments for a New High-Thrust Low-Speed Permanent Magnet Disk Motor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, No.1, Feb, 2011
- [9] 佐藤 功一, “直接駆動用大トルク永久磁石形同期電動機 -コギングトルク低減設計-,” 東京大学大学院修士論文, 2010
- [10] Koichi Sato, Jung-Seob Shin, Takafumi Koseki and Yasuaki Aoyama, “Basic Experiments for High-torque Low-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor and a Technique for Reducing Cogging Torque,” International Conference on Electrical Machines, Rome, 2010
- [11] 金 弘中, 中津川 潤之介, 酒井 慶次郎, 柴田 均, “高加速度直線駆動装置「トンネルアクチュエータ」,” 日本応用磁気学会誌, Vol. 29 No. 3, 2005
- [12] S. M. Hwang, J. B. Eom, Y. H. Jung, D. W. Lee, and B. S. Kang, “Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors,” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, no. 4, pp. 2806–2809, Jul. 2001

- [13] Tao Sun, Ji-Min Kim, Geun-Ho Lee, Jung-pyo Hong and Myung-Ryul Choi, "Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No.5, May, 2011
- [14] J. Jung, J. Hong, Y. Kim, "Characteristic Analysis and Comparison of IPMSM for HEV According to Pole and Slot Combination," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007
- [15] Sung Chul Oh and Ali Emadi, "Test and Simulation of Axial Flux-Motor Characteristics for Hybrid Electric Vehicles," IEEE transactions on vehicular technology, vol.53, No.3, May, 2004
- [16] Hanne Jussila, Janne Nerg, Juha Pyrhonen and Asko Parviainen, "Concentrated Winding Axial Permanent Magnet Motor for Industrial Use," International Conference on Electrical Machines, Rome, 2010
- [17] <http://fujilab.k.u-tokyo.ac.jp/>
- [18] 松瀬 貢規, "電動機制御工学," 電気学会, 2007
- [19] 古関 隆章, 劉 江桁, "モータドライブ・磁気浮上実験の「とりあえずの制御系設計」実験室からの報告," 電気学会 交通・電気鉄道リニアドライブ合同研究会, 2001
- [20] 今野 雄介, 堀 洋一, "高次外乱補償機能を有する瞬時速度オブザーバ," 電気学会論文誌 D 産業応用部門誌, Vol.112, No.6, 1992
- [21] Lilit Kovudhikulrungsri, "Discrete-Time Observer with Dual Sampling Rates and its Applications to Drive Control with Wide Speed Range (デュアルサンプリングレートをもつ離散時間オブザーバと広い速度領域をもつ駆動制御への応用)," 東京大学大学院博士論文, 2003
- [22] Lilit Kovudhikulrungsri and Takafumi Koseki, "Precise Speed Estimation From a Low-Resolution Encoder by Dual-Sampling-Rate Observer," IEEE/ASME Transaction on Mechatronics, Vol.11, No.6, 2006
- [23] Farzad Nekoogar and Gene Moriarty, "digital control using digital signal processing," Prentice Hall PTR, Prentice-Hall, Inc. 1999

発表文献

[1]中村太一,佐藤功一,古関隆章,青山康明,“コアキシャル形永久磁石同期機の低床式 LRV の車輪直接駆動への応用の可能性-弱め界磁を用いず速度制御範囲を広げる方法-”, LRT 国際ワークショップ, 2010

[2]中村 太一, シンジュンソブ, 古関隆章, “永久磁石形リニア同期モータにおける 8 磁石 9 極配置のギャップ磁束密度の空間高調波分析”, 平成 22 年度電気学会全国大会, 大阪, 2011

[3]中村太一, シンジュンソブ, 古関隆章, “横方向磁束形永久磁石形リニア同期モータにおける磁石と電機子極の組み合わせによるコギング力”, 平成 22 年電気学会研究会, リニアドライブ研究会, 青森, 2011

[4]Taichi Nakamura, Takafumi koseki and Yasuaki Aoyama, “A low-speed high-torque permanent magnet synchronous motor – Reducing cogging torque and eddy current loss- ”, The 20th Magnetodynamics Conference in Pacific Asia (MAGDA2011), Kaoshing, Taiwan, Nov 14th-16th, 2011

謝辞

本研究の遂行にあたり、多くの方々から御指導・御協力をいただきました。

指導教員の古関隆章准教授には修士2年間を通じて絶え間まなく御指導を賜りました。雑談を交えた議論があつて、ここまで研究を進めることができました。今後も深い知識と鋭い洞察力で多くの学生を御指導なさってください。有難うございました。

日立研究所の岩路様には、共同研究において特に制御の面で御指導を賜りました。私の拙い制御にメスを入れていただき、ようやく長いトンネルを抜けることができました。感謝申し上げます。

日立研究所の青山様には、共同研究において技術者の立場からの確かな御指導を賜りました。また多忙の中、学会論文等の審査の手続きを行っていただき感謝申し上げます。

藤本博志准教授には、中間審査、修士論文審査での御指導のみならず、私の突然の研究室訪問願いに柔軟に対応していただきました。自らの研究を見つめなおす良い機会を得ることができました。有難うございました。

技術職員の高田様には、電力機器の扱いの基礎から御指導賜りました。また私の無理難題に対応していただき、実験をスムーズに行うことができました。有難うございます。

去年ご卒業された佐藤さんには、直属の先輩となつていただき、様々な御指導賜りました。夜遅くまで共に議論を交わし設計した三号機が、「するっ」と動いたときの感動は忘れることができません。有難うございました。博士課程1年の申さんには、研究分野が同じということもあり、貴重な意見交換をさせていただきました。これからの更なる飛躍を楽しみにしております。修士課程2年の原君には、研究室での生活からアルバイトまでサポートしていただきました。また趣味が同じということで楽しく研究生活を送ることができました。有難うございます。修士課程2年のエムレ君には、トルコ料理を紹介していただいたり、トルコの文化を教えていただきました。楽しかったです。修士課程1年の山元君には、本研究の遂行にあたり全面的な協力をいただきました。今後古関研究室では最早扱えない程のモータを設計してください。また修士課程1年の川邊君、楊君、そして4年生の角谷君、高橋君、水野君には、研究室を盛り上げてくれました。おかげで楽しく過ごすことができました。これからも頑張ってください。

秘書の松崎様には、事務上の手続きだけでなく、私のつまらない話にもものっていただきました。有難うございます。

最後に、身勝手な私の進路を温かく見守っていただいた家族や友人に感謝の意を申し上げ、ここで筆を置きたいと思います。

平成24年2月8日

中村 太一