

－ 修士論文 －

稠密な電機子構造を有する横方向磁束型主電動機の  
高トルク密度／高力率設計

Design of Transverse Flux-Type Motor for High Torque Density and  
High Power Factor with Dense Armature Structure

平成 25 年 2 月 6 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 37-116495

山元 雄太

## 内容梗概

近年、省エネルギーと環境問題への急速な関心の高まりと相まって、種々の分野で駆動を従来の熱機関からモータにより分担する電動化の波が押し寄せている。その中で、海外との貨物輸送の大部分を占める船舶は元来、トンキロベースにおいて低燃費で省エネルギーな輸送機関として認知されてきた。昨今では、外航船に限らずインターモーダル輸送機関としての内航船へも期待が寄せられている。一方で、近年の燃料コストの上昇に加え、2013年1月より国際海事機関(IMO)が新造船に対しEEDIと呼ばれる燃費基準に相当する環境規制が導入され、燃費効率向上やCO<sub>2</sub>排出量削減、保守性向上によるランニングコスト低減を実現する技術的な方策がより一層求められている。そういった状況で、推進システムの高度化の一つであり、減速機構を用いないモータによる直接駆動方式による船舶推進の取り組みが注目されている。

直接駆動方式とするためには、船舶特有の低速で高トルクを発生させる必要があるため、狭極ピッチによる多極化が比較的容易な横方向磁束型に注目した。先行研究では、自起動できるような低コギングトルクを達成できたものの、ステータ部の空間利用率が低さと小径多巻線による低定格電流という構造的制約からトルク密度と力率が低いという問題点があった。

本論文では、船舶推進に資する高トルク密度及び高力率の実現のための設計法の確立と試作機による検証を目的とする。そのために、同期機における円筒機モデルを援用した基本モデルから同定され、測定量が容易な負荷電流と端子電圧、トルクのみで評価できる新V曲線による試験法を提案し、先行試験機の負荷特性試験を通じてその有用性と従来機の問題点を明らかにした後、浮き彫りになった従来機の大きな問題点である低トルク密度と低力率を解決すべく、ステータ部の空間利用率向上と電機子電流通電量の増加に取り組んだ。前者については、従来のアキシアルギャップモータに利用されている台形状の磁石とコアティースに注目した稠密な電機子構造を採用し、後者に関しては、大きな導体断面と放熱しやすい面接触構造による大電流化と少巻線による低インダクタンス化及び高占積率による体格の小型化が期待される平角線に注目した。設計にあたっては、横方向磁束型モータの設計において本質的な3次元数値計算の省力化を図るべく、トルクを生み出す構造に注目した簡易なモデリングとパーミアンス法にて構築される、最大トルク付近のパラメータサーベイを行うための簡易設計法を提案した。詳細部は3次元有限要素法解析にて詰める方針で設計をした。設計した新試験機は、当初の想定通り、余裕を持った低電流密度  $3.5\text{ Arms/mm}^2$  設計ながらも現状の船舶推進並みの高トルク密度  $11.4\text{ Nm/l}$  と従来の横方向磁束型では達成し得なかった高力率  $0.975$  を達成できることを実験的に明らかにした。

# 目次

<b>1</b>	<b>はじめに</b>	<b>1</b>
1.1	研究の背景	1
1.2	目的	2
1.3	論文の構成	3
<b>2</b>	<b>先行試作機における同期機理論に基づく特性の実験的評価</b>	<b>4</b>
2.1	先行試作機の設計思想	5
A	初代機 – G. Patterson <i>et al.</i>	5
B	第二試作機 – K. Sato <i>et al.</i>	5
C	第三試作機 – T. Nakamura <i>et al.</i>	6
2.2	Finite Element Analysis (FEA) によるモータパラメータ及び特性の同定	7
2.3	同期機理論に基づいた試験機の実験的評価	8
2.3.1	円筒機モデルの概要	9
2.3.2	Non-salient-type PMSM への円筒機モデルの拡張	10
A	無負荷誘起電圧測定試験	11
B	三相短絡特性試験	12
C	供試機モデルの同定	13
2.3.3	負荷特性試験	14
A	発電機モードでの負荷特性測定	15
B	電動機モードでの負荷特性測定	17
2.4	新試験機設計のための先行試作機における問題点の整理	19
2.4.1	旧型試験機の課題	19
2.4.2	新試験機設計の位置付け	20
<b>3</b>	<b>ステータの空間利用率向上に注目した簡易高トルク密度設計</b>	<b>21</b>
3.1	新試験機の設計要件	21
3.2	高トルク密度を実現するための基本的戦略	21
3.2.1	トルク定数の向上	21
3.2.2	電機子電流通電量の向上	22
3.3	アキシアルギャップ型モータのトルク発生原理に注目した簡易設計法	24
3.3.1	体系的なモータ設計手順の必要性	24
3.3.2	従来解析的手法の問題点と提案する簡易設計法のコンセプト	24
3.3.3	新試験機に係る簡易設計工程の整理	24
3.3.4	最大トルク計算のためのモデリング	25
3.3.5	パーミアンス法による磁石磁束の算定	26
3.3.6	漏れ磁束に注目した有効磁束の同定	28
I	仮定磁路法による漏れ磁束の同定	28

2. 磁気飽和に起因する漏れ磁束の同定	29
3.3.7 極コアコンビネーションの取り扱い	30
3.3.8 トルク推定プロセスの体系化	30
<b>4 数値解析を援用した新試験機的设计</b>	<b>32</b>
4.1 新試験機的设计手順	32
4.2 簡易设计法の妥当性評価と数値解析初期値の選定	32
4.3 FEA を援用した詳細设计	34
4.4 製作性と高トルク密度／高力率を両立した设计改良	34
4.4.1 コア材の選定	35
4.4.2 高コイル占積率を有する平角線の開発	36
4.5 系統的電機設計学に沿った新試験機の評価	38
4.5.1 古典的電機設計学における従来の電気機械設計	38
4.5.2 系統的設計学に基づいた新旧試験機の装荷量分配の妥当性検証	39
4.6 ベクトル制御下における新試験機の基本特性	41
4.6.1 電圧／電流制限下での $N-T$ 特性	41
A 定トルク領域 – 低速駆動域 $\omega \leq \omega_b$	42
B 定電力領域 – 高速駆動域 $\omega > \omega_b$	42
4.6.2 電圧／電流制限下での効率マップ	42
4.7 新試験機設計手順の総括	43
<b>5 新試験機の試作と各種試験による基本特性評価</b>	<b>45</b>
5.1 実験機試作に係る主要構成部材の選定	45
5.1.1 界磁側永久磁石	45
5.1.2 ロータ構成部材	47
5.1.3 ステータ構成部材	47
5.1.4 その他構成支持材	48
5.2 新試験機の概要と基本モータパラメータの実験的同定	49
5.2.1 実験による基本モデル回路定数の決定	49
A 電機子巻線抵抗測定 – 直流電圧降下法	49
B インダクタンス測定 – 単相交流静止試験／三相短絡回転試験	52
B-1 三相短絡回転試験	52
B-2 単相交流静止試験	52
C 無負荷誘起電圧（永久磁石電機子鎖交磁束）定数測定 – 無負荷電圧特性試験	54
D FEA との整合性／妥当性評価	54
5.2.2 歴代試作機との基本特性パラメータの比較	56
5.3 基本モデル負荷特性試験	56
5.3.1 発電機モードでの負荷特性測定	56
5.3.2 電動機モードでの負荷特性測定	58



<b>6 おわりに</b> .....	<b>61</b>
6.1 本論文における検証項目とその達成度の評価 .....	61
6.2 今後の課題 .....	61
<b>参考文献</b> .....	<b>63</b>
<b>発表文献</b> .....	<b>67</b>
<b>謝辞</b> .....	<b>68</b>
<b>付録 A モータパラメータの FEA による同定法</b> .....	<b>70</b>
<b>付録 B 古典的同期機理論の等価回路法に基づく永久磁石機の評価法</b> .....	<b>71</b>
1. 電機子巻線抵抗試験 .....	71
2. 無負荷特性試験 .....	72
3. 三相短絡特性試験 .....	72
4. 負荷特性試験 .....	72
(a) Generator operation .....	72
(b) Motor operation .....	73
<b>付録 C 簡易設計法の詳細</b> .....	<b>75</b>
C.1 TFM のモデリング .....	75
C.2 パーミアンス法による PM 磁束およびトルクの算定式 .....	75
<b>付録 D 系統的電機設計学による電気機械の設計</b> .....	<b>78</b>
D.1 同一体格における機械設計問題の捉え方 .....	78
D.2 スケールアップを考慮した設計と装荷量分配 .....	78
D.2.1 完全相似形による回転機設計の問題点 .....	78
D.2.2 スケールアップを考慮した装荷量の適切な分配 .....	79
D.3 系統的電機設計学を援用した設計 .....	79

## 1 はじめに

モータは Fig. 1.1 に示すように、産業、民生部門問わず社会で動力および空調用途にて幅広く利用されており、その駆動のために現状では日本国内における消費電力総量の 57%にあたる 573 TWh が消費され[1], このうち、80%以上を産業分野だけで消費している. 全電動機の効率を 1%向上させるだけで 50 万 kW 級発電所一基分を削減できるという試算もされており[2], より一層の効率向上による省エネルギー効果が期待されている. そこで、界磁に永久磁石を利用した同期電動機の研究がさかんに行われている. これは、希少金属の一部である希土類元素を利用した高エネルギー積を持つネオジム磁石が開発／実用化されたことによるところが大きい. 現在では、洗濯機などの家電製品から HEV, EV, 鉄道などに至るまで広範囲にわたり応用がなされている.

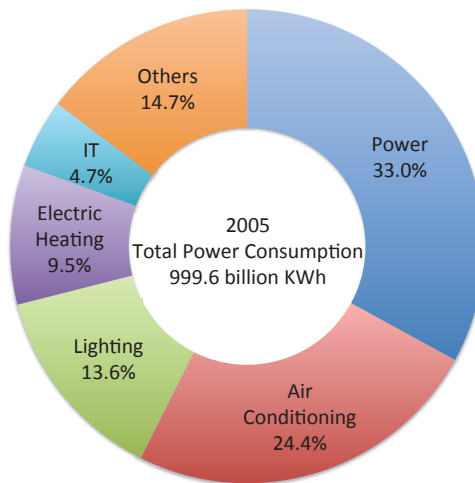


Fig. 1.1: Total power consumption in Japan[2].

### 1.1 研究の背景

従来エンジンをはじめとする熱機関により駆動されてきた自動車に限らず、種々の分野において、省エネルギー、保守性の向上が期待され、電動化の波が押し寄せている. こうした状況において、省保守で信頼性を向上させる上で、減速機構のない直接駆動タイプの低速高トルクモータが鉄鋼用ミルモータや電気自動車／電気鉄道の駆動モータ向けに注目されている. 実際には、社会からの要請が極めて大きいにも関わらず、モータの回転速度の高速化に伴う小型化とギア自身の高性能化による信頼性向上及びコストの問題から、直接駆動型モータのラインナップは殆ど存在しない.

船舶分野においても電動化の波は例外ではなく、さらなる省エネルギー化が期待されている. すなわち、貨物や旅客の海上輸送を担う船舶はトンキロベースで見た際に、低燃費で省エネルギーな輸送機関として認知されてきた[3-5]. 昨今では、外航船に限らず、インターモーダル輸送機関としての内航船にも期待が寄せられている. 一方で、近年の燃料コストに代表されるランニングコストの上昇に加え、2011 年 7 月に開催された国際海事機関 (International Maritime Organization, IMO) 第 62 回海洋環境保護委員会にて、2013 年 1 月から新造船に対して自動車の燃費規制に相当するエネルギー効率設計指標である EEDI (Energy Efficiency Design Index) と呼ばれる環境規制が発効することが決定され、二酸化炭素排出量削減や燃費効率のさらなる向上が求められている[6,7]. EEDI は、

$$EEDI[\text{Fuel Efficiency}] = \frac{CO_2 \text{ Emission}[\text{g}]}{\text{Weight of freight}[\text{tons}] \cdot \text{distance of conveyance}[\text{miles}]} \quad (1.1)$$

で定義され、1 トンの貨物を 1 マイル運搬するのに要する二酸化炭素排出量を示す. EEDI を向上させるためには、

- A 排出量削減
- B 貨物積載量の増加
- C 速力の増加

といった方策を実施する必要があるが、 $B$  は既存の一回り大きな船と比較されるので、実質的に EEDI を向上させることは難しい。また、一般に、速力の3乗に比例して燃料消費量が増加してしまうため、 $C$  の速力の増加も燃費の劇的な改善がなされない限りは難しい。実際に、現状では、一昨年度の東日本大震災における節電の一環で一部鉄道事業者が実施していた減速運転の取り組みと同様に、操船において意図的に減速運転をすることにより省エネルギーを実現しようとする試みがなされている。しかしながら、減速運転による対応のみでは、将来的に EEDI が強化された場合に基準を達成できない可能性がある他、長期的には速力低下により貨物輸送量の低下を招く。そのため、 $A$  の排出量削減及び省エネルギーを実現する根本的／技術的な方策の提案／具体化を多方面から遂行する必要性がある[8]。

一般に、船舶の省エネルギーと環境負荷を低減するためには、以下の3つの観点から取り組みがなされている[8,9]。

A-1 摩擦抵抗の低減 – マイクロバブルを用いる空気循環システム、低摩擦抵抗塗料、船形の最適化

A-2 推進システムの高度化 – プロペラの改良（二重反転、可変ピッチ）、電気推進及びハイブリッドシステム[10]

A-3 運航／操船の効率化 – 最適航路探索システム、操船の高度化[11]

この中で、省エネルギーや高信頼性、省保守に加え、船内レイアウト自由度向上による積載量の増加などのメリットから推進システムの高度化の観点で A-2 の取り組みの1つである電気推進システムが注目されている。このシステムは、通常の回転式モータと減速装置による組み合わせによるものと直接駆動方式に大別される。現状では、制御の容易性から、DC モータを用いたものや、コストが安価で他のドライブシステムで実績のあるインバータと誘導機及び減速装置による組み合わせが主流である[12,13]。DC モータを用いる場合には、ブラシ／整流子の定期的な交換が必要である他、減速装置がある場合にも定期的に分解した上でメンテナンスを施す必要がある。他方で、直接駆動方式としては、超伝導磁石と常伝導磁石（永久磁石）によるものが提案されている。超伝導モータでは、超伝導コイルによる極力な電磁石構成が可能であることから、高トルク密度が実現できる反面、常時波による揺動状態にある船舶においては冷凍機の冷却効率が低下しやすい他、保守性に問題がある[14]。一般に、主電動機には、環境負荷の低減や省エネルギー化に加え、省保守及び高信頼性が要求される。したがって、減速機構を用いないことによるメンテナンスフリーと信頼性向上及びシステム全体としての小型化が期待される希土類永久磁石を界磁側に用いた直接駆動型主電動機が注目を集めている。

## 1.2 目的

先行研究では、直接駆動方式の推進用主電動機を念頭にして設計及び実機検証を進めてきた。設計する際には、船舶特有の性能である低速で高トルクが必要とされる。そこで、狭極ピッチで、多極構成に向くため、低速高トルクを実現できる可能性から、H. Weh. *et al.*[15]によって提案された横方向磁束型（Transverse Flux-type Motor, TFM）を採用した。従来の TFM では、高推力密度が達成しやすい反面、大きなデメリットとして、構造の複雑さ、低力率が指摘されてきた[16,17]。そこで、構造の複雑さに対しては、H.J. Kim *et al.*[18]により提案されたトンネルアクチュエータ（Tunnel Actuator, TA）の構造をうまく転用し、C 型形状の電機子コアとし、可動子側にはコアを持たない構造とすることで可動子重量を軽減している。したがって、アキシシャルギャップ型モータで問題点として指摘されている軸方向への鉄心吸引力に起因したスラスト荷重によるベアリング負担の軽減を図ることができる構造を有する。

第2章にて後述するが、3号機では、1,2号機でモータを自起動させる上で問題となりうるコギングトルクの問題を解決したものの、高トルクモータという点では、課題が残る結果となった。したがって、新試験機を設計するにあたって、高トルク密度化を実現することが一義的な目的である。具体的には、Fig. 1.2 に示したように、現状存在している他の推進モータの動向を踏まえ、10Nm/l をターゲットとして設計を進める。また、本質的に TFM の有するデメリットの一つである力率に関しては、先行試作機においても、力率は通常の回転型モータと比較して低い。低力率は、モータ駆動のためのインバータ／コンバータをはじめとする電力変換器容量の増大を招く。容量の増加は、変換器の体格が大きくなるという結果をもたらすため、モータ自体の高トルク密度化実現による小型化を実現したとしても、ドライブ装置も含めた電気推進システム全体としては大型となってしまう。電気推進による小型化、船舶レイアウト自由度上昇のメリットを享受できない、もしくは、その効果が限定的になってしまう。そこで、高トルク密度に付随して、力率向上

も併せて達成する必要がある。具体的には、従来の TFM では達成し得なかった力率 0.80 以上をターゲットとする。加えて、先行研究において悩まされてきたコギングトルクによる自起動や振動／騒音の問題を引き起こさぬよう、定格トルクに対する比を商用永久磁石機 (Permanent magnet synchronous machine, PMSM) 程度の 3% 以内という条件を付与する。すなわち、設計要件として、

- <1> 高トルク密度化  $\tau > 10 \text{ Nm/l}$  @ 電流密度  $J_n < 5.0 \text{ Arms/mm}^2$
- <2> 高力率化  $PF > 0.80$
- <3> 低 peak-to-peak コギングトルク／定格トルク比  $\tau_{cog} > 3\%$

を規定する。以下では、設計要件を満たす高トルク密度／高力率を有する船舶推進用主電動機を念頭に、永久磁石の磁石量  $V_{PM}$  及びモータ体積  $V_m$  を 3 号機と同量 を上限として設計を進める。

### 1.3 論文の構成

本論文は、第 2 章にて先行研究において提案された横方向磁束型船舶推進用主電動機の問題点を従来からの同期機理論における円筒機モデルに基づいた試験を通じた体系的な特性評価を実施し、本論文の主たる内容である高トルク密度電動機的设计に向け問題点を明らかにする。第 3 章では、問題点であった低トルク密度／力率を解決すべくステータ空間利用率向上による高トルク密度化設計のためのツールとしての簡易設計法について提案する。第 4 章では、簡易設計法にて大まかな設計の後、詳細部に関して有限要素法による数値解析を援用した新試験機的设计を詰めて、当研究室で製作してきた 3 つの試験機との性能比較を行う。その際には、製作性を考慮した一部改良点について特に詳しく記述する。第 5 章では、第 2 章と同様の評価と、表面磁石型モータで主流の  $d$  軸電流 0 制御下での評価を併せて行い、従来機との性能比較／数値解析との比較を行い、本設計の目標達成可否に関して判断する。なお、本論文における詳細な式展開／導出過程は煩雑であるため付録に譲り、本文では、原則的に結果として得られる式のみを示す。

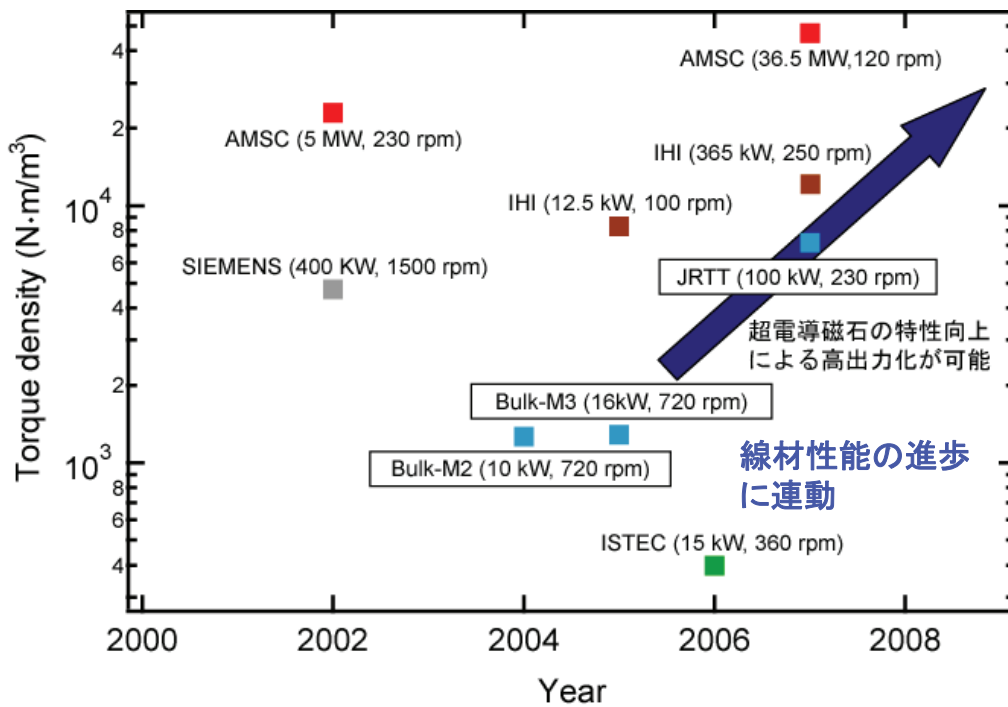


Fig. 1.2: Transition of torque density in main motor for electric ship propulsion[14].



## 2 先行試作機における同期機理論に基づく特性の実験的評価

低速高トルク性能を実現させる上で, Fig. 2.1 に示す種々のメリットを有する多極化と Fig. 2.2 に示すアキシアルギャップ (軸方向空隙) 型に注目した. Fig. 2.3 に示すように, 従来のラジアルギャップ (径方向空隙) 型では, スロットを増加させた場合に巻線の制約を受けてしまうため, 多極化に際して大きな障害となる. そこで, 1 で言及したように, 多極化に向くアキシアルギャップ (軸方向空隙) 型の一つで, 進行 (回転) 方向に対して, 磁路が垂直に形成される特長を有する Figure 2.4 に示す横方向磁束型 (Transverse Flux-type Machine, TFM) に注目して, それをベースにした試験機的设计/試作を重ねてきた[21-24]. ここでは, 新型試験機的设计に向け問題点を抽出すべく, 一昨年製作した先行試作機である第三試験機に関する実験的評価をその試験法と併せて述べる.

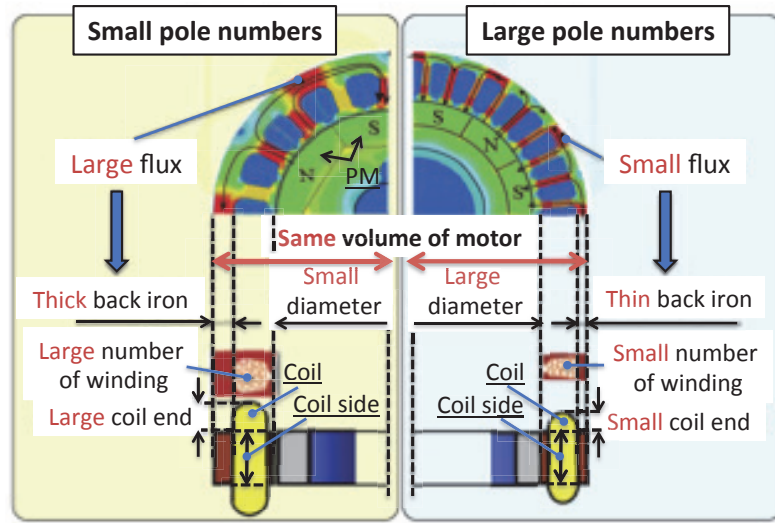


Fig. 2.1: General ideas on electric machine with small and large pole numbers [19].

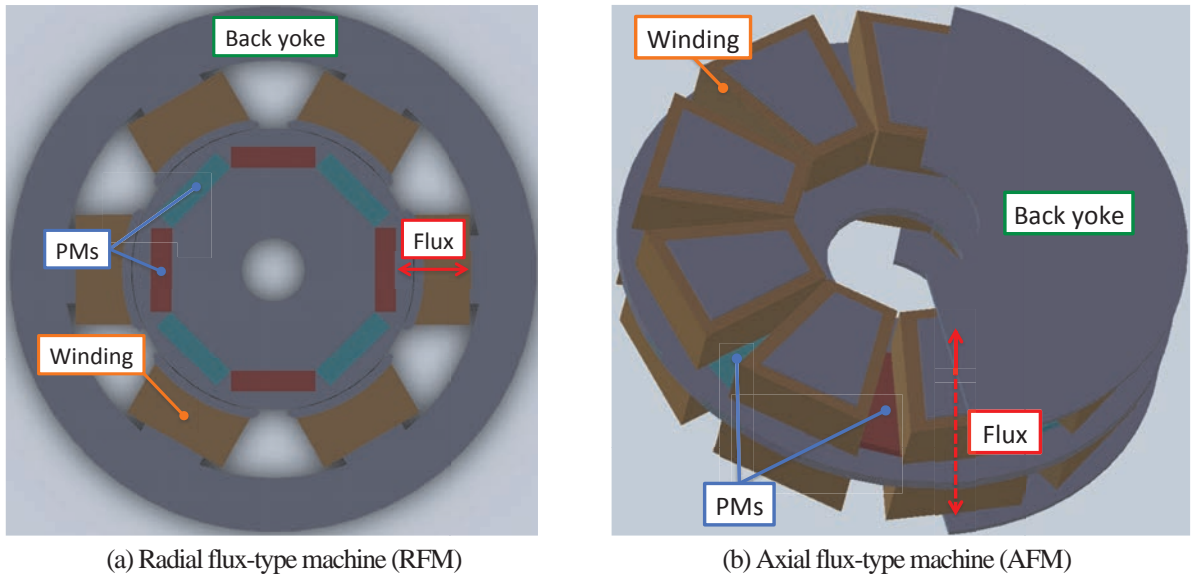


Fig. 2.2: General configuration of two-type motors with different flux paths.

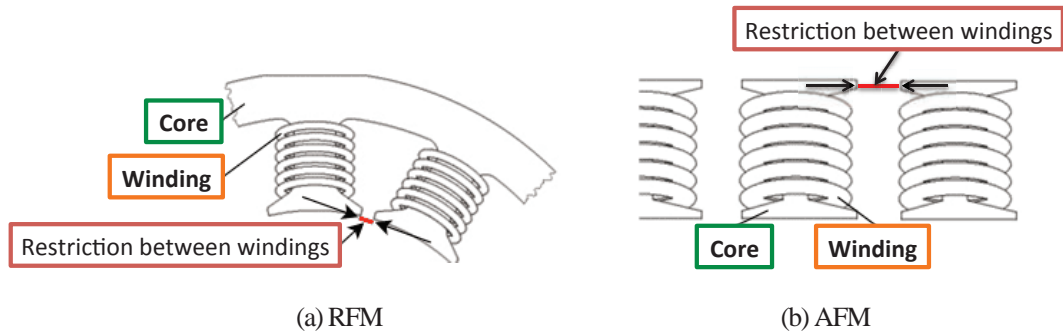


Fig. 2.3: Difference of flexibility in the space between windings and core teeth [20].

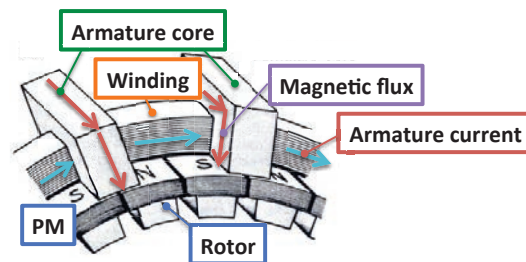


Fig. 2.4: Structure of TFM proposed by H. Weh [15].

## 2.1 先行試作機の設計思想[21-24]

当研究室では、3世代にわたって試作機を製作し、実証試験に取り組んできた。以下に、その位置付け／概要を示す。

### A 初代機 – G. Patterson *et al.*[21]

極数こそ36極であったが、コア数が6個と極めて疎な構造をしており、元々トルクや出力が小さい設計で、原理実証という意味合いが強いものであった。

### B 第二試作機 – Sato *et al.*[22,23]

初代機の問題であるコギングトルクと低トルクを解決すべく設計に取り組んだ。コギングトルクに関しては、スキューイングを取り入れ、最適なスキュー角を理論的に検討の後、実機に取り入れ、極数及びコア数を38極、18個にそれぞれ増やし、本格的な試験に耐えうる構成とした。しかしながら、第二試作機においても、ビルディングファクターもあり、当初想定したほどのコギングトルク低減効果は得られず、自起動には課題を残す結果だった。また、SUSにて製作したロータ板にて生じる発熱損失も問題であり、無負荷運転時でさえ銅損と同程度で、全損失の1/3を占めてしまった。これは、高調波成分を多く含んだ性能の悪い古いインバータにて特に対策をせずに駆動したことで生じたうず電流損失が主たる原因だと推察される。こうした二つの要因から、無負荷状態で通電せずに手で回した状態においてもブレーキがかかった状態で回転させるのに大変苦勞する有様であった。

加えて、磁気回路理論による計算に基づいた2次元的设计のために、漏れ磁束が十分に考慮されておらず、Table 2.1に示すように、理論的に計算したインダクタンスに比べて、漏れインダクタンス分の増分により18%程度インダクタンスが増加し、結果として、力率が低下してしまった。力率の低下はモータ駆動用の変換器容量の増加を招いてしまい、主電動機やその他駆動用装置を含めた全体での体格の増加が生じるため、電気推進システムに期待される小型効率化の面で好ましいことではない。

Table 2.1: Comparison of motor parameters between theoretical and experimental values in previous TFMs [22,23].

Symbol	Item	1st prototype machine		2nd prototype machine	
		Theory	Experiment	Theory	Experiment
$2p$	Pole number	36 poles		38 poles	
$R_a$	Armature resistance	0.319 $\Omega$	0.379 $\Omega$	2.18 $\Omega$	2.56 $\Omega$
$L_U$	U-phase self inductance	0.444 mH	2.35 mH	57.5 mH	68.0 mH
$K_e$	Back EMF coefficient	0.0272 Vs/rad	0.0210 Vs/rad	0.398 Vs/rad	0.256 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	0.489 Nm/A	0.378 Nm/A	7.56 Nm/A	4.86 Nm/A
$f$	Rated drive frequency	50 Hz	50 Hz	35 Hz	35 Hz
$PF$	Rated power factor	0.995	0.874	0.760	0.581

### C 第三試作機 – T. Nakamura *et al.*[24]

第三試作機（以下、先行試作機または従来機）では、低コギングトルク、漏れ磁路をつくりにくい構成による低インダクタンス／高力率の追求を製作性向上の下で実現することが大きなテーマであった。前者に関して、徹底的なコギングトルクを図るべく、磁極とコアの数の組み合わせ（8極9コア配置）とスキューイングを同時に採用した。その際、Fig. 2.5 に示す一般的な8極9コア配置では、1コア毎にコイル通電方向あるいは相が異なるため、各コアに集中巻を施す。ゆえに、同相であっても、3ティース一括巻線を施すことは基本的には不可能で、かつ、各コアに巻線を施す分労力がかかってしまう。そこで、第三試作機では、Fig. 2.6 に示すように、通常の配置にて通電方向が逆である真ん中コアを抜いて、電気角的な位置関係を保って各相3コア分を一括して集中巻線を施す特殊な歯抜け構造を採用することで製作性を向上させた。また、この構造は、隣接ティース間への漏れパスを防ぐことができるため漏れインダクタンス最小化によるインダクタンス低減効果が期待される。加えて、スキューイングは、Fig. 2.7 に示すように、ロータ側は周方向に長方形永久磁石を配置している構造に対して、ステータ側は3ティース一括巻線としたため、両者の構造の違いに起因して自動的に磁石とティース間に角度が付くことで実現した。これにより、一般的に、極スロットコンビネーションによるコギングトルク低減対策は製作時に流入するバラツキへの感度が高いことが知られているため[25,26]、両低減策を講じることで、製作上のずれにもロバスト性ある設計とした。

他方で、ロータ板のうず電流損低減には、航空機にも利用され強度も有する炭素繊維（Carbon-Fiber Reinforced Plastic, C-FRP）を採用して、ロータ板を作製することとした。C-FRPの抵抗率は、0.1  $\Omega\text{m}$  であり、SUSの $7.2 \times 10^{-7} \Omega\text{m}$ に比べて極めて大幅な損失の低減が期待できる。なお、設計時においては、1, 2号機にて当初考慮していなかった磁路によるインダクタンス増加による力率低下を加味し、設計詳細部を詰める際には有限要素法による数値解析を援用した。

加えて、高トルクを実現すべく、Fig. 2.4 に示したように、TFMの狭極ピッチ化しやすい特長[15]を十分に活用し、第二試験機よりも30%程度極数を増加させた多極構造を採用した。

なお、設計の際には、1, 2号機にて2次元的设计のために漏れパス分の考慮が不十分であったため、3号機における設計では、より精度のよい特性算定及び詳細部の設計も実施できるように、3次元数値解析を援用して設計を進めた。

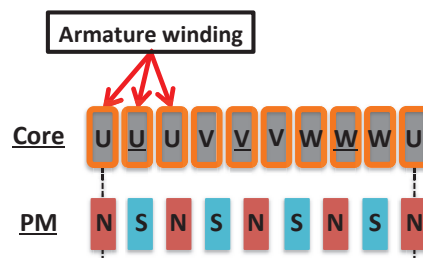


Fig. 2.5: Ordinary structure of 8pole-9core combination.



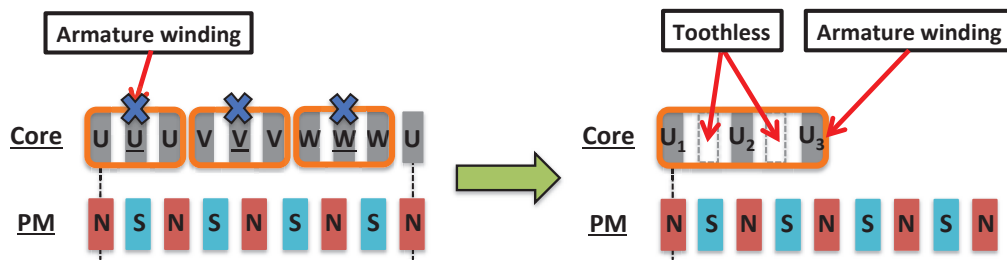


Fig. 2.6: Structure of armature windings in 3rd prototype machine.

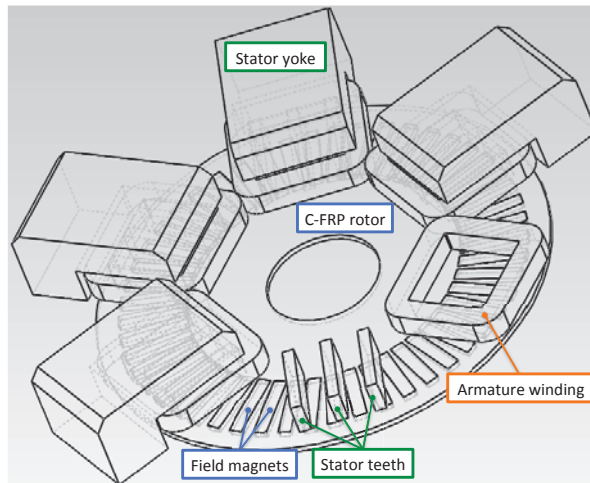


Fig. 2.7: Outside drawing of 3rd prototype model.

## 2.2 Finite Element Analysis (FEA) によるモータパラメータおよび特性の同定

2.1 にて述べた設計思想に基づいて設計した先行試作機（3号機）に関し、Fig. 2.8 に示す解析モデルを用いて、有限要素法数値解析（Finite Element Analysis, FEA）を援用することで、性能評価および制御器設計を行う上で重要なモータパラメータの同定を行う。具体的には、電機子巻線抵抗 $R_a$ は、通常の抵抗の定義式から、 $d, q$  軸インダクタンス $L_d, L_q$ は、S. Morimoto *et al.*[27]による提案測定法から、誘起電圧定数 $K_e$ やトルク定数 $K_t$ は無負荷時を仮定した解析から求めた電機子鎖交磁束 $\varphi_0$ から、それぞれモータパラメータを算定した。なお、計算式の詳細は、付録Aを参照されたい。

Fig. 2.9 には、電機子電流の供給の違いによる U 相分電機子鎖交磁束 $\varphi_{u0}$ を、Table 2.2 には、先行試作機のモータパラメータを各々示す。ここで、定格力率は、3号機が Surface Mounted PM (SPM) 型であることを考慮して、 $d$  軸電流 0 制御を仮定して算定した。

Table 2.2 から、数値解析的には、3号機では2号機と比べ力率、トルク定数が共に向上し、かつ、コギングトルクが大幅に低減され定格トルク比で 0.3% 程度と自起動には全く問題ないレベルに設計できていることが明らかになった。

Table 2.2: Comparison of motor parameters in previous TFM's [21–24]

Symbol	Item	1st (Experimental value)	2nd (Experimental value)	3rd (FEA value)
$2p$	Pole number	36 poles	38 poles	50 poles
$R_a$	Armature resistance	0.379 $\Omega$	2.56 $\Omega$	7.58 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	3.53 mH	102 mH	142 mH
$K_e$	Back EMF coefficient	0.0210 Vs/rad	0.256 Vs/rad	0.208 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	0.378 Nm/A	4.86 Nm/A	5.20 Nm/A
$f$	Rated drive frequency	50 Hz	35 Hz	35 Hz
$PF$	Rated power factor	0.874	0.581	0.646
$T_{cog}$	Cogging torque	–	3.0 Nm	0.04 Nm

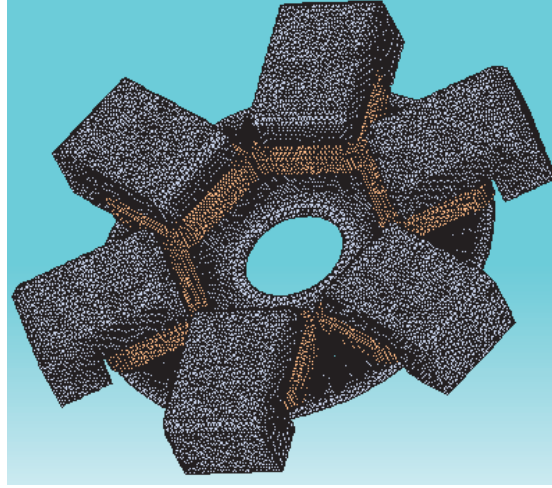


Fig. 2.8: 3-D element meshes for numerical analysis in 3rd prototype machine. (757,194 elements, 195,648 nodes)

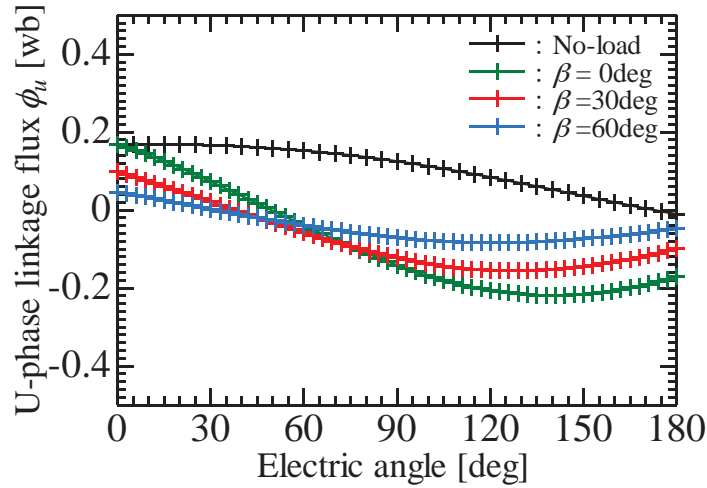


Fig. 2.9: U-phase armature linkage flux with/without armature current in 3rd prototype machine.

### 2.3 同期機理論に基づいた試験機の実験評価

[28]では, Fig. 2.10 に示す Digital Signal Processor (DSP) を用いた実験系にて, Fig. 2.11 に示すようなエンコーダパルスによる位置/速度および電流センサによる最もベーシックなフィードバック系を構成して, Coefficient Diagram Method (CDM) の一つである Kessler 標準形[29]による制御器設計と Dual Sampling rate Observer (DSO)[30]による  $d$  軸電流 0 での低速駆動制御を無負荷にて実施し, 性能評価を行った. しかしながら, 昨年度の時点では, 供試機を測定できるような低速で高トルクを発揮するような直接駆動型試験用モータがなく, 負荷試験はできなかった.

ここでは、体系的／古典的同期機理論の延長上で非突極型の円筒機モデルを援用することにより PMSM の特性評価を容易に実施可能で、特性推定が可能であることを示す。すなわち、PM により界磁が既に確立されている PMSM と、従来のスリップリングを介して界磁側電磁石を直流励磁により確立する同期機では、一見すると、同じ同期機とはいえ、試験方法にも違いが生じることが予見される。実際、PMSM の試験方法には、[31]で紹介されているように多様な手法が提案されており、電気学会の技術調査専門委員会においても、技術報告[32]が刊行されている。他方で、従来同期機において取られてきた機械を等価回路に置き換える手法は、定常特性を簡易的に評価する上で回路的な取り扱いができるため、特性の把握が容易になるメリットがある。なお、計算式の詳細な展開に関しては付録 B を参照されたい。

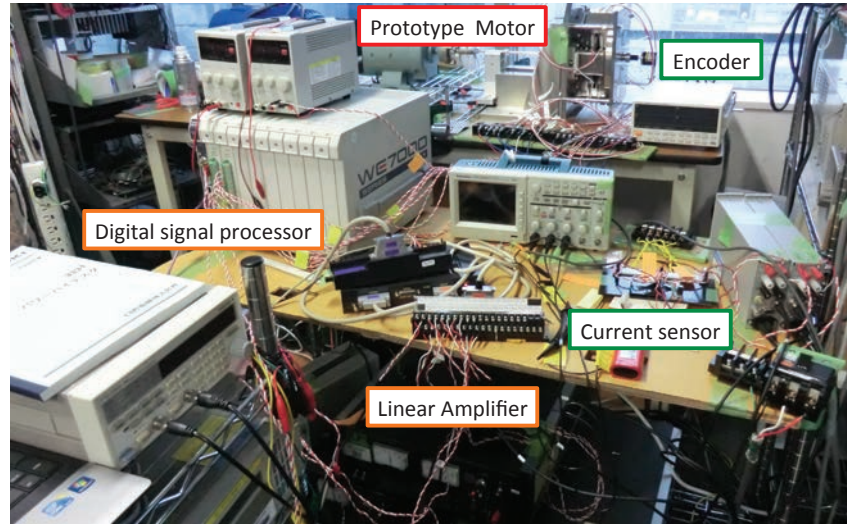


Fig. 2.10: Experimental setup in motor-drive system for d-axis zero control [28].

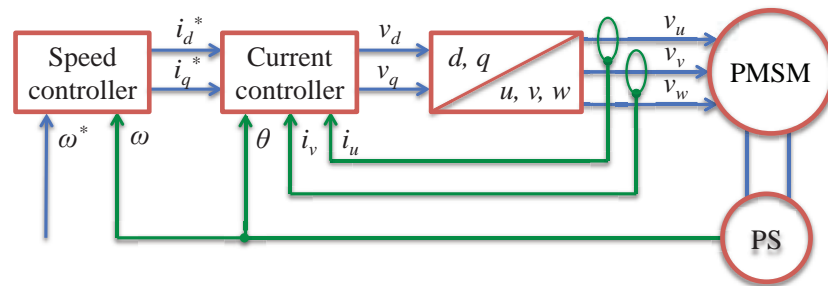


Fig. 2.11: Fundamental feed-back control system [28].

### 2.3.1 円筒機モデルの概要[33–37]

従来の界磁電流調整が可能な非突極型 ( $L_d = L_q$ ) 機械における円筒機モデルは、Fig. 2.12 に示す手順にて同定される。すなわち、電機子巻線抵抗  $R_a$  を電圧降下法にて算定した後、無負荷状態で外部原動機により同期発電機として定格速度で運転し、界磁電流  $I_f$  を増加させながら、誘導起電力  $E_0$  を測定し、Fig. 2.13 に示す無負荷飽和特性曲線 ( $I_f - E_0$  特性) をプロットする。また、外部原動機において電機子を三相短絡状態で定格速度にて運転させ、 $I_f$  を増加させながら、短絡電流  $I_s$  を測定し、同様に短絡曲線 ( $I_f - I_s$  特性) をプロットする。

- 1 • DC voltage drop test => Armature winding resistance  $R_a$
- 2 • No-load test => Back electromotive force  $E_0$
- 3 • Three-phase short-circuit test => Short-circuit current  $I_s$
- 4 • Calculating synchronous reactance  $X_s$  based on above tests
- 5 • Load test --- Verification of the performance

Fig. 2.12: Procedure for identification of model in non-salient-type machine.

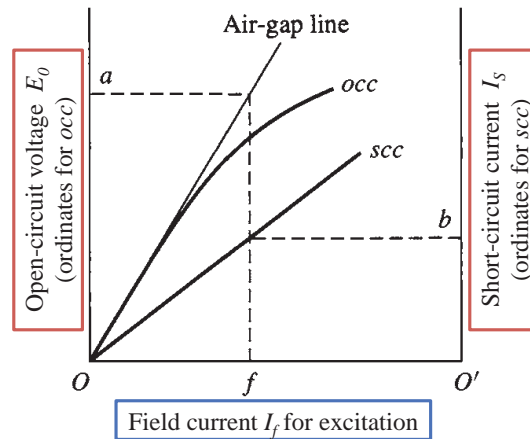


Fig. 2.13: Open- and short-circuit characteristics of general synchronous machine with field excited windings [13].

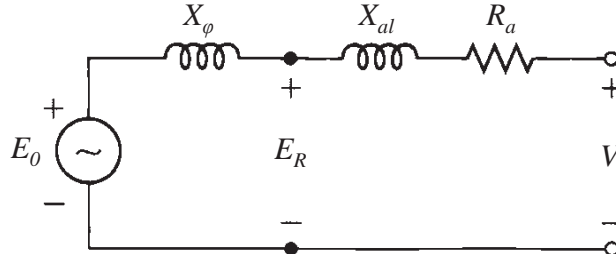


Fig. 2.14: Equivalent circuit showing air-gap and leakage components of synchronous reactance and air-gap voltage [13].

両試験の定格時の  $E_{0m}$ ,  $I_{sm}$  から同期インピーダンス  $Z_s$  を計算し Fig. 2.14 に示す円筒機等価回路モデルを導出し、それに基づいた種々の特性に関する議論を行う。ここで、 $E_R$  は合成ギャップ磁束により生成される内部電圧、 $V$  は端子電圧、 $X_{al}$  は電機子における漏れリアクタンス、 $X_\phi$  は三相電流により生成される基本波ギャップ磁束に一致するリアクタンスであり、 $Z_s$  から求められる同期リアクタンス  $X_s$  は次式にて記述される。

$$X_s = \sqrt{Z_s^2 - R_a^2} = X_{al} + X_\phi = \omega \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_{aa0} \right) \dots\dots\dots (2.1)$$

### 2.3.2 Non-salient-type PMSM への円筒機モデルの拡張

本論文にて対象とする非突極型 PMSM は、界磁側が永久磁石にて構成される一定起磁力源と考えられ、通常の同期機における界磁電流に相当する界磁磁束を直接調整するような機能は有していない。ゆえに、原理的に無負荷飽和特性及び三相短絡試験において定格に相当する各一点の実験／測定のみであり、モデル同定が簡素化される。

## A 無負荷誘起電圧測定試験

無負荷測定は、Fig. 2.15 に示すように、外部原動機軸を端子開放状態の供試機軸に直結し、駆動する直結駆動法にて測定を行う。今回、被試験機を回転させるための外部原動機は、Table 2.3 に示す NSK 製 DD モータを使用した。この DD モータの速度制御は、アナログ電圧入力により行い、最大速度 270 rpm が制御入力最大値 DC 10V に対応して指令値を線形的に対応させる。DD モータを含めて、実際の実験系全体を Fig. 2.16 に、使用した測定機器類を Table 2.4 にそれぞれ示す。回転速度は光学式タコメータにて電圧調整を行いながら所望速度に調整した。なお、DD モータとトルクメータを繋ぐのに適したカップリングがなかったため、ダミーイナーシャと T 字状に加工した SUS を噛み合わせ、その接続部の衝撃／振動吸収と測定バラツキの低減のためにゴムを挿入しテープで接着した簡易カップリングを自作し、利用した。

試験方法としては、DD モータにて被試験機の定格速度である 84rpm 近傍のみ 2rpm 毎に、その他は 10rpm 毎に回転させ、無負荷線間電圧を測定した。永久磁石機では、磁石温度管理が肝要であるため、試験前後で温度をレーザ温度計にてその都度測定を行った。

無負荷測定結果である機械的な回転速度  $N_r$  と無負荷誘導起電力  $E_0$  (線間電圧値) の関係を Fig. 2.17 に示す。回転 ( $d-q$ ) 座標系にてしばしば登場する誘起電圧定数  $K_e$  は、 $d-q$  座標系の電圧方程式において、無負荷時に  $q$  軸電圧が無負荷誘起電圧の線間電圧実効値と等価となることから、最小二乗法を用いて Fig. 2.17 の傾きとして求められる。また、被試験機のトルクが SPM 型ではマグネットトルクのみであることを考慮すると、トルク定数  $K_t$  は、(2.3) 式に示すように、極対数と誘起電圧定数との積として計算される。

$$K_e = \varphi_f = \frac{E_0}{\omega} = \frac{E_0}{p \cdot 2\pi \frac{N_r}{60}} = 0.191 \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

$$K_t = pK_e = 4.78 \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

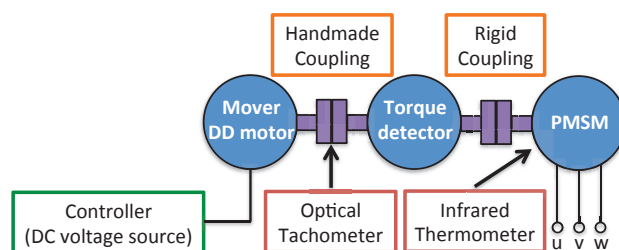


Fig. 2.15: Configuration of no-load test

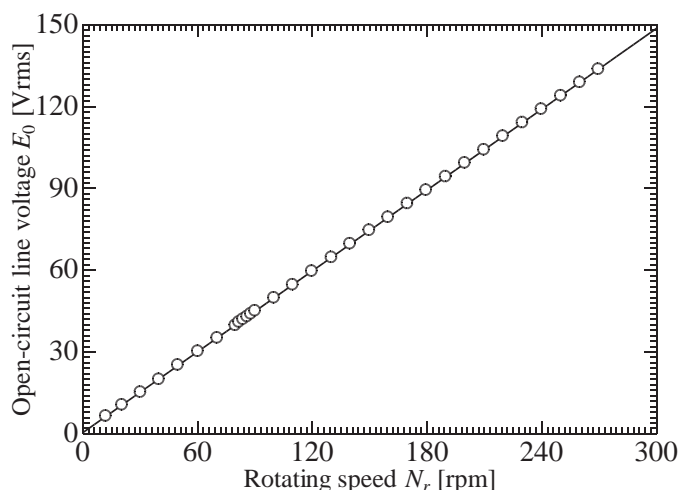


Fig. 2.17:  $N_r - E_0$  characteristic in no-load test



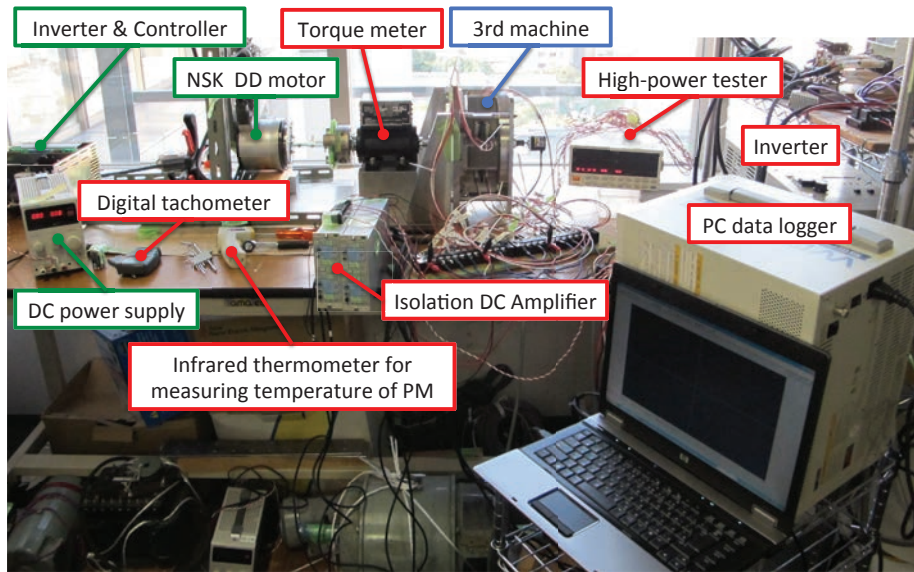


Fig. 2.16: Experimental setup of no-load test

Table 2.3: Specification of direct-drive motor AS0408 (BSO0408FN505) made by NSK

Item	Value
Maximum torque	9.8 Nm
Continuous torque	6.9 Nm
Maximum drive current	6 A
Rated voltage	150 V
Upper limit of temperature in windings	90 deg.C
Maximum speed	270 rpm
Resolution of resolver	102,400 pulses/rev.
Maximum starting frictional torque	0.98 Nm
Rotor Inertia	0.009 kgm <sup>2</sup>
Mass	63.7 N

Table 2.4: Measurement instruments for the tests

Maker	Item	Notes
Yokogawa M&I	8ch. Isolation Digitizer (Model 707004, No.91L129022)	Input: 60Vpk(max),100kS/sec.
NSK	Inverter & Controller (Type EM0408C15-05, No.041213-489)	
KENWOOD TMI	Regulated DC Power Supply (PA18-3A, No.4080063)	
ONO SOKKI	Torque detector (Model SS-200, No.43000193)	2kgfm(max); 8000rpm(max)
NEC/Avio	DC Amplifier (AL1101)	
HIOKI E.E.	Power High Tester 3331	
CALiBEUR	Infrared Thermometer (IR-102)	-20deg.C ~ 200deg.C
---	Digital Tachometer (DT-2234C <sup>+</sup> , T185798)	

### B 三相短絡特性試験[31]

短絡測定は, Fig. 2.18 に示すような系で, 被試験機の出力3端子を短絡させた状態で, 外部原動機にて定格速度で回転させて, 流れる短絡電流 $I_s$ を測定するものである. 供試機は多極構成でなおかつ永久磁石型アクチュエータの場合には, 基本的に同期機理論でいうところの短絡比が大きい状態, すなわち, 鉄機械的傾向を示すことが容易に予想され, 供試機にとって大きな短絡電流が流れうる. なお, 3号機では, 巻線径 $\phi 0.6$  mm にて構成されており, 定格電流密度  $5\text{Arms/mm}^2$  にて定格電流 $I_{ln} \sim 1.4\text{Arms}$  であるが, 短絡測定では,  $I_{ln}$  を超えて流れる可能性を考慮し, 温度上昇にてコイル

絶縁皮膜が溶けないよう保護する目的でコイルにも温度センサを付けて、当面の許容温度をモータの動作巻線温度で利用される 70deg.C に定め温度管理をすることにした。

Table 2.5 には三相短絡試験の実験結果を、Table 2.6 には測定前後における PM/コイルの温度変化を示す。測定は、定格速度 84rpm±15rpm を 3rpm 毎に実施した。なお、測定は数点測定後に算術平均を取ることで  $I_s=1.80\text{Arms}$  と決定した。これから同期機理論で定義される短絡比  $K_s$  相当は 1.29 程度となり、鉄機械的傾向を示す。ただし、今回の測定においては、顕著な温度上昇は認められなかった。

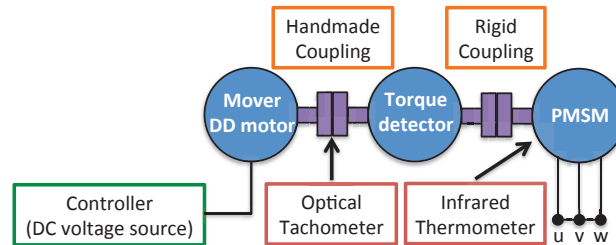


Fig. 2.18: Configuration of three-phase short-circuit test

Table 2.5: Results of three-phase short-circuit current.

$N_r$ [rpm]	$I_s$ [Arms]
69.1	1.740
72.1	1.754
75.1	1.761
77.8	1.776
81.0	1.789
83.8	1.803
86.9	1.811
90.0	1.824
92.9	1.834
95.8	1.840
98.9	1.846

Table 2.6: Temperature variation in PM and winding

Part	Temperature variation [deg.C]	
	Before	After
Magnet	27.3	32.2
Winding	27.0	30.9

### C 供試機モデルの同定

A, B で示した無負荷/短絡特性から得られた結果から、Fig. 2.14 に示した等価回路を仮定すると、電圧降下法および無負荷/短絡特性から既知である  $R_a$ ,  $E_0$ ,  $I_s$  から同期リアクタンス  $X_s$  は次式にて算定される。

$$X_s = \sqrt{\frac{E_0^2}{I_s^2} - R_a^2} \sim 21.86 \dots\dots\dots(2.3)$$

これから、インダクタンス  $L_s$  は、以下ようになる。

$$L_s = \frac{X_s}{\omega} \sim 0.0994 \dots\dots\dots(2.4)$$

なお、(2.4)式は  $d, q$  軸インダクタンスと等価な値である。以上の結果から、Table 2.7 には、実験と 2.2 にて FEA で同定したパラメータの比較を、また、Table 2.8 には当研究室で製作してきた 3 つの試験機の実験にて求めたパラメータについて



てそれぞれ示す. Table 2.7 から, インダクタンスに関しては, 誤差が大きくなっているが, 原因としては,

#### 1. ビルディングファクターによる透磁率低下[38-41]

FEA の材料特性は極めて理想的な場合を想定して数値計算を実施するのに対して, 実験機製作にあたっては, 基本的に切断, 溶接, 加工の連続で残留応力や材料自体の特性のバラツキなどに起因して透磁率が低下してしまう. 透磁率の低下は磁気抵抗の逆数に比例する磁束の通りやすさを示す指標であるインダクタンス分を低下させることが推察される. このことは, 誘起電圧定数やトルク定数が 10% 弱低下していることから也容易に理解される.

#### 2. 測定値のふらつきに伴う測定誤差の影響

実験系が急造の手作りカップリングで実施したので, トルク抜けなどに起因した測定値のふらつきが生じやすい状態であったため, 測定誤差が含まれてしまったが考えられる.

が挙げられる. なお, 2 点目に関しては, 適切なカップリングを用意することで, トルク抜けを低減できるため測定値の信頼性の向上が期待できることを付記しておく.

Table 2.7: Comparison of parameters between FEA and experimental values in 3rd machine.

Symbol	Item	FEA value	Experimental value	Relative error
$R_a$	Armature resistance	7.58 $\Omega$	8.06 $\Omega$	5.96 %
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	142 mH	99.4 mH	42.9 %
$K_e$	Back EMF coefficient	0.208 Vs/rad	0.191 Vs/rad	8.90 %
$K_t$	Torque coefficient	5.20 Nm/A	4.76 Nm/A	9.24 %
$PF$	Rated power factor	0.646	0.757	14.6 %

Table 2.8: Comparison of experimental values in previous TFMs [21–23]

Symbol	Item	1st	2nd	3rd
$2p$	Pole number	36 poles	38 poles	50 poles
$R_a$	Armature resistance	0.379 $\Omega$	2.56 $\Omega$	8.06 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	3.53 mH	102 mH	99.4 mH
$K_e$	Back EMF coefficient	0.0210 Vs/rad	0.256 Vs/rad	0.191 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	0.378 Nm/A	4.86 Nm/A	4.76 Nm/A
$f$	Rated drive frequency	50 Hz	35 Hz	35 Hz
$PF$	Rated power factor	0.874	0.581	0.757
$J$	Rated current density	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	5.0 Arms/mm <sup>2</sup>
$D_c$	Diameter of coil	$\phi$ 0.90 mm	$\phi$ 0.75 mm	$\phi$ 0.60 mm
$N$	Number of turns per core unit	84 turns	400 turns	334 turns
$AC$	Armature magnetomotive force per phase	748 AT	2474 AT	944 AT
$T$	Rated output torque	2.92 Nm	26.0 Nm	11.7 Nm

#### 2.3.3 負荷特性試験

同定したモデルの妥当性を評価するために, Fig. 2.20, 2.21 にそれぞれ示す発電機モード及び電動機モードについて負荷特性試験を実施した. 負荷試験には, 発電機及び電動機の両動作状態がある. 被試験機自体は主電動機としての活用を想定しているが, ここでは, 両モードに関して特性推定手順を等価回路モデルの援用形として述べる. 基本的には両モードは双対な概念であるため, 双対系として記述可能である.

## A 発電機モードでの負荷特性測定

Fig. 2.22 に示すように、被試験機である PMSG、トルク検出器、外部電動機である DD モータにて実験系を構成する。PMSG の出力端子には、発電機負荷として Table 2.9 に示す三相負荷装置を接続し、力率調整を行いながら、駆動して測定を行った。負荷増加に伴い速度低下してしまうため、その都度定格速度に調整する。負荷装置は力率を進相／遅相で 0.2 毎に 1.0 まで、絶対値に関しては、電流増減つまみを調整しながら 0.3Arms 毎に測定できるように調整し実施した。その際、各負荷状態に対して、負荷電流  $I_a$ 、端子電圧  $V$ 、電力  $P$ 、トルク  $T$ 、回転数  $N$  などを測定した。

PMSG では、界磁起磁力は一定で従来の同期機のような増磁／減磁といった界磁調整はできないため、基本的に出端子電圧／電流は負荷インピーダンスの変化で一意に決定される。付録 B に示す等価回路法に基づいた  $V$ - $I$  特性により評価を行う。なお、その際に、 $d, q$  軸電流は負荷状態に応じて自動的に決定され、内部誘起電圧  $E_0$  及び内部相差角  $\delta$  は直接モニタリングできないため、測定できる値から逆引きすることで実験後に算定される。

評価に関しては、Fig. 2.23 に示すような等価回路を仮定した中で、発電機出力端子電圧  $V$ 、負荷電流  $I$  を負荷インピーダンスの大きさを可変として、各力率に関して描いた  $V$ - $I$  特性により行う。詳細な式展開は付録 B に譲るが、遅れ負荷では、基本的に発電機入力側から見たインピーダンスが増加する向きにかかるため、負荷の増加に伴い電流が絞られ、無限大負荷となると、無負荷誘導起電力に一致する。他方で、負荷が減少していき、負荷インピーダンスが 0、すなわち短絡状態の時は、短絡電流と一致するような曲線となる。特に、発電機内部インピーダンスを含めたトータルのインピーダンスが力率 1（純抵抗）の場合には、無負荷電圧と短絡電流とを結ぶ直線として  $V$ - $I$  特性が記述される。Fig. 2.24 には、各負荷状態を仮定した場合における基本モデルから計算した  $V$ - $I$  特性に実験値をプロットしたものを示す。誤差は見られるものの、全体として良好な傾向を示している。誘導性負荷（遅れ力率負荷）では、基本的に発電機入力側から見たインピーダンスが増加する向きにかかるため、負荷の増加に伴い電流が絞られ、無限大負荷となると、無負荷誘導起電力に一致する。他方で、容量性負荷（進み力率負荷）を接続した場合には、内部インピーダンスと負荷インピーダンスでインピーダンスマッチングが生じる点では、電流が最大となる。また、発電機に対して、進み電流が供給されるため端子電圧が上昇する。以上の点も十分に反映されており、かつ実験結果もその傾向を捉えている。なお、基本モデルによる数値と実験値との誤差は測定誤差に加え、各負荷状態に応じて流れる  $d$  軸電流により実運転状態における内部起電力は無負荷誘起電圧と一致しないため、両者を同じ値として算定を行う基本モデルにおける仮定からずれてしまうことが主たる原因である。

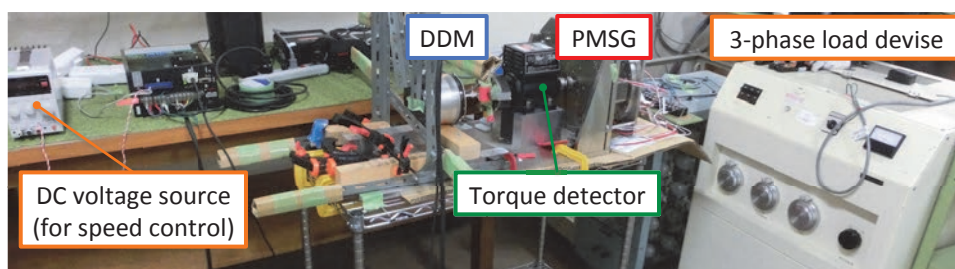


Fig. 2.19: Experimental setup for Generator operation.

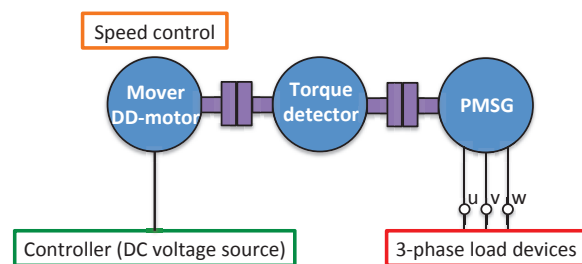
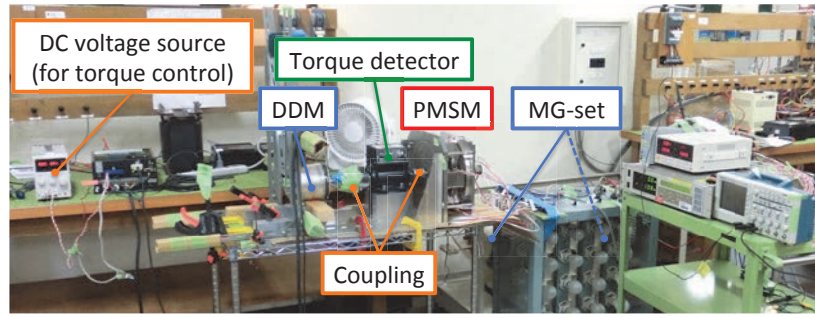
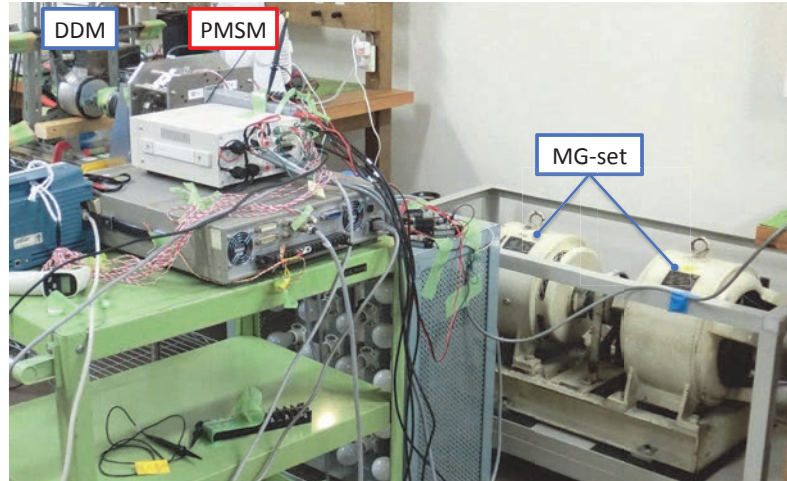


Fig. 2.22: Configuration of load test for generator operation.



(a) General view of the experimental system



(b) Detailed view of MG set composed of DCM and SG

Fig. 2.21: Experimental setup for Motor operation.

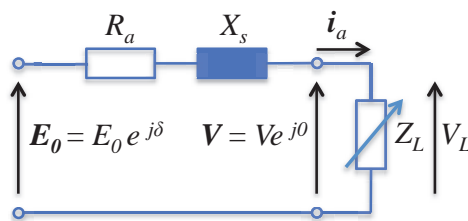


Fig. 2.23: Equivalent circuit to estimate load characteristic.

Table 2.9: Rated value of three-phase load device (Yamabishi Electric Co. Ltd, Model 3UL-200-12, No. L95-026)

Item	Value
Capacity	4 kVA
Voltage	200 V
Frequency	50 Hz
Current	12 A
Power factor	0.1 ~ 0.98

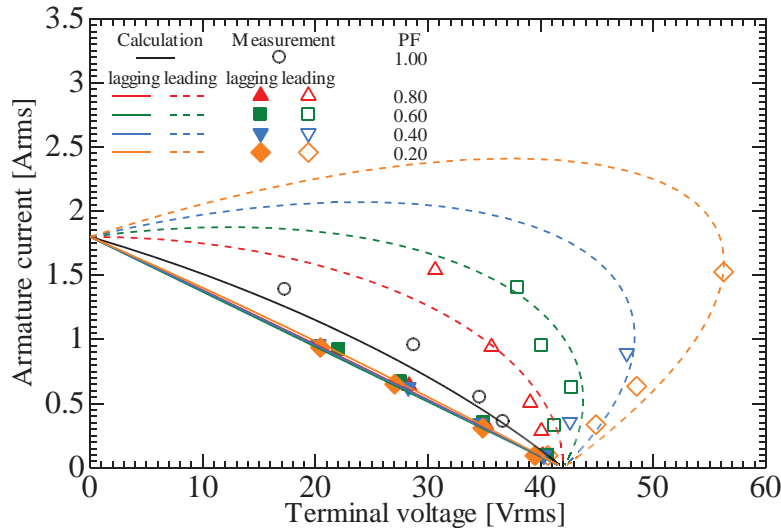


Fig. 2.24: V-I characteristic in generator operation.

## B 電動機モードでの負荷特性測定手順

Fig. 2.25 に示すように被試験機である PMSM, PMSM 駆動用の分巻式直流電動機 (Shunt-type DCM) と同期発電機 (SG) による MG セット, トルク検出器, 外部負荷用 DD モータにて実験系を構成する. なお, DD モータにはトルク制御, PMSM には速度制御が確立されているとする. DD モータ側では, PMSM を速度制御にて駆動しているため, 発電機運転となっており, そのエネルギーは基本的に内部で消費される. 一部はカップリングをはじめ実験系のあそび部分の振動/騒音のかたちで消費される. したがって, DD モータの内部温度が上昇するため, PM 温度とともに, 厳密に管理した.

電動機モードについては, 入力端子電圧  $V$  及び各動作状態を示すトルク角  $\delta$  を可変とすると,  $\delta$  を媒介変数とする横軸に端子電圧  $V$ , 縦軸に電機子電流 (負荷電流)  $I$  を取った永久磁石型同期機における  $V$ - $I$  特性 (新  $V$  曲線[32,42,43]) を記述できる. MG セットにより正弦波端子電圧を印加しながら, DD モータにアナログ電圧指令によってトルクをかけ, その都度速度や入力電圧を調整し保ちながら, DD モータのトルク入力に相当する電圧指令上限である DC10V まで測定する. なお, PMSM への入力端子電圧は, 50Vrms と 80Vrms の二種類とし, その結果を Table 2.13 に示す. また, 電動機の入力端子電圧を可変として, 各トルク角に関して描いた新  $V$  曲線 ( $V$ - $I$  特性) に対して実験結果をプロットする形で Fig. 2.26 のように示される. なお, 今回示した負荷試験ではアクティブなベクトル制御はかけておらず,  $d, q$  軸電流は受動的に決定され, 実験後に各測定値から, 付録 B に示した式から逆引きして算定する.

Fig. 2.26 から端子電圧の高低によりトルク/有効電力の供給が多少違うことが推察される. すなわち, 低電圧側では, 負荷トルクの増加に伴って, 電流ベクトル絶対値自体も増加し, その中で  $q$  軸電流分も増加して, 有効電力が増加するため, 効率が上昇する. 他方で, 高電圧駆動側において, 負荷電流がほぼ同等であるが, 負荷トルクの増加に伴って, 電流位相が小さくなる方向に遷移し, トルク分電流相当の  $q$  軸電流が増加することにより, 出力電力が増加する帰結として, 効率が向上する. Fig. 2.27, 2.28, 2.29 には, 各印加電圧に対する電流ベクトル軌跡, 電流位相  $\beta$  及び負荷角  $\delta$  に対するトルク特性を示す. Fig. 2.30 で示すように, 80Vrms の場合には電流ベクトル絶対値はほぼ同じで負荷増加に従って,  $\beta$  が小さくなる方向へ遷移してトルク分電流が増加して負荷電力を供給している. 他方で 50Vrms の場合には, 電流ベクトルの絶対値が増加する作用と  $\delta$  が増加することによる負荷供給の両作用により負荷を回転させる力を生み出していることが明らかになった.



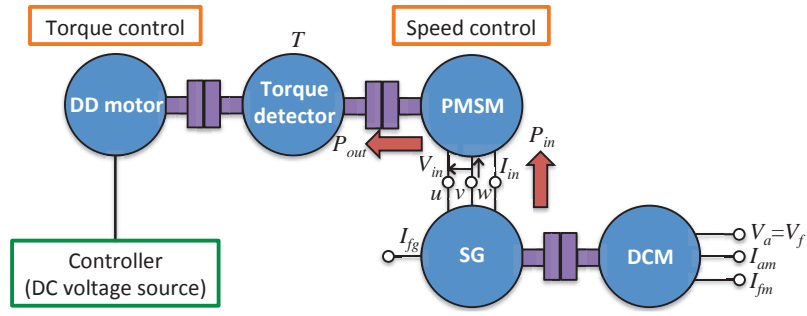


Fig. 2.25: Configuration of load test for motor operation.

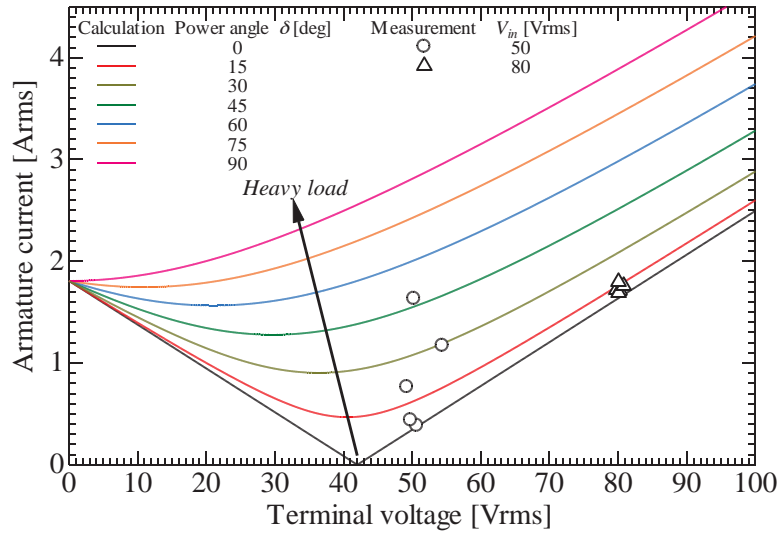


Fig. 2.26: V-I characteristic in motor operation (called new V-curve)

Table 2.10: Load test of PMSM using MG set and DDM for load (DCM and SG: 1050 rpm; PMSM and DDM: 84 rpm)

[Variation of temperature in PM before/after the test; 21.2 deg.C  $\Rightarrow$  24.7 deg.C]

(a) Applied terminal voltage of PMSM is 50Vrms

V [Vrms]	$i_a$ [Arms]	T [Nm]	$P_i$ [W]	$P_o$ [W]	$\eta$ [%]
50.68	0.385	0.67	10.77	5.89	54.7
49.79	0.439	2.02	23.02	17.8	77.3
49.24	0.765	4.49	44.27	35.4	80.0
54.41	1.172	5.96	69.03	52.4	75.9
50.26	1.633	7.01	92.69	61.7	66.6

\* Stopped the test due to impossible to keep rated speed.

(b) Applied terminal voltage of PMSM is 80Vrms

V [Vrms]	$i_a$ [Arms]	T [Nm]	$P_i$ [W]	$P_o$ [W]	$\eta$ [%]
79.72	1.716	0.56	44.78	4.93	11.0
80.23	1.714	2.08	57.58	18.3	31.8
80.08	1.690	4.02	73.39	35.4	48.2
80.82	1.759	5.96	92.92	52.4	56.4
80.06	1.798	8.02	112.83	70.5	62.5

\* Stopped the test due to impossible to keep rated speed.

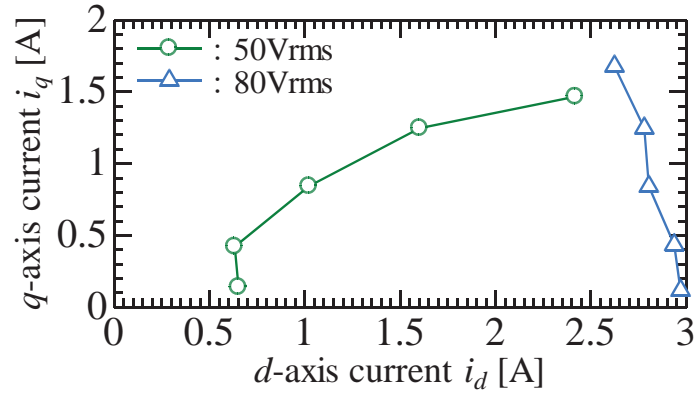


Fig. 2.27: Current vector loci focused on applied voltages.

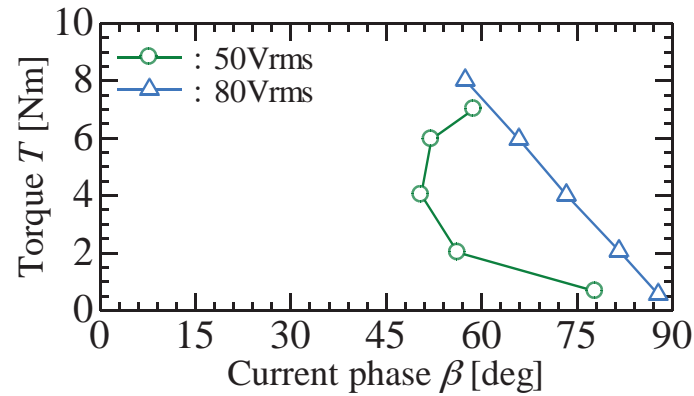


Fig. 2.28:  $\beta$ - $T$  characteristics

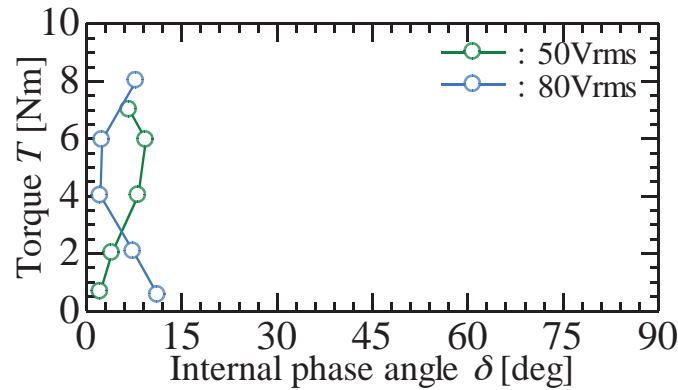


Fig. 2.29:  $\delta$ - $T$  characteristics at applied voltage of 50Vrms.

## 2.4 新試験機設計のための先行試験機における問題点の整理

### 2.4.1 旧型試験機の課題

被試験機は基礎特性計算から、FEA と実験値との整合性は取れていた。すなわち、1, 2 号機では、理論計算あるいは二次元ベースの数値計算が主であり、計算上考慮できるパスには限界があるために、その結果として、インダクタンスの増加による低力率、トルク定数の低下、コギングトルクによる自起動の問題など種々の課題が生じた。3 号機設計においては、3次元の数値解析を綿密に行った結果、比較的良好な特性が確認できた。また、主眼であったコギングトルクは極めて小さく自起動に関しては全く問題ないレベルまで低減したことを明らかにした。

他方で、スロットコンビネーションと各相一括集中巻線に拘った設計のため、Fig. 2.7 に示したように、歯抜け構造を

採用したことによって、ステータ部の空間利用率が低く、トルクに寄与する有効空間が低下してしまい、トルク定数を最大化できなかった可能性がある。また、小径丸線／多巻線構造のため、電機子抵抗が大きい他、インダクタンスも大きいので、力率が低下してしまったことに加えて、断面が小さく、点接触であることから熱抵抗が大きく放熱性が悪いので、大電流を流すことができない構造であった。したがって、トルク定数と  $q$  軸電流の積として示される高トルクは達成できなかった。

#### 2.4.2 新試験機設計の位置付け

応用対象が満たすべき要件／指標を達成することをターゲットとして選択し、優先順位を付けて設計を行う必要がある。すなわち、[44]でも触れられているように、船舶推進モータとしての位置付けをはっきり示すということ肝要である。その観点を念頭に置いた場合には、所定のトルクを発揮できるような主電動機を設計することが最重要であると考えられる。

また、電気推進の大きなメリットとして謳われている、信頼性向上や船内レイアウト自由度向上、小型化を実現するには、省保守な極端な減速比を持たないギア付きもしくは直接駆動を想定した低速駆動、変換機全体も含めてコンパクト化を果たすための出力／トルク密度及び高力率の観点に加え、振動／騒音の低減とモータの自起動ができるコギングトルク／出力トルク比の抑制が考えられる。従来機では、第一には低コギング化、第二に、ロータ発熱の抑制、第三に高トルク密度といった観点という位置付けであるが、新試験機設計にあたっては、トルク密度を重要視し、付随的に、高力率及び低コギング／出力トルク比を実現すべく設計を進めることに決定した。

その際に、TFMはその3次元的形状により数値解析に頼らざるを得ないが、高トルクを達成する上でむやみにパラメータ探索を行うのは適切ではない。そこで、簡易な設計指標となる支援プログラムが肝要であり、そこには、トルク発生原理に注目した理論的な裏付けがなされた手法で行う必要がある。新試験機設計にあたっては、問題点に挙げたステータの疎な構造の解消や巻線部の見直しによる低インダクタンス／低抵抗化及び大電流化のための改良が鍵となる。



### 3 ステータの空間利用率向上に注目した簡易高トルク密度設計

2では、古典的な同期機理論に基づいた先行試作機の評価を述べた。3では、その問題点に対する解決策を概観するとともに、従来の理論計算法を踏襲しつつ、新試験機において高トルク密度を達成するための戦略及び設計見通しを得るためのトルク発生原理に注目した簡易なモデリングによる簡易設計法について述べ、設計法の妥当性及びコギングトルク、力率などの定量的な評価は、実際の試験機の設計を通して4にて詳述することとする。

#### 3.1 新試験機の設計要件

1で述べたように、船舶推進モータという応用を見据えた場合に、高トルク密度化の実現が最も肝要である Fig. 1.2で示したように、船舶推進用主電動機の変遷と旧試験機のトルク密度  $\tau < 6 \text{ Nm/l}$  を考慮して、 $\tau \geq 10 \text{ Nm/l}$  に設定した。また、1,2号機で自起動できないという問題の原因であったコギングトルクについては、実際に利用されているPMSMを考慮して定格トルクの3%以内とする。加えて、変換器も含めた主電動機システム全体の体格を小型化するために、力率は従来のTFMでは、0.70以下の低力率であったが[16,17]、それを十分に上回り、通常の回転機と遜色ないレベルである0.80以上をターゲットとした。なお、定格速度は、他の推進モータを考慮して、旧型試験機よりも少極化を図る。Table 3.1には、設計ターゲットを再掲する。

Table 3.1: Design targets of new prototype machine

Symbol	Item	Value
$\tau$	Torque density	$\geq 10 \text{ Nm/l}$
$\tau_{cog}$	Peak-to-peak cogging torque to torque ratio	$\leq 3 \%$
$PF$	Power factor	$\geq 0.80$
$N_r$	Rated speed	$\leq 300 \text{ rpm}$
$J$	Current density	$\leq 5 \text{ Arms/mm}^2$

#### 3.2 高トルク密度を実現するための基本的戦略

当研究室にて製作してきた一連の試作機[21-24]は、可動子側にコアを持たないトンネルアクチュエータの延長線上に位置するため、基本的に突極性はなく、リラクタンストルクの活用は期待できない。ゆえに、トルクは、マグネットトルクによるものが主であり、トルク定数  $K_t$  と  $q$  軸電流  $i_q$  との積として記述される。したがって、トルクを増加させるためには、構造/設計の見直しによるトルク定数の向上と巻線形式、冷却方式および電流密度などの見直しによる電流量を増加させる両面のアプローチが肝要である。

##### 3.2.1 トルク定数の向上

Fig. 3.1に示すように、先行試験機では歯抜け構造の採用に起因し空間利用率が低下してしまったために、トルクを発生させる空間を十分に活用できておらず、トルク定数を十分に引き上げることができなかったと考えられる。ゆえに、空間利用率を向上させて、トルク発生に寄与する空間を増加させることで、トルク密度を向上させる必要がある。そこで、近年研究開発が進み、実用化されつつある、Fig. 3.2に示す既存のアキシアルギャップモータに注目した[45]。

Fig. 3.3に示すラジアルギャップモータ（Radial Flux-Type Motor, RFM）では、二次元的な磁束の流れで完結し、高トルクを図る上で軸長を長く取ることでコイル辺を稼ぎ、トルク/出力の増加させる方策が取られる。一方で、アキシアルギャップモータ（Axial Flux-Type Motor, AFM）では、2で示したように、巻線の空間的な制約が比較的少なく、界磁磁石と電機子側との対向面積を大きくし、面でトルクを稼ぐ必要がある。ゆえに、従来のアキシアルギャップモータでは、そのトルク発生原理から、空間、とりわけトルク発生に寄与する有効対向面積を増加させるために、Fig. 3.4に示すような回転機の円形構造においては、台形状コアティースとPMが利用されている[47,48]。また、極数に関しても、従来のAFMにおいては、 $\sim 40$  poles程度が主流であること、及び、他の船舶推進モータの動向を踏まえ先行試験機に比べ

て少極化を検討する. 少極化しても3号機と同等のトルク定数を保つためには, 誘起電圧定数を向上させることが肝要である. その際に, 台形状のコアティースとPMによる有効対向面積の増大の効果が誘起電圧定数の向上に反映される. また, 誘起電圧の増加は, 少極化による総巻線数の低下および巻線径の大径化に伴う電機子抵抗およびインダクタンス分の低下と相まって, 力率の向上が期待される.

### 3.2.2 電機子電流通電量の向上

Table 3.2 には, 当研究室にて製作してきたプロトタイプモデルにおける巻線に係る比較を示す. 一般に, 巻線の小径化に伴い相対的被覆部の面積が増加してくるため, 占積率が低下する傾向にある. また, 磁気抵抗が一定とすると, 巻線の二乗に比例してインダクタンス分が増加するため, 力率が低下してしまう. 加えて, 小径丸線による多巻線構造では, 電流通電時に発生するジュール熱を有効に逃がすための表面積を稼ぐことができず, 発熱が放熱を上回ってしまうために, 定常的に大電流を流せない. そこで, 昨今徐々に利用分野が拡大しつつあり, 既に変圧器などにて実績のある平角線に注目した[49]. 一般に, 付録E.に示すように, モータ容量は体格に比例して増加するのに対して, 熱は, 表面積でしか逃がすことができない. 平角線は, Fig. 3.5 に示すように, 扁平な形状をしており, 面接触であるため, (3.1) 式にて示される熱抵抗  $R_h$  が丸線と比較して小さい[50].

$$R_h = \frac{l}{\sigma_h S} \dots\dots\dots(3.1)$$

ただし, (3.1) 式中の  $l, S, \sigma_h$  はそれぞれ長さ, 接触断面, 熱導電率を示す.

したがって, 平角線を採用することにより, 同一の電機子起磁力に対して小型化を図ることが可能でトルク密度向上が実現できると同時に, 同一の巻線スペースに対して, 電流を流すスペースが大きく, 電気抵抗が小さくかつターン数を減少させることができるため, インダクタンス低減と力率向上が期待される.

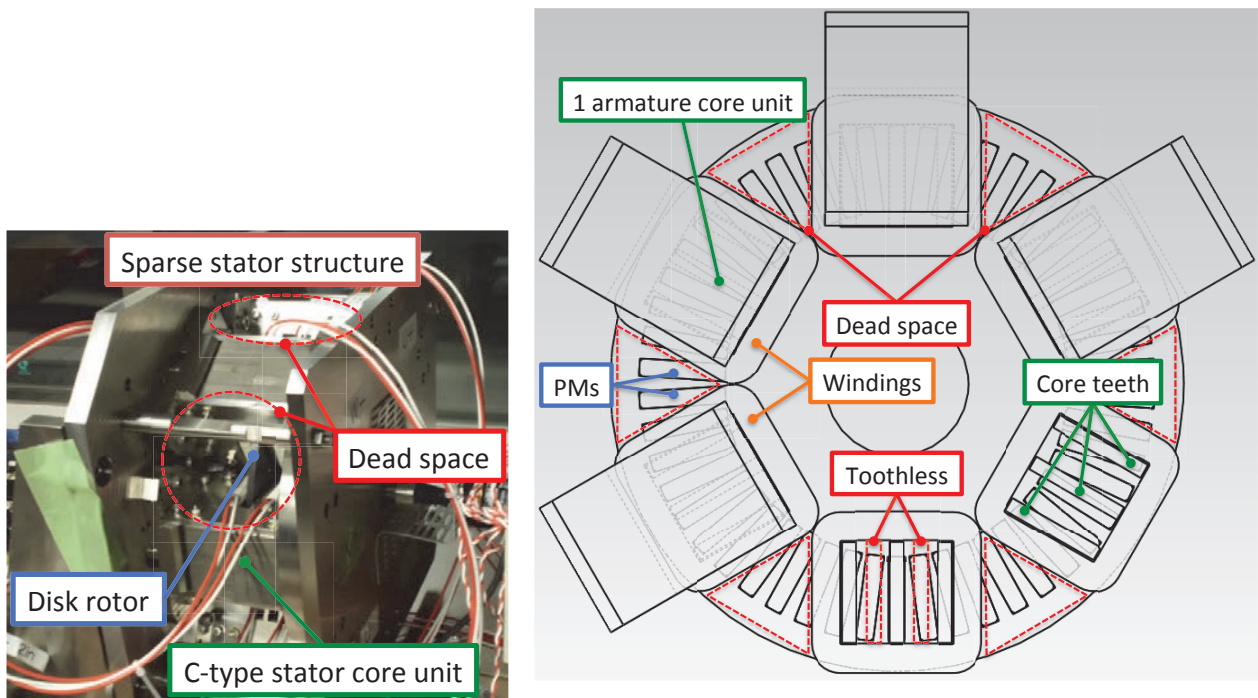


Fig. 3.1: Configuration of 3rd machine [24].

(Left: General view of 3rd experimental machine; Right: Relation of each C-core unit)

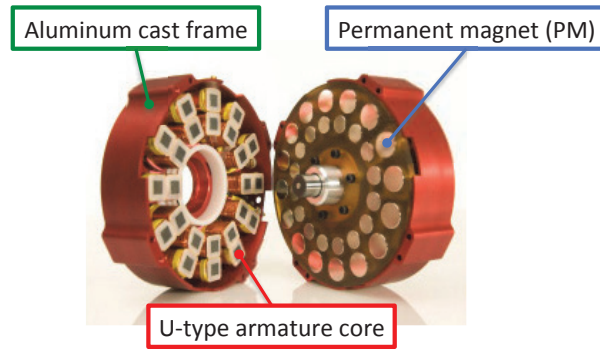


Fig. 3.2: Axial flux-type PM brushless motor (AFPMBLM) by Apex Drive Laboratory [45].

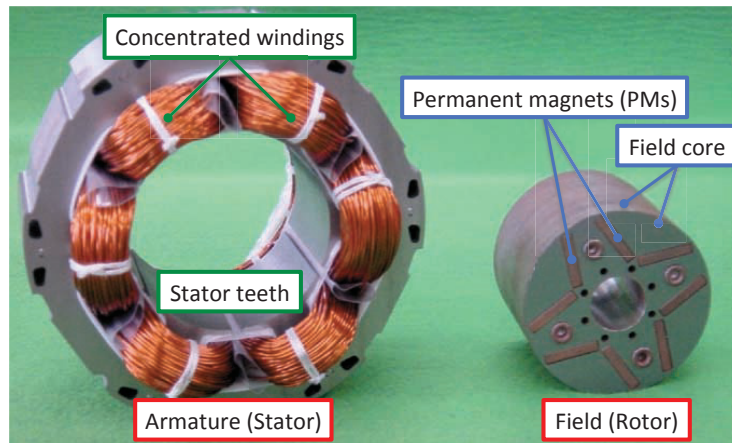
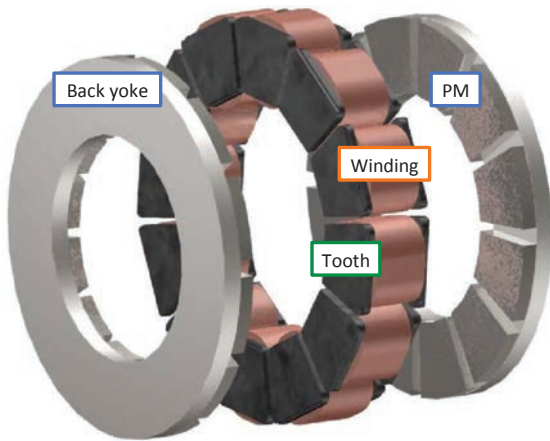
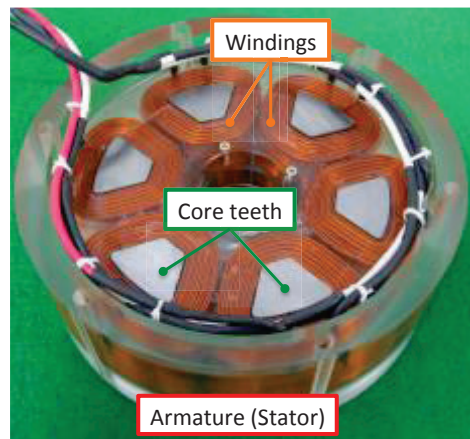


Fig. 3.3: Radial flux-type interior-type PM (IPM) motor [46].



(a) Woolmer's AFM [47]



(b) Hitachi's AFM [48]

Fig. 3.4: Trapezoidal armature core teeth and PMs in AFM

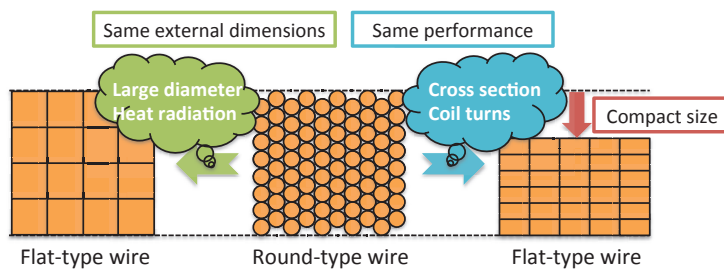


Fig. 3.5: Advantages of flat-type (square-type) wire compared to round-type wire [50].



Table 3.2: Comparison of windings on the previous motors

Item	Symbol	1st	2nd	3rd
Conductor Diameter	$D_c$	$\phi$ 0.90mm	$\phi$ 0.75mm	$\phi$ 0.60mm
Conductor Cross Section	$S_c$	0.64mm <sup>2</sup>	0.44mm <sup>2</sup>	0.28mm <sup>2</sup>
Coil Space Factor	$d_c$	—	58.9%	58.3%
Number of Turns per Core Unit	$N$	84 turns	400 turns	334 turns
Current Density	$J$	7.0Arms/mm <sup>2</sup>	7.0Arms/mm <sup>2</sup>	5.0Arms/mm <sup>2</sup>
Rated Armature Current	$I$	4.5 Arms	3.1 Arms	1.4 Arms
Output Active Power	$P_o$	59 W*	570 W*	275 W*

### 3.3 アキシシャルギャップ型モータのトルク発生原理に注目した簡易設計法

#### 3.3.1 体系的なモータ設計手順の必要性

TFM の設計は磁束が三次元的に流れる構造から設計には本質的に三次元の数値解析を用いた設計が必要で、最近の計算機性能の飛躍的向上と相まって、計算機に頼り切った設計が散見される。しかしながら、多大なる時間と労力がかかるだけでなく、算定された数値結果の妥当性を評価することが容易ではない。したがって、数値解析のプリプロセスとしての数値計算を円滑に効率的に実施するための指針を示し、その後得られる数値計算結果の妥当性を担保するような解析的な手法が必要であり、それら全体をまとめた体系的／系統的な設計手順の整理が極めて肝要である。

#### 3.3.2 従来解析的手法の問題点と提案する簡易設計法のコンセプト

解析的手法としては、有限要素法や境界要素法など計算機を援用するような数値解析手法が登場される以前から、パーミアンス法を含む磁気回路法[51–56]や等角写像 (Conformal Mapping: CM) [57–59]などが提案され利用されてきた。等角写像法は、数値解析がない時代に必要に迫られ種々の工夫によって考案されたものであり、一般には制約および仮定が多すぎて、少し複雑な構造に変更した場合には算定精度が保証されにくいという問題がある。ラジアルギャップモータではその二次元的磁束の流れから適用実績があるが、アキシシャルギャップモータは三次元的な磁束を有効利用する構造から適用時にはモータモデリングには工夫が必須でかつ、等角写像法への造詣が深くなければ、初学者にとっては大変扱いにくい。そこで、数値計算のプリプロセスという役割も勘案し、パラメータ変化に対する目的関数であるトルクの変化の傾向を捉え、かつ、80%程度の精度を持つような簡易設計法を古典的なパーミアンス法をベースにして構築する。なお、この手法は、完全な最適化を図るものではなく、パラメータに対するトルクの傾向を捉えることでその後の数値解析を円滑に実施するためのツールという位置付けである。一般に、電気機械では、設計分野で完全最適化を図ったとしても、材料を加工しアセンブリする製造過程でビルディングファクターが入り込んでしまうため、所望のモノが作れる保証はなく、両分野を協調させ、精度よく作れるような設計側の工夫が多分に求められる。したがって、製造まで視野に入れて設計法では、ほどよい最適化を図れるパラメータサーベイ的な手法で十分であるとの考え方に立って述べる。ただし、数理計画法と最適化したいパラメータの条件を追加し組み合わせることで数学的に美しい最適化手法への展開も可能であることを付記しておく。

#### 3.3.3 新試験機に係る簡易設計工程の整理

数値計算のプロプロセスとして提案する簡易設計工程は、高トルクを発揮するパラメータ推定 (具体的には、コイル幅とティース幅の取り合い) を目的として以下の手順で進める。

- A トルク発生メカニズムを含んだ適切なモータモデリング (>> 3.3.4)
- B 最適化計算に係る定数及び変数の規定 (>> 3.3.4)
  - 体格, 磁石量, 定格電流, 変数による各寸法の記述
- C パーミアンス法による磁石磁束の決定 (>> 3.3.5)
  - 永久磁石の減磁曲線 ( $B-H$  曲線): 磁石の残留磁束密度  $B_r$ , 保磁力  $H_c$  で一次近似

- パーミアンス係数: 磁石厚み  $l_m$ , ギャップ長  $l_g$ , ティース及び磁石のギャップ対向面  $S_s, S_m$  から決定
- 磁石の動作点 ( $B_m, H_m$ ): 減磁曲線とパーミアンス係数の交点から決定
- 磁石磁束: 動作点磁束密度と磁石ギャップ対向面積の積にて算定

#### D ティースへ流入する有効磁束の同定 (>> 3.3.6, 3.3.7, 3.3.8)

- 漏れ係数の算入 (>> 3.3.6)
  - a. 仮定磁路法による漏れパーミアンスの簡易同定
  - b. 磁気飽和, 透磁率低下によるコア内部起磁力損失
- 極スロットコンビネーションによる有効磁束低下: コア/磁石の相対位置の電氣的ずれから係数を決定 (>> 3.3.7)
- 有効磁束/トルク推定式の定式化

#### E コイル幅 (電機子起磁力) に関してトルクの最適化 (>> Section 4)

- 最大トルク付近数点を当面の数値解析点として採用

### 3.3.4 最大トルク計算のためのモデリング

モータの巻線方式には, 集中巻方式と分布巻方式があり, 最近では, ギャップ磁束の正弦波化の観点で, 分布巻方式が再注目されつつあるが, ここでは, コイル端を低減することでモータ体格の小型化メリットが出やすい集中巻方式を採用して設計を進める. アキシアルギャップ型モータに限らず, 集中巻線方式のモータでは, 漏れ磁束低減や電機子コイル鎖交磁束増加の観点から, Fig. 3.4 に示したように, 界磁磁石およびエアギャップに近い箇所にコイルを配する方式が主流である. そこで, 簡易設計法を構築する上では, こういった構造を陽に考慮に入れたモデリングを行うことが極めて肝要である. 今回, 高トルク密度化のためにコアを密に詰めた構造とする上で, ステータ構成に関しても 3 号機で採用した各相 3 ティースへの相一括巻線から, 各ティースへの集中巻線への変更を行う. また, モータの基本的な磁気回路構成に関しては, 先行研究から一貫して採用してきた C-core type のステータコアを踏襲する. この構造は, 磁路が各相/コアで分離され, かつ可動子にコアを有しないため, リラクタンストルクはほぼ 0 であることから, 磁路構成が簡易であるという特長を有する. ゆえに, 1 磁石 1 コアユニットモデルを採用することで, 無負荷磁束からの逆起電力およびトルク推定が可能である. モデル化に際して, トルク発生原理に基づいた下記に示す 2 つの効果を取り入れることが肝要である.

#### 1. 磁気装荷 $\phi$ と電気装荷 $AC$ のトレードオフ関係

トルクは, 界磁側永久磁石と電機子側電磁石の相互作用に発生し, 両装荷の積に比例する. しかしながら, 一般に両装荷間には空間的制約から個々に最大化することは難しく, そのトレードオフ関係をモデルに含める必要がある.

#### 2. コア形状の変更および電機子起磁力の増大に伴う漏れ磁束

本設計において, コアを歯抜け構造から密に詰めたこと及び電機子起磁力増大に伴い, 漏れ磁束が増大すると懸念から考慮することが肝要である.

以上の観点から, Fig. 3.6 に示すような径方向と軸方向にてモデリングを行った. <1>で述べた関係性を導入しながら, かつ, トルク最大化を図る上で, パラメータとして等価的にコイル幅を示す電機子起磁力  $AC$  を選択した. 今回, モータ体格に関して 3 号機と同等であるとの上限を設けているため, 電機子起磁力 (コイル幅) の増減に伴って, ティース部も増減し, 等価的に両装荷関係に基づいた動作点の変化を陽に表現することが本モデル化により可能となる.

なお, 体格が制限された中で, パラメータである電機子起磁力の増減に伴い, ティース幅も一次関数的に変化する. したがって,  $\phi$  と  $AC$  の積に比例する形で定義されるトルクは, 上に凸な二次関数であり, あるポイントで最大値を持つことからトルク最大化計算が可能である. Table 3.3 には, モデル化に際して, 用いたパラメータを示す.

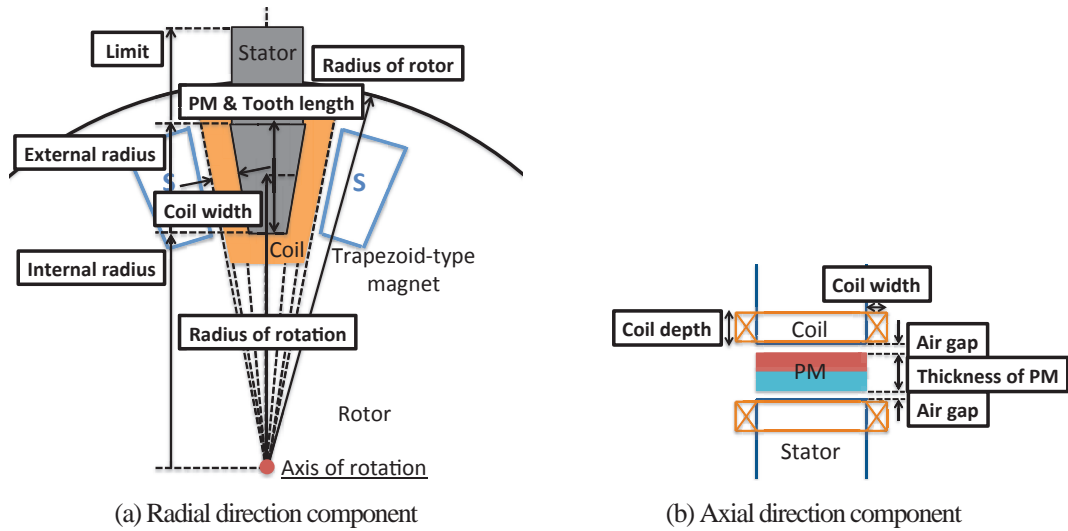


Fig. 3.6: 1-permanent magnet and 1-stator core unit modeling for simplified calculation

Table 3.3: Comparison of motor parameters in previous TFMs.

Symbol	Item
$2p$	Number of poles
$n_c$	Number of cores
$r_c$	Radius of rotation
$h_m$	Radial length of PM
$h_t$	Radial length of tooth
$l_m$	Thickness of PM
$l_g$	Air-gap length
$w_m$	Width of PM
$w_t$	Width of tooth
$S_m$	Area of PM
$S_t$	Area of tooth
$w_c$	Coil width
$l_c$	Coil depth
$d$	Lamination factor
$d_c$	Coil space factor
$j$	Current density

### 3.3.5 パーミアンス法による磁石磁束の算定[52]

永久磁石型同期機における体系的／古典的な設計手法の一つとして、パーミアンス法がある。この手法は、永久磁石から生成される磁束（磁石磁束）を磁気回路法ベースの考え方に基づいて算定するものである。以下に示す4つの手順にて、磁石磁束が推定可能である。なお、詳細な式展開は付録 C に譲ることとし、ここでは、最終的な結果として得られる式のみを示す。

#### A 永久磁石の減磁曲線

- 残留磁束密度  $B_r$  と保磁力  $H_c$  から次式のように線形近似する。

$$B(H) = \frac{B_r}{H_c} H + B_r \dots \dots \dots (3.2)$$

### B パーミアンス係数 $p_c$

– 磁石厚み  $l_m$ , ギャップ長  $l_g$ , ティースおよび磁石のギャップ対向面  $S_b, S_m$  などから決定される.

$$p_c = -\frac{B_m}{H_m} = \mu_0 \frac{l_m}{k_c l_g} \cdot \frac{S_t}{S_m} \dots\dots\dots (3.3)$$

ただし,  $k_c, \mu_0$  はそれぞれカータ係数および真空透磁率を示す.

### C 永久磁石の動作点 ( $H_m, B_m$ )

–  $A, B$  にて記述される(3.2), (3.3)式の交点として磁石動作点が決定される.

$$B_m = \frac{B_r}{1 + \frac{B_r}{p_c H_c}} \dots\dots\dots (3.4)$$

### D 永久磁石による磁石磁束 $\varphi_m$

– 磁石磁束は動作点における磁束密度  $B_m$  と永久磁石のギャップ対向面積  $S_m$  との積にて算出される.

また, 漏れ磁束が存在しない仮定では, ステータティースに流入する磁束と一致する.

$$\varphi_m = B_m S_m \dots\dots\dots (3.5)$$

永久磁石の面積は当初与えられた極数及び磁石量によって一意に決定されるため, 定数として扱える. また, 磁石厚さやギャップ長も同様に定数として取り扱える. 他方で, ティース部のギャップ対向面  $S_t$  は, 電機子起磁力  $MMF$  (コイル幅  $w_c$ ) の関数として次式にて記述される.

$$S_t = \frac{h_t}{2} \cdot 2 \left\{ (r_{1m} + r_{2m}) \tan \frac{\theta_c}{2} - \frac{2(w_c + \Delta)}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \right\} = \frac{2h_t}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \left\{ r_c \sin \frac{\theta_m}{2} - (w_c + \Delta) \right\} = \frac{2h_c}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \left\{ r_c \sin \frac{\theta_c}{2} - \frac{3MMF}{2jn_c d_c l_c} - \Delta \right\} \dots\dots\dots (3.6)$$

したがって, パーミアンス係数および磁石磁束も同様に電機子起磁力についての関数に帰着される. すなわち, 漏れ磁束を無視して考えた場合に, Fig. 3.7 に示すように, 電機子起磁力の増減に伴い, ティース部とコイル部の各スペースの取り合いが変化し, パーミアンス係数が各起磁力に応じて変化することで, 磁石動作点が移動する. つまり, パーミアンス法と適切なモデリングの組み合わせによって簡易設計要件で定義した 1 つ目の項目である純粋な磁気装荷と電気装荷のトレードオフ関係を記述できることを明らかにした. そこで, この考え方をベースに取り入れて簡易設計法を展開することとする.

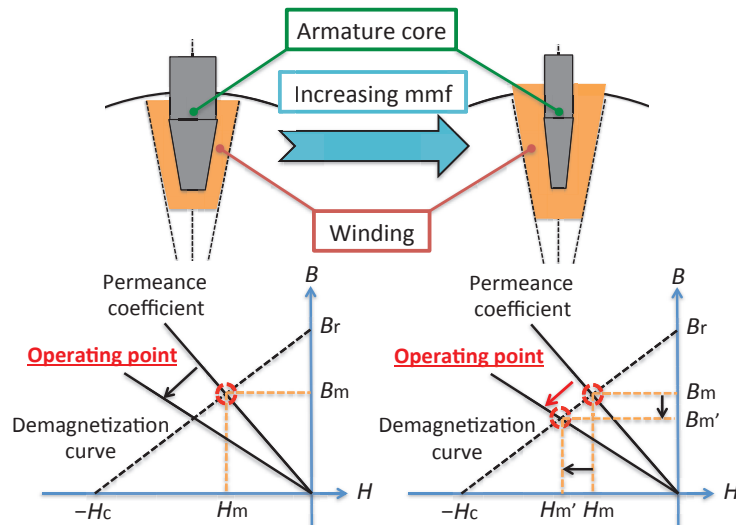


Fig. 3.7: Variation in operating point by armature mmf.



### 3.3.6 漏れ磁束に注目した有効磁束の同定

3.3.5では、漏れ磁束による有効磁束の減少効果分は考慮しない理想的な条件での磁束の見積もりに関して言及した。しかし、実際の磁気回路では、コアと空気との透磁率差が高々 $10^3$ であり、電機子起磁力の増加に伴い、コイル部の割合が増加し、ティース部が相対的に減少すると、トルク発生に寄与しない漏れ磁束／磁気飽和が顕著となり、有効磁束の減少を招く。また、3号機からの変更点として空間利用率向上のためにステータコアを詰めた密な構造とした。そのため、新たなパスによる漏れ磁束が増加する懸念があり、そういった漏れ磁束に伴う有効磁束の減少分を陽に取り込むことが極めて肝要である。そこで、ティースに流入する有効磁束を記述するために、次式にて定義される漏れ係数 $\sigma$ を導入する。

$$\sigma = \frac{\varphi_m}{\varphi} = \frac{\Theta_t P_t}{\Theta_g P_g} = f \left[ 1 + \frac{P_l}{P_g} \right] \dots\dots\dots (3.7)$$

ただし、 $\Theta_b, \Theta_t, P_b, P_g, P_l, f$ はそれぞれ総起磁力、ギャップ起磁力、総パーミアンス、ギャップパーミアンス、漏れパーミアンス、起磁力損失係数の各項を示す。なお、 $f$ は磁気回路中のつなぎ目などに起因した磁束損失分であり、概ね1.1~1.3ほどの値を取り、定数として扱う場合が多い。ここでは、漏れ係数を以下に示す2項に分離して各々考慮した後に、(3.7)式にて統合して算定する。

#### 1. 假定磁路法による漏れ磁束の同定[60]

漏れ磁束のパスは磁石とティースとの位置関係に注目し、假定磁路法にて同定した。すなわち、対象モータの磁路を[23]に示された基本的な典型パーミアンスを用いて推定し、Fig. 3.8に示すパスに基づいて、漏れ係数を計算した。以下では、径方向の磁石長 $h_m$ とティース $h_t$ は同じ( $h_m = h_t$ )であると仮定して設計を進める。磁路は主磁路 $P_m$ 、永久磁束のエッジ部におけるフリンジング磁路 $P_f$ 、その他の永久磁石内でのパスや隣接磁石へのパスといった漏れ磁路 $P_l$ の3パートから構成される。なお、 $P_m$ は台形状ティースと磁石のギャップ対向面の重なる部分で定義する。他のパスは、両位置関係に応じて、パスをそれぞれ単純化した形で2ケースに定義する。

Case A: 磁石幅 $w_m$ がティース幅 $w_t$ よりも短いケース [ $w_m \leq w_t$ ]

$P_f$ は半円筒状パスと半リング状パスにて、 $P_l$ は半リング状による隣接磁石および磁石内の側面経路

Case B: その他ケース [ $w_m > w_t$ ]

$P_f$ は半円筒状パスと半リング状パスにて、 $P_l$ は半リング状による隣接磁石および磁石内の側面経路

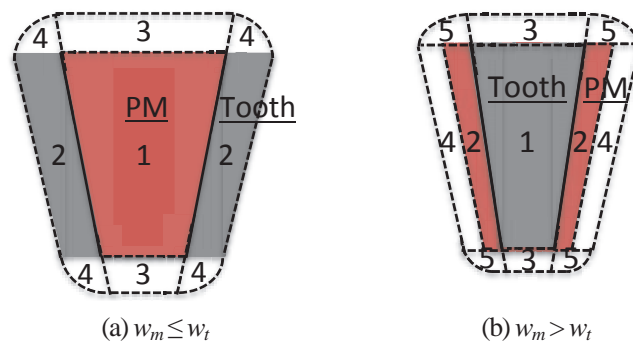


Fig. 3.8: Identification of leakage permeance by using the assumptive magnetic flux path method.

## 2. 磁気飽和に起因する漏れ磁束の同定

電機子起磁力増加に伴いコイルスペースの増加によりティース部の割合が相対的に低下してしまうことで、磁気飽和による漏れ磁束が増大する懸念がある。そこで、ギャップ部での起磁力降下に加え、Fig. 3.9 (b)に示すような、ヨーク部でも起磁力降下が生じるものと考えて、通常定数として取り扱いがなされる起磁力損失係数 $f$ をコア、ギャップ部の磁気抵抗 $R_{m,yoke}$ ,  $R_{m,gap}$ を用いて次式にて定義し、コア部の透磁率を変数化して、磁気飽和減少に伴う透磁率減少／漏れ磁束増大を等価的に表現する。

$$f = \frac{\Theta_l}{\Theta_g} = \frac{R_{m,yoke} + R_{m,gap}}{R_{m,gap}} = 1 + \frac{R_{m,yoke}}{R_{m,gap}} \dots\dots\dots (3.8)$$

ヨーク長, 磁石部を含めたギャップ長, ギャップ部の断面, ティース断面, 真空及びコア内の透磁率をそれぞれ $l_{yoke}$ ,  $l_{gap}$ ,  $S_g$ ,  $S_t$ ,  $\mu_0$ ,  $\mu_{core}$  とすると, (3.8) 式は次式のように書き改められる。

$$f = 1 + \frac{l_{yoke}}{l_{gap}} \cdot \frac{\mu_0 S_g}{\mu_{core} S_t} \dots\dots\dots (3.9)$$

コア内の透磁率はコアに利用する材料データを適当な関数に近似処理を施した後に取り込む。具体的には、起磁力損失がないものとしてギャップ部の起磁力降下のみを考慮した計算から求めた磁束密度を取り込んだ材料の磁化曲線データとを対応させて透磁率を算定し、 $f$  に反映させた。ここで、磁束密度は電機子起磁力についての関数であることを以上で既に述べたので、 $f$  についても電機子起磁力についての関数系に帰着される。 $f$  を関数として見積もることで、起磁力の増大に起因したティース部の相対割合低下による漏れ磁束の増大現象が表現でき、より直感的で実態に即したトルク算定が可能となる。

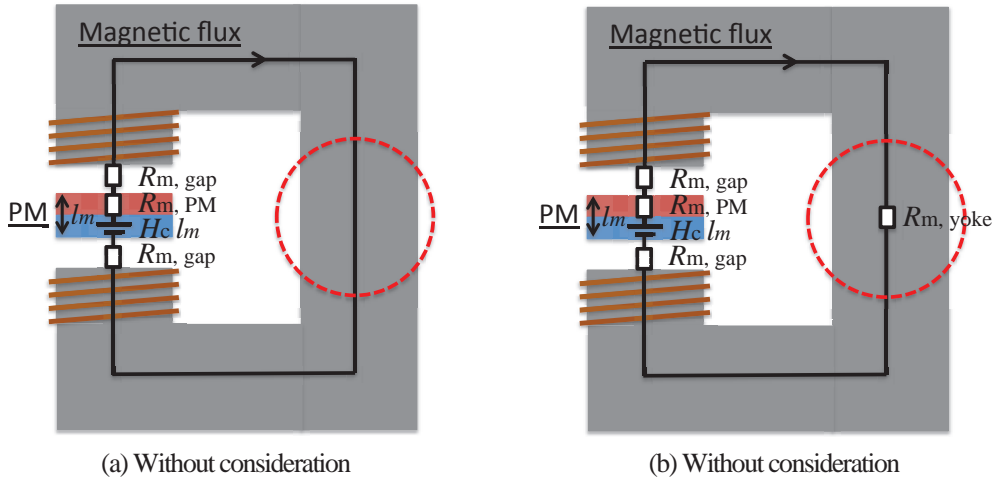


Fig. 3.9: Equivalent expression of magnetic saturation with/without consideration of mmf loss in the C-type core.

### 3.3.7 極コアコンビネーションの取り扱い

コギングトルク低減策の一つで、先行試作機においてもその効果を確認したロータ極とステータコアの特殊なコンビネーションでは、各相の各コアと極との相対位置が同じ通常の組み合わせと異なり、同相ながらも各コアと極との相対位置にずれが生じる。Fig. 3.10 には通常の配置（4 極 3 コアベース）と特殊な配置（10 磁石 9 コアベース）を模式的に示すが、通常の基本配置では、U 相コアと磁石の相対位置関係が同じであるのに対して、10 磁石 9 コア配置では、2, 3 番目の U 相コアと磁石との相対位置関係が各々電氣的に  $\pi/9, 2\pi/9$  だけずれてしまう。ゆえに、この相対的位置関係のずれに起因して各相 3 コアに流入する相当りのトータル磁束が通常の配置と比較して減少することが予想される。

今回 1 組の C 型ステータコアと磁石によるモデルに代表させて理論計算を行うこととしているため、特殊な極コアコンビネーションを採用した際に生じる有効磁束の減少分を係数  $k_{ps}$  により補正する。 $k_{ps}$  は集中巻線時における巻線係数のような位置付けとして捉えればよい。すなわち、10 磁石 9 コア配置の場合には、各相が 3 個にて構成されるコアを 1 磁石 1 コアティースモデルに落とし込むために、1 ティースに代表させる U 相 3 コアティースに流入する総磁束を 1 コアティースに平均化するような機能を果たすものである。一例として、10 磁石 9 コア配置においては、両者の電氣的な相対位置のずれを考慮して次式のように計算される。

$$k_{ps} = \frac{1}{3} \left( 1 + \cos \frac{\pi}{9} + \cos \frac{2\pi}{9} \right) \sim 0.902 \quad (3.10)$$

### 3.3.8 トルク推定プロセスの体系化

3.3.5–3.3.7 の議論にて計算された永久磁石による磁石磁束  $\varphi_m$  及び漏れ係数  $\sigma$ 、極スロットコンビネーションに関する係数  $k_{ps}$  から、ティースに流入する有効磁束  $\varphi$  は、次式にて計算される。

$$\varphi = k_{ps} \frac{\varphi_m}{\sigma} \quad (3.11)$$

無負荷開放状態における内部誘起電圧（相値） $E_0$  は、

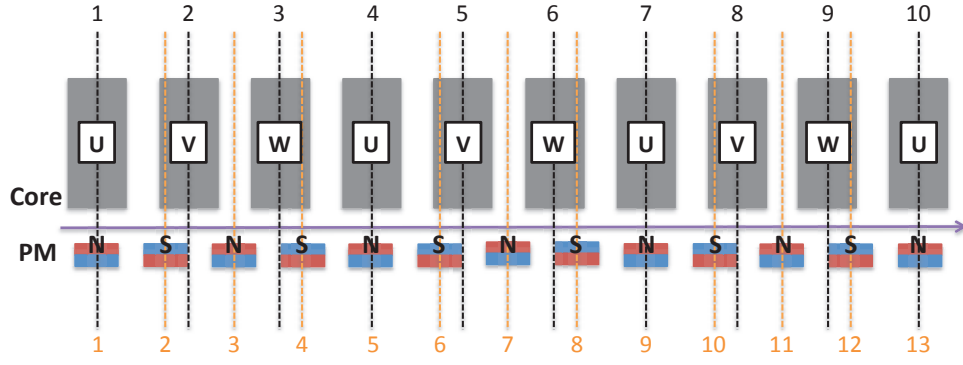
$$E_0 = N \omega \frac{\varphi}{\sqrt{2}} \frac{n_c}{3} \quad (3.12)$$

として記述される。ここで、 $N, \omega, n_c$  は、それぞれ各相ターン数、電氣的な各周波数、ステータコアユニット数を示す。

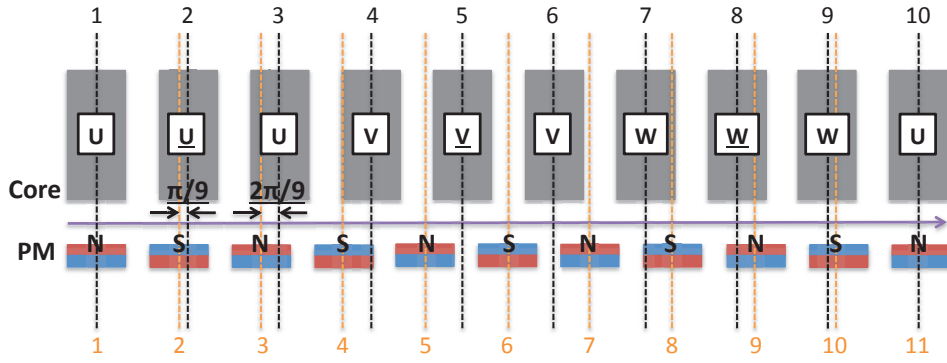
(3.12) 式から、無負荷電圧及び線電流の実効値の積の 3 倍が取り出せる電力として記述され、それを機械的速度  $\omega_m$  で除することで、トルクが次式にて記述される。

$$T = \frac{3}{2} p \varphi \cdot MMF \quad (3.13)$$

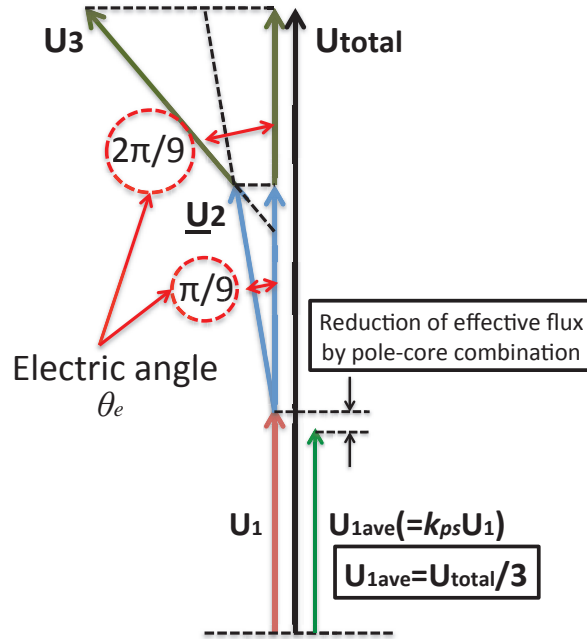
(3.11) 式は、トルクが磁氣的な量と電氣的な量の積により決定されることを示すもので、3.3.4 のモデリングの際に規定した仮定が式中に反映されている。電機子起磁力の増大に伴ってティース部の縮小によるパーミアンスの低下により磁石動作点が低磁束密度側になるため、磁束は減少する。すなわち、トルクの傾向は単峰性を示す。これから、横軸に電機子起磁力を取ること、出力トルクの決定に支配的な役割を果たす、コイルとティース部分の取り合いである両者の幅を見積もることができるため、詳細設計を行う際の設計点を決定するための指針を示すことができる。これによって、時間のかかる数値解析による設計工程を効率的に実施できる可能性を秘めている。4 では、数値解析との妥当性を確認して、本手法の有用性を明らかにするとともに、新試験機的设计手順について整理を行う。



(a) 12-pole 9-core (3 sets of 4-pole 3-core) model



(b) 10-pole 9-core combination model



(c) Definition of U-phase average effective flux in 10-pole 9-core combination

Fig. 3.10: Relative position between magnets and armature cores in each pole-core combination (Unit: rad.).

## 4 数値解析を援用した新試験機的设计

3 では、高トルク密度化を視野に入れた数値解析のプリプロセスとして有用なツールであるシンプルなモデリングに基づいた簡易設計法について述べた。4 では、提案した設計法の妥当性を数値解析との整合性から明らかにするとともに、数値解析区間の最小限化と省力化を図るべく、予め最大トルクを発生する電機子起磁力の見当を付けた上で、有限要素法数値解析を援用しながら、新試験機的设计を具体的な手順に沿って段階的に説明していくことで、トルクの簡易推定法が有用な手法であることを述べる。

### 4.1 新試験機的设计手順

新試験機は、3 にて示した高トルク密度化を視野に Fig. 4.1 に示す設計手順にて設計を進める。TFM は、その三次元的な形状から本質的に三次元数値解析が不可欠であることは既に述べた。しかし、多大なる時間と労力に加えて、算定された数値結果の妥当性を評価することが容易ではない。ゆえに、数値解析のプリプロセスとして FEA を円滑、効率的に実施するための指針を示し、その後ポストプロセスとして得られた数値計算結果の妥当性を担保するような体系的な設計の整理が肝要である。

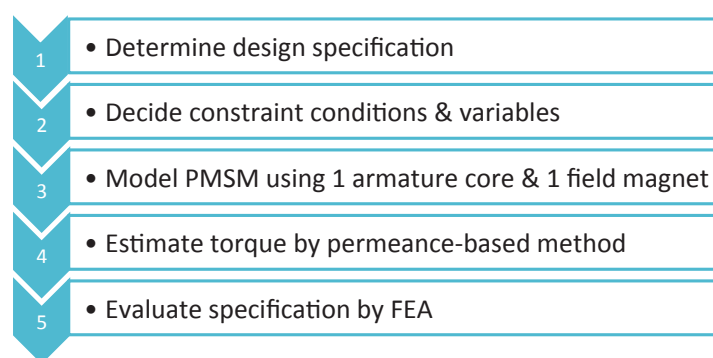


Fig. 4.1: Design process of new machine.

### 4.2 簡易設計法の妥当性評価と数値解析初期値の選定

Fig. 4.2 には、○及び●にてそれぞれ簡易設計法及び FEA によるトルクの見積もりを示す。なお、検証用の FEA は、Table 4.1 に示す解析条件の下で、Fig. 4.3 に示す要素メッシュにて定格電流による静トルク解析を実施した。今回、簡易計算によるトルク見積もりの後、 $T \geq 30\text{Nm}$  を満たすように解析区間を限定し、FEA を実施して省力化を図った。Table 4.2 は、両者の誤差を評価したものであるが、概ね誤差は 10% 程度と当初の簡易設計法の構築にあたって想定した 20% 以内の精度で算定できており、設計法の妥当性が確認できた。したがって、提案手法を用いることで数値解析工程における初期値を決定でき、プリプロセスとして十分に利用可能であり、設計工程における労力を最小限にしながら効率よく設計を進められることが期待される。

簡易設計法にてトルクの見当を付けた後に数値解析を援用した詳細設計のフェーズに移行する。この際に、数値解析の初期値を決定する必要がある。簡易設計法では、出力トルクの推定を行うための方法の一つであり、永久磁石機において振動／騒音、自起動できない状態を引き起こす本質的に問題であるコギングトルクに関しては推定できない。しかしながら、先行試作機において悩まされてきたように[1–3]、コギングトルクはある程度まで低減しておくことが極めて肝要である。コギングトルクについても磁気随伴エネルギーの偏微分や等角写像法による手法などが提案されているが、解析的に算定する手法では、昨今モータ形状が複雑になりつつある中、一般に考慮すべきパラメータや製作条件が多く、かつそれらが複雑に絡み合っており、パーミアンスの変化を正確に言い当てるのが困難であることから、実際のモデルにおいて精度ある計算がしにくいため、FEA を用いて設計を詰める方針を取った。ここでは、Table 4.2 に示した 4 点のうち、出力トルクが大きい 3 点に関して、初期値の候補として、コギングトルク解析を実施し、その結



果を Table 4.3 に示す. 出力トルクに関してはほぼ同じであるため, コギングトルク最小の点である 5500AT/phase を示すティース幅を数値計算による詳細最適設計のための初期値 (設計点) として選定した.

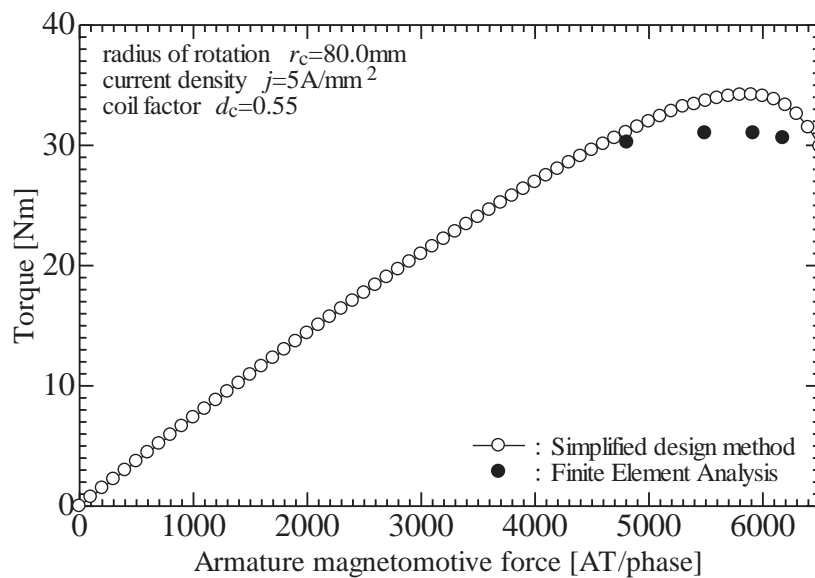


Fig. 4.2: Estimation of torque by simple design method and FEA.

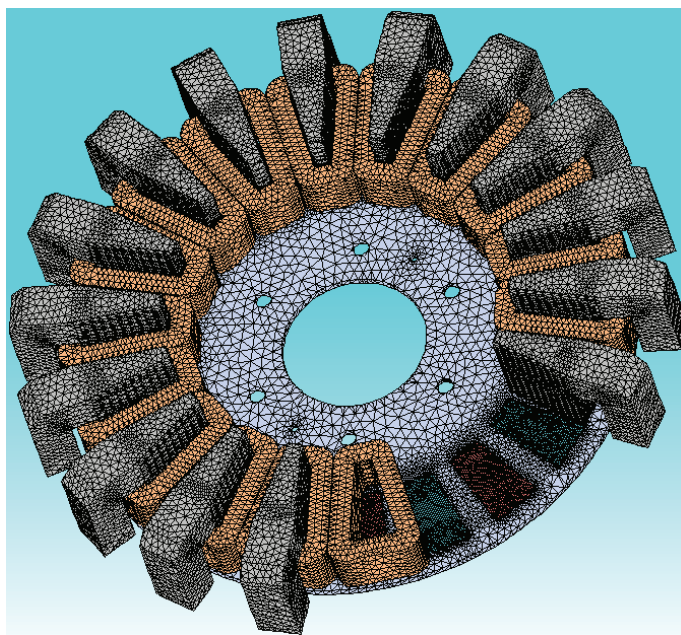


Fig. 4.3: 3-D elements mesh for numerical analysis (886,736 elements, 238,128 nodes).

Table 4.1: Initial conditions on the estimation of output torque in simple method and FEA.

Symbol	Item	Value
$2p$	Number of poles	20 poles
$n_c$	Number of cores	18 cores
$r_c$	Radius of rotation	80 mm
$h_m$	Radial length of PM	30 mm
$h_t$	Radial length of tooth	30 mm
$l_m$	Thickness of PM	5 mm
$l_g$	Air-gap length	0.5 mm
$w_m$	Width of PM	–
$w_t$	Width of tooth	–
$S_m$	Area of PM	450 mm <sup>2</sup>
$S_t$	Area of tooth	–
$w_c$	Coil width	Variable
$l_c$	Coil depth	20 mm
$d$	Lamination factor	0.96
$d_c$	Coil space factor	0.55
$j$	Current density	5 A/mm <sup>2</sup>

Table 4.2: Relative errors between proposed method and FEA.

Armature MMF	Torque		Relative Error
	Proposed Simplified Method	Finite Element Analysis	
4800 AT/phase	31.1 Nm	30.3 Nm	2.8 %
5500 AT/phase	33.7 Nm	31.0 Nm	8.7 %
5900 AT/phase	34.2 Nm	31.0 Nm	10 %
6200 AT/phase	33.4 Nm	30.6 Nm	9.0 %

Table 4.3: Cogging torque to output torque ratio

Armature MMF	Cogging Torque to Output Torque Ratio
5500 AT/phase	2.62 %
5900 AT/phase	2.97 %
6200 AT/phase	2.78 %

### 4.3 FEA を援用した詳細設計

4.2 にて選定した設計点に対して、さらなるコギングトルク低減のためには、磁石幅やティース幅および極ピッチの調整が重要であるが[83]、一般に 3 パラメータ探索の電磁界解析は膨大な時間が必要で実質的には不可能である。したがって、今回は、磁石及びティース幅は固定した中で、回転中心半径を 60mm から 2.5mm ずつ 85mm まで変化させて、等価的に極ピッチのみを変化させて解析を行い、そのときコギングトルクと出力トルクの結果を Fig. 4.4 に示す。ここで、トルクに関しては条件として、磁石／ティース幅のみを固定としているため、回転中心半径の増加に伴って、コイル部が増加することでトルクを増大することに注意されたい。

最終的には、当初の目標値やコギングトルク／出力トルク比の大きさのバランス及び材料強度上の加工限界、従来試験機との整合性などを考慮して、回転中心半径  $r_c$  を 75mm にて決定した。

### 4.4 製作性と高トルク密度／高力率を両立した設計改良

モータ製作に際しては、Fig. 4.5 に示すように台形状ティースの製作がコア材料の選択やコストとともに問題となりうる可能性が高い。つまり、昨今のコア材料の発展を考慮すると、SS400 によるバルク状コアや圧粉磁心 (Soft Magnetic

Composite, SMC) をコア材料として選択した場合には、比較的材料加工の自由度が高いため、理想的な台形状ティースが成形可能である反面、バルクティースでは PWM インバータ駆動時や速度 (周波数) を向上させた場合にうず電流損が懸念される。また、SMC は低飽和磁束密度及び低比透磁率などに代表されるように低い材料特性のため、所望の性能を実現できない。他方で、通常回転機で利用されており、モータのコア材料として主流である積層鉄心は高い材料特性 (高飽和磁束密度及び高透磁率) を持つ反面、成形自由度が低く、3 次元的な構造を有する TFM では、実質的に理想的な台形状を実現することはできず、適用時には何らかの工夫が本質的に必要である。ここでは、SMC は、十分な材料特性を持っておらず、普及はこれからでコストも高いことから検討対象から除外して、コア材料としてのバルクティースと積層鉄心に注目して進める。

#### 4.4.1 コア材の選定

バルクティース (Type I) と積層鉄心 (Type II) により構成する上で、基本特性の違いと懸念されるうず電流損について評価した後でコア材料を決定する。積層鉄心にて構成する際には、Fig. 4.5 にて示すようにステップ状にコアを配することで擬似的に準台形状ティースを形成することとした。Table 4.4 には材料変更前後における性能比較及び Fig. 4.6 には回転速度についてうず電流損/周波数比を定格周波数時に積層鉄心で構成した場合における該当比によって除した相対値で示す。

Table 4.4, Fig. 4.6 から分かるように、積層鋼板で構成した場合には定格周波数 35Hz においてトルク密度が 7% 程度低いが、うず電流損については 38% 程度低く、船舶推進モータという応用対象の特徴上、長時間連続定格で駆動することを考慮に入れると、低鉄損であることが望ましいため、コア材料として積層鋼板を選定した。

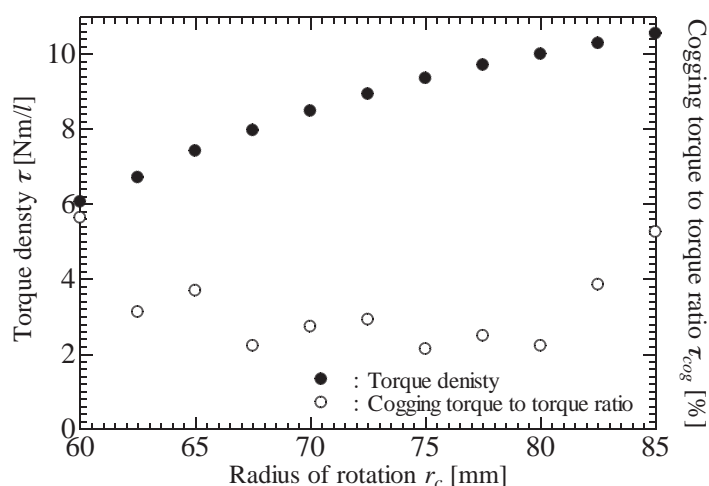


Fig. 4.4: Estimation of torque by simple method and FEA

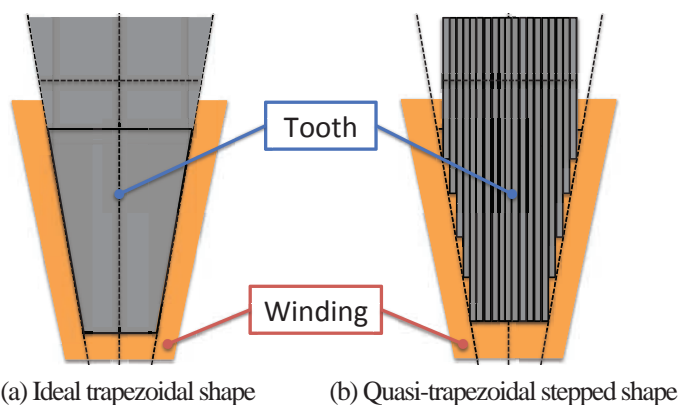


Fig. 4.5: Stator-tooth structure in bulk-type or laminated-type cores.

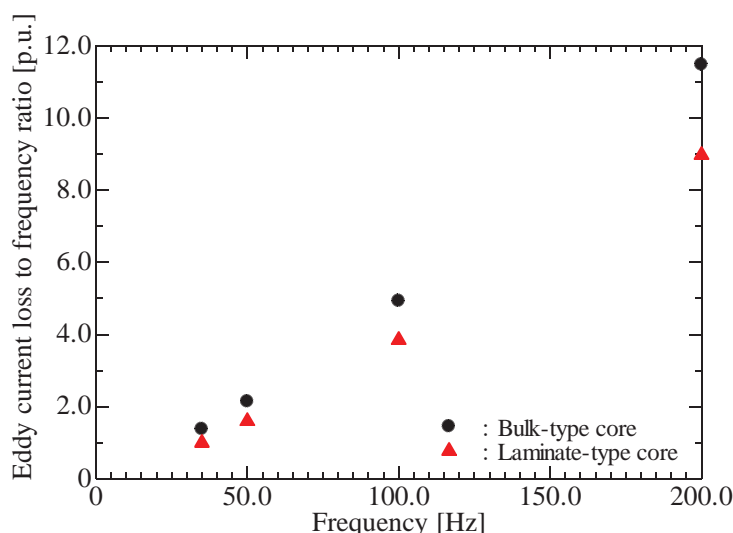


Fig. 4.6: Comparison of eddy current loss.

Table 4.4: Comparison of specification between ideal and quasi shapes.

Item	Previous	Proposed	
		Bulk type	Laminated
Cogging to torque ratio [%]	0.24	2.0	1.9
Torque density [Nm/l]	5.5	9.7	9.5

#### 4.4.2 高コイル占積率を有する平角線の開発

電気機器に使用される材料が高性能化しつつある中で、トルクを生み出すのに本質的に必要な巻線はその扱いやすさやコストから丸線が好まれて利用されることが多かった。成型技術も着実に進歩し、より一層の小型高性能化には巻線の選択は極めて肝要な解決策の一つである。トルク定数  $K_t$  の向上策とともに、電機子電流の通電量を増加させる際に最も懸念される観点が生み出し損による発熱である。導体自体は熱に関しても良導体であるが、導体外周に施された絶縁皮膜により熱が伝わりにくい状態にあり、丸線を採用した場合には熱抵抗が大きく、連続定格で大電流を流すことは難しい。したがって、昨今利用範囲が拡大しつつある平角線に注目した。本設計にあたっては、Table 4.5 に示す設計要件で設計／製作を依頼した。製作を依頼するコイルの外観イメージを Fig. 4.7 に示すが、平角線では真四角線や丸線のようなトラバース巻（整列巻）ができないため、 $\alpha$  巻きコイルを 2 個積層することで実現した。

Table 4.6 には、詳細部を詰めた後の最終的な性能諸元を示すが、平角コイルの採用により、初期設計時点からコイル部分のみの体積を 15%、モータ体格を 5% 程度低減させることに成功した。なお、誘起電圧定数  $K_e$ 、トルク定数  $K_t$ 、インダクタンス  $L_s (=L_d, L_q)$  は Fig. 4.8 に示した電機子鎖交磁束から算定を行った。

以上から、ステータ高密度化設計と平角線採用による大径少巻線化／小型化と大電流化が奏功して低インダクタンスによる高力率化と高トルク密度が同時に達成できることを数値解析的に明らかにした。旧来試験機と比較すると、70% 程度で巻線に無理のない余裕ある低電流密度設計ながらも、2 倍以上の高トルク密度化の可能性を示した。

Table 4.7 には、2012 年 5 月中旬にパシフィコ横浜にて開催された『自動車技術展 - 人とくるまのテクノロジー展』で展示されていた、神戸製鋼と北海道大学竹本准教授との共同研究、英国の Imperial College London 及び Oxford からスピンアウトしたベンチャー企業である EVO Electric 社[61]、YASA Motors 社[62]の EV 用のアキシシャルギャップモータとの比較を示す。EV 用であり、モータ体格や冷却方式及び電流密度などが異なり単純には評価しきれない点もあるため、単位体格あたりのトルク、すなわち、トルク密度にて評価を実施した。なお、AFM-240、YASA-750 は水冷であるため、高電流密度を許容できる。新試験機は、空冷にて全く無理のない電流密度で同等のトルク密度を達成できる。これは、

電機子構造の見直しにより稠密構造を実現した他、高占積率の平角線でコイルを製作したため、モータ体格の低減と高トルクが両立できることに起因している。この比較から、商用に供されているEV用の直接駆動タイプに近いアキシヤルギャップモータ並みのトルク密度の実現可能性を示した。なお、本モータは低電流設計としているため、第1, 2試験機で扱っていた電流密度 ( $7\text{ Arms/mm}^2$ ) で駆動しても Fig. 4.9 に示すように、磁気飽和の問題もなく、容易に[61,62]のモータの性能を上回ることが可能であることを付記しておく。

Table 4.5: Design requirements of flat-type windings applied to proposed motor.

Item	Initial design	Requirement
Cross section of conductor	$1.0\text{ mm}^2$	$1.0\text{ mm}^2$
Coil width	7.2 mm	7.2 mm
Coil depth	20.0 mm	17.5 mm
Coil space factor	55 %	> 80 %
Cross section of coil	> $86.4\text{ mm}^2$	> $100\text{ mm}^2$

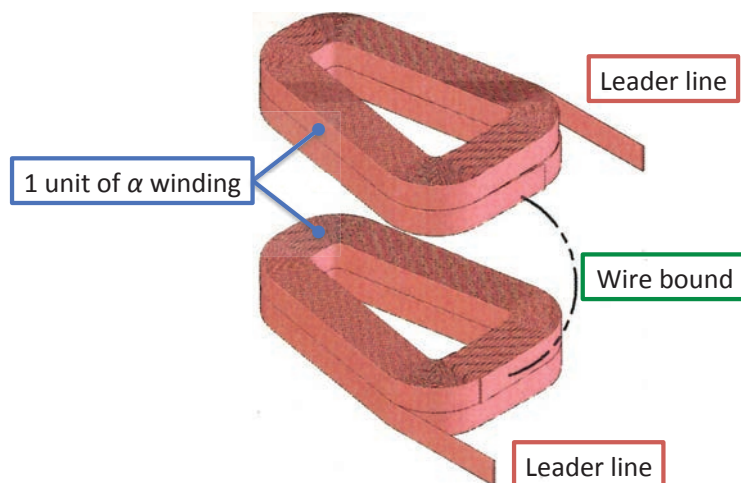


Fig. 4.7: Image of flat-type wire applied to new prototype motor.

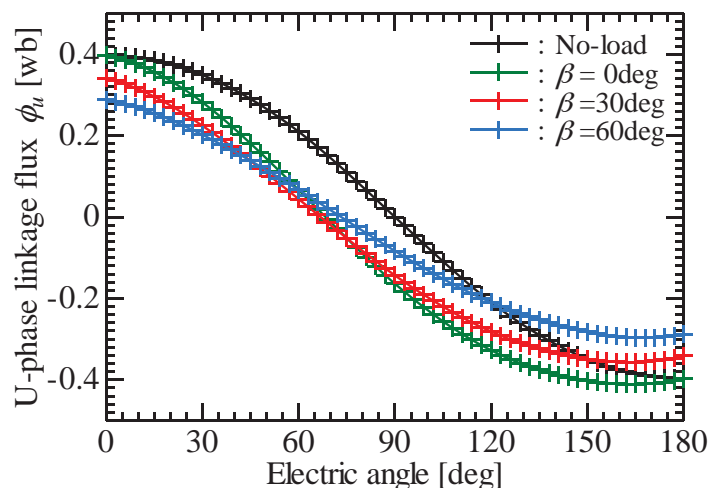


Fig. 4.8: U-phase armature flux linkage with respect to current phase.



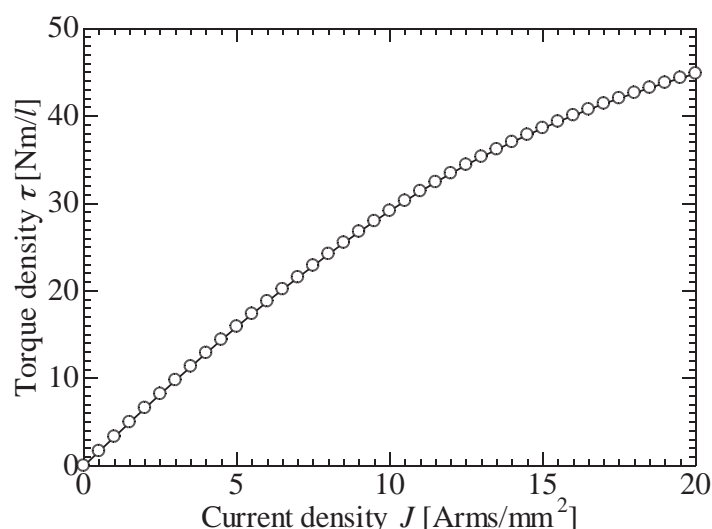


Fig. 4.9: Torque density with respect to current density.

Table 4.6: Comparison of basic parameters in successive prototype motors by experiments. [21–24]

Symbol	Item	1st	2nd	3rd	4th
$2p$	Number of poles	36 poles	38 poles	50 poles	20 poles
$R_a$	Armature resistance	0.379 $\Omega$	7.2 mm	8.06 $\Omega$	2.16 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	3.53 mH	102 mm	99.4 mH	17.9 mH
$J$	Rated current density	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	5.0 Arms/mm <sup>2</sup>	3.5 Arms/mm <sup>2</sup>
$S_c$	Conductor cross section	0.636 mm <sup>2</sup>	0.442 mm <sup>2</sup>	0.283 mm <sup>2</sup>	1.15 mm <sup>2</sup>
$d_c$	Coil space factor	< 60 %	< 60 %	58.5 %	86.5 %
$K_e$	Back EMF coefficient	0.0210 Vs/rad	0.256 Vs/rad	0.191 Vs/rad	0.486 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	0.378 Nm/A	4.86 Nm/A	4.78 Nm/A	4.86 Nm/A
$PF$	Power factor	0.874	0.581	0.757	0.975
$\tau$	Torque density	< 0.983 Nm/l	< 8.75 Nm/l	5.5 Nm/l	11.5 Nm/l
$\tau_{cog}$	Cogging to output torque ratio	–	11.5 %	0.24 %	2.3 %

Table 4.7: Comparison of proposed TFM with another AFMs (\*: peak torque to volume ratio)

Symbol	Item	KOBELCO	AFM–240[61]	YASA–750[62]	Proposed
$V_m$	Number of poles	1.4 $l$	13.1 $l$	6.4 $l$	2.97 $l$
$J$	Current density	13.9 Arms/mm <sup>2</sup>	20.0 Arms/mm <sup>2</sup> ?	20.0 Arms/mm <sup>2</sup>	5.0 Arms/mm <sup>2</sup>
$T$	Rated torque (Peak)	19.3 Nm	220 Nm (600 Nm)	– (750 Nm)	48.4 Nm
$\tau$	Torque density	13.8 Nm/l	16.8 Nm/l	118 Nm/l *	16.3 Nm/l

#### 4.5 伝統的電機設計学に沿った新試験機の評価

4.4にて示した最終設計に対して装荷設計を体系的な電気機器設計にある一般的な同期機の装荷設計の統計との比較を行い、以前から提案してきた簡易設計法を用いた設計が重電メーカーなど電気機械の設計ベースとなっている古典的な電機設計学[63–70]に基づいた従来設計法においてどういった位置付けに属するかを検証する。

##### 4.5.1 古典的電機設計学における伝統的な電気機械設計

従来法による同期機設計では、回転機が基本的に毎極について対称構造であり、機器構成の考察には、1極分を取り出す形で考察ができることを利用したものであり、次式で定義される比容量  $S / f_0$  をベースに議論を組み立てている。比容量は、毎極当たりの皮相電力（容量）を極数と周波数にて規格化した量である。なお、詳細な考え方及び式展開は

付録Cに譲る。

$$S/f_0 = \frac{S}{f \times 10^{-2}} = K_0 (AC \times 10^{-3}) \cdot (\phi \times 10^2) \dots\dots\dots(4.1)$$

ただし、 $AC, \phi$ はそれぞれ電気装荷、磁気装荷を示す。電気機器は電気装荷と磁気装荷の積に比例するとのいわれは、(4.1)式から導きだされる帰結である。一般に、電気機器のスケールアップを図る場合には、銅損による過大な温度上昇を避けるために、一般に電気装荷の増加に比べて磁気装荷の増加を少し大きめにするため、両分配を決定する装荷分配定数を $\gamma$ とおいて、(4.1)式にて示される比容量が1となる場合の基準装荷量を $AC_0, \phi_0$ と置くと、各装荷量は、

$$AC = AC_0 (S/f_0)^{\frac{1}{1+\gamma}} \dots\dots\dots(4.2)$$

$$\phi = \phi_0 (S/f_0)^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \dots\dots\dots(4.3)$$

と記述される。過去の設計資料が統計的資料として残っているため、その値を用いて、装荷量を決定できる。両者にはトレードオフ関係があるがゆえ、一方の装荷量が決定すると、他方の量も決定できる。古典的な設計法の専門書から、同期機では、設計基礎変数である装荷分配定数 $\gamma=1.5$ 、基準磁気装荷量 $\phi_0=(0.25 \sim 0.35) \times 10^{-2}$  wb 程度に定めている。

#### 4.5.2 伝統的設計学に基づいた新旧試験機の装荷量分配の妥当性検証

Table 4.7には、旧型試験機及び新試験機の定格時における性能諸元を改めて示す。なお、1号機は原理検証的な意味合いが強いため、装荷量分配の妥当性検討対象から除外した。装荷量分配の検証は以下の手順にて実施した。

##### A 3相トータル電気装荷量 $AC$

- 相当たり総ターン数 $N$ 、線電流実効値 $I$ 、極数 $2p$ から決定

$$AC = \frac{3NI}{2p} \dots\dots\dots(4.4)$$

##### B 磁気装荷量（ピーク値） $\phi$

- 簡易設計法におけるトルク式から決定

$$T = \frac{3}{2} p AC \cdot \varphi = \frac{3}{2} p \frac{2\sqrt{2} p AC}{3} k_w \phi = \sqrt{2} p^2 AC k_w \phi \dots\dots\dots(4.5)$$

$$\phi = \frac{T}{\sqrt{2} p^2 k_w AC} \dots\dots\dots(4.6)$$

##### C 比容量 $S/f_0$ の決定

- トルク $T$ から試験機の有効電力 $P_0$ 、皮相電力（容量） $S_0$ を機械的角速度 $\omega_m$ と力率 $PF$ から決定

$$P_0 = \omega_m T = \frac{\omega}{p} T \dots\dots\dots(4.7)$$

$$S_0 = \frac{P_0}{PF} \dots\dots\dots(4.8)$$

- 毎極当たりの容量 $S$ 及び比容量 $S/f_0$ を決定

$$S = \frac{S_0}{2p} \dots\dots\dots(4.9)$$

$$S/f_0 = \frac{S}{f \times 10^{-2}} \dots\dots\dots(4.10)$$

- 磁気装荷 $\phi$ と基準磁気装荷 $\phi_0$ との比 $\chi$ を決定

$$\chi = \left( S/f_0 \right)^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} = \left[ \frac{S}{f \times 10^{-2}} \right]^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \dots\dots\dots(4.11)$$

– 磁気装荷量 $\phi$ を決定

$$\phi = \phi_0 \left( S/f_0 \right)^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} = \chi \phi_0 \dots\dots\dots(4.12)$$

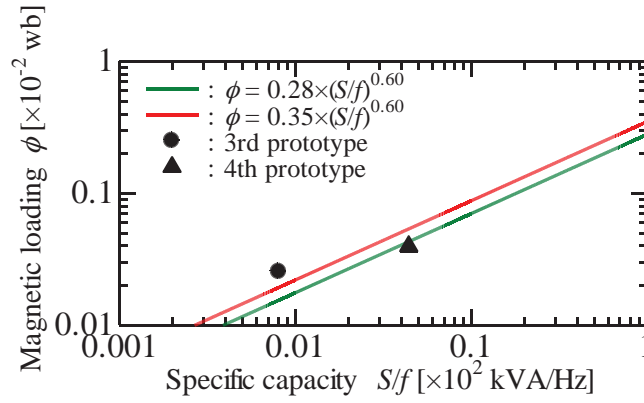
– 電気装荷量 $AC$ を決定

$$AC \times 10^{-3} = \frac{\left( S/f_0 \right)^{\frac{1}{1+\gamma}}}{K_0 \phi_0 \times 10^2} \dots\dots\dots(4.13)$$

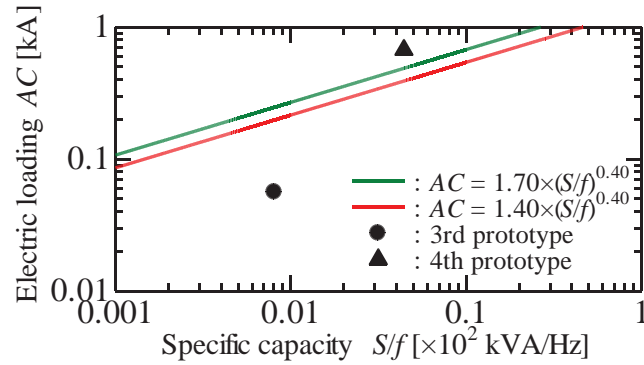
以上から、比容量 $S/f_0$ を横軸に、縦軸に磁気装荷及び電気装荷を取ってプロットしたものに、各試験機におけるパラメータから計算した各装荷量をプロットすると、Fig. 4.10のように示される。なお、装荷分配定数 $\gamma$ は1.5、基準磁気装荷量は  $0.28\sim 0.35 \times 10^2$  wb として算定を行った。磁気装荷量に関しては、新旧機械共に設計指標程度の量を確保できている一方で、旧型機では、ステータ疎構造により十分な巻線スペースが確保できずに、総電機子起磁力が古典的な設計統計よりも極めて小さくなっており、結果的に低トルク密度に繋がってしまったことが容易に推察される。他方、新試験機では、伝統的な設計学との整合性も取れた適切な装荷分配がなされていることを明らかにした。以上の伝統的設計学の評価を通じて本設計思想の方向性の妥当性及び従来理論との整合性も確認した。

Table 4.7: Comparison of specification among experimental machine [22–24].

Symbol	Item	2nd	3rd	4th
$2p$	Number of poles	38 poles	50 poles	20 poles
$R_a$	Armature resistance	7.2 mm	8.06 $\Omega$	2.16 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	102 mm	99.4 mH	17.9 mH
$J$	Rated current density	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	5.0 Arms/mm <sup>2</sup>	3.5 Arms/mm <sup>2</sup>
$S_c$	Conductor cross section	0.442 mm <sup>2</sup>	0.283 mm <sup>2</sup>	1.15 mm <sup>2</sup>
$d_c$	Coil space factor	< 60 %	58.5 %	86.5 %
$N$	Number of turns per core unit	400 turns	334 turns	184 turns
$K_e$	Back EMF coefficient	0.256 Vs/rad	0.191 Vs/rad	0.486 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	4.86 Nm/A	4.78 Nm/A	4.86 Nm/A
$PF$	Power factor	0.581	0.757	0.975
$\tau$	Torque density	< 8.75 Nm/l	5.5 Nm/l	11.5 Nm/l
$\tau_{cog}$	Cogging to output torque ratio	11.5 %	0.24 %	2.3 %



(a) Magnetic loading



(b) Electric loading

Fig. 4.10: Comparison based on systematic design theory.

#### 4.6 ベクトル制御下における新試験機の基本特性

新試験機も旧試験機と同様に非突極型の機械であり、同期機理論における円筒機モデルに端を発する基本モデルと通常の回転座標系における電圧方程式などから特性同定が可能である。ここでは、基本モデルを援用して、現在主流であるインバータ駆動を想定し、電圧／電流に上限がある中における新試験機の基本特性を明らかにする。

##### 4.6.1 電圧／電流制限下での $N-T$ 特性[52]

数値解析を実施する際には、計算の容易さから電流源駆動にて実施することが多く電源電圧の制限は存在しない。しかしながら、実際の駆動時には、モータに供給できる端子電圧及び負荷電流には制限があり、考慮に入れることが肝要であることは多言を要しない。

電圧／電流制限下では、端子電圧及び電流ベクトルは、

$$V = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_m \dots\dots\dots(4.14)$$

$$i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{am} \dots\dots\dots(4.15)$$

として記述され、変換器やモータ定格などから決定される電源電圧及び電流の制限値  $V_m$ ,  $i_{am}$  にて上から押さえられる。いま、任意の電流位相  $\beta$  にて  $d, q$  軸電流を供給した場合の合成磁束  $\varphi_a$  は、

$$\varphi_a = \sqrt{(L_d i_d + \varphi_0)^2 + (L_q i_q)^2} \dots\dots\dots(4.16)$$

と示され、 $V_a$ ,  $V_{am}$  は、

$$V_a = \omega \varphi_a \leq V_{am} = V_m - R_a i_{am} \dots\dots\dots(4.17)$$

で定義される。ここで、 $V_{am}$  は、電機子電流制限上限を通電できる場合のモータの逆起電力の上限を示すものである。これから、速度が上昇して、モータの逆起電力が上限と釣り合ったときの電氣的基底各周波数  $\omega_b$ 、機械的基底速度  $\omega_b$  は、

$$\omega_b = \frac{V_{am}}{\varphi_a} \dots\dots\dots(4.18)$$

$$N_b = \frac{60\omega_b}{p \cdot 2\pi} = \frac{60V_{am}}{2\pi p \varphi_a} \dots\dots\dots(4.19)$$

で定義され、これ以上の速度では電源電圧の制限も加わるため、制御モードが遷移する。

#### A 定トルク領域 – 低速駆動域 $\omega \leq \omega_b$

基底速度以下においては、逆起電力は電源電圧よりも小さく、電流制限のみに注目して最大トルク制御を適用する。Fig. 4.11 には、電流ベクトルの大きさを一定として、電流位相  $\beta$  を進めた場合のトルク特性を示すが、トンネルアクチュエータの流れを汲むモータではトルクが単調に減少しており、ここでも、対象機械が基本的に SPM で非突極性を有していることが理解される。したがって、最大トルク制御としては、 $d$  軸電流 0 制御を採用すればよい。低速域では、定トルク特性を示し、電機子電流の通電上限から一意に決定される電流ベクトルの大きさを  $q$  軸電流値と一致させる等式制約と、モータ端子電圧を変換器の供給できる電圧制限による不等式制約で上から押さえておく。すなわち、

$$i_a = i_{am}, V_a \leq V_{am} \dots\dots\dots(4.20)$$

$$i_d = 0, i_q = i_{am} \dots\dots\dots(4.21)$$

と示される。目下のところでは、船舶推進における要請から長時間連続定格駆動が必要となってくるため、電流制限として定格電流密度  $3.5 \text{ Arms/mm}^2$ 、電圧としては、公称電圧から  $3\phi 100\text{V}$ 、 $200\text{V}$ 、 $400\text{V}$  程度が選択されうるが、実験系の制限から  $3\phi 200\text{V}$  系を仮定する。

$$i_{am} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{an} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 3.5 \cdot 1.15 \sim 7.04 \text{ A}, V_m = 200 \text{ Vrms} \dots\dots\dots(4.22)$$

$$V_{am} = 200 - 2.16 \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 5.75 \sim 185 \text{ Vrms} \dots\dots\dots(4.23)$$

定トルク領域では、 $d$  軸電流を供給しないため、(4.16) 式は、

$$\varphi_a = \sqrt{\varphi_0^2 + L_q^2 i_q^2} \dots\dots\dots(4.24)$$

と簡単化される。したがって、次式で記述される基底速度は、

$$\omega_b = \frac{V_{am}}{\varphi_a} \sim 369 \text{ rad/s} \dots\dots\dots(4.25)$$

$$N_b = \frac{60\omega_b}{p \cdot 2\pi} \sim 352 \text{ rpm} \dots\dots\dots(4.25)$$

となり、この領域では、回転速度（電源周波数）に比例させて端子電圧を増加させる通常の  $V/f$  駆動を実施する。

#### B 定電力領域 – 高速駆動域 $\omega > \omega_b$

基底速度以上に達すると、電圧制限円にかかるため、低速域を規定していた電流制限に加え次式で示される電圧制限を規定する等式制約が必要となる。

$$V_a = \omega \varphi_a = \omega \sqrt{(L_d i_d + \varphi_0)^2 + (L_q i_q)^2} = V_{am} \dots\dots\dots(4.26)$$

このことは、

$$\varphi_a = \sqrt{(L_d i_d + \varphi_0)^2 + (L_q i_q)^2} = \frac{V_{am}}{\omega} \dots\dots\dots(4.27)$$



を一定に保つことと等価である。いま、次式で示される電流制限の項

$$i_{am} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \dots\dots\dots(4.28)$$

と連立させて (4.27) 式を解くと、 $d, q$  軸電流について次式で示される条件が導出される。

$$i_d = \frac{(V_{am}/\omega)^2 - \varphi_0^2 - L_q i_{am}^2}{2L_d \varphi_0}, i_q = \sqrt{i_{am}^2 - i_d^2} \dots\dots\dots(4.28)$$

となり、定電力領域では、電圧制限のために弱め界磁制御を施すことが本質的に必要になることに他ならない。弱め界磁効果を得るための  $d$  軸電流の上限は磁石の減磁耐力から決定すべきものである。

なお、負荷角  $\delta$ 、電流位相  $\beta$ 、力率角  $\theta$  との関係性は、次式で示され、

$$\phi = \delta - \beta \dots\dots\dots(4.29)$$

基本的に  $d$  軸電流 0 制御下 ( $\beta = 0$  に相当) においては、負荷の増大にしたがって力率は悪化する。したがって、力率 1 制御を実施する際には、 $\beta = \delta$  を実現するパターンが必須であり、このことは、 $d$  軸電流を恒常的に流すことを意味する。

#### 4.6.2 電圧／電流制限下での効率マップ

4.6.1 で規定した動作パターンに対して非突極型基本モデルをベースに効率  $\eta$  が定義可能となる。トルク  $T$ 、出力電力  $P_o$  はトルク定数  $K_t$ 、機械的速度  $N_r$  から、

$$T = K_t i_q \dots\dots\dots(4.30)$$

$$P_o = \omega_m T = 2\pi \frac{N_r}{60} K_t i_q \dots\dots\dots(4.31)$$

と記述される。したがって、規約効率  $\eta$  は入力電力  $P_i$ 、力率  $PF$  から、

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\omega_m T}{V_{i_d} \cdot PF} \dots\dots\dots(4.32)$$

にて算出される。以上を利用して、定格電流で制限をかけた場合の  $N$ - $T$  特性と効率  $\eta$  は Fig. 4.12, 4.13 にて示される。ただし、効率は銅損のみで鉄損が含まれていないため、高めに算定されることに注意されたい。なお、効率をパラメータにして  $N$ - $T$  特性を逆引きで計算することで、効率マップの描画も可能である。

2 にて規定した基本モデルは回路的な扱いができるため、特性計算が容易になることから、実験前に予め特性見積もりが可能となる。したがって、[28] に沿って系統的に制御器設計を行い適用して負荷試験を実施し、得られた測定値を描いた効率マップにプロットすることで実験機 の特性評価の検討が可能となる。その意味でも、本解析手法は極めて体系的でかつ実務的な有用性が高い。

#### 4.7 新試験機設計手順の総括

以上では、新試験機の設計について手順を追って説明をした。設計にあたっては、

- (1) 設計工程の省力化を図りながらも、数値計算の妥当性も担保できるように留意し、
- (2) 提案した簡易設計法により最大トルク付近のコイル幅のパラメータサーベイを行った後、3 次元の数値計算により詳細部の設計について詰める。

という二段階のステップで実施した。

5 では、4 にてまとめた設計の下で製作する試作機の製造プロセスや材料選定及び実験による設計の妥当性について検証を行う。なお、実験の際には、2 で示した同期機非突極型基本モデルによる測定による系統的な評価を実施する。

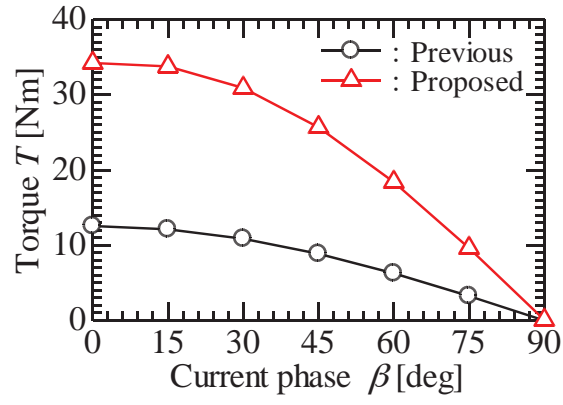


Fig. 4.11:  $\beta$ - $T$  characteristic

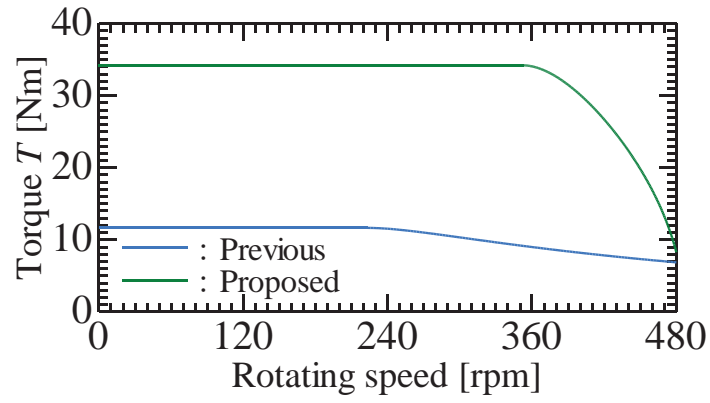


Fig. 4.12:  $N$ - $T$  characteristic

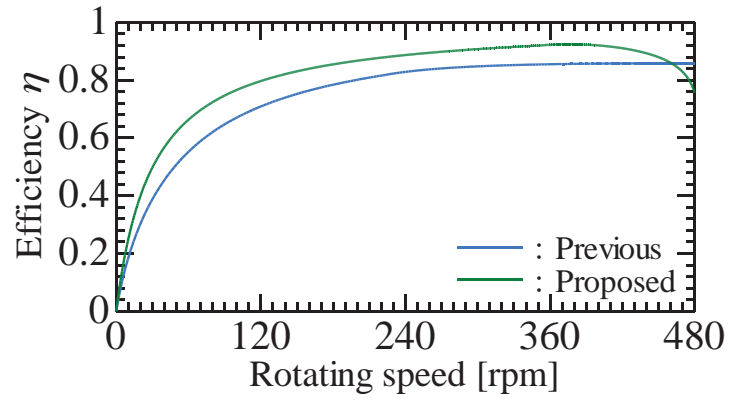


Fig. 4.13:  $N$ - $\eta$  characteristic

## 5 新試験機の試作と各種試験による基本特性評価

4では,3にて提案した簡易設計法を用いてパラメータサーベイを実施した後,FEAによる詳細設計及び性能確認を行い,電機子構造の稠密化と平角線によるコイルを採用することで,旧試験機と比較して,大幅なトルク密度向上と力率向上の可能性を数値解析的に明らかにした.5では,試作した新試験機の特性評価を2で示した系統的な同期機理論の内容に沿って同様の条件で比較を行うことで,新試験機的设计優位性/FEAとの妥当性を検証することを目的とする.

### 5.1 実験機試作に係る主要構成部材の選定

Table 5.1 には,試作に用いる主要構成部品の構成材料を示す.なお,試作にあたっては,以下に示す考え方に基づいて試作機 の材料選定を行い,試作を実施した.

Table 5.1: Main component of new prototype motor

Part	Material
Field permanent magnets (PMs)	Neodymium–Ferrum–Boron (Nd–Fe–B)
Disk-type rotor	Carbon–fiber reinforced plastic (C–FRP)
C-type stator cores	Non-oriented magnetic steels (Laminated steels)
Flat-type wires	Polyamide imide (AIW)
Support materials	Polyphenylene sulfide (PPS), Stainless (SUS), Aluminum (Al)

#### 5.1.1 界磁側永久磁石

新試験機では,高エアギャップ磁束密度  $B_g$  を実現するために高残留磁束密度  $B_r$  を有する永久磁石が必要である. バッテリー電圧が低圧で電力の取り出しを電流に依存するため必然的に高電流密度となってしまうため,ジュール熱が大きく,かつスペース的な制約が大きい自動車用主電動機とは違って,船舶の電気推進を想定した場合には連続定格駆動で所望のトルクを継続的に取り出すことが必要で,かつディーゼル機関及びガスタービンによる発電で電圧も比較的高電圧が取れるため,少電流密度とすることが可能となるため,耐熱としては 150 deg. C 程度に定め, Fig. 5.1 から PM 保磁力  $H_c$  としては 20 kOe 程度が必要である. 一般に,高  $H_c$  の実現にはディスプロシウム (Dy) を添加することが必要であるが,  $B_r$  は低下してしまう.

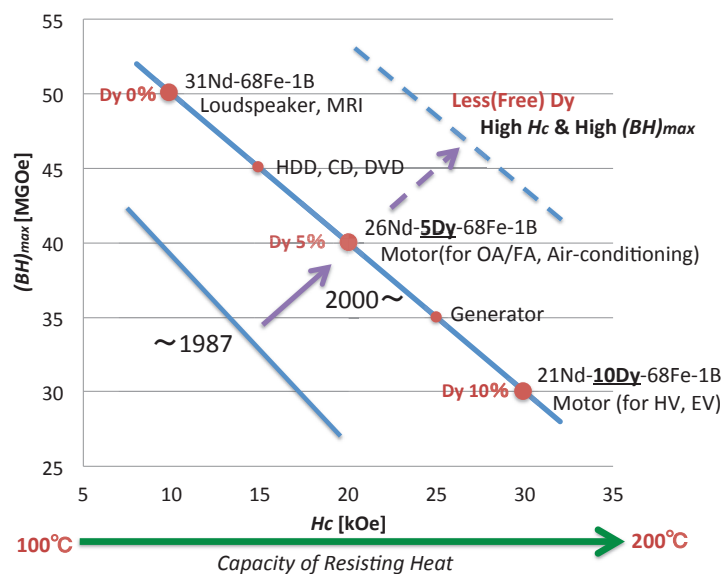


Fig. 5.1: Transition of coercive force and maximum energy product in Nd–Fe–B magnets [71].

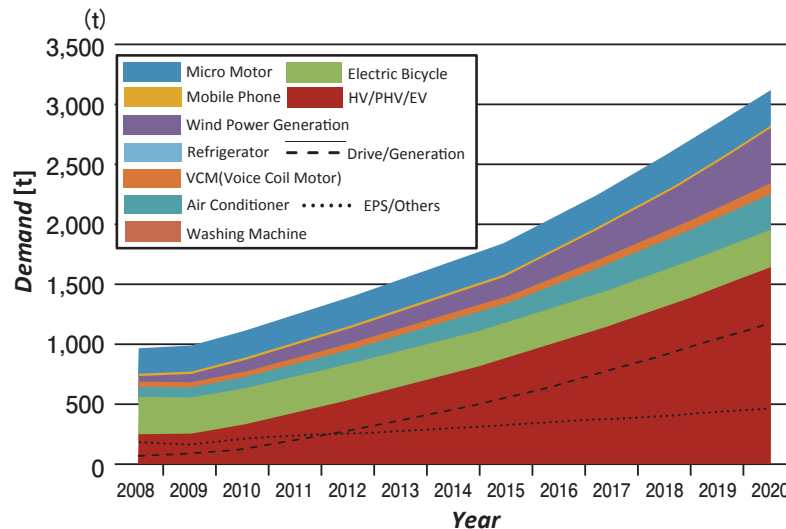


Fig. 5.2: Demand forecast of Dysprosium used for capacity of resisting heat in Nd-Fe-B magnets all over the world [72].

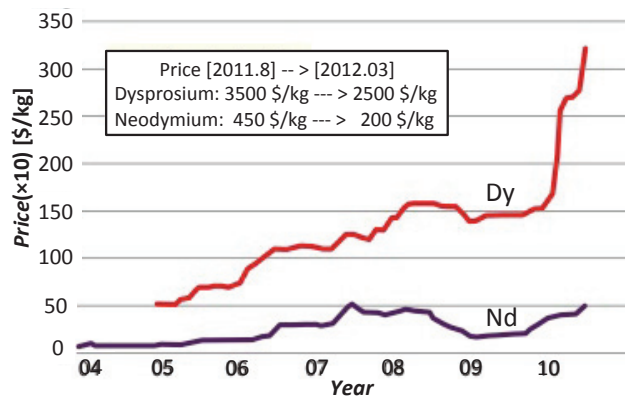


Fig. 5.3: Transition of price on main components, Dysprosium and Neodymium, of Nd-Fe-B magnets [72].

また, Dy は希土類鉱石中の含有量もネオジム (Nd) に少なく, 産出国もほぼ中国だけに限られているため, 政治的問題や Fig. 5.2 に示すように, 昨今のネオジム磁石の需要増大を受けて価格変動しやすく, Fig. 5.3 で示されるように, 近年は高値安定してしまっている. そこで, 将来の商品化まで考慮した場合に, 製作時には Dy の添加量に関する耐熱性向上と磁石コストの低減の観点から磁石は選定する. 昨今, 省 Dy 技術として,

- A GBDP 法 (粒界拡散法) – 粒界部への選択的な Dy 導入による高  $B_r$ ,  $H_c$  と省 Dy を両立
- B PLP 法 – ジェットミルによる結晶粒微細化による高  $B_r$ ,  $H_c$  と省 Dy を実現
- C HDDR 法 – 不均化反応/再結合反応によるボンド磁石用粉末向けに最適な単磁区粒子サイズの結晶粒を形成
- D 新磁石材料 – 窒化鉄 ( $\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ ) サマリウム鉄窒素 ( $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_x$ )

の4つの手法があるが, 本試作機製作に係り対象とするネオジム磁石に有効な手段としては, A に代表される  $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$  による主相とリッチ相との界面状態を良好にする手法と B, C に代表される磁石の結晶粒径を小さくして単磁区構造に近づける手法の2つに大別される[73–78]. 今回, 非突極型で電機子コアティースと PM は対峙した状態で配置されており, 回転周方向の中心付近は減磁されにくい, 回転周方向の後方のエッジ部は逆磁界にさらされやすいことを考慮して, 特に端部における高保磁力が必要である. また, 将来的に (PWM) インバータ駆動を考慮すると, [79–82]にて報告されているように SPM 型では磁石部においてうず電流損による損失が生じ, 磁石性能の劣化を引き起こす可能性があるため, 高  $B_r$  ながらも必要箇所に関しては高保磁力  $H_c$  を有する磁石材料が必要である. そこで, 界磁側永久磁石 (PM) には高  $B_r$  による高  $B_g$  と耐熱性及びコスト (省 Dy) を両立させた, Table 5.2 に示す性能を有する N50M をベースに粒界拡散法にて保磁力を高めた Fig. 5.4 に示す台形状に成型した N50AS-G を採用する.





Fig. 5.4: Trapezoidal PM applied to proposed motor (ShinEtsu Rare Earth Magnets SEREM N50AS-G)

Table 5.2: Magnetic properties of PM applied to new motor

Symbol	Item	SI	CGS
$B_r$	Residual magnetic flux density	1.393 T	13.928 kG
$H_{cj}$	Coercive force	1701 kA/m	21.371 kOe
$H_{cb}$		1068 kA/m	13.415 kOe
$(BH)_{\max}$	Maximum energy product	372.5 kJ/m <sup>3</sup>	46.8 MGOe
$W_{u,PM}$	Unit weight of magnet	0.017 kg	17 g

### 5.1.2 ロータ構成部材

回転子部材には不要な磁束パスによるうず電流損を防ぐ目的で第三試験機と同様に C-FRP を採用する. 今回の設計では少極化を図ったため, 作業量として少なくなり, 製作性は向上した. Fig. 5.5 には, Fig. 5.4 に示した磁石をロータ盤に接着した後のロータを示す.

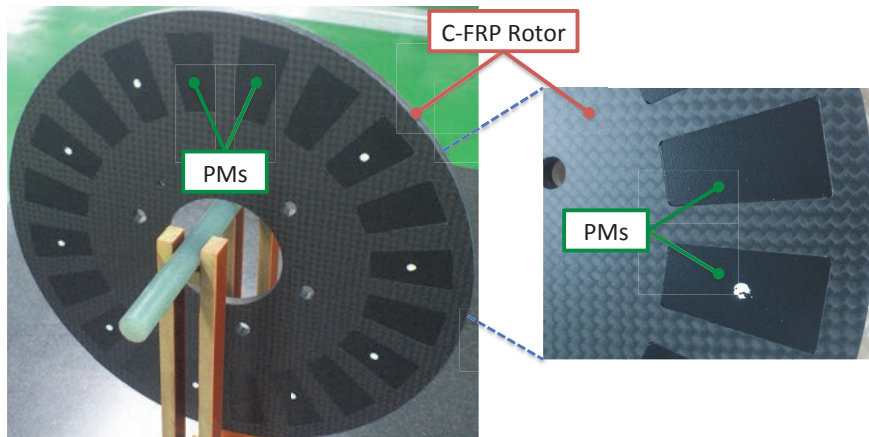


Fig. 5.5: C-FRP disk rotor with PMs

### 5.1.3 ステータ構成部材

モータトルクを生み出す上で本質的に必要なステータの主要部品としては, C 型電機子コアと台形状のコアである.

コア材料としては, 4 にて検証したように, 低うず電流損及び高トルク密度の両立の観点から積層鋼板を採用する. 今回は, 製造元の在庫の関係で 0.5mm の電磁鋼板 50A400, 600, 1000 の 3 グレードのうち, 低鉄損品の A400 の接着鋼板を選定して製造する. 今回, ステップ状の段付きティースにて製作する際には, 磁束を供給すると, 各ティース同士に周方向に開くような斥力が働いたため, 通常の接着鋼板に塗布された加熱融着型の接着剤に加えて各箇所溶接を施すことで固定を図る. また, C 型コアのヨーク部分に関しては, 特別な接着/溶接は行わず, 面圧による固定のみとする. なお, 比較的ティース部に近い部位に溶接を施すことによりビルディングファクターが流入してしまうため, 特性の

悪化を招くことを付記しておく。

コイルは、4でも述べたように平角線コイルを採用する。Table 5.3 には、コイルに係る設計要件と製造したコイルの比較を、Fig. 5.4 には製作したコイルを、Fig. 5.5 には、製作したコアとコイルの取り合いの様子をそれぞれ示す。コイルは、 $\alpha$  巻きコイル 2 個を張り合わせて結線を行うことで製作する。ただし、Fig. 5.4, 5.5 ではサンプル品であることから表面の基本的な絶縁皮膜部のみであるが、新試験機では、コイル内にティースを挿入するため、電流を通電することで電磁力が作用してコイル内側にティースが当たって絶縁皮膜が剥がれてしまうことや製作上のミスで傷つけてしまうことなどで絶縁破壊を招かないように、コイル内側ティースと接触部分の保護強化の目的で、実際に試作機に用いるコイル全面に絶縁塗装を実施する。なお、絶縁保護には他にカプトンテープなどもあるが、今回コイルは台形状であるため、内径側の作業性が著しく悪く、所望の寸法精度を出しづらい可能性が高いことから絶縁塗装を施すことに決定した。



Fig. 5.4: Flat-type wire applied to the new motor

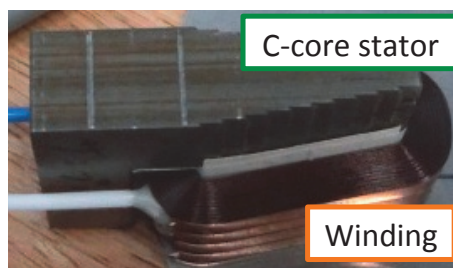


Fig. 5.5: Quasi-trapezoid C-core stator and flat-type winding

Table 5.3: Characteristics of introduced flat-type windings

Item	Initial design	Requirement	Product
Cross section of conductor	1.0 mm <sup>2</sup>	1.0 mm <sup>2</sup>	1.15 mm <sup>2</sup>
Coil width	7.2 mm	7.2 mm	7.15 mm
Coil depth	20.0 mm	17.5 mm	17.1 mm
Coil space factor	55 %	> 80 %	86.5 %
Cross section of coil	> 86.4 mm <sup>2</sup>	> 100 mm <sup>2</sup>	122 mm <sup>2</sup>

#### 5.1.4 その他構成支持材

スペーサなど支持材については、コアティース／コイルに近い部分に関しては、不要なうず電流損を増加させないように非磁性体系樹脂で融点が 280deg.C で優れた耐熱性、耐薬品性、寸法安定性を有し、複雑高精度な成形も可能で剛性も高いポリフェニレンサルファイド（PPS）樹脂を選定する。それ以外の部分では、加工もしやすくコストも安いアルミニウムやステンレス（SUS）材を選定する。

## 5.2 新試験機の概要と基本モータパラメータの実験的同定

Fig. 5.6 に歴代一号機から新試験機までの構成を示す. 新試験機である第四試験機では台形状のステータティースとコイルの採用をしたことで, 外観からもステータ構造の稠密化を図れていることが容易に理解される. 新試験機では, コア間に備え付けられている PPS 製スペーサによりティース部に配置するコイルを押さえる役割を持たせている.

なお, 試験機の製作は,

- 8 月: 粗設計の完了
- 9 月: コイルメーカとの打ち合わせによる設計改良/最終設計パラメータ及び図面の決定
- 10 月: 各種構成部品の発注
- 11 月: 中旬 – コイルサンプル品の納入/コアとの取り合い部の確認と絶縁仕様の通電確認試験  
下旬 – 磁石完成/C-FRP 製ロータの製作と磁石接着加工
- 12 月: 初旬 – ロータ部の完成/納入, 絶縁試験結果確認後, コイル再製造開始  
中旬 – 仮組みにおいて, コア歯先が回転板に接触する問題が発生 (ギャップ管理の難しさ)  
下旬 – コイル完成/納入, ギャップ管理用にコアティースへの追加工/本格的なアセンブリ開始
- 1 月: 中旬 – 大まかな組み付け完了/最終的な寸法関係の精査  
末日 – 新試験機の納入

というタイムスケジュールにて進めた.

### 5.2.1 実験による基本モデル回路定数の決定

新試験機の実験評価をするにあたって測定すべき量は, 基本モデルを構成する巻線抵抗分, インダクタンス分, 誘起電圧定数である. 測定法として, 巻線抵抗分はテスタ, LCR メータにて簡易測定後, 直流電圧降下法にて測定して電機子巻線抵抗を決定する. インダクタンスは単相電圧法による静止試験と三相短絡特性による回転試験から決定し, 誘起電圧は回転数を変化させながら無負荷誘導起電力測定を行い, その傾きから誘起電圧定数を決定する. なお, トルク定数は極対数を掛け合わせることで算定する.

#### A 電機子巻線抵抗測定 – 直流電圧降下法

付録 B でも示すように, 電機子巻線抵抗は直流電源を接続して, 定格電流  $4.07\text{Arms}$  ( $3.5\text{Arms/mm}^2$ ) 付近まで電圧を昇降圧させながら, 測定を行う. 測定の際には電機子コア 1 ユニットにある上下 2 コイルを直列に繋ぐとともに各相で 6 ユニットあるコアを直列に, 各相で計 12 個あるコイルを直列接続する. また, ヒステリシス分などが存在しないことを確認するとともに, 測定点数を増やして精度を向上させるために, 印加電圧を増減させて測定を各相について実施する. 加えて, 結果の妥当性を担保しておくために, 異なる手法である, テスター/LCR メータでも測定を行う. なお, 対象とする駆動周波数が商用周波数程度であるため, 表皮効果や近接効果による交流抵抗分に関しては考慮しない. Fig. 5.7 には各相の測定結果と最小二乗法による回帰曲線を, Table 5.4 には, 理論値, テスタ, LCR メータ, 電圧降下法の各手法にて求めた各測定値をそれぞれ示す.

以後の議論では, 各相における電機子抵抗  $R_a$  は, 電圧降下法による測定値を真値として決定し,

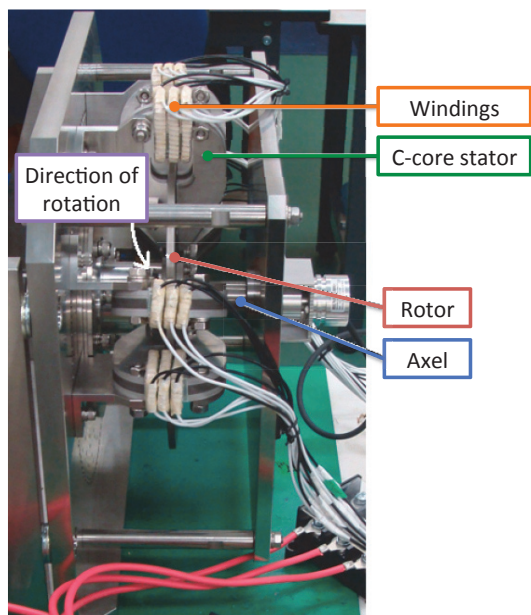
$$R_a = 2.12\Omega \dots\dots\dots(5.1)$$

を用いることとする.

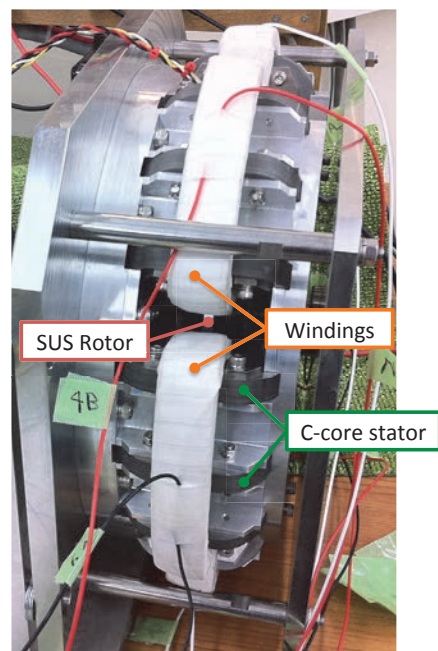
Table 5.4: Comparison of armature resistance between theory and measurements

Symbol	Item	Theory	Tester	LCR meter	DC voltage drop test
$R_a$	Armature resistance	2.16 $\Omega$	2.06 $\Omega$	2.0 $\Omega$	2.12 $\Omega$

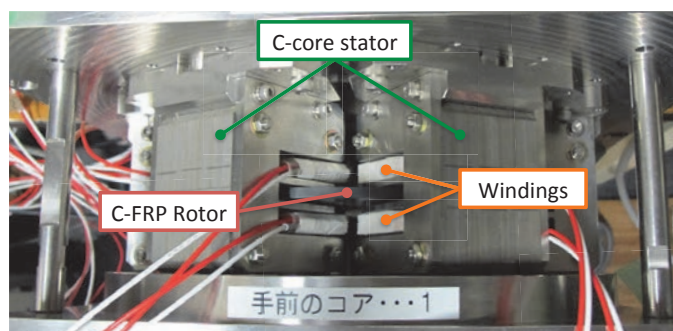




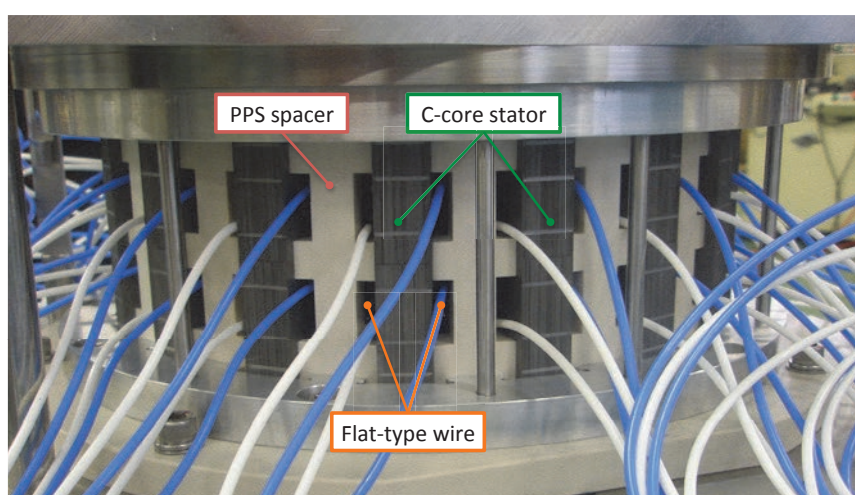
(a) 1st prototype machine [21]



(b) 2nd prototype machine [22]

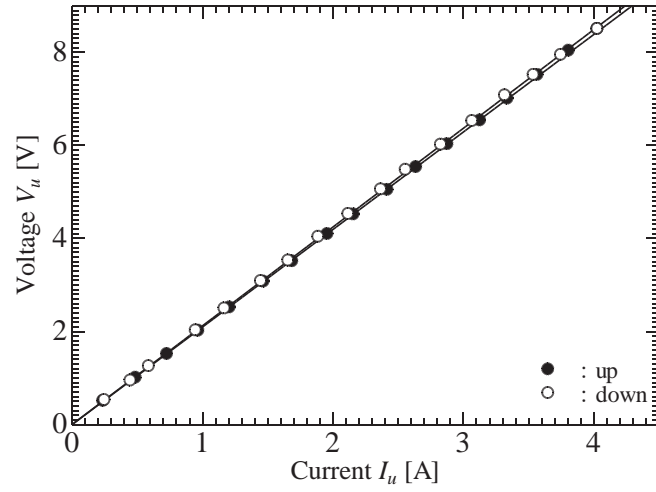


(c) 3rd prototype machine [24]

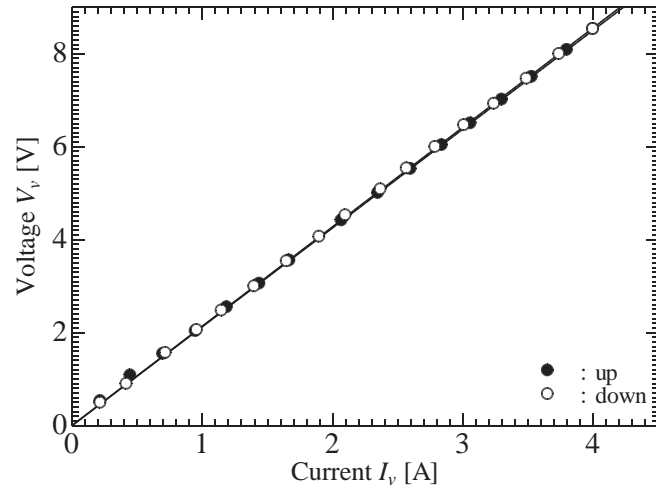


(d) 4th prototype machine (Proposed new machine)

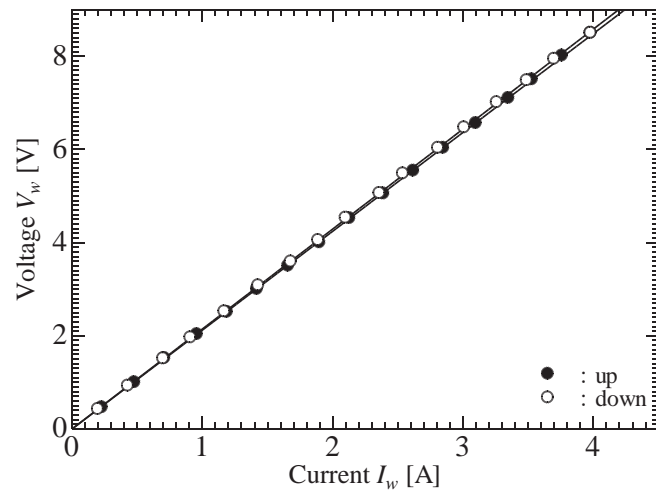
Fig. 5.6: Transition of configuration in successive prototype TFMs.



(a) U-phase armature windings



(b) V-phase armature windings



(c) W-phase armature windings

Fig. 5.7: Armature resistance test – DC voltage drop method.



## B インダクタンス測定 – 単相交流静止試験／三相短絡回転試験

電機子コア各相6ユニットあたりのインダクタンスについてFig. 5.8に示す実験系にて単相交流電源を印加しながら測定を行う。実際の駆動状態に近づけるために、周波数を5Hz毎に105Hzまで上昇させながら、定格電流が流れるように電圧調整を行いながら回転子位置を拘束して位置合わせを行った上で測定を実施する。なお、電流は10A-50mVのシャント抵抗を介して、オシロスコープにて電圧波形に変換して位相差／絶対値の測定をする。実験にあたっては、信号発生器（Max. 60VA, Yokogawa）で正弦波信号を発生させ、バイポーラアンプ（BWS 60-5, 60V, 5Arms, Takasago）により増幅を行い、試験回路に電力供給を行う。

三相短絡試験では、付録Bに示した方法と同様で三相端子を短絡した上で、定格速度になるまで外部原動機にて回転させて、その際に流れる短絡電流を測定する。この測定と開放端子電圧との組み合わせによる測定法では、付録Bに示すように、 $d, q$  軸インダクタンスが直接計算される。

単相試験による測定では基本的に自己インダクタンス分の相値が計算され、回転（ $d-q$ ）座標系における基本モデル  $d, q$  軸インダクタンスに変換する際には、設計工程において漏れインダクタンス分はほぼ極小化されており無視できることから、自己インダクタンスを3/2倍することで算定される。

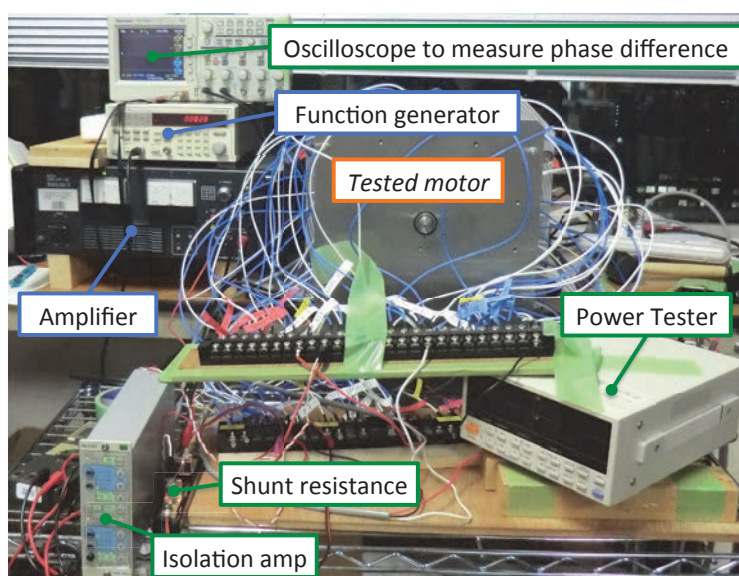


Fig. 5.8: Experimental setup for measurement of inductance by single-phase AC static test.

### B-1 三相短絡回転試験

外部原動機は2における第三試験機の短絡特性を測定するために十分なトルクを出力できる外部原動機DDMを用いる。しかしながら、新試験機においてはDDMを定格速度に速度制御をかけたが、短絡ブレーキが効いて最大電流を供給しても、十分に回転させるだけのトルクを出力することができず、定格速度の3%あまりの速度でしか駆動ができなかった。したがって、今回用いた程度出力トルク（Max 9.8Nm）の外部原動機では駆動できないため、回転試験による測定は新試験機には適用できない。しかしながら、この事実から、少なくとも新試験機が第三試験機に比べて大きなトルクを出力できる可能性が高いことが推察される。

### B-2 単相交流静止試験

PMSMの単相試験によるインダクタンス測定においては、ロータ位置が極めて肝要である。すなわち、磁石位置により透磁率が変化してしまうため、インダクタンスが正確に同定できない。今回は、測定時に測定対象相のコイルに直流を流した上で、磁石位置を測定対象コア直下に持つてくることでロータ位置を決定し、クランプで軸を固定した上で測定を実施した。被試験機は、非突極型で基本的に  $d, q$  軸のインダクタンスの差は突極型に比べて小さいため、定め

た初期位置で測定した値を真値として自己インダクタンス（相値）を算出する。

Fig. 5.9 には、測定した結果より算定した周波数とインダクタンスの関係を、Table 5.5 には、理論値、LCR メータの測定値と単相試験結果を最小二乗法を適用して、定数化した値を 3/2 倍して、 $d, q$  軸インダクタンスに変換したものと FEA で設計時に算定した値をそれぞれ示す。なお、理論値は、磁気回路法により、起磁力降下がギャップのみで生じるという仮定を置いて、1 コア分において求めた値を各相 6 コアが直列接続されていることを考慮して、次式にて示すように、単純に 6 倍することで自己インダクタンス  $L$  を計算したものである。

$$L = 6L_1 = 6 \cdot \frac{N^2}{R_m} = 6 \cdot \frac{\mu_0 S_i N^2}{l} \sim 6 \cdot 2.017 \sim 12.1 \text{mH} \dots\dots\dots (5.2)$$

ここで、 $L_1, N, R_m, S_i, l, \mu_0$  は、それぞれ 1 コアユニット当たりの自己インダクタンス、巻数、磁気抵抗、ティース部のギャップ対向面積、磁石を含めた実効エアギャップ長、真空の透磁率（ $=4\pi \times 10^{-7}$ ）を示し、最終設計点における各パラメータ値である、 $N = 184 \text{Turns}$ （ $= 92 \text{Turns} \times 2$ ）、 $S_i = 285 \text{mm}^2$ 、 $l (= l_m + l_g) = 6 \text{mm}$  を用いて計算を行った。Fig. 5.9 から、第二試験機で見られたようなインダクタンスの周波数依存性も殆どない。したがって、回転時にロータ等にて発生し、ブレーキ力として働くよううず電流の発生も見られないことを確認した。ただし、Fig. 5.9 において、バラツキが大きいのは、電圧／電流の位相差を測定する際に、回路に流れる電流をシャント抵抗を通じて電圧変換したものをアイソレーションアンプを通した後で、オシロスコープに入力して測定したものの、ノイズ分が除去できておらず、測定誤差を生じやすくなっていたことに起因するものである。

Table 5.5 の測定値と FEA による解析値の比較から、コアティース部の溶接箇所に起因したインダクタンスの低下は限定的であった。また、簡単な磁気回路法による見積もりでも、FEA や実験値と遜色ない精度でインダクタンスが計算できていることが明らかになった。これは、トルク最大を目的とする最適化を行った結果として、漏れ磁束を低減し、有効磁束分を最大限利用できるような設計点で試作機を設計／製造できたことを示すもので、ステータの稠密構造を実現しても、パラメータサーベイを理論的に行った上で、三次元解析を援用して詳細部をきっちり詰めるような適切な設計を行うことで漏れインダクタンス分は極小化できることを実験的に明らかにした。なお、以下の議論では、測定より得られた自己インダクタンスの平均を取ったものを真値として、

$$L_u = 10.2 \text{mH} \dots\dots\dots (5.2)$$

を用いることとする。

Table 5.4: Comparison of  $d$ - and  $q$ -axis inductances between theory and measurements

Symbol	Item	Theory	FEA	LCR meter	Single phase AC test
$L_d, L_q$	$d$ - and $q$ -axis inductance	18.2 mH	17.5 mH	16.8 mH	15.3 mH

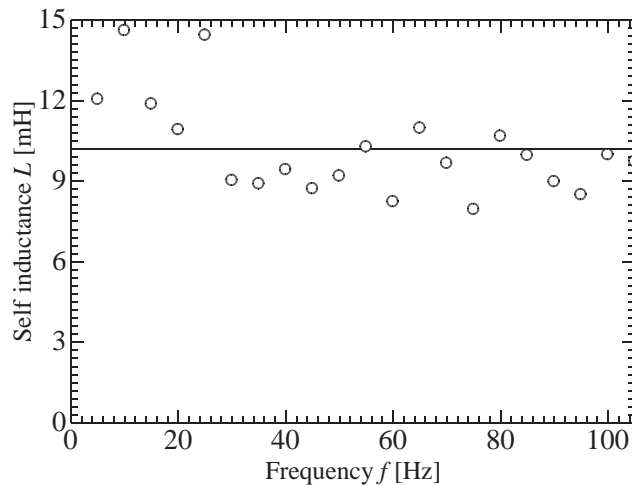


Fig. 5.9: Characteristic of self-inductance with respect to frequency.

### C 無負荷誘起電圧（永久磁石電機子鎖交磁束）定数測定 – 無負荷電圧特性試験

Fig. 5.10 に示す実験系にて、被試験機である新試験機の出力端子を開放状態にして、DDM により外部から回転させ、各回転速度  $N_r$  に対する線間電圧実効値  $V_{in}$  を測定する。測定は、DDM 側の最高速度 270rpm まで速度制御をかけながら、回転速度上昇と下降時の各 17 点を計 3 回測定してその傾きから誘起電圧定数  $K_e$  を決定する。また、トルク定数  $K_t$  に関しても、決定した  $K_e$  に極対数  $p$  を掛け合わせることで一意に決定される。Fig. 5.11 に測定結果である  $N_r$ – $V_{in}$  特性を最小二乗法による回帰曲線とともに示す。グラフ上では、横軸が  $N_r$  [rpm] であることに注意して、電氣的角周波数  $\omega$  に変換を行うことで、

$$K_e = 0.481 \text{Vs} / \text{rad} \dots\dots\dots(5.1)$$

$$K_t = 4.81 \text{Nm} / \text{A} \dots\dots\dots(5.2)$$

とそれぞれの定数が決定される。

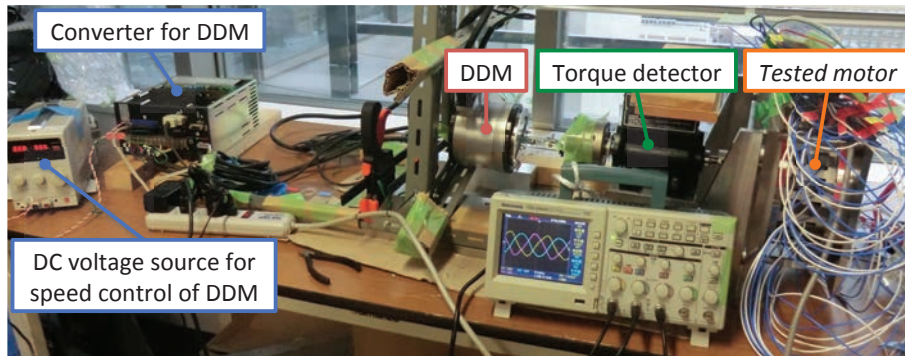


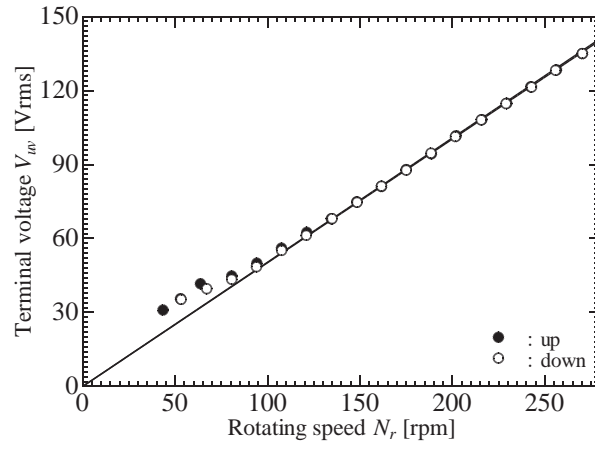
Fig. 5.10: Experimental setup for measurement of open-circuit voltage.

### D FEA との整合性／妥当性評価

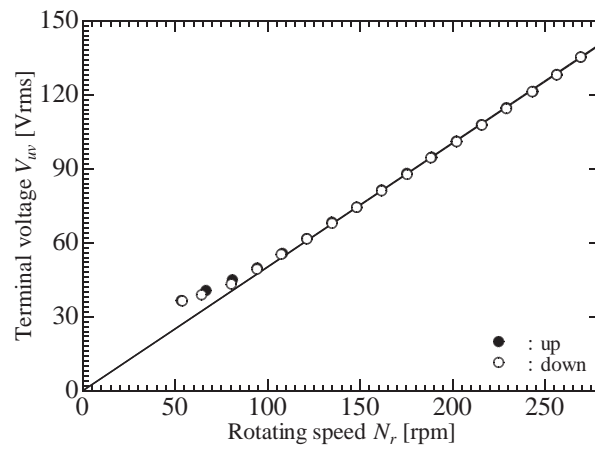
Table 5.5 には、新試験機における FEA 及び実験から計算した基本モデルの回路定数の比較を示す。力率は、 $d$  軸電流 0 制御定格時の場合を想定した算定した。稠密なステータ構造としても、適切な設計点を採用することで、漏れ磁束を極小化し、相対的にトルクに寄与する有効磁束を増加させ、十分な出力トルクを得ることができていることを明らかにした。概ね FEA にて想定した特性が得られた。なお、コギングトルクに関しては、外部原動機で供試機を回転させることができた時点における始動トルクとしてトルク計から算定を試みたが、DDM のトルクは、供試機を始動させるのに必要な始動トルク（コギングトルク）と剛性が低い簡易カップリングを回転させるのに要するトルクの和が出力される。その値を分離することは難しいため、両トルクが含まれた状態でトルク検出器により測定したトルクを定格トルクで除したものは、4.7%程度であり、コギングトルク定格出力トルク比は上限 5% にて押さえられる。しかし、FEA による見積もり時点と比べて倍近くにコギングトルクが増加してしまった理由は、今回採用したコギングトルク低減手法の一つである 10 極 9 ステータコアの電磁構成が有する特徴に起因するものである。すなわち、[25,26,83] で報告されているように、製造や材料特性のバラツキに対する感度が高く、コギングトルクが増加してしまったものと考えられる。

Table 5.5: Comparison of proposed motor between FEA and experiment

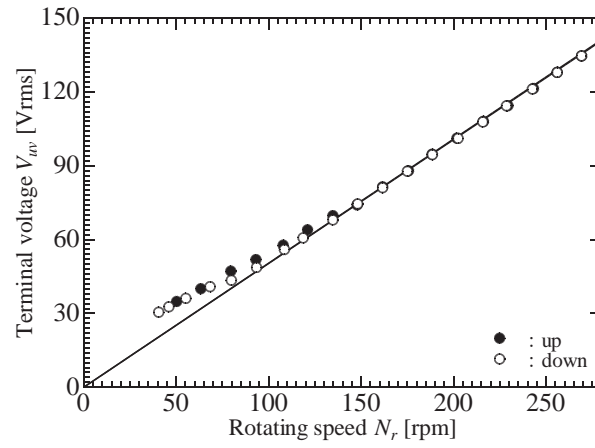
Symbol	Item	FEA	Experiment
$R_a$	Armature resistance	2.16 $\Omega$	2.12 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	17.5 mH	15.3 mH
$K_e$	Back EMF coefficient	0.486 Vs/rad	0.481 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	4.86 Nm/A	4.81 Nm/A
$PF$	Power factor	0.976	0.981
$\tau$	Torque density	11.5 Nm/l	11.4 Nm/l
$\tau_{cog}$	Cogging to output torque ratio	2.3 %	< 5.0 %



(a) 1st measurement



(b) 2nd measurement



(c) 3rd measurement

Fig. 5.11:  $N_r - V_{t0}$  characteristic in open circuit of the proposed motor to determine back EMF coefficient.



### 5.2.2 歴代試作機との基本特性パラメータの比較

Table 5.6 には、歴代試作機と新試験機との実験により求めた基本特性を掌るパラメータの比較を示す。

Table 5.6: Comparison of basic parameters in successive prototype motors by experiments.

Symbol	Item	1st	2nd	3rd	4th (Proposed)
$2p$	Number of poles	36 poles	38 poles	50 poles	20 poles
$R_a$	Armature resistance	0.379 $\Omega$	2.56 $\Omega$	8.06 $\Omega$	2.16 $\Omega$
$L_d, L_q$	$d$ -axis/ $q$ -axis inductance	3.53 mH	102 mH	99.4 mH	17.9 mH
$J$	Rated current density	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	7.0 Arms/mm <sup>2</sup>	5.0 Arms/mm <sup>2</sup>	3.5 Arms/mm <sup>2</sup>
$S_c$	Conductor cross section	0.636 mm <sup>2</sup>	0.442 mm <sup>2</sup>	0.283 mm <sup>2</sup>	1.15 mm <sup>2</sup>
$d_c$	Coil space factor	< 60 %	< 60 %	58.3 %	86.5 %
$K_e$	Back EMF coefficient	0.0210 Vs/rad	0.256 Vs/rad	0.191 Vs/rad	0.486 Vs/rad
$K_t$	Torque coefficient	0.378 Nm/A	4.86 Nm/A	4.78 Nm/A	4.86 Nm/A
$PF$	Power factor	0.874	0.581	0.757	0.975
$V_{PM}$	Amount of PM	–	54000 mm <sup>3</sup>	45000 mm <sup>3</sup>	45000 mm <sup>3</sup>
$\tau$	Torque density	< 0.983 Nm/l	< 8.75 Nm/l	< 5.5 Nm/l	11.4 Nm/l
$\tau_{cog}$	Cogging to output torque ratio	–	11.5 %	0.24 %	< 5.0 %

### 5.3 負荷特性試験

提案試験機の発電機／電動機モードに対する負荷特性による評価を2と同様の手順にて実施する。すなわち、発電機モードでは三相負荷装置を被試験機の出力端子に接続し、負荷の大きさ及び力率を変化させながら、そのときの端子電圧及び負荷電流を測定し、基本モデルにて記述できる  $V$ – $I$  特性上にプロットすることで、効率も含めて評価を行う。また、電動機モードにおいては、被試験機に正弦波入力電力を与えた状態で、トルク制御をかけた DDM に徐々にトルクを印加し、そのときに供給される入力端子電圧、負荷電流、トルクを測定し、基本モデルにて負荷角をパラメータにして描いた新  $V$  曲線上にプロットすることで、体系的に評価を行う。

以上の結果をもとに、同様の論理で行った三号機の評価との比較を行い、その優位性と課題について概観する。また、本試験は適切な制御をかける前の準備段階としての特性把握であり、将来的に適切な制御をかけた場合との比較を行い、その制御の優位性を論じる上でベースとなる重要な試験となり、極めて重要な位置付けである。なお、測定手順及び測定機器類は2で説明したものに準じるものであり、適宜参照されたい。

#### 5.3.1 発電機モードでの負荷特性

Fig. 5.12 に示すように、被試験機である PMSG、トルク検出器、外部電動機である DDM にて実験系を構成する。基本的な構成は、2.3.3 で示したものと同様であり、PMSG の出力端子には、三相負荷装置を接続して測定を行った。負荷増加に伴い速度が低下してしまうため、その都度定格速度に調整しながら、進み／遅れ力率 0.2 毎に 1 まで、負荷の絶対値は電流増減つまみを調整して種々の負荷状態を模擬した。

発電機モードでは、接続された負荷状態により端子電圧／負荷電流は一意に決まるため、円筒機基本モデルによる特性算定が回路的扱いにより容易に実施可能である。Fig. 5.13 には、基本モデルより力率をパラメータにして描いた端子電圧  $V$  と負荷電流  $I$  の関係性に測定値をプロットしたものを示す。第三試験機の際には、DDM の出力トルクとほぼ同じであったため、軽負荷から重負荷までを測定できたが、Fig. 5.13 (a) に示したように、新試験機のトルクが DDM の出力トルクに比べて遥かに大きいため、負荷電流を増加させていくと、それに見合うトルクを DDM が出力できないため、定格電流の半分以下の軽負荷特性しか測定ができなかった。そこで、Fig. 5.13 (b) には、測定値付近を拡大したものを示す。測定値の傾向／特性は、前回第三試験機で行った際と同様に、各力率負荷に対する特性曲線と類似の変化をしており、良好な特性が測定できた。ただし、若干誤差を生じている部分も見受けられる。



基本モデルにより同定した特性と実験値との誤差は、

- A. カップリングがきちんとしたものではなく、トルク抜けが生じやすく測定値がふらつきやすい状態で測定を行ったために測定誤差を含みやすい環境であったこと。
- B. 負荷状態に応じて、磁石磁束を増磁／減磁させるような  $d$  軸電流が供給されているため、負荷時の内部起電力が無負荷誘起電圧と全く同じ値であるという基本モデルにおける仮定から外れたこと。

の2点に起因したものである。負荷の増大に伴い電機子電流が増加し、その分  $d$  軸電流の絶対値も大きくなるため、無負荷電圧と負荷時の内部起電力のずれが大きくなる結果として、基本モデルによる算出した  $V-I$  特性からのずれも必然的に大きくなってしまいます。Fig. 5.14. 5.15 には、ずれが比較的大きい低力率0.2の場合に関して、電流ベクトルの軌跡と電位位相に対するトルクをそれぞれ示す。なお、電流位相は、 $q$  軸電流から見た  $d$  軸電流が反時計周りにある場合を正、すなわち、 $d$  軸電流負値側（減磁側）を電流位相の正と定義して記述していることに注意されたい。

進相負荷を接続した場合には、進み電流が発電機に対して供給されるため、端子電圧が上昇するが、Fig. 5.14 から、 $d$  軸電流は正であり、増磁作用を示すため、磁石磁束をアシストする向き磁束が流れ、内部誘起電圧が無負荷誘導起電力よりも大きくなり、釣り合いを保つように作用する。

他方で、進相負荷の双対系として、遅相負荷を接続した場合には、遅れ電流を供給するため、電圧が下がるが、Fig. 5.14 から、減磁作用を示すため、磁石磁束を弱める向きに磁束が流れ、内部誘起電圧が無負荷誘導起電力よりも小さくなるため、この効果を加味していない基本モデルで算定した  $V-I$  特性よりも実験値では負荷電流が小さくなる。このことが誤差を生み出した一要因である。

また、Fig. 5.15 に示したトルク特性では、Fig. 5.14 から  $q$  軸電流の増加分に比べ  $d$  軸電流の増加分が大きいため、電流位相が大きくなりながらも、出力トルクが増加するという特性となっている。

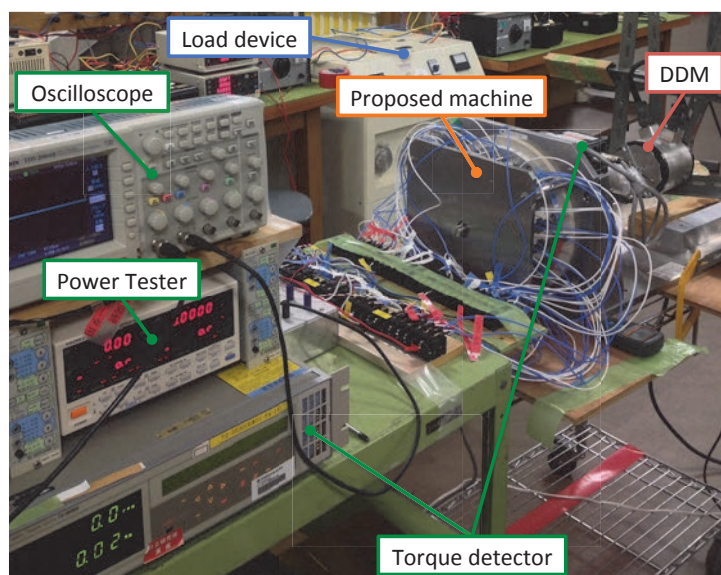


Fig. 5.12: Experimental setup for load test in generator operation.

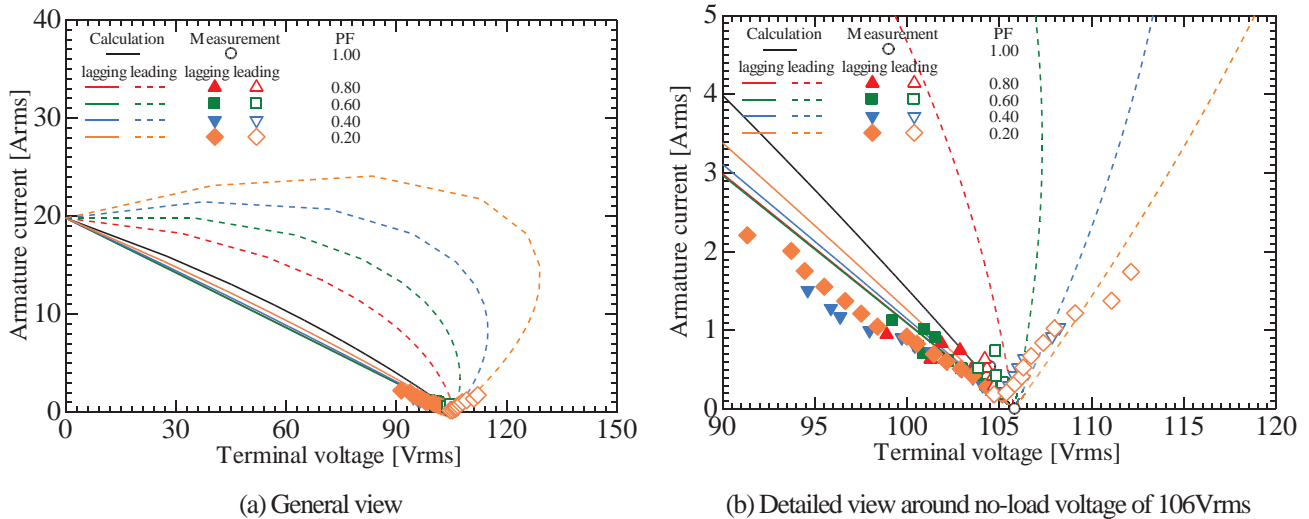


Fig. 5.13:  $V$ - $I$  characteristics in generator operation

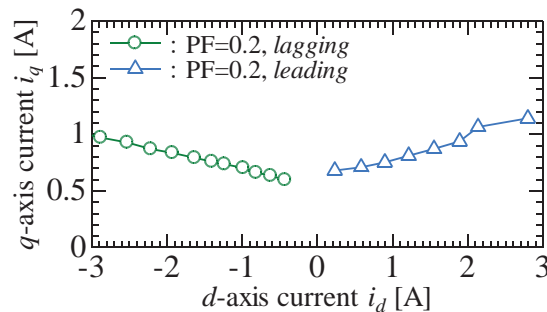


Fig. 5.14: Locus of current vector in lagging and leading power factor of 0.2.

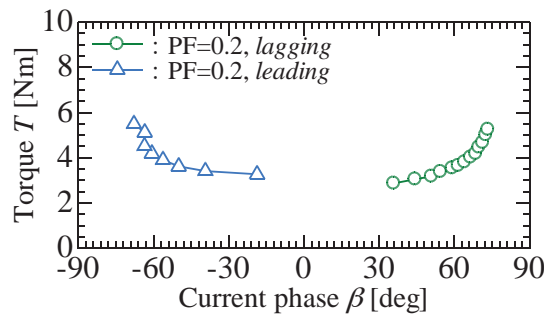


Fig. 5.15: Torque with respect to current phase in lagging and leading power factor of 0.2.

### 5.3.2 電動機モードでの負荷特性

Fig. 5.16 に示すように被試験機である PMSM, PMSM 駆動用の分巻式直流電動機 (Shunt-type DCM) と同期発電機 (SG) による MG セット, トルク検出器, 外部負荷用 DD モータにて実験系を構成する.

PMSM への入力端子電圧は, DDM の最大出力可能トルクを考慮して, 110Vrms と 120Vrms の二種類として測定を実施した. Fig. 5.17 には, トルク角  $\delta$  を媒介変数とする横軸に端子電圧  $V$ , 縦軸に電機子電流 (負荷電流)  $I$  に取った永久磁石型同期機における  $V$ - $I$  特性 (新  $V$  曲線) に測定値をプロットしたものを示す. なお, 今回示した負荷試験ではアクティブなベクトル制御はかけておらず,  $d$ ,  $q$  軸電流は受動的に決定され, 実験後に各測定値から, 付録 B に示した式により逆引きして算定する. Fig. 5.17 (a) に示すように, PMSG モードと同様に, 第三試験機の負荷測定の際には比較的十分な性能であった負荷用 DDM が新試験機に対しては, 相対的に出力トルクが小さく, 新試験機の定格トルクの高々

20%程度までの軽負荷時における測定のみとなった。Fig. 5.18, 5.19, 5.20 には、各印加電圧に対する電流ベクトル軌跡、電流位相 $\beta$ 及び負荷角 $\delta$ に対するトルク特性を示す。Fig. 5.18 で示すように、無負荷誘起電圧よりも入力端子電圧が高い場合には、正の $d$ 軸電流が供給され、増磁作用となり、無負荷誘起電圧よりも負荷時の内部起電力は大きくなる。この領域では、Fig. 5.21 に示すように、端子電圧が高いほど、大きな遅れ電流を供給するため、力率が低下する。また、出力トルクは、Fig.5.17, 5.20 に示すように、 $\delta$ が変化していないことから、相差角を増やすことではなく、Fig. 5.18 に示すように、 $d$ 軸電流による増磁作用に加え、電流位相が減少することで、 $q$ 軸電流の絶対値が大きくなることで分担している。

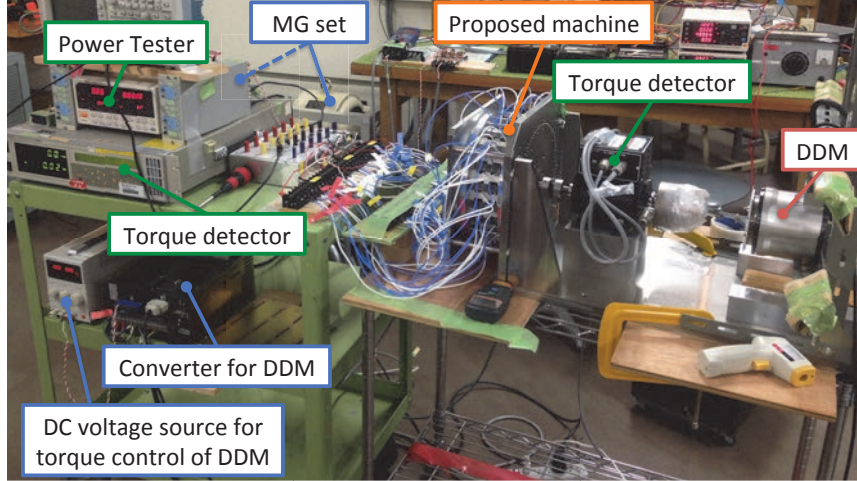


Fig. 5.16: Experimental setup for load test in motor operation.

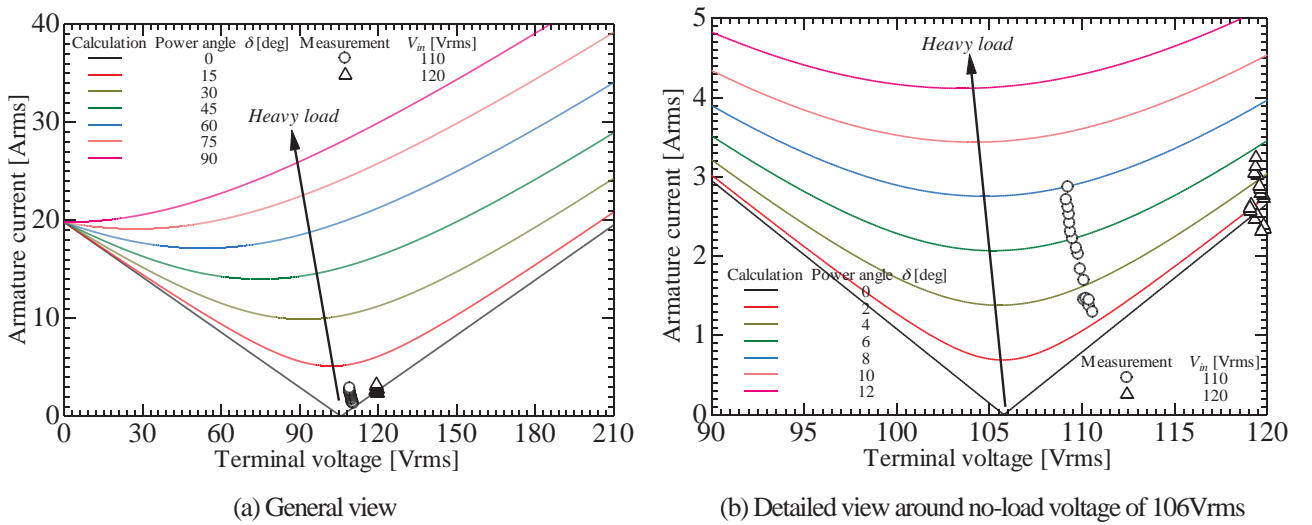


Fig. 5.17: V-I characteristic in motor operation (called new V-curve)

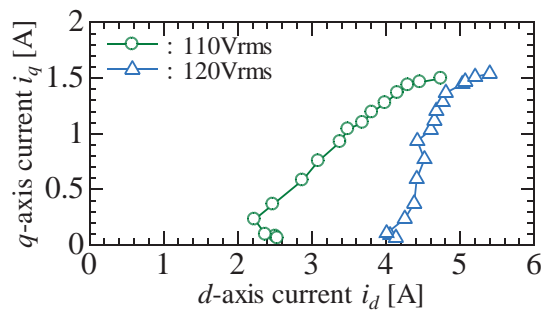


Fig. 5.18: Locus of current vector.

Table 5.7: Load test of PMSM using MG set and DDM for load (DCM and SG: 1050 rpm; PMSM and DDM: 210 rpm)

(a) Applied terminal voltage of PMSM is 110Vrms

$V$ [Vrms]	$I_a$ [Arms]	$T$ [Nm]
110.22	1.465	0.30
110.39	1.372	0.46
110.58	1.293	1.11
110.39	1.446	1.76
110.11	1.693	2.80
109.91	1.836	3.63
109.80	2.025	4.46
109.70	2.102	5.01
109.49	2.221	5.29
109.38	2.306	5.74
109.34	2.418	6.14
109.31	2.527	6.58
109.26	2.616	6.91
109.16	2.710	7.04
109.25	2.872	7.20

(b) Applied terminal voltage of PMSM is 120Vrms

$V$ [Vrms]	$I_a$ [Arms]	$T$ [Nm]
119.80	1.465	0.30
119.67	1.372	0.46
119.32	1.293	1.11
119.40	1.446	1.76
119.09	1.693	2.80
119.13	1.836	3.63
119.06	2.025	4.46
119.81	2.102	5.01
119.79	2.221	5.29
119.64	2.306	5.74
119.62	2.418	6.14
119.57	2.527	6.58
119.47	2.616	6.91
119.30	2.710	7.04
119.36	2.872	7.20
119.38	3.242	7.41

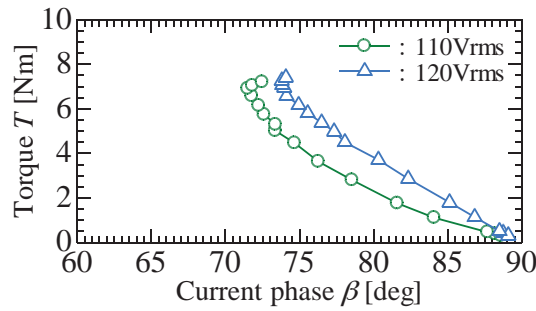


Fig. 5.19: Torque with respect to current phase.

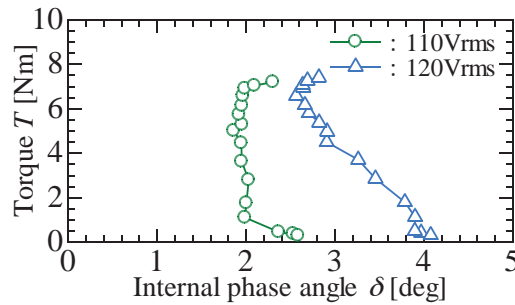


Fig. 5.20: Torque with respect to current phase.

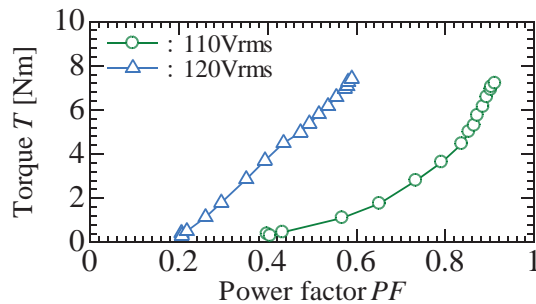


Fig. 5.21: Torque with respect to power factor (lagging) in each applied terminal voltage of more than no-load voltage.



## 6 おわりに

本論文のまとめとして、当研究室で取り組んできた船舶推進用主電動機の総括を行い、結論及び今後の課題について述べて締めくくる。

### 6.1 本論文における検証項目とその達成度の評価

本論文では、永久磁石を用いた横方向磁束型主電動機を対象に、以下に示す事項について提案／検証を実施した。

- A 系統的同期機理論における円筒機モデルを非突極型 PMSM に拡張した簡易実験評価法
- B 第三試験機の負荷特性試験
- C 三次元電磁界解析による詳細設計の前処理工程として利用するための簡易高トルク設計法
- D 電機子稠密構造を実現するためのティース／磁石／コイル形状の検討
- E 新試作機を用いた簡易設計法／FEA との整合性検証とターゲットトルク密度／力率の実現可否

A, B では、PMSM において界磁が固定起磁力であるため、無負荷特性／短絡特性が定格時の 1 点のみで済むため、測定が容易になるという特長を有することで基本モデルの同定が簡単に実施できることを実験的に明らかにした。また、等価回路モデルから発電機／電動機の動作を仮定した上で、実験の際に測定が比較的容易な量である線間電圧、負荷線電流から描ける新 V 曲線上にプロットすることで負荷試験評価が可能であり、実際の負荷状態の傾向を十分に示すことを実証した。

一般に、TFM における設計工程にはその構造的特徴から本質的に 3 次元数値計算が必要であるが、多大なる時間と労力がかかるだけでなく、計算された数値の妥当性評価が難しい。そこで、C において数値計算のプリプロセスとして、高トルク設計を効率よく行うためのパラメータサーベイを実施する簡易設計法を提唱し、詳述した。

D, E において、A, B による測定から明らかになった、第三試験機の低トルク密度／低力率という問題点を解決すべく、電機子稠密構造による空間の有効利用を図る目的で、従来アキシアルギャップモータで採用されていた台形状のティース／磁石／コイル形状を取り入れた設計を行い、コイルには、高占積率の平角線を利用することで、モータ体格の低減によるトルク密度の向上が期待されるだけでなく、少巻数化によるインダクタンス低下と力率の向上を同時に実現できることを三次元数値解析／実験の両面で実証した。これから、簡易設計法によるパラメータサーベイの後、必要な部分には、適切に三次元解析を利用するという系統的な設計手順は効率的でかつ有用性ある手順であることを実験的に示した。また、稠密構造を採用したことで、当初は漏れ磁束が増大する懸念があったが、本論文にて提案した体系的設計手順など、適切に設計がなされれば、密なステータ構成を取っても漏れ磁束は十分に極小化できうことを数値解析的にも実験上でも明らかにした。Fig. 6.1 には、歴代試験機の変遷と他の船舶モータとの比較を示すが、定格への考え方が各モータで様々であるため、一概に比較できないが、トルク密度では他の船舶モータに引けを取らない性能を実現できていることを実験的に証明した。Fig. 6.1 はモータ単体のみの議論であるが、ドライブシステム全体を含めた電気推進システムで考えると、提案機では高力率も達成できているため、大きな優位性があると推察される。

なお、コギングトルクに関しては実機では設計時の期待よりも大きな値となってしまう。これは、極スロットコンビネーションは製造上生じるバラツキに感度が高いために生じるものであり[25,26,83]、トルクリプルに敏感な用途では、コギングトルク低減手法を第三試験機と同様に複数採用することで、製造上のバラツキにもロバスタな設計にする必要がある。

### 6.2 今後の課題

本研究では、設計に重きを置いた議論を述べ、実験に関しては、 $d$ ,  $q$  軸の成分分離と電流制御フィードバックをかけていない基礎特性試験のみに留まった。高性能なモータドライブシステムは、アクチュエータと制御から構成され、両者がかみ合って初めてモータの性能が引き出せると考えられる。したがって、昨年度実施したように[28]、被試験機が非極型であることを考慮して、 $d$  軸電流 0 制御下での負荷特性試験を行い、真のモータの性能評価を実施する余地がある。なお、その際には、被試験機と同等の速度域で、大きなトルクを出力できるような低速高トルク特性を有する負荷



試験装置を用い、適切なカップリング及び実験系の剛性を高めた中で実施する必要がある。その意味で、研究開始時において、対象応用をきちんと意識しある程度明確にした上で、負荷装置セットの選定をすることが極めて肝要である。

また、ベクトル制御下において、4.6 で示した基本特性についても確認する必要がある。その後は、商用利用を見据え PWM インバータで駆動した場合の鉄損関係の測定／特性の違いについても考察することが重要である。

他方で、設計面では、誘起電圧定数を下げて、広い速度域で駆動したい場合や磁石量を減少させたい場合には、リラクタンストルクを活用する設計を行う必要もある。安価に構成することができれば、その低速高トルク特性を生かし、EV 用モータや昨今注目されつつある、125rpm~300rpm で駆動するようなファンモータへの転用も考えられる[85]。スケールアップした際に、磁石量を抑制したい要求がある場合には、ロータ内径側のスペースがデッドスペースになる恐れがあるため、リラクタンストルクを稼ぐためにも、コアを埋め込むソリューションが考えられる。この場合には、磁石磁束をロータコア部に短絡させないような設計にすることが肝要である他、ロータコアとステータコアとの鉄心吸引力が増加する可能性があるため、支持の問題／スラスト荷重によるベアリング負担と信頼性低下の問題を併せて考慮する必要がある。なお、一般にマグネットトルクとリラクタンストルクを発生させる位相は違うため、通常のラジアルギャップ型の埋め込み磁石モータでは、トルク最大位相では、 $d$  軸電流分を供給するため、マグネットトルクを損してしまうという本質的な問題がある。したがって、アキシシャルギャップの特長と逆回転方向のトルクは基本的に不要なアプリケーションでは、ロータに埋め込むコア位置を通常の  $q$  軸部分ではなく、そこから電気角的に  $45^\circ$  ずらした位置に配置することで、通常の非突極型の  $d$  軸電流 0 制御下で、リラクタンストルクも最大位相で発生させることができるため、さらなる高トルク化の実現可能性がある。また、ロータ径がある程度以上大きくなった場合には生じるたわみによる支持の難化、信頼性／保守性低下が生じ、高トルク化を図る上で径方向に増大させることでギャップ対向面を増加させるという手法には上限があるため、アキシシャルギャップの扁平形状を生かした多重化、多段化の検討は同時に行う必要性が残されているといえる。

商品化にあたっては、スケールアップを機械的／構造的／コスト的制約に注目しながら、いかにして実現するかという点は極めて肝要である。とりわけ、非磁性体ロータ材である C-FRP はコスト高体質である他、平角線に関しても導入コストは未だに高い。材料面での再検討が必要である他、構造的には稠密構造でロータ部が見えない構造をしており、メンテナンス性の向上や巻線によるジュール熱を逃がす方策についても考慮する必要がある。

製造面では、積層鋼板により台形状ティースを実現したため、ステップ状でかつ部品点数も増えただけでなく、稠密構造を実現するにあたり、製作上苦勞も多かった。三次元的形状を有するアキシシャルギャップでは、積層鋼板で構成しにくいことがデメリットの一つであるが、その意味で、成形自由度が高い圧粉磁心 (SMC) が安価に手に入れられ、材料特性も飛躍的に進歩するような技術革新が待たれる。

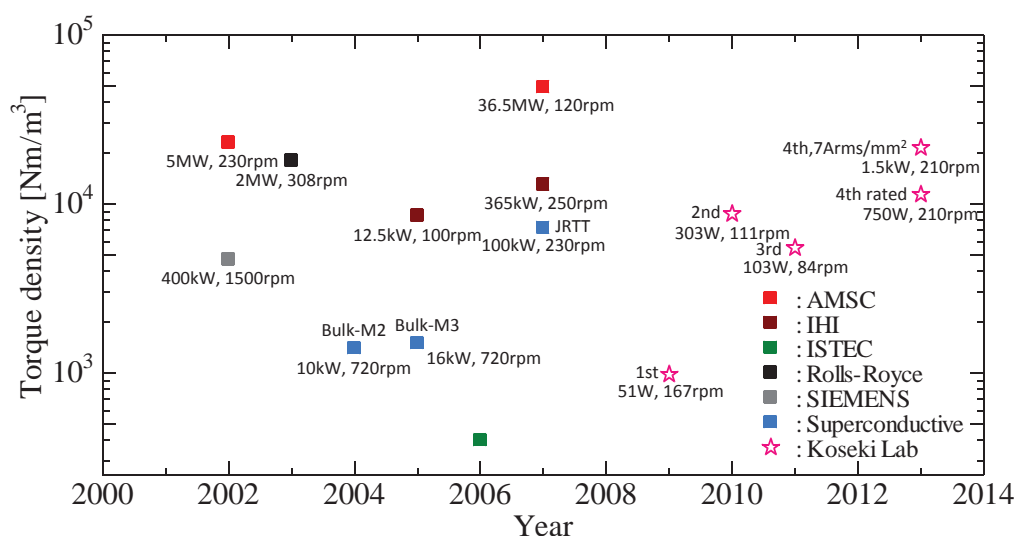


Fig. 6.1: Comparison of proposed motor with another propulsion motors and our previous machines [14, 17, 21–24].

## 参考文献

- [1] 財団法人新機能素子研究開発協会: “電力の使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査<調査報告書>”, 2009.
- [2] 檜垣俊郎: “モータ高効率化とリサイクル化への取り組み”, '99 モータ技術シンポジウム, GS-3-1~12, 1999.
- [3] 国土交通省: “交通関連統計資料集”, <http://www.mlit.go.jp/statistics/kotsusiryu.html>
- [4] 国土交通省: “交通関係エネルギー要覧”, <http://www.mlit.go.jp/toukeijouhou/energy/index.html>
- [5] 財団法人日本海事広報協会: “日本の海運 SHIPPING NOW 2011-2012 [データ編]”, 2011.
- [6] International Maritime Organization: “Emissions from fuel used for international aviation and maritime transport”, *The Subsidiary Body for Scientific and Technical Advice*, 2011.
- [7] 佐々木紀幸: “船舶における大幅な燃料削減の可能性とその取り組み”, 自動車技術, Vol. 66, No. 10, pp.11-16, 2012.
- [8] 日経エコロジー: “エコシップ 環境技術でシェア奪還 CO<sub>2</sub>排出ゼロの船も”, 日経BP社, Vol. 2011, No. 3, pp.90-93, 2011.
- [9] 秋田務: “内航船舶の省エネ対策への取り組み”, 自動車技術, Vol. 66, No. 10, pp.46-52, 2012.
- [10] 加納敏幸: “ハイブリッド型電気推進スーパーエコシップ”, 自動車技術, Vol. 66, No. 10, pp.53-59, 2012.
- [11] 庄司るり: “TT を利用した船舶の省エネの取り組み”, 自動車技術, Vol. 66, No. 10, pp.60-66, 2012.
- [12] 独立行政法人鉄道建設・運輸施設整備支援機構: “電気推進船ガイドンス”,  
[http://www.jrft.go.jp/02Business/Vessel/pdf/mimi\\_ele01.pdf](http://www.jrft.go.jp/02Business/Vessel/pdf/mimi_ele01.pdf)
- [13] ヤンマー株式会社: “電気推進システム”, <http://www.yanmar.co.jp/marine/products/electricPropulsion/detail/drawing.html>
- [14] 独立行政法人鉄道建設 他: “推進動力用高温超電導電動機を開発 ~ アキシシャル型コアレス電動機では世界初 ~”,  
<http://www.jrft.go.jp/02Business/Research/pdf/symH20-200404-2.pdf>
- [15] H. Weh *et al.*: “New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with High Efficiency at Low Speeds”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 1988.
- [16] M.R. Harris *et al.*: “The problem of power factor in VRPM (transverse-flux) machines”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 386-390, 1997.
- [17] S.M. Husband *et al.*: “The Rolls-Royce transverse flux motor development,” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003, Vol. 3, pp. 1435- 1440.
- [18] H. J. Kim *et al.*: “High-Acceleration Linear Motor, ‘Tunnel Actuator’ ”, *Journal of Magnetics Society of Japan*, Vol. 29, No. 3, pp.199-204, 2005. (in Japanese)
- [19] 前川武雄 他: “レース用発電機における鉄心レスロータ構造”, モータ技術シンポジウム, D-1-1, 2008.
- [20] 株式会社富士通ゼネラル: “世界初エアコン用アキシシャルギャップ形ファンモータを開発”,  
<http://www.fujitsu-general.com/jp/news/2004/12/04-N07-20/index.html>
- [21] G. Patterson *et al.*: “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, pp. 65-71, 2011
- [22] K. Sato *et al.*: “Basic Experiments for High-Torque, Low-speed Permanent Magnet Synchronous Motor and a Technique for Reducing Cogging Torque”, *International Conference on Electrical Machines*, 2010.
- [23] 佐藤功一 他: “低速・大トルク永久磁石形同期電動機的设计と評価”, 電学研資, RM-10-147, pp.79-84, 2010.
- [24] T. Nakamura *et al.*: “A-low-speed high-torque permanent magnet synchronous motor – Reducing cogging torque and eddy current loss –”, *Journal of JSAEM*, Vol. 20, No. 2, pp.410-415, 2012.
- [25] 大西和夫: “永久磁石ブラシレスモータのコギングトルク低減”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 122, No. 4, pp.338-345, 2008.

- [26] 梶田充俊 他: “永久磁石同期モータにおける電磁構成とコギングトルクの関係”, 電気学会全国大会, Vol. 2005, No. 5, pp. 142, 2005.
- [27] 森本茂雄 他: “PM モータの  $dq$  等価回路定数の測定法”, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 113, No. 1, pp.1330-1331, 1993.
- [28] Y. Yamamoto *et al.*: “Speed-feedback, Direct-drive Control of a Low-speed Transverse Flux-type Motor with Large Number of Poles for Ship Propulsion”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 2013.
- [29] S. Manabe: “Application of coefficient diagram method to dual-control-surface missile”, 15th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, pp.499-504, 2001.
- [30] K. Lilit *et al.*: “Precise Speed Estimation From a Low-Resolution Encoder by Dual-Sampling-Rate Observer”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 11, No. 6, pp.661-670, 2006.
- [31] 電気規格調査会: “JEC-TR21001 永久磁石同期電動機の特性算定式”, 電気学会, 2006.
- [32] 永久磁石同期機の特性算定技術調査専門委員会: “永久磁石同期機の定数決定法と特性算定技術”, 電気学会技術報告 第 1186 号, 2010.
- [33] A. E. Fitzgerald *et al.*: “Electric Machinery Sixth Edition”, McGraw Hill, 2003
- [34] Stephen J. Chapman, “Electric Machinery Fundamentals Fifth Edition”, McGraw Hill, 2012
- [35] エレクトリックマシーン&パワーエレクトロニクス編纂委員会: “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.
- [36] 金東海: “現代電気機器理論”, オーム社, 2010.
- [37] 難波江章 他: “基礎電気機器学”, オーム社, 1985.
- [38] 河野雅昭 他: “自動車電装品の小型化, 高機能化に貢献する打抜加工性に優れた電磁鋼板”, 川崎製鉄技法報, Vol. 35, No. 1, pp.1-6, 2003.
- [39] 藪本政男 他: “ハイブリッド／電気自動車の駆動モータ用電磁鋼板”, 新日鉄技報, Vol. 378, pp.51-54, 2003.
- [40] 久保田猛: “電気自動車の駆動モータと電磁鋼板”, *IEEJ Journal*, Vol. 130, No. 5, 2010.
- [41] 脇坂岳顕 他: “ハイブリッド／電気自動車駆動モータ用電磁鋼板の最近の動向”, 新日鉄技報, Vol. 393, pp.116-120, 2012.
- [42] 雨森史郎 他: “中大容量永久磁石電動機の特徴と課題”, 電学研資, RM-04-123, pp.147-151, 2004.
- [43] M. Kondo: “Parameter measurements for permanent magnet synchronous machines”, *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 2, No.2, pp.109-117, 2007.
- [44] 中村太一: “横方向磁束形永久磁石同期電動機的设计と速度制御”, 東京大学工学系研究科修士論文, 2012.
- [45] Apex Drive Laboratories, Inc.: “APEX PM Brushless Motor”, <http://www.apexdrivelabs.com/>
- [46] CQ publisher, “Interface in February 2005”, pp.36-39, 2005
- [47] T.J. Woolmer *et al.*: “Analysis of the Yokeless and Segmented Armature Machine”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp.704-708, 2008.
- [48] H. Tokoi *et al.*: “Study of High-Efficiency Motor Using Soft Magnetic Cores”, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 132, No. 5, pp.574-580, 2011.
- [49] 金光大 他: “巻線の開発動向について”, 昭和電線レビュー, Vol. 51, No. 1, pp.91-97, 2001.
- [50] 信州航空電子株式会社: “高効率化に貢献する 3 つの特長”, <http://www.sae.jae.co.jp/products/coilsp1.html#sp1>
- [51] Y. Kano *et al.*: “Study on Optimum Design of Multi-pole Interior Permanent Magnet Motor with Concentrated Windings – Motor Volume Minimization of IPM Motor for Low-Speed, High-Torque Applications –”, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 127, No. 4, pp.349-359, 2007 (in Japanese).
- [52] 武田洋次 他: “埋め込み磁石同期モータの設計と制御”, オーム社, 2001.

- [53] 水谷良治 他: “永久磁石形低速大トルクモータとそのトルク解析法の提案”, 電気学会論文誌 D., Vol. 119, No. 9, pp.796–797, 1999.
- [54] 水谷良治 他: “永久磁石形低速大トルクモータの最適形状設計の一考察”, 電気学会論文誌 D., Vol. 120, No. 3, pp.328–335, 2000.
- [55] 赤津観 他: “要求出力特性を満足する永久磁石同期電動機自動設計手法”, 電気学会論文誌 D., Vol. 124, No. 9, pp.946–955, 2007.
- [56] 赤津観 他: “巻線係数とインダクタンス係数を用いた多極多スロット集中巻 SPMSM の簡易設計手法”, 電気学会論文誌 D., Vol. 127, No. 11, pp.1171–1179, 2007.
- [57] Z.Q. Zhu *et al.*: “Improved Analytical Model for Predicting the Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent-Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, No. 1, pp.229–238, 2002.
- [58] M. Markkovic *et al.*: “Reducing the Cogging Torque in Brushless DC Motors by Using Conformal Mappings”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, No. 2, pp.451–455, 2004.
- [59] D. Zarko *et al.*: “Analytical Solution for Electromagnetic Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 7, pp.2943–2954, 2009.
- [60] J.F. Gieras *et al.*: “Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines”, Springer, 2005.
- [61] EVO Electric: “AFM–240 Axial Flux Motor”, <http://www.evo-electric.com/inc/files/AFM-240-Spec-Sheet-V1.1.pdf>
- [62] YASA MOTORS: “YASA–750 Motor”, <http://www.yasamotors.com/sites/default/files/YASA-750-Low.pdf>
- [63] 竹内寿太郎: “電気機器設計”, オーム社, 1950.
- [64] 竹内寿太郎: “電機設計学”, オーム社, 1953.
- [65] 藤田伊八郎: “電気機械設計法の基礎”, 電気学会雑誌, Vol. 62, No. 642, pp.23–24, 1942.
- [66] 今川文雄: “電気機械設計基礎の一方式とその運用に就いて”, 電気学会雑誌, Vol. 70, No. 742, pp.322–324, 1950.
- [67] 川田輝明: “電気機械設計法 (微増加比例法) における装荷分配問題の発展と基準電磁装荷の本質について”, Vol. 81, No. 877, pp.1616–1624, 1961.
- [68] 川田輝明: “電気機械設計法 (微増加比例法) における回転機の基準電磁装荷と設計要素基本式”, Vol. 82, No. 887, pp.1337–1345, 1962.
- [69] 川田輝明: “設計因子の選定条件による電気機械構成理論式の形態について”, Vol. 83, No. 901, pp.1778–1787, 1963.
- [70] 川田輝明: “電気機械設計の「寸法, 比装荷微増加比例」の諸要素”, Vol. 98, No. 9, pp.735–740, 1978.
- [71] 杉本諭: “第 19 回磁気応用技術シンポジウム”, 2011.
- [72] NEDO: “focus NEDO”, No. 40, pp.10–15, 2011.
- [73] 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.
- [74] 佐川真人 他: “永久磁石 – 材料科学と応用 –”, アグネ技術センター, 2007.
- [75] 俵好夫 他: “希土類永久磁石”, 森北出版, 2005.
- [76] 日経ものづくり: “特集 脱レアメタル”, Vol. 2011, No. 1, pp. 42–57, 日経 BP 社, 2011.
- [77] 日経エレクトロニクス: “高効率・小型・安価に挑み移動体の電動化を加速”, pp.38–65, 日経 BP 社, 2010.09.20.
- [78] 日経エコロジー: “解説 技術&素材 脱レアアース部材”, Vol. 2012, No. 5, pp.80–82, 日経 BP 社, 2012.
- [79] 山崎克巳 他: “集中巻 IPM モータの鉄損及び磁石渦電流損解析”, 電気学会論文誌 D., Vol. 128, No. 5, pp. 678–684, 2008.
- [80] 山崎克巳 他: “永久磁石渦電流損を低減した集中巻 IPM モータの開発”, 電気学会論文誌 D., Vol. 129, No. 11, pp. 1022–1029, 2009.
- [81] 宮田浩二 他: “着磁・減磁・渦電流損を考慮した永久磁石電動機の三次元磁界解析”, 電気学会論文誌 D., Vol. 123, No. 4, pp.401–408, 2003.



- [82] 小坂卓 他: “スロットレス PM モータのロータ部 PWM キャリア損評価法”, 電気学会論文誌 D., Vol. 125, No. 5, pp. 511–518, 2005.
- [83] 中村太一 他: “横方向磁束型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”, 電学研資, LD-11-31, 2011.
- [84] V. Moreno *et al.*: “Future trends in electric propulsion systems for commercial vessels”, *Journal of Maritime Research*, Vol. 4, No. 2, pp.81–100, 2007.
- [85] R. McElveen: “Reliability of Cooling Tower Drives: Improving Efficiency with New Motor Technology”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 18, No. 6, pp.12–19, 2012.



## 発表文献

1. 山元 雄太, Cuong Ninh Van, 古関 隆章, “三次元動磁界計算に基づく片側式リニア誘導モータの左右変位時の発生力・インピーダンス変化の一検討”, 平成 24 年度電気学会全国大会, Vol. 2012, No. 5, pp.244, Hiroshima, 2012. 03.
2. 山元 雄太, 古関 隆章, 青山 康明, “船舶の電気推進を想定した横方向磁束型永久磁石モータの簡易高トルク設計”, 電気学会静止器回転機合同研究会, Vol. SA-12 / RM-12, No. 99-119 / 114-134, pp.119-124, Hakodate, 2012. 09
3. 山元 雄太, Cuong Ninh Van, 古関 隆章, “都市交通用リニア誘導モータの縁効果を考慮した性能向上と省電力の検討”, 第 19 回鉄道技術連合シンポジウム (J-RAIL 2012), 1619, Tokyo, 2012. 11
4. 山元 雄太, 中村 太一, 渡辺隆嗣, 高田 康宏, 古関 隆章, 青山 康明, “非突極型永久磁石同期アクチュエータの基本モデル同定法”, 電気学会リニアドライブ研究会, Vol. LD-13-025, Tokyo, 2013. 03, to be presented.
5. 山元 雄太, 川上 貴紀, 古関 隆章, “高占積率平角線コイルを用いた直接駆動型同期電動機の高トルク密度化”, 平成 25 年度電気学会全国大会, Vol. 2013, No. 5, Nagoya, 2012. 03, to be presented.
6. Yamamoto, Y., T. Koseki, and Y. Aoyama, “Proposal of C-core Type Transverse Flux-type motor for Ship Propulsion -- Increasing Torque Density by Dense Stator Configuration --”, *Advanced Electromagnetics Symposium (AES)* 2013, Sharjah, 2013. 03, to be presented.
7. Cuong, N. V., Y. Yamamoto, and T. Koseki, “3-D Numerical Analysis for Impedance Calculation and High Performance Consideration of Linear Induction Motor for Rail-guided Transportation”, *Advanced Electromagnetics Symposium (AES)* 2013, Sharjah, 2013. 03, to be presented.
8. Yamamoto, Y., T. Nakamura, Y. Takada, T. Koseki, Y. Aoyama, and Y. Iwaji, “Speed-feedback, Direct-drive Control of a Low-speed Transverse Flux-type Motor with Large Number of Poles for Ship Propulsion”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)* 2013, Taipei, 2013. 03, to be presented.
9. Yamamoto, Y., T. Nakamura, Y. Takada, T. Koseki, Y. Aoyama, and Z. Qi, “Evaluation of Direct-drive Disk-type Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Ship Propulsion”, *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)* 2013, Arlington, 2013. 04, to be presented.
10. Yamamoto, Y., Q. Zhao, Y. Takada, T. Koseki, and Y. Aoyama, “Stator-Teeth Design of Direct-Drive Large-Torque Transverse Flux-Type Motor with High Power Factor for Electric Ship Propulsion”, *IEEE International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG)* 2013, Budapest, June/July, 2013, to be presented.
11. Yamamoto, Y., R. Watanabe, Y. Takada, T. Koseki, and Y. Aoyama, “Design Using Simple Modeling and Experimental Study on Direct-drive Disk-type Motor with Dense Stator Configuration”, *ECCE Europe European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'13)*, Lille, 2013. 09, to be presented.

## 謝辞

本研究を遂行するにあたり、多くの方々からご助言とご協力を賜りました。

指導教員の古閑隆章准教授には、修士課程の間研究の話から雑談まで種々の議論を行い、ご自身の専門分野であるモータをベースに制御／電動機応用としての鉄道分野やロボットなど多方面にわたる深い知識とその鋭い洞察力には大変驚かされることもしばしばございました。また、自由闊達な雰囲気の中で、試験機製作まで含めて研究をやらせて頂いて大変感謝しております。今後とも、健康にはくれぐれもご留意いただいた上で、引き続き懇切丁寧な学生のご指導をなさってください。国際色豊かな研究室のさらなるご発展を祈念しております。

共同研究先の株式会社日立製作所日立研究所の皆様には、打ち合わせを通して種々のサポートを賜りました。

青山様には、モータ設計に関して、鋭く的確なアドバイスを賜るとともに、モータの材料や加工などの知識への造詣も深く大変勉強になりました。また、多忙な仕事の折、学会論文の審査手続きを実施して下さい感謝申し上げます。

岩路様には、昨年度に制御関係に引き続き、今年度も実験にて鋭いご指摘を頂き、経験に裏打ちされたその洞察力や研究への姿勢は私自身も大変参考にさせていただきました。

平子様には、私の拙い図面を立派な設計図に起こして頂き、かつ、私の度々の設計変更や実機製作場面で生じた種々の問題への対策も即座に対応頂き、お陰さまで試作機の製作にこぎつけることができました。誠にありがとうございます。

また、試作機を製作するにあたって日本のモノづくりの技術の粋を集めて、様々な方にご協力を賜りました。

株式会社エムティードライブの武居様と田中様には、初代機から引き続きアセンブリとコア製作をして頂きました。今回は稠密構造にしたため、内部のロータがしっかり確認できない中でステータのギャップ管理など難しい設計であったことに加え、寸法公差も厳しい設定でございましたので、作業は難儀であったと推察されますが、搬入の際には元々私が想定していたものが届き、その作業の正確さと姿勢には驚嘆いたしました。

信州航空電子株式会社川上様とは、私のコンセプトにも共感を頂きまして、何度も直接／メールを通じてやり取りさせていただき、高占積率の平角線コイルの製作をしていただきました。完成した美しい均整の取れたコイルを拝見して、新試験機では、所望のトルクを出力できる確信を得ることができました。

株式会社エーシーエムの小笠原様には、磁石の納入が予定時期よりも遅れて多少ご迷惑をおかけ致しましたが、C-FRPのロータ板及び永久磁石の接着まで短納期で高い寸法精度で実施して下さい大変感謝しております。

他方で、学部時代から多少関わっていたリニア誘導モータの数値解析についても、院生時代も関わる機会を賜り LIM の奥深さと面白さを改めて経験できました。その際にも株式会社日立製作所と社団法人日本地下鉄協会の皆様には打ち合わせを通じてサポートを賜りました。私の拙い資料にも耳を傾けて下さり、雑談も交えた深い議論を通じて、大変勉強になる勉強会でございました。とりわけ、岩滝様、磯辺様、森久様、増田様、野崎様には直接ご指導を賜っただけでなく、工場見学の機会も実現して頂き、実際のリニアモータのスケール感や細部を確認できたことで、その後のモデリングに生かすことができました。また、毎回皆様の鉄道システム全般への造詣の深さと熱意が垣間見える大変有意義な時間を過ごさせて頂きました。誠にありがとうございます。

九州大学の藤井信男准教授には、学部時代から一貫してお世話になりました。ゼミで3週間ほどじっくりかけて教わった電気機器の基礎がなければ、修士課程で研究するにあたってスムーズには進められなかったと思います。数値解析に関しても、積分方程式法のスキルを身につけて頂いたお陰で LIM の研究をこちらに来て、一時期携わるという稀有な経験ができました。また、時折行き詰まった際に、実験や力の解析的計算法についてご相談／ご質問させて頂きましたが、いつも懇切丁寧にご回答くださいます。誠にありがとうございます。今年で残念ながら退官されますが、新天地でその力を存分に発揮して、さらなる飛躍を期待しております。

電力実験室の板垣助教及び技術職員の高田様には、種々の測定機器や MG セット、三相負荷装置まで、実験に係る機器類を快くお貸し頂いたおかげで実験をスムーズに実施できました。高田様には、負荷用の DDM の調達やカップリング開発まで行って頂き、かつ実験／測定の際には、土日までご足労を頂いてお手伝いしてもらったお陰で特性評価には十分な測定結果を得ることができました。ご両名に深く感謝申し上げます。

昨年めでたくご卒業された中村さんには、直属の先輩として、種々のご助言を賜りました。新試験機は昨年度から少しずつ温めてきたアイディアがベースとなっており、お陰さまでよい報告ができたと思います。今後ともお会いする機会があると思いますが、ご指導ご鞭撻の程よろしく願います。

博士課程 3 年の Hong さんには、忙しい合間を縫って毎回国際学会に投稿する際に、私の拙い論文をかつこい文章に再構成して頂き、いつも英語論文における言い回しについて学びました。また、普段はクールながらも、会話から時より垣間見える研究に対する熱い姿勢と天性のプレゼン力は、自分にとっても刺激になりました。今後とも是非自分の信条を貫いて、よい研究をなさして下さい。

博士課程 2 年の Shin さんには、モータ分野を扱っている先輩として直接的にもご指導も賜りました。研究に対する思いの強さは研究室随一でしたので、よく熱い議論をする機会があり、自分自身の研究を見つめ直すよい端緒を得た気がします。これからは、極めて肝要な時期だと推察されますが、体調にはお気を付けて、更なる飛躍を期待しております。実験機ができた際にはご一報下さい。拝見しに伺います。

修士課程 2 年の河邊くんには、研究室生活を送るにあたり多方面にわたりお世話になりました。小部屋で、研究以外の雑談していた頃が大変懐かしい思い出です。いつもストイックに研究を行っている中、しばしばちょっかいを出してすみませんでした。面白い研究内容で自分にはない知識を学ばせてもらいました。

同じく修士課程 2 年の楊くんは、面白いキャラクターの持ち主で、楽しませてもらいました。帰国してしまうと中々会う機会はなくなっちゃうと思いますが、また、どこかで色んな話ができればと思います。

ポスドクの Valerio さん、修士課程 1 年の翔一郎くん、隆嗣くん、Cuong さん、Travis くん、Duc さん、研究生の Zhao さん、学部 4 年の本田くん、森くん、川上さんには、研究室を盛り上げてもらいました。お陰で楽しい 2 年間を過ごすことができました。この他にも、昨年度研究室をご卒業された、原さん、Emre さん、角谷くん、高橋くん、水野くんには卒業後もお世話になり、時折私の誘いにも心よく応じてくださり楽しい時間を過ごせました。特に、高橋くんには、日頃からお世話になっていますが、今回もお忙しい合間を縫って修士論文の添削を懇切丁寧にして頂き、こうして完成にこぎつけることができました。感謝申し上げます。

秘書の松崎様には、多忙なスケジュールの中、学会や実験機製作に係る煩雑な事務手続きを代行して、かつ迅速にご対応下さり助かりました。また、つまらない話により事務作業の邪魔をしてしまったりしてすみませんでした。くれぐれも体調にはご留意頂いて、学生の心理的なサポートの程よろしく願います。

他にもたくさんのご関係者様に感謝申し上げるとともに、私を叱咤激励して、東京行きを強く後押ししてくれた、学部時代の友人で、現 LIXIL 住宅研究所勤務の師岡聖くんがいなければこういった貴重な 2 年間の経験はなかったように思います。深く感謝しています。

最後に、今まで自由奔放にやらせてもらった家族に心から謝意を表明し、論文を締めくくりたいと思います。

## 付録A モータパラメータのFEAによる同定法

モータの特性評価や制御系設計の際には、モータパラメータの算定が必要不可欠である。界磁に永久磁石を用いたモータでは、回転座標系 ( $d$ - $q$  座標) でのモータモデルにおいて議論が進められることが多く、しばしば供試機を単純な(A.1), (A.2) 式にて表現される電圧方程式を用いて記述される[52].

$$v_d = R_a i_d + \frac{d}{dt} L_d i_d - \omega L_q i_q \dots\dots\dots (A.1)$$

$$v_q = \omega L_d i_d + R_a i_q + \frac{d}{dt} L_q i_q + \omega \varphi_f \dots\dots\dots (A.2)$$

ここで,  $R_a, L_d, L_q, \omega, \varphi_f$  は, それぞれ電機子抵抗,  $d, q$  軸インダクタンス, 電源周波数, 永久磁石の電機子側への鎖交磁束を示す。なお, この段階での  $R_a$  は巻線断面, 平均巻線長, 巻数, 銅の抵抗率 ( $\rho = 1.68 \times 10^{-8} \Omega m$ ) から理想的な式で見積もる。その他のパラメータに関しては, 以下の手順にてFEAを援用して同定する。

1. 電機子電流を通电していない (モータ端子を開放し, 外部原動機にて駆動する無負荷試験に相当する) 場合にて, 巻線への鎖交磁束/誘導起電力の変化を数値解析的に算定する。
2. 電機子電流を通电 (モータ端子を接続し, ある負荷をかけた状態で流れる相電流波高値  $i_m$ , 位相  $\beta$  にて供給) する場合にて, 巻線への鎖交磁束/誘導起電力の鎖交磁束/誘導起電力の変化を数値解析的に算定する。

1. にて得られる一相分の電機子巻線に鎖交磁束  $\varphi_{u0}$  から, 無負荷誘導起電力の線間値  $E_0$  および誘起電圧定数  $K_e (= \varphi_f)$  を計算後, トルク定数  $K_t$  を  $K_e$  と極対数  $p$  から同定する。また,  $d, q$  軸インダクタンス  $L_d, L_q$  は, 両鎖交磁束間の位相差  $\alpha$  を解析的に算出した後, Figure 1A に示すフェーザ図から以下に示す式から同定する[27].

$$K_e = \varphi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_{u0}, \quad K_t = p K_e \dots\dots\dots (A.3)$$

$$i_d = -i_a \sin \beta, \quad i_q = i_a \cos \beta \dots\dots\dots (A.4)$$

$$i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_m \dots\dots\dots (A.5)$$

$$\varphi_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_{u0}, \quad \varphi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_{ua} \dots\dots\dots (A.6)$$

$$L_d = \frac{\varphi_a \cos \alpha - \varphi_0}{i_d} = \frac{\varphi_{ua} \cos \alpha - \varphi_{u0}}{-i_m \sin \beta} \dots\dots\dots (A.7)$$

$$L_q = \frac{\varphi_a \sin \alpha}{i_q} = \frac{\varphi_{ua} \sin \alpha}{i_m \cos \beta} \dots\dots\dots (A.8)$$

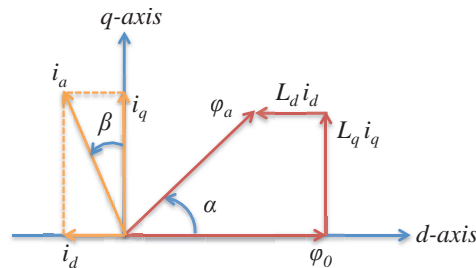


Figure 1A: Phasor diagram for calculation of inductance [27].



## 付録B 古典的同期機理論の等価回路法に基づく永久磁石機の評価法

強力なネオジム鉄ボロン系磁石を代表とする希土類元素を用いた永久磁石が登場する以前の同期機は、Fig. 1B に示すような、スリップリングを介して界磁鉄心を直流励磁し電磁石を構成する方式が主流で、ここでは、永久磁石型同期機に対して古典的同期機もしくは従来機と呼称する。

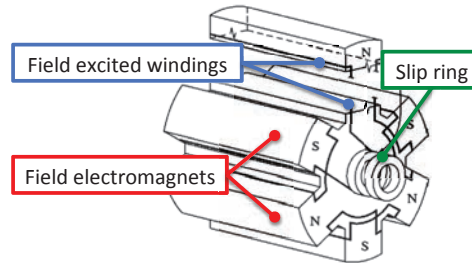


Fig. 1B: Configuration of the field side in conventional synchronous machinery [33].

従来機を評価する際には、各種試験に基づいたパラメータ同定による等価回路法がよく用いられる[33–36]。この手法は、三相分の単相分を実験から同定した巻線抵抗、同期リアクタンス、線電流、端子電圧、逆起電力などパラメータとした等価回路として機械を表現する手法である。この手法により、機械を回路的に扱うことができるため、複雑な電磁界計算をすることなく、特性算定が容易になるメリットがある。通常、試験はFig. 2B, 3B に示す手順／実験系に沿って行われる。

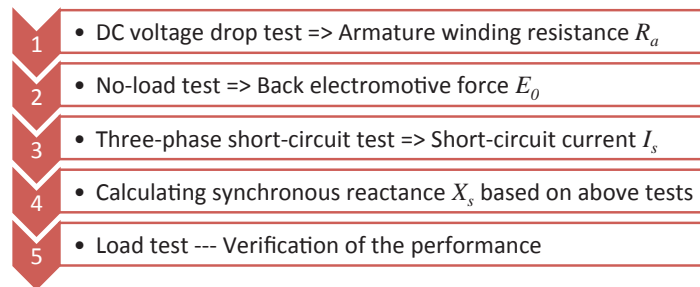


Fig. 2B: Procedure for verification of performance based on equivalent circuit method in classic-type synchronous machinery.

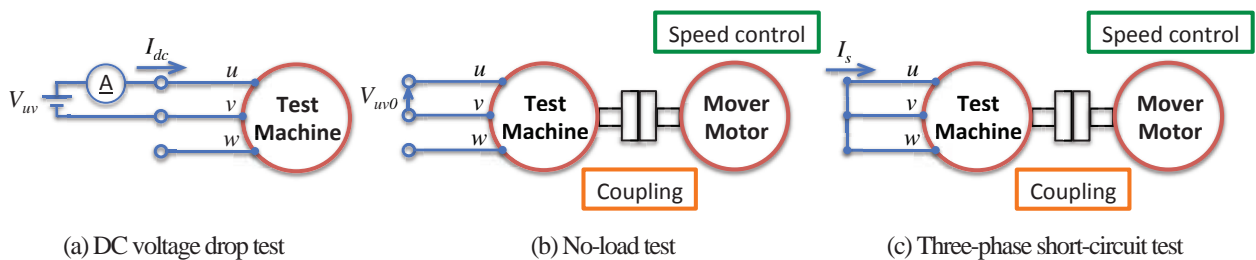


Fig. 3B: Conceptual diagrams of the tests to identify equivalent circuit in the motor.

### 1. 電機子巻線抵抗試験 – Fig. 3B (a)

直流電圧  $V_{dc}$  を各端子間、もしくは端子と中性点間に印加し、そのときに流れる電機子電流  $I_{dc}$  を測定し、最小二乗法などによって決定される傾きを巻線抵抗  $R_a$  として算定するもので、電圧降下法と称される。 $R_a$  を決定する手法には、この他にも、ガルバノメータなどブリッジ回路にて決定する手法、テスタにて測定する手法など多岐にわたる。



## 2. 無負荷特性試験 – Fig. 3B (b)

外部原動機であるモータの速度制御をかけた状態で供試機を回転させ、各回転速度にて無負荷誘導起電力の線間電圧実効値  $E_0$  を測定し、回転速度を横軸に取り、プロットする。誘起電圧定数  $K_e$  は、プロットされた特性曲線の傾きとして算定される。また、トルク定数  $K_t$  は、 $K_e$  と極対数  $p$  との積で求められる。

$$K_e = \varphi_f = \frac{V_{uv0}}{\omega} = \frac{V_{uv0}}{p\omega_m} = \frac{V_{uv0}}{p \cdot 2\pi \frac{N_r}{60}} \dots\dots\dots (B.1)$$

$$K_t = \frac{T}{i_q} = pK_e \dots\dots\dots (B.2)$$

## 3. 三相短絡特性試験 – Fig. 3B (c)

供試機の3端子を短絡した状態で、外部原動機にて定格速度にて回転させ、短絡電流  $I_s$  を測定する[4]。  $E_0$  と  $I_s$  から同期インピーダンス  $Z_s$  を計算した後、 $R_a$  が既知であることを利用して、同期リアクタンス  $X_s$ 、インダクタンス  $L_s$  を同定する。

$$Z_s = \frac{V_{uv0}}{I_s} = \frac{E_0}{I_s} \dots\dots\dots (B.3)$$

$$X_s = \sqrt{\frac{E_0^2}{I_s^2} - R_a^2} = \omega L_s \dots\dots\dots (B.4)$$

以上から、各手順で算定したパラメータから Fig. 4B に示す等価回路表現が導出される。

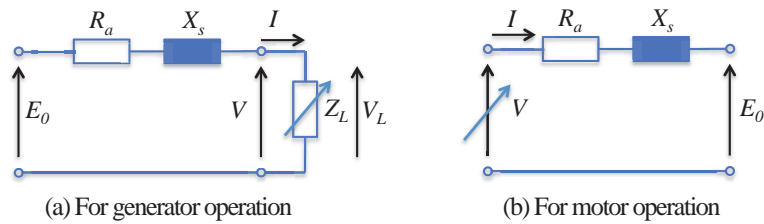


Fig. 4B: Equivalent circuit of non-salient-pole-type synchronous machine (SM).

## 4. 負荷特性試験

負荷特性試験としては、Fig. 5B に示す(a) generator, (b) motor の両モードに対して、以下の手順で、特性測定が可能である。

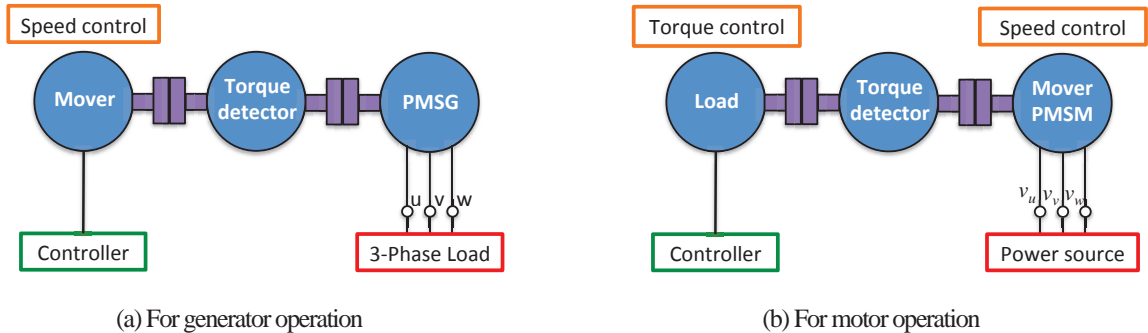


Fig. 5B: Conceptual diagram for experimental setup in the load tests.

### (a) Generator operation – Fig. 5B (a)

供試機の出力端子になんらかの負荷装置を接続した状態で、カップリングを介して繋がった外部原動機にて定格速度で回転させる。なお、原動機側は速度制御がかけられる状態にしており、負荷の増減するたびにその都度、定格速度に調整した上で、測定を実施する。発電機モードにおいては、古典的同期機では、界磁電流の調整によって、誘導起電力  $E$  を変化させることができる反面、永久磁石型同期機では、界磁磁石は基本的に固定起磁力と考えられ、 $E$  の調整は行われず、負荷  $Z_L$  の違いに

よって、出力端子電圧  $V$  および負荷電流  $I$  が一意に決まる。Fig. 4B(a)に示した回路上では、 $Z_L$  を可変量 ( $\text{PF} \in [0,1]$ ) とした場合に相当する。

いま、相差角  $\delta > 0$  となるように、 $V = V \exp(j0)$  と仮定すると、負荷電流  $I_a$  は、次式で示される。

$$i = \frac{E_0 e^{j\delta} - V e^{j0}}{R_a + jX_s} = \frac{1}{R_a^2 + X_s^2} \left[ \left\{ (R_a \cos \delta + X_s \sin \delta) E_0 - R_a V \right\} + j \left\{ (R_a \sin \delta - X_s \cos \delta) E_0 + X_s V \right\} \right] \quad \text{.....(B.5)}$$

負荷電流と回転座標系( $d$ - $q$ 座標系)における  $d, q$  軸電流  $i_d, i_q$  は、(B.5)式を  $(\pi/2 - \delta)$  rad.だけ回転させて、通常よく散見される  $d$ - $q$  座標系へ変換を行うことで、

$$i_d = \frac{X_s E_0 - (R_a \sin \delta + X_s \cos \delta) V}{R_a^2 + X_s^2} \quad \text{.....(B.6)}$$

$$i_q = \frac{R_a E_0 - (R_a \cos \delta - X_s \sin \delta) V}{R_a^2 + X_s^2} \quad \text{.....(B.7)}$$

と求められる。複素電力  $P_c$  を遅れ無効電力  $Q > 0$  となるような定義を行うと、

$$\dot{P}_c = \dot{E} \bar{I} = \frac{E_0}{R_a^2 + X_s^2} \left\{ R_a E_0 + (X_s \sin \delta - R_a \cos \delta) V \right\} + j \frac{E_0}{R_a^2 + X_s^2} \left\{ X_s E_0 - (R_a \sin \delta + X_s \cos \delta) V \right\} \quad \text{.....(B.8)}$$

入力端における有効電力  $P$ 、無効電力  $Q$  は次式にて記述される。

$$P = \text{Re}(\dot{P}_c) = \frac{E_0}{R_a^2 + X_s^2} \left\{ R_a E_0 + (X_s \sin \delta - R_a \cos \delta) V \right\} \quad \text{.....(B.9)}$$

$$Q = \text{Im}(\dot{P}_c) = \frac{E_0}{R_a^2 + X_s^2} \left\{ X_s E_0 - (R_a \sin \delta + X_s \cos \delta) V \right\} \quad \text{.....(B.10)}$$

有効電力  $P$  をトルク  $T$  に変換すると、

$$T = \frac{P}{\omega_m} = \frac{V}{\omega_m (R_a^2 + X_s^2)} \left\{ R_a E_0 + (X_s \sin \delta - R_a \cos \delta) V \right\} \quad \text{.....(B.11)}$$

また、負荷への出力電力  $P_o$  は、

$$P_o = VI \cos \phi = P - R_a I^2 = P - R_a (i_d^2 + i_q^2) \quad \text{.....(B.12)}$$

と表されるので、発電機効率  $\eta_G$  は、規約効率にて以下にて定義される。

$$\eta_G = \frac{P_o}{P} = \frac{P - R_a I^2}{P} \quad \text{.....(B.13)}$$

なお、以上の計算では、定数として各相パラメータ値、線間電圧を用いており、計算される電流は線電流の  $\sqrt{3}$  倍であるため、出力は基本的に係数不要で、電圧と電流の積として算定されることに注意されたい。

#### (b) Motor operation --- Fig. 5B (b)

供試機の入力端子を電源に接続し、軸に負荷（モータなど）を接続した上で、供試機には定格速度で駆動するように速度制御をかける。トルク制御をかけた負荷側では、負荷トルクを増減させ、その都度、速度とともに各パラメータ類を測定し、記録する。電動機モードにおいては、任意の大きさを持つ入力端子電圧によって、トルク角  $\delta$  および負荷電流  $I$  が一意に決まる。Fig. 4B(b)に示した等価回路上では、 $V$  の可変量とした場合に相当する。

いま、相差角  $\delta > 0$  となるように、 $E_0 = E_0 \exp(j0)$  と仮定すると、負荷電流  $I_a$  は、次式で示される。

$$i = \frac{V e^{j\delta} - E_0 e^{j0}}{R_a + jX_s} = \frac{1}{R_a^2 + X_s^2} \left[ \left\{ (R_a \cos \delta + X_s \sin \delta) V - R_a E_0 \right\} - j \left\{ (R_a \sin \delta - X_s \cos \delta) V + X_s E_0 \right\} \right] \quad \text{.....(B.14)}$$

負荷電流と回転座標系( $d$ - $q$  座標系)における  $d$ ,  $q$  軸電流  $i_d$ ,  $i_q$  は, (B.14)式を( $\pi/2$ ) rad.だけ回転させて, 通常よく散見される  $d$ - $q$  座標系へ変換を行うことで,

$$i_d = \frac{(X_s \cos \delta - R_a \sin \delta)V - X_s E_0}{R_a^2 + X_s^2} \dots\dots\dots (B.15)$$

$$i_q = \frac{(R_a \cos \delta + X_s \sin \delta)V - R_a E_0}{R_a^2 + X_s^2} \dots\dots\dots (B.16)$$

と求められる. 複素電力  $P_c$  を遅れ無効電力  $Q > 0$  となるような定義を行うと,

$$\dot{P}_c = \dot{V}\bar{I} = \frac{V}{R_a^2 + X_s^2} \{ R_a V + (X_s \sin \delta - R_a \cos \delta) E_0 \} + j \frac{V}{R_a^2 + X_s^2} \{ X_s V - (X_s \cos \delta + R_a \sin \delta) E_0 \} \dots\dots\dots (B.17)$$

入力端における有効電力  $P$ , 無効電力  $Q$  は次式にて記述される.

$$P = \text{Re}(\dot{P}_c) = \frac{V}{R_a^2 + X_s^2} \{ R_a V + (X_s \sin \delta - R_a \cos \delta) E_0 \} \dots\dots (B.18)$$

$$Q = \text{Im}(\dot{P}_c) = \frac{V}{R_a^2 + X_s^2} \{ X_s V - (X_s \cos \delta + R_a \sin \delta) E_0 \} \dots\dots (B.19)$$

PMSM 入力端から見た PMSM への入力電力  $P_i$  及び出力端電力  $P_o$  は,

$$P_i (= P) = VI \cos \phi \dots\dots\dots (B.20)$$

$$P_o = P_i - R_a (i_d^2 + i_q^2) \dots\dots\dots (B.21)$$

となるため, PMSM の出力トルク  $T$  は,  $P_o$  を機械的角速度  $\omega_m$  で除して次式にて算定される.

$$T = \frac{P_o}{\omega_m} \dots\dots\dots (B.22)$$

以上から, 電動機効率  $\eta_M$  は, 規約効率にて次式にて定義される.

$$\eta_M = \frac{P_o}{P_i} = \frac{VI \cos \phi - R_a I^2}{VI \cos \phi} \dots\dots\dots (B.23)$$

展開した式を用いると, 各モードにおける, 端子電圧  $V$  と負荷電流  $I$  との関係を記述できる. これを用いて, 自励, 他励を問わず最低限の制御を行える状態にして負荷をかけた場合に比較的測定が容易である  $V$ ,  $I$  を測定することで, 特性算定が可能である. PMSG の場合には, 一定の大きさの励磁が既に確立されており,  $V$ ,  $I$  は負荷に応じて一意に決定される. すなわち, 従来機のような, 界磁を調整し誘導起電力の増減させることで,  $V$ ,  $I$  を変化させることは基本的には不可能である. 実際には, 電流  $d$  軸成分も流れるため, 一定の逆起電力が発生しておらず, 負荷時の誘導起電力が無負荷時と同じという等価回路法を用いると, 誤差が生じるが, 後引きの, (B.6)式にて  $d$  軸成分を計算し,  $i_d \neq 0$  であることにより容易に理解される. 他方で, 電動機に関しては,  $d$  軸電流 0 制御下をかけた上で, 磁石鎖交磁束を増磁, 減磁しない状態で, すなわち, 誘導起電力の絶対値を変化させない状態にて, 負荷を変化させて, 測定を行う環境では, よい特性を得られる.  $d$ ,  $q$  軸電流を積極的に制御しないアナログ的な速度制御 (MG-set による制御) の場合には,  $d$  軸電流が供給されてしまうので, 発電機モードと同じ理由で, 特性プロットと誤差が生じることに留意されたい. 本文で対象とするような, 表面磁石型に代表される非突極機/円筒機では, 制御法として,  $d$  軸電流 0 制御が用いられることが多く, 誘起電圧の大きさは無負荷電圧の大きさとほぼ同じであると見なすことができ, 特性を把握する上では, 等価回路法は難解な電磁界現象を解くことなく単純な電気回路の問題に帰着して定常特性を把握できるため, 極めて有用な手法である.

なお, 従来の同期機の界磁電流  $I_f$  と電機子電流  $I_a$  の関係をプロットして同期機が調相機として機能することを示す際に用いられる  $V$  曲線にならって, 界磁磁石の起磁力を調整できない PMSM では, 等価的に端子電圧を変化させ誘起電圧との相対差を調整することによって力率調整を行うため, 新  $V$  曲線 (New V-curve) と呼称することもある[32,43].

## 付録C 簡易設計法に用いる推定式の導出プロセス

### C.1 TFM のモデリング

Fig. 1C の1 磁石1 ティースモデリングを利用して、トルク  $T$  の導出過程を以下に示す。なお、Table 1C へ示すパラメータ記号を用いることとする。ティース部の内外径  $r_{1t}, r_{2t}$  および PM の内外径  $r_{1m}, r_{2m}$  はそれぞれ次式にて定義される。

$$r_{1t} = r_c - \frac{h}{2}, \quad r_{2t} = r_c + \frac{h}{2} \quad \text{.....(C.1)}$$

$$r_{1m} = r_c - \frac{h_m}{2}, \quad r_{2m} = r_c + \frac{h_m}{2} \quad \text{.....(C.2)}$$

1 磁石あたりの PM のギャップ方向の面積  $S_m$  および磁石量  $V_m$  は、

$$S_m = \frac{h_m}{2} \cdot 2(r_{1m} + r_{2m}) \tan \frac{\theta_m}{2} = 2r_c h_m \tan \frac{\theta_m}{2} \quad \text{.....(C.3)}$$

$$V_m = 2p l_m S_m = 4pr_c h_m l_m \tan \frac{\theta_m}{2} \quad \text{.....(C.4)}$$

ここで、磁石開き角  $\theta_m$  と  $V_m$  の関係は、 $k_m$  を極ピッチ角  $\theta_p$  に対する磁石幅の割合を表す係数として、

$$\frac{\theta_m}{2} = \frac{\theta_p}{2} k_m = \frac{\pi}{2p} k_m, \quad k_m = \frac{2p}{\pi} \arctan \left\{ \frac{V_m}{4pr_c h_m l_m} \right\} \quad \text{.....(C.5)}$$

と示される。他方で、ステータティース部の面積  $S_t$  は、コアピッチ角  $\theta_c$ 、コイル幅  $w_c$  を用いて、

$$S_t = \frac{h_t}{2} \cdot 2 \left\{ (r_{1m} + r_{2m}) \tan \frac{\theta_c}{2} - \frac{2(w_c + \Delta)}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \right\} = \frac{2h_t}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \left\{ r_c \sin \frac{\theta_m}{2} - (w_c + \Delta) \right\} \quad \text{.....(C.6)}$$

となる。ここでは、 $\Delta := 0.5 \text{ mm}$  として設計を進めた。いま、C 型コアの上下ティース部の磁石近傍に分担して集中巻きコイルを施すこととすれば、一相あたりの電機子起磁力  $MMF$  を次式にて定義すると、

$$MMF = \frac{2}{3} j n_c d_c l_c w_c = \frac{n_c}{3} jN \quad \text{.....(C.7)}$$

(C.6)式は、 $AC$  を用いて次のように整理される。

$$S_t = \frac{2h_c}{\cos \frac{\theta_c}{2}} \left\{ r_c \sin \frac{\theta_c}{2} - \frac{3MMF}{2jn_c d_c l_c} - \Delta \right\} \quad \text{.....(C.8)}$$

### C.2 パーミアンス法による PM 磁束およびトルクの算定式

パーミアンス法は、PM 残留磁束密度  $B_r$  および保磁力  $H_c$  から PM の減磁曲線を一次関数近似し、PM 部とコア部の対向面、エアギャップ長および PM 厚みから算定されるパーミアンス係数  $p_c$  との交点から PM の動作点  $(H_m, B_m)$  を定めて、ステータに流入する磁束  $\phi$  を推定する手法であり、以前から簡易設計法の一つとして利用されてきた。すなわち、磁気回路において、PM から出る磁束が漏れ磁束なく全てステータティースに吸収され、PM 起磁力がギャップ内のみで消費される理想的な状態を考慮すると、PM 内部の磁束  $\phi_m$  はギャップ部の磁束  $\phi_g$  と同じであるから、

$$\phi_m (= B_m S_m) = \phi_g (= B_g S_g) := \phi \quad \text{.....(C.9)}$$

$$H_m l_m = H_g l_g \quad \text{.....(C.10)}$$

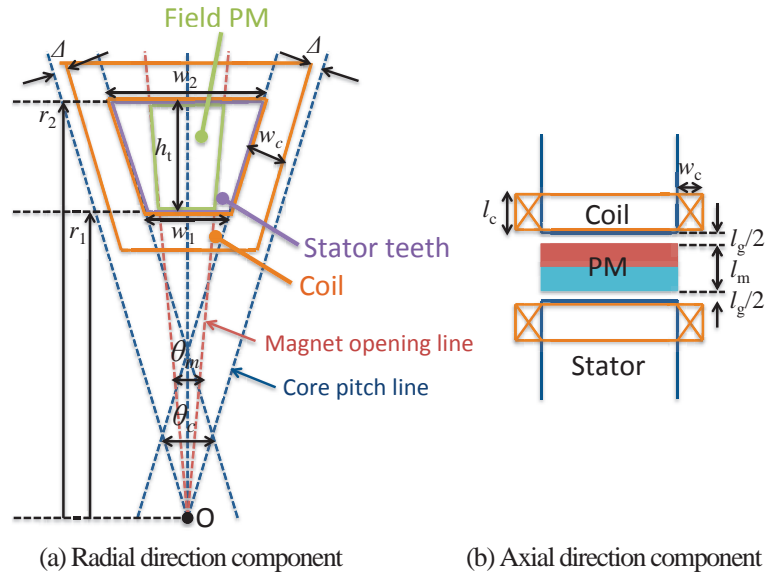


Fig. 1C: Simple modeling of proposed motor taking advantage of TFM

Table 1C: Motor parameters in simple modeling

Symbol	Item
$2p$	Number of poles
$n_c$	Number of cores
$\theta_p$	Pole-pitch angle
$\theta_m$	PM opening angle
$\theta_c$	Core-pitch angle
$r_c$	Radius of rotation
$h_m$	Radial length of PM
$h_t$	Radial length of tooth
$l_m$	Thickness of PM
$l_g$	Air-gap length
$w_m$	Width of PM
$w_t$	Width of tooth
$S_m$	Area of PM
$S_t$	Area of tooth
$w_c$	Coil width
$l_c$	Coil depth
$d$	Lamination factor
$d_c$	Coil space factor
$j$	Current density

磁気回路方程式は以下に示すように,

$$H_c l_m = (R_m + R_g) \phi = \left( \frac{l_m}{\mu_m S_m} + \frac{l_g}{\mu_0 S_t} \right) \phi \dots\dots\dots (C.11)$$

となり, PM の動作線, すなわちパーミアンス係数  $p_c$  は,

$$p_c = \frac{B_m}{H_m} = \mu_0 \frac{l_m}{k_c l_g} \cdot \frac{S_t}{S_m} \dots\dots\dots (C.12)$$

と定義される.



ここで、係数 $k_c$ はカータ係数 (Carter Coefficient) で、ティース間の開口幅 $w_s$ 、ティースピッチ $t_s$ から次式にて示される。

$$k_c = \frac{t_s}{t_s - \gamma l_g} \dots\dots\dots (C.13)$$

ただし、

$$w_s = 2(w_c + \Delta) = 2\left(\frac{3AC}{2jn_c d_c l_c} + \Delta\right) \dots\dots\dots (C.14)$$

$$t_s = \frac{\frac{2\pi r_c}{\cos\theta_c}}{n_c} \dots\dots\dots (C.15)$$

$$\gamma = \frac{\left(\frac{w_s}{l_g}\right)^2}{\left\{5 + \left(\frac{w_s}{l_g}\right)^2\right\}} \dots\dots\dots (C.16)$$

PM の減磁曲線を

$$B_m = \frac{B_r}{H_c} H_m + B_r \dots\dots\dots (C.17)$$

という一次関数にて直線近似すると、動作点における磁束密度 $B_m$ は、

$$B_m = \frac{B_r}{1 + \frac{B_r}{p_c H_c}} \dots\dots\dots (C.18)$$

となり、PM から発生する磁石磁束 $\phi_m$ は、

$$\phi_m = B_m S_m \dots\dots\dots (C.19)$$

と示される。漏れ磁束がない場合には、 $\phi_m$ がティース面に流入する磁束 $\phi_t$ となり、コイルに鎖交する磁束となるので、駆動周波数 $\omega$ とすれば、相電圧の実効値 $E$ は次式にて示され、

$$E = N\omega \frac{\phi_t}{\sqrt{2}} \cdot \frac{n_c}{3} \dots\dots\dots (C.20)$$

電気出力 $P$ は、線電流実効値 $I$ 、機械的角速度 $\omega_m$ 、出力トルク $T$ とおけば、次式の関係で記述される。

$$P = 3EI = \omega_m T \dots\dots\dots (C.21)$$

ここで、 $I$ は、(C.7)式で示される $AC$ を用いて、次式にて示される。

$$I = \frac{j}{\sqrt{2}} = \frac{MMF}{\sqrt{2}} \frac{3}{n_c N} \dots\dots\dots (C.22)$$

したがって、極対数 $p$ 、鎖交磁束 $\varphi$ とすれば、 $T$ は次式にて定義される。

$$T = p \frac{3EI}{\omega} = \frac{3}{2} p \varphi MMF \dots\dots\dots (C.23)$$

トルクが磁気装荷 $\varphi$ と電機子起磁力 $MMF$ の積により決定することを示す。

## 付録D 系統的電機設計学による電気機械の設計[63–70]

### D.1 同一体格における機械設計問題の捉え方

回転型電気機械において基本的には対称構成をしており、総アンペアターン

$$2pAC = 3NI \dots\dots\dots(D.1)$$

から、1極分を取り出す形で、電気装荷  $AC$

$$AC = \frac{3NI}{2p} \dots\dots\dots(D.2)$$

を定義する。いま、皮相電力  $P_a$  [kVA]は、相電圧実効値  $E$ 、電機子線電流  $I$  から、

$$P_a = 3EI \times 10^{-3} \dots\dots\dots(D.3)$$

であるが、 $E$  は電氣的角速度  $\omega$  と鉄心内を流れる磁束  $\phi$  から、

$$E = N\omega \frac{\phi}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(D.4)$$

と示されるため、(D.3) 式は、電気装荷  $AC$  と磁気装荷  $\phi$  を用いて次式のように書き換えられる。

$$P_a = 3N\omega \frac{\phi}{\sqrt{2}} I = K_0 2pAC\phi f \times 10^{-3} \dots\dots\dots(D.5)$$

なお、 $K_0$  は、分布巻係数や短節巻係数を含んだ巻線係数  $k_w$  を含んだ形で、ふつうは 2.1 程度の定数として扱う。

$$K_0 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} k_w \sim 2.1 \dots\dots\dots(D.6)$$

回転機では、毎極について対称構造であることから、機器構成の考察には1極分での考察で十分であり、1極の容量を  $S$  とすれば、

$$S = \frac{P_0}{2p} = K_0 AC\phi f \times 10^{-3} \dots\dots\dots(D.7)$$

であり、これを 100Hz あたりに規格化して容量の周波数への比例関係を取り除いて、比容量と定義すると、

$$\frac{S}{f \times 10^{-2}} = K_0 (AC \times 10^{-3}) \cdot (\phi \times 10^2) \propto AC, \phi \dots\dots\dots(D.8)$$

と示され、比容量は電気装荷と磁気装荷の両装荷量の積に比例する。ここで、**3** にて簡易設計法の最終的な帰結において得られたように、トルクも両装荷量の積で決まると既に述べた。比容量の物理的な理解は難しいが、比容量は、容量を周波数にて除して規格化した量であり、トルクは有効電力を機械的角速度にて除した量であることから、厳密な量／単位は異なるが、比容量は定性的な理解としては、1極あたりが出しうるトルクのようなものと捉えることもできる。

すなわち、両装荷量をそれぞれ最大化させることができれば、出力を大きく向上させることが可能である。しかしながら、実際に機械を設計する際には、体格による上限などが決定されているため、両者の積を最大化することになり、応用先の特性／サイズを見据えた上で、必然的に両装荷量を分配する問題へと帰着される。具体的には、**3,4** に示したように、トルク最大化を目的関数としたコアティースとコイル部の取り合いの最適化問題で記述されることに相当する。

### D.2 スケールアップを考慮した設計と装荷量分配

#### D.2.1 完全相似形による回転機設計の問題点

スケールアップを考慮した場合にも適切な装荷量分配について論じる前に、一例として、最も基本的な電流密度、磁束密度が等しく、各部分の寸法を  $n$  倍にて設計する完全相似形を取り上げる。完全相似形においては、Fig. 1C に示すように、定性的には、単位容量あたりの重量及び損失が  $1/n$  となるために、効率が上昇しスケールメリットを生かせる反面、熱は表面積でしか逃げないために、冷却方式を考慮して熱伝導度を  $n$  倍向上させる必要が生じてしまう。したがって、大容量化に伴って完全相似形では冷却断面を増やす余地のあるコア部分に比して、コイル導体部は絶縁皮膜などで覆われているため、熱伝導率が

低下するため、温度上昇を考慮すると、実際に実現できる容量には限界があることが容易に推察される。ゆえに、体格の増加に対して面積的にしか熱は逃げないため、銅損による温度上昇が過大になり、大型化する際の適切な設計指標とはいえない。

### D.2.2 スケールアップを考慮した装荷量の適切な分配

完全相似形における問題点を解決するため、一般にはスケールアップに際して、電気装荷量の増加に比べて磁気装荷量の増加を少し大きめにとることで設計を行う。すなわち、両装荷量の分配を決定する定数を  $\gamma$  とすると、

$$\frac{K_0 AC \delta \phi}{K_0 \phi \delta AC} = \gamma (\geq 1) \dots\dots\dots (D.9)$$

という偏微分方程式にて記述される。これを変数分離法にて解くと、

$$\frac{\delta \phi}{\phi} = \gamma \frac{\delta AC}{AC} \dots\dots\dots (D.10)$$

$$\ln \phi = \gamma \ln AC + C_0 \dots\dots\dots (D.11)$$

となる。ただし、 $C_0$ は積分定数とする。これから、磁気装荷について整理すると、

$$\phi = C \cdot AC^\gamma, \quad C := \exp(C_0) \dots\dots\dots (D.12)$$

となり、(D.8) 式は次式のように書き改められる。

$$\frac{S}{f \times 10^{-2}} = K_0 (AC \times 10^{-3}) \cdot C (AC \times 10^{-3})^\gamma = K_0 C (AC \times 10^{-3})^{1+\gamma} \dots\dots\dots (D.13)$$

基準装荷量として、(D.13) 式が1となる場合の量をそれぞれ  $AC_0, \phi_0$  とすれば、各装荷量は次式で決定される。

$$AC = AC_0 \left[ \frac{S}{f \times 10^{-2}} \right]^{\frac{1}{1+\gamma}} \dots\dots\dots (D.14)$$

$$\phi = \phi_0 \left[ \frac{S}{f \times 10^{-2}} \right]^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \dots\dots\dots (D.15)$$

いま、磁気装荷に関して、辺々基準磁気装荷にて除して、規格化した磁気装荷  $\chi$  を定義すると、

$$\chi = \frac{\phi}{\phi_0} = \left[ \frac{S}{f \times 10^{-2}} \right]^{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \dots\dots\dots (D.16)$$

所望の設計容量及び定格周波数、極数などから決定される比容量と装荷分配定数にて一意に決まる  $\chi$  と過去の設計資料から得られる  $\phi_0$  の値を利用して (D.15) 式から磁気装荷量が決定される。両者には、(D.8) 式に示したようにトレードオフ関係があるがゆえに一方の装荷量が決定されると、他方の装荷量も容易に決まる。古典的設計法[1,2]では同期機の設計基礎変数である装荷分配定数  $\gamma = 1.5$ 、基準磁気装荷量  $\phi_0 = (0.25 \sim 0.35) \times 10^{-2} \text{wb}$  程度に定めている。

### D.3 系統的電機設計学を援用した設計

D.1, D.2 で概観した古典的設計学を援用すると、極めて実務的な設計が可能である。すなわち、ユーザがメーカーに対して同期機の製作を依頼する際には、容量や極数、電圧階級、周波数、力率、定格速度などの要求仕様が供されるため、これらのパラメータから以上で説明してきたプロセスと以前の設計指標と照らしながら機械的に設計を行う。