

低速・大トルク永久磁石形同期電動機的设计と評価

佐藤 功一*, 古関 隆章 (東京大学), 青山 康明 (日立研究所)

Design and Verification of Permanent Magnet Synchronous Motor for High Torque Drive at Low Speed
Kouichi Sato*, Takafumi Koseki (The University of Tokyo), Yasuaki Aoyama (Hitachi Research Laboratory)

Abstract

Electric propulsion systems are gaining popularity in both commercial and military sectors. Propulsion motor manufacturers are investigating new direct drive solutions for use in electric ships. These applications require motors with high torque output at low speeds. Such requirements were the motivation for the design of a new PMSM with a novel topology.

Firstly, this paper describes the prototype model used for high torque at low speed making use of transverse flux motor. Characteristics of the proposed motor have been tested to compare the theoretical result. Secondly, no-load driving in motor mode of the model has been tested to verify ratio of some losses. Finally, this paper describes conclusion and future work.

キーワード：永久磁石形同期機, 横方向磁束形電動機, 基礎特性試験, 無負荷試験, 損失分離

(Permanent magnet synchronous motor, transverse flux motor, preliminary standard test, no-load test, division of losses)

1. はじめに

現在、電動機は情報関連機器をはじめ、産業機器や交通機関等様々な分野でその技術が使用されている。電動機は大きく分けて、直流機・誘導機・同期機の3つに分けられる。直流機は、電動機の歴史の中で最も古いタイプであり、構成が簡易で、速度制御がしやすい等のメリットから長年使用されてきたが、機械的な整流機構が必要であり、保守、寿命の点に問題があった。そのため、直流機と同じ長所を維持しつつ、保守が容易で堅牢な構成が可能な電動機として、現在では誘導機が主流になっている。電動機の回転速度を制御するインバータ技術の発展に伴って、小型で高効率な誘導機が実現されている。しかし、誘導機は1次側で発生する回転磁界に遅れて2次側の回転子が回る構造になっており、2次側で損失が生じる。

近年では、さらに高効率な電動機として、永久磁石を用いた同期機の開発・導入が進んでいる。永久磁石を用いることにより、界磁用の巻線・電源回路が不要になり、保守・コストの面で有用である。また、2次側の界磁に永久磁石を使用するため、2次側の損失がなく、さらなる高効率が期待されている。磁力の強い希土類磁石を用いた永久磁石形同期機(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)は、電動機単体で大トルクを出力し、変速機の不要な直接駆動の可能性を秘めている。直接駆動にすることにより、機械的損失の低減、容易な保守、低騒音・低振動等のメリットがある[1]。直接駆動の産業応用例として船舶推進用モータがあり、このモータは特に低速回転領域(0~150[rpm])において大トルクを必要とすることが特徴である。本研究では船舶推進用モータを想定し、先行研究の“横方向磁束形モータ[2]”の特徴を考慮した直接駆動用大トルク永久磁石形同期機的设计とその評価を行った。

2. 横方向磁束形モータ TFM

図2.1に、横方向磁束形モータ(TFM: Transverse Flux Motor)の概念図を示す[3]。巻線に流れる交流電流によって、電機子コアに磁束が発生する。この磁束と2次側に配置された永久磁石が反発、吸引を繰り返すことにより回転子が回る。TFMの特徴を以下に示す。

- (1)極間が小さいので大推力(~100[kN/m²])が出力可能である。
- (2)構造が複雑で製作が困難である。
- (3)ギャップが広く、力率が低い(約0.60)。

理論上永久磁石形同期機の力率はほぼ1になる。以上のようなTFMの長所、短所を考慮し、低速回転時に高力率且つ大トルクを出力可能な試験機的设计を行った。

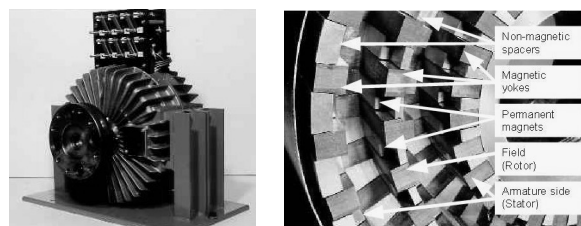


図 2.1: 横方向磁束形電動機の基本概念図

Fig.2.1: Basic concept of transverse flux motor

(Test machine at institute for Electric Machinery and Railway Technology, Technical University Braunschweig, Germany, 1990)

3. 試験機

図 3.1 に試験機の基本概念図を示す。図 3.1 は、実際回転上に配置している電機子コアと回転子を置き、便宜上直線状に表したものである。電機子の形状をC形にし、同じ向きにコアを配置する。このような形状にすることで、電機子コア単独でも複数でも、どちらの状態でも巻線を巻くことができ、複数のコアに一括にコイルを巻くことによりコイル長を短縮

でき、銅損を低減できる。また、巻線に交流電流を流すことにより、電機子コアに交流磁束が発生し、回転子の永久磁石と反発、吸引を繰り返すことにより推力が生まれる。また、C形コアのギャップ内を回転子が通過する構造をしており、ギャップ長を小さくすることができる。

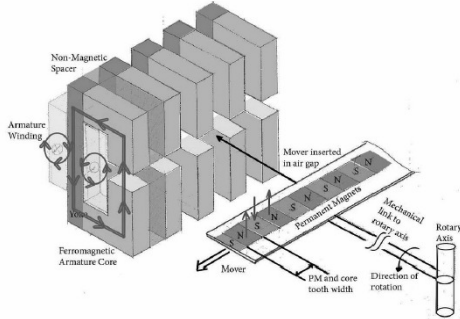


図 3.1: 試験機の基本概念図
Fig.3.1: Basic concept of the prototype model

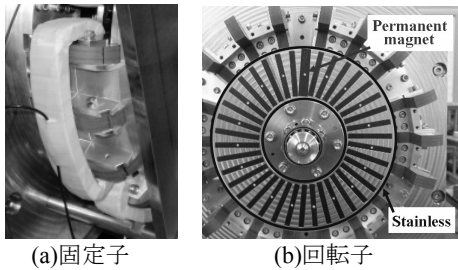


図 3.2: 試験機の電機子(固定子)と回転子
Fig.3.2: Stator and rotor of the prototype model

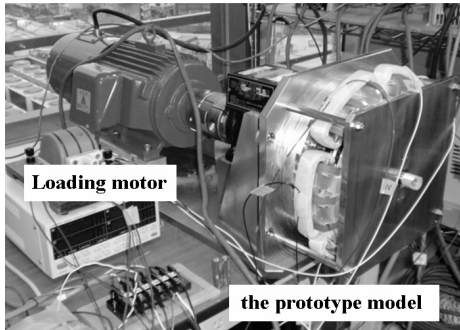


図 3.3: 試験機全体図
Fig.3.3: A full version of the prototype model

図 3.2 に試験機の電機子と回転子を示す。本試験機は全部で 6 相(U1、U2、V1、V2、W1、W2 相)あり、1 相当たり 3 コアの組み合わせで構成されている(図 3.2(a))。6 相分の電機子コアは、回転軸に対して点対称且つ電気的に 120[degree] の位相差を生じる配置になっている。実験の際には、例えば U 相ならば U1 相と U2 相の電機子を並列接続して用いる。また図 3.2(b)より、回転子は 38 個の永久磁石とそれらを固定するためのステンレスで構成されている。永久磁石にはコアに対して“スキュー”と呼ばれる角度を設けている。これにより磁石のギャップ磁束分布を平滑化し、理論上スキューが無いときに比べて円滑な電動機運転が可能である。図 3.3 に試験機の全体図を示す。試験機の後ろにカップリングを介して負荷用のモータ(商用の永久磁石形同期機)を接続し、試験機を発電機として使用する場合は電動機として、試験機を電動機として使用する場合は発電機として使用する。本試験機

の回転子には、前述したように 38 極(19 極対数)の永久磁石が埋め込まれている。よって、電動機の駆動周波数を 0~50[Hz]内で使用すれば、同期速度と周波数の関係より、低速領域(0~158[rpm])での運転が可能である。実際の電動機運転の駆動周波数は、機械的な制約と安全上の問題を考慮して 35[Hz](回転数 110[rpm])と決めた。

4. 試験機の基礎特性試験

まず試験機の電機子巻線抵抗 R 、自己インダクタンス L 、逆起電力 V_{rms} の 3 つを測定する。これらの測定結果から、試験機の電動機としての大まかな仕様を算出することができる。以後、仕様計算は便宜上(UVW 相のうち)U 相当りで行うものとする。今、U 相の電機子巻線に駆動周波数 f の q 軸電流 I_{rms} を流し、 d 軸電流ゼロ制御を行ったときの電動機運転を想定する。外部から与える電圧を V_s とおくと、U 相当りの(電動機運転時)等価回路は図 4.1 のように表される。また、各電圧、電流を dq 軸に対してフェーザ表示したものを図 4.2 に示す。ただし、インダクタンス成分はリアクタンス成分 $j2\pi fL = jX$ に換算している。

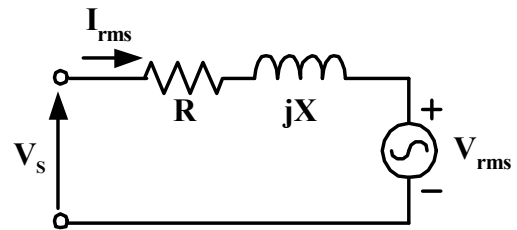


図 4.1: 単相等価回路
Fig.4.1: One phase equivalent circuit

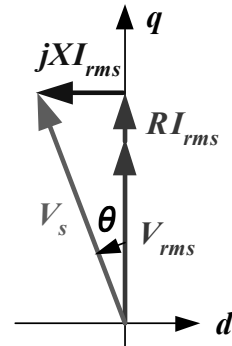


図 4.2: d 軸電流ゼロ制御時における電流と電圧のフェーザ図
Fig.4.2: Phasor diagram of voltages and currents when I_d is controlled to zero

図 4.1 より、電動機運転時における単相等価回路は簡易的な回路図で表すことができる。また図 4.2 より、実際に電動機として運転させたときに全体のエネルギーに対して回転エネルギーとして使用される電力、巻線での損失、インダクタンス成分における無効電力等の割合計算をすることができる。電動機としての性能を示す値として、出力 P 、トルク T 、力率 $\cos\theta$ 、電気効率 η 、回転力密度 D が挙げられる。これらの値は以下の式で算出することができる。

$$P = 3V_{rms} I_{rms} \quad (4.1)$$

$$T = \frac{P}{\omega_m} = \frac{P}{2\pi f} \cdot p \quad (4.2)$$

$$\cos\theta = \frac{V_{rms} + RI_{rms}}{V_s} \quad (4.3)$$

$$\eta = \frac{V_{rms}}{V_{rms} + RI_{rms}} \quad (4.4)$$

$$D = \frac{T}{18rS} \quad (4.5)$$

式(4.1)-(4.5)において、 p は極対数、 r は回転平均半径、 S は1極当たりの断面積を表している。(4.1)-(4.5)の値を求めるために、巻線抵抗、自己インダクタンス、逆起電力の測定を行った。

4.1. 巻線抵抗測定

電機子巻線には抵抗成分が含まれるので、電動機運転の際に銅損として消費される。電機子は全部で6相(電動機運転時は3相2並列)あるため、6相分の巻線抵抗を測定する必要がある。巻線抵抗の測定法として電圧降下法を用いる。図4.3のように、電機子巻線の両端に直流電源を接続し、巻線の直流電圧と直流電流を測定して得られたグラフの傾きから抵抗値を算出する。測定結果を図4.4に示す。実測結果より6相とも電流に対する電圧値はほぼ一致し、且つ比例関係になった。よって、1相当りに換算するために平均を取る。

$$\bar{R} = \frac{R_{U1} + R_{U2} + R_{V1} + R_{V2} + R_{W1} + R_{W2}}{6} = 5.07 [\Omega] \quad (4.6)$$

電動機運転においてU相はU1相とU2相の電機子を並列に接続するので、U相当りに換算するには式(4.6)の算出値を半分にすればよい。よってU相当りの巻線抵抗値は2.54[Ω]である。

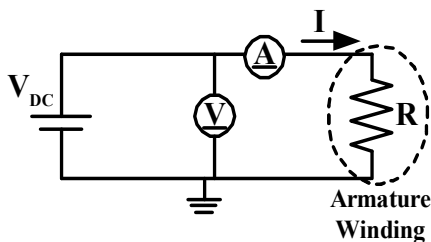


図4.3: 巻線抵抗測定回路(電圧降下法)
Fig.4.3: DC-voltage drop test circuit

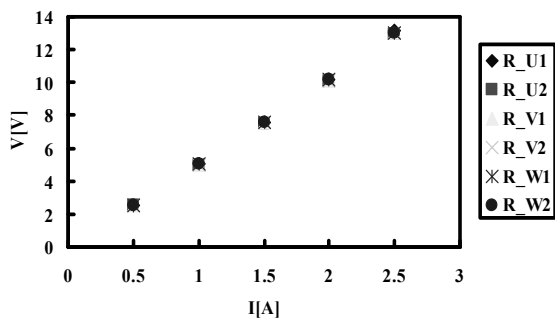


図4.4: 電機子巻線抵抗の測定結果
Fig.4.4: Armature resistance measurement

4.2. 自己インダクタンス測定

巻線抵抗測定のとく同様、電機子は全部で6相あるので6相分の自己インダクタンスを測定する。この実験では回転子が静止状態において、万力を用いてその状態から回転子が動かないように固定した。電機子の自己インダクタンス成分は、電動機運転時における無効電力となる。測定回路を図4.5に示す。図4.5のように、交流電源 V_{AC} とテスト抵抗 R_{test} (抵

抗値は既知)を電機子巻線に直列に接続した。交流電源の電圧実効値を一定にして、周波数 f を変化させた。オシロスコープを用いて電源電圧 V_{AC} とテスト抵抗の両端の電圧 V_{test} と2つの電圧位相差 $\Delta t (\theta = 2\pi f \Delta t)$ を計測し、それらの値から自己インダクタンス L と交流抵抗 R を式(4.7)-(4.8)を用いて算出した。算出した結果の周波数特性を図4.6-4.7に示す。

$$L = \frac{|V_{AC}| R_{test} \sin \theta}{2\pi f |V_{test}|} \quad (4.7)$$

$$R = R_{test} \left(\frac{|V_{AC}| \cos \theta}{|V_{test}|} - 1 \right) \quad (4.8)$$

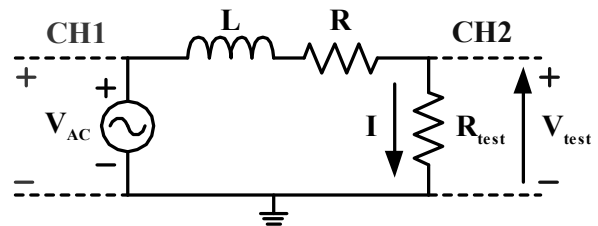


図4.5: 自己インダクタンス測定回路
Fig.4.5: The test circuit for measuring self-inductance

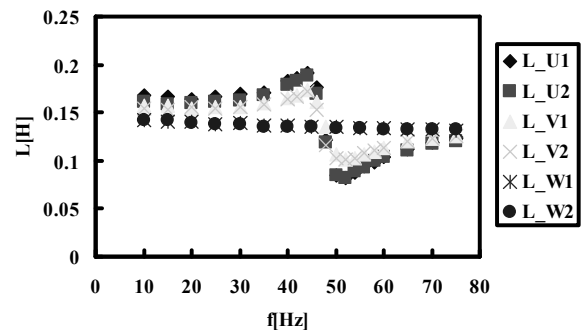


図4.6: 自己インダクタンスの測定結果
Fig.4.6: Self-inductance measurement

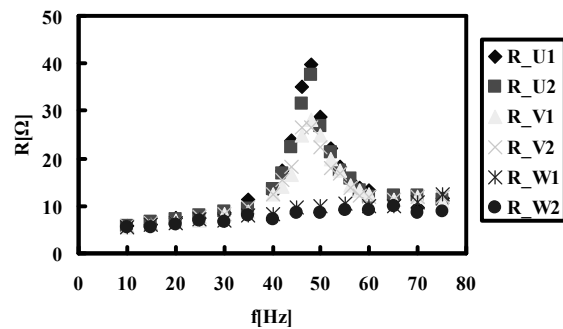


図4.7: 交流抵抗の測定結果
Fig.4.7: AC resistance measurement

図4.6-4.7より、回転子はW相のコアの直下に永久磁石がある状態で固定されたものと推測される。UV相コアは磁氣的に不安定な場所にあるため、交流電圧を印加すると回転子が振動し、特に50[Hz]近傍で激しい振動が生じた。この周波数近傍において、 L は周波数特性に急激な増減を生じ、 R は機械的な振動によって発生する渦電流損のためにピーク値を取ったものと考えられる。

自己インダクタンスの特性において、共振周波数以外ではUV相のインダクタンス値はW相のインダクタンス値に漸近するため、平均を取って1相分の自己インダクタンスとする

(式(4.9))。式(4.9)の値を半分にして U 相当りの自己インダクタンスに換算すると 68.5[mH]になる。

$$\bar{L} = \frac{L_{U1} + L_{U2} + L_{V1} + L_{V2} + L_{W1} + L_{W2}}{6} = 137 \text{ [mH]} \quad (4.9)$$

4.3. 逆起電力測定

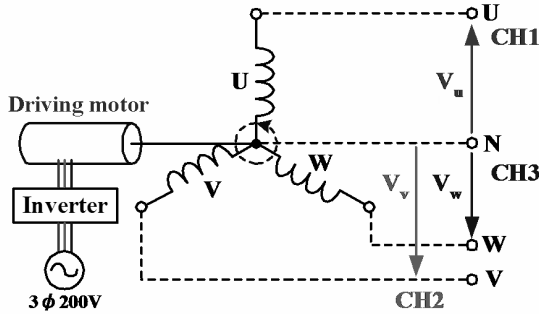


図 4.8: 無負荷試験測定系
Fig.4.8: The open circuit test

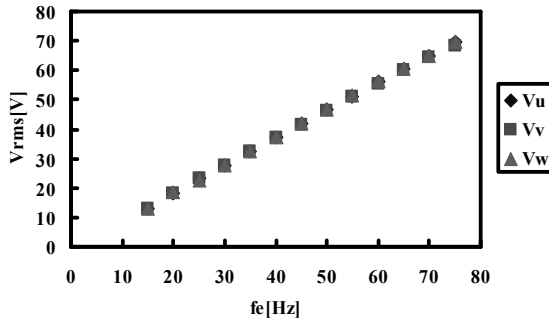


図 4.9: 逆起電力(実効値)の測定結果
Fig.4.9: Effective voltage in the open circuit test

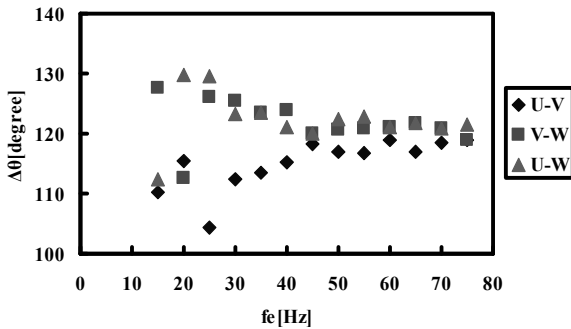


図 4.10: 逆起電力(位相差)の測定結果
Fig.4.10: Phase difference in the open circuit test

電機子で発生する逆起電力は、電動機運転のために外部から与えた電力に対して回転エネルギーとして消費される電力である。測定系を図 4.8 に示す。U 相ならば U1 相と U2 相を並列接続して UVW 相の 3 相端子を作り、電機子の端子を開放状態にした。負荷用モータを接続して試験機を回転させることにより、発電機モードにおける無負荷試験を行った。

測定結果を図 4.9-4.10 に示す。図 4.9 より UVW 相の逆起電力の実効値は各周波数の点においてほぼ一致し、且つ周波数に対して比例した。駆動周波数 35[Hz]のとき実測値は 32.5[V]になった。また図 4.10 より、35[Hz]以上の周波数であれば理論上電気角で 120[degree]のずれに対して 5[%]以内の誤差に収まった。

4.4. 理論値と実測値との比較

巻線抵抗、自己インダクタンス、逆起電力の実験値を用いて試験機の電動機としての仕様を算出し、理論値と比較したものを表 4.1 に示す。算出条件として、d 軸電流ゼロ制御を行い電機子巻線に 35[Hz]、4[A]の電流を流したときを想定する。算出された仕様は理論値に比べて全て悪化し、特に力率が大幅に悪化してしまった。これは、理論値に比べて自己インダクタンスが大きくなり、且つ逆起電力が小さくなってしまったことに依存している。

自己インダクタンスの理論値は、電機子巻線に流れる電流によって発生する磁束が全てコアの中を通過するものと仮定して計算している。しかしながら 1 相 3 コアの 1 グループに注目すると、コア間にはそれぞれ隙間が存在する。コアに使用されている珪素鋼板は空気に対して数千倍の透磁率を持っているが、磁束が全てコア内を通過するとは限らない。また巻線の端部における漏れ磁束も考慮しておらず、自己インダクタンスの理論値に反映できなかった。

逆起電力は、コイルに鎖交する永久磁石の磁束の変化により発生する。理論計算では永久磁石の磁束が全てコア内を通り、その磁束の変化に対して逆起電力が発生するものと仮定した。しかしながら、回転子の軸に最も近い点においては永久磁石間の距離はかなり狭まっている。これに伴い、両隣の永久磁石と互いに磁束を相殺して、結果コアを通過する磁束を減少させ逆起電力の値を小さくしている可能性がある。

これらの原因を詳細に調べるためには、漏れを含めた正確な磁束の流れを知らなければならない。そのためには 3 次元の磁界解析が必要と考えられる。

表 4.1. 基礎特性試験の理論値 VS 実測値

Table 4.1. Theoretical VS empirical

Specification	Theoretical	Empirical
Winding resistance : R [Ω]	2.15	2.54
Self-inductance : L [mH]	12.6	68.5
Internal no-load voltage : V_{rms} [V]	50.5	32.5
Output : P [W]	609	390
Torque : T [Nm]	52.3	33.7
Power factor : $\cos\theta$	0.983	0.578
Efficiency : η	0.854	0.762
Force density : D [kN/m ²]	155	99.6
Frequency : f [Hz]	35	35

5. 無負荷試験と損失分離

前節まで、試験機を電動機として運転させる前の“大まかな”電動機仕様を算出するための実験を行った。しかしながら、その算出計算の中には考慮されていない損失成分が存在する。それらを損失として求めるには、実際に試験機を電動機運転させる必要がある。ここでは試験機を無負荷状態で電動機運転を行い、試験機の系全体での損失を実測から求める。

5.1. 電動機モード無負荷試験

試験機の電動機モードにおける無負荷試験の測定系を図 5.1 に示す。3 相 200[V]の主電源に可変電圧可変周波数制御 (VVVF : Variable Voltage Variable Frequency)インバータを接続し、周波数を制御しながら電動機運転を行う。試験機の 2 次側に負荷用モータを接続した場合としない場合の 2 パターンで実験を行う。またインバータの出力側にデジタル電力計を接続し、各周波数における入力電力 P を測定した。

測定結果を図 5.2 に示す。ただし図 5.2 において“P.M”は試験機単体、“P.M+L.M”は試験機に負荷用モータを接続して運転させた場合を表している。測定結果より、周波数

20~50[Hz]の間では周波数に対する電力の変化はほぼ一定であり、安定したトルクが出力されていることがわかる。また負荷用モータの接続の有無に限らず各周波数において電力はほぼ一致した。この電力周波数特性を基に損失分離を行う。

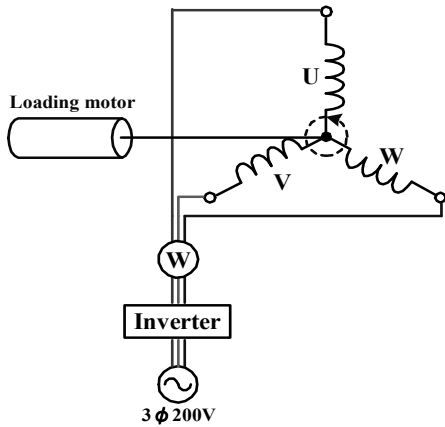


図 5.1: 電動機モード無負荷試験測定系
Fig.5.1: No-load test at motor mode

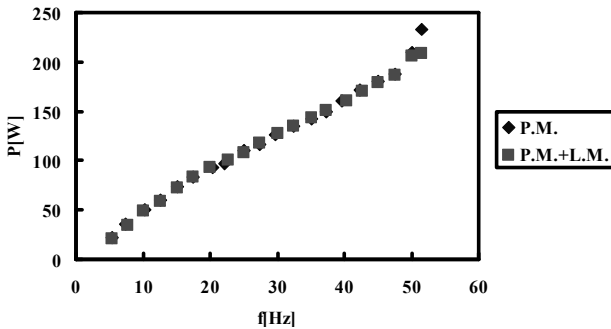


図 5.2: 入力電力周波数特性
Fig.5.2: Input power frequency characteristic

5.2. 損失分離

一般的に、無負荷状態における電動機運転において、入力電力は試験機の系全体で全て消費される。無負荷状態における損失を以下のように分類する。

- (1)巻線での銅損 : P_c
- (2)鉄心(珪素鋼板)での鉄損 : P_i
- (3)永久磁石での渦電流損 : P_{mag}
- (4)ステンレス(回転子の支持材)での渦電流損 : P_s
- (5)機械損 : P_m
- (6)その他の損失 : P_o

上記の6種類の損失に分類した。これまでの実験結果及び温度センサを用いた温度試験から、分類した損失の算出を行う。実測値は、駆動周波数35[Hz]における値を使用する。

(1)銅損 : P_c

巻線には抵抗成分が存在し、その抵抗に電流が流れることにより損失が生じる。直流抵抗 R と 35[Hz]における(無負荷試験時に入力電力と同時に測定した)電流 I を用いて銅損は次式のように算出できる。

$$P_c = 3 \cdot R \cdot I^2 = 47.9 \text{ [W]} \quad (5.1)$$

(2)鉄損 : P_i

鉄損を算出するために、温度測定を行う。図 5.3 のように電機子コアの ABC 点に温度センサを取り付け、駆動周波数 35[Hz]で電動機運転を行い、時間に対する温度変化を測定し

た。測定結果を図 5.4 に示す。ABC 点における温度変化はある程度の一致が見られ、平均を取りさらに近似することにより、時間がゼロ近傍の傾き a_i を求めた。さらに、電機子コアの比熱 $c_i=0.442[\text{J/g/K}]$ 、比重 $D_i=7.70[\text{g/cm}^3]$ 、体積 $V_i=58.0[\text{cm}^3]$ から損失を求めることができる。

$$P_i = 18a_i c_i D_i V_i = 13.3 \text{ [W]} \quad (5.2)$$

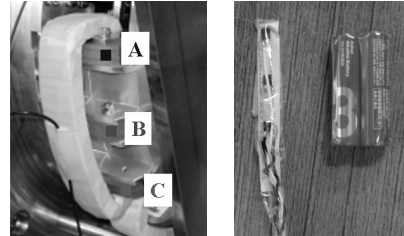


図 5.3: 電機子コアと温度センサ
Fig.5.3: Armature core and thermo sensor

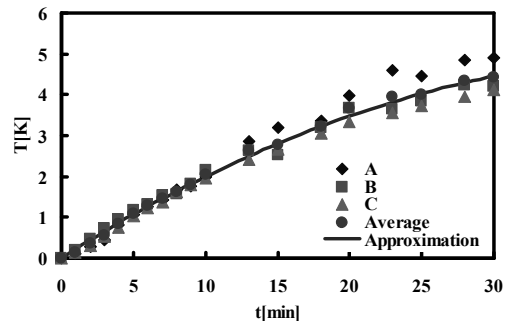


図 5.4: 電機子コアの温度測定
Fig.5.4: Temperature measurement of armature cores

(3)永久磁石での渦電流損 : P_{mag}

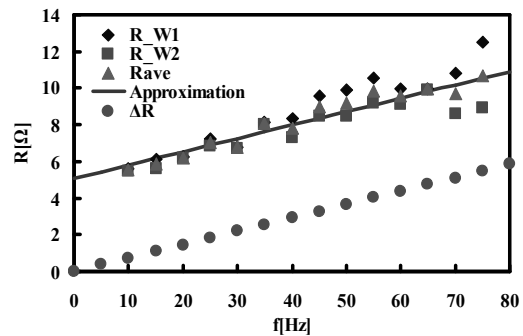


図 5.5: 交流抵抗を用いた損失計算
Fig.5.5: Calculation of loss using AC resistance measurement

電動機運転時、電機子磁束と永久磁石の磁束が吸引、反発を繰り返すことにより推力が発生する。その際、永久磁石内を交流磁束が通過するので渦電流が発生する。この渦電流によって発生する損失を算出する。

永久磁石での損失を求めるために、自己インダクタンス測定の際に同時に測定した交流抵抗の実測結果を使用する(図 4.7)。交流抵抗の実測結果において、コアの直下に永久磁石がある状態での W 相の交流抵抗から磁石の渦電流損失を推定した。W 相の交流抵抗の周波数特性のみを拡大したものを図 5.5 に示す。図 5.5 より、交流抵抗特性は周波数に対してほぼ 1 次関数の関係にある。それを近似し直流抵抗成分を減算したものを ΔR とおくと、周波数に対して比例関係になった。この ΔR を損失に相当する抵抗成分としてみなす。この損失は、コアの直下に永久磁石があることから、電機子コアと永

久磁石の損失の和に相当するものともなす。よって永久磁石の損失は、 ΔR から求められる損失から鉄損を減算した値に相当する。算出結果を式(5.3)に示す。ただし、 ΔR は 6 相あるうちの 1 相分の損失に相当し、U 相ならば U1、U2 相を並列接続するので半分になることに注意する。また ΔR と電流 I は 35[Hz]のときの値(電流 I は無負荷試験時の値)を使用する。

$$P_{mag} = 3 \cdot \frac{\Delta R}{2} \cdot I^2 - P_i = 11.0 \text{ [W]} \quad (5.3)$$

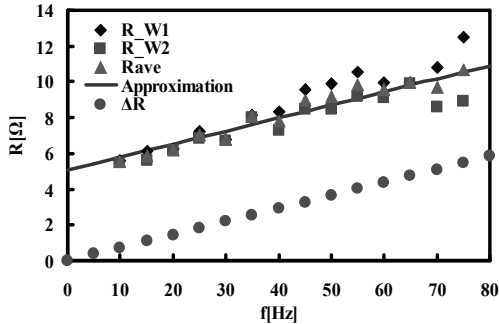


図 5.5: 交流抵抗を用いた損失計算

Fig.5.5: Calculation of loss using AC resistance measurement

(4) ステンレスでの渦電流損: P_s

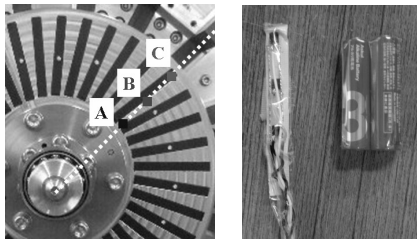


図 5.6: 回転子と温度センサ
Fig.5.6: Rotor and thermo sensor

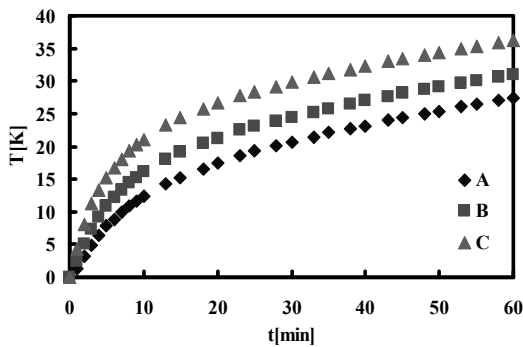


図 5.7: 回転子の温度測定

Fig.5.7: Temperature measurement of rotor

回転子は、永久磁石とステンレスで構成されている。電動機運転時、電機子磁束は永久磁石だけでなくステンレス部にも通過するので渦電流が発生する。損失測定方法は、鉄損のときと同様に温度センサを用いた温度測定を行う。図 5.6 のように、回転子の A 点(永久磁石が最も狭まっている点)、B 点(中間点)、C 点(コアの直下を通過するステンレスの面積が最も大きい点)に温度センサを取り付け、時間に対する温度変化を測定する。

測定結果を図 5.7 に示す。図 5.7 より、ABC 点のうち C 点の温度上昇が一番大きいことがわかる。鉄損算出のときと同様、時間がゼロ近傍の傾き a_s を求め、回転半径 r の関数で近

似する。さらに、ステンレスの物性値(比熱 $c_s=0.499$ [J/g/K]、比重 $D_s=7.92$ [g/cm³])と微小体積 dV_s を用いて半径方向に積分して損失を求める。

$$P_s = c_s D_s \int_{V_s} a_s(r) dV_s(r) = 11.0 \text{ [W]} \quad (5.4)$$

(5)-(6) 機械損とその他の損失: P_m+P_o

無負荷試験の駆動周波数 35[Hz]における入力電力は 142[W]だった。これまでに算出した損失を入力電力から減算することにより機械損を含むその他の損失を求めることができる。

$$P_m + P_o = 142 - P_c - P_i - P_{mag} - P_s = 58.8 \text{ [W]} \quad (5.5)$$

6. 結論と今後の課題

本研究では、低速・大トルク永久磁石形同期機の試験機を設計し、実測による評価を行った。回転子の磁石間距離を詰め、3 コアを一括にコイルで巻くことによってコア数を最大限に利用し、理論上駆動周波数 35[Hz](回転数 110[rpm])の低速回転において高力率且つ従来の TFM と比べて約 1.5 倍の大推力を実現可能な設計を行った。しかしながら、実測結果より力率と推力(回転力密度)は従来の TFM と同程度の値になることがわかった。これは電機子巻線の巻き方や永久磁石の詰め過ぎによる漏れ磁束の影響が大きい可能性が高いと考えられる。この問題点に関しては、3 次元磁界解析を行って磁束の流れを調べ、特に漏れ磁束について詳細に検証する必要がある。

また、無負荷状態において電動機実験を行い、損失分離を行った。無負荷における入力電力を銅損、鉄損、回転子(永久磁石とステンレス)での渦電流損、機械損とその他の損失に分類し各損失を算出した。その結果、機械損とその他の損失が全損失の中で最も大きな割合を占める結果となった(図 5.8)。“その他の損失”の中には、今回考慮していないベアリング、カップリング、支持材等における損失が含まれている可能性がある。今後はこれらの損失を含めてさらに細かく損失分離を行っていく必要がある。

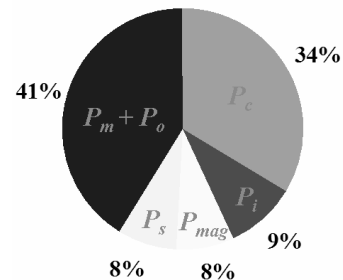


図 5.8: 各損失の割合
Fig.5.8: Ratio of each loss

7. 参考文献

- [1]Kondo, Minoru, "Application of Permanent Magnet Synchronous Motor to Driving Railway Vehicles," Railway Technology Avalanche, No1, January 1, 2003.
- [2]Harris, M.R., Pajooman, G.H., Abu Sharkh, S.M., "The Problem of Power Factor in VRPM(Transverse-Flux) Machines," *IEEE Conference on Electrical Machines and Drives 1997*, Publication No. 444, IEEE, Sept. 1997.
- [3]Weh, H, Hoffman, H, Landrath, J, "New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with High Efficiency at Low Speeds," *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 1988.