

377.5

K-11

2-58-1

回転機用電磁鋼板の高度応用技術 に関する研究



平成11年 12月

開道 力

九州工業大学附属図書館



10380145

目次

	(ページ)
第1章 緒言	1
1.1 本研究の意義	
1.2 従来の回転機コア研究の問題点	
1.3 本研究の目的	
第2章 回転機実機におけるコアの磁気特性の測定法	
2.1 はじめに	7
2.2 トルク測定による回転機コア評価法	7
2.3 赤外線カメラによる鉄損分布の測定法	18
2.4 励磁フレームによるコア磁気特性の測定法	20
2.5 まとめ	21
第3章 回転機実機におけるコアの磁気特性	
3.1 はじめに	23
3.2 回転機に使用される電磁鋼板の磁気特性	23
3.3 コアの磁気特性に及ぼす回転機構造の影響	32
3.4 回転機の駆動と制御の影響	54
3.5 まとめ	59
第4章 コア素材の磁気特性と回転機の構造、制御を考慮した 回転機の電氣的等価回路	
4.1 はじめに	61
4.2 コア素材の電氣的等価回路	63
4.3 磁気回路を考慮した回転機の等価回路	69
4.4 コア素材の実機特性を考慮した回転機の等価回路	75
4.5 まとめ	78
第5章 等価回路を利用した回転機の解析と高性能化	
5.1 はじめに	79
5.2 誘導機	79
5.3 同期モータ及びブラシ付きDCモータ	86
5.4 リラクタンスモータ	89
5.5 シリースモータ	93
5.6 まとめ	101

第6章 電磁鋼板の磁気特性を活かした回転機	
6.1 はじめに	103
6.2 方向性電磁鋼板を使用した螺旋コアモータ	104
6.3 ボイスコイルモータ	109
6.4 モートルランス	123
6.5 まとめ	127
第7章 結言	128
謝辞	130
<参考文献>	131
<補足資料>	
A.1 代表的な回転機用コア素材	134
A.2 回転磁界挙動の関係式	138
<関係論文、研究会資料等>	141

第1章 緒言

1.1 本研究の意義

(1) 回転機における最近の技術動向

回転機はエネルギー変換機として、高出力化／小形軽量化が進み、回転機の小型化で、工場設備、事務機器、家庭電気製品はコンパクト化し、回転機の軽量化により、新幹線、ポータブル機器、電気自動車等の性能も向上してきた。最近でも、回転機の高出力化／小形軽量化の進展は著しく、サーボモータは大きさが1/3～1/4になった¹⁾。新しい高出力モータとして、埋め込み磁石型（IPM）モータ²⁾やスイッチトリラクタンスモータ（SRM）³⁾も出現し、SRMの出力は従来の同期型リラクタンスモータより倍増した。このように、回転機の小型軽量化が進展しているが、最近の社会情勢の変化や周辺技術の革新により、この小型軽量化の要求は更に強くなってきている。

一方、回転機の高効率化、低損失化も重要である。最近では、エネルギー資源問題や環境問題により回転機の高効率化が急務の課題となってきた⁴⁾。例えば、汎用モータの効率規制⁵⁾が法制化され、エアコン効率のトップランナー方式⁶⁾も検討されて、エネルギー効率が高い電気自動車の汎用化も推進されている⁷⁾。また、回転機の高出力化や高精度化の為に低損失化は重要である。回転機の損失は巻線、永久磁石、センサーの温度上昇を引き起こすので、回転機の損失は出力低下を余儀なくさせ、熱膨張により加工機の寸法や制御位置の精度も低下させる。従って、回転機において、低損失化は高出力化や高精度化の為に必須条件でもある。

このような回転機の高性能化（小型軽量化、高効率、高精度）の為に、回転機自身の高性能化だけでなく回転機を駆動する制御法も重要である。モータを駆動する場合、駆動回路の高効率化と波形制御の容易性の為に、PWM（パルス幅変調）が一般化し、インバータ駆動や振幅制御による速度制御や高効率制御が多用されるようになってきた。回転機の高出力化や機械加工の高品位化の為に、回転機を高速回転駆動することが求められ、回転速度に応じた駆動電圧が必要となる。従って、回転機の高速度回転駆動には高電圧駆動が必須となるので、昇圧チョッパを用いたPAM（パルス振幅変調）駆動⁸⁾も採用され始めた。また、リラクタンスモータ（RM）ではスイッチング制御により出力が大幅に高くなりSRMが注目されるようになった。このように、制御技術の向上により回転機の性能も向上してきているが、今後も、回転機の高性能化の為に、さらに回転機の制御性向上が求められる。

以上のように、回転機の更なる小型軽量化、高効率化及び制御性の向上の要求が高くなり、コア素材、コア設計への要求も強くなってきた。

(2) 回転機におけるコア素材及びコア設計の最適化、高性能化の要求

コアは殆ど全ての回転機で使用される。代表的なコア素材として、電磁鋼板が用いられて、電磁鋼板は図1.1-1のように年々、低鉄損が実現され、

回転機の発展を支えてきた⁹⁾。また、回転機の多様化に対応して、色々な電磁鋼板も開発された（補足A.1参照）。

しかし、近年、永久磁石の最大エネルギー積の増大¹⁰⁾¹¹⁾¹²⁾により回転機の性能が急速に向上するに至り、コアへの要求が低くなった観があった。ところが、永久磁石のエネルギー積が向上し、また、分割コア¹⁾によりスロット内の巻線占積率が向上すると、回転機の小形軽量化¹³⁾¹⁴⁾が急速に進み、コア材が磁気飽和するようになってきた。その為に、回転機出力の飽和や電磁鋼板の非線形磁気特性による制御性低下が顕著となり、この磁束密度の上昇による鉄損増加や回転機からの磁束漏れも問題となってきた。

また、回転機の高出力化や高速応答の為に、回転機が高速回転され、更に回転機の駆動にPWM、PAM等が多用されると、回転機の電機子コアは高周波で励磁され、数kHz以上の時間高調波が重畳されるようになり、主なコア素材である電磁鋼板には高周波磁気特性やスイッチング特性が要求されるようになった。回転機を高速回転すると、回転子コアに高速回転による遠心力が発生するので、電磁鋼板には機械強度も要求され、また、騒音振動も問題になる。騒音振動問題の解決策の一つとして、ソリッドロータモータ¹⁶⁾の検討も進み、新しい塊状コア材も要求されてきている。

回転機の高出力化のために、新しいモータ、コア構造やコア形状も開発され提案されているが、IPMモータでは電磁鋼板に優れた磁気特性と高い機械強度が共に要求され、分割コアでは電磁鋼板に非常に高い加工寸法精度が要求されている。

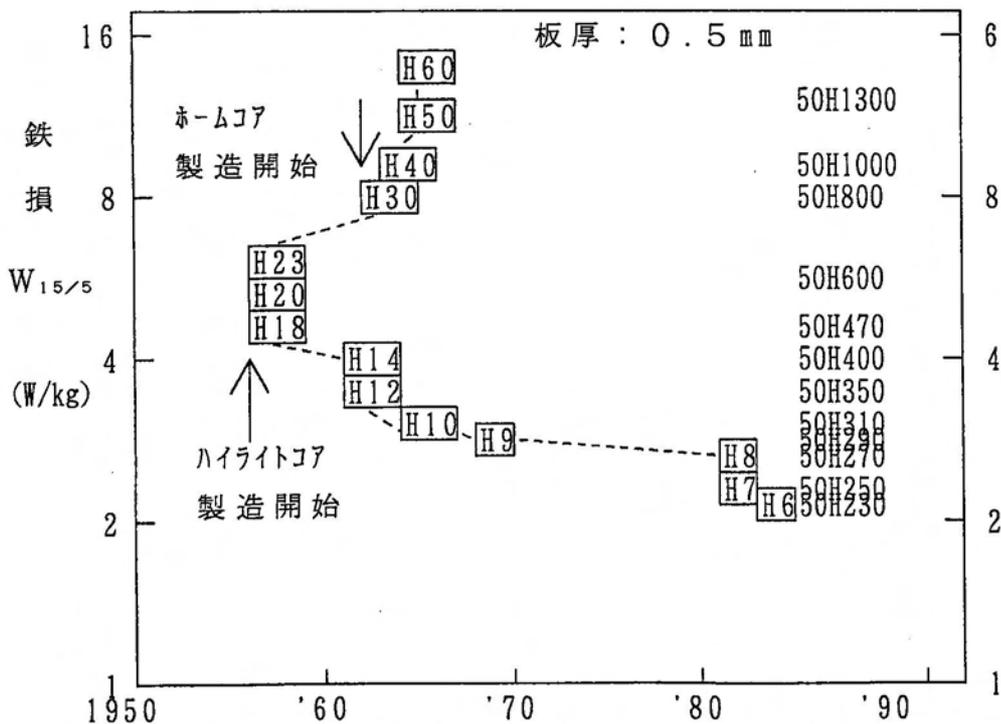


図 1.1-1 無方向性電磁鋼板における鉄損の進歩 (新日鐵) ⁴⁾

このような背景のもとに、コア素材には磁気特性をはじめ機械特性の向上が重要であり、また材料の加工技術向上も必要であることが再認識されてきた。しかし、これらの要求は相反することが多いので、回転機の性能を向上させる為には、コア素材選定やコア設計を最適化することが重要になってきた。これらの最適化には、回転機性能の推定技術が必須であるので、コア特性をはじめとする回転機特性のモデリング技術の確立も重要になってきた。

一方、コア素材から推定される性能が実機の回転機性能と一致しないことが多く、回転機性能の推定技術に問題を残している。即ち、現状の技術では、回転機性能を正確に推定出来ないことを示している。例えば、回転機の低損失化の為に、低鉄損、高透磁率の電磁鋼板を使用すると、一般的には回転機の損失は減少するが、実際には必ずしも低損失にならない。これはコア素材の特性だけでは説明できなく、コアの使用条件（コア形状、コア加工、コア固定）や制御法も影響していると考えられる。従って、回転機性能を正確に推定するには、コアの使用条件や制御法を考慮することが重要で、これらを考慮した回転機性能推定技術が必要である。

回転機では生産性アップ、コスト削減も重要であり、コア材の使用歩留まりの向上や製造の自動化なども検討され、一体打ち抜きコア以外の新しいコア製造法が検討され採用されている。例えば、分割コアや曲げ加工により最終形状を得るコア¹⁷⁾、螺旋コア¹⁸⁾などがある。曲げ加工により最終形状を得るコアや螺旋コアでは、塑性変形時に板厚が変化し、コアの機械剛性の低下やコアにおける鋼板占積率の低下も問題である。このような生産性技術に関するコア技術も重要で、コア技術の高度化が求められている。

(3) コア素材から新しい技術の提示が必要

従来、回転機の高性能化は回転機の設計面、制御面から行われている。一方、コア素材の電磁鋼板の特性も年々向上しており、また磁気物性的にも研究が進み、電磁鋼板に関する解析手法や磁気特性モデリングの技術も向上している。しかし、現状では素材側から回転機の性能向上策の提案は積極的に行われていないようである。今後は、回転機の構成要素の一つとして、コア素材の特長を活かした回転機技術への提案も重要である。

回転機の高性能化は社会的ニーズであり、設計技術、制御技術の進歩、永久磁石、巻線、絶縁物やセンサの高性能化により進展したが、コア素材の電磁鋼板に多くの限界や問題を残している。今後は電磁鋼板の性能とその活用技術が今後の回転機の高性能化の鍵を握っているといても言い過ぎではないと考えられ、コア素材から新しい技術を提示することが、回転機の新展開につながると考える。

1.2 従来の回転機コア研究の問題点

(1) モータ性能とコア素材との関係が不明確

回転機の低損失化の為に、低鉄損の電磁鋼板を使用すると、回転機の低鉄

損化が予測され、一般的には回転機の損失は小さくなるが、実際には必ずしも回転機の全損失は低くならない。

この原因の一つとして、回転機の損失は鉄損だけでなく、銅損も含まれることが考えられ、回転機の低損失化の為には、電磁鋼板による銅損変化も考慮する必要がある。例えば、低鉄損化の為に高Si電磁鋼板を使用すると、高磁界では磁束密度が低下するので、誘導モータを高磁束密度設計すると、銅損が増加し、回転機の全損失は必ずしも低減しない。従って、鉄損だけでなく、銅損も含めた全損失を考慮して、回転機の最適化する必要がある。

また、回転機鉄損を実際に測定してみると、素材鉄損から推定される算定値より数倍大きい場合がある。この原因は回転機の性能劣化機構が不明瞭である為である。従来の評価でも加工歪等の要因が影響していると言われているが、回転機性能の劣化を定量的に推定する技術は確立されておらず、回転機のコア性能とコア素材特性の関係は不明瞭である。この原因は次の理由によると考える。

まず第一に、回転機における電磁鋼板の使用条件が複雑で、回転機コアでは回転磁界、磁束分布、高周波（波形歪）、歪応力等の影響を考えなければならない。これらの使用条件の要因についての定量化は難しく、各要因に対する電磁鋼板の材質条件（Si量、集合組織、粒度、板厚等）との関係も不明瞭である。次に、回転機では構成要素（コア、磁石、巻線、軸受け、ギャップ等）が多く、要因別の解析も難しい。例えば、回転機損失の分類の例を図1.2-1に示すが、損失の種類が多く、また分離不可能なものもある。更に、小形機ではギャップの影響が大きいため、電磁鋼板の影響が小さくなり、回転機性能と電磁鋼板特性との関係はさらに不明確になっている。また、電磁鋼板側の問題点として、磁気特性と材質条件の関係も未だ不明確なことが多い。

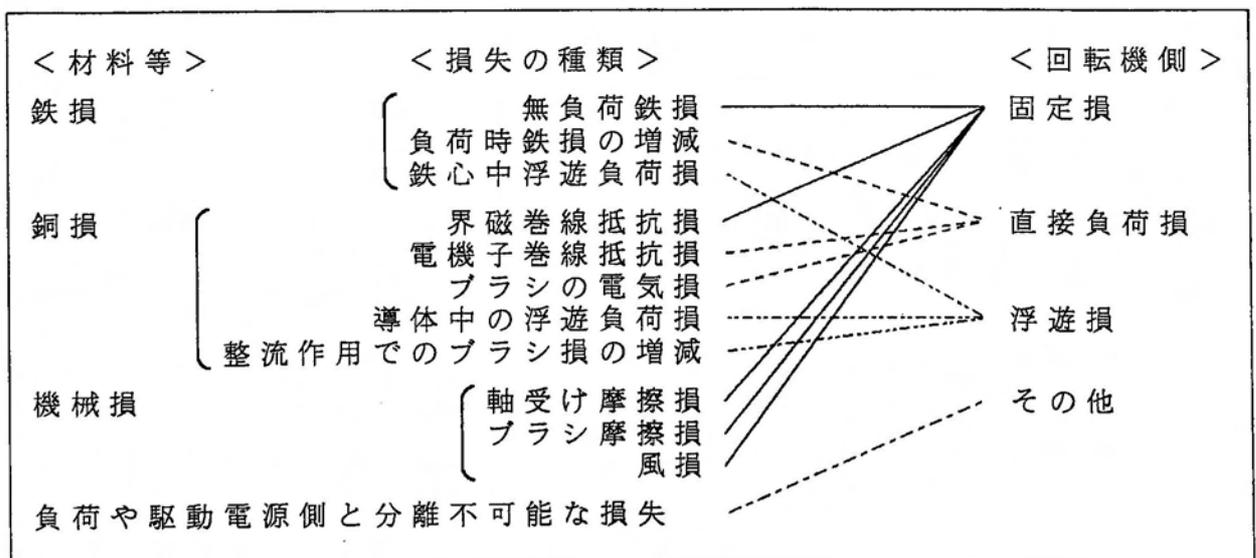


図 1.2-1 回転機損失の分類

このように、回転機の実機性能あるいはコアの実機特性を算定することは難しく、回転機性能とコア素材との関係を明確にできない。今後は、コア素材特性自身の改善と共に、コアの使用条件等の最適化が重要であるので、コア使用条件の要因解析を行い、回転機性能とコア素材との関係を明確にする必要がある。

(2) モータの電氣的等価回路の問題点

モータ性能とコア素材の関係を明確にしたり、またモータの最適制御法を検討する為に、電氣的等価回路¹⁵⁾が使用されている。例えば、JIS等ではモータコアをブラックボックス的にインダクタンスと抵抗に置き換えて等価回路をつくり、この等価回路を用いて、回転機の性能を解析、評価している。しかし、JIS法などの等価回路ではコアの素材特性が十分に表現されていない。特に、この等価回路が実機の周波数依存性を表現できないことが既に指摘されている。モータ性能とコア素材の関係を明確にし、またモータの最適制御法を検討する為には、コアの素材特性が表現できる等価回路の検討が重要であると考えられる。

(3) コア素材特性を活かしたコア素材選定法、コア設計法の不備

回転機を設計する場合、コア素材の選定は重要であり、要求仕様に対して満足するコア素材を選定する。今までの一般的な選定法は大手モータメーカーでは既成機器における実機特性とコアの素材特性を基準として相対的に選定する方法を取ってきている。

このように、回転機用コア素材の選定として経験的なものが主流になっている理由は、前述したように、回転機コアの適切な評価法がないことや、コア性能とコア素材特性の関係が明白でないためである。

理論的な方法としては、有限要素法等の数値解析法¹⁹⁾を用いて回転機性能を算定しているが、この数値解析ではトルクや出力については良い結果が得られているが、損失については実機性能を説明できない。そのため、最近、数値解析法による回転機性能推定法について、電気学会の回転機技術委員会とマグネティックス技術委員会の双方で再検討が進みつつある。

また、回転機性能の算定²⁰⁾には等価回路が使用され、コア設計、回転機制御法の検討が行われているが、現状の等価回路法では素材の周波数特性を表現できなく、また等価回路の定数とコア素材の材質条件の関連が不明確であるため、コア素材の最適選定等に用いることができない。

このような状況では、回転機の高性能化（小形軽量化、高効率、高精度等）の為に、コア素材特性を活かしたコア素材選定やコア設計が不可能で、コア素材の新活用法（新性能向上策や機能付加）の提案もできない。また、高性能コア素材の開発の為に必要な最適素材条件の提示も難しい。このように、回転機の高性能化の為にコア素材の選定法、コア設計法の最適化手法が求められる。

1.3 本研究の目的

以上のような背景より、回転機の高性能化のためにコア素材に求められる課題は次のことが考えられる。

先ず第一に、電磁鋼板のコア素材としての磁気特性と回転機実機における磁気特性の違いを明らかにして、コア素材特性と回転機性能の関係を明らかにすることが必要である。現状の数値解析技術では、実機にあったモデル化が十分でないので、コア素材特性と回転機性能の関係を明確化することは難しい。従って、実機状態でコア性能を評価できる回転機解析装置を開発する必要がある。そして、実際のコア性能を実測し、コア性能決定要因を把握して、コア素材特性と回転機性能の関係を明確にしなければならない。

次に、回転機の性能向上の為に回転機性能予測が重要であり、実機回転機におけるコア使用条件やコア素材（電磁鋼板）の特性を盛り込むことができる性能予測技術を開発し、これを利用して回転機の高性能化を進めることが必要である。回転機性能は駆動条件、制御法により異なり、また用途により求められる性能も異なる。駆動条件、制御法に対応するには電氣的等価回路法が適しており、電磁鋼板の材質条件を盛り込んだ等価回路の検討が必要である。これが可能になれば、電磁鋼板の特性を十分に活かした制御法も行うことができ、装置或いはシステム全体で最適化できる。

最後に、現在まで開発された優れた磁気特性を有する磁性材料やその磁気特性を用いて、新機能を有した回転機の開発を進めることも重要である。現状では回転機におけるコア素材の理想像が明確でないので、コア素材を十分に活用できない。理想像を明確化して、コア素材からの回転機への提案、例えばコア素材の新活用法の提示も可能になれば、回転機の高性能化、多機能化が可能になると考える。

以上より、回転機の性能向上を行うために、回転機用コア素材を十分に活用する為には次の項目の検討が重要であるので、この点を本論文テーマにして取りあげた。本報告ではコア素材として最も多く使用されている電磁鋼板を中心に研究した。

- (1) 回転機実機におけるコアの磁気特性の測定法（第2章）
- (2) 無方向性電磁鋼板の回転機実機における磁気特性（第3章）
- (3) コア素材の磁気特性と回転機の構造、制御を考慮した回転機の電氣的等価回路（第4章）
- (4) 等価回路を利用した回転機の解析と高性能化（第5章）
- (5) 電磁鋼板の磁気特性を活かした回転機（第6章）

第2章 回転機実機におけるコアの磁気特性の測定法

2.1 はじめに

回転機コアの高性能化の為には、コア素材の高性能化と共にコア評価を正確に行い、設計要因に及ぼす素材の影響を明かにして最適なコア設計することが重要であるので、回転機コア特性を正確に評価できる評価法が必要である。回転機コア（或いはヨーク）の磁気特性としては励磁特性や鉄損特性が重要で²¹⁾、従来のコア評価法として次に述べる方法があるが、回転機コア性能とコア素材特性の関係を明確化するには精度が低く問題である²²⁾。

従来法として、回転機の入出力差の残分からコア磁気特性を求める方法がある。しかし、回転子と固定子間の空隙や機械損等の影響も受け、低精度で、また駆動電流を流す場合に巻線抵抗の影響を受ける。界磁源が永久磁石で、駆動電流を流さない場合には、誘起起電力と発電駆動時のトルクより、磁束密度と鉄損が精度良く求められる。しかし、この方法は駆動電流が流れている場合や誘導機の場合には適用できない。

コア単体の特性を個別に励磁フレームで励磁し電力計等で特性を求める方法もあるが、空隙や機械損の影響はないが、励磁磁界が回転機の実際の回転磁界でなく、交番磁界での測定に限定される。

コア形状から数値計算したり、或いは実際に探索コイルで測定した磁束密度分布とコアの素材特性からコア特性を予測する方法もある。しかし実機状態（歪、応力等）の把握とコア磁気回路のモデル化が必要であり、これらは非常に難しく、トルク特性は良い結果が得られているが、鉄損については十分な解析結果は得られていない。

このように、従来のコアの磁気特性測定法は巻線損失や空隙の影響を受け低精度であり、また実際の駆動状態での直接測定が不可能である。従って、コアの磁気特性を電磁鋼板の磁気特性と比較して詳細に検討するためには従来の方法では問題が多い。また磁束分布とコア素材特性より予測する方法では、コア形状より生じる磁束密度の分布、制御法に依存する磁束密度の波形歪、コア加工による歪などのモデル化が重要であるが、これらの影響を反映させることは従来の知識では難しい。従って、コア特性を直接測定して、コア素材の使用条件まで評価できる高精度の新しいコア評価法が必要である。

以上のような要求の基に、新しいコア評価法を開発した。

2.2 トルク測定による回転機コア評価法²³⁾

(1) 評価法の概要

トルク測定により回転機コア特性を評価する装置の概略図を図2.2-1、図2.2-2、図2.2-3に示す。それぞれ巻線界磁のインナーコア用、アウターコア用、磁石界磁のインナーコア用である。測定試料の回転機コアは励磁フレームと巻線或いは永久磁石により実機回転機コアと同じ励磁状態にな

るように励磁する。このとき回転機コアに鉄損が生じると、鉄損に比例したトルクが誘起されるので、回転機コアの鉄損がトルクセンサで検出される。

回転機コアの鉄損が鉄損による誘起トルク、即ち鉄損トルク T (Nm) で測定できる理由を説明する。励磁フレーム 2 における巻線 3 の直流電流或いは永久磁石により発生させた一定磁束（起磁力）中で コア を回転数 n (rps) で回転させる場合、界磁の磁束（起磁力）変化によるエネルギーは変化しないので、入力エネルギーは回転による仕事 $2\pi n T$ のみ、消費エネルギーはコアの鉄損 W_{sp} (W) だけとなり、鉄損は次式より求められる。

$$W_{sp} = 2\pi n T \quad [2.2-1]$$

従って、単位質量あたりの鉄損 W (W/kg) は、試料の質量を m とすると、次式で求められる。

$$W \text{ (W/kg)} = \frac{2\pi n T}{m} \quad [2.2-2]$$

このように、回転機コアの鉄損が実機コア、実機励磁状態で測定できるので、従来のコアの磁気特性の測定法では問題であった巻線損失や空隙の影響や、実際の駆動状態での直接測定が可能であるので、コアの磁気特性を詳細に検討することができる。

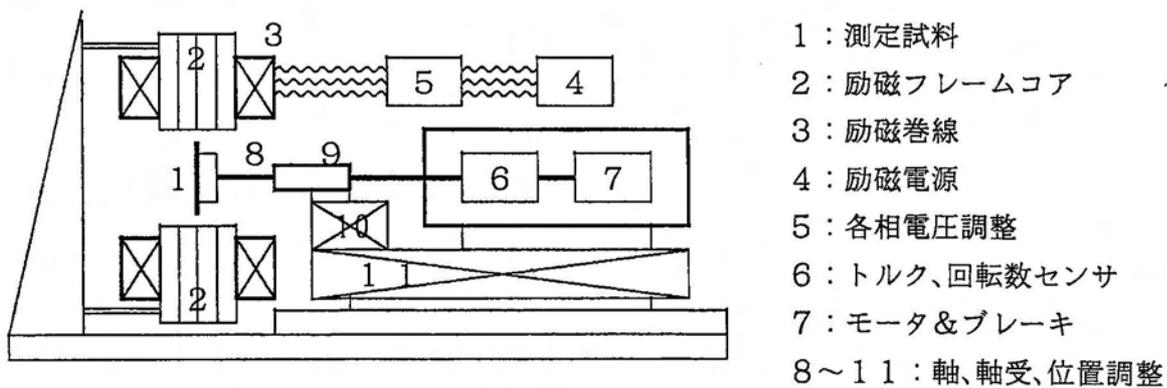


図 2.2-1 インナーコア鉄損測定装置の概要（巻線界磁用）

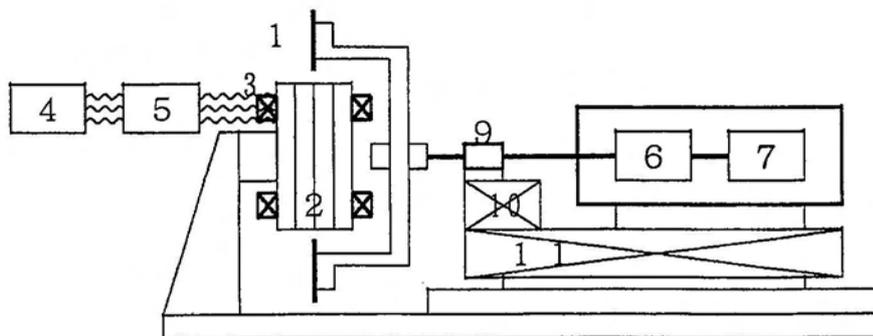


図 2.2-2 アウターコア鉄損測定装置の概要（巻線界磁用）

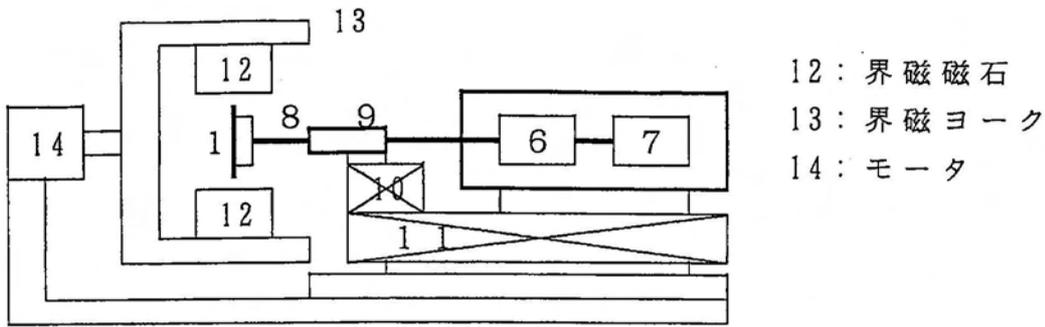


図 2.2-3 インナーコア鉄損測定装置（磁石界磁用）

(2) 評価法の原理²⁴⁾

先ず、微視的に各部の鉄損とトルクとの関係を理論的に説明する。

磁束密度 B が角速度 ω で回転すると、 B の時間的変化は図 2.2-4 のように次のようになる。

$$\frac{d B}{d t} = \omega \times B + \alpha \frac{d |B|}{d t} \quad [2.2-3]$$

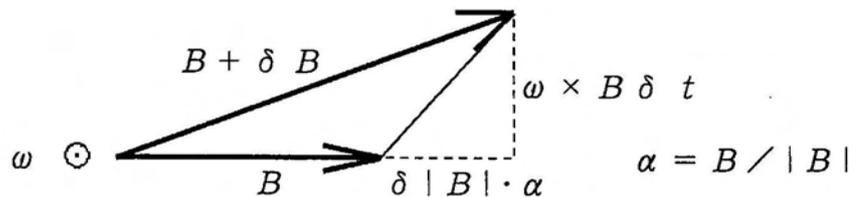


図 2.2-4 回転磁束密度の変化

この式より、単位体積あたりのエネルギー変化は、磁界を H として、

$$H \cdot \frac{d B}{d t} = \omega \cdot (B \times H) + (H \cdot \alpha) \frac{d |B|}{d t} \quad [2.2-4]$$

で表せる。右辺第 1 項は回転磁界に関係し、第 2 項は交番磁界に関係する。一方、材料に生じる単位体積あたりの誘起トルクは、

$$\tau = B \times H \quad [2.2-5]$$

となり、式 [2.2-4] は、

$$H \cdot \frac{d B}{d t} = \omega \cdot \tau + (H \cdot \alpha) \frac{d |B|}{d t} \quad [2.2-6]$$

となる。回転磁束 ($|B| = \text{一定}$) の場合には、

$$H \cdot \frac{d B}{d t} = \omega \cdot \tau \quad [2.2-7]$$

となり、エネルギー変化は誘起トルクだけで表せる。この式を材料全体で積分すると、左辺は材料への供給電力 P_{SP} になり、

$$P_{SP} = \int_{SP} dV (\omega \cdot \tau) \quad [2.2-8]$$

となる。さらに時間平均 ($\langle \rangle$ で表す) すると、 ω が試料内で均一とすれば $T = \int_{SP} dV \tau$ となるので、全鉄損 W_{SP} ($= \langle P_{SP} \rangle$) と誘起トルク T の関係が次式のように導き出せる。

$$W_{SP} = \omega \cdot T \quad [2.2-9]$$

しかし、磁束分布がある場合は、この関係を各部の鉄損とトルクより導き出すことは複雑になるので、次に全鉄損と全トルクの関係で説明する。

静止励磁中で、試料を回転させる場合の全鉄損とトルクの関係 静止磁束 [磁束密度 b と磁界 h 。この場合の座標は励磁から見た座標 (励磁座標)] を図 2.2-5 のように発生させ、その中で試料を角速度 ω で回転させる場合を検討する。 [全項でを使用した磁束密度 B と磁界 H の座標は試料の座標 (試料座標) である。] 単位体積あたりの試料へのエネルギー供給 $H dB/dt$ は励磁座標の b と h に変換すると、 [A.2-2 参照]

$$H \cdot \frac{dB}{dt} = \omega \cdot (b \times h) + h \cdot \frac{db}{dt} \quad [2.2-10]$$

となるので、試料への全供給電力 P_{SP} は次式となる。

$$P_{SP} = \omega \cdot \int_{SP} dV (b \times h) + \Delta P_{SP} \quad [2.2-11]$$

$$\Delta P_{SP} = \int_{SP} dV h \cdot \frac{db}{dt} \quad [2.2-12]$$

次に、入力電力と出力電力のバランスを考える。図 2.2-5 では、入力電力は、励磁電源からの供給電力 P_{PA} と試料を回転する仕事 $\omega \cdot T$ であり、出力電力は、試料への全供給電力 P_{SP} 、励磁フレームコアへの供給電力 P_{FA} と空隙に蓄えられる電力 P_{AG} であり、次の関係が得られる。

$$P_{PA} + \omega \cdot T = P_{SP} + P_{FA} + P_{AG} \quad [2.2-13]$$

ここで、 P_{PA} は次式で表せる。

$$P_{PA} = f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad [2.2-14]$$

この [2.2-13] を時間平均すると、空隙の損失 $\langle P_{AG} \rangle = 0$ なので、

$$W_{PA} + \langle \omega \cdot T \rangle = W_{SP} + W_{FA} \quad [2.2-15]$$

$$W_{PA} = \left\langle f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \right\rangle \quad [2.2-16]$$

となる。ここで $W_{PA} = \langle P_{PA} \rangle$ 、 $W_{SP} = \langle P_{SP} \rangle$ 、 $W_{FA} = \langle P_{FA} \rangle$ であり、 W_{SP} はコアの鉄損を表す。

一方、励磁電源から見れば、図 2.2-6 のように磁束分布のみを考えれば

よいので、入力電力は電源の供給電力 P_{PA} だけで、出力電力は P_{FA} と P_{AG} と式 [2.2-12] で表せる電力であるので、

$$P_{PA} = \Delta P_{SP} + P_{FA} + P_{AG} \quad [2.2-17]$$

となる。時間平均すると、 $\Delta W_{SP} = \langle \Delta P_{SP} \rangle$ として、

$$W_{PA} = \Delta W_{SP} + W_{FA} \quad [2.2-18]$$

従って、式 [2.2-13]、式 [2.2-17] 及び式 [2.2-15]、式 [2.2-18] より、

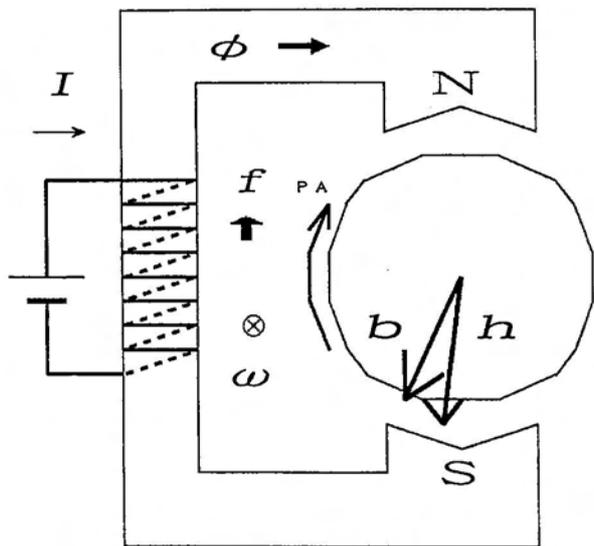
$$P_{SP} = \omega \cdot T + \Delta P_{SP} \quad [2.2-19]$$

$$W_{SP} = \langle \omega \cdot T \rangle + \Delta W_{SP} \quad [2.2-20]$$

となる。試料の鉄損 W_{SP} は $\Delta W_{SP} = 0$ であればトルクで測定でき、 ΔW_{SP} は測定誤差となる。式 [2.2-11] と式 [2.2-19] を比較すると、

$$\omega \cdot T = P_{SP} - \Delta P_{SP} = \omega \cdot \int_{SP} dV (b \times h) \quad [2.2-21]$$

が得られ、測定されるトルク T の物理的な意味が表現される。



$$f_{PA} = n I \quad (\text{巻数: } n)$$

図 2.2-5 回転磁界発生 の概略図
(一定方向励磁と試料回転)

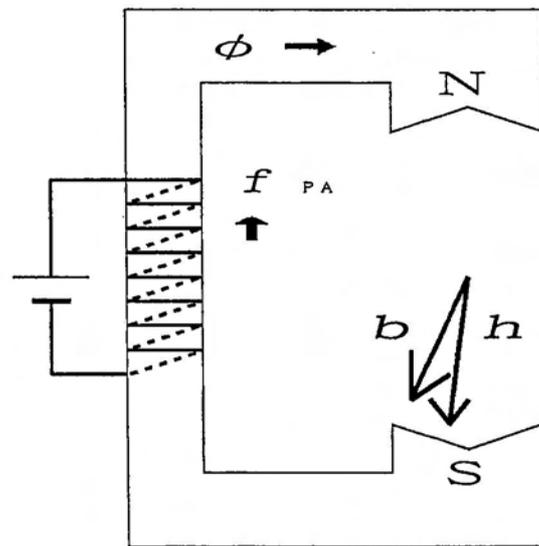


図 2.2-6 励磁電源から見た磁束と磁界

回転励磁中の静止試料における全鉄損とトルクの関係 回転磁界の発生方法は一定界磁を回転させる場合と交流電源で発生させる場合がある。前者の場合は図 2.2-5 の界磁側を回転させ回転磁界を発生させる場合と同等で、前述の静止励磁中で、試料を回転させる場合の全鉄損とトルクの場合と本質的に同じになる。従って、交流電源で回転磁界を発生させ、静止試料を励磁する場合を検討する。回転磁束中の挙動の検討を簡単にするため、図 2.2-7 のように、静止試料の X 軸と Y 軸 (試料座標) の両方向から位相差

90°で交流励磁し、両方向の励磁源より生じる磁束や起磁力を各々 X成分、Y成分として、 $\Phi = (\Phi_x, \Phi_y)$ 、 $F_{PR} = (F_x, F_y)$ として扱うことにする。この場合、回転磁束の角周波数ベクトルはZ軸方向である。

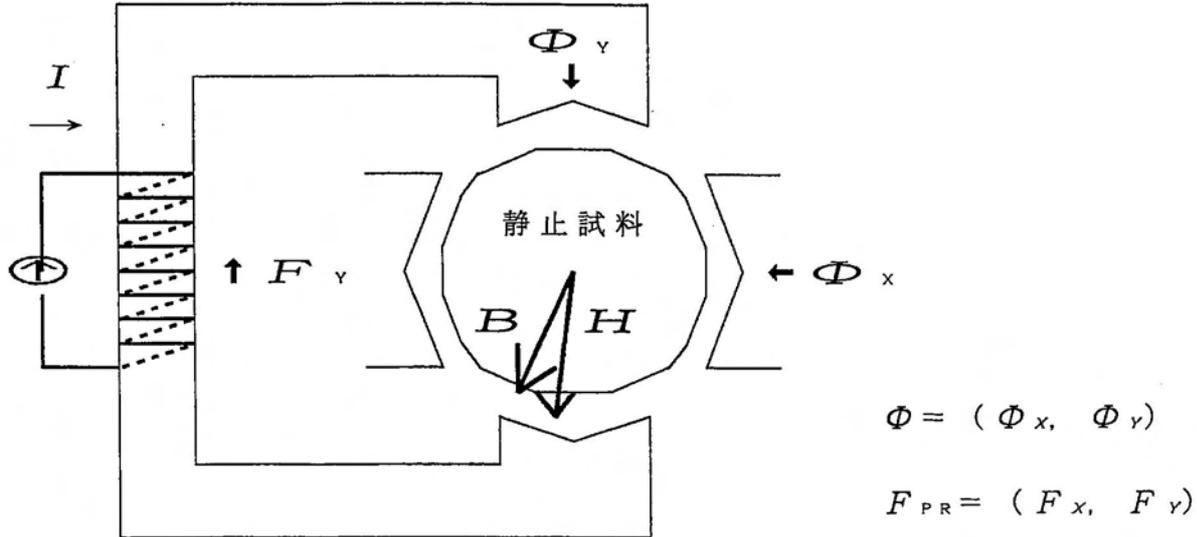


図 2.2-7 2方向励磁による回転磁界発生 の略図 (試料静止)

先ず、電力の入出力バランスを考えると、入力電力は電源からの供給電力 P_{PR} のみで、出力電力は試料、励磁フレームコア、空隙に供給される電力であるので、式 [2.2-22] で表せ、交流電源の供給電力 P_{PR} は式 [2.2-23] で表せる。

$$P_{PR} = P_{SP} + P_{FR} + P_{AG} \quad [2.2-22]$$

$$P_{PR} = F_{PR} \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad [2.2-23]$$

Φ と F_{PR} を図 2.2-5 の励磁座標の磁束 ϕ と起磁力 f_{PA} に座標変換で対応させると [A.2-2、A.2-3 参照]、

$$P_{PR} = \omega \cdot (\phi \times f_{PA}) + f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad [2.2-24]$$

となる。ここで、起磁力 f_{PA} を試料、フレーム、空隙で消費される起磁力 f 、 f_{FY} 、 f_{AG} に分けると、空隙の f_{AG} は ϕ と平行なので、 $\phi \times f_{AG} = 0$ となり、

$$\begin{aligned}
 P_{PR} &= \omega \cdot (\phi \times f_{SP} + \phi \times f_{AG} + \phi \times f_{FY}) + f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \\
 &= \omega \cdot (\phi \times f_{SP} + \phi \times f_{FY}) + f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad [2.2-25]
 \end{aligned}$$

となる。右辺第2項は式 [2.2-14] の励磁座標での励磁電源供給電力 P_{PA} になる。また、 $\phi \times f_{SP}$ は誘起トルク T である。

$$T = \phi \times f_{SP} \quad [2.2-26]$$

従って、交流電源の供給電力 P_{PR} は次式で示される。

$$P_{PR} = P_{PA} + \omega \cdot (\phi \times f_{FY}) + \omega \cdot T \quad [2.2-27]$$

一方、 P_{FR} は P_{FA} との関係 [A.2-2 参照] より次式で表せる。

$$P_{FR} = \omega \cdot (\phi \times f_{FY}) + P_{FA} \quad [2.2-28]$$

従って、式 [2.2-27] と [2.2-28] を式 [2.2-22] 代入すると、

$$P_{PA} + \omega \cdot T = P_{SP} + P_{FA} + P_{AG} \quad [2.2-29]$$

となり、静止磁束中で試料を回転させる場合の式 [2.2-13] と同じになる。

一方、 P_{SP} は、次式 [A.2-2 参照] で表せる。

$$\begin{aligned} P_{SP} &= \omega \cdot (\phi \times f_{SP}) + \Delta P_{SP} \\ &= \omega \cdot T + \Delta P_{SP} \end{aligned} \quad [2.2-30]$$

従って、式 [2.2-29] と [2.2-30] より、

$$P_{PA} = \Delta P_{SP} + P_{FA} + P_{AG} \quad [2.2-31]$$

となり式 [2.2-17] と同じになる。

このように、静止試料に回転磁界を加える場合と、静止磁界中で試料を回転させる場合も同じ結果になる。交流電源による回転磁界励磁電力は、励磁フレームで消費される分だけ大きくなるが、試料側から見れば同じであることを示している。また、同様な議論より、励磁フレームによる回転磁界（角速度 ω_{EF} ）や、励磁フレーム回転（角速度 ω_{EF} ）による回転磁界のなかで、かつ試料を回転（角速度 ω_{SP} ）させる場合でも、 $\omega = \omega_{EF} - \omega_{SP}$ であれば同じ結果が得られる。以上より、鉄損と誘起トルクの関係は、試料と磁束の相対角速度が ω であれば、同じ結果となる。

多極励磁での全鉄損とトルクの関係 前項の結果は静止多極励磁中の試料にも適用できる。静止多極励磁中の試料について考えると、図 2.2-5 の直流励磁部を回転方向に k 個並べたもの、例えば、図 2.2-8 のような場合を考えれば良い。この場合は $2k$ 極の励磁になり、各励磁電源より供給される電力と励磁フレームへの供給電力を P_{PAk} 、 P_{FAk} とすると、式 [2.2-13] と式 [2.2-17] に対応するものとして、

$$\sum P_{PAk} + \omega T = P_{SP} + \sum P_{FAk} + P_{AG} \quad [2.2-32]$$

$$\sum P_{PAk} = \Delta P_{SP} + \sum P_{FAk} + P_{AG} \quad [2.2-33]$$

となるので、 $P_{PA} = \sum P_{PAk}$ 、 $P_{FA} = \sum P_{FAk}$ とすると、式 [2.2-13]、[2.2-17] と同じになり、多極励磁でも同じ理論で全鉄損とトルクの関係が得られる。

アウターコアでの全鉄損とトルクの関係 式 [2.2-13] と式 [2.2-17] は入力電力と出力電力から得られたもので、アウターコアについても成り立つものである。励磁フレーム側の回転励磁の場合、或いは回転励磁中で試料が回転

している場合でも、座標変換すれば静止多極励磁中のアウターコアの場合と同じになる。従って、インナーコアの理論はそのまま成り立つことになる。

(3) 測定装置

以上の基本原理により、回転機コアの鉄損測定装置とその概略を写真と図に示す。写真2.2-1と図2.2-1、写真2.2-1と図2.2-2に示す。各々巻線励磁のインナーコア用とアウターコア用で、図2.2-3は永久磁石励磁インナーコア用である。巻線励磁用装置では励磁フレームと3相電源で回転磁束〔回転数 n_{EF} (rps)〕を発生させ、試料の磁束密度が均一になるように励磁フレームの励磁巻線の分布を調整した。永久磁石励磁用装置では永久磁石を回転させ、回転磁束を発生させた。鉄損トルクを試料静止状態で測定すると、軸受けの摩擦トルク T_f の方向が変化し、測定トルク変動が $\pm T_f$ だけ大きくなる。そこで、コアを回転数 n_{SP} (rps) で回転し、摩擦トルクを一定とさせた。鉄損トルクはコア励磁前後のトルク差で検出し、 T_f を除去した。コアの励磁回転数 n (rps) は次式で示される。

$$n = n_{EF} - n_{SP} \quad [2.2-34]$$

測定試料の励磁磁束密度 B_{EF} は図2.2-9、図2.2-10に示される励磁フレームの探索巻線を用いて、下記の電圧 V_{EF} で設定した。

$$V_{EF} = \sqrt{2} \pi N_{FB} f_{EF} S B_{EF} \quad [2.2-35]$$

$$f_{EF} = n_{EF} N_{PL} / 2$$

ただし、 N_{FB} 、 S 、 f_{EF} は探索巻線の巻数、探索巻線部の断面積、励磁周波数である。

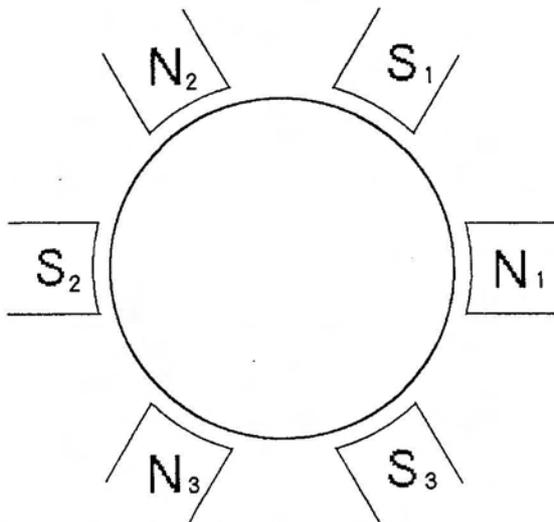
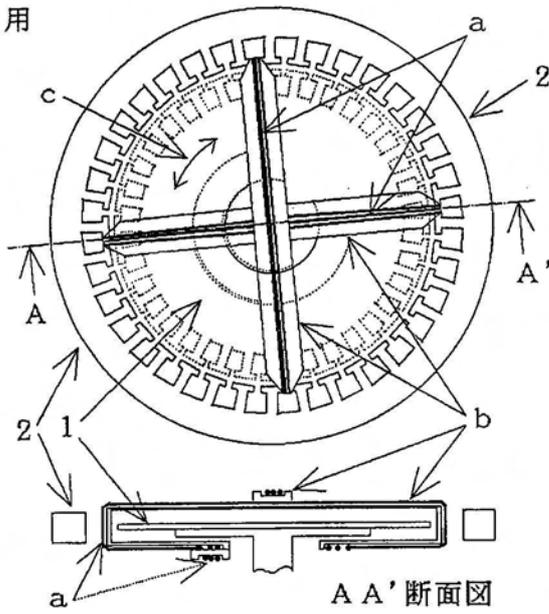


図2.2-8 多極励磁

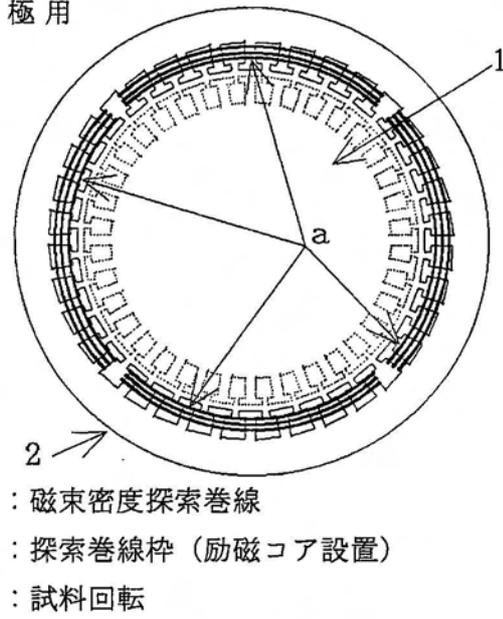


写真2.2-1 インナーコア用鉄損測定装置
(巻線界磁用)

2 極用



4 極用



a : 磁束密度探索巻線
 b : 探索巻線枠 (励磁コア設置)
 c : 試料回転

図 2.2-9 インナーコア鉄損測定用励磁コアと探索巻線

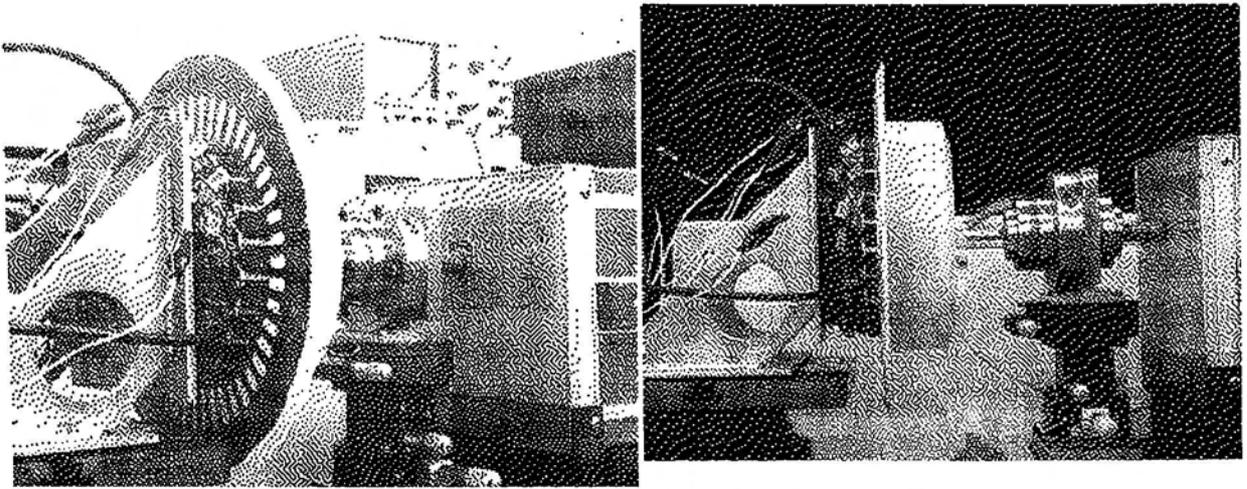
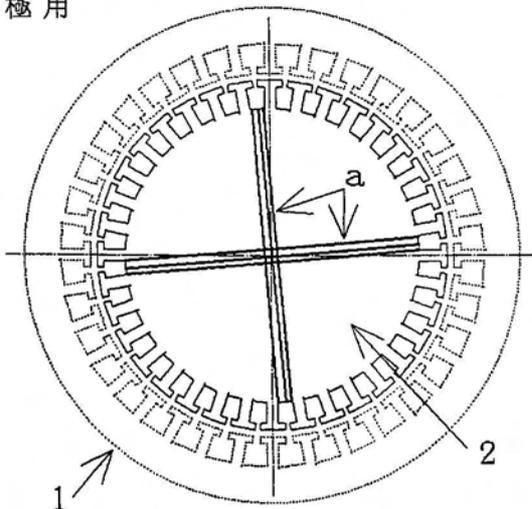


写真 2.2-2 アウターコア鉄損測定装置

2 極用



4 極用

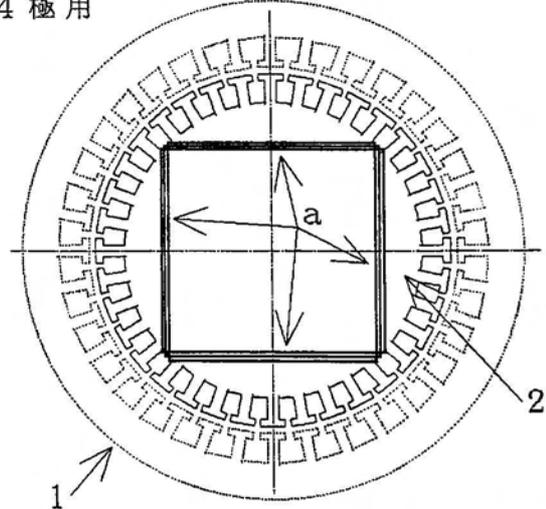


図 2.2-10 2、4 極アウターコア鉄損測定用励磁コアと磁束密度探索巻線

設定磁束密度の精度向上のため、励磁フレームコアの探索巻線による磁束密度 B_{EF} と試料の磁束密度 B_{SP} を測定試料静止の状態と比較し校正した。

この回転機コア鉄損の評価方法は、鉄損トルクを利用するもので、鉄損の絶対値測定とも言える。測定の制約条件は一定の磁束（起磁力）で回転させることのみである。従って、次の特徴が挙げられる。

- ① 鉄損の絶対値測定であり、高い回転数まで高い精度で測定できる。
- ② 低い回転数（励磁周波数）でも、比較的容易に鉄損が測定できる。
- ③ コア形状の影響を受けない。歯付きコアや積層コアでも測定可能。
- ④ 打ち抜き、カシメ、固定等の加工歪が直接測定できる。
- ⑤ 2極以上の回転磁束でのコア鉄損も測定できる。

トルクで検出される鉄損は、一定の磁束或いは起磁力の回転励磁で測定する必要があるが、磁束或いは起磁力が変化すると、測定誤差になるので、下記のことを留意して測定する必要がある。

- ① 試料の形状や磁気特性方位依存性により磁束が変化すると、励磁フレームで生じる鉄損が鉄損測定の誤差になる。即ち、この励磁フレームの全鉄損と試料の鉄損を合わせたものが検出される。
- ② 回転成分以外の成分（交番成分等）の鉄損は測定されない。しかし、全損失の内、回転磁界鉄損だけの測定ができる。

（４）測定誤差

以上の説明より、試料の鉄損とトルクの関係は

$$W_{SP} = \langle \omega \cdot T \rangle + \Delta W_{SP} \quad [2.2-36]$$

である。従って、 $\Delta W_{SP} = 0$ であれば、試料の鉄損がトルク検出で測定でき、その条件は式 [2.2-12] と [2.2-18] より次の場合である。

- ① 試料内の磁束密度振幅が変化しない。（ $db/dt = 0$ ）
- ② 励磁電源より供給される電力が、すべて、励磁フレームで消費され、試料には供給されない。（ $W_{PA} = W_{FA}$ ）

次に、試料の全鉄損とトルク検出による鉄損の差（測定誤差）の ΔW_{SP} の発生原因を検討する。

励磁電源から電力が供給されない場合（ $W_{PA} = 0$ ）

$W_{PA} = 0$ である条件は式 [2.2-16] より、

$$W_{PA} = \left\langle f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \right\rangle \quad [2.2-37]$$

なので、次のようにすれば良い。

- ① ϕ 、 $|\Phi|$ が一定。 [例：磁束を制御する励磁の場合]
- ② 起磁力 f_{PA} ($|F_{PR}|$) が一定。 [例：定電流励磁、永久磁石励磁]
即ち、一般に $\langle d\phi / dt \rangle = 0$ なので次式のようになる。

$$W_{PA} = \left\langle f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \right\rangle = f_{PA} \cdot \left\langle \frac{d\phi}{dt} \right\rangle = 0 \quad [2.2-38]$$

$W_{PA} = 0$ であると、式 [2.2-13] より、

$$\Delta W_{SP} = -W_{FA} \quad [2.2-39]$$

となり、 $-\Delta W_{SP}$ は励磁フレームの鉄損を意味し、トルクによる検出値は、

$$\langle \omega \cdot T \rangle = W_{SP} + W_{FA} \quad [2.2-40]$$

となるので、トルクによる検出値は試料だけでなく、励磁フレーム側の鉄損 (W_{FA}) も含めた鉄損であることが分かる。この励磁フレームの鉄損は、試料側の形状や磁気特性の方位依存性等の影響により、励磁フレームの磁束が変化して生じる。磁束の変化は起磁力の大きさが一定である場合 ($W_{PA} = 0$ となる条件②) にはフレーム全体に生じ、全磁束の大きさが変化しない場合 ($W_{PA} = 0$ となる条件①) としてはフレームにおける試料に近い部分 (ティース先端) だけ磁束が変化する場合は挙げられる。

この励磁フレームでの鉄損を抑えるには次のことが必要である。

- ① 試料と励磁フレームの間のギャップを大きくする。即ち、励磁フレームや試料の磁気抵抗を空隙の磁気抵抗より小さくし、励磁磁束や起磁力変化を抑制すると共に、フレーム先端の磁束変化も抑える。
- ② 励磁フレームの磁気回路の断面積を、試料断面積より大きくし、励磁フレームでの鉄損を抑える。鉄損 W は、磁束密度 B^* ($k > 1$) と、断面積 S に比例するので、磁束 Φ が一定であれば、断面積が大きくなると、鉄損は小さくできる。

$$W \propto B^* S = \Phi^k / S^{k-1} \quad (k > 1) \quad [2.2-41]$$

- ③ 励磁フレーム素材に低鉄損の磁性材料を使用する。

$W_{PA} = 0$ であると、試料と励磁フレームをロータコアとステータコアと考えれば、トルク検出の鉄損はロータコアとステータコアを合わせた回転機的全鉄損になる。

励磁電源から電力が供給される場合 ($W_{PA} \neq 0$) 試料内に次の磁束密度成分が含まれると $db / dt \neq 0$ となり、励磁電源より電力が試料に供給され、トルク検出の鉄損と試料の鉄損の差となる。即ち、 ΔW_{SP} は次の磁束成分の鉄損が含まれる。

- ① 交番磁束密度
- ② 励磁回転磁界に対して、逆回転の磁束密度
- ③ 励磁回転磁界の極数と異なる極数の回転磁束密度

このことは、逆を言えば励磁回転磁界成分のみを測定することを示し、回転磁界鉄損と交番磁界鉄損の分離には応用できると考えることもできる。

以上より、試料の全鉄損とトルク検出の鉄損の差 ΔW_{sp} は、試料の形状や磁気特性の方位依存性等の影響で生じる励磁フレームの鉄損と交番磁界等の基本回転成分以外の励磁で生じる試料の鉄損で生じることがわかる。本研究では検討した測定誤差発生原因をできるだけ抑制して測定した。

(5) 従来測定法との比較

回転機鉄損シミュレータによる測定法を、従来の回転鉄損測定法であるサーミスタ法と比較した。サーミスタによる回転鉄損測定法²⁵⁾は鉄損による温度上昇をサーミスタで測定する方法である。回転機鉄損シミュレータの測定試料は98mmφ円盤、サーミスタ法の試料は55mm×55mmである。無方向性電磁鋼板の回転鉄損を比較した結果を図2.1-12に示す。サーミスタ法の精度と無方向性電磁鋼板の特性ばらつきを考慮すると、回転機鉄損シミュレータによる測定値とサーミスタ法による測定値とは良い一致を示している。

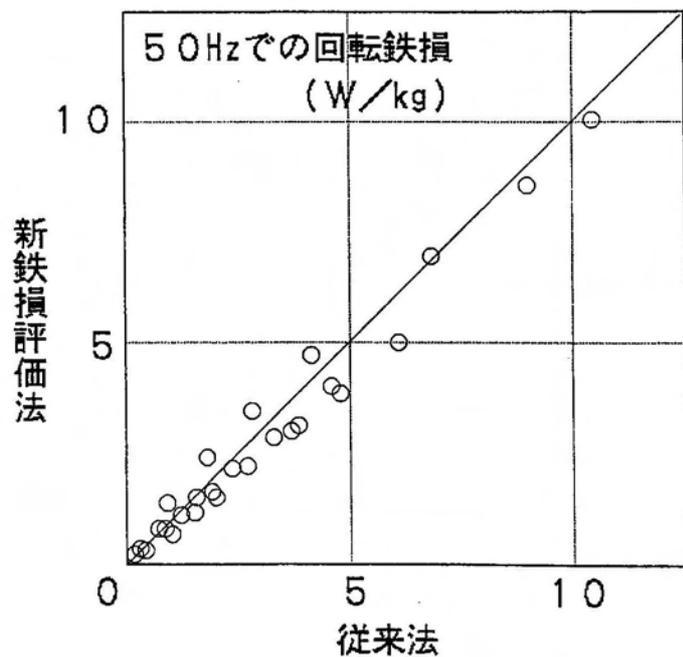


図 2.2-12 回転鉄損測定値の比較

2.3 赤外線カメラによる鉄損分布の測定法²²⁾

(1) 測定原理

モータ鉄損 W (W/kg) によるコア温度 T の上昇をサーモトレーサ測定し、その温度上昇により鉄損分布を求める。コア素材の比熱、熱伝導率、密度を C 、 k 、 d とすると、 W と T の関係は、

$$W = C \frac{dT}{dt} - \frac{k \nabla^2 T}{d} + \varepsilon \quad [2.3-1]$$

であり、熱伝導などによる項が無視できれば、

$$W \approx C \frac{dT}{dt} \quad [2.3-2]$$

で示され、鉄損が温度上昇速度に比例する。

(2) 測定装置と測定精度

サーモトレーサ測定し、その温度上昇により鉄損分布を求める装置の概略図を図 2.3-1 と図 2.3-2 に示す。図 2.3-1 は永久磁石界磁の場合で、永久磁石側の回転子を回転すると、コアは励磁され、鉄損分布が生じる。図 2.3-2 は励磁巻線により励磁され、コア内に鉄損分布が生じる。これらの鉄損分布により生じる温度上昇分布をサーモトレーサで測定する。

(3) 従来との測定法との比較

従来法ではコア内部の磁束分布と磁界分布を測定し、鉄損分布を予測する方法である。しかし、この方法は時間と手間が掛かり、またカシメ部等の微細な鉄損分布を求めることができない。この方法では検出できる温度が 0.1 °C であり感度は低い。温度差を大きくするため、時間を長くして測定すると、式 [2.3-1] における $k \nabla^2 T$ の影響を受けるため、精度上問題が生じる。

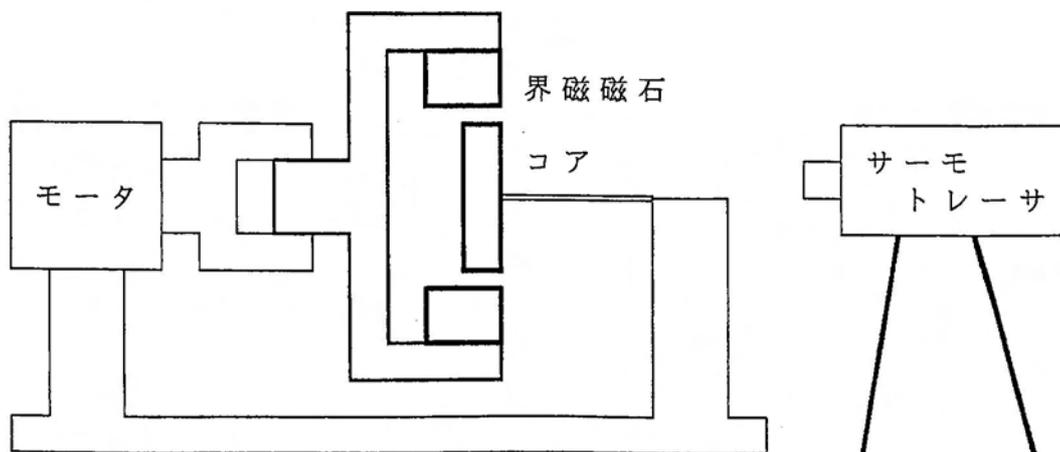


図 2.3-1 鉄損分布測定方法 (永久磁石界磁の場合)

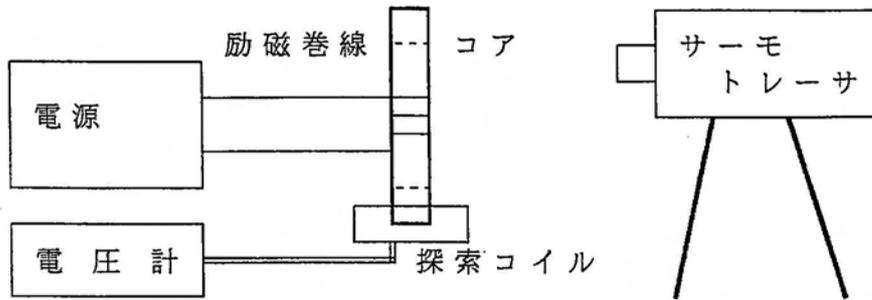


図 2.3-2 鉄損分布測定方法（巻線励磁による場合）

2.4 励磁フレームによるコア磁気特性の測定法

(1) コアの励磁特性の測定法

コアの励磁特性を測定する測定法の概略図を図 2.4-1 に示す。励磁フレームに巻かれた励磁巻線で測定コアを励磁し、磁束密度は探索巻線で検出した。励磁特性は空隙の精度が重要であるので、空隙を所定の大きさに調整して測定コアを固定した。例えば、インナーコア、アウターコアの励磁特性は図 2.2-9、図 2.2-10 のコア鉄損測定装置の励磁コア等を用いて測定できる。汎用モータコアを測定した測定例を図 2.4-2 に示す。

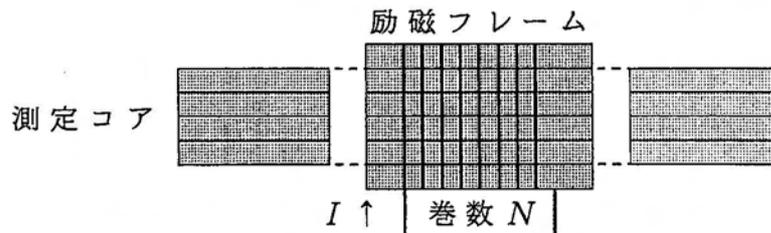


図 2.4-1 コアの励磁特性の測定

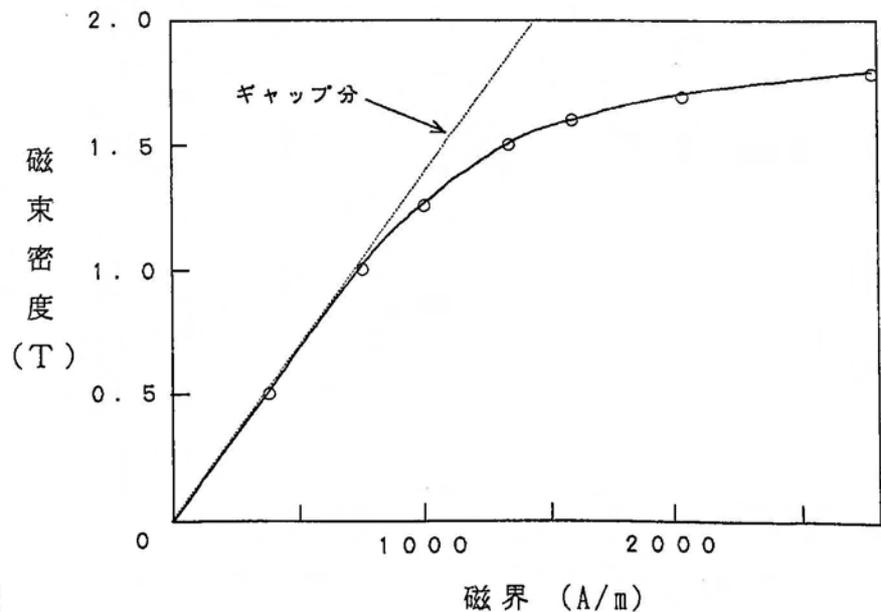


図 2.4-2

回転機の励磁特性の例

8極モータの OUTER コアの励磁特性を測定する測定法を図 2.4-3 に示す。コアの励磁を十分にできるようにするために、励磁コアは縦型とした。コアの鉄損は同様に測定することは不可能ではないが、電圧と電流の力率が低くなるので、精度を考慮して測定する必要があり、本論文では使用しなかった。

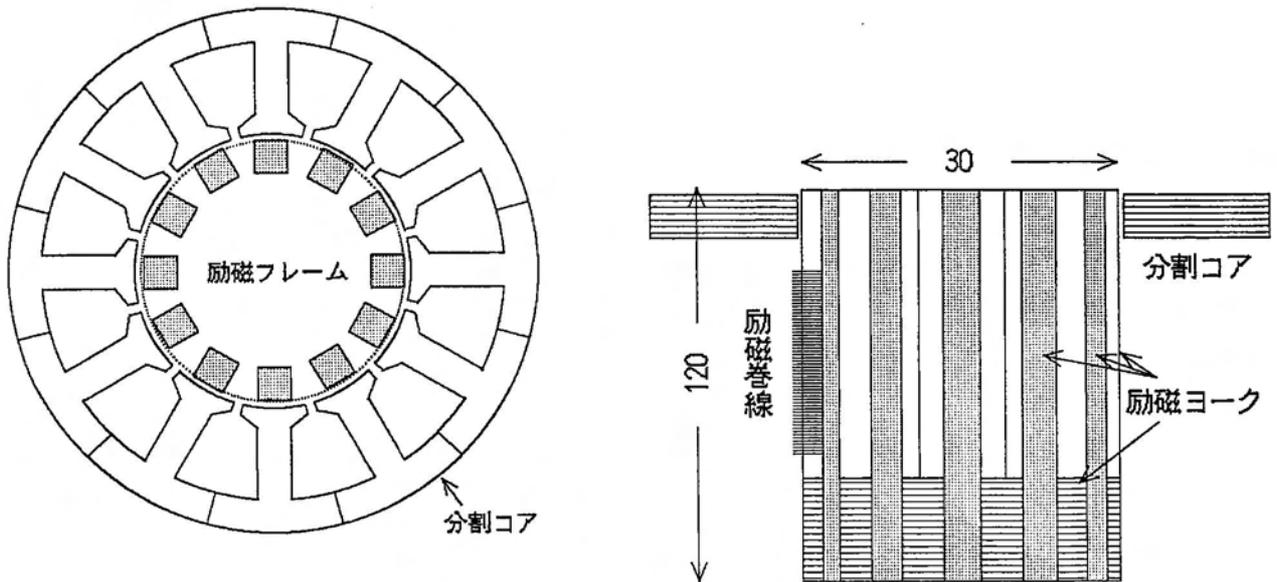


図 2.4-3 コアの励磁特性測定法

(2) コア局部励磁特性の測定法

コア局部励磁特性の測定法の概略図を図 2.4-4 に示す。励磁フレームはコアの鋼板面に垂直に置かれ、フレームの両磁極間に対応するコア局部（測定部）の励磁特性を測定できる。励磁フレームで消費される励磁力が無視できれば、励磁フレームの電流より測定部の磁界が求められ、励磁磁束密度は探索巻線より測定できる。コアの鉄損も測定可能であり、歯部の磁気特性等を測定できる。

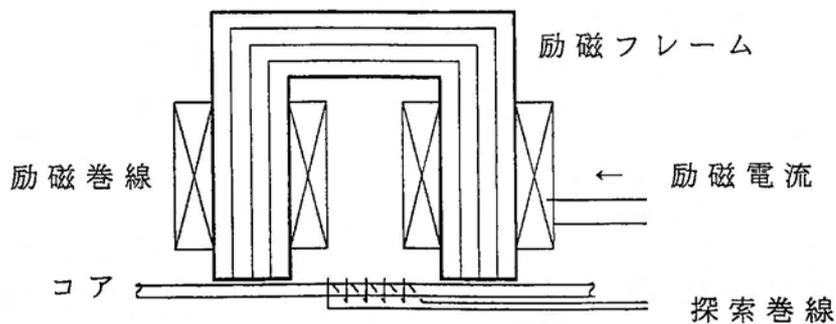


図 2.4-4 コア局部の励磁特性測定法

(3) リング法によるコア継鉄部磁気特性の測定法

コア素材の磁気特性はエプシュタイン試験²⁶⁾や単板試験器²⁷⁾²⁸⁾で測定されるが、コアの継鉄部の磁気特性をエプシュタイン試験と同じように閉磁路として測定する方法がある。この方法はコアの簡易評価法として便利である。空隙がない状態で測定するので、コアのみの特性評価になるのが特長である。しかし、モータの実際の磁気回路とは異なるので、モータ実機状態のコア特性として取り扱うことはできないが、コアの使用状態での素材特性確認には適用できるので、加工歪、その他プロセッシングにより入る歪量の確認や歪取り焼鈍の効果の確認には使用できる。

2.5 まとめ

回転機コアの高性能化の為には最適なコア設計が重要であるので、設計要因に及ぼすコア素材の影響を明かにするコアの磁気特性を正確に測定し評価することが必要である。このような目的のために、回転機コア特性を正確に評価できる評価法として、トルク法による回転機コア評価法を開発した。

この評価法はコア鉄損を直接検出するもので従来の残差評価でないので、精度が高く、コア評価に非常に適している。実際の回転機コア（或いはヨーク）で、コア鉄損が測定できる為に、コア加工の際に生じる加工歪やコア形状の影響を直接測定できるので、第3章ではこの測定法を使用して、コア加工の歪や形状等の影響を調べた。

また、コアの最適設計のためには、コア内の鉄損分布やコアの励磁特性の評価法も必要で、赤外線カメラによるコア内の鉄損分布測定法や励磁フレームによる励磁特性測定法も検討し開発した。

現在、これらの評価法は大手モータメーカーのコア評価に使用され、今まで評価が不十分であったコアの加工法、形状、固定法の最適化に活用されている。

第3章 回転機実機におけるコアの磁気特性

3.1 はじめに

回転機実機性能はコア素材の電磁鋼板の磁気特性が影響する。電磁鋼板の磁気特性は主にシリコン、板厚、結晶粒径、集合組織等の電磁鋼板の材質条件で決まるので、回転機実機性能もこの電磁鋼板材質条件により影響を受ける。従って、回転機性能の向上のためにコア素材の最適化或いは最適選定を行うにはコア素材の電磁鋼板磁気特性に及ぼす材質条件の依存性を明確にする必要がある。

しかし、回転機実機性能は電磁鋼板の素材磁気特性だけでは決まらない。電磁鋼板素材の磁気特性は一般に均一な交番磁界で、正弦波磁束密度の状態では評価される。一方、回転機コアにおいては素材特性の測定条件と異なり、回転機構造、制御法により、磁束分布、回転磁界、コア加工による加工歪やコアの固定による応力、またPWM等での時間高調波、ステータとロータの間に生じるコア形状による空間高調波磁束の影響を受ける。従って、回転機構造、制御法により生じるこれらの要因について、回転機コアでの挙動を明確にしなければならない。

以上より、本章では回転機コア素材の電磁鋼板の磁気特性とコアの磁気特性に及ぼす回転機構造、制御法の影響について検討する。

3.2 回転機に使用されるコア素材の磁気特性

(1) トルクに関係する励磁特性に及ぼす素材要因の影響

市販の無方向性電磁鋼板²⁹⁾における直流磁化曲線、直流ヒステリシスループ³⁰⁾および50Hzでの比透磁率 μ_r/μ_0 をそれぞれ図3.2-1、図3.2-2、図3.2-3に示す。50A290は日本工業規格で、1.5T、50Hzの鉄損が2.9W/kg以下の板厚0.5mmの無方向性電磁鋼板(NO)を示す。50A290は高Si、大結晶粒径材で、Si含有量約3wt%、結晶粒径約150 μm であり、逆に50A1300は低Si、小結晶粒径材で、Si含有量約0.1wt%、結晶粒径約20 μm である。図3.2-1より50A290等の高Si、大結晶粒径材は50A1300等の低Si、小結晶粒径材と比較して低磁界で磁化し易いが、高磁界では磁束密度が低い³¹⁾。

電磁鋼板のSi含有量 $100n$ (wt%)と飽和磁化 B_s (T)の関係³²⁾は、

$$B_s = 2.16 - 3.83n - 11.1n^2 \quad [3.2-1]$$

で表せ、市販NOの低鉄損材はSi含有量が高く飽和磁化が低くなる。

保磁力 H_c は図3.2-4のように結晶粒径にほぼ反比例する。従って、市販NOの低鉄損材は結晶粒径が大きく、低保磁力であり、磁化し易い。

NOの透磁率の板厚依存性を図3.2-5に示す。0.2mm以上では透磁率は殆ど板厚に依存しない。薄手材では透磁率が少し低くなっている。

NOの交流磁化特性の角度依存性を図3.2-6に示す。無方向性電磁鋼板

でも圧延方向（電磁鋼板コイルの長さ方向：L）の磁化特性が直角方向（C方向）より優れており圧延方向の透磁率が高い。電磁鋼板には無方向性電磁鋼板の他に方向性電磁鋼板（GO）³³⁾、二方向性電磁鋼板（WO）³⁴⁾がある。各々の集合組織即ち磁化容易軸<100>の分布の略図を 図3.2-7に、交流磁化特性を 図3.2-8に示した。240A/m以下ではGO、WOの磁化容易方向の磁束密度がNOより高く、さらに高飽和磁化材のCo-Feよりも高いので、回転機への利用が考えられる。

以上をまとめると、電磁鋼板の磁化曲線に及ぼすSi量、結晶粒径、集合組織の影響は 図3.2-9に表せる。ここでは歪解放（歪取焼鈍）の効果も併記した。

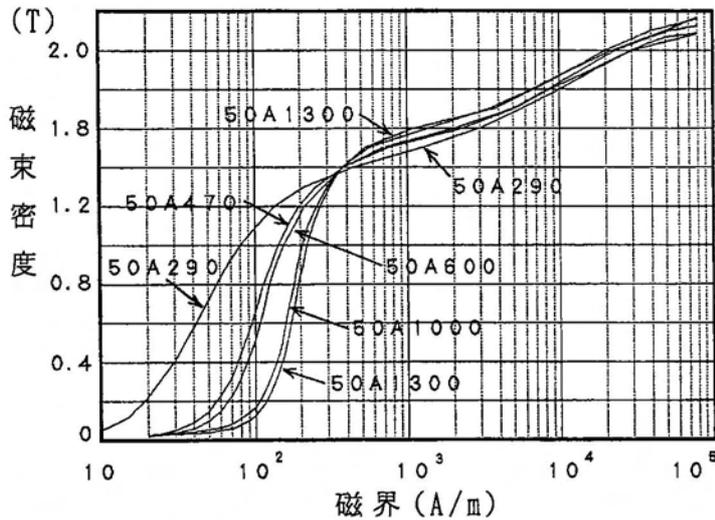


図3.2-1 NOの直流磁化特性

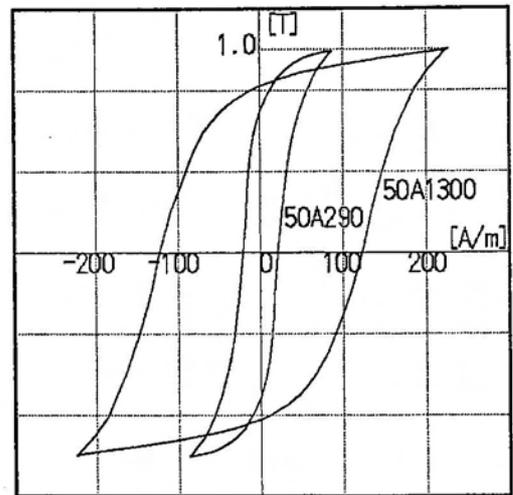


図3.2-2 NOの直流ヒステリシスループ

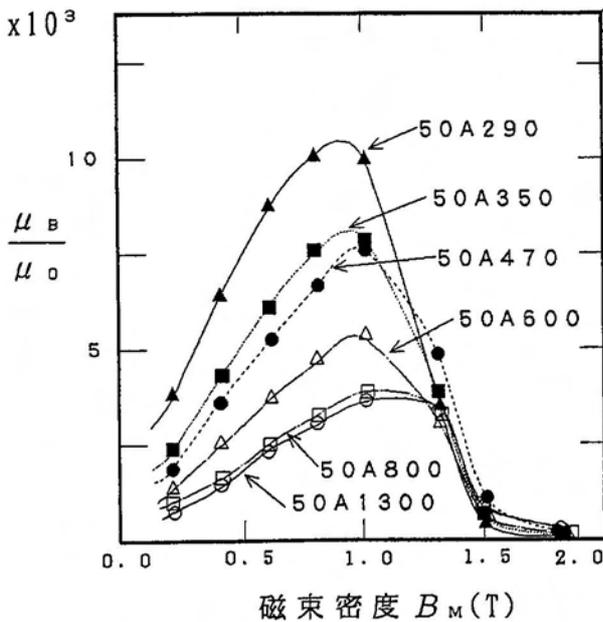


図3.2-3 NOの μ_B / μ_0

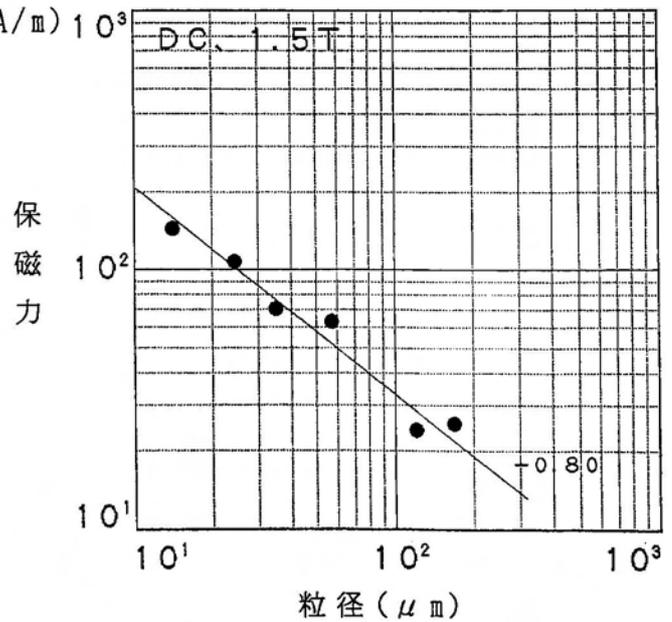


図3.2-4 NOの保磁力の粒径依存性

(2) コア鉄損に及ぼす素材要因の影響

コア鉄損 W [W/kg] は 磁束密度の履歴により生じるヒステリシス損 W_h と 磁束密度の時間変化で誘起される渦電流損 W_e に分けることができる。

W_h と 磁束密度ピーク値 B_M の関係を図 3.2-10 に示す。 W_h と W_e の分離はサーミスタ法²⁵⁾により測定した鉄損を 50Hz と 60Hz の 2 周波数法により求めた³⁵⁾。 W_h は 励磁角周波数を ω として、式 [3.2-2] の Steinmetz の実験式³⁶⁾で表せることが広く知られている。1T 以下では 図 3.2-10 より一般に $m \approx 1.6$ であるが、回転機で一般に使用される 1.3T 以上では $m \approx 2$ であるので、近似的に式 [3.2-3] で表すことができる。ここで d は電磁鋼板の密度である。 μ_B' は透磁率と同じ単位で、直流の保磁力を H_0 とすると、ほぼ B_M/H_0 に等しくなる。[第 4 章 4.2 項 (2) 参照]

$$W_h \propto \frac{\omega B_M^m}{\omega B_M^2} \quad [m = 1.5 \sim 2.5] \quad [3.2-2]$$

$$W_h = \frac{\omega B_M^m}{2 \mu_B' d} \quad [3.2-3]$$

NO のヒステリシス損は L 方向と C 方向を比較すると、図 3.2-10 より L 方向が小さいので、集合組織がヒステリシス損へも影響していることが分かる。従って、 μ_B' も透磁率と同様に圧延方向が高いことが分かる。

市販 NO の μ_B' を単板試験器 (SST)²⁷⁾ で測定した。図 3.2-11 より低鉄損の NO 材は μ_B' が高く、ヒステリシス損が小さい。低鉄損材は結晶粒径が大きく、保磁力が小さい為と考えられる。そこで、市販の 50A350~50A1300 における W_h と結晶粒径 D の関係を図 3.2-12 に示す。図 3.2-12 より、磁束密度のピーク値 B_M に対して、

$$W_h \propto 1 / D^{m(B)} \quad [3.2-4]$$

で表せる。 D に対する次数 $m(B_M)$ [図の各ラインの右に表示] は磁束密度が高いとき約 1/2 であり、磁束密度が低いときは 1/2 より高い。一方、ヒステリシス損に関係する直流の保磁力は 図 3.2-4 より 1.5T で おおよそ $D^{0.8}$ であった。同じ Si 含有量、板厚、磁束密度 1T では結晶粒径の 0.5 乗に反比例していること³⁷⁾³⁸⁾ が既に報告されており、今回の結果と一致しているので、ヒステリシス損への Si 含有量の影響は少ないと推定される。

μ_B' の板厚依存性を図 3.2-13 に示す。市販の NO (3 wt% Si 材) として、50A290、35A250、20HTH1500³⁹⁾、ST100⁴⁰⁾ を、同一熱処理条件の NO としては 50A1000 (1 wt% Si 材) の再圧延材を用いた。 μ_B' は図 3.2-5 の μ_B と同様に板厚が 0.2 mm 以下で少し低下しているが、0.2 mm より厚いものは板厚に殆ど依存していない。市販の NO の ST100 と 20HTH1500 の値に差があるが、ST100 は 20HTH1500 と同じ成分でも熱処理条件が異なり、結晶粒径等に違いがあるためと考えられる。

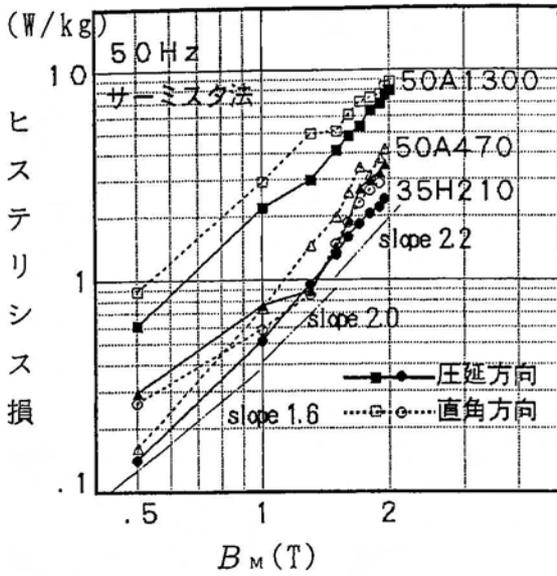


図 3.2-10 NO のヒステリシス損

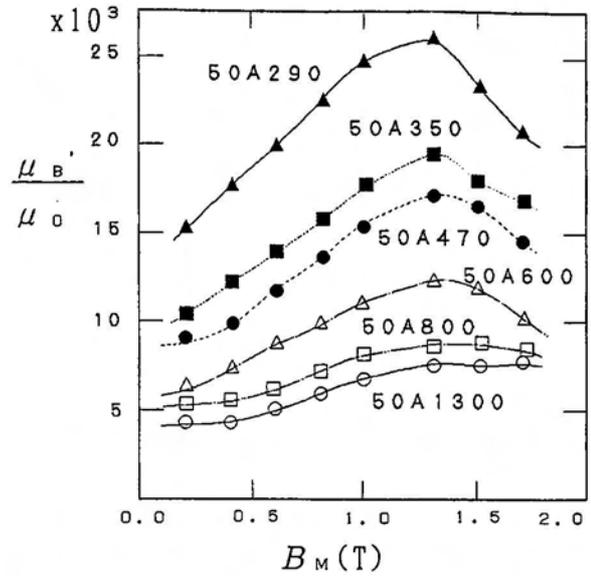


図 3.2-11 NO のヒステリシス損

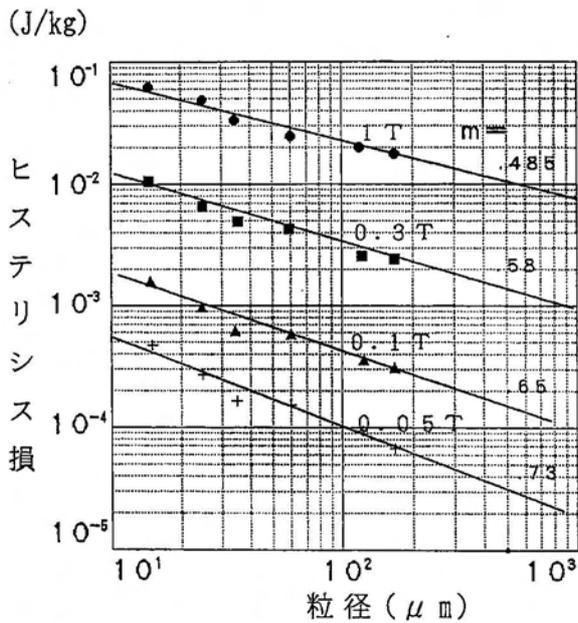


図 3.2-12 ヒステリシス損の粒径依存性

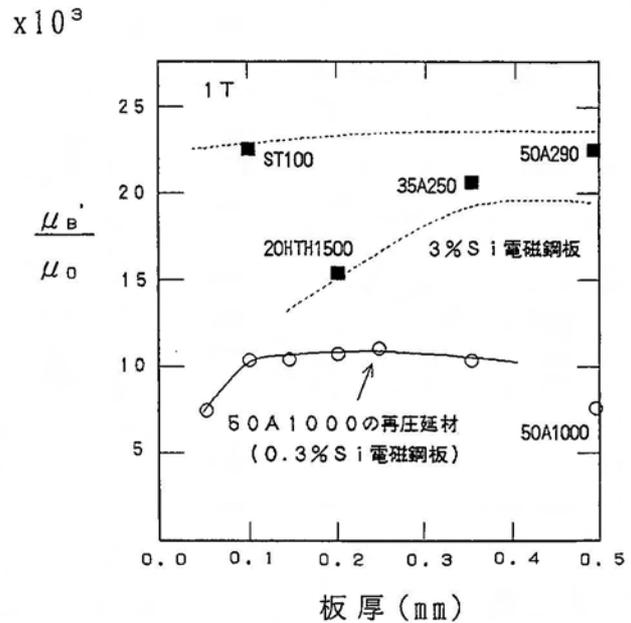


図 3.2-13 μ_B' の板厚依存性

渦電流損 W_e (W/kg) は次式で表せる。 κ は古典理論による渦電流損に対する実際の渦電流損の比率であり、 t 、 ρ 、 d 、 ω 、 B_M は 電磁鋼板の板厚、電気抵抗率、密度、励磁角周波数、励磁磁束密度のピーク値である。 σ_B は $\omega \mu_B$ 、 $\omega \mu_B'$ と同じ単位である。

$$W_e = \frac{\omega^2 B_M^2}{2 \sigma_B d} = \kappa \frac{\omega^2 B_M^2 t^2}{24 \rho d} \quad [3.2-5]$$

$$\sigma_B = \frac{12 \rho}{\kappa t^2}$$

κ の磁束密度依存性と結晶粒径依存性を図 3.2-14 と図 3.2-15 に示

す。鉄損はSST、波形補償無しで測定し、 κ は2周波数法で鉄損分離して求めた。最小となる磁束密度が存在し、大結晶粒の材料(50A290等)は κ が大きく、小結晶粒の材料(50A1300等)は小さい。 κ をさらに詳しく解析するため、50A290と50A1300について、 κ の磁束密度依存性に及ぼす周波数の影響を調べた。図3.2-16、図3.2-17より高周波数になると、低磁束密度側で κ は低下している。特に、大結晶粒材でその傾向が強く、小結晶粒材では高周波数で $\kappa < 1$ となっている。これは表皮効果の影響と推定する。

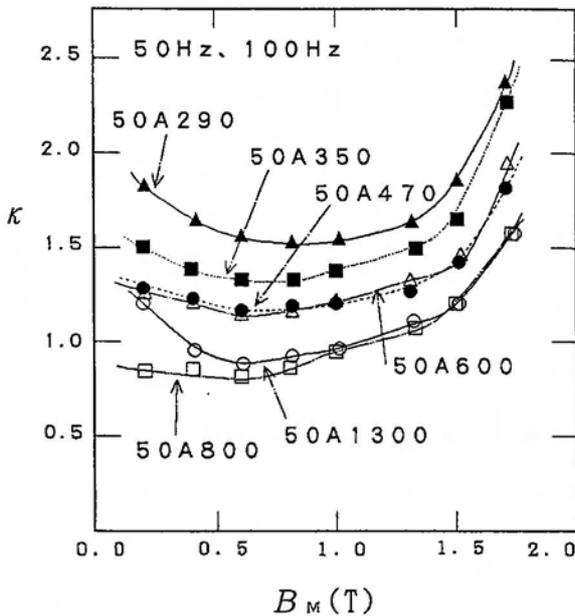


図3.2-14 NOの κ

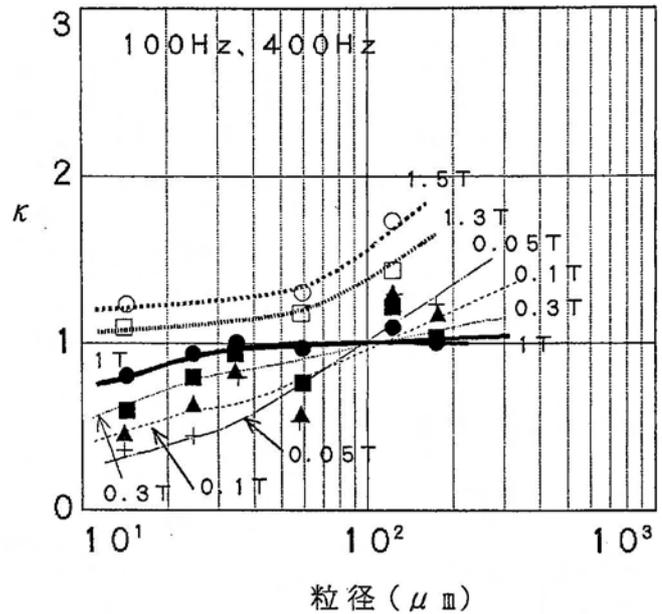


図3.2-15 κ の結晶粒径依存性(NO)

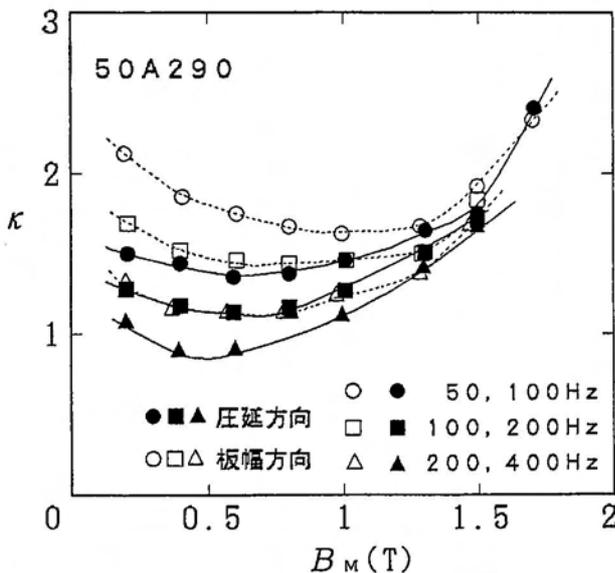


図3.2-16 50A290の κ

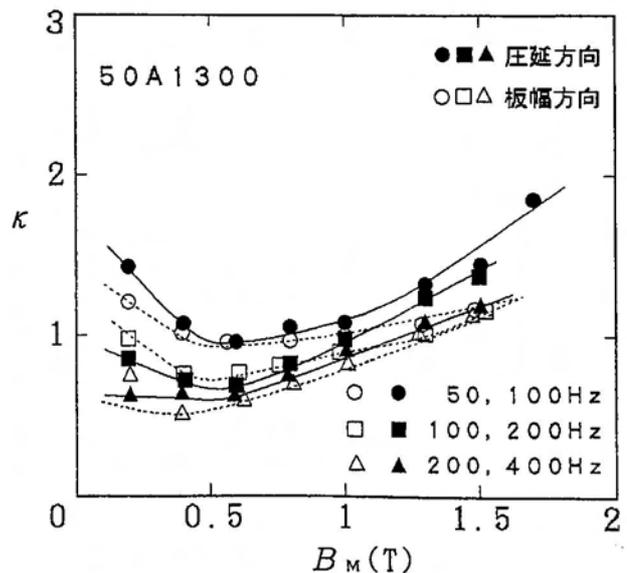


図3.2-17 50A1300の κ

κ に及ぼす板厚の影響(1T)を図3.2-18に示す。 κ は0.2mm以上では殆ど変化しないが、薄くなると急増し、 κ は3以上になっている。

大結晶粒の50A290では図3.2-16より励磁方向で κ が異なり、L方向の κ が小さく、集合組織の影響を受けている。50A290は50A1300より、方向性電磁鋼板〔鋼板面{110}、C方向<110>〕に近い集合組織を持つが、方向性電磁鋼板でもC方向の κ は図3.2-19よりL方向より大きい。C方向励磁は鋼板面と45°の磁化容易方向の励磁を伴うため面内渦電流損が生じるので、 κ が大きくなると考える。

κ には磁壁間隔 $2L$ が影響し、一般に $2L$ が広いと κ が大きくなり⁴¹⁾、また、微粒子の $2L$ は結晶粒径の平方根に比例すること⁴²⁾や方向性電磁鋼板で励磁周波数が高くなると $2L$ が狭くなること⁴³⁾が報告されている。従って、結晶粒径が大きい材料は $2L$ が大きくなり、 κ が大きくなると推定され、また高周波になると κ が小さくなることも推察される。

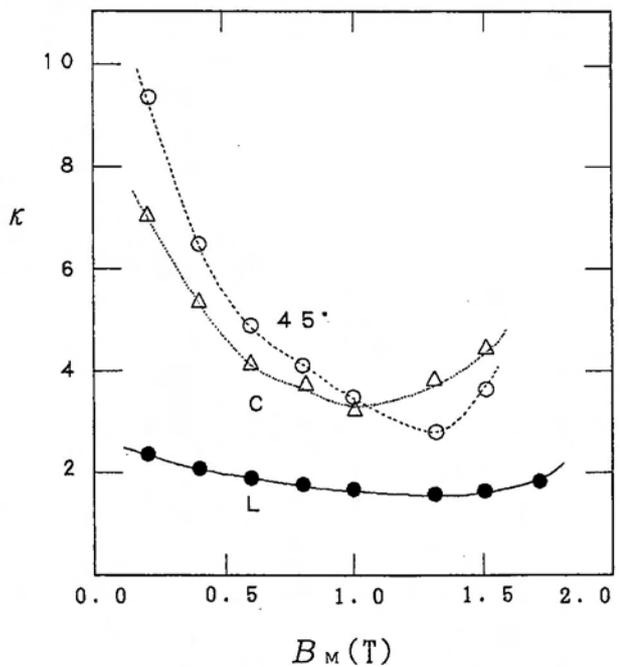
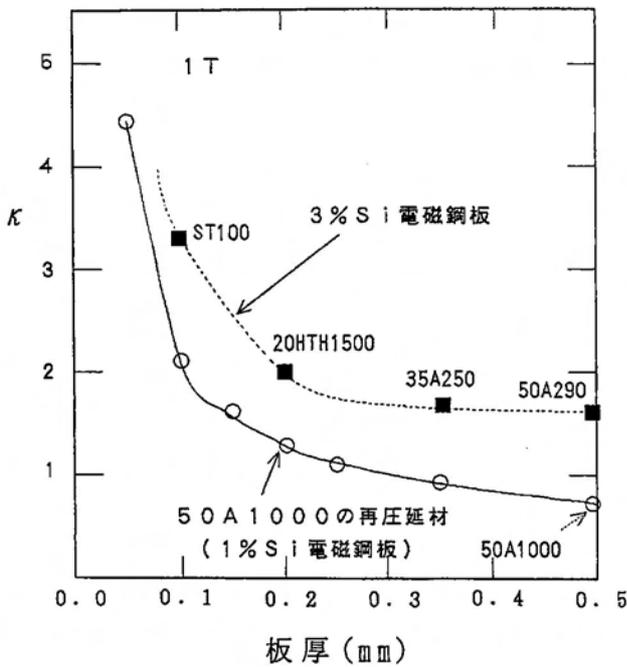


図3.2-18 κ の板厚依存性 (NO)

図3.2-19 GOの κ

高磁束密度における渦電流損を検討した。鉄損はサーミスタ法で求め、2周波数法により渦電流損を求めた。磁束密度の波形歪（高調波成分）を考慮するため、磁束探索コイルの誘起実効電圧 V_e より計算される次式の実効磁束密度 B_{ve} を考える。ここで f 、 N 、 S を周波数、巻数、磁路断面積とした。

$$B_{ve} = \frac{V_e}{\sqrt{2} \pi f N S} \quad [3.2-5]$$

図3.2-20より、渦電流損は実効磁束密度 B_{ve} にほぼ比例している。従って、渦電流損は磁気飽和近傍でもこの実効磁束密度の2乗則で変化し、 κ も高磁束密度領域では殆ど変化しないことと分かる。

(W/kg)

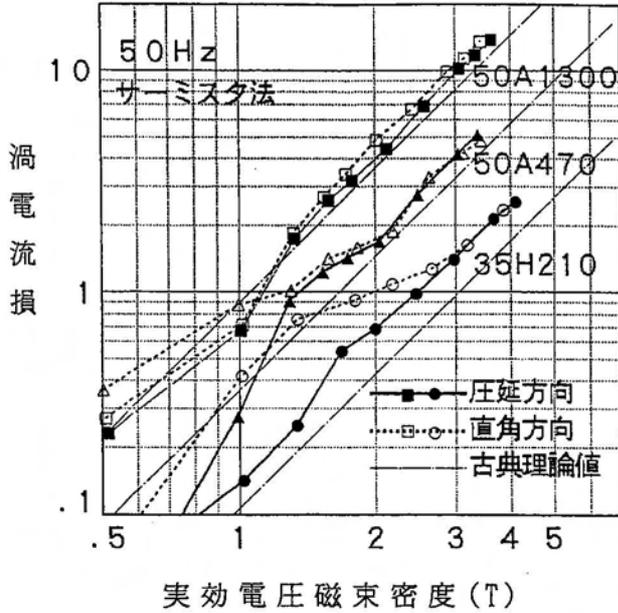


図 3.2-20 NO の渦電流損

(W/kg)

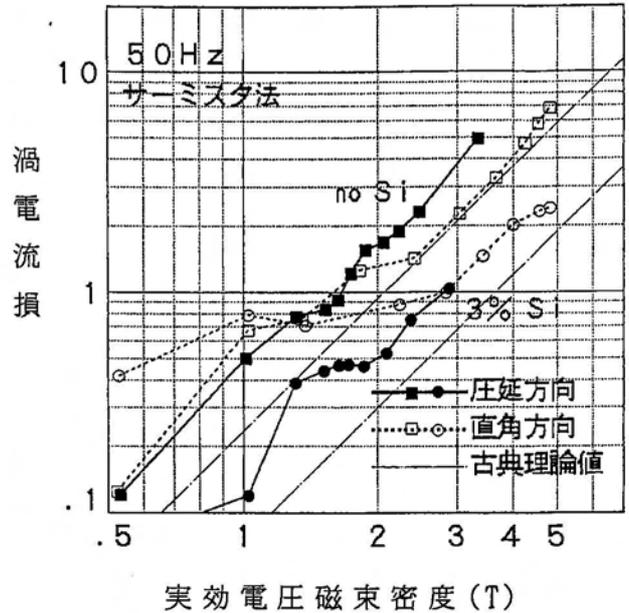


図 3.2-21 GO の渦電流損

(3) 磁気特性の温度依存性

回転機の損失は効率低下だけでなく、温度上昇を伴うので、巻線、永久磁石、センサ等の限界温度により出力が制限される。モータを高精度制御する場合、温度変化によるモータ定数の変動が問題となる。また液体ヘリウムの液化、搬送の為のモータではコアは液体ヘリウム温度で使用され、高温ポンプではその温度でコアは使用される。従って、電磁鋼板における磁気特性の温度依存性は回転機において重要であるので、調べてみた。

リング試験片（放電加工、外径45mm、内径33mm、約2mm積み）を用いて、4K～200℃で磁気特性を測定した⁴⁴⁾。50A1300と35A250の直流磁化曲線を図3.2-22に示す。高磁界では温度が高くなると飽和磁化低下のため磁束密度は少し低下する。中磁束密度以下では50A1300は温度の影響を殆ど受けてないが、35A250は温度が高くなると磁化し難くなっている。交流磁化曲線を図3.2-23に示す。低温では電気抵抗が低くなるので、渦電流損の影響により低温で磁化し難くなっている。鉄損を図3.2-24、図3.2-25に示す。35A250は温度の影響を受け難いが、50A1300は低温ほど鉄損が増加している。この挙動を探るために、1Tにおけるヒステリシス損 W_h と渦電流損 W_e の挙動を調べた。温度をパラメータとして、 W_h と平均粒径の関係を図3.2-26に示す。 W_h は低粒径材（低Si材）では、温度が低くなると増大傾向にあるが、高Siの高粒径材はほぼ一定である。このように、 W_h の温度依存性は粒径依存性より小さいことが分かる。渦電流損は図3.2-27より、電気抵抗率 ρ により変化することが分かる。渦電流損は磁区構造でも変化するが、0～3%SiのNOでは温度により磁区構造が殆ど変化しない為と考えられる。

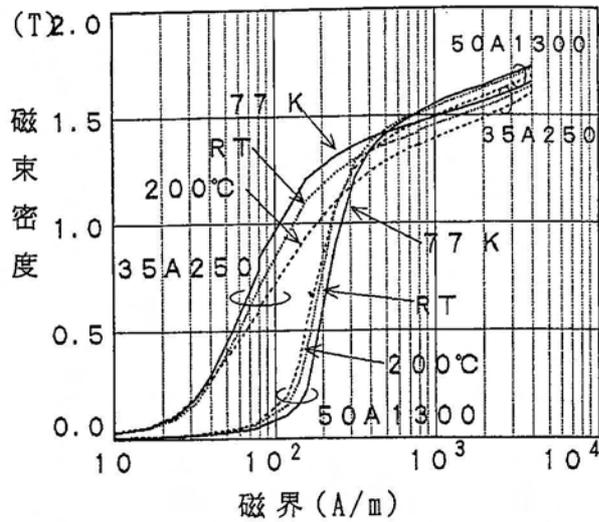


図 3.2-22 直流磁化曲線

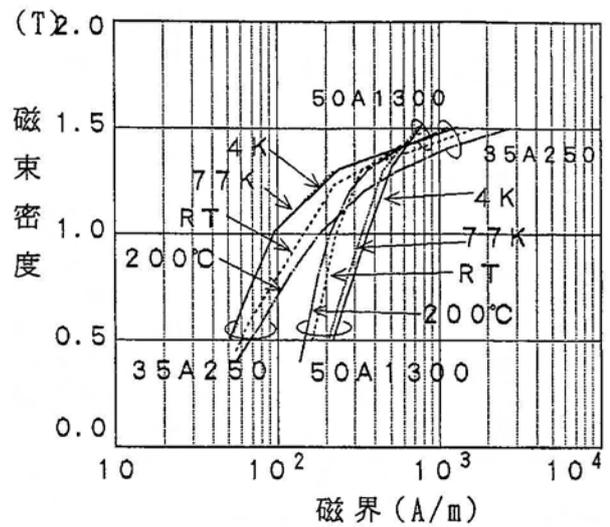


図 3.2-23 交流磁化曲線

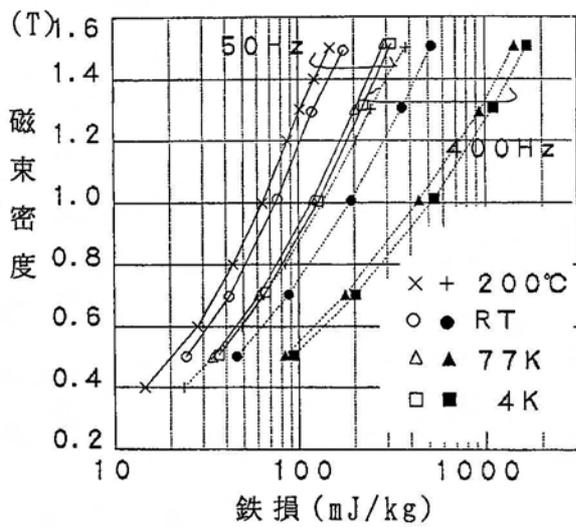


図 3.2-24 50A1300の鉄損

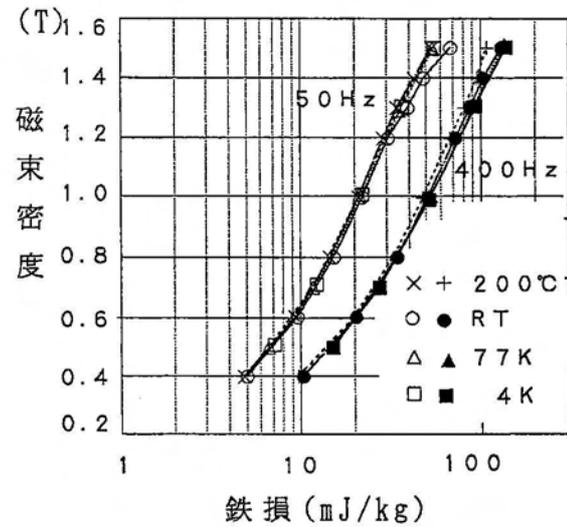


図 3.2-25 35A250の鉄損

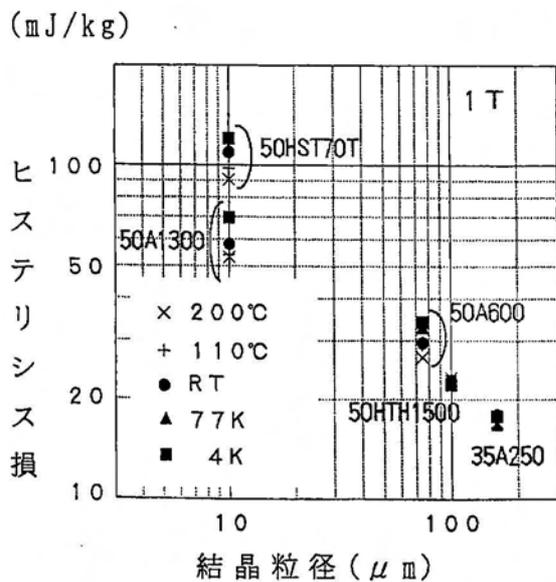


図 3.2-26 ヒステリシス損

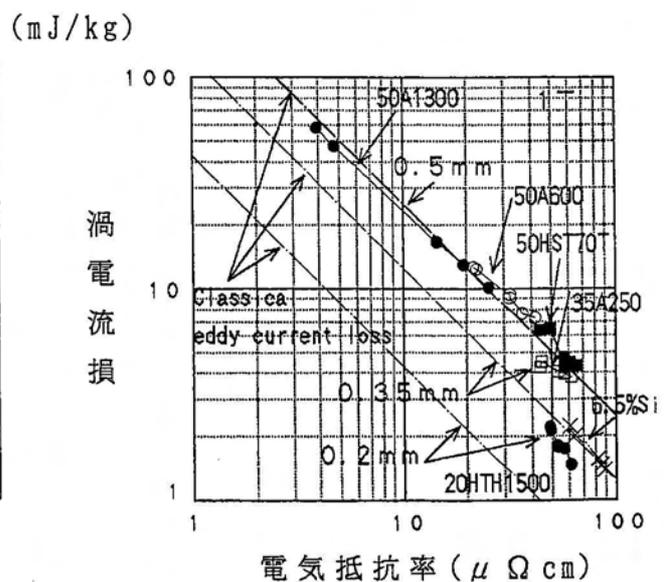


図 3.2-27 渦電流損

3. 3 コアの磁気特性に及ぼす回転機構造、制御法の影響

(1) コアの磁気特性に及ぼす要因

回転機コアは回転機の構造、制御法により磁束分布、回転磁界、コア加工歪（打抜きや曲げ、絞り加工等）やコアの固定（かしめ、溶接、焼きばめ、圧入、ボルト締め等）による応力⁴⁵⁾、またPWM等での時間高調波、ステータとロータの間に生じるコア形状による空間高調波磁束の影響を受ける。特に回転磁界や磁束分布、また固定子回転子間に生じる空間高調波はコア形状により生じる。回転機を制御する場合、電機子巻線からコア特性を見る必要があるが、磁石等による重畳磁界（磁束）の影響を考慮する必要がある、また電機子巻線に印加される制御波形によりコアには高周波励磁される。従って、コアの加工法と固定法、コア形状、重畳磁界と制御の影響を検討する。

(2) コアの加工法と固定法の影響

無方向性電磁鋼板50A470の磁気特性に及ぼす応力の影響⁴⁶⁾を図3.3-1と図3.3-2、塑性歪の影響を図3.3-3、図3.3-4に示す。塑性歪は冷延で加えた。鉄損と磁界は張力で少し減少し、圧縮力で増加している。塑性歪を加えると、磁気特性が著しく劣化している。引っ張り塑性変形の場合でも同様な傾向が得られた。電磁鋼板を55mm×55mmの試料を切断機で切断し、切断方向励磁の磁気特性の変化を調べた。磁化特性は図3.3-5のように劣化する。切断歪による電磁鋼板の鉄損の増加は図3.3-6よりほぼ一定で切断数にほぼ比例する。素材鉄損が低い高Si材は鉄損増加量が小さいが、高Siのため機械伸びが小さいので、図3.3-7で示される切断変形幅 δ が小さくなるためと推定される。実際、同一条件で切断すると、図3.3-8のように機械的な伸びと鉄損増加量の関係があることが分かる。特に、機械伸びが大きい低Si含有量の電磁鋼板は粒径が小さいが、十分に焼鈍（歪取焼鈍）で粒径を大きくすると、機械伸びと鉄損増加量の関係はほぼ比例関係にある。従って、切断の間隔 a 、塑性変形幅 δ として、素材鉄損を kB^n とすると、劣化率 K はつぎのようになる。

$$K = \kappa / a \quad [3.3-1]$$

以上述べた切断加工歪と鉄損増加量の関係や磁化特性変化は切断機のクリアランスなどの条件により変化することは言うまでもない。

モータコアの鉄損を打抜き加工と無歪加工のワイヤカットで比較した。モータコアの平均加工幅 a が約6mm（歯幅4.5mm、コアバック幅5~9mm）で、表3.3-2より打抜きによる鉄損劣化は37%であった。一方、同鋼板をリング打抜きした場合（表3.3-1）の鉄損変化と式[3.3-1]より $K=1.9/a$ で表すと、 $a=6\text{mm}$ の場合、劣化率 K は32%となりほぼ説明できる。実際のモータコアでの劣化率が少し大きい理由はコーナー部等では端部に磁束が集中するので、加工歪の影響が大きくなるためと考えられる。

カシメがある場合、カシメ部分は塑性変形歪を受ける。コア鉄損に与えるカシメの影響を調べるため、赤外線カメラによる温度上昇速度で、コア鉄損分布を測定した²²⁾。写真のように、カシメ部では鉄損が少なく、周囲で鉄損が増加していることが明かである。カシメ部は塑性歪により励磁特性が劣化し、磁束が流れ難くなり、周囲へ磁束が押しやられるためと考えられる。従って、カシメの位置は磁束が流れが少ないところであることが好ましい。

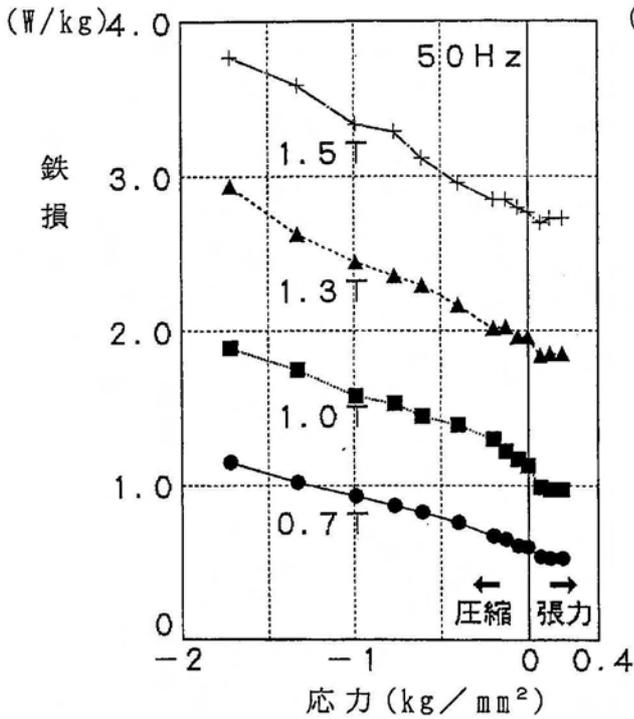


図 3.3-1 応力と鉄損 (50A470)

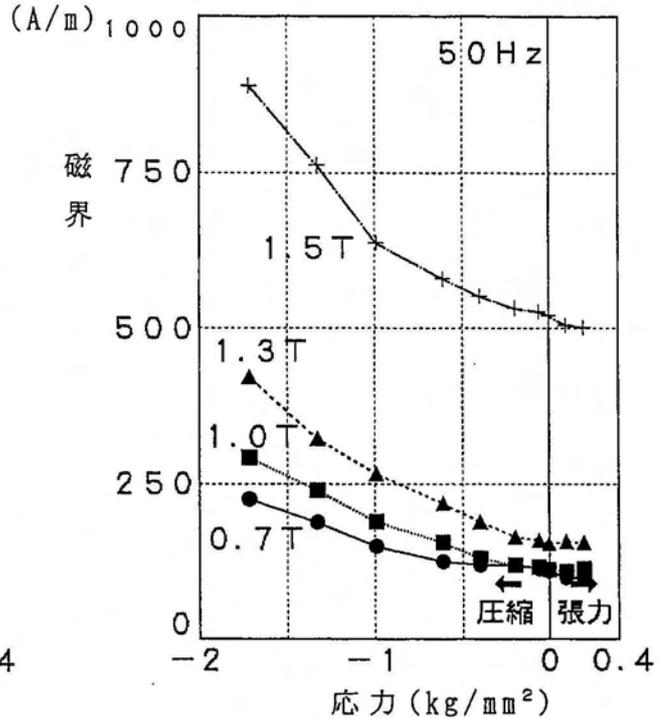


図 3.3-2 応力と磁界 (50A470)

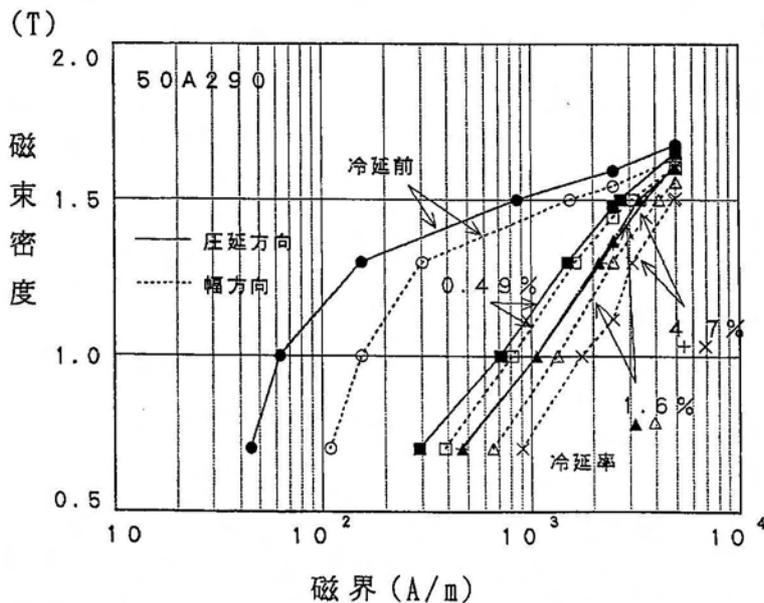


図 3.3-3 塑性歪と磁化特性変化 (50Hz)

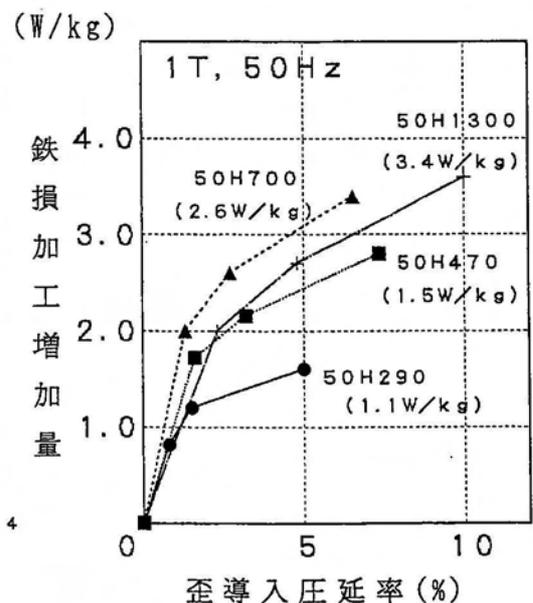


図 3.3-4 塑性歪と鉄損

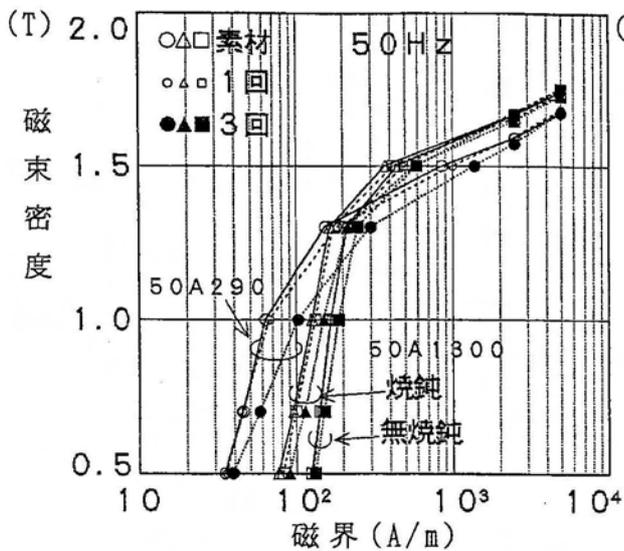


図 3.3-5 磁化特性の変化

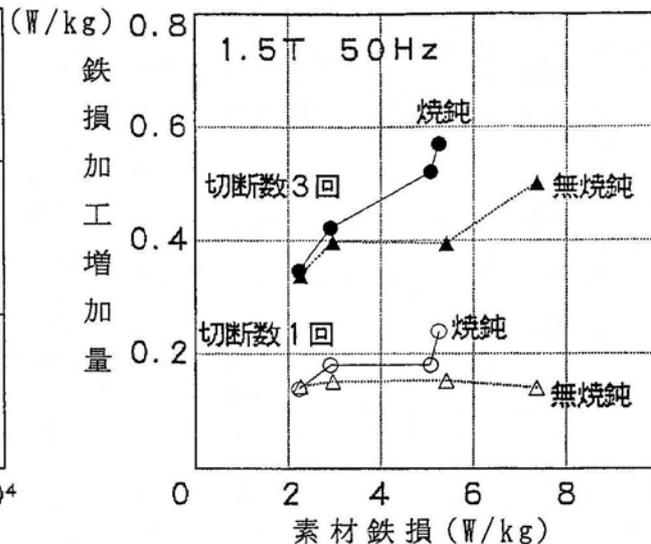


図 3.3-6 素材鉄損と鉄損変化量

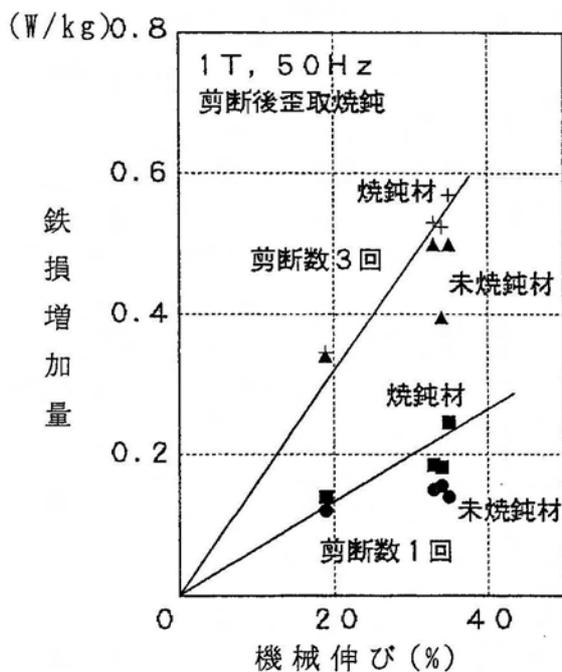


図 3.3-8 機械伸びの影響

写真 3.3-1
カシメ部の鉄損分布

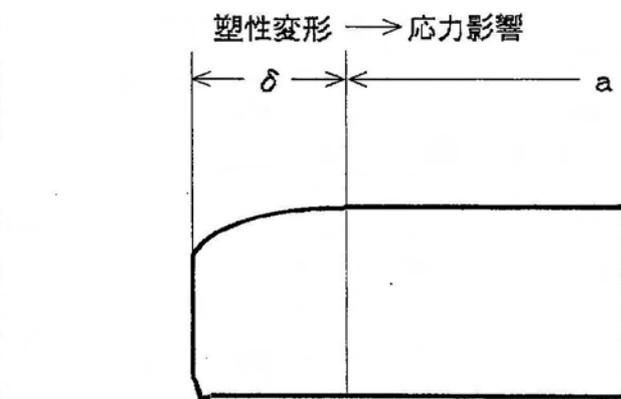


図 3.3-7 切断部の断面

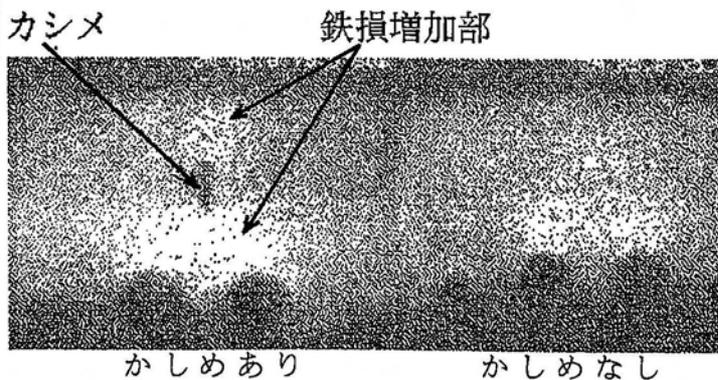


表 3.3-1 リング打抜の鉄損変化
(加工幅: 12.5 mm)

	鉄損 $W_{15/50}$
素材	6.6 W/kg
打抜	7.6 W/kg (15%)

表 3.3-2 モータコアの鉄損変化
(平均幅: 6 mm)

	鉄損 $W_{15/50}$
無歪加工	5.4 W/kg
打抜加工	7.4 W/kg (37%)

(3) 回転子、固定子形状の影響

実際のモータコア形状で、コア鉄損と素材鉄損を比較した。コア鉄損は図2.2-1、図2.2-2と写真2.2-1、写真2.2-2の回転機鉄損シミュレータと2極励磁フレームで測定した。コア加工は全て放電加工を用いた。

内径78mm、外径98mmのインナーリングコア、直径98mmの円盤コアの鉄損を無方向性電磁鋼板(NO)の50A1300(0.3wt%Si)を用いて素材鉄損と比較した。素材鉄損(リング法)に対する鉄損比率 K を図3.3-9に示す。リングコアの K は1.5T以下で1以下、1.7Tで1以上である。モータコアでは磁束は短い磁路を通るので、コア内の平均鉄損は小さくなるが、磁束密度が高くなり磁気飽和してくると、この効果がなくなるためと考えられる。円盤コアの K は1より大きく、高周波数ほど大きい傾向にある。円盤コアでは回転磁界が生じていることが原因と考えられる。

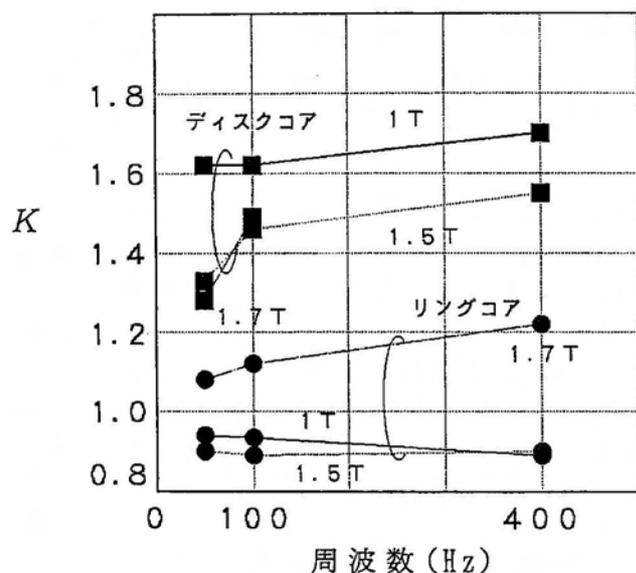


図3.3-9 鉄損比率

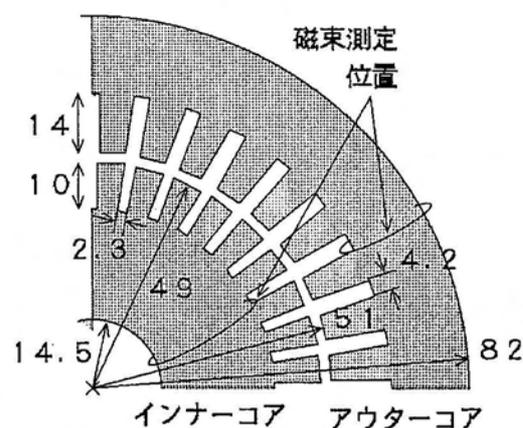


図3.3-10 モータコア外形

図3.3-10の歯付きインナーコア、歯付きアウターコアと円盤コアの鉄損を素材鉄損(SST法)と比較した⁴⁷⁾。NOの50A600、50A290、高飽和磁化材Fe-Coを用いた。コアの磁束密度はコアバック部の値である。歯付きコアの歯部磁束密度はコアバック部1.5Tのとき0.95Tであった。素材鉄損に対する鉄損比率 K を図3.3-11に示す。Fe-Coの K はアウターコアでは1以下、インナーコアでは1以上であるが、NOの K は両方とも1以下で、Fe-Coより低い。これらの挙動明確の為、鉄損分離して、素材値(SST値)と比較した。素材に対するコアの鉄損比 K で比較した結果を図3.3-12に示す。モータのコアバック部の磁束密度で素材と比較したため歯部の磁束密度は低いので、モータの K は低くなっている。Fe-Coの K は渦電流損ではNOと殆ど差がないが、ヒステリシス損ではNOより大きい。特に円盤コアの場合にヒステリシス損の K が大きい。Fe-Coは高飽和磁化材であるが、表3.3-3よ

り磁歪定数も大きい。これらの結果から、回転磁界が多く生じているコア形状と高磁歪材で、ヒステリシス損の K が大きくなると考えられる。

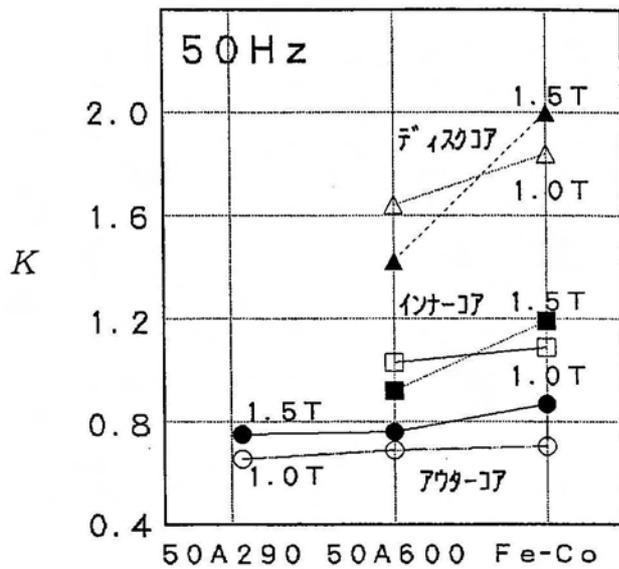


図 3.3-11 鉄損比の形状依存性

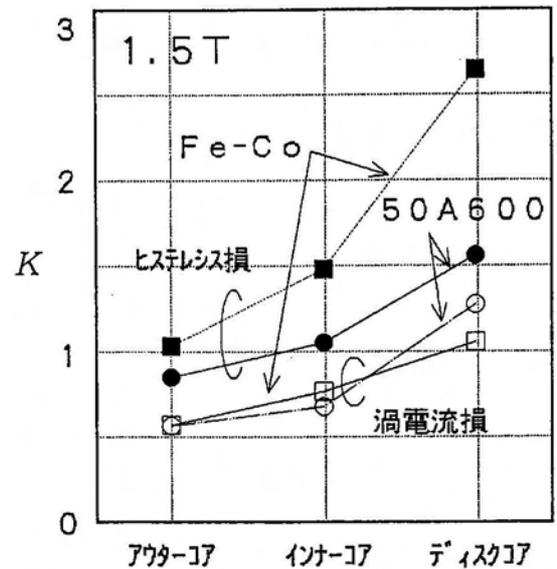


図 3.3-12 ヒステリシス損と渦電流損比率の形状依存性 (1.5 T)

表 3.3-3 磁歪定数⁴⁹⁾ ($\times 10^{-6}$)

	Fe	3wtSi-Fe	Fe-Co
λ_{100}	21	27	150
λ_{111}	-21	-5	40

4極モータにおいて、コア素材の電磁鋼板のSi量と集合組織の影響を調べた⁵⁰⁾。電磁鋼板は板厚0.5mm、0.15~3wt%Siと、板厚0.35mm、2wt%Si、鋼板面{100}系の材料である。素材に対する鉄損増加率 K とSi含有量との関係を図3.3-13に示す。高Siほど、 K が低いことが分かる。従って、高Si材は素材鉄損は低い、さらにモータコアにしてもコア鉄損の増加率も少なく、コア鉄損が非常に低くなることが判明した。低Si材は、素材鉄損も大きい、コア鉄損はさらに増加する。

Siの影響は電気抵抗だけでなく、一般に、集合組織や粒径も異なる。低Si材は低粒径で、集合組織は{111}系の鋼板面を有し、一方、高Si材は高粒径で、集合組織は{110}系の鋼板面を有する。そこで、回転機に最も適していると考えられる{100}系の鋼板面を多く有する材料において鉄損増加率も調べた。同じ図より、最も鉄損増加率が低いことも分かる。

コア形状の影響を明確にするために、モータコアの歯部の影響を調べてみた⁵¹⁾。板厚0.5mmの0.3wt%Siと3wt%SiのNOを用いて、写真3.3-2の36歯付き円盤コア試料(歯長さ10mm、歯先端径98mm、歯付け根径 D_{T1} 78mm)を、

歯なし円盤コア試料（直径 $D_D=98\text{mm}$ ）と比較した。歯部の鉄損は、

$$W_T(\text{W/kg}) = \frac{m_{DT} W_{DT} - m_D W_D (D_{T1}/D_D)^2}{m_{DT} - m_D (D_{T1}/D_D)^2} \quad [3.3-2]$$

m_{DT} 、 m_D ：歯付きと歯なしの円盤コア試料の質量

W_{DT} 、 W_D ：歯付きと歯なしの円盤コア試料の鉄損 (W/kg)

として求めた。素材鉄損（SST値）に対する歯部鉄損の比 K と 歯部磁束密度の関係を図 3.3-14 に示す。 K は非常に高い値を示しているが、特に低 Si 材が特に大きい。低 Si 材と高 Si 材では磁歪定数は殆ど差がなく、磁化特性の違いが大きいため、磁化特性の違いによるコア内磁束分布の差に原因があると推察する。

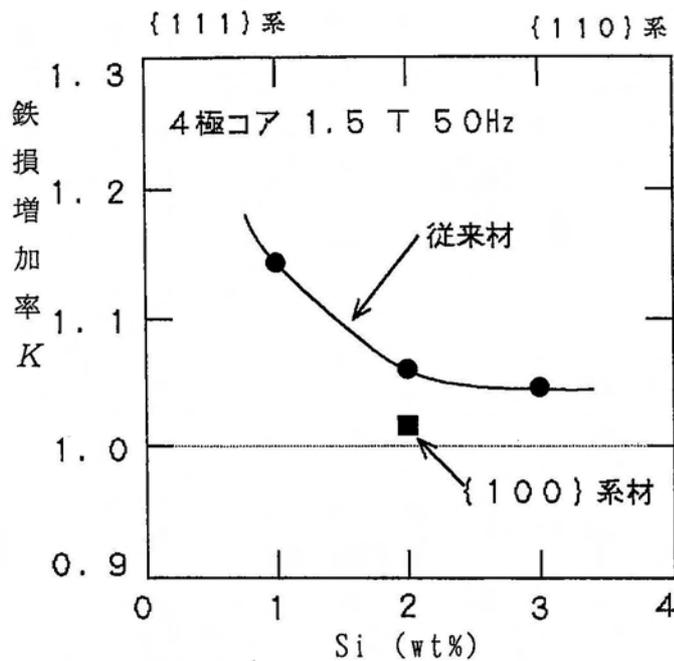


図 3.3-13
コア鉄損 / 素材鉄損の比率
(4極モータコア)

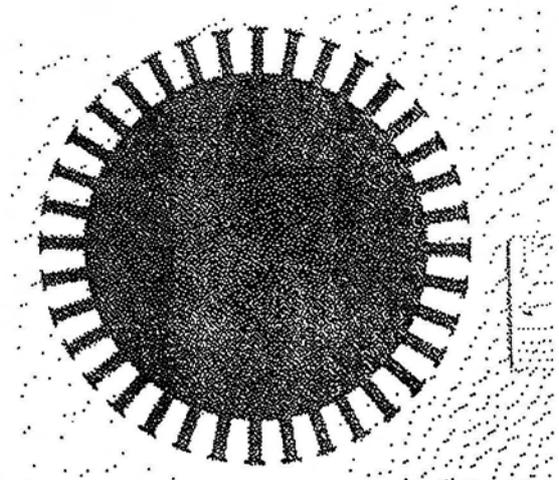


写真 3.3-2 歯付円盤コア

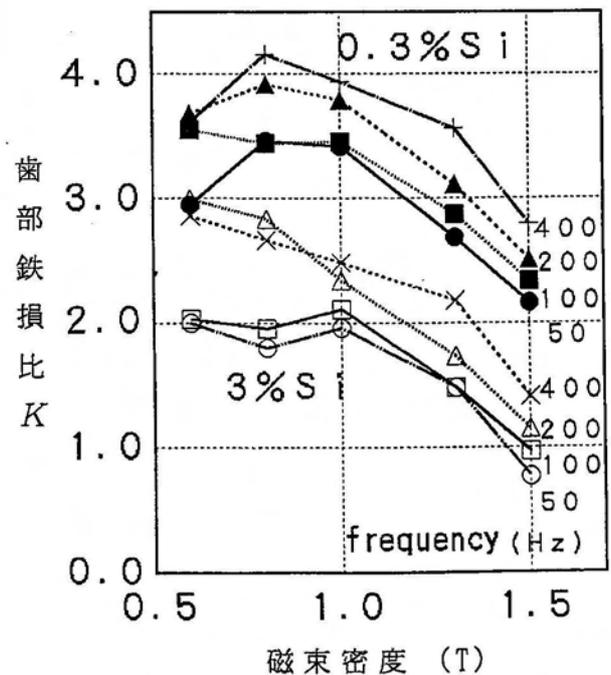
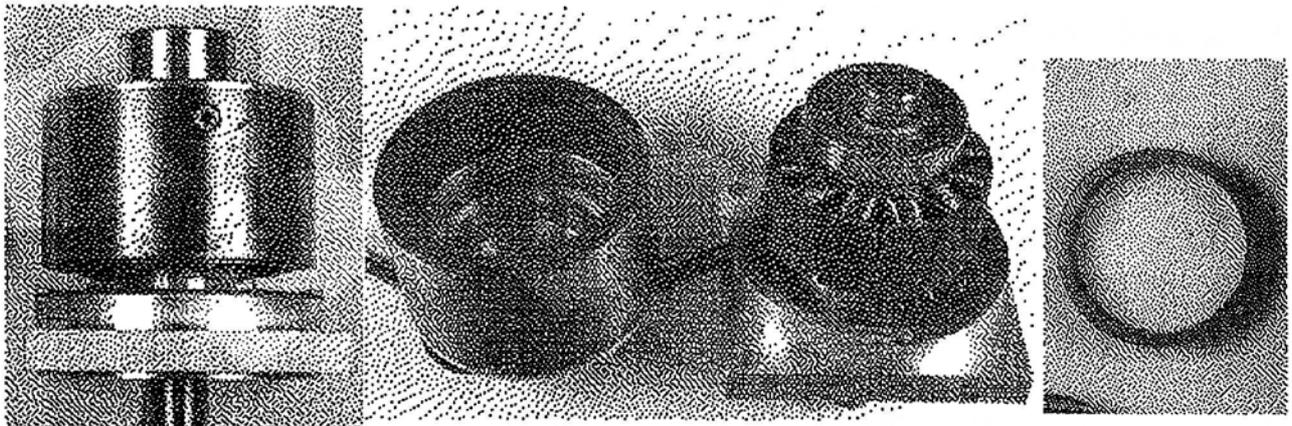


図 3.3-14 歯部の鉄損比

アウターロータ型ブラシレス直流モータ（写真3.3-3）において、図2.2-3の磁石界磁用インナーコア鉄損測定装置を用いて、界磁極数と電機子コアの歯数を変化させ、極数とコア歯数の関係を調べた⁵²⁾。

実験に用いた磁石は写真3.3-3に示される外径53mm、内径49mmの円筒型Fe-Nd-Bのボンド磁石で、ヨークは電磁軟鉄SS41の外径61.4mm、内径53.4mmの円筒である。磁石の極数は4、8、12極で、磁石の着磁状況は磁石とコア間のギャップ磁束密度で、次に述べる歯数12の電機子コアを10mm積層したものを用いて調べた。その結果を図3.3-15に示す。また電機子コアは写真3.3-3に示される形状で、歯数は6、9、12のものを用意した。また電機子コアの歯形状の影響を調べるため、歯数12のコアで、写真3.3-4のように通常のT型歯(A)と歯形(B)のコアも用意した。コア素材は板厚0.5mmNOの50A470である。歯先端の外径48.6mm、スロット内側の内径は23.0mmである。コアの歯幅(平均)が、コアのコアバック部幅の最小値の $\sqrt{3}$ とした。[3相励磁の場合、歯とコアバック部が同じ磁束密度になるように設計した。]電機子コアは、放電加工法(ワイヤカット法)で加工し、その後の焼鈍を行っていない。



モータ本体 アウターロータ インナーステータ 磁石
写真3.3-3 モータと界磁用Fe-Nd-Bボンド磁石

コア鉄損と電機子巻線部磁束密度の関係を調べた。50Hzと直流の1周期あたりの鉄損を図3.3-16、図3.3-17に示す。比較のため、コア素材の鉄損も同図に示した。コア素材に比べ、コア鉄損は1~3倍程度の値を示している。界磁磁極数が多いと、同じ磁束密度でも鉄損が低い傾向にあることがわかる。同図で注目すべきことは、界磁磁極数12、歯数6の場合で、磁束が電機子巻線部に殆ど流れないにもかかわらず、鉄損がかなり発生していることである。

電機子コア巻線の鎖交磁束がない場合(極数12、歯数6)での、鉄損発生の原因を探るため、コア内の鉄損分布を調べた。2000 rpm、回転開始10秒後の鉄損分布を、サーモビュアで2次元的に鉄損による温度上昇で観察した。歯

数6のコアで、界磁磁極数8と12を比較した結果を写真3.3-5に示す。写真の白い部分が鉄損が高い。8極の場合はコア全体で発生しているのに対し、12極の場合は歯先端部で鉄損が発生していることがわかる。

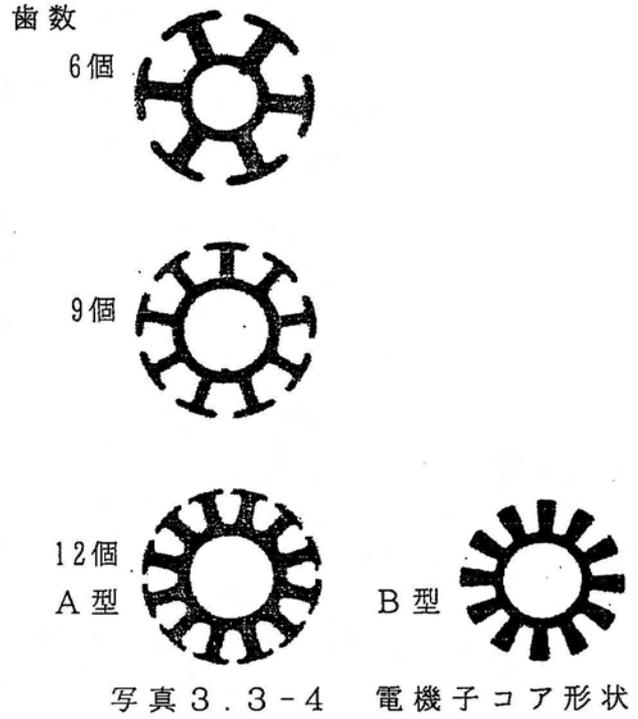
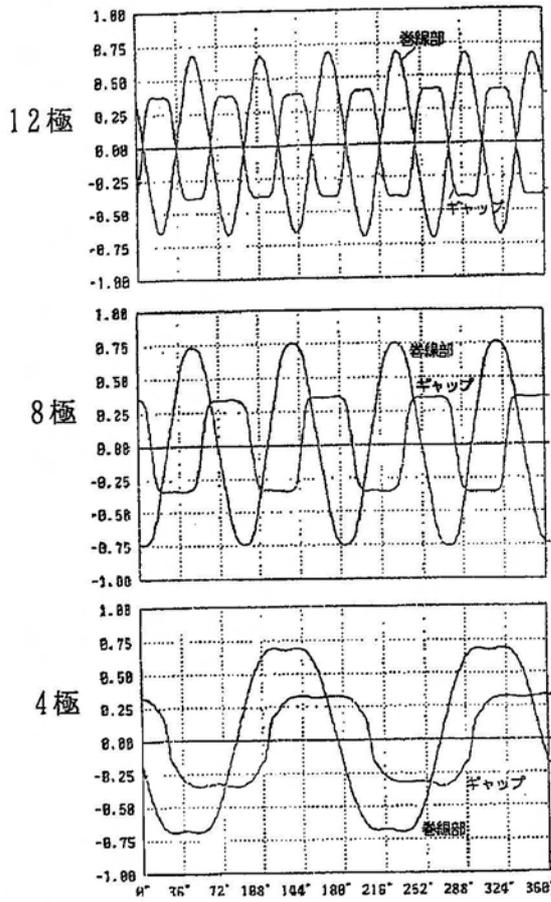


図3.3-15 モータ内磁束密度

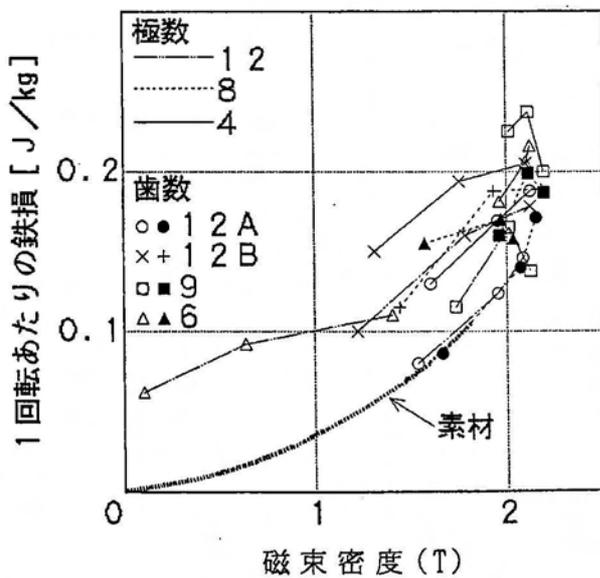


図3.3-16 コア鉄損 (50Hz)

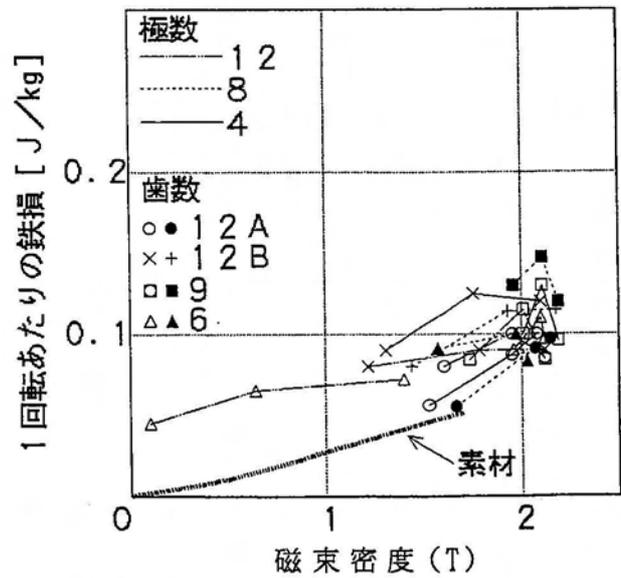


図3.3-17 コア鉄損 (直流)

そこで、歯先端部のみの鉄損発生の原因を探るため、歯部磁束密度を調べた。写真3.3-6より、電機子巻線部0.1Tに対し、歯先端では1.4Tであった。即ち、界磁磁極数12、歯数6の場合は、1つの歯に界磁のN、S極一対が対応するので、磁石N極から歯先端部に流れる磁束がそのままS極に戻る。従って、歯先端のみを流れる磁束が存在して、鉄損を発生させていることが明らかになった。

このように、界磁磁極数とコア歯数の関係で、モータ出力に無効な磁束が流れる。磁極数に対し歯数が少ないと、無効磁束が生じ易いと考えられる。

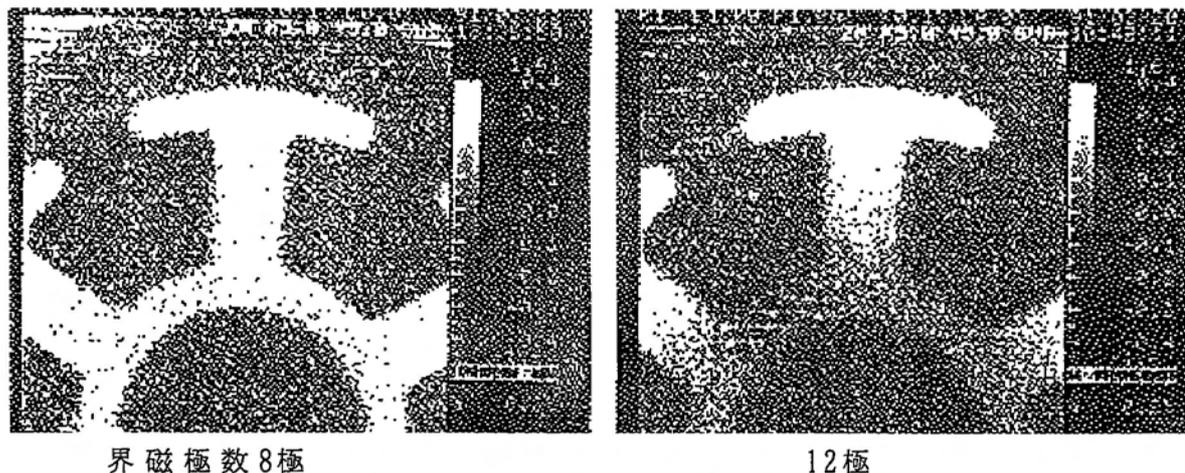


写真3.3-5 電機子コア内の鉄損分布（歯数6、2000rpm）

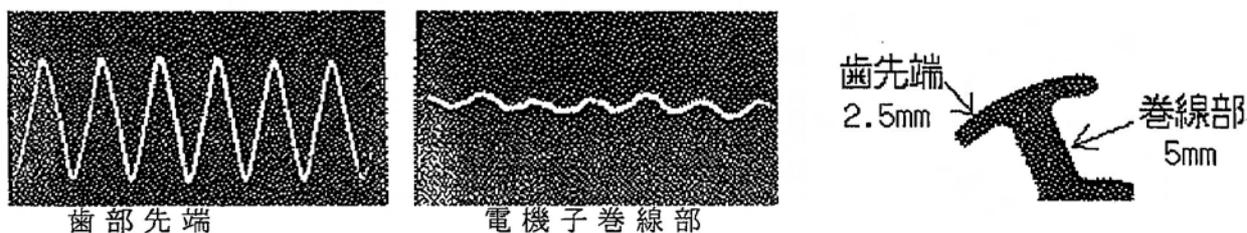


写真3.3-6 電機子コアの歯部磁束（磁極数12、歯数6、2000rpm）

以上より、回転機コアの磁気特性はコア素材の磁気特性だけでは決まらず、コア形状により回転磁界、コア内磁束分布等の影響を受けると考えられる。そこで、回転磁界、コア内磁束分布等の影響について検討する。

まず、電磁鋼板の回転磁界鉄損を検討する⁵³⁾。電磁鋼板の回転磁界鉄損を写真2.2-1の回転機鉄損シミュレータと2極励磁フレーム（内径100mm、歯数36、コア厚30mm）で測定した。測定トルク精度向上のため、円盤試料を $n_{SP} = 5$ rps、印加する外部回転磁界の回転数を $f + n_{SP}$ で回転させ、円盤試料に回転周波数 f (Hz)の回転磁界を与えた。本実験で測定した円盤試料の回転磁界周波数 f は50Hz~1kHzである。試料は98mmφの円盤試料（放電加工、無歪焼鈍）で、試料面積は直径 D と板厚 t より Dt とした。素材は0.1~3wt% Siの無方向性電磁鋼板〔NO〕（板厚0.35、0.5mm）、6.5wt% SiのNO（厚

さ0.23mm)、3wt%Siの一方方向性電磁鋼板[G O] (厚さ0.23、0.3mm)、二方向性電磁鋼板[W O] (板厚0.35mm)³⁴⁾である。6.5wt%Si-NOとW Oは研究用に造った材料で絶縁皮膜を有してないが、他は製品製造ラインで造られ、絶縁皮膜を有している。2枚積層の場合は両面テープで接着し、電気絶縁を兼ねさせた。回し積みの場合、回し積み角度はW O以外は90°、W Oは45°である。

回転磁界鉄損の磁束密度依存性を円盤1枚で調べた。3wt%SiのNO、G O、W Oの結果を図3.3-18、図3.3-19、図3.3-20、6.5wt%Si-NOの結果を図3.3-21に示す。1.5T以下の低磁束密度域では磁束密度が大きくなると、どの試料も回転磁界鉄損が増加している。1.5T以上ではG OとW Oは回転磁界鉄損が増加するが、NOは3wt%Siの材料も、6.5wt%Siの材料も回転磁界鉄損の減少傾向が見られている。

50Hzと400Hzの鉄損により、回転磁界の渦電流損とヒステリシス損を求め、1.5TでのSi量依存性を図3.3-22、図3.3-23に示す。渦電流損は電気抵抗率 ρ ($\mu\Omega\text{cm}$)に反比例するので、3wt%Si-NOを基準に $7.8/\rho$ で表した推定回転磁界渦電流損を実線示した。

回転磁界渦電流損は渦電流損の板厚二乗則により板厚0.5mmに換算した値で比較すると、6.5wt%Si-NOやG OとW Oが3wt%Si-NOより大きい。回転磁界ヒステリシス損はG O、1枚の場合を除いて、高Siであるほど小さく、特に6.5wt%Si-NOやW Oの場合が小さい。6.5wt%Si-NOは磁気異方性定数⁵⁴⁾や磁歪定数⁵⁵⁾が小さく、またW Oは板面に磁化容易軸が常に2軸存在するためと推定する。G O、1枚の場合は回転磁界過程で磁化困難容易方向に磁化する必要があるため大きいと考える。

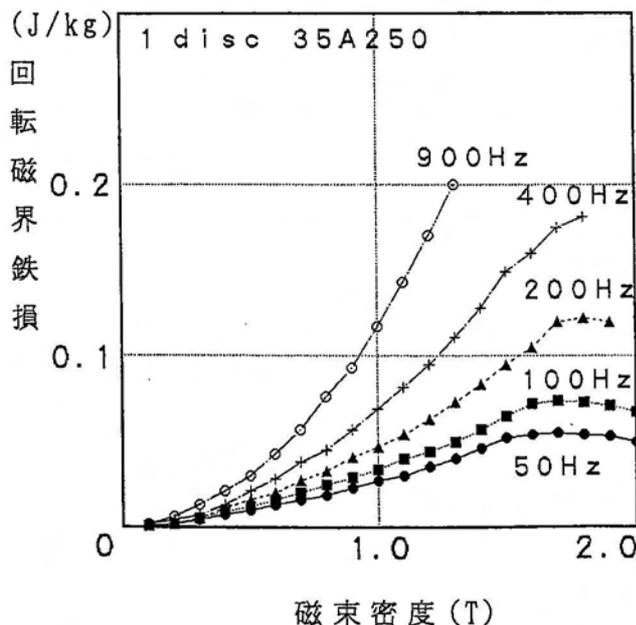


図3.3-18 鉄損の磁束密度依存性 (3wtSi-NO、板厚0.35mm、1枚)

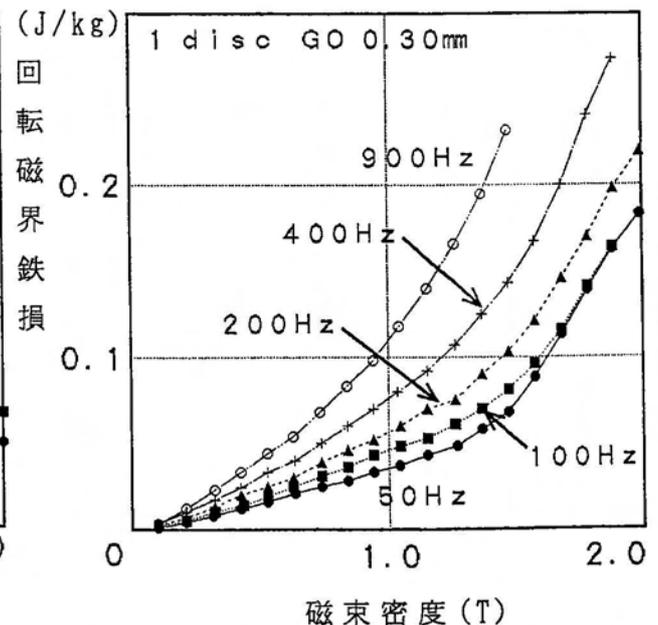


図3.3-19 鉄損の磁束密度依存性 (G O、板厚0.3mm、1枚)

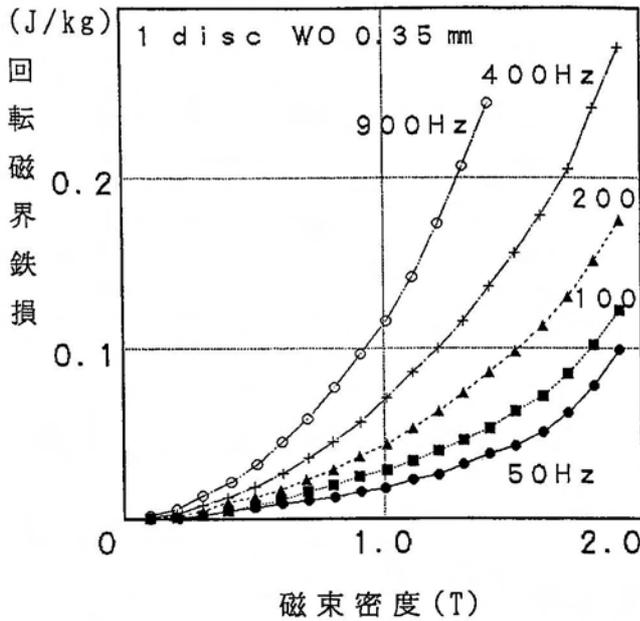


図 3.3-20 鉄損の磁束密度依存性 (WO、板厚0.35mm、1枚)

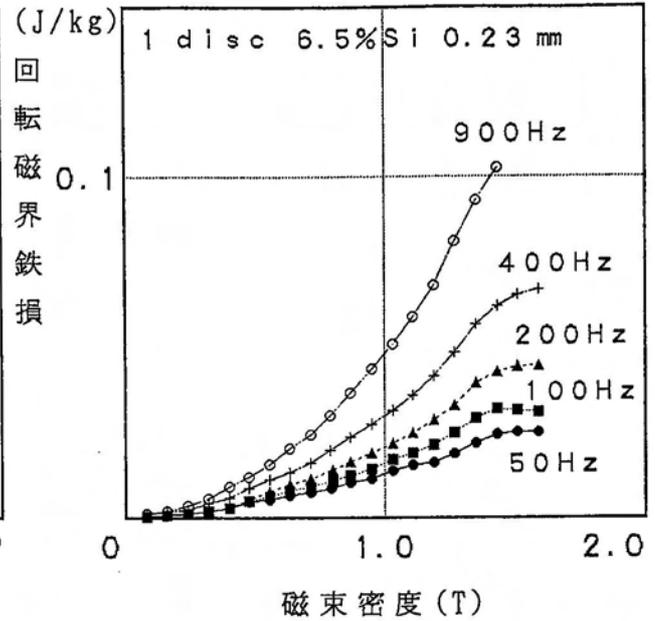


図 3.3-21 鉄損の磁束密度依存性 (6.5wt% Si NO、板厚0.23mm、1枚)

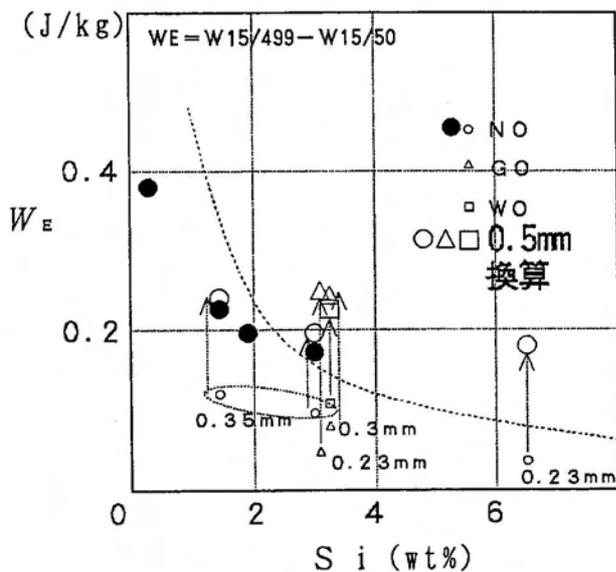


図 3.3-22 回転磁界渦電流損の Si量依存性

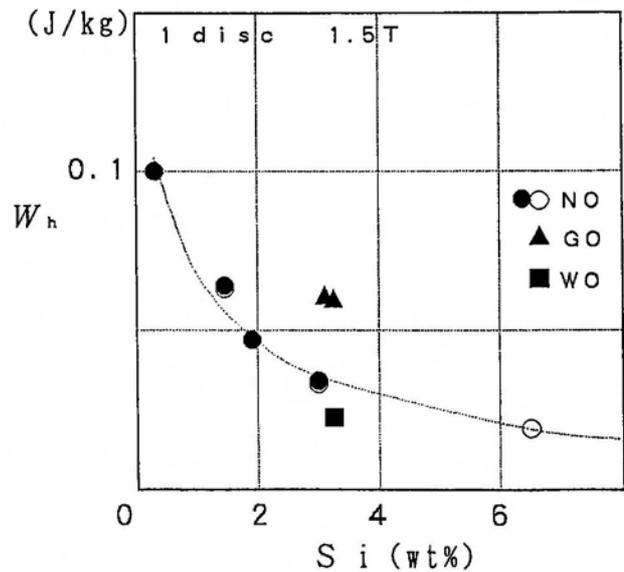


図 3.3-23 回転磁界ヒステリシス損の Si量依存性

以上より、高Siの材料であるほど、回転磁界ヒステリシス損も回転磁界渦電流損も小さい傾向あり、磁化容易方向が面内でランダム配列しているものほど、回転磁界鉄損を小さくできると考えられ、板面に(100)結晶面を多く有し、<001>軸が面内でランダム配置している材料の回転磁界鉄損が低いと推測される。

回転磁界2軸方向〔圧延方向(L)と幅(C)方向〕の磁束密度 B_L 、 B_C を変化させて、無方向性電磁鋼板(NO)の回転磁界鉄損をサーミスタ法に

より調べた⁴⁶⁾。3wt%Siの50A290、0.1wt%Siの50A1300の回転磁界鉄損を図3.3-24、図3.3-25に示す。回転磁界における B_L に対する B_c の比率を0~1まで変化させた。またC方向の交番磁界鉄損も併記した。1.7Tまでは回転磁界鉄損はL方向鉄損より大きいが、1.8T以上になると、1:1の回転磁界鉄損はL方向鉄損より小さくなり、さらには減少傾向が見られる。

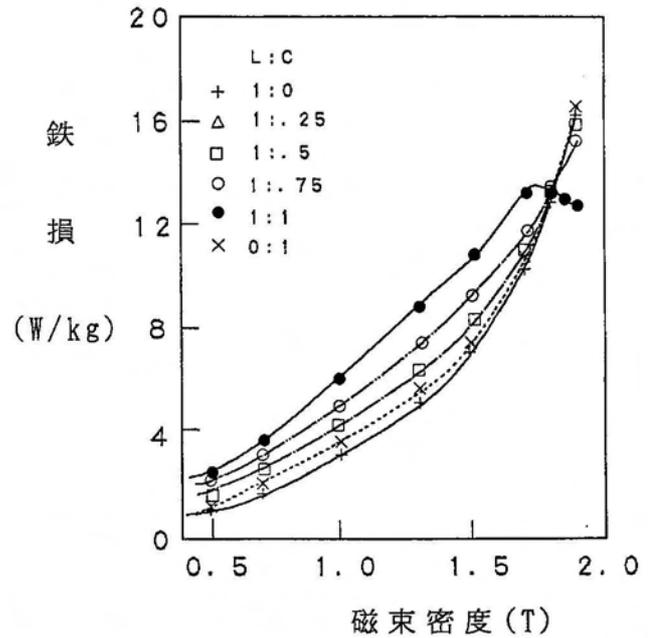
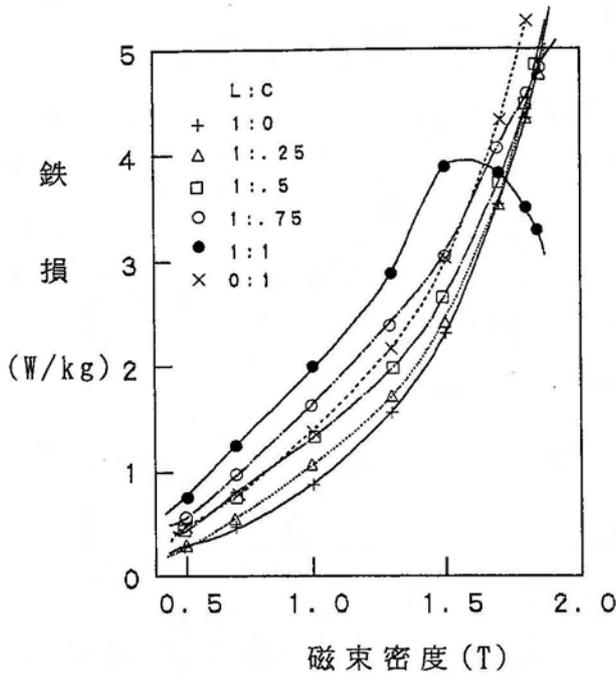


図3.3-24 50A290の回転磁界鉄損 図3.3-25 50A1300の回転磁界鉄損

回転磁界鉄損の簡単な取扱い方法を検討する為、回転磁界鉄損 W_{rt} をL方向鉄損 W_L とC方向鉄損 W_c の和 $W_L + W_c$ と比較した。その結果を図3.3-26、図3.3-27に示す。縦軸は次式の鉄損比で、横軸は $B_L + B_c$ で表した。

$$K_{RA} = \frac{W_{rt}}{W_L + W_c} \quad [3.3-3]$$

$B_L + B_c$ が2T以下では鉄損比がほぼ1であり、 $2B_s \approx 4T$ に近づくと、鉄損比が小さくなっている。回転磁束比率が変化しても、 $B_L + B_c < 2T$ 以下で鉄損比は回転磁束比率に多少影響されるが、 $B_L + B_c$ で整理できる。従って、回転鉄損 W_{rt} は、 $B_L + B_c$ [正確には、 $(B_L + B_c) / B_s$ と考えられる]により概算的に求められる鉄損比 K_{RA} から式[3.3-3]で求められる。

次に、一方向性電磁鋼板(GO)の30Zと二方向性電磁鋼板(WO)について K_{RA} を調べた。交番磁界特性は同様にL、C方向の特性を用いた。その結果を図3.3-28、図3.3-29に示す。GO、WOと同じ3wt%Siである無方向性電磁鋼板(NO)の50A290と比べると、GO、WOの K_{RA} は $B_L + B_c$ に対する依存性が少なく、 $B_L + B_c > 2T$ でも1に近い。特に、WOの方が $B_L + B_c$ に対する依存性が最も少なく、 $B_L + B_c > 2T$ で最も1に近い。

以上のように、回転磁界での磁化挙動は、 $B_L + B_C$ が飽和磁化 B_s より小さい場合にはL、C方向の磁化は各々ほぼ独立に振る舞い、一方、 $B_L + B_C$ が飽和磁化 B_s より大きい場合にはL、C方向の磁化は独立には振る舞えなくなると考えられる。この挙動は、NOの場合には、鋼板が多結晶体であり、写真3.3-7のような磁区構造をとることと対応させると、図3.3-30のような回転磁界中の電磁鋼板の磁化過程略図で表せると推定される。

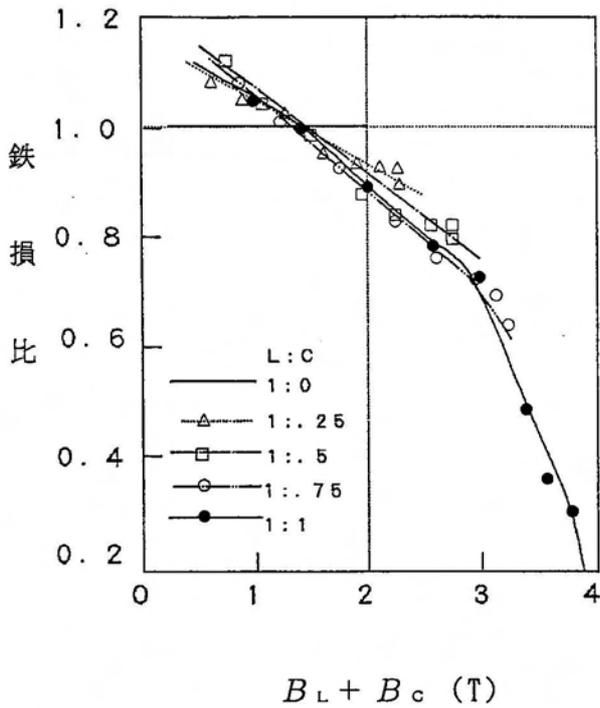


図 3.3-26 50A290の鉄損比

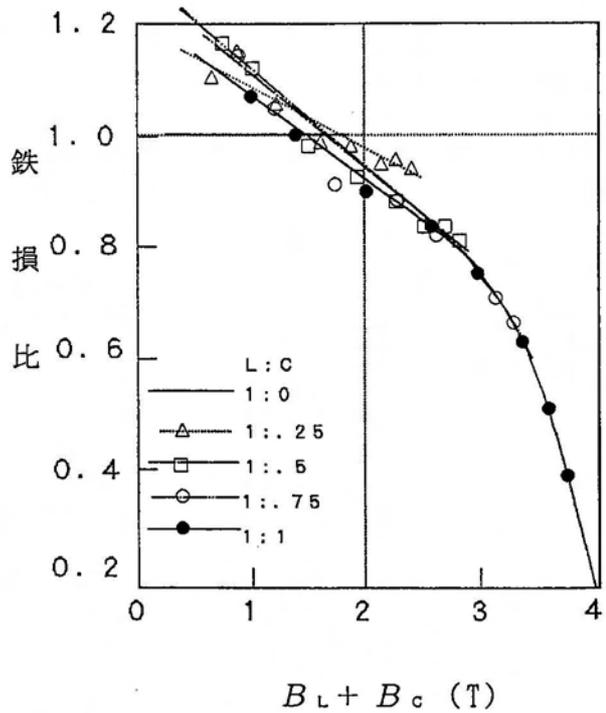


図 3.3-27 50A1300の鉄損比

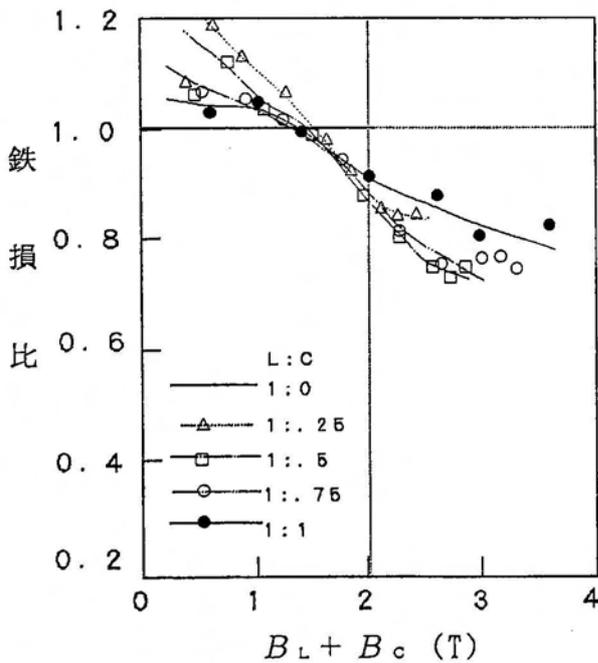


図 3.3-28 GOの鉄損比

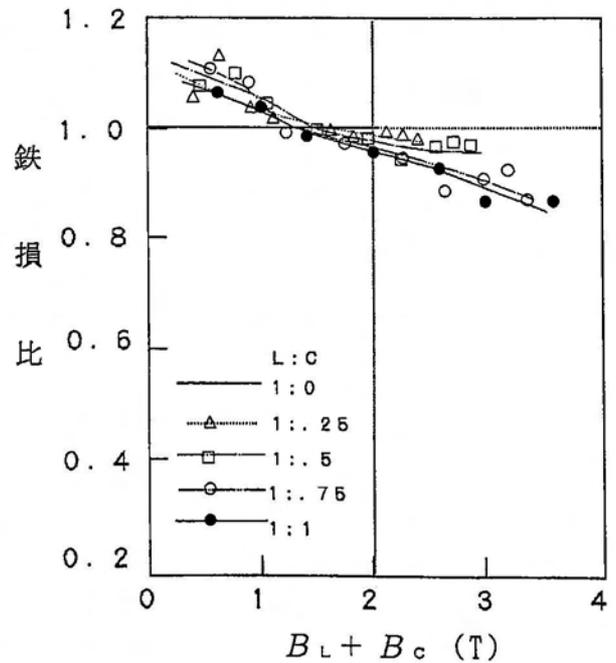


図 3.3-29 WOの鉄損比

$B_L + B_C$ が飽和磁化 B_s より小さい場合には、回転磁界中でもNOの各粒子は一般にランダムに配向しているの
 で、各粒子は各々独立に磁化し易い方向に交番的に磁束が変化していると考えられる。一方、 $B_L + B_C$ が飽和磁化 B_s より大きくなると、それぞれの粒子は独立に磁化過程をとることができなくなり各粒子内では単磁区に近づき、磁化回転するため、磁壁による鉄損発生が少なくなると考えられる。従って、 $B_L + B_C$ が飽和磁化 B_s より小さい場合には回転磁界鉄損は2方向の交番磁界鉄損の和になり、 $B_L + B_C$ が B_s より大きいと2方向の交番磁界鉄損の和より小さくなると考えられる。このように考えると面内に磁化容易方向が多いものほど K_{RA} の $B_L + B_C$ 依存性が小さく、回転磁界鉄損 W_{rt} は $W_L + W_C$ に近く、LとC方向の磁化過程はほぼ独立に振る舞うを推定できる。GOとWOの主鋼板面が $\{110\}$ と $\{100\}$ であり面内に磁化容易方向を持つが、NOの主鋼板面は $\{111\}$ で面内に磁化容易方向を殆ど含まない。従って、GOやWOの方が高い磁束密度まで K_{RA} が1に近いと考える。以上の考え方よりWOでは対応させる交番磁界の二方向を2つの磁化容易方向にとると良く、GOに付いては圧延方向のL方向と、その直角方向のC方向にとると良いと考えられる。C方向も、磁化困難方向 $\langle 111 \rangle$ に比べると、磁化容易方向となるからと考えられる。

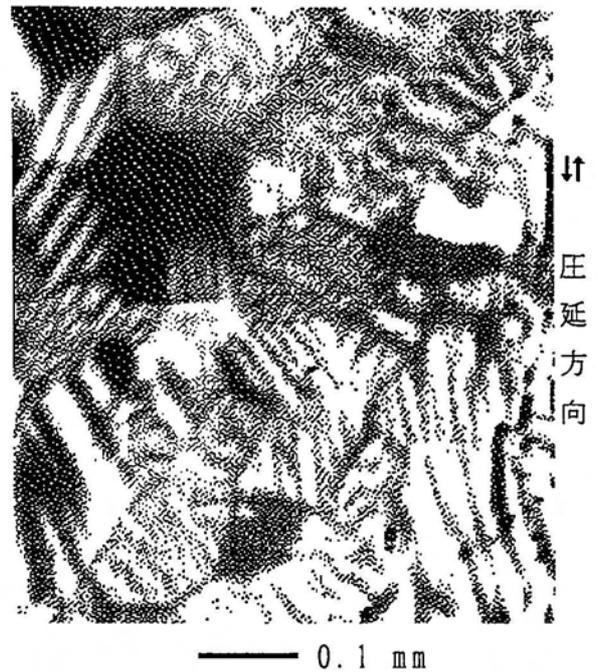
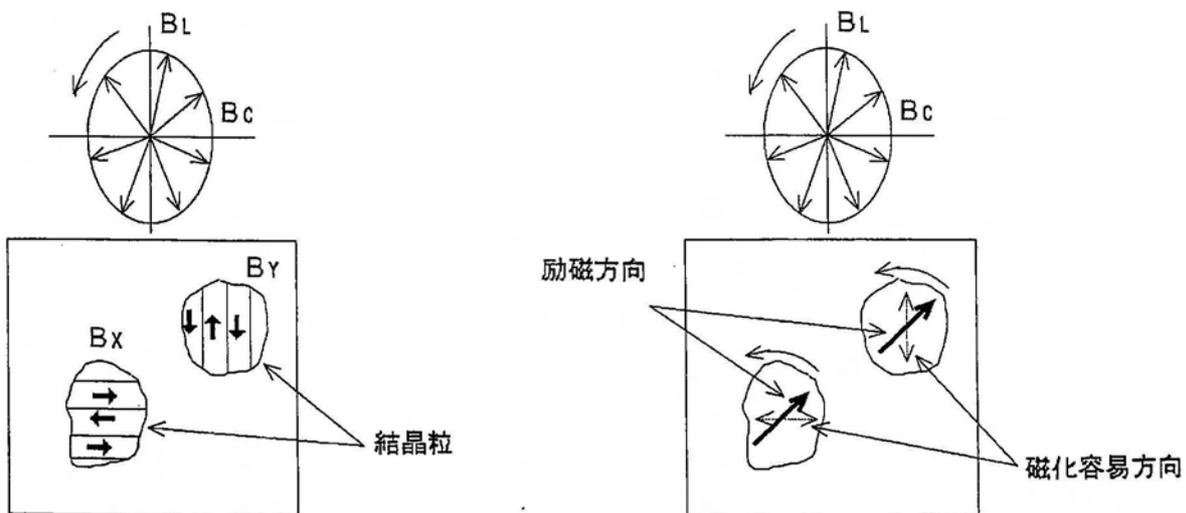


写真 3.3-7 NOの磁区写真



$B_L + B_C < B_s$ での磁化過程

$B_L + B_C > B_s$ での磁化過程

図 3.3-30 回転磁界中の電磁鋼板の磁化過程略図

次に回転磁界鉄損に及ぼす積層方法の影響を、NO、GOとWOで検討した⁵³⁾。二枚積層（平行積みと回し積み）と一枚を比較した。回し積み角度はWO以外は90°、WOは45°である。2枚積層の場合には全試料とも両面テープで接着で行い電気絶縁を兼ねさせた。回転磁界の渦電流損及びヒステリシス損を比較した結果を図3.3-31、図3.3-32に示す。WOやNOは積層方法に影響され難く、GOが最も積層法の影響を受けている。GOの回転磁界ヒステリシス損は他より大きく、特に回し積みした二枚積層の場合が最も小さく、その次が一枚、回し積みしない二枚積層の順に大きい。回し積みした場合は回し積みしない場合の約半分の値を示している。一方、GOの回転磁界渦電流損は一枚の方が一番低く、回し積みした二枚積層の場合が最も大きい。GOが最も積層の影響を受ける理由は回し積みにより、面内の磁化容易方向の数が増えることと、それに付随して板間の磁束の渡りが生じるためと考えられる。即ち、二枚積層の場合回し積みをすると、二枚の異なる二方向の磁化容易方向に沿って磁束が流れることが可能となり、回転磁化が容易となると考えられる。また、二枚の異なる磁化容易方向に磁束が流れると、板間を渡る磁束が増えると考えられる。磁束の板間の渡りが生じると、板面に垂直に磁束が生じることになり、面内の渦電流多くなり、回転磁界渦電流損が増えることになる。NOやWOの場合は回転磁界ヒステリシスでは積層の影響は殆どなく、回転渦電流損は二枚の方が少し大きい。回転磁界渦電流損が二枚積層で大きくなるのは磁束の板間の渡りが生じているためと考えられる。GOで平行積みの二枚積層が一枚の場合より回転磁界ヒステリシス損が大きい、一枚の方が板厚による形状異方性などの影響（ μ^* 効果）を受け、板内の磁化過程が容易になるためと考えられると説明ができる。

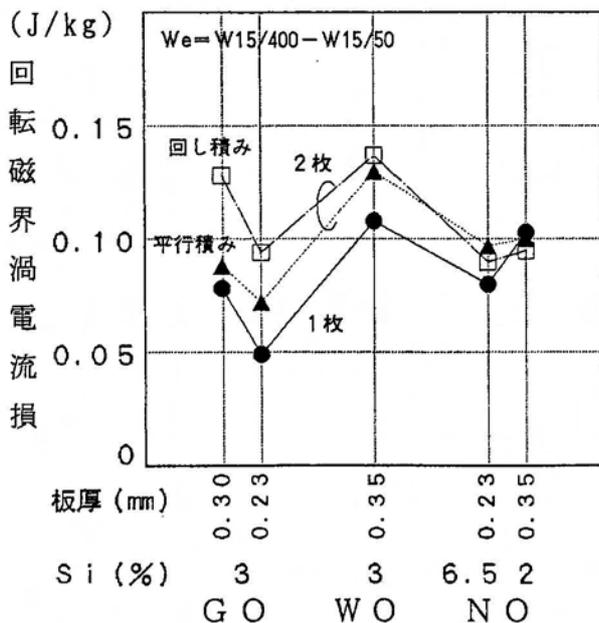


図3.3-31 回転磁界渦電流損の積層法の影響

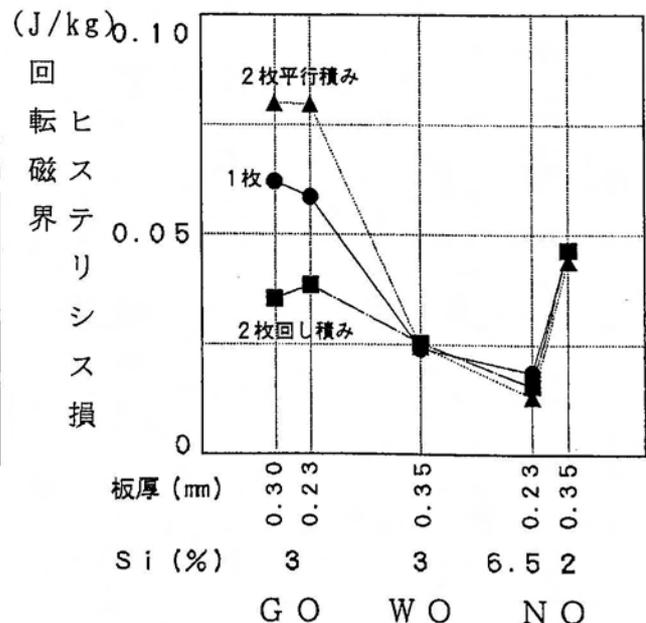


図3.3-32 回転磁界ヒステリシス損の積層法の影響

次に磁束分布によるコア特性への影響を検討する⁵⁶⁾。

無方向性電磁鋼板は板厚0.5mmの50A250(高Si、大結晶粒径材)～50A1300(低Si、小粒径材)の5種類を用いた。〔磁化曲線(直流は図3.2-1を参照)〕

リングコアは外径45mm、内径33mmであり、額縁コアは外側50mm×50mmと内側25mm×25mmである。コア加工は放電加工を用い圧延方向が一致するように4枚重ねた。一次巻線はリングコアでは280巻、0.8Ωで、額縁コアでは80巻、0.18Ωであり、正弦波電圧を印加し励磁した。素材特性は55mm×55mmの試料をSST(励磁巻線は440巻、8Ω)で測定し、圧延方向とその直角方向の測定値の平均値で表した。コア内の磁気特性分布を求めるために、図3.3-3に示される外径150mm、内径70mmのリングコアを同心状に4分割したものを用いた。鉄損のヒステリシス損と渦電流損への分離は50Hzと100Hzの2周波数法で分離した。

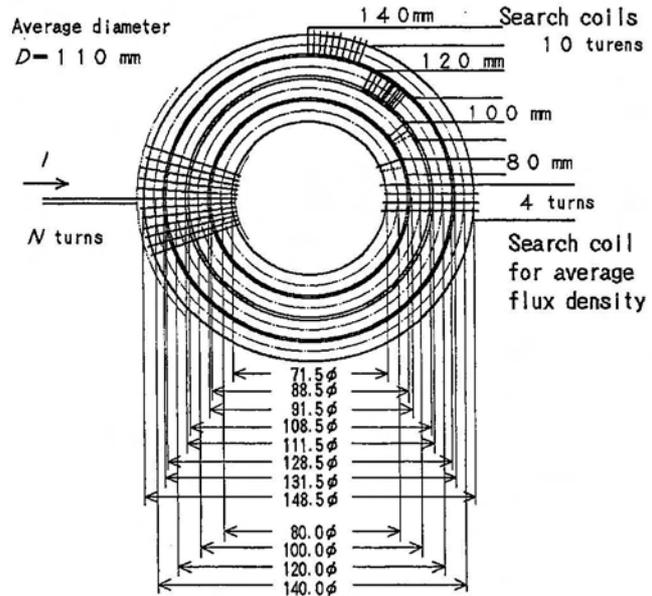


図3.3-3 試験コア

ヒステリシス損と渦電流損の増加比率 K を各々図3.3-34と図3.3-35に示す。コア形状で比較すると、ヒステリシス損、渦電流損ともに額縁コアの方がリングコアより K が小さい。額縁コアの方がコア部に集中し、コアの外径側と内径側の磁束密度の差が大きくなるためと推定される。

一方、磁化曲線や保磁力 H_c の影響について比較する。図3.3-34より、ヒステリシス損に対して、低保磁力の高Si大粒径材は K が高く、高保磁力である低Si小粒径材も K が高い傾向にある。従って、材料の保磁力には K が最小となる最適値があることが考えられる。渦電流損に対しては図3.3-35より低保磁力である高Si大粒径材は K が低い。

低磁束密度において、図3.3-36、図3.3-37のように低保磁力である50A290の磁束密度分布はほぼ理論通りであるが、保磁力が大きい50A1300では外径側と内径側の磁束密度の差が大きく、特に内径側の磁束密度が高い。従って、コア素材の保磁力が大きいと、磁路長が短い内径側に磁束が集中するので、ヒステリシス損の K が低くなると推定される。

一方、写真3.3-8のように、保磁力が大きい場合には内径側の磁束密度が外径側の磁束密度より位相が進み、ヒステリシス損に影響する最大磁束密度の外径側と内径側の差が小さくなるので、ヒステリシス損の K が大きくなると考えられる。従って、ヒステリシス損については、磁路長が短い内径側

への磁束の集中による K の軽減と、保磁力で発生する位相差による K の増加が最適にバランスし、 K が最も小さくなるコア素材の保磁力が存在することが予想される。

渦電流損については、保磁力で生じる外径側と内径側の磁束密度差が大きくなると、ヒステリシス損の場合のような K の低減より保磁力による波形歪が大きくなり、コア全体の dB/dt の実効値が高くなると考えられる。また、保磁力により発生する位相差で、ヒステリシス損の場合と同様に、半径方向の平均的な dB/dt の実効値が大きくなる。従って、渦電流損の K は保磁力による波形歪発生と位相差発生のため、保磁力が大きくなると、渦電流損の K が大きくなると考えられる。

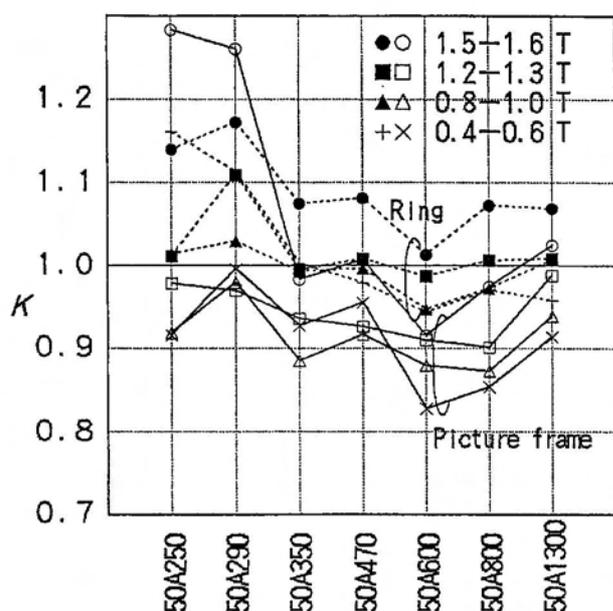


図 3.3-34 ヒステリシス損増加比率 K

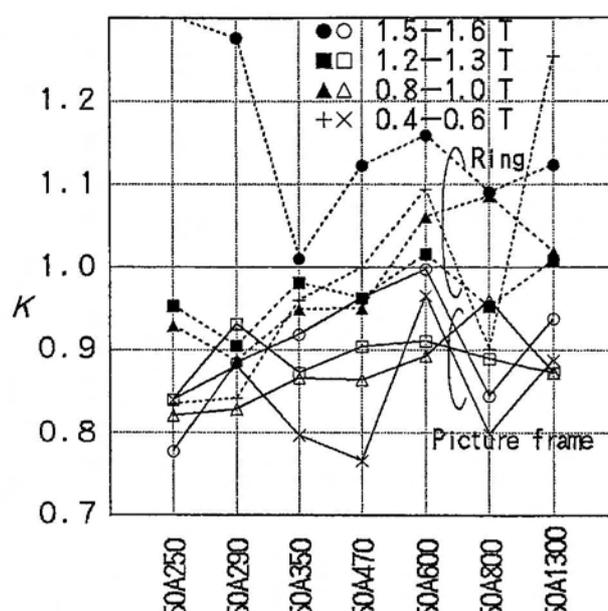


図 3.3-35 渦電流損増加比率 K

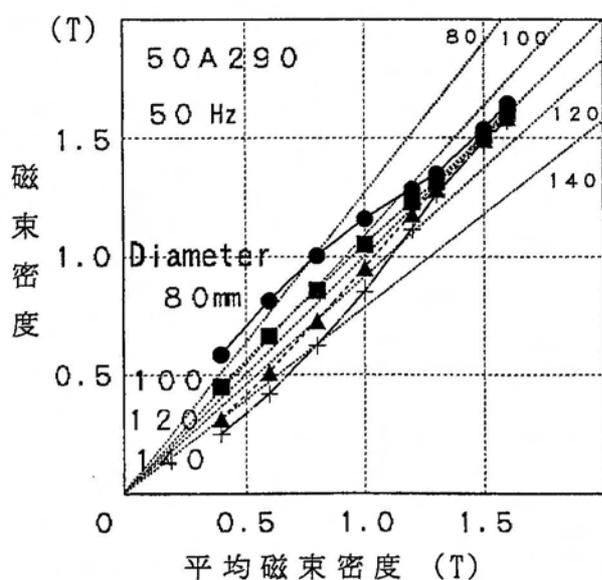


図 3.3-36 磁束分布 (50A290)

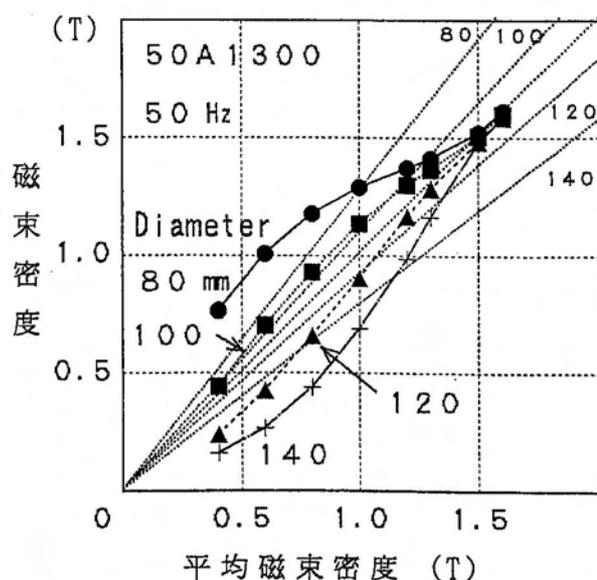


図 3.3-37 磁束分布 (50A1300)

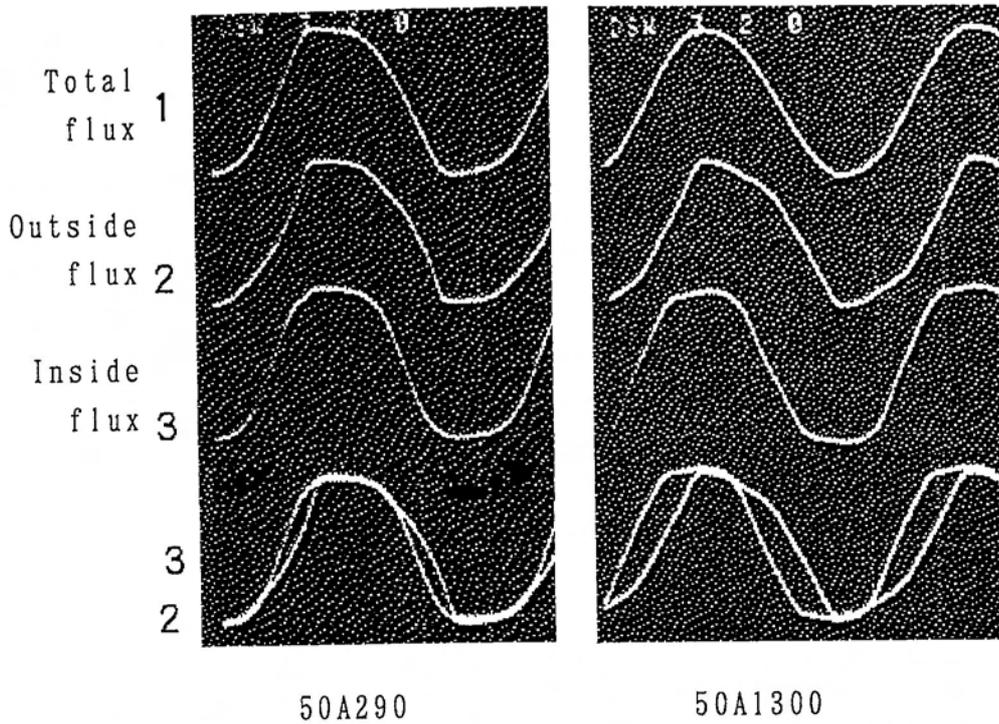


写真 3.3-8 磁束密度波形(50A290 and 50A1300).

次に、励磁磁束密度について検討する。図 3.3-34 よりヒステリシス損の K は高 Si 大粒径材は $0.8 \sim 1$ T で最小となっているが、低 Si 小粒径材は $0.4 \sim 0.6$ T の場合に最小である。全材料とも 1 T 以上では磁束密度が高くなると K は大きくなっている。渦電流損の K は図 3.3-35 よりヒステリシス損のほど明確な傾向にはないが、励磁磁束密度が高いほど渦電流損の K も大きい。低 Si 小粒径の材料も、高 Si 大粒径の材料も図 3.3-37 や図 3.3-36 より、1 T 以上で外径側と内径側の磁束密度差が小さくなっている。この現象がヒステリシス損の K の挙動に反映していると推定する。渦電流損は磁束分布の影響も受けるが、磁束密度が高くなると、保磁力や非線形性（磁気飽和の影響）により波形が歪む為と考える。

リングコア（外径 $2R$ 、内径 $2r$ 、 $a = R/r$ ）について、外内径比 a と保磁力の影響について理論的に検討する。

まず、透磁率を一定とすると、外径部に対する内径部の磁束密度の比は a となり、内径側に磁束が集中する。一方、鉄損 W が B^n [n : 定数] で表せるとすると、コア素材に対するコアの鉄損増加比率 K は、

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{2(a^{2-n} - 1)}{(2-n)(a^2 - 1)} \left[\frac{a-1}{\log a} \right]^n && (n \neq 2) && [3.3-4] \\
 &= \frac{2}{a+1} \left[\frac{a-1}{\log a} \right]^{n-1} && (n = 2)
 \end{aligned}$$

となり、外内径比 a が大きくなると磁路が短い内径側に磁束が集中するので、

コア鉄損が減少して、図 3.3-38 のように鉄損比 K が減少することが分かる。実験結果により、外径側と内径側の磁束密度差は低磁束密度側では保磁力により大きくなり、高磁束密度側では磁気飽和により小さくなるので、低磁束密度側では K が減少し、磁束密度が高くなると、 K が増加することが説明できる。

次に、保磁力 H_c による磁束分布や コア鉄損への影響を検討する。コア素材のヒステリシスループを図 3.3-39 で表せるとして、ヒステリシスループの I、II の領域が各々式 [3.3-5]、式 [3.3-6] で表せるものとする。

$$B = \mu_a (H - H_c) \quad [3.3-5]$$

$$B = \mu_s H + B_v \quad [3.3-6]$$

$$H = NI / (2\pi x)$$

ただし、磁束密度、磁界、巻線数と電流を B 、 H 、 N と I とした。

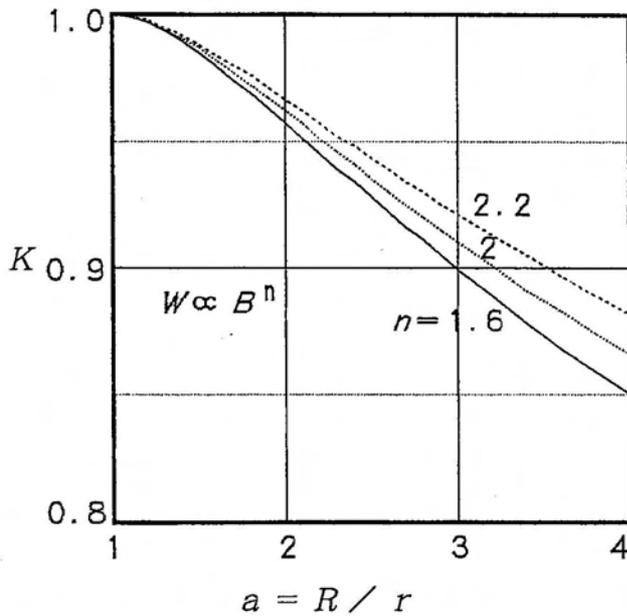


図 3.3-38 R/r と K

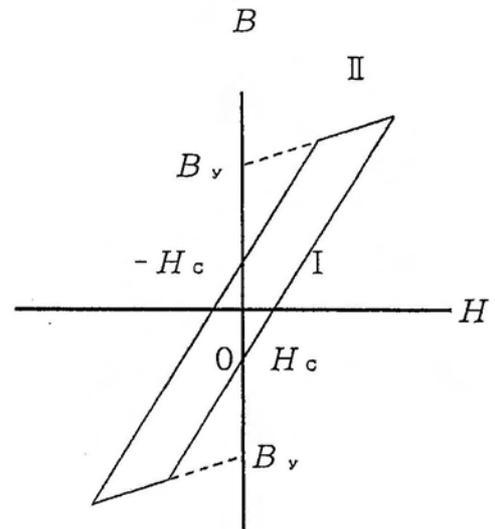


図 3.3-39 ヒステリシスループモデル

B が半径 x で変化しても H_c 、 μ_a 、 μ_s は一定とし、コアの半径方向に対する平均磁束密度を B_0 とすると、磁束分布は I、II の領域ともに

$$B = \frac{x_0}{x} B_0 \pm \left[\frac{x_0}{x} - 1 \right] \mu_a H_c \quad [3.3-7]$$

$$x_0 = r(a-1) / \log a$$

で表せる。ここで、 \pm の $+$ 、 $-$ はそれぞれ B が増加、減少する場合であり、それぞれの場合の、 B_0 に対する位相進み θ は

$$\theta = \sin^{-1} \left[\left(1 - \frac{x}{x_0} \right) \frac{\mu_a H_c}{B_0} \right] \quad [3.3-8]$$

で表せる。従って、内外径比 a と保磁力 H_c によって、外径側と内径側の磁束密度差が大きくなり、さらにコア内の磁束密度の位相にも差が生じることが分かる。この結果より保磁力 H_c が大きくなると、 B_m に対し 90° 位相成分が増え、コアの内径側と外径側ではそれぞれ進み成分、遅れ成分が互いに打ち消し合うように発生し、 dB/dt の実効値のコア内平均は増加する。従って、コア内で生じる渦電流損はコア素材の保磁力により大きくなる。

渦電流損 W_e の増加を概算的に求めてみる。基本波のみを考えれば、 $W_e \propto \langle B^2 \rangle$ として、次式で表せる。

$$\langle B^2 \rangle = \langle B_m^2 \rangle \{ K_{SH} + (K_{SH} - 1) A \} \quad [3.3-9]$$

$$K_{SH} = \frac{x_m^2}{Rr} = \frac{(a-1)^2}{a(\log a)^2}$$

$$A = \frac{16\mu_d^2 H_c^2}{\pi^2 \langle B_m^2 \rangle} = \frac{32}{\pi^2} y^2 \quad y = \mu_d H_c / B_m$$

ここで $\langle \rangle$ は時間平均で、 B_m は B_m が正弦波である場合のピーク値である。 K_{SH} はコア形状だけによる係数で、 A は H_c による増加率を示す係数である。 $y = \mu_d H_c / B_m$ は図 3.3-40 に示され、3%Si材は $A \approx 0.3$ 、低Si材は $A \approx 5$ であり、高Si材の優位性が明らかである。低Si材で $a = 2$ とすると、 $(K_{SH} - 1) A / K_{SH} = 0.2$ となり、渦電流損は 20% 増加することになる。

一方、ヒステリシス損を $W_h \propto B_m^n$ として、コア素材に対する W_h の増加比率 K を計算してみる。外側と内側の、磁路半径を R と r とする 2 つの磁気回路 (2 磁気回路モデル) として求めると、次式が等れる。

$$K = \frac{2^n (a^n + a) (a + z)^n + a (1 - z)^n}{(a + 1)^{n+1} (a^n + a)} \quad [3.3-10]$$

$$z = (a - 1) \mu_d H_c / (2 B_m) = (a - 1) y / 2^{0.5}$$

この式より、 $n < 2$ のとき K は最小値を持つことが分かる。 K が最小となるときの z は

$$z = \frac{a^{1/(n-1)} - a}{a^{1/(n-1)} + 1} \quad [3.3-11]$$

となる。

以上より、保磁力の影響については理論的に実験の現象を説明できることが分かった。

次に、Co-Fe材の高磁歪材を用いた鉄心はヒステリシス損の増加率が大きいことを説明する為に磁歪の影響を検討する⁵⁷⁾。リングコアを励磁した場合に磁歪によりコア内に生じる歪を計算してみる。図 3.3-41 のように、モータ鉄心に生じている磁束方向の不均一部分について検討する。モータコア、

ある瞬時での磁束の分布と流れ（方向）を概略的に示した。磁束が流れている部分（a部分）は磁歪によりその方向に伸びるように変形するが、磁束が流れていない部分（b部分）はコアは変形しない。従って、磁束が流れているa部分にはb部分の影響を受けて、磁束流れの方向に実効的に圧縮力 p が加わることが推定される。この効果は磁歪が大きいほど大きくなると考えられ、Co-Fe材を用いたモータコアの鉄損増加率が高くなることが推定できる。次に、保磁力が大きく、コア分布が大きくなり易い場合、磁束が流れるa部分の実効的な幅 W_{flux} は狭くなり、逆にb部分の実効的な幅 $W - W_{flux}$ は広くなると考える。 W_{flux} と保磁力 H_c の関係は式[3.3-15]で表せるとすると、a部分に実効的に加わる圧縮力 p は概略的に式[3.3-16]で表せる。従って、高保磁力材は圧縮力が大きくなり、劣化し易くなるので、モータコアでの鉄損増加率は大きくなると説明できる。従って、保磁力が小さい高Si電磁鋼板や{100}鋼板面強度が強い集合組織を有する電磁鋼板はモータコアの鉄損増加率は小さくなると推定する。

$$W_{flux} = W_{flux0} - k H_c \quad [3.3-15]$$

$$p \propto \left[1 - \frac{W_{flux}}{W} \right] \lambda_A \propto \left[1 - \frac{W_{flux0}}{W} + \frac{k H_c}{W} \right] \lambda_A \quad [3.3-16]$$

以上より、コア形状はコア素材の非線形性や磁歪を通して K に影響すること、磁束密度が高くなると K は大きくなること、コア素材に対してはヒステリシス損の K は線形磁気特性で、低磁歪である材料ほど小さくなり、ヒステリシス損の K が最小となる最適な種類（Si量、結晶粒径）が存在し、渦電流損の K は高Si、大粒径の材料の場合に小さいこと等が推測する。

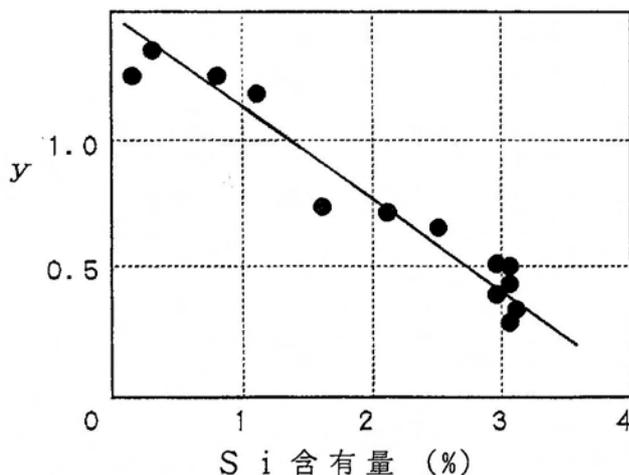


図3.3-40 無方向性電磁鋼板の
 $y = \mu_s H_c / B_M \quad (1 \text{ T})$

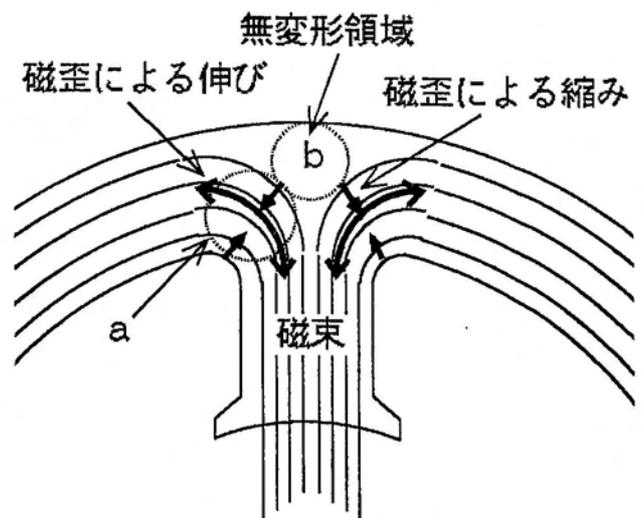


図3.3-41 鉄心内磁束の分布と流れ

次に鉄損に及ぼす空間高調波の影響について検討する。写真2.2-1のア

ウターコア(内径100mm、歯数36)を励磁コアとした2極回転機シミュレータと、写真3.3-2の歯付き円盤コア(歯先外径98mm)を用いて回転数の変化させ、ギャップ1mmでの空間高調波による影響を調べた⁵¹⁾。試料は50A470で、磁束密度はコアの中央部の値とした。

コア励磁周波数50Hzと400Hzの結果を図3.3-42と図3.3-43に示す。試料の回転数 n (rps)、コア励磁周波数 f (Hz)と励磁フレーム周波数 f_{ex} (Hz)の関係はコア回転方向が回転磁界方向と同じ方向を正として、

$$f = f_{ex} - n \quad [3.3-17]$$

である。回転磁界の方向(f の回転方向)と同じ方向に回転した場合は鉄損が低くなり、反対方向では鉄損が増加する傾向にある。この鉄損変化の量は、励磁周波数であまり変化していない。

この現象は、界磁側と電機子のコア形状(特に歯の形状)により、ギャップに生じる空間高調波で、コアのギャップ部を高調波励磁するためである。その周波数 f_{sh} は、励磁側(相手側)の歯数 N_{TH} として次式となる。

$$f_{sh} = N_{TH} n \quad [3.3-18]$$

コア回転方向で鉄損が異なるのは、空間高調波による歯部先端部の磁束集中位置が回転方向で異なるためである。回転磁界による磁束集中は回転磁界の回転方向に生じるが、空間高調波の磁束集中はコア回転方向の反対方向に生じる。従って、コア回転方向と回転磁界方向が同じ場合は、歯先端部での両者の磁束集中位置が一致せず、磁束集中が抑制され、鉄損は低くなる。一方、回転方向が回転磁界方向と反対側であると、磁束集中が助長されるので、鉄損が増加すると考えられる。

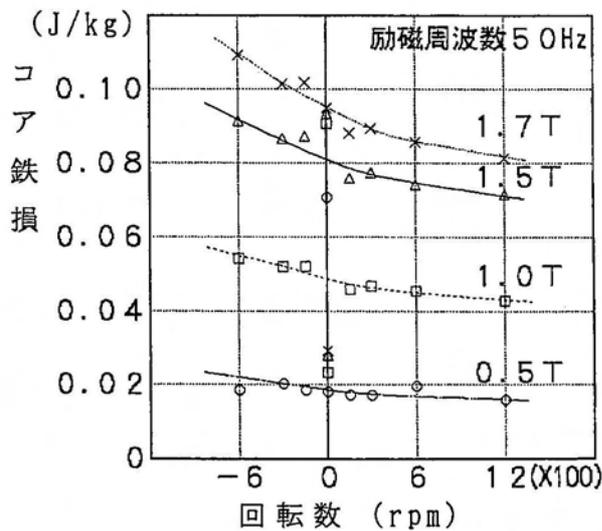


図3.3-42 コア鉄損と回転数

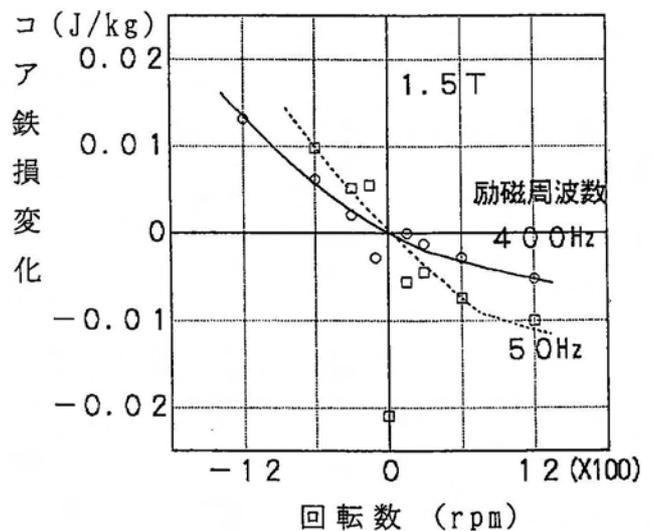


図3.3-43 コア鉄損と回転数

3. 4 回転機の駆動と制御の影響

(1) 駆動電流による励磁特性への永久磁石磁束（重畳磁束）の影響

回転機において、コアは界磁と電機子巻線電流の両方で励磁される。従って、電機子電流でコアを励磁する場合には、界磁磁界或いは界磁磁束が重畳された状態の磁気特性が必要になる。逆に界磁磁束も電機子巻線電流による磁界が重畳されたコア磁気特性で決まる。図3.4-1にはブラシ付き直流モータの電機子コアの励磁状態を示すが、電機子巻線の励磁方向と磁石励磁方向は直角であり、それぞれ、直角方向に重畳磁界下のコア磁気特性が必要になる。また、埋め込み磁石型(IPM)³⁾モータでは従来のモータと異なり、磁石磁束と電機子電流の間で生じるトルクと、磁石ヨーク形状によるリラクタンストルクを利用している。後者のリラクタンストルクでは、磁石磁束が垂直に流れている電磁鋼板の磁気特性が必要になる。

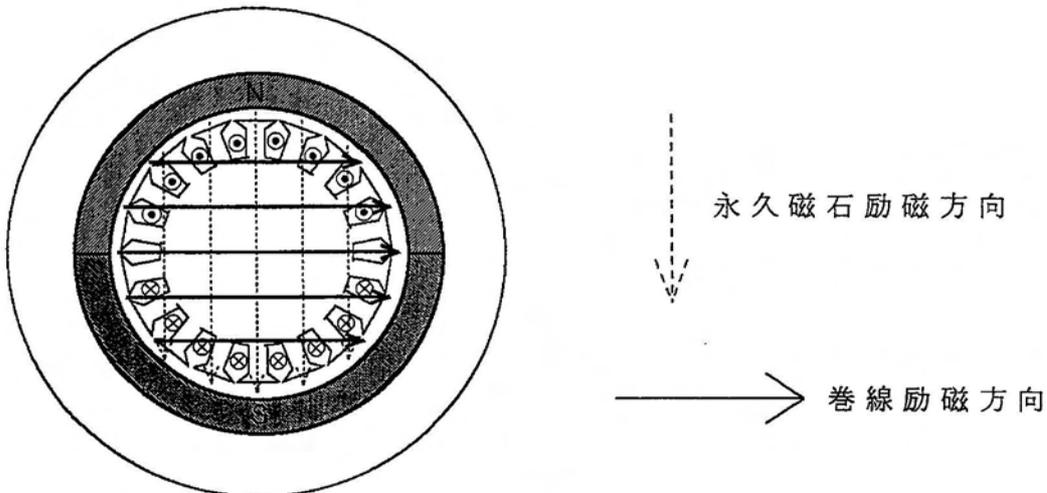


図3.4-1 磁石磁束と巻線励磁方向

図3.4-2、図3.4-3と図3.4-4、図3.4-5は垂直直流磁束密度を重畳した電磁鋼板の50Hzの磁気特性である⁵⁰⁾。磁気特性の測定にはSSTを用い、重畳磁束密度は測定試料の板面内の垂直方向に、50Hz励磁巻線の外部より加えた。重畳直流磁束密度は図3.4-6、図3.4-7のように磁気測定方向の励磁で変動するので、垂直方向励磁のレベルを表すパラメータとして、磁気測定方向の無励磁の場合の磁束密度で示した。垂直方向励磁レベルを大きくすると、励磁特性は同じ磁束密度に対して磁界の増加、即ち透磁率が低下し、鉄損も増加する。垂直方向励磁レベル0.2T以下では、磁気特性への影響は少ないが、0.2T以上では励磁磁界の増加が大きい。1.5T鉄損の増加率は垂直方向励磁レベル1Tで10%以下である。フェライト磁石の場合のように垂直方向レベルが0.4T以下では鉄損増加は少ないが、希土類磁石の場合のように0.6T以上になると、鉄損の増加が大きい。

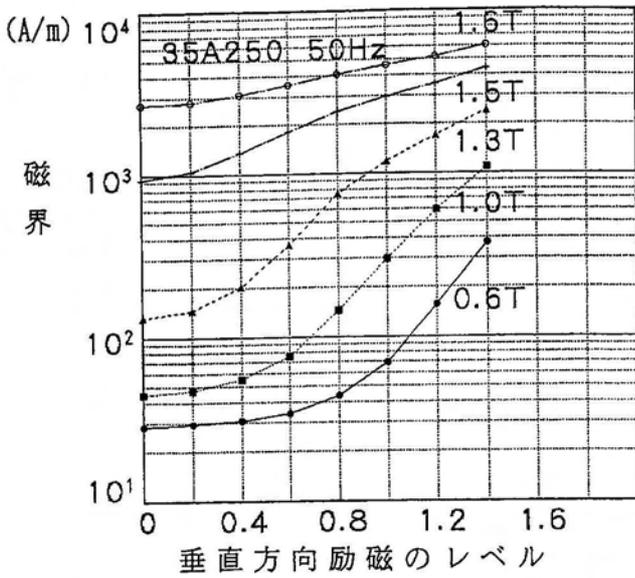


図 3.4-2 垂直磁束下の励磁特性

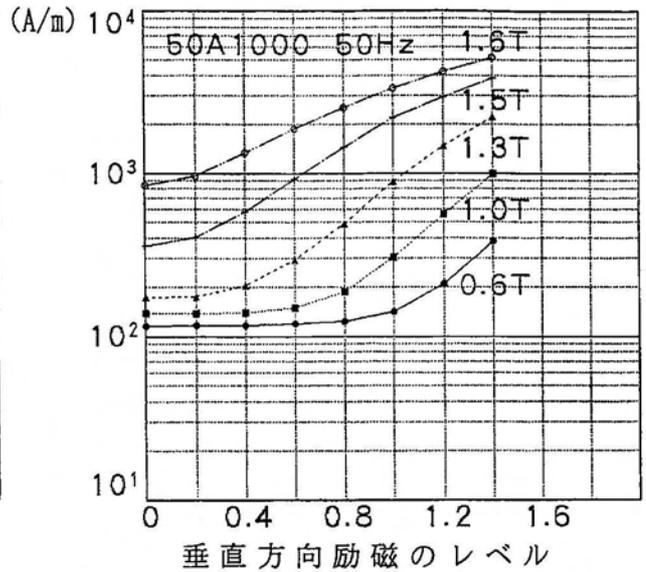


図 3.4-3 垂直磁束下の励磁特性

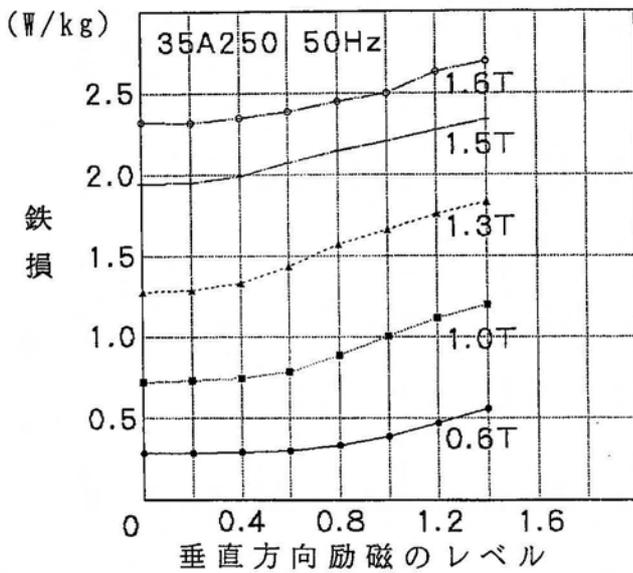


図 3.4-4 垂直磁束下の鉄損特性

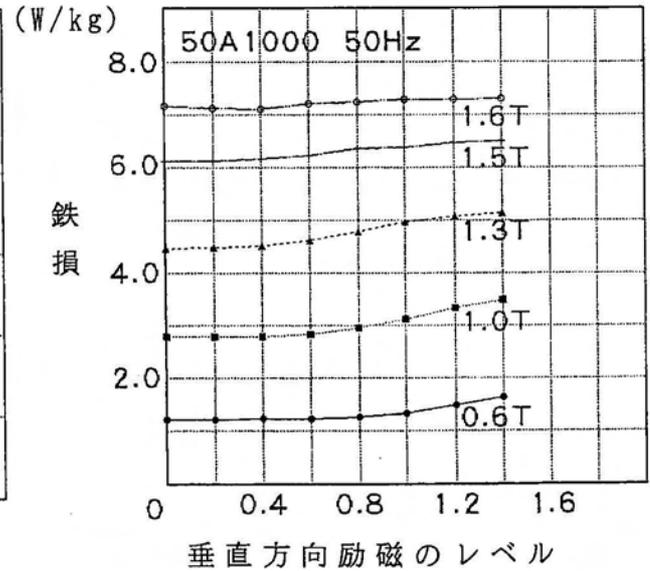


図 3.4-5 垂直磁束下の鉄損特性

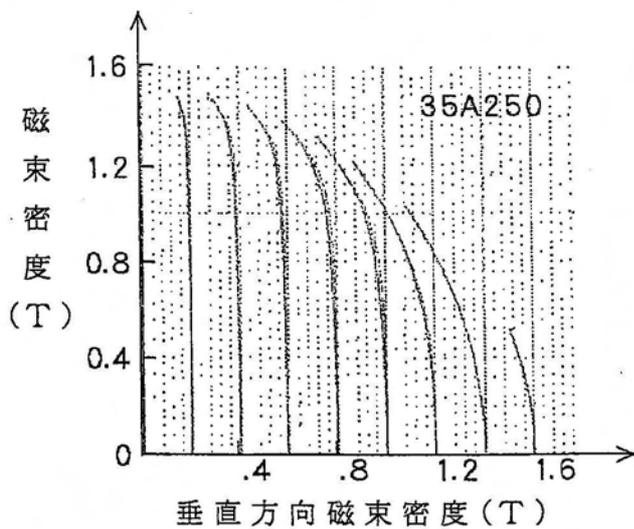


図 3.4-6 垂直磁束と磁束密度

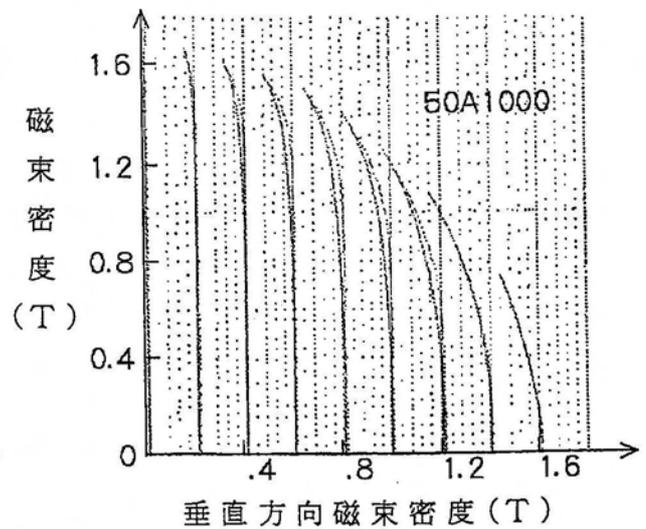


図 3.4-7 垂直磁束と磁束密度

(2) 制御法の影響

回転機の性能は回転機の機種、構造だけでなく、制御法の影響を受ける。制御法がコア磁気特性に及ぼす影響としては駆動周波数以外に時間高調波が重畳されることである。モータはスイッチング駆動され、PWMが使用されることが多い。そこで、PWM駆動におけるPWMキャリア成分の鉄損について検討してみる⁵⁹⁾。

直流電圧 $\pm E$ からPWMにより正弦波電圧を発生する場合、出力レベルを $a = V/E$ として、正弦波出力の振幅 V に対するPWMキャリア角周波数 ω_{PWM} 成分の振幅の比率 α は例えば

$$\alpha = \frac{V_{PWM}}{V} = \frac{2}{\pi a} \int_0^1 \sin \{ \pi a \cos(\pi y/2) \} dy \quad [3.4-1]$$

となり、 $a < 0.5$ ではほぼ $4/\pi$ であるが、 $a > 0.5$ では減少する。特に V_{PWM} の振幅は $a \approx 0.6$ で最大値を持ちキャリア周波数の鉄損も最大となる。しかし、キャリア周波数が増加しても V_{PWM} や α は一定である。

コアをPWMで励磁する場合、基本角周波数 ω とキャリア周波数で励磁され、基本波の磁束密度 B_M とキャリア周波数の磁束密度 B_{PWM} の関係はコアを励磁する巻線の抵抗や漏れインダクタンスを無視すると、

$$\omega_{PWM} B_{PWM} = \alpha \omega B_M \quad [3.4-2]$$

であり、キャリア周波数の磁束密度振幅は小さくなり、また $\omega \ll \omega_{PWM}$ であれば、 ω と ω_{PWM} の関係は鉄損等ではほぼ独立であることが報告されている⁶⁰⁾⁶¹⁾。そこで、PWMのキャリア周波数成分 ω_{PWM} のみについて考える。

基本周波数に対する ω_{PWM} のヒステリシス損や渦電流損の比率 β_h 、 β_e は r 、 R が一定であれば

$$\beta_e = \alpha^2 \quad [3.4-3]$$

$$\beta_h = \frac{\omega}{\omega_{PWM}} \alpha^2 \quad [3.4-4]$$

となり、ヒステリシス損の寄与は小さくなる。従って、PWMキャリア周波数の鉄損を低減するには渦電流損の低減が重要であることが分かる。

(3) 駆動巻線の温度上昇問題

モータ駆動における問題点として、温度上昇があり、モータの出力や精度に関係する。温度上昇を抑制するにはコアの鉄損を低減することが重要であるが、発生する熱を抜熱することも重要な技術である。そこで、温度上昇や抜熱性に及ぼすコアの影響を検討してみる⁶²⁾。

モータの上昇温度はモータ損失と熱伝達係数 K で決まる。ここでは電機子巻線の温度で、モータ出力が決定される場合を図3.4-8で検討する。電機子巻線の温度に影響するモータ損失は主に巻線損である銅損 W_{cu} とコアの鉄

損 W_{Fe} である。これらの損失による熱は、主にコアと外枠を通して外部に抜熱される。従って、巻線の温度上昇は、コアの熱伝導率や、コアと外枠の接触度の影響を大きく受ける。銅損による熱の抜熱は全てコアを通して行われるもの (K_{20} 、 $K_{23}=0$) とすると、コアの熱伝達係数 K による巻線温度上昇 ΔT_K は次式で表せる。ここでは、Wiedemann-Franzの法則⁶³⁾より材料の熱伝達率と電気抵抗率の積はほぼ一定であるので、 $\rho_{Fe}K$ を一定とみなした。 a はコア形状に依存する係数で $a < 1$ である。

$$\begin{aligned} \Delta T_K &= \frac{W_{Cu} V_{w1} d_{w1} + a W_{Fe} V_{Fe} d_{Fe}}{K} & [3.4-5] \\ &= \frac{12 \rho_{Fe} (b \rho_{w1} i_A^2 + f W_h) + \kappa (\omega B t)^2}{12 \rho_{Fe} K / (a V_{Fe} d_{Fe})} \\ &\propto 6 \rho_{Fe} (b \rho_{w1} i_A^2 + f W_h) + \kappa (\pi f B t)^2 \\ & \quad b = V_{w1} d_{w1} / (a V_{Fe} d_{Fe}) \end{aligned}$$

この結果より、軟質磁性材料の渦電流損を考慮してもコア素材の軟質磁性材料の電気抵抗率 ρ_{Fe} は小さい方が温度上昇を抑制できる。軟質磁性材料のヒステリシス損 W_h や板厚 t は小さい方が良いことは言うまでもない。上昇温度を低減する最適設計を行った場合の鉄損は $a < 1$ であるため高効率設計の鉄損より大きくなる。

$$\Delta T_{K1} = \frac{\rho_w i_w^2 V_w + W_{Fe} V_{Fe}}{C \alpha + D \beta + E} \quad [3.4-6]$$

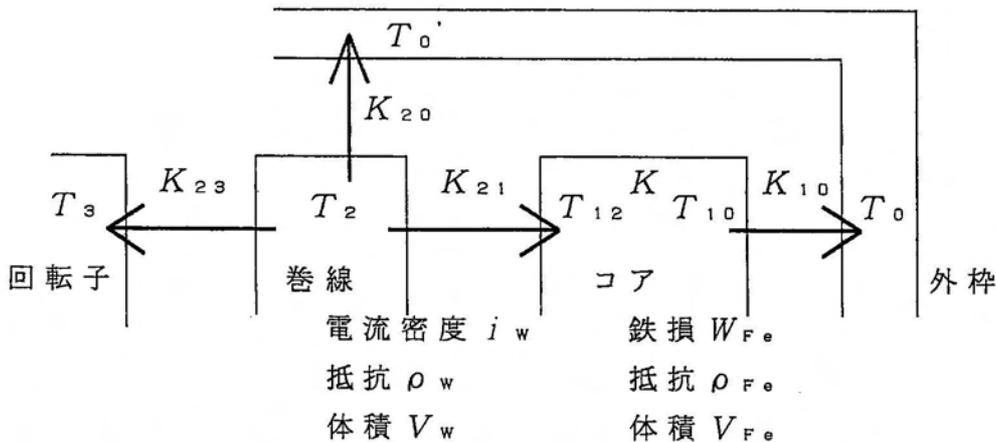


図 3.4-8 小形モータにおける熱の流れの模式図

一方、コアと外枠の接触度の影響については、電磁鋼板等の積層体では、鋼板などの端部の加工形状が影響する。打ち抜き加工の場合、板厚 t に対するせん断面と破断面の比率を α 、 β 、コアと外枠間の熱伝達係数を $C \alpha + D \beta + E$ ($\cong C \alpha$) とすると、コアと外枠の接触度による温度上昇 ΔT_{K1} は次のようになる。一般に $C > D > E$ であり、 α が大きいほど、温度上昇は小さ

くできることが分かる。理想的には打ち抜き型のクリアランスが小さくすると、 α が1に近くできる。

鉄損や銅損による熱に対するコア積層方向の抜熱性を検討するため、積層コアにおける積層方向の熱伝導を接着コア⁶⁴⁾と溶接コアで比較した。試験方法は図3.4-9に示す。試料は長さ140mm、幅30mm、積層厚20mmを用いた。まず、空气中でホットプレートで鉄の厚板(150mm×150mm×5mm)を100℃に加熱した後、室温(29℃)の接着コアと溶接コアを加熱された厚板の上に置いて、温度変化を熱電対(CA)で調べた。厚板表面の温度は図の①、②の点で測定した。コアの温度測定点はコアの厚板接触面とは反対の面で、幅方向に対して中央で測定した。③、④は溶接コアであり、⑤、⑥は接着コアの温度測定点で、③、⑤は溶接位置に対応する位置、④、⑥は長さ方向の中央の位置である。試験結果を図3.4-10に示す。縦軸は100℃からの温度差で示した。接着コアの方が温度変化が速い。また厚板との到達温度差も接着コアの方が溶接コアの場合の温度差より約1/2以下である。これらの結果より、積層方向の抜熱性は積層間の影響が大きいことが確認された。

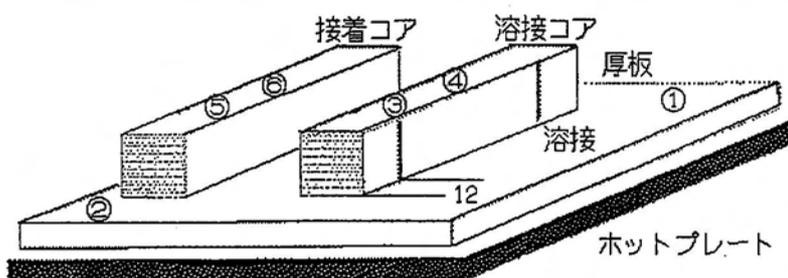


図3.4-9 熱伝導試験方法

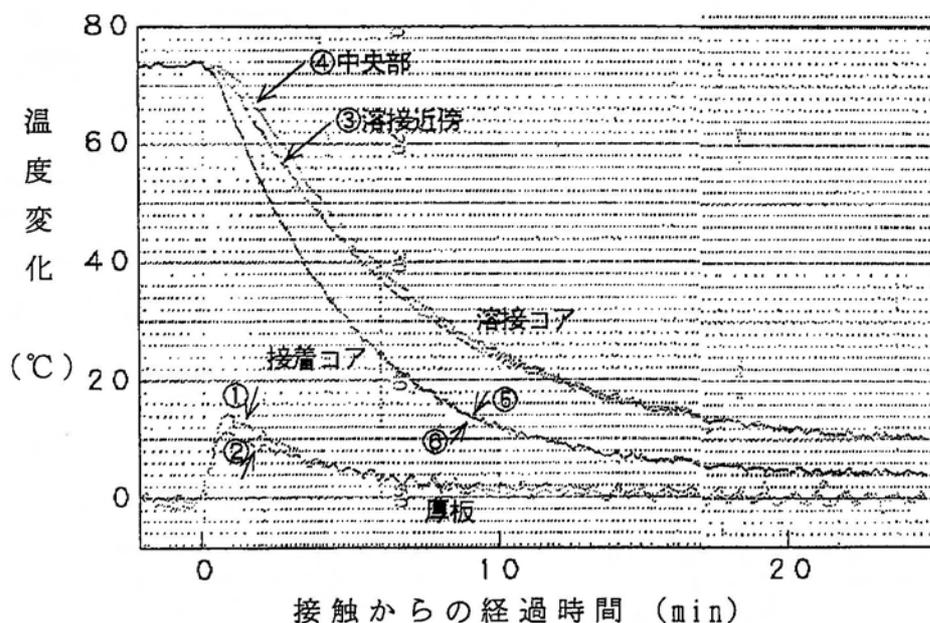


図3.4-10 接着コアと溶接コアの熱伝導の比較

3. 5 まとめ

回転機実機性能は電磁鋼板の材質条件(Si、板厚、結晶粒径、集合組織等)と回転機構造、制御法により決まる。

回転機のトルクや銅損はコアの励磁特性に依存するので、コア素材の電磁鋼板のSi含有量、集合組織、結晶粒径が影響する。Si含有量は飽和磁化を決定し、高磁束密度における磁気特性に影響するので、高磁束密度の磁気特性が重要な機種では低Si材が適している。集合組織は中高磁束密度の磁気特性に影響し、磁化容易方向<100>が電磁鋼板の鋼板面に富んでいるものほど良い励磁特性を示す。また、結晶粒径は低中磁束密度の磁気特性に影響し、大結晶粒ほど良い励磁特性を示す。

回転機の鉄損にはコア素材の鉄損が依存する。従って、回転機のヒステリシス損はコア素材電磁鋼板の結晶粒径の影響が大きく、大粒径ほど小さくなり、磁気飽和状態でも飽和磁化(≒磁束密度)のほぼ自乗に比例する。また回転機の渦電流損はコア素材電磁鋼板の板厚と電気抵抗率で決まる。電磁鋼板の渦電流損は古典的理論値に比例するが、実際の渦電流損の古典理論値に対する比例定数 κ (Anomaly Factor)は結晶粒が大きいほど大きくおおよそ1~2である。しかし、板厚が0.1mm以下では κ はほぼ板厚に反比例して増加するので、渦電流損の低減には古典理論値ほど薄手化は効果的でない。従って、回転機の渦電流損低減は電磁鋼板の薄手化が効果的であるが、板厚が0.1mm以下になると板厚の自乗ほど低減しない。

回転機構造(コア形状、加工法、固定法)、制御法により、コア内に生じる磁束分布、回転磁界、コア加工による加工歪やコアの固定による応力、またPWM等での時間高調波、ステータとロータの間に生じるコア形状による空間高調波磁束が生じる。小形モータでは加工幅が狭く、加工歪の影響が大きい。加工によるコア鉄損の増加は加工幅に反比例し、鉄損増加量は電磁鋼板の最高級グレードレベルの2 W/kg程度にもなる。回転磁界では鉄損は交番磁界の素材鉄損の約2倍になるが、低磁束密度では2方向がほぼ独立に挙動すると考えられ、交番磁界の素材特性に対応する。高磁束密度では磁化回転回転による磁化挙動が主となるため、ヒステリシス損を生じる磁壁移動の寄与が低下するので、鉄損は低下する。コア内に生じる磁束分布はコア内に位相差や空間高調波を生じさせるが、特に保磁力が大きいとこの挙動が顕著になる。制御法によってはコアに時間高調波が加わり、コア鉄損の増加にもつながる。

回転機駆動における問題として、コア鉄損や巻線銅損によるコア、巻線や永久磁石の温度上昇がある。回転機の出力向上のためには、抜熱性向上が重要な要因となる。その抜熱性向上の対策の一つとして、一般的な電磁鋼板積層コアでは積層間を接着すると、熱伝達性が高くなり温度上昇を抑制できることも明確になった。

また高磁歪定数を有するCo-Feは素材に比べ、コアのヒステリシス損が大きくなった⁶⁵⁾。この原因は磁歪による内部歪であることが提案されている。今後はこの仮説などの証明を含めたメカニズム解明が残された大きい課題である。

第4章 コア素材の磁気特性と回転機の構造、制御を考慮した回転機の電気的等価回路

4.1 はじめに

(1) 回転機に用いられる数値解析手法

回転機の数値解析手法としては時間的な数値解析手法と空間的な数値解析手法がある。時間的な数値解析手法としては等価回路法やコア特性のヒステリシス特性を考慮できる解析手法が用いられ、制御法や駆動法の挙動解析に重要である。空間に対する解析手法としては微視的解析法のFEM¹⁹⁾や巨視的解析手法の磁気回路法等があり、回転機構造の解析を行う為に重要である。FEMは回転機コア内の磁束分布を検討でき、コア形状の影響を調べる場合に適している。磁気回路法は時間的な解析手法(等価回路)と組み合わせが容易である。以上のようにいろいろな数値解析手法があるが、現在、主に使用されている解析法は等価回路とFEMである。

回転機を等価回路に置換して、コア条件や制御方法の検討⁶⁶⁾⁶⁷⁾、設計や駆動法の最適化が行われている。モータは高効率、小形化の為にPWM等のスイッチング駆動が多く使用されるようになり、正弦波以外の矩形波で、周波数を変化させて励磁されることが多くなってきた。このような場合には広帯域の周波数で使用できる等価回路が必要となる。

(2) 従来の等価回路の問題点

コアの等価回路は一般に図4.1-1のようにインダクタンスと抵抗の並列回路や直列回路で表せる。図中の V 、 I 、 V_c は各々印加電圧、電流、磁束変化による誘起電圧である。前者は透磁率 μ_B (H/m)と鉄損 W_c (W/kg)に各々関係するインダクタンス L_c と抵抗 R_c の並列回路と巻線抵抗 R_w の直列の等価回路で、その回路定数はModified Hay Bridge²⁶⁾で測定される。後者はインダクタンス L_M と抵抗 R_M (巻線抵抗 R_w を含む)の直列回路⁶⁸⁾⁶⁹⁾である。

$$L_c = \nu \mu_B \quad \nu = N^2 S_m / \ell_m \quad [4.1-1]$$

$$R_c = \nu \sigma_B \quad [4.1-2]$$

$$L_M = \nu \mu_H \quad [4.1-3]$$

$$R_w = \nu \sigma_w \quad \sigma_w = \frac{\ell_m \ell_w}{S_m S_w} \rho_w \quad [4.1-4]$$

$$R_M = \nu \sigma_H + R_w = \nu (\sigma_H + \sigma_w) \quad [4.1-5]$$

$$W_c = \frac{\omega^2 B_e^2}{d \sigma_B} \quad [4.1-6]$$

$$W_c = \frac{\omega \sigma_H B_e^2}{d (\sigma_H^2 + \omega^2 \mu_H^2)} \quad [4.1-7]$$

ここで、 d はコア素材の密度、 N 、 S_m 、 ℓ_m は巻線数、断面積と磁路長、 ω ($= 2\pi f$)、 f は角周波数と周波数、 B_e は磁束密度の実効値、 ρ_w 、 S_w 、

l_w は巻線導体の電気抵抗率、全導体の総断面積と1ターンの平均長である。

そこで、無方向性電磁鋼板 (NO) 35A440²⁹⁾ のインダクタンスと鉄損、即ち、 μ_B と μ_H と σ_B と σ_H を測定した。図4.1-2と図4.1-3より、並列回路の方が周波数の影響が少ない。

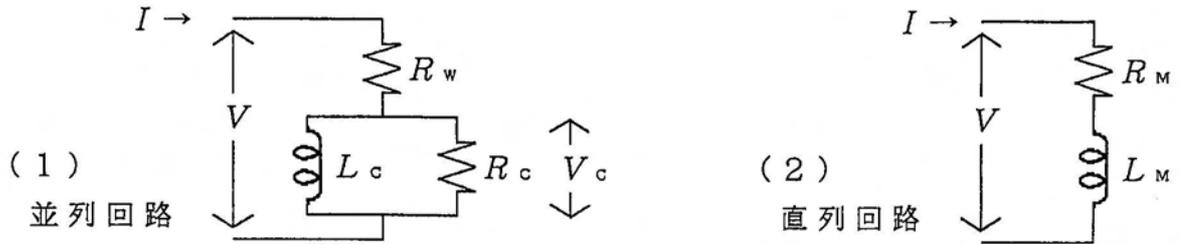


図4.1-1 コアの等価回路

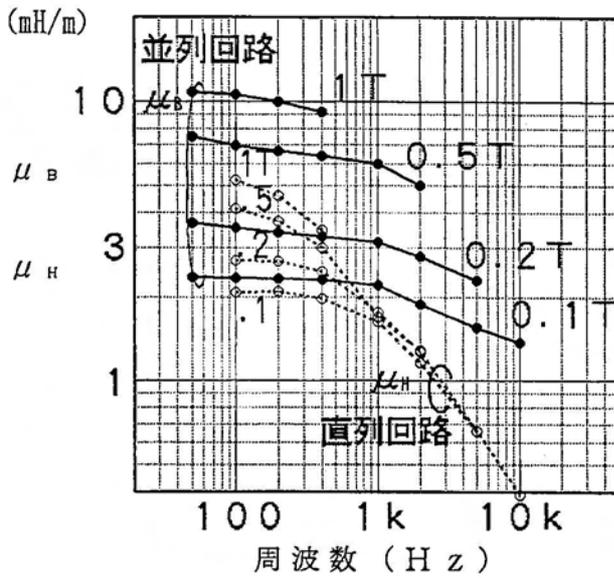


図4.1-2 35A440の透磁率

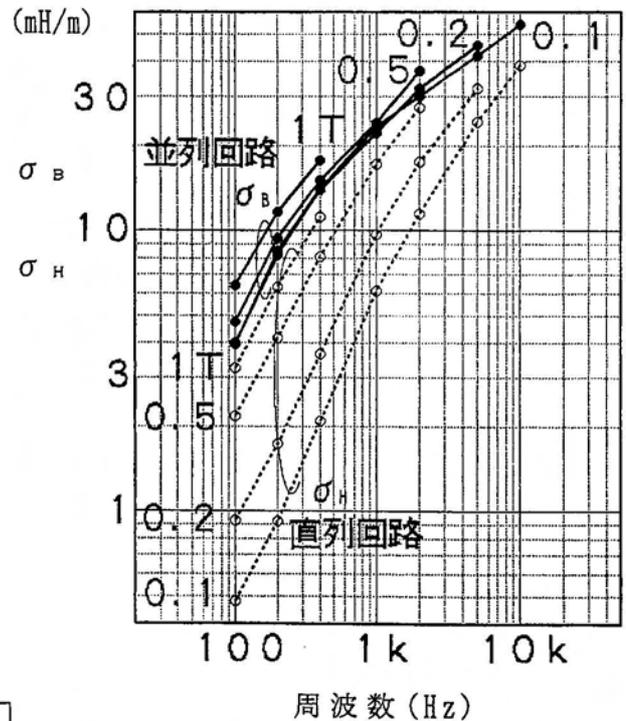


図4.1-3 35A440の鉄損係数

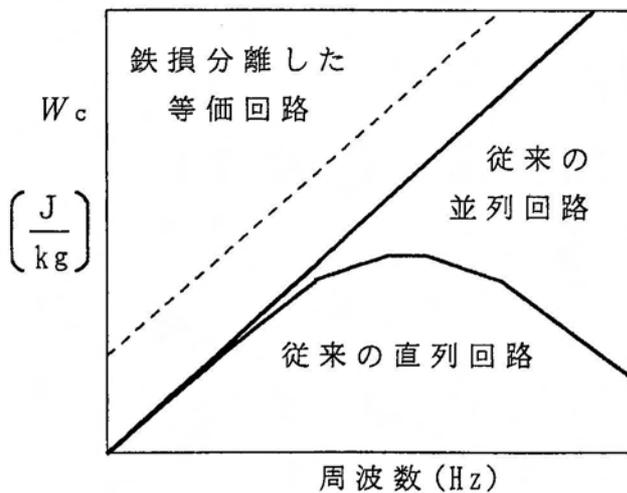


図4.1-4 等価回路(定数一定)の鉄損周波数依存性の比較

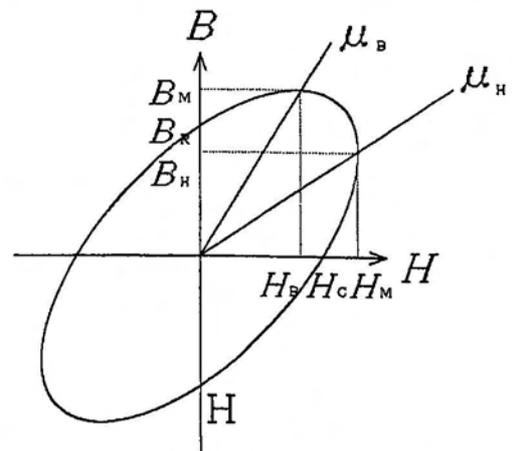


図4.1-5 ヒステリシスループ

並列回路で用いた μ_B は図4.1-5のヒステリシスループ(B :磁束密度、 H :磁界)で磁束密度ピークの点(磁束密度 B_M 、磁界 H_B)に対応する。従って、磁束密度の変化がなく、磁化過程(磁壁移動など)が瞬時的にほぼ停止している状態で、周波数の影響が少ないと推定される。一方、直列回路の μ_H はヒステリシスループの磁界ピークの点(磁束密度 B_H 、磁界 H_M)に対応し、磁束密度が変化変化している状態であり、周波数の影響が大きい。

(3) 従来 of 等価回路において改善すべき問題点

並列回路でも、鉄損係数は依然 f の影響が大きい。鉄損が f 、 f^2 に比例するヒステリシス損 W_h と渦電流損 W_e に分離できるにも関わらず、一つの定数で表しているためである。実際に、磁束密度、 μ_H 、 σ_B 、 σ_H を一定として、図4.1-1の等価回路より鉄損を求めると、鉄損の周波数依存性は図4.1-4の実線になる。すなわち、 W_h が表現できなく、従来 of 等価回路では問題がある。これは従来 of 等価回路がコアの素材特性が十分考慮されてないためである。

既に述べたように、周波数 f や磁束密度 B でコア材の磁化過程が異なり、透磁率や鉄損が変化するので、等価回路のインダクタンスや抵抗が f 、 B で変化する。インバータ駆動のように f が変化し、波形が非正弦波の場合には、一定の回路定数で解析すると、実際の装置の動作挙動を説明できない場合が多い。また、回路定数を素材条件(抵抗率 ρ_e 、板厚 t 、ヒステリシス損 W_h)に関連付け難いため、回路解析より最適回路定数が決定されてもコア材料の選定や設計へ結びつけ難い。高周波トランス等に使用されるフェライトでは鉄損の周波数特性に対応させるため、等価回路の抵抗の周波数依存性について検討されているが⁷⁰⁾、フェライトと電磁鋼板では材質面が異なるので、電磁鋼板の磁気特性面の問題に直接対応できないと考えられる。

このように、従来 of 等価回路における問題点は以下の通りである。

- ①周波数特性が表現できない。 ②磁束密度依存性が表現できない。
- ③磁気物性的な対応がない。(電磁鋼板の材質条件との対応がない)

そこで、コア素材として電磁鋼板を使用したコアについて、等価回路の周波数依存性の改善と、等価回路定数を鋼板条件や性質(ρ_e 、 t 、 W_h)に関連付けることを検討する。

4.2 コア素材の電氣的等価回路

(1) 周波数特性を考慮した等価回路⁷¹⁾

回転機性能とコア素材の関係を検討するため、直接、透磁率や鉄損で等価回路を表現してみる。 V_c 、 I を $V_c / (NS_m) = j\omega B$ 、 $NI / l_m = H$ に置換すると、インダクタンス L や抵抗 R は L / ν 、 R / ν に置き換えられるので、式[4.1-1]から式[4.1-5]より μ_B 、 μ_H 、 σ_B (本論文では鉄損係数と呼ぶ。)、 σ_H 、

σ_w に置き換えられ、 σ_B と鉄損 W_c の関係は並列回路の場合、次式で表せる。

$$\frac{1}{\sigma_B} = \frac{dW_c}{\omega^2 B_c^2} \quad [4.2-1]$$

従って、図4.1-1は図4.2-1になり、直接、コア材の透磁率と鉄損などで表せる。以後、図4.2-1の表示を磁気特性値表示と呼ぶ。

μ_B 、 μ_H 、 σ_B 、 σ_H とヒステリシスループの関係は、ヒステリシスループを図4.1-5のように、楕円形であるとして、次のようになる。

$$\mu_B = B_M / H_B \quad [4.2-2]$$

$$\mu_H = B_H / H_M \quad [4.2-3]$$

$$\sigma_B = \omega B_M / H_C \quad [4.2-4]$$

$$\sigma_H = \omega B_r / H_M \quad [4.2-5]$$

次に、鉄損 W_c をヒステリシス損 W_h と渦電流損 W_e に分離して表現することを検討する。

$$W_c = W_h + W_e \quad [4.2-6]$$

一般に W_h と W_e は各々 f 、 f^2 に比例するので、並列回路において、周波数の影響を受け難くなるように、虚数透磁率 μ_B' と渦電流損係数 σ_e を

$$\frac{1}{\mu_B'} = \frac{dW_h}{\omega B_c^2} \quad [4.2-7]$$

$$\frac{1}{\sigma_e} = \frac{dW_e}{\omega^2 B_c^2} \quad [4.2-8]$$

のように定義すると、式[4.2-1]は、

$$\frac{1}{\sigma_B} = \frac{1}{\omega \mu_B'} + \frac{1}{\sigma_e} \quad [4.2-9]$$

となるので、等価回路も図4.2-2になる。 μ_B 、 W_h と W_e にそれぞれ対応する実数のインダクタンス、虚数インダクタンスと抵抗で表すことができる。

式[4.2-9]の第1項はインダクタンスの一部と考えることができ、複素透磁率 μ_B^* を考えると、次式となり、等価回路は図4.2-2(2)となる。

$$\frac{1}{\mu_B^*} = \frac{1}{\mu_B} + \frac{j}{\mu_B'} \quad [4.2-10]$$

図4.2-2の新等価回路より、 B 、 σ_e 、 μ_B' を一定として鉄損を求めると、図4.1-4の破線になりヒステリシス損が表現できる。即ち、この新等価回路はコア素材の磁気特性を従来法より良く表現した等価回路と言える。

W_h がシュタインメッツの実験式 ($A\omega$ がシュタインメッツ係数、 $n = 1.5 \sim 2.5$) と同じ様に

$$W_h = A \omega B_M^n / d \quad [4.2-11]$$

で表せるとすると、 W_h に關係する μ_B' は次式で表せ、 B の影響を受ける。

$$\mu_B' = \frac{B_M^{2-n}}{2A} \quad [4.2-12]$$

しかし、第3章で示したように、ヒステリシス損は1.3T以上では $n \approx 2$ であり、 μ_B' はほぼ一定として扱える。

磁束波形が歪んでいる場合、 μ_B' を一定として、図4.2-2の新等価回路よりヒステリシス損を求めてみる。磁束波形を式[4.2-13]とし、 $B_M \geq 8 \Delta B$ すると、磁束密度のピーク値は一定となるが、ヒステリシス損は式[4.2-14]になり、波形の影響を受ける。従って、周波数の異なる成分が重畳される場合は別途検討する必要がある。

$$B = (B_M + \Delta B) \cos(\omega t) - \Delta B \cos(3\omega t) \quad [4.2-13]$$

$$W_h = \frac{\omega (B_M^2 + 2B_M \Delta B + 4\Delta B^2)}{2\mu_B' d} \quad [4.2-14]$$

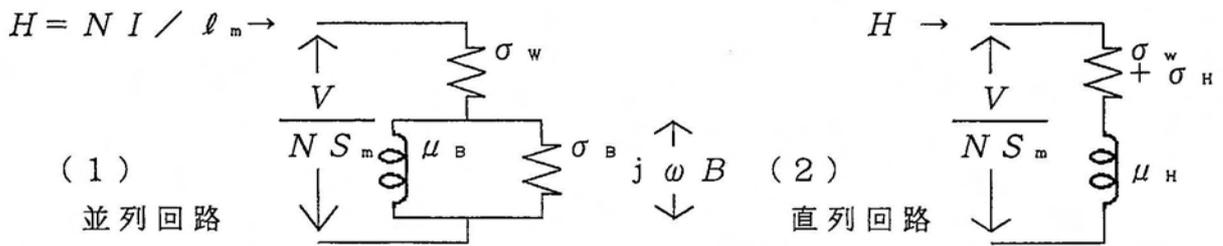


図4.2-1 磁気物性値表示のコアの等価回路

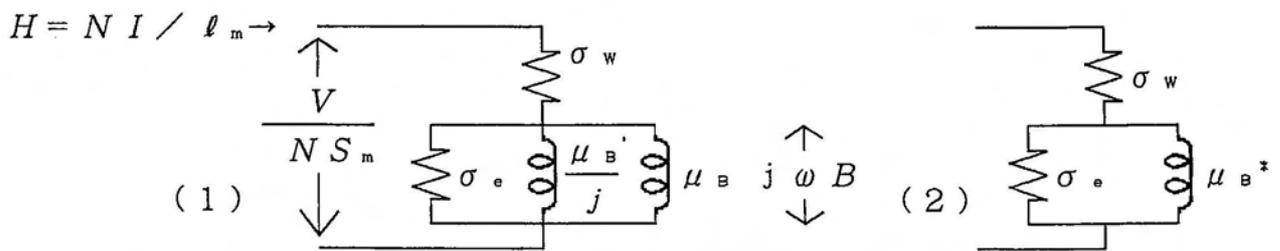


図4.2-2 鉄損分離で表示した等価回路

以上のように、図4.2-2のような並列回路で表すと、インダクタンス、虚数インダクタンスと抵抗はそれぞれ透磁率、ヒステリシス損と渦電流損に対応させることができる。この等価回路ではインダクタンス、虚数インダクタンスは磁束密度の影響を受けるが、抵抗の方は磁壁挙動（動く磁壁の数、磁壁速度分布等）が一定とすると、磁束密度の影響を殆ど受けない。

一方、直列回路では、

$$\sigma_H = \frac{2dW_c}{H_m^2} = \frac{2dW_h}{H_m^2} + \frac{2dW_o}{H_m^2} \quad [4.2-15]$$

となり、 W_h 、 W_o は周波数に依存するため、第1項および第2項も周波数に依存するので、等価回路のインダクタンスや抵抗は周波数の影響を大きく受ける。従って、並列回路の等価回路の方が、周波数特性でも、コア素材の磁気特性値との対応でも有利である。

(2) 素材特性との関係⁷²⁾

ヒステリシスループと μ_B' 、 σ_o の関係はヒステリシスループが楕円（磁束密度のピーク値 $B_M = \sqrt{2} B_o$ 、保磁力 H_c ）のとき式[4.2-4]と[4.2-9]より、

$$\mu_B' = \frac{B_M}{H_{c0}} \quad [4.2-16] \quad \sigma_o = \frac{\omega B_M}{H_c - H_{c0}} \quad [4.2-17]$$

となる。ここで、 H_{c0} は直流での保磁力である。

渦電流損はコア素材である電磁鋼板の板厚を t 、古典理論による渦電流損に対する実際の渦電流損の比率を κ とすると、

$$W_o = \frac{\kappa (\omega B_o t)^2}{12 \rho_o} \quad [4.2-18]$$

で表せ、式[4.2-8]と比較して、渦電流損係数 σ_o と電気抵抗率の関係は、

$$\sigma_o = \frac{12 \rho_o}{\kappa t^2} \quad [4.2-19]$$

になる。 $\kappa = 1$ のときの σ_o を σ_o とする。

従って、渦電流損係数 σ_o 即ち等価回路の抵抗は、電気抵抗率と板厚と κ で決まる。 κ は磁束密度や f の影響を受けるが、磁壁挙動があまり変化しなければ、渦電流損係数は、磁束密度や f で殆ど変化しない係数となる。

N0の等価回路定数 L 、 r を μ_B 、 μ_B' で表し、 R を κ で表した結果は第3章の3.2項で示した。 μ_B 、 μ_B' 、 κ は電磁鋼板では成分、結晶粒径、集合組織で決まる定数であるので、新等価回路で表した回路定数はコア素材の材質条件を表現していると言える。

(3) 回転磁界の等価回路⁷¹⁾

第3章の結果より、回転磁界の2方向の磁束密度の和 $B_L + B_o$ が小さい場合にはほぼ2方向の磁化過程は各々、独立で、 $B_L + B_o$ が大きい場合には影響し合うと考えられる。従って、2方向の交番磁界鉄損の和に対する回転磁界鉄損の比率 K_{RA} はパラメータ $B_L + B_o$ で1次近似的に表せる。この電磁鋼板の回転鉄損挙動より、発生磁界がお互いに直交する2つの励磁コイルに対応して、2個の電磁鋼板の等価回路を考える。 $K_{RA} = 1$ の場合は回転磁束において2方向の磁化過程が独立と考えると、2つの電磁鋼板の等価回路は各

々の方向の磁気特性で求められる。従って、等価回路は図4.2-3のように、 90° 位相の異なる2つの等価回路で表せると考えられる。

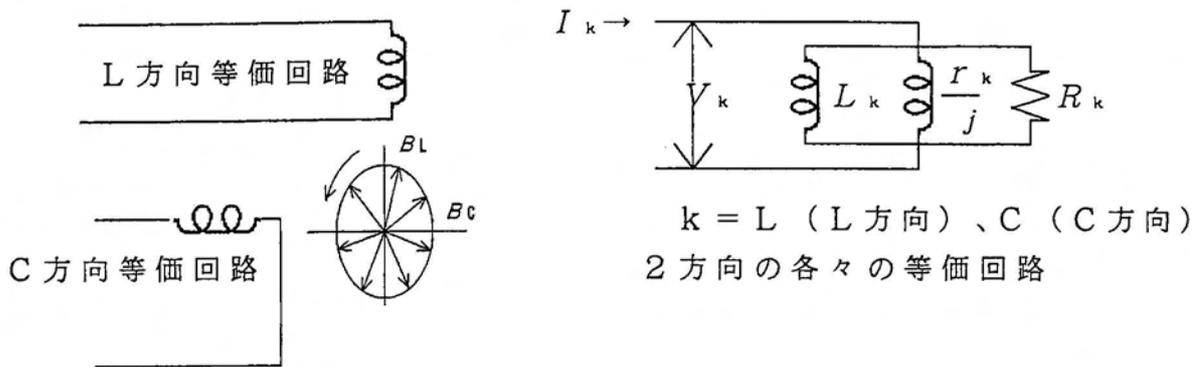


図4.2-3 回転磁界に対する等価回路表現

一方、 $K_{RA} < 1$ の場合、回転磁束の2方向の磁気特性はお互いに影響し合うので、2方向の等価回路定数をパラメータ $B_L + B_C$ で補正して、2方向の等価回路を独立的に取り扱えると考ええる。ここで、 $K_p(B_L + B_C)$ 、 $K_h(B_L + B_C)$ 、 $K_e(B_L + B_C)$ は補正係数である。

$$L_k = \frac{k \mu_B}{K_{pk}(B_L + B_C)} \quad [4.2-20]$$

$$r_k = \frac{k \mu_B'}{K_{hk}(B_L + B_C)} \quad [4.2-21]$$

$$R_k = \frac{k \sigma_e}{K_{ek}(B_L + B_C)} \quad [4.2-22]$$

$B_L + B_C$ が $2B_s$ に近づくと、次のようになる。

$$\frac{\mu_B}{K_{pk}(B_L + B_C)} \rightarrow \mu_0 \quad [4.2-23]$$

$$\frac{\mu_B'}{K_{hk}(B_L + B_C)} \rightarrow \infty \quad [4.2-24]$$

$$\frac{\sigma_e}{K_{ek}(B_L + B_C)} \rightarrow \sigma_0 \quad [4.2-25]$$

K_{RA} は全鉄損に対する回転鉄損と交番鉄損の比率であり、渦電流損、ヒステリシス損や励磁電力の比率でないので、 R 、 r 、 L を補正できない。しかし、 K_{RA} は回転磁束における磁壁移動と磁化回転の挙動に依存するので、磁壁移動と磁化回転の比率を表す1つのパラメータと考えることができる。従って、完全な磁化回転のとき $g(K_{RA}) = 0$ 、交番磁界のとき $g(K_{RA}) = 1$ とすると、渦電流損に関する R の補正係数 $K_{ek}(B_L + B_C)$ は概略的に、

$$K_{\sigma k}(B_L+B_C) = \sigma_e / \sigma_0 + (1 - \sigma_e / \sigma_0) g(K_{RA}) \quad [4.2-26]$$

で表せる。同様に、ヒステリシス損と励磁電力に関係する r 、 L の補正係数 $K_{hk}(B_L+B_C)$ 、 $K_{pk}(B_L+B_C)$ も概略的に、

$$K_{hk}(B_L+B_C) = g(K_{RA}) \quad [4.2-27]$$

$$K_{pk}(B_L+B_C) = \mu_B / \mu_0 + (1 - \mu_B / \mu_0) g(K_{RA}) \quad [4.2-28]$$

となる。NOやWOは2方向の磁気特性がほぼ同じであるので、2方向の補正係数はほぼ同じであるが、GOのように、2方向の特性が異なる場合は、当然補正係数も方向で異なってくると考えられる。

以上のように、回転磁界に対する1次近似として、パラメータ B_L+B_C として、独立に扱うことができるので、近似的に各励磁巻線単独励磁で考えることが可能である。回転機で実際に回転磁界が生じている部分はコアバックと歯の連結部のTジョイント部や歯先端などで比較的少ない。

(4) 高調波重畳の等価回路

高調波重畳の影響については高調波の振幅が基本波振幅より小さい場合には高調波と基本波はほぼ独立であること⁶⁰⁾⁶¹⁾が報告されている。従って、等価回路においても独立に考えれば良い。しかし、高調波については鋼板の表皮効果を考慮しなければならない。実際に第3章の3.2項より、表皮効果が生じていることが予想される。電磁鋼板の等価回路定数に及ぼす表皮効果の影響を調べた⁷²⁾。表皮効果の深さ t_e は次式で表せ、定数 R に影響する κ と t_e / t の関係を図4.2-4に示す。

$$t_e^2 = \frac{2\rho_e}{\omega\mu_B} \quad [4.2-29]$$

周波数 f (50~400Hz) により t_e を変化させた。50A290、50A1300共に、古典理論と表皮効果で計算される κ の曲線とほぼ同様な挙動を示し表皮効果が無視できないことが分かる。実際に μ_B より t_e を計算すると、50A290(板厚0.5mm、 $15\mu\Omega\text{cm}$)、50A1300(板厚0.5mm、 $56\mu\Omega\text{cm}$)ともに、200Hz以上で表皮効果が現れ始めることが分かる。

そこで、表皮効果が生じている場合には電磁鋼板を実際に使用している実効板厚が $2t_e$ となると考えると、コアの実効磁路断面積も t_e に比例することになるので、等価回路の定数は次式のようになる。

$$L, r \propto t_e \propto \omega^{-0.5} \quad [4.2-30]$$

$$R \propto t_e \sigma_e = 12\rho / t_e \propto \omega^{0.5} \quad [4.2-31]$$

L 、 r は表皮効果により小さくなるが、 R は大きくなる。従って、磁束密度(鋼板内の平均)が一定では励磁電力とヒステリシス損は増加するが、渦電流損は減少する。実際、 L 、 r ($\propto \mu_B, \mu_B'$) は f ($= \omega / 2\pi$) に対し $f^{-1/2}$

に、 $R (\propto \sigma_0)$ は $f^{1/2}$ にほぼ比例することが図 4.2-5 より分かる。同図は f と $2f$ の 2 周波法により鉄損分離して定数を求めた。

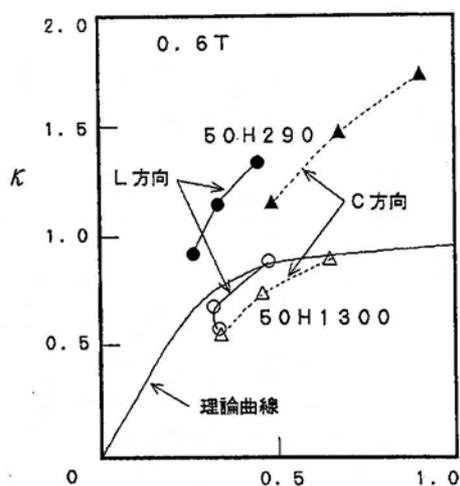
表皮効果が強い場合、回路定数のインピーダンス ωL 、 ωr 、 R は、

$$\omega L, \omega r, R \propto \omega^{0.5} \quad [4.2-32]$$

となり、全て $\omega^{0.5}$ に比例することも分かる。

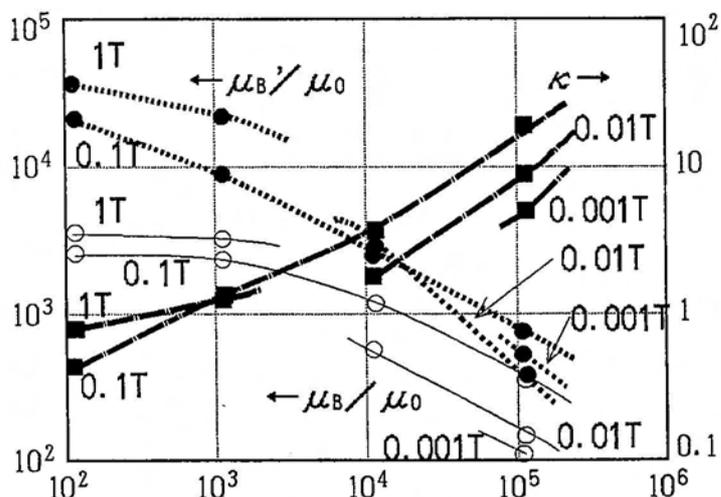
表皮効果を考慮し、表皮効果を表す係数を κ とし、 σ_0 は、式 [4.2-24] のように表せる。 κ_0 は表皮効果が生じない場合の κ であり、 ζ は表皮効果が顕著な場合は $\zeta = (t/t_0)^2$ である。

$$\sigma_0 = \frac{12\zeta\rho}{\kappa_0 t^2} \quad \left(\frac{\zeta}{\kappa_0} = \frac{\sigma_0}{\sigma_0} \right) \quad [4.2-33]$$



表皮効果深さ / 板厚

図 4.2-4 表皮効果の影響



周波数 $f = \omega / 2\pi$ (Hz)

図 4.2-5 定数の周波数特性 (35A250)

4.3 磁気回路を考慮した回転機の等価回路⁷²⁾

(1) 主磁束に対する等価回路

電機子は励磁の位相が異なる複数個巻線から構成され、電機子コアを通して、回転磁界を発生し、回転子を回転させる。いま、励磁位相差が 90° である 2 つの電機子巻線を考え、その各々の磁束密度を B_x 、 B_y とする。 B_x 、 B_y の方向が直角ならば回転磁界となるが、この場合、概略的にそれぞれ独立に扱えることを既に述べた。 B_x 、 B_y が同方向であっても、励磁電力 P 、ヒステリシス損、渦電流損が B_m^2 に比例するとすると、 B_x と B_y は位相が 90° 異なるので、 B_x と B_y のピーク値を B_{xm} と B_{ym} とし、

$$P = \frac{B_m^2}{2\mu} = \frac{B_{xm}^2}{2\mu} + \frac{B_{ym}^2}{2\mu} \quad [4.3-1]$$

$$W_h = \omega \frac{B_M^2}{2\mu'} = \omega \frac{B_{xM}^2}{2\mu'} + \omega \frac{B_{yM}^2}{2\mu'} \quad [4.3-2]$$

$$W_e = \omega^2 \frac{B_M^2}{2\sigma} = \omega^2 \frac{B_{xM}^2}{2\sigma} + \omega^2 \frac{B_{yM}^2}{2\sigma} \quad [4.3-3]$$

となり、電機子巻線は各々独立に扱うことができる。

電機子コア、空隙、界磁ヨーク(コア)における磁界を H_A 、 H_G 、 H_F とし、モータ磁路で磁束の漏れがないとすると、鎖交磁束を λ とし、式 [4.3-4] と式 [4.3-5] が成り立つ。

$$\begin{aligned} NI &= \oint H d\ell \quad [4.3-4] \\ &= \int_A H_A d\ell + \int_G H_G d\ell + \int_F H_F d\ell \\ &= NI_A + NI_G + NI_F \end{aligned}$$

$$\lambda / N = S_{mA} B_A = S_{mG} B_G = S_{mF} B_F = \text{一定} \quad [4.3-5]$$

電機子における起電力 V_A は

$$V_A = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{\partial \lambda}{\partial t} = j\omega\lambda \quad [4.3-6]$$

である。

電機子側から界磁側を見た起電力は界磁側のスリップによる励磁角周波数を $s\omega$ とすると、式 [4.3-7]、[4.3-8]、[4.3-9] となる。 V_F は励磁角周波数 $s\omega$ により誘起する界磁側の起電力で、 V_o は直角方向の磁気回路で生じている磁束により回転で生じる起電力で、モータ出力に関係する。

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{\partial \lambda}{\partial t} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = V_F + V_o \quad [4.3-7]$$

$$V_F = \frac{\partial \lambda}{\partial t} = j s \omega \lambda = s V_A \quad [4.3-8]$$

$$V_o = \omega_M k_E = (1 - s) V_A \quad [4.3-9]$$

$$\omega_M = \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \quad k_E = \frac{\partial \theta}{\partial t}$$

界磁側のインピーダンスを $Z_F(s\omega) = V_F / I_F$ とすると、電機子から見たインピーダンスは

$$\frac{V_A}{I_F} = \frac{Z_F(s\omega)}{s} \quad [4.3-10]$$

となる。従って、界磁側に2次巻線や永久磁石がない場合の等価回路は、図 4.3-1 で表せる。界磁側の定数 L_F 等は励磁周波数 $s\omega$ における回転子コア(ヨーク)素材の磁気特性に関係する。

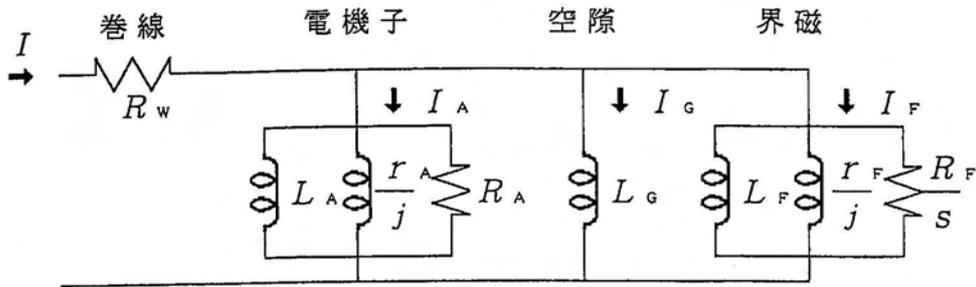


図 4.3-1 電機子と界磁を分離したモータの等価回路

誘導機(2次導体 R_2)や、ヒステリシス機(半硬質磁性材料の回路定数 r_2 、 L_2)、ソリッドロータ型モータなどのように、非同期状態で駆動する場合には、界磁側を励磁する電流 I_F は界磁コア(ヨーク)の励磁電流 I_Y と2次導体や半硬質材の励磁力(起磁力) I_2 に分解でき、

$$N I_F = N I_Y + N I_2 \quad [4.3-11]$$

で表せるので、等価回路を図 4.3-2 で示すことができる。

出力 P と界磁側損失 W_{FS} は等価回路での界磁側の損失と誘起起電力を W_{F1} 、 V_B とすると、次式で表せる。

$$P = (1 - s) W_{F1} \quad [4.3-12]$$

$$= (1 - s) V_B^2 \left(s \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_Y} \right) + \frac{1}{\omega r_2} + \frac{1}{\omega r_Y} \right) \quad [4.3-13]$$

$$W_{FS} = s W_{F1}$$

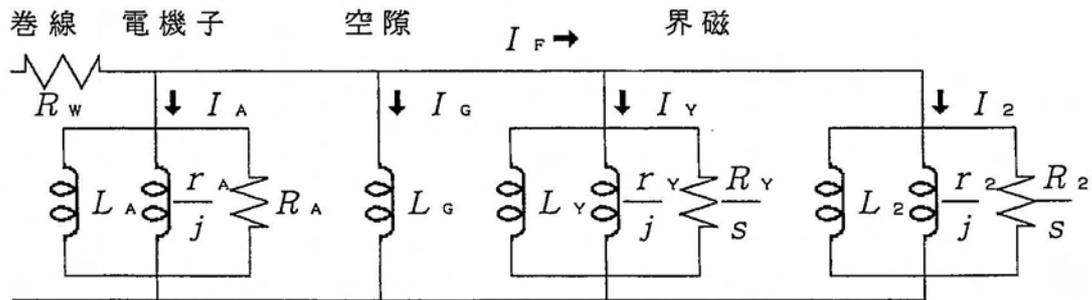


図 4.3-2 非同期モータの等価回路

直流モータや同期モータのように界磁側に永久磁石がある場合、コア素材と同様に永久磁石をヒステリシスループに対応させて扱おうと、図 4.3-3 で表せる。 L_2 、 I_F は永久磁石の動作点 (B_d 、 H_d) から計算されるリコイル透磁率 μ_r と $B_d / \mu_r - H_d$ [高保磁力材では保磁力に相当] に関係し、永久磁石の磁路長と磁路断面積を l_{m2} と S_{m2} とすると、

$$N I_F = (B_d / \mu_r - H_d) l_{m2} \quad [4.3-14]$$

$$L_2 = \nu_2 \mu_r \quad \nu_2 = N^2 S_{m2} / l_{m2} \quad [4.3-15]$$

である。電流界磁である場合には界磁巻線 N_2 、界磁電流 I_{F2} であれば $N I_F = N_2 I_{F2}$ になる。

ヨークの L_Y 、 r_Y は非同期状態では角周波数 $s\omega$ の磁気特性に依存するが、同期状態(界磁側は直流)ではヒステリシスループ (μ_Y 、 μ_Y') の動作点で決まり、次のようになる。

$$L_Y = \nu_Y \mu_Y \quad \nu_Y = N^2 S_{mY} / l_{mY} \quad [4.3-16]$$

$$r_Y = \nu_Y \mu_Y' \quad [4.3-17]$$

出力 P と界磁側損失 W_{FS} は、界磁側の等価回路での損失を W_{F1} とすると、式 [4.3-18] と式 [4.3-19] で表せる。

$$P = (1 - s) W_{F1} \quad [4.3-18]$$

$$W_{FS} = s W_{F1} \quad [4.3-19]$$

図 4.3-3 は界磁源を電流源として表したが、電圧源を用いた等価回路に変換すると図 4.3-4 で表せる。

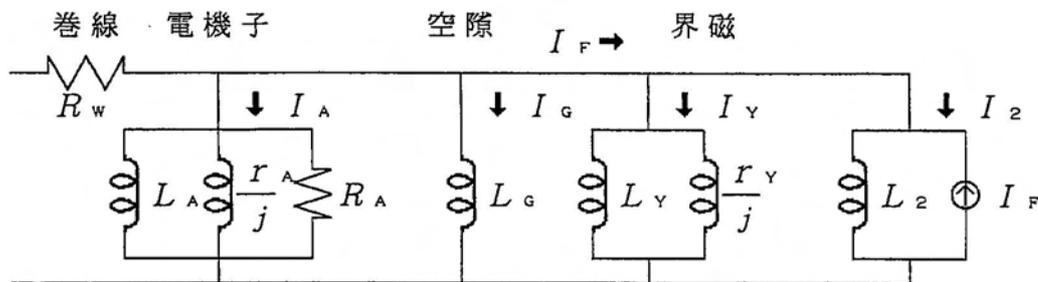


図 4.3-3 同期モータの等価回路

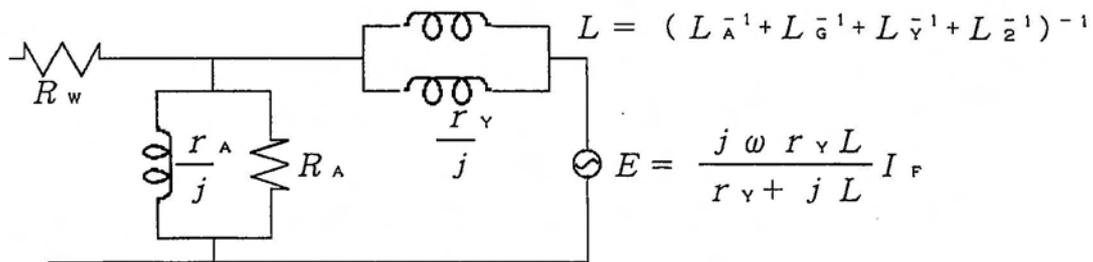


図 4.3-4 同期モータの等価回路

リラクタンスモータ(RM)においては L_Y などで表せる磁気抵抗が回転角により変化する。磁気抵抗変化は形状異方性によるもので、コア素材の磁気異方性も関係する。RMにおける回転(電気角 θ)によるインダクタンス L の変化と巻線の鎖交磁束 λ の変化を、

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_A} + \frac{1}{L_g} + \frac{1}{L_F} = \frac{1}{L_0} - \frac{1}{L_1} \cos 2\theta \quad [4.3-20]$$

$$\frac{2}{L_0} = \frac{1}{L_D} + \frac{1}{L_Q} \quad \frac{2}{L_1} = \frac{1}{L_Q} - \frac{1}{L_D}$$

$$\lambda = \sum \lambda_n \exp(jn\phi) \quad \phi = \omega t \quad [4.3-21]$$

とすると、励磁電流 I は、 n 成分について、

$$\begin{aligned} I &= \frac{\lambda}{L} = \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) - \frac{\lambda_n}{L_1} \exp(jn\phi) \cdot \cos 2\theta \\ &= \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) - \frac{\lambda_n}{2L_1} \{ \exp j(n\phi - 2\theta) + \exp j(n\phi + 2\theta) \} \end{aligned} \quad [4.3-22]$$

となる。同期状態 $\phi = \theta + \varepsilon$ とすると、

$$\begin{aligned} I &= \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) \\ &\quad - \frac{\lambda_n}{2L_1} [\exp j\{(n-2)\phi + 2\varepsilon\} + \exp j\{(n+2)\phi - 2\varepsilon\}] \end{aligned} \quad [4.3-23]$$

となる。 $n=1$ とすると、基本波成分のアドミッタンスは式 [4.3-24] で表せ、また式 [4.3-25] で示される大きさの第3高調波電流も流れることになる。ここで、 $V_B = j\omega\lambda_1$ である。

$$Y = \frac{1}{j\omega L_L} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j\omega L_A} \quad [4.3-24]$$

$$\frac{1}{L_L} = \frac{1}{L_0} - \frac{\cos(2\varepsilon)}{2L_1} - \frac{1}{L_A} \quad R_L = \frac{2\omega L_1}{\sin(2\varepsilon)}$$

$$I_{hf} = \frac{\lambda_1}{2L_1} = \frac{V_B}{2j\omega L_1} \quad [4.3-25]$$

従って、等価回路は r や R の変化を無視すると図 4.3-5 となり、出力 P は V_B^2 / R_L で表せ P は、

$$P = \frac{V_B^2}{R_L} = \frac{V_B^2 \sin 2\varepsilon}{2\omega L_1} = \frac{\omega \lambda_1^2 \sin 2\varepsilon}{4} \left(\frac{1}{L_0} - \frac{1}{L_D} \right) \quad [4.3-26]$$

になり、渦電流損 W_o 、ヒステリシス損 W_h 、銅損 W_{cu} は 各々 R_A 、 r_A 、 R_w で消費される電力で表せる。

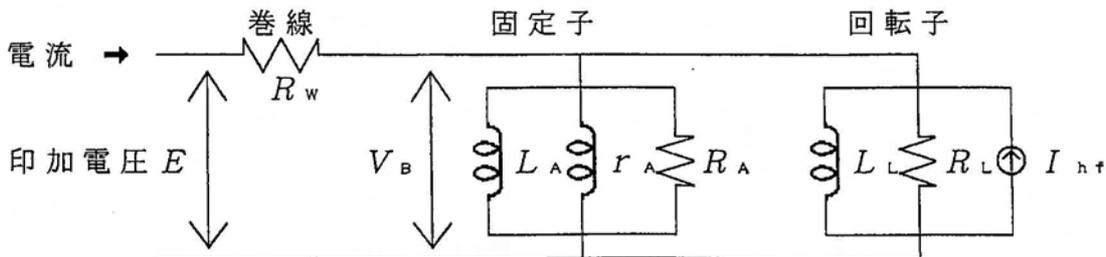


図 4.3-5 正弦波駆動における RM の等価回路

r や R の回転角による変化も考慮すると、回転子の等価回路は $\alpha = \exp j(2\varepsilon)$ として、図 4.3-6 になる。 $\varepsilon = 45^\circ$ では、回転子回転によるインダクタンス変化は抵抗として駆動することは述べた通りであるが、渦電流損やヒステリシス損に関係する抵抗分の回転子回転による変化は逆にインダクタンスとして働くことが分かる。

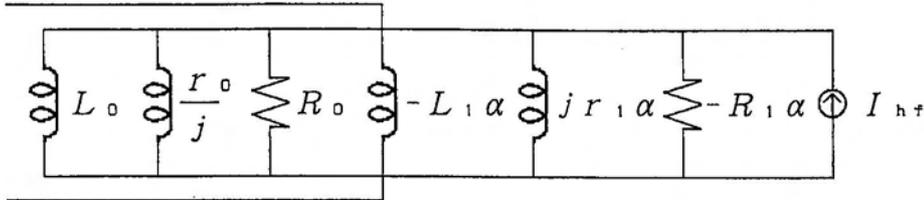


図 4.3-6 正弦波駆動における RM の回転子部の等価回路

(2) 空隙近傍の磁気回路に対する等価回路

固定子と回転子の間に生じる空間高調波は固定子、回転子のコア、特に歯部の形状や、永久磁石の着磁分布から生じたりする。この空間高調波（高調波次数は主磁束に対して n_{SH} 倍）成分の磁束 Φ_{SH} は、モータの界磁磁束と同じように扱え、 Φ_{SH} によりコアに損失（表面損） W_{SH} が生じるが、その損失はモータの制動力として働くことになる。

この空間高調波成分の磁束 Φ_{SH} が作る磁気回路は主磁束の磁気回路とは異なる。空間高調波で励磁されるコアの磁気特性定数を μ_{SH} 、 μ_{SH}' 、 σ_{SH} 、磁路の面積、長さを S_{mSH} 、 ℓ_{mSH} 、巻数を 1 として、

$$L_{SH} = \nu_{SH} \mu_{SH} \quad \nu_{SH} = S_{mSH} / \ell_{mSH} \quad [4.3-27]$$

$$r_{SH} = \nu_{SH} \mu_{SH}' \quad [4.3-28]$$

$$R_{SH} = \nu_{SH} \sigma_{SH} \quad [4.3-29]$$

とすると、空間高調波に対する等価回路は図 7 で表せる。空間高調波磁束に対するスリップ s_{SH} は約 1 となる。今まで検討してきた、空間高調波を考慮しない場合のモータの等価回路から算出されるモータ出力を P_{NSH} とすると、図 7 の等価回路での損失を W_{SH} として、空間高調波を考慮した場合の出力 P は次式で表せる。

$$P = P_{NSH} - s_{SH} W_{SH} \quad [4.3-30]$$

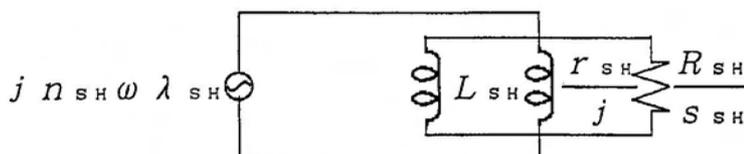


図 4.3-7 空間高調波に対する等価回路

4.4 コア素材の実機特性を考慮した回転機の等価回路

回転機の場合、コアの励磁は素材評価と異なり、回転磁界、時間高調波、空間高調波とともに、コア内の磁束分布、応力歪の影響を考慮しなければならない。回転磁界、時間高調波、空間高調波については既に検討したので、コア内磁束分布⁷¹⁾、応力歪²¹⁾や鋼板面垂直磁束を考慮した等価回路について検討する。

(1) 等価回路におけるコア内磁束分布の取扱い方法の検討

図4.4-1のように磁路長がコア内で異なるため、コア内に磁束分布が生じる。このコア内磁束分布も電磁鋼板内の磁気特性分布⁷²⁾と同様に、図4.4-2のように表せる⁷¹⁾。

$$L_i = \nu_i \mu_B \quad i = 1, 2 \quad [4.4-1]$$

$$r_i = \nu_i \mu_B' \quad \nu_i = N^2 S_{m1} / l_{m1} \quad [4.4-2]$$

$$R_i = \nu_i \sigma \quad [4.4-3]$$

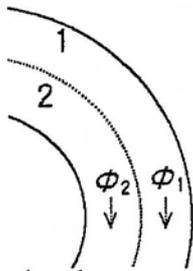


図 4.4-1

コア内の磁束分布

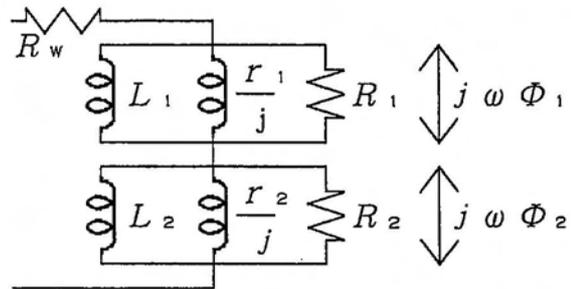


図 4.4-2 コア内磁束分布を考慮した等価回路

(2) 等価回路における加工歪²¹⁾等の取扱い方法の検討

応力や、塑性変形においては、本質的に磁気特性そのものが変化するので、等価回路定数も変化する。しかし、切断歪や打抜歪の場合は、磁化特性や渦電流損に比べて、ヒステリシス損が大きく変化する傾向にあるので、1次近似としては、ヒステリシス損を考慮すれば良い。切断や打抜されたコアの磁路長 l_m 、巻数 N_w である場合、等価回路としては、図4.4-3の加工歪を考慮した等価回路のように、ヒステリシス損に関係する虚数インダクタンスを回路につけ加えれば良い。虚数インダクタンスの回路定数 r_s は、コアの磁路断面に依らず、

$$r_s \propto k \frac{N_w^2}{l_m \delta} \quad [4.4-4]$$

で表せる。ここで、 δ は加工部変形幅で、 ε は機械伸び(elongation)あり、 δ は ε にほぼ比例する。また、 k は加工条件、板厚に依存する係数で磁束密度にも依存する。

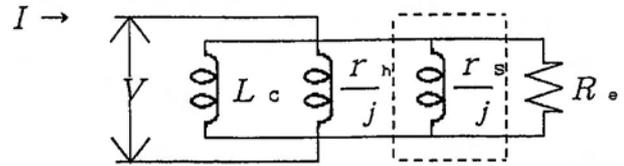


図 4.4-3 加工歪考慮の等価回路

(3) 等価回路における板面垂直磁束の取扱い方法⁷³⁾

円盤状（直径 $D = 2R$ 、板厚 t ）の電磁鋼板の板面に垂直に磁束が貫通する場合を検討すると、等価回路は通常の板面に平行に磁束が流れる場合と同じように図 4.4-4 で表せる。回路定数は電磁鋼板一枚、巻数 N として、

$$L = k \mu_B \quad k = \frac{\pi D^2 N^2}{4t} \quad [4.4-5]$$

$$r = k \mu_B' \quad [4.4-6]$$

$$R = k \sigma_0 \quad [4.4-7]$$

となる。ここで、 μ_B 、 μ_B' は板面垂直方向の透磁率、虚数透磁率であり、通常の板面に平行方向の値と殆ど同じ大きさで推定される。しかし、渦電流を表す回路定数の抵抗 R の大きさが異なる。板面垂直方向の磁束密度 B が均一であれば、円盤の直径を D （半径 R ）として渦電流損係数 σ_0 は式 [4.4-8] になり、 σ_0 、 R は非常に小さくなる。従って、 ωL 、 $\omega r \gg R$ であれば、等価回路は R のみで近似できることになる。また、 R は式 [4.4-9] となり、磁束密度が板面で均一であれば、等価回路定数の抵抗は円盤の大きさに依らないことが分かる。即ち電圧（従って、全磁束 Φ ）が一定であれば全渦電流損は一定である。〔磁束流れが板面平行であれば、全渦電流損は板厚に比例〕

$$\sigma_0 = \frac{32\rho}{D^2} \quad [4.4-8]$$

$$R = \frac{8\pi N^2 \rho}{t} \quad [4.4-9]$$

しかし、直径 D が大きくと、表皮効果と同様に円盤の外周部の W だけ磁束が流れるとすると、 $W \ll D$ として式 [4.4-10] となり、 R は式 [4.4-11] となる。

$$\sigma_0 = \frac{3\rho}{W^2} \quad [4.4-10]$$

$$R = \frac{\pi D W N^2 \sigma_0}{t} = \frac{3\pi \rho D N^2}{W t} \quad [4.4-11]$$

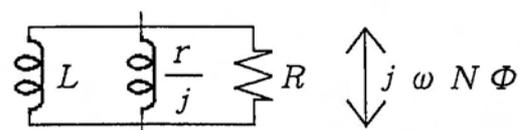


図 4.4-4 等価回路

次に、図 4.4-5 のように、板面に垂直に入った磁束が板面に平行に磁束が流れ、再び板面から出る場合を検討してみる。簡単の為、板面に磁束が入る磁路 a、b では近似的に抵抗 R_a 、 R_b 、板面に平行に磁束が流れる磁路 c、d はインダクタンス L_c 、 L_d のみとすると、等価回路は図 4.4-6 で表せる。回路定数は次式で示される。ここで、 W は電磁鋼板の幅である。

$$L_c = \frac{N^2 W t \mu_c}{\ell} \quad [4.4-12]$$

$$R_a = \frac{8 \pi N^2 \rho}{t} \quad [4.4-13]$$

$$R_b = \frac{8}{3} \pi N^2 \rho t \quad [4.4-14]$$

$$R_b \ll \omega L_d \quad [4.4-15]$$

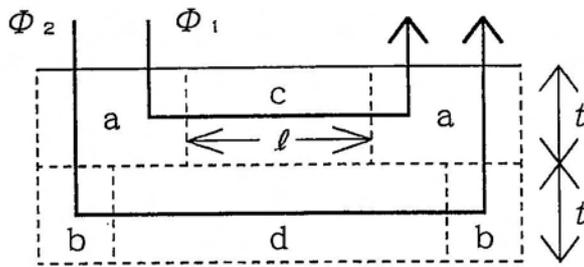


図 4.4-5 磁気回路モデル

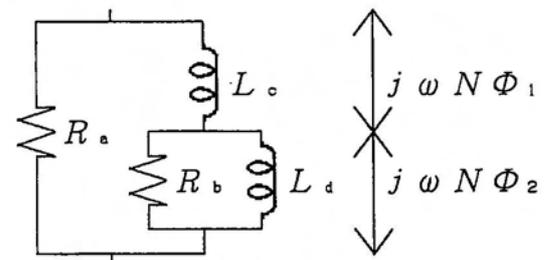


図 4.4-6 等価回路

磁束分布を実際に近づける為には、図 4.4-7 のように分布定数磁気回路を考える必要があり、回路定数は次の通りである。

$$\Delta L_k = \frac{N^2 W \Delta t \mu_k}{\ell} \quad [4.4-16]$$

$$\Delta G = \frac{\Delta t}{8 \pi N^2 \rho} \quad [4.4-17]$$

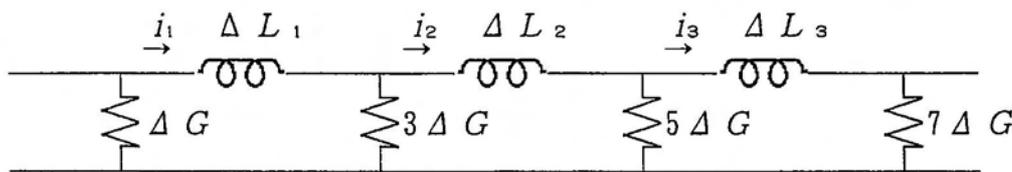


図 4.4-7 分布定数磁気回路

磁気飽和部分では式 [4.4-18]、非磁気飽和部分では式 [4.4-19] になる。

$$j \omega \Delta L_k i_k \approx 2^{-0.5} W \Delta t B_s \quad [4.4-18]$$

$$\omega \Delta L_k \gg 1 / \Delta G \quad [4.4-19]$$

$k = M$ で透磁率が最大透磁率となると、

$$\Delta L_{M-1} < \Delta L_M > \Delta L_{M+1} \quad [4.4-20]$$

となる。従って、図4.4-7の等価回路は少なくとも $k = M$ までを考慮すれば良いことになる。即ち、 $k < M$ ではほぼ磁気飽和して、 $k > M$ では磁束は流れないことになる。以上の現象を模式図で示すと、磁束 Φ が電磁鋼板の面に垂直に入ると、次式で示される厚さ t_0 まで磁束は進入するが、それ以上の深さには殆ど磁束は進入しないことが分かる。従って、電磁鋼板が十分に厚く積層していても損失は一定であることが推定される。実際に実験的にも確認されている⁷³⁾。

電磁鋼板の積層である場合には、積層間の空隙 g が問題となるが、一般に $g t \mu_k \ll l W \mu_0$ であり、空隙の影響は無視できる。考慮する場合には抵抗と並列に空隙のインダクタンスを考慮すれば良い。

$$t_0 = \frac{\Phi}{W B_s} \quad [4.4-21]$$

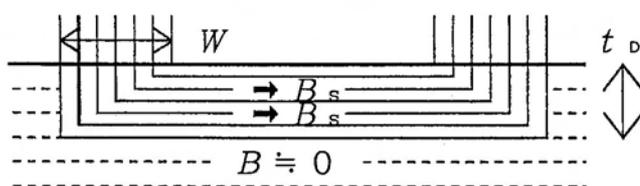


図4.4-8 磁束の流れ方

4.5 まとめ

以上、電磁鋼板の材質、使用方法等を考慮して、新しい電氣的等価回路を提案した。この等価回路は周波数依存性を磁気物性と材質の観点から合わせこんだもので、また鉄損については磁束密度が1.3T以上から、飽和磁化まで定数が近似的に一定となる。さらに、この等価回路は磁気回路と関連付けたものでもあり、実際のモータの性能予測が可能となった。特に、シリースモータやリラクタンスモータの性能も解析できる。

しかし、次の問題点が残っている。さらなる磁束密度依存性の適合や、異周波の重畳、第3章の磁歪の影響についての検討が必要と考えられる。

第5章 等価回路を利用した回転機の解析と高性能化

5.1 はじめに

回転機の高性能化のためには、回転機を構成する各要素の性能を向上させることが必要である。回転機コアも構成要素の一つで、高性能化が求められる。しかし、回転機性能におけるコアの寄与度は回転機の機種、構造、制御等で異なるので、回転機性能を評価し、コアの寄与度を明確化することが必要である。しかし、回転機を試作してコア寄与度を評価することは時間を要し、条件を大きく変えることは不可能である。そこで、試作せずに回転機性能を推定でき、特に条件を大きく変化でき推定できればコアの寄与度を明確化することができるので、非常に便利で効果的である。また、この回転機性能評価法を用いて、コア素材の最適選定や磁気回路の最適設計ができれば回転機の高性能化への寄与は大きい。

従来、回転機性能の推定法としては、等価回路⁷⁴⁾や数値解析(有限要素法等)⁷⁵⁾⁷⁶⁾を用いたものがあり、コア素材の寄与度の明確化やコア素材特性への要求がなされてきている。しかし、実機との詳細な対応が説明できないこと⁷⁷⁾が多く、コア素材の寄与度を明らかにできず、コア素材特性への詳細な要求ができない。その理由は主に2つある。そのひとつは第2章で述べたように回転機性能はコア素材特性だけでなく、コア条件により大きく左右されることが考慮されていないことである。特にコア形状や素材の磁化特性などにより生じる磁束分布の影響や、コアの加工、固定により生じる歪、応力の影響において、実機性能が推定法に反映されていない。もう一つは第3章で説明したように、推定法に素材特性や素材条件が反映されていないため、素材へ要求される最適特性や最適素材条件が明確にできないことである。従って、第2章で明らかにした実験結果を反映させて、コア素材特性を素材条件を盛り込んだ回転機性能評価法が必須である。本章ではその一つの手法として、第4章で提案した電気的新等価回路を活用して、回転機における電磁鋼板の最適化について検討する。

5.2 誘導機

(1) 誘導機の等価回路

誘導機の等価回路は一般的に抵抗とインダクタンスの直列回路⁷⁴⁾⁷⁸⁾で表したものが用いられている。しかし、第4章で述べたように、コア素材の電磁鋼板磁気特性を表現できなく、電磁鋼板の最適化等の検討はできない。そこで、電磁鋼板の最適化を検討できる第4章の等価回路を用いて、誘導機の高性能化と電磁鋼板の最適化を検討する。

誘導機の等価回路は基本的には図4.3-2であるが、実際には図5.2-1のように磁束の漏れが生じ、2次導体と界磁コアの短絡電流が生じるので、磁束流れと消費起磁力に対応させて図5.2-2で示される。2次電流は2次

導体のみを流れるものでなく、2次導体と界磁コアの電磁鋼板の絶縁が保たれない場合には2次電流が界磁コアを流れることになり、その電流は電機子電流で生じた全ての主磁束 Φ と鎖交しなくなり出力低下となる。図5.2-2では実効的に $\beta\Phi$ だけ鎖交しない場合を示す。磁束漏れ Φ_{WL} 、 Φ_{AL} 、 Φ_{GL} はインダクタンス L_{WA} 、 L_{AG} 、 L_{GF} に対応する。

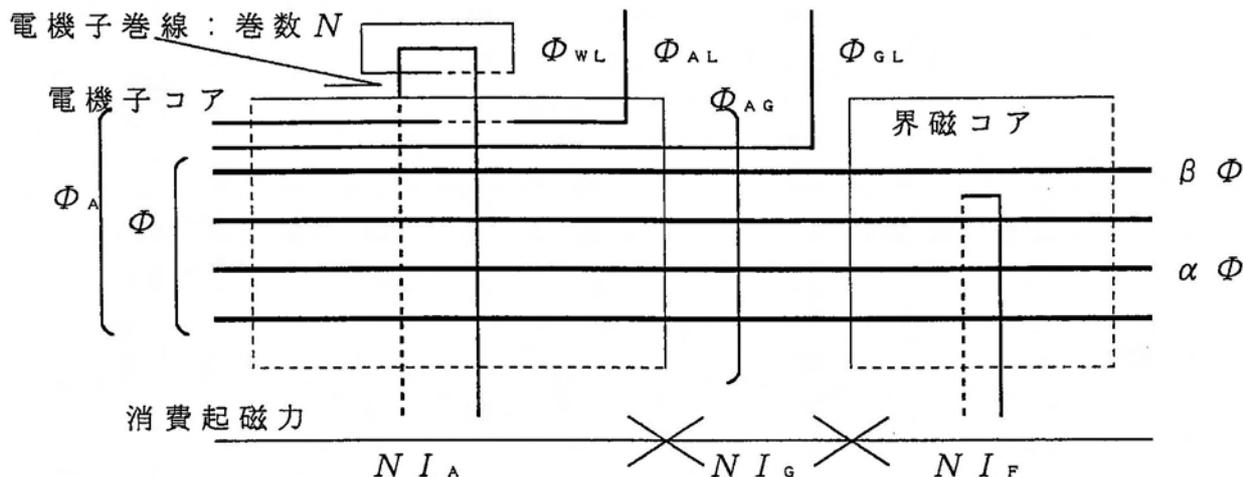


図5.2-1 誘導機における磁束流れと消費起磁力

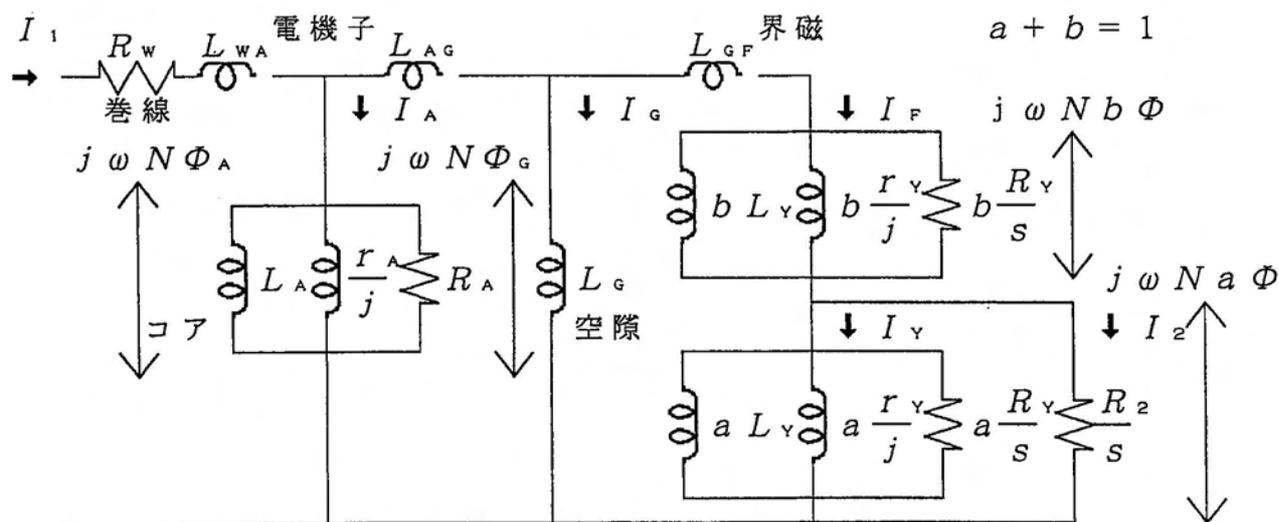


図5.2-2 誘導機の等価回路

(2) 誘導機における出力、損失

図5.2-2の等価回路より出力 P を求めると、

$$\begin{aligned}
 P &= \omega (1-s) \left[s \omega \left(\frac{a^2}{R_2} + \frac{1}{R_Y} \right) + \frac{1}{r_Y} \right] N^2 \Phi^2 & [5.2-1] \\
 &= (1-s) \frac{\omega^2 N^2 \Phi^2}{R_L} & \frac{1}{R_L} = s \left(\frac{a^2}{R_2} + \frac{1}{R_Y} \right) + \frac{1}{\omega r_Y}
 \end{aligned}$$

$$= (1 - s) W_0 \Gamma_P \quad W_0 = \frac{\omega^2 N^2 \Phi^2}{R_L} \quad \Gamma_P = \frac{R_w}{R_L}$$

で示される。上式は磁束 Φ で示したが、ベクトル制御の場合は Φ の大きさを制御するので、この式が直接適用できる。高出力化には Φ を大きくすることが必要で、電機子の回路定数を大きくすること（高透磁率、低鉄損）や空隙の回路定数を大きくすること（空隙を狭くすること）により、電機子コアの励磁電流 I_A 、ギャップの励磁電流 I_G を小さくし、巻線抵抗や漏れインダクタンスでの電圧降下を抑えることである。従って電機子コア素材には高飽和磁化、高透磁率、低鉄損が必要で、空隙を狭くできる加工寸法精度も要求される。 R_2, R_v, r_v を小さくしても出力を大きくできるので、2次導体（アルミ、銅）の抵抗を小さくすること、ヨーク材質として高鉄損のもの（低電気抵抗率、高ヒステリシス損）を用いることである。また2次導体と界磁コアの短絡電流を小さくし $a \rightarrow 1$ とすることも必要である。

次に励磁周波数（駆動周波数）についての損失を検討する。図5.2-2の等価回路より界磁側の損失は、

$$W_F = s \left[s \left(\frac{a^2}{R_2} + \frac{1}{R_v} \right) + \frac{1}{r_v} \right] \omega^2 N^2 \Phi^2 = s W_0 \Gamma_P \quad [5.2-2]$$

となる。一方、電機子側の損失は電機子巻線電流を I_1 とすると、

$$W_A = R_w I_1^2 + \left[\frac{\omega}{R_A} + \frac{1}{r_A} \right] \omega N^2 \Phi_A^2 \quad [5.2-3]$$

である。 I_1, Φ_A, Φ を正確に解くと複雑になるので、 $L_{AG} = L_{GF} = 0, b = 0$ として検討してみると、全損失は次式で示され、 W_0, Γ_A と ε を小さくすれば損失を小さくできる。

$$W = W_0 \{ (1 + \tan^2 \varepsilon) (\Gamma_A + \Gamma_P)^2 + \Gamma_A \} \quad [5.2-4]$$

$$\Gamma_A = R_w \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{\omega r_A} \right)$$

$$\tan \varepsilon = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{L_A} + \frac{1}{L_G} + \frac{1}{L_v} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{\omega r_A} + \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

Γ_A は後述するが、励磁磁束密度にあまり依存せず、電機子コアの鉄損に比例するもので、誘導機損失の低減には Γ_A を小さくすることが必要で、電磁鋼板の低鉄損化の必要性を示す。 $\cos \varepsilon$ は巻線抵抗や漏れインダクタンスを無視したときの力率を示し、 ε を小さくすることは力率向上につながることを示す。電磁鋼板に対しては高透磁率、高飽和磁化が要求されることを示す。構造的には空隙を狭くすることを示す。 Γ_P は一般にサイズ L に殆ど依存せず、2次抵抗とスリップ s で決まるものである。 Γ_A と Γ_P の大きさを比べる

と、鉄損抵抗 R_A 、 ωr_A は負荷の抵抗より大きくないと誘導機が実質的に駆動できなく、 $\Gamma_A \ll \Gamma_P$ なので、式 [5.2-4] は次のように近似できる。

$$W \cong W_0 \{ (1 + \tan^2 \varepsilon) \Gamma_P^2 + \Gamma_A \} \quad [5.2-5]$$

一方、出力の式 [5.2-1] を W_0 、 Γ_P で表すと次のようになる。

$$P = (1 - s) W_0 \Gamma_P \quad [5.2-6]$$

従って、効率を η とすると、

$$\frac{1}{\eta} = \frac{(1 + \tan^2 \varepsilon) (\Gamma_A + \Gamma_P)^2 + \Gamma_A}{(1 - s) \Gamma_P} + 1 \quad [5.2-7]$$

となる。当然のことながら、 ε 、 Γ_A が小さいほど効率が高くなり、電磁鋼板には高透磁率（高飽和磁化）、低鉄損が求められる。

励磁周波数以外に、制御波形の時間高調波や回転子、固定子間の空間高調波 [第 4.2 項参照] で損失が生じる。時間高調波（角周波数 ω ）による損失は $b = 0$ 、磁束漏れ無しとすれば $s = 1$ として式 [5.2-4] より求められる。電磁鋼板の表皮効果が生じる場合には電機子コア等の回路定数も電磁鋼板の表皮効果を換算する必要がある。 $R_2 \ll \omega L_A$ 、 ωL_G 、 ωL_Y 、 ωr_A 、 ωr_Y 、 R_A では、損失は高周波電流を I_{HF} あるいは高周波電圧を $\gamma_{TH} \omega N \Phi$ として、

$$\begin{aligned} W_{TH} &\cong \left[\frac{\Gamma_{PH} + 1}{\Gamma_{PH}} + \left(\frac{1}{\Gamma_{PH}^2} + \omega^2 \tau_{WA}^2 \right) \Gamma_A \right] R_W I_{HF}^2 \quad [5.2-8] \\ &\cong \frac{\frac{\Gamma_{PH} + 1}{\Gamma_{PH}} + \left(\frac{1}{\Gamma_{PH}^2} + \omega^2 \tau_{WA}^2 \right) \Gamma_A}{\left(\frac{\Gamma_{PH} + 1}{\Gamma_{PH}} \right)^2 + \omega^2 (\tau_{AG} + \tau_{WA})^2} \gamma_{TH}^2 W_0 \\ \Gamma_{PH} &= R_W (1 / R_2 + 1 / R_Y) \\ \tau_{AG} &= (L_{AG} + L_{GF}) / R_W \quad \tau_{WA} = L_{WA} / R_W \end{aligned}$$

で表せる。従って、 R_2 が小さく、 $\Gamma_{PH} \gg \Gamma_A$ のような場合にはコア素材の影響は少ないことがわかる。

空間高調波については第 4.2 項より 回転子表面の高周波鉄損が生じる。界磁磁極 1 対あたりの歯数を n_{SH} 、主磁気回路に対する空間高調波磁気回路の磁束密度比率、磁路断面積比率、磁路長比率を γ_{SH} 、 1 、 ν / n_{SH} とすると、空間高調波磁気回路定数を R_{SH} 、 r_{SH} として、空間高調波鉄損 W_{SH} は、

$$\begin{aligned} W_{SH} &= \gamma_{SH}^2 \nu n_{SH} W_0 \Gamma_{YH} \quad [5.2-9] \\ \Gamma_{YH} &= R_W \left(\frac{1}{R_{SH}} + \frac{1}{n_{SH} \omega r_{SH}} \right) \end{aligned}$$

で示され、歯数 n_{SH} に比例して増加する。しかし歯間隔が狭くなり、空隙長

さ g に近くなると ν は小さくなるので、 W_{SH} が最大となる n_{SH} が存在する。

(3) 誘導機における電磁鋼板の最適化

高出力化は W_o を大きくすることである。電機子巻線の電気抵抗率、総断面積と 1 ターンあたりの長さを ρ_w 、 S_w 、 l_w 、コアの断面積を S とすると、

$$W_o = \frac{\omega^2 N^2 \Phi^2}{R_w} = \frac{\omega^2 S_w S^2 B^2}{\rho_w l_w} \propto L^5 \quad [5.2-10]$$

となる。ここで、 L は誘導機のサイズを表すパラメータで、 Γ_P はサイズに依存しないパラメータであるので、誘導機の出力は サイズ L の 5 乗、体積 V の $5/3$ 乗に比例する。

高出力化の為にはコア素材の電磁鋼板には高磁束密度で使用できるものが要求されるが、特に小形化すると、 $P \propto V^{5/3}$ により出力密度が激減するので、電磁鋼板にはさらに高磁束密度材料が要求される。このような要求に対しては低 S_i 系の電磁鋼板が適している。

一方、低損失の為には $\tan \epsilon$ が小さいことが求められる。そこで、空隙の透磁率と長さを μ_o 、 g とし、コアの断面積を S 、電機子、界磁のコアの磁路長を l_A 、 l_Y とすると、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ は、

$$\begin{aligned} (\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon &= \frac{R_w}{\omega} \left(\frac{1}{L_A} + \frac{1}{L_G} + \frac{1}{L_Y} \right) \propto \frac{1}{L^2} \\ &= \frac{\rho_w l_w l_A}{\omega S_w S} \left(\frac{1}{\mu_A} + \frac{g}{l_A \mu_o} + \frac{l_Y}{l_A \mu_Y} \right) \end{aligned} \quad [5.2-11]$$

となり、低損失の為には高透磁率の必要性が示される。しかし、小形機のように空隙の長さ g が大きく、

$$\frac{g}{l_A} \gg \frac{\mu_o}{\mu_A} \quad [5.2-12]$$

であれば、電磁鋼板の透磁率は損失にはあまり影響しないことがわかる。

また、低損失の為には Γ_A が小さいことが要求される。コア素材の板厚、電気抵抗率、ヒステリシス損係数を t 、 ρ_o 、 μ_B' [第 4.1 項参照] とすると、 Γ_A は、

$$\Gamma_A = \frac{\rho_w l_w l}{S_w S} \left(\frac{\kappa t^2}{12 \rho_o} + \frac{1}{\omega \mu_B'} \right) \propto \frac{1}{L^2} \quad [5.2-13]$$

で表せる。ここで、 κ は古典理論値に対する実際の渦電流損の比率であり、 κ 、 μ' は飽和磁化近傍まではほぼ一定である。[第 3.2 項参照] 従って、高電気抵抗率、薄手でヒステリシス損の少ない電磁鋼板が適していることが言える。空間高調波鉄損を示す Γ_{YH} は周波数の違いはあるが Γ_A と同じであり、電磁鋼板への要求は同じになる。

小形になると、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ 、 Γ_A が大きくなり Γ_P に近づき、式[5.2-7]より効率が低下する。そのため、コア素材の高透磁率、低鉄損が見かけ上重要になる。しかし、同時に空隙の影響がコア素材よりも大きくなるので、コア素材の影響は小さくなる。従って、小形機の場合は高出力指向の材料が適しており、高磁束密度素材として、低Siの電磁鋼板が多く使用される。

(4) 誘導機の性能算定によるコア素材による性能差比較

実際に、等価回路を用いて11kW、4極の誘導機の性能を算定し、低鉄損、高透磁率材の50H230と高磁束密度の50A1300を比較してみた。 Γ_A 、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ は、低鉄損、高透磁率材の50H230では小さく、鉄損が大きく、透磁率が低い50A1300では大きくなる。しかし、高磁束密度では、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ は高磁束密度材の50A1300が小さくなる。

算定結果を図5.2-3に示す。11kW出力の場合、効率が最も高い電圧が存在し、最大効率は50H230の方が2%高い。50H230と50A1300を比較すると、低鉄損、高透磁率の50H230が一般に効率が上がるが、高電圧では50A1300の方が効率が上がる。コア鉄損は50H230の方が低いことは言うまでもないが、銅損は低電圧側では高透磁率材の50H230の方が小さいが、高電圧では高磁束密度材の50A1300の方が小さい。このように、コア素材の最適化には $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ 、 Γ_A 等で考えれば良いことが明かであるが、駆動条件（電圧など）により最適素材が異なることがわかる。

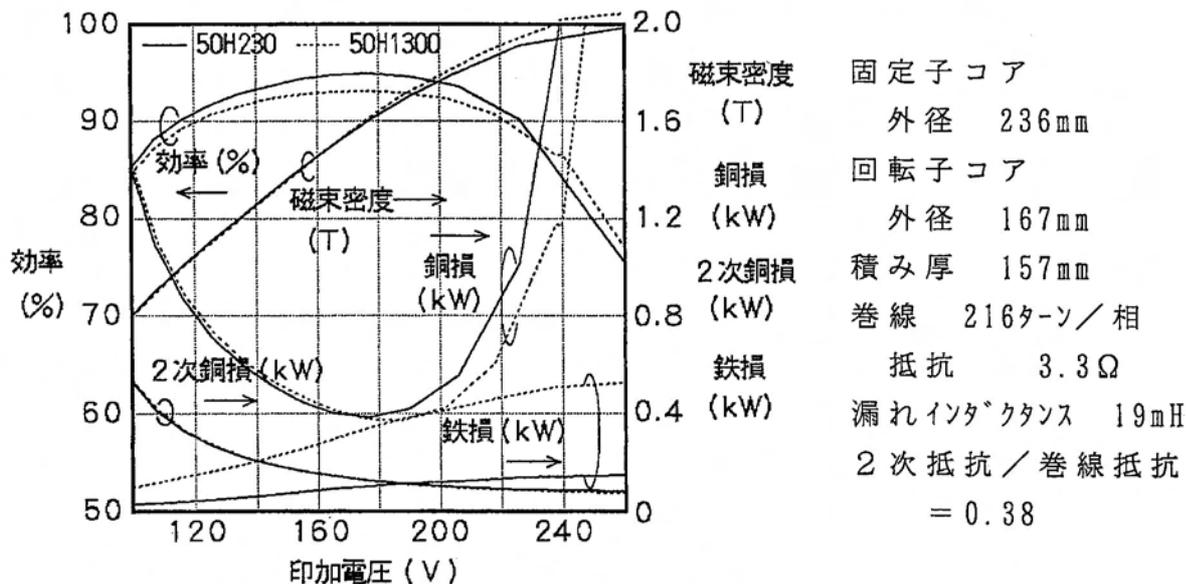


図5.2-3 誘導機性能に及ぼすコア素材の影響 (50Hz、11kW駆動時)

(5) 誘導機における課題と今後の高性能化について

以上のように、 Γ_A 、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ 、 Γ_P 等で、誘導機の性能をまとめ、コア素材の電磁鋼板に対する位置づけを明らかにした。 Γ_A はコア素材の鉄損に比例するが、励磁状態に殆ど影響しない因子であり、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ は

空隙の大きさと励磁状態で大きく影響するもので、特に飽和磁化近傍で増大がする。 Γ_P は2次導体や運転条件で決まり、コア素材の影響は少ない因子である。出力、損失の重みや駆動条件によりこれらの因子を用いて最適化できる。しかし、誘導機において、2次導体と界磁コアとの間の短絡の影響が無視できず、また実際、誘導機の性能ばらつきの原因のひとつとなっている。回転子の強度、寸法精度、温度安定性などからソリッドロータが検討されているが、この場合、2次電流の流れ方が性能を決める。今後の課題として、2次導体と電磁鋼板の絶縁の影響やソリッドロータの最適構造の決定などが挙げられる。誘導機の高性能化には高出力では高磁束密度材料の一言につきるが、 Γ_A 、 $(\Gamma_A + \Gamma_P) \tan \epsilon$ を小さくできる低鉄損、高透磁率の材料が要求される。

5.3 同期モータ及びブラシ付きDCモータ

(1) 同期モータの等価回路

誘導モータと同様に、第4章で説明した等価回路により同期モータの等価回路について、コア素材の電磁鋼板の面から考えてみる。

図4.2-8に同期モータの等価回路を示したが、ここでは漏れインダクタンスを含め、正弦波以外の駆動も考慮して界磁側の抵抗分（スリップ s ）もつけ加えて、図5.3-1に示した。界磁源は第4.2項で示したように、永久磁石の場合は減磁曲線の動作点（ H_d, B_d ）とリコイル透磁率 μ_r より求められる等価界磁電流 $I_F = (B_d / \mu_r - H_d) / N$ で表し、電流界磁の場合も界磁巻線数 N_2 、界磁電流 I_{F2} より求められる $I_F = N_2 I_{F2} / N$ で表した。

いま同期成分だけを考慮すると、 $s = 0$ で、 r_v による寄与は I_F に含まれ、漏れインダクタンスを無視できるとすると、図5.3-1の同期モータの等価回路は図4.2-9と同じように図5.3-2の電圧源の等価回路で表せる。ここで、 L_E や R_E は

$$1 / L_E = 1 / L_A + 1 / L_G + 1 / L_V + 1 / L_2 \quad [5.3-1]$$

$$1 / R_E = 1 / R_V + 1 / R_2 \quad [5.3-2]$$

で示される。

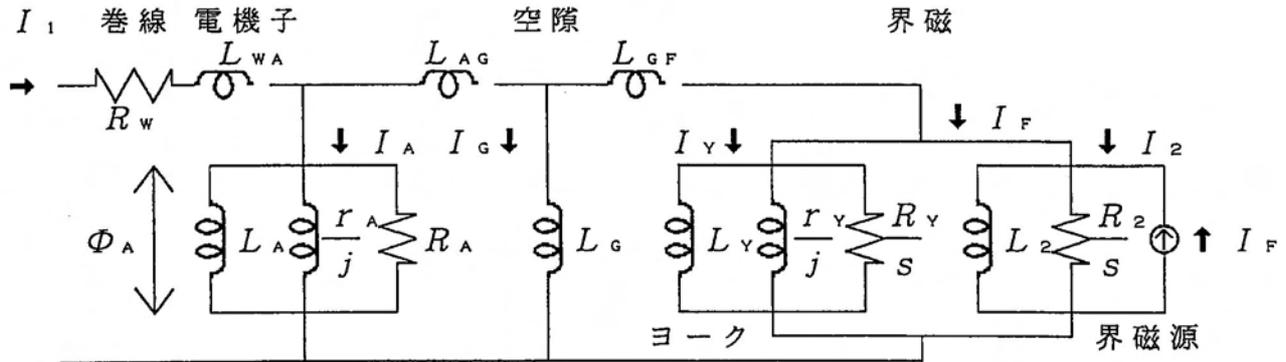


図5.3-1 同期モータの等価回路

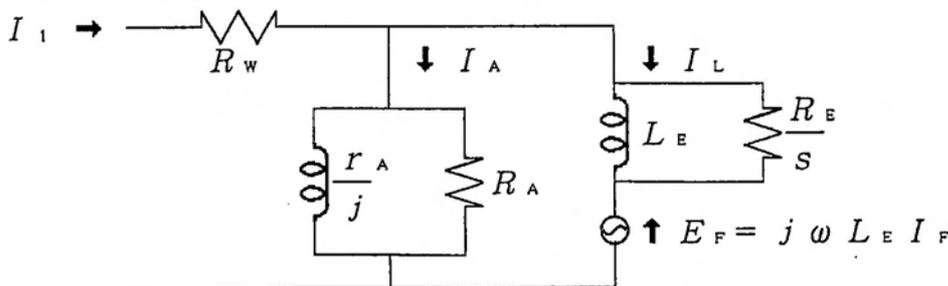


図5.3-2 同期モータの等価回路

(2) ブラシ付きDCモータの等価回路

印加直流電圧が E_{DC} であると、ピーク値 E_{DC} の矩形波形が図5.3-1の等価回路が加わった場合と同じになる。励磁角周波数 ω は同期モータでは制御で同期制御され、励磁電源で決まると考えることもできるが、ブラシ付きDCモータは回転数で決まる。電機子コアや界磁ヨークに求められる要求は同期モータと同じである。

(3) モータにおける出力と損失の関係

E_F での消費電力がモータ出力になる。モータの出力 P は同期状態 ($I_{FS} = j I_F$ が I_L と同期している) では、 I_L を実数として、

$$P = E_F^* I_L = \omega L_E (j I_F)^* I_L = \omega L_E I_{FS} I_L \quad [5.3-3]$$

$$= P_{FS} \Gamma$$

$$P_{FS} = \omega L_E I_{FS}^2 \quad \Gamma = I_L / I_{FS}$$

誘起電圧 E_F とトルク T は、

$$E_F = j \omega L_E I_F = \omega L_E I_{FS} \quad [5.3-4]$$

$$T = -j L_E I_F^* I_L = L_E I_{FS} I_L \quad [5.3-5]$$

となるので、誘起電圧定数やトルク定数は、

$$k_T = L_E I_{FS} \quad [5.3-6]$$

となる。

一方、モータ損失は次式で表せる。この式では $I_L = 0$ ($P = 0$) でも $I_1 \neq 0$ であるため R_w での損失は0でない。 $I_1 = 0$ では界磁磁束による鉄損のため、制動力が生じている。 ($P < 0$) W_{Fe0} は $I_1 = 0$ のときの電機子コアの鉄損である。

$$W = R_w \{ I_L^2 \tan^2 \delta + (I_L + I_{FS} \tan \delta)^2 \} \quad [5.3-7]$$

$$+ \{ (I_L / I_{FS})^2 + 1 \} W_{Fe0}$$

$$= P_{FS} \Gamma_{FS} \{ \Gamma^2 \tan^2 \delta + (\Gamma + \tan \delta)^2 \} + (\Gamma^2 + 1) W_{Fe0}$$

$$= \left[\frac{\Gamma^2 + 1}{\cos^2 \delta} (\Gamma_{FS} + \tan \delta) + (2 \Gamma \tan \delta - 1) \Gamma_{FS} \right] P_{FS}$$

$$W_{Fe0} = P_{FS} \tan \delta$$

$$\Gamma_{FS} = \frac{R_w}{\omega L_E} \quad \tan \delta = \omega L_E \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{\omega r_A} \right)$$

モータの効率 η は

$$\frac{1}{\eta} = \frac{\Gamma^2 + 1}{\Gamma \cos^2 \delta} \left[\Gamma_{FS} + \tan \delta \right] + \left[2 \tan \delta - \frac{1}{\Gamma} \right] \Gamma_{FS} + 1 \quad [5.3-8]$$

となり、最大効率のときの Γ は次式で示される。

$$\Gamma^2 = 1 - \frac{\Gamma_{FS} \cos^2 \delta}{\Gamma_{FS} + \tan \delta} = \frac{\Gamma_{FS} \sin^2 \delta + \tan \delta}{\Gamma_{FS} + \tan \delta} \quad [5.3-9]$$

ブラシレスDCモータの場合、励磁電圧は矩形になるので、第3高調波等の低周波数の高調波が含まれる。同期モータでも逆相成分等が含まれる。また、界磁源も磁石の着磁分布により第3空間高調波等が生じる。従って、各高調波について、図5.3-1の等価回路を考える必要がある。

PWM駆動等による時間高調波や回転子と固定子間の空間高調波については誘導機の場合と同じように、損失につながる。時間高調波は図5.3-1の $I_F=0$ として検討すれば良く、誘導機の場合と同じ式[5.2-8]で表せる。

(4) モータにおける電磁鋼板の最適化

モータの出力、トルクを高くするには L_E か I_{FS} を高くすることが必要である。界磁源が永久磁石である場合には高出力化には厚さの厚い高エネルギー積の永久磁石を使用することである。永久磁石の比透磁率（リコイル比透磁率）はほぼ1であるので、 $L_2 \ll L_A, L_V$ であり、

$$L_E \doteq \frac{1}{1/L_G + 1/L_2} \quad [5.3-10]$$

なので、空隙と磁石で決まり、電機子コアの影響は少ない。界磁源が巻線の電流の場合は電機子コアや界磁ヨーク（コア）の素材の高透磁率が高出力化につながる。ただし、トルクの高速度応答性に対しては R_E が小さいことが要求される。

低損失化の為には電機子コアの低鉄損化が必要である。また、モータ低損失化の為には $\tan \delta$ も小さくする必要で、電機子コア素材の高透磁率、低鉄損、界磁ヨークの素材の高透磁率化が要求される。界磁ヨークについては同期状態では鉄損は影響しない。

しかし、ブラシレスDCモータなどの励磁電圧や界磁源も磁石の着磁分布に含まれる第3高調波等の低周波数の高調波や、同期モータで考慮される逆相成分、また時間高調波や空間高調波について、電機子コア、界磁ヨークの素材材質を図5.3-1の等価回路で検討する必要がある。コアの回路定数は素材の重畳磁束（磁界）下の磁気特性に対応したものをを用いる必要がある。界磁源が永久磁石のとき、 R_2 は永久磁石の電気抵抗率 ρ_F とサイズに依存し、磁石の断面積 S_F 、厚さ l_F として、渦電流損係数を $12\rho_F/k_F S_F$ で表せるとすると、

$$R_2 = N^2 \frac{S_F}{l_F} \frac{12\rho_F}{k_F S_F} = N^2 \frac{12\rho_F}{k_F l_F} \quad [5.3-11]$$

となる。ここで、 k_F は磁石形状や磁石内渦電流の程度により決まる定数である。一方、電機子コアの断面積、磁路長を S_A 、 l_A 、コア素材の電気抵抗率、

板厚を ρ 、 t とすると、電機子コアの抵抗 R_A は、

$$R_A = N^2 \frac{S_A}{l_A} \frac{12\rho}{\kappa t^2} \quad [5.3-12]$$

となり、 $t^2 \ll S_A$ なので、焼結型希土類永久磁石では

$$\frac{R_2}{R_A} = \frac{\kappa t^2}{k_F S_A} \frac{l_A \rho_F}{l_F \rho} < 1 \quad [5.3-13]$$

であり、時間高調波等の高調波による損失への永久磁石の依存度がコア素材より高いことがわかる。同様に、空間高調波についても表面磁石型の場合には焼結型希土類永久磁石では R_{SH} が小さくなるので、損失に占める空間高調波の影響が無視できなくなる。

(5) 磁石モータにおける課題と今後の高性能化について

磁石モータにおいて、希土類磁石が多く使用されるようになってきた。そのため、電機子コアや界磁ヨークが磁気飽和するようになり、電流や電圧の波形歪が問題になってきた。従ってコア素材は高飽和磁化の材料の必要性が求められ、高磁束密度での高透磁率が求められるようになってきた。電磁鋼板の場合、飽和磁化のアップには限界があり、磁化特性の改善のみしか対応できない。また高速化すると誘起電圧が高くなるので、高電圧電源を用いるか、弱め界磁制御で誘起電圧を低減するため、等価界磁電流 I_F とは反対方向に電流を流す必要がある。従って、電磁鋼板を用いる場合、磁気回路面での改善や制御面での改善が重要なポイントとなる。実際、埋め込み磁石型や3次元的な磁気回路を用いた新型モータ等が検討されている。

磁石モータをPWMで駆動すると、磁石での発熱が大きく、高出力化のためには発熱による防止対策が重要である。このような場合、電機子コアや界磁ヨーク等に抜熱性が求められる。ブラシレス磁石モータの高速回転では、回転子に磁石があり、遠心力に対する電磁鋼板への要求もある。

5.4 リラクタンスモータ

(1) 同期型リラクタンスモータの等価回路

リラクタンスモータ(RM)においては L_v など表せる磁気抵抗が回転角により変化する。磁気抵抗変化は形状異方性によるもので、コア素材の磁気異方性も関係する。RMにおける回転(電気角 θ)によるインダクタンス L の変化と巻線の鎖交磁束 λ の変化を、

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_A} + \frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_v} = \frac{1}{L_o} - \frac{1}{L_1} \cos(2\theta) \quad [5.4-1]$$

$$\frac{2}{L_o} = \frac{1}{L_D} + \frac{1}{L_o} \quad \frac{2}{L_1} = \frac{1}{L_o} - \frac{1}{L_D}$$

$$\lambda = \sum \lambda_n \exp(jn\phi) \quad \phi = \omega t \quad [5.4-2]$$

とすると、励磁電流 I は、 n 成分について、

$$I = \frac{\lambda}{L} = \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) - \frac{\lambda_n}{L_1} \exp(jn\phi) \cdot \cos(2\theta) \quad [5.4-3]$$

$$= \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) - \frac{\lambda_n}{2L_1} \{ \exp j(n\phi - 2\theta) + \exp j(n\phi + 2\theta) \}$$

となる。同期状態 $\phi = \theta + \varepsilon$ とすると、

$$I = \frac{\lambda_n}{L_0} \exp(jn\phi) - \frac{\lambda_n}{2L_1} [\exp j\{(n-2)\phi + 2\varepsilon\} + \exp j\{(n+2)\phi - 2\varepsilon\}] \quad [5.4-4]$$

となる。 $n=1$ とすると、基本波成分のアドミッタンスは式 [5.4-6] で表せ、また式 [5.4-7] で示される大きさの第3高調波電流も流れることになる。ここで、 $V_B = j\omega\lambda_1$ である。

$$Y = \frac{1}{j\omega L_L} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j\omega L_A} \quad [5.4-5]$$

$$\frac{1}{L_L} = \frac{1}{L_0} - \frac{\cos(2\varepsilon)}{2L_1} - \frac{1}{L_A} \quad R_L = \frac{2\omega L_1}{\sin(2\varepsilon)}$$

$$I_{h\tau} = \frac{\lambda_1}{2L_1} = \frac{V_B}{2j\omega L_1} \quad [5.4-6]$$

従って、等価回路は r や R の変化を無視すると図 5.4-1 となり、出力 P は V_B^2 / R_L で表せ、 P は、

$$P = \frac{V_B^2}{R_L} = \frac{V_B^2 \sin(2\varepsilon)}{2\omega L_1} = \frac{\omega \lambda_1^2 \sin(2\varepsilon)}{4} \left(\frac{1}{L_0} - \frac{1}{L_A} \right) \quad [5.4-7]$$

になり、渦電流損 W_e 、ヒステリシス損 W_h 、銅損 W_{cu} は 各々 R_A 、 r_A 、 R_w で消費される電力で表せる。

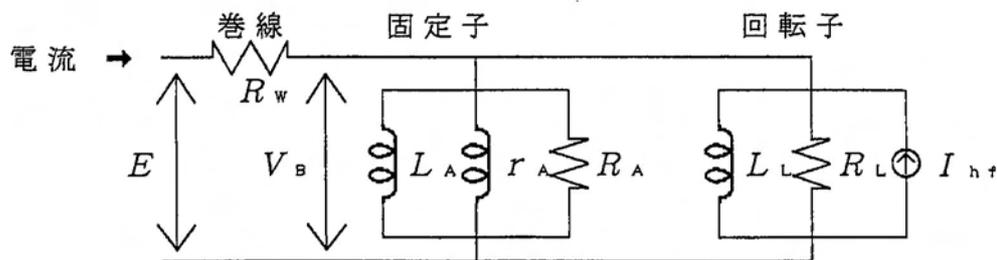


図 5.4-1 正弦波駆動における RM の等価回路

回転位置よる回路定数の r や R の変化も考慮すると、回転子の等価回路は $\alpha = \exp j(2\varepsilon)$ として、図 5.4-2 になる。 $\varepsilon = 45^\circ$ では、回転子回転によるインダクタンス変化は抵抗として駆動することは述べた通りであるが、渦電流損やヒステリシス損に関係する抵抗分の回転子回転による変化は逆にインダクタンスとして働くことが分かる。

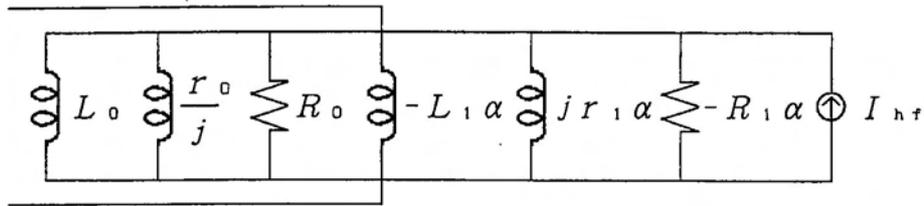


図 5.4-3 正弦波駆動における RM の回転子部の等価回路

(2) 同期型リラクタンスモータにおける電磁鋼板の最適化

RM の場合も電機子コアは高透磁率、高飽和磁化、低鉄損であることが必要で、界磁コアも高透磁率、高飽和磁化であることが重要である。しかし、 I_{hf} で表されているように、第 3 高調波が原理的に生じる。従って、他の同期モータより低周波数の高調波の影響を強く受ける。

(3) 埋め込み磁石型モータにおける電磁鋼板の最適化

埋め込み磁石型モータは磁石モータに同期型リラクタンスモータを兼ね合わせたモータである。従って、電機子コア素材はさらに高磁束密度で使用され、界磁ヨークも磁石磁束が流れた状態で使用されるので、界磁側の素材には重畳磁束下での磁気特性が要求される。回転子に磁石が埋め込まれているので、高速回転では遠心力に対する電磁鋼板への要求も強い。

(4) スイッチドリリラクタンスモータ (SRM) の等価回路

スイッチド駆動の場合 (駆動電圧と磁束密度が図 5.4-4 のように $\pm E$ パルスと三角波である場合) について、コア素材特性と RM 性能の関係を検討する。簡単の為、パルス幅 t_0 は非常に短く $s=1$ として考える。また、コア素材の直流ヒステリシスループは図 5.4-4 のように励磁されるとする。この場合、インダクタンス L_s (\propto 透磁率 μ) に誘起する起電力と保磁力による励磁電流 I_h は次のようになる。ここで n は回転数 (rps) である。

$$\frac{d(L_s i)}{dt} = R_L i + L_s \frac{di}{dt} \quad [5.4-8]$$

$$R_L = 2\pi n \frac{dL_s}{d\theta}$$

$$I_h = \pm \frac{H_c \ell}{N} \quad [5.4-9]$$

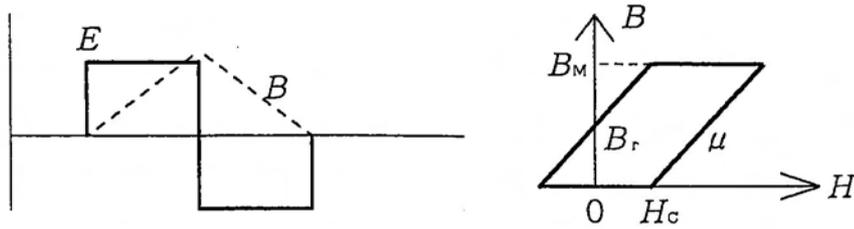


図5.4-4 SRM駆動における波形とコア素材のヒステリシスループ

従って、等価回路は 渦電流損を表す R_c も含めて表すと、図5.4-5で表せる。図5.4-5において、スイッチング駆動すると、出力 P と効率 η は式 [5.4-10]、式 [5.4-11] で表せる。

$$P \cong \frac{2 V_B^2 R_L t_o^3 f}{3 L_s^2} \quad [5.4-10]$$

$$\eta \cong \frac{R_L}{R_L + R_w} \quad [5.4-11]$$

高出力化には R_L を大きくする必要があり、高効率化の為には 当然ながら I_h を小さく R_c を大きくすること、固定子、回転子（移動子）ともに低鉄損であることが必要である。

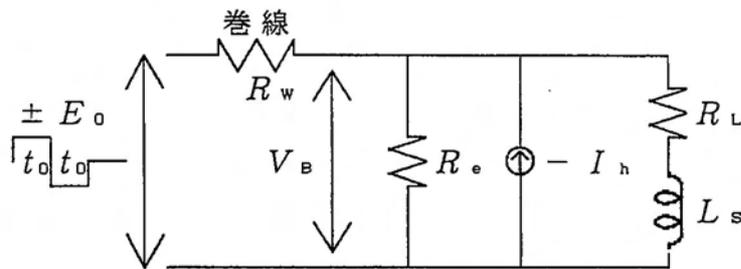


図5.4-5 SRMの等価回路

(5) SRMにおける電磁鋼板の最適化

SRMでは界磁コアもパルス励磁されるので、交流の磁気特性が求められ、低鉄損の必要性も要求される。電機子コアもパルス励磁される。従って、電機子コア、界磁コアともに高周波対応の電磁鋼板が求められ、通常のRMと同様に高飽和磁化、高透磁率が求められる。

5.5 シリースモータ

(1) はじめに

シリースモータは高い起動トルクを発生しているため、古くは電気鉄道、エレベータなど使用されていたが、現在では商用電源より容易に高回転数が得られるので、クリーナ等の家電機器や工具に使用されている。シリースモータは一般に交流整流子モータのシリースタイプを示し、交直両用モータであるが、ユニバーサルモータ⁷⁹⁾と広く呼ばれている。このモータは図5.5-1のように界磁側(固定子)は駆動電源周波数で励磁されるが、電機子(回転子)コアはモータ回転数で励磁される。クリーナでは2~5万 rpmで使用されるので、電機子の励磁周波数は300~800Hzになる。従って、電機子コア用電磁鋼板は高Si、薄手材の35A360~35A550²⁹⁾が使用されている。ユニバーサルモータの高効率化(電力供給一定では高出力化)の為には、銅損(巻線損失)と鉄損(コア損失)を低減する必要がある。銅損低減にはモータ磁気回路の磁気抵抗を低くしなければならず、空隙の狭幅化とコア材料の高透磁率化が重要である。鉄損低減方策にはコア材料の低鉄損化が行われる。また、全損失の低減のためには銅損と鉄損のバランスが重要で、駆動電流と界磁磁束の最適化が重要である。このように、コアには高透磁率、低鉄損の磁性材料⁸⁰⁾が必要であるが、駆動状態によりコアの励磁周波数と磁束密度が変化するので、解析が難しく、いままで、磁性材料の磁気特性に関係付けたモータ性能解析があまり詳しく行われていない。最近のシリースモータの高性能化要求⁸¹⁾に対応して、コア用電磁鋼板の最適磁気特性を探るため、電磁鋼板磁気特性の周波数依存性を表現した(また、電磁鋼板素材特性を考慮した)等価回路⁷¹⁾を用いて、モータ性能と電磁鋼板特性の基本的な関係を概略的に理論検討してみる。ここではブラシとコミュテータについての効果は無視する。

(2) シリースモータの等価回路

先ず、図5.5-2のようにコアレスモデル(コアは回転せず、電機子巻線だけが回転する。)の等価回路を考える。磁気回路はすべて静止しているため、全て電源の励磁角周波数 ω_T で励磁されるが、図5.5-1の電機子コアに対応した部分はコアレスモデルでは静止しており、固定子と同じ励磁角周波数 ω_T で励磁される。[コアレスモデルでは界磁コアと区別するため電機子コアと呼ぶことにする。] コアレス型モデルで、モータの磁気回路を界磁巻線と電機子巻線の各々から見たものを図5.5-3、図5.5-4に示す。界磁巻線から見た等価回路は図5になる。励磁電流、ヒステリシス損、渦電流損に関係する定数をインダクタンス L 、虚数インダクタンス r/j 、抵抗 R で表し、 L_{FF} 、 r_{FF} 、 R_{FF} は固定子部分、 L_{GF} は空隙、 L_{AF} 、 r_{AF} 、 R_{AF} は電機子部分をそれぞれ表す。 L_F 、 r_F 、 R_F は固定子、空隙、電機子部をまとめた回路定数である。

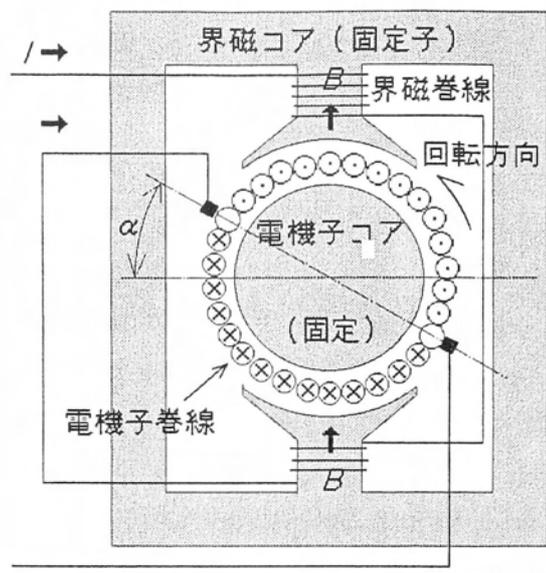
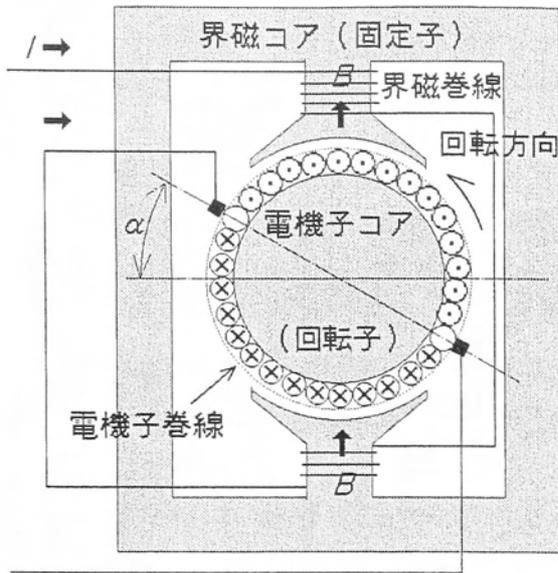


図 5.5-1 ユニバーサルモータの略図

図 5.5-2 コアレス型モデルの略図

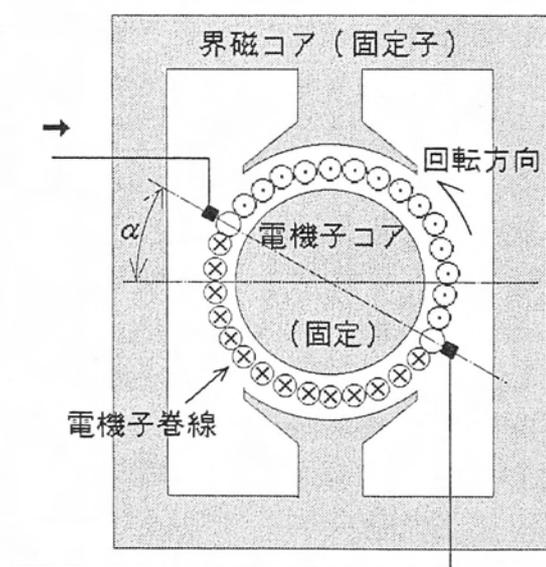
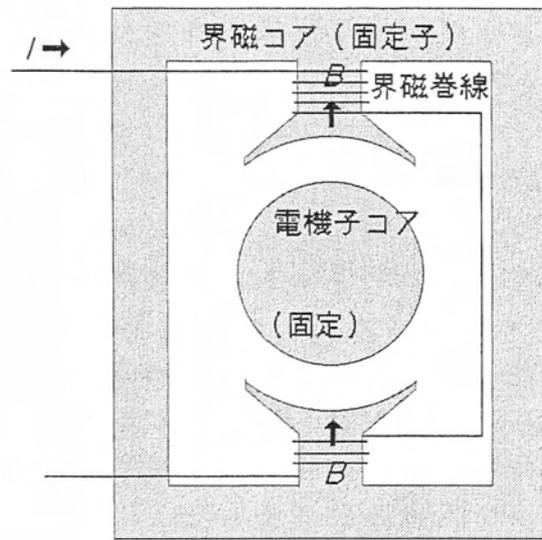


図 5.5-3 界磁巻線から見た磁気回路 [コアレスモデル]

図 5.5-4 電機子巻線から見た磁気回路 [コアレスモデル]

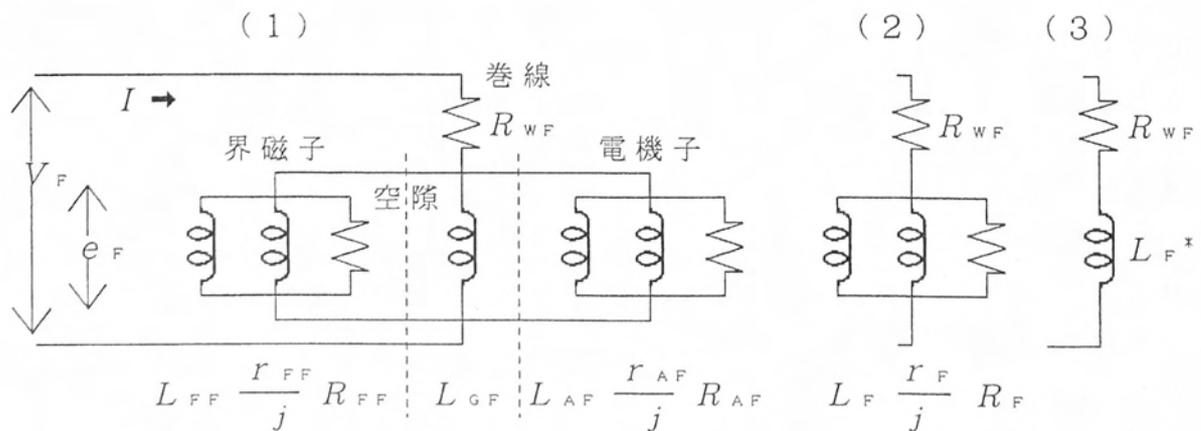


図 5.5-5 界磁巻線から見た等価回路

界磁巻線に流す電流を I とすると、界磁巻線に誘起される電圧は巻線数、発生する界磁磁束を N_F 、 Φ_F として、

$$e_F = j\omega_T L_F^* I = j\omega_T N_F \Phi_F \quad [5.5-1]$$

$$\frac{1}{j\omega_T L_F^*} = \frac{1}{j\omega_T L_F} + \frac{1}{\omega_T r_F} + \frac{1}{R_F}$$

で表せる。

次に、電機子巻線から見た等価回路は界磁磁束がない場合、図 5.5-6 になる。 L_{AA} 、 r_{AA} 、 R_{AA} は電機子部分を表す回路定数、 L_{GA} は空隙を表す回路定数、 L_{FA} 、 r_{FA} 、 R_{FA} は電機子部分を表す回路定数である。 L_A 、 r_A 、 R_A は固定子、空隙、電機子部をまとめた回路定数である。電機子巻線の誘起電圧は巻線数 N_A として、

$$e_A = j\omega_T L_A^* I = j\omega_T N_A \Phi_A \quad [5.5-2]$$

$$\frac{1}{j\omega_T L_A^*} = \frac{1}{j\omega_T L_A} + \frac{1}{\omega_T r_A} + \frac{1}{R_A}$$

である。 $\alpha = \pi/2$ で漏れ磁束がないと仮定し、 $n = N_A / N_F$ とすると、電機子巻線の等価回路定数は、界磁巻線の定数の n^2 倍したものになる。 $\alpha = 0$ の L_A^* を L_{A0}^* とすると、界磁巻線、電機子巻線の等価回路定数 L_F^* 、 L_A^* の関係は、

$$L_A^* = n^2 \sin\alpha \cdot L_F^* + \cos\alpha \cdot L_{A0}^* \quad [5.5-3]$$

で表せる。ブラシやコミュテータの保護のため、電機子反作用を打ち消すために α を調整することがあり、一般に $\alpha \neq 0$ である。[図 5.5-9 参照]

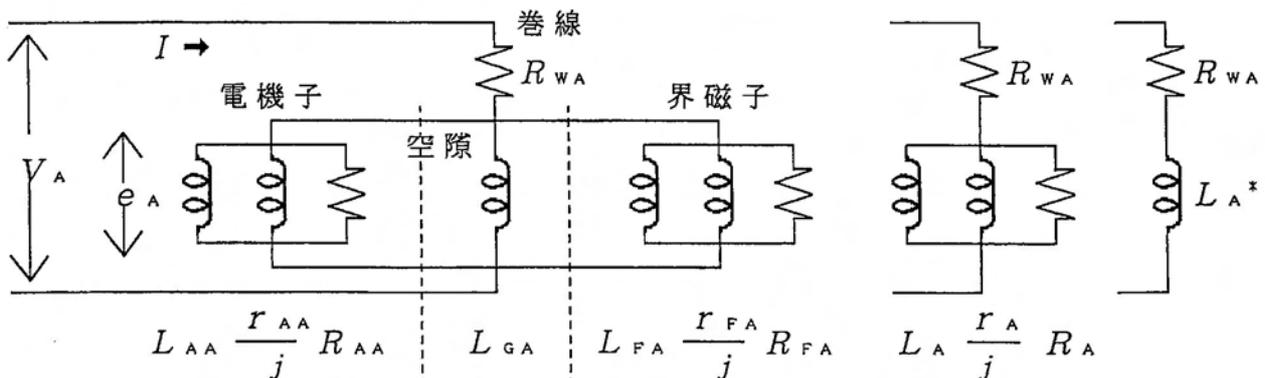


図 5.5-6 電機子巻線から見た等価回路 [界磁磁束がない場合]

回転子(電機子巻線)が回転すると、界磁磁束 Φ_F により速度起電力 E_s が電機子巻線に発生する。回転子の回転角速度を ω_R とすると、式 [5.5-1] を用いて、

$$E_s = \frac{N_A \Phi_F}{\pi} \cos \alpha \cdot \omega_R = -j A (j \omega_T N_F \Phi_F) \quad [5.5-4]$$

$$= \left[\frac{1}{j \omega_T \frac{A L_F}{j}} + \frac{1}{j \omega_T \frac{A r_F / j}{j}} + \frac{j}{\frac{A R_F}{j}} \right]^{-1} I$$

$$A = \frac{N_A \omega_R}{\pi N_F \omega_T} \cos \alpha = \frac{\omega_R}{\omega_T} a \quad a = \frac{N_A}{\pi N_F} \cos \alpha$$

となる。従って、界磁磁束を考慮した電機子の等価回路は図5.5-7になる。

$\alpha \neq 0$ では界磁巻線と電機子巻線は磁束がお互いに鎖交するので、相互インダクタンスMを考慮する必要がある、電機子巻線には界磁巻線電流により変圧器起電力も生じる。

$$M = n \sin \alpha \cdot L_F^* \quad [5.5-5]$$

以上より、コアレス型モデルの等価回路は図5.5-8となる。ここで、 $R_w = R_{wF} + R_{wA}$ である。モータの出力は

$$P_c = E_s I \quad [5.5-6]$$

であり、虚数インダクタンスとなった $A L_F / j$ により生じる回路損失が回転機出力となる。

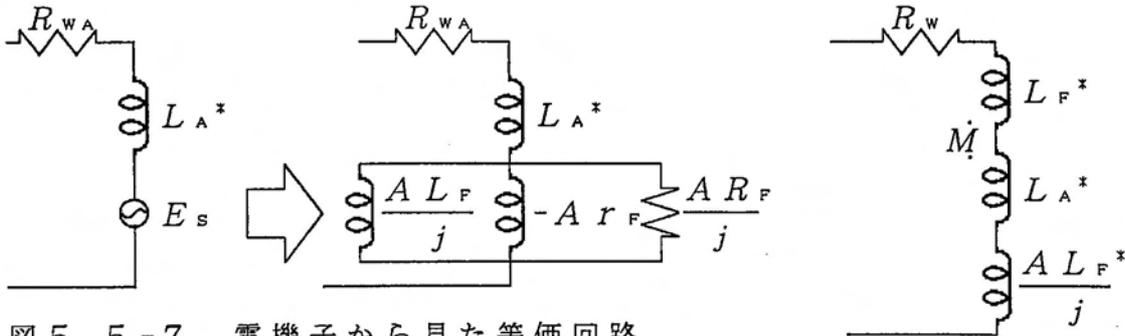


図5.5-7 電機子から見た等価回路

[界磁磁束がある場合] 図5.5-8 シリースモータの等価回路

コアレスモデルでは回転子の電機子コアを固定して検討したが、実際には回転するので、電機子コアには回転磁界鉄損 W_R が生じる。回転磁界鉄損 W_R は制動トルクとして動作するので、発生トルクが回転磁界鉄損 W_R だけ小さくなる。

回転する電機子コアには次式で示される磁束 Φ_T が生じる。

$$\Phi_T^2 = \Phi_F^2 + \Phi_A^2 - 2 \Phi_F \Phi_A \cdot \sin \alpha \quad [5.5-7]$$

電機子巻線に対する回路定数として、回転ヒステリシス損、渦電流損を表す r_R 、 R_R を用いて、回転磁界鉄損は

$$W_R = \left[\frac{1}{\omega_R r_R} + \frac{1}{R_R} \right] (\omega_R N_A \Phi_T)^2 \quad [5.5-8]$$

$$= \left[\frac{a}{\omega_T \gamma A r_R} + \frac{1}{\gamma R_R} \right] |E_S|^2 \quad \gamma = \left[\frac{|\Phi_F| \cos \alpha}{\pi |\Phi_T|} \right]^2$$

で表せ、この回転磁界鉄損だけ発生トルクが減少する。

また、実コアでは、界磁巻線、電機子巻線からみた電機子部分の回路定数 L_{AF} 、 r_{AF} 、 R_{AF} と L_{AA} 、 r_{AA} 、 R_{AA} は、回転する磁性材料を固定側からみた磁気特性でなければならない。従って、正確には交番磁界磁気特性とは異なる。本論文では簡略化のため、交番磁界磁気特性と同じに扱うことにする。

電機子巻線と界磁巻線をまとめると、等価回路定数は次式で表せる。

$$L_F^* + 2M + L_A^* = \beta L_F^* + \cos \alpha \cdot L_{A0}^* \quad [5.5-9]$$

$$\beta = 1 + (2n + n^2) \sin \alpha$$

従って、等価回路は図 5.5-10 になる。モータ出力は次式で表せる。

$$P_C = E_S I - W_R \quad [5.5-10]$$

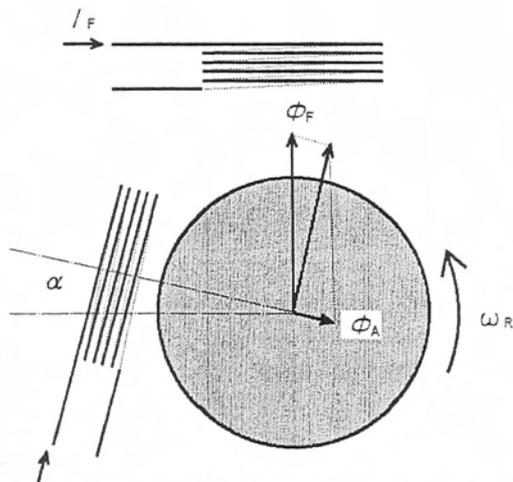


図 5.5-9 電機子コアの励磁状態

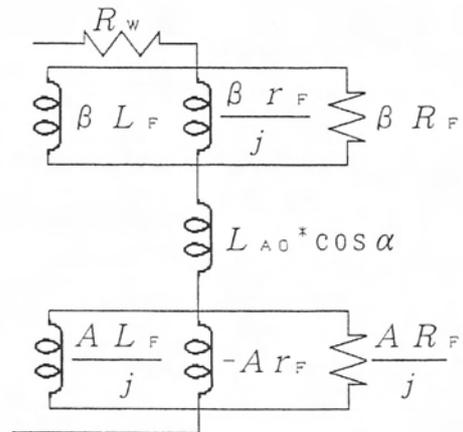


図 5.5-10

シリーモータの等価回路

(3) モータ性能に及ぼすモータ構造、運転条件の影響

図 5.5-10 の等価回路を用いて、モータ性能に及ぼすモータ構造、運転条件の影響について解析する。ここで、 L_{A0}^* は他の回路定数に比べ小さいので、簡単化のため $L_{A0}^* = 0$ とした。

駆動電流は、次式のようにコアの高インピーダンス（磁路断面積大、高透磁率、低鉄損）で、回転子の回転数や励磁周波数が高いと小さくなる。

$$I_F = \frac{\omega_0^*}{\omega_0^* + a \omega_R + \beta \omega_T} \frac{E}{R_w} \quad [5.5-11]$$

$$\omega_0^* = \frac{R_w}{L_F} + j \left[\frac{R_w}{r_F} + \omega_T \frac{R_w}{R_F} \right]$$

界磁磁束 Φ_F は電流 I_F と L_F^* に比例し、

$$\Phi_F = \frac{E / N_F}{\omega_0^* + a \omega_R + \beta \omega_T} \quad [5.5-12]$$

で表せるので、コアの高インピーダンス（磁路断面積大、高透磁率、低鉄損）であり、回転子の回転数や励磁周波数が低いほど大きくできる。

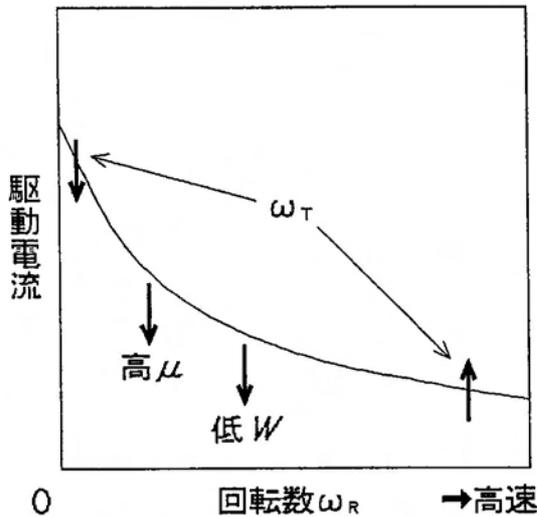


図 5.5-11 駆動電流と回転数

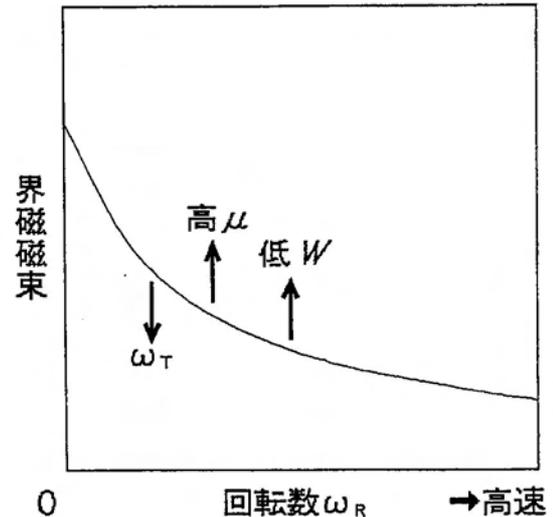


図 5.5-12 界磁磁束と回転数

回転子の回転による回転磁界鉄損を考慮しない場合の発生トルクは

$$T_0 = \frac{\frac{R_w}{\omega_T L_F} \frac{a}{\omega_T} \frac{|E|^2}{R_w}}{\left[\frac{a}{\omega_T} \omega_R + \frac{R_w}{\omega_T L_F} \right]^2 + \left[\beta + \frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right]^2} \quad [5.5-13]$$

$$\leq \frac{\frac{R_w}{L_F}}{\left[a \omega_R + \frac{R_w}{L_F} \right]^2 + \frac{R_w^2}{r_F^2}} \frac{a |E|^2}{R_w}$$

で示され、コアのインピーダンス（磁路断面積、透磁率）に対して、発生トルクが最大となる最適値が存在することがわかる。回転数、励磁周波数、コア材料の鉄損が大きくなると、トルクは小さくなる。

実際のトルクは、上式の発生トルクから、回転子回転による回転磁界鉄損で生じる制動トルクを除いたものとなる。

$$T = T_0 - W_R / \omega_R \quad [5.5-14]$$

モータ鉄損は電源角周波数による交番磁界鉄損と、回転子回転による回転磁界鉄損があり、特に後者が大きい。

$$W_{F\phi} = \frac{\frac{a^2 \omega_R^2}{\gamma \omega_T^2} \left(\frac{R_w}{\omega_R r_R} + \frac{R_w}{R_R} \right) + \beta \left(\frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right) |E|^2}{\frac{a^2 \omega_R^2}{\omega_T^2} \left(1 + \frac{R_w}{a \omega_R L_F} \right)^2 + \left(\beta + \frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right)^2 \frac{R_w}{R_w}} \quad [5.5-15]$$

ヒステリシス損は上式の分子における r_R 、 r_F に関する部分、渦電流損は同じく上式の分子 R_F 、 R_R に関する部分で分離できる。

銅損は次式で示される。駆動電流と同様に、回転子の回転数が高くなると、駆動電流が小さくなる。

$$W_{Cu} = \frac{\left(\frac{R_w}{\omega_T L_F} \right)^2 + \left(\frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right)^2}{\left(\frac{a}{\omega_T} \omega_R + \frac{R_w}{\omega_T L_F} \right)^2 + \left(\beta + \frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right)^2} \frac{|E|^2}{R_w} \quad [5.5-16]$$

$$\cong \frac{\frac{R_w^2}{L_F^2} + \frac{R_w^2}{r_F^2}}{\left(a \omega_R + \frac{R_w}{L_F} \right)^2 + \frac{R_w^2}{r_F^2}} \frac{|E|^2}{R_w}$$

以上より、効率は次式で示される。

$$\eta_{F\phi} = \frac{a \frac{\omega_R}{\omega_T}}{a \frac{\omega_R}{\omega_T} + \chi_{AF\phi} + \chi_{FF\phi} + \chi_{Cu}} \quad [5.5-17]$$

$$\chi_{AF\phi} = \frac{a^2 \omega_R}{\gamma \omega_T} \left(\frac{L_F}{r_R} + \frac{\omega_R L_F}{R_R} \right) \quad \chi_{FF\phi} = \beta \left(\frac{L_F}{r_F} + \frac{\omega_T L_F}{R_F} \right)$$

$$\chi_{Cu} = \frac{R_w}{\omega_T L_F} \left[1 + \left(\frac{L_F}{r_F} + \frac{\omega_T L_F}{R_F} \right)^2 \right]$$

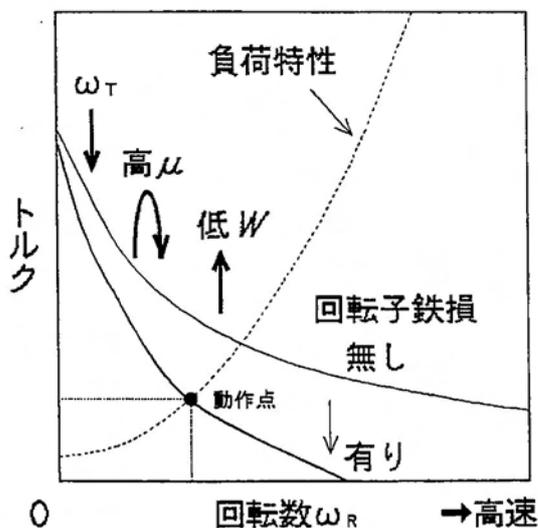


図 5.5-13 トルクと回転数

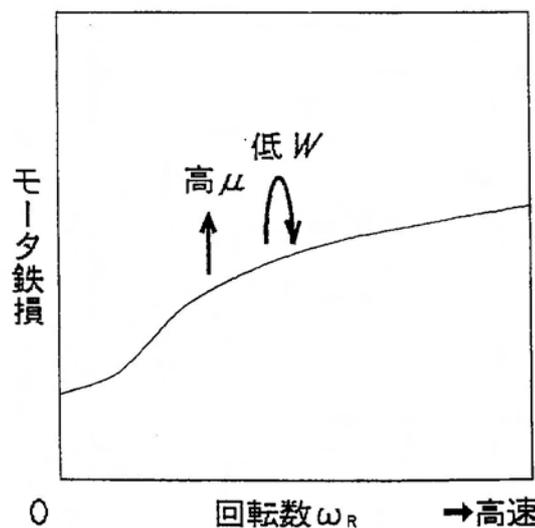


図 5.5-14 モータ鉄損と回転数

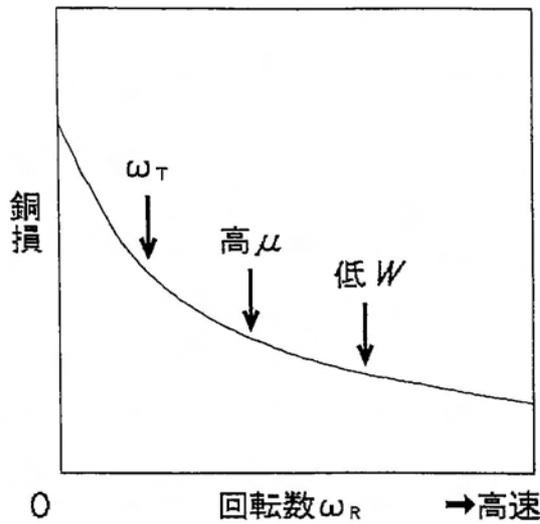


図 5.5-15 銅損と回転数

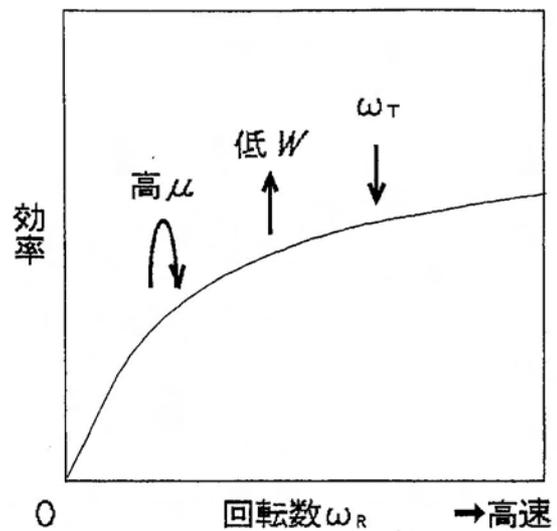


図 5.5-16 モータ効率と回転数

(4) シリースモータ用電磁鋼板の最適化

印加電圧が一定の場合を検討する。モータ性能に及ぼすコア素材の透磁率 μ の影響を概略的に図 5.5-17 に示す。トルクに対する透磁率の最適値は μ を L_F で考えると、次式のように、素材が高鉄損 (r_F, R_F が低い) で、励磁角周波数 ω_T 、角速度 ω_R が高いほど最適 μ は小さくなる。

$$\frac{R_w}{\omega_T L_F} = \left[\left(\frac{a}{\omega_T} \omega_R \right)^2 + \left(\beta + \frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right)^2 \right]^{1/2} \quad [5.5-18]$$

高 μ であるほど、電流が減少し、磁束密度が高くなるので、銅損は減少し、鉄損は増加するので、モータ鉄損に対しても最適値が存在する。モータ効率で考えると、モータ効率が大きくなる μ の最適値は次のようになる。

$$\frac{R_w}{\omega_T L_F} = \left[\left(\beta + \frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right)^2 - 1 + c \right]^{1/2} \quad [5.5-19]$$

$$c = \frac{a^2 \omega_R^2}{\gamma \omega_T^2} \left[\frac{R_w}{\omega_R r_R} + \frac{R_w}{R_R} \right] - \left[\frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} \right]$$

モータ性能に及ぼす素材鉄損の影響を概略的に図 5.5-18 に示す。モータのトルク、効率、銅損に対しては素材鉄損は低いほど良い。モータ鉄損は素材鉄損が低ければ低くなるが、逆に素材鉄損が大きくなっても、駆動電流が流れ難くなるので、モータ鉄損は低減する。従って、モータ鉄損が最も大きくなる素材鉄損が存在する。ただ、素材鉄損が大きく、モータ鉄損が低くなる場合にはトルクも低減し、モータ機能を失くすことを意味する。素材鉄損の最悪値は $r_R \propto r_F$ 、 $R_R \propto R_F$ とすると、式 [5.5-20]、式 [5.5-21] になり、 $r_F \propto R_F$ の場合には式 [5.5-22] となる。

$$\frac{R_w}{\omega_T r_F} = \left[\frac{R_w}{R_F} + \left(\frac{a}{\omega_T} \omega_R + \frac{R_w}{\omega_T L_F} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} \quad [5.5-20]$$

$$\frac{R_w}{R_F} = \left[\frac{R_w}{\omega_T r_F} + \left(\frac{a}{\omega_T} \omega_R + \frac{R_w}{\omega_T L_F} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} \quad [5.5-21]$$

$$\frac{R_w}{\omega_T r_F} + \frac{R_w}{R_F} = \left[\left(\frac{a}{\omega_T} \omega_R + \frac{R_w}{\omega_T L_F} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} \quad [5.5-22]$$

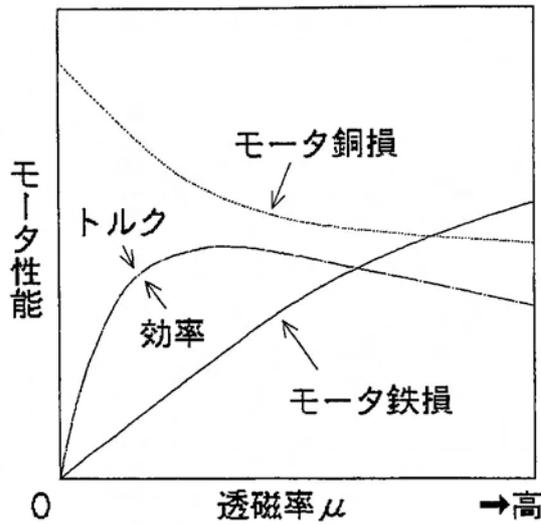


図 5.5-17 モータ性能と透磁率

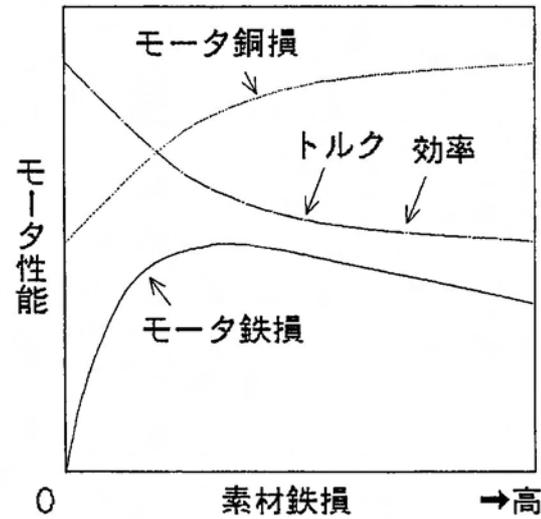


図 5.5-18 モータ性能と素材鉄損

(5) シリースモータの高性能化

シリースモータにおける性能と電磁鋼板磁気特性の関係を等価回路で解析をした結果より、高トルク、高回転数、高効率を得るためには素材鉄損は低いほど良いが、コア素材の透磁率には最適値があるが明らかになった。即ち、コア以外の設計条件が一定であれば高透磁率が必ずしも高性能化にはならないことを意味する。しかし、コア以外の設計条件を変えると、さらなる高性能化も期待できる。解析では等価回路のインダクタンスと抵抗を用いて、インダクタンスをコア材質の透磁率として検討したが、インダクタンスは巻線数、コア断面積、磁路長などでも最適化できる。従って、高透磁率と共に巻線数を減少させれば銅損もさらに低減できる。

このように、シリースモータの高性能化にはコア材質だけでは本質的な高性能化は不可能で、コア材質とともにコア素材以外のモータ設計条件も同時に最適化することが重要と考える。

5.6 まとめ

回転機の性能は回転機の機種、構造、駆動条件（制御）で決まるので、回転機を構成する各要素として、回転機コアも最適化する必要がある。特に駆

動条件はコアの励磁条件を変化させるので、回転機の駆動条件によりコアの最適条件も変化する。これらの解析のためには、電氣的等価回路が便利である。しかし、従来の等価回路では回路定数がコア材質条件と関連がなかったが、第3章で述べたように、コア材質と関連付けられた新しい等価回路を用いると、等価回路により、回転機の駆動条件とコア材質条件を関連付けることができた。このことにより、回転機の性能予測が可能になり、コアの最適選定とともに、回転機の最適設計法も可能になった。また、従来等価回路では周波数が変化する場合は使用できなかったが、新しい等価回路ではベクトル制御やインバータ駆動等のように周波数が変化しても適用可能であり、最適制御法の検討にも使用できると考える。

回転機のさらなる高性能化のためには、構成素材のコアの最適選定とともに、回転機の機種、構造、駆動条件（制御）の最適化も同時に行う必要があると考える。従来の回転機の最適化はコア材質を一定として、構造や駆動条件のみで行われたり、逆に構造や駆動条件を一定として、コア素材の最適化をおこなった。しかし、構造や駆動条件と共にコア素材の材質条件も同時に検討しないと、新しい高性能化手段が考案できないこともあると考える。今後の回転機の高性能化にはこのような総合的な視野による設計が重要と考える。

第6章 電磁鋼板の磁気特性を活かした回転機

6.1 はじめに

(1) 電磁鋼板へ求められる機能^{1,2)}

回転機において、電磁鋼板は磁気回路を構成する部材であり、回転機は電気エネルギーと機械エネルギーの間の変換を界磁磁束 Φ_F を媒体として行う。その Φ_F を永久磁石や界磁巻線の電流によって発生させるが、コア素材は Φ_F を大きくする役割を有する。また、 Φ_F をエネルギー変換が行われる電機子巻線へ導く役割も担い、回転子の回転(回転速度 $d\theta/dt$)による界磁磁束変化 $d\Phi_F/d\theta$ を円滑に行わせ、エネルギー変換を効率よく行う。界磁磁束変化においては軟質磁性材料には高速応答性が要求される。

しかし、回転機において、コア素材に要求される機能は前述の“磁束の発生、誘導”、“磁束の高速応答性”以外に、“発生推力の保持、伝達”、“機器内発生熱の抜熱性”、“機器外への磁束漏れの抑制”等もある。

回転機の発生推力(トルク)は磁性材料の表面に生じ、コアレスの様に巻線に流れる電流で生じる推力も巻線を固定しているヨークで推力保持される。また、高速回転機では遠心力に耐えるコア素材、構造が必要である。従って、コア素材やコア、ヨークには機械特性が要求され、この要求が満たされないと回転機では機能できない。鉄損や巻線で発生する銅損による発熱は部材の限界温度(巻線、センサ)や、熱膨張による諸問題(回転子固定子間ギャップの維持、回転子バランスの低下、加工機などの寸法精度低下)のため最大出力を低くする。回転機を用いた機器は小形軽量、多機能化の為、回転機も他の電気部品等とともに密集状態で使用される。このような場合、回転機からの磁束漏れは問題の一つである。また超電導回転機のコアは使用形状、構造は殆ど同じであるが、従来の“磁束の誘導”の役割より磁束漏れの抑制の役割として、“磁気シールドコア”として使用されている。

このような役割がコア素材の電磁鋼板にも要求され、これらの機能をバランス良く保有した電磁鋼板を選定することが回転機の高性能化につながる。しかし、電磁鋼板へ直接要求される機能と共に、全体設計の最適化や回転機の生産ラインの生産向上のための要求も電磁鋼板には求められる。

全体設計の最適化ではスロット内巻線占積率の向上が分割コアの採用により実現され出力も倍増した¹⁾。従来の一体打ち抜きコアでは全方向での磁気特性が要求されていたが、分割コアでは限られた方向の磁気特性が優先させるようになり、方向性電磁鋼板の活用も考えられるようになった²⁾。また分割コアの高寸法精度組立のため、板厚偏差の低減、打ち抜き精度向上のための打ち抜き性向上が要求されるようになった。

回転機の実用ラインの生産向上としては、電磁鋼板の使用歩留まり改善やラインの自動化のため、自動車のオルタネータで使用されている螺旋コア、分割コアに相当する部分コアを連結して打ち抜き、折り曲げて使用するもの

等が実用化されている。しかし、一つの問題点として、曲げ加工による板厚の変化が、コアの透磁率性の低下、コアの機械的剛性の低下を引き起こし、広く実用化する事ができなかった。本論文ではこの問題点解決法として、「方向性電磁鋼板の螺旋コア」を提案する。

(2) 回転機へ求められる新しい機能

回転機にも新しい機能が要求されるようになってきた。新しいアクチュエータの出現と共に、装置部品、回転機部材の数量削減が求められ、回転機は他の機能を付与することも求められ、或いは回転機のケースの役割をコア自身に持たせるようになってきた。本論文では回転機にトランス機能を付与した「モートランス」を提案した。

回転機の性能は制御法により引き出せるものであり、制御し易い手法の提案や制御し易い回転機も重要である。制御するためにはセンサ機能が要求されるが、センサ機能を回転機自身に持たせるセンサレス制御も注目されている。本論文では制御法への新しい提案として、「電磁鋼板の磁気特性を反映させた等価回路法」を提案した。また、センサ機能を有した回転機として、「トルクセンサ付きモータ」についても検討する。

一方、回転機のコア素材である電磁鋼板の特性を活用した新しい回転機構造の開発も回転機の高性能化の為に重要である。また、回転機高性能化の為に今までにない新しい軟質磁性材料、電磁鋼板も重要である。本論文では新しい磁性材料として、新ヨーク材の「積層融着材」や、電磁鋼板の磁気特性を活かしたボイスコイルモータの「誘導ボイスコイルモータ」、「マグネットレスボイスコイルモータ」を提案し検討した。

6.2 方向性電磁鋼板を使用した螺旋コアモータ⁸³⁾

(1) 螺旋コアの優位性と問題点

螺旋コアは従来、SPCC材(磁気特性的には無方向性)を用いて、自動車のオルタネータに使用されている。この螺旋コアは電磁鋼板コイルからの使用歩留まりが高くでき、生産ラインの自動化ができるので、低コストコアとして注目されている。しかし、螺旋加工で板厚が変化する問題点がある。その為、コアに占める電磁鋼板の比率(占積率)が低くなるため、コア磁気特性や機械的剛性が劣化するので、螺旋コアは板厚変化が小さい範囲に限られ、継鉄幅が狭いものしか、応用されていない。そこで、螺旋加工でコア板厚が殆ど変化しない電磁鋼板を用いた新螺旋コアを提案する。

(2) 方向性電磁鋼板を使用した螺旋コアの概念と形状精度

方向性電磁鋼板(GO)螺旋コアは図6.2-1のように、コアの歯の方向がすべて材料の磁化容易方向<100>のL方向であり、板厚が変化しない特長に加え、高磁束密度のコアである。GOは、図6.2-2のように圧延方向(L方向)が<100>で、図6.2-3、図6.2-4の磁化特性及び鉄損を示す。GO螺旋コアはこのGOのL方向特性を活用するもので、図6.2-2のようにGO

素材より歯方向がL方向になるように切り出したのち、図6.2-1の螺旋巻き加工を行うと、歯が常に<100>である回転機コアができる。このGO螺旋コアは歯の磁気特性が非常に優れているので、歯の特性が重要である多極回転機において、コア特性の改善効果が大きい。

実際に、製作したGO螺旋コア(焼鈍後)を写真6.2-1に示す。円周方向に伸び加工しないように螺旋加工した。塑性変形すると剝離する皮膜を施しているため、螺旋加工により塑性変形している部分が白い部分で、黒い部分は無変形の部分である。NOの板厚は螺旋コアの外径で薄く、内径で厚くなったが、歯方向が<100>であるGO螺旋コアでは板厚の変化が殆どなかった。この理由は次の通りである。GO螺旋コアでは継鉄部が塑性変形し、その変形はGOのC方向[<100>{011}の90°方向]になる。この場合、次式で示されるr値[引っ張り塑性変形における板厚tの変化と板幅Wの変化の比。]は図6.2-6⁸⁴⁾より無限大なので、板厚は変化しない。即ち、GOのC方向の引っ張り塑性変形では材料内の変形滑り方向が<111>で、鋼板面{110}内にある為、板厚は変形しない。

$$r \text{ 値} = \frac{\log (W_0 / W_1)}{\log (t_0 / t_1)} \quad [6.2-1]$$

実際に外径80mm/内径60mm(=1.33)の板厚0.5mmのGOの螺旋コアの場合、板厚変化はマイクロメーターで5μm以下(板厚0.5mmのNO螺旋コアの板厚変化は40μm程度)で、板幅9.85mmの変化はノギスで、50μm以下(NOも50μm以下)であり、板厚、板幅の変化は確認されなかった。このように、GO螺旋コアは板厚が変化しないので、GO螺旋コアは板厚変化による占積率低下は生じない。NOはr=1.5~2より板厚が変化するので、NO螺旋コアの占積率が低下し、回転機の出力低下とともに機械的剛性も低下するため、回転機の振動や騒音の原因にもなる。GO螺旋コアではこのような出力低下や騒音振動の問題は生じない。

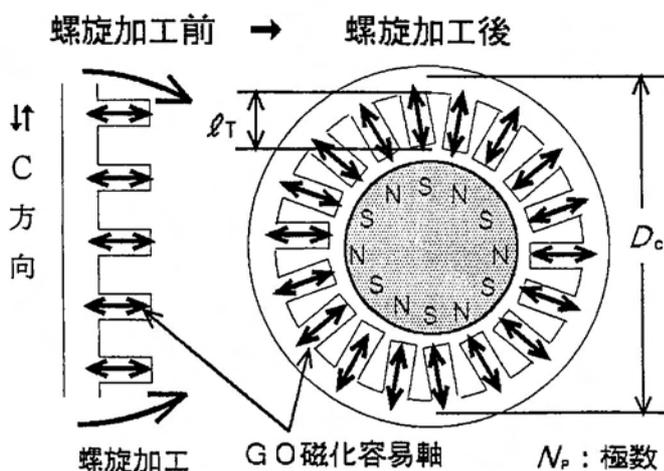


図6.2-1 GO螺旋コア

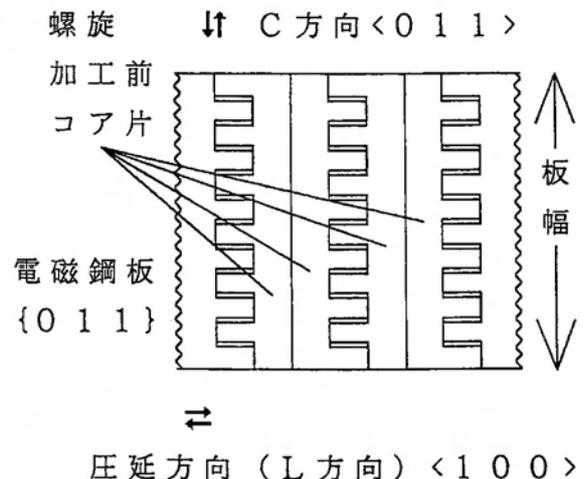


図6.2-2 GOと螺旋加工前コア片

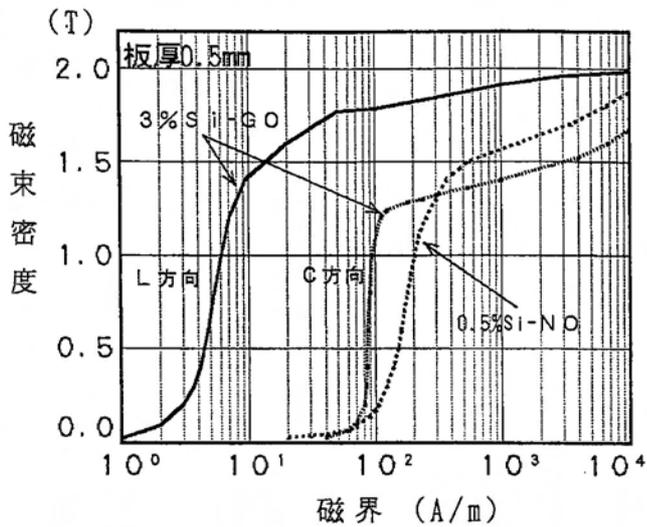


図6.2-3 電磁鋼板の直流磁化特性

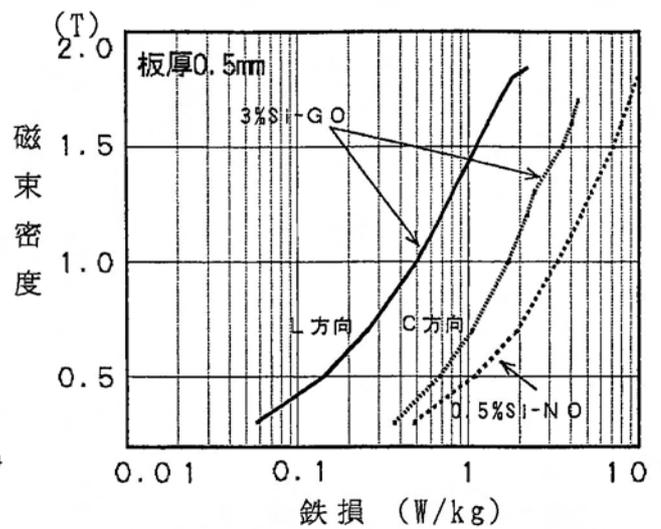


図6.2-4 電磁鋼板の鉄損特性

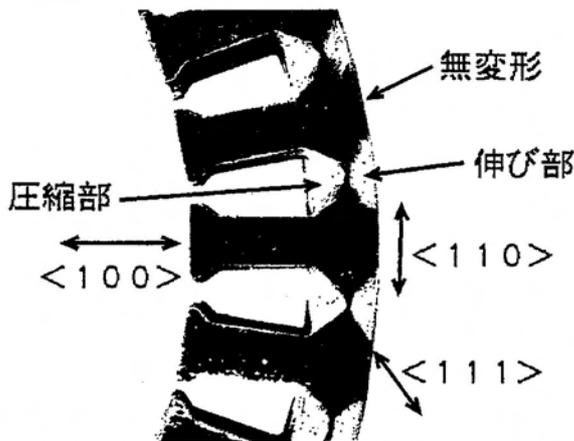


写真6.2-1 GO螺旋コア(焼鈍後)

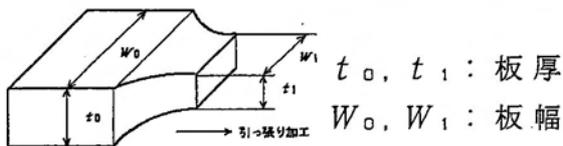


図6.2-5 鉄の単結晶での r 値

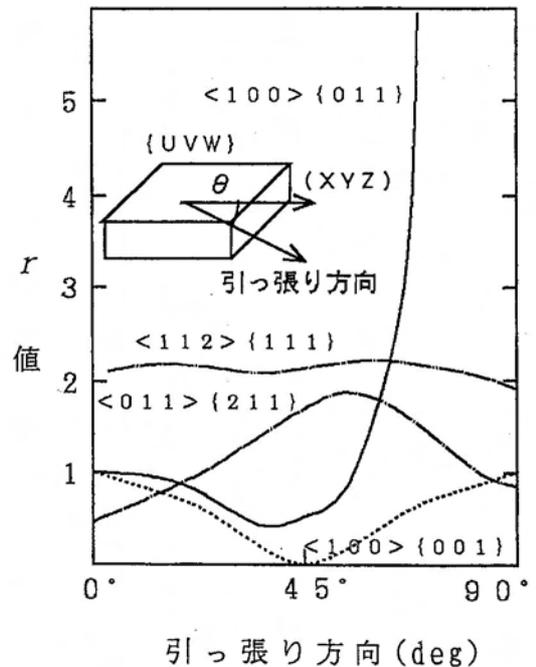


図6.2-6 鉄の単結晶での r 値

(3) 方向性電磁鋼板を使用した螺旋コアモータの性能向上

GO螺旋コアの磁気回路特性を継鉄部と歯部に分けて考える。歯部はGOのL方向に対応し、前述のように螺旋加工で塑性変形しないので、GOのL方向の優れた磁気特性が反映される。従って、NOより磁気特性が良い。一方、継鉄部は磁束の流れる円周方向がGOのC方向に対応し、螺旋加工で塑性変形するので、コア磁気特性は塑性変形したGOのC方向の特性となる。そこで、図6.2-1と同じように、螺旋加工した無歯の螺旋コア(円周方向：C方向)を試作し、リング試料(内径 $D_i=71\text{mm}$ 、外径 $D_o=91\text{mm}$)として磁気特性を測定し、継鉄部磁気特性を評価した。素材は板厚0.5mm、3%SiのGOで、板厚0.5mm、0.5%SiのNO(50A1000²⁰)と比較した。磁化特性と鉄損の

結果を図6.2-7、図6.2-8に示す。GO螺旋コアの場合、磁化特性は高磁界でNO螺旋コアより少し劣るが、全体的にはおおよそ同じ程度である。鉄損はGO螺旋コアの方がNOコアより低い。円筒型GO螺旋コアの磁気特性は焼鈍すれば素材のC方向特性と同程度の値を示している。このように、GO螺旋コアにおける継鉄部の特性はNOと比べて、同レベルである。

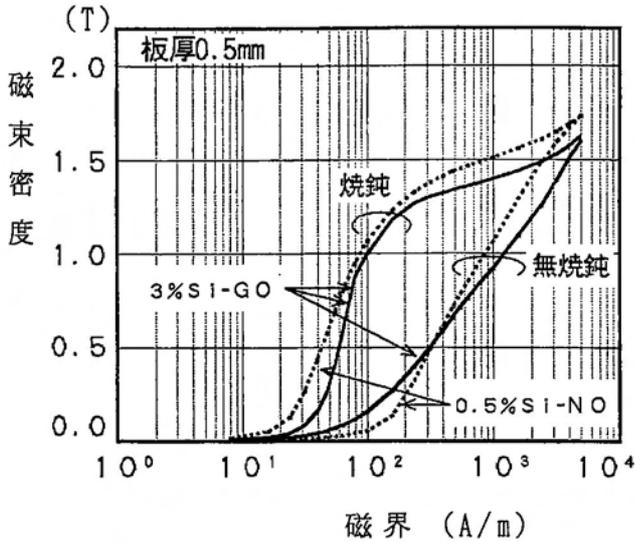


図6.2-7 継鉄部の磁化特性

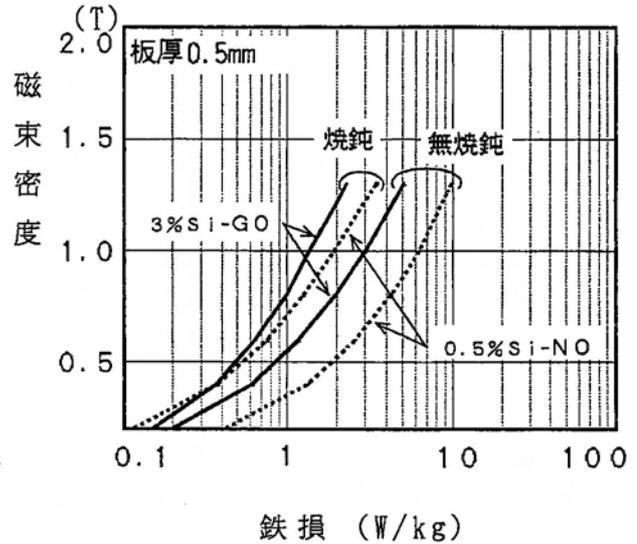


図6.2-8 継鉄部の鉄損特性

次に、GO [歯部1.8T、継鉄部1.35T設計]とNO [歯部、継鉄部とも1.5T設計、焼鈍(750℃、2時間)後]について、歯付き螺旋コアの励磁電流とコア鉄損を計算した。歯と継鉄の特性を歯部は図6.2-3、図6.2-4より、継鉄部は図6.2-7、図6.2-8より求め、それぞれの磁路長より全励磁力と全鉄損を計算した。その結果を図6.2-9に示す。縦軸は焼鈍後のNO螺旋コアに対するGO螺旋の励磁電流や鉄損の比率 K であり、横軸は1極あたりの継鉄部磁路と歯長さ l_T の比率に比例する定数 A で表し、極数、継鉄部平均直径を N_p 、 D_c (図6.2-1参照)とすると次式で表せる。

$$A = \frac{D_c}{N_p l_T} \quad [6.2-2]$$

焼鈍(800℃、2時間)後のGO螺旋コアの励磁電流は焼鈍後のNO螺旋コアよりも低い。螺旋加工後(無焼鈍)のGO螺旋コアは焼鈍後のNO螺旋コアに比べて、 $A > 0.2$ で励磁電流は大きい。GO螺旋コアの鉄損は焼鈍前後ともNO螺旋コアに比べ低い。特に、多極コアのように A が小さい場合にはGO螺旋コアが優位である。螺旋コアを実際のオルタネータ(12極)の寸法で試作し焼鈍後の励磁特性を評価した。コア磁気回路特性のみを比較する為、螺旋コアと励磁フレーム(ロータ/界磁側に相当)を密着させて、即ち空隙なしのステータとロータのような状態で直流の励磁特性を測定した。磁界は単純に

螺旋コアの磁路長で計算した。 歯方向が<100>方向のGOと従来材(NO)の結果を図6.2-10、図6.2-11に示す。GO螺旋コアの保磁力は、従来のNO螺旋コアの保磁力の1/3~1/5に減少した。保磁力は鉄損(ヒステリシス損)にほぼ比例するので、鉄損(ヒステリシス損)も1/3~1/5になる。GO螺旋コアの磁束密度は、従来NO螺旋より1000~2000A/m(ギャップ分を概算で補正)における磁束密度で0.15~0.2T程、向上している。この様に、GO螺旋コアは歯部にGOのL方向特性を活用するものなので、コアの磁気回路特性は多極コアのように、継鉄部/歯部の磁路長比が小さいほど大きく改善される。従って、回転機の機種としては8極以上のブラシレス直流モータ等に適している。

以上のように、GO螺旋コアの優位性が確認された。実用化のためには螺旋加工後の歪取り焼鈍などの問題もある。中形機以上(コア励磁磁界が5000 A/mより低い場合)では歪取り焼鈍することにより特性が改善されるが、小型機(5000 A/m以上で使用)の場合は不要であると考えられる。

図6.2-9
歯付螺旋コア
の励磁電流、鉄損に
おけるGO/NOの
比(理論計算)

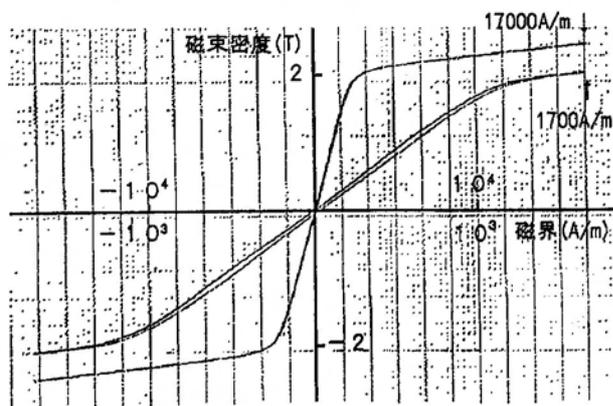
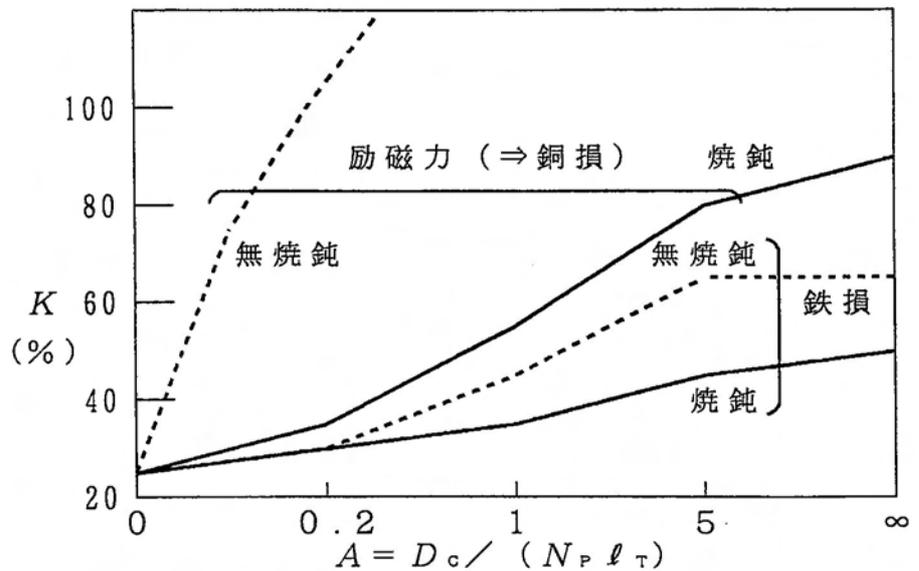


図6.2-10 GO螺旋コアの励磁特性

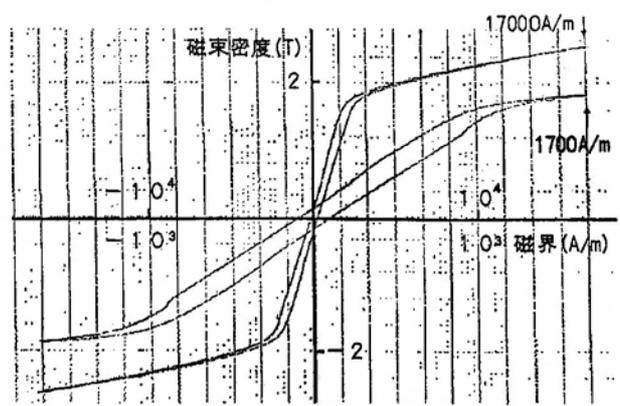


図6.2-11 従来螺旋コアの励磁特性

6.3 ボイスコイルモータ

(1) 等価回路によるヨーク特性の最適条件

界磁ヨーク材質は界磁磁束を導く役割のため、直流透磁率が高いことが求められる。高出力化と高速応答性の為にヨーク素材に求められる材質はこの直流透磁率とともに、交流的にも最適な材質が求められる。

回転機出力 P と界磁ヨーク損失 W_{Fs} の関係（第4章参照）は、

$$P = (1 - s) W_{Fs} / s \quad [6.3-1]$$

であり、界磁側の等価回路を図6.3-1とすると、ヨークの電気抵抗率が関係する R_F やヒステリシス損が関係する r_F に付いて、出力 P は、それぞれ、

$$P_o = \frac{(1 - s) s |V_F|^2}{R_F} \quad [6.3-2]$$

$$P_h = \frac{(1 - s) |V_F|^2}{\omega r_F} \quad [6.3-3]$$

となる。従って、ヨーク材質としては高ヒステリシス損、低電気抵抗率が低く、素材の板厚が厚いか、塊状素材の方が良いことが分かる。即ちヒステリシス損が大きくなったものが永久磁石であり、塊状のものがソリッドロータである。従って、回転子表面損や横流問題（誘導機の2次電流が電磁鋼板で短絡状態になる）を除けば電磁鋼板の絶縁皮膜は不必要であるが、界磁表面に生じる表面損や誘導機の2次電流については絶縁皮膜は重要である。

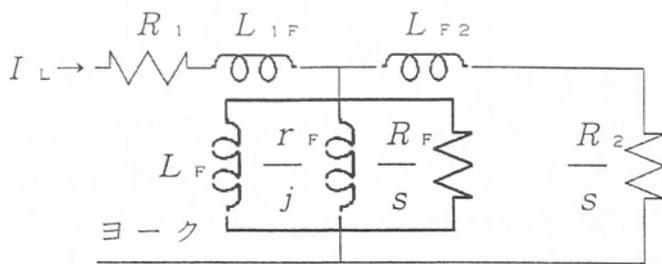
回転機の高応答性のためには駆動電流を瞬間的に大きくする必要がある。ボイスコイルモータ (VCM)⁸⁵⁾ における電流立ち上がりについて、ヨーク材質の影響を検討してみる。VCMの構造を図6.3-2に示す。その等価回路は同様に図6.3-1で示され、 R_2 はショートリングに対応する。可動コイルが固定 ($s = 1$) のとき、電圧 E が印加されたときの駆動電流 I_L は、

$$I_L = \frac{E}{R_1 + R_F'} + \left[\frac{E}{R_1} - \frac{E}{R_1 + R_F'} \right] \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{\tau} \right) \right] \quad [6.3-4]$$

$$R_F' = \frac{R_F R_2}{R_F + R_2} \quad \tau = L_F \left[\frac{1}{R_F'} + \frac{1}{R_1} \right]$$

となる。簡単にするため漏れインダクタンス L_{1F} 、 L_{F2} 、 r_F を無視した。

従って、駆動電流 I_L はヨークの抵抗 R_F 、ショートリング R_2 の抵抗が低いほど立ち上がりが速い。しかし、駆動電流の時定数 τ は大きくなり、定常状態になるのに時間がかかることになる。これらの動作を、写真6.3-1に示す。式[6.3-4]の右辺第1項のように電流は瞬間的に応答するが、実際には漏れインダクタンス L_{1F} 、 L_{F2} により電流の応答が遅れる。



R_1 : 巻線抵抗

R_2 : 2次導体、ショートリンク*

S : スリップ

* 電機子側の磁気抵抗は無視。

図 6.3-1 界磁側の等価回路

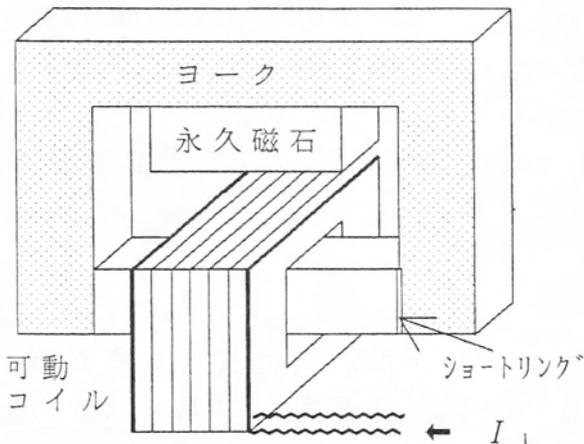


図 6.3-2 従来の VCM

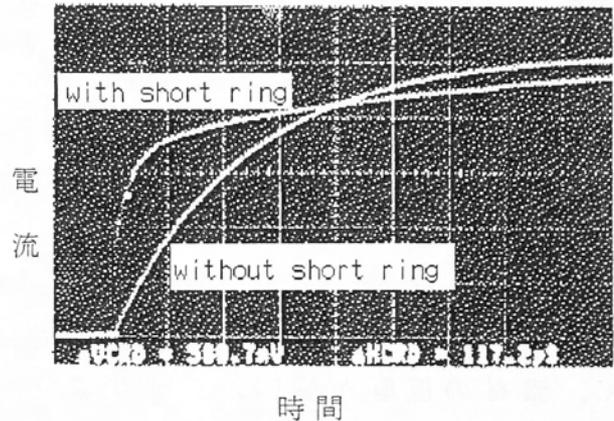


写真 6.3-1 VCMの駆動電流波形

以上よりヨーク材質は高透磁率、低電気抵抗率、高ヒステリシス損であることが求められ、表面損等の問題なければ塊状ヨークが良いことがわかる。

ヨークには磁気回路特性だけでなく、所定の形状に得られることも重要である。HDD用VCMやCD用2軸アクチュエータのような場合には3次元的なヨーク形状が要求され、旋盤加工、粉末冶金法、鋳造法等でつくられているが、これらの方法では量産的に問題があるだけでなく、製造されるヨーク材の透磁率が電磁鋼板より低い。従って、高透磁率、低電気抵抗率であり、3次元的な形状にも対応できる新しいヨーク材が必要である。

(2) 積層融着材をヨークに使用したVCM

従来、高透磁率で加工し易い界磁ヨーク素材として、電磁鋼板が多く使用されている。電磁鋼板は低価格の高透磁率磁性材料で、打ち抜き加工が可能で量産も容易である。一方、高速応答の界磁ヨーク材料としては、低い電気抵抗率や高い機械的剛性が要求される。しかし、電磁鋼板は電気抵抗率が高く、積層の場合層間抵抗も高く、剛性も低い。これらを解決する為に積層融着材³⁶⁾を開発した。この積層融着材は図6.3-3のように無皮膜の電磁鋼板にCuやSnなどの伝導性材料をメッキしたものを積層して、高温下で融着させたものである。

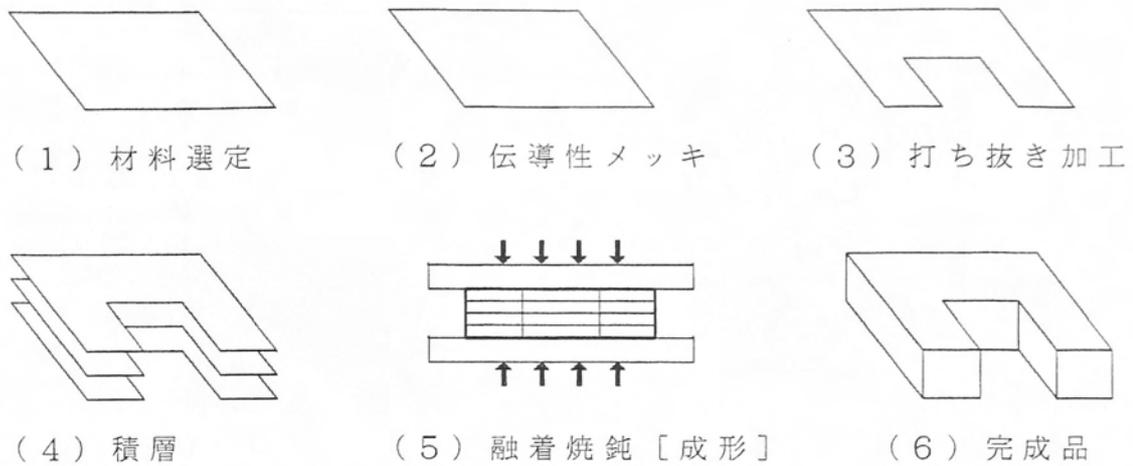


図 6.3-3 積層融着材の製造方法

この積層融着材の特徴は、次の通りである。

- ① 電磁鋼板の優れた磁化特性を利用でき、ヨークの磁束流れに沿って、磁化容易軸を揃えることも可能。
- ② 積層方向の磁束流れを抑制するため、漏れ磁束が少なくできる。
- ③ 打ち抜き加工が利用できるので、加工費が安い。
- ④ 伝導材による融着なので、積層抵抗が低く、電流立ち上がりが速い。
- ⑤ 融着時に成形することにより、3次元形状のヨークもできる。
- ⑥ 積層間を融着しているので、高剛性である。

この積層融着材を用いたヨーク材とVCMを写真6.3-2、写真6.3-3に示す。このヨーク材は積層融着する際に、VCMのスイングアームの円弧状の軌跡に対応して、円弧状に成形し、融着したものである。従って、ヨークは電磁鋼板の優れた磁気特性を有すると共にヨークの磁束は成形電磁鋼板の板に沿って流れるので、非常に優れた磁化特性を示す。また、ヨーク形状も実機に即した最適な3次元形状を形成できる。

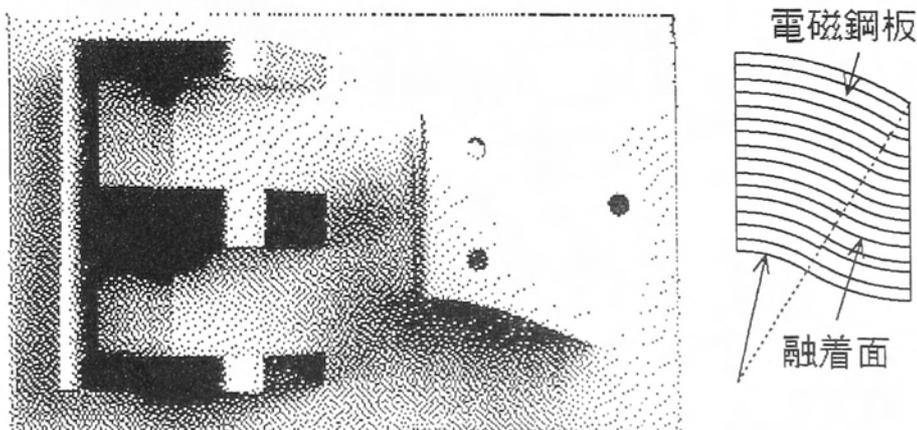


写真 6.3-2 円弧形状の積層融着ヨークの写真

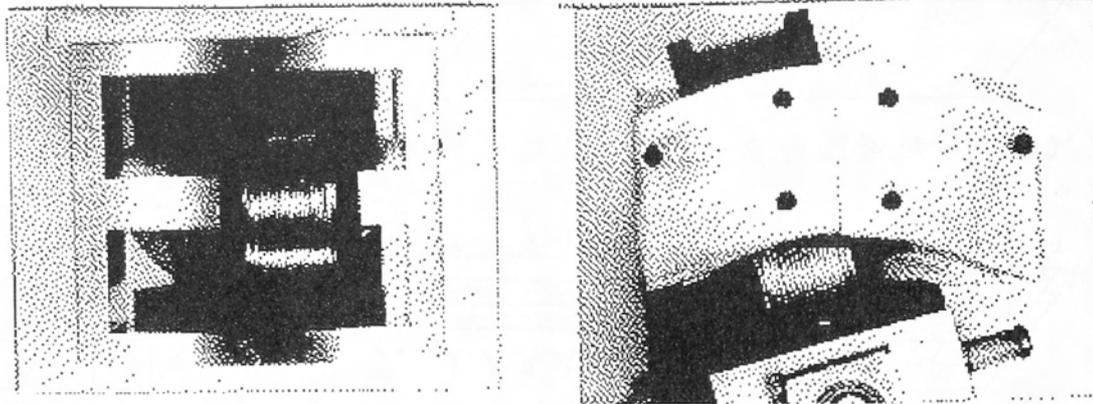


写真 6.3-3 円弧形状の積層融着ヨークを使用した VCM

積層融着強度を調べた。積層融着の伝導性メッキの種類、厚さと融着焼鈍温度を変化させ、積層融着材の融着強度に測定した。試験材は0.3%SiのNOの冷延板を用い、Cu、Snのメッキ（図6.3-4の4種類）を行った後、積層して、電磁鋼板の最終焼鈍を兼ねた融着焼鈍を行って製作した。融着焼鈍は図6.3-5のように荷重をかけ、800℃、850℃で行った。CuとSnを同時にメッキする場合は融点の低く、濡れ性が良いSnを上層にした。融着強度を調べる為に、図6.3-6に示される方法で、次式より計算した。ここで、 g は重力の加速度(m/s^2)である。

$$\sigma = 3mg \frac{L}{Wt^2} \quad [6.3-5]$$

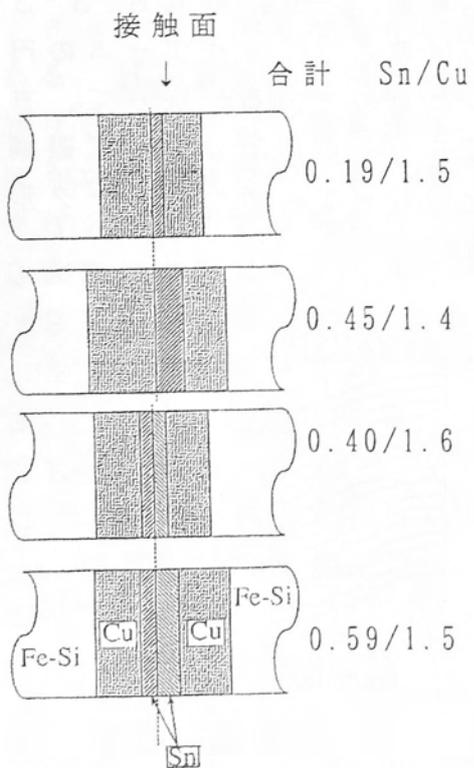


図 6.3-4 メッキ条件

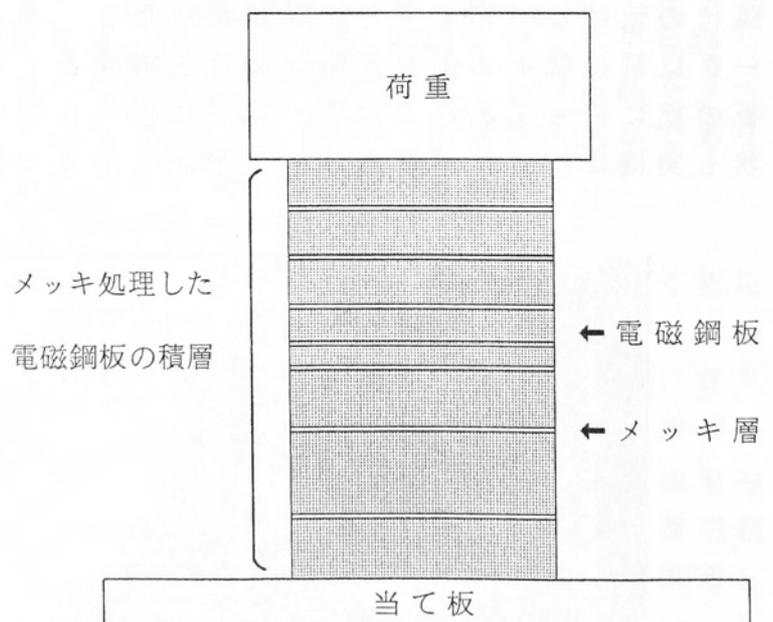


図 6.3-5 焼鈍方法

積層融着強度の測定結果を図6.3-7に示す。強度は800℃と850℃で差がなく、Snは0.19μmで強度が最も高く、40~60kg/mm²であり、電磁鋼板の強度とほぼ同等の値が得られた。このCu/Snの比率は、融着後、積層間に生成する青銅の最も高いCu/Sn比率にほぼ一致している。

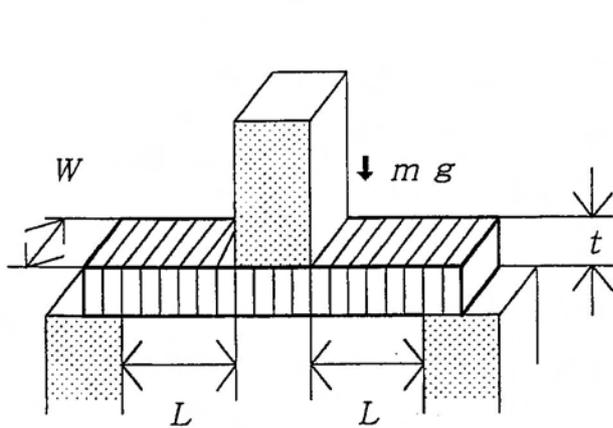


図6.3-6 融着強度の試験方法

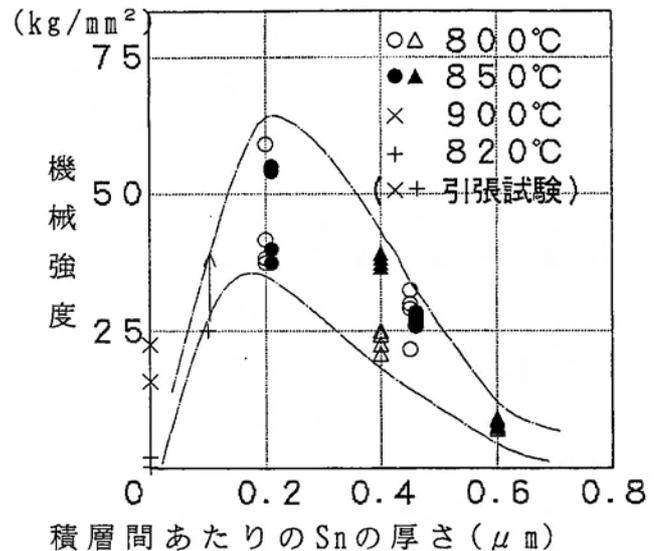


図6.3-7 融着強度とSnメッキ厚さの関係

次に積層融着材の磁気特性を調べた。電磁鋼板の磁化曲線へ及ぼすメッキの影響は図6.3-8のように殆どないことが明かである。積層融着材をリング試料にして磁化特性を測定した。磁束密度の変化率を表6.3-1に示す。電磁鋼板の積層数が増えると、100A/m付近では磁束密度は少し低くなるが、1000A/mでは殆ど差がない。

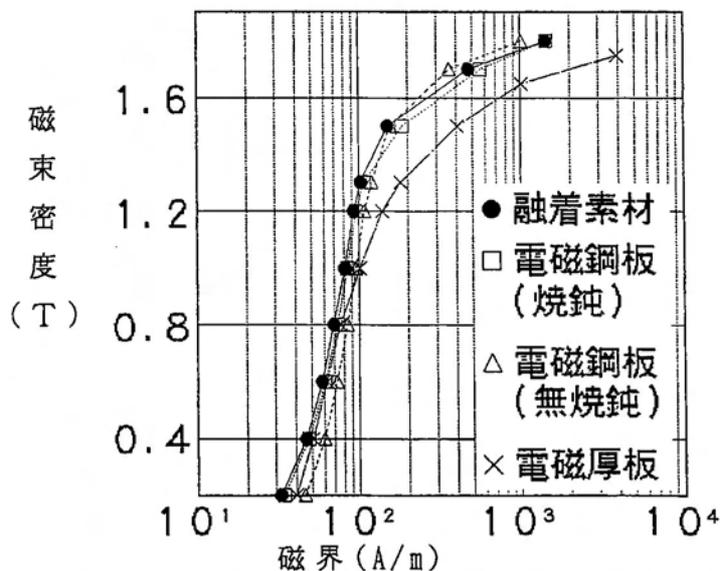


図6.3-8 積層融着材の磁化特性

表6.3-1 積層融着による磁束密度の変化率 (無積層のものを基準)

積層枚数	磁界	
	100 A/m	1000 A/m
1	1.00	1.00
2	0.97	1.01
4	0.92	1.01
20	0.86	1.00

積層融着材を用いたVCMを試作しVCMの高性能化を試みた。ヨーク材として、無方向性電磁鋼板(NO)50A1300 [Si含有量: 1wt%以下]、方向性電磁鋼板(GO)35P135 [Si含有量: 3wt%]と二方向性電磁鋼板(WO) [Si含有量: 3wt%]を素材とする積層融着材をSS41の旋盤加工品と比較した⁸⁷⁾。積層融着材の製造法は絶縁皮膜のない電磁鋼板にCu/Snを両面あたり $0.7\mu\text{m}/0.2\mu\text{m}$ メッキして、その後、還元雰囲気中、 $850^{\circ}\text{C}\times 2$ 時間の焼鈍することにより、融着させたブロック状のものである。

VCMの寸法を表6.3-2、図6.3-9に示す。可動コイル巻数は176ターンである。VCMの性能とヨーク磁束密度 B_y の関係の影響を明らかにする為、同じ可動コイルを用い、同じヨーク断面積(サイドヨークは除く)で、磁石厚さ c とサイドヨーク長さ($b+c$)を変化させ、低磁束密度(低B)設計のL型と高B設計のH型で実験した。NOとSS41の比較をL型で行い、高B設計が可能であるWO、GOをH型でSS41と比較した。VCMに使用するヨーク素材WO、GOの方向は、可動コイルの駆動方向を磁化容易方向である圧延方向(結晶方位 $\langle 100 \rangle$)に合わせた。サイドヨーク部の磁束方向はWOでは同じく磁化容易方向になるが、GOでは磁化困難方向の $\langle 011 \rangle$ 方向になるので、サイドヨーク幅をH型より1.4倍したG型も試作した。ヨーク加工はワイヤカットで行った。実験では、推力定数 k_T (=推力/可動コイル電流)、誘起電圧定数 k_E 、ヨーク内磁束密度分布及び電流の立上り時間を測定した。推力は静止状態で、可動コイル電流を0~2Aの範囲で測定した。磁束測定は探索コイルをヨークに1ターン巻き、その探索コイルの移動による交鎖磁束の変化を直流磁束計で求めた。 k_E は可動コイルの位置変化 ΔX により誘起する可動コイル磁束変化 $\Delta \Phi$ を直流磁束計で測定し、 $\Delta \Phi / \Delta X$ として求めた。可動子は同じものを使用した。

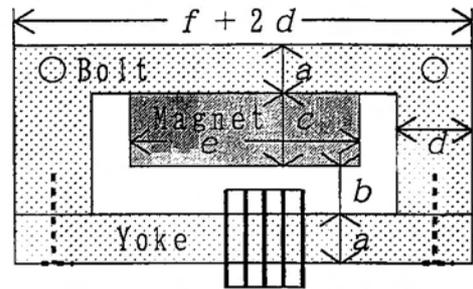
電磁鋼板の積層融着材をヨークに用いたVCMは図6.3-10よりヨーク磁束密度が高く推力も強い。従来材のSS41のVCMに比べ、NOの積層融着材を用いたVCMの推力は3%、WOの積層融着材の場合は6%強くなった。しかし、GOの積層融着材のVCMの場合は殆ど差が無く、サイドヨーク幅を1.4倍にすれば7%強くなった。WO、GOはSi含有量が3wt%であり、飽和磁化が6%低いことを考慮すれば、Si含有量1wt%以下のWOであれば10%以上の推力改善になると予想される。このように磁気回路の磁束流れに、磁化容易方向をそろえると、推力増大が可能である。

推力に及ぼす可動コイル電流の影響を図6.3-11、図6.3-12に示す。電流がほぼ0Aに近い場合(図で0Aと記す)の推力係数は誘起電圧係数より推定した。可動コイル位置が中央である場合、電流による推力係数低下は電流1.7Aで、WO(H型)が6%で、約14%のNO(L型)より小さい。また可動コイル位置依存性もWO(H型)の方がNO(L型)より小さい。WO(H型)はヨークの最大磁束密度が2.06Tで、NO(L型)の1.84Tより高いにも関わらず、可動コイル電流の影響が小さく、良い性能を示している。

表 6.3-2 ボイスコイルモータの寸法

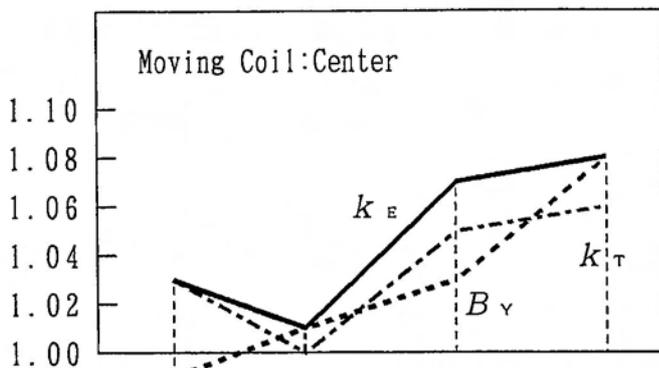
Type	b/a	c/a	d/a
L	0.31	0.61	1.00
H	0.31	1.13	1.00
G	0.31	1.13	1.38

$e/a = 4.54 \quad f/a = 4.85$



Bolt Moving Coil ($\rightleftharpoons X$)

図 6.3-9 ボイスコイルモータ



L-typeNO H-GO H-WO G-GO
 L-typeSS41 H-SS41 H-SS41 H-SS41

図 6.3-10 ボイスコイルモータ性能

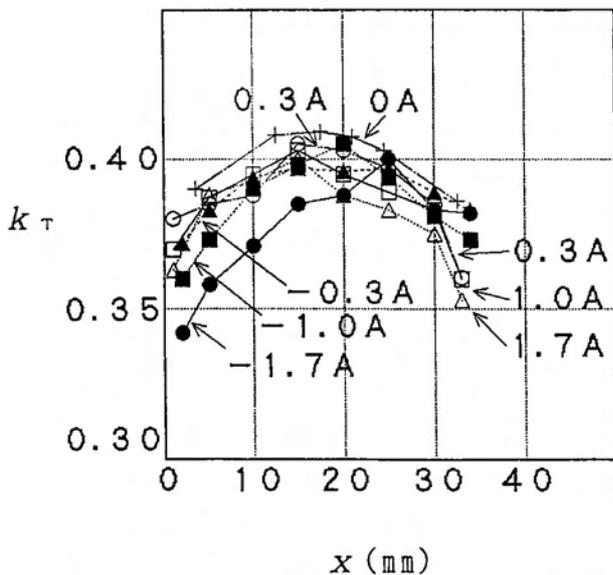


図 6.3-11 WOの k_{τ} (H-Type)

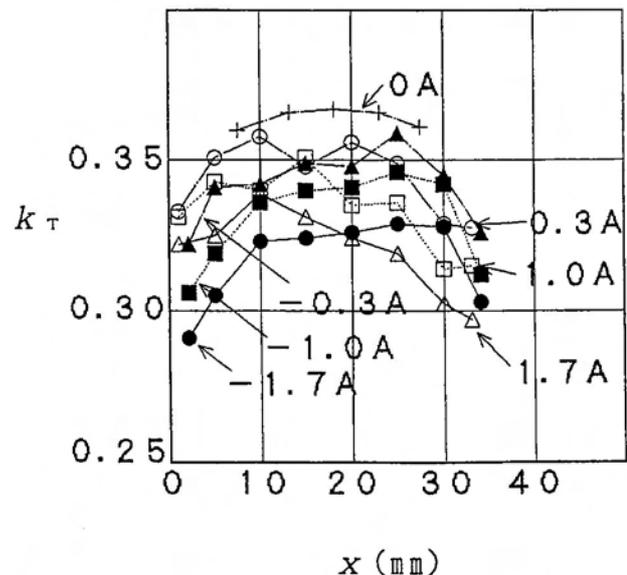


図 6.3-12 NOの k_{τ} (L-Type)

VCMの応答性を調べた。市販の5.25インチHDD用VCM(ショートリング付き)とヨーク材だけをNOの積層融着材に変えたVCMで、電流の立ち上がり時間を比較したところ、市販のVCMで0.18msであるのに対して、NOの積

層融着材の場合には0.15msに改善できた。電磁厚板、電磁鋼板の積層と比較すると、表6.3-3のように積層融着材が最も電流立ち上がり時間が短く、良い性能を示している。電磁鋼板の積層は層間抵抗が高いため、立ち上がり時間が最も長い。積層融着材は積層効果により、積層方向の磁束漏れを抑制できるので、ショートリングと可動コイルの間の漏れインダクタンスが電磁厚板より小さくできる為と考えられる。電流立ち上がり時間を短縮する他の方法として、補償コイル付きVCM⁸⁹⁾もある。このように、推力に及ぼす可動コイル電流の影響も小さく、またモータの応答性も速くなり、モータの制御性も良くなることが明かとなった。

以上より、優れた電磁鋼板の磁化特性を有する新ーク材として積層融着材を考案し、VCMのヨークに適用すると、推力を高くでき、更に応答性も速くできた。

表6.3-3 電流の立ち上がり時間(63%値) 単位:ms

VCMの型	電磁鋼板の積層	電磁厚板	積層融着材
ショートリング付きVCM	1.2	0.2	0.17
補償コイル付きVCM	0.085	0.092	0.073

(3) 誘導ボイスコイルモータ⁸⁹⁾

図6.3-2に示されるボイスコイルモータ(VCM)は優れた制御性を示すので、高速応答性が要求される計算機記録部のハードディスクドライブ(HDD)等やコンパクトディスク(CD)に使用されている。しかし、制御部と可動子を結ぶリード線がCD用VCMでは断線することがあり、可動子を高速制御すると、高精度位置決めのためには剛性が必要になり、大電流駆動では可動子巻線温度上昇のためアウトガス発生や可動部強度劣化につながる。また、VCMに使用されているヨーク特性には、磁石磁束を通すため高い飽和磁化と透磁率 μ が要求されるが、一方、高速応答のために電流の速い立ち上がりが要求されるため、ショートリングが使われるように、電気抵抗率は低い方が良い。この前者の高 μ と後者の低電気抵抗率の要求は磁性材料の活用からすれば矛盾した要求と言える。この矛盾をなくし、磁性材料の活用を考えたVCMに、図6.3-13に示される誘導VCMを考案した。

誘導VCMは金属リングの可動子、固定側の永久磁石、コア(磁石ヨークと兼用)、励磁巻線(巻数: N_1)で構成されるもので、等価回路は図6.3-14で表せ、励磁巻線の電流 I_1 で誘導される電流 I_2 が可動子(金属リング)に流れ、磁石の磁束で推力を発生し駆動する。この誘導VCMの高性能化には電流誘導率 $\beta = N_1 I_2 / I_1$ が高いことが要求される。 β は可動子の抵抗を R_2 、コアの定数をインダクタンス L_F 、虚数インダクタンス r_F 、抵抗 R_F として、

$$\frac{1}{\beta} = \frac{I_1}{I_L} = R_2 \left(\frac{1}{j\omega L_F} + \frac{1}{\omega r_F} + \frac{1}{R_F} \right) \quad [6.3-6]$$

で表せるので、コアは高透磁率、高電気抵抗率が要求される。このVCMの特徴はワイアレス型、金属リングの可動子のため、高剛性、耐熱性であり、磁石磁束空間の高い利用率と可動子の耐熱性により大電流駆動が可能であるため、推力アップの可能性があり、さらに原理的に従来型VCMのショートリングの機能を備え駆動電流応答性が良いため、高速制御にも適しているものである。しかし、誘導電流駆動のため、低周波側での駆動性能が従来型より劣る。

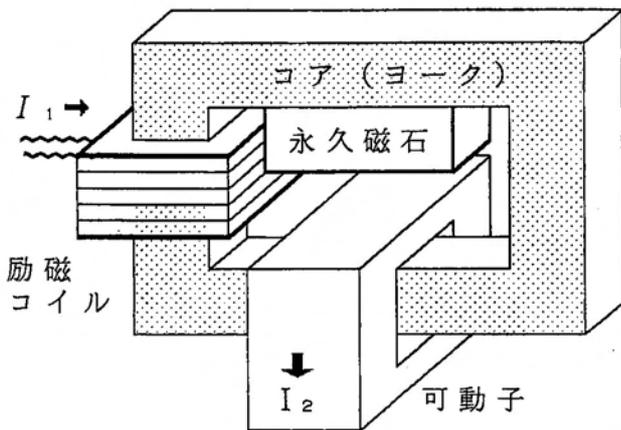


図 6.3-13 誘導VCM

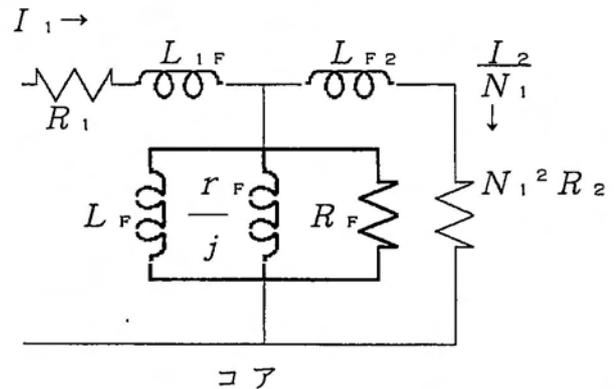


図 6.3-14 誘導VCMの等価回路

実際に誘導VCMを試作し、モータ性能とコア特性との関係を検討した。

試作した誘導VCMを写真6.3-4、写真6.3-5に示す。界磁用の永久磁石はNd磁石〔高さ6.5mm、幅22mm、長さ(駆動方向)30mm〕、コア〔(外形)駆動方向長さ56mm、高さ54mm、(内窓)駆動方向長さ44mm、高さ15mm、幅22mm〕は0.5mmのNOの50A290と50A470の積コア(2種類のE型を10mmラップさせ、積んだコア)と0.18mmのGOのZDMHの巻コア(圧延方向を使用)、可動子はAl金属リング〔(電流路断面)駆動方向12.5mm、高さ5mm、(内窓)高さ18mm、幅30mm〕等を使い、巻コア型誘導VCMの場合には、コアがノーカットであるため、可動子を2片にカットし、接触面をCuメッキしたものをボルトで固定した。積コア型の誘導VCMではノーカットの可動子を用いた。励磁巻線は積コア型ではセンターコアに均一に356ターン巻いたもの(センターコイルタイプ:C型)、或いは両サイドに合計480ターン巻いたもの(ダブルコイルタイプ:W型)、巻コア型ではサイドコア(263ターン×4個=センターコイル換算526ターン)に巻いた。可動子変位測定は、スウィングアームに可動子を固定し、レーザ変位計で測定した。可動子に誘導される電流を測定する場合には、可動子を巻線コイルとし、可動子を固定して電流プローブで測定した。

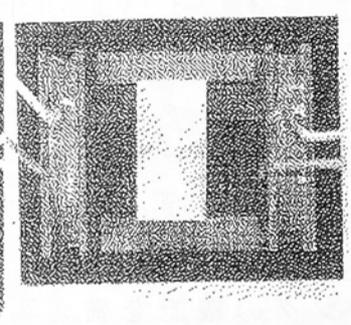
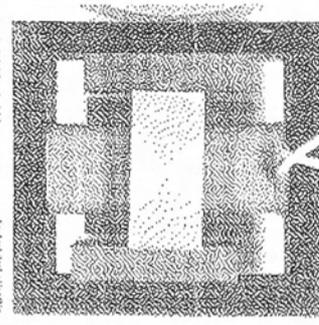
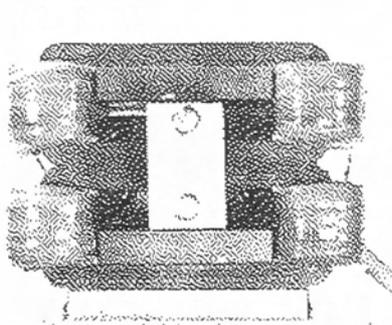


写真 6.3-4

巻コア型 VCM と可動子

(1) センターコイル型 (2) ダブルコイル型

写真 6.3-5 積みコア型 VCM

先ず、透磁率が高い GO (ZDMH、板厚 0.18mm) の巻コアを用いて、可動子への電流誘導率の周波数特性を測定した結果を図 6.3-15 に示す。励磁電流は $N_1 I_1 = 0.8A$ で一定とした。可動子の抵抗は巻線コイルを用い、巻線両端に抵抗器を挿入して変化させた。可動子の電気抵抗は 1 ターン換算抵抗で示した。電流誘導の低周波側限界を示す周波数 f_L は可動子の抵抗により高くなっている。高周波側では約 30kHz より高いところで β が低下し始めている。高周波側限界周波数 f_H は 100kHz 以上であり、VCM を使用する周波数領域が 30kHz 以下であるので、実用上問題のないことが分かる。

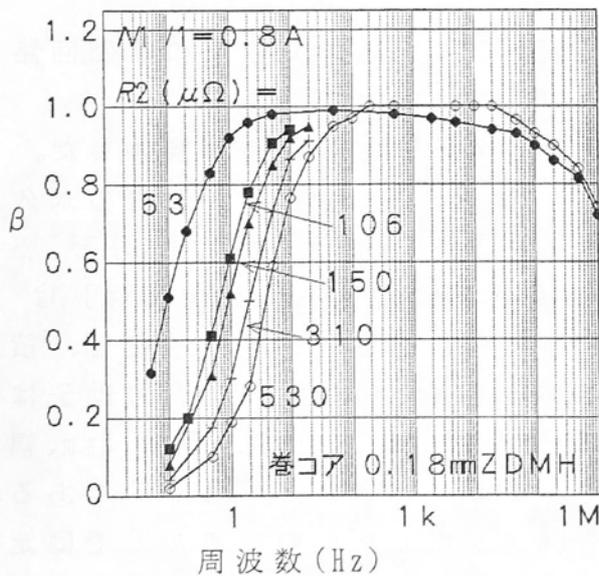


図 6.3-15 電流誘導率の周波数依存性

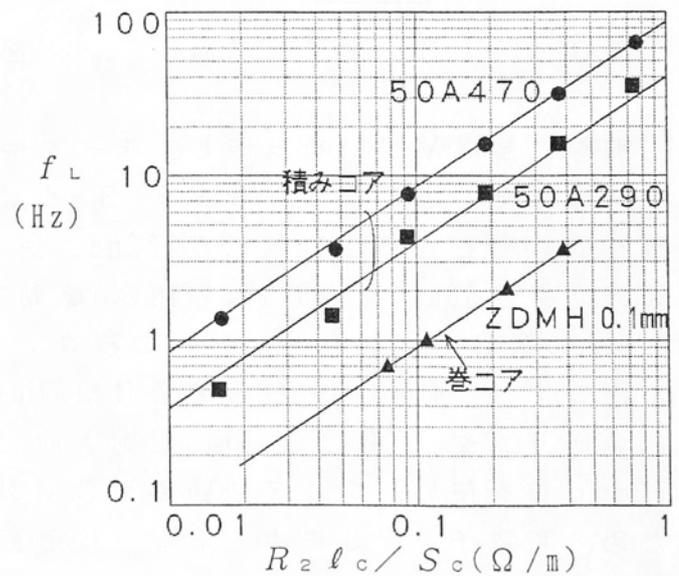


図 6.3-16 f_L と $R_2 l_c / S_c$

コアの磁路長、断面積、可動子の抵抗を l_c 、 S_c 、 R_2 とすると、可動子への誘起電圧は S_c / l_c に比例するので、可動子の誘導電流は $l_c R_2 / S_c$ に比例すると考えられる。そこで、 f_L と $R_2 l_c / S_c$ の関係を調べた。 f_L は電流誘導率が 1/2 になる低周波側の値とした。実験した誘導 VCM のコアは、前記 GO の巻コアと NO の 50A290 や 50A470 の積みコアである。

図6.3-16より、最も高透磁率、低鉄損のGOの巻コアの場合、 f_L が最も低く、一方、最も低透磁率、高鉄損の50A470の積コアの場合、 f_L が最も高い。GOの巻コアの場合の f_L が、50A470の積コアの場合より約1桁低い。従って、コア素材の透磁率が高いほど f_L を低くできることが分かった。 f_H は50A470の積コア（ダブルコイルタイプ）とGOの積コアとも100kHz以上であり、ほぼ同等になった。これは不安定要因である浮遊容量等の影響が大きいためと推察される。

次に、変位の加速度の挙動を調べた。GO巻コアの誘導VCMとNO積コアの誘導VCMの結果を各々図6.3-17、図6.3-18に示す。変位の加速度 $\alpha = -\omega^2 x$ と励磁電流 I_1 は一般に比例するので、縦軸は $\omega^2 x / I_1$ とした。変位 x のPEAK TO PEAKの値 x_{PP} を0.2 mmとした。

電流誘導率 β の場合と異なり、GOの巻コアの場合では、低周波側に100Hz付近のフラット部より高いピークが生じている。これは電気機械的な共振周波数によるものと考えられる。巻コアの場合には2片の可動子を使用しているが、その接触面をCuメッキ処理すると、可動子の抵抗が低くなるため、駆動限界の低周波側周波数 $\omega_2 \approx \omega_L$ は低くなっている。またピーク周波数も低い側にずれている。可動子抵抗 R_2 が低いと2次側（可動子）に誘起する電圧 V_2 も低くなるため、電流を誘起するために必要なコアの動作磁束密度も低くなり、コアの透磁率 μ が変化して高くなるためと推定される。

$$V_2 (= \omega S_c B) \approx R_2 I_2 \quad [6.3-7]$$

50A290を用いた積コア型誘導VCMの場合にはピークは殆ど見られない。50A290のヒステリシス損が大きく、透磁率が低いためと考えられる。可動子に重りをつけ、負荷荷重を増すと、ピークの周波数が低くなることも明かである。

誘導VCMはコアを界磁磁石用ヨークとして共有している。図6.3-19は界磁磁石の有無による電流誘導挙動の変化を示す。界磁磁石があると f_L が高い側に移動していることがわかる。界磁磁石による界磁磁束により、電流を誘導するための実効透磁率が低くなるためと考えられる。

以上のように、誘導VCMは理論的に検討した結果と実験結果がほぼ同じ結果になり、誘導VCMの駆動挙動は等価回路による解析で推定できることが示された。誘導VCMは低周波側限界周波数以上で、従来とほぼ同じ駆動が可能である。低周波側限界周波数は可動子の電気抵抗とコアのインダクタンスで決まり、コアには高透磁率や低ヒステリシス損が要求される。高透磁率、低鉄損の方向性電磁鋼板を用いた巻コア型誘導VCMでは低周波側限界周波数は数Hzになった。

誘導VCMは超音波モータのように摩擦を活用すれば位置制御も可能であることも実験的に示されている⁹⁰⁾。

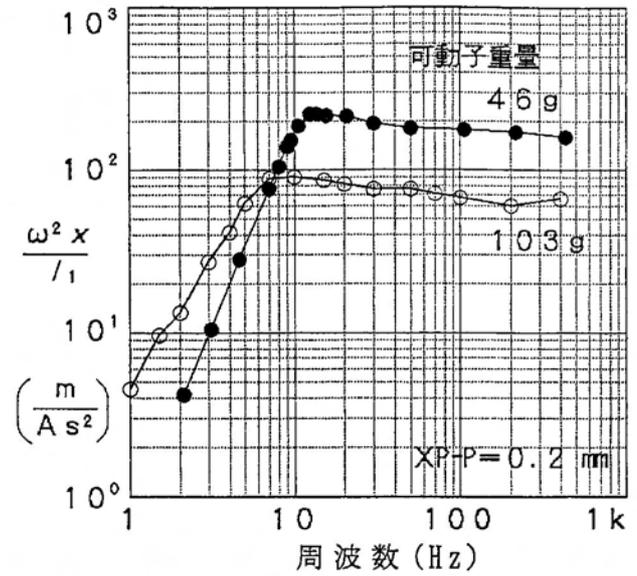
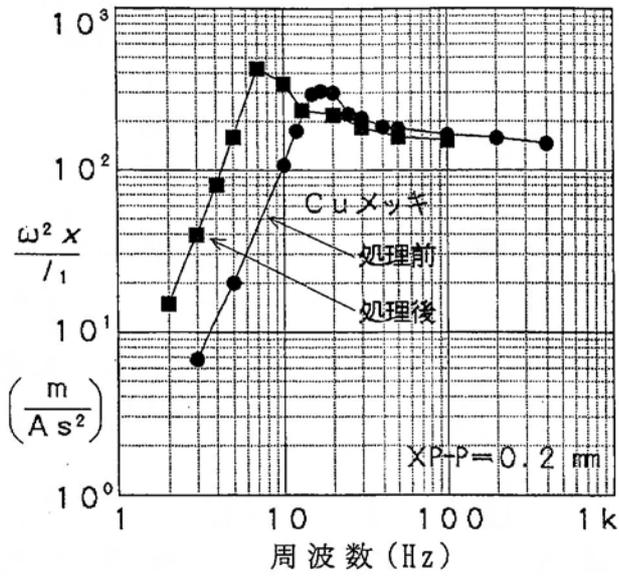


図 6.3-17 巻コア型の動特性

図 6.3-18 積コア型(C型)の動特性

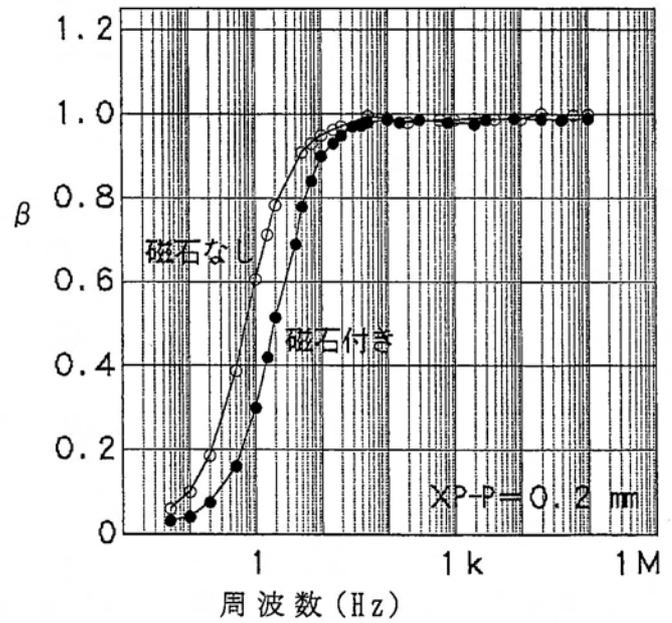


図 6.3-19 電流誘導率への永久磁石の影響
(積コア、センターコイル型、 $N_1 I_1 = 14 \text{ mA}$)

(4) マグネットレスボイスコイルモータ⁹¹⁾

誘導VCMは金属環に流れる誘導電流と永久磁石の磁束で推力を発生するもので、交流駆動性能は優れているが、欠点として低速での一方向推力発生や位置制御が難しい⁹⁾。一方、高価な永久磁石を用いないアクチュエータとして、誘導VCMと同様に誘導電流で駆動する半閉磁路形単相交流リニアアクチュエータ⁹²⁾があり構造は堅固であるが、両方向駆動が不可能で、推力も小さいなどの欠点もある。

そこで、永久磁石を使用せず、可動子が金属環であるVCMで、両方向駆動が可能で長時間一方向推力が得られるものとして、マグネットレスボイスコイルモータ(MLVCM)を検討した。

MLVCMは、図6.3-20のように金属環の可動子、閉磁路磁心(ヨークとコア)と励磁コイルで構成され、励磁コイルの電流 J_1 により可動子の金属環に誘導電流 J_2 を流し、同時にギャップに界磁界磁 B_g を発生させ、可動子の推力 $J_2 \times B_g$ が生じる。

試作MLVCMを図6.3-21に示す。鉄心はコ型とI型に放電加工された方向性電磁鋼板を駆動方向に圧延方向(磁化容易方向)を揃え積層したものでヨーク部でラップさせている。可動子は26gの銅製の無切断矩形リングで、コイルの電気抵抗は $50\mu\Omega$ (480ターン換算で、 11.5Ω)である。励磁コイルは、図のように両端に2個あり、コイルAは480ターン、 5.7Ω 、コイルBは490ターン、 5.6Ω である。推力の測定は図6.3-22の方法で測定した。

50Hzの正弦波交流電圧励磁で、誘起推力の励磁電流依存性を調べた。推力 $F(g_f)$ は図6.3-23より、励磁電流 $J_1(A)$ の2乗に比例し次式で表される。

$$F \approx 130 J_1^2 \quad [6.3-8]$$

一方、通常のVCM(厚さは同じ22mm)の場合には、ギャップの磁束密度を $B_g(T)$ 、可動コイル巻数480ターンとすると、 $F(g_f)$ と $J_1(A)$ の関係は、

$$F \approx 1078 B_g J_1 \quad [6.3-9]$$

となり、試作MLVCMで $J_1 = 8.3 B_g$ にできれば、両者の推力は同じになり、永久磁石が希土類磁石のように、 $B_g = 0.6T$ の場合では $J_1 = 5A$ で、同じ推力が発生することになる。

推力 F に及ぼす可動子位置の影響(励磁電流0.1A)を図6.3-24に示す。電流が同じであれば殆ど位置に依存せず、同じ程度の推力が得られている。 F に及ぼす励磁周波数の影響を図6.3-25に示す。図のように、測定周波数範囲30Hz~400Hzでは励磁電流が同じであれば大きい変化はないが、400Hzで少し誘起推力が大きい。一定の励磁電流を流す為に印加する電圧は、図6.3-26のように励磁側コイルからの距離に比例して高くなる。

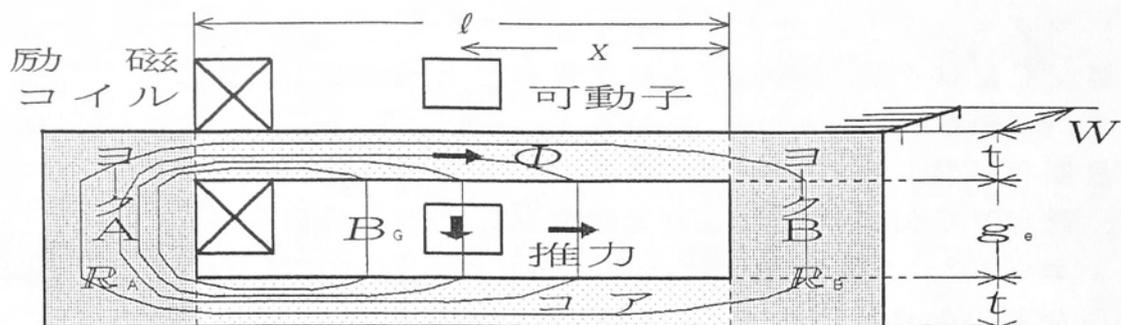


図 6.3-20 マグネットレスボイスコイルモータ (MLVCM)

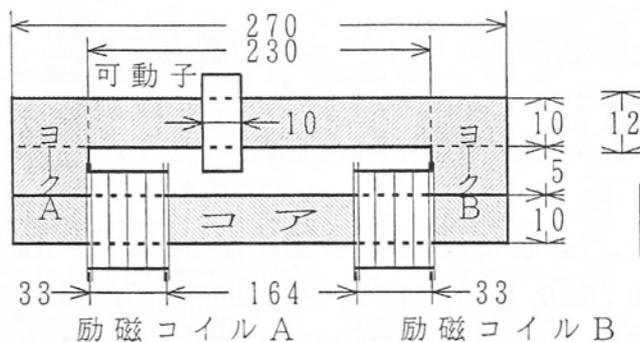


図 6.3-21 試作 MLVCM

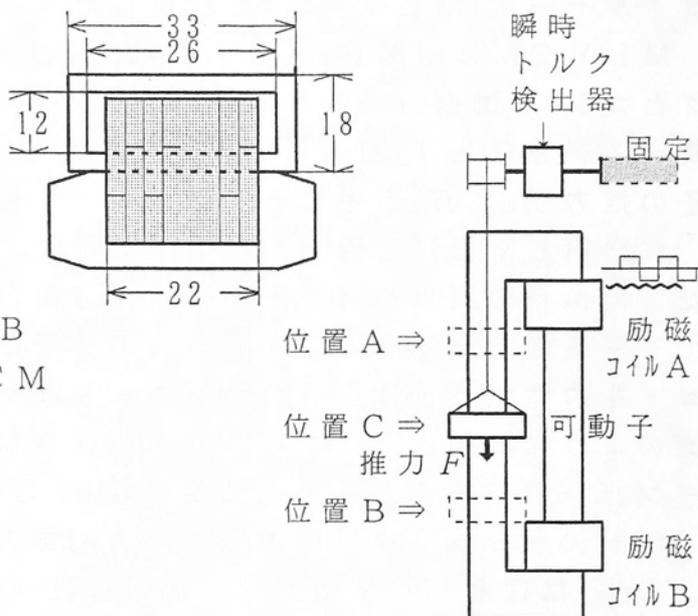


図 6.3-22 推力測定略図

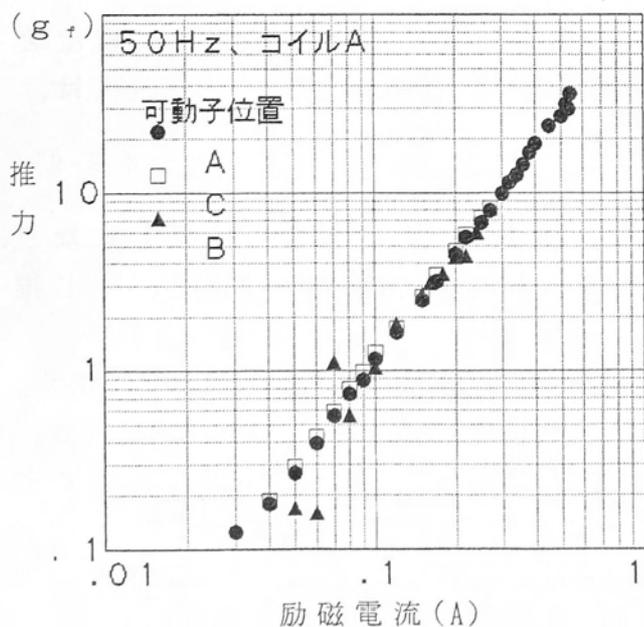


図 6.3-23 誘起推力と励磁電流

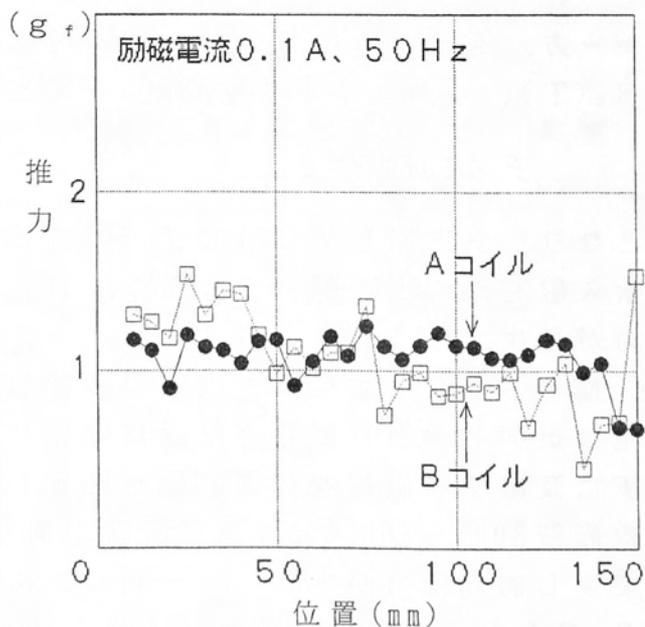


図 6.3-24 誘起推力の位置依存性

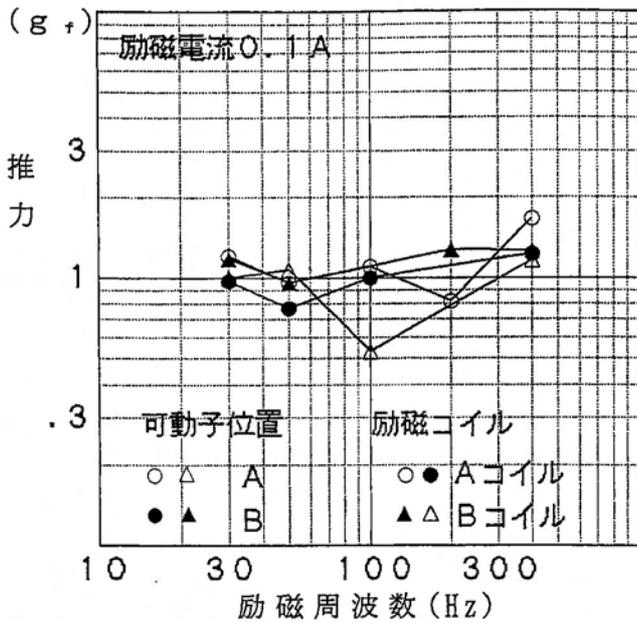


図 6.3-25

誘起推力の励磁周波数依

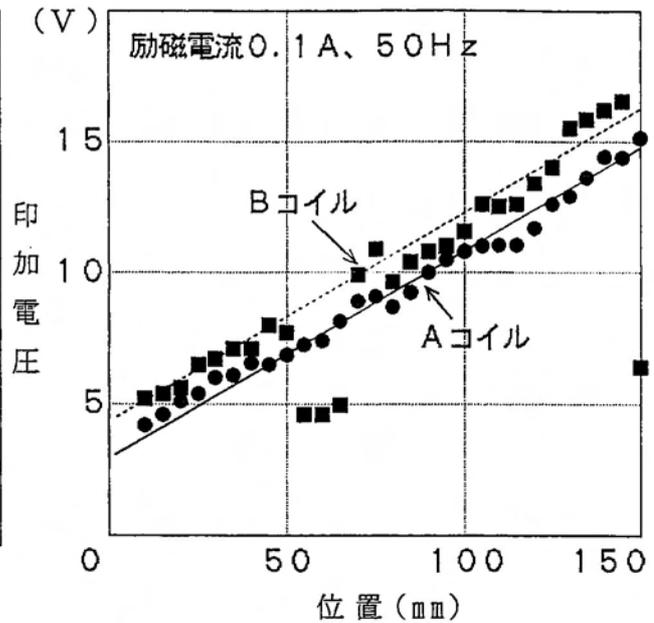


図 6.3-26

印加電圧の位置依存性

以上より、MLVCMは交流励磁により電流の自乗に比例した長時間、一定の推力が得られ、誘導VCMでは一方向に長時間推力を保持できなかった欠点を補うことができた。また、一定電流で駆動している場合の印加電圧は励磁コイルと可動子の距離にほぼ比例して変化するので、位置センサ機能を有していることも分かる。新等価回路法による理論解析結果⁹³⁾によると、可動子の位置変化は励磁コイルから見たインダクタンス変化に比例し、可動子の速度変化は励磁コイルから見た抵抗変化に比例することが導かれ、位置センサ機能以外に速度センサ機能も有することも示されている。

6.4 モートルンス

モータを使用する場合、一般に駆動回路が必要で、トランスも同時に使用される場合が多い。従って、装置の小形軽量化には、モータだけでなく、駆動回路の小形化あるいは個数を減少させることが重要である。

回転機等のモータでは、モータの継鉄部などの円周方向の磁気回路は、全円周の磁気回路は使用していないので、この磁気回路をトランスのコアとして使用する“トランス機能を持ったモータ”⁹⁴⁾を考えると、トランスの数が減り、小型軽量化にできる。この“トランス機能を持ったモータ”をモートルンスと呼ぶことにして、その可能性を検討した。

図 6.4-1 に、従来のモータに、トランス巻線を施した概略構造例を示す。モータステータの継鉄部にトランス巻線 3A、3B、3C、3D (巻数: N_{3A} 、 N_{3B} 、 N_{3C} 、 N_{3D} 、 $N_{3A} + N_{3B} + N_{3C} + N_{3D} = N_T$) を施すと、モータ駆動に使用される磁束 ϕ_A 、 ϕ_B 、 ϕ_C 、 ϕ_D とトランス動作に使用される磁束 ϕ_T は、

図のようになる。各トランス巻線磁束 ϕ_{3A} 、 ϕ_{3B} 、 ϕ_{3C} 、 ϕ_{3D} は、

$$\phi_{3A} = \phi_T + \phi_A \quad [6.4-1]$$

$$\phi_{3B} = \phi_T - \phi_B \quad [6.4-2]$$

$$\phi_{3C} = \phi_T + \phi_C \quad [6.4-3]$$

$$\phi_{3D} = \phi_T - \phi_D \quad [6.4-4]$$

4つのトランス巻線を直列接続すると、巻線の全交鎖磁束数 λ_T は、

$$\begin{aligned} \lambda_T &= N_{3A}\phi_{3A} + N_{3B}\phi_{3B} + N_{3C}\phi_{3C} + N_{3D}\phi_{3D} \\ &= N_T\phi_T + N_{3A}\phi_A - N_{3B}\phi_B + N_{3C}\phi_C - N_{3D}\phi_D \end{aligned} \quad [6.4-5]$$

励磁電流を I_T 、継鉄の磁気抵抗を R_{3A} 、 R_{3B} 、 R_{3C} 、 R_{3D} ($R_{3A} + R_{3B} + R_{3C} + R_{3D} = R_T$)とすると、継鉄部の磁気回路方程式より、

$$\begin{aligned} N_T I_T &= R_{3A}\phi_{3A} + R_{3B}\phi_{3B} + R_{3C}\phi_{3C} + R_{3D}\phi_{3D} \\ &= R_T\phi_T + R_{3A}\phi_A - R_{3B}\phi_B + R_{3C}\phi_C - R_{3D}\phi_D \end{aligned} \quad [6.4-6]$$

モータがバランス構造であり、 $N_{3A} = N_{3B} = N_{3C} = N_{3D} = N_T/4$ 、 $R_{3A} = R_{3B} = R_{3C} = R_{3D} = R_T/4$ 、 $\phi_A = \phi_B$ 、 $\phi_C = \phi_D$ とすると、

$$\lambda_T = N_T \phi_T \quad [6.4-7]$$

$$N_T I_T = R_T \phi_T \quad [6.4-8]$$

となり、モータ駆動の影響なく、トランス動作をさせることができる。

一方、モータの磁気回路では、ティース部 4ab、4bc、4cd、4daの磁気抵抗(ギャップ部も含む)をそれぞれ R_{4ab} 、 R_{4bc} 、 R_{4cd} 、 R_{4da} 、モータ巻線の巻数を N_{4ab} 、 N_{4bc} 、 N_{4cd} 、 N_{4da} とすると、4ab、4bc、3Bの磁気回路では、

$$\begin{aligned} N_{4ab} I_{4ab} - N_{4bc} I_{4bc} - N_{3B} I_T + F_R &= R_{4ab}(\phi_A + \phi_B) \\ &\quad - R_{4bc}(\phi_B + \phi_C) + R_{3B}(\phi_B - \phi_T) + R_R \phi_B \end{aligned} \quad [6.4-9]$$

ここで、 F_R 、 R_R は、ロータの起磁力と磁気抵抗である。モータがバランス構造とすると、 $N_{3B} I_T = R_{3B} \phi_T$ とすると、

$$\begin{aligned} N_{4ab} I_{4ab} - N_{4bc} I_{4bc} + F_R &= R_{4ab}(\phi_A + \phi_B) \\ &\quad - R_{4bc}(\phi_B + \phi_C) + (R_{3B} + R_R) \phi_B \end{aligned} \quad [6.4-10]$$

となり、トランス動作で、モータ駆動に影響を及ぼさないことがわかる。

このように、共通部分のステータの継鉄部の磁気飽和がなければ、モータとトランスの動作は原理的には独立となる。この方法は、一般のモータにも使用され、直流機、同期機(ブラシレスモータ)、誘導モータやリニアモータにも適用できる。

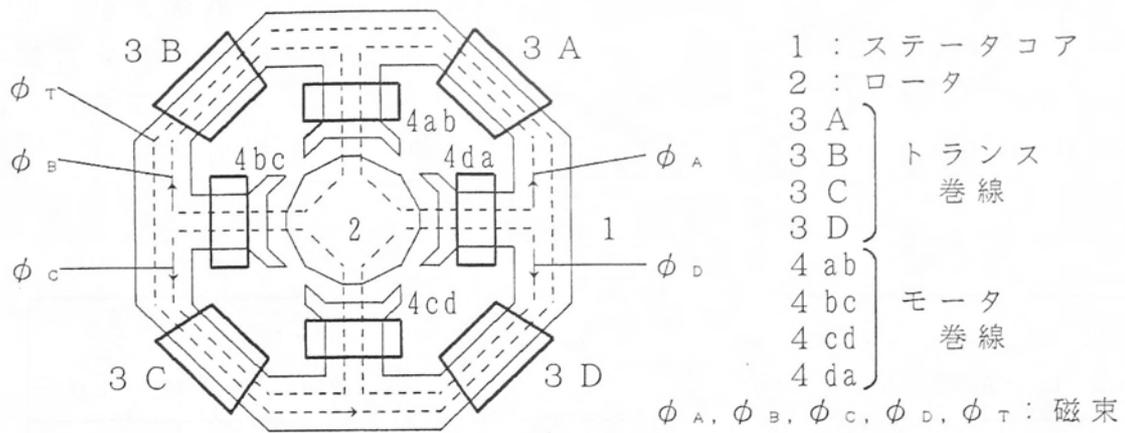
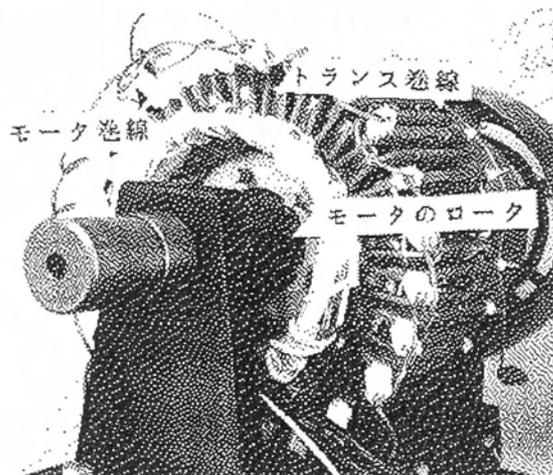


図 6.4-1 トランス機能を持ったモータの構造

市販の誘導モータ(3相4極)を改造して、トランス機能を持たせるため、写真 6.4-1 のように、継鉄部にトランス巻線を施した。トランスの設計磁束密度を1.2Tとすると、誘起電圧は50Hzで43Vである。



モータ : 3相4極、24スロット
 各相 8コイル
 (1コイル 50ターン)
 トランス : 1次360ターン
 2次360ターン
 (各スロット15ターン)

写真 6.4-1 トランス機能を持ったモータ

無負荷においてモータ単体試験を行い、モータ駆動した場合のトランスの誘起電圧を調べた。その結果を表 6.4-1 に示す。モータ磁束密度(ティース部)が1.34Tのとき、トランス巻線に誘起する電圧は2.13Vであった。一方、無負荷でのトランス単体試験(60Hz)におけるティース部磁束密度を調べた。表 6.4-2 に示されるように、継鉄部1.5Tで、ティース部磁束密度が0.04T以下であった。

モータ駆動に及ぼすトランス動作の影響を調べた。モータトルクとモータ鉄損の結果を表 6.4-3、表 6.4-4 に示す。トランスの1kHz動作では、モータトルクやモータ鉄損に殆ど影響が無く、モータと同周波数でトランスを駆動すると、影響が少し現れ、モータ鉄損などはモータ単体駆動鉄損10Wに対し増加傾向を示す。

トランス性能に及ぼすモータ駆動の影響を調べた。その結果を、表6.4-5に示す。トランスの1kHz動作では、トランス励磁電流やトランス鉄損等大きい増加はない。しかし、モータと同周波数でトランスを励磁すると、励磁電流は大きく増加するとともに、トランス鉄損への影響も大きい。

表6.4-1 モータ単体試験 (50Hz、無負荷)

電圧 (V)	電力 (VA)	鉄損 (W)	回転数 (rpm)	磁束密度 (T)		トランス誘起電圧 (V)	B_T (T)
				ティース	継鉄部		
39	41	6.2	1495	0.61	0.50	0.19	0.0053
62	104	10.2	1495	1.00	0.83	0.57	0.016
74	149	13.1	1496	1.22	1.01	1.31	0.036
81	182	15.5	1496	1.34	1.12	2.13	0.059

表6.4-2 トランス単体 (60Hz、無負荷)

電圧 (V)		励磁電流 (mA)	鉄損 (W)	継鉄磁束密度 (T)	ティース磁束密度 (T)
1次	2次				
30	30	72	1.9	0.69	0.0020
40	40	95	3.2	0.93	0.0021
50	50	132	5.3	1.17	0.0041
60	60	286	8.1	1.42	0.0282

表6.4-3 トランス動作中のモータトルク (kgcm)

回転数 (rpm)		1493	1489	1486	1466	1420	1243
トルク	トランス ON	0	0.42	0.88	2.08	4.98	9.68
	トランス OFF	0	0.42	0.89	2.19	4.99	9.67

モータ
50Hz、62V
ティース部 1.00T
トランス
1kHz、80V
継鉄部 0.11T

表6.4-4 トランス動作中のモータ鉄損 (モータ単体鉄損10W)

トランス条件	f (Hz)	50	60	1k	1k
	B (T)	1.12	1.12	0.11	0.44
モータ鉄損 (W)		13.5 ±3.5	11.2 ±0.2	10.0 0.0	10.0 ±0.2

モータ
50Hz、無負荷
継鉄部 0.83T
ティース部 1.00T

表 6.4-5 モータ駆動中のトランス性能

トランス 条件	f (Hz) B (T)		50	60	1k	1k	モータ 50Hz 無負荷
			1.12	1.12	0.11	0.44	
励磁 電流 (A)	モータ 駆動	無	0.11	0.13	0.07	0.2	継鉄部 0.83T
		有	1.29	1.32	0.09	0.27	ティース部 1.00T
トランス 鉄損 (W)	モータ 駆動	無	3.6	4.9	4.9	51.7	
		有	5.5 ± 1.5	7.7 ± 0.02	5.8 ± 0.9	56.4 ± 4.7	

以上のように、トランス機能を持ったモータは、磁気飽和やアンバランスのない限り、モータとトランスは独立に動作することが示された。

6.5 まとめ

回転機において、電磁鋼板は磁気回路を構成する部材としてだけでなく、“磁束の発生、誘導”、“磁束の高速応答性”以外に、“発生推力の保持、伝達”、“機器内発生熱の抜熱性”、“機器外への磁束漏れの抑制”等もある。このような機能が回転機用電磁鋼板にも要求され、このような機能をバランス良く保有した電磁鋼板を選定することが回転機の高性能化につながる。また、全体設計の最適化や回転機の生産ラインの生産向上のための要求も電磁鋼板には求められる。そのため、例えば分割コアや螺旋コアの採用が増えてきた。これらのコアでは方向性電磁鋼板の活用も考えられ、方向性電磁鋼板の螺旋コアの優位性について述べた。

回転機にも新しい機能が要求されるとともに、電磁鋼板の特性を活用した新しいアクチュエータの出現が求められ、新しいヨーク材として、積層融着材、新しいアクチュエータとして、誘導 VCM 等、電磁鋼板の特性を活用した多機能化として、“トランス機能を持ったモータ”について提案した。また、“センサー機能付きモータ”⁹⁷⁾のように、制御性に関連したものも提案されている。

第7章 結言

回転機用コアの最適化、高性能化のために、コア磁気特性の測定法を検討し、コア素材と回転機性能の関係を明確にすることにより、コア素材、コア使用条件の最適化を試みた。本論文において検討し、得られた内容は以下の通りである。

(1) 回転機におけるコアの磁気特性評価法の確立

回転機のコア磁気特性を実機状態で評価する方法を開発した。開発したコア鉄損の測定法は鉄損により誘起するトルクで検出する方法であり、コア形状、加工歪や電磁鋼板積層法の影響を直接検討できるようになった。

(2) コア磁気特性に及ぼすコア素材特性依存性の明確化

開発したコア評価法により、コア磁気特性はコア素材特性だけでなく、コア条件（形状、応力歪、励磁条件）の影響を受けることが明かとなった。コア形状による鉄損増加率 K はコア素材の影響を受け、磁化し易いものほど K が小さくなる。加工歪による鉄損増加量は加工幅に反比例し、小形モータ（平均加工幅約6mm）では1.5T、50Hzの鉄損増加量が2W/kg程度であり、コア素材の無方向性電磁鋼板の最高級レベルの鉄損と同レベルであることが明かとなった。

(3) コア素材条件、回転機条件を組み込んだ等価回路の提案

コア鉄損をヒステリシス損と渦電流損に分離して表現した等価回路（新等価回路）を検討し、新コア評価法で得られた知見を盛り込み回転機の等価回路を提案した。この等価回路は鉄損をヒステリシス損、渦電流損に分離して表現したので、周波数特性を良く表現できる。さらに、回路定数に素材条件を対応させると共に、磁気飽和領域での鉄損も良く表現できる。

(4) コア素材、コア使用条件の最適化と回転機性能推定法の提案

新等価回路を使用すると、モータのベクトル制御やインバータ駆動等の解析ができ、またPWM等による時間高調波の影響も検討できる。また、リラクタンスモータやシリースモータの等価回路を提案し、シリースモータではコア素材の最適化を検討した。このように、新等価回路により回転機のコア素材に対する最適選定法及び材質条件最適化法が検討でき、回転機の高出力化、高効率化を推進することができる。

(5) 電磁鋼板の新しい活用法によるモータの高性能化、多機能化の実現

新等価回路により、ボイスコイルモータ（VCM）を解析し、ヨーク材の最適条件を検討し、高性能ヨーク材として、積層融着材を開発した。推力が従来材より5%以上向上し、駆動電流の立ち上がりが速く、駆動電流による推力定数の低減も少ないので、高応答性で、制御性も良くなった。

また、等価回路による解析よりヨーク材への問題点を提起し、ヨーク（コア）特性を活用した新VCMを開発した。この新VCMの可動子は金属環だけからなるシンプル堅固なもので、ワイヤレスにできる。従って、可動子の固有振動等の

問題がなくなった。さらに、従来VCMでは必要であった永久磁石を必要としないマグネットレスVCMも考案した。

回転機の高性能化、高生産性のために、方向性電磁鋼板を用いた螺旋コアを検討した。このコアは従来の螺旋コアで問題であった螺旋加工における板厚変化が殆どなく、高磁束密度、低鉄損のコアである。さらに、モータ磁気回路の多機能化として、モータのヨーク部をトランスコアに兼用したモートランスも考案した。このモートランスはコア（ヨーク）が磁気飽和しない限り、モータとトランスはほぼ独立に駆動できる。

以上のように、実機コア磁気特性を直接測定できる測定方法とコア素材条件を組み込むことができる等価回路法を開発したことにより、回転機性能に及ぼすコア素材要因の影響を定量的に明確化でき、コア素材の最適化手法を提案した。また、これらの評価解析法により、回転機におけるコア素材の新活用法も提案できた。

本論文では、コア素材の側から回転機性能、特にコア磁気特性を検討したが、コア素材を回転機へ適用する際に、実際に多くの機種やモータメーカーで問題となった課題を検討した。今後は、本論文の研究成果により実際に最適設計の回転機を試作し、提案手法を実証することが必要であり、モータメーカー等の協力のもとに実現する予定である。

謝辞

本研究を推進し論文にまとめるにあたり、御指導、御鞭撻を頂きました九州工業大学工学部電気工学教室 山崎二郎教授に心より深く謝意を表します。本研究をはじめ、磁性材料、磁気物性全般にわたり、幅広く、適切かつ有益なご助言とご指摘を賜りました。

また、九州工業大学工学部電気工学教室 辻 輝生教授、野上暁一教授、同大学物質工学教室 成田舒孝教授には、本論文をまとめるにあたって、有益な御意見と御助言を賜りました。深く感謝致します。

電磁鋼板の需要家であります電気機器メーカー各社の皆様、また電気学会回転機技術委員会における小形モータ関係の調査専門委員会各位、同マグネティックス技術委員会関係各位には、本研究に関係した情報提供、問題提起、コメントを多く頂い、本研究を効果的に推進することができました。九州共立大学野沢忠生教授、また岐阜大学岡崎靖雄教授には、先生の新日鐵在職中および大学移籍後を通じて、電磁鋼板材質面、応用面のコメントを頂き、また、電気機器解析技術においては、同志社大学石原好之教授、大阪府立大学武田洋次教授にコメントを頂いております。謹んで感謝致します。

本研究を推進する基礎を育てて頂き、九州工業大学在学中の卒業研究を御指導頂いた九州工業大学工学部 増永将二教授、また同じく、東京工業大学大学院在学中に御指導頂いた東京工業大学工学部 故野村昭一郎教授に御礼を申し上げます。更に、新日本製鐵株式会社において、電磁鋼板研究の基礎を御指導頂いた元新日本製鐵株式会社部長研究員山本孝明氏に御礼を申し上げます。

最後に、本研究を推進するにあたり、御討議、御協力して頂いた新日本製鐵株式会社の皆様に感謝致します。特に技術開発本部鉄鋼研究所鋼材第一研究部、また前電磁鋼板研究部の部長、部員の方々には電磁鋼板の磁気特性、応用技術をはじめ、鋼板の加工技術について、多くの有益なコメントを頂くと共に研究の御協力も頂きました。心より感謝致します。また、同社技術開発本部の八幡技術研究部、広畑技術研究部、TSセンター、さらに同社本社、八幡製鉄所、広畑研究所の電磁鋼板関係者の方々には、試験協力、試料提供など色々な援助して頂きました。

<参考文献>

- 1) 松本：「日経メカニカル」,1994.3.21,p36.
- 2) 森永：「OHM」,1998年4月号(オム社) p36.
- 3) 秋山,Dan Jones：「日経メカニカル」,1997.2.3,p50.
- 4) 開道：「OHM」1998年4月号(オム社) p41.
- 5) 花井,仲保：「OHM」1998年4月号(オム社) p32.
- 6) 黒田：電学誌,118巻,11号,1998年,p697.
- 7) 電気学会電気自動車回転機調査専門委員会：電気学会技術報告第637号
(電気学会,1997.6) .
- 8) 能登原：日本能率協会第16次モータ技術フォーラム第6回資料.
- 9) 藤井,永田：「金属」,1993年1月号,p60.
- 10) 小原：日本鉄鋼協会西山記念技術講座第155,156回資料p3.
- 11) 坂田：日本能率協会'93モータ技術シンポジウム資料A-3.
- 12) 開道,石橋,東村：電学論D,115巻7号,平成7年,p835.
- 13) 柴尾：「省力と自動化」,1993年9月号,p42.
- 14) 竹内：日本能率協会'94モータ技術シンポジウム資料B-1.
- 15) 山村：「交流モータの解析と制御」(オム社,1995) p39.
- 16) 坪井,廣塚,吉田,水野：電学論D,112巻8号,平成4年,p765.
- 17) 電気学会：小形モータの高性能化に関する調査専門委員会資料11-6-104.
- 18) 林他：電学論D,114巻12号,平成6年,p1284.
- 19) 中田高義,高橋則雄：電気工学の有限要素法,森北出版,東京(1982).
- 20) 電気学会小形モータの定数測定と特性算定法調査専門委員会：
電気学会技術報告第705号(電気学会,1998) .
- 21) 開道：日本能率協会'96次モータ技術シンポジウムA-2資料.
- 22) 開道：日本能率協会第10次モータ技術フォーラム第3回資料(1991) .
- 23) C. Kaido:J. Appl. Phys. 69(8), 1991, p5106.
- 24) 開道：電気学会回転機研究会資料RM-92-79.
- 25) 山本,大宅,野沢：電気学会誌,98巻4号,昭53-6, p43.
- 26) 日本工業規格「電磁鋼板試験方法」JIS C 2550-1986.
- 27) T. Yamamoto and Y. Ohya:IEEE Trans. Magn. MAG-10.NO.2(1974)p157.
- 28) 開道,岡崎,本間：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-84-113.
- 29) 日本工業規格「無方向性電磁鋼板」 JIS C 2552-1986.
- 30) 新日鐵：「ハイライトコア,ホームコア」Cat.No.SC 502 63.3①.
- 31) 開道 力,脇坂：電学論A,117巻7号,平成9年,p685.
- 32) Richard M. Bozorth:"Ferromagnetism",Fifth printing,(D.Van Nostrand Company,
(1959)p77.
- 33) 新日鐵：「オリントコア,オリントコア化^レー,オリントコア化^レーレーザ^レー」Cat.No.SC 503 63.3①.

- 3 4) 岡崎：電学論A, 112巻6号, 平成4年, p513, または
S. Arai, M. Mizogami and M. Yabumoto: J. Appl. Phys. 67(9) (1990) p5577.
- 3 5) 開道, 脇坂, 溝上, 田中：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-201.
- 3 6) The staff of the Department of Electrical Engineering, MIT: "Magnetic Circuit and Transformers", 13th printing, (John Wiley & Sons, Inc., 1961), p129.
- 3 7) 塩崎：日本能率協会'89モータ技術シンポジウム資料B-2, NO. 2.
- 3 8) M. Shiozaki and Y. Kurosaki: J. Materials Engineering. Vol. 11, No. 1 (1989) p37.
- 3 9) 新日鐵：「新日鐵の電磁鋼板」Cat. No. SC501.
- 4 0) 日本金属(株)カク：「電磁製品」.
- 4 1) R. H. Pry and C. P. Bean: J. Appl. Phys. Vol. 29, NO. 3 (1958) p532.
- 4 2) 近角：「強磁性体の物理（下）」（裳華房, 昭和59年）p214.
- 4 3) 今村, 森田, 成田：九大工学集報, 第51集, 第6号（昭和53年）, p787.
- 4 4) 開道, 阿部, 北原, 岡崎, 横田, 青木, 細山：
日本応用磁気学会誌Vol. 20, No. 2 (1996) p649.
- 4 5) 開道, 脇坂, 半澤：電気学会回転機研究会資料RM-98-163.
- 4 6) 開道, 阿部：電気学会回転機研究会資料RM-95-27.
- 4 7) 阿部, 開道, 松岡, 上野, 前田：電気学会回転機研究会資料RM-95-28.
- 4 8) 近角：「強磁性体の物理（下）」（裳華房, 昭和59年）p125.
- 4 9) 近角：「強磁性体の物理（下）」（裳華房, 昭和59年）p158.
- 5 0) 開道：日本能率協会'98磁気応用技術シンポジウム資料(1998)p3-1-4.
- 5 1) C. Kaido: J. Appl. Phys., 69(8), 1991, p2029.
- 5 2) 開道, 横田, 泉山：電気学会回転機研究会資料RM-91-27.
- 5 3) 開道, 新井, 熊野, 菅：電気学会回転機研究会資料RM-91-127.
- 5 4) C. H. Li: Phys. Rev., 40(1932) p1002.
- 5 5) E. Tatsumoto and T. Okamoto: J. Phys. Soc. Japan 14(1959) p1588.
- 5 6) 開道, 阿部：電気学会回転機研究会資料RM-96-43.
- 5 7) 開道, 脇坂, 本間, 阿部, 溝上：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-254.
- 5 8) 開道, 脇坂：電気学会回転機研究会資料RM-97-13.
- 5 9) 開道, 脇坂：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-98-123.
- 6 0) 石原, 原田, 戸高：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-92-158.
- 6 1) 高田, 佐々木：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-94-72, (IM-94-51).
- 6 2) 開道, 脇坂：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-96-84.
- 6 3) J. M. Ziman: "Principales of the Theory of Solids",
Second Edition, (Cambridge University Press, 1972) p232.
- 6 4) 開道, 竹田, 脇坂, 溝上：電学論D, 119巻7号, 平成11年, p1010.
- 6 5) 開道, 脇坂, 本間, 溝上, 阿部：電気学会回転機研究会資料RM-97-109.
- 6 6) Members of the Department of Electrical Engineering Staff, M. I. T.:
Magnetic Circuits and Transformers, John Wiley & Sons, Inc., Newyork, (1961) p195.
- 6 7) 山村：「交流モータの解析と制御」（オーム社, 東京, 1988) p19.

- 68) 電子通信学会編：「改訂電気磁気測定」(コロナ社, 東京, 1977) p193.
- 69) 日本工業規格「フェライト磁心の材質性能試験方法」C 2561-1981.
- 70) T. Sato, Yoh Sakaki: IEEE Trans. Magn Vol. 26, NO. 5(1990), p2894.
- 71) 開道：日本応用磁気学会誌Vol. 19, No. 1(1995), p39.
- 72) 開道, 脇坂：「電磁鋼板における高周波数磁気特性のモデリング」日本応用磁気学会誌 Vol. 23, No. 4-2(1999)p1565.
または、開道：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-95-28.
- 73) 開道, 脇坂：電気学会回転機研究会資料RM-96-26.
- 74) 日本工業規格「3相誘導電動機の特性格算定方法」JIS C 4207-1995.
- 75) 石原：H9年電気学会全国大会講演論文集S19-1.
- 76) 伊藤：日本能率協会第15次モータ技術フォーラム(日本能率協会, 1996) 第1回資料, p1.
- 77) 開道：「エレクトロニクス」(オーム社, 1997) 2月号, p49.
- 78) 山村：「交流モータの解析と制御」(オーム社, 昭和63年) p15.
- 79) 電気学会精密小形電動機調査専門委員会：「小形モータ」(コロナ社, 1991) p178.
- 80) 開道：電学論D, 115巻7号, 平成7年, p835.
- 81) 田倉, 田中, 秦野：電気学会回転機研究会RM-96-28.
- 82) 開道：電気学会回転機研究会資料RM-94-59.
- 83) 開道：電学論D, 116巻3号, 平成8年, p265.
- 84) 薄鋼板成形技術研究会(吉田監修)：プレス成形難易ハンドブック
(日刊工業新聞社, 昭和62年) p443.
- 85) 開道：「省力と自動化」24巻5号(オーム社, 1993) p61.
- 86) 開道, 阿部：電学論A, 117巻2号, 平成9年, p106.
- 87) 開道, 阿部, 北原, 菅：電気学会回転機研究会資料RM-93-117.
- 88) 開道：電気学会回転機研究会資料RM-90-115.
- 89) 開道：日本応用磁気学会誌, Vol. 18, No. 2(1994) p533.
- 90) 開道, 中沢, 泉山：電気学会回転機研究会資料RM-92-167.
- 91) 開道：電学論D, 115巻3号, 平成7年, p198.
- 92) 前田, 藤田, 濱崎：電学論D, 108巻 8号, 昭和63年, p749.
- 93) 開道：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-93-66.
- 94) 開道：電学論A, 117巻2号, 平成9年, p112.

< 補足 >

A.1 代表的な回転機用コア素材

(1) 従来の回転機用コア素材

主なコア素材^{A1)}^{A2)}は表A.1-1に示すように、全方向にほぼ同じ特性を示す無方向性材料と、ある方向だけ磁化し易い方向性材料があり、回転機では無方向性材料が一般的に使用される。方向性電磁鋼板はタービン発電機の一部に使用されている。回転機では磁束密度 B 、透磁率 μ 、鉄損 W 、その方向依存性、材料形状、経済性、加工性や量産性が重要である。

高飽和磁化 B_s は磁束密度の上限として、回転機の高出力化の為に重要であり、Co-Fe^{A3)}が最も高く、次に純鉄、珪素鋼板等の電磁鋼板が高い。しかし、前者は電磁鋼板に比べ約2桁ほど価格が高く、経済性の面で電磁鋼板が多く使用されている。高透磁率材料は励磁電流低減による巻線損(銅損)抑制、高応答性のため重要である。アモルファス材料やパーマロイは高透磁率であるが、飽和磁化が低いので、あまり回転機には使用されない。

表A.1-1 主な回転機用コア素材の磁気特性一例 μ_m は比透磁率

種類	B_s	H_c	μ_m / μ_0	ρ	板厚、形状	その他
<無方向性>	(kG)	(Oe)	$\times 10^{-4}$	($\mu \Omega \text{ cm}$)	(mm)	
<3.2wt%Si	20~21	.6~1.5	.3~2	15~58	.2~.65	低磁歪 磁歪大
6.5wt%Si	18	.1~.15	3~5	80	.1~.3	
Fe	22	.5~3	.2~1	11	板、棒等	
Co-Fe	24	.8	1~3	45	.05~.5	
ハ ^o -マロイPB	15	.1	3~10	45	0.5~2	
PC, PCS	7~8	~.01	20~50	60	.03~2	高硬度
アモルファス				100~200	.02~.05	
Fe系	15~16	.02~.1	10~70			
Co系	5~9	.002~.01	30~200			
ソフトフェライト	3~5	.1~1	.1~1	$10^7 \sim 10^{13}$	焼結等	
センタ ^o スト	7~10	.02	25	90	铸造等	
<方向性>						
3wt%SiFe	20	.06~.1	6~10	45	.2~.35	高角型性
ハ ^o -マロイPE	14~16	.1~.15	6~10	40	.02~0.1	

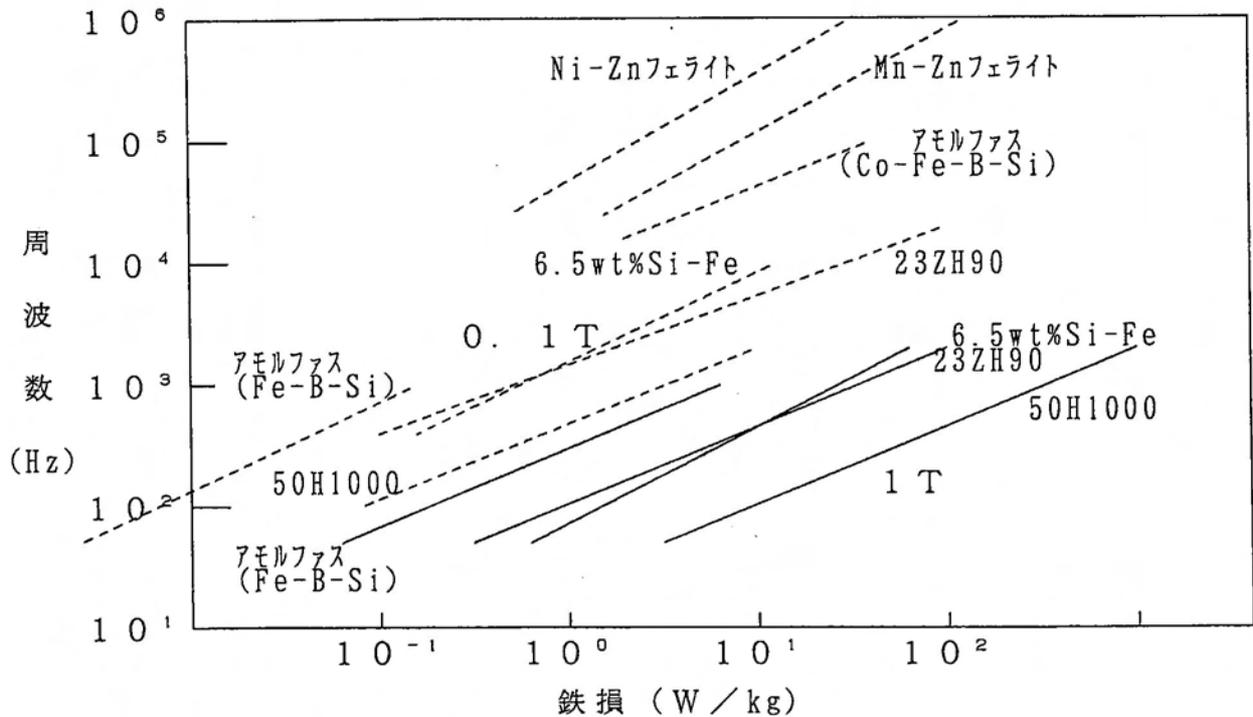
回転機の低損失化には磁性材料の鉄損 W が低いことが要求される。鉄損は、

$$W(\text{W/m}^3) = f \eta B^n + k \cdot \left(\frac{\pi f B t}{6 \rho} \right)^2 \quad [\text{A.1-1}]$$

で表せ、第1項は周波数 f に比例するヒステリシス損で、保磁力 H_c が低いほど低く、シュタインメツの実験式^{A4)}では $n=1.6$ 乗に比例する。第2項は f^2 に比例する渦電流損で、電気抵抗率 ρ が高く板厚 t が薄いほど低い。商用周波数の低鉄損材料としては図A.1-1に示すように、Fe系アモルファス^{A5)}や3wt%Siの珪素鋼板等である。アモルファスはコア剛性の為には不利である。高周波用材料としてはソフトフェライト、アモルファス、6.5wt%Si電磁鋼板や

薄手電磁鋼板^{A2)A6)}等の高電気抵抗率、薄手材が適しているが、回転機には複雑な形状が要求されるため、焼結材であるフェライトは不向きで、一般に薄手電磁鋼板や6.5wt%Si電磁鋼板が使用される。

回転機用磁性材料では形状、経済性、生産性等も重要で、表A.1-2のように、電磁鋼板等の板材が量産可能で、低価格であり、また経済的である打抜き加工が使用できるので、最も回転機用に適している。板材以外の磁性材料は、回転機の界磁ヨーク材に使用される。特に、CDの2次元アクチュエータ^{A7)}のように3次元形状を要求される場合に、鋳造材(ロストワックス材)^{A8)}や焼結等の成形品が使用される。



図A.1-1 コア素材における鉄損周波数特性

表A.1-2 磁性材料の形態

* 圧縮成形、射出成形、押出成形

原料	加工	成品	生産性		形状		磁性	
			量産	価格	自由度	精度	B_s	制御
粉末	焼結成形	磁石 ヨーク コア	○	○	○	△	△	△
板	打抜き プレス	ヨーク コア (磁石)	◎	◎	△	○	◎	○
塊	旋盤 (鍛造)	ヨーク コア 磁石	×	×	◎	◎	◎	×
鋳造	ロストワックス	ヨーク	○	×	○	△	△	×

(2) 電磁鋼板

回転機には磁気特性、生産性、経済性等で有利である為、電磁鋼板が多く使用される。本来ならば日本工業規格^{A9) A10)}の種類で説明すべきであるが、日本工業規格の種類では必ずしも回転機の用途に対応していないので、回転機の用途に対応している新日本製鐵の電磁鋼板の種類を用いて説明する。

回転機に主に使用される無方向性電磁鋼板には、低鉄損のハイライトコア、低価格、高磁束密度であるホームコアなどがある。大形発電機には主に方向性電磁鋼板GOが使用される。オリエントコアハイビーは高い配向性を示し、高磁束密度、低鉄損であり、オリエントコアハイビーレーザー^{A11)}はさらに鉄損が低い。

電磁鋼板に要求される性能^{A12)}は磁気特性と加工性、機械特性等であり、Si、板厚等で決まる。電磁鋼板諸特性とSiの関係を図A.1-2に示す。電磁鋼板の磁化曲線はSiの影響を大きく、また高Si材は高電気抵抗、低鉄損である。特に、6.5wt%Si電磁鋼板は高周波鉄損が低いので、高周波用に使用される。高Si電磁鋼板は機械強度が高くなるが、低磁束密度で、加工性に問題がある。磁歪は騒音や振動に関係し、変圧器では重要であるが、回転機では振動騒音の主要因^{A13)}は機械的アンバランスや電磁振動であり、磁歪の影響は小さい。

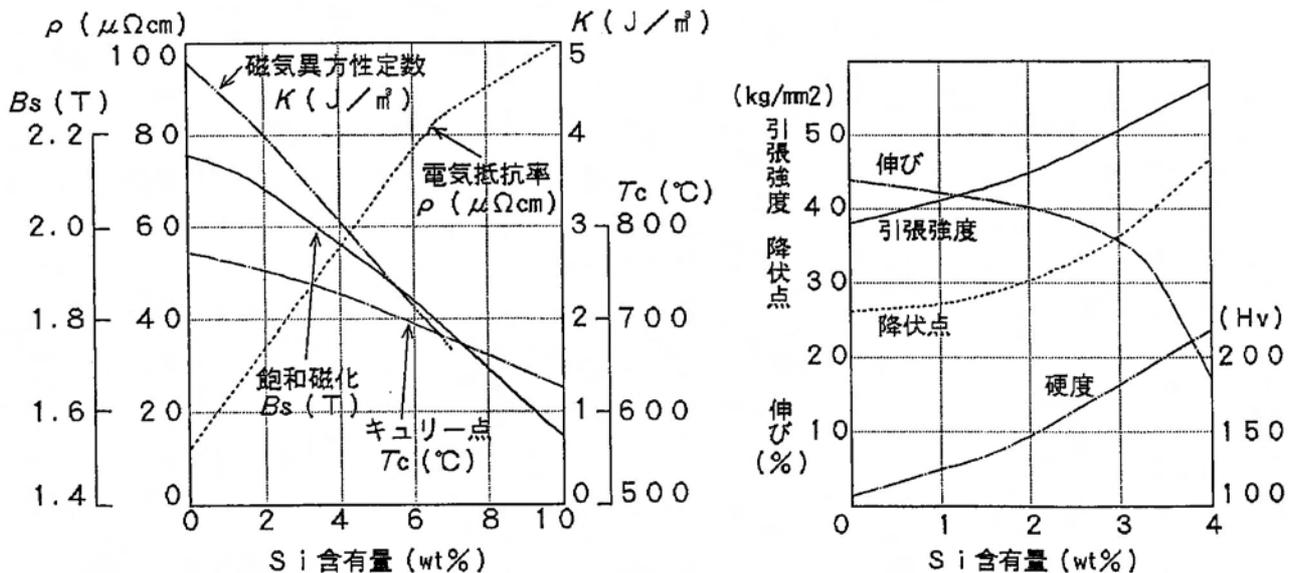


図 A.1-2 電磁鋼板のSi含有量と性能^{A14)}

電磁鋼板には、無方向性電磁鋼板NOと方向性電磁鋼板GO（一方向性電磁鋼板）以外に二方向性電磁鋼板がある。GOは、図A.1-3に示されるように、集合組織が $\langle 100 \rangle (100)$ [L方向: $\langle 100 \rangle$, 鋼板面:(011)]であり、L方向の磁化特性が良い。新しい方向性電磁鋼板である二方向性電磁鋼板^{A18)}は、図A.1-3の結晶配列のように、このL方向以外に幅方向(C方向)も $\langle 100 \rangle$ 方位であり、両方向ともに磁気特性が優れている。二方向性電磁鋼板の45°方

向は、G OのC方向の $\langle 011 \rangle$ 方向に対応し、磁気特性はL, C方向に比べ劣る。この電磁鋼板の磁気特性の優れたL, C方向を活用した例として、額縁形状のコアやEIコアに適している^{A19)}。回転機では、4極機での活用や、リニアモータでの活用が考えられる^{A20)}。

[第6章の6.3項参照]

コア性能を良くするために、電磁鋼板の表面に絶縁皮膜^{A15)}が施される。絶縁皮膜は絶縁抵抗、加工性、溶接性、さらに耐環境性のため重要である。絶縁抵抗はコア損失を増大させる層間電流を抑制する。

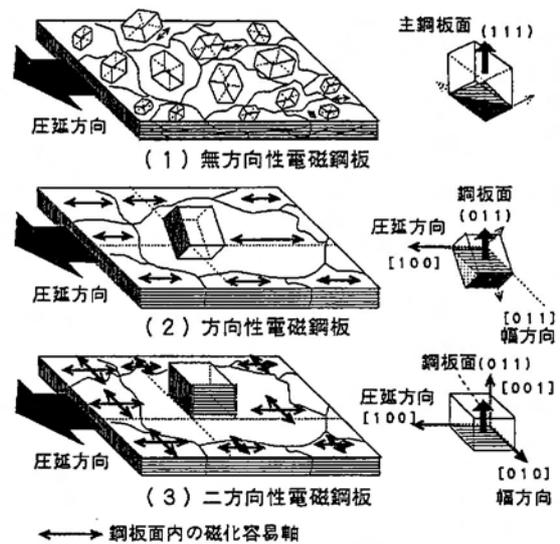


図 A. 1 - 3 電磁鋼板の結晶配列

(3) 電磁鋼板と用途

電磁鋼板と用途^{A2)}を、表 A. 1 - 3 に示す。無方向性電磁鋼板 (NO) は主に回転機に使用される。一方、方向性電磁鋼板 (GO) は、主に変圧器に使用される。回転機では、タービン発電機の大形機にGOが使用される^{A16)}。

表 A. 1 - 3 電磁鋼板の用途^{A2)}

回転機機種	方向性	無方向性電磁鋼板						
		ハイライトコア		フルプロセス材		ホームコア		
		35H210-360 50H230-400	35H440*) 50H470-600	50H700 50H800	50H1000 50H1300	セミプロセス材	薄手材	高張力材
大形機	○	○						
中形機			○					
汎用モータ			○	○	○	○		
コンプレッサモータ				○	○	○		
一般家電用モータ				○	○			
小形精密モータ			○	○				
高周波機							○	
高速機								○

*) 35H440等は、JIS C2552の35A440等に相当

NOの種類で用途が異なる。50H230等の低鉄損材は大形回転機、50H470等は中形機や汎用機、使用時間が長い冷蔵庫やエアコンのハーメチックモータに使用される。ホームコアは低価格であり、使用時間が短い家電機器に大量

に使用される。最終焼鈍を前提としたセミプロセス材であるセミコアは、最終的に焼鈍を行う用途で使用され、フルプロセス材より、製造工程省略されているため、低価格であることから広く使用されている。アメリカではCRCQの名前で普通鋼レベルの材料がセミプロセス材として使用されている。そのほか、高機械強度が要求される用途に高張力ハイライトコア^{A17)}、高周波用の薄手ハイライトコア、マグネットスイッチ等のように耐摩耗性が要求される用途にマグネットスイッチ用ハイライトコア等がある。

A.2 回転磁界挙動の関係式

A.2-1 鉄損とトルクの関係

[回転磁束密度と交番磁束密度を分離して表現]

磁束密度 B を、回転磁束密度 B_R (回転角速度 ω_R) と交番磁束密度 B_A (回転角速度 = 0) に下記のように分解できるならば、

$$B = B_R + B_A \quad [A.2-1]$$

$$\frac{d|B_R|}{dt} = 0 \quad \frac{B_A}{|B_A|} = \text{一定} \quad \langle \omega \cdot (B_A \times H) \rangle = 0$$

式 [2.2-7]、[2.2-8] は、下記のように書き表せる。

$$\frac{dB}{dt} = \omega_R \times B_R + \frac{dB_A}{dt} \quad [A.2-2]$$

$$H \cdot \frac{dB}{dt} = \omega_R \cdot (B_R \times H) + H \cdot \frac{dB_A}{dt} \quad [A.2-3]$$

完全に回転磁束であれば、 $B_A = 0$ なので、次式となる。

$$H \cdot \frac{dB}{dt} = \omega \cdot (B \times H) \quad [= \omega_R \cdot (B_R \times H)] \quad [A.2-4]$$

A.2-2 試料座標系と励磁座標系との座標変換

試料から見た試料座標系と励磁から見た励磁座標との変換を考える。試料座標系に対し励磁座標は、回転角速度 ω の回転座標と考えることができる。変換行列 A (tA : 置換行列) とすれば、

$${}^tA A = 1 \quad [A.2-5]$$

$${}^tA \frac{dA}{dt} b = \omega \times b \quad [A.2-6]$$

試料座標のベクトル B, H, Φ, F_{PR} と励磁座標のベクトル b, h, ϕ, f_{PA} の座標変換は次のようになる。

$$B = A b \quad [A.2-7]$$

$$H = A h \quad [A.2-8]$$

$$\Phi = A \phi \quad [A.2-9]$$

$$F_{PR} = A f_{PA} \quad [A.2-10]$$

そこで、材料の単位体積あたりのエネルギー変化は、

$$\begin{aligned} H \cdot \frac{dB}{dt} &= (A h) \cdot \frac{d(A b)}{dt} = h \cdot \left[A \frac{d(A b)}{dt} \right] \\ &= h \cdot (\omega \times b) + h \cdot \frac{db}{dt} \\ &= \omega \cdot (b \times h) + h \cdot \frac{db}{dt} \end{aligned} \quad [A.2-11]$$

従って、式 [2.2-12] を用いて、

$$\begin{aligned} P_{SP} &= \int_{SP} dV H \cdot \frac{dB}{dt} \\ &= \int_{SP} dV \left[\omega \cdot (b \times h) + h \cdot \frac{db}{dt} \right] \\ &= \omega \cdot \int_{SP} dV (b \times h) + \Delta P_{SP} \end{aligned} \quad [A.2-12]$$

励磁よりの供給電力は、同様に、

$$\begin{aligned} P_{PR} &= F_{PR} \cdot \frac{d\Phi}{dt} \\ &= \omega \cdot (\phi \times f_{PA}) + f_{PA} \cdot \frac{d\phi}{dt} \end{aligned} \quad [A.2-13]$$

励磁フレームコアへの供給電力は

$$\begin{aligned} P_{FR} &= \int_{FY} dV H \cdot \frac{dB}{dt} \\ &= \int_{FY} dV \left\{ \omega \cdot (b \times h) + h \cdot \frac{db}{dt} \right\} \\ &= \omega \cdot \int_{FY} dV (b \times h) + P_{FA} \end{aligned} \quad [A.2-14]$$

ただし、 $\int_{FY} dV$ はフレームコアにおける体積積分を表す。

ここで、励磁フレーム内の各磁束 $\delta\phi$ ($=\delta s \cdot b$) の流れに対応した磁路 (体積 $\delta V =$ 磁路断面積 $\delta s \cdot$ 磁路長 $\delta \ell$) に沿って、積分すると、

$$\begin{aligned} P_{FR} &= \omega \cdot \int_{FY} dV (b \times h) + P_{FA} \\ &= \omega \cdot \int_{FY} (ds \cdot b) \times (d\ell \cdot h) + P_{FA} \\ &= \omega \cdot \int_{FY} d\phi \times f_{FY} + P_{FA} \end{aligned} \quad [A.2-15]$$

同様に、式 [A.2-12] を変形させて、

$$P_{SP} = \omega \cdot \int_{SP} d\phi \times f_{SP} + \Delta P_{SP} \quad [A.2-16]$$

A.2-3 f, f_{FY}, f_{AG} への起磁力 f_{PA} 分離による $\phi \times f_{PA}$ の表示

f_{PA} を、試料、フレームコア、空隙の消費起磁力 f, f_{FY}, f_{AG} に分けると、

$$f_{PA} = f + f_{FY} + f_{AG} \quad [A.2-17]$$

となり、各磁束 $\delta\phi$ の流れに対応した磁路で、 $f + f_{FY} + f_{AG}$ は一定であるが、 f, f_{FY}, f_{AG} の大きさはそれぞれの磁路で異なった値を示す。そこで、 $\phi \times f_{PA}$ を、式[A.2-17]により、 f, f_{FY}, f_{AG} で表すと、磁路に対する磁束 $\delta\phi$ で積分した表示となる。

$$\begin{aligned} \phi \times f_{PA} &= \int d\phi \times f_{PA} \\ &= \int_{SP} d\phi \times f + \int_{AG} d\phi \times f_{AG} + \int_{FY} d\phi \times f_{FY} \end{aligned} \quad [A.2-18]$$

<参考文献>

- A 1) 加藤：「技術者のための磁気・磁性材料」（日刊工業新聞社,1991）.
- A 2) 新日本製鐵KK：「新日鐵の電磁鋼板」Cat.No.SC501（'92.3版）.
- A 3) 本間他：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-92-45.
- A 4) 電気学会：「電気磁気学（改訂版）」（電気学会,昭和43年）p243.
- A 5) C.Kaido,etc:IEEE Trans. Magn. MAG-21,NO.5(1985)p2029.
- A 6) 日本金属：電磁製品88.12.3.
- A 7) 開道：省力と自動化（1993年5月号）p64.
- A 8) 秋山監修：「小形モータ設計マニュアル」（トリケプス,昭和61年）p563.
- A 9) 日本工業規格「無方向性電磁鋼板」JIS C 2552-1986.
- A 10) 日本工業規格「方向性電磁鋼板」JIS C 2553-1986.
- A 11) Nippon Steel Co.:Technical Data HI-NB ZDHK Cat.No. DE305.
- A 12) 新日鐵：「わかる電磁鋼板」（新日鐵,平成3年）.
- A 13) 小林, 秋山：電気学会研究会資料RM-95-20.
- A 14) 新日鐵：「わかる電磁鋼板」（新日鐵,平成3年）p29,p47.
- A 15) 新日鐵：「無方向性電磁鋼板の絶縁被膜」Cat.No.ST501（'59.3）.
- A 16) G.Neidhoeffler and A.Schwengeler:J.Magnetism and Magnetic Materials 9(1978) p112.
- A 17) I.Tachino etc:ANALES DE FISICA Series B, Vol.86,1990,p250.
- A 18) 岡崎：電学論A,112巻6号,平成4年,p513.
- A 19) 馬場、岡本、新井、岡崎：電気学会マグネティックス研究会資料MAG-91-63.
- A 20) 開道：平成6年電気学会全国大会NO.895.

<論文、研究会資料など>

I. 本論文に関する査読付論文

第2章に係る論文

- ・ Chikara Kaido: "Mechanical method of iron loss measurement in a rotational field and analysis in a motor", J. Appl. Phys. 69 [8] (1991) p2029.

第3章に係る論文

- ・ 開道 力, 脇坂岳頭: 「無方向性電磁鋼板の磁気特性に及ぼす素材因子の影響」, 電学論A, 117巻7号, 平成9年, p685.
- ・ 開道 力, 阿部智之, 北原修司, 岡崎靖雄, 横田 洋, 青木 登, 細山謙二: 「電磁鋼板における磁気特性の温度依存性と鉄損推定法」, 日本応用磁気学会誌Vol. 20, No. 2(1996) p649.
- ・ 開道 力, 脇坂岳頭, 溝上, 田中政樹: 「高磁束密度における電磁鋼板の磁気特性について」, 電学論A, 118巻9号, 平成10年, p1029.
- ・ 開道 力, 脇坂岳頭: 「電磁鋼板における回転磁界鉄損とその推定法」, 日本応用磁気学会誌Vol. 21, NO. 4-2(1997) p709.
- ・ 開道 力, 脇坂岳頭: 「電磁鋼板コアにおけるコア鉄損と素材特性の関係」, 日本応用磁気学会誌Vol. 22, No. 4-2(1998) p709.
- ・ 黄 柏英, 山本健一, 山城康正, 開道 力: 「無方向性けい素鋼板の磁気特性に及ぼす冷却条件の影響」, 日本応用磁気学会誌Vol. 23, NO. 4-2(1999) p1369.
- ・ 開道 力, 竹田和年, 脇坂岳頭, 溝上雅人: 「接着電磁鋼板コアの諸特性について」, 電学論D, 119巻7号, 平成11年, p1010.

第4章に係る論文

- ・ 開道 力: 「鋼板内磁気特性分布を考慮した電磁鋼板コアの等価回路」, 日本応用磁気学会誌Vol. 19, No. 1(1995) p39.
- ・ 開道 力, 脇坂岳頭: 「電磁鋼板における高周波磁気特性のモデリング」, 日本応用磁気学会誌Vol. 23, NO. 4-2(1999) p1565.

第5章に係る論文

- ・ 開道 力, 脇坂岳頭: 「コア素材の磁気特性を考慮したモータ等価回路の理論検討」, 電学論D, 118巻5号, 平成10年, p661.
- ・ 開道 力, 武田洋次: 「リラクタンスモータ性能に及ぼすコア素材磁気特性の影響」, 電学論D, 119巻11号, 平成11年, 掲載決定.

第6章に係る論文

- ・ 開道 力: 「方向性電磁鋼板を用いた螺旋コア」, 電学論D, 116巻3号, 平成8年, p265.
[Electrical Engineering in Japan, Vol. 118, No. 3(1997) p58.]

- ・開道 力,阿部智之:「積層融着電磁鋼の特性と応用」,
電学論A,117巻2号,平成9年,p106.
- ・開道 力:「誘導ボイスコイルモータ性能に及ぼすコア特性の影響」,
日本応用磁気学会誌Vol.18, No.2(1994)p533.
- ・開道 力:「マグネットレスボイスコイルモータとその駆動特性」,
電学論D,115巻3号,平成7年,p198.
- ・開道 力:「トランス機能を持ったモータの基礎解析」,
電学論A,117巻2号,平成9年,p112.
[Electrical Engineering in Japan, Vol.121, No.2(1997)p8.]

補足資料に関する論文

- ・ C. Kaido, Y. Okazaki, S. Kousaka and K. Honma:
"Effect of surface features of Fe-rich amorphous ribbons on the magnetic properties", IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-21, No.5(1985)p2029.
- ・ 宮崎照宣,石川秀人,高橋 実,山本孝明,開道 力,岡崎靖雄:
「非晶質Fe_{79.3}Si_{9.2}B_{11.1}Al_{0.4}合金の張力による磁化特性の変化」,
日本応用磁気学会誌Vol.6, No.2(1982)p55.
- ・ Yasuo Okazaki, Chikara Kaido, Yukio Matsuo and Keiji Honma:
"Effect of surface features of Fe-Si-B amorphous ribbons on the magnetic properties", J. Magn. Magn. Mat. 41(1984)p142.

II. 本論文に関する研究会資料等

第1章に関する研究会資料

- ・ 開道,佐藤:「モータ用鉄心材料と利用技術の高性能化動向」,
電気学会回転機研究会資料RM-98-163.

第2章に関する研究会資料

- ・ Chikara Kaido: "Mechanical method of iron loss measurement in a rotational field and analysis in a motor", The 35th 3M(San Diego, 1990).
- ・ 開道,阿部,熊野,新井:「回転機用電磁鋼板 鉄損評価法の検討」,
電気学会回転機研究会資料RM-91-45.
- ・ 開道:「トルク検出による電磁鋼板回転機鉄損評価法の理論検討」,
電気学会回転機研究会資料RM-92-79.
- ・ C. Kaido: "The mechanical method of iron loss measurement in rotating flux"
International Workshop-Oita on 2-dimensional Magnetic measurement and Properties, 1992.
- ・ 開道,岡崎,本間:「アモルファス磁性材料用単板試験器の検討」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-84-113.

第3章に係る研究会資料

- ・開道：「回転機における鉄損測定と鉄損挙動」,電気学会回転機研究会資料RM-90-15.
- ・開道,横田,泉山：「小型モータでの界磁磁束による鉄損」,
電気学会回転機研究会資料RM-91-27.
- ・開道,新井,熊野,菅：「回転磁界鉄損に及ぼす珪素鋼板とその積層法の影響」,電気学会
マグネティックス研究会資料MAG-91-127.
- ・T.Abe,C.Kaido and T.Nozawa:"The effect of the core configurations on iron
losses of motor cores",Small motor international conference(SMIC)'93.
- ・開道：「回転機機種と電磁鋼板集合組織の関係について」,
電気学会回転機研究会資料RM-94-59.
- ・阿部,開道,松岡,上野,前田：「モータコアの鉄損に及ぼす形状及び材質の影響」,
電気学会回転機研究会資料RM-95-28.
- ・開道：「回転機鉄損のビルディングファクターについて」,
電気学会回転機研究会資料RM-95-138.
- ・開道,脇坂：「鋼板面垂直磁束による鋼板内磁束分布と鉄損」,
電気学会回転機研究会資料RM-96-26.
- ・開道：「コア鉄損に及ぼす非線形磁気特性の影響」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-96-43.
- ・開道,脇坂：「無方向性電磁鋼板の鉄損に及ぼす素材要因の影響」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-96-193.
- ・開道,脇坂,溝上,田中：「高磁束密度における電磁鋼板の磁気特性について」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-201.
- ・開道,脇坂,本間,溝上,阿部：「Co-Fe材を用いたモータコアの鉄損」,
電気学会回転機研究会資料RM-97-109.
- ・開道,脇坂,本間,阿部,溝上：「モータコアの鉄損増加に及ぼす磁歪の影響」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-254.
- ・脇坂,開道：「無方向性電磁鋼板の鉄損に及ぼす加工歪・応力の影響」,
電気学会回転機研究会資料RM-98-26.
- ・開道,脇坂：「電磁鋼板高周波特性のモデリングと応用」,
電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-98-123.
- ・開道,脇坂,半澤：「回転機コア性能に及ぼす締付歪の影響」,
電気学会回転機研究会資料RM-98-131.
- ・開道,脇坂,半澤：「締付歪によるモータコア性能変化の推定法」,
電気学会回転機研究会資料RM-98-163.
- ・開道,脇坂,溝上,竹田,棟田：「接着電磁鋼板コアの諸特性について」,
電気学会回転機研究会資料RM-97-149.

第4章に係る研究会資料

- ・開道,野沢：「磁気物性を考慮した電磁鋼板コアの等価回路」,

電気学会マグネティックス研究会資料MAG-92-199.

- ・開道：「回転機コアの等価回路に対する材料的視野からの検討」，
電気学会回転機研究会資料RM-93-80.
- ・開道：「電磁鋼板を用いたコアの等価回路定数について」，
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-95-28.
- ・開道, 脇坂：「鉄心素材特性を考慮した磁石モータ性能の基本検討」，
電気学会研究会資料RM-99-27.

第5章に係る研究会資料

- ・開道, 阿部：「電磁鋼板の使用条件を考慮した回転機鉄損の理論解析」，
電気学会回転機研究会資料RM-95-27.
- ・開道, 脇坂：「ユニバーサルモータの性能に及ぼすコア素材磁気特性の影響」，
電気学会回転機研究会資料RM-96-133.
- ・開道, 脇坂：「リラクタンスモータ性能に及ぼすコア素材磁気特性の影響」，
電気学会回転機研究会資料RM-97-13.

第6章に係る研究会資料

- ・開道：「モータにおけるコア多機能性活用についての検討」，
電気学会回転機研究会資料RM-92-19.
- ・開道：「方向性電磁鋼板を用いた螺旋コア」，電気学会回転機研究会資料RM-95-60.
- ・開道：「ソフト磁性材料を活用したボイスコイルモータ」，
電気学会回転機研究会資料RM-90-115.
- ・開道, 中沢, 泉山：「誘導ボイスコイルモータの駆動挙動解析」，
電気学会回転機研究会資料RM-92-167.
- ・開道：「マグネットレスボイスコイルモータの駆動特性」，
電気学会回転機研究会資料RM-93-17.
- ・開道：「マグネットレスボイスコイルモータ」，
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-93-66.

第7章に係る研究会資料

- ・開道, 阿部, 北原, 菅「電磁鋼板によるモータ高性能化の検討」，
電気学会回転機研究会資料RM-93-117.
- ・開道, 脇坂：「回転機における電磁鋼板への要求機能と新しい対応」，
電気学会回転機研究会資料RM-96-84.
- ・開道：「電気機器の高効率化のための電磁鋼板の高性能化と使用法の問題点」，
AEM学会 NO.8 MAGDAコンファレンス(1999)講演論文集(OS5-6)p300.

補足資料に係る研究会資料

- ・ C. Kaido, T. Yamamoto, Y. Okazaki, M. Tatsukawa and K. Ohmori: "Effect of surface layer on the magnetic properties of amorphous Fe-B-Si alloy"
Proc. 4th Int. Conf. on Rapidly Quenched Metals (Sendai, 1981).

- ・岡崎, 開道, 松尾, 本間: 「鉄系アモルファス磁性材料の表面性状と磁性」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-83-14.
- ・岡崎, 開道, 本間: 「非晶質磁性材料の表面スクラッチと磁性」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-85-6.
- ・永井光一, 本田 崇, 山崎二郎, 開道: 「無方向性珪素鋼板のカー効果による磁区観察」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-172.
- ・大羽隆文, 原田和郎, 石原好之, 戸高俊之, 開道:
「方向性けい素鋼板の磁化特性近似法とその検証」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-97-174.
- ・開道, 久保田, 脇坂, 永井, 本田, 山崎, 大谷, 野沢:
「無方向性電磁鋼板の磁区構造」, AEM学会MAGDAコンファレンス 講演論文集(OS3-4)p199.
- ・黄, 山本, 山城, 開道:
「無方向性電磁鋼板の集合組織に及ぼす熱処理条件と圧延回数の影響」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-98-41.
- ・K. Nagai, T. Honda, J. Yamasaki, C. Kaido and T. Nozawa: "Magnetic domain observation
of non-oriented Si-Fe electrical sheets", The 43rd 3M(Miami, 1998.11.12), GR-09.
- ・岡崎, 開道: 「非晶質トロイダル磁心の残留歪と磁気特性」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-95-8.
- ・岡崎, 阿部: 「非晶質合金巻磁心の層間絶縁抵抗と層間渦電流損」,
電気学会マグネティックス研究会資料MAG-95-175.

III. 依頼解説論文

- ・開道: 「特集メカトロニクスを推進する電気電子アクチュエータとその活用事例
ボイスコイルモータとその活用事例」, 省力と自動化, 24巻5号 (オーム社, 1993.5) p61.
- ・開道: 「ダウンサイジング化が進むサーボ技術 磁性材料によるモータの高性能化」,
省力と自動化, 24巻9号 (オーム社, 1993.9) p62.
- ・開道: 「モータの磁性材料と高性能化」, '94年度版モータ技術ガイド (日本能率協会, 1994).
- ・開道, 石橋, 東村: 「回転機の進歩と多様化 III. 使用材料の進歩」,
電学論D, 115巻7号, 平成7年.
- ・開道: 「ソフト磁性材料の最新情報」, エレクトロニクス, '97年2月号 (オーム社) P49.
- ・開道: 「高効率モータのコア材と高効率化の課題」, OHM, '98年4月号 (オーム社) P41.

IV. 依頼講演

- ・開道: 「モータの鉄損機構」, 日本能率協会第10次モータ技術フォーラム (1991).
- ・開道: 「工場自動化のためのパワーエレクトロニクス 最近の電磁材料」,
中小企業技術者短期講習会 (東京都工業技術センター, 1992).
- ・開道: 「回転機用電磁鋼板の利用技術研究」, 粉末冶金協会特殊磁性材料委員会 (1993.7).

- ・開道：「磁性材料の選定とその応用」，
中小企業技術者短期講習会（東京都工業技術センター，1994）。
- ・開道：「電磁鋼板の鉄損発生メカニズムについて」，日本能率協会第14次モータ技術フォーラム（1995）。
- ・開道：「電磁鋼板の最近の動向と電気機器高性能化への寄与」，
電気学会東海支部講演会（1995.11.2）。
- ・開道：「回転機鉄損の性質とその低減法」，日本能率協会'96モータ技術シンポジウム（1996）。
- ・開道：「軟質磁性材料の活用法」，日本能率協会第15次技術フォーラム（1996）。
- ・開道：「最近の磁性材料の動向」，電気学会群馬支部講演会（1997.05.28）。
- ・開道：「素材特性を考慮した鉄損推定法」，日本能率協会第16次技術フォーラム（1997）。
- ・開道：「鉄心素材と使用条件を考慮したモータ解析」，
日本能率協会'98磁気応用技術シンポジウム（1998.4.23）セッション3，①。
- ・開道：「電磁鋼板とその利用技術における最近の技術動向」，
日本電子材料技術協会研究会（1998.9.8）。
- ・開道：「使用条件を考慮した鉄心のモデリング」，
日本能率協会'99磁気応用技術シンポジウム（1999.4.16）セッション4，②。