

東京大学 大学院新領域創成科学研究科  
基盤科学研究系  
先端エネルギー工学専攻

平成 18 年度

修士論文

フライホイールエネルギー貯蔵装置用  
超電導スラスト軸受の回転損失解析

2007 年 2 月 13 日  
指導教員 大崎 博之 教授

56217 服部 幸博

# 目次

## 目次 図表目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	はじめに	2
1.2	軸受	3
1.2.1	転がり軸受	3
1.2.2	すべり軸受	3
1.2.3	気体軸受	3
1.2.4	能動制御型磁気軸受	4
1.2.5	超電導磁気軸受	4
1.3	電力貯蔵システム	5
1.3.1	揚水発電所	5
1.3.2	電池	5
1.3.3	SMES	6
1.3.4	フライホイール貯蔵システム	6
1.4	フライホイール貯蔵システムの適用例	7
1.4.1	無停電電源装置(UPS)	7
1.4.2	回生エネブレーキ	8
1.4.3	電力安定化装置	8
1.4.4	核融合トカマク(JT60)	9
1.5	超電導利用のフライホイール	9
1.5.1	フライホイールエネルギー貯蔵装置の原理	9
1.5.2	超電導ラジアル軸受	10
1.5.3	超電導スラスト軸受	11
1.6	研究の目的	11
1.7	本論文の構成	12

<b>第 2 章</b>	<b>超電導スラスト軸受利用のフライホイール</b>	<b>13</b>
2.1	超電導フライホイールエネルギー貯蔵システムの概要	14
2.2	スラスト軸受	17
<b>第 3 章</b>	<b>スラスト軸受のモデル作成</b>	<b>18</b>
3.1	モデルの作成	19
3.1.1	2次元モデルの作成	19
3.1.2	周波数応答解析による渦電流分布の把握	20
3.1.3	2次元モデルのメッシュ作成	24
3.1.4	3次元モデルの作成	25
3.2	解析条件	26
3.2.1	B-H 曲線	26
3.2.2	材料特性	28
3.2.3	解析方法	29
3.2.4	直流場渦電流解析	30
<b>第 4 章</b>	<b>スラスト軸受の特性</b>	<b>33</b>
4.1	解析結果の検討	34
4.2	磁束密度	34
4.2.1	磁束密度分布	34
4.2.2	ギャップ磁束密度の周方向分布	35
4.2.3	ギャップ磁束密度分布と回転依存性	36
4.2.4	ギャップ磁束密度分布と偏心依存性	37
4.2.5	ギャップ磁束密度分布と起磁力依存性	38
4.3	電流密度	39
4.3.1	渦電流密度分布	39
4.3.2	渦電流分布の回転数への依存性	43
4.3.3	渦電流分布の偏心量への依存性	44
4.3.4	渦電流分布の起磁力への依存性	45
4.4	渦電流損失	47
4.4.1	渦電流損失の起磁力依存性	47
4.4.2	渦電流損失の偏心量依存性	48
4.5	SUS403 のヒステリシス損失の算定	49
4.6	制御磁気軸受の損失	54

<b>第5章 結論</b>	<b>57</b>
5.1 結論	58
5.2 今後の課題	59
<b>謝辞</b>	<b>60</b>
<b>参考文献</b>	<b>62</b>
<b>発表文献</b>	<b>63</b>

## 図表一覧

<b>第1章 序論</b>	
図1 フライホイールの原理	10
図2 超電導ラジアル軸受利用のフライホイール	10
図3 超電導コイル利用スラスト軸受の断面図	11
<b>第2章 超電導磁気軸受利用のフライホイール</b>	
表1 超電導スラスト軸受利用のフライホイールの基本諸元	14
図4 超電導スラスト軸受利用のフライホイールの基本諸元	14
図5 回転コアと固定コア	15
図6 超電導コイル	15
図7 フライホイール本体	15
図8 発電電動機	16
図9 超電導スラスト軸受フライホイールエネルギー貯蔵装置	16
図10 超電導コイル利用のスラスト軸受の基本構成	17
表2 超電導コイル利用のスラスト軸受の基本構成	17
<b>第3章 スラスト軸受のモデル作成</b>	
図11 スラスト軸受の2次元モデル	19
図12 振幅10[A]、周波数50[Hz]電流密度	20
図13 図12のラインにおける電流密度	21
図14 直流40[A]+振幅10[A]、周波数50[Hz]電流密度	21
図15 図14のラインにおける電流密度	22
図16 振幅10[A]、周波数100[Hz]電流密度	22

図17	図16のラインにおける電流密度	23
図18	直流40[A]+振幅10[A]、周波数100[Hz]電流密度	23
図19	図18のラインにおける電流密度	24
図20	回転コアのメッシュ	25
図21	回転コア、固定コア、コイルのメッシュ	25
図22	ハーフモデル	26
図23	SUS403のBH曲線	27
図24	SS400のBH曲線	27
図25	解析モデルで使用するBH	28
図26	レール導体上を運動する磁場源	29
図27	磁場中を回転する円筒導体	29
図28	運動導体の要素分割	31

#### 第4章 スラスト軸受のモデル作成

図29	回転コアの磁束密度分布	34
図30	回転コアの断面の磁束密度分布	35
図31	回転コアの断面の磁束密度分布(ベクトル)	35
図32	ギャップの測定位置	36
図33	磁束密度分布と回転依存性 100[kA] 1[mm]偏心	36
図34	磁束密度分布と偏心依存性 2000 [rpm]100[kA]	37
表3	磁束密度分布と偏心依存性の最大値、最小値	37
図35	磁束密度の最大値と最小値の偏心依存性	38
図36	磁束密度分布と起磁力依存性 2000[rpm] 1[mm]偏心	39
表4	磁束密度分布と起磁力依存性の最大値、最小値	30
図37	回転コアの渦電流密度分布	40
図38	回転コアの渦電流密度ベクトル	41
図39	$\theta=0^\circ$ の回転コア断面の渦電流分布	41
図40	$\theta=0^\circ$ の回転コア断面の渦電流ベクトル	42
図41	$\theta=180^\circ$ の回転コア断面の渦電流ベクトル	42
図42	渦電流密度分布の回転数量への依存性 100 [kA] 1[mm]偏心	43
表5	電流密度分布と回転数依存性の最大値、最小値	43
図43	渦電流密度分布の偏心量への依存性 2000 [rpm] 100 [kA]	44
表6	電流密度分布と回転数依存性の最大値、最小値	45
図44	渦電流密度分布の起磁力への依存性 2000 [rpm] 1[mm]偏心	46
表7	電流密度分布と起磁力依存性の最大値、最小値	46
図45	渦電流損失と起磁力依存性	47

図46	渦電流損失の偏心率依存性	48
表8	渦電流損失の偏心率依存性	48
図47	Bの平均が原点付近でのマイナーループ	49
図48	Bの平均が0.4 [T]付近のループ	49
図49	Bの平均が1.5 [T]付近のマイナーループ	50
図50	Bの平均が1.9 [T]付近のマイナーループ	50
図51	4点のマイナーループ	51
表9	各マイナーループのヒステリシス損失	51
表10	マイナーループにおける磁束密度	52
表11	マイナーループに比例定数K	52
図52	磁束密度の平均値と比例定数の関係	52
図53	磁束密度の平均値と比例定数の関係の近似	54
図54	径方向不安定力特性	54
表12	偏心率と径方向電磁力	55
図55	制御磁気軸受の特性 (S2Mより)	55
図56	制御磁気軸受全体の損失	56

# 第 1 章

## 序論

## 1.1 はじめに

軸受の起源は、紀元前1880年頃の古代エジプトに遡る。当時の壁画には、そりに載せた巨像を運搬している絵が描かれているが、そのそりの前部に乗った人が手に持った壺から潤滑油を注いで、そりと路面との摩擦を減らす役目をしている。このように、太古の昔から軸受は使用されており、現代では「産業の米」と呼ばれるほど様々な機構に組み込まれている。軸受の特徴として、強度が十分で、加重を多く支持できること、構造が簡単で、保守、交換等が容易であること、寿命が長く、安定した作動状態が維持できることなどが挙げられる。しかし、近年の産業技術の発達により、摩擦・摩耗などによる粉塵、廃熱による環境汚染対策、また極低温やクリーンルームなどの特殊環境下での使用の需要が増加しており、より高度な軸受が求められている。そこで、これらの問題点を解消するために、磁気による非接触磁気軸受が提案され、研究されてきた。非接触浮上が可能であるならば、摩擦・摩耗を憂慮することなく超高速で回転が可能になる。また、振動、騒音、発熱を防げることから環境に対しても理想的な軸受となりうる [1]。

磁気軸受の最初の成功例は、1937年バージニア大学のBeams, Black, Holmesによって、縦1軸を電磁石を制御することで回転子を浮上させたことである。また、液体窒素を用いた冷却によっての高温超電導磁気軸受として、Moomらによって、両端に磁石をもったロータ(4g)を超電導体上で浮上させ、120,000rpm程度の回転に成功している[2]。以降、多くの研究がされてきたが、その多くは実用には至らなかった。だが、ここ近年の材料加工・真空技術の革新や制御精度の向上などにより、様々な分野への応用が可能になってきている。

現在、制御型の場合、制御系の不安定などの危険性や操作技術者の訓練など、機械接触式の軸受では考えられない煩わしさを伴うため、制御の不必要な受動型磁気軸受の研究も進められている。Earnshawの定理によると、静磁界のみで安定な浮上を作り出すことはできないが、これは超電導の完全反磁性には当てはまらない。そこで、高温超電導のピン止め効果や反磁性を利用した超電導磁気軸受が注目されており、電力貯蔵用のフライホイールや超電導モータなどの超高速・低損失が要求される分野への応用が盛んに研究されている[3]-[8]。しかし、システムの支持力の向上は磁界発生源である永久磁石または電磁石の性能に依存しており発生磁界が制限されるため、今後より高性能軸受の需要に対して飽和する可能性が否めない。また、永久磁石やバルク超電導体において、磁界分布のむらが生じ、交流損失などの問題点も挙げられる。

以降では、軸受の種類について分類し、その特徴、構造をまとめ、本研究の目的を明らかにする。

## 1.2 軸受

現在、一般に多く利用されている軸受には、大きく分けて機械軸受と能動制御型磁気軸受がある。ここでは、その種類、特徴について簡潔に説明する[9]。

### 1.2.1 転がり軸受

転がり軸受は外輪と内輪の間に転動体として、玉、あるいはころを用いて転がり摩擦で作動する軸受のことで、受けることのできる荷重の種類により、ラジアル軸受とスラスト軸受に大別される。特徴としては、

- ・静摩擦係数が小さく、動摩擦係数との差が少ない
  - ・国際的に標準、規格が整えられており、互換性のある製品を容易に入手することができる
  - ・潤滑しやすく、潤滑剤の消耗も少ない
  - ・一般には、ラジアル荷重とアキシヤル荷重を同時に一個の軸受で負荷することができる
  - ・高温または低温でも比較的容易に用いることができる
  - ・予圧することによって安価であり、軸受の剛性を高めることができる
- などが挙げられる。

### 1.2.2 すべり軸受

すべり軸受は潤滑機構により、流体、境界、潤滑、無潤滑に分類できる。無潤滑すべり軸受は、荷重を支える2面間を乾燥状態で作動させるもので、摩擦力は相互の材質と、作動環境によって決定される。特に、近年特殊環境（高真空、極低温等）で使用される軸受として、材質や固体潤滑材等の面から開発研究が盛んである。潤滑すべり軸受は、二面間に潤滑油を塗布あるいは滴下することによって、摩擦力を減少させる軸受で、潤滑膜を介して荷重を支えることができ、すべり速度によって軸受の特性が左右され、動圧すべり軸受と呼ばれる。

### 1.2.3 気体軸受

静圧気体軸受は、気体の粘性を利用して軸受すきま内の圧力を高め、剛性を与えるタイプの軸受である。その一般的な特徴としては、高速回転に適する、清浄運転が可能である、長寿命である、運転可能な温度領域が極めて広い、放射能大気中で

も運転が可能、などが挙げられる。しかし、気体軸受は粘性係数の低い気体によって支持されることから、負荷能力、支持剛性が小さいため、大きな負荷能力、支持剛性が要求される軸受には不向きである。

#### 1.2.4 能動制御型磁気軸受

電磁石の吸引力でロータを非接触で保持する能動制御型磁気軸受は、機械的損失が極めて少ない、超高速回転が可能である、環境を潤滑油等で汚染しない、粗悪な環境に強い等、従来の転がり軸受や滑り軸受に比べて優れた特徴を持っている。現在では工作機械用スピンドルや宇宙航空分野などへの応用が進んでいる。また、磁気軸受に加える電流を制御する事により軸受の剛性を自由に变化でき、磁気軸受は主軸を完全に非接触に支持するため、低損失、低騒音、低振動であり、また、潤滑剤が不要なことからクリーンでかつメンテナンスが容易であり、モータの取り付け方向にも制限がない。このため、超高速回転機分野で、今後最も応用が拡大されていくものと考えられる。現在では、ターボ分子ポンプや工作機械用スピンドル、宇宙航空分野などの特殊用途での応用が目立つようになってきた。

磁気浮上の方式には、磁気吸引式、磁気反発式、誘導浮上式などがあるが、磁気軸受で最も一般的なものは電磁石の吸引力を制御するものである。

#### 1.2.5 超電導磁気軸受

超電導体と永久磁石を用いることによって、非接触、無制御で軸受損失の小さな磁気軸受が実現できる。MPMG (Melt-Poder-Melt-Growth) 法やQMG (Quenchand Melt Growth) 法などによって作製された高温超電導体は、大きなピン止め効果とそれに伴う強力な磁力をもつため、それを利用した超電導磁気軸受は負荷容量、軸受剛性、高速回転性、回転精度などの面において実用領域に達するようになってきている。超電導磁気軸受は、超電導体とそれを固定・冷却するケーシングからなる超電導軸受と、回転軸に固定された永久磁石とで構成される。磁場中冷却すると、超電導磁気軸受の高温超電導体は、その回転軸位置での磁場をピン止め記憶する。下部芯出し機構の作用を解除すると、回転軸はピン止め力が軸自重とつりあう位置まで下降して非接触浮上する。また、超電導コイル利用スラスト軸受は、回転コアの中心が固定コアの中心から軸方向に変位したときに発生する安定的な復元力を支持力として非接触浮上する。コアは鉄系の材料で構成可能なため、支持力の大きな軸受を比較的容易に実現可能であることが大きな特徴である。

## 1.3 電力貯蔵システム

### 1.3.1 揚水発電所

揚水発電のしくみは、発電所の上部と下部に貯水池を持ち、夜間や休日等のオフピーク時に余剰電力を利用して水を下池から上池に汲み上げ、平日の昼間ピーク時にこの水を使用して発電する方式である。揚水発電はそれ自体だけでは発電できない。他の電源からの電力で水を上池へ汲み上げ、電力エネルギーを水の位置エネルギーとして貯蔵しておき、必要なときに発電する電力貯蔵技術である。発電電力量は、揚水時のエネルギーロス等により揚水に使用した動力の概ね70%である[10]。すなわち、電力貯蔵システムとしての効率は70%程度である。特徴として、深夜等のオフピーク時の余剰電力を利用して揚水し昼間ピーク時に発電すること。システム効率が70%程度なので、揚水動力源の燃料費等は高くつくが、大容量化によりkW当りの建設単価が比較的安いので、運転時間の短いピーク用電源に適していること。起動、停止、出力調整が容易であること等からピーク供給力として優れた特性を有している。揚水発電所は立地上の制約から負荷の集中する都市地帯から遠距離の地点に設置されている。そのため、長距離送電線の建設が必要になり、送電ロスの問題を生じ、さらに自然環境保護の面で立地上の制約を受ける。これらの制約は今後とも強まる方向にあると考えられ、揚水に代わる新しい変換効率の高い電力貯蔵技術の開発が必要となってきた。

### 1.3.2 電池

電池電力貯蔵システムは電力貯蔵技術および負荷調整技術の中において特に優れた経済性、省エネルギー性を有するとともに、設備計画、系統運用上での大きな導入効果が同時に期待できるなど、極めて有用な電力貯蔵技術であり、その実用化に向けての研究開発の必要性が高かった。主な電池として、

- ・ナトリウム-硫黄電池
- ・亜鉛-臭素電池
- ・レドックスフロー型電池
- ・リチウムイオン
- ・キャパシタ

がある。

### 1.3.3 SMES

超電導エネルギー貯蔵は、電力を超電導コイルに電磁気的なエネルギーとして貯蔵し、電気エネルギーとして取り出す装置である。超電導コイルを用いるのでコイルの電流損失はゼロであり、また交流を直流に変換して貯蔵し、直流を交流に戻して利用するだけなので応答速度が極めて速く、また冷凍機負荷と交換機損失以外に損失はない。SMESでは電力変換機を介して電力系統に接続することにより、超電導コイルに永久電流をためこみ、必要に応じて取り出し再利用する電力系統のエネルギー装置である。SMESの特徴は、

- ・貯蔵効率がよい
- ・入出力の応答がよい

などの点がある。

SMESの貯蔵エネルギーは

$$W = \frac{1}{2} LI^2$$

となる。ただし、Lはコイルのインダクタンス、Iはコイルの電流である。

### 1.3.4 フライホイール貯蔵システム

フライホイール電力貯蔵装置は、回転軸から遠い位置に適度な質量配置を持ったコマのような形状をした「はずみ車（フライホイール）」と、フライホイールを支えるための軸受や、電力を出し入れするための発電電動機などから構成されるもので、電気エネルギーを回転するフライホイールの運動エネルギーに変換して貯蔵する装置である。フライホイールに貯蔵できるエネルギーEは、円盤の重量m、半径r、回転角速度  $\omega$  とすると、

$$E = \frac{1}{4} mr^2 \omega^2$$

で与えられる。

よって、貯蔵エネルギーは円盤の重量に比例し、その半径と角速度の2乗に比例する。ただし、径の大きな円盤を高速で回転させると、材料の機械強度が貯蔵エネルギーの限界を与える。よって、貯蔵エネルギー密度は、材料の比強度によって決まる。

フライホイールの長所としては、

- ・貯蔵エネルギー密度が高い
- ・長寿命（FW部半永久、10年点検）
- ・環境に優しい（発生ガス、有害産業廃棄の発生なし）

・優れたエネルギーを蓄積放出特性（短い充電時間充放電の繰り返しに強い）などがある。

## 1.4 フライホイール貯蔵システムの適用例

すでに機械式ベアリングを使った貯蔵装置が開発されており、無停電電源装置や瞬間的に大きな電力を必要とする応用に利用されている。エネルギーの出し入れは円盤が回転しているので発電電動機を利用している。現在使用されているフライホイール（機械式軸受）としては、

- ・無停電電源装置(UPS)
- ・回生エネルギー（京急電鉄）
- ・電力安定化装置（沖縄電力）
- ・JT60（核融合トカマク）

などがある。また、今後期待されているフライホイールの利用方法には、

- ・風力発電・太陽光発電を導入した系統の電力品質向上
- ・鉄道や工場の変動負荷補償

などがある。

### 1.4.1 無停電電源装置(UPS)

無停電電源装置は、入力電源に停電などの異常が発生しても一定時間は停電することなく電力を供給し続ける電源装置である。一定時間を超える停電には非常用発電機を併用したり、安全にコンピューターなどを終了させる機能を併用するのが一般的である。一般にUPS (Uninterruptible Power Supply) と呼ばれることが多い。交流出力のものと直流出力のものがある。日本において交流出力のものはCVCF (Constant Voltage Constant Frequency, 定電圧定周波数) 電源と呼ばれることがある。これは無停電電源装置が、かつては交流の安定化電源として利用されることが多かったためと言われる。高い供給信頼性の必要な交流入力のコンピューター・通信機器・防災機器・制御機器などに用いられている。短時間の停電補償のためのものであり、30分以上の長時間の停電補償には非常用発電機と組み合わせて使用されるのが一般的である。また、短時間の電力のピークカット用にも使用可能である。停電時の補助電源として二次電池や電気二重層キャパシタなど電池を使用するものを静止形無停電電源装置と言い、フライホイールを用いたものは回転形無停電電源装置という。大型の集中型供給信頼性重視の高価で専門家による保守が必要なも

のと、パーソナルコンピュータや医療用モニタなどの分散設置用の安価で保守の手間の少ないものがある[11]。

#### 1.4.2 回生ブレーキ

回生ブレーキ（かいせいブレーキ）は、通常は駆動力として用いている電動機を発電機として作動させ、運動エネルギーを電気エネルギーに変換して回収することで制動をかける電気ブレーキの一手法である。電力回生ブレーキ、回生制動とも呼ばれる。また、発電時の回転抵抗を制動力として利用することもできる。電動機を動力とするエレベータ、電車、自動車他、広く用いられる。鉄道においては、電車・電気機関車で用いられ、それらの主電動機で発電し、発生した電気エネルギーは架線に戻す。このことにより、列車の消費電力を削減（力行時と制動時で相殺）出来る他、地下トンネル内の温度上昇の問題も軽減できる。近年登場している新型の電車のほとんどがこの回生ブレーキを採用している。ただし、回生ブレーキを使うためには負荷となる変電所やほかの電車が一定以上必要となる。また、車両側の電圧が架線側より高くなければ十分な電力回生を行うことができずブレーキ性能が低下する現象（回生失効）が発生してしまうため、同時走行車両に増減があり架線側の電圧が安定しない場合などに安定したブレーキ性能を確保する目的で発電ブレーキを併設している車両も存在する。この場合、ある程度速度が落ちると回生ブレーキを発電ブレーキに切り替えるタイプ（近畿日本鉄道の車両など）と、回生ブレーキを使いながら電圧が低い分を発電ブレーキと併用するブレーキチョップタイプ（313系・383系・E257系など）がある。また、電圧が安定しない場合でも安定した回生ブレーキを生み出す特徴を持つベクトル制御の車両も出てきている。なお、一部勾配区間では、変電所に回生ブレーキで発生した電力を吸収する装置を設置し、地上側で回生失効を防ぐようにしたところもある（南海高野線や近鉄大阪線など）。この場合は発生する電力を抵抗器で熱エネルギーの形で放出させることもある。

一方、京浜急行電鉄のように、回生電力の有効活用を目的にフライホイール式電力貯蔵装置を設置する例もある[12]。

#### 1.4.3 系統安定化用装置

増大する電力需要に対処するため、発電設備や送変電設備の増設あるいは拡充が進められているが、電源の大容量化・遠隔化にともない、送電線の用地確保難、電力系統の安定度などの問題が顕在化しつつある。また、電力損失の一層の低減を図る必要がある。沖縄電力では、風速や風量の変化に伴って風発の発電量は随時変動してしまうため、出力変動分に応じた最適な吸収分で安定化装置を作動させ、少な

い容量で風力発電の出力を安定化している。

#### 1.4.4 核融合トカマク(JT60)

日本原子力研究所が開発し、臨界プラズマ実験装置JT60では、プラズマ閉じ込め磁界発生用トロイダル電源、プラズマ立ち上げ・制御用ポロイダルコイル電源及びプラズマ加熱用電源にそれぞれ1基ずつ合計3台の大型フライホイールが搭載されている。トロイダル磁界コイルは、高頻度繰り返しの間欠運転を行う大電流・大電力のパルス状負荷であることから、系統から直接電力を得たならば周波数変動あるいは電圧変動といった受電系統に与える影響が大きくなる。そこでこの負荷の平準化のためにフライホイールが使用されており、これにより10分間隔で繰り返されるJT60の標準的な負荷パターンは、負荷変動160MW以内に抑えられている。貯蔵電力は世界最大級であり1100kWhである[5][6]。

### 1.5 超電導磁気軸受利用のフライホイール

#### 1.5.1 フライホイールエネルギー貯蔵装置の原理

図1のように、フライホイールは電気エネルギーを回転運動エネルギーに変換して貯蔵し、必要な時に回転運動エネルギーを電気エネルギーに変換して取り出す装置である。貯蔵する時は、回収した電力を運動エネルギーに変換して貯蔵をするので、回収した電力が増すと回転も速くなる。また放出する時は、貯蔵した運動エネルギーを電力に変換して放出するので、貯蔵した電力が減ると回転も遅くなる。電気エネルギーを回転運動エネルギーに変換したり、回転運動エネルギーを電気エネルギーに変換するのは、発電電動機である。待機時の発電電動機の損失や、エネルギー変換の際の効率について、今後検討していく必要がある。

フライホイールエネルギー貯蔵は、無停電電源装置(UPS)等ですでに製品が出ており、利用が拡大している。今後はさらに、出力変動の大きい風力発電や太陽光発電と組み合わせた電力品質向上や、鉄道在来線や一般工場の変動負荷補償などのための利用が期待されている。UPS用などでは機械式軸受が主に利用されているが、貯蔵時間の長い用途や比較的大容量の貯蔵システムに対しては、超電導磁気軸受の適用を目指した研究開発が行われている[15]。

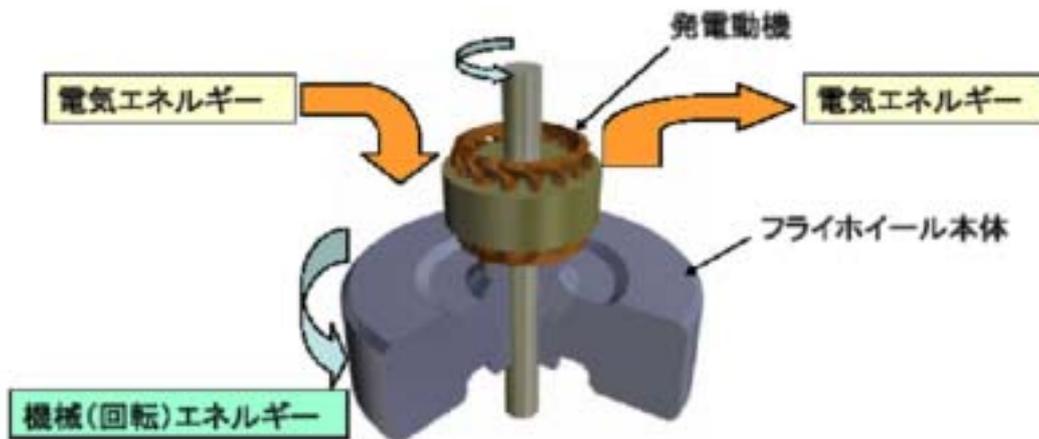


図1 フライホイールの原理

### 1.5.2 超電導ラジアル軸受

機械式ベアリングでは回転ロスが大きいいため、長時間の貯蔵には適していない。そこで、図2のような超電導体と永久磁石を組み合わせによる、ピン止め力を利用した非接触の超電導磁気軸受が開発されたことで、回転ロスを大きく低減出来るようになった。この方式をフライホイールに適用する場合、単位面積当たりの支持力に限界があるため、蓄積エネルギーを大きくするには、フライホイールの回転速度を速める方向の研究開発が行われ、高強度カーボンファイバーなどの高価な材料を用いる必要がある。

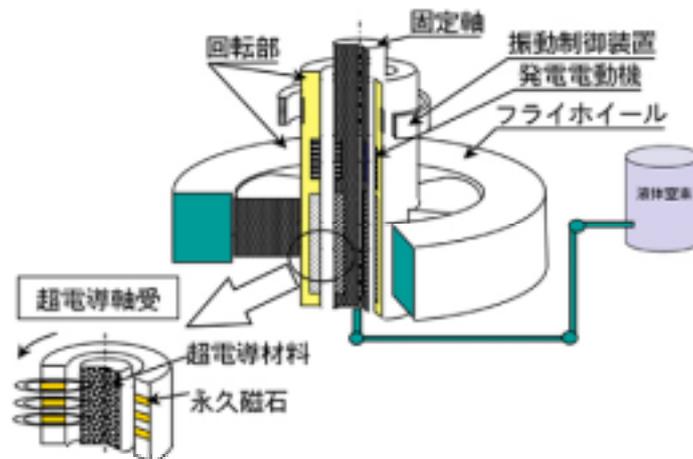


図2 超電導ラジアル軸受利用のフライホイール[13]

### 1.5.3 超電導スラスト軸受

一方、超電導コイル利用スラスト軸受は、図2に示すように円形の超電導コイル、および断面がコの字形で円形状の固定コアと回転コアから構成される。回転コアの中心が固定コアの中心から軸方向に変位したときに発生する安定的な復元力を支持力として利用する[14]。コアは鉄系の材料で構成可能なため、支持力の大きな軸受を比較的容易に実現可能であることが大きな特徴である。これより質量の大きい回転体を用いて、低い回転数でも蓄積エネルギーを大きくすることができ、また安価な材料を使うことができるメリットがある。高価な高強度材料を使うことが必須ではなく、コストパフォーマンスに優れたシステムを目指すことができる。またコイルを利用する構成のため、イットリウム系線材などの高温超電導線材の将来発展にも柔軟に対応が可能である[16]。そこで現在、超電導コイル利用スラスト軸受を用いたフライホイールの開発・製作が進められている。

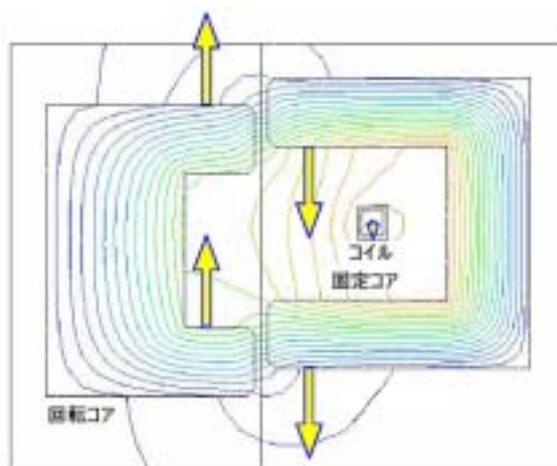


図2 超電導コイル利用スラスト軸受の断面図

## 1.6 研究の目的

フライホイールエネルギー貯蔵システムの損失は、回転損失と各要素機器内の損失に大きく分けられ、回転損失はさらに、電動発電機、制御磁気軸受、超電導スラスト軸受による回転損失、および風損、などに分けられる。しかし、これらの損失を実験から分離評価するのは極めて難しい。本研究では、超電導スラスト軸受の回転損失の原因のうち、超電導スラスト軸受の構成要素に誘導される渦電流によるジュール損失とヒステリシス損失の数値解析により明らかにする。

## 1.7 本論文の構成

本論文は、全5章より構成される。以下に本論文の構成を示す。

### 第1章 序論

本研究の背景として、現在の産業界における各種軸受機構について概観し、本研究のテーマである超電導スラスト軸受の位置づけ、優位性について述べた。さらに、本研究の目的および構成を示した。

### 第2章 超電導スラスト軸受利用のフライホイール

本研究で考えている、超電導スラスト軸受利用のフライホイールについての概要、基本構成を示す。

### 第3章 スラスト軸受の解析モデル作成

スラスト軸受のモデル作成について、メッシュ作成の根拠となる予備解析、メッシュ作成、各種解析条件、材料特性を示し、解析方法である直流場渦電流解析について説明する。

### 第4章 スラスト軸受の特性

作成したモデルの解析結果を示し、回転コアが偏心した時の渦電流損失、起磁力を変化させた時や、回転数を変化させた時の渦電流損失について検討する。さらに、ヒステリシス損失を算定し、回転コアにおける鉄損を検討する。

### 第5章 結論

本論文で得られた解析結果をまとめ、結論を述べる。また今後の研究課題を示す。

## 第 2 章

# 超電導スラスト軸受利用のフライホイール エネルギー貯蔵装置

## 2.1 超電導スラスト軸受利用のフライホイールの概要

超電導スラスト軸受利用のフライホイールの基本諸元を表1に、フライホイール本体部の構成イメージ例を図4に示す。超電導コイルと鉄コアで構成されるスラスト軸受は、軸方向（上下方向）に安定な電磁力特性を持ち、 $25 \times 10^3$  [kg]の回転体を支持する。この軸受は径方向に不安定な電磁力特性を持っているため、上下2個のラジアル制御磁気軸受と組合せることで完全非接触支持を実現する[17]。

使用可能なエネルギー	50 [kWh]
入出力電力	1,000 [kW]
フライホイールの 回転数速度	1,000 - 2,000 [rpm]
フライホイールの重量	$25 \times 10^3$ [kg]
フライホイールの直径	2.1 [m]

表1 超電導スラスト軸受利用のフライホイールの基本諸元

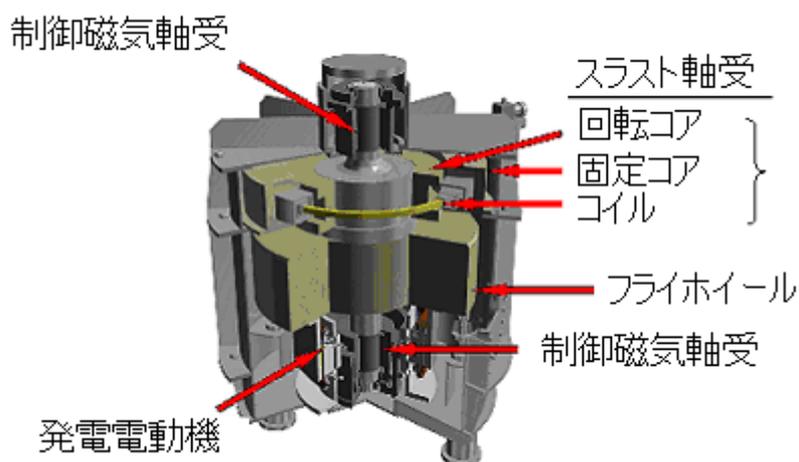


図4 超電導スラスト軸受利用のフライホイールエネルギー貯蔵装置

図5に示すのは回転コアと固定コアと超電導コイルである。回転コアはSUS403であり、固定コアはSS400を使用している。固定コアの内部には図6に示す超電導コイルがある。超電導コイルにはニオブチタン(NbTi)を用いており、固定コアに接続されている冷凍機から液体ヘリウムにより電気抵抗がなくなるマイナス269℃まで冷却し、超電導状態を作り出し維持する。

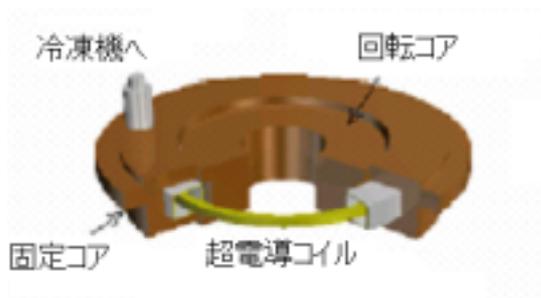


図5 回転コアと固定コア

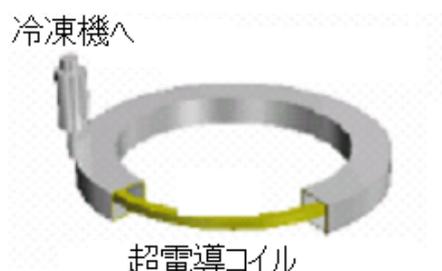


図6 超電導コイル

ラジアル方向（径方向）を制御するために、制御磁気軸受が必要である。フライホイール装置には、上下2つの制御磁気軸受が設置されており、軸受の径方向の変位を制御する。1つの制御磁気軸受はx方向に2つ、y方向に2つの制御ユニットがあり、計4つのユニットで軸受を制御する。この時、あらかじめ4ユニットとも同じバイアス電流をかけて、同じ力で引き合うことにより軸受を制御している。例えば、xの+方向に軸受が変位した場合、xの-方向ユニットのバイアス電流が増加して軸受を引き戻すように制御し、xの+方向ユニットのバイアス電流は減少し引く力を緩めることにより、効率的に制御を行う。図7はフライホイール本体である。重量は25トンとなっており、回転させることにより、電気エネルギーを回転エネルギーに変換して貯蔵する。エネルギーは慣性モーメントに比例し、回転速度の2乗に比例するため、貯蔵エネルギーをより多くするには回転数を上げていくことが必要になる。



図7 フライホイール本体

図8は発電電動機である。電気エネルギーを回転エネルギーに変換し、回転エネルギーを電気エネルギーに変換する。



図8 発電電動機

これらより、図9のように超電導スラスト軸受利用のフライホイールエネルギー貯蔵装置が構成されている。

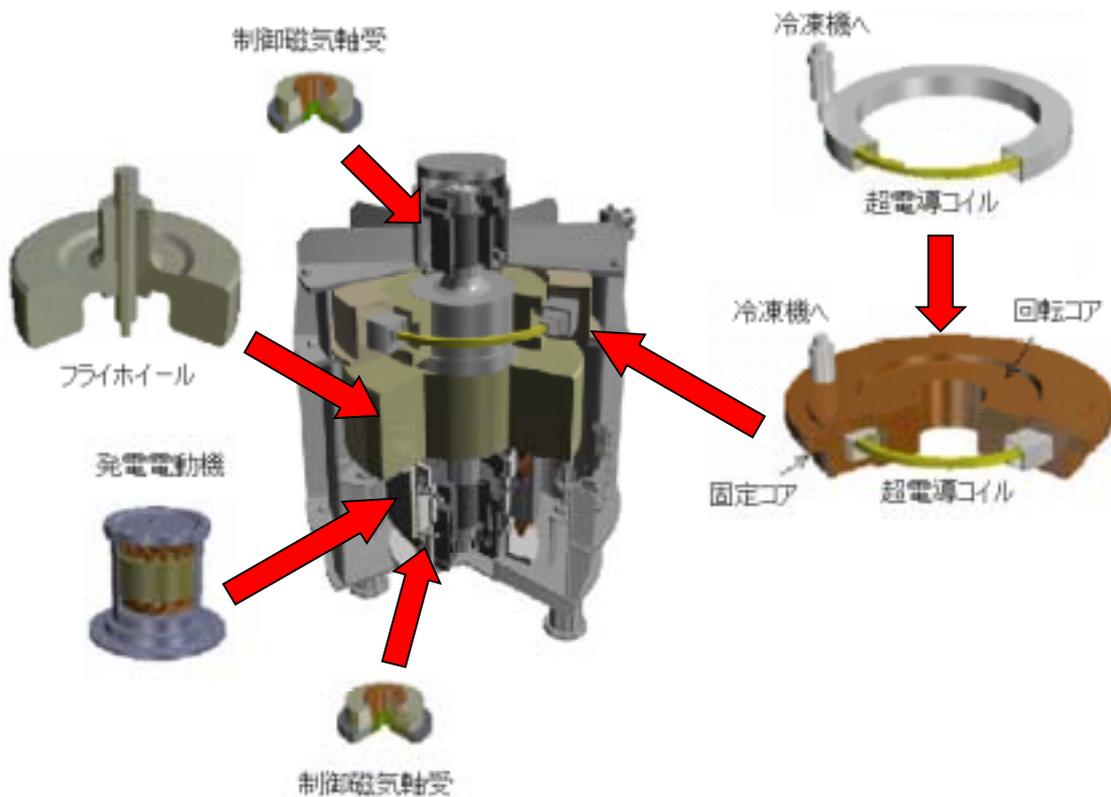


図9 超電導スラスト軸受フライホイールエネルギー貯蔵装置

## 2.2 スラスト軸受

超電導コイル利用スラスト軸受は、図10に示すように円形の超電導コイル、および断面がコの字形で円形状の固定コアと回転コアから構成される。回転コアと固定コアのギャップは10 [mm]であり、回転コアは外径718 [mm]、内径408 [mm]、高さが424 [mm]のリングである。スラスト軸受を基本構成は表2に示す。

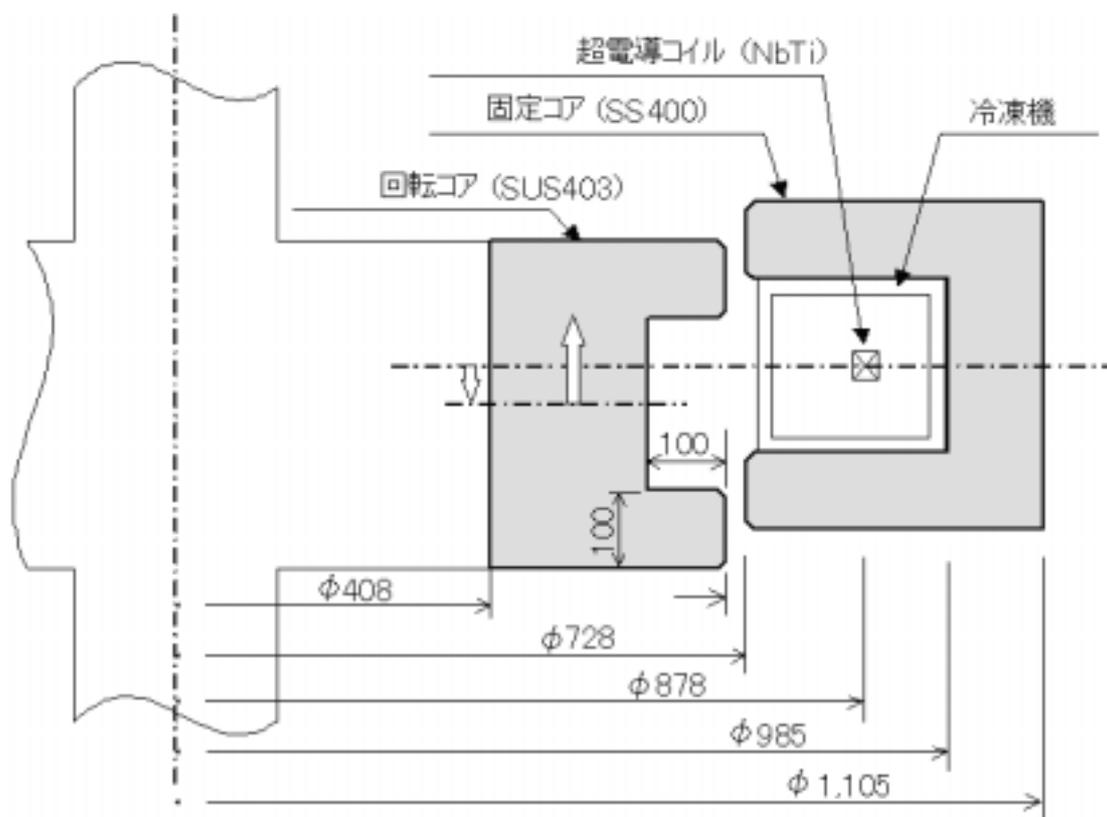


図10 超電導コイル利用のスラスト軸受の基本構成

	外径	内径	高さ
回転コア	718 [mm]	408 [mm]	424 [mm]
固定コア	1105 [mm]	728 [mm]	424 [mm]
超電導コイル	894 [mm]	862 [mm]	18.5 [mm]

表2 超電導コイル利用のスラスト軸受の基本構成

## 第3章

### スラスト軸受の解析モデル作成

### 3.1 解析モデルの作成

超電導スラスト軸受の回転損失の原因のうち、超電導スラスト軸受の構成要素に誘導される渦電流によるジュール損失と、ヒステリシス損失の数値解析により明らかにするため、解析モデルの作成を行う。回転コアの径方向へのズレである偏心が生じた時の渦電流損失を解析するため、回転コアと固定コアは上下でズレはない状態でモデルを作成する。径方向へのズレである偏心は、制御磁気軸受で制御するものであるが、軸受を完全に軸対象に偏心なしの状態を作り出すのは困難であり、ある程度偏心が生じてしまう。その時の渦電流損失、また回転コアのヒステリシス損失を求め、偏心時の鉄損解析を行う。

#### 3.1.1 2次元モデル作成

回転コアが偏心したときに回転コアが受ける磁界変化によって渦電流が発生し、渦電流損失が生じる。この渦電流損失を解析するために、解析モデルを図11のようなスラスト軸受の断面の上半分軸対称モデルを作成した。なお、回転コアの上下変位はゼロで作成している。

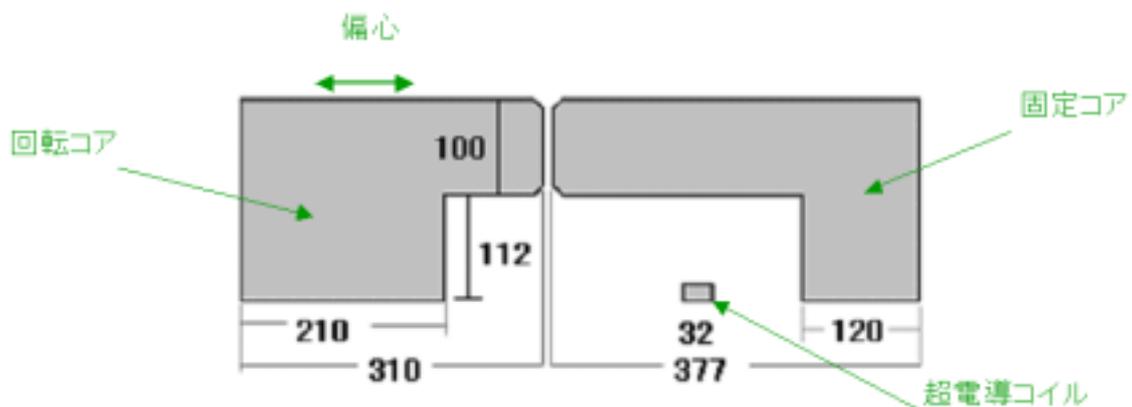


図11 スラスト軸受の2次元モデル

### 3.1.2 周波数応答解析による渦電流分布の把握

図11に示した2次元アウトラインにおいて、JMAG-Studio [18]のアダプティブメッシュ機能を使用し、以下の条件で計算をすることにより、渦電流分布とその時のメッシュ粗密について調べた。コイル電流は、周波数50 [Hz]と100 [Hz]それぞれに対して、振幅10 [A]の正弦波電流の場合と、40 [A]の直流電流に振幅10 [A]の正弦波電流を重畳した場合について解析を行った。解析タイプは2次元過渡応答解析であり、0.2秒間を等間隔に200分割した。アダプティブメッシュの許容誤差値を1%、最大反復計算を20回に設定した。ここでコイル電流の周波数は、回転コアが偏心した場合を模擬するものであり、この結果から解析モデルのメッシュの形状を検討し、メッシュを作成する。

#### a) 周波数50 [Hz]，交流10 [A]

渦電流密度分布を図12に示す。要素数1517、節点数793であった。表皮効果に対応するため、表面近傍に細かい要素が作成されている。

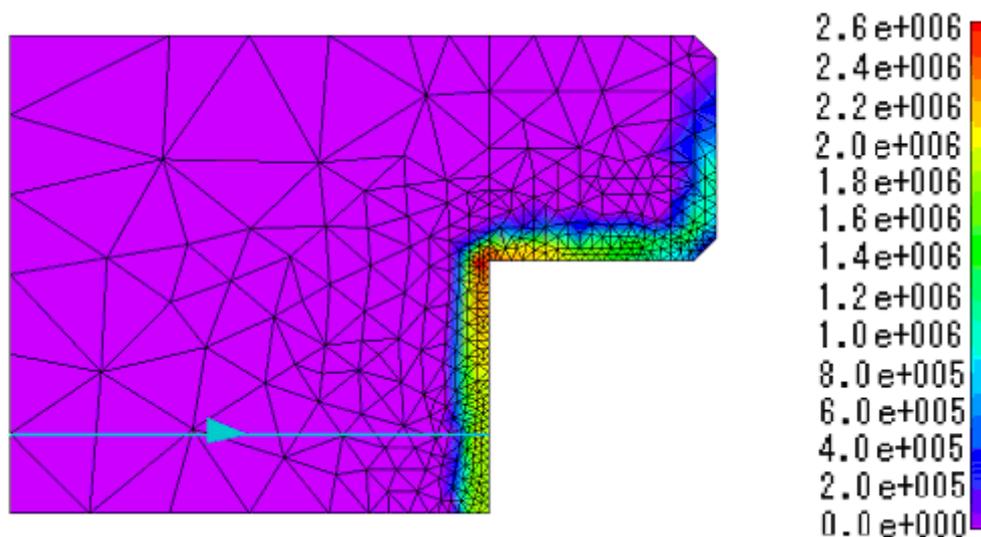


図12 振幅10 [A]、周波数50[Hz]の時の電流密度分布

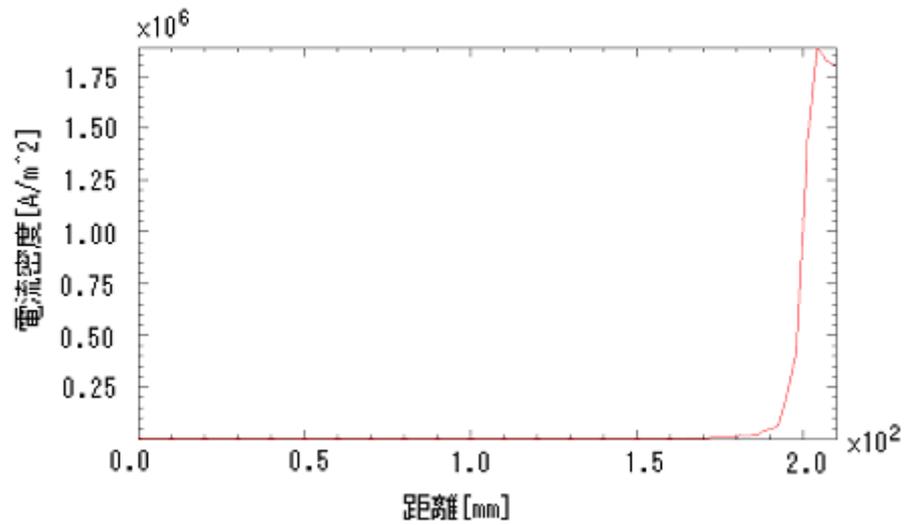


図13 図12のラインにおける電流密度

b) 周波数50 [Hz] , 交流10 [A] + 直流40 [A]

渦電流密度分布を図14に示す。要素数594、節点数327であった。40 [A]の直流を重畳させた場合は、渦電流はかなり広がって流れており、表皮効果が緩和されていることがわかる。これは図23のB-H曲線の飽和特性によるものと考えられる。

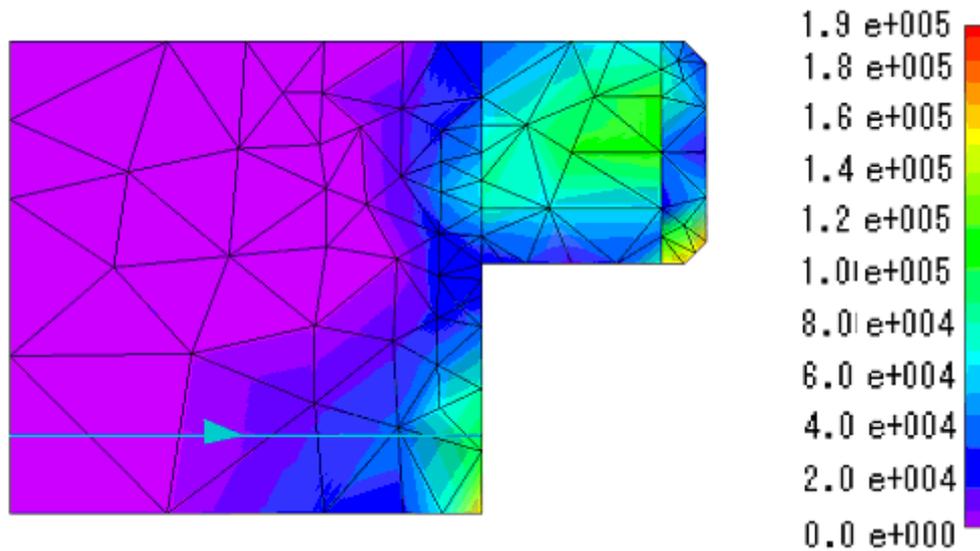


図14 直流40[A]+振幅10 [A]、周波数50[Hz]の電流密度

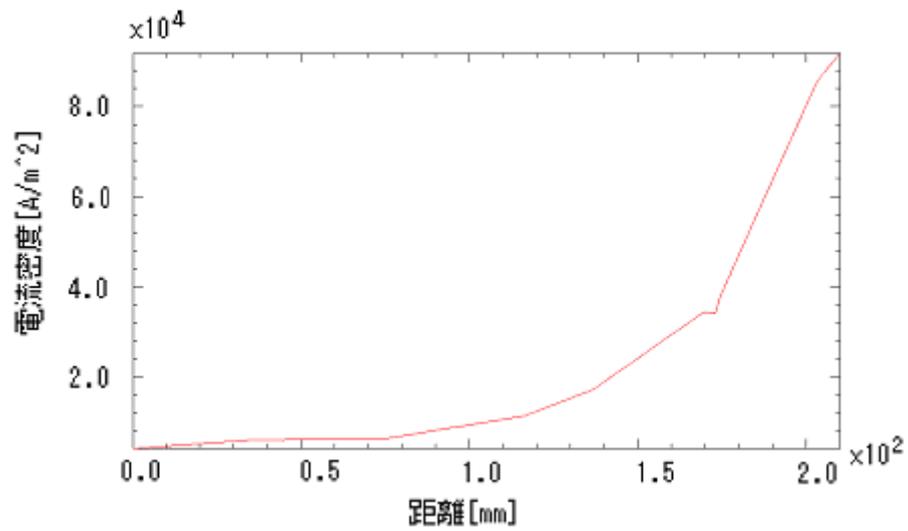


図15 図14のラインにおける電流密度

c) 周波数100 [Hz] , 交流10 [A]

渦電流密度分布を図16に示す。要素数1544, 節点数805 であった。(a)と同様に、表皮効果に対応するため、表面近傍に細かい要素が作成されているのがわかる。

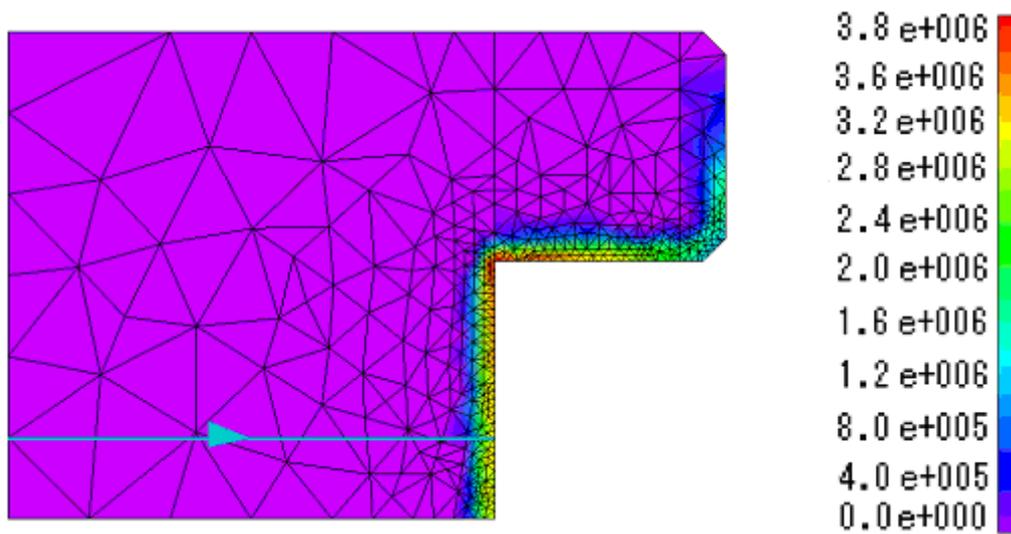


図16 振幅10 [A]、周波数100[Hz]の電流密度

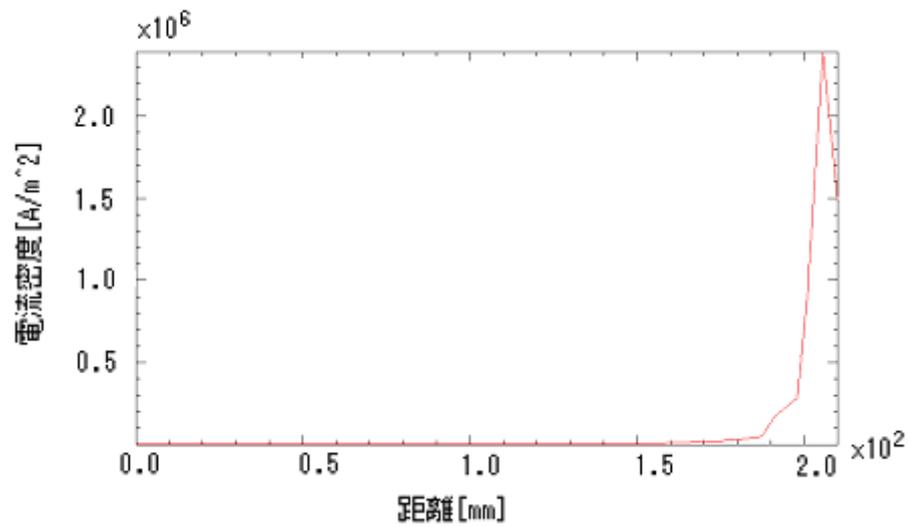


図17 図16のラインにおける電流密度

d) 周波数100 [Hz] , 交流10 [A] + 直流40 [A]  
 渦電流密度分布を図18に示す。要素数597、節点数328であった。(b)と同様に、40 [A]  
 の直流を重畳させると、表皮効果が緩和されている。

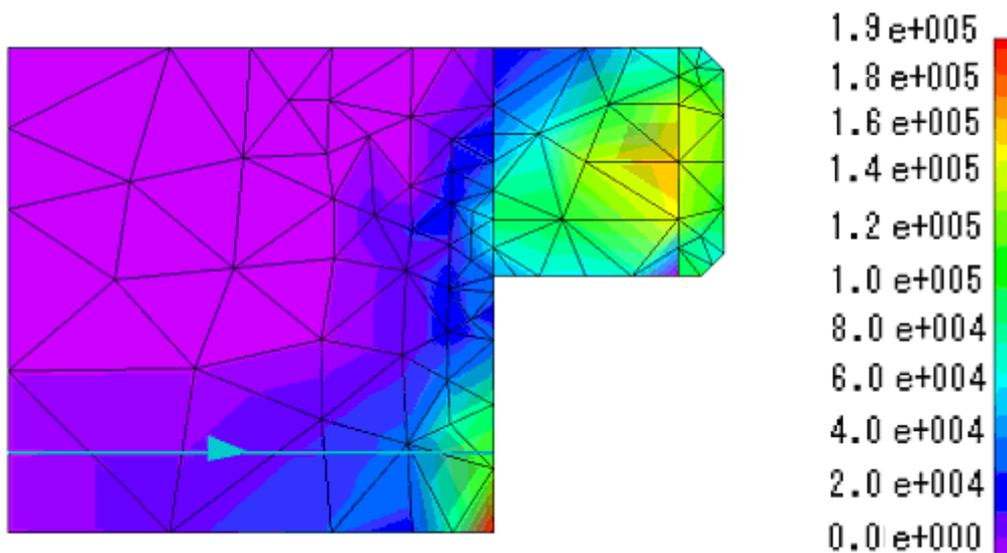


図18 直流40[A]+振幅10 [A]、周波数100[Hz]の電流密度

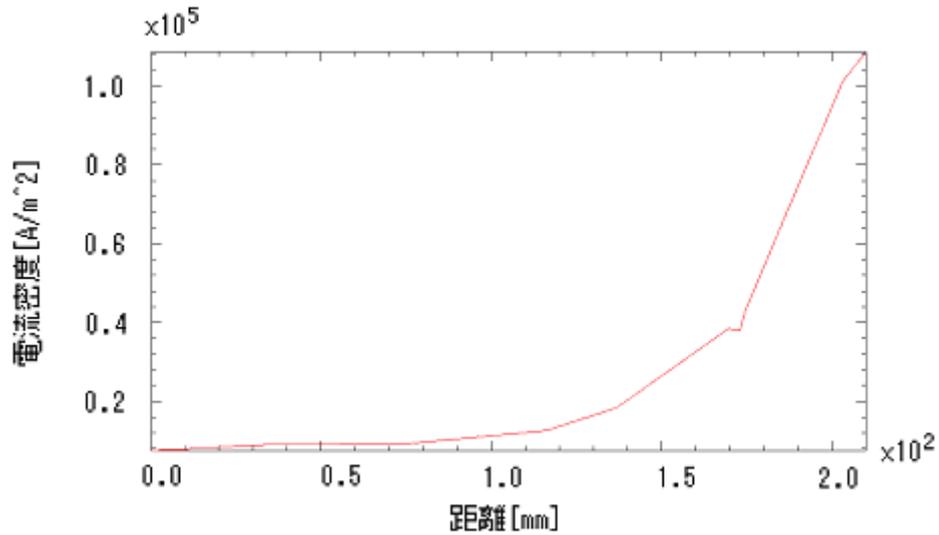


図19 図18のラインにおける電流密度

### 3.1.3 2次元モデルのメッシュ作成

一般に、導体（透磁率： $\mu$ ，導電率： $\sigma$ ）の表面に平行に周波数  $\omega$  の外部磁界を印加すると、導体中の磁界 $B_y$  は次式で表される。

$$B_y = \mu H_0 e^{-\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}x} \cos(\omega t - \sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}x)$$

つまり導体表面から、 $e^{-\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}x}$  で減衰する。これを表皮効果といい、その特性長

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$$

を表皮厚さという。

本研究で使用する回転コアの材料はSUS403であり、導電率を $1.75 \times 10^6$ 、比透磁率を1000、2000 [rpm]で回転した時の表皮効果は、およそ2 [mm]なる。この2 [mm]の表皮効果部分の測定をするために、メッシュを図20のように作成した。渦電流が発生する表皮部分については1メッシュの厚さを0.8 [mm]程度で作成した。電流は表皮に沿って流れるので、流れる方向については電流の値は同じであると考えられるため、図20のような長方形のようなメッシュを作成している。さらに、電流がほとんど流れない回転コア内部についてはメッシュ数削減のため、粗いメッシュとした。また、図21は回転コアと固定コア、コイルのメッシュ図である。

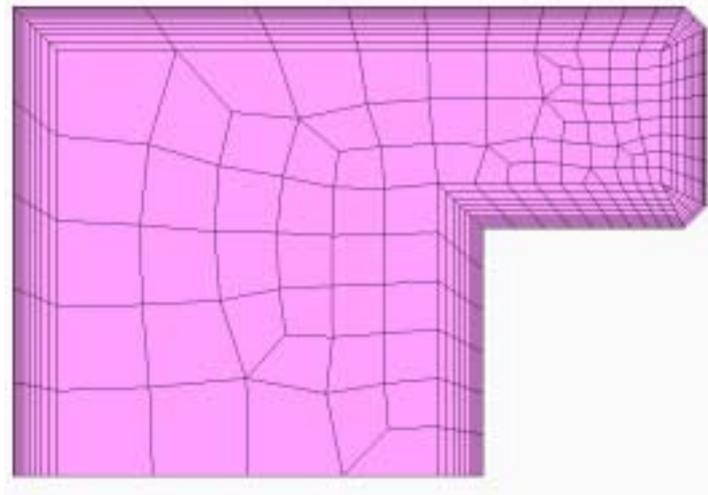


図20 回転コアのメッシュ

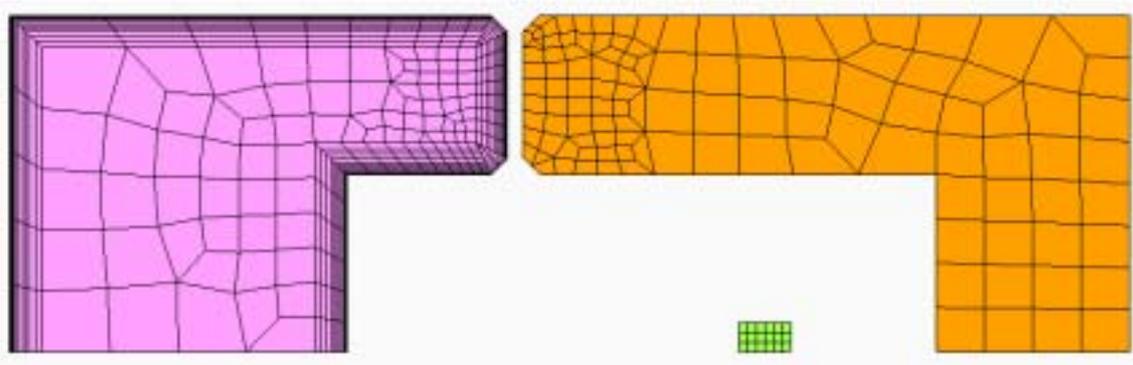


図21 回転コア、固定コア、コイルのメッシュ

#### 3.1.4 3次元モデルの作成

作成した2次元モデルを、円柱座標系の $\theta$ 方向に48分割で360度拡張し、空気領域を加えることにより、上半分のハーフモデルを作成した。要素の形状は6面体要素であり、節点数は77,728、要素数は75,360、回転コアと固定コアのギャップは10 [mm]である。

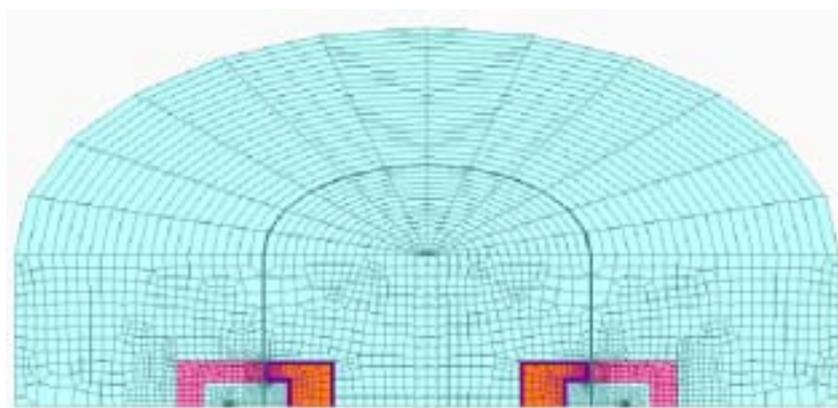


図22 ハーフモデル

## 3.2 解析条件

### 3.2.1 B-H曲線

SUS403とSS400のB-H曲線を図23と図24に示す。EMSolution [19]の計算を行う際にはB-H曲線は原点を通らなければならないので、計算用のB-H曲線を作成した。SUS403のB-H曲線についてメインループの各点の midpoint を求め、プロットしていくことにより、B-H曲線を作成した。同様に、SS400のB-H曲線もメインループの各点の midpoint を求め、プロットしていきB-H曲線を作成した。SUS403とSS400の計算用B-H曲線を図25に示す。

B-H曲線 SUS403

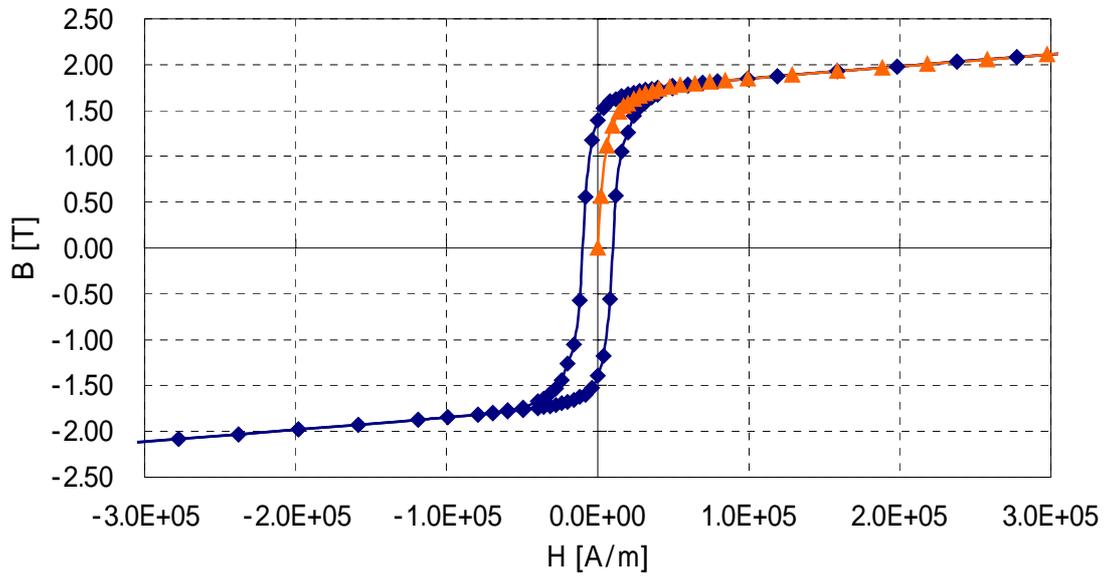


図23 SUS403のBH曲線

B-H曲線 SS400

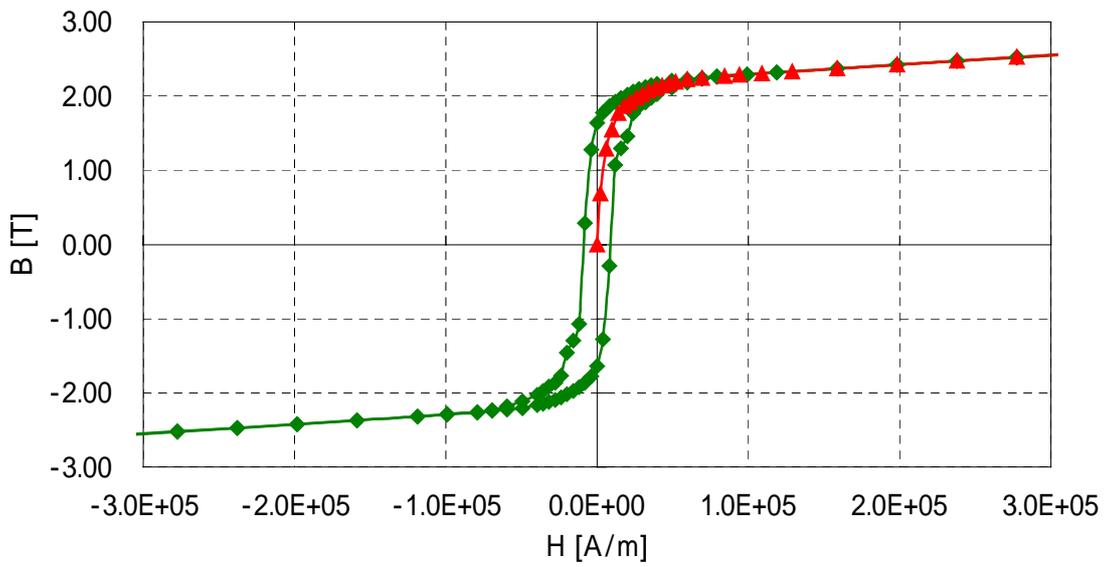


図24 SS400のBH曲線

B-H曲線

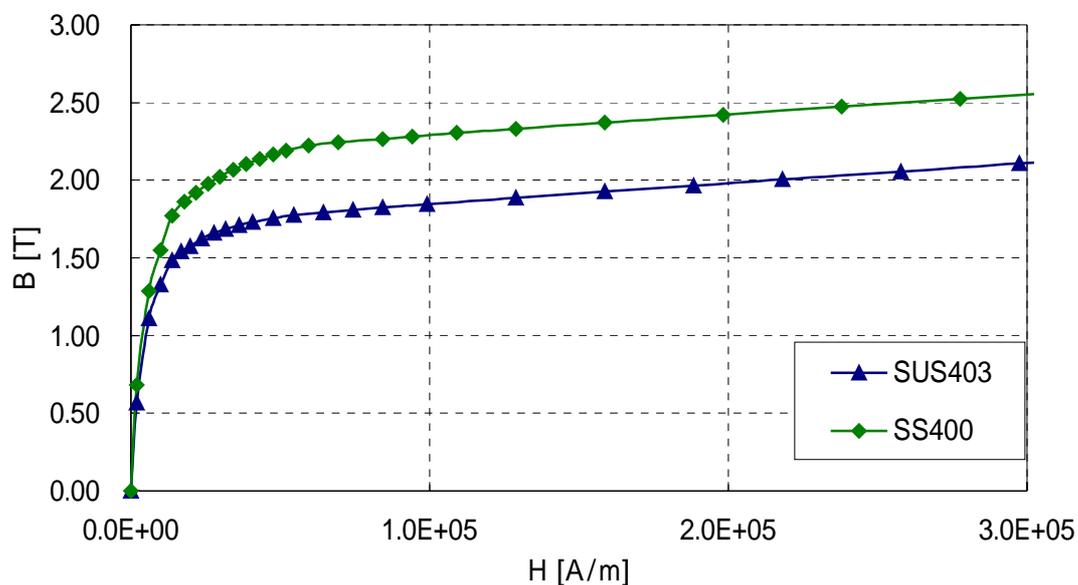


図25 解析モデルで使用するBH曲線

### 3.2.2 材料特性

解析条件として、コイル電流はフルモデル換算で50[A]、100[A]、150[A]、200[A]で、コイルの巻き数1000とし、回転コアの材料はSUS403で導電率は $1.75 \times 10^6$  [A/m<sup>2</sup>]、固定コアの材料はSS400で導電率は $1.0 \times 10^7$  [A/m<sup>2</sup>]とした。非線形磁気特性は図25のBH曲線でモデル化した。回転コアの偏心量とジュール損失の関係を調べるために、偏心0.5 [mm]から偏心2 [mm]まで、0.5 [mm]ずつ偏心させた時の解析を行った。フライホイールは回転コアが偏心するが、計算上では回転コア以外の部分をx軸方向に変位させた。これは回転コアの回転軸とz軸を合わせるためであり、回転コアを変位させるのではなくその周囲を変位させることで回転コアが偏心していることを模擬しモデル化した。また、回転コアの回転数に対するジュール損失の依存性を回転数500[rpm]から2000[rpm]まで500[rpm]ずつ変えて調べた。この時の回転コアと固定コアのギャップ領域における磁束密度分布と、回転コアの磁束密度分布、表面における渦電流分布、そして鉄損の回転数依存性、偏心量依存性、起磁力依存性を調べた。

### 3.2.3 解析方法

スラスト軸受の回転コアが回転しているとき、特に回転コアが偏心したときに回転コアが受ける磁界変化と誘導される渦電流などを調べるために、汎用電磁界解析ソフトウェアEMSolutionを使用し、三次元直流場渦電流解析を行った[20]。直流場渦電流解析では、図26と図27の様に電気特性が一般的な導体が一定速度で一方向に運動する場合や、あるいは回転している場合に、時間的に一定の磁場を加えた場合の定常状態を求める。外部（励磁源に固定された座標系）から見ると、磁場や導体に流れる渦電流は時間的に変動しないように見える。一方、運動している導体に固定された座標系から見ると、磁場が時間的に変動しており、このため渦電流が発生する。このような定常状態は、過渡解析を行うことによっても求めることはできるが、速度が速く導体内への磁場しみ込み時間が小さい場合には、定常に達するまでに多大の計算ステップが必要とされる場合がある。また、励磁源が変動する場合でも、過渡解析初期状態としてこの定常状態が必要な場合がある。直流場渦電流解析が可能となると、1ステップの短時間で定常状態が求められることになる。

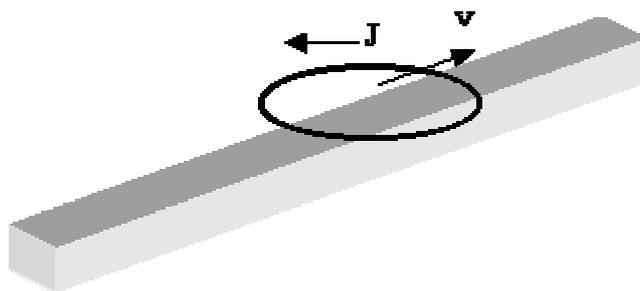


図26 レール導体上を運動する磁場源

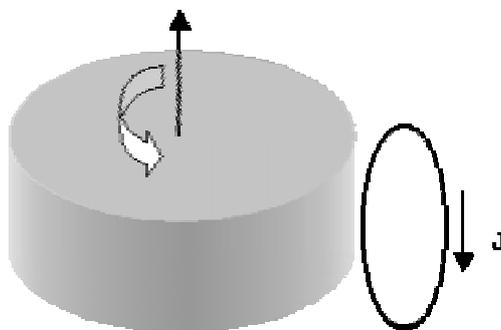


図27 磁場中を回転する円筒導体

### 3.2.4 直流場渦電流解析

ここでは、一定運動をしている導体内の方程式について述べる。他の領域の方程式は従来の静磁場解析と全く同様であり、また取り扱いも変わらず通常の渦電流解析と同様に、A-法を用いる。磁場および電場を磁気ベクトルポテンシャル $A$ と電気スカラーポテンシャル(の時間積分)により次のように表現する。

$$B = \nabla \times A \quad (1)$$

$$E = -\dot{A} - \nabla \Phi \quad (2)$$

運動導体の構成方程式は、通常と同じように次の関係で表される。ここで、 $\sigma$ は導電率であり、ここでは運動する導体に固定した座標系を用いるので、 $v \times B$ の運動項は現れない。

$$J = \sigma E \quad (3)$$

次のアンペア則と電流保存の式に、

$$\nabla \times H = J \quad (4)$$

$$\nabla \cdot J = 0 \quad (5)$$

(1)(3)式を代入すると、次の解くべき支配方程式が導出される。

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times A + \sigma(\dot{A} + \nabla \Phi) = 0 \quad (6)$$

$$-\nabla \sigma(\dot{A} + \nabla \Phi) = 0 \quad (7)$$

通常有限要素法と同様にガラーキン法を適用し、ベクトル重み関数 $N$ を(6)式に掛け、スカラー重み関数 $M$ を(7)に掛け、導体領域 $V$ で積分すると、次の弱形式が得られる。

$$\begin{aligned}
& \int_{\Omega} N \left\{ \nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} + \sigma (\dot{\mathbf{A}} + \nabla \phi) \right\} dV + \int_{\Omega} \varpi \left\{ -\nabla \sigma (\dot{\mathbf{A}} + \nabla \phi) \right\} dV + \dots \\
&= \int_{\Omega} \left\{ \nabla \times N \left[ \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} + (\mathbf{N} + \nabla \varpi) \sigma (\dot{\mathbf{A}} + \nabla \phi) \right] \right\} dV + \int_{\Omega} \varpi \left\{ -\nabla \sigma (\dot{\mathbf{A}} + \nabla \phi) \right\} \square n dS + \dots \\
&= 0
\end{aligned}
\tag{8}$$

ここで、第2式第2項は導体表面での電流法線方向がゼロとなることより、消去される。ここまでは通常の渦電流定式と同じである。(8)式において、時間微分をどのようにとるかが問題であるが、一種の移流拡散問題で風上差分をとればよいことが知られている。まず、有限要素メッシュが運動方向に、図28の様に等間隔に分割されているとする。A に対する未知変数は辺上に、 $\Phi$  に対する変数は節点に割り振られる。辺e に対するA の変数を  $A^e$  と表し、節点n に対する変数を  $\Phi^n$  とする。辺e に対して、1 メッシュ運動の風上側にある辺を  $e^-$  で表し、節点n に対しては  $n^-$  と表す。

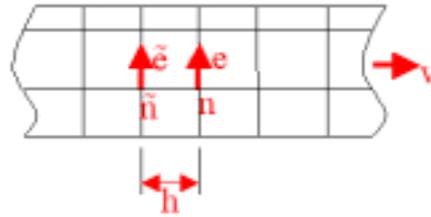


図28 運動導体の要素分割

このとき、風上時間差分は、

$$\dot{A}(e) = \frac{1}{\delta t} (A^e - A^{\tilde{e}}) \tag{9}$$

$$\dot{\Phi}(e) \approx \frac{1}{\delta t} (\Phi^n - \Phi^{\tilde{n}}) \tag{10}$$

と表される。ここで  $\delta t$  は導体が1メッシュ運動する時間  $h/v$  で与える。

$$\mathbf{A} = \sum_e A^e \mathbf{N}^e \tag{11}$$

$$\Phi = \sum_e \Phi^n \varpi^n \tag{12}$$

と展開する。ここで $N^e$ および $\varphi^n$ は通常の辺要素形状関数および節点要素形状関数である。(9)(10)を(11)(12)に代入すると、

$$\dot{A} = \sum_e \frac{1}{\delta t} (A^e - A^{\tilde{e}}) N^e \quad (13)$$

$$\dot{\Phi} = \frac{1}{\delta t} (\Phi^n - \Phi^{\tilde{n}}) \varphi^n \quad (14)$$

となる。(13)(14)式を(8)式に代入し、 $N$ および $\varphi$ を各辺および節点の形状関数に置き換えることにより、通常の有限要素法の手法により、要素行列を全体行列に加え合わせる。全体行列は非対称行列となり、通常のICCG法は使えず非対称行列解法が必要となる。ここではA-法を用いた。

## 第 4 章

### スラスト軸受の特性

## 4.1 解析結果

EMSolution による直流場渦電流解析により、回転コアが偏心した時の渦電流分布や渦電流損失、磁束密度分布などを示す。結果から渦電流損失と偏心との依存性、起磁力との依存性、回転数との依存性を検討し、さらにヒステリシス損失の算定を行った。また制御磁気軸受の損失の算定も検討した。

## 4.2 磁束密度

### 4.2.1 磁束密度分布

回転コアが 1 [mm] 偏心した時の回転コアの磁束密度は図 29 のようになる。回転コアが図のように左に 1 [mm] 偏心した時、磁束密度は回転コアが固定コアに近い方が強くなる。よって、図 29 の場合、左に偏心したので左の方が磁束密度は強くなる。また、ベクトル図である図 31 から、磁束は回転コアから固定コアに流れていることがわかる。

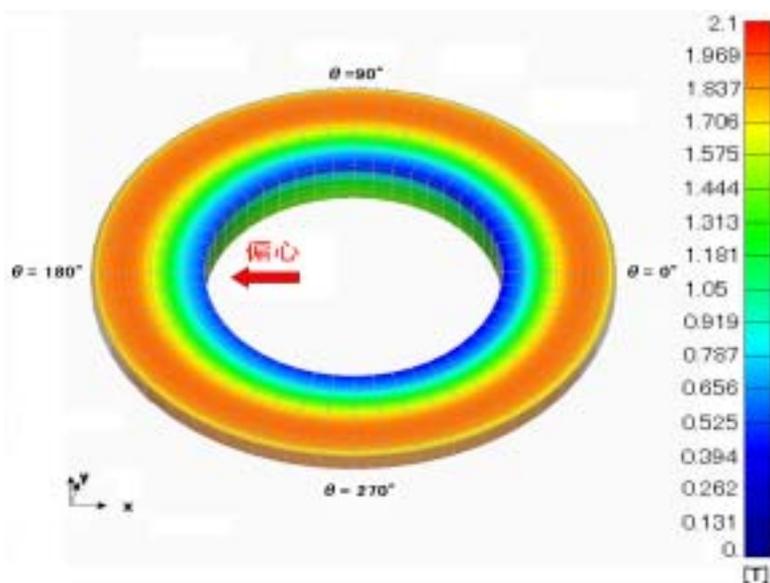


図29 回転コアの磁束密度分布

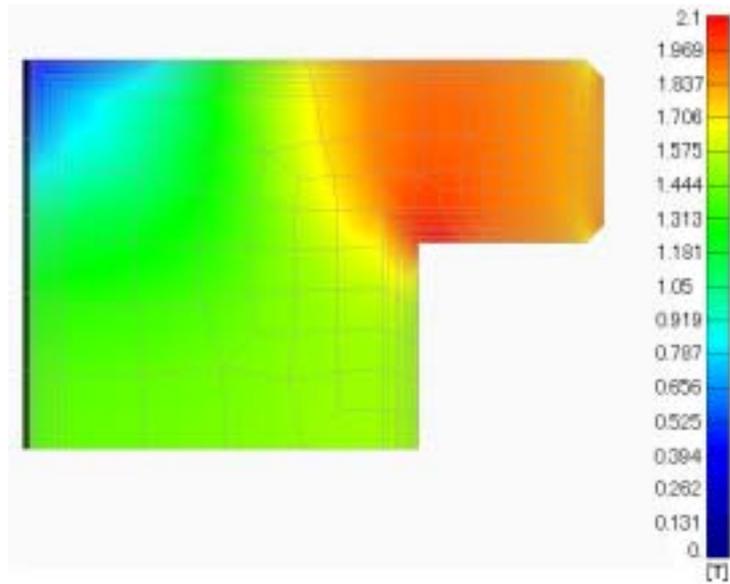


図30 回転コアの断面の磁束密度分布( $\theta=0^\circ$ )

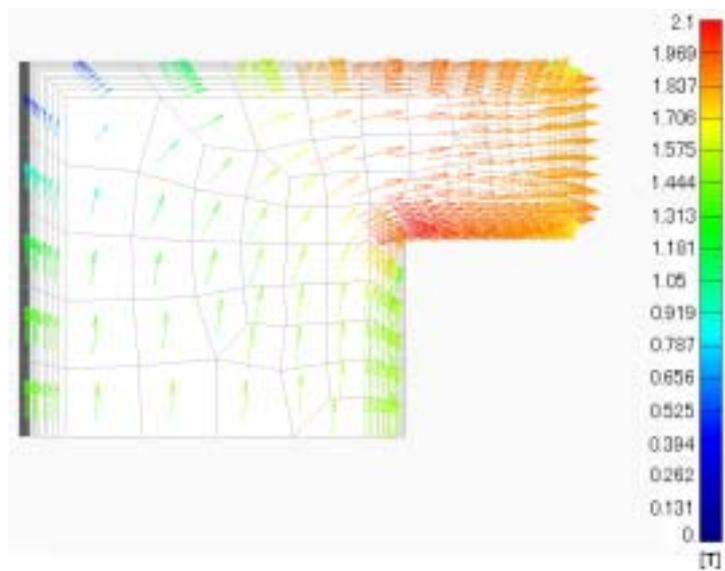


図31 回転コアの断面の磁束密度ベクトル( $\theta=0^\circ$ )

#### 4.2.2 ギャップ磁束密度の周方向分布

固定コア磁極と対向する回転コアの上側磁極面の上下中心付近で、磁束密度の回転方向分布を調べた。評価位置の場所は半径718 [mm]、高さ167 [mm]であり、図32の点線で囲まれた赤い部分になる。

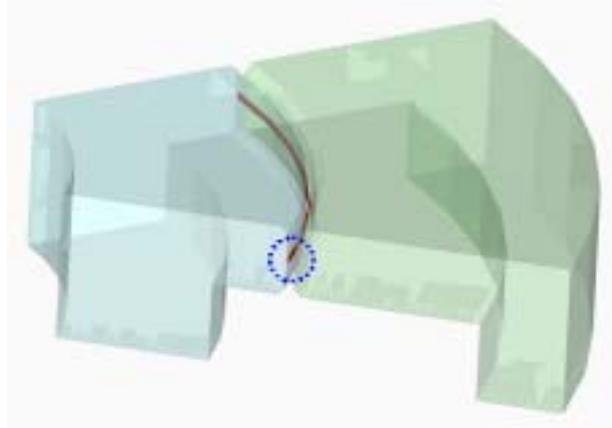


図32 ギャップ磁束密度の解析位置

#### 4.2.3 ギャップの磁束密度分布と回転依存性

図33は起磁力100 [kA]、回転コアの偏心が1 [mm]の時のそれぞれの回転数での磁束密度分布である。図33から、偏心によって磁束密度分布は正弦波になることがわかった。また磁束密度は回転数に依存しないことがわかる。

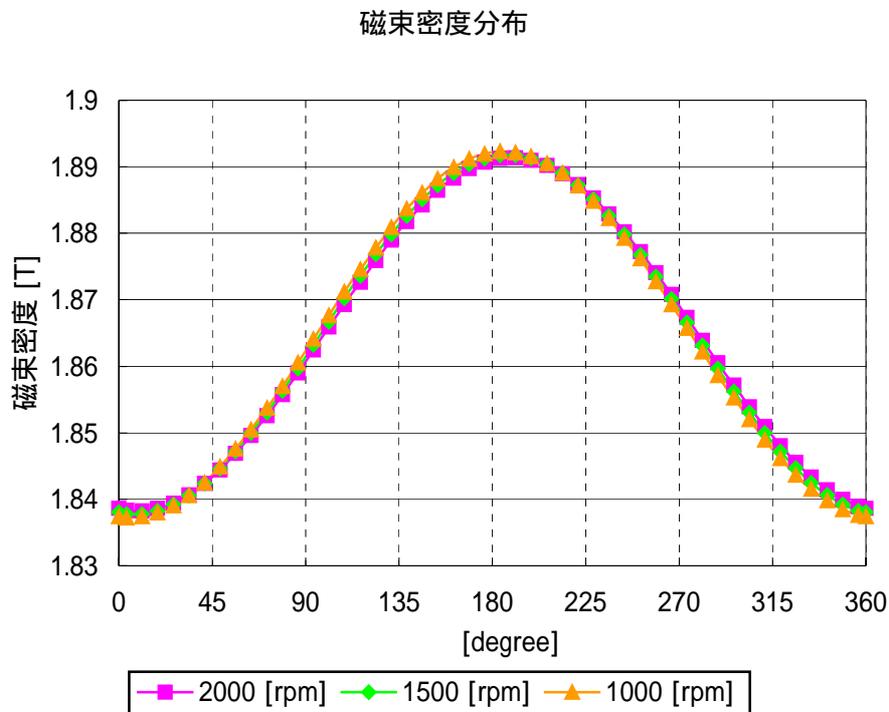


図33 磁束密度分布と回転依存性 100 [kA] 1[mm]偏心

#### 4.2.4 ギャップの磁束密度分布と偏心依存性

図34は起磁力100 [kA]、回転コアの回転数が2000 [rpm]の時のそれぞれの偏心での磁束密度分布である。図から磁束密度は偏心に依存することがわかる。それぞれの最大値、最小値は表3に示す。表3より、偏心の増加量が0.1 [mm]で、磁束密度の増加量が0.0052 [T]であることがわかった。図35より、磁束密度の最大値と最小値は偏心量と比例関係にあることがわかった。

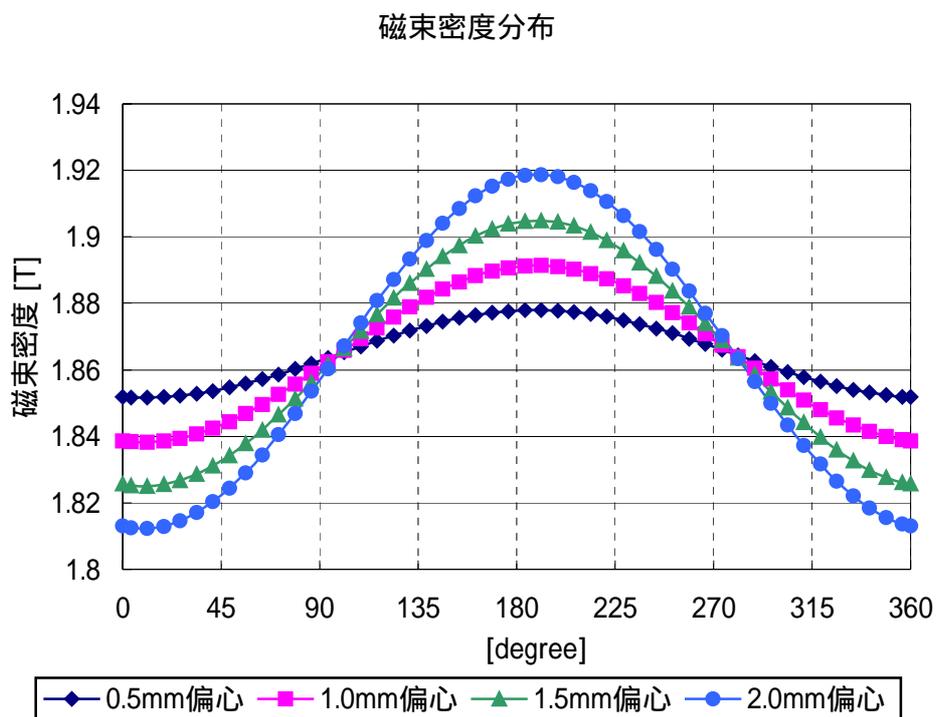


図34 磁束密度分布と偏心依存性 2000 [rpm]100[kA]

	磁束密度の最大値 [T]	磁束密度の最小値 [T]
0.5 [mm] 偏心	1.88	1.85
1.0 [mm] 偏心	1.89	1.84
1.5 [mm] 偏心	1.90	1.82
2.0 [mm] 偏心	1.92	1.81

表3 磁束密度分布と偏心依存性の最大値、最小値

磁束密度分布

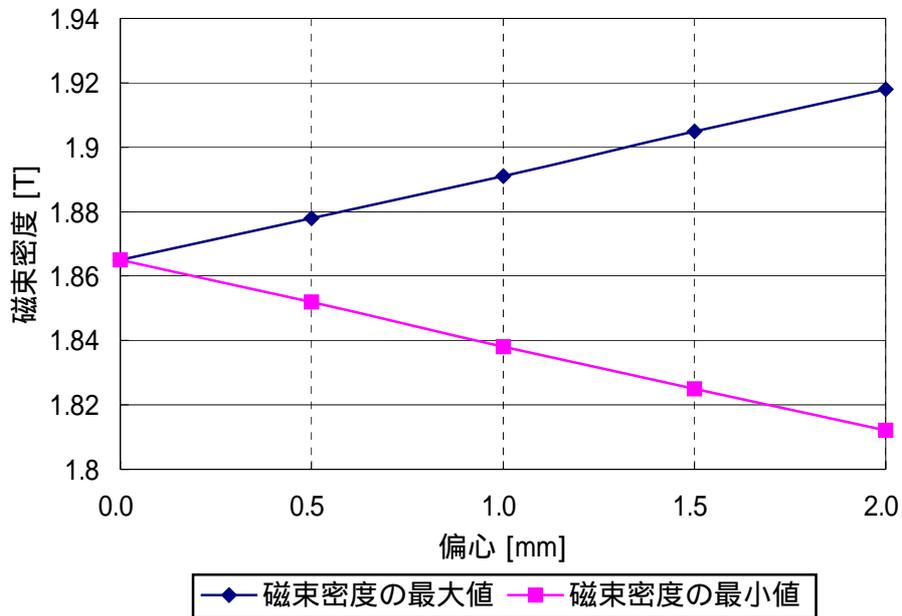


図35 磁束密度の最大値と最小値の偏心依存性

#### 4.2.5 ギャップの磁束密度分布と起磁力依存性

図36は回転コアの偏心が1 [mm]、回転数が2000 [rpm]の時のそれぞれの起磁力での磁束密度分布である。図から磁束密度は起磁力に依存することがわかる。また、比例関係にはないことがわかる。これは、図23のSUS403のB-H曲線より、1.7 [T]以上では飽和領域であり比例関係になると考えられるが、1.7 [T]以下ではB-H曲線は大きく変化するために図36のような結果が現れたと考えられる。それぞれの磁束密度の最大値、最小値は表4に示す。

磁束密度分布

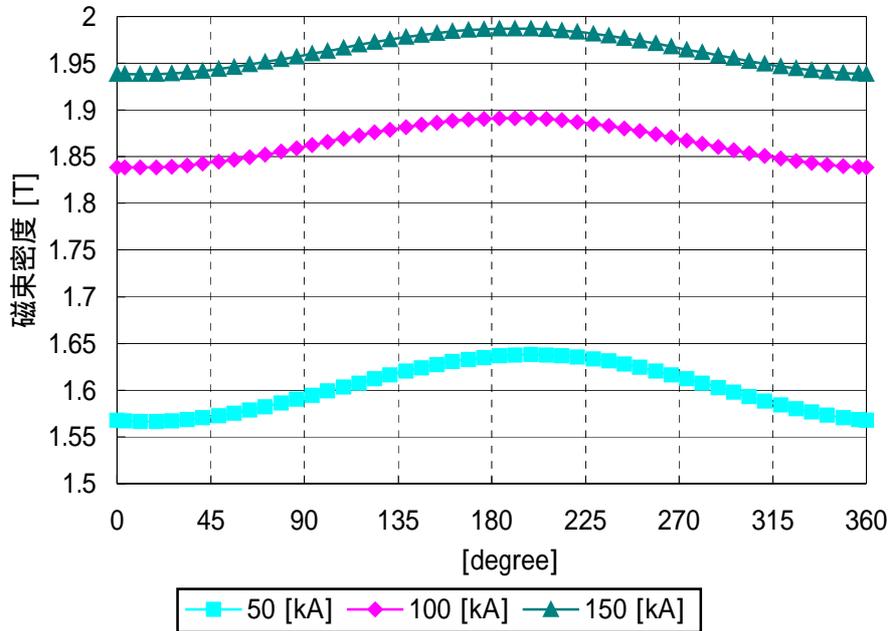


図36 磁束密度分布と起磁力依存性 2000 [rpm] 1[mm]偏心

	磁束密度の最大値 [T]	磁束密度の最小値 [T]
50 [kA]	1.64	1.56
100 [kA]	1.89	1.84
150 [kA]	1.99	1.94

表4 磁束密度分布と起磁力依存性の最大値、最小値

## 4.3 電流密度

### 4.3.1 渦電流密度分布

図37に回転コアの渦電流分布を示す。磁束密度分布と同様に、左に回転コアが1 [mm] 偏心した時の渦電流分布である。図より、渦電流分布が $\theta=90^\circ$  と $\theta=270^\circ$  付近で強く発生していることがわかる。図38は渦電流分布のベクトル図である。 $\theta=270^\circ$  付

近の渦電流は反時計周りに流れていることがわかった。これは、回転コアがギャップが一番小さいために、磁束密度が一番大きい $\theta=180^\circ$ からギャップが一番大きいために、磁束密度が一番小さい $\theta=360^\circ$ に移動すると磁束密度が弱まっていくことから、渦電流は磁束を強めようとする向き、すなわち反時計回りに流れると考えられる。

図39、図40は $\theta=0^\circ$ の回転コア断面の渦電流分布である。表皮付近でz軸の正方向に電流が流れており、磁束は図の右方向に流れているので力は回転方向に働き、回転の推進力となる。一方、図41は $\theta=180^\circ$ の回転コア断面の渦電流分布である。表皮付近でz軸の負方向に電流が流れており、磁束は図の左方向に流れているので力は回転方向とは逆の向きに働き、回転のブレーキ力となっている。磁束は $\theta=180^\circ$ で一番強いので、発生する力も $\theta=180^\circ$ が一番大きい。よって、 $\theta=0^\circ$ での回転への推進力よりも、 $\theta=180^\circ$ での回転へのブレーキ力の方が大きくなり、回転コアの回転数は渦電流の発生により減衰していくことがわかる。

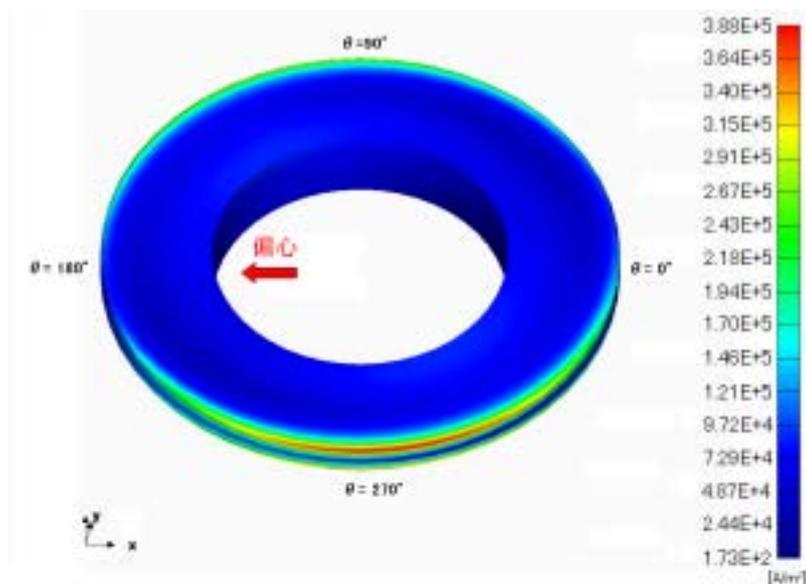


図37 回転コアの渦電流密度分布

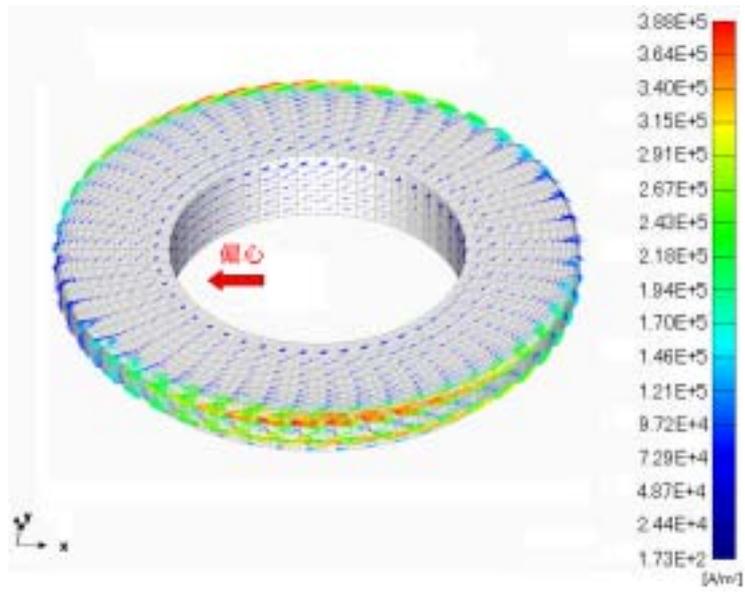


図38 回転コアの渦電流密度ベクトル

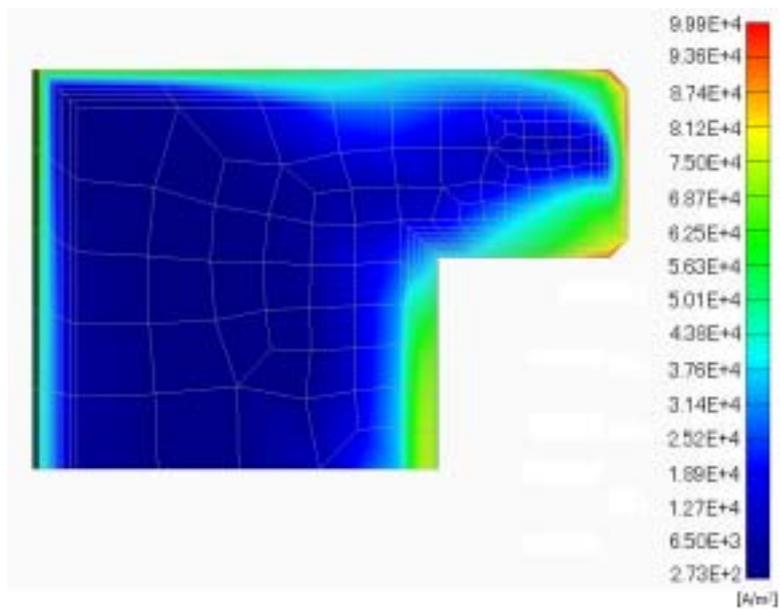


図39  $\theta=0^\circ$  の回転コア断面の渦電流分布

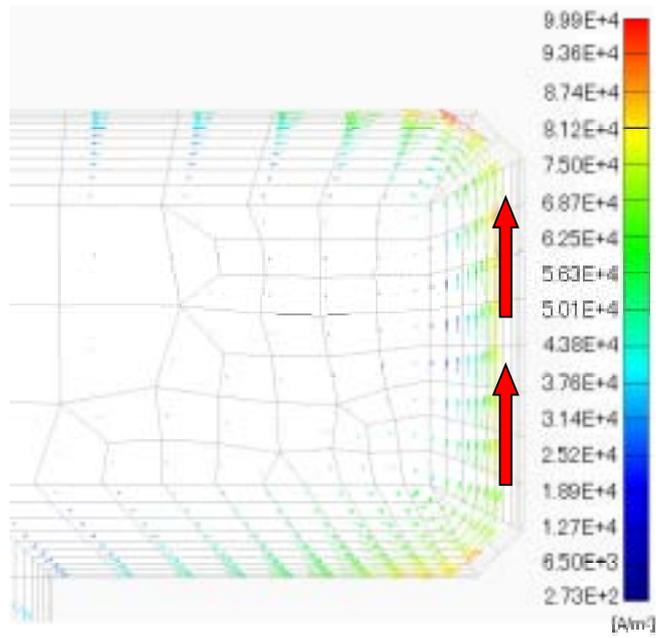


図40  $\theta=0^\circ$  の回転コア断面の渦電流ベクトル

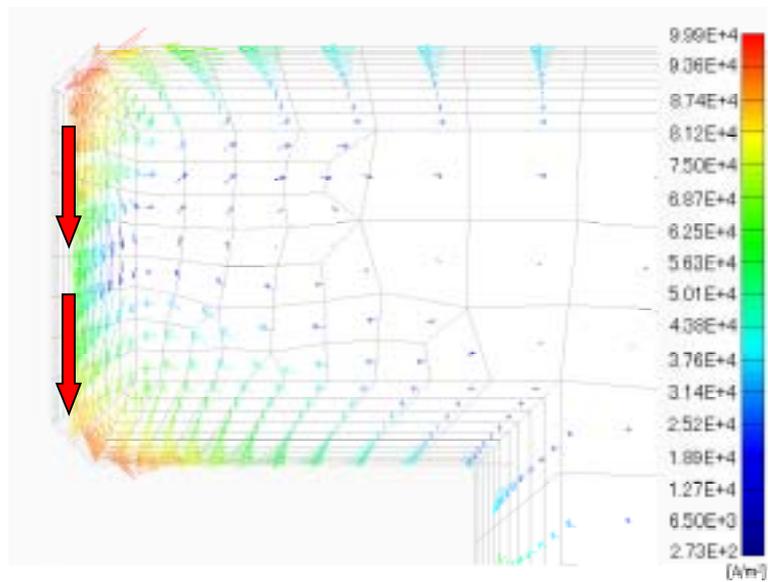


図41  $\theta=180^\circ$  の回転コア断面の渦電流ベクトル

### 4.3.2 渦電流分布の回転数への依存性

図42は起磁力100 [kA]、回転コアの偏心が1 [mm]の時のそれぞれの回転数での電流密度分布である。ただしz軸を正の向きにしている。図から電流密度は回転数に依存することがわかる。回転数の増加によって渦電流も多く発生する。それぞれの電流密度の最大値、最小値を表5に示す。

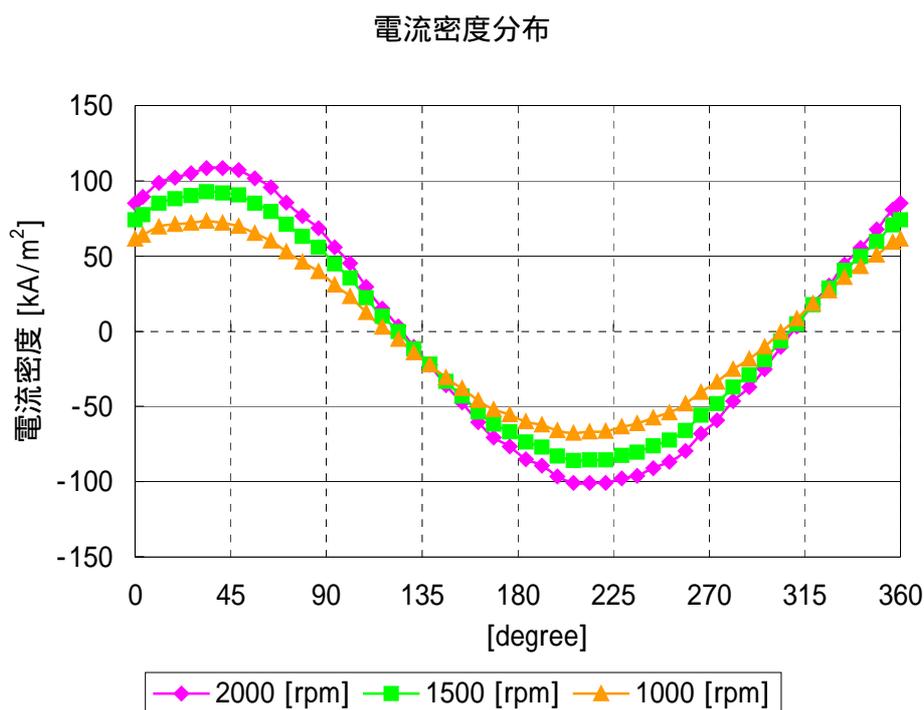


図42 渦電流密度分布の回転数量への依存性 100 [kA] 1[mm]偏心

	電流密度の最大値 [kA/m <sup>2</sup> ]	電流密度の最小値 [kA/m <sup>2</sup> ]
2000 [rpm]	108	-101
1500 [rpm]	93	-86
1000 [rpm]	73	-68

表5 電流密度分布と回転数依存性の最大値、最小値

### 4.3.3 渦電流分布の偏心率への依存性

図43は、回転数2000 [rpm]における偏心率0.5 [mm]から2.0[mm]までのそれぞれの電流密度である。ただしz軸を正の向きにしている。41度と235度付近において、電流密度が最大値を取り、偏心率が変化しても電流密度が最大になる場所は同じであることがわかった。また、渦電流がz軸の正の向きに流れるのが、0度から123度付近と311度付近から360度であり、z軸の負の向きに流れるのが、123度付近から311度付近であることから、z軸の正の向きに電流が流れる領域は負の領域よりも16度分程度小さいことがわかる。一方、電流密度の大きさは正の向きの方が大きいことがわかる。電流密度が正の部分の面積と、負の部分の面積は等しくなるので、領域の狭い正の部分の電流密度の値が大きくなり、領域の広い負の部分の電流密度の値が小さくなったと考えられる。それぞれの電流密度の最大値、最小値を表6に示す。これより、偏心率が0.1 [mm]増加すると、電流密度がおよそ21000 [A/m<sup>2</sup>]増加することがわかった。

電流密度分布

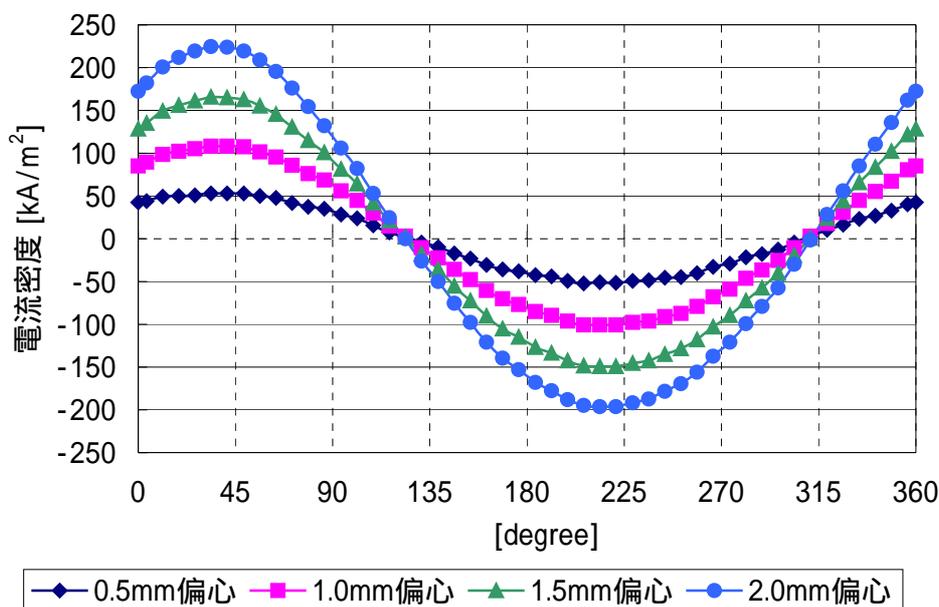


図43 渦電流密度分布の偏心率への依存性 2000 [rpm] 100 [kA]

	電流密度の最大値 [kA/m <sup>2</sup> ]	電流密度の最小値 [kA/m <sup>2</sup> ]
0.5 [mm] 偏心	53	-52
1.0 [mm] 偏心	108	-101
1.5 [mm] 偏心	165	-149
2.0 [mm] 偏心	224	-197

表6 電流密度分布と回転数依存性の最大値、最小値

#### 4.3.4 渦電流分布の起磁力への依存性

図44は回転コアの偏心が1 [mm]、回転数が2000 [rpm]の時のそれぞれの起磁力での電流密度分布である。図から電流密度は起磁力に依存することがわかる。また、比例関係にはないことがわかる。これは、図36の磁束密度分布より、50 [kA]の時の磁束密度分布の変化量が一番大きいことから、マクスウェルの方程式より、

$$\nabla \times \mathbf{j} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

であるから、電流密度分布も大きくなったと考えられる。また、磁束密度は1.7 [T]以上では飽和領域に入るため、磁束密度の変化量はほぼ一定となるが、100 [kA]の方が150 [kA]よりも磁束密度の変化量が多少大きいため、電流密度分布も大きくなったと考えられる。それぞれの電流密度の最大値、最小値を表7に示す。

電流密度分布

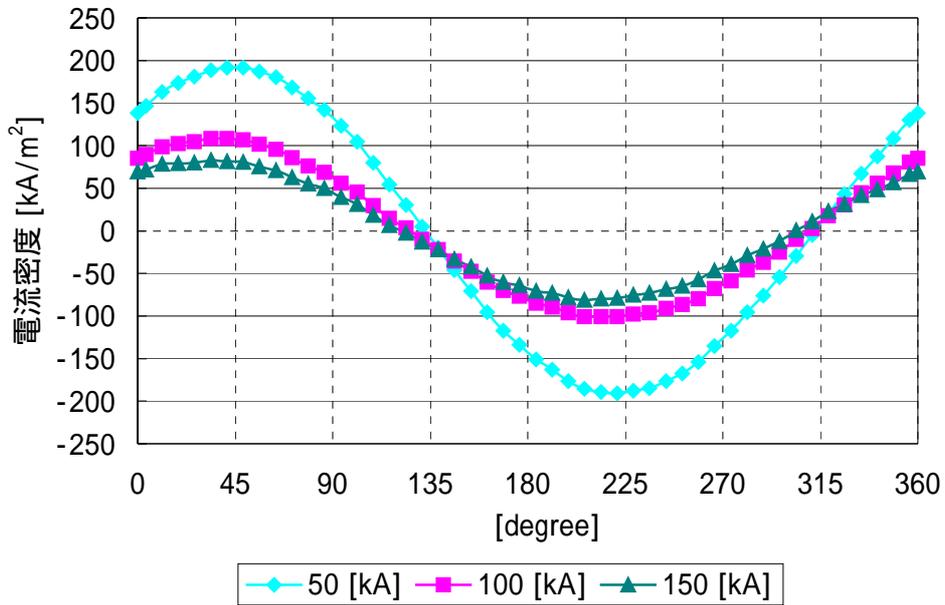


図44 渦電流密度分布の起磁力への依存性 2000 [rpm] 1[mm]偏心

	電流密度の最大値 [kA/m <sup>2</sup> ]	電流密度の最小値 [kA/m <sup>2</sup> ]
50 [kA]	192	-191
100 [kA]	108	-101
150 [kA]	82	-81

表7 電流密度分布と起磁力依存性の最大値、最小値

## 4.4 渦電流による損失

### 4.4.1 渦電流損失の起磁力依存性

回転コアの回転数が2000 [rpm]の時の、渦電流の損失を計算した。偏心0.5 [mm]から0.5 [mm]ずつ偏心した時の渦電流損失と起磁力の関係を図45に示す。起磁力が50 [kA]から100 [kA]の間では大きく損失が減衰するが、100 [kA]以降は緩やかな減衰となる。100 [kA]以降は図23のB-H曲線の飽和領域に入るために、マクスウェルの方程式より、

$$\nabla \times \mathbf{j} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

であるから、飽和領域では磁束密度の変化量が少ないため、渦電流の発生も少なく、結果として渦電流損失が減少するからである。これより、渦電流損失から考えられる最適な起磁力は、損失の減衰が小さくなる最初の点である100 [kA]付近であると考えられる。50 [kA]から100 [kA]までの間では、損失が大きく減少することから、起磁力は上げたほうが良いと考えられるが、100 [kA]以降は起磁力を上げて損失の値に大きな変化をもたらさないからである。

起磁力と渦電流損失

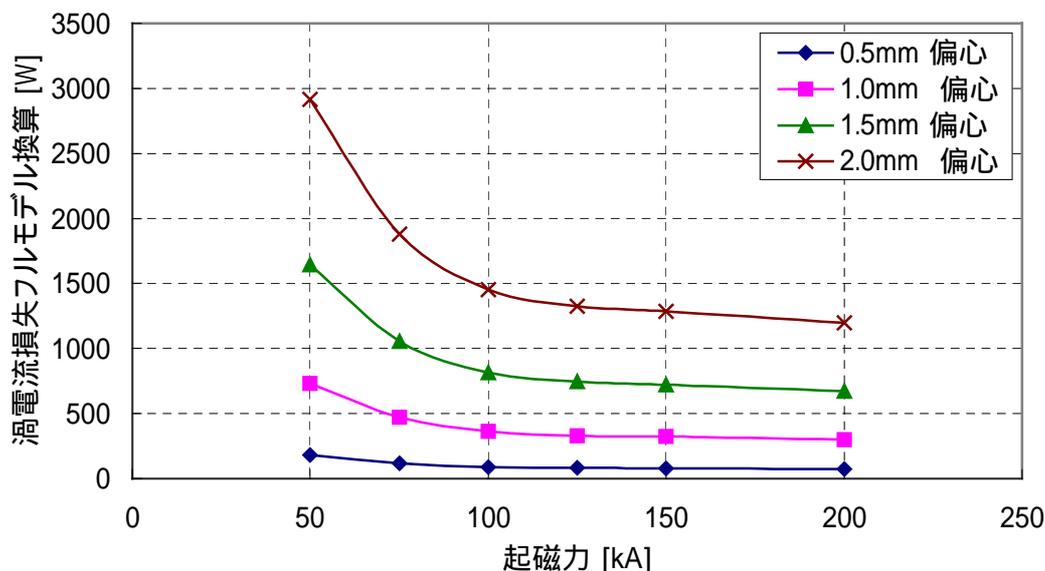


図 45 渦電流損失と起磁力依存性

#### 4.4.2 渦電流損失の偏心率依存性

起磁力を100 [kA]として、渦電流損失の偏心率依存性について調べた。結果を図46に示す。図より、偏心率による渦電流損失は偏心率の2乗に比例することが確認出来た。偏心率の変化量が磁束の変化量と比例関係にあることから、マクスウェルの方程式より偏心率の変化量は渦電流とも比例関係にあることがわかる。また損失は電流の2乗に比例することから、損失は電流と比例関係にある偏心率の2乗にも比例することがわかる。よって、この解析結果は妥当であると確認出来る。それぞれの値は表8に示す。偏心率が大きくなればなるほど損失は増大していくので、偏心率の制御をする制御磁気軸受の制御が重要になってくる。

偏心率と渦電流損失

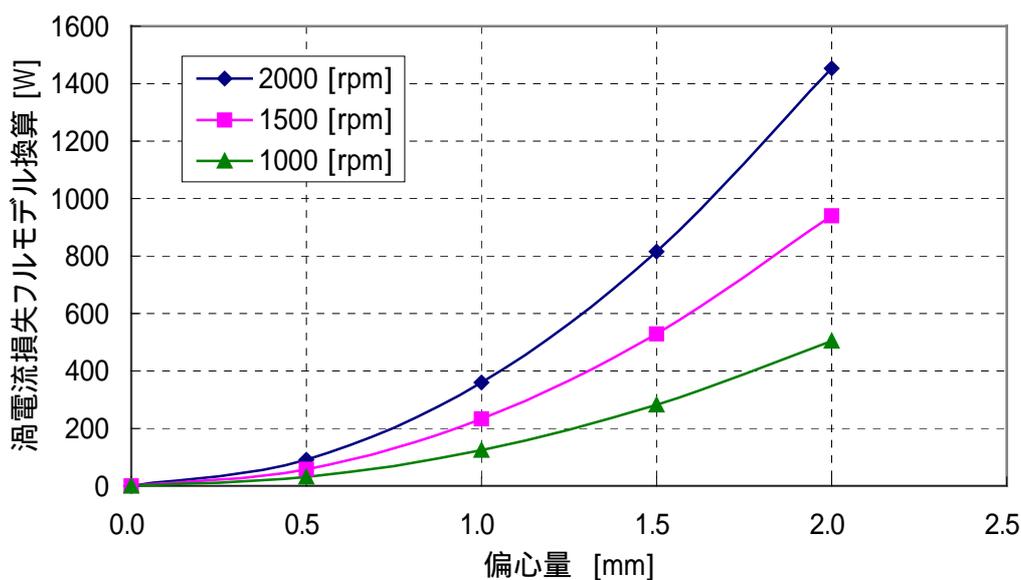


図46 渦電流損失の偏心率依存性

	1000 [rpm]	1500 [rpm]	2000 [rpm]
0.5 [mm] 偏心率	31 [W]	58 [W]	90 [W]
1.0 [mm] 偏心率	125 [W]	233 [W]	361 [W]
1.5 [mm] 偏心率	283 [W]	528 [W]	815 [W]
2.0 [mm] 偏心率	505 [W]	940 [W]	1453 [W]

表8 渦電流損失の偏心率依存性

#### 4.5 SUS403 のヒステリシス損失の算定

SUS403のヒステリシス曲線のデータを使用して、ヒステリシス損失の概算を行った。一般に鉄損 $W$ は $W=W_h+W_e$ で表される。 $W_h$ はヒステリシス損失を表し、 $W_h = k_h f b^2$ となり、 $W_e$ は渦電流損失を表し、 $W_e = K_e f^2 b^2$ となる。ただし、 $k_e$   $k_h$ は渦電流・ヒステリシス損係数であり、 $b$ は磁束密度の時間に対しての最大値である。

SUS403のマイナーループは、図47から図50のように4ループわかっている。

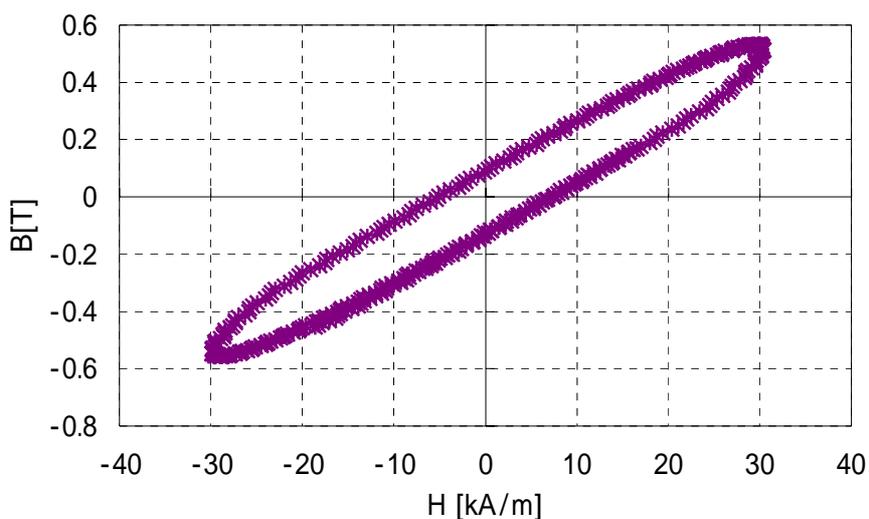


図47 磁束密度の平均が原点付近でのマイナーループ

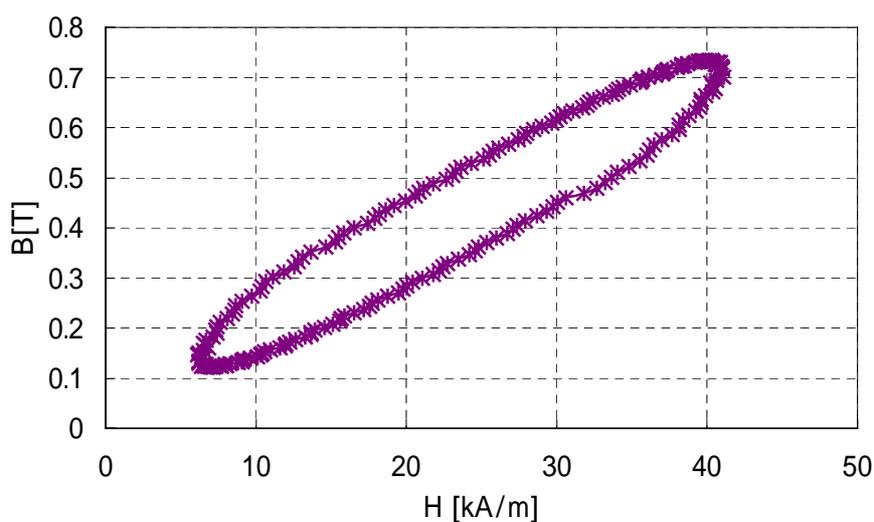


図48 磁束密度の平均が0.4 [T]付近のループ

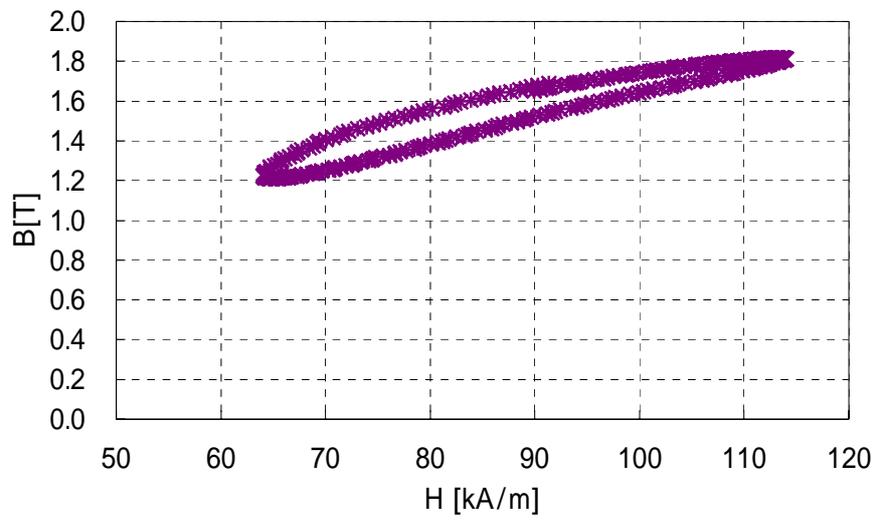


図49 磁束密度の平均が1.5 [T]付近のマイナーループ

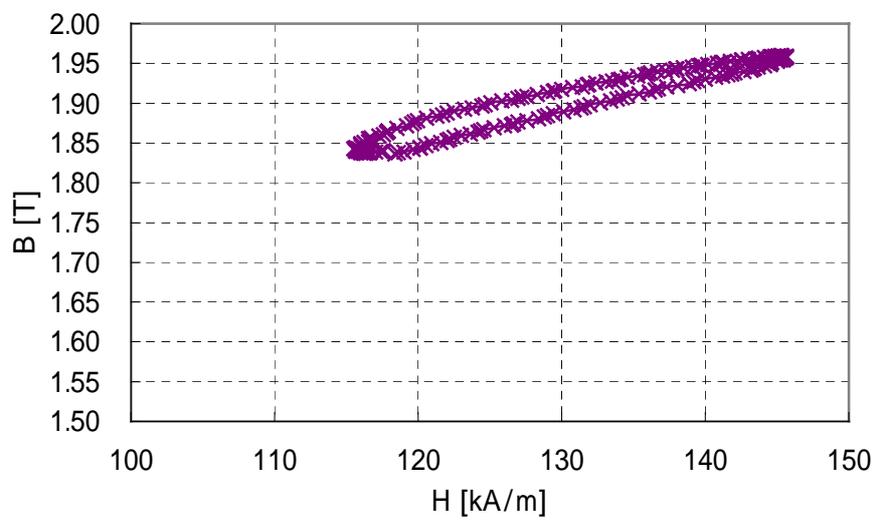


図50 磁束密度の平均が1.9 [T]付近のマイナーループ

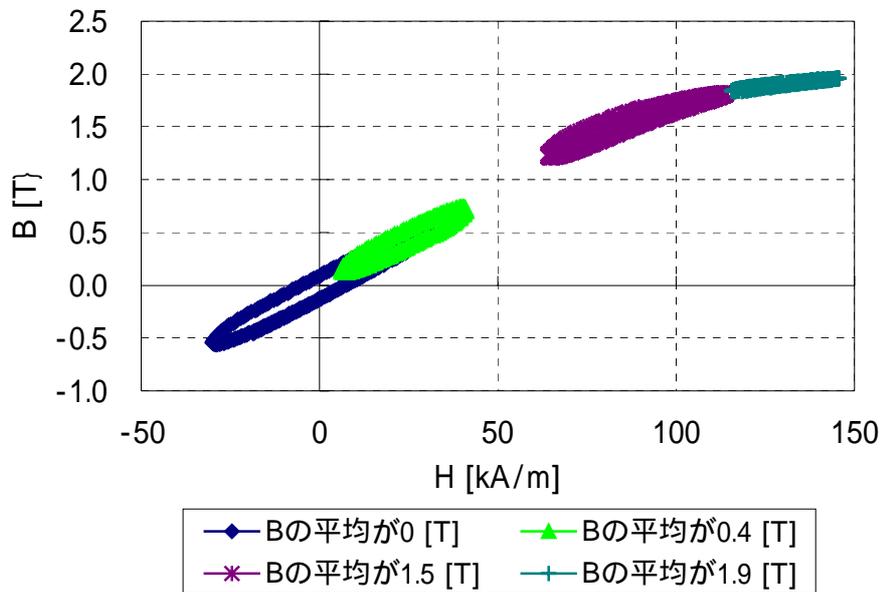


図51 4点のマイナーループ

図51の各マイナーループの面積を求めることで、ある点の磁束密度におけるヒステリシス損失を求めた。

磁束密度の平均値 [T]	ヒステリシス損失 [kW/m <sup>3</sup> ]
0	8.9
0.4	4.8
1.5	4.7
1.9	2.2

表9 各マイナーループのヒステリシス損失

$W_h$ はヒステリシス損失を表し $W_h = k_h f b^2$ とすると、 $f$ はループ1周であることから $f=1$ とし、 $b$ はそのマイナーループにおける磁束密度の最大値 $b_{max}$ と $b_{average}$ の差分より、 $b=(b_{max}-b_{average})$ となる。よって、各マイナーループにおける $b$ は表9のようになる。

磁束密度の平均値 $b_{\text{average}}$ [T]	磁束密度の最大値 $b_{\text{max}}$ [T]	$b = (b_{\text{max}} - b_{\text{average}})$ [T]
0	0.53	0.53
0.4	0.73	0.30
1.5	1.81	0.24
1.9	1.96	0.05

表10 マイナループにおける磁束密度

表10と表11と $f=1$ から、 $W_h = k_h f b^2$ に代入すると、そのマイナループにおける比例定数 $K$ が表12のように求まる。

磁束密度の平均値 [T]	比例定数 $k_h$
0	31584
0.4	51897
1.5	80836
1.9	731472

表11 マイナループに比例定数 $K$

この4点をプロットすることで、図52が得られる。

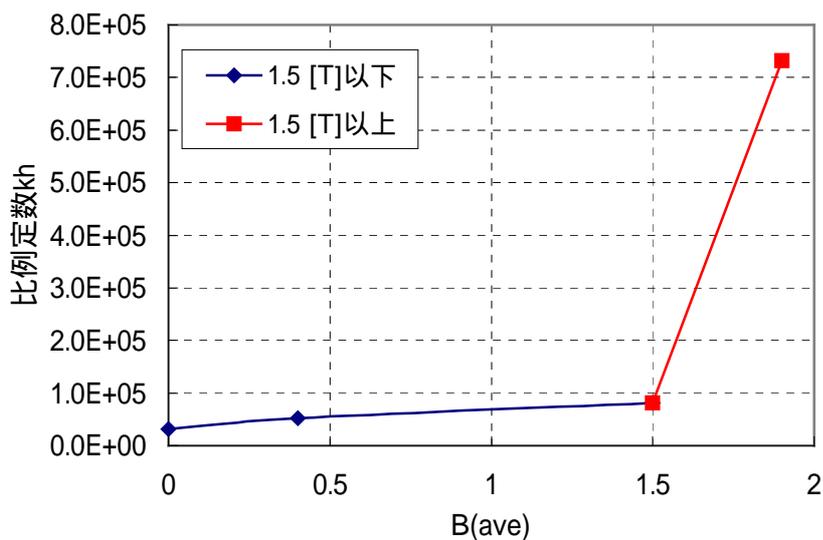


図52 磁束密度の平均値と比例定数の関係

表11と図52から1.5 [T]で大きく直線の傾きが変わることがわかる。比例定数Kは磁束密度の平均に依存するが、1.5 [T]で大きく変化することになる。

1.5 [T]以下の時は3点から $y=30557x+35000$ という図52の青い直線の関数を導き、1.5 [T]以上の時は2点から $y=1626591x-2359049$ という図52の赤い直線の関数を導き、磁束密度の平均値と比例定数Kの関係を近似的に算出した。

EMSolutionで数値解析を行うことにより、回転コアの各要素の体積、磁束密度などの計算を行った。その結果から各要素の磁束密度の平均値を導き、その時のKを適用することでヒステリシス損失を $W_h = k_h f b^2$ とすると、各要素におけるヒステリシス損失  $W_h$ が求まる。回転コアの全ての要素で同様の作業を行いヒステリシス損失を求め、全ての和を取ることで回転コア全体のヒステリシス損失 $W_h$ が求まる。

ある要素におけるヒステリシス損失は、回転数2000 [rpm]より $f=33.33$  [Hz]、 $b$ は $b=(b_{max}-b_{average})$ 、ただし、 $b_{max}$ 、 $b_{average}$ はその要素における最大値と平均値である。 $k_h$ は $b_{average}$ の関数となり、1.5 [T]以上か、以下で関数が異なる。よって各要素のヒステリシス損失は  $W_h = k_h f b^2$ に代入することにより求まる。したがって、全体のヒステリシス損失はそれぞれの要素でのヒステリシス損失の和であるから、

$$W_h = ( \sum V W_h ) \text{となる。}$$

これらを考慮して計算を行うと、回転コア全体のヒステリシス損失は、275 [W]となった。しかし、図52では1.5 [T]で関数が変わり、1.5 [T]付近では $k_h$ が急激に変化をする。また、1.5 [T]以下の低磁場では、dBが一定と考えるとヒステリシス損失はBの平均に依存せず変わらない値をとり、また比例定数Kと比例関係にあるので $k_h$ も変化しないことになる。図52ではBの増加と共に $k_h$ が増加しているが、これは実験でのデータの誤差と考えら、低磁場ではよりフラットな関数になるものと思われる。これより、1.5 [T]付近で滑らかな関数でBと $k_h$ の関係を表すために、フィッティングを行いBと $k_h$ の関係式を求めた。その結果、 $y=41726.4+0.829773e^{7.17404x}$  という指数関数で表すと、図53のようなグラフになる。低磁場ではKはほぼフラットな値をとり、1.5 [T]以降は急激にKが増加する。この関数を使って同様の作業を行い、ヒステリシス損失を求めると、フルモデルのヒステリシス損失は242 [W]となった。1次近似をした場合よりも、30 [W]程度ヒステリシス損失は小さくなったが、これは低磁場での関数がよりフラットな関数になったために、 $k_h$ の値が小さくなり、結果として低磁場でのヒステリシス損失が小さくなったからであると考えられる。

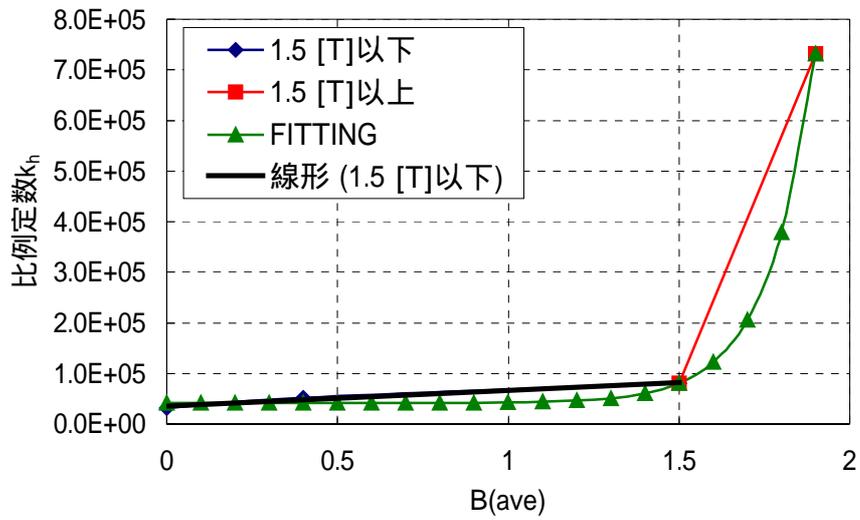


図53 磁束密度の平均値と比例定数の関係の近似

#### 4.6 制御磁気軸受の損失

回転コアが2000 [rpm]の時の偏心0.5 [mm]から0.5[mm]ずつ偏心した時の径方向不安定力と起磁力の関係を図54に示す。

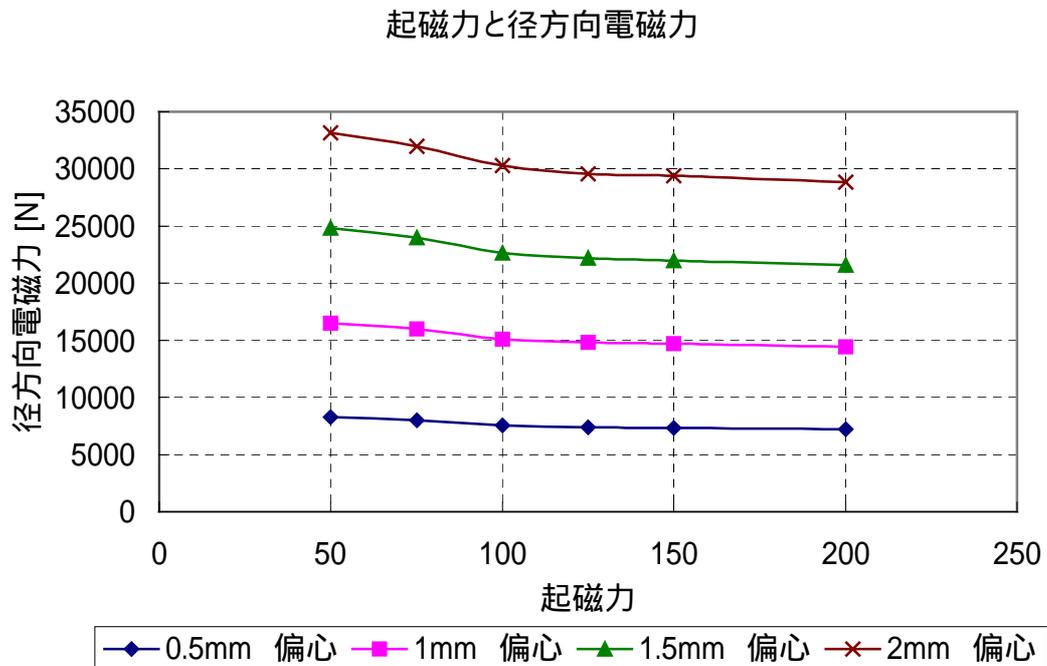


図 54 径方向不安定力特性

100 [kA]を基準にすると、図54より偏心量と径方向電磁力の関係は表12のようになる。

偏心 [mm]	径方向電磁力[k]
0.5	7.2
1.0	15.0
1.5	22.6
2.0	30.3

表12 偏心量と径方向電磁力

図54、表12より、偏心量と径方向電磁力は比例関係にあることがわかる。

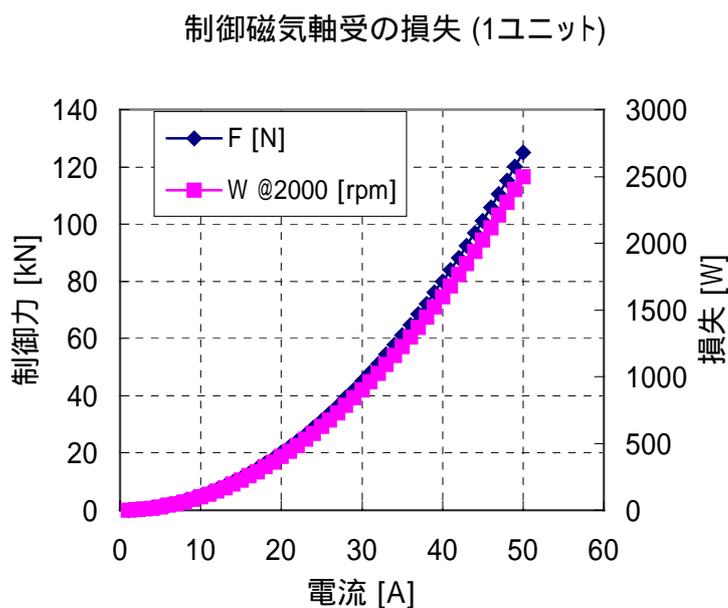


図55 制御磁気軸受の特性 (S2Mより)

図55は制御磁気軸受の制御電流と径方向電磁力、損失の関係をグラフにしたものである。制御磁気軸受はx方向に2ユニット、y方向に2ユニットの計4ユニットあり、これが上と下にあることから、計8ユニットで軸受を制御している。各ユニットは初めからバイアス電流をかけておき、お互い引っ張り合う状態を作り制御している。今、バイアス電流を10 [A]と仮定して考える。図55より10 [A]の時、径方向電磁力

は

5000 [N]であるから、各ユニットとも5000 [N]の力を出して、引っ張り合っている状態である。上下4つずつの計8ユニット全てのバイアス10 [A]とすると、変位のない状態での、x方向の制御磁気軸受の損失は $100 \times 4 = 400$  [W]、y方向も同様に  $100 \times 4 = 400$  [W]となり、制御磁気軸受全体としては、800 [W]の損失となる。この状態で、起磁力100 [kA]、回転コアの偏心がx方向に1 [mm]である時、図54よりx方向の径方向電磁力が15000 [N]であるから、x方向のユニット上下4つが軸受を制御しようとするものとする、片側2つのユニットが8750 [N] の力を出し、もう片側2つのユニットが1250 [N] の力を出すことで、15000 [N] 分を制御する。

図55より、8750 [N] の時、13.22 [A]となり、損失が175 [W/unit]となる。また、1250 [N]の時、5 [A]となり、損失が25 [W/unit]となる。同方向のユニットは上下に2つあるので、x方向の偏心を制御した時のx方向制御磁気軸受の損失は、 $175 \times 2 + 25 \times 2 = 400$  [W]となる。これは、始めの変位なしのバイアス電流をかけた時のx方向制御磁気軸受損失と同じ損失となる。図55より、径方向電磁力はyを径方向電磁力、xを制御電流とする2次関数で表すことができ、またその時の損失は電流xの2乗であることから、径方向電磁力と損失は比例関係にある。よって、ある点から± Aだけ電流がずれた時の、損失の和は0になる。したがって、制御磁気軸受の損失は、回転コアの回転数が2000 [rpm]の場合はバイアス電流の損失を考慮すれば良いと考えられる。したがって、ユニットは8つあることから、制御磁気軸受全体の損失は、図56のように表すことができる。

制御磁気軸受全体の損失

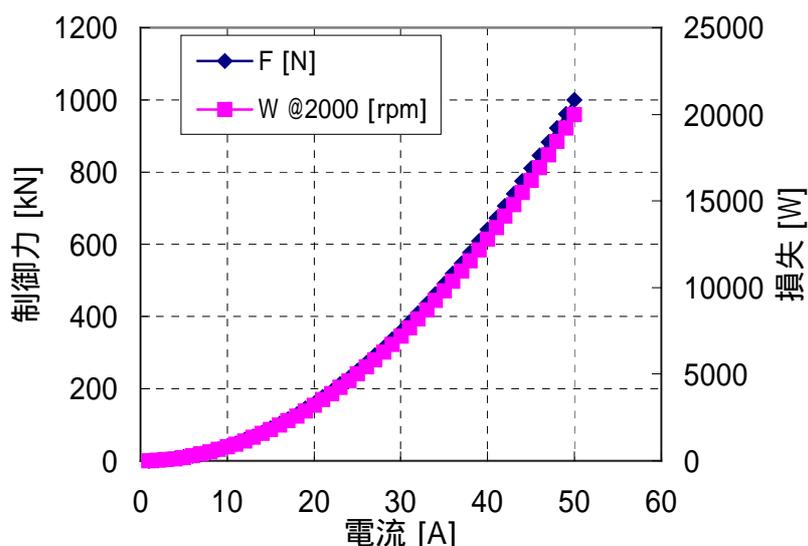


図56 制御磁気軸受全体の損失

## 第 5 章

### 結論

## 5.1 結論

本研究では、フライホイールエネルギー貯蔵装置用超電導スラスト軸受の回転損失について、回転コアが偏心した時の渦電流損失の偏心依存性、起磁力依存性、回転数依存性などを解析するために、モデルを作成し数値解析を行った。さらにマイナーループのヒステリシス曲線測定結果と数値解析の結果からヒステリシス損失の算定を行い、スラスト軸受の回転損失を定量的に明らかにした。

まず、スラスト軸受のモデルを作成し、数値解析を行った。回転コアが偏心した時の磁束密度分布、電流密度分布を調べ、渦電流損失を調べた。その結果、回転数 2000 [rpm]、偏心が 1 [mm]、起磁力を 100 [kA]とすると、渦電流損失は 361 [W]とわかった。起磁力が 100 [kA]以上では、B-H 曲線から飽和領域に入るために、磁束密度はあまり変化しないので渦電流は 100 [kA]以下ほど発生せず、損失も小さくなることがわかった。

次に、回転コアのヒステリシス損失を求めた。SUS403 のマイナーループからある磁束密度における比例定数  $K$  の関係式を近似し、ヒステリシス損失を算定した。回転数 2000 [rpm]、偏心が 1 [mm]、起磁力を 100 [kA]とした時の数値解析の結果から、各要素におけるヒステリシス損失を求め、和を求めることで回転コア全体のヒステリシス損失を算出すると、242 [W]とわかった。

したがって、回転数 2000 [rpm]、偏心が 1 [mm]、起磁力を 100 [kA]の時の、回転コアの鉄損はおよそ 600 [W]であることがわかった。

さらに、制御磁気軸受の損失について検討した。2000 [rpm]の時の起磁力と径方向電磁力、損失の関係式より、偏心制御の電流による損失は、始めのバイアス電流による損失と一致することにより、制御磁気軸受の損失はバイアス電流によるものと考えられる。本論文ではバイアス電流を 10 [A]とし、制御磁気軸受 1 ユニットの損失を 100 [W]とし、計 8 ユニットあることから、制御磁気軸受全体の損失は 800 [W]となることがわかった。

以上より、スラスト軸受の回転損失は回転コアの鉄損が 600 [W]。径方向の制御をするための制御磁気軸受の損失が 800 [W]となり、全体として 1400 [W]の損失が発生することがわかった。

実験データより、スラスト軸受と制御磁気軸受の損失の合計が 1250 [W]とわかっている。これは、数値解析の結果とほぼ一致しており、数値解析の結果は妥当であると考えられる。

## 5.2 今後の課題

今後の課題としては、ヒステリシス損失の解析精度の向上のために、さらにマイナーループの測定を行い、比例定数と磁束密度の関係式を正確に求めていくことが考えられる。また、回転損失の軽減のために、起磁力の最適化や制御磁気軸受のバイアス電流の最適化、発電電動機の効率向上などを検討し、フライホイール全体の損失を軽減することで、効率の良いエネルギー貯蔵装置を検討していくことが挙げられる。

## 謝辞

本論文を作成していくにあたって、数々の御指導、御助言を賜りましたことを、この場を借りて深く感謝の意を表し、心より御礼申し上げます。

指導教官でありました大崎博之教授には、超電導のみならず多岐の分野に渡る多大な知識を御教授して頂き、さらに研究を進めるにあたっては親切かつ適切な御指導をして頂いたことを心から深く感謝致します。

助手の関野正樹氏には、EmsolutionやFEMAPといったツールに関して相談に乗ってもらい、研究を進めるにあたっては的確なアドバイスをして頂き感謝しております。厚く御礼申し上げます。

博士課程3年の白石良佑氏には、JMAG-Studioに関して相談に乗ってもらい、研究を進めることが出来ました。ありがとうございました。

博士課程3年の一木洋太氏には、学部時代に研究室の訪問をした時から、優しく接していただき、大崎研究室に入りたいと思うきっかけを作って頂き、本当に感謝しております。ありがとうございました。

博士課程1年の上田靖人氏には、研究や生活面だけでなく、様々な事を本音で話せる先輩でした。いつも話を聞いて頂き、ありがとうございました。

修士課程2年の河本哲氏には、JMAG-Studioに関して相談に乗ってもらい、研究を手伝ってもらい、とても感謝しています。

修士課程2年の銭小飛氏には、一緒に授業を受けることが多く、入学後すぐに仲良くなれて、とても楽しかったです。

修士課程2年の橋本昌樹氏には、パソコンの細かい知識を教えてもらったり、研究や就職活動についてなど、様々な話が出来ました。ありがとうございました。

修士課程1年の金東珉氏、多田羅智史氏、廣田俊之氏、卒論生の松村聡介氏には、研究の合間に話をすることができ、楽しい時間が過ごせました。ありがとうございます。

秘書の山崎裕子さんには、研究の合間にいろいろな話をすることができ、とても楽しかったです。ありがとうございました。

研究を続けるにあたって、様々な先輩や友人に支えて頂きました。大変感謝しております。

最後に、大崎先生ならびに研究室の皆様の発展と御栄達を祈りまして感謝の言葉とさせていただきます。

平成 19 年 2 月 13 日

## 参考文献

- [1] P.E.Allaire,et al.: "The Father of Magnetic Bearing : Professor Jess W.Beams" Electroc Forces and Applications,Elsevier,pp.155-158(1992)
- [2] F.C.Moon and P.-Z. Chang: "High-speed Rotation of Magnets on High Tc Superconducting Bearing" ,Appl.Phys,lett.56,4(1990)pp.397-399.
- [3] J.R.Hull, "Flywheels on a roll" ,IEEE SPECTRUM,vol34,pp20-25,1997 4
- [4] P.Stoye,G.Fuches,et al, "Static Forces in a Supersconducting Magnet Bearing" ,IEEE trans.on Magn,Vol.31,No6,1995.
- [5] 上坂 充著,「高温超電導フライホイールエネルギー貯蔵システム」,日本AEM学会誌、Vol.2,Num.4,1994
- [6] 高橋、池田著,「フライホイールとエネルギー貯蔵技術とその応用」,平成5年度電気学会全国大会
- [7] 池原 隆士著,「HTSTベアリングで浮上支持された回転体のダイナミックス」,電子情報通信学会技報,NLP95-38,pp9-16,1995.
- [8] 田中,大橋,他「HTSTベアリングで支持されたフライホイールの三次元的基礎振動特性」,リニアドライブ研究会,LD-98-88,pp13-18,1998
- [9] 水野尊文,「Mixed- $\mu$ 方式超電導磁気軸受の電磁基礎特性」,東京大学電気工学科修士論文,2003
- [10] 伊藤弘一著,「エネルギー貯蔵システム」省エネルギーセンター,1992.
- [11] 無停電電源装置,Wikipedia
- [12] 回生ブレーキ, Wikipedia
- [13] <http://www.nedo.go.jp/activities/portal/gaiyou/p00004.html>
- [14] 久保田通彰・内山順仁・鈴木栄司・山内雄介・藤井円・中島洋:「超電導コイル利用スラスト軸受の基本特性」,第73回低温工学・超電導学会講演概要,pp.266. (2005-11)
- [15] T.Ichihara, K.Matsunaga, M.Kita, I.Hirabayashi, M.Isono, M.Hirose, K.Yoshii, K.Kurihara, O.Saito, S.Saito, M.Murakami, H.Takabayashi, M.Natsumeda, and N.Koshizuka: "Application of superconducting magnetic bearings to a 10kWh-class flywheel energy storage system", IEEE Transactions Applied Superconductivity, vol.15, no.2, pp.2245-2248, 2005.
- [16] 内山順仁・鈴木栄司・久保田通彰・山内雄介・藤井円・中島洋:「超電導フライホイール電力貯蔵システムの開発」,第73回低温工学・超電導学会講演概要,pp. 265. (2005-11)
- [17] 久保田通彰・内山順仁・鈴木栄司・山内雄介・藤井円・中島洋:「超電導コイ

ル利用スラスト軸受の基本特性」, 第73回低温工学・超電導学会講演概要, pp. 266. (2005-11)

[18] <http://www.jri.co.jp/pro-eng/jmag/index.html>

[19] <http://www.ssil.com/em/EMSolution/ja/>

[20] 亀有昭久・阿波根明: 「一様運動における定常渦電流場の解析」, 電気学会静止器, 回転器合同研究会資料, SA-03-1-6, RM-03-1-6 (2003)

## 発表文献

[1] 服部, 大崎, 久保田, 山内, 「超電導コイル利用スラスト軸受の回転損失の解析」, 電気学会半導体変換/リニアドライブ合同研究会, SPC-06-184/LD-06-86, 2006