

－ 修士論文 －

横磁束形リニア波力発電機の応答曲面法を用いた

高速最適設計とその評価

Rapid design optimization using response surface methodology
and its evaluation of transverse flux type linear wave generator

平成 26 年 2 月 6 日 提出

指導教員 古関 隆章 教授

東京大学大学院 工学系研究科

電気系工学専攻 修士課程

学籍番号 37-126500

渡辺 隆嗣

内容梗概

近年の再生可能エネルギー普及に対する要求はますます高まっており、太陽光発電や風力発電以外の新エネルギーの研究も進められるようになってきた。その中の一つに波のエネルギーを利用した波力発電が注目を集めている。波力は世界中に存在するエネルギーで高出力密度と非常に魅力的なエネルギー源である言われ、海に囲まれている日本においても活用することの意義は大きい。

波力発電システムの市場導入に向けての問題は、メンテナンスコストも含め発電の出力対コストが悪いことである。そのため発電機自体に高出力、低コスト、容易なメンテナンス性の3つが求められており、その要求を満たす発電機の設計が大事である。容易なメンテナンスの観点からギアと変換器をなくすことができるリニア発電機が適すると考えられ、高出力の観点から永久磁石を用いた同期発電機で横磁束形が適すると考えられる。

よって本研究では波力発電用の永久磁石を用いた横磁束形リニア発電機について高出力と低コストを評価値として最適設計を行う。しかしながら、リニア形の形状は多種多様に存在し、また横磁束形の構造の複雑性から最適設計に時間がかかる問題が存在する。特に横磁束形の有限要素法(FEM)を用いた解析には三次元解析が必須であり、従来は初期設計の段階から多大な時間を要する三次元過渡応答解析に比重をおいた設計を行っていた。

これらの設計の問題点を解決するため、応答曲面法と三次元静磁界解析を用いた高速最適設計法の提案を行う。横磁束形リニア発電機としてはシンプルな磁気回路を構成することができ、容易な設計が達成される形状として円筒形4極機、円筒形8極機、円筒形12極機、正方形の4つのモデルを扱い提案手法を用いた最適設計を行った。その結果から、高速最適設計法の評価を行い、三次元過渡応答解析との比較で誤差が出力の評価値で4.04%、コストの評価値で3.57%であり、その解析時間も従来手法に比べて平均で92.6%の時間を削減できたことが確認された。この結果より提案手法が発電機の初期設計として有意義で妥当性のあるものであることが分かった。

また、永久磁石を用いた横磁束形リニア発電機の実機検証を行い、試験方法を体系的にまとめた。実機の結果とFEM解析の結果、提案手法の結果を比較することで、提案手法の妥当性を実機検証からも確認することができた。

目次

第1章 序論	1
1.1. 研究背景.....	1
1.2. 研究目的.....	3
1.3. 本論の構成.....	4
第2章 波力発電の評価手法	5
2.1. 波力発電の選定.....	5
2.1.1. 波力発電手法の選択.....	5
2.1.2. 発電機形状の選択.....	8
2.1.3. 想定する波力発電システム.....	9
2.2. 横磁束形発電機の設計上の問題点.....	9
第3章 応答曲面法を利用した高速最適化設計手法	12
3.1. 波力発電の評価手法.....	12
3.2. 応答曲面法.....	12
3.3. 三次元静磁界解析を用いた数値解析高速化.....	16
3.4. 提案する高速最適設計.....	19
第4章 提案手法によるリニア発電機の設計	22
4.1. 設計における入力条件と出力条件.....	22
4.2. 円筒形リニア発電機の設計.....	24
4.2.1. 円筒形4極機モデルの設計.....	26
4.2.2. 円筒形8極機モデルの設計.....	43
4.2.3. 円筒形12極機モデルの設計.....	57
4.3. 正方形リニア発電機の設計.....	71
第5章 設計の評価	86
5.1. 高速最適設計手法の評価.....	87
5.2. 特性値から見たモデルの評価.....	91
5.3. 負荷インピーダンス特性から見たモデルの評価.....	94
5.4. 他の波力発電用発電機特性から見たモデルの評価.....	95
5.5. 最適発電機の特長.....	98
第6章 リニア発電機の実験的評価	100
6.1. 実験機とその周辺装置.....	100
6.2. 横磁束形リニア発電機の実験的評価.....	105
6.2.1. 特性試験.....	105
6.2.2. 無負荷試験.....	106
6.2.3. 負荷試験.....	109
第7章 まとめ	111
7.1. 結論.....	111
7.2. 今後の課題.....	112

第1章 序論

1.1. 研究背景

再生可能エネルギーは『エネルギー供給構造高度化法』によって「エネルギー源として永続的に利用することができる」と認められるもの」として、太陽光、風力、水力、地熱、太陽熱、大気中の熱その他の自然界に存する熱、バイオマスが規定されている[1]。近年、再生可能エネルギー実用化に向けた研究が様々な分野で進められており、2010年に発表した「産業構造ビジョン 2010 (6月3日)」、「新成長戦略 (6月18日閣議決定)」、「エネルギー基本計画 (6月18日閣議決定)」において、環境・エネルギー分野の技術開発や総合的な政策パッケージによって、我が国のトップレベルの技術を普及・促進し、世界ナンバーワンの環境・エネルギー大国を目指すこととし、その中でも再生可能エネルギー分野を主役の一つに位置付けている[2]。特に東日本大震災による福島原子力発電の事故以降、政府をはじめ実用化に向けた研究が一層進められてきた。

そのような近年の動向の一因となっているのは、太陽光発電や風力発電を中心に普及に向けて動いてきたのにも関わらず、再生可能エネルギーの普及がなかなか進まないことにある。図 1.1 に示すように一次エネルギー国内供給に占める化石エネルギーの割合で現在も 80%以上の数値を示しており、化石燃料の枯渇などを考えると再生可能エネルギーの普及を迅速に行う必要がある[3]。

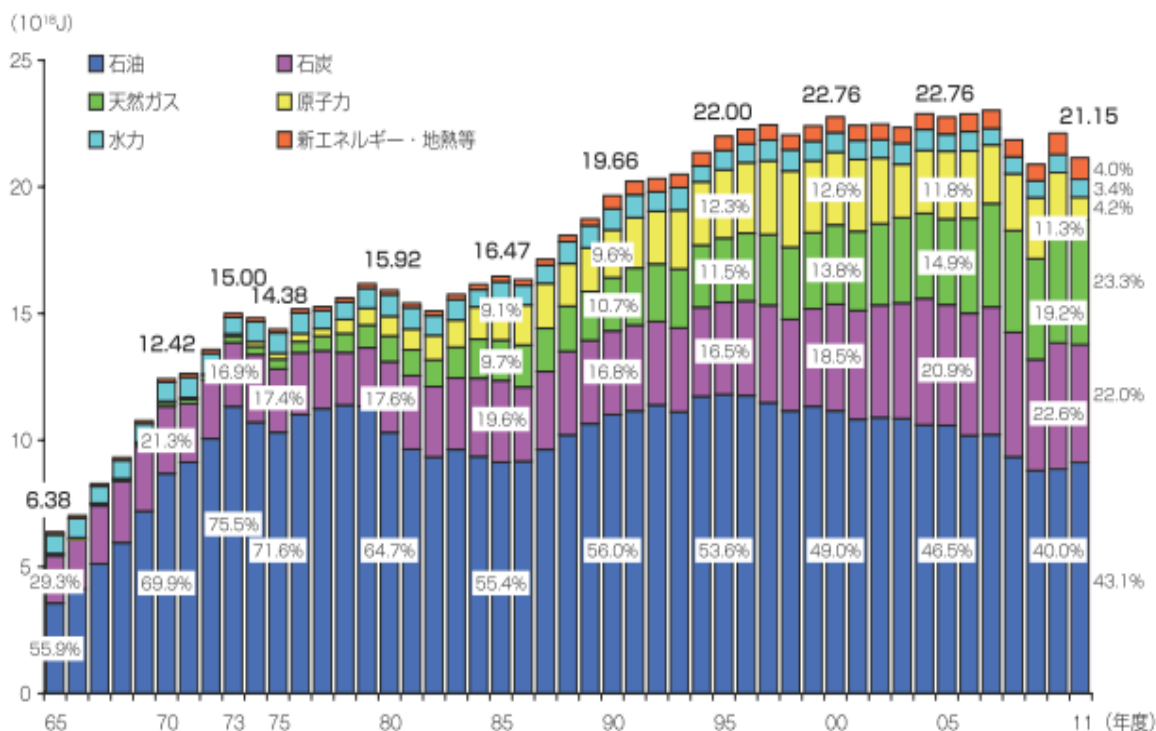


Fig. 1.1. Transition of the primary energy supply in Japan[3].

政府は再生可能エネルギー普及に向けて従来のエネルギー源のみならず、様々な新エネルギー導入に向けて取り組みを行っており、海に囲まれた日本においては海洋エネルギー利用を注目事項として取り上げ、2008年3月に、海洋基本法に基づき策定された「海洋基本計画」においては、「管轄海域に賦存し、将来のエネルギー源となる可能性のある自然エネルギーに関し、地球温暖化対策の観点からも、必要な取組や検討を進める。洋上における風力発電については、設置コストの低減、耐久性の向上のための技術的課題とともに、環境への影響を評価する手法の確立に取り組む。また、波力、潮力等による発電については、海外では実用化されている例もあるので、国際的な動向を把握しつつ、我が国の海域特性を踏まえ、その効率性、経済性向上のため基礎的な研究を進める。」として、政府として取り組む方向が示された[4]。

そのように注目エネルギー源の一つである波力は自然エネルギー中ではエネルギー密度が高く、小さな体積で大きなエネルギーを取り出すことが可能で魅力的なエネルギー源であると言われる。また、波力発電の製作コストや視覚的影響は小さく、他の発電機方式にない利点を備えている[5]。

このような波力発電における各国での研究開発のプロジェクト数は100以上と言われており様々な実証試験が行われている[6]-[8]。日本では航路標識用の発電装置や実験用として10を越える発電装置が作られている[4]。

しかしながらその多くは研究段階から抜け出せずにおり、一部実験段階のフェーズにいなながら、実用化の例は限りなくゼロに近い。その主たる原因は出力対コストで他の発電方式と比較して波力発電の優位性が担保されていないことである。現在の他の発電機との発電コスト内訳の比較したものを表1.1に示す。現在主流の原子力や火力や水力と比較しても発電コストは倍以上の値を示す。また、再生可能エネルギーでは風力発電が比較的lowコストであるのに対し、太陽光発電まではいかないが、波力は高コストであると言える。そのため、発電システムには出力を上げるか、コストを下げるかの方法によって改善する必要がある。

ここで図1.2に波力発電におけるコストの内訳を示す。コストとして主たる要因は機械系・電気系と構造体に存在しており、発電機自体に多大なコストがかかっていることがわかる。そのため、波力発電の実用化に関して、波力発電用に出力とコストを考慮した発電機を設計することが重要である。

Table 1.1. Comparison of unit cost of generator[9].

Generating method	Unit cost [¥/kWh]	Generating method	Unit cost [¥/kWh]
Wave	19~23	Solar	37~77
Offshore wind	10~13	Hydroelectric	5~11
Onshore wind	9~11	Thermal	5~17
Nuclear	6		

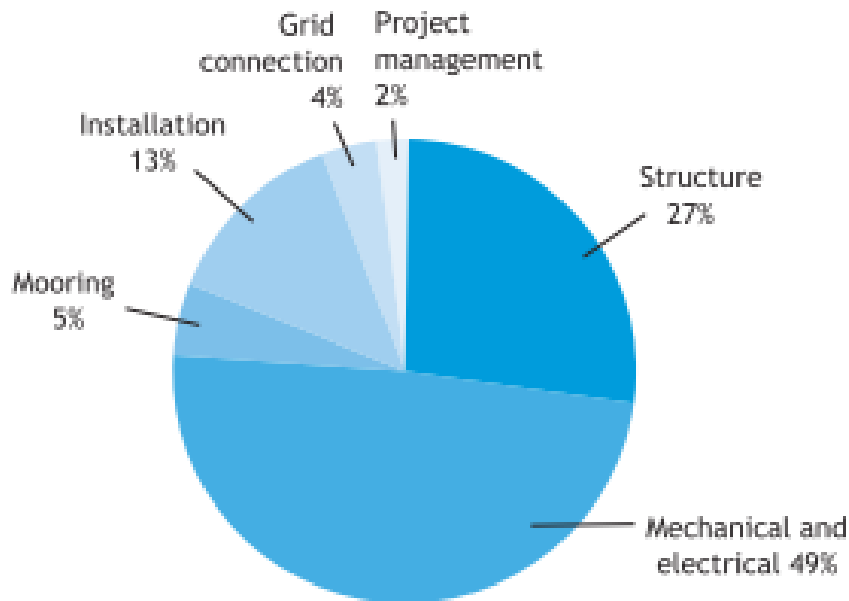


Fig. 1.2. Breakdown of capital costs for a wave farm[10].

1.2. 研究目的

波力発電の分野は研究が浅く、発電システムに合わせた発電機の形状の選択から設計に至るまで体系的な指針を示しているものは少なく、そのことが発電機の出力対コストを悪くし、実用化に向けた研究が遅れている一因と考えられる。

波力用の発電機に一般的に求められている要求は高出力、低コスト、容易なメンテナンスである。これらの要求を満たすため、波の直線軌道に対して直接駆動が可能なリニア形発電機を本論文での発電機形状として設定する。その中でも高出力に相性の良いレアアースを用いた永久磁石タイプ[11]の発電機を使用する。さらに、狭極ピッチで多極構成に向くため、低速下でも高出力化を実現できる可能性から、H. Weh. et al.[12]によって提案された横方向磁束形（Transverse Flux-type, TF）を採用した。これらの発電機形状の選択については第2章にて詳細に後述する。

この横磁束形リニア発電機を波力発電用として設計するに当たり、横磁束形の構造が複雑であることから、構造の最適設計に多くの時間を費やすことが問題となっている。さらに、リニア機は構造の自由度が比較的に高いことから、様々な構造を取ることができ、波力用として多くの発電機の形状を比較検討する必要もあり、最適構造の設計時間を短縮することの意義は大きい。

そのため、本論文では研究の目的として、リニア発電機の高速設計法の確立とその設計法による波力用リニア発電機の設計を行い、波力用リニア発電機の設計の指針を体系的にまとめることとする。

1.3. 本論の構成

本論文は、第 2 章において、波力発電用の発電機の種類と設計要件をまとめ評価手法について言及する。第 3 章では提案する高速設計法として応答曲面法を利用した高速最適設計手法を説明する。第 4 章では第 3 章で説明した高速最適設計手法によってリニア発電機の設計を円筒形の 4 極機、8 極機、12 極機のモデルと正方形のモデルにおいて設計を行う。設計によって得られた結果から第 5 章にて最適設計法の評価とそれぞれのモデルを比較しての評価を行う。第 6 章では発電機設計の実験的指針を示すため横磁束形リニア発電機の実験的評価を行う。第 7 章にて本論文の結論と今後の課題について述べて、論文の締めくくりとする。

第2章 波力発電機の選定

波力発電の研究は浅く、現在でも様々な方面からアプローチがされており、発電システムも多様である。第2章ではこのような多様なシステムの中から波力発電方式の選択を行い、そのシステムに適応する発電機的设计を行う際に生じる問題点に対して言及する。

2.1. 波力発電の選定

波のエネルギーを利用する波力発電システムは大きく分けて3種類に分類される。

- (a) 振動水柱型
- (b) 可動物体型
- (c) 越波型

このシステムの違い以外にも設置形式の観点から、装置を海面または海中に浮遊させる浮体式と、沖合または沿岸に固定設置する固定式に分けられる。さらに発電機自体の形状としては従来から広く使用されている回転機と直線駆動によって発電するリニア機が存在する。以下に順を追って説明する。

2.1.1. 波力発電手法の選択

(a) 振動水柱型

振動水柱型波力発電システムは図2.1のように装置内に空気室を設け、海面の上下動によって生じる空気室内外の圧力差により空気タービンを回転させる方式である。構造が簡素で、空気を介してエネルギー変換するため、台風などの異常波浪に対する構造物の対策を比較的採りやすく、波力発電の中では安全な形式とされている。その一方でシステムが巨大化してしまい、また空気を介して発電を行うため発電効率も悪く、コストパフォーマンスの問題が存在している。過去においては、日本もこの方式による波力発電装置の研究を積極的に行い、1965年に海上保安庁に採用された益田式航路標識用ブイは、最大出力30W～60Wと小型ながら最初に実用化された浮体式の振動水柱型装置である。

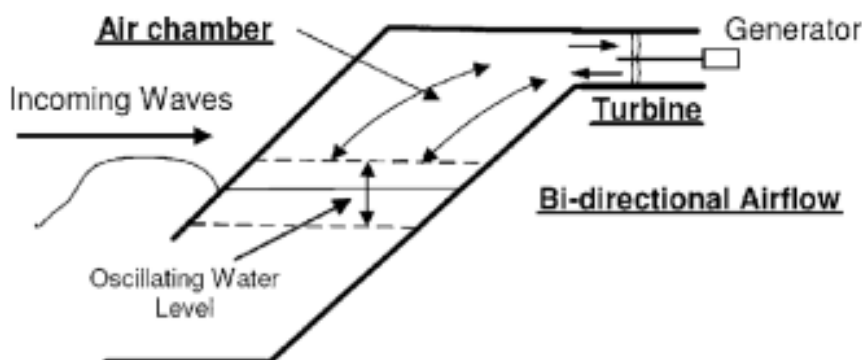
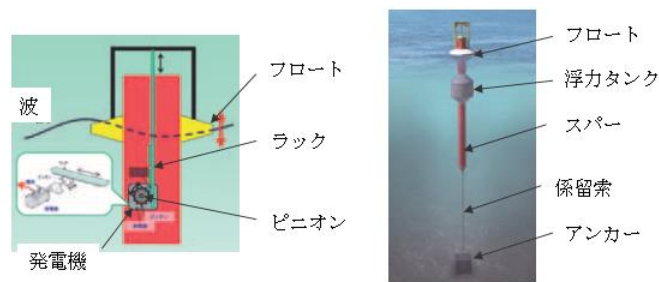


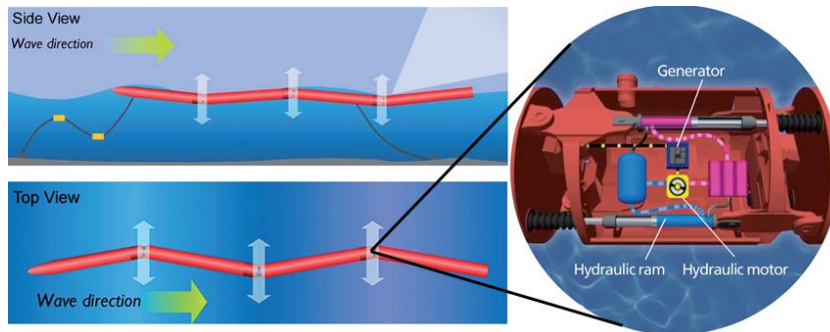
Fig. 2.1. Wave energy converter of the oscillating water column type[13].

(b) 可動物体型

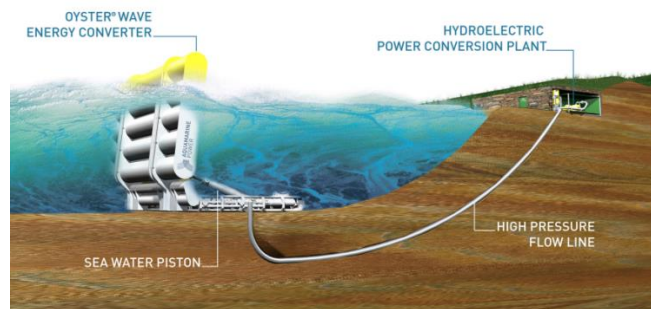
可動物体型波力発電システムは、可動物体を介して波の作用による運動を機械的エネルギーに変換して発電するシステムであり、沖合に設置される波力発電装置の主流である。さまざまな形式で研究が進められており、三井造船（株）が行っている浮遊構造物で水面や水面下の浮きを利用して波のエネルギーを吸収し、機械的エネルギーに変換する波力発電装置[14]や、Pelamis のプロジェクトで進められている波の蛇行運動を回転運動に変換して発電機を回転させる波力発電装置[15]、Oyster のプロジェクトで進められている振り子構造で波の動きによって高圧水を発生させ陸上水力発電タービンへ送り込む波力発電装置[16]などが存在する。それぞれの発電方式の簡略図を図 2.2 に示す。



(a) Mitsui engineering & shipbuilding[14].



(b) Pelamis[15].



(c) Oyster[16].

Fig. 2.2. Wave energy converter of the moving object type.

(c) 越波型

越波型波力発電システムは、図 2.3 のように波を貯水池などに越波させて貯留し、貯水面と海面との高低差を利用して海に排水する際に、タービンを回して発電する方式である。平成 21 年度 NEDO 洋上風力発電等技術研究開発（海洋エネルギー先導研究）では、越波型波力発電システムに関する東海大の提案が採択されている[2]。

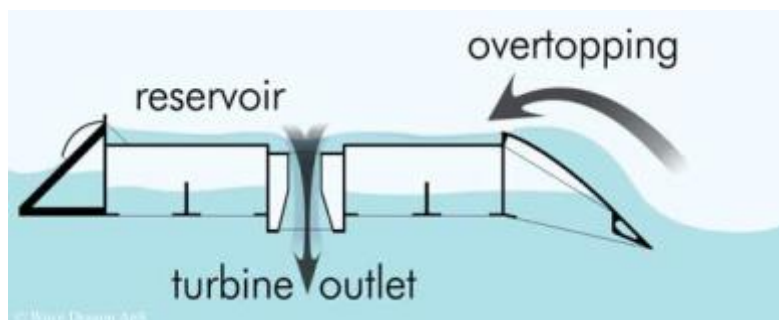


Fig. 2.3. Wave energy converter of the overtopping type[17].

このような 3 種類の波力発電システムにおいて、(a)の振動水柱型と(c)の越波型はシステムの大規模化が避けられず、設置コストが莫大になってしまう。さらに海洋生物などの環境に与える影響も大きく、設置可能場所も限定的である。一方で(b)の可動物体型は形状の自由度が大きく、特に浮遊構造物で水面や水面下の浮きを利用して波のエネルギーを吸収し、機械的エネルギーに変換する波力発電装置は装置が小型であり、システム全体のコストと環境負荷の低減が可能である。図 2.4 に示すように複数の波力発電機をグリッドに繋ぐ研究も進められ、システムとしての大出力化も期待できる[18]。

そこで本論文では浮遊構造物を使用した可動物体型による波力発電方式を採用する。

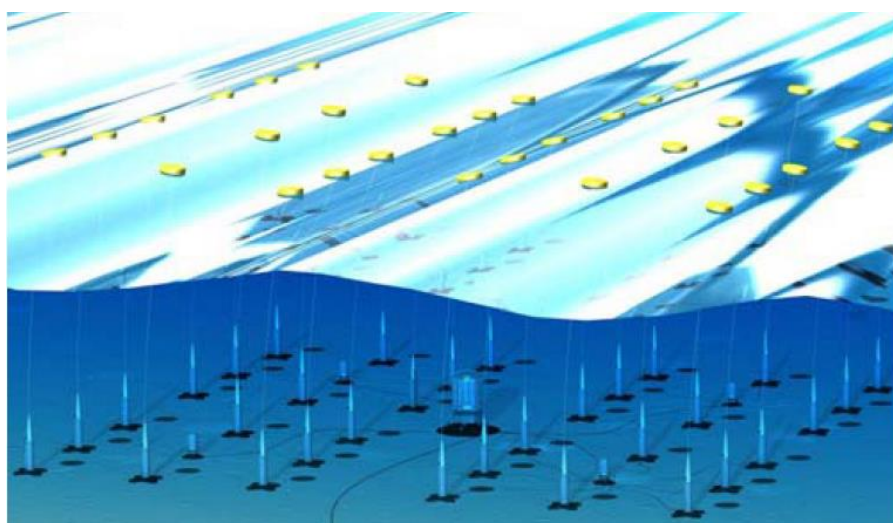
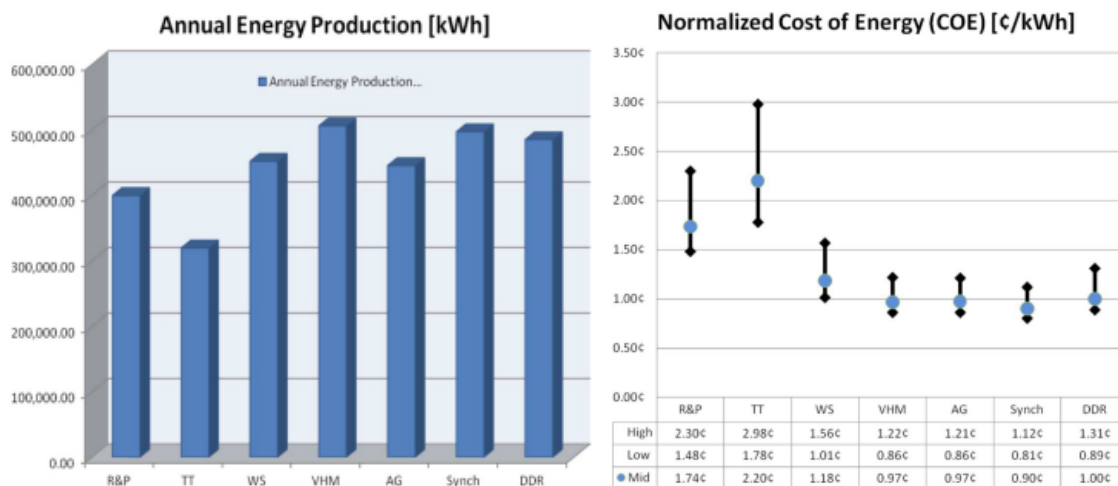


Fig. 2.4. Multi connection to grid[18].

2.1.2. 発電機形状の選択

浮体ブイ式可動物体型による波力発電方式は波の上下動に浮きが連動して動くことで発電するシステムである。波力発電機に一般的に求められている要求は高出力、低コスト、容易なメンテナンスである。これらの要求はあらゆる発電機の応用先で必要であるが、特に波力発電を考えた際、海中に設置することからメンテナンスの問題がより重要になる。発電機の形状は回転機とリニア機の2種類が存在するが、発電機の形状をリニア機として設計を行う。回転機と比較して、リニア機を使用することの一番のメリットはギアや変換機を介さず波の直線運動を発電機に伝えることができることであり、つまりは摩耗部も持つことなく直接駆動が可能であるということである[19]。これにより最もメンテナンスが必要な部分をなくすことができ、省メンテナンスになる。さらにその部分の空間を利用することができるため、より高出力な発電機的设计ができる可能性を有する。

また、[20]でも可動物体型に対する回転機とリニア機の比較検討を行っており、その結果を図2.5に示す。7つのモデルが比較されており、変換機を要する回転機を使用する発電機はR&P、TT、WSで示され、図中の左から3つである。これら3つは変換機の形状が異なる。本研究で採用する形状は永久磁石を用いたリニア同期発電機であり、図中ではSynchで示される。このSynchは回転機に比べて高出力、低コストを達成していることが分かる。このことから浮体ブイ式可動物体型においてリニア機の有用性が確認されている。



(a) Energy capture estimates.

(b) Normalized cost of energy estimates.

Fig. 2.5. Comparison of wave power conversion systems in moving object type[20].

しかしながら、デメリットとして発電機単体で見ればリニア機は回転機に比べて出力密度が低いことが挙げられており、高出力密度という要求を十分に満たしていない。もちろん実用化の観点からコストを抑えながらも高出力なリニア機の製作が大事になってくる。リニア機は様々な形状を取ることができ、設計の自由度が高く、発電方式からは同期型や

リラクタンス型、形状からは片面式、両面式、円筒形などが選択でき、それに伴い材料も様々なものが用いられている。その中でも高出力に相性の良いレアアースを用いた永久磁石を用いた同期発電機が注目を集めている。これは近年、希少金属の一部である希土類元素を利用した高エネルギー積を持つネオジム磁石が開発／実用化されたことによるところが大きい。これらの理由から永久磁石を用いた同期発電機を選定した。さらに、その中でも狭極ピッチで多極構成に向くため、低速下でも高出力化を実現できる可能性から横方向磁束形 (Transverse Flux-type, TF) を採用した。

2.1.3. 想定する波力発電システム

以上の議論を踏まえ発電機設計を行う際に想定する波力発電システムは、浮きを使った可動物体型で、複数の可動物体型発電機をグリッドに繋ぐ形式とする。そして、発電機自体の構造は横磁束形リニア発電機とする。

これらの条件において1つの発電機における出力値を 30kW として定める。

2.2. 横磁束形発電機の設計上の問題点

ドイツの Prof. Weh Herbert によって提案された横方向磁束モータ[12]とは、図 2.6 のように磁束が進行方向に対して横方向に流れるモータのことである。電機子巻線は回転子の外縁部を巻くような形状になっており、その巻線を挟むように電機子コアが配置されている。また、隣接する電機子は電気角で 360deg ずれるように配置されている。巻線に電流を流すと電機子コア内に交流磁束が誘起され、コアの直下にある磁石が発する磁束と吸引・反発を繰り返すことにより回転子を駆動するための推力が発生する。このモータは、従来の縦方向磁束モータに比べ、磁石巻線を巻く空間 (電気回路) と磁束が流れる空間 (磁気回路) が互いに独立に存在しているため、設計の自由度が高い。つまり、極数やポールピッチを自由に調整できるため、限られている進行方向のスペースで極数を増やしてポールピッチを短くすることにより大推力密度を得ることができる。しかし、力率が低いことと構造が複雑で三次元的な磁束の流れに合う積層形構造が困難であることが主な解決課題として挙げられている[21]。

この横磁束形モータが提案されてから、現在に至るまで研究が行われ改良が進んでいる。当研究室でも研究を進めており、図 2.7.に示す回転機用の電機子コアを用いた横磁束形円筒形リニアモータの設計などが進められてきた[22]。図 2.7(a)は横磁束形円筒形リニアモータの全体図であり、両端で固定されたステンレスパイプの中に界磁側ユニットが入っている固定子と非磁性体の箱に電機子側ユニットが入っている可動子で構成される。図 2.6.(a)の赤点線で切った断面図が図 2.7(b)である。1 個の電機子-界磁ユニットでは、永久磁石から出た磁束が電機子極を通過してコアのなかで均等に分かれ、隣の電機子ティースから戻ってくることで 1 個の磁気回路を構成する。このような磁気回路が永久磁石の数と同じ 6 個存在し、進行方向に対して垂直に磁束を形成しており、横磁束形の構造をしている。

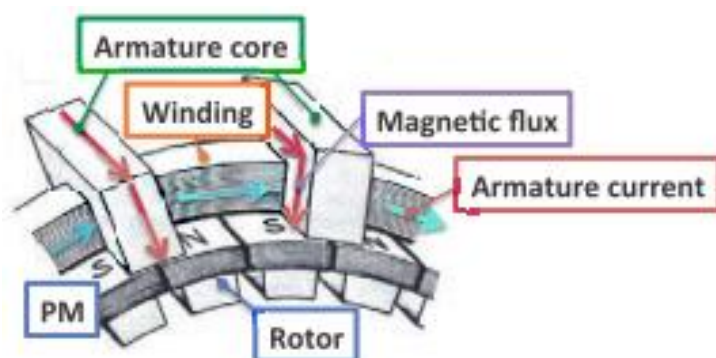


Fig. 2.6. Structure of TFM proposed by H. Weh [12].

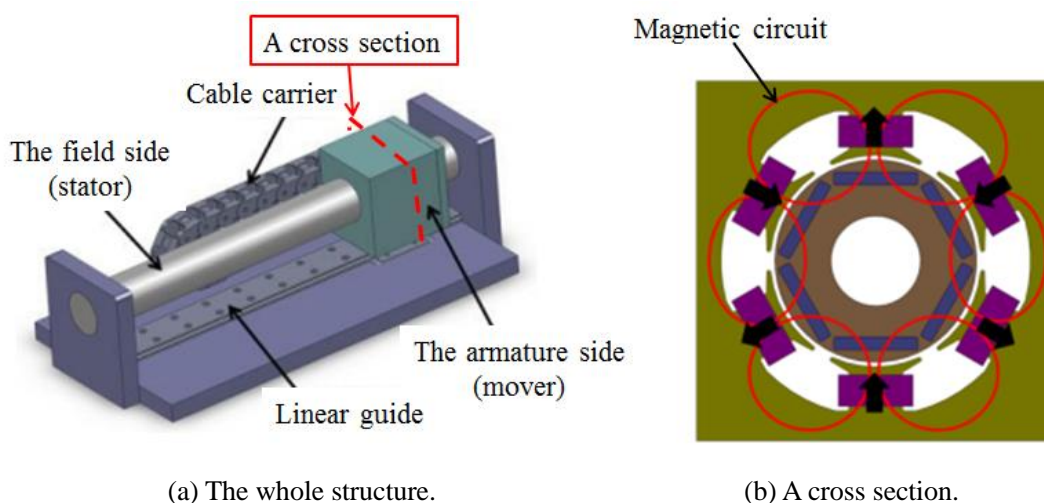


Fig. 2.7. Fundamental configuration of three-phase units of the proposed model[22].

横磁束形モータを高出力波力発電機に応用するにあたり、上記のようにシンプルな磁気回路を構成しても、メインとなる磁路に垂直に駆動するため、漏れ磁束が三次元状に構成されることは避けられない。設計においては、一般的に数値解析に重みを置いた設計を行っており、横磁束形モデルの解析には三次元の磁界解析を行う必要がある。従来は一番精度が高く、詳細な解析が可能な三次元過渡応答解析をすることで設計していたが、横磁束形モデルの構造の複雑さも加わり解析に要する時間は非常に大きく、初期設計において三次元過渡応答解析に重きを置くことは利にかなっていない。そこで、磁気回路法による最適点の見積もりを行う研究[23]も成されてきたが、三次元状に構成される漏れ磁束を正確に磁気回路で表現することは難しく多大な労力を必要とする上に、その精度も良くない。

特に、波力発電のような研究の浅い分野での応用を考える際、様々なリア発電機の形状を高速で簡単にかつ高精度で最適設計し比較検討することは大きな意味を持つ。また、波力発電における研究では高出力かつ低コストが発電機にとって重要な評価値であるにも関わらず、その大多数の研究では出力のみを評価値として扱って設計を行っている。

以上の点から横磁束形リア発電機を波力用として設計する際、問題点として以下の 2 点が挙げられ、これら 2 点の問題を解決できる設計論の構築が必要である。

・問題点

- 1) 漏れ磁束を含め三次元状の磁気回路が構成され、かつ構造が複雑であることから、三次元過渡応答解析に重きをおいた解析をする必要があり、設計に多大な力と時間がかかる。
- 2) 波力発電機として出力とコストの両方を評価値として考慮できていない。

第3章 応答曲面法を利用した高速最適設計手法

この章では、複雑な構造のモデルであっても対応でき、かつ三次元状のモデルを考慮できる設計手法として、応答曲面法を利用した高速最適設計手法を提案する。はじめに最適設計を行う際に必要となる、最適化の評価関数について説明を行う。次に提案手法の主たる要素である応答曲面法について説明する。また、三次元状の磁気回路を持つ構造を考慮しながら、三次元静磁界解析を用いて短い解析時間で発電機の出力値を見積もる方法を示す。最後にこれらの手法を組み合わせた、提案する高速最適設計の全体像についての説明を行う。

3.1. 波力発電の評価手法

リニア機を採用したことにより、波力発電機に対する3つの要求のうち、容易なメンテナンス性については大幅に改善されることが期待できる。そこで、今後の議論においては発電機の出力対コストをいかに良い値にするかに的を絞り、最適設計を行うこととする。つまり、出力とコストに関する評価指標が今後の最適設計において重要となる。

横磁束形のリニア機は駆動直線上にユニットを並べることで比例して出力を大きくすることができるが、体格が大きくなり、コストも増大する。そこで、リニア形発電機の比較のための出力とコストの特性値として、ある体積当たりの出力で考えることが重要となる。よって出力値の評価としては式(3.1)で定義される出力密度を評価関数として用いる。

$$\text{出力密度}[\text{kW}/\text{m}^3] = \frac{1 \text{ ユニット当たりの出力}}{1 \text{ ユニットの総体積}} \quad (3.1)$$

コストに対する評価は永久磁石のコストが他の部材に対して約10~20倍であり非常に高価であることから、永久磁石量を評価値に入れることが重要であり、式(3.2)で定義されるコスト出力を評価関数として用いる。

$$\text{コスト出力}[\text{MW}/\text{m}^3] = \frac{1 \text{ ユニット当たりの出力}}{1 \text{ ユニットで使用する永久磁石の総体積}} \quad (3.2)$$

最終的にこれら2つの評価関数からモデルを評価し、最適な形状を作成しなければならないが、その評価として畳み込み関数Dで評価することとする。この関数Dは出力密度とコスト出力をそれぞれ正規化し、出力密度対コスト出力を1:3の割合で畳み込むことで得られる。コスト出力に重きを置いているのは、実用化の観点からコストの方がより重要となってくることに起因している。

3.2. 応答曲面法

応答曲面法はシステムから観測されたデータに基づいて統計的近似法を介して、設計変数と目的変数の応答の関係性を評価し、モデルを構築する手法である[24]。応答は一般に実際の実験やコンピュータシミュレーションから得られる。本論文ではコンピュータシミュレーションによる数値解析から応答を観測し、応答曲面法によってモデルの寸法である設

計変数を決定する。

応答曲面とは式(3.3)に表したように k 個の予測変数因子 x_i から予測される応答 y の関係式を近似したものである。

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_k) + \varepsilon \quad (3.3)$$

ここで ε はランダム誤差と呼ばれる。本論文の場合、発電機を設計する際の変数の数が k であり、その変数の値が x_i となる。そして 2 章で特性値として設定した出力密度とコスト出力が y となる。

一般に関数 f は未知かつ複雑であり、取り扱いが難しいため、その取り扱いを簡単にするため多項式が多く用いられている。多くの場合一次多項式か二次多項式が用いられるが、今回は複数の変数因子が影響し合う交互作用を考慮するため二次多項式を用いる。この交互作用を考慮することにより、複数の変数値を同時に扱う場合でも高精度な応答曲面を作成することができる。また、二次多項式への近似は最小二乗法を用いて、式(3.4)で表される。

$$y = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} x_i^2 + \sum_{i<j} \beta_{ij} x_i x_j + \varepsilon \quad (3.4)$$

回帰式の係数 β の推定に用いる実験点の組の総数を n 、変数（変換後の変数）の数を k とすると線形回帰モデルは行列表示で式(3.5)になる。

$$y = X\beta + \varepsilon \quad (3.5)$$

X は設計変数の水準の行列であり、 β は回帰係数のベクトルであり、 ε はランダム誤差のベクトルである。ランダム誤差の二乗和を最小化することから最小二乗関数 L は式(3.6)になる。

$$L = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \varepsilon^T \varepsilon = (y - X\beta)^T (y - X\beta) \quad (3.6)$$

ε^T は ε の転置行列である。未知ベクトルの β の推定ベクトル β' は式(3.7)を満たす必要がある。

$$\left. \frac{\partial L}{\partial \beta} \right|_{\beta'} = -2X^T y + 2X^T X \beta' = 0 \quad (3.7)$$

それゆえ、推定ベクトル β' は式(3.8)で書かれ、近似応答 y' は式(3.9)で与えられる。

$$\beta' = (X^T X)^{-1} X^T y \quad (3.8)$$

$$y' = X \beta' \quad (3.9)$$

このように応答曲面を作成するにあたって、実験点の組み合わせを決める必要がある。実験点の組の総数 n の数をできるだけ少なくしながらも、正確な応答曲面を作成する手法として実験計画法[25]というものが存在する。実験計画法には様々な手法が存在し実験を行うあらゆる分野で使われている。様々な存在する手法の中で、応答曲面を作成することに適した実験計画は 3 水準系や D-最適計画などが存在するが、本報告では、少ない実験回数で適切な応答曲面を作成することのできる中心複合計画(Central Composite Design; CCD)を用

いた。CCD は二次の応答曲面を作成する際に幅広く用いられている[26]。

CCD は 2 水準全因計画と $2k$ 軸上の距離 α の点からなる。 $\alpha > 1$ の場合は先に指定した水準の範囲を超えて実験することを要求している。機械設計において 2 水準全因計画は設定したパラメータの最大値と最小値の組み合わせ全てについてシミュレーションすることと同義である。設定したパラメータの範囲が正しくない場合を考慮し、 $\alpha > 1$ に設定することで設定パラメータの範囲外に最適点が存在する場合も推定することができる。

図 3.1 は $k=2$ の時の CCD であり、パラメータ x を $10 \leq x \leq 20$ とし、パラメータ y を $10 \leq y \leq 30$ とした例について示されたものである。この時、赤点で示された部分はこのパラメータの範囲値で決定され、2 水準全因計画と同じ点となる。青点で示された部分は中心からの距離 α によって決定され今回 $\alpha=1.5$ の例を示す。この赤点と青点の部分の実験を行うことが CCD である。

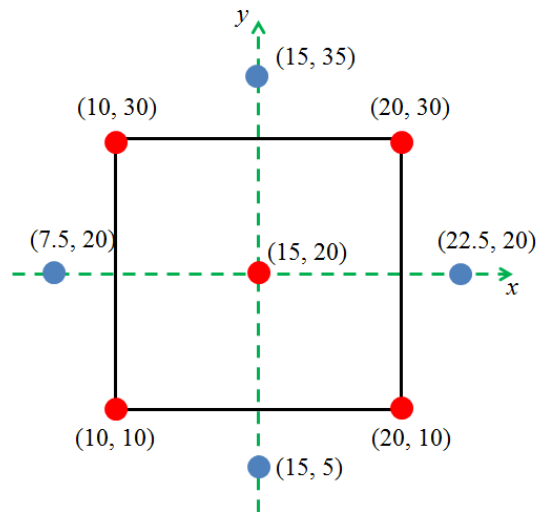


Fig. 3.1. Central composite design for $k=2$ and $\alpha=1.5$.

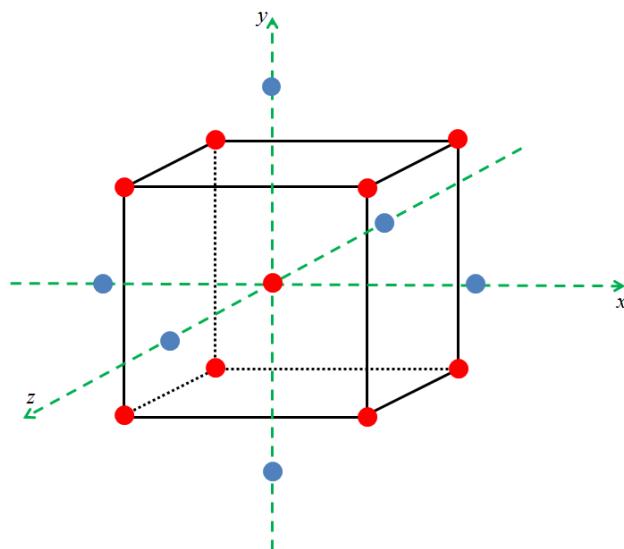


Fig. 3.2. Central composite design for $k=3$.

図 3.2 は $k=3$ の時の CCD であり、 $k=2$ の時と同様に扱うことができる。 k の値が増えたことによって z 軸が追加されたこと以外は赤点の選び方、青点の選び方も同様にパラメータの範囲と α の値によって選択される。そして赤点と青点の部分で実験が行われる。これは k の値がさらに増えても同様である。

これらの実験によって作られた応答曲面の妥当性を評価する必要がある。近似式によって得られた応答曲面の誤差が範囲内にあるかを確かめる手法として一般的に統計的な方法が選択される[25]。 N を実験の総数として、応答 y の平均まわりの変動を表す偏差の平方和 SST は式(3.10)で表される。

$$SST = \sum_{u=1}^N (Y_u - \bar{Y})^2 \quad (3.10)$$

SST は二つの要素に分割することができ、近似曲線作成の回帰による平方和(SSR)と誤差による平方和(SSE)である。SSR は式(3.11)で表され、SSE は式(3.12)で表される。

$$SSR = \sum_{u=1}^N (Y'_u - \bar{Y})^2 \quad (3.11)$$

$$SSE = \sum_{u=1}^N (Y_u - Y'_u)^2 \quad (3.12)$$

回帰モデルが適切かを判定する決定整数 R^2 は式(3.13)で定義される。

$$R^2 = \frac{SSR}{SST} \quad (3.13)$$

R^2 は SSE が少なければ 1 に近づき、SSE が大きければ 0 に近づく。一般的には 1 に近づくほど良い値となるが、変数を多くすることで R^2 が小さくなるので一概には良いとは言えない。そこで、回帰モデルの良否の比較のために、単位自由度あたりの残差を比較する必要があり、一般には自由度調整済み決定係数が使用され式(3.14)で表される。

$$R_A^2 = 1 - \frac{SSE / (N - k)}{SST / (N - 1)} \quad (3.14)$$

この R^2 と R_A^2 が評価指数として扱われるが、もしこの 2 つの評価指数の値が悪い時は予測最適点周りの実験を行い、評価指数の値を基準値以上にする必要がある。図 3.1.で最適点が (18, 27) と予測された場合、第 1 象限で実験数を増やすことで評価指数の値が改善される。

3.3. 三次元静磁界解析を用いた数値解析高速化

横磁束形のモデルを扱っている場合、進行方向と直交する向きに磁束が流れてしまうため、一般的に数値解析を行う際、三次元状の構造を考える必要がある。メインとなる磁気回路が三次元状に構成されている横磁束形のモデルでは二次元の数値解析を行うことができないことは当然であるが、メインとなる磁気回路が三次元状に形成されないとしても、漏れ磁束が三次元状に形成されるため、二次元解析では解析の誤差が非常に大きくなってしまふ。また数値解析に頼らない手法として、従来の磁気回路ベースの簡易設計手法だと磁気回路の構成が複雑になり、正確に漏れ磁束の磁路を予測することは難しく、この手法でも誤差も大きくなる。

このような観点から横磁束形のモデルを解析する際には、一般的に三次元数値解析を用いる。三次元解析には三次元過渡応答解析と三次元静磁界解析がある。三次元過渡応答解析は図 3.3 のように三次元状のモデルの可動子を実際に動かし、過渡現象を含めて解析を行う手法であり、現実の実機との誤差が一番小さくなる解析である。そのため、最終的な精密設計では基本的にこの解析を行うこととなる。しかしながら、解析には非常に長い時間を必要とし、初期設計からこの手法を用いることは望ましくない。

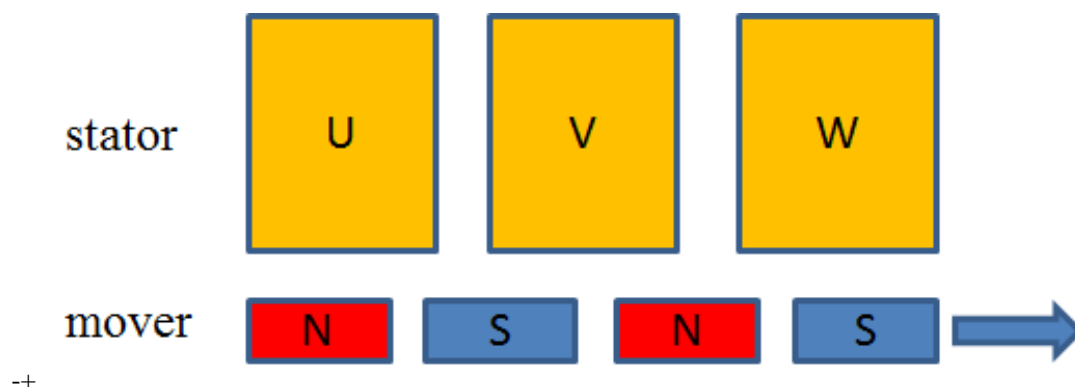


Fig. 3.3. Three dimensional transient response analysis.

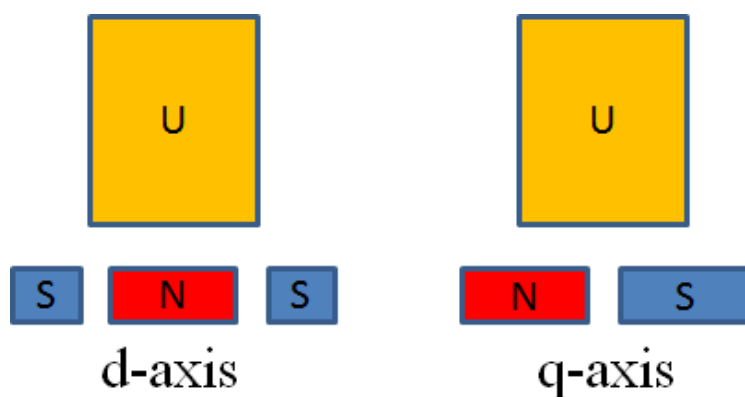


Fig. 3.4. Three dimensional static analysis.

一方で三次元静磁界解析は過渡応答解析とは異なり、可動子がある位置に定在している状態を解析する。つまり、ある 1 点のみの解析で、磁束の流れなどは解析できるが出力値などは解析することができない。三次元解析はインダクタンス値を求める際や、磁束の流れや磁束密度を観測する際に用いられてきた。特に、突極形モデルを扱う場合には、d 軸インダクタンス値と q 軸インダクタンス値は異なり、正確なインダクタンス値を求めるには三次元静磁界解析でインダクタンス値を求める必要がある。

そこで以下に三次元静磁界解析ベースで図 3.4 のように d 軸下と q 軸下における解析により、界磁側磁束 ϕ_f と d 軸磁束 ϕ_d と q 軸磁束 ϕ_q から dq 軸インダクタンス値を求めることで発電機の出力値を見積もることを提案する。以下の計算では一相における出力を算定し、三相における出力は算出した出力に 3 倍することで求まることに注意していただきたい。それぞれインダクタンス値はコイルの巻数 N と電流 I より式(3.15)と式(3.16)で表される。

$$L_d = N \frac{\phi_d - \phi_f}{I} \quad (3.15)$$

$$L_q = N \frac{\phi_q}{I} \quad (3.16)$$

また進行方向に対してティースに流れる界磁側磁束 $\phi(t)$ を式(3.17)で表すと、無負荷誘起電圧 $e(t)$ は式(3.18)、その実効値 E_f は式(3.19)で表される。

$$\phi(t) = \phi_f \cos \omega t \quad (3.17)$$

$$e(t) = N\omega\phi_f \sin \omega t \quad (3.18)$$

$$E_f = \frac{\omega N \phi_f}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

ただし式中の ω は駆動角速度とする。

このとき、突極形の発電機のフェーザ図は図 3.5 のように表される。また突極形の発電機の等価回路図を図 3.6 に示す。出力電圧 V_{out} の d 軸成分を V_d として、q 軸成分を V_q とすると、図 3.5 より、式(3.20)と式(3.21)が得られる。

$$V_d = I_q X_q - I_d r_a \quad (3.20)$$

$$V_q = E_f - I_d (X_d - X_q) - I_d X_d - I_q r_a \quad (3.21)$$

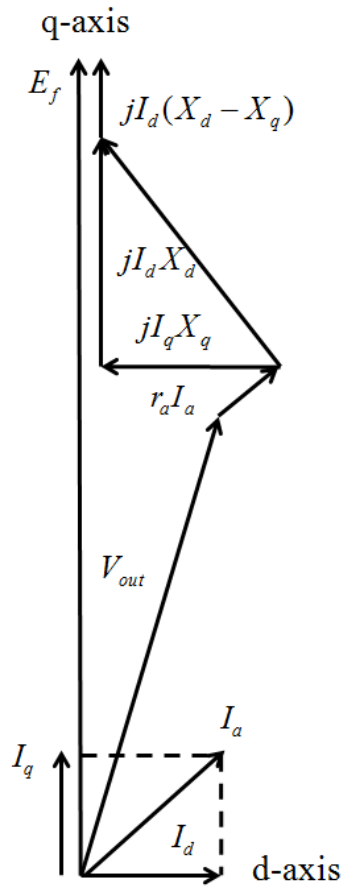


Fig. 3.5. Phasor diagrams for generator operation.

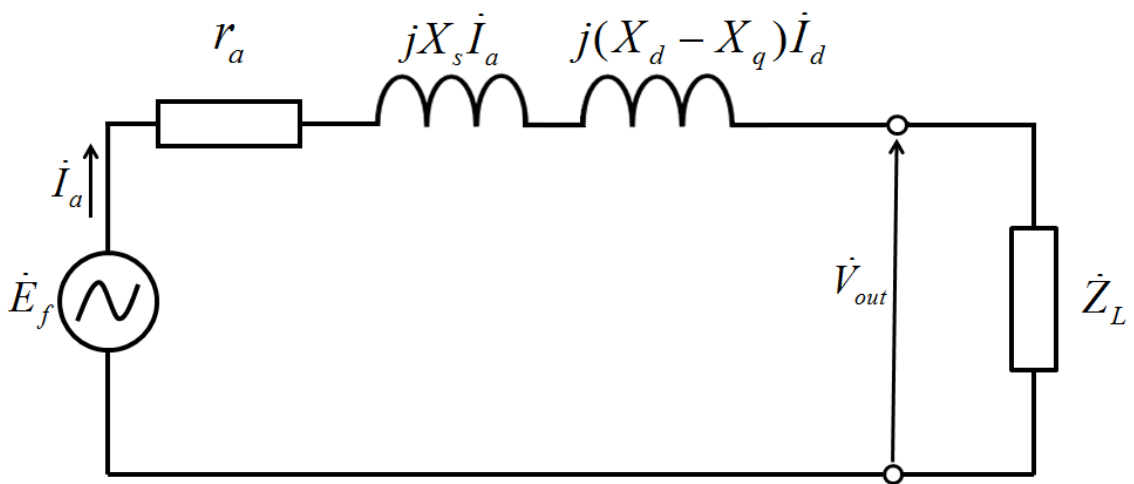


Fig. 3.6. Equivalent circuit for salient-pole type generator operation.

図 3.6 の回路図において、負荷 Z_L は抵抗とインダクタ、キャパシタを分離して式(3.22)のように表すことができる。

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (3.22)$$

このように負荷条件を設定した際に、負荷からみて出力電圧 V_d と V_q は式(3.23)と式(3.24)で表される。

$$V_d = I_d R_L - I_q X_L \quad (3.23)$$

$$V_q = I_q R_L + I_d X_L \quad (3.24)$$

これらの式より、d 軸電流と q 軸電流はそれぞれ式(3.25)、式 (3.26)で表される。

$$I_d = \frac{(X_q + X_L)E_f}{(X_q + X_L)(2X_d - X_q + X_L) + (R_L + r_a)^2} \quad (3.25)$$

$$I_q = \frac{(R_L + r_a)E_f}{(X_q + X_L)(2X_d - X_q + X_L) + (R_L + r_a)^2} \quad (3.26)$$

出力は $V_{out} \times I_a$ で表されるので有効電力 P と無効電力 Q は式(3.27)と式(3.28)で表される。

$$P = E_f I_q - 2I_d I_q (X_d - X_q) - r_a I_a^2 \quad (3.27)$$

$$Q = E_f I_d - 2I_d (I_d X_d + I_q r_a) - X_q I_a^2 \quad (3.28)$$

以上の計算により、d 軸下と q 軸下における三次元静磁界解析から発電機の出力値を推定することが可能である。

3.4. 提案する高速最適設計

図 3.7 に提案する高速最適設計の設計プロセスを示す。

最初のステップとして発電機の外的条件と特性値を決定する。特に特性値は最終的な評価関数である応答曲面を形成する関数となるので発電機の使用用途によって、しっかりと決める必要がある。その条件下でモデルの形状を決定する。

次のステップは、決定されたモデルの形状において変数値となるパラメータを決定することと、その変数値の範囲を決定する。変数値のパラメータはその変動に応じて目的関数が単峰性の関数となるように決定する必要があるため、主に電気装荷と磁気装荷に関するところでトレードオフが生じるパラメータを選択する。

その後、実験計画法 CCD によってパラメータの値の候補が選択され、実験テーブルが作成される。CCD によって少ない実験数での評価で正確な応答曲面を作成することができ、

設計時間を短くすることができる。

その作成された実験テーブルに応じて、それぞれ実験を行う。これは発電機設計において数値解析を行い、発電機の出力を導出することと同等である。この時、三次元静磁界解析を用いることで、少ない解析時間で発電機の出力値を算出することができる。また、その出力値から特性値を導出する。

その特性値から応答曲面が作成される。複数の変数値に対して交互作用を考慮しつつ同時に特性値を評価できるため、従来のように変数を 1 つ決めて最適点を探索する方法に比べて、正確でかつ時短で最適点を探索することができる。

作成された応答曲面から、凸部、または凹部を読み取ることで最適点を見つけ出すことができる。特性値が複数あり、応答曲面も複数生成される場合には、それぞれの重み付けを決定してあげることで、同様に最適点を探索することができる。

そして、得られた最適点が正しいかのチェックとして 3.2 章の式(3.13)と式(3.14)で与えられた評価関数の値より判断する。もし値が良い値を示さない場合は CCD で得られた実験に加えて、予測された最適点近傍のパラメータを実験テーブルに載せる。その後、同様に実験を行い、評価関数の値が良い値を示すまで繰り返す。評価関数の値が良い値を示したら、その点を最適点としモデルのパラメータが決定される。

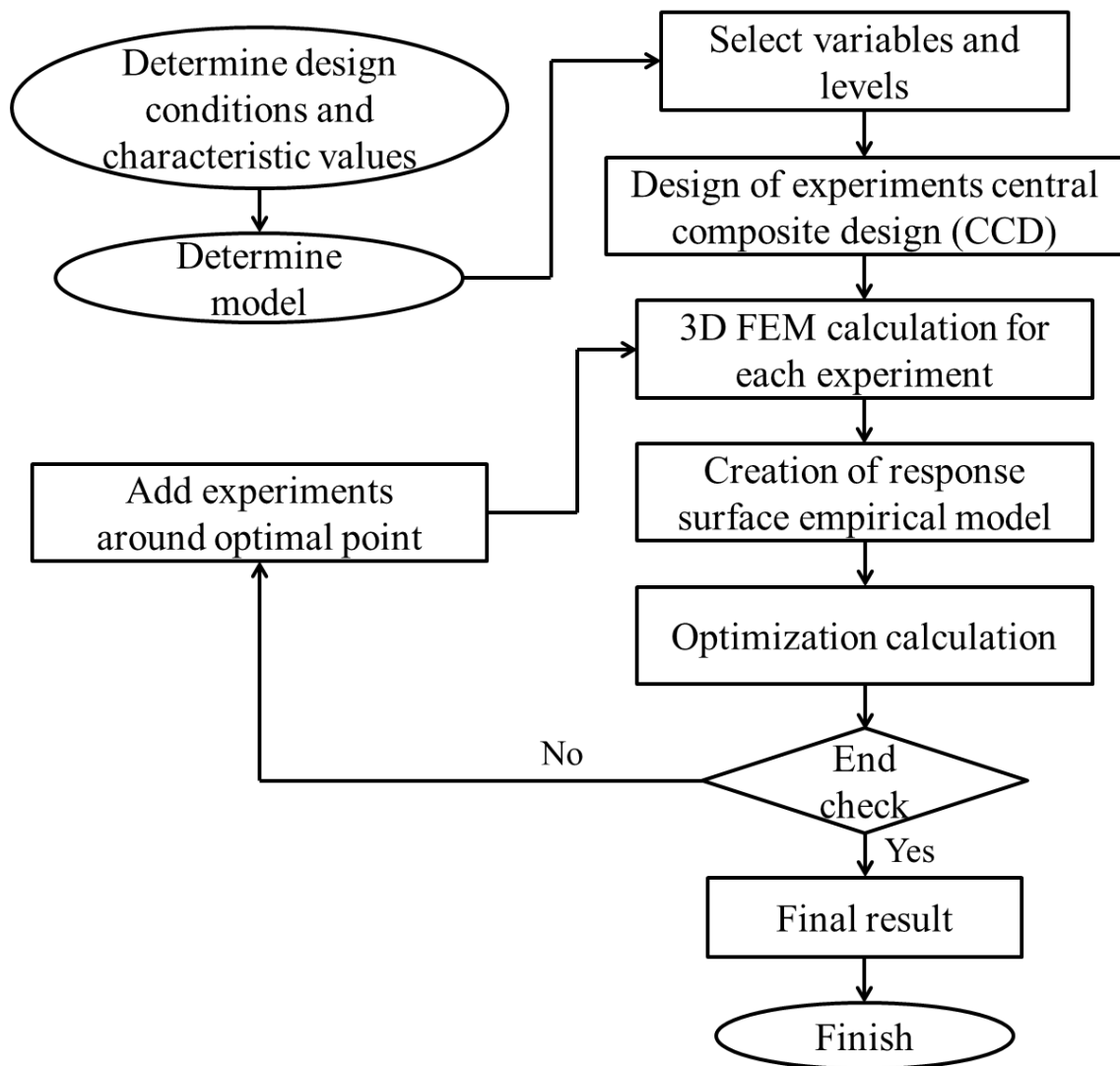


Fig. 3.7. Flowchart of the proposed rapid design process.

第4章 提案手法によるリニア発電機的设计

この章では第3章にて提案を行った高速最適设计の手法を用いて、波力発電の応用に向けた永久磁石を用いた横磁束形リニア発電機的设计を4つのモデルについて行う。4つのモデルは第2章で論じたように、波力発電用のリニア発電機として高出力密度を達成する必要があるため、界磁側に永久磁石を用いて、かつ横磁束形の構造を持つ。具体的には、円筒形4極機、円筒形8極機、円筒形12極機、正方形の4つのモデルについての最適设计を行う。最適设计の解析に関して、本研究では三次元のFEMによる数値解析としてJMAG-Designer 10.4.3hという電磁界解析ツール[27]を用いて提案モデルの设计与性能評価を行う。

4.1. 设计における入力条件と出力条件

入力条件として波力の条件を決める必要がある。波力発電に適している日本近海における平均的な波力を入力とする。波力の条件としては波の上下動する速度と波の高さの2つが存在する。この波力の条件を表4.1に示す。

Table 4.1. Input condition.

Item	Wave condition
Wave speed	1m/s
Wave height	1.5m

出力条件として、負荷を設定する必要がある。負荷条件は以下の3種類想定する。全てのモデルで3つの負荷条件での検討を行うため、計12種類の最適设计を行うこととなる。

a)10Ω 抵抗負荷

図4.1に示すように負荷として抵抗のみを設置する。その時、全てのモデルで10Ωの一定値の負荷を設定し、解析を行う。

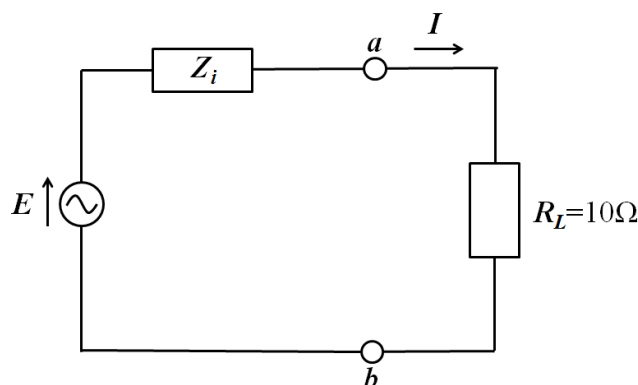


Fig. 4.1. 10Ω resistance load.

b)インピーダンス整合を行った抵抗負荷

発電機からの伝送電力が一番高くなる条件は発電機内部に存在するインダクタンスと内部抵抗による内部インピーダンスと負荷側のインピーダンスが同じ値を取ったときである。ここではインピーダンス整合を抵抗負荷のみで取ることとし、その時の回路図を図 4.2 に示し、負荷条件式を式(4.1)に示す。

$$Z_i = R_L \quad (4.1)$$

モデルの寸法が変化することでコイルの領域が変化する。つまりコイルの巻き数と形状が変化するため、抵抗値とインダクタンス値も変化する、その結果内部インピーダンス Z_i の値も変化する。インピーダンス整合を行う際には、それぞれのモデルに応じて式(4.1)の条件で R_L の値を設定して解析をすることになる。

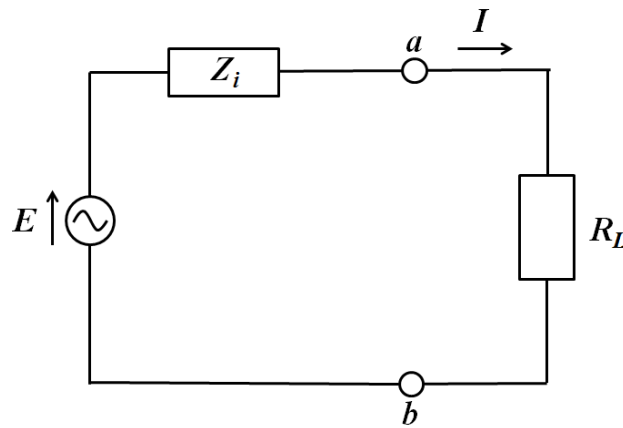


Fig. 4.2. Impedance matching circuit.

c)インピーダンス整合と力率調整を行った負荷

負荷インピーダンスを抵抗とキャパシタを並列にしたものとするこで、インピーダンス整合を取りつつ、力率調整をすることができる。力率調整は回路としての力率が 1 となるような値とする。その時の、回路図は図 4.3 のようになる。インピーダンス整合の条件式は式(4.2)で表され、発電機側のインピーダンスと負荷側のインピーダンスが複素共役を取る形となる。発電機側のインピーダンスを $Z_i = j\omega L + r_a$ のとする時、負荷側の抵抗とキャパシタは式(4.3)と式(4.4)で表される。

$$Z_i = \bar{Z}_L \quad (4.2)$$

$$R_L = \frac{r_a^2 + \omega^2 L^2}{r_a} \quad (4.3)$$

$$C_L = \frac{L}{r_a^2 + \omega^2 L^2} \quad (4.4)$$

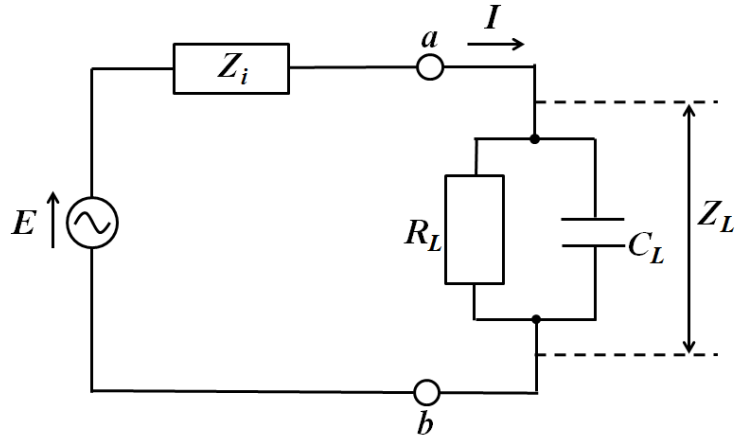


Fig. 4.3. Impedance matching and power factor adjustment circuit.

4.2. 円筒形リニア発電機的设计

ここでは[22]で示された回転機用の汎用形電機子コアを用いた円筒形リニアモータを波力発電用円筒形リニア発電機として応用することを目的に高出力密度と低コストの両特性値についての最適設計を行う。

一般的な回転式モータは、図 4.4(a)のように電機子側の極数と界磁側の極数が同じではないため、界磁側は回転するのに対して、図 4.4(b)のように電機子側の極数と界磁側の極数が同じになると、磁氣的に安定される状態になるため、界磁側は回転せず安定な状態を保ちながら止まってしまう。この安定な状態で、図の紙面に垂直な方向(z 軸方向)の並進力を発生させ、横方向磁束 PMLSM として機能させるのが基本的な原理である。電磁鋼板で積層された回転機汎用形の電機子鉄心を用いることで量産性と低コストを達成している。このモデルは横磁束形の形状を取りながら二次元のシンプルな磁気回路を構成した横磁束形モータであり、積層構造とも相性が良く、解析も比較的容易に行うことが可能である。しかしながら、漏れ磁束の磁路は三次元状に構成され、三次元解析による詳細な設計が必要である。

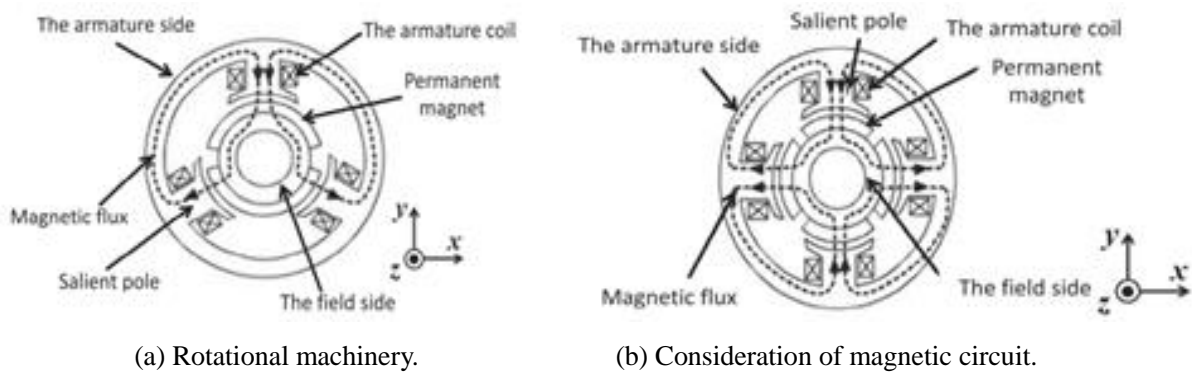


Fig. 4.4. The principle of transverse flux type machinery using armature cores for rotary machinery.

今回の設計に関して、固定値として設定した条件は図 4.5 と表 4.2 で表される。電機子外形はプロトタイプ版として、実機で検証されている Powerbuoy 社モデル[8]の大きさの約 1/4 分のサイズの 275mm×275mm とした。エアギャップ長とコイルの直径は、電機子外径より得られたサイズにおいて一般的な値として両方とも 1mm とした。コイルの直径を 1mm と設定したことから、図 4.5 に示されたようにコイルを巻くことのできる領域に段違いとなるように敷き詰めることでコイルの巻き数が決定される。最適設計ではコイル部の領域が決定された後に自動的に巻き数が決定される。

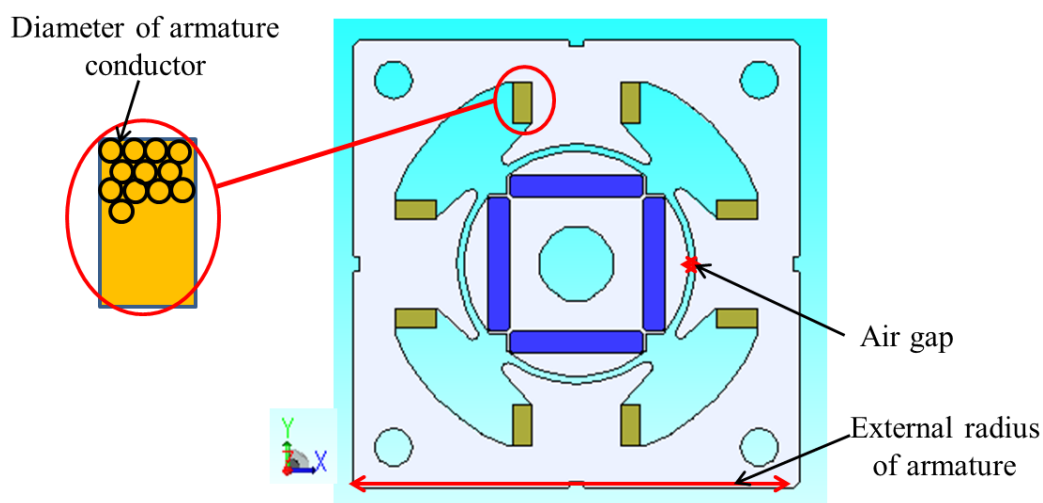


Fig. 4.5. Specification of the cylindrical linear generator.

Table 4.2. Specification of cylindrical linear generator.

Item	Quantity
External radius of armature	275[mm]×275[mm]
Air gap	1[mm]
Diameter of armature conductor	1[mm]

円筒形モデルに使用する材料を表 4.3 に示す。電機子コアと界磁コアの材料としては、磁気飽和と低鉄損を考慮し、JFE-steel の 50JN230(B 50:1.66T、B max:2.13T、鉄損:2.30W/kg)を用いた[28]。鉄心の飽和を考慮し、コアとして用いる 50JN230 の線形動作点を図 4.6 の B-H 曲線から 1.5T に定めた。永久磁石の動作点を決定するために、永久磁石を選定した。一般的に性能の良い磁石、つまり磁石自身が出せる磁気エネルギーは、保持力と残留磁束密度が大きいほど大きい。このようなことから本研究では、信越化学の N50M(Nd-Fe-B 系磁石、 H_c :1092436A/m、 B_r :1.32T)を用いることにした[29]。図 4.7 に N50M の減磁曲線を示す。

非磁性体スペーサには安価で軽いアルミニウムを、コイルには一般的に用いられている銅を用いて設計を行う。

Table 4.3. Material of the cylindrical model.

Item	Material
Armature core	50JN230
Field core	50JN230
Parmanent magnet	N50M
Non-magnet spacer	Aluminum
Coil	Copper (Diameter : 1mm)

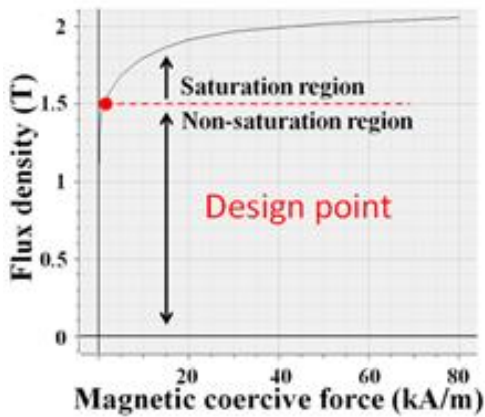


Fig. 4.6. B-H curve of 50JN230.

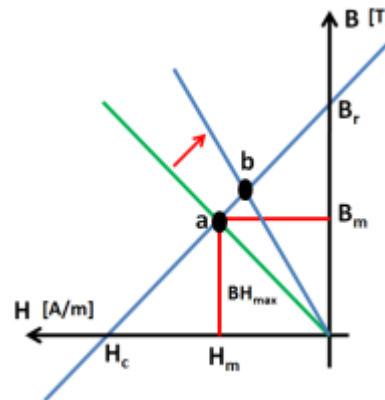


Fig. 4.7. Second quadrant B-H characteristic of N50M.

4.2.1. 円筒形 4 極機モデルの設計

図 4.8 に今回提案する円筒形 4 極機モデルの 3 相発電機の基本ユニットを示す。電磁鋼板で積層された回転機汎用電機子を用い、シンプルな構造にすることで、置き換えが容易で組み立てが簡単になることから初期コストを抑えることができる特徴を有する。埋め込み磁石形により固定用の接着剤や器具などが不要になり、低コストや製作の手間が省けることの長所があり、さらに堅牢な構造を達成できることから、メンテナンスコストを抑えることも期待できる。

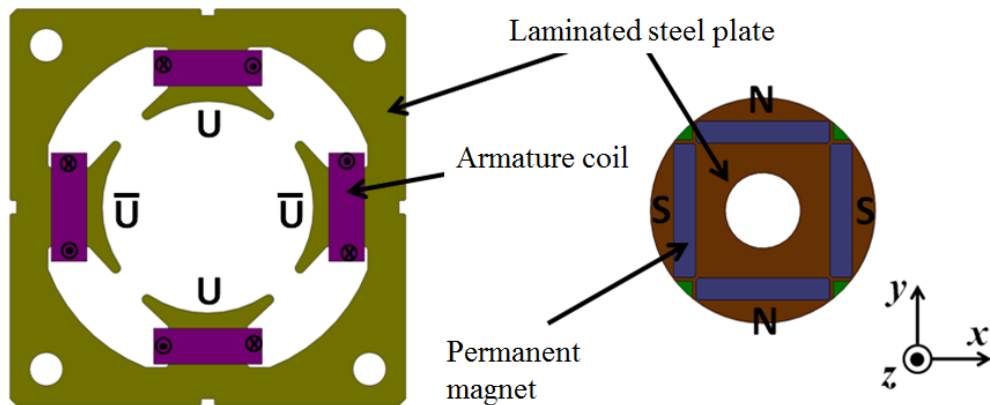
図 4.8(a)は電機子ユニットと界磁ユニットの構成を示しており、電機子ユニットは基本的に偶数の突極部を持ちその突極部にコイルを集中巻にしてある。4 極機モデルでは 4 つの突極を持つモデルとなる。そしてそれぞれの突極にコイルが集中巻されており、向きは隣り合う突極で逆向きに巻かれている。電機子の四隅の穴は支持機構用の穴である。界磁ユニットには突極と同じ数の永久磁石が配置されており、電機子ユニットと同じように隣り合う永久磁石の界磁方向は逆向きとなっている。界磁ユニットの中央部には支持機構用の穴が開けられている。

界磁ユニットを電気子ユニットの中心部に挿入した図が図 4.8(b)である。この時の磁束の流れは赤のループで表される。FEM における 2 次元解析の結果からも、コイルと永久磁石の数を同一にしているため安定した磁路が確保されていることがわかる。よって 2 次元面

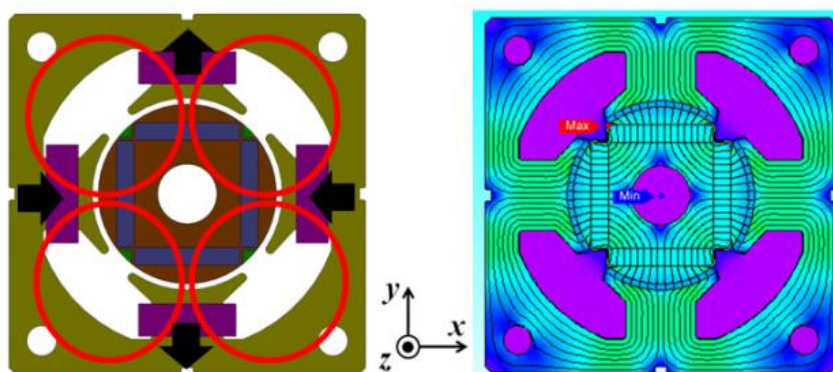
では回転することなく理想的に磁気吸引力も相殺され安定した状態となっている。

z 軸方向に電機子ユニットと界磁ユニットを配置したものを図 4.8(c)に示す。ここでは分かりやすいように界磁ユニットと電機子ユニットを分離しさらに界磁側コアを省略して表示している。電機子ユニットは三相発電機として電氣的に 120° 位相がずれた電流が流れるように U 相 V 相 W 相を可動子の進行方向に配置する。界磁ユニットは隣り合うユニットで界磁方向が逆になるように配置される。三相発電機の役割を担いながら駆動周波数を高くするために、電機子ユニット 3 つに対して界磁ユニット 4 つが並ぶような 3 相 4 極スロットコンビネーションを採用している。

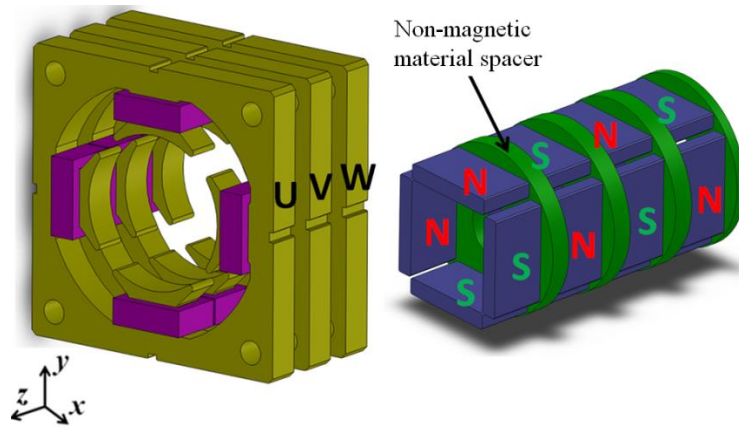
図 4.8(d)は円筒形 4 極機の波力発電機の全体図であり、電機子側が固定子となり、界磁側が可動子である。横磁束形の構造の特徴として U 相 V 相 W 相が互いに独立して磁気回路を作るため、進行方向に対して容易に各相を配置することができる。つまり、3 相 4 極のコンビネーションを維持していれば、電機子は進行方向に対して 3 の倍数で積み上げることができ、積み上げた数だけ倍々で出力が上昇する。界磁側は中央部に設置されるパイプで直接ブイと連結しており、波の上下動に対して直接駆動を行う。その結果、電機子ユニットのコイルに誘導起電力が誘起され発電される。



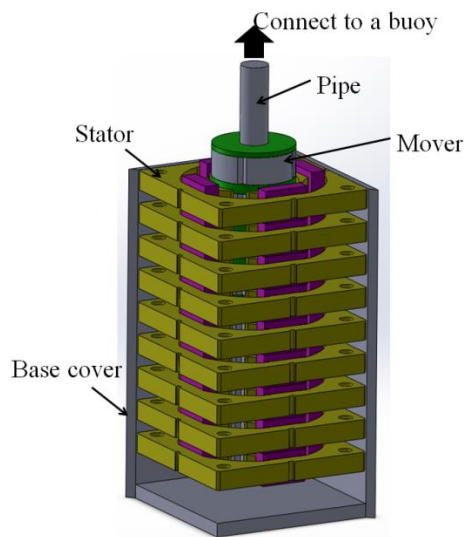
(a) The armature and field unit.



(b) Magnetic circuits.



(c) Configuration along moving direction.



(d) The entire configuration.

Fig. 4.8. Fundamental configuration of three-phase unit.

モデルの設計変数を変化させることで3.1章にて説明された2つの評価関数の出力密度とコスト出力に対する最適設計を行う。モデルの設計変数としては、ティース幅 w 、スロットピッチ τ_s 、界磁側半径 r を設定し、それらを図 4.9(a)に示す。応答曲面法を使用した設計法においては、3 因子による 2 次多項式を用いた応答曲面の作成を行うことになる。この 3 因子は発電機設計にクリティカルに影響する磁気装荷と電気装荷に関するパラメータとなっている。また、その変数の変化に応じてトレードオフの関係性が生じることによって、出力が単峰性を持つものを変数として選択する必要がある。それらを考慮して選ばれた変数パラメータであり、以下にそれぞれの変数パラメータについて具体的に解説をする。

一つ目の因子 w は電機子鉄心の幅であり、磁気飽和の影響を考慮し、電機子鉄心の磁束密度を 1.5T 以下に保った状態で、一つの磁気回路上で常に $0.5w$ の幅を確保するように設計

を行う。つまり、バックヨークと、四隅の支持機構の穴と中心部の空洞が作る磁路の幅がそれぞれ $0.5w$ となる。この制約から xy 平面上のコイル厚みが自動的に決定される。コイル厚みを l_c とすると制約式は式(4.5)で表される。図 4.9(b)中にて制約式左辺の第 1 項は矢印①で表され、第 2 項は矢印②で表される。制約式右辺は矢印③で表されるが、矢印③は矢印④と同じ値を取り、矢印④から得られる。これらに三平方の関係性が成り立つことにより制約式が形成される。この制約式の意味は w を大きくすることで鉄心幅が増大し、コイル幅が縮小する磁気装荷と電気装荷のトレードオフの関係性が成立することを意味している。

$$\left(\frac{275}{2} - \frac{w}{2}\right)^2 + \left(l_c + \frac{w}{2}\right)^2 = \left(\frac{275}{\sqrt{2}} - \frac{w}{2} - 41\right)^2 \quad (4.5)$$

二つ目の因子 τ_s によって進行方向に対するコイルと電機子鉄心の厚さの和が記述される。 w によってコイル厚み l_c が決定しているので電機子鉄心の厚さ l_a が求まることになる。その時の制約式は式(4.6)で表される。制約式左辺は図 4.9(c)において矢印 I で表され、制約式右辺の第 1 項は矢印 II で表され、第 2 項は矢印 III で表される。また 3 相 4 極のスロットコンビネーションの関係から制約式(4.7)が記述され、スロットピッチ τ_s とポールピッチ τ_p が比例関係にあることがわかる。ポールピッチは矢印 IV で表される。これらの条件より、 τ_s が大きくなると電機子鉄心の厚さと界磁側の磁石量が増え磁気装荷が大きくなる。一方で電気装荷に関係するパラメータは一定値を示す。1m/s の一定速で動かすのに対して、ポールピッチが大きくなるため駆動周波数は小さくなる。よって τ_s を大きくするにつれて、磁気装荷が大きくなるが、駆動周波数が小さくなることと磁石量が増えることから、出力密度とコスト出力を畳み込んだ関数においてトレードオフの関係性が生じる。

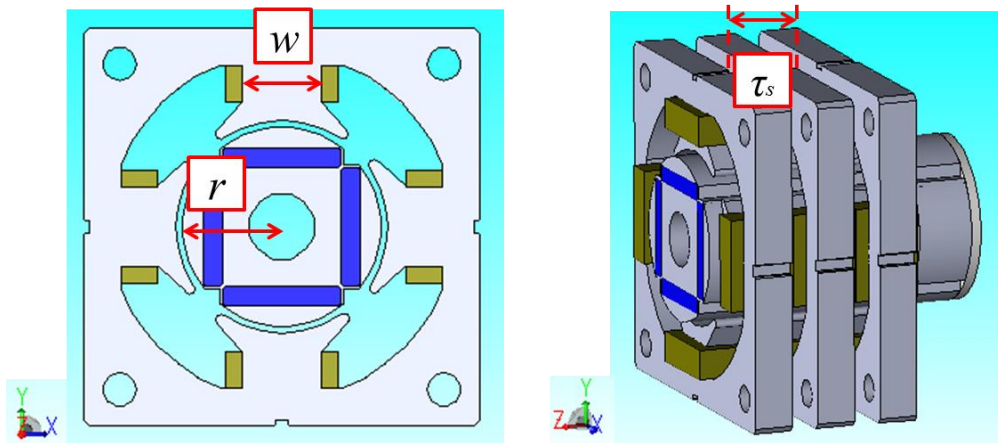
$$\tau_s = l_a + l_c \quad (4.6)$$

$$3\tau_s = 4\tau_p \quad (4.7)$$

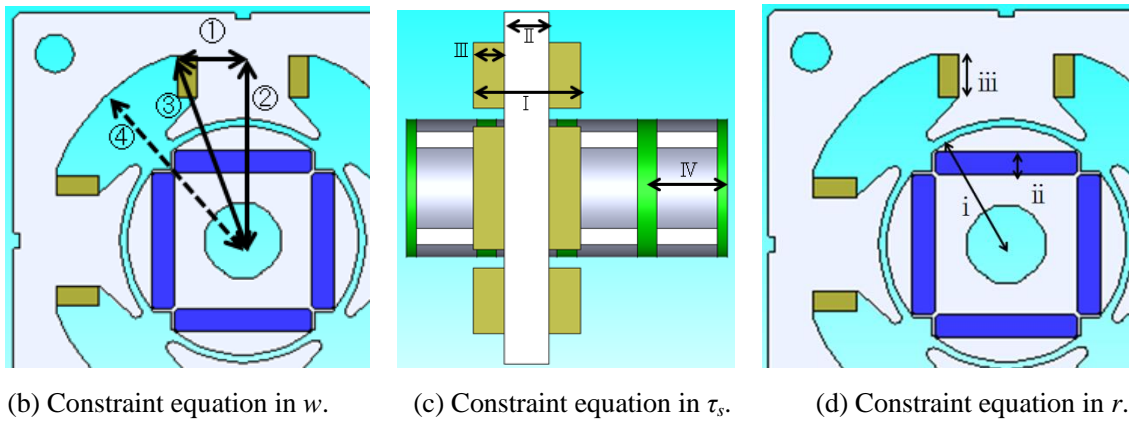
三つ目の因子 r によって界磁側コアの半径が決定され、同時に磁石量も比例して変化する。磁石の径方向の厚みを l_m とすると比例定数 K_1 より制約式(4.8)が記述される。図 4.9(d)においてにおいて r は矢印 i であり、 l_m は矢印 ii である。また、 r の変化によって径方向の電機子鉄心の長さ l_i も同時に決定され、定数 K_2 より制約式(4.9)が記述される。電機子鉄心の長さは矢印 iii で表されている。以上の条件より、 r が大きくなることによって磁石量の増加に伴う磁気装荷の割合が増大する。また、半径方向の鉄心長の減少によって巻数が減少し、電気装荷の割合が低下する。よって r を大きくするにつれて、磁気装荷が大きくなるが、電気装荷が小さくなることと磁石量が増えることから、出力密度とコスト出力を畳み込んだ関数においてトレードオフの関係性が生じる。

$$r = K_1 l_m \quad (4.8)$$

$$K_2 = r + l_i \quad (4.9)$$



(a) Three variable parameters.



(b) Constraint equation in w .

(c) Constraint equation in τ_s .

(d) Constraint equation in r .

Fig. 4.9. The variable parameters of a cylindrical model.

単峰性の関数となるように変数を定義した後に、それぞれの変数パラメータの範囲を設定する必要がある。変数の範囲は単峰性の頂点が入るよう設定すればよく、今回は以下の式(4.10)、式(4.11)と式(4.12)に示すように設定し、最適設計を行う。この値は全ての負荷条件に共通で扱われる。

$$50 \leq w \leq 60 \quad (4.10)$$

$$80 \leq \tau_s \leq 90 \quad (4.11)$$

$$55 \leq r \leq 65 \quad (4.12)$$

a) 10Ω 抵抗負荷による最適設計

負荷条件を全てのモデルで 10Ω として提案手法による最適設計を行う。その時のデータテーブルを表 4.4. に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2

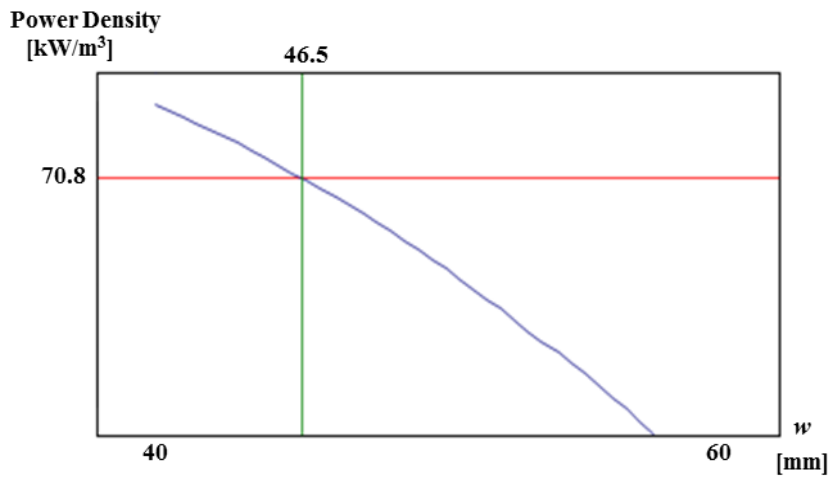
の値は 0.984、0.968 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.984、0.969 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.10 から図 4.12 までに示す。応答曲面を作成するにあたり、日科技研の提供する JUSE-StatWorks/V5 の総合編という実験計画法のツール[30]を使用している。

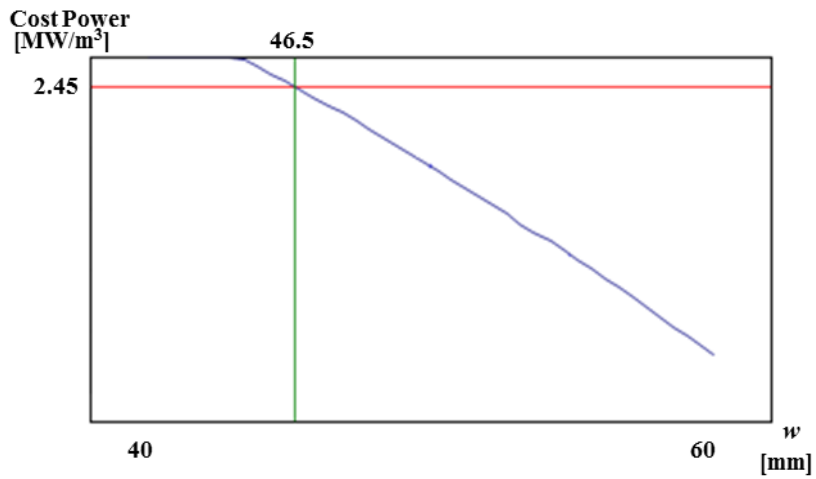
図 4.10 から図 4.12 の (a) はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b) はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c) はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。 w 因子については 46.5mm 以下では飽和領域に入るため、関数 D が 46.5mm に凸部が存在する。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 47\text{mm}$ 、 $\tau_s : 83\text{mm}$ 、 $r : 54\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.4. Data table and experimental results using CCD.

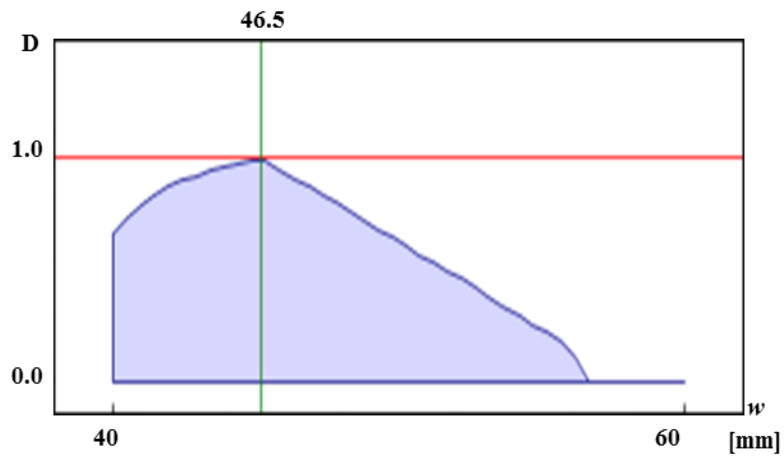
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	50	80	55	66.5	2.22
2	60	80	55	40.1	1.34
3	50	90	55	60.8	2.04
4	60	90	55	37.8	1.26
5	50	80	65	72.5	1.67
6	60	80	65	60.0	1.29
7	50	90	65	71.2	1.64
8	60	90	65	54.8	1.26
9	45	85	60	74.4	2.04
10	65	85	60	37.2	1.02
11	55	75	60	58.1	1.61
12	55	95	60	52.4	1.44
13	55	85	50	42.8	1.79
14	55	85	70	71.7	1.40
15	55	85	60	54.8	1.64
16	45	65	65	51.0	1.08
17	45	65	70	46.1	0.69
18	50	80	60	69.8	1.92
19	40	85	60	81.9	2.45



(a) Power density.

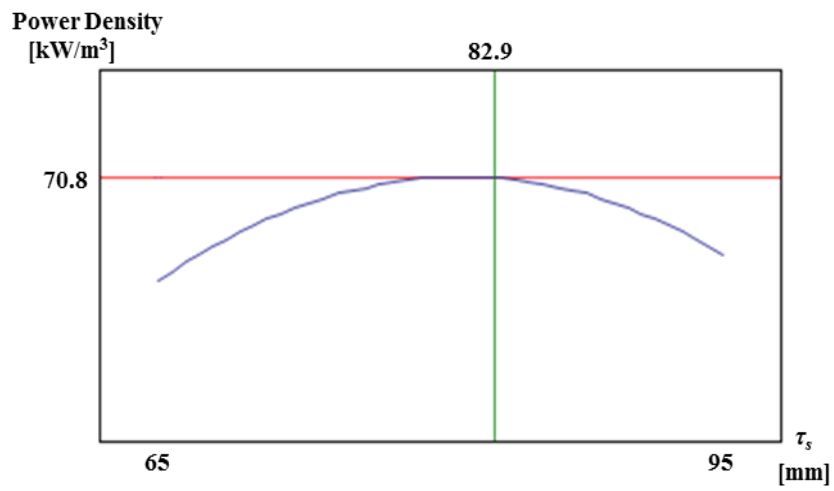


(b) Power per magnet volume.

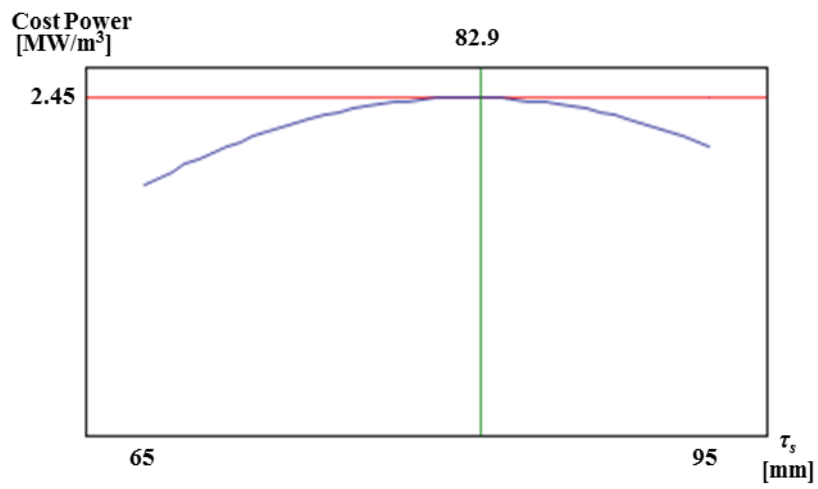


(c) Convolve function D.

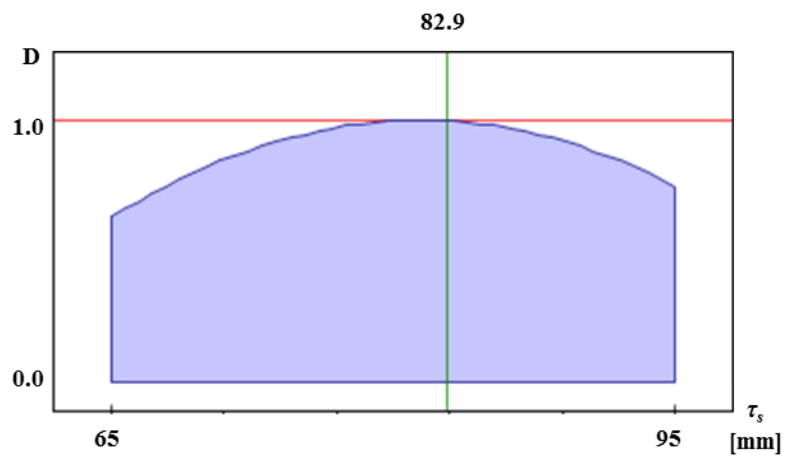
Fig. 4.10. Response surface by w factor.



(a) Power density.

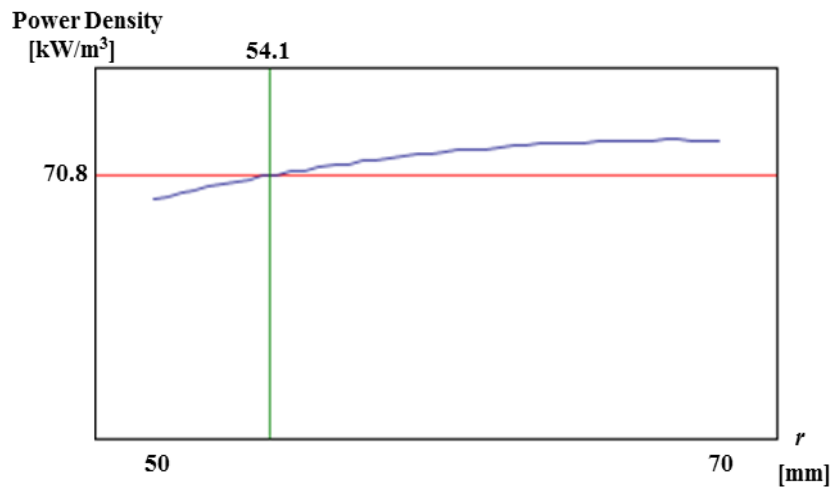


(b) Power per magnet volume.

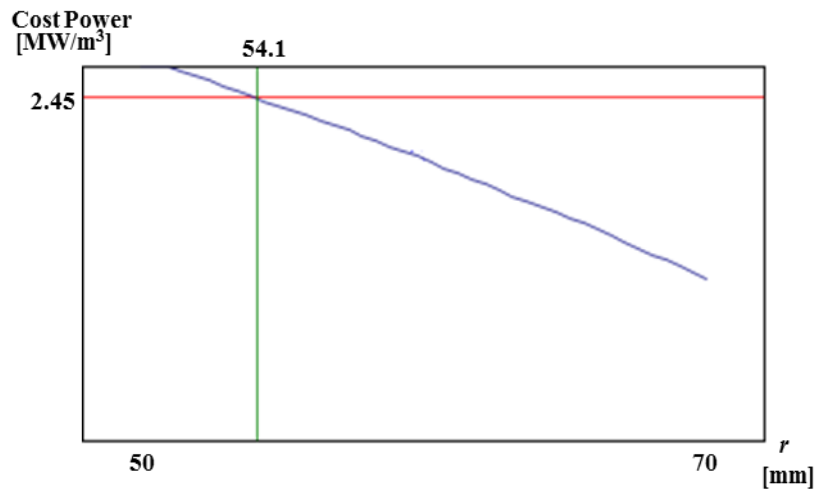


(c) Convolve function D.

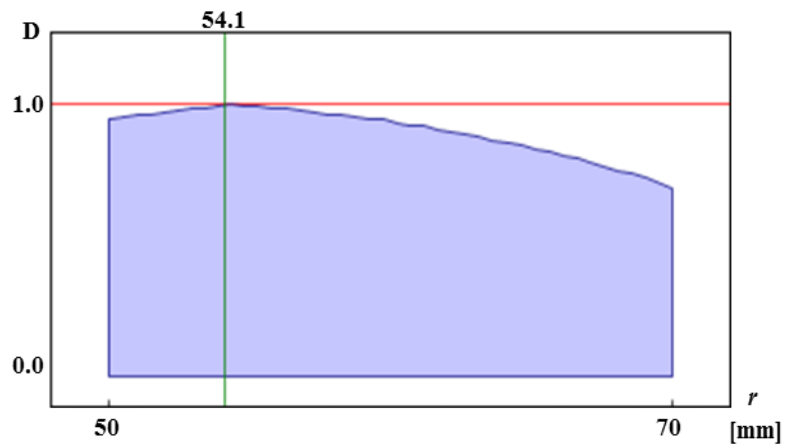
Fig. 4.11. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.12. Response surface by r factor.

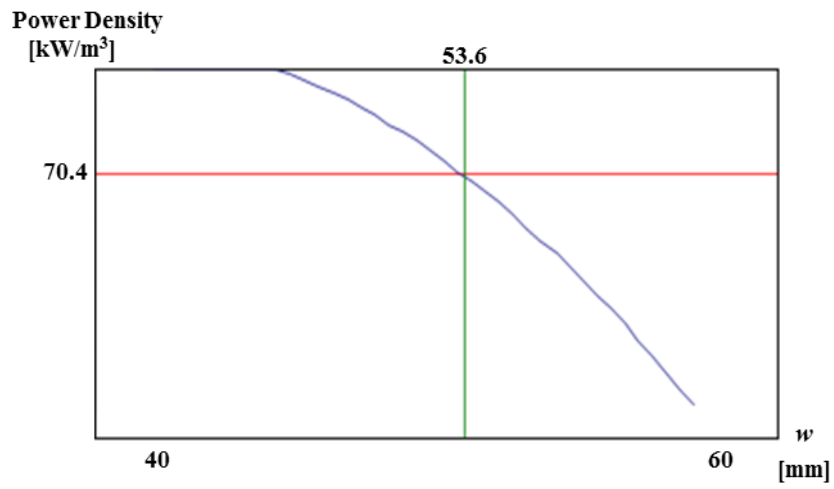
b)インピーダンス整合を行った抵抗負荷による最適設計

負荷条件を全てのモデルで発電機内部のインピーダンスと同等の抵抗として解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.5 に示す。合計で 20 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 20 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.961、0.952 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.977、0.959 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

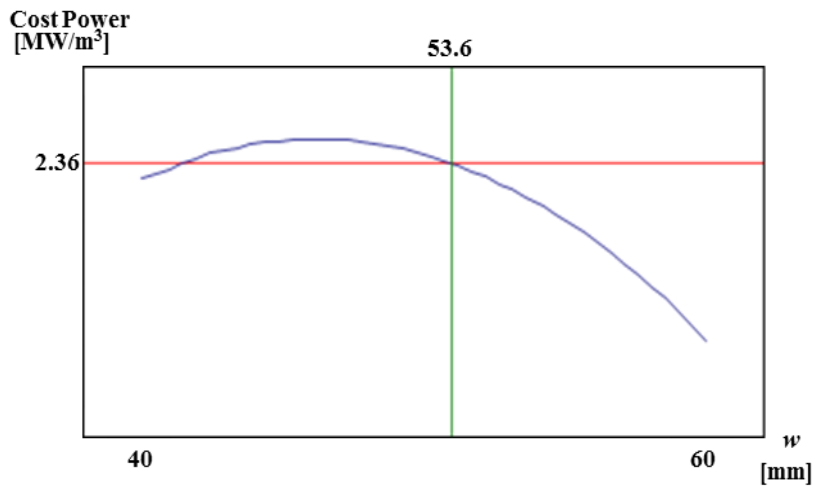
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.13 から図 4.15 までに示す。図 4.13 から図 4.15 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることによって最適なパラメータが得られ、 $w : 54\text{mm}$ 、 $\tau_s : 83\text{mm}$ 、 $r : 62\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.5. Data table and experimental results using CCD.

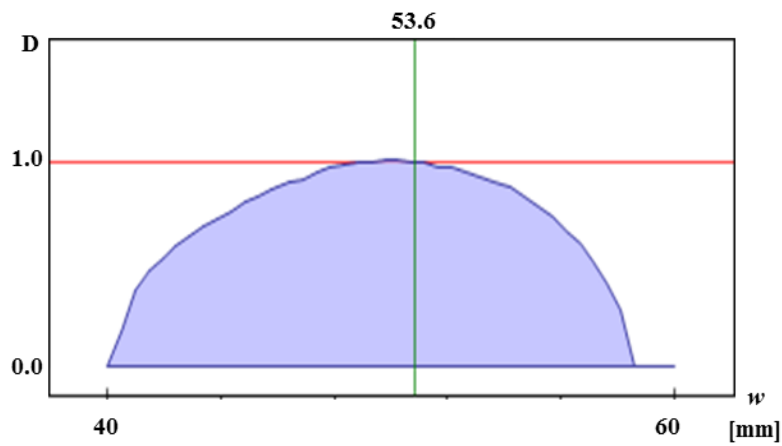
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	50	80	55	62.9	2.34
2	60	80	55	54.8	1.82
3	50	90	55	53.4	2.21
4	60	90	55	63.5	1.71
5	50	80	65	72.5	2.27
6	60	80	65	56.0	1.74
7	50	90	65	71.3	2.09
8	60	90	65	54.8	1.68
9	45	85	60	74.4	2.49
10	65	85	60	51.2	1.55
11	55	75	60	62.0	2.06
12	55	95	60	56.9	1.89
13	55	85	50	53.4	2.09
14	55	85	70	68.7	1.86
15	55	85	60	59.3	1.94
16	45	65	65	55.5	1.53
17	45	65	70	53.7	1.14
18	50	80	60	74.3	2.37
19	40	85	60	71.4	2.07
20	45	80	55	69.2	2.13



(a) Power density.

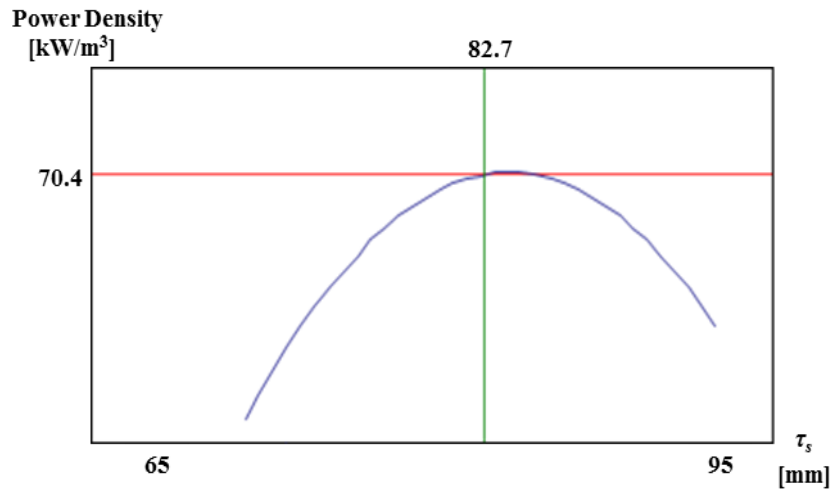


(b) Power per magnet volume.

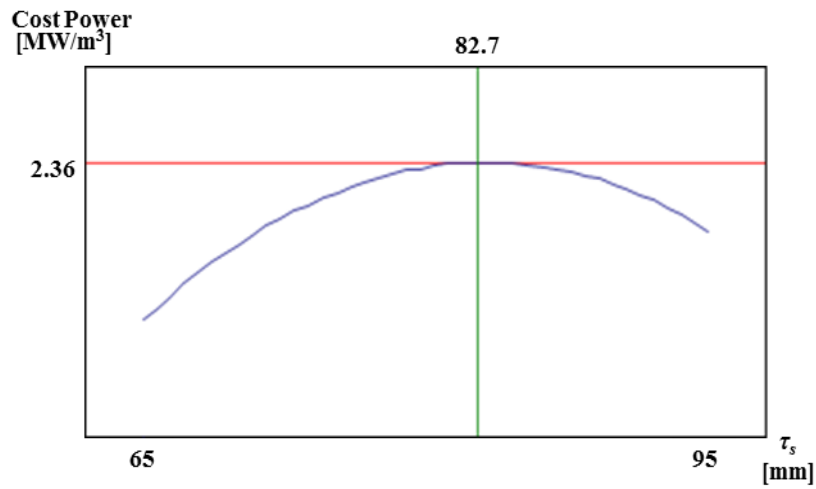


(c) Convolve function D.

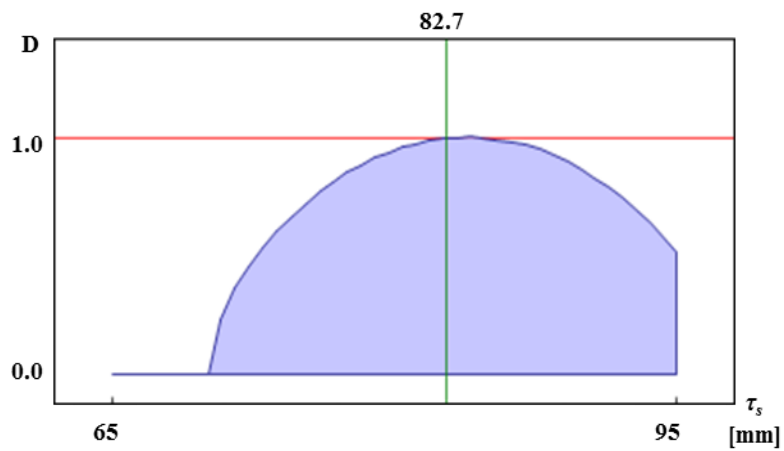
Fig. 4.13. Response surface by w factor.



(a) Power density.

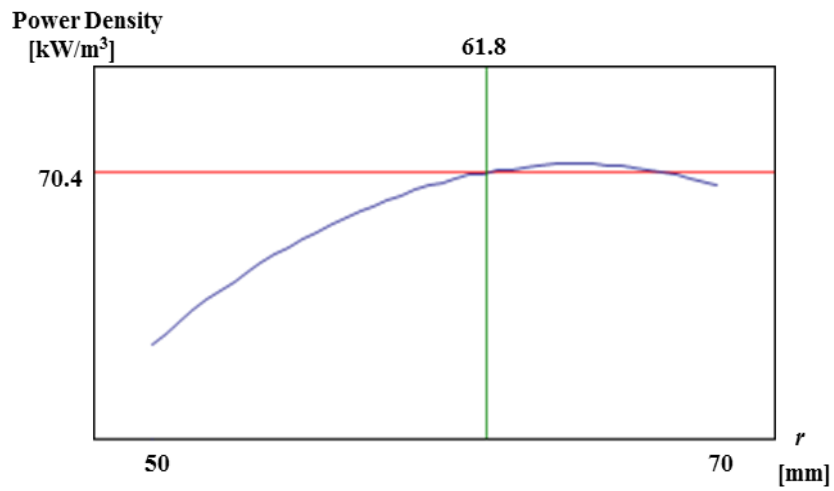


(b) Power per magnet volume.

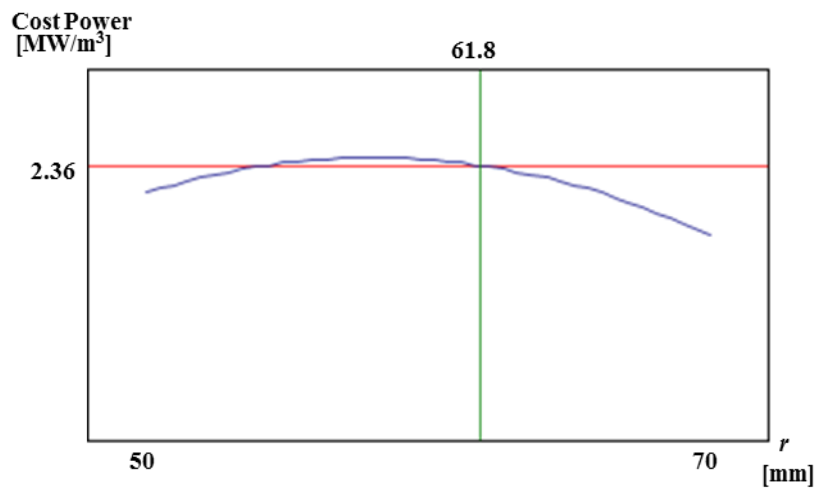


(c) Convolve function D.

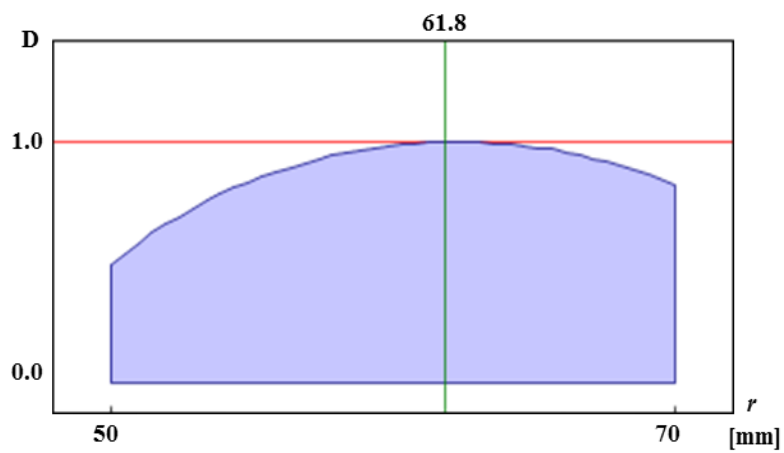
Fig. 4.14. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.15. Response surface by r factor.

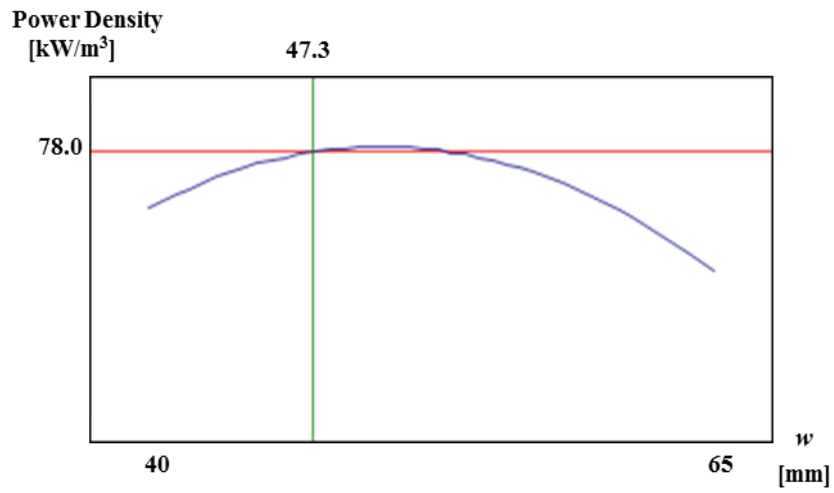
c)インピーダンス整合と力率調整を行った負荷による最適設計

負荷条件として抵抗とキャパシタを並列に挿入したものを使用し、その合計インピーダンスが発電機内部のインピーダンスと一致するようにして解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.6.に示す。合計で 20 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 20 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.952、0.958 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.978、0.958 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

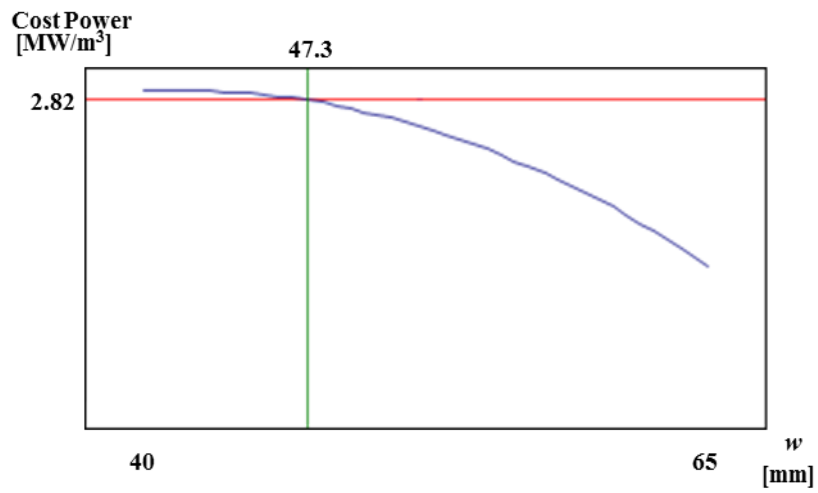
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.16 から図 4.18 までに示す。図 4.16 から図 4.18 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 47\text{mm}$ 、 $\tau_s : 75\text{mm}$ 、 $r : 56\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.6. Data table and experimental results using CCD.

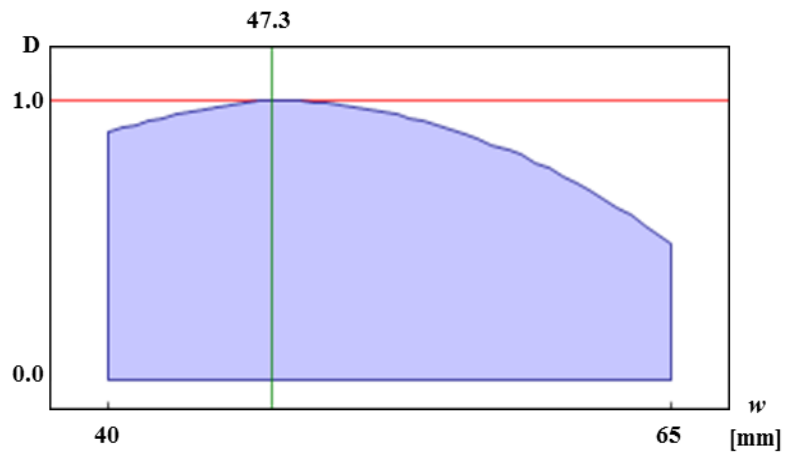
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	50	80	55	80.3	2.60
2	60	80	55	73.8	2.40
3	50	90	55	72.6	2.37
4	60	90	55	68.1	1.97
5	50	80	65	74.0	2.52
6	60	80	65	63.0	2.10
7	50	90	65	69.6	2.10
8	60	90	65	58.7	1.82
9	45	85	60	77.1	2.43
10	65	85	60	61.4	1.94
11	55	75	60	73.8	2.57
12	55	95	60	67.5	1.82
13	55	85	50	77.4	2.51
14	55	85	70	58.2	1.95
15	55	85	60	74.6	2.27
16	45	65	65	75.8	2.60
17	45	65	70	66.3	2.36
18	50	80	60	81.5	2.61
19	40	85	60	79.7	2.48
20	40	65	50	66.5	2.82



(a) Power density.

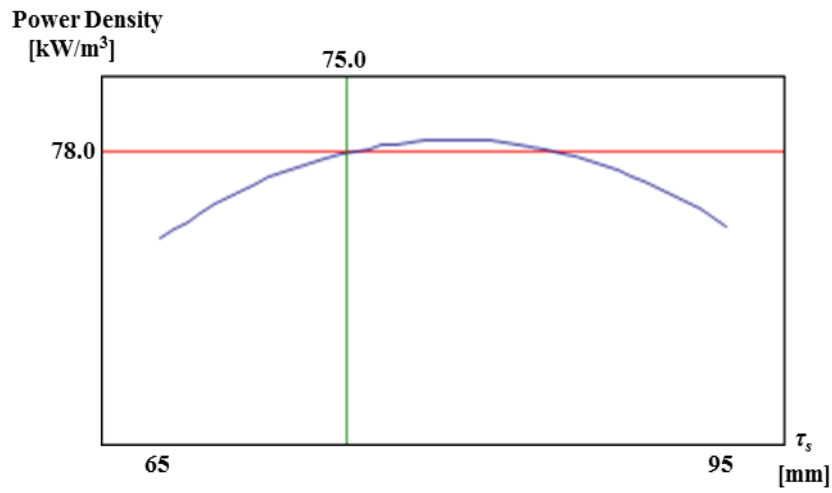


(b) Power per magnet volume.

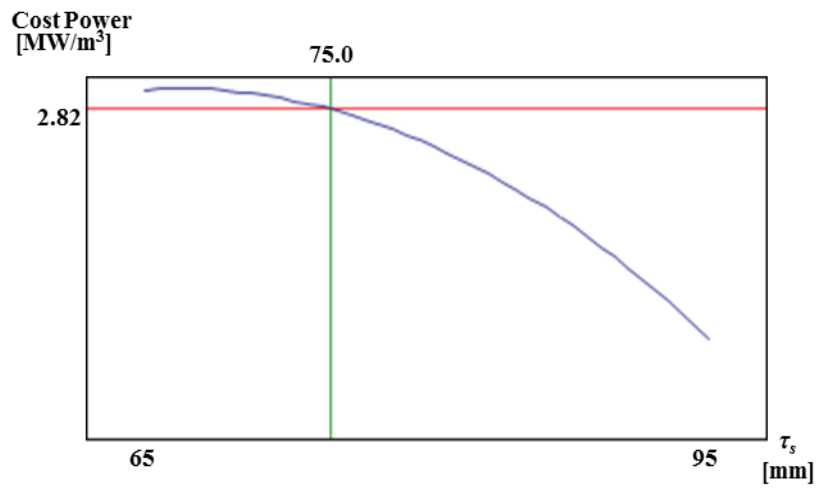


(c) Convolve function D.

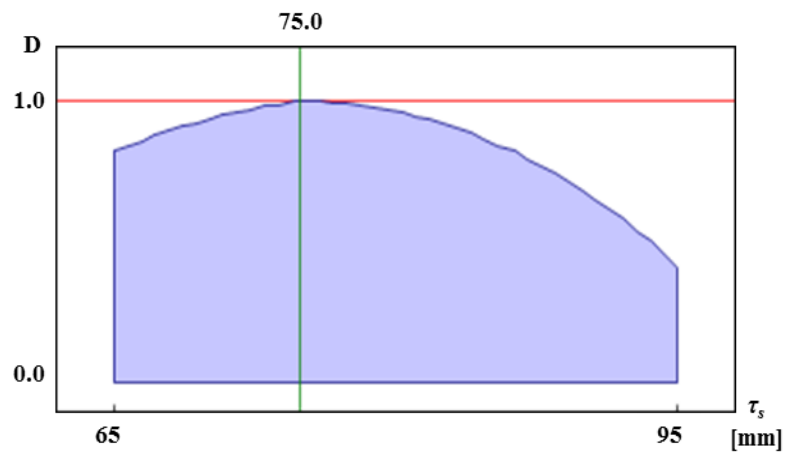
Fig. 4.16. Response surface by w factor.



(a) Power density.

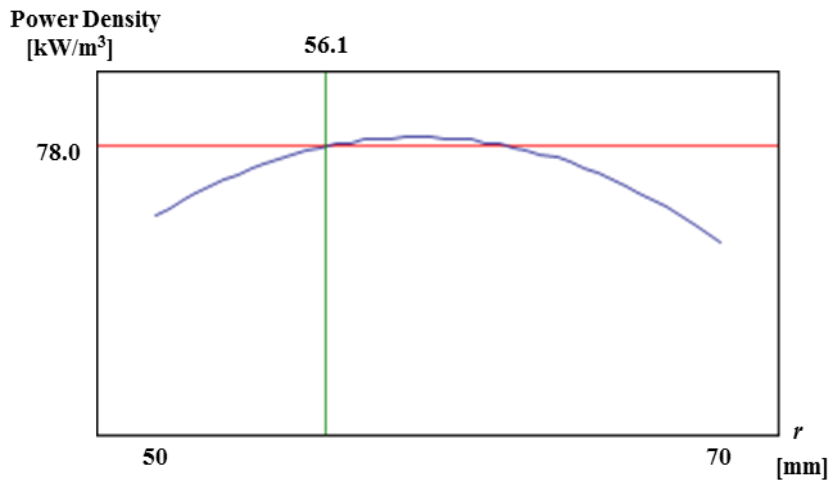


(b) Power per magnet volume.

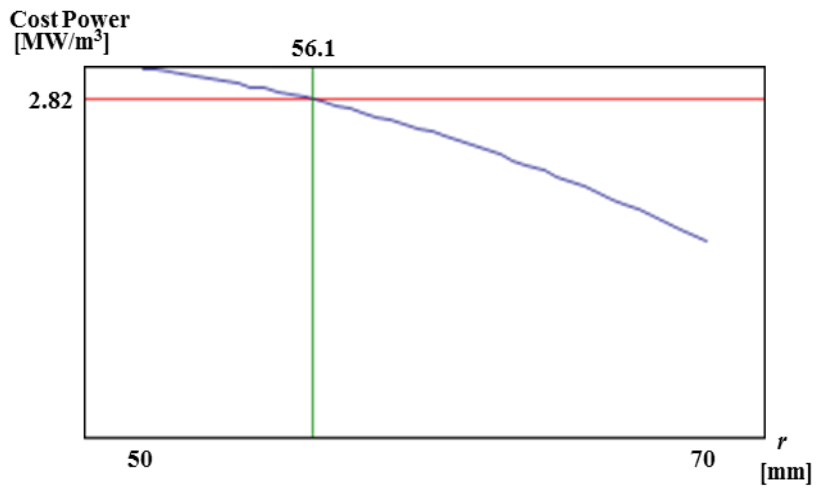


(c) Convolve function D.

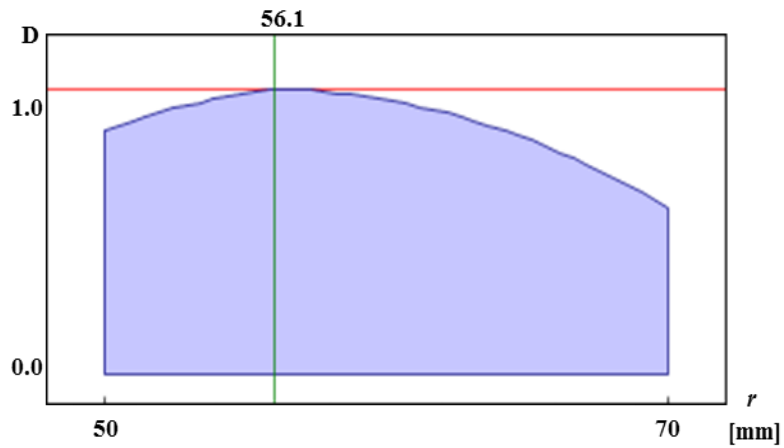
Fig. 4.17. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D .

Fig. 4.18. Response surface by r factor.

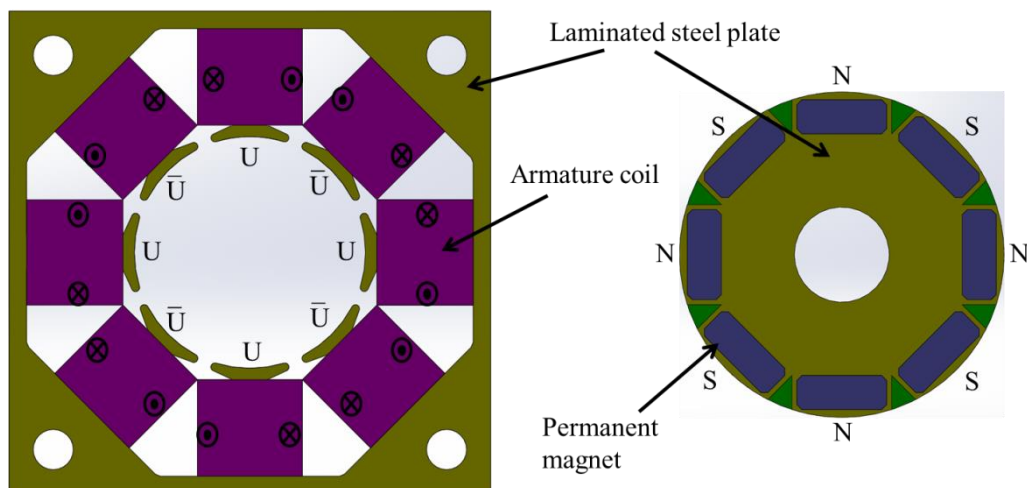
4.2.2. 円筒形 8 極機モデルの設計

図 4.19 に今回提案する円筒形 8 極機モデルの 3 相発電機の基本ユニットを示す。基本発電原理は円筒形 4 極機と変化がないので省略する。異なる点は図 4.19(a)に示すように電気子側が 8 極の突極を持っており、界磁側が 8 つの永久磁石を持つ構造を有している点である。電機子の隣り合う突極はそれぞれ逆向きにコイルが集中巻で配置されており、界磁側の永久磁石も同様に隣り合う磁石が逆向きになるように配置されている。電機子の支持機構用の穴と界磁ユニットの支持機構用の穴は 4 極機と同じである。

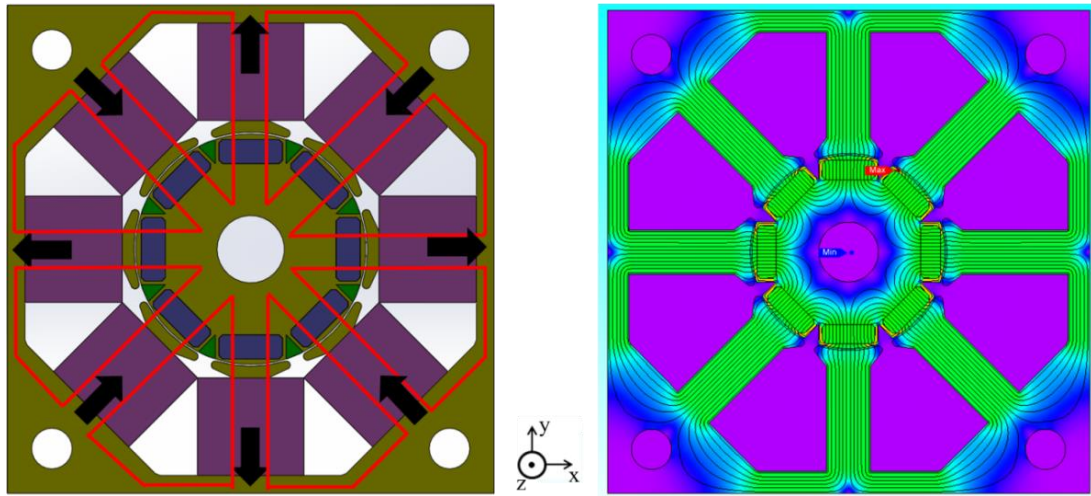
界磁ユニットを電気子ユニットの中心部に挿入した図を図 4.19(b)に示す。このとき 8 極機においては 4 極機とは異なり、赤のループで表されているように 8 つの磁気ループを作成する。FEM における 2 次元解析の結果からも、コイルと永久磁石の数が同一であるために安定した磁路が確保されていることがわかる。よって 8 極のモデルであっても同様に 2 次元面では回転することなく理想的に磁気吸引力も相殺され安定した状態となっている。

進行方向に対しての配置も 4 極機モデルと同様に扱うことができる。電機子は電氣的に 120° 位相のずれた U 相 V 相 W 相を配置し、3 相に対して界磁ユニットが 4 つ並ぶ 3 相 4 極のスロットコンビネーションで配置される。また、3 相の電気子ユニットを進行方向に対して倍々に積み上げることで出力も倍々にすることができる点も同様である。

極数を増やすことでバックヨークを薄く設計することができ、4 極機モデルより密な構造を作ることが可能で、空間の利用率が上昇することが期待できる。結果として出力値の上昇も期待でき、評価関数である出力密度とコスト出力の値もよくなることが予想される。しかしながら、隣り合う突極が近づくことと隣り合う永久磁石が近づくことによる漏れ磁束の上昇も懸念される。



(a) The armature and field unit.



(b) Magnetic circuits.

Fig. 4.19. Fundamental configuration of three-phase unit.

突極数が異なるものの 4 極機モデルと同様に出力密度とコスト出力に対する最適設計を行うことができる。モデルの設計変数も、4 極機モデルと全く同じようにティース幅 w 、スロットピッチ τ_s 、界磁側半径 r を設定することができ、その三因子について応答曲面を作成する。この 3 因子は発電機設計にクリティカルに影響する磁気装荷と電気装荷に関するパラメータとなっている。また、その変数の変化に応じてトレードオフの関係性が生じることによって、出力が単峰性を持つものを変数として選択されている。それぞれの設計変数の持つ意味や制約条件も 4 極機の場合と同様に考えることができる。

設計変数の設定に関しては 4 極機と同様であったが、設計変数の最適値は異なる値となることが予測され、範囲値を変える必要がある。極数が倍の 8 極機になったことからティース幅 w の最適値は約 1/2 になることが予測される。進行方向の厚みについては、極数の分割に伴いコイル厚みも薄くなり、電機子厚みも同様に薄くなることが予想される。結果としてスロットピッチ τ_s も 4 極機の場合と比較して薄くなる。界磁側半径 r については、ティース幅 w の最適値は約 1/2 を取ることにより、バックヨークの厚みも同様に 1/2 になることで、若干の影響を受けるが、特に多極化の影響を大きく受けることはないと考えことができ、4 極機と大きく異なる値に設定する必要はないと予測される。以上より、それぞれの因子の範囲は以下の式(4.13)から式(4.15)に示すように設定し、それぞれの負荷に応じた最適設計を行う。

$$20 \leq w \leq 30 \quad (4.13)$$

$$40 \leq \tau_s \leq 60 \quad (4.14)$$

$$45 \leq r \leq 65 \quad (4.15)$$

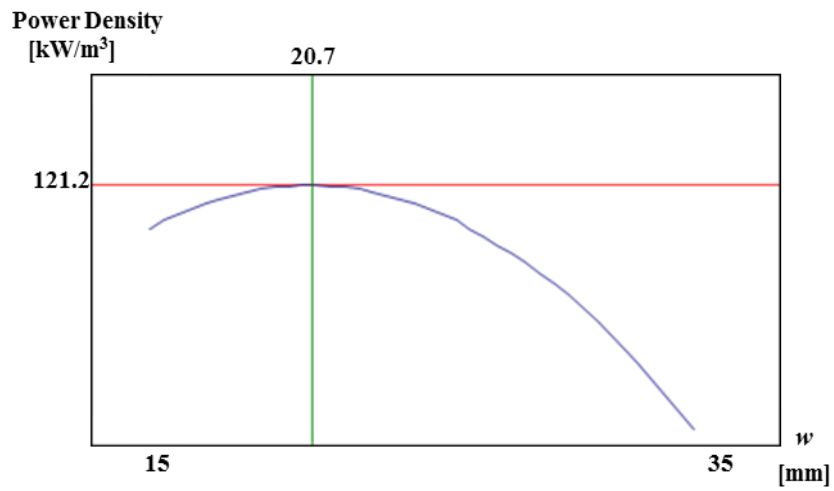
a)10Ω 抵抗負荷による最適設計

負荷条件を全てのモデルで 10Ω として提案手法による最適設計を行う。その時のデータテーブルを表 4.7 に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.961、0.964 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.957、0.951 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

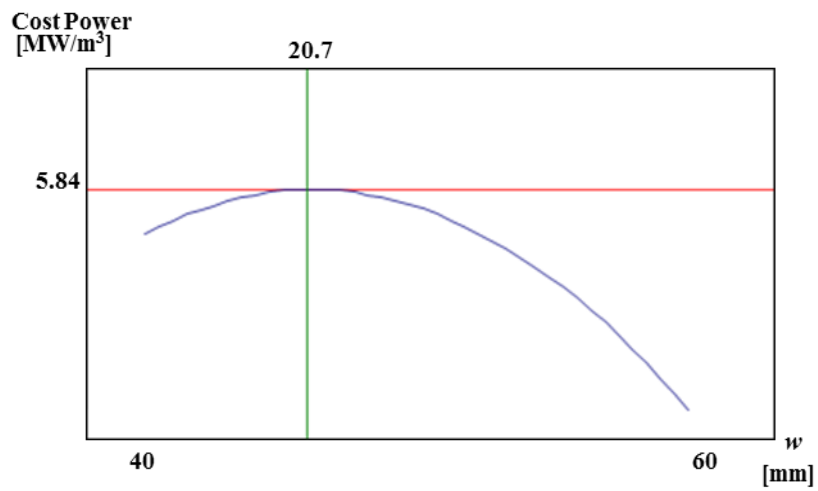
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.20 から図 4.22 までに示す。図 4.20 から図 4.22 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 21\text{mm}$ 、 $\tau_s : 58\text{mm}$ 、 $r : 53\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.7. Data table and experimental results using CCD

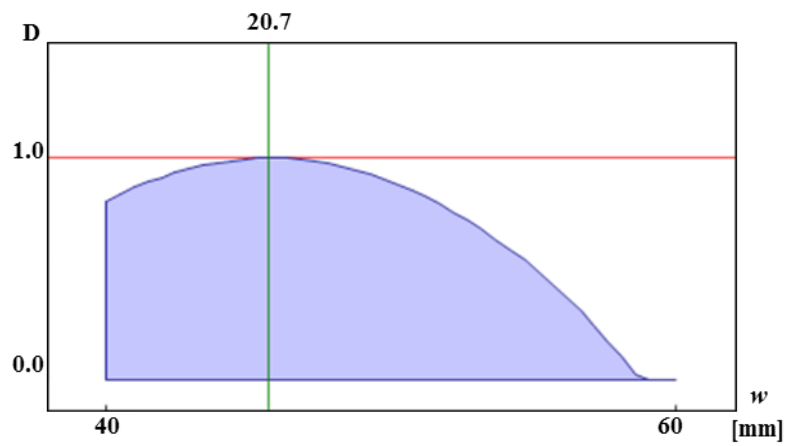
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	40	45	93.7	7.49
2	30	40	45	70.3	2.13
3	20	60	45	82.6	5.51
4	30	60	45	53.6	8.46
5	20	45	65	51.6	2.61
6	30	40	65	128.5	4.62
7	20	60	65	146.3	5.05
8	30	60	65	105.0	3.98
9	15	50	55	78.6	3.65
10	35	50	55	56.1	3.01
11	25	30	55	48.6	3.47
12	25	70	55	70.4	4.13
13	25	50	35	50.8	3.30
14	25	50	75	58.1	3.29
15	25	50	55	107.9	5.56
16	25	80	55	59.5	3.68
17	25	40	55	122.1	6.09
18	25	55	55	94.2	5.01
19	22	50	55	135.0	6.61



(a) Power density.

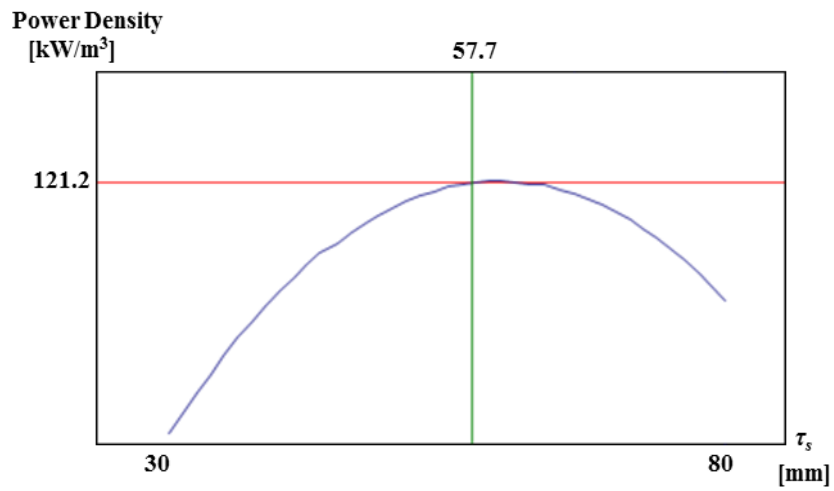


(b) Power per magnet volume.

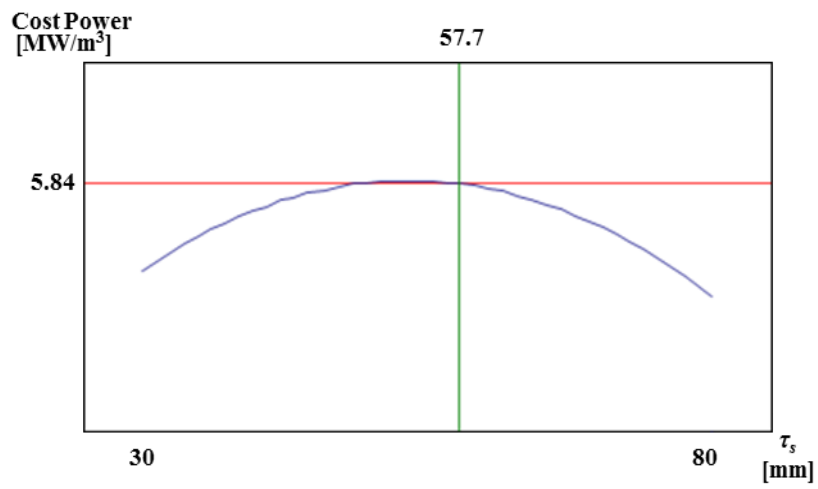


(c) Convolve function D.

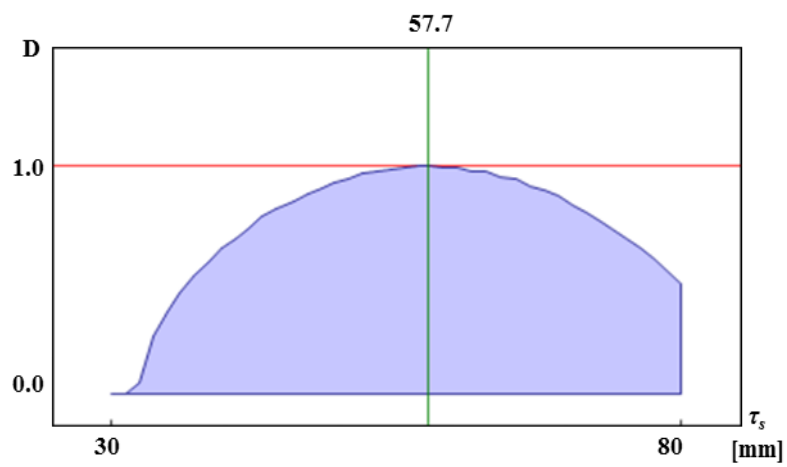
Fig. 4.20. Response surface by w factor.



(a) Power density.

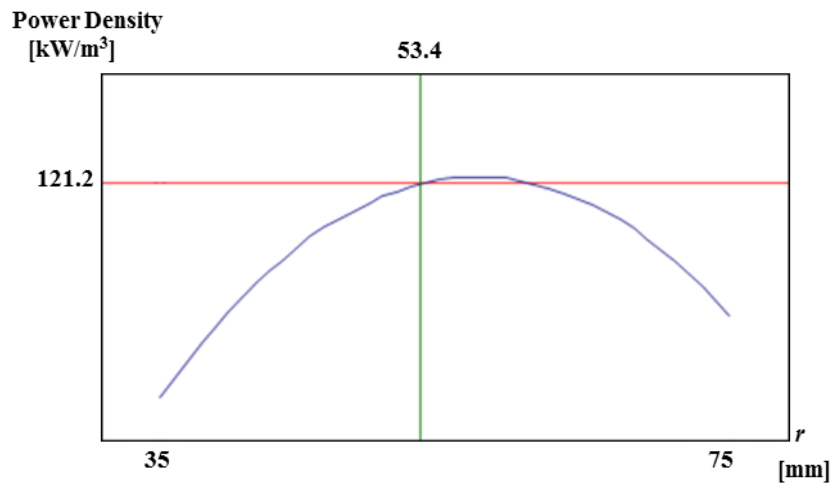


(b) Power per magnet volume.

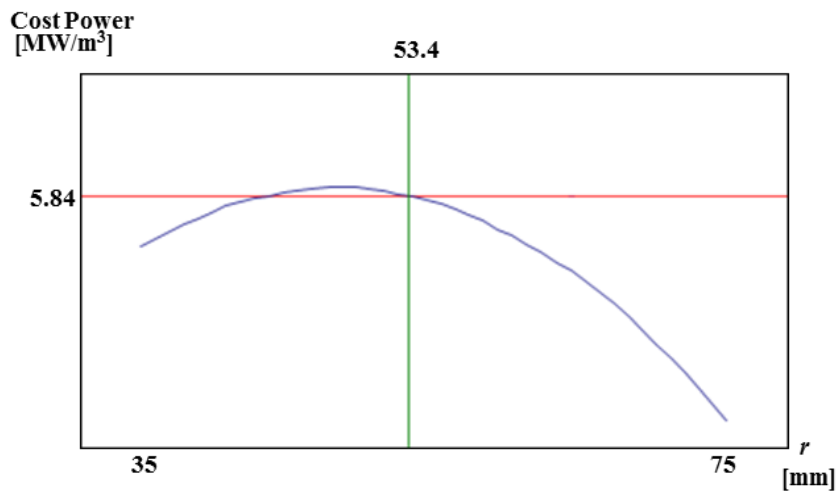


(c) Convolve function D.

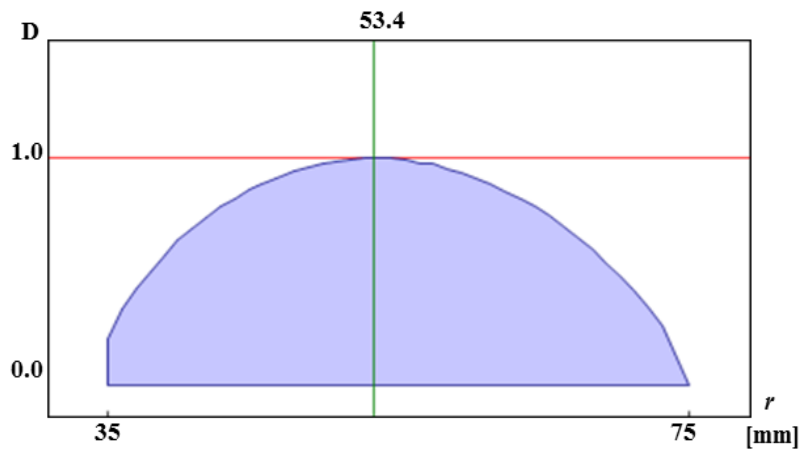
Fig. 4.21. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D .

Fig. 4.22. Response surface by r factor.

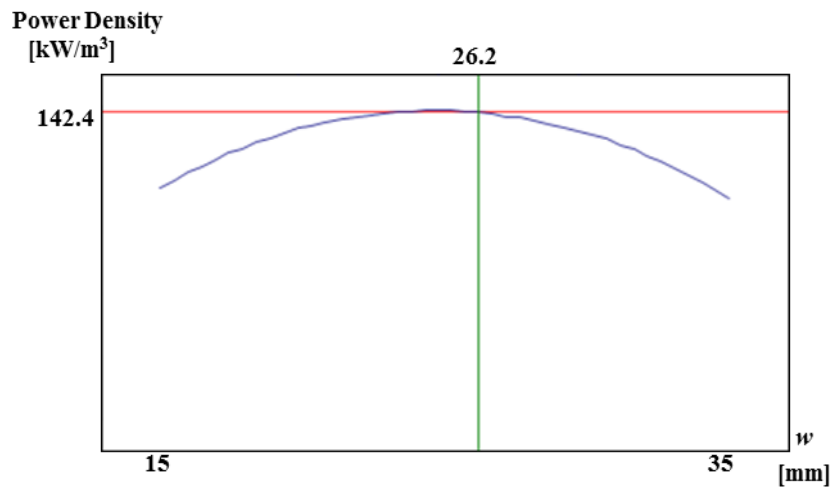
b)インピーダンス整合を行った抵抗負荷による最適設計

4極機の場合と同様に8極機モデルにおいて負荷条件を全てのモデルで発電機内部のインピーダンスと同等の抵抗として解析を行う。その時のデータテーブルを表4.8に示す。合計で20回の実験を行った。15回目まではCCDによって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16回目から19回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は0.968、0.955となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は0.958、0.978となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

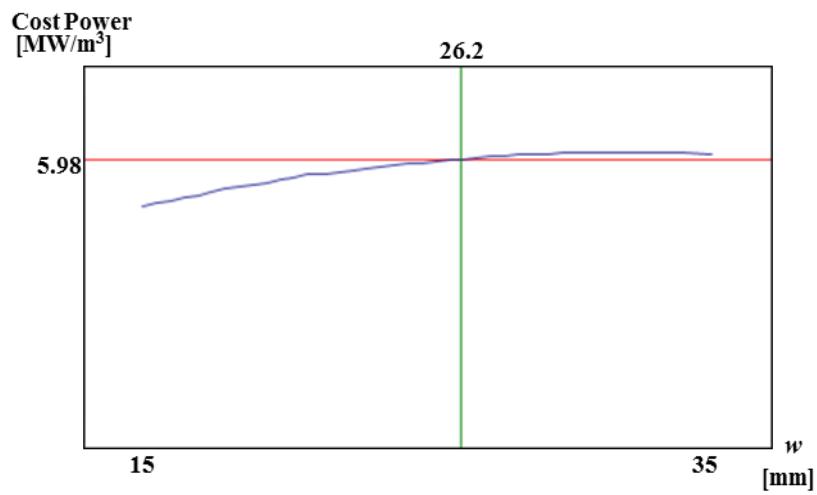
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図4.23から図4.25までに示す。図4.23から図4.25の(a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数Dであり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し1:3の割合で足した関数となっている。これらDの曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w: 26\text{mm}$ 、 $\tau_s: 57\text{mm}$ 、 $r: 59\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で1mm以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.8. Data table and experimental results using CCD.

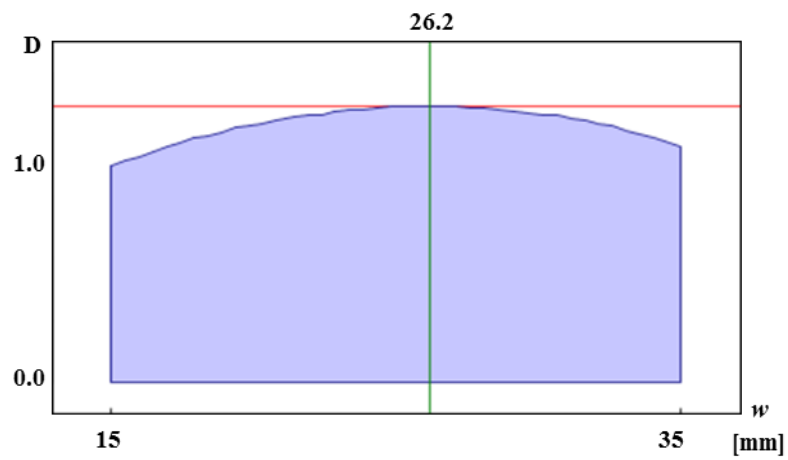
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	40	45	127.1	5.45
2	30	40	45	130.8	5.71
3	20	60	45	127.1	5.80
4	30	60	45	135.1	5.64
5	20	45	65	135.9	6.04
6	30	40	65	129.3	5.76
7	20	60	65	151.4	5.90
8	30	60	65	136.5	6.03
9	15	50	55	134.5	5.71
10	35	50	55	137.9	6.10
11	25	30	55	123.7	5.53
12	25	70	55	142.2	5.63
13	25	50	35	124.4	5.55
14	25	50	75	125.9	5.76
15	25	50	55	140.8	5.84
16	25	80	55	129.2	5.62
17	25	40	55	130.6	5.96
18	25	55	55	142.7	6.01
19	22	50	55	142.2	5.93



(a) Power density.

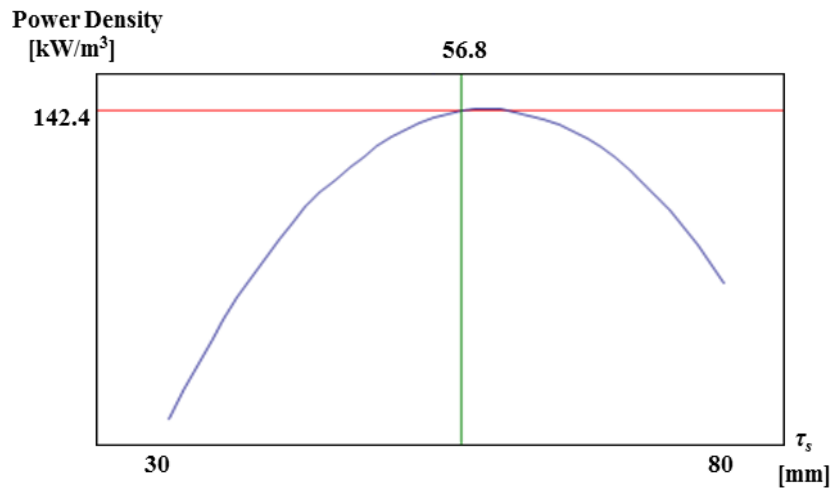


(b) Power per magnet volume.

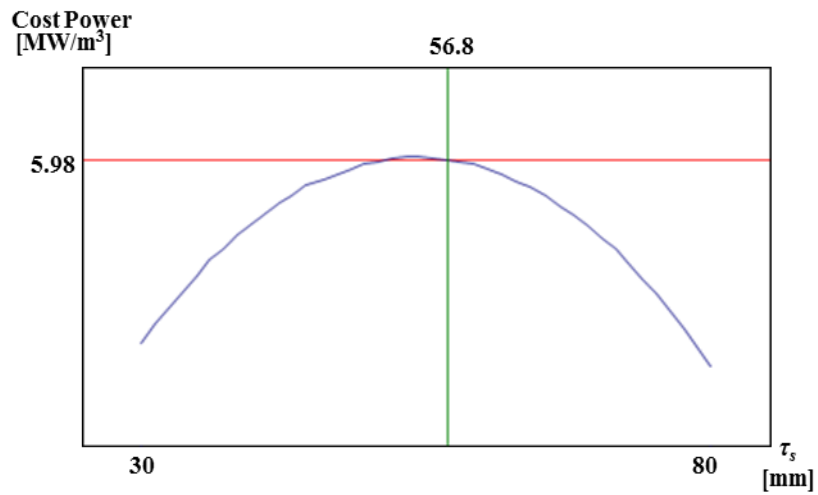


(c) Convolve function D.

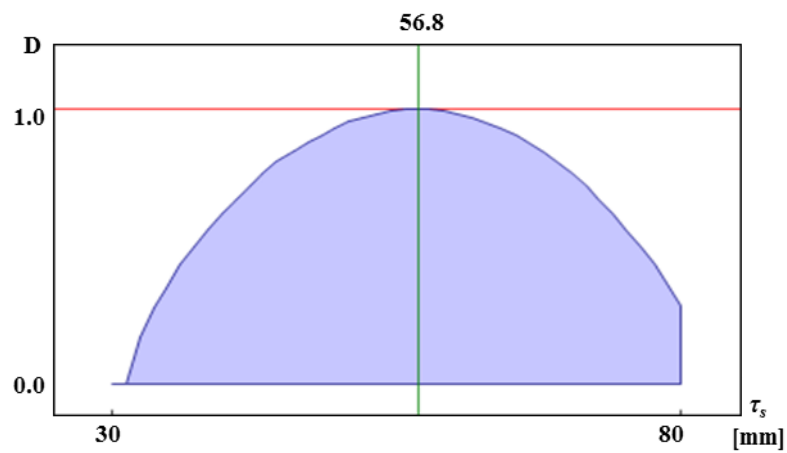
Fig. 4.23. Response surface by w factor.



(a) Power density.

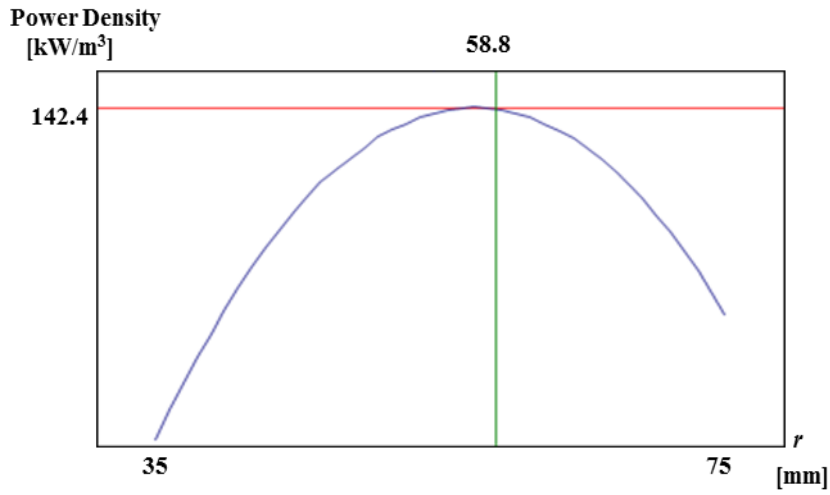


(b) Power per magnet volume.

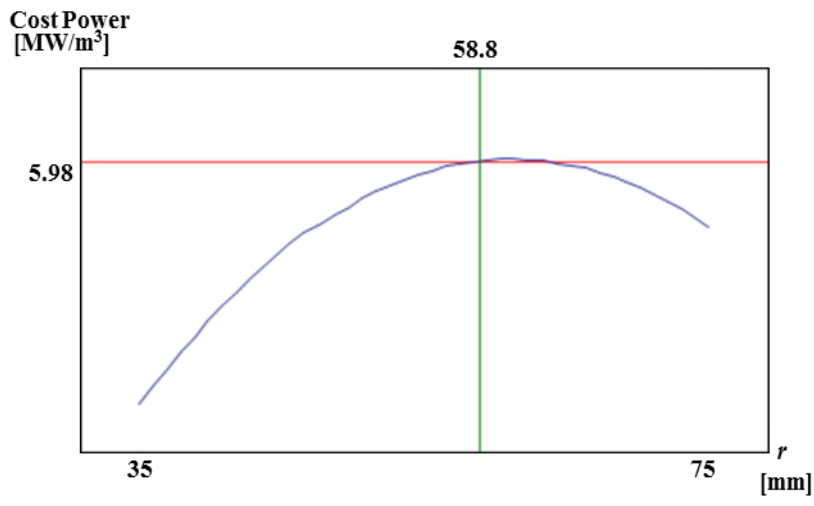


(c) Convolve function D.

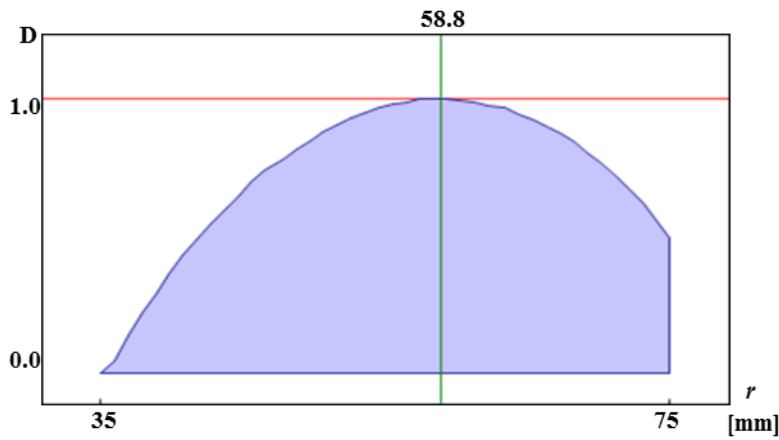
Fig. 4.24. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.25. Response surface by r factor.

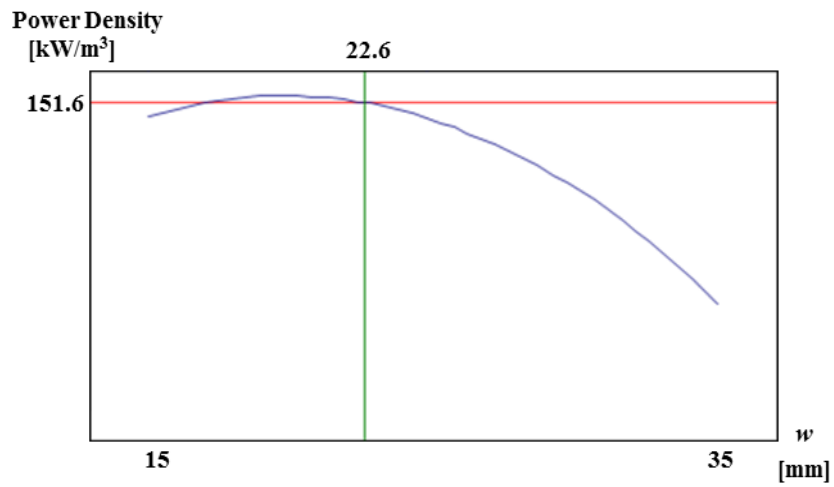
c)インピーダンス整合と力率調整を行った負荷による最適設計

負荷条件として抵抗とキャパシタを並列に挿入したものを使用し、その合計インピーダンスが発電機内部のインピーダンスと一致するようにして解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.9 に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.953、0.968 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.973、0.952 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

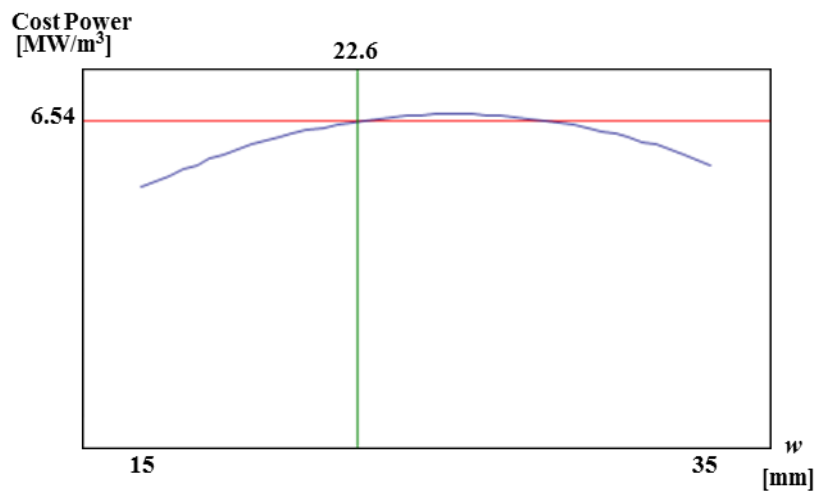
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.26 から図 4.28 までに示す。図 4.26 から図 4.28 の(a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 23\text{mm}$ 、 $\tau_s : 50\text{mm}$ 、 $r : 51\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.9. Data table and experimental results using CCD.

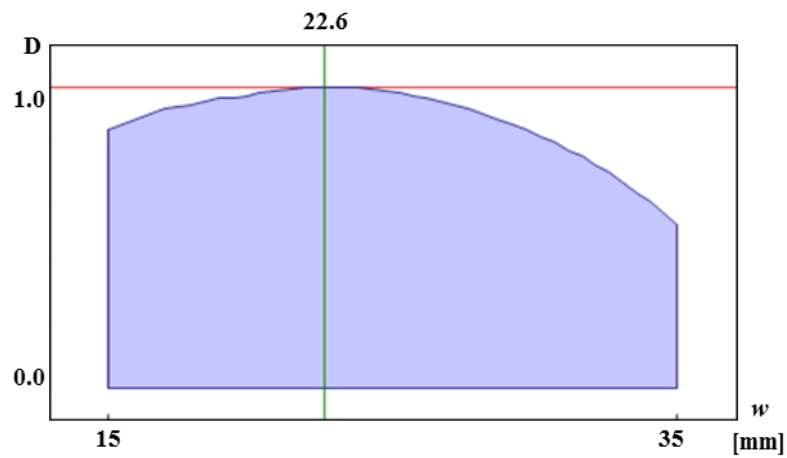
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	40	45	149.0	6.32
2	30	40	45	139.7	6.38
3	20	60	45	150.3	6.15
4	30	60	45	144.8	6.36
5	20	45	65	137.2	6.21
6	30	40	65	143.0	5.91
7	20	60	65	139.8	6.25
8	30	60	65	135.9	6.00
9	15	50	55	150.7	6.36
10	35	50	55	136.6	6.31
11	25	30	55	150.6	5.94
12	25	70	55	142.1	6.27
13	25	50	35	138.2	6.36
14	25	50	75	132.4	5.59
15	25	50	55	147.5	6.52
16	25	80	55	128.6	5.57
17	25	40	55	151.4	6.21
18	25	55	55	151.6	6.54
19	22	50	55	148.0	6.60



(a) Power density.

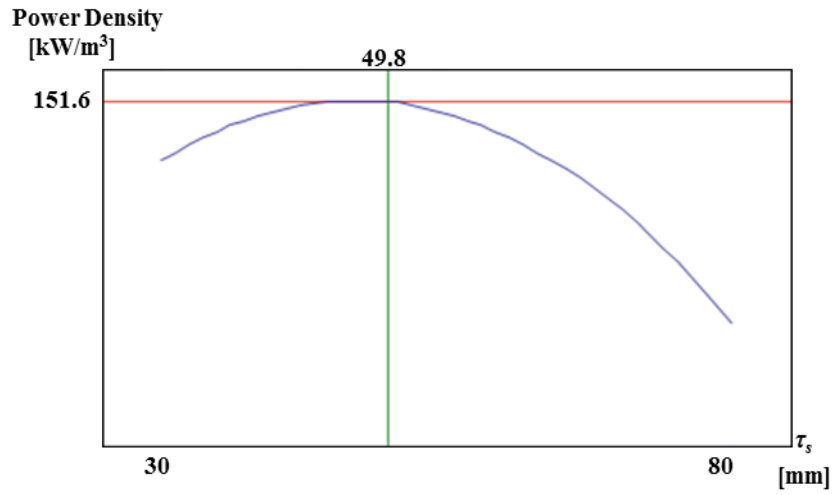


(b) Power per magnet volume.

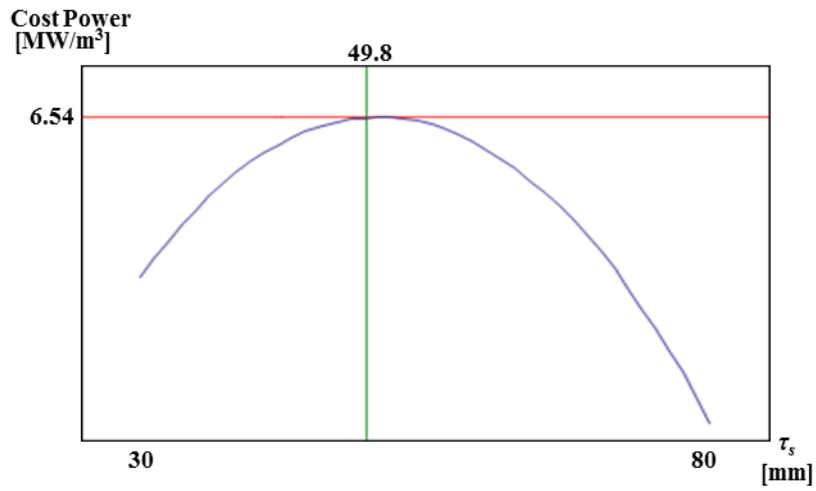


(c) Convolve function D.

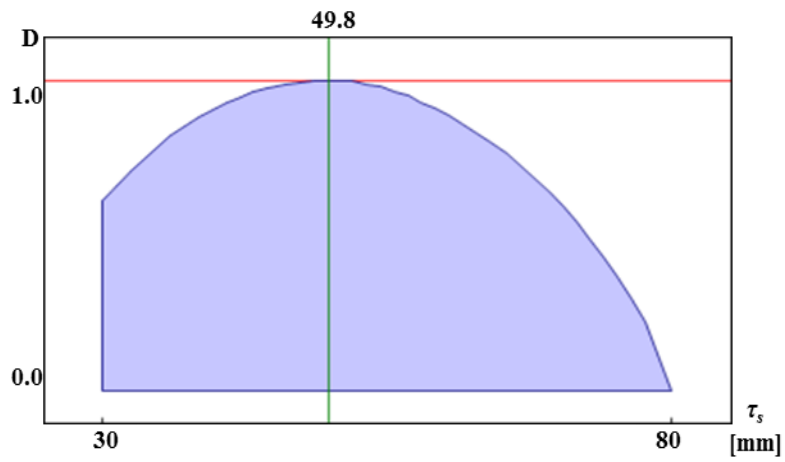
Fig. 4.26. Response surface by w factor.



(a) Power density.

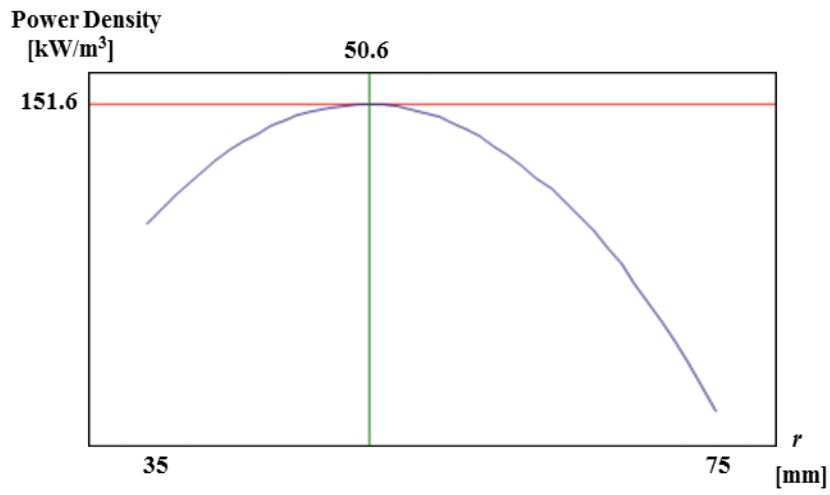


(b) Power per magnet volume.

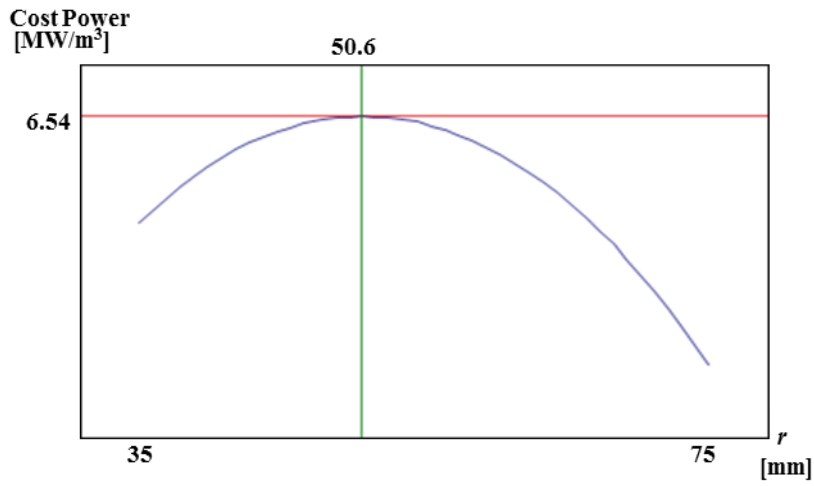


(c) Convolve function D.

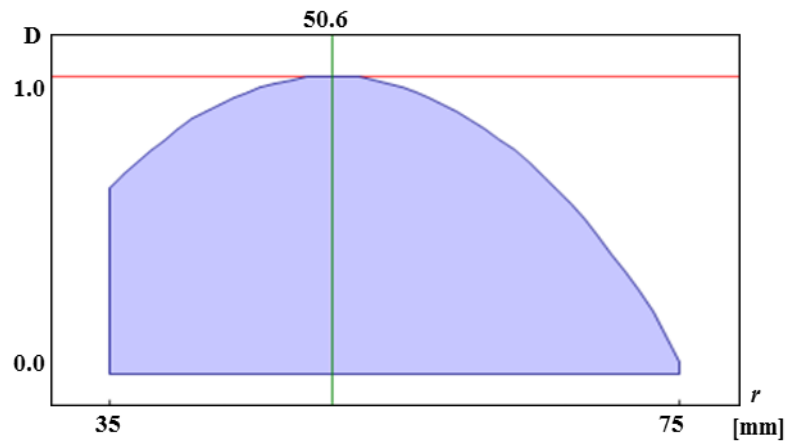
Fig. 4.27. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.28. Response surface by r factor.

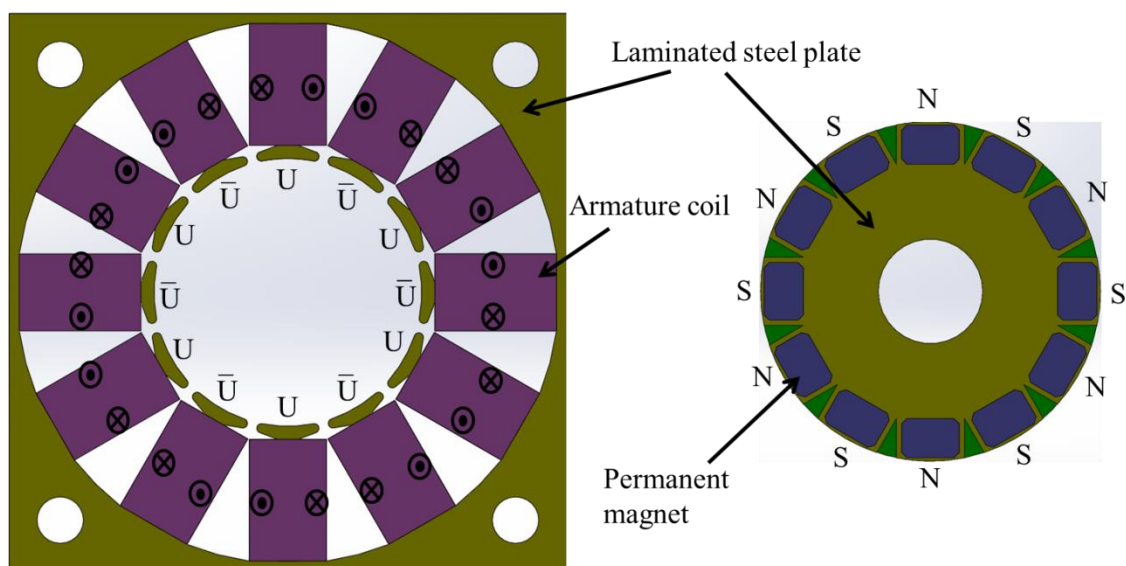
4.2.3. 円筒形 12 極機モデルの設計

図 4.29 に今回提案する円筒形 12 極機モデルの 3 相発電機の基本ユニットを示す。基本発電原理は円筒形 4 極機と変化がないので省略する。異なる点は図 4.29(a)に示すように電気子側が 12 極の突極を持っており、界磁側が 12 個の永久磁石を持つ構造を有している点である。電機子の隣り合う突極はそれぞれ逆向きにコイルが集中巻で配置されており、界磁側の永久磁石も同様に隣り合う磁石が逆向きになるように配置されている。電機子の支持機構用の穴と界磁ユニットの支持機構用の穴は 4 極機と同じである。

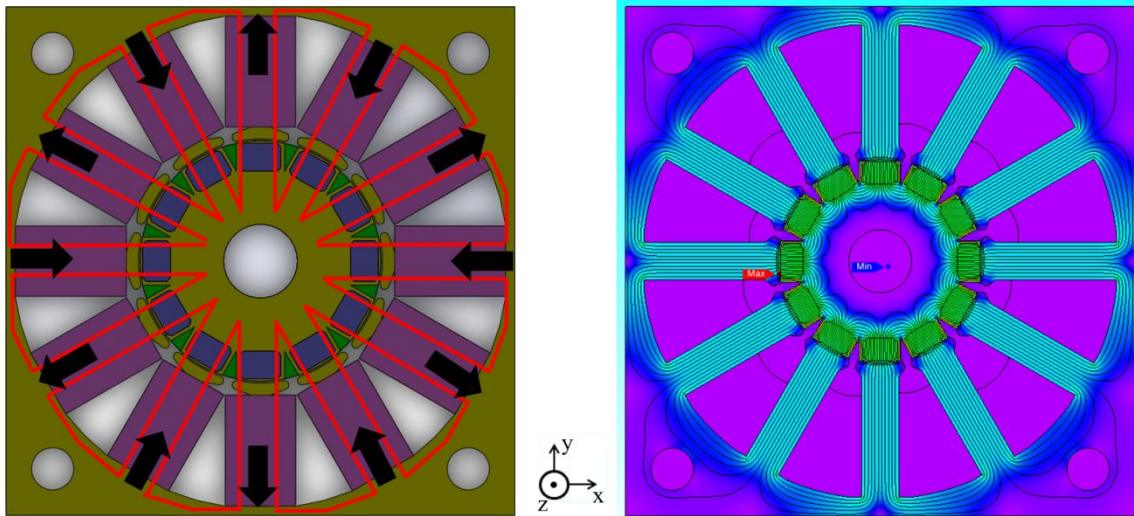
界磁ユニットを電気子ユニットの中心部に挿入した図を図 4.29(b)に示す。このとき 12 極機においては 4 極機とは異なり、赤のループで表されているように 12 つの磁気ループを作成する。FEM における 2 次元解析の結果からも、コイルと永久磁石の数が同一であるために安定した磁路が確保されていることがわかる。よって 12 極のモデルであっても同様に 2 次元面では回転することなく理想的に磁気吸引力も相殺され安定した状態となっている。

進行方向に対しての配置も 4 極機モデルと同様に扱うことができる。電機子は電氣的に 120° 位相のずれた U 相 V 相 W 相を配置し、3 相に対して界磁ユニットが 4 つ並ぶ 3 相 4 極のスロットコンビネーションで配置される。また、3 相の電気子ユニットを進行方向に対して倍々に積み上げることで出力も倍々にすることができる点も同様である。

極数を増やすことでバックヨークを薄く設計することができ、4 極機モデルや 8 極機モデルより密な構造を作ることが可能で、空間の利用率が上昇することが期待できる。結果として出力値の上昇も期待でき、評価関数である出力密度とコスト出力の値もよくなることが予想される。しかしながら、隣り合う突極がかなり近くなり、また隣り合う永久磁石も近づくことによる漏れ磁束の上昇も懸念される。



(a) The armature and field unit.



(b) Magnetic circuits.

Fig. 4.29. Fundamental configuration of three-phase unit.

突極数が異なるものの 4 極機モデルと同様に出力密度とコスト出力に対する最適設計を行うことができる。モデルの設計変数も、4 極機モデルと全く同じようにティース幅 w 、スロットピッチ τ_s 、界磁側半径 r を設定することができ、その三因子について応答曲面を作成する。この 3 因子は発電機設計にクリティカルに影響する磁気装荷と電気装荷に関するパラメータとなっている。また、その変数の変化に応じてトレードオフの関係性が生じることによって、出力が単峰性を持つものを変数として選択されている。それぞれの設計変数の持つ意味や制約条件も 4 極機の場合と同様に考えることができる。

設計変数の設定に関しては 4 極機と同様であったが、設計変数の最適値は異なる値となることが予測され、範囲値を変える必要がある。極数が 3 倍の 12 極機になったことからティース幅 w の最適値は約 1/3 になることが予測される。進行方向の厚みについては、極数の分割に伴いコイル厚みも薄くなり、電機子厚みも同様に薄くなることが予想される。結果としてスロットピッチ τ_s も 4 極機の場合と比較して薄くなる。界磁側半径 r については、ティース幅 w の最適値は約 1/3 を取ることにより、バックヨークの厚みも同様に 1/3 になることで、若干の影響を受けるが、特に多極化の影響を大きく受けることはないと考えことができ、4 極機と大きく異なる値に設定する必要はないと予測される。以上より、それぞれの因子の範囲は以下の式(4.16)から式(4.18)に示すように設定し、それぞれの負荷に応じての最適設計を行う。

$$10 \leq w \leq 20 \quad (4.16)$$

$$30 \leq \tau_s \leq 5 \quad (4.17)$$

$$55 \leq r \leq 65 \quad (4.18)$$

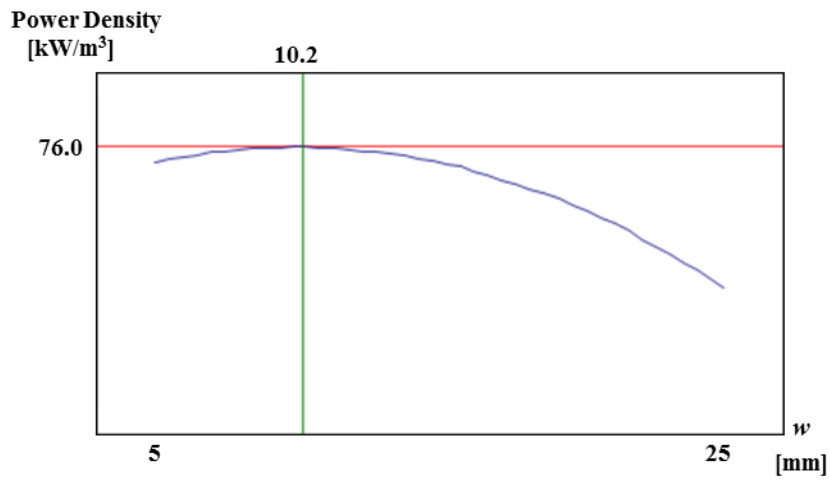
a)10Ω 抵抗負荷による最適設計

12 極機モデルにおいて負荷条件を全てのモデルで 10Ω として提案手法による最適設計を行う。その時のデータテーブルを表 4.10 に示す。合計で 23 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。23 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.953、0.951 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.962、0.958 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析の出力の算出法によって導出されている。

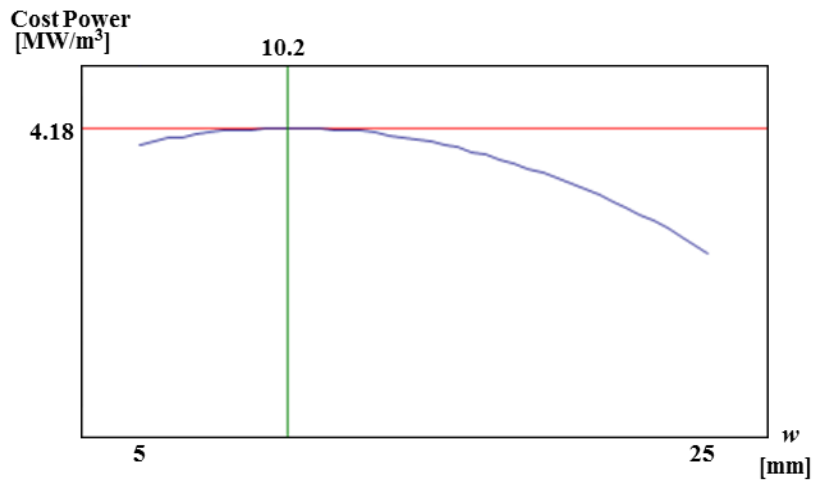
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.30 から図 4.32 までに示す。図 4.30 から図 4.32 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 10\text{mm}$ 、 $\tau_s : 45\text{mm}$ 、 $r : 62\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.10. Data table and experimental results using CCD.

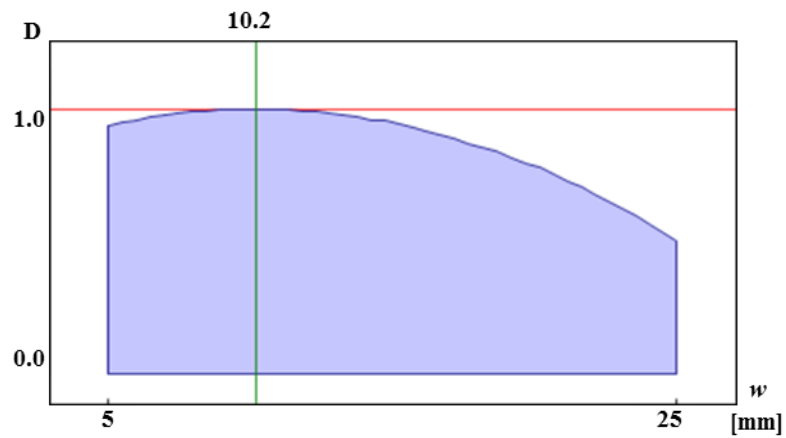
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	10	30	55	71.3	3.76
2	20	30	55	71.6	3.72
3	10	50	55	74.1	4.11
4	20	50	55	74.5	3.84
5	10	30	65	72.2	3.88
6	20	30	65	68.3	3.62
7	10	50	65	76.6	4.04
8	20	50	65	72.6	4.01
9	5	40	60	74.0	4.02
10	25	40	60	72.5	3.92
11	15	25	60	69.1	3.50
12	15	60	60	74.1	3.60
13	15	40	50	73.9	4.11
14	15	40	70	70.7	3.98
15	15	40	60	76.7	4.02
16	10	50	60	75.3	4.25
17	15	50	60	72.7	4.22
18	15	50	65	76.3	4.05
19	15	45	55	77.3	4.11
20	15	40	50	73.2	4.11
21	15	30	50	70.0	3.61
22	15	60	70	70.3	3.58
23	15	45	60	73.9	4.09



(a) Power density.

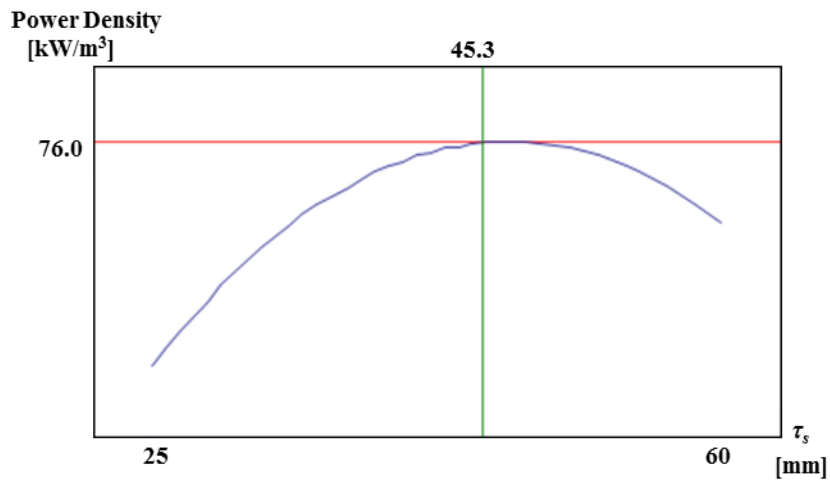


(b) Power per magnet volume.

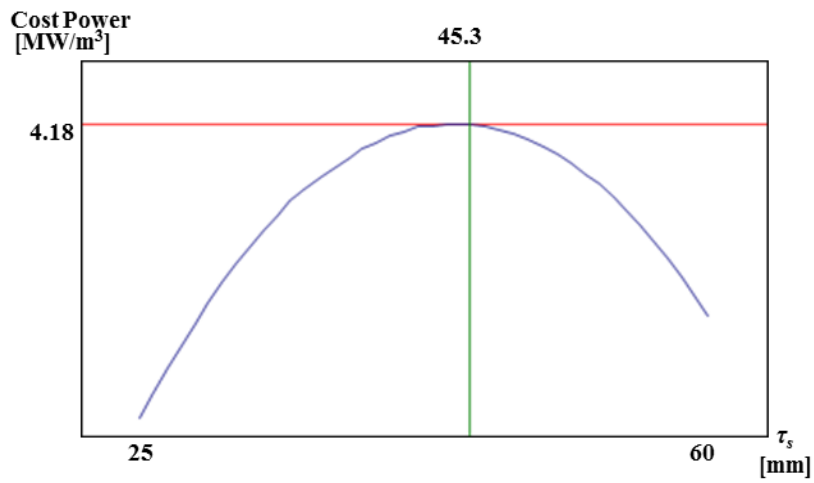


(c) Convolve function D.

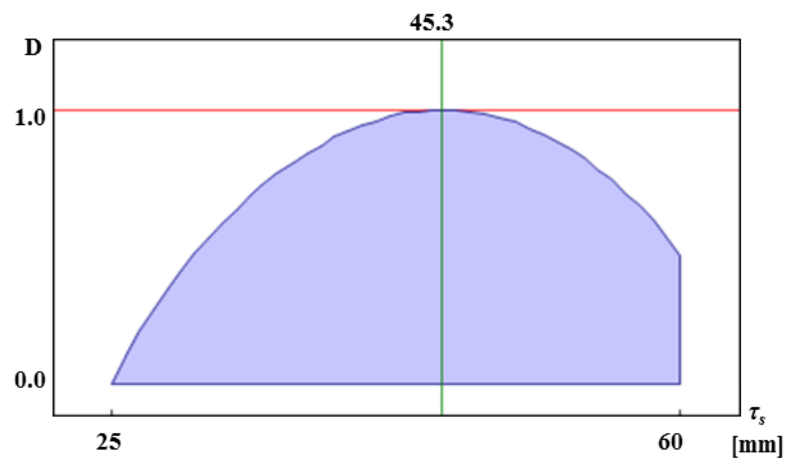
Fig. 4.30. Response surface by w factor.



(a) Power density.

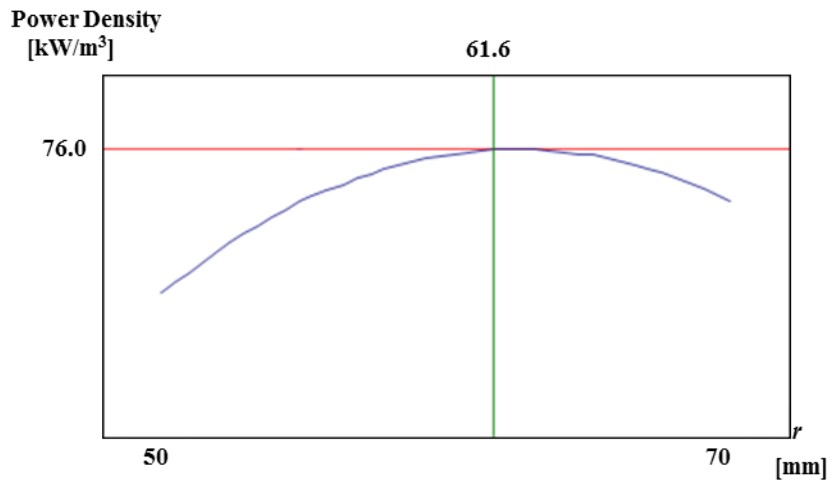


(b) Power per magnet volume.

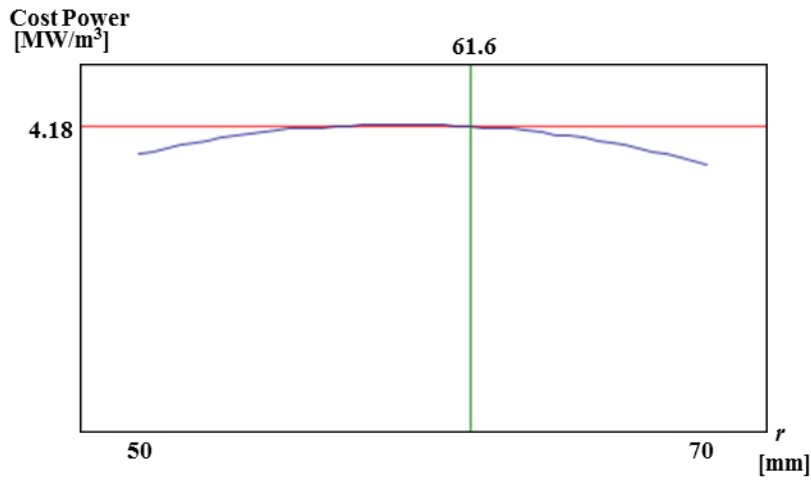


(c) Convolve function D.

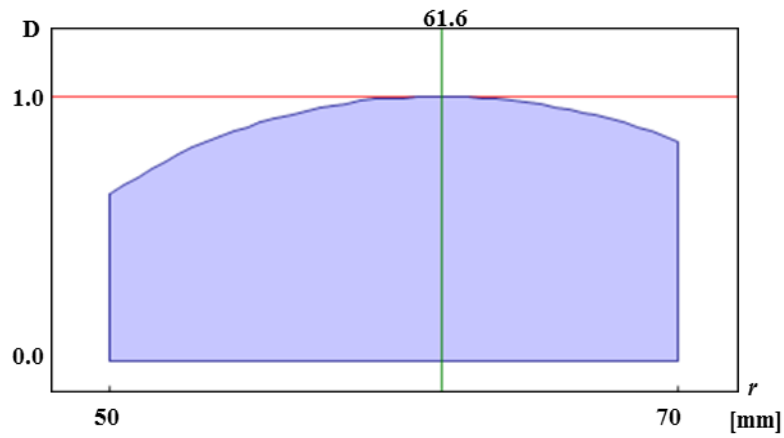
Fig. 4.31. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.32. Response surface by r factor.

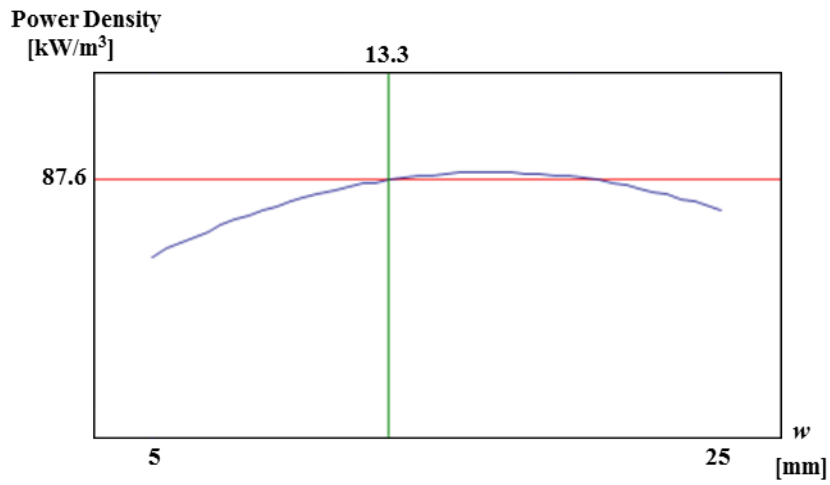
b)インピーダンス整合を行った抵抗負荷による最適設計

12 極機モデルにおいて負荷条件を全てのモデルで発電機内部のインピーダンスと同等の抵抗として解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.11 に示す。合計で 20 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 20 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.952、0.958 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.958、0.958 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

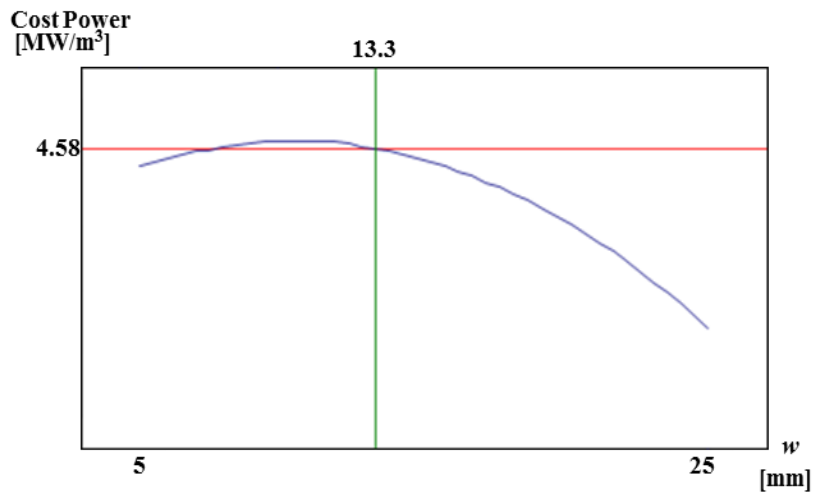
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.33 から図 4.35 までに示す。図 4.33 から図 4.35 の(a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 13\text{mm}$ 、 $\tau_s : 46\text{mm}$ 、 $r : 53\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.11 Data table and experimental results using CCD.

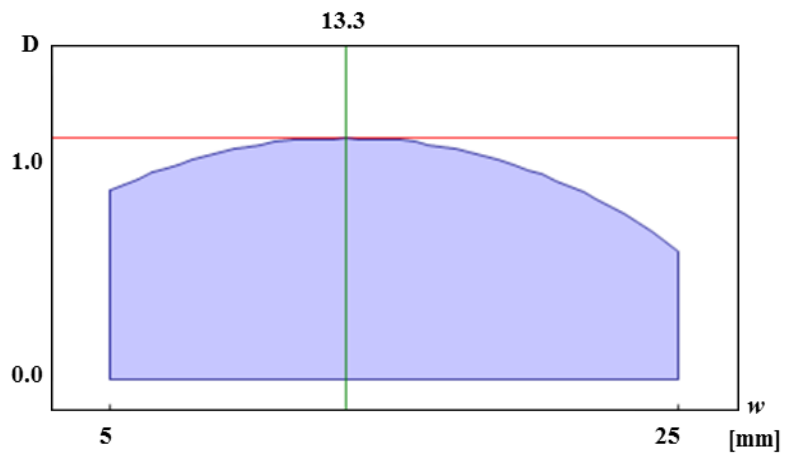
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	10	30	55	82.8	4.37
2	20	30	55	85.8	4.31
3	10	50	55	86.5	4.59
4	20	50	55	84.3	4.52
5	10	30	65	82.8	4.09
6	20	30	65	80.9	4.37
7	10	50	65	82.5	4.38
8	20	50	65	85.5	4.36
9	5	40	60	81.8	4.46
10	25	40	60	87.0	4.33
11	15	25	60	81.8	4.31
12	15	60	60	81.8	4.38
13	15	40	50	88.7	4.43
14	15	40	70	80.6	4.38
15	15	40	60	83.8	4.50
16	10	50	60	88.1	4.33
17	15	50	55	89.9	4.67
18	15	50	65	84.1	4.55
19	15	45	55	86.8	4.55
20	15	50	40	83.8	4.31



(a) Power density.

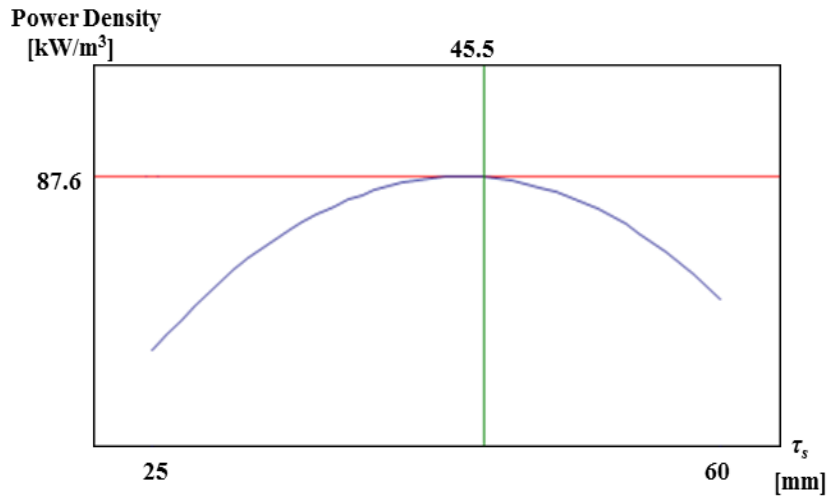


(b) Power per magnet volume.

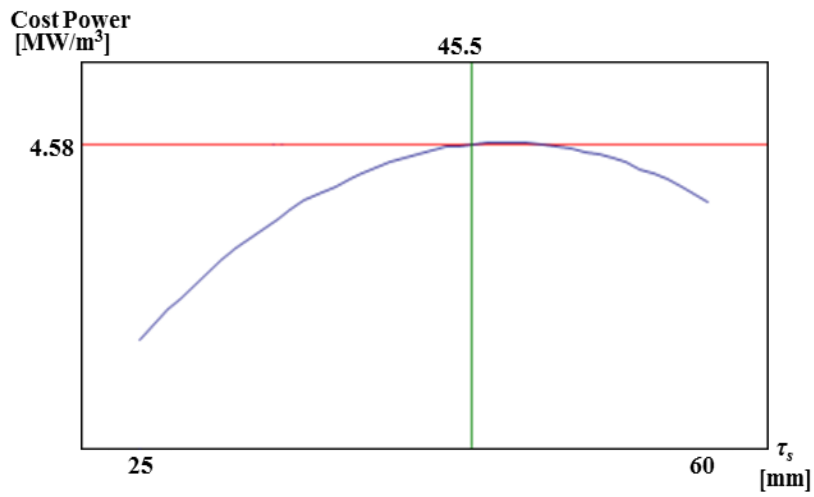


(c) Convolve function D.

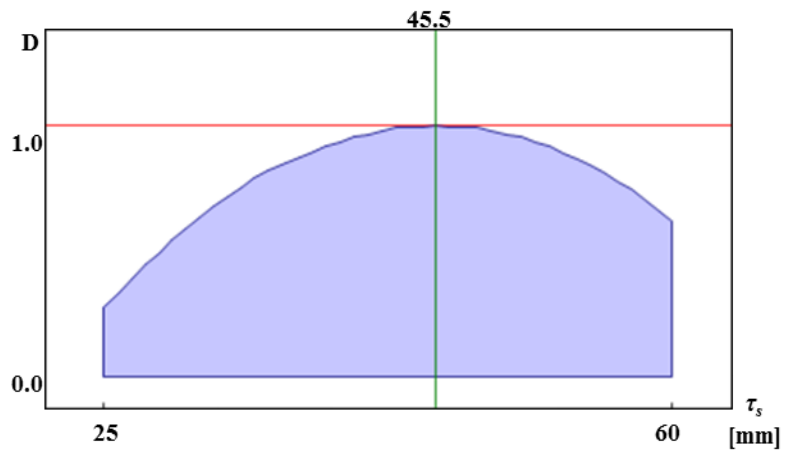
Fig. 4.33. Response surface by w factor.



(a) Power density.

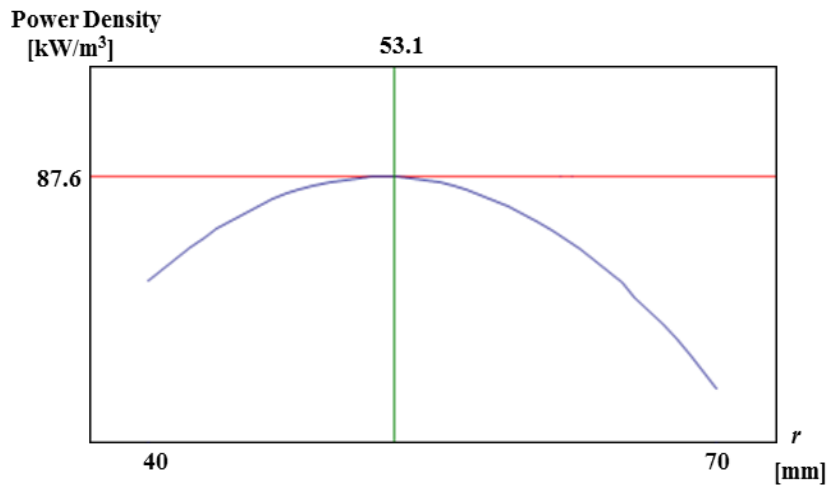


(b) Power per magnet volume.

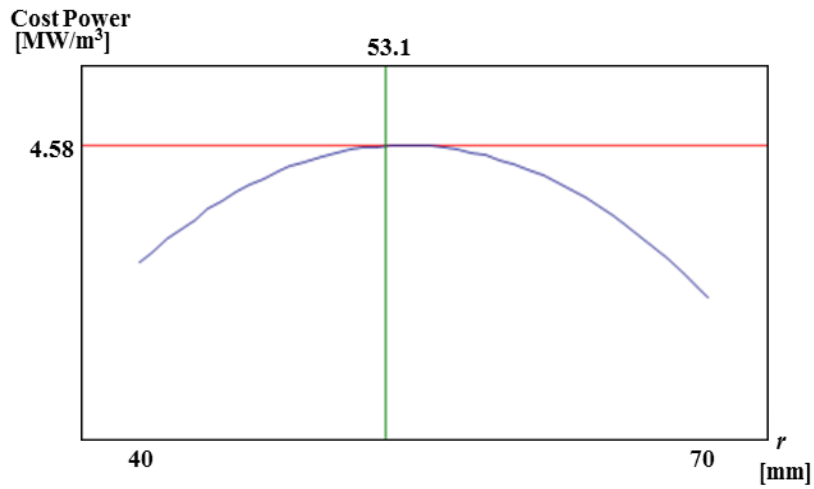


(c) Convolve function D.

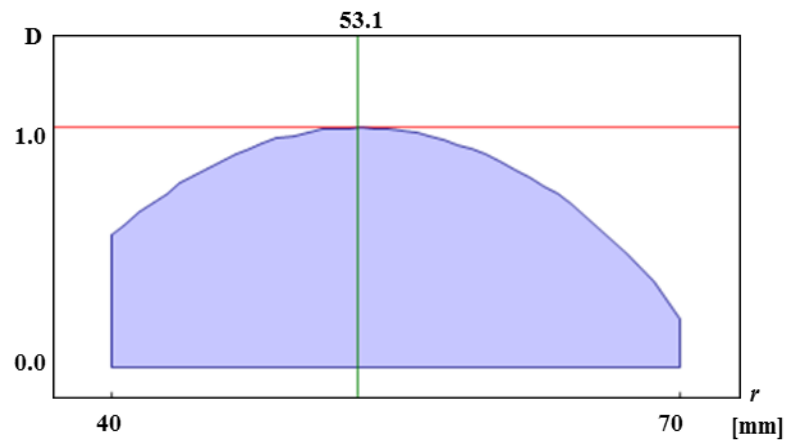
Fig. 4.34. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.35. Response surface by r factor.

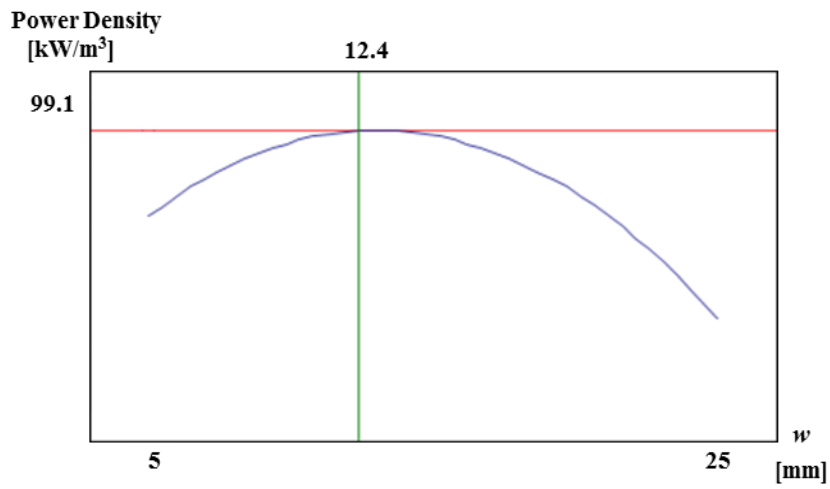
c)インピーダンス整合と力率調整を行った負荷による最適設計

12 極機モデルにおいて負荷条件として抵抗とキャパシタを並列に挿入したものを使用し、その合計インピーダンスが発電機内部のインピーダンスと一致するようにして解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.12 に示す。合計で 23 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 23 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.962、0.978 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.958、0.981 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

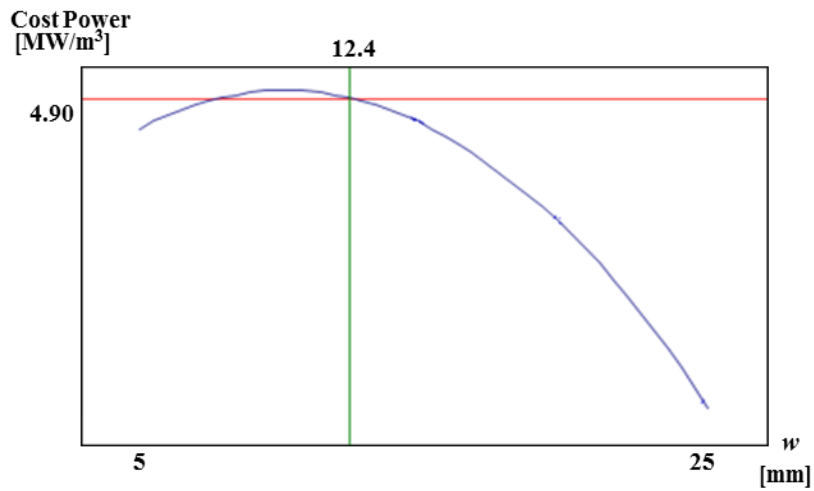
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.36 から図 4.38 までに示す。図 4.36 から図 4.38 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 12\text{mm}$ 、 $\tau_s : 39\text{mm}$ 、 $r : 53\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.12. Data table and experimental results using CCD.

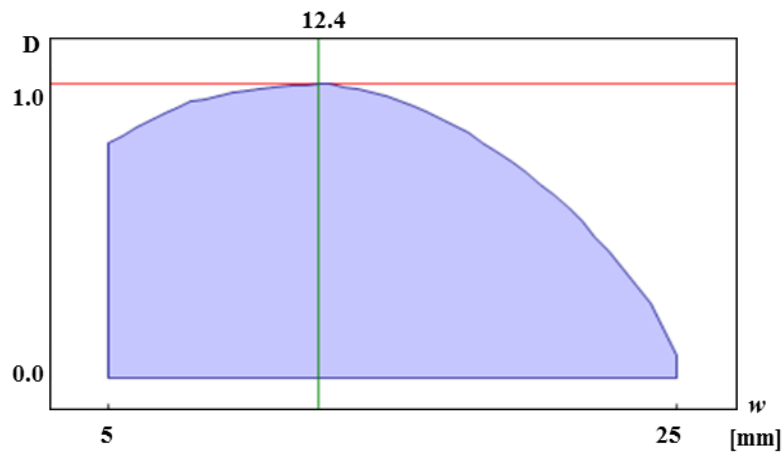
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	r [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	10	30	55	96.6	4.85
2	20	30	55	92.3	1.92
3	10	50	55	96.8	4.82
4	20	50	55	92.4	1.75
5	10	30	65	94.5	4.79
6	20	30	65	84.7	1.64
7	10	50	65	96.6	4.53
8	20	50	65	86.6	1.59
9	5	40	60	95.9	4.13
10	25	40	60	84.2	1.87
11	15	25	60	91.3	3.86
12	15	60	60	91.1	3.28
13	15	40	50	99.6	4.41
14	15	40	70	88.8	3.83
15	15	40	60	98.8	4.09
16	10	50	60	96.3	4.87
17	15	50	60	91.7	4.09
18	15	50	65	94.7	3.82
19	15	45	55	100.6	4.19
20	15	40	50	98.6	4.41
21	15	40	52	97.6	4.23
22	15	40	45	99.8	4.36
23	15	45	45	95.2	4.12



(a) Power density.

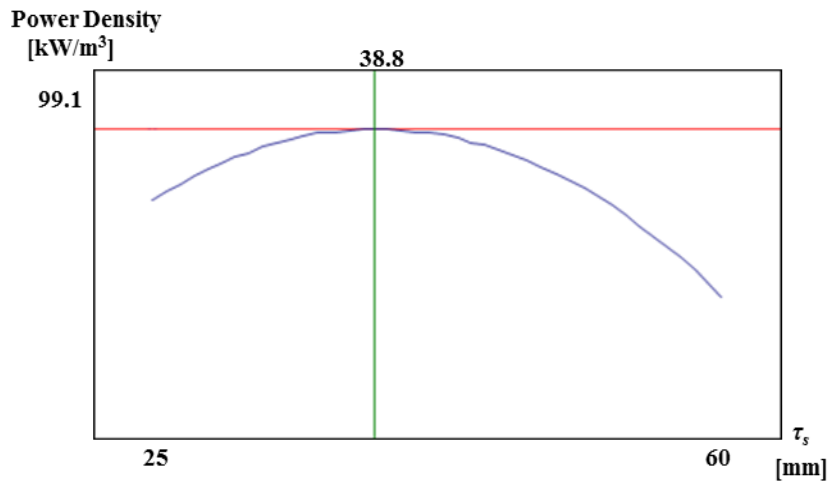


(b) Power per magnet volume.

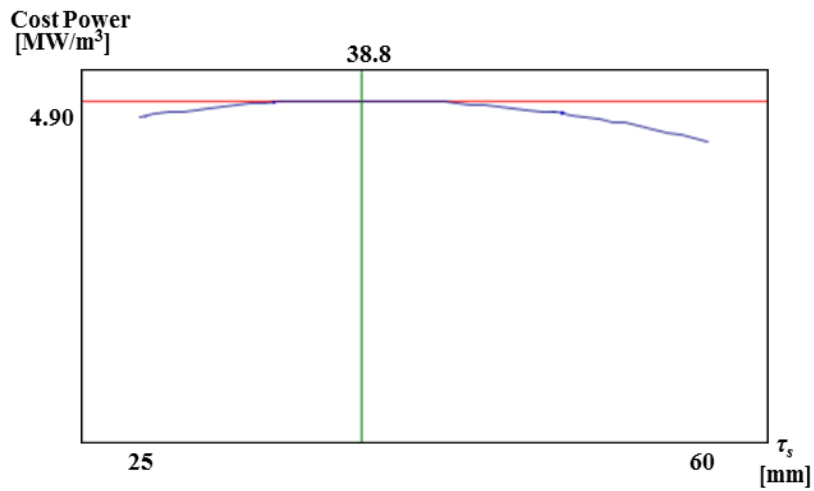


(c) Convolve function D.

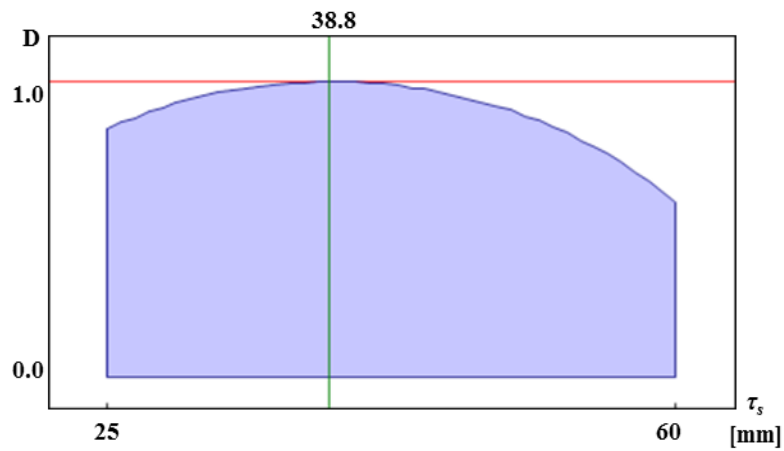
Fig. 4.36. Response surface by w factor.



(a) Power density.

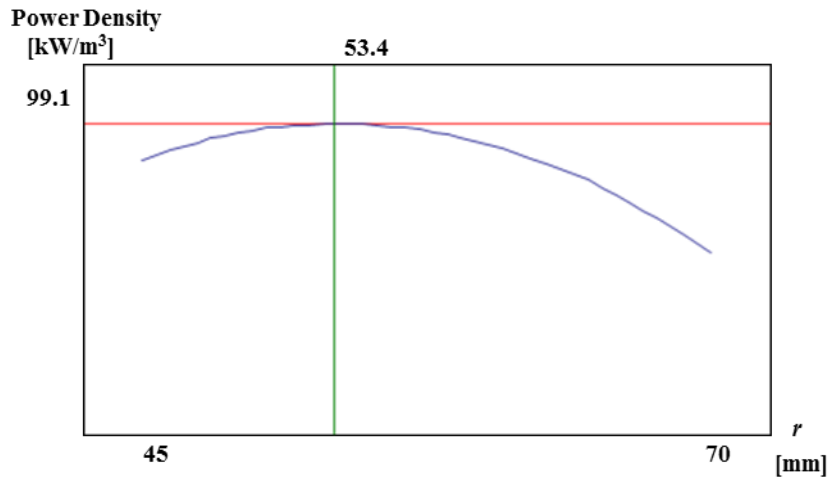


(b) Power per magnet volume.

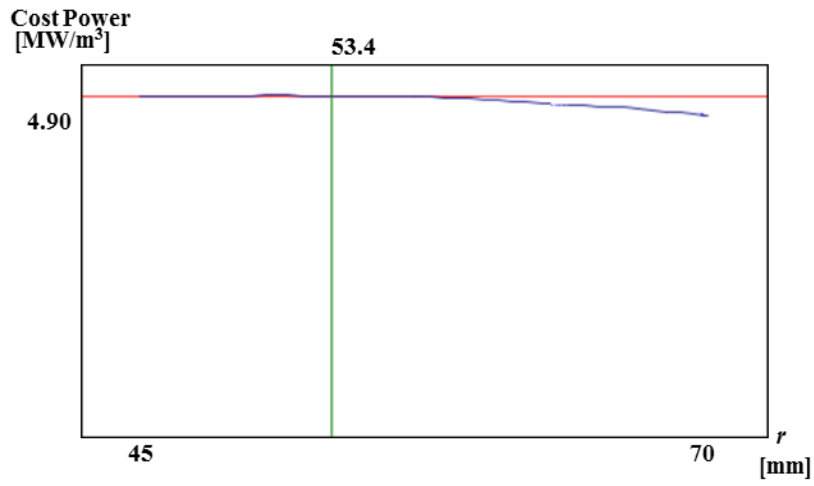


(c) Convolve function D.

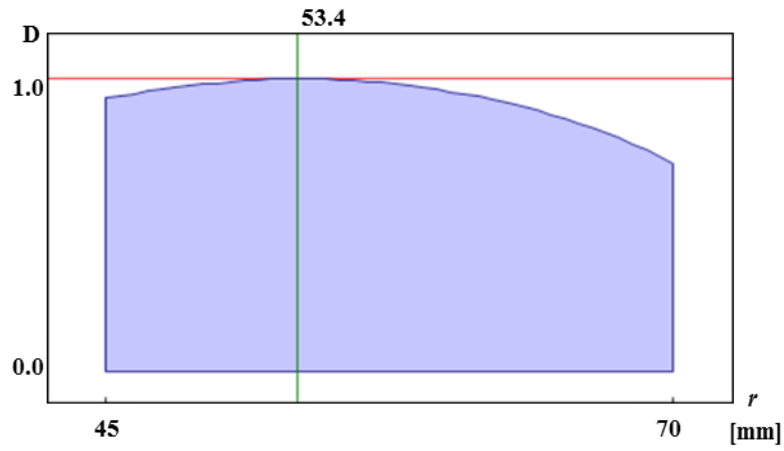
Fig. 4.37. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D .

Fig. 4.38. Response surface by r factor.

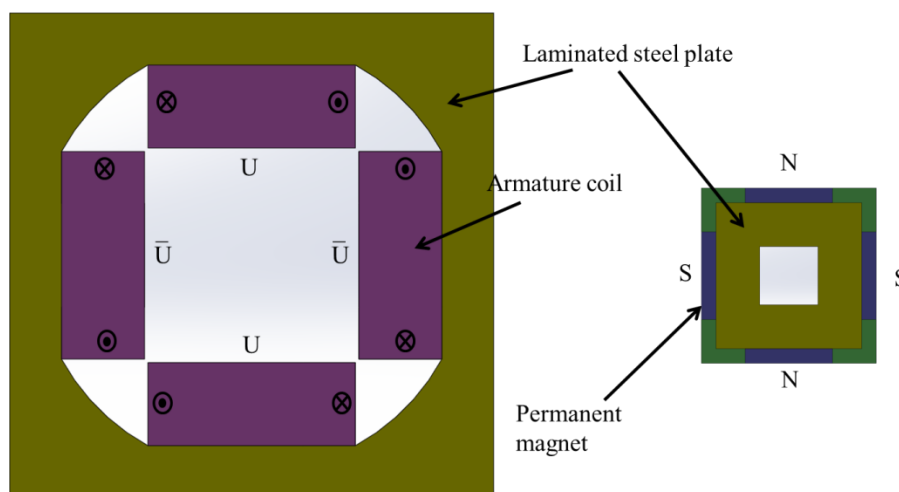
4.3. 正方形リニア発電機的设计

図 4.39 に今回提案する正方形モデルの 3 相発電機の基本ユニットを示す。基本構造は円筒形 4 極機に近い形状である。電機子ユニットは電磁鋼板で積層された正方形のシンプルな構造となっており、製作の点から円筒形モデルより簡易なモデルで初期コストを抑えることができる特徴を有する。さらに表面磁石形にすることで出力の増大が期待できる。

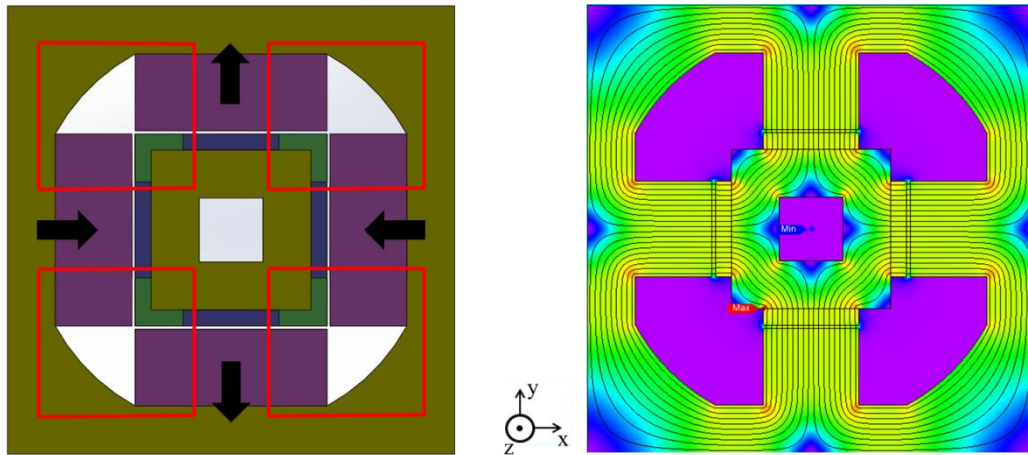
図 4.39(a)は電機子ユニットと界磁ユニットの構成を示しており、電機子ユニットは 4 つの突極部を持ち、その突極部にコイルを集中巻にしてある。それぞれの集中巻のコイルは隣り合う突極で逆向きに巻かれており、向きは隣り合う突極で逆向きに巻かれている。界磁ユニットは突極と同じ 4 つの永久磁石が配置されており、電機子ユニットと同じように隣り合う永久磁石の界磁方向は逆向きとなっている。界磁ユニットの中央部には支持機構用の穴が開けられている。

界磁ユニットを電機子ユニットの中心部に挿入した図を図 4.39(b)に示す。この時の磁束の流れは赤のループで表される。FEM における 2 次元解析の結果からも、コイルと永久磁石の数を同一にしているため安定した磁路が確保されていることがわかる。よって 2 次元面では回転することなく理想的に磁気吸引力も相殺され安定した状態となっている。

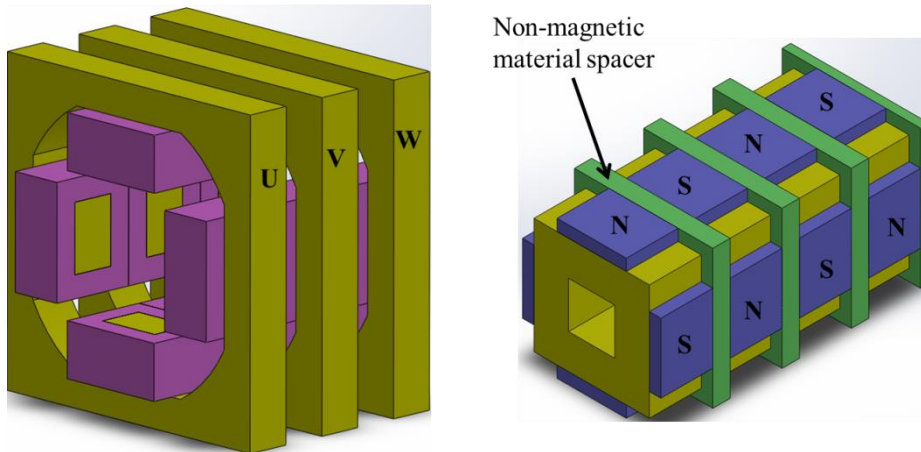
z 軸方向に電機子ユニットと界磁ユニットを配置したものを図 4.39(c)に示す。ここでは分かりやすいように界磁ユニットと電機子ユニットを分離しさらに界磁側コアを省略して表示している。電機子ユニットは三相発電機として電気的に 120° 位相がずれた電流が流れるように U 相 V 相 W 相を可動子の進行方向に配置する。界磁ユニットは隣り合うユニットで界磁方向が逆になるように配置される。三相発電機の役割を担いながら駆動周波数を高くするために、電機子ユニット 3 つに対して界磁ユニット 4 つが並ぶような 3 相 4 極スロットコンビネーションを採用している。



(a) The armature and field unit.



(b) Magnetic circuits.



(c) Configuration along moving direction.

Fig. 4.39. Fundamental configuration of three-phase unit.

モデルの設計変数を図 4.40 に示す。ティース幅 w 、スロットピッチ τ_s は円筒形モデルと同じように設定している。円筒形モデルと異なり、磁気装荷に直接的に影響するパラメータとして界磁側半径 r の代わりに磁石厚 l_m を設定し、ティース幅 w 、磁石厚 l_m 、スロットピッチ τ_s の 3 因子による 2 次多項式を用いた応答曲面の作成を行うことになる。円筒形モデルと同様にこの 3 因子は発電機設計にクリティカルに影響する磁気装荷と電気装荷に関するパラメータとなっており、かつその変数の変化に応じてトレードオフの関係性が生じることによって、出力が単峰性を持つ変数として選択されている。具体的なパラメータの説明について w と τ_s については円筒形と同じであるので省略する。

三つ目の因子 l_m によって磁石厚が決定され、同時に磁石量も比例して変化する。界磁側の系の大きさは鉄心幅 w によって決定されており、経方向は磁石厚 l_m と鉄心長 l_i の取り合いとなる。これより、定数 K_3 から制約式が式(4.19)で記述される。図 4.40(b)において磁石

厚 l_m は矢印 i であり、鉄心長 l_i は矢印 ii である。また、界磁側の経方向の長さは矢印 iii で表されている。

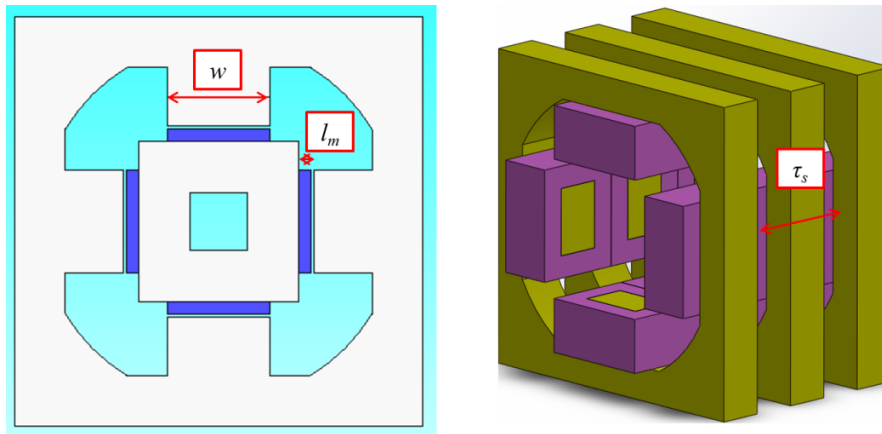
$$K_3 = l_m + l_i \quad (4.19)$$

設計変数の設定に関しては円筒形モデルと同様に考えることができ、単峰性の関数となるように変数を定義した後に、それぞれの変数パラメータの範囲を設定する必要がある。変数の範囲は単峰性の頂点が入るよう設定すればよく、それぞれの因子の範囲は以下の式(4.20)から式(4.22)に示すように設定し、それぞれの負荷に応じての最適設計を行う。

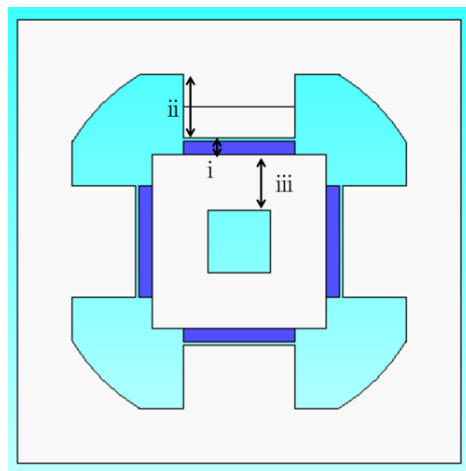
$$20 \leq w \leq 50 \quad (4.20)$$

$$30 \leq \tau_s \leq 60 \quad (4.21)$$

$$3 \leq l_m \leq 7 \quad (4.22)$$



(a) Three parameters.



(b) Constraint equation in l_m .

Fig. 4.40. The variable parameters of a cylindrical model.

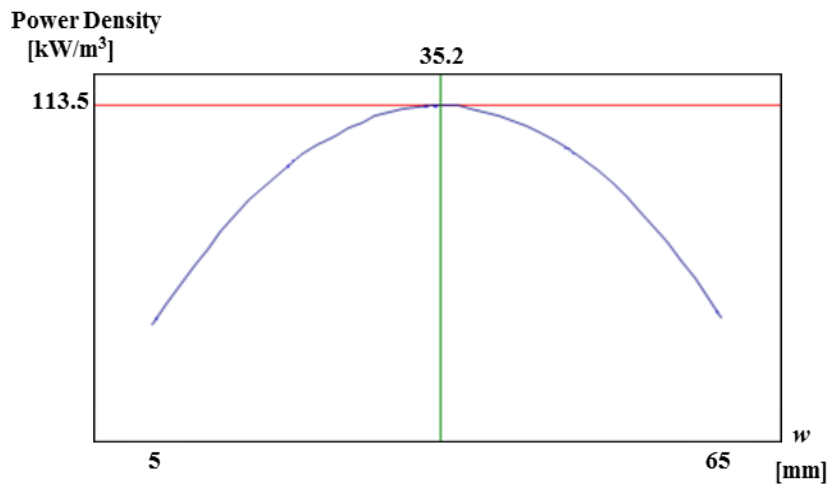
a)10Ω 抵抗負荷による最適設計

正方形モデルにおいて負荷条件を全てのモデルで 10Ω とし提案手法による最適設計を行う。その時のデータテーブルを表 4.13 に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.998、0.996 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.997、0.991 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

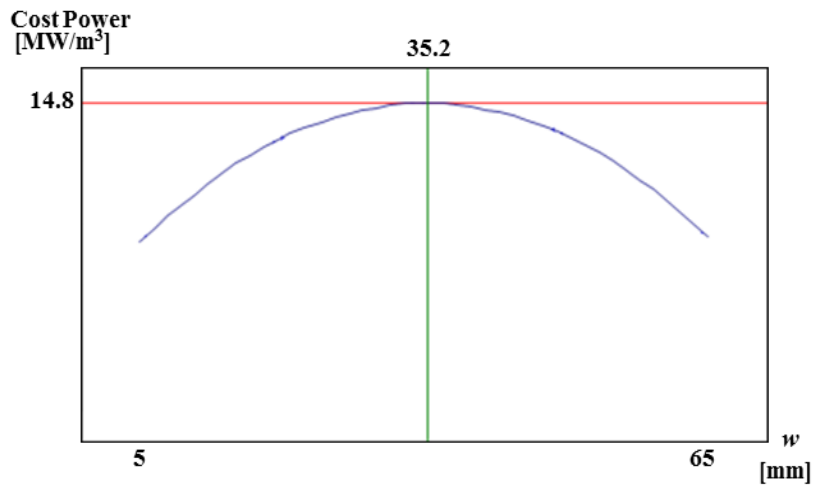
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.41 から図 4.43 までに示す。図 4.41 から図 4.43 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する量み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 35\text{mm}$ 、 $\tau_s : 40\text{mm}$ 、 $l_m : 5\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.13. Data table and experimental results using CCD.

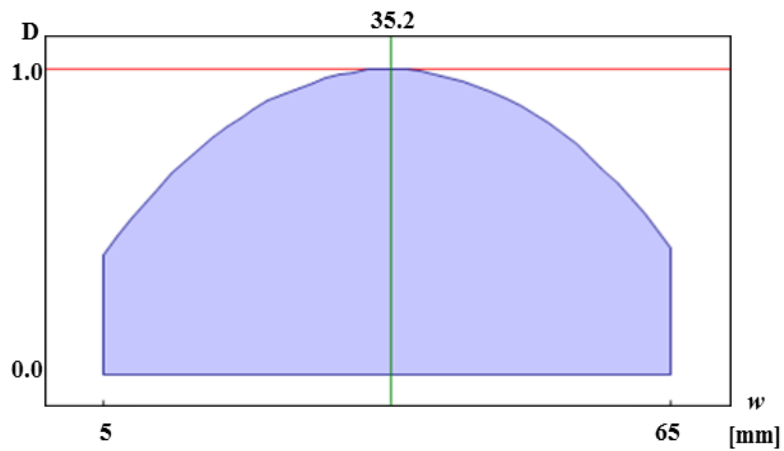
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	l_m [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	30	3	71.4	11.88
2	50	30	3	73.6	12.24
3	20	30	7	84.9	10.85
4	50	30	7	87.5	10.53
5	20	60	3	47.5	8.77
6	50	60	3	46.1	8.52
7	20	60	7	62.3	7.30
8	50	60	7	60.5	7.52
9	5	45	5	37.6	7.90
10	65	45	5	38.8	8.30
11	35	45	1	69.9	13.46
12	35	45	9	100.1	10.81
13	35	15	5	60.1	7.66
14	35	75	5	8.7	0.55
15	35	45	5	112.4	14.40
16	35	30	4	99.0	14.16
17	35	30	6	102.3	13.57
18	35	40	4	110.6	14.90
19	35	35	5	113.5	14.33



(a) Power density.

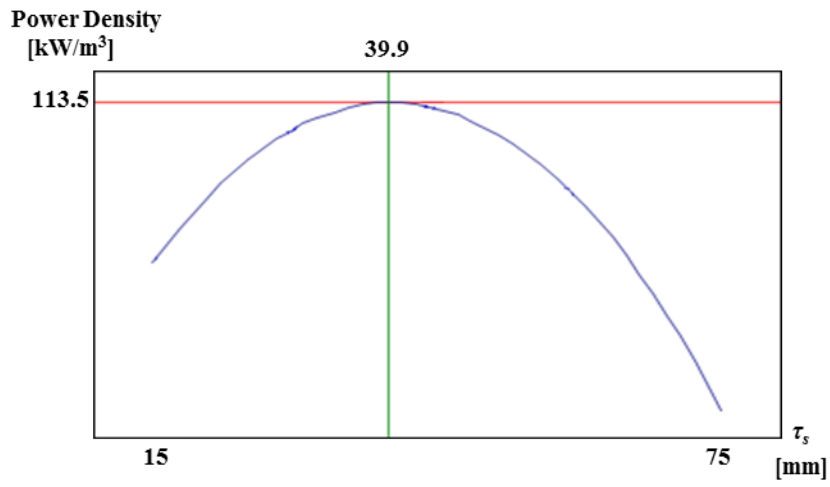


(b) Power per magnet volume.

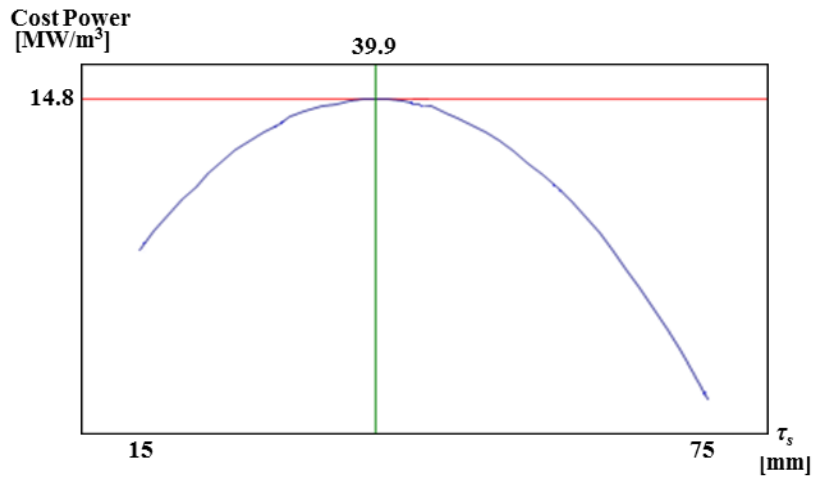


(c) Convolve function D.

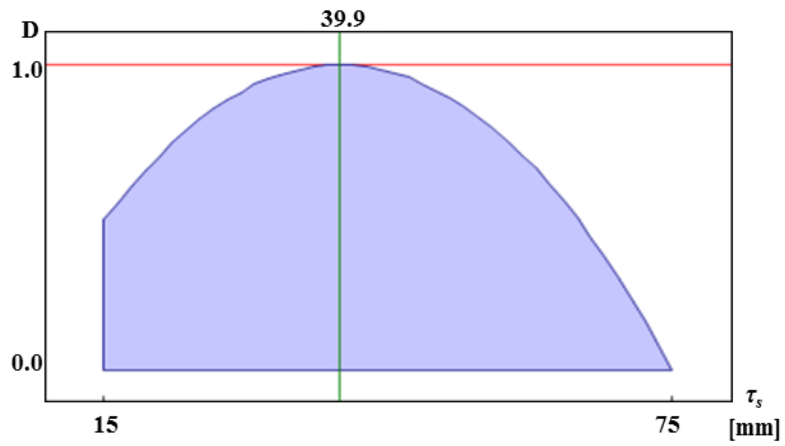
Fig 4.41. Response surface by w factor.



(a) Power density.

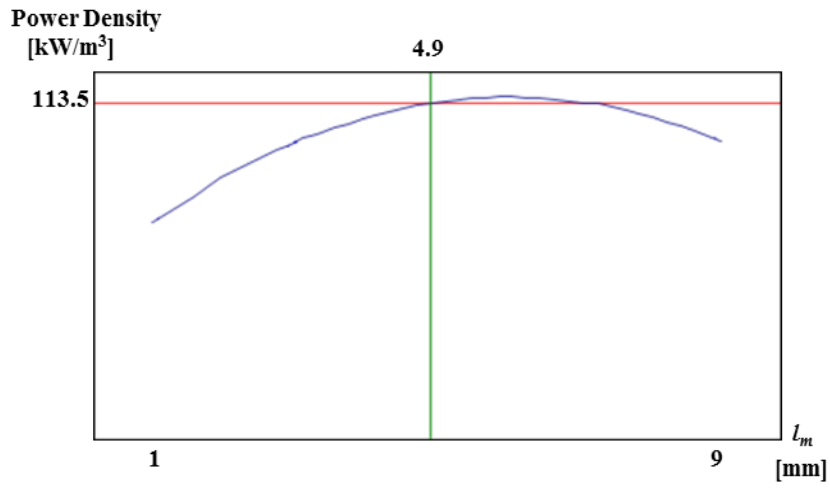


(b) Power per magnet volume.

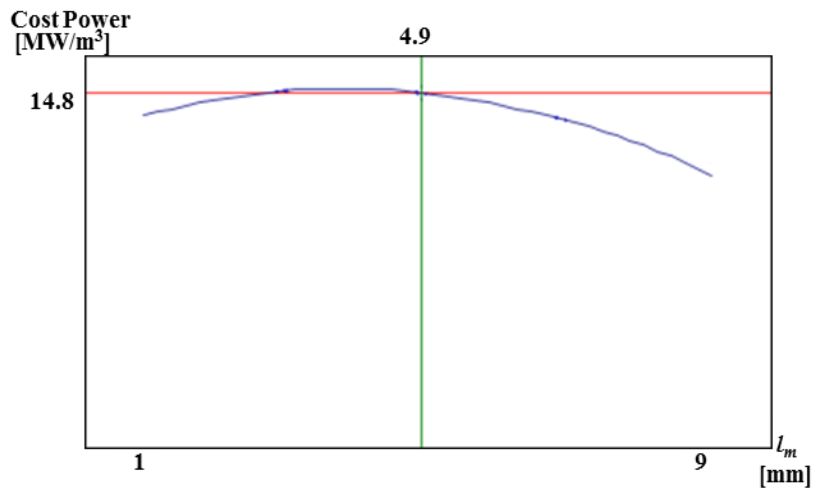


(c) Convolve function D.

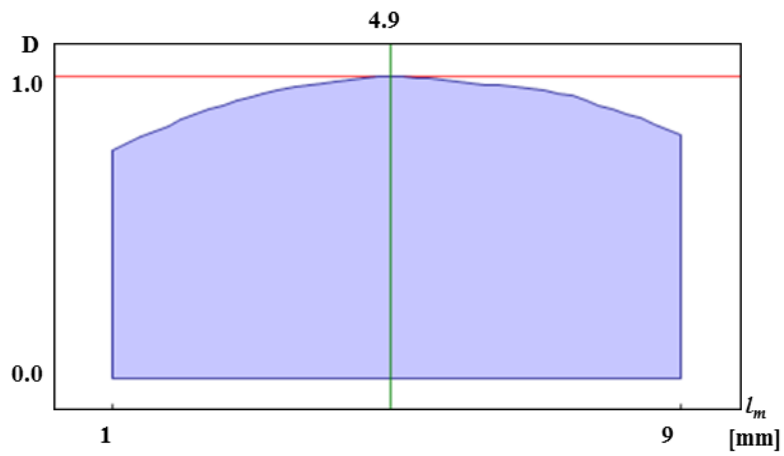
Fig. 4.42. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.43. Response surface by l_m factor.

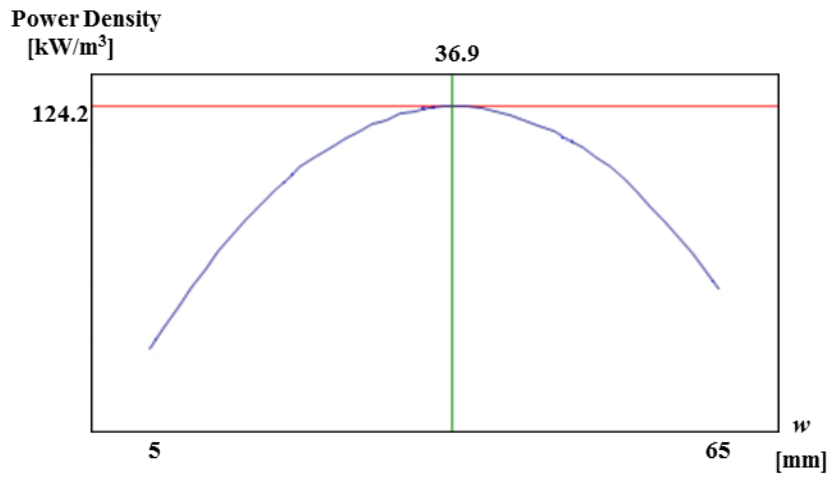
b)インピーダンス整合を行った抵抗負荷による最適設計

正方形モデルにおいて負荷条件を全てのモデルで発電機内部のインピーダンスと同等の抵抗として解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.14 に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.982、0.978 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.988、0.988 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

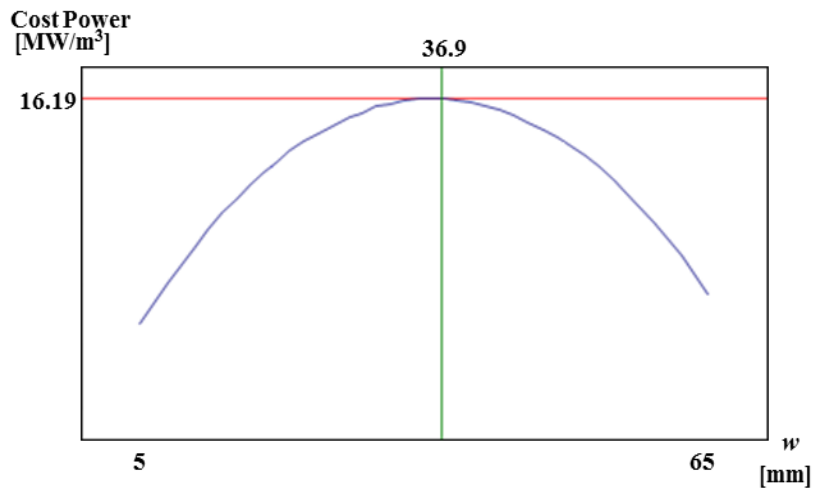
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.44 から図 4.46 までに示す。図 4.44 から図 4.46 の(a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する畳み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることによって最適なパラメータが得られ、 $w : 37\text{mm}$ 、 $\tau_s : 39\text{mm}$ 、 $l_m : 4\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することによって得られている。

Table 4.14. Data table and experimental results using CCD.

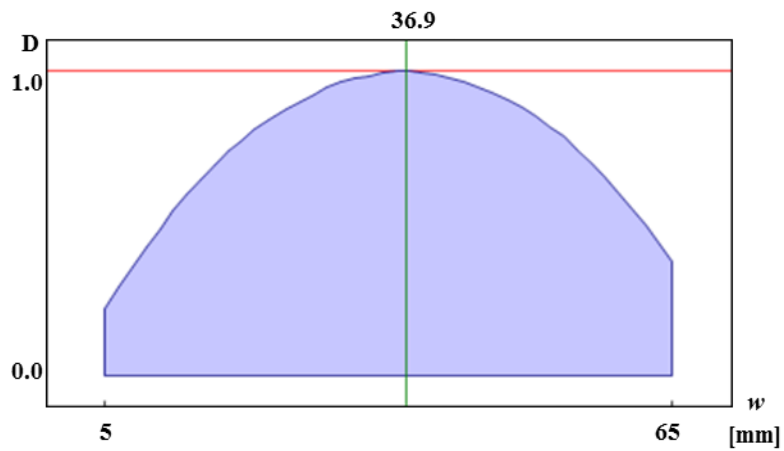
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	l_m [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	30	3	89.0	12.93
2	50	30	3	102.1	13.80
3	20	30	7	79.0	11.07
4	50	30	7	91.9	10.68
5	20	60	3	60.8	11.74
6	50	60	3	66.1	11.39
7	20	60	7	48.3	8.79
8	50	60	7	54.9	9.53
9	5	45	5	28.5	7.99
10	65	45	5	50.4	9.37
11	35	45	1	103.4	15.83
12	35	45	9	85.9	10.21
13	35	15	5	79.6	9.20
14	35	75	5	12.4	5.98
15	35	45	5	118.8	15.20
16	35	30	4	122.5	15.35
17	35	30	6	107.8	14.05
18	35	40	4	125.0	16.19
19	35	35	5	123.2	15.15



(a) Power density.

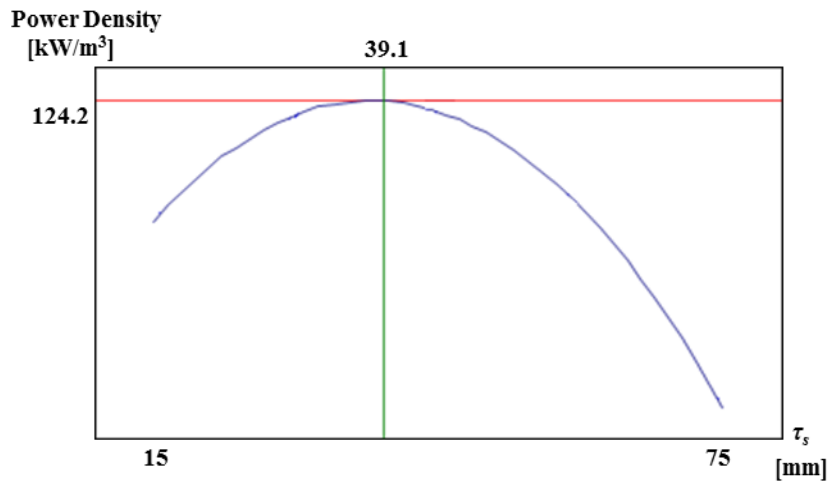


(b) Power per magnet volume.

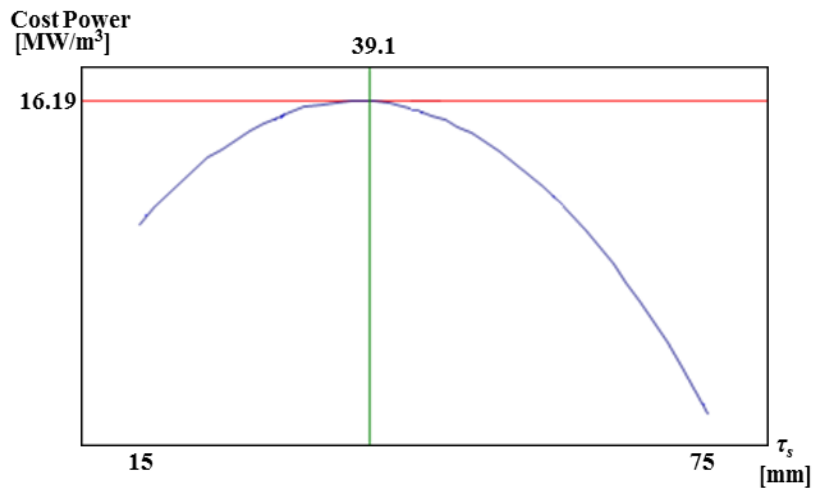


(c) Convolve function D.

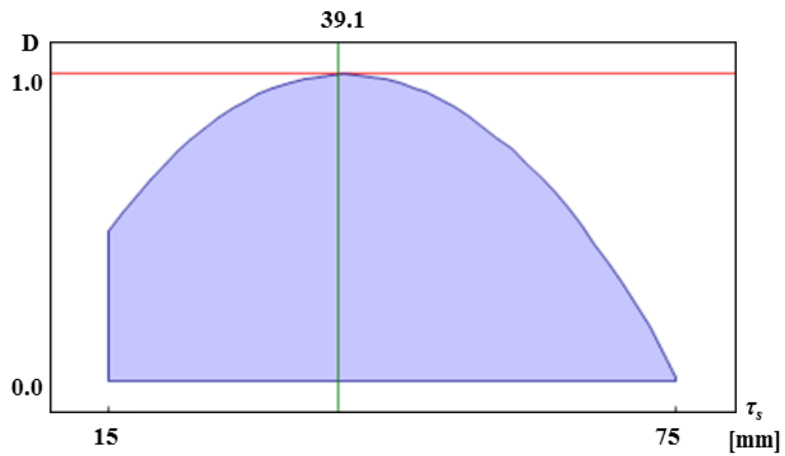
Fig. 4.44. Response surface by w factor.



(a) Power density.

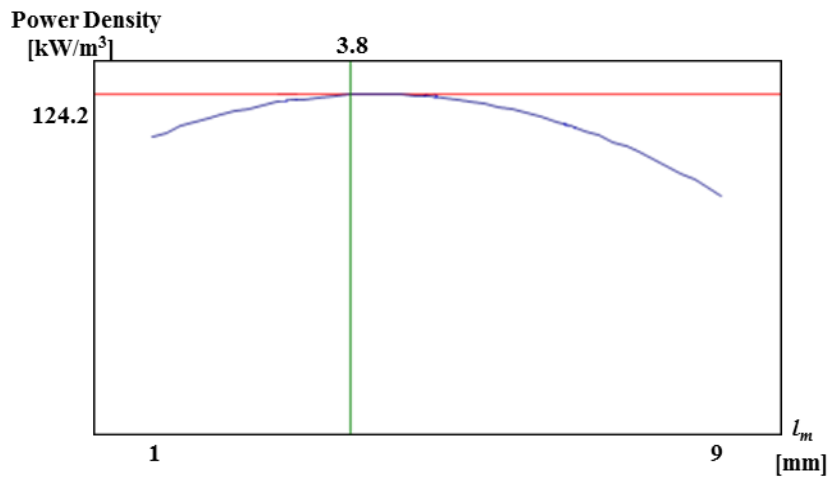


(b) Power per magnet volume.

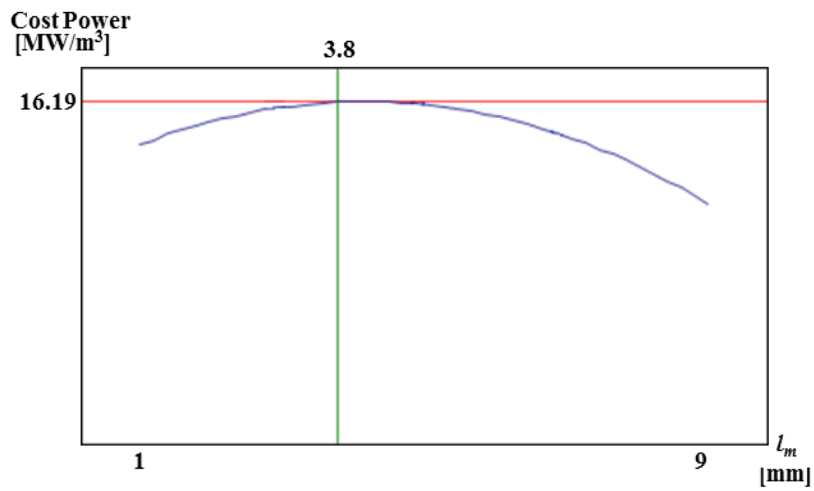


(c) Convolve function D.

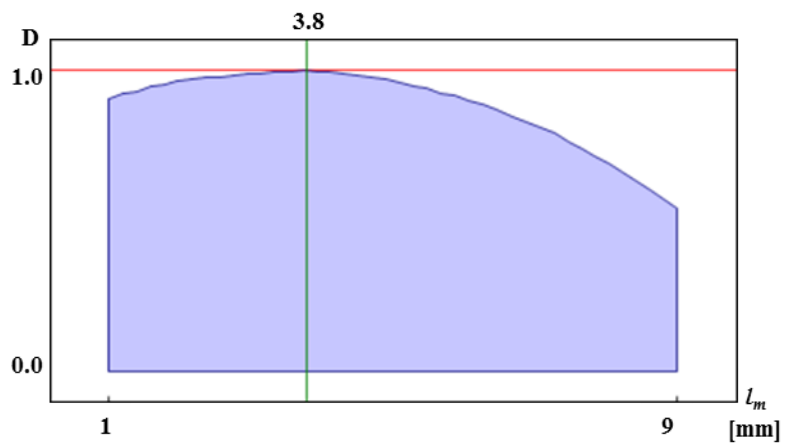
Fig. 4.45. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.46. Response surface by l_m factor.

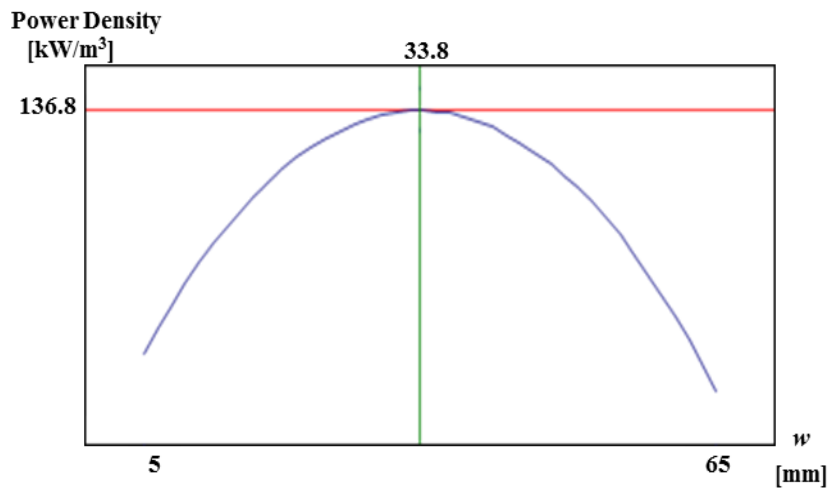
c)インピーダンス整合と力率調整を行った負荷による最適設計

正方形モデルにおいて負荷条件として抵抗とキャパシタを並列に挿入したものを使用し、その合計インピーダンスが発電機内部のインピーダンスと一致するようにして解析を行う。その時のデータテーブルを表 4.15 に示す。合計で 19 回の実験を行った。15 回目までは CCD によって三変数のそれぞれのパラメータの組み合わせが選ばれている。16 回目から 19 回目までの実験は評価指数の値を改善するためのものである。このことにより、出力密度の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.985、0.975 となり、コスト出力の評価指数 R^2 と R_A^2 の値は 0.968、0.963 となり、設定した応答曲面の評価基準値を上回っている。それぞれの実験に関して特性値である出力密度とコスト出力は三次元静磁界解析による出力の算出によって導出されている。

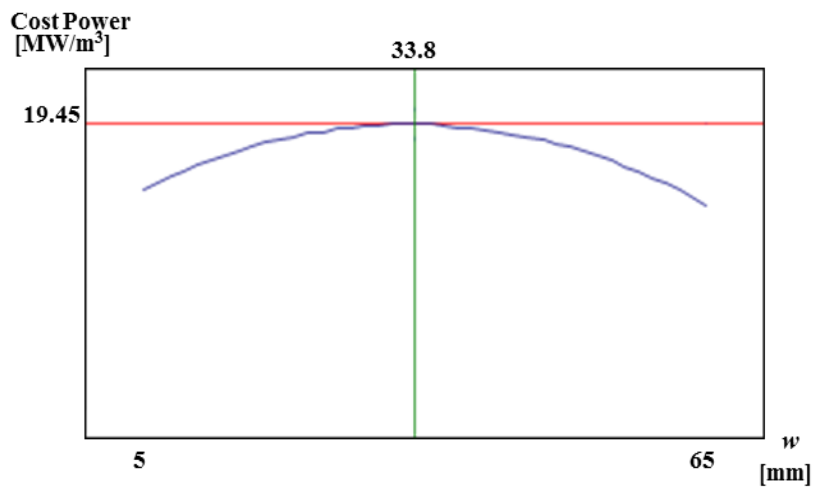
この表から変数パラメータである三因子それぞれについての応答曲面を作成したものを図 4.47 から図 4.49 までに示す。図 4.47 から図 4.49 の (a)はそれぞれのパラメータに対する出力密度の応答曲面であり、(b)はそれぞれのパラメータに対するコスト出力の応答曲面である。(c)はそれぞれのパラメータに対する量み込み関数 D であり、非飽和領域において(a)と(b)の曲面を正規化し 1:3 の割合で足した関数となっている。これら D の曲面の凸部を取ることで最適なパラメータが得られ、 $w : 34\text{mm}$ 、 $\tau_s : 32\text{mm}$ 、 $l_m : 2\text{mm}$ が得られた。それぞれ実際の設計で 1mm 以上の精密な設計を考慮できないものとして、小数点以下を四捨五入することで得られている。

Table 4.15. Data table and experimental results using CCD.

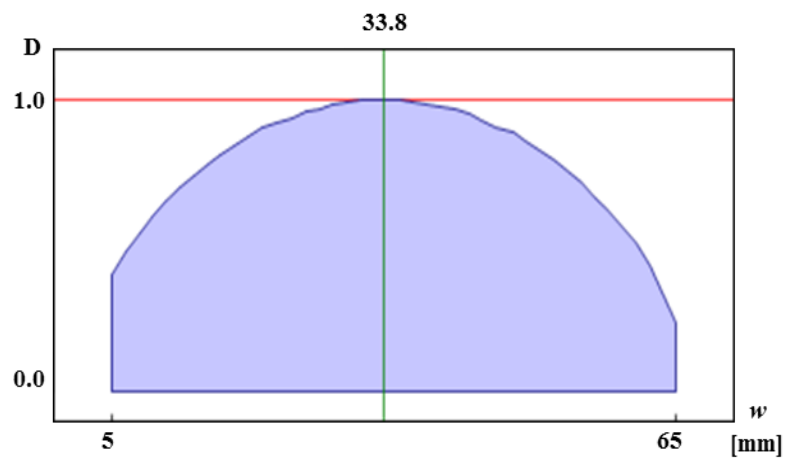
Exp	w [mm]	τ_s [mm]	l_m [mm]	Power density [kW/m ³]	Power per magnet volume [MW/m ³]
1	20	30	3	115.6	16.81
2	50	30	3	107.4	17.01
3	20	30	7	106.9	13.09
4	50	30	7	98.4	10.74
5	20	60	3	62.6	14.75
6	50	60	3	41.5	11.22
7	20	60	7	54.7	6.33
8	50	60	7	31.6	6.20
9	5	45	5	47.3	10.90
10	65	45	5	25.1	11.86
11	35	45	1	106.2	20.29
12	35	45	9	100.0	6.79
13	35	15	5	119.1	13.61
14	35	75	5	26.8	2.28
15	35	45	5	138.0	15.01
16	35	30	2	135.1	20.93
17	35	30	3	129.9	20.34
18	35	40	2	141.4	18.71
19	35	35	1	136.4	18.83



(a) Power density.

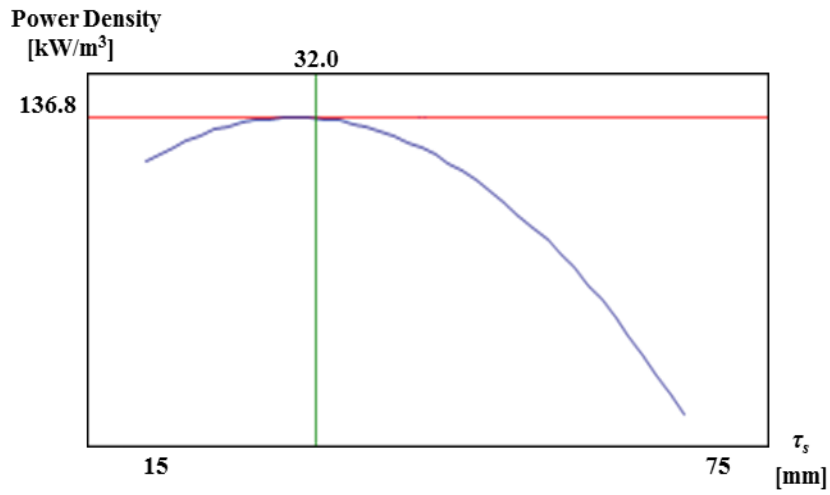


(b) Power per magnet volume.

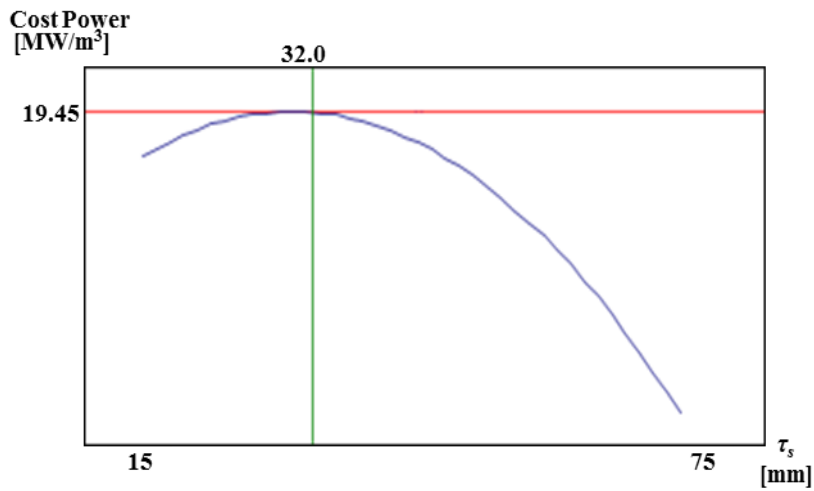


(c) Convolve function D.

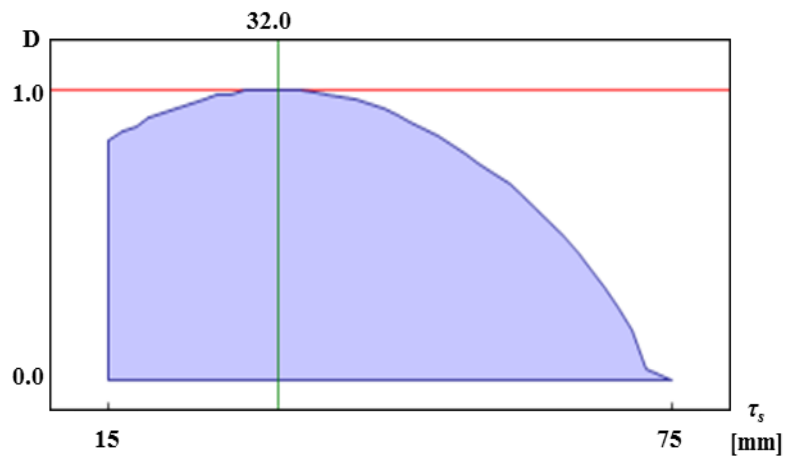
Fig. 4.47. Response surface by w factor.



(a) Power density.

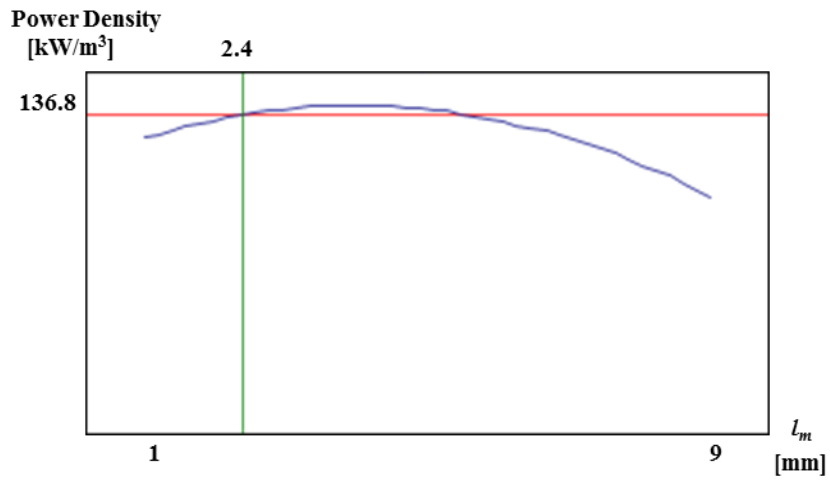


(b) Power per magnet volume.

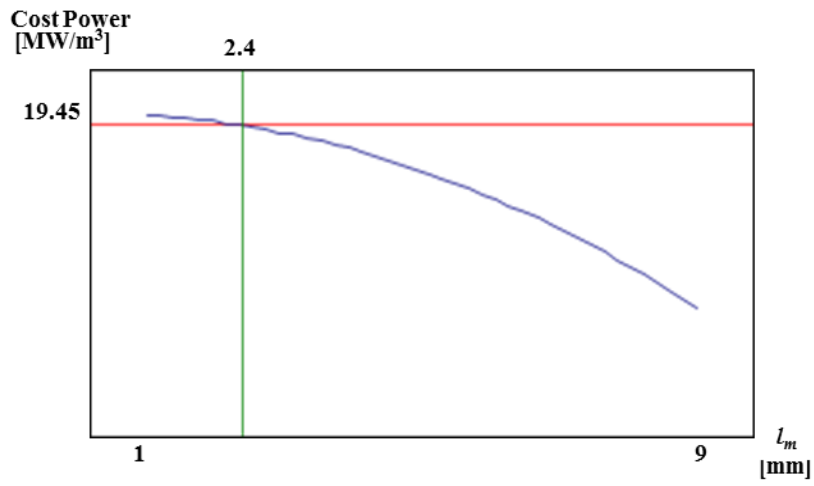


(c) Convolve function D.

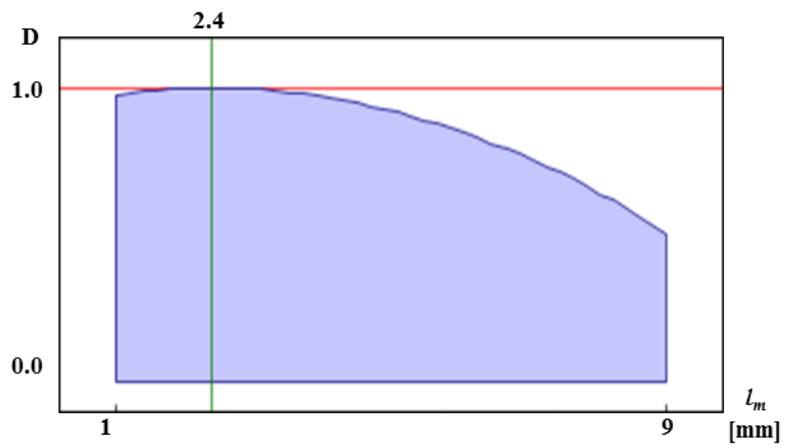
Fig. 4.48. Response surface by τ_s factor.



(a) Power density.



(b) Power per magnet volume.



(c) Convolve function D.

Fig. 4.49. Response surface by l_m factor.

第5章 設計の評価

4章にて4つの発電機モデルで3種類の負荷パターンで最適設計を行った。この章ではそれぞれのモデルの最適設計の結果について様々な角度から比較検討を行う。4章で得られた結果のまとめを表5.1に示す。表5.1には最適設計のモデルの名前を短縮形と共に明示し、その時の最適パラメータが示されている。また特性値として出力密度と磁石量当たりの出力であるコスト出力が示されている。この結果を元に比較検討を行う。

Table 5.1. The optimal parameters and characteristic values of designed models.

Abbre- -viation	Model	Load	w [mm]	τ_s [mm]	$r(*l_m)$ [mm]	Power density [kW/m ³]	Cost power [MW/m ³]
C4-a	Cylindrical 4-poles	10Ω resistance load	47	83	54	70.2	2.42
C4-b	Cylindrical 4-poles	Impedance matching by resistance load	54	83	62	68.5	2.19
C4-c	Cylindrical 4-poles	Impedance matching by resistance and capacitor load	47	75	56	80.7	2.78
C8-a	Cylindrical 8-poles	10Ω resistance load	21	58	53	120.7	5.58
C8-b	Cylindrical 8-poles	Impedance matching by resistance load	26	57	59	129.1	5.79
C8-c	Cylindrical 8-poles	Impedance matching by resistance and capacitor load	23	50	51	151.3	6.54
C12-a	Cylindrical 12-poles	10Ω resistance load	10	45	62	76.0	4.17
C12-b	Cylindrical 12-poles	Impedance matching by resistance load	13	46	53	87.5	4.55
C12-c	Cylindrical 12-poles	Impedance matching by resistance and capacitor load	12	39	53	99.0	4.74
S-a	Squared	10Ω resistance load	35	40	5	113.2	14.8
S-b	Squared	Impedance matching by resistance load	37	39	4	124.3	16.1
S-c	Squared	Impedance matching by resistance and capacitor load	34	32	2	132.8	19.4

*正方形モデルにおいてのみパラメータは r ではなく l_m となる。

5.1. 高速最適設計手法の評価

3章で高速最適設計手法を提案し、4章でその設計手法を使用しての最適設計を4つの発電機モデルと3種類の負荷で計12パターン行った。その得られた結果を三次元解析による比較検討することで、高速最適設計手法の妥当性評価を行う。

提案する高速最適設計手法は応答曲面法と三次元静磁界解析を組み合わせた手法である。そのため、この2つの要素それぞれについて妥当性評価を行う必要がある。そしてその2つの妥当性評価から最終的な提案手法の評価を行う。

応答曲面法の妥当性評価は提案手法によって得られた結果と最適パラメータにおける三次元静磁界の結果を比較することで評価することが可能である。応答曲面法は約20種類の形状による離散的なデータの値から曲面を予測し、その最適パラメータと最適値での特性値の値を予測する。その予測された最適パラメータにて実際にモデルを組み立て三次元静磁界解析で提案手法と同様に特性値を求めることで応答曲面法の評価を行うことができる。

比較した結果を表5.2に示し、モデル名は表5.1の省略形で表示する。提案手法による2つの特性値は1mmオーダ以下を四捨五入することで真の最適値から設計可能な最適値に補正を行った特性値を示している。その時の特性値について2つの手法の誤差を比率にて示す。この比率から、出力密度とコスト出力の両評価値を含めて、誤差は最大でも1.8%であり、非常に小さい値を示す。よって19回から23回程度のモデルによる実験で応答曲面の妥当性を確かなものとする曲面作成が可能であることを示す。これらの結果はモデルの形状や負荷パターンに依存することがないことも同時に確認された。

Table 5.2. Validation of response surface methodology.

Model	Proposed method		3D static analysis		Ratio of two methods	
	Power density	Cost power	Power density	Cost power	Power density	Cost power
	[kW/m ³]	[MW/m ³]	[kW/m ³]	[MW/m ³]	[%]	[%]
C4-a	70.2	2.42	71.4	2.47	101.7	102.1
C4-b	68.5	2.19	69.1	2.23	100.9	101.8
C4-c	80.7	2.78	79.9	2.77	99.0	99.6
C8-a	120.7	5.58	118.9	5.52	98.5	98.9
C8-b	129.1	5.79	130.7	5.85	101.2	101.0
C8-c	151.3	6.54	153.1	6.66	101.2	101.8
C12-a	76.0	4.17	76.3	4.20	100.4	100.7
C12-b	87.5	4.55	87.2	4.52	99.7	99.3
C12-c	99.0	4.74	99.7	4.77	100.7	100.6
S-a	113.2	14.8	113.9	14.89	100.6	100.6
S-b	124.3	16.1	125.5	16.24	101.0	100.9
S-c	132.8	19.4	135.1	19.69	101.7	101.5

三次元静磁界解析の妥当性評価は最適パラメータにおける三次元静磁界解析と三次元過渡応答解析の結果を比較することで評価できる。それらの結果を比較したものを表 5.3 に示す。モデル名は表 5.1 の省略形で表示する。誤差の最大値は 2 つの特性値を含めて 7.6% である。それぞれの特性値ごとに誤差を見ると出力密度で最大誤差 7.6%、平均誤差 4.56% となり、コスト出力で最大誤差 6.8%、平均誤差 4.28% の値を示す。全てのケースで誤差量は 10% 以下であり、簡易設計手法としては十分に要求を満たすと考えられる。誤差の要因としては、進行方向に対して磁束を正弦波状に仮定したことと、渦電流などの過渡応答解析でしか表現されない現象が考えられる。

Table 5.3. Validation of 3D static analysis.

Model	3D static analysis		3D transient response analysis		Ratio of two methods	
	Power density [kW/m ³]	Cost power [MW/m ³]	Power density [kW/m ³]	Cost power [MW/m ³]	Power density [%]	Cost power [%]
C4-a	71.4	2.47	68.3	2.34	95.7	94.7
C4-b	69.1	2.23	63.9	2.19	92.4	98.1
C4-c	79.9	2.77	76.5	2.59	95.8	93.4
C8-a	118.9	5.52	115.4	5.48	97.1	99.2
C8-b	130.7	5.85	125.1	5.62	95.7	96.1
C8-c	153.1	6.66	142.7	6.29	93.2	94.5
C12-a	76.3	4.20	70.8	3.91	92.8	93.2
C12-b	87.2	4.52	83.9	4.32	96.2	95.6
C12-c	99.7	4.77	96.0	4.55	96.3	95.3
S-a	113.9	14.89	110.2	14.34	96.7	96.3
S-b	125.5	16.24	121.9	15.64	97.1	96.3
S-c	135.1	19.69	130.0	18.85	96.3	95.7

これらの結果から提案する高速最適設計手法の妥当性評価を行う。この評価では応答曲面での誤差値を三次元静磁界解析の誤差値を足し合わせる方法と、高速最適設計手法と三次元過渡応答解析の結果を比較し誤差値を導出する方法の 2 種類から比較検討を行う。それらの誤差値を表 5.4 に示す。モデル名は表 5.1 の省略形で表示する。応答曲面での誤差値を三次元静磁界解析の誤差値を足し合わせる方法による誤差値は最大で 9.29% を示す。それぞれの特性値における平均誤差は出力密度 6.26%、コスト出力 5.98% である。この誤差は潜在的な誤差として記述されるが、誤差値が 10% 以内に収まっている。一方で高速最適設計手法と三次元過渡応答解析の結果を比較し導出した誤差値では最大誤差が 6.90% で平均誤差も 4% 程度である。これは今回の設計における実際の誤差として記述され、提案する高速最適設計手法の妥当性は十分に保たれている結果となっている。

Table 5.4. Validation of proposed method.

Model	Error value by summation of two error value		Error value by comparison proposed model and 3D transient response analysis	
	Power density [%]	Cost power [%]	Power density [%]	Cost power [%]
C4-a	6.04	6.96	2.71	3.31
C4-b	9.29	3.59	6.78	0.10
C4-c	5.94	8.27	5.18	6.90
C8-a	4.61	2.47	4.36	1.84
C8-b	5.96	5.58	3.07	2.88
C8-c	8.52	7.20	5.71	3.76
C12-a	8.87	8.50	6.80	6.13
C12-b	5.48	6.09	4.11	5.02
C12-c	5.40	6.39	3.02	4.08
S-a	4.98	5.41	2.68	3.13
S-b	4.61	5.38	1.97	2.84
S-c	5.44	5.95	2.07	2.82
average	6.26	5.98	4.04	3.57

特性値の妥当性を確認した上で、従来の手法と比較して最適値探索がどれくらい短縮されたのかを検討する。実際にこれらの値を取るに当たって三次元過渡応答解析による解析時間が約 24 時間必要で、提案手法の三次元静磁界解析による算定は約 1 時間で可能であった。また、それぞれのモデルの CAD による図面設計には約 2 時間の時間を要した。ここでは設計時間の比較において条件を以上のように時間設定する。その条件下では 1 つのモデルを解析するのに三次元過渡応答解析では 26 時間を要し、提案する三次元静磁界解析を用いる手法では 3 時間を要することになり、設計時間は 89.5%削減されることになる。このことを前提に 12 種類のモデルパターンについて以下に示す 3 つのケースにおいて設計したものとして設計数と設計時間の比較検討を行う。

- *Case1.* 提案する高速最適設計手法を用いて設計する。
- *Case2.* 従来の設計法に近い、パラメータについて 5mm 間隔で荒く検討を行い、その後で 1mm 刻みで詳細に設計する。それぞれの解析には三次元過渡応答解析を用いる。
- *Case3.* パラメータについて初めから 1mm 刻みで詳細に設計を行う。それぞれの解析には三次元過渡応答解析を用いる。

以上の条件で、設計数について表 5.5.に示し、設計時間について表 5.6.に示す。

Table 5.5. Comparison of Experiment number.

Model	Experiment number			Ratio of experiment number shortening		
	Case1	Case2	Case3	Case1	Case2	Case3
C4-a	19	27	66	1	1.42	3.47
C4-b	20	27	66	1	1.35	3.30
C4-c	20	27	66	1	1.35	3.30
C8-a	19	31	106	1	1.63	5.58
C8-b	19	31	106	1	1.63	5.58
C8-c	19	31	106	1	1.63	5.58
C12-a	23	29	86	1	1.26	3.74
C12-b	20	29	86	1	1.45	4.30
C12-c	23	29	86	1	1.26	3.74
S-a	19	37	136	1	1.95	7.16
S-b	19	37	136	1	1.95	7.16
S-c	19	37	136	1	1.95	7.16
average	19.9	31	98.5	1	1.57	5.01

Table 5.6. Comparison of design time.

Model	Design time			Ratio of time shortening		
	Case1	Case2	Case3	Case1	Case2	Case3
C4-a	57	702	1716	1	12.32	30.11
C4-b	60	702	1716	1	11.70	28.60
C4-c	60	702	1716	1	11.70	28.60
C8-a	57	806	2756	1	14.14	48.35
C8-b	57	806	2756	1	14.14	48.35
C8-c	57	806	2756	1	14.14	48.35
C12-a	69	754	2236	1	10.93	32.41
C12-b	60	754	2236	1	12.57	37.27
C12-c	69	754	2236	1	10.93	32.41
S-a	57	962	3536	1	16.88	62.04
S-b	57	962	3536	1	16.88	62.04
S-c	57	962	3536	1	16.88	62.04
average	59.75	806	2561	1	13.60	43.38

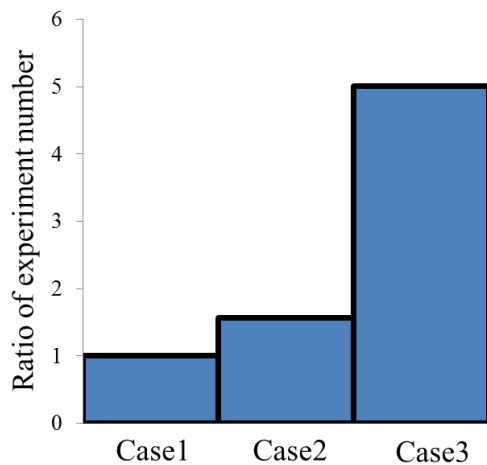


Fig. 5.1. Ratio of experiment number.

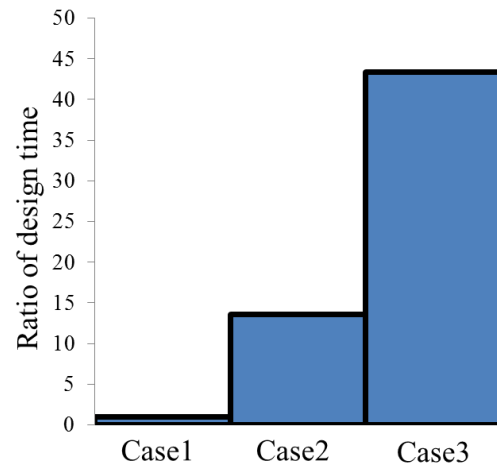


Fig. 5.2. Ratio of design time.

図 5.1 と図 5.2 はそれぞれ表 5.5 と表 5.6 における平均値を示す。図 5.1 は実験数の比較したものであり、提案する手法である *Case.1* を 1 とし、従来一般的に使われている手法の *Case.2* は 1.57 倍の実験数を必要とし、最も非効率的な手法である *Case.3* では 5 倍の実験数を必要とする。これは応答曲面法を適応したことにより、少ない実験数で設計が可能であったことがわかる。図 5.2 は設計時間を比較したものである。*Case.1* を 1 とした時、*Case.2* は約 14 倍で、*Case.3* は約 43 倍となっている。つまり提案手法は *Case.2* と比べて 92.6% の時短を、*Case.3* と比べて 97.7% の時短を達成している。

以上から提案する設計手法は時短での設計が可能となっていることが確認できた。

5.2. 特性値から見たモデルの評価

ここでは 4 つのモデル形状についての評価を行う。モデルの形状としては大きく分けて 2 種類存在し、円筒形と正方形である。円筒形の中に 4 極機と 8 極機と 12 極機の 3 種類のモデルが存在する。よって、まずは円筒機 3 つの比較検討を行う。これらについて出力密度について比較したものを図 5.3 に示し、コスト出力について比較したものを図 5.4 に示す。それぞれモデル名は表 5.1 の省略形で表示している。図 5.3 より、出力密度において全ての負荷パターンで 8 極機が良い値を示している。図 5.4 より、コスト出力においても全ての負荷パターンで 8 極機が良い値を示している。両特性値において 8 極機が良い値を示すので、円筒形モデルでは 8 極機が最適なモデルであると言える。これは突極数を増やすことによって空間の利用率が向上したことによる出力増大の影響が理由として考えられる。現に 10Ω 一定負荷における最適モデルでの空間の利用率は 4 極機で 55%、8 極機で 62%、12 極機で 64% となっており、極数増加に伴い空間の利用率が向上している。しかしながら、多極化に伴い、隣り合う突極が近づくことにより、漏れ磁束が増加すると考えられる。同様に、10Ω 一定負荷における最適モデルでの磁束の通過率は 4 極機で 69.3%、8 極機で 72.1%、12 極機

で 64.4%となっている。極数増加に伴い磁束の通過率の低下が予測される。8 極機が一番良い値を示しているのは、形成される磁路長が 4 極機に比べて 8 極機の方が短いためと考えられる。これらの影響は全ての負荷パターンで同様の傾向を示すと考えられ、そのため 8 極機が全ての負荷パターンで良い値を示している。

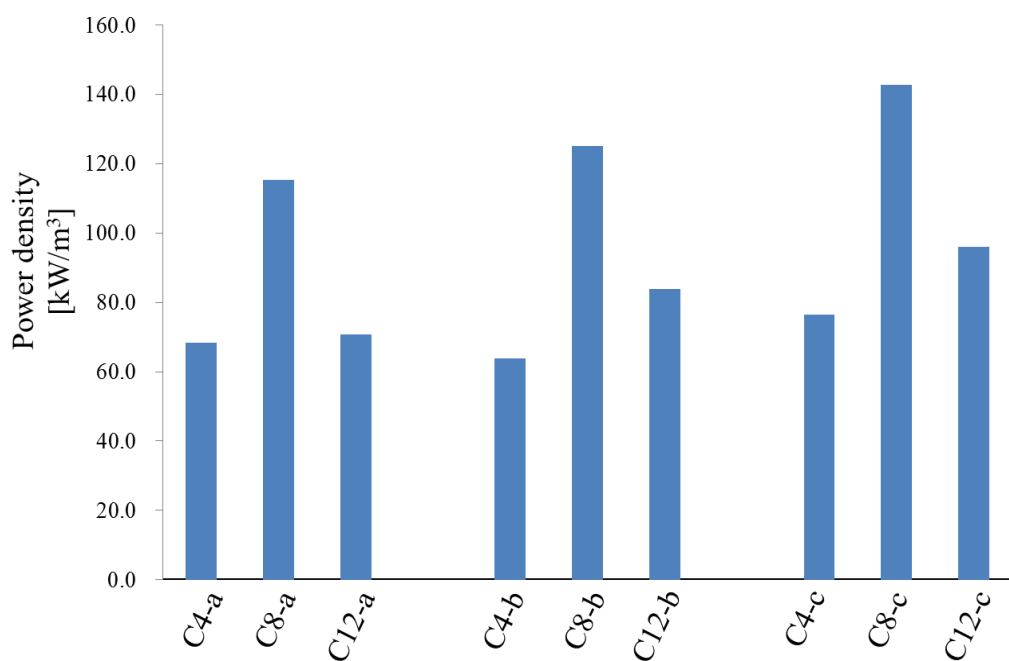


Fig. 5.3. Comparison of power density in cylindrical models.

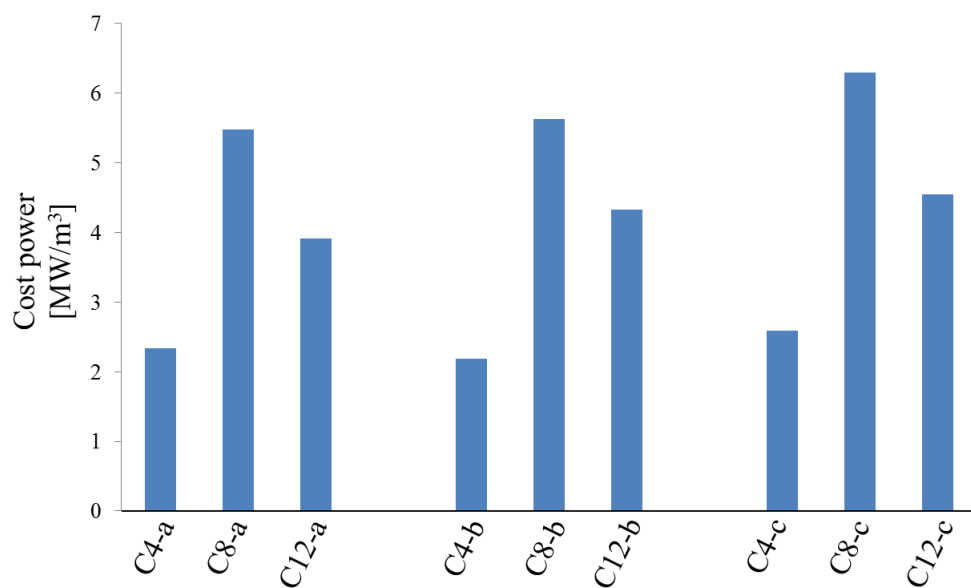


Fig. 5.4. Comparison of cost power in cylindrical models.

以降は円筒形 8 極機と正方形モデルの比較を行う。出力密度について比較したものを図 5.5 に示し、コスト出力について比較したものを図 5.6 に示す。出力密度は円筒形 8 極機の方が平均で 1.06 倍良い値を示す。一方で、コスト出力については正方形モデルが平均で 2.8 倍良い値を示している。実際の発電機的设计において実用化を考えた時に、出力よりコストを重視する傾向がある。最適設計においても出力密度とコスト出力を 1:3 の比重で畳み込んだ関数で評価を行っている。以上の検討より円筒形 8 極機より正方形モデルの方が優位性を持つと考えられる。

これは正方形モデルを表面磁石形として設計を行い、コイルと磁石の距離を小さくした設計を行ったことによる漏れ磁束の低下から磁石利用率が上昇したものと考えられる。正方形モデルは設計のしやすさから突極数を 4 極としているが、高出力密度の点では空間の利用率は良い値を示さない。円筒形モデルのように極数を増やすことで高出力密度が可能であり、その点で出力密度は円筒形モデルが良い値を示したと考えられる。しかしながら、正方形モデルとの差異はそこまで大きくなく、正方形モデルは十分に高出力密度を達成している。高出力密度と低コストの両面を同時に考慮した場合、今回のモデルの中では正方形モデルが最も市場導入の可能性が高い。

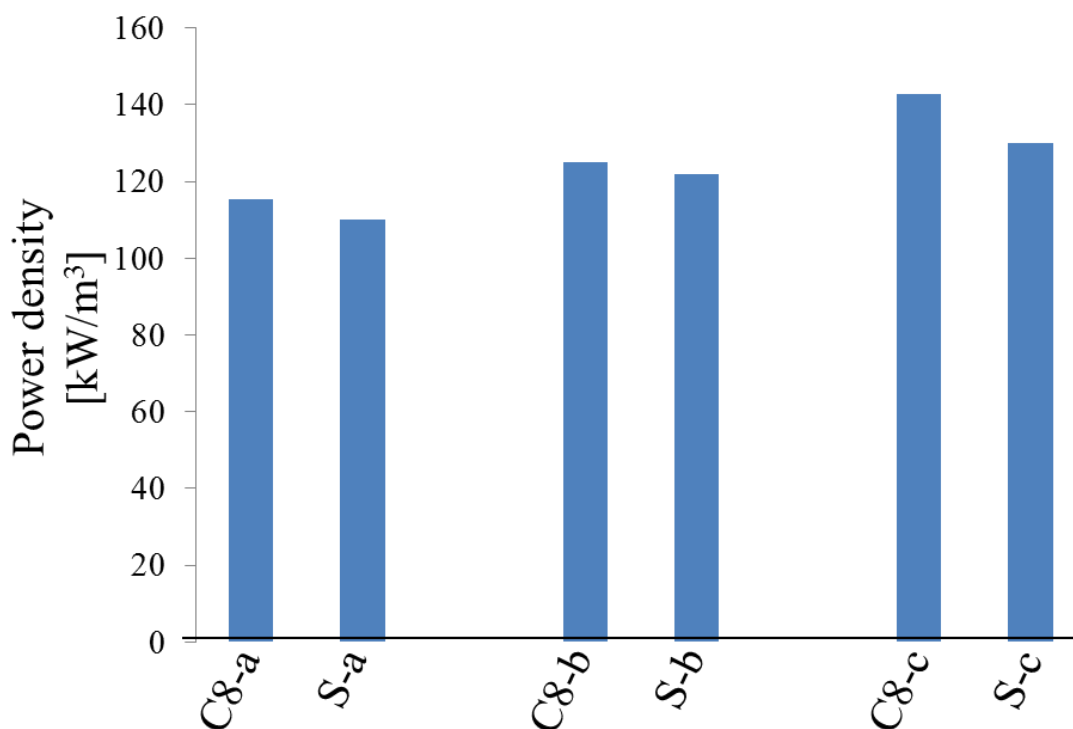


Fig. 5.5. Comparison of power density between C8 models and S models.

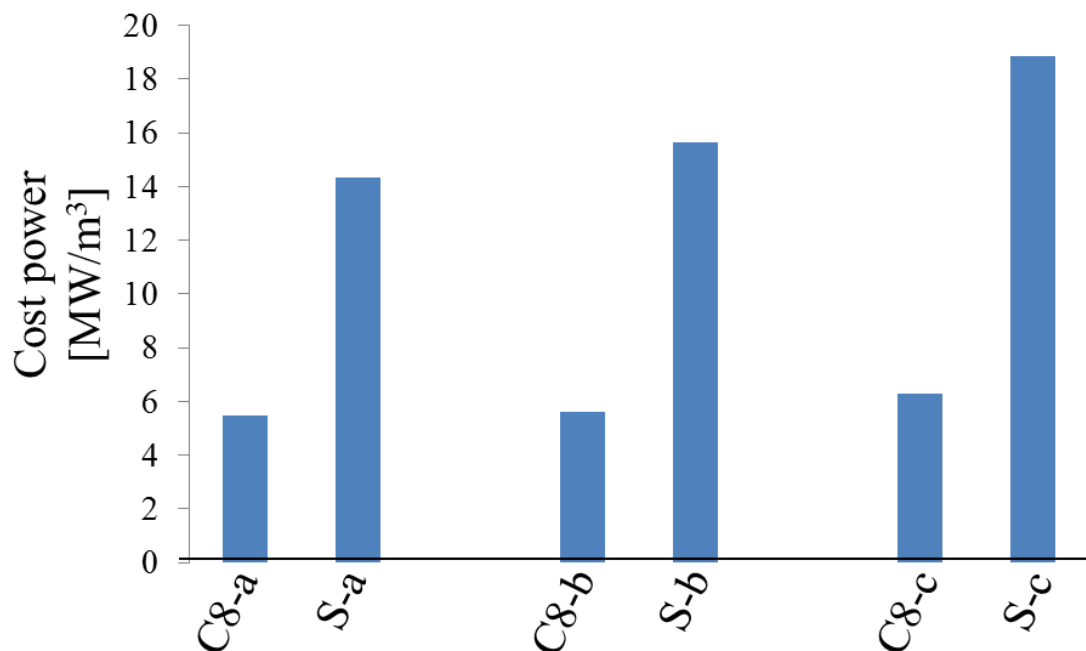


Fig. 5.6. Comparison of cost power between C8 models and S models.

5.3. 負荷インピーダンス特性から見たモデルの評価

前節で正方形モデルの優位性を確認することができたので、以後の議論では正方形モデルを中心に行う。今回の検討では負荷を3パターン用意しての最適設計を行った。その際の最適パラメータ値はそれぞれで異なっている。従来の波力発電の負荷としては 10Ω 程度の一定負荷条件で解析を行っている例が多かったが、負荷によって最適値が異なることから負荷の選択も重要であると考えられる。

負荷によるパラメータの傾向としては、(a) 10Ω 一定負荷よりも(b)抵抗負荷のみによるインピーダンス整合負荷、(b)抵抗負荷のみによるインピーダンス整合負荷よりも(c)抵抗とキャパシタ負荷による力率を考慮したインピーダンス整合負荷の方がだんだんと磁石量が少ない方向に最適値がシフトしている。それに合わせて磁気飽和の影響を考慮しながら電機子突極の形状も変化していると考えられる。負荷を変えることで発電機側の起電力に変化はないが回路に流れる電流値が変化する。負荷条件を(a) \rightarrow (b) \rightarrow (c)とすることで回路に流れる電流値が下がり、発電機の効率も上昇することで少ない磁石量でコストを抑えながらも大出力が得られる点に最適点がシフトしていると考えられる。

負荷3パターンに対し、3パターンの最適モデルが得られているが、実際の設計ではある1つのパラメータに決める必要がある。パラメータを決めるに当たって発電機の最適設計とモータの最適設計は本質的に同等であるという前提から、正方形モデルをモータとして駆動させる場合の最適設計を行い、その最適値と比較することで最終的な最適モデルを決定する。

正方形モデルをモータとして過渡応答解析をベースとした FEM 解析を用いて応答曲面法にて推力密度と磁石量当たりの推力の 2 つの評価値から最適設計を行う。その際、変数となるパラメータ、その他の固定値は発電機と同様に設定する。表 5.7 に得られたモータとしての最適パラメータ値と、発電機の 3 つの負荷パターンにおける最適パラメータ値を比較したものを示す。表の結果より、発電機最適設計とモータ最適設計は本質的に同等であるという前提に基づくと、発電機の負荷としては(c)抵抗とキャパシタ負荷による力率を考慮したインピーダンス整合負荷を用いたものが一番良いと言える。以上より、正方形モデルの最適パラメータは $w : 34\text{mm}$ 、 $\tau_s : 32\text{mm}$ 、 $l_m : 2\text{mm}$ として決定された。

Table 5.7. Comparison of optimized parameters

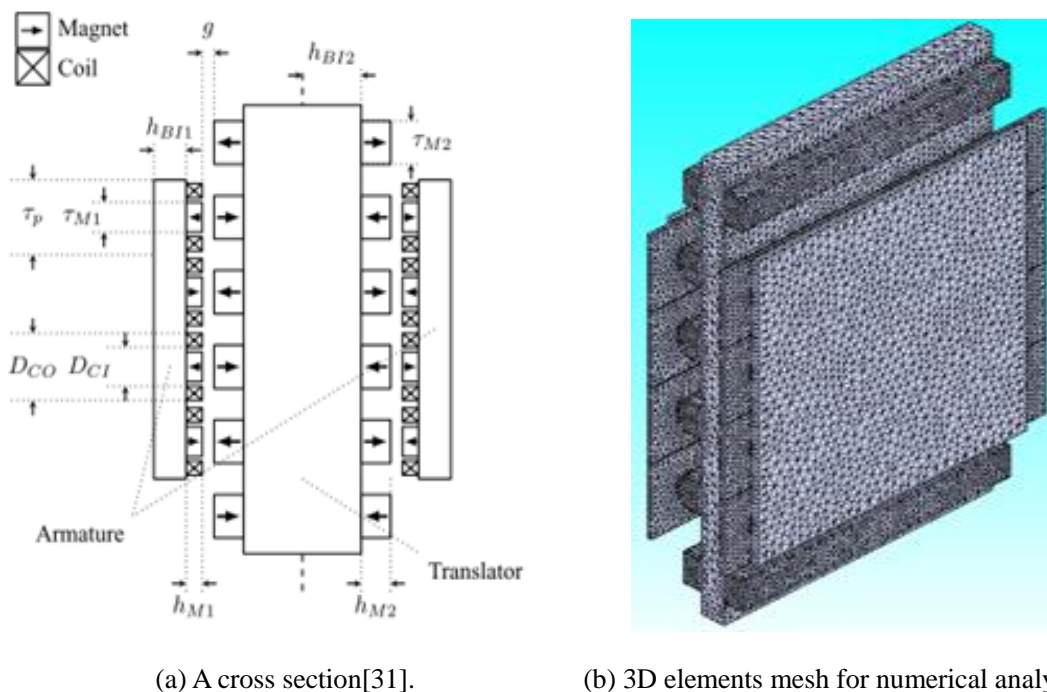
Type	Load	w [mm]	τ_s [mm]	$r(*l_m)$ [mm]
Generator	10Ω resistance load	35	40	5
	Impedance matching by resistance load	37	39	4
	Impedance matching by resistance and capacitor load	34	32	2
Motor	No load	33	34	2

5.4. 他の波力発電用発電機特性から見たモデルの評価

ここでは今回得られた発電機の性能について他の発電機と比較を行う。比較対象のモデルはリニア形の発電機として製作されたもので、製作コストを考慮して 2 次元状にシンプルな磁気回路を構成している[31]と[19]を選択した。比較対象のモデルの形状のパラメータ値は引用文献中にて最適化されたパラメータ値を選択し、出力については抵抗負荷によるインピーダンス整合を行った回路において、過渡応答解析をベースとした FEM 解析を用いて導出する。それらを正方形発電機と比較する。

[31]のリニア発電機の断面図を図 5.7(a)に示す。この発電機は両面式の発電機であり、横磁束形とは異なり、ラジアルギャップ形で磁束の作る面と進行する面を同時に 2 次元状に表現できる。中央の界磁側が可動子で、両端の電気子側が固定子である。特徴としては電気子側にも永久磁石を用いて磁束量を稼いでいる点である。このリニア発電機を実際に CAD 上でモデリングし、三次元過渡応答解析にて出力を導出する。解析に使用したモデルのメッシュ図を図 5.7(b)に示す。解析の結果、出力密度は 147.7kW/m^3 となり、コスト出力は 0.939MW/m^3 となった。正方形発電機が出力密度 124.3kW/m^3 で、コスト出力は 16.1MW/m^3 であり、正方形発電機と比較して[30]のモデルは出力密度 118.8%、コスト出力 5.83%であった。永久磁石を大量に用いているので、出力値については[31]のモデルの方が良い値を示したが、その分コスト出力はかなり小さい値を示すことになり、非常に高価なモデルとなっ

ている。これはモデルの形状についての問題の他に、コストを評価値に入れず、出力のみに絞って最適設計を行った弊害も存在すると考えられる。



(a) A cross section[31].

(b) 3D elements mesh for numerical analysis.

Fig. 5.7. Double sided type linear generator.

[19]のリニア発電機の構成図を図 5.9. に示す。電機子 1 ユニットにおける三次元の形状図 図 5.9(a) に示す。形状は円筒形 4 極機に非常に類似しており、電機子の突極にコイルが集中巻で巻かれ、図 5.9(b) に示す磁束の流れを作ることで横磁束形モデルとして駆動する。形状の違いとしては、円筒形 4 極機が埋め込み磁石形であったのに対し、[19] は表面磁石形である。表面磁石形にすることにより、コイルと磁石の距離が近づき、漏れ磁束が小さくなり、出力が増大すると考えられる。しかしながら、[19] で最適化されたモデルもコストの指標を入れることなく製作しており、磁石量厚がかなり大きくトータルの量も増大している。また、隙間の多い構造で空間の利用率も悪い。このモデルを図 5.9(c) に示すように実際に CAD 上でモデリングし、三次元過渡応答解析にて出力を導出する。解析に使用したモデルのメッシュ図を図 5.8(d) に示す。解析の結果、出力密度は 111.3kW/m^3 となり、コスト出力は 3.28MW/m^3 となった。正方形発電機が出力密度 124.3kW/m^3 で、コスト出力は 16.1MW/m^3 であり、正方形発電機と比較して[19]のモデルは出力密度 89.5%、コスト出力 20.3%であった。出力値については空間の利用率が悪いことや、磁気ループが長いことで漏れ磁束が大きくなった影響が考えられ、正方形モデルの方が良い値を示す。コストについても磁石量が多いことの影響から正方形モデルの方が良い値を示す。これは[31]のモデル同様に、モデルの形状についての問題の他に、コストを評価値に入れず、出力のみに絞って最適設計を行った弊害も存在すると考えられる。

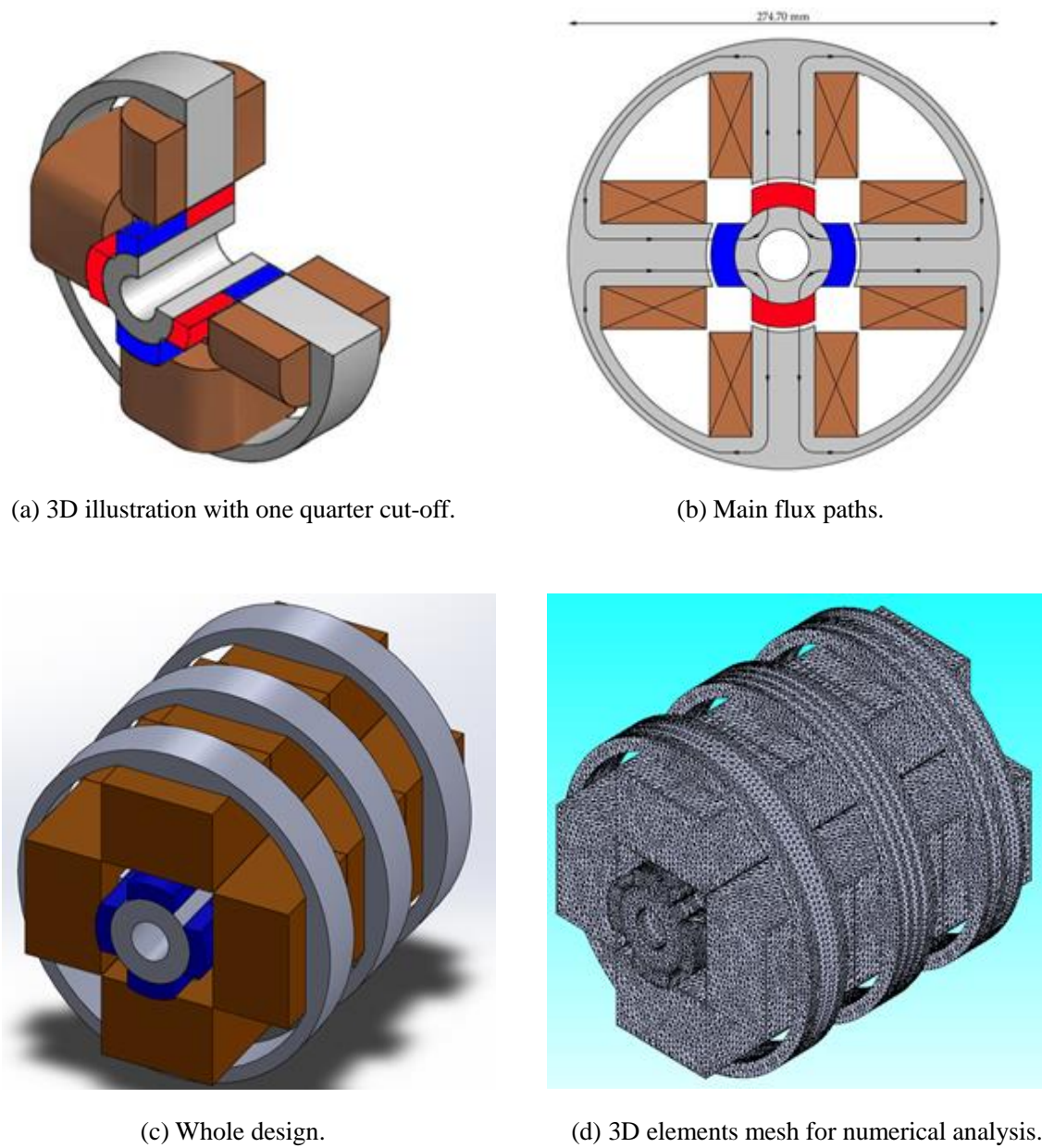


Fig. 5.8. Surface magnet type cylindrical transverse flux PM linear generator.

図 5.9 と図 5.10 にてそれぞれ比較検討したものをまとめる。正方形モデルは出力について 20kW/m^3 程度の差がついて惜しくも 2 番目であり、コストについては圧倒的な他のモデルより優位性を持つ。結論として、出力密度とコスト出力の両評価値より最適設計行ったモデルについて出力は従来の値または若干低い値を維持した状態で、コストについての問題を大幅に改善できたことが言える。実用化の観点において、出力値にのみ評価指数を置いた設計よりも、コストについての評価値も加えた今回の設計の優位性を確認することができた。

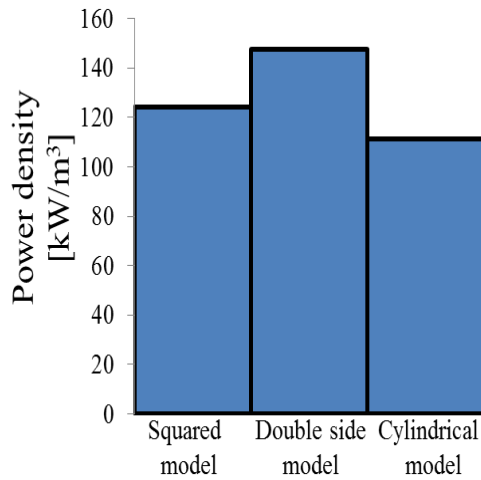


Fig. 5.9. Comparison of power density.

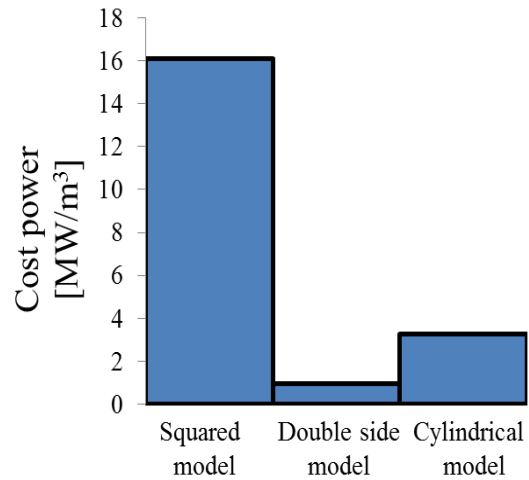


Fig. 5.10. Comparison of cost power.

5.5. 最適発電機の特徴

正方形モデルのパラメータ $w : 34\text{mm}$ 、 $\tau_s : 32\text{mm}$ 、 $l_m : 2\text{mm}$ で設計したモデル図を図 5.11 に、モデルの仕様を表 5.8 に示す。

構造からみて、図 5.12 のように電気装荷と磁気装荷を電機子の進行方向厚みに対して比例関係を保つと仮定すると、スロットピッチのちょうど半分の厚みの時に出力値が最大となる。今回の最適構造もスロットピッチが 32mm であるのに対して電機子厚は約半分の 15mm となっている。

モデルの仕様について、1 ユニット当たりの出力は電機子を U 相 V 相 W 相それぞれ 1 つずつ並べた状態での出力である。今回可動範囲を 1.5m と想定しているので、その範囲に電機子は 15 ユニット積むことができるので、総出力は 1 ユニット当たりの出力を 15 倍することで得られる。推測される出力は、今回のプロトタイプモデルを実機とする場合、電機子外径を $500\text{mm} \times 500\text{mm}$ と想定しており、その時の出力値を見積もったものである。これは実用化に最も近い Powerbuoy[8]の $1000\text{mm} \times 1000\text{mm}$ の半分の値として選定している。これより、目標出力の 30kW を大きく上回っていることが確認された。出力効率の計算は[32]の波力発電用パワーコンディショナ盤を参考に 8Ω の抵抗負荷をつないだときの値を使用し計算している。同様に最大電流値、インダクタンス値や力率の値も 8Ω の抵抗負荷を繋いだ条件で計算している。

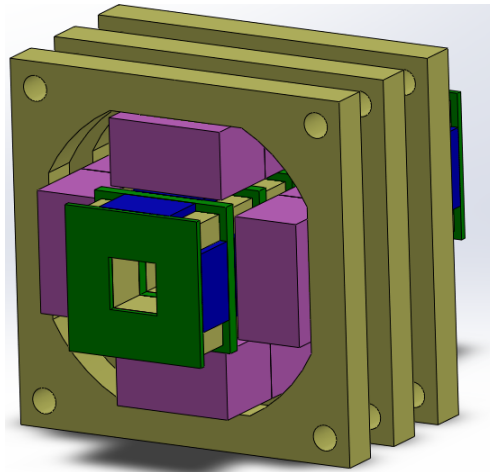


Fig. 5.11. 3D optimized design of transverse flux type square generator.

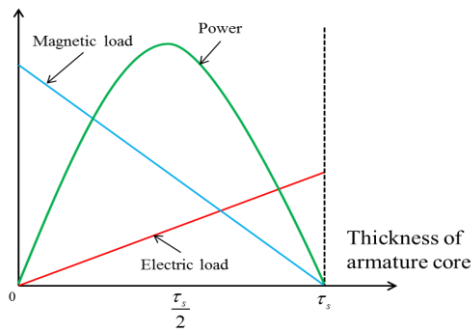


Fig. 5.12. Relationship between power and thickness of armature core.

Table 5.8. Specification of transverse flux type square generator.

Item	Value
Power per 1 unit [kW]	0.234
Power of full unit [kW]	3.5
Estimated power [kW]	42.6
Power density [kW/m ³]	124.3
Cost power [MW/m ³]	16.1
Efficiency [%]	66.4
Induced voltage [V]	51.5
Max current [A]	4.19
Internal resistance [Ω]	4.04
D-axis inductance [mH]	30.3
Q-axis inductance [mH]	32.1
Power factor	0.874

第6章 リニア発電機の実験的評価

回転機であれば従来からモータでも発電機でも実験的評価が数多くなされ、体系的にまとまっている。しかしながら、リニア機、さらに発電機となると実験例が少なく、体系的にまとまった報告が少ない。この章では、研究室に存在する横磁束形のモデルにおいてリニア発電機の実験的評価を行う。

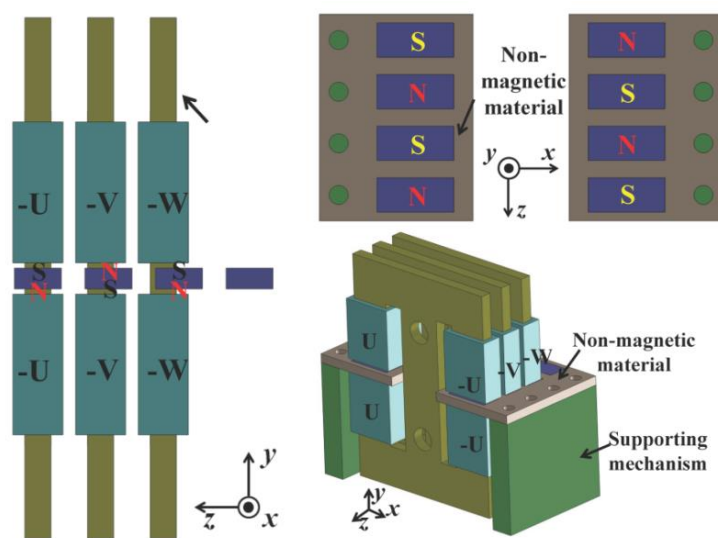
実験的評価による目的はリニア発電機の試験方法を体系的にまとめることと、本研究で使用したFEM解析ソフトJMAGの三次元解析の妥当性について評価することの2つである。

6.1. 実験機とその周辺装置

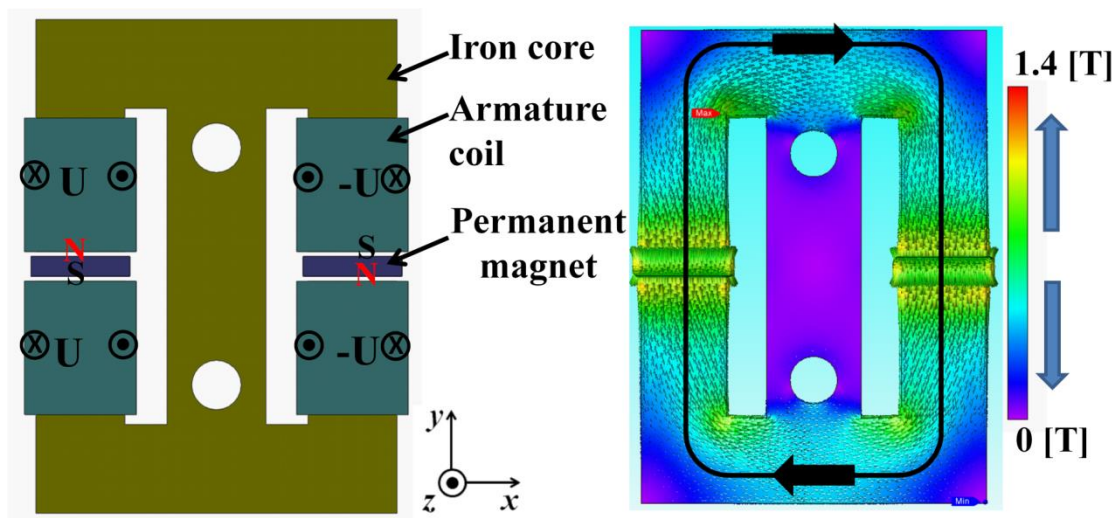
実験の被試験対象は横磁束形のモデルでかつシンプルな磁気回路の構造を持つ、当研究室の申が開発設計を行ったリニアモータ[33]である。この構造は4章や5章で検討を行った発電機の形状とは異なるが、磁気回路の構成の仕方や駆動方法などについては本質的に同様であり、申モデルにおける実験的評価は円筒形モデルや正方形モデルの発電機へのフィードバックを行えるものとする。

申モデルの構造を図6.1に示す。図6.1(a)は進行方向に対するユニットの構成図であり、それぞれ120度ずつの位相差を持つU相V相W相の三相から成るモデルである。電機子ユニットが可動子で界磁ユニットが固定子である。界磁ユニットは非磁性体によって固定されており、隣り合う磁石が逆向きになるように配置されている。電機子ユニットと界磁ユニットのスロットコンビネーションは9スロット8極を採用している。

図6.1(b)は電機子ユニットと界磁ユニットの断面を示し、シンプルな二次元の1つの磁気回路を構成していることがわかる。電機子ユニットはそれぞれ集中巻きのコイルが巻かれている。



(a) Configuration along the moving direction.



(b) Armature and field units.

Fig. 6.1. The basic configuration of shin model[33].

次に駆動源として用いるものは、トンネルアクチュエータ(TA)という横磁束形のリニアモータ[34]である。このモータの構造を図 6.2(a)に示す。電機子は上下の磁極歯からなる複数の極と、各相で共通のコイルで構成される。隣り合う磁極歯は同一形状の積層鉄心を裏返して重ねることで構築されている。界磁側はNd系希土類永久磁石をN極・S極交互に配置することで構築され、バックアイアンを必要としない。

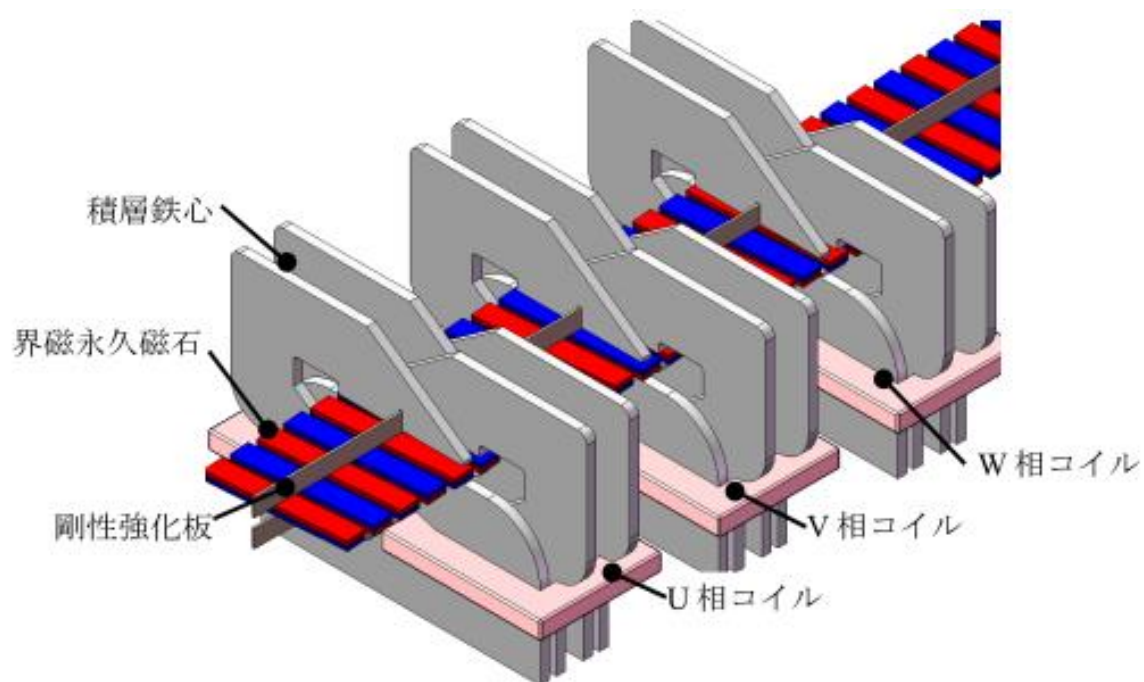
上下の磁極子間に作られるトンネルを永久磁石が通るため、進行方向に垂直な向きの磁気吸引力が相殺されることが最大の特長である。一般的なコアつきリニアモータで精密な位置決め制御を行う際には、磁気吸引力に起因して起こるボールベアリングのボール変形を避けるために、空気や油圧を利用した高コストな支持機構が必要であった。TAが持つ上記の特長を生かせば、リニアボールベアリングを用いた低コストでコンパクトな支持機構で正確な位置精度と大推力の両立が可能となる。

界磁側はバックヨークを持たず軽量であるかわりに、その薄さのためにたわみやすかった。TAでは理想的には磁気吸引力が相殺されるが、漏れ磁束やギャップ間の磁石位置変化により多少の吸引力が発生する。これによるたわみを防ぐための回転ローラによる摩擦外乱が、位置ずれの原因となっていた。そこで永久磁石列の中央に垂直尾翼のような剛性強化板を取り付けることで、TAの利点を損なうことなくたわみを抑制することに成功している。

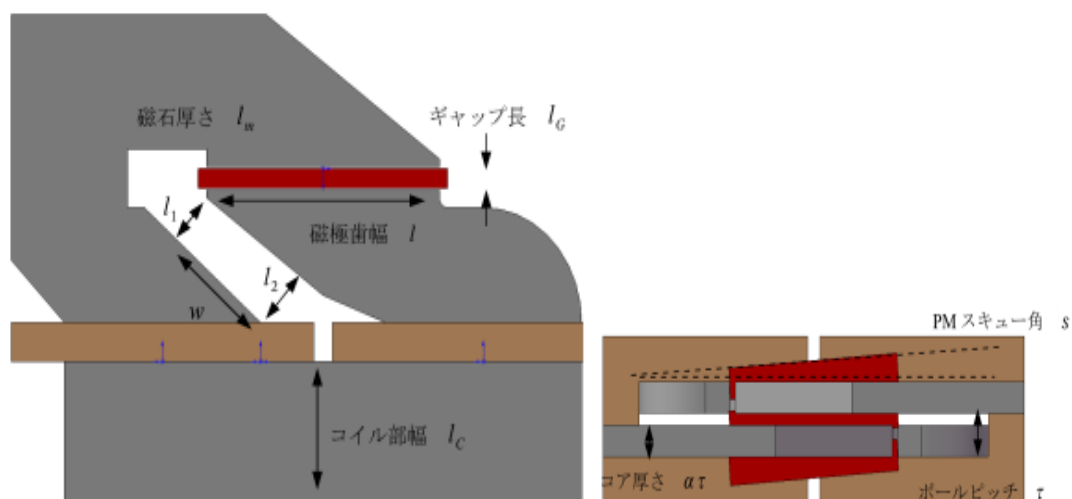
また可動子の進行方向と垂直に磁路を確保しているため、ポールピッチをつめてもギャップ部での磁束の漏れを押さえられ、大推力が発揮できることもTAの特徴の1つである。TAはドイツBraunschweig工科大学のH.Weih教授が提案した横磁束形モータ[12]の1種であるが、複雑な構造で製造コストが大きいため実用化が難しかった従来のものに比べ、構造の簡素さ・組み立ての容易さも持ち合わせている。

鉄心は同じ積層鉄心を組み合わせる構造で、極ピッチは積層鉄心の枚数で調整できる。また同じコアを互い違いに並べていくことで簡単に多極化ができ、それらに共通に1相分のコイルを巻くことができるため配線処理の手間も大幅に削減されたモデルである。

図 6.2(b)に TA の寸法を示し、表 6.1.に寸法のパラメータ値を示す。



(a) Configuration along the moving direction.



(b) Armature and field units.

Fig. 6.2. The basic configuration of TA[34]

Table 6.1. Specifications of TA.

Symbol	Parameter	Symbol	Parameter
μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]	l_1	14 [mm]
H	1100 [kA/m]	l_2	16.7 [mm]
l_m	5 [mm]	w	33.1 [mm]
l_G	6 [mm]	S	1.02×10^{-3} [m ²]
l	70 [mm]	l_c	39 [mm]
T	15 [mm]	r	43 [mm]
B_t	1.25 [T]	B_2	1.45 [T]
R	0.675 [Ω]	M	6.0 [kg]
L_d	15.5 [mH]	L_q	18.65 [mH]
K_e	10.76 [N/A]	K_t	10.76 [V/(m/sec)]

これら 2 つのリニアモータを用いて、申モデルを発電機として、TA を駆動源としてリニア発電機の試験特性を行う。申モデルの実験機を図 6.3 に示し、トンネルアクチュエータの実験機を図 6.4 に示す。これら 2 つのリニアモータを結合させるリンク部の製作を行い、その図面と実機を図 6.5 に示す。リンク部は高さを合わせるためのステージと進行方向に対して平行に設置されたアームによって構成される。図内の数値はモデルの寸法を示し、全て mm のオーダで表示されている。

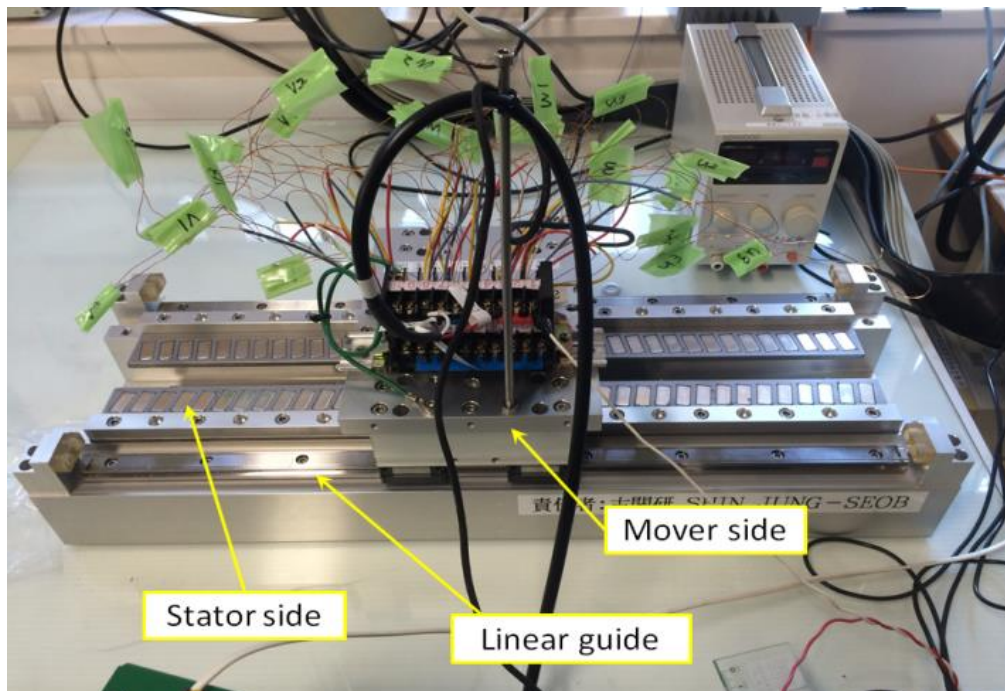


Fig. 6.3. Generator (Shin model).

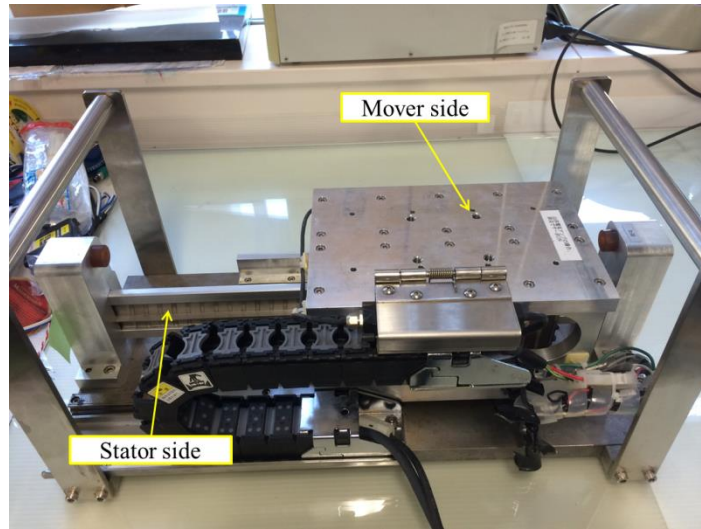
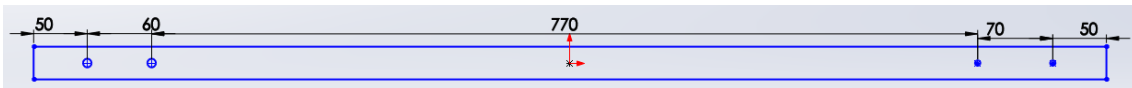
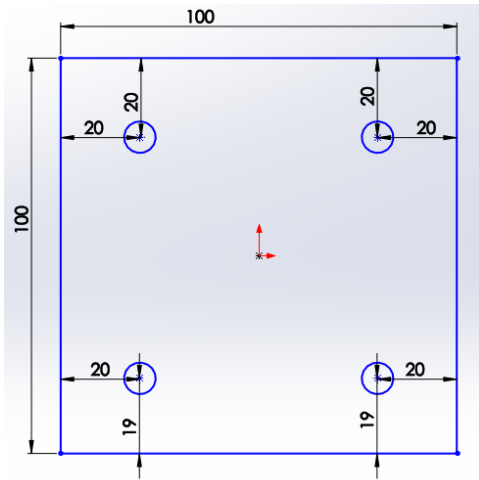


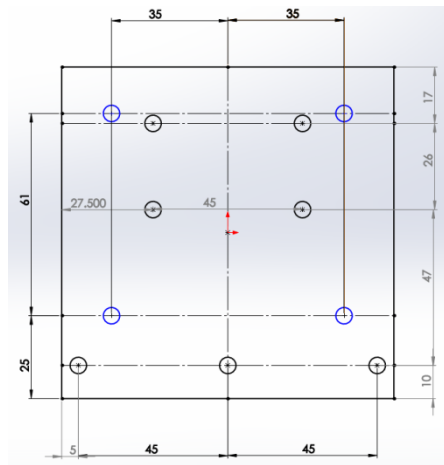
Fig. 6.4. Driver (TA).



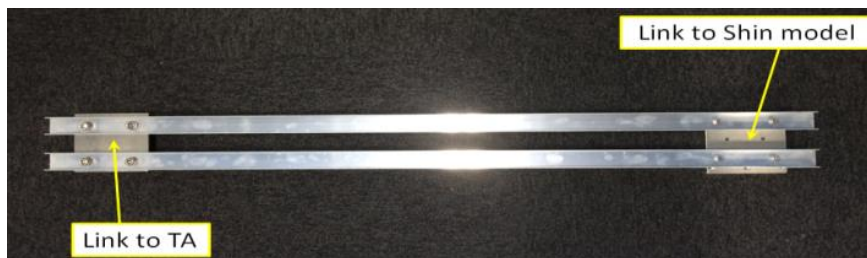
(a) Arm.



(b) Link to TA.



(c) Link to shin model.



(d). Real model.

Fig. 6.5. Link.

6.2. 横磁束形リニア発電機の実験的評価

永久磁石形リニア発電機の実験的評価は大きく 3 つに分けて行われる。永久磁石形の場合、界磁側を調整することができず、一般的に行われている短絡試験をする場合、大電流が流れる恐れがあり危険である。さらに界磁側の調整がきかないことで 1 点のみでしか試験ができないため、評価が難しい。そこで短絡試験を除く以下の 3 つの試験を行うことで試験機の発電機としての評価を行う。

- a. 特性試験
- b. 無負荷試験
- c. 負荷試験

6.2.1. 特性試験

試験機の特性評価をするにあたって測定すべき量は、基本モデルを構成する巻線抵抗分、インダクタンス分である。抵抗値は各相について LCR メータにて測定を行う。理論的には R を抵抗値、 ρ を電気抵抗率、 l を導体の長さ、 S を導体の断面積として、式(6.1)より算出される。表 6.2 に各相の抵抗の実験値と理論値を比較したものを示す。自己インダクタンス値は位置依存性が存在し、周波数 1kHz における LCR メータによる測定結果を図 6.6 に示す。これは相間の自己インダクタンス値であり、これより各相の d 軸と q 軸の自己インダクタンス値が得られる。自己インダクタンス値は理論的に L をインダクタンス値、 N をコイルの巻数、 ϕ を磁束、 I を電流値として式(6.2)より算出することができる。表 6.3. に各相の自己インダクタンス値の実験値と理論値を比較したものを示す。

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (6.1)$$

$$L = \frac{N\phi}{I} \quad (6.2)$$

Table 6.2. Comparison of resistance between experiment and theory.

Phase	Resistance in experiment [Ω]	Resistance in theory [Ω]
U1	4.2	4.19
U2	4.2	4.19
U3	4.2	4.19
V1	4.1	4.19
V2	4.2	4.19
V3	4.2	4.19
W1	4.2	4.19
W2	4.2	4.19
W3	4.2	4.19

Table 6.3. Comparison of inductance between experiment and theory.

Symbol	Inductance in experiment [mH]	Inductance in theory [mH]
L_{ud}	17.745	16.72
L_{uq}	18.55	18.99
L_{vd}	17.195	16.72
L_{vq}	18.52	18.99
L_{wd}	18.835	16.72
L_{wq}	20.4	18.99
L_d	17.925	16.72
L_q	19.157	18.99

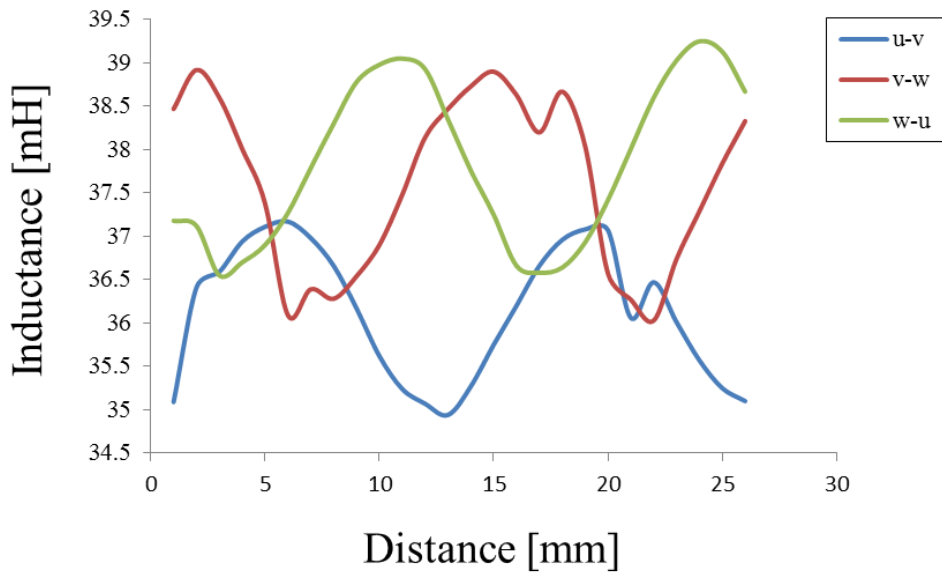


Fig. 6.6. Inductance test.

6.2.2. 無負荷試験

試験機の特性評価を行った後に発電機特性として誘起電圧測定を行う。その実験系を図 6.7 に示す。TA を駆動源とし、申モデルを発電機とし、それぞれはリンク部で接合されている。それぞれの誘起電圧のデータはオシロスコープによって観測される。

試験機の出力端子を開放状態にして、TA により外部より駆動させ、各駆動速度に対する線間電圧 V_{wv} を測定する。測定は TA 側の入力によって制御を行い、速度は 10[mm/sec]から 100[mm/sec]まで段階的に変化させた値を用いている。各点はそれぞれ 3 回ずつ測定を行い、その傾きから誘起電圧定数 K_e を決定する。測定結果は図 6.8 に示す。この結果より、駆動速度に対して相間電圧が比例して増加していることが確認され、その傾きの平均値は 0.0262 となっている。よって、誘起電圧定数 K_e の値は 0.0262[Vs/mm]となる。

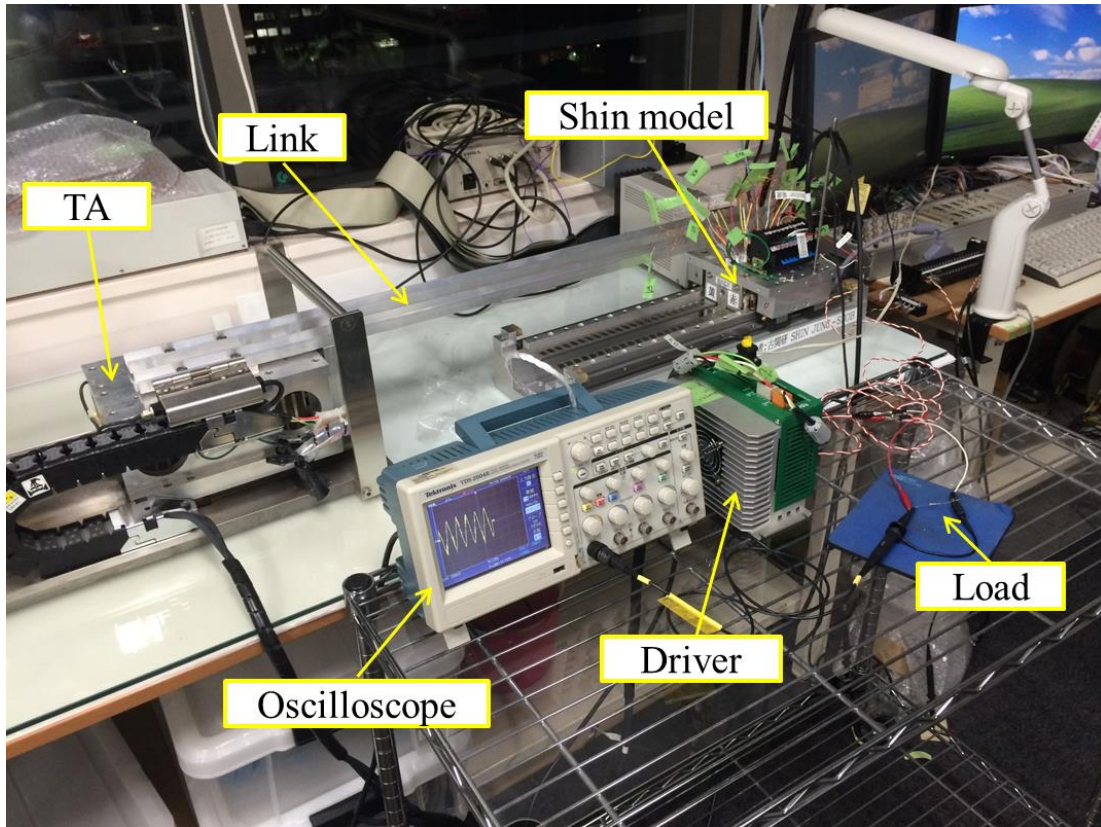
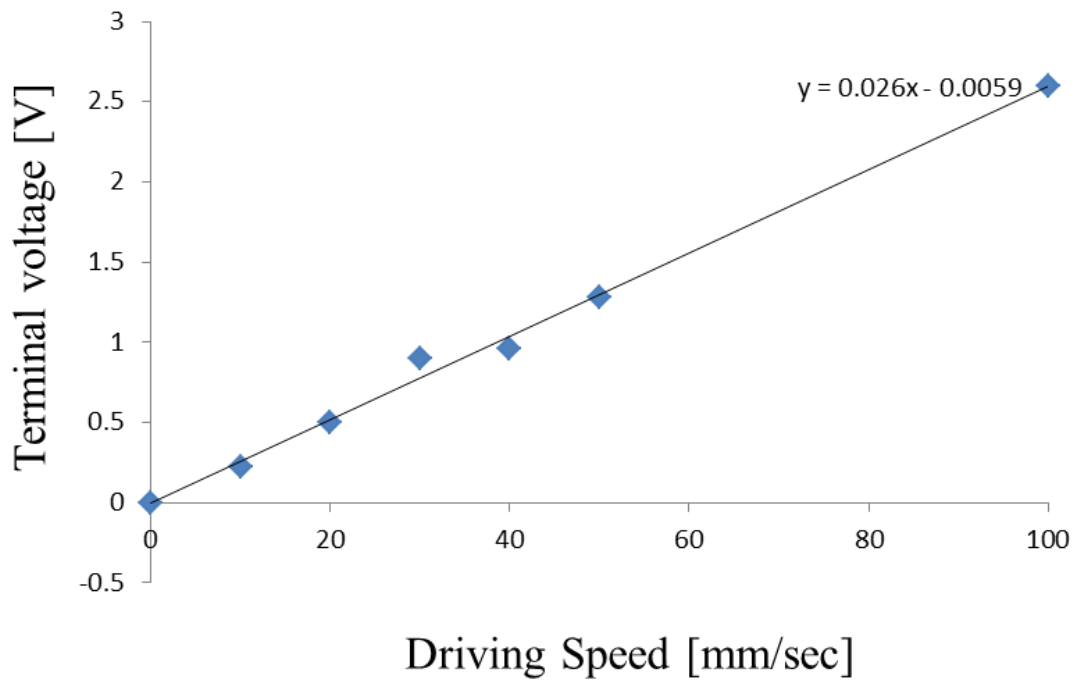
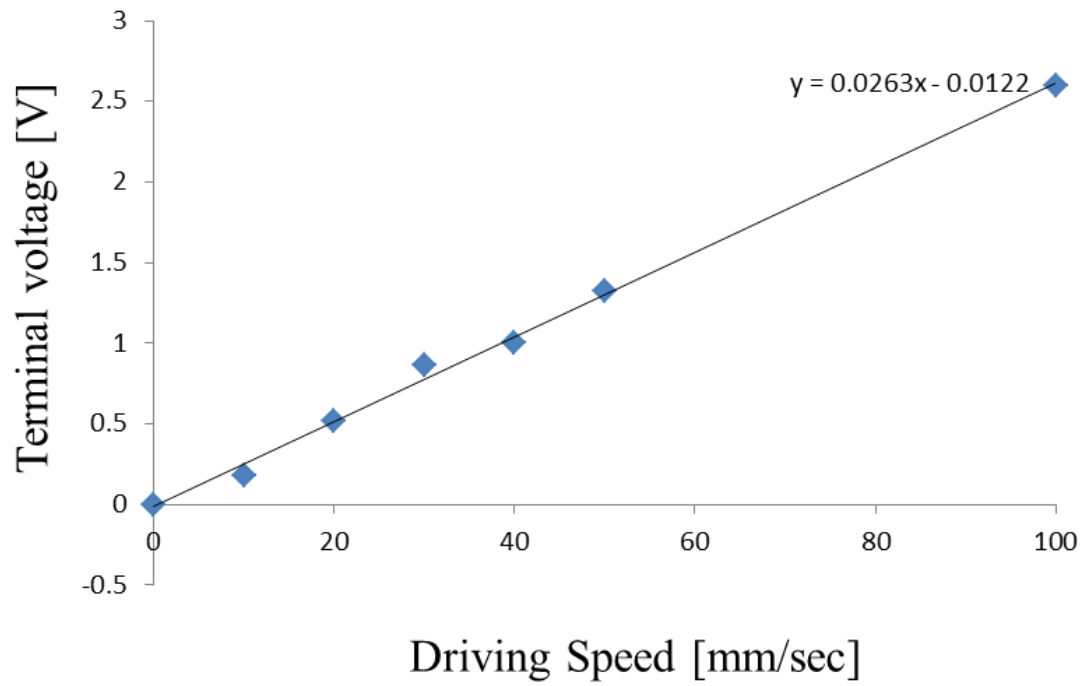


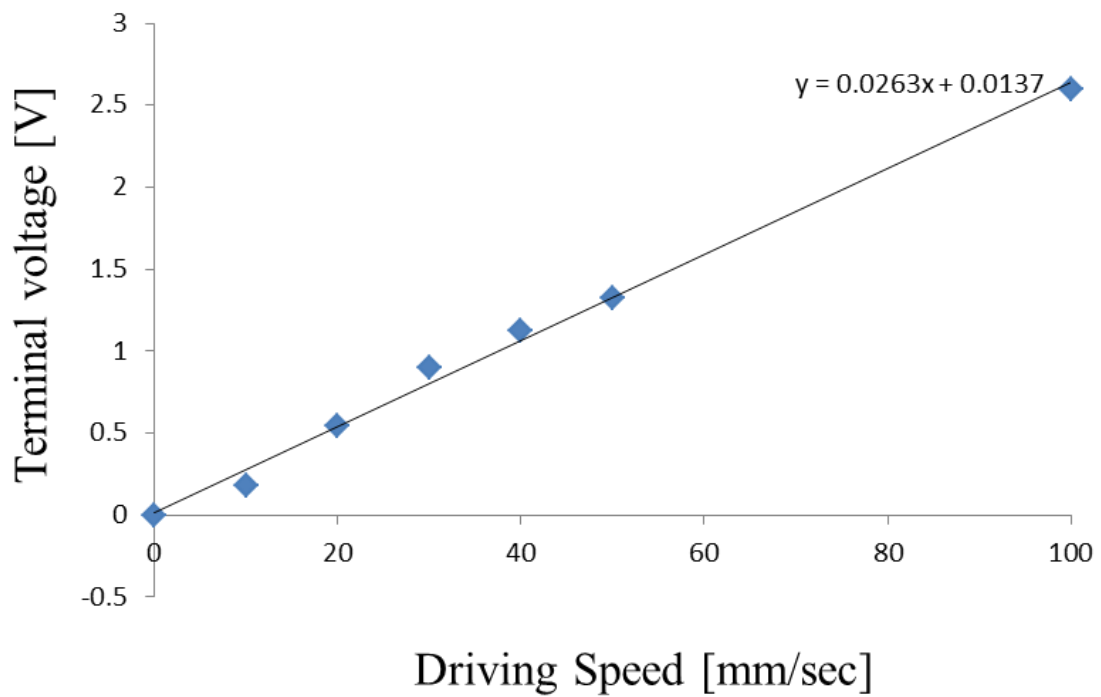
Fig. 6.7. Experimental setup for measurement of induce voltage.



(a) 1st measurement.



(b) 2nd measurement.



(c) 3rd measurement.

Fig. 6.8. Experimental results of no load test.

6.2.3. 負荷試験

無負荷試験と同じように、図 6.7 の実験系にて load 部分に負荷を挿入して試験を行う。挿入する負荷は 1Ω 、 2Ω 、 5Ω 、 10Ω 、 20Ω 、 40Ω の 6 種類である。これらの負荷を挿入して試験を行った結果を図 6.9 に示す。無負荷試験同様にいずれの負荷においても可動子の可動速度に比例して端子間電圧が増加していることが見て取れる。また、負荷の値が増加することでその負荷における電圧値も増大していることが確認された。

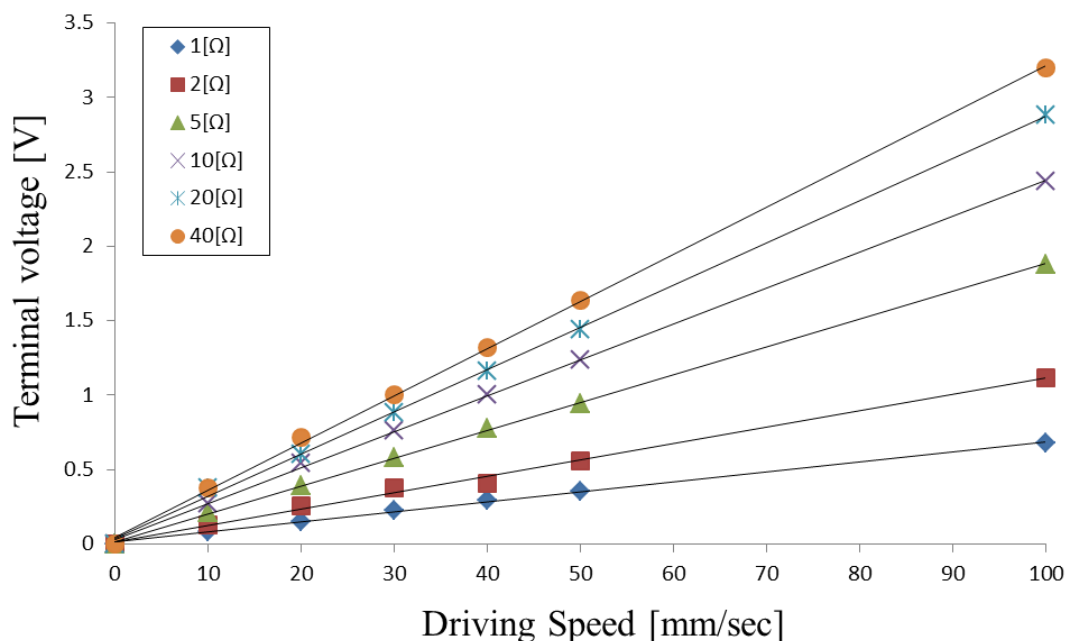


Fig. 6.9. Experimental results of load test.

負荷試験での結果を、FEM 解析の結果と提案する解析手法の結果との比較を行う。それらの結果を図 6.10 に示す。1 相における出力値を示しており、赤点が実験による出力値で、青点が三次元過渡解析をベースとした FEM 解析による出力値である。両者には値の差はほとんどないことがわかる。緑の曲線で示したグラフは本研究で提案を行った高速最適設計による出力値の算定を行うことで得られたものである。初期の設計として高速最適設計手法は妥当な値を示しており、ノイズの影響が大きくなる低速領域においても誤差は最大でも 7.8% である結果を得られた。今回は試験機の可動範囲などを考慮し、試験の最大速度を 100mm/s (0.1m/s) としているが、波力発電の実際の駆動は試験を行った最大速度の 10 倍の 1m/s を想定しており、誤差はもっと小さくなると推測される。

ここで提案手法の主たる誤差は過渡解析を行っていないことに起因すると考えられ、具体的にはギャップにおける磁束を正弦波状に仮定したことや、渦電流の影響などが挙げられる。これらより、この問題を解決しない限り、本質的に数%の誤差は残るものと考えられる。

しかしながら、初期設計としては提案する高速最適設計の精度は十分であり、実験機を用いた検証においても提案手法の妥当性を確認することができた。同時に、三次元過渡解析をベースとした FEM 解析の誤差はほぼ存在しないことも確認できた。誤差は製作誤差を十分に小さくさえすれば FEM 解析は信頼に値すると考えられる。

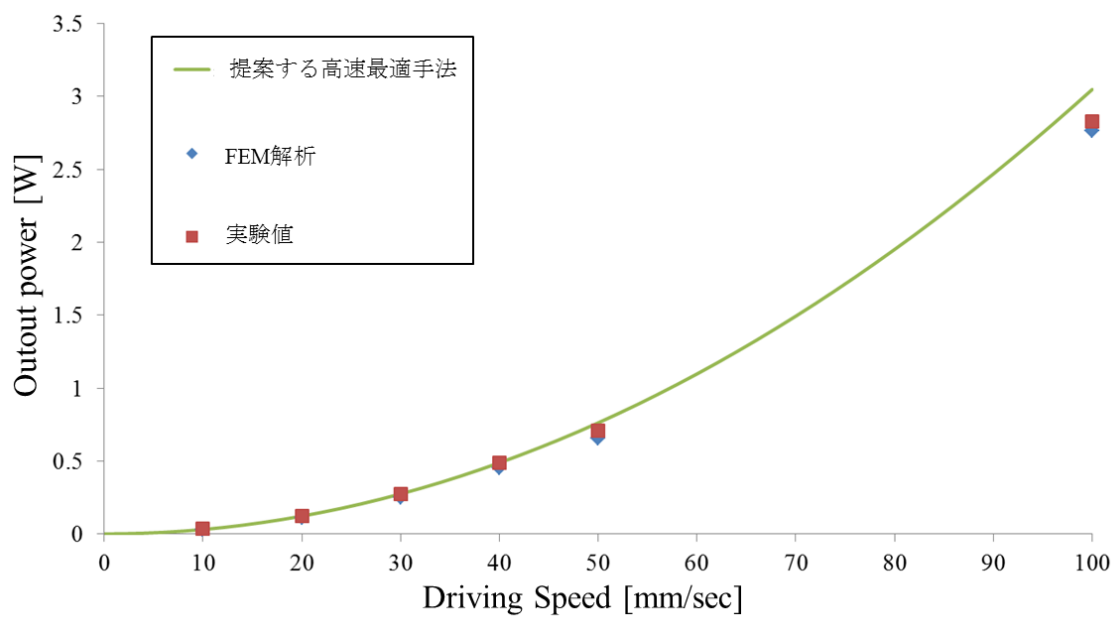


Fig. 6.10. Comparison of the output power.

第7章 まとめ

本論文のまとめとして、本論文における結論と、本論文で解決できなかった問題に対して述べる。

7.1. 結論

本論文では、波力発電の実用化を目標に波力発電の主たる役割を担う発電機的设计についての検討を行った。

波力発電システムの実用化の障害になっていることは、発電機の出力対コストが悪いことであり、発電機自体の改善が求められている。

そのために波力用発電機としてどのような発電機が良い発電機かを定義することで設計の指針を作り、その後モデルの検討を行う必要があった。今回、波力を考えた時の発電機に対する要求は主に高出力密度、低コスト、容易なメンテナンス性が挙げられ、その要求を満たすためにブイを用いた可動物体型の波力発電装置応用に向けて永久磁石を使用した横磁束形リニア発電機の提案を行った。

横磁束形リニア発電機を検討する際、構造の複雑性によって高出力と低コストの両立を目指した最適設計に時間がかかるという問題が存在する。その問題を解決するために、応答曲面法と三次元静磁界解析を用いた高速設計法の提案を行った。この手法では特性値に①総体積当たりの出力で定義される出力密度と②総磁石量当たりの出力で定義されるコスト出力を導入することで発電機の出力とコストを評価することができ、また応答曲面法により複数のパラメータを同時に少ない実験数で評価することができることで解析を行う回数を減らすことができ、さらに三次元静磁界解析によって従来の一般的な手法に比べてそれぞれの解析時間を大幅に削減することができる。

この手法を用いて横磁束形リニア発電機的设计を、提案する円筒形の4極モデル、8極モデル、12極モデルと正方形のモデルにおいて行った。これらのモデルは横磁束形の中でもシンプルな構造を持つことから初期費用を抑え、形成される磁気回路も二次元状に広がるため積層鋼板での設計が可能である。

実際に設計を行った結果を受けて、高速最適化手法の評価として三次元過渡応答解析と提案手法の解析の比較を行い、誤差値が出力密度で4.04%、コスト出力で3.57%であった。最適設計の解析時間も従来手法に比べて平均で92.6%の時間を削減できたことが確認された。設計した4つのモデルの特性値を比較することで、最適モデルで出力密度については円筒形8極機モデルの優位性が確認され、コスト出力については正方形モデルの優位性が確認された。両特性値を考慮した場合、正方形モデルの優位性が確認され本論文における最適構造として決定された。設計において負荷の条件を考慮することは重要なことであるが、正方形モデルにおける負荷条件の比較を行った結果として、最適設計を行う際に負荷条件は力率1の条件下でのインピーダンス整合を行うものとして設定することが望ましい

と考える。これは、発電機とモータは理論的には最適化モデルは同様の形状をとるはずで、正方形モデルのモータ特性からもこの発電機設計の妥当性を確認することができた。

最後に実機での検証を行い、永久磁石を用いたリニア発電機の実験的評価手法を体系的にまとめ、評価を行うことで今後のリニア発電機の実験的評価に資する結果を得ることができた。その際に、提案する設計法と FEM 解析の結果と実機検証による結果の比較を行い、提案手法の実機試験による妥当性の確認も行われた。

これらの一連の発電機設計手法をまとめ上げたことは今後の波力発電を目的とした発電機設計だけでなく、研究の浅い新たな再生可能エネルギー応用を考慮した発電機設計においても応用可能であり、大きな意味を持つ。波力発電用リニア発電機に関して言えば、今回のモデルの最適化によって得られた出力値は他のモデルと比較して優位性を持ち、大出力化に対して前進をしたと言える。

7.2. 今後の課題

今後の課題としては高速最適設計手法についてはパラメータ範囲の選定が経験則に基づいて決定されるため、理論的に範囲を決定できる手法を作り出すことができれば、本研究で提案された手法がより一層有用性の高いものとなる。また、モータや発電機の評価に重要なコギング力については今のところ三次元過渡応答解析の結果にのみ信頼性を置くことができ、提案する手法で考慮することができない。コギング力を FEM 解析に頼らず理論的に推測することができれば、この点からも提案された手法がより一層有用性の高いものとなる。また、提案手法の誤差値は磁束を正弦波状に仮定したことと、渦電流の影響が主たるものとして考えられる。

特性値に可動子重量当たりの出力を入れての検討も波力発電装置としては意味を持つと考えられる。これはリニア発電機を鉛直方向に配置し、重力の影響がそのまま可動子の動きに影響を及ぼすためである。可動子の重量を軽くできれば、連結する浮きも小さくすることができ、景観に良く、コスト低減も期待できる。

発電機の形状については本研究では 4 つのモデルのみ検討を行い、今後の検討としては更なる出力値向上を見込めるモデルの選定と最適化が必要となる。横磁束形リニア発電機は制限が少なく多種多様な形状を取ることができるため、新たな形状を波力発電機として応用することで改善される可能性を有する。しかしながら、一般的にシンプルな形状ほど発電機の信頼性や出力密度の点で利点があるので、シンプルな形状で横磁束形発電機の設計を行うことが大出力化の点では大事であると考ええる。

最後に本研究では申モデルにて実機検証を行ったが、正方形モデルでの実機検証が出来ていない。永久磁石を用いたリニア発電機の実験の方法は体系的にまとめることができたので、申モデルと同様の手法で正方形モデルにおいても検証を行うことが大事な今後の検討事項である。

参考文献

- [1] 資源エネルギー庁, “エネルギー供給事業者による非化石エネルギー源の利用及び化石エネルギー原料の有効な利用の促進に関する法律関係条文集,” Nov, 2010.
- [2] 新エネルギー・産業技術総合開発機構, “NEDO 再生可能エネルギー技術白書,” Dec, 2013.
- [3] 資源エネルギー庁, “エネルギー白書 2013”, 2013.
- [4] 内閣府, “平成 24 年度版 海洋の状況及び海洋に関して講じた施策”, 2013.
- [5] 黒崎 明, “波力発電の壮大な風景 –日本の波力発電の可能性–,” 季報 エネルギー総合工学, vol. 33, no. 1, pp. 2–12, Apr. 2010.
- [6] M. Leijon, et al. “Catch the wave to electricity,” *IEEE Transactions on Power Energy Mag.*, vol. 7, no. 1, pp. 50–54, Jan./Feb. 2009.
- [7] <http://www.wavedragon.net/>
- [8] <http://www.oceanpowertechnologies.com/>
- [9] International Energy Agency, “World Energy Outlook 2009,” 2009.
- [10] John Callaghan, “Future Marine Energy -Results of the Marine Energy Challenge: Cost competitiveness and growth of wave and tidal stream energy-,” Carbon Trust, 2006.
- [11] R. Vartanian, Y. Deshpande and H. A. Toliyat, “Performance analysis of a rare earth magnet based NEMA frame Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Machine with different magnet type and quantity,” *International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2013.
- [12] H. Weh, H. Hoffman and J. Landrath, “New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with High Efficiency at Low Speeds,” *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 1988.
- [13] M. F. Hsieh, I. Lin, D. G. Dorrell, M. J. Hsieh and C. C. Lin, “Development of a Wave Energy Converter Using a Two Chamber Oscillating Water Column,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 3, pp. 482–497, July. 2012.
- [14] 前村 敏彦, 中野 訓雄, 宮島 省吾, “日本海域に適した波力発電技術の開発,” 三井造船技報, vol. 210, no. 2, pp. 29-34, Nov. 2013.
- [15] <http://www.pelamiswave.com/>
- [16] A. Henry, K. Doherty, L. Cameron, T. Whittaker, R. Doherty, “Advances in the design of the Oyster wave energy converter,” *The royal institution of naval architect s marine and offshore renewable energy conference*, 2010.
- [17] J. P. Kofoed, P. Frigaard, E. Friis-Madsen and H. C. Soerensen, “Prototypetesting of the wave energy converter wave dragon”, *Journal of Renewable Energy*, vol. 31, no. 2, pp. 181-189, Feb. 2006.
- [18] C. Boström, O. Svensson, M. Rahm, E. Lejerskog and more authors, “Design proposal of

- electrical system for linear generator wave power plants,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, pp. 4393–4398, Nov. 2009.
- [19] N. Hodgins, O. keysan, A. Mcdonald and M. Mueller, “Linear Generator for Direct Drive Wave Energy Applications,” *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010
- [20] K. Rhinefrank, A. Schacher, J. Prudell, and etc “Comparison of Direct-Drive Power Takeoff Systems for Ocean Wave Energy Applications,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 37, no. 1, pp. 35-44, Jan. 2012.
- [21] S. D. Joao and V. Mauricio, “Transverse flux machine: what for?”, *IEEE Multidisciplinary Engineering Education Magazine*, Vol. 2, No. 1, pp. 4–6, March 2007.
- [22] J. S. Shin, R. Watanabe, T. Koseki, and H. J. Kim, “Transverse-Flux-Type Cylindrical Linear Synchronous Motor using Generic Armature Cores for Rotary Machinery,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, 2013.
- [23] B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh, A. H. Isfahani, “An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 1, pp. 112-120, Jan. 2010.
- [24] D. K. Hong, B. C. Woo, J. H. Chang and D. H. Kang, “Optimum design of TFLM with constraints for weight reduction using characteristic function,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 4, pp. 1613–1615, Apr. 2007.
- [25] 田口 玄一, “第 3 版 実験計画法 上,” 丸善株式会社, Dec. 1976.
- [26] J. M. Park, S. I. Kim, J. P. Hong, and J. H. Lee, “Rotor design on Torque Ripple Reduction for a synchronous reluctance motor with concentrated winding using Response Surface Methodology,” *IEEE Transactions on Magnetics.*, vol. 42, no. 10, pp. 3479–3481, Oct. 2006.
- [27] <http://www.jmag-international.com/>
- [28] <http://www.jfe-steel.co.jp/>
- [29] http://www.shinetsu-rare-earth-magnet.jp/products/data_nd.html
- [30] <http://www.i-juse.co.jp/statistics/product/statworks/statworks5.html>
- [31] Crozier. R., Bailey. H., Spooner. E., McKeever. P. and more authors, “Analysis, design and testing of a novel direct-drive wave energy converter system”, *IET renewable power generation*, vol. 7, no. 5, pp. 565-573.
- [32] 東洋電機, “東洋電機技法” vol. 128, Sep. 2013.
- [33] J. S. Shin, T. Koseki, and H. J. Kim, “Proposal of Double-Sided Transverse Flux Linear Synchronous Motor and a Simplified Design for Maximum Thrust in Nonsaturation Region,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 4104-4108, July. 2013.
- [34] 金 弘中, 中津川 潤之介, 酒井 慶次郎, 柴田 均, “高加速度直線駆動装置「トンネルアクチュエータ」,” *日本応用磁気学会誌*, vol. 29, no. 3, pp-199-204, 2005.

発表文献

・論文誌

[1] J. S. Shin, **R. Watanabe**, T. Koseki, and H. J. Kim, "Transverse-Flux-Type Cylindrical Linear Synchronous Motor using Generic Armature Cores for Rotary Machinery," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, 2013. (**Accepted**)

[2] J. S. Shin, **R. Watanabe**, T. Koseki, and H. J. Kim, "Design and experimental verification of a double-sided transverse flux linear synchronous motor for versatile industrial applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013. (**Under reviewing**)

・査読付き論文

[1] **R. Watanabe**, J. S. Shin, T. Koseki, H. J. Kim, "The Optimal Design for Large Output Power of the Transverse Flux Type Cylindrical Linear Wave Generator Using the Practical Rapid Design Approach", IEEE International Magnetics Conference, Germany, May. 2014. (to be presented)

[2] J. S. Shin, **R. Watanabe**, T. Koseki, and H. J. Kim, "Optimal Design of a Transverse Flux Type Linear Synchronous Motor Based on C-type Armature Core", *The 16th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2014)*, 2014. (to be presented)

[3] J. S. Shin, **R. Watanabe**, T. Koseki, H. J. Kim, and Y. Takada, "The design for cogging force reduction of double-sided transverse flux linear synchronous motor", *The IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG 2014)*, 2014. (to be presented)

・国際学会

[1] **R. Watanabe**, J. S. Shin, T. Koseki, H. J. Kim, "Design of Transverse Flux Linear Synchronous Generator for Wave Energy Conversion", 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Korea, Oct. 2013.

Outstanding paper award 受賞

[2] Y. Yamamoto, **R. Watanabe**, Y. Takada, T. Koseki, and Y. Aoyama, "Design Using Simple Modeling and Experimental Study on Direct-drive Disk-type Motor with Dense Stator Configuration", ECCE Europe European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'13), Lille, Sep. 2013.

・研究会

[1] 渡辺 隆嗣, 申 重燮, 古関 隆章, 金 弘中, "横磁束型リニア波力発電機の応答曲面法を利用した設計法", 平成 25 年 電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会 2013, LD-13-043, June. 長野, 2013.

電気学会 優秀論文発表賞 (部門表彰) 受賞

[2] 渡辺 隆嗣, 申 重燮, 古関 隆章, 金 弘中, "波力発電用横磁束型円筒リニア発電機の応答曲面法を利用した設計 ～多極化による出力密度向上の検討～", 平成 25 年 電気学会リニアドライブ交通・電気鉄道合同研究会 2013, LD-13-056, TER-13-037, 平泉, Aug. 2013.

電気学会 優秀論文発表賞 (本部表彰) 受賞

[3] 山元 雄太, 中村 太一, 渡辺隆嗣, 高田 康宏, 古関 隆章, 青山 康明, "非突極型永久磁石同期アクチュエータの基本モデル同定法", 電気学会リニアドライブ研究会, LD-13-025, 東京, Mar. 2013.

謝辞

本研究を進めるに当たり、多くの方々からご助言やご協力をいただきました。

指導教員の古関隆章教授には、修士課程から他の研究室より来た自分を温かく迎え入れてくれ、懇切丁寧に指導をいただきました。打ち合わせの場では自身の専門分野のモータ以外にも鉄道やロボットの方面にも深い知識を持ち、鋭い指摘にいつも感心しながら、自身も真似できるように努力してまいりました。自身の研究は今までの研究の流れから少しずれたものでしたが、自由に研究をさせていただき先生の多大なるバックアップのもと、無事にこのような論文を書き上げることができました。大変感謝しております。今後も健康に気をつけて、研究室を運営してください。

韓国 KOVERY の金弘中様には、韓国にて実機製作の協力をさせていただきました。シミュレーションでは分からない現場での知識を付きっきりで指導していただき、今後の人生の大きな財産となりました。研究者としての在り方などを指導していただき、自身の将来のことまで気を配っていただき、人生の指針も示してくださいました。大変感謝しております。

株式会社日立研究所の青山様、岩路様、金子様には共同研究ではないのにも関わらず技術交流の場で様々なアドバイスをいただきました。学校の研究とは違った視点からのアドバイスは本当に自身の研究において意義のあるものとなりました。

大崎研究室の大崎博之教授には、電磁界解析ソフトの提供からメンテナンスまで様々な支援をいただきました。また、国際学会の場で付き添っていただき大変感謝しております。

技術職員の高田様には実験機の製作に当たり、様々な支援と指導をいただきました。また、研究室の環境にも常に気を配り、自分たちが研究しやすい環境を整えていただき感謝しております。日々の生活の中でもさまざまな雑談が良い刺激となり、研究に励むことができました。

秘書の尾崎様、松崎様には忙しい中、学会やその他の事務的な手続きを一手に迅速にしてください大変助かりました。二方とも人柄が良く、研究室が明るい雰囲気であられたのも秘書様方のおかげだと思っています。ありがとうございました。

交錯実験室の内田様には、実験機に必要な材料作成に当たり協力していただきました。おかげで、希望通りの品を作ることができ無事に実験を終えることができました。大変感謝しております。

ポスドクの Valerio さんには発表練習に何度も付き合ってくださいロジカルな構成の仕方やプレゼンの仕方など厳しくも非常に重要なことを教えていただきました。普段も席が近いこともあり、堪能な日本語力で楽しくおしゃべりすることができました。

博士課程 3 年の Hong さんには、私の拙い英語の添削をさせていただきました。また、夜ご飯と一緒に食べる機会が多く、研究室の先輩として、また英語の先生として様々なことを教えていただきました。大変感謝しております。

博士課程 3 年の申さんには同じモータグループの先輩としていつも研究の相談にのっていただきました。研究室に入った当初から親しく接していただき、すぐにみんなに分かりやすい RJ というニックネームをつけていただきました。研究のディスカッションでは時に 3 時間以上もあつという間に感じるほど熱く語り合うことができました。日々一緒に過ごした研究室生活は忘れません。残り半年ですが頑張ってください。期待しております。

修士課程 2 年の翔一郎くんは研究室のムードメーカー的な存在で一緒に過ごすことができるととても良かったです。研究も熱心で博士課程でもきっと良い成果を出すことができると思いますので頑張ってください。また、研究室の雑務も多くこなしてくれて非常に助かりました。感謝しております。

修士課程 2 年の Cuong くんは研究とプライベートの両立が上手でいつも羨ましく思っていました。フットサルでは優勝したかったですね。日本語もかなり上手でいつも楽しくおしゃべりすることができました、大阪に行ってもすぐに大阪弁を覚えてくれると思います。また、機会があれば一緒に集まりましょう。

Duc さん、森君、Travis くん、Zhao さん、羅さんは修士課程の後輩でしたが、様々な場面で研究やプレゼンについて助けていただきました。国際色豊かで価値観もそれぞれでとても楽しい研究室生活を過ごすことができました。今後のみなさまのご活躍に期待しております。

松岡くんと大橋くんは学部生でありながら、非常に優秀で自分にはない知識をたくさん教えていただきました。日々の雑談も楽しく、有意義な研究室生活が送れました。松岡くんは古関研で、大橋くんは大崎研にそれぞれ進学しますがきっと良い成果を示せると思いますので頑張ってください。

昨年度卒業なさった山元さん、川邊さん、楊さん、本田くんは 1 年間でありましたが、古関研で日々ディスカッションをしたり、雑談をしたりと楽しい研究生活を送るには欠かせない存在でした。特に同じモータグループの山元さんには卒業後も何度か研究のことでお世話になりました。この場を借りてみなさまに感謝を述べさせていただきます。ありがとうございました。

最後になりますが、今まで何一つ不自由なく育ててくれた家族に感謝いたします。修士課程を無事に終了できるのも家族の支援があったからだと感じております。ありがとうございました。