



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	回転機のトポロジー最適化および3次元形状最適化に関する研究
Author(s)	日高, 勇氣
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第12652号
Issue Date	2017-03-23
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k12652
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/65780
Type	doctoral thesis
File Information	Yuki_Hidaka.pdf



博士論文

回転機のトポロジー最適化および3次元形状最適化に関する研究

日高 勇気

2017年3月

北海道大学 大学院情報科学研究科
電磁工学研究室

本論文は北海道大学 大学院情報科学研究科に
博士（情報科学）授与の要件として提出した修士論文である。

日高 勇気

審査委員：	主査	五十嵐 一	教授
	副査	北 裕幸	教授
		小笠原 悟司	教授

回転機のトポロジー最適化および3次元形状最適化に関する研究

日高 勇気

概要

近年、計算機性能の急激な発達に伴い、電磁機器の磁気設計に形状最適化技術が広く用いられている。一方で、回転機においては構造の複雑さから実用的な解を獲得することが難しく、磁気設計業務で形状最適化が用いられる場面は少ないのが現状である。形状最適化を用いることで、必要スペックを満たす設計解獲得までの時間を短縮できることから、回転機に適した形状最適化手法の開発が要求されている。

本研究では、回転機の形状最適化手法を開発する。実用性・解探索性能の2つの着眼点から、磁気設計業務に利用可能な形状最適化手法を開発する。

キーワード: 回転機, 形状最適化, 有限要素法, パラメータ最適化, トポロジー最適化.

Study on Topology Optimization and Three-dimensional Shape Optimization of Rotating Machines

Yuki Hidaka

Abstract

Shape optimization, which is one of the shape design technique, is widely used for development of electromagnetic devices. On the other hand, shape optimization is not used in magnetic designing of rotation machines because of its complex structure.

The purpose of this research is to develop shape optimization method of rotation machines. In order to develop available shape optimization method, practicality and searching ability are mainly discussed.

Key words: Rotation machine, shape optimization, finite element method, parameter optimization, topology optimization.

*Doctor's Thesis, Division of Systems and Information Engineering, Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, SSI-MT79155020, March 23, 2014.

目次

第 1 章 序論	1
1.1 研究背景と目的	1
1.1.1 研究背景	1
1.1.2 研究目的	2
1.2 本論文の概要	3
第 2 章 解析・最適化手法および最適化モデル	5
2.1 支配方程式	5
2.1.1 支配方程式の導出	5
2.1.2 弱形式・境界条件	6
2.1.3 離散化	8
2.2 回転機の有限要素法	9
2.2.1 永久磁石を用いた電磁界解析	9
2.2.2 回転を考慮した電磁界解析	9
2.2.3 周期境界条件	10
2.2.4 モータ解析におけるトルク算出法	12
2.2.5 鉄損解析手法	14
2.3 遺伝的アルゴリズム	15
2.3.1 遺伝的アルゴリズムの概要	15
2.3.2 選択・交叉手法	16
2.3.3 マイクロ遺伝的アルゴリズム(μ GA)	19
2.3.4 多目的遺伝的アルゴリズム	19
2.3.5 実数値 GA	20
第 3 章 回転機のトポロジー最適化手法	23
3.1 確率論的最適化手法を用いたレベルセット法	23
3.1.1 レベルセット法	23
3.1.2 SA を用いたレベルセット法	26
3.1.3 インダクタモデルでの性能テスト	27
3.1.4 IPM モータの形状最適化への適用	29
3.2 可変デザイン領域を用いたトポロジー最適化	33
3.2.1 最適化手法	33
3.2.2 IPM モータの形状最適化問題への適用	35
3.2.3 SyRM の形状最適化問題への適用	39

3.3	On-Off 法とレベルセット法を併用した最適化手法	43
3.3.1	提案手法	43
3.3.2	大域的・局所最適化手法	45
3.3.3	テストモデルでの性能テスト	46
3.3.4	回転機の単目的最適化問題への適用	51
3.3.5	回転機の多目的最適化問題への適用	54
第 4 章	磁性材料の劣化を考慮した形状最適化	61
4.1	磁気特性の不確定性を考慮したロバスト最適化	61
4.1.1	磁気特性の関数表現	62
4.1.2	ロバスト最適化	65
4.1.3	数値シミュレーション結果	69
4.2	打抜加工による局所磁気劣化を考慮した回転機の形状最適化	72
4.2.1	打抜加工による残留応力	72
4.2.2	応力依存の B-H 特性	73
4.2.3	提案関数の性能テスト	75
4.2.4	最適化問題	76
4.2.5	最適化結果	77
第 5 章	クローポール回転機の形状最適化	81
5.1	最適化モデルおよび評価関数	81
5.2	最適化アルゴリズムの選定	83
5.3	ボクセル FEM	86
5.4	テスト問題による提案手法のテスト	87
5.4.1	最適化問題	87
5.4.2	最適化結果(モデル 1)	88
5.4.3	最適化結果(モデル 2)	89
5.5	数値シミュレーション結果	91
5.5.1	最適化結果	91
5.5.2	獲得形状の発電性能	93
5.5.3	高速発電出力向上に向けた最適化問題の再定義	95
第 6 章	結論	97
	謝辞	99
	参考文献	100
	研究業績	104

図目次

2.1	領域分割に用いられる要素	9
2.2	回転を考慮した磁界解析	10
2.3	非適合接続による未知数の近似	10
2.4	IPM モータ・SyRM の磁極配置	11
2.5	クローポール回転機の回転子構造	12
2.6	クローポール回転機の磁界解析	12
2.7	マクスウェル応力法による電磁力の計算	14
2.8	遺伝的アルゴリズムの手順	16
2.9	ランキング選択イメージ図	17
2.10	トーナメント選択イメージ図	17
2.11	一点交叉イメージ図	18
2.12	多点交叉イメージ図	18
2.13	一様交叉イメージ図	19
2.14	多目的 GA のランキング評価	20
2.15	BLX- α による交叉	21
3.1	レベルセット法による物体表現	26
3.2	最適化の流れ	27
3.3	インダクタモデル	28
3.4	最適化形状	28
3.5	IPM モータ最適化問題	29
3.6	S45C の B-H 特性	30
3.7	最適化形状	31
3.8	トルク波形	31
3.9	従来手法における最適化過程の様子	32
3.10	提案手法における最適化過程の様子	32
3.11	提案手法の最適化手順	34
3.12	提案手法の最適化イメージ	34
3.13	最適化結果	36
3.14	最適化形状の磁束分布	36
3.15	トルク波形の比較	37
3.16	評価値の推移比較	37
3.17	最適化形状の推移	38
3.18	最適化問題	39

3.19	最適化結果	40
3.20	フラックス端部凸形状の効果	41
3.21	ティース先端部における磁束波形の比較	41
3.22	鉄損分布の比較	41
3.23	最適化過程の比較	42
3.24	最適化形状の推移	43
3.25	提案手法の最適化手順	44
3.26	提案手法イメージ図	44
3.27	レベルセット法による形状スムーズ効果	45
3.28	テストモデル	46
3.29	最適化形状と磁束線分布	47
3.30	磁気シールドモデル	48
3.31	最適化形状	49
3.32	重みの影響	50
3.33	最適化形状 ($W_M=0.2$)	50
3.34	最適化形状 ($W_M=0.4$)	50
3.35	最適化形状	52
3.36	トルク波形	52
3.37	重みの影響	53
3.38	最適化形状($W_I=0.3$)	53
3.39	最適化形状($W_I=1.0$)	54
3.40	On-Off 法と提案手法の解分布	55
3.41	最適化形状と磁束線分布	56
3.42	同期リラクタンスモータ最適化問題	57
3.43	リラクタンスモータ回転原理	57
3.44	多目的解分布	58
3.45	最適化形状と磁束線分布	59
4.1	磁気特性劣化イメージ	62
4.2	提案関数による B-H, B- ν 特性	63
4.3	磁気抵抗率の収束値	63
4.4	磁気特性の劣化度合い	64
4.5	ロバスト解イメージ図	66
4.6	RGA の最適化手順	67
4.7	数式モデルでのテスト結果	69
4.8	最適化形状および磁束分布	71
4.9	最適化形状におけるトルク波形	71
4.10	図 4.4 に示す形状における磁気特性ノイズに対する F, G の度数分布	71
4.11	打抜加工の解析イメージ	72
4.12	構造解析結果	73
4.13	応力依存 B-H 特性の近似	74

4.14	高トルクモデルの加工応力分布	75
4.15	応力による磁気・トルク特性の低下	76
4.16	最適化形状(ケース 5)	78
4.17	残留応力分布の比較(ケース 5)	78
4.18	磁性劣化考慮有/無の磁束密度分布(ケース 5)	79
4.19	トルク波形比較(ケース 5)	79
5.1	オルタネータの等価回路	82
5.2	クローポールモータの解析条件	82
5.3	最適化モデル	82
5.4	最適化アルゴリズムのテスト問題	84
5.5	GA と μ GA の比較	85
5.6	ボクセル FEM.	86
5.7	最適化のテストモデル	87
5.8	同界磁入力条件時の初期解と最適解の比較(モデル 1)	89
5.9	同界磁入力条件時の初期解と最適解の比較	90
5.10	最適化結果	92
5.11	磁束密度分布の比較	92
5.12	発電 DC 電流の比較	93
5.13	発電解析条件での磁束密度分布比較	94
5.14	6000r/min 時の負荷電流	94
5.15	負荷電流の影響	95
5.16	最適化問題修正前/後での発電電流比較	96

表目次

3.1	最適化パラメータ	28
3.2	最適化結果	29
3.3	解析条件とモータ設計仕様	30
3.4	最適化パラメータ	30
3.5	最適化結果	31
3.6	モータ仕様および最適化条件	35
3.7	最適化結果	36
3.8	モータ仕様および最適化条件	39
3.9	最適化パラメータ	46
3.10	最適化パラメータ	48
3.11	最適化結果	49
3.12	最適化パラメータ	51
3.13	最適化結果	52
3.14	最適化パラメータ	54
3.15	解析条件とモータ設計仕様	58
3.16	最適化パラメータ	58
4.1	最適化パラメータ	70
4.2	最適化結果	71
4.3	構造解析の計算条件	73
4.4	(4.22)式の係数	74
4.5	解析条件およびモータ仕様	77
4.6	最適化結果	77
5.1	解析条件およびモータ仕様	83
5.2	モータ仕様	88
5.3	最適化条件	88
5.4	最適化結果(モデル 1)	89
5.5	最適化結果(モデル 2)	90
5.6	最適化結果	91
5.7	最適化問題修正後の最適化結果	96

第 1 章 序論

1.1 研究背景と目的

1.1.1 研究背景

電力事情などの社会的背景から、回転機の高性能/効率化が強く要求されている。車載用モータを例にとると、EU を先行して CO₂ 排出量削減を目的とした規制が公布された。これに伴い、従来のガソリン車に加え、EV/HEV など車両電動化が急速に進んでいる。これまでガソリン車が賄っていた出力分を回転機で補うことで燃費効率を高めるため、回転機の出力/効率も限界設計に近い要求値となっている。また、車両電動化により車載電装負荷が大きくなっていることから、補機であるオルタネータに要求される出力は従来よりも高い水準となっている。

回転機性能を決定するうえで、機器形状は重要な要素の一つであり、より高性能・高効率な回転機の開発を実現するために、適切な機器形状設計を行うことが必要不可欠である。同サイズでより高出力/高効率な磁気特性を実現するためには、適切な磁路を構築する必要がある。通常回転機等の電磁機器の磁路設計は、設計者の知見・経験を元に CAD モデルで解析モデルを作成し、磁界解析ソフトウェアを用いて磁界解析を行うことが一般的である。一方で、回転機の磁路構造は熟練した設計者でもトライアンドエラーで設計するほど複雑であり、磁界解析に関する一定上の知識がなければ、適切な磁路設計を施すことは難しい。そのため、最近では磁気設計者に掛かる設計負荷が多大となっており、基礎/要素研究にかかる時間が確保できない場合が多くある。また、近年フロントローディング設計による開発時間の短縮が求められており、損失算出精度の向上や熱・振動等の回転機周辺における物理現象との連成解析まで設計者への要求範囲が広がっている。

上記背景を鑑み、モデル作成～評価までの一連の流れを自動化し、遺伝的アルゴリズム等の最適化アルゴリズムと統合させ、計算機に自動で磁気回路を設計させる取組が着目を浴びている。こういった、自動磁気設計を実現する技術のことを形状最適化と呼ぶ。形状最適化において、人的な労力が発生するのは、磁気回路設計のベースとなる初期モデルを作成するのみであり、その他の部分は全て計算機が自動で行うこととなる。形状最適化が実設計業務に浸透すれば、設計者に掛かる負担も軽減され、基礎/原理検討にかかる時間を確保することができる。また、熱・振動等の磁気以外の物理現象を考慮する時間を確保することから、フロントローディング設計を実現するアイデアの 1 つであ

と言える。

一方で、回転機に形状最適化を適用するためには残課題として下記が挙げられる。

- 従来の形状最適化では、設計パラメータの設定が必要であったため、形状最適化で得られる解が設計者の知見に大きく依存する
- 電磁鋼板等の磁性材料は、加工等でその磁気特性が劣化するため、劣化を考慮しない最適設計では期待した特性を実現できない可能性がある
- 3次元構造を有す回転機においては、3次元解析にかかる計算負荷が多く、形状最適化を現実的な計算時間で実施することが困難

1.1.2 研究目的

前項にて述べたように、従来の形状最適化手法には、回転機へ適用するためには様々な問題点が存在している。本研究では、このような問題点を解決できる新たな形状最適化手法の開発を目的としている。

本論文では、前項の3つの課題を解決するアプローチを、それぞれ3～5章に詳細にまとめる。3章では、設計者の知見にとらわれない設計解を獲得することが可能なトポロジー最適化についてまとめる。形状最適化はパラメータ最適化とトポロジー最適化の2種類に分類されることが多い。パラメータ最適化は、設計パラメータを設計者自らが仮定する必要があることから、獲得された解が設計者の知見者に依存する。それに対して、トポロジー最適化は、設計パラメータ等を必要とせず、直接形状を変化させ最適化を行うことが可能である。そのため、設計者の知見に捉われない、革新的な設計解を獲得することが可能である。一方で、トポロジー最適化はその設計自由度の高さから、適切な問題設定を施さなければ、最終的に得られた解が実現性の乏しい複雑な形状となる可能性がある。そこで、本研究では、トポロジー最適化で用いられる形状表現方法であるOn-Of法、レベルセット法それぞれの有効的な活用方法を検討する。

4章では、磁性材料の劣化特性を考慮した形状最適化手法を提案する。回転機においては、その多くが電磁鋼板と呼ばれる、薄い板状の鉄材を積層することで製造される。加工時にはレーザカット・打ち抜き等で形状を形作ることが多く、様々な加工技術が開発されている。一方で、加工時には加工部周辺で材料の磁気特性が劣化することが知られている。この現象は、磁性材料の機械的な歪により、磁区・磁壁構造が理想状態を維持できなくなることため発生する。結果、シミュレーション上で評価された特性が、実機特性では得られず必要特性が得られない可能性がある。そこで、形状最適化シミュレーションにおいても前記現象を考慮する必要があるが、最適化は多ケース計算が全保電あるため、従来の加工劣化特性の考慮方法では現実的な計算時間で設計解を獲得することが難しい。そこで、加工による磁性材料の劣化特性を効率的に近似し、最適化に反映する手法を提案する。

5章では、クローポール回転機の形状最適化手法を提案する。クローポール回転機は、3次元的に複雑な磁路を有しており、3次元解析での特性評価が必須である。2次元解析に比べて、3次元解析は計算時間が圧倒的に多く、最適化のように多ケース計算を必要とする技術を適用する場合、設計解を獲得するまでの計算コストが膨大となる。そこで、

クローポール回転機に適した最適化アルゴリズムを検討し、設計解獲得までの計算ケース数を低減することを検討する。また、複雑なモデルを忠実に表現するのではなく、近似メッシュを用いることで、解析に必要なメッシュ数を低減し、解析時間を抑制する。前期 2 つの取り組みを統合し、クローポール回転機の形状最適化技術を確立する。

1.2 本論文の概要

第 1 章 序論

本研究の背景・目的について述べる。昨今の回転機磁気設計への要求から、従来の形状最適化技術の課題について述べる。そして、それら課題を基に本論文におけるモチベーションについて述べる。

第 2 章 解析・最適化手法および解析モデル

回転機の電磁解析に必要な有限要素法の基礎知識、最適化アルゴリズム、回転機の基本構造について述べる。

第 3 章 回転機のトポロジー最適化手法

設計者の知見に捉われない設計解を獲得することが可能な手法としてトポロジー最適化がある。トポロジー最適化を用いることで、革新的な機器形状を獲得することが可能であるが、トポロジー最適化はその設計自由度の大きさから、現実性に欠いた複雑な解に辿り着く可能性がある。そこで、3 つの異なるアプローチから前期課題解決を試み、それぞれの長短からより適切なトポロジー最適化手法を模索する。

第 4 章 磁性材料の劣化を考慮した形状最適化

電磁機器に用いられる磁性材質は、打抜加工等により磁気特性が劣化することが知られている。磁気特性が劣化すると、トルク・効率等の回転機に求められる性能が低下することから、形状最適化においても劣化特性を考慮に入れる必要がある。そこで、劣化しても性能が変化しにくいロバスト性を持つ解を獲得する手法。従来の形状最適化において前期劣化特性を考慮に入れる手法を開発する。

第 5 章 クローポール回転機の形状最適化

クローポール回転機は、その磁気構造から 3 次元解析が必須である。一方で、3 次元解析は 1 ケースに掛かる計算コストが膨大なことから、現実的な計算時間で形状最適化を行うことが難しい。そこで、3 次元解析に適した最適化アルゴリズムを選定する。また、複雑形状を近似メッシュで表現し解析に必要なメッシュ数を減らす。前期 2 つの取組を統合することで、全体の計算時間短縮を目指す。

第6章 結論

3～5章にて開発した最適化手法により得られた成果を基に，本論文の統括を行う．

第2章 解析・最適化手法および解析モデル

本章では、本研究で用いる特性解析手法および解析モデルについて記述する。2.1 節にて電磁界解析の支配方程式[1-3]、2.2 節にて回転機の磁界解析[2, 4-9]、2.3 節にて進化論的最適化手法である遺伝的アルゴリズム[10-15]について記述する。

2.1 支配方程式

本節では、電磁界解析手法である有限要素法で解くべき支配方程式について記述する。有限要素法は解析的に解けない微分方程式を解くときに用いられ、数値計算を用いて方程式の近似解を求める手法である[1-3]。電磁界解析以外にも、構造解析、流体解析など幅広く用いられている[3]。

本節では、2.1.1 項で電磁界における支配方程式と境界条件について記述する。2.1.2 項では、支配方程式の弱形式を導出する。有限要素法で解くべき方程式は、この弱形式化された方程式である。2.1.3 項で、離散化方法と、有限要素行列について述べる[1]。

2.1.1 支配方程式の導出

磁束密度を $\mathbf{B}$ とすると、 $\mathbf{B}$ はソレノイダル界であるため次式が成り立つ。

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.1)$$

ここで、任意のベクトル $\mathbf{K}$ に対して、次式のベクトル公式が成り立つ。

$$\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{K} = 0 \quad (2.2)$$

したがって、磁束密度をある適当なベクトル $\mathbf{A}$ を用いて $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ と表すと、(2.1)式は自動的に満たされる。このよう $\mathbf{A}$ をベクトルポテンシャルという。次にマクスウェル方程式より次式が成り立つ。

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

ここで、 $\mu, \mathbf{H}, \mathbf{D}, \mathbf{J}$ はそれぞれ磁気透磁率、磁界、電束密度、電流密度である。本研究では、2次元静磁場問題を対象としているため、(2.4)式において右辺第二項は 0 となるため、次式のように簡略化される。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_0 \quad (2.5)$$

2次元静磁場問題では $\mathbf{J}_0$ は z 方向成分のみ値を持つと仮定することが出来るため、 z

方向の単位ベクトルを $\mathbf{e}_z$ とすると次式が成り立つ.

$$\nabla \times \mathbf{H} = J_0 \mathbf{e}_z \quad (2.6)$$

ここで, $J_0 = |\mathbf{J}_0|$ である. ゆえに, (2.3)式より次式が成り立つ.

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \nabla \times \mu \mathbf{H} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \nu \mathbf{A}) = J_0 \mathbf{e}_z \quad (2.8)$$

ここで, $\nu = 1/\mu$ である.

2次元磁場では, $\mathbf{B}$ に関して次式が成り立つ.

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \nabla \times \mathbf{A} \\ &= \left(\frac{\partial A_z}{\partial y}, -\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \\ &= \nabla A_z \times \mathbf{e}_z \end{aligned} \quad (2.9)$$

(2.7)式, (2.8)式, 以下のベクトル公式

$$\nabla \times (\mathbf{a} \times \mathbf{b}) = (\mathbf{b} \cdot \nabla) \mathbf{a} - (\mathbf{a} \cdot \nabla) \mathbf{b} + \mathbf{a} \nabla \cdot \mathbf{b} - \mathbf{b} \nabla \cdot \mathbf{a} \quad (2.10)$$

を用いると次式が成り立つ.

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) = -\mathbf{e}_z \nabla \cdot (\nu \nabla A_z) \quad (2.11)$$

(2.8)式, (2.11)式より次式が成り立つ.

$$\nabla \cdot (\nu \nabla A_z) = -J_0 \quad (2.12)$$

(2.12)式が2次元静磁場における支配方程式である.

2.1.2 弱形式・境界条件

境界条件について考える. 境界条件は, 固定境界条件 Γ_e , 自然境界条件 Γ_n の2種類が考えられる. 自然境界上では磁束が境界線と直行する. つまり, 自然境界上においては磁場の接線方向成分が0となる. ゆえに, 法線方向の単位ベクトルを $\mathbf{n}$ とすると自然境界上において次式が成り立つ.

$$\mathbf{n} \times \mathbf{B} = 0 \quad (2.13)$$

(2.13)式を $\mathbf{A}$ に関する条件とすると次式のように記述できる.

$$\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \frac{\partial A_z}{\partial y} n_y \mathbf{i}_x + \frac{\partial A_z}{\partial x} n_x \mathbf{i}_y = 0 \quad (2.14)$$

ゆえに, 境界条件は次式で記述することができる.

$$\frac{\partial A_z}{\partial n} = 0 \quad (2.15)$$

次に基本境界条件について述べる．基本境界上では，磁場の法線方向成分が 0 となる．したがって，基本境界上において磁束は境界線と交わらない．ゆえに，次式が成立する．

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.16)$$

(2.16)式を $\mathbf{A}$ に関する条件とすると次式が成り立つ．

$$\mathbf{n} \cdot (\nabla \times \mathbf{A}) = 0 \quad (2.17)$$

ここで，2次元静磁場においては(2.17)式は次式のように記述できる．

$$\mathbf{n} \cdot \left(\frac{\partial A_z}{\partial y}, -\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = 0 \quad (2.18)$$

(2.18)式を展開すると，次式のようになる．

$$\frac{\partial A_z}{\partial y} \cdot n_x = \frac{\partial A_z}{\partial x} \cdot n_y \quad (2.19)$$

ここで，任意の定数を A_0 としたとき， Γ_e 上で A_z が A_0 であれば(2.19)式は満足する．このとき，基本境界条件が成立するための磁気ベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ の条件は次式のようになる．

$$A_z = A_0 \quad \text{on} \quad \Gamma_e \quad (2.20)$$

与えられた場において有限要素法で説くべき方程式は，2.1.1 項で求めた支配方程式を弱形式にしたものである．有限要素法では厳密な解が得られるわけではないので，離散化するときには発生する残差を重み付き平均の意味で 0 にすることを考える．すなわち重み付き残差法を用いる．

微分可能な任意の関数を w とし， w を(2.12)式の両辺に乗じると次式のようになる．

$$w \nabla \cdot (\nu \nabla A_z) = -w J_0 \quad (2.21)$$

以降 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_z$ と表記する．次に $\Omega, \Omega_1, \Omega_2$ をそれぞれ全体，磁性体，空気領域とし，(2.21)式を全体領域で積分すると次式が得られる．

$$\int_{\Omega} w \nabla \cdot (\nu \nabla A) dS = - \int_{\Omega} w J_0 dS \quad (2.22)$$

ここで，任意の w に対して，(2.22)式が成立するとき，(2.21)式も同時に成立する．次にベクトル公式である

$$\nabla \cdot (\varphi \mathbf{a}) = \mathbf{a} \cdot \nabla \varphi + \varphi \nabla \cdot \mathbf{a} \quad (2.23)$$

を用いて部分積分すると，(2.22)式は次式のようになる．

$$\int_{\Omega} w \nabla \cdot (\nu \nabla A) dS = \int_{\Omega} \nabla \cdot w (\nu \nabla A) dS - \int_{\Omega} \nu \nabla A \cdot \nabla w dS \quad (2.24)$$

ここで，(2.24)式の右辺第1項にガウスの定理を適用すると次式が得られる．

$$\int_{\Omega} \nabla \cdot w(\nabla A) dS = \int_{\Gamma} w(\nabla A) \cdot \mathbf{n} dl \quad (2.25)$$

ここで、 $\Gamma = \Gamma_e + \Gamma_n$ である。(2.25)式の右辺は次式のようになる。

$$\int_{\Gamma} w(\nabla A) \cdot \mathbf{n} dl = \int_{\Gamma_e} w(\nabla A) \cdot \mathbf{n} dl + \int_{\Gamma_n} w(\nabla A) \cdot \mathbf{n} dl \quad (2.26)$$

ここで、(2.26)式の右辺第1項は基本境界上であり、 A は既知の値であるため、ここでは、 $w=0$ とする。また、右辺第2項において次式が成り立つ。

$$\nabla A \cdot \mathbf{n} = \frac{\partial A}{\partial n} \quad (2.27)$$

したがって、(2.27)式より(2.26)式の右辺第2項は0となるため、次式で示される弱形式が得られる。

$$\int_{\Omega} \nabla w \cdot \nabla A dS = \int_{\Omega} w J_0 dS \quad (2.28)$$

(2.28)式では、(2.22)式に比べ、 A の微分回数が1階分下がるため弱形式と呼ばれる。

2.1.3 離散化

有限要素法は解析領域を要素と呼ばれる小領域に分割し、各要素内でベクトルポテンシャルの分布を近似し解析を行う。2次元場では、領域分割に図2.1に示される三角形要素と四角形要素が用いられる。

本研究では、ベクトルポテンシャルを節点に与える節点要素法を用いる。このとき、 A は次式のように補間される。

$$A = \sum_{i=1}^n N_i A_i \quad (2.29)$$

ここで、 N_i は節点補間関数、 n は節点数を表す。(2.29)式を(2.28)式に代入し、 w を N_i と置き換えると次式で示される有限要素方程式が得られる。

$$\sum_j A_j \int_{\Omega} \nabla N_j \cdot \nabla N_i dS = \int_{\Omega} N_i \cdot J dS \quad (2.30)$$

(2.30)式を行列 $\mathbf{KA}=\mathbf{b}$ へと拡大し、数値解法を用いて解くことで未知数であるベクトルポテンシャルを算出する。

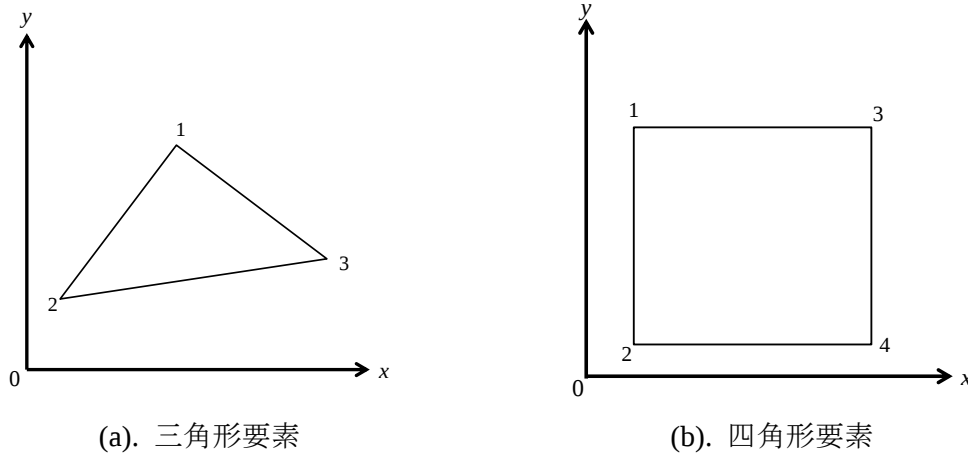


図 2.1 領域分割に用いられる要素

2.2 回転機の有限要素法

本節では、回転機の有限要素法について記述する．まず、2.2.1 項にて永久磁石を用いた場合の有限要素方程式[2]，2.2.2 項にて回転を考慮するためのスライド境界[2]，2.2.3 項にて周期境界条件[2,4-8]，2.2.4 項にてトルク計算方法[2]，2.2.5 項にて鉄損算出方法[9]について記述する．

2.2.1 永久磁石を用いた電磁界解析

本論文では、Interior Permanent Magnetic motor (IPM-motor)を最適化対象の1つとしている．そのため、永久磁石を用いた場合の有限要素法を行う必要がある．このとき、2次元静磁場の支配方程式は次式で表される．

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J} + \nu_0 (\nabla \times \mathbf{M}) \quad (2.31)$$

ここで、 $\mathbf{M}$ は永久磁石の磁化ベクトルである．(2.29)式を(2.31)式に代入すると次式が得られる．

$$\sum_j A_j \int_{\Omega} \nu \nabla \mathbf{N}_j \cdot \nabla \mathbf{N}_i dS = \int_{\Omega} N_i \mathbf{J} dS + \int_{\Omega} N_i (\nabla \times \mathbf{M})_z ds \quad (2.32)$$

永久磁石領域を有する場合における電磁界解析は(2.32)式を解くことで行われる．

2.2.2 回転を考慮した電磁界解析

回転器を解析対象とする場合、回転境界でメッシュの整合性を保つための工夫が必要となる．モータにおいては、機器構造が固定子と回転子に分かれており、固定子と回転子の境界では図 2.2 に示すように、固定されるメッシュと回転するメッシュとの2種類が混在する状況が発生する．こういった場合、回転境界でメッシュを作成しなおす方法、もしくは非適合接続により未知数を近似する方法などが対策として挙げられる．前者の方法では、メッシュ再生成することにより、計算コストの増大が予測され

る．また，周期境界条件との関係を維持することが非常に難しく，あまり有効な手法とは言えない．

本研究では，回転境界上の未知数を非適合接続により近似することを考える．図 2.3 に示すような場面を想定する．記載している連続して整数値は節点番号である．ここで，節点 n_7 上の未知数 A_7 を算出する場合を考える． n_7 は浮き節点と呼ばれる状態にあり，有限要素解析ではこういった節点を未知数節点として直接扱うことができない．そこで， A_7 を A_{12}, A_{13} を用いて次式で補完する．

$$A_7 = \frac{d_{7,12}}{d_{7,13} + d_{7,12}} A_{12} + \frac{d_{7,13}}{d_{7,13} + d_{7,12}} A_{13} \quad (2.33)$$

ここで， $d_{7,12}$, $d_{7,13}$ はそれぞれ n_7 - n_{12} , n_7 - n_{13} 間の距離を示している．(2.33)式をすべての非適合接続対象節点で作成し，有限要素全体行列に組み込むことで回転を考慮した電磁界解析が可能となる．

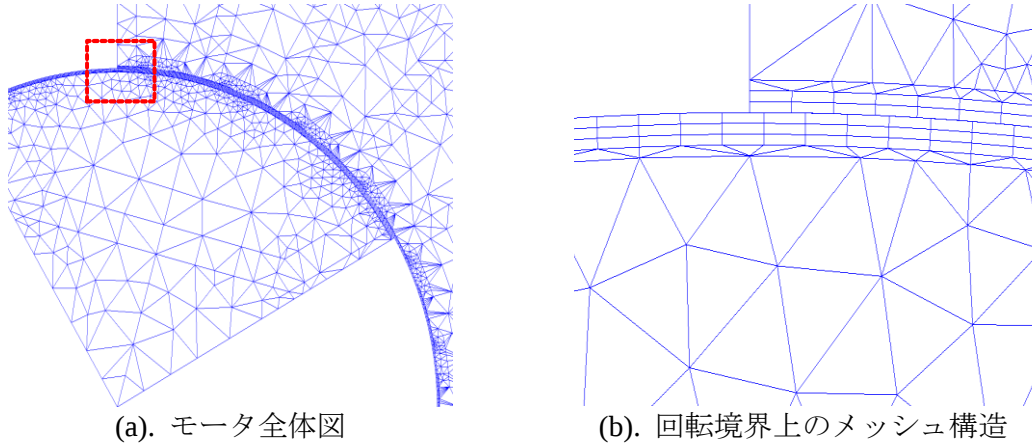


図 2.2 回転を考慮した磁界解析

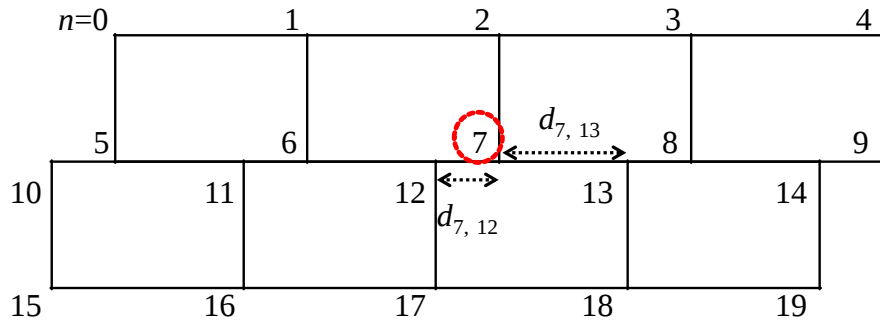


図 2.3 非適合接続による未知数の近似

2.2.3 周期境界条件

(a) 周期境界

本論文では，IPM モータおよび SyRM を最適化対象としている．IPM モータおよび SyRM の磁気構造を図 2.4 に示す．IPM モータ/SyRM のいずれも，1 極置きに N/S が反

転した磁極配置となっていることが分かる．これを磁界解析で表現する場合，周期境界面に次式で表現される周期境界条件を課す．

$$\begin{aligned} B_r(r, \theta, z) &= -B_r(r, p + \theta, -z) \\ B_\theta(r, \theta, z) &= -B_\theta(r, p + \theta, -z) \\ B_z(r, \theta, z) &= -B_z(r, p + \theta, -z) \end{aligned} \quad (2.34)$$

(2.34)式において， B_r , B_θ , B_z はそれぞれ磁束密度の r , θ , z 成分である．また， p は1周期ピッチに対応する機械角である．(2.34)式に対応するベクトルポテンシャルの周期境界条件は次式で表される．

$$\begin{aligned} A_r(r, \theta, z) &= A_r(r, p + \theta, -z) \\ A_\theta(r, \theta, z) &= A_\theta(r, p + \theta, -z) \\ A_z(r, \theta, z) &= A_z(r, p + \theta, -z) \end{aligned} \quad (2.35)$$

IPM モータ/SyRM では，(2.35)式を用いて特性評価解析を行う．(2.35)式を用いて特性解析を行うことで，図 2.4 に示すように 1 極モデルで磁気特性を算出することができる．

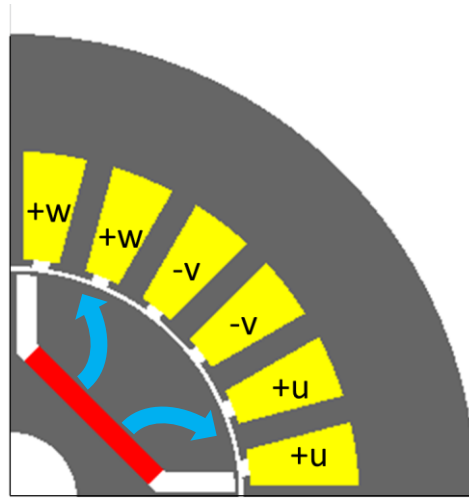


図 2.4 IPM モータ・SyRM の磁極配置

(b) 軸反転周期境界

本論文では，クローポール回転機を最適化対象とする．クローポール回転機の磁気構造を図 2.5 に示す．クローポール回転機を 1 極モデルで解析する場合， z 方向に反転した方向に，N/S が対となった磁気回路を模擬する必要がある．そこで，クローポール回転機では，次式で周期境界条件を課す．

$$\begin{aligned} B_r(r, \theta, z) &= -B_r(r, p + \theta, -z) \\ B_\theta(r, \theta, z) &= -B_\theta(r, p + \theta, -z) \\ B_z(r, \theta, z) &= B_z(r, p + \theta, -z) \end{aligned} \quad (2.36)$$

通常の回転機では，周期境界面上にある辺の磁束密度の方向が反転するが，クローポール型回転機では $z=0$ 軸に対して z 成分のみ同一の値を持つことになる．このことから軸反転周期境界と呼ばれる．また，(2.36)式に対応するベクトルポテンシャルの周期境界条件は次式で表される．

$$\begin{aligned}
A_r(r, \theta, z) &= A_r(r, p + \theta, -z) \\
A_\theta(r, \theta, z) &= A_\theta(r, p + \theta, -z) \\
A_z(r, \theta, z) &= -A_z(r, p + \theta, -z)
\end{aligned}
\tag{2.37}$$

クローポール回転機では、(2.37)式を用いて特性評価解析を行う。図 2.6(a)の周期境界面に(2.37)式を適用することで、図 2.6(b)に示す 1 極モデルでクローポール回転機の磁気特性を算出することができる。

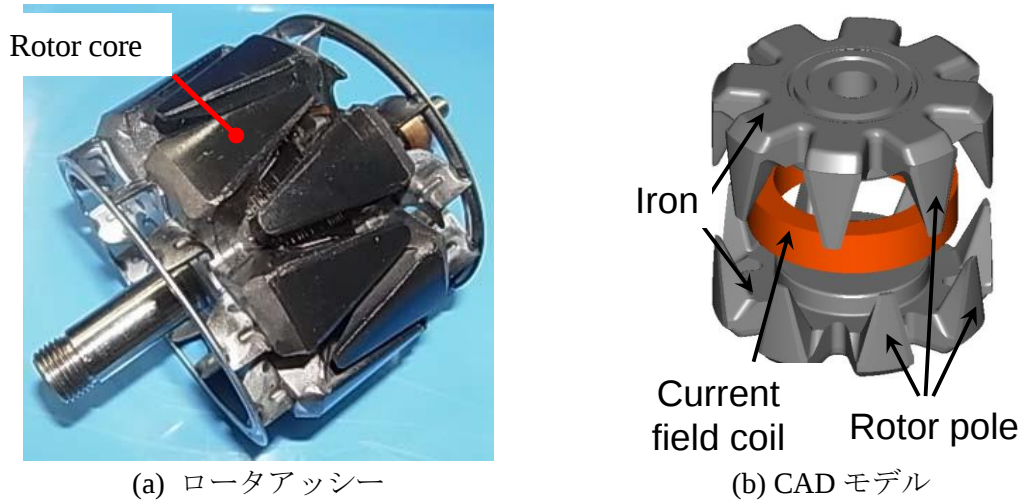


図 2.5 クローポール回転機の回転子構造

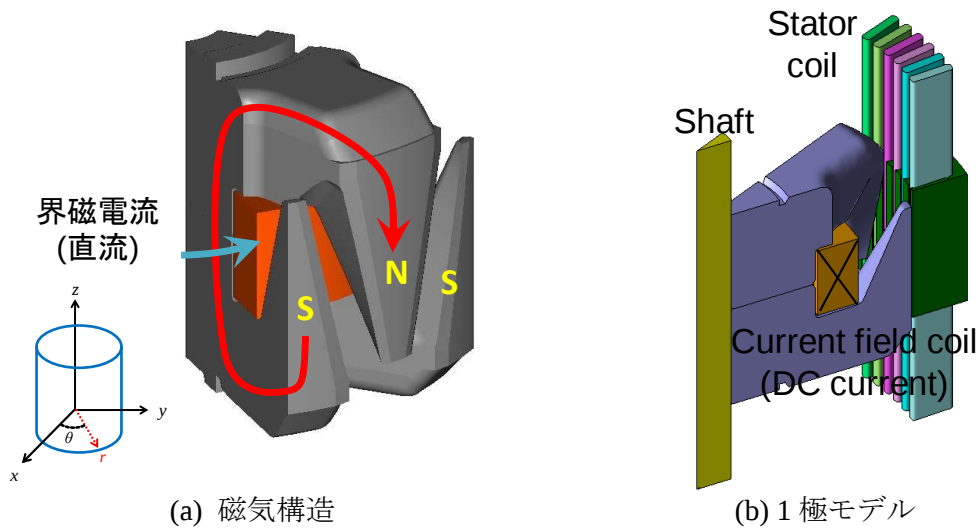


図 2.6 クローポール回転機の磁界解析

2.2.4 モータ解析におけるトルク算出法

本項では、モータ解析におけるトルク算出法について記述する。一般的に、モータのトルク算出には節点力法、マクスウェル応力法の 2 種類が広く用いられている。本研究では、マクスウェル応力法をトルク算出に用いている。マクスウェル応力法は、ある領域に作用する力(図 2.7 中の磁性体)を、その領域を囲む線(図 2.7 中では閉曲線 l)

に働くマクスウェル応力の総和により算出する手法である。

マクスウェル応力法を用いた場合、磁性体に働く電磁力 $\mathbf{F}$ は次式により算出される。

$$\mathbf{F} = \int_l \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} dl \quad (2.38)$$

ここで、 $\mathbf{n}$ は S の外向き単位法線ベクトルである。また、 $\mathbf{T}$ はマクスウェルの応力テンソルであり、次式により表される。

$$\mathbf{T} = \frac{\nu}{2} \begin{bmatrix} B_x^2 - B_y^2 & 2B_x B_y \\ 2B_y B_x & B_y^2 - B_x^2 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

次にマクスウェル応力法によるトルク算出法を述べる。原点を中心に回転するトルク T は次式により算出される。

$$T = \int_C \mathbf{t} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} |\mathbf{r}| dC \quad (2.40)$$

ここで、 $\mathbf{t}$ は回転方向の単位ベクトル、 $\mathbf{r}$ は原点から閉曲線 l へと向かうベクトルである。図 2.5 にトルク計算の例を示す。 $\mathbf{t}$ は、 $\mathbf{r}$ と垂直の関係にあるため、 $\mathbf{r} = \sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2}$ を用いて次式により記述できる。

$$\mathbf{t} = \left(\frac{-y_\alpha}{\sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2}}, \frac{x_\alpha}{\sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2}} \right) \quad (2.41)$$

辺 2-3 の間で、 $\mathbf{r}$, $\mathbf{t}$ が一定であると仮定すると、(2.38)式は L_α を辺 2-3 の長さすると次式のように記述できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \int_l \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} dl \\ &= \sum \sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2} \left\{ \frac{-y_\alpha}{\sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2}}, \frac{x_\alpha}{\sqrt{x_\alpha^2 + y_\alpha^2}} \right\} \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} L_k \\ &= \sum (-y_\alpha F_x + x_\alpha F_y) L_k \end{aligned} \quad (2.42)$$

ここで、 Σ は積分路 C の全ての辺の総和を意味している。

マクスウェル応力法を適用する際に閉曲線選ぶ必要があるが、基本的にはトルクを算出する物体領域を囲んでいればどのように選んでも問題ない。しかし、対象機器に応じては誤差が生じる場合がある。特に、モータにおいては回転子と固定子とのギャップが非常に狭く、ギャップ空間では磁束の変化が激しい。こういった領域で積分路 C を選択する場合、 C どれだけの辺で分割するかによって解析精度が大きく変わる。十分な辺分割数を設定しなければ、誤差が生じやすく正確な磁界解析を行うことが困難である。こういった問題が発生するのを防ぎ高い精度でモータ解析を行うためには、積分路の辺分割数、積分路の選定を試行錯誤的に慎重に決定する必要がある。

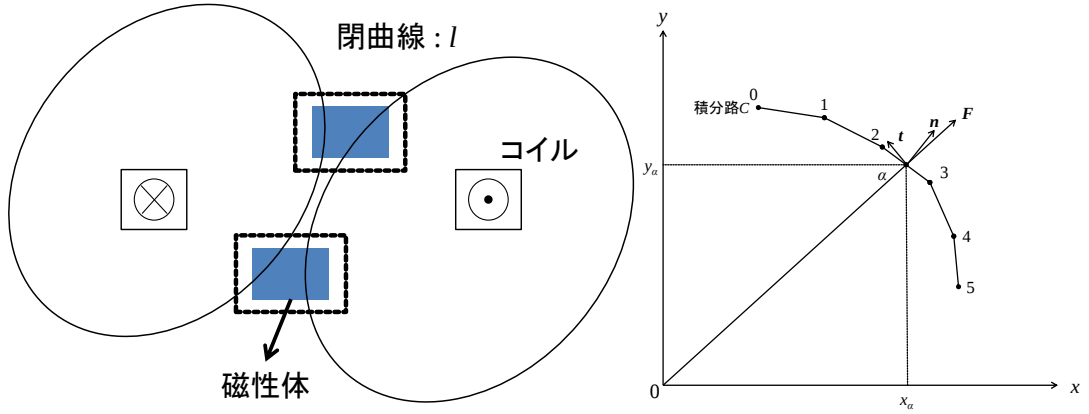


図 2.7 マクスウェル応力法による電磁力の計算[2]

2.2.5 鉄損解析手法

本論文では，SyRM の鉄損最小化問題を考える．鉄損算出方法は，Steinmetz の方法をベースとし，後処理計算にて電磁鋼板のヒステリシス損および渦電流損を計算する．Steinmetz の方法では次式に基づいて電磁鋼板の鉄損を計算する．

$$W_i = K_{eddy} f^2 B_{\max}^2 + K_{hys} f B_{\max}^2 \dots\dots\dots (2.43)$$

ここで， W_i は単位質量あたりの鉄損である．有限要素解析においては各要素で鉄損値を評価する．また， K_{eddy} ， K_{hys} はエプスタイン試験から求められる渦電流損，ヒステリシス損係数， f は電源周波数， $B_{\max}$ は磁束密度の最大値である．(2.43)式は磁束の最大値を基に鉄損を算出するため，磁束基本波成分のみが考慮され，高調波成分を多く含む回転機では解析/実機間での差異が大きくなることが報告されている．そこで，高調波磁束まで考慮した後処理計算方法が提案されており，本論文ではこの手法を採用する．具体的には，電気角 1 周期の磁束を計算し次式で鉄損を計算する．

$$W_{hys} = \frac{K_{hys} D}{T} \sum_{i=1}^{N_{ele}} \frac{\Delta V_i}{2} \sum_j^{N_{rot}} \left\{ (B_r^j)^2 + (B_\theta^j)^2 \right\} \quad (2.44)$$

$$W_{eddy} = \frac{K_{eddy} D}{\pi^2} \sum_{i=1}^{N_{ele}} \frac{\Delta V_i}{2} \sum_j \left\{ \left(\frac{B_r^{j+1} - B_r^j}{\Delta t} \right)^2 + \left(\frac{B_\theta^{j+1} - B_\theta^j}{\Delta t} \right)^2 \right\} \quad (2.45)$$

(2.44), (2.45)式において W_{hys} ， W_{eddy} はそれぞれヒステリシス損および渦電流損を示す．また， j は回転角， D はコア材の密度， V は要素の体積である．これにより，磁束の高調波成分まで考慮して鉄損を算出することが可能となる．

2.3 遺伝的アルゴリズム

本節では、遺伝的アルゴリズム(Genetic Algorithm : GA)について述べる。GA は確率論的最適化手法の 1 つであり、電磁機器の形状最適化において広く用いられている解探索手法である。まず、2.2.1 項で GA の概要と、アルゴリズムを簡潔にまとめる[10-11]。GA では、個体選択、交叉などを用いて優良個体の探索を行う。2.2.2 項では、選択、交叉手法について記述する[10]。2.2.3 項では、適応度の算出に時間のかかる機器へ GA を適用する場合に有効であるマイクロ遺伝的アルゴリズム(μ GA)についてまとめる[12-13]。2.2.4 項では、多目的最適化へ適用する場合に用いる多目的遺伝的アルゴリズム(多目的 GA)について述べる[14]。最後に 2.2.5 項にて、実数値を遺伝子とした場合に用いる実数値 GA について記述する[10, 15]。

2.3.1 遺伝的アルゴリズムの概要

GA は、与えられた問題に対してランダムに個体を生成し、各個体に淘汰・交叉・突然変異等の操作を用いることで、より適応度の高い解を探索するアルゴリズムである。遺伝的アルゴリズムの処理の流れを以下にまとめる。

I. 初期個体集団の生成

ある決められたサイズの初期集団をランダムに生成する。このとき、各個体は遺伝子(2 進数値または実数値)を持ち、これらの遺伝子を基にその個体の適応度が算出される。

II. 各個体の適応度評価

(1)で生成された各個体の適応度を算出し、収束条件を満たすかを判定する。収束条件は対象問題に応じて設計者により決定する必要がある。あらかじめ決められた世代数を満たす・進化が停滞したことを確認するなどの条件が課されることが多い。

III. 淘汰

(2)で算出された適応度に応じて、各個体をソートする。より適応度が高い個体群を次世代へと保存し、その他の個体を消去する。淘汰方法としては、エリート戦略・ルーレット戦略などがある。

IV. 交叉

(3)の操作により次世代へと残す個体群が決定される。消去される個体群の代わりに新たな個体を交叉により生成する。具体的には、淘汰により生き残る個体の中から、ランダムに 2 つの親個体を選択する。これらの個体の遺伝子を受け継ぐような子個体を、種々の交叉方法を用いて生成する。交叉方法としては、一点交叉・多点交叉・一様交叉などが存在する。どの交叉方法を用いるかは問題に応じて適切に選ぶ必要がある。

V. 突然変異

各個体同士が似た性質を持ち、解の多様性が損なわれる現象が発生する場合がある。このような可能性を排除するために、突然変異により他個体とは全く異なる性質を持つ個体を生成する。方法としては、ランダムに選択された個体の遺伝子の一部を変更する、新たにランダムな遺伝子を持つ個体を生成するといった方法が用いられる。上記の流れを図 2.8 にまとめる。形状最適化で GA を使用する場合は、遺伝子を設計

変数とし，遺伝子値を引数として評価関数を算出すればよい．

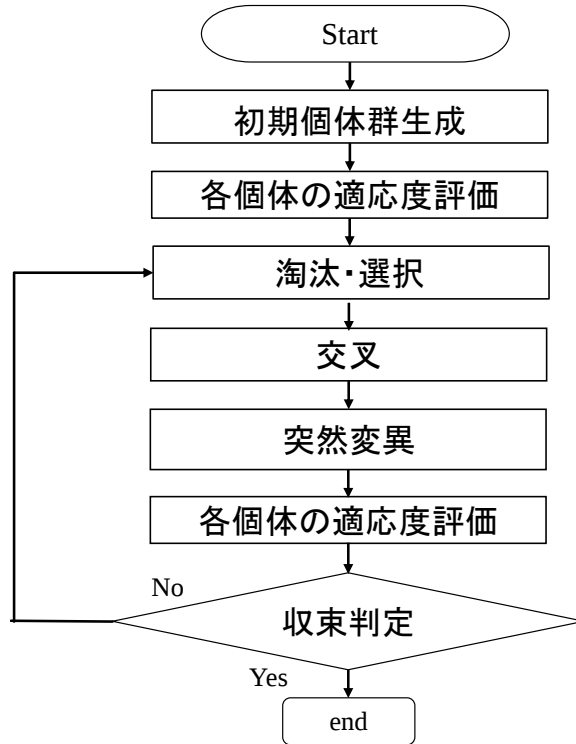


図 2.8 遺伝的アルゴリズムの手順

2.3.2 選択・交叉手法

選択・交叉手法について述べる．選択とは，次世代へと残す個体を選ぶ操作であり，淘汰と同義である．交叉は集団内から選ばれた親個体 2 つを基に子個体を生成する操作である．

(a). 選択手法

➤ ルーレット選択

ルーレット選択では個体の適応度に応じた確率に基づいて次世代へと残す個体を選択する手法である．ある集団 P に属する個体 i の適応度を f_i とすると i が次世代へと生き残る確率 P_i は次式で記述できる．

$$P_i = \frac{f_i}{\sum_i f_i} \quad (2.46)$$

(2.46)式から，評価値が高いほど次世代へと残る確率が高いことが分かる．ルーレット選択は比較的理論が容易で収束性が高いが，確率てきな選択手法のため世代内の最良個体が失われる可能性がある．

➤ ランキング選択

ランキング選択は，個体を適応度が高い順にならべ，その順位に応じて次世代に残

す個体を選択する手法である。基本的には順位の高いものから順に次世代へと残していくが、この場合解の探索範囲が狭くなる弊害が考えられるため、通常ランキング選択が用いられる場合図 2.9 に示すように、切り捨て選択と呼ばれる手法が取り入られることが多い。

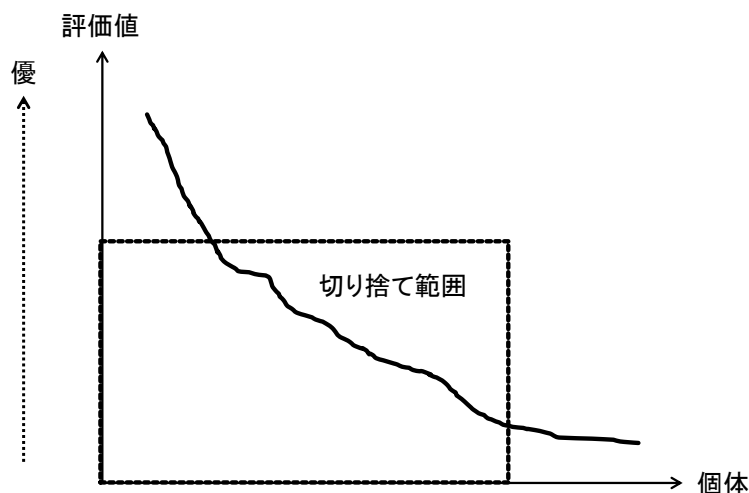


図 2.9 ランキング選択イメージ図[11]

➤ トーナメント選択

トーナメントでは全個体を組みにし、それぞれの組の中で適応度の高い個体を次世代へと残す手法である。それぞれの組の数は2または3など、小さい値が採用されることが多い。組の数を2とした場合のトーナメント選択のイメージ図を図 2.10 に示す。トーナメント選択においては、組のサイズを大きくするほど、適応度の高い集団が形成されやすく、収束性が早くなる効果が期待できる。一方で適切な数に設定しなければ、解探索範囲を狭める弊害も考えられる。

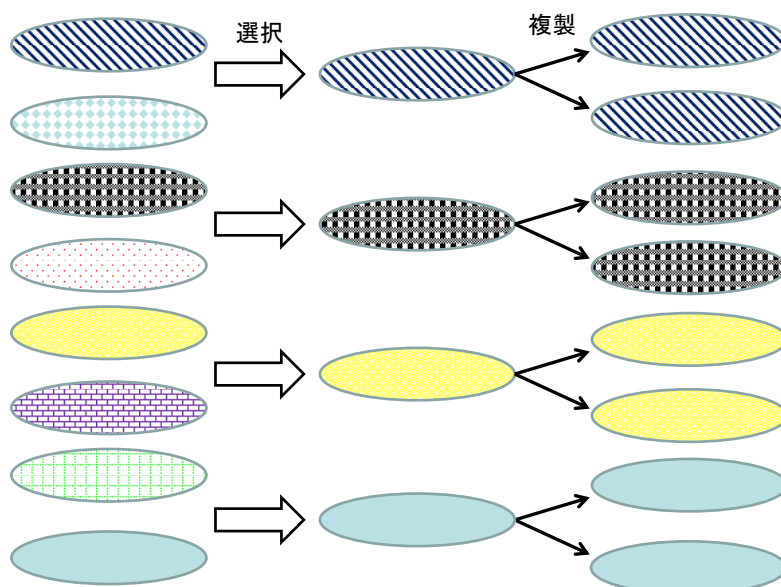


図 2.10 トーナメント選択イメージ図[11]

(b). 交叉手法

➤ 一点交叉

一転交叉は個体を構成する遺伝子列のある一点を境にして，遺伝子情報を交換する手法である．一点交叉のイメージ図を図 2.11 に示す．

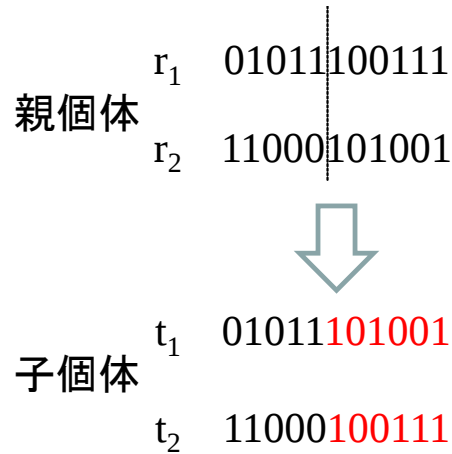


図 2.11 一点交叉イメージ図[11]

➤ 多点交叉

一点交叉が一点を境に遺伝子情報を交換するのに対して，より一般化された手法が多点交叉である．簡単に2点を例にイメージ図を図 2.12 に示す．

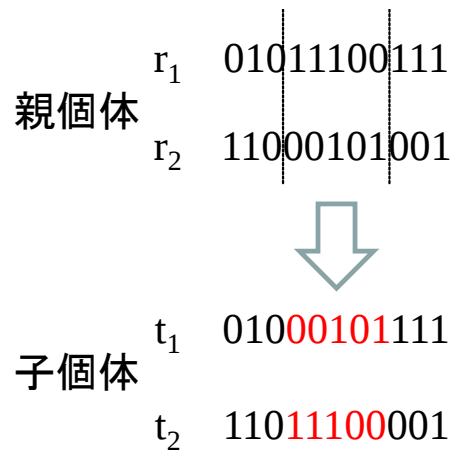


図 2.12 多点交叉イメージ図[11]

➤ 一様交叉

一様交叉では，一点交叉・多点交叉とは異なり交叉点は設けない．代わりに， $\{0, 1\}$ からなるテンプレートをランダムに作成する．この 0, 1 情報を $s_i \in \{0, 1\} (i = 0, 1, \dots)$ とすると，一様交叉のイメージ図は図 2.13 のようになる．図から $s_i = 1$ となるときに遺伝子情報が交換されていることが分かる．

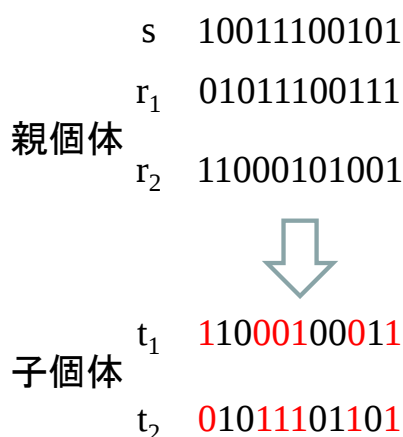


図 2.13 一様交叉イメージ図[11]

2.3.3 マイクロ遺伝的アルゴリズム(μ GA)

通常の GA は世代における個体数が 100 など比較的多数の個体に対して、交叉や突然変異を繰り返し適応度の高い解を探索する。電磁機器の形状最適化に GA を用いる場合も、同等数の個体数を用いて最適化が行われる。しかし、モータなどのように、一回の電磁界解析に多くの時間を要する機器を対象とした場合、通常の GA では、適応度算出に莫大な時間を要する。

そこで、上記のような問題を解決できる手法として、本研究では問題に応じてマイクロ遺伝的アルゴリズム(μ GA)を最適化アルゴリズムとして採用する。 μ GA は GA に比べて非常に少ない世代間個体数を使用するため、適応度評価に掛かる時間の軽減効果が期待できる。また、少ない個体数でも、探索能力は通常の GA と遜色ないことも報告されている。下記に μ GA のアルゴリズムを示す。

- I. ランダムに初期個体を n_p サイズ生成する。本研究では $n_p=5$ とする。
- II. 各個体へフィルタリング処理を行い、適応度を算出する。最も評価値が高いエリート解を一つ選択する。
- III. トーナメント選択と一様交叉を用いて、 n_p-1 個の子個体を生成する。
- IV. 個体群の収束を確認し、個体ごとの性質が収束していると判定されると、エリート個体を残し n_p-1 個の個体をランダムに生成する。
- V. エリート個体 1 つと、生成された n_p-1 個体を合わせて次世代の個体とする。
- VI. 終了条件を満たすまで(II)~(V)を繰り返す。

2.3.4 多目的遺伝的アルゴリズム

前述にて述べた GA は単目的最適化問題を対象としている。実際の形状設計問題では多目的設計が求められることもあり、多目的問題へ対応してアルゴリズムも開発されている。基本的なアルゴリズムは単目的 GA と同じであるが、多目的 GA ではパレート解を評価するための適応度(ランキング)評価方法が、単目的 GA とは大きく異なる。

多目的 GA のアルゴリズムでは、様々な手法が提案されているが、本研究では探索性能が優れているとされる、SPEA2 を最適化アルゴリズムとして採用する。下記に

SPEA2 の手順を示す.

- I. それぞれサイズが n_p, n_q の初期個体群 P_0 と, アーカイブ Q_0 を作成. アーカイブへは, エリートを保存しておく.
- II. P_t, Q_t に対して適応度を算出する.
- III. 適応度が最も良い個体群から順にアーカイブ候補とする.
- IV. アーカイブ候補を Q_{t+1} に保存する.
- V. Q_{t+1} から, トーナメント選択を用いて n_p 個の個体を選択する.
- VI. 手順 V で選ばれた個体に対して, 交叉と突然変異を適用し, 得られた結果を P_{t+1} とする.
- VII. 終了条件が満たされるまで, II~VI を繰り返す.

上記手順 III では多目的 GA に対応した解のランキン評価方法を用いる必要がある. 具体的には, 以下の手順で個体のランキングを決定する.

- I. 世代個体群すべての非優越解にランキング 1 を与える.
- II. その他の個体についてはその解が優越されている解の個数に 1 を足したものを割り当てる.
- III. 全ての個体群にランキングを割り当て次第終了

多目的 GA におけるランキング評価のイメージ図を図 2.14 に示す. 図 2.14 において, パレート解と呼ばれるものは, インデックスの数字が 1 となっている解群である. これらの解からなる解分布直線をパレートフロントと呼ぶ.

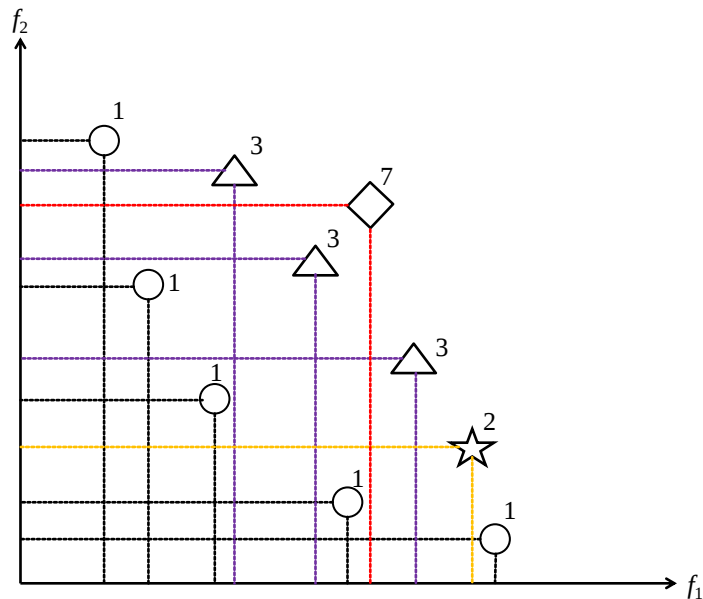


図 2.14 多目的 GA のランキング評価[10]

2.3.5 実数値 GA

前述までの手法では, 遺伝子が 0, 1 の 2 進数値にて表現していた. 最適化問題の中には, 連続的な値を必要とする問題も存在するため, 解探索アルゴリズムにおいても遺伝子を実数とした探索手法が要求される. GA においても遺伝子を実数とした, 字数值 GA と呼ばれる手法が開発されている. 本項では, 実数値 GA の交叉手法である BLX- α (blend crossover) と, 探索アルゴリズムである MCG について記述する.

BLX- α では2つの親個体を用いて、子個体を1つ生成する．具体的には、下記の手順で交叉を行う．

- I. 2つの親個体を $\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^2$ とする
- II. 子個体 $\mathbf{u}$ の各成分 u_i を $\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^2$ の成分から、実数乱数値 $\text{randb}(i)$ を用いて次式で決定する(図 2.15 参照).

$$\begin{aligned} u_{\min} &= \min(v_i^1, v_i^2) - d\alpha \\ u_{\max} &= \max(v_i^1, v_i^2) - d\alpha \\ d &= |v_i^1 - v_i^2| \end{aligned} \quad (2.46-a)$$

$$u_i = \text{randb}(i) * (u_{\max} - u_{\min}) \quad (2.46-b)$$

BLX- α を用いた場合、解探索性能が α の数値に依存することが分かる．具体的には α の値が大きいほど、解探索空間が広いが解の収束性は悪いことが考えられる．通常は $\alpha=0.5$ とされることが多く、これ以上の値を用いると収束までの時間が非常に遅くなることが弊害として考えられる．

次に探索アルゴリズムである MCG についてまとめる．MCG では、集団中の個体は交叉に参加してから、世代交代するという特徴がある．また、交叉では子個体を複数個作成するため、有望な解を反映した探索領域が形成される．下記にアルゴリズムをまとめる．

- I. まず、 n_{pop} 個の初期個体を生成する．
- II. 各個体の適応度を算出する．
- III. 集団中から親となる個体を n_p 個選択する．
- IV. ステップ III で選んだ個体を用いて、子個体を交叉により n_c 個生成し適応度を算出する．
- V. 交叉に用いて親個体と子個体の中から最も適応度の高い個体と、ランダムに選択した個体を親個体と入れ替える．
- VI. 終了条件が満たされていないならば、ステップ III へ飛ぶ．

実数値 GA のアルゴリズムは、MCG の他にも G3, SPC, JCG などが開発されている[4]．これらのアルゴリズムは最適化問題に応じて相性のよいものを適切に選択する必要がある．これは、交叉手法についても同様である．

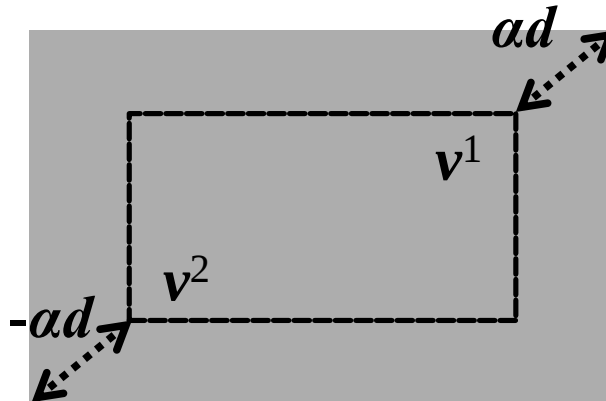


図 2.15 BLX- α による交叉[10]

第3章 回転機のトポロジー最適化手法

本章では、回転機のトポロジー最適化手法について記述する。通常回転機の形状最適化では、パラメータ最適化が用いられることが多い。パラメータ最適化においては、形状寸法を設計者で定義した設計パラメータにて表現し、最適化過程においてパラメータの数値を変化させることで形状を変化させる[16-18]。それに対して、トポロジー最適化では形状パラメータ等は用いず、直接物体形状を変化させることで形状最適化を行う。これにより、設計者の知見に依らない革新的な解を獲得することが可能である[19-25]。一方で、形状の表現自由度の高さから、適切な問題設定をしなければ製造不可能な複雑形状を獲得する可能性がある。

そこで、本論文では上述のようなトポロジー最適化の問題点を解決すべく、3つの異なるアプローチから回転機のトポロジー最適化手法を提案する。まず、3.1節にてレベルセット法をベースとした形状最適化手法を提案する[22-28]。3.2節では、デザイン領域を可変とした On-Off 法ベースの形状最適化手法を提案する[19-21, 29-33]。最後に、3.3節にて On-Off 法とレベルセット法を併用した2段階最適化手法について記述する[19-25, 34-35]。On-Off 法およびレベルセット法については詳細をそれぞれ 3.1, 3.2 節にて述べる。

本論文の 3.1 節、3.3 節については文献[36]にて既に報告済であるが、On-Off 法・レベルセット法にはそれぞれ異なる特徴および長/短所を有すことから、トポロジー最適化手法開発には両アプローチが必須である。そこで、本論文においても再稿する。

3.1 確率論的最適化手法を用いたレベルセット法

本節では、レベルセット法をベースとした回転機のトポロジー最適化手法について記述する。On-Off 法では、デザイン変数は有限要素解析で用いられる各要素の物性値となるため、形状境界がメッシュ分割に大きく依存する[19-21]。このことから、形状境界が凹凸上の不連続形状となり、実際に製造する際にはスムージング等の処理が別途必要となる。一方で、レベルセット法では滑らかな形状表現が可能であるため、得られる解の製造性が On-Off 法よりも高いという長所がある[22-25]。

一方で、レベルセット法では形状変化を勾配法に基づいて行うため、得られる解が初期解に大きく依存するという欠点がある。そこで、本論文ではレベルセット法と確率論的最適化手法を組み合わせることで、レベルセット法の解探索能力向上を図る[26-28]。

3.1.1 レベルセット法

レベルセット法は、レベルセット関数と呼ばれる陰関数を用いて物体を表現する。具体的には、レベルセット法では構造物を次式のように表現する。

$$\phi(\mathbf{x}) = \begin{cases} > 0 & \mathbf{x} \in \Omega \\ = 0 & \mathbf{x} \in \partial\Omega \\ < 0 & \mathbf{x} \in D \setminus \Omega \end{cases} \quad (3.1)$$

ここで $D, \Omega, \partial\Omega$ はそれぞれ物体を作成するデザイン領域、物体領域、物体境界を表している。また、 $\mathbf{x}$ はデザイン領域中の任意の点である。例えば図 3.1 のような物体の場合、各座標点でのレベルセット関数値は(3.1)式に示された値をとる。

(3.1)式より、レベルセット法では $\phi(\mathbf{x})=0$ となる点の集合で物体の境界を表現する。したがって、 ϕ が 0 になる点集合を更新していくことで物体形状を更新することができる。そこでまず、仮想時間 t を導入する。時刻 t においてレベルセット関数値が α をとる点から成る等値面は以下で表現できる。

$$S(\alpha, t) = \{\mathbf{x} \mid \phi(\mathbf{x}, t) = \alpha\} \quad (3.2)$$

上式を時刻 t で微分すると、以下となる。

$$\frac{d\phi(\mathbf{x}, t)}{dt} = 0 \quad (3.3)$$

ここで、(3.3)式の左辺は次式のように展開できる。

$$\frac{d\phi(\mathbf{x}, t)}{dt} = \frac{\partial\phi(\mathbf{x}, t)}{\partial t} + \nabla\phi(\mathbf{x}, t) \cdot \frac{d\mathbf{x}}{dt} \quad (3.4)$$

$S(\alpha, t)$ が法線方向に進展する速度を $V_N(\mathbf{x}, t)$ とすると、次式が得られる。

$$V_N(\mathbf{x}, t) \nabla\phi(\mathbf{x}, t) = \mathbf{V}(\mathbf{x}, t) \cdot \nabla\phi(\mathbf{x}, t) \quad (3.5)$$

ここで、 $\mathbf{V}(\mathbf{x}, t)$ は次式で定義される速度ベクトルである。

$$\mathbf{V}(\mathbf{x}, t) = \frac{d\mathbf{x}}{dt} \quad (3.6)$$

(3.1)~(3.6)式より次式が導出される。

$$\frac{\partial\phi(\mathbf{x}, t)}{\partial t} + V_N(\mathbf{x}, t) \nabla\phi(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (3.7)$$

(3.7)式はレベルセット方程式と呼ばれる。 V_N を目的関数値が単調減少するように与え、レベルセット関数を更新していくことで最適化が行われる。

レベルセット関数の定義方法については様々な手法が提案されているが、本研究では $\partial\Omega$ からの符号付距離関数により次式で定義する。

$$\phi(\mathbf{x}) = \begin{cases} d(\mathbf{x}, \partial\Omega) & \mathbf{x} \in \Omega \\ -d(\mathbf{x}, \partial\Omega) & \mathbf{x} \notin \Omega \end{cases} \quad (3.8)$$

ここで、 $d(\mathbf{x}, \partial\Omega)$ は境界上の任意点 $\mathbf{y}$ を用いて次式で定義される。

$$d(\mathbf{x}, \partial\Omega) = \inf_{\mathbf{y} \in \partial\Omega} d(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \quad (3.9)$$

任意の2点 $\mathbf{p}(p_1, p_2), \mathbf{q}(q_1, q_2)$ を用いて、2点間の距離 d を表すと次式のようになる。

$$d = \sqrt{(p_1 - q_1)^2 + (p_2 - q_2)^2} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \nabla \phi(\mathbf{p}, t) &= \left(\frac{\partial d}{\partial p_1}, \frac{\partial d}{\partial p_2} \right) \\ &= \left(\frac{2(p_1 - q_1)}{2\sqrt{(p_1 - q_1)^2 + (p_2 - q_2)^2}}, \frac{2(p_2 - q_2)}{2\sqrt{(p_1 - q_1)^2 + (p_2 - q_2)^2}} \right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

(3.11)式より, (3.7)式は次式のように単純化される.

$$\frac{\partial \phi(\mathbf{x}, t)}{\partial t} + V_N(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (3.12)$$

ここで, (3.12)式に陽解法を用いて, 仮想時間 t に関して離散化すると次式が得られる.

$$\frac{\phi(\mathbf{x}, t + \Delta t) - \phi(\mathbf{x}, t)}{\Delta t} + V_N(\mathbf{x}, t) = 0 \quad (3.13)$$

前述のように, レベルセット関数は目的関数が単調減少するように更新される. つまり, V_N は次式で定められる.

$$V_N(\mathbf{x}, t) = \frac{dF}{d\phi} \quad (3.14)$$

(3.14)式の右辺は, 通常解析的に求めることが困難であるため, レベルセット法では随伴変数法を用いて算出する. まず, 有限要素方程式である $\mathbf{KA} = \mathbf{b}$ を用いて $\hat{F}$ を次式で定義する.

$$\hat{F} = F + \mathbf{z}^T (\mathbf{KA} - \mathbf{b}) \quad (3.15)$$

ここで, $\mathbf{K}$ は有限要素法で用いられる要素行列, $\mathbf{A}$ はベクトルポテンシャル, $\mathbf{b}$ は右辺ベクトルである. また, $\mathbf{z}$ は随伴変数である. (3.15)式において, 有限要素方程式である $\mathbf{KA} = \mathbf{b}$ が常に近似的に成り立つならば, $\hat{F}$ も同様に F 近似的に等しくなる. (3.15)式を ϕ で微分すると次式が得られる.

$$\frac{d\hat{F}}{d\phi_i} = \frac{\partial F}{\partial \phi_i} + \mathbf{z}^T \frac{\partial \mathbf{K}}{\partial \phi_i} \mathbf{A} + \left(\mathbf{z}^T \mathbf{K} + \frac{\partial F}{\partial \mathbf{A}} \right) \frac{d\mathbf{A}}{d\phi_i} \quad (3.16)$$

ここで, $\mathbf{z}$ は任意の変数であるため, 次式により定義する.

$$\mathbf{z}^T \mathbf{K} + \frac{\partial F}{\partial \mathbf{A}} \quad (3.17)$$

これにより, 目的関数の感度は次式により得られる.

$$\frac{d\hat{F}}{d\phi_i} = \frac{\partial F}{\partial \phi_i} + \mathbf{z}^T \frac{\partial \mathbf{K}}{\partial \phi_i} \mathbf{A} \quad (3.18)$$

(3.18)式により，各節点上のレベルセット関数値を更新する．更新に用いる V_N は，目的関数の勾配により算出されるため，レベルセット法では最終的に得られる解が初期解に依存するという問題点がある[22-25]．

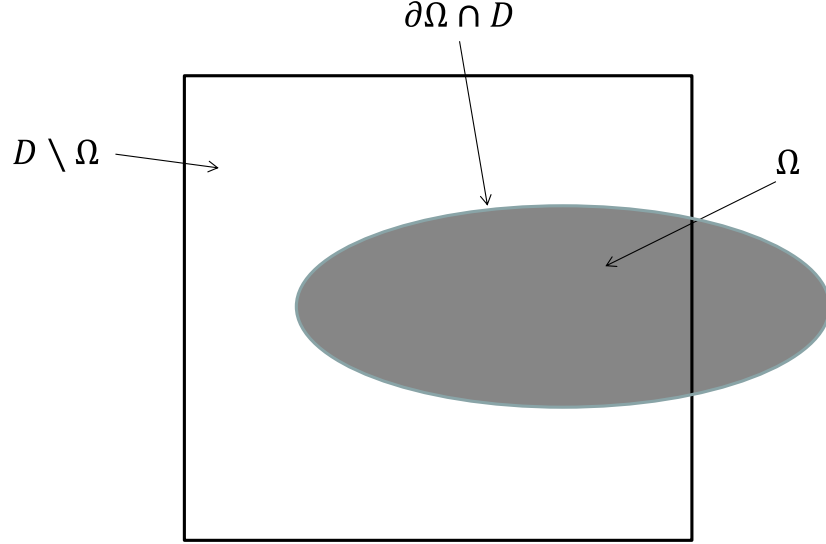


図 3.1 レベルセット法による物体表現

3.1.2 SA を用いたレベルセット法

3.1.1 項にて述べたように，レベルセット法では解探索を勾配法により行うため，解探索範囲空間が狭く，最終的に得られる解が初期解に大きく依存する．そこで，提案手法では SA を用いることで，レベルセット法の解探索能力を改善することを目的としている．

SA を導入するために，更新方向である V_N を次式にて再定義する．

$$V_N'(\mathbf{x}, t) = \alpha V_N(\mathbf{x}, t) \quad (3.19)$$

ここで， α は勾配係数であり， $[-1, 1]$ の値を持つ実数値である． f, f' をそれぞれ更新前，更新後の目的関数値であるとする．更新受理確率は次式で定義される．

$$P = \begin{cases} 1 & (f' - f < 0) \\ \exp\left(-\frac{f' - f}{T_n}\right) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.20)$$

ここで， T_n はパラメータであり，最適化過程が進むにつれて次式で冷却される．

$$T_{n+1} = RT_n \quad (3.21)$$

(3.21)式において， R は冷却パラメータである．レベルセット関数の更新が受理されると温度パラメータは冷却され， T_n の値がある一定値を下回ると最適化を終了する．これらのパラメータは，最適化問題に応じて設計者にてあらかじめ設定する必要がある．提案手法の最適化の流れを図 3.2 に示す[26-28]．

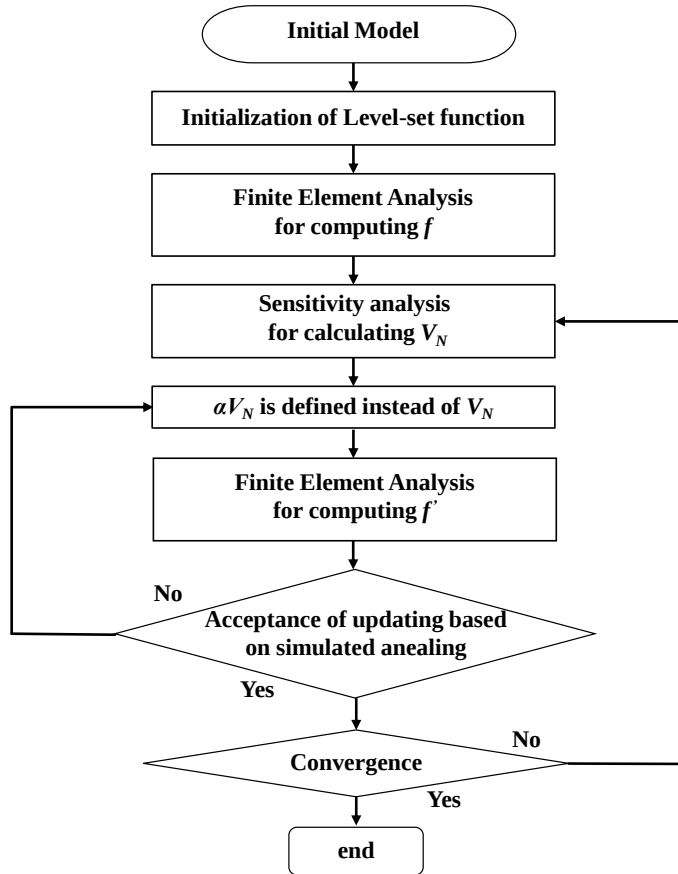


図 3.2 最適化の流れ

3.1.3 インダクタモデルでの性能テスト

(a)最適化問題

提案手法を図 3.3 に示すようなインダクタモデルへ適用する．最適化目的は，目的インダクタンス値を最小の磁性体面積で実現する磁性体形状の最適設計である．最小化する目的関数 F を次式で示す．

$$F(\phi) = \left(1 - \frac{L}{L_T}\right)^2 + \frac{W_L}{S_{\text{design}}} \int_S H(\phi) ds \quad (3.22)$$

ここで， $L_T=1.8 \text{ mH}$ はターゲットインダクタンス値， W は重み， S_{design} はデザイン領域の面積である．最適化パラメータを表 3.1 にまとめる．初期温度，冷却率，収束判定温度は SA で使用するパラメータである．これらの最適化パラメータは，最適化問題に応じて設計者自ら調整する必要がある．特に冷却率は最適化が進む速度に大きく影響するパラメータであり，冷却率パラメータの値が低すぎると，十分な解探索範囲を探索することができず，従来のレベルセット法の探索性能を大きく上回ることができない．一方で値が大きすぎると，解探索空間が広すぎて工学的に有用な解を見つけることが難しくなる．

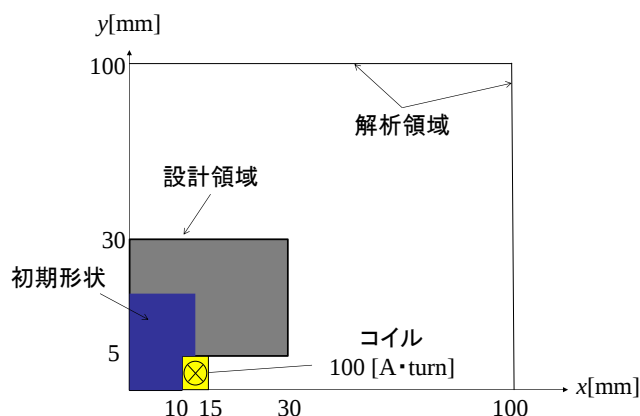


図 3.3 インダクタモデル

表 3.1 最適化パラメータ

初期温度	100
冷却率	0.92
重み : W	0.1
収束判定温度	0.1

(b) インダクタの最適化結果

提案手法をインダクタモデルへと適用し得られた結果をまとめる．従来のレベルセット法，提案手法により得られた最適化形状を図 3.4 に，それぞれの解における磁性体面積，インダクタンス値，目的関数値を表 3.2 にまとめる．どちらの解もほぼ所望のインダクタンス値を得ることに成功していることが分かる．一方で，提案手法により得られた解は，従来手法により得られた解より磁性体面積が小さいことが分かる．結果として，提案手法により得られた解の方がより適合度の高い解を得ることに成功している．

インダクタンス値を効率良く高めるためには，磁性体をコイル周りに配置する必要があると考えられる．従来手法により得られた解は，コイルから遠い位置に磁性体が多く形成されており，提案手法に比べてインダクタンスが上昇しにくい解であると考えられる．

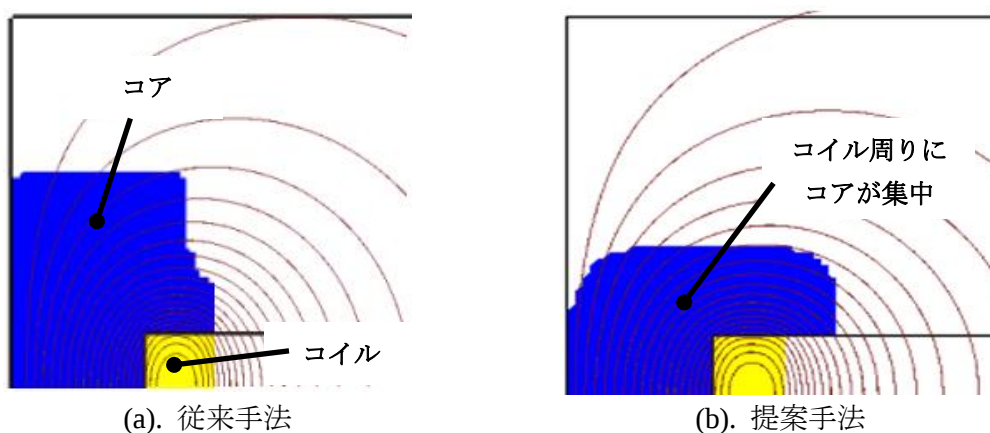


図 3.4 最適化形状

表 3.2 最適化結果

	従来手法	提案手法
磁性体面積 (cm ²)	2.096	1.477
インダクタンス値 (mH)	1.783	1.782
目的関数	0.262	0.244

3.1.4 IPM モータの形状最適化問題への適用

(a) 最適化問題

2つ目の最適化モデルとして図 3.5(a)に示すような IPM モータモデルへと提案手法を適用する．モデルは電気学会 D モデルをベースとしている．解析領域は対称性から 1/4 領域のみで行う．ロータとステータには S45C を用いており，S45C の B-H 特性を図 3.6 に示す．解析条件とモータ設計仕様を表 3.3 に，最適化パラメータを表 3.4 にまとめる．

最適化の目的はトルク平均の最大化，リップル最小化であり，目的関数を次式で示す．

$$F(\phi) = -w \frac{T_{avg}}{T_{avg}^0} + \frac{T_{rip}}{T_{rip}^0} \quad (3.23)$$

ここで， T_{avg} ， $T_{rip}=(T_{max}-T_{min})/T_{avg}$ はトルク平均とリップル， w は重みである．また， $T_{avg}^0=3.971$ ， $T_{rip}^0=0.353$ は図 3.5(b)に示すモデルにおける数値である．また，初期形状には図 3.5(b)のモデルを使用する．

IPM モータのロータ内部には図 3.5(b)に示すような，フラックスバリアと呼ばれる空気領域が存在する．フラックスバリアは永久磁石から出る磁束が，ロータ側面へ漏れることを防ぐために設けられる．高トルク出力を得るためにはロータ表面上の磁束密度を高める必要があるため，フラックスバリアが成す役割は非常に重要なものであると考えられる．そこで，本最適化問題では提案手法を用いて適切なフラックスバリア形状を探索することでモータのトルク性能の向上を試みる．

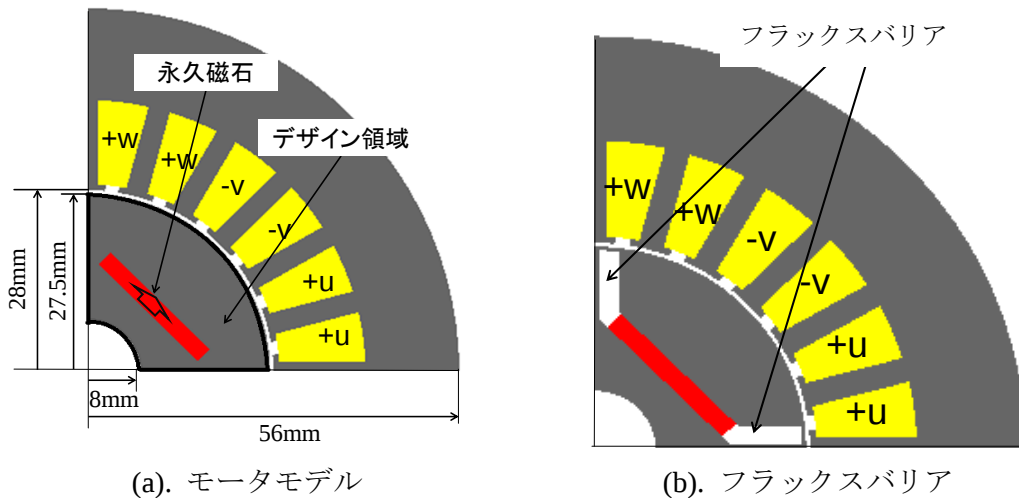


図 3.5 IPM モータ最適化問題[36]

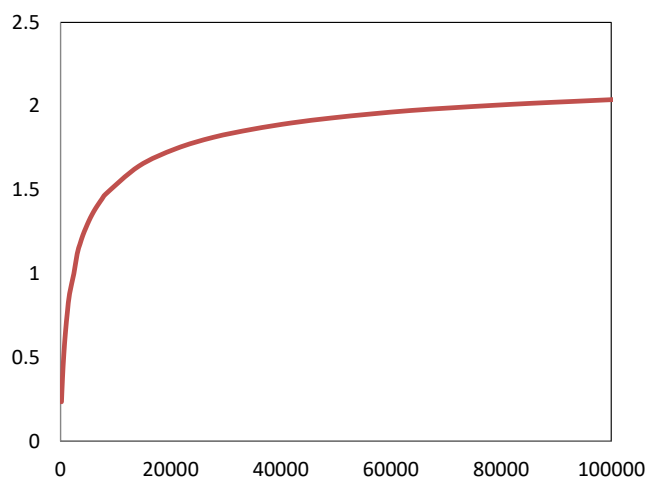


図 3.6 S45C の B-H 特性

表 3.3 解析条件とモータ設計仕様

回転速度 (rpm)	3,000
電流値 (A・Turn)	600
電流位相角 (degree)	20
永久磁石の磁化 (T)	1.0
ティースの幅 (mm)	3.3
コイルの長さ (mm)	25.9
永久磁石の厚み (mm)	2.5
永久磁石の幅 (mm)	21

表 3.4 最適化パラメータ

初期温度	100
冷却率	0.93
重み : W	1.0
収束判定温度	0.1

(b). 最適化結果

従来手法，提案手法を IPM モータに適用し得られた最適化形状を図 3.7 にまとめる．また，それぞれの解におけるトルク平均・リップル値，目的関数値を表 3.5 にまとめる．提案手法により得られた解は，従来手法により得られた解よりも，トルク平均・リップル共に改善されていることが分かる．結果として提案手法の方が，より高い評価値を得ることに成功している．

提案手法により得られた解は，突極のようなロータ形状が形成されている．これにより，ステータに近い位置にある磁性体領域中の磁束密度が高まり，トルクの上昇につながっていると考えられる．得られた解のトルク波形の比較を図 3.8 に示す．また，従来手法と提案手法における最適化過程の様子を図 3.9，図 3.10 にまとめる．従来手法では，形状変化が初期形状の近辺の一部領域でのみ発生しており，局所解に陥ってしまっていることが分かる．一方で，提案手法はレベルセット法の解探索範囲広域化に成功しているため，従来手法に比べて形状変化が広域に及んでいることが分かる．

途中形状は複雑な形状をしているが、最終的な解は比較的滑らかな形状をしており、レベルセット法の長所を残したままより解探索能力の高い手法の開発に成功していると考えられる。

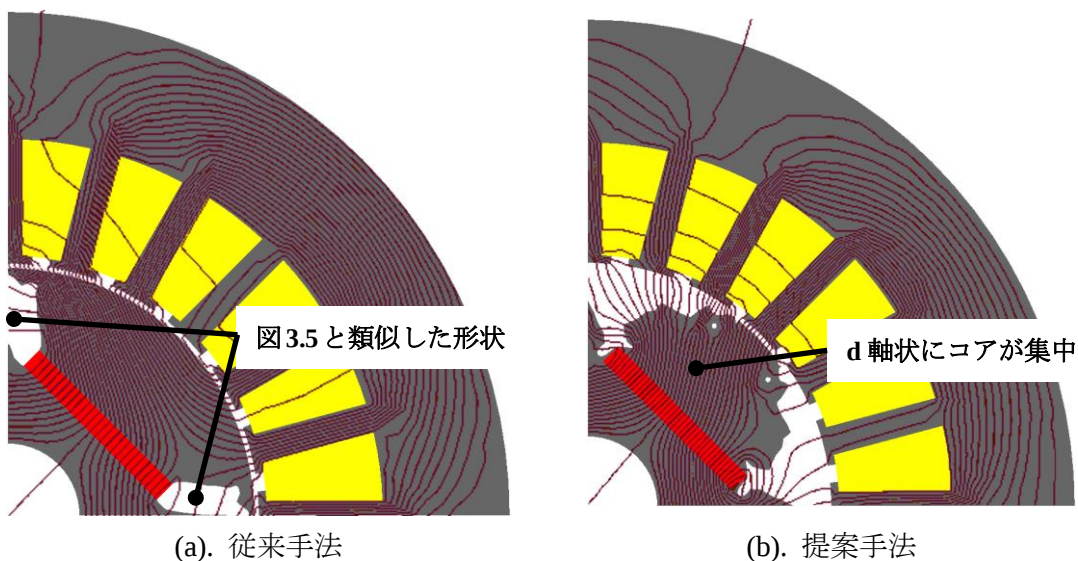


表 3.5 最適化結果

	従来手法	提案手法
トルク平均 (Nm)	4.146	4.417
トルクリップル	0.308	0.197
目的関数	-0.171	-0.554

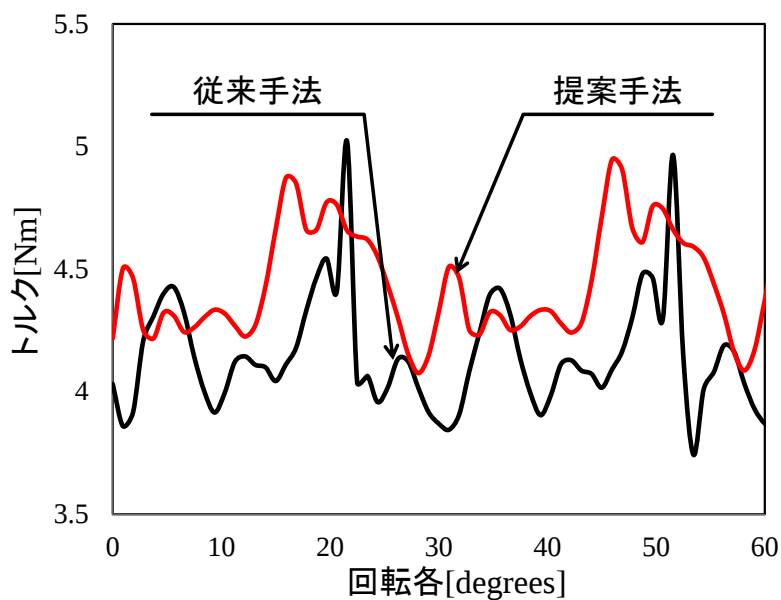


図 3.8 トルク波形

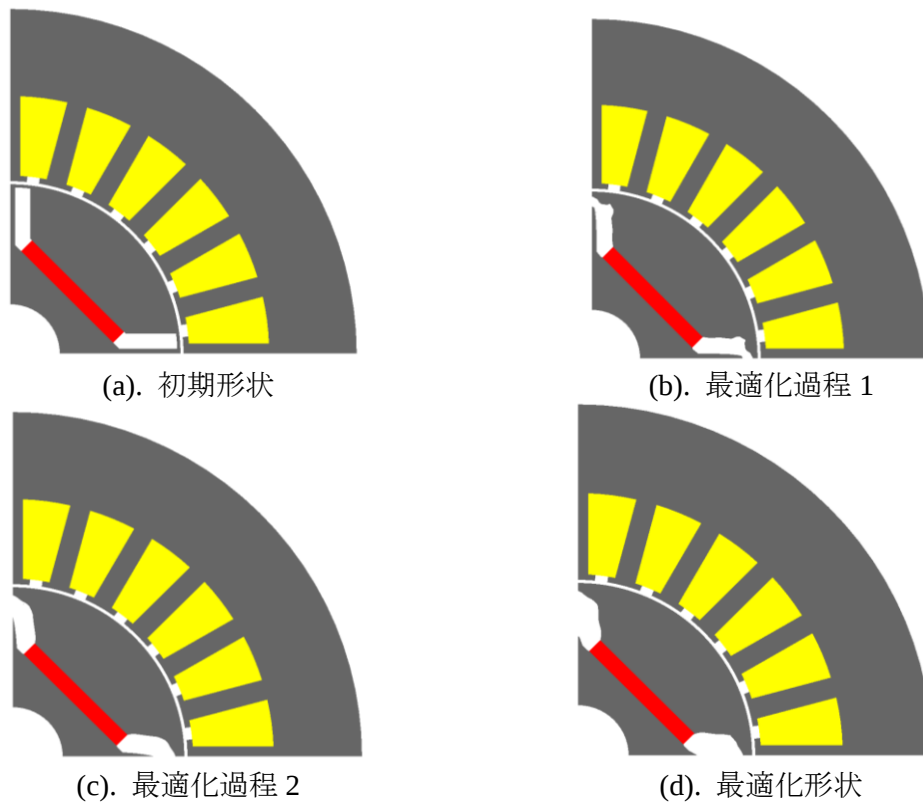


図 3.9 従来手法における最適化過程の様子

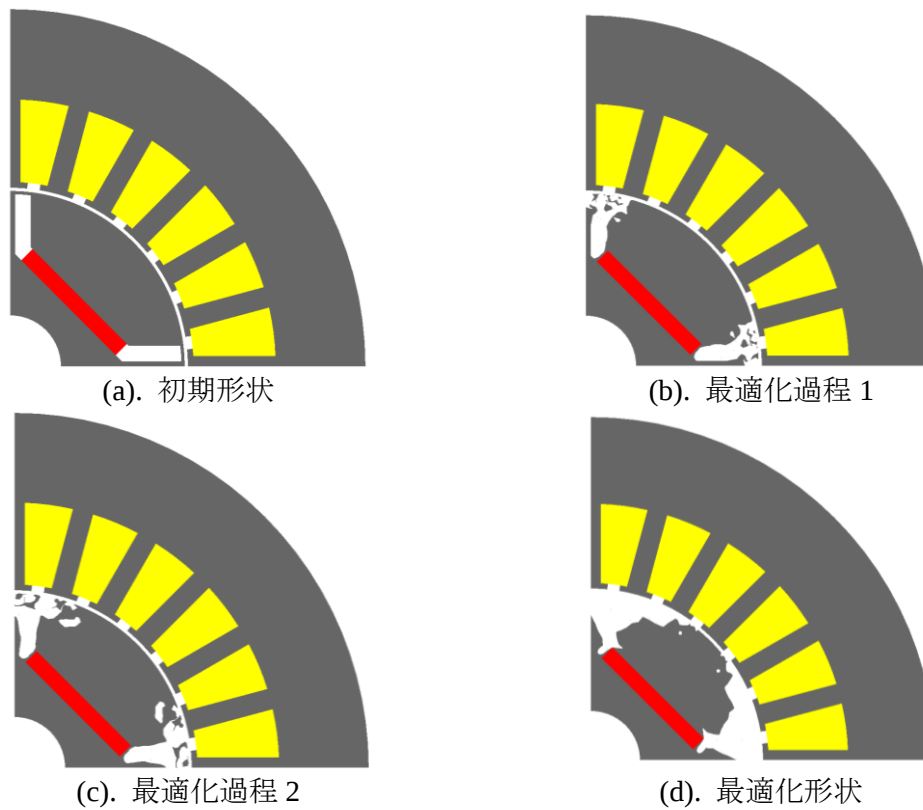


図 3.10 提案手法における最適化過程の様子

3.2 可変デザイン領域を用いたトポロジー最適化

本節では、On-Off 法をベースとしたトポロジー最適化手法について記述する。3.1 節にて述べたレベルセット法は On-Off 法に比べて形状境界を滑らかにできる長所がある。一方で、解探索を勾配法に基づいて行うため、解探索能力を向上させる工夫が必要である。それに対して On-Off 法は GA との相性がよく、GA による大域的探索能力が期待できる。一方で、設計パラメータの多さから獲得形状が実現性に乏しい複雑な形状となる可能性がある。そこで、先行研究ではフィルタリング等のスムージング手法を用いる[29-30]、滑らかな分布を持つ関数で各要素の物性値を近似する[31]等の対策を施すことで複雑形状を回避している。また文献[32]では、まず粗いセルで最適形状を On-Off 法で探索し、つぎにセルを細かくし、上で決定された最適形状の境界近傍のみを設計領域として最適化を行う方法が提案されている。本最適化では、段階が進むごとにセルサイズを徐々に小さくする。これにより、複雑な形状を防ぎながら滑らかな形状境界を獲得することが可能である。しかし、初期には粗いセルを用いるため、既存の機器形状を精度よく表現することができない。このため、既存形状の改善を目的とした形状最適化に用いることは難しい。また得られる最適解は、初期に粗いセルで得られた形状に大きく依存すると思われる。

本論文では、上述の On-Off 法の問題点を解決するために、デザイン領域を形状境界周辺に限定し、設計自由度を制限することを検討する。これにより複雑形状に陥る問題を解決できる。一方で、デザイン領域が限定されることから、トポロジー最適化本来の長所である最適化自由度が損なわれる可能性がある。そこで、獲得形状に応じて最適化過程で随時デザイン領域を調整する可変デザイン領域を提案する。これにより、設計空間を広げることが可能となることから、解探索能力が向上する[33]。

本章で提案する手法は、解探索能力を損なうことなく、実現可能な形状を獲得することが目的である。

3.2.1 最適化手法

図 3.11 に提案手法の最適化手順を示す。提案手法では、指定した初期形状の境界周辺にデザイン領域を設定する。そして進化型アルゴリズムを用いてデザイン領域内で解探索を行い、世代数が一定数に達するまでこれを続ける。つぎに最良解を 1 つ選定し、デザイン領域を得られた解の形状境界周辺で再設定する(図 3.12 参照)。提案手法では、これらの手順を繰り返すことで、解の変化に応じてデザイン領域を変化させる。また、デザイン領域は形状境界周辺に限定されているため、デザイン要素数が限定され、チェッカーボードのような複雑な材料分布への収束を防ぐことが可能である。

提案手法は解探索を確率論ベースで行うため、高い大域的探索能力が期待できる。このためトポロジー最適化の長所を維持している。一方、提案手法においては、進化型アルゴリズムを複数回繰り返すことから、計算コストの増加が懸念される。そこで、本論文では最適化アルゴリズムとして、 μ 遺伝的アルゴリズム(10)を用いる。 μ 遺伝的アルゴリズムの詳細は次項にて述べる。

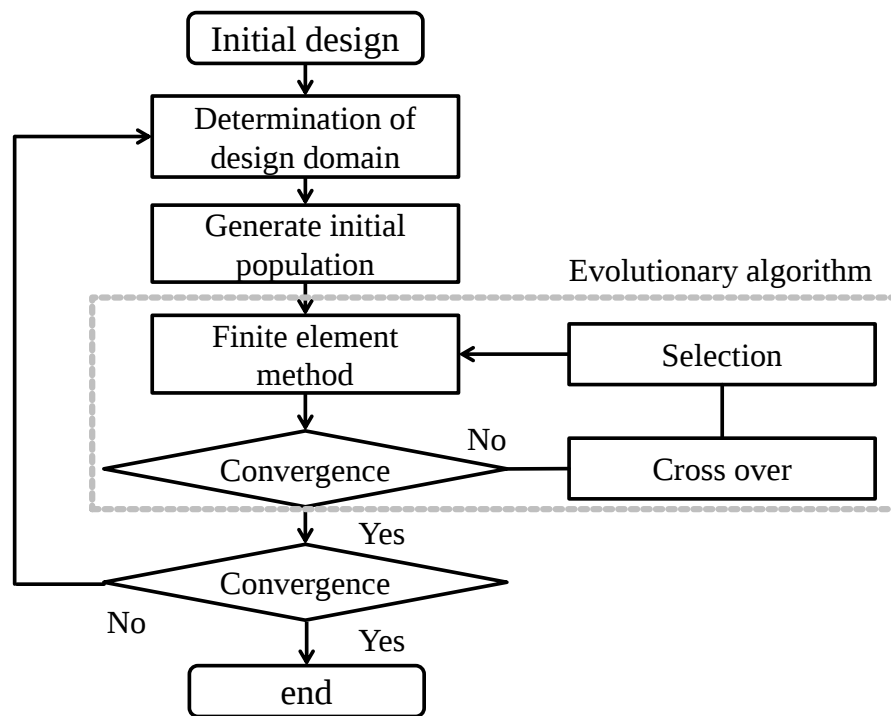


図 3.11 提案手法の最適化手順

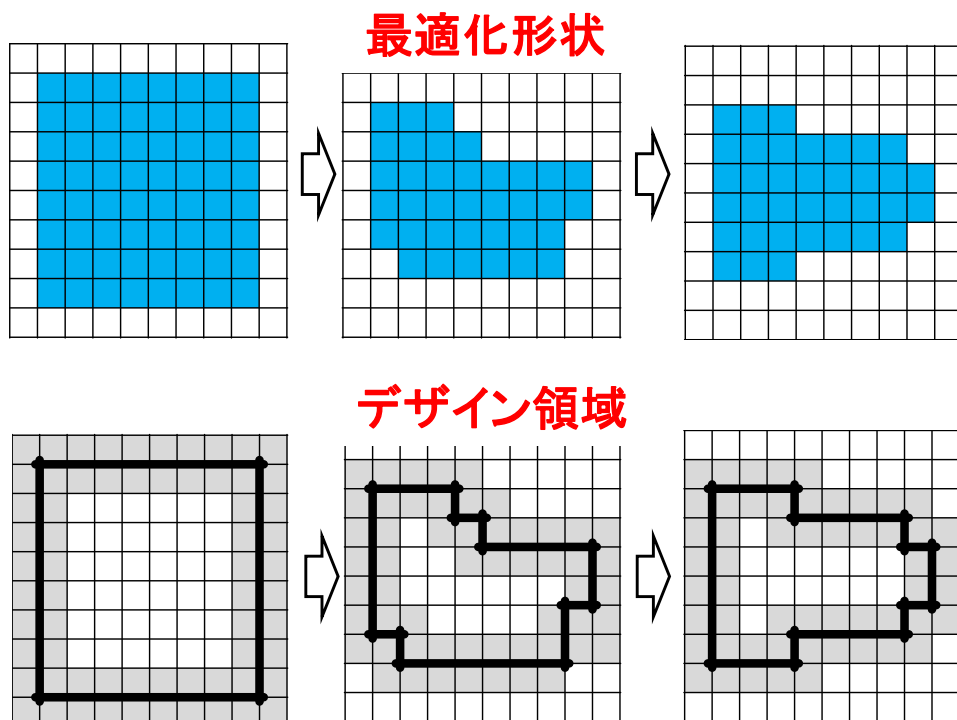


図 3.12 提案手法の最適化イメージ

3.2.2 IPM モータの形状最適化問題への適用

(a-1). IPM モータの形状最適化問題

提案手法を IPM モータの多目的形状設計問題へと適用する．最適化モデルは単目的問題と同様のモデルを用いる(図 3.5, 表 3.3 参照)．最適化の目的はトルク平均の最大化とリップルの最小化であり目的関数を次式で定義する．

$$F = -\frac{T_{ave}}{T_{ave}^0} + W \frac{T_{rip}}{T_{rip}^0} \rightarrow \min. \quad (3.24)$$

$$T_{rip} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{ave}}$$

本問題では，トルクリップルを各回転角におけるトルクの分散により算出している．解析領域は 1/4 領域であり，解析条件・設計仕様は単目的問題と同様のものを用いる．ロータ・ステータコアには 50A400 を用いる．最適化パラメータを表 3.14 にまとめる．

表 3.6 モータ仕様および最適化条件

Stator outer/inner radius[mm]	112.0/56.0
Rotor outer/inner radius[mm]	55.0/16.0
Core length[mm]	50.0
Number of stator coil turn[Turn]	35
Current of stator coil [Arms]	6.0
Residual flux density of PM [T]	1.2
Number of elements in analysis region	8010
Max. generation of μ GA	20
Max steps of μ GA iterations	15
Weighting coefficient : W	1.0

(a-2). IPM モータ最適化結果

提案手法およびローゼンブロック法により得られた最適化形状を図 3.13, 対応する磁束分布を図 3.14 に示す．ローゼンブロック法では，ベースの形状から磁石配向方向に向かってフラックスバリア領域が拡大している．それに対して，提案手法により得られた解では，磁石端部のフラックス領域がロータ表面まで拡大している．図 3.14 の磁束分布からわかるように，この構造は磁石端部の磁束循環を防ぎ，回転子表面磁束を高めている．ローゼンブロック法で得られた解に対し，提案手法により得られた解は約 2.1 倍の平均トルクを有している．提案手法により得られた解では，磁石端部がフラックスバリアにより覆われているが，磁石端部の磁束は漏れ磁束となる割合が高く，犠牲にしても特性にあまり影響しないと考えられる．

ローゼンブロック法および提案手法により得られた解と図 3.5(b)の基礎モデルと特性比較を行った結果を表 3.7 に，トルク波形を図 3.36 に示す．ローゼンブロック法により得られた解は基礎モデルよりもトルク平均・リップル共に劣っており，評価値も基礎モデルの方が良好な値となっている．それに対して，提案手法により得られた解はローゼンブロック法により得られた解および基礎モデルよりも良好な特性を有して

いる．図 3.15 に示すトルク波形からもこの傾向は明らかである．この結果から，トルク特性の改善に対する提案手法の有効性が示された．

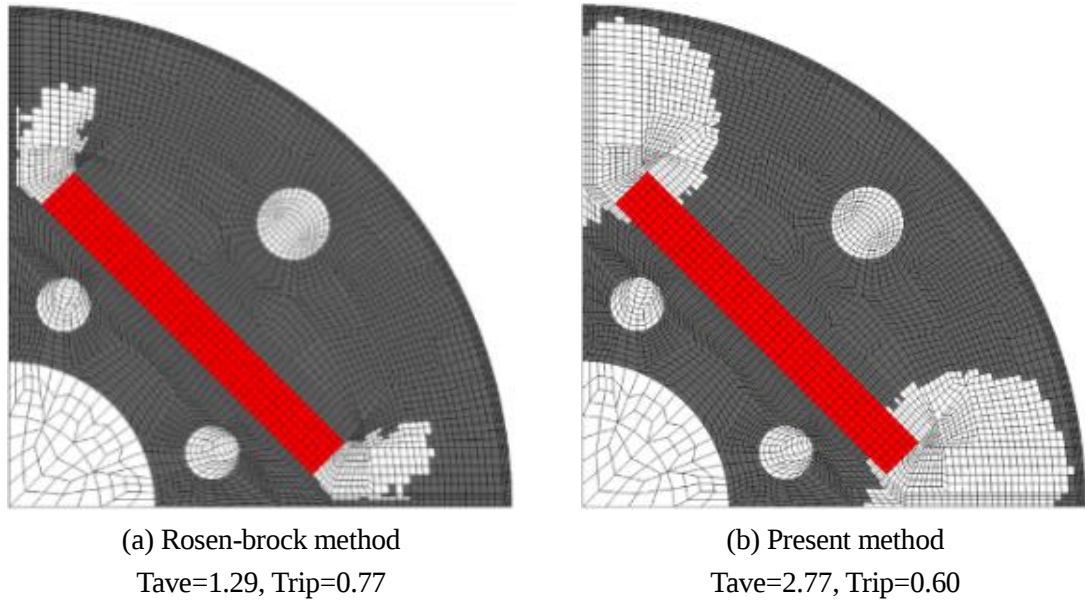


図 3.13 最適化結果

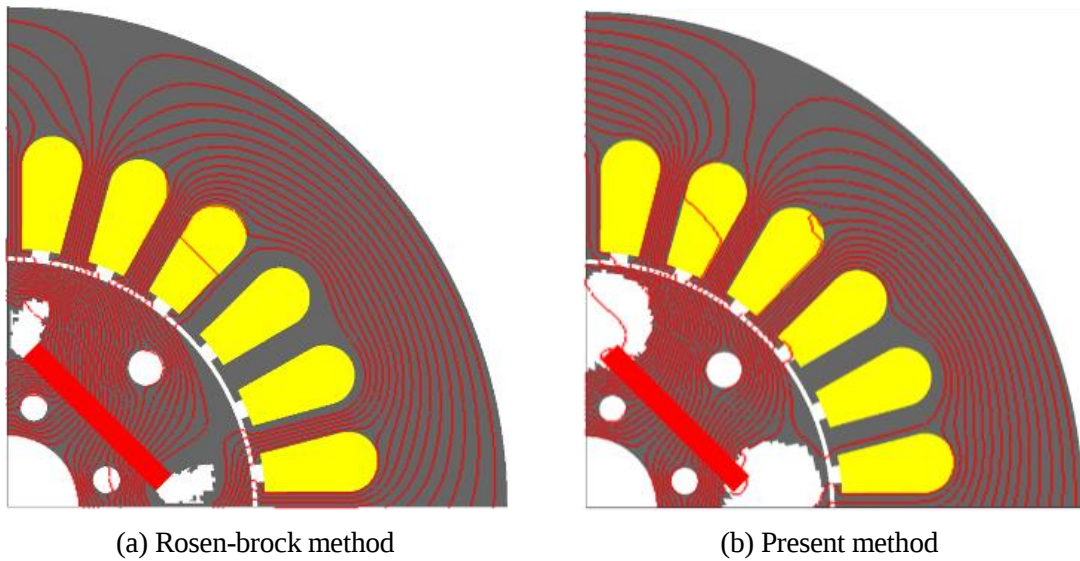


図 3.14 最適化形状の磁束分布

表 3.7 最適化結果

	ローゼンブロッック法	提案手法	参照モデル
トルク平均	1.29	2.77	2.26
トルクリップル	0.77	0.60	0.59
目的関数	-1.62	-4.53	-3.59

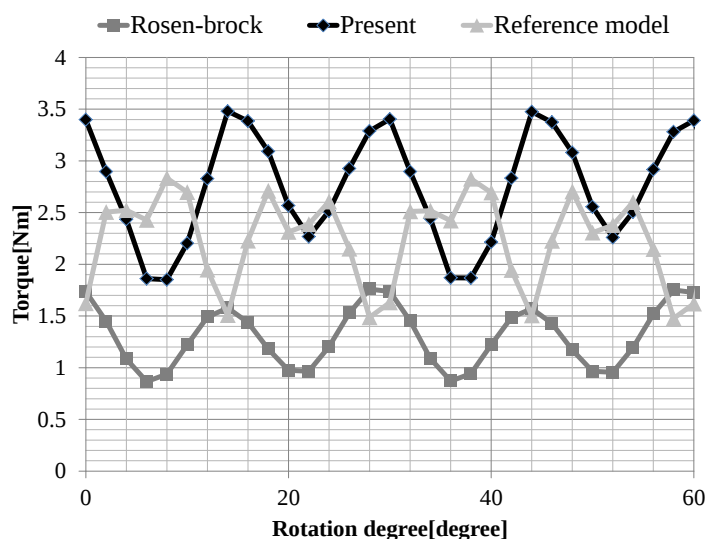


図 3.15 トルク波形の比較

(a-3). IPM モータ最適化過程

図 3.16 に提案手法の最適化中の評価値の推移を示す。ローゼンブロック法では、400 世代を超えたあと、解の変化が見られなかったため最適化を打ち切った。この停滞は局所解に陥り、そこから抜け出すことができなかったためと思われる。一方、提案手法では評価回数 800 回までほぼ単調に評価値が改善されている。これは確率的最適化手法の探索能力が高いためと思われる。

図 3.17 に提案手法による最適化過程での形状変化を示す。最適化過程が進むにつれ、フラックスバリア領域が拡大していることがわかる。解析回数が 600 回となった時点での形状は、最終的な最適化形状に類似した形状となっている。提案手法では、 μ GA で得られた解に合わせてデザイン領域を修正していることから、形状の変化がなだらかなであり、複雑形状に陥ることなく形状を変化させることができている。この結果から、提案手法ではトポロジー最適化本来の長所である形状の大きな自由変形を伴う探索性能も備えていると考えられる。

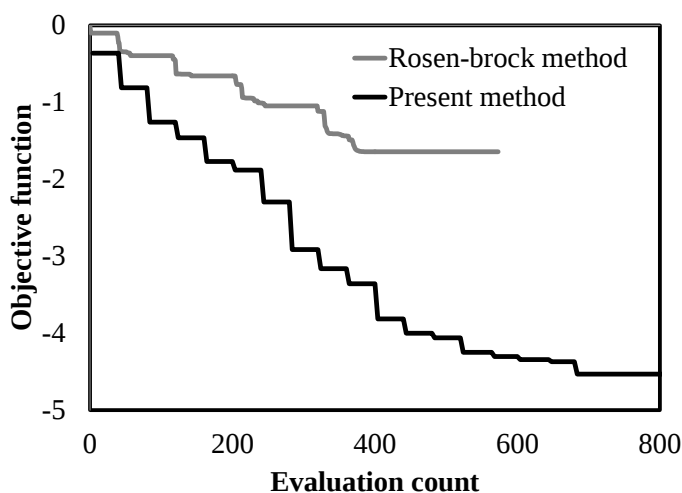


図 3.16 評価値の推移比較

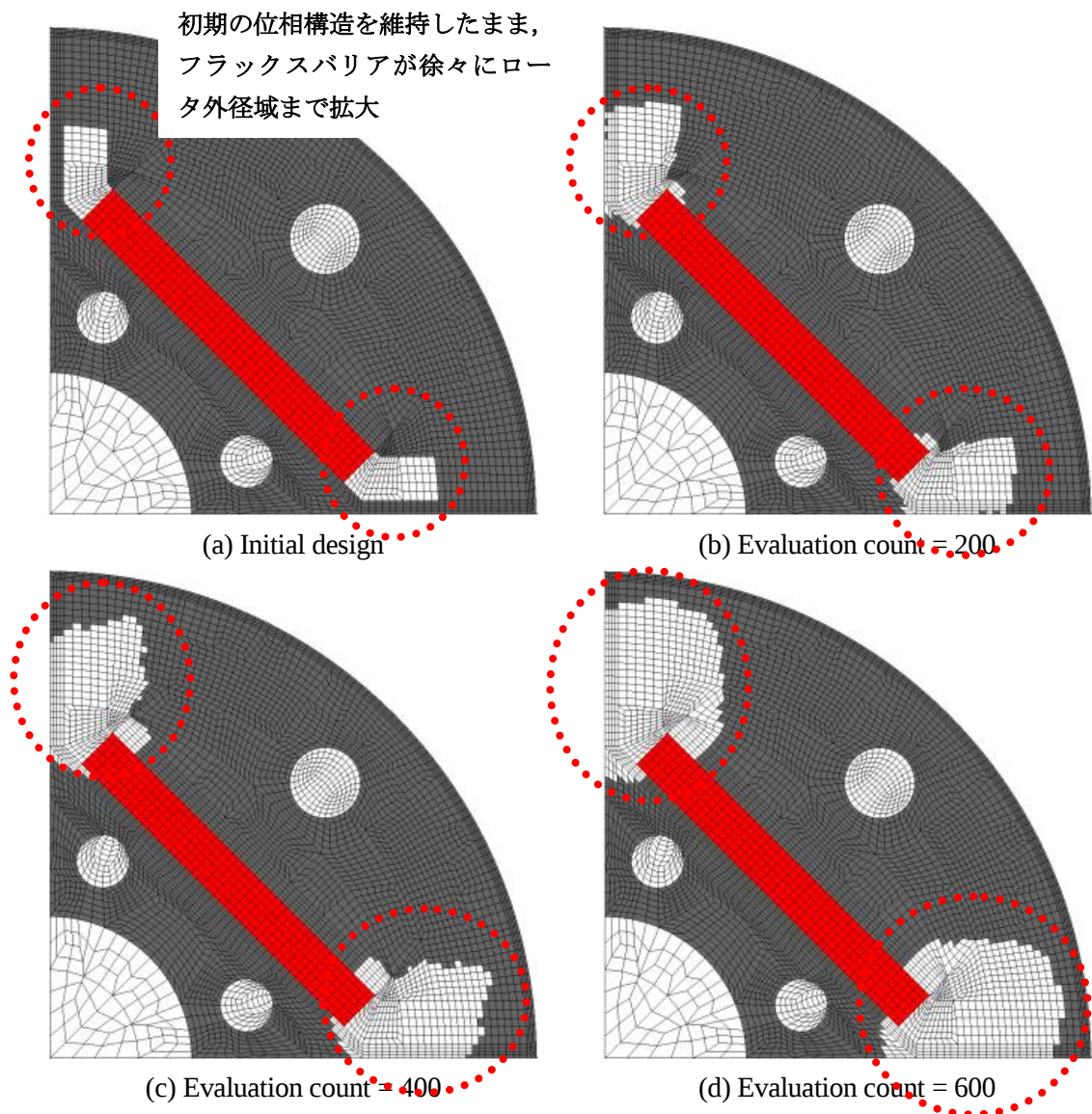


図 3.17 最適化形状の推移

3.2.3 SyRM の形状最適化問題への適用

(b-1). SyRM の形状最適化問題

提案手法・ローゼンブロック法を図 3.18 に示す SyRM の形状最適化問題へ適用する。対称性から解析は 1/4 領域で行う。最適化対象はロータ内のフラックスバリア形状である。最適化目的はロータ/ステータ鉄損最小化であり、最適化問題を次式で定義する。

$$\begin{aligned} F &= W_{Iron} \rightarrow \min. \\ G &= T_{ref} - T_{ave} < 0 \end{aligned} \quad (3.25)$$

(3.25)式において、 W_{Iron} はロータ/ステータ鉄損総和、 $T_{ref}=3.80$ は制約トルク、 T_{ave} は平均トルクである。制約を満たせない場合、ペナルティとして目的関数値に十分大きい値(例えば 1000)を加える。表 3.8 にモータ仕様および解析条件を示す。図 3.18(a)に示す初期形状におけるトルク平均値を制約トルク値に設定した。これにより、初期解とほぼ同等の平均トルクを維持しながら、鉄損最小化を実現するフラックスバリア形状を探索する。

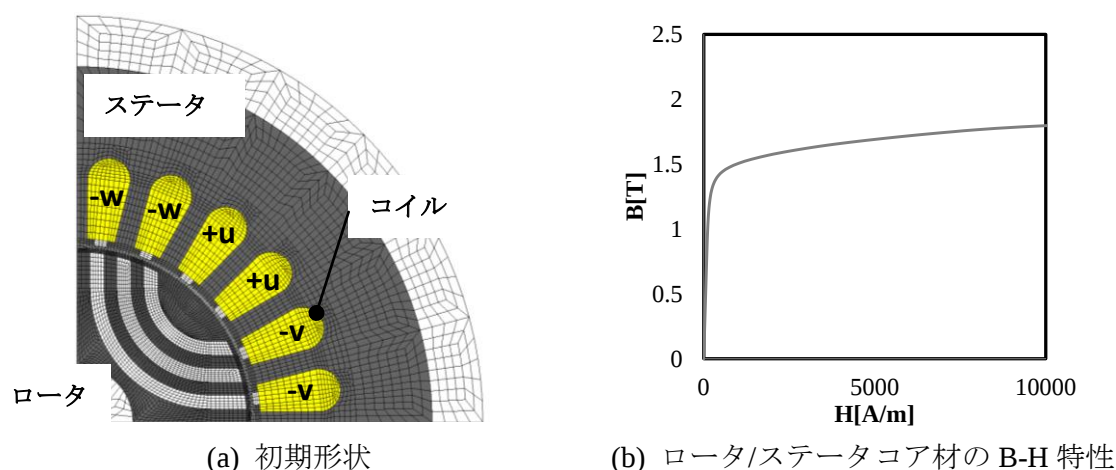


図 3.18 最適化問題

表 3.8 モータ仕様および最適化条件

Stator outer/inner radius[mm]	112.0/56.0
Rotor outer/inner radius[mm]	55.0/16.0
Core length[mm]	50.0
Number of stator coil turn[Turn]	18
Current of stator coil [Arms]	20.0
Number of elements in analysis region	6886
Max. generation of μ GA	10
Max steps of μ GA iterations	15
Constraint value of average torque[Nm]	3.80
Average torque of initial model[Nm]	3.82
Iron loss of initial model[W]	57.84

(b-2). SyRM の最適化結果

図 3.19 にローゼンブロッック法および提案手法により得られた最適化形状を示す。ローゼンブロッック法により得られた解より、提案手法により得られた解の方が高い評価値を有している。提案手法により得られた解は、フラックスバリア端部が凸状の形状を有している。これは、ロータ外径表面コアにおける漏れ磁束を低減する効果を有していると考えられる。図 3.19 に初期形状から、フラックスバリア端部を凸状としたモデルにおける磁束密度分布を示す。フラックス端部の凸形状により、U 字状の q 軸コア間で発生する、ロータ外径表面の漏れ磁束が低減され、初期形状からトルクが向上していることが分かる。一方で、凸状のフラックス端部形状により、ティース先端に流入する磁束が増加するため、初期形状に対して鉄損は増加している。このことは、図 3.21 に示すティース先端部の径方向磁束密度の時間変化波形/フーリエ変換結果からも分かる。

フラックスバリア端部の凸形状に加え、提案手法により得られた解は初期形状およびローゼンブロッック法により得られた解に比べてフラックスバリアが太く、q 軸磁路が狭められていることが分かる。鉄損をステータ/ロータに分離し、初期形状および最適化により得られた解で比較した結果を図 3.22 に示す。ステータ鉄損はティース先端、ティース中央、コアバック部に分けて算出した。提案手法により得られた解は、ティース先端部を除き全体的に鉄損が低下していることが分かる。このことから、フラックスバリアが太くなり磁路全体の磁気抵抗が高まることで、鉄損が低減されていることが分かる。

以上のことから、提案手法により得られた解は、フラックスバリアが太くなることで、磁路全体の磁気抵抗を高めることで鉄損を低減させる。q 軸磁路が限定されることで、トルクも同時に低下すると考えられるが、提案手法により得られた解はフラックス端部形状を凸状とすることで制約トルクを満たしていると考えられる。

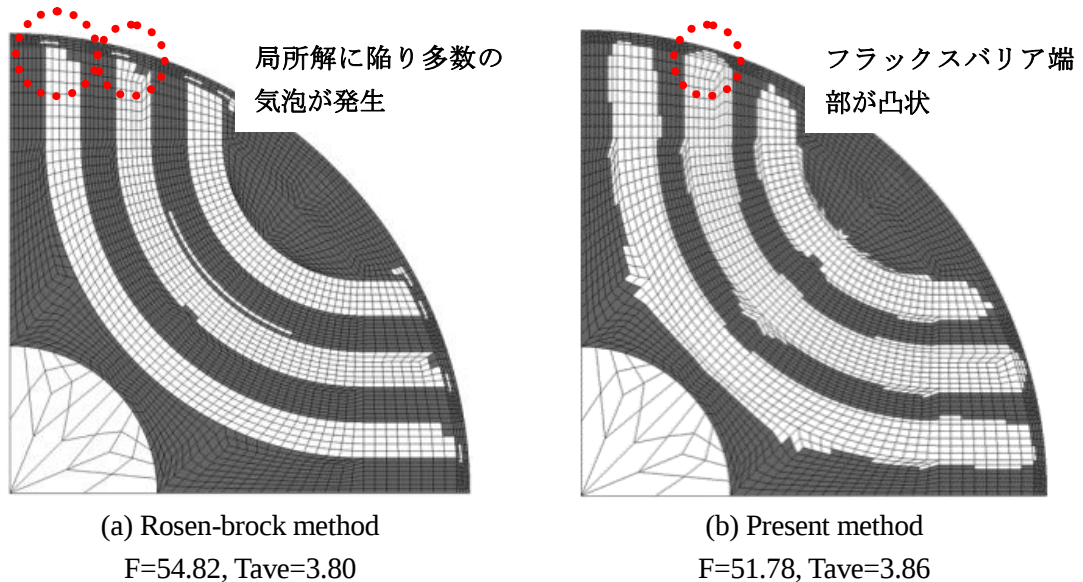
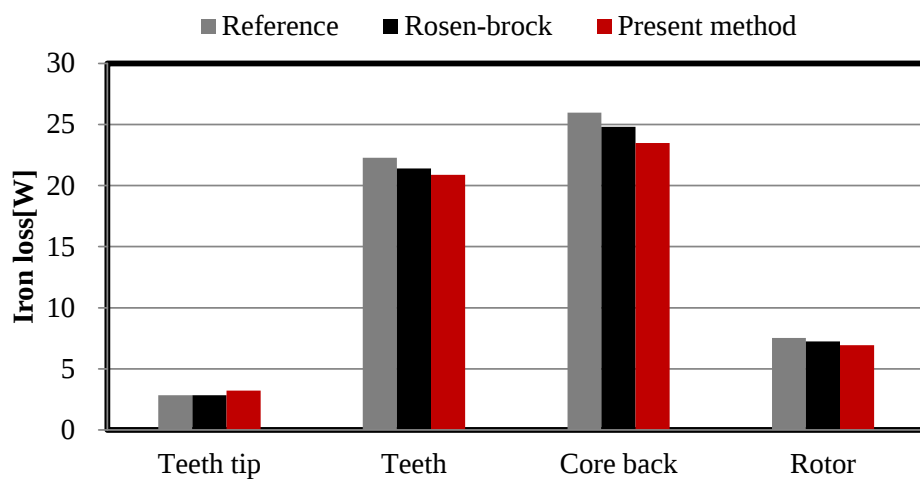
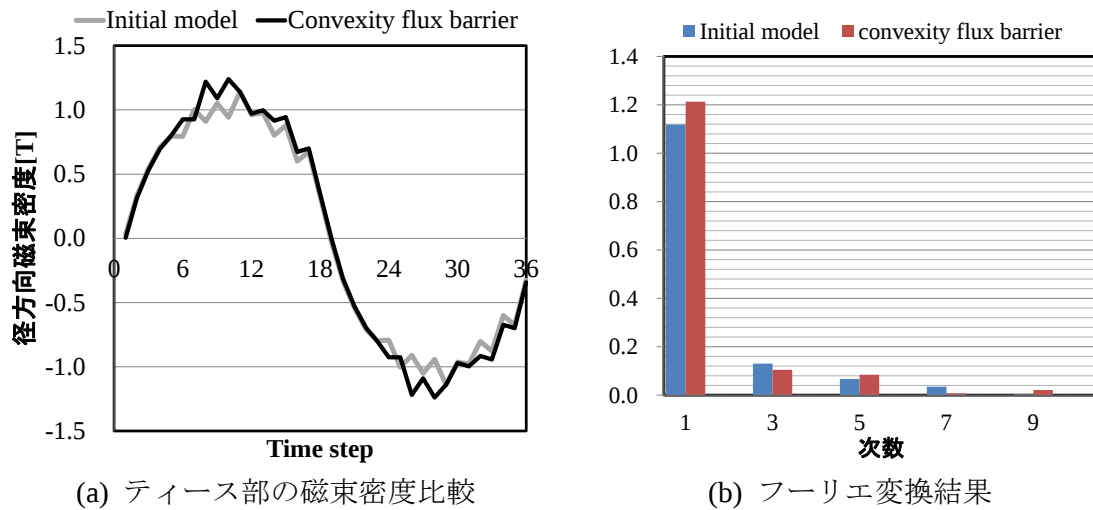
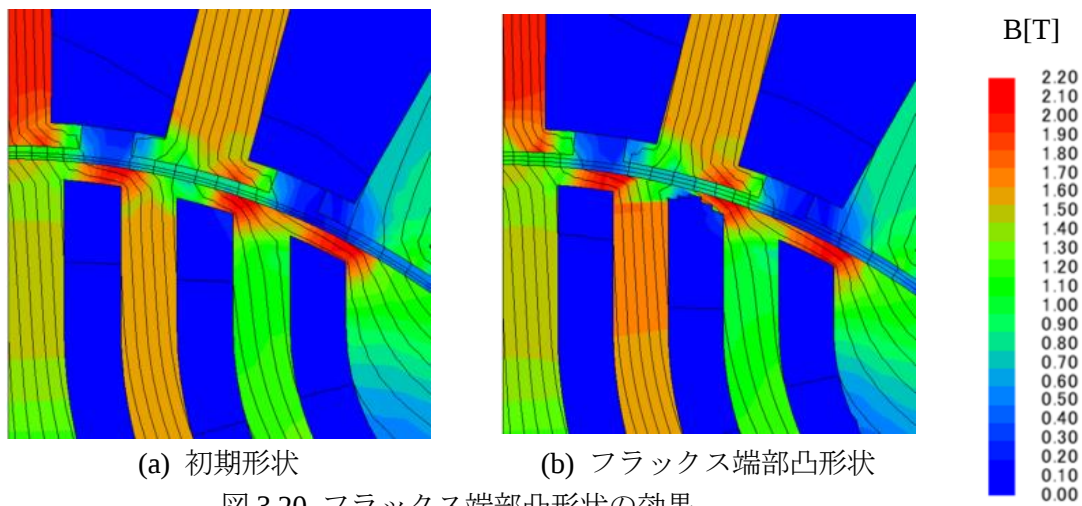


図 3.19 最適化結果



(b-3). SyRM の最適化過程

図 3.23 に最適化中のコア鉄損値の推移を示す。図 3.23 横軸の解析回数は解の評価値を算出した回数、縦軸は最適化過程で得られた最良解における評価値の推移を示している。解の改善が見られないため解析回数が 200 回となったところで両手法ともに最適化を打ち切った。ローゼンブロック法では、解析回数 50 回までは徐々に評価値が変化しているが、50 回を超えると解の変化が停滞している。これは、直接探索手法では一度局所解に陥るとそこから抜け出すことができず、解の変化が止まってしまったためであると考えられる。一方で、提案手法では図 3.23 に示すように解析回数が 50 回を超えたあと 140 回となるまで解の進化が停滞しているが、解析回数 140 付近で評価値が改善されている。提案手法では、確率論的最適化手法をベースとしていることから、一度局所解に陥っても確率的な探索により局所解を脱することが可能であることを示唆している。最終的に得られた解はローゼンブロック法により得られた解よりも約 3W 程度低い鉄損を持つ。

図 3.24 に提案手法の最適化過程の形状変化を示す。期待したとおり、提案手法ではデザイン領域を境界近傍に限定しているため、最適化変数が少なくチェッカーボード状のような複雑形状の局所解には陥っていない。SyRM においては、回転子を通る q 軸磁束が性能を左右するため、q 軸磁束の流れに沿うような滑らかなコア形状が得られる結果になったと考えられる。

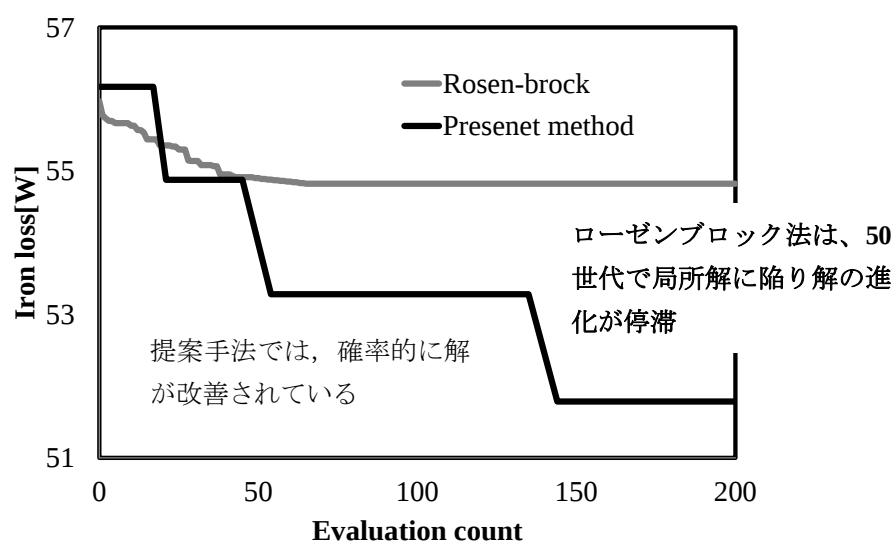


図 3.23 最適化過程の比較

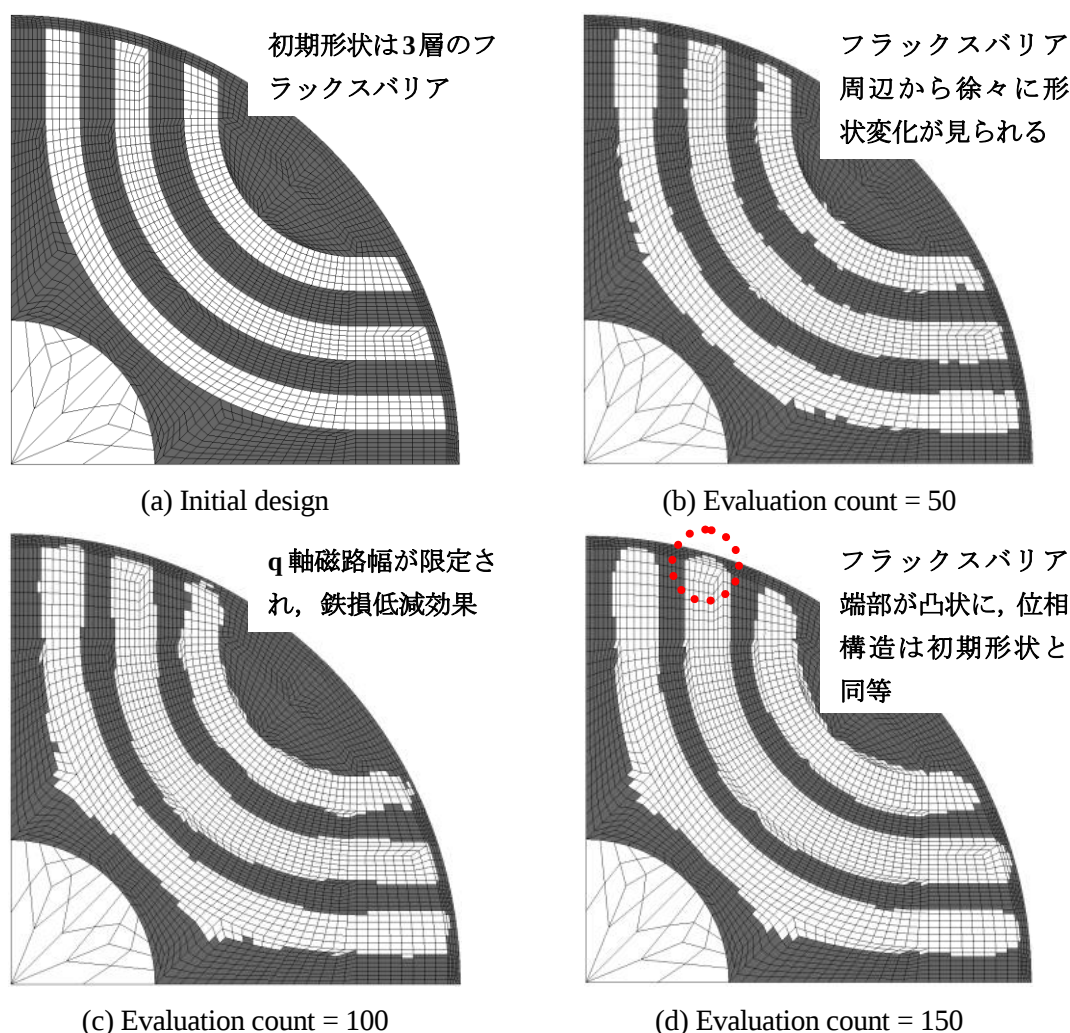


図 3.24 最適化形状の推移

3.3 On-Off 法とレベルセット法を併用した最適化手法

前節までに On-Off 法とレベルセット法の特徴を述べた。それぞれ、長/短所を持ち合わせており、単独で用いる場合には短所を補う技術が必要となる。本研究では、On-Off 法とレベルセット法の特徴を生かし、短所を補うように併用した2段階最適化手法について記述する[34-35]。

3.3.1 提案手法

提案手法では図 3.25 に示すように最適化手順を2つのステップに分割し、それぞれのステップで異なる最適化手法を用いる。まず、1つ目のステップでは On-Off 法を用いて大域的探索を行う。最適化アルゴリズムには GA を使用する。GA は効率的な大域的探索を行うことが可能であるため、1つ目のステップでは、広い解探索空間の中から比較的適応度の高い解を得ることが可能である。そして、2つ目のステップでは前ステップで得られた解に対してレベルセット法を適用する。レベルセット法は比較的製造しやすい

い解を得ることが可能であるため、提案手法により最終的に得られた解は、適応度が高く、製造しやすい形状が得られていることが期待できる。

図 3.26 に提案手法のイメージ図を示す。大域的探索を終えた段階で、形状表現方法を On-Off 法からレベルセット法へと変換する必要がある。このとき、最適化に用いられるメッシュが十分に細分化されていなければ、数値誤差が発生する可能性がある。しかし、有限要素法による電磁界解析が十分な精度で行える程度のメッシュ分割がなされていれば、前述のような問題は発生しない。また、大域的・局所的探索の収束判定は、あらかじめ設計者により試験的に決定する必要がある。それぞれの探索における解の更新が、十分に収束する程度の値を、対象の最適化問題に応じて設計者が設定する必要がある。

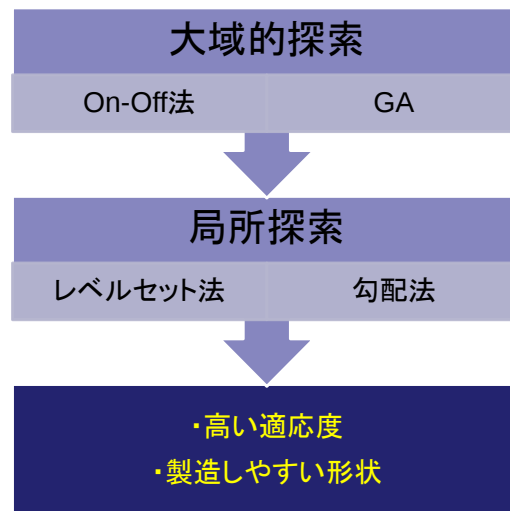


図 3.25 提案手法の最適化手順

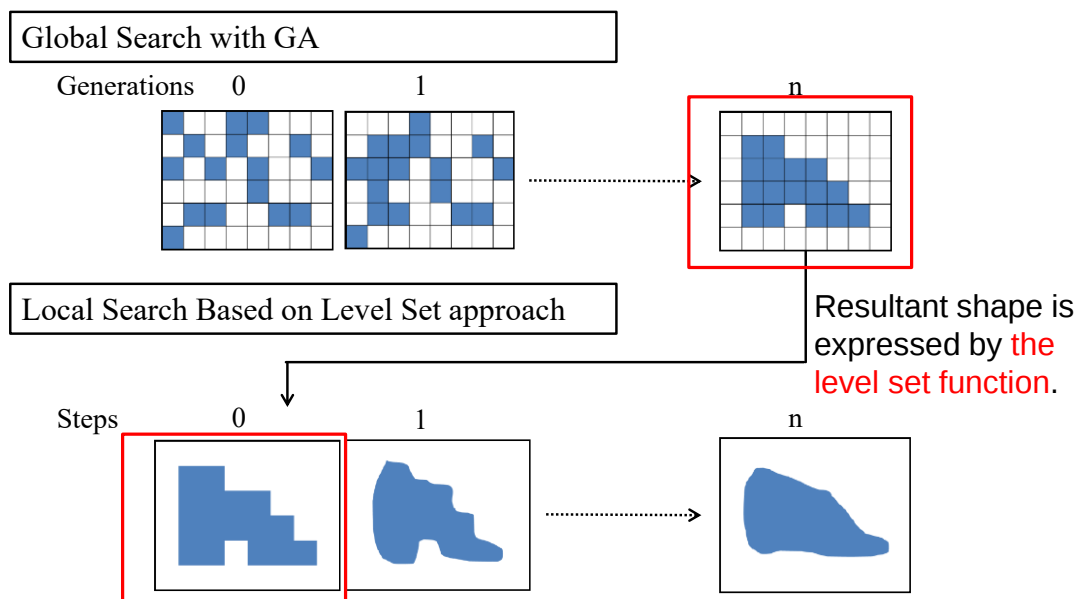


図 3.26 提案手法イメージ図[29]

3.3.2 大域的・局所探索手法

(a) 大域的探索手法

本手法では大域的探索手法として On-Off 法を用いる。本手法では最適化手順を2つに分け最適化を行うため、通常最適化手法に比べると比較的計算コストが大きくなりやすい。そこで、提案手法では単目的最適化問題においては、 μ GA を最適化アルゴリズムとして用いる。 μ GA は通常の GA に比べて個体数が遥かに少ないため、最適化過程における個体の適応度算出回数の削減効果があると考えられる。

実際の電磁機器の機器形状設計においては多目的最適化が要求されることが多い。そこで、本手法も多目的形状設計問題へ応用することを検討する。大域的探索では、多目的最適化問題においては多目的 GA を使用する。探索アルゴリズムは SPEA2 を使用する。また、単目的最適化においても多目的最適化においても、高い空間周波数成分を除去するために前章で述べたフィルタリング技術を On-Off 法にて使用している。

(b) 局所探索手法

大域的探索により得られた解に対してレベルセット法を適用する。多目的最適化問題においては、On-Off 法によりパレート解群が得られている。局所探索過程では、この得られたパレート解全てにレベルセット法を適用する。

局所探索手法には、レベルセット法以外にも様々な手法があるが、提案手法ではレベルセット法の形状スムーズ効果により、より実用的な機器形状を得ることを目的としてレベルセット法を用いる。レベルセット法により形状境界がスムーズ化された例を図 3.13 にまとめる。磁性体形状が徐々に滑らかに強制されていることが分かる。この効果により、On-Off 法により得られた解が凹凸状の形状境界を有していても、レベルセット法によりスムーズな形状へと修正されることが期待できる。

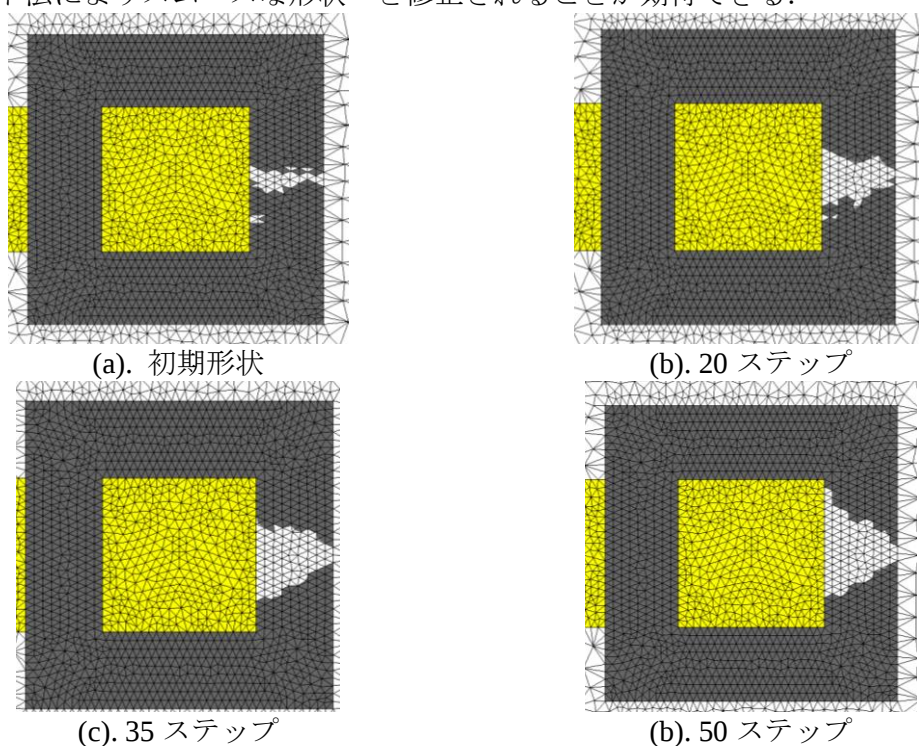


図 3.27 レベルセット法による形状スムーズ効果

3.3.3 テストモデルでの性能テスト

(a-1) 磁気ヘッド最適化問題

図 3.28 に示すようなテストモデルの形状最適化問題へ適用する．最適化の目的は点 (90, 40) における磁束密度の y 方向成分の最大化であり，最小化する目的関数 F_T を次式で定める．

$$F_T = \frac{1}{B_y^2} \quad (3.26)$$

ここで， B_y は点 (90, 40) における磁束密度の y 方向成分である．最適化対象となるのはデザイン領域中の磁性体形状である．磁性体透磁率は 1000 とした．表 3.9 に最適化パラメータをまとめる．

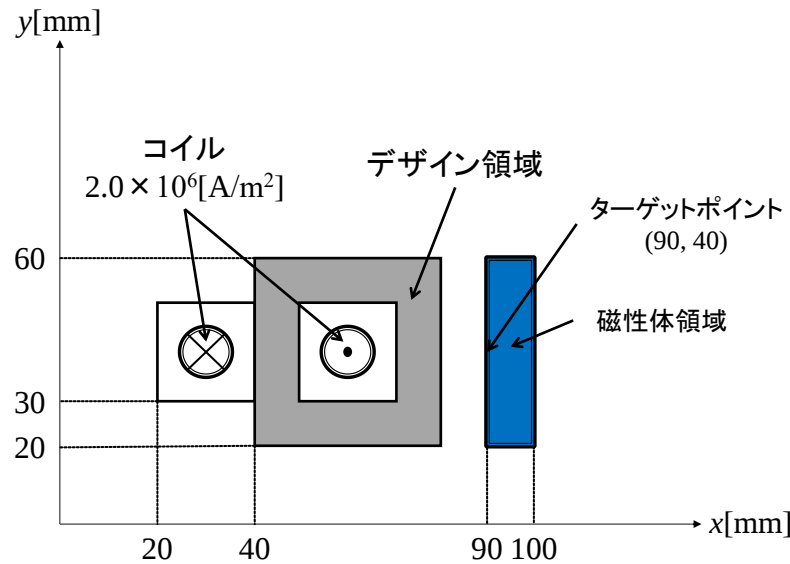


図 3.28 テストモデル

表 3.9 最適化パラメータ

デザイン領域中の要素数	2,164
解析領域中の要素数	7,434
大域的探索の世代数	200
局所探索の最適化反復回数	100

(a-2) 磁気ヘッド最適化結果

提案手法をテストモデルへと適用し得られた結果をまとめる．図 3.29 に On-Off 法，提案手法を用いて得られた最適化形状，目的関数値，磁束線分布をまとめる．On-Off 法により得られた解へレベルセット法を適用することで，より形状が滑らかになり製造しやすい形状が得られていることが分かる．また，目的関数値の値も提案手法の方がより適合度の高い解を得ることに成功している．レベルセット法では解探索手法に勾配法を用いているため，On-Off 法で得られた解に最も近い局所解へと，レベルセッ

ト法により解が収束したと考えられる。

提案手法により得られた最適化形状は、磁性体の形状が対象点の近傍で尖った形状をしている。これにより、漏れ磁束が増加され、対象点での磁束密度を高めていることが分かる。これは、青色で示された磁性体領域を通る磁束線が提案手法ではより増加していることから確認できる。

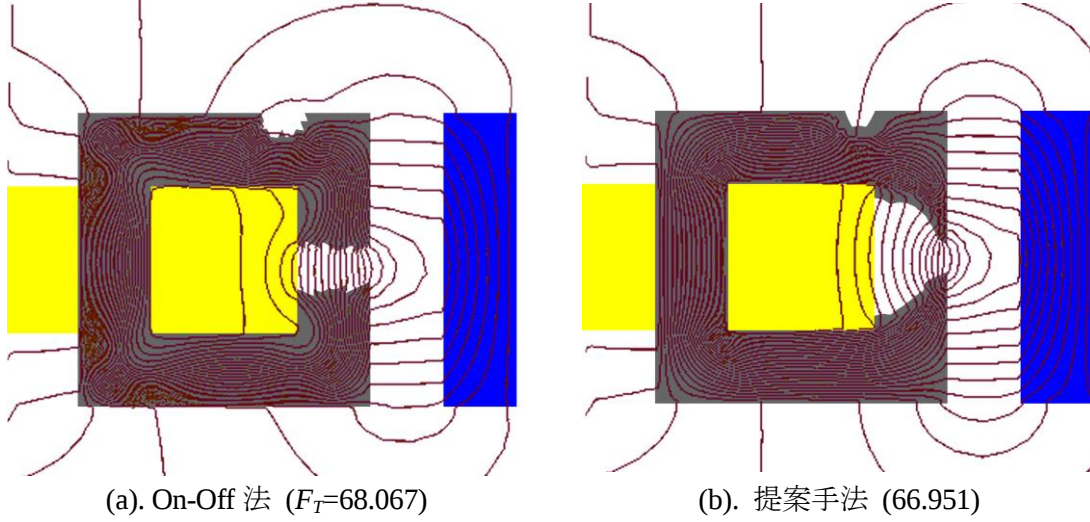


図 3.29 最適化形状と磁束線分布

(b-1) 磁気シールド最適化問題

提案手法を図 3.30 に示すような磁気シールド問題へ適用する。解析領域は y 軸を対象としており、モデルの対称性から解析は 1/4 領域のみで行う。磁性体は比透磁率 200 の線形材質とする。最適化パラメータを表 3.10 にまとめる。表 3.10 において局所探索の最適化反復が前述のテストモデルと異なる値を用いていることが分かる。これは、磁気シールドモデルの場合、テストモデルよりもレベルセット法の収束までの最適化反復が多くなる傾向が確認できているためであり、あらかじめ最適化を試験的に実行し、十分に収束したとみなせる値を設定している。

最適化の目的は、対象領域中の磁束密度の大きさの平均最小化、磁性体面積の最小化である。最小化する目的関数を次式で定める。

$$F_M = Wf_1 + f_2 \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{|\mathbf{B}|_{\text{average}}}{10^{-5}} \\ f_2 &= \frac{S}{S_{\text{design}}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

ここで、 $|\mathbf{B}|_{\text{average}}$ は対象領域中の磁束密度の大きさの平均、 S は磁性体面積、 S_{design} はデザイン領域の面積、 W は重みである。

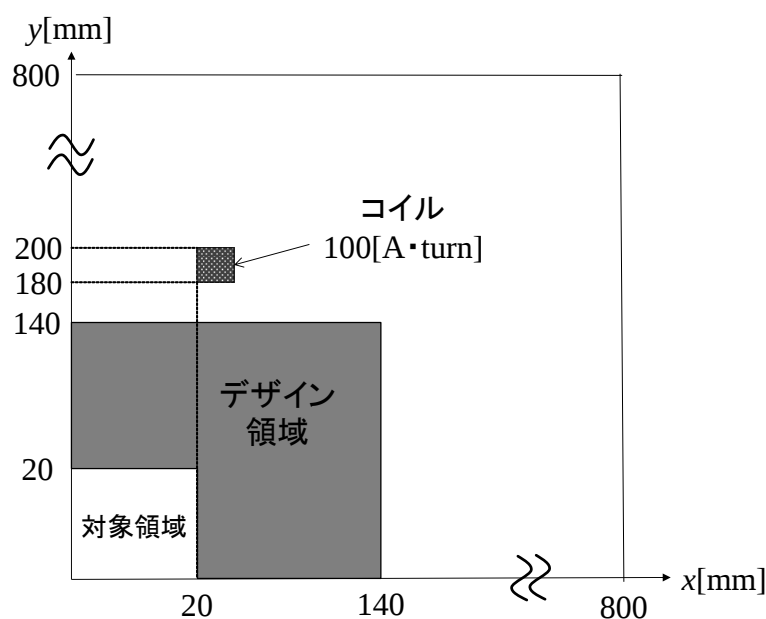


図 3.30 磁気シールドモデル

表 3.10 最適化パラメータ

デザイン領域中の要素数	2,488
解析領域中の要素数	5,052
大域的探索の世代数	200
局所探索の最適化反復回数	200
重み : W	0.8

(b-2) 磁気シールド最適化結果

磁気シールド問題の最適化結果を報告する。大域的・局所探索により得られた最適化形状を図 3.31 にまとめる。図 3.31 を見てわかるとおり、On-Off 法により得られた解にレベルセット法を適用することで、テストモデルのときと同様に、境界が滑らかになり、より製造しやすい形状が得られていることが分かる。次に、目的関数値についても同様に表 3.11 にまとめる。レベルセット法により解が改善されていることが分かる。提案手法により得られた解は磁性体面積が On-Off 法で得られた解よりも増加していることが分かる。レベルセット法では、空気領域と磁性体領域の境界を滑らかにつなぐために、物体境界において通常よりも透磁率が低い値となっている。そのため、レベルセット法を適用したときに、この効果を埋めるために少し磁性体面積が増加したと考えられる。On-Off 法、提案手法により得られた形状はどちらも、外殻において外側に膨らんだ形状ができています。これにより、磁束線を外へと逃がしている効果が確認できる。

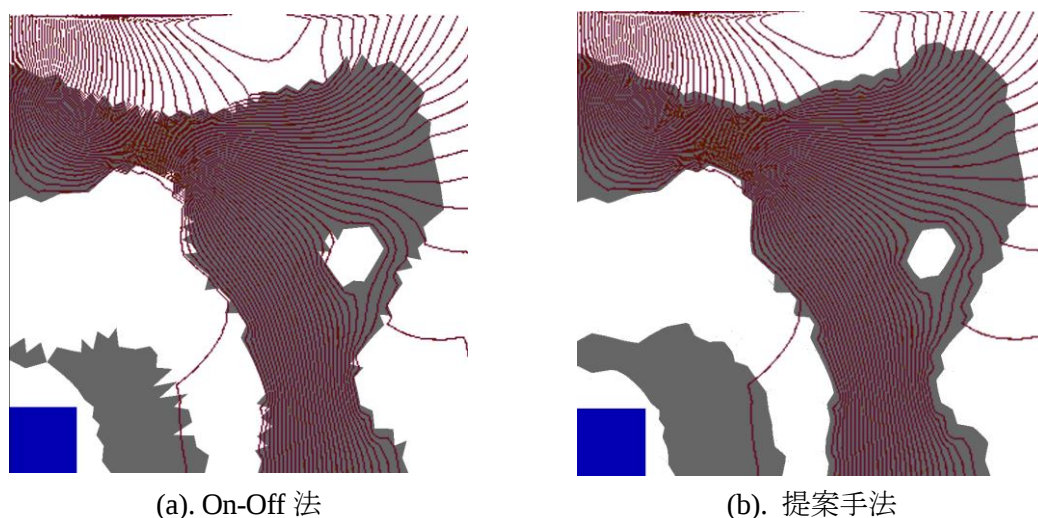


図 3.31 最適化形状

表 3.11 最適化結果

	On-Off 法	提案手法
f_1	0.0449	0.0393
f_2	0.00999	0.0101
F_M	0.161	0.158

(b-3) 重みによる影響の考察

(3.25)式で示される目的関数において、重み W_M の値を変化させたときの影響を考察する。異なる値を用いたときの解の分布を図 3.32 に示す。どの解においても、 f_1 の値が大きく改善されていることが分かる。しかし、On-Off 法で得られた解が十分に f_1 の値が小さい場合には、レベルセット法による改善効果は少ないことが分かる。このことから、磁気シールド問題においては、レベルセット法は対象領域中の磁束密度を減少させる効果は大きい、体積を減らす効果は比較的すくないことが分かる。

$W_M=0.2, 0.4$ のときの最適化形状を図 3.33, 図 3.34 に示す。図 3.33 は非常に薄い形状をしており、磁束線をしっかりとシールドするために、レベルセット法を適用することで、少し厚くなっていることが分かる。 $W_M=0.2$ のときの解が最もレベルセット法による改善度合いが大きく、少しの磁性体体積の増加量で、大幅な磁束密度量の減少に成功している。図 3.34 に示す解では、外殻から外方向へと延びる枝が形成されていることが分かる。これは、磁束を外殻から外へと逃がす役割を果たしており、このことは磁束線の流れから確認することができる。

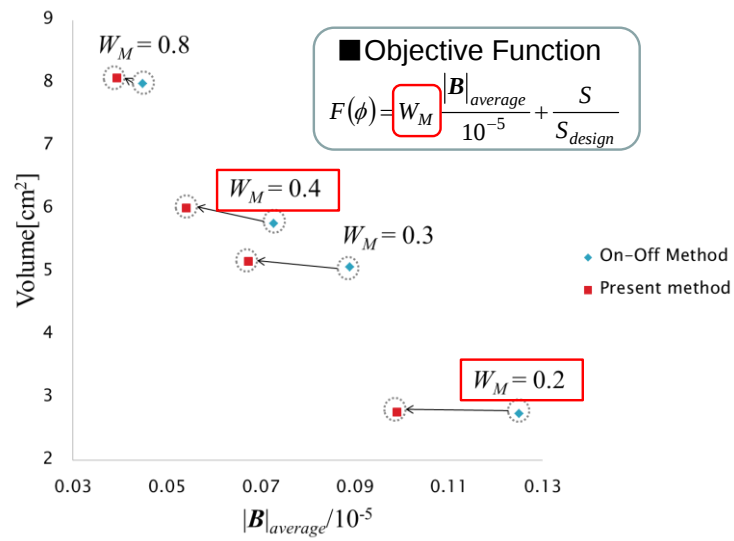
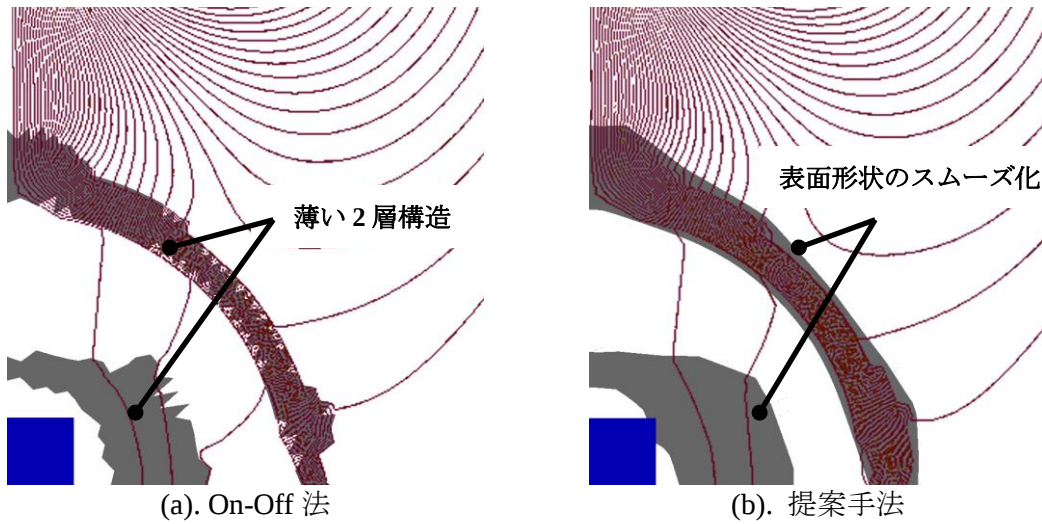
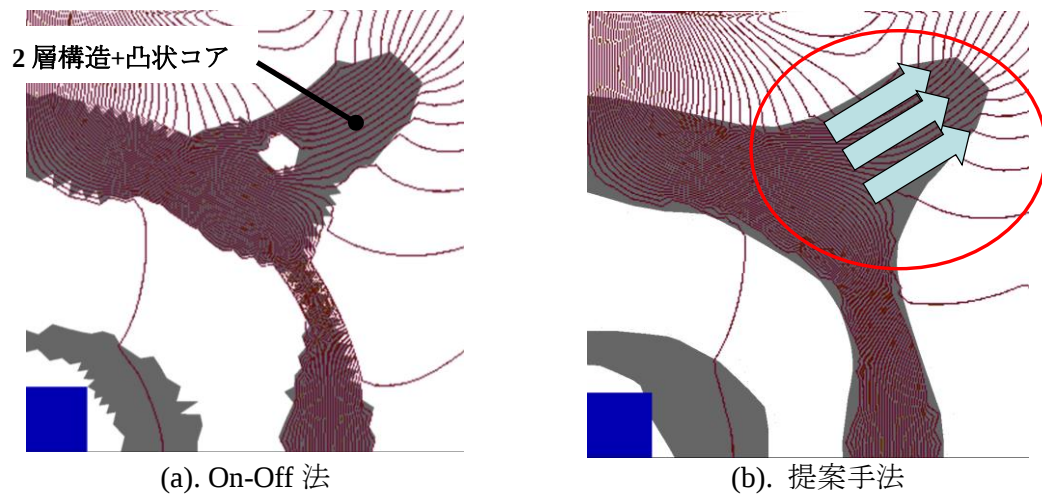


図 3.32 重みの影響

図 3.33 最適化形状 ($W_M=0.2$)図 3.34 最適化形状 ($W_M=0.4$)

3.3.4 回転機の単目的最適化問題への適用

(a) IPM モータの形状最適化問題

提案手法を IPM モータの多目的形状設計問題へと適用する．最適化モデルは図 3.5(a) に示したモデルを使用する．最適化の目的はトルク平均の最大化とリップルの最小化であり目的関数を次式で定義する．

$$\begin{aligned} F_1 &= -T_{avg} \\ F_2 &= T_{rip} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (T_{avg} - T_i)^2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

本問題では，トルクリップルを各回転角におけるトルクの分散により算出している．解析領域は 1/4 領域であり，解析条件・設計仕様は単目的問題と同様のものを用いる．ロータ・ステータコアには S45C を用いる．最適化パラメータを表 3.12 にまとめる．

表 3.12 最適化パラメータ

デザイン領域の要素数	1,412
解析領域の要素数	5,298
大域的探索の世代数	100
局所探索の最適化反復数	100

(b) IPM モータの最適化結果

提案手法を IPM モータの形状最適化問題へ適用した結果を報告する．On-Off 法，提案手法により得られた最適化形状を図 3.35 にまとめる．テストモデル，磁気シールド問題と同様に，On-Off 法により得られた解にレベルセット法を適用することで，形状境界がスムーズになり，より製造しやすい解が得られていることが分かる．それぞれの場合におけるトルク平均，トルクリップル，目的関数値を表 3.13 に，トルク波形の比較を図 3.36 にまとめる．レベルセット法によりトルク平均，リップル共に改善され，より適応度の高い解が得られている．これは，トルク波形を見ると確認できる．

提案手法で得られた形状は永久磁石上部のフラックスバリア形状がレベルセット法により埋められている．On-Off 法により得られた解では永久磁石の上部に形成されたフラックスバリアにより，磁束がロータ表面上へと流れることを妨害し，ロータ表面上の磁束密度を軽減する働きをしていることが分かる．これは，トルクの低下につながるため，レベルセット法では，この効果を打ち消すためにフラックスバリアを埋めたと考えられる．実際に提案手法で得られた解は，永久磁石の中央部から出る磁束が，On-Off 法により得られた解よりもロータ表面上に流れやすくなっていることが分かる．

どちらの解においても，永久磁石の両端にロータの表面に延びるようにフラックスバリアが形成されている．これは永久磁石から出る磁束がロータ側面から漏れるのを防ぎ，ロータ表面までの流れを作る役割を果たしていると考えられる．この効果は，図 3.35 に示す磁束線の流れからも確認できる．

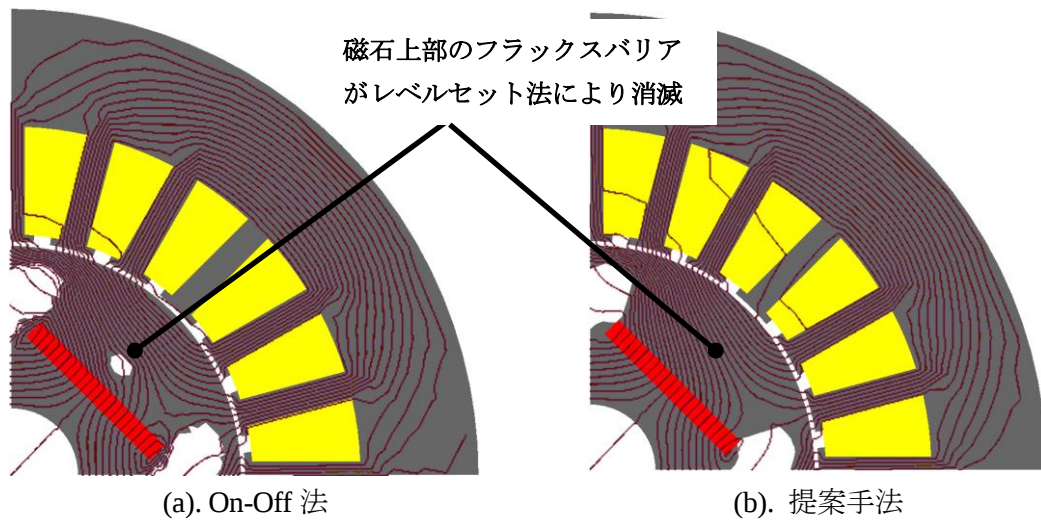


図 3.35 最適化形状

表 3.13 最適化結果

	On-Off 法	提案手法
トルク平均 [Nm]	4.239	5.113
トルクリップル	0.154	0.0858
目的関数	-0.0954	-0.401

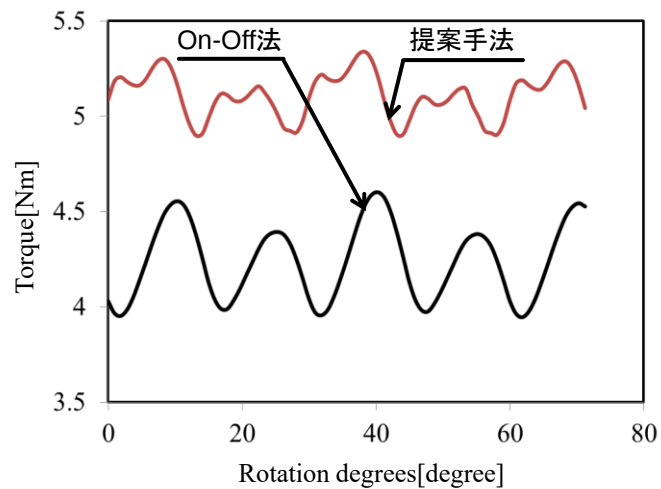


図 3.36 トルク波形

(c) 重みによる影響の考察

提案手法における目的関数の重みの変化による影響の考察を、IPM モータの形状最適化問題に関して行う。形状最適化においては、目的関数の重みが最適化結果に大きく影響することが知られている。重み W_f を変化させたときの解への影響を図 3.37 に示す。また、 $W_f=0.3, 1.0$ のときの、On-Off 法、提案手法により得られた最適化形状を図 3.38、図 3.39 にまとめる。

図 3.37 から、 $W_f=0.6$ のときに、レベルセット法による改善が特に顕著であることが

分かる．トルク平均・リップル共に大幅に改善されており，勾配法による適合度の改善度合いがその他の解に比べて大きい．On-Off 法により得られた解分布は，パレート分布に近い解境界を描いている．一方でレベルセット法適用後に得られる解分布はパレート分布とはいいいにくい解分布となっている．これは，レベルセット法では勾配法により解探索を行うため，適用対象の解から最も近い局所解へと解が収束する．適用対象解が，どの解空間に存在するかは不定であるため，レベルセット法による適応度の改善度合いは解によって大きく異なることが原因であると考えられる．

図 3.38, 図 3.39 のどの形状においても，永久磁石の両端にフラックスバリアが形成されていることが分かる．3 つの中で， $W_I=1.0$ のときの解が最もトルク平均が高く， $W_I=0.5$ のときの解が最もトルクリップルが低い．この差は，図 3.39(b)における永久磁石上部のフラックスバリア形状からおこるものと考えられる．永久磁石上部にフラックスバリアが形成されることで，磁性体領域中でリラクタンスの差が発生する．このことから，トルクが高くなる効果が期待できる．一方でリラクタンスの差が大きくなることでトルクに振動が起きやすくなるため，結果として図 3.39(b)の解は，図 3.38(b)の解よりも平均トルク・トルクリップル共に高い数値となっていると考えられる．

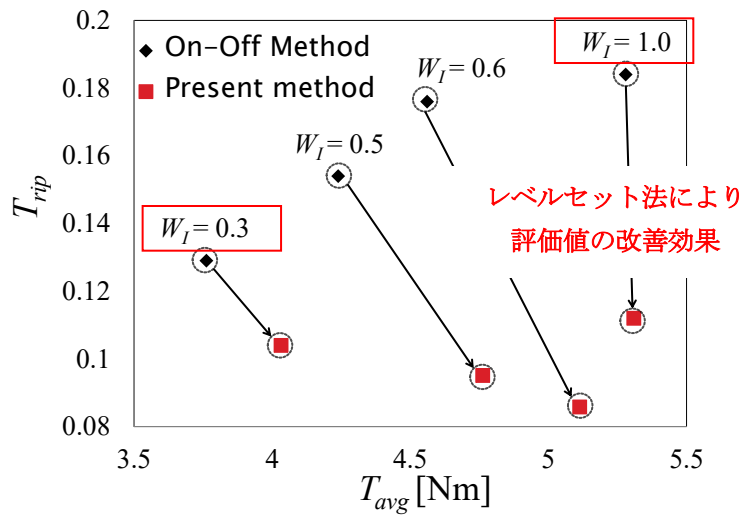
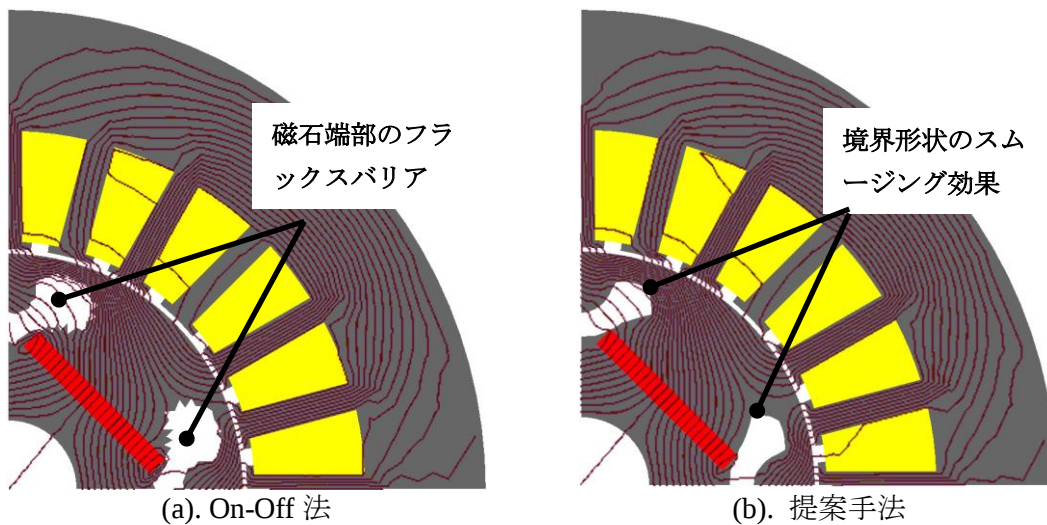
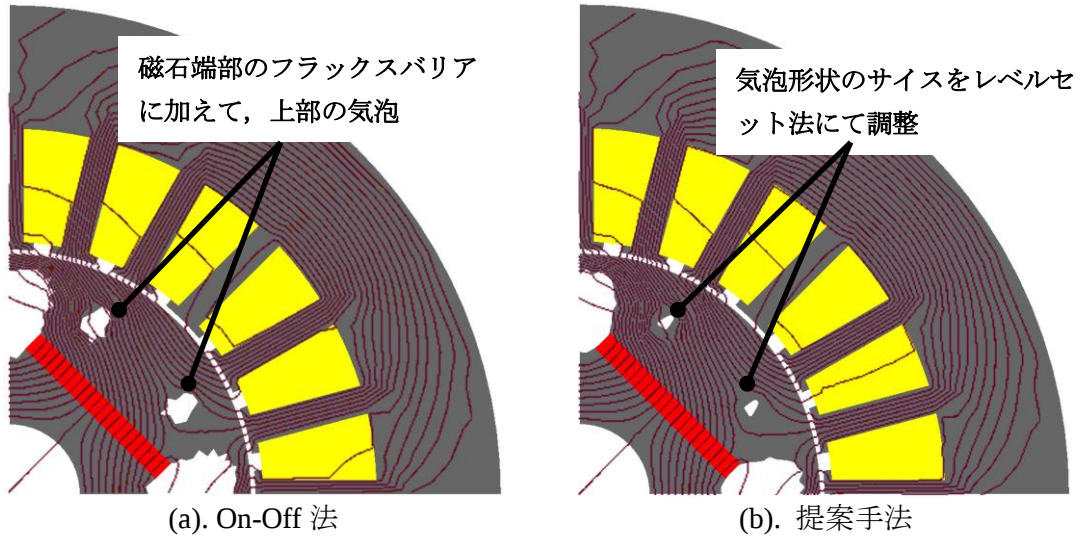


図 3.37 重みの影響

図 3.38 最適化形状($W_I=0.3$)

図 3.39 最適化形状($W_f=1.0$)

3.3.5 回転機の多目的最適化問題への適用

(a-1). IPM モータ形状最適化問題

提案手法を IPM モータの多目的形状設計問題へと適用する．最適化モデルは単目的問題と同様のモデルを用いる(図 3.5, 図 3.6, 表 3.3 参照)．最適化の目的はトルク平均の最大化とリップルの最小化であり目的関数を次式で定義する．

$$F_1 = -T_{avg}$$

$$F_2 = T_{rip} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (T_{avg} - T_i)^2 \quad (3.30)$$

本問題では、トルクリップルを各回転角におけるトルクの分散により算出している．解析領域は 1/4 領域であり、解析条件・設計仕様は単目的問題と同様のものを用いる．ロータ・ステータコアには S45C を用いる．最適化パラメータを表 3.14 にまとめる．

表 3.14 最適化パラメータ

デザイン領域の要素数	1,412
解析領域の要素数	5,298
大域的探索の世代数	100
局所探索の最適化反復数	100

(a-2). IPM モータ最適化結果

提案手法を IPM モータの多目的設計問題へと適用した結果を報告する．図 3.40 に On-Off 法, 提案手法により得られた解分布を示す．On-Off 法にレベルセット法を適用することで適応度が改善されていることが分かる．特に最適解 I においては、トルク平均・リップル共に大きく改善されていることが分かる．一方で、最適解 II では、ト

ルク平均は高められているが、リップルも少し増加していることが分かる。勾配法による解の更新方向は、適用後の解を確認するまでは不定なため、レベルセット法による適応度の改善は解によって大きく異なる。このことは、On-Off 法により得られた解分布はパレート曲線を描いているのに対して、提案手法により得られた解は描いていないことから分かる。

最適解 I, II の最適化形状と磁束線分布を図 3.41 にまとめる。単目的問題のときと同様に、On-Off により得られた解にレベルセット法を適用することでより製造しやすい形状が得られていることが分かる。特に最適解 II おいては、永久磁石上部に存在した気泡が消え、スムーズ化された形状が提案手法では得られている。

どの形状においても、永久磁石の両端にフラックスバリアが形成されている。これは、永久磁石から発生する磁束をロータの側面に漏れるのを防ぎ、表面上まで流れを強制する役割を果たしていると考えられる。これにより、ロータの表面上の磁束密度が高められるため、高いトルクが得られやすい。

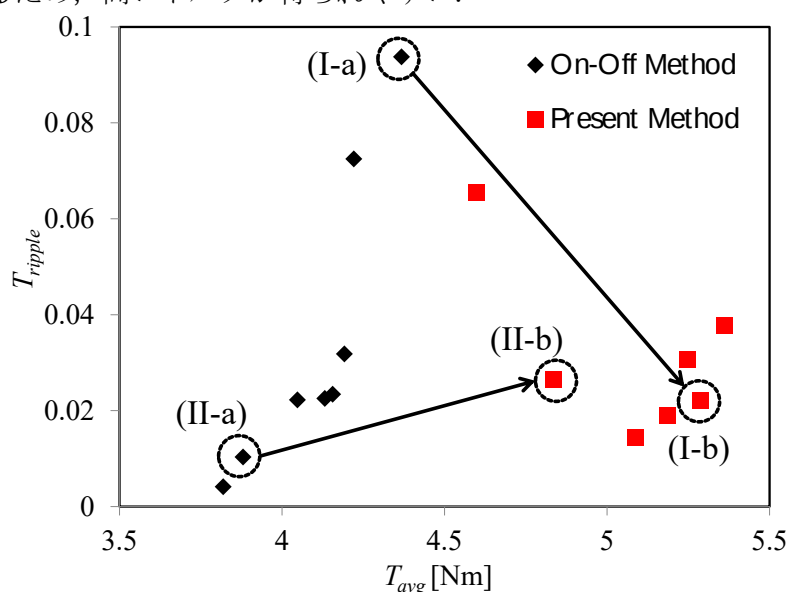


図 3.40 On-Off 法と提案手法の解分布

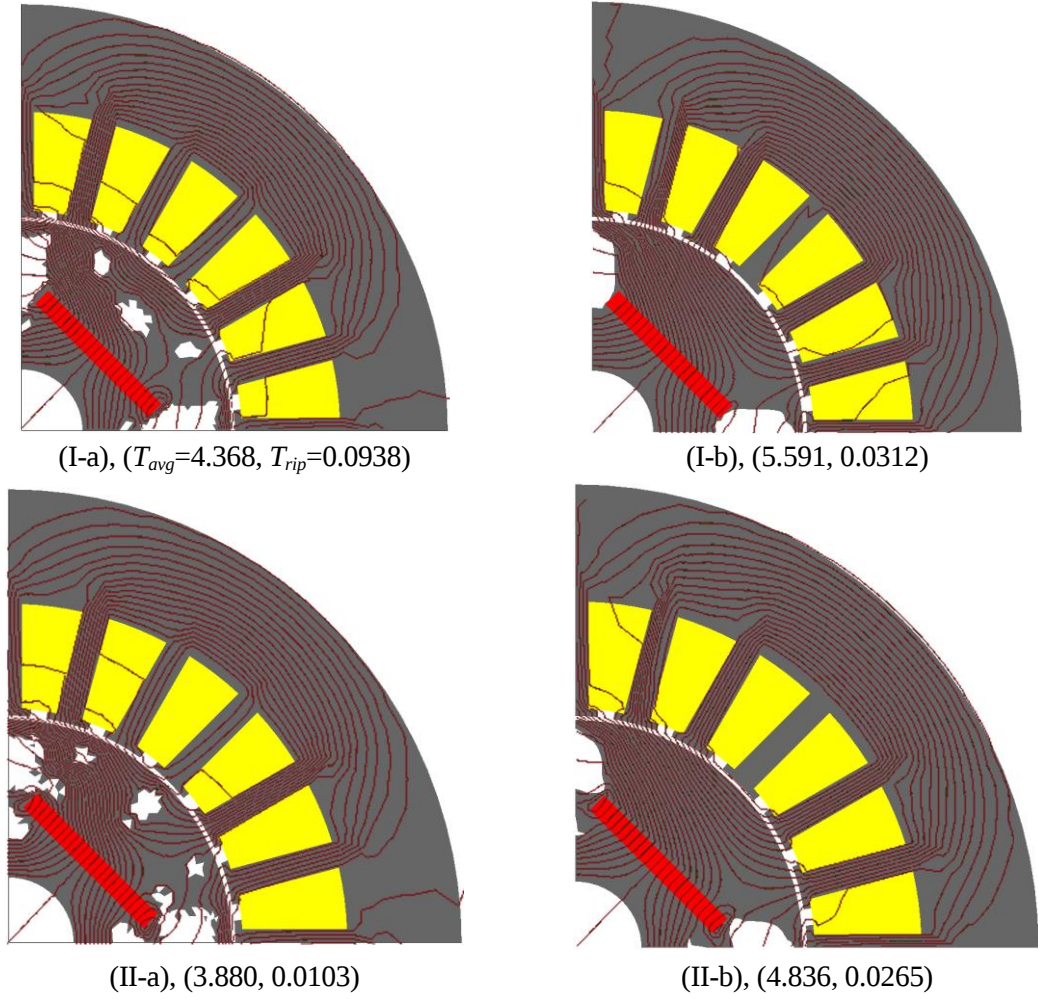


図 3.41 最適化形状と磁束線分布

(b-1). SyRM の形状最適化問題

提案手法を SyRM の多目的形状最適化問題へと適用する．最適化モデルを図 3.42(a) に示す．モデルのステータは電気学会 D モデルをベースとしている．最適化の目的はトルク平均の最大化とリップルの最小化の 2 つを目的としており，目的関数を次式で示す．

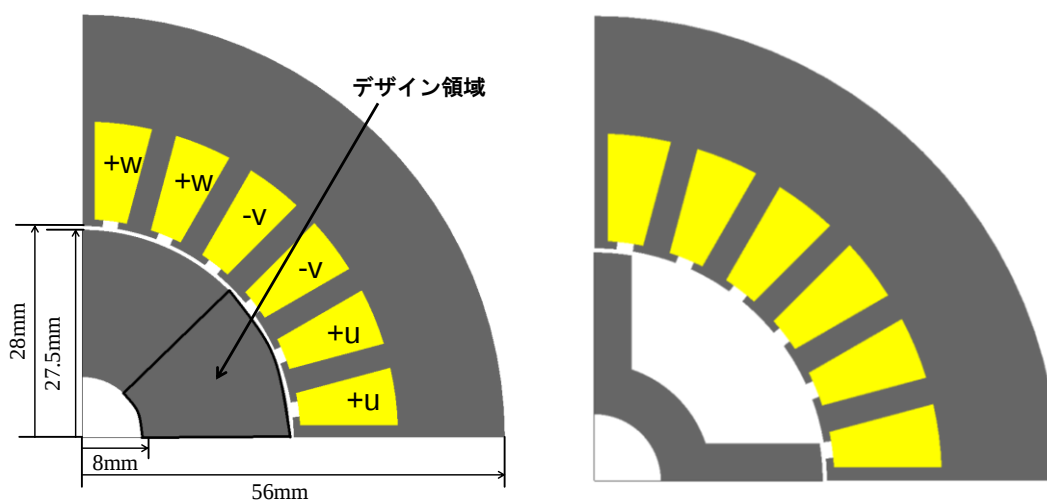
$$\begin{aligned}
 F_1 &= -T_{avg} \\
 F_2 &= T_{rip} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (T_{avg} - T_i)^2
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

本問題では，トルクリップルを各回転角におけるトルクの分散により算出している．これはトルクの振動を抑える目的があるため， $(T_{max}-T_{min})/T_{avg}$ で出す方法とほぼ同じ目的を果たしていると考えられる．解析領域は 1/4 領域であり，解析条件・設計仕様を表 3.15 にまとめる．ロータ・ステータコアには S45C を用いる(図 3.6 参照)．最適化パラメータ表 3.16 にまとめる．

SyRM は，IPM モータと異なり永久磁石を用いていない．そのため，比較的低コスト

トで製造可能である．また，構造が簡単であるため，扱いが容易であるといったメリットを持ち合わせている．しかし，高い磁化を持つ永久磁石がないため，IPM モータに比べて磁力が少なく高トルクを得にくいという問題点がある．

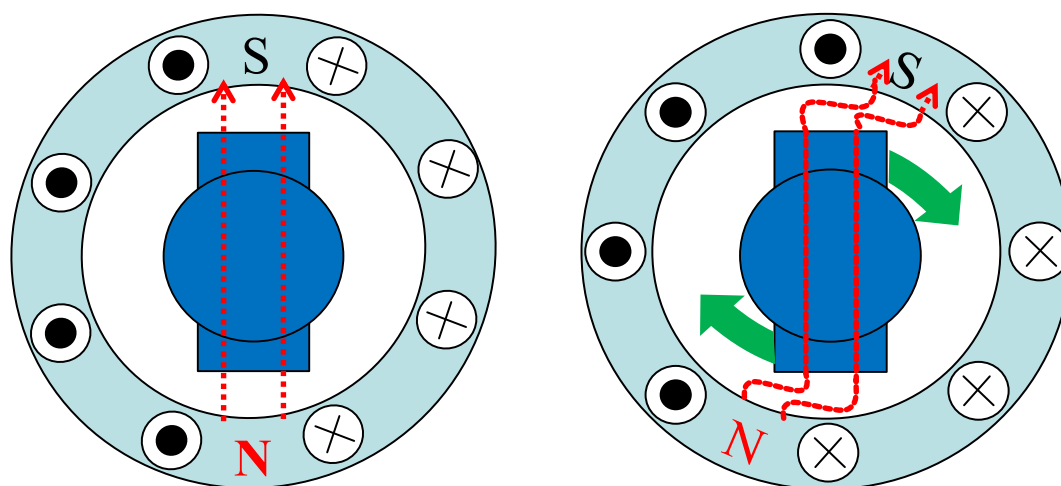
図 3.43 に SyRM の基本回転原理をまとめる．SyRM のロータ形状の例として図 3.42(b) のように突極を持った構造が上げられる．ステータから作られる回転磁界が図 3.43(a) の状態の場合，ロータ突極と回転磁界との関係から，磁気抵抗が最小の状態であることが分かる．一方で，図 3.43(b) では，回転磁界に対して突極がずれた位置にあるため，磁束が最短距離を通るために電磁力が働く．これにより，矢印の向きに回転トルクが発生するのが SyRM における基本回転原理である．このことから，IPM モータ同様に，SyRM においても，ロータ形状がトルク性能に大きく影響することが分かる．そこで，提案手法を用いて，定説なロータ形状の探索を試みる．



(a). 最適化モデル

(b). ロータ形状の例

図 3.42 同期リラクタンスモータ最適化問題



(a). 磁気抵抗が最小の状態

(b). トルク発生

図 3.43 リラクタンスモータ回転原理

表 3.15 解析条件とモータ設計仕様

回転速度 (rpm)	3,000
電流値 (A・Turn)	600
電流位相角 (degree)	20
ティースの幅 (mm)	3.3
コイルの長さ (mm)	25.9

表 3.16 最適化パラメータ

デザイン領域の要素数	1,412
解析領域の要素数	5,298
大域的探索の世代数	100
局所探索の最適化反復	100

(b-2). SyRM 最適化結果

提案手法を IPM モータの多目的形状設計問題へと適用した結果を報告する．多目的 GA により得られたパレートフロントと，そのそれぞれの解にレベルセット法を適用による解分布の推移を図 3.44 に示す．レベルセット法を適用することで，どの解においても解が改善されていることが分かる．特にトルクリップルの改善は非常に顕著であり，解 I-a はレベルセット法により大幅にリップルの軽減に成功している．一方で，トルク平均においてはリップルほどの改善は見られず，レベルセット法はリップルに対する効果が特に強いことが分かる．

次に解 I-a, I-b, II-a, II-b のそれぞれの最適化形状，磁束線分布，トルク数値を図 3.45 にまとめる．解 I はトルクに特化した解，解 II はリップルに特化した解である．解 I ではロータ表面上の磁性体領域間に亀裂が生じており，これにより SyRM の差が生まれることでトルク数値が高くなっていると考えられる．しかし，こういった形状は工学的に実現が難しいため，制約の導入等が必要であると考えられる．一方で解 II は前述のような亀裂は見られず，比較的ロータ表面上に均等に磁束線が流れている．これによりトルクリップル数値が低く抑えられていると考えられる．

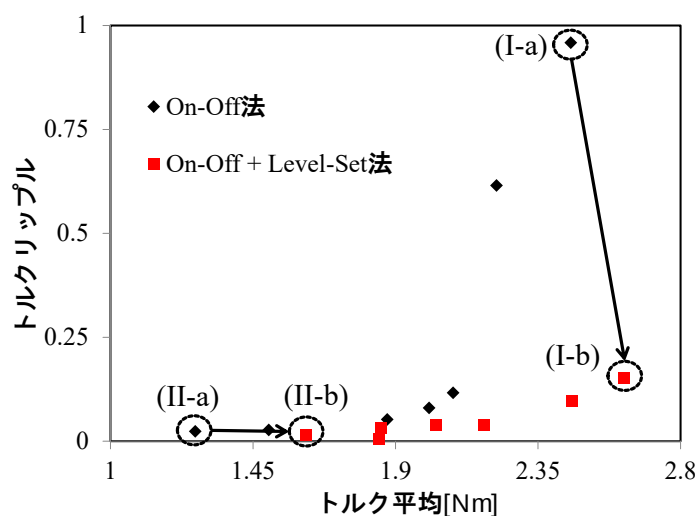


図 3.44 多目的解分布

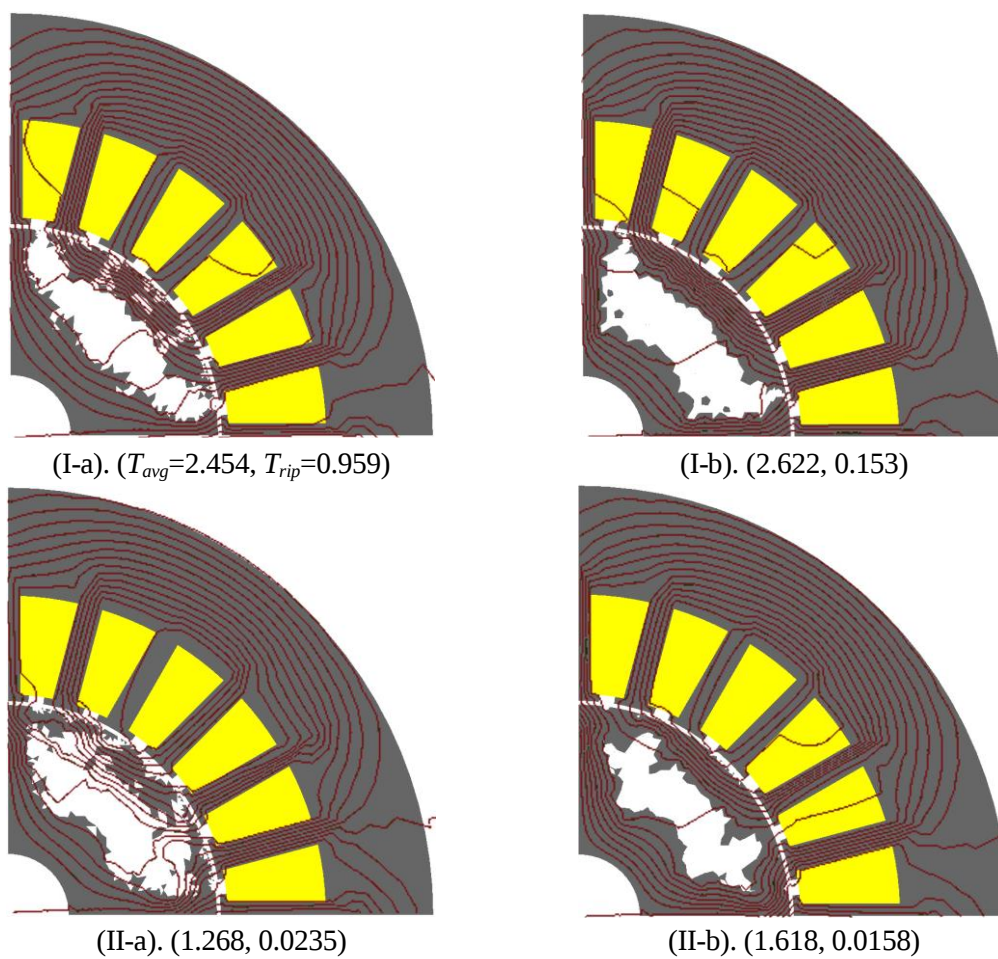


図 3.45 最適化形状と磁束線分布

第4章 磁性材料の劣化を考慮したトポロジー最適化

本章では、磁性材料の劣化を考慮した形状最適化手法について記述する。IPM モータ・SyRM 等の回転機に用いられる電磁鋼板は、打抜・レーザカット等の形状加工により磁気特性が劣化することが知られている。結果、解析/実機間で特性に差異が生じ所望の特性が得られない等の問題が生じる可能性がある。そこで、前述の劣化特性を磁気設計においても考慮に入れる必要がある。

本論文では、上述の現象を考慮した最適化手法を異なる2つのアプローチで開発する。1つ目のアプローチは磁性特性の変化に鈍感な設計解獲得を目的としたロバスト最適化手法を開発する[38-45]。磁気劣化は様々な要因により誘発されるため、劣化度合が予測困難な場合が多々あるため、設計解には磁気特性の変化に対してロバスト性を有することが望ましい。そこで、本研究では磁性劣化が発生しても、特性が変化しにくい解を獲得可能な形状最適化手法を提案する。

2つ目のアプローチは打抜加工により発生する局所的な磁気劣化を考慮可能な形状最適化手法を開発する[46-49]。打抜加工は電磁鋼板の形状加工に広く利用されている加工方法であるが、加工部周辺で局所的な磁気劣化が発生することが知られている。そこで、本研究では前述の劣化特性を最適化過程で考慮することで、局所磁気劣化が発生しても要求特性を満たすことが可能な形状最適化手法を開発する。

本論文の4.1節については文献[36]にて既に報告済であるが、劣化を考慮した形状最適化手法開発において、ロバスト性を考慮した手法、局所劣化を考慮した手法共に重要な知見であることから、本論文においても再稿する。

4.1 磁気特性の不確定性を考慮したロバスト最適化

近年、信頼性・安定性を考慮した機器設計が強く要求されており、電磁機器の形状設計シミュレーションにおいても不確定要素を考慮した設計が求められている。このように、機器設計における不確定性を考慮しながら最適化を行うことができる最適化手法をロバスト最適化と呼ぶ。著者らは機器構造における製造誤差・経年劣化に着目し、最適化過程において設計パラメータにノイズを与えることで前述の要求を実現している[38-39]。この論文で提案された手法により得られた解は、機器構造に誤差が生じても、従来の設計シミュレーションで得られた解よりも、安定した性能を発揮できることが示されている。先行研究ではデザイン構造の誤差に対するロバスト性に着目したものが多く[38-39]、様々な手法、アイデアによりロバスト最適化による機器形状設計を行っている。

機器構造以外にも不確定性が存在する要素はいくつかあるが、本研究では磁性材質における磁気特性の不確定性に着目する(図4.1参照)。磁気特性はB-Hカーブにより表現することができ、このB-Hカーブは製造過程における加工操作や、経年劣化によ

り大幅に変化する可能性があることが知られている[40-43]. 特に **Punching** と呼ばれる, 磁性体に穴をあける作業においては, 加工部周辺で大幅な磁気特性劣化が発生することが実験から報告されており, 機器性能に大きな影響を与えることが知られている[41].

しかし, 先行研究では磁気特性の不確定性を考慮した設計シミュレーションの開発例がほとんどなく, さらなる電磁機器設計シミュレーションの発展のためにも新たな最適化手法の開発が必要である. 本研究では, 磁気特性をいくつかのパラメータを用いて関数により表現し, 最適化過程でパラメータにノイズを与えることで信頼設計シミュレーションを実現することを考える[44-45].

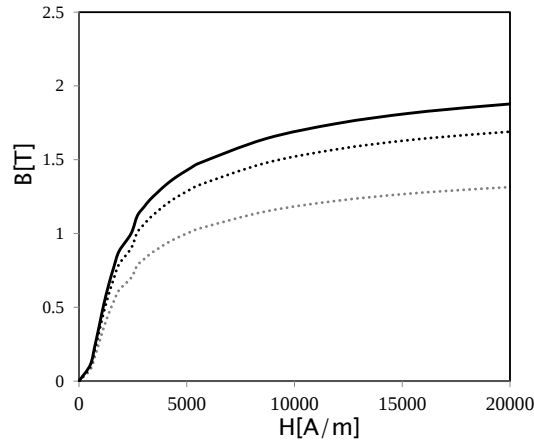


図 4.1 磁気特性劣化イメージ

4.1.1 磁気特性の関数表現

(a) 磁気特性の表現関数

本項では, 磁気特性を表現する新たな関数を提案する[44]. 本研究では, 次式により磁気特性を表現する.

$$B = k_1(1 - e^{-k_2 H}) + \mu_0 H$$

$$\nu(H) = \frac{H}{B} = \frac{H}{k_1(1 - e^{-k_2 H}) + \mu_0 H} \quad (4.1)$$

ここで, H は磁界の大きさ, k_1 , k_2 は磁気特性パラメータである. 通常は磁気特性を関数で表現するとき, B を変数として磁気抵抗を算出する場合が多いが, (4.1)式では H を変数とした関数により磁気抵抗率を表現している. (4.1)式で磁気抵抗率を表現したとき, H を無限大まで増加させると次式で極限が表現できる.

$$\begin{aligned}
 \lim_{H \rightarrow \infty} \nu(H) &= \lim_{H \rightarrow \infty} \frac{H}{k_1(1 - e^{-k_2 H}) + \mu_0 H} \\
 &= \lim_{H \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{k_1}{H}(1 - e^{-k_2 H}) + \mu_0} \\
 &\cong \frac{1}{\mu_0}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

(4.1)式から、磁気抵抗率の上限値は空気磁気抵抗率であることが分かる。上式($k_1=2.2$, $k_2=1/4000$)を用いて B - H , B - ν 特性を描いたものを図 4.2 にまとめる。また、 H を非常に大きな値まで増加させたときの H - ν カーブを図 4.3 に示す。磁気抵抗率は最終的に ν_0 に収束している様子が確認できる。Brauer モデルと同様に磁気特性の劣化を表現するために、磁気特性パラメータにノイズ δ_i を与える。具体的には次式によりノイズを与える。

$$k_i' = (1 - \delta_i)k_i \tag{4.3}$$

ここで、 δ_i は、磁気特性に対するノイズパラメータである。図 4.4 に、 δ_i を変化させたときの磁気特性を示す。図 4.4 から、ノイズパラメータを調整することで様々な B - H カーブを描くことが可能であることが分かる。

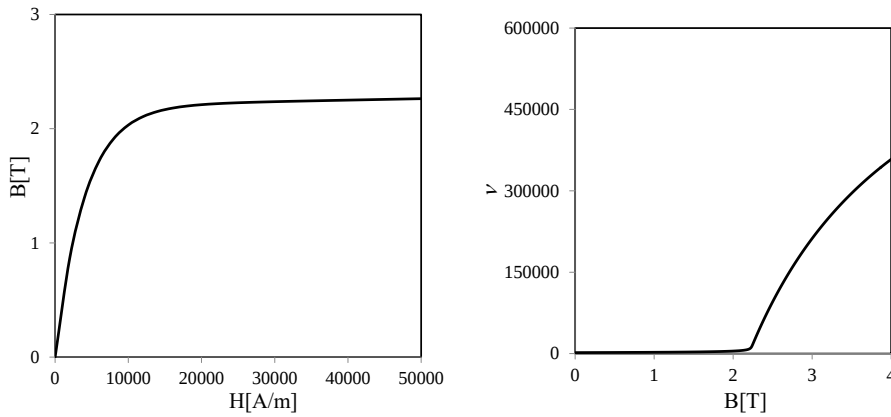


図 4.2 提案関数による B - H , B - ν 特性

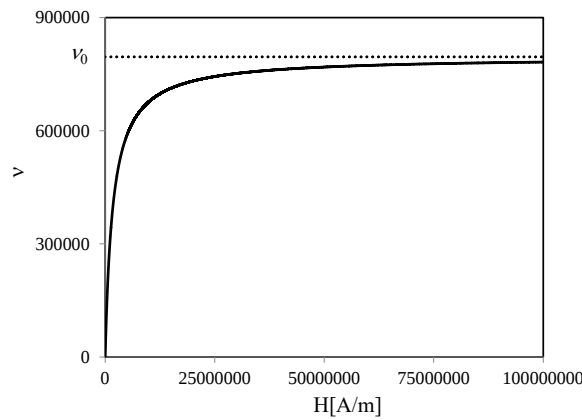


図 4.3 磁気抵抗率の収束値

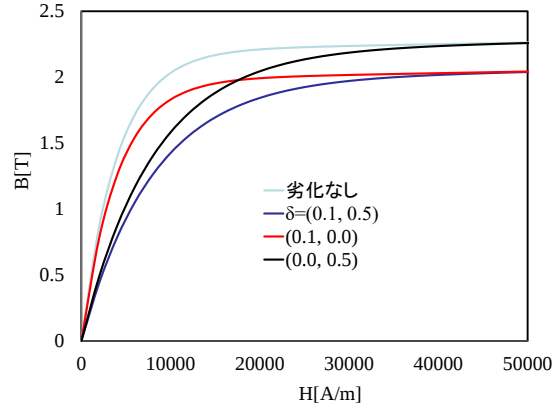


図 4.4 磁気特性の劣化度合い

(b) 提案関数での非線形電磁界解析

非線形磁気特性を提案関数により表現するために、非線形材質を考慮した有限要素法の定式化を再考する必要がある。有限要素法の場合、次式で示される連立方程式を解く必要がある。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial G_1}{\partial A_1} & \cdot & \cdot & \cdot & \frac{\partial G_1}{\partial A_n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{\partial G_k}{\partial A_m} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{\partial G_n}{\partial A_1} & \cdot & \cdot & \cdot & \frac{\partial G_n}{\partial A_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \cdot \\ \delta A_m \\ \cdot \\ \delta A_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1 \\ \cdot \\ -G_m \\ \cdot \\ -G_n \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

ここで、 $m(m=0, 1, \dots, n)$, $k(k=0, 1, \dots, n)$ は節点番号を示すインデックスである。また、 G は次式で定義される。

$$G = KA - b \quad (4.5)$$

通常、非線形有限要素解析では、ガウスの数値積分を用いると(4.5)式の左辺の行列は次式のように展開される。

$$\frac{\partial G_k}{\partial A_m} = \sum_e \sum_{n\xi} \sum_{n\eta} \sum_{n\zeta} w_{n\xi} w_{n\eta} w_{n\zeta} |J| \cdot \left[\frac{\partial \nu}{\partial A_m} \sum_i \{ \nabla N_k \cdot \nabla N_i \} A_i + \nu \{ \nabla N_k \cdot \nabla N_m \} \right] \quad (4.6)$$

ここで、 w はガウス数値積分における重み、 $|J|$ はヤコビアンである。また、 i は要素節点のインデックスである。(4.6)式における $\partial \nu / \partial A_m$ は、直接求めることが困難であるため、通常は微分の連鎖則を用いて次式により算出される[44]。

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \nu}{\partial A_m} &= \frac{\partial \nu}{\partial |\mathbf{B}|^2} \cdot \frac{\partial |\mathbf{B}|^2}{\partial A_m} \\
 &= 2 \frac{\partial \nu}{\partial |\mathbf{B}|^2} \left(B_x \frac{\partial B_x}{\partial A_m} + B_y \frac{\partial B_y}{\partial A_m} \right) \\
 &= 2 \frac{\partial \nu}{\partial |\mathbf{B}|^2} \cdot \sum_i \{ \nabla N_i \cdot \nabla N_m \} A_i
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

(4.7)式において、 ν は $|\mathbf{B}|^2$ の関数であると仮定されている。しかし、提案手法において ν は $\mathbf{H}$ のみで決定する関数であるため、(4.7)式の展開により $\partial \nu / \partial A_m$ を算出することはできない。そのため、提案手法においては次式のように展開する。

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \nu}{\partial A_m} &= \frac{\partial \nu}{\partial \mathbf{H}} \cdot \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{B}} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial A_m} \\
 &= \frac{\partial \nu}{\partial \mathbf{H}} \cdot \left(\frac{d\mathbf{B}}{d\mathbf{H}} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial A_m}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

ここで、右辺を分解すると次式のようにになる。

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \nu}{\partial \mathbf{H}} &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{H}} \left(\frac{1}{\frac{k_1}{\mathbf{H}} (1 - e^{-k_2 \mathbf{H}}) + \mu_0} \right) \\
 &= - \frac{-\frac{k_1}{\mathbf{H}^2} + \frac{k_1}{\mathbf{H}^2} e^{-k_2 \mathbf{H}} + \frac{k_1 k_2}{\mathbf{H}} e^{-k_2 \mathbf{H}}}{\left(\frac{k_1}{\mathbf{H}} (1 - e^{-k_2 \mathbf{H}}) + \mu_0 \right)^2}
 \end{aligned} \tag{4.9-a}$$

$$\frac{d\mathbf{B}}{d\mathbf{H}} = k_1 k_2 e^{-k_2 \mathbf{H}} + \mu_0 \tag{4.9-b}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial A_m} &= \frac{\partial}{\partial A_m} \left(\sqrt{B_x^2 + B_y^2} \right) \\
 &= \frac{B_x \frac{\partial B_x}{\partial A_m} + B_y \frac{\partial B_y}{\partial A_m}}{\sqrt{B_x^2 + B_y^2}}
 \end{aligned} \tag{4.9-c}$$

提案手法では、(4.9)式により非線形電磁界解析を算出する。

4.1.2 ロバスト最適化

機器構造や磁性材料の磁気特性など、電磁機器においては様々な不確定要素が存在

する．信頼性・安定設計への要求が高まる中，電磁機器においても前述のような不確定要素に強い機器設計が求められている．こういった不確定要素に対して，安定した機器性能を発揮できることをロバスト性とよび，ロバスト性を持つ解のことをロバスト解と呼ぶ[38-39]．本稿ではロバスト最適化の概要について説明する．

図 4.5 にロバスト解のイメージ図を示す．図 4.5 において x_2 における解は，近傍点 $x_{2+\Delta}$ での性能の変化が大きいことが分かる．一方で x_1 における解は近傍点 $x_{1+\Delta}$ での性能変化が比較的滑らかであり，安定した性能を持つ解であることが確認できる．ロバスト最適化では解 x_1 のような解を探索することが目的であり，このような解を探索するのに適した最適化アルゴリズムを本項にて記述する．

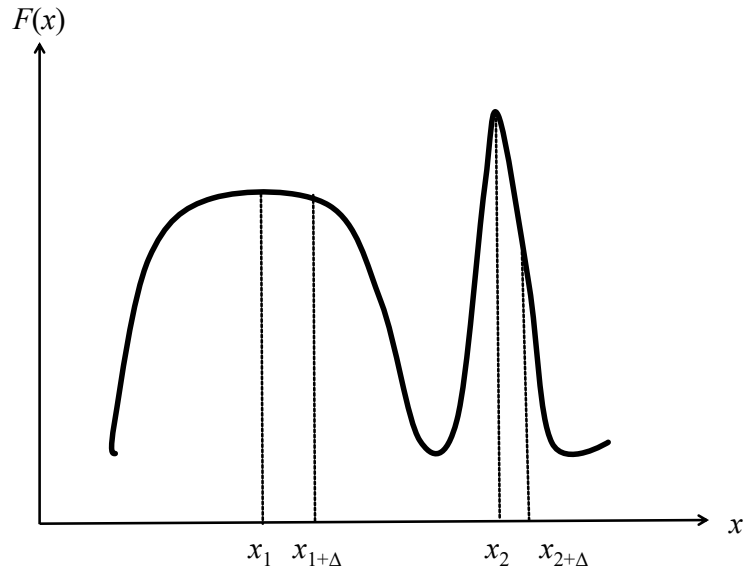


図 4.5 ロバスト解イメージ図

(a) ロバスト遺伝的アルゴリズム

本項で提案する手法は，GA を基本としたロバスト最適化手法である，ロバスト解探索型遺伝的アルゴリズム(RGA : Robust genetic algorithm)について記述する[38]．

RGA は基本的な構成は通常の GA に基づいており，計算量も通常の GA とほぼ同程度である．通常の GA ではエリート戦略を用いられることが多いが，このエリート戦略に少し改良を加え，ロバスト解探索に適応させたアルゴリズムを使用する．下記に RGA のエリート戦略アルゴリズムをまとめる．

- I. t 世代目において最も適応度の高い解 x_t をエリート解として保存する．
- II. $t+1$ 世代目において，エリート解候補 x'_{t+1} を探索する．
- III. t 世代にて保存された， x_t に外部ノイズを与え $x_{t+\Delta}$ を作成する． $x_{t+\Delta}$ と x'_{t+1} を比較し適応度が高い解をエリート解として保存する．
- IV. II-III の操作をすべてのエリート解候補に対して行う．
- V. 収束条件を満たすまで，II-IV の操作を繰り返す．

上記のアルゴリズムでエリート保存を行う．一度エリート保存された解は，ノイズを与えられた状態でエリート解候補と適応度を比較される．これにより，近傍点で大きく性能が変化する解は淘汰されることが期待できる．上記のエリート戦略を含めた，解探索アルゴリズムを図 4.6 にまとめる．

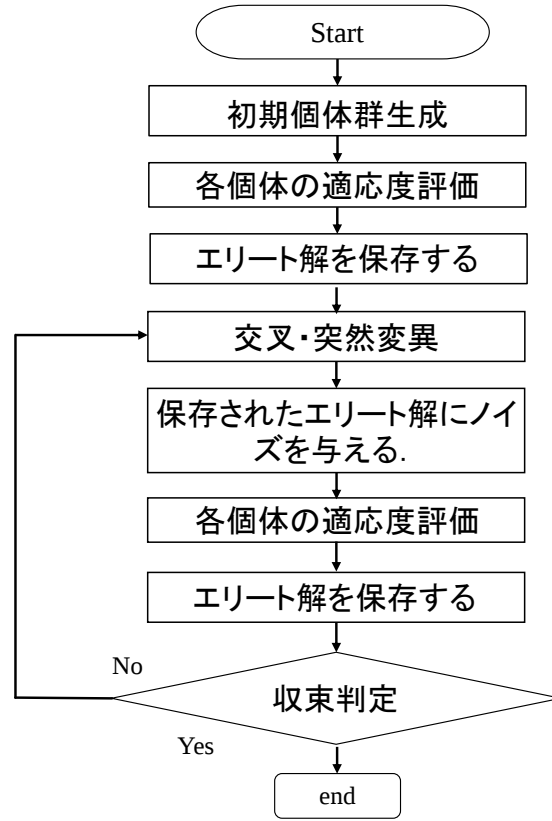


図 4.6 RGA の最適化手順

(b) 随伴変数法をベースとしたロバスト最適化アルゴリズム

本項では、随伴変数法による感度解析をベースとしたロバスト最適化手法(ROAV : Robust Optimization based on Adjoint Variable Method)について記述する[39]. 本手法においては、磁性材料に対する評価値の感度を次式にて算出する. 4.1.1 項で示した通り、提案関数は k_1, k_2 にパラメータから磁気特性を表現しており、これら 2 つのパラメータを変化させることで磁気特性を変化することができる. つまり、提案手法における目的関数の感度は次式にて算出される.

$$\frac{df}{dk_i} = \frac{\partial f}{\partial k_i} + \frac{\partial f}{\partial \mathbf{a}} \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial k_i} \quad (4.10)$$

上式において、 $\partial \mathbf{a} / \partial k_i$ 解析的に算出することは困難である. そこで、提案手法では次式にて目的関数を再定義する.

$$\hat{f} = f + \mathbf{z}^T (\mathbf{K} \mathbf{a} - \mathbf{b}) \quad (4.11)$$

上式で定義される $\hat{f}$ を (4.10) 式における f と置き換えると次式が得られる.

$$\frac{d\hat{f}}{dk_i} = \frac{\partial f}{\partial k_i} + \mathbf{z}^T \frac{\partial \mathbf{K}}{\partial k_i} \mathbf{a} + \left(\mathbf{z}^T \frac{d\mathbf{K}}{d\mathbf{a}} + \frac{\partial f}{\partial \mathbf{a}} \right) \frac{d\mathbf{a}}{dk_i} \quad (4.12)$$

$\mathbf{z}$ は任意に定義される随伴変数と呼ばれる. 提案手法では、(4.12) 式において $\mathbf{z}$ を次式で定義する.

$$K\mathbf{z} = -\frac{\partial f}{\partial \mathbf{a}}^T \quad (4.13)$$

(4.13)式から、(4.12)式は次式のように単純化される。

$$\frac{d\hat{f}}{dk_i} = \frac{\partial f}{\partial k_i} + \mathbf{z}^T \frac{\partial K}{\partial k_i} \mathbf{a} \quad (4.14)$$

ここで、提案手法では目的関数の磁気特性に変化に対する標準偏差を求めることで、ロバスト解を獲得する。目的関数の標準偏差は次式で算出される。

$$\sigma_f = \sum_i \left(\frac{df}{dk_i} \right)^2 \sigma_{k_i}^2 \quad (4.15)$$

(4.15)式で算出された標準偏差を用いて、評価値は次式で修正される。

$$f \rightarrow f \pm \alpha \sigma_f \quad (4.16)$$

ここで、(4.16)式における α は本論文では 0.40 としている。 α 数値は最適化における重みと等価であり、高いほどよりロバスト性を考慮した最適化を行うことができる。+ および-の符号は、それぞれ最小化/最大化問題に対応している。最適化問題で制約を考慮する場合には、制約関数に対して(4.15)式と同等の値を算出し、次式で制約値を修正すればよい。

$$G + \beta \sigma_G < 0 \quad (4.17)$$

上式において、制約を $G > 0$ と定義する場合には、 $G - \alpha \sigma_G > 0$ とすればよい。

(c) 数式モデルによる提案手法の特性テスト

(a), (b)で提案した最適化手法の性能を次式で示す数式モデルでテストする。

$$F(x) = C_1 \exp\left(-\frac{(x-x_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) + C_2 \exp\left(-\frac{(x-x_2)^2}{2\sigma_2^2}\right) \rightarrow \max. \quad (4.18)$$

$$\text{sub to } G(x) = x - x_2 < 0$$

上式において、各パラメータは $C_1=2.0$, $C_2=1.0$, $x_1=0.5$, $x_2=4.0$, $\sigma_1=0.1$, $\sigma_2=1.5$ とする。また、ノイズによる影響を見るため $G(x)$ で定義される制約を満たせない場合、ステップ関数を足すことで、 x_2 を超えるとステップ上に評価値が低下するように目的関数を $F' = F - u(G) \rightarrow \max.$ と再定義する。ここで、 $u(G)$ はステップ関数で、 $x \geq x_2$ となる条件で十分に大きいマイナス値が当てられる。RGA においては、 $[-0.3, 0.3]$ の範囲で一様ノイズが最適化過程で与えられる。また、ROAV において、 $\sigma=0.6/\sqrt{12}$, $\alpha=2$, $\beta=1$ とする。本論文では、通常の GA と性能比較を行うことで、提案ロバスト最適化手法の性能を検証する。各手法共に乱数値を変更し 20 回最適化を実行する。

最適化結果を図 4.7 に示す。GA では、評価値が極大となる $x=0.5$, 4.0 の点でしか最適化結果が得られていない。一方で、ROAV, RGA 極大値周辺の解も獲得できており、ノイズによる影響を考慮し解を獲得することに成功していることが分かる。このことから提案する 2 手法共にロバスト解獲得に有効であることがわかった。

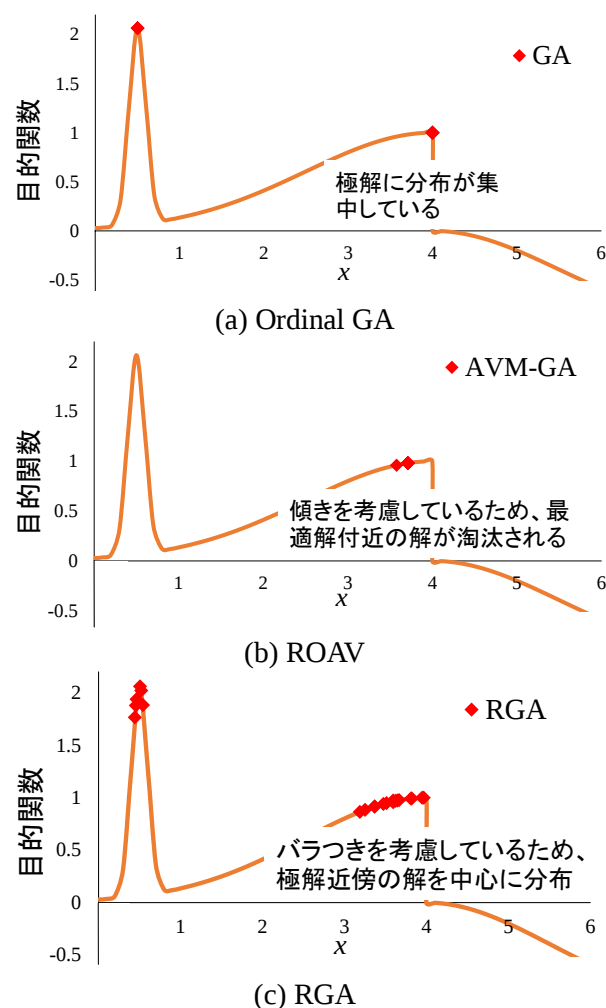


図 4.7 数式モデルでのテスト結果

4.1.3 数値シミュレーション結果

本項では、提案手法を電磁機器の形状最適化問題へと適用した結果を報告する。最適化モデルには、IPM モータ(図 3.5, 3.6, 表 3.3 参照)を使用する。

得られた解のロバスト性の評価にはモンテカルロ法[45]を用いる。モンテカルロ法は、乱数を用いてシミュレーションを多数回行い、近似解を求める計算手法である。本最適化問題においては、得られた解が磁気特性の劣化に対してロバスト性を持つことを確認する。具体的には、下記の手順でモンテカルロ法を行う。

- I. ロバスト最適化により得られた、最適化形状をモンテカルロ法による評価対象として設定する。
- II. (4.3)式を用いて、乱数により得られたノイズ値を磁気特性に与える。
- III. II の操作により得られた磁気特性で、通常の非線形有限要素解析を行う。
- IV. 得られた評価値を基に、評価値の標準偏差を算出する。また、制約を違反しているかを確認する。
- VI. 評価値の標準偏差値が十分に収束したと判定された場合はモンテカルロ法を終了する。そうでない場合は II-IV を繰り返す。

上記の流れで、得られた解の磁気特性の変化に対する評価値の振動を確認する。ま

た, IPM モータモデルにおいては, トルク平均に制約条件を設ける. この制約条件が磁気特性の劣化によって, どの程度違反されるかを示す制約違反確率もモンテカルロ法により評価する.

(a) IPM モータの形状最適化問題

提案手法を IPM モータの形状最適化問題へと適用する. 最適化モデルは第3章にて用いたのと同様のモデルを使用する(図 3.5 参照). 最適化目的は, トルクリップルの最小化で, トルク平均に対して制約 G を設け次式により目的関数 F を定義する.

$$F = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{avg}}} \rightarrow \min$$

$$G = T_{\text{ref}} - T_{\text{avg}} < 0$$
(4.19)

ここで, B_y は点(90, 40)における磁束密度の y 方向成分である. 最適化対象となるのはデザイン領域中の磁性体形状である. 磁性体透磁率は 1000 とした. 表 4.1 に最適化パラメータをまとめる.

表 4.1 最適化パラメータ

磁気特性パラメータ : k	(1.2, 1/4000)
ノイズパラメータ : δ	$\delta_1=[0, 0.1], \delta_2=[0, 0.5]$
世代数	100

(b) IPM モータの形状最適化結果

提案手法を IPM モータの形状最適化問題へと適用した結果を示す. 得られた最適化形状を図 4.8 に, 最適化結果を表 4.2 に, それぞれの形状におけるトルク波形を図 4.9 に示す. 表 4.2 において, σ_F は目的関数の標準偏差, P_G は制約違反確率を示す. 表 4.2 から, ROAV/RGA の両手法共に GA で得られた解よりも, σ_F および P_G において良好な値を示していることが分かる. 特に, PG に関しては, GA で得られた解はノイズに対して制約関数を満たすことが出来ていないのに対して, ロバスト最適化手法ではほぼ満たしていることが分かる. このことは, 図 4.9 に示す度数分布からも確認できる.

図 4.8 から, 3つの手法で得られた解全てにおいて, 磁石端の上部にフラックスバリアが形成されている. これは, 磁石の漏れ磁束を低減する効果を果たしていると考えられる. また, GA では磁石中央の外径側に大きなフラックスバリアが形成されているのに対して, ROAV, RGA ではフラックスバリアが小さくなっている, 存在しないという形状の違いがある. 磁石中央外径側のフラックスバリアはロータ外径表面の磁束密度を高めるために d 軸磁路を限定する効果があると考えられる. 磁気特性が劣化すると, 磁気抵抗が高まり, GA で得られた解においては, 磁路が確保できなくなることから, トルク特性が低下すると考えられる. このことから, RGA により得られた階では, 磁石中央外径側のフラックスバリアが形成されていないと考えられる.

図 4.9 から, ロバスト最適化手法では, ノイズに対して制約違反が発生することを防ぐために, 制約値が GA よりも負の値が大きくなっていると考えられる. ROAV よりもマージンが大きい理由として, ROAV では目的関数の微分のみでロバスト性を評価しているため, ノイズ量を調整できる RGA に比べてロバスト性の考慮が弱いと考えられる. この理由から, P_G に関しては RGA の方が特性が良好となっている.

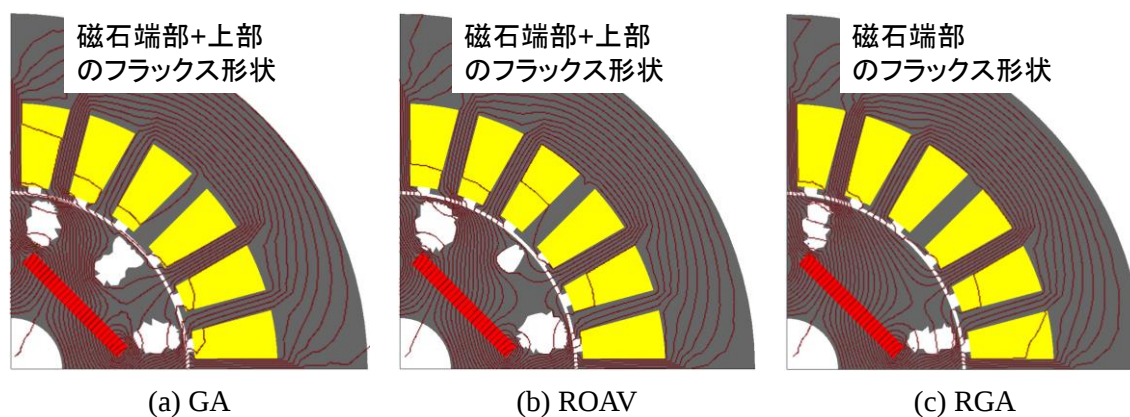


図 4.8 最適化形状および磁束分布

表 4.2 最適化結果

	GA	ROAV	RGA
F, G	0.235, -0.0718	0.280, -0.313	0.179, -0.432
σ_F	0.00406	0.00191	0.00367
P_G	1.0	0.039	0.010

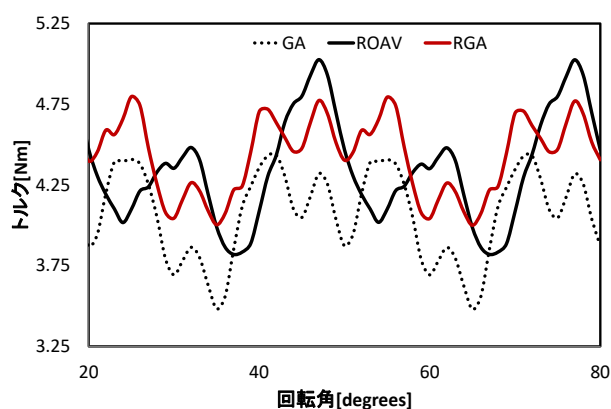


図 4.9 最適化形状におけるトルク波形

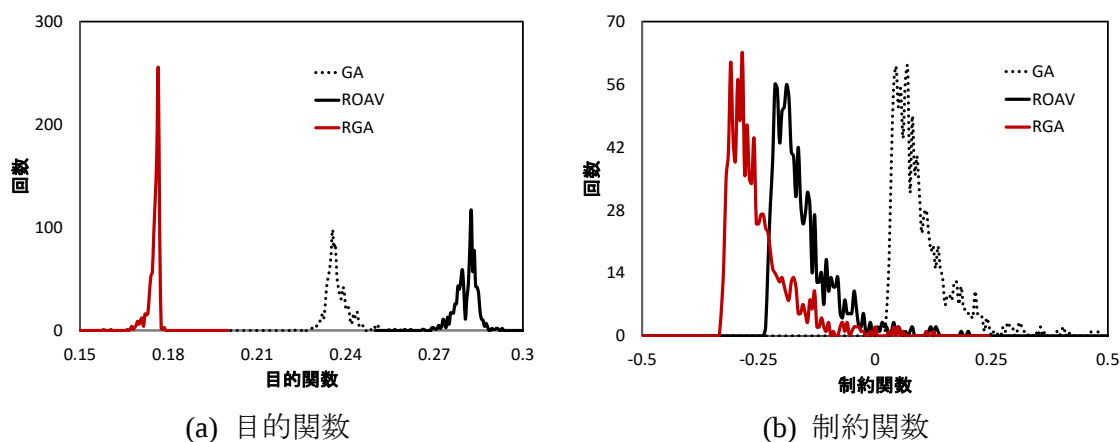


図 4.10 図 4.4 に示す形状における磁気特性ノイズに対する F, G の度数分布

4.2 打抜加工による局所磁気劣化を考慮した回転機のトポロジー最適化

前節では、磁性材料特性に不確定性を課し、磁気特性の変化に耐性のある解獲得を目的とした。一方で、打抜加工による磁性劣化特性は局在化することが報告されている[46-48]。具体的には、加工部周辺で最も劣化度合いが大きく、加工部から離れるにつれて減衰する。前節で述べたロバスト最適化手法では、コア領域全域に劣化特性を与えた最適化であるため、実際の製品における劣化特性を模擬するのが難しい。

そこで、本節では打抜により発生する局所的な磁性劣化の考慮を目的としたトポロジー最適化手法を提案する[46-49]。打抜による残留応力の分布、応力依存の材料特性をそれぞれ異なる関数で近似し、それらを統合することで獲得形状に応じた加工劣化特性を数学モデルで定義することができる。これにより、最適化過程で形状が変化しても効率的に劣化特性を考慮することが可能である。

手法の有効性を示すために、SyRM のテスト問題および最適化問題に提案手法を適用する。磁束密度分布およびトルク特性から得られた結果について議論する。

4.2.1 打抜加工による残留応力

図 4.11(a)に示すような打抜加工を想定する。固定スタンド、圧力印加機器による電磁鋼板を加工する。打抜エリアと固定スタンドの間には 0.1mm の隙間を設けてある。本研究では、図 4.11(b)に示す解析領域に表 4.3 に示すような条件を与え静解析条件で構造解析を実施する。構造解析結果を図 4.11 に示す。図 4.12(a)から、加工部周辺で応力が集中しており、加工部から離れるにつれてその影響が減衰していることが分かる。

次に、応力分布を数学モデルで近似することを検討する。本研究では、次式にて加工部からの距離に応じた残留応力を近似する[49]。

$$\sigma = C_0 e^{-kd} \quad (4.20)$$

これ、 $C_0=94.53$ および $k=2.54$ は特性近似パラメータであり、最小二乗法にて解析結果に合わせて決定した。図 4.12(b)から(4.20)式を用いることで解析結果を模擬できていることが分かる。

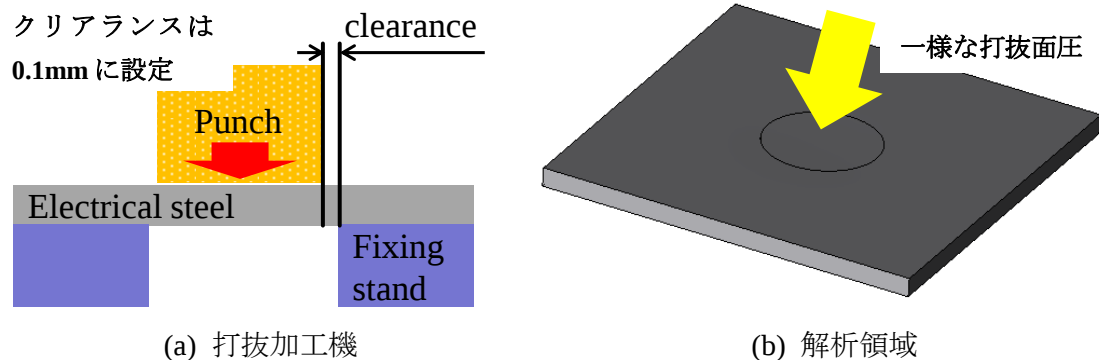


図 4.11 打抜加工の解析イメージ

表 4.3 構造解析の計算条件

磁性材料	35A360
打抜面圧力[MPa]	20
せん断抵抗[kgf/mm ²]	45
ポアソン比	0.30
ヤング率	20500
材料密度[kg/m ³]	7.85e+6

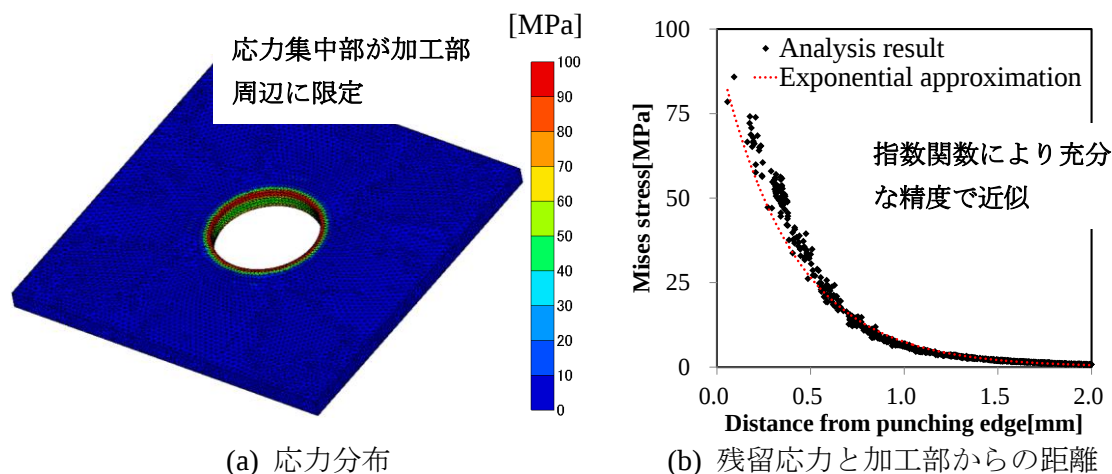


図 4.12 構造解析結果

4.2.2 応力依存の B-H 特性

印加した応力毎の磁性材料の B-H 特性を図 4.13(a)に示す．応力による劣化が発生した場合，同じ磁束密度 B を獲得するのに必要な磁界 H が増加することが分かる．この影響を数学モデルにて近似するために，劣化が発生した場合における磁界を H' とし， H および H' の関係を規格化された磁束密度 $b=B/B_0$ を用いて次式にて定義する．

$$H' = H \sum_{i=0}^n k_i b^i \quad (4.21)$$

ここで， B_0 は 1.0T である．(4.21)式では H'/H を多項式で近似しており， k_i は各次数における係数である． k_i は応力の値に比例しており，次式で算出される．

$$k_i = \alpha_i \sigma + \beta_i \quad (4.22)$$

(4.21)式と(4.22)式を用いて，応力印加時の H'/H を近似した結果を図 4.13(b)に示す．印加された応力に応じて，十分な精度で近似できていることが分かる．

以上から，4.2.1 項にて示した応力分布の近似式と合わせることで，最終的に形状に応じた磁性材料の劣化特性を考慮した最適化を行うことができる[49]．

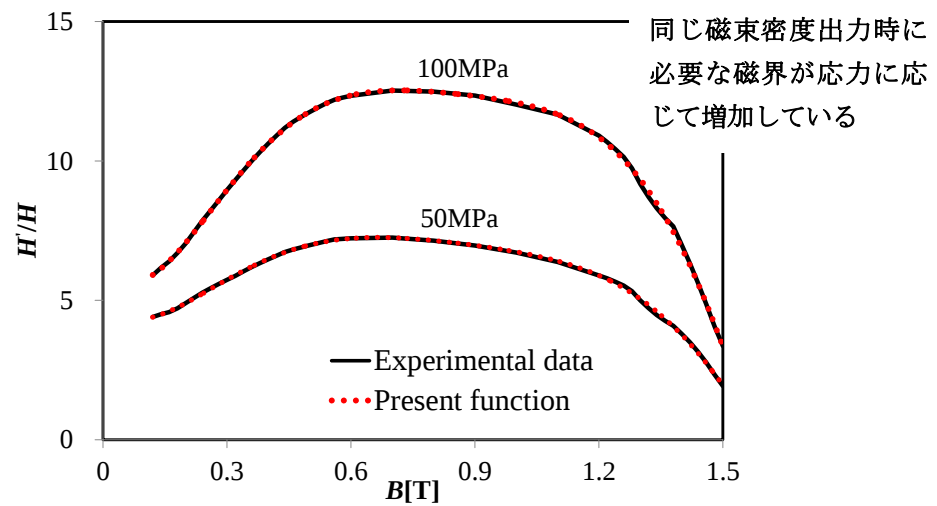
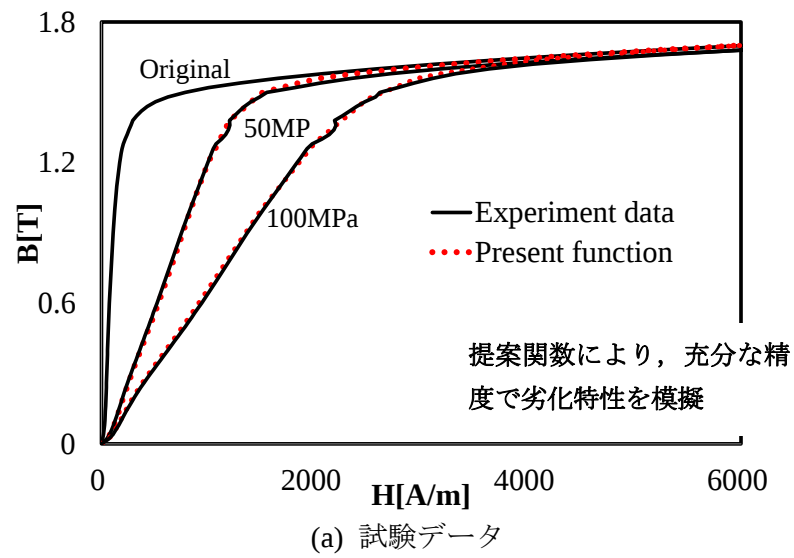


図 4.13 応力依存 B-H 特性の近似

表 4.4 (4.22)式の係数

	~0.1T	0.1~1.5T	1.5~1.7T
α_6, β_6	-	0.47, -2.63	-
α_5, β_5	-	-2.59, 15.50	-
α_4, β_4	-	5.42, -34.35	-
α_3, β_3	-	-5.36, 34.80	-3.75, -22.06
α_2, β_2	1.44, 24.75	2.38, -14.99	17.93, 66.32
α_1, β_1	-0.17, -7.09	-0.26, 0.46	-31.92, -140.13
α_0, β_0	0.039, 2.72	0.044, 2.36	18.95, 97.38

4.2.3 提案関数の性能テスト

4.2.1 項および 4.2.2 項で示した提案関数の性能を、図 3.18(a)に示す SyRM の高トルクモデルでテストする。モデルは対称性から 1/4 の解析領域で行う。図 4.14 に図 3.18(a)に示すモデルの残留応力分布を示す。ロータ内のフラックスバリア、ステータのスロットおよびシャフト周辺領域で劣化が最も顕著であり、それ以外の領域では距離に応じて応力が減衰していることが分かる。打抜加工で発生する応力分布を定性的に模擬できていることが分かる。

次に、応力の劣化考慮有/無に応じた磁束密度分布の比較を図 4.15(a), (b)に示す。残留応力の影響が大きい上述の領域で磁束密度が低下しており、磁気抵抗が高まっていることが分かる。結果、q 軸磁路が狭められ、q 軸コアの中央部の磁気飽和が促進されていることが分かる。

図 4.15(c)に劣化考慮有/無に応じたトルク波形の比較を示す。図 4.15(b)に示すように打抜加工に応じて磁性劣化が発生した場合、回転角に応じたトルク特性はオフセットしたように全体的に低下することが分かる。これは、q 軸磁路が狭められたことで、磁束量が全回転角で低下したことを示している。

車載用電動機を設計する場合、通常搭載自動車の仕様に応じて要求トルクが設定される。補機として使用する場合はエンジン始動に必要なトルクがそれに対応する。電磁気設計を加工劣化の考慮をせず設計した場合、実際に製造したモータでは打抜によりトルク特性が低下することから、要求スペックを満たせない可能性がある。結果、必要な試作回数が増加する、客先の特性提示要求に対応できない等の問題が発生する可能性があることから、提案手法を用いて電磁気設計を行うことで、製品開発に掛かる時間的・人的コスト低減につながる。

次節にて、SyRM のロータ形状最適化問題に適用し、手法の有効性をより詳細に議論する。

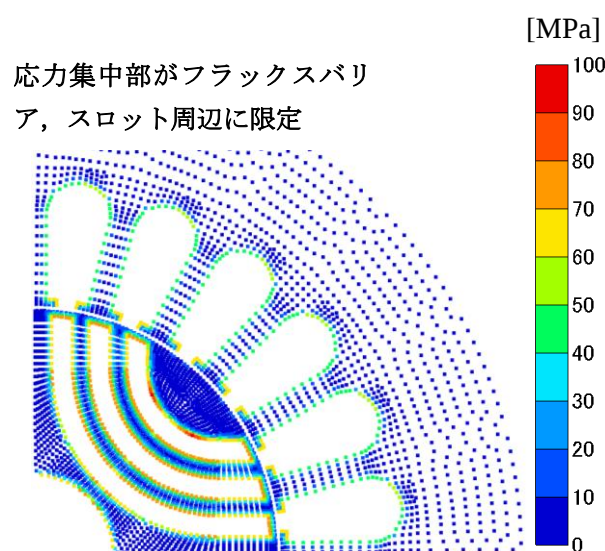


図 4.14 高トルクモデルの加工応力分布

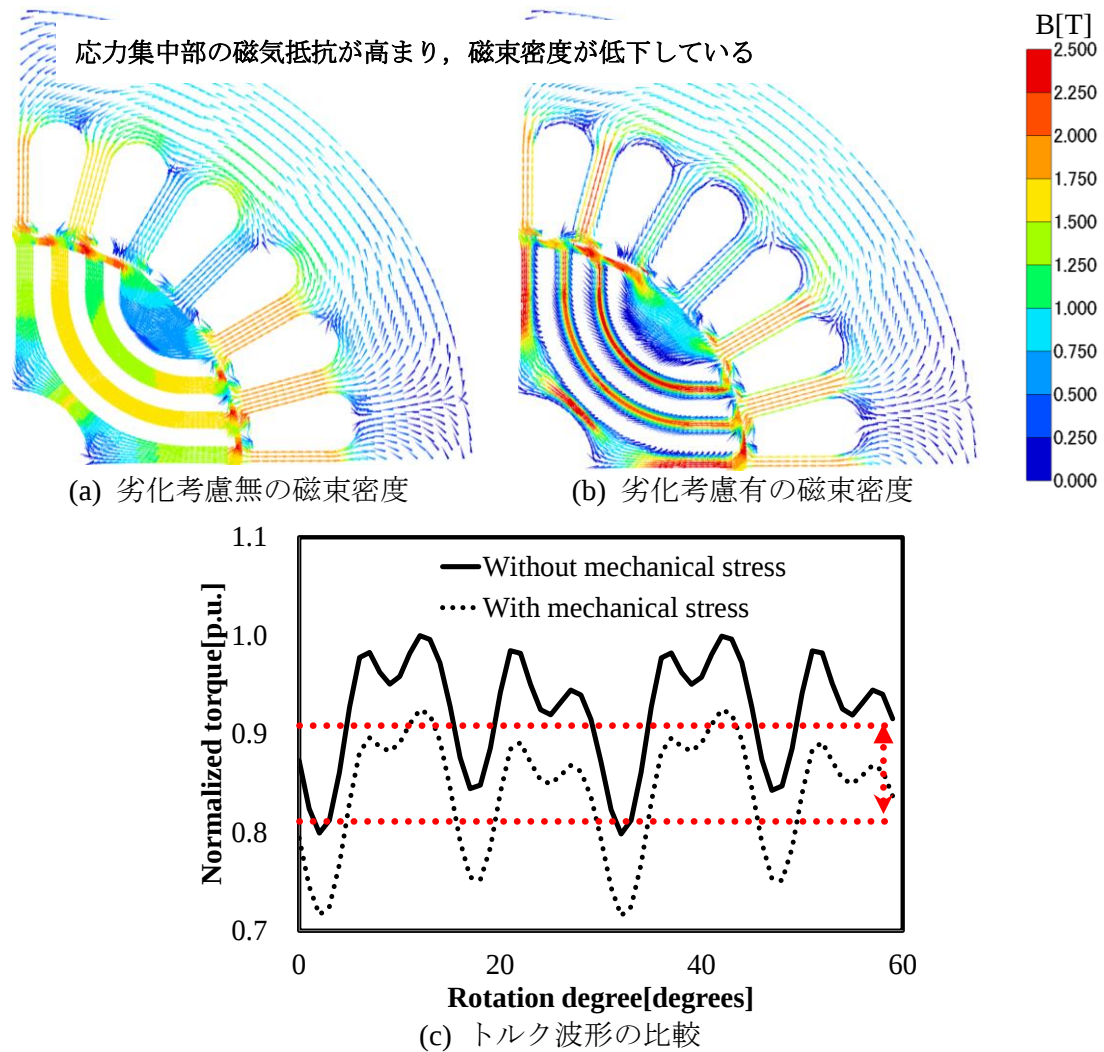


図 4.15 応力による磁気・トルク特性の低下

4.2.4 最適化問題

提案手法を図 3.42(a)に示す形状最適化問題に適用する．モータ仕様および解析条件を表 4.5 にまとめる．最適化問題を次式で定義する．

$$F = T_{rip} = \frac{(T_{max} - T_{min})}{T_{ave}} \rightarrow \min. \quad (4.23)$$

$$G = T_{ref} - T_{ave} < 0$$

ここで、 T_{max} , T_{min} は最大、最小トルクである。また、 T_{ave} , T_{rip} はトルク平均・リップルである。本最適化問題はトルクリップル最小であり、制約として一定上のトルク平均値が得られなければペナルティを課す。 $T_{ref}=2.0\text{Nm}$ は制約トルクである。磁性劣化の考慮をしない場合、理想的な磁性材特性にて評価値を算出するため、打抜加工で局所的な劣化が発生した場合、制約が満たせない可能性がある。それに対して、提案手法では局所劣化を最適化過程で考慮するため、前記問題点を解決できると期待できる。

表 4.5 解析条件およびモータ仕様

コア軸長 (mm)	50.0
ステータコイルターン数 (Turn)	20
相電流 (Arms)	18.0
電流位相 (degree)	45.0
デザイン領域内の要素数	7212

4.2.5 最適化結果

表 4.6 に通常の GA, 提案手法により得られた最適化結果を示す. 最適化は各手法共に乱数のシードを変更し 5 回計算した. GA, 提案手法の両手法共に, トルク平均・リップル特性は加工劣化が発生した場合, 前ケースで低下していることが分かる. トルク特性が低下するのは, 劣化領域で磁気抵抗が高まり磁束量が低下したためと考えられる. トルクリップルが低下したことも, トルク平均の場合と同様磁束量が低下したためである. GA で得られた解は, 全 5 ケース中 4 ケースで劣化発生時に制約トルクを満たせていないことが分かる. それに対して, 提案手法では全ケースで劣化有/無に関わらず制約トルクを達成していることが分かる. 以上の結果から, 提案手法では, 局所磁気劣化を最適化過程で考慮に入れることで, 劣化しても所望のトルクを得られていることが分かる.

次に, 図 4.16, 図 4.17 に得られた解, 得られた解における応力分布の比較を示す. 4.2.3 項の性能テストモデルと同様に, フラックスバリア領域周辺で応力が集中しており, 加工部から離れるにつれて減衰していることが分かる. 次に図 4.18 に, GA および提案手法により得られた解における, 劣化考慮有/無の磁束密度分布比較を示す. 通常の GA により得られた解では, q 軸コアが狭くなっており, 劣化を考慮した場合に磁気抵抗が高まり, 磁路が確保出来なくなっていることが分かる. 一方で, 提案手法により得られた解では, q 軸コアが通常の GA よりも太くなっている. これは, 劣化しても制約トルクを満たせるだけの磁束を確保するためと考えられる. 実際に図 4.18(b), (d)の磁束密度分布の比較から, 磁性劣化が発生しても, q 軸磁路が確保されており制約トルクを満たせていると考えられる. 最後に, 図 4.19 にトルク波形の比較を示す. GA, 提案手法共に各回転角におけるトルク特性がオフセットしているように低下していることが分かる.

以上のことから, 提案手法を用いることで, 効果的に加工劣化時の磁性特性を最適化過程を考慮することができる.

表 4.6 最適化結果

Case	応力考慮無		応力考慮有		
	T_{ave} (Nm)	T_{rip}	T_{ave} (Nm)	T_{rip}	
従来法	1	2.06	0.094	1.91	0.091
	2	2.08	0.084	1.95	0.078
	3	2.00	0.077	1.89	0.071
	4	2.16	0.110	2.06	0.101
	5	2.07	0.118	1.96	0.117
提案手法	1	2.19	0.094	2.07	0.088
	2	2.31	0.064	2.17	0.058
	3	2.13	0.238	2.02	0.231
	4	2.21	0.205	2.07	0.205
	5	2.13	0.106	2.01	0.104

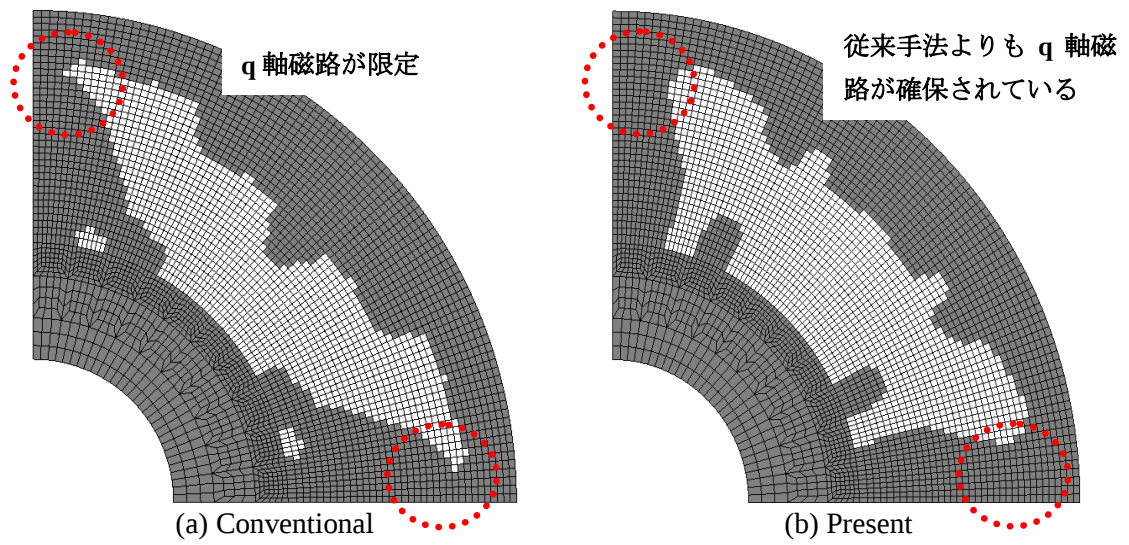


図 4.16 最適化形状(ケース 5)

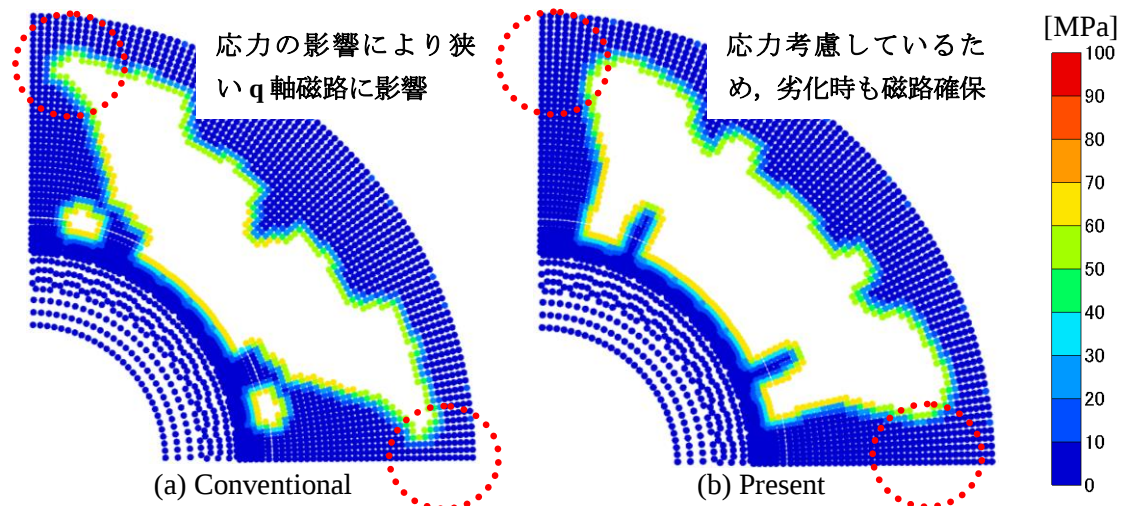


図 4.17 残留応力分布の比較(ケース 5)

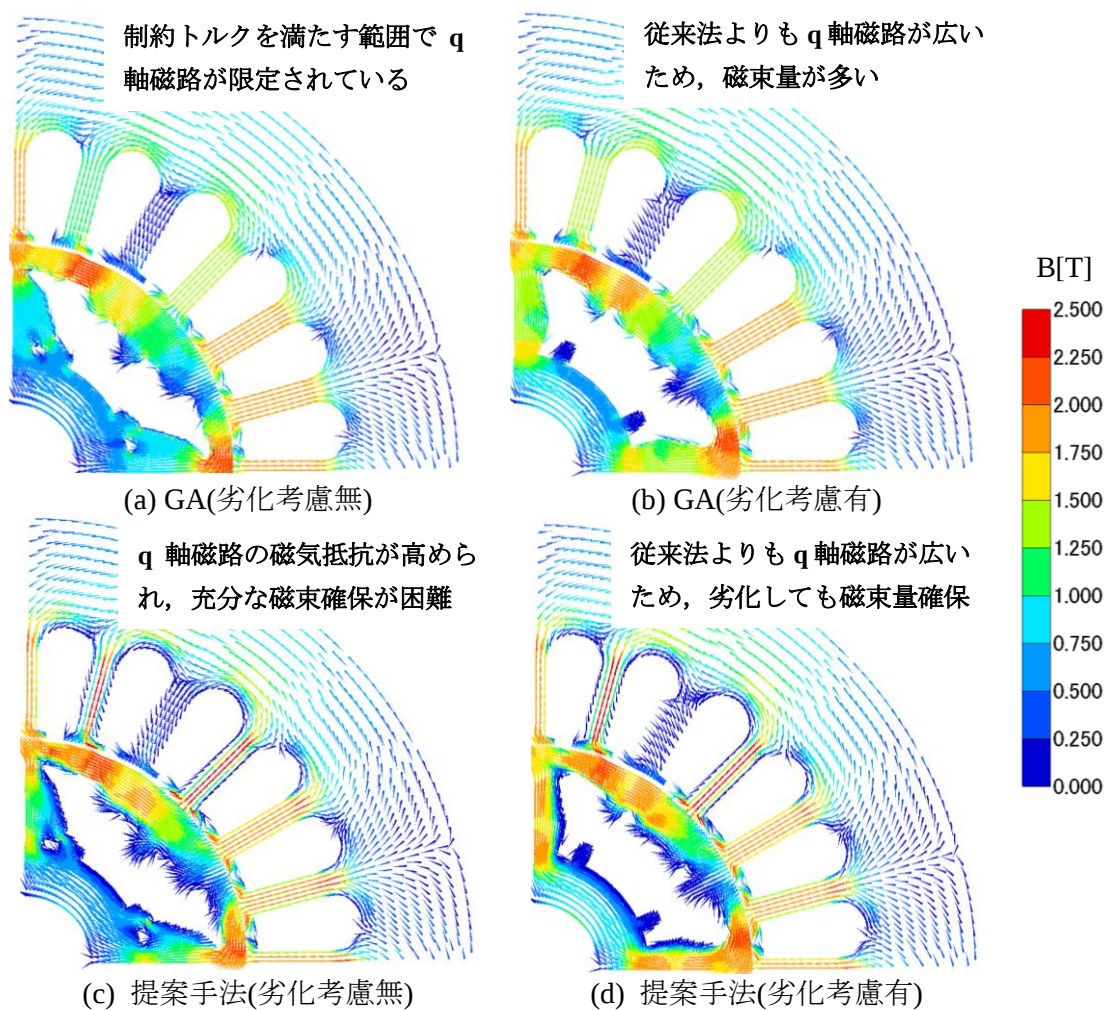


図 4.18 磁性劣化考慮有/無の磁束密度分布(ケース 5)

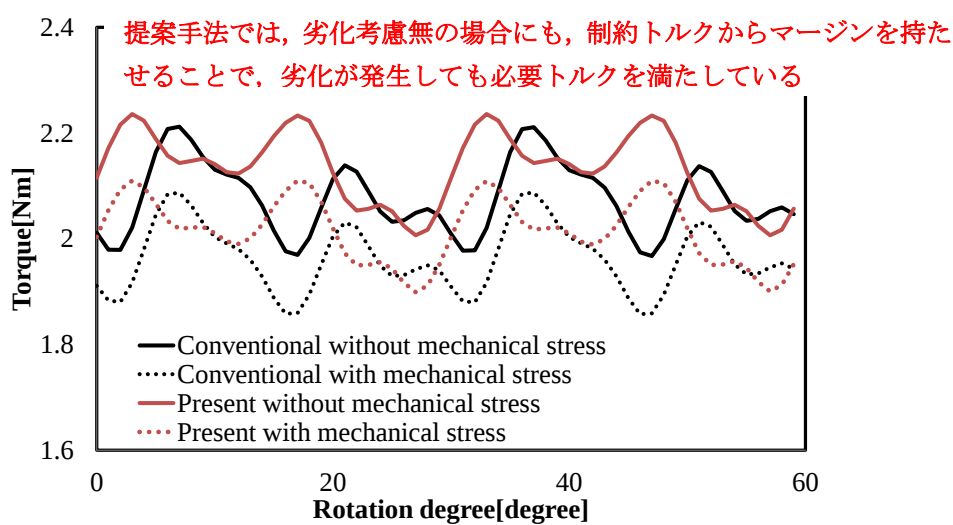


図 4.19 トルク波形比較(ケース 5)

第 5 章 クローポール回転機の 3 次元形状最適化

本章では、クローポール回転機の 3 次元形状最適化について記述する。クローポールモータは車載用オルタネータに広く用いられており、3 次元的に複雑な磁路を有す。そのため、特性評価には 3 次元解析が必須である。3 次元解析はメッシュ生成・ソルバー計算に掛かる計算コストが膨大であるため、GA のように多ケース・個体をベースとする最適化手法を用いて形状設計を行う場合、現実的な時間で設計解を獲得することは困難である。こういった理由から、従来では設計者の知見・主観に基づいて設計が行われることが種であった[4, 6, 50-52]。

上記背景から、本論文では現実的な計算時間で設計解を獲得可能な 3 次元形状最適化手法を開発する。5.1 節で最適化モデルおよび評価関数について記述する[50-52]。5.2 節では基礎数式モデルを用いて 3 次元形状最適化に有効な最適化アルゴリズムを選定する[12, 15]。5.3 節では、3 次元形状最適化を実現する上で課題となるメッシュ生成コスト低減のために、6 面体ボクセル FEM について記述する[17, 54]。5.4 節にて、5.2, 5.3 節で選定した最適化アルゴリズムおよびメッシュ生成手法を統合し、クローポールモータの 3 次元形状最適化問題に適用する[55]。

5.1 最適化モデルおよび評価関数

本章では、クローポール回転機の効率的な設計解獲得手法について記述する。図 5.1 に車載用オルタネータの等価回路を示す。クローポール回転機のロータ内には界磁巻線が巻回されており、磁極を作るために DC 電流が入力される。オルタネータはプーリを介してベルトでエンジンに繋がれており、エンジンに同期して回転するため、ステータコイルに誘起電圧が発生する。誘起電圧が母線電圧を超えると、ステータコイルに AC 電流が発生し、整流回路で直流に変換されバッテリーを充電する。つまり、発電出力を向上させるためには、ステータコイルの誘起電圧を向上する必要がある[50-52]。

図 5.2 にオルタネータの解析条件を示す。図 5.2(a)は端子開放状態の線間電圧、図 5.2(b)は発電 DC 電流を回路連成で直接算出する計算条件である。発電電流を直接評価することで、オルタネータ高出力化を目的とした最適化が実現できるが、回路連成には膨大な計算コストを要するため、本研究では、最適化問題を次式で定義する。

$$\begin{aligned} F &= V_{uv}^{1000} \rightarrow \max. \\ G &= S_{RC} - S_{ref} > 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(5.1)$$

(5.1)式において、 V_{uv}^{1000} はモータ回転数 1000r/min 時の U 相, V 相間のステータコイル端子間開放電圧である。また、 S_{RC} は界磁巻線の導体断面、 S_{ref} は前記断面の制約値である。導体断面制約値は界磁巻線の電流密度が $12[\text{AT}/\text{mm}^2]$ を下回らないように設定した。図 5.1 から、(5.1)式にて形状最適化を行うことで、計算負荷の上昇を抑制しながらオルタネータの高出力化を実現できる。

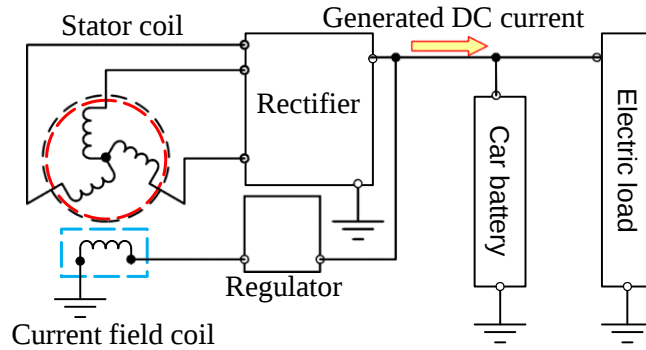


図 5.1 オルタネータの等価回路

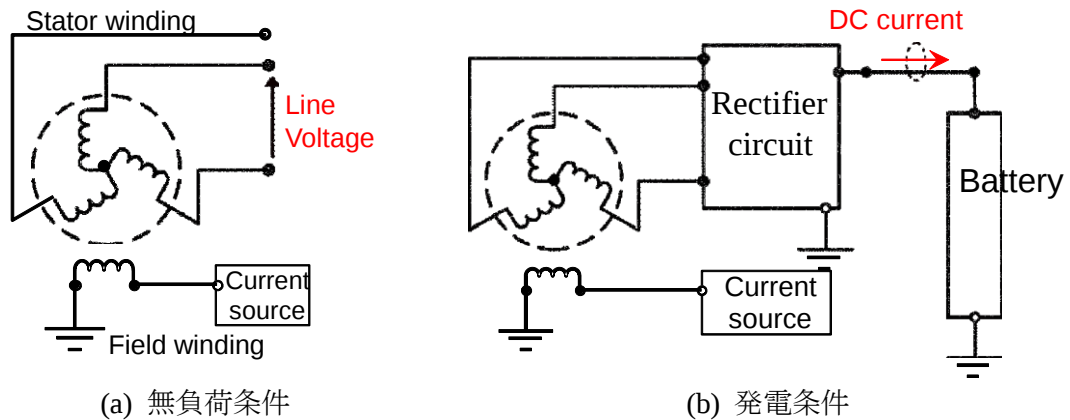


図 5.2 クローポールモータの解析条件

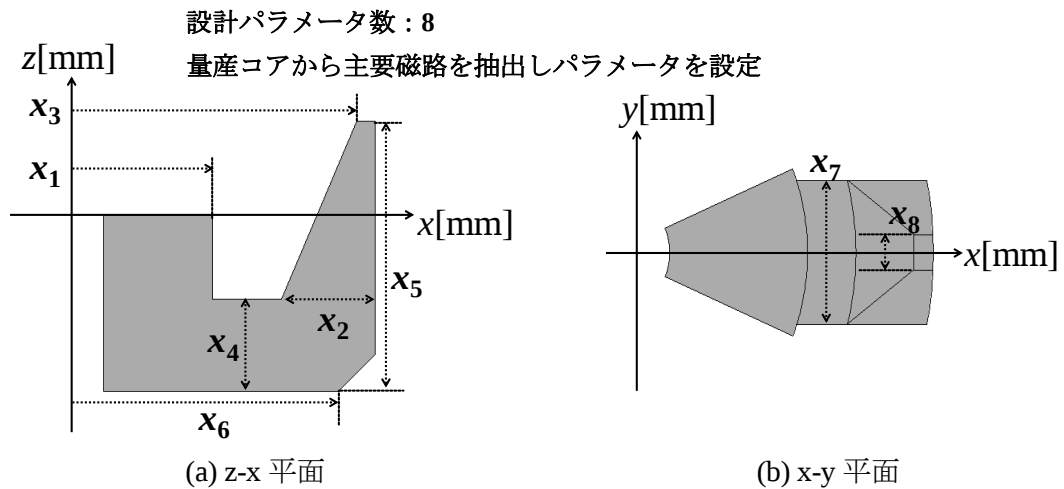


図 5.3 最適化モデル

表 5.1 解析条件およびモータ仕様

ステータ外/内径 [mm]	130.0 / 104.4
ロータ外/内径 [mm]	103.8 / 17.4
ステータ軸長 [mm]	33.4
ロータ軸長 [mm]	56.0
ステータコイルターン数 [Turn]	3.0
界磁巻線ターン数 [Turn]	202.5
界磁巻線の導体断面制約値 : S_{ref} [mm ²]	169.6
界磁巻線 占積率	0.60
界磁電流 [A]	6.0

5.2 最適化アルゴリズムの選定

本節では, クローポール回転機の形状最適化に用いる最適化アルゴリズムを選定する. 通常の GA は多ケース計算をベースとするため, 3次元形状最適化に使用すると現実的な計算時間で設計解を獲得することが困難である. そこで, 本研究では μ GA を最適化アルゴリズムとして使用する[12]. 一方で, μ GA は解探索性能において, 通常の GA よりも劣るためテスト問題にて性能をテストする必要がある.

本研究では, 数式モデルにて最適化アルゴリズムの性能テストを行う. 数式モデルは下記(5.2)~(5.4)式の3モデルを使用する[15].

$$f(x) = \sum_{i=1}^n x^2 \quad (5.2)$$

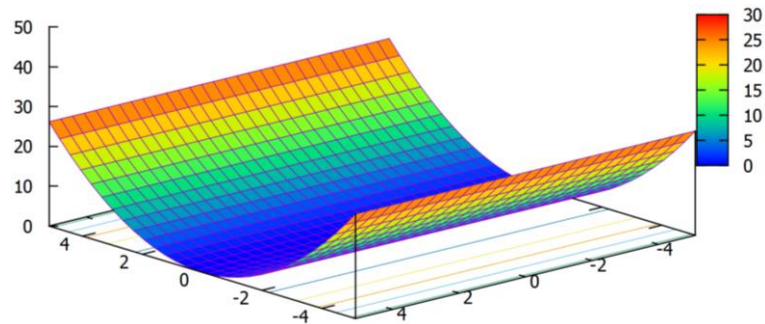
$$f(x) = \sum_{i=1}^{n-1} \left(100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (1 - x_i)^2 \right) \quad (5.3)$$

$$f(x) = \sum_{i=1}^{n-1} \left\{ \left(x_i^2 + x_{i+1}^2 \right)^{0.25} \times \left(\sin^2 \left(x_i^2 + x_{i+1}^2 \right)^{0.1} \right) + 1.0 \right\} \quad (5.4)$$

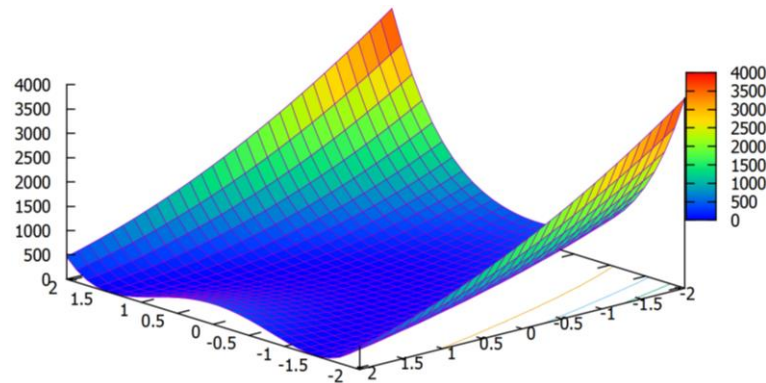
(5.2)~(5.4)式は最適化性能のテストとして一般的に使用される数式モデルで, それぞれ Sphere 関数, Rosen-brock 関数, Schaffer 関数と呼ばれる. クローポール回転機の最適化モデルは, 8つのパラメータで定義するため(5.2)~(5.4)式も8つの変数で評価する. それぞれの数学モデルの設計パラメータに対する評価値の分布を図5.4に示す. 図5.4は変数が2つの状態で算出した. 図5.4を見てわかる通り, 上記3モデルは異なる特徴を持ち, Sphere 関数は性能評価の基本となるモデルで1つの谷を持つモデル, Rosen-brock 関数は隣合う設計パラメータ間に依存性を持つモデル, Schaffer 関数は多峰性を持つモデルである. クローポール回転機の最適化モデルは8つのパラメータを持つため, 解分布がこういった特性を持つか明確化することは困難であるが, (5.2)~(5.4)式で定義した数

学モデルにて性能を評価することで、最適化アルゴリズムの選定を十分な精度で行うことが可能であると考えられる。

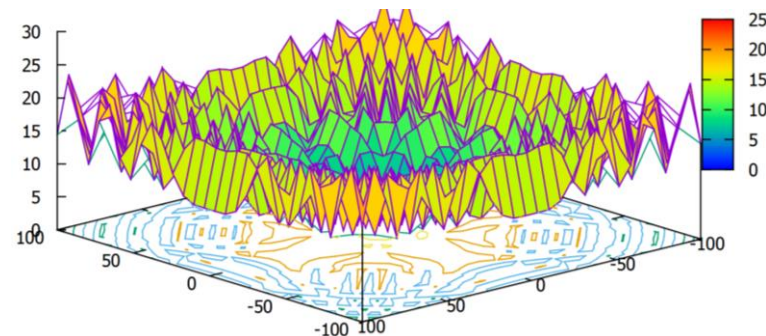
通常のGAおよび μ GAの最適化結果を図5.5に示す。最適化結果は全数学モデルともに乱数シードを変更し10回最適化を行った中で最も最終評価値が高い結果を採用した。全モデルにおいて最終的な評価値は通常のGAの方が優れていることが分かる。一方で、最適化の収束性は μ GAの方が高く初期解に対してある程度性能が改善されていることが分かる。クローポール回転機の最適化においては、量産に向けた最終形状を獲得するのではなく、量産化設計に使用するベースモデルを選定することが主目的であることから、 μ GAが最適化アルゴリズムとして適していると考えられる。



(a) Sphere 関数

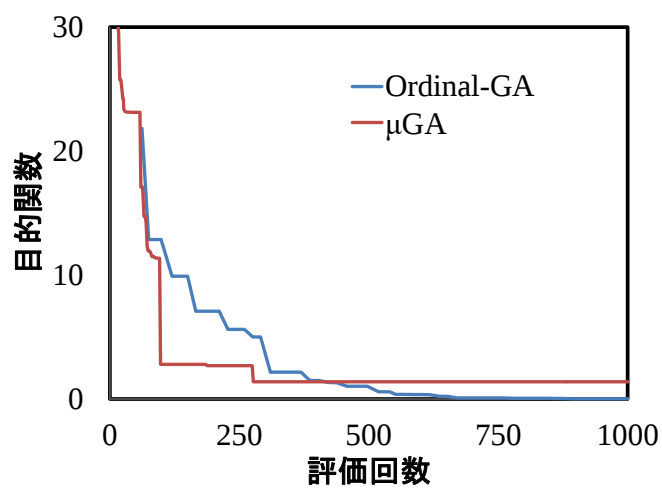


(b) Rosen-brock 関数

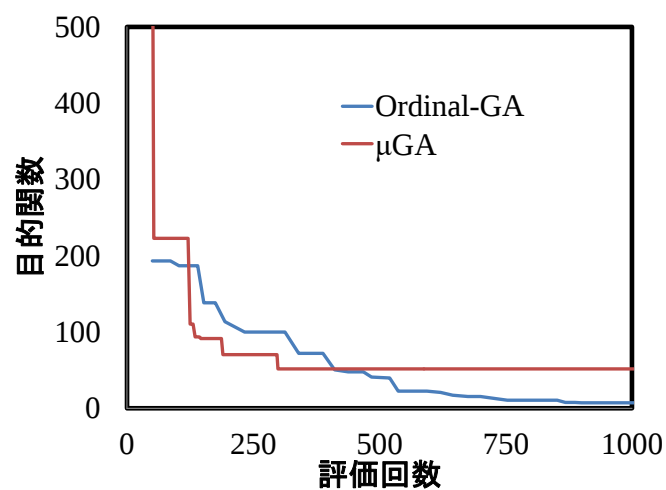


(c) Schaffer 関数

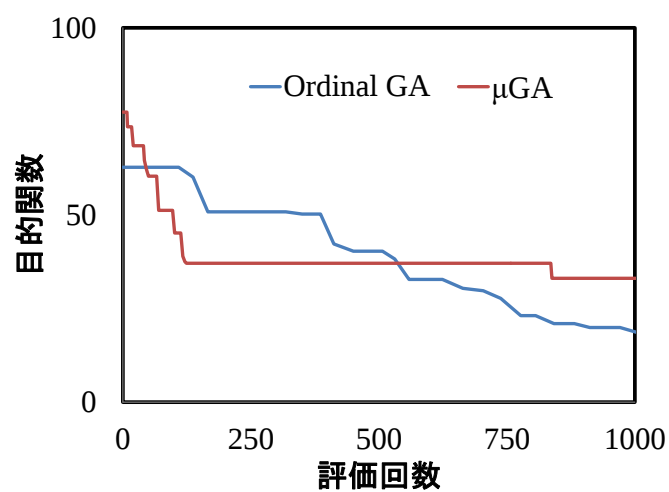
図 5.4 最適化アルゴリズムのテスト問題



(a) Sphere 関数



(b) Rosen-brock 関数



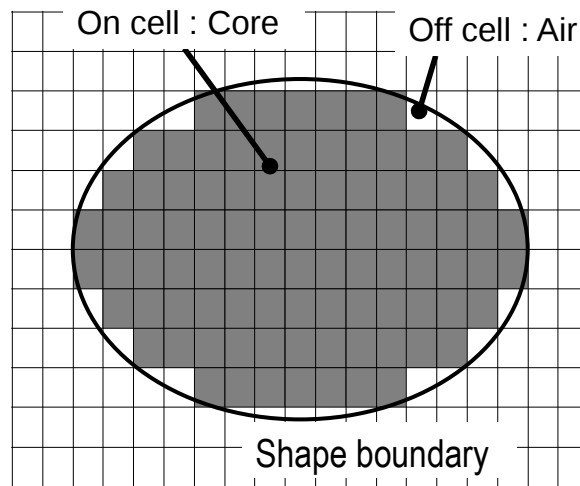
(c) Schaffer 関数

図 5.5 GA と μ GA の比較

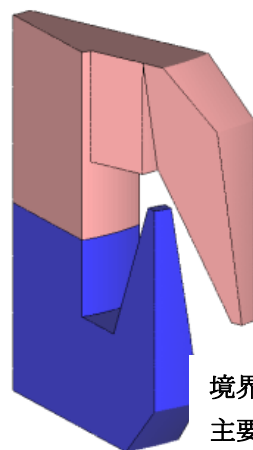
5.3 ボクセル FEM

本節では、最適化で用いるメッシュ生成法について記述する。5.1 節で述べたように3次元形状最適化では、3次元メッシュ生成に膨大な計算コストを要する。そこで、本研究では6面体ボクセルをメッシュ生成法として採用する[17, 54]。

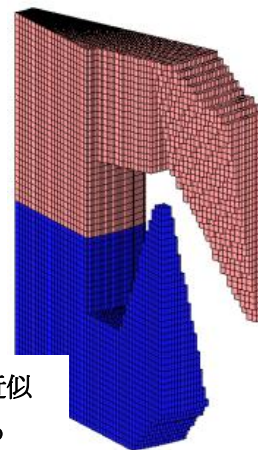
図 5.6 にボクセル FEM のメッシュ生成法を示す。ボクセル FEM では、図 5.6(a)のように分割対象となる形状に対して、一様な格子メッシュを生成し、各設計パラメータを基に各要素に対して、重心位置を用いて内/外判定を行い、境界の内側と判定された要素の物性値をコアとする。これにより、最適化過程で形状が変化しても内/外判定のみで回転子形状を定義できるため、メッシュ分割は初期生成時の1回のみとできることから、3次元形状最適化においてメッシュ生成に掛かる計算コストを削減できると考えられる[17, 54]。クローポール回転機にボクセル FEM を適用した例を図 5.6(b), (c)に示す。



(a) 材料の割当



(b) CAD モデル



(c) ボクセルモデル

境界面をボクセルメッシュで近似
主要磁路は充分模擬されている

図 5.6 ボクセル FEM.

5.4 テスト問題による提案手法のテスト

5.4.1 最適化問題

本節では、提案手法の有効性を検証するため、図 5.7 に示すようなクローボール回転機の3次元磁路を模擬した簡易モデルに提案手法を適用する。図 5.7 の $x_1 \sim x_4$ が最適化パラメータである。また、これら4パラメータに加えて、ロータの界磁巻線に通電する電流値 I_f を最適化パラメータとする。表 5.2、表 5.3 に最適化モデルにおけるモータ仕様および最適化条件を示す。モデル1とモデル2の違いは、爪状磁極を簡易的に変更したのみであるため、パラメータ等の記載は省略する。界磁巻線 I_f の最大電流値は占積率 60% と仮定し、導体電流密度が 10A/mm² 程度となるように設定した。最適化問題を次式で定義する。

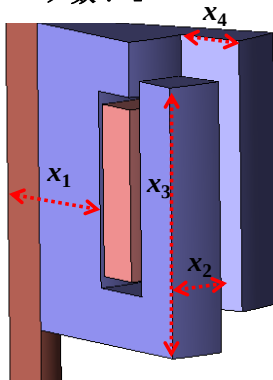
$$F = \frac{V}{V_0} + W \frac{I_{f \max}}{I_f} \rightarrow \max. \quad (5.5)$$

$$G = V - V_0 > 0$$

(5.5)式において、 V_0 はテストモデルでの誘起電圧値、 W は重みである。また、 $I_{f \max}$ は規格化定数である。クローボール回転機には、図 2.5(a)に示すように、回転子アッシーの軸方向上下端に冷却用のフィンが配置されている。回転によりフィンが冷却風を引き起こし回転子コア・界磁巻線の冷却を行う。一方で、界磁巻線は爪状磁極に囲まれるように配置されているため熱がこもりやすく、設計時には線径・ターン数・界磁電流値をパラメータにした熱設計が重要となる。この理由により本来の目的である誘起電圧の最大化に加えて、界磁電流値の最小化項目的関数値に足し合わせている。

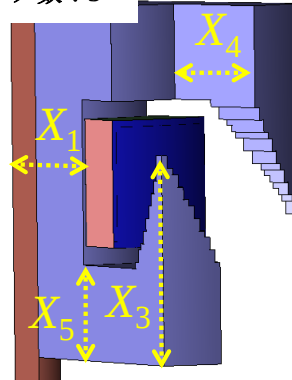
制約関数 G を V の値が V_0 以上となるように設定した。制約違反を起こした解には、ペナルティを与えることで淘汰されるようにした。(5.5)式により最適化を実施することで、より少ない界磁電流で、高い誘起電圧が得られる回転子形状獲得を期待できる。

設計パラメータ数：4



(a) モデル1

設計パラメータ数：5



(b) モデル2

図 5.7 最適化のテストモデル

表 5.2 モータ仕様

ステータ外径/内径(mm)	123 / 97
ロータ外径/内径(mm)	96.4 / 18.4
ステータ軸長(mm)	34
ロータ軸長(mm)	50
界磁巻線ターン数	250.5
ステータコイルターン数	3.0
ステータスロット数	72
極数	12

表 5.3 最適化条件

ロータメッシュ数	132,760
全メッシュ数	207,759
最適化世代数	20
最大界磁電流(A)	20
重み値 : W	0.2
無負荷解析回転数(r/min)	1000

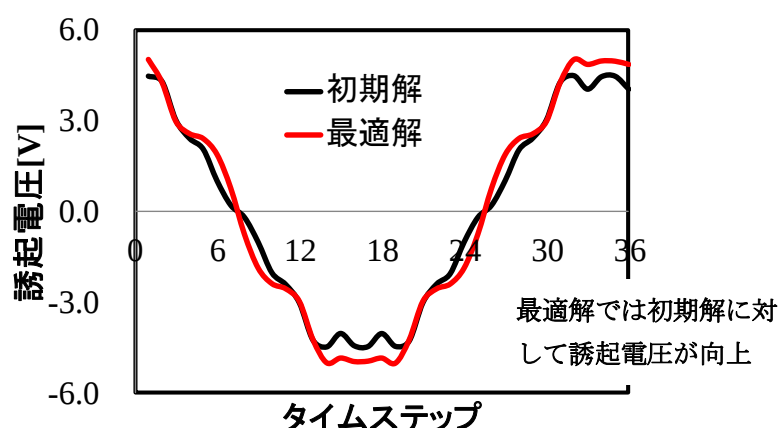
5.4.2 最適化結果(モデル 1)

表 5.4 にモデル 1 の最適化結果を示す。初期解は初期世代におけるエリート解である。初期解と最適解の誘起電圧にはあまり差がないが、 I_f の値が減少したため、目的関数値が改善されている。本最適化結果から、より少ない界磁電流値で誘起電圧を最大化できたことがわかる。電流値を減少させることができたため、前述の発熱問題の緩和が期待される。

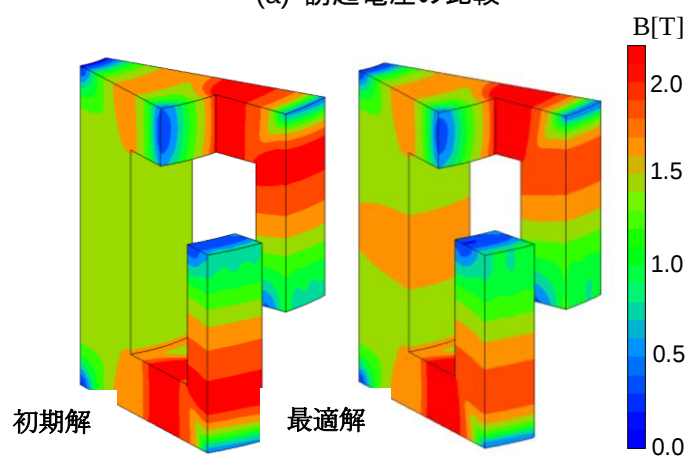
そこで、界磁入力条件を揃えて無負荷解析を実施し、初期解と最適解の比較を行う。解析条件は回転数 : 1000r/min, I_f : 13A にて実施する。解析により得られた誘起電圧波形を図 5.8(a) に示す。最適解は同界磁入力条件に対して、約 11% の誘起電圧向上が確認できる。初期解/最適解の磁束密度分布比較を図 5.8(b) に示す。誘起電圧が向上した要因として、爪状コア外径側の体積が増加したことで、界磁磁束の磁路が確保されたことが挙げられる。本最適化問題では、 x_1 で回転子コアの内径側磁路、 $x_2 \sim x_4$ で外径側磁路が決定される。初期解では、内径/外径コア間の磁路のバランスに偏りがあり、外径側は磁気飽和が顕著であるのに対して、内径側には少し余裕が見られる。一方で、最適解は内径/外径共に磁気飽和がバランスよく見られ、有効的に磁路が利用できていると考えられる。これは、図 5.8(b) の磁束密度分布でも、最適解では、外径側の磁気飽和が緩和され、内径側の磁束密度が高まっていることが確認できる。

表 5.4 最適化結果(モデル 1)

	初期解	最適解
誘起電圧[Vrms]	3.13	3.18
I_f [A]	13.08	7.18
目的関数値	1.30	1.57



(a) 誘起電圧の比較



(b) 磁束密度分布の比較

図 5.8 同界磁入力条件時の初期解と最適解の比較(モデル 1)

5.4.3 最適化結果(モデル 2)

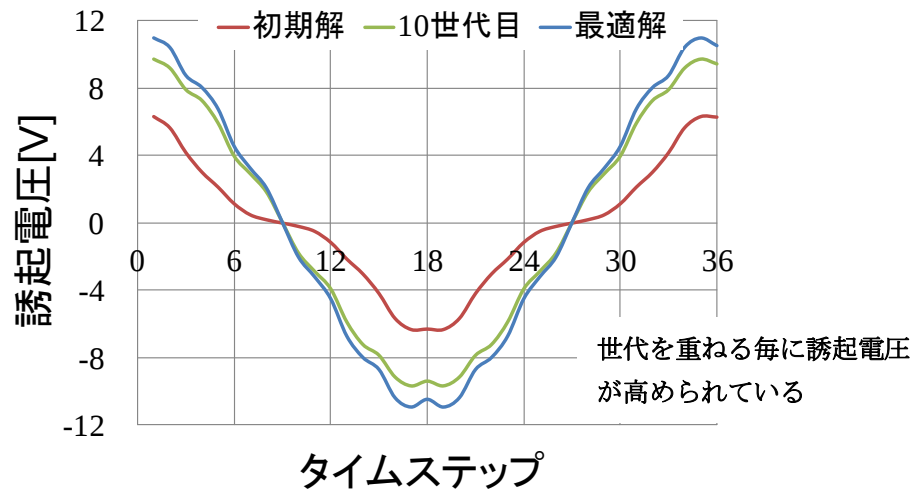
表 5.5 にモデル 2 の最適化結果を示す。初期解は初期世代におけるエリート解である。最適解では、初期解に比べて誘起電圧・界磁電流共に良好な値が得られており、結果として目的関数が改善されていることが分かる。

モデル 2 においても、界磁入力条件を揃えて無負荷解析を実施し初期解と最適解の比較を行う。解析条件は回転数：1000r/min、 I_f ：6A にて実施する。解析により得られた誘起電圧波形を図 5.9(a)に示す。最適解は同界磁入力条件に対して、約 11%の誘起電圧向上が確認できる。初期解/最適解の磁束密度分布比較を図 5.9(b)に示す。誘起電圧が向上し

た要因として、爪状コア外径側の体積が増加したことで、界磁磁束の磁路が確保されたことが挙げられる。本最適化問題では、 x_1 で回転子コアの内径側磁路、 $x_2 \sim x_4$ で外径側磁路が決定される。初期解では、内径/外径コア間の磁路のバランスに偏りがあり、外径側は磁気飽和が顕著であるのに対して、内径側には少し余裕が見られる。一方で、最適解は内径/外径共に磁気飽和がバランスよく見られ、有効的に磁路が利用できていると考えられる。これは、図 5.9(b)の磁束密度分布でも、最適解では、外径側の磁気飽和が緩和され、内径側の磁束密度が高まっていることから確認できる。

表 5.5 最適化結果(モデル 2)

	初期解	最適解
誘起電圧[Vrms]	3.37	6.71
I_f [A]	7.48	5.99
目的関数値	1.65	2.53



(a) 誘起電圧の比較

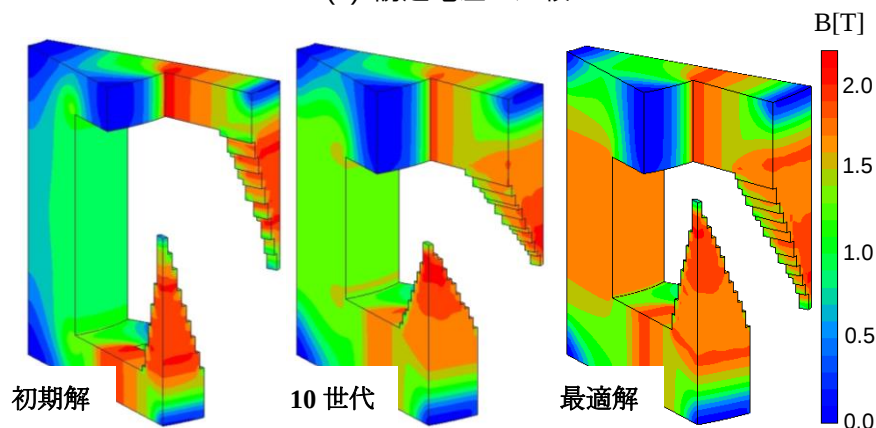


図 5.9 同界磁入力条件時の初期解と最適解の比較

5.5 数値シミュレーション結果

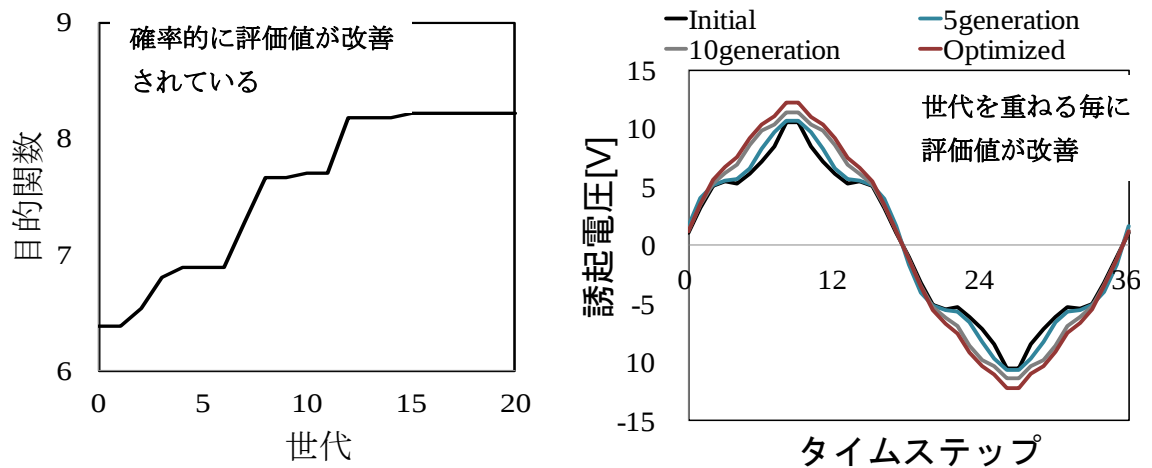
5.5.1 最適化結果

5.1 節で示した形状最適化問題に提案手法を適用した結果を表 5.6 に示す。8 つのパラメータの内 x_1 , x_4 , x_7 が大きく変化していることが分かる。 x_1 , x_7 パラメータは界磁巻線内側のボス部における磁路を確保する役割を有していると考えられる。一方で、 x_4 パラメータは初期解に対して縮小していることが分かる。これは、外径側爪状コアの体積を小さくすることで磁気抵抗を高め、ステータに鎖交する磁束量を向上させていると考えられる。最適化過程における評価値の推移、および 5 世代ごとの誘起電圧波形の比較を図 5.10 に示す。図 5.10(b) から本最適化により誘起電圧が向上していることが分かる。

5 世代ごとのエリート解における、磁束密度分布の比較を図 5.11 に示す。初期解では磁気飽和が界磁巻線内側コアに限定されているのに対して、最適解では磁束密度が回転子全体にバランスよく分布していることが分かる。これは界磁巻線により発生した磁束をより効率的にステータ鎖交させる効果を持っていると考えられる。爪状コアの領域では初期解よりも磁気飽和が促進していることが分かる。これは上述で述べた x_4 パラメータが縮小することで、爪状磁極における磁気抵抗を高め、ステータに鎖交する磁束を高める効果があると考えられる。

表 5.6 最適化結果

	初期形状	5 世代	10 世代	最適解
x_1 (mm)	23.0	24.9	28.5	28.1
x_2 (mm)	15.4	12.7	11.3	15.2
x_3 (mm)	47.0	47.8	52.2	48.7
x_4 (mm)	21.3	19.3	20.7	15.7
x_5 (mm)	38.9	29.6	35.9	36.3
x_6 (mm)	44.0	46.3	47.1	47.4
x_7 (mm)	7.2	7.1	10.1	10.9
x_8 (mm)	3.9	4.4	3.5	3.3
V_{uv} (V)	6.4	6.9	7.7	8.19



(a) 評価関数の推移

(b) 誘起電圧の比較

図 5.10 最適化結果

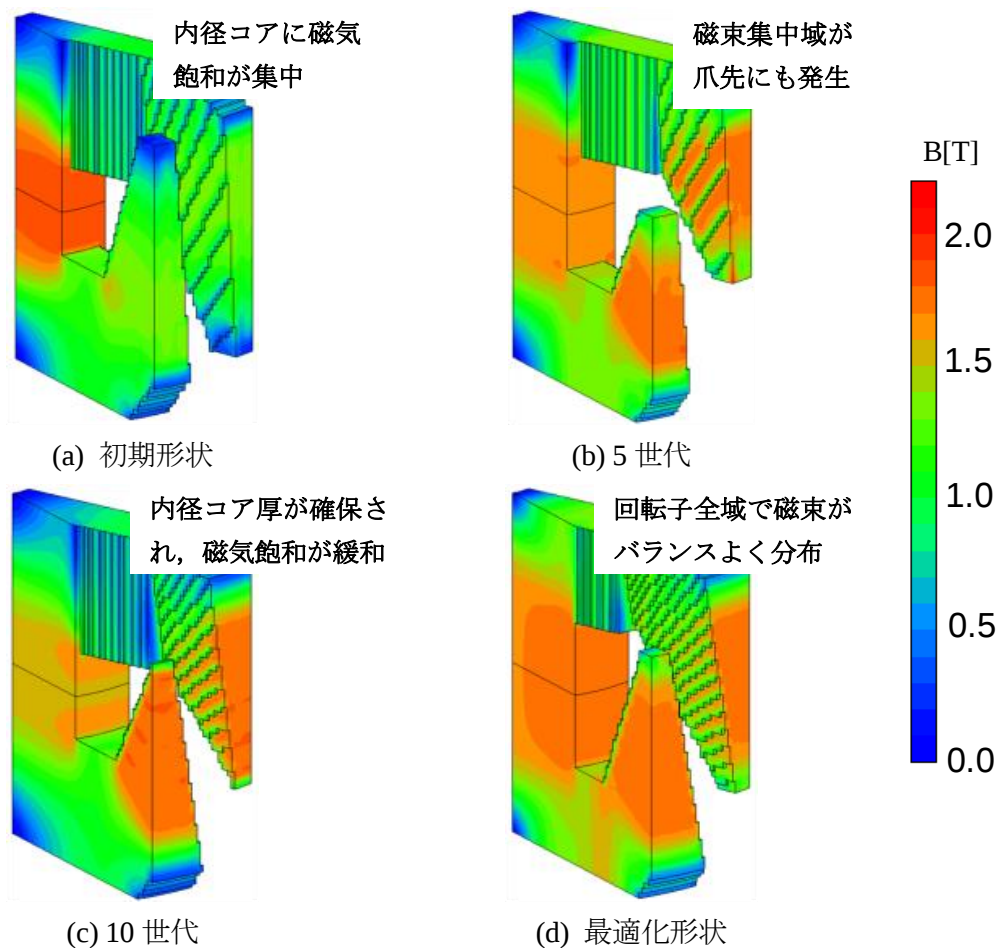


図 5.11 磁束密度分布の比較

5.5.2 獲得形状の発電性能

本項では、5.5.1 項で獲得した各形状における発電特性を算出する。図 5.12 に 5 世代ごとの各エリート解における発電特性を示す。図 5.12 から最適解は低回転速度条件において、最も良好な発電特性を有していることが分かる。これは、(5.1)式の最適化問題で無負荷特性を向上したことで、低速発電出力が向上可能なことを示している。一方で、高回転速度条件下では、10 世代目のエリート解の方が良好な特性を有していることが分かる。これは、低速/高速間で磁束密度分布が異なることを示している。図 5.13 に 10 世代目と最適解の低/高速条件における磁束密度分布の比較を示す。低速条件に対して高速条件では回転子磁気抵抗が高められ、磁束密度が全体的に低下していることが分かる。

低/高速条件における磁束密度分布の違いは、ステータに流れる負荷電流に起因していると考えられる。図 5.14 に 6000r/min 条件における固定子コイルの負荷電流、図 5.15 に負荷電流の考慮無/有の磁束密度分布および誘起電圧の比較を示す。図 5.15(a)からわかる通り、6000r/min 条件ではステータコイルのインダクタンスの影響により、ロータ磁束を打ち消すような電流が発生するため、回転子に対して反磁界が発生し、ロータ磁束密度が低下していることが分かる。結果、図 5.15(b)に示すように誘起電圧が低下しており、振幅、位相を含めて負荷電流がを考慮しない場合に比べて異なる波形を有していることが分かる。

以上のことから、最適化過程でステータコイルに流れる負荷電流を考慮に入れなければ、高速条件における発電特性を向上することができないと考えられる。

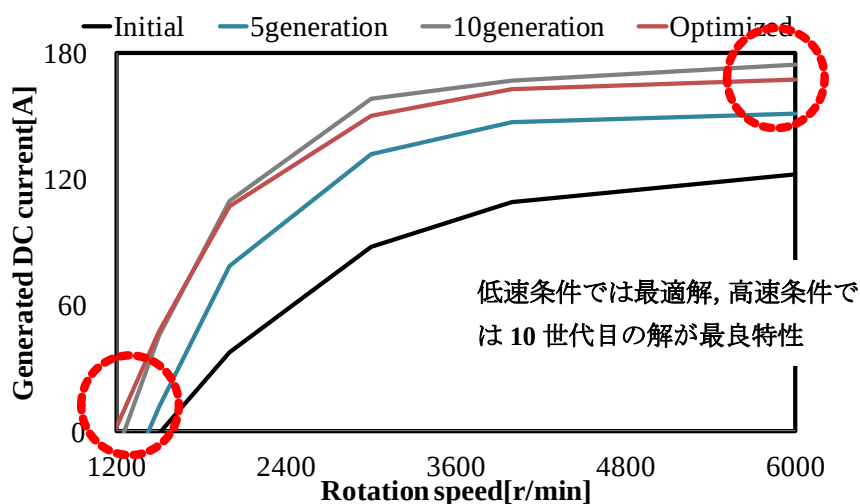


図 5.12 発電 DC 電流の比較

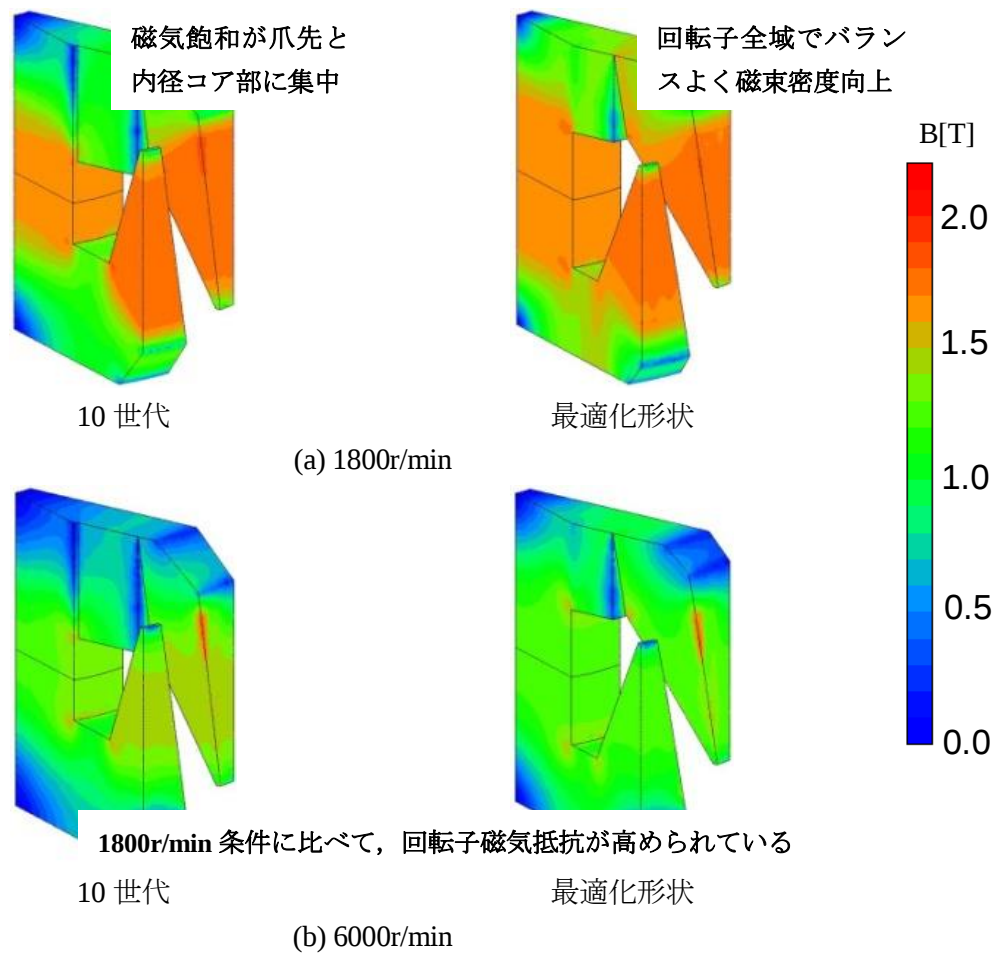


図 5.13 発電解析条件での磁束密度分布比較

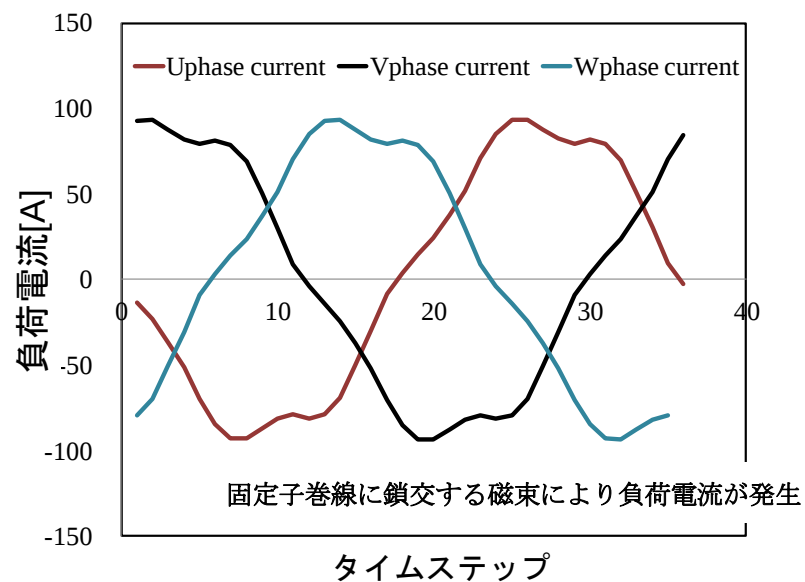
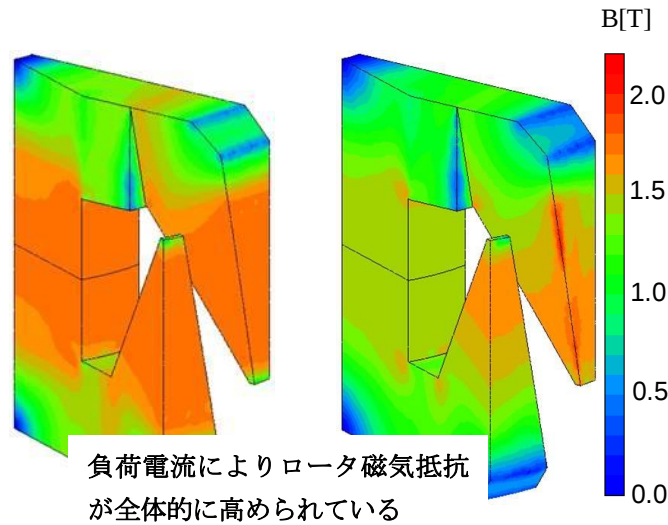
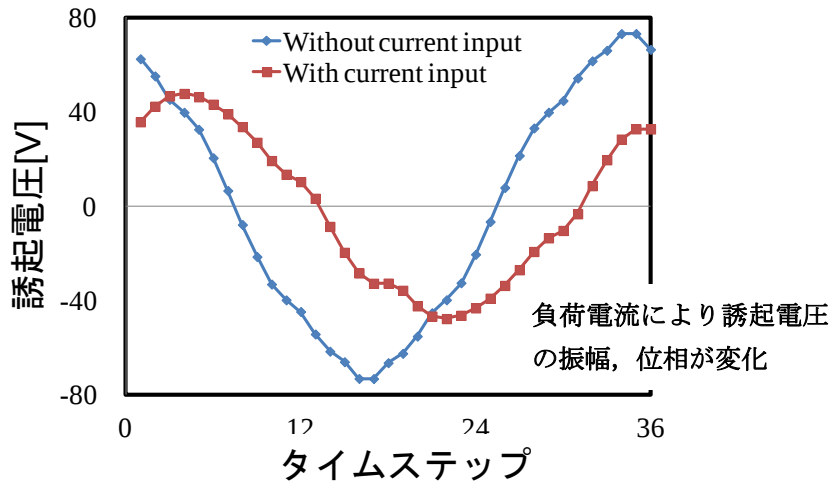


図 5.14 6000r/min 時の負荷電流



(a) 磁束密度比較



(b) 負荷電流の考慮有/無時の誘起電圧比較

図 5.15 負荷電流の影響

5.5.3 高速発電出力向上に向けた最適化問題の再定義

5.5.2 項で述べたように、高速条件下ではステータコイルに負荷電流が流れるため低速発電条件と磁束分布が異なることから、(5.1)式を目的関数とした場合高速発電量の高出力化が実現できない可能性がある。そこで、本項では次式で目的関数を再定義する。

$$F = \frac{V_{uv}^{1000}}{V_{ref}^{1000}} + W \frac{V_{uv}^{6000}}{V_{ref}^{6000}} \rightarrow \max. \quad (5.6)$$

$$G = S_{RC} - S_{ref} > 0$$

(5.6)式において、 V_{uv}^{6000} はモータ回転数 6000r/min 時の U-V 相間のステータコイル端子間電圧である。また、6000r/min 条件では、図 5.15(b)に示す相電流をステータコイルに入

力電流として通電する．これにより，高回転条件において負荷電流によりロータ磁気抵抗が高まる現象を簡易的に模擬することができる．

(5.6)式を用いて最適化を行った結果を表 5.7 に示す．最適化問題修正後に得られた解は，1000, 6000r/min 条件共に誘起電圧が改善されていることが分かる．問題修正後の解では， x_1, x_2 パラメータが寸法拡大されていることが分かる．これは，負荷電流によりロータ磁気抵抗が上昇することを抑制するために，鉄量を増やす効果があると考えられる．図 5.16 に最適化問題修正前/後での発電 DC 電流の比較を示す．修正後の解では低/高速発電共に発電電流が増加していることが分かる．このことから，(5.6)式に基づいて最適化を行うことで，回路連成を用いることなく，車載用オルタネータの発電特性を低/高速条件ともに向上することが可能であることが分かった．

表 5.7 最適化問題修正後の最適化結果

	修正前の最適化結果	修正前/後での最適化結果比較
x_1 (mm)	28.9	0.76
x_2 (mm)	15.8	0.60
x_3 (mm)	48.4	-0.28
x_4 (mm)	15.8	0.07
x_5 (mm)	36.4	0.15
x_6 (mm)	47.7	0.25
x_7 (mm)	11.0	-0.01
x_8 (mm)	3.7	0.32
V_{uv}^{1000} (V)	8.38	0.19
V_{uv}^{6000} (V)	33.78	1.02

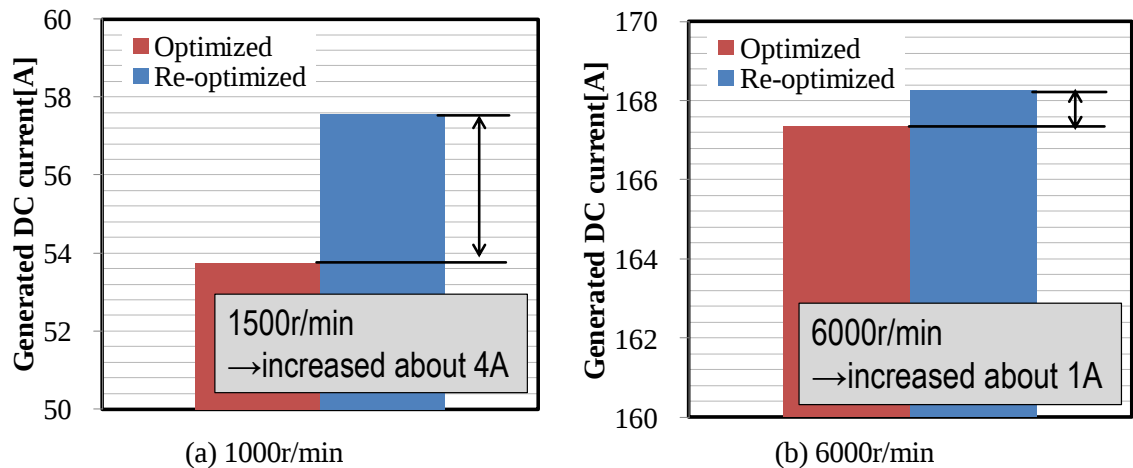


図 5.16 最適化問題修正前/後での発電電流比較

第 6 章 結論

本論文では、回転機磁路設計に掛かる負担を軽減すべく、回転機の形状最適化技術を開発した。回転機の磁気構造探索に形状最適化技術を適用する際に、従来手法では下記課題が存在した。

- I. 従来の形状最適化では、設計パラメータの設定が必要であったため、形状最適化で得られる解が設計者の知見に大きく依存する
- II. 電磁鋼板等の磁性材料は、加工等でその磁気特性が劣化するため、劣化を考慮しない最適設計では期待した特性を実現できない可能性がある
- III. 3次元構造を有す回転機においては、3次元解析にかかる計算負荷が多く、形状最適化を現実的な計算時間で実施することが困難

そこで、本論文では課題 I～III を解決する新たな形状最適化手法を開発する。

第 3 章では、課題 I を解決可能な形状最適化手法として、トポロジー最適化手法の開発について記述した。トポロジー最適化で用いられる形状表現方法として、On-Off 法とレベルセット法が広く用いられている。On-Off 法は、GA との相性が良く、GA を用いることで広い解空間を効率的に探索することが可能である。一方でその探索範囲空間の広さから、工学的に実現することが難しい複雑な形状が得られる可能性がある。レベルセット法はレベルセット関数と呼ばれる陰関数を用いて物体を表現する。比較的滑らかな形状が得られやすい手法であり、より実現しやすい形状を得るために有効な手法であるといえる。しかし、レベルセット法では解探索を勾配法に基づいて行うため、解探索範囲空間が狭く、得られる解の多様性が低いという問題点がある。そこで、3.1 節にて確率論的探索手法を用いたレベルセット法ベースの最適化手法、3.2 節にて可変デザイン領域を用いた On-Off 法ベースの最適化手法を提案した。また、3.3 節にてレベルセット法・On-Off 法を併用した 2 段階最適化手法を提案した。また、各手法共に回転機の形状最適化問題に適用し、最適化結果を議論することで有効性を確認した。3.1～3.3 節から、従来トポロジー最適化技術の課題を解決し、上記課題 I を効果的に解決可能な形状最適化手法の開発に成功したと考えられる。

第 4 章では、回転機で用いられる磁性材料の特性劣化に着目した形状最適化手法を提案した。電磁鋼板に用いられる磁性材料は加工・経年劣化等により磁気特性が低下することが知られている。材料特性が低下するとトルク・効率等の磁気性能が低下することから、結果設計過程で得られた特性が実機で得られない等の問題が発生する可能性がある。そのため、磁性材料の特性劣化を設計工程でも考慮する必要があるが、磁性劣化を考慮した形状最適化手法については先行例が報告されていない。そこで、本論文では 4.1 節にて磁気特性の劣化に対して鈍感な特性を持つ解を獲得するロバスト最適化手法、4.2 節にて打抜により発生する局所磁気劣化を考慮した形状最適化手法を提案した。また、

各手法共に回転機の形状最適化問題適用した。提案手法により得られた解は、磁性劣化が発生しても必要スペックを満たしていることを確認した。4.1～4.2 節より、従来手法の課題Ⅱを効果的に解決可能な形状最適化手法の開発に成功したと考えられる。

第5章では、クローポール回転機の形状最適化手法について記述した。クローポール回転機は3次元的に複雑な磁路を有しており、磁気特性の算出には3次元解析が必要不可欠である。形状最適化は多ケース計算をベースとしているため、現実的な計算時間でクローポール回転機の設計解を獲得することが困難である。そのため、磁路設計は設計者の知見・経験を基に行われることがほとんどであった。そこで、本論文では最適化計算に掛かる計算コストを抑制した3次元形状最適化手法を開発した。具体的には、5.2節にて最適化アルゴリズムの選定、5.3節にて6面体ボクセルFEMを用いた磁路構造の近似について記述した。また、5.4節にて提案手法をクローポール回転機の磁路構造を模擬したテストモデルに適用しその有効性を示した。最後に5.5節にてクローポール回転機の形状最適化問題に提案手法を適用し最適結果について議論した。5.5節では、高速回転条件時の固定子誘導電流により作られる反磁界の影響についても記述した。以上により、課題Ⅲを効果的に解決可能な形状最適化手法の開発に成功したと考えられる。

本論文にて述べた従来最適化手法の課題解決アプローチにより、回転機における形状最適化技術の有効性を高めることに成功した。今後の課題としては、実務レベルの設計応用例が不足している。汎用解析ソフトウェア(例えば JMAG)にパラメータ最適化技術が導入され数年が経過した。パラメータ最適化は設計応用例がこれまで多数報告されており、その応用例は実務設計レベルの内容も多い。これだけの知見が蓄積され、ようやく汎用的にパラメータ最適化技術の有効性が設計者に受け入れられたと言える。トポロジー最適化に関しては、手法提案は多数先行例が報告されているが実務レベルの設計応用例はほとんど見られない。今後は実務応用結果を蓄積・報告し、回転機におけるトポロジー最適化の有効性を主張することであると考えている。

謝辞

本博士論文を執筆するにあたり、北海道大学大学院情報科学研究科 システム情報科学専攻 電磁工学研究室、五十嵐一教授、野口聡准教授、にはその全般にわたって終始熱心に御指導頂きました。ここに甚大なる謝意を表す次第です。

研究室の雑務を肩代わりしていただいた事務補佐員の齊藤尚代氏、技術職員としてご尽力いただきました今井氏に厚く御礼申し上げます。

学部4年のときに担当教員として指導していただいた、現室蘭工業大学 もの創造系領域 渡辺浩太准教授、研究環境の整備にご尽力頂きました阿部正雄前嘱託職員の2名にも厚く御礼申し上げます。さらに、明るい雰囲気のもとで研究させて頂き、数々のご助言、ご協力を頂きました同研究室の皆様に御礼申し上げます。

博士課程まで進学を許可頂き、勉学・研究に対する姿勢を学ぶ機会を与えてくれた両親に深く感謝します。

最後に、陰ながら支えてくれた妻と頑張る元気を与えてくれた息子に心から感謝致します。

2017 年 3 月
日高 勇気

参考文献

- [1] 本間利久, 五十嵐一, 川口秀樹, “数値電磁力学 –基礎と応用–”, 森北出版株式会社, (2002).
- [2] 高橋則雄 “三次元有限要素法”, 電気学会, (2006).
- [3] 久田 俊明, 非線形有限要素法のためのテンソル解析の基礎, 丸善株式会社, (1992).
- [4] 赤津 観, モータ技術すべてがわかる本, 株式会社ナツメ社, 2012 年.
- [5] Technical report of the institute of electrical engineering of Japan, industry application society, no. 776, 2000.
- [6] S. Hayashi, Y. Fujita, H. Kometani and S. Sakabe, “Three dimensional Magnetic Field Analysis of a Lundell Alternator,” The Institute of Electrical Engineers of Japan, vol. 114, no. 12, pp. 1284-1293, 1994.
- [7] A. Tan-Kim, V. Lanfranchi, S. Vivier, J. Legranger and F. Palleschi, “Vibro-acoustic simulation and optimization of a claw pole alternator,” IEEE Transaction on industry applications , vol. 52, no. 5, pp. 3878-3885, 2016.
- [8] S. Kiippers and G. Henneberger, “Numerical procedures for the calculation and design of automotive alternators,” IEEE Trans. Magn., vol. 33, no. 2, pp. 2022-2025, 1997.
- [9] K. Yamazaki and A. Abe, “Loss analysis of IPM motors considering carrier harmonics –calculation of eddy current loss in permanent magnet using 3-D finite element method–”, IEEJ Trans. IA, Vol. 127, No. 1, pp.87-94(2007).
- [10] 電気学会進化技術応用調査専門委員会編:「進化技術ハンドブック」, 近代科学社, (2010).
- [11] 棟朝 雅晴, 遺伝的アルゴリズム -その理論と先端的手法-, 森北出版株式会社, (2008).
- [12] C. A. Coello and G. T. Pulido, “A micro-genetic algorithm for multiobjective optimization,” EMO 2001, LNCS 1003, pp. 126-140, 2001.
- [13] 渡部 浩太, 丸山 尚之, 五十嵐 一, 松尾 哲司, 美船 健:” 実数型遺伝子を用いた進化型計算手法による電磁機器最適化について”, 日本シミュレーション学会大会発表論文集,シミュレーション・テクノロジー・コンファレンス・計算電気・電子工学シンポジウム 27, pp, 47-50, 2008.
- [14] E. Zitzler, M. Laumanns, L. Thiele : SPEA2: improving the performance of the strength pareto evolutionary algorithm, TIK-Report 103, Computer Engineering and Communication Networks Lab (TIK), Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich, (2001)
- [15] 小林 重信, “実数値 GA のフロンティア”, 人工知能学会誌, vol. 24, no.1 pp.128-143, 2009.

- [16] K. Watanabe, F. Campelo, Y. Iijima, K. Kawano, T. Matsuo, T. Mifune, and H. Igarashi, "Optimization of inductors using evolutionary algorithm and its experimental validation," *IEEE Trans Magn*, vol. 46, No. 8, pp. 3393-3396 (2010).
- [17] T. Sato, K. Watanabe and H. Igarashi, "Three dimensional optimization using voxel-based finite element method with homogenization", *International journal of applied electromagnetics and mechanics*, vol. 39, No. 1, 2012, pp. 761-768.
- [18] D. H. Kim, J. K. Sykulski and D. A. Lowther, "The implications of the use of composite materials in electromagnetic device topology and shape optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1154-1157, 2009.
- [19] N. Takahashi, T. Yamada, S. Shimose, D. Miyagi, "Optimization of rotor of actual IPM motor using ON/OFF method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1262-1265, 2011.
- [20] J.-K. Byun, I.-H. Park and S.-Y. Hahn, "Topology optimization of electrostatic actuator using design sensitivity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, 2002, pp. 1053-1056.
- [21] Y. Okamoto, K. Akiyama, N. Takahashi: "3-D Topology Optimization of Single-Pole-Type Head by Using Design Sensibility Analysis", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1087-1090, 2006.
- [22] Stanley Osher, Ronald Fedkiw "Level Set Methods and Dynamic Implicit Surfaces" *Springer Science+Business Media, LLC*, 2003.
- [23] Sang-in Park, Seungjae Min, Shintaro Yamasaki, Shinji nishiwaki and Jeondhoon Yoo, "Magnetic Actuator Design Using Level Set Based Topology Optimization" *IEEE Trans, Magn.*, vol. 44, no. 11, 2008, pp. 4037-4040.
- [24] Sunghoon Lim, Seungjae Min and Jung-Pyo Hong, "A Low Torque Ripple Rotor Design of the Interior Permanent Magnet Motor Using the Multi-Phase Level-Set and Phase-Field Concept," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, 2012, pp. 907-1217.
- [25] G. Allaire, F. Jouve and A. M. Toader, "Structural optimization using sensitivity analysis and a level-set method," *J. Comput. Phys.*, vol. 194, no. 1, 2004, pp. 363-393.
- [26] Wang Youhua, Yan Weili and Zhang Guansheng, "Adaptive Simulated Annealing for the Optimal Design of Electromagnetic Devices", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 3, 1996, pp. 1214-1217.
- [27] Tang Renyuan, Yang Shiyu, Li Yan, Wen Geng and Mei Tiemin, "Combined Strategy of Improved Simulated Annealing and Genetic Algorithm for Inverse Problem," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 3, 1996, pp. 1326-1329.
- [28] Yuki Hidaka, Takahiro Sato, Kota Watanabe and Hajime Igarashi, "Stochastic topology optimization based on level-set method", *COMPEL*, vol. 33, no. 5, pp. 1904-1919, 2014.
- [29] 日高勇氣, 五十嵐一, "動的フィルタリングを用いた電磁機器のトポロジー最適化", 第 22 回 MAGDA コンファレンス in 宮崎 電磁現象及び電磁力に関するコンファレンス, pp. 95-100, 2013.
- [30] F. Gustafsson, Adaptive filtering and change detection, John Wiley & sons, LTD, 2000.

- [31] 佐藤 孝洋, 五十嵐 一, 高橋 慎矢, 内山 翔, 松尾 圭祐, 松橋 大器, “トポロジー最適化による埋込磁石同期モータの回転子形状最適化,” *The Institute of Electrical Engineers of Japan*, vol. 35, no. 4, pp. 291-298, 2015.
- [32] Y. Okamoto, Y. Tominaga, and S. Sato, “Topological design for 3-D optimization using the combination of multistep genetic algorithm with design space reduction and nonconforming mesh connection,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 515-518, 2014.
- [33] 日高 勇気, 五十嵐 一, “可変デザイン領域を用いた On-Off 法による回転機のトポロジー最適化,” Submitted to IEEJ, 2015.
- [34] Y. Hidaka, T. Sato, and H. Igarashi, “Topology optimization method based on On-Off method and level set approach,” *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 50, no. 2, # 7015204, 2014.
- [35] 日高 勇気, 五十嵐 一, “On-Off 法とレベルセット法の併用による IPM モータの多目的形状最適化,” 日本シミュレーション学会論文誌, vol. 6, no. 3, pp. 37-42, 2014.
- [36] 日高 勇気, “電気機器のトポロジー最適化,” 北海道大学 大学院情報科学研究科 2013 年度修士論文, 2014.
- [37] Technical report of the institute of electrical engineering of Japan, industry application society, no. 776, 2000.
- [38] T. Maruyama and H. Igarashi, “An effective robust optimization based on genetic algorithm,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, pp. 990~993, 2008.
- [39] T. Maruyama, K. Watanabe and H. Igarashi, “A robust optimization based on adjoint variable method,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 6, pp. 1524~1532, 2010.
- [40] E.G. Araujo, J. Schneider, K. Verbeken, G. Pasquarella and Y. Houbaert, “Dimensional effects on magnetic properties of Fe-Si steels due to laser and mechanical cutting,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, pp. 213~216, 2010.
- [41] F. Ossart, E. Hug, O. Hubert, C. Buvart, and R. Billardon, “Effect of punching on electrical steels: Experimental and numerical coupled analysis,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3137~3140, Sep. 2000.
- [42] K. Fujisaki and S. Satou, “Numerical Calculations of electromagnetic fields in silicon steel under mechanical stress,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4, pp. 1820-1825, July 2004.
- [43] A. Schoppa J. Schneider, and C.D. Wuppermann, “Influence of the manufacturing process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels,” *J. Magn. Mag. Mat.*, vol. 215-216, pp. 74-78, June 2000.
- [44] Y. Hidaka, S. Furui, Hajime Igarashi, “Robust Optimization Considering Probabilistic Magnetic Degradation”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, #7401204, 2015.
- [45] 津田孝夫, モンテカルロ法とシミュレーション, 培風館, (1977).
- [46] M. Nakano, Y. Morita and T. Matsunaga, “Reduction of cogging torque due to production tolerances of rotor by using partially placed dummy slots in axial direction,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4372-4382, 2014.
- [47] M. Bali, H De Gersem and A. Muetze, “Finite-Element Modeling of Magnetic Material Degradation Due to Punching,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 745-748, 2014.

-
- [48] R. Hambli and A. Potiron, "Finite element modeling of sheet-metal blanking operations with experimental verification," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 102, no. 1-3, pp. 257-265, 2000.
- [49] Y. Hidaka and H. Igarashi, "Topology optimization of synchronous reluctance motors considering localized magnetic degradation caused by punching," submitted to *IEEE Trans. Magn.*, 2016.
- [50] S. Kiippers and G. Henneberger, "Numerical procedures for the calculation and design of automotive alternators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 2022-2025, 1997.
- [51] A. Tan-Kim, V. Lanfranchi, S. Vivier, J. Legranger and F. Palleschi, "Vibro-acoustic simulation and optimization of a claw pole alternator," *IEEE Transaction on industry applications*, vol. 52, no. 5, pp. 3878-3885, 2016.
- [52] D. Bilyi, V. Bilyi and D. Gerling, "FEM based model development and co-simulation of automotive multi-phase claw-pole alternator and rectifier," *Transportation Electrification Conference and Expo 2016 (ITEC)*, 2016.
- [53] K. Yamasaki, H. Ishigami, A. Abe, "An Adaptive Finite Element Method for Minor Shape Modification in Optimization Algorithms," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1202-1205, 2008.
- [54] S. Odawara, Y. Gao, K. Muramatsu, T. Okitsu and D. Matsuhashi, "Magnetic Field Analysis Using Voxel Modeling With Nonconforming Technique," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 5, pp. 1442-1445, 2011.
- [55] Y. Hidaka and H. Igarashi, "Three-Dimensional Shape Optimization of Claw-Pole-Motors," submitted to *IEEE Trans. Magn.*, 2016.

研究業績

学術論文

- [1] Y. Hidaka, T. Sato, and H. Igarashi “Topology optimization method based on On-Off method and level set approach,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no 2, article# 7015204(2014).
- [2] Y. Hidaka, T. Sato, K. Watanabe, H. Igarashi, “Stochastic topology optimization based on level-set method”, *COMPEL*.
- [3] 日高 勇気, 五十嵐 一, “On-Off法とレベルセット法を併用によるIPMモータの多目的形状最適化”, *日本シミュレーション学会論文誌*, vol. 6, no 3, pp. 37-42, 2014.
- [4] Y. Hidaka, S. Furui, Hajime Igarashi, “Robust Optimization Considering Probabilistic Magnetic Degradation”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no 3, #7401204(2015).
- [5] 日高 勇気, 五十嵐 一, “可変デザイン領域を用いたOn-Off法による回転機のトポロジー最適化”, *電気学会 論文誌B*, vol. 137, no 3, (採録決定).
- [6] Yuki Hidaka, Hajime Igarashi, “Topology Optimization of Synchronous Reluctance Motor Considering Magnetic Degradation Induced by Punching Operation”, To be published in *IEEE Trans. Magn.*, 2017.

国際会議

- [1] Yuki Hidaka, Takahiro Sato, Kota Watanabe, Hajime Igarashi, “Level-Set Based Topology Optimization with Simulated Annealing”, 12th International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, 2012.
- [2] Yuki Hidaka, Takahiro Sato, Kota Watanabe, Hajime Igarashi, “Stochastic Topology Optimization Based on Level-Set Method”, International Symposium on Theoretical Electrical Engineering, 2013.
- [3] Yuki Hidaka, Takahiro Sato, Hajime Igarashi, “Novel topology optimization based on on-off method and level set approach”, *COMPUMAG 2013*, 2013.
- [4] Yuki Hidaka, Takahiro Sato, Hajime Igarashi, “A Novel Two-Step Method for Topology Optimization: Application to Electro Magnetic Devices”, *JSST 2013 International Conference on Simulation Technology*, 2013.
- [5] Yuki Hidaka, Shintaro Furui, Hajime Igarashi, “Robust Optimization Considering Probabilistic Magnetic Degradation”, *CEFC 2014*, 2014.
- [6] Yuki Hidaka, Hajime Igarashi, “Optimization of synchronous reluctance motors considering

uncertainties in magnetic property”, JSST 2015 International Conference on Simulation Technology, 2015.

- [7] Yuki Hidaka, Hajime Igarashi, “Three-dimensional shape optimization of claw-pole motors”, CEFC 2016, 2016.

講演

- [1] 日高 勇気, 佐藤 孝弘, 渡辺 浩太, 五十嵐 一, “レベルセット法による電磁機器の形状最適化,” 第17回 計算工学講演会, 2012.
- [2] 日高 勇気, 五十嵐 一, “レベルセット法によるトポロジー最適化,” 平成24年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 2012.
- [3] 日高 勇気, 五十嵐 一, “確率論的最適化手法を用いたレベルセット法 –電磁機器の形状最適化-,“ 第21回MAGDAコンファレンス in 仙台 -電磁現象及び電磁力に関するコンファレンス- 講演論文集.
- [4] 日高 勇気, 五十嵐 一, “遺伝的アルゴリズムとレベルセット法を併用した最適化手法の考案,” 平成25年冬期 静止器回転機合同研究会資料, 2013.
- [5] 日高 勇気, 五十嵐 一, “On-Off法とレベルセット法の併用によるIPMモータのトポロジー最適化,” 平成25年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 2013.
- [6] 日高 勇気, 五十嵐 一, “電磁機器の多目的トポロジー最適化,” 日本機械学会 第26回計算力学講演会(CMD2013), 2013.
- [7] 日高 勇気, 五十嵐 一, “動的フィルタリングを用いた電磁機器のトポロジー最適化, “ 第22回MAGDAコンファレンス in 宮崎 -電磁現象及び電磁力に関するコンファレンス-講演論文集.
- [8] 日高 勇気, 五十嵐 一, “軸反転周期境界を要する3次元回転器の形状最適化 “, 平成28年冬期 静止器・回転機合同研究会資料, 2016.
- [9] 日高 勇気, 五十嵐 一, “可変デザイン領域を用いたOn-Off法による回転機のトポロジー最適化 “, 平成28年夏期 静止器・回転機合同研究会資料, 2016.

