



リラクタンストルクを活用した省・脱レアースモータの高性能化に関する研究

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2022-07-21 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 小林, 眞莉香 メールアドレス: 所属:
URL	https://doi.org/10.24729/00017760

大阪府立大学博士論文

リラクタンストルクを活用した
省・脱レアースモータの高性能化に関する研究

2022年1月

小林 眞 莉 香

目次

第1章	緒論	1
第2章	希土類ボンド磁石に適した PMASynRM のロータ構造設計と特性解析	5
2.1	緒言	5
2.2	ターゲットとする希土類焼結磁石適用 IPMSM	5
2.3	希土類ボンド磁石適用 PMASynRM のロータ設計	8
2.3.1	初期モデルの設計	8
2.3.2	初期設計モデルと希土類焼結磁石適用 IPMSM の特性比較	10
2.3.3	機械強度制約の考慮	17
2.4	希土類ボンド磁石適用 PMASynRM の不可逆減磁解析	26
2.4.1	リコイル曲線の測定データ	27
2.4.2	ボンド磁石の減磁動作	30
2.4.3	サブルーチンを用いた減磁解析手法	31
2.4.4	減磁解析用の入力電流	35
2.4.5	リコイル比透磁率を定数とした減磁解析結果	35
2.4.6	リコイル比透磁率を変数とした減磁解析結果	38
2.4.7	リコイル比透磁率の設定条件の違いが減磁後の特性に及ぼす影響	41
2.5	希土類焼結磁石適用 IPMSM との運転特性比較	46
2.5.1	減磁解析の条件	48
2.5.2	温度上昇時におけるボンド磁石適用 PMASynRM の不可逆減磁特性	52
2.5.3	モータパラメータの比較	54
2.5.4	最大トルク特性 (MTPA 制御時) の比較	57
2.5.5	最大出力制御時の諸特性の比較	58
2.5.6	運転領域全体の損失・効率特性の比較	60
2.5.7	走行評価点における損失・効率特性の比較	64
2.6	結言	66
第3章	2層構造 PMASynRM のコギングトルク低減	67
3.1	緒言	67
3.2	コギングトルクの発生原理と低減方針	67
3.2.1	コギングトルクと磁気エネルギー	68
3.2.2	ギャップ中の磁束密度の2乗 (B_g^2) 関数	68
3.2.3	コギングトルクの定式化と低減方針	71
3.3	階段波近似を用いた B_g^2 波形の最適化によるコギングトルク低減	72
3.3.1	基準モデルのコギングトルク波形と B_g^2 波形	74
3.3.2	B_g^2 波形の階段波による近似	76
3.3.3	溝を設けたロータにおける理想的な B_g^2 波形 (階段波) の導出	80

3.3.4	理想的な B_g^2 波形（階段波）に基づく最適な溝の設計	82
3.3.5	最適な溝を設けたモデルのコギングトルク・トルク特性	85
3.3.6	ティース幅・スロット開口幅の影響	86
3.4	台形波近似を用いた B_g^2 波形の最適化によるコギングトルク低減	88
3.4.1	解析モデル	88
3.4.2	B_g^2 波形の階段波近似と台形波近似の比較	89
3.4.3	溝を設けたロータにおける理想的な B_g^2 波形（台形波）の導出	90
3.4.4	最適な溝を設けたモデルのトルク特性と B_g^2 波形	93
3.5	結言	96
第4章	同期リラクタンスモータのトルクリプル低減	97
4.1	緒言	97
4.2	トルクリプルを低減するロータ構造設計	98
4.2.1	基準モデル	98
4.2.2	トルクリプル低減のための設計プロセス	100
4.2.3	非対称モデルのトルク特性および機械特性	107
4.3	試作機を用いた実験的検証	109
4.3.1	試作機と実験装置	109
4.3.2	瞬時トルク波形の測定	110
4.3.3	基本特性の測定	113
4.4	結言	116
第5章	結論	117
参考文献		120
謝辞		127

主要記号

記号	名称	単位
P	極数	
P_n	極対数	
R_a	電機子巻線の抵抗	Ω
L_d, L_q	d, q 軸インダクタンス	mH
Ψ_a	永久磁石による電機子鎖交磁束	Wb
Ψ_{dmin}	最小 d 軸鎖交磁束	Wb
i_d, i_q	電機子電流の d, q 軸成分	A
β	電機子電流の q 軸からの進み角 (電流位相)	$^\circ$
I_e	相電流実効値	A
I_{em}	相電流実効値の制限値	A
I_a	電機子電流の大きさ ($I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{3}I_e$)	A
I_{am}	電機子電流の制限値	A
V_a	電機子電圧の大きさ	V
V_{am}	電機子電圧の制限値	V
N	ロータの1分間あたりの回転数	min^{-1}
T	トルク	Nm
T_r	リラクタンストルク	Nm
T_m	マグネットトルク	Nm
T_c	コギングトルク	Nm
W_c	銅損	W
W_i	鉄損	W
P_m	機械出力	kW
η	効率	%
μ_{rec}	リコイル比透磁率	
H_{rev}	逆磁界強度	kA/m
B_g	ギャップ中の磁束密度	T
δ	減磁率	%
θ_e	ロータの回転角度 (電気角)	$^\circ$
ϕ_e, ϕ_m	ギャップ中の位置 (電気角, 機械角)	$^\circ$

第1章 緒論

1950年代から現在まで、希土類焼結磁石を始めとする高性能磁石の開発やパワーエレクトロニクス技術の進歩を背景に、永久磁石同期モータ（PMSM：Permanent Magnet Synchronous Motor）は小型で高出力かつ高効率なモータとして著しい進歩を遂げてきている⁽¹⁾⁽²⁾。PMSMの中でも、埋込磁石同期モータ（IPMSM：Interior PMSM）は、磁石磁束によるマグネットトルクに加えてロータ（回転子）の磁氣的突極性によるリラクタンストルクも利用できるため、効率が高く可変速運転範囲が広いモータである。IPMSMはエアコンのコンプレッサ駆動、自動車駆動、可変速油圧ポンプ駆動などの幅広い用途で使用されており⁽³⁾⁻⁽⁷⁾、今後も環境・エネルギー問題の解決のために、高効率なIPMSMの普及が拡大していくと考えられる。

しかし、IPMSMのロータに使用される希土類焼結磁石は高いエネルギー積を得るために多くのレアアースを含んでいる。なかでも、ジスプロシウム（Dy: Dysprosium）などの重レアアースは世界生産量の多くが特定の地域に限定されており、今後の価格高騰や長期にわたる資源確保のリスクが問題視されている⁽⁸⁾。また、レアアースの採掘と製錬に伴いウランやトリウムなどの有害な廃棄物が発生することによる環境汚染も深刻な課題である⁽⁹⁾。そのため、Dyなどの重レアアースを使用しない省レアアースモータ、またはレアアースを一切使用しない脱レアアースモータの開発が望まれる。

省・脱レアアースモータの候補として、希土類焼結磁石の代わりにフェライト磁石やボンド磁石を適用したPMSMが注目されている。フェライト磁石は最大エネルギー積が希土類焼結磁石の1/10程度であるが、レアアースを含まないため安価である。従来研究では、フェライト磁石を適用した永久磁石補助型同期リラクタンスマータ（PMASynRM：Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor）が提案され、数十kW級の自動車駆動用モータへの適用が研究されている⁽¹⁰⁾⁻⁽¹³⁾。また近年では、最大エネルギー積は希土類焼結磁石と比べて1/4程度であるが、Dyを含まず安価な希土類ボンド磁石を用いたモータの構造を検討する研究も多くなされている⁽¹⁴⁾⁻⁽²⁰⁾。希土類ボンド磁石は希土類粉末を樹脂で固めた磁石であり、ロータに直接射出成型することで円弧のような複雑形状も容易に製造可能である⁽²¹⁾。すなわちボンド磁石を用いたPMSMは、磁石の形状自由度を活かしたロータ構造設計により小型化、高出力化が期待できる。従来研究では、数kW以下の小型PMSMへ希土類ボンド磁石を適用する研究が多く、適用可能性が示されている⁽¹⁴⁾⁽¹⁶⁾⁻⁽¹⁸⁾⁽²⁰⁾。最近では、体格

の大きい自動車駆動用モータへの適用も研究されており、希土類ボンド磁石を用いた 60kW 級のバーニアモータ⁽¹⁵⁾や 50kW 級のアウターロータ型ハルバッハモータ⁽¹⁹⁾が検討されている。しかし、これらの研究はボンド磁石の不可逆減磁が考慮されていない。大電流・高温で駆動する数十 kW 級の自動車駆動用モータに希土類ボンド磁石を適用する際、不可逆減磁の考慮が必要不可欠である。不可逆減磁を考慮した上で、希土類焼結磁石を用いた IPMSM と同等の出力、効率を得る希土類ボンド磁石を用いたモータの開発が望まれる。

省・脱レアアースモータの高出力化、高効率化に加えて、低振動化も重要な課題である。省・脱レアアースモータの中でも PMASynRM は、リラクタンストルクを最大限に活用するためロータに多層の磁石を埋め込んだ構造を有する⁽¹⁰⁾⁻⁽¹³⁾。そのため、PMASynRM は表面磁石同期モータ (SPMSM : Surface PMSM) に比べてエアギャップ中に発生する磁束密度波形に多くの空間高調波を含むという問題がある。ギャップ磁束密度の高調波によって誘起電圧波形が歪み、コギングトルクやトルクリプルが増大する⁽²²⁾⁽²³⁾。このうちコギングトルクは、低速時のモータ騒音や振動要因となるため低減する必要がある。従来のコギングトルクの低減手法には、ステータやロータにスキューを施した構造が多く提案されている⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。しかし、スキューは負荷時の平均トルクを減少させ、また構造を複雑化するため製造が難しい。そのため、ロータやステータに小さな溝を設けるなどの単純な構造設計のみで、平均トルクを維持したままコギングトルクを低減する方法が望ましい。

また、永久磁石を一切用いない脱レアアースモータとして、リラクタンストルクのみで駆動する同期リラクタンスマータ (SynRM) が研究されている。SynRM は、ロータが鉄心のみで構成され永久磁石を使用しないため IPMSM に比べて安価で省資源なモータであり、コギングトルクも発生しない。また、現在の産業用モータとして主流である誘導モータ (IM) よりも同体格での出力密度が高く高効率であるため、IM に替わる高効率産業用モータとして注目されている⁽²⁶⁾⁻⁽²⁹⁾。産業用モータは、国際電気標準会議によってモータの国際高効率規格 (IE コード) が規定されており、これまで IM では成し得なかったスーパープレミアム効率 (IE4) やウルトラプレミアム効率 (IE5) クラスの SynRM が研究開発されている⁽³⁰⁾⁻⁽³³⁾。しかしながら、今日において IM が SynRM へ全て置き換わる状況ではない。その要因の一つとして、SynRM はロータに多層の空気層より成る磁束障壁 (フラックスバリア) を持つため、通電時のトルクリプルが大きい課題がある。SynRM の出力や効率を維持したまま、トルクリプルを低減する構造の検討が必要である。

以上に述べた課題を考慮し、本論文では、リラクタンストルクを活用した省レアアースモータである Dy を含まない希土類ボンドを用いた PMASynRM と脱レアアースモータである

SynRM の高性能化について検討を行う。ロータ構造設計により、高出力、高効率、低振動化を実現し、モータの省資源化を図ることを目的とした。本研究の省・脱レアアースモータが実現できれば、従来の希土類焼結磁石を用いた IPMSM よりも省資源化・コスト削減が期待でき、高効率なモータを世界中に広く普及させることができる。

本論文の第 2 章以降の概要は次の通りである。

第 2 章では、Dy を含まない安価な希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM (以下、ボンド磁石適用 PMASynRM) を提案し、希土類焼結磁石を適用した IPMSM (以下、焼結磁石適用 IPMSM) と同等以上の出力、効率特性を目指す。機械強度の制約下で希土類ボンド磁石に適したロータ構造を有限要素法 (FEM : Finite Element Method) による磁界解析により設計する⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾。また、ボンド磁石適用 PMASynRM の不可逆減磁解析手法と不可逆減磁が運転特性に及ぼす影響を検討する⁽³⁶⁾⁻⁽⁴⁰⁾。ボンド磁石のリコイル比透磁率 μ_{rec} は、ステータからの逆磁界の強さと磁石温度によって変化する。そこで、リコイル曲線の測定結果に基づいて μ_{rec} を変数とした減磁解析手法を提案する。提案する減磁解析の結果を、 μ_{rec} を定数とした減磁解析結果と比較し、ボンド磁石適用 PMASynRM に適した減磁解析手法を明らかにする。さらに、不可逆減磁を考慮したボンド磁石適用 PMASynRM の出力、効率特性を、焼結磁石適用 IPMSM と FEM 解析により比較検討する⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾。

第 3 章では、ロータに 2 層の希土類ボンド磁石を有する PMASynRM のコギングトルク低減を目的とし、ロータ表面に設ける溝の位置と形状を、主に理論式に基づいて設計する手法を提案する⁽⁴³⁾⁻⁽⁴⁷⁾。提案手法は、コギングトルクの脈動成分がモータのギャップ磁束密度の 2 乗 (B_g^2) 波形に依存することに着目する。FEM 解析により求めた溝の無い基準モータの B_g^2 波形を、簡易的な波形で近似する。近似に用いる波形は、階段波形および台形波形の 2 種類検討する。次に、コギングトルクの主要成分が最小となる理想的な B_g^2 波形を理論的に導出し、得られた理想波形のパラメータから最適な溝の位置と幅を決定する。その後、磁界解析によって最適な溝の深さを調節し、設計した溝のコギングトルク低減効果を FEM 解析によって明らかにする。また、提案手法の汎用性を示すために、ボンド磁石適用 PMASynRM に加えてモータ体格、構造が異なる 2 種類の焼結磁石適用 IPMSM においても最適な溝を設計し、コギングトルクの低減効果を検証する。さらに、溝を設けたモデルの負荷時のトルク特性を解析し、溝が平均トルクに及ぼす影響についても検討を行う。

第 4 章では、ロータに 4 層のフラックスバリアを有する産業用 SynRM のトルクリプル低減を目的とし、機械的強度を考慮した非対称なフラックスバリアを有するロータ構造を提案する。提案する非対称モデルは 2 通りあり、何れも平均トルクや効率を維持したままトルクリプルを低減できる。1 つ目は、1 枚のロータコアに 2 種類のフラックスバリア形状を組

合せたモデルである。2つ目は、フラックスバリア形状が異なる2種類のロータを積厚方向に組合せた後、積厚比率を最適化したモデルである。これらの非対称モデルのトルクリプルをFEM解析により検討し、その低減効果を示す。そして、基準モデル、及び非対称モデルの中で最もトルクリプルが小さい積厚方向に非対称なモデルの試作機を製作し、瞬時トルク波形および、平均トルク、効率などの基本特性を測定し、提案構造の有効性を実験的に検証する。

第5章では、結論として以上の章の総括を行う。

第2章 希土類ボンド磁石に適した PMASynRM のロータ構造設計と特性解析

2.1 緒言

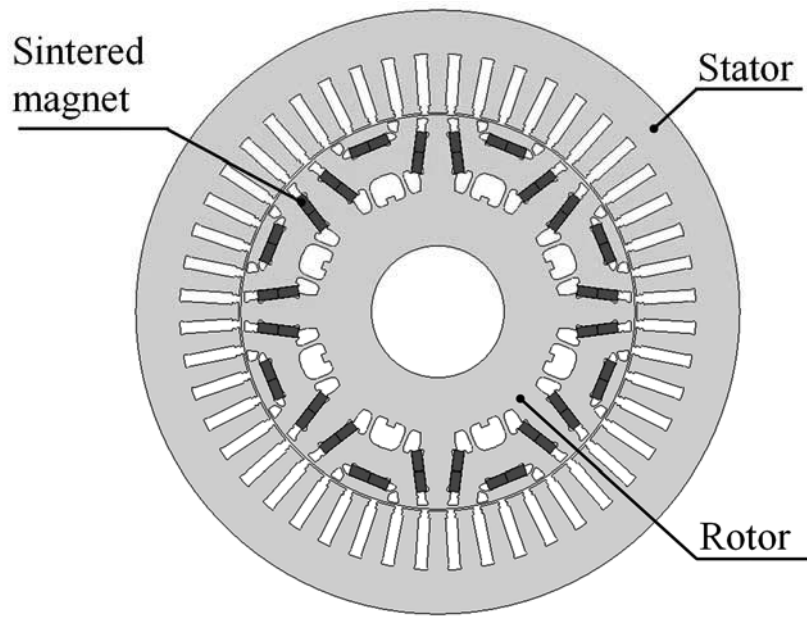
希土類焼結磁石を用いた IPMSM に替わる省レアアースモータとして、Dy を含まない希土類ボンド磁石を適用した自動車駆動用 PMSM が研究されている⁽¹⁵⁾⁽¹⁹⁾。ボンド磁石は焼結磁石に比べて保磁力が低く、不可逆減磁しやすい欠点がある。ステータからの逆磁界が大きい場合、永久磁石が不可逆減磁してモータ性能が著しく低下する可能性がある。大電流で駆動する自動車駆動用モータにボンド磁石を適用するためには、不可逆減磁後のモータ性能の評価が必要不可欠である。しかし、ボンド磁石は $B-H$ 特性が曲線状であるため、希土類焼結磁石やフェライト磁石を用いるモータと同様の減磁解析手法が適用できない。そのため、ボンド磁石を用いるモータに適した減磁解析手法の検討が必要である。

本章では、Dy を含まない希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM を提案する。機械強度を考慮しながらボンド磁石の形状自由度を活かしたロータ構造を設計する⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾。また、ボンド磁石のリコイル曲線の測定値を用いて、ボンド磁石適用 PMASynRM に適した不可逆減磁解析手法と不可逆減磁が運転特性に及ぼす影響を検討する⁽³⁶⁾⁻⁽⁴⁰⁾。さらに、不可逆減磁を考慮したボンド磁石適用 PMASynRM の運転特性を、希土類焼結磁石を用いた HV 駆動用 IPMSM と磁界解析より比較検討する⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾。

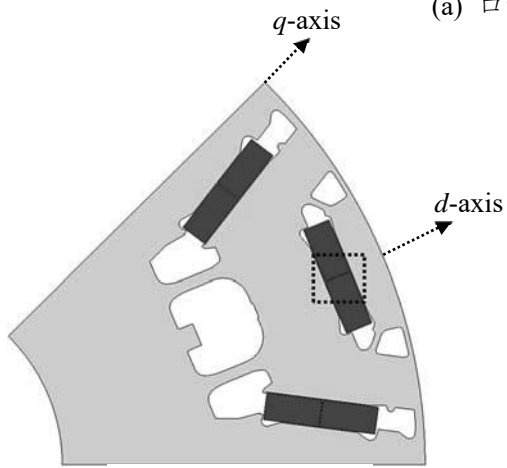
2.2 ターゲットとする希土類焼結磁石適用 IPMSM

本研究では、希土類焼結磁石を用いた現行の第4世代プリウス駆動用モータ⁽⁷⁾を模した IPMSM をターゲットとする。図 2.1 にターゲットの希土類焼結磁石適用 IPMSM (以下、IPM_A とする) の断面図を示す。ステータは8極48スロット分布巻であり、ロータ内部に希土類焼結磁石を使用する。図 2.1 (c)は、IPM_A の1層目磁石付近の拡大図を示している。本モータは永久磁石をロータ鋼板の磁石穴に埋め込んで製造するため、磁石とロータ鋼板の間に 0.1 mm の隙間 (クリアランス) がある。表 2.1 に、IPM_A の諸元を示す。希土類焼結磁石の型番は NMX-39EH とした。

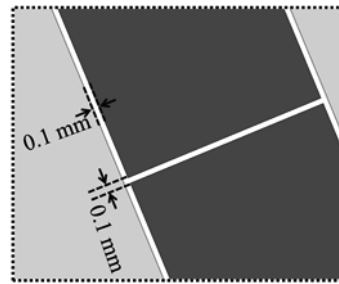
なお本論文では、IPMSM および PMASynRM における永久磁石の界磁磁束の方向を d 軸、 d 軸より電気角で $\pi/2$ 進んだ方向を q 軸と定義している。



(a) ロータとステータ



(b) ロータ (1 極分)



(c) 磁石とロータ鋼板の隙間 (クリアランス)

図 2.1 ターゲットとする HV 駆動用 IPMSM (IPM_A) の断面図

表 2.1 IPM_A と初期設計モデル (PMA_A) の諸元

Item (unit)	IPM_A	PMA_A	
Number of poles / slots	8 / 48		
Stator diameter (mm)	215		
Rotor diameter (mm)	140.3		
Shaft diameter (mm)	47.3		
Air-gap length (mm)	0.70		
Stack length (mm)	59.5		
Number of windings per phase (turn)	64		
Winding resistance R_a (Ω)*	0.070		
Max. phase current I_{em} (A)	180		
Max. line voltage V_{am} (V)	468		
Electromagnetic steel	20JNEH1200		
Rotor weight (kg)	5.58	5.29	
Permanent magnet	Sintered magnet (NMX-39EH)	Bonded magnet (RNI-5610V)	
	Remanence (T)*	1.15	0.61
	Coercivity (kA/m)*	870	390
	Max. energy product (kJ/m ³)	250	64.8
	Volume (cm ³)	71.5	218.4

*At 100°C

2.3 希土類ボンド磁石適用 PMASynRM のロータ設計

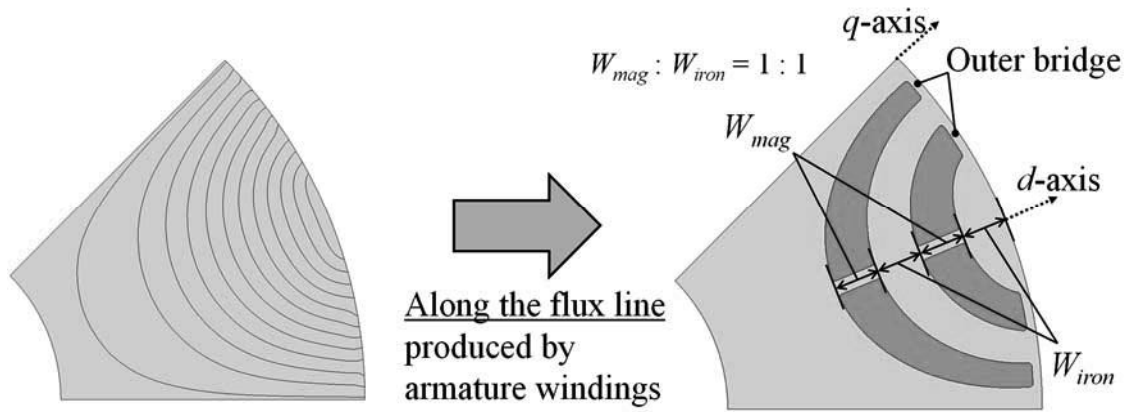
2.3.1 初期モデルの設計

ボンド磁石の磁力（最大エネルギー積）は、希土類焼結磁石の 1/4 程度であるため、単純にロータ内磁石をボンド磁石に変更するのみでは、磁石磁力に起因するマグネットトルクが減少してしまう。そこで、トルク密度を維持するための構造設計が必要であり、以下の 2 点が挙げられる。

- (1) d, q 軸磁路の磁気抵抗差を増加させることで、リラクタンストルクを増加させる。
- (2) 磁石表面積（体積）を増加させることで、マグネットトルクの減少を抑制する。

図 2.2 に、ボンド磁石の形状自由度を活かしたロータ構造の設計方針を示す。図 2.2 (a) は、ロータを均質な鉄心とし、ステータ巻線に q 軸電流のみ流した時の磁束線である。この線に沿った磁石形状に設計することでリラクタンストルクを大きくする。さらに、円弧形状によって磁石の表面積が大きくなるためマグネットトルクの減少を抑制する。また文献(48)では、磁石層 W_{mag} と鋼板層 W_{iron} の比率が 1:1 の時に最も高いトルクが得られることが報告されている。そのため、図 2.2 (b)に示すように初期設計モデルの磁石層 W_{mag} と鋼板層 W_{iron} の比率は 1:1 に設計した。

図 2.3 に、設計したボンド磁石適用 PMASynRM の初期設計モデル（以下、PMA_A と呼ぶ）のロータ構造、表 2.1 に、PMA_A の諸元を IPM_A と合わせて示す。使用したボンド磁石の型番は、RNI-5610V である。PMA_A は IPM_A と共通の 8 極 48 スロット分布巻のステータ構造（図 2.1 (a)のステータ）を用いた。PMA_A は IPM_A と同体格で同値の最大相電流 I_{em} および最大電機子電圧 V_{am} を用いる。また、PMA_A に使用したボンド磁石の最大エネルギー積は、IPM_A に使用した焼結磁石のおよそ 0.26 倍（1/4 程度）である。そのため、焼結磁石と同量のボンド磁石で同等以上のトルクを達成することは難しい。そこで、PMA_A で使用するボンド磁石の磁石体積は、焼結磁石のおよそ 3 倍とした。磁石体積は PMA_A が大きいですが、ロータ全体の重量は両モータでほぼ同等である。



(a) ロータが均質な鉄心の時の q 軸電流による磁束線 ($\beta = 0^\circ$)

(b) ボンド磁石の形状

図 2.2 ボンド磁石の形状自由度を活かしたロータ構造の設計方針

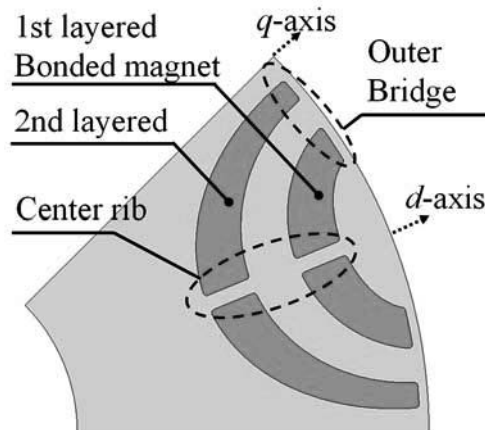


図 2.3 初期設計モデル (PMA_A) のロータ構造

2.3.2 初期設計モデルと希土類焼結磁石適用 IPMSM の特性比較

本項では、市販の電磁界解析ソフトウェア JMAG-Designer を用いて PMA_A と IPM_A の運転特性を解析する。なお、解析における巻線温度および磁石温度は 100°C とした。

(1) モータパラメータの比較

図 2.4 に相電流 I_e に対する永久磁石による電機子鎖交磁束 Ψ_a の特性を示す。 Ψ_a は(2-1)式より算出した⁽⁴⁹⁾。

$$\Psi_a = \frac{T_0}{\sqrt{3}P_n I_e} \quad (2-1)$$

ここで、 T_0 は解析より求めた瞬時トルクの平均値であり、電流位相 $\beta = 0^\circ$ の時の値である。ここで、 β は電機子電流の q 軸からの進み角（電流位相）、 P_n はモータの極対数である。全電流域における Ψ_a は、PMA_A > IPM_A となった。これは、残留磁束密度が小さいボンド磁石を用いた PMA_A は、磁石表面積（体積）がおよそ 3 倍大きく設計したためである。無負荷時における PMA_A の Ψ_a は、IPM_A の 1.1 倍となった。また、両モデルとも $I_e < 40$ A の小電流域では、 Ψ_a が単調増加している。これは、センターリブやアウターブリッジ（図 2.3 参照）の磁気飽和によって、ロータ内部で短絡する磁束が減少したためである。一方、 $I_e > 40$ A では、両モデルとも Ψ_a が単調減少している。これは、大電流域ではモータのコア全体で磁気飽和が生じたためである。

図 2.5 に、最大相電流時 ($I_e = 180$ A) における、電流位相 β に対する d, q 軸インダクタンス L_d, L_q の特性、図 2.6 に電流位相 $\beta = 15^\circ, 75^\circ$ における磁束密度分布および磁束線図を示す。なお、 L_d, L_q は(2-2)式を用いて算出した⁽⁴⁹⁾。

$$L_d = \frac{\Psi_o \cos \gamma_o - \Psi_a}{i_d} \quad (2-2)$$
$$L_q = \frac{\Psi_o \sin \gamma_o}{i_q}$$

ここで、 Ψ_o, γ_o は解析より求めた電機子鎖交磁束の大きさと d 軸からの進み角、 i_d, i_q は d, q 軸電流である。両モデルの L_d, L_q は、電流位相の増加に伴い単調増加した。これは図 2.6 に示すように、 β の増加（弱め磁束電流の増加）によってモータコア全体の磁気飽和が緩和されたためである。図 2.7 に電流位相 β に対する突極比 L_q/L_d の特性を示す。突極比 L_q/L_d は全電流域において PMA_A > IPM_A となり、電流位相の増加に伴い両モデルの差は大きくなった。

表 2.2 に、モータの高速運転特性を決定する重要なパラメータである最小 d 軸鎖交磁束 Ψ_{dmin} を示す。 Ψ_{dmin} は、モータに最大の逆磁界（負の d 軸方向の磁束）を与えた時の d 軸方向の鎖交磁束数である。 Ψ_{dmin} が負の値かつ 0 に近い程、出力限界速度が大きく、広範囲で定出力運転が得られるモータとなる。 Ψ_{dmin} を(2-3)式により算出する⁽⁴⁹⁾。

$$\Psi_{dmin} = \Psi_a - L_d I_{am} \quad (2-3)$$

ここで、 L_d は $\beta = 90^\circ$ の時の値を用いる。表 2.2 に示すように、両モデルの Ψ_{dmin} は負の値であり、PMA_A の方が IPM_A よりも 0 に近い値となった。これは、PMA_A の Ψ_a が IPM_A よりも大きく、かつ $\beta = 90^\circ$ における L_d が小さいためである。この結果から、高速域において PMA_A は IPM_A よりも高出力となることが予想される。

以上の解析結果より、PMA_A は永久磁石を二層逆円弧状に設計したことで、IPM_A よりも Ψ_a 、 L_q/L_d が大きく、 Ψ_{dmin} が 0 に近いモータであることが明らかとなった。

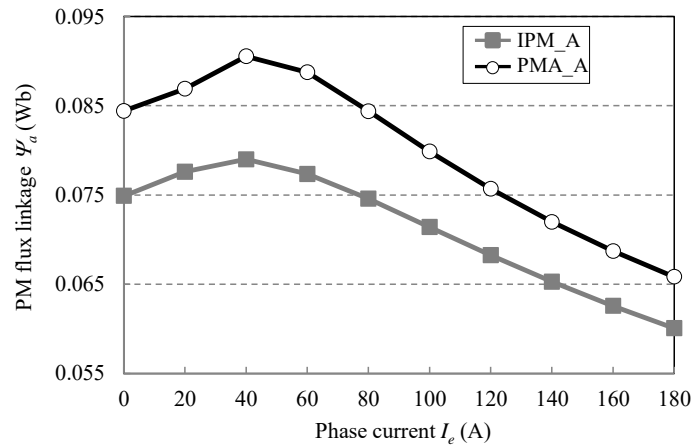


図 2.4 相電流 I_e —永久磁石による電機子鎖交磁束 Ψ_a 特性 ($\beta = 0^\circ$)

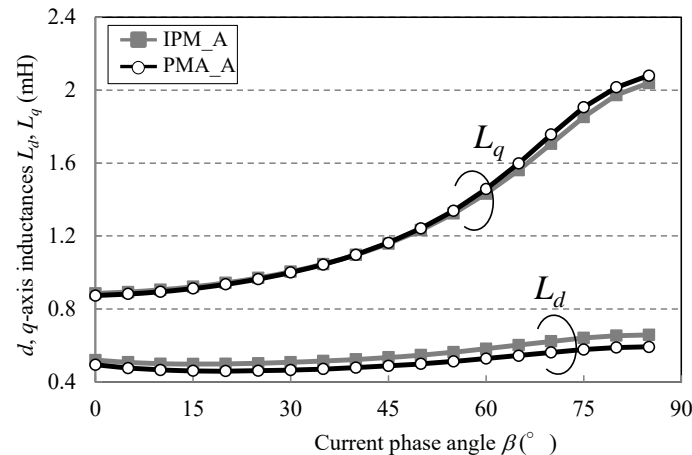


図 2.5 電流位相 β — d, q 軸インダクタンス L_d, L_q 特性 ($I_e = 180A$)

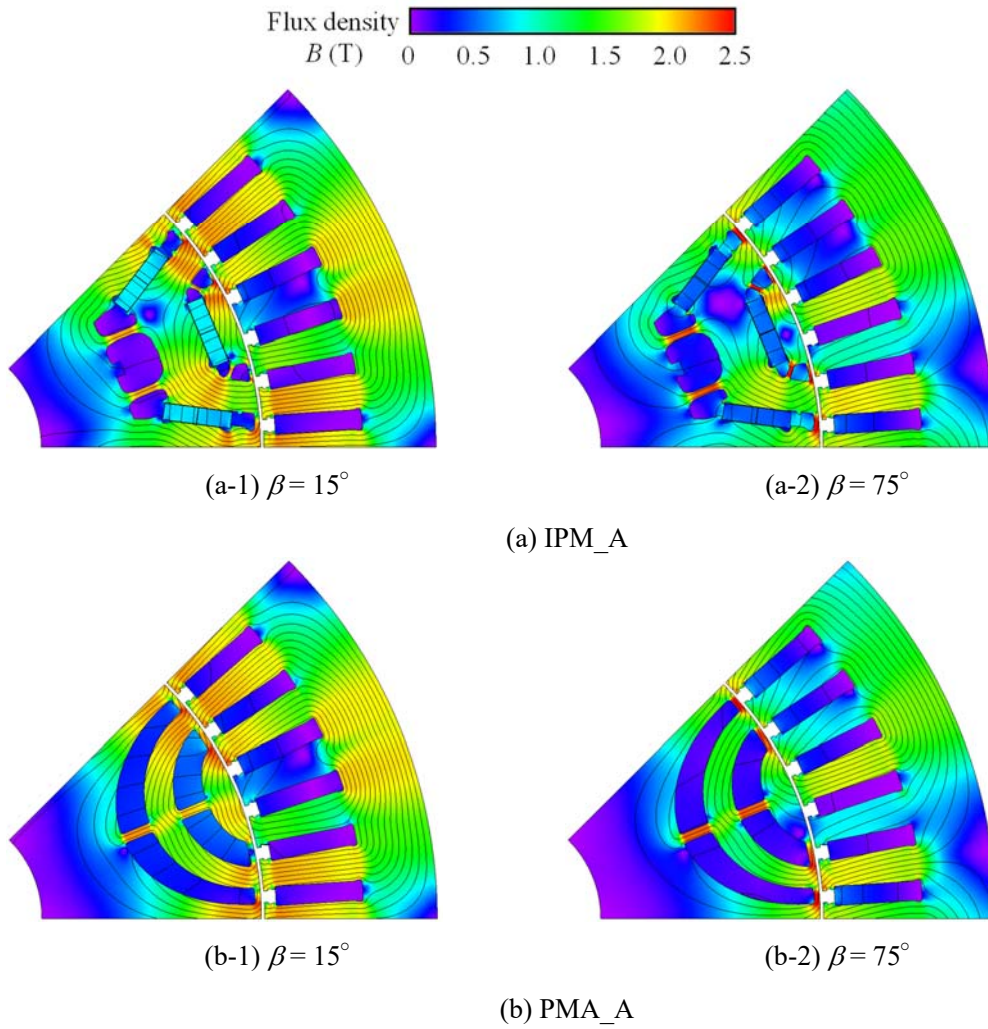


図 2.6 磁束密度分布および磁束線図 ($I_e = 180$ A)

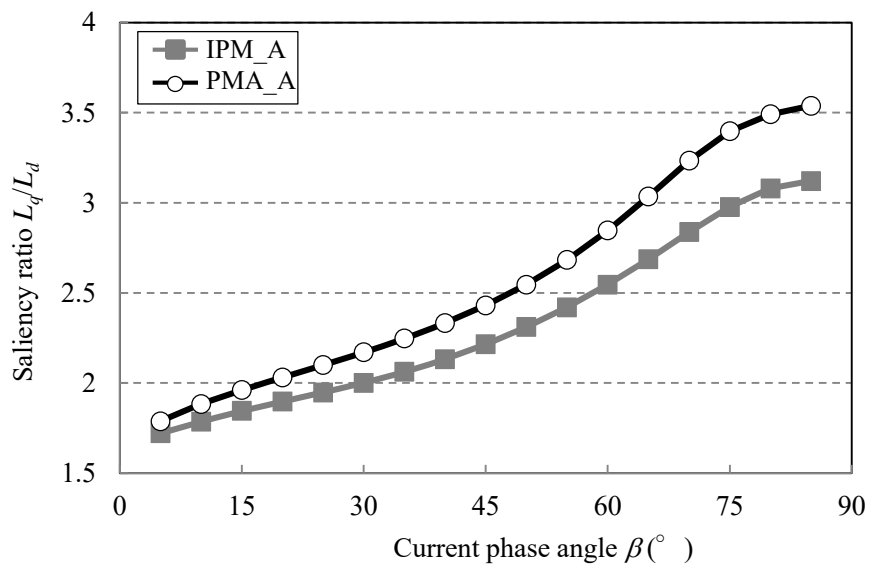


図 2.7 電流位相－突極比特性 ($I_e = 180$ A)

表 2.2 最小 d 軸鎖交磁束 Ψ_{dmin}

Item (unit)	IPM_A	PMA_A
Minimum d -axis flux linkage Ψ_{dmin} (Wb)	-0.145	-0.118

(2) 最大トルク特性 (MTPA 制御時) の比較

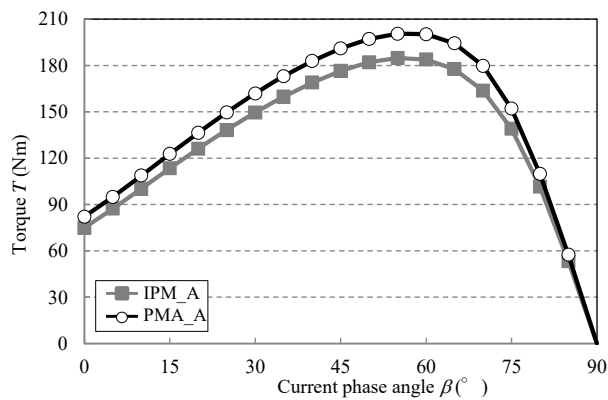
図 2.8 に、最大電流時 ($I_e=180\text{A}$) における電流位相—トルク特性を示す。マグネットトルク T_m とリラクタンストルク T_r は、(2-4)、(2-5)式よりそれぞれ算出した。

$$T_m = P_n \Psi_a I_a \cos \beta \quad (2-4)$$

$$\begin{aligned} T_r &= T - T_m \\ &= \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \end{aligned} \quad (2-5)$$

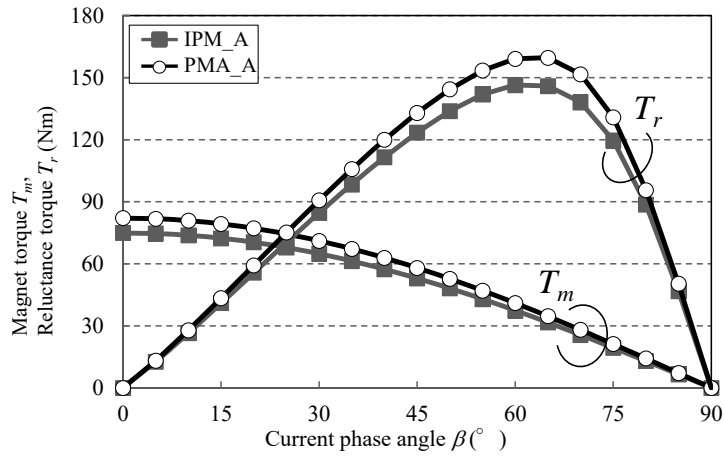
ここで、 I_a は電機子電流の大きさ ($I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{3}I_e$) である。図 2.8 (a) に示すように、PMA_A のトルク T は、電流位相 β の全範囲において IPM_A を上回っている。図 2.8 (b) に示したトルク T の内訳を見ると、マグネットトルク T_m およびリラクタンストルク T_r の両成分において、PMA_A の方が大きい。PMA_A の T_m が大きい理由は、本項の「(1) モータパラメータの比較」で示したように、PMA_A の Ψ_a が大きいためである。PMA_A の T_r が大きい理由は、PMA_A の d, q 軸インダクタンス差 $L_q - L_d$ が大きいためである。

図 2.9 および表 2.3 に、最大トルク／電流 (MTPA : Maximum Torque Per Ampere) 制御時におけるトルク特性を示す。MTPA 制御とは、モータの電機子電流 I_a に対して発生トルク T が最大となるよう電流位相 β を制御する方法である⁽⁴⁹⁾。MTPA 制御時における PMA_A のトルクは、IPM_A と比べて 8.6% 大きい。また、両モデルの T に占める T_r の割合 (リラクタンストルク比 T_r/T) は 80% 近い値であり、PMA_A の T_r/T がより大きいことから MTPA 制御時の β が若干大きくなった。



(a) トータルトルク

図 2.8 電流位相—トルク特性 ($I_e=180\text{A}$)



(b) マグネットトルク, リラクタンストルク

図 2.8 電流位相-トルク特性 ($I_e = 180\text{A}$)

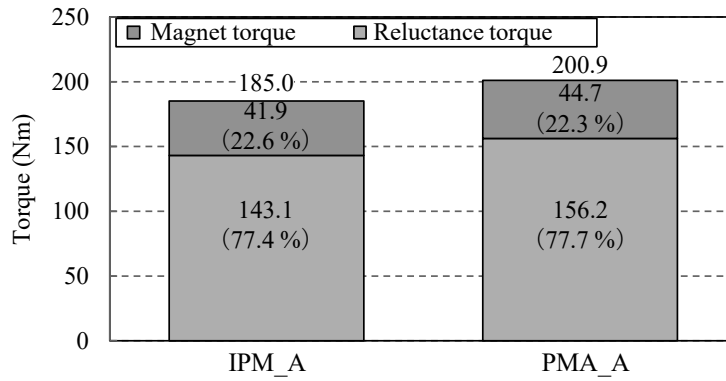


図 2.9 MTPA 制御時のトルク特性 ($I_e = 180\text{A}$)

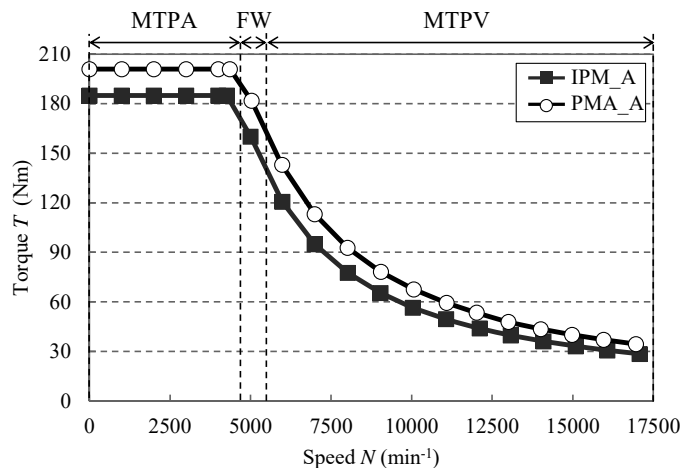
表 2.3 MTPA 制御時の諸特性 ($I_e = 180\text{A}$)

Item (Unit)	IPM_A	PMA_A
Current phase angle β ($^\circ$)	56	57
d -axis inductance L_d (mH)	0.55	0.50
q -axis inductance L_q (mH)	1.34	1.38
Difference of inductances $L_q - L_d$ (mH)	0.79	0.88

(3) 最大出力制御時の諸特性の比較

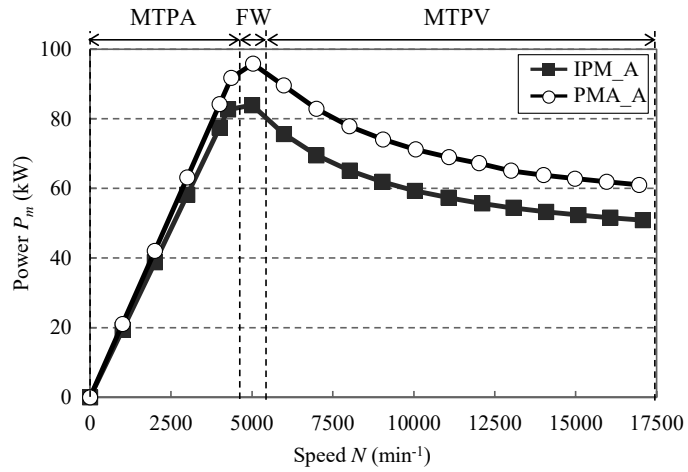
最大出力制御とは、電圧・電流制限下で最大の出力（最大のトルク）を得るための制御法である⁽⁴⁹⁾。回転速度 N の増加に応じて制御モードを、MTPA 制御から、弱め磁束 (FW: Flux Weakening) 制御, 最大トルク/電圧 (MTPV: Maximum Torque Per Voltage) 制御へと切り替える。FW 制御は、印加する電機子電流を制限値 I_{am} に保ったまま、誘起電圧を制限値 V_{om} に保つよう電流位相 β を増加させる方法である。MTPV 制御は、モータの誘起電圧 V_o を制限値 V_{om} に保ったまま、発生トルクが最大となるよう相電流値 I_e および電流位相 β を制御する方法である。本解析において、モータの最大電流で決まる相電流制限値 I_{em} は 180 A（電機子電流制限値 I_{am} は 312A）、インバータから供給できる電機子電圧制限値 V_{am} は 468 V（誘起電圧制限値 V_{om} は 446 V）である。

図 2.10 に最大出力制御時の回転速度 N （1 分あたりの回転数）に対するトルク T 、出力 P_m 、相電流 I_e および電流位相 β の特性を示す。全速度域において、PMA_A のトルク、出力が IPM_A を上回った。5,000 min^{-1} 時に得られた PMA_A の最大出力は 95.8 kW であり、IPM_A より 14.2%大きくなった。最高速度 17,000 min^{-1} 時における PMA_A の出力は 61 kW であり、IPM_A より 19.8%大きくなった。 $N > 5,000 \text{ min}^{-1}$ の高速域において、PMA_A のトルク、出力が IPM_A より大きくなった理由は、PMA_A の方が Ψ_d が大きく MTPV 制御時の入力電流 I_e が大きくなるためである（図 2.10 (c) 参照）。この結果は、表 2.2 に示した PMA_A の最小 d 軸鎖交磁束 $\Psi_{d\min}$ がより 0 に近いことと一致している。

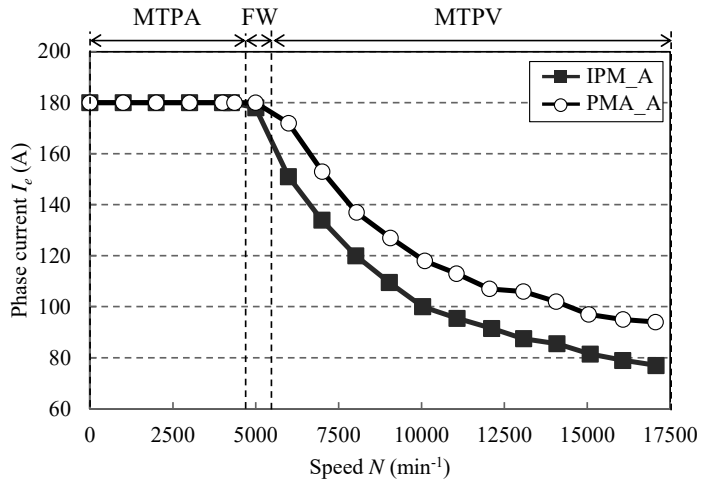


(a) 速度—トルク特性

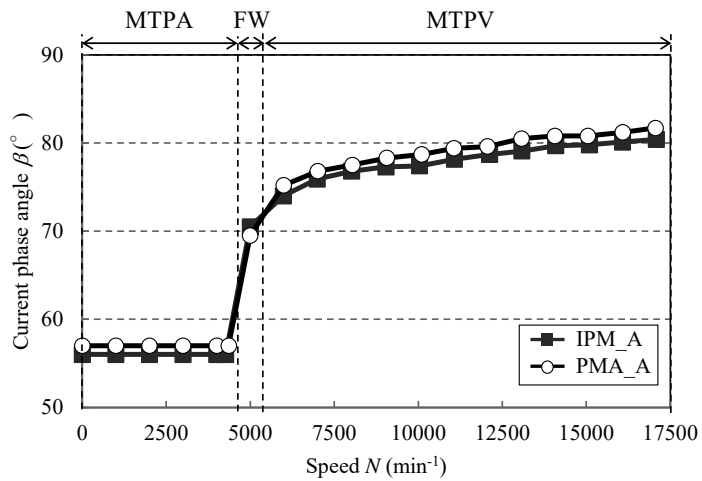
図 2.10 最大出力制御時における諸特性 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)



(b) 速度—出力特性



(c) 速度—相電流特性



(d) 速度—電流位相特性

図 2.10 最大出力制御時における諸特性 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)

2.3.3 機械強度制約の考慮

モータの構造を設計する際には、高速回転時におけるモータの破損を防ぐために、機械的強度を考慮する必要がある。本項では、PMA_A および IPM_A の機械特性を比較し、機械強度制約を満足するよう、PMA_A のロータ構造の改良を行う。構造解析には磁界解析ソフト JMAG-Designer を用い、最高回転数時 ($17,000 \text{ min}^{-1}$) におけるミーゼス応力の最大値により機械強度評価を行う。

図 2.11 に構造解析モデルの 1 極分の断面図、表 2.4 に構造解析に用いた材料の機械特性を示す。ただし、L 方向は圧延方向に平行な方向、M 方向は圧延方向に垂直な方向を示す。本解析では、ヤング率、降伏点共に、小さい L 方向の値を採用した。

表 2.5 に磁石と鋼板間の接着条件を示す。IPM_A においては、図 2.11 (a)中に示した接着層のバネ定数を 0 Nm に設定した。ここで、バネ定数 0 Nm は接着剤で固定されていない状態を示す。また、PMA_A は、磁石を磁石穴に射出成型するため、磁石と鋼板間にクリアランスが無い。文献(18)では、鋼板の打ち抜き時の変形により生じる隙間にボンド磁石が密着することで、ボンド磁石と鋼板が一体化しロータ強度が向上することが報告されている。そのため、本解析では、PMA_A の磁石と鋼板間は固着している条件とした。

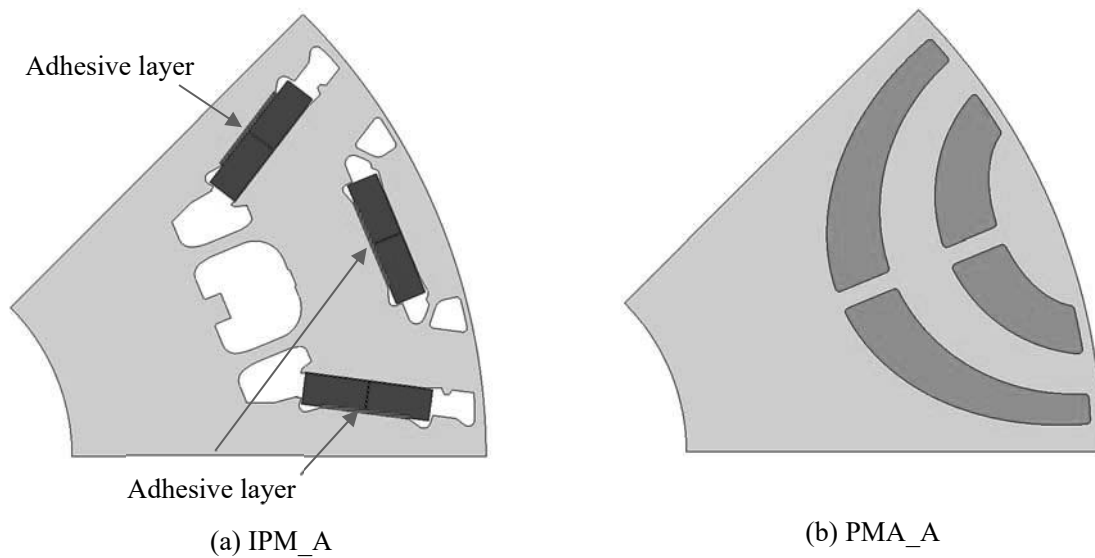


図 2.11 構造解析モデルの断面図 (1 極分)

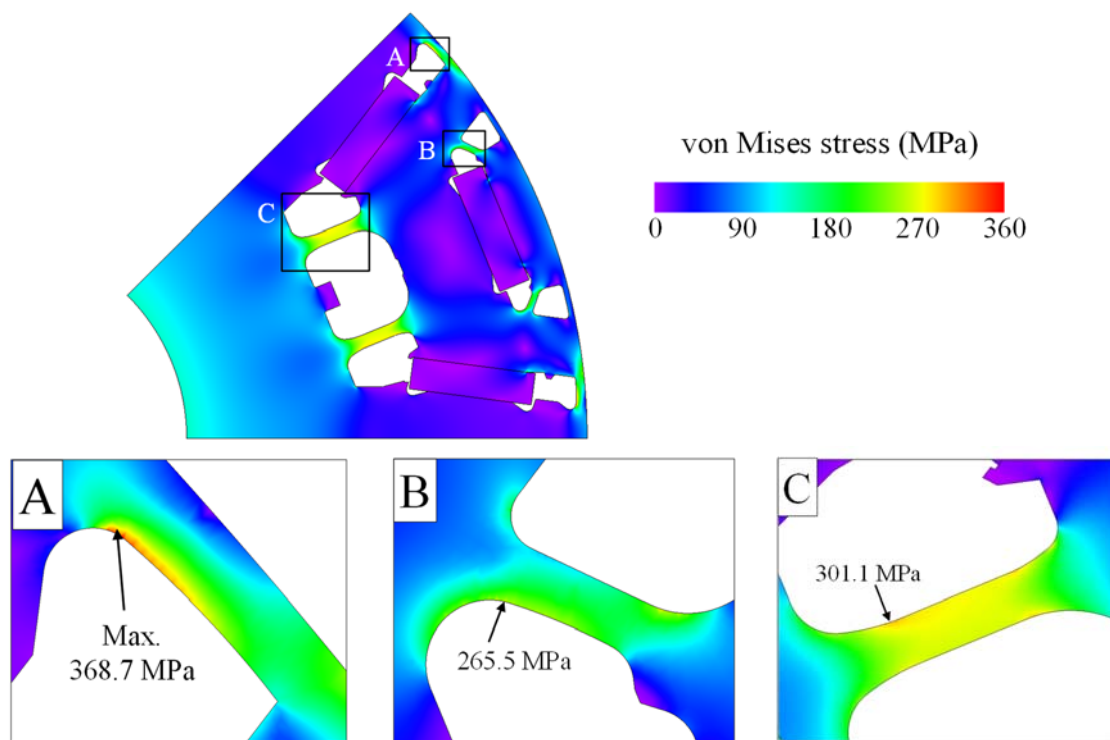
表 2.4 構造解析に用いた材料の機械特性

Item (unit)		IPM_A	PMA_A
Electromagnetic steel	Product number	20JNEH1200	
	Density (g/cm ³)	7.65	
	Young's modulus (MPa)	183000 (L-direction) 198000 (M-direction)	
	Poisson's ratio	0.3	
	Yield point (MPa)	375 (L-direction) 388 (M-direction)	
Permanent magnet	Product number	Sintered magnet (NMX-39EH)	Bonded magnet (RNI-5610V)
	Density (g/cm ³)	7.6	4.6
	Young's modulus (MPa)	160000	24.8
	Poisson's ratio	0.23	0.27

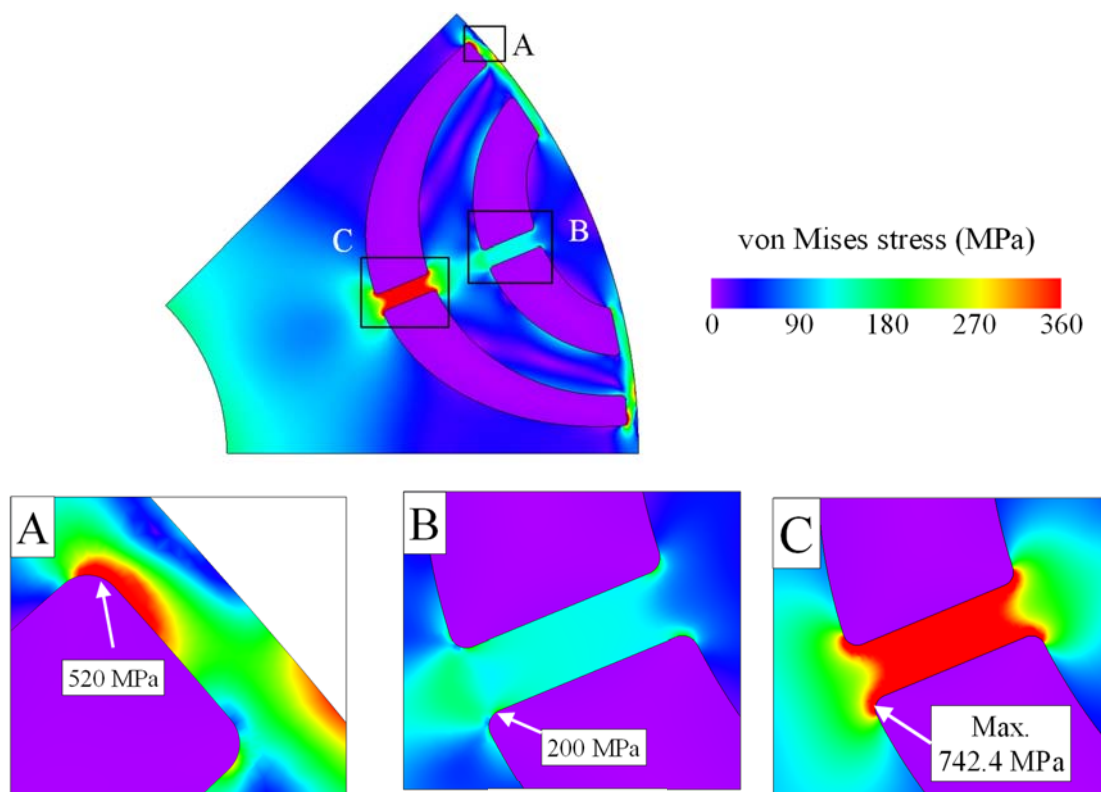
表 2.5 磁石と鋼板の接着条件

Item (unit)	IPM_A	PMA_A
Spring constant of adhesive layer (N/m)	0	No setting required (full adherence)

図 2.12 に、ミーゼス応力分布の解析結果を示す。IPM_A の最大ミーゼス応力は、2 層目磁石端部において 368.7 MPa (安全率 1.02) であり、用いた鋼板材料 (20JNEH1500) の降伏点を下回った。一方、PMA_A は 2 層目センターリブに応力が集中し、最大で 742.4 MPa (安全率 0.51) と降伏点 (375 MPa) を大幅に超えてしまうため、機械強度を向上させる構造検討が必要である。



(a) IPM_A



(b) PMA_A

図 2.12 ミーゼス応力分布 (17000 min⁻¹)

PMA_A の機械強度の向上を目的とし、応力が集中していた 2 層目磁石に 2 つのセンターリブを設ける。図 2.13 のように、2 つのセンターリブを挿入する角度 α_{rib} を定義する。なお、リブ幅は 1.5 mm であり、リブ挿入の中心線から両側に 0.75 mm ずつ広げた。

図 2.14 にセンターリブの挿入角 α_{rib} に対するセンターリブとアウトブリッジの最大ミーゼス応力を示す。 $\alpha_{rib} = 18^\circ$ の時、センターリブとアウトブリッジに同等の応力がかかることが分かった。しかし、この時の最大ミーゼス応力は 424 MPa 程度であり、降伏点 (375 MPa) を上回るため未だ十分でない。そこで、次項よりセンターリブ挿入角を $\alpha_{rib} = 18^\circ$ とし、更なる機械強度向上を検討する。

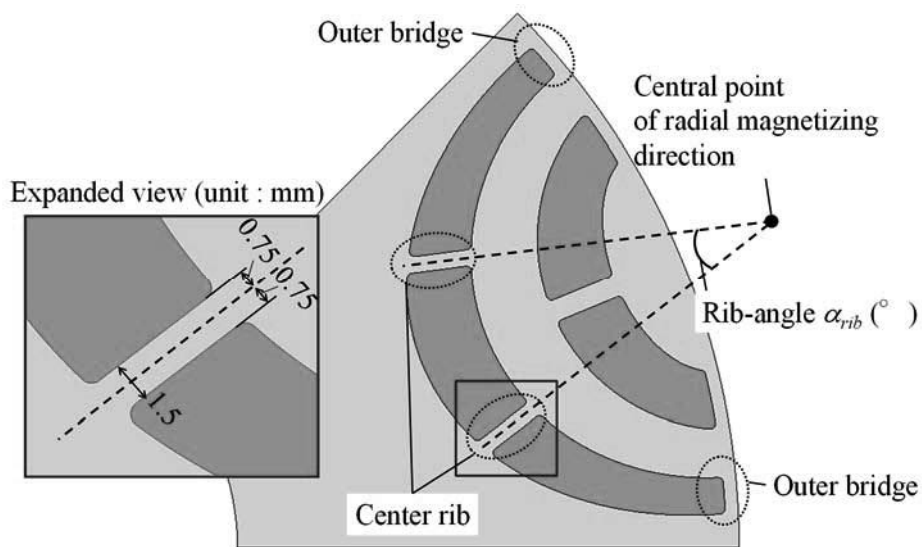


図 2.13 センターリブの挿入角 α_{rib} ($^\circ$) の定義

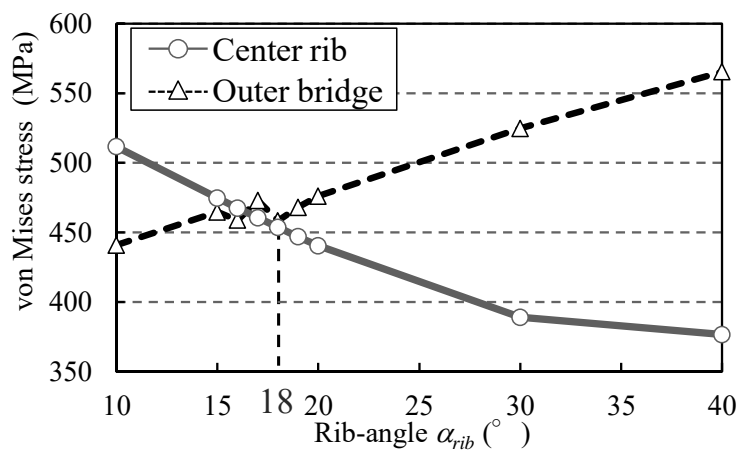


図 2.14 センターリブの挿入角 α_{rib} に対するミーゼス応力特性

図 2.15 に、センターリブ挿入角を $\alpha_{rib} = 18^\circ$ としたモデルの構造を示す。更なる機械強度向上のために、2層目のセンターリブにフィレット加工を設ける。なお、フィレットの設計方法は図 2.16 に示した 2 通り検討する。設計方法①はフィレット半径を 0.5 mm から 1.5 mm に拡大し、設計方法②は 2 段階でフィレット加工を設けて全体的に丸みを帯びた形状に設計する。

図 2.17 に、センターリブにおけるミーゼス応力分布 ($17,000 \text{ min}^{-1}$, $\alpha_{rib} = 18^\circ$) を示す。フィレットを設けることにより最大ミーゼス応力が設計方法①では 5.2%減少し、設計方法②では 29.5%減少した。検討結果より、2 段階でフィレット加工を設ける方法（設計方法②）が、機械強度向上により有効であることが分かった。

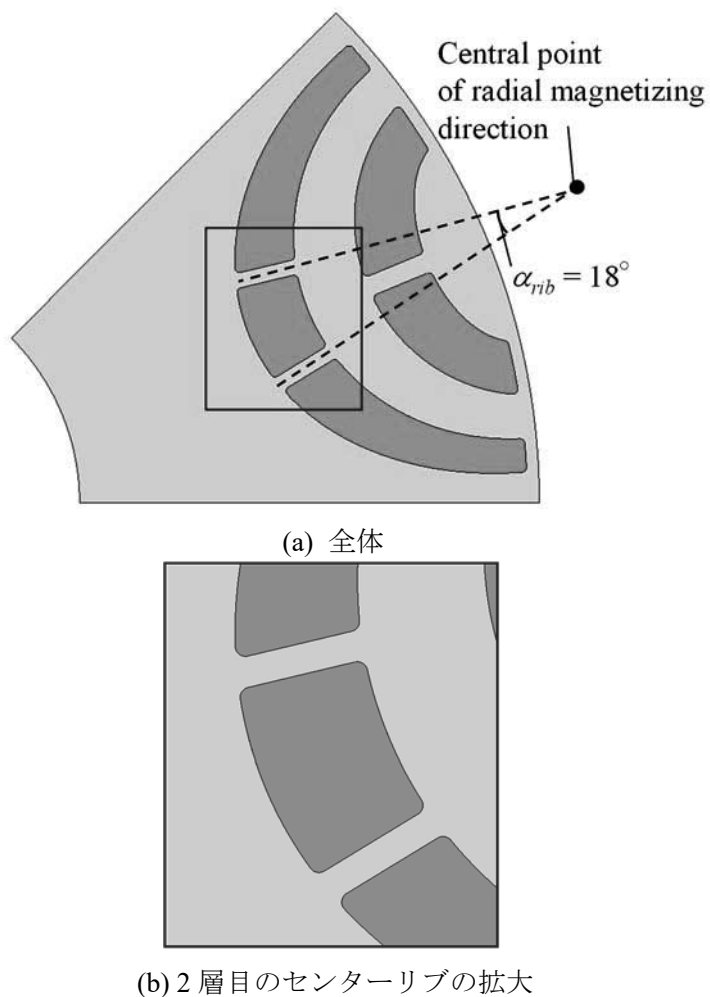
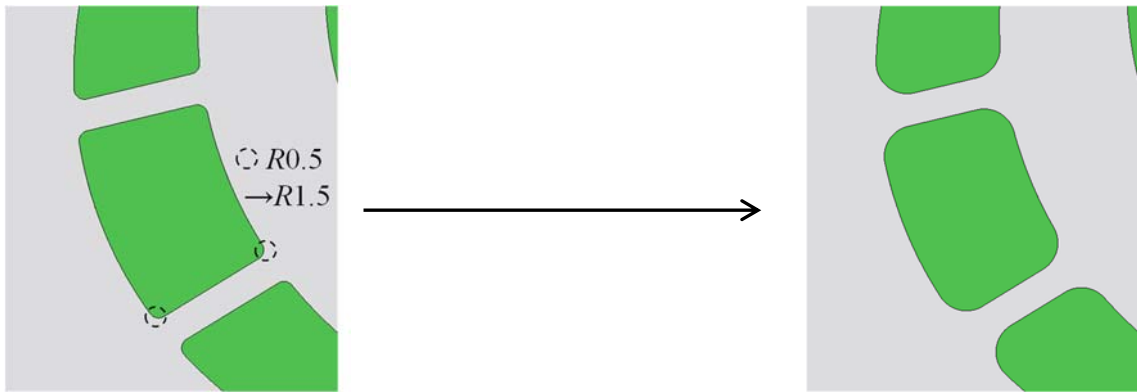
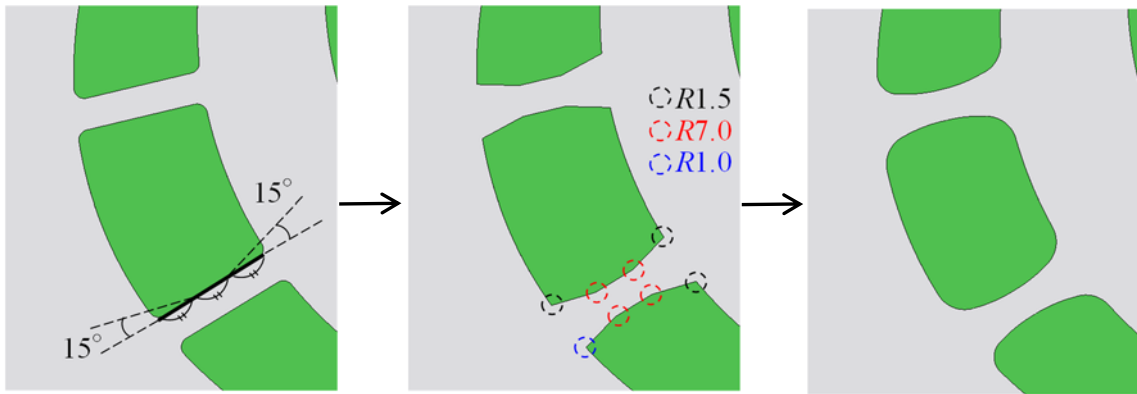


図 2.15 リブの挿入角 $\alpha_{rib} = 18^\circ$ としたモデルの構造



(a) 設計方法① フィレット径の拡大 ($R 0.5 \text{ mm} \rightarrow R 1.5 \text{ mm}$)



(b) 設計方法② 2段階フィレット

図 2.16 機械強度向上のためのセンターリブ形状の改良設計

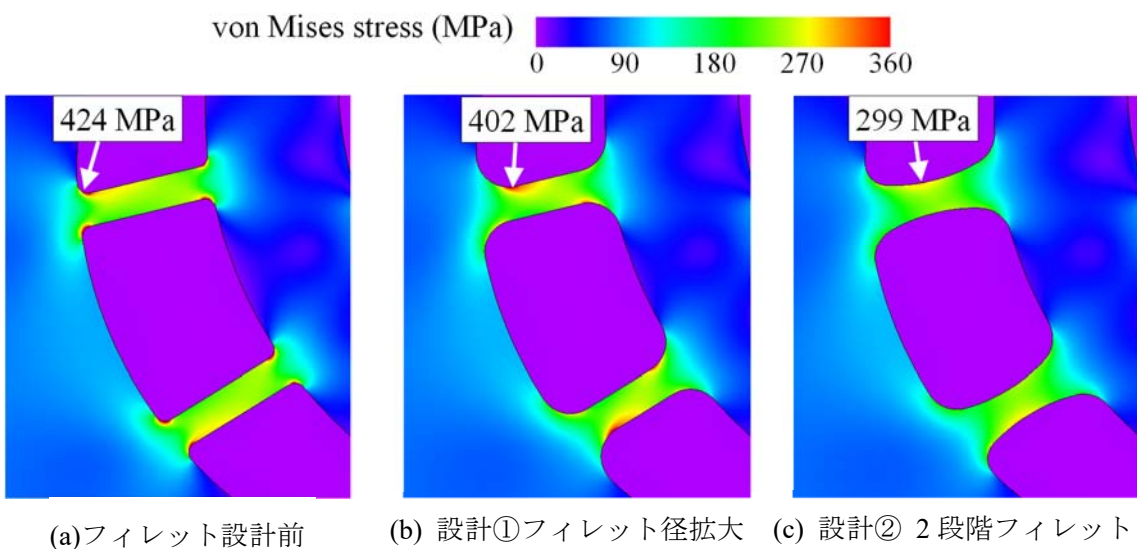


図 2.17 センターリブにおけるミーゼス応力分布 ($17,000 \text{ min}^{-1}$, $\alpha_{rib} = 18^\circ$)

図 2.18 に、機械強度制約を考慮したロータ構造設計プロセスを示す。PMA_A の 2 層目に挿入角 $\alpha_{rib} = 18^\circ$ で 2 つのセンターリブを挿入した後、リブの形状・寸法を調節した構造を設計し、モデル名を PMA_B とした。リブの形状・寸法の調節には、応力が集中していた 2 層目センターリブに 2 段階フィレットを設け、2 層目アウターブリッジのフィレット半径を 2.0 mm に拡大した。また、比較的応力値に余裕があった 1 層目のセンターリブ幅を 1.0 mm に縮小した。

図 2.19 に、PMA_B のミーゼス応力分布 ($17,000 \text{ min}^{-1}$) を示す。PMA_B の最大ミーゼス応力は一層目外側の磁石端部において 335 MPa (安全率 1.12) であり、PMA_A (初期設計モデル) に比べて 54.9%減少したため、鋼板材料の降伏点 (375 Pa) を下回ることができた。

表 2.6 に、本節で検討した解析モデルの最大ミーゼス応力と安全率をまとめて示した。

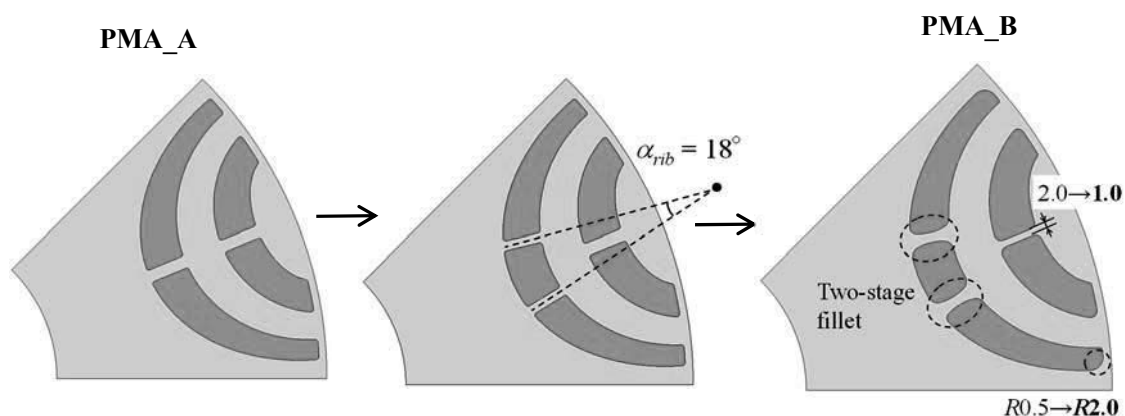


図 2.18 機械強度制約を考慮したモデル PMA_B のロータ設計プロセス

表 2.6 IPM_A と PMA_B におけるミーゼス応力の最大値、安全率のまとめ

Item (unit)	IPM_A	PMA_B
Max. of von Mises Stress (MPa)	368.7	335.3
Safety ratio	1.02	1.12

von Mises stress (MPa) 
0 90 180 270 360

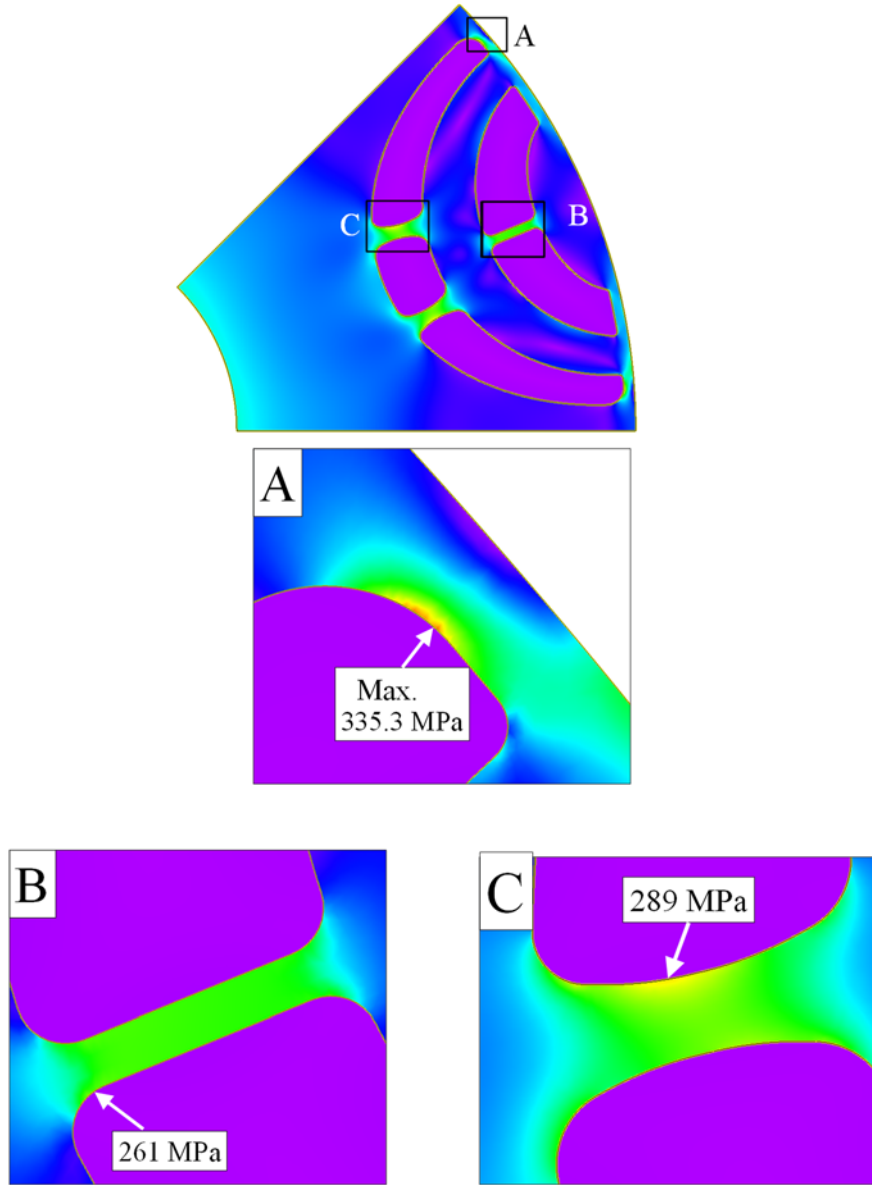


図 2.19 PMA_B のミーゼス応力分布 ($17,000 \text{ min}^{-1}$, $\alpha_{rib} = 18^\circ$)

初期設計モデル PMA_A および、機械強度の制約を満たすように設計したモデル PMA_B のトルク特性の解析結果を比較した。図 2.20 に最大相電流時 ($I_e = 180 \text{ A}$) における電流位相に対するトルク特性、表 2.7 に MTPA 制御時のトルク特性を示す。

PMA_B は PMA_A に比べてマグネットトルク T_m 、リラクタンストルク T_r が共に減少した。 T_m が減少した理由は、2 層目にセンターリブを挿入したことでセンターリブへの漏れ磁束が発生し、 Ψ_a が減少したためである。 T_r が減少した理由は、漏れ磁束によって d 、 q 軸インダクタンス L_d 、 L_q が減少し、かつ L_q の減少率の方が大きいことでインダクタンス差 $L_q - L_d$ が小さくなったためである。

解析結果より、PMA_B における最大トルクは、PMA_A からの減少率を 1.7% までに抑えられたことから、最大トルクを維持したまま機械強度が向上したことを示した。

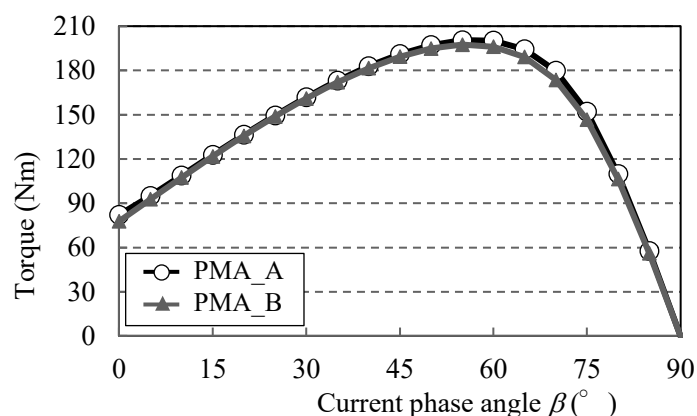


図 2.20 電流位相—トルク特性 ($I_e = 180 \text{ A}$)

表 2.7 MTPA 制御時における最大トルク特性 ($I_e = 180 \text{ A}$)

Item (Unit)	PMA_A	PMA_B	Difference (%)
Current phase angle β ($^\circ$)	57	56	
Torque T (Nm)	200.9	197.5	-1.7
Magnet torque T_m (Nm)	44.7	43.5	-2.8
Reluctance torque T_r (Nm)	156.2	154.0	-1.4
PM flux linkage Ψ_a (Wb)*	0.0658	0.0623	-5.3
d -axis inductance L_d (mH)	0.504	0.500	-0.8
q -axis inductance L_q (mH)	1.38	1.35	-2.1
Difference of inductances $L_q - L_d$ (mH)	0.88	0.85	-2.8

*At $\beta = 0^\circ$.

2.4 希土類ボンド磁石適用 PMASynRM の不可逆減磁解析

永久磁石の不可逆減磁は、モータの出力や効率の低下を招く。不可逆減磁には、外部磁界の影響による「外部減磁」、磁石内部の反磁界による「自己減磁」、温度変化による「熱減磁」がある。このうち、大電流で駆動する自動車駆動用モータは、ステータ巻線から発生する逆磁界（外部磁界）による「外部減磁」が大きい。そのため、本論文では「外部減磁」を検討し、温度の影響も考慮するために複数の温度条件の下で「外部減磁」による不可逆減磁解析を行う。

ステータの巻線電流による外部磁界が強い場合、磁石が不可逆的な減磁を発生し、モータの性能が低下する。図 2.21 に、希土類焼結磁石と希土類ボンド磁石の $B-H$ 特性の一例を示す。希土類焼結磁石は $B-H$ 特性が直線的であり、不可逆減磁の境界点であるクニック点を持つ。そのため、磁石の動作点での磁束密度 B がクニック点を下回らないようにモータ形状を設計することで不可逆減磁を回避することができる。従来の減磁解析手法として、永久磁石の着磁方向磁束密度に基づいて不可逆減磁を判定する手法がある。この手法は、焼結磁石適用 IPMSM やフェライト磁石適用 PMASynRM に用いられている⁽⁵⁰⁾⁻⁽⁵²⁾。

一方で、ボンド磁石の減磁解析は他の磁石よりも複雑となるため、減磁解析手法を検討した研究はほとんど見られない。ボンド磁石の $B-H$ 特性は、図 2.21 に示すように直線的でなく明確なクニック点を持たないため、通常運転時でも磁石に逆磁界（磁石の着磁方向と逆向きの H ）を加えると必ず減磁が発生する。文献(53)では、ボンド磁石の非線形性を考慮した減磁解析法を提案しているが、解析を簡単にするためにリコイル比透磁率 μ_{rec} が定数と仮定されている。しかし実際には、 μ_{rec} は逆磁界強度 H_{rev} および磁石温度に依存する変数である。そのため、減磁解析結果が実際の減磁特性と異なる可能性がある。

そこで本節では、 μ_{rec} が逆磁界強度 H_{rev} と磁石温度に伴い変化すること考慮し、 μ_{rec} を変数とした減磁解析手法を提案する。提案した減磁解析手法の結果を、 μ_{rec} を簡易的に定数とした減磁解析手法の結果と比較する。表 2.8 に、本節で検討する μ_{rec} の設定条件を示す。条件 A は、 μ_{rec} をボンド磁石（RNI-5610V）のカタログ記載値の範囲 1.1~1.2 の間で定数に設定する。条件 B は本節で提案する解析手法であり、ボンド磁石のリコイル曲線の測定値に基づいて μ_{rec} を変数に設定する。

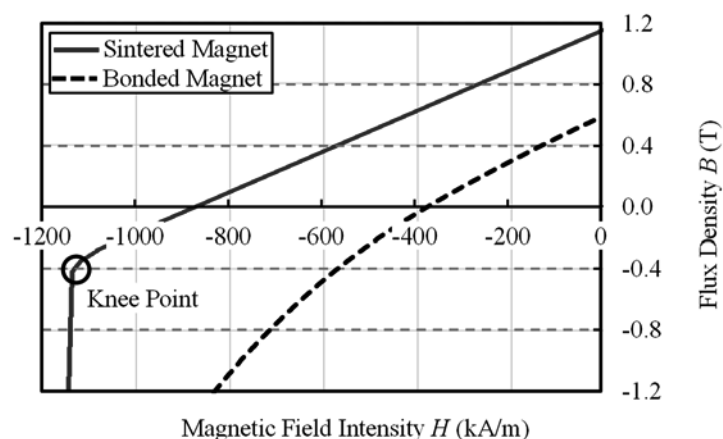


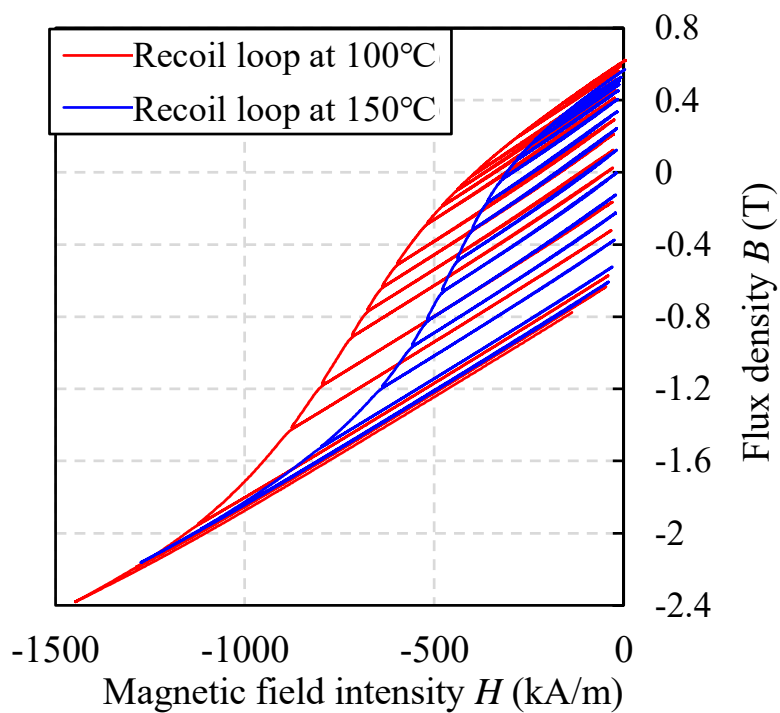
図 2.21 焼結磁石, ボンド磁石の $B-H$ 特性

表 2.8 減磁解析におけるリコイル比透磁率 μ_{rec} の設定条件

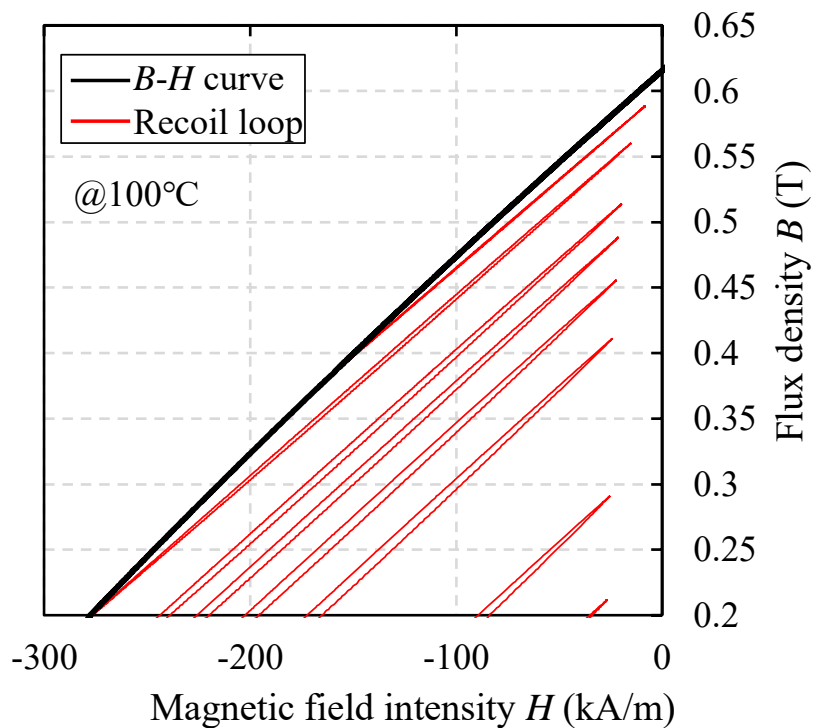
Item	Condition A	Condition B
μ_{rec} setting	Constant number (Set between 1.1 and 1.2)	Valuable number (Calculate from measured recoil loop)

2.4.1 リコイル曲線の測定データ

本研究の減磁解析には、ボンド磁石のテストピースの減磁試験結果を用いる。減磁試験でテストピースに加える逆磁界強度 H_{rev} は、PMA_B のステータ巻線に減磁電流を流した時にボンド磁石に加わる H_{rev} の最大値を考慮して決定した。図 2.22 に、磁石温度 100°C, 150°C におけるボンド磁石 (RNI-5610V) のリコイル曲線の測定結果を示す。図 2.22 (b) は 100°C における拡大を示しており、リコイル曲線はループ状になっていることからリコイルループとも呼ばれる。



(a) 100°C, 150°C



(b) 100°C における拡大

図 2.22 ボンド磁石のリコイル曲線の測定データ (型番 RNI-5610V).

図 2.23 に、リコイルループとリコイル直線の定義を示す。 μ_{rec} は、測定したリコイルループの平均値であるリコイル直線の傾きから(2-6)式を用いて算出する。

$$\mu_{rec} = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_{max} - B_{min}}{H_{max} - H_{min}} \quad (2-6)$$

ここで、 B_{max} 、 B_{min} はリコイルループ上における B の最大値および最小値、 H_{max} 、 H_{min} はリコイルループ上における H の最大値および最小値である。また、 H_{min} は逆磁界強度 H_{rev} に等しい。図 2.24 に、リコイル曲線の測定データから算出した、逆磁界強度 H_{rev} に対するリコイル比透磁率 μ_{rec} の特性を示す。 μ_{rec} は H_{rev} と温度に依存しており、高温である 150°C の方が H_{rev} に伴う μ_{rec} の変動が大きいことがわかる。 μ_{rec} の最大値は温度によって異なり、 100°C で 1.13 (-500 kA/m 付近)、 150°C で 1.185 (-400 kA/m 付近) である。

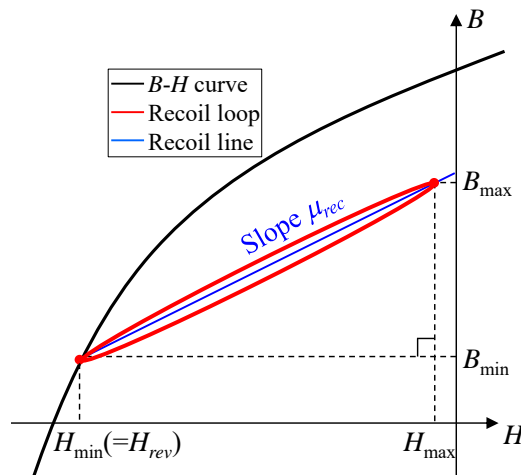


図 2.23 B - H 特性，リコイルループおよびリコイル直線（傾き μ_{rec} ）の模式図

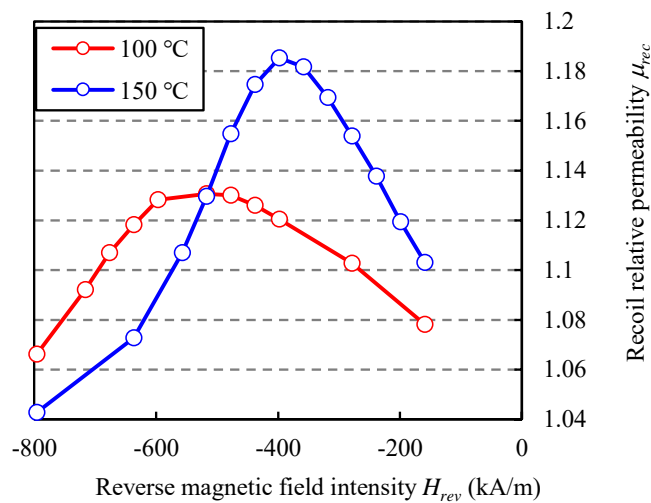


図 2.24 逆磁界強度 H_{rev} ーリコイル比透磁率 μ_{rec} 特性

2.4.2 ボンド磁石の減磁動作

図 2.25 を用いて、ボンド磁石の減磁動作を説明する。以下の 5 ステップである。

- (1) モータが無通電状態である時の磁石内の動作点を "点 a_0 " と置く。"点 a_0 " の磁束密度は B_0 、残留磁束密度は B_{r0} である。
- (2) ステータの巻線に電流が流れ、外部磁界が磁石に印加されると、動作点は "点 a_0 " から "点 b " へ移動する。 H_{rev1} は、"点 b " における逆磁界強度である。
- (3) 巻線への通電が止まると、動作点は $B-H$ 特性上を戻らずに傾き μ_{rec1} のリコイル直線に沿って "点 b " から "点 a_1 " へ移動する。この時、無通電時の磁束密度は B_0 から B_1 (残留磁束密度は B_{r0} から B_{r1}) へと減少する。
- (4) 再び大きな外部磁界が磁石に印加されると、動作点は "点 a_1 " から "点 b ", "点 c " へ移動していく。 H_{rev2} は、"点 c " における逆磁界強度である。
- (5) 通電が止まると、傾き μ_{rec2} ($\neq \mu_{rec1}$) のリコイル直線に沿って "点 c " から "点 a_2 " へ移動し、磁束密度はさらに減少して B_2 (残留磁束密度は B_{r2}) となる。

本研究では、減磁前の残留磁束密度 B_{r0} から減磁後の残留磁束密度 B_{rx} ($x=1, 2, \dots$) の低下率を“減磁率 δ ”と定義し、(2-7)式で算出する。なお、ステータの巻線に電流を流した時、逆磁界強度 H_{rev} 、動作点、および減磁率 δ は磁石内の各位置で異なる。

$$\delta = 100 \times \left(1 - \frac{B_{rx}}{B_{r0}}\right) \quad (\%) \quad (2-7)$$

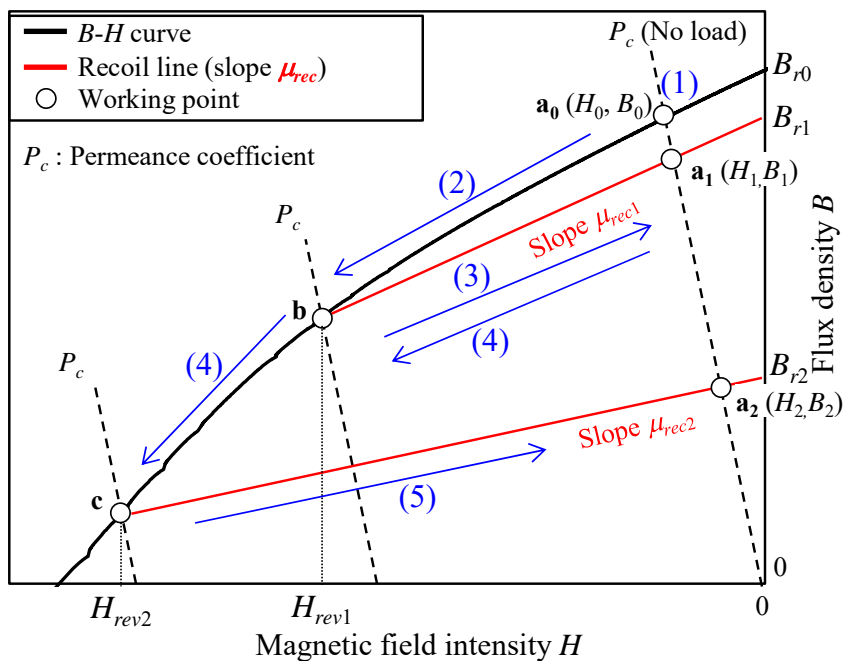


図 2.25 ボンド磁石 (RNI-5610V) の減磁動作

2.4.3 サブルーチンを用いた減磁解析手法

磁界解析ソフト JMAG-Designer には、磁化特性の異方性や非線形性を要素（磁石内の各位置）ごとに定義できるサブルーチン機能 magusr がある。2.4.2 項で示したボンド磁石の減磁動作を magusr に C++ で設計する。図 2.26 に設計した magusr の処理フローを示す。任意の解析ステップ i において、magusr は各要素の磁束密度 B_i と前ステップまでの磁束密度の最小値 $B_{\min,i}$ を引き継ぎ、磁化 M_i および磁化の磁束密度による偏微分 $\partial M / \partial B$ を算出して JMAG へ渡す処理を行う。図 2.27 に、任意のステップ i における magusr 内の磁化特性の定義を示す。前ステップまでの磁束密度の最小値が $B_{\min,i}$ （磁界強度の最小値が $H_{\min,i}$ ）の時、磁化特性は B - H 曲線と傾き $\mu_{rec,i}$ のリコイル直線により定義される。

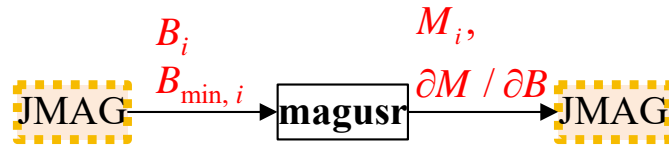


図 2.26 magusr の処理フロー

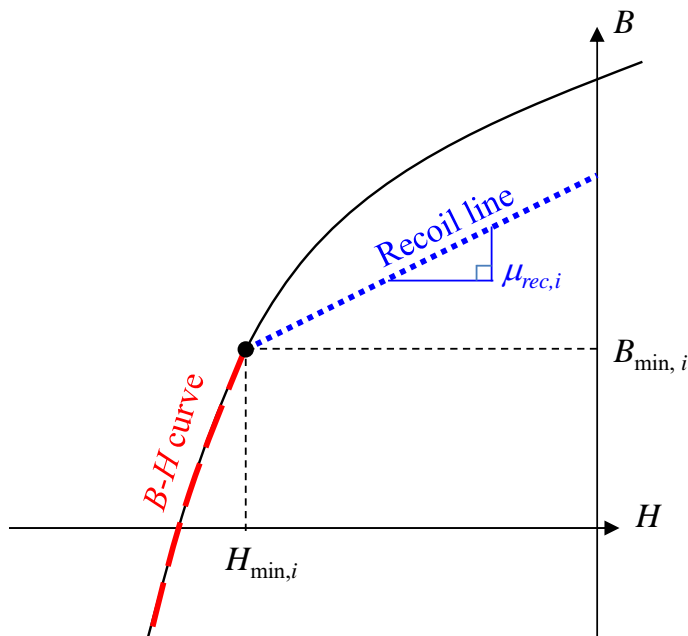


図 2.27 magusr 内での磁化特性の定義

図 2.28 に、magusr 内のアルゴリズムを示す。まず、JMAG からステップ i における磁束密度 B_i と前ステップまでの磁束密度の最小値 $B_{\min,i}$ を引き継ぎ、 $B_i \leq B_{\min,i}$ であれば B - H 曲線、 $B_i > B_{\min,i}$ であればリコイル直線上に動作点があると判定する。その後、動作点の H_i 、 $\mu_{rec,i}$ (リコイル直線上にある場合のみ)、 M_i 、 $\partial M / \partial B$ を算出し、JMAG へ引き渡す。また、更新された $B_{\min,i}$ は次のステップへ引き継がれる。(2-8)~(2-14)式に、magusr 内での計算式を示す。

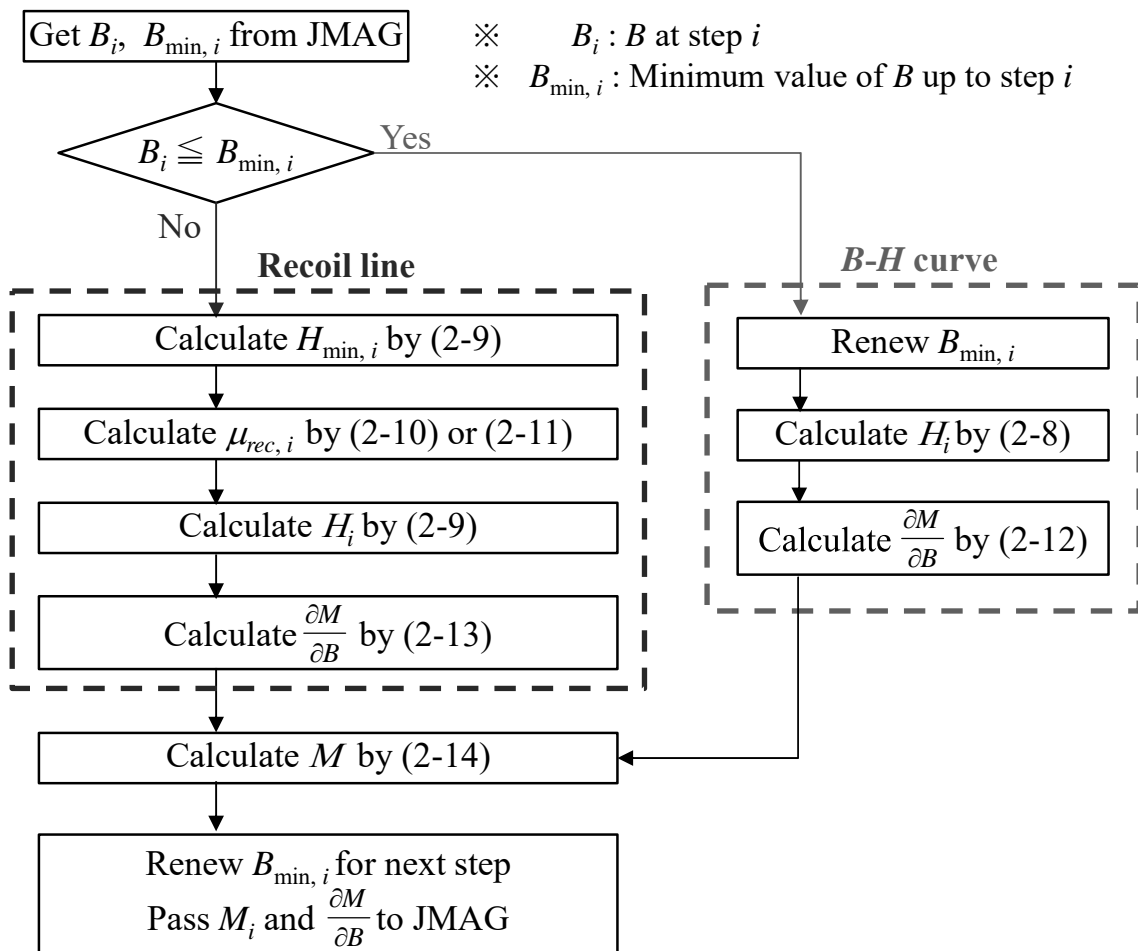


図 2.28 magusr 内のアルゴリズム (C++で設計)

- ・ 動作点 H_i を求める式

$$H_i = f(B_i) \quad (\text{on the } B\text{-}H \text{ curve}) \quad (2-8)$$

$$H_i = \frac{B_i - B_{\min,i}}{\mu_0 \mu_{\text{rec},i}} + H_{\min,i} \quad (\text{on the recoil line}) \quad (2-9)$$

- ・ リコイル比透磁率（リコイル直線の傾き）を求める式

μ_{rec} の条件 A（定数に設定）

$$\mu_{\text{rec},i} = 1.1 \sim 1.2 \quad (\text{constant number}) \quad (2-10)$$

μ_{rec} の条件 B（変数に設定）

$$\mu_{\text{rec},i} = f(B_{\min,i}) \quad (\text{valuable number}) \quad (2-11)$$

- ・ 磁化 M の磁束密度 B による偏微分 $\partial M / \partial B$ を求める式

$$\frac{\partial M}{\partial B} = \frac{1}{\mu_0} - \frac{\partial H}{\partial B} \quad (\text{on the } B\text{-}H \text{ curve}) \quad (2-12)$$

$$\frac{\partial M}{\partial B} = \left(1 - \frac{1}{\mu_{\text{rec},i}} \right) \frac{1}{\mu_0} \quad (\text{on the recoil line}) \quad (2-13)$$

- ・ 磁化 M を求める式

$$M_i = \frac{B_i}{\mu_0} - H_i \quad (2-14)$$

B - H 曲線上の動作点 H_i の算出式 (2-8) は, H - B 曲線の測定値を 5 次多項式近似して求めた。一例として, 100°C の時の測定値および近似式を図 2.29 に示す。また, 条件 B における μ_{rec} の算出式 (2-11) は, 磁束密度の最小値 B_{min} に対するリコイル比透磁率 μ_{rec} の測定値を 5 次多項式近似して求めた。一例として, 100°C の時の測定値および近似式を図 2.30 に示す。

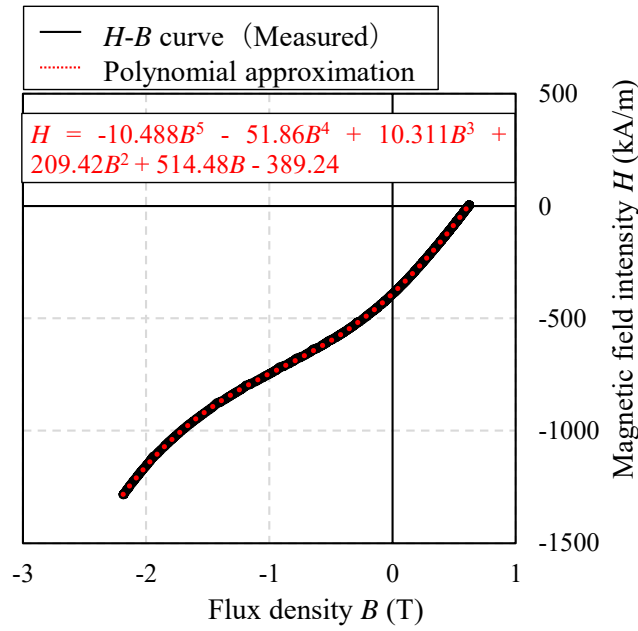


図 2.29 H - B 曲線の測定データと解析に用いる近似曲線

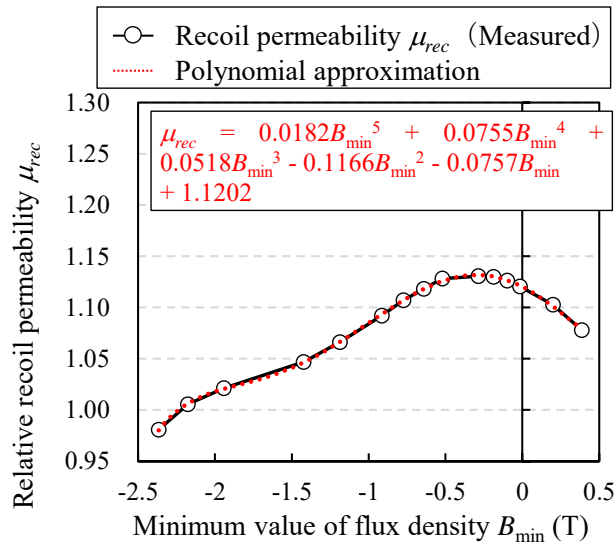


図 2.30 磁束密度の最小値 B_{min} に対するリコイル比透磁率 μ_{rec} の測定データと解析に用いる近似曲線

2.4.4 減磁解析用の入力電流

2.3 節で設計した PMA_B を解析モデルとする。図 2.31 に、減磁解析における 3 相電流を示す。ロータの回転角度 θ_e (電気角) が 2 周期目の区間に、ステータの巻線へ減磁電流が流れる。減磁電流の条件は、通常運転中では発生しない最大の減磁電流として、相電流 I_e は PMA_B の最大電流値である 180A、電流位相 β は 90° に設定した。

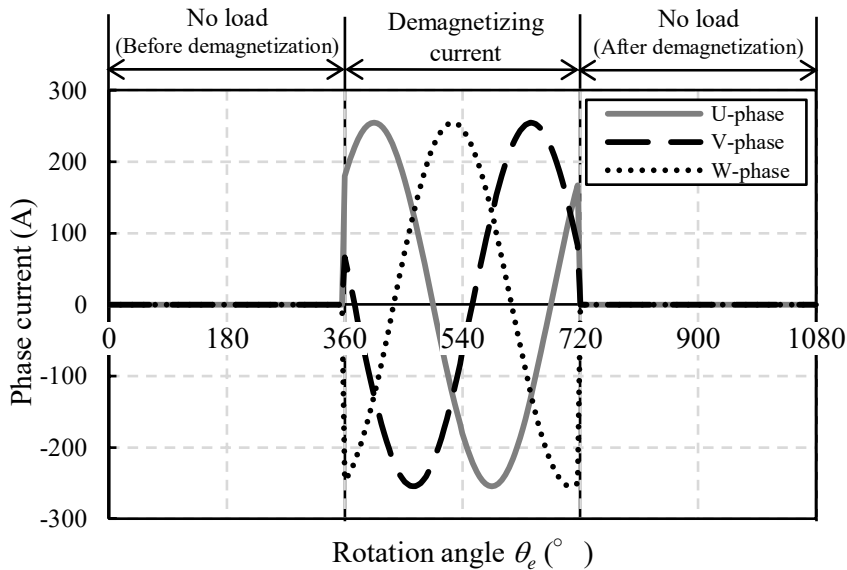


図 2.31 減磁解析における入力 3 相電流

2.4.5 リコイル比透磁率を定数とした減磁解析結果

リコイル比透磁率 μ_{rec} の設定条件 A における減磁解析結果を示す。条件 A では μ_{rec} を定数に設定する。設定する μ_{rec} の範囲は、ボンド磁石 RNI-5610V のカタログに記載されている 1.1~1.2 とする。

図 2.32 に、減磁後 ($\theta_e=1080^\circ$) における無負荷時の磁石の磁束密度分布を示す。磁石温度は 100°C 、 μ_{rec} はカタログ値の下限值と上限値である 1.1 と 1.2 に設定した。磁束密度は μ_{rec} の設定値によって異なる。例えば、1 層目磁石の外側端部の要素 X の磁束密度は、 μ_{rec} が 1.1 の時は 0.14 T、 μ_{rec} が 1.2 の時は 0.23 T である。設定した μ_{rec} の違いによる磁石の磁束密度の差は、最大で約 0.1T となった。

図 2.33 に、ボンド磁石の $B-H$ 特性および、1 層目磁石の外側端部の要素 X における動作点を示す。図中に示した動作点は、回転角度 θ_e (電気角) が 0° から 4° 毎に回転した状態で計算した。 θ_e が 380° のとき、要素 X には -688 kA/m の逆磁界強度 H_{rev} が印加され、磁束密度は -0.8T となる。ここで H_{rev} は、すべての回転角度 θ_e の状態で計算した磁界 H の最小値である。

減磁電流を流し続けている間 ($\theta_e = 380^\circ \sim 716^\circ$)，動作点はロータの回転と共に磁石の外側端部がステータティースと対面する回数だけリコイル直線を往復する。通電を停止すると ($\theta_e = 720^\circ \sim 1080^\circ$)，図 2.32 に示した減磁後の磁束密度分布が得られる。

図 2.34 に， μ_{rec} を 1.1 から 1.2 まで 0.01 刻みで設定した時の減磁による磁石磁束の減少率 $R_{\psi a0}$ を示す。磁石温度は， 100°C に加えて 150°C においても検討した。 $R_{\psi a0}$ はいずれの温度条件においても μ_{rec} に比例し， μ_{rec} が 1.1 から 1.2 に変化した場合の $R_{\psi a0}$ の変化幅は 100°C で約 9 pt， 150°C で約 11 pt である。 μ_{rec} の設定値によって $R_{\psi a0}$ が異なるため，減磁後の運転特性（トルクや出力）も異なることが予想される。

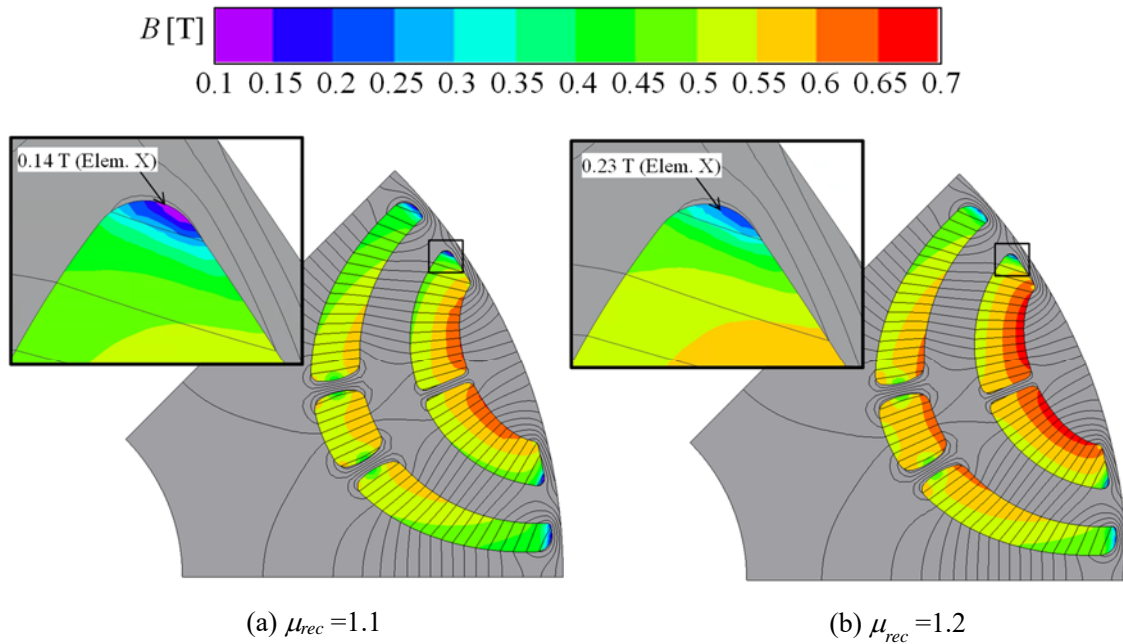


図 2.32 減磁後 ($\theta_e = 1080^\circ$) における無負荷時の磁石の磁束密度分布 (100°C ， μ_{rec} の設定条件 A)

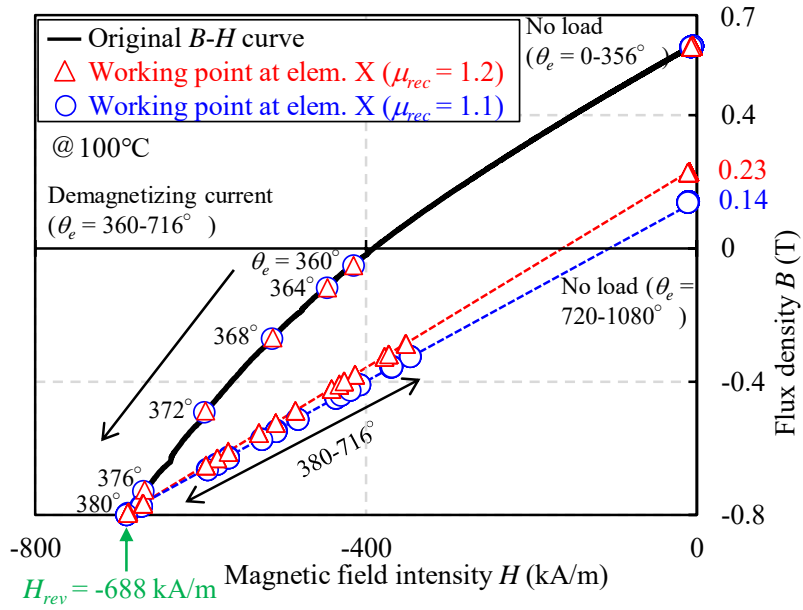


図 2.33 ボンド磁石の $B-H$ 特性および、1 層目磁石の外側端部の要素 X における動作点 (100°C, μ_{rec} の設定条件 A)

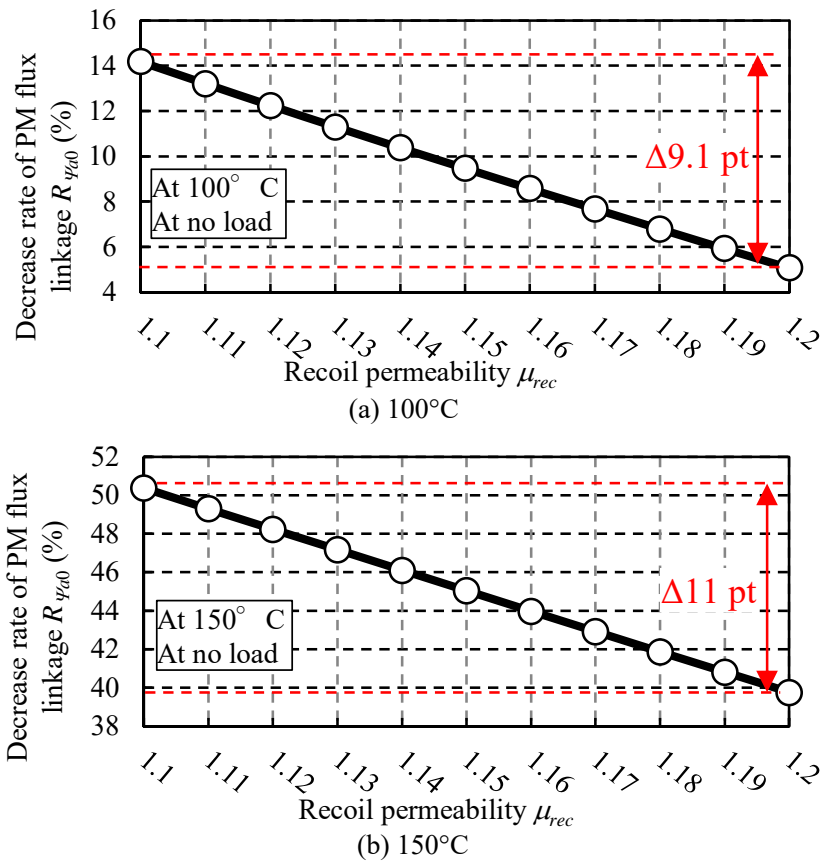


図 2.34 減磁による磁石磁束の減少率 $R_{\psi a0}$ (μ_{rec} の設定条件 A, 無負荷)

2.4.6 リコイル比透磁率を変数とした減磁解析結果

リコイル比透磁率 μ_{rec} の設定条件 B における減磁解析結果を示す。条件 B では、サブルーチン magusr 内でリコイル曲線の測定結果に基づいた(2-11)式により μ_{rec} を計算する。磁石温度は、100°C および 150°C に設定した。

図 2.35 に、逆磁界強度 H_{rev} の分布を示す。 H_{rev} はすべての回転角度 θ_e の状態で計算した磁界強度 H の最小値であり、磁石の要素毎に計算される。なお、要素毎に H が最小となる回転角度 θ_e は異なる。磁石内における H_{rev} の絶対値は、ステータに近いアウターブリッジ付近やセンターブリッジ付近で大きくなる。透磁率が高いブリッジには、ステータからの磁束が集中するためである。両温度条件において、アウターブリッジ付近の H_{rev} はおよそ -600 kA/m で最も絶対値が大きくなった。

図 2.36 に、リコイル比透磁率 μ_{rec} の分布を示す。条件 B では、磁石の要素毎に μ_{rec} が計算されて同図の分布となる。図 2.35, 2.36 より、100°C では、 H_{rev} の絶対値が大きい領域ほど μ_{rec} が大きく、アウターブリッジ付近で最大となる。これは、図 2.24 に示した $H_{rev} - \mu_{rec}$ 特性より、 $-600 \text{ kA/m} < H_{rev}$ の領域では H_{rev} の絶対値の増加に対して μ_{rec} が単調増加するためである。一方、150°C では、アウターブリッジ付近で μ_{rec} が最小となった。これは図 2.24 に示したように、150°C における μ_{rec} は $H_{rev} = -400 \text{ kA/m}$ 付近で極大点を持ち、 $H_{rev} < -400 \text{ kA/m}$ の領域で μ_{rec} が再び減少するためである。

図 2.37 に、磁石の要素 X, Y (図 2.36 に示した要素) における動作点を示す。要素 X と Y のリコイル直線の傾き μ_{rec} が異なる様子がわかる。図 2.38 に、減磁後 ($\theta_e = 1080^\circ$) における無負荷時の磁石の磁束密度分布を示す。図 2.38(a) に示す 100°C の時における要素 X の磁束密度は 0.14 T となり、 μ_{rec} を 1.1 で定数に設定した結果 (図 2.32 (a)) とほぼ同様の分布が得られた。これは、図 2.24 の $H_{rev} - \mu_{rec}$ 特性が示すように、100°C では μ_{rec} の平均がおよそ 1.1 となるためである。

条件 B の減磁による磁石磁束の減少率 $R_{\psi a0}$ は、100°C で 12.9%、150°C で 43.3% となった。次項では、条件 A, B の減磁解析結果を元に減磁後の PMA_B の諸特性を比較する。

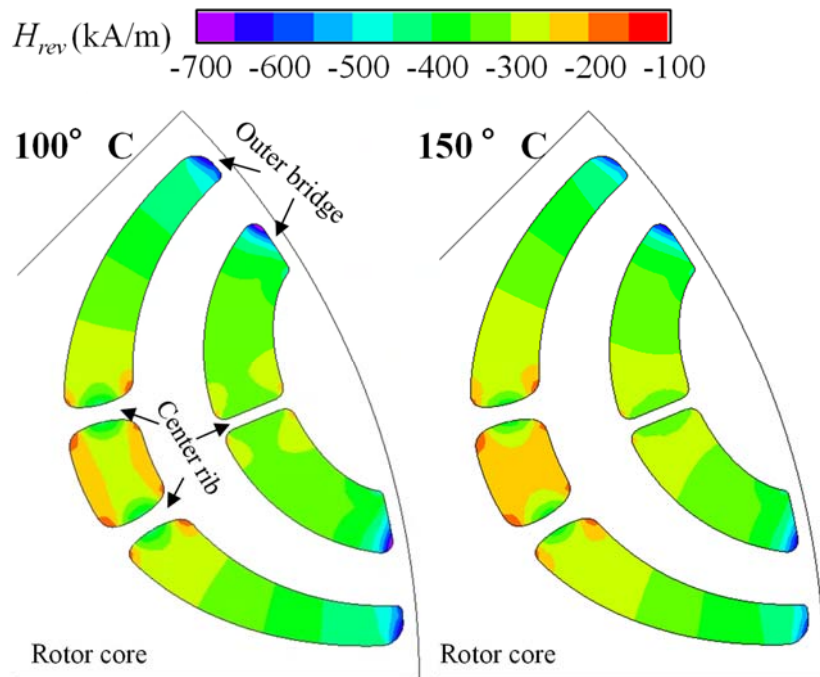


図 2.35 逆磁界強度 H_{rev} の分布 (μ_{rec} の設定条件 B)

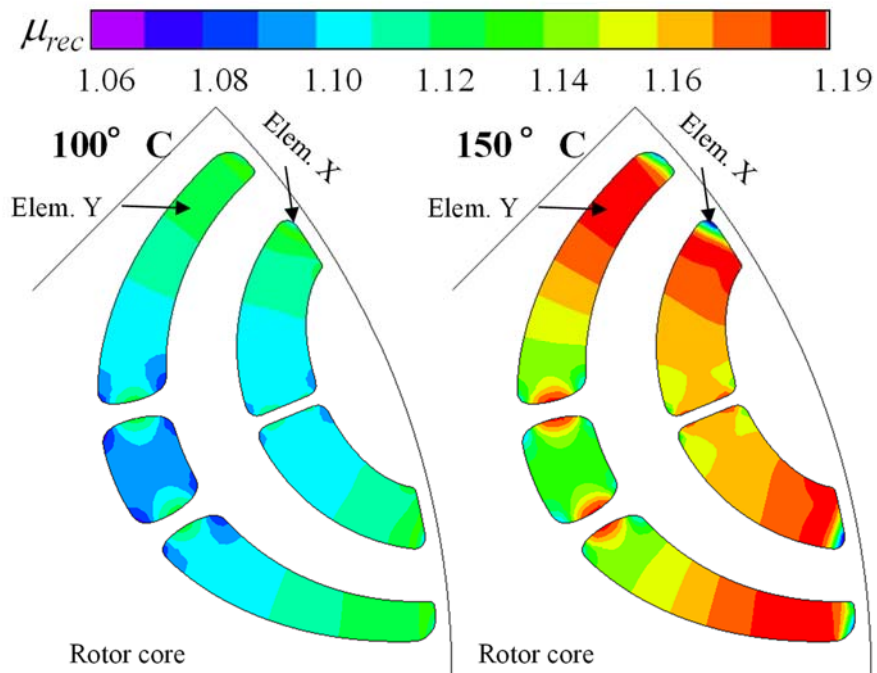
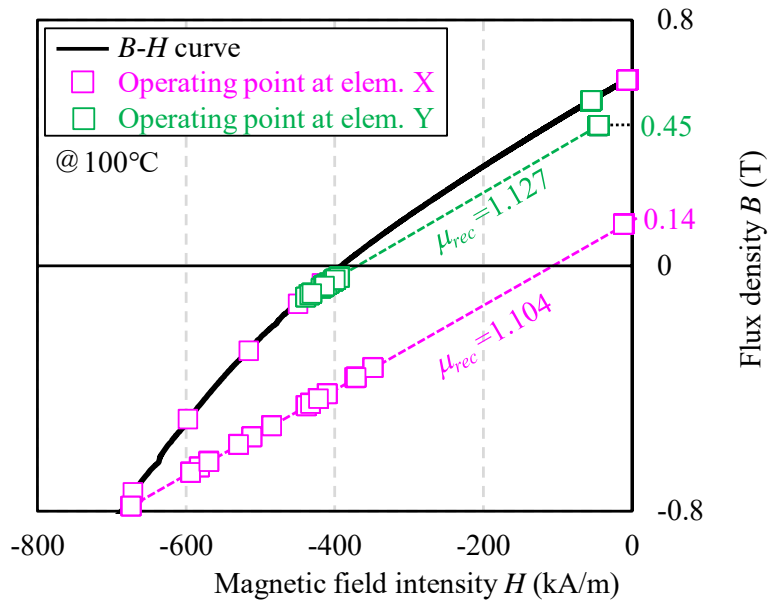
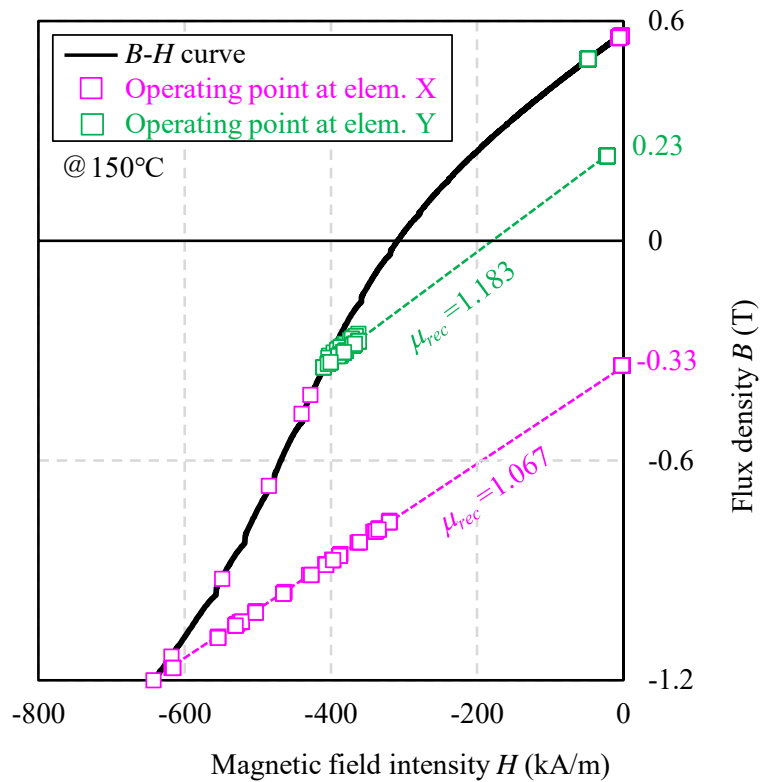


図 2.36 リコイル比透磁率 μ_{rec} の分布 (μ_{rec} の設定条件 B)



(a) 100°C



(b) 150°C

図 2.37 磁石の要素 X,Y における動作点 (μ_{rec} の設定条件 B)

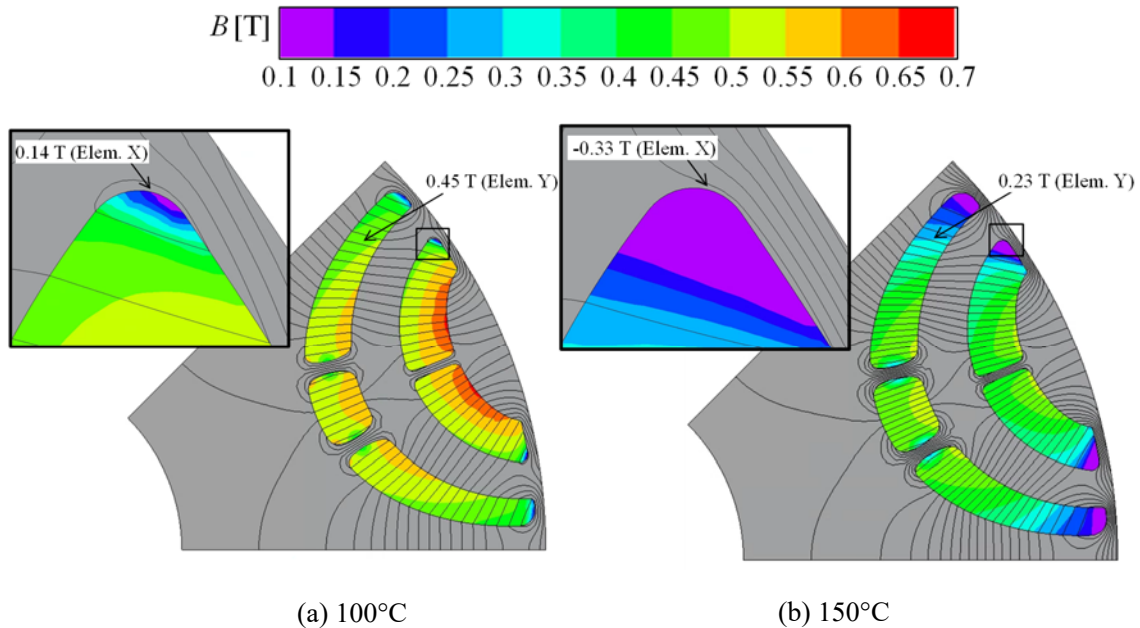


図 2.38 減磁後 ($\theta_e = 1080^\circ$) における無負荷時の磁石の磁束密度分布 (μ_{rec} の設定条件 B)

2.4.7 リコイル比透磁率の設定条件の違いが減磁後の特性に及ぼす影響

リコイル比透磁率 μ_{rec} の設定条件 A と B の減磁解析結果を比較する。条件 A における μ_{rec} の設定値は、ボンド磁石のカタログ値の範囲「1.1~1.2」の平均値である 1.15 とした。

(1) 無負荷時の磁石磁束 Ψ_a の減少率

表 2.9 に、減磁による磁石磁束の減少率 $R_{\psi a0}$ (無負荷時) を示す。 $R_{\psi a0}$ は、100°C で条件 A > 条件 B, 150°C で条件 A < 条件 B である。100°C で条件 A > 条件 B となる理由は図 2.24 を見ると明らかであり、条件 B で算出される μ_{rec} は条件 A の設定値 1.15 より小さいためである。両条件の $R_{\psi a0}$ の差は 100°C で大きくなったため、次の(2)から 100°C における解析結果を比較する。

表 2.9 不可逆減磁による磁石磁束の減少率 (無負荷時)

Temperature (°C)	Decrease ratio of PM flux linkage at no load $R_{\psi a0}$ (%)	
	Condition A ($\mu_{rec} = 1.15$)	Condition B (Calculate μ_{rec} from measured recoil loop)
100	9.5	12.9
150	45.0	43.3

(2) MTPA 制御時の最大トルク特性

減磁前, 条件 A での減磁後, および条件 B での減磁後の運転特性を比較する。図 2.39 に, MTPA 制御時における相電流—トルク特性を示す。リラクタンストルクは電流の二乗に比例するため, I_e が大きくなるにつれて全トルク T に対するリラクタンストルク T_r の割合 (T_r/T) は高くなる。図 2.40 に, 減磁による T の減少率を T_r/T を横軸にして示す。まず, 減磁前後のトルク特性を比較する。図 2.39 に示すように, 不可逆減磁を考慮すると, マグネットトルク T_m は磁石磁束 Ψ_a の減少によって全電流域で減少するが, リラクタンストルク T_r はほぼ変化しないことが分かる。そのため, 図 2.40 に示すように, T_r/T が高くなるにつれて減磁による T の減少率は低くなった。

次に, 条件 A, B の減磁後の特性を比較する。図 2.40 に示すように, 両条件の差は T_r/T が低い領域で大きくなるが, T_r/T が最も低い 32% の時においてもその差は僅か 2 pt 程度であった。したがって, T_r/T の高低にかかわらず, 条件 A, B 差は小さいことが明らかとなった。

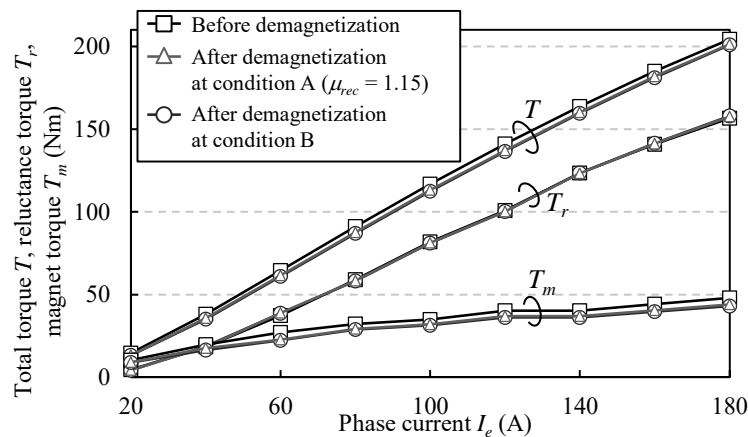


図 2.39 相電流—トルク特性 (MTPA 制御時)

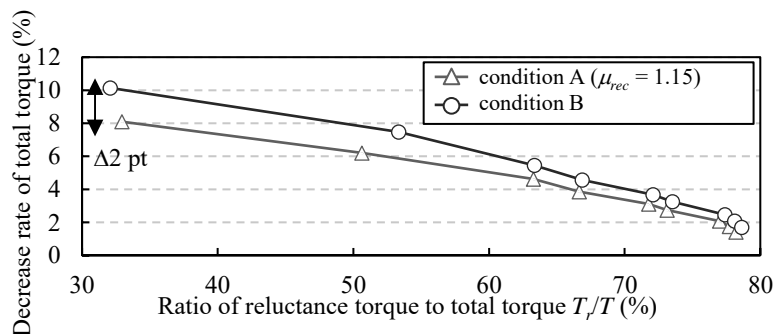
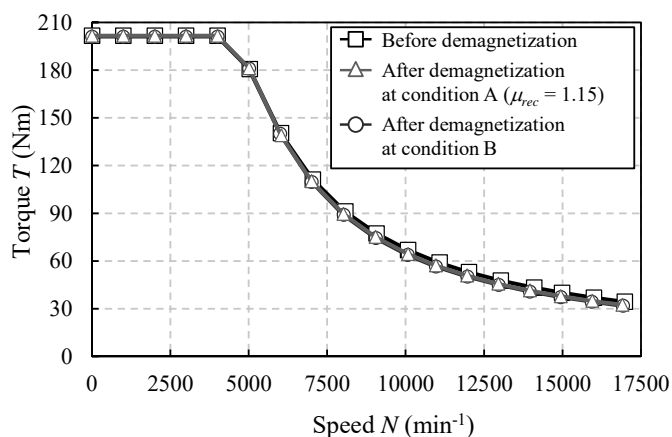


図 2.40 リラクタンストルク比 (T_r/T) —トルク T の減少率 (MTPA 制御時)

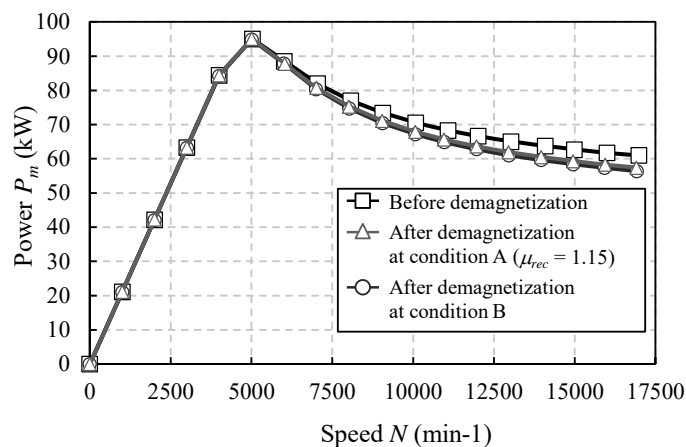
(3) 最大出力制御時の諸特性

図 2.41 に、電流制限値 $I_{em} = 180 \text{ A}$ 、電圧制限値 $V_{am} = 468 \text{ V}$ とした時の、最大出力制御時の諸特性を示す。図 2.42 に、減磁による出力の減少率を示す。まず、減磁前後を特性を比較する。図 2.41 (a), (b)より、最大トルク(4,000 min^{-1} 以下のトルク)および最大出力(5,000 min^{-1} 付近の出力)は、減磁によって若干減少したが、その減少率はおおよそ 1 % と小さい。一方で、図 2.42 に示すように、5,000 min^{-1} 以上の高速域では出力の減少が大きい。最高速度時 ($N = 17,000 \text{ min}^{-1}$) の出力は、減磁前と比べて条件 A で 5.9 %、条件 B で 7.6 % 減少した。これは、図 2.41 (c) に示すように、減磁による磁石磁束 Ψ_a の減少により、最大出力制御時における高速域の入力電流が減少したためである。

次に、条件 A, B を比較する。図 2.42 より、両条件の差は高速域で大きくなるが、最高速度時においてもその差は僅か 1.7 pt 程度であった。したがって、減磁後における最大出力制御時のトルク、出力特性は、条件 A, B の差が小さいことが明らかになった。

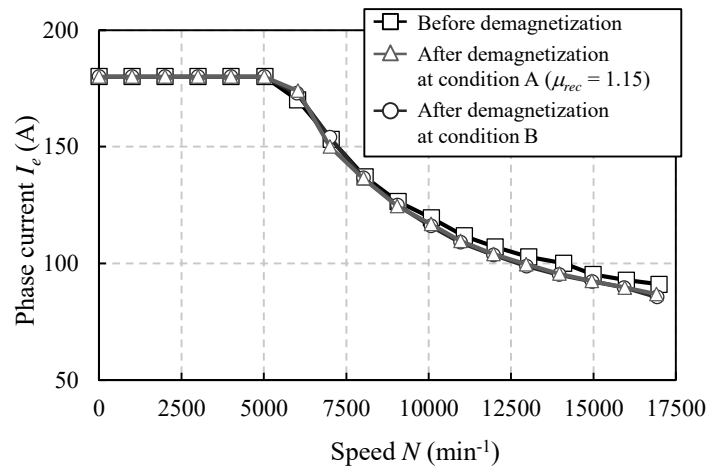


(a) 速度－トルク特性

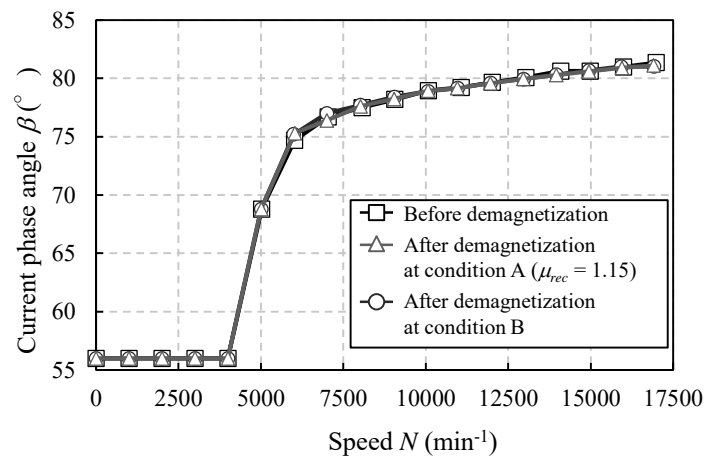


(b) 速度－出力特性

図 2.41 減磁前後における最大出力制御時の諸特性 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)



(c) 速度－相電流特性



(d) 速度－電流位相特性

図 2.41 減磁前後における最大出力制御時の諸特性 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)

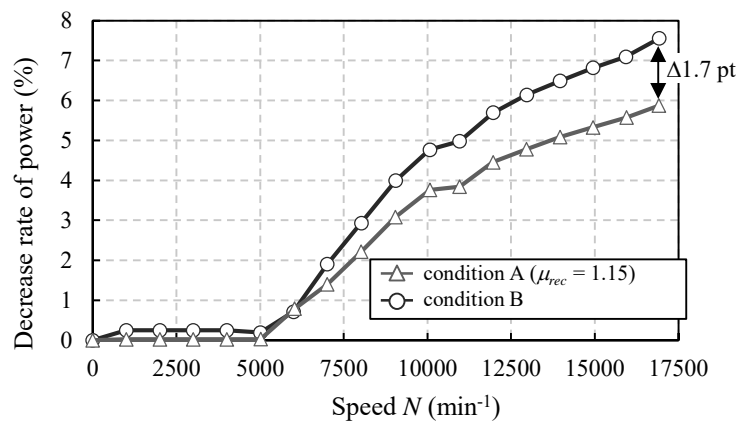


図 2.42 速度－減磁による出力の減少率

(4) 運転領域全体の効率特性

モータの効率 η は、モータの回転速度 ω_m (rad/s) におけるトルク T と銅損 W_c 、鉄損 W_i から(2-15)式で計算できる⁽⁴⁹⁾。

$$\eta = \frac{\omega_m T - W_i}{\omega_m T - W_c} \times 100 \quad (2-15)$$

銅損 W_c は、(2-16)式で算出する。

$$W_c = 3R_a I_e^2 \quad (2-16)$$

ここで、 R_a は電機子巻線の抵抗値である。

鉄損 W_i は、JMAGの有限要素法による鉄損解析値を用いる。有限要素法では、ロータの回転に伴う鉄心内の磁束密度変化から(2-17)~(2-19)式で鉄損 W_i 、ヒステリシス損 W_h 、および渦電流損 W_e を算出している⁽⁴⁹⁾。

$$W_i = W_h + W_e \quad (2-17)$$

$$W_h = \sum_{i=1}^e \left[m_i \sum_{k=1}^n \left\{ \varepsilon (kf) B_{rk-i}^2 + \varepsilon (kf) B_{\theta k-i}^2 \right\} \right] \quad (2-18)$$

$$W_e = \sum_{i=1}^e \left[m_i \sum_{k=1}^n \left\{ \kappa (kf)^2 B_{rk-i}^2 + \kappa (kf)^2 B_{\theta k-i}^2 \right\} \right] \quad (2-19)$$

ここで、 i は要素番号、 e は領域の要素数、 m_i は i 番要素の質量、 k は高調波次数、 n は考慮する最高の高調波次数、 ε はヒステリシス損定数、 κ は渦電流損定数、 f は基本周波数、 B_{rk-i} は i 番要素の半径方向磁束密度の k 次高調波の振幅、 $B_{\theta k-i}$ は i 番要素の接線方向磁束密度の k 次高調波の振幅である。

図 2.43 に、効率マップを示す。まず、減磁前後の効率特性を比較する。減磁を考慮するとほぼ全体の運転領域で効率が低下し、特に低中速・低トルク域 ($N < 9,000 \text{ min}^{-1}$, $T < 50 \text{ Nm}$) でその影響が大きい。これは、マグネットトルクの減少により同トルクを得るため電流値が増加し、銅損が増加したためである。一方で、低速・高トルク域 ($N < 3,000 \text{ min}^{-1}$, $T > 150 \text{ Nm}$) では減磁が効率に与える影響は比較的小さい。これは、大電流時では、減磁の影響をほとんど受けないリラクタンストルクの割合が大きいためである。高速域 ($N > 9,000 \text{ min}^{-1}$) では、減磁後の 98.3% 以上の高効率領域が高速側にシフトした。これは、減磁による磁石磁束の減少によって鉄損が減少し、さらに FW 制御に必要な電流が小さくなり銅損も減少したためである。

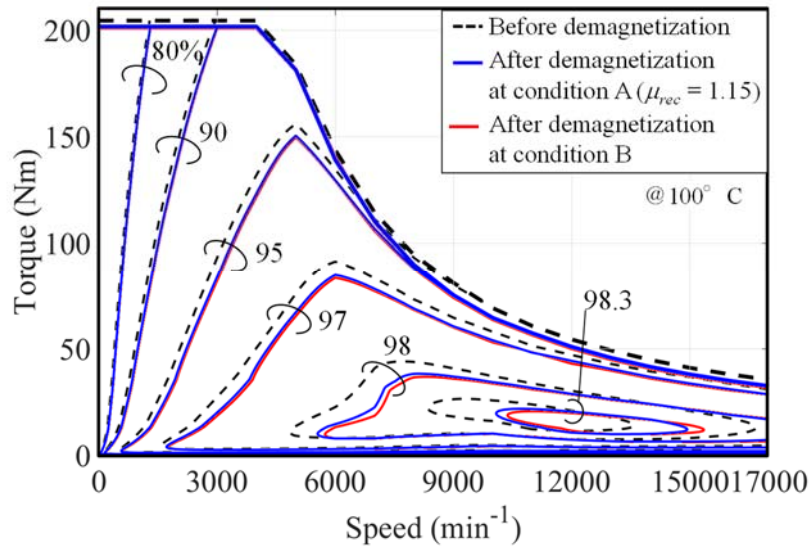


図 2.43 効率マップ (100°C, $I_{em} = 180$ A, $V_{am} = 468$ V)

次に条件 A, B を比較すると、中高速領域 ($N > 6,000 \text{ min}^{-1}$) で条件 B の高効率領域がより高速側にある。これは、条件 B の方が減磁後の Ψ_a が低く鉄損が小さいため、鉄損が支配的となる高速側で高効率となるためである。しかし、ほぼ全体の運転領域で条件 A, B の差は小さかった。

本節の検討結果より、検討した減磁条件において、 μ_{rec} の設定条件 A, B での減磁解析結果に大きな差はみられなかった。したがって、リコイル比透磁率 μ_{rec} をカタログ値の平均値 $\mu_{rec} = 1.15$ に設定すれば、 μ_{rec} を簡易的に定数とする条件 A でもほぼ正確に減磁特性が評価できることが明らかとなった。

2.5 希土類焼結磁石適用 IPMSM との運転特性比較

本研究のターゲットは、希土類焼結磁石を用いた第 4 世代 HV 用モータを想定した IPMSM (IPM_A) である。本節では、HV 駆動用モータの一般的な動作温度である 100~150°C における、PMA_B の不可逆減磁特性を評価し、減磁後の PMA_B の運転特性を IPM_A と比較する。

ここで、本節で PMA_B に用いるボンド磁石の $B-H$ 特性が 2.4 節と若干異なることを補足しておく。図 2.44 に、2.4 節と本節の解析に用いたボンド磁石の $B-H$ 特性を示す。本節のボンド磁石の型番は 2.4 節と同じ RNI-5610V であるが、解析に用いた $B-H$ 特性の測定時期が違いため僅かに特性が異なる。

表 2.10 に、解析モデルの永久磁石の特性と巻線抵抗を示す。各モデルの温度条件は、ボンド磁石および焼結磁石において提供されている $B-H$ 特性で検討したため、PMA_B は 100,

130, 150°C, IPM_A は 100, 140, 180°C である。なお、各温度の巻線抵抗は、IPM_A の測定値から温度換算した値である。

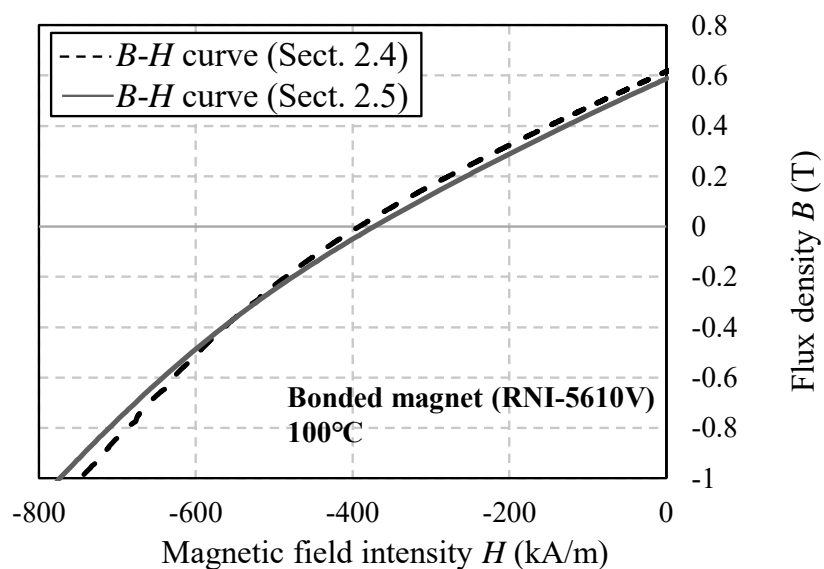


図 2.44 2.4 節と本節（2.5 節）の解析に用いたボンド磁石（RNI-5610V）の B - H 特性

表 2.10 解析モデルの永久磁石の特性と巻線抵抗

PMA_B		100°C	130°C	150°C
Bonded magnet (RNI-5610V)	Remanence B_r (T)	0.594	0.568	0.548
	Coercivity H_{cj} (kA/m)	758	589	505
Winding resistance (Ω)		0.0701	0.0764	0.0806
IPM_A		100°C	140°C	180°C
Sintered magnet (NMX-39EH)	Remanence B_r (T)	1.15	1.08	1.02
	Coercivity H_{cj} (kA/m)	1137	790	493
Winding resistance (Ω)		0.0701	0.0785	0.0869

図 2.45 に、PMA_B に用いたボンド磁石および、IPM_A に用いた焼結磁石の温度特性を示す。ボンド磁石の残留磁束密度 B_r と保磁力 H_{cj} は、焼結磁石に比べて小さく、残留磁束密度においては約半分である。また、温度上昇による影響度合いは両磁石でおよそ同等である。

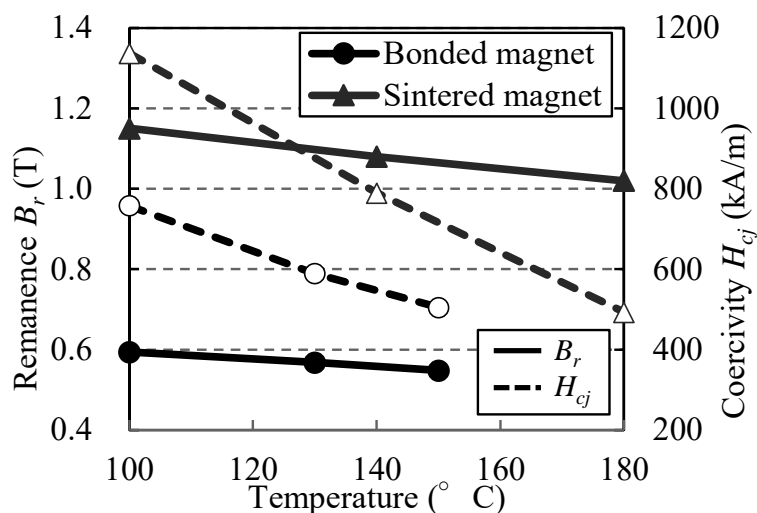


図 2.45 永久磁石の温度特性（減磁考慮無し）

2.5.1 減磁解析の条件

2.4 節の検討結果より、 μ_{rec} の設定条件 A ($\mu_{rec}=1.15$ で一定) で解析してもほぼ正確に減磁評価できることが分かった。そこで、本節では PMA_B の減磁特性を μ_{rec} の設定条件 A で解析する。

最も厳しい減磁電流条件を明らかにするために、通常運転時の電流条件（相電流 I_e と電流位相 β ）による減磁解析を行う。図 2.46 に、電流制限値 $I_{em}=180$ A、電圧制限値 $V_{am}=468$ V とした時の、MTPA, FW, MTPV 制御時における相電流 I_e と電流位相 β を示す。この電流による減磁解析結果から、減磁による Ψ_a の減少率 $R_{\psi a0}$ を求めた。図 2.47 に、 $R_{\psi a0}$ と d 軸減磁電流 $I_d (= -i_d = -\sqrt{3}I_e \sin \beta)$ を示す。 d 軸減磁電流 I_d が最大となる FW 制御時 ($I_e = 180$ A, $\beta = 69^\circ$) において、 $R_{\psi a0}$ が最大となった。

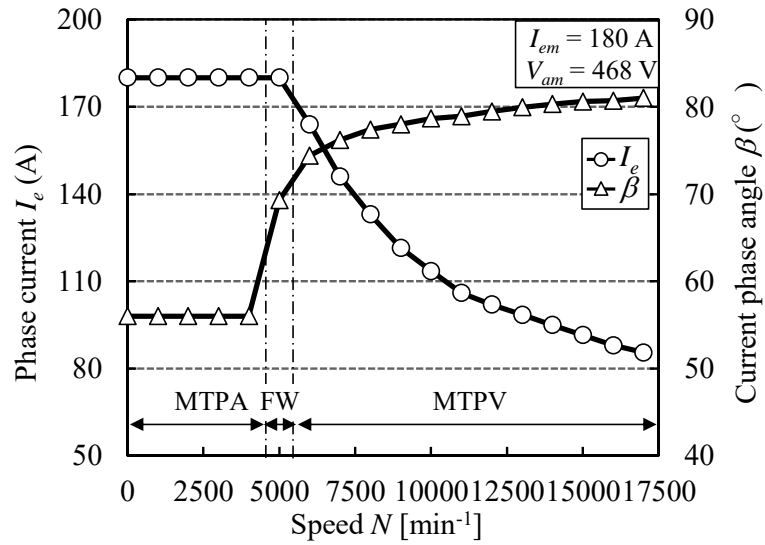


図 2.46 MTPA, FW, MTPV 制御時における相電流と電流位相 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)

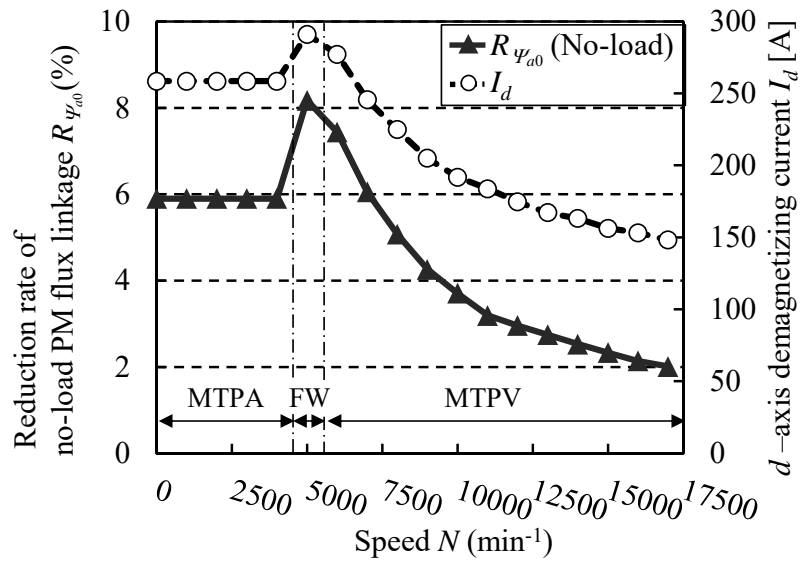


図 2.47 MTPA, FW, MTPV 制御時における d 軸減磁電流と減磁による Ψ_a の減少率

さらに、通常運転時には無い減磁条件として、最大の負の d 軸電流（減磁電流）が流れる時（ $I_e=180\text{ A}$ ， $\beta=90^\circ$ ，以下、最大減磁電流時と呼ぶ）においても減磁解析を行った。図 2.48 に、FW 制御時および最大減磁電流時での減磁率分布および磁束線を示す。なお、減磁率 δ は(2-7)式より算出した。また、表 2.11 に両条件での無負荷時の永久磁石による電機子鎖交磁束の減少率 $R_{\psi_{a0}}$ を示す。

図 2.48 に示すように、1, 2 層目磁石共に外側端部が最も減磁しており、特に 1 層目の減磁が著しい。減磁率の最大値は、FW 制御時において 87.6%，最大減磁電流時において 69.4% であり、FW 制御時の方が高くなった。これは、図 2.48 (a)に示すように、FW 制御時はステータからの磁束方向が磁石外側端部の着磁方向と反対になるためである。一方で、減磁率 $\delta > 10\%$ の領域は、最大減磁電流時の方が FW 制御時よりも広がった。その結果、表 2.11 に示すように、最大減磁電流時で最も $R_{\psi_{a0}}$ が大きくなった。本検討結果から、減磁による Ψ_a の減少は、局所的な減磁率の大きさよりも減磁領域の広さに影響を受けることが分かり、最大減磁電流時が最も厳しい減磁条件であることが明らかとなった。

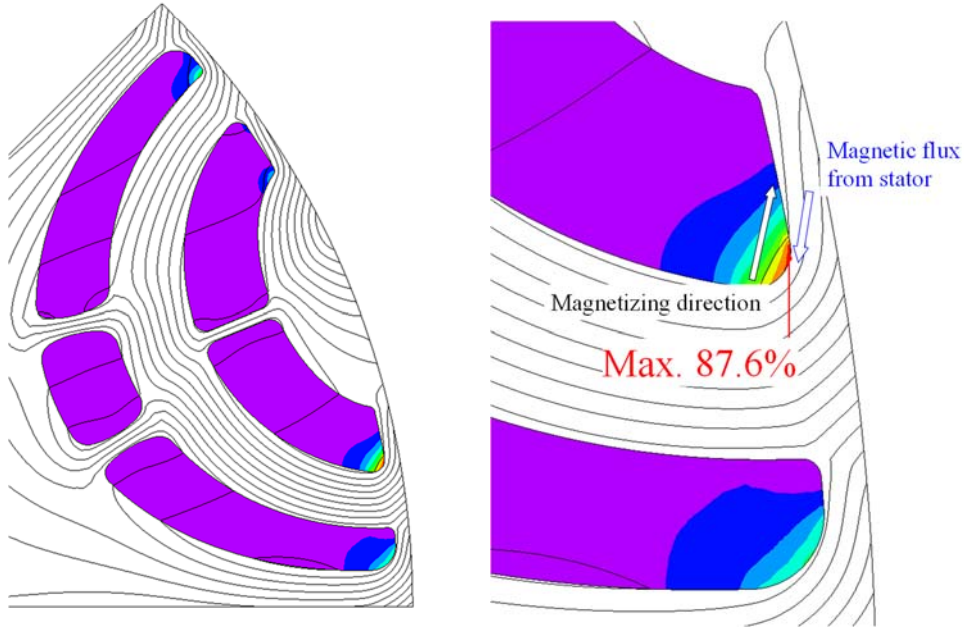
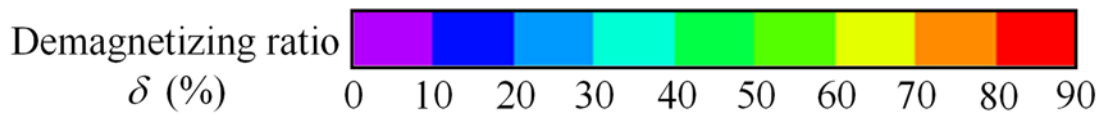
次項より、PMA_B の減磁特性を表 2.12 に示した減磁条件で解析する。

表 2.11 無負荷時の永久磁石による電機子鎖交磁束の減少率

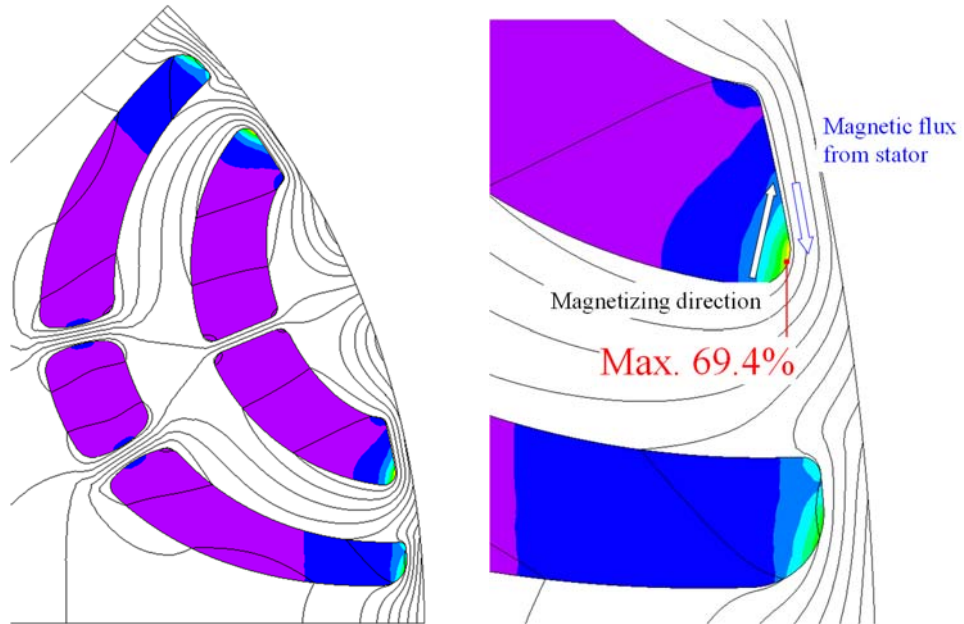
Item (unit)	Demagnetizing condition	
	FW control	Max. demagnetizing current
Phase current I_e (A)	180	
Current phase angle β ($^\circ$)	69	90
Decrease ratio of PM flux linkage $R_{\psi_{a0}}$ [%]	8.47	11.0

表 2.12 本節（2.5 節）における減磁解析条件

Item (unit)		Value
Demagnetizing current	I_e (A)	180
	β ($^\circ$)	90
μ_{rec}		1.15 (Condition A)



(a) $\beta = 69^\circ$ (FW 制御時)



(b) $\beta = 90^\circ$ (最大減磁電流時)

図 2.48 減磁率分布と磁束線 ($I_e = 180$ A)

2.5.2 温度上昇時におけるボンド磁石 PMA_SynRM の不可逆減磁特性

図 2.49 に磁石温度 100, 150 °C における PMA_B の減磁率分布を示す。温度上昇によりボンド磁石の保磁力が小さくなるため、150 °C では 100 °C に比べて減磁領域が拡大している。また、1, 2 層目磁石共に、ステータからの逆磁界が大きい外側端部で大きく減磁した。図 2.49 (b) に示した 150 °C における最大の減磁率は、1 層目外側端部で 100 % を上回った。減磁率 100 % 以上の領域は、磁石が逆向きに着磁された状態を表している。

図 2.50 に、無負荷時における、温度に対する永久磁石による電機子鎖交磁束の特性を示す。図中の縦軸の最大値は、100 °C における減磁前の Ψ_a であり 100% と示した。減磁を考慮すると、温度上昇による磁石磁束 Ψ_a の減少が大きいことが分かる。減磁後の 150 °C における Ψ_a は 100 °C の時に比べて 35 % 減少したため、高温時はマグネットトルクの大幅な減少が予想される。次項より、100~150 °C における減磁後の PMA_B の運転特性を IPM_A と比較する。なお、IPM_A に使用する焼結磁石は、2.5.1 項で示した減磁電流を流した場合でも不可逆減磁しないため、減磁していない焼結磁石を用いた IPM_A を解析する。

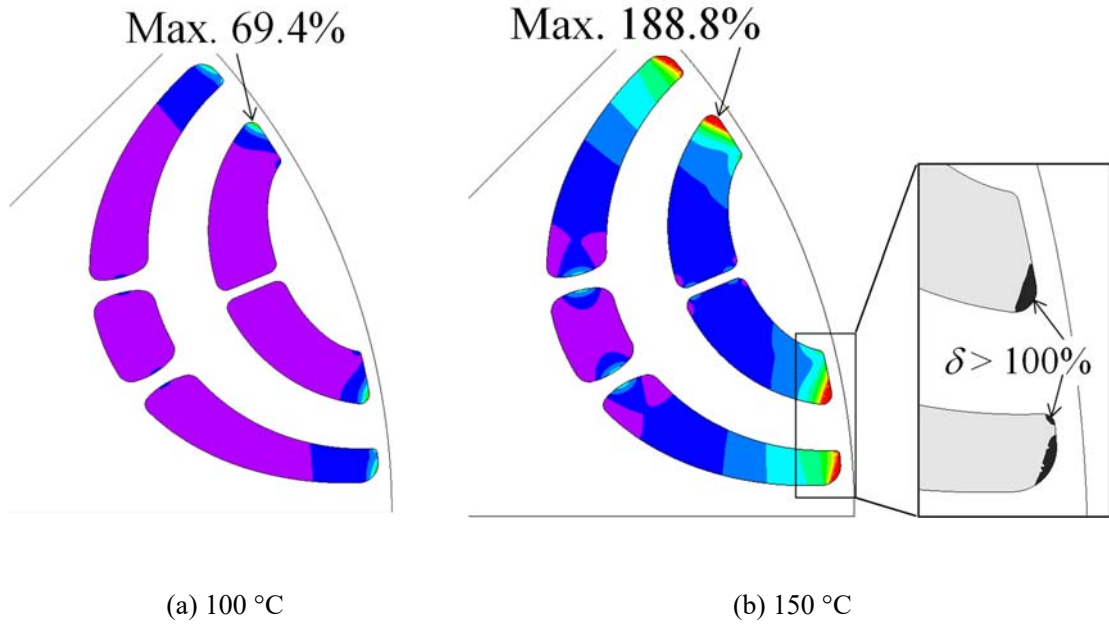
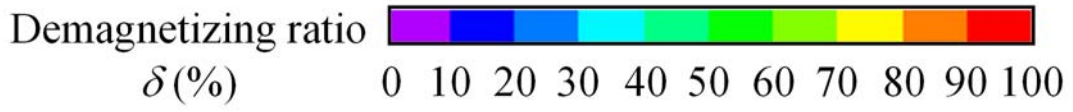


図 2.49 減磁率分布 ($I_e = 180 \text{ A}$, $\beta = 90^\circ$)

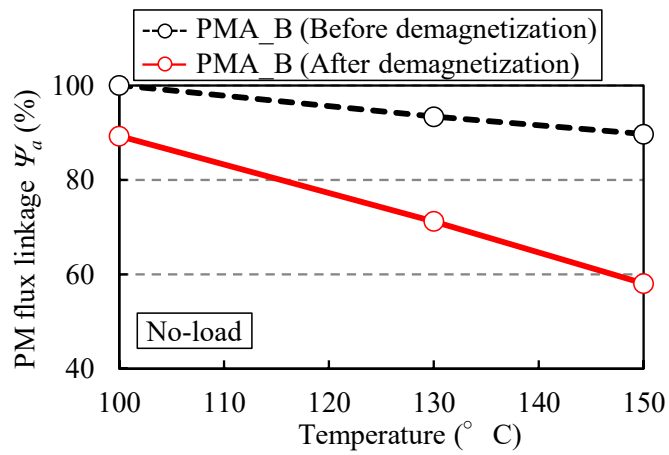


図 2.50 温度—永久磁石による電機子鎖交磁束特性 (無負荷時)

2.5.3 モータパラメータの比較

図 2.51 に、温度に対する永久磁石による電機子鎖交磁束 Ψ_a の特性比較を示す。全ての温度において、 Ψ_a は PMA_B の方が IPM_A よりも小さくなった。さらに、PMA_B は減磁により温度上昇に伴う Ψ_a の減少が大きいいため、高温になるほど IPM_A との差が大きくなった。

図 2.52 に、最大電流時 ($I_e = 180 \text{ A}$) における温度に対する d, q 軸インダクタンス L_d, L_q の特性、図 2.53 に温度に対する突極比 L_q/L_d の特性比較を示す。ここで、電流位相は $\beta = 55^\circ$ とした。図 2.52 に示すように、全ての温度における L_q は両モデルでほぼ同等であり、 L_d は PMA_B の方が小さいことが分かる。その結果、図 2.53 に示すように、 L_q/L_d は全ての温度で PMA_B の方が大きくなった。また、PMA_B は温度上昇に伴う L_q/L_d の減少が IPM_A よりも大きいことが分かる。この要因を、図 2.54 に示した 100°C 、 150°C における磁束密度分布および磁束線図を用いて考察する。図 2.54 (b) に示すように、温度が上昇すると磁石外側端部の減磁によってアウターブリッジ付近の磁束密度が小さくなっている。そのため、アウターブリッジへの漏れ磁束が増加し、 L_d が増加かつ L_q が減少 (L_q/L_d が減少) したと考えられる。したがって高温時では、不可逆減磁により、マグネットトルクだけでなくリラクタンストルクも減少することが予想される。

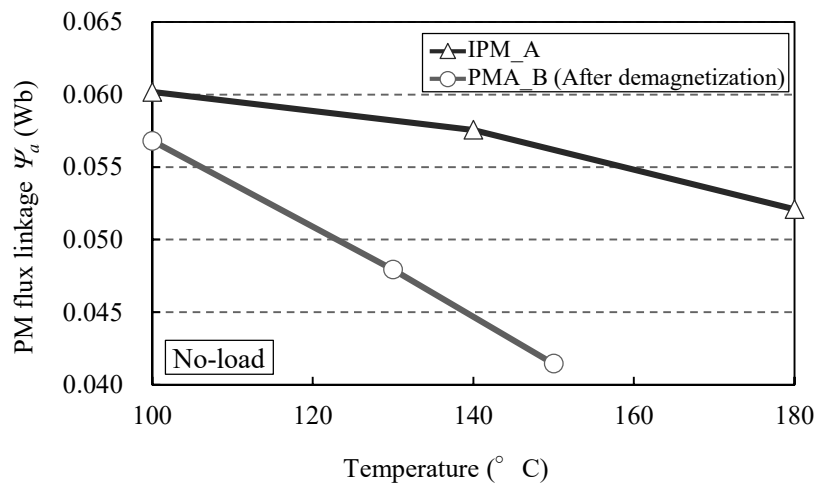


図 2.51 温度－永久磁石による電機子鎖交磁束特性（無負荷時）

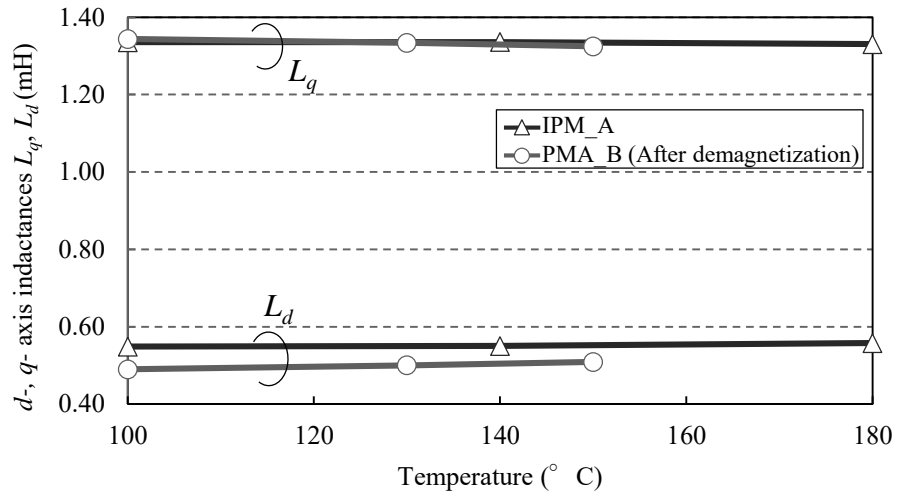


図 2.52 温度-d, q 軸インダクタンス特性 ($I_e = 180A, \beta = 55^\circ$)

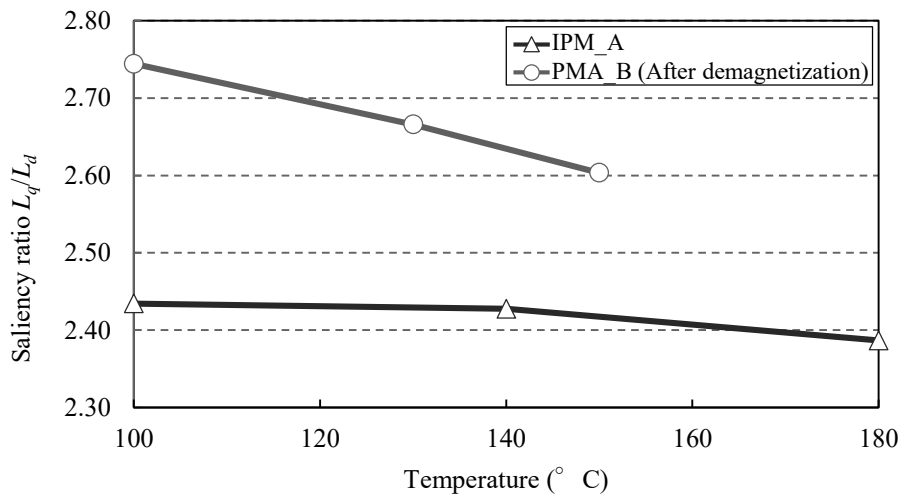


図 2.53 温度-突極比特性 ($I_e = 180A, \beta = 55^\circ$)

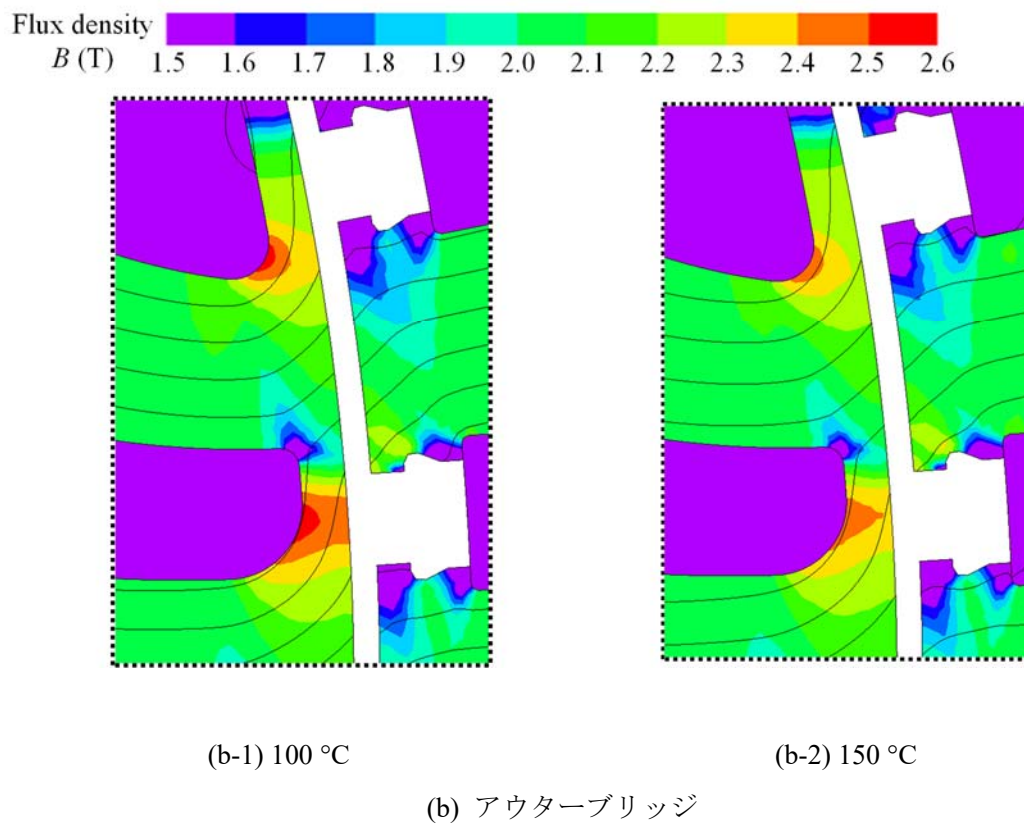
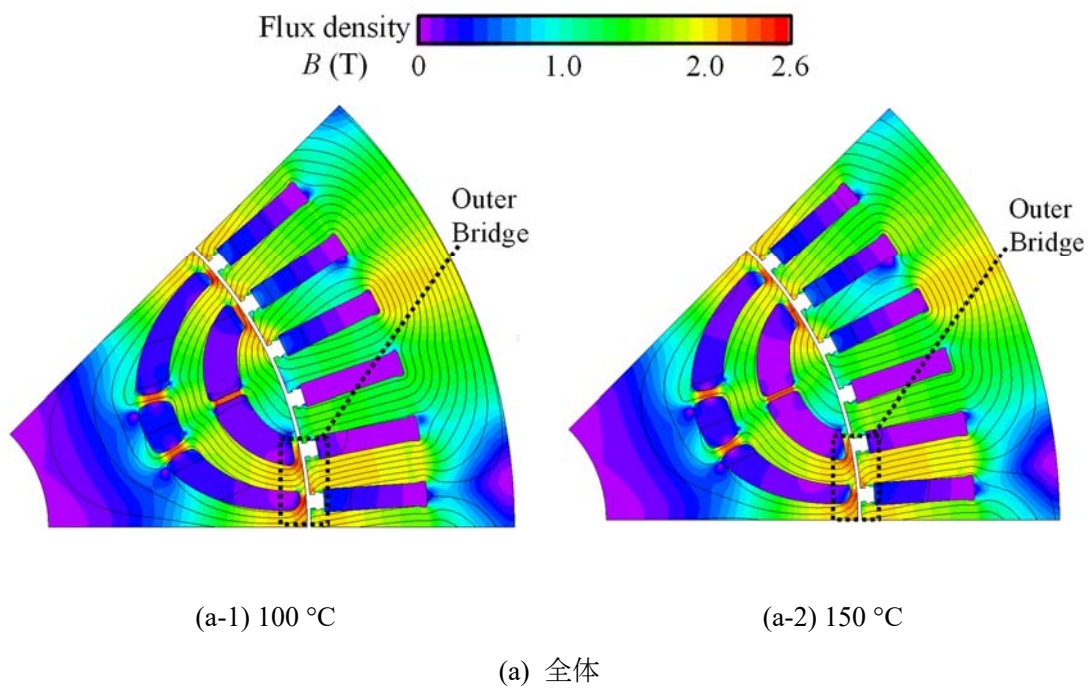


図 2.54 PMA_B の磁束密度分布および磁束線図 ($I_e = 180$ A, $\beta = 55^\circ$)

2.5.4 最大トルク特性 (MTPA 制御時) の比較

図 2.55 に、最大相電流時 ($I_e = 180 \text{ A}$) の MTPA 制御時における温度-トルク特性を示す。PMA_B は、不可逆減磁のため温度上昇に伴うマグネットトルク T_m の減少率が IPM_A よりも大きく、 150°C において 100°C よりも 28.9% 減少している。しかし、両モータはリラクタンストルク T_r を主に用いており、かつ PMA_B の方が T_r が大きいため、最大トルク T は 140°C 付近まで IPM_A を上回った。

また、PMA_B は温度上昇に伴いリラクタンストルク T_r が減少した。これは、インダクタンス差 $L_q - L_d$ が小さくなったためである。

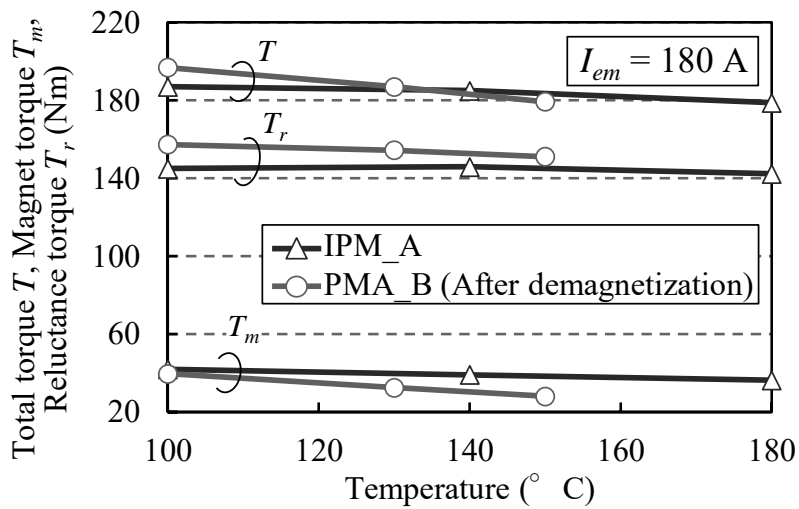


図 2.55 MTPA 制御時の温度-トルク特性 ($I_e = 180 \text{ A}$)

2.5.5 最大出力制御時の諸特性の比較

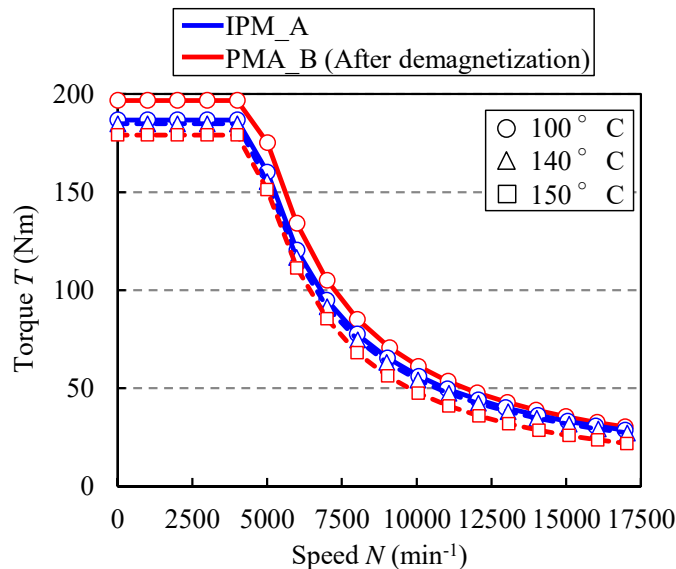
図 2.56 に、電流制限値 $I_{em} = 180 \text{ A}$ 、電圧制限値 $V_{am} = 468 \text{ V}$ の時の最大出力制御時における諸特性を示す。ここで、PMA_B は温度 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ および $150 \text{ }^\circ\text{C}$ 、IPM_A は温度 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ および $140 \text{ }^\circ\text{C}$ の時の特性である。

まず、温度 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ における諸特性（図 2.56 中の○印）を比較する。PMA_B のトルク，出力は全速度域で IPM_A を上回った。速度 $5,000 \text{ min}^{-1}$ 時の最大出力は、IPM_A より 9.6% 大きくなった。

次に、 $150 \text{ }^\circ\text{C}$ の PMA_B（図 2.56 中の□印）および $140 \text{ }^\circ\text{C}$ の IPM_A（図 2.56 中の△印）の諸特性を比較する。温度が上昇すると、PMA_B のトルク，出力は全速度域で IPM_A を下回り、高速域でその差が大きくなった。これは、図 2.56 (c) から分かるように、PMA_B は、不可逆減磁によって磁石磁束 Ψ_a が減少し、MTPV 制御時の入力電流が減少したためである。

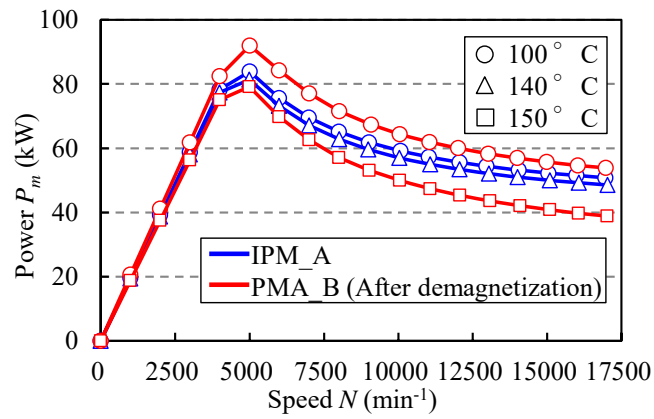
PMA_B が IPM_A と同等の出力を得る温度を明らかにするため、図 2.57 に、最大出力（速度 $5,000 \text{ min}^{-1}$ ）および最高速度時出力（速度 $17,000 \text{ min}^{-1}$ ）の温度特性を示す。最大出力は $145 \text{ }^\circ\text{C}$ 付近まで、最高速度時出力は $110 \text{ }^\circ\text{C}$ 付近まで IPM_A を上回った。

検討結果より、環境温度が約 $110 \text{ }^\circ\text{C}$ 以下であれば、PMA_B は IPM_A より最大出力制御時の諸特性が優れていることが明らかとなった。

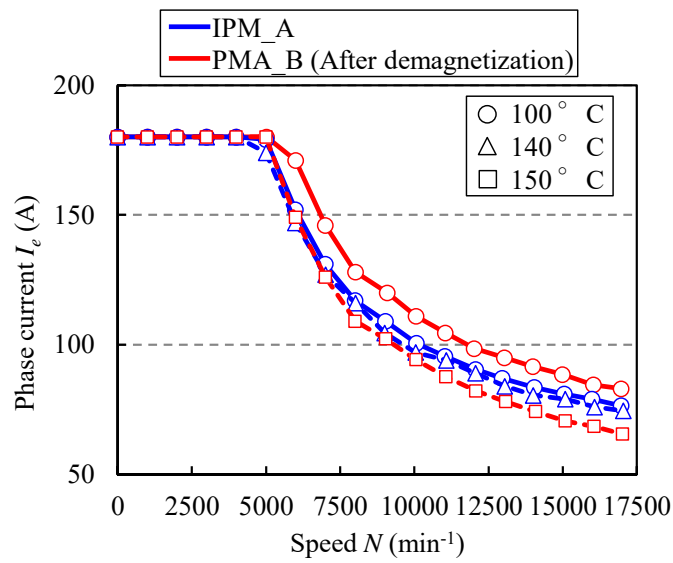


(a) 速度－トルク特性

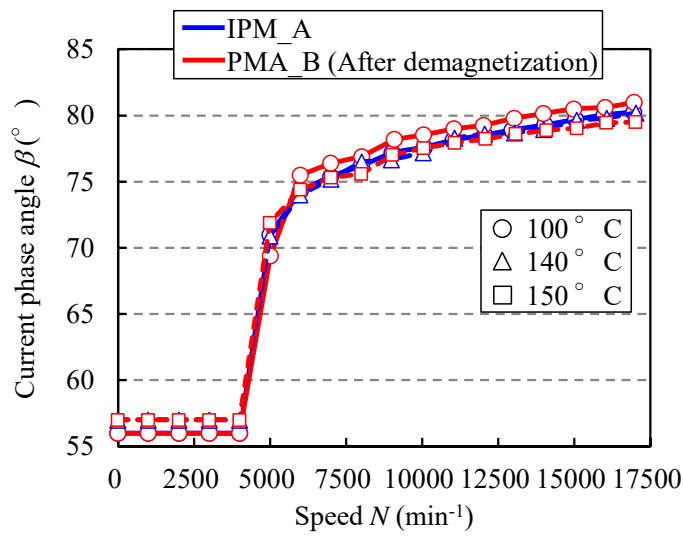
図 2.56 最大出力制御時の諸特性 ($I_{em} = 180 \text{ A}$, $V_{am} = 468 \text{ V}$)



(b) 速度－出力特性



(c) 速度－相電流特性



(d) 速度－電流位相特性

図 2.56 最大出力制御時の諸特性 ($I_{em} = 180$ A, $V_{am} = 468$ V)

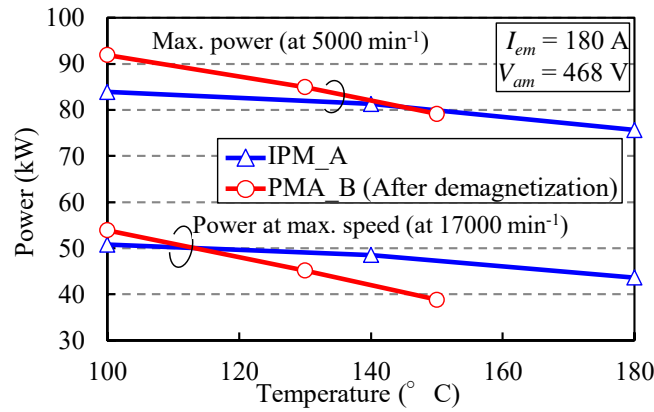


図 2.57 温度－出力特性

2.5.6 運転領域全体の損失・効率特性の比較

図 2.58, 2.59 に、温度 100 °C における効率マップ、損失マップの比較をそれぞれ示す。図 2.58 に示すように、PMA_B の運転可能領域は IPM_A より広く、全領域で同等以上の効率特性が得られた。特に、低中速・高トルク域 ($N < 6,000 \text{ min}^{-1}$, $T > 100 \text{ Nm}$) および高速・低トルク域 ($N > 12,000 \text{ min}^{-1}$, $T < 20 \text{ Nm}$) でより高効率である。その要因を、図 2.59 を用いて説明する。低速・高トルク域では、大電流時はリラクタンストルクが有効利用できるため、PMA_B の方がトルクを得るための電流が抑えられ銅損が小さくなった (図 2.59 (a))。高速・低トルク域では、磁力が弱いボンド磁石を用いたことで鉄心中の磁束密度が減少し、PMA_B の鉄損が小さくなった (図 2.59 (b))。

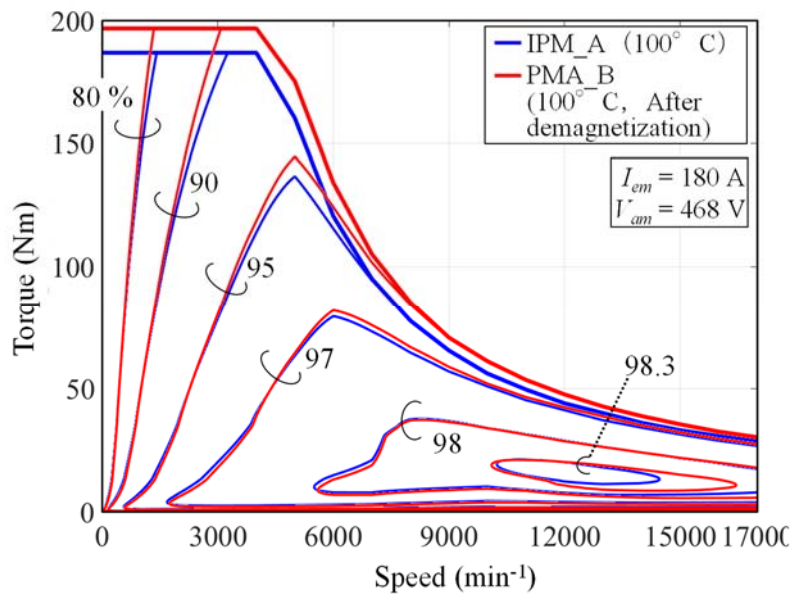
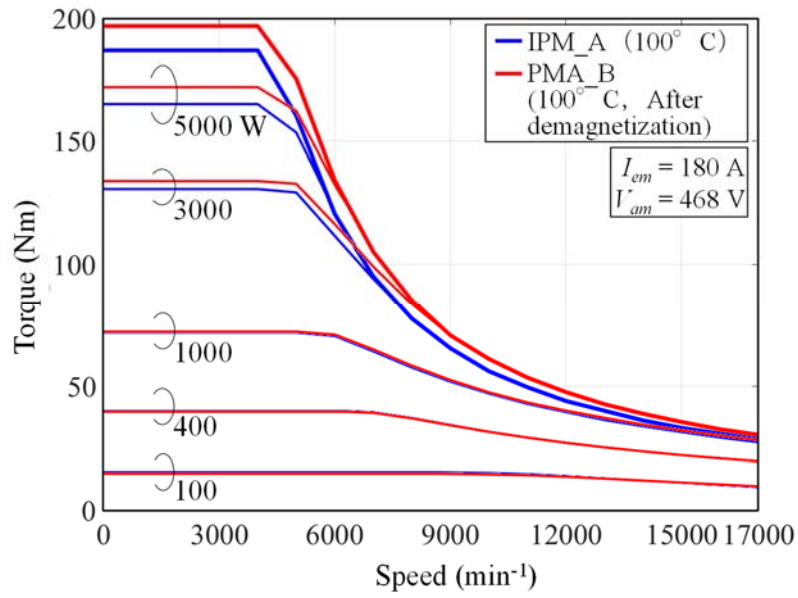
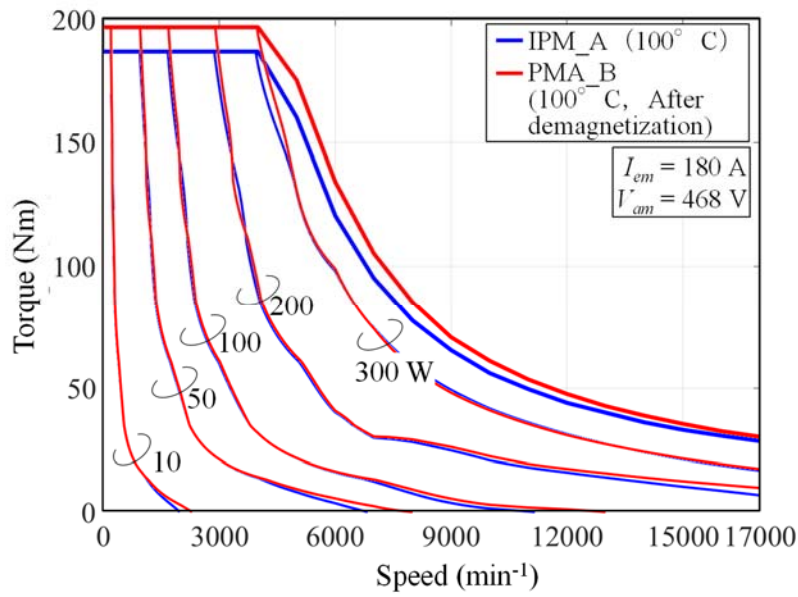


図 2.58 効率マップ



(a) 銅損マップ



(b) 鉄損マップ

図 2.59 100 °C における損失マップ

図 2.60, 図 2.61 に, 温度 140 °C または 150 °C (IPM_A : 140 °C, PMA_B : 150 °C) における効率マップ, 損失マップの比較をそれぞれ示す。温度が上昇すると, ほぼ全領域で PMA_B の効率が IPM_A より低く, 特に, 低中速域 ($N < 9,000 \text{ min}^{-1}$) でその差が大きくなった。これは, 高温時の PMA_B はボンド磁石の減磁が著しくマグネットトルクが低下するため, PMA_B の入力電流が増加し, IPM_A よりも銅損が大きくなったことが要因である (図 2.61 (a))。一方, 14,000 min^{-1} 以上の高速域では, PMA_B の方が高効率となった。これは, 図 2.61 (b) から分かるように鉄損が小さいためである。

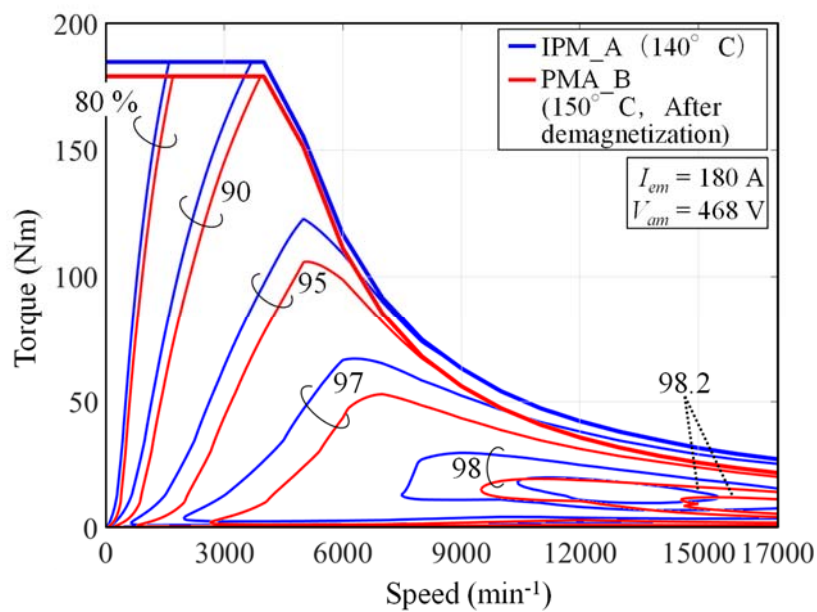
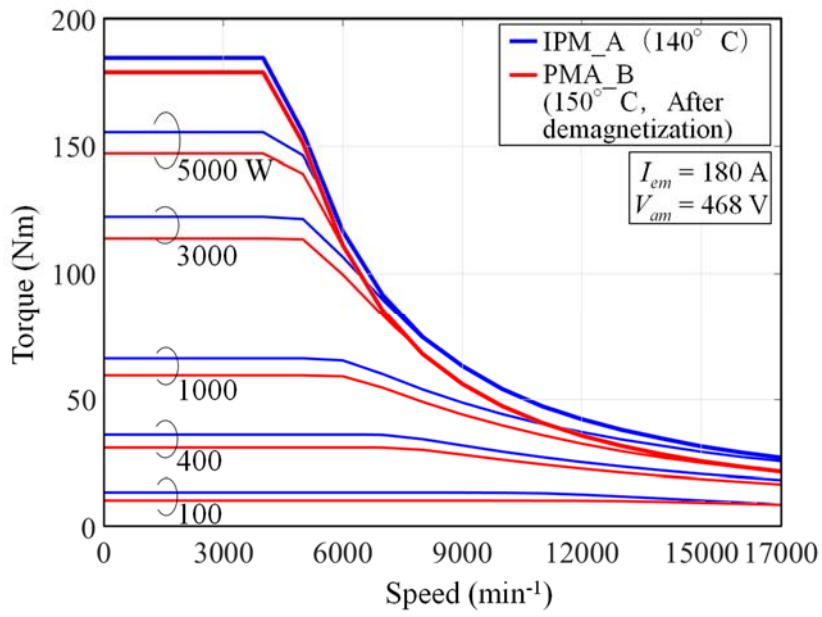
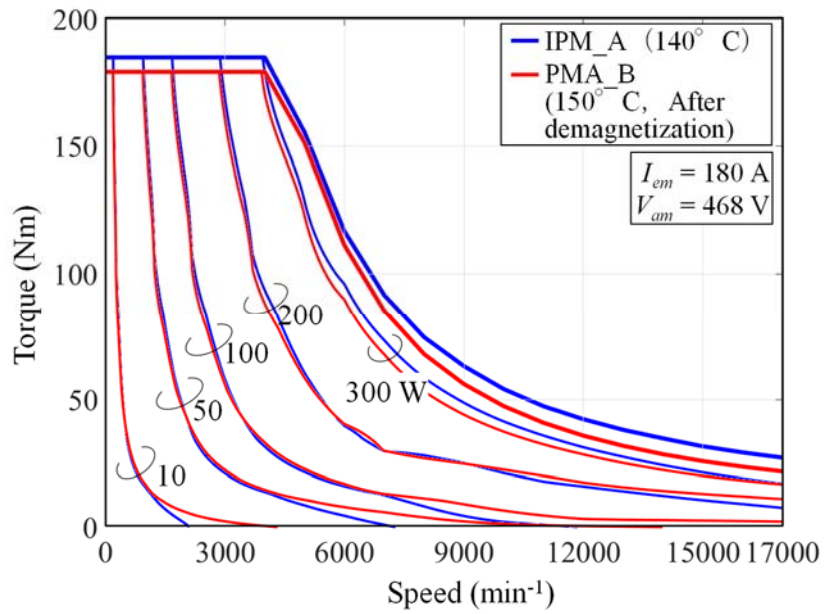


図 2.60 140, 150 °C における効率マップ



(a) 銅損マップ



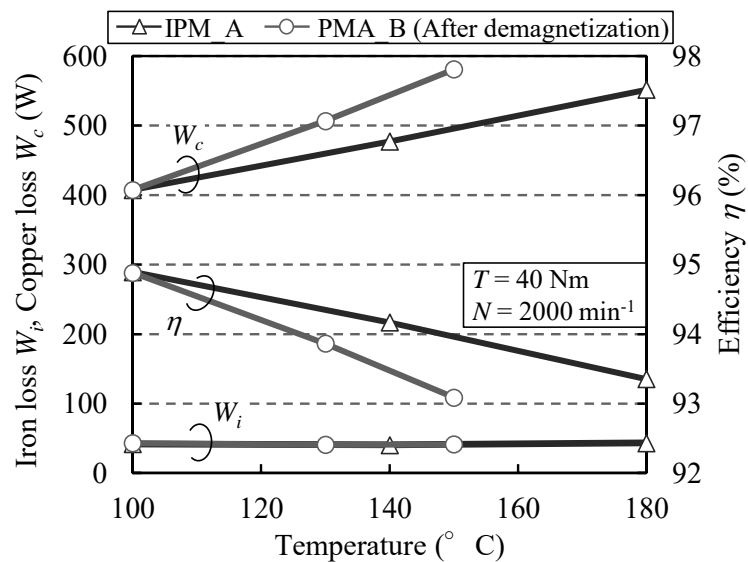
(b) 鉄損マップ

図 2.61 140, 150 °C における損失マップ

2.5.7 走行評価点における損失・効率特性の比較

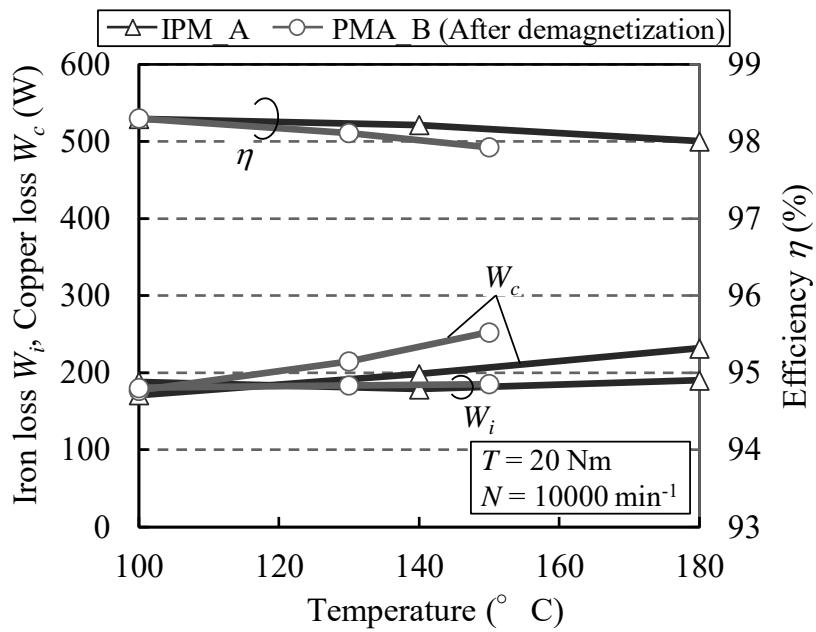
実際の電動車両の走行時には、様々な運転状態を想定する必要がある。本項では、市街地走行評価点 ($2,000 \text{ min}^{-1}$, 40 Nm)、高速道路走行評価点 ($10,000 \text{ min}^{-1}$, 20 Nm) および、連れ回り走行評価点 ($7,000 \text{ min}^{-1}$, 0 Nm) の3点において、最大効率制御を行った際の損失・効率特性を評価する。

図 2.62 に走行評価点における損失および効率の温度特性を示す。図 2.62 (a)(b)に示すように、両モデルの市街地および高速道路走行時の効率は、温度 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ において同等であり、 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ を越えると PMA_B の方が低くなる。これは、2.5.6 項で説明したように、小電流時は PMA_B の方が温度上昇による銅損増加が大きいためである。特に、銅損が支配的となる市街地走行時において PMA_B の効率低下が顕著となった。また、図 2.62 (c)に示すように、より、連れ回り損失は PMA_B の方が小さく、高温時ほどその差が大きかった。

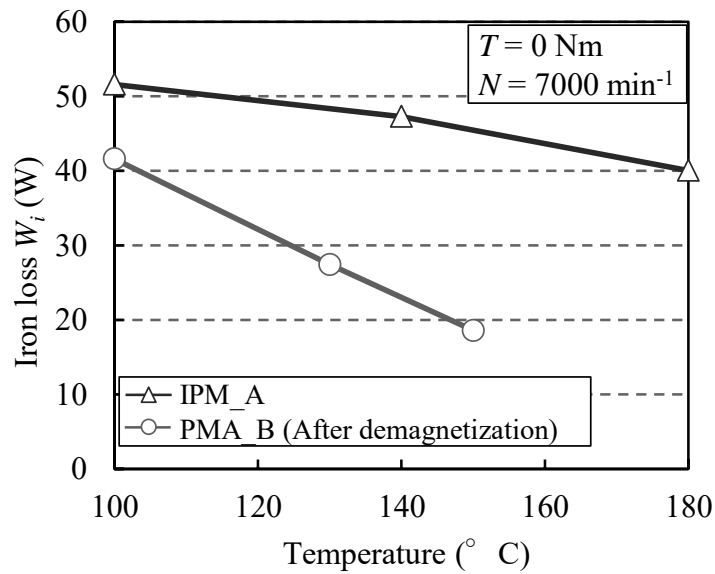


(a) 市街地走行

図 2.62 走行評価点における損失，効率特性



(b) 高速道路走行



(c) 連れ回り走行

図 2.62 走行評価点における損失，効率特性

2.6 結言

本章では、Dy を含まず安価な希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM を提案した。現行の第4世代プリウス用モータを模した希土類焼結磁石適用 IPMSM をターゲットとし、同体格で同等以上の出力、効率特性を目指した。以下に検討結果をまとめる。

- ・ 機械強度を考慮しながらボンド磁石適用 PMASynRM のロータ構造を設計した結果、リラクタンストルクを活かした磁石形状設計によって自動車駆動用モータに要求される幅広い速度範囲での高出力特性を満足することを示した。
- ・ ボンド磁石のリコイル比透磁率 μ_{rec} が逆磁界の強さや温度に伴い変化することを考慮し、 μ_{rec} を変数とした減磁解析手法を提案した。提案した減磁解析の結果と、リコイル比透磁率をカタログ値の平均である1.15で定数とした減磁解析結果を比較した。その結果、検討した減磁条件においては両者に大きな差は無かったため、 μ_{rec} を適切な値に設定すれば定数として減磁解析しても問題ないことを明らかにした。しかし、より実際の減磁特性に近しく評価したい場合は、 μ_{rec} を変数とした減磁解析手法が適切であると考えられる。
- ・ 不可逆減磁を考慮したボンド磁石適用 PMASynRM と希土類焼結磁石を用いたHV駆動用 IPMSM の運転特性を磁界解析により比較した。その結果、磁石温度100°Cにおいて、トルク、出力、効率特性の全てにおいて同等以上の性能を達成することを解析により明らかにした。一方で、磁石温度150°Cでは、ボンド磁石の材料特性の低下が顕著となるため、ボンド磁石適用 PMASynRMの方が高速域のトルク、出力が低く、ほぼ全運転領域の効率が低いことを示した。

本章で得られた成果より、不可逆減磁を考慮したボンド磁石適用 PMASynRM は、磁石温度100°Cにおいて焼結磁石適用 IPMSM と同体格で同等以上の出力、効率特性を達成することが明らかとなった。100°C以上の高温環境下での使用は現状では課題があるが、将来においてモータの冷却性能の向上や、より高い保磁力を有したボンド磁石が開発されれば、ボンド磁石適用 PMASynRM は自動車駆動用モータとして適用可能性があると言える。

第3章 2層構造 PMASynRM のコギングトルク低減

3.1 緒言

単純な構造設計のみで PMSM のコギングトルクが低減できるとして、ステータやロータに溝を設けた構造が多数報告されている⁽⁵⁴⁾⁻⁽⁶¹⁾。コギングトルクを低減する溝を設計するためには、溝の位置や幅、深さなど多くの設計パラメータを決定する必要がある。これまで、FEM 解析を用いて、最適なパラメータの組合せを試行錯誤によって決定する手法が主に用いられている⁽⁵⁴⁾⁻⁽⁵⁶⁾。これらの手法は、例えば単相ブラシレス DC モータ⁽⁵⁴⁾、フラックススイッチングモータ⁽⁵⁵⁾、および SPMSM⁽⁵⁶⁾に適用されている。しかし、全てのパラメータを FEM 解析より求める場合、解析時間が非常に長くなってしまいう問題がある。

解析時間を短縮するために、自動計算によって溝を設計する手法が報告されている。文献(57)では、ラテン超方格法 (LHS : Latin hypercube sampling), 遺伝的アルゴリズム(GA : genetic algorithm)および FEM 解析を組み合わせた自動設計システムによって最適な溝を設計し、単相ブラシレス DC モータのコギングトルクを低減しているが、システムの最適解を得るまでに FEM 解析を反復する必要があるため、前述の手法 (FEM 解析による試行錯誤) と比べて大幅な時間短縮とはならない。

他には、コギングトルクとエアギャップ中に発生する磁束密度の空間高調波分析の結果に基づき、理論式から最適な溝の位置を計算する方法が提案されている⁽⁵⁸⁾⁻⁽⁶¹⁾。これらの手法は、DC モータ⁽⁵⁸⁾、永久磁石ブラシレスモータ⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾、ロータ内磁石を1層に配置した1層 IPMSM⁽⁶¹⁾に適用されている。しかし、溝の形状 (幅や深さ) は FEM 解析による試行錯誤で調整しているため、理論ベースで形状を決定する手法はいまだ明らかになっていない。また近年では、自動車用途を中心に、ロータ内磁石を2層に配置した2層 IPMSM が提案されている⁽⁷⁾⁽⁶²⁾。しかし、溝によるコギングトルク低減手法を2層構造の永久磁石モータで検討した研究はほとんど見られない。

そこで本章では、ロータに2層の希土類ボンド磁石を有する PMASynRM のコギングトルク低減を目的とし、ロータ表面に設ける溝の位置、形状を、主に理論式に基づいて設計する手法を提案する⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾。また、提案手法の汎用性を示すために、ボンド磁石適用 PMASynRM に加えて、モータ体格や磁石形状が異なる2種類の IPMSM についても検討する⁽⁴⁵⁾⁻⁽⁴⁷⁾。

3.2 コギングトルクの発生原理と低減方針

本節では、モータの磁気エネルギーに基づくコギングトルクの発生原理を説明し、コギングトルクの低減方針を示す。

3.2.1 コギングトルクと磁気エネルギー

ステータとロータのギャップ空間に蓄えられる磁気エネルギー $W_g(\theta)$ は、モータの回転角 θ に応じて変動する。 $W_g(\theta)$ とコギングトルク $T_c(\theta)$ の間には、(3-1)式が成り立つ⁽⁵⁸⁾⁽⁶³⁾。

$$T_c(\theta) = -\frac{\partial W_g(\theta)}{\partial \theta} \quad (3-1)$$

すなわち、 $W_g(\theta)$ が小さくなる方向にコギングトルクが発生する。

図 3.1 に、モータの簡易モデル図を示す。同図において、ロータの永久磁石とステータのスロットは省略した。ギャップ中の基準位置を点 P_0 とし、ロータが点 P_1 まで回転角 θ だけ回転した時の状態である。この時、ギャップ中の任意の位置である点 P_2 (点 P_0 からの角度 ϕ) における、微小空間 dv に蓄えられる微小エネルギー dw_g は(3-2)式で表せる。

$$dw_g(\theta, \phi) = \frac{B_g^2(\theta, \phi)}{2\mu_0} dv \quad (3-2)$$

ここで、 μ_0 は真空の透磁率、 $B_g(\theta, \phi)$ はギャップ中の磁束密度である。なお、微小空間 dv は(3-3)式で計算できる。

$$dv = l_g l_s r_g d\phi \quad (3-3)$$

ここで、 l_g はギャップ長、 l_s は積厚長、 r_g はギャップの半径である。したがって、ギャップ空間全体の磁気エネルギーは、(3-4)式で計算できる。

$$W_g(\theta, \phi) = \int_V dw_g(\theta, \phi) \quad (3-4)$$

ただし、 V はギャップ空間の全領域である。(3-4)式に、(3-2)式と(3-3)式を代入すると(3-5)式となる。

$$W_g(\theta, \phi) = \frac{1}{2\mu_0} l_g l_s r_g \int_0^{2\pi} B_g^2(\theta, \phi) d\phi \quad (3-5)$$

(3-1)式に、(3-5)式を代入すると(3-6)式となる。

$$T_c(\theta) = -\frac{l_g l_s r_g}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{2\pi} B_g^2(\theta, \phi) d\phi \quad (3-6)$$

すなわち、コギングトルクはギャップ中の磁束密度の 2 乗関数 $B_g^2(\theta, \phi)$ を用いて定式化できる。

3.2.2 ギャップ中の磁束密度の 2 乗 (B_g^2) 関数

ギャップ中の磁束密度の 2 乗関数 $B_g^2(\theta, \phi)$ は、起磁力分布の 2 乗関数 $F^2(\theta, \phi)$ とパーミアンス分布の 2 乗関数 $\mu^2(\theta, \phi)$ の積で計算できる⁽⁵⁸⁾⁽⁶³⁾。すなわち、(3-7)式が成り立つ。

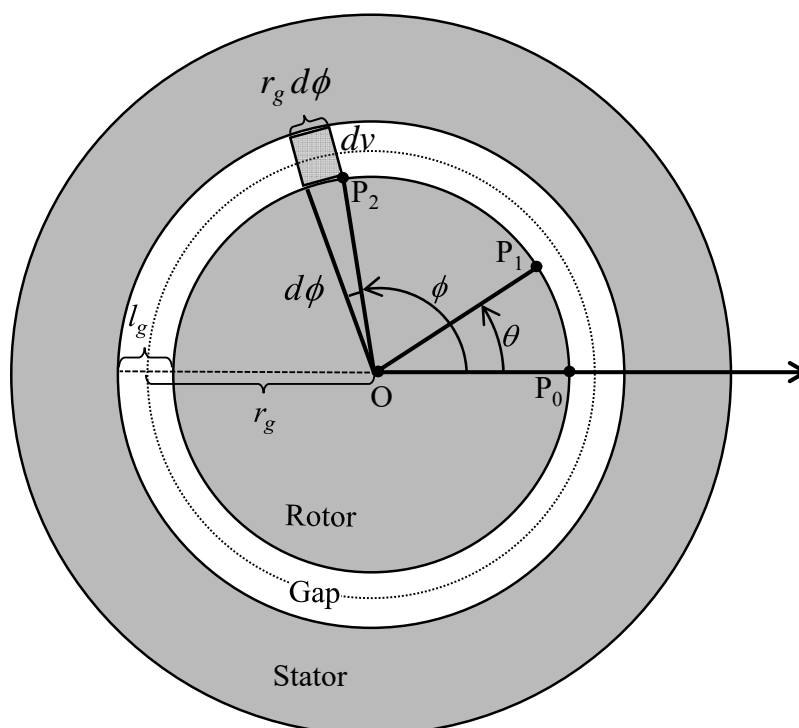


図 3.1 モータの簡易モデル (磁石とスロットは省略)

$$B_g^2(\theta, \phi) = F^2(\theta, \phi) \times \Lambda^2(\theta, \phi) \quad (3-7)$$

以下に、起磁力分布関数 $F^2(\theta, \phi)$ およびパーミアンス分布関数 $\Lambda^2(\theta, \phi)$ について説明する。

・起磁力分布の 2 乗関数 $F^2(\theta, \phi)$

コギングトルクは、無通電状態で外部からモータを回した時に発生するトルクである。すなわち、永久磁石モータの起磁力分布の 2 乗関数 $F^2(\theta, \phi)$ はロータの永久磁石 (磁極) によって決まる。図 3.2 に、永久磁石による起磁力分布の 2 乗関数 $F^2(\theta, \phi)$ を示す。 $F^2(\theta, \phi)$ は、 $2\pi/P$ を周期とする周期関数となる (P :モータ極数)。したがって、(3-8)式のようにフーリエ級数展開できる。

$$F^2(\theta, \phi) = \sum_{j=0}^{\infty} (F^2)_{j \cdot P} \cos(j \cdot P \cdot (\phi - \theta) + f_{j \cdot P}) \quad (3-8)$$

ここで、 j は 0 を含めた正の整数、 $(F^2)_{j \cdot P}$ 、 $f_{j \cdot P}$ はそれぞれ空間 $j \cdot P$ 次の振幅、初期位相である。

• パーミアンス分布の 2 乗関数 $A^2(\theta, \phi)$

永久磁石モータのロータが凸凹型の鉄心ではない場合、ロータが作るパーミアンス分布は、 θ に依存せずほぼ一様となる。よって、本論文ではステータが作るパーミアンス分布の 2 乗関数 $A^2(\theta, \phi)$ のみ考える。ステータは静止しているため、 $A^2(\theta, \phi)$ は θ に依存せず、 $A^2(\phi)$ と表せる。図 3.3 に、ステータが作るパーミアンス分布の 2 乗関数 $A^2(\phi)$ を示す。 $A^2(\phi)$ は、 $2\pi/S$ を周期とする周期関数となる (S : ステータのスロット数)。したがって、(3-9)式のようにフーリエ級数展開できる。

$$A^2(\phi) = \sum_{k=0}^{\infty} (A^2)_{k,S} \cos(k \cdot S \cdot \phi + \lambda_{k,S}) \quad (3-9)$$

ここで、 k は 0 を含めた正の整数、 $(A^2)_{k,S}$ 、 $\lambda_{k,S}$ はそれぞれ空間 $k \cdot S$ 次の振幅、初期位相である。

$F(\theta, \phi)$: Magnetization function produced by the magnets

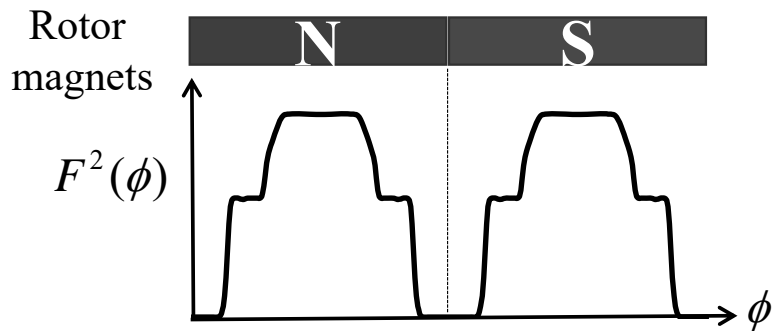


図 3.2 永久磁石による起磁力分布の 2 乗関数 $F^2(\theta, \phi)$

$A(\phi)$: Relative air-gap permeance function

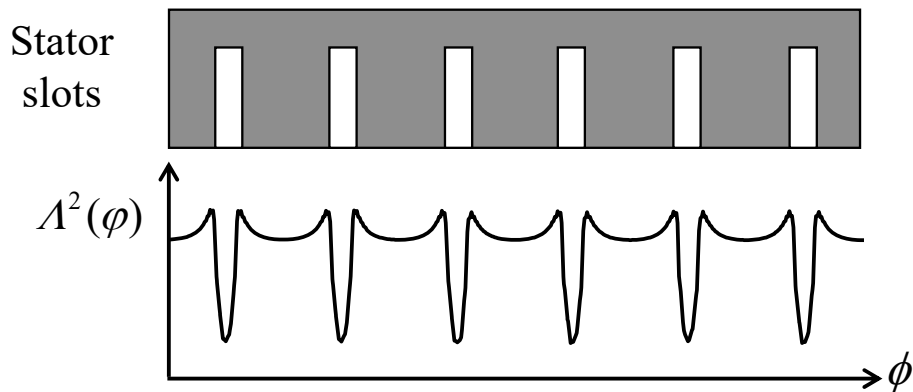


図 3.3 ステータが作るパーミアンス分布の 2 乗関数 $A^2(\phi)$

3.2.3 コギングトルクの定式化と低減方針

(3-7)式に、(3-8)式と(3-9)式を代入すると(3-10)式となる。

$$B_g^2(\theta, \phi) = F^2(\theta, \phi) A^2(\phi) \\ = \sum_{j=0}^{\infty} (F^2)_{j \cdot P} \cos\{j \cdot P \cdot (\phi - \theta) + f_{j \cdot P}\} \sum_{k=0}^{\infty} (A^2)_{k \cdot S} \cos\{k \cdot S \cdot \phi + \lambda_{k \cdot S}\} \quad (3-10)$$

(3-6)式中の $B_g^2(\theta, \phi)$ は積分区間において連続であり、 θ で偏微分可能である。そのため、(3-6)式は(3-11)式のように変形できる。(微分と積分の順序交換)

$$T_c(\theta) = -\frac{l_g l_s r_g}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} \frac{\partial}{\partial \theta} B_g^2(\theta, \phi) d\phi \quad (3-11)$$

(3-11)式において、 $B_g^2(\theta, \phi)$ の θ における偏微分を計算すると、

$$\frac{\partial}{\partial \theta} B_g^2(\theta, \phi) = \sum_{j=0}^{\infty} (F^2)_{j \cdot P} j \cdot P \cdot \sin\{j \cdot P \cdot (\phi - \theta) + f_{j \cdot P}\} \sum_{k=0}^{\infty} (A^2)_{k \cdot S} \cos\{k \cdot S \cdot \phi + \lambda_{k \cdot S}\} \\ = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{(F^2)_{j \cdot P} \cdot (A^2)_{k \cdot S}}{2} \cdot j \cdot P \cdot \sin\{(j \cdot P + k \cdot S)\phi - j \cdot P \cdot \theta + (f_{j \cdot P} + \lambda_{k \cdot S})\} \right] \\ + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{(F^2)_{j \cdot P} \cdot (A^2)_{k \cdot S}}{2} \cdot j \cdot P \cdot \sin\{(j \cdot P - k \cdot S)\phi - j \cdot P \cdot \theta + (f_{j \cdot P} - \lambda_{k \cdot S})\} \right] \quad (3-12)$$

(3-11)式に、(3-12)式を代入すると $\phi = 0 \sim 2\pi$ で積分されて(3-13)式となる。

$$T_c(\theta) = -\frac{l_g l_s r_g}{2\mu_0} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{(F^2)_{j \cdot P} \cdot (A^2)_{k \cdot S}}{2} \cdot j \cdot P \int_0^{2\pi} \sin\{(j \cdot P - k \cdot S)\phi - j \cdot P \cdot \theta + (f_{j \cdot P} - \lambda_{k \cdot S})\} d\phi \right] \quad (3-13)$$

ここで、(3-12)式の第一項は ϕ の係数 (空間次数) が $j \cdot P + k \cdot S \neq 0$ であるため、 $\phi = 0 \sim 2\pi$ で積分すると 0 となり消えた。(3-13)式において、次の関係式が成り立つ。

$$\int_0^{2\pi} \sin\{(j \cdot P - k \cdot S)\phi - j \cdot P \cdot \theta + (f_{j \cdot P} - \lambda_{k \cdot S})\} d\phi \\ = \begin{cases} 0 & (j \cdot P - k \cdot S \neq 0) \\ 2\pi \sin\{-j \cdot P \cdot \theta + (f_{j \cdot P} - \lambda_{k \cdot S})\} & (j \cdot P - k \cdot S = 0) \end{cases} \quad (3-14)$$

すなわち、コギングトルクの発生条件は(3-15)式となる。

$$j \cdot P - k \cdot S = 0 \Leftrightarrow j \cdot P = k \cdot S = n \cdot G \quad (3-15)$$

G はコギングトルクの基本次数であり、(3-16)式で計算できる

$$G = \text{LCM}(P, S) \quad (3-16)$$

LCM (least common multiple) は、最小公倍数である。コギングトルクは、極数 P とスロット数 S の LCM の空間次数で発生する。

(3-13)式に、(3-14)式と(3-15)式を代入して整理すると、(3-17)式となる。

$$T_c(\theta) = \pi \frac{l_g l_s r_g}{2\mu_0} \sum_{n=0}^{\infty} \left[n \cdot G \cdot (F^2)_{nG} \cdot (A^2)_{nG} \sin\{n \cdot G \cdot \theta + (\lambda_{nG} - f_{nG})\} \right] \quad (3-17)$$

上式より、コギングトルクを小さくするための方針は以下の3通りである。

- (1) 起磁力分布関数の空間 nG 次成分 $(F^2)_{nG}$ を小さくする。
- (2) パーミアンス分布関数の空間 nG 次成分 $(A^2)_{nG}$ を小さくする。
- (3) コギングトルクの基本次数を高くして、パーミアンス分布や起磁力分布の空間高調波を高次成分にする。(合成積 $n \cdot G \cdot (A^2)_{nG} \cdot (F^2)_{nG}$ を小さくする)

本研究では、(1)の方針でコギングトルクを低減する。ここで、起磁力分布の2乗関数 F^2 は直接解析できないため、ステータを平滑鉄心とした時のギャップ磁束密度の2乗関数 B_g^2 を解析する。 B_g^2 は永久磁石による起磁力分布の2乗関数 F^2 に加えて、ロータの永久磁石やフラックスバリアの配置、および磁気飽和による空間高調波を含んでいる。ロータ表面に小さな溝を設ける事で、 B_g^2 の空間 nG 成分を低減する。

3.3 階段波近似を用いた B_g^2 波形の最適化によるコギングトルク低減

本節ではまず、FEM 解析により得られた溝の無い基準モデルの B_g^2 波形を階段波形によって近似する。次に、コギングトルクの主要成分が最小となる理想的な B_g^2 波形を理論的に導出する。得られた理想波形のパラメータから、ロータ表面に設ける最適な溝の位置と幅を決定する。その後、FEM 解析によって最適な溝の深さを検討する。

図 3.4 に、本節の設計対象である基準モデルの1極分の断面図、表 3.1 に主な諸元を示す。基準モデルは、第2章で設計したボンド磁石適用 PMASynRM (モデル名: PMA_B) と、文献(64)で提案された希土類焼結磁石適用 IPMSM (モデル名: IPM_B) であり、どちらもロータに2層の磁石が埋め込まれている。IPM_B も設計対象とする理由は、提案する溝の設計手法の汎用性を示すためであり、PMA_B と IPM_B はモータ体格、モータ形状、および磁石種類が異なる。IPM_B に用いた焼結磁石の残留磁束密度 B_r は、PMA_B に用いたボンド磁石の B_r よりも約2倍高い。

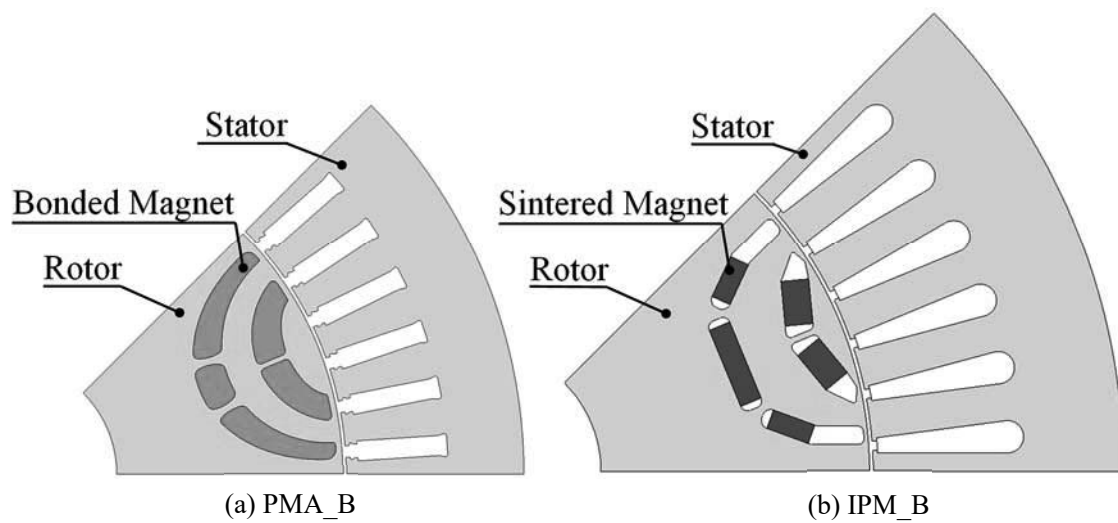


図 3.4 基準モータの断面 (1/8 モデル)

表 3.1 基準モータの諸元

Item (unit)	PMA_B	IPM_B
Number of poles / slots	8 / 48	
Stator diameter (mm)	215	264
Rotor diameter (mm)	140.4	160.4
Stack length (mm)	59.5	50
Air gap length (mm)	0.7	0.75
Electromagnetic steel	20JNEH1200	
Permanent magnet	Bonded magnet (RNI-5610V)	Sintered magnet (NMX-39EH)
	Remanence (T)*	1.15
	Coercivity (kA/m)*	870

* At 100°C

3.3.1 基準モデルのコギングトルク波形と B_g^2 波形

図 3.5 に、PMA_B および IPM_B のコギングトルク波形、図 3.6 に高調波分析結果を示す。図 3.6 の縦軸は、コギングトルクのピークピーク値 pk-pk (peak-to-peak) である。(3-16)式に示したように、コギングトルクの基本次数 G はスロット数 S と極数 $2P_n$ (P_n : 極対数) の最小公倍数である。解析モデルはスロット数 $S=48$ 、極数 $2P_n=8$ であるため、(3-18)式に示すように電気角 1 周期あたり 12 の倍数次成分のコギングトルクが発生する。

$$nG = \frac{\text{LCM}(S, P_n)}{P_n} = 12n \quad (n=1, 2, 3, \dots) \quad (3-18)$$

図 3.7 に、ステータがスロットを持たない平滑鉄心とした時の PMA_B の構造および、FEM 解析より求めたギャップ磁束密度の 2 乗 (B_g^2) 波形を重ねて示す。図 3.7 中の ϕ_e は、ギャップ中の任意の位置 (電気角) である。図 3.8 に、 ϕ_e を変数とした関数 $B_g^2(\phi_e)$ を PMA_B および IPM_B について示す。図 3.8 のように、モータの $B_g^2(\phi_e)$ は電気角 180° を周期とする周期関数となるため、(3-19)式のようにフーリエ級数展開できる。

$$B_g^2(\phi_e) = \frac{B_0^2}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} B_{2k} \cos(2k\phi_e) \quad (k=1, 2, 3, \dots) \quad (3-19)$$

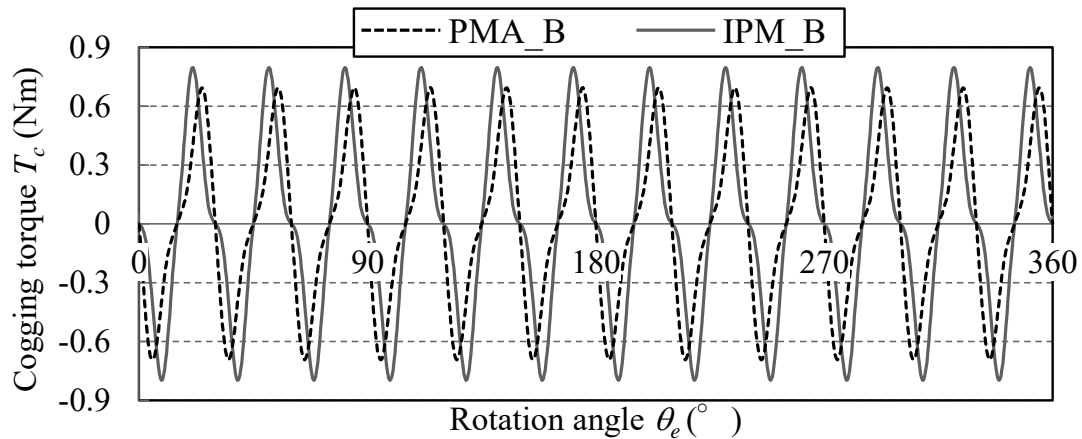


図 3.5 基準モータのコギングトルク波形

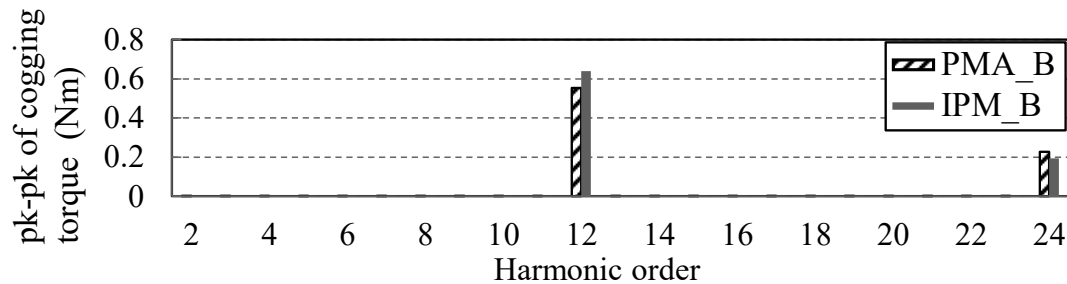


図 3.6 コギングトルク波形の高調波分析結果

(3-19)式より, $B_g^2(\phi_e)$ は偶数次の高調波成分 (振幅 $B_{g,2k}$) を持つが, コギングトルクを低減するためには(3-18)式で示した 12 の倍数次の振幅 $B_{g,12n}$ のみ小さくすればいい。本論文では, コギングトルクの主要成分である第 12, 24 次成分を低減する。また, PMA_B と IPM_B はモータ形状および永久磁石の種類が異なるため, 図 3.8 のように $B_g^2(\phi_e)$ の最大値および台形波の 1, 2 段目が立ちあがる角度が異なることが確認できる。

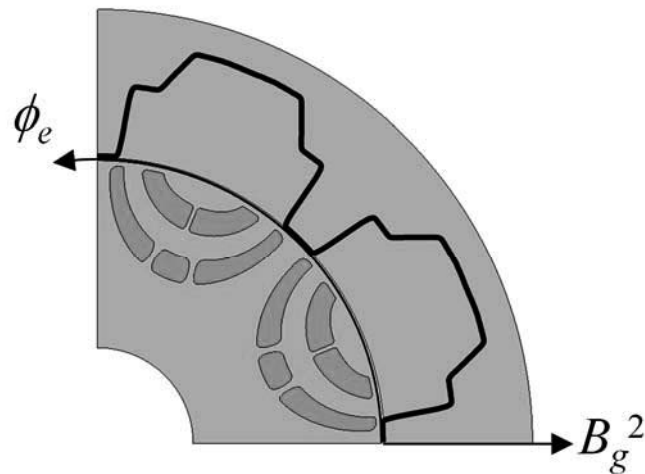


図 3.7 基準モータ PMA_B の断面図 (ステータが平滑鉄心の場合) と B_g^2 波形

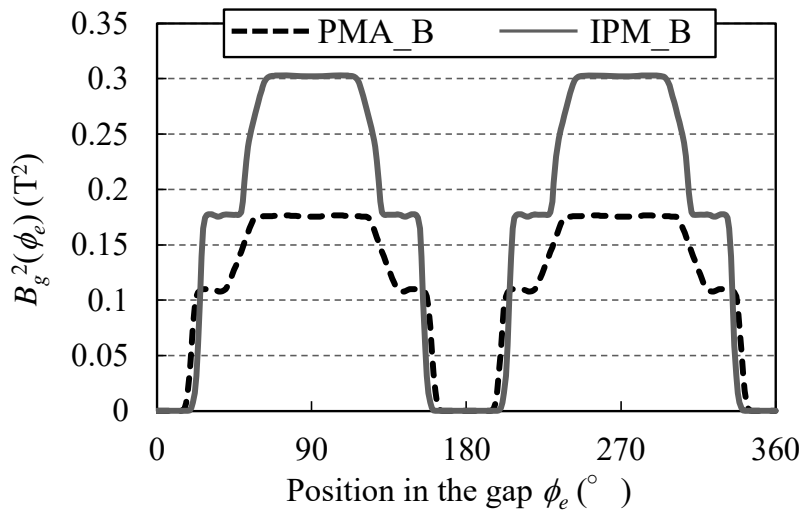


図 3.8 基準モデル PMA_B, IPM_B における B_g^2 波形の解析結果

3.3.2 B_g^2 波形の階段波による近似

PMA_B や IPM_B に限らず，永久磁石を2層に配置した IPMSM の B_g^2 波形は2段の波形となる。そこで，FEM 解析より求めた $B_g^2(\phi_e)$ を図 3.9 に示す2段の階段波形で近似する。なお， $B_g^2(\phi_e)$ の最大値を1 p.u.とした。階段波のパラメータは， a, b, A の3つである。

まず，図 3.9 に示した階段波の第12, 24次成分の振幅 $B_{g_12,step}, B_{g_24,step}$ は(3-20)式となる。

$$B_{g_12n,step} = \frac{1}{3n\pi} \{ A(\sin 12nb - \sin 12na) - \sin 12nb \} \quad (n=1,2) \quad (3-20)$$

ここで， a, b は2層ある磁石の外側端部の位置におよそ対応すると考えられる。すなわち，その差 $b-a$ は2層の角度間隔におよそ対応する。図 3.10 に示すように，PMA_B, IPM_B における磁石外側端部の2層の間隔はそれぞれ電気角 $31.4^\circ, 29.9^\circ$ であり， $30^\circ (\pi/6)$ に近い値である。PMA_B や IPM_B に限らず，2層構造の IPMSM では一般に，リラクタンストルクを大きくするため，2層の間隔が電気角 $\pi/6$ 付近（電気角 $\pi/2$ を3等分した配置）となる⁽⁷⁾⁽⁶²⁾。そこで，2層の間隔が電気角 $\pi/6$ 付近である，すなわち(3-21)式が成り立つと仮定する。

$$b-a \approx \frac{\pi}{6} \quad (3-21)$$

すると，以下の近似式が成り立つ。

$$\sin 12nb - \sin 12na \approx 0 \quad (n=1,2) \quad (3-22)$$

(3-22)式を(3-20)式に代入すると，(3-23)式となる。

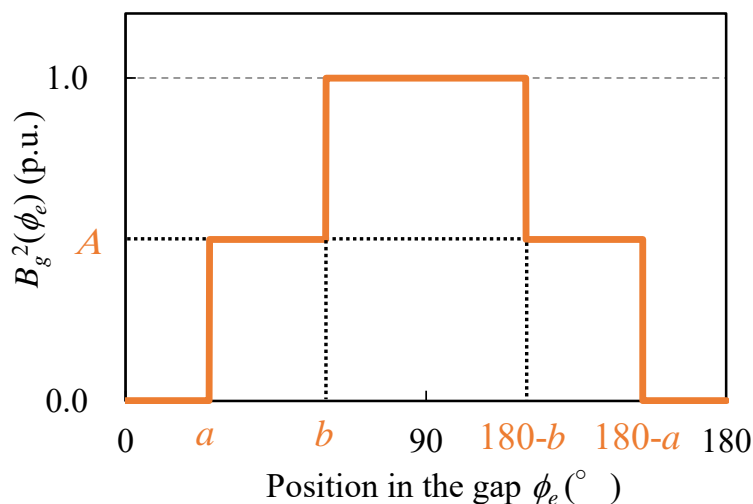


図 3.9 2段の階段波形による B_g^2 波形の近似

$$B_{g_12n,step} = \frac{1}{3n\pi}(-\sin 12na) \quad (n=1,2) \quad (3-23)$$

したがって、 b, A が消去でき、階段波の $B_{g_12,step}, B_{g_24,step}$ は a の値のみで求まる。図 3.9 で示したような、 B_g^2 波形の階段波近似による絶対誤差 ε を(3-24)式で算出する。

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \varepsilon_{12} + \varepsilon_{24} \\ &= \sum_{n=1}^2 |B_{g_12n,FEA} - B_{g_12n,step}| \end{aligned} \quad (3-24)$$

ここで、 $\varepsilon_{12}, \varepsilon_{24}$ は 12, 24 次成分の絶対誤差、 $B_{g_12n,FEA}$ は FEA より得られた B_g^2 波形の $12n$ 次 ($n=1,2$) 成分の振幅である。

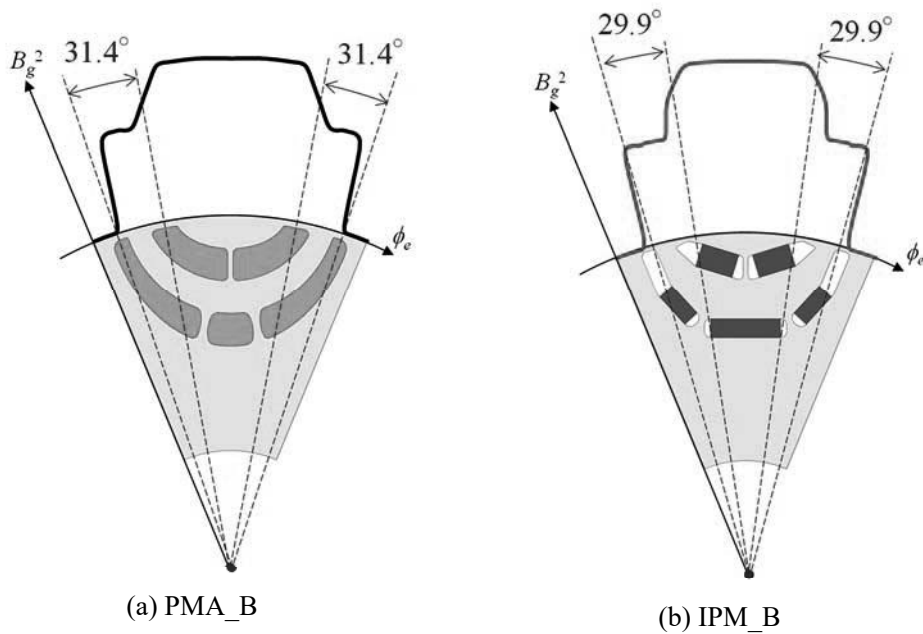


図 3.10 2層の磁石の間隔（電気角）

図 3.11 に PMA_B, IPM_B における, a に対する ε_{12} , ε_{24} , 図 3.12 に両者の和 ε を示す。図 3.12 に示すように PMA_B, IPM_B の ε が最小となるのは, それぞれ $a^* = 18.3^\circ$, 21.8° の時であった。 a の最適値 a^* が求まると, (3-21) 式より b の最適値 b^* が計算できる。なお, A の値は第 12, 24 次成分 $B_{g,12,step}$, $B_{g,24,step}$ に依存しないため任意である。図 3.13 に, PMA_B, IPM_B における $B_g^2(\phi_e)$ の FEA 結果および, 導出した $B_g^2(\phi_e)$ の階段波 (a^* , b^* , A) を示す。なお, A の値は任意であるが, 図 3.13 中では, $B_g^2(\phi_e)$ の FEA 結果における 1 段目の高さに合わせて設定した。表 3.2 に, PMA_B, IPM_B における階段波近似のパラメータをまとめた。モータによって a, b の最適値 (a^*, b^*) が異なることが確認できる。

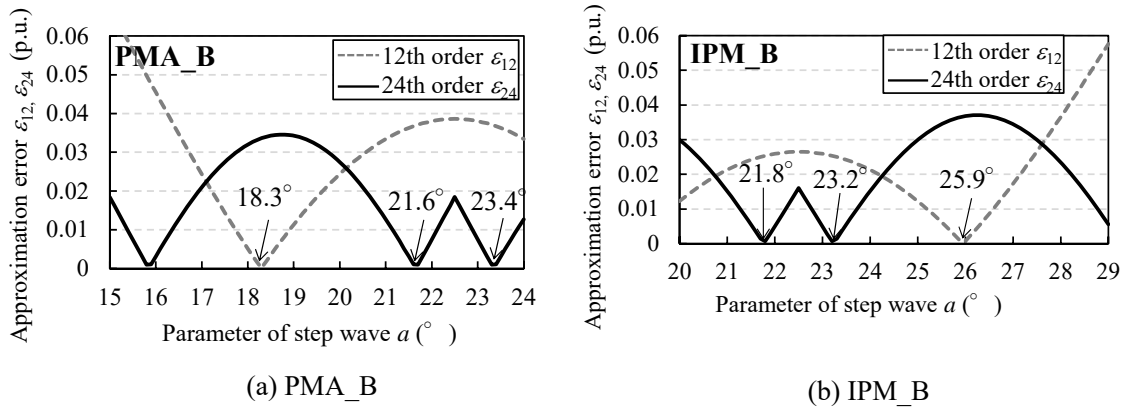


図 3.11 12, 24 次成分の近似誤差 ε_{12} , ε_{24}

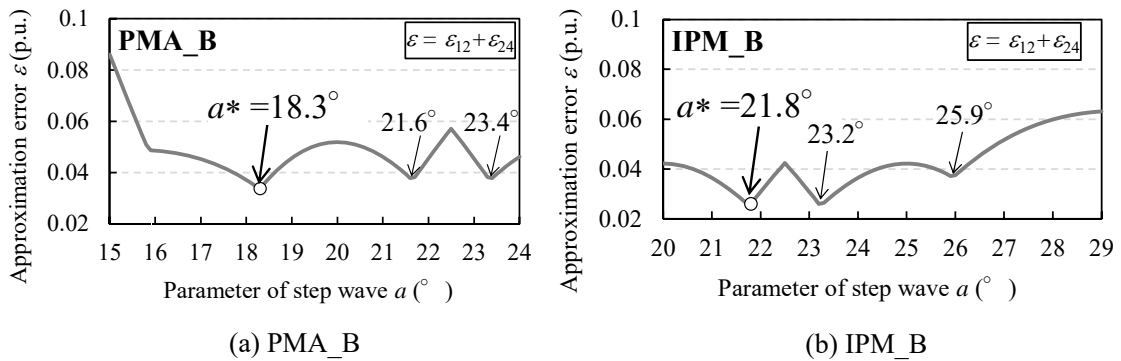
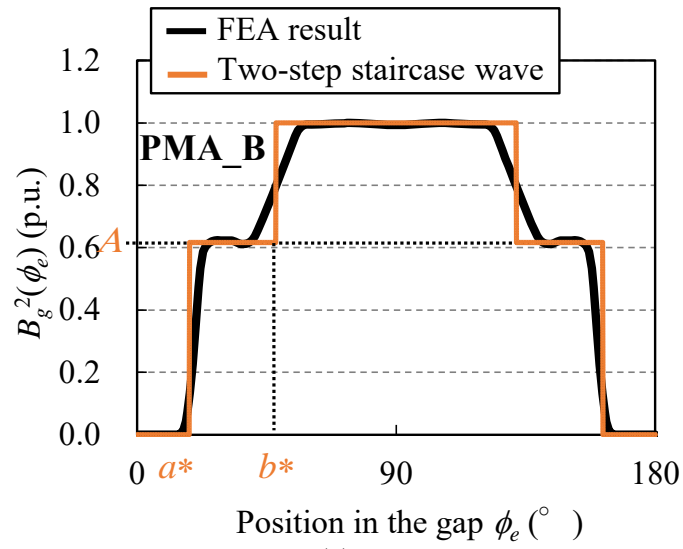
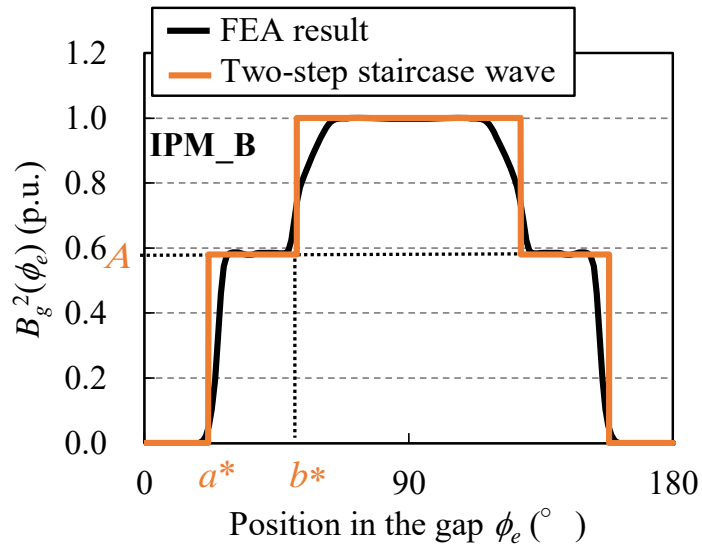


図 3.12 12, 24 次成分の近似誤差の和 ε



(a) PMA_B



(b) IPM_B

図 3.13 B_g^2 波形の解析結果と階段波による近似波形

表 3.2 近似波形（2 段の階段波）のパラメータ

Item (Unit)	PMA_B	IPM_B
a^* ($^\circ$)	18.3	21.8
b^* ($^\circ$)	48.3	51.8
A (p.u.)	0.167	0.580

3.3.3 溝を設けたロータにおける理想的な B_g^2 波形（階段波）の導出

図3.14に、溝を設けたロータ表面の模式図および $B_g^2(\phi_e)$ の階段波による近似波形を示す。ロータ表面の溝を、1極あたり d 軸対称に2つ設ける。3.3.2項で導出した $B_g^2(\phi_e)$ の階段波をもとに、溝を設けることで、 B_g^2 波形が2段の階段波（図3.9）から3段の階段波（図3.14）へ変形すると想定し、溝の幅に対応した変形部分を W 、溝の深さに対応した変形部分を δ とする。なお、 A の値は任意である。溝を設けたモデルの $B_g^2(\phi_e)$ の第12、24次成分の振幅は(3-25)式で表せる。

$$B_{g_{-12n}} = \frac{1}{3n\pi} \left\{ -\sin 12na^* - 2\delta \cos 12n\left(a^* + \frac{W}{2}\right) \sin 12n \frac{W}{2} \right\} \quad (n=1,2) \quad (3-25)$$

ここで、第2項が溝に関する項である。

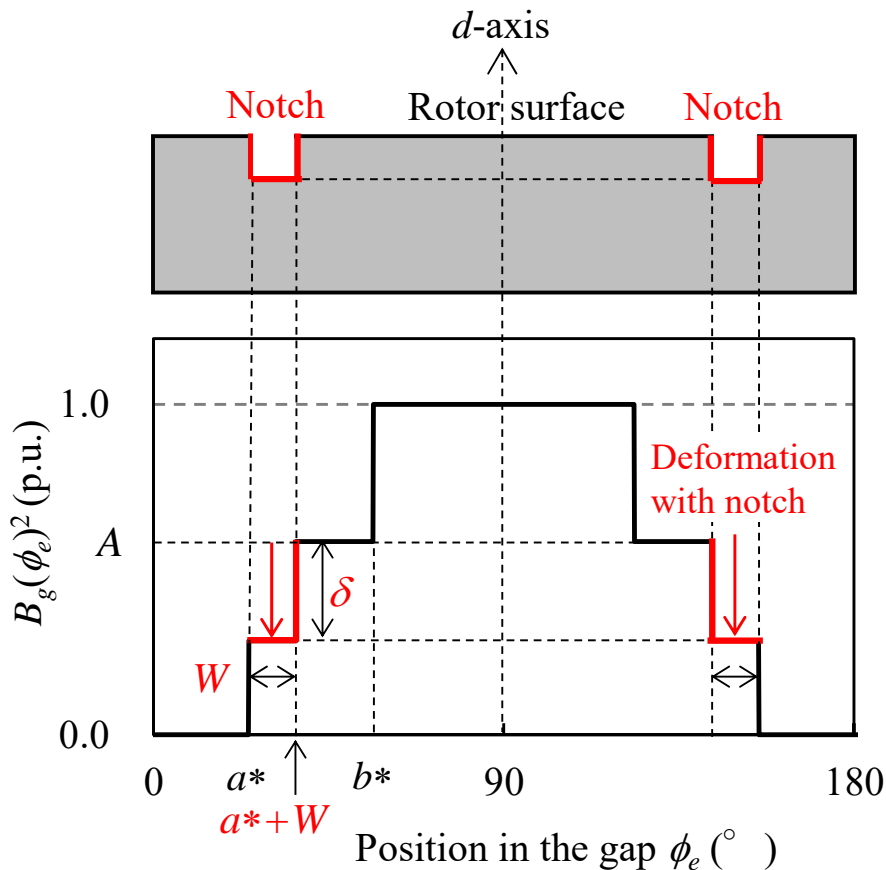
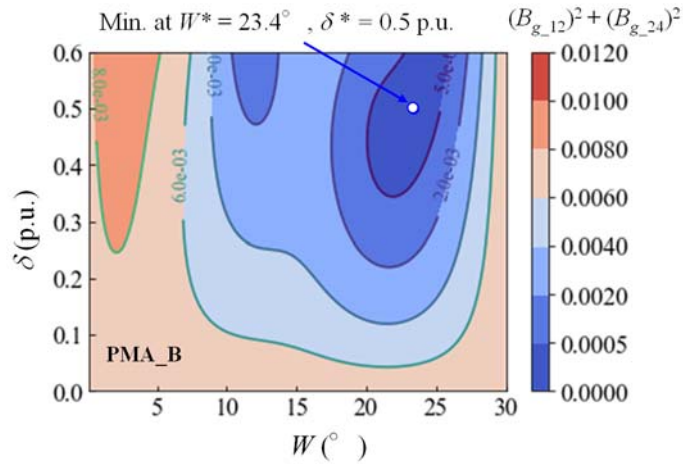
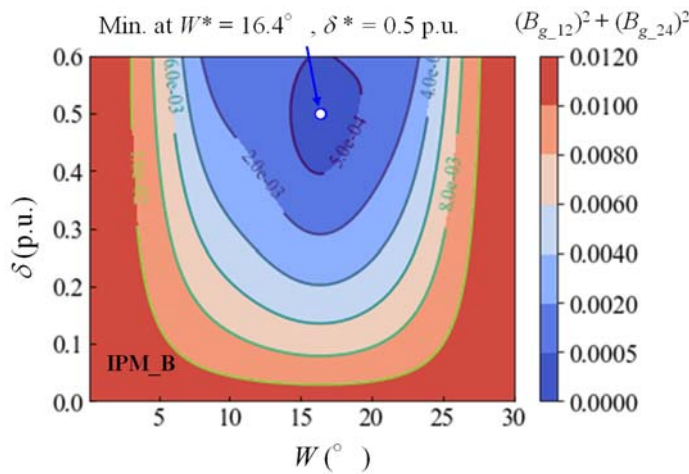


図 3.14 溝を設けたロータ表面の模式図と $B_g^2(\phi_e)$ の階段波による近似波形

図 3.15 に、PMA_B と IPM_B における、 W, δ に対する第 12, 24 次成分の振幅の二乗和 $(B_{g_{12}})^2 + (B_{g_{24}})^2$ を示す。PMA_B において、 $\delta^* = 0.5$ p.u. かつ $W^* = 23.4^\circ$ の時に二乗和が最小となった。 δ^*, W^* を式に代入すると $B_{g_{12}} = B_{g_{24}} = 0$ となり、第 12, 24 次成分が 0 となる $B_g^2(\phi_e)$ の理想波形が導出できた。IPM_B においても同様に、図 3.15 (b) から δ^*, W^* を求めた。表 3.3 に、導出した溝のパラメータをまとめる。



(a) PMA_B



(b) IPM_B

図 3.15 W, δ に対する第 12, 24 次成分の振幅の二乗和 $(B_{g_{12}})^2 + (B_{g_{24}})^2$

表 3.3 理想的な B_g^2 波形のパラメータ

Item (unit)	PMA_B	IPM_B
W^* ($^\circ$)	23.4	16.4
δ^* (p.u.)	0.5	

3.3.4 理想的な B_g^2 波形（階段波）に基づく最適な溝の設計

3.3.3 項で導出した理想的な（第 12, 24 次成分が 0 となる） B_g^2 波形に基づいて最適な溝を設計する。図 3.16 に、PMA_B および IPM_B に設ける位置 a_m^* 、幅 W_m^* 、深さ D の台形の溝の構造、表 3.4 に溝の設計パラメータを示す。位置 a_m^* 、幅 W_m^* の添え字 m は機械角表記を意味する。表に示すように、 a_m^* (°) は 3.3.2 項で導出した a^* (°) より、 W_m^* (°) は 3.3.3 項で導出した W^* (°) より決定できる。しかし、実機での溝の深さ D (mm) は、3.3.3 項で導出した δ^* (p.u.) に対応するものの単位が異なるため直接導出できない。そこで、溝の深さ D を 0.1 mm ずつ変化させたモデルを FEM 解析し、 $B_g^2(\phi_e)$ およびコギングトルクを求めた。図 3.17 に、PMA_B および IPM_B における溝の深さ D に対するコギングトルクの pk-pk 値および、第 12, 24 次成分の pk-pk 値を示す。溝によって第 12, 24 次成分が小さくなり、両モデル共に $D^* = 0.5$ mm の時に総和が最小となった。

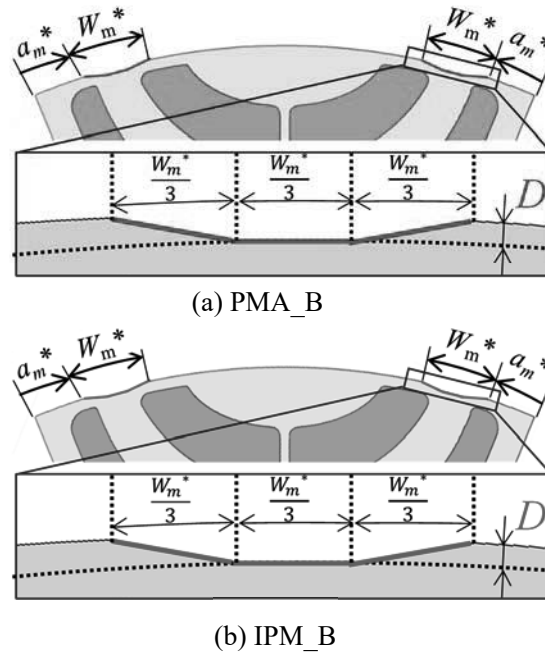
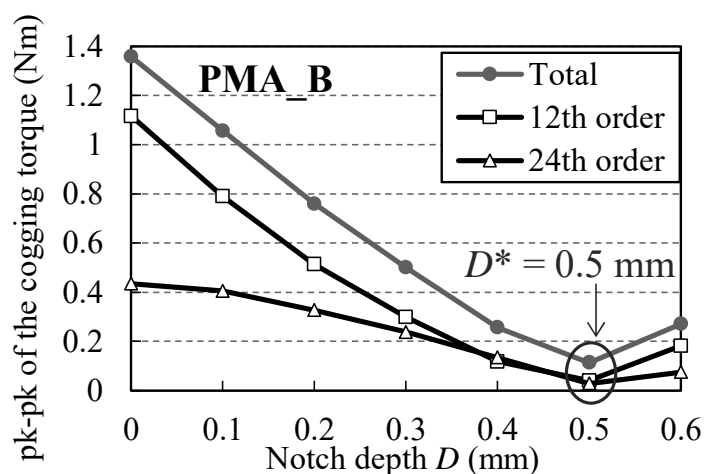


図 3.16 位置 a_m^* 、幅 W_m^* 、深さ D の台形の溝の構造

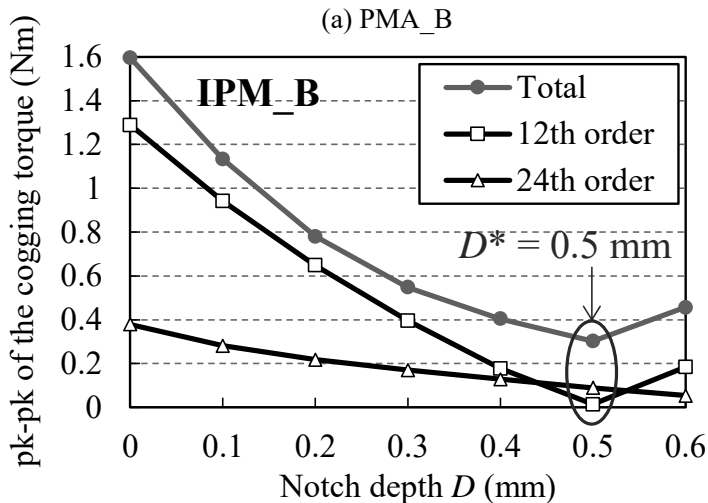
表 3.4 溝の設計パラメータ

Item (Unit)	PMA_B	IPM_B
Notch position $a_m^*(=a^*/P_n)$ (°)	4.575	5.45
Notch width $W_m^*(=W^*/P_n)$ (°)	5.85	4.10

P_n : number of pole pairs ($P_n = 4$)



(a) PMA_B



(b) IPM_B

図 3.17 溝の深さ D に対するコギングトルクの pk-pk 値および、12, 24 次成分の pk-pk 値

図 3.18 に、PMA_B における $D=0$ (溝無し), 0.1, 0.3, 0.5 mm の時の $B_g^2(\phi_e)$ を示す。溝を設けた箇所が窪んでゆく様子と、溝が深くなるほど $B_g^2(\phi_e)$ の最大値も大きくなる様子が分かる。これは、磁石磁束が溝を避けて、磁極中心 ($\phi_e = 90^\circ$) 付近に集まるためである。図 3.19 に、PMA_B, IPM_B における 3.3.3 項で導出した $B_g^2(\phi_e)$ の理想波形と、コギングトルクが最小となった $D^*=0.5$ mm の時の $B_g^2(\phi_e)$ の解析結果を重ねて示す。なお、 A の値は任意であるが図 3.19 (a), (b) 中でそれぞれ 0.8 p.u., 0.72 p.u. に設定した。同図より、両モデル共に理想波形 (a^* , W^* および δ^*) とほぼ同等に設計できた。図 3.20 に、PMA_B, IPM_B の最適化した溝の構造を示す。本手法は、溝の無い基準モデル ($D=0$ mm) と、深さ D を変化させたモデルを合わせた計 6 ケース (1 種類のモータにつき) の FEM 解析により最適設計ができた。

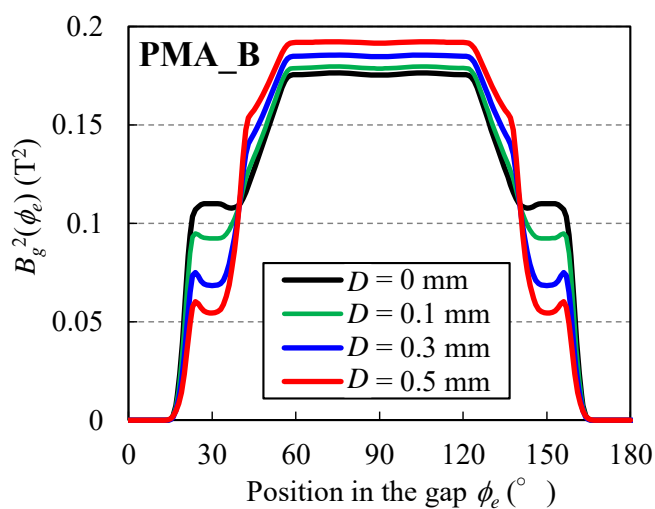
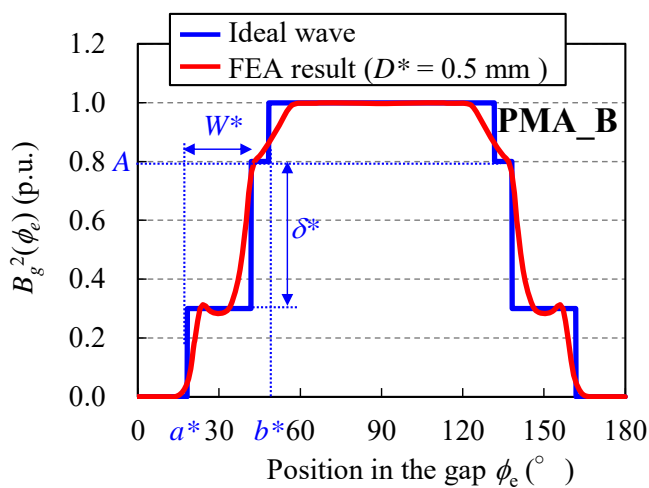
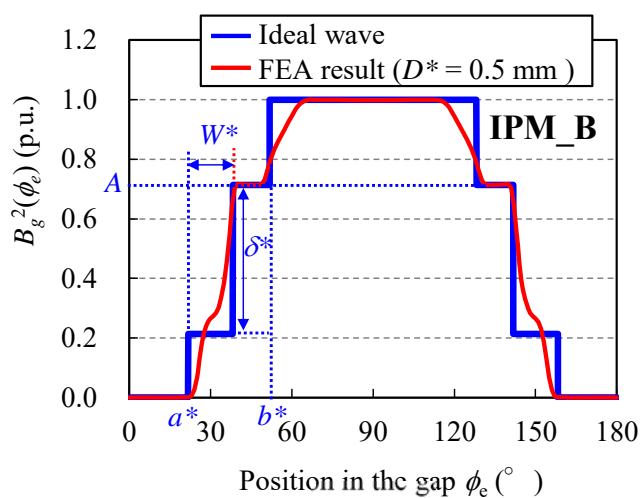


図 3.18 PMA_B における溝の深さ D が変化した時の $B_g^2(\phi_e)$



(a) PMA_B



(b) IPM_B

図 3.19 理想波形と最適な溝を設けたモータの B_g^2 波形の解析結果

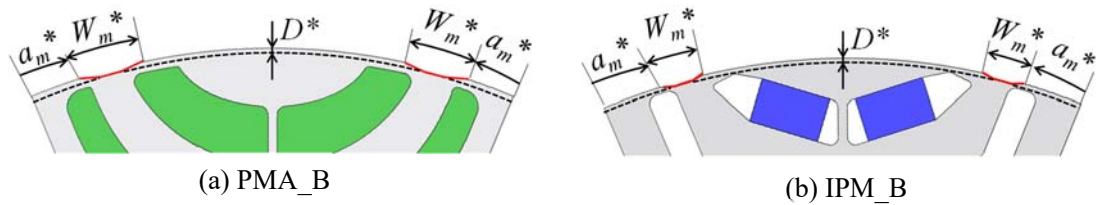


図 3.20 最適な溝を設けたロータ構造

3.3.5 最適な溝を設けたモデルのコギングトルク・トルク特性

PMA_B および IPM_B について、図 3.21 に溝無しおよび最適化した溝(位置 a_m^* 、幅 W_m^* 、深さ D^*) を設けたモデルのコギングトルク波形、図 3.22 にコギングトルク波形の pk-pk 値および第 12、24 次成分の pk-pk 値を示す。溝を設けた PMA_B および IPM_B は、コギングトルク波形の pk-pk 値がそれぞれ 91.7%、81.0%低減した。これは図 3.22 に示すように、主要成分である第 12、24 次成分が大幅に低減できたためである。

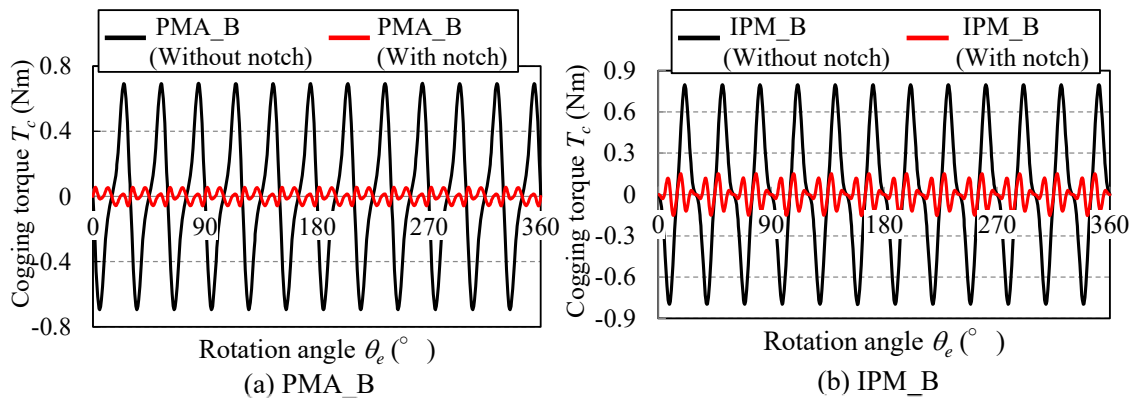


図 3.21 基準モータと最適な溝を設けたモータのコギングトルク波形

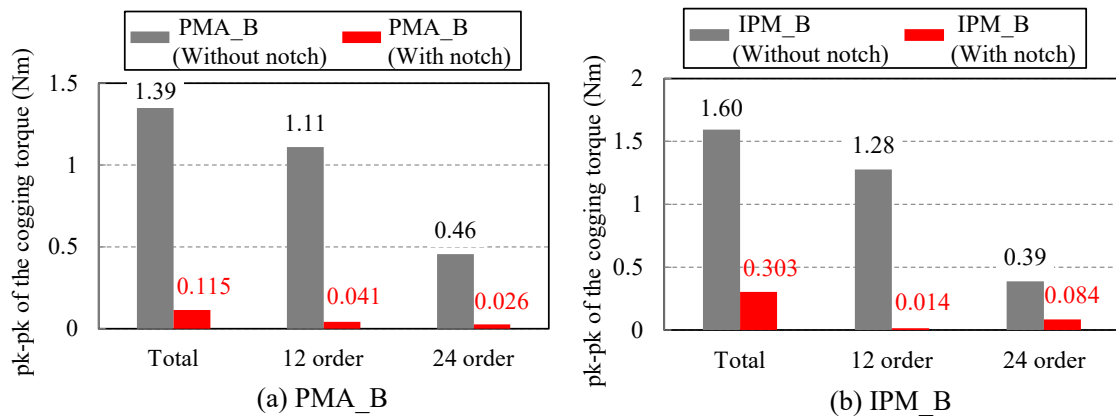


図 3.22 コギングトルク波形の pk-pk 値

溝が負荷時のトルク特性へ及ぼす影響を明らかにするために、最大電流時 ($I_e = 180 \text{ A}$) における PMA_B, IPM_B のトルク特性を解析した。表 3.5 に、解析結果を示す。なお、電流位相は MTPA 制御時の位相である。溝を設けた PMA_B, IPM_B は、最大トルクがそれぞれ 1.5%, 0.4% 減少した。これは、大電流時において主要なトルク成分である、リラクタンストルクが溝によって若干減少したためである。しかし、その影響は僅かであるため、本手法は平均トルクを維持したままコギングトルクを低減できることが明らかとなった。また、溝を設けた PMA_B, IPM_B は、トルクリプル率がそれぞれ 20 pt, 13.8 pt 減少した。

表 3.5 MTPA 制御時のトルク特性

Item (Unit)	PMA_B		IPM_B	
	Without Notch	With Notch	Without Notch	With Notch
Max. phase current (A)	180	180	180	180
Current phase angle (°)	56	54	53	52
Average Torque (Nm)	199.0	196.1	205.3	204.4
Torque ripple ratio (%)	55.1	35.1	32.7	18.9

3.3.6 ティース幅・スロット開口幅の影響

提案手法は、ティース幅やスロット開口幅などのステータ形状の設計要素に関係なく、ステータがスロットを持たない平滑鉄心とした時の B_g^2 波形に基づいて最適な溝を設計する手法である。これは、3.2 節で述べたように、モータのコギングトルクの高調波成分は、起磁力分布の二乗波形（ステータを平滑鉄心としたモータの B_g^2 波形に相当）の高調波成分に依存するためである。しかし、提案手法の適用範囲を明らかにするためには、ステータ形状を変更した場合についても検討する必要がある。そこで本項では、ステータのティース幅およびスロット開口幅を変更した場合について検討する。

図 3.23, 3.24 に、PMA_B のステータ構造および、本項で解析する簡易ステータ構造をそれぞれ示す。図 3.24 において、ティース幅が L_T 、スロット開口幅が L_S であり、基準モデルの L_T / L_S は 2.79 である。簡易ステータ構造に、溝無しおよび最適な溝を設けたロータ構造（図 3.20 (a)）をそれぞれ適用したモデルを FEM 解析した。図 3.25 に、 L_T / L_S が 2.79 から 1 まで変化 (L_S を拡大) した時の、溝によるコギングトルクの低減率を示す。 L_T / L_S を変更した場合においても、最適な溝を設けたロータ構造を適用することで、コギングトルクが 80% 以上低減できた。したがって、提案手法は、スロット開口幅やティース幅などのステータ形状に関わらず適用可能であることが確認できた。

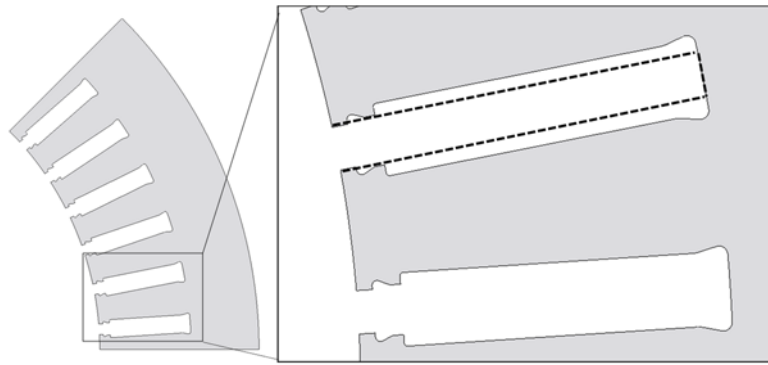


図 3.23 PMA_B のステータ構造

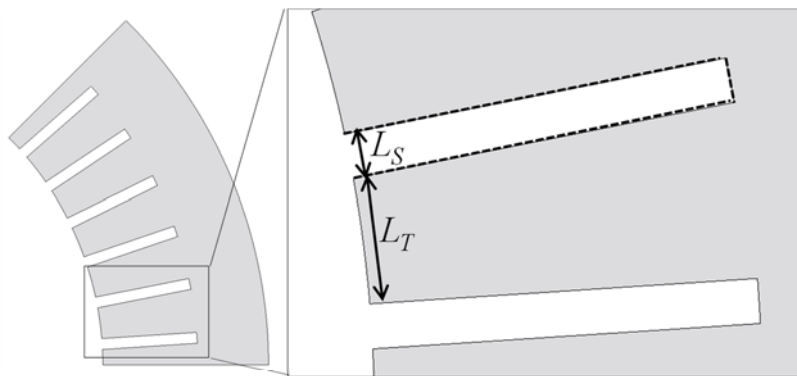


図 3.24 簡易ステータ構造 ($L_T/L_S = 2.79$, PMA_B)

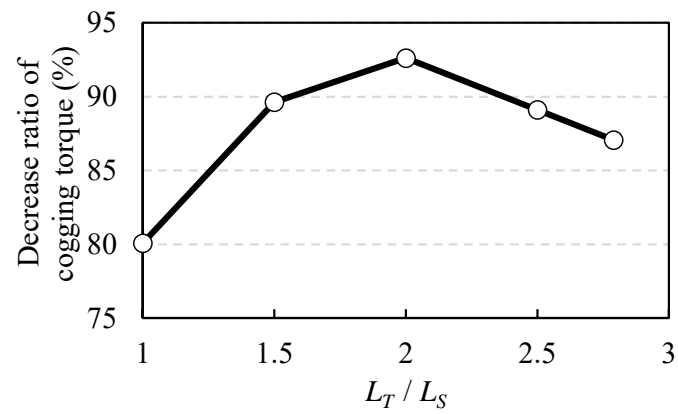


図 3.25 L_T/L_S に対するコギングトルクの低減率 (簡易ステータの PMA_B)

3.4 台形波近似を用いた B_g^2 波形の最適化によるコギングトルク低減

3.3 節で提案したコギングトルク低減手法は、 B_g^2 波形を階段波に近似する際に、磁石配置の条件式（2層の間隔が電気角 30° 付近）を導入していた。そのため、磁石配置が条件式に当てはまらないモータには適用できない課題があった。そこで本節では、 B_g^2 波形を実波形に近い台形波で近似することで、一般的な二層構造のモータであれば磁石配置に制限なく適用可能な溝の設計手法を示す。

3.4.1 解析モデル

図 3.26 に、本節の解析モデルである IPM_C の構造、表 3.6 に主な仕様を示す。IPM_C は文献(65)で提案された自動車駆動用 IPMSM である。図 3.27 に、IPM_C の 2 層の磁石配置を示す。2 層の磁石間隔は電気角で 38.5° あり、IPM_B に比べて広い。そのため、前節における階段波近似の方法では、磁石配置の条件式(3-21)に当てはまらない。

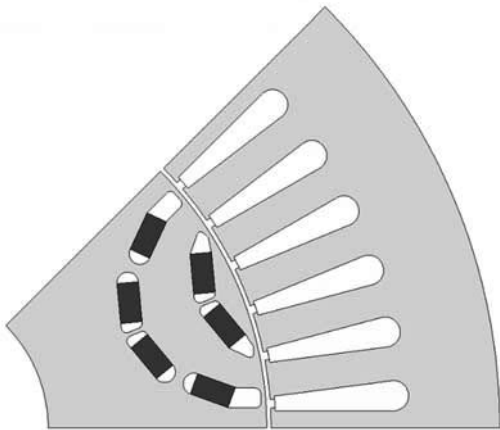


図 3.26 IPM_C の断面 (1/8 モデル)

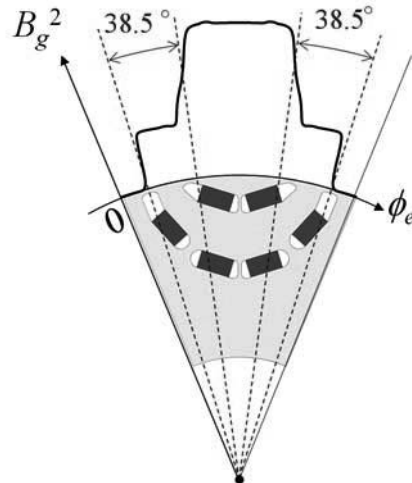


図 3.27 IPM_C の 2 層の磁石間隔 (電気角)

表 3.6 IPM_C の諸元

Item (unit)		IPM_C
Stator diameter (mm)		210
Rotor diameter (mm)		128
Stack length (mm)		60
Air-gap length (mm)		0.75
Electrical steel		10JNEX900
Permanent magnet	Product number	NMX-S49CH
	Remanence (T)	1.39
	Coercivity (kA/m)	1050

3.4.2 B_g^2 波形の階段波近似と台形波近似の比較

図 3.28 に、FEM 解析より得られた IPM_C の B_g 波形、および 2 種類の近似波形（2 段の階段波、2 段の台形波）を示す。図中の近似波形は、(3-24)式で算出した 12, 24 次成分の近似誤差（絶対誤差）の和 ε が最小となるように決定した。表 3.7 に、両方の近似波形の ε を示す。台形波近似の ε は、階段波近似よりも 66% 低減した。図 3.29 に、それぞれの波形の 12 次成分と 24 次成分を示す。 $B_g^2(\phi_e)$ を 2 段の階段波で近似すると 24 次成分の近似誤差を小さくすることが難しいが、2 段の台形波では 12, 24 次成分の近似誤差が共に小さくなる。台形波近似の台形波の近似パラメータ a^* , b^* , c^* , d^* , A^* は、台形波の頂点の角度および高さであり、その値を表 3.8 に示す。

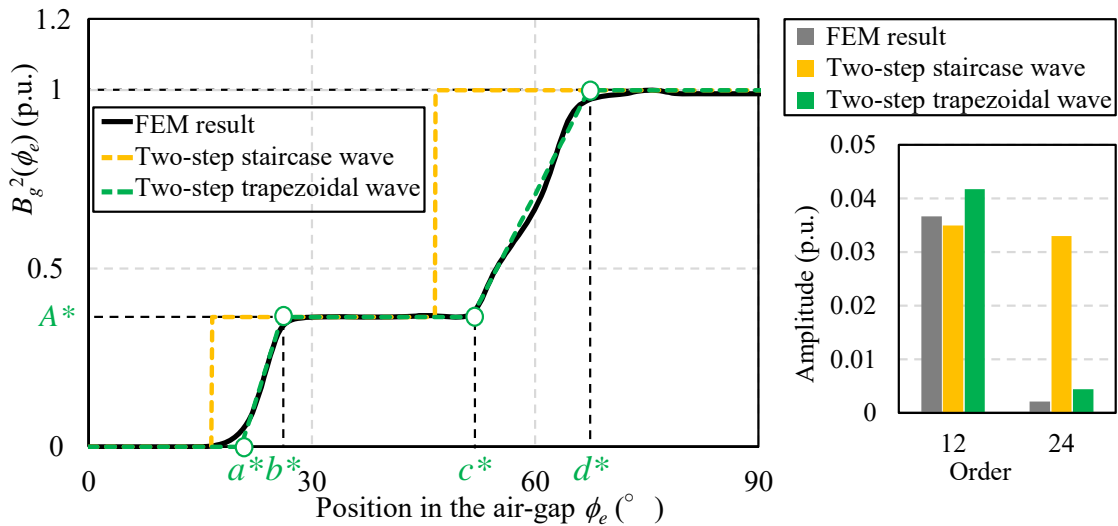


図 3.28 FEM 解析より得られた IPM_C の B_g^2 波形、および 2 種類の近似波形（2 段の階段波、2 段の台形波）

図 3.29 FEM 波形および近似波形の 12, 24 次成分

表 3.7 12, 24 次成分の近似誤差（絶対誤差）の和 ε

	Two-step staircase wave	Two-step trapezoidal wave	Difference(%)
ε (p.u.)	0.033	0.011	-65.8

表 3.8 近似波形（2 段の台形波）のパラメータ

Parameter (unit)	Value
a^* ($^\circ$)	20.5
b^* ($^\circ$)	26.0
c^* ($^\circ$)	51.5
d^* ($^\circ$)	67.4
A^* (p.u.)	0.364

3.4.3 溝を設けたロータにおける理想的な B_g^2 波形（台形波）の導出

図 3.30 に、溝を設けたロータ表面の模式図および B_g^2 波形を示す。溝を設けることで、2 段の台形波が、3 段の台形波に変形すると考えられる。3 段の台形波の 12, 24 次成分は(3-26) 式で計算でき、波形の頂点である 6 つのパラメータ b, e, f, g, h, i を最適化する必要がある。

$$B_{12n}|_{n=1,2} = f(b, e, f, g, h, i) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{(12n)^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{h}{b-a^*} (\cos(12nb) - \cos(12na^*)) \\ + \frac{i-h}{f-e} (\cos(12nf) - \cos(12ne)) \\ + \frac{1-i}{d^*-g} (\cos(12nd^*) - \cos(12ng)) \end{array} \right\} \quad (3-26)$$

パラメータの数を減らすために、任意の溝を設けた IPM_C の B_g^2 波形を解析した。図 3.31 に、任意の溝（幅 $W_m=5^\circ$ 、深さ $D=0.3 \text{ mm}$ ）を設けた IPM_C の B_g^2 波形を示す。ここで、 W_m の添え字 m は機械角表記を意味する。そして、図中で新しく溝の形状に相当するパラメータ W, δ を定義する。階段波形近似を用いた方法（3.3 節）と同様に、 W は溝の幅に対応、 δ は溝の深さに対応している。

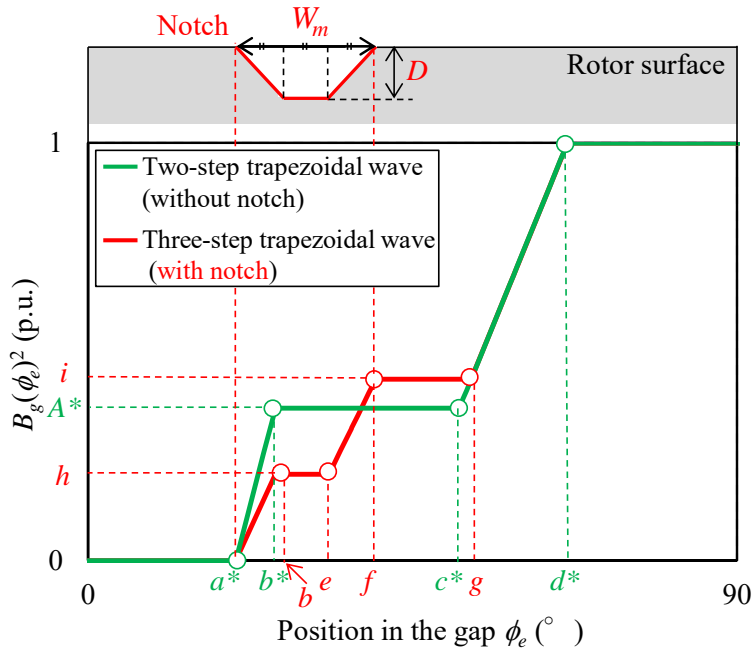


図 3.30 溝を設けたロータ表面の模式図および B_g^2 波形

ここで図 3.32 のように，溝の深さ δ は溝無し近似波形の一段目高さ A^* からの下がり幅 σ と，上り幅 $x\sigma$ に分けられる。すなわち，(3-27)式が成り立つ。

$$\delta = (1+x)\sigma \quad (3-27)$$

解析結果 (図 3.31) より，パラメータ b, e, f, g, h, i に関する以下の近似式が得られた。

$$\left\{ \begin{array}{l} b \approx b^* \\ e \approx a^* + \frac{2}{3}W \\ f \approx a^* + W \\ h \approx A^* - \sigma \\ i \approx A^* + x\sigma \\ g \approx c^* + \frac{x\sigma(d^* - c^*)}{1 - A^*} \\ x \approx 0.45 \end{array} \right. \quad (3-28)$$

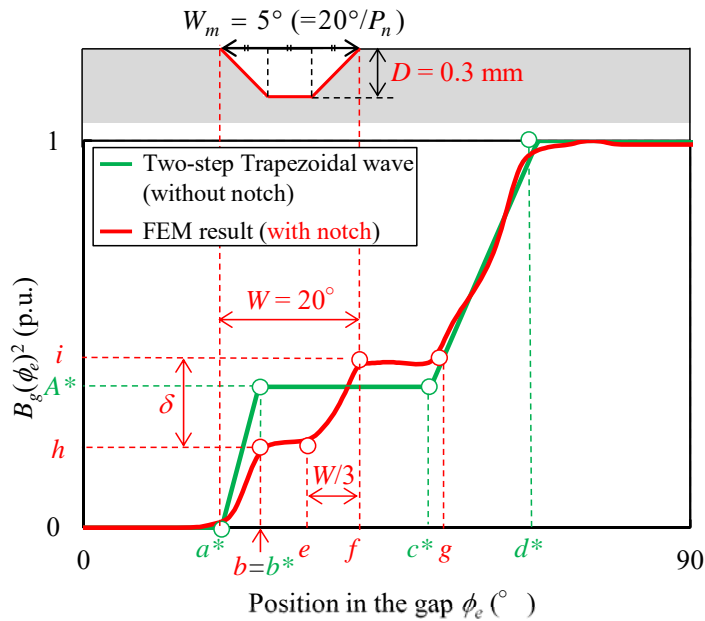


図 3.31 任意の溝 ($W_m = 5^\circ$, $D = 0.3 \text{ mm}$)を設けた B_g^2 波形の FEM 解析結果

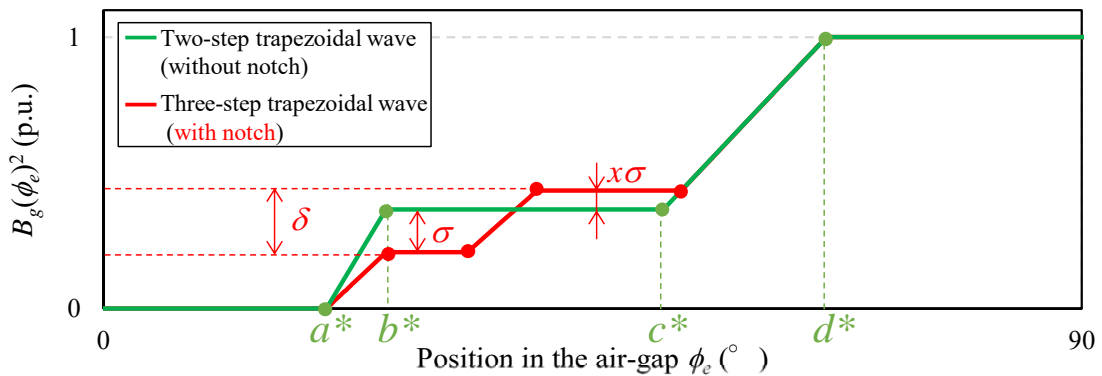


図 3.32 溝による B_g^2 波形の下がり幅 σ と，上り幅 $x\sigma$

(3-26)式に(3-28)式を代入して整理すると、(3-29)式となる。

$$B_{12n}|_{n=1,2} = f(W, \sigma) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{(12n)^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{A^* - \sigma}{b^* - a^*} (\cos(12nb^*) - \cos(12na^*)) \\ - \frac{6\sigma(1+0.45)}{W} \sin\left(12n\left(a^* + \frac{5}{6}W\right)\right) \sin\left(12n\left(\frac{W}{6}\right)\right) \\ + \frac{1-A^*}{d^* - c^*} \left(\cos(12nd^*) - \cos\left(12n\left(c^* + \frac{0.45\sigma(d^* - c^*)}{1-A^*}\right)\right) \right) \end{array} \right\} \quad (3-29)$$

結果として、3段の台形波で示した B_g^2 波形のパラメータが W, σ の二つまで減少した。

図 3.33 に、 W, σ に対する 12, 24 次成分の二乗和の計算結果を示す。二乗和が最小となったのは、 $W^* = 19.4^\circ$ かつ $\sigma^* = 0.157$ p.u.の時であった。表 3.9 に、理想波形（3段の台形波）のパラメータ W^*, δ^* を示す。表中の δ^* は(3-27)式より σ^* を用いて計算した。

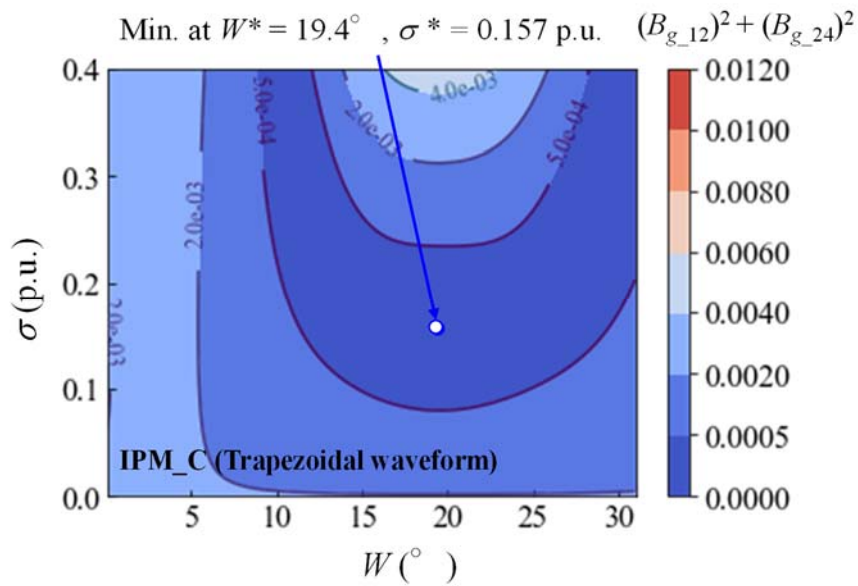


図 3.33 W, σ に対する第 12, 24 次成分の振幅の二乗和 $(B_{g_{12}})^2 + (B_{g_{24}})^2$

表 3.9 理想的な B_g^2 波形（3 段の台形波）のパラメータ

Item (Unit)	IPM_B
W^* ($^\circ$)	19.4
δ^* (p.u.)	0.228

3.4.4 最適な溝を設けたモデルのトルク特性と B_g^2 波形

図 3.34 に、最適な溝を設けた IPM_C のロータ構造、表 3.10 に溝のパラメータを示す。3.3 節と同様に、溝の位置 a_m^* と幅 W_m^* は a^* と W^* からそれぞれ計算し、溝の深さ D^* は解析によって求めた。図 3.35 に初期モデルと最適なノッチ ($D^* = 0.38$ mm) を設けたモデルのコギングトルク波形、図 3.36 にコギングトルクの pk-pk 値、12 次および 24 次成分の pk-pk 値を示す。最適設計された溝によって、コギングトルクの pk-pk 値は 83.2%減少した。図 3.36 に示すように、特に 12 次成分が減少していることが分かる。

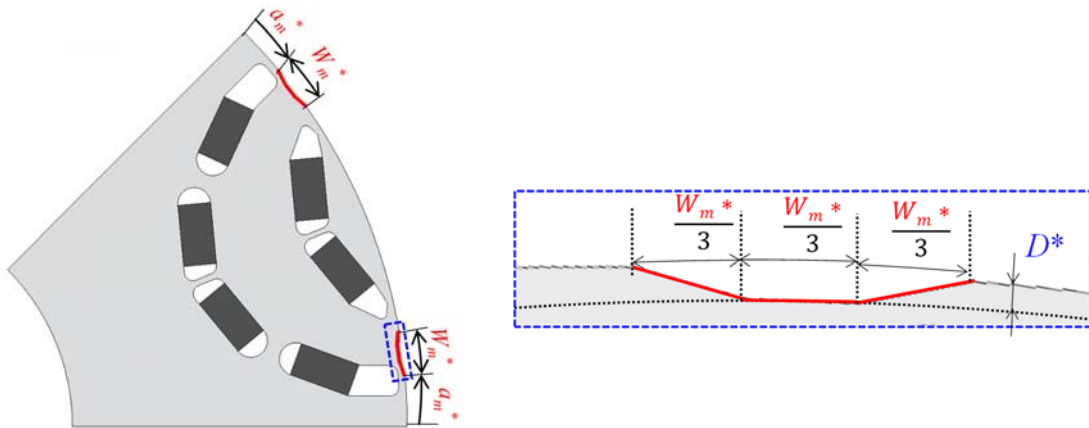


図 3.34 最適な溝を設けた IPM_C

表 3.10 溝の設計パラメータ

Item (Unit)	IPM_C
Notch position a_m^* ($= a^*/P_n$) ($^\circ$)	5.13
Notch width W_m^* ($= W^*/P_n$) ($^\circ$)	4.85
Notch depth D^* (mm)	0.38

P_n : number of pole pairs ($P_n = 4$)

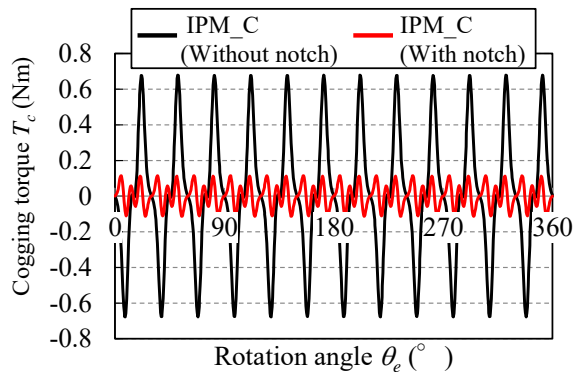


図 3.35 基準 IPM_C と最適な溝を設けた

IPM_C のコギングトルク波形

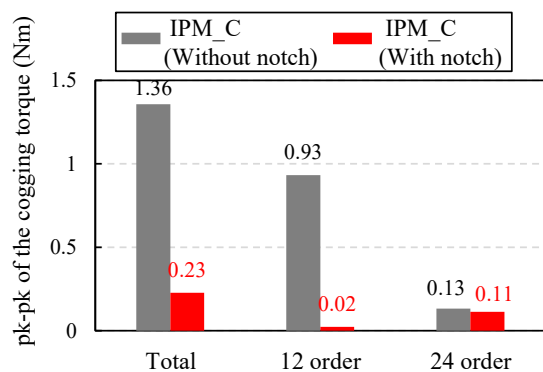


図 3.36 コギングトルク波形の pk-pk

値

また、最適な溝を設けた IPM_C における $B_g^2(\phi_e)$ の FEM 結果を図 3.37 に示す。この FEM 波形は、導出した理想波形（3 段の台形波）とほぼ同等である。

表 3.11 に、IPM_C の最大電流時 ($I_e = 134 \text{ A}$) における MTPA 制御時のトルク特性を示す。溝による平均トルクの低下を 1% 以下に抑えることができ、トルクリプルも 6.8 pt 低減した。

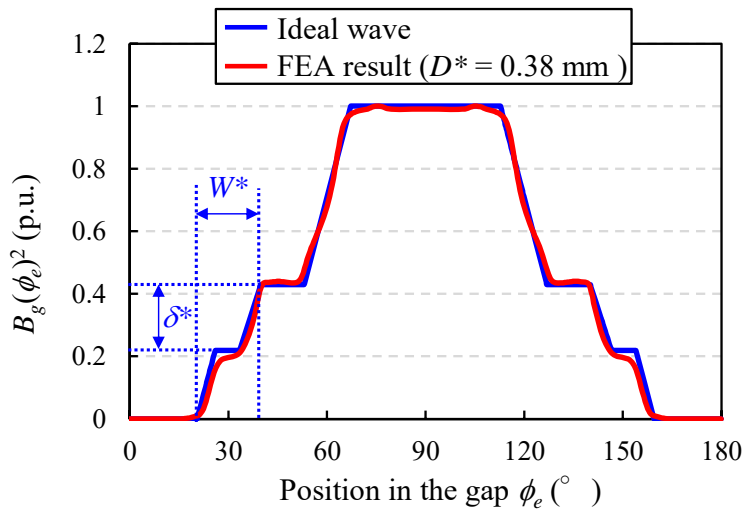





図 3.37 理想波形と最適な溝を設けた IPM_C の B_g^2 波形の解析結果

表 3.11 IPM_C のトルク特性 (MTPA 制御時)

Item (Unit)	IPM_C (Without notch)	IPM_C (With notch)
Phase current I_e (A)	134	
Current phase angle β (°)	48	47
Average torque T (Nm)	123.0	121.9
Torque ripple ratio (%)	18.5	11.7

3.3 節で検討したモデル PMA_B, IPM_B についても、本節の方法（台形波近似を用いた方法）で最適な溝を再設計した。表 3.12 に、PMA_B, IPM_B, IPM_C における最適な溝の構造パラメータ（位置 a_m^* , 幅 W_m^* , 深さ D^* ）とコギングトルク、および溝無しモデルからのコギングトルクの低減率をまとめて示す。どのモデルにおいても最適な溝を設けることでコギングトルクが 80%以上低減している。本節で用いた台形波近似は、2 層構造のモータであれば磁石配置に関わらず高精度に近似することができる。すなわち、本節の提案手法（台形波近似を用いた方法）は磁石の配置に制限なく一般的な 2 層構造の PMASynRM および IPMSM に適用することができる。

表 3.12 最適な溝を設けたモデルのまとめ（台形波近似を用いた方法）

		PMA_B (With notch)	IPM_B (With notch)	IPM_C (With notch)
	Item (unit)			
Optimal Notch	Position a_m^* (°)	4.38	5.63	5.13
	Width W_m^* (°)	5.75	3.78	4.85
	Depth D^* (mm)	0.48	0.5	0.38
Cogging torque	pk-pk (Nm)	0.17	0.23	0.23
	Decrease ratio (%)	87.6	85.9	83.2

3.5 結言

本章では、ロータに2層の希土類ボンド磁石を有する PMASynRM のコギングトルク低減を目的とし、ロータ表面に溝を設けた。溝の新しい設計手法として、時間がかかる FEM 解析を必要最小限に抑え、主に理論式に基づいて最適設計する手法を提案した。なお、提案手法の汎用性を示すために、ボンド磁石適用 PMASynRM に加えて、モータ体格や磁石形状が異なる2種類の IPMSM のコギングトルク低減についても検討した。以下に、検討結果をまとめる。

- ・ ステータを平滑鉄心とした時のギャップ中の磁束密度分布の2乗波形（以下、 B_g^2 波形）の脈動成分のうち、コギングトルク次数成分を低減することでコギングトルクが低減できることを示した。
- ・ FEM 解析より求めた溝の無い基準モデルの B_g^2 波形を簡易的な波形で近似した。階段波形と台形波形の2通りの近似波形を検討した結果、台形波近似の方が磁石配置に関係なく高精度に近似できることを示した。
- ・ ロータ表面に溝を設けたモデルの B_g^2 波形を台形波で定義し、コギングトルク次数が最小となる理想的な B_g^2 波形を理論的に導出することで、最適な溝の位置と幅を決定した。その後、溝の深さを FEM 解析により調節した。
- ・ 最適な溝の構造が得られるまでに FEM 解析したケース数は僅か6ケース程であり、数百から数千ケースにも及ぶ従来法（FEM 解析のみによる試行錯誤）に比べて大幅な時間短縮ができた。
- ・ 磁石配置が異なるモデル（1種類の PMASynRM と2種類の IPMSM）に最適な溝を設計した結果、溝によってコギングトルクが80%以上低減することを解析により示した。また、溝による平均トルクの低下はほとんど無く、トルクリプルも減少した。

本章での検討結果から、コギングトルクを80%以上低減するロータ表面の溝を主に理論式に基づいて設計可能であることを解析的に明らかにした。提案手法は、磁石種類や磁石配置に制限なく2層構造 PMSM に適用可能である。

第4章 同期リラクタンスモータのトルクリプル低減

4.1 緒言

SynRM の先行研究において、平均トルクを維持したままトルクリプルが低減できるとして、ロータのフラックスバリア形状を非対称に設計した構造が多く報告されている。非対称なロータを設計する方法は主に2つある。1つ目は、1枚のロータコアに数種類のフラックスバリア形状を組み合わせて積層する方法である⁽⁶⁶⁾⁻⁽⁷⁰⁾。文献(66)では、全てのフラックスバリアとティースの相対的な位置が一致しないように設計することで、2層構造の IPMSM と SynRM のトルクリプルを低減した。文献(67)と(68)では、2層および3層の SynRM と PMA SynRM において、隣接する極間のフラックスバリアの角度と幅が異なるロータ構造を設計し、検証した。また、文献(69)では、磁極中心に対してフラックスバリアの位置と幅が異なるロータ構造を設計し、3層 SynRM に適用した。非対称なロータを設計する2つ目の方法は、2つの異なるロータを積層方向に組み合わせる方法である⁽⁷¹⁾⁻⁽⁷³⁾。文献(71)と(72)では、2つの異なるフラックスバリアを持つロータ構造を1層または2層の SynRM に適用した。これら多くの研究では、比較的少ない数のフラックスバリアを持つ1~3層の SynRM で検討されてきた。

しかし最近では IE4 や IE5 効率クラスの産業用モータとして、比較的層数が多い4~5層構造の SynRM が研究開発されている⁽³⁰⁾⁻⁽³³⁾。しかし、4~5層の SynRM を対象にトルクリプル低減構造を検討した研究はほとんど見られない。過去に、文献(70)で4層構造の SynRM のトルクリプルを低減するロータ構造が提案されているが、有限要素解析を用いた最適化ソフトウェアパッケージを用いて設計されたため、提案構造の設計プロセスが不明瞭であった。

そこで文献(73)では、平均トルクを低下させずにトルクリプルを低減するための体系的かつシンプルな設計手法が提案された。提案された非対称なロータ構造は、2つの異なるロータを積厚方向に組み合わせ、積厚長の比率を最適化されていた。しかし、機械的強度を考慮していない6層構造の SynRM に対して解析的に検討したのみで、実験的な検証は行われていなかった。設計手法の汎用性を評価するためには、産業用モータとして実用化されている4層構造を持つ SynRM で実験的に検証する必要がある。

本章では、回転子に4層のフラックスバリアを有する産業用 SynRM のトルクリプル低減を目的とし、機械的強度を考慮した非対称なフラックスバリアを有するロータ構造を提案する。提案する非対称モデルの設計過程と、そのトルクリプル低減効果を FEM 解析により

明らかにする。そして、基準モデル、及び非対称モデルの試作機を製作し、瞬時トルク波形および、トルク、効率などの基本特性を測定し、提案構造の有効性を実験的に検証する。

4.2 トルクリップルを低減するロータ構造設計

4.2.1 基準モデル

図 4.1 に、基準モデルである SynRM_A の断面図、表 4.1 に本章のモータの共通仕様を示す。図 4.1 に示すように、磁束が通りやすい方向（磁気抵抗が最小の方向）を SynRM の d 軸と定義する。SynRM_A は産業用モータであり、ロータに 4 層のフラックスバリアを持つ。フラックスバリアの形状は、高トルクが得られるように設計されている。また、フラックスバリアの 2 層目から 4 層目には、機械的強度を確保するためのセンターブリッジが設けられている。相電流 I_e の定格値は 16.4 A、定格速度は $3,000 \text{ min}^{-1}$ である。なお、SynRM_A のトルクリプル率は 19.5% である。本章の目的は、SynRM_A の平均トルクを維持しながら、トルクリプルを最小化するロータ構造を設計することである。

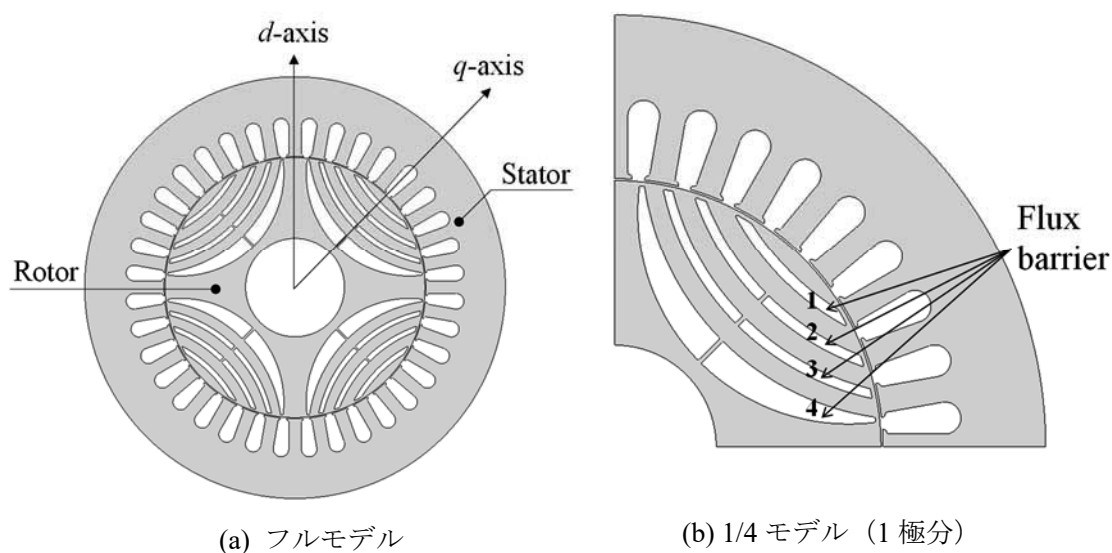


図 4.1 基準モデル (SynRM_A) の断面図

表 4.1 共通のモータ諸元

Item (unit)	Value
Number of poles/slots	4/36
Stator diameter (mm)	204
Rotor diameter (mm)	126
Air gap length (mm)	0.5
Shaft diameter (mm)	48
Stack length (mm)	90
Electromagnetic steel	50H470
Winding resistance R_a (Ω)*	0.268*
Rated phase current I_e (A)	16.4
Rated speed N (min^{-1})	3,000

*At 20°C

4.2.2 トルクリップ低減のための設計プロセス

本節では有限要素法解析を用いて、基準モデル SynRM_A のトルクリプルを低減するロータ構造を検討する。瞬時トルク波形を解析する際、相電流 I_e は定格値の 16.4 A、電流位相 β は 55° (MTPA 制御時の位相) に設定した。以下に、設計プロセスを示す。

(1) フラックスバリア位置の検討

図 4.2 のように、基準モデル SynRM_A のフラックスバリア全体の位置を平行移動させたモデルを解析する。フラックスバリアの位置を x (mm) とし、基準位置 (SynRM_A の位置) からの移動距離で表す。 x は、移動方向がシャフト側の時に正の値、ステータ側の時に負の値とした。図 4.3 に、 x に対する平均トルクおよびトルクリプル率を示す。 x は $-1.4 \sim +1.4$ mm まで 0.7 mm 刻みで解析した。同図に示すように、フラックスバリア位置は平均トルクにほとんど影響せず、その変化率は 0.5% 以下であった。また、トルクリプル率の変化幅 (最大値 - 最小値) は 9.7 pt であった。 $x = 0.7$ mm とした時のトルクリプル率が最小となったので、このモデルを採用し、モデル名を SynRM_B とした (図 4.2 参照)。

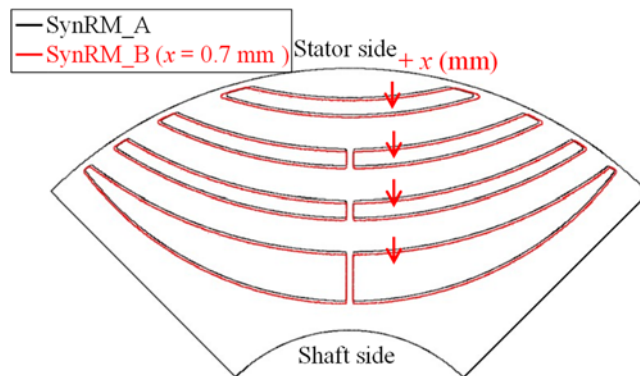


図 4.2 SynRM_A のフラックスバリア位置変更

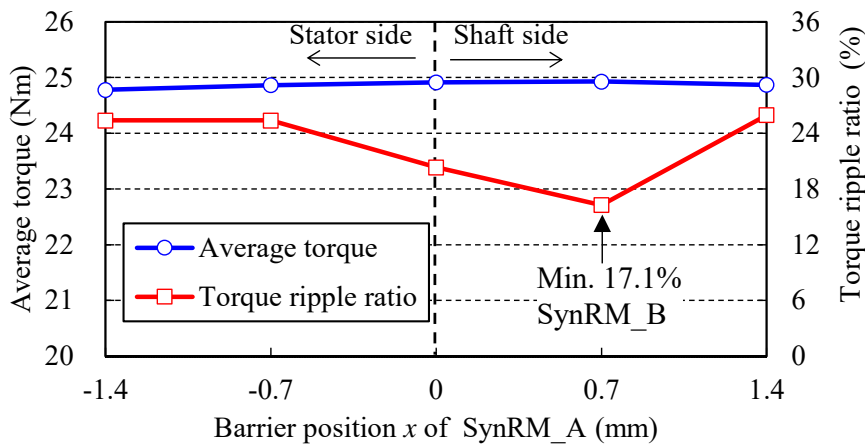


図 4.3 バリア位置 x に対する平均トルク、トルクリプル率

図 4.4 に、SynRM_A と SynRM_B の瞬時トルク波形を示す。SynRM_A、SynRM_B のトルクリプル率はそれぞれ 19.5%、17.1%であり、フラックスバリア位置の平行移動によって 2.4 pt 低減できた。

(2) フラックスバリア角度の検討

図 4.5 に示すように、(1)で設計したモデル SynRM_B のフラックスバリア全体の角度を移動させたモデルを解析する。SynRM_B+ γ は、SynRM_B のフラックスバリア角度を γ (°) 移動させたモデルである。この角度 γ (°) は、 q 軸中心への移動方向を正と定義した。 γ は-2.5°から+2.5°まで 0.5° 刻みで解析した。図 4.6 に、 γ に対する平均トルク、トルクリプル率を示す。(1)で検討したフラックスバリア位置 x に比べて、フラックスバリア角度 γ が平均トルク

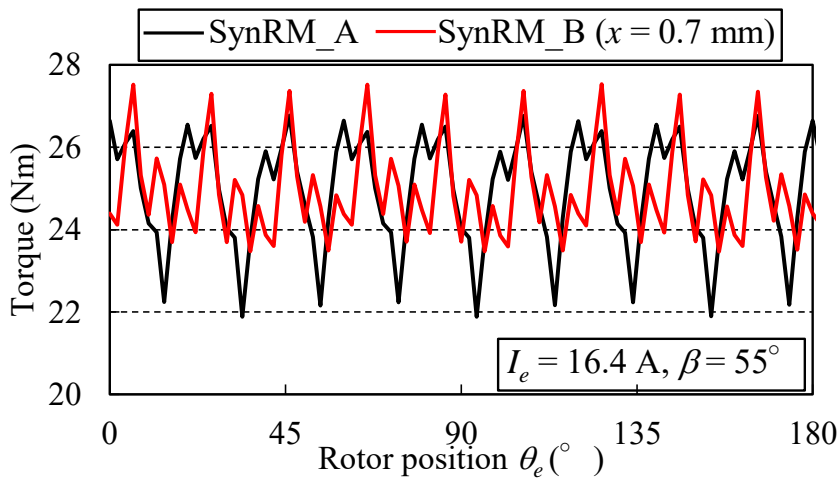


図 4.4 SynRM_A、SynRM_B の瞬時トルク波形

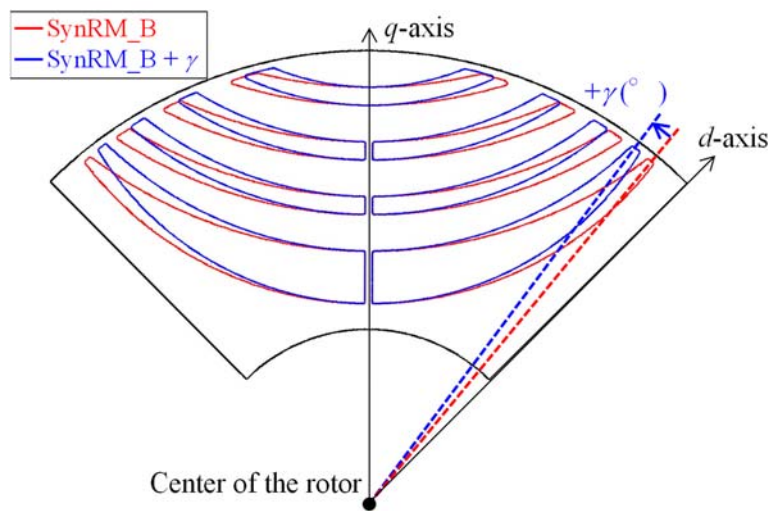


図 4.5 SynRM_B のフラックスバリア角度 γ の変更

に与える影響は大きく、 $\gamma=2.5^\circ$ の時は平均トルクが3.6%減少した。また、トルクリプル率の変化幅（最大値－最小値）は 23.2 pt であり、 $\gamma=0.5^\circ$ とした時にトルクリプル率が最小（12.2%）となった。一例として図 4.7 に、SynRM_B、および平均トルクが最小となった SynRM_B+2.5 ($\gamma=+2.5^\circ$) の瞬時トルク波形を示す。フラックスバリア角度 γ によってトルク波形の振幅と位相が異なる様子が分かる。SynRM_B+2.5 の平均トルクは SynRM_B に比べて3.6%減少した。同図に示すように、ロータの回転角 θ_e が 6° 、 34° の時に SynRM_B+2.5 の瞬時トルクが小さい。図4.8に、 θ_e が 6° 、 34° の時の両モデルの磁束線および磁束密度分布を

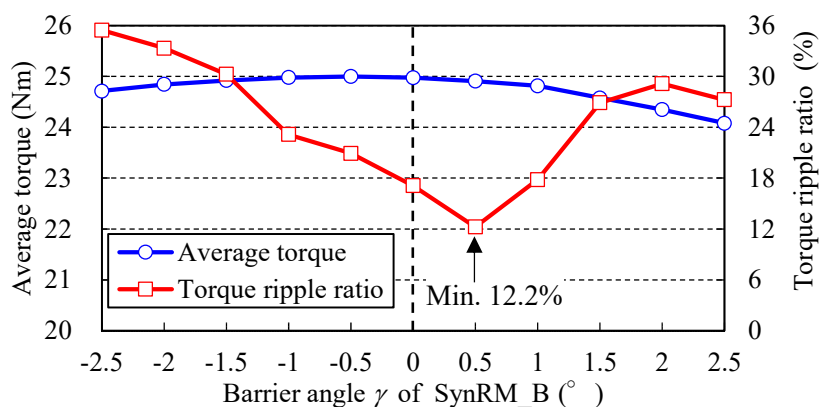


図 4.6 フラックスバリア角度 γ に対する平均トルク，トルクリプル率

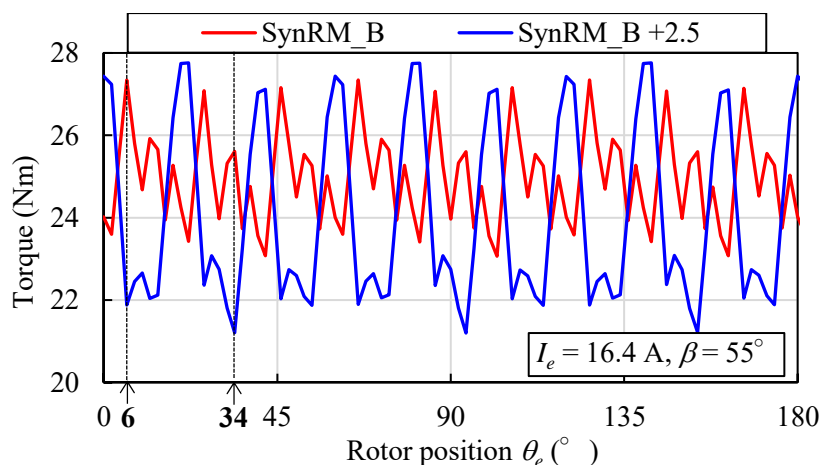


図 4.7 SynRM_B, SynRM_B + 2.5 の瞬時トルク波形
(フラックスバリア角度 γ が波形に及ぼす影響の一例)

示す。SynRM_B+2.5 はフラックスバリアの開きが小さいためステータからの磁束が4層目後ろ方向に流れてしまう。そのため、 d 軸インダクタンスが小さくなりトルクが減少したと考えられる。また、図4.6に示したトルクリプル率に着目すると、その変化幅（最大値-最小値）は23.2 pt であり、「(1) フラックスバリア位置の検討」に比べて大きい。すなわち、トルクリプルはフラックスバリア外側端部の角度が最も影響すると考えられる。

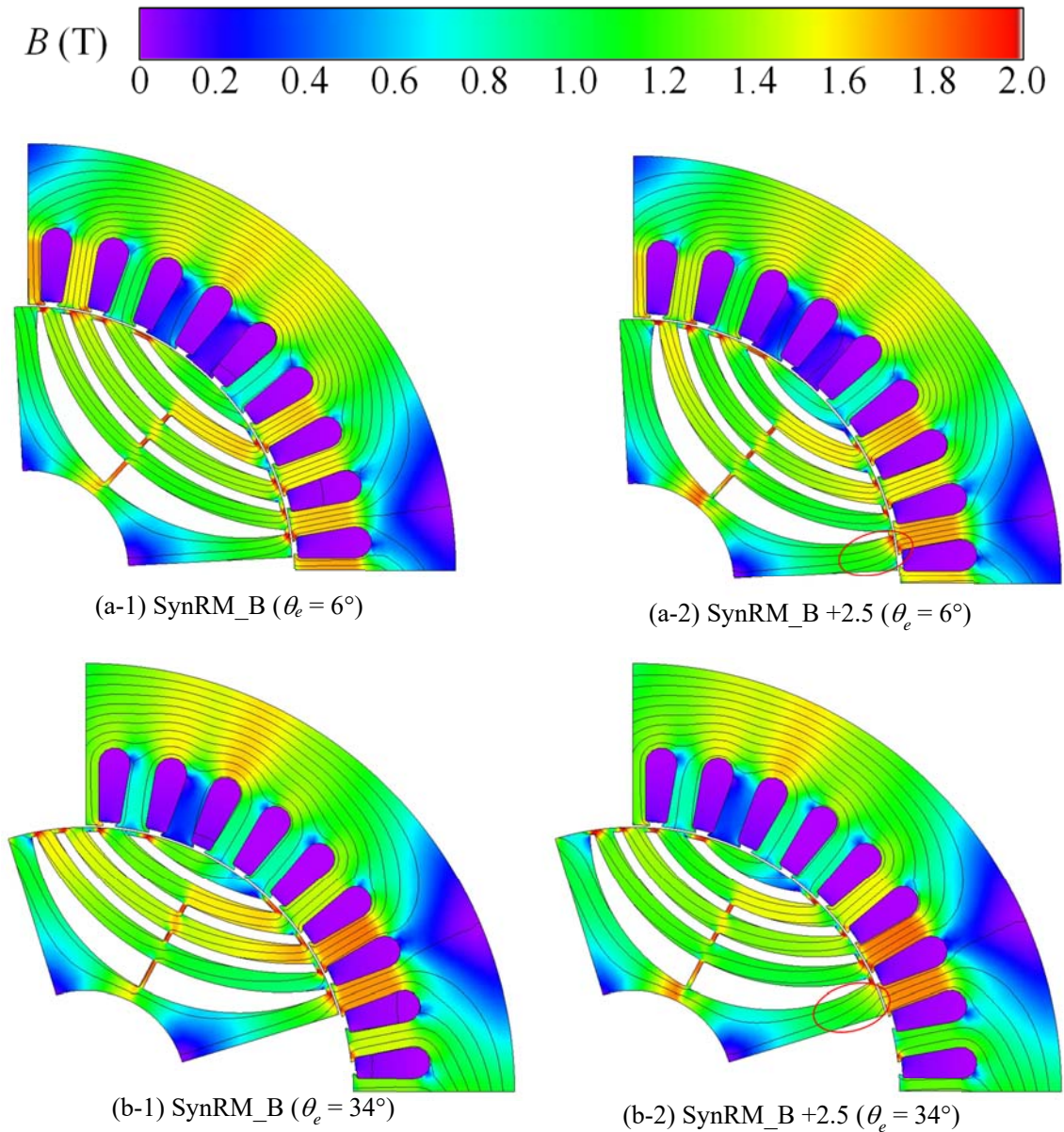


図 4.8 磁束線および磁束密度分布

(3) 1つのロータコアに2種類のフラックスバリア形状を組み合わせた非対称モデルの検討

図 4.9 に示すように 1 つのロータコアに γ が異なる2種類のフラックスバリアを組み合わせた非対称モデルを検討する。ここで、 γ_1 、 γ_2 は組み合わせるフラックスバリア角である。組み合わせた後の瞬時トルク波形は、それぞれの瞬時値の平均値から算出できる。図4.10に、 γ_1 、 γ_2 の組合せに対する非対称モデルのトルクリプル率を示す。 γ_1 、 γ_2 の範囲は -2.5° から

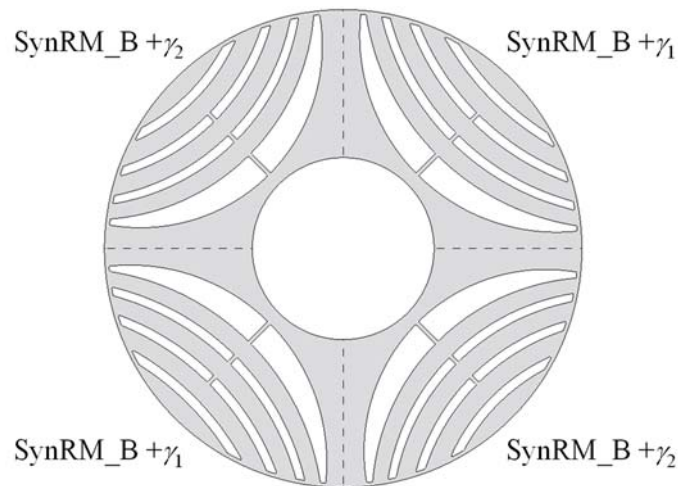


図 4.9 1 つのロータコアに γ が異なる2種類のフラックスバリアを組み合わせた非対称モデル

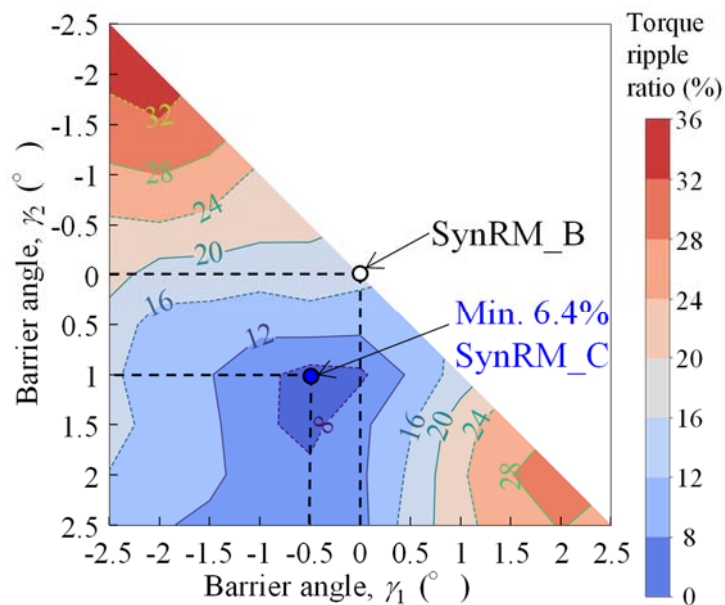


図 4.10 1 つのロータコアに $\text{SynRM}_B + \gamma_1$ と $\text{SynRM}_B + \gamma_2$ を組み合わせた非対称モデルのトルクリプル率

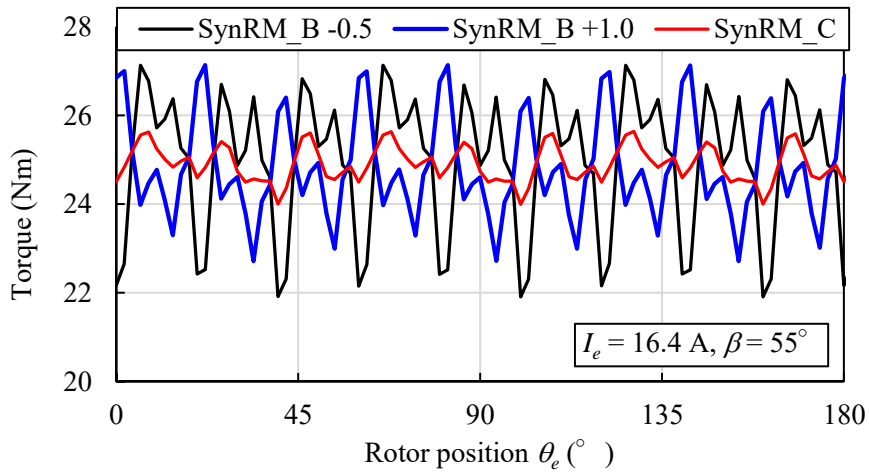


図 4.11 SynRM_B -0.5, SynRM_B +1.0, SynRM_C の瞬時トルク波形

+2.5°とした。同図に示すように、SynRM_B -0.5 ($\gamma_1 = -0.5$) と SynRM_B +1.0 ($\gamma_2 = 1.0$) を組み合わせたモデルのトルクリプル率が 6.4%と最小になったため、この非対称モデルを採用し、モデル名を SynRM_C とする。図 4.11 に、SynRM_B -0.5, SynRM_B +1.0 およびそれらを組み合わせた SynRM_C の瞬時トルク波形を示す。SynRM_B -0.5 と SynRM_B +1.0 の波形が逆位相となることから、SynRM_C のトルクリプルが減少したことがわかる。

(4) フラックスバリア形状が異なる 2 種類のロータを積厚方向に組み合わせた非対称モデル

図 4.12 に示すように、SynRM_B -0.5 と SynRM_B +1.0 を積厚方向に組み合わせた非対称モデルを検討する。積厚の全長に占める SynRM_B -0.5 の割合を $D_s(\%)$ とし、最適な積厚比

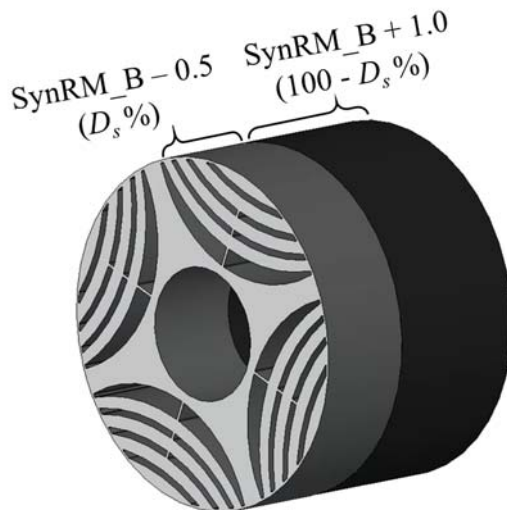


図 4.12 SynRM_B -0.5 と SynRM_B +1.0 を積厚方向に組み合わせた非対称モデル

を検討する。図 4.13 に、 D_s に対する非対称モデルのトルクリプル率を示す。同図に示すように、 D_s が 40%の時 (SynRM_B-0.5 : SynRM_B+1.0 = 40% : 60%) トルクリプル率は 4.9%と最も小さくなったため、この非対称モデルを採用し、モデル名を SynRM_D とする。

SynRM_D のトルクリプル率が最も小さくなった原因を分析する。図 4.14 に、SynRM_B-0.5, SynRM_B+1.0, SynRM_C, および SynRM_D の瞬時トルク波形において、主要な 18, 36, 56 次高調波のベクトル図を示す。SynRM_B-0.5 と SynRM_B+1.0 の高調波は、位相がほぼ逆で、合成すると互いに打消し合っている。特に、18 次と 36 次の成分は、積厚比を最適化した SynRM_D で最小となった。

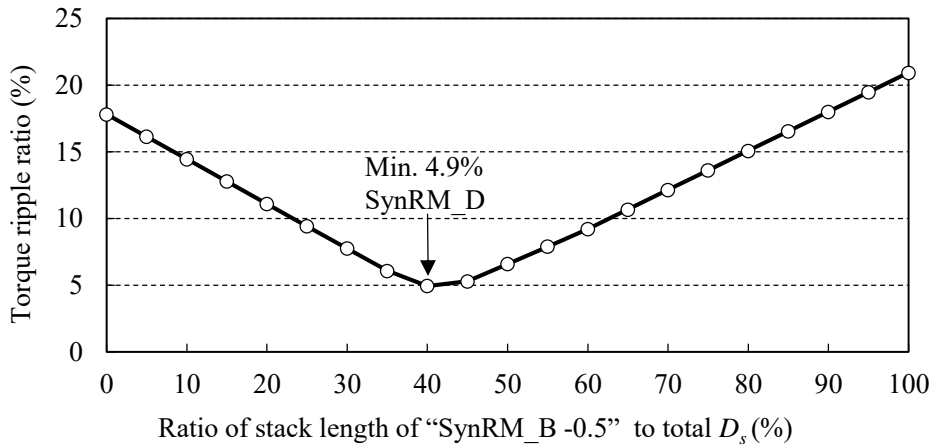


図 4.13 積厚の全長に占める SynRM_B -0.5 の割合に対するトルクリプル率 (SynRM_B -0.5 と SynRM_B +1.0 の積厚比最適化)

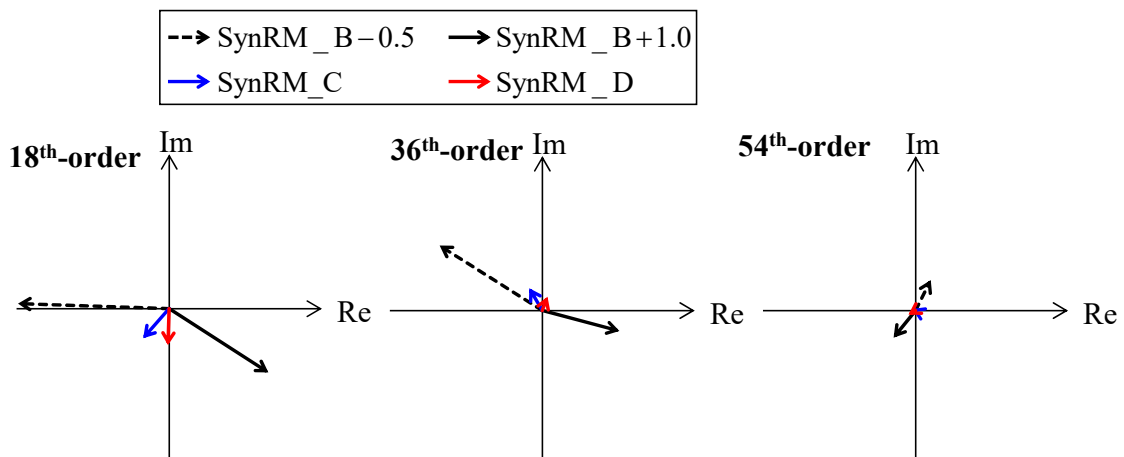


図 4.14 SynRM_B -0.5, SynRM_B +1.0, SynRM_C, SynRM_D における瞬時トルク波形の 18, 36, 56 次高調波成分

4.2.3 非対称モデルのトルク特性および機械特性

図 4.15 に、基準モデル SynRM_A と設計した 2 種類の非対称モデル SynRM_C, SynRM_D の瞬間トルク波形, 表 4.2 に平均トルクとトルクリプル率を示す。SynRM_C と SynRM_D の平均トルクは、基準モデル SynRM_A からの減少率が 0.5%以下であり、ほとんど減少しなかった。また、SynRM_C および SynRM_D のトルクリプル率は、SynRM_A と比べてそれぞれ 13.1 pt, 14.6 pt 低減した。図 4.16 に、瞬時トルク波形の高調波成分を示す。本章の解析対象である SynRM では、ステータの起磁力高調波である 6 の倍数次高調波と、スロット

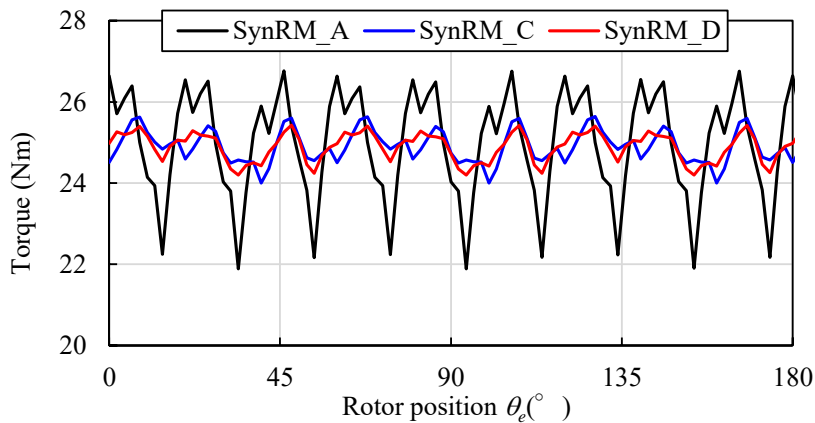


図 4.15 基準モデル SynRM_A, および非対称モデル SynRM_C, SynRM_D の瞬間トルク波形

表 4.2 SynRM_A, SynRM_C, SynRM_D の平均トルクとトルクリプル率

Item (unit)	SynRM_A	SynRM_C	SynRM_D
Average torque (Nm)	25.0	24.9	24.9
Torque ripple ratio (%)	19.5	6.4	4.9

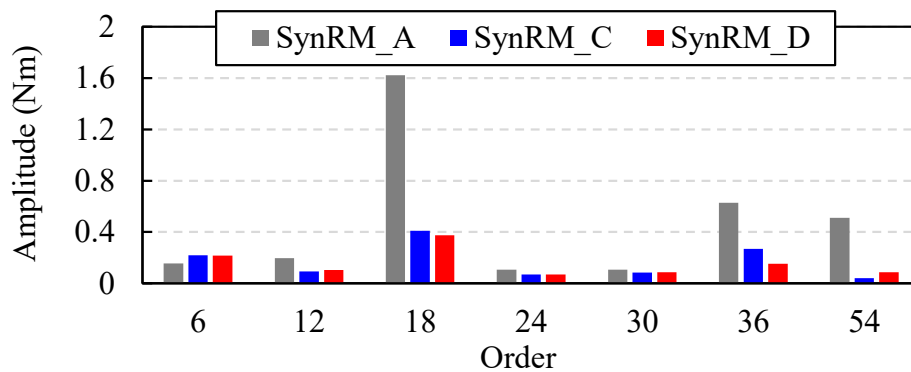


図 4.16 SynRM_A, SynRM_C, SynRM_D の瞬時トルク波形の高調波成分

高調波である 18 の倍数次高調波が発生する。同図に示すように、提案した非対称モデル SynRM_C および SynRM_D は、トルクリプルのスロット高調波次数成分が大きく低減できていることが分かった。

非対称モデル SynRM_C および SynRM_D が、機械強度制約を満足することを確認する。SynRM_C および SynRM_D を構成するロータ 2 種類 (SynRM_B-0.5 と SynRM_B+1.0) のミーゼス応力分布を構造解析した。図 4.17 に、定格回転数 $3,000 \text{ min}^{-1}$ におけるミーゼス応力分布を示す。応力の最大値は、第 4 層のアウトブリッジ付近で約 55 MPa であった。使用する電磁鋼板 50H470 の降伏強度が 314 MPa であるため、安全係数は約 5.7 となる。SynRM_C の機械的信頼性が確認された。

以上の検討結果より、機械強度を十分有する非対称モデル SynRM_C および SynRM_D は、平均トルクを維持したままトルクリプルが低減することが解析によって明らかとなった。

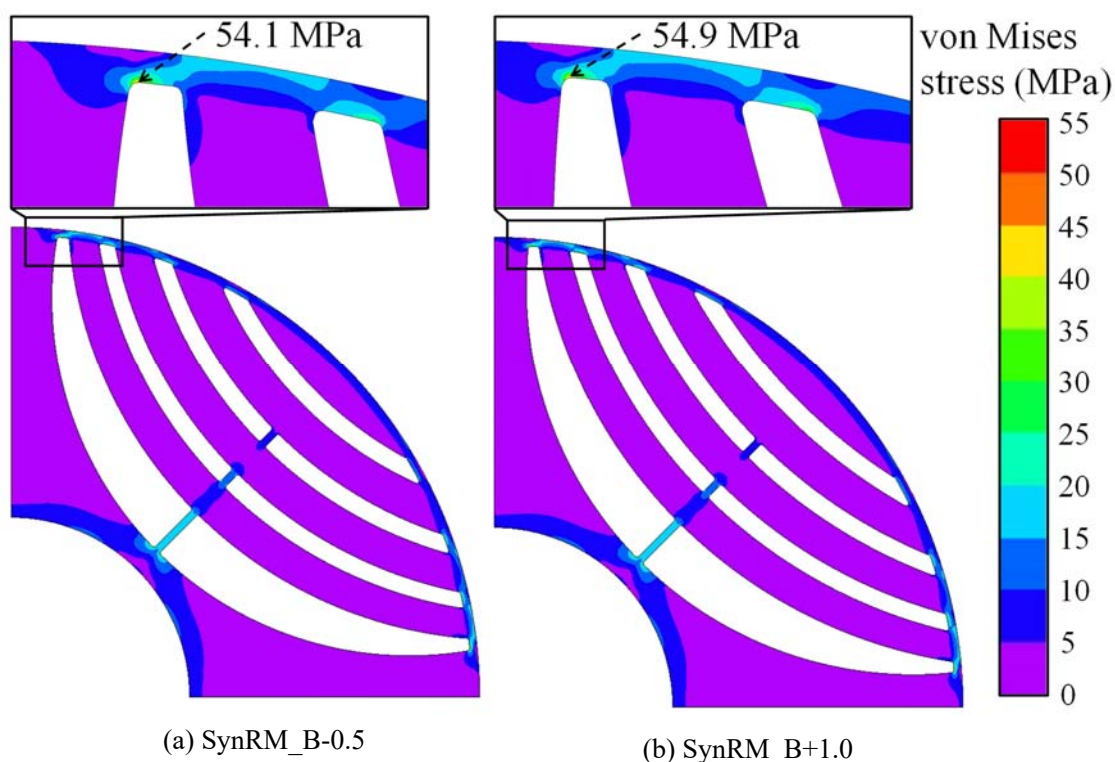


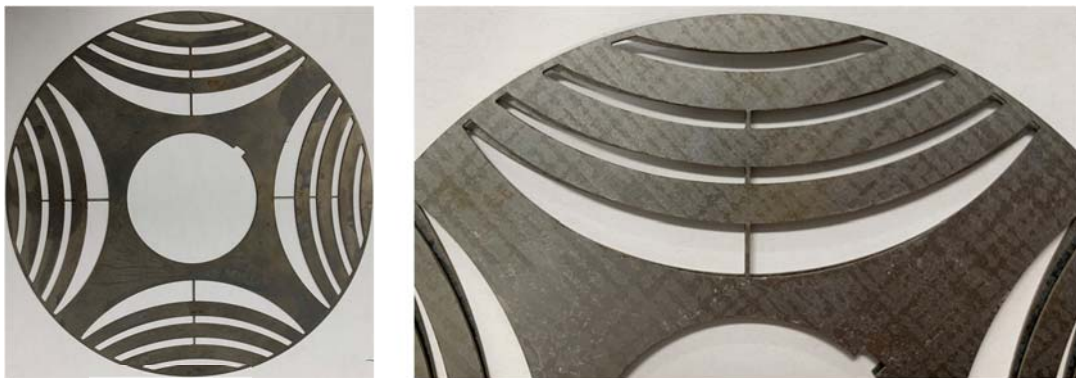
図 4.17 SynRM_B -0.5, SynRM_B +1.0 のミーゼス応力分布 ($N = 3,000 \text{ min}^{-1}$)

4.3 試作機を用いた実験的検証

基準モデル SynRM_A と、前節で設計した非対称モデルのうち、最もトルクリプルが小さくなった SynRM_D の試作機を製作し、実験評価を行う。

4.3.1 試作機と実験装置

図 4.18 に、試作機のロータの電磁鋼板の写真を示す。図 4.18 (a)は、SynRM_A の電磁鋼板である。SynRM_D の試作機は、SynRM_B-0.5 と SynRM_B+1.0 のロータを積厚方向へ組み合わせて構成されている。図 4.18 (b)は、SynRM_B-0.5 と SynRM_B+1.0 のロータの電磁鋼板を重ねた写真である。SynRM_A と SynRM_D の試作機の仕様は、表 4.1 に示した解析モデルの仕様と同じである。図 4.19 に実験装置の写真（一部）を示す。本実験では負荷側に 16 kW 誘導電動機を接続し、負荷側から速度制御する。



(a) SynRM_A

(b) SynRM_B - 0.5 と SynRM_B + 1.0 を重ねた写真

図 4.18 試作 SynRM におけるロータの電磁鋼板の写真

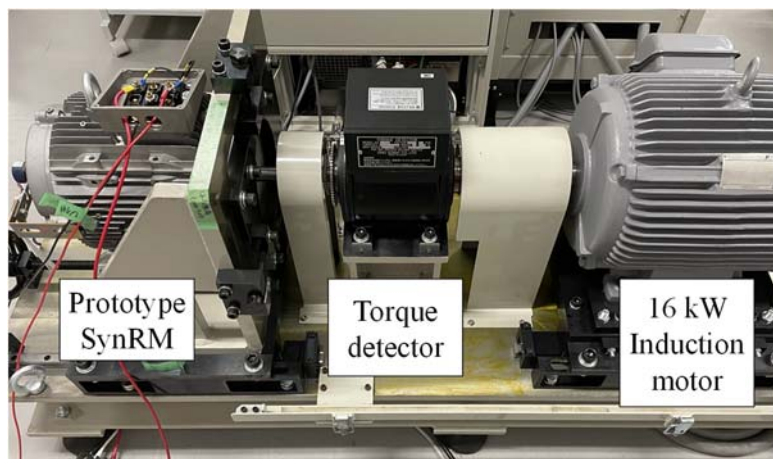


図 4.19 実験装置の写真（一部）

図 4.20 に実験システムのブロック図，下記に使用した実験装置を示す。

- トルク検出器：SS-500（小野測器株式会社）
- トルク演算表示器：TS-3200A（小野測器株式会社）
- 負荷：16kW 誘導電動機（富士電機株式会社）
- 直流電源：N8935A（Keysight）
- PWM インバータ：MWINV-5044-SIC（マイウェイプラス株式会社）
- パワーメータ：WT-3000E（横河計測株式会社）
- デジタル制御システム：PE-Expert4（マイウェイプラス株式会社）

4.3.2 瞬時トルク波形の測定

トルク検出器を用いて回転軸にかかるトルクを直接測定し，オシロスコープで観測する。モータの回転速度 N (min^{-1}) は，誘導電動機で制御する。

ここで N は，使用したトルク演算表示器のアナログ出力の応答性を考慮して決定しなければならない。測定したい瞬時トルク波形の高調波次数を n とすると， n 次高調波の周波数 f_n は，(5-1)式で求まる。

$$f_n = n \frac{NP_n}{60} \quad (5-1)$$

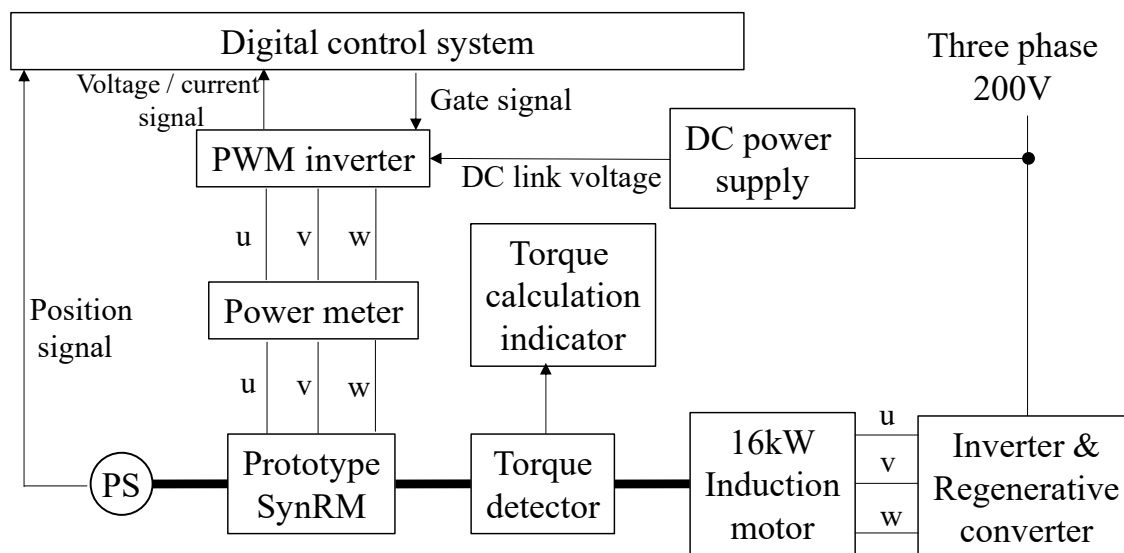


図 4.20 実験システムのブロック図

測定に用いるトルク演算表示器のアナログ出力の時定数を τ とすると、カットオフ周波数 f_c は(5-2)式で求まる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (5-2)$$

観測したい信号の周波数<カットオフ周波数 ($f_n < f_c$) であれば良いので、

$$\begin{aligned} n \frac{NP_n}{60} &< \frac{1}{2\pi\tau} \\ \Leftrightarrow N &< \frac{30}{n\pi\tau P_n} \end{aligned} \quad (5-3)$$

となり、回転数には制限がある。なお、回転数はできるだけ小さいことが望ましい。

本実験では、瞬時トルク波形の36次成分までを測定したい ($n=36$)。また、使用するトルク演算表示器 (小野測器 TS3200A) の時定数 τ は16msである。したがって、(5-4)式に示す瞬時トルク測定時の回転数の条件が得られる。

$$N < \frac{30}{n\pi\tau P_n} \approx 8.29 \quad (5-4)$$

すなわち、 N が 8.29 min^{-1} 以下で測定すれば良い。

表 4.3 に、測定条件を示す。本実験では、 N を約 6 min^{-1} に設定した。相電流 I_e は定格値の75%である 12.3 A とした。電流位相 β は、MTPA制御時の位相である 50° とした。相電流 I_e が定格電流ではない理由は、誘導機側で極低速 (約 6 min^{-1}) に制御しているため大きなトルクを発生することができないためである。

表 4.3 瞬時トルク波形の測定条件

Item (unit)	Value
Rotational speed N (min^{-1})	6
Phase current I_e (A)	12.3
Current phase angle β ($^\circ$)	50

図 4.21 に、SynRM_A と SynRM_D における瞬時トルク波形の解析値と実験値を示す。両モデルの実験結果を見ると、解析値と同様の波形が測定できている。実験値の直流成分は解析値よりも 10% 程小さい。これは、本研究では 2 次元 FEM 解析を使用しており、解析値には軸方向の漏れ磁束やコイルエンドの影響、および機械的損失が考慮されていないためである。図 4.22 に、瞬時トルク波形の解析値と実験値における 18, 36 次高調波成分を示す。実験結果より、SynRM_D の 18, 36 次成分はタイプ A に比べて 60% 以上低減しており、解析結果とほぼ同等の低減効果が確認できた。

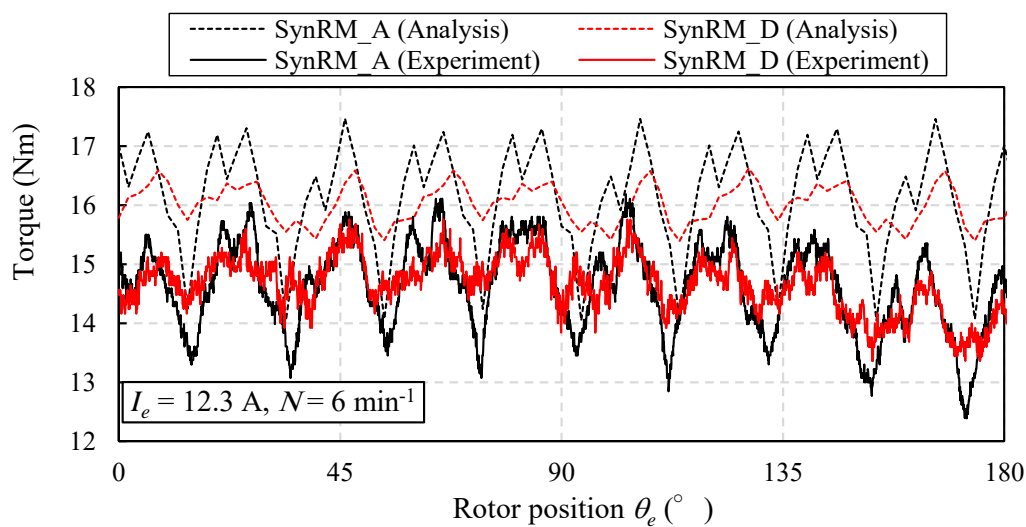


図 4.21 SynRM_A, SynRM_D における瞬時トルクの解析結果と実験結果

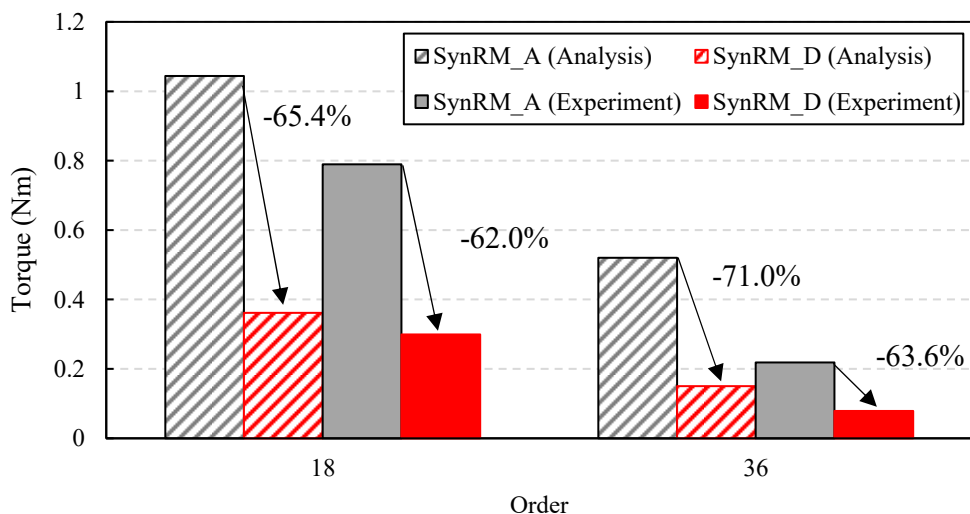


図 4.22 瞬時トルク波形の解析値と実験値における 18, 36 次成分

4.3.3 基本特性の測定

前項では, SynRM_D のトルクリプルが SynRM_A に比べて大幅に低減することを示した。しかし, 提案モデルの実用性を明らかにするためには, 基本特性 (平均トルクや効率) が劣化しないことを実験的に検証する必要がある。そこで, 本節では SynRM_A と SynRM_D の基本特性を測定した。測定時の相電流値 I_e は定格値である 16.4 A, 回転数 N は定格の半分である $1,500 \text{ min}^{-1}$ とした。図 4.23~4.26 に, 電流位相角に対する d, q 軸インダクタンス L_d, L_q , トルク T , 出力 P_m , および効率特性を示す。同図に示すように, 全ての基本特性は両モータでほぼ同等であった。例えば, 電流位相 50° の時のトルク, 出力は SynRM_D が僅かに増加したが, 両モデルの差は 1% 程度であった。

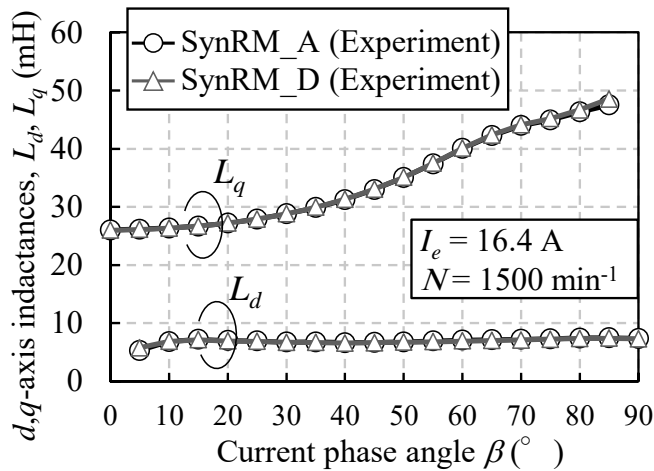


図 4.23 試作機の d, q 軸インダクタンス測定結果 ($N = 1,500 \text{ min}^{-1}$)

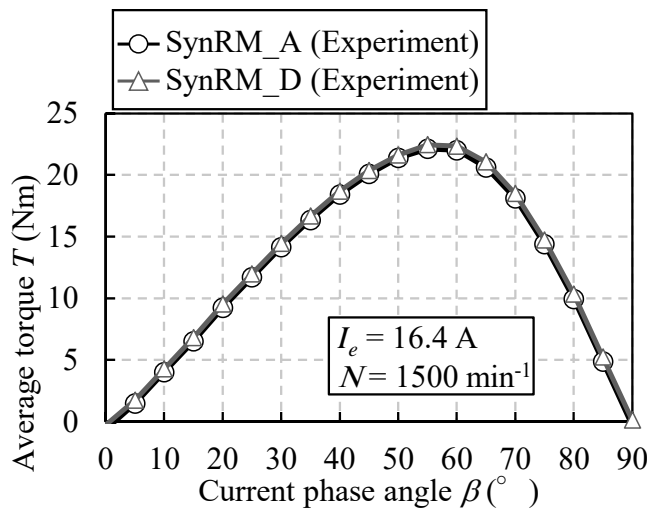


図 4.24 試作機の平均トルク測定結果 ($N = 1,500 \text{ min}^{-1}$)

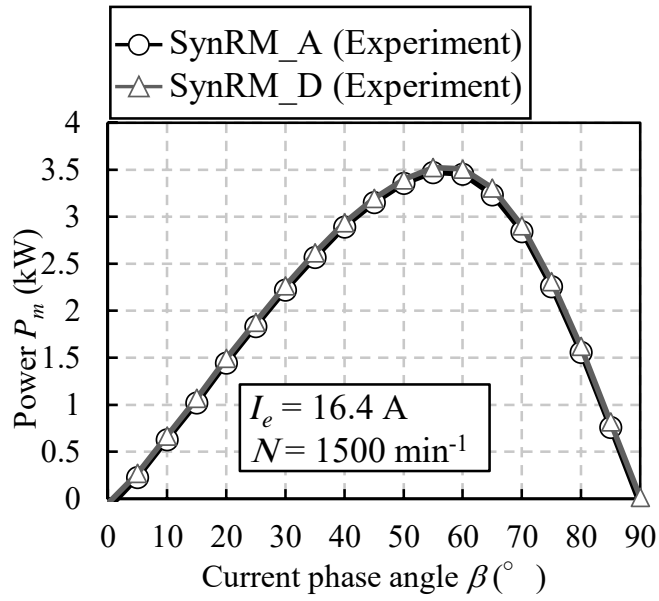


図 4.25 試作機の実出力測定結果 ($N = 1,500 \text{ min}^{-1}$)

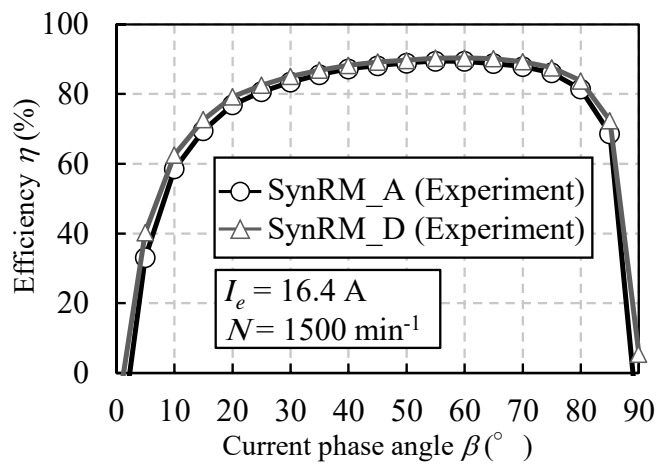


図 4.26 試作機の実効率測定結果 ($N = 1,500 \text{ min}^{-1}$)

図 4.27 に、MTPA 制御時の平均トルクと効率を示す。回転数 N は、定格速度の半分 $1,500 \text{ min}^{-1}$ と定格速度 $3,000 \text{ min}^{-1}$ の両条件で測定した。SynRM_D の平均トルクは、SynRM_A に比べて $1,500 \text{ min}^{-1}$ で 0.33 Nm 増加し、 $3,000 \text{ min}^{-1}$ で 0.15 Nm 減少した。測定に用いたトルクメータ（小野測器 SS-500）の測定精度は $\pm 0.1 \text{ Nm}$ であるため、測定誤差を考慮すると両モデルの差は非常に小さい。また、SynRM_D の効率は、SynRM_A に比べて、 $1,500 \text{ min}^{-1}$ で 0.81 pt 増加し、 $3,000 \text{ min}^{-1}$ で 0.55 pt 減少した。効率の増減は、平均トルクの増減によるものである。

本節の検討結果より、本研究で提案した構造 SynRM_D は、基本特性を維持しながらトルクリプルを低減することが実験的に明らかとなった。

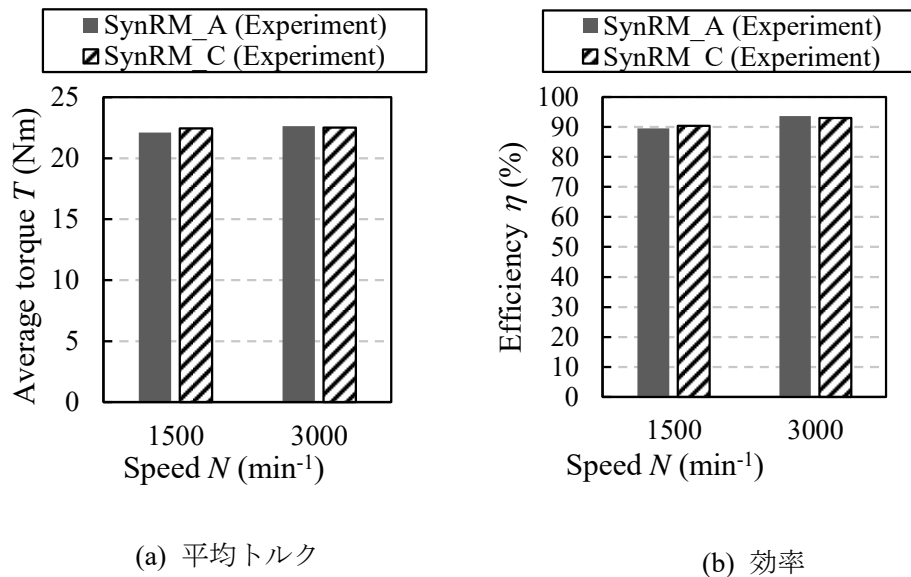


図 4.27 試作機の MTPA 制御時の基本特性 ($I_e = 16.4 \text{ A}$, $\beta = 55^\circ$)

4.4 結言

本章では、4層のフラックスバリアを有する SynRM のトルクリプル低減を目的とし、非対称なロータ構造を有するモデルを提案した。なお、定格出力 7kW の産業用 SynRM を基準モデルとし、そのトルクリプル率は 19.5%であった。以下に検討結果をまとめる。

- ・ 提案した非対称モデルは2通りである。1つ目は、1つのロータコアに2種類のフラックスバリア形状を組合せたモデルであり、トルクリプルが 6.4%まで低減することを解析により示した。このモデルは、ロータコアの金型が1種類で済むため製造コストが基準モデルとほぼ変わらない利点がある。2つ目は、フラックスバリア形状が異なる2種類のロータを積厚方向に組み合わせて積厚比率を最適化したモデルであり、トルクリプルが 4.9%まで低減することを解析により示した。2種類のロータコアの金型が必要となるが、積厚比率を最適化することでトルクリプル低減効果がより大きいことが明らかとなった。
- ・ 基準モデルとトルクリプルが最小となった積厚方向に非対称なモデルの試作機を製作し、その瞬時トルク波形および平均トルク、効率などの基本特性を測定した。実験結果より、瞬時トルクのスロット高調波次数である 18, 36 次を 60%以上低減することを示した。また、積厚方向に非対称なモデルは平均トルクや効率にほぼ影響しないことを示した。

本章で得られた成果より、積厚方向に非対称なモデルは平均トルクや効率などの基本特性を維持しながらトルクリプルを低減できることを解析と実験の両面で明らかにした。本章で検討した SynRM の定格出力は 7 kW であるが、提案したトルクリプル低減構造は定格出力の値に関係なく産業用 SynRM に適用できると考える。

第5章 結論

本論文は、リラクタンストルクを活用した省・脱レアアースモータであるボンド磁石適用 PMASynRM と SynRM を対象に、高出力，高効率，低振動化を達成する構造設計に関する研究をまとめた。以下に，各章で得られた結果を要約する。

第2章では，Dy を含まず安価な希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM を提案した。機械強度の制約下でボンド磁石適用 PMASynRM の回転子構造を設計した結果，リラクタンストルクを活かした磁石形状の最適設計によって自動車駆動用モータに要求される幅広い速度範囲での高出力特性を満足することを示した。また，ボンド磁石のリコイルループの測定値を用い，リコイル比透磁率 μ_{rec} が逆磁界の強さと磁石温度に伴い変化することを考慮した減磁解析手法を提案した。提案した減磁解析の結果と，リコイル透磁率を定数とした減磁解析結果を比較した結果，検討した減磁条件においては両者に大きな差は無いことを示した。したがって，検討した減磁条件においては，簡易的に μ_{rec} を定数とした減磁解析でも問題ないことを明らかにした。さらに，不可逆減磁を考慮したボンド磁石適用 PMASynRM と希土類焼結磁石を用いた HV 駆動用 IPMSM の運転特性を有限要素法(FEM)解析により比較した。その結果，ボンド磁石適用 PMASynRM は磁石温度 100°C において，トルク，出力，効率特性の全てにおいて同等以上の性能を達成することを明らかにした。一方で，磁石温度 150°C においては，ボンド磁石適用 PMASynRM の方が高速域のトルク，出力が低く，ほぼ全運転領域の効率が低くなることを示した。

第3章では，回転子に2層の希土類ボンド磁石を有する PMASynRM のコギングトルク低減を目的とし，ロータ表面に溝を設けたロータ構造を検討した。溝の新しい設計手法として，時間がかかる FEM 解析を必要最小限に抑え，主に理論式に基づいて最適設計する手法を提案した。FEM 解析より求めた溝の無い基準モデルのギャップ中の磁束密度分布の2乗波形（以下， B_g^2 波形）を近似した。階段波形と台形波形の2通りの近似波形を検討した結果，台形波近似の方が磁石配置に関係なく高精度に近似できることを示した。ロータ表面に溝を設けたモデルの B_g^2 波形を定義し，コギングトルク次数が最小となる理想的な B_g^2 波形を理論的に導出することで，最適な溝の位置と幅を決定した。その後，溝の深さの最適値を FEM 解析により求めた。最適な溝の構造が得られるまでに FEM 解析したケース数は僅か6ケース程であり，数百，数千ケースにも及ぶ従来法（FEM 解析のみによる試行錯誤）に比べて大幅な時間短縮ができた。提案手法の汎用性を示すために，ボンド磁石適用 PMASynRM に加えて，モータ体格や磁石形状が異なる2種類の IPMSM に最適な溝を設計した結果，全てのモデルにおいてコギングトルクが80%以上低減することを解析により示

した。また、溝による平均トルクの低下は1%以下であり、平均トルクをほぼ維持できることを示した。

第4章では、回転子に4層のフラックスバリアを有するSynRMのトルクリプル低減を目的とし、機械的強度を考慮した非対称なロータ構造を有するモデルを提案した。なお、定格出力7kWの産業用SynRMを基準モデルとし、そのトルクリプル率は19.5%であった。提案した非対称モデルは2通りある。1つ目は、1つのロータコアに2種類のフラックスバリア形状を組合せたモデルであり、トルクリプルが6.4%まで低減することを解析により示した。1つ目のモデルは、ロータコアの金型が1種類で済むため製造コストが基準モデルとほぼ変わらない利点がある。2つ目は、フラックスバリア形状が異なる2種類のロータを積厚方向に組み合わせて積厚比率を最適化したモデルであり、トルクリプルが4.9%まで低減することを解析により示した。2つ目のモデルは、2種類のロータコアの金型が必要となるが、積厚比率を最適化することでトルクリプル低減効果がより大きいことを明らかにした。また、基準モデルとトルクリプルが最小となった積厚方向に非対称なモデル(2つ目の非対称モデル)の試作機を製作し、その瞬時トルク波形および平均トルク、効率などの基本特性を測定した。実験結果より、積厚方向に非対称なモデルは基本特性を維持しながらトルクリプルを低減できることを明らかにした。

今後の課題として、第2章で提案したボンド磁石適用PMASynRMは、ボンド磁石が均一に磁化された理想状態を仮定している。しかし実際には、100%磁化できずに部分的に不完全となる不完全着磁が生じる可能性がある。磁石の着磁状態はモータ特性に影響するため、着磁に用いる磁場配向金型の設計および着磁解析を行い、ボンド磁石の着磁状態を評価する必要がある。着磁率が不完全となる場合は、着磁率を向上するボンド磁石適用PMASynRMの構造検討(磁石厚や埋め込み深さの最適化など)が望まれる。

最後に、現在までに様々な研究機関でDyを使用せず、あるいは使用量を削減しながら、高いエネルギー積を有する磁石の研究開発が活発に行われている⁽⁷⁴⁾。また、従来までブロック形状が基本であった希土類焼結磁石を、薄型や円弧形状に製造できる技術も研究されている⁽⁷⁵⁾⁽⁷⁶⁾。そのため、第3,4章で得られた希土類ボンド適用PMASynRMに関する成果は、希土類ボンド磁石だけではなく、今後開発されると予想される高いエネルギー積と形状自由度を兼ね備えた磁石を用いたモータの解析・設計に利用できると考える。さらにボンド磁石適用PMASynRMは幅広い運転領域で高出力・高効率を満たすことから自動車以外のアプリケーション(例えば、家電用や産業用)にも展開可能である。また、第5章で検討したSynRMの低トルクリプル化に関する成果は、定格出力の値に関係なく産業用SynRM

に適用できる他、リラクタンストルクを主に用いる PMASynRM にも応用可能であると考え
る。

将来において、本研究の成果が安価で高性能な省・脱レアアースモータの普及拡大に貢
献できれば幸いである。

参考文献

- (1) 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫：「埋込磁石同期モータの設計と制御」，株式会社オーム社 (2001)
- (2) 赤城文子：「モータ設計のための磁性材料技術」，科学情報出版株式会社 (2020)
- (3) 加納善明・小坂 卓・松井信行・中西俊人：「産業用集中巻埋込磁石同期モータの位置センサレス指向設計」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol. 130, No. 2, pp. 119-128 (2010)
- (4) 青田桂治・山際昭雄・守本光希・片岡義博：「ロータリーコンプレッサ用集中巻 IPMSM の騒音低減技術」，パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 31, pp. 75-79 (2005)
- (5) 西嶋清隆・藤井秀樹・安田善紀・阪本知己：「IPMSM の産業用省エネルギー機器への適用」，パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 33, pp. 172-178 (2007)
- (6) K. T. Chau, C. C. Chan, and L. Chunhua, “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 6, pp. 2246-2257 (2008)
- (7) 水谷良治・春野健太郎・水谷竜彦：「自動車用電動力応用システムの技術動向 I—トヨタにおける小型ハイブリッド自動車用モータの開発—」，平成 29 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，4-S10-6, pp. 57-62 (2017)
- (8) 丸川泰弘：「永久磁石と資源問題」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，3-S3-2, pp. 31-36 (2012)
- (9) 岡部 徹：「レアメタルの環境・リサイクル技術の課題と展望」，まてりあ, Vol. 56, No. 3, pp. 157-160 (2017)
- (10) S. Morimoto, Y. Asano, T. Kosaka, and Y. Enomoto, “Recent Technical Trends in IPMSM”, Proceedings of the 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), pp. 1997-2003 (2014)
- (11) Ion Boldea, Lucian N. Tutelea, Leila Parsa, and David Dorrell, “Automotive Electric Propulsion Systems with Reduced No Permanent Magnets: An Overview”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, pp. 5696-5711 (2014)
- (12) H. Cai, B. Guan and L. Xu, “Low-Cost Ferrite PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine for Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, pp. 5741-5748 (2014)
- (13) M. Barcaro, and N. Bianchi, “Interior PM Machines Using Ferrite to Re-place Rare-Earth Surface PM Machines”, IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 50, No. 2, pp. 979-985 (2014)

- (14) 三嶋千里, 野口健児, 山崎理央, 松岡 浩, 御手洗浩成, 本蔵義信:「Dy フリーNdFeB 系異方性ボンド磁石の開発と小型モータへの応用」, 日本金属学会誌, Vol. 76, No. 1, pp. 89-95 (2012)
- (15) K. Sato, R. Hosoya, and S. Shimomura, “Design of NdFeB Bond Magnets for In-wheel Permanent Magnet Vernier Machine”, Proceedings of the 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), CD-ROM (2012)
- (16) 宮増祐卓・中村佑大・赤津 観・増澤正宏:「高透磁率磁石を用いた永久磁石同期電動機の高性能化に関する検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 9, pp. 943-951 (2013)
- (17) 西浦弘貴・森本茂雄・真田雅之・井上征則:「希土類ボンド磁石を用いた埋込磁石同期モータの構造と特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 10, pp. 863-869 (2014)
- (18) 吉川祐一・小川登史・岡田幸弘・堤 慎一・村上 浩・森本茂雄:「希土類ボンド磁石を用いた IPMSM の最適形状に関する考察」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 12, pp. 997-1004 (2016)
- (19) A. K. Jha, L. Gabuio, A. Kedous-Lebouc, J.-P. Yonnet, and J.-M. Dubus, “Design and Comparison of Outer Rotor Bonded Magnets Halbach Motor with Different Topologies”, Proceedings of the 2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), pp. 6-10 (2017)
- (20) R. Tsunata, M. Takemoto, S. Ogasawara, A. Watanabe, T. Ueno, K. Yamada, “Development and Evaluation of an Axial Gap Motor Using Neodymium Bonded Magnet”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, No. 1, pp. 254-262 (2018)
- (21) 山崎理央:「Dy フリーネオジウム系異方性ボンド磁石 MAGFINE の開発」, 工業材料 2021 年 1 月号 (日刊工業新聞社), Vol. 69, No. 1, pp. 51-54 (2021)
- (22) 松延 豊・田島文男・小林孝司・川又昭一・渋川末太郎:「電気自動車用埋込磁石型同期発電機の磁石形状の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 6, pp. 822-829 (2000)
- (23) 河村清美・横内保行:「業務用空調向け回路一体型 IPM モータの開発」, パナソニック技報, Vol. 55, No. 3, pp. 30-32 (2009)
- (24) 藪見崇生:「EPS 用永久磁石モータのコギングトルク低減」, 日本応用磁気学会誌, Vol. 31, No. 1, pp. 23-30 (2007)
- (25) W. Fei and Z. Q. Zhu, “Comparison of Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Brushless Machines by Conventional and Herringbone Skewing Techniques”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No. 3, pp. 664-674 (2013)
- (26) M. Gamba, G. Pellegrino, A. Vagati, and F. Villata, “Design of a Line-start Synchronous Reluctance Motor”, Proceedings of the 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 648-655 (2013)

- (27) A. T. De Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and G. Baoming, “Beyond Induction Motors—Technology Trends to Move Up Efficiency”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 3, pp. 2103-2114 (2014)
- (28) K. Lang, A. Muetze, R. Bauer, and S. Pircher, “Comparison of Induction and Synchronous Reluctance Machine Based Actuators for Elevated Temperature Environments”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 31, No. 3, pp. 1012-1022 (2016)
- (29) F. Oliveira and A. Ukil, “Comparative Performance Analysis of Induction and Synchronous Reluctance Motors in Chiller Systems for Energy Efficient Buildings”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 15, No. 8, pp. 4384-4393 (2019)
- (30) D. G. Dorrell, “A Review of the Methods for Improving the Efficiency of Drive Motors to Meet IE4 Efficiency Standards”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, pp. 842-851 (2014)
- (31) H.-C. Liu and J. Lee, “Optimum Design of an IE4 Line-Start Synchronous Reluctance Motor Considering Manufacturing Process Loss Effect”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 4, pp. 3104-3114 (2018)
- (32) 東芝インフラシステムズ（株）：「高効率な同期リラクタンスモーターを実現する設計技術」, 東芝レビュー, Vol. 75, No. 2 (2020).
- (33) 竹内活徳・松下真琴・大石浩司・森山雄介：「IE5 効率の同期リラクタンスモータにおける高回転化に向けた設計手法と試作評価」, 令和 3 年電気学会全国大会講演論文集, 5-077, pp. 132-133 (2021)
- (34) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM に関する基礎検討」, 平成 29 年電気関係学会関西連合大会講演論文集, G4-21, pp. 110-111 (2017)
- (35) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, “Basic Study of PMASynRM with Bonded Magnet for Automotive Applications”, *Proceedings of the 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 2802-2807 (2018)
- (36) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 PMASynRM における不可逆減磁の影響」, 平成 30 年電気学会全国大会講演論文集, 5-017, pp. 30-31 (2018)
- (37) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, “Investigation of PMASynRM with Dy-Free Bonded Magnets for Traction Applications Considering Irreversible Demagnetization”, *Proceedings of the 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1627-1632 (2018)
- (38) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「希土類ボンド磁石適用モータのリコイル比透磁率の変化を考慮した不可逆減磁解析」, 令和 2 年電気学会全国大会講演論文集, 5-034, pp. 52-53 (2020)

- (39) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Investigation of PMASynRM with Dy-Free Bonded Magnets for Traction Applications Considering Irreversible Demagnetization", Proceedings of the 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1568-1573 (2020)
- (40) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Effect of Variable Recoil Permeability on Demagnetization Characteristics of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor with Bonded Magnets", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 6, pp. 675-681 (2021)
- (41) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「不可逆減磁を考慮した自動車駆動用 Dyフリー希土類ボンド磁石適用 PMASynRM と希土類焼結磁石適用 IPMSM の特性比較」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-52, Vol. 3, pp. 291-294 (2018)
- (42) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance Comparison between PMASynRM with Dy-Free Bonded Magnets and IPMSM with Sintered Magnets for Automotive Applications under Various Temperature Conditions", Proceedings of the 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), CD-ROM (2019)
- (43) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「自動車駆動用 2 層 PMASynRM のロータ表面の溝によるコギングトルク低減」, 平成 31 年電気学会全国大会講演論文集, 5-023, pp. 40-41 (2019)
- (44) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「溝を設けたロータ構造による 2 層 PMASynRM のコギングトルク低減法」, 令和元年電気関係学会関西連合大会講演論文集, G4-9, pp. 78-79 (2019)
- (45) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "A Novel Design for Notch on Rotor Surface of Double-Layered Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Reducing Cogging Torque", Proceedings of the 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 39-44 (2020)
- (46) 小林真莉香・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「2 層 IPMSM のコギングトルクを低減するための溝を設けたロータ形状の設計手法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 6, pp. 450-457 (2020)
- (47) M. Kobayashi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Design of Notches on Rotor Surface to Minimize Cogging Torque in Dual-Layered IPMSM by Optimizing Squared Gap Flux Density Waveform", Proceedings of the 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4171-4175 (2021)
- (48) 濱田 優・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「希土類ボンド磁石を用いた自動車駆動用 IPMSM の高トルク化と減磁耐性の検討」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-35, Vol. 3, pp. 189-192 (2017)

- (49) 森本茂雄・真田雅之：「省エネモータの原理と設計法」，科学情報出版株式会社 (2013)
- (50) K. Kim, K. Kim, H. J. Kim, and J. Lee, “Demagnetization Analysis of Permanent Magnets According to Rotor Types of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 6, pp. 2799-2802 (2009)
- (51) T. Tokuda, M. Sanada, and S. Morimoto, “Influence of Rotor Structure on Performance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor”, Proceeding of the 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6 (2009)
- (52) S. Ooi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, “Performance Evaluation of a High-Power-Density PMA SynRM with Ferrite Magnets”, IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 49, No. 3, pp. 1308-1315 (2013)
- (53) M. R. Park, H. J. Kim, Y. Y. Choi, J. P. Hong, and J. J. Lee, “Characteristics of IPMSM According to Rotor Design Considering Nonlinearity of Permanent Magnet”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 52, No. 3, pp. 3-6 (2016)
- (54) Y.-U. Park, J.-H. Cho, S.-H. Rhyu, and D.-K. Kim, “A Novel Cogging Torque Reduction Method for Single-Phase Brushless DC Motor”, Journal of Magnetics, Vol. 18, No. 2, pp. 1-8 (2013)
- (55) S. E. Abdollahi and S. Vaez-Zadeh, “Reducing Cogging Torque in Flux Switching Motors With Segmented Rotor”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, No. 10, pp. 5304-5309 (2013)
- (56) H.-C. Yu, B.-S. Yu, J.-T. Yu, C.-K. Lin, “A Dual Notched Design of Radial-Flux Permanent Magnet Motors with Low Cogging Torque and Rare Earth Material”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 11, Art. No. 8203104 (2014)
- (57) Y.-U. Park, J.-H. Cho, and D.-K. Kim, “Cogging Torque Reduction of Single-Phase Brushless DC Motor with a Tapered Air-Gap Using Optimizing Notch Size and Position”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 6, pp. 4455-4463 (2015)
- (58) 後藤 誠・小林一二：「直流モータのコギングトルクの解明と新しい低減方法」，電気学会論文誌 B, Vol. 103, No. 11, pp. 711-718 (1983)
- (59) 田島文男・宮下邦夫・伊藤元哉・田村 昭・今野猛夫：「有限要素法による電磁界計算に基づくコギングトルク解析」，電気学会論文誌 D, Vol.107, No.5, pp.635-641 (1987)
- (60) 大西和夫：「永久磁石ブラシレスモータのコギングトルク低減」，電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 4, pp. 338-345 (2002)
- (61) G.-H. Kang, Y.-D. Son, G.-T. Kim, and J. Hur, “A Novel Cogging Torque Reduction Method for Interior-Type Permanent-Magnet Motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.45, No. 1, pp. 161-167 (2009)
- (62) F. Momen, K. Rahman, and Y. Son, “Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 55, No. 1, pp. 376-384 (2019)

- (63) 大穀晃裕・守田正夫・仲 興起・都出結花利・谷 良浩・山口 信一・米谷晴之：「PM モータの磁極の非対称性に起因するコギングトルクの検討-コギングトルクの発生条件と評価方法-」，電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 2, pp. 198-207 (2007)
- (64) 清水悠生・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「強磁力磁石を用いた自動車駆動用 IPMSM の特性に及ぼす磁石配置と鉄心材料の影響」，電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 5, pp. 437-444 (2017)
- (65) Y. Nishio, M. Sanada, S. Morimoto and Y. Inoue, “Loss Evaluation based on Experiment on Compact and High-speed IPMSM Using Strong Magnet and Low-iron-loss Material,” Proceeding of the 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 839-844 (2020)
- (66) M. Sanada, K. Hiramoto, S. Morimoto, and Y. Takeda, “Torque Ripple Improvement for Synchronous Reluctance Motor Using an Asymmetric Flux Barrier Arrangement”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 4, pp. 1076-1082 (2004)
- (67) P. Alotto, M. Barcaro, N. Bianchi, and M. Guarnieri, “Optimization of Interior PM Motors With Machaon Rotor Flux Barriers”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No. 5, pp. 958-961 (2011)
- (68) M. Ferrari, N. Bianchi, A. Doria, and E. Fornasiero, “Design of Synchronous Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 4, pp. 3030-3040 (2015)
- (69) C. Liu, K. Wang, S. Wang, Y. Wang, and J. Zhu, “Torque Ripple Reduction of Synchronous Reluctance Machine by using Asymmetrical Barriers and Hybrid Magnetic Core”, CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 5, No. 1, pp. 13-20 (2021)
- (70) E. Howard, M. J. Kamper, and S. Gerber, “Asymmetric Flux Barrier and Skew Design Optimization of Reluctance Synchronous Machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 5, pp. 3751-3760 (2015)
- (71) N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, and M. Dai Pre, “Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 23, No. 2, pp. 466-473 (2008)
- (72) N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, and M. Dai Pre, “Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 3, pp. 921-928 (2009)
- (73) Y. Yamamoto, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, “Reduction of Torque Ripple in Synchronous Reluctance Motor by Combining Different Flux Barrier Structures”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 8, No. 3, pp. 430-436 (2019)
- (74) 宝野和博：「Dy を使わない NdFeB 磁石の開発動向」，まてりあ, Vol. 54, No. 7, pp. 351-355 (2015)

- (75) 前田 徹・渡辺麻子・山田浩司：「樹脂レスで複雑形状を実現した高耐熱 Nd-Fe-B 磁石」, 2016 年 7 月号 SEI テクニカルレビュー, No. 189, pp. 78-83 (2016)
- (76) 河原崇範・中村通秀：「PLP 法による高性能希土類焼結磁石の開発」, 電気製鋼：大同特殊鋼技報, Vol. 90, No. 1, pp. 25-32 (2019)

謝辞

本論文は、リラクタンストルクを活用した省・脱レアアースモータの高性能化に関する研究成果をまとめたものです。本研究の遂行から論文作成に至るまで、終始懇切なご指導とご鞭撻を賜りました大阪府立大学大学院工学研究科 電気・情報系専攻 電気情報システム工学分野 森本茂雄教授に厚く御礼申し上げます。

また、本論文をまとめるにあたり、有益なご助言とご指導を賜りました大阪府立大学大学院工学研究科 電気・情報系専攻 電気情報システム工学分野 石亀篤司教授ならびに小西啓治教授に厚く御礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、ご教示とご助言を賜りました大阪府立大学大学院工学研究科 電気・情報系専攻 電気情報システム工学分野 真田雅之准教授ならびに井上征則准教授に厚く御礼申し上げます。

平素より、ご指導いただいた大阪府立大学大学院工学研究科 電気・情報系専攻 電気情報システム工学分野の諸先生方に厚く御礼申し上げます。

また、種々の面でご協力いただいた清水悠生氏をはじめとする、大阪府立大学大学院工学研究科 電気・情報系専攻 電気情報システム工学分野 モータドライブシステム研究グループの皆様心より感謝致します。

最後に、本研究の一部は JSPS 科研費 JP19J22906 の助成を受けたものであり、ここに深く感謝の意を表します。