



Title	回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有するハイブリッド界磁モータの研究
Author(s)	仲沢, 龍翔
Citation	北海道大学. 博士(工学) 甲第15553号
Issue Date	2023-03-23
DOI	10.14943/doctoral.k15553
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/89839
Type	theses (doctoral)
File Information	Ryusho_Nakazawa.pdf



[Instructions for use](#)

博士論文

回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有する

ハイブリッド界磁モータに関する研究

**Study for a Hybrid Excitation Motor with Reverse Saliency
while Having a Field Winding on a Rotor**

仲沢 龍翔

2023年2月

北海道大学 大学院情報科学院
情報科学専攻 システム情報科学コース

本論文は北海道大学大学院情報科学研究院に
博士（工学）授与の要件として提出した博士論文である。

仲沢 龍翔

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

回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有する

ハイブリッド界磁モータに関する研究

仲沢 龍翔

概要

近年、地球温暖化や化石燃料の枯渇といった問題から、自動車分野では電気自動車（EV）やハイブリッド自動車（HEV）などのモータを動力源とする次世代自動車の研究・開発が盛んに進められている。その性能を左右する EV/HEV 駆動用モータは、高トルク特性と低トルク領域における高効率特性の両立が求められる。しかし、従来の駆動用モータには、高トルク特性を実現するために、残留磁束密度の大きい希土類磁石を使用した永久磁石同期モータ（PMSM）が一般的に採用されている。希土類磁石を用いた PMSM は、界磁磁束が大きく一定であるため、低トルク領域では出力に対して相対的に鉄損が大きくなり、高効率化が困難である。したがって、界磁磁束の大きさという観点では、高トルク特性と低トルク領域における高効率特性の間には背反の関係がある。

そこで、界磁巻線を備えることで界磁磁束を能動的に変化させることが可能なハイブリッド界磁モータ（HEM）が様々な研究機関において研究されている。そして、固定子に界磁巻線を備えた方式の HEM が多数提案されているが、リラクタンストルクを有効活用できる構造についての報告が非常に少ない。これらの構造の多くが、非突極性であるのがその原因だと考えられる。さらに、リラクタンストルクを活用できない非突極性にも関わらず、界磁磁束と電機子磁束の磁路が共通であるため、 q 軸インダクタンスが大きくなり、力率が低下するといったデメリットも存在する。

これらのデメリットを解消する構造として、本論文では、回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有する HEM を提案する。この構造は、リラクタンストルクの活用と力率の向上といったメリットが期待できる。一方、回転子に界磁巻線を備える構造は、界磁巻線用の電源に加えてスリップリングが必要となるため、コストの増加が懸念される。しかし、力率の向上によって電機子巻線用のインバータの容量を削減できれば、コストの増加分を解消できる。

キーワード：ハイブリッド界磁モータ、可変界磁モータ、自動車駆動用モータ

Study for a Hybrid Excitation Motor with Reverse Saliency while Having a Field Winding on a Rotor

Ryusho Nakazawa

Abstract

In recent years, due to problems such as exhaustion of fossil fuels, research and development of next-generation vehicles powered by motors such as electric vehicles and hybrid vehicles have attracted attention. EV/HEV drive motors that affect performance require both high torque characteristics at low speeds and high efficiency characteristics in low torque regions. However, a PMSM using a rare-earth magnet with a large residual magnetic flux density is generally used in conventional drive motors to achieve high torque characteristics. In this PMSMs, the field flux is large and constant, so the iron loss is relatively large with respect to the output in the low torque range, making it difficult to achieve high efficiency. Therefore, from the viewpoint of the magnitude of the field magnetic flux, there is a trade-off between the high torque characteristics and the high efficiency characteristics in the low torque region. Therefore, various research institutions have been studying hybrid excitation motors (HEM) that can actively change the field flux by providing field windings. A number of HEMs with a field winding on the stator have been proposed, but as far as the authors have investigated, there are no reports on structures that can make effective use of reluctance torque. It is thought that many of these structures are non-salient. In addition, the power factor is reduced despite non-salient polarities where reluctance torque cannot be used. In order to overcome these disadvantages, this paper proposes a HEM with a field winding on the rotor and reverse saliency. This structure can be expected to have the advantages of utilizing reluctance torque and improving the power factor. On the other hand, a structure in which a rotor has a field winding requires a slip ring in addition to a power supply for the field winding, which may increase costs. However, if the capacity of the inverter for the armature winding can be reduced by improving the power factor, the increase in cost can be eliminated.

Keywords: hybrid excitation motors, variable flux motors, traction motors

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	本論文の目的	10
1.3	本論文の構成	12
第2章	回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータの目標仕様と提案構造	13
2.1	提案 HEM の目標仕様	13
2.2.1	d, q 軸磁束と電圧, トルク, 力率の関係	16
2.2.2	分布巻固定子	19
2.2.3	逆突極型回転子	22
2.2.4	提案 HEM の構造	23
2.2.5	提案 HEM の可変磁束原理	32
2.3	まとめ	34
第3章	有限要素解析による提案 HEM の設計・解析結果	35
3.1	提案 HEM の応力解析	35
3.2	提案 HEM の減磁解析	37
3.3	無負荷状態における特性比較	40
3.3.1	界磁電流密度に対する誘起電圧および鉄損の変化	40
3.3.2	界磁磁束の低磁束密度化と高磁束密度化	42
3.3.3	回転速度に対する誘起電圧および鉄損の変化	44
3.4	基底速度における最大トルク時の特性比較	46
3.5	低トルク 13 Nm 時の特性比較	50
3.5.1	回転速度 3,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較	50
3.5.2	回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較	52
3.5.3	トルク 13 Nm における損失および効率の特性比較	54
3.6	全運転領域での特性比較	56
3.7	提案 HEM の磁石量を与える影響	62
3.7.1	提案 HEM の特性	62
3.7.2	磁石量に対する提案 HEM の特性検討	63
3.7.3	磁石量増加に伴う基底速度における提案 HEM の最大トルク特性検討	64
3.7.4	磁石量増加に伴う最高回転数における提案 HEM の低トルク特性検討	68
3.8	まとめ	72

第4章	界磁調整 IPM モータの検討	73
4.1	提案 AFIPMSM の構造	73
4.2	可変界磁原理	77
4.3	無負荷時の特性比較	80
4.4	基底速度最大トルクにおける特性比較	84
4.5	効率マップによる特性比較	89
4.6	減磁特性	91
4.7	まとめ	93
第5章	結論	94
5.1	本論文の結論	94
5.2	今後の展望	94
	謝辞	95
	参考文献	96
	研究業績	102

表目次

表 1.1	主なクリーンエネルギー車の種類	1
表 2.1	設計目標仕様および制約条件	15
表 3.2	提案 HEM の主要な諸元	15
表 2.4	第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子および巻線仕様 (100°C)	21
表 3.1	基底速度における最大トルク時の特性比較	46
表 3.2	回転速度 3,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較	50
表 3.3	回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較	52
表 3.4	回転速度 2,768 rpm におけるトルク 236.7 Nm 時の性能比較	65
表 3.5	回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13.0 N・m 時の特性比較	71
表 4.1	提案 AFIPMSM の設計諸元	76
表 4.2	提案 AFIPMSM の制約条件	76
表 4.3	基底速度 2,768 rpm における最大トルク 236.7 Nm の比較	85

図目次

図 1.1	EV/HEV 駆動用モータに要求される諸特性	2
図 1.2	モータの回転子模式図	3
図 2.1	第三世代 PRIUS 駆動用モータのモータ形状	14
図 2.2	d, q 軸座標系における各種ベクトルの関係	18
図 2.3	d, q 軸座標系における力率の改善	18
図 2.4	分布巻の巻線配置と起磁力 (U 相のみの例)	19
図 2.5	第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子の形状	20
図 2.6	第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子の巻線配置	21
図 2.7	逆突極性を有する IPMSM の回転子構造例 (4 極)	22
図 2.8	V 字型 HEM の断面形状 (1/4 カットモデル)	23
図 2.9	無負荷時における V 字型 HEM の磁束密度分布 (10 A/c/mm^2)	24
図 2.10	無負荷時における V 字型 HEM のエアギャップ磁束密度分布	24
図 2.11	磁気回路例	25
図 2.12	円筒の磁気回路における磁界系	26
図 2.13	1 極あたりの V 字型 HEM の磁気回路による検討	28
図 2.14	磁石配置による可変界磁性能の検討	29
図 2.15	1 極あたりの M 字型 HEM の磁気回路による検討	30
図 2.16	提案 HEM の断面形状 (1/4 カットモデル)	31
図 2.17	界磁電流密度 0 A/c/mm^2 における磁束の流れ	32
図 2.18	界磁電流密度 10 A/c/mm^2 における磁束の流れ	33
図 3.1	比較対象機の $14,000 \text{ rpm}$ における応力解析結果	36
図 3.2	提案 HEM の $14,000 \text{ rpm}$ における応力解析結果	36
図 3.3	比較対象機の電機子電流実効値-U 相鎖交磁束減少率特性	38
図 3.4	提案 HEM の電機子電流実効値-U 相鎖交磁束減少率特性	38
図 3.5	比較対象機の減磁率分布	39
図 3.6	提案 HEM の減磁率分布	39
図 3.7	無負荷時の界磁電流密度-線間電圧基本波振幅特性	40
図 3.8	無負荷時の界磁電流密度-鉄損特性	41
図 3.9	無負荷時における第三世代 PRIUS 駆動用モータの磁束密度分布	42
図 3.10	無負荷時における提案 HEM の磁束密度分布 (0 A/c/mm^2)	43
図 3.11	無負荷時における提案 HEM の磁束密度分布 (10 A/c/mm^2)	43
図 3.12	無負荷時のエアギャップ磁束密度の比較	44
図 3.13	無負荷時の回転速度-線間電圧基本波振幅特性比較	45
図 3.14	無負荷時の回転速度-鉄損特性比較	45

図 3.15	基底速度 2,768 rpm, 最大トルク 236.7 Nm における比較対象機の磁束密度分布	47
図 3.16	基底速度 2,768 rpm, 最大トルク 236.7 Nm における提案 HEM の磁束密度分布	47
図 3.17	基底速度における最大トルク時の電流位相角-トルク特性比較	48
図 3.18	基底速度における最大トルク時の電流位相角- d, q 軸磁束特性比較	49
図 3.19	基底速度における最大トルク時の電流位相角-基本波力率特性比較	49
図 3.20	回転速度 3,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における比較対象機の磁束密度分布	51
図 3.21	回転速度 3,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における提案 HEM の磁束密度分布	51
図 3.22	回転速度 14,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における比較対象機の磁束密度分布	53
図 3.23	回転速度 14,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における提案 HEM の磁束密度分布	53
図 3.24	トルク 13 Nm における回転速度-鉄損特性比較	54
図 3.25	トルク 13 Nm における回転速度-銅損特性比較	55
図 3.26	トルク 13 N·m における回転速度-効率特性比較	55
図 3.27	鉄損差マップ	56
図 3.28	銅損差マップ	57
図 3.29	提案 HEM の効率マップ	58
図 3.30	比較対象機の効率マップ	59
図 3.31	効率差マップ	60
図 3.32	銅損比マップ	61
図 3.33	磁極中心に配置された磁石幅の検討	62
図 3.34	回転数 3,000rpm, トルク 80Nm における磁石量ごとの銅損	63
図 3.35	回転数 3,000rpm, トルク 80Nm における磁石量ごとの効率	64
図 3.36	磁石重量の比較	64
図 3.37	回転数 2,768rpm, トルク 236.7Nm 時の磁束密度分布比較	67
図 3.38	d, q 軸座標系における磁石量増加による力率の改善	67
図 3.39	回転数 14,000rpm, 無負荷時における磁石量あたりの鉄損	68
図 3.40	各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の鉄損	69
図 3.41	各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の銅損	69
図 3.42	各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の総損失	70
図 3.43	各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の効率	70
図 4.1	回転子構造と材料 (1/2 カット 2D モデル)	74
図 4.2	回転子の分割構造 (1/4 カット 3D モデル)	75
図 4.3	回転数 14000 rpm での応力分布	75
図 4.4	提案 AFIPMSM の可変界磁原理	79
図 4.5	提案 AFIPMSM の無負荷時磁束密度分布	81
図 4.6	提案 AFIPMSM の無負荷時エアギャップ磁束密度	82
図 4.7	線間電圧基本波振幅の比較	83

図 4.8	無負荷時鉄損の比較.....	83
図 4.9	基底速度における電流位相角ごとのトルク比較.....	86
図 4.10	基底速度最大トルクにおける鉄損の内訳（電流位相角 50 deg）	87
図 4.11	基底速度最大トルクにおける総損失の比較.....	87
図 4.12	基底速度最大トルクにおける効率の比較.....	88
図 4.13	基底速度最大トルクにおける力率の比較.....	88
図 4.14	提案 AFIPMSM の効率マップ	89
図 4.15	提案 AFIPMSM と Target IPMSM の効率差マップ	90
図 4.16	提案 AFIPMSM の電機子電流実効値-U相鎖交磁束減少率特性	91
図 4.17	提案 AFIPMSM の減磁分布.....	92

第1章 序論

1.1 研究背景

IPCC 第5次報告書（2013～2014年）^[1]によると、気候システムの温暖化は疑う余地がなく、1950年以降、観測された変化の多くは数十年から数千年間にわたり前例のないものである。大気と海洋は温暖化し、雪氷の量は減少、海面水位は上昇の一途をたどっている。人為起源による温室効果ガスの排出は、工業化以降増加しており、これは主に経済成長と人口増加からもたらされている。そして、今やその排出量は史上最高となっており、このような排出によって二酸化炭素（CO₂）、メタン、一酸化炭素の大気中濃度は少なくとも過去80万年間で前例のない水準にまで増加を示した。その効果は、他の人為的要因と併せて気候システム全体にわたって検出されており、20世紀半ば以降に観測された温暖化の支配的要因であった可能性が極めて高いと結論付けている。日本政府は2020年10月、2050年までにCO₂をはじめとする温室効果ガスの「排出量」から、植林、森林管理などによる「吸収量」を差し引いて合計を実質的にゼロにする、カーボンニュートラルの実現を宣言した。

また、輸送部門におけるCO₂排出量は全産業の約25%であり、自動車は主要な排出源の一つである。そのため、日米欧などの先進国を中心に、化石燃料が低消費量あるいは化石燃料を使用しないクリーンエネルギー車（表1.1）への切り替えを促進している。なかでも、電気自動車（EV：Electric Vehicle）やハイブリッド自動車（HEV：Hybrid Electric Vehicle）は地球温暖化対策として期待されている。

表1.1 主なクリーンエネルギー車の種類

名称	主な動力源	エネルギー源
HEV	エンジン、モータ	ガソリン、軽油
EV	バッテリー、モータ	電気
燃料電池自動車	燃料電池、モータ	水素、メタノールなど
バイオ燃料自動車	エンジン	バイオ燃料
次世代ディーゼル車	エンジン	軽油

米国では、カリフォルニア州の大気資源局（CARB：California Air Resources Board）が排出ガスゼロに向けたZEV（Zero Emission Vehicle）構想を推進している。1990年には、同州法の低公害車導入プログラム（Low Emission Vehicle Regulations）により低公害車の販売を義務付けている。2012年のZEV規制では、同州内で年6万台以上を販売する自動車メーカーが規制対象となっており、その販売台数の一定比率をZEVとする義務を課している。プラグインハイブリッドカー、HEV、天然ガス自動車など、排出ガスが極めてクリーンな車両がZEVとして認められている。カリフォルニア州のZEV規制は、同州に限らず米国内の他州（ニューヨーク州、マサチューセッツ州など）でも適用されている。

欧州でも、CAFE (Corporate Average Fuel Economy) 規制という乗用車の CO₂ 排出規制を導入している。EU 内で一定数以上の販売を行った自動車メーカーは、その年に販売したすべての車両の CO₂ 排出量を加重平均した値を規制値よりも下回らなければならないという規制である。以上のような欧米の規制を考慮すると、今後 EV、HEV の需要はますます高まっていくことが予測できる^[2]。

この EV/HEV の性能を左右する基幹部品として駆動用モータが挙げられる。EV/HEV は、頻繁に発進停止を繰り返す都市部での低速走行から高速道路等での高速走行。平坦路の巡航から山岳部での登坂走行など、交通環境や走行モードに応じて駆動用モータに要求される回転速度-トルク特性は大きく変わる。また、素早い応答のスポーツ走行からスムーズな加速減まで、ドライバーからの運転モードの要求は様々である。したがって、EV/HEV 駆動用モータの動作は、広範囲の速度-トルクレンジにわたる。これは、特定の負荷や回転数で動作することが多い家電用や工場用のモータにはない特徴である (図 1.1)。

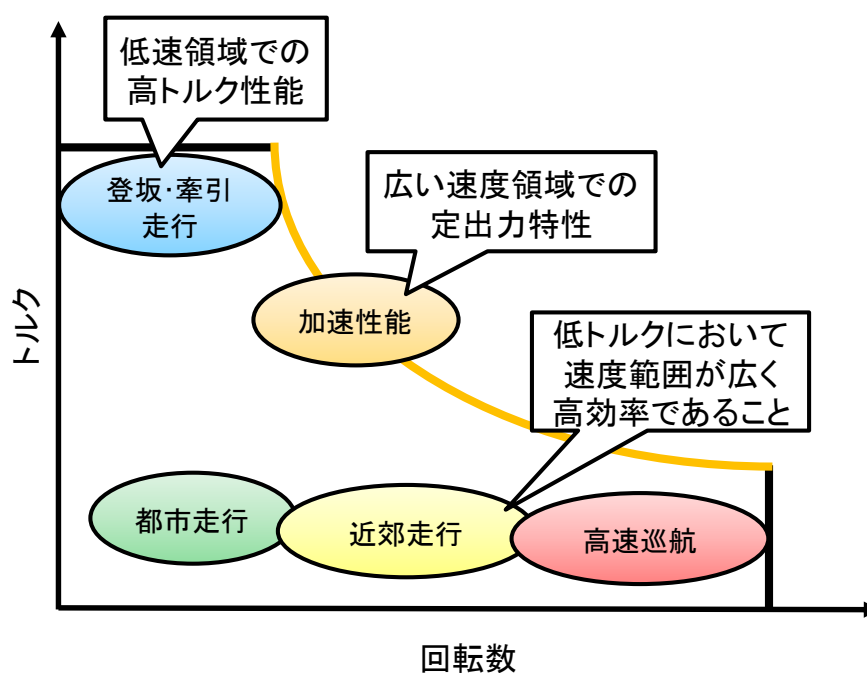


図 1.1 EV/HEV 駆動用モータに要求される諸特性

このような広い運転範囲に加えて、EV/HEV に使用されるモータは、限られたスペースに搭載するため小型である必要がある。また、駆動用モータはエンジン・トランスミッションと比較するとコンパクトではあるが、航続距離を伸ばすためには軽量化による転がり損失低減と、小型化による空気抵抗の削減が必須であり、重量とサイズを小さくするニーズが高い。さらに、バッテリーの限られたエネルギーを利用するため、定格出力まわりの狭い領域だけでなく、すべての速度、トルク全域で高効率であることが望まれる。

そこで以下では、駆動用モータの簡単な基本原理と基本特性を示す。

一般にモータの発生する力はフレミングの左手の法則で説明され、エアギャップで発生する電磁力は磁束密度と電流の積に比例する。磁束密度はモータに使用される鉄心の飽和磁束密度に制限され、電流は導体内で発生する温度上昇により制限されるため、これらの最大値はほぼ一定と考えられる。したがって、モータに発生できる最大の電磁力は、エアギャップ部分の面積に比例する。

図 1.2 に、ラジアルギャップモータの回転子の模式図を示す。回転子は円筒形に近似でき、エアギャップ面積 S_g は次式で示される。

$$S_g = 2\pi r l \quad (1.1)$$

磁束密度および電流の上限は制限されているため、単位面積あたりに発生する電磁力も制限される。この電磁力は回転子の回転中心に対して半径 r の位置で発生している。したがって、モータの最大トルク τ_m はエアギャップ面積に r をかけた次式に比例する。

$$\tau_m \propto S_g \cdot r = 2\pi r^2 l \quad (1.2)$$

式 (1.2) より、モータの最大トルクは式 (1.3) に示す回転子の体積 V_r により決まることがわかる。このことは、モータのトルク密度には限界があることを意味している。

$$V_r = \pi r^2 l \quad (1.3)$$

一般的に EV/HEV 駆動用モータに使用される永久磁石同期モータ (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor) では、鉄心材料や磁石材料でエアギャップ面における磁束密度

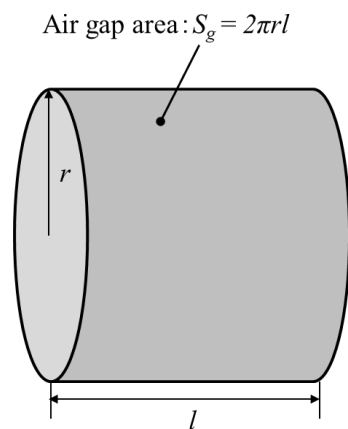


図 1.2 モータの回転子模式図

を向上させることに限界があるため、トルク密度向上には電機子電流の最大電流を増加させる必要があるが、電機子巻線抵抗による発熱の放熱を考慮しなければならない。

一方、次式に示すようにモータが発生する出力 P はトルク τ と回転速度 ω の積である。

$$P = \tau\omega \quad (1.4)$$

したがって、モータが発生できる最大出力密度を向上させるには、最大トルクあるいはトルク密度を向上するとともに、最高回転数を上昇させる必要がある。しかし、最高回転数を上昇させるためには、軸受、回転子、減速ギアの機械的強度、モータ周波数の上昇による変換器の応答性などの技術的課題を解決する必要がある。

続いて、交流モータ駆動システムの基本特性をしめす。

モータの出力トルク τ は、式 (1.5) に示すように磁束の大きさ φ と電機子電流 I の積に比例するため、PMSM の高トルク化のためには磁束が磁気飽和の範囲内で最大となるような高残留磁束密度を持つ磁石材料が有効となる。

$$T \propto \varphi \cdot I \quad (1.5)$$

磁束を一定としたとき、電機子電流の最大値はインバータの定格電流により制限されるため、モータが出力可能な最大トルクもまた制限される。すなわち、磁束を一定に保っている基底速度以下の低速領域では、モータの最大トルクは回転速度にかかわらず一定である。このとき、モータの出力 P は式 (1.4) であるため、モータの最大出力は回転速度に比例して増加する。

一方、電機子巻線に発生する誘起電圧の大きさは、内部磁束の大きさと回転速度の積に比例する。簡単のために、巻線のインピーダンスと電機子電流による電圧降下が誘起電圧に比べて十分小さく、モータの端子電圧 V が誘起電圧に等しいと仮定すると、次式で表せる。

$$V \propto \varphi \cdot \omega \quad (1.6)$$

磁束が一定であるとする、誘起電圧は回転速度に比例して増加する。したがって、回転速度が高くなると、PWM インバータは最大出力電圧より大きな電圧を出力できないため、十分な電機子電流を流すことはできず、それ以上の回転数ではモータを駆動できない。この問題を解決してモータの運転可能な速度範囲を拡大するのが「弱め界磁制御」である^[2]。

永久磁石による界磁磁束を用いる PMSM では界磁磁束（永久磁石磁束 Ψ_a ）を直接制御することができない。弱め界磁制御を PMSM に適用するためには、電機子電流の電流位相角を倒し、磁束方向の d 軸電流を利用して、 d 軸電機子反作用による d 軸鎖交磁束の減少

を行う^[3]。モータの磁束鎖交数 Ψ_0 から、誘起電圧 V_0 ($= |\mathbf{v}_0| = \omega \Psi_0$) を制限値 $V_{0\max}$ に抑えるには d 軸, q 軸インダクタンスを L_d, L_q , d 軸, q 軸電流を i_d, i_q とすると式 (1.7) の関係が成り立つ。

$$(\Psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 = (V_{0\max}/\omega)^2 \quad (1.7)$$

上式を満たすように d 軸, q 軸電流を制御することで誘起電圧を一定に保つ制御方法である。

一般に EV/HEV 駆動用モータに使用されている高残留磁束密度の希土類磁石を用いた PMSM は、モータ内の磁束が大きく一定であることを許容して高トルク特性を実現している。しかし、この磁束を抑えるために弱め界磁制御を行うが、誘起電圧の抑制には限界があり、過大な d 軸電流を必要とするため、電機子銅損が増加する。したがって、図 1.1 の EV/HEV 駆動用モータに要求される諸特性にあるように、登坂・牽引走行での低速高トルク特性は固定子コアが界磁磁束によって高磁束密度である必要があり、市街地走行での低トルク領域における高効率特性は固定子コアが界磁磁束によって低磁束密度である必要があるといった要求に対して背反の関係にある。

そこで、運転状態に合わせてモータ内の磁束をパッシブあるいはアクティブに制御可能な可変磁束方式のモータが様々な研究機関で研究されている。駆動中に磁石の着減磁を行うことで磁石磁束を可変するメモリーモータ^[4]やスキュー角を調整し、中央の磁極をアクチュエータで回転させる方式^[5]、電機子起磁力と電機子磁束ベクトルによって回転子内の短絡磁路をパッシブに可変させる漏れ磁束制御型可変特性モータ^[6]など多種多様な方式が提案、検討されている。なかでも、界磁巻線と永久磁石の二重の界磁源を持つハイブリッド界磁モータ (HEM : Hybrid Excitation Motor) は、界磁巻線へ通電するだけで良好な可変界磁能力を持っており、高トルク特性と低トルク領域における高効率特性を同時に満たすことが可能であるため様々な研究機関において研究されている。我々の研究チームではこの方式について注目をした。

以下では、HEM のいくつかの研究事例について説明する。

文献[7]では、最大出力 123 kW, 最高回転数 20,000 rpm の HEV 駆動用省レアアースハイブリッド界磁モータについて研究されている。このモータは、回転子構造がハイブリッド型ステッピングモータのような構造である。軸方向に配置した N 極/S 極回転子鉄心 (片側 10 突極) の軸方向中央に、軸方向着磁した平板円盤希土類磁石を持つ。固定子構造は集中巻線分数スロットを採用し (20 極 24 スロット)、その両端からトロイダル界磁コイルを配置した圧粉磁心界磁極コアで挟み込む。さらに回転子内周側と固定子外周側には磁束バイパスの役割を担う圧粉磁心コアがある。トロイダル界磁コイルに非通電時は、永久磁石による界磁のみが固定子巻線に鎖交するが、動作点に応じてトロイダル界磁コイルへの通電方向を可変にすることで、弱め界磁制御と強め界磁制御が可能となる。しかし、巻線によ

る銅損の影響で、比較対象の埋込型永久磁石同期モータ（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）よりも中負荷時のモータ効率が 5%程度低下してしまう。また、極数が多いため、駆動する交流の周波数が高くなり、振動や騒音に対する課題等が考えられる。

文献[8]では、ブラシレス化を前提として、永久磁石磁束の磁路と界磁磁束の磁路を独立させて、小さな界磁巻線起磁力によって、ギャップ主磁束の増減行う方式である。このモータの電機子側はホモポーラ形同期機と同一構造となっている。固定子を二つに分割し、円周方向に巻いた界磁巻線を固定子の中央部のスペースに配置している。二つの固定子は、外側のバックヨーク部分で機械的および磁氣的に結合されている。また、固定子には通常と同様に円周方向にスロットが設けてあり、三相交流巻線が施されている。同様に、回転子側も固定子に対応して二つに分かれている。ここで二つのうち、便宜上 N 極側と呼ぶ側では、エアギャップ面が N 極となる永久磁石を 1 極おきに張り付けであり、他の極部分は積層鉄心により突極を形成している。以下では、磁石のある極を磁石極、鉄心による突極を鉄心極と称する。一方、S 極側では、N 極側の鉄心極と同一軸上にある極にはエアギャップ面が S 極となる永久磁石を張り付け、N 極側の磁石極と同一軸上にある極には鉄心極を形成した構造となっている。また、両極側の回転子鉄心は内側のバックヨーク部分によって機械的および磁氣的に結合されている。電機子中央部の界磁巻線に界磁電流を流すと、永久磁石部分は磁気抵抗が大きいので、ほとんどの磁束は回転子の鉄心極を通ることになる。この磁束の方向および大きさは界磁電流の向きおよび大きさによって調整できることになる。一方、永久磁石側は磁石の極性で決まる方向にほぼ一定の磁束を発生すると考えることができる。したがって、界磁電流による磁束を無視すれば、多少の漏れ磁束は存在するものの、基本的に N 極側磁石から出た磁束は、電機子バックヨークを通り S 極側磁石に入ることになる。このように、界磁巻線および永久磁石による磁束の経路はそれぞれ独立したものとなる。しかし、実際にはこれらの磁束が合成された形で存在することになるため、界磁電流の調整によってギャップ磁束の増減が可能となる。この方式のデメリットとしては、界磁の増磁状態、減磁状態とも常に界磁電流を流すことになるため、界磁電流による銅損の影響によって銅損が支配的な運転領域では PMSM よりも総損失が大きくなることが考えられる。特に EV に適用する場合では、電費や電池容量が消費電力量に直結しているため、モータ損失と運転時間の積が重要となる。また、常時界磁電流を通電するため、冷却を考慮して界磁巻線を配置する必要がある。そのため、界磁磁路のバックヨークは固定子鉄心外周に設けることになりモータの体格が大きくなることが考えられる。

文献[9]では、EV 駆動用モータとして巻線界磁型同期モータ（WFSM：Wound Field Synchronous Motor）は、高速域での出力密度と広い定出力駆動範囲で利点を持っていると述べている。しかし WFSM では十分な出力密度を得ることができないため、永久磁石の補助によって出力密度向上を狙った方式である。この方式では、WFSM の回転子構造を大きく変更せず、少量の磁石で効果的なトルク向上が可能な回転子のスロット開口部へ挿入し

た回転子構造となっている。この永久磁石の磁束の一部は固定子側へ流れ、電機子巻線への鎖交磁束を増加させる。また、一部は界磁巻線を巻いているティースの磁気飽和を緩和し、ティースの磁気抵抗を減少させることで界磁巻線磁束を増加させるものである。この方式によって、永久磁石を挿入していない従来の WFSM よりトルクおよび効率の上昇が得られた。しかし、この方式では順突極性の WFSM の構造を大きく変更せず、磁石を加えただけでもかかわらず、リラクタンストルクを有効に活用できず、非突極性に近い特性を示している。そのため、力率の向上が望めず、回転子に界磁巻線を備えていることからスリップリングおよびブラシが必要となり、メンテナンス性の悪化やコストの増加が懸念される。

文献[10]では、電機子巻線、界磁巻線、永久磁石のすべてを固定子に配置したハイブリッド界磁フラックススイッチングモータ (HEFSM: Hybrid Excitation Flux Switching Motor) について着目している。この方式では、冷却が容易であり、シンプルで頑丈な回転子構造なため高速回転が可能である。提案モータは、10 極 24 スロットであり、回転子は高速駆動用途に適した積層コアのみで構成されている。界磁巻線が励磁されていない場合は、永久磁石磁束がわずかにエアギャップを通過するが、その大部分は巻線の外側のバックヨークを介して短絡磁路を形成する。これにより、エアギャップ磁束密度が大きく低下し、高速回転時の鉄損と逆起電力を減少できる。一方、界磁巻線を励磁させると、界磁磁束は永久磁石を通過せず、エアギャップを通過し、回転子内を流れる。また、永久磁石磁束は、短絡磁路からエアギャップを通過する経路に変化する。その結果、界磁磁束に永久磁石磁束が重畳されるため、強め界磁効果が得られる。しかし、銅損が支配的な領域で効率が低下するため、界磁巻線の充填率を高めたが、重負荷領域で鉄損が増加し、比較対象機よりも効率が低下する。また、最大トルク時の電流位相角が 10 deg と非突極性に近い特性となっており、リラクタンストルクを有効に活用できていないことがわかる。さらに可変界磁原理の都合上、トルク発生に寄与する回転子鉄心部の領域が少ないため、トルク密度が低いといった課題点がある。

文献[11]では、コンシクエントポール型回転子と界磁巻線を組み合わせたハイブリッド界磁アキシヤルギャップモータについて述べている。アキシヤルギャップタイプのハイブリッド界磁モータでは、文献[8]で説明したラジアルギャップ型とは異なり、界磁磁束の磁路のための追加のヨークが不要な構造を取ることが可能である。また、扁平構造であるため高トルク密度化に有利である。ハイブリッド界磁コンシクエントポール型アキシヤルギャップモータは、従来のアキシヤルギャップモータと同様に 2 つの固定子の間に 1 つの回転子を配置した、インターナルロータ・エクスターナルステータ型でトルク発生面を二つ有するダブルギャップモータである。このハイブリッド界磁コンシクエントポール型アキシヤルギャップモータの一番の特徴は、固定子の内周部に配置した界磁巻線を有することである。従来のアキシヤルギャップモータでは利用されていなかった固定子の内周部のデッドスペースに界磁巻線を配置するため、従来のアキシヤルギャップモータと同等のモー

タサイズを維持しながら可変界磁を可能にしている。従来のアキシシャルギャップモータは、着磁方向が逆向きの扇形形状の永久磁石が周方向に交互に配置されている。それに対して、ハイブリッド界磁コンシクエントポール型アキシシャルギャップモータでは、逆向きに着磁された永久磁石のうち片方が磁性体で形成された扇形形状の回転子突極に置き換えられている。永久磁石の着磁方向は全て等しく、永久磁石と回転子突極は周方向に交互に配置されている。回転子突極部を軸方向に磁束が通過することで、回転子突極上に磁極が発生したようにみなすことができ、このような構造をコンシクエントポール構造とこの論文の著者らは定義づけている。

以下では、ハイブリッド界磁コンシクエントポール型アキシシャルギャップモータにおける界磁巻線電流を利用した可変磁束性能の原理について説明する。界磁電流により発生する磁束は、いずれも磁性体で形成されるモータシャフト、モータケース、固定子鉄心を経て回転子を通過し、反対側の固定子鉄心、モータケースを通過してモータシャフトに戻り閉磁路を形成する。永久磁石部は、パーミアンスが空気とほぼ同等で磁気抵抗が大きいいため、界磁電流により発生する磁束は、回転子上では、主に磁気抵抗の小さい回転子突極部を通過する。

次に界磁電流の向きにより、回転子突極上の磁極がどのように変化するか説明する。界磁電流無通電時の場合は、起磁力源は永久磁石のみである。この永久磁石磁束の磁路として2通りの磁路が考えられる。1つ目は、N極を出た磁束はモータシャフトを含む閉磁路を流れS極に戻る。2つ目は、回転子突極を通過する閉磁路で、N極から出た磁束は対向する固定子鉄心のティース部に流れ、コアバック部を周方向に通過し隣のティース部から回転子突極部を軸方向に通過し、反対側の固定子鉄心のティース部、コアバック部、隣のティース部を経てS極に戻る。このように回転子突極には、永久磁石と逆向きの磁極が発生しているとみなすことができる。永久磁石と逆向きの磁束が発生するように界磁巻線に界磁電流を通電した場合を考える。この時、界磁電流により永久磁石とは逆向きの磁界が発生するため、永久磁石部では磁束は弱められ、ギャップ部の磁束密度は界磁電流無通電時に比べて小さくなる。一方、回転子突極部では、永久磁石磁束と界磁電流磁束は強め合う。界磁電流磁束の大部分は回転子突極部を流れるため、永久磁石部のギャップ部磁束密度と回転子突極部のギャップ部磁束密度の差が大きくなり、結果、ギャップ部磁束密度分布の基本波成分も大きくなる。トルク発生に寄与する誘起電圧の基本波成分は、ギャップ部磁束密度分布の基本波成分に比例することから、永久磁石と逆向きの磁束が発生するように界磁巻線に通電することでモータ内の磁束を増大することが可能である。反対に永久磁石と同じ向きの磁束が発生するように界磁巻線に界磁電流を通電した場合、永久磁石部では、永久磁石の磁界と界磁電流による磁界とが強め合い磁束密度が大きくなる。回転子突極部では、永久磁石の磁界と界磁電流による磁界とが弱め合う。界磁電流磁束の大部分が回転子突極部を通過するため、永久磁石部と回転子突極部のギャップ部磁束密度の差が小さくなる。その結果、ギャップ部磁束密度分布の基本波成分も小さくなる。ギャップ部

磁束密度に比例して誘起電圧の基本波成分も小さくなることから、永久磁石と同じ向きの磁束が発生するように界磁巻線に通電することでモータ内の磁束を低減することが可能である。以上より界磁電流の向きおよび大きさによってモータ内の磁束を制御可能であることが分かる。ただしこのモータは、表面磁石型永久磁石同期モータ（SPMSM：Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）のため、非突極性でありリラクタンストルクを活用せず、マグネットトルクのみを利用するモータである。

文献[12]では、回転子側に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータを提案している。本論文の方式に近いため、その構造と課題点を確認する。

この提案モータは8極48スロットのハイブリッド界磁モータである。提案構造の回転子は、回転子コアと8つの界磁巻線ユニットで構成されている。各界磁巻線ユニットは、永久磁石、積層コアの小さなブロック、28ターンの銅線が巻かれた界磁巻線で構成されている。組み立てた界磁巻線ユニットは回転子コアのスロットに挿入され、接着剤で固定される。ブラシとスリップリングを使用することで界磁巻線にDC電流を供給する方式である。この製造方法によって巻線プロセスが容易になるため、高速運転中の機械的強度が確保される。固定子巻線は、48スロットにそれぞれ2本の平角線を充填し、6相の分布巻を構成している。提案されたハイブリッド界磁モータは、界磁巻線への励磁によって界磁磁束の増加または界磁磁束の減少を使用することができ、界磁磁束を能動的に制御することが可能である。トルク5 N.m時20,000 rpmの高速回転で弱め界磁磁束制御による固定子電流の減少により、提案モータは最大47.1%の銅損の減少を達成できることが示されている。

しかし、この方式では磁石に直接界磁巻線を巻き付けているため、発熱による磁石の熱減磁などの課題が考えられる。また、直列接続による可変界磁モータとして構成されるため、界磁磁束を増加させる方向と減少させる方向の双方向に界磁電流を流す必要があり、コスト面や高速回転時のスリップリングおよびブラシでの損失増加が懸念される。また、直列接続構成のハイブリッド界磁モータでは磁気抵抗が増大するため、並列接続のハイブリッド界磁モータと比較して可変界磁性能の低下が顕著である。

1.2 本論文の目的

前節で述べた研究事例のほかにも多種の HEM が提案、検討、開発されている。なかでも、固定子側に界磁巻線を配置した方式はスリップリングとブラシを使用せず、メンテナンス面で従来の PMSM と同様にメンテナンスフリーであることから多数の研究事例がある。しかし、駆動原理の都合上リラクタンストルクを有効活用できる構造についての報告が非常に少ない。これらの構造の多くが効果的な可変界磁性能を有しながら出力を得るために非突極性構造にしていることがその原因だと考えられる。さらに、リラクタンストルクを活用できない非突極性にもかかわらず、界磁巻線磁束と電機子巻線磁束の磁路が共通であるため、 q 軸インダクタンスが大きくなり、力率が低下するといったデメリットも存在する。また、リラクタンストルクを活用するためには磁気変調方式ではなく三次元的な磁路を考慮したコンシクエントポール型によって磁気回路を工夫する必要があり、圧粉鉄心 (SMC) などを使用する材料面での課題や漏れ磁束の影響といった課題点が存在する。

上記のデメリットを解消する構造として、本論文では、回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有する HEM を提案する。この構造は、古くからある巻線界磁型同期モータ (EESM: electrically excited synchronous motor) と同様のシンプルな構造でありながら、リラクタンストルクの活用に加えて力率の向上といったメリットが期待できる。一方、回転子に界磁巻線を備える構造は、界磁巻線用の電源に加えてスリップリングが必要となるため、コストの増加が懸念される。しかし、逆突極性にすることで力率の向上が可能であるため、電機子巻線用のインバータ容量を削減できればコストの増加分を解消できる。

また、本方式では、スリップリングおよびブラシを使用するためメンテナンス性の悪化が懸念される。しかし、交流モータのブラシとスリップリングは直流モータのブラシと整流子とは異なり、磁極の切り替えを行わず、摩擦が非常に少ないためメンテナンス面での問題は少ない。実際にフランスの自動車メーカー Renault が製造している「Mégane E-TECH」や日本の自動車メーカー日産自動車が製造している「ARIYA」といった電気自動車はスリップリングおよびブラシを用いた機械的接触給電を行う 8 極の EESM を採用し、自社工場で製造している。このことから近年では、EV 駆動用モータとして EESM を研究する事例^[13-15]もあり、スリップリングおよびブラシによるメンテナンス性の悪化は大きな問題ではないと考えられ始めている。したがって今後再びスリップリングおよびブラシを採用した EV/HEV 駆動用モータが多数検討されることが予測される。

また本論文の内容によって、リラクタンストルクに着目をしたハイブリッド界磁モータの研究が自動車分野だけでなく産業用などの様々な分野でされ始めることで、出力向上による効率上昇が見込まれ、産業的・学術的意義の高い研究である。運転状態に合わせてモータ内の磁束をパッシブあるいはアクティブに制御可能な可変磁束方式のモータは様々な研究機関で研究されているが、どの方式においても従来の永久磁石同期モータに加えて追加のアクチュエータ等が必要となってしまう。そのなかで EESM と同様に界磁巻線を備えるだけで良好な可変界磁性能を有することが可能なハイブリッド界磁モータの有効性は高

く、力率の向上が可能であればデメリットが少ないモータとなる。さらに、巻線量を減らし、漏れ磁束による磁気飽和を利用する可変界磁方式については他組織にて開発・報告は行われていない

1.3 本論文の構成

本論文の概要は以下のとおりである。

第 2 章では、現行市販車である第三世代 PRIUS の駆動用モータを比較対象とし、二次元有限要素解析 (2D-FEA : 2 Dimensions Finite Element Analysis) による解析結果を基に本検討の目標仕様を決定する。そして回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有する HEM の構造コンセプトを示し、その可変磁束原理について説明する。

第 3 章では、第 2 章で示した構造を元に、詳細な 2D-FEA による解析結果の比較を示し、提案 HEM が比較対象機よりも性能向上可能であることを示す。

第 4 章では、第 2 章で示した HEM の可変界磁原理を元に、提案 HEM の課題点であった低速中トルク領域の効率改善が可能なハイブリッド界磁モータである界磁調整 IPM モータを提案する。提案界磁調整 IPM モータの詳細な 2D-FEA による解析結果の比較を示し、提案界磁調整モータが低速中トルク領域において性能向上可能であることを示す。

最後に、第 5 章で本論文の結論と今後の課題について述べる。

第2章 回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータの

目標仕様と提案構造

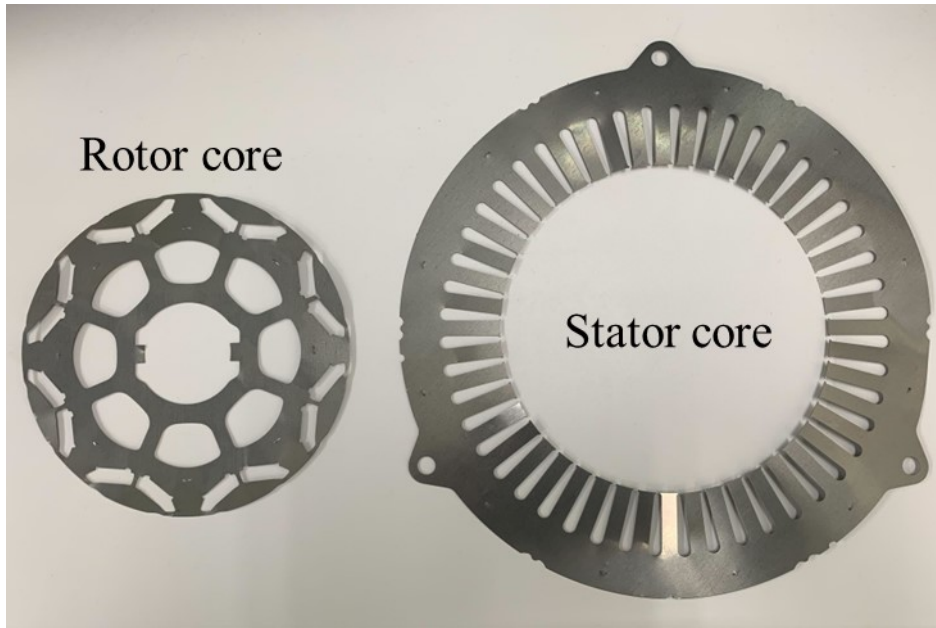
本章では、市販の HEV 駆動用モータを比較対象とし、高トルク・高出力用モータとして必要な条件を述べる。それを踏まえたうえで設計された、回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有するハイブリッド界磁モータの提案モデルについて形状を詳細に示す。さらに、可変界磁特性の原理図を示し、提案 HEM (Proposed HEM) の可能性を示す。

2.1 提案 HEM の目標仕様

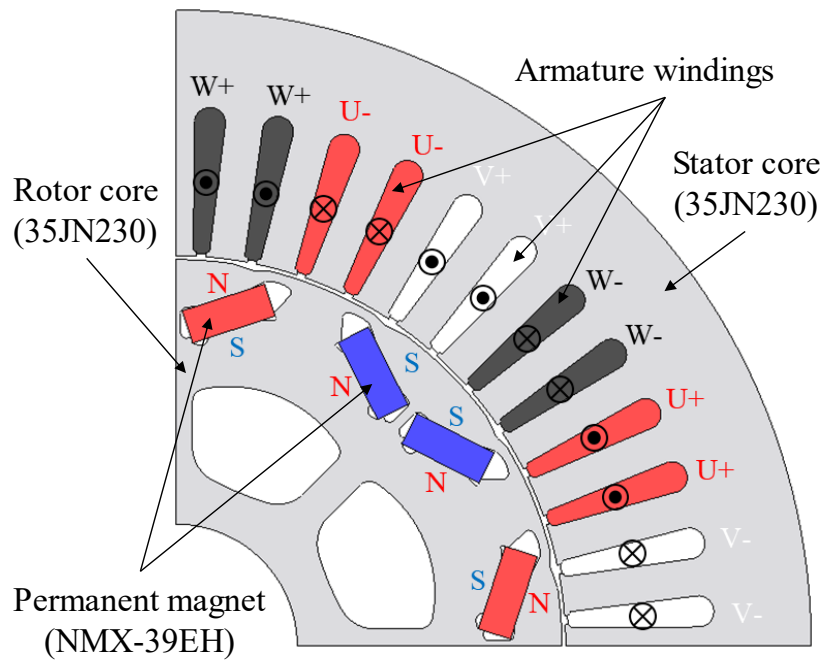
本検討では、目標を明確にするためにトヨタ自動車株式会社が販売している第三世代 PRIUS の駆動用モータを比較対象機 (Target IPMSM) とした。このモータは永久磁石同期モータであり、希土類磁石を使用したラジアル型の IPMSM である。基底回転数 2,768 rpm において最大トルク 207 Nm, 最高回転数 13,900 rpm, 最高回転数において最大出力 60 kW, 最大出力密度 10.2 kW/L を達成している。

図 2.1 (a) に実機の電磁鋼板を、図 2.1 (b) に 2D-FEA に使用した比較対象機の断面形状を示す。モータ形状などのデータは、実機を解体、採寸することで取得した。設計目標仕様および制約条件を表 2.1 に示す。なお、この仕様は比較対象機の値を参考にして^[6]。ただし、最大トルク 236.7 N・m 以上、基底速度における最大出力 68.6 kW 以上という条件は、比較対象機に対する 2D-FEA により得られた値である。2次元解析のため、端効果などの影響が考慮されていないことから、実機より大きな値となっているが、同条件で比較するため、提案する HEM にも同じ条件を課した。ただし、最高回転数については 13,900 rpm から切りの良い 14,000 rpm に変更している。永久磁石には、ネオジム焼結磁石を採用しており、比較対象機および提案 HEM は永久磁石、電機子巻線用の銅線 (提案 HEM の界磁巻線も同様の銅線を使用)、回転子および固定子コアに同様の材料を適用して比較検討を行っている。なお、2D-FEA では、巻線と磁石の温度は 100 °C 一定とした。提案 HEM の回転子に巻かれた界磁巻線の占積率は、電機子巻線と同等とした。界磁巻線への給電は、スリップリングとブラシを介しての機械的接触給電を想定している。そして、界磁巻線の通電方向は、直流電源のコストを抑えるために界磁巻線起磁力が永久磁石の磁化方向と同じ方向になるようにのみ通電する。

また、回転子側の界磁巻線は、固定子側の電機子巻線に比べて冷却が困難である。そのため、界磁巻線の冷却を容易にするために、界磁電流の最大電流密度を 10 A/mm² とし、最大電機子電流密度 22.3 Arms/mm² の 44.8% と低い値に設定した。そして、提案する HEM は、比較対象機と同等のインバータを使用することを想定し、三相インバータの最大直流電圧を 650 V, 最大電機子電流実効値を 170 Arms とした。以上の制約条件の下で設計された提案する HEM の諸元を表 2.2 に示す。



(a) 第三世代 PRIUS 駆動用モータの電磁鋼板



(b) 第三世代 PRIUS 駆動用モータの断面形状 (1/4 カットモデル)

図 2.1 第三世代 PRIUS 駆動用モータのモータ形状

表 2.1 設計目標仕様および制約条件

Items	Values
Max. DC-bus voltage of inverter [V]	650
Max. inverter output current [Arms]	170
Max. field excitation current [A _{dc}]	6.4
Max. current density in armature coil [Arms/mm ²]	22.3
Max. current density in excitation coil [A _{dc} /mm ²]	10
Maximum torque [N·m]	236.7
Maximum power [kW]	68.6
Maximum speed [rpm]	14,000

表 3.2 提案 HEM の主要な諸元

No. of slots / poles	48 / 8
Stator core outer diameter [mm]	264
Stator core inner diameter [mm]	162
Inner diameter of stator core yoke [mm]	224
Airgap length between stator and rotor cores [mm]	0.8
Rotor core outer diameter [mm]	160.4
Stack length of main machine part [mm]	50
No. of turns of armature winding [turn]	11
No. of turns of field winding [turn]	230

2.2.1 d, q 軸磁束と電圧, トルク, 力率の関係

同期モータにおける電流ベクトル制御は, d, q 軸座標系で行われることが一般的である。その制御法の検討も d, q 軸座標系モデルをもとに行われる。 d, q 軸座標系における電流, 鎖交磁束, 電圧などの変数はベクトル図で考えると理解しやすい。電流ベクトルとモータ特性の関係を検討するために各種ベクトルの極座標表現と基本式を以下に整理し, 関連するベクトル図を図 2.2 に示す^[17-18]。ただし, L_d, L_q は d 軸, q 軸インダクタンス, i_d, i_q は d 軸, q 軸電流, v_0 は電機子電圧である。

電機子電流ベクトルの極座標表現を式 (2.1), (2.2) に示す。

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.1)$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(-\frac{i_d}{i_q}\right) \quad (2.2)$$

ただし, I_a は電流ベクトル \mathbf{i}_a の大きさである。また, β は電流ベクトルの q 軸からの進み位相角であり, 電流位相角と呼ぶ。

電機子鎖交磁束ベクトルの極座標表現を式 (2.3) に示す。

$$\Psi_0 = \sqrt{(\Psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (2.3)$$

ただし, Ψ_0 は電機子鎖交磁束ベクトル $\boldsymbol{\psi}_0$ の大きさであり, Ψ_a は永久磁石の界磁磁束ベクトル $\boldsymbol{\psi}_a$ の大きさである。

誘起電圧ベクトルの極座標表現を式 (2.4) に示す。

$$V_0 = \omega \sqrt{(\Psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (2.4)$$

ただし, V_0 は誘起電圧ベクトル \mathbf{v}_0 の大きさである。また, ω は電気角速度である。モータの回転速度が上がるにつれて ω が増加するため誘起電圧は増加する。しかし, 電流位相角を倒すと $\boldsymbol{\psi}_a$ の逆磁界である電機子巻線による d 軸界磁磁束 $L_d i_d$ が増加するため, 等価的な弱め界磁効果が得られ, 鎖交磁束 Ψ_0 が減少し, 誘起電圧 V_0 が低下する。この効果によってモータの端子電圧が低下するため, インバータ出力電圧の制限のもとで高速運転や定出力運転が可能である。しかし, この弱め界磁制御では d 軸電流による余計な銅損が生じる。高速域では Ψ_0 が小さいモータのほうが低鉄損であることに加えて低損失となる。

モータのトルクは式 (2.5) で表される。

$$T = P_n \{ \Psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.5)$$

ただし、 P_n は極対数である。

また、電流ベクトルの大きさ I_a と電流位相角を用いてトルクを表すと、

$$i_d = -I_a \sin \beta, i_q = I_a \cos \beta \quad (2.6)$$

の関係より式 (2.7) となる。

$$T = P_n \left\{ \Psi_a I_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \right\} \quad (2.7)$$

式 (2.5), (2.7) において右辺第 1 項が永久磁石の磁束と q 軸電流により生じるマグネットトルク、第 2 項が突極性によって発生するリラクタンストルクである。式 (2.7) より、マグネットトルクは $\beta = 0^\circ$ で最大となる。一方、リラクタンストルクは逆突極 ($L_d < L_q$) の場合、 $\beta = 45^\circ$ で最大となる。したがって、全発生トルクは電流位相角が $0^\circ < \beta < 45^\circ$ の範囲で最大となる。また、マグネットトルクの最大値は電流に比例し、リラクタンストルクの最大値は電流の 2 乗に比例するため、最大トルクが発生する電流位相は電流値が大きくなるほど 45° に近づいていく。このトルク特性は、モータパラメータ (Ψ_a, L_d, L_q) が一定の場合である。しかし、実際の IPMSM では磁気飽和の影響でモータパラメータが変化することが多い。特に、 q 軸インダクタンスは電流増加とともに減少することが知られている。したがって、大電流時にトルク最大となる電流位相角が 45° よりも大きくなることもある。今回の解析においても、電流位相角 50° で比較対象機は基底速度における最大トルクを得ている。

また、交流の電圧と電流は正弦波状に変化するが、モータの電圧と電流の間には位相差が生じる。この位相差を電気角 φ で表したものを力率角と呼び、その力率角で余弦を取った $\cos \varphi$ を力率と呼ぶ。図 2.2 の d, q 軸座標系では、電機子電圧ベクトル \mathbf{v}_a に対する電流ベクトル \mathbf{i}_a の遅れ位相角が力率角 φ である。力率が良いほど、すなわち力率角 φ が小さいほど、少ない電流で多くの電力を伝えることができる。EV/HEV 駆動用モータのような大容量モータでは、この力率悪化による電流の増加が無視できない値となるため、インバータの負担を軽くするために力率改善が行われる。

本提案 HEM は、前章で述べたように高力率化によってインバータのコスト低減を目指したハイブリッド界磁モータである。図 2.3 に力率の改善原理を示す。改善前のベクトル図を灰色の点線で示し、改善後のベクトル図を赤い実線で示している。改善後は q 軸磁束

を減少させて、 d 軸磁束を増加させている。このとき、力率角は改善前よりも小さくなるため高力率化が可能である。したがって、提案 HEM の回転子形状を q 軸磁束が減少する形状とし、可変界磁能力によって d 軸磁束を増加させることができれば高力率化が可能である。

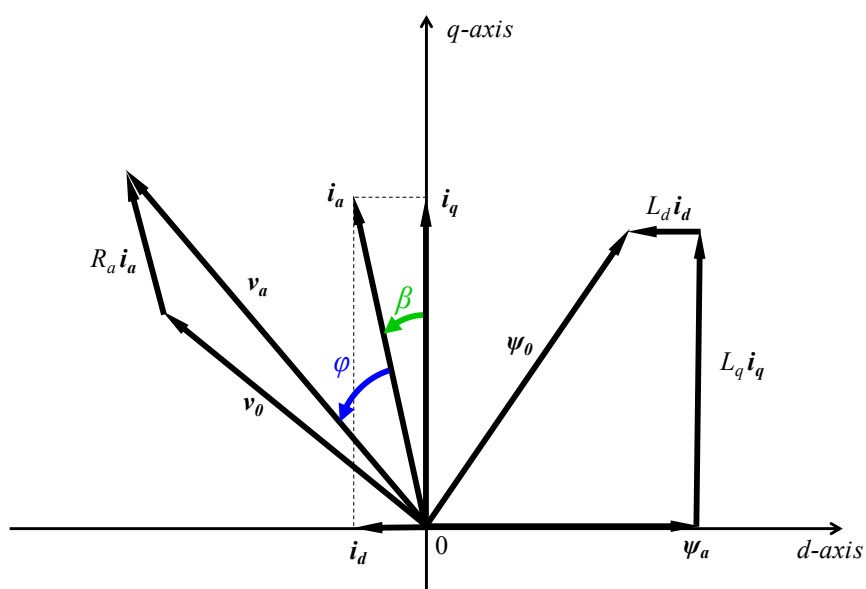


図 2.2 d, q 軸座標系における各種ベクトルの関係

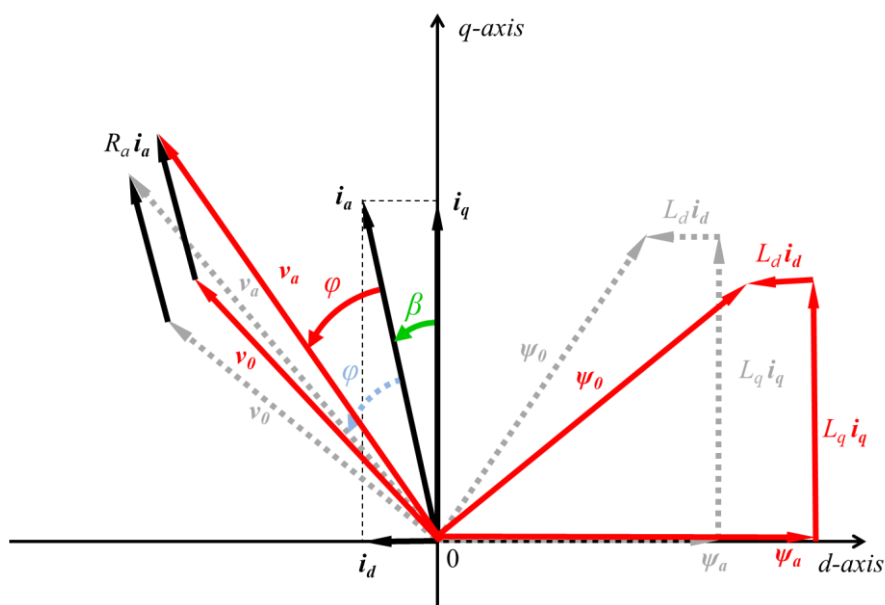


図 2.3 d, q 軸座標系における力率の改善

2.2.2 分布巻固定子

交流モータの電機子巻線は分布巻方式と集中巻方式に大別される。比較対象機のようにEV/HEV 駆動用モータの固定子では分布巻方式が広く採用されている。以下では、それぞれの方式におけるメリット、デメリットを確認し、提案 HEM に適した方式を検討する。

集中巻は、固定子のティースに直接巻線を巻くことで巻線占積率を高め、コイルエンドの高さを小さくできる。小型化、省材料化、銅損の低減などのメリットがあるため、エアコンや冷蔵庫のコンプレッサ用途に適している。しかし、隣り合う固定子のティース間で磁気回路を構成するため、鉄損の増加やトルクリプルの増大による制御性の悪化、振動、騒音などの不具合が発生する恐れがある。

一方、分布巻は、磁極 1 極分の巻線を複数のスロットに分散して巻くことで、図 2.4 に示すように複数のコイルの起磁力を合成した起磁力分布が、単体のコイルの場合に比べて変化が階段状になり正弦波に近づくとともに回転磁界がスムーズになるようになっている。これにより、磁石磁束を有効活用でき、磁束の高調波成分が少ないため、低鉄損となる。さらに、トルクリプル、振動、騒音の低下が期待できる。しかし、他相のコイルと交差して重なってしまうことでコイルエンドの長さや高さが大きくなり、製造性の悪化や銅損の増加が懸念される^[17-19]。

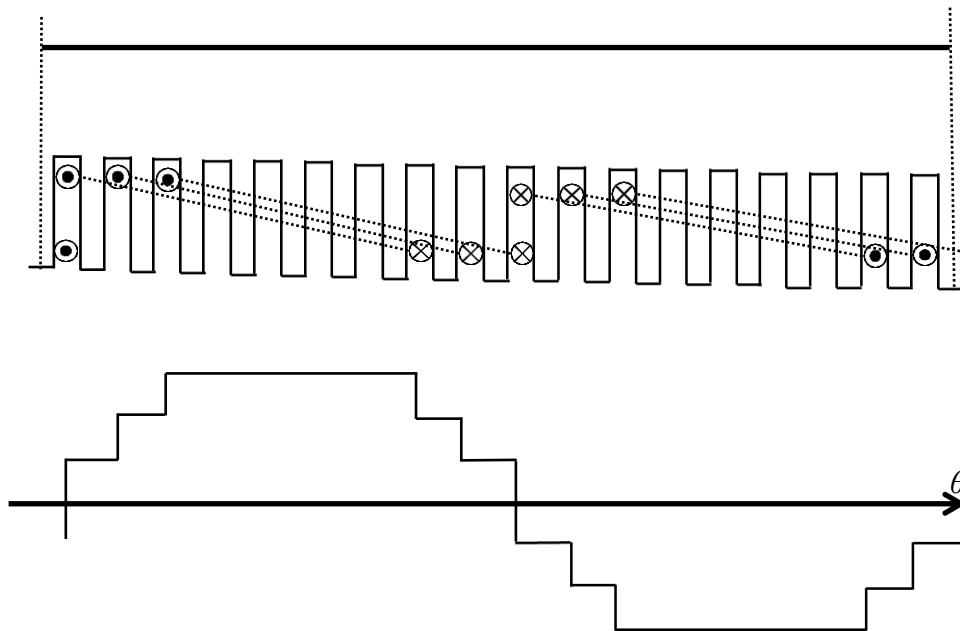


図 2.4 分布巻の巻線配置と起磁力 (U相のみの例)

したがって、EV/HEV 駆動用モータにおいて、集中巻は小型化によるメリットがあるが、磁気飽和の影響で最大トルクや定出力特性などの総合性能では分布巻に劣り、振動騒音は自動車の駆動時に問題とされるため分布巻が広く採用されている。また、分布巻は集中巻よりも固定子のティース数が多いため、磁束が広く回転子内部に流れ込む。集中巻では、1 スロットに磁束が集中するため局所的に磁気飽和が発生しており、 q 軸インダクタンスを大きくできず、リラクタンストルクの有効活用が困難である。そのため、固定子に界磁巻線を備えた HEM は、リラクタンストルクを有効活用できない非突極性であるため、集中巻を採用しているものが多い。一方、提案 HEM は回転子側に界磁巻線を備えることでリラクタンストルクを活用可能であり、分布巻方式が提案 HEM に適している。

以上より、提案 HEM では分布巻方式を採用し、本論文の検討では比較対象機と同じ固定子を使用しして比較する。図 2.5 と図 2.6 にはそれぞれ第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子の基本形状とその巻線配置を示す。表 2.4 に第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子および 100°C における巻線仕様を示す。解析温度 100 °C での巻線抵抗値は 0.1037 Ω とする。巻線の太さ、並列数、ターン数は、 Φ : 0.9 mm, 12 並列, 11 ターンである。巻線占積率は 56.4%であった。これらの値は実際の固定子と電機子巻線から測定した値である。

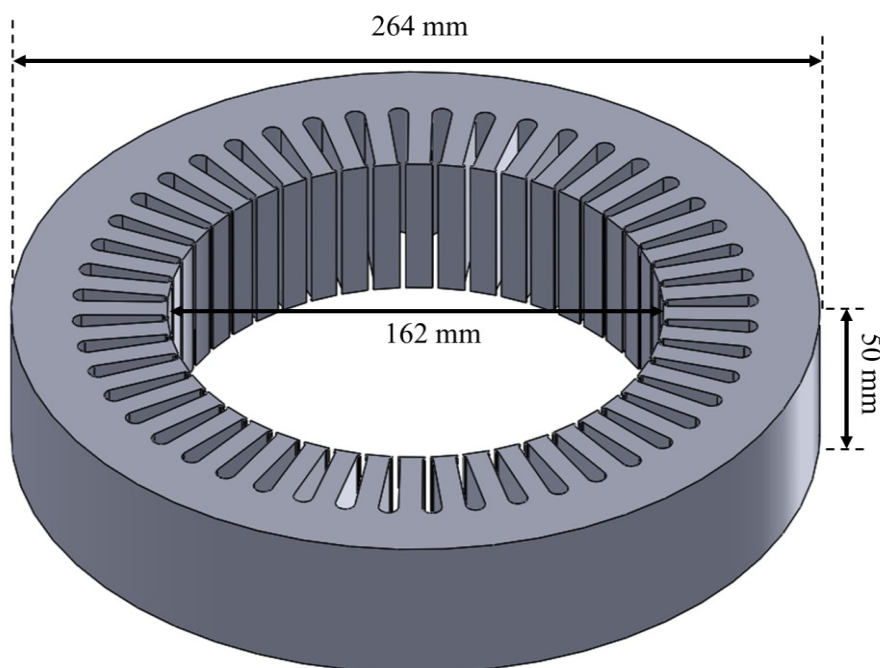


図 2.5 第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子の形状

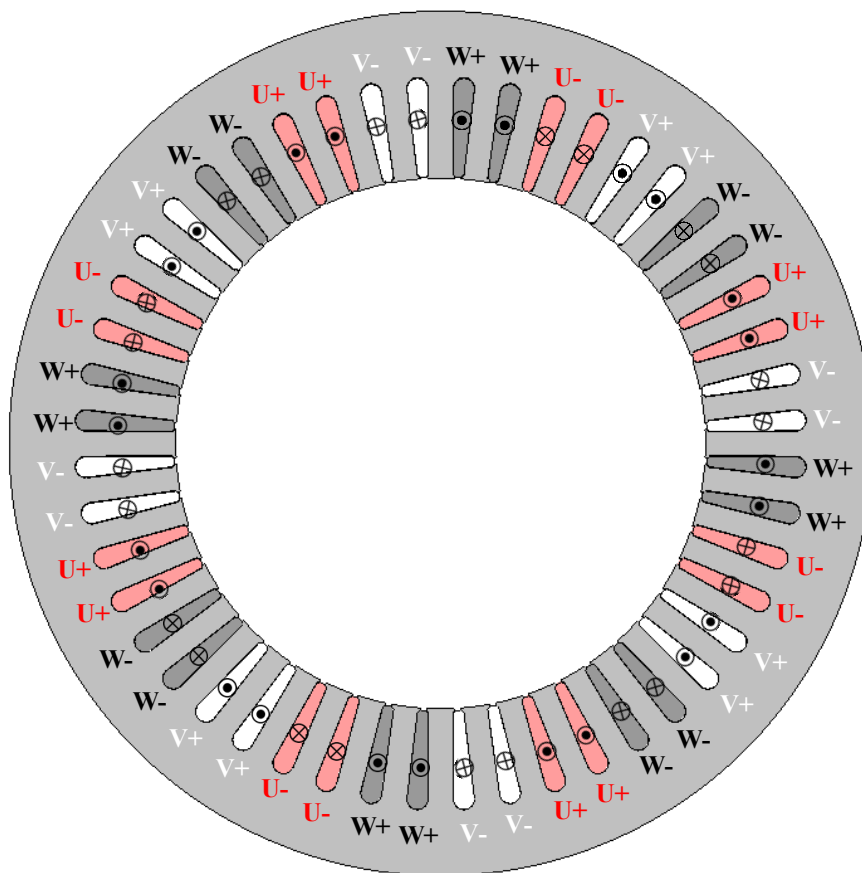


図 2.6 第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子の巻線配置

表 2.4 第三世代 PRIUS 駆動用モータの固定子および巻線仕様 (100°C)

Coil resistance per phase [Ω]	0.1037
Half slot area [mm^2]	148.89
Space factor [%]	56.4
Wire diameter [mm]	0.9
Number of parallels	12
Number of turns	11
Air gap [mm]	0.8

2.2.3 逆突極型回転子

IPMSM は磁石形状や埋込深さなど磁石配置によって設計自由度が高く、様々なタイプに分けられる。図 2.7 に簡単な 4 極の IPMSM の回転子構成を示す。

IPMSM は、磁気飽和などの制限がない場合で基本的に突極性を持つ。突極性とは、回転子の角度によって磁気抵抗が変化する特性である。図 2.7 において、N 極の磁石から S 極の磁石への磁路 (d 軸磁路) は、永久磁石と鉄心を通る。永久磁石の比透磁率は 1.05~1.20 程度であり真空の透磁率とほぼ等しい。つまり、鉄に比べて非常に小さい永久磁石の透磁率が支配的となるため、磁気抵抗が大きくなる。一方、磁極間から極間への磁路 (q 軸磁路) は、鉄心部分のみを通ることができるため磁気抵抗が小さくなる。インダクタンスは磁気抵抗の逆数に比例することから、 $L_d < L_q$ となりこれを逆突極性と呼ぶ。なかには、磁石配置やフラックスバリアの調整、 d 軸の位置を q 軸と入れ替えることで順突極性 ($L_d > L_q$) を有する IPMSM も存在する[6, 21-23]。順突極性の IPMSM は、式 (2.5) からわかるように正の d 軸電流を流すことでリラクタンストルクを得る強め界磁駆動である。そのため、順突極型 IPMSM は電圧制限をかけた場合に、弱め界磁をかけるよりも電機子電流値を下げる電流ベクトル軌跡でないと電圧閾値内で駆動させることが困難となる^[20]。また、強め界磁では、電流ベクトルが図 2.2 の第一象限となるため原理的に力率の向上が望めない。このように、順突極型の IPMSM では逆突極型の IPMSM よりも性能が低下してしまうことが考えられる。以上より、リラクタンストルクを有効に活用する提案 HEM では逆突極性を有する方式で検討する。

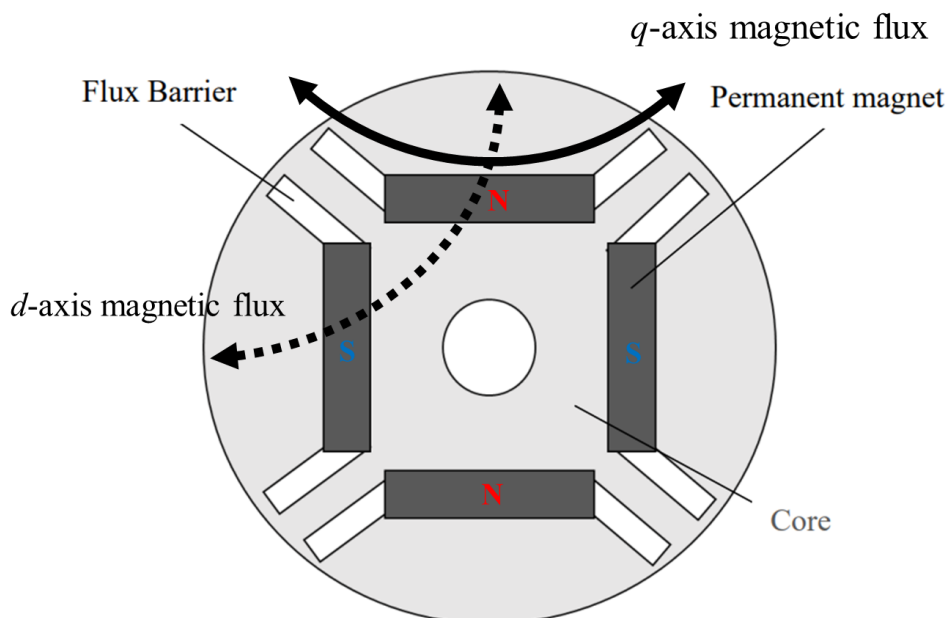


図 2.7 逆突極性を有する IPMSM の回転子構造例 (4 極)

2.2.4 提案 HEM の構造

本論文で提案する回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータの構造について説明する。初期検討として参考文献[12], [30-31]のように界磁巻線磁束を直接磁石に当てることで界磁磁束を増加させる直列接続の方式について検討する。直列方式の構成は図 2.8 に示されるように回転子上部に比較対象機と全く同じ寸法形状の磁石を配置し、回転子下部に界磁巻線型同期モータのような界磁巻線を配置することで構成できる。本節ではこのモータを V 字型 HEM と呼称する。

本方式は IPMSM と EESM の二つを併せ持ったような構成となる。なお、回転子に巻かれた界磁巻線の占積率は電機子巻線と同等の 56.4%とし、ターン数は 230 ターンである。この構成について 3,000 rpm における無負荷時の二次元有限要素解析を行った。図 2.9 に無負荷時の磁束密度分布を示す。また、図 2.10 にエアギャップ磁束密度を示す。比較対象機（比較 IPMSM）のエアギャップ磁束密度の基本波振幅は 0.680 T であるのに対して界磁電流密度 0 Adc/mm²では 0.683 T、界磁電流密度 10 Adc/mm²では 0.702 T と 2.8%程度の可変界磁性能しか有していないことが確認できる。

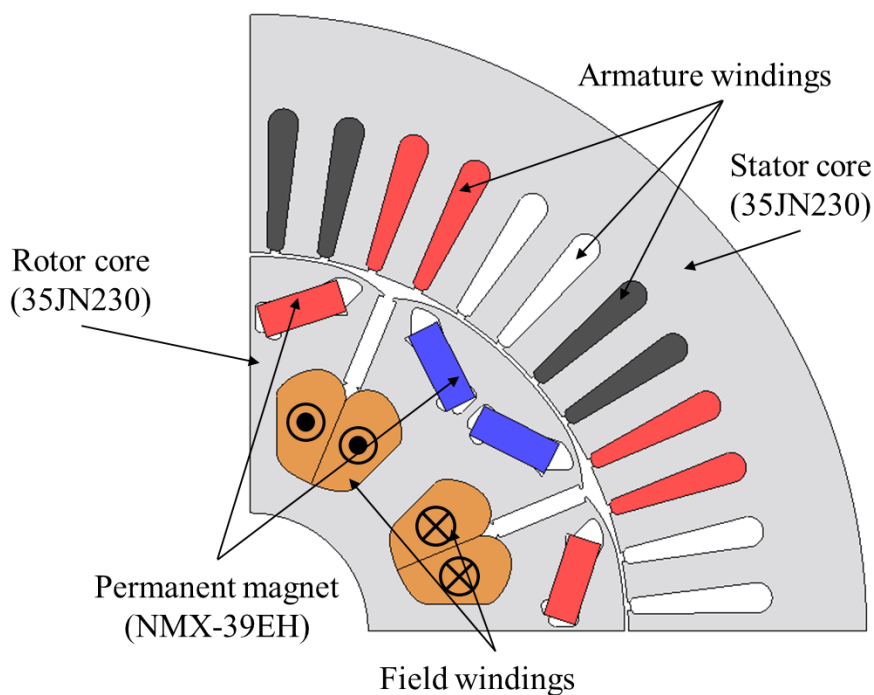


図 2.8 V 字型 HEM の断面形状 (1/4 カットモデル)

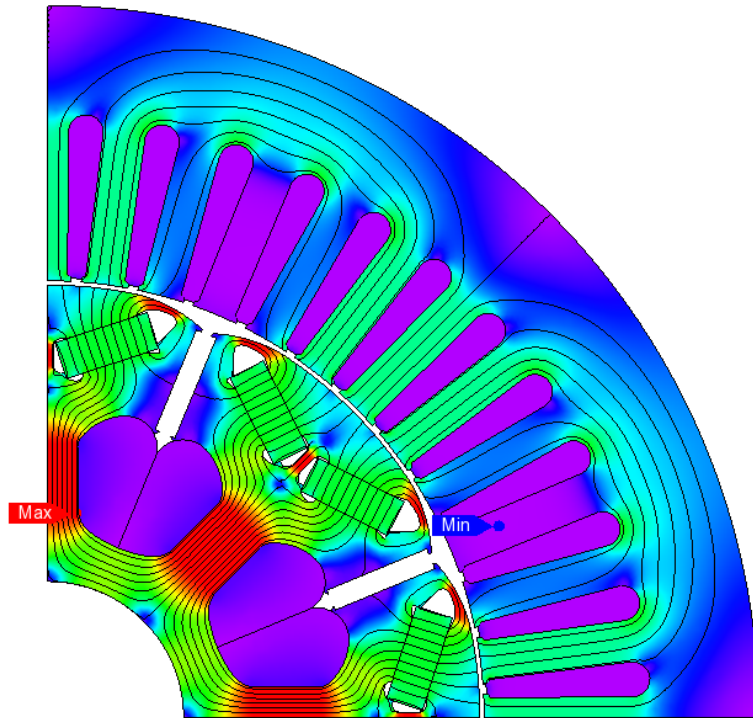


図 2.9 無負荷時における V 字型 HEM の磁束密度分布 (10 Adc/mm²)

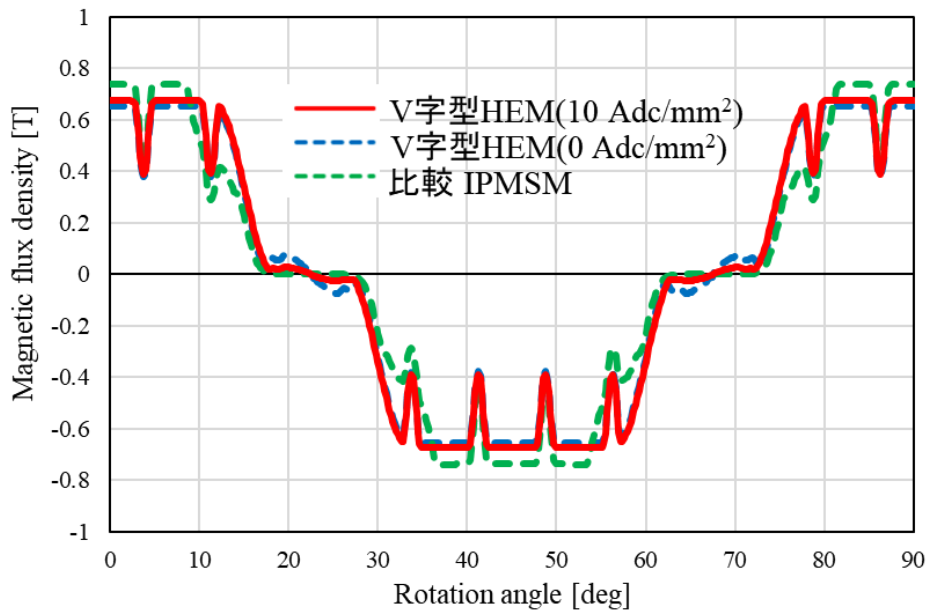


図 2.10 無負荷時における V 字型 HEM のエアギャップ磁束密度分布

本方式の HEM では界磁磁束の変化幅が非常に小さい。この原因について磁気回路による検証を行う。

磁気回路は起磁力と磁束を電圧と電流の関係と同様に扱うことでモータの内部の磁気現象を巨視的に扱うことができるため大略的な解析設計が可能である^[32]。以下では簡単な磁気回路における磁気抵抗等の定義を示す。

図 2.11 (a) に示す額縁型鉄心の磁路長を l m, 鉄心断面積を S m, 鉄心の材料における透磁率を μ H/m とすると, 磁気抵抗 R_m A/Wb は式 (2.8) で与えられる。

$$R_m = l/\mu S \quad (2.8)$$

また, 巻線のターン数を N turns とし, 巻線電流を i A とすると起磁力 FA は

$$F = Ni \quad (2.9)$$

したがって, 額縁型鉄心を流れる磁束 Φ_i Wb は,

$$\Phi_i = F/R_m = Ni/R_m = \frac{\mu S Ni}{l} \quad (2.10)$$

として求めることができる。式 (2.10) は, 起磁力と磁束の関係が電圧と電流の关系到うに図 2.11 (b) として等価回路で表せることを意味する。

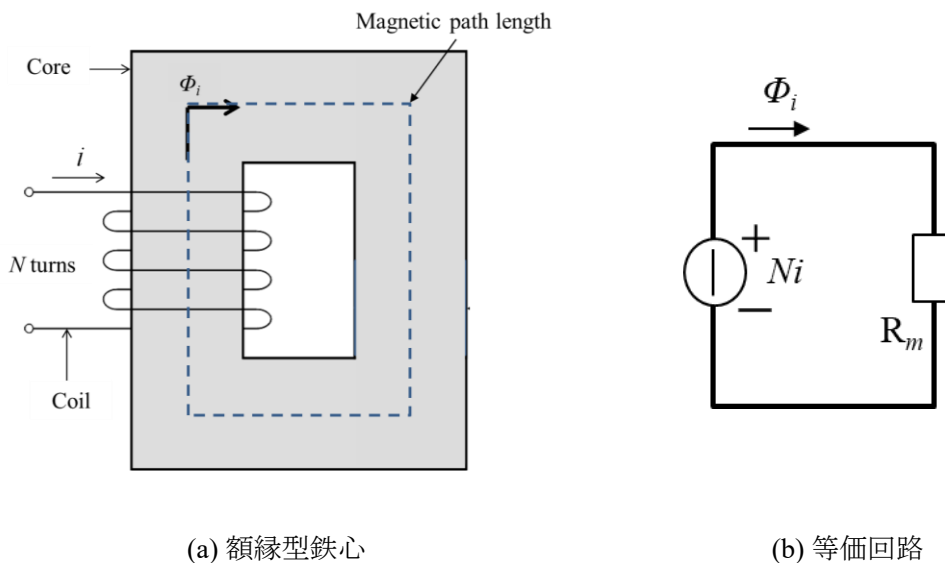


図 2.11 磁気回路例

次に磁気回路の基本となる電磁界方程式を示す。図 2.12 の円筒における磁気回路を考える。

磁界の強さ H A/m によって任意の 2 点 ab 間の起磁力 F_{ab} A を式 (2.11) に示すように磁界の強さの線積分によって表すことができる。

$$F_{ab} = \int_a^b H dl \quad (2.11)$$

磁気回路における磁気特性は線形であるため、磁束密度 B T は式 (2.12) のように示される。

$$B = \mu H \quad (2.12)$$

したがって、式 (2.11) は、

$$F_{ab} = \int_a^b \frac{B}{\mu} dl \quad (2.13)$$

円筒の磁気回路断面に対して磁束密度が一様であるとすれば、磁束 Φ Wb は、

$$\Phi = \int B dS = BS \quad (2.14)$$

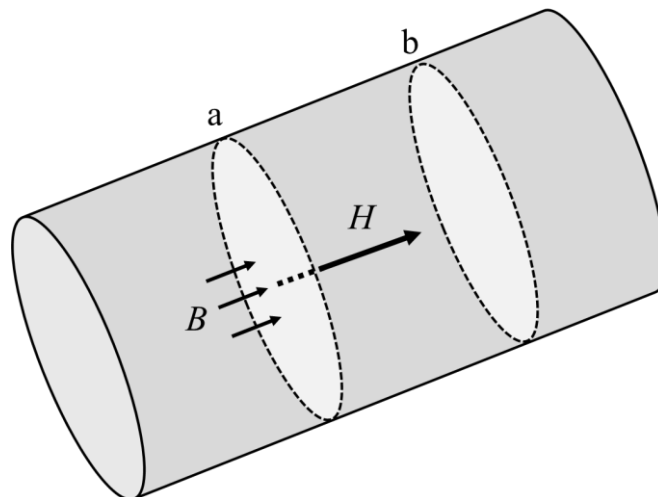


図 2.12 円筒の磁気回路における磁界系

式(2.13), (2.14)より,

$$F_{ab} = \int_a^b \frac{\Phi}{\mu S} dl \quad (2.15)$$

また, 磁気回路における任意の断面において磁束は等しく,

$$F_{ab} = \left(\int_a^b \frac{dl}{\mu S} \right) \Phi \quad (2.16)$$

となる。したがって, 式(2.10)より

$$R_{ab} = \int_a^b \frac{dl}{\mu S} \quad (2.17)$$

とおくことで以下の式による関係が求まる。

$$F_{ab} = R_{ab} \Phi \quad (2.18)$$

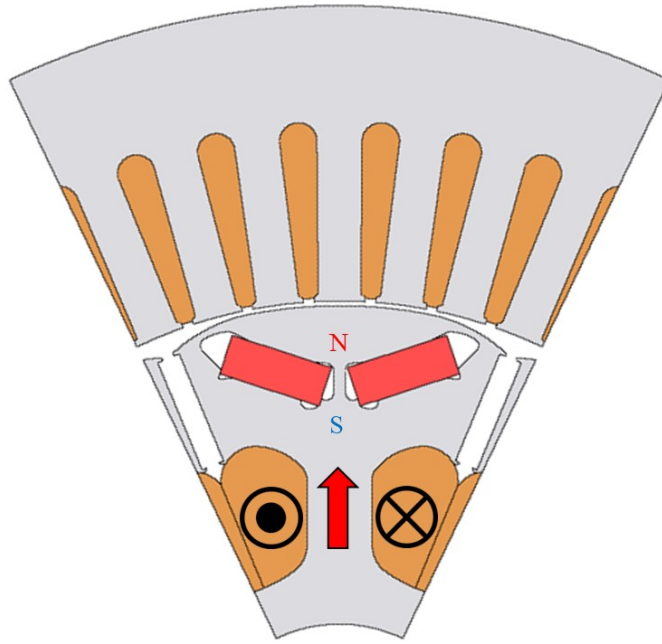
上式より, 起磁力 F_{ab} を電圧, 磁束 Φ を電流に対応させて考えると ab 間の磁気抵抗 R_{ab} は電気回路における抵抗と対応しており, オームの法則と同様にホプキンソンの法則が適用できることが示される。

また, 式(2.8), (2.9) より,

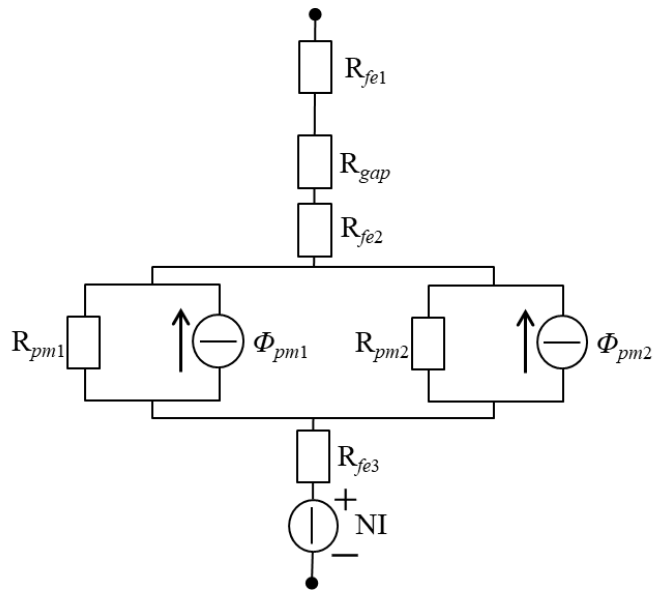
$$Ni = \frac{l\Phi}{\mu S} \quad (2.18)$$

上述した内容が磁気回路における基本的な考え方である。以下では実際に提案する HEM の構造について磁気回路を構成し, 効果的な可変界磁が可能な構造について検討する。

図 2.13 (a) に 1 極あたりの V 字型 HEM の断面形状を示し, 図 2.13 (b) に無負荷におけるその磁気回路を示す。ここでは, R_{fe} : コア磁気抵抗, R_{gap} : エアギャップ磁気抵抗, R_{pm} : 磁石磁気抵抗, Φ_{pm} : 磁石磁束, NI : 巻線起磁力を表している。この回路において回転子上部に V 字型に配置された磁石は二つの磁束源によって表すことができる。また, 回転子下部の界磁巻線は起磁力源によって表される。このように磁石磁束源と界磁巻線起磁力源は直列に接続されているため, 永久磁石の高い磁気抵抗が励磁によるエアギャップ磁束への寄与を阻害する。以上が, 直列接続方式 HEM の界磁磁束変化幅が非常に小さくなってしまいう原因である^[31]。



(a) 1 極あたりの V 字型 HEM の断面形状



(b) 1 極あたりの V 字型 HEM の磁気回路 (無負荷)

図 2.13 1 極あたりの V 字型 HEM の磁気回路による検討

そこで、この回路構成を直列ではなく並列にすることで回転子上部の磁気抵抗を減少させ、可変界磁性能の向上を図る。

改善方法を図 2.14 に示す。V 字型 HEM をベースとし、極中央に V 字に配置された磁石幅を短縮する。磁石幅の短縮によって磁気抵抗の小さい回転子コアによる磁路のスペースを設けることができ、並列接続となるため磁気抵抗が減少する。また、削減した磁石を用いて極間にスポーク磁石を入れることで磁石磁束を可変界磁性能の向上に活用する。この構成を本節では M 字型 HEM と呼称する。図 2.15 (a) に 1 極あたりの M 字型 HEM の断面形状を、図 2.15 (b) に無負荷におけるその磁気回路を示す。極中央の V 字型磁石を表す磁束源と並列に回転子コアの磁気抵抗が接続されている。また、極間のスポーク磁石を表す磁束源は界磁巻線を表す起磁力源に並列に接続されている。これによって極中央磁石に対して磁気抵抗の小さい回転子コア磁気抵抗が並列に接続されているため回転子上部の磁気抵抗が小さくなり、界磁巻線起磁力のエアギャップ磁束密度への寄与が増大する。

さらに、極間に配置されたスポーク磁石から生じる磁束 Φ_{pm3} , Φ_{pm4} は、界磁巻線が通電されていない界磁電流密度 0 A/c/mm^2 のとき、界磁巻線が巻かれたセンターリブの回転子コア磁気抵抗 R_{fe5} が小さいため、センターリブに流れ込み短絡磁路を形成する。一方で界磁巻線に最大電流を通電した界磁電流密度 10 A/c/mm^2 のとき、界磁巻線が巻かれたセンターリブでは磁気飽和が生じる。そのため、回転子コア磁気抵抗 R_{fe5} が大きくなり、極間に配置されたスポーク磁石から生じる磁束 Φ_{pm3} , Φ_{pm4} は、固定子側へ流れ込むため可変界磁性能に磁石磁束を活用することが可能である。

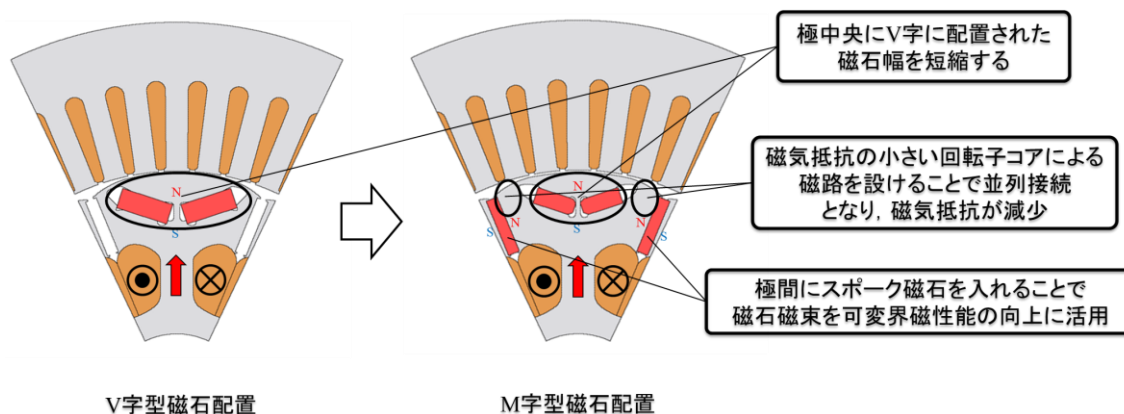
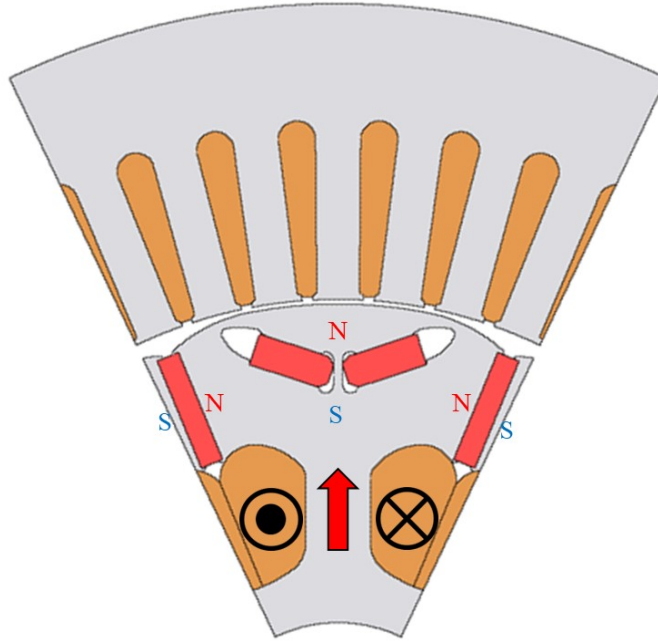
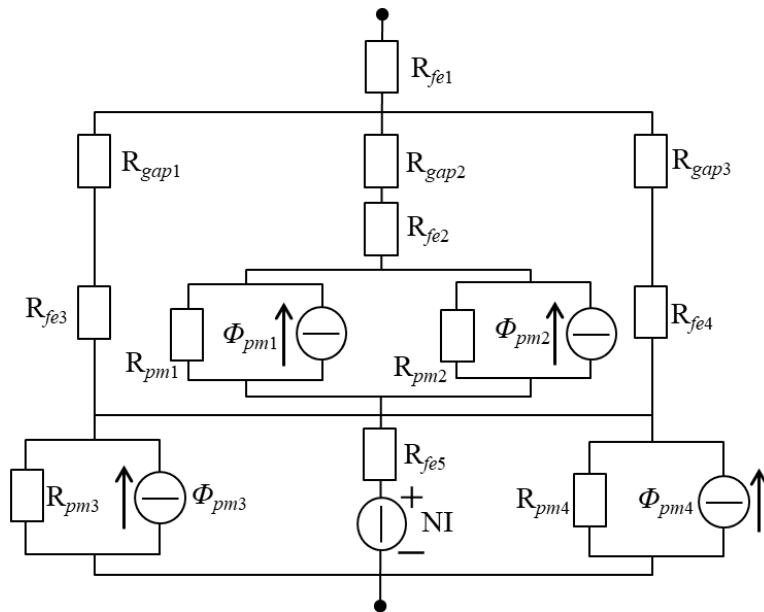


図 2.14 磁石配置による可変界磁性能の検討



(a) 1 極あたりの M 字型 HEM の断面形状



(b) 1 極あたりの M 字型 HEM の磁気回路 (無負荷)

図 2.15 1 極あたりの M 字型 HEM の磁気回路による検討

上述したM字型HEMを本論文の提案HEM (Proposed HEM) とし、その有効性を検証する。図2.16に、提案するHEMの断面形状(1/4カットモデル)を示す。比較対象機と同じ8極48スロット形状とし、固定子は比較対象機と全く同じ寸法形状である。回転子は、応力解析を実施し、応力に対する安全率が比較対象機と同等になるように設計してある。その解析結果については次章に示す。永久磁石には、ネオジウム焼結磁石である日立金属のNMX-39EHを採用しており、その磁石重量は、比較対象機より7.8%削減している。回転子および固定子のコアにはJFEスチールの35JN230を採用した。回転子に巻かれた界磁巻線の占積率は、電機子巻線と同等の56.4%とし、ターン数は230ターンである。界磁巻線の冷却を容易にするために、界磁電流の最大電流密度を 10 A/mm^2 としているため、最大界磁電流の値は 6.4 A である。したがって、最大界磁巻線起磁力は $1,472 \text{ AT}$ となる。界磁巻線への給電は、スリップリングとブラシを介しての機械的接触給電を想定している。そして、界磁巻線の通電方向は、直流電源のコストを抑えるために、図2.16に示すように、界磁巻線起磁力が永久磁石の磁化方向と同じ方向になるようにのみ通電する。1極あたりの磁石配置は、中心の d 軸上にV字型の磁石を配置した。さらに、極間に磁石を配置している。また、リラクタンストルクが大きく低下しない程度に q 軸付近で不均衡エアギャップ構造をとっており、 q 軸磁束が抑えられ、力率の向上に加えてトルクリプルの低減が期待できる。

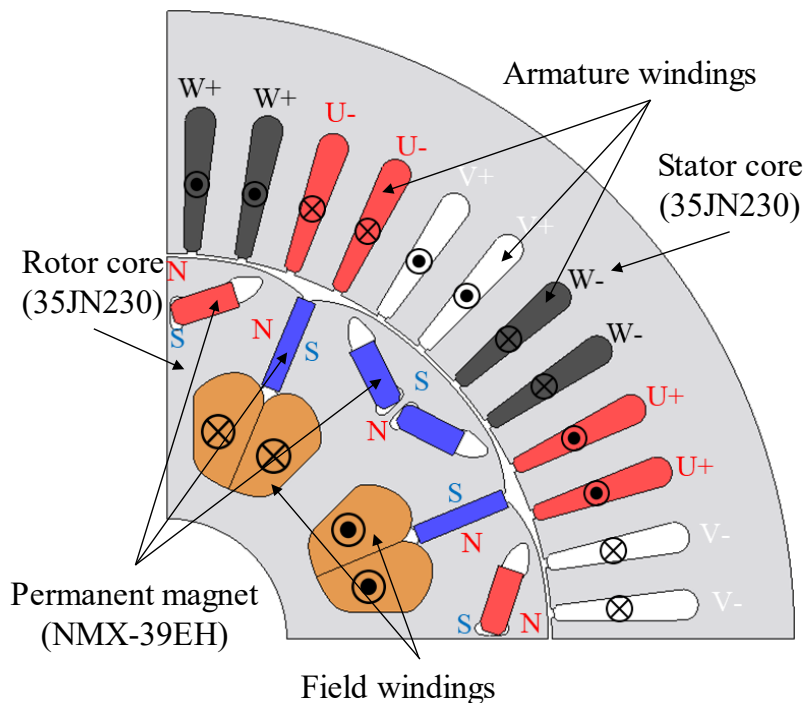


図 2.16 提案 HEM の断面形状 (1/4 カットモデル)

2.2.5 提案 HEM の可変磁束原理

図 2.17 に、界磁電流密度 0 A dc/mm^2 における磁束の流れを示す。極間に配置されたスポーク磁石が発生する磁束は、界磁巻線が巻かれたセンターリブを通過することで、回転子内で短絡磁路を形成する。その結果、固定子側へ流れる界磁磁束は減少し、固定子は低磁束密度となる。

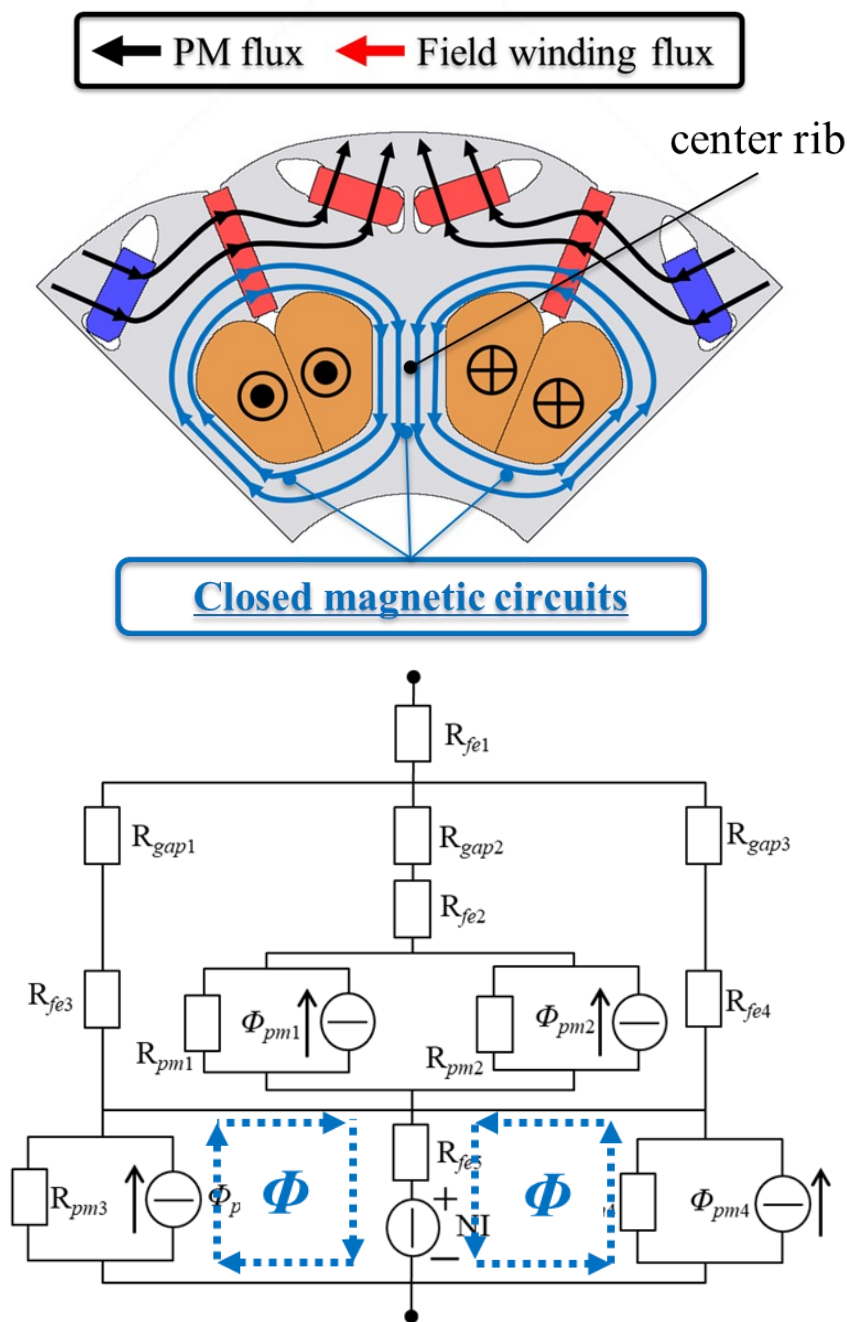


図 2.17 界磁電流密度 0 A dc/mm^2 における磁束の流れ

図 2.18 に、界磁電流密度 10 A dc/mm^2 における磁束の流れを示す。界磁巻線が発生する界磁磁束によってセンターリブには磁気飽和が発生し、極間のスポーク磁石が発生する磁束は回転子内に流れ込まずに固定子側へ流れ出る。その結果、界磁巻線磁束に加えて固定子側へ流れる界磁磁束が増加するため、固定子は高磁束密度となる。

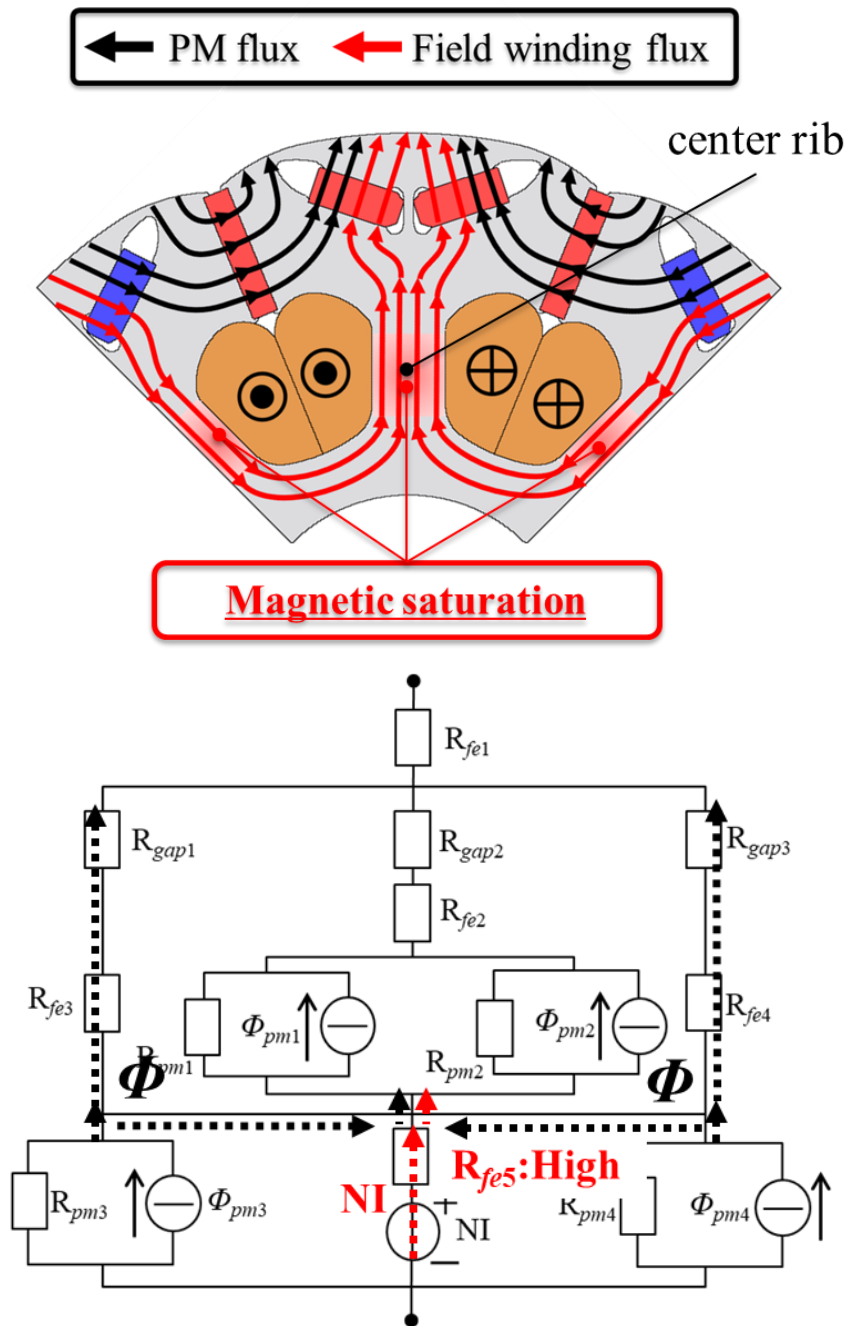


図 2.18 界磁電流密度 10 A dc/mm^2 における磁束の流れ

2.3 まとめ

本章では、比較対象の第三世代 PRIUS 駆動用モータの構造を示し、性能を 2D-FEA によって求め、提案 HEM の目標仕様とした。また、 d , q 軸磁束と電圧、トルク、力率の関係を明らかにし、高力率化が可能な構造について検討した。次に電機子巻線の巻線方式について確認し、提案 HEM に適した巻線方式について検討した。最後に、先行研究などから回転子側に界磁巻線を備えた HEM の課題点について磁気回路によって検証し、提案 HEM の回転子構造を検討、提案構造が優れた可変磁束性能を得られることを原理的に解説した。

第3章 有限要素解析による提案 HEM の設計・解析結果

前章では磁気回路を基に、効果的な可変界磁性能を有する提案 HEM の回転子構造について検討し、提案構造の可変磁束原理について示した。本章では有限要素解析を用いて提案する可変磁束原理が理論通り可能であることを確認し、各種運転点および全運転領域における性能について比較対象機と比較検証する。なお、以下の解析は減磁解析以外、すべて解析温度 100 °C での結果である。

3.1 提案 HEM の応力解析

EV/HEV 駆動用モータは高速巡航を行うために高速回転駆動が求められる。IPMSM は回転子に磁石が埋め込まれている構造であり、高速回転駆動時には大きな遠心力がかかる。その結果、磁石が回転子コアに押し付けられ、局所的に大きな応力が働く。したがって、回転子構造を検討するためには機械強度の点からの評価が必要となる。

回転子コアのような金属材料は、応力が十分小さいうちは弾性変形を行う。しかし、応力がある値以上になると塑性変形となり、元の形状に戻らなくなる。この境界の応力を「降伏点強度」と呼ぶ。材料ごとにこの降伏点強度は決まっているが、材料ごとに定められる降伏点強度は 1 軸の引張りから評価されている。実際のモータでは垂直とせん断 3 成分ずつの計 6 成分の応力が加わっていると考えられるため、これらを総合的に評価して判断を行うことが必要となる。総合的な評価を行うための理論の一つとしてミーゼス応力が挙げられる。これは正八面体せん断応力説という理論に基づき、6 成分ある応力を一軸の引張り応力に置き換えることが可能な理論である。つまり、ミーゼス応力が降伏点強度よりも大きい場合は塑性変形が発生していると考えられる。また、ミーゼス応力はスカラー量であるため方向や正負をもたない^[24]。

以上のことを踏まえ、提案 HEM の回転子について、3 次元 CAD 設計ソフトウェア Solid Works のミーゼス応力を用いた応力解析を用いて機械的強度を調べた。図 3.1 と図 3.2 はそれぞれ比較対象機と提案 HEM の最高回転数 14,000 rpm における回転子の応力解析結果を示す。回転子コアに利用する電磁鋼板 35JN230 の降伏点強度は 401 MPa である。比較対象機の最大応力値は 272 MPa であり、安全率 1.5 倍と高い安全率を確保している。一方、提案 HEM の最大応力値は 268 MPa であり、安全率 1.5 倍と比較対象機と同等の高い安全率を確保している。したがって、提案 HEM の機械的強度は EV/HEV 駆動用モータとして十分であるといえる。

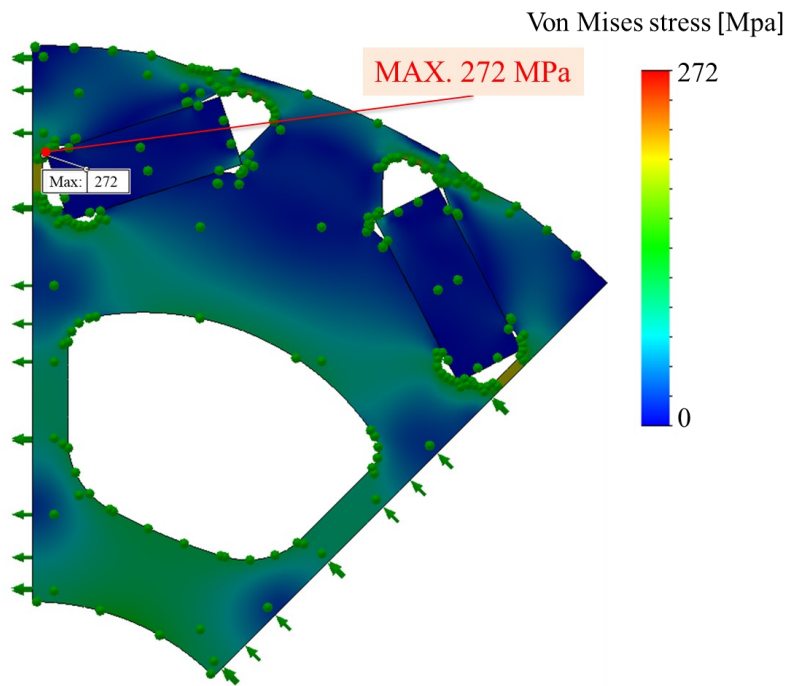


図 3.1 比較対象機の 14,000 rpm における応力解析結果

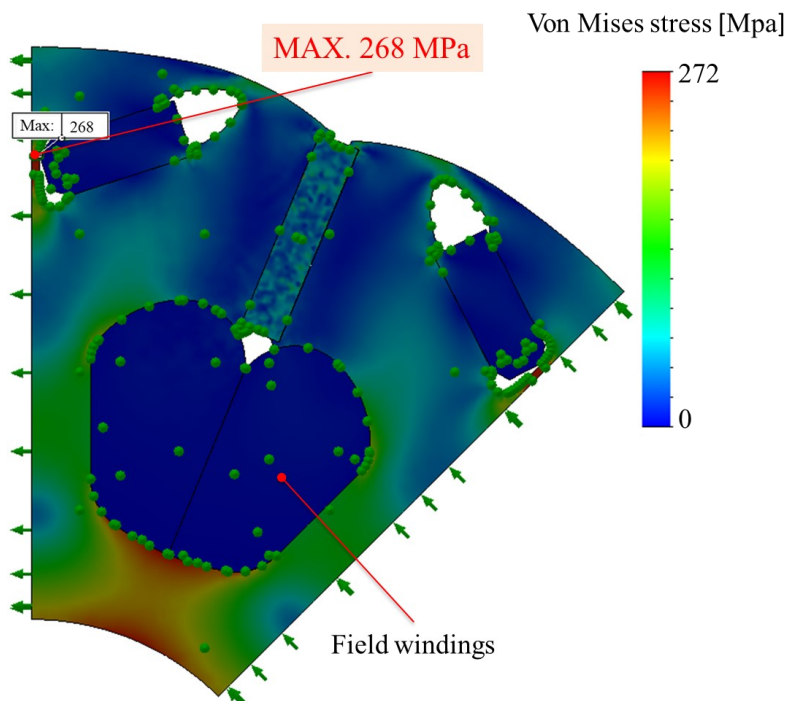


図 3.2 提案 HEM の 14,000 rpm における応力解析結果

3.2 提案 HEM の減磁解析

本節では、提案構造について、磁石の不可逆減磁に対する評価を行った。本検討では、悪条件下における磁石の耐久性について評価するために、最も減磁が起りやすいと考えられる電機子電流の電流位相角 $\beta = 90 \text{ deg}$ 一定の条件のもと、提案構造と比較対象機の磁石が発生する磁束の減少率を解析により求めた。磁石温度は 140°C 一定とした。

減磁解析は、電機子巻線と界磁巻線にパルス状の電流を通電して行い、通電後に電流がゼロの時の磁石が発生する磁束量(Ψ_b)と電流を通電する前の初期状態における磁石が発生する磁束量(Ψ_a)とを比較した。以下に U 相鎖交磁束減少率の計算式を式 (3.1) に示す。

$$\text{U 相鎖交磁束減少率 [\%]} = (1 - \Psi_b / \Psi_a) \cdot 100 \quad (3.1)$$

図 3.3 は、比較対象機の U 相鎖交磁束減少率を示す。比較対象機において、最大トルクを発生するのに必要な電機子電流実効値 170 Arms の時の U 相鎖交磁束減少率は 0.12% である。そして、図 3.4 は、提案構造において、界磁電流がゼロの場合と界磁電流を 10 A/cm^2 通電した場合の U 相鎖交磁束減少率をそれぞれ示す。提案構造は、界磁電流を流した方が流さない場合よりも U 相鎖交磁束減少率が大きくなっている。しかし、提案構造に比較対象機と同等の最大トルクを発生できる電機子電流実効値 154.6 Arms と界磁電流 10 A/cm^2 を通電した際の U 相鎖交磁束減少率は 0.21% であり、提案構造は比較対象機とほぼ同等の減磁耐久力を備えている。

図 3.5 は、比較対象機に電機子電流実効値 170 Arms を通電した際の磁石の減磁率分布を示す。また、図 3.6 は、提案構造に電機子電流実効値 154.6 Arms と界磁電流密度 10 A/cm^2 を通電した際の磁石の減磁率分布を示す。比較対象機のように、V 字型に磁石が配置された IPMSM では、磁石の回転子表面側のエッジ部分に逆磁界が集中しやすく、不可逆減磁が生じている。一方、提案構造では、V 字型に配置された磁石は界磁電流による磁束によって増磁されていることから、磁石のエッジ部分で不可逆減磁はほぼ生じていない。しかし、極間の磁石では、界磁電流の発生する磁束が逆磁界として作用し、電流位相角 $\beta = 90 \text{ deg}$ の電機子電流が作り出す負の d 軸磁束にこの磁束が重畳されるため、わずかに不可逆減磁が生じているが、比較対象機のような局所的に大きな減磁は見られない。

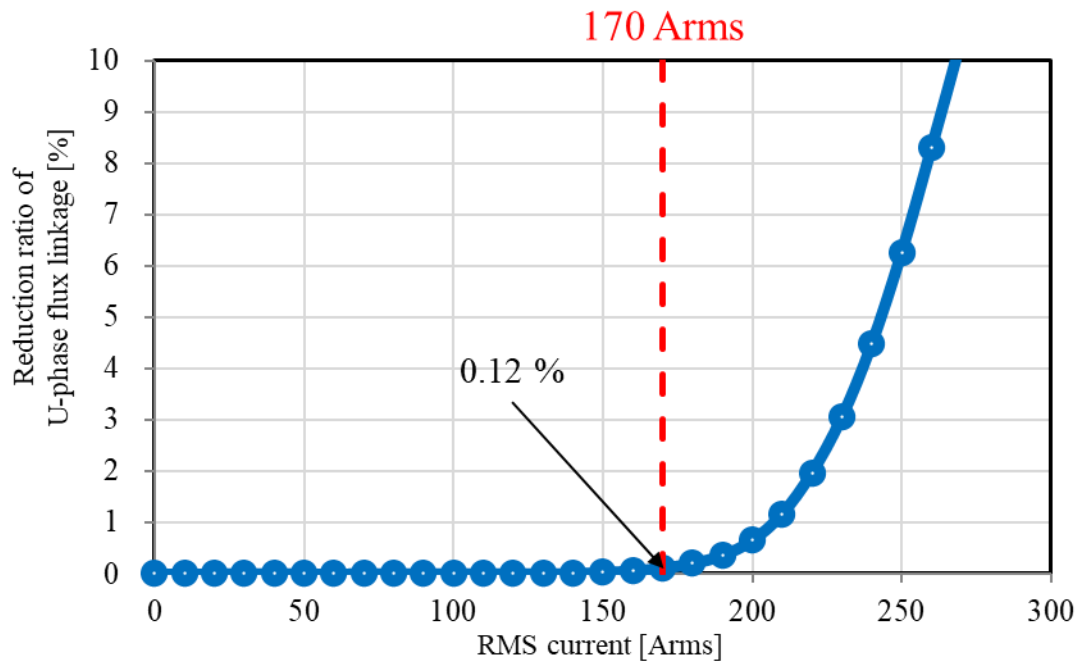


図 3.3 比較対象機の電機子電流実効値-U相鎖交磁束減少率特性

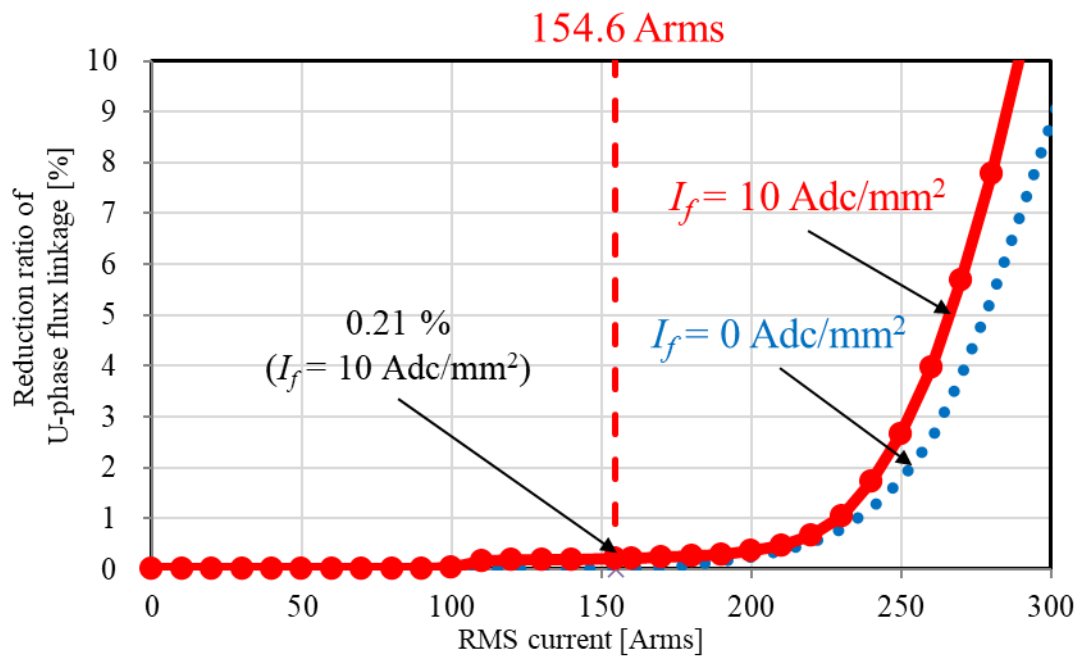


図 3.4 提案 HEM の電機子電流実効値-U相鎖交磁束減少率特性

Max Demagnetization rate : 13.4 %

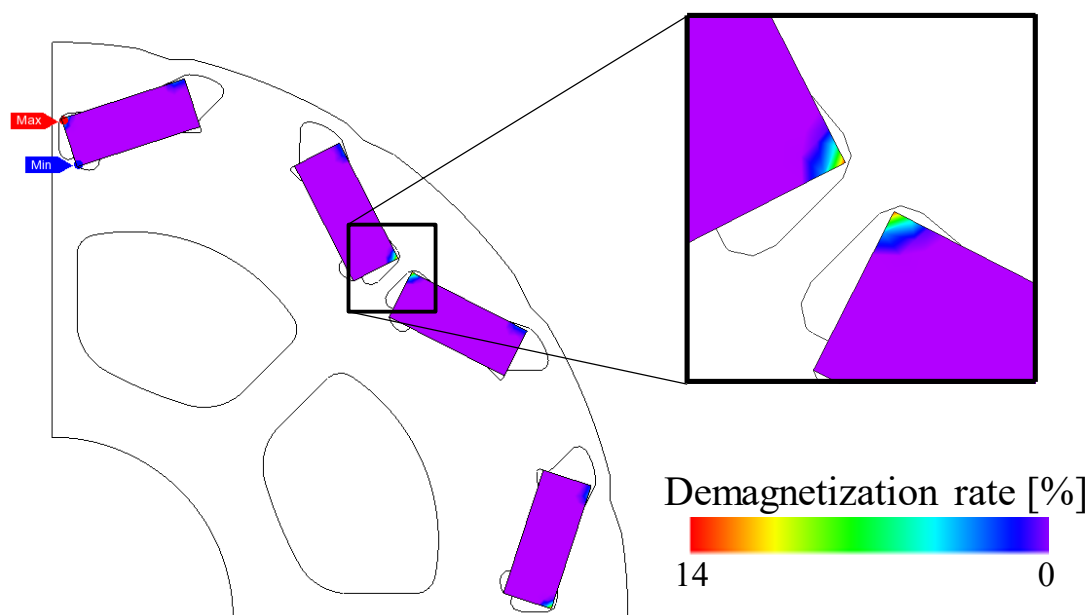


図 3.5 比較対象機の減磁率分布

Max Demagnetization rate : 5.3 %

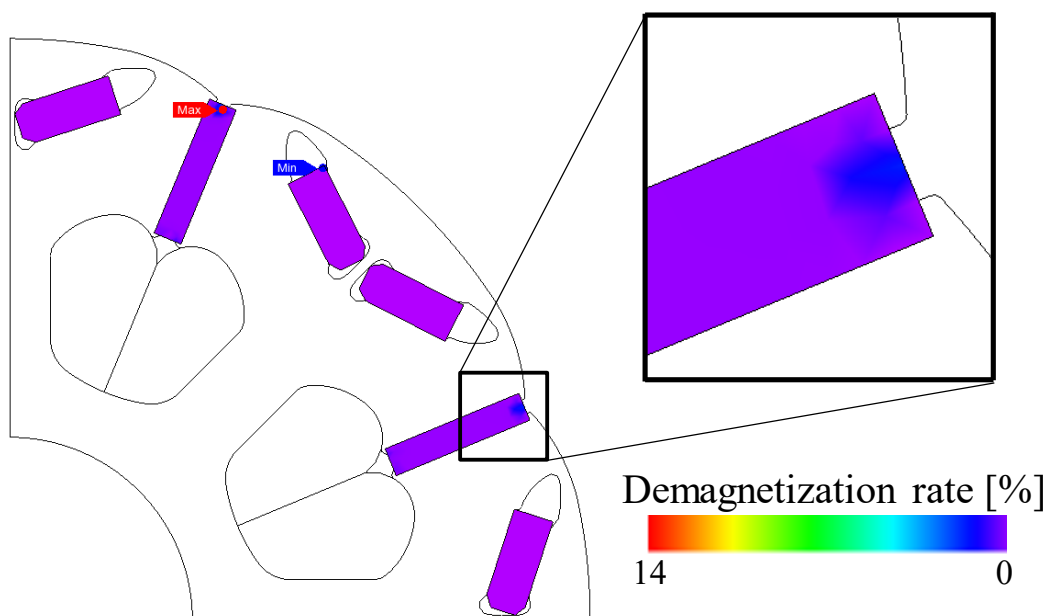


図 3.6 提案 HEM の減磁率分布

3.3 無負荷状態における特性比較

本節では、無負荷状態における界磁電流ごとの特性を比較対象機と比較することで、提案構造の可変界磁原理が実現可能か検討する。

3.3.1 界磁電流密度に対する誘起電圧および鉄損の変化

図 3.7 に回転速度 3,000 rpm における界磁電流密度に対する無負荷時の線間電圧基本波振幅を示す。提案 HEM は、無励磁状態である界磁電流密度 0 A/c/mm² では、線間電圧基本波振幅が 206.7 V であり、比較対象機の 250.1 V から 17.4%減少している。式 (1.6) で示したように、同じ回転速度 3,000 rpm であることから界磁磁束が比較対象機よりも低いことがわかる。一方、最大電流通電状態である界磁電流密度 10 A/c/mm² の場合では線間電圧基本波振幅が 401.8 V であり、比較対象機よりも線間電圧基本波振幅が 60.7%増加し、高い界磁磁束が生成できていることがわかる。

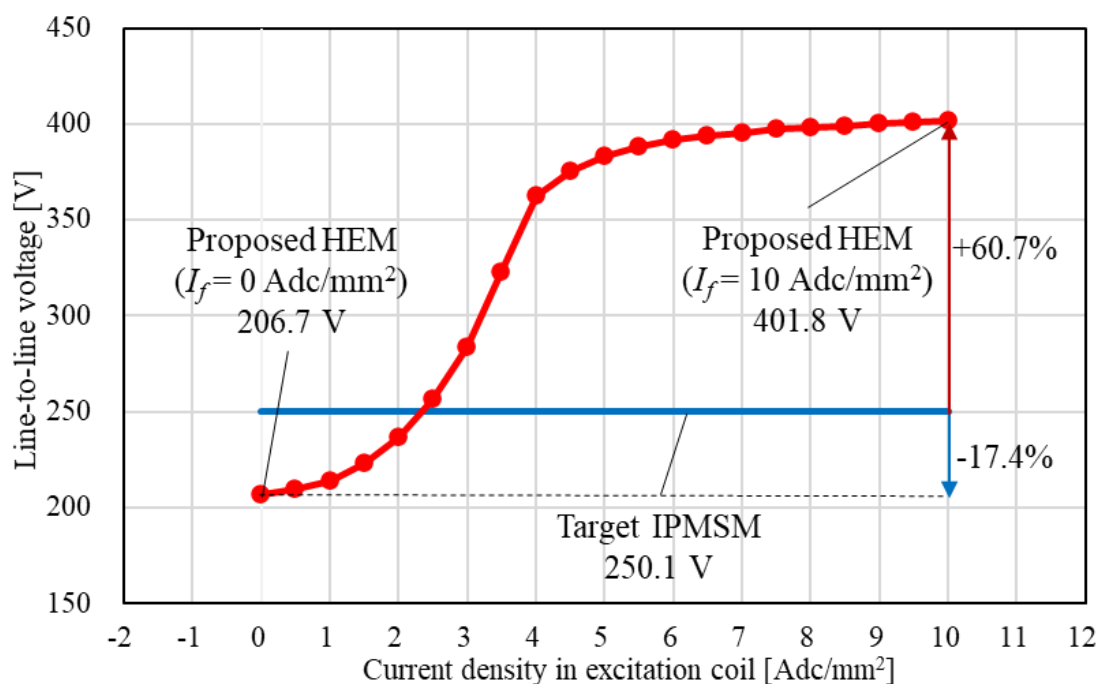


図 3.7 無負荷時の界磁電流密度-線間電圧基本波振幅特性

図 3.8 に回転速度 3,000 rpm における界磁電流密度に対する無負荷時の鉄損の比較を示す。提案 HEM は、無励磁状態である界磁電流密度 0 Adc/mm² では、無負荷時鉄損が 37.0 W であり、比較対象機の 57.3 W から 35.4%減少しており、界磁磁束が比較対象機よりも低いことで回転子および固定子コアの磁束密度分布が低下するため低鉄損化が可能である。一方、最大電流通電状態である界磁電流密度 10 Adc/mm² の場合では鉄損が 123.2 W であり、比較対象機よりも鉄損が 115.0%増加している。高い界磁磁束によって回転子および固定子コアが高磁束密度となり磁気飽和するため高い鉄損が生じる。

すなわち、界磁電流密度を増加させることで比較対象機より線間電圧基本波振幅を増大させることが可能であり、それに伴い鉄損も増加している。一方、界磁電流密度を減少させることで比較対象機より線間電圧基本波振幅と鉄損の両方を減少させることが可能である。以上のことから、界磁電流を変化させることで可変界磁が可能であると確認できる。また、界磁電流密度 4.0 Adc/mm² 以上、2.0 Adc/mm² 以下の範囲で線間電圧基本波振幅および鉄損が飽和する傾向となっているがこれは磁気飽和による影響を受けるためである。

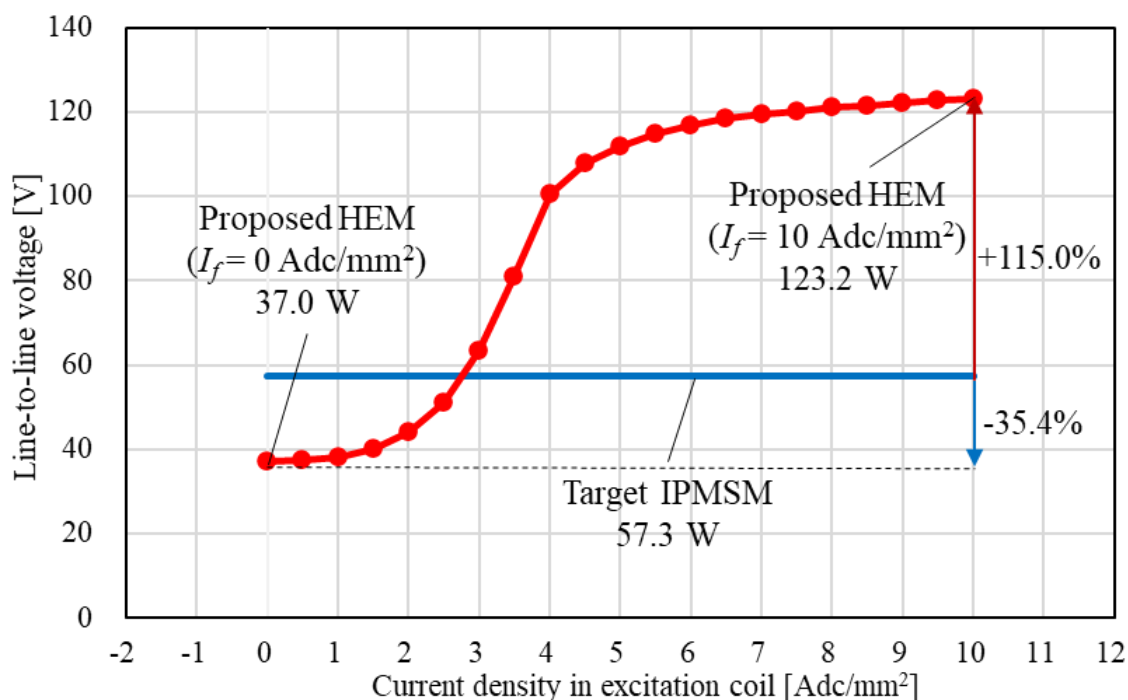


図 3.8 無負荷時の界磁電流密度-鉄損特性

3.3.2 界磁磁束の低磁束密度化と高磁束密度化

図 3.9 に比較対象機の無負荷時の磁束密度分布を示す。また、図 3.10, 3.11 に、それぞれ界磁電流密度 0 A dc/mm^2 と界磁電流密度 10 A dc/mm^2 の無負荷時の磁束密度分布を示す。界磁電流密度 0 A dc/mm^2 では、極間に配置された磁石が発生する磁束が、界磁巻線が巻かれたセンターリブを通過することで、回転子内で短絡磁路を形成している。その結果、固定子側へ流れる界磁磁束は減少し、固定子側へ比較対象機よりも磁束が流れず低磁束密度となる。

一方、界磁電流密度 10 A dc/mm^2 では、界磁巻線で発生する界磁磁束によってセンターリブで 1.97 T と磁気飽和が発生しており、極間の磁石が発生する磁束は固定子側流れ出ている。その結果、界磁巻線磁束および極間磁石磁束によって固定子側へ流れる界磁磁束が増加するため、比較対象機よりも界磁磁束が増加して固定子が高磁束密度となる。

すなわち、前章の可変磁束原理と同様の変化が実現できていることが確認できる。

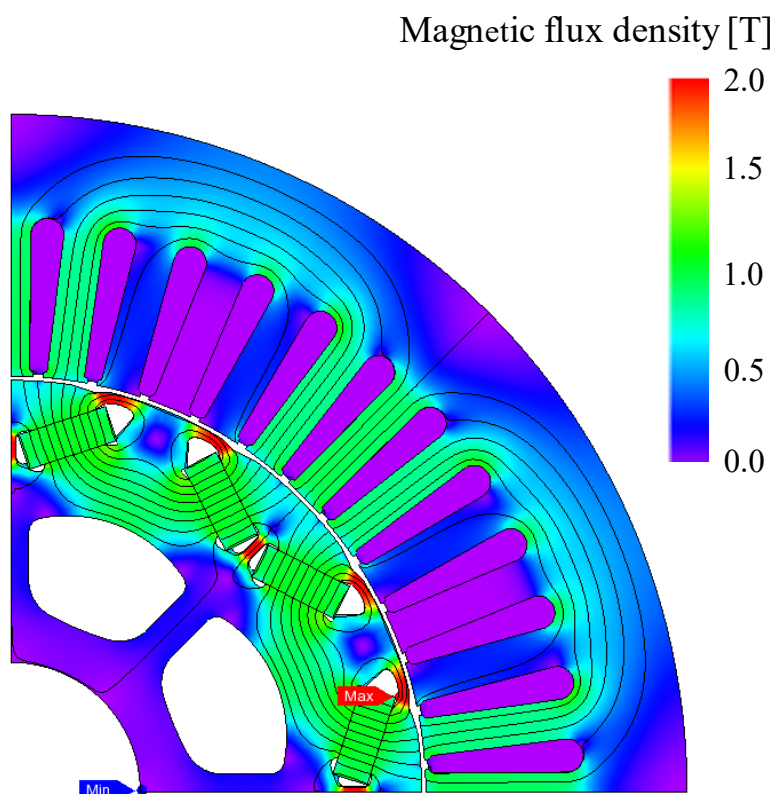


図 3.9 無負荷時における第三世代 PRIUS 駆動用モータの磁束密度分布

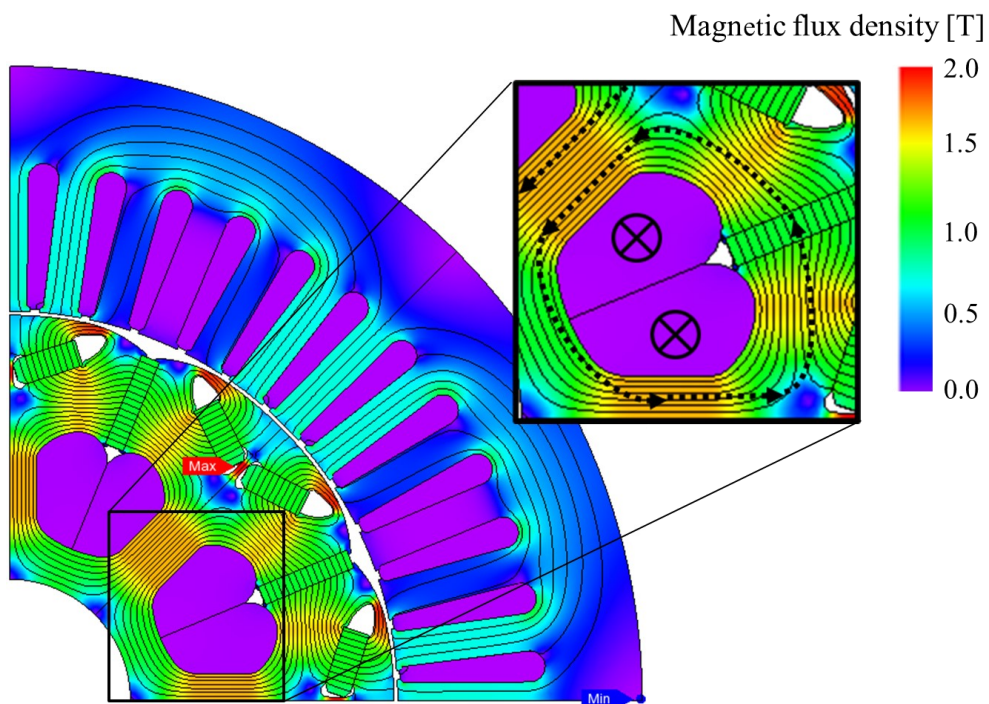


図 3.10 無負荷時における提案 HEM の磁束密度分布 (0 Adc/mm²)

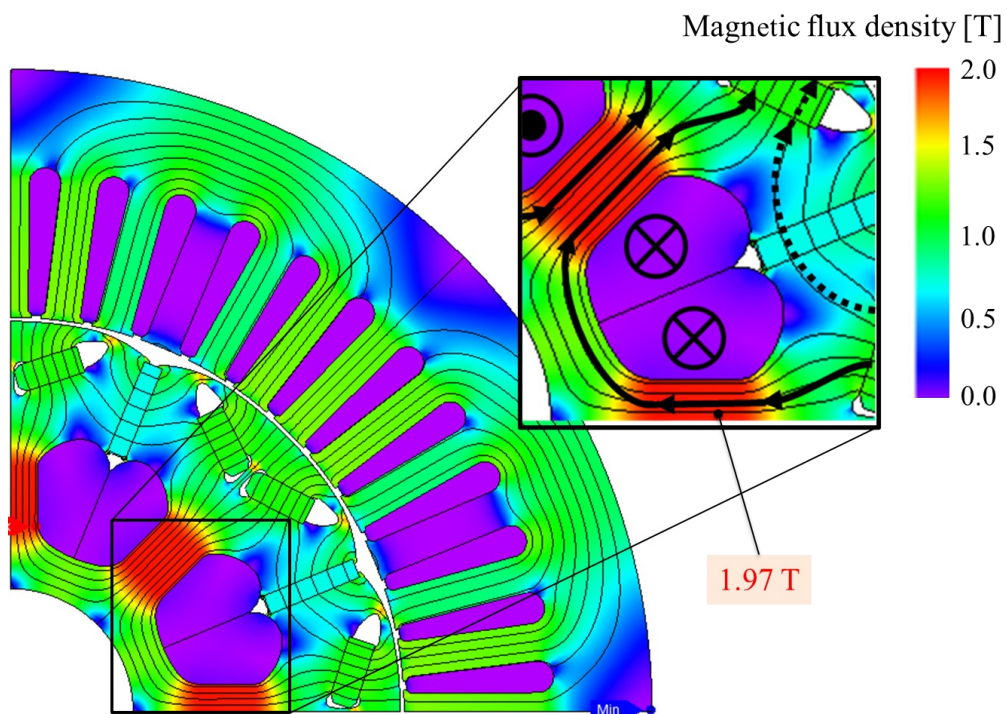


図 3.11 無負荷時における提案 HEM の磁束密度分布 (10 Adc/mm²)

図 3.12 は、界磁電流を変化させた際の無負荷時のエアギャップ磁束密度分布を示す。界磁電流密度 0 A dc/mm^2 での基本波振幅は 0.563 T であり、比較対象機から 17.2% 減少させている。また、界磁電流密度 10 A dc/mm^2 での基本波振幅は 1.099 T であり、無励磁状態から 95.2% 変化可能である。このように界磁電流を増減させることで、エアギャップ磁束密度を大きく変化できる。

以上より、提案構造は界磁電流の調整により固定子の低磁束密度化と高磁束密度化の両立が実現できる。

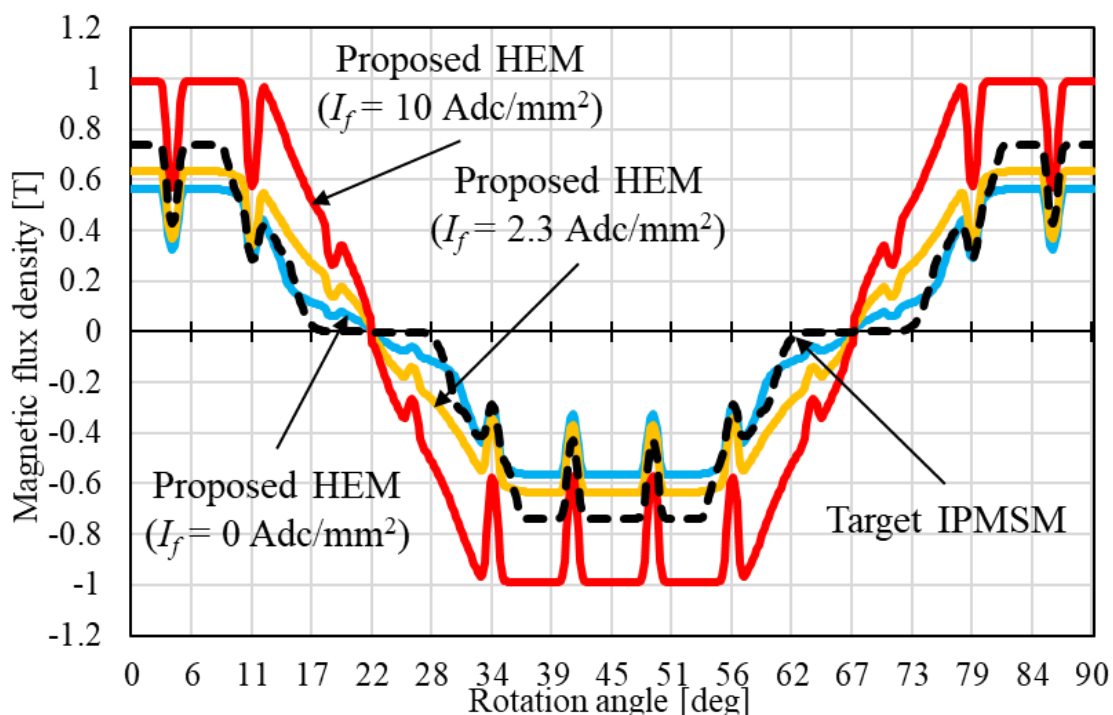


図 3.12 無負荷時のエアギャップ磁束密度の比較

3.3.3 回転速度に対する誘起電圧および鉄損の変化

回転速度に対する線間電圧基本波振幅および鉄損を図 3.13 と図 3.14 にそれぞれ示す。界磁電流密度 10 A dc/mm^2 では、高磁束密度であるため、線間電圧基本波振幅および鉄損は、回転速度の増加とともに比較対象機より大きく増大する。界磁電流密度 2.3 A dc/mm^2 では、図 3.12 に示すエアギャップ磁束密度の基本波振幅が比較対象機と同等の 0.680 T でありながら、その高調波成分は少ない。そのため、線間電圧基本波振幅はほぼ等しいのに対し、回転速度の増加とともに鉄損は比較対象機より低下する。そして、界磁電流密度 0 A dc/mm^2 では、低磁束密度であるため、線間電圧基本波振幅および鉄損は、すべての回転速度において比較対象機を下回っている。

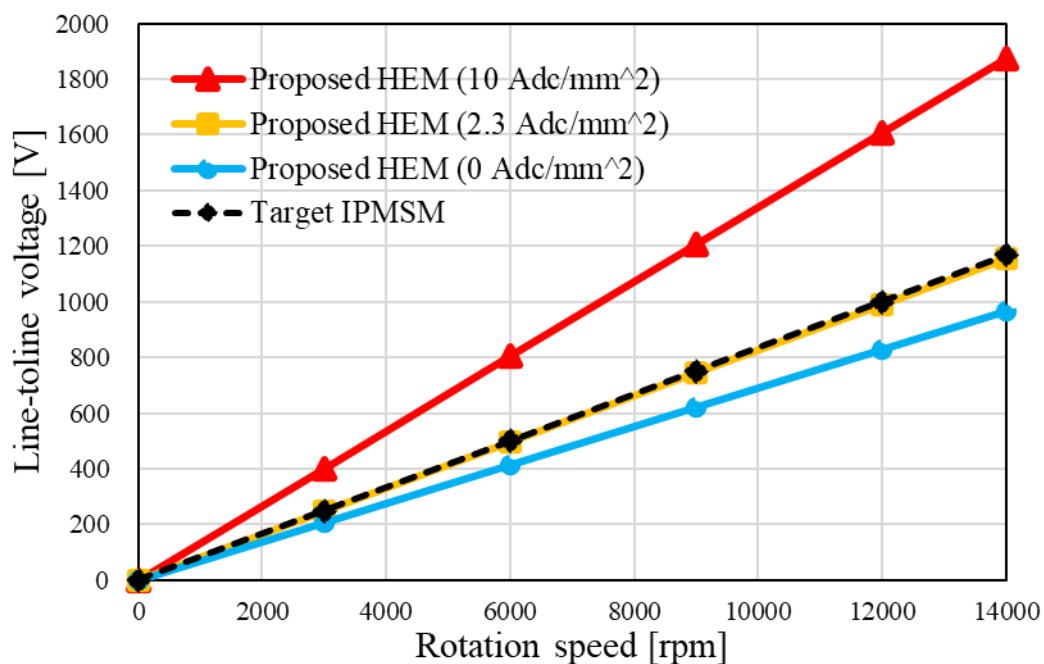


図 3.13 無負荷時の回転速度-線間電圧基本波振幅特性比較

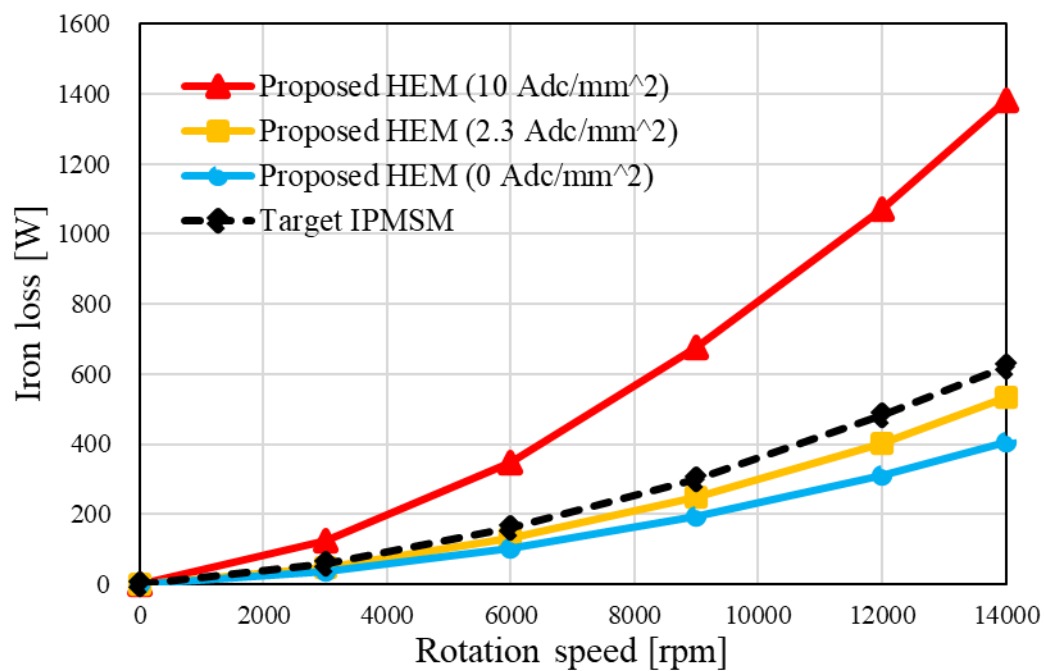


図 3.14 無負荷時の回転速度-鉄損特性比較

3.4 基底速度における最大トルク時の特性比較

本章では、低速高トルク領域の特性を評価するため、基底速度 2,768 rpm における最大トルク 236.7 Nm における性能差を比較する。

表 3.1 は、基底速度における最大トルクの解析結果の比較を示す。提案構造は界磁電流密度 10 A_{dc}/mm² 通電することによって、電機子電流が比較対象機の 170 Arms から 9.1% 小さい 154.6 Arms で比較対象機の最大トルク 236.7 Nm が生成できる。電機子電流を減少させることで電機子巻線による磁気飽和が緩和されるため、提案 HEM の固定子鉄損は 290.9 W と比較対象機の 333.0 W よりも 12.6% 低減した。さらに、界磁巻線による銅損の増加よりも、電機子電流の減少による銅損の低減効果の方が大きいため、提案 HEM の最大トルク発生時における合計損失は比較対象機よりも 12.2% 減少し、効率が 1.3% ポイント向上する高効率化が可能である。さらに、基本波力率は 8.9% ポイント向上しており、インバータ容量は比較対象機の 135.3 kVA から 123.1 kVA に減少できる。したがって、提案構造は、電機子巻線用の三相インバータの容量を削減し、コスト低減が可能である。

表 3.1 基底速度における最大トルク時の特性比較

	Target IPMSM	Proposed HEM
Torque [Nm]	236.7	236.7
Torque ripple [%]	11.1	14.1
Power [kW]	68.6	68.6
Armature current effective value [Arms]	170.0	154.6
Current phase angle [deg]	50	50
Current density in excitation coil [A _{dc} /mm ²]		10
Magnet eddy current loss [W]	15.1	7.6
Stator iron loss [W]	333.0	290.9
Rotor iron loss [W]	30.1	24.5
Total iron loss [W]	378.2	323.1
Copper loss of armature winding [W]	8990.4	7435.3
Copper loss of field winding [W]		462.8
Total loss [W]	9368.5	8221.2
Efficiency [%]	88.0	89.3
Fundamental wave power factor [%]	62.9	71.8

図 3.15 と図 3.16 はそれぞれ比較対象機と提案 HEM の、基底速度 2,768 rpm, 最大トルク 236.7 Nm における磁束密度分布である。電機子電流量の減少効果によって提案 HEM の固定子の磁気飽和が緩和されていることが確認できる。

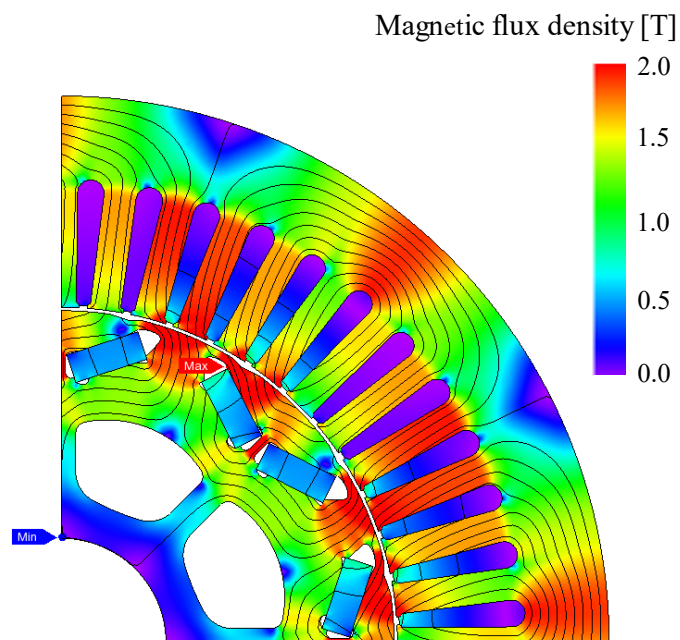


図 3.15 基底速度 2,768 rpm, 最大トルク 236.7 Nm における比較対象機の磁束密度分布

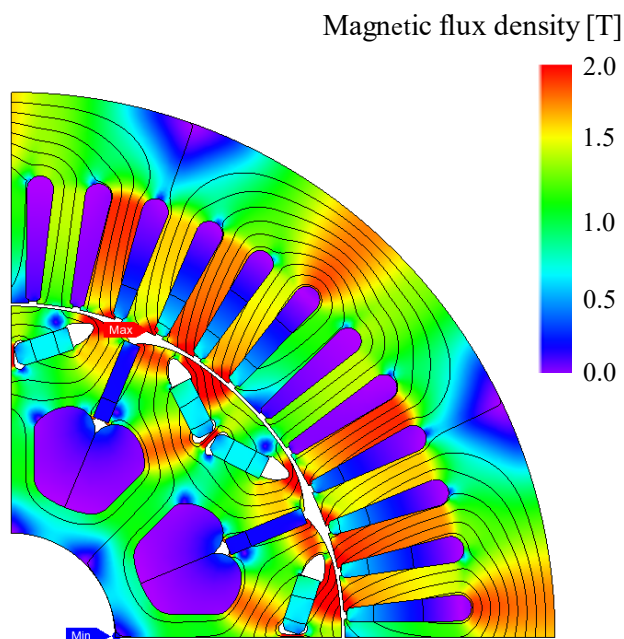
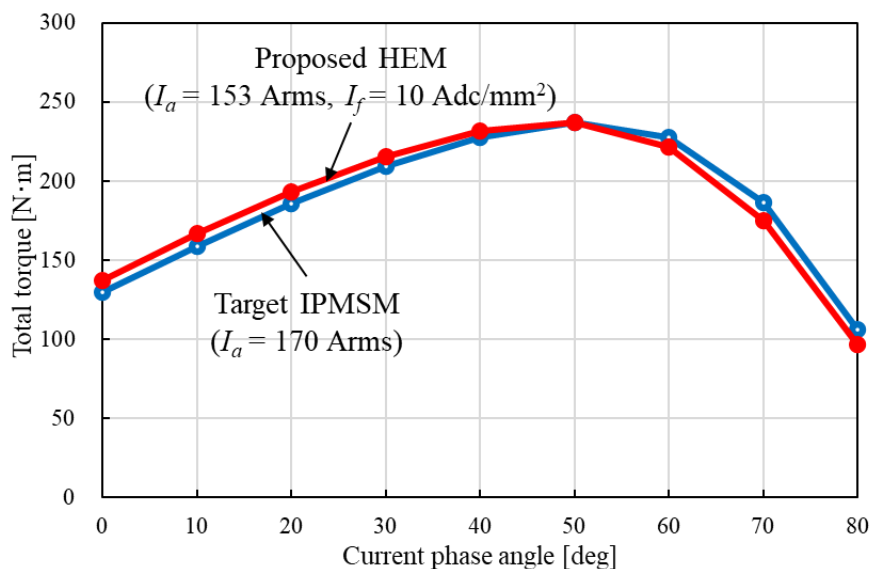
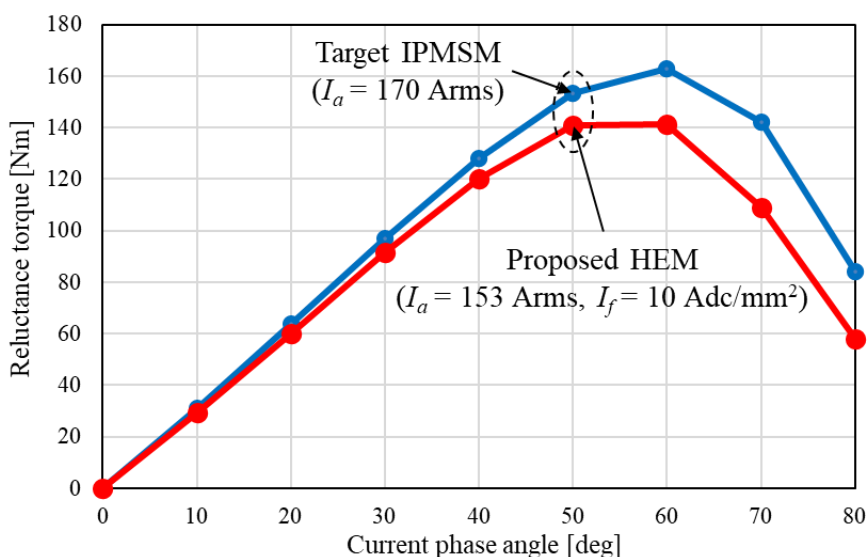


図 3.16 基底速度 2,768 rpm, 最大トルク 236.7 Nm における提案 HEM の磁束密度分布

図 3.17 に電流位相角に対するトルク特性を示す。図 3.17 (a) は総合トルク特性である。提案構造は、比較対象機と同様に電流位相角 50 deg で最大トルクを得る。また、図 3.17 (b) はリラクタンストルク特性である。提案構造は力率向上のために q 軸インダクタンスを低下させているため、比較対象機よりもわずかにリラクタンストルクが低下するが、可変界磁によってマグネットトルクが増加しているため同等の総合トルクが得られている。よって、提案構造は逆突極性を有し、リラクタンストルクの活用が可能である。



(a) Total torque



(b) Reluctance torque

図 3.17 基底速度における最大トルク時の電流位相角-トルク特性比較

電流位相角に対する d, q 軸磁束と基本波力率の変化を図 3.18 と図 3.19 にそれぞれ示す。提案構造は比較対象機より d 軸磁束を増加させ、 q 軸磁束を減少できる構造である。これにより、前章で述べたように d, q 軸座標系における力率角は小さくなり、基本波力率は比較対象機より向上する。

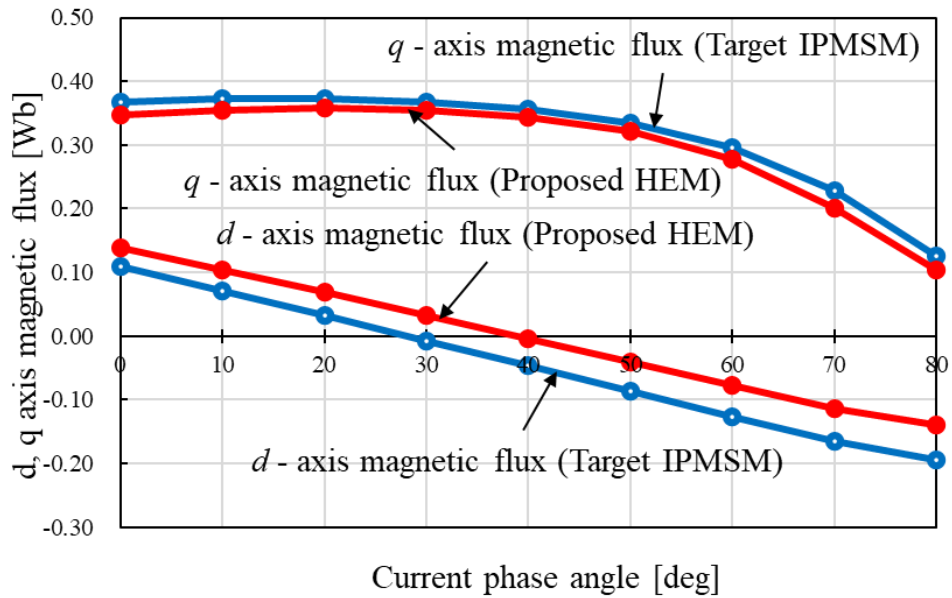


図 3.18 基底速度における最大トルク時の電流位相角- d, q 軸磁束特性比較

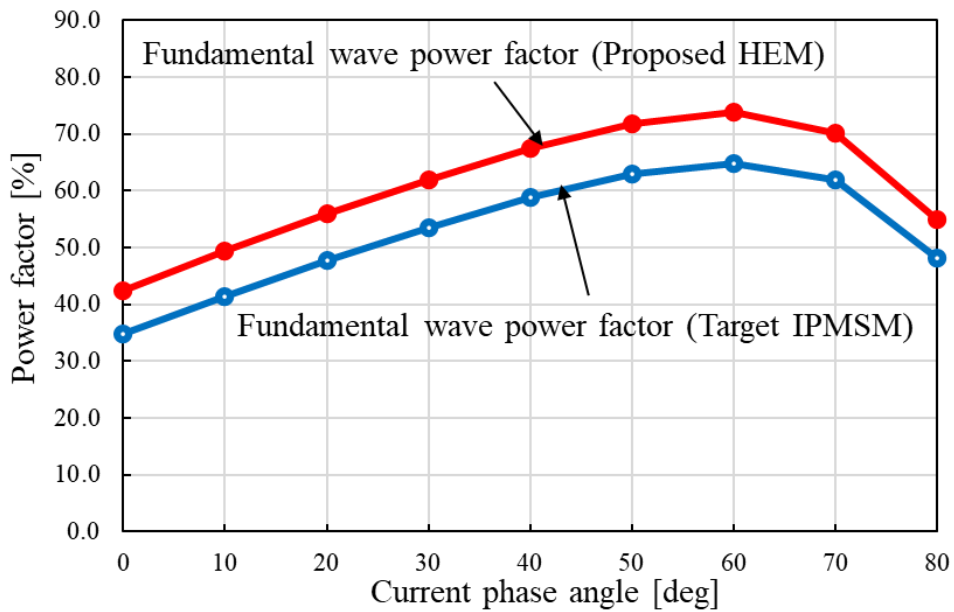


図 3.19 基底速度における最大トルク時の電流位相角- 基本波力率特性比較

3.5 低トルク 13 Nm 時の特性比較

常用領域である低トルク領域の特性を評価するため、トルク 13 Nm における性能の比較を行う。

3.5.1 回転速度 3,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較

回転速度 3000 rpm, トルク 13 Nm の比較結果を表 3.2 に示す。

図 3.20 と図 3.21 はそれぞれ比較対象機と提案 HEM の、回転速度 3,000 rpm, トルク 13 Nm 時の磁束密度分布である。

基底速度付近の低トルク低速領域では、鉄損が比較的小さいため、銅損が支配的な領域である。このことから、一般に界磁巻線による銅損が生じる HEM では効率の低下が懸念される。しかし、提案構造は低鉄損化によって、銅損の増加分を補償しているため、合計損失が比較対象機とほぼ同等となり、等しい効率となっている。

表 3.2 回転速度 3,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較

	Target IPMSM	Proposed HEM
Torque [Nm]	13.0	13.0
Torque ripple [%]	16.6	8.7
Power [kW]	4.1	4.1
Line voltage fundamental wave amplitude [V]	272.1	226.7
Armature current effective value [Arms]	12.4	15.1
Current phase angle [deg]	30	25
Current density in excitation coil [A/mm ²]		0.3
Iron loss [W]	73.5	49.5
Copper loss of armature winding [W]	47.8	70.9
Copper loss of field winding [W]		0.4
Total loss [W]	121.4	120.9
Efficiency [%]	97.1	97.1
Fundamental wave power factor [%]	99.9	99.0

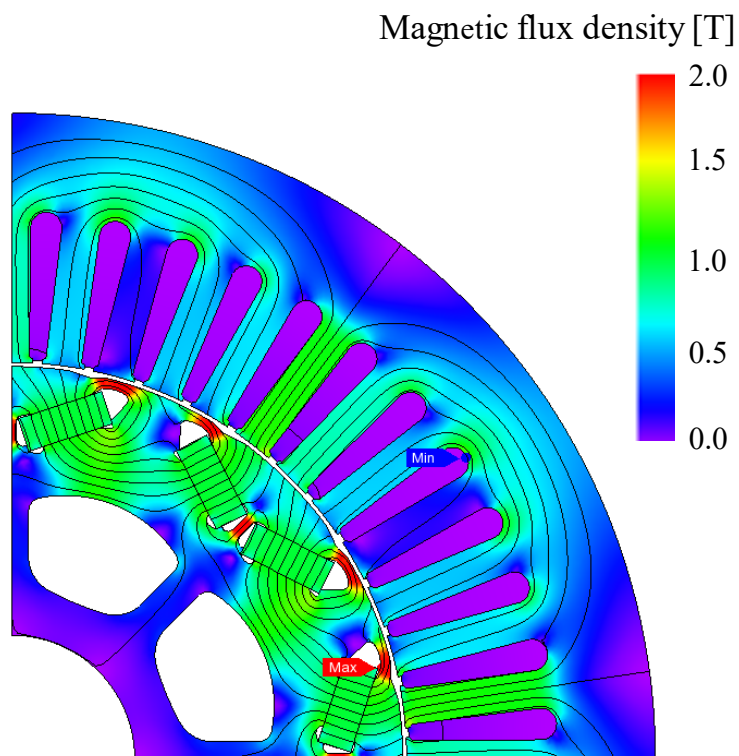


図 3.20 回転速度 3,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における比較対象機の磁束密度分布

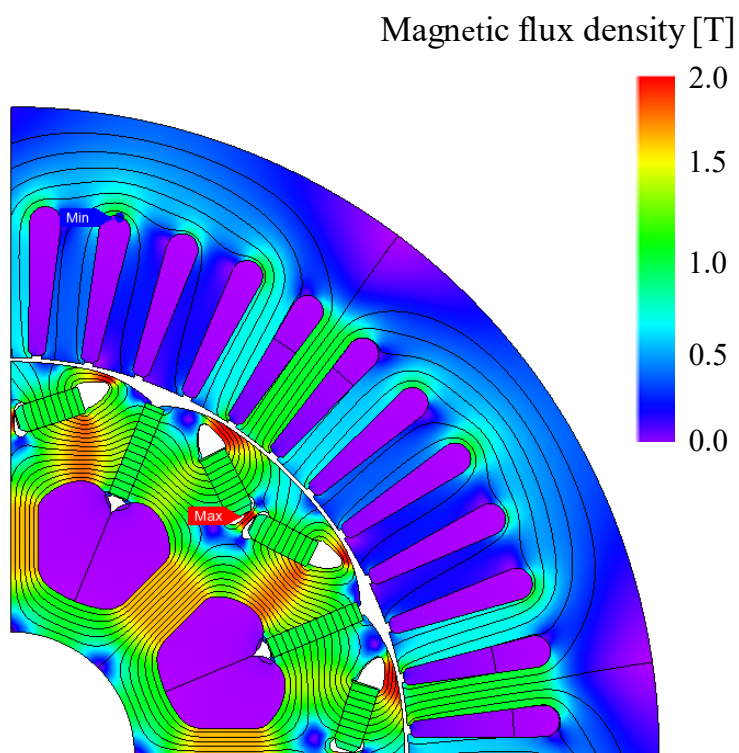


図 3.21 回転速度 3,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における提案 HEM の磁束密度分布

3.5.2 回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較

回転速度 14,000 rpm, トルク 13 Nm の比較結果を表 3.3 に示す。

図 3.22 と図 3.23 はそれぞれ比較対象機と提案 HEM の, 回転速度 14,000 rpm, トルク 13 N・m 時の磁束密度分布である。

提案 HEM の鉄損は 414.8 W と比較対象機の 896.1 W と比べて 53.7%もの大幅な低下が確認できる。高速域において, 提案 HEM の界磁磁束減少による低磁束密度化の低鉄損化効果が大きいことが確認できる。また, 弱め磁束制御に必要となる負の d 軸電流を抑制するため, 電機子巻線による銅損も低減でき, 提案 HEM の銅損は 246.3 W と比較対象機の 355.4 W と比べて 29.9.7%低下する。合計損失は 46.9%減少し, 効率は 2.7%ポイント向上する高効率特性が得られた。

表 3.3 回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13 Nm 時の特性比較

	Target IPMSM	Proposed HEM
Torque [Nm]	13.0	13.0
Torque ripple [%]	32.0	28.9
Power [kW]	19.1	19.1
Armature current effective value [Arms]	33.8	28.1
Current phase angle [deg]	79	69
Current density in excitation coil [A/mm ²]		0.8
Magnet eddy current loss [W]	1.8	5.5
Stator iron loss [W]	794.2	372.5
Rotor iron loss [W]	100.0	37.2
Total iron loss [W]	896.1	414.8
Copper loss of armature winding [W]	355.4	246.3
Copper loss of field winding [W]		3.0
Total loss [W]	1251.5	664.1
Efficiency [%]	93.9	96.6
Fundamental wave power factor [%]	73.9	86.4

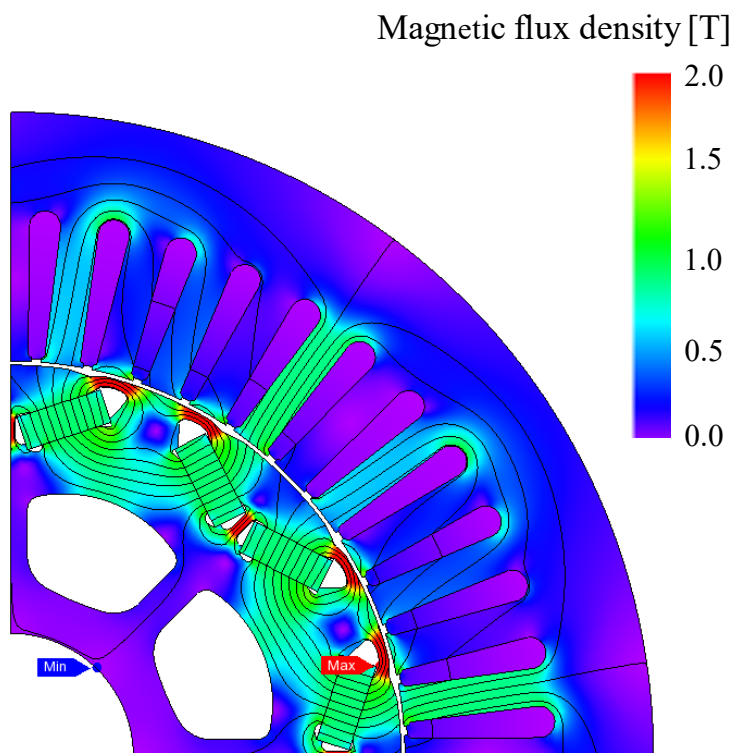


図 3.22 回転速度 14,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における比較対象機の磁束密度分布

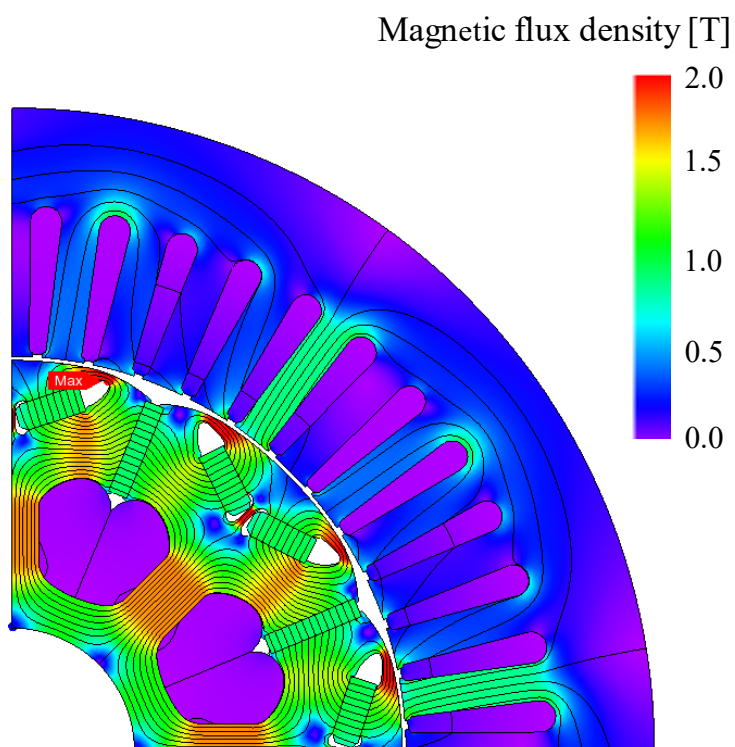


図 3.23 回転速度 14,000 rpm, 低トルク 13.0 Nm における提案 HEM の磁束密度分布

3.5.3 トルク 13 Nm における損失および効率の特性比較

図 3.24 は、回転速度毎のトルク 13 Nm における鉄損を示す。提案構造の鉄損は、界磁磁束の低磁束密度化によって常に比較対象機より低い。また、回転速度の増加とともにその差は増加する。

図 3.25 は、回転速度毎のトルク 13 Nm における銅損の合計を示す。6,000 rpm までは、比較対象機の方が低銅損である。しかし、9,000 rpm 以上の高速域では、比較対象機は、弱め磁束制御の影響によって電機子銅損が増加する。一方、提案構造では、界磁磁束の低磁束密度化によって弱め磁束制御に必要な電機子銅損を抑制できることから、低銅損となる。

図 3.26 は、回転速度毎のトルク 13 Nm における効率を示す。提案構造は高速域になるほど低損失となり、比較対象機と比較して高効率である。

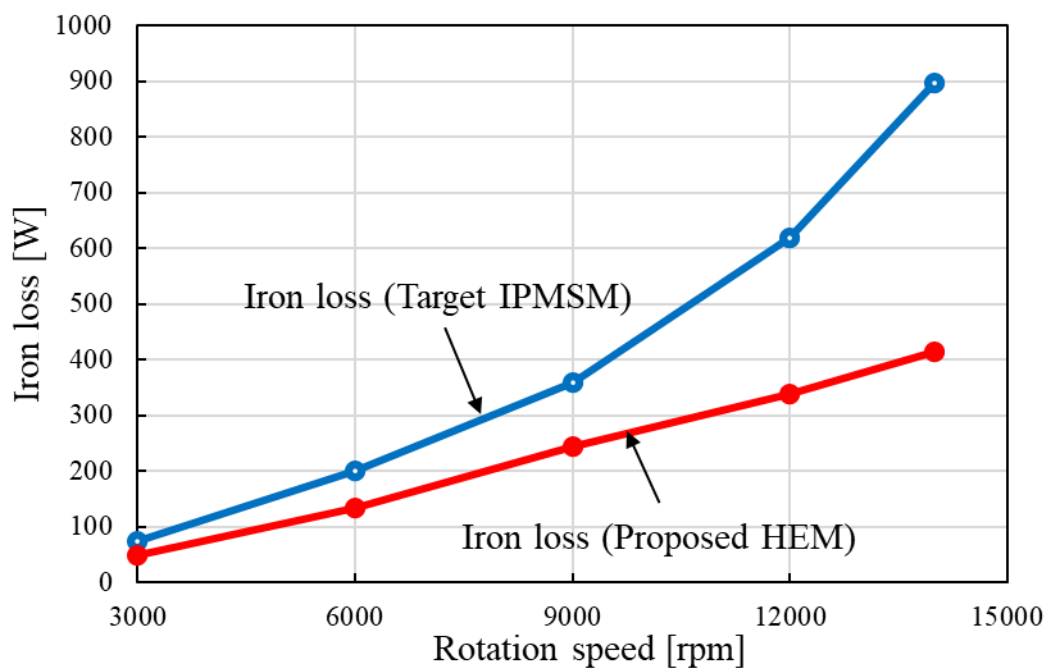


図 3.24 トルク 13 Nm における回転速度-鉄損特性比較

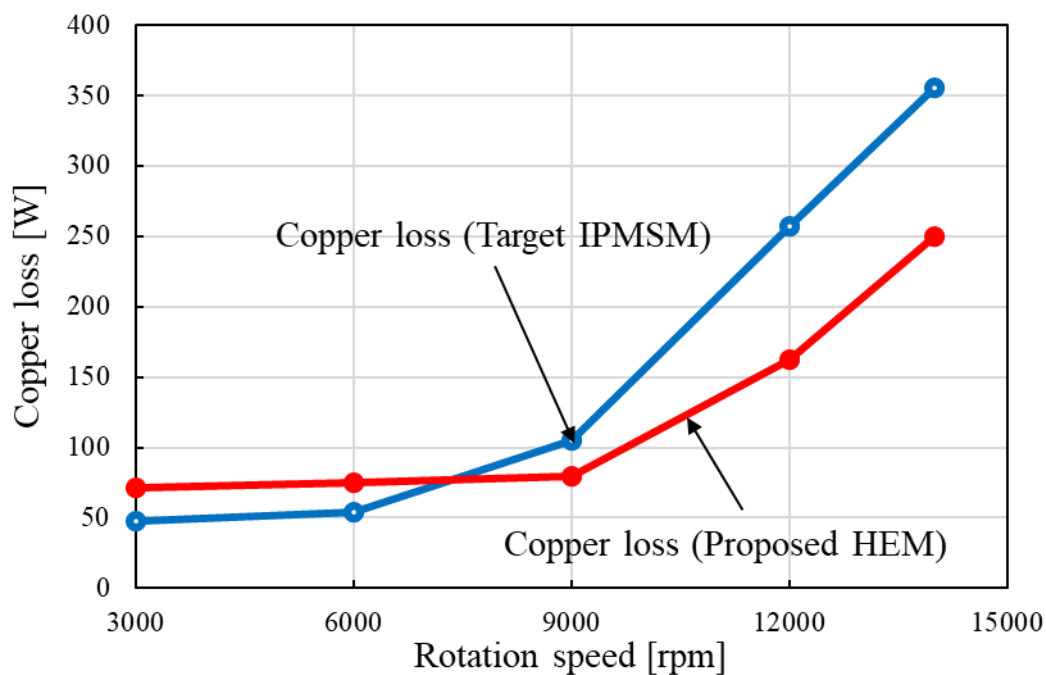


図 3.25 トルク 13 Nm における回転速度-銅損特性比較

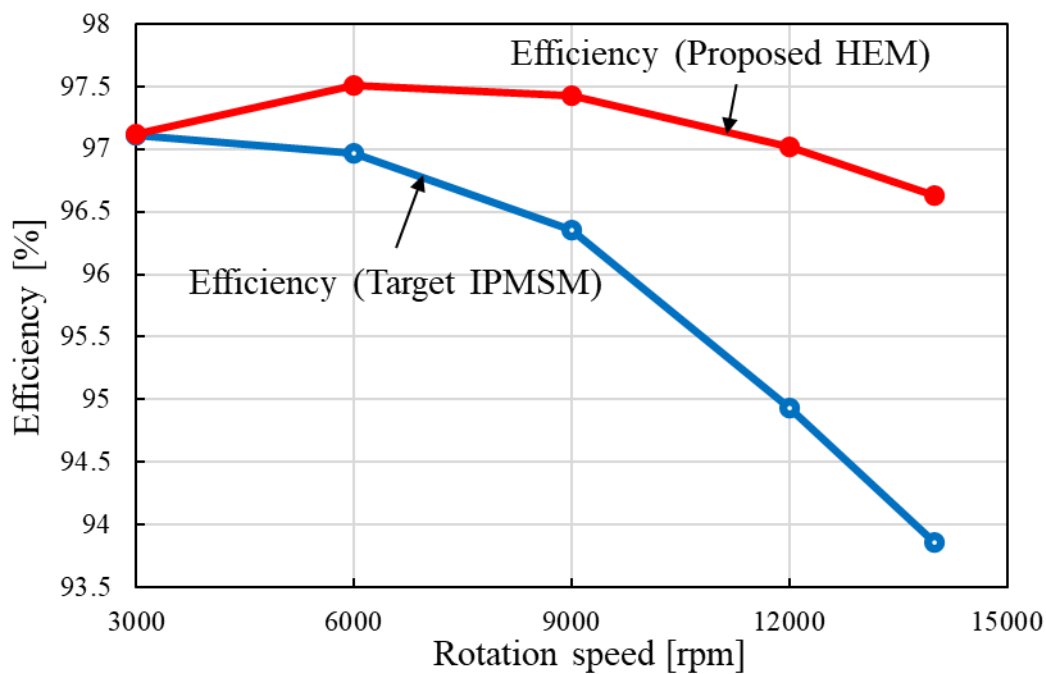


図 3.26 トルク 13 N・m における回転速度-効率特性比較

3.6 全運転領域での特性比較

図 3.27 に、提案 HEM の鉄損から比較対象機の鉄損を引いて求めた鉄損差マップを示す。提案 HEM は可変界磁性能によってほぼ全領域で比較対象機よりも低鉄損であり、その効果は高速域になるほど大きいことが確認できる。回転速度 1,500 rpm 付近での中トルクにおける鉄損の増加は、可変界磁性能のため、比較対象機と同等のトルクを得るには界磁電流あるいは電機子電流が必要であり、磁気飽和による影響が生じたためである。

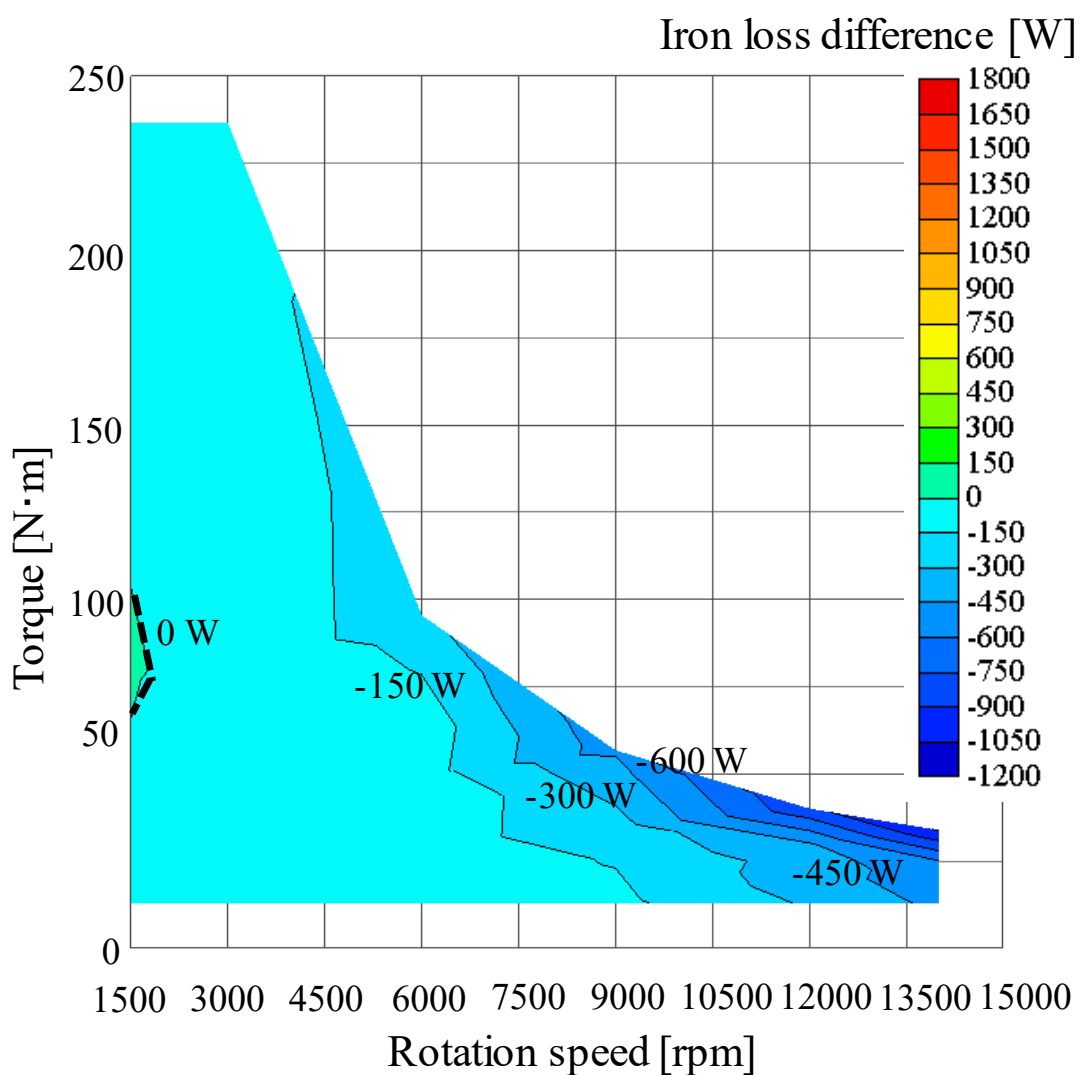


図 3.27 鉄損差マップ

図 3.28 に、提案 HEM の銅損から比較対象機の銅損を引いて求めた銅損差マップを示す。低速高トルク領域、定出力領域、低トルク領域において、提案 HEM は界磁巻線銅損を含めて銅損の増加を抑えられており、低銅損である。しかし、低速中トルク領域では比較的鉄損が小さく、銅損が支配的となる領域である（例：回転速度 3,000 rpm, トルク 80 Nm での比較対象機の鉄損は 620.1 W, 銅損は 895.4 W といったように 200 W 以上の損失差が生じる）。提案 HEM は可変界磁性能のため、比較対象機と同等のトルクを得るには界磁電流あるいは電機子電流が必要であり、この領域の銅損はハイブリッド界磁モータ全体の課題である。

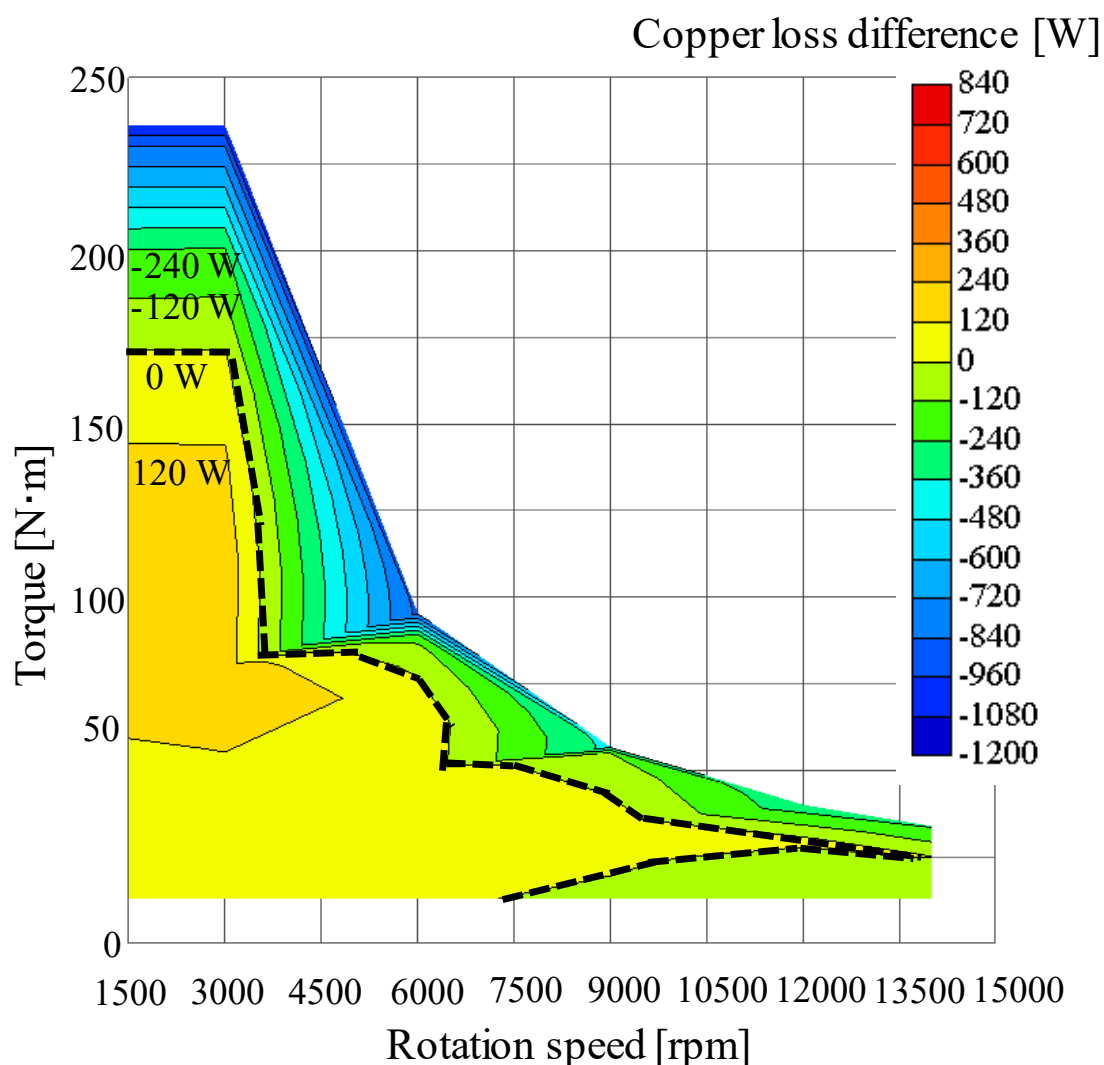


図 3.28 銅損差マップ

図 3.29 に提案 HEM の効率マップを示す。基底速度以上の回転数では常に 90%を超える高効率を得られており、常用領域である低トルク領域では広い範囲で 97%~96%の効率を得られている。

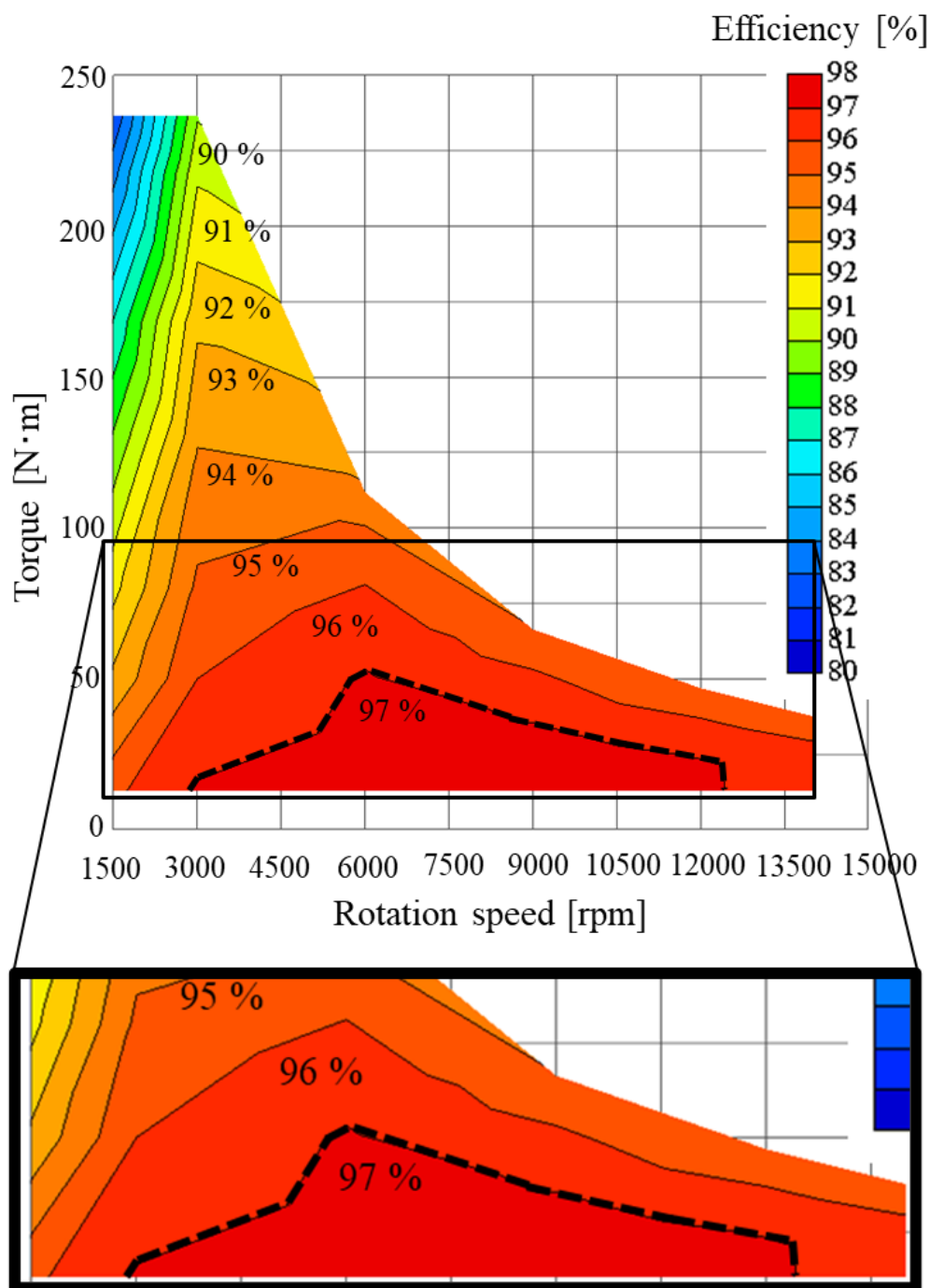


図 3.29 提案 HEM の効率マップ

図 3.30 に比較対象機の効率マップを示す。提案 HEM は、比較対象機と比べて、常用領域である低トルク領域における効率が広い範囲で向上していることが確認できる。また、定出力領域では、界磁巻線磁束による界磁磁束の増加によって大きく向上している。

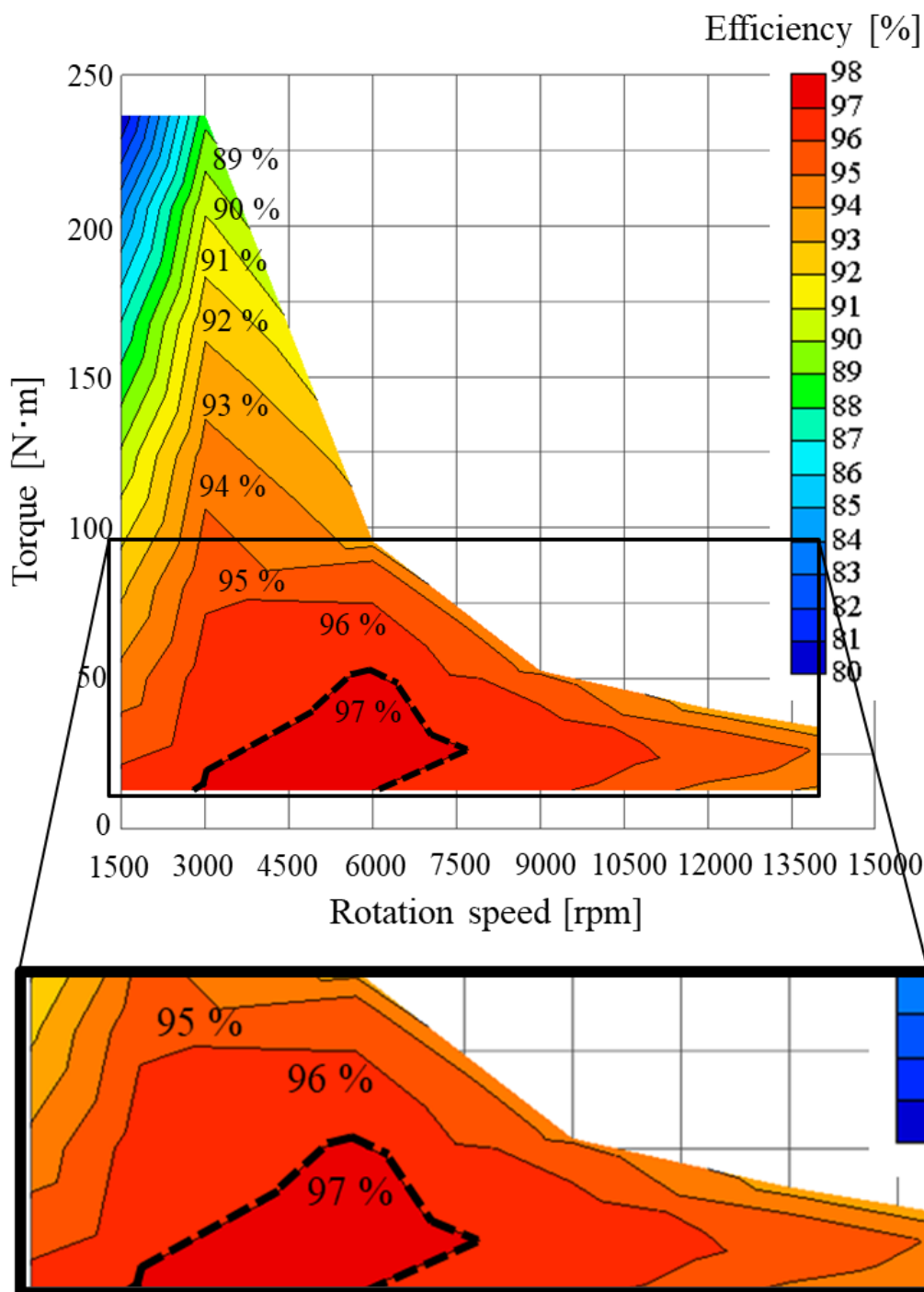


図 3.30 比較対象機の効率マップ

図 3.31 に、提案 HEM の効率から比較対象機の効率を引いて求めた効率差マップを示す。図 3.32 には、提案 HEM の界磁巻線銅損を電機子巻線銅損で割ることで求めた銅損比マップを示す。図 3.31 を確認すると、低速低・中トルク領域では銅損が支配的であるため、提案構造は界磁巻線による銅損の影響（図 3.32）から、比較対象機と比べて効率が低下する。しかし、EV/HEV 駆動用モータでは、発進・登坂走行で使用される低速高トルク領域、追い越し等の加速で必要とされる広い回転速度域での定出力領域、常用走行で使用される低トルク領域での高効率化が求められる。この幅広い運転領域において、提案 HEM は界磁束を変化させることで比較対象機を上回る高効率化を達成している。

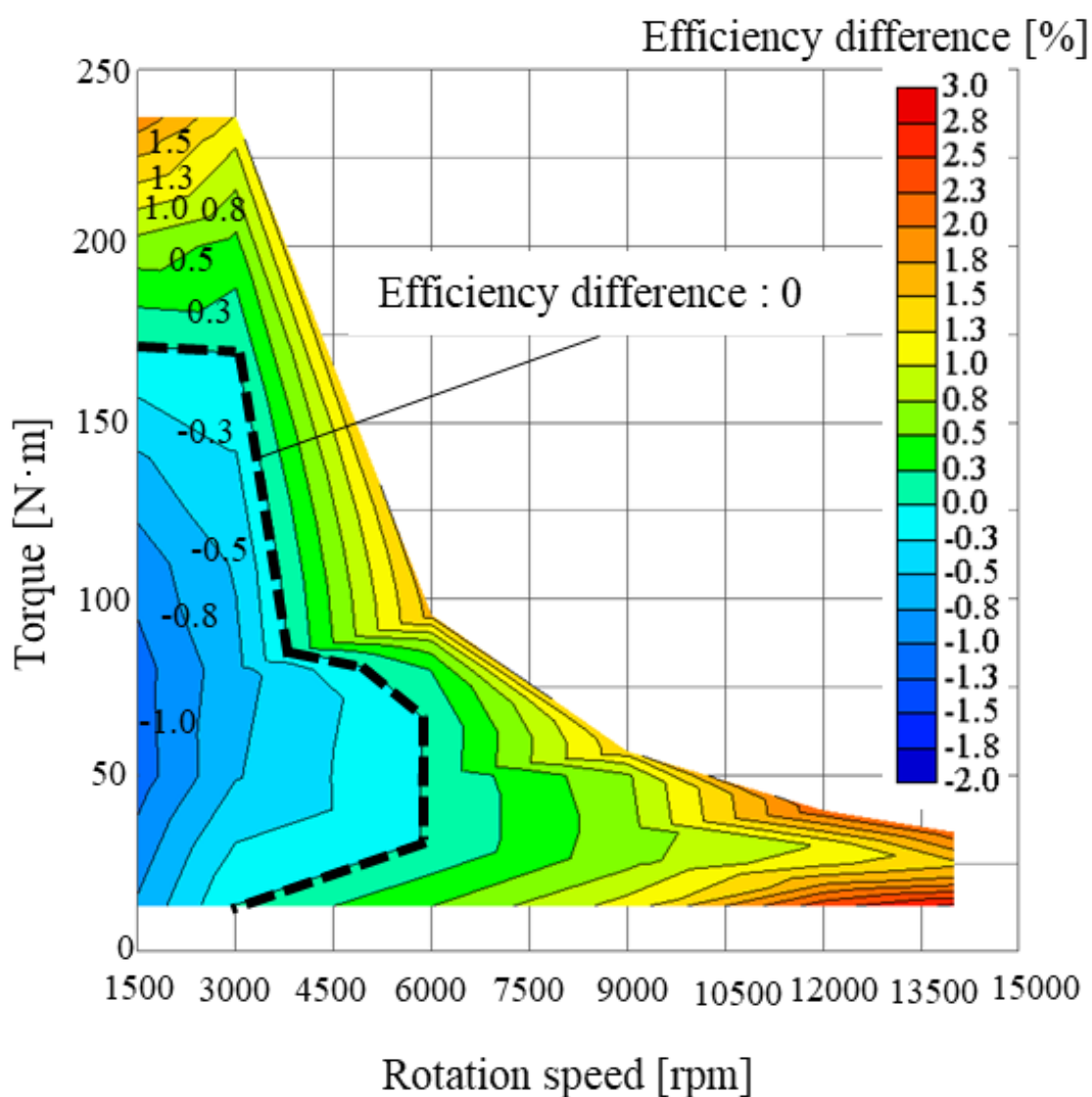


図 3.31 効率差マップ

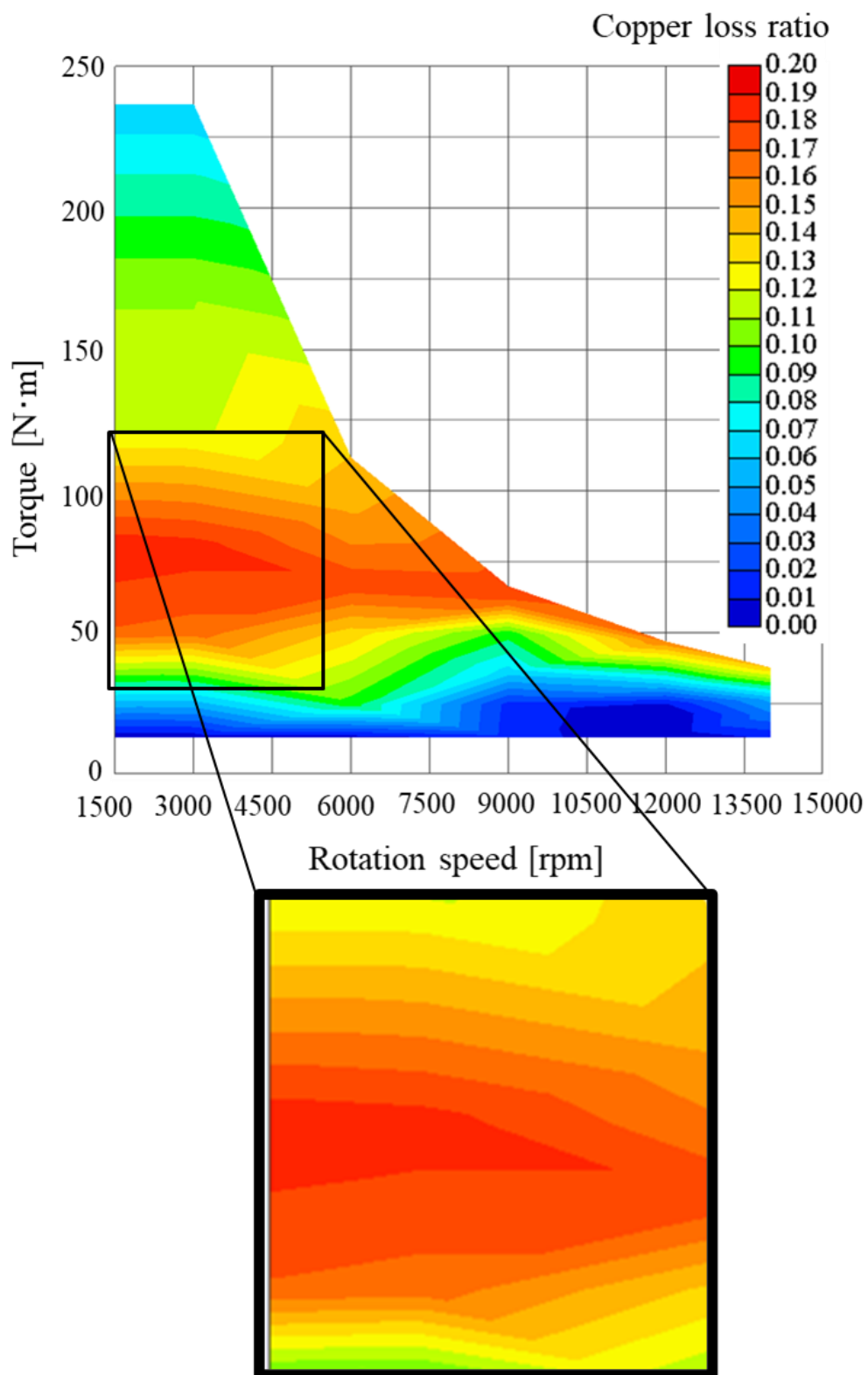


図 3.32 銅損比マップ

3.7 提案 HEM の磁石量が与える影響

本章では，提案 HEM が磁極中心磁石の磁石幅を広げることで磁石量を増加させ，低速中トルク領域における提案 HEM の性能への影響を検討した。

3.7.1 提案 HEM の特性

EV/HEV 駆動用モータには，常用領域，低速高トルク領域，定出力領域の幅広い運転領域で高効率が求められる。図 3.31 の提案 HEM と比較対象機の効率差マップにおいて提案 HEM は，EV/HEV 駆動モータに必要な広い運転範囲で比較対象機よりも高効率となるように最適化されていることを確認した。しかし，低速中トルク領域では提案 HEM が比較対象機よりも効率が低下している。効率低下の原因を明らかにするために，図 3.28 の提案 HEM の銅損から比較対象機の銅損を差し引いた銅損差マップを確認する。提案 HEM は，低速中トルク領域で比較対象機よりも銅損が増大している。その原因は，提案 HEM が無励磁状態で最低の界磁磁束となるように，比較対象機よりも界磁磁束が小さくなる設計をしており，同等のトルクを得るためには界磁電流または電機子電流を流す必要があるためである。すなわち，低速中トルク領域の損失は鉄損が比較的小さく，銅損の割合が大きいため，提案 HEM の効率が低下する。このデメリットを解消できる方法として，磁石磁束を増加させることでマグネットトルクを増加すれば，電機子巻線銅損や界磁巻線銅損が減少することができ，低速中トルク域での効率向上図れる。図 3.33 に示す回転子の磁極中心に配置された V 字型の磁石幅は主磁束に大きく関係するものであるから，この磁石幅による提案 HEM の特性の変化を検討する。

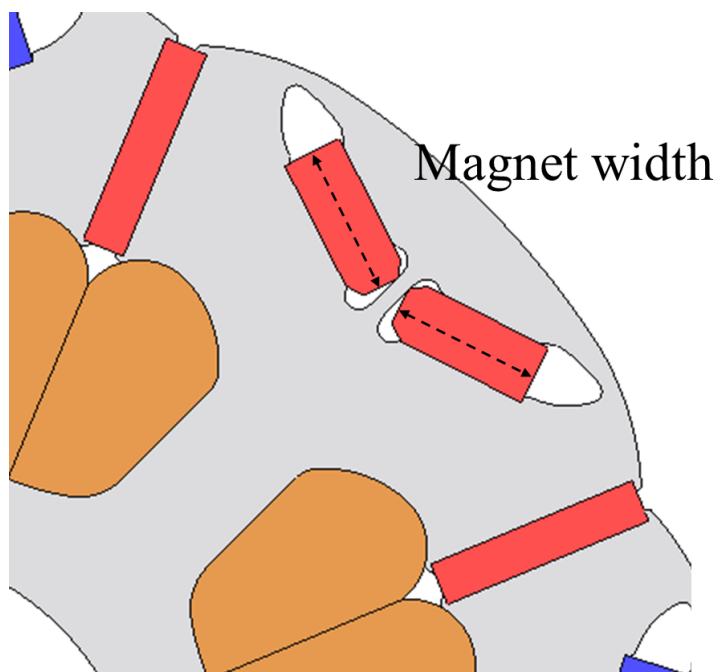


図 3.33 磁極中心に配置された磁石幅の検討

3.7.2 磁石量に対する提案 HEM の特性検討

低速中トルク領域での性能を確認するため、回転数 3,000 rpm, トルク 80 Nm の運転点における銅損と効率を確認する。

図 3.34 に回転数 3,000rpm, トルク 80Nm における磁石量ごとの銅損を示す。磁石量の比率は、比較対象機の磁石量を 100%とした場合の比率である。ここでは、永久磁石の体積を変更する際の回転子の機械的応力解析は実行していない。磁石量 107.5%の提案 HEM では、元の提案 HEM と比較して銅損が 155.3 W 低減することができる。磁石量の増加によってマグネットトルクが向上するため、必要な電機子電流と界磁電流を減らすことができ、銅損の減少効果が確認できる。さらに、図 3.35 に回転数 3,000rpm, トルク 80Nm での磁石量ごとの効率を示す。提案 HEM は、磁石量を 107.5%に増量させることで比較対象機と同等の効率が達成できる。磁石量を 107.5%増加させた提案 HEM は、元の提案 HEM よりも 0.55%ポイント効率が向上した。すなわち、磁石量の増加によって低速中トルク域での効率向上が可能であることが確認できる。しかし、提案 HEM の可変界磁構造によって、比較対象機よりも 7.5%多くの磁石が必要となる。そのため、高トルク、低トルクそれぞれの磁石量増加の影響を確認する必要がある。

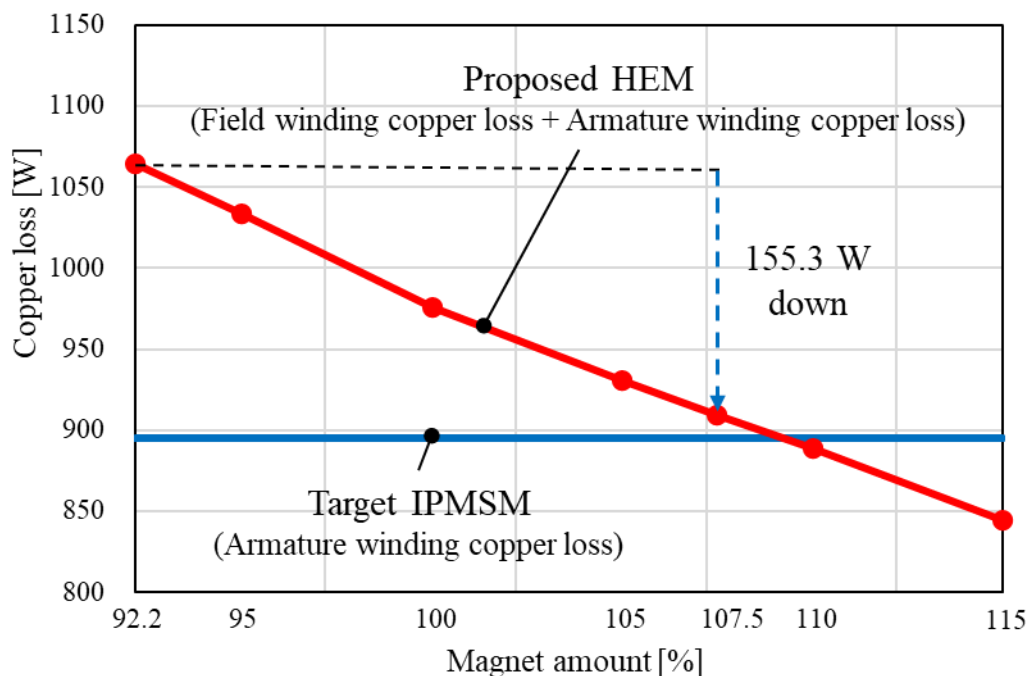


図 3.34 回転数 3,000rpm, トルク 80Nm における磁石量ごとの銅損

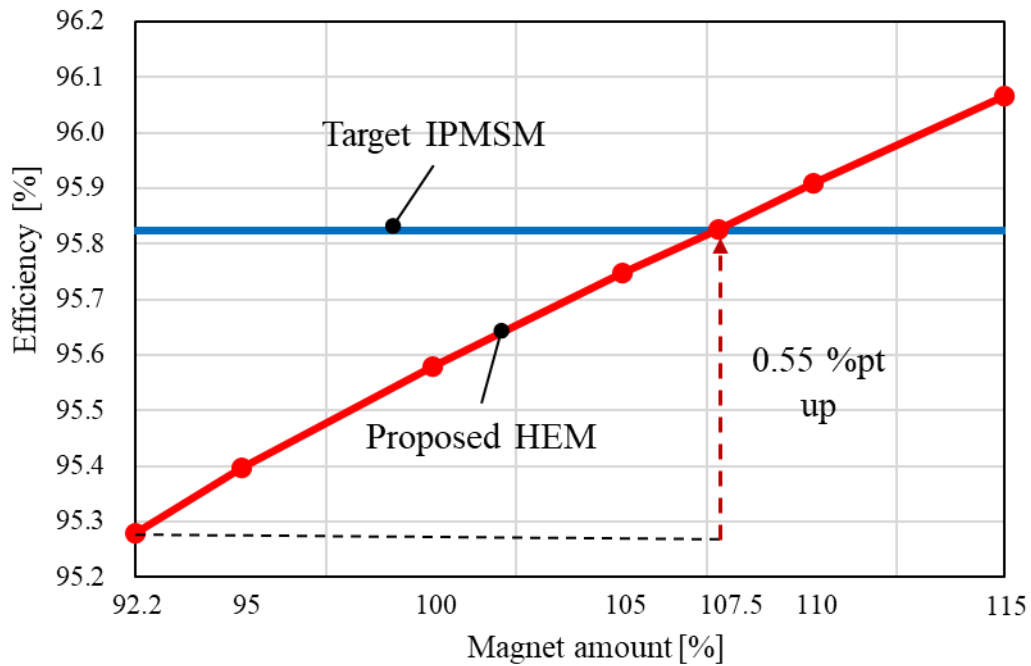


図 3.35 回転数 3,000rpm, トルク 80Nm における磁石量ごとの効率

3.7.3 磁石量増加に伴う基底速度における提案 HEM の最大トルク特性検討

本節では、2,768 rpm の基底速度で 236.7 Nm の最大トルク 236.7 Nm における性能を比較し、提案 HEM の磁石量を増加させた場合の最大トルクへの影響を確認する。236.7 Nm のトルクは、回転速度 2,768 rpm での比較対象機の最大トルクである。図 3.35 に磁石量 107.5% の提案 HEM と比較対象機 (Target IPMSM)、元の提案 HEM (Original proposed HEM : 磁石量 92.2%) の磁石重量比較を示す。以下では「磁石量 107.5% の提案 HEM」を「Proposed 107.5% HEM」と称する。

	Target IPMSM	Original proposed HEM	Proposed 107.5% HEM
Total PM weight [g]	766.1	706.6	823.5
Cross sectional illustrations (1/4 cut model)			

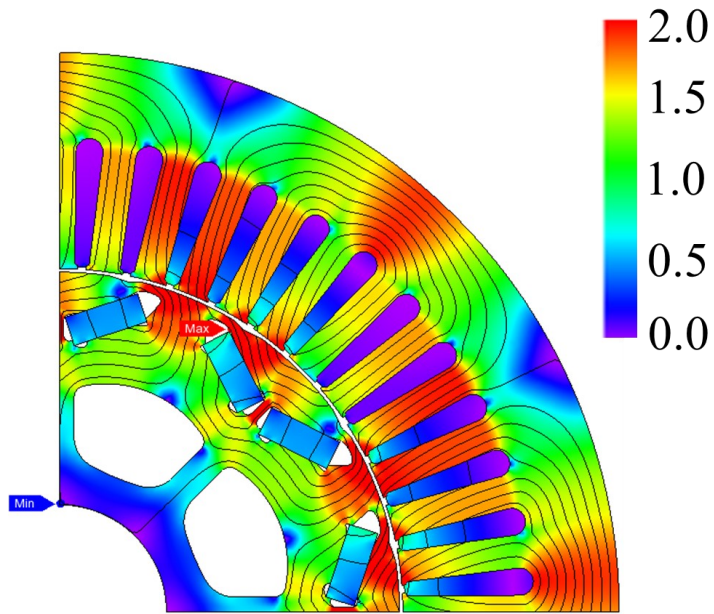
図 3.36 磁石重量の比較

表 3.4 に Proposed 107.5% HEM と Target IPMSM および Original proposed HEM との性能比較結果を示す。Proposed 107.5% HEM は、Original proposed HEM と比較して電機子電流をさらに 7.4% 削減することができ、その結果、銅損は 13.4% 削減できる。さらに、図 3.37 に示すように電機子電流量の減少により、Proposed 107.5% HEM の磁気飽和が緩和されるため、Original proposed HEM と比較して鉄損が 5.9% 減少する。しかし、磁石量の増加に伴って磁石渦電流損が増加することが確認できる。総損失で比較した場合、Proposed 107.5% HEM の損失は Original proposed HEM よりも 1079.5 W 減少させることができ、効率が 1.3%ポイント向上する。さらに、Proposed 107.5% HEM の基本波力率は、Original proposed HEM と比較して 7.3%ポイントと大幅に改善される。これは、図 3.38 に示すように、永久磁石量が増加することで主磁束 Ψ_a が大きくなり、力率角が小さくなるためである。

表 3.4 回転速度 2,768 rpm におけるトルク 236.7 Nm 時の性能比較

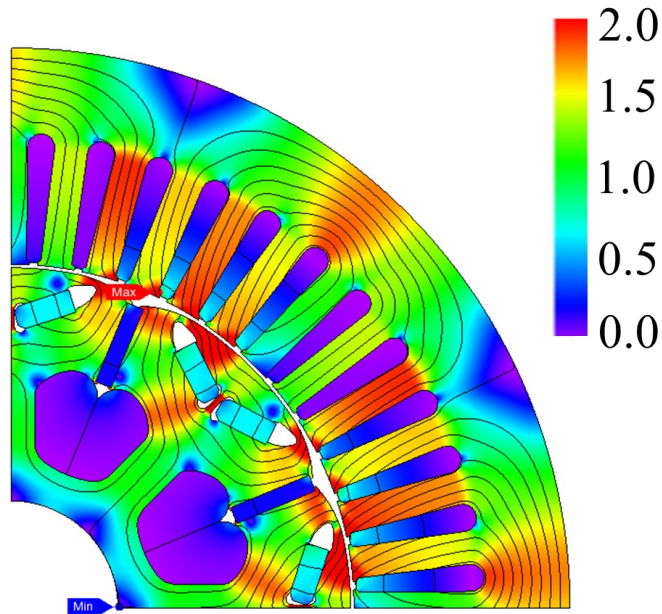
	Target IPMSM	Original proposed HEM	Proposed 107.5% HEM
Torque [Nm]	236.7	236.7	236.7
Torque ripple [%]	11.1	14.1	9.8
Power [kW]	68.6	68.6	68.6
Armature current effective value [Arms]	170.0	154.6	143.2
Current phase angle [deg]	50	50	50
Current density in excitation coil [A/mm ²]		10	10
Magnet eddy current loss [W]	15.1	7.6	10.2
Stator iron loss [W]	333.0	290.9	272.1
Rotor iron loss [W]	30.1	24.5	21.8
Total iron loss [W]	378.2	323.1	304.1
Copper loss of armature winding [W]	8990.4	7435.3	6374.7
Copper loss of field winding [W]		462.8	462.8
Total loss [W]	9368.5	8221.2	7141.7
Efficiency [%]	88.0	89.3	90.6
Fundamental wave power factor [%]	62.9	71.8	79.1

Magnetic flux density [T]



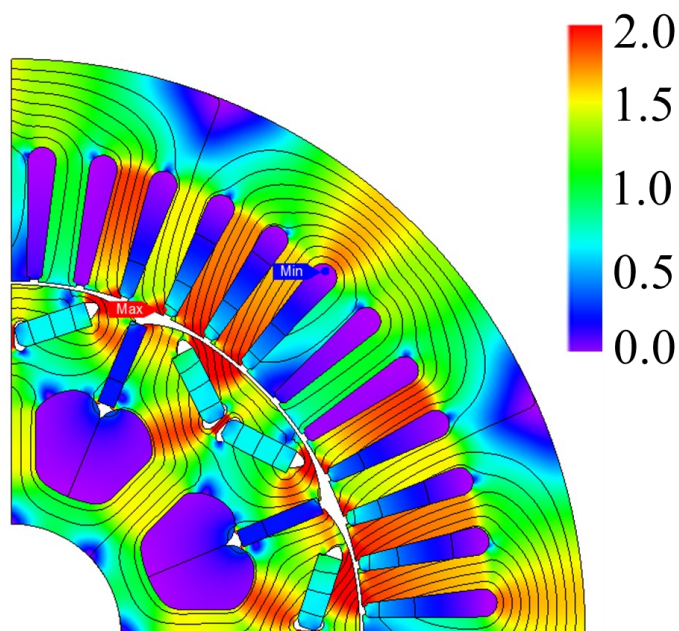
(a) Target IPMSM

Magnetic flux density [T]



(b) Original proposed HEM (Magnet amount 92.2%)

Magnetic flux density [T]



(c) Proposed 107.5% HEM (Magnet amount 107.5%)

図 3.37 回転数 2,768rpm, トルク 236.7Nm 時の磁束密度分布比較

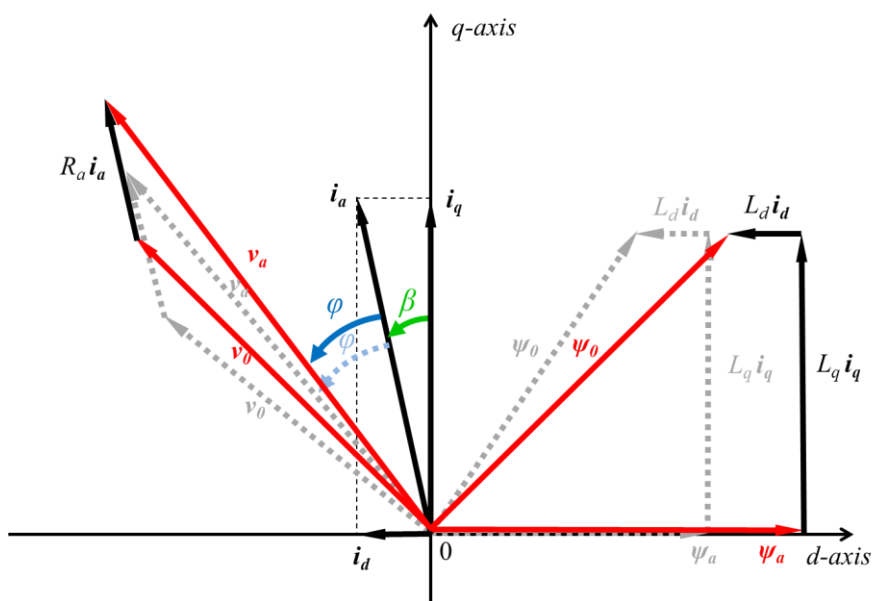


図 3.38 d, q 軸座標系における磁石量増加による力率の改善

3.7.4 磁石量増加に伴う最高回転数における提案 HEM の低トルク特性検討

図 3.39 に最高回転数 14,000 rpm, 無負荷時の各磁石量の鉄損を示す。Original proposed HEM の無負荷時鉄損は磁石量の増加とともに増加するため、Proposed 107.5% HEM の無負荷時鉄損は Target IPMSM に比べて 112.2 W 増加する。また、最高回転数での運転時には弱め界磁制御の影響で銅損が増加し、さらに効率が低下することが懸念される。そこで、使用頻度の高い常用領域である低トルク域の特性を評価するため、トルク 13.0 Nm における性能比較を行う。以下は、Target IPMSM, Original proposed HEM, および Proposed 107.5% HEM の損失と効率を比較である。

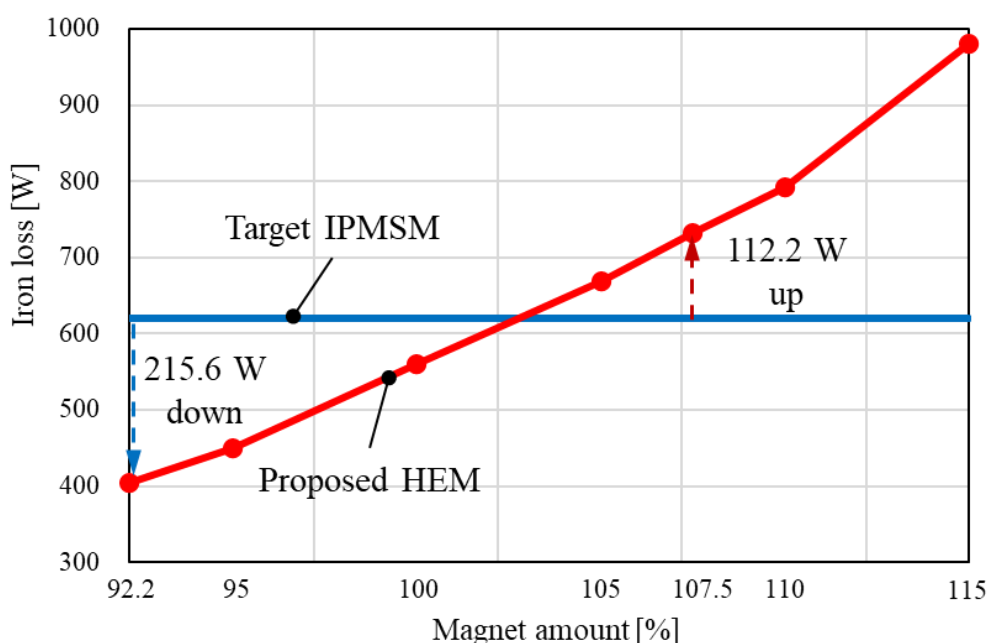


図 3.39 回転数 14,000rpm, 無負荷時における磁石量あたりの鉄損

図 3.40 にトルク 13.0 Nm 時の鉄損を各回転数で示す。Original proposed HEM の鉄損は、界磁磁束が小さく、回転子および固定子コアの磁束密度が低いため、Target IPMSM の鉄損よりも常に低下する。また、回転数が上がるほどその差は大きくなる。回転数 14,000 rpm の Original proposed HEM の鉄損は、Target IPMSM の鉄損よりも 481.3 W 低下する。また、14,000 rpm の回転速度での Original proposed HEM の鉄損は、Proposed 107.5% HEM の鉄損よりも 332.9 W 低下する。したがって Proposed 107.5% HEM の鉄損が増加する原因は、磁石量が増えることで回転子および固定子コアの磁束密度が高いためであると確認できる。図 3.41 に各回転数におけるトルク 13.0 Nm での全銅損を示す。6,000 rpm の回転速度では、マグネットトルクの大きい Proposed 107.5% HEM の銅損が小さい。ただし、9,000 rpm 以上の高速域では、弱め界磁制御の影響により銅損が増加する。14,000 rpm の回転速度での

Original proposed HEM の銅損は、Proposed 107.5% HEM の銅損よりも 174.3 W 低下する。

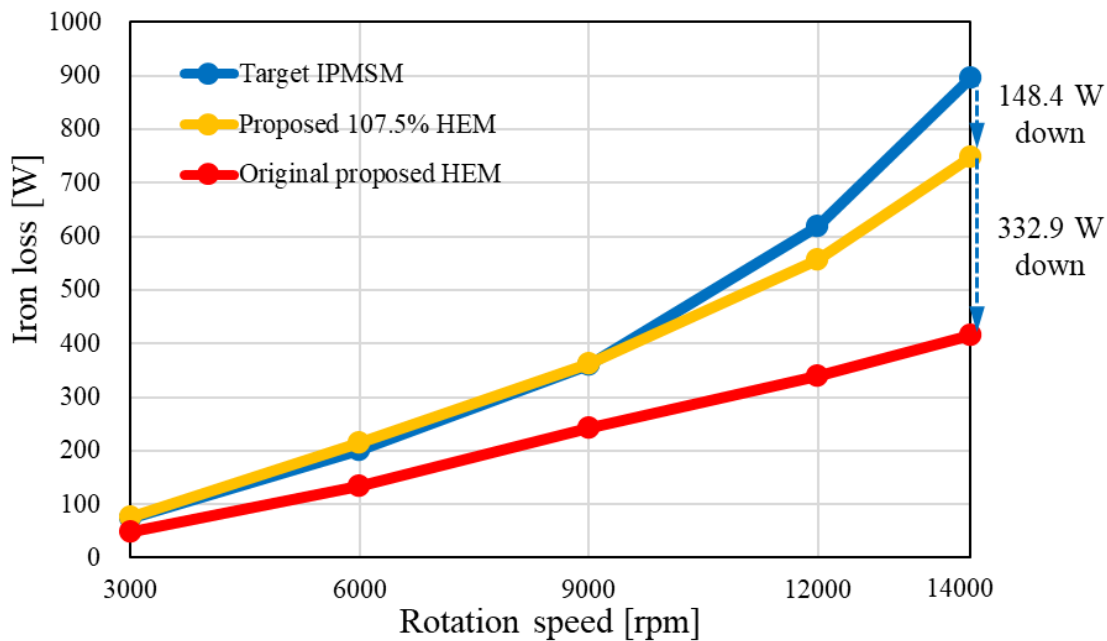


図 3.40 各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の鉄損

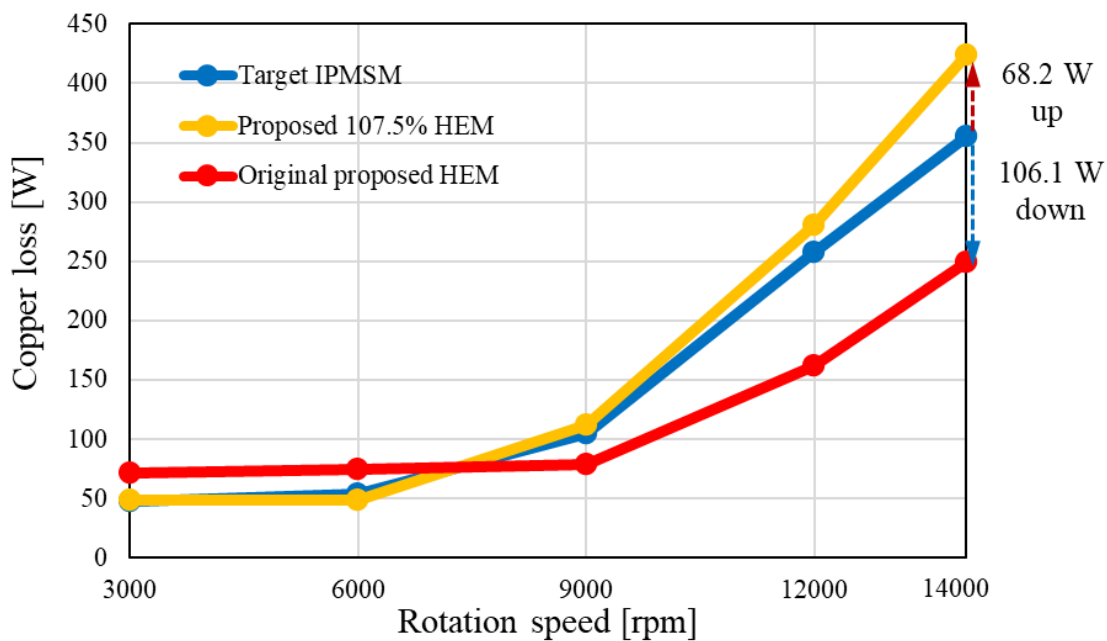


図 3.41 各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の銅損

図 3.42 にトルク 13.0Nm における全損失を回転数ごとに示す。Proposed 107.5% HEM の全損失は、銅損と鉄損の増加によって Target IPMSM の全損失よりも 80.2 W 低く、その差はわずかである。図 3.43 にトルク 13.0Nm における効率を回転数ごとに示す。Proposed 107.5% HEM の効率は、Target IPMSM の効率よりも 0.3%ポイント向上する。一方、Original proposed HEM の効率は、Target IPMSM の効率より 2.7%ポイント 大幅に向上する。

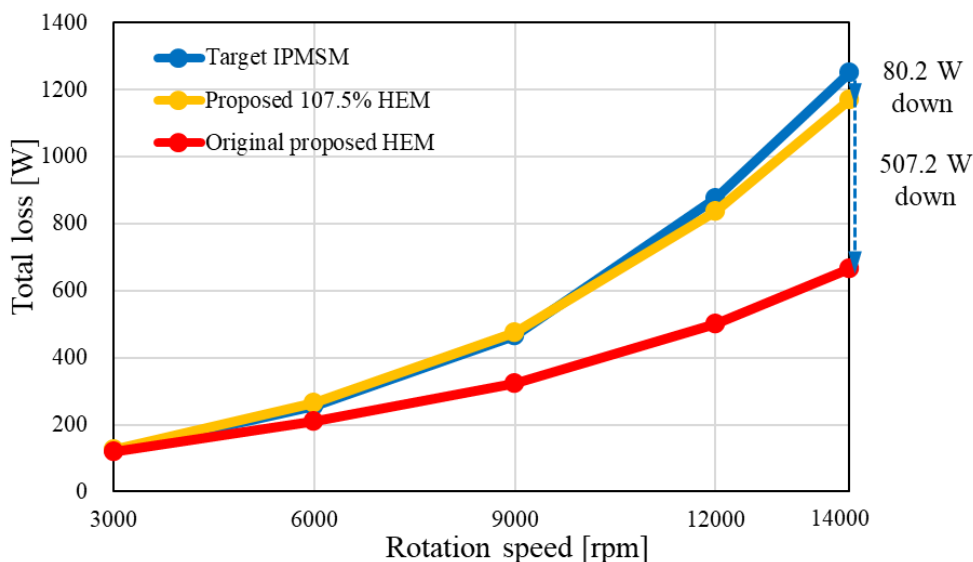


図 3.42 各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の総損失

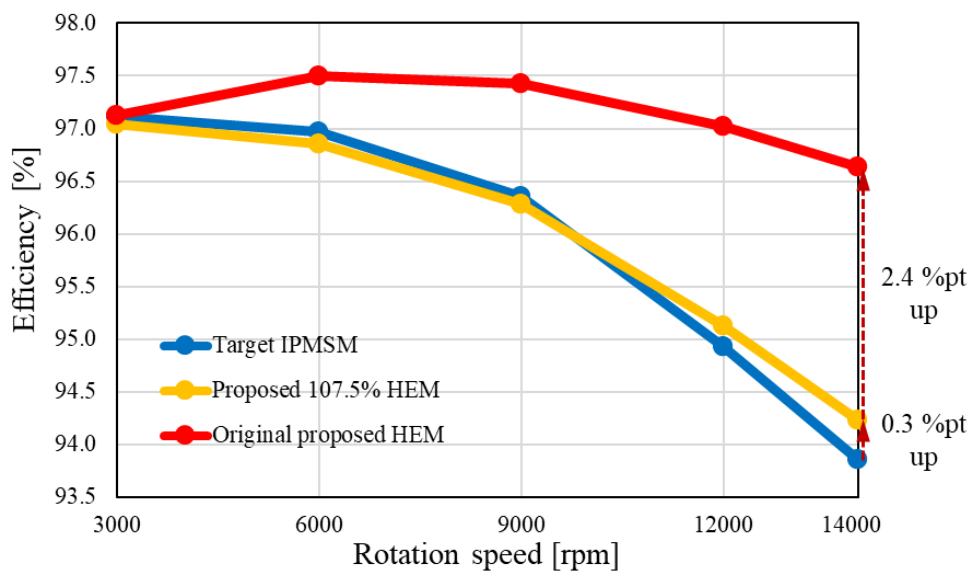


図 3.43 各回転数におけるトルク 13.0 Nm 時の効率

表 3.5 に Proposed 107.5% HEM と Target IPMSM および Original proposed HEM の回転速度 14,000 rpm, トルク 13.0Nm の性能比較結果を示す。Proposed 107.5% HEM の効率は、Target IPMSM の効率よりも 0.3%ポイント高くなるが、トルクリプルが増加する。一方、Original proposed HEM の効率は Target IPMSM の効率よりも 2.7%ポイント高く、Original proposed HEM のトルクリプルは Target IPMSM よりも小さい。また提案 HEM は、低トルク域では界磁巻線にほとんど通電しないため、高速域でのスリップリングによる損失の影響を抑えることができる。

本節では、回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータの磁石量の影響を調査した。磁石量が多いほど最大トルクが大きくなり、力率を改善することが可能である。低速中トルク領域では、磁石量が多いほど効率が向上するが、可変界磁構造の関係上、比較対象機よりも多くの磁石量が必要になる。また、低トルク領域では提案 HEM の磁石量を増やすと、鉄損と銅損が増加するため効率が低下し、トルクリプルが増加する。すなわち、提案 HEM は、あえて磁石量を減らすことで、電気自動車駆動用モータとしてはあまり使用されない低速中トルク領域での効率を低下させ、常用域での効率を向上させている。

表 3.5 回転速度 14,000 rpm におけるトルク 13.0 N・m 時の特性比較

	Target IPMSM	Original proposed HEM	Proposed 107.5% HEM
Torque [Nm]	13.0	13.0	13.0
Torque ripple [%]	32.0	28.9	63.7
Power [kW]	19.1	19.1	19.1
Armature current effective value [Arms]	33.8	28.1	36.9
Current phase angle [deg]	79	69	78
Current density in excitation coil [A/mm ²]		0.8	0.0
Magnet eddy current loss [W]	1.8	5.5	12.2
Stator iron loss [W]	794.2	372.5	677.3
Rotor iron loss [W]	100.0	37.2	58.2
Total iron loss [W]	896.1	414.8	747.7
Copper loss of armature winding [W]	355.4	246.3	423.6
Copper loss of field winding [W]		3.0	0.0
Total loss [W]	1251.5	664.1	1171.3
Efficiency [%]	93.9	96.6	94.2
Fundamental wave power factor [%]	73.9	86.4	68.1

3.8 まとめ

本章では有限要素解析を用いて，二章で提案した可変界磁原理が可能か確認し，その各種運転性能について比較対象機と比較検証した。

まず，提案構造が最高回転数において応力的に問題ないことを確認し，減磁特性について検討を行った。その結果，比較対象機とした第三世代 PRIUS の駆動用モータとほぼ同等の減磁耐久性を備えており，提案構造は減磁面において自動車駆動用途に問題がないことを確認した。

2D-FEA では，無負荷時での可変磁束特性が確認でき，最大負荷時にはリラクタンストルクの活用と力率の向上が可能であることを示した。さらに，提案構造は，低トルク領域，低速高トルク領域，定出力領域の幅広い運転範囲において比較対象機を上回る高効率特性を有することを報告した。

第4章 界磁調整 IPM モータの検討

前章では回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有するハイブリッド界磁モータを提案した。提案 HEM は、WLTC モードで電気自動車を駆動するために必要な幅広い運転領域で高効率を実現し、さらに力率の改善が可能である。しかし、図 3.31 より提案 HEM は比較対象機よりも低速中トルク領域で効率が低下することが確認された。図 3.28 の銅損差マップで確認できるように低速中トルク領域は鉄損に比べて銅損が支配的な領域であるため、界磁巻線によって銅損が発生するハイブリッド界磁モータ全体の課題である。パラレル型やスプリット型のハイブリッド自動車など低速域で燃費が悪いガソリンエンジンとの組み合わせでは、低速中トルク領域での効率向上が求められる。そこで、提案 HEM がセンターリブで生じる磁気飽和の影響を活用して極間磁石磁束が固定子側に流れる特性に着目し、本章では低速中トルク領域で効率を改善できる可変界磁性能を持つ界磁調整埋込永久磁石同期モータ (AFIPMSM: Adjustable Field Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) と呼称する新しいハイブリッド界磁モータを提案する。

4.1 提案 AFIPMSM の構造

本節では、提案 AFIPMSM を前章の提案 HEM (Target HEM) とトヨタ自動車第3世代 PRIUS に搭載された駆動用モータ (Target IPMSM) とを2次元有限要素解析 (2D-FEA) によって比較検討する。提案 AFIPMSM の固定子は、Target HEM と同様に Target IPMSM と同じ固定子を使用して回転子構造による検討を行う。図 4.1 に提案 AFIPMSM と Target HEM の回転子構造および各種材料を示す。界磁調整巻線は、Target HEM のように提案 AFIPMSM のセンターリブに巻かれている。提案 AFIPMSM と Target HEM の構造の主な違いは、フラックスバイパスが界磁調整巻線の上部と極間磁石の下部との間に配置されていることである。このフラックスバイパスを用いた可変界磁原理の詳細については次節で説明する。回転子の磁石には日立金属のネオジウム焼結磁石 NMX-39EH を使用する。提案 AFIPMSM の磁石量は、Target IPMSM の磁石量と同じである。これは提案 AFIPMSM が極間磁石磁束を有効に活用する可変界磁構造のため、Target HEM に比べて磁石量を増やす必要があったためである。提案 AFIPMSM の駆動方式は、Target HEM と同様に従来の三相インバータによる電機子電流の供給に加えて、DC/DC コンバータで調整された直流電流を回転子に巻かれた界磁調整巻線に通電する。すなわち、本方式でも界磁調整電流を供給するためにはブラシとスリップリングが必要である。

提案 AFIPMSM の界磁調整巻線のターン数は、Target HEM から 87 ターン減少しており、最大界磁調整巻線銅損は 42.5%減少する。また、図 4.2 に示すように、提案 AFIPMSM は回転子を分割して構成しており、界磁調整巻線を巻いた後に回転子コア 2 を圧入する。上記の条件に基づいて図 4.3 に提案 AFIPMSM の最高回転速度 14,000 rpm での応力解析結果を示す。提案 AFIPMSM は回転子が分割して構成されるため、高張力鋼板 (35HXT780T, 新

日本製鐵（株））を使用することで、安全率が Target IPMSM と同等になるよう設計した。
 以上から表 4.1 に提案 AFIPMSM の設計の諸元を、表 4.2 には提案 AFIPMSM の制約を示す。

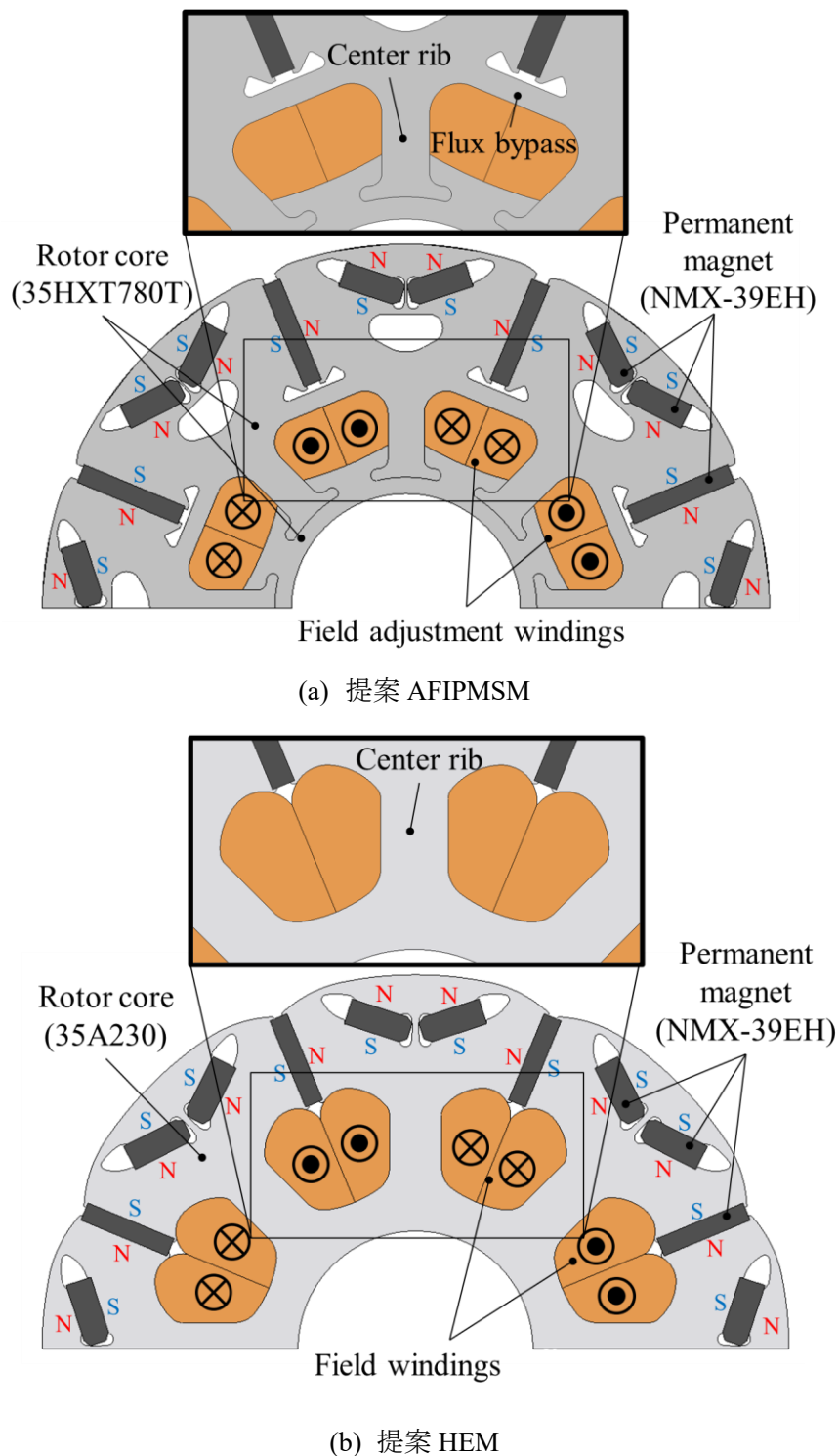


図 4.1 回転子構造と材料 (1/2 カット 2D モデル)

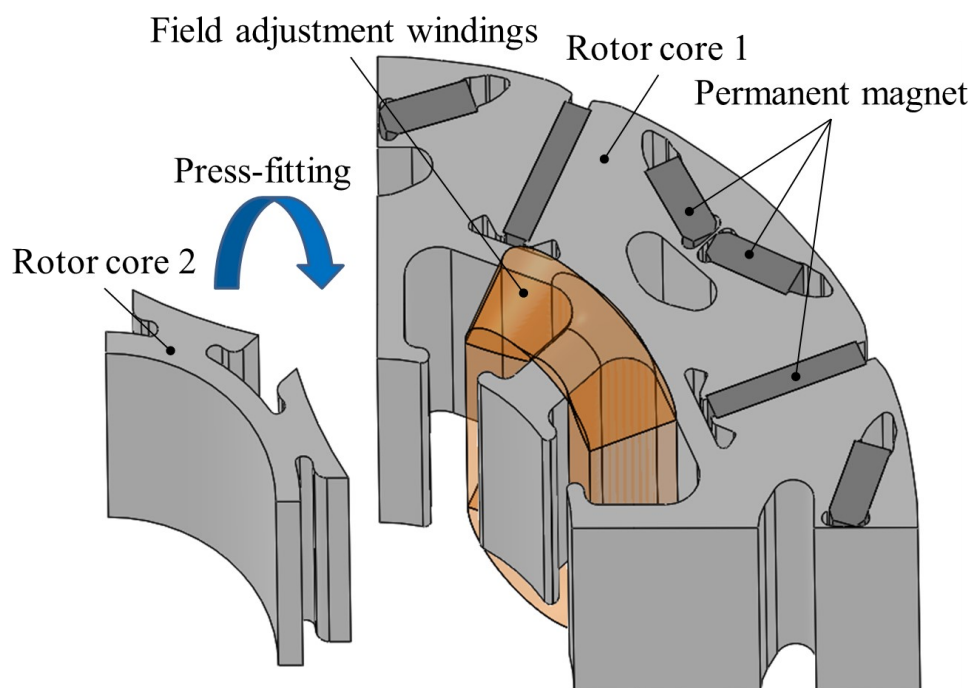


図 4.2 回転子の分割構造 (1/4 カット 3D モデル)

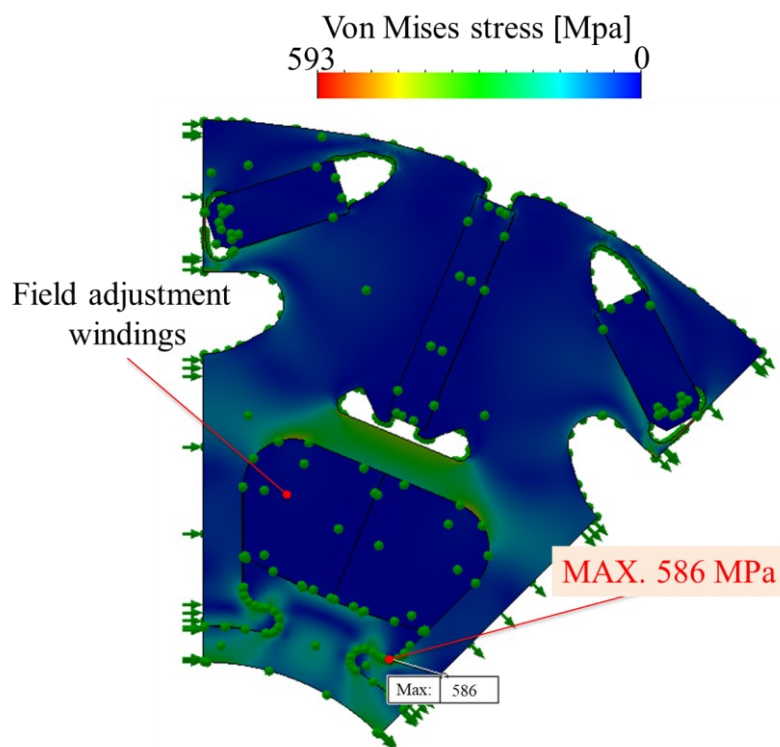


図 4.3 回転数 14000 rpm での応力分布

表 4.1 提案 AFIPMSM の設計諸元

Items	Values
No. of slots / poles	48 / 8
Stator core outer diameter [mm]	264
Stator core inner diameter [mm]	162
Inner diameter of stator core yoke [mm]	224
Airgap length between stator and rotor cores [mm]	0.8
Rotor core outer diameter [mm]	160.4
Stack length of main machine part [mm]	50
No. of turns of armature winding [turn]	11
No. of turns of field adjustment winding [turn]	143
Analysis temperature [°C]	100

表 4.2 提案 AFIPMSM の制約条件

Items	Values
Max. DC-bus voltage of inverter [V]	650
Max. inverter output current [Arms]	170
Max. field adjustment current [Adc]	6.4
Max. current density in armature coil [Arms/mm ²]	22.3
Max. field adjustment current density [Adc/mm ²]	10
Maximum torque [Nm]	236.7
Maximum power [kW]	68.6
Maximum speed [rpm]	14,000

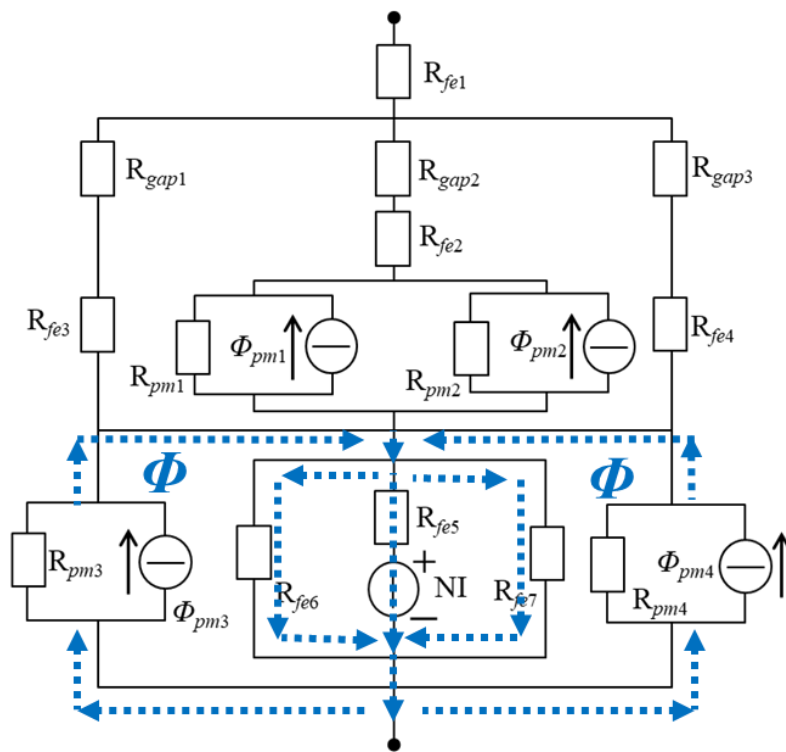
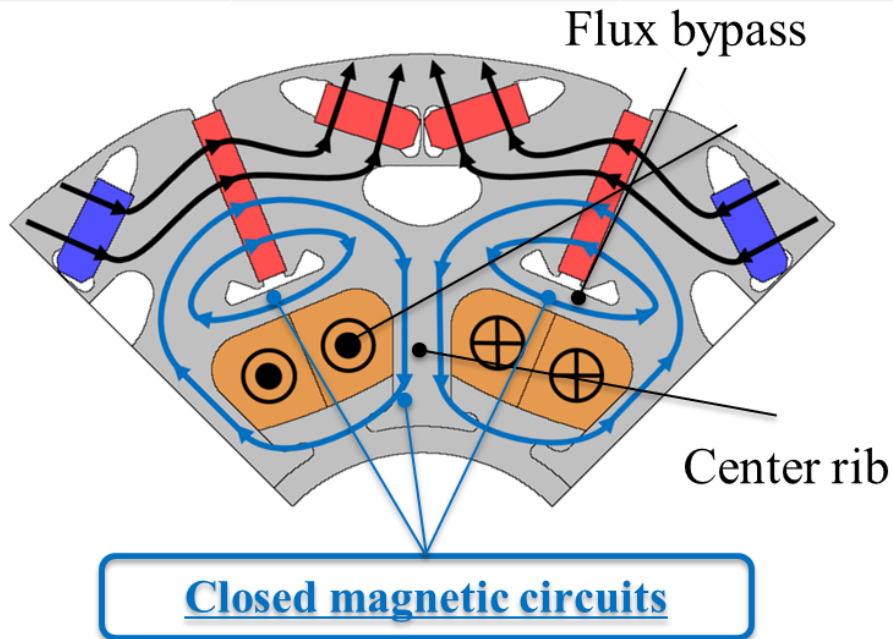
4.2 可変界磁原理

Target HEM は界磁電流密度 0 A dc/mm^2 の場合 (図 2.9), 磁極間に配置されたスポーク磁石の磁束がセンターリブを通過して回転子下部を流れ, 短絡磁路を形成する。その結果, Target HEM の界磁磁束が Target IPMSM の界磁磁束より低下する。一方, 界磁電流密度 10 A dc/mm^2 の場合 (図 2.10), 界磁巻線によって生成される磁束による界磁磁束の増加に加えて, センターリブが磁気飽和を引き起こし, 極間のスポーク磁石が発生する磁束が回転子下部で短絡磁路を形成せずに固定子側へ流れるため界磁磁束がさらに増加する。ただし, この可変界磁原理によって, Target HEM は Target IPMSM よりも低速中トルク領域で銅損が増加する。これは, Target HEM が界磁電流密度 0 A dc/mm^2 で界磁磁束が最小となるように設計しており, Target IPMSM と同等のトルクを得るためには界磁電流または電機子電流を必要とするため, 銅損が増加する。そのため, 低速中トルク域の損失は鉄損が比較的小さく, 銅損が支配的な領域であるため, Target HEM の効率も低下する。極中央に配置された磁石が発生する磁束を増やすことでマグネットトルクを増加させ, 効率を向上させることはできるが, トルクリップルの増大や Target IPMSM よりも多くの磁石が必要になるなどのデメリットがある。

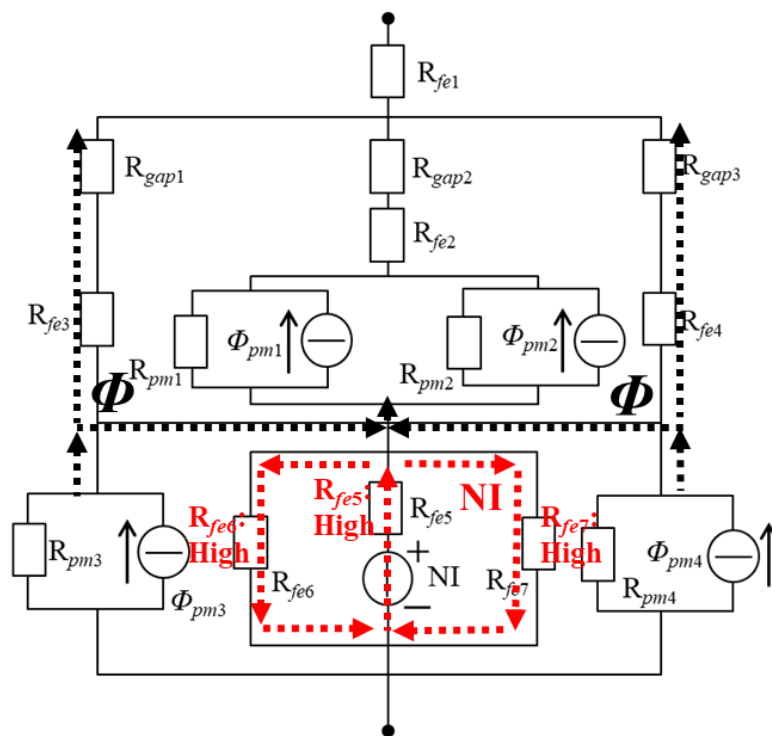
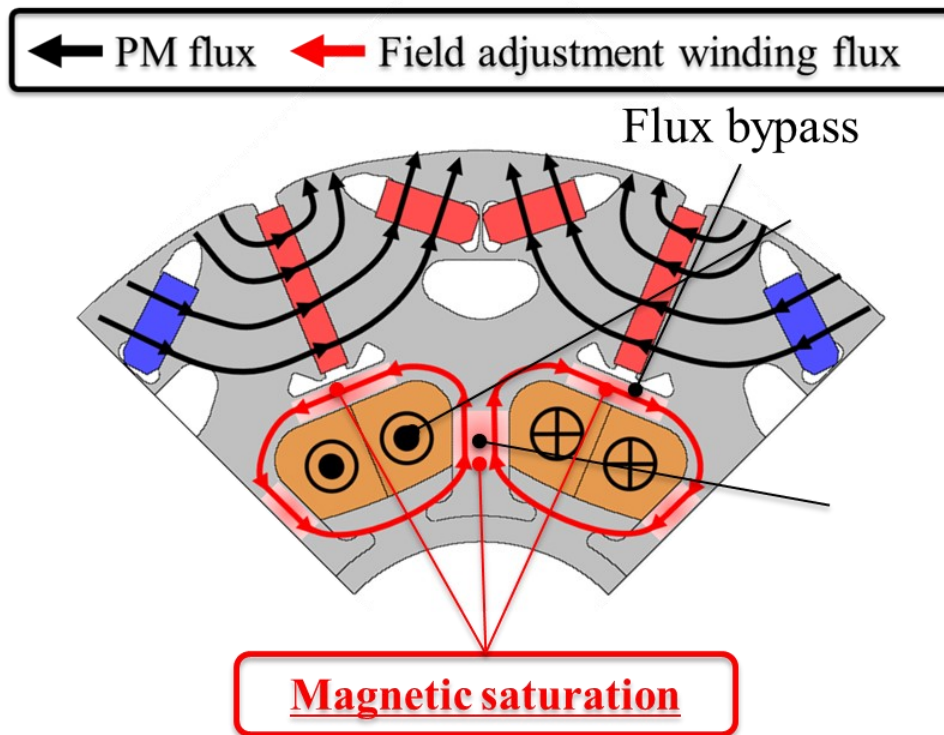
そこで, Target HEM における上記の課題点を改善するため, 提案 AFIPMSM の界磁調整巻線銅損を低減しながら, 磁石磁束を有効活用できる可変界磁原理を提案する。提案 AFIPMSM は, Target HEM よりも低銅損の界磁調整巻線で効果的な可変界磁性能を得ることにより, 電機子電流量も削減し, 総銅損を低下させることを目的としている。図 4.4 (a) は, 提案 AFIPMSM における界磁調整電流密度 0 A dc/mm^2 の可変界磁原理を示している。この原理は, Target HEM の原理と酷似している。磁極間に配置されたスポーク磁石磁束は, センターリブとフラックスバイパスを通過し, 回転子下部を流れ, 短絡磁路を形成する。しかし, 提案 AFIPMSM は, フラックスバイパスを広く設計することで Target HEM よりも多くの磁束が流れる閉磁路を形成でき, 磁石量の増加による損失の影響を低減できる。

一方で, 図 4.4 (b) は界磁調整電流密度 10 A dc/mm^2 の可変界磁原理を示している。提案 AFIPMSM で, 界磁調整巻線によって生じた磁束は, フラックスバイパスを通過して閉磁路を形成する。その結果, センターリブとフラックスバイパスで磁気飽和が生じ, 極間に配置されたスポーク磁石の磁束が固定子側へ流れるため界磁磁束は増加する。この可変界磁原理は, 界磁調整巻線から発生する磁束を界磁磁束として利用することはできないが, 小さな起磁力で可変界磁を行うことができる。

← PM flux ← Field adjustment winding flux



(a) $I_f = 0 \text{ Adc/mm}^2$



(b) $I_f = 10 \text{ A dc/mm}^2$

図 4.4 提案 AFIPMSM の可変界磁原理

4.3 無負荷時の特性比較

図 4.5 (a) に界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 、回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時における磁束密度分布を示す。提案 AFIPMSM の磁極間に配置されたスポーク磁石による磁束が、前節の可変界磁原理で示したようにセンターリブとフラックスバイパスを通過し、回転子下部で短絡磁路を形成している。また提案 AFIPMSM は、この閉磁路によって界磁磁束が減少するため、固定子の磁束密度が Target IPMSM よりも低下する。

一方、図 4.5 (b) は界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 、回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時における磁束密度分布を示す。界磁調整巻線によって発生した磁束は界磁調整巻線が巻かれたセンターリブで 1.97 T 、フラックスバイパスで 2.00 T の磁気飽和を引き起こしている。この磁気飽和によって、回転子下部の磁気抵抗が増大し、極間に配置されたスポーク磁石の磁束は固定子側へ流れることが確認できる。その結果、提案 AFIPMSM の界磁磁束が増加するため、界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 の場合よりも固定子の磁束密度分布が高くなっている。

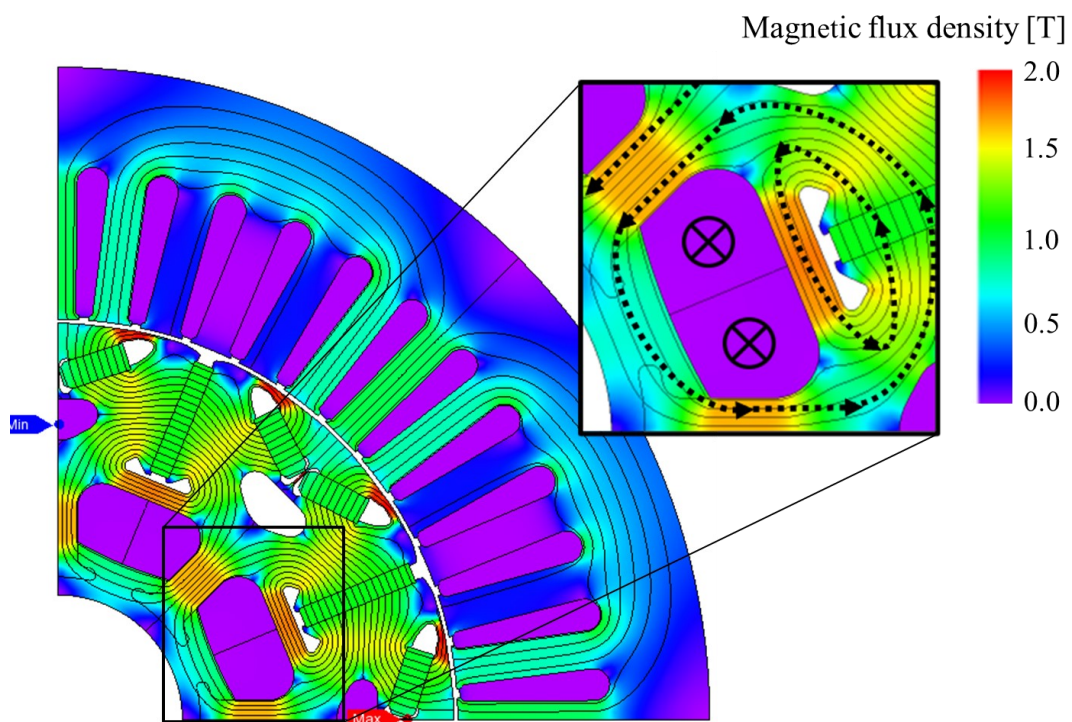
したがって、提案 AFIPMSM は可変界磁原理通りの性能を有している。

図 4.6 (a) に界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 、回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時のエアギャップ磁束密度分布を示す。提案 AFIPMSM のエアギャップ磁束密度は、磁石量の増加により Target HEM よりも高くなるが、可変界磁性能によって Target IPMSM よりも低い。

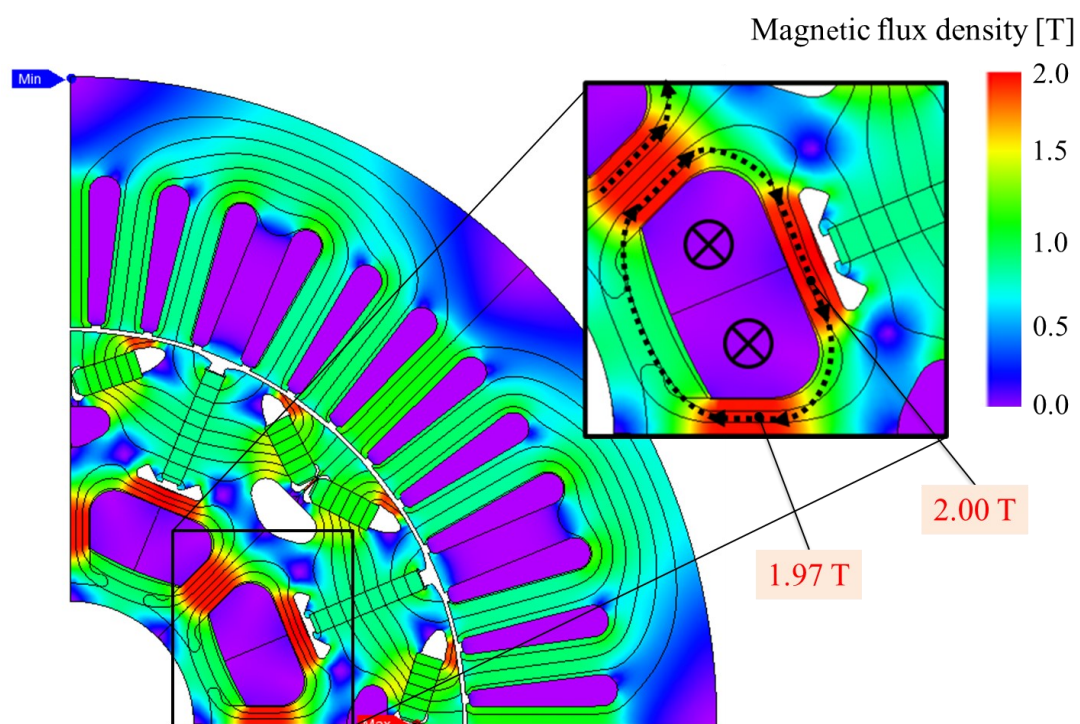
一方、界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 、回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時のエアギャップ磁束密度分布を図 4.6 (b) に示す。提案 AFIPMSM は界磁調整巻線による磁束を活用していないため、エアギャップ磁束密度の変化は Target HEM ほど大きくない。しかし、極間に配置された磁石の磁束を利用することにより提案 AFIPMSM は、Target IPMSM よりも低いエアギャップ磁束密度からより高いエアギャップ磁束密度に変更できる。基本波振幅は界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 のとき 0.639 T であり、界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 のとき 0.892 T と 28.7% 変化させることが可能であった。

図 4.7 に、回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時における線間電圧基本波振幅の界磁電流密度ごとの変化を示す。界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 での提案 AFIPMSM の線間電圧基本波振幅 324.4 V は、Target IPMSM の 250.1 V の線間電圧基本波振幅と比較して 29.7% 増加した。

一方、界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 のときの提案 AFIPMSM の線間電圧基本波振幅 234.8 V は、Target IPMSM の線間電圧基本波振幅 250.1 V よりも 6.1% 低下している。したがって、提案 AFIPMSM は無負荷時の誘起電圧を界磁調整電流の値で大きく制御できることがわかる。図 4.8 に回転速度 $3,000 \text{ rpm}$ 無負荷時における鉄損の界磁電流密度ごとの変化を示す。界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 の場合、提案 AFIPMSM の界磁磁束が減少するため、それに応じて鉄損も減少する。界磁調整電流密度 0 Adc/mm^2 のときの提案 AFIPMSM の鉄損は 49.6 W であり、Target IPMSM の鉄損よりも 13.4% 低下する。したがって、提案 AFIPMSM の可変界磁性能は鉄損の低減に効果的である。

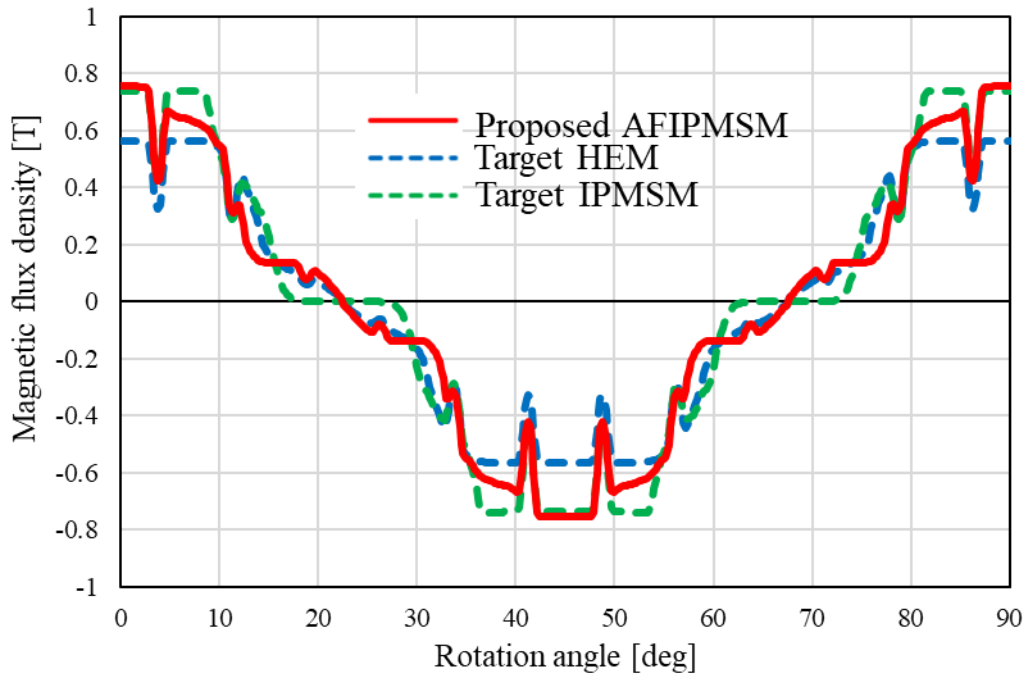


(a) Rotation speed = 3,000 rpm, $I_f = 0$ A/mm².

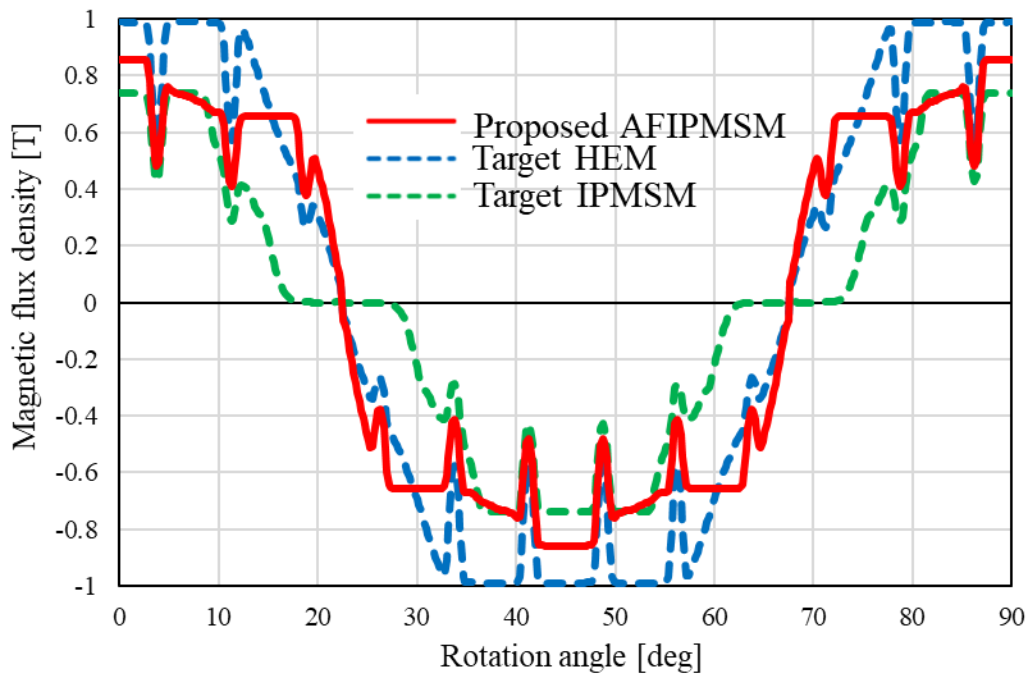


(a) Rotation speed = 3,000 rpm, $I_f = 10$ A/mm².

図 4.5 提案 AFIPMSM の無負荷時磁束密度分布



(a) $I_f = 0 \text{ Adc/mm}^2$



(b) $I_f = 10 \text{ Adc/mm}^2$

図 4.6 提案 AFIPMSM の無負荷時エアギャップ磁束密度

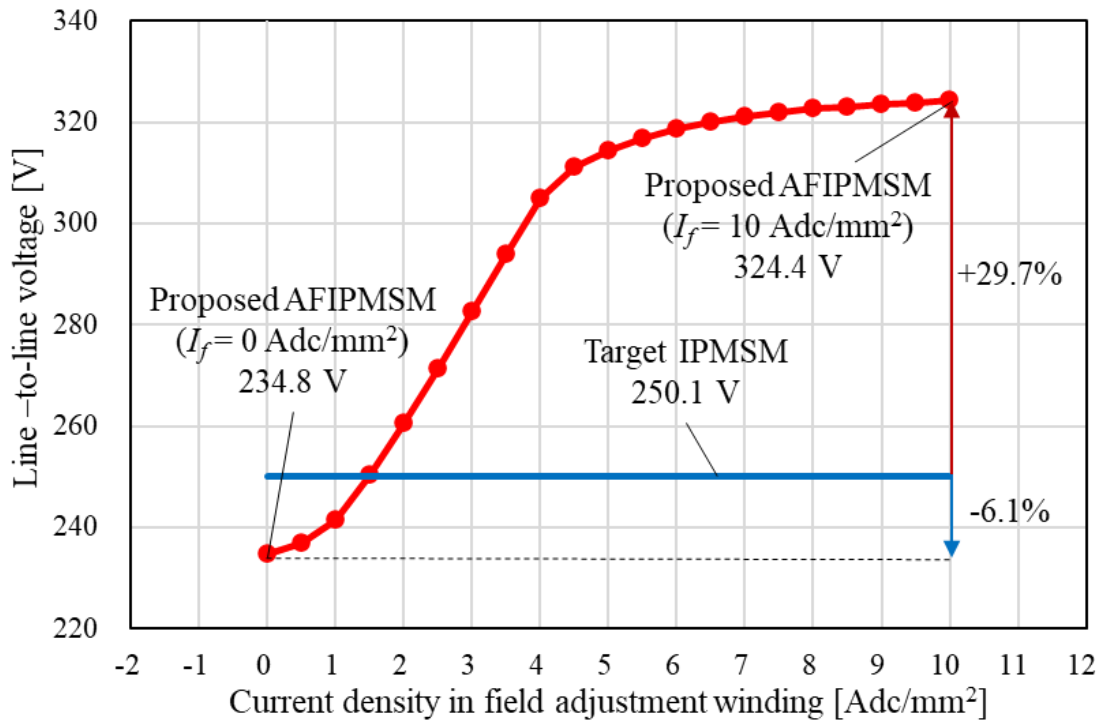


図 4.7 線間電圧基本波振幅の比較

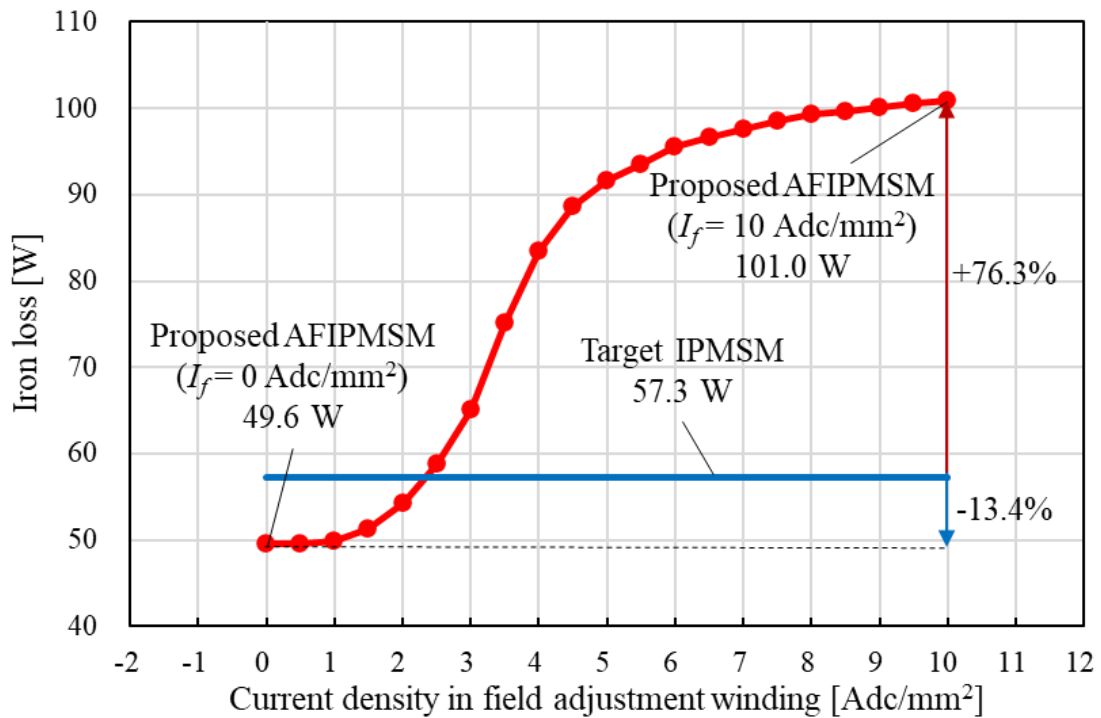


図 4.8 無負荷時鉄損の比較

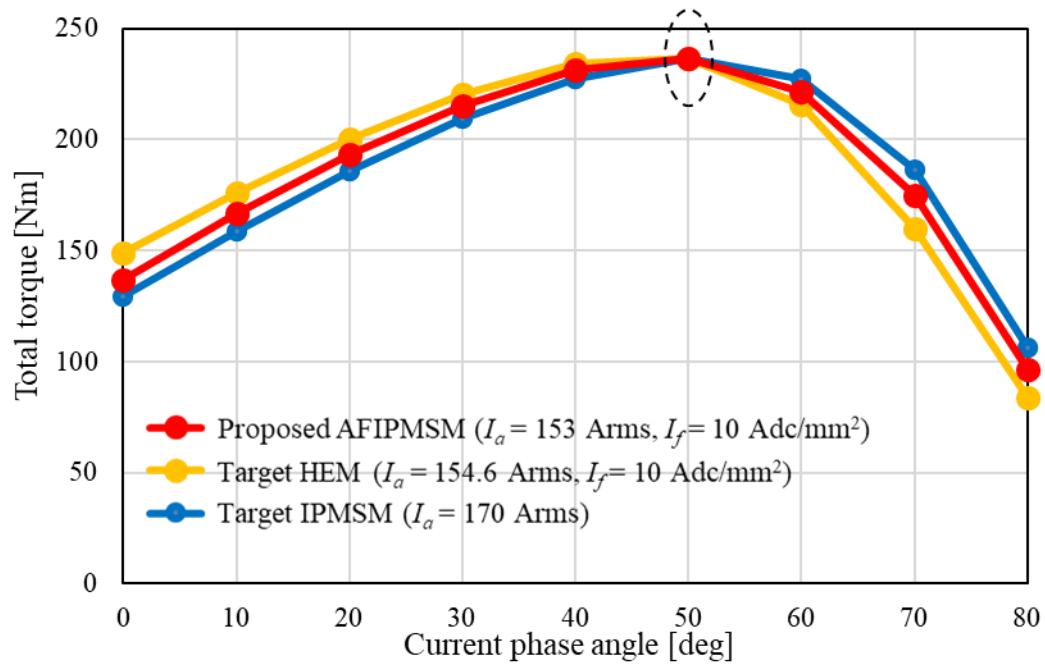
4.4 基底速度最大トルクにおける特性比較

本節では、基底速度 2,768 rpm における最大トルク時の性能を Target IPMSM, Target HEM, および提案 AFIPMSM で比較する。

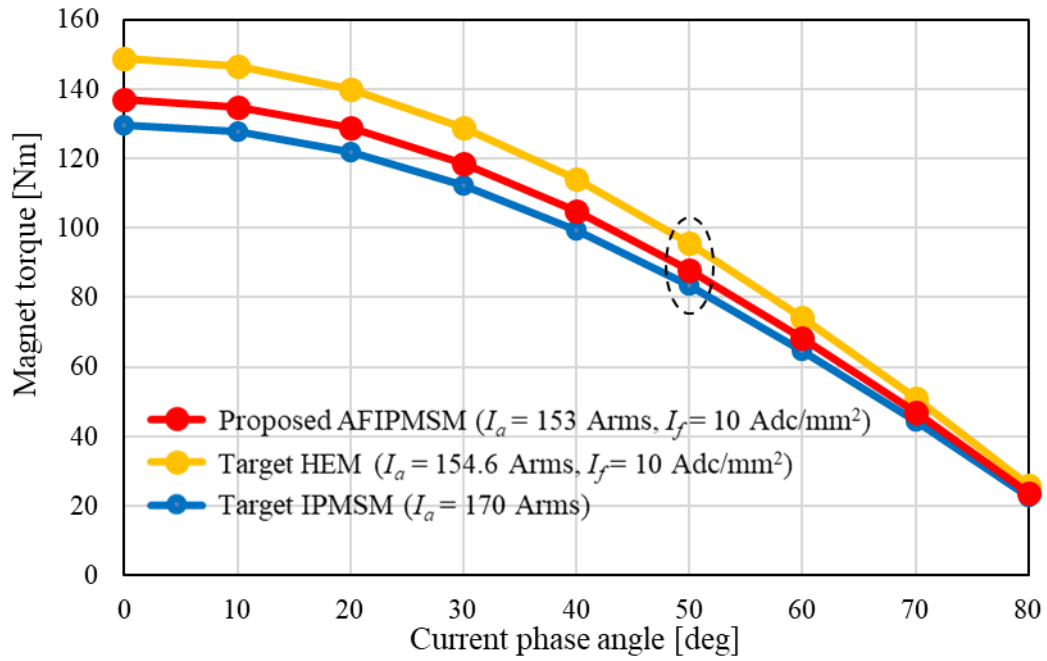
表 4.3 に基底速度での最大トルクの解析結果の比較を示す。提案 AFIPMSM は 153 Arms の電機子電流で Target IPMSM と同等の最大トルクを出力できる。すなわち、提案 AFIPMSM は、Target IPMSM よりも 10% 低い電機子電流量で最大トルクを出力できる。その結果、界磁調整巻線による銅損の増加よりも電機子電流の減少による銅損の低減効果の方が大きいので、提案 AFIPMSM の総銅損は Target IPMSM と比較して 16.0% 削減できる。さらに、提案 AFIPMSM は、電機子巻線と界磁調整巻線による銅損が低いため、Target HEM と比較して総銅損を 4.4% 削減した。図 4.9 (a) に電流位相角に対する総トルク特性を示す。3つのモータはすべて、電流位相角 50 deg で最大トルク 236.7 Nm を出力しており、リラクタンストルクを活用していることが確認できる。図 4.9 (b) に電流位相角に対するマグネットトルク特性を示す。Target HEM のマグネットトルクは、界磁巻線が発生する磁束により高いマグネットトルクが出力できる。一方、提案 AFIPMSM は極間に配置された磁石の磁束により Target IPMSM よりも高いマグネットトルクが出力できる。図 4.9 (c) に電流位相角に対するリラクタンストルク特性を示す。提案 AFIPMSM は電流位相角 50 deg で最大トルクが得られるが、リラクタンストルクは Target IPMSM より 4.7 Nm 低下している。これは力率改善のために不均衡エアギャップによって q 軸インダクタンスを小さくしたためである。また、提案 AFIPMSM では界磁調整巻線の磁束を活用できないため、マグネットトルクが Target HEM よりも低下する。したがって、提案 AFIPMSM はリラクタンストルクが Target HEM よりも高い構造となっている。図 4.10 に電流位相角が 50 deg のときの鉄損の内訳を示す。提案 AFIPMSM の回転子鉄損は、高張力鋼板の使用により Target IPMSM から 11.9 W 増加している。しかし、提案 AFIPMSM は、電機子電流を低減することで固定子の磁気飽和が低減でき、固定子鉄損を Target IPMSM と比較して 41.2 W 低減することで総鉄損を 32.7 W 削減した。図 4.11 および 4.12 に電流位相角に対する全損失と効率の変化を示す。提案 AFIPMSM は、基底速度で最大トルクを出力する場合、Target IPMSM と比較して、総損失が 15.7% 減少し、効率が 1.7%ポイント増加する。また、Target HEM に比べて提案 AFIPMSM は界磁巻線の銅損が 42.5%、全損失が 4.0%低減し、0.4%ポイントの効率向上を実現している。図 4.13 では電流位相角に対する基本波力率の変化を示す。提案 AFIPMSM は、可変界磁によって d 軸磁束を増加させ、不均衡エアギャップによって q 軸磁束を減少させる設計である。その結果、提案 AFIPMSM は、基本波力率を Target IPMSM より 7.8%ポイント改善できる。力率の改善により電機子巻線用の三相インバータの容量を 135.3 kVA から 121.8 kVA に削減でき、界磁調整巻線用の電源とスリップリングのコストを一部解消できる。提案 AFIPMSM の基本波力率は Target HEM の基本波力率よりも 0.9%ポイント低い。これは、提案 AFIPMSM が界磁巻線の磁束を利用できず、 q 軸インダクタンスが Target HEM よりも高いためである。

表 4.3 基底速度 2,768 rpm における最大トルク 236.7 Nm の比較

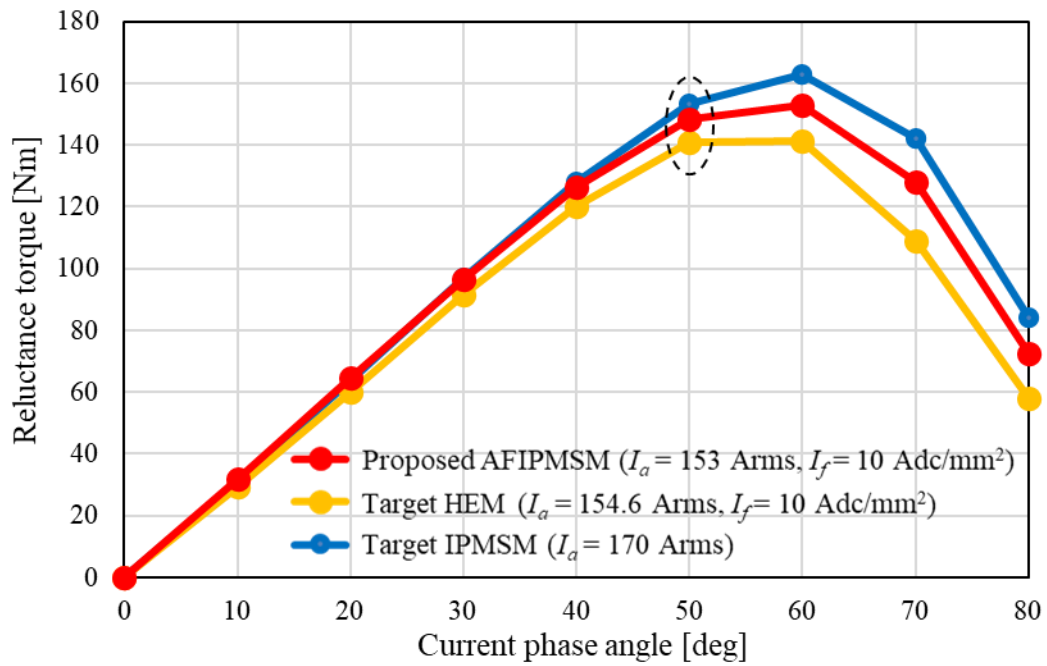
	Target IPMSM	Target HEM	Proposed AFIPMSM
Torque [Nm]	236.7	236.7	236.7
Torque ripple [%]	11.1	14.1	16.4
Power [kW]	68.6	68.6	68.6
Armature current effective value [Arms]	170.0	154.6	153.0
Current phase angle [deg]	50	50	50
Current density in excitation coil [A/mm ²]		10	10
Magnet eddy current loss [W]	15.1	7.6	11.8
Stator iron loss [W]	333.0	290.9	291.8
Rotor iron loss [W]	30.1	24.5	42.0
Total iron loss [W]	378.2	323.1	345.5
Copper loss of armature winding [W]	8990.4	7435.3	7282.2
Copper loss of field winding [W]		462.8	266.3
Total loss [W]	9368.5	8221.2	7894.0
Efficiency [%]	88.0	89.3	89.7
Fundamental wave power factor [%]	62.9	71.8	70.7



(a) Total torque



(b) Magnet torque



(c) Reluctance torque

図 4.9 基底速度における電流位相角ごとのトルク比較

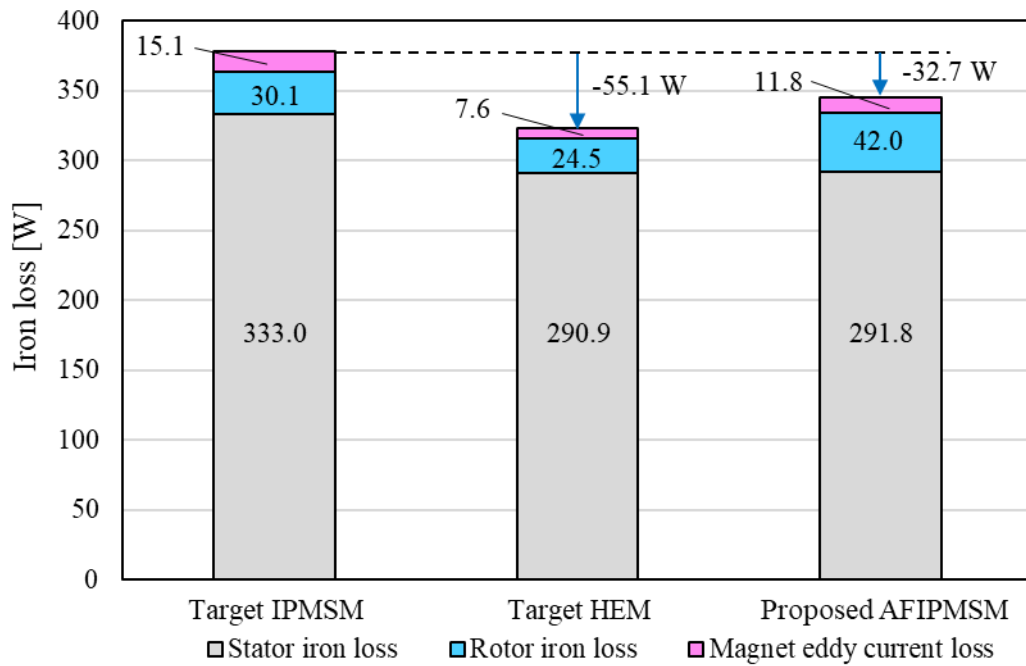


図 4.10 基底速度最大トルクにおける鉄損の内訳 (電流位相角 50 deg)

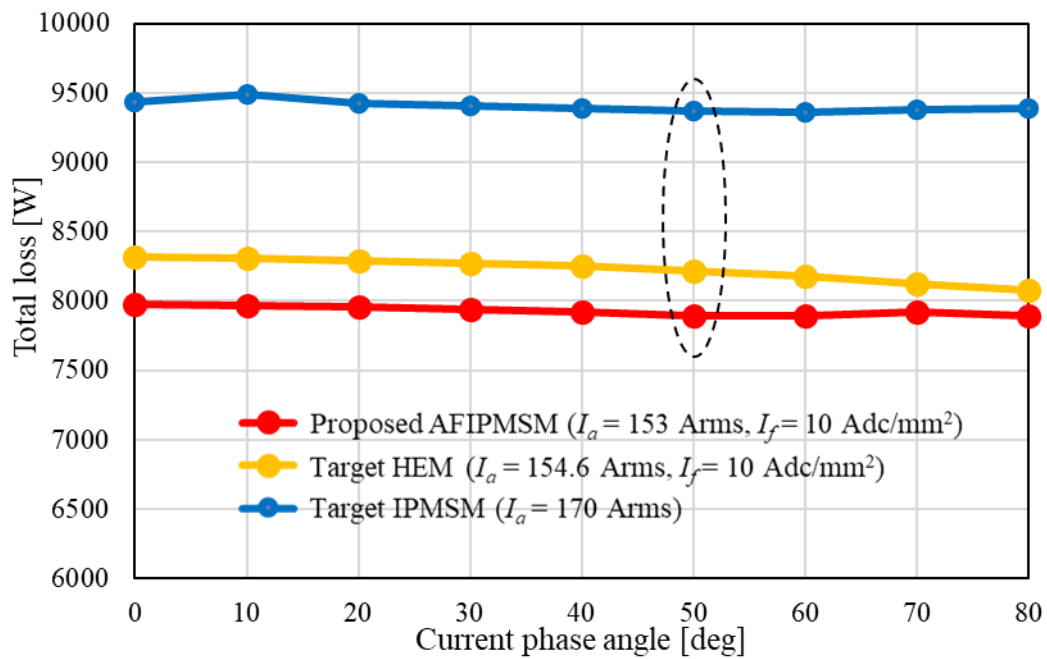


図 4.11 基底速度最大トルクにおける総損失の比較

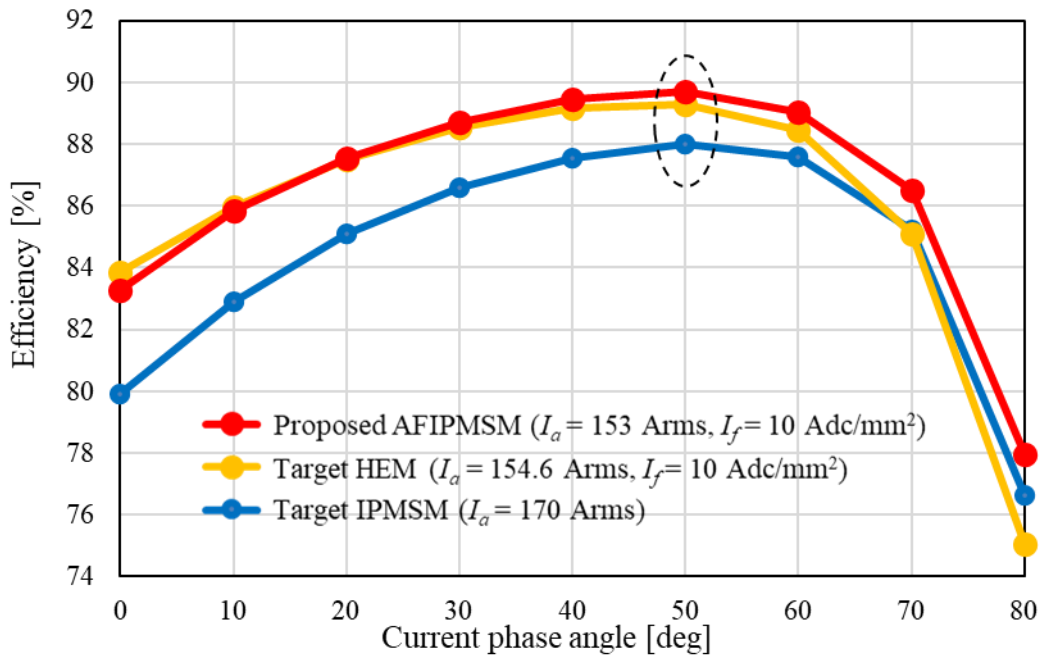


図 4.12 基底速度最大トルクにおける効率の比較

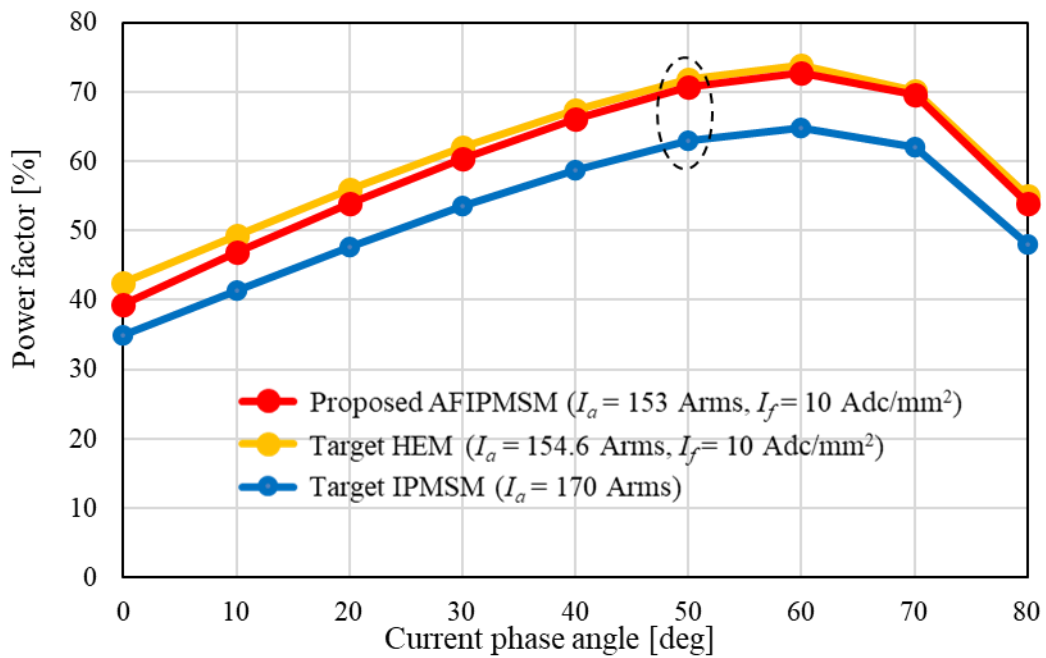


図 4.13 基底速度最大トルクにおける力率の比較

4.5 効率マップによる特性比較

図 4.14 に提案 AFIPMSM の効率マップを示す。提案 AFIPMSM は低速域で中トルクから高トルクまで高効率かつ高出力であることが確認できる。

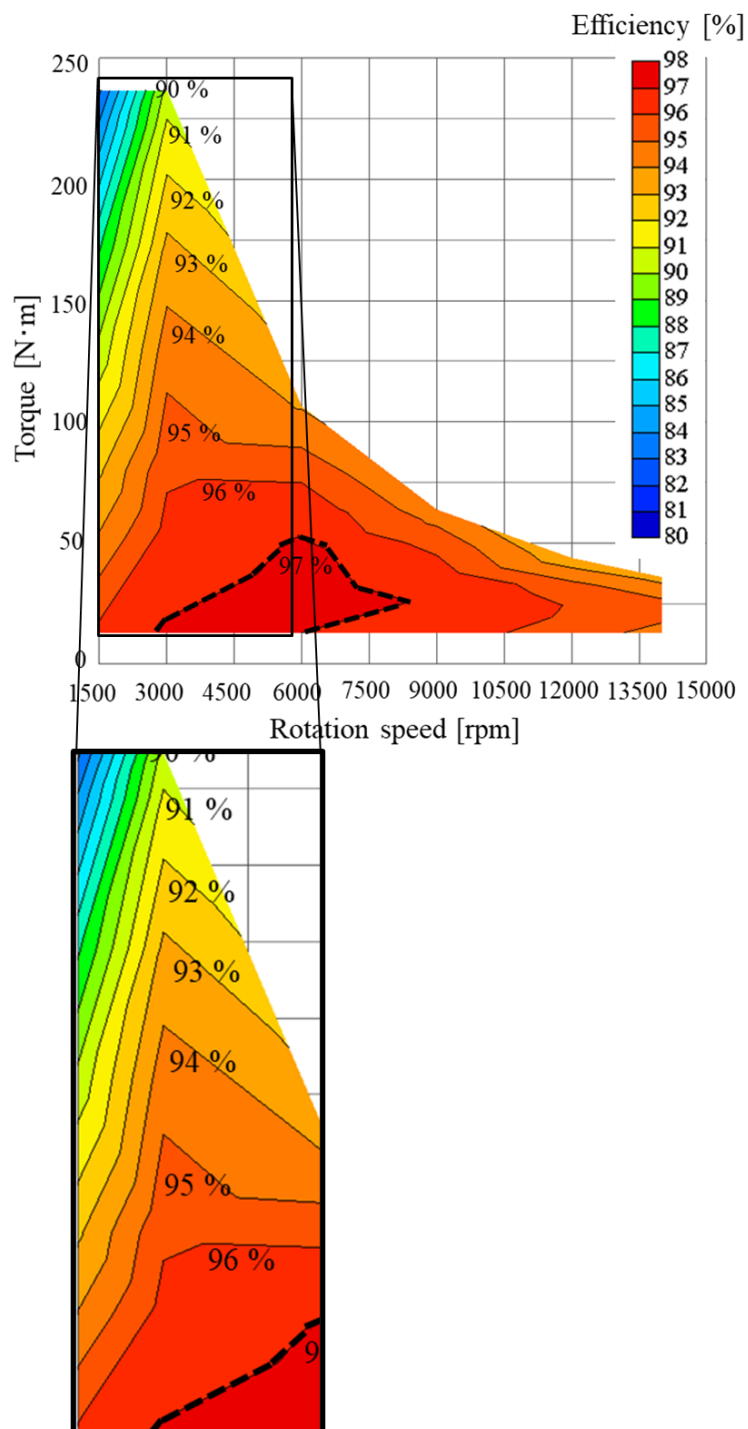


図 4.14 提案 AFIPMSM の効率マップ

図 3.31 の Target HEM と Target IPMSM の効率差マップを確認する。Target HEM は、EV/HEV 駆動用モータに求められる幅広い運転領域において Target IPMSM よりも高効率となるように最適化されている。その結果、WLTC モード運転時に求められる運転領域において、Target HEM は Target IPMSM よりも高効率である。ただし、低速中トルク領域で、Target HEM は Target IPMSM よりも効率が低下する。低回転速度 1,500 rpm の中トルク領域では Target HEM の効率が 1.0%pt 以上、Target IPMSM よりも低下していることが確認できる。すなわち、提案 HEM は低速中トルク領域で界磁巻線による銅損の影響を強く受ける。

図 4.15 に提案 AFIPMSM と Target IPMSM の効率差マップを示す。提案 AFIPMSM は Target HEM に比べて低速域での効率を大幅に改善できることが確認できる。したがって、提案 AFIPMSM の可変界磁原理は、低速領域での銅損の低減に効果的である。また、提案 AFIPMSM は低速低トルク領域の一部で Target IPMSM よりも効率が低下しているが、その差は 0.2%pt 以下である。また、提案 AFIPMSM の効率は高速領域で Target HEM よりも低下するが、広いエリアで Target IPMSM よりも高い効率を得る。すなわち、提案 AFIPMSM は運転領域全体で Target IPMSM と同等以上の性能が発揮できるモータである。

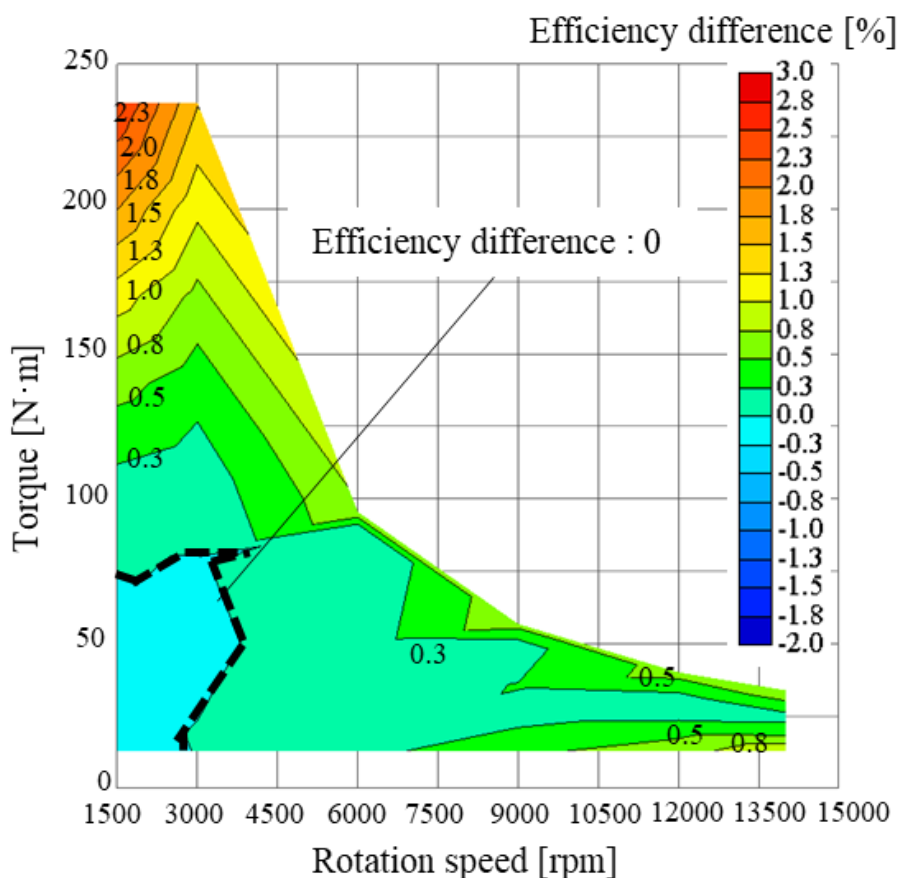


図 4.15 提案 AFIPMSM と Target IPMSM の効率差マップ

4.6 減磁特性

実際の駆動条件を考慮して、悪条件下での磁石の減磁耐久性を評価する。提案 AFIPMSM の減磁耐久性を Target IPMSM および Target HEM と比較するため、3.2 節と同様に U 相鎖交磁束低減率を求める。図 4.16 に提案 AFIPMSM における界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 時の U 相鎖交磁束低減率を示す。U 相鎖交磁束の減少率は電機子電流通電前後の磁石の磁束量で決まる。永久磁石の温度は 140°C に設定した。また電流位相角は最も厳しい条件である 90° 一定とする。提案 AFIPMSM が最大トルク 236.7 Nm を発生できる電機子電流実効値 153 Arms と界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 を適用した場合の U 相鎖交磁束低減率は 0.21% であった。この値は、Target HEM の U 相鎖交磁束低減率と同じであり、非常に小さい。したがって、提案 AFIPMSM は、十分な減磁耐性を持っていることが確認できる。図 4.17 に電機子電流実効値 153 Arms 、界磁調整電流密度 10 Adc/mm^2 における磁石の減磁率分布を示す。Target HEM とは異なり、提案 AFIPMSM では界磁調整巻線で発生した磁束が磁石に直接流ることがないため、Target IPMSM と同様に磁石の端で局所的な減磁が確認できる。したがって、提案 AFIPMSM のようにエッジ部分にフラックスバリアを設けるなど、極中央磁石が減磁しにくい設計が求められる。

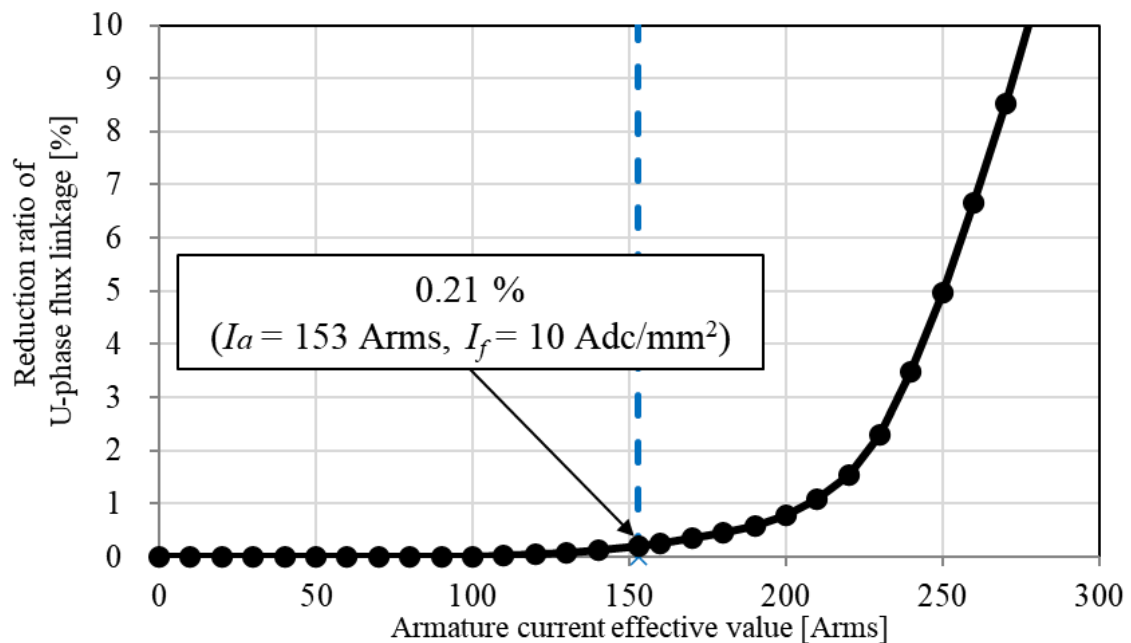


図 4.16 提案 AFIPMSM の電機子電流実効値-U 相鎖交磁束減少率特性

Max Demagnetization rate : 20.6 %

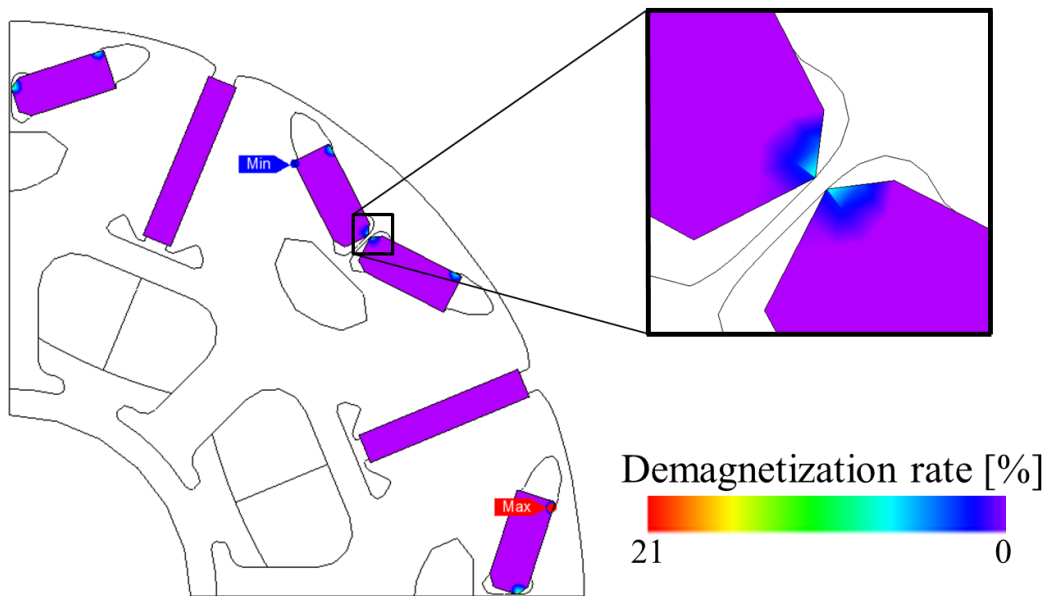


図 4.17 提案 AFIPMSM の減磁分布

4.7 まとめ

本章では、回転子に界磁調整巻線を備えた逆突極を有する界磁調整 IPM モータを提案し、市販の HEV 駆動モータよりも高い効率と力率を有することを示した。提案 AFIPMSM は、回転子側の界磁調整巻線数を Target HEM の界磁巻線数よりも少なくすることで、低速中トルク領域の効率を向上させながら有効な可変界磁性能を発揮できる構造となっている。さらに、提案 AFIPMSM は、運転領域全体で Target IPMSM と同等以上の性能を発揮できるモータである。そのため、高速走行時にエンジン駆動に切り替わるスプリット型ハイブリッド自動車や平行型ハイブリッド自動車に提案 AFIPMSM を搭載することが有効である。一方、Target HEM は WLTC モードでの運転効率が非常に高いため、電気自動車やシリーズ型ハイブリッド車などモータ駆動が主体の車両に搭載すると効果的である。

第5章 結論

5.1 本論文の結論

本稿では、多数提案・検討されている固定子に界磁巻線を備えるハイブリッド界磁モータの欠点を示し、その欠点が解消可能な回転子に界磁巻線を備えた逆突極性を有するハイブリッド界磁モータを提案した。また、性能の評価をするために 2D-FEA を用いて市販の HEV 駆動用モータと比較検討を行った。

提案 HEM は界磁巻線に電流を流すことで高い可変界磁能力を有し、また比較対象機と同様にリラクタンストルクを有効に活用でき、力率が向上可能であることが確認した。

さらに、提案 HEM は、EV/HEV 駆動用モータにおいて発進・登坂走行で使用される低速高トルク領域、追い越し等の加速で必要とされる広い回転速度域での定出力領域、定常走行で使用される低トルク領域と幅広い運転範囲において比較対象機を上回る高効率特性を有することを報告した。

上述の提案 HEM はハイブリッド自動車などで求められる低速中トルク領域の効率が低下するため、回転子に界磁調整巻線を備えた逆突極を有する界磁調整 IPM モータを提案し、市販の HEV 駆動モータよりも高い効率と力率を有するハイブリッド界磁モータを示した。提案 AFIPMSM は、回転子側の巻線数を少なくすることで、低速中トルク領域の効率を向上させながら効果的な可変界磁性能を発揮できる構造を実現した。さらに、提案 AFIPMSM は、動作領域全体で目標の IPMSM と同等以上の性能を発揮できるモータであることを示した。

5.2 今後の展望

実機による試験を行い、高速回転に耐えられるスリップリングおよびブラシの選定や損失測定を行い、提案 HEM の有効性を確認する。

また、次世代自動車向け高効率モーター用磁性材料技術開発によって開発された高性能磁石を用いて、高残留磁束密度であっても可変界磁性能によって低トルク領域で高効率特性が維持できることを確認する。

謝辞

本論文を執筆するにあたり，貴重なご意見・ご協力をいただいた先生方，同研究室の皆様には深くお礼を申し上げます。

指導教員として岡山大学の竹本真紹教授には，本検討を通して知識や技術だけでなく，研究の進め方や研究に対する姿勢も学ばせて頂きました。岡山大学へ転出されてからも私を特別研究生として岡山大学の研究室に在籍させていただき，いつも熱心で丁寧なご指導をしていただきました。心から感謝致します。

小笠原悟司教授，折川幸司助教には，研究報告会等で広い視点からご意見・ご指摘をいただきました。それにより研究への理解がいつそう深まり，また，研究を進める上で大変参考になりました。誠にありがとうございました。岡山で研究を行っているため，各種手続きなどお二方には大変助けていただきました。

岡山大学の綱田錬助教には学生時代から研究をサポートしてもらい，この研究のスタートも綱田先生によるご指導がなければ始められなかったといっても過言ではありません。モータ研究の観点から非常に参考になる意見，ご指導をいただきありがとうございました。

秋田大学の田島克文教授，吉田征弘講師にはモータの基礎から磁気回路による設計などを深く学ばせていただき，私のモータ研究のベースはお二人によるところが非常に大きいです。私の持病による療養中も研究できるようにサポートしていただき大変助かりました。ありがとうございました。

また，本成果は，国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）の委託事業未来開拓研究プログラム「次世代自動車向け高効率モーター用磁性材料技術開発」により得られたものです。

最後に，お世話になった皆様へ心から感謝の気持ちと御礼を申し上げ，謝辞にかえさせていただきます。

参考文献

- [1] IPCC 第 5 次評価報告書-統合報告書-「政策決定者向け要約」文部科学省，経済産業省，気象庁，環境省による確定訳（2015 年 3 月 31 日公表）
http://www.env.go.jp/earth/ipcc/5th/pdf/ar5_syr_spmj.pdf
- [2] 廣田幸嗣，小笠原悟司 編著，船渡寛人，三原輝儀，出口欣高，初田匡之 共著：「電気自動車工学 第 2 版」，森北出版，2017.
- [3] 樋口剛，阿部貴志，横井裕一，宮本恭祐，大戸基道 共著：「交流モータの原理と設計法 — 永久磁石モータから定数可変モータまで —」，科学情報出版株式会社，2017.
- [4] R. Tsunata, M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Orikawa, "Variable Flux Memory Motor Employing Double-Layer Delta-Type PM Arrangement and Large Flux Barrier for Traction Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 4, pp. 3545-3561, July-Aug. 2021
- [5] 野中剛，大賀荘平，大戸基道：「可変界磁モータの駆動に関する考察」，電気学会論文誌 D，Vol.135, No.5, pp. 451-456. (2015)
- [6] 加藤崇，赤津観：「漏れ磁束制御型可変特性モータの磁石動作点特性」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，Vol.III, No.3-32, pp.65-70. (2015)
- [7] 小坂卓，尾関慧，松井信行：「自動車用高効率ハイブリッド界磁モータの運転特性」，日本 AEM 学会誌，vol.24, No.3, pp. 142-147, 2016 年.
- [8] 水野孝行，永山和俊，足利正，小林忠夫：「ハイブリッド励磁形ブラシレス同期機の動作原理と基本特性」，電気学会論文誌 D，Vol.115, No.11, pp. 1402-1411. (1995)
- [9] S. Hwang, J. Sim, J. Hong, J. Lee, "Torque Improvement of Wound Field Synchronous Motor for Electric Vehicle by PM-Assist", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 54, no. 4, pp. 3252-3259, Jul.-Aug. 2018.
- [10] T. Okada, H. Matsumori, T. Kosaka, N. Matsui, "Hybrid Excitation Flux Switching Motor with Permanent Magnet Placed at Middle of Field Coil Slots Employing High Filling Factor Windings", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 06 Dec 2018, pp. 4268-4274.
- [11] T. Takahashi, M. Takemoto, O. Satoshi, T. Ogawa, H. Arita, A. Daikoku, "Development of a Consequent Pole PM Type Axial-Gap Motor with DC Field Winding", *The IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 766-773, 2019.
- [12] B. Wang, K. -H. Shin, Y. Hidaka, S. Kondo, H. Arita and K. Ito, "Analytical Magnetic Model for Variable-Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motors," *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2021, pp. 4142-4148.
- [13] M. Park, D. Kim, Y. Jung, M. Lim, J. Hong, "Modeling, Design and Control of Wound-Field Synchronous Motor for High Energy Efficiency of Electric Vehicle", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 28 Nov. 2019, pp. 3960-3967.
- [14] D. Hwang and B. -G. Gu, "Field Current Control Strategy for Wound-Rotor Synchronous Motors Considering Coupled Stator Flux Linkage," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 111811-111821, 2020.
- [15] A. Frias, P. Pellerrey, A. K. Lebouc, C. Chillet, V. Lanfranchi, G. Friedrich, L. Albert, L. Humbert, "Rotor and stator shape optimization of a synchronous machine to reduce iron losses and acoustic noise", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Oct. 9-12, pp. 98-103.2012.
- [16] T. A. Burress, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marlino, L. E. Seiber, H. T. Lin, "Evaluation of the 2010 TOYOTA PRIUS Hybrid Synergy Drive System", *ORNL/TM-2010/253*, Oak Ridge National Laboratory Oak Ridge, Tennessee, 2011.

- [17] 森本茂雄, 井上征則 共著:「省エネモータドライブシステムの基礎と設計法」, 科学情報出版株式会社, 2019.
- [18] 森本茂雄, 真田雅之 共著:「省エネモータの原理と設計法」, 科学情報出版株式会社, 2013.
- [19] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫 共著:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社, 2001.
- [20] 前川佐理 著, 長谷川幸久 監修:「家電用モータのベクトル制御と高効率運転法」, 科学情報出版株式会社, 2014.
- [21] 堺和人, 高橋則雄, 霜村英二, 新政憲, 中沢洋介, 田島敏伸:「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石式リラクタンスモータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.6, pp. 681-688. (2003)
- [22] 青山真大, 野口季彦:「可変漏れ磁束特性を備えた順突極強め界磁 PM モータの検討と実機性能評価」, 電気学会論文誌 D, Vol.138, No.6, pp. 499-512 (2018)
- [23] 大石亨一, 草柳博一, 竹本真紹, 田中康寛, 深尾正, 千葉 明:「順突極永久磁石型ベアリングレスモータの不均衡吸引力補償」, 電気学会研究会資料. SPC, 半導体電力変換研究会, Vol.99, pp. 13-18. (2005)
- [24] 社会法人 日本塑性加工学会 編:「例題で学ぶ はじめての塑性力学」, 森北出版株式会社, 2009.
- [25] N. Pothi, Z. Q. Zhu, Y. Ren, "Flux-weakening control of novel hybrid-excited permanent magnet machines", *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1517-1523, 2018.
- [26] S Cai, Z. Q. Zhu, J Mipo, S Personnaz, "A Novel Parallel Hybrid Excited Machine With Enhanced Flux Regulation Capability", *Energy Conversion IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 4, pp. 1938-1949, 2019.
- [27] 二本柳理人, 竹本真紹, 小笠原悟司:「アキシシャルギャップ型高トルク密度モータの分割磁石における渦電流損失密度の均一化に関する検討」, 平成 27 年電気学会産業応用 133 部門大会, No. 3, pp. 171-174, 2015.
- [28] 二本柳理人, 竹本真紹, 小笠原悟司:「エンジン発電機のための小型・高出力を実現するフェライト磁石を用いたアキシシャルギャップ発電機の開発」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3, pp. 217-222, 2014.
- [29] Tadashi Takano, Hiroshi Shimizu, Manabu Omae, Eric Wu, "Improved Range for Electric Vehicles Using Direct-Drive Outer-Rotor In-wheel Motors", *The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS25) November 5 - 9, 2010, Shenzhen, China*
- [30] D. Michieletto, L. Cinti and N. Bianchi, "Hybrid Excitation PM Synchronous Motors: Part I – Per Unit Analysis," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 1, pp. 487-494, March 2022
- [31] L. Cinti, M. Carlucci, N. Bianchi and M. Bertoluzzo, "Electromagnetic and structural analysis of six-pole hybrid-excited permanent magnet motors", *Electronics*, vol. 10, no. 17, 2021
- [32] 一ノ倉理, 田島克文, 中村健二, 吉田往弘 共著:「磁気回路法によるモータの解析技術」, 科学情報出版株式会社, 2016.
- [33] T. Shibamoto, K. Nakamura, H. Goto, and O. Ichinokura, "A Design of Axial-Gap Switched Reluctance Motor for In-Wheel Direct-Drive EV", *Proc. of ICEMS 2012*, FF-001678, 2012.
- [34] Y.-P. Yang, J.-Y. Liang, and X.-Y. Xing, "Design and Application of Axial-Flux Permanent Magnet Wheel Motors for an Electric Vehicle", *AFRICON 2009*, pp. 1-9, 2009
- [35] H. Goto, K. Takase, and O. Ichinokura, "An In-Wheel Axial-Gap SR Motor for Electric City Commuters", *Proc. of EVTeC & APE 2016*, 20169099, 2016
- [36] R. Camilleri, D. A. Howey, and M. D. McCulloch, "Thermal Limitation in Air-Cooled Axial Flux In-Wheel Motors for Urban Mobility Vehicles: A Preliminary Analysis", 2012

- Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, pp. 1-8, 2012
- [37] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. Mezzetti, and E. Santini, "Multi-Stage Axial-Flux PM Machine for Wheel Direct Drive", Industry Application Conference 1995, Vol. 1, pp. 679-684, 1995
- [38] T. J. Woolmer, M. D. McCulloch, "Analysis of the Yokeless and Segmented Armature Machine", Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference, vol. 1, pp.704-708, 2007
- [39] F. G. Capponi, G. De Donato, F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 48, No. 6, pp. 2190-2205, 2012
- [40] F. Marignetti, V. D. Colli, and Y. Coia, "Design of Axial Flux PM Synchronous Machines Through 3-D Coupled Electromagnetic Thermal and Fluid-Dynamical Finite-Element Analysis", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 55, No. 10, pp. 3591-3601, 2008
- [41] X. Luo, T. A. Lipo: "A Synchronous /Permanent Magnet Hybrid AC Machine", Proc. of IEMDC 1999, pp. 19-21, 1999
- [42] G. Borocci, F. G. Capponi, G. De Donato, F. Caricchi: "Mixed-pole hybrid-excitation machine", ICEM 2014, pp. 2625-2631, 2014
- [43] F. G. Capponi, G. D. Donato, G. Borocci, F. Caricchi: "Axial-Flux Hybrid-Excitation Synchronous Machine: Analysis, Design, and Experimental Evaluation", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, pp. 3173-3184, 2014
- [44] F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T. A. Lipo, P. McCleer: "Design Considerations and Test Results for a Doubly Salient PM Motor with Flux Control", IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 836-842, 1996
- [45] Y. Liao, F. Liang, T. A. Lipo: "A novel permanent magnet motor with doubly salient structure", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp. 1069-1078, 1995
- [46] E. Hoang, M. Lecrivain, M. Gabsi: "A New Structure of a Switching Flux Synchronous Polyphased Machine with Hybrid Excitation", Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications, No. 14, pp. 1-8, 2007
- [47] Takashi Kosaka, Yoshiaki Kano, Nobuyuki Matsui, "A novel multi-pole permanent magnet synchronous machine with SMC bypass core for magnet flux and SMC field-pole core with toroidal coil for independent field strengthening/weakening", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications (2005)
- [48] T. Kosaka, N. Matsui: "Hybrid Excitation Machines with Powdered Iron Core for Electrical Traction Drive Applications", Proc. of ICEMS 2008, pp. 2974-2979, 2008
- [49] 小坂 卓, 松井 信行: 「圧粉磁心を用いた表面磁石形ハイブリッド界磁モータの基礎検討」, 自動車研究会資料, VT-11-021, pp.41-46 (2011)
- [50] T. Kosaka, T. Hirose, and N. Matsui, "Brushless Synchronous Machines with Wound-Field Excitation using SMC Core Designed for HEV Drives", The 2010 International Power Electronics Conference (2011)
- [51] 中根大樹, 小坂卓, 松井信行: 「自動車駆動用磁石内側配置 HESM の実験運転特性」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-4 III103-106, 2014
- [52] 岡澤 俊雄, 小峯 孝之, 下村 昭二: 「電機子巻線と界磁巻線を共に固定子に設けたスリ 137 ップリングレス巻線励磁形同期モータ」, 回転機研究会資料, RM-06-138, pp.77-82 (2006)
- [53] K. M. Rahman, N. R. Patel, T. G. Ward, J. M. Nagashima, F. Caricchi, F. Crescimbin, "Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System", IEEE Transactions on industry applications, Vol.42, NO.5, pp.1185-1192, 2006
- [54] L. Vido, M. Gabsi, M. Lecrivain, Y. Amara, F. Chabot: "Homopolar and Bipolar Hybrid Excitation Synchronous Machines", Industry Application Conference 2005, Vol. 3, pp. 1555-1560, 2005
- [55] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, F. Chabot: "Compared Performances of Homopolar and Bipolar Hybrid Excitation Synchronous Machines", Proc. of ICEM 2005,

- pp. 1212-1218, 2005
- [56] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "A New Axial Surface Mounted Permanent Magnet Machine Capable of Field Control", Proc. of 37th IAS annual Meeting, Vol. 2, pp. 1250-1257, 2002
- [57] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "Performance Evaluation of An Axial Flux Consequent Pole PM Motor Using Finite Element Analysis", Proc. of IEMDC 2003, Vol. 3, pp. 1682-1687, 2003
- [58] Metin Aydin, Surong Huang, Thomas A. Lipo, " Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines", IEEE Transactions on Electronics, Vol.53, NO.3, pp.1428-1434 (2006)
- [59] Metin Aydin, Surong Huang, Thomas A. Lipo, " Axial flux permanent magnet disc machines: a review", In Conf. Record of SPEEDAM, pp.61-71 (2004)
- [60] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "Design, Analysis, and Control of a Hybrid Field-Controlled Axial-Flux Permanent-Magnet Motor", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 57, No. 1, pp. 78-87, 2010
- [61] J. S. Hsu: "Direct Control of Air-Gap Flux in Permanent-Magnet Machines", IEEE Trans. on 138 Energy Conversion, Vol. 15, No. 4, pp. 361-365, 2000
- [62] H. Bali, Y. Amara, G. Barakat, R. Ibtouen, M. Gabsi, " Analytical Modeling of Open Circuit Magnetic Field in Wound Field and Series Double Excitation Synchronous Machines", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.46, NO.10, pp.3802-3815 (2010)
- [63] Zhuoran Zhang, Yangguang Yan, Shanshui Yang, and Zhou Bo, " Principle of Operation and Feature Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Synchronous Machine", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.44, NO.9, pp.2174-2180 (2010)
- [64] Jianbin Han, Zhuoran Zhang, Shengjie Ma, "Investigation of field regulation performance of a new hybrid excitation synchronous machine with dual-direction magnetic shunt rotor", ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems (2011)
- [65] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lécrivain, F. Chabot, " Compared performances of homopolar and bipolar hybrid excitation synchronous machines", Industry Applications Conference Fourtieth IAS Annual Meeting, Vol.3, pp.1555 - 1560 (2005)
- [66] V. Ostovic, "Memory Motors", IEEE Industrial Applications, Vol., No., pp. 52-61, 2003
- [67] K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, and K. Yasui: "Principle of the variable-magnetic-force memory motor", Proc. of ICEMS 2009, No. LSA-1, 2009
- [68] K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhikulrungsri: "Principle and basic characteristics of variable-magnetic-force memory motor", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 131, No. 9, pp. 1112-1119, 2011
- [69] 水谷良治: 「プリウスに見るモータの小型・高効率化の変遷」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 4-S9-1, IV-33-36, 2014
- [70] 石川茂明: 「日産リーフにおける駆動モータの進化」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 4-S9-3, IV-43-46, 2014
- [71] 相馬慎吾, 白土英治, 藤代智, 「重希土類フリーHEV 用モータの磁気形状研究」, 自動車技術会秋季学術講演会, 008, 20166008, pp39-43, 2016
- [72] J. Park, R. Tsunata, M. Takemoto, K. Orikawa and S. Ogasawara, "Investigation of Dy-Free Hybrid PM Motor Based on Spoke-Type Rotor for Automotive Applications," 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2021, pp. 1-8
- [73] C. Rossi, D. Casadei, A. Pilati and M. Marano, "Wound rotor salient pole synchronous machine drive for electric traction", Conf. Record of the 2006 IEEE Ind. Appl. Conf. Forty-First IAS Ann. Meet., vol. 3, pp. 1235-1241, 2006.
- [74] L. Kefsi, Y. Touzani and M. Gabsi, "Hybrid excitation synchronous motor control with a new flux weakening strategy", 2010 IEEE Vehicle Power and Propul. Conf., pp. 1-5, 2010.
- [75] L. Ortombina, D. Pasqualotto, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Comprehensive analysis and design of a pulsating signal injection-based position observer for sensorless synchronous motor drives", IEEE Journal of Emerg. and Sel. Topics in Power Electr., vol. 10, no. 2, pp.

- 1925-1934, 2022.
- [76] M. Berto, P. G. Carlet, V. Manzoloni and L. Alberti, "An effective ellipse fitting technique of the current response locus to rotating HF voltage injection in ipmsm for sensorless rotor position estimation", *IECON 2018 - 44th Ann. Conf. of the IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 391-396, 2018.
 - [77] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, 1998.
 - [78] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz and R. D. Lorenz, "Carrier signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds", *2008 IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, pp. 1-8, 2008.
 - [79] M. Berto, L. Alberti, V. Manzoloni and S. Bolognani, "Computation of self-sensing capabilities of synchronous machines for rotating high frequency voltage injection sensorless control", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 4, pp. 3324-3333, 2022.
 - [80] V. Manzoloni and S. Bolognani, "On the rotor position self-sensing capability of reluctance and IPM synchronous motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 4, pp. 3755-3766, 2020.
 - [81] Y. Amara, S. Hlioui, H. B. Ahmed and M. Gabsi, "Power capability of hybrid excited synchronous motors in variable speed drives applications", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, no. 8, pp. 1-12, 2019.
 - [82] S. Wang, M. Degano, J. Kang, A. Galassini and C. Gerada, "A novel newton-raphson-based searching method for the MTPA control of PMASYNRM considering magnetic and cross saturation", *2018 XIII Int. Conf. on Electr. Machin. (ICEM)*, pp. 1360-1366, 09 2018.
 - [83] A. Dianov, F. Tinazzi, S. Calligaro and S. Bolognani, "Review and classification of MTPA control algorithms for synchronous motors", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 4, pp. 3990-4007, 2022.
 - [84] Michael Meyer and Joachim Böcker, "Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range" in *EPE-PEMC 2006, Slovenia*, pp. 282-286.
 - [85] D Radovan, N Jaroslav and C Ondrej, "Traction Permanent Magnet Synchronous Motor Torque control with Flux weakening", *Radioengineering*, vol. 18, no. 4, Dec 2009.
 - [86] L. Vido, Y. Amara, M. GABSI, M. Lécrivain and F chabot, "Compared performances of Homopolar and bipolar Hybrid excitation synchronous machines" in *ICEM, Cracow, Poland, September 2004*.
 - [87] X.P Liu, H.Y Lin, Z.Q. Zhu, C.F. Yang, S.H Fang and J Guo, "A Novel Dual-Stator Hybrid Excited Synchronous Wind Generator", *IEEE TRANS ON Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 947-953, May-June 2009.
 - [88] L. Vido, Y. Amara, E. HOANG, M GABSI, F chabot and M. Lécrivain, "Comparison and Design of interior permanent magnet synchronous machines for a hybrid vehicle application", *International Conference on Electrical Machines ICEM, September, 2004*.
 - [89] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen and David Howe, "Online Optimal Flux-Weakening Control of Permanent-Magnet Brushless AC Drives", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 36, no. 6, pp. 1661-1668, Nov 2000.
 - [90] Qi Zhang, Surong Huang and Gudodong Xie, "Design and experimental verification of hybrid excitation machine with isolated magnetic paths", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 993-1000, Dec. 2010.
 - [91] huoran Zhang, Yangguang Yan, Shanshui Yang and Zhou Bo, "Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 9, pp. 2174-2180, Sep. 2008.
 - [92] A. A. Afinowi, Z. Q. Zhu, Y. Guan, J. C. Mip and P. Farah, "Hybrid-excited doubly salient synchronous machine with permanent magnets between adjacent salient stator poles", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 10, Oct. 2015.
 - [93] Xinghe Fu, Xiangjun Li, Da Xu and Mingyao Lin, "Iron loss in permanent magnet-

- inductor hybrid excitation synchronous generator", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, Jan. 2014.
- [94] Jinsong Lu and Dong Wang, "Research on voltage regulation range of the hybrid excitation permanent magnet generator", *IEEE Con.*, pp. 803-806, 2011.
- [95] N. Naoe and T. Fukami, "Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine", *Proc. Int. Con. on Electrical Machines and Drives (IEMDC)*, pp. 545-547, August 2001.
- [96] Z. Zhuoran, Z. Jingjie, Y. Yangguang and Z. Bo, "Construction and operation principle of a novel coordinates structure hybrid excitation synchronous machine", *Proc. Chin. Soc. Electr. Eng.*, vol. 29, no. 33, pp. 83-89, 2009.
- [97] T. Finken and K. Hameyer, "Study of hybrid excited synchronous alternators for automotive applications using coupled FE and circuit simulations", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 1598-1601, Jun. 2008.
- [98] X. Zhu, M. Cheng, W. Zhao, C. Liu and K. T. Chau, "A transient cosimulation approach to performance analysis of hybrid excited doubly salient machine considering indirect field-circuit coupling", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2558-2560, Jun. 2007.
- [99] Z. Zhang, Y. Yan, S. Yang and Zhou Bo, "Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 9, pp. 2174-2180, Sep. 2008.
- [100] X. Zhu and M. Cheng, "A novel stator hybrid excited doubly salient permanent magnet brushless machine for electric vehicle", *Proc. 8th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 411-415.
- [101] . Huang, W. Hong, Y. Zhao and Q. Zhang, "Direct-driven wind energy conversion system with multiple armature-winding hybrid-excitation generator", *Proc. 11th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 2305-2310, Oct. 2008.
- [102] S. Shinji and S. Takayuki, "New optimal current control methods for energy-efficient and wide speed-range operation of hybrid-field synchronous motor", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2443-2450, Oct. 2007.
- [103] Y. Li and T. A. Lipo, "A doubly salient permanent magnet motor capable of field weakening", *Proc. 26th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. Rec.*, vol. 1, pp. 565-571, 1995-Jun.-1822.
- [104] N. Naoe and T. Fukami, "Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine", *Proc. Elect. Mach. Drives Conf. 2001*, pp. 545-547.
- [105] E. Spooner, S. A. U. Khatab and A. G. Nicolaou, "Hybrid excitation of AC and DC machines", *Proc. 4th Int. Conf. Electr. Mach. Drives*, pp. 48-52, 1989-Sep.-1315.
- [106] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi and T. A. Lipo, "A comparison of power density for axial flux machines based on the general purpose sizing equation discuss", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 2, pp. 185-192, Jun. 1999.
- [107] C. C. Jensen, F. Profumo and T. A. Lipo, "A Low Loss Permanent Magnet Brushless DC Motor Utilizing Tape Wound Amorphous Iron", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 646-651, May/June 1992.
- [108] F. Caricchi, F. Crescimbeni, E. Fedeli and G. Noia, "Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled-Axial-Flux PM Motor Prototype for Evs", *IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 254-261, 1994-Oct.

研究業績

査読付き投稿論文

- [1] 仲沢龍翔, 竹本真紹, 小笠原悟司, 折川幸司:「回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータに関する基礎検討」, 日本 AEM 学会誌, vol.28, No.3, pp. 206-212, 2020 年.

査読付き国際会議

- [1] R. Nakazawa, M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Orikawa, "Examination for a Hybrid Excitation Motor with Reverse Saliency while Having a Field Winding on a Rotor," *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2021, pp. 3767-3774.
- [2] R. Nakazawa, M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Orikawa, "Basic Examination for an Adjustable Field IPM Motor with a Field Adjustment Winding on a Rotor," *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2022, pp. 1-8.
- [3] R. Nakazawa, M. Takemoto, S. Ogasawara, R. Tsunata and K. Orikawa, "Examination of the Characteristics of a Hybrid Excitation Motor with Field Winding on a Rotor for Electric Vehicle and Hybrid Vehicle Traction," *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2022, pp. 1-6.

国内会議

- [1] 仲沢龍翔, 竹本真紹, 小笠原悟司, 折川幸司:「回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータに関する基礎検討」, 第 28 回 MAGDA コンファレンス講演論文集, pp. 6-11, 2019 年.
- [2] 仲沢龍翔, 竹本真紹, 小笠原悟司, 折川幸司:「回転子に界磁巻線を備えたハイブリッド界磁モータの減磁特性」, 令和 2 年電気学会全国大会講演論文集, 2pages, 2020 年.