

空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形同期モータに関する研究

メタデータ	言語: ja 出版者: 静岡大学 公開日: 2015-12-18 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 青山, 真大 メールアドレス: 所属:
URL	https://doi.org/10.14945/00009286

静岡大学

博士論文

空間高調波を界磁エネルギー源とする
自励式巻線界磁形同期モータに関する研究

平成 27 年 6 月

大学院 自然科学系教育部

環境・エネルギーシステム専攻

青山 真大

目次

第1章 序論

1.1	研究背景	1
1.2	過去の研究事例	3
1.3	研究目的	6
1.4	本研究の位置付け	6
1.5	論文の概要	7
	参考文献	11

第2章 非同期周波数に基づくダイオード整流形自己励磁技術

2.1	緒言	16
2.2	ロータに着磁力を有する利点と課題	18
2.3	巻線界磁による界磁磁束の考え方	23
2.4	従来のダイオード整流形巻線界磁技術	26
2.5	近年提案されているダイオード整流形巻線界磁技術	27
2.6	提案するダイオード整流形自己励磁技術	29
2.6.1	第2次空間高調波の発生	29
2.6.2	第2次空間高調波を最大限に活用できるスロットコンビネーションの検討	34
2.6.3	集中巻で発生する第2次空間高調波による自励の可能性の検討	38
2.7	結言	41
	参考文献	42

第3章 ラジアルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ

3.1 緒言	46
3.2 補極による磁気干渉低減効果	48
3.2.1 補極なし半波整流回路の場合	48
3.2.2 補極なし全波整流回路の場合	51
3.2.3 補極あり全波整流回路の場合	52
3.2.4 机上計算	53
3.3 ロータ巻線回路構成	56
3.4 電磁界解析による全波整流回路結線効果の確認	61
3.5 電磁界解析による補極効果の確認	68
3.6 試作機	70
3.7 実機による運転特性の検証	73
3.7.1 可変速トルク特性	73
3.7.2 ロータ電流特性	80
3.7.3 自励式電磁石トルク特性	87
3.7.4 自励式電磁石トルクによる効率特性改善	94
3.7.5 提案モータと従来技術との効率比較	97
3.8 分布巻 IPMSM との運転特性比較	99
3.8.1 トルク，効率特性の比較	99
3.8.2 電流位相－トルク特性の比較	101
3.8.3 損失内訳の比較	107
3.8.4 トルクリップル比較	109
3.8.5 無負荷損失の比較	111
3.8.6 コギングトルク	111

3.9 結言	113
参考文献	115

第4章 パンケーキアキシナルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ

4.1 緒言	117
4.2 パンケーキ形自励式巻線界磁モータのコンセプト	118
4.3 想定するアプリケーション	124
4.4 パンケーキ形自励式巻線界磁モータの構造	124
4.5 電磁界解析による性能予測	127
4.6 試作機	131
4.7 実機による原理検証	135
4.8 ロータとステータの固有振動モード	138
4.9 SEM による SMC コアの表面観測	142
4.10 機械強度を向上したモデルの提案	144
4.11 結言	149
参考文献	150

第5章 結論

5.1 本研究の成果	152
5.2 今後の課題	155

謝辞	158
----	-----

付録 磁気変調式自励巻線界磁形磁気ギアモータ

A.1 緒言	159
A.2 差分周波数磁束を界磁エネルギー源として利用	159
A.2.1 磁気変調形磁気ギアモータの動作原理	160
A.2.2 差分周波数磁束による自己励磁	165
A.3 差分周波数磁束を効率的に活用可能なポールコンビネーション	167
A.3.1 最適なポールコンビネーション	169
A.4 ロータ巻線整流回路結線の検討	173
A.4.1 半波整流回路結線	176
A.4.2 順方向と界磁巻線が同相の全波整流回路	178
A.4.3 誘導巻線と界磁巻線が位相差 90 deg の全波整流回路	178
A.4.4 誘導巻線と界磁巻線の非干渉化	181
A.5 ロータ起磁力バランスの設計	183
A.5.1 ロータ起磁力バランスの数理的検討	186
A.6 原理検証機の構造	189
A.7 電磁界解析による運転特性の予測	192
A.7.1 エンジン回転制御時の変調子トルク特性	192
A.7.2 最大トルク制御時の駆動特性	195
A.8 結言	195
参考文献	199

発表論文

第1章

序論

1.1 研究背景

経済産業省 資源エネルギー庁が公表している H25 年度エネルギー白書によると、日本が抱える構造的課題として海外の資源に大きく依存することによるエネルギー供給体制の根本的な脆弱性がある⁽¹⁾。近年、非 OECD 加盟の新興国（インド、中南米）のエネルギー需要拡大によるエネルギー資源価格の不安定化が問題となっている。世界のエネルギー需要は新興国を中心に拡大し、2035 年には 2011 年比で 1.3 倍へ増加する見込みの試算である⁽¹⁾。このような背景から資源価格は長期的な価格の上昇傾向とともに、新興国を中心としたエネルギー需要の拡大、地域における紛争、経済状況の変化による需要動向の変動等に伴う国際情勢の変化に敏感に反応するようになっている。

そのような我が国のエネルギー事情の中、輸送機器分野において自動車工業会環境レポート 2014 によると、1) 製品における地球温暖化対策、2) 生産における環境保全、3) 自動車リサイクルへの対応、に力を入れて取り組んでいる⁽²⁾。1)において、2013 年での乗用車平均燃費は 21.3 km/l（2020 年度燃費基準平均相当レベル）に達し、現在も継続して燃費向上や次世代自動車普及に向けて各社技術開発を進めている。2)において、地球温暖化対策や資源の有効利用、環境負荷物質の排出抑制等の観点から、生産現場において生産工程の CO₂ 排出抑制に積極的に取り組んでいる。3)において自動車リサイクル法に基づき、使用済自動車の再資源化・適正処理を行っている。また自主取り組みとして環境負荷物質（鉛・水銀・カドミウム・六価クロム）削減を行っている。

一次エネルギー自給率の低い日本の課題と輸送機器分野におけるエネルギー使用合理化の取り組みにおいて、日本では世界に先駆けて量産されたトヨタプリウスに代表されるようなハイブリッド自動車（HEV）や日産リーフに代表されるような電気自動車（EV）、近年だと 2015 年にトヨタが市場投入した燃料電池車（FCEV）が挙げられ、再生可能エネルギー由来の発電方式によって得られた電気エネルギーにより駆動される輸送機器の普及にも積極的に取り組んでいる。このような輸送機器分野における取り組みのもう一つの背景として、温室

効果ガス排出量の増加に伴う地球温暖化が挙げられる。近年、世界各地における干ばつや洪水などの異常気象が多発しており、これらの現象は地球温暖化が主要因だと考えられている。そのような状況において、日本の CO₂ 総排出量のうち約 2 割を輸送機器分野が占めており、大部分を占める自動車の CO₂ 排出量についても早急な対策が求められている⁽²⁾⁽³⁾。環境省の H26 年度 環境・循環型社会・生物多様性白書によると、世界の平均地上気温は 1880 年（明治 13 年）から 2012 年（平成 24 年）までの期間で、0.85 °C 上昇したと報告されている⁽⁴⁾。

このような輸送機器分野における背景の中、HEV や EV、FCV の電氣的動力源となる主機モータは、内燃機関であるレシプロエンジンに比べてエネルギー変換効率が 90 % 超と高く、地球温暖化抑制やエネルギー消費量低減の観点からも非常に優れている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。一方で、それらの電動車両のエネルギー源となる電池は、最新のリチウムイオン電池でもガソリンの 1/50 のエネルギー密度であるといわれている⁽⁷⁾⁽⁸⁾。限られた車載スペース内にガソリンよりもエネルギー密度が低くコスト的にも課題が残る電池を用いて、HEV や EV、FCV の航続可能距離を拡大させるためには電動駆動要素部品（モータやインバータ）のエネルギー変換効率を高める必要がある⁽⁷⁾。

車両性能を大きく左右するモータにおいて、1980 年代に高エネルギー積を有する Nd-Fe-B 磁石が発明されて以降、小型・高効率化の観点から埋め込み永久磁石同期モータ（IPMSM）が盛んに開発され、今日の HEV や EV、FCV の駆動用モータとして不動の座を築いてきた⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。しかし、耐熱性を高めるために添加する Dy や Tb といった重希土類は産地が偏在しており枯渇の懸念がある⁽¹¹⁾。独立行政法人 石油天然ガス・金属鉱物資源機構（JOGMEC）の鉱物資源マテリアルフロー2014 レアアース（REs）によると、Dy や Tb は中国に偏在している⁽¹²⁾。過去、世界最大のレアアース供給国である中国が実質的な禁輸措置を実施するまで、比較的相場は安定していたものの、政治的な背景も含んだ要因により供給障害が発生した 2010 年から 2012 年の間は重希土類が暴騰し、平時の数 10 倍～100 倍近くとなった⁽¹³⁾。その後、日本国内では信越化学工業がレアアースリサイクル技術をもとに 2013 年から再資源化する事業を開始したり、レアアースを使用量を大幅に低減する技術開発などに取り組み、禁輸が解禁された現在は比較的安定した相場が続いているが、今後の国際状況によっては再度レアアース価格の暴騰の危険性がある⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。今後、新興国も含めた HEV や EV 市場の拡大に向け、低コストな HEV システム開発が必須となるため、レアアース磁石を用いない代替技術開発（レアアースフリー化）が強く望まれる。

磁石材料技術開発動向として、近年、減磁耐力を高めたい箇所に限定して Dy や Tb を拡散させる保磁力不均一磁石が開発されているが、完全なレアアースフリー化を実現するには車載用途で必要とされる耐熱性の観点から現時点では課

題が残り、今後の技術開発に期待したい⁽¹⁶⁾。一方で永久磁石に用いられる材料はNdも含めて将来にわたる安定供給の視点においては枯渇の懸念があり、将来を見据えた技術開発としては永久磁石を用いない、IPMSMの代替え可能な高トルクで高効率な磁石フリーモータの技術開発への期待は大きい。

1.2 過去の研究事例

前節の課題に対して近年、脱レアアースモータ、レアアースレスモータ、磁石フリーモータなど様々なモータが提案されている。実機試作評価まで取り組んでいる代表的な研究を優先的に、解析のみの事例も含めて図1-1のように整理することが出来る。図1-1より、今日の研究動向として脱レアアース、レアアースレスモータとしてはフェライト磁石を用いてトルク発生面を増やした3次元磁気回路のモータや、低保磁力磁石と組み合わせて磁石磁力可変とするタイプ、コンシクエントポール構造としてイメージポールの磁化量を直流磁界で制御するタイプなどが盛んに研究されている^{(17)~(29)}。磁石フリーモータとしては、スイッチドリラクタンスモータ(SRM)の電磁鋼板を0.1mmの薄板材にして高効率設計した事例や、3次元磁路化してトルク発生面を拡大させることで高トルク化を検討した研究が挙げられる⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。非同期形としては多重回転磁界による二重励磁駆動や、極数切替による高効率駆動を狙った検討がされている^{(37)~(40)}。

一方で磁石フリー化の一手法として永久磁石を電磁石に代替えした巻線界磁形モータの研究もされている^{(30)~(33)}。ブラシを用いないで給電する巻線界磁形は大きく分類して多励式と自励式の2種類に分類できる。前者はステータ側からロータに界磁エネルギーを供給するために、故意にステータ電流指令値に高調波電流を重畳させて時間高調波によって自励する方法が一例として挙げられる⁽³⁰⁾⁽³²⁾。後者は電機子巻線構造を工夫して分布巻ステータの電機子起磁力に第2次空間高調波回転磁界が重畳するように設計し、その空間高調波磁束により自己励磁する技術が過去に検討されている⁽³³⁾。いずれの巻線界磁形も文献(31)を除き、1958年に当時九州大学の野中先生が発表したダイオード整流形巻線界磁技術が基盤技術となっている⁽⁴¹⁾。野中らによって提案されたモータは、単相電機子反作用による逆相分回転磁界によって界磁巻線に誘起する2倍周波数の交流電圧を整流器で半波整流することによって、自己励磁を行う単相同期電動機である。1988年には野中らにより、三相化したブラシレス自励式同期モータが提案されている⁽⁴²⁾。このモータは、固定子三相平衡巻線の一相にダイオードを接続して回転磁界に静止磁界を重畳し、同期回転中の回転子界磁巻線に誘導起電力を発生させ、これを界磁巻線に挿入したダイオードで半波整流することで自励をしている。この三相自励式同期モータと類似技術として、長崎大学の小山

らは、 d 軸に高調波電流を重畳して故意に高調波回転磁界を発生させ、その非同期的な高調波回転磁界によりダイオード整流回路を備えたロータに誘導起電力を発生させる交流励磁によるダイオード整流技術を報告している⁽⁴³⁾。ここでは、文献(43)のモータはロータ磁化エネルギーを電機子磁束に故意に重畳させて駆動するため他励式として分類している。

すなわち、この種のダイオード整流形巻線界磁モータは、ブラシを必要とせずロータ上に永久磁石と等価な電磁石を形成することができる。しかし、従来技術の場合、直流励磁方式ではリラクタンストルクの活用が困難という問題があり、交流励磁方式では三相平衡電流に対してバイアス角周波数の交流波形が重畳することになるため、トルク脈動が増加する懸念がある。さらにロータ側が半波整流回路結線のため、強制的に時間高調波によりギャップ中に発生させた高調波回転磁界から特に低回転域において十分な界磁起磁力を得ることができないといった課題を有していた。

以上、代表的な脱レアアースモータ、レアアースレスモータ、磁石フリーモータを紹介したが、永久磁石界磁形タイプはフェライト磁石を用いる場合、車載用モータは -40°C の極低温での動作保証が要求されるため、低温減磁の懸念がある。一方、可変界磁形モータの場合、文献(23)等で提案されるような、簡素な構造の可変磁力モータが提案されている。可変磁力範囲は狭いが簡易な構造であり従来のベクトル制御で駆動が可能であるという利点を有する一方、磁石温度に対する漏れ磁束量のロバスト性など技術課題が残る。文献(25)や(27)で提案されるコンシクエントポール形の可変磁力モータの場合、イメージポールの磁力を直流磁界で制御するが、ロータ磁化量が DC オフセット (0 次成分が重畳) するため、トルクリプルの増加が懸念される。

低コスト化が容易で車載用モータをターゲットに考えたとき、既存のモータ材料を用いて磁気回路を構成でき、高トルク密度化と磁石フリー化が可能な技術として、本研究ではダイオード整流形巻線界磁モータに着目した。

本研究では、従来のダイオード整流形自己励磁技術をベースに、より簡素な方法で自己励磁ができる構造且つ、効率的にロータ自励ができるように全波整流化をすることを目的に、集中巻ステータを用いた空間高調波を界磁エネルギー源とする補極付自励式巻線界磁形同期モータの研究を行う。基本原理と設計手法を理論的に構築した上で、永久磁石ロータ形のモータと性能を比肩できる可能性を有していることを明らかにする。

1.3 研究の目的

本論文では、車載用モータの高効率・低コスト化の観点から、集中巻ステータの構造上、不可避に発生してロータに鎖交する非同期の磁束変動（空間高調波）に着目した自励式電磁石形同期モータを提案し、永久磁石フリーを図ることを目的とする。本論文で提案する空間高調波を界磁エネルギー源に利用した自励式同期モータは車載用主機モータをターゲットに小型・軽量化が容易な集中巻ステータにおいて、従来損失増加の主要因となっていた静止座標における第2次空間高調波に着目し、ダイオード整流形の巻線界磁ロータを用いて界磁エネルギー源として活用している。

電磁界解析や試作機評価により駆動特性を明らかにし、同コアサイズの分布巻 IPMSM と実機性能比較を行うことで車載用主機モータとしての可能性の検討と今後の課題について整理する。さらに高トルク密度化を目的に、空間高調波を効率的にロータに鎖交させることができる方法としてパンケーキアキシヤルギャップ形構造を提案する。電磁界解析による性能予測と小型試作機による原理検証を行う。

1.4 本研究の位置付け

本研究は、図 1-1 の赤枠で囲った自励磁式巻線界磁形同期モータのラジアルギャップ形とアキシヤルギャップ形に分類される。ブラシレスの巻線界磁形同期モータのダイオード整流技術は図 1-2 のように過去の研究事例を整理することができる。ダイオード整流技術は、ステータ側に何らかの方法で直流磁界を重畳する方法と、非同期の交流磁界を励磁する方法に分けることができる。前者と後者の場合ともに、従来技術の多くは基本波回転磁界用の電機子巻線に加えて補助巻線が必要になる。その場合、電機子起磁力の低下により、高トルク密度設計が困難となることや、電機子抵抗増加による連続定格出力特性の低下や銅損増加による効率低下を避けることが困難となる。一方、文献 (63)~(65) で提案されている交流励磁方式の場合、 d 軸に高調波電流を重畳して故意に高調波回転磁界を発生させ、任意の非同期回転磁界でロータを磁化させることができるため、電機子起磁力の低下や効率低下の問題は解決できる。しかし、モータ出力密度に対して、インバータ容量を大きくする必要があることや、モータ巻線インダクタンスを大きく設計できない場合、すなわちモータを小径で設計する必要がある場合、界磁電流リップルが増加し d 軸高調波周波数に起因したトル

クリブルが増加するといった課題がある。また半波整流回路結線のため、故意に発生させた高調波回転磁界から得ることが出来る界磁エネルギーの効率が悪いといった課題が挙げられる。

本研究はそれらの課題に鑑みて、図 1-2 の赤枠で囲った方式のダイオード整流形巻線界磁構造を基本として改良検討を進める。従来技術の課題に鑑みて、本研究は、集中巻ステータの構造上、不可避で発生しロータに鎖交する非同期回転磁界（空間高調波）を界磁エネルギー源として自己励磁することでロータ起磁力を得る。ロータ側巻線回路として、全波整流回路結線構造とし、 d 軸高調波磁束に加えて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用できるダイオード整流形巻線界磁技術を提案する。電磁界解析による性能予測と実機試作機で原理検証を行い、提案するモータの優位性と課題について明らかにする。

図 1-3 に本研究の位置付けと概要を示す。

第 2 章では、1.2 節と本節で述べた過去の研究事例とダイオード整流形巻線界磁技術の一般論についてまとめ、起磁力設計の考え方をベースに永久磁石による固定界磁形との比較を行い優位性と課題について述べる。

第 3 章では、空間高調波を界磁エネルギー源とする自励同期モータにおいて、補極を用いてロータ巻線回路結線構造を変更することで高トルク、高効率化できることを数理的、実験的に検証する。

第 4 章では、空間高調波を界磁エネルギー源とした自励同期モータの高トルク化を目的に空間高調波の鎖交面とトルク発生面の拡大が可能なパンケーキアキシアルエアギャップ構造を提案する。バックヨークレスステータの両面ギャップに発生する第 2 次空間高調波を両面配置したロータに鎖交させて自励している。電磁界解析による性能予測と実機試作機にて基礎実験を行い、自励原理の確認を行う。

1.5 論文の概要

本論文は全 5 章で構成している。各章の内容は下記の通りである。

第 1 章「序論」では、まず論文の序論として研究背景と研究の目的について述べている。

第 2 章「非同期周波数に基づくダイオード整流形自己励磁技術」では、ロータに鎖交するロータ回転速度と非同期で変動する磁束によって自励する技術する巻線界磁形モータについて提案する。従来のダイオード整流形自己励磁技術

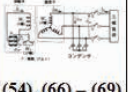
励磁方式		励磁 巻線	電機子 巻線	電機子 巻線 (二重構造)	界磁 巻線 (全波整流)	界磁 巻線 (交流電流)	界磁 巻線 (半波整流)
直流励磁 (静止磁界)	固定子	 (44), (45)	 (46) – (51)	 (45), (52), (53) – (56)			
	回転子				 (44), (54), (56), (48) – (51)	 (45), (46), (52), (53), (55)	 (47)
交流励磁	固定子	単相 (交番磁界)	 (57), (58)	 (59) – (62)	 (54)		
		三相 (回転磁界)	 (69)	 (63) – (65)	 (55), (66) – (68)		
	回転子				 (54), (66) – (69)		 (55), (57) – (65)

図 1-2 従来のダイオード整流形巻線励磁技術の分類
(番号は参考文献のナンバー)

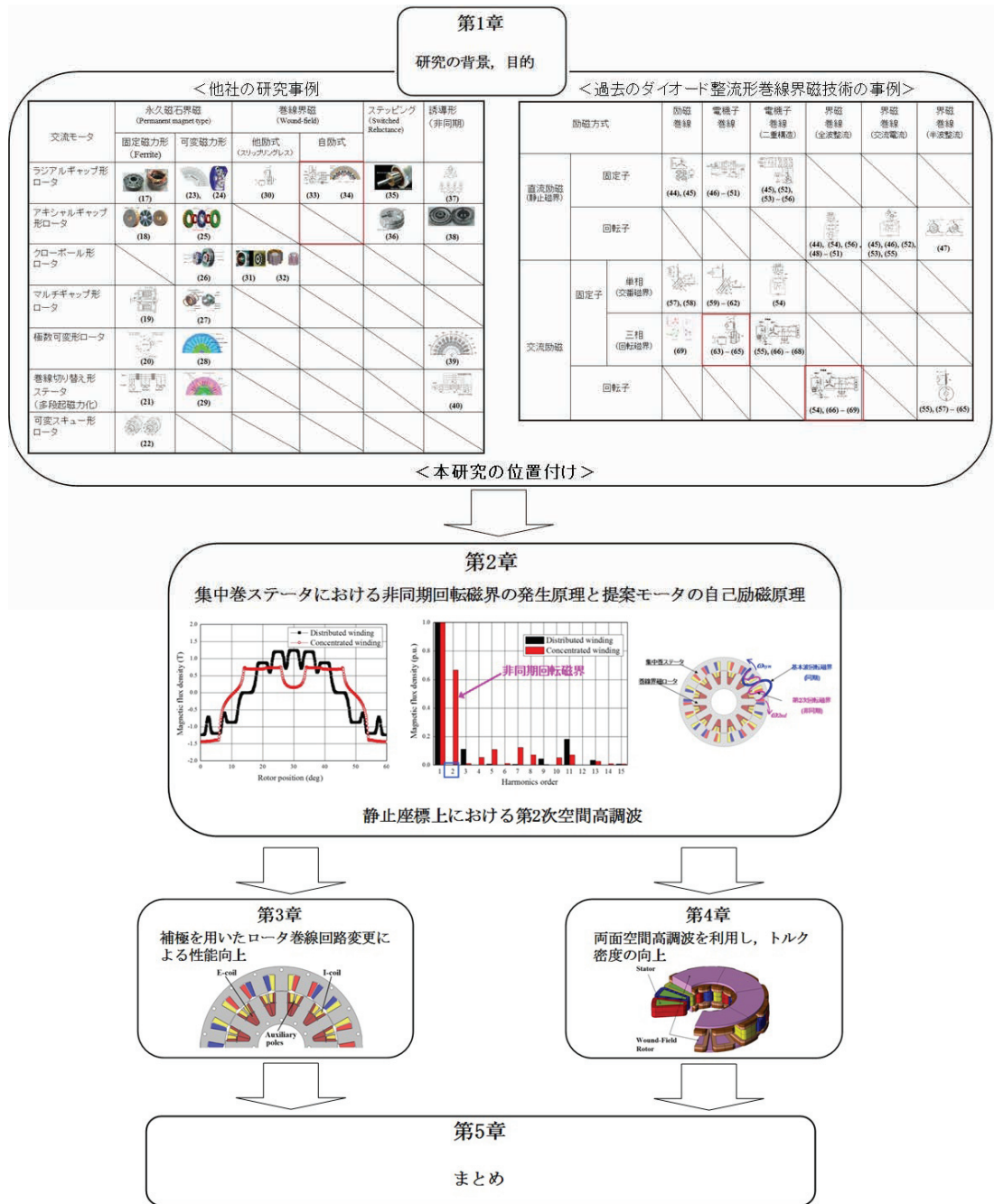


図 1-3 本研究の位置付けと概要

は、電機子（ステータ）側に非同期周波数の磁束変動を発生させるための補助巻線を備えたり、電機子電流に時間高調波を重畳してギャップ中に意図的に非同期の磁束変動を発生させることで自己励磁用の非同期回転磁界を発生させていた。一方、提案する自己励磁技術はモータ駆動中に不可避で発生する非同期の磁束変動（空間高調波）を界磁エネルギー源として活用することで自励している。本論文では非同期回転磁界を発生させるための追加要素を不要としながら、モータ構造上、不可避に発生する空間高調波がロータ巻線に鎖交することで誘導起電力を発生させ、それをダイオード整流することで自励する原理のモータを提案する。第2章では提案するモータの基本原理となる、集中巻ステータで不可避に発生する第2次空間高調波の発生メカニズムについて述べ、従来の磁石界磁形 IPMSM と比較しながら理論的な説明を行う。さらに第2次空間高調波を効率的にロータに鎖交させるスロットコンビネーションとロータ整流回路構成について説明する。加えて空間高調波を界磁エネルギー源とする提案モータについて数学モデルを用いて数理的に説明する。

第3章「ラジアルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ」では、ロータティース間に補極を設けてロータ巻線回路結線を変更することで空間高調波を界磁エネルギー源として自励する巻線界磁形同期モータの運転特性の向上について検討している。ベンチマークの空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形モータに対して補極を設けることによる性能改善効果を電磁界解析と原理検証試作機を用いた実機検証により明らかにしている。さらに提案モータのトルク、効率特性を分布巻 IPMSM の実験結果と比較し、提案モータの優位性と今後の課題について述べている。

第4章「パンケーキエアキシャルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ」では、第3章で検討した空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁同期機の電磁石トルク向上を目的に、バックヨークレス構造のステータ両面をロータで挟み込んだパンケーキエアキシャルエアギャップ構造の自励式モータを提案している。原理検証機の構造設計と電磁界解析による性能予測について述べている。さらに原理検証機の試作を行い、提案モータの動作原理の実機検証を行っている。さらに実機試作を通じて明らかになった課題について述べている。

第5章「結論」では、本論文の結論として、各章で検討した空間高調波を界磁エネルギー源とする自己励磁技術に関する総括を行う。さらに本研究で残された課題についても述べている。

参考文献

- (1) 資源エネルギー庁：「平成 25 年度 エネルギー白書」，
<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/>
- (2) 日本自動車工業会：「環境レポート 2014」，
http://www.jama.or.jp/eco/wrestle/eco_report/
- (3) 独立行政法人国立環境研究所 地球環境センター：「日本国温室効果ガスインベトリ報告書 2014 年 4 月」，
http://www-gio.nies.go.jp/aboutghg/nir/2014/NIR-JPN-2014-v3.0_J.pdf
- (4) 環境省：「H26 年度 環境・循環型社会・生物多様性白書」，
<https://www.env.go.jp/policy/hakusyo/h26/pdf.html>
- (5) 経済産業省：「自動車産業戦略 2014」，
<http://www.meti.go.jp/press/2014/11/20141117003/20141117003-A.pdf>
- (6) 資源エネルギー庁：「次世代自動車・燃料イニシアティブとりまとめ」，
http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/next_generation/
- (7) 資源エネルギー庁：「蓄電池技術の現状と取組について H21 年 2 月」，
<http://www.meti.go.jp/committee/materials2/downloadfiles/g90225a05j.pdf>
- (8) トヨタ HP：「トヨタの環境技術戦略」，
<https://www.toyota.co.jp/jpn/tech/environment/strategy.html>
- (9) M. Kamiya: “Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System”, *IEEEJ Trans. IA*, Vol.126-D, No.4, pp.473-479 (2006)
- (10) Y. Sato, S. Ishikawa, T. Okubo, M. Abe and K. Tamai: “Development of High Response Motor and Inverter System for the Nissan LEAF Electric Vehicle”, SAE Technical Paper 2011-01-0350 (2011)
- (11) 経済産業省 HP：「レアアース対策」，
http://www.meti.go.jp/policy/nonferrous_metal/rareearth/index.html
- (12) NEDO HP：「Focus NEDO 第 40 号 資源リスクに備える レアメタル対策技術」，
http://www.nedo.go.jp/library/ZZ_focus_40_index.html
- (13) 独立行政法人 石油天然ガス・金属鉱物資源機構 HP 金属資源情報
http://mric.jogmec.go.jp/public/report/2015-03/06_201504_REs.pdf
- (14) 経済産業省 製造産業局：「レアアース総合対策（レアアース等利用産業等設備導入事業）」
http://demo.jraia.or.jp/member/oshirase/mite-nedo201012_1.pdf
- (15) 信越化学工業（株）環境・社会報告 2014
<https://www.shinetsu.co.jp/jp/company/pdf/ER2014J.pdf>
- (16) M. Natsumeda: “Motor Design Method Using Dy Diffused Magnets uand Effect of its Application”, *Hitachi Metals Technical Review*, Vol. 28, pp.8-13 (2012)

- (17) 真田雅之・井上征則・森本茂雄：「フェライト磁石を用いた高性能 PMASynRM の構造と特性」，電学論 D，Vol. 131, No. 12, pp. 1401-1407 (2011)
- (18) 竹本真紹：「フェライト磁石を用いた HEV 用ロータセグメント形アキシアルギャップモータの開発」，電学論 D 技術開発レポート，Vol. 131, No. 4, P NL4_5 (2011)
- (19) 草瀬新・近藤啓次・前川武雄：「立体コイルを有するマルチギャップモータの検討」，電気学会回転機研究会資料，RM-13-112 (2013)
- (20) 土片大樹・茂田智秋・刈谷暢孝・赤津観・加藤崇：「二巻線方式を用いた複合起磁力モータに関する検討」，電学論 D，Vol. 133, No. 10, pp. 986-994 (2013)
- (21) 安川電機 HP 企業情報：「モータドライブシステム」
<http://www.yaskawa.co.jp/company/vision/environmental/drive>
- (22) 野中剛・大莊平・大戸基道：「可変界磁モータの駆動に関する考察」，電学論 D，Vol. 135, No. 5, pp. 451-456 (2015)
- (23) 加藤崇・箕輪昌直・土方大樹・赤津観：「可変洩れ磁束特性を利用した埋込磁石型同期モータの高効率化」，H26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-13, pp. 139-142 (2014)
- (24) 小坂卓・廣瀬孝明・松井信行：「省レアアース磁石 HEM の実験運転特性検討」，H23 年電気学会産業応用部門大会，Vol.1, No.I-O6-2, pp. I-85-I-90 (2011)
- (25) 高橋朋平・竹本真紹・小笠原悟司・有田秀哲・小川徹・大穀晃裕：「界磁巻線を設置したフェライト磁石アキシアルギャップモータの検討」，H26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-33, pp. 213-216 (2014)
- (26) C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, M. Zhu, and R. Zhang : “Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles”，IEEE Trans. on I.E., Vol. 43, No. 2, pp. 331-339 (1996)
- (27) 難波雅史・平本健二・中井英雄：「小型高効率な可変界磁トロイダル巻モータの提案」 H26 年電気学会全国大会, No. 5-030, pp. 53-54 (2014)
- (28) 堺和人・橋本尚宜・倉持暁：「極数変換と機器定数の可変を可能とする新規永久磁石モータの原理と基本特性」，H23 年電気学会産業応用部門大会，No. 1-O6-1, pp. 79-84 (2011)
- (29) 岡村祐二・堺和人：「3 倍比極数変換永久磁石モータの変換・可変速特性」，H26 年電気学会全国大会, No. 5-022, pp. 38-39 (2014)
- (30) 小山純・樋口剛・阿部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D，Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (31) 東道年・守田正夫・栢山盛幸・黒田洋一・井上正哉：「コイル界磁式クローポールモータの駆動特性」，電気学会自動車研究会資料，VT-11-020 (2011)
- (32) 大場亮平・阿部貴志・樋口剛：「クローポール型半波整流可変界磁モータの一次設計」，H26 年電気学会全国大会，No. 5-053, pp. 95-96 (2014)

- (33) 深見正・石坂孝・宮本紀男：「自励形誘導同期電動機」，電学論 D, Vol. 115, No. 10, pp. 1245-1252 (1995)
- (34) 平本健二・中井英雄：「ダイオード整流型磁石フリーモータの提案と原理検証」，H26 年電気学会全国大会, No. 5-054, pp. 97-98 (2014)
- (35) 竹野元貴・千葉明・星伸一・竹本真紹・小笠原悟司：「HEV 用 50kW SRM の高トルク型と高効率型の実験的特性比較」，電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 842-848 (2012)
- (36) 小野友己・中村健二・一ノ倉理：「アキシアルギャップ型 SR モータの構成に関する基礎的検討」，日本磁気学会論文誌, Vol. 35, No. 2, pp. 106-111 (2011)
- (37) 高香滋・柴田福夫：「多重磁界誘導機を用いた自励発電装置の可変速定電圧定周波発電特性」，電学論 D, Vol. 113, No. 7, pp. 910-916 (1993)
- (38) Z. N. Gheidari, and H. Lesani: “A Survey on Axial Flux Induction Motors”, *Przegląd Elektrotechniczny* (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 88 NR 2 (2012)
- (39) 相木宏介・中井英雄・梅野孝治・山田英治・立松和高・吉田稔彦：「誘導機及び誘導機極数切換システム」，日本特許庁, 特開 2010-28957
- (40) 加藤尚和・伊東淳一・齊藤登：「巻線切替とインバータの併用による織機駆動システムの高速始動法」，電学論 D, Vol. 134, No. 5, pp. 526-534 (2013)
- (41) 野中作太郎：「自励形単相同期電動機」，電気学会雑誌, Vol. 78, No. 842, pp. 1430-1438 (1958)
- (42) 野中作太郎・川口武実：「円筒形回転子ブラシレス自励形無整流子電動機の定常特性解析と可変速制御」，電学論 D, Vol. 108, No. 3, pp. 314-321 (1988)
- (43) 小山純・鳥羽俊介・樋口剛・山田英二：「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D, Vol. 107, No. 10, pp. 1257-1264 (1987)
- (44) I. R. Smith, J. M. Raven, and S. K. Tso: “Brushless and Self-Excited Single-Phase Alternator”, *Proc. Instn Elect. Engrs*, Vol. 114, No. 8, pp. 1989-1095 (1967)
- (45) 野中作太郎・袈裟丸勝巳・堀田一夫：「励磁機なしブラシレス三相同期発電機の解析」，電学論 D, Vol. 112, No. 5, pp. 483-489 (1992)
- (46) 野中作太郎・川口武実：「可変速ブラシレス自励形同期発電機システムの特性」，電学論 D, Vol. 110, No. 10, pp. 1042-1050 (1990)
- (47) 野中作太郎・川口武実：「可変速ブラシレス倍同期発電機システムの特性」，電学論 D, Vol. 109, No. 12, pp. 913-920 (1989)
- (48) 柴田福夫・深見正：「電機子巻線が直流励磁巻線を兼ねたブラシレス三相同期電動機」，電学論 D, Vol. 112, No. 8, pp. 722-728 (1992)
- (49) 柴田福夫・直江伸至：「ブラシレス励磁機なし直流励磁方式三相同期発電機の特性」，電学論 D, Vol. 112, No. 1, pp. 65-72 (1992)
- (50) 柴田福夫・深見正：「電圧形インバータ方式励磁機なしブラシレス無整流子電動機の基礎特性」，電学論 D, Vol. 109, No. 6, pp. 423-430 (1989)

- (51) 柴田福夫・深見正：「固定子電機子巻線を直流励磁するブラシレス単相同期電動機」, 電学論 D, Vol. 109, No. 11, pp. 865-871 (1989)
- (52) 野中作太郎・川口武実：「円筒形回転子ブラシレス自励形無整流子電動機の定常特性解析と可変速制御」, 電学論 D, Vol. 108, No. 3, pp. 314-321 (1988)
- (53) 野中作太郎・大本真生：「励磁機なしブラシレス円筒形 4 極三相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 119, No. 5, pp. 720-727 (1999)
- (54) 柴田福夫・直江伸至：「ブラシレス自励正弦波単相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 109, No. 4, pp. 251-258 (1989)
- (55) 柴田福夫・直江伸至：「半波整流平衡二相界磁巻線をもつブラシレス自励正弦波単相同期発電機の基礎特性」, 電学論 D, Vol. 110, No. 9, pp. 1005-1011 (1990)
- (56) 猪上憲治・山下英生・中前栄八郎・藤川隆幸：「無励磁機方式のブラシレス自励三相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 112, No. 6, pp. 569-578 (1992)
- (57) 野中作太郎・牟田一弥：「ブラシなし自励形単相同期発電機の解析的研究」, 電気学会雑誌, Vol. 86, No. 7, pp. 112-121 (1966)
- (58) 野中作太郎・牟田一弥：「ブラシなし自励形単相同期発電機の特性」, 電気学会雑誌, Vol. 91, No. 7, pp. 141-150 (1971)
- (59) 野中作太郎：「自励形単相同期電動機」, 電気学会雑誌, Vol. 78, No. 842, pp. 18-26 (1958)
- (60) 野中作太郎：「突極自励形単相同期機の解析」, 電気学会雑誌, Vol. 81, No. 870, pp. 43-52 (1961)
- (61) 野中作太郎：「ブラシ無し自励形単相同期発電機」, 電気学会雑誌, Vol. 82, No. 883, pp. 113-120 (1962)
- (62) 袈裟丸勝巳・野中作太郎：「集中巻ブラシレス自励形単相同期発電機の有限要素法による特性考察」, 電学論 D, Vol. 115, No. 8, pp. 1015-1020 (1995)
- (63) 小山純・鳥羽俊介・樋口剛・山田英二：「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, Vol. 107, No. 10, pp. 1257-1264 (1987)
- (64) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (65) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (66) 深見正・高香滋・宮本紀男・柴田福夫：「三相同期発電機の新しい自己励磁法」, 電学論 D, Vol. 114, No. 11, pp. 1083-1089 (1994)
- (67) 深見正・花田芳明・宮本紀男：「第 2 次空間高調波で励磁する自励三相同期発電機の解析」, 電学論 D, Vol. 117, No. 1, pp. 57-65 (1997)
- (68) 深見正・石坂孝・宮本紀男：「自励形誘導同期電動機」, 電学論 D, Vol. 115, No. 10, pp. 1245-1252 (1995)

- (69) I. R. Smith and P. A. Nisar: “Brushless and Self-Excited 3-Phase Synchronous Machine”,
Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 115, No. 11, pp. 1655-1660 (1968)

第2章

非同期周波数に基づくダイオード整流形自己励磁技術

2.1 緒言

磁石レス，磁石フリーモータの可能性として，図 1-1 に示すように近年様々なタイプのモータが提案されている。磁石レスモータの研究動向として，磁石磁力を可変にするタイプや，コンシクエントポール構造と直流磁界を組み合わせるイメージポールの磁化量を制御するタイプが近年提案されており，高効率駆動エリアの拡大の可能性を報告している^{(1)~(7)}。磁石フリーモータとして，スイッチドリラクタンスモータ（SRM）や誘導電動機（IM）などの従来構造の電動機材料や磁気回路の見直しにより高効率化の検討もされているが，堅牢性が高いというメリットの一方で，ロータに界磁エネルギー源を有していないためトルクや効率，力率が低いという課題がある^{(8)~(13)}。その他の磁石フリーモータとして，クローポール鉄心のブラシレス巻線界磁形同期モータとフラックススイッチングモータが提案されており，古くからは巻線界磁形同期モータがある^{(14)~(18)}。前者のブラシレス巻線界磁形同期モータは，塊状磁極（クローポール）形の回転子と界磁コイルを組み合わせ，構造を工夫することでブラシレスでロータに界磁できる構造が過去の研究で報告されている⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。環状コイルをロータ内に内包しているため，高回転時のコイルにかかる遠心力に対する強度設計が容易になるが，一方でクローポール構造のため塊状磁極の鉄損増加が問題となる。その課題に対して塊状鉄心を積層鋼板に置き換えた提案もされている。クローポール構造の場合，積層鋼板を用いることで塊状鉄心よりも渦電流損を低減できるが一方で 3 次元磁路となるため磁気抵抗の増加によりトルクが低下する。さらに界磁巻線用の追加のチョッパ回路が必要になり，システムとして高コスト化の懸念がある。

次に後者のフラックススイッチングモータはステータに直流界磁極と交流励磁極を備えて、二重突極によるパーミアンス変動を利用して駆動する。具体的には、電機子コイルによりギャップ中に発生した静止磁界を二重突極によりロータ上で回転周波数の磁束に磁気変調させる。ロータパーミアンス分布で磁気変調された磁束は、ステータ上で回転速度の2倍の周波数の回転磁界として鎖交することになる。この静止磁界と二重突極構造に起因する磁気変調原理により発生した回転速度の2倍周波数の回転磁界に対して同期するようにステータ交流励磁極（電機子コイル）でロータ回転周波数の2倍周波数の回転磁界を発生させ、ロータからステータに鎖交する磁束に対して磁気反発する位相で制御することでトルクを発生させることができる。ロータが鉄心のみで構成され、発熱源がステータに集中するため冷却が容易であるという利点がある一方、原理的にリラクタンストルクを利用することができず、ロータ突極部においてトルク発生面が少ないためトルク密度が低いという課題がある。

巻線界磁形同期モータは一般的にブラシを用いて界磁電流を給電するタイプとは別に、巻線界磁形同期モータの保守性向上を目的としたブラシレス化技術として、古くからロータ巻線をダイオードを介して短絡した自己励磁技術も検討されている^{(18)~(44)}。何らかの方法でギャップ中に非同期周波数の磁束変動（空間高調波）を発生させ、その非同期周波数の磁束変動がロータ巻線に鎖交することで誘導起電力が発生する。この起電力はダイオードによって整流され、結果としてロータ巻線には鎖交磁束の変化を妨げるような電流が流れ、界磁の自励を得ることができる。しかし、従来の自励技術は電機子電流に高調波成分を重畳させることでギャップ中に磁束変動を発生させる方法やステータに補助巻線を備えて空間高調波を発生させる方法により、界磁エネルギー源となる磁束変動をギャップ中に発生させていた。従来技術の場合、高調波電流による損失増加や界磁電流リップル低減のためにロータ巻線インダクタンスを大きく設計する必要があるため、大径での設計が必要であったことや静止磁界励磁法の場合は、補助巻線用のチョッパ回路が別途必要になるといった課題があった。

本論文ではこれらの課題に対して第3章と第4章で述べる集中巻ステータにおいて構造的に必然的に発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源として活用するダイオード整流形自己励磁技術について提案する。

まず本章では、ロータに起磁力源を有する場合と有さない場合でのそれぞれのトルク発生原理と利点、課題について述べる。次に、ロータに起磁力源を有

する場合、永久磁石によるロータ起磁力と同等の起磁力を巻線界磁で得る場合の条件について述べる。さらに永久磁石によるロータ起磁力と同等のロータ起磁力を得ることを目的に、過去に検討されてきた代表的なダイオード整流形巻線界磁技術をそれぞれ評価し、特長と課題を明らかにする。その結果を踏まえた上で、モータ構造上不可避で発生する空間高調波を界磁エネルギー源とする提案モータの優位性について説明し、本研究が目指す自励技術の方向性を明確にする。

加えて、本論文の中心的役割を果たすダイオード整流によるロータ磁極の自励について数理的な説明も行う。

2.2 ロータに起磁力源を有する利点と課題

一般的な回転機の電圧方程式は(2-1)で表される⁽⁴⁶⁾。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega & p & -\omega \\ \omega & p & \omega & p \\ p & -(\omega - \omega_r) & p & -(\omega - \omega_r) \\ (\omega - \omega_r) & p & (\omega - \omega_r) & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_{sd} & 0 & pM_d & 0 \\ 0 & pL_{sq} & 0 & pM_q \\ pM_d & 0 & pL_{rd} & 0 \\ 0 & pM_q & 0 & pL_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \omega \begin{bmatrix} 0 & -(L_{sq} + M_q) & 0 & -(M_q + L_{rq}) \\ L_{sd} + M_d & 0 & M_d + L_{rd} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega}(L_{sq} + M_q) & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega}(M_q + L_{rq}) \\ \frac{\omega - \omega_r}{\omega}(L_{sd} + M_d) & 0 & \frac{\omega - \omega_r}{\omega}(M_d + L_{rd}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-1)
 \end{aligned}$$

ここで、 v_{sd} , v_{sq} , v_{rd} , v_{rq} はそれぞれ、ステータ d 軸電圧, ステータ q 軸電圧, ロータ d 軸電圧, ロータ q 軸電圧である。 R_s , R_r は電機子抵抗, ロータ巻線抵抗である。 i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} , i_{rq} はそれぞれ, ステータ d 軸電流, ステータ q 軸電流, ロータ d 軸電流, ロータ q 軸電流である。 p は微分演算子, ω はステータ電気角速度, ω_r はロータ電気角速度である。 ψ_{sd} , ψ_{sq} , ψ_{rd} , ψ_{rq} はそれぞれステータ d 軸磁束, ステータ q 軸磁束, ロータ d 軸磁束, ロータ q 軸磁束である。 M_d , M_q はそれぞれ, d 軸相互インダクタンス, q 軸相互インダクタンスである。

(2-1)において右辺第一項は電機子抵抗とロータ巻線抵抗による電圧降下, 第二項は変圧器起電力, 第三項は空間高調波による誘導起電力, 第四項は速度起

電力である。

次に、トルクは電流と(2-1)の第四項に相当する磁束との外積で求めることができる。(2-2)に出力トルク式を示す。なお、 P_p は極対数である。

$$\begin{aligned}
 T &= P_p \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -(L_{sq} + M_q) & 0 & -(M_q + L_{rq}) \\ L_{sd} + M_d & 0 & M_d + L_{rd} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega} (L_{sq} + M_q) & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega} (M_q + L_{rq}) \\ \frac{\omega - \omega_r}{\omega} (L_{sd} + M_d) & 0 & \frac{\omega - \omega_r}{\omega} (M_d + L_{rd}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 &= P_p \{ (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + (M_d - M_q) i_{sd} i_{sq} \} \\
 &\quad + P_p \{ s(L_{sd} - L_{sq}) i_{rd} i_{rq} + s(M_d - M_q) i_{rd} i_{rq} \} \\
 &\quad + P_p \{ (L_{rd} - sL_{sq}) i_{sq} i_{rd} + (M_d - sM_q) i_{sq} i_{rd} + (sL_{sd} - L_{rq}) i_{sd} i_{rq} + (sM_d - M_q) i_{sd} i_{rq} \}
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

ここで、ロータのすべり s を(2-3)のようにおいている。

$$s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \tag{2-3}$$

同期機（すべり $s = 0$ ）に限定するとトルクは(2-4)となる。

$$T = P_p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + P_p \{ (M_d - M_q) i_{sd} i_{sq} - (M_q + L_{rq}) i_{sd} i_{rq} + (M_d + L_{rd}) i_{rd} i_{sq} \} \tag{2-4}$$

(2-4)において右辺第一項はリラクタンストルクであり、第二項は相互インダクタンスによって発生するトルクである。一般に巻線界磁形同期モータの場合、 d 軸の突極に界磁巻線を巻いて界磁極が形成され、 q 軸には界磁巻線を巻かないため、(2-4)は(2-5)で書き改めることができる。

$$T = P_p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + P_p \{ (M_d - M_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d + L_{rd}) i_{rd} i_{sq} \} \tag{2-5}$$

上式において d 軸に界磁巻線を備えた巻線界磁形同期モータにおいて第二項はステータ巻線とロータ巻線間で発生する相互インダクタンスに起因して発生するトルクを表しており、第三項はロータ d 軸電流 i_{rd} が界磁電流（直流電流）のため、界磁電流が流れることで発生する界磁磁束による電磁石トルクを表している。

ロータに巻線を有さない永久磁石界磁式同期モータの場合、相互インダクタンスによる磁束が発生せず、電磁石の代わりに永久磁石の磁束が d 軸の界磁磁束を与える。そのため、(2-5)の第三項の電磁石が作る界磁鎖交磁束 $(M_d + L_{rd}) i_{rd}$ は永久磁石による界磁磁束 Ψ_d になり、トルク式は(2-6)になる。

$$T = P_p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + P_p \Psi_d i_{sq} \tag{2-6}$$

なお、永久磁石界磁式における電圧方程式は(2-1)において相互インダクタンス

項をなくし、永久磁石による界磁磁束を加えることで(2-7)で表される。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega & p & -\omega \\ \omega & p & \omega & p \\ p & 0 & p & 0 \\ 0 & p & 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & pL_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & pL_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pL_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \omega \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -L_{sq} & 0 & 0 \\ L_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-7}$$

(2-6)において第一項はリラクタンストルク，第二項はマグネットトルクである。巻線界磁式と永久磁石界磁式ともにロータに界磁源を有することで電磁石トルクまたは磁石トルクを活用することができ，トルク密度の向上が可能となる。

次に，ロータに界磁源を有する場合，(2-1)と(2-7)に示すように自己インダクタンスによる速度起電力に加えて電磁石磁束もしくは永久磁石磁束による速度起電力が発生する。広い可変速運転特性が求められる場合，速度起電力が増加するため，永久磁石界磁による固定磁束の場合は弱め界磁制御により速度起電力の増加を制限する必要がある。一方，巻線界磁式の場合，界磁電流を調整することで電磁石磁束を増減できるため，弱め界磁制御によるトルクに対して無駄な電力を消費する必要がない。すなわち，永久磁石磁束による磁石磁束と同等の電磁石磁束を界磁巻線で発生させることができれば十分磁石フリーモータとして同等のトルク密度の達成と永久磁石界磁式に勝る可変速特性を実現することが可能となる。

上記の補足説明として図 2-1 に示すように，分布巻 IPMSM や集中巻 IPMSM の場合，電磁石トルクとリラクタンストルクを利用できるが，ロータに磁石を用いない突極性を有する鉄心の場合，リラクタンストルクのみとなりトルクと効率が低下する。同図に示すように，リラクタンストルクの向上を目的にパンケーキキシャルギャップ構造とし，トルク発生面を増加させた検討も行われている。しかし，モータ電磁振動が増大するといった課題や，使用する材料の課題も残る。

磁石トルクの代わりに巻線界磁により電磁石トルクを利用する方法として，近年，盛んにフラックススイッチングモータの研究がされている。ロータが鉄心のみで構成されるため堅牢性に優れており，巻線界磁形のタイプにおいては

界磁電流調整をすることで可変界磁も可能である。しかし、フラックススイッチングモータの駆動原理上、ロータには回転周波数で変動する誘導起電力が発生するため、電機子励磁周波数はロータ回転周波数の2倍にする必要がある。すなわち、電機子励磁周波数とロータ回転周波数が同期せず、リラクタンストルクを利用することができない。そのため、トルク密度の増加が難しい。すなわち、IPMSMに比肩するトルク密度を達成するためには巻線界磁による電磁石トルクとリラクタンストルクを利用することが重要となる。

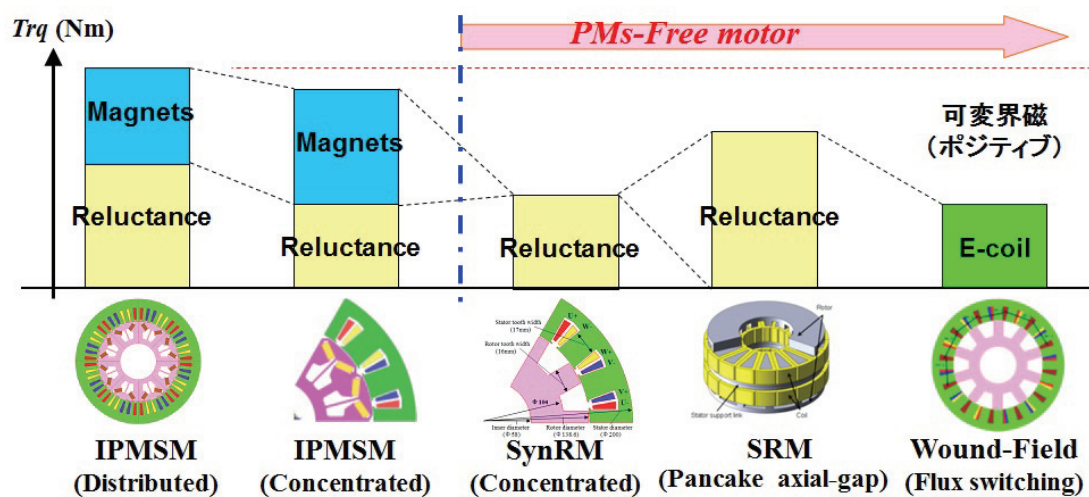


図2-1 各モータのトルク内訳

2.3 巻線界磁による界磁磁束の考え方

ギャップ L_g 中 ($1.4 \text{ mm} = 0.7 \text{ mm} \times 2$) に 1 テスラ発生させるのに必要な起磁力は(2-9)で与えられる。

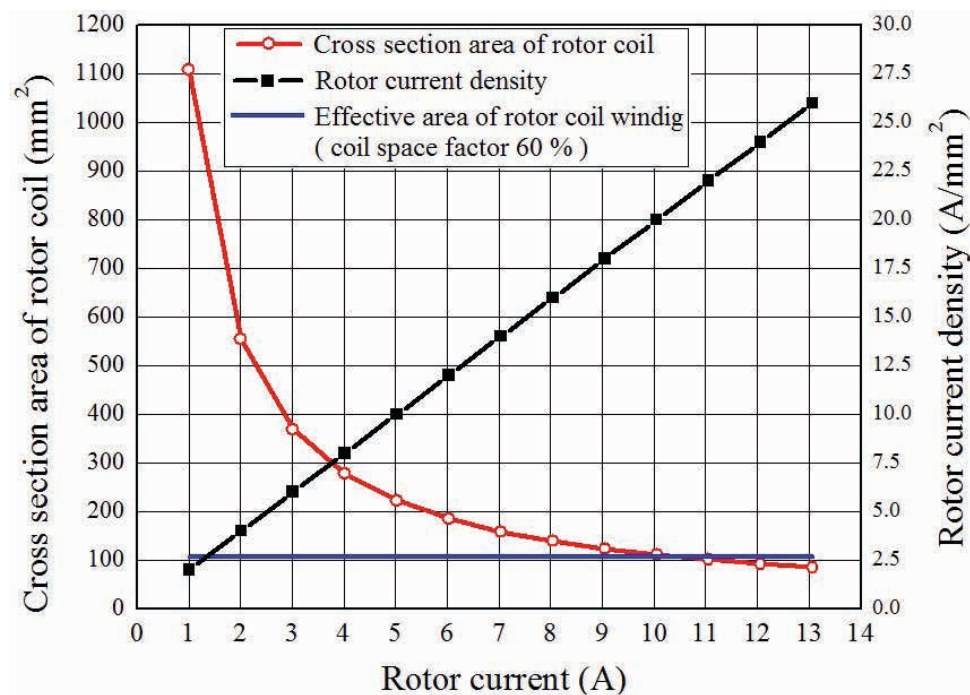
$$H = \frac{B}{\mu_0} = \frac{1.0}{4\pi \times 10^{-7}} = 795774.7 \text{ AT} \quad (2-8)$$

$$H \cdot L_g = 795774.7 \times 1.4 \times 10^{-3} = 1114 \text{ AT} \quad (2-9)$$

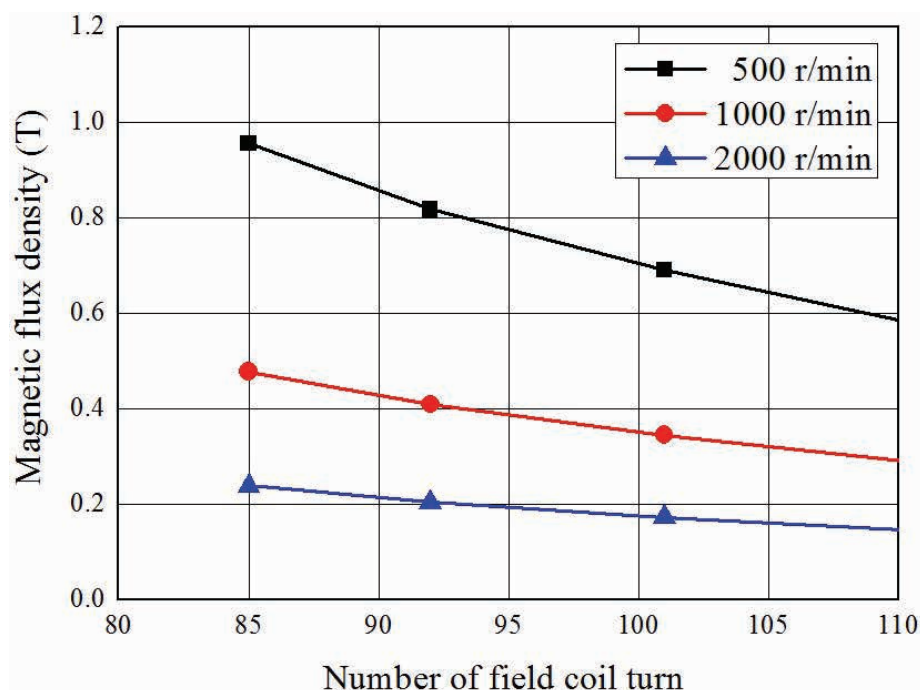
ロータ線径 $\phi 0.8$ の丸線を用いて 1114 AT の起磁力を作るのに必要なロータコイル断面積は、許容するロータ電流密度に対して変わるため、図 2-2(a)のような関係となる。ここで車載用駆動モータをターゲットに想定して、ラジアルギャップ形の巻線界磁タイプでステータ外径が $\phi 200$ 、仮にロータ外径が $\phi 138.6$ で 12 極の場合、ロータティース部分の磁気飽和も考慮すると 1 極あたりに巻くことが出来るロータコアスロット面積は 177.9 mm^2 となる。ここで、ロータコイル導体占積率を 0.6 (60%) とし想定したとき有効断面積は 106.74 mm^2 となる。図 2-2(a)においてソリッドライン (青線) で示しているが、実機実現可能な数値としてはロータ電流が 10 A 以上、ロータコイルターン数が 110 T 以下の組み合わせとなる。このときロータ電流密度は 20 A/mm^2 となるため、ロータの強制冷却が必須となる。

このサイズのモータにブラシを用いてロータ巻線に給電する場合は、10 A 以上の界磁電流を 110 T 以下の界磁電流に流せばよい。しかし、ブラシを用いずに非接触で給電させるためにはロータに非同期の回転磁界を鎖交させてロータ巻線に誘導起電力を発生させ、その誘導起電力を整流することで界磁電流を得る必要がある。界磁電流を 10 A 以上得るためには、漏れ磁束を考慮せずにロータ巻線抵抗による電圧降下のみを考慮し、カソードコモン形のダイオードモジュールを用いて全波整流する回路を想定した場合 (すなわち、整流回路の抵抗値が $5/2 R$ となる。ここで R は突極に巻かれる 1 コイルあたりのロータコイル抵抗値である)、図 3-1(b)に示すように界磁コイルターン数に対してロータ回転速度別にギャップ磁束密度 1.0 T を得るために必要なロータコイルに鎖交磁束密度が計算される。簡易計算のため、実際にはロータコイルターン数に対して必要な鎖交磁束密度は高くなる。図 2-2(b)の結果より、ロータ回転速度が高くなれば誘導起電力が増加するため、起電力を得るために必要な非同期のロータ巻線鎖交磁束密度が低くなるが、一方で回転速度が低いときは多くの非同期磁束をロータ巻線に鎖交させる必要がある。なお、同図においてロータ巻線のターン数は図 2-2(a)で述べたロータ起磁力設計に制約条件をもとにしており、110 T 以下で

示している。図 2-2(b)において特に低回転速度 500 r/min 時にロータ巻線が 110 T の場合、ギャップ磁束密度 1.0 T をブラシレス巻線界磁で得るためには約 0.6 T の非同期磁束密度が必要になる。すなわち、基本波回転磁界に対して約 60 %以上の非同期回転磁界成分を重畳させる必要がある。



(a) ギャップ磁束密度 1.0 T とするためのロータ電流と電流密度，コイル断面積の関係



(b) ギャップ磁束密度 1.0 T とするための界磁コイルターン数とコイル鎖交磁束密度の関係

図2-2 $\phi 200$, 12極でコイル占積率を60%としたときにギャップ磁束密度 1.0 T を得るためのロータ起磁力の検討

2.4 従来のダイオード整流形巻線界磁技術

巻線界磁形同期電動機のブラシレス化の技術として、ロータ巻線にダイオード整流回路を施したダイオード整流形同期モータが古くから検討されている。第1章の図1-2に示したように様々な方法でギャップ中に非同期回転磁界を発生させ、その非同期回転磁界からロータ巻線に誘導起電力を発生させてダイオード整流回路によって自励駆動を実現している。

本節では下記に示す代表的な研究を一例に前節で述べたロータ起電力を得るためことを考えた場合の利点と課題について考察する。

1) 電機子巻線構造で第2次空間高調波を重畳する方式^{(41)~(44)}

この方式の場合、各相のコイルピッチを $2\pi/3$ に選び、二層巻して三相スター結線接続することで空隙中に矩形波状の合成磁界を作り出している。文献(41)(42)(44)ではコイルの分布数 $q=3$ とし、基本波に対する第2次空間高調波の含有率を約42%とし、文献(43)ではコイルの分布数 $q=6$ とし、第2次空間高調波の含有率を約20%で設計している。前節から、ギャップ磁束密度が1テスラになるように設計した場合、文献(41)の場合に約0.42Tの第2次空間高調波のギャップ磁束密度を得ることができる。このとき、図3-1(b)より、ロータ界磁巻線を92T巻き、ロータ電流が12A流れるようにすればギャップ中に1テスラ発生させるのに必要なロータ起磁力1114AT相当をロータ回転速度が1000r/min以上で得ることができる。一方で、分布巻で二層巻構造のため電機子巻線の周長が長くなり、一次銅損の増加が懸念される。

2) モータ極数の2倍極数の直流磁界を重畳させる方式⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾⁽²⁸⁾⁽³³⁾⁽³⁴⁾⁽³⁶⁾

この方式の場合、直流磁界を個別に制御できる回路構成であれば自由にロータ巻線の誘導起電力を調整できるのでアンペアターンを調整することで低速時でもロータ起磁力を増加させることが可能となる。一方でモータ極数の2倍の極数の直流磁界を重畳させるため、原理的にリラクタンストルクの利用が難しく、トルク密度が低くなる。そのため、電磁石トルクのみしか利用できないので特にゼロ速駆動時にトルクを発生させることが困難となる。

3) d軸電流に時間高調波重畳による交流励磁方式^{(38)~(40)}

この方式の場合、 d 軸電流に高調波電流指令値を重畳させてギャップ中に非同

期回転磁界を発生させるため、時間高調波を調整することでロータ巻線の誘導起電力を任意に調整できる。さらに突極を有するロータ構造で設計すればリラクタンストルクも利用できるため、トルク密度と可変速トルク特性（可変界磁特性）ともに良好である。一方で、常にロータ励磁用の高周波電流を電機子電流に重畳させる必要があるため、インバータスイッチング損の増加と電機子銅損の増加に対する対策が課題となる。ロータ巻線構造も半波整流方式のため、電機子電流が増大し、ブラシレス電磁石トルク/ロータ励磁電流比が低下してしまい、効率低下が懸念される。ロータ巻線回路構成を全波整流化し、高周波励磁電流による損失を低減することで高性能化が期待できる。

4) 電機子巻線を集中・全節巻に準じて配列し、これがつくる電機子反作用磁界の第5次空間高調波を利用する方式⁽³²⁾

構造が比較的シンプルで、負荷電流に比例した電機子反作用磁界を直接励磁に利用するため界磁の直巻励磁成分が容易に得られ、大型機の場合には特性も良好である。しかし、電機子反作用磁界に寄生する第5次空間高調波成分から励磁電力を抽出するため、電機子巻線の分布数が多くとることが困難である。また、第5次空間高調波成分は基本的に小さく、ロータ表面を這うように鎖交する磁路となるため固定子励磁電流が大きくなるなど検討課題もある。

上記の代表的な過去のダイオード整流形自己励磁技術について全般的に言える課題は、ロータに誘導起電力を発生させるためにモータ構造の変更や、故意に高調波電流を電機子電流に重畳させる必要があり、効率低下につながる。そのため、モータ構造上、必然的に発生する非同期回転磁界をロータ起磁力に活用できれば構造が複雑化することなく、効率の向上も可能となる。

2.5 近年提案されているダイオード整流形巻線界磁技術

文献(47)～(53)で平本らが提案している自励式巻線界磁形同期モータは、前節の課題に対して集中巻ステータにおいて、ロータ損失増加の主要因の一つである第2次空間高調波に着目し、その磁束成分の変動を利用してロータ上に電流を誘導することで電磁石を形成する方式を提案している。ステータ側に補助電機子巻線が必要なく、ロータ巻線構造もシンプルでありながら従来と遜色ない自励が可能であり、優位性も高い。この技術は文献(41)～(44)で深見らが分布巻

ステータの各相のコイルピッチを工夫することで故意に第2次空間高調波を発生させていたのに対して、集中巻ステータで必然的に発生する第2次空間高調波をロータ自励の界磁エネルギー源としている点に特長がある。集中巻ステータとダイオード整流形巻線界磁技術を組み合わせた事例は過去に文献(45)があるが、単相での検討であり、駆動原理的に平本らの提案するモータとは異なる。ロータ構造は文献(18)等で野中らが提案している構造と同じで半波整流回路結線で、隣り合う突極で極性が反転するようにダイオード結線されている。しかし、詳しくは第3章で述べるが突極に集中巻した巻線をダイオードで結線し、隣り合う極ごとにダイオードの向きを逆に行っている構造の場合、 d 軸（ロータ突極部）に鎖交する高調波磁束のみを界磁エネルギー源として利用しており、 q 軸（ロータ突極間）に鎖交する高調波漏れ磁束の利用ができない構造であった。さらに1つのコイルでみれば半波整流回路結線のため、空間高調波から界磁エネルギー源として直流保持するためには電機子電流が大きくなるという課題と、界磁電流リップルが大きいためトルクリプルが増加するという課題があった。

それらの課題に対して近年、平本らは文献(54), (55)でロータ巻線を誘導起電力発生用のコイルと界磁極を形成する界磁コイルに2分割にして整流回路を全波整流にした構造を提案している。このような構成とすることでロータ起電力を各コイルのターン数で調整できる。さらに界磁電流が平滑化されるため、トルクリプルの低減と同じロータ起磁力を形成する際のロータ電流とロータ銅損低減が可能となる。しかし、文献(47)～(53)で平本らが提案しているモデルと同じで d 軸（ロータ突極部）に鎖交する高調波磁束のみを界磁エネルギー源として利用しており、 q 軸（ロータ突極間）に鎖交する高調波漏れ磁束の利用ができない構造である。そのため、誘導起電力が低くなる低回転域においてトルクが低下する、 d 軸高調波磁束のみ利用しているため、リラクタンストルクを活用するために電流位相を振ったときにロータ電流が低下するという課題があった。

そのほか、近年提案されているダイオード整流形巻線界磁技術として、文献(56)～(58)が挙げられる。文献(56)の場合、10極18スロットの集中巻ステータで発生する空間高調波がロータ巻線に鎖交することで誘導起電力を発生させてロータの自励を行っている。不可避に発生する空間高調波を界磁エネルギー源として活用している考え方は文献(47)～(55)と同じであるが、空間高調波の次数と各ロータ巻線に発生する誘導起電力の位相の関係からロータ巻線を三相化する必要とダイオードブリッジを用いる必要があるため、大型化が懸念される。さ

らにスロットコンビネーションの関係から空隙磁束密度分布が極端に非対称な分布となり、回転軸の径方向に異常な電磁力が働き、軸偏心が生じて大きな機械振動、騒音が発生する⁽⁵⁹⁾。文献(57)の場合、ロータ自励原理の基本的な考え方文献(38)～(40)と同じであるが、ロータ整流回路を全波整流結線に変更しており、従来技術よりも損失の低減とトルクリプル低減が可能になると思われる。文献(58)は文献(38)～(40)と自励原理が同じであるが、ロータの遠心力に対する強度を向上するためにクローポール化している。クローポール化することで三次元磁路となり損失増加が懸念される。さらにロータ巻線への高調波磁束鎖交数が減少することが懸念されるが、今後の報告を待ちたい。

2.6 提案するダイオード整流形自己励磁技術

前節の課題に対して、本論文では第3章にて文献(47)～(55)で検討されている自己励磁技術と基本原理を同じくし、文献(41)～(44)の回転子巻線の多相化の考え方を適用して q 軸に補助巻線を備えた補極を設けて、ロータ巻線回路を変更することで d 軸と q 軸に重畳する空間高調波を効率的に界磁エネルギーに利用することができる磁石フリーモータ（自励式巻線界磁形同期モータ）を提案する。第4章では第3章のモータのトルク密度を向上させるためにパンケーキアクシヤルエアギャップ構造とし、バックヨークレスステータの両面で発生する空間高調波で自励するモータを提案する。

2.6.1 第2次空間高調波の発生

本項ではまず、第3章で述べる空間高調波によって自励する巻線界磁形同期モータの基本原理について述べる。図2-3に示すような一般的な集中巻と分布巻の構造を一例に考える。説明の簡単化のためにソリッドロータを用いて各相の自己インダクタンスは一定で変動しないものとし、相互インダクタンスや漏れインダクタンスは無視する。図2-3から分かるように集中巻ステータの各相電機子磁束で発生した磁束は干渉せずに空間的に発生するが、分布巻ステータの各相電機子巻線で発生した磁束は三相が干渉して空間的に発生する。一例として図2-4(a)の三相電機子電流のタイミング T における空間的な磁束分布は図2-4(b)のようになる。図2-4(b)を調波解析した結果が図2-4(c)である。図2-5は調波解析結果から基本波と2倍調波のみを用いて、図2-3の集中巻における空間的な磁束分布を近似表現した図である。各図より、集中巻ステータ構造に起因し

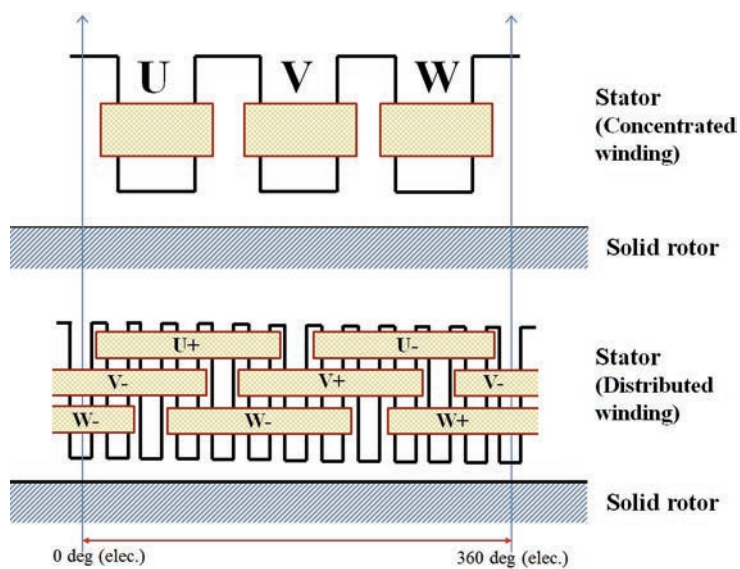
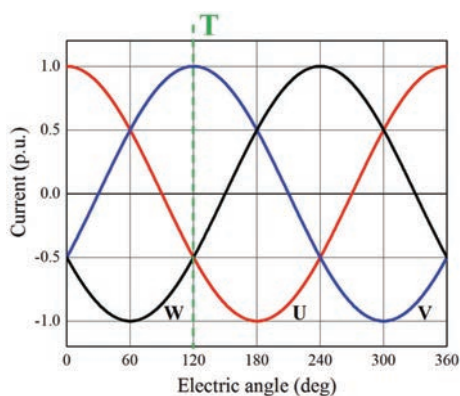
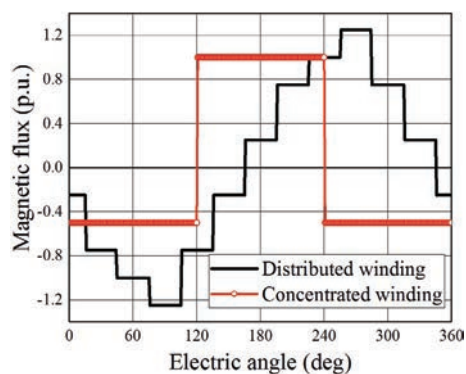


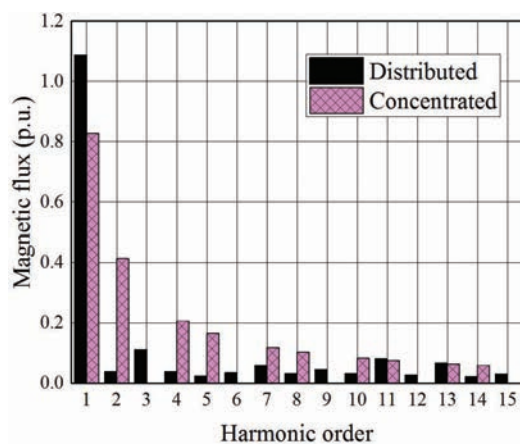
図 2-3 一般的な集中巻ステータと分布巻ステータ構造



(a) 三相電機子電流



(b) エアギャップ中の磁束波形



(c) エアギャップ磁束の調波解析結果

図 2-4 空間的な磁束波形とその調波解析結果

て発生する第2次空間高調波が基本波に対して逆相になることがわかる。この空間的な磁束分布は図2-4(a)の三相電流のタイミングの変化に従って第2次空間高調波は基本波回転磁界に対して逆相の回転磁界になる。

次に電磁界解析によっても上記の集中巻ステータ構造により第2次空間高調波が発生することを検証する。図2-6に分布巻（12極72スロット， $q = 2$ ）と集中巻（12極18スロット）のステータ構造においてソリッドロータを内蔵したときの電機子磁束密度分布の比較を示す。同図より，分布巻はUVW三相巻線がそれぞれ重なり合う構造のためロータに均一な磁束が鎖交するのに対して，集中巻はUVW三相巻線が重なり合わないため，ロータに不均一な磁束が発生する。図2-7に図2-6のときのギャップ磁束密度を空間的に分析した結果を示す。同図より，分布巻はスロット高調波に起因する第11次空間高調波と第13次空間高調波が重畳するが比較的正弦波状に分布している。一方，集中巻は第2次空間高調波が基本波に対して5割以上重畳し，直流オフセットした台形波状に分布する。文献(41)～(44)では電機子巻線を工夫することで分布巻でも第2次空間高調波が発生するようにしており，それ以外の不必要な高調波磁界が空隙中に発生しないようにしている。文献(47)～(55)では集中巻で不可避に発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源として利用している。本論文で提案する自励式巻線界磁形モータは，後者の集中巻で不可避に発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源として利用することで自己励磁している。

図2-8に図2-6の分布巻と集中巻におけるロータに鎖交する主たる高調波磁束のベクトル図と磁束線図を示す。分布巻の場合，基本波同期回転座標上における第12次時間高調波がロータコアに鎖交し，集中巻の場合，第3次時間高調波がロータコアに鎖交する。同図に示すように分布巻の場合は，次数が高いため，高調波磁束の時間変動が小さくロータ表面を這うような磁路が形成される。一方，集中巻の場合は次数が低いため，高調波磁束の時間変動が大きくロータ内部まで鎖交するような磁路が形成される。すなわち，空間高調波をロータ巻線に鎖交させて界磁エネルギー源として利用するためには低次高調波磁束を利用することが望ましいことが確認できる。

次に，静止座標における第2次空間高調波が基本波同期回転座標上において第3次時間高調波になることについて数理的に説明する。図2-5において，基本波と第2次空間高調波で近似した集中巻のギャップ磁束波形は，図2-9に示すように集中巻ステータにおける各相磁束波形の合成となる。各相インダクタンス

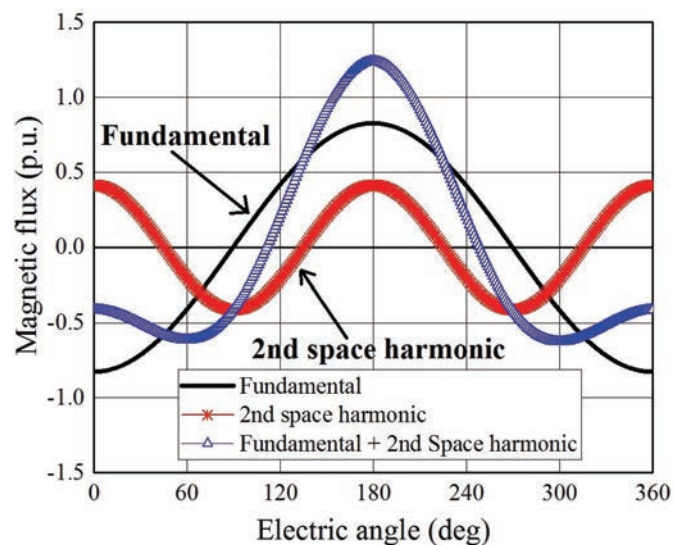
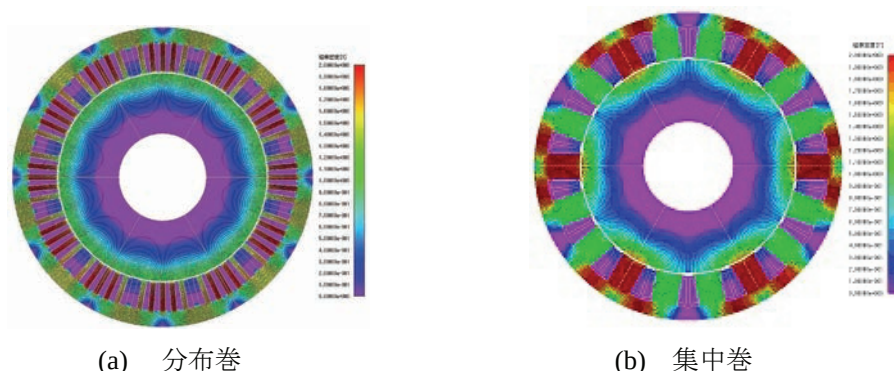


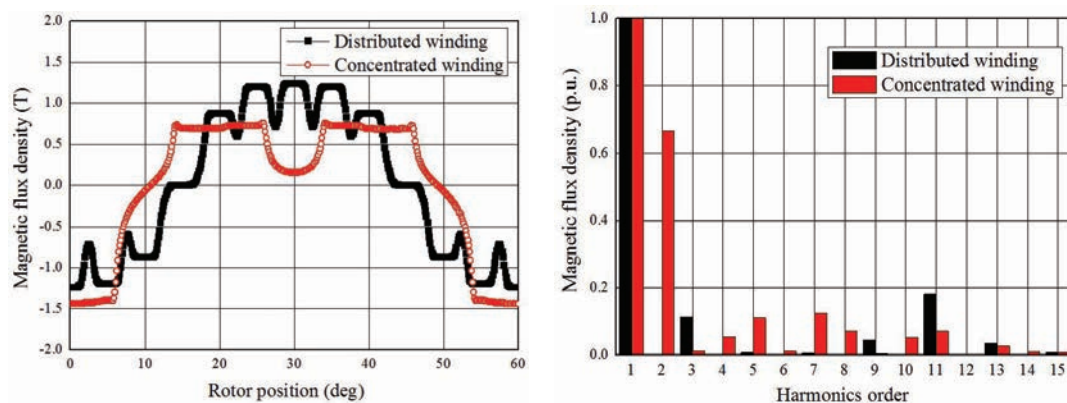
図 2-5 エアギャップ中の磁束波形の近似波形



(a) 分布巻

(b) 集中巻

図 2-6 ソリッドロータを内包したときの磁束密度分布と磁束線図



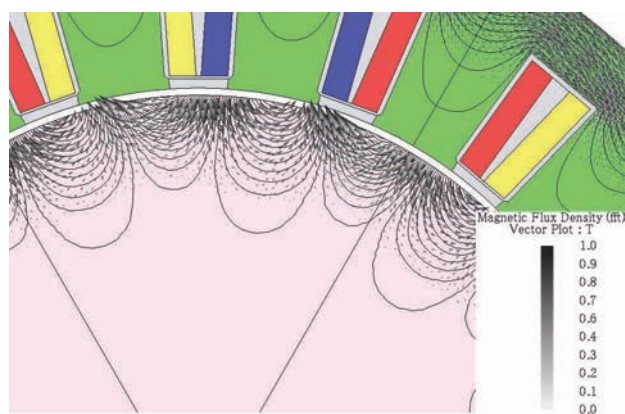
(a) エアギャップ中の磁束密度波形

(b) ギャップ磁束密度波形の調波解析

図 2-7 エアギャップ中の磁束密度波形とその調波解析結果

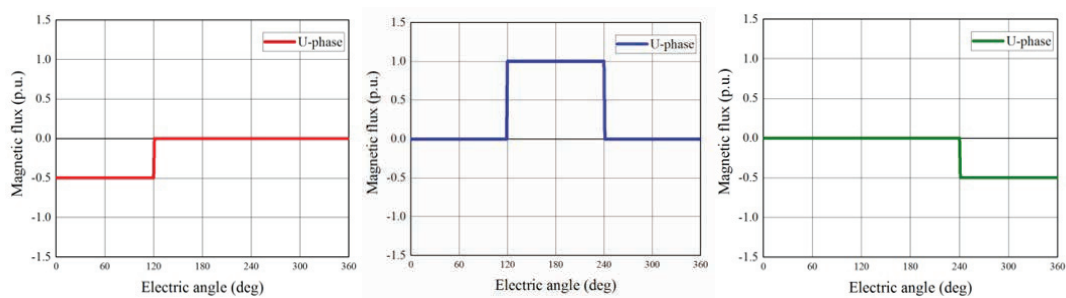


(a) ソリッドロータを内包した分布巻ステータで発生する第12次時間高調波磁束ベクトルと磁束線図



(b) ソリッドロータを内包した集中巻ステータで発生する第3次時間高調波磁束ベクトルと磁束線図

図 2-8 ソリッドロータに鎖交する主たる高調波磁束



(a) U 相磁束

(b) V 相磁束

(c) W 相磁束

図 2-9 集中巻における矩形波近似した各相磁束

を(2-10), (2-11), (2-12)で表した時, 集中巻のギャップ磁束 ψ_{con} は(2-13)となる。

$$L_U = -L_0 + L_{a1} \cos(\theta - \pi) + L_{a2} \cos(2\theta + \pi) \quad (2-10)$$

$$L_V = 2L_0 + L_{a1} \cos(\theta - \pi) + 2L_{a2} \cos(2\theta + \pi) \quad (2-11)$$

$$L_W = -L_0 + L_{a1} \cos(\theta - \pi) + L_{a2} \cos(2\theta + \pi) \quad (2-12)$$

$$\psi_{con} = L_U i_u + L_V i_v + L_W i_w \quad (2-13)$$

ここで L_0 は直流成分、 L_{a1} は基本波脈動成分の振幅、 L_{a2} は2倍調波脈動成分の振幅である。上記の静止座標における三軸を静止座標における二軸($UVW \Rightarrow \alpha\beta$)に変換すると(2-14), (2-15)となる。

$$L_\alpha = 3L_0 + L_a \cos(2\theta + \pi) \quad (2-14)$$

$$L_\beta = 0 \quad (2-15)$$

上記の静止座標における二軸を回転座標上($\alpha\beta \Rightarrow dq$)に変換すると下記となる。

$$L_d = \left(3L_0 - \frac{L_a}{2} \right) \cos \theta - \frac{L_a}{2} \cos 3\theta \quad (2-16)$$

$$L_q = \left(-3L_0 + \frac{L_a}{2} \right) \sin \theta + \frac{L_a}{2} \sin 3\theta \quad (2-17)$$

ここで、 $\theta_d = \omega t$ で同期させると3倍調波が発生していることが確認できる。

2.6.2 第2次空間高調波を最大限に活用できるスロットコンビネーションの検討

前項ではロータが非突極のソリッドロータの場合において、集中巻ステータで発生する静止座標における第2次空間高調波（基本波同期回転座標上における第3次時間高調波）について説明した。実際には、ロータに巻線を施し、ロータに鎖交する非同期周波数の磁束変動により誘導起電力を発生させるため、突極形ロータとなる。本項では第2次空間高調波を最大限に活用できるスロットコンビネーションについて検討する。

図 2-10 に極とスロット数の比が偶数となる 2 極 6 スロットの集中巻ステータ構造をもち、突極形で界磁源を備えたロータを有するモータを示す。同図の $\theta = 0 \text{ deg}$ をロータ位相基準と考えてロータが CW 方向に回転した際の回転座標系での d 軸ロータインダクタンスを考えると直流成分に加えて第 6 次のスロット高調波が重畳する。このとき d 軸正方向と d 軸負方向が常に対称となっている。一方、図 2-11 に極とスロット数の比が分数となる 2 極 3 スロットのモータを示す。図 2-8 の場合とは異なり d 軸正方向と d 軸負方向が常に対称にはならない。 $\theta = 0 \text{ deg}$ の場合、 d 軸正方向は純 d 軸インダクタンスとなるが、 d 軸負方向はステータテースではなく高磁気抵抗のスロットが対向するため軸間干渉をしながら閉磁路が形成される。 d 軸と q 軸は独立させて考える必要があるため、軸間干渉するときのインダクタンス（軸間干渉インダクタンス）を純 d 軸ロータインダクタンスの 0.5 倍とおくと d 軸負方向の純 d 軸ロータインダクタンスは 0.5 となる。同様に $\theta = 60 \text{ deg}$ の場合は d 軸正方向の純 d 軸ロータインダクタンスは 0.5 となり d 軸負方向の純 d 軸ロータインダクタンスは 0.5 となる。すなわち、 d 軸ロータインダクタンスは直流成分に加えて回転座標系で第 3 次高調波が重畳する。その他の極とスロット系列の例（図 2-12 に示す 4:3 系列，8:9 系列，10:9 系列）も含めたときの d 軸突極部の磁束変動を図 2-13 に示す。同図より，2:3 系列と 4:3 系列が低次の振幅が大きい磁束変動が発生していることが確認できる。2:3 系列の場合，前述のとおり，基本波同期回転座標上の第 3 次時間高調波と最も効率的に磁気カップリングし，リラクタンストルクも有効的に利用でき且つ，モータ電磁振動も低減しやすい構造という観点から 2:3 系列が最も適していると考えられる。

上記の検討により，集中巻ステータで発生する第 2 次空間高調波を最大限に活用できるスロットコンビネーションは，2:3 系列であることを述べた。回転座標系における d 軸ロータインダクタンス（ロータ突極部自己インダクタンス） L_d は(2-18)で表すことができる。

$$L_{rd}(\omega t) = L_{rd0} + L_{rda} \cos 3\omega t \quad (2-18)$$

ここで L_{d0} ， L_{q0} はそれぞれ d 軸と q 軸の一定成分， L_{da} ， L_{qa} は d 軸， q 軸インダクタンスの周期的脈動の振幅， ω は電氣的な同期角速度である。(2-18)はステータとロータがそれぞれ突極を有する二重突極構造によってもたらされる。

したがって，2-2 節の(2-1)の右辺第三項において， dq 軸上のロータ自己イン

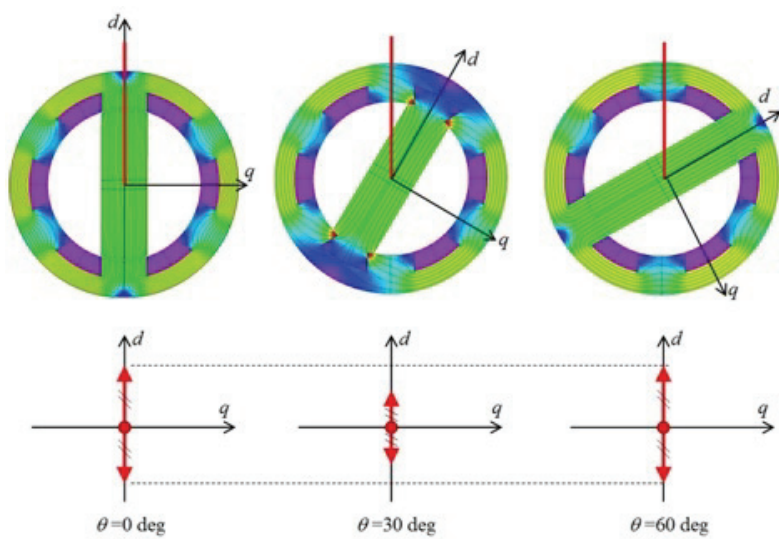


図 2-10 2極6スロットにおけるロータ d 軸インダクタンス変動

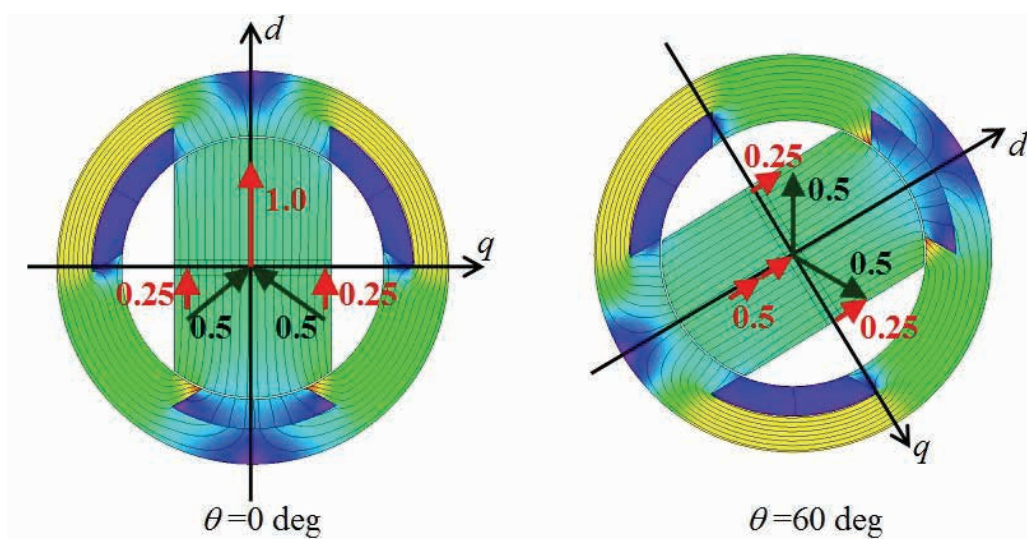


図 2-11 2極3スロットにおけるロータ位置に対する d 軸インダクタンス変動

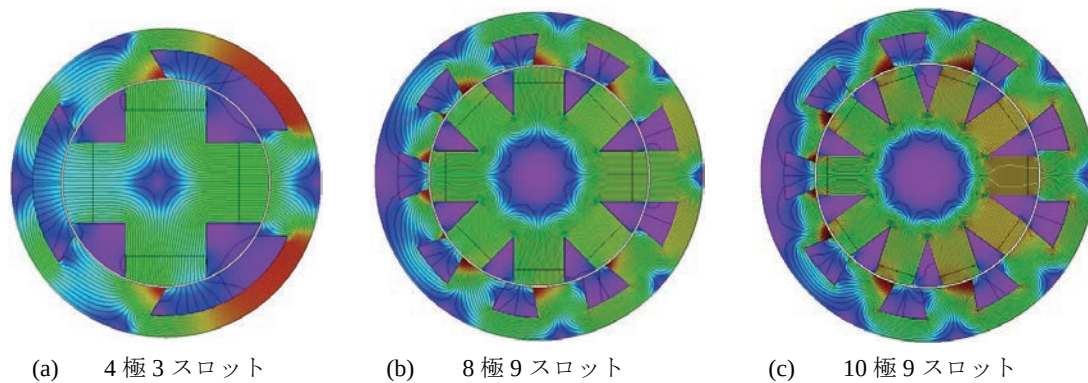


図 2-12 極とスロットコンビネーション

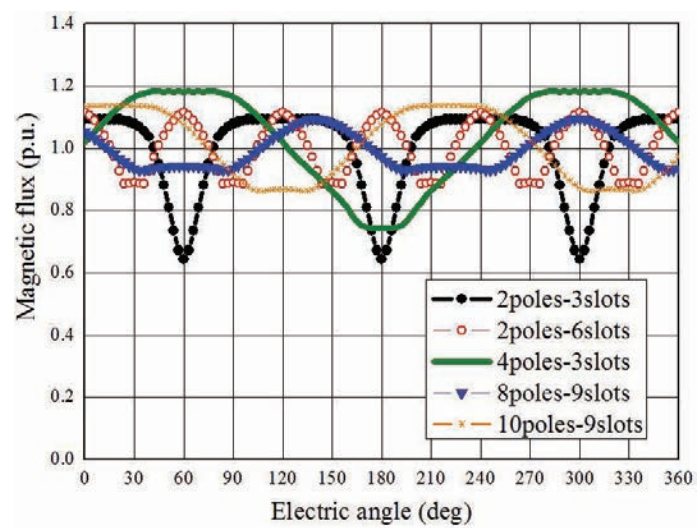
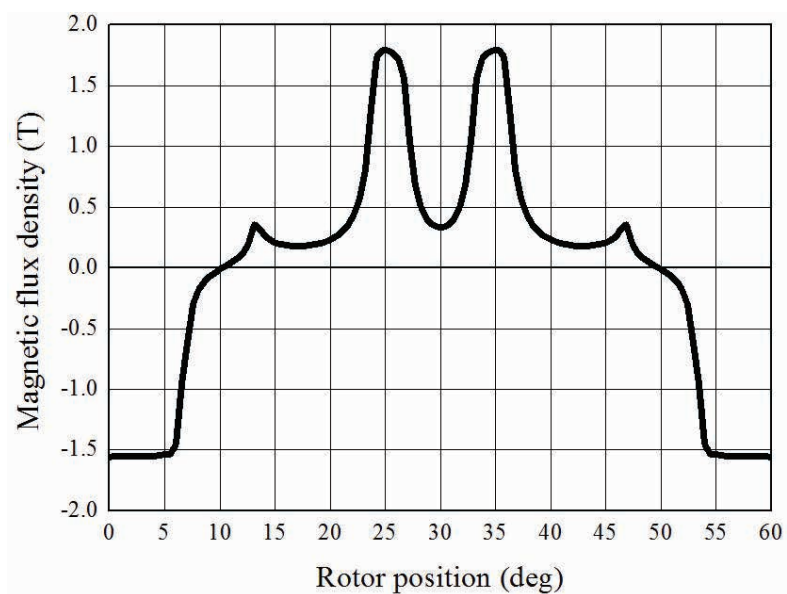


図 2-13 極とスロットコンビネーションにおける d 軸磁束変動

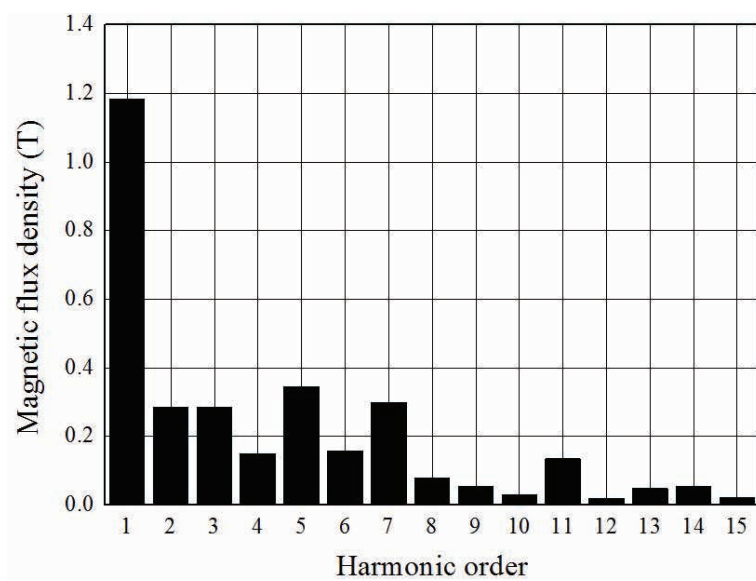
ダクタンスと相互インダクタンスは(2-18)で与えられるため時間によって周期的に変化する。すなわち，(2-18)の第三項は2:3系列の集中巻によって発生する第3次時間高調波によって誘起される電圧（空間高調波による誘導起電力）を意味している。

2.6.3 集中巻で発生する第2次空間高調波による自励の可能性の検討

前項までで集中巻ステータ構造に起因して発生する第2次空間高調波の発生要因の説明と，第2次空間高調波を界磁エネルギー源として有効に活用できるスロットコンビネーションについて説明した。ここでは2.3節に述べた車載モータを想定したサイズでロータ磁気回路まで考慮したモデルを用いて，空間高調波による自励の可能性について検討する。図2-14に2.3節で述べたモータサイズと仕様にて集中巻12極18スロットにおけるギャップ磁束密度波形とその調波解析結果を示す。なお，ロータには巻線を施さず，集中巻ステータで発生する電機子起磁力の高調波成分に2:3系列の組み合わせで突極を有するロータを内包したときのパーミアンス分布まで考慮したギャップ磁束密度分布である。同図より，ソリッドロータを内包した場合とは異なり，第2次空間高調波の重畳量が低下している。その理由として機械角25 degと35 degあたりにてギャップ磁束密度が局所的に急増している。これが第2次空間高調波の低下をもたらし，一方で第3次空間高調波の増加を招いている。この局所的な磁束密度の増加はモータ構造から容易に原因を推察できる。図2-15に集中巻12極18スロットの径方向断面図と磁束密度分布，ロータ突極表面に鎖交する磁束密度分布とその調波解析結果を示す。同図(a)と(b)に示すように，機械角25 degと35 degあたりにおいてロータティースはステータスロットに対向しているが一方で，隣りのステータティースに漏れ磁束が生じている。その結果，ギャップ磁束密度が局所的に増加していることが分かる。2.6.1項で述べたように，静止座標における第2次空間高調波は基本波同期座標系（回転座標上）において，第3次時間高調波となる。図2-15(c)と(d)にロータ突極表面に鎖交する磁束密度分布とその調波解析結果を示す。同図より，第3次時間高調波が鎖交しており，その振幅は約0.17 Tであることが分かる。よって，図2-2から集中巻ステータ構造に起因して不可避で発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源として活用する自励形同期モータは，約2000 r/min以上であればIPMSMに比肩するトルク密度を達成できると推測できる。

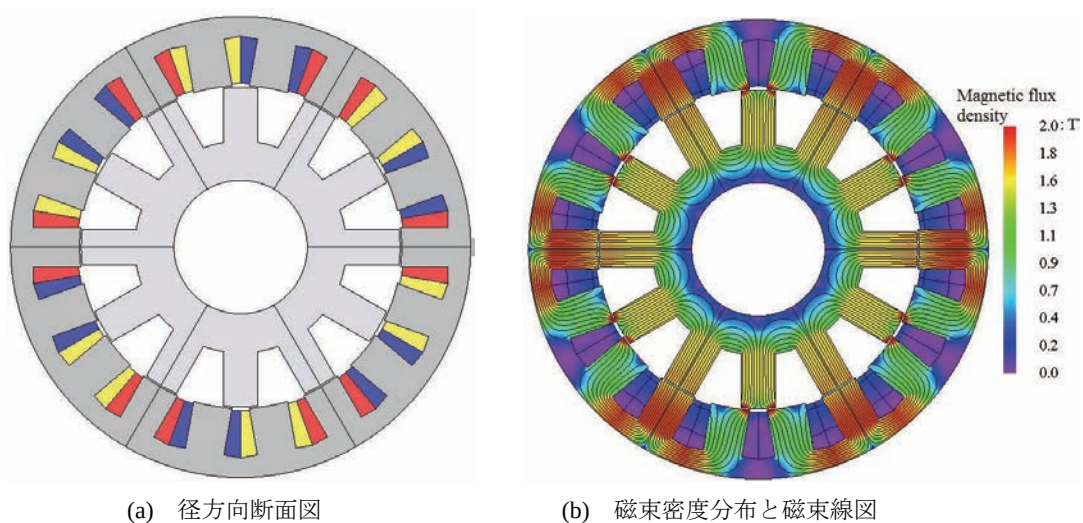


(a) ギャップ磁束密度分布



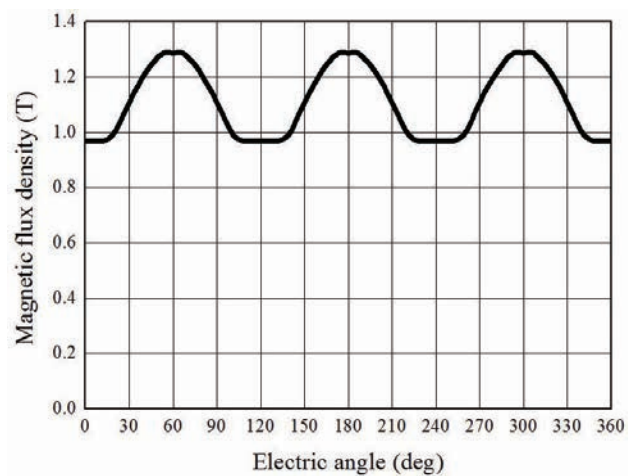
(b) 調波解析結果

図 2-14 集中巻 12 極 18 スロットにおけるギャップ磁束密度分布

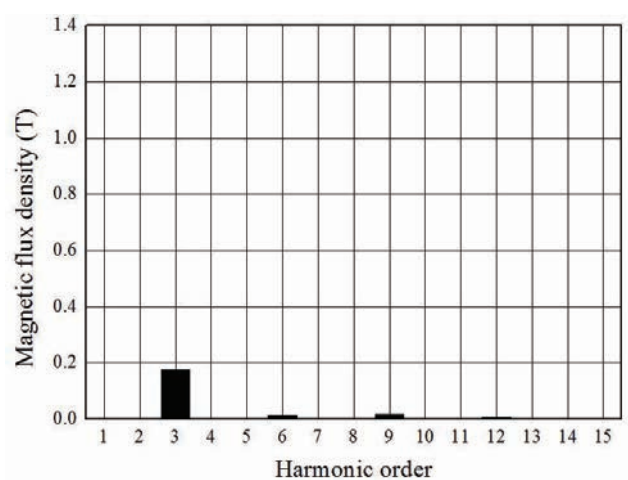


(a) 径方向断面図

(b) 磁束密度分布と磁束線図



(c) ロータ突極表面鎖交磁束波形



(d) ロータ突極表面鎖交磁束の調波解析結果

図 2-15 集中巻 12 極 18 スロットの径方向断面図と突極表面鎖交磁束

2.7 結言

本章では、ロータに起磁力源を有する場合と有さない場合でのそれぞれのトルク発生原理と利点、課題について述べた。次に、ロータに起磁力源を有する場合、永久磁石によるロータ起磁力と同等の起磁力を巻線界磁で得る場合の条件について説明した。さらに永久磁石によるロータ起磁力と同等のロータ起磁力を得ることを目的に、過去に検討されてきた代表的なダイオード整流形巻線界磁技術をそれぞれ評価し、特長と課題を明らかにした。その結果を踏まえた上で、モータ構造上不可避に発生する非同期回転磁界を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁モータの可能性について述べた。集中巻ステータで不可避に発生し、従来、損失増加要因となっていた第2次空間高調波を界磁エネルギー源に活用することについて第2次空間高調波の発生原理から最適なスロットコンビネーションまで明らかにした。ここで得られた成果は以下の通りである。これらの成果は第3章以下で自励するための基本原理となる。

- ・ 永久磁石によるロータ起磁力と同等の起磁力を巻線界磁で得る場合のロータ巻線電流密度とコイル面積、ロータ電流の関係を明らかにした。
- ・ 集中巻ステータにおいて第2次空間高調波が基本波回転磁界に対して、逆相回転磁界として発生することを分布巻ステータの場合と比較してギャップ磁束波形の観点から示した。
- ・ 第2次空間高調波を最大限に自励に活用できるスロットコンビネーションが2:3系列であることを数理的及び電磁界解析の結果から示した。
- ・ dq 座標系における数学モデルとトルク式を示した。
- ・ 集中巻ステータ構造に起因して不可避に発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源とする場合、約 2000 r/min 以上であれば IPMSM に比肩するトルク密度を達成できる可能性を示した。

参考文献

- (1) 堺和人・結城和明・橋場豊・高橋則雄・安井和也・ゴーウツティックランシー リ
リット：「可変磁力モータの原理と基本特性」，電学論 D, Vol. 131, No. 1, pp. 53-60
(2011)
- (2) V. Ostovic: “Meromory Motors: A New Class of Controllable Flux PM Machines for a True
Wide Speed Operation”, Industry Applications Conference Record, Vol. 4, pp. 2577-2584
(2001)
- (3) V. Ostovic: “Pole-Changing Permanent-Magnet Machines”, *IEEE IA. Trans.* Vol. 38, No. 6,
pp. 1493-1499 (2002)
- (4) 加藤崇：「自動車用途における可変特性型高効率モータに関する研究」，芝浦工業大
学 博士学位論文，H27 年 3 月 (2015)
- (5) Juan A. Tapia, Franco Leonardi, Thomas A. Lipo: “Consequent-Pole Permanent-Magnet
Machine with Extended Field-Weakening Capability”, *IEEE IA. Trans.* Vol. 39, No. 6, pp.
1704-1709 (2002)
- (6) 難波雅史・平本健二・中井英雄：「小型 高効率な可変界磁トロイダル巻モータの提
案」，H26 年度電気学会全国大会，5-030, pp. 53-54 (2014)
- (7) 高橋朋平・竹本真紹・小笠原悟司・小川徹・有田秀哲・大穀晃裕：「界磁巻線を備
えたコンシクエントポール PM 型アキシヤルギャップモータの運転特性」，電気学
会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料，MD-15-088, RM-15-069,
VT-15-016 (2015)
- (8) 清田恭平・柿島岳夫・杉元紘也・千葉明：「ハイブリッド自動車用 60kW スイッチド
リラクタンスモータの実負荷試験」，電気学会自動車研究会資料，VT-13-024 (2013)
- (9) 竹野元貴・千葉明・星伸一・竹本真紹・小笠原悟司：「HEV 用 50kW SRM の高トル
ク型と高効率型の実験的特性比較」，電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 842-848 (2012)
- (10) 後藤博樹・柴本亨・一ノ倉理：「電気自動車用インホイールアキシヤルギャップ SR
モータの開発」，電気学会回転機研究会資料，RM-13-130 (2013)
- (11) 矢倉洋史・後藤博樹・一ノ倉理：「デュアルロータ型 SR モータに関する検討」，電
気学会全国大会，5-007, pp. 11 (2009)
- (12) 福田知紘・佐々木豊・森本雅之：「圧粉鉄心で製作した誘導電動機の負荷特性」，
電学論 D, Vol. 129, No. 7, pp. 725-730 (2009)
- (13) 相木宏介・中井英雄・梅野孝治・山田英治・立松和高・吉田稔彦：「誘導機及び誘
導機極数切換システム」，特開 2010-28957A
- (14) 東道年・守田正夫・栢山盛幸・黒田洋一・井上正哉：「コイル界磁式クローポール
モータの駆動特性」，電気学会自動車研究会資料，VT-11-020 (2011)
- (15) 東道年・守田正夫・栢山盛幸・黒田洋一・井上正哉：「コイル界磁式クローポール

- モータの駆動特性その2」, 電気学会自動車研究会資料, VT-12-013 (2012)
- (16) 松本貴郁・小坂卓・松井信行・藤綱雅己:「ハイブリッド界磁フラックススイッチングモータの高トルク化設計検討」, 電気学会自動車研究会資料, VT-12-010 (2012)
- (17) 桑原優・小坂卓・鎌田義信・梶浦裕章・松井信行:「HEV 駆動用巻線界磁形フラックススイッチングモータの実験運転特性」, H24 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-22, pp. 133-136 (2012)
- (18) 野中作太郎:「自励形単相同期電動機」, 電気学会雑誌, Vol. 78, No. 842, pp. 18-26 (1958)
- (19) 野中作太郎:「突極自励形単相同期機の解析」, 電気学会雑誌, Vol. 81, No. 870, pp. 43-52 (1961)
- (20) 野中作太郎:「ブラシ無し自励形単相同期発電機」, 電気学会雑誌, Vol. 82, No. 883, pp. 113-120 (1962)
- (21) 野中作太郎・牟田一弥:「ブラシなし自励形単相同期発電機の解析的研究」, 電気学会雑誌, Vol. 86, No. 7, pp. 112-121 (1966)
- (22) 野中作太郎・牟田一弥:「ブラシなし自励形単相同期発電機の特性」, 電気学会雑誌, Vol. 91, No. 7, pp. 141-150 (1971)
- (23) I. R. Smith, J. M. Raven, and S. K. Tso: “Brushless and Self-Excited Single-Phase Alternator”, *Proc. Instn Elect. Engrs*, Vol. 114, No. 8, pp. 1989-1095 (1967)
- (24) I. R. Smith and P. A. Nisar: “Brushless and Self-Excited 3-Phase Synchronous Machine”, *Proc. Instn Elect. Engrs*, Vol. 115, No. 11, pp. 1655-1660 (1968)
- (25) 野中作太郎・袈裟丸勝巳・堀田一夫:「励磁機なしブラシレス三相同期発電機の解析」, 電学論 D, Vol. 112, No. 5, pp. 483-489 (1992)
- (26) 野中作太郎・川口武実:「円筒形回転子ブラシレス自励形無整流子電動機の定常特性解析と可変速制御」, 電学論 D, Vol. 108, No. 3, pp. 314-321 (1988)
- (27) 野中作太郎・川口武実:「可変速ブラシレス自励形同期発電機システムの特性」, 電学論 D, Vol. 110, No. 10, pp. 1042-1050 (1990)
- (28) 野中作太郎・大本真生:「励磁機なしブラシレス円筒形 4 極三相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 119, No. 5, pp. 720-727 (1999)
- (29) 柴田福夫・直江伸至:「ブラシレス自励正弦波単相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 109, No. 4, pp. 251-258 (1989)
- (30) 野中作太郎・川口武実:「可変速ブラシレス倍同期発電機システムの特性」, 電学論 D, Vol. 109, No. 12, pp. 913-920 (1989)
- (31) 柴田福夫・直江伸至:「半波整流平衡二相界磁巻線をもつブラシレス自励正弦波単相同期発電機の基礎特性」, 電学論 D, Vol. 110, No. 9, pp. 1005-1011 (1990)
- (32) 猪上憲治・山下英生・中前栄八郎・藤川隆幸:「無励磁機方式のブラシレス自励三相同期発電機」, 電学論 D, Vol. 112, No. 6, pp. 569-578 (1992)

- (33) 柴田福夫・深見正：「電機子巻線が直流励磁巻線を兼ねたブラシレス三相同期電動機」，電学論 D, Vol. 112, No. 8, pp. 722-728 (1992)
- (34) 柴田福夫・直江伸至：「ブラシレス励磁機なし直流励磁方式三相同期発電機の特性」，電学論 D, Vol. 112, No. 1, pp. 65-72 (1992)
- (35) 柴田福夫・深見正：「電圧形インバータ方式励磁機なしブラシレス無整流子電動機の基礎特性」，電学論 D, Vol. 109, No. 6, pp. 423-430 (1989)
- (36) 柴田福夫・深見正：「固定子電機子巻線を直流励磁するブラシレス単相同期電動機」，電学論 D, Vol. 109, No. 11, pp. 865-871 (1989)
- (37) 野中作太郎・小山純：「方形波インバータ駆動時における単相突極同期電動機の解析」，電気学会雑誌, Vol. 87, No. 949, pp. 103-112 (1967)
- (38) 小山純・鳥羽俊介・樋口剛・山田英二：「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D, Vol. 107, No. 10, pp. 1257-1264 (1987)
- (39) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D, Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (40) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D, Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (41) 深見正・高香滋・宮本紀男・柴田福夫：「三相同期発電機の新しい自己励磁法」，電学論 D, Vol. 114, No. 11, pp. 1083-1089 (1994)
- (42) 深見正・花田芳明・宮本紀男：「第2次空間高調波で励磁する自励三相同期発電機の解析」，電学論 D, Vol. 117, No. 1, pp. 57-65 (1997)
- (43) 深見正・石坂孝・宮本紀男：「自励形誘導同期電動機」，電学論 D, Vol. 115, No. 10, pp. 1245-1252 (1995)
- (44) 深見正・川井隆弘・宮本紀男：「自己調節形ブラシレス自励三相同期発電機」，電学論 D, Vol. 115, No. 9, pp. 1179-1185 (1995)
- (45) 袈裟丸勝巳・野中作太郎：「集中巻ブラシレス自励形単相同期発電機の有限要素法による特性考察」，電学論 D, Vol. 115, No. 8, pp. 1015-1020 (1995)
- (46) 金東海：「電気学会大学講座 現代電気機器理論」，電気学会出版, pp. 172 (2010)
- (47) 平本健二・中井英雄・山田英治・蓑島紀元・瀬口正弘：「回転電機及びその駆動制御装置」，公開特許公報(A), 特開 2009-112091 (2007)
- (48) K. Hiramoto, H. Nakai, E. Yamada, N. Minoshima and M. Seguchi: "Rotary Electric Machine and Driving Controller for Rotary Electric Machine", US20100259136 (Published in 2010)
- (49) 平本健二・中井英雄：「ダイオード整流型磁石フリーモータの提案と原理検証」，H26 年度電気学会全国大会, No. 5-054, pp. 97-98 (2014)
- (50) 平本健二・鈴木博光・中井英雄・山田英治・水谷良治・蓑島紀元：「ダイオード整流型磁石フリーモータの低回転域トルク向上」，H26 年度電気学会全国大会, No.

- 5-055, pp. 98-100 (2014)
- (51) 山田英治・水谷良治・平本健二・中井英雄・蓑島紀元：「回転電機駆動システム」，公開特許公報(A)，特開 2012-170256 (2010)
- (52) 山田英治・水谷良治・知念真太郎・平本健二・中井英雄・蓑島紀元：「回転電機」，公開特許公報(A)，特開 2012-222941 (2010)
- (53) 平本健二・中井英雄・鈴木博光・加納裕子・水谷良治・山田英治・蓑島紀元：「ダイオード整流型磁石フリーモータの誘導メカニズム」，電気学会 モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料，MD-14-89, RM-14-52, VT-14-24 (2014)
- (54) 山田英治・洪遠齡・岡村賢樹・水谷良治・平本健二・鈴木博光・中井英雄：「ダイオード整流型磁石フリーモータのパルス電流重畳時の電流ピーク抑制方法の検討」，H26 年度電気学会産業応用部門大会，3-25，pp. III-183-186 (2014)
- (55) 平本健二・中井英雄・山田英治・水谷良治：「ダイオード整流型磁石フリーモータの駆動モータへの適用」，H26 年度電気学会産業応用部門大会，3-26，pp. III-187-192 (2014)
- (56) G. Dajaku and D. Gerling: “New Self-Excited Synchronous Machine with Tooth Concentrated Winding”, *3rd International Electric Drives Production Conference 2013 (EDPC-2013)*, 29-30. Oct 2013, Erlangen-Nurnberg, Germany.
- (57) 梨木政行・道木慎二：「ロータ界磁巻線への非接触給電機能を持つモータの提案と原理検証」，H27 年度電気学会全国大会，5-036，pp. 66-67 (2015)
- (58) 安部貴志・大場亮平・高瀬慎也・樋口剛：「クロール型半波整流可変界磁モータの試作」，電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料，MD-14-88, RM-14-51, VT-14-23 (2014)
- (59) 深見正・宮本隆太郎・宮本紀男：「異極磁界を重畳した回転機の径方向電磁力に関する考察」，電学論 D，Vol. 114, No. 12, pp. 1304-1305 (1994)

第3章

ラジアルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ

3.1 緒言

磁石フリーモータの可能性として、2章では巻線界磁形同期モータのブラシレス化の技術について述べた。ブラシレス巻線界磁形モータとしては、前章で述べたとおり、ロータ巻線にダイオード整流回路を施した自励式同期モータが一般的である。過去の検討では三相タイプの代表的なものとしてロータ巻線をダイオード短絡した半波整流回路構成とし、固定子に励磁巻線等を設けて固定子回転磁界に静止磁界あるいは空間高調波回転磁界を重畳する方式や、ロータ側巻線回路結線の工夫として高調波巻線と呼ばれる誘導起電力を発生されるロータ巻線と界磁極形成するためのロータ界磁巻線をダイオードブリッジで接続した全波整流回路構成、または故意に三相不平衡にし、このとき発生する逆相分回転磁界を利用する方式などが提案されている。いずれもファラデーの法則に基づき、ロータ回転周波数に非同期の回転磁界がロータ巻線に鎖交することで誘導起電力を発生させ、界磁エネルギー源として活用しており、分布巻構造でギャップ起磁力が正弦波状分布になるモータに対して、ステータに補助巻線を設けてギャップ起磁力に非同期回転磁界を重畳させたり、電機子電流に高調波電流を重畳させてギャップ起磁力に非同期回転磁界を発生させていた。

一方、近年、平本らにより集中巻ステータにおいて、構造的に不可避で発生する第2次空間高調波に着目し、その磁束変動を利用してロータ上に電流を誘導することで電磁石を形成する方法が提案されている^{(1)~(7)}。これは文献(8)~(10)で深見らが分布巻ステータで電機子巻線構造を工夫することで故意に第2次空間高調波を発生させていたのに対して、集中巻ステータを用いることで構造の簡素化を図っている。ロータ構造については、文献(11)で野中らが提案している三相自励式同期モータと同じ構造でロータ突極にコイルを巻き隣り合うコイル

はそれぞれダイオード結線が逆向きになるように接続された構造である。平本らが提案するモータの特長として、ステータ側に補助電機子巻線が必要なく、ロータ巻線構造もシンプルでありながら従来と遜色ない自励が可能であり、優位性が高い。しかし、図 3-1 に示すように突極に集中巻した巻線をダイオードで結線し、隣り合う極ごとにダイオードの向きを逆に行っている構造のため、 d 軸（ロータ突極部）に鎖交する高調波磁束のみを界磁エネルギー源として利用しており、 q 軸（ロータ突極間）に鎖交する高調波漏れ磁束の利用が出来ない構造であった。さらに、1つのコイルでみれば半波整流回路構造のため、ロータ界磁エネルギーに対してロータ自励量が小さく有効的に空間高調波を活用できていない。加えて、詳しくは 3.2 節で述べるが、空間高調波により発生する起電力に対してロータコイルに逆相の誘導起電力が発生し、その逆起電力の大きさによっては十分なロータ起電力を自励できない懸念がある。また半波整流のため、界磁電流リップルが大きくトルクリプル増加やロータ電流振幅が増大し、ロータ銅損が増加するという欠点もあった。

それらの課題に対して、文献(12)～(13)で平本らは図 3-2 に示すように全波整流回路結線した改良モデルを提案した。ロータコイルは、誘導起電力を発生させるための誘導コイルと電磁石を形成するための界磁コイルに 2 分割化し、中性点クランプ形の全波整流回路結線をすることで界磁電流リップルの低減が可能となり、トルクリプルも従来モデルより抑えることができる。さらにロータ電流振幅の低減が可能となり、ロータ銅損も抑えることができる。しかし、界磁極を形成する突極部分にのみ誘導起電力を生じさせる誘導コイルを巻いているため、ステータ側から発生した空間高調波とロータ誘導起電力が磁氣的に干渉する。特に空間高調波振幅が低く、ロータ回転速度が低い条件下では空間高調波が誘導コイルに鎖交することで発生する誘導起電力波形が小さいため、誘導コイルで発生する逆相の起電力によって誘導電流が歪み、界磁電流リップルの増加と振幅が低くなってしまうという課題がある。さらに前章で述べたように集中巻ステータ構造で不可避に発生する第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として活用する場合、第 2 次空間高調波のステータとロータ間の相互インダクタンスがロータ磁化量を増加させる上で特に重要となる。

本章では、上記の課題に対して文献(1)～(7), (12), (13)で検討されている自己励磁技術と基本原理を同じくし、文献(8)～(10)の回転子巻線の多相化の考え方を適用して q 軸に補助巻線を備えた補極を設けてロータ巻線回路を変更することで d

軸と q 軸に重畳する空間高調波磁束を効率的に界磁エネルギーに利用することができる補極付自励式巻線界磁形同期モータ（磁石フリーモータ）について提案する。図 3-3 に提案するモータを示す。最初に第 2 章で説明した集中巻ステータ構造で発生する静止座標における第 2 次空間高調波（同期回転座標系における第 3 次時間高調波）を界磁エネルギー源とした補極付自励式巻線界磁形同期モータのロータ巻線回路構成について述べる。次に補極有無における性能改善効果を電磁界解析により確認する。さらに補極有無の原理検証機をそれぞれ試作し、可変速トルク特性、効率、トルクリプル、ロータ電流を実験的に比較検討し、提案する補極付自励式巻線界磁形同期モータの優位性を検証する。加えて、同じコアサイズで試作した分布巻 IPMSM とトルク、効率を比較し、提案するモータの優位性と今後の課題について述べる。

3.2 補極による磁気干渉低減効果

本節ではロータ回転周波数と非同期で変動する磁束（空間高調波）がロータ巻線に鎖交することで発生する誘導起電力とその磁束変動の変化を妨げるようにロータ巻線で発生する誘導起電力の関係が自励にどのような影響を及ぼすのかについて説明する。

3.2.1 補極なし半波整流回路の場合

まず、基本的な図 3-1 のモデルをベースに考察する。電機子磁束に重畳している空間高調波がロータ突極に巻かれた誘導コイルに鎖交することで空間高調波に対して、時定数で決まる遅れ位相で誘導電流が流れて磁気干渉が生ずる。図 3-1 の 1 つの突極に空間高調波磁束 d 軸成分 Ψ_{sd} が鎖交したときのダイオード導通期間の誘導起電力 V_{rd} は(3-1)で表すことができる。

$$V_{rd}(t) = V_{rd} \sin \omega t = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3-1)$$

ここで、 R はロータコイルの巻線抵抗値、 i はロータ電流、 L はロータコイルの自己インダクタンス、 ω は電氣的な空間高調波の角速度である。 V_{rd} は正弦波分布であると近似する。 L は簡単化のため定数としている。(3-1)をラプラス変換すると(3-2)で表すことができる。

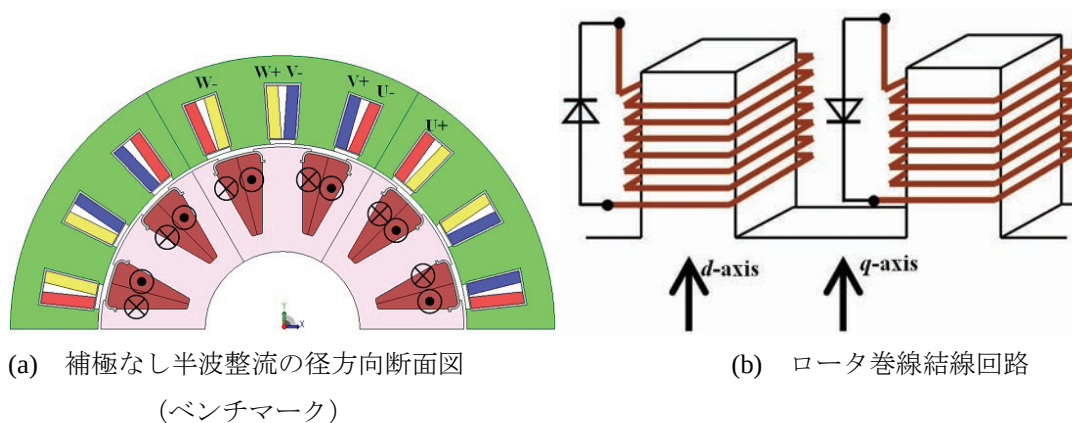


図 3-1 補極なし半波整流のベンチマークモデル

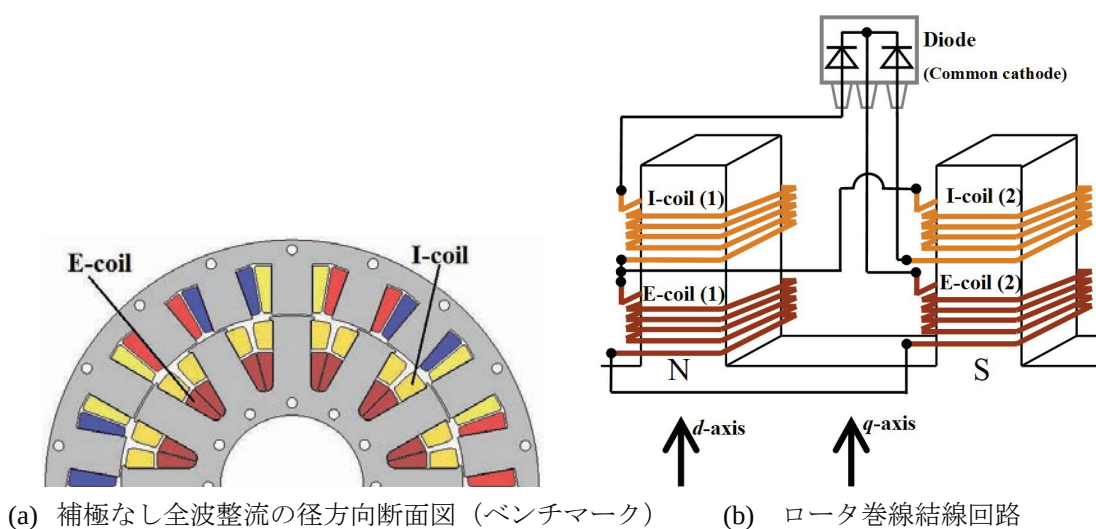


図 3-2 補極なし全波整流のベンチマークモデル

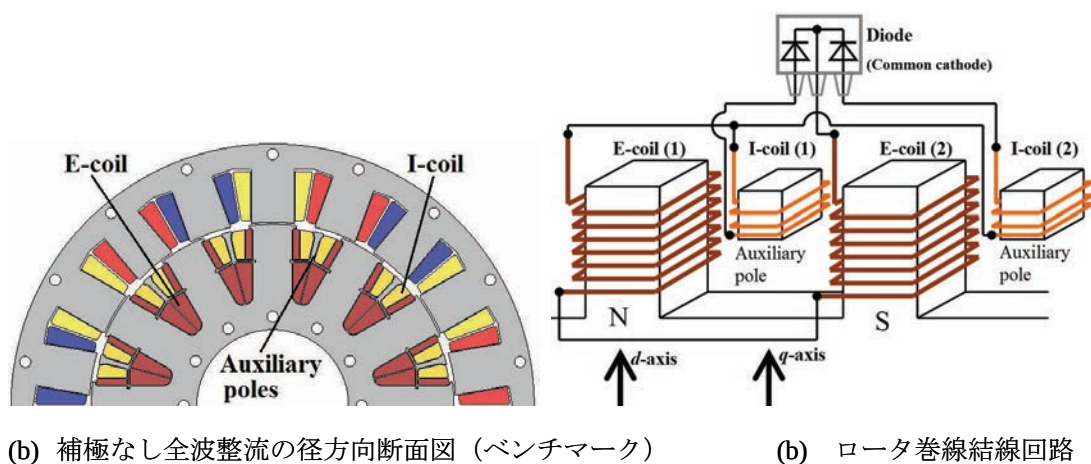


図 3-3 補極付全波整流の提案モデル

$$V_{rd} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = RI(s) + L[sI(s) - i(0)] \quad (3-2)$$

ここで、半波整流の場合、不連続通電となるため電流初期値 $i(0) = 0$ である。よって、(3-2)を(3-3)のように変形し変数比較法により、(3-4)を求めることで(3-5)のように表すことができる。

$$I = \frac{\omega V_{rd}}{(R + sL)(s^2 + \omega^2)} = \omega V_{rd} \left[\frac{a}{R + sL} + \frac{bs + c}{s^2 + \omega^2} \right] \quad (3-3)$$

$$\begin{cases} a = \frac{L^2}{\omega^2 L^2 + R^2} \\ b = \frac{-L}{\omega^2 L^2 + R^2} \\ c = \frac{R^2}{\omega^2 L^2 + R^2} \end{cases} \quad (3-4)$$

$$\begin{aligned} I &= V_{rd} \left[\frac{\omega L}{\omega^2 L^2 + R^2} \frac{1}{\frac{R}{L} + s} + \frac{R}{\omega^2 L^2 + R^2} \frac{-\frac{\omega L}{R}s + \omega}{s^2 + \omega^2} \right] \\ &= V_{rd} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \left[\frac{\frac{\omega L}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \frac{1}{\frac{R}{L} + s}}{+ \frac{-\frac{\omega L}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}s + \omega}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \frac{R}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}} \frac{1}{s^2 + \omega^2} \right] \end{aligned} \quad (3-5)$$

ここで、(3-6)のようにおくと(3-5)は(3-7)のように整理できる。

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \quad \cos \theta = \frac{R}{Z}, \quad \sin \theta = \frac{\omega L}{Z}, \quad \tau = \frac{L}{R} \quad (3-6)$$

$$I = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \frac{1}{\frac{1}{\tau} + s} + \frac{-s \sin \theta + \omega \cos \theta}{s^2 + \omega^2} \right] \quad (3-7)$$

よって、逆ラプラス変換すると(3-8)となる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} + \sin(\omega t - \theta) \right] \quad (3-8)$$

(3-8)から集中巻ステータによって発生する空間高調波がロータコイルに鎖交することで誘導起電力が発生し、ロータの電氣的時定数による遅れ角で誘導電流が発生する。その誘導起電力は磁束の時間変動を打ち消すような位相の逆相の誘導起電力としてロータコイルに発生し、その差分の起電力によってロータコイルのロータ巻線銅損を補い、余剰分でロータ界磁極が自励で形成される。

3.2.2 補極なし全波整流回路の場合

図 3-2 に示すように誘導コイルと界磁コイルが全波整流回路結線されたモデルを考える。ダイオード導通期間における電圧方程式は半波整流の場合と同様に考えることができ、(3-1)となる。(3-2)のようにラプラス変換したときに、全波整流の場合、連続通電となり電流初期値 $i(0)=I_{dc}$ のため、(3-9)、(3-10)のようになる。

$$V_{rd} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = I(R + sL) - LI_{dc} \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} I &= \frac{\omega V_{rd}}{(R + sL)(s^2 + \omega^2)} + \frac{LI_{dc}}{R + sL} \\ &= \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \frac{1}{\frac{1}{\tau} + s} + \frac{-s \sin \theta + \omega \cos \theta}{s^2 + \omega^2} \right] + \frac{I_{dc}}{\frac{1}{\tau} + s} \end{aligned} \quad (3-10)$$

よって、逆ラプラス変換すると(3-11)となる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} + \sin(\omega t - \theta) \right] + I_{dc} \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} \quad (3-11)$$

ここで、 $i_{dc}(\omega t = \pi) = I_{dc}$ の連続性より、初期値は(3-12)のように求まるため、ロータ電流は(3-13)のように整理することができる。

$$\begin{aligned}
 i_{dc}(\pi) &= I_{dc} = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \cdot e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi} + \sin(\pi - \theta) \right] + I_{dc} \cdot e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi} \\
 &= \frac{V_{rd}}{Z} \sin \theta \cdot \frac{1 + e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi}}{1 - e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi}}
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \sin \theta \cdot \left\{ 1 + \frac{1 + e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi}}{1 - e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi}} \right\} e^{\frac{-1}{\tau}t} \right] \\
 &= \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \sin \theta \cdot \frac{2}{1 - e^{\frac{-1}{\omega\tau}\pi}} \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} \right]
 \end{aligned} \tag{3-13}$$

3.2.3 補極あり全波整流回路の場合

図 3-3 に示すように誘導コイルと界磁コイルが全波整流回路結線されたモデルを考える。補極を有することで d 軸に加えて q 軸でも誘導起電力が発生する。図 3-3(b)に示すように d 軸に巻かれたコイルと q 軸に巻かれたコイルは全波整流回路結線されるため界磁エネルギー源として活用される。さらに図 3-4(a)に示すロータコイルにおいて図 3-4(b)に示すように補極に巻かれたコイル (I-coil) に q 軸高調波磁束が鎖交することで発生する誘導起電力は d 軸高調波磁束による誘導起電力に対して電気角で 180 deg の位相差となる。すなわち、ダイオード導通期間における電圧方程式は(3-14)となる。

$$V_{rd}(t) + V_{rq}(t) = V_{rd} \sin \omega t + V_{rq} \sin(\omega t - \pi) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \tag{3-14}$$

前述の補極なしモデルの場合と同様に考えるとロータ電流 $i(t)$ は(3-15)のようになる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \sin \theta \cdot \frac{2}{1 - e^{\frac{-1}{\omega\tau}}} \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} \right] - \frac{V_{rq}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \sin \theta \cdot \frac{2}{1 - e^{\frac{-1}{\omega\tau}}} \cdot e^{\frac{-1}{\tau}t} \right] \quad (3-15)$$

3.2.4 机上計算

次に机上計算にて前述の 3 モデル（半波整流、全波整流補極なし、全波整流補極あり）のロータ電流および高調波磁束がロータコイルに鎖交することで発生する誘導起電力とロータコイルで発生するインダクタ電圧の関係を比較する。Table 3-1 に示すモータパラメータにて机上計算を行った。基本的なモータパラメータは後述する試作機に準じている。 V_{rd} や V_{rq} の振幅は適当な数値で設定しており、ここでは 3 モデルの相対比較を重視する。補極コアが磁気遮蔽された構造のため d 軸に対して q 軸の透磁率を 30 %とした場合の数値で設定している。さらに、図 3-4(b)に示すように d 軸と q 軸の誘導起電力の位相差が電気角で 180 deg であり、図 3-3(b)に示すように結線されているため、負電圧値となっている。インダクタンス値について、半波整流モデルを基準に考えている。インダクタンスはコイルターン数の 2 乗に比例するため、半波整流が 10 mH に対して、全波整流補極なしモデルは I-coil（突極間に配置した補極に巻いたロータコイル）が $(\frac{85}{177})^2$ 倍（0.23 倍）、E-coil（突極に巻いたロータコイル）が $(\frac{92}{177})^2$ 倍（0.27 倍）としている。全波整流補極ありモデルも同様に求めている。図 3-5 に机上計算により求めたロータコイルに空間高調波が鎖交することで発生する誘導起電力とロータ電流波形を示し、図 3-6 に 3 モデルのロータ電流を比較した結果を示す。なお、図 3-5 において 3 モデルとも突極もしくは補極に巻かれた I-coil にのみ流れる電流を図示しており、実際は図 3-6 に示すようにダイオード非導通期間は図 3-1～図 3-3 より隣のロータコイルに誘導電流が流れている。図 3-6 より、補極を設けて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用することでロータ電流が増加し、電磁石トルクの向上が可能であることが分かる。図 3-5 より(3-1)の右辺第二項で表されるようなロータコイルのインダクタ電圧と空間高調波がロータに鎖交することで発生する誘導起電力の位相関係を考察すると、ロータ誘導電流の振幅が最大となる点以降、インダクタ電圧が負になる。このとき空間高

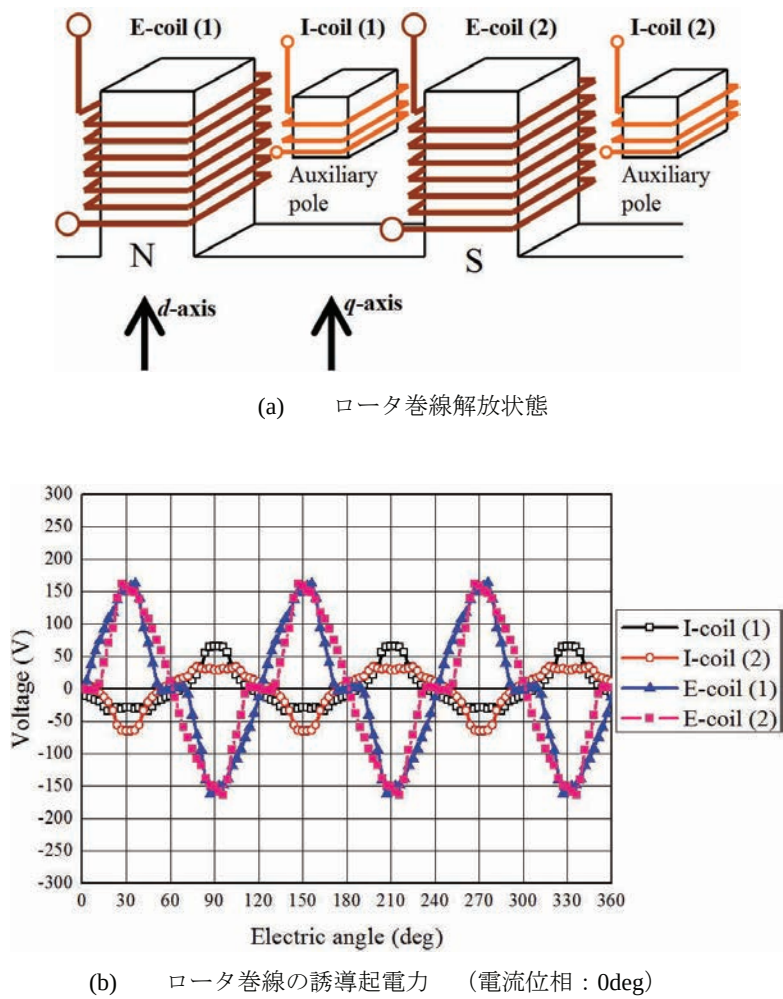


図 3-4 提案モデルのロータ巻線開放状態と各コイルの誘導起電力波形

Table 3-1. モータパラメータ

Description	Unit	Half-bridge	Full-bridge without A.P.	Full-bridge with A.P.
V_{rd}	V	20	9.60	13.8
V_{rq}	V	0	0	-1.80
L	mH	10	5	5.6
R	Ω	1.75	1.75	1.64
N	r/min	500		
ω	rad/s	314.2		
Z	Ω	3.60	2.35	2.41
θ	deg	60.9	41.9	47.2
N_I (I-coil)	Turn	177	85	53
N_E (E-coil)	Turn		92	122
F (fundamental frequency)	Hz	50		

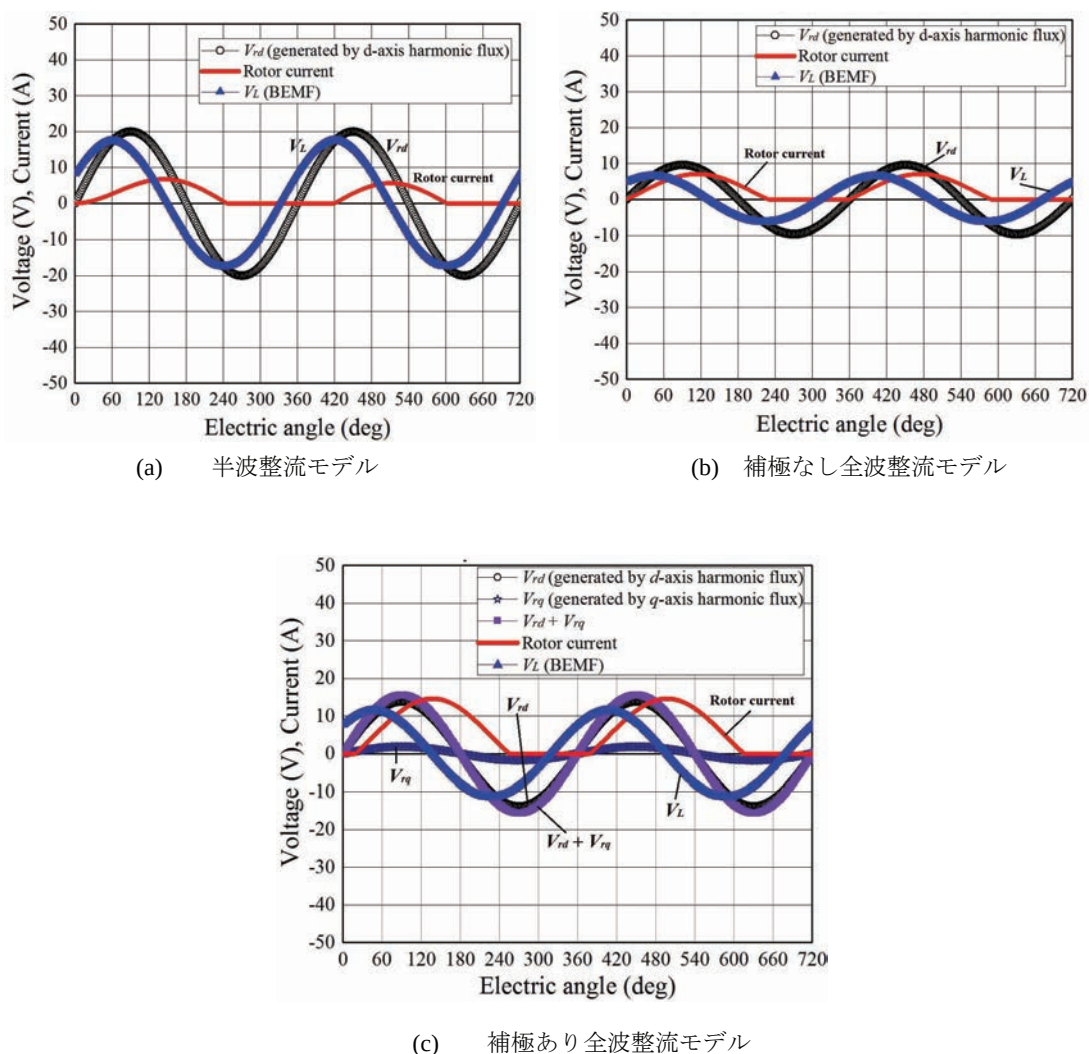


図 3-5 数学モデルによるロータ電流とインダクタ電圧の机上計算結果

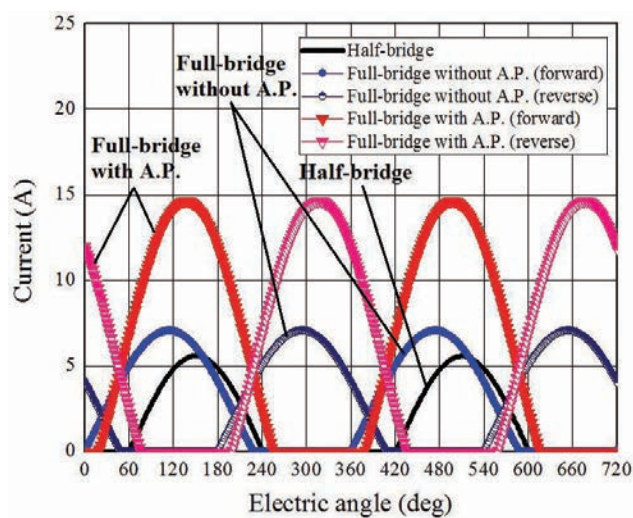


図 3-6 3モデルのロータ電流比較

調波がロータコイルに鎖交することで発生する d 軸誘導起電力に対して逆相となり、磁気干渉が発生することを意味する。今回は簡単化のため、インダクタンス一定の近似条件で述べているが、実際はインダクタンスが二重突極構造に起因したパーミアンス分布と起電力の位相関係による磁気干渉によって変化する。半波整流モデルの場合、高調波磁束により発生する誘導起電力から得ることができるロータ起磁力が低いいため、ロータ巻線ターン数で稼ぐ必要があり且つ、誘導コイルと界磁コイルを共通化しているため磁気干渉によりインダクタンスが変化し、ロータ電流が減少することが考えられる。一方、全波整流モデルでは誘導コイルと界磁コイルにロータ起磁力配分を調整しているため半波整流モデルよりも磁気干渉を低減することができる。しかし、補極を有さない場合、 d 軸高調波磁束のみを界磁エネルギー源に利用しているため、ロータ起磁力が磁気干渉や電流位相角による影響を受けやすい。一方、 q 軸に誘導コイルを巻いた補極を備えることで q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用できる。 d 軸と q 軸に分散させることで d 軸での磁気干渉を低減できる。さらに二重突極構造のため、リラクタンストルクを活用するために電流位相を進角させた場合でも d 軸だけでなく q 軸でも界磁エネルギーを得ることができるのでロータ電流の低下を防ぐことができる。これは補極により、 d 軸高調波の相互インダクタンスと q 軸高調波の相互インダクタンスが向上することを意味している。すなわち、提案モデルは補極を設けてロータ誘導起電力バランスを d 軸と q 軸に分散化させることで空間高調波からロータ界磁極の自励する両をベンチマークの2モデルよりも増やすことができる。

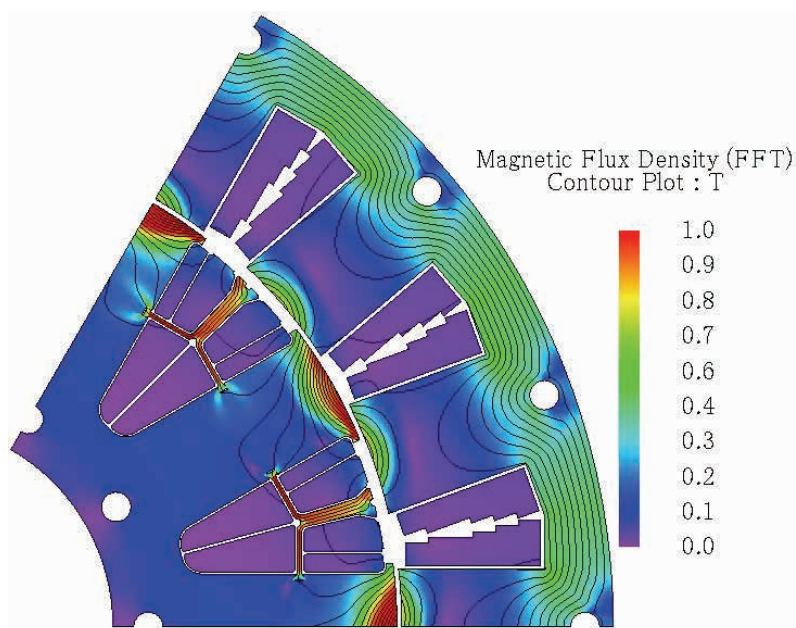
3.3 ロータ巻線回路構成

図 3-4(a)の各コイルに発生する誘導起電力波形は、電流位相 0 deg (d 軸基準)のとき図 3-4(b)に示す通りとなる。このとき図 3-7(a)に示すように静止座標系における第 2 次空間高調波（基本波同期回転座標系における第 3 次時間高調波）はステータティースとロータティースの先端を横切るような磁路となる。一方、補極には直交して鎖交する。このような磁路を形成する第 2 次空間高調波分布は第 2 章で述べたように基本波回転磁界に対して逆相で 2 倍周波数の回転磁界となる。電流位相 0 deg のときは I-coil と E-coil とともに比較的正弦波に近い誘導起電力が発生している。参考に図 3-7(b)に第 6 次時間高調波の磁束分布を示す。同図より、第 6 次時間高調波はロータティース表面に若干鎖交するような磁路

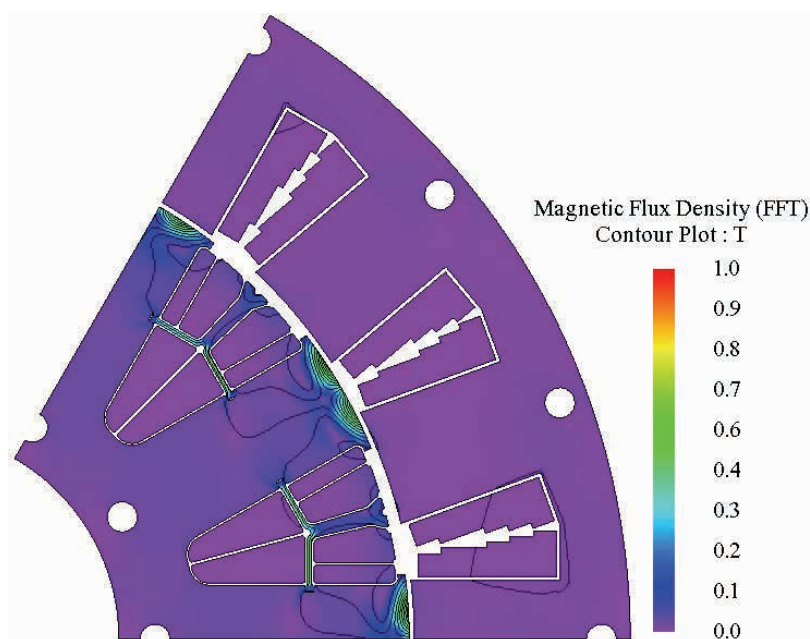
となっている。

次に整流回路構成について、E-coil は電磁石の役割も兼ねるために互いに逆向き方向に結線し、E-coil と I-coil がお互いのコイル間で磁気干渉しないよう誘導起電力位相を考慮して図 3-3(b) のように全波整流回路結線する。これにより I-coil に鎖交する q 軸第 3 次時間高調波と E-coil に鎖交する d 軸第 3 次時間高調波を界磁エネルギー源として活用することができる。次に、図 3-8(a) に電流位相を進角 (70 deg) させたときのロータ巻線開放時における各ロータコイルの誘導起電力波形を示し、図 3-8(b) と (c) に第 3 次時間高調波と第 6 次時間高調波の磁束密度分布を示す。図 3-4(a) と図 3-8(a) を比較すると、電流位相を進角させた場合、すなわち q 軸電流が増加すると I-coil の誘導起電力に重畳する第 6 次時間高調波は若干増加するが、第 3 次時間高調波は依然として大きい。一方、E-coil の誘導起電力は第 3 次時間高調波よりも第 6 次時間高調波の重畳量が増加している。図 3-7(c) と図 3-8(c) の第 6 次時間高調波を比較すると、電流位相が 0 deg のときは第 6 次時間高調波がロータティースの先端にだけ鎖交しているのに対して電流位相角が 70 deg のときはロータティースに深く鎖交していることが確認できる。この結果、高調波磁束の振幅は第 3 次よりも第 6 次のほうが小さいが、第 6 次は周波数が高いため電流位相が 70 deg のときは突極に巻かれた誘導起電力に重畳する第 6 次時間高調波が増加している。その結果、図 3-3(c) の整流回路により E-coil の誘導起電力は半波整流波形に近くなり、大きく脈動するが I-coil の誘導起電力により電圧脈動を低減することができる。すなわち、補極により q 軸高調波磁束も界磁に活用することができる。

今回のような巻線回路構成の場合、第 6 次時間高調波の磁路とロータ巻線ピッチが一致しないため、界磁エネルギー源として活用できていない。しかし、第 6 次時間高調波の磁路とロータ巻線ピッチが合うように第 3 次時間高調波用の誘導コイルと第 6 次時間高調波用の誘導コイルの 2 種類のコイルを用いて逆相関係にならないように結線して整流回路にて合算すれば第 6 次時間高調波も界磁エネルギー源として活用できる。この場合、第 6 次時間高調波用の誘導コイルの巻線ピッチが短くなるため、ロータ突極磁路が狭まり磁気飽和し易くなる。ロータ外径が大径で磁極幅に余裕がある場合は有効であるが、今回のロータ外径の場合、突極 (d 軸) インダクタンス低下による性能低下のほうが大きいため、第 3 次時間高調波のみを界磁エネルギー源として活用している。

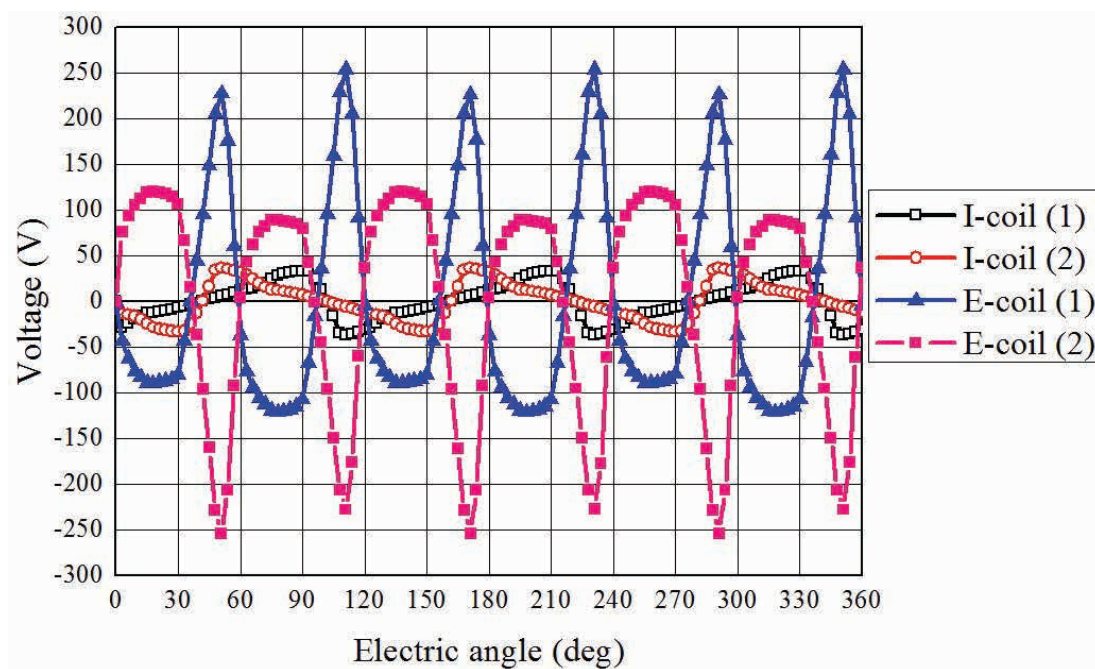


(a) 第3次時間高調波磁束密度と磁束線図 (電流位相 : 0deg)

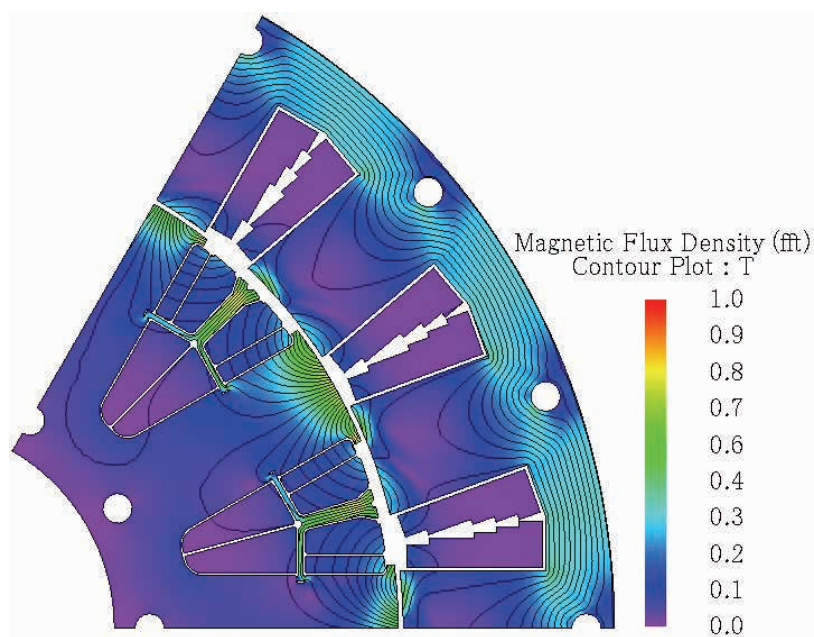


(b) 第6次時間高調波磁束密度と磁束線図 (電流位相 : 0deg)

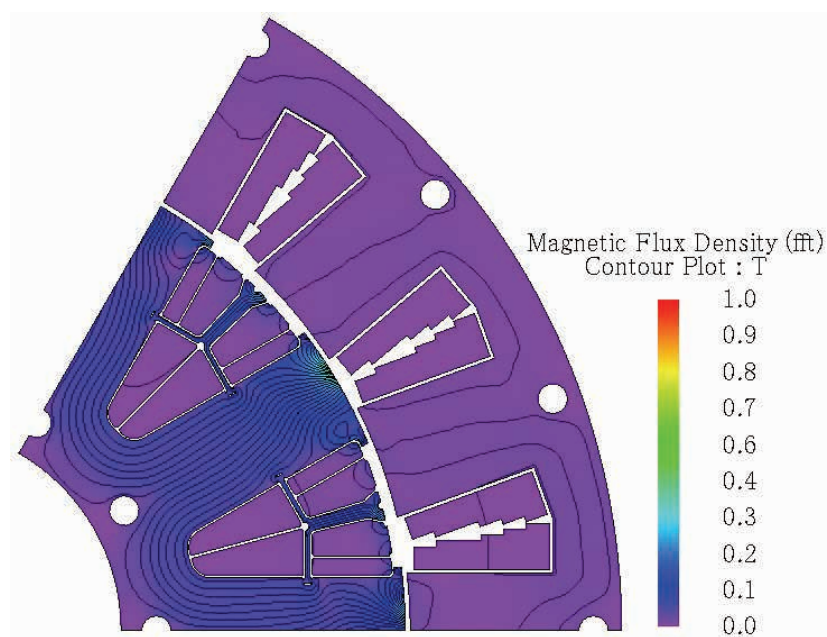
図 3-7 モータ回転速度 1000 r/min, 電機子起磁力 1686ArmsT, 電流位相 0 deg における高調波磁束密度分布



(a) ロータ巻線の誘導起電力 (電流位相 : 70deg)



(b) 第3次時間高調波磁束密度と磁束線図 (電流位相 : 70deg)



(c) 第6次時間高調波磁束密度と磁束線図 (電流位相: 70deg)

図 3-8 モータ回転速度 1000 r/min, 電機子起磁力 1686 ArmsT, 電流位相 70 deg におけるロータ巻線誘導起電力と高調波磁束密度分布

3.4 電磁界解析による全波整流回路結線効果の確認

図 3-3 に示す提案モータの優位性を電磁界解析により比較する。まずは図 3-1 に示す従来技術（半波整流回路結線）に対して、全波整流回路結線することによる可変速トルク特性の性能差を比較する。従来技術に対する運転性能の差を明確にするため、図 3-9 に示すモデルを設計し、Table 3-2 のモータ諸元にて同じコアサイズ且つ励磁条件で文献(3)のモータ（ベンチマークモデル 1）をモデリングした。なお、文献(3)のロータティース幅やステータ諸元が未開示のため、ステータ及びエアギャップ長を共通とし、さらにロータ突極幅は図 3-9(a)と共通とし、I-pole を取り除いた。ロータ巻線の占積率は提案モータと同等となるように I-pole を除いたスペースに巻線を配置した。この結果、1 極あたり 87 ターン巻いている。なお、提案モータは Table 3-2 に示すように I-pole コイルと E-pole コイルあわせて 1 極あたり 75 ターン巻いている。電磁界解析はモータ制御に起因して発生する時間高調波を考慮せずに純正弦波電流源で解析を行った。損失については電機子巻線及びロータ巻線で発生する銅損、ステータならびに回転子の鉄損そしてダイオードによる損失が予想されるが、今回はステータとロータの銅損のみを考慮している。鉄損については解析精度向上の検討も踏まえ今後の課題とする。

図 3-10 に電磁界解析により得られた第 3 次時間高調波磁束の磁束線図と磁束ベクトルを示す。同図に示すように、数式上で比較すると第 3 次空間高調波の磁路に差異が生じないが実際はステータティース幅とロータ突極幅または I-pole の幅との組み合わせによって変わり、 d 軸（ロータ突極部）では第 3 次高調波がロータ突極部を横切る磁路が形成される。ロータ突極部を狭めた設計をすれば第 3 次時間高調波が突極部先端で短絡磁路を形成することを軽減できるが、ロータ突極部には E-pole 巻線が巻かれており電磁石極の役割を果たしているため幅を狭めてしまうとトルク発生面の減少および磁気飽和によりトルクが低下する。一方、 q 軸（突極間）では短絡的ではなく I-pole に対して直交して第 3 次高調波の磁路が変化する。

図 3-11 に電磁界解析により計算したベンチマークモデル 1 の中負荷（電機子起磁力 $565.6 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ ）時と最大負荷時（電機子起磁力 $1046.4 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ ）の電流位相—トルク特性（定常状態の平均トルク）を示す。同図においてリラクタンストルクの分離は下記の手順で行った。

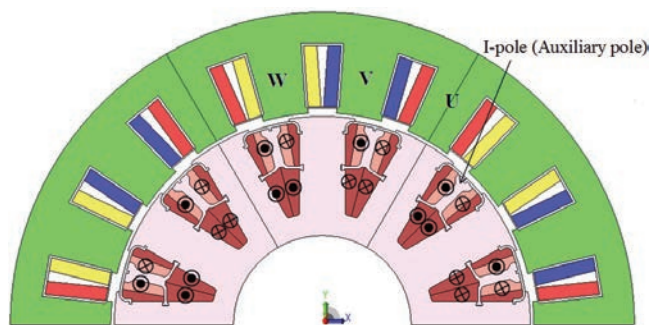
- (1) ロータ巻線を開放した状態で電流位相 45 deg にてリラクタンストルクを計

算する。

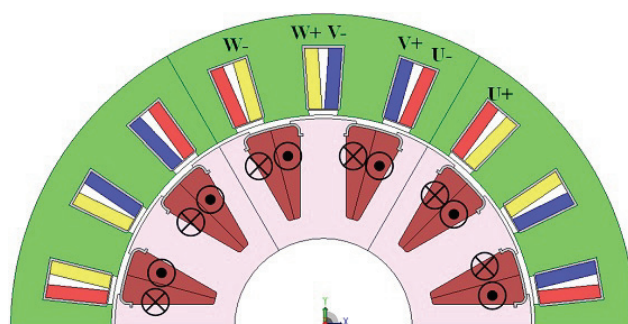
- (2) 電流位相 45 deg の平均トルクを振幅として $\sin 2\delta$ 関数で電流位相－トルク特性を算出してリラクタンストルクの電流位相特性を求める。
- (3) ロータ巻線を接続した状態で電流位相－総合トルク特性を計算し、総合トルクと上記のリラクタンストルクの差を求めることで電磁石トルクとなる。

同様に図 3-12 に電磁界解析により計算した提案モータの中負荷（電機子起磁力 565.6 A_{rms}T）時と最大負荷時（電機子起磁力 1046.4 A_{rms}T）の電流位相－トルク特性（定常状態の平均トルク）を示す。図 3-11 と図 3-12 の比較から、提案モータは補極を設けることで突極比が低下しリラクタンストルクは減少するものの、電磁石トルクが増加し、総合出力トルクとしては向上していることが確認できる。特に中負荷時の電機子電流が低い範囲において、リラクタンストルクが低いため電磁石トルクの向上による高トルク密度化の効果は大きい。さらに図 3-13 に示すように提案モータは半波整流回路結線の従来技術に対してトルクリプルを大幅に低減できる。これは図 3-14 に示す界磁電流のリプル差に起因すると考えられる。半波整流回路結線の従来技術は正相と逆相の界磁電流切り替わりタイミングで大きなリプルが発生するのに対して、提案モータは正相と逆相の誘導電流の和が E-pole に流れて界磁極を形成するため界磁電流リプルを低減できている。

図 3-11 と図 3-12 より自励による界磁量が回転速度に依存して変化することでロータの磁化量の変動し、自励式電磁石トルクがモータ駆動周波数に依存して増減することを確認できる。リラクタンストルクと電磁石トルクの比率が変化するため、モータ駆動周波数に依存して MTPA 点もシフトする。従来技術と提案モータの可変速特性においては電磁石トルクの向上によりモータ駆動周波数の増加とともに効果がより顕著になることを確認できる。一方、過渡特性についてモータ駆動周波数に依存してロータが磁化して定常状態に推移するまでの時間が変化する。これはロータ自己インダクタンスが磁束密度だけでなく駆動周波数の関数にもなることによる。特に d 軸ロータインダクタンスはロータ突極部の磁氣的状態に依存するため、回転速度の増加とともにロータの磁化量が増加し、磁気飽和の影響が現れてくる。 q 軸ロータインダクタンスは磁氣的に遮蔽された磁気回路で決定されるため、 d 軸ほど大きな変化が見られない。



(a) 提案モータ（補極あり全波整流回路結線）

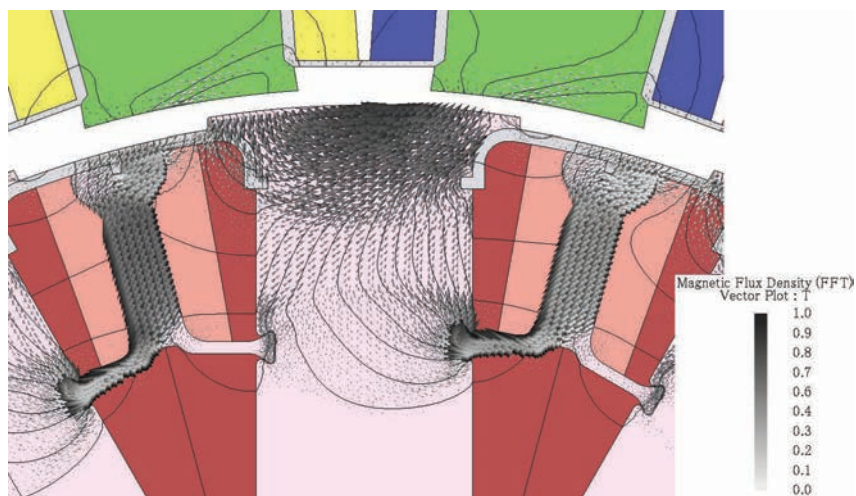


(b) ベンチマークモデル1（補極なし半波整流回路結線）

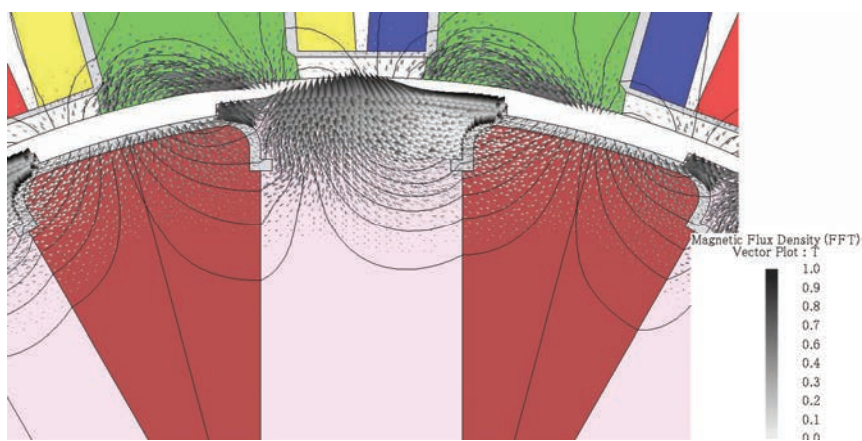
図 3-9 電磁解析による性能比較用モデル（径方向断面図）

Table 3-2. モータ諸元

Number of rotor poles	12
Number of stator slots	18
Stator outer diameter	123 mm
Rotor diameter	82 mm
Axial length of core	34 mm
Air gap length	0.7 mm
Maximum current	131 A _{rms} (45 s)
Stator winding resistance	32.1 mΩ / phase
Number of stator coil-turn	8
Stator winding connection	6 series
Number of I-pole coil-turn	20
Number of E-pole coil-turn	55
Thickness of iron core steel plate	0.35 mm (35A230)

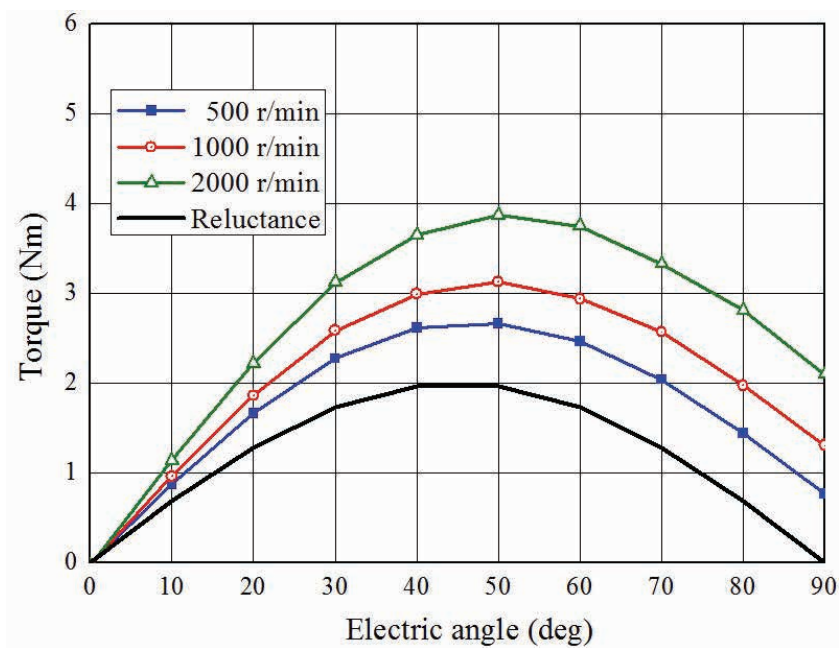


(a) 提案モデル（補極あり）

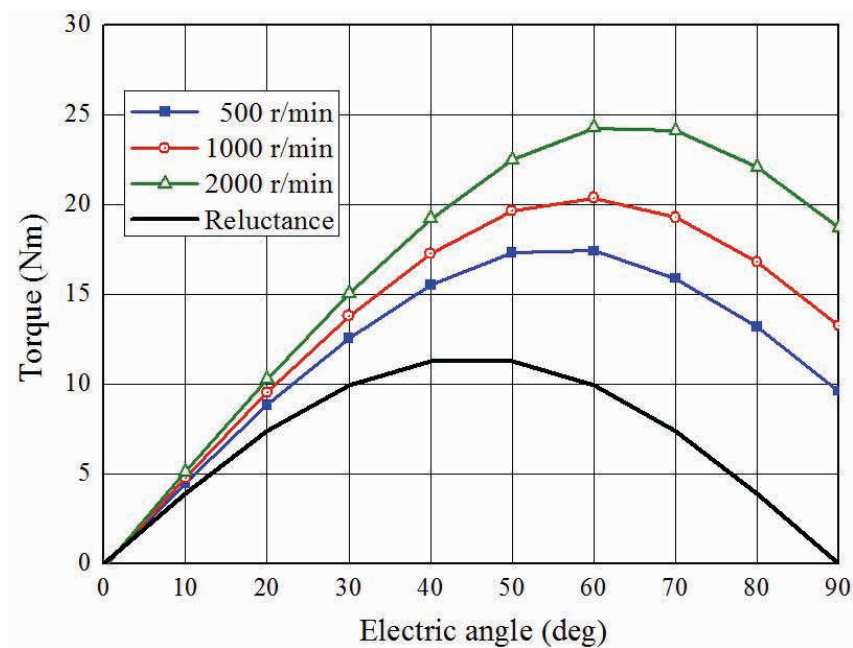


(b) ベンチマークモデル1（補極なし）

図 3-10 第3次時間高調波ベクトルと磁束線図（電磁界解析結果）

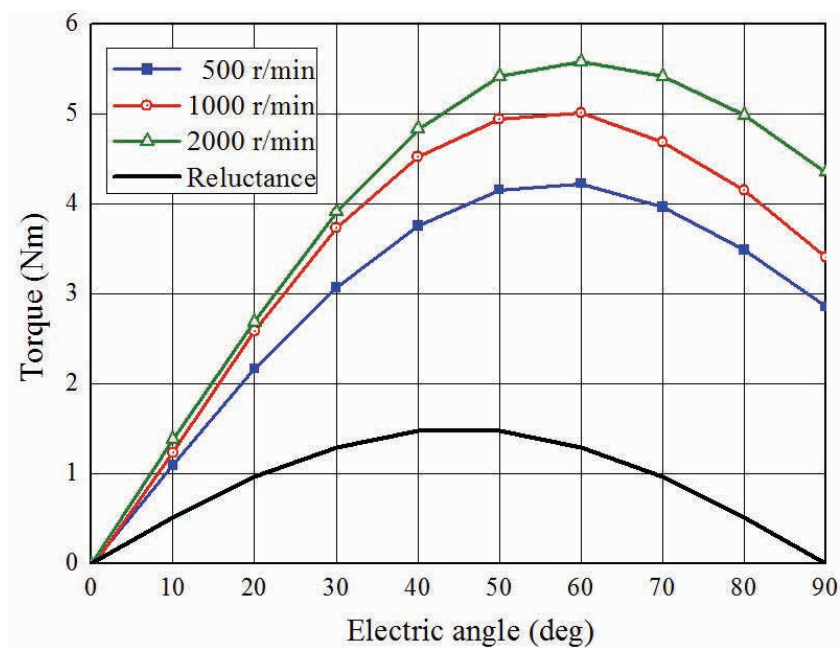


(a) 中負荷（電機子起磁力 565.6 A_{rms}T）

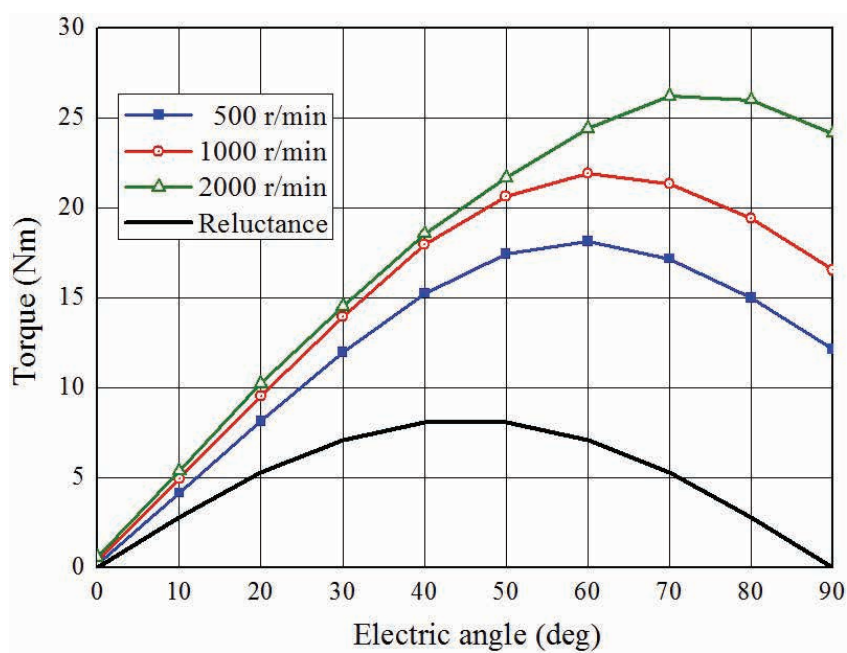


(b) 最大負荷（電機子起磁力 1046.4 A_{rms}T）

図 3-11 ベンチマークモデル 1（補極なし半波整流回路結線）の可変速トルク特性



(a) 中負荷（電機子起磁力 565.6 A_{rms}T）



(b) 最大負荷（電機子起磁力 1046.4 A_{rms}T）

図 3-12 提案モデル（補極あり全波整流回路結線）の可変速トルク特性

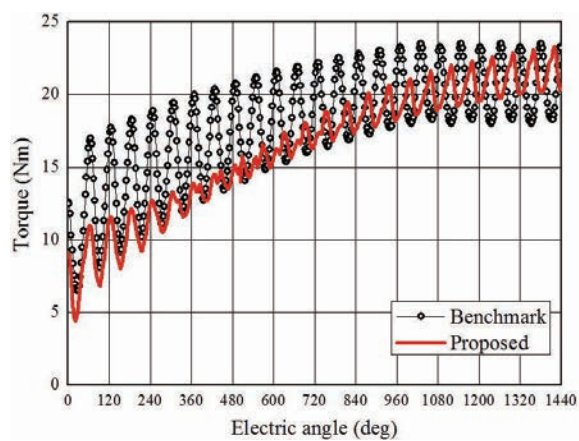
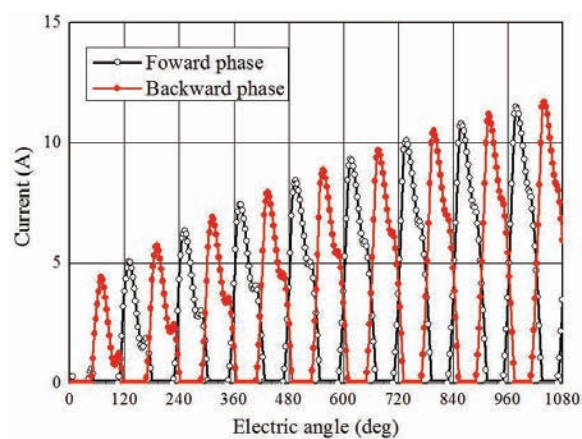
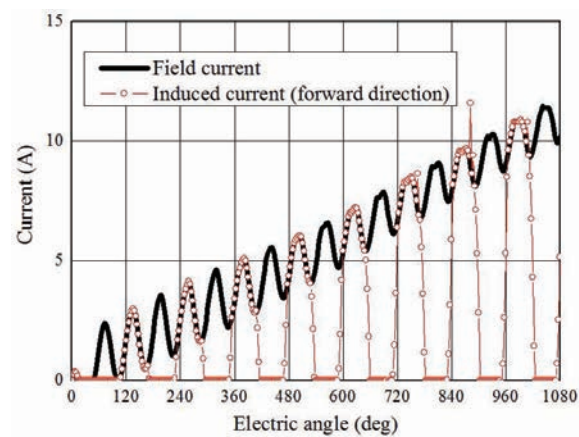


図 3-13 トルク波形 (1000 r/min, 最大負荷 MPTA 点)



(a) ベンチマークモデル 1 (補極なし半波整流回路結線)



(b) 提案モデル (補極あり全波整流回路結線)

図 3-14 ロータ電流波形 (1000 r/min, 最大負荷 MPTA 点)

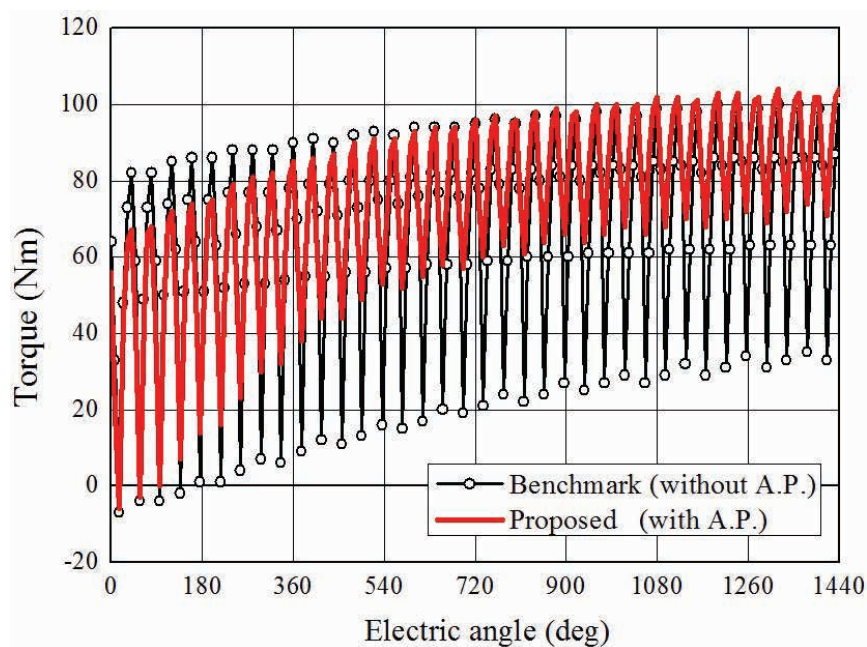
3.5 電磁界解析による補極効果の確認

前節ではベンチマークモデル1（補極なし半波整流回路結線）に対して提案モデル（補極あり全波整流回路結線）の優位性を電磁界解析結果より証明した。本節では文献(13)で提案されている補極なし全波整流回路結線構造(図3-2 参照)に対して図3-3に示す提案モデルの優位性を電磁界解析により比較する。まずは図3-2に示すベンチマークモデル2（補極なし全波整流回路結線）に対して、補極を用いてロータ巻線回路結線構造を変更することによる可変速トルク特性の性能差を比較する。ベンチマークに対する運転性能の差を明確にするため、図3-2(a)と図3-3(a)に示すモデルを設計し、I-poleを有しているか否か以外は全て同じモータ諸元で設計した。Table 3-3にモータ諸元を示す。ロータ巻線の占積率は提案モータと同等となるようにI-poleを除いたスペースに巻線を配置している。前節同様に電磁界解析はモータ制御に起因して発生する時間高調波を考慮せずに純正弦波電流源で解析を行った。損失についても前節と同様にステータとロータの銅損のみを考慮している。

図3-15に一例として電磁界解析により計算した1000 r/min, 電機子起磁力1000 $A_{rms}T$ におけるベンチマーク2と提案モデルのトルク波形の比較を示す。同図より、提案モータはベンチマークに対して大幅にトルク特性が向上していることが確認できる。さらに、トルクリプルも大幅に低減できており、補極を用いてロータ巻線回路結線構造を変更することでトルク特性を改善できる。

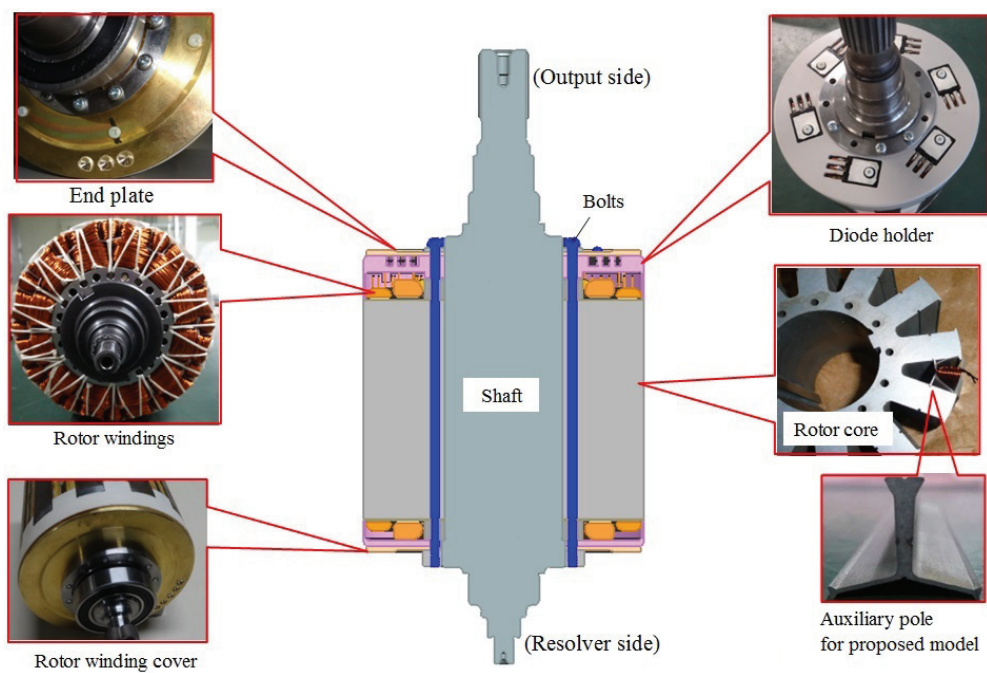
Table 3-3. モータ諸元

Description	Benchmark	Proposed
Number of poles	12	
Number of slots	18	
Stator outer diameter	200 mm	
Rotor diameter	138.6 mm	
Axial length of core	108 mm	
Air gap length	0.7 mm	
Maximum armature current	332.3 A _{rms} (60 s)	
Stator winding resistance	10.5 mΩ / phase	
Number of stator coil-turn	30 T/pole	
Stator winding connection	6 parallel	
Number of I-pole coil-turn	85	53
Number of E-pole coil turn	92	122
I-coil resistance	0.85 Ω / coil	0.46 Ω / coil
E-coil resistance	0.90 Ω / coil	1.18 Ω / coil
Thickness of iron core steel plate	0.30 mm (30DH)	

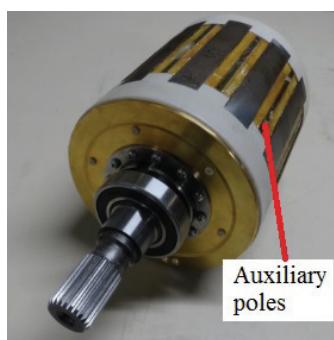

図 3-15 トルク波形 (1000 r/min, 電機子起磁力 1000 A_{rms}T, MTPA 点)

3.6 試作機

本節では前節の結果について試作機を用いて実験的に検証する。提案モータの補極によるトルク特性改善の実機検証を行うため、表 3-3 のモータ諸元にて原理検証用のモータを 4 台試作（提案モデルのスリップリング有無，ベンチマークモデル 2 のスリップリング有無）した。図 3-16 に補極なしの試作機（ベンチマークモデル 2）と補極ありの試作機（提案モデル）を示す。図 3-16 (a)に示すように補極は Y 字形状の積層鋼板で突極部分に対してクサビ形状に取り付けられている。ロータとステータの鉄心は新日鉄製 30DH を用いており，ロータコイルは I-coil と E-coil とともに $\phi 0.8$ の AIW 丸線を採用している。ロータコイル占積率はベンチマークと提案モデルともに 68 %である。ロータコイルは，絶縁紙を介してロータコアに巻いて成形とレーシング処理したのちワニス含浸している。ロータ巻線はロータコイルエンド部保護とダイオード固定の役割をする樹脂(PPS)製カバー内にカソードコモンの SiC ダイオード(ローム製 SCS230AE2, $V_R=650$ V, $I_F=15$ A/reg)を内包し，一極対ごとに全波整流回路を構成している。真鍮製の端板はバランス修正に加えてダイオード放熱の役割を担っている。図 3-16 (b)と(c)に示すように補極なしモデルは Y 字形状の補極をロータスロット内に内包していない。ステータは図 3-16 (d)に示すように AIW 平角線 0.8×3.0 を用いており，30 T/pole でフラットワイズ巻きされている。巻線の耐熱クラスは H 種である。インシュレータボビンに巻いたのち，ステータティースにはめ込む構造としワニス含浸している。図示していないが，ステータは水冷式モータケースに焼嵌めして取り付ける構造である。定格トルク及び定格出力はそれぞれ最大値の約半分を想定している。なお，モータコアは図 3-16 (e)と(f)に示すように接着鋼板をワイヤカット加工してあり，積厚の 1/2 の位置で 180 度反転した回し積みをしている。ロータ上でダイオード整流するモデルとは別に、ロータ電流を測定するため図 3-16 (g)と(h)に示すように 3 極のスリップリング（協栄電機製 SRY36A, AC 200 V, DC 100 V, 36 A 以下，許容回転速度 2000 r/min）を用いて一極対分のダイオード順方向と逆方向の誘導電流を測定できる試作機を補極なしモデルと補極ありモデルの両方に用意した。



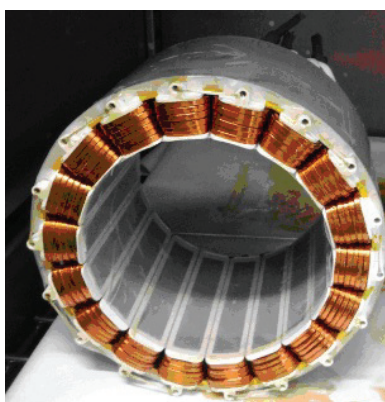
(a) 試作機のロータ構造



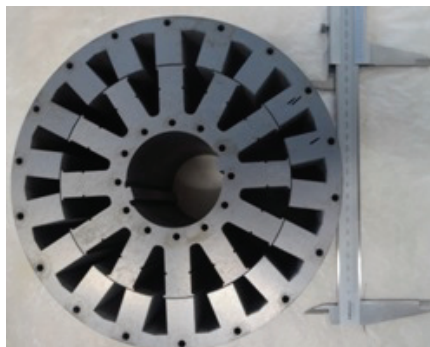
(b) 提案モデル



(c) ベンチマークモデル 2



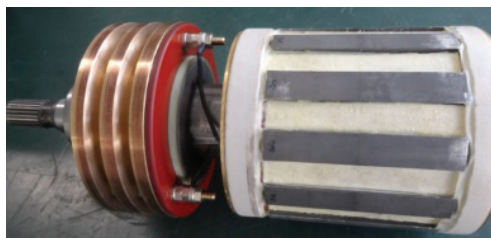
(d) 集中巻ステータ



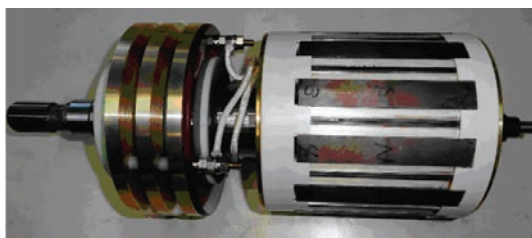
(e) モータコア



(f) 補極構造



(g) ベンチマークモデル2のスリップリング仕様



(h) 提案モデルのスリップリング仕様

図 3-16 試作機

3.7 実機による運転特性の検証

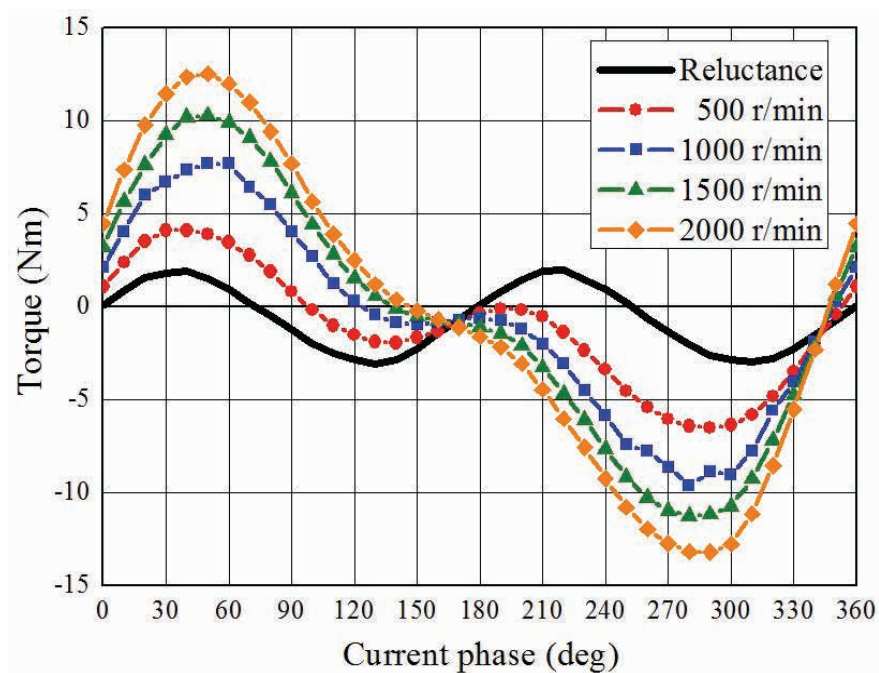
3.7.1 可変速トルク特性

汎用インバータを用いてキャリア周波数 10 kHz とし、リラクタンストルクと電磁石トルクの分離を行うため、ロータ巻線を開放した状態でリラクタンストルクの測定を行った。次に、図 3-16 (b)と(c)に示したようにロータ上で全波整流回路結線した状態でトルクを測定した。トルク測定はモータベンチ側で速度制御、供試モータ駆動用インバータでトルク制御を行い、トルク検出には HBM 製トルクフランジ (T10FS) を用いた。トルク測定値はトルク計アンプ内で 30 Hz のローパスフィルタを介して 1 秒間隔で 10 回平均した値である。測定温度条件は、水冷式モータケースの冷却水 (LLC) をチラーにて 65 °C 一定になるように温度制御しながら、ステータコイルエンドに取り付けたサーミスタ (芝浦電子製) で検出した温度が 60 °C から 80 °C となる範囲とした。直流バス電圧は 300 V で設定しており、電圧制限以下の条件下で測定を行った。設計仕様上の最大電機子電流は 323.3 A_{rms} であるが (一極対分の電機子起磁力 : 1661.7 A_{rms}T, 電流密度 : 23.1 A_{rms}/mm²)、測定環境の都合上、電機子電流が 210 A_{rms} 以下の範囲で測定を行った。回転速度についても同様の理由により、3000 r/min を上限としている。一方で補極なしのベンチマークは軸振動とトルクリプルによる測定精度の都合上、2000 r/min 以下で測定を行った。測定は回転速度刻みを 500 r/min とし、500 r/min から 2000 r/min まで測定した。

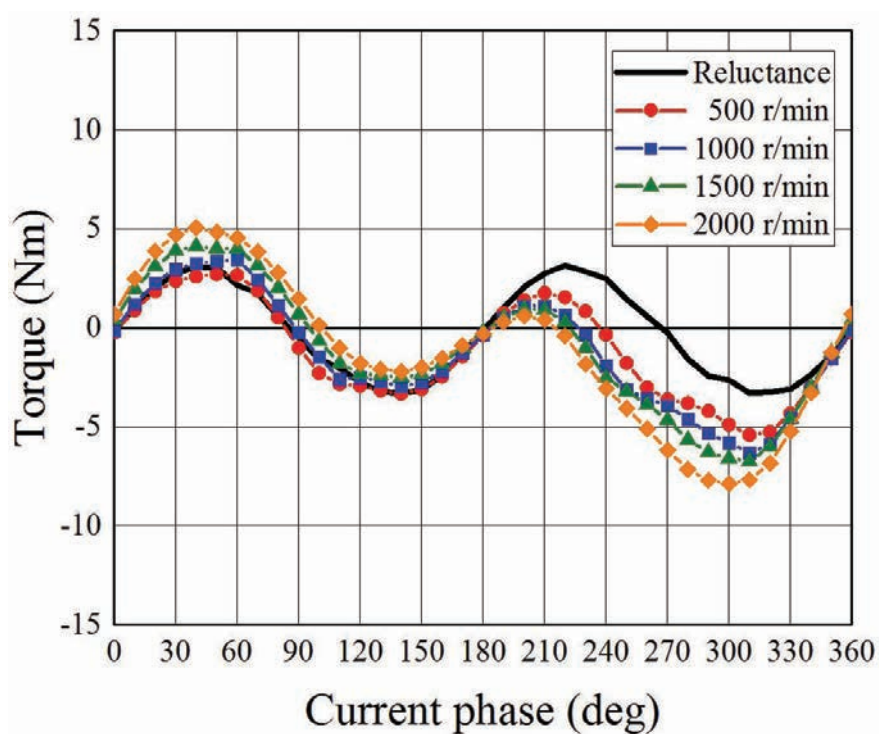
図 3-17 から図 3-20 に測定した可変速運転時におけるトルク特性の一例を示す。同図より、従来損失となっていた空間高調波を自励式電磁石トルクとしてダイオード整流回路を用いて活用することで大幅にトルクが向上することが確認できる。特に補極を設けることで L_q が増加して突極比が下がるためリラクタンストルクが低下するが、逆に電磁石トルクは大幅に増加して結果的に総合トルクの増加を実現できている。さらに回転速度の増加とともにベンチマークと提案モータの電磁石トルクの増加分の差が顕著になる。加えて特に電機子起磁力が低い低負荷領域において提案モータのトルク向上効果が大きいことが分かる。一方で両モデルともに力行と回生でトルク値が異なる要因として、詳しくは 3.7.3 項で述べるが電機子電流の時間高調波によってロータ電流が変化するため、モータ制御に起因した影響を受けていると考えられる。

図 3-21 に電機子起磁力に対するトルク (MTPA 点) の関係を電磁界解析によ

り予測した結果と、実測値（MTPA 点）をプロットした図を示す。同図より電磁界解析結果と実測値はよく一致しており、解析結果からも補極を用いることで特に低負荷時のトルク向上効果を確認することができる。また実測値から電機子起磁力の増加とともに図 3-16 (f) に示した Y 字形状の補極の磁路が磁気飽和することでリラクタンストルクの差異が小さくなっていることも確認できる。同図より、3.2 節で述べた、提案モータは補極を設けてロータの誘導起電力バランスを d 軸と q 軸に分散化させることで空間高調波からロータ界磁極の励磁量をベンチマークよりも増やせることを実験的に確認できた。加えて、補極を設けることで特に低負荷時のトルク改善効果が大きいことが明らかになった。車載を想定した場合、市街地走行時のトルク常用領域は低負荷領域となるため、車載用途における提案モータのトルク向上効果は非常に大きいと考えられる。

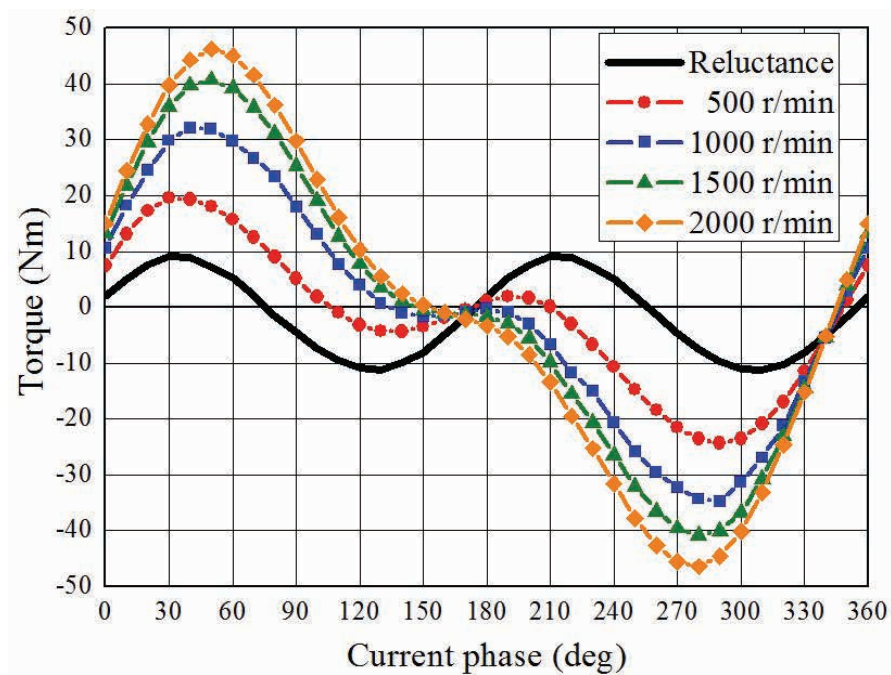


(a) 提案モデル

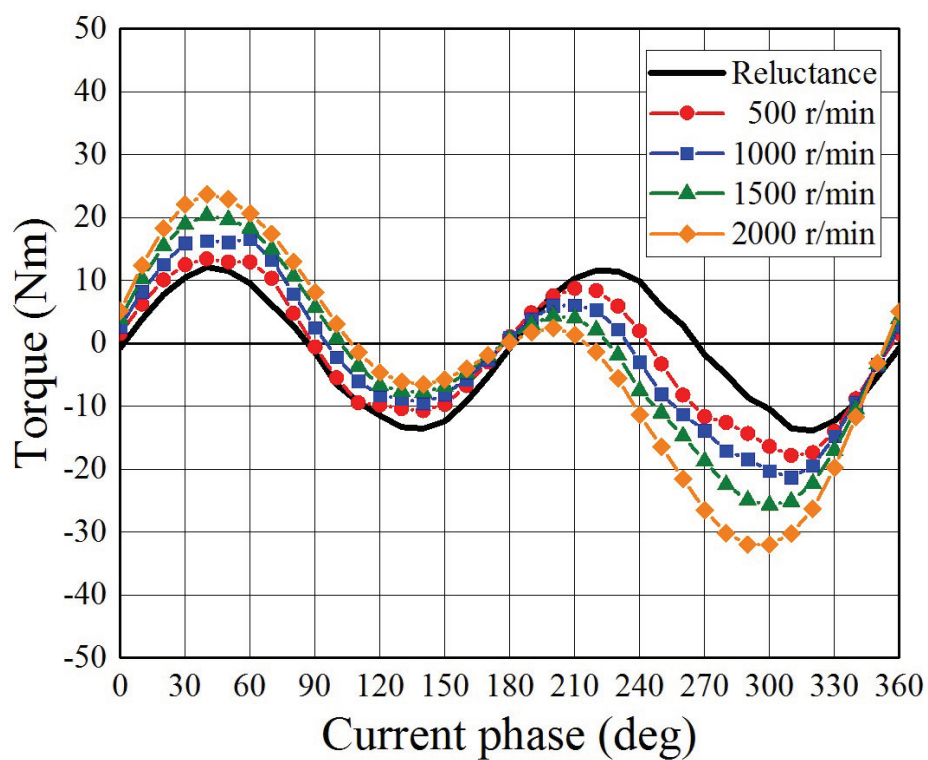


(b) ベンチマークモデル 2

図 3-17 可変速トルク特性 (電機子起磁力 $210 \text{ A}_{\text{rms}}$)

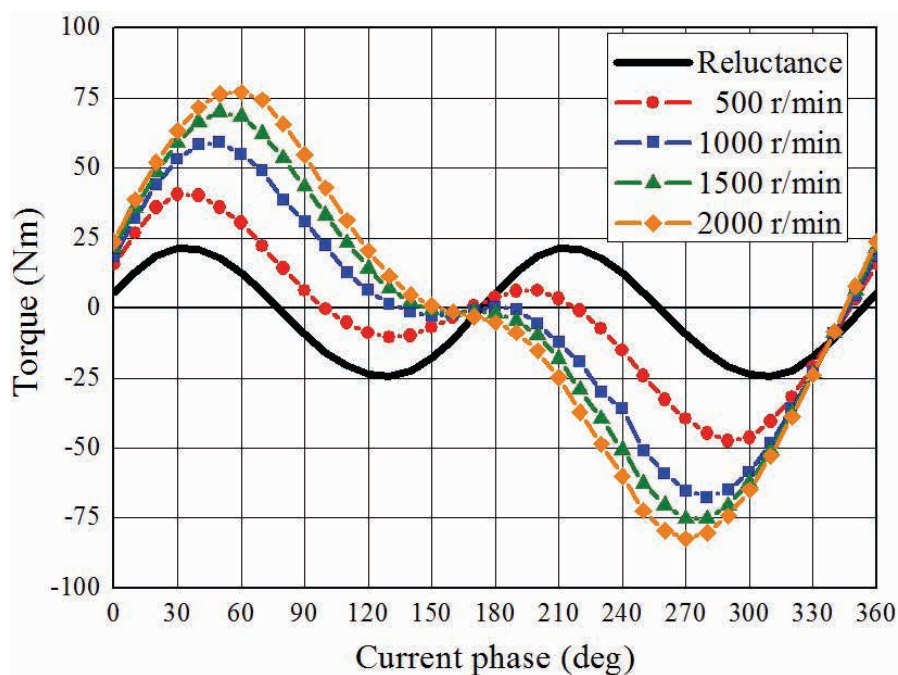


(a) 提案モデル

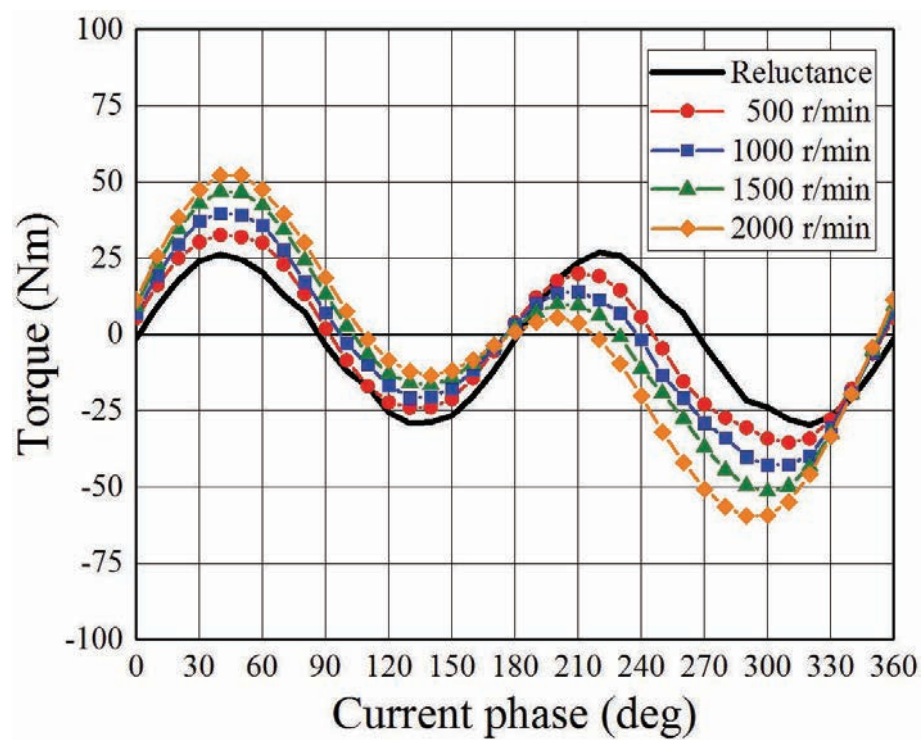


(b) ベンチマークモデル 2

図 3-18 可変速トルク特性 (電機子起磁力 $414 \text{ A}_{\text{rms}}$)

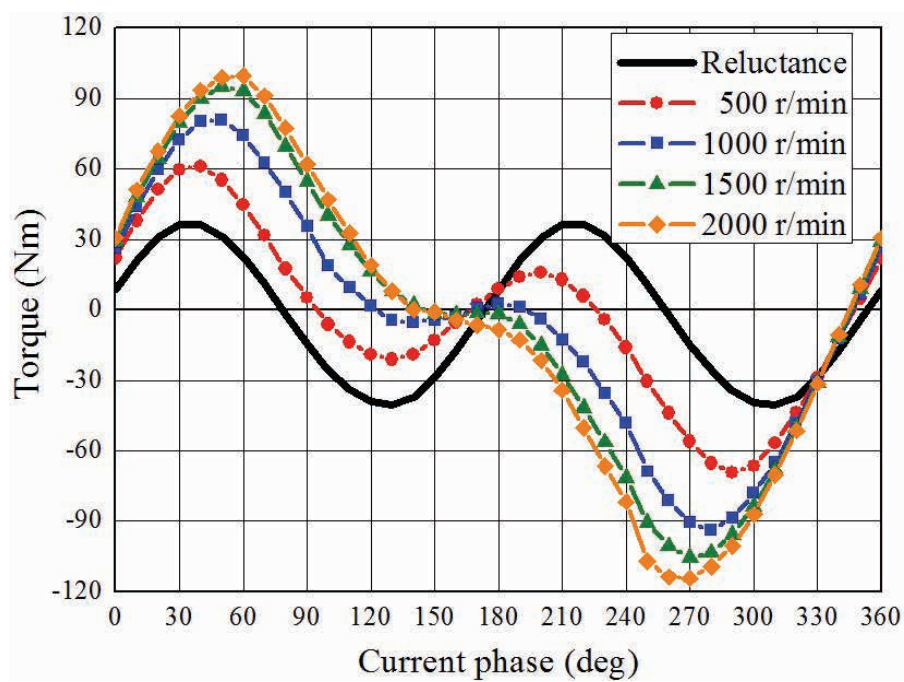


(a) 提案モデル

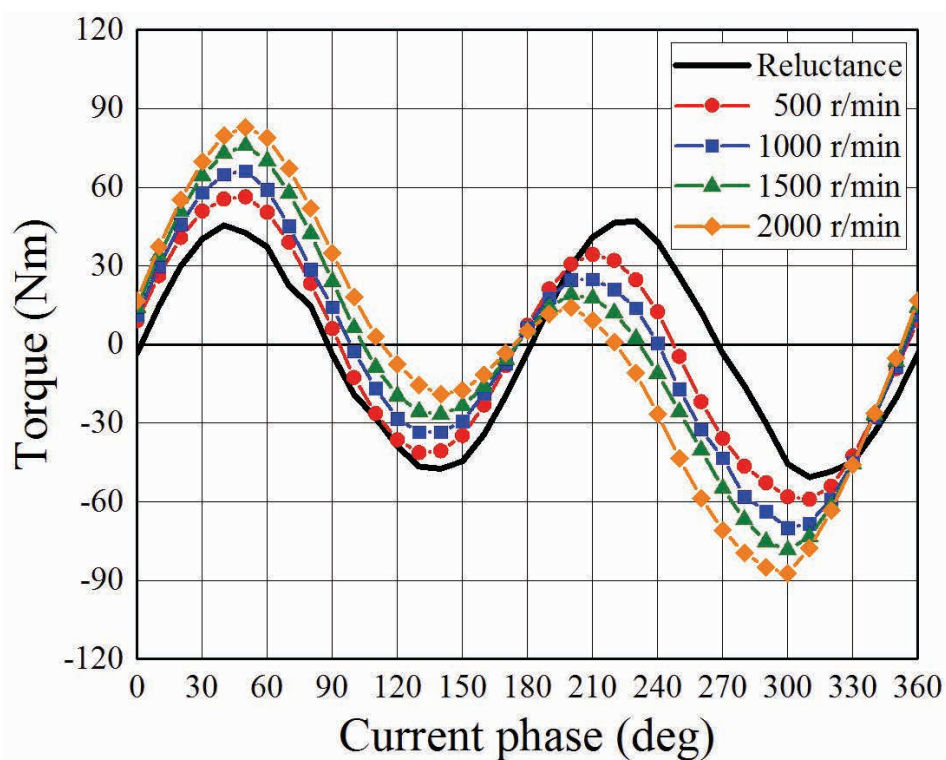


(b) ベンチマークモデル 2

図 3-19 可変速トルク特性 (電機子起磁力 $620 \text{ A}_{\text{rms}} \text{T}$)



(a) 提案モデル



(b) ベンチマークモデル 2

図 3-20 可変速トルク特性 (電機子起磁力 825 A_{rms}T)

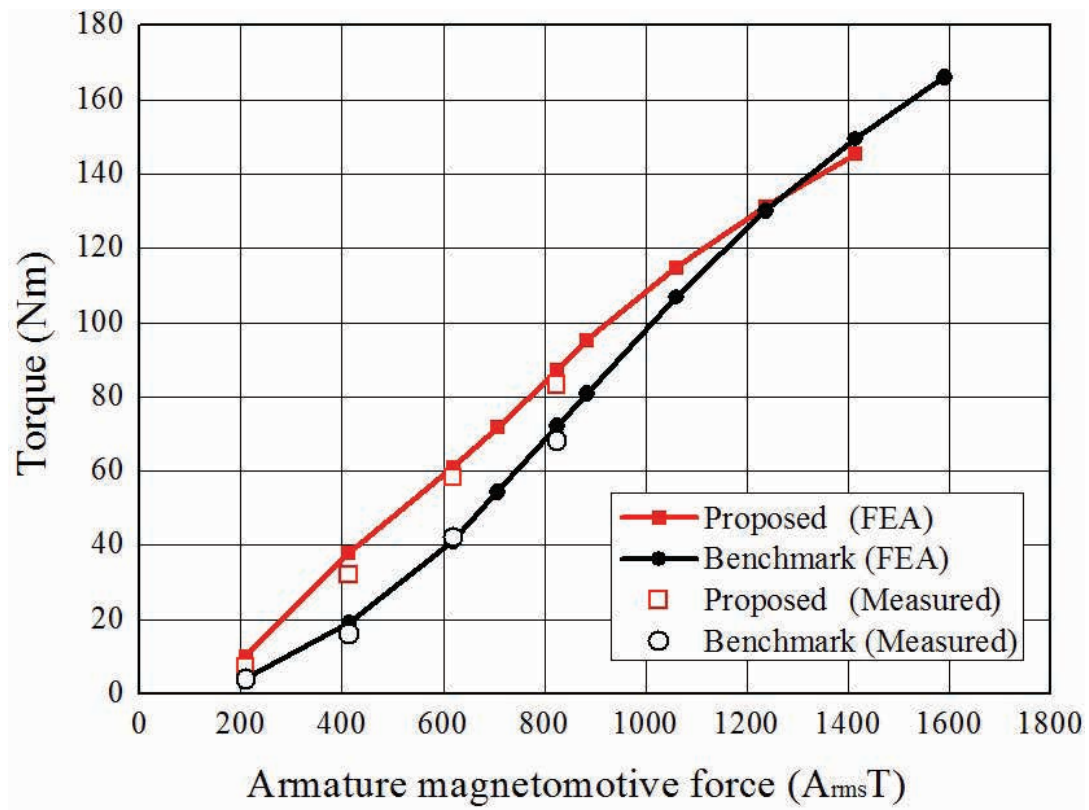


図 3-21 1000 r/min における電機子起磁力に対するトルク特性

3.7.2 ロータ電流特性

補極によるトルク特性の改善についてロータ電流を観測して分析するために、前節と同様の駆動条件にてロータ回転速度と電機子電流を変化させてロータ電流波形を測定した。ロータ電流は図 3-16(g)と(h)のスリップリング仕様のロータを用いて図 3-16(a)のダイオード 6 箇所のうち、1 箇所を 3ch のスリップリングに接続し、ブラシを介してモータの外部でダイオードに接続する構成とした。図 3-22 は提案モデルを例として電流センサによるブラシとダイオード間に流れるロータ電流（誘導電流の順方向と逆方向、界磁電流の 3ch）を測定する様子を示している。一例として一極分の電機子起磁力 $414 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ 、電流位相 60 deg の条件下でモータ回転速度を 500 r/min と 2000 r/min で比較した結果を図 3-23 と図 3-24 に示す。同図より提案モデルとベンチマークともに電気的基本波周波数の U 相電機子電流に対して、その 3 倍調波に当たる順方向誘導電流と逆方向誘導電流が交互に観測される。即ち、ステータ側から励磁することで発生する第 2 次空間高調波（基本波同期回転座標上で観測すると第 3 次時間高調波）がロータ巻線に鎖交し、その誘導起電力によりロータ電流が流れることが確認できる。この誘導電流が整流されることでロータに電磁石磁極が形成される。さらに、補極の有無で 500 r/min と 2000 r/min の結果を比較すると補極なしのベンチマークのほうが界磁電流リップルが大きく、電流振幅が小さい。さらに詳細に順方向誘導電流波形を比較した結果を図 3-25(a)に示す。同図より、誘導電流の立ち上がりの傾きは一致しているが、補極なしの場合は導通期間が短い。そのため、順方向と逆方向誘導電流の重なり角が狭まり、界磁電流リップルが増加している。図 3-25(b)に図 3-25(a)の波形を調波解析した結果を示す。同図より、補極なしの場合は同期回転座標系における第 6 次時間高調波の振幅が大きく、この第 6 次時間高調波が一つの要因となり誘導電流の導通期間を短くしていると考えられる。特に図 3-24 に示すように補極なしの場合は電機子電流が大きく歪み電機子電流波形に第 6 次時間高調波が重畳しやすくなる。この理由の 1 つとして補極なしのベンチマークの場合、集中巻ステータと突極ロータの二重突極構造に起因してパーミアンス変化が大きくなるため、高調波インダクタンス脈動を補償していない汎用インバータでの駆動の場合、電流波形が大きく歪むことに起因すると考えられる。一方で提案モデルの場合、補極により L_q が増加することで突極比が下がることで若干、リラクタンストルクの低下が見られるが、パーミアンス変動がベンチマークよりも小さくなり電流波形の歪みを低減できる。そ

の他の誘導電流の導通期間が短くなる要因として、3.2 節で述べたように補極なしの場合、突極に巻かれた誘導コイルに空間高調波が鎖交することにより発生する誘導起電力とロータコイルにおける逆相の誘導起電力が磁気干渉してロータ巻線の誘導電流の導通期間が短くなっていると考えられる。図 3-25(a)でベンチマークと提案モデルのロータ誘導電流を比較すると、立ち上がりは一致しているが、補極なしの場合は導通期間が短い。そのため、順方向と逆方向の誘導電流の重なり角が狭まり、界磁電流リップルが増加している。すなわち、誘導コイルの誘導電流は誘導コイルに鎖交した磁束の時間変化に対してロータ巻線の RL 直列回路によって決まる位相差（ロータコイルの電氣的時定数）で発生するが、このときに発生する逆相の起電力とこの起電力の発生源となる空間高調波による誘導起電力が磁氣的に干渉する。図 3-25(a)で確認すると誘導電流の立ち上がり起点に対しておおよそ 30 deg 進んだところで誘導電流が立ち下がり始めていることが確認できる。一方、補極ありの提案モデルの場合、突極に巻かれた界磁コイルに空間高調波が鎖交することで逆相の起電力が同様に発生するが、導通期間が長くなっていることが確認できる。すなわち、磁気干渉を低減できている。

上記でベンチマークの誘導電流の導通期間が短くなる要因として2つ挙げた。どちらの寄与度が高いのかをロータ電流測定結果をもとにさらに考察を進める。図 3-26 と図 3-27 に 2000 r/min において、電機子起磁力が $414 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ と $825 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ のときの順方向誘導電流波形を示す。同図より、ベンチマークの場合は回転速度が 2000 r/min と電機子電流が歪みやすい条件になっているが、図 3-25(a)と図 3-26 及び図 3-27 を比較すると誘導電流に歪みが見られない。逆に図 3-27 に示すように電機子起磁力が増加するとベンチマークの誘導電流は提案モデルに近づく。これらの結果より、制御的に起因した時間高調波が発生しやすい状況下にも関わらず誘導電流に歪みが見られないことから、ベンチマークの誘導電流の導通時間が短くなる要因として空間高調波がロータコイルに鎖交することで発生する誘導起電力とロータコイルで電氣的時定数により遅れて流れる誘導電流による逆相の起電力（インダクタ電圧）の磁氣的な干渉による影響が主であると考えられる。はすなわち、3.2 節で述べた、提案モータは補極を設けてロータ誘導起電力バランスを d 軸と q 軸に分散化させることで空間高調波からロータ界磁極の自励する量をベンチマークよりも増やすことができているということを誘導電流の波形的にも確認することができる。

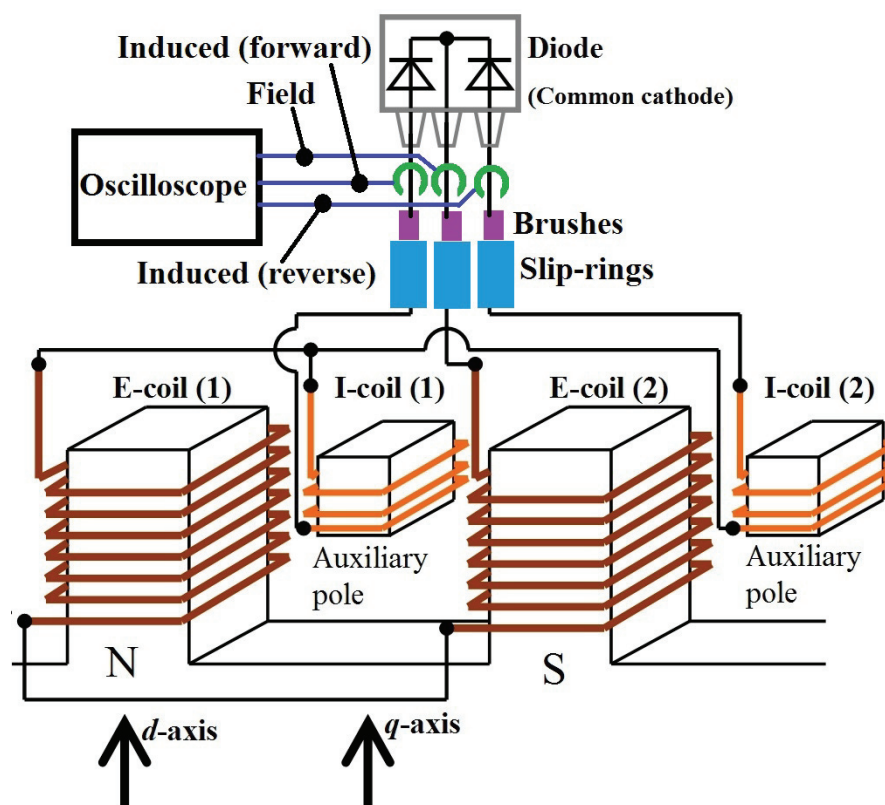
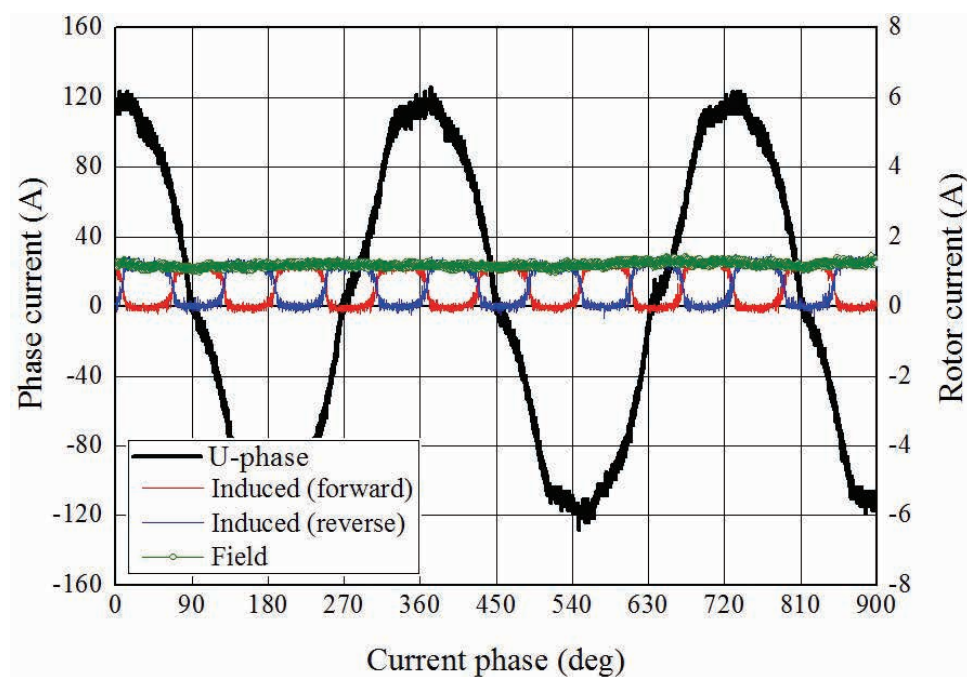
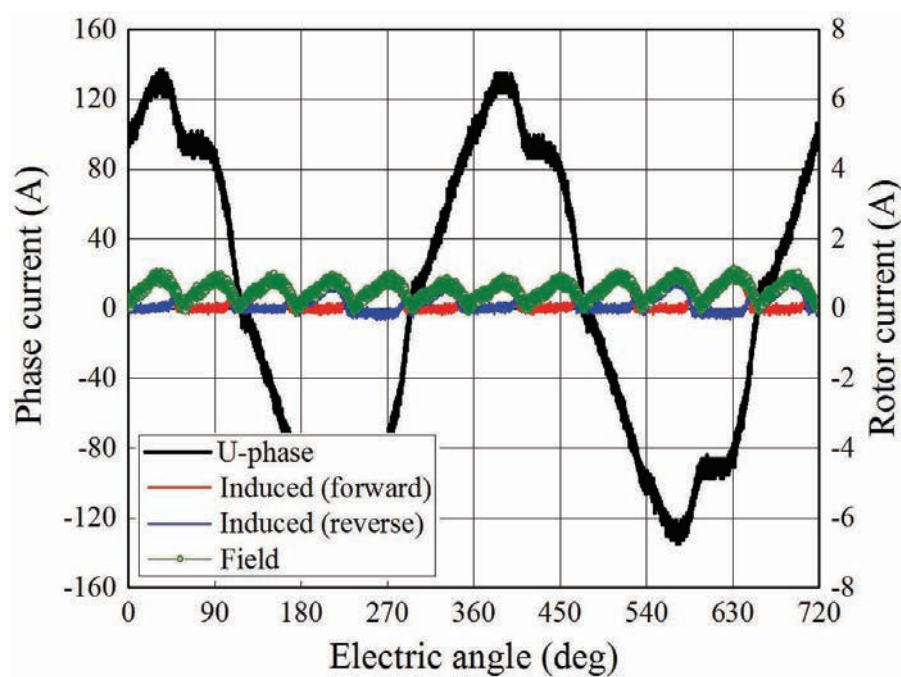


図 3-22 ロータ電流測定方法（提案モデルの場合）

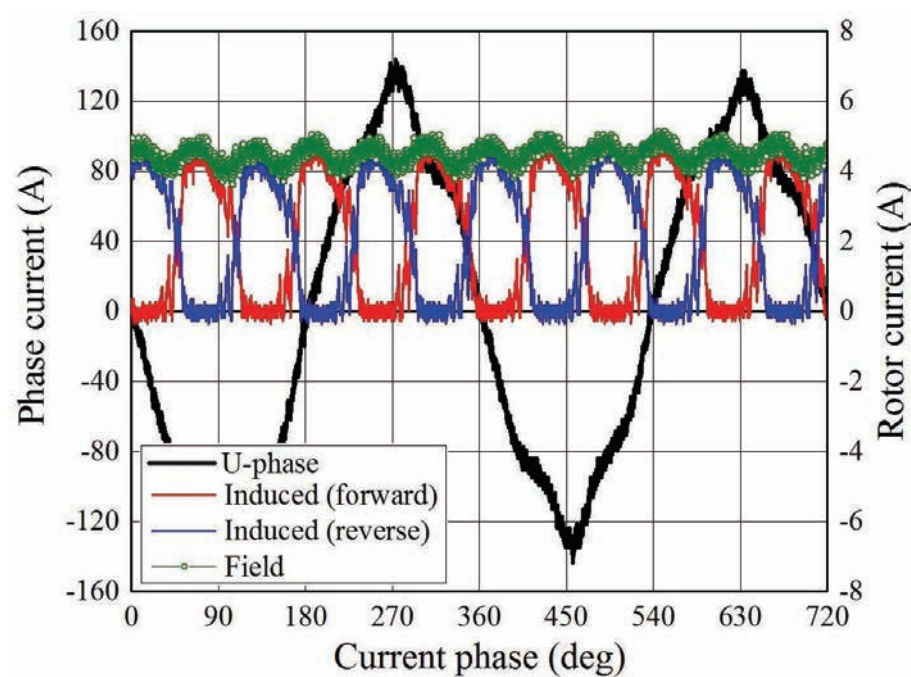


(a) 提案モデル（補極あり全波整流）

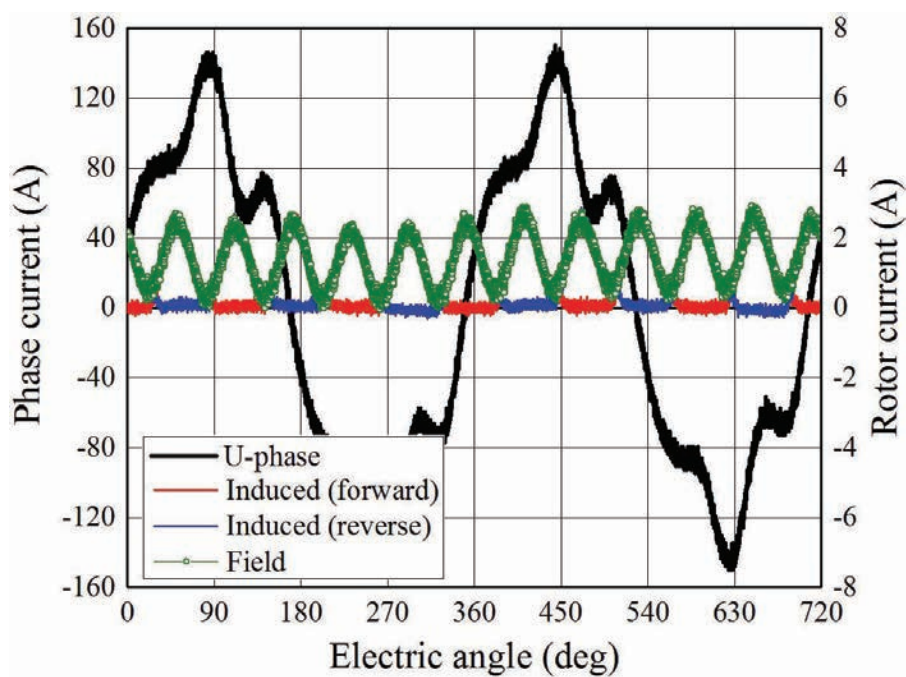


(b) ベンチマークモデル2（補極なし全波整流）

図 3-23 電機子電流とロータ電流（500 r/min, 414 A_{rms}T, 電流位相 60deg）

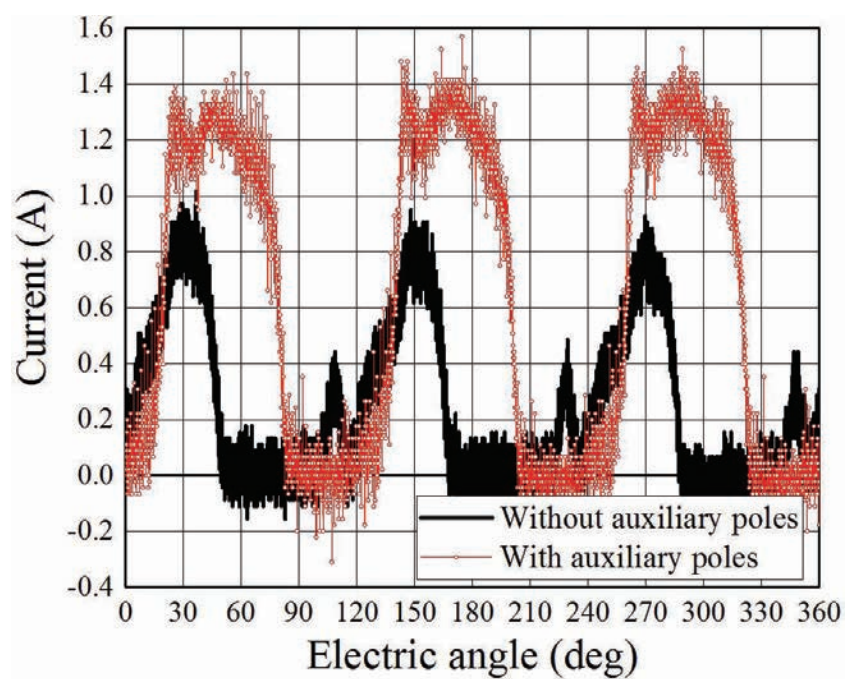


(a) 提案モデル（補極あり全波整流）

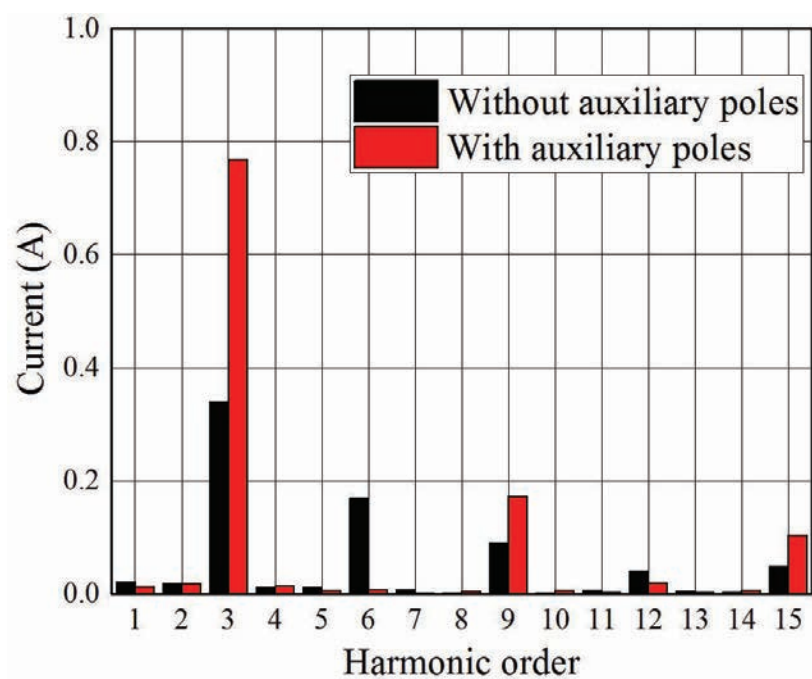


(b) ベンチマークモデル2（補極なし全波整流）

図 3-24 電機子電流とロータ電流（2000 r/min, 414 A_{rms}T, 電流位相 60deg）



(a) 順方向誘導電流波形



(b) 調波解析結果

図 3-25 順方向誘導電流波形と調波解析結果 (500 r/min, 414A_{rms}T, 電流位相 60 deg)

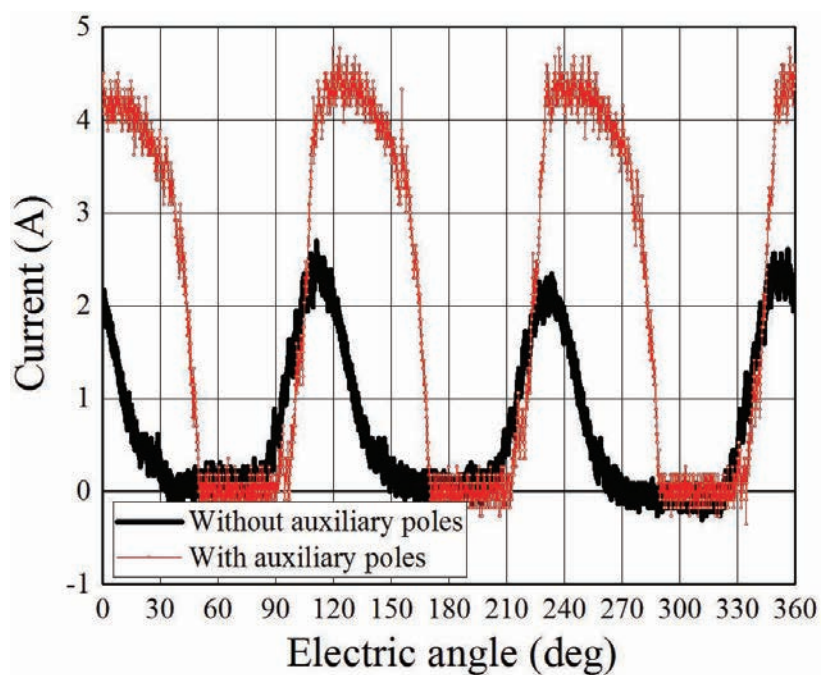


図 3-26 順方向誘導電流波形 (2000 r/min, 414 A_{rms}T, 電流位相 60 deg)

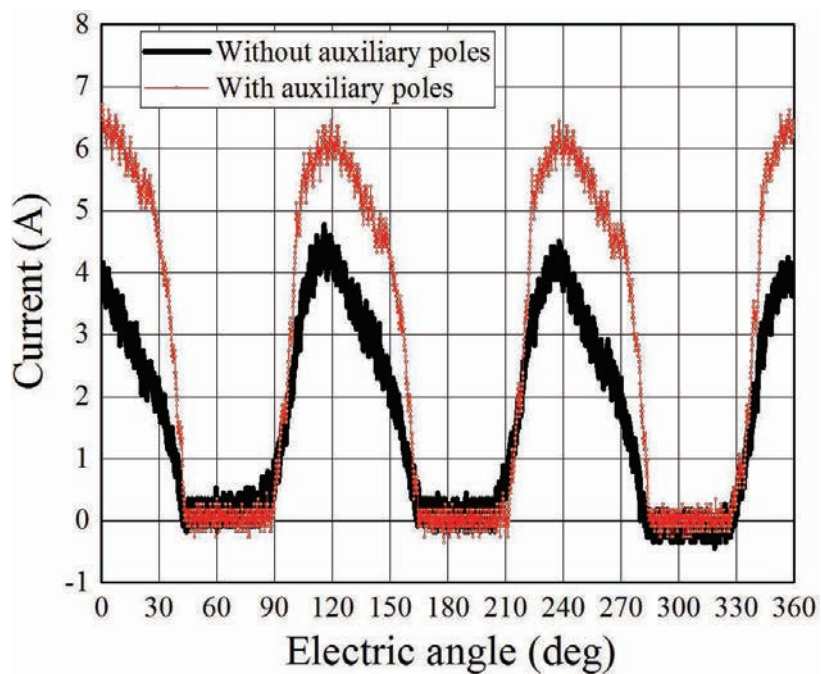


図 3-27 順方向誘導電流波形 (2000 r/min, 825 A_{rms}T, 電流位相 60 deg)

3.7.3 自励式電磁石トルク特性

図 3-17 から図 3-20 の結果をもとに、総合トルクとリラクタンストルクの差分から電磁石トルクを算出した結果の電流位相と電機子電流に対するトルクとロータ巻線界磁電流の特性を図 3-28 から図 3-31 に示す。同図より、補極を用いてロータ巻線結線を変更することで大幅に電磁石トルクを向上させることができる。さらに、自励式電磁石トルクが電機子起磁力と回転速度によって増減するパッシブな可変界磁機能を有していることを確認できる。電磁石トルクは $\sin\delta$ 関数 (δ は電流位相) となり、提案モデルは電機子起磁力が低い領域では電流位相 $\delta = 60 \text{ deg}$ で最大トルクとなるが電機子起磁力が高くなると最大トルク点は進角する傾向となる。一方、補極がない場合は力行トルク特性が歪んだ電流位相—トルク特性となる。両モデルともにロータ巻線界磁電流は電機子電流や電流位相角によって値が変化する。この要因は電流進角によってティース先端の磁気飽和の影響が変化するため、漏れ磁束量が変化するためであることと、電流進角により制御的に発生する時間高調波成分が異なるためであると考えられる。上記の考察について以下、もう少し細かく分析を行っていく。

図 3-32 に回転速度 500 r/min 、電機子起磁力 $414 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ の励磁条件において電流位相が 250 deg と 350 deg のときで順方向誘導電流を比較した結果を示す。同図より、電流位相によって誘導電流の高調波成分が異なることが分かる。主な高調波成分である第 3 次時間高調波（静止座標における第 2 次空間高調波）に加えて第 6 次時間高調波（静止座標における第 5 次と第 7 次空間高調波に起因）の重畳量が大きく異なる。この要因として高調波磁束に対する磁気回路の変化とモータ制御による電流歪の 2 つが考えられる。

前者は図 3-7 と図 3-8 に示したように高調波磁路と磁気回路の磁気抵抗の関係によりロータ巻線に鎖交する高調波磁束が電流位相によって変化する。ここで電機子電流位相により高調波磁路が変化する理由について述べる。2 章の図 2-1 から図 2-5 で第 2 次空間高調波と基本波の電流位相を説明した際はソリッドロータでインダクタンス一定の近似条件で説明した。しかし、実際は突極ロータのため図 3-33 に示すようにインダクタンスが分布しており、電流位相によってステータとロータの磁気結合が変化する。図 3-34 に電磁界解析により回転速度 1000 r/min 、電機子起磁力 $1025 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ の励磁条件下で電流位相を変化させたときのギャップ磁束波形とその調波解析結果を示す。同図より、電流位相によってギャップ磁束密度の基本波振幅や第 2 次空間高調波を含む高調波成分が変化する

ることが分かる。この高調波磁束がロータ巻線に鎖交することでロータコイルに誘導起電力が発生する。

次に、後者は図 3-35 に示すように相電流波形に重畳する高調波成分が電流位相によって異なる。特にデッドタイムなどのモータ制御に起因する第 6 次時間高調波は電流位相によって大きく変化し、ロータ巻線誘導起電力に影響する。

図 3-36 に提案モータの力行時最大トルク点におけるロータ起磁力（界磁電流と界磁コイルターン数の積）と電機子起磁力の関係を示す。同図に示すように提案モータは前述したとおり電機子起磁力によってパッシブな可変界磁機能を有しているため、従来の永久磁石形同期モータにおいて界磁磁束（磁石磁束）による損失割合が大きい駆動点や高回転域での弱め界磁による損失増加に対して効率改善できる可能性がある。すなわち、パッシブな可変界磁機能を利用して電機子電流や電流位相、もしくは第 3 次時間高調波による誘導起電力と同相関係になる時間高調波を電機子電流に重畳させることでロータ起磁力と電機子起磁力のバランスを調整し、さらに鉄損と銅損の損失比率を調整することで固定界磁の IPMSM よりも高効率駆動点を調整しやすい可能性がある。一方で、同図より低回転且つ、低負荷（電機子起磁力が低い領域）においてロータ起磁力の低下が問題となる。図 3-37 に示すように同じ電機子起磁力の条件下においても低回転時はロータ起磁力が低いいため磁束密度が低くなり、トルクを出力するためには電機子起磁力を大きくする必要があり効率低下が懸念される。この課題に対して図 3-32、図 3-35 から推察される高調波電流と誘導電流の関係や文献(14)～(16)で小山らが提案する自励同期モータのように時間高調波で故意に高調波回転磁界を発生させる方法や、文献(4)、(12)で平本らが提案するように適切な区間で、パルス電流を電機子電流に重畳させることで時間高調波によって界磁エネルギーを供給することが可能である。その他の方法として、アキシアル方向に受電コイルを設けて、界磁電流を非接触給電する方法が考えられる。今後、電流高調波成分と界磁電流、出力トルク、効率の相関関係についての調査を進めることで提案モータの最適な制御法とモータ構造についての検討を進める。

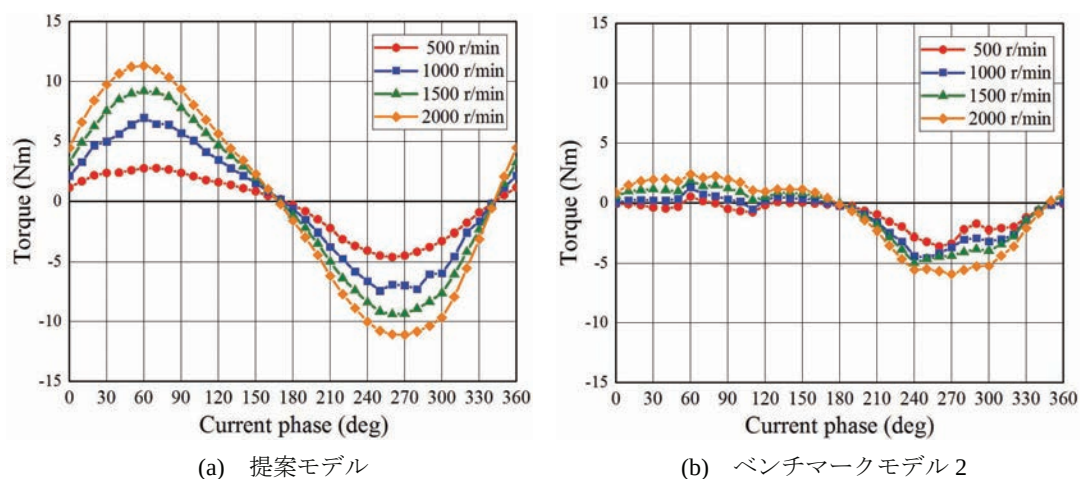


図 3-28 電流位相－自励式電磁石トルク特性（電機子起磁力：210 A_{rms}T）

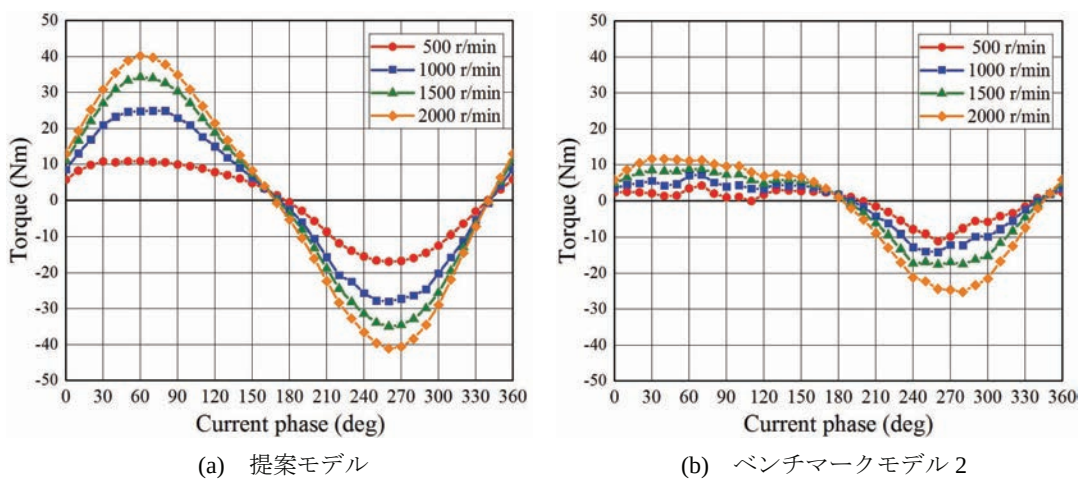


図 3-29 電流位相－自励式電磁石トルク特性（電機子起磁力：414 A_{rms}T）

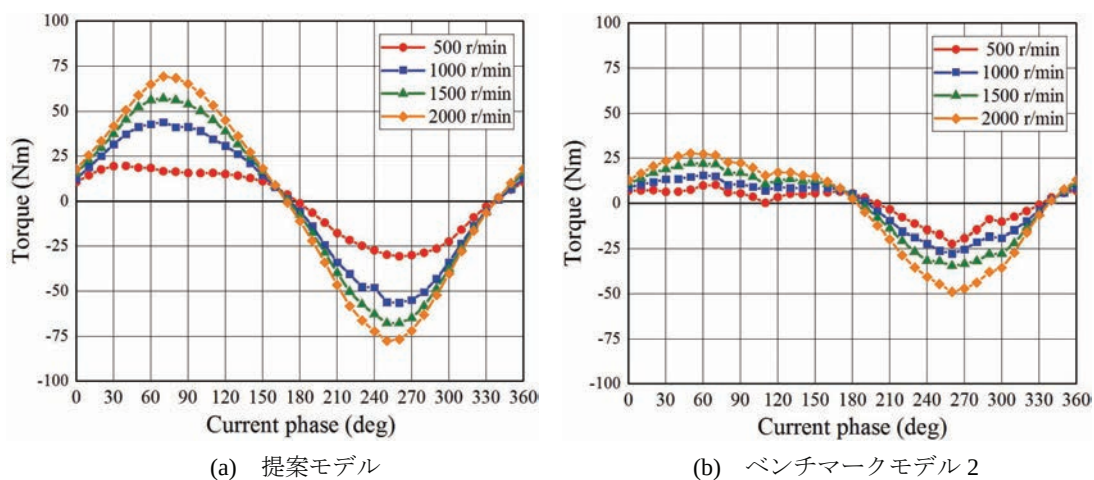


図 3-30 電流位相－自励式電磁石トルク特性（電機子起磁力：620 A_{rms}T）

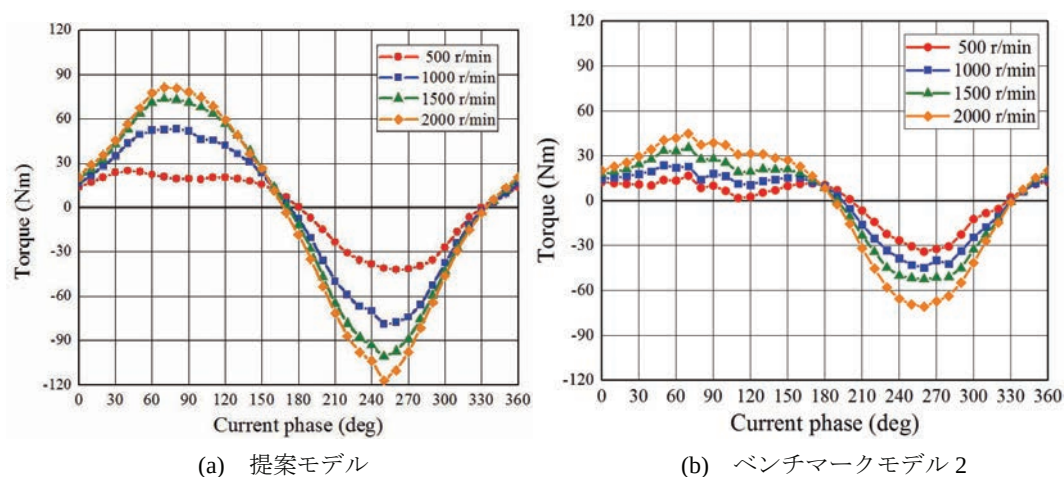


図 3-31 電流位相－自励式電磁石トルク特性（電機子起磁力：825 A_{rms}T）

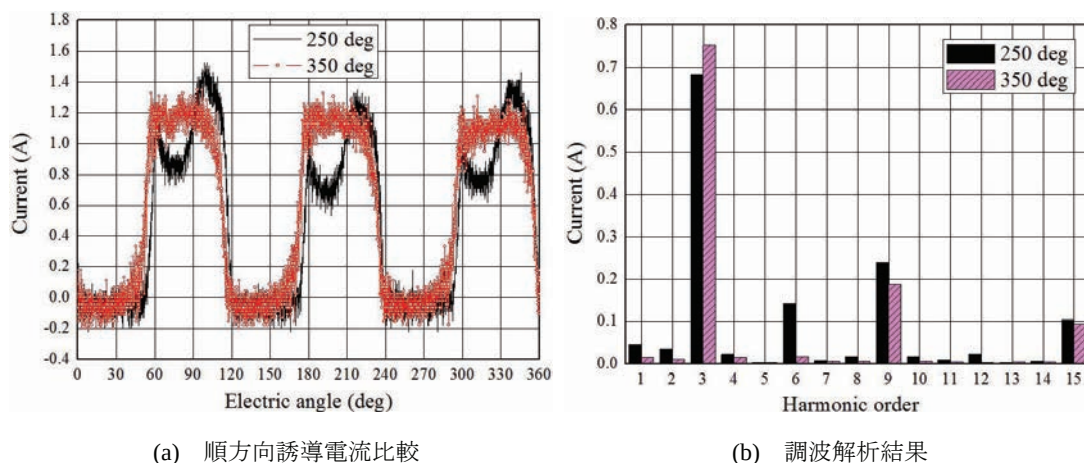


図 3-32 順方向誘導電流波形と調波解析結果（500 r/min, 電機子起磁力：825 A_{rms}T）

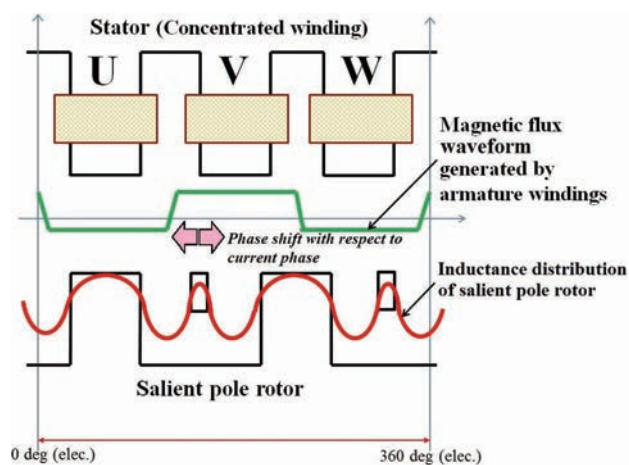
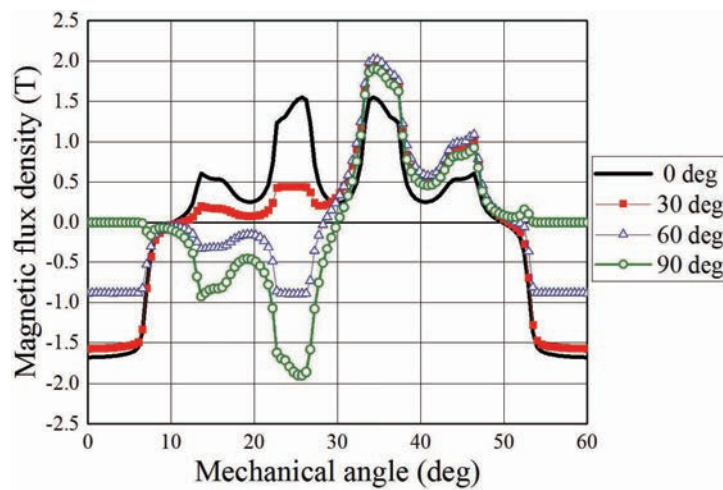
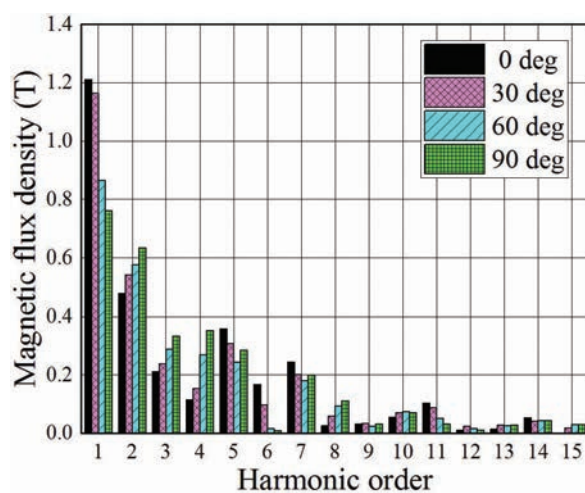


図 3-33 電機子起磁力と突極ロータのインダクタンス分布

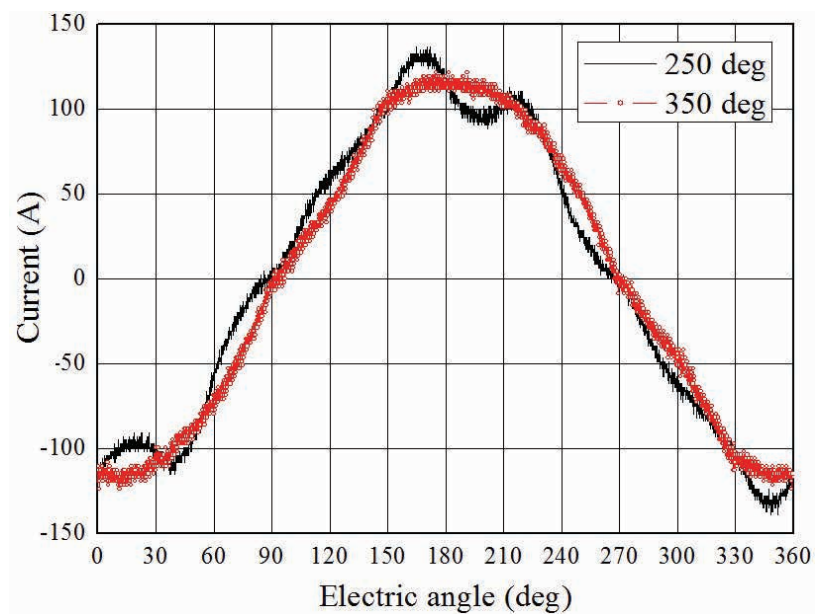


(a) ギャップ中の磁束密度波形

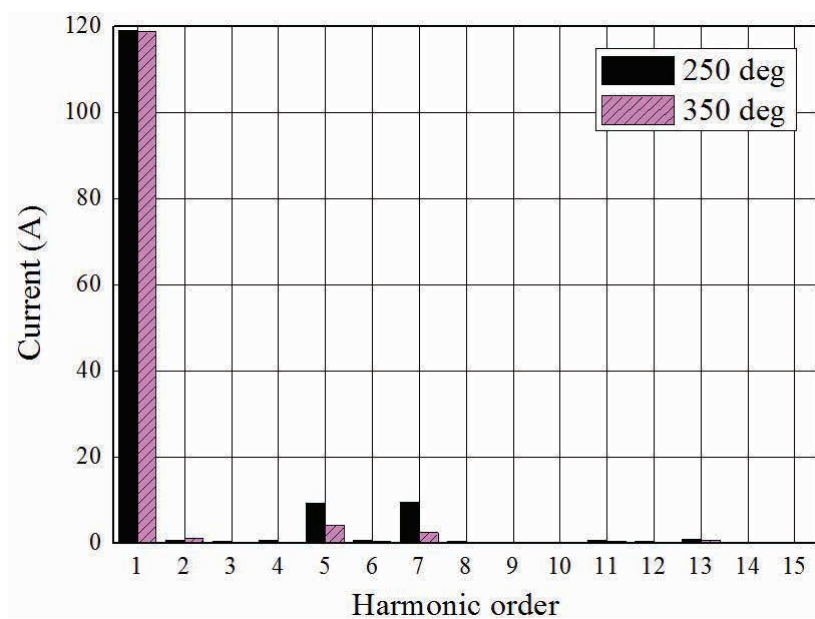


(b) ギャップ中の磁束密度波形の調波解析結果

図 3-34 電流位相－自励式電磁石トルク特性（電機子起磁力：825 A_{rms}T）



(a) U相電機子電流波形



(b) U相電機子電流の調波解析結果

図 3-35 相電流波形とその調波解析結果

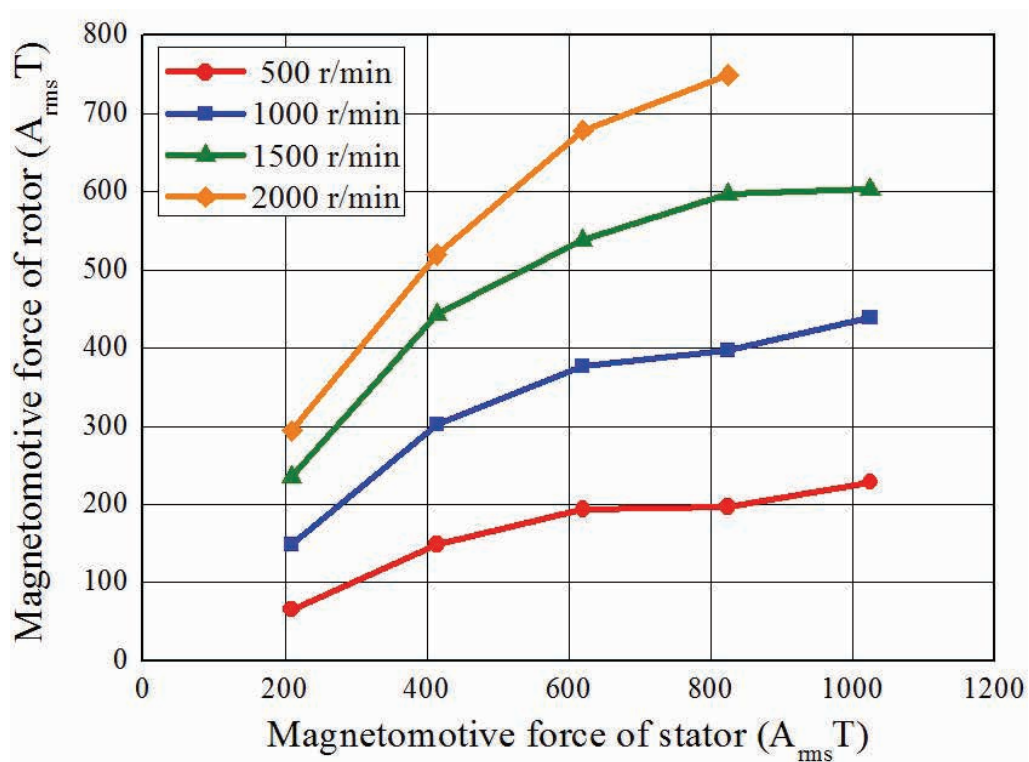


図 3-36 電機子起磁力とロータ起磁力の関係

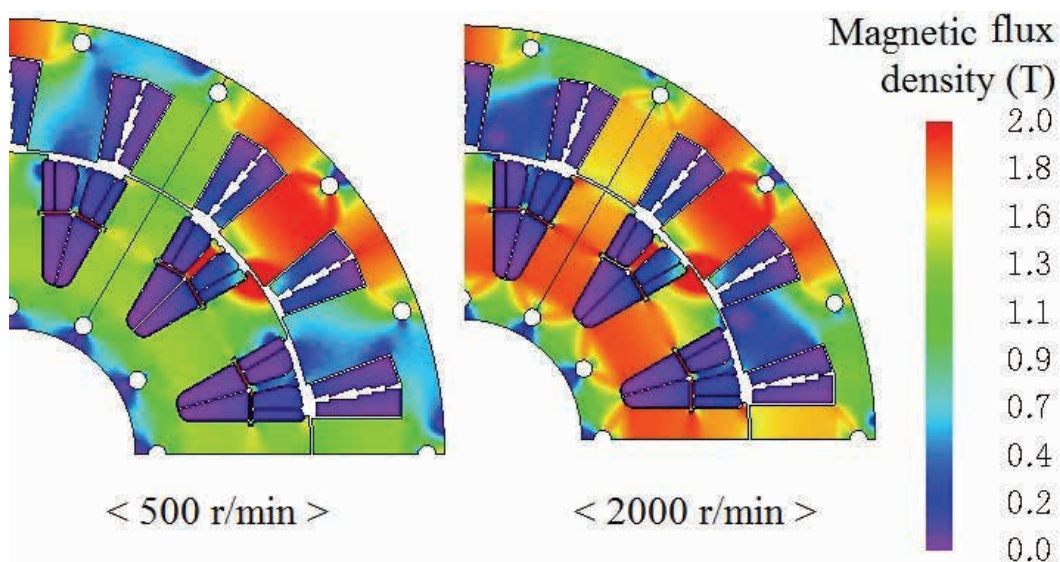
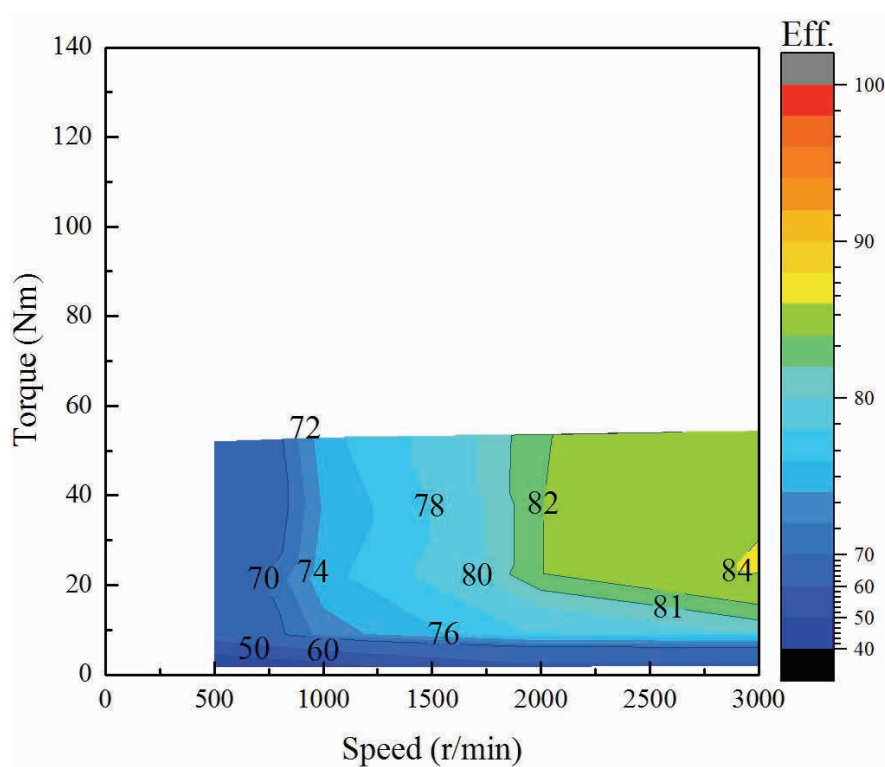


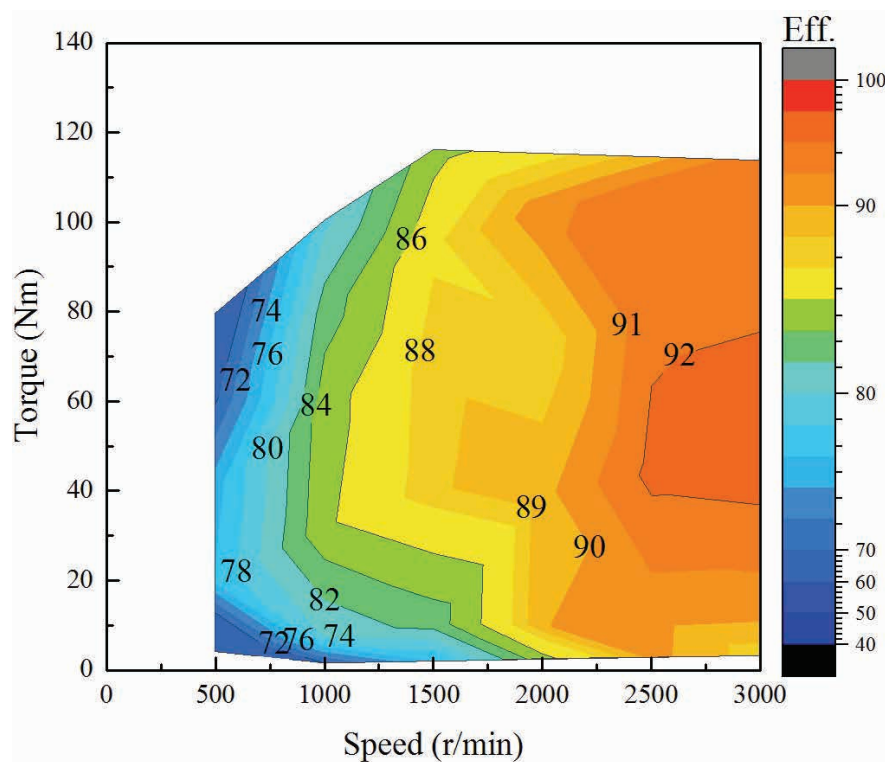
図 3-37 500 r/min と 2000 r/min における磁束密度分布の比較

3.7.4 自励式電磁石トルクによる効率特性改善

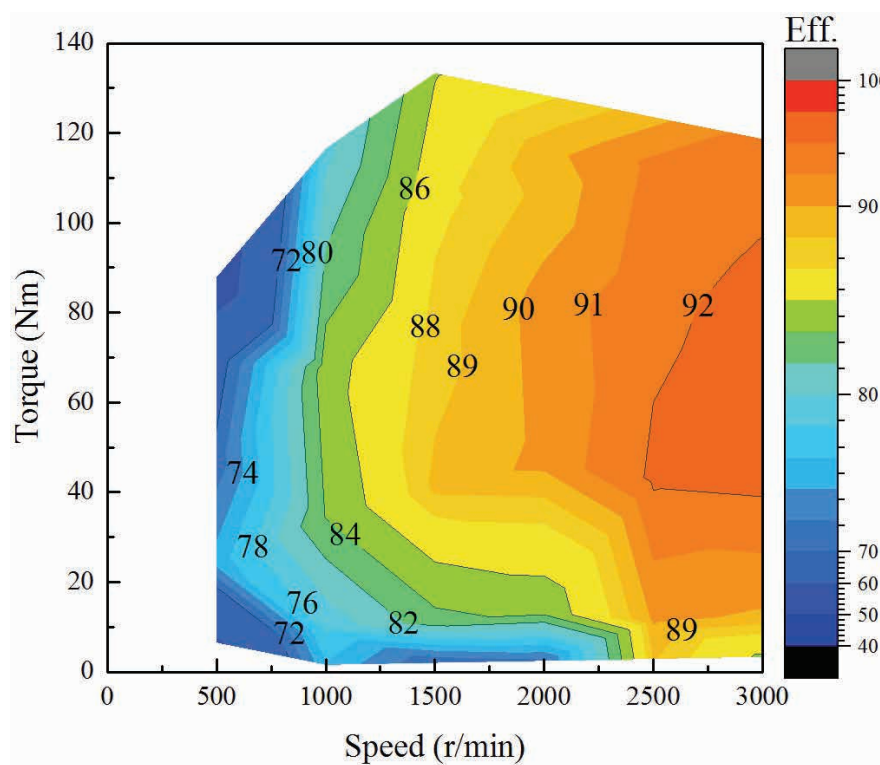
ロータ巻線を開放してリラクタンスモータとして運転した状態に対して、ダイオード整流による電磁石トルクを活用することで効率がどの程度変化するかを測定した。入力電力はインバータ出力電力を電力計（横河電機製 WT1600）で測定し、インバータとモータ間の電力線の銅損も考慮している。出力はトルクと回転速度から求めた値である。入力電力と出力ともに1秒間隔で10回平均した値であり、測定条件は3.7.1項で述べた範囲とした。図3-38にリラクタンスモータ（力行）として運転した場合とダイオード整流した提案モータ（力行と回生）の効率マップを示す。500 r/min 刻みで測定しており、不足点は線形補完している。リラクタンストルクは3.7.1項で述べたとおり、電機子起磁力が $1025 A_{rms}T$ の範囲で測定しており、提案モータは1500 r/min まで $1025 A_{rms}T$ 、2000 r/min から3000 r/min は $825 A_{rms}T$ の範囲で測定している。同図より、リラクタンストルクのみの場合、平均的に70%から80%前半の効率で最大効率が84.1%であるのに対して、ダイオード整流による自励式電磁石トルクが加わることで平均的に80%台後半から90%台前半の効率まで向上している。測定した範囲においては最大効率が力行92.4%、回生時92.7%となった。従来損失として消費されていた空間高調波を界磁エネルギー源として活用することで大幅に効率を向上できる。測定環境の都合上3000 r/min 以下で測定を行ったが、自励式巻線界磁モータの性質から、さらに回転速度が高くなれば特に低負荷時において93%を上回る効率になると予測される。一方、1000 r/min 以下の領域においてロータ巻線に発生する誘導起電力が小さいため、リラクタンスモータと比較して効率向上幅が小さい結果であった。



(a) リラクタンスモータ (力行)



(b) 提案モデル (力行)



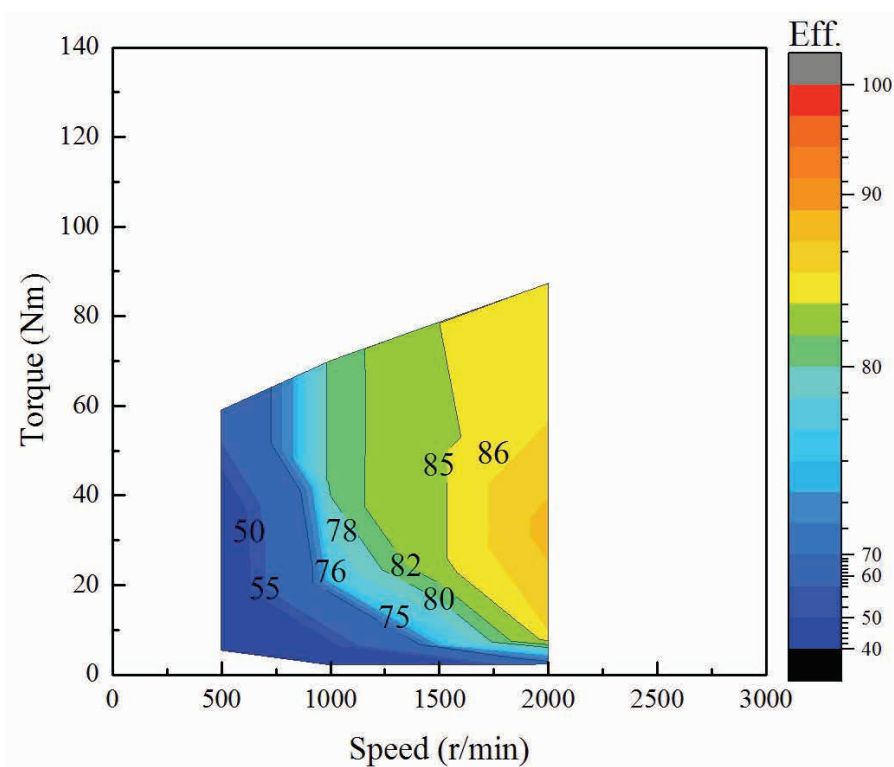
(c) 提案モデル (回生)

図 3-38 提案モータのモータ効率

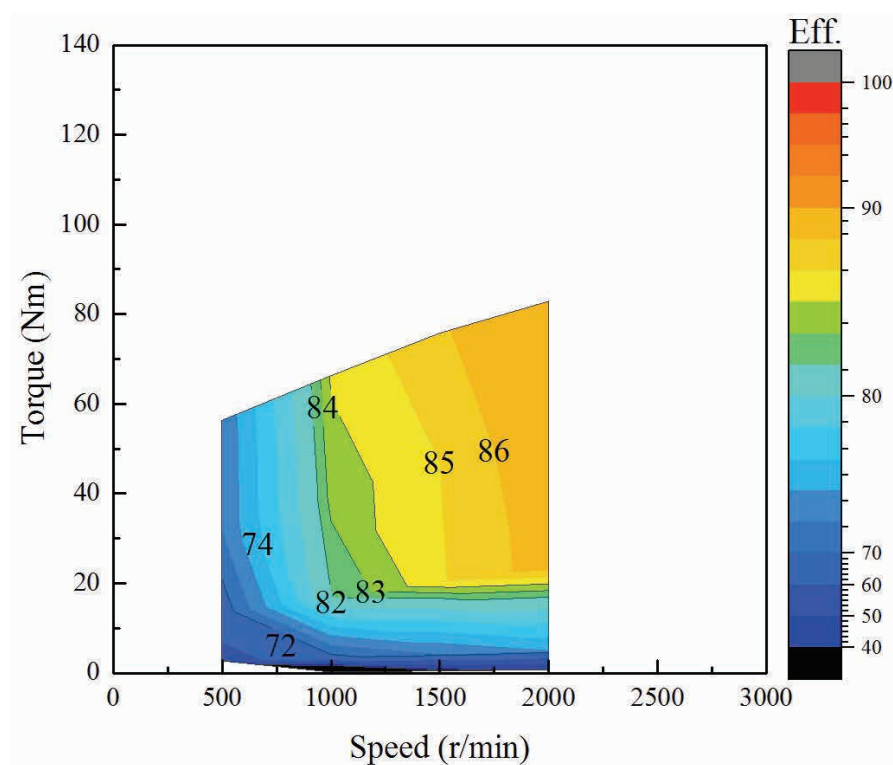
3.7.5 提案モータと従来技術との効率特性比較

提案モータ（補極あり全波整流）とベンチマークモデル2（補極なし全波整流）の効率特性の差を明らかにするために、前節と同じ駆動条件にてベンチマークモデル2の効率測定を行った。図3-39にベンチマークモデル2の力行と回生における効率マップを示す。補極なしのベンチマークモデル2は軸振動とトルクリプルによる測定精度の都合上、2000 r/min以下で測定を行った。同図と図3-38を比較すると、補極を用いたロータ巻線回路に変更することで効率を大幅に向上可能であることが確認できる。特に力行特性においては500 r/min時の効率を20 %程度改善できている。回生側においては力行特性までの効率改善効果を得ることができていないが、高効率運転領域をベンチマークモデル2よりも拡大できている。2000 r/minでは補極なしのベンチマークモデル2は86.5 %程度であるが、補極ありの提案モデルは90 %以上を実現できる。

なお、今回比較対象としたベンチマークモデル2は補極ありの提案モータの磁気回路をベースに補極を取り除いて空いたスペースに対して、提案モデルとロータコイル占積率が等しくなるように誘導コイルと界磁コイルのターン数増加分を決定しているため、モータパラメータが最適化されていない。トルク性能を左右する電磁石トルクを向上させるためには3.7.2項の図3-25で示したとおり、突極に巻かれた誘導コイルに空間高調波が鎖交することにより生ずる誘導起電力と、その磁束変動を打ち消す方向に生じる誘導コイルでの逆相起電力との差分によって決まるロータ界磁量が重要である。さらに補極なしのベンチマークモデル2の場合は特に磁気干渉による誘導電流の導通時間が短くならないようにロータ巻線の自己インダクタンスと抵抗パラメータにおいて自己インダクタンスを大きく設計するもしくは、抵抗を小さくする、つまりロータの電氣的な時定数を大きく設計する必要がある。ロータの電氣的な時定数を大きく設計することで逆相起電力を発生させる誘導電流の遅れ角を90 degに近づけて誘導電流の導通時間を長くでき、界磁電流リプルの低減と界磁電流量の増加を期待することができる。その結果、電磁石トルクの向上が可能となる。



(a) ベンチマークモデル 2 (力行)



(b) ベンチマークモデル 2 (回生)

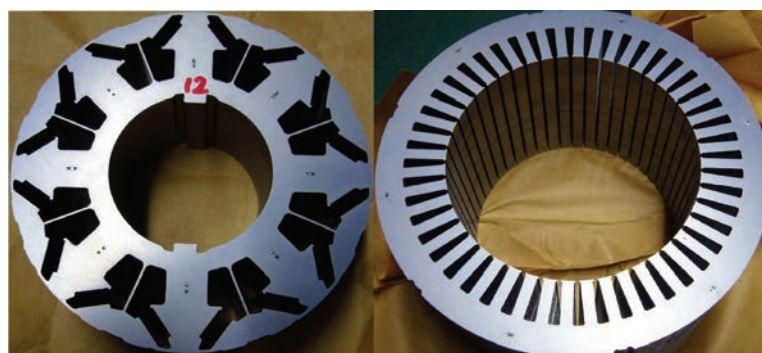
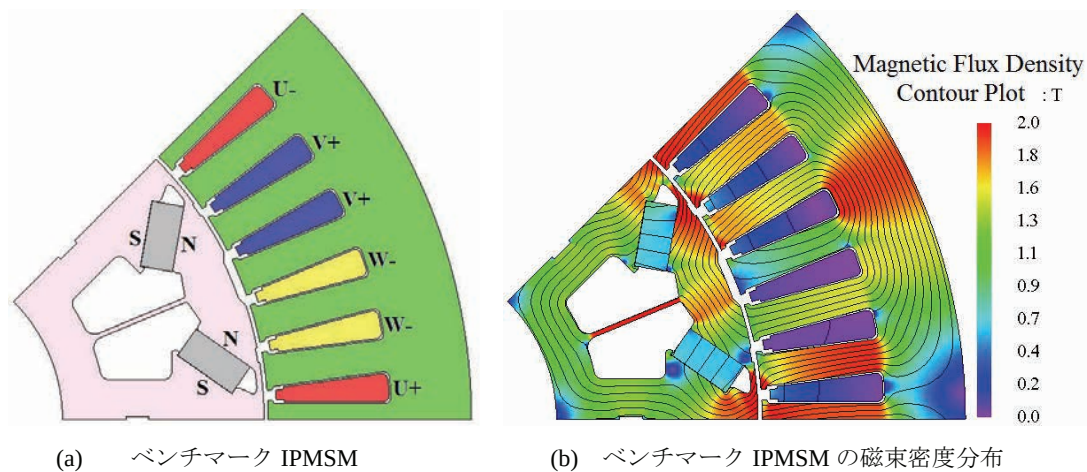
図 3-39 モータ効率

3.8 分布巻 IPMSM との運転特性比較

3.8.1 トルク，効率特性の比較

同じコアサイズ（ $\phi 200$ -L108）で試作した分布巻 IPMSM を用いて電機子起磁力励磁条件を共通として効率を比較する。ベンチマークの IPMSM は図 3-40 に示すように 8 極 48 スロット（毎極毎相スロット数 $q=2$ ）の分布巻ステータ構造で、エアギャップは提案モータと共通の 0.7 mm，電磁鋼板も同一（新日鐵製 30DH）である。ロータは V 字形に配置した永久磁石を内包した IPM（Interior Permanent Magnet）構造であり，リラクタンストルクを積極的に利用し，且つ磁石使用量を低減できる磁気回路設計をしている⁽¹⁷⁾。磁石材料は信越化学工業製 N39UH（ $B_r = 1.22$ T， $H_{cb} = 965.7$ kA/m @ 293 K）であり，スキューは施していない。最大負荷時の電機子起磁力は $1043 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ （電流密度 $28 \text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$ ）で設計しており，提案モータの最大負荷時の電機子起磁力が $1661.7 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ （電流密度： $23.1 \text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$ ）とは電機子起磁力配分が異なるため，電機子起磁力に対するトルク比較は参考程度とし，効率で性能比較する。ここでロータ起磁力とステータ起磁力配分の異なる理由について述べる。分布巻と集中巻で比較すると集中巻に対して，分布巻のほうが巻線ピッチが長くなる。巻線ピッチが長い分布巻のほうがロータ界磁磁束の鎖交量が増えるため，ロータ界磁磁束による速度起電力が大きい。そのため，電機子磁束による速度起電力の配分を集中巻よりも低く設計している。

ステータは提案モータと同じく焼嵌めでモータケースに取り付けられており，冷却性能が同等のモータケースを用いている。図 3-41 に電機子起磁力に対するトルク特性を示す。ベンチマーク IPMSM のリラクタンストルクは未着磁磁石を内包して測定したもので，測定環境は前節で述べた条件と同じである。同図より，ベンチマーク IPMSM と提案モータのリラクタンストルクを比較すると提案モータのリラクタンストルクは約 50 %低い。提案モータは自励式電磁石トルクを向上させるために二重突極構造としているが，二重突極構造の場合，磁気抵抗の脈動が大きくなる。その結果，トルクリプルが大幅に増加してしまい有効トルクが低くなる。ロータに補極があるため，ロータ側の突極性が低下している影響も考えられる。一方，ベンチマーク IPMSM の場合，スロット高調波を無視すると非突極な構造のステータと突極構造のロータの組み合わせになり提案モータよりも磁気抵抗の脈動が小さい。そのため，特にトルクリプル発生原因となる第 5 次や第 7 次空間高調波が提案モータよりも低くなり有効トルクが増



(b) ベンチマーク IPMSM のモータコア

図 3-40 ベンチマーク IPMSM (分布巻 IPMSM)

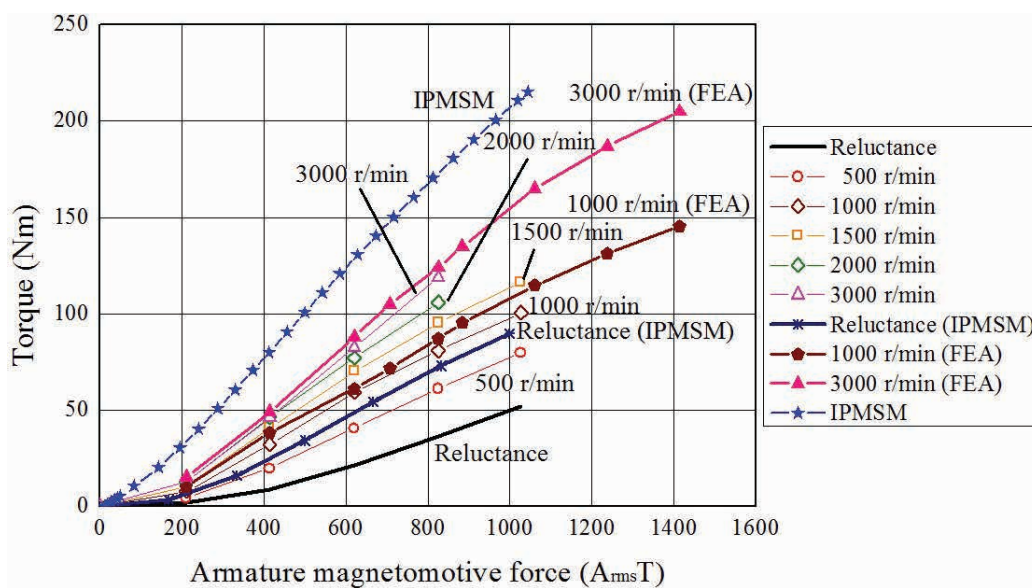


図 3-41 電機子起磁力とトルクの関係

加する。さらに分布巻の場合、集中巻のように1ティースに磁束が集中せず分散するため、トルク発生面が提案モータよりも広くなることでリラクタンストルクが増加し、鉄損も低減できる。総合トルクを比較すると提案モータの回転速度が3000 r/min のとき3割から4割ほど提案モータのトルクが分布巻IPMSMよりも低い結果となったが両モータのステータの起磁力設計が異なるため、同じ集中巻ステータを用いて（同じ電機子起磁力の条件下で）IPMロータと巻線界磁ロータで性能比較し厳密にトルク比較を行う必要があるが、今後の課題とする。

図3-42にベンチマークIPMSMの磁石未着磁状態（リラクタンスモータ）と磁石着磁状態（IPMSM）における力行時の効率マップを示す。まず、図3-38(a)と図3-42(a)のリラクタンスモータで比較すると、提案モータのほうで2000 r/minにおいて効率が5~6%低い。集中巻二重突極構造により、トルク脈動が大きいいため、トルクが低下して効率が低いことに加えて、前述のように集中巻構造に起因して磁束がステータティース1歯に集中することで鉄損が増加した影響や集中巻ステータに起因して発生する空間高調波による鉄損の影響が大きいと考えられる。

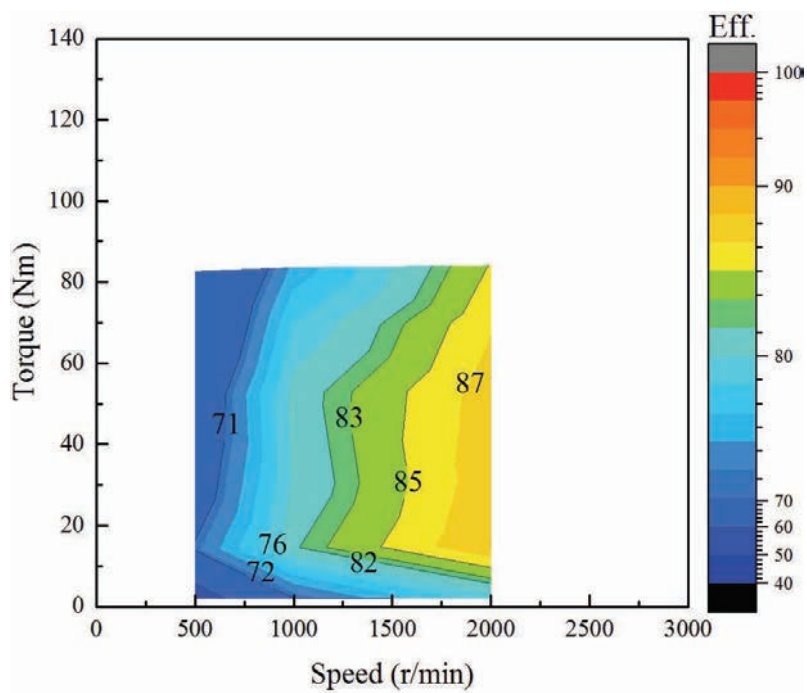
次に、図3-38(b)と図3-42(b)を比較すると提案モータの低回転速度域における効率の低さが課題となる。一方、回転速度の増加とともに提案モータの効率が向上して効率差が小さくなっていくことを確認できる。特に極低負荷領域において、ベンチマークIPMSMよりも提案モータのほうで効率が良いことも明らかになった。これは極低回転域において、ベンチマークIPMSMの永久磁石磁束に起因した鉄損が損失に占める割合が高いと考えられ、一方で提案モータの場合はロータの磁化量が低いため、損失をベンチマークよりも低減できていると考えられる。すなわち、提案モータはパッシブな可変界磁を有するが、さらにロータ起磁力設計を調整（改善）することで高効率エリアを従来の固定界磁形モータよりも調整しやすい可能性がある。また、リラクタンストルクでの効率比較の結果を踏まえると、空間高調波を界磁エネルギー源とした自励式電磁石トルクによる効率改善効果が非常に大きいことが分かる。

3.8.2 電流位相－トルク特性の比較

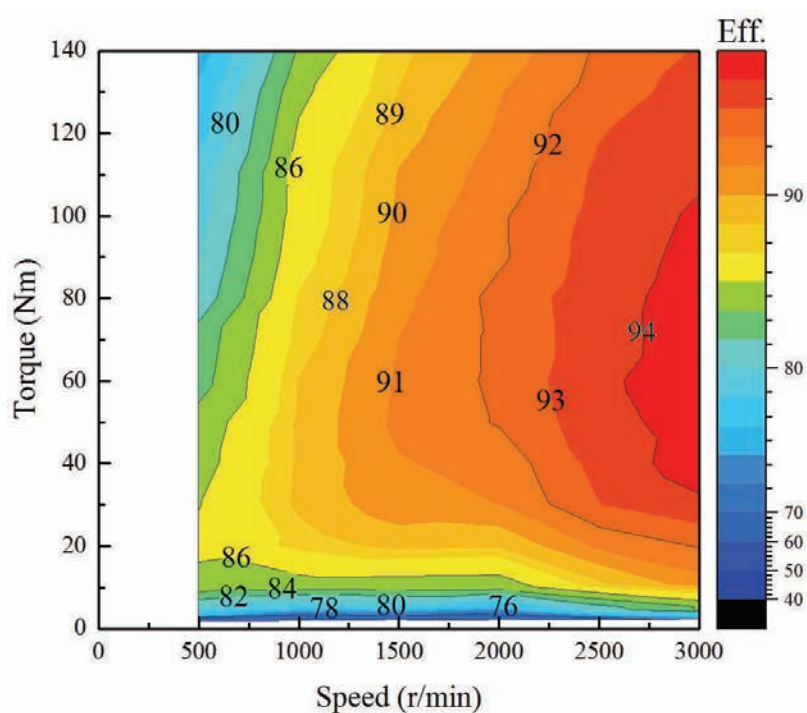
さらに詳細に考察するために、図3-43から図3-45に示すように、トルクの分離を行った。3.7.3項と同様に、図3-43の電流位相－総合トルク特性の結果と図

3-44 の電流位相ーリラクタンストルク特性の結果の差分からマグネットトルク（または電磁石トルク）を算出している。なお、ベンチマーク IPMSM のリラクタンストルク測定は未着磁ロータを用いている。図 3-43 から図 3-45 より、ベンチマーク IPMSM は逆突極性 ($L_d < L_q$) の特性、提案モータは順突極性 ($L_d > L_q$) の特性となっており、理論どおりの結果であることが確認できる。図 3-45 より、マグネットトルク（または電磁石トルク）はベンチマークモデルと提案モータともに電機子起磁力が増加になるに従い、同等の値となっている。すなわち、提案モータの電磁石トルク（空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式電磁石はベンチマーク IPMSM に対して十分なロータ起磁力を有していると言える。

一方、図 3-44 において、提案モータのリラクタンストルクはベンチマーク IPMSM のリラクタンストルクに対して 50 %以下と非常に低いことが分かる。前節で述べた理由により、提案モータは二重突極構造のため、原理的にリラクタンストルクの向上が難しい。今回のトルク比較はステータの電機子起磁力設計が異なるモータで比較しているため参考程度の値となるが、この結果から集中巻ステータで不可避に発生する空間高調波を界磁エネルギー源とする巻線界磁形モータにおいて磁石フリーで高トルク化を狙うには自励式電磁石トルクの向上が重要になることが分かる。

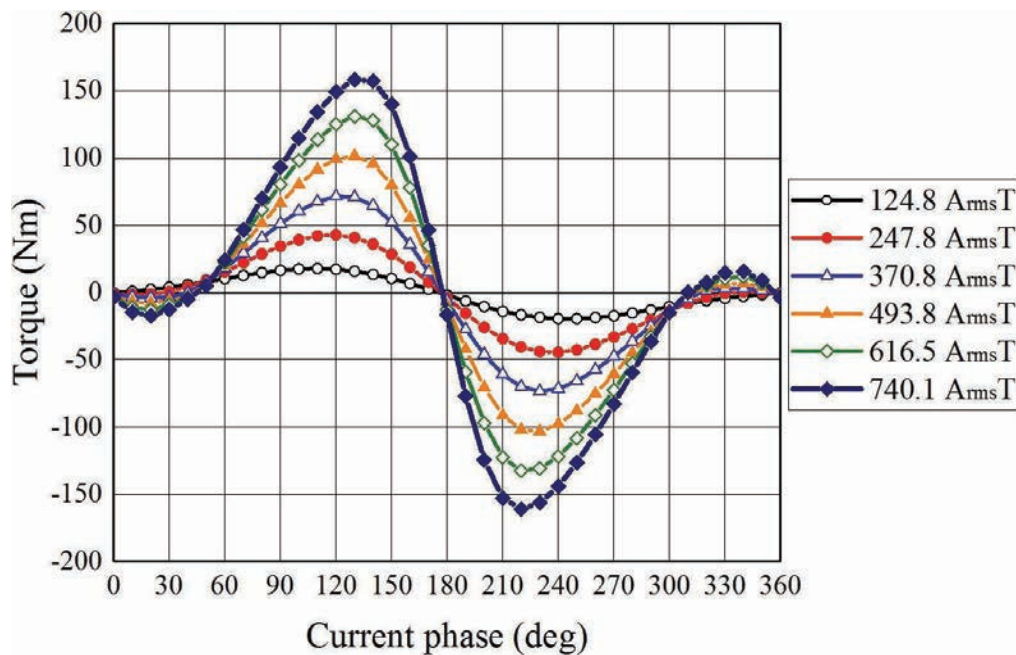


(a) ベンチマーク IPMSM (磁石未着磁) 力行

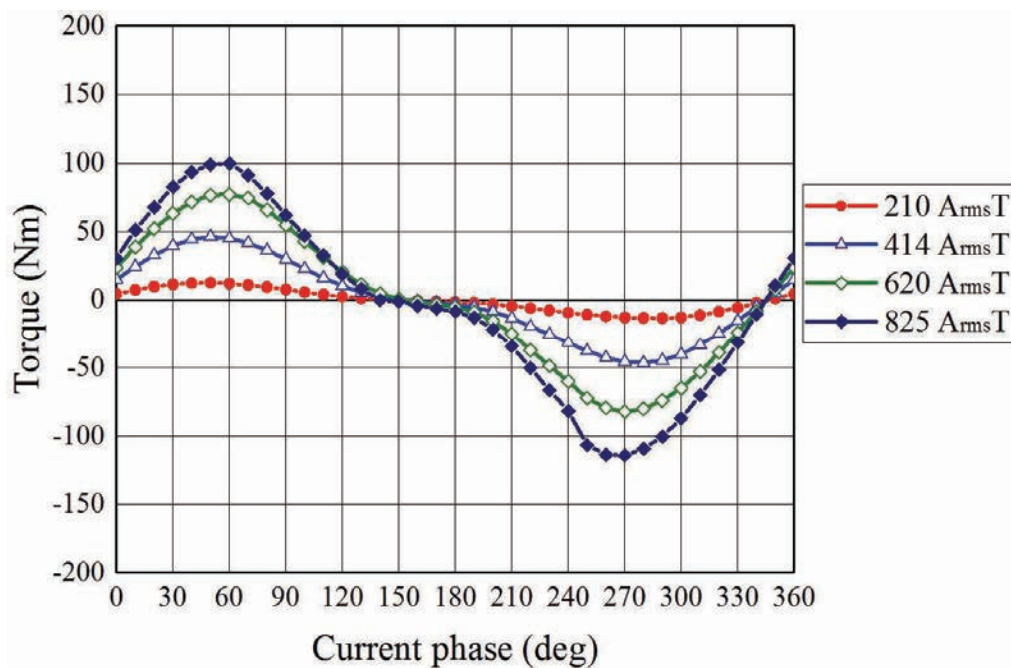


(b) ベンチマーク IPMSM (磁石着磁) 力行

図 3-42 ベンチマーク IPMSM のモータ効率 (力行)

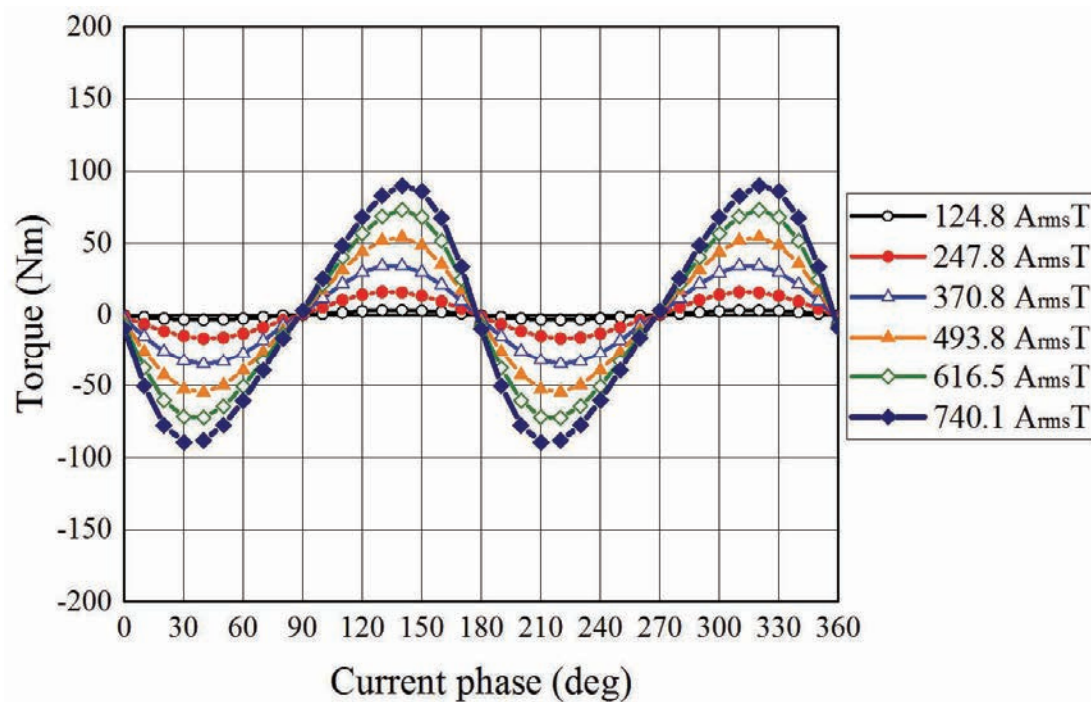


(a) ベンチマーク IPMSM

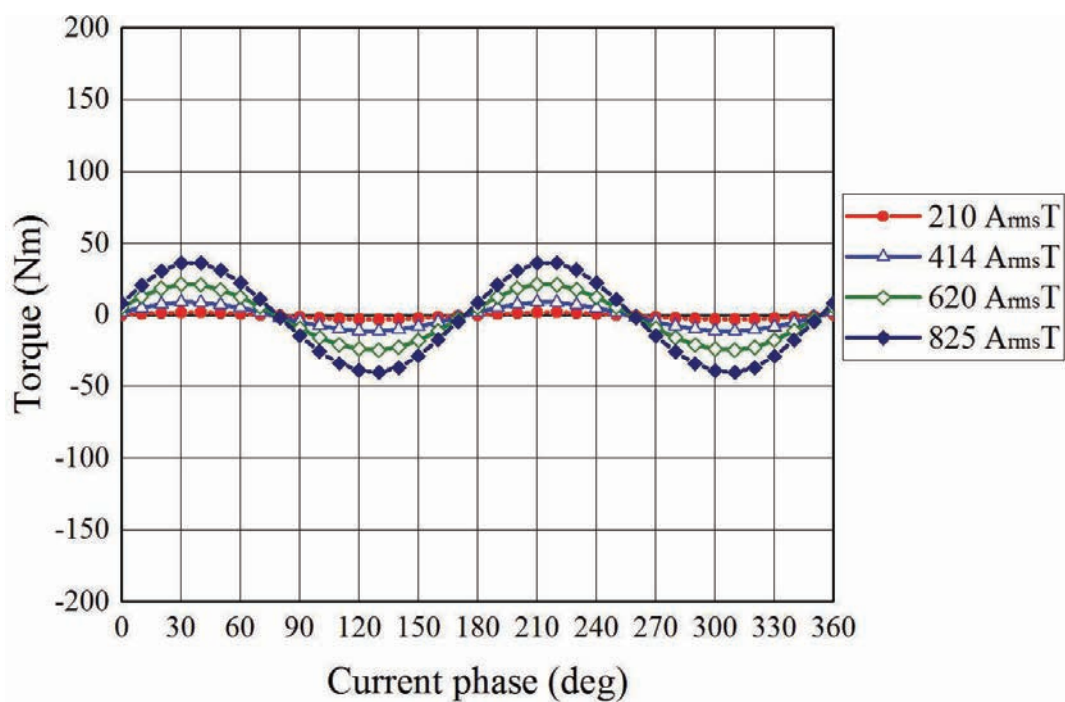


(b) 提案モデル (2000 r/min)

図 3-43 電流位相－総合トルク特性（力行）

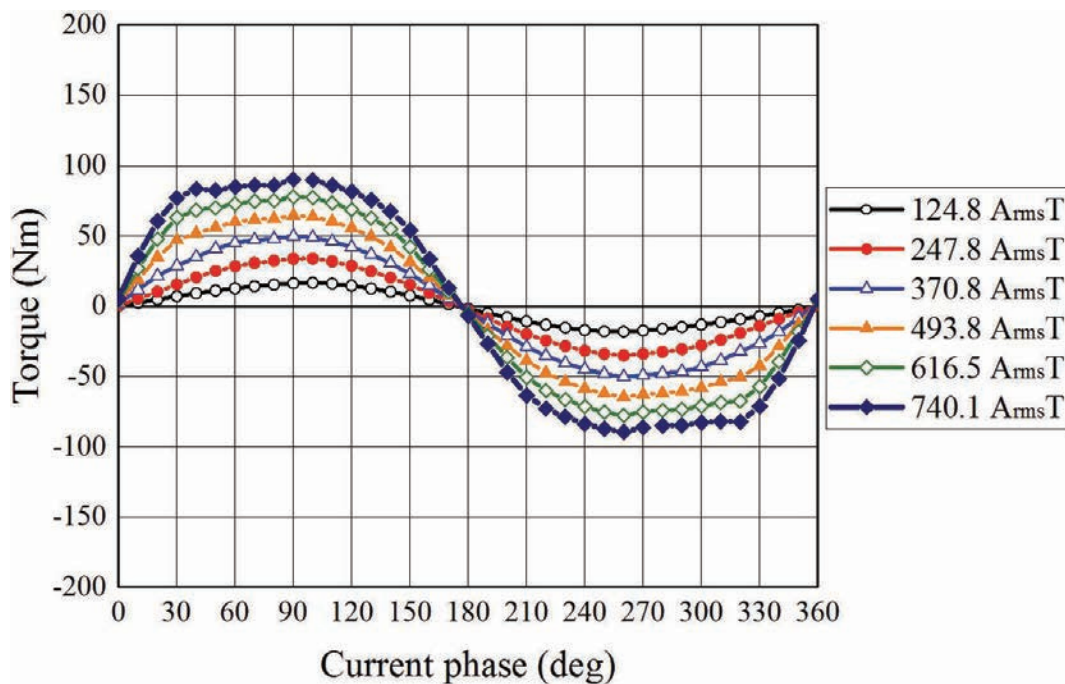


(a) ベンチマーク IPMSM

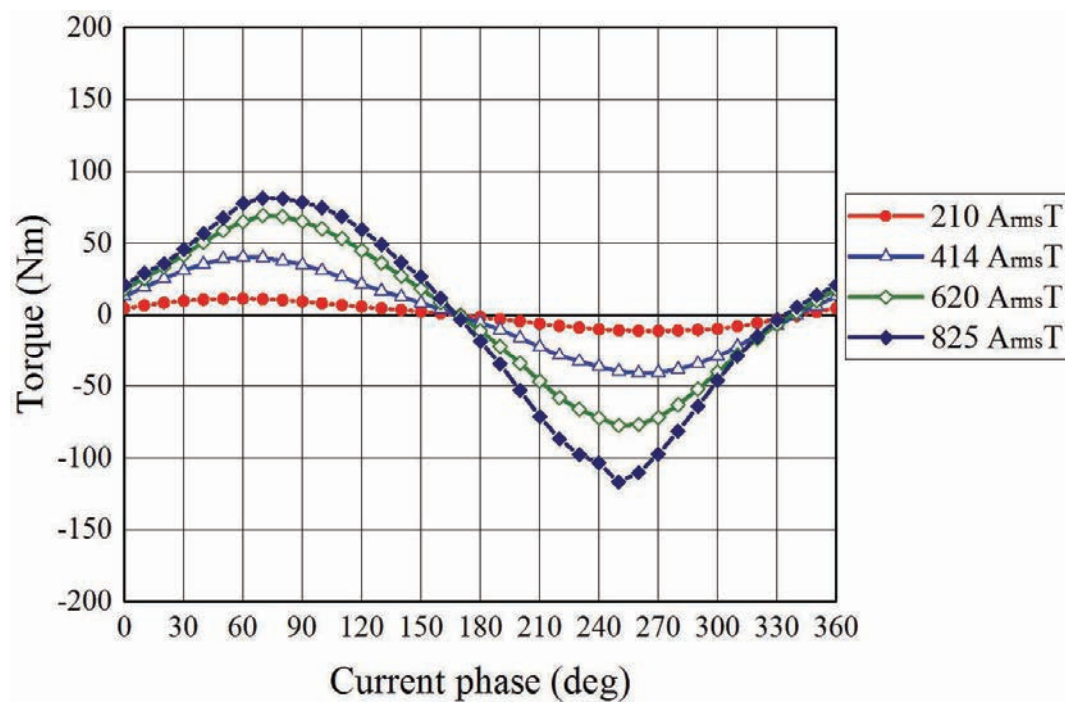


(b) 提案モデル (2000 r/min)

図 3-44 電流位相-リラクタンストルク特性 (力行)



(a) ベンチマーク IPMSM



(b) 提案モデル (2000 r/min)

図 3-45 電流位相-マグネット（電磁石）トルク特性（力行）

3.8.3 損失内訳の比較

低負荷時と中負荷時で実測による損失分析をまとめ、提案モータとベンチマーク IPMSM を比較した結果を図 3-46 と図 3-47 に示す。銅損は電機子電流の実測値の基本波振幅と電機子コイルが 60 °C における抵抗値 (20 °C の電機子抵抗実測値を温度換算) から計算した値である。磁石磁束による鉄損は IPMSM (着磁磁石を内包) で駆動したときの全損失から銅損を引いて求めた鉄損及びその他の損失 $W_{iron-all}$ と、リラクタンスモータ (未着磁磁石を内包) で駆動したときの全損失から銅損を引いて求めた鉄損及びその他の損失 $W_{iron-rel}$ をそれぞれ求めて、 $W_{iron-all} - W_{iron-rel}$ で近似的に求めた結果である。提案モータにおいて、ロータ銅損はロータ電流実測値の DC 成分とロータコイルが 60 °C におけるロータ巻線抵抗値 (20 °C のロータ抵抗実測値を温度換算) から計算した値である。ダイオードによる損失はダイオードの抵抗値 (カタログ値) とロータ電流実測値の DC 成分から求めた値である。

同図より、軽負荷時の IPMSM は永久磁石磁束に起因する鉄損割合が非常に大きいことが分かる。一方でトルク密度を向上させるためにはロータ界磁が重要となるが固定界磁の場合は相反しており、可変界磁機能が重要であると言える。提案モータの損失分析結果において、回転速度の増加とともに鉄損増加割合がベンチマーク IPMSM よりも大きい。集中巻ステータ構造の場合、自励に活用している第 2 次空間高調波以外の空間高調波が多くギャップ磁束に重畳しており、これらの非同期回転の磁束に起因することによる影響が大きいと考えられる。

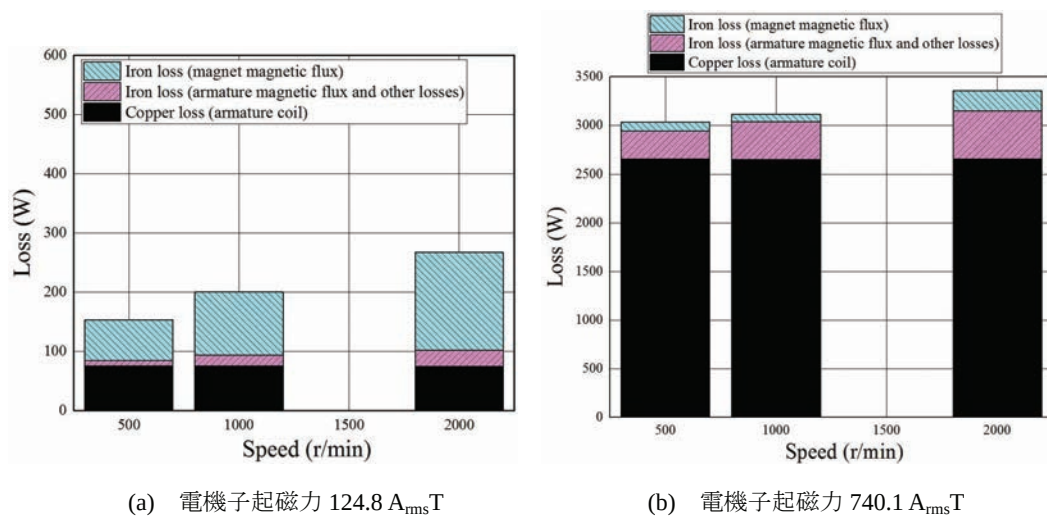


図 3-46 ベンチマーク IPMSM の損失分析（実測値）

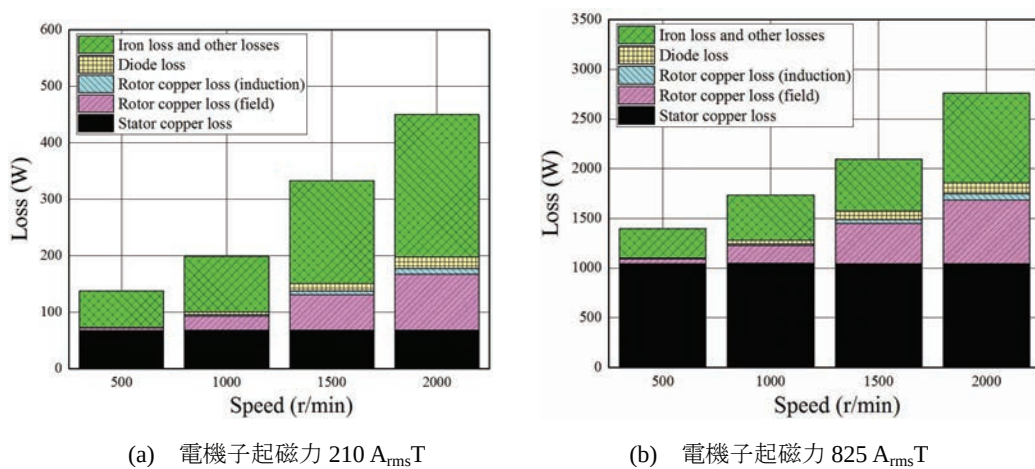


図 3-47 提案モータの損失分析（実測値）

3.8.4 トルクリプル比較

提案モータとベンチマーク IPMSM のトルクリプルを実測し、比較する。トルクリプルはサンプリング周波数が 5 kHz のトルク計（HBM 製）とイナーシャが大きな負荷装置を用いて測定した。100 r/min で測定した場合、提案モータの極数が 12 極のため 100 r/min 時の基本波周波数が 10 Hz となる。電気角で 12 次までのトルクリプルを測定する場合、12 次は 120 Hz となる。これを 5 kHz でサンプリングした場合、電気角 1 周期で約 41 点測定できる。ベンチマーク IPMSM の場合は 8 極のため、62 点測定できる。よって 100 r/min での測定においてはトルクリプル測定のための周波数帯域を確保できている。図 3-48 に 100 r/min 時のトルクリプルを測定した結果を示す。同図より、ベンチマーク IPMSM と比較して提案モータのトルクリプルが非常に大きいことが分かる。特に 100 r/min の場合、提案モータのロータ磁化量が弱く二重突極構造のため SRM のようにトルクリプルが大きくなる。さらに前述の理由により自励式電磁石トルクがほとんど発生しないためリラクタンストルクが主体的となっている。一方、回転速度の増加とともにロータ磁化量が増加し、パーミアンス変動が低減することでトルクリプルが小さくなっていくが現状、測定機器のサンプリング周波数と負荷側の影響除外方法からトルクリプルを直接測定するのが困難である。

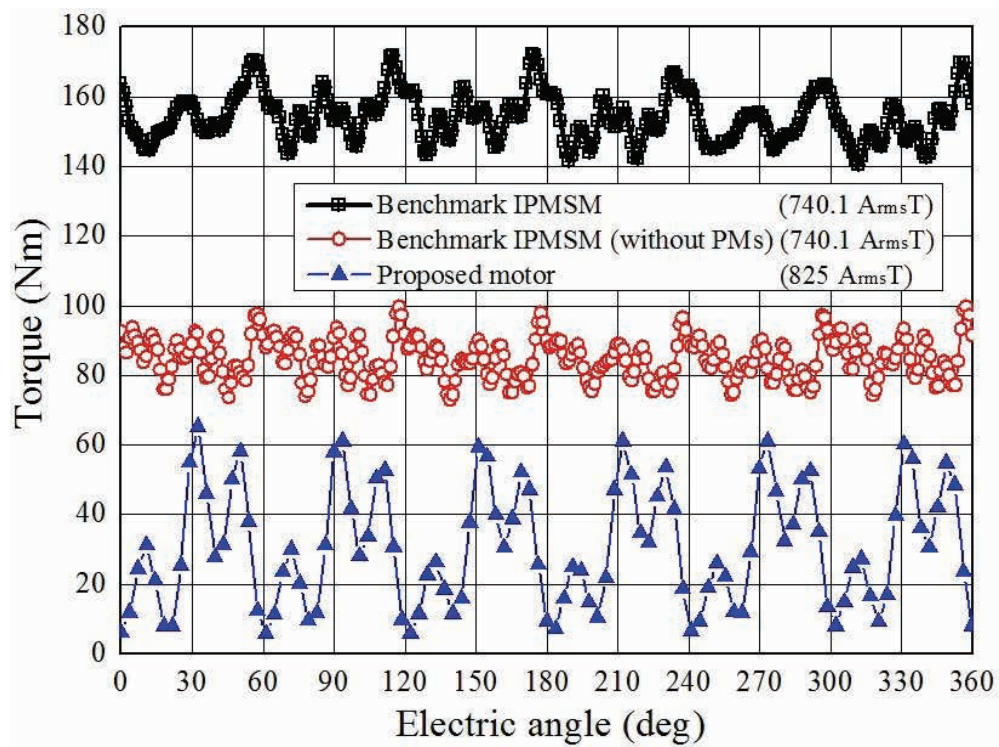


図 3-48 100 r/min 時のトルクリプル

3.8.5 無負荷損失の比較

ロータの重量比較をすると、提案モータが 14.53 kg、ベンチマーク IPM モータ（磁石なし）が 8.40 kg、ベンチマーク IPM モータ（着磁磁石あり）が 10.87 kg と、提案モータはロータ重量が増加している。その結果、ベアリングの摩擦抵抗増加による機械損の増加が懸念されるが、一方で無負荷時は自励されないため無負荷鉄損が発生しないという利点もある。そこで、ベンチマーク IPMSM（磁石なし）、ベンチマーク（着磁磁石あり）、提案モータ（ダイオード整流形巻線界磁）の 3 タイプの無負荷損失の実測を行った。無負荷損失の測定は、惰行法により行った⁽¹⁸⁾。惰行法で測定する際、適当な電機子電流と電流位相にて励磁して無負荷にて 3400 r/min まで上げた後、瞬時にサーボオフしたときの空転時間（回転速度の減衰時間）から無負荷損失を測定している。計算に用いたイナーシャは二本吊り法にて慣性モーメントを測定することで実測から算出している。なお、ベンチマーク IPMSM は磁石温度が約 20 °C になる環境で測定を行った。実測したイナーシャは、ベンチマーク IPMSM（磁石なし）が $0.01616 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、ベンチマーク（着磁磁石あり）が $0.01926 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、提案モータ（ダイオード整流形巻線界磁）が $0.03025 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ であった。図 3-49 に無負荷損失の測定結果を示す。同図より、ベンチマーク IPMSM（磁石なし）と提案モータ（ダイオード整流形巻線界磁）のベアリングは共通である。ロータ構造が異なることやシャフト形状が異なることにより摩擦抵抗や風損に差が生じていると考えられるが、無負荷損失は数値的にほぼ等価な値であると言える。一方、ベンチマーク IPMSM（着磁磁石あり）と提案モータを比較するとベンチマーク IPMSM は提案モータよりも 3000 r/min において約 100 W 高い結果となった。この結果からも磁石による無負荷鉄損が発生しない提案モータの優位性を確認できる。車載を想定したときに、HEV システムにもよるが無負荷鉄損は惰行運転時のエネルギー損失に直結するため、提案モータによるエネルギー効率改善効果は大きい。

3.8.6 コギングトルク

提案モータは、無通電時には空間高調波が発生しないためロータが磁化されずコギングトルクが発生しない。一方、ベンチマーク IPMSM は固定界磁の磁石が内包されているため、無負荷時にコギングトルクが発生する。図 3-50 にベンチマーク IPMSM のコギングトルクを示す。車載時はパーキングロック解除時にショックが生じることなどに影響を及ぼすが、提案モータの場合は原理的にコ

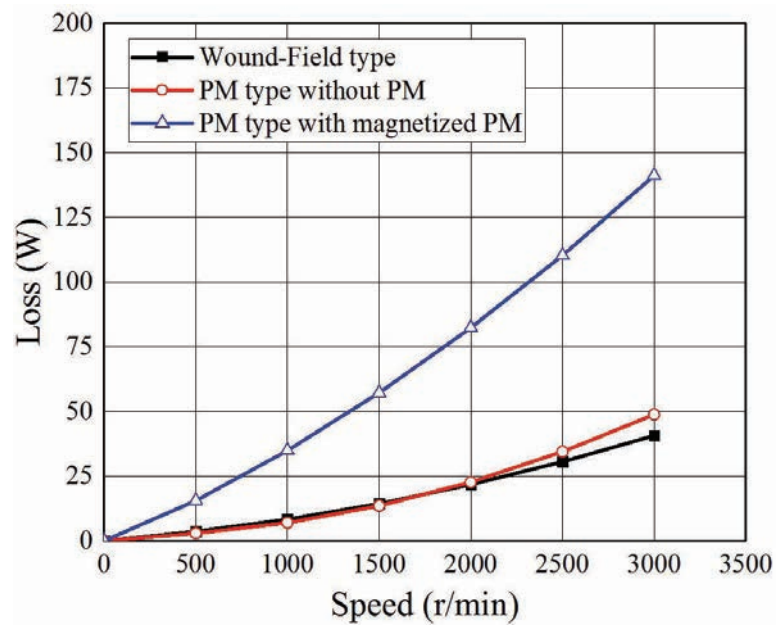


図 3-49 無負荷損失の比較

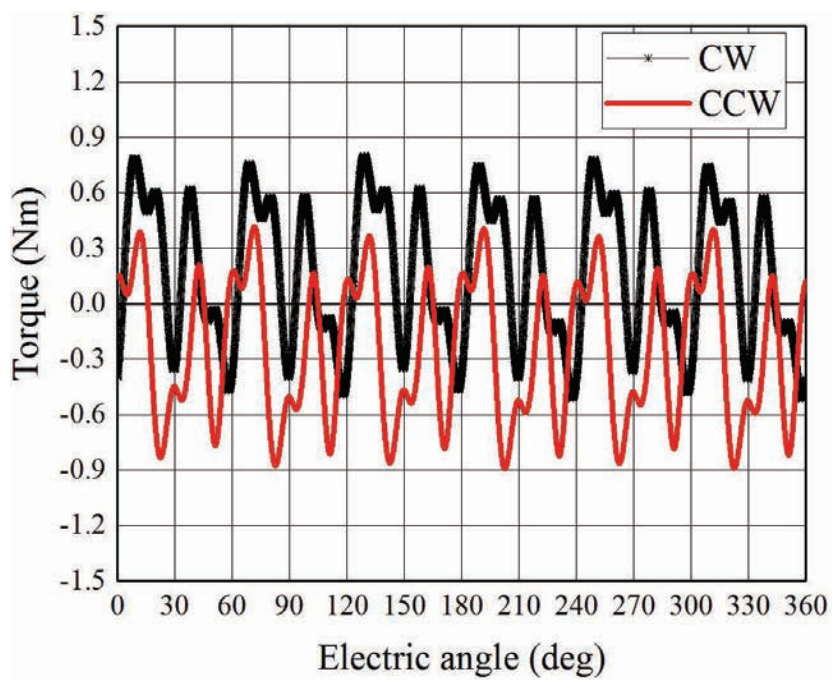


図 3-50 ベンチマーク IPMSM のコギングトルク

ギングトルクが発生しないため、その点において優位性がある。

3.9 結言

本章では、集中巻ステータで不可避に発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源として活用する自励式巻線界磁形同期モータについて述べた。突極間(q 軸)に補助巻線を備えた補極を設けてロータ巻線結線回路を変更することで、従来技術の d 軸高調波磁束による自励に加えて q 軸高調波磁束も自励に活用できることを電磁界解析と実機試作、実験により明らかにした。さらに分布巻IPMSMとトルク、効率特性およびトルクリプルと損失内訳を比較し提案するモータの優位性と課題について明らかにした。ここで得られた結論を以下にまとめる。

- 1) 数値解析により、 q 軸に補極を設けることで従来技術の d 軸高調波を活用した自励式巻線界磁モータに対して q 軸高調波も活用できる。
- 2) ロータ電流測定結果から、提案するモータは集中巻ステータに起因して発生する第3次時間高調波（静止座標における第2次空間高調波）がロータ巻線に鎖交して誘導電流が順方向と逆方向に流れて整流されることで界磁電流を自己励磁できることを実測で確認した。
- 3) 同じコアサイズ且つ励磁条件下のリラクタンスモータに対して、ロータに自励式巻線を備えて電磁石トルクを活用することで力行トルクが低負荷時（ $210\text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ ）は500 r/min で153.4%，2000 r/min で642.0%向上，中負荷（ $1025\text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ ）では、500 r/min で156.8%，1000 r/min で193.3%，1500 r/min で223.5%の向上となる。特に低負荷域においてトルク改善効果が大きい。
- 4) 同じコアサイズ且つ励磁条件下のリラクタンスモータに対して、ロータに自励式巻線を備えて電磁石トルクを活用することで力行効率を約8~10%向上できる。
- 5) 同じコアサイズの分布巻IPMSMに対して、力行効率が極低回転時は約8%低い回転速度が増加するに従い効率差異が小さくなる。（3000 r/min で力行効率がIPMSMに対して提案モータは約2%低い。）
- 6) 自励式電磁石トルクは電機子電流振幅、電流位相角、回転速度、高調波電流によってパッシブな可変界磁機能を有している。
- 7) 極低負荷域で分布巻IPMSMよりも効率が高い領域があり、固定界磁形モー

タの永久磁石による鉄損が損失に占める割合が高い領域において提案モータのパッシブな可変界磁機能でさらに効率改善できる可能性がある。

8) 提案モータは無負荷損失を 3000 r/min において約 67 %低減できる。

以上、車載を想定した場合、提案する自励式巻線界磁モータを分布巻 IPMSM と置き換えた場合、低回転・低負荷領域における効率とトルク不足が特に問題となる。その短所は市街地走行時の燃費低下と段差乗り上げや登坂性能の低下に直結する。ギア比でトルク不足を補うことは可能だが一方で高回転駆動が求められるため、提案モータのロータ巻線の遠心力対策の問題が発生する。今後、これらの運転領域におけるトルクと効率の性能向上が今後の課題である。さらに分布巻 IPMSM と同等のトルク密度を達成するためには、電磁石トルクを有効的に活用することが非常に重要である。今回はステータコア外径が $\phi 200$ で提案モータとベンチマーク IPMSM の性能を実機比較したが、提案モータのトルクがベンチマーク IPMSM と比肩するためにはモータ外径が大きいほうが有利である。コア外径が大きくなるに従い、ロータスロット面積が 2 乗で増加するためロータに内包できるコイルターン数が増加し、ロータ起磁力を高めることができる。その結果、電磁石トルクが向上する。加えて、大径化することでパーミアンス変動が大きくなり、リラクタンストルクも若干増加する。今後、巻線界磁形モータの最適なモータサイズやアスペクト比等について検討を進める。

参考文献

- (1) 平本健二・中井英雄・山田英治・蓑島紀元・瀬口正弘：「回転電機及びその駆動制御装置」，公開特許公報(A)，特開 2009-112091 (2007)
- (2) K. Hiramoto, H. Nakai, E. Yamada, N. Minoshima and M. Seguchi: “Rotary Electric Machine and Driving Controller for Rotary Electric Machine”, US20100259136 (Published in 2010)
- (3) 平本健二・中井英雄：「ダイオード整流型磁石フリーモータの提案と原理検証」，H26 年度電気学会全国大会，No. 5-054, pp. 97-98 (2014)
- (4) 平本健二・鈴木博光・中井英雄・山田栄治・水谷良治・蓑島紀元：「ダイオード整流型磁石フリーモータの低回転域トルク向上」，H26 年度電気学会全国大会，No. 5-055, pp. 98-100 (2014)
- (5) 山田英治・水谷良治・平本健二・中井英雄・蓑島紀元：「回転電機駆動システム」，公開特許公報(A)，特開 2012-170256 (2010)
- (6) 山田英治・水谷良治・知念真太郎・平本健二・中井英雄・蓑島紀元：「回転電機」，公開特許公報(A)，特開 2012-222941 (2010)
- (7) 平本健二・中井英雄・鈴木博光・加納裕子・水谷良治・山田英治・蓑島紀元：「ダイオード整流型磁石フリーモータの誘導メカニズム」，電気学会 モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料，MD-14-89, RM-14-52, VT-14-24 (2014)
- (8) 深見正・高香滋・宮本紀男・柴田福夫：「三相同期発電機の新しい自己励磁法」，電学論 D，Vol. 114, No. 11, pp. 1083-1089 (1994)
- (9) 深見正・花田芳明・宮本紀男：「第 2 次空間高調波で励磁する自励三相同期発電機の解析」，電学論 D，Vol. 117, No. 1, pp. 57-65 (1997)
- (10) 深見正・石坂孝・宮本紀男：「自励形誘導同期電動機」，電学論 D，Vol. 115, No. 10, pp. 1245-1252 (1995)
- (11) 野中作太郎・袈裟丸勝巳・堀田一夫：「励磁機なしブラシレス三相同期発電機の解析」，電学論 D，Vol. 112, No. 5, pp. 483-489 (2002)
- (12) 山田英治・洪遠齡・岡村賢樹・水谷良治・平本健二・鈴木博光・中井英樹：「ダイオード整流型磁石フリーモータのパルス電流重畳時の電流ピーク抑制方法の検討」，H26 年度電気学会産業応用部門大会，3-25, pp. III-183-186 (2014)
- (13) 平本健二・中井英雄・山田英治・水谷良治：「ダイオード整流型磁石フリーモータの駆動モータへの適用」，H26 年度電気学会産業応用部門大会，3-26, pp. III-187-192 (2014)
- (14) 小山純・鳥羽俊介・樋口剛・山田英二：「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D，Vol. 107, No. 10, pp. 1257-1264 (1987)
- (15) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D，Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)

- (16) 小山純・樋口剛・安部稔彦・山田英二：「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」，電学論 D，Vol. 109, No. 7, pp. 515-522 (1989)
- (17) 青山真大：「磁石使用量を最適化した磁路分散型 d 軸空隙 IPM モータの提案」，電気学会自動車研究会資料，VT-13-015 (2013)
- (18) 近藤稔・半田和行：「永久磁石同期主電動機の無負荷鉄損測定」，H15 年度電気学会全国大会，No. 5-19, pp. 28-29 (2003)

第4章

パンケーキアキシアルギャップ形自励式巻線 界磁同期モータ

4.1 緒言

第3章では、従来損失となっていた集中巻ステータで発生する静止座標から観測した第2次空間高調波（基本波同期回転座標系における第3次時間高調波）に着目し、過去に検討されていたダイオード整流による自己励磁技術と組み合わせることで空間高調波を界磁エネルギー源とした自励式巻線界磁形同期モータについて述べた。補極を用いてロータ巻線回路変更を行うことで性能向上が可能であることを提案した。基本原理、補極を設けることによるロータ起磁力向上のための設計手法、試作機の設計及び実機運転特性について述べた。自励式巻線界磁形モータは、他励式のようにブラシを介してアクティブに可変界磁する機能は有していないがブラシレスで回転速度、電機子起磁力、電流位相、電機子電流に重畳している時間高調波によってパッシブに可変界磁する機能を有している。このパッシブな可変界磁機能は車載用駆動モータ用途で考えた場合、アクセルを踏まない無負荷駆動時のコギングトルクや惰行運転時の無負荷鉄損がゼロになること、極低負荷時の磁石磁束に起因する鉄損の低減の利点がある。さらに高速巡航（高回転速度）時に従来の永久磁石を用いた固定界磁形に対して弱め界磁をパッシブに行えるため高効率化できる可能性がある⁽¹⁾⁽²⁾。一方、ファラデーの法則に従うため、誘導起電力がほとんど発生しない極低回転域でのトルク不足や従来のIPMSMと比較してトルクリプルが増加する、ロータ銅損による発熱対策（冷却技術）、パルス電流による強め界磁制御を行う場合のロータ電流推定方法、機械的強度向上などの課題が残されており、さらなる技術開発が必要である。

本章では、トルク密度の向上を目的に空間高調波がロータコアに効果的に鎖

交するようなバックヨークレス構造のステータの両面を自励式巻線界磁形ロータで挟み込んだパンケーキアキシャルエアギャップ構造の自励式巻線界磁形同期モータを提案する。最初にパンケーキアキシャルエアギャップ構造による自励式巻線界磁形同期モータ構造の狙いと原理検証用の機械構造について述べる。次に原理検証用の試作機の性能を電磁界解析により予測する。さらに原理検証機を試作し、基礎的な運転特性を実験評価し、パンケーキアキシャルエアギャップ形磁石フリーモータの実機による原理検証と可能性を検証する。

4.2 パンケーキ形自励式巻線界磁モータのコンセプト

第3章で述べた空間高調波を界磁エネルギー源に利用した自励式巻線界磁形同期モータは相互インダクタンスを介した電磁誘導現象を利用して界磁をつくるとともにトルクを出力するため、ステータとロータ間の結合係数を如何に向上させるかが重要となる。そのため、第3章では図4-1(a)のベンチマークに対して図4-1(b)のモデルを提案した。しかし、原理的に低回転域で十分な誘導起電力をロータコイルに発生させることができず、トルクが低下するという課題があった。さらに前章で分布巻IPMSMと性能比較をした結果、提案モータは集中巻ステータ且つ突極ロータの二重突極構造のため、リラクタンストルクが小さくトルク密度が低回転域で分布巻IPMSMに大きく劣る結果であった。その課題に対して、本章ではリラクタンストルクに加えて、電磁石トルクも向上させることでトルク密度を向上できるモータ構造について検討する。ラジアルギャップ形インナーロータ構造の場合、ステータのエアギャップ面（ステータティース先端）で発生する漏れ磁束をロータに効率良く鎖交させることでロータコイルに誘導起電力を発生させていたが、さらに電磁石トルクを向上させるためには漏れ磁束がロータに鎖交する面を増やす必要がある。トルク発生面拡大の従来技術として、ラジアルギャップモータの内側と外側にロータを用いて並列磁気回路構造もしくは直列磁気回路構造としたダブルロータ構造や、アキシャルギャップモータでシングルロータの両面にステータを配置した構造、もしくはシングルロータの両面にロータを配置したダブルロータ構造等が過去提案されている^{(3)~(25)}。いずれのモータもトルク発生面を増やすことでトルク増加を狙っている。本章でも従来技術の考え方と同様に基本波磁束の磁路にダブルギャップを設けてトルク発生面の拡大を狙う。更に、ダブルギャップ構造とすることで漏れ磁束の鎖交面の拡大を狙っている特長を有する。

まず漏れ磁束を最大限にロータに鎖交させるための磁気回路について考える。図4-2に示すバックヨークを必要とする並列磁気回路と図4-3に示すバックヨークを必要としない直列磁気回路を比較すると、バックヨークレス構造のほうがロータに効率的に漏れ磁束を鎖交させることができる。参考に前章の図3-5(a)や図3-6(b)に示したようにステータバックヨークで第3次時間高調波が発生している。さらにステータティース根元とバックヨーク間でも漏れ磁束が発生する。バックヨークレス構造とすることでギャップ中に漏れ磁束として発生させることができるため、自励に活用できる。そのため、直列磁気回路方式を採用し、ステータはバックヨークレス構造とした。

次に、トルク発生面の拡大方法として図4-4にシングルロータの両面をステータで挟み込んだ構造を示し、図4-5にシングルステータの両面をロータで挟み込んだ構造を示す。両図を比較すると、前述の理由と同様にステータのバックヨークレス構造のほうが効率的に空間高調波を界磁エネルギー源に利用できる。さらにロータ巻線整流回路の配置について、図4-5の場合、ロータバックヨーク上に設置できるが図4-4の構造の場合、ロータ端面に配置することができず、径方向に配置する必要があるため大径化する。そのため、機械強度の低下と面振動の増加が懸念される。よって、図4-5のシングルステータの両面にロータを配置する構造を採用する。

さらに、シングルステータ且つダブルロータ構造として図4-6に示すようにラジアルギャップ形とアキシャルギャップ形を考える。図4-6(a)に示すようにラジアルギャップ形の場合、インナーロータとアウターロータでロータコイルを内包するスロット面積に顕著な差が発生し、特にインナーロータにおいて十分なロータ面積を稼ぐことができなくなる。さらにインナーロータは磁気抵抗の脈動も減ってしまう。その結果、インナーロータにおいて十分なロータ起磁力を発生させることができず、インナーロータとアウターロータにトルク差が生じる。さらにトルク発生面がインナーロータとアウターロータで異なるため、パリアンス分布に位相差が生じることで大きなトルク脈動が生じる。加えて、ダイオード整流回路をロータ上に配置するための機械構造設計やステータの固定方法、冷却方法が難しいといった課題がある。一方、図4-6(b)に示すようにアキシャルギャップ形の場合、バックヨークレス構造のステータの両面に同じサイズ（トルク発生面とスロット面積）のロータをパンケーキ構造で挟み込むことでラジアルギャップ形の問題点を解決できる。つまり、両面で同じトルク

発生面を確保でき、両面でエアギャップ近傍の高調波を捕えることができるので自励式巻線界磁モータで出力密度を向上させるには好適である。以上の理由により、図 4-6(b)に示したアキシャルタイプのほうを採用する。

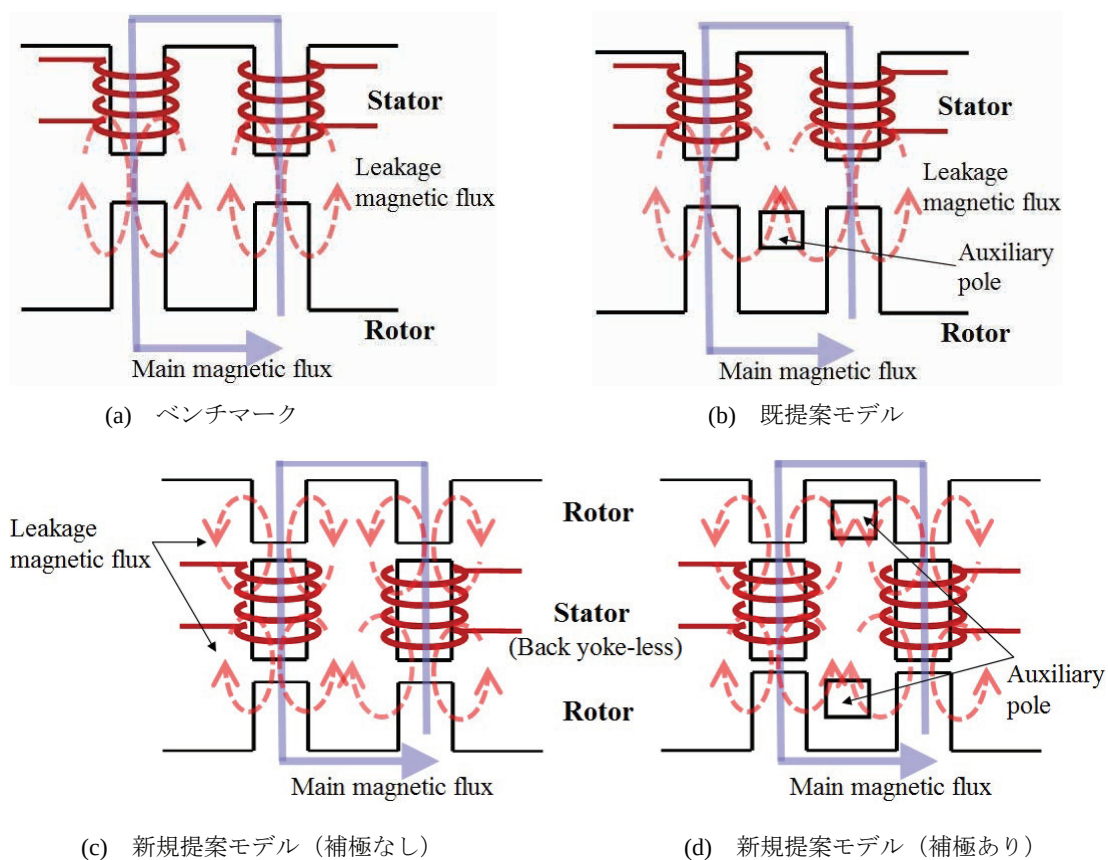


図 4-1 両面空間高調波を利用する提案モデルのコンセプト

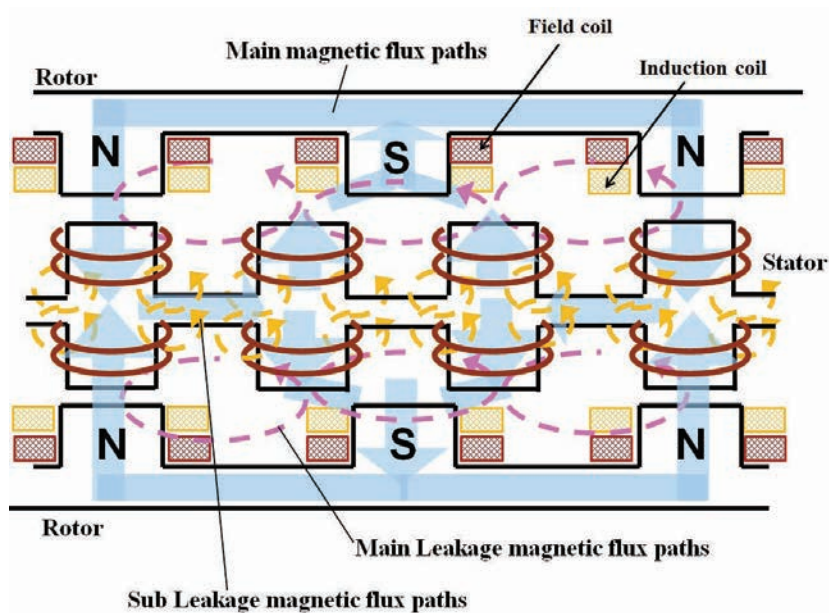


図 4-2 ダブルロータの並列磁気回路

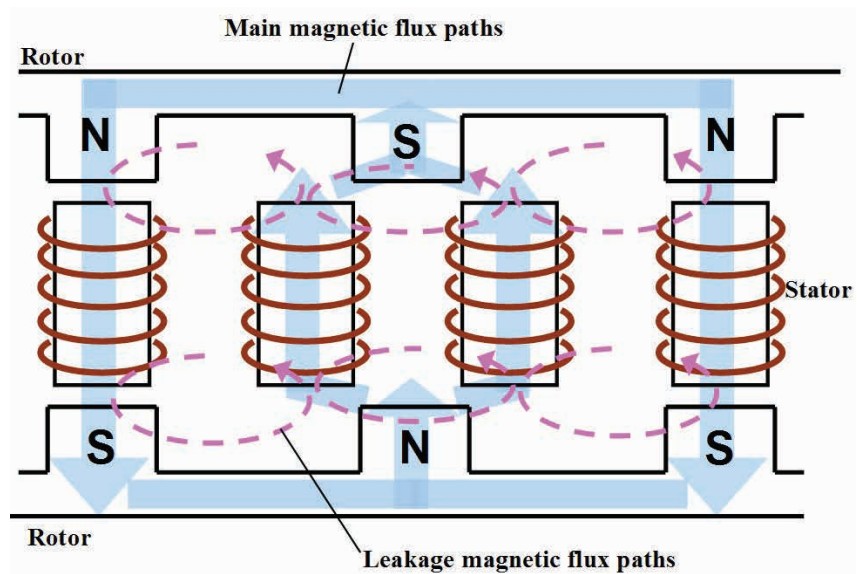


図 4-3 ダブルロータの直列磁気回路

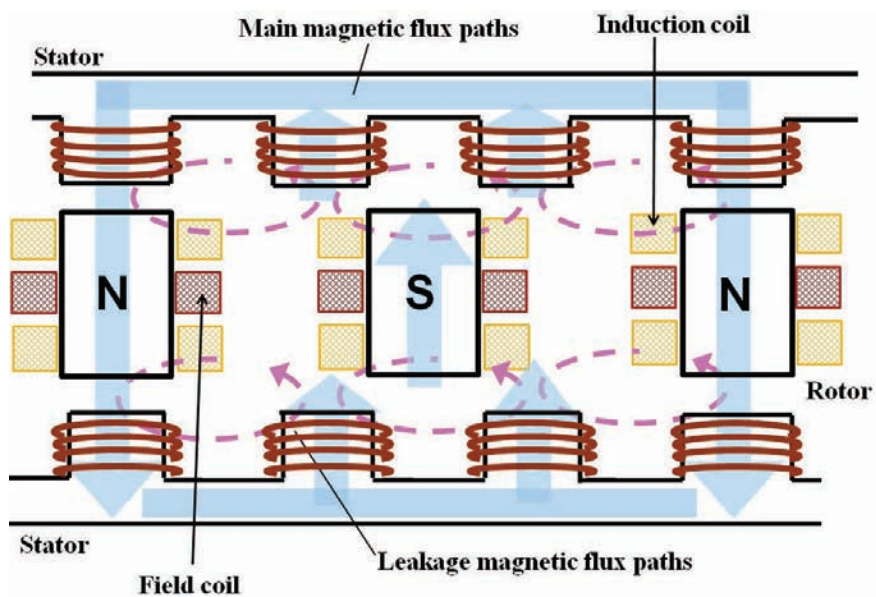


図 4-4 シングルスレータ且つダブルロータ構造

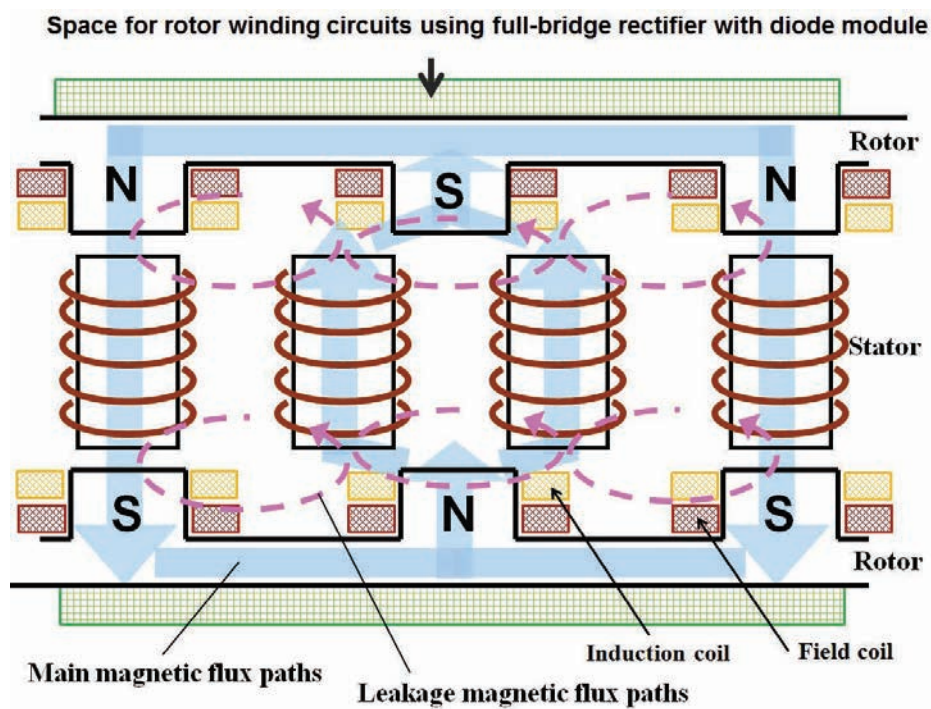


図 4-5 シングルステータ且つダブルロータ構造

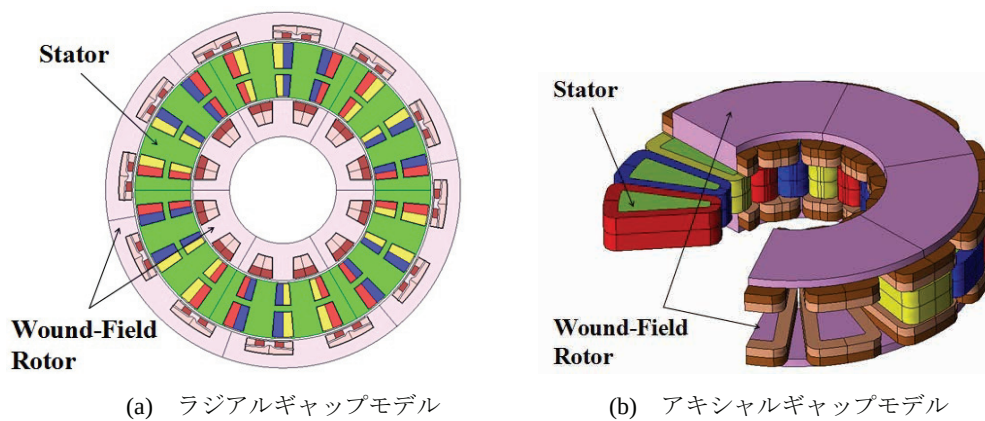


図 4-6 ダブルステータ且つシングルロータ構造

4.3 想定するアプリケーション

近年、欧州を中心としてローエンドなハイブリッドシステムとして 48 V のマイルドハイブリッドシステムが注目されている。既存のマイルドハイブリッドは他励式クロールポール型オルタネータの出力を上げてベルト駆動するタイプや低電圧大電流で設計した IPMSM を変速機に組み込む方式が採用されている。前者の場合、ロータ界磁コイルが他励式のため界磁調整でき低電圧駆動に適しているが、一方で鉄塊状のクロールポールロータの渦電流損によるモータ効率低下やブラシが必要という課題がある。後者の場合、永久磁石による固定界磁のため低電圧駆動する場合は基底回転速度を高回転側にシフトした設計を行う必要があり、高効率エリアが高回転側になる。そのため、マイルドハイブリッドで電力補助による効率改善を狙いたい低回転側でモータ効率が低下する。ギアを用いて減速駆動させる場合も小型で安価なハイブリッドシステムのメリットを十分生かすことができない。それらの問題点を解決するためには非ベルト駆動、ブラシレスで且つ可変界磁機能を有し、高トルク密度なモータが望まれる。

可変界磁モータとして、過去に磁石磁力を可変にするタイプやスキュー角を構造的に変えて可変界磁するタイプ、トロイダル巻ステータと界磁コイルにコンシクエントポールロータを組み合わせる強め弱め界磁機能を有するタイプなどが提案されているが、モータ出力に対してインバータの出力容量を大きくする必要がある場合や、アクチュエータが必要になる場合、または直流励磁用のチョッパ回路が必要になるなどそれぞれ課題を有している。

ローエンドなマイルドハイブリッドシステム用の可変界磁モータとしては上記のようなアクティブな可変界磁機能ではなく、パッシブな可変界磁機能のモータを適用することで付加装置が不要であり、コンポーネントの低コスト化が可能になる。そこで 3 章で述べた空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形同期モータを高トルク密度化し、電機子電流や電流位相、回転速度に対してパッシブな可変界磁機能を有している利点を生かし、低電圧駆動用のマイルドハイブリッドシステムへの適用を想定している。

4.4 パンケーキ形自励式巻線界磁モータの構造

図 4-7 と図 4-8 に示すように提案するモータは三相 12 極 18 スロットを有するバックヨークレス構造の集中巻ステータの両面を、12 極の突極を有する 2 つのロータで挟み込むパンケーキ形両面アキシアルエアギャップ構造を採用している。三次元磁路となるため SMC コア（ヘガネス製 Somaloy）を用いる。ロー

タ巻線は図 4-8 (c)に示す全波整流回路パターンを結線する樹脂 (PPS) 製のボードを配置して一極対ごとに結線する。その後、樹脂封入により機械強度と絶縁性能を確保している。樹脂 (PPS) 枠で固定されたステータは樹脂封入後にステータカバーを介してモータハウジングに取り付ける構造としている。一方、ロータコイルは図 4-8 (d)に示すように α 巻成形したコイルを用いることでコイル占積率の向上とアキシャルギャップ面に線引き出しのデッドスペースが発生することを防いでいる。ステータコイルも同様に α 巻成形している。ステータをバックヨークレス構造とすることで図 4-5に示すように漏れ磁束を効果的に2つのロータ突極に鎖交させることができる。この構造の場合、ステータに鎖交する磁束は専ら軸方向磁路となるので SMC ではなく電磁鋼板を用いることもできる。また、第 3 章で述べたように q 軸高調波磁束を界磁エネルギー源に利用することができなくなるが、今回はパンケーキアキシャルギャップ構造の原理検証のため補極を設けない設計とした。ロータ巻線は I-coil と E-coil をそれぞれ 21 T/tooth となるようにし 50:50 の比率で空間高調波励磁用誘導コイルと電磁石形成用界磁コイルを配分した。

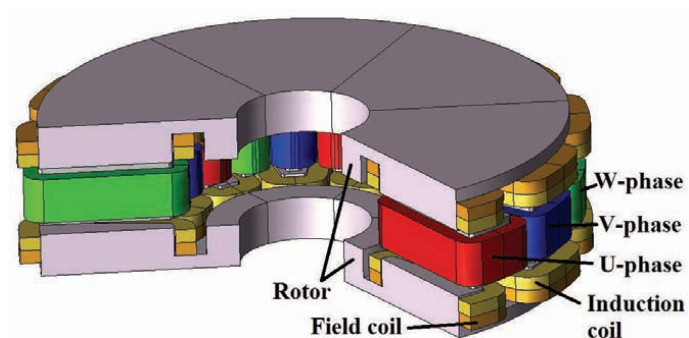
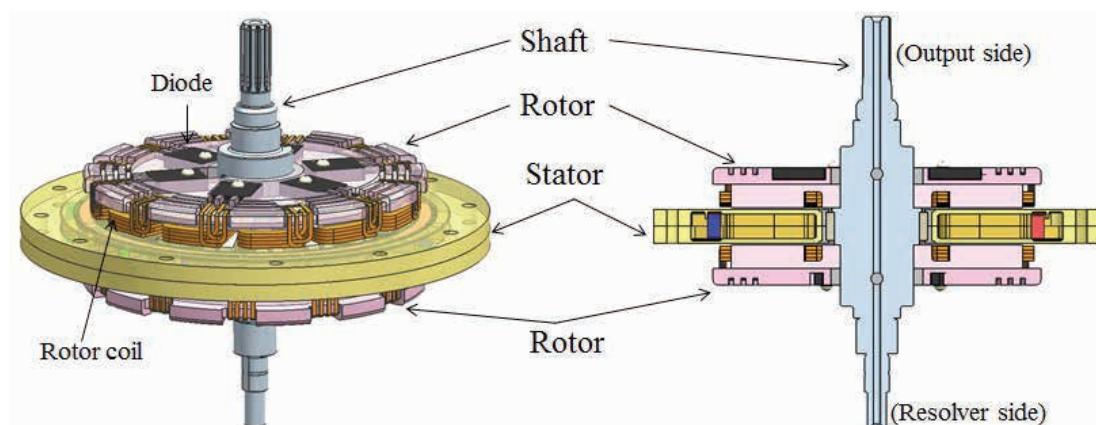
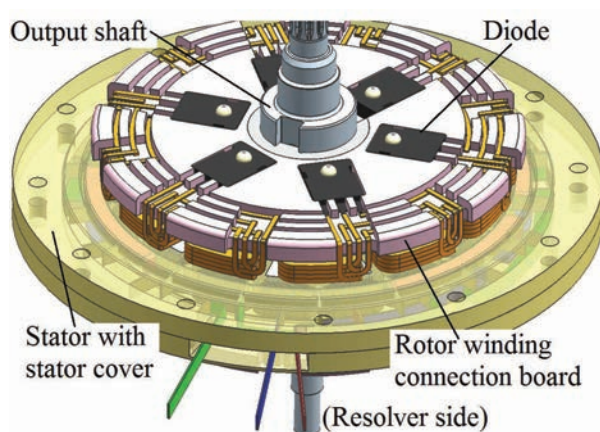


図 4-7 提案するアキシャルギャップモータ

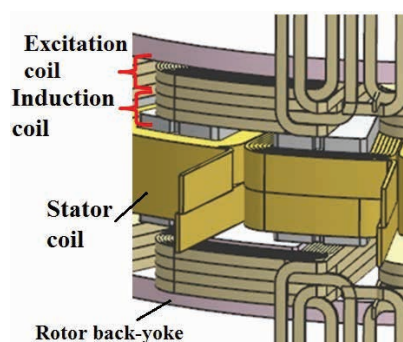


(a) 全体構造

(b) 軸方向断面図



(c) ロータ上のダイオード整流回路



(d) α 巻コイル

図 4-8 パンケーキアキシャルエアギャップ形巻線界磁モータの構造

4.5 電磁界解析による性能予測

図 4-9 に FEA モデルを示す。図 4-9 は機械角 240 度であるが、実際に解析を行う際は機械角 60 度（電気角一周期）で軸方向はフルモデルで解析を行った。なお、JSOL 社の電磁界シミュレーションソフト JMAG-Designer (ver.13) により解析した。図 4-10 に電磁界解析により計算した最大負荷（電機子起磁力：700 A_{rms}T）における可変速トルク特性を示す。電機子起磁力の上限は最大負荷駆動時間と冷却性能により定まる電機子電流密度から決めている。なお、電流位相基準は d 軸（ロータ N 極と U 相を位相合わせ）である。電磁界解析ではモータ制御に起因して発生する時間高調波を考慮せずに純正弦波電流源で解析を行った。損失については電機子巻線及びロータ巻線で発生する銅損、ステータならびにロータの鉄損そしてダイオードによる損失も予測されるが、今回はステータとロータの銅損のみ考慮している。鉄損については解析精度向上の検討も踏まえて今後の課題とする。なお、リラクタンストルクはロータ巻線を開放状態でした値である。同図より、回転速度の増加とともに総合トルクが増加していく自励式巻線界磁形モータの特長を確認できる。

図 4-11 に図 4-10 のダイオード整流した場合のトルクからリラクタンストルクを差分して求めた電磁石トルク特性を示す。同図より、電磁石トルクは正弦波関数の電流位相－トルク特性となることが分かる。電磁石トルクの電流位相に対する最大値が約電流位相 60 deg あたりとなっているが、これは 3 章で実験的に明らかにしたラジアルギャップ形モータの電磁石トルク特性と一致している。

図 4-12 に電流位相に対する各回転速度のロータ巻線界磁電流平均値をプロットした図を示す。同図より、電流位相によってロータコイルに鎖交する第 2 次空間高調波の鎖交磁束量が変わるため界磁電流が変化することがわかる。図 4-13 に電磁界解析により求めた静止座標における第 2 次空間高調波磁束分布と磁束ベクトル図とロータ巻線に流れる電流ベクトルを示す。同図より、空間高調波が鎖交することで自励し、バックヨークレスステータのエアギャップ両面に配置したロータに効率良く高調波磁束を鎖交させることができている。その結果、ロータ巻線に電流が流れることが確認できる。図 4-14 に 1000 r/min で最大負荷駆動したときの自励によりロータが磁化する前と後の磁束密度分布と磁束密度ベクトル図を示す。自励によりロータが磁化する時間はロータ巻線インダクタンスと巻線抵抗による電氣的な時定数で決まる。

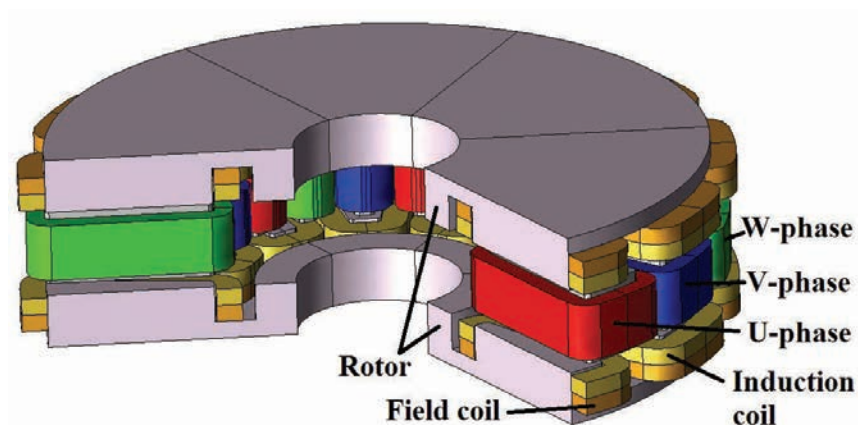


図 4-9 FEA モデル

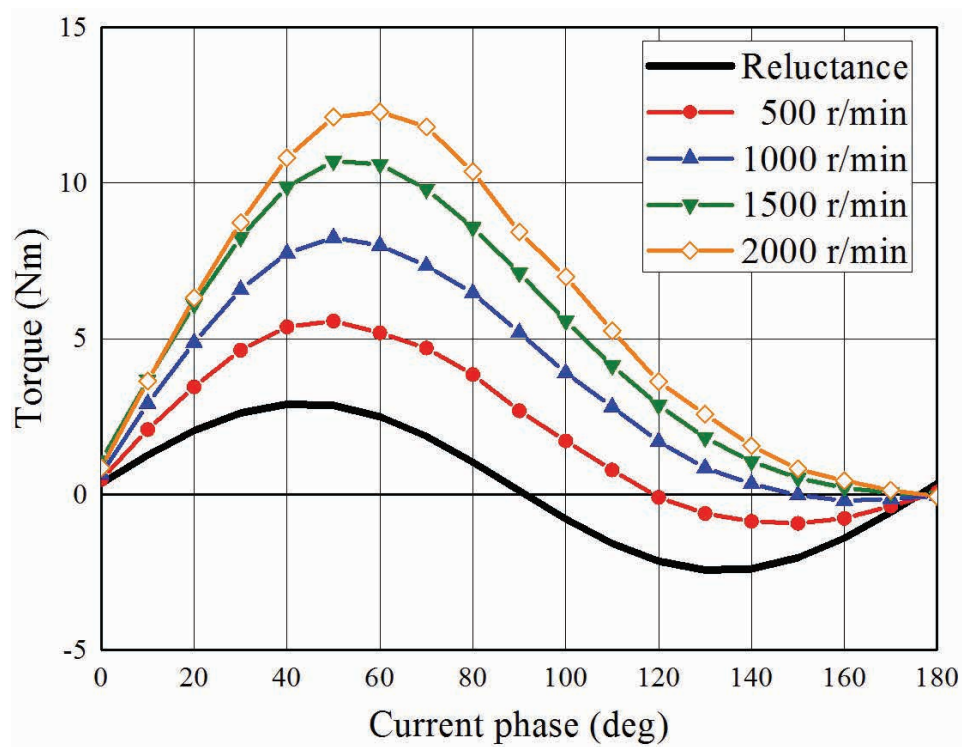


図 4-10 可変速トルク特性の電磁界解析結果（最大負荷時）

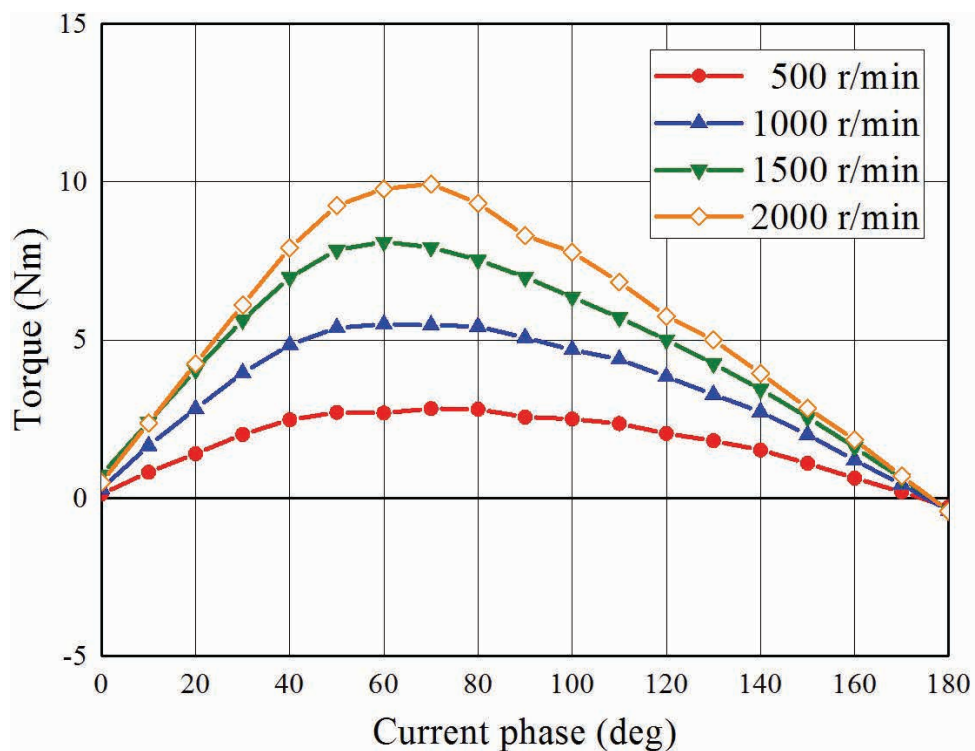


図 4-11 可変速電磁石トルク特性（最大負荷時）

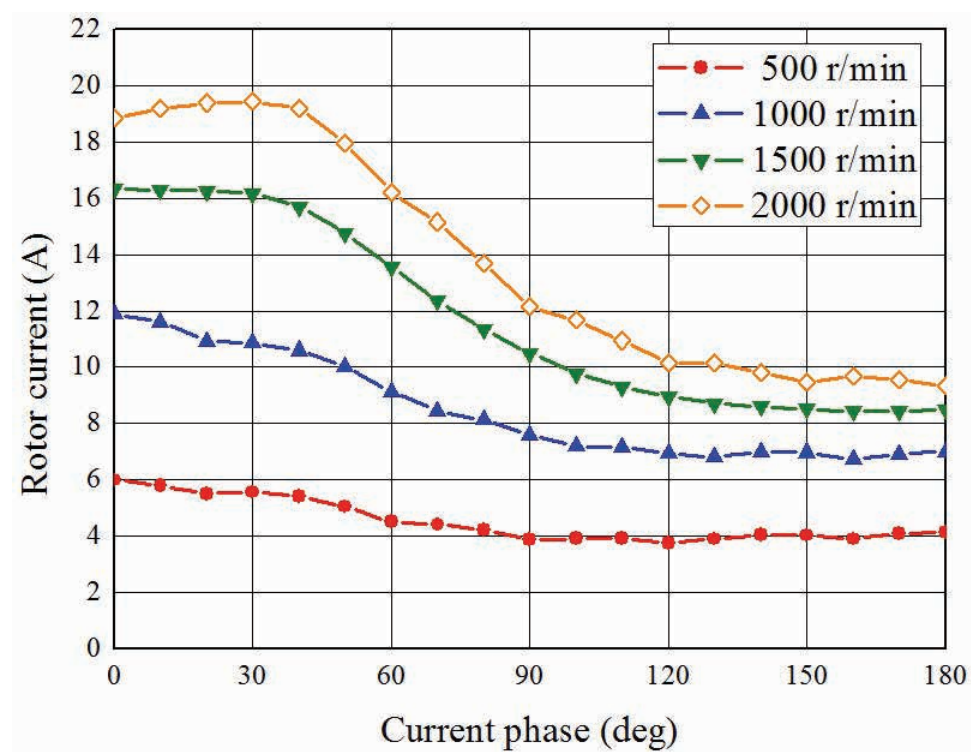
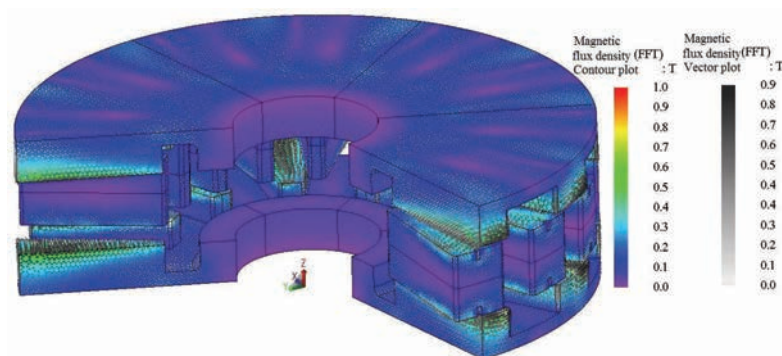
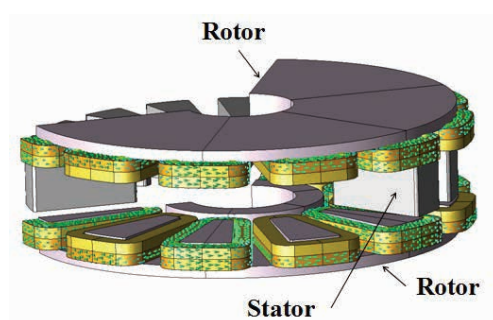


図 4-12 各回転速度における電流位相に対する界磁電流特性

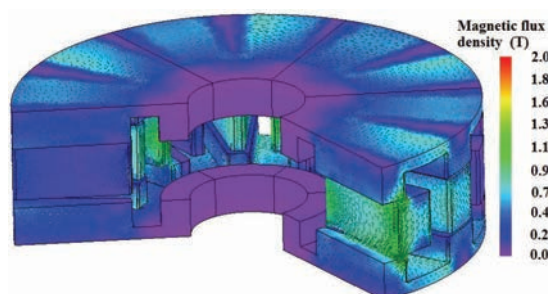


(a) 第2次空間高調波ベクトル図

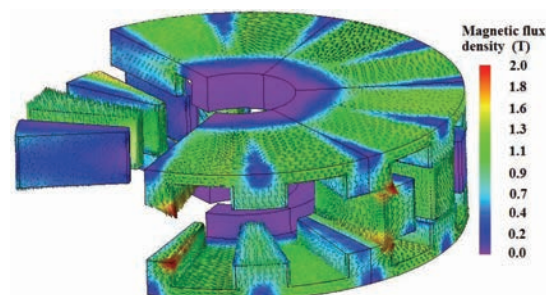


(b) ロータ巻線に流れる電流ベクトル

図 4-13 第2次空間高調波磁束密度分布と磁束密度ベクトル図



(a) ロータ磁化前



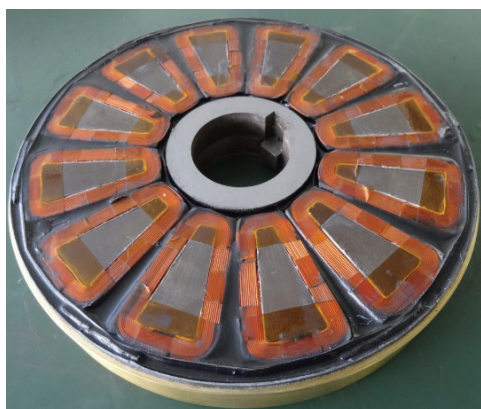
(b) ロータ磁化後

図 4-14 1000 r/min 最大負荷時の磁束密度分布と磁束密度ベクトル図

4.6 試作機

図 4-15 に原理検証用試作機を示し、表 4-1 に主要なモータ諸元を示す。図 4-16 に示すように SMC コアは円柱形状のヘガネス製プロトタイピング材($\phi 120$ -L20)から切削加工にて切り出し、エッジ部分は精度を出すために放電加工で試作した。図 4-17 に示す α 巻成形したコイルをロータティースに絶縁紙を介して嵌め込み、図 4-18 に示すように整流回路結線したのち、真空炉で樹脂 (PPS) 封入を行い絶縁の確保と機械強度の向上を図っている。図 4-19 に示すようにステータコイルも占積率の向上のため、 α 巻成形している。ステータは面振動による機械強度低下を防止するために内輪部分に補助用のアンギュラ軸受を内包している。整流用の SiC ダイオードはローム製 SCS230AE2 ($V_R = 650$ V, $I_F = 15$ A/leg) である。

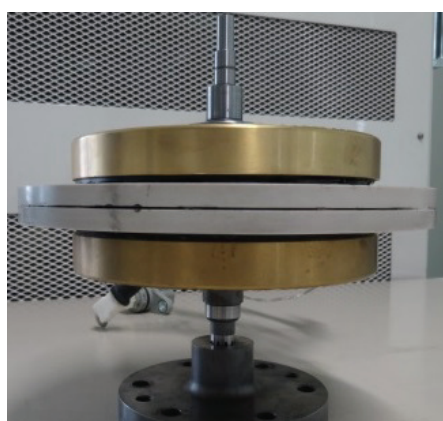
なお、4.3 章の用途を想定したモータであるが、今回はバックヨークレスステータ構造の両面に配置した自励式巻線界磁ロータで自励駆動できることの基本原理検証を目的にダウンサイジングモデルを試作した。試作機の体格は、ヘガネス製プロトタイピング材 ($\phi 120$ -L20) から切削加工して精度よく、所望の寸法で切り出せるという条件から決定している。ロータとステータの起磁力バランスについても、ロータ起磁力と電機子起磁力の最適なバランス設計でしておらず、上記のプロトタイピング材から切削加工して簡易に試作できるコア形状から巻線スペースが決まり、その巻線スペースにコイルを配置することから決定している。



(a) 樹脂封入した巻線界磁ロータ



(b) ステータ



(c) パンケーキキアキシャルギャップ構造

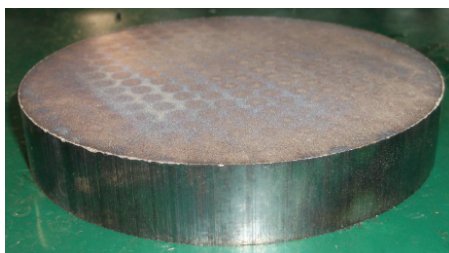


(d) 試作モータ

図 4-15 原理検証用試作機

表 4-1 試作機のモータ諸元

Number of rotor poles	12
Number of stator slots	18
Motor core outer diameter	120 mm
Air gap length	0.7 mm
Axial length of core	34 mm
Maximum current	63.6 Arms
Number of stator coil-turn	11
Winding connection	6 series
Number of rotor induction coil	21
Number of rotor field coil	21



(a) SMC コアのプロトタイピング材



(b) ロータ SMC コア



(c) セグメント形ステータ

図 4-16 原理検証用試作機



(a) ロータコイル



} Induction coil
} Field coil

(b) 誘導コイルと界磁コイル

図 4-17 ロータコイル

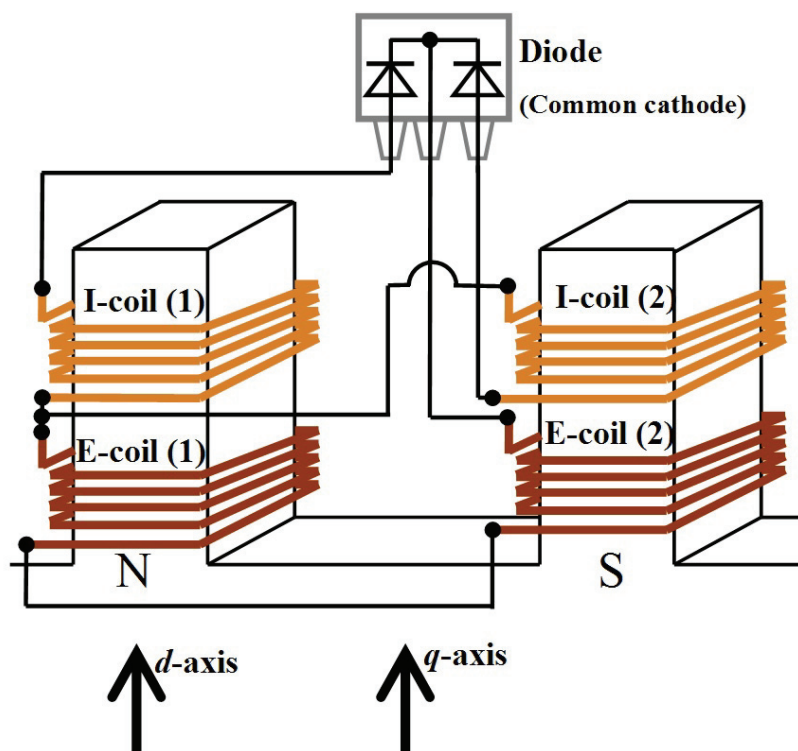
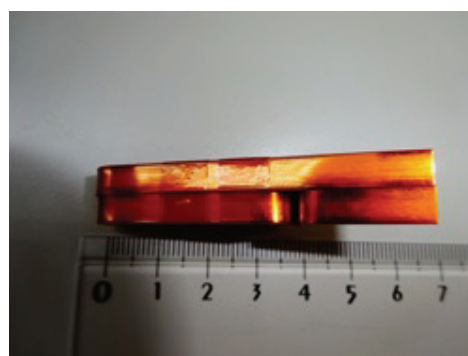


図 4-18 ロータ巻線整流回路



(a) ステータコイル



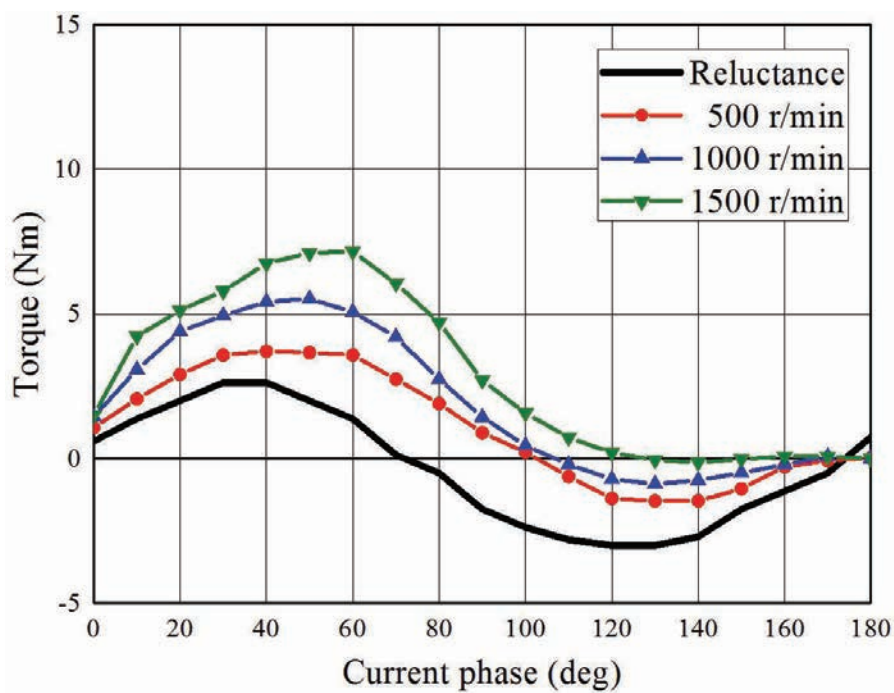
(b) ステータコイル軸方向

図 4-19 ステータコイル

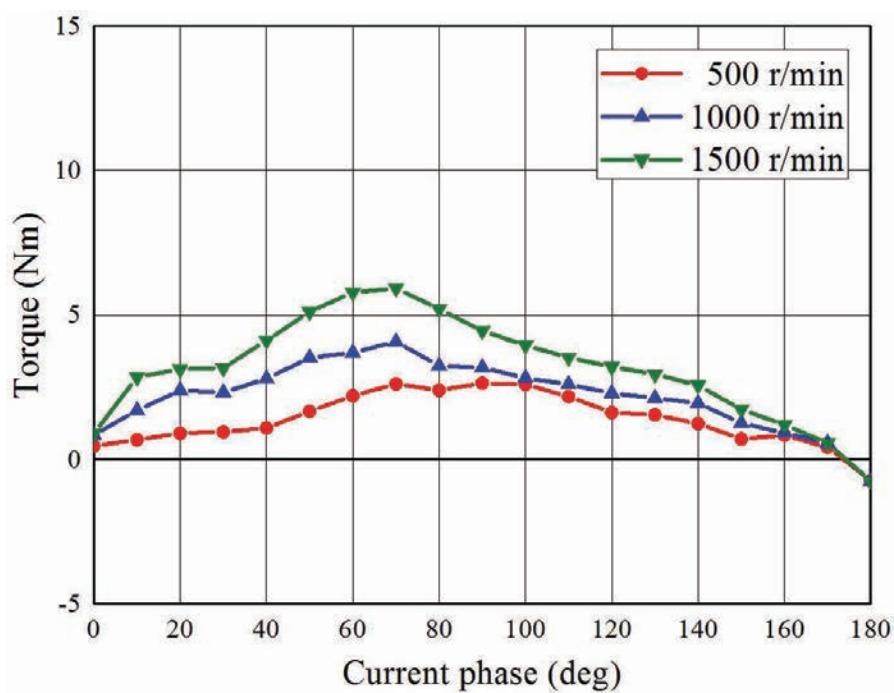
4.7 実機による原理検証

ロータ電流を測定するためのスリップリングを用いて一極対分のダイオード結線部分を測定できるようにした試作モータを用いて自励原理検証の基礎実験を行った。汎用インバータを用いてキャリア周波数を 10 kHz とし、電機子起磁力 $700 \text{ A}_{\text{rms}}\text{T}$ で可変速トルク特性を測定した結果を図 4-20 (a)に示す。図 4-20(b)は図 4-20(a)のダイオード整流した場合のトルクからリラクタンストルクを差分して求めた電磁石トルク特性を示す。なお、試験環境の都合上、1500 r/min をモータ回転速度上限としている。リラクタンストルクはロータ巻線を開放状態で測定した値である。図 4-20(a)よりリラクタンストルクにオフセットが見られるが、リラクタンストルクのみの場合、二重突極構造に起因した第 5 次、第 7 次空間高調波の増加に加えてアキシアルギャップ構造特有の扇形のトルク発生面に起因した径方向の磁気抵抗分布差によるアキシアル方向の電磁振動が大きいことに起因していると考えられる。図 4-10, 図 4-11 の電磁界解析結果と図 4-16(a)と(b)の実測結果を比較すると実測のほうが低い結果となっている。解析で鉄損を考慮していないという点に加えて、SMC コアの磁気特性のモデリングが十分な可能性がある。SMC プロトタイプピンング材を切削加工のみで仕上げるとエッジ部分がダウンカット時に脆く崩れ落ちてしまったため、エッジ部分は放電加工している。この加工処理により SMC コアの粒子間の絶縁性能が著しく劣化し、透磁率の低下と鉄損が増加したと考えられる。特に自励エネルギー源となる第 2 次空間高調波に対しては絶縁性能劣化に伴い渦電流が増大して磁気遮蔽効果により十分ロータティースに鎖交していないことが考えられる。

図 4-17 に 500 r/min における電機子電流 (U 相) とロータ順方向誘導電流の測定値を示す。同図より電気角 1 周期に対して 3 倍調波の誘導電流が発生しており、第 3 次空間高調波で自励できていることを確認できる。一方、3 章のラジアルギャップ形の結果と比較すると誘導電流にノイズが多く重畳している。この理由として、アキシアルギャップ構造特有の面方向の電磁振動が大きく関係していると考えられる。



(a) 最大負荷時の可変速トルク特性



(b) 最大負荷時の可変速電磁石トルク特性

図 4-16 トルク特性実測結果

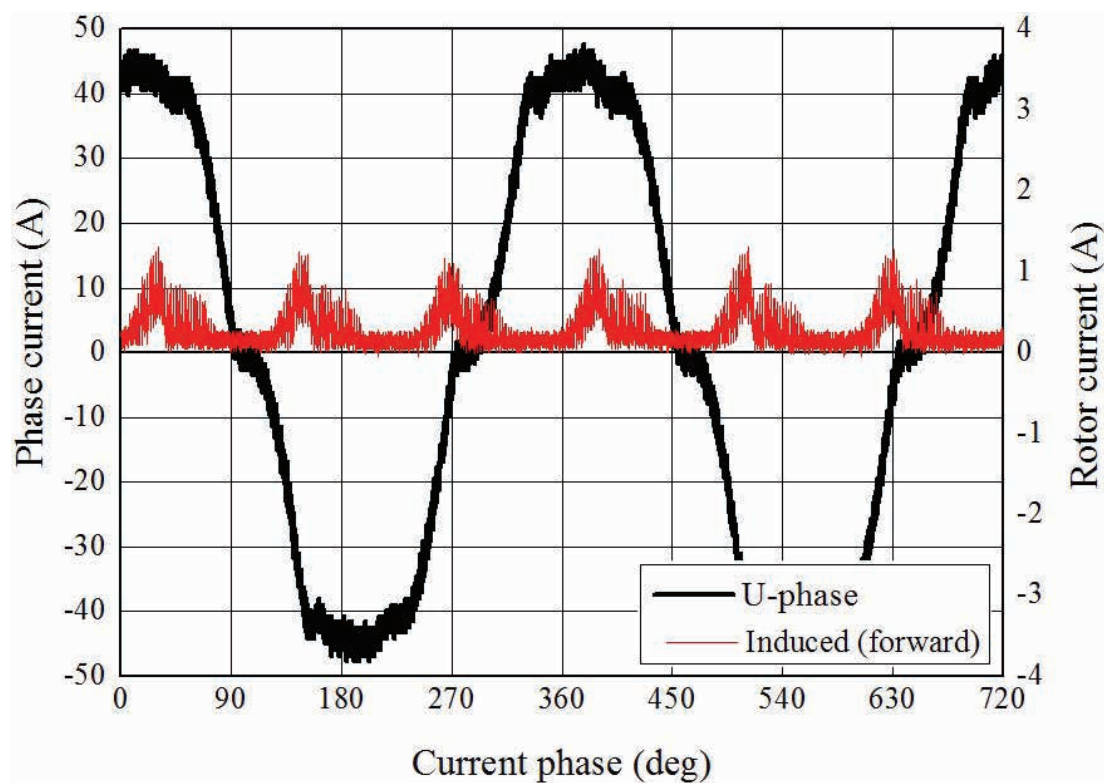


図 4-17 ステータとロータ順方向電流波形 (500 r/min)

4.8 ロータとステータの固有振動モード

図 4-4 に示すようにパンケーキ形のアキシアルエアギャップ構造とすることで、両面で同じトルク発生面積を確保でき、両面でエアギャップ近傍の高調波を捕えることで自励している。しかし、扁平なディスク型ステータとロータ構造のため、固有振動として面振動が発生しやすくなる。さらにダブルロータの 0.7 mm のギャップ管理をロータ側はシャフトに設けた段差とロータ内径部分で受ける構造でステータ側は内径に設けた補助ベアリングの受け部分で行っているが、この軸周りの設計とギャップ長を再検討する必要がある。

今回の基礎実験を通じてロータ電流波形に重畳したノイズと耳感評価から軸方向に過大な電磁振動が発生している可能性が懸念される。要因を分析するためにモーダル解析によりロータ ASSY とステータ ASSY のそれぞれの静的な振動について実測を行った。図 4-18 に示すように幾つかの測定点に三軸加速度ピックアップを設置して測定を行い、表 4-2 の測定機器やソフトを用いてモーダル解析を行った。図 4-19 と図 4-20 に測定した値からソフト処理して振動を可視化した結果を示す。もっとも振動の大きいモードはロータ、ステータともに 3500 Hz 前後であることがわかる。

モータ回転速度で考えると、3000 r/min のときの基本周波数は 300 Hz である。振動に影響を与えるトルクリプル成分は基本周波数の 6 の倍数であるので、6 次：1800 Hz、12 次：3600 Hz、・・・である。12 次の周波数が振動の大きい 3500 Hz 付近と重なるため、3000 r/min 付近では共振により振動が大きくなる可能性がある。一方、図 4-17 は 500 r/min（基本波が 50Hz、6 次が 300 Hz）のため、固有振動との共振は考えづらい。モータベンチからの振動の可能性や、通電時の電磁力分布による影響の可能性もある。今後、実駆動時の振動測定により電磁吸引力による電磁振動モードの測定などの要因分析試験を行っていく予定である。同時に磁気性能の低下を防ぎながら、組み立て易さと機械強度の両立が可能な磁気回路について検討をすすめる。

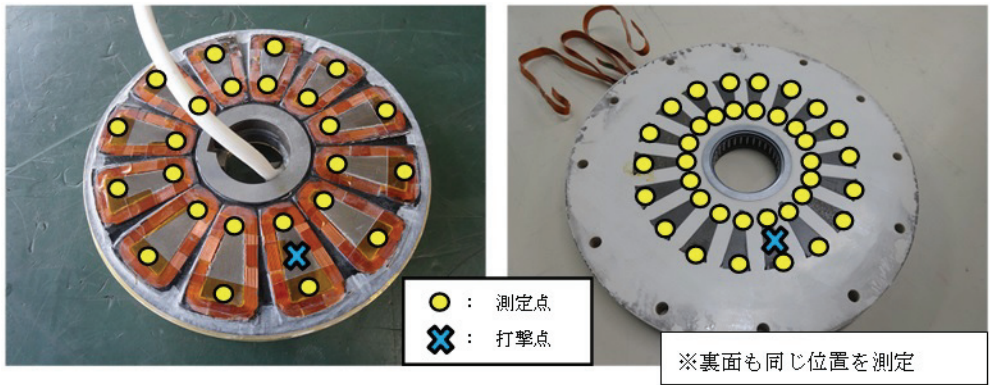
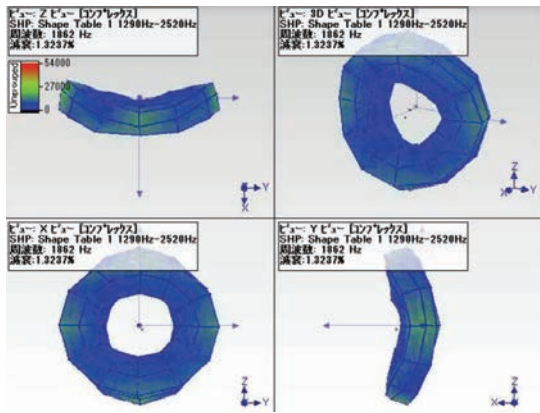


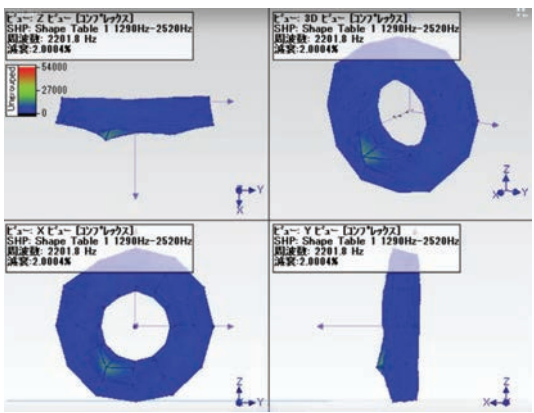
図 4-18 ハンマリング試験時の測定手印

表 4-2 ハンマリング試験時の使用機器

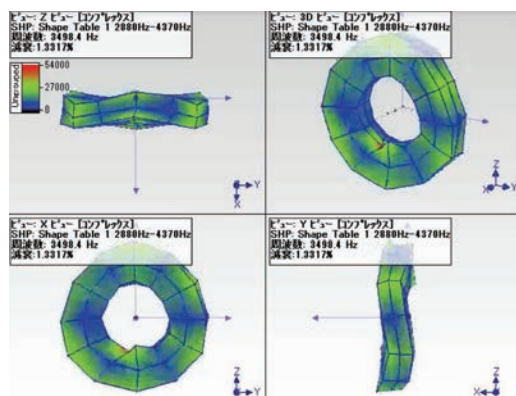
機器名	メーカー、型式など	用途
FFT アナライザ	メーカー：小野測器 型式：DS-3000	ハンマ加振信号とピックアップ応答信号の周波数分析に使用する。
インパルスハンマ	メーカー：DYTRAN 型式：5800B4	供試体に加振信号を与えるために使用する。
加速度ピックアップ	メーカー：DYTRAN 型式：3023A	供試体を加振したときの応答信号を検出するために使用する。
ME'scopeVES	メーカー：Vibrant	測定したデータから振動モードの固有振動数を求め、振動アニメーションを作成する。



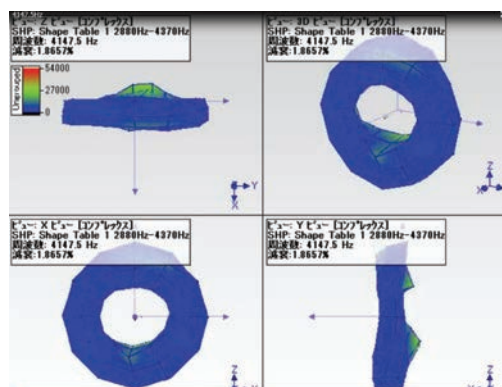
(a) ロータの固有振動（1862 Hz）



(b) ロータの固有振動（2202 Hz）

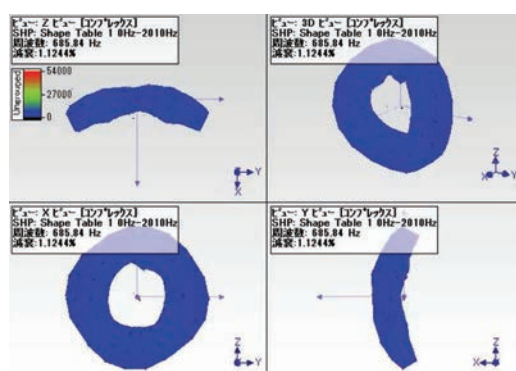


(c) ロータの固有振動 (3498 Hz)

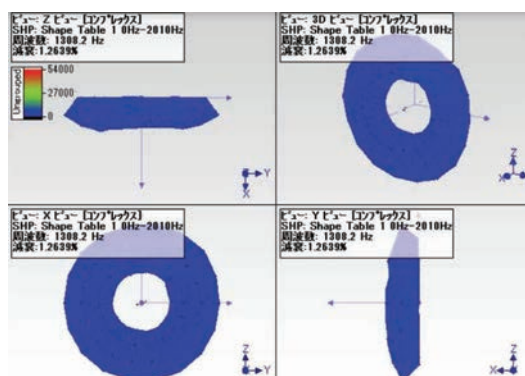


(d) ロータの固有振動 (4147.5 Hz)

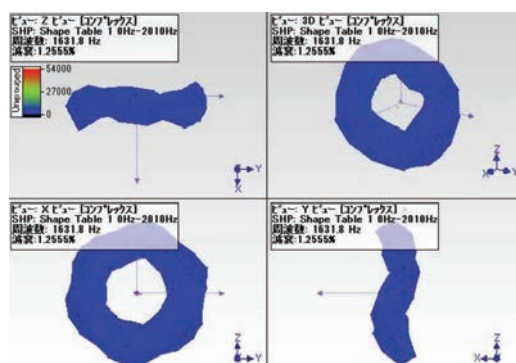
図 4-19 ロータの固有振動(モーダル解析)



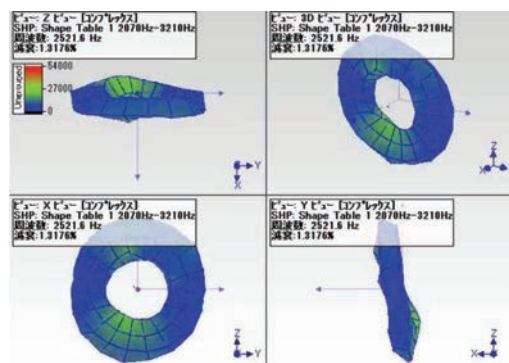
(a) スタータの固有振動 (685.4 Hz)



(b) スタータの固有振動 (1308.2 Hz)



(c) スタータの固有振動 (1631.8 Hz)



(d) スタータの固有振動 (2521.8 Hz)

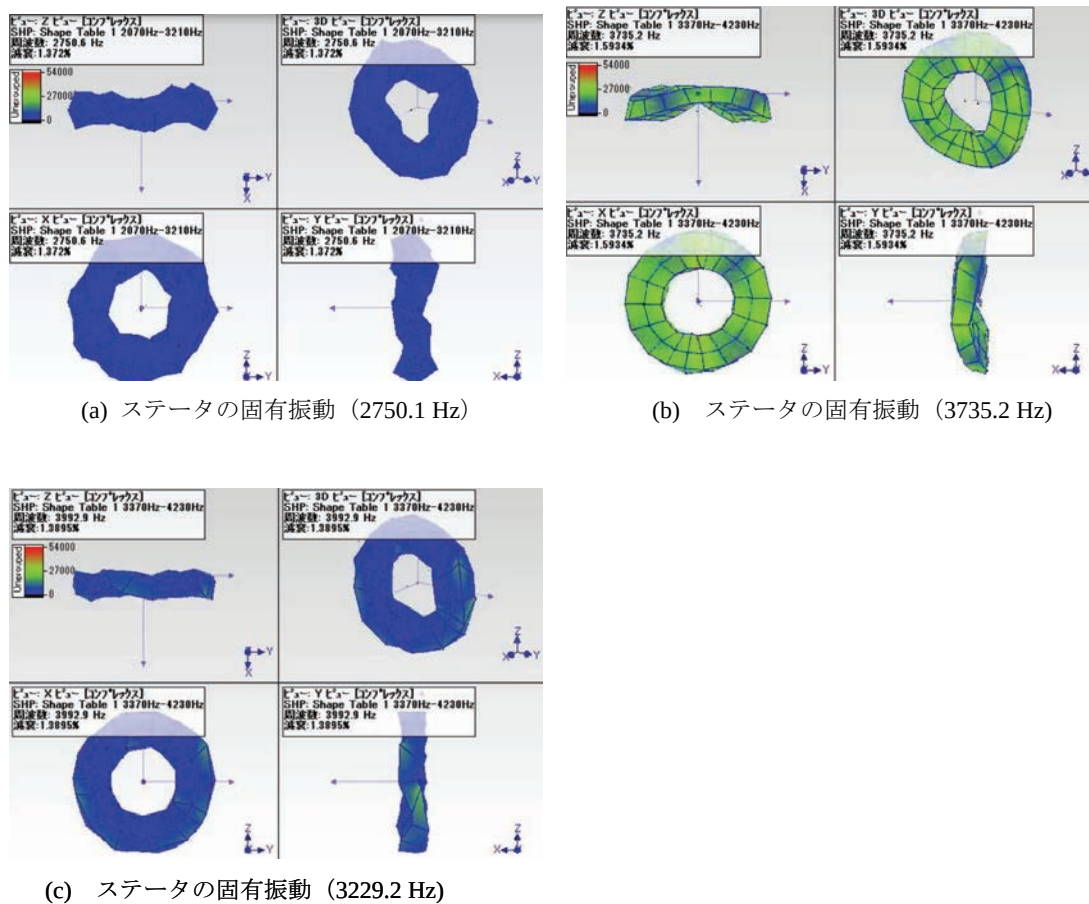


図 4-20 ロータの固有振動(モーダル解析)

4.9 SEM による SMC コアの表面観測

切削加工と放電加工による材料表面への影響を SEM（走査型電子顕微鏡）による SMC コアの表面観察と、スペクトラム分析による含有元素を比較した。図 4-21 に示すように円柱状に圧縮成形された圧粉鉄心ブロック（ヘガネス製プロトタイピング材）から切削加工もしくは放電加工で試作した。切削加工の場合、同図に示すようにエッジ部分が脆く崩れてしまった。そのため、実機評価試験に用いた試作機の SMC コアは放電加工にてエッジ部分を成形した。図 4-22 に切削加工と放電加工時の表面観察結果を示す。同図に示すように明らかに放電加工のほうが表面ダメージが大きいことが確認できる。表 4-3 にスペクトラム分析にて含有元素を測定した結果を示す。同表より、放電加工により、C の増加を確認できる。C の増加による磁気特性への性能影響については今後調査する。さらに、放電加工によりどの程度電気抵抗が増加し、磁気特性が変化するかの評価についても、今後リング試料を用いて 2 コイル法による測定を行っていく予定である。

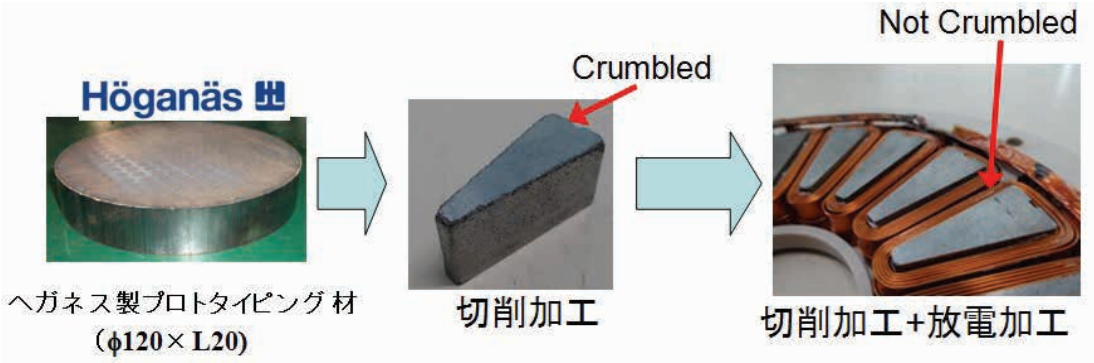


図 4-21 トロイダル巻ステータ（集中巻結線）

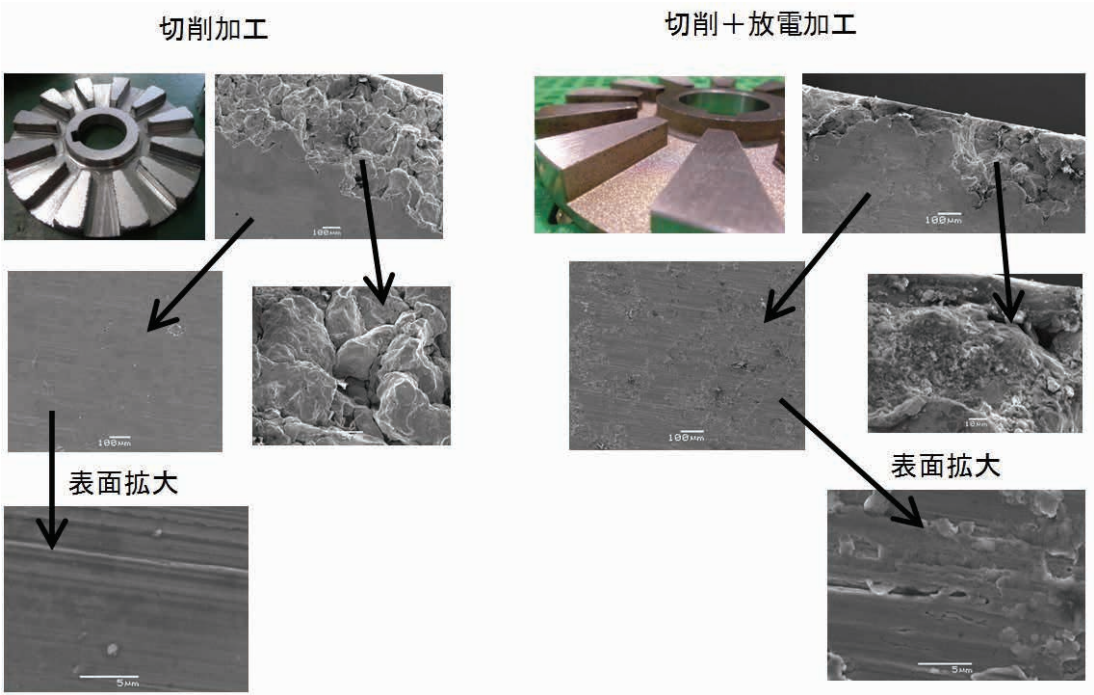


図 4-22 SEM による表面磁束観察

表 4-3 スペクトラム分析

化学成分(wt%)		C	Si	Mn	P	S	Ni	Cr	Mo	Cu	Pb	Al	Ti	Nb	V
切削加工品		0.32	0.01	0.07	0.05	0.001	0.02	0.03	0.00	0.03	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
放電加工品1		0.40	0.01	0.07	0.05	0.002	0.02	0.02	0.00	0.03	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

4.10 機械強度を向上したモデルの提案

前節までの結果より、バックヨークレス構造のステータの電磁吸引力による機械強度不足やディスク形状に起因した面振動の問題が明らかになった。さらに、第3章のラジアルギャップ形構造と比較すると、ロータ巻線整流回路が独立したダブルロータ構造のため、整流用のダイオードモジュールが2倍必要になり、コストメリットが少ない。さらに、整流回路が独立することで巻線界磁ロータのコイル起磁力（アンペアターン）がダブルロータ構造により、シングルロータ構造と比較してロータあたりのアンペアターンが1/2倍となってしまう、ロータとステータの起磁力配分の自由度が下がることも懸念される。これらの問題に鑑みて、トルク発生面の拡大、ステータ漏れ磁束の有効利用、ロータ整流回路の非独立構造を両立できる構造として、トロイダル巻ステータの3面にロータを配置した構造を提案する。トロイダル巻ステータは図4-23に示すようにSMCコアに電機子巻線を集中巻結線した構造で検討しており、ロータは図4-24に示すように3タイプの構造が考えられる。ここで3タイプをそれぞれボビン形、シェル形、カップ形と呼ぶ。トロイダル巻ステータの計4面存在するトルク発生面に対してケースに保持する1面以外を除いて3タイプのロータを考えたときに、図4-24のように成形したロータコイルとロータコアを用いてトルク発生面を増やすことが出来る。なお、3タイプとも鉄心の直径と積厚（エアギャップ長含む）は共通の $\phi 120\text{ mm} \times L 51.8\text{ mm}$ （エアギャップ1.0 mm）で設計している。トロイダル巻ステータのアンペアターンと電機子巻線の電流密度も共通になるように構造に合わせて調整している。ロータコイルのターン数も同じになるように設計しており、ロータ整流回路は3タイプとも図4-18に示す中性点クランプ形全波整流回路結線としている。表4-4に主要なモータ諸元を示す。

図4-25に電磁界解析により求めた最大負荷（ $1100\text{ A}_{\text{rms}}$ ）における可変速トルク特性を示す。同図においてリラクタンストルクはロータ巻線を開放状態で求めた結果である。同図よりカップ形が一番トルクが低い結果となっているが、これはカップ形の場合、ラジアルギャップ2面に配置したロータにステータが挟みこまれる構造のため、同じコア外径且つ、電機子起磁力とロータコイルターン数が同じになるように設計すると軸方向に長くなる。その結果トルク発生面が他の2タイプよりも小さくなるためである。外径と積厚の比によってアキシャルギャップ面の面積と軸長が変化するため、それぞれの磁気回路において最適なアスペクト比が存在すると予測できるが、今回のコアサイズにおいてはボビン形がもっともトルク密度が高くなった。一方、ステータの冷却面においてはボビン形が冷却面を多く確保できるという利点がある。図4-26に電磁界解析により求めた3タイプにおける磁束密度分布と磁束密度ベクトルを示す。同

図に示すように、トロイダル巻ステータの3つのギャップ面でトルクを発生できており、マルチギャップ化によるトルク向上を期待できる。

このマルチギャップモータは、ロータコアとステータコアともに3次元磁路のため、SMCコアで作る必要があり、形状的に分割方式で設計する必要がある。トロイダル巻ステータにおいて、予め成形したコイルをステータバックヨーク部分にはめ込む構造のほうが占積率と組立て性の向上が狙えるため、図4-27に示すような分割ステータ構造で検討している。今後、詳細な磁気回路設計と構造設計を行い、実機検証を進める予定である。

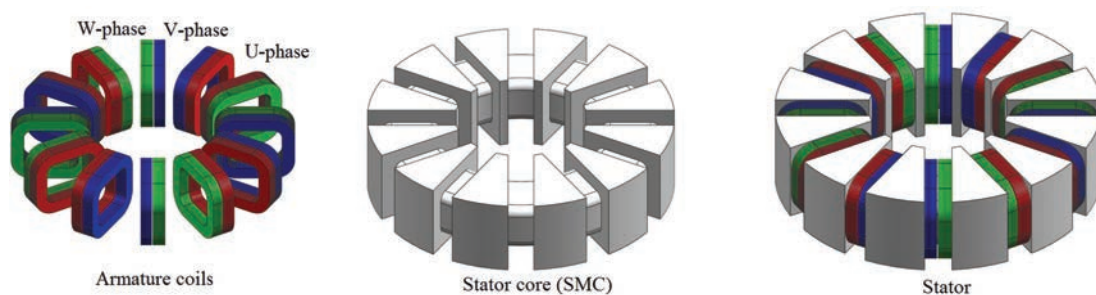
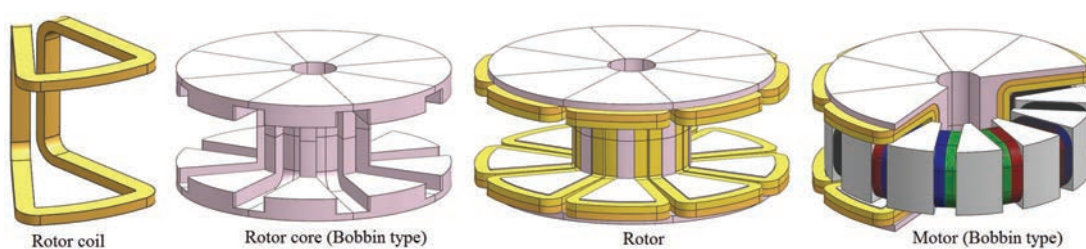
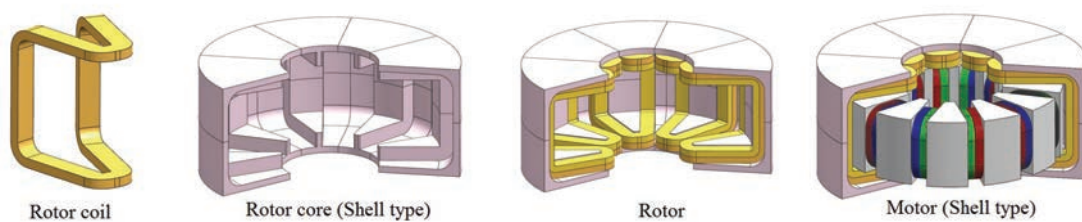


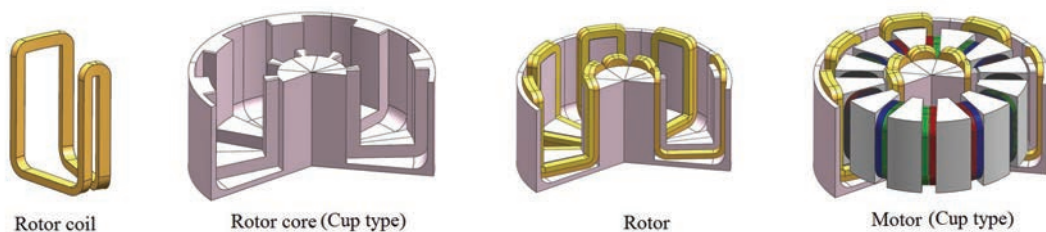
図 4-23 トロイダル巻ステータ（集中巻結線）



(a) ボビン形マルチギャップモータ

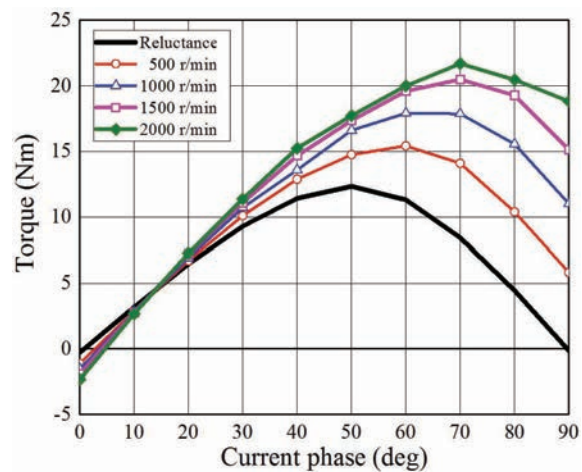


(b) シェル形マルチギャップモータ

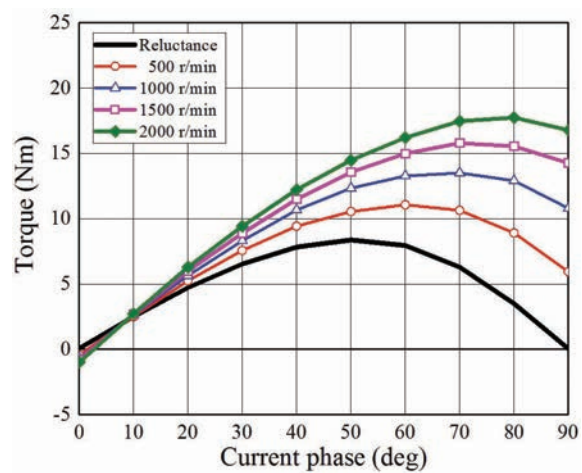


(c) カップ形マルチギャップモータ

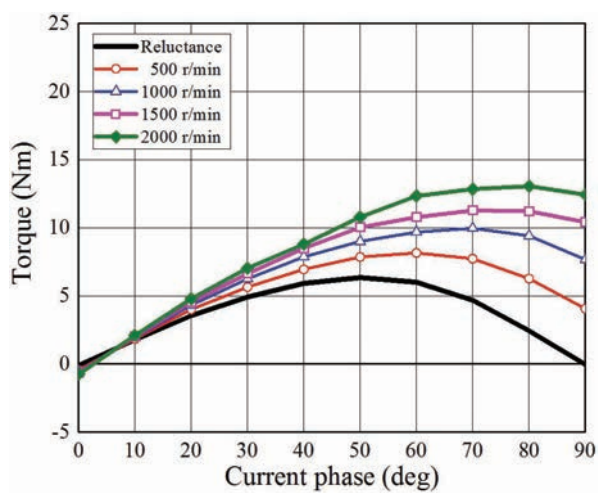
図 4-24 3 タイプのマルチギャップモータ



(d) ボビン形マルチギャップモータ

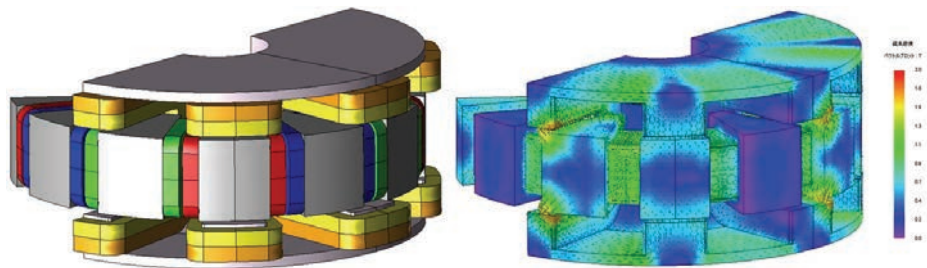


(e) シェル形マルチギャップモータ

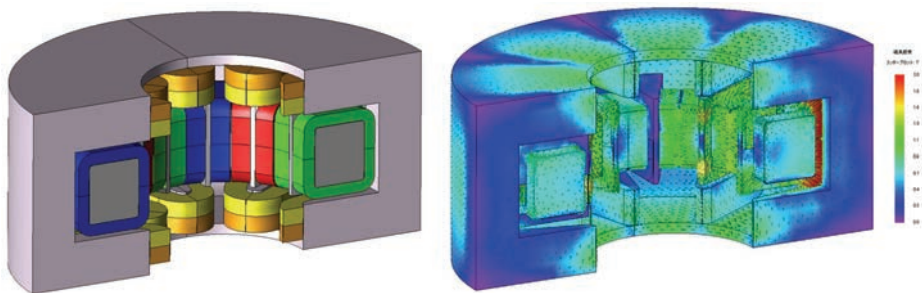


(f) カップ形マルチギャップモータ

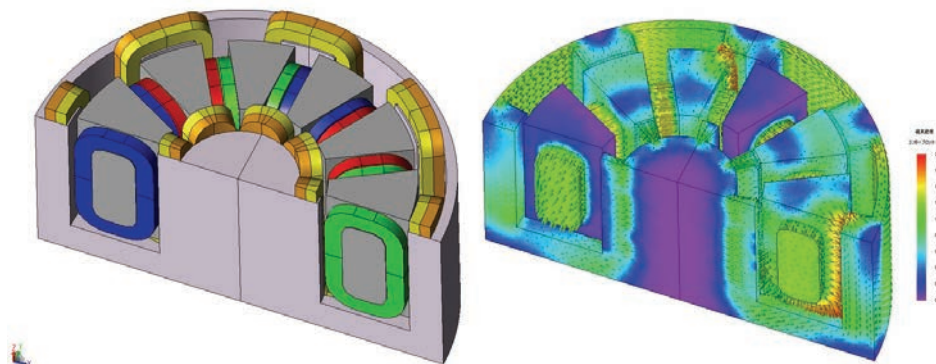
図4-25 3タイプのマルチギャップモータの磁束密度分布及び磁束ベクトル



(g) ボビン形マルチギャップモータ



(h) シェル形マルチギャップモータ



(i) カップ形マルチギャップモータ

図 4-26 3 タイプのマルチギャップモータの磁束密度分布及び磁束ベクトル

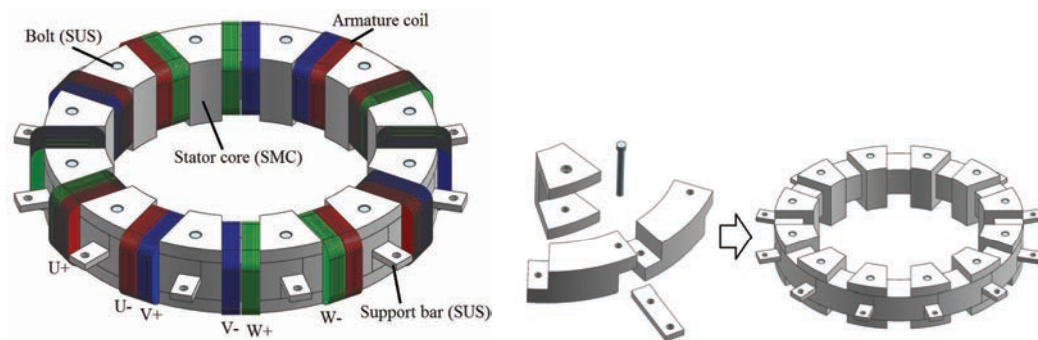


図 4-27 トロイダル巻ステータの分割構造検討

4.11 緒言

本章では、トルク密度の向上を目的に空間高調波がロータコアに効果的に鎖交するようなバックヨークレス構造のステータの両面を自励式巻線界磁形ロータで挟み込んだパンケーキアキシャルエアギャップ構造の自励式巻線界磁形同期モータについて述べた。電磁界解析による性能予測と小型の原理検証機を試作し、実機基礎実験を行うことで得られた結論を下記にまとめる。

- 1) 数値解析により、シングルステータの両面に配置したロータに第2次空間高調波が鎖交し、自励できることを確認した。
- 2) 実機試作により、ロータに第3次空間高調波が鎖交し、誘導電流が流れて自励できることを実験的に確認した。
- 3) 実験結果より、ラジアルギャップ形と同様にモータ回転速度や電機子電流によって電磁石トルクが可変するパッシブな可変界磁機能を有していることを確認した。

以上、ラジアルギャップ形同様に空間高調波を界磁エネルギー源として自励できることを実験的に確認できた。一方でアキシャルギャップ形の場合、ディスク形のロータとステータ構造のため固有振動として面振動が発生しやすくなる。加えて、通電時にはアキシャル方向に多大な荷重がかかる。今回の試作機ではアキシャル方向の荷重により、誘導電流にノイズが重畳していた実験結果からも推察できるように大きな軸方向振動が発生している可能性がある。アキシャルギャップ形の場合、ディスク形状による固有振動や径方向の電磁振動によりギャップが変化するためラジアルギャップ形よりもダイレクトに性能に影響が出る。今後、4.9節で提案したトロイダル巻ステータを用いたマルチギャップ構造にすることでトルク発生面の拡大、整流用ダイオードモジュール数の削減と機械構造設計を見直し、高トルク密度化できることを実機検証できるように進める。さらに、SMC コアの磁気特性の劣化を防ぎながら、精度出しできる加工方法についても調査、検討する必要がある。

参考文献

- (1) 福重孝志・加藤崇・赤津観・Robert D. Lorenz : 「電動車両における可変磁力モータの検討」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-12, pp. 133-138 (2014)
- (2) 加藤崇・箕輪昌直・土方大樹・赤津観 : 「可変洩れ磁束特性を利用した埋め込み磁石型同期モータの高効率化」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-13, pp. 139-142 (2014)
- (3) 水野孝行・松橋大器・松尾圭祐・沖津隆志・足利正 : 「明電舎におけるレアアースフリーモータの取り組み」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 4-S9-9, pp. 71-74 (2014)
- (4) 深井大輔・下村昭二 : 「トリプルロータバリアブルリラクタンスモータ」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-23 pp. 175-178 (2014)
- (5) 高橋朋平・竹本真紹・小笠原悟司・有田秀哲・小川徹・大穀晃裕 : 「界磁巻線を配置したフェライト磁石アキシアルギャップモータの検討」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-33, pp. 213-216 (2014)
- (6) 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アルギャップ発電機の開発」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-34, pp. 217-222 (2014)
- (7) 後藤博樹・柴本亨・一ノ倉理 : 「電気自動車用インホイールアキシアルギャップ SR モータの開発」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-130 (2013)
- (8) 時田崇広・後藤博樹・一ノ倉理 : 「アキシアルギャップ型 SR モータの振動解析」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-131 (2013)
- (9) 出口見多・隅田悟士・床井博洋・榎本裕治 : 「数学モデルを用いたアキシアルギャップ型 SR モータの解析手法の検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-132 (2013)
- (10) 渡邊大祐・小坂卓・松井信行 : 「自動車駆動用アキシアル型ハイブリッド界磁モータの運転特性」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料, MD-14-90/RM-14-53/VT-14-25 (2014)
- (11) 時田崇広・後藤博樹・一ノ倉理 : 「アキシアルギャップ型 SR モータにおける騒音低減を目的とした軸方向電磁力モデル化の検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-133 (2014)
- (12) 後藤博樹・村上真哉・一之倉理 : 「高トルク密度アキシアルギャップ SR モータの設計」, H27 年電気学会全国大会, No. 5-27, pp. 51 (2015)
- (13) 天野寿人・榎本裕治・伊藤元哉・板橋弘光・谷川茂穂・正木良三 : 「アモルフラス巻き鉄心の永久磁石モータへの適用検討」, 電学論 D, Vol. 130, No. 5,

- pp. 632-638 (2010)
- (14) 杉山雄太・榎本裕治・今川尊雄・板橋弘光・床井博洋：「アモルファス金属鉄心による 11kW アキシアルギャップモータの高効率化」, 電学論 D, Vol. 134, No. 8, pp. 760-766 (2014)
 - (15) 竹本真紹：「フェライト磁石を用いた HEV 用ロータセグメント形アキシアルギャップモータの開発」, 電学論 D, Vol. 131, No. 4, NL4_5 (2011)
 - (16) 荒川俊史・平本健二・中井英雄・田島伸・稲熊幸雄：「圧粉磁性材を用いたアキシアルギャップモータの開発」, H19 年度電気学会残業応用部門大会, No. 3-45, pp. 283-284 (2007)
 - (17) 藤原俊介・森本重雄・真田雅之・井上征則：「車載用デュアルロータ形 PMSM における減磁を考慮したロータ構造の諸特性の検討」, H27 年度電気学会全国大会, No.5-19, pp. 36-37 (2015)
 - (18) 難波雅史・平本健二・中井英雄：「小型高効率な可変界磁トロイダル巻モータの提案」, H26 年電気学会全国大会, No. 5-030, pp. 53-54 (2015)
 - (19) 難波雅史・平本健二・中井英雄：「可変界磁トロイダル巻モータの原理検証」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-147 (2014)
 - (20) 草瀬新・近藤啓次・前川武雄：「マルチエアギャップモータの起磁力の配置に関する検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-112 (2013)
 - (21) 草瀬新・近藤啓次・前川武雄：「立体コイルを有するマルチエアギャップモータの検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-112 (2014)
 - (22) 矢野洋史・後藤博樹・一ノ倉理：「デュアルロータ型 SR モータに関する検討」, H21 年電気学会全国大会, No. 5-007, pp. 11 (2014)
 - (23) J. S. Hsu, S. T. Lee, R. H. Wiles, C. L. Coomer, K. T. Lowe, and T. A. Burress : “Effect of Side Permanent Magnets for Reluctance Interior Permanent Magnets Machines”, Proc. of PESC, Vol. 5, pp. 2267-2272, 2007
 - (24) W. Zhao, T. A. Lipo, B. Kwon : “Comparative Study on Novel Dual Stator Radial Flux and Axial Flux Permanent Magnet Motors with Ferrite Magnets for Traction Application”, 2014 INTERMAG Conference in Dresden Germany, May 4-8
 - (25) W. Zhao, T. A. Lipo, B. Kwon : “A Novel Dual-Stator Axial-Flux Spoke-Type Permanent Magnet Vernier Machine for Direct Drive Applications”, 2014 INTERMAG Conference in Dresden Germany, May 4-8

第 5 章

結論

5.1 本研究の成果

今日の HEV, EV の車載用モータは高効率な PMSM が一般的に用いられているが、コストと資源供給面の懸念がある。今後新興国も含めた HEV, EV の普及による地球温暖化抑制やエネルギー消費量低減を実現するためには、電動化の主要部品であり、車両性能を大きく左右する車載モータの高効率・低コスト化が重要である。そのような問題に鑑み、本研究では磁石フリーモータの一つの可能性としてロータに鎖交する非同期周波数で変動する磁束を界磁エネルギー源とする巻線界磁形同期モータを提案した。具体的には下記の 2 つのタイプの自励式巻線界磁形モータを提案した。

- 1) 第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として利用する補極付ラジアルギャップ巻線界磁形同期モータ
- 2) ステータ両面に発生する第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として利用するパンケーキアキシャルギャップ形巻線界磁形同期モータ

以下に本研究で得られた成果をまとめ、本論文の結論とする。

本論文は全 5 章で構成しており、以下に本論文の各章で得られた研究成果をまとめる。

第 2 章「非同期周波数に基づくダイオード整流形自己励磁技術」

本章では、集中巻同期モータにおいて不可避に発生する第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として自己励磁する技術について述べ、以下の項目を示した。

- ・巻線界磁による界磁磁束の考え方を述べ、PM モータと同等のギャップ磁束密度を発生させるためのアンペアターンの考え方を示した。

- ・集中巻ステータにおいて第2次空間高調波が逆相回転磁界として発生することを分布巻ステータの場合と比較してギャップ磁束波形の観点から示した。
- ・第2次空間高調波を最大限に自励に活用できるスロットコンビネーションについて電磁界解析の結果から示した。
- ・ dq 座標系における数学モデルとトルク式を示した。

第3章「ラジアルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ」

本章では、 q 軸に補極を設けてロータ巻線回路構造を変更することで d 軸高調波磁束に加えて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用できる自励同期モータについて提案し、以下の項目を示した。

- ・従来の d 軸にロータ巻線を巻きダイオード短絡した場合と、 q 軸に補極を設けて、ロータ巻線を全波整流回路結線した場合の違いについて電圧方程式により数理的に示した。
- ・電磁界解析により補極を設けた全波整流回路結線の効果について示し、特に低負荷時においてトルク改善効果が大きいことを確認した。
- ・電磁界解析により補極を設けることでトルク向上とトルクリプルも大幅に低減可能であることを示した。
- ・原理検証用試作機の設計を行い、補極付ダイオード整流形自励同期モータの構造を示した。
- ・実機により可変速トルク特性を測定し、自励式電磁石トルクによりトルクが大幅に向上することと、回転速度に対して電磁石トルクが増減することを実験的に確認した。
- ・補極を設けることで特に低負荷域でトルクが大幅に向上することを実験的に確認した。
- ・ロータ電流の実測を行い、静止座標における第2次空間高調波が同期回転座標系の第3次時間高調波となり、ロータ巻線に誘導起電力を発生させて誘導電流が基本波周波数の3倍調波となっていることを実験的に確認した。
- ・補極を設けることでロータ電流の増加とロータ電流のリプルを大幅に低減できることを実験的に確認した。
- ・自励式電磁石トルクが正弦波関数となることを実験的に確認した。

- ・モータ制御に起因して発生する時間高調波がロータ電流に影響を及ぼすことを実験的に確認し、時間高調波によってもロータ自励を可変にできる可能性について示した。
- ・効率マップを測定し、ロータ巻線を開放した状態のリラクタンスモータの効率が平均的に 70 %から 80 %前半の効率であったのに対し、ダイオード整流形自励による電磁石トルクが加わることで平均的に 80 %台後半から 90 %台前半まで効率が改善することを実験的に示した。
- ・補極有無の場合で効率マップを測定し、補極を設けて q 軸高調波磁束を活用することで特に低回転低負荷域で効率が大幅に向上することを実験的に示した。
- ・同じコアサイズの分布巻 IPMSM とトルク、効率マップ、トルクリプルの比較を行い、IPMSM に対して提案モータは低回転域でトルクが不足、効率が低いという課題について明確化した。
- ・極低負荷域で分布巻 IPMSM よりも効率が高い領域があり、固定界磁形モータの永久磁石による鉄損が損失に占める割合が高い領域において提案モータのパッシブな可変界磁機能でさらに効率改善できる可能性がある。

第 4 章「パンケーキアキシャルギャップ形自励式巻線界磁同期モータ」

本章では、トルク密度の向上を目的に空間高調波がロータコアに効果的に鎖交するようなバックヨークレス構造のステータの両面を巻線界磁形ロータで挟み込んだパンケーキアキシャルエアギャップ構造の自励式巻線界磁形同期モータについて提案し、以下の項目を示した。

- ・パンケーキアキシャルエアギャップ構造とした理由について構造的に示した。
- ・原理検証用試作機的设计を行い、パンケーキアキシャルエアギャップ形自励同期モータの構造を示した。
- ・電磁界解析により試作機の可変速トルク特性の予測と、両面に配置したロータに空間高調波が鎖交することを確認した。
- ・基礎実機評価により、第 3 次時間高調波により自励する原理検証と自励式電磁石トルクが回転速度に対して増減することを実験的に確認した。

上記のように、本論文ではモータ構造上不可避に発生し、ロータに鎖交する

ことで従来技術では損失増加要因となっていた非同期回転磁界を界磁エネルギー源として活用できる自励式巻線界磁形同期モータを提案した。第 2 章で説明した集中巻ステータで発生する第 2 次空間高調波を第 3 章では補極を設けることで効率的に活用する方法を提案し、第 4 章ではパンケーキアキシアルエアギャップ構造とすることで高調波回転磁界の鎖交面を増やし高トルク化できる可能性を提案した。本研究では従来の磁石式モータから大幅な構造変更をすることなく且つ、特殊な材料や追加の制御回路を用いずに従来損失要因となっていた非同期周波数をダイオード整流形自己励磁技術により、界磁エネルギー源として活用する点に研究の大きな目的があり、それを車載用モータへ適用して且つ、実際に設計試作を行い具現化できる構造を提案した点が最も重要な成果である。本論文で示した研究成果により、モータ構造上不可避に発生する非同期回転磁界を界磁エネルギー源とした自励技術は、今後の磁石フリーモータの開発に寄与するものと考ええる。

5.2 今後の課題

本研究では、モータ構造上不可避に発生する非同期回転磁界を界磁エネルギー源として活用できるダイオード整流形自己励磁技術を用途指向形への応用として提案した。そして、電磁界解析と実機検証によりその有用性を示した。一方で、以下に示すいくつかの技術的な課題が残されている。

＜ラジアルエアギャップ形自励式同期モータ＞

・低回転域でのトルク・効率の向上

本論文では従来の一般的なベクトル制御で駆動した場合で実機評価を行った。第 3 章で示したとおり、提案モータは制御に起因する時間高調波によってもギャップ中に高調波回転磁界を発生させることができるため、界磁調整が可能である。実機評価の結果、従来の IPMSM と比較して低回転域でトルク・効率が低い結果であった。その対策として従来技術では、整流の切り替わりタイミングでパルスを重ねさせることで制御的に故意に時間高調波を発生させて強め界磁を行う方法がある。しかし、パルス電流の周波数に起因した大きなトルクリプルが発生するという問題が報告されている。その他、過去、野中らによって検討されてきた静止磁界励磁方式を応用して、電機子巻線をオープンエンド構造とし、三相ダイオードブリッジに接続し、電機子起磁力に対してパッシブな可変静止磁界を作り出し、磁気変調により意図的に非同期回転磁界を発生させる

方法も考えられる。しかし、基本的に前者の交流励磁方式以外はロータが回転することで誘導起電力を発生するというファラデーの法則に基づいているため、ゼロ速度時のトルク向上は困難である。

そこで、ステータの回転磁界に対して、同期駆動するモードと非同期駆動するモードの 2 駆動方式を備える方法か、同期モードと非同期モードを切り替え可能とし、低回転時は誘導機駆動（非同期）することで解決できると考えられる。両者ともに、ロータ上にスイッチング素子が必要になる。引き続き研究開発を進めていく。

・ ロータ電流の推定方法の検討

前述のように制御的に故意に時間高調波を発生させて強め界磁を行う場合、ロータ電流とトルク関係を明確化して最小限のエネルギーで強め界磁を行うことが求められる。そのためには実駆動時にロータ巻線に流れている界磁電流を非接触で数学モデルを用いて推定し、その結果から必要な時間高調波を基本波指令値に重畳してトルク・効率の向上を行う必要がある。数学モデルのモータパラメータ（基本波同期インダクタンスと高調波インダクタンス）は駆動条件で変化するため、推定する方法も検討する必要がある。

・ ロータ巻線温度の推定方法とロータ冷却方法の検討

提案するモータは巻線界磁形のため、二次銅損が発生する。車載用途の場合、様々な運転モード駆動し且つ、安全のため高い堅牢性が求められる。そのため、ロータ巻線温度やダイオード温度を一次側の情報から推定し、ロータを冷却する方法を検討する必要がある。

・ 生産性の向上

原理検証用の試作機は、ロータコイルを手巻きで試作したが量産時はロータ巻線装置を用いて自動巻きして生産性と品質の向上が求められる。安定した絶縁性を確保しながら、巻線装置でロータ巻線を自動巻きし、整流回路結線も結線用ボード等を用いて簡素に組み付けできる設計が望まれる。

<アキシアルエアギャップ形自励式同期モータ>

・ 起磁力配分を最適化したモータの試作

今回の試作機はバックヨークレスステータ構造の両面で発生する空間高調波を界磁エネルギー源として活用できることに主眼をおいて原理検証を行った。今後、電機子起磁力とロータ起磁力配分の検討を行った試作機を試作し、ベンチマークに IPMSM も試作することで提案モータの優位性を検証する。

・ 面振動の低減可能な機械構造設計

バックヨークレスステータで扁平構造の場合、構造的に面振動が発生しやすく、電磁吸引力が作用した場合においても堅牢性が求められる。セグメントステータの保持構造を見直し且つ、性能を大きく左右するエアギャップの精度を確保できる機械構造設計を今後行う必要がある。

・ SMC材の加工方法の検討

今回の試作ではメーカ推奨の切削加工条件にて切削加工を行ったところ、エッジ部の精度確保が困難であったため放電加工を行った。そのため、圧粉鉄心の絶縁樹脂の絶縁破壊がされ、磁気特性が著しく劣化した可能性がある。切削加工条件の見直しや放電加工後の酸エッチング処理など磁気特性の劣化を防ぎながら精度よく加工できる方法について調査・検討を行う必要がある。

・ トロイダル巻ステータを用いたマルチギャップ構造の検討

今回の試作でバックヨークレス構造の機械強度低下と面振動が課題で残されている。また、ラジアルギャップ形構造と比較すると、ロータ巻線整流回路が独立したダブルロータ構造のため、整流用のダイオードモジュールが 2 倍必要になり、コストメリットが少ない。さらに、整流回路が独立することで巻線界磁ロータのコイル起磁力（アンペアターン）がダブルロータ構造により、シングルロータ構造と比較してロータあたりのアンペアターンが 1/2 倍となってしまう、ロータとステータの起磁力配分の自由度が下がる。それらの問題に鑑みて、トルク発生面の拡大、ステータ漏れ磁束の有効利用、ロータ整流回路の非独立構造を両立できる構造として、トロイダル巻ステータの 3 面にロータを配置した構造を 4 章で提案している。今後、詳細な磁気回路設計と構造設計を進め、実機評価によりその優位性を確認する。

謝辞

本研究を進めるにあたり直接ご指導を賜りました静岡大学 野口敏彦教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また学内より審査をしてくださった道下幸志教授、大岩孝彰教授、学外より学位審査に加わっていただいた長崎大学 樋口剛教授にも心から感謝し御礼申し上げます。

学位取得にあたり、研究活動や学会活動などに関して、格別のご理解とご配慮をいただきましたスズキ株式会社 四輪電動車・システム設計部 高柴久則部長に心より感謝、御礼申し上げます。また実機検証にあたり、試作図面や実験評価において多大な支援をいただきましたスズキ株式会社 四輪電動車・システム設計部 第五課 モータ開発チーム員にも心より感謝し、御礼申し上げます。

静岡大学 野口研究室の皆様、卒業生の方々においては公私においてお世話になり、大変感謝しております。

最後に、これまでの研究生活を温かく見守り、支援してくれた両親と家族に深く感謝いたします。

付録

磁気変調式自励巻線界磁形磁気ギアモータ

A.1 緒言

第3章では、従来損失となっていた集中巻ステータで不可避に発生する静止座標における第2次空間高調波（基本波同期回転座標系における第3次時間高調波）に着目し、過去に検討されていたダイオード整流による自己励磁技術と組み合わせ且つ、 q 軸の補極を設けて d 軸高調波磁束に加えて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用できる自励式巻線界磁形同期モータを提案した⁽¹⁾⁽²⁾。そして、第4章では、トルク密度の向上を目的に空間高調波がロータコアに効果的に鎖交するようなバックヨークレス構造のステータの両面を自励式巻線界磁形ロータで挟み込んだパンケーキキアキシャルエアギャップ構造を提案した⁽³⁾。第3章、第4章において原理検証用機を試作し、実機評価にて動作原理を検証し、それぞれのモータの優位性を述べるとともに技術的課題も明らかにした。

本付録では、空間高調波以外の非同期回転磁界を界磁エネルギー源とする自己励磁技術の一例について述べる。前章までの空間高調波を界磁エネルギー源にする自己励磁技術とは異なり、磁気変調形の磁気ギアモータを対象に従来から検討されてきた磁気変調原理で駆動する磁石形ロータを備えた磁気ギアモータの磁石フリー化について述べる^{(4)~(17)}。

A.2 差分周波数を界磁エネルギー源として利用

文献⁽⁴⁾で磁気ギアが発明されて以来、様々なタイプの磁気ギアが提案され、さらに近年、モータと組み合わせた磁気ギアモータが盛んに研究されており、種々のアプリケーションへの応用が検討されている^{(4)~(17)}。輸送機器分野においては、図A1-1に示すように磁気変調原理で駆動する二軸出力タイプの磁気ギア

モータを従来の遊星ギアとモータ/ジェネレータを用いた HEV システムの代替えとして提案されている^{(12)~(15)}。従来の遊星ギアとモータを組み合わせたシステムに対して二軸出力の磁気ギアモータを採用することで複合機能化によりコンポーネント数を減らすことができ、小型・軽量化・システム効率の向上が期待されている。しかし、ステータ側の回転磁界とロータの回転周波数が非同期で駆動する条件下では永久磁石に対する外部磁場の磁気変動が大きくなり、高保磁力磁石を用いる必要や磁石渦電流損対策が必要になる。更に磁気ギアモータのギア比の選定条件によっては磁石ロータを多極化する必要があり、多数の磁石を実装することによる高コスト化という問題がある。

本論文では上記のような問題に鑑み、従来技術で損失増加の主要因になっていた磁気ギアモータの非同期駆動に着目し、誘導機の電磁誘導原理と自励式巻線界磁技術を応用することで、磁石を用いない自励式巻線界磁形磁気ギアモータを提案する。

本節では、ステータ回転磁界とロータ回転周波数の差分周波数で変動する磁束（差分周波数磁束）によって自励する巻線界磁形磁気ギアモータの基本原理解について述べる。まず、差分周波数磁束の発生を説明する上で重要となる従来の磁石式磁気ギアモータの磁気変調原理を利用した駆動方法とその問題点について述べる。その次に、差分周波数磁束の発生メカニズムについて説明し、その差分周波数磁束を界磁エネルギー源として自励する原理について述べる。

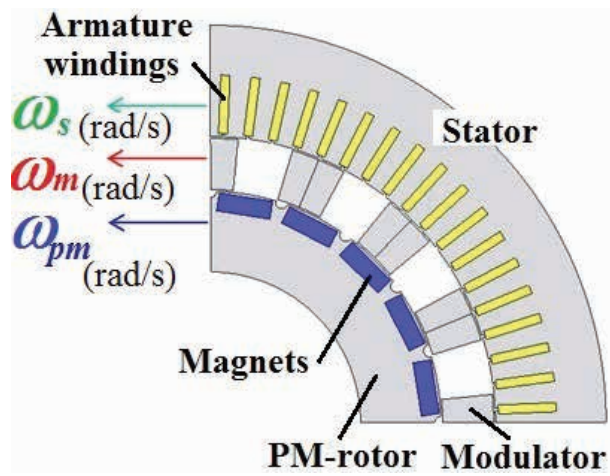
A.2.1 磁気変調形磁気ギアモータの動作原理

図 A1-2 に磁気変調形磁気ギアモータの電機子巻線によって発生した電機子磁束が変調子（Modulator）を介して、変調子とインナーロータの間のギャップに発生する磁束分布を模擬的に表す。この図に示すように、電機子起磁力 $F_s(\theta, t)$ が正弦波状に分布すると仮定すると、回転磁界の極対数 P_s と角速度 ω_s を用いて、次式で表すことができる。

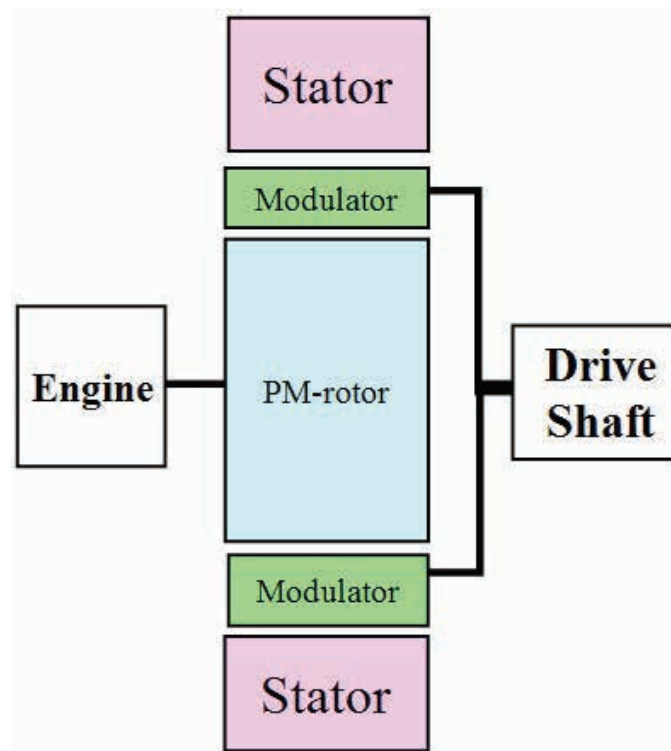
$$f_s(\theta, t) = f_{ac} \sin\{P_s(\theta - \omega_s t)\} \quad (\text{A-1})$$

ここで、 f_{ac} は起磁力の振幅である。

次に、変調子に起因するパーミアンスの空間分布 $P(\theta, t)$ についても簡単のため正弦波状になると仮定すれば、変調子の極数 P_m 、角速度 ω_m を用いて次式で表す

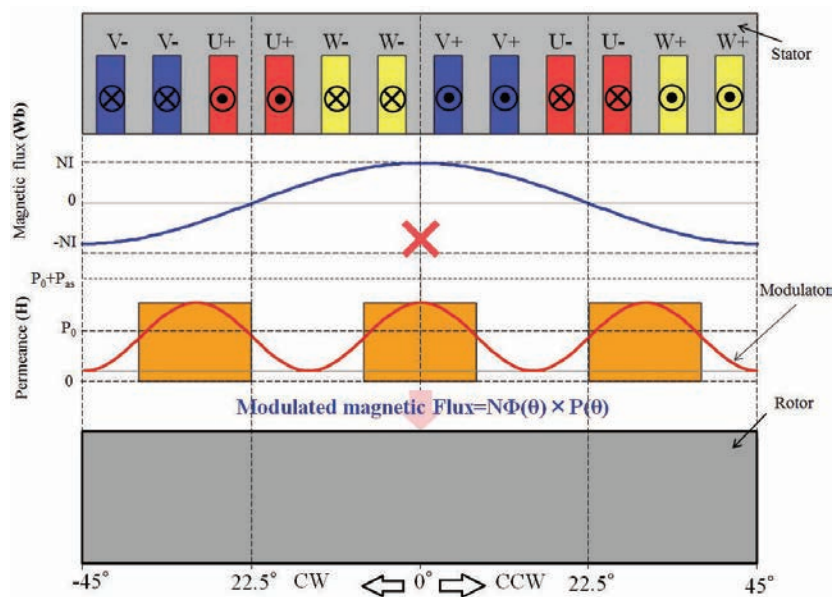


(a) 従来の磁気ギアモータ

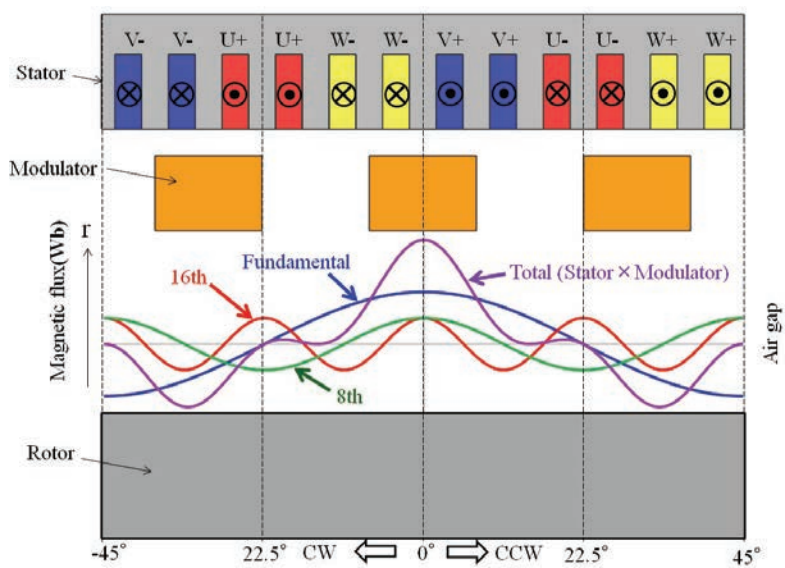


(b) 磁気ギアモータを用いたハイブリッドシステム

図 A1-1 従来の磁気ギアモータの径方向断面図と HEV システム



(a) 電機子磁束と変調子に起因するパーミアンス分布



(b) 変調子とロータ間の磁気変調されたギャップ磁束

図 A1-2 固定子と変調子によって空隙に生じる磁束密度分布の模式図

ことができる。

$$P(\theta, t) = \lambda_{dc} + \lambda_{ac} \sin\{P_m(\theta - \omega_m t)\} \quad (\text{A-2})$$

ここで、 λ_{dc} はパーミアンスの直流分、 λ_{ac} は変動分を表している。

したがって、ギャップに作られる磁束分布 $\phi(\theta, t)$ は、(A-1)と(A-2)の積として、次式のように求まる。

$$\begin{aligned} \phi(\theta, t) &= f_s(\theta, t) \times P(\theta, t) \\ &= f_{ac} \lambda_{dc} \sin\{P_s(\theta - \omega_s t)\} \\ &\quad + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos\left\{(P_m - P_s) \left(\theta - \frac{-P_s}{P_m - P_s} \omega_s t - \frac{P_m}{P_m - P_s} \omega_m t \right)\right\} \\ &\quad + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos\left\{(P_m + P_s) \left(\theta - \frac{P_s}{P_m + P_s} \omega_s t - \frac{P_m}{P_m + P_s} \omega_m t \right)\right\} \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

(A-3)より、ギャップに現れる磁束分布は固定子巻線により発生する回転磁界の極対数 P_s と同じ次数の成分（ステータ基本波周波数）の他に、 $(P_m - P_s)$ と $(P_m + P_s)$ の2つの成分が存在することが分かる。また、それらの角速度 ω_{pm} 、 ω_{pm}' はそれぞれ下記となる。

$$\omega_{pm} = -\frac{P_s}{P_m - P_s} \omega_s + \frac{P_m}{P_m - P_s} \omega_m \quad (\text{A-4})$$

$$\omega_{pm}' = \frac{P_s}{P_m + P_s} \omega_s + \frac{P_m}{P_m + P_s} \omega_m \quad (\text{A-5})$$

したがって、磁石回転子の極対数 P_{pm} を $(P_m - P_s)$ とすれば、(A-4)に従って、磁石回転子は角速度 ω_{pm} で同期回転し、一方、 $(P_m + P_s)$ とすれば、(A-5)より ω_{pm}' で回転することがわかる。なお、実際の実機変調形磁気ギアモータでは、パーミアンスの分布は方形波に近くなるため、高調波の影響により、 $(P_m - P_s)$ 成分の方が $(P_m + P_s)$ 成分よりも大きくなる。そのため、一般に磁石回転子の極対数は $P_{pm} = P_m - P_s$ が選ばれる⁽⁵⁴⁾。

また、(A-4)より、固定子巻線による回転磁界、磁石回転子、および変調子のそれぞれの角速度 ω_s 、 ω_{pm} 、 ω_m の間には次の関係式が成立する。

$$P_{pm} \omega_{pm} = -P_s \omega_s + P_m \omega_m \quad (\text{A-6})$$

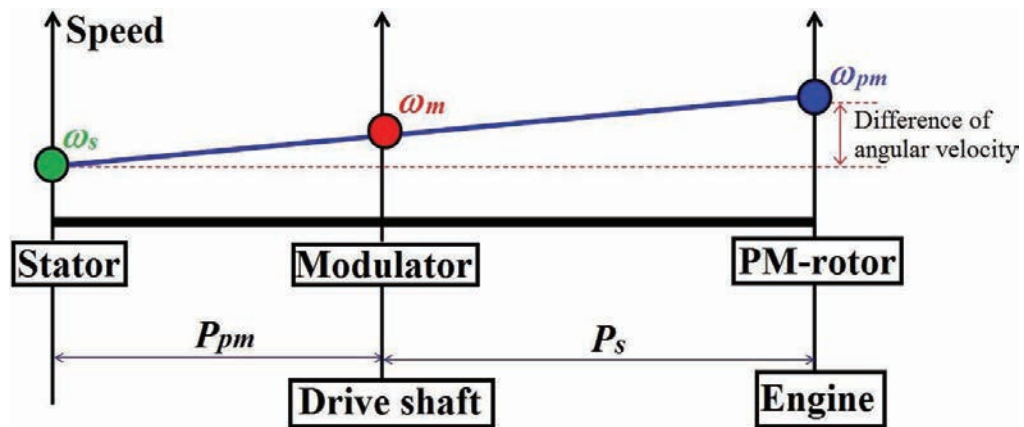


図 A1-3 磁気ギアモータを HEV システムに用いた共線図

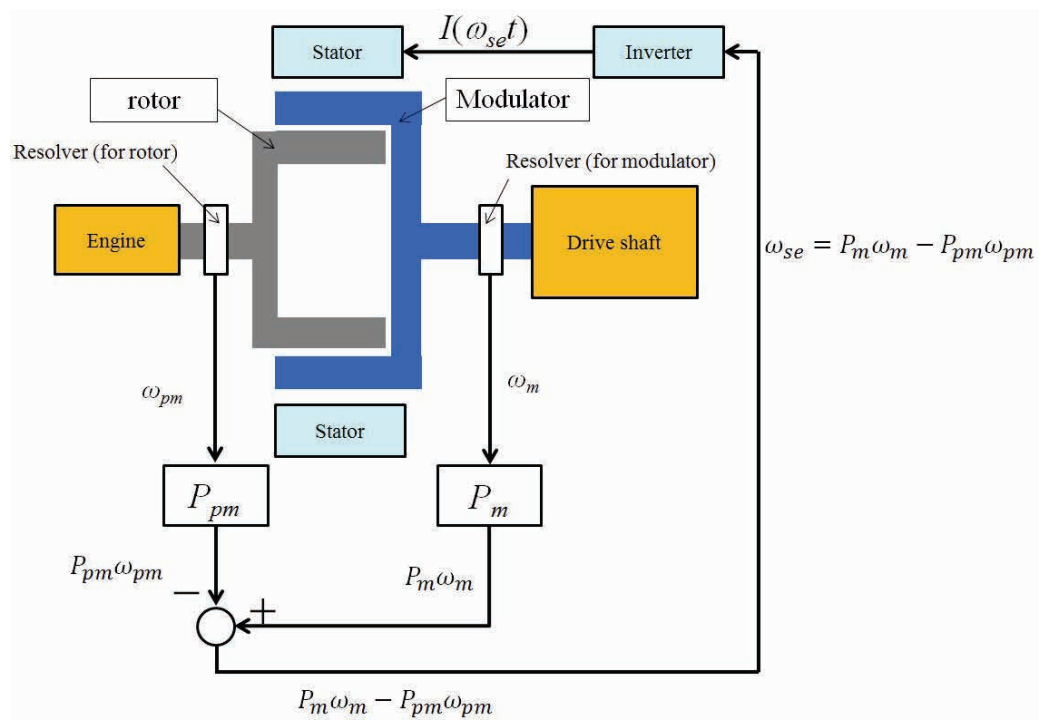
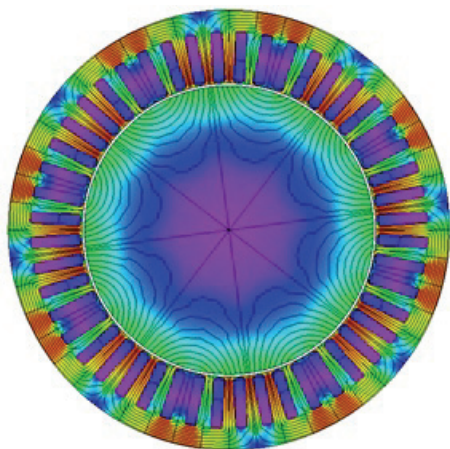


図 A1-4 共線関係に基づいた磁気ギアモータの制御システム概念図

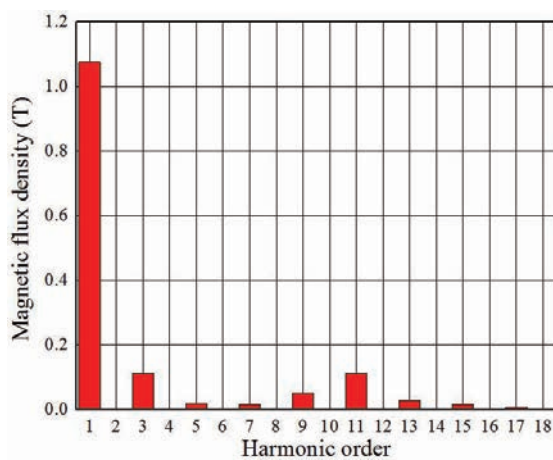
上式より，例えば回転磁界の速度 ω_s は一定であっても，変調子の速度 ω_m を変えることで，磁石回転子の速度 ω_{pm} は変化することが分かる。すなわち，図 A1-3 に示すように共線関係が成り立つ。このとき，実際に磁気ギアモータを駆動する場合は，図 A1-4 のようなシステムが考えられる。すなわち，変調子と磁石回転子にそれぞれ回転位置センサ（例えばレゾルバ）を設けて位置情報を取得し，その情報をもとに（A-6）に基づき電機子電流の指令周波数を決定することで磁気ギアモータを駆動することができる。

A.2.2 差分周波数磁束による自己励磁

一例としてステータ極対数 $P_s=4$ ，インナーロータ極対数 $P_{pm}=8$ ，変調子極数 $P_m=12$ の磁気ギアモータで差分周波数磁束による自己励磁の説明をする。ステータの回転磁界が変調子によって作り出されるギャップ中のパーミアンス分布を介して磁気変調され，インナーロータに鎖交する高調波回転磁界は前項の図 A1-2 の模式図のようになる。これを電磁界解析により確認した。図 A1-5 にソリッドロータを内包した分布巻ステータにより発生する磁束密度分布とギャップ磁束密度波形を調波解析した結果を示す。同図よりスロット高調波に起因する第 11 次と第 13 次空間高調波がギャップ磁束に重畳しているが比較的正弦波に近い。次に分布巻ステータとソリッドロータ間に変調子（ $P_m=12$ ）を内包したときの磁束密度分布と変調子とソリッドロータ間のギャップ磁束密度波形を調波解析した結果を図 A1-6 に示す。同図より変調子のパーミアンス分布によりステータの基本波回転磁界が磁気変調されて 8 次（ $P_m-P_s=8$ ）の回転磁界と 16 次（ $P_m+P_s=16$ ）の回転磁界が発生していることが確認できる。これは前節の磁気変調原理で説明したとおりである。さらに前節で説明した理由により高次側（ $P_m+P_s=16$ ）の磁気変調後の回転磁界は振幅が小さいため，低次側（ $P_m-P_s=8$ ）の 8 次の回転磁界に対して 8 極対の PM ロータを内包すると同期して回転する。一方，図 A1-6(b)で確認できるように 4 次の回転磁界（4 極対ステータの基本波回転磁界）がロータに鎖交するが，これは PM ロータと同期しないため従来の PM ロータにとっては渦電流損を大幅に増加させる主要因となる。なお，この結果についても前節で説明した結果と一致する。本論文で提案するダイオード整流式巻線界磁形磁気ギアモータはこの差分周波数磁束（4 極対ステータの基本波回転磁界は，非同期回転時にロータ回転速度に対して差分周波数で変動する磁束となる）をロータコイルに鎖交させ，誘導起電力を得てダイオード整流するこ

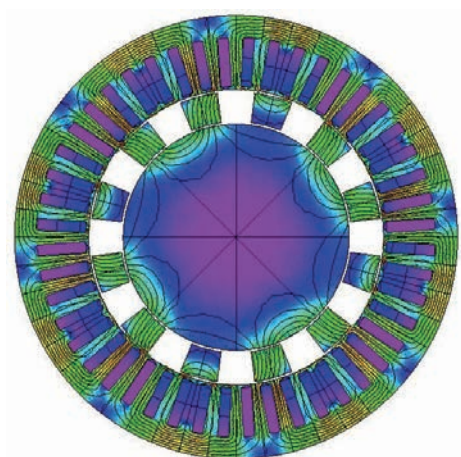


(a) 磁束密度分布と磁束線図

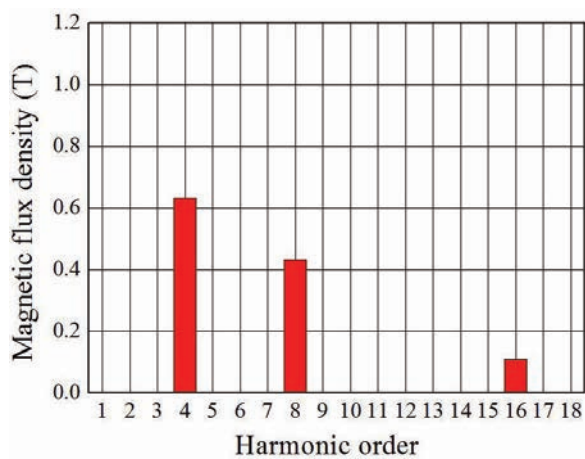


(b) ギャップ磁束の調波解析結果

図 A1-5 ソリッドロータを内包し、変調子がない場合の磁束密度分布とギャップ磁束調波解析結果



(a) 磁束密度分布と磁束線図



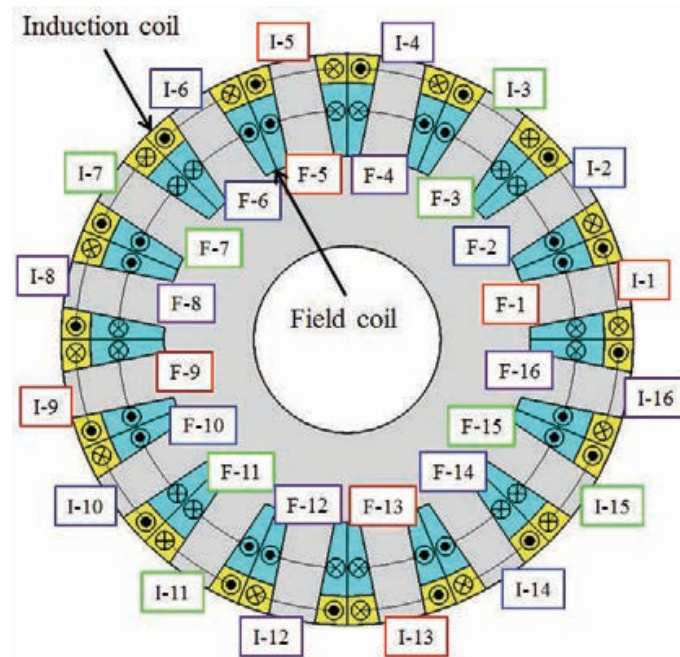
(b) ギャップ磁束の調波解析結果

図 A1-6 ソリッドロータを内包し、変調子がある場合の磁束密度分布とギャップ磁束調波解析結果

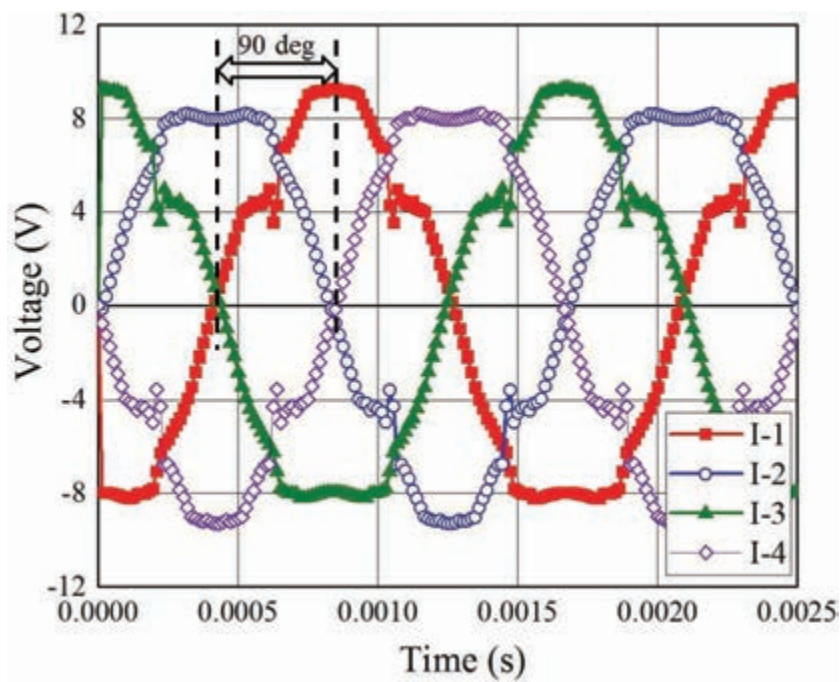
とで自励式電磁石を形成でき、結果、従来の磁気ギアモータと同様の動作原理で磁石フリー駆動が可能となる。図 A1-7(a)に示すように突極コアロータコイルを巻き、開放状態としてロータに差分周波数磁束が鎖交したときの誘導起電力波形を図 A1-7(b)に示す。同図に示すように、差分周波数磁束によってロータコイルに誘導起電力を発生させることができ、これを整流すれば自励できることが分かる。

A.3 差分周波数磁束を効率的に活用可能なポールコンビネーション

前項で一例としてステータ極対数 $P_s=4$ 、インナーロータ極対数 $P_{pm}=8$ 、変調子極数 $P_m=12$ の磁気ギアモータを例に説明した。ステータ極対数が 4 極対の場合、上記のポールコンビネーションが最も効率的にロータ自励を行うことができる。ステータ 4 極対の回転磁界は、機械角 90 deg で電気角 1 周期となる。そのため、インナーロータ極対数を 8 極対にした場合、機械角 90 deg に突極が 4 つ存在する。この突極にロータコイルを巻いたとき、ステータ 4 極対の回転磁界（差分周波数磁束）が鎖交するため、隣り合う誘導起電力は電氣的に 90 deg の位相差となる。これは、図 A1-7(b)の電磁界解析結果からも確認できる。電氣的に 90 deg の位相差で誘導起電力が発生する場合、正相同士のコイルを直列結線し、逆相同士のコイルをカソードコモン形ダイオードモジュールのアノード側に接続することで中性点クランプ形の全波整流回路結線の構成にでき、ロータ側の巻線を簡素にしながら、差分周波数磁束から効率的に界磁エネルギーを得ることができる。差分周波数磁束（ステータ回転磁界とロータ回転周波数の差分周波数で脈動する磁束）を界磁エネルギー源にする自己励磁技術を適用した磁石フリー磁気ギアモータについて述べる。まずは、差分周波数磁束を効率的に自励に活用できるポールコンビネーションについて説明する。次に、差分周波数磁束を効率的に自励に活用できるロータ巻線整流回路について述べる。さらに、小型設計した原理検証用試作機の構造について説明し、電磁界解析により性能を予測する。最後に HEV モード走行時に最大トルク制御を実現できる駆動方法について考察した結果について述べる。



(a) 巻線界磁ロータ



(b) ロータ巻線に発生する誘導起電力

図 A1-11 巻線界磁ロータとロータコイルに発生する誘導起電力

A.3.1 最適なポールコンビネーション

測定環境の都合上，ステータコア外径が $\phi 120$ mm，積厚が 49.5 mm の小型原理検証機を試作し，差分周波数でロータを自己励磁することを検証する。コア外径の制約，冷却系，最大トルク駆動時間から決定した電機子巻線の電流密度 ($23 \text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$) の条件から，最大負荷磁の磁気飽和を考慮してステータは 8 極 (4 極対) と決定した。まずは巻線界磁ロータではなく，磁石ロータ (PM ロータ) タイプをベースに検討していく。磁気変調形磁気ギアモータのポールコンビネーションは(A-7)が成立するように選定する。また，共線図の関係からトルクは(A-8)が成り立つ。

$$P_m \omega_m - P_{pm} \omega_m = P_s \omega_s \quad (\text{A-7})$$

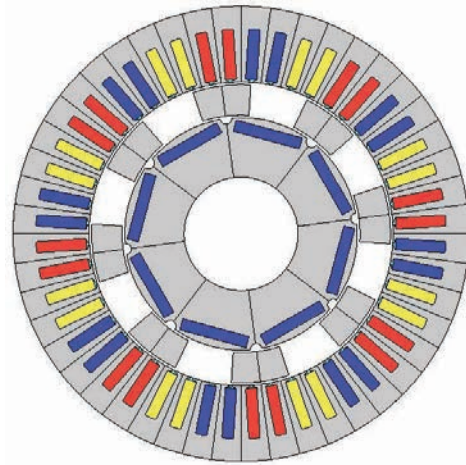
$$T_s = -\frac{P_s}{P_m} T_m = \frac{P_s}{P_{pm}} T_{pm} \quad (\text{A-8})$$

ここで ω_s はステータ回転磁界角速度， ω_m はステータ回転磁界角速度， ω_{pm} は PM ロータ角速度， P_s はステータ極対数， P_m は変調子の極数， P_{pm} は PM ロータ極対数であり， T_s はステータ反作用トルク， T_m は変調子トルク， T_{pm} は PM ロータトルクである。上記の関係から $P_s=4$ の場合，磁気飽和を考慮して下記の組み合わせが考えられる。

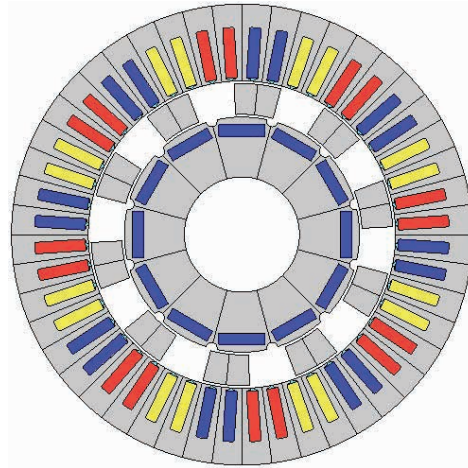
$$(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 4 : 8), (4 : 6 : 10), (4 : 8 : 12) \quad (\text{A-9})$$

上記の組み合わせにて従来の PM ロータタイプで磁気回路設計を行った結果を図 A1-8 に示す。なお，4 極対のステータは共通とし，変調子の鉄心と空隙の比率は電磁界解析結果を通じた平均出力トルクとトルクリプルの関係から 50 % (空隙と鉄の比率が等しい状態) とした。図 A1-9 (a) に示すように， $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 4 : 8)$ の場合，トルクリプルが大幅に増加する。このポールコンビネーションの場合，図 A1-9(a), (c) に示すように 2 つのロータ位置によってはトルク (周方向電磁力) が発生しない場合がある。一方， $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 6 : 10)$ の場合は，図 A1-9(d) に示すように常にトルク (周方向電磁力) が発生する。同様に $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 8 : 12)$ の場合も図示していないが常にトルク (周方向電磁力) が発生する。

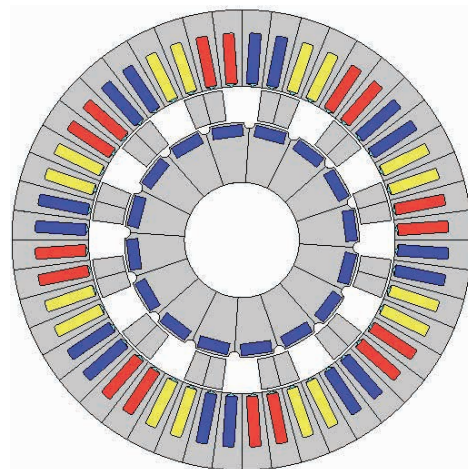
次に， $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 6 : 10)$ と $(4 : 8 : 12)$ の場合について，変調子とソリッドロータ間のギャップ磁束密度波形の調波解析をした結果と差分周波数のロ



(a) $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:4:8)$

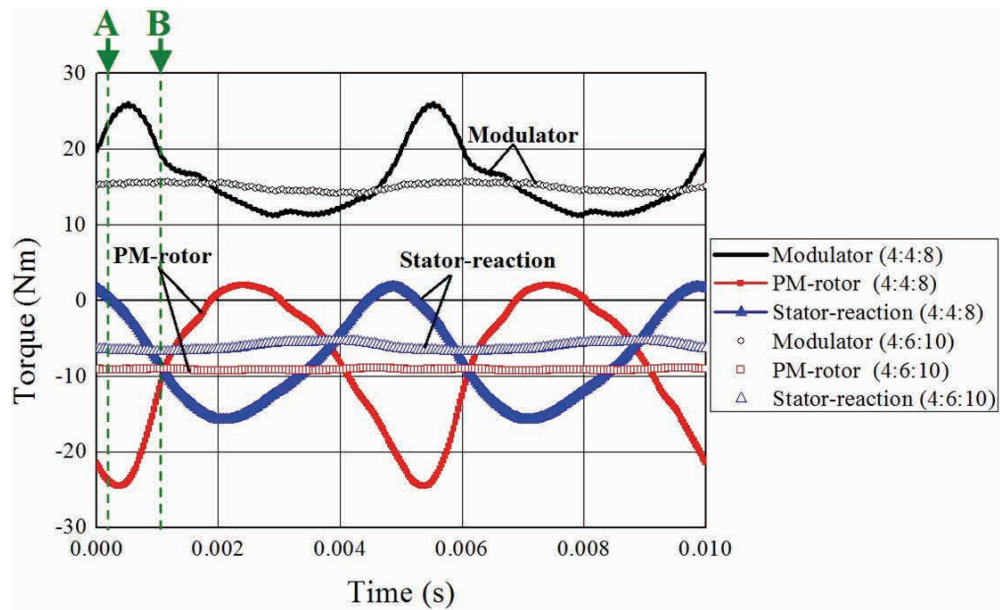


(b) $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:6:10)$

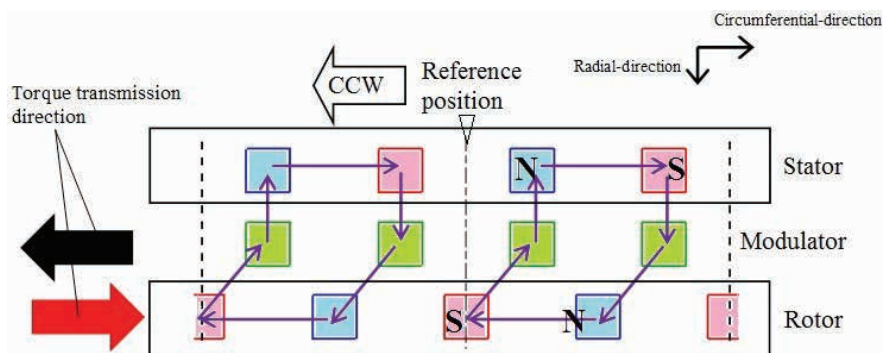


(c) $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:8:12)$

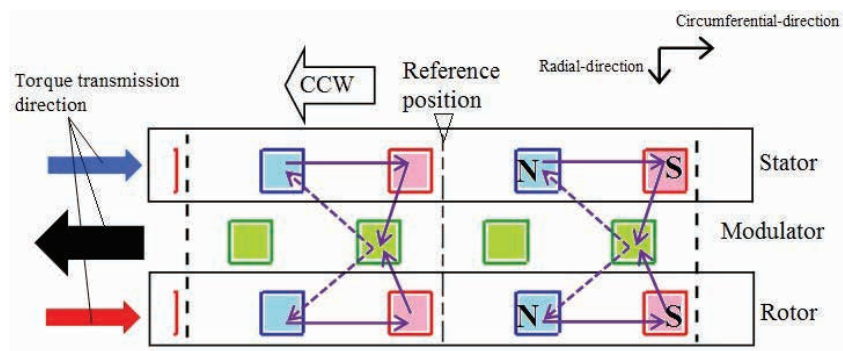
図 A1-8 極とスロットのコンビネーション



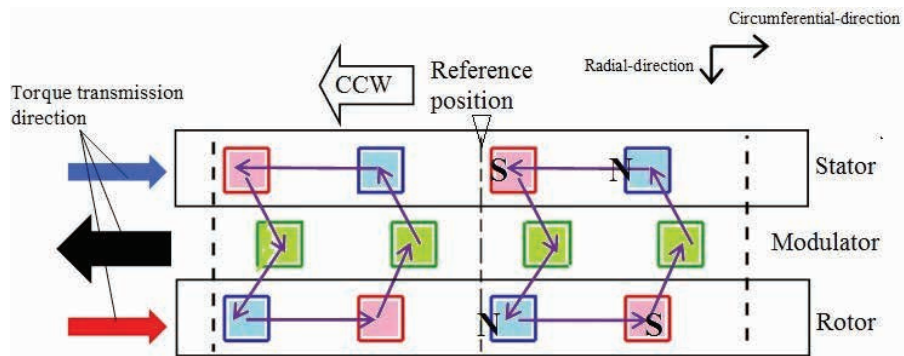
(a) トルク特性 (ステータ : CW 方向 100 Hz, ロータ : CCW 方向 100Hz)



(b) A 点における主磁路とトルク方向 (4:4:8 のポールコンビネーション)

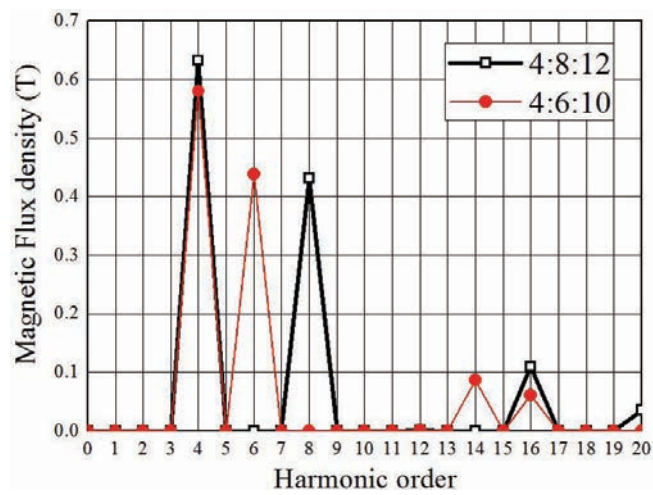


(c) B 点における主磁路とトルク方向 (4:4:8 のポールコンビネーション)

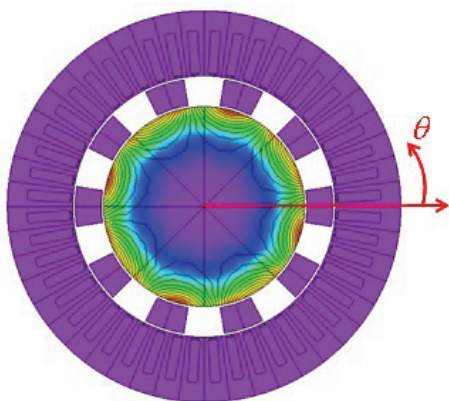


(d) B 点における主磁路とトルク方向 (4:6:10 のポールコンビネーション)

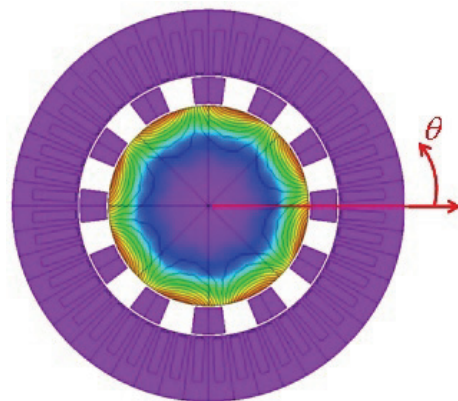
図 A1-9 スロットコンビネーションに対するトルク伝達原理



(a) ギャップ磁束密度波形に重畳する高調波成分



(b) $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:6:10)$



(c) $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:8:12)$

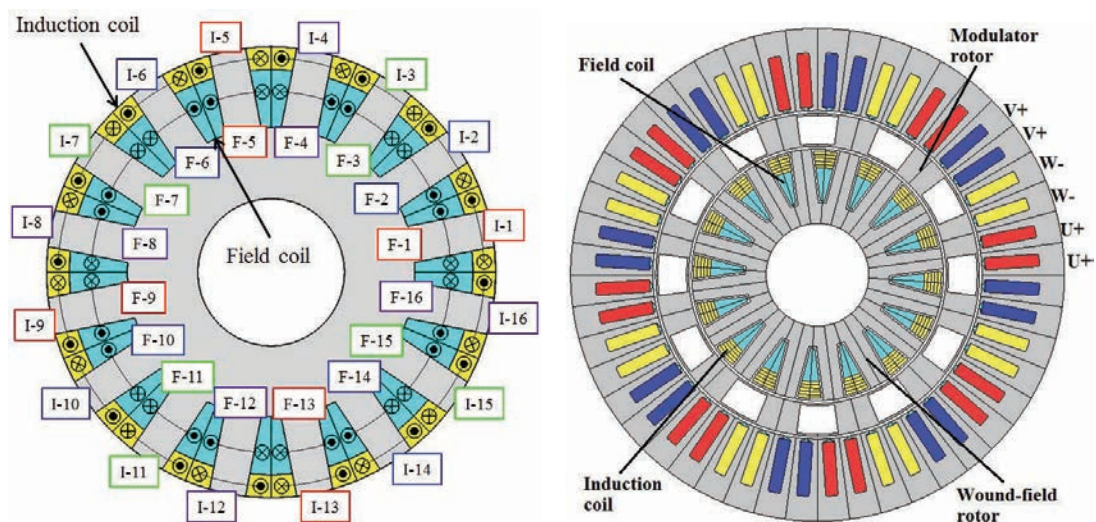
図 A1-10 ギャップ磁束波形の調波解析結果と差分周波数磁束分布

ータ鎖交磁束分布を比較した結果を図 A1-10 に示す。同図より、 $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:8:12)$ のほうが提案モータの界磁エネルギー源になるステータ回転磁界とロータ回転速度の差分周波数で変動する磁束振幅が大きく、ロータ表面磁束分布も比較的均等に分布することが確認できる。さらにステータ極対数が 4 極対の場合、上記の組み合わせが最も効率的にロータ自励を行うことができる。ステータ 4 極対の回転磁界は、機械角 90 deg で電気角 1 周期となる。そのため、インナーロータ極対数を 8 極対にした場合、機械角 90 deg に突極が 4 つ存在する。この突極にロータコイルを巻いたとき、ステータ 4 極対の回転磁界（差分周波数磁束）が鎖交するため、隣り合う誘導起電力は電氣的に 90 deg の位相差となる。電氣的に 90 deg の位相差で誘導起電力が発生する場合、正相同士のコイルを直列結線し、逆相同士のコイルをカソードコモン形ダイオードモジュールのアノード側に接続することで中性点クランプ形の全波整流回路結線の構成にでき、ロータ側の巻線を簡素にしながら、差分周波数磁束から効率的に界磁エネルギーを得ることができる。

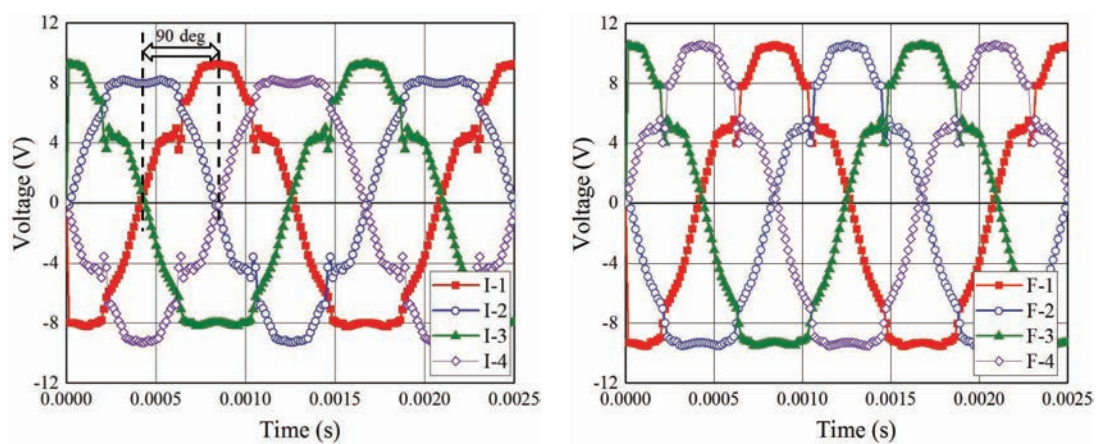
よって、ステータコア外径が $\phi 120$ mm、積厚が 49.5 mm の小型原理検証機は $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4:8:12)$ のポールコンビネーションを採用することとした。

A.4 ロータ巻線整流回路結線の検討

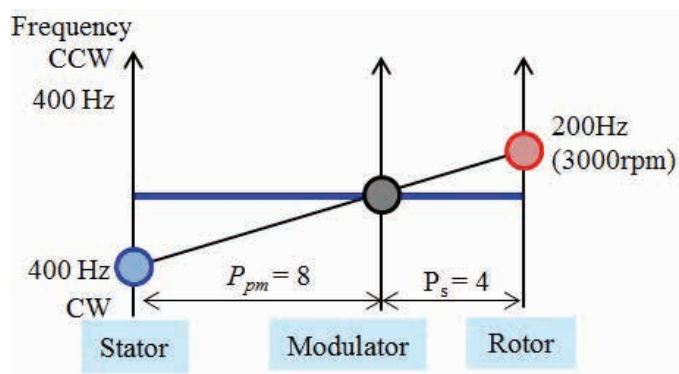
前節で述べた界磁エネルギー源として活用される差分周波数がロータ巻線に鎖交し、誘導起電力が発生したときに効率的に界磁電流を発生させることができるロータ巻線整流回路結線について説明する。図 A1-11(a)に示した提案モータのインナーロータ（巻線界磁ロータ）に巻かれた各コイルにおける誘導起電力波形を図 A1-11(b)に示す。機械角 90 deg で周期対称となるため、1 番目から 4 番目の誘導起電力のみを図示している。例えば、I-1 と I-5, I-9, I-13 は同じ波形となる。なお、図 A1-11(c)に示す駆動条件下（ステータから観測して差分周波数が 600 Hz）の結果である。図 A1-11(b)より、隣り合うコイルの位相差が電気角で 90 deg となるが前節で述べたように差分周波数の変動磁束が 4 次の回転磁界（4 極対ステータの基本波回転磁界）であり、機械角 45 deg で 1 周期となるためである。図 A1-12 に同駆動条件下におけるロータに鎖交する磁束密度分布と磁束線図をそれぞれのロータ位置（電気角）において示す。同図より、差分周波数の変動磁束は誘導コイル（I-coil）と界磁コイル（F-coil）に直交して鎖交しており、F-coil においても誘導起電力が発生することを考慮する必要がある。



(a) 巻線界磁ロータ



(b) 誘導コイル (I-1, I-2, I-3, I-4) と界磁コイル (F-1, F-2, F-3, F-4)



(c) 解析条件の共線図

図 A1-11 オープン巻線における誘導起電力と解析条件

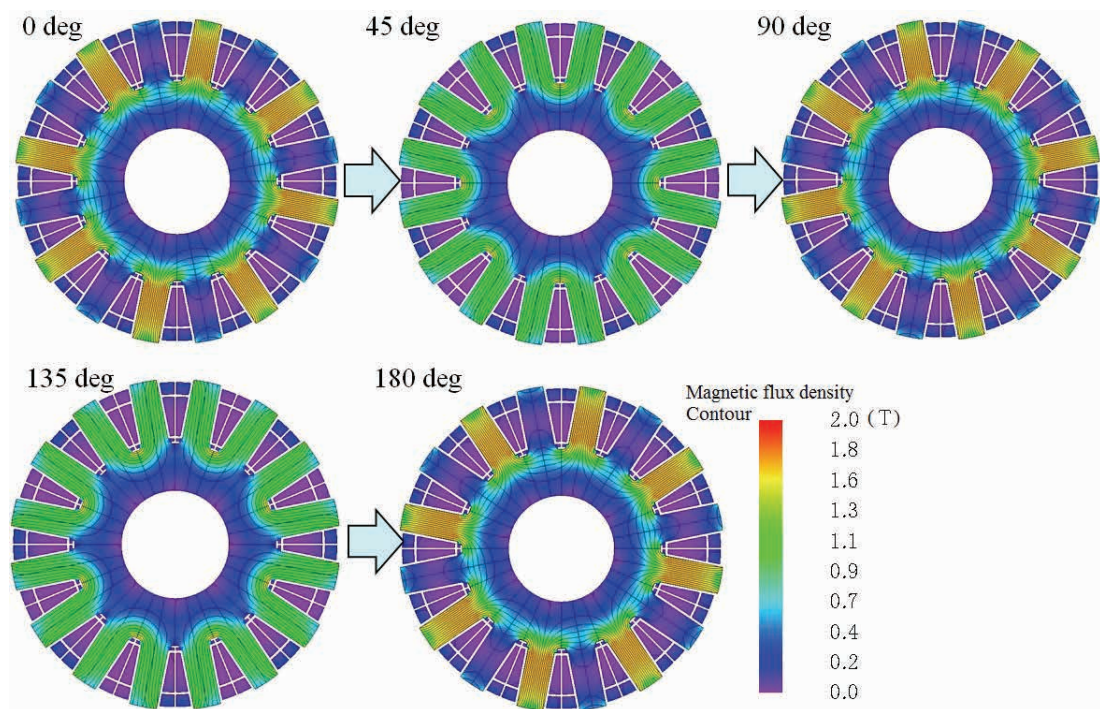
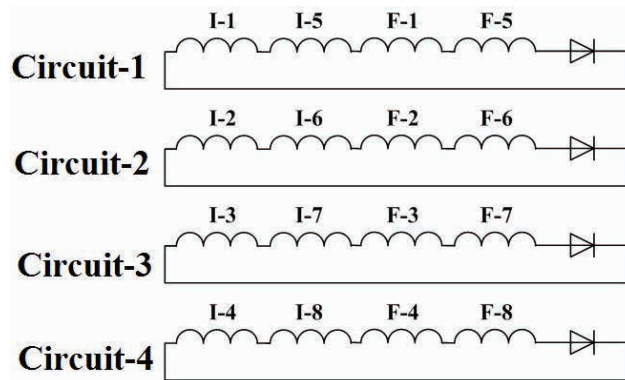


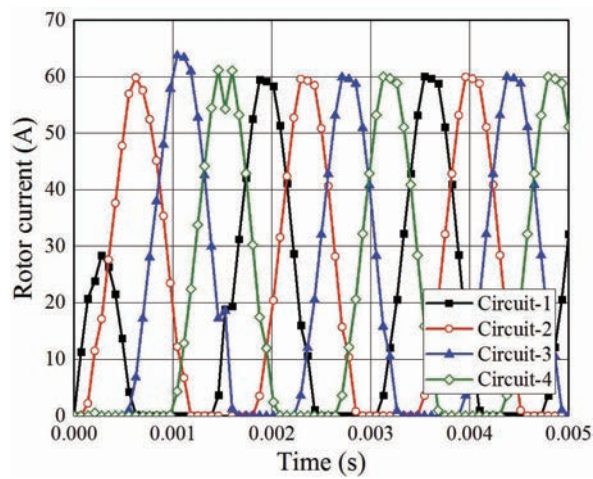
図 A1-12 差分周波数磁束の磁束密度と磁束線図

A.4.1 半波整流回路結線

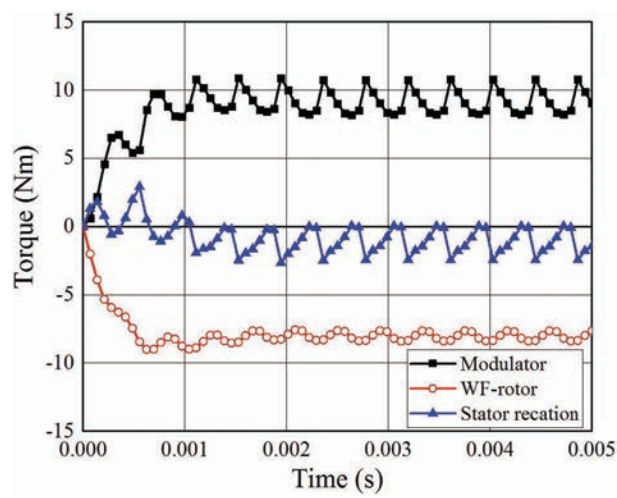
I-coil と F-coil に発生する誘導起電力を最大限に活用するため、図 A1-13(a)に示すように同相となる誘導コイルと界磁コイル同士を直列結線する。ロータ銅損を低減するため、1 番目から 4 番目までのロータ巻線を組みにして、4 つのセグメント形回路構成としている。すなわち、ロータ全体としては 8 つの半波整流回路となる。図 A1-13(b)と(c)にロータ巻線回路に流れるロータ電流とトルク特性を示す。なお、駆動条件は図 A-11(c)であり、電機子電流は $150 \text{ A}_{\text{rms}}$ 、電流位相は電磁石トルクが最大となる点である。同図より、各ロータ整流回路で界磁電流がゼロになるタイミングが異なるためトルクリプルは比較的小さくなる。しかし、ロータ電流振幅が大きいためダイオードの I_F 値が高いものを選定する必要があり、ダイオード数も増加してしまうという問題が生じる。



(a) ロータ巻線整流回路



(b) ロータ電流



(c) トルク特性

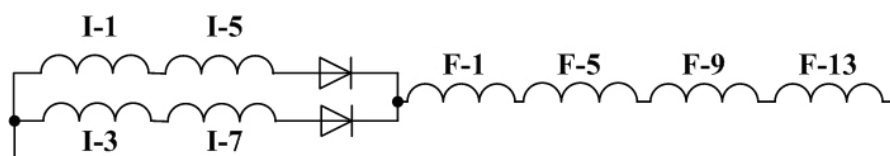
図 A1-13 半波整流回路結線時のロータ電流とトルク特性

A.4.2 順方向と界磁巻線が同相の全波整流回路

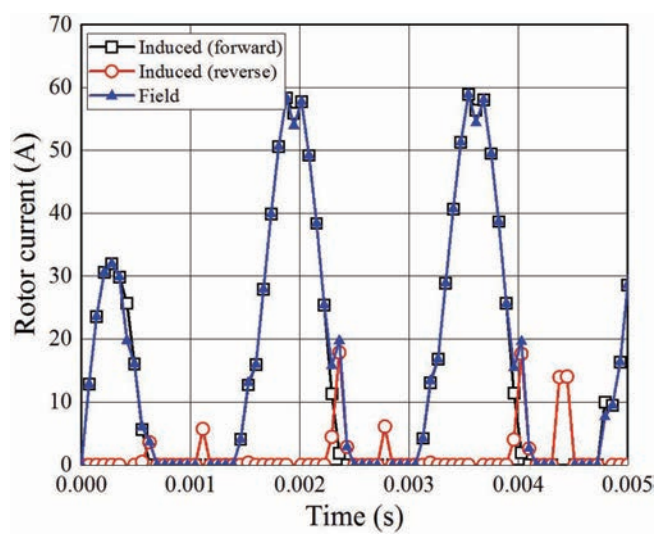
図 A1-14(a)に示すように順方向と逆方向で逆相（位相差 180 deg）となる I-coil をカソードコモン形ダイオードに接続し、F-coil は順方向 I-coil と同相になるコイルを接続した。図 A1-14(b)と(c)に前節と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図より、順方向 I-coil と F-coil は同相のため誘導電流が発生するが、逆方向 I-coil と F-coil は逆相のため干渉してしまい、結果的に半波整流された誘導電流が流れてしまっている。その結果、トルクリプルも大幅に増加する。

A.4.3 誘導巻線と界磁巻線が位相差 90 deg の全波整流回路

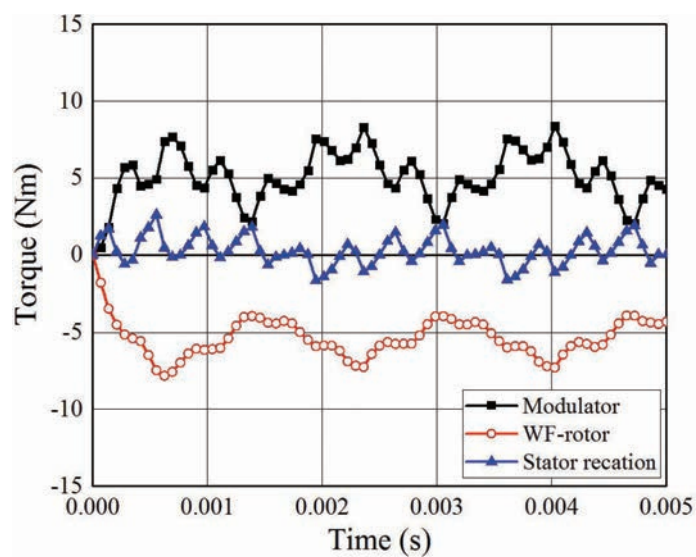
図 A1-15(a)に示すように順方向と逆方向で逆相（位相差 180 deg）となる I-coil をカソードコモン形ダイオードに接続し、F-coil は順方向 I-coil と逆方向 I-coil に対してそれぞれ位相差 90 deg となるコイルの組み合わせで接続した。図 A1-15(b)に前節と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図より、順方向 I-coil と逆方向 I-coil に対して F-coil は位相差 90 deg のため、両方向 I-coil に干渉してしまい、結果的に全波整流されない。前項よりもトルクリプルは改善されるが、しかし、依然としてトルク/ロータ電流比が低い。



(a) ロータ巻線整流回路

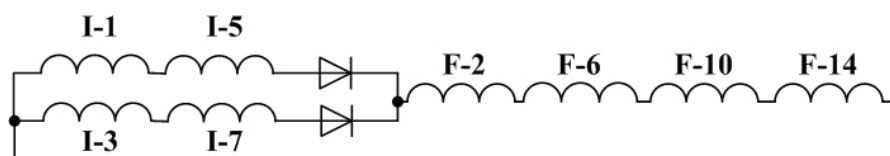


(b) ロータ電流

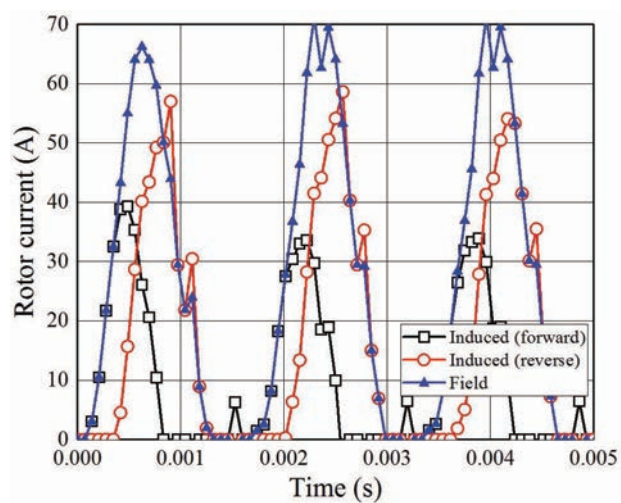


(c) トルク特性

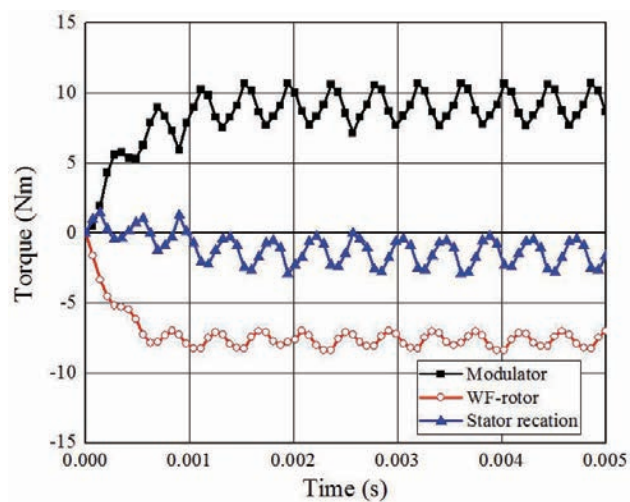
図 A1-14 半波整流回路結線時のロータ電流とトルク特性



(a) ロータ巻線整流回路



(b) ロータ電流



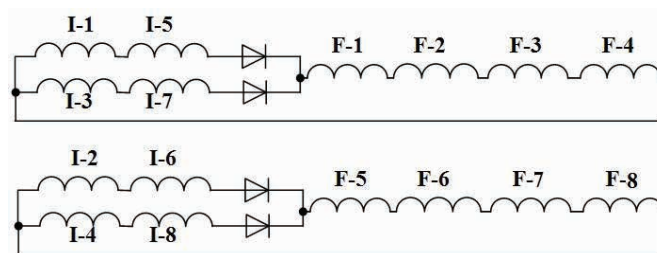
(c) トルク特性

図 A1-15 半波整流回路結線時のロータ電流とトルク特性

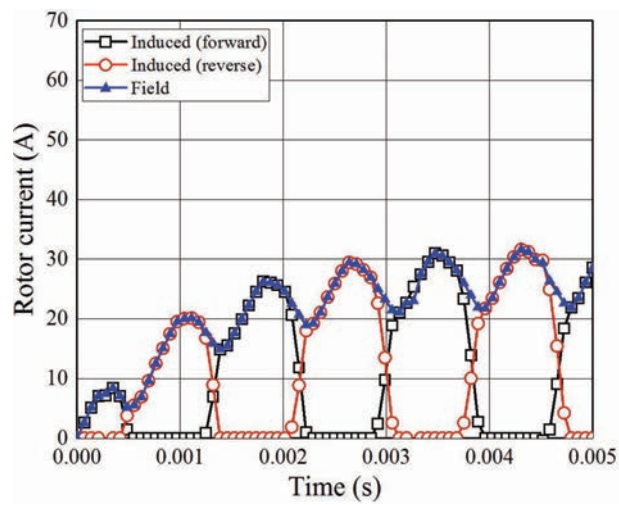
A.4.4 誘導巻線と界磁巻線の非干渉化

前項までの検討からトルク/ロータ電流の比率を高めて、トルクリプルも低減するためには、F-coil で発生する誘導起電力が打ち消されるように結線し、I-coil と F-coil を非干渉化させることが望ましい。すなわち、I-coil は誘導起電力を発生させる専用コイルとし、F-coil は電磁石を形成する専用コイルとする。整流回路結線は図 A1-16(a)に示すとおりである。図 A1-16(b)に前項と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図より、ロータ電流波形は I-coil と F-coil を非干渉化させたことで全波整流波形となり、他のロータ巻線結線パターンと比較して最もトルク/ロータ電流が高くなることが分かる。さらにトルクリプルも大幅に低減することができる。

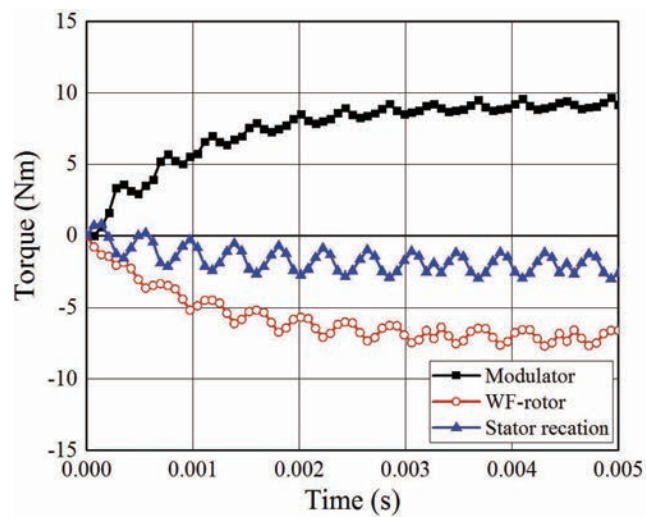
すなわち、ロータ巻線整流回路は、同相となる誘導コイル同士を直列結線し、逆相となるコイル組をカソードコモン形ダイオードに接続し、界磁コイルは誘導起電力を互いに打ち消し合って起電力が発生しないようにして、誘導コイルと界磁コイルを非干渉化させて結線する方法とする。なお、ロータコイル銅損の増加による界磁電流の低下を防ぐため、整流回路を 4 セグメント化する。



(a) ロータ巻線整流回路



(b) ロータ電流



(c) トルク特性

図 A1-16 半波整流回路結線時のロータ電流とトルク特性

A.5 ロータ起磁力バランスの設計

前節の結果, F-coil で発生する誘導起電力が打ち消されるように結線し, I-coil と F-coil を非干渉化させることとした。本節では I-coil と F-coil のバランスを調整することでロータ起磁力設計をする考え方について述べる。図 A1-17 に一例として I-coil が 10 T, F-coil が 11 T の場合を示すが, 原理検証機の体格とインシュレータボビン等の絶縁設計の結果, I-coil と F-coil の合計で 21 T の巻線を一極あたり巻くことができる。I-coil と F-coil の配分を変えたときの変調子トルクと各ロータコイル起電力の変化を図 A1-18 に示す。なお, 駆動条件は前節までと同じ(差分周波数: 600Hz)である。同図より, I-coil と F-coil の配分に最適な比率が存在することが推察できる。

次に I-coil と F-coil の起磁力バランスの差分周波数依存特性について電磁界解析により検証した。差分周波数が異なる条件下にて電磁界解析を行い, 差分周波数と I-coil ターン数に対する変調子トルクと誘導電流平均値の関係を図 5-12 に示す。同図(a)より, 差分周波数によって最大トルクとなる I-coil と F-coil のターン数比が変化することが確認できる。同図(b)よりロータ順方向誘導電流の特性も I-coil と F-coil のターン数比によって変化することが分かる。

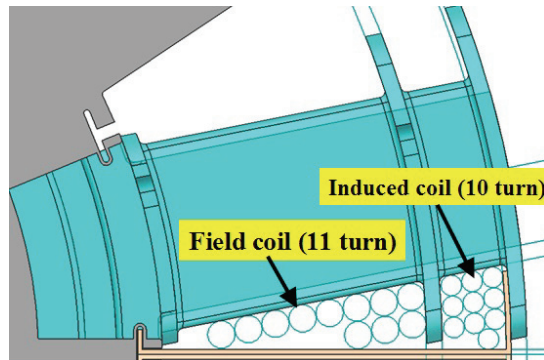
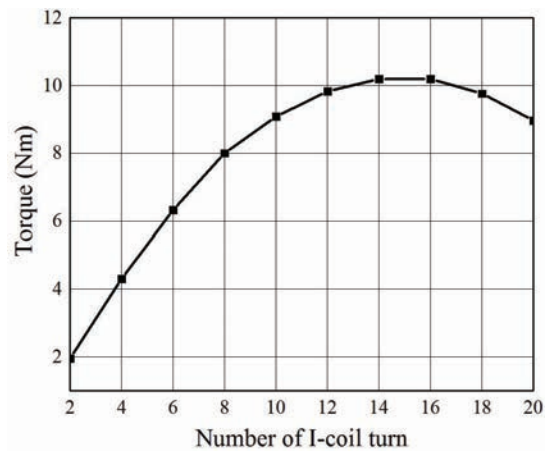
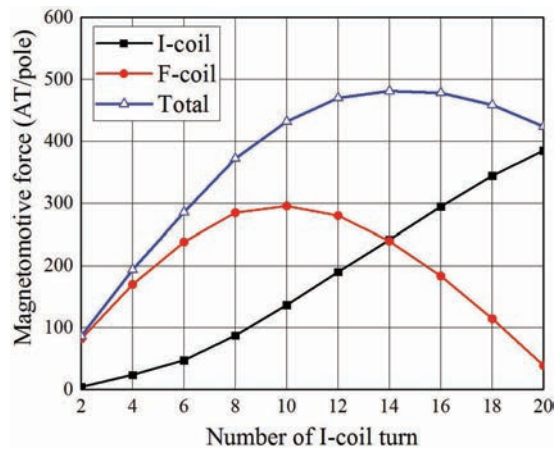


図 A1-17 ロータ巻線占積率

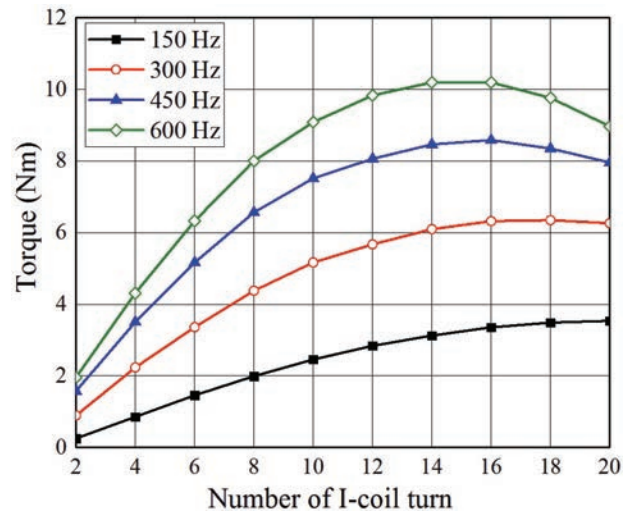


(a) I-coil ターン数に対する変調子トルク特性

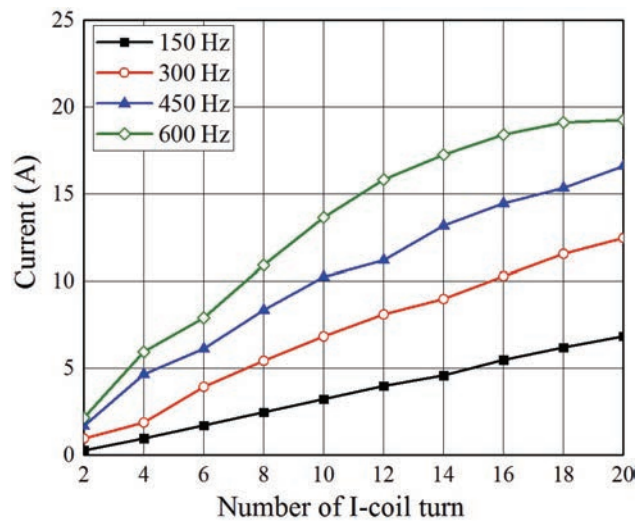


(b) I-coil のターン数に対する各起磁力の特性

図 A1-18 I-coil ターン数に対する変調子トルクと各起磁力



(a) 変調子トルク



(b) 誘導電流平均値

図 A1-19 I-coil ターン数と差分周波数に対する変調子トルクと誘導電流平均値

A.5.1 ロータ起磁力バランスの数理的検討

ロータ起磁力について 1 つの突極における電圧方程式で考える。図 A1-11(a) から(A-10)で表すことができる。

$$\begin{aligned} \frac{d\{(M_{s1} + M_{s5})i_s\}}{dt} = & \frac{d\{(L_{i1} + L_{i5})i_{i1}\}}{dt} + \frac{d\{(L_{f1} + L_{f2} + L_{f3} + L_{f4})i_{f1}\}}{dt} \\ & + \frac{d(M_{if}i_{f1} + M_{if}i_{f5})}{dt} \\ & + \frac{d(M_{if}i_{i1} + M_{if}i_{f2} + M_{if}i_{f3} + M_{if}i_{f4})}{dt} \\ & + (R_i + R_f)i_{i1} + R_f i_{f1} \end{aligned} \quad (\text{A-10})$$

ここで左辺は差分周波数磁束による起電力、右辺第一項は I-coil の自己インダクタンスによる電圧降下、第二項は F-coil の自己インダクタンスによる電圧降下、第三項は F-coil から I-coil に鎖交する磁束の相互インダクタンスによる電圧降下、第四項は I-coil から F-coil に鎖交する磁束の相互インダクタンスによる電圧降下、第五項と第六項は抵抗による電圧降下である。 M_{if} は I-coil と F-coil 間の相互インダクタンス、 i_{i1} は図 A1-16(a)の I-1 に流れる順方向誘導電流、 i_{f1} は F-1 に流れる界磁電流、 i_{f5} は F-5 に流れる界磁電流である。ここで注意すべき点として、図 A1-11(a)に示すように I-5 と F-5 は整流回路としては独立しているが、両コイルは同じ突極に巻かれているため、第三項の $M_{if}i_{f5}$ が発生する。(A-10)において i_f は全波整流された電流のため、 i_i の 2 倍周波数となり、差分周波数成分は含まれない。さらに 3 章の検討より F-coil で発生する誘導起電力が打ち消されるように結線しているため I-coil と F-coil 間の相互インダクタンスによる電圧降下は発生しない。

上記を考慮して (A-10) を差分周波数成分のみで表すと (A-11) となる。

$$\begin{aligned} \frac{d\{(M_{s1} + M_{s5})i_s\}}{dt} = & \frac{d\{(L_{i1} + L_{i5})i_{i1}\}}{dt} + (R_i + R_f)i_{i1} \\ = & (L_{i1} + L_{i5})\frac{di_{i1}}{dt} + i_{i1}\frac{d(L_{i1} + L_{i5})}{dt} + (R_i + R_f)i_{i1} \end{aligned} \quad (\text{A-11})$$

(A-11) は差分周波数磁束による起電力に対して I-coil で発生した逆起電力の差からロータ銅損が補償され、さらにその余剰分で自励による界磁が形成されることを表している。(A-11) を定常状態で考えると (A-12) となる。

$$\omega N \dot{\phi} = j \omega L i_{i1} + (R_i + R_f) i_{i1} \quad (\text{A-12})$$

$$i_{i1} = \frac{\omega \dot{\phi}}{\sqrt{\frac{(R_i + R_f)^2}{N^2} + \omega^2 \frac{N^2}{\Re^2}}} \quad (\text{A-13})$$

ここで N は I-coil のターン数, $\Re$ は磁気抵抗, ω は差分周波数磁束の電氣的な角速度, ϕ は差分周波数磁束, L はインダクタンスで $L=L_{i1}+L_{i5}$ である。(A-13)が図 A1-18(a)の特性を数理的に説明していることを確かめるために, 適当な定数 ($R_i+R_f=1$, $\omega=1000$, $\Re=40000$, $\phi=0.001$) にて机上計算した結果を図 A1-20 に示す。同図と図 A1-18(a)を比較すると非常に特性が似ていることが確認できる。すなわち, 差分周波数によって最大トルクとなる I-coil と F-coil のターン数比が変化し, その特性は(A-13)で表すモータパラメータによって決まる。

今回の試作機はロータ巻線の電流密度の都合から, I-coil を 10 T, F-coil を 11 T とした。

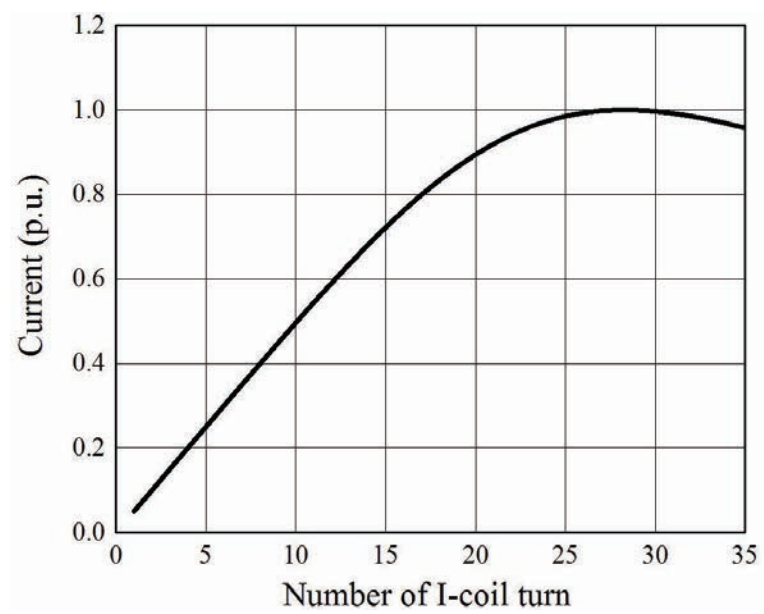


図 A1-20 式(5-7)の机上計算

A.6 原理検証機の構造

表 A-1 に原理検証機の主要諸元を示す。A.3.1 項で述べたように測定環境の都合上、ステータコア外径が $\phi 120$ mm、積厚が 49.5 mm の小型原理検証機を試作する。巻線界磁ロータ (WF ロータ) は前節までの検討の結果から I-coil を 10 T, F-coil を 11 T としている。

全体構成は図 A1-21 に示すようにステータに変調子 (outer-rotor) と WF ロータ (inner-rotor) を内包しており、独立して駆動できる二軸出力構造となっている。変調子と WF ロータそれぞれの位置情報をレゾルバで取得し、(A-7)を用いて算出したステータ角速度に電機子電流を同期させ制御する。変調子は図 A1-22 に示すような構造であり、電磁鋼板 (新日鉄製: 30DH) を接着積層した変調子ロータの両側をシャフトで挟み込む。図 A1-22(b)に示すように同心出しをするために電磁鋼板に嵌め合い (インロー) 部を設けている。空隙部分に PPS 樹脂バーを内包させてトルク伝達している。WF ロータは図 A1-13 に示すような構造であり、ロータコイルエンド上にスペーサーを介して整流用 SiC ダイオード (ローム製 SCS230AE2, $V_R = 650$ V, $I_F = 15$ A/leg) を取り付ける。真鍮製の端板はバランス修正に加えてダイオード放熱の役割を担っている。ロータコアの突極先端には錨を設けず、巻き治具を用いてコイルを巻いたボビンを突極部に差し込む方式の設計となっている。全ての突極部にロータコイルをセットしたのち、スペーサーを介してアキシャル方向から締め付ける。その後、ワニス含浸して固着させる。

表 A-1 原理検証機のモータ主要諸元

Number of stator poles	8
Number of rotor poles	16
Number of modulator poles	12
Stator outer diameter	120 mm
Rotor diameter	61.2 mm
Axial length of core	49.5 mm
Air gap length	0.7 mm
Maximum current	150 A _{rms}
Armature winding resistance	15.1 mΩ / phase
Number of armature coil-turn	8
Winding connection	4 series - 2 parallel
Number of I-coil turn	10
Number of F-coil turn	11
I-coil resistance	79 mΩ / pole
F-coil resistance	47 mΩ / pole
Thickness of iron core steel plate	0.3 mm (30DH)

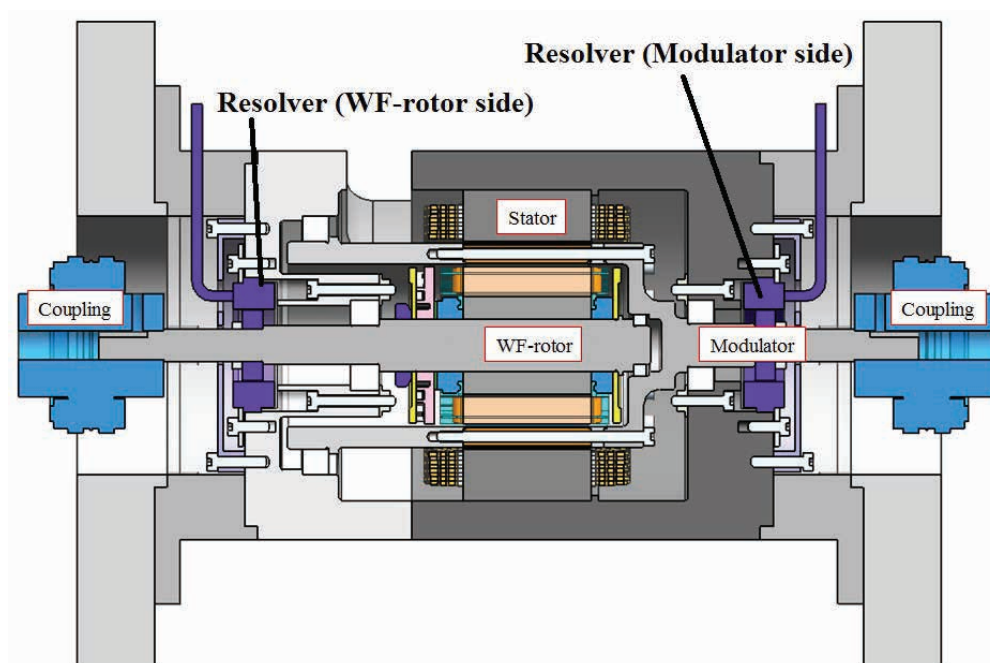
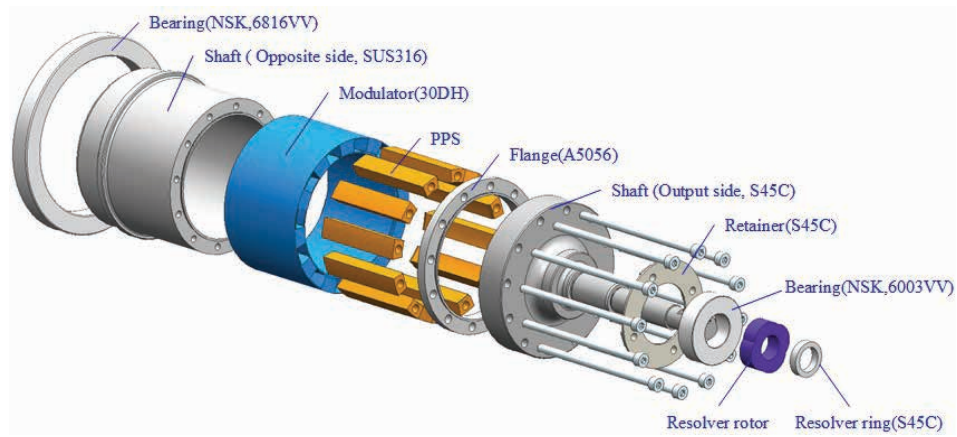
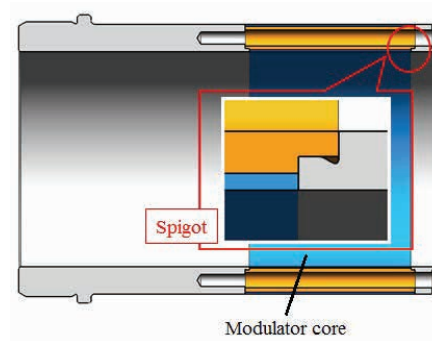


図 A1-21 全体構成（断面図）



(a) 変調子の構造



(b) 嵌め合い（インロー）部分

図 A1-22 変調子の構造

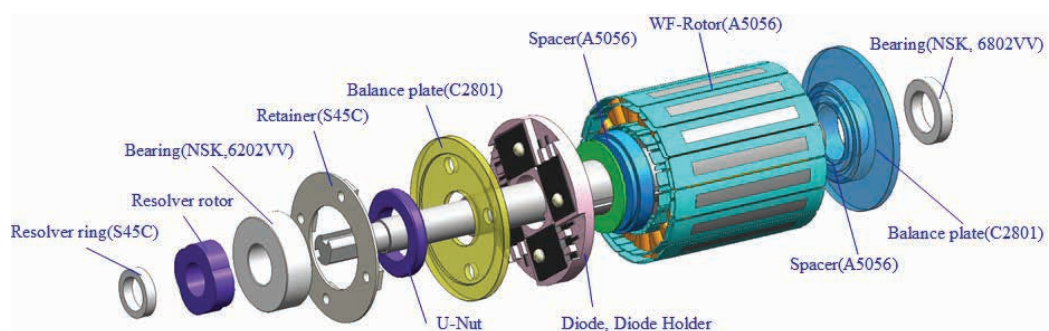
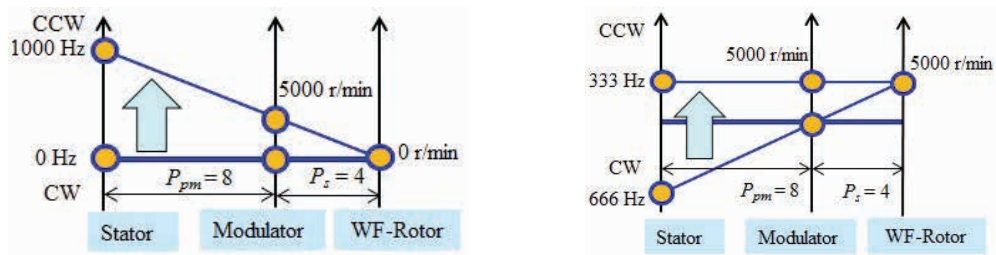


図 A1-23 WF ロータの構造

A.7 電磁界解析による運転特性の予測

A.7.1 エンジン回転制御時の変調子トルク特性

2章の図2-12に示すように想定しているHEVシステムではWFロータはエンジンと直結されている。小型車用レシプロエンジン(NA)は3000 r/min から 4000 r/min 間が高効率駆動領域であり、5000 r/min 以上になると大幅に燃焼効率が低下するためHEVモード時のエンジン最高回転速度を5000 r/min とする。図A1-24の共線図のようにエンジン回転速度を0 r/min から5000 r/min までの範囲で1000 r/min ごとに固定にし、ステータ励磁周波数を変化させたときの変調子回転速度ートルク特性を図A1-25に示す。最大負荷且つ、ロータ突極の d 軸を位相基準として電磁石トルクが最大となる電流位相の条件でステータ励磁周波数をCW方向からCCW方向まで変化させ、変調子を力行駆動したときの結果である。同図より、共線図の関係からステータ回転磁界とロータ回転速度の同期する周波数がエンジン回転速度によって異なる。同期回転時はWFロータに速度起電力が発生しないため、界磁極を自励することができず電磁石トルクが最大となる電流位相で駆動する場合はトルクがゼロとなる。次に図A1-25のHEVモード走行時のトルクを電力フローの観点から変調子、WFロータ、ステータの3要素に分解して確認する。図A1-26から図A1-28に変調子回転速度に対する変調子出力、WFロータ出力、ステータ出力特性を示す。図A1-27より、常に変調子回転速度は正の電力となっており、力行駆動(タイヤへ駆動力伝達)していることが確認できる。図A1-28より、エンジンに直結されたWFロータが常に負の電力となっており、エンジンの動力(機械的パワー)を変調子に伝達できていることが確認できる。すなわち、変調子出力に対して、WFロータの出力が余剰であれば回生となり、WFロータの出力が不足している状態であれば力行となっていることが確認できる。



(a) エンジン回転速度：1000 r/min (b) エンジン回転速度：5000 r/min

図 A1-24 エンジン回転速度とステータ励磁周波数に対する共線図

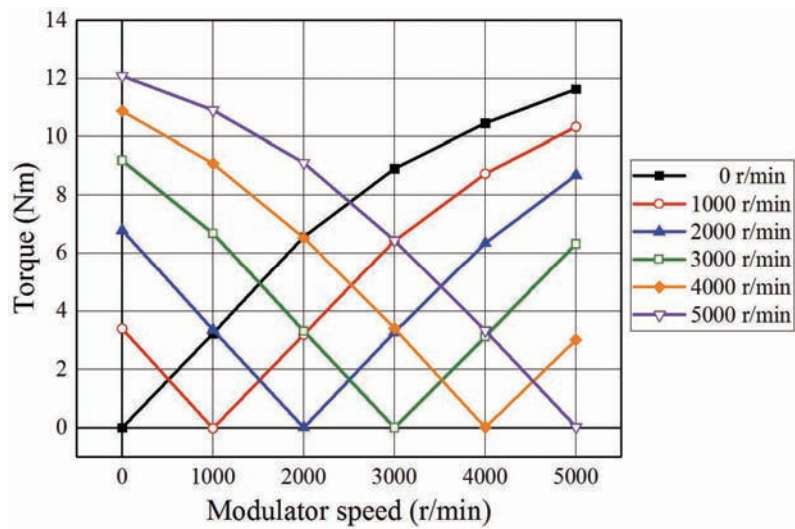


図 A1-25 エンジン回転速度と変調子速度に対する変調子トルクの関係

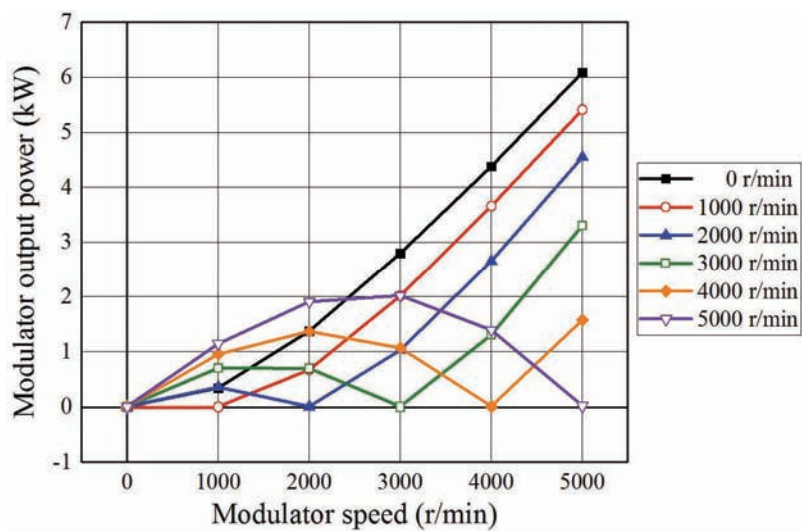


図 A1-26 エンジン回転速度と変調子回転速度に対する変調子出力の関係

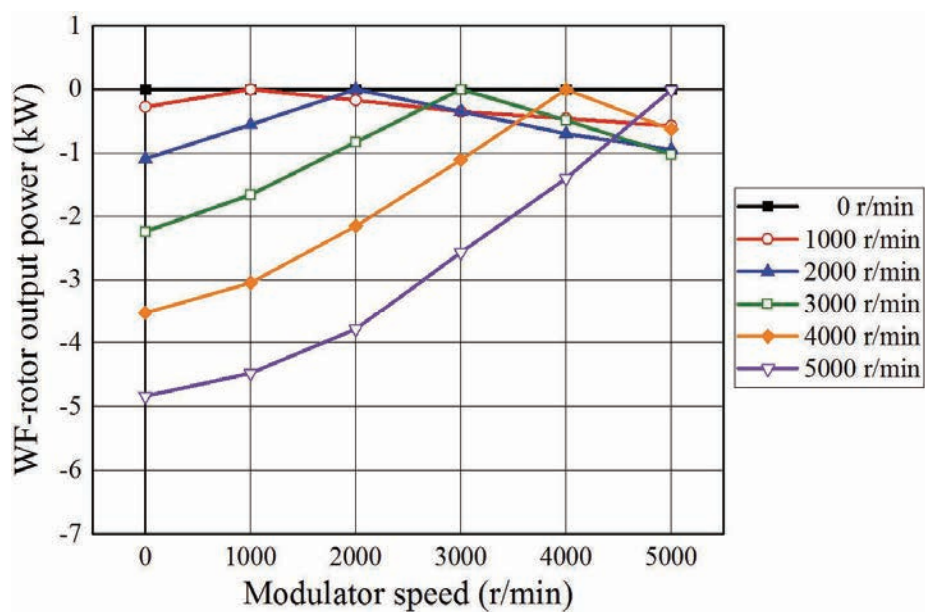


図 A1-27 エンジン回転速度と変調子速度に対する WF ロータ出力の関係

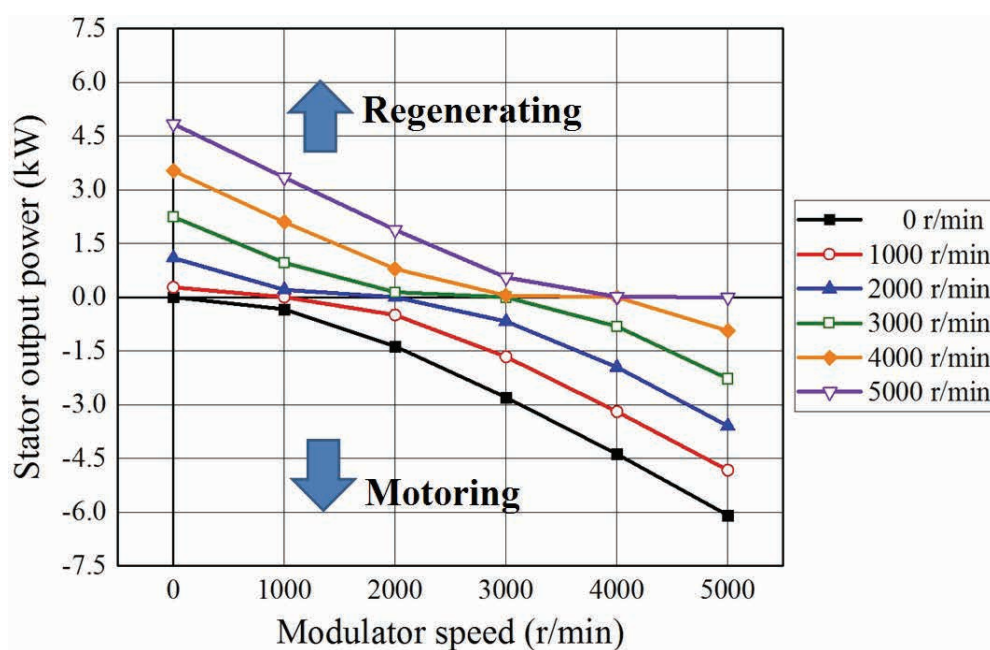


図 A1-28 エンジン回転速度と変調子速度に対するステータ出力の関係

A.7.2 最大トルク制御時の駆動特性

前節の結果をもとに、WF ロータの回転速度（エンジン回転速度）を制御して最大トルク駆動をしたときの特性について検討する。ステータ側の可変周波数範囲は、インバータのキャリア周波数を 12 kHz と想定すると、周波数帯域の都合上、600 Hz を上限としなければならない。エンジンの回転速度範囲は前述のとおり、0 r/min から 5000 r/min である。この 2 つの共線図の可変周波数範囲の制約の中で図 A1-29 に示すように HEV モードを変更して、各変調子回転速度に対してなるべく差分周波数が大きくなるように制御する組み合わせを検討した。図 A1-30 に差分周波数を制御して変調子トルクが最大となるように運転したときの特性を示す。同図に示すように差分周波数を変調子回転速度に対して変更することでトルク特性を向上させることができる。図 A1-31 に図 A3-34 のときの電力フローについて変調子、WF ロータ、ステータの 3 要素に分解して確認した結果を示す。図 A1-32 から図 A1-34 はエネルギーフローを視覚的に分かり易くするために図 A1-31 を棒グラフにした結果である。図 A1-31 から図 A1-34 より、差分周波数が大きくなる変調子回転速度が低回転域においては、変調子回転速度が低いため、WF ロータの出力（エンジン出力）は余剰となり、その電力はステータで回生される。一方、変調子回転速度が高回転領域では、エンジン出力とステータ出力が変調子出力となることが分かる。今回の検討では電磁石トルクが最大となる電流位相に固定して検討したが、図 A1-11(a)に示すように突極構造とすることで WF ロータの同期回転磁界（8 次の回転磁界）と突極パーミアンス分布が同期して、リラクタンストルクの活用もできる。

A.8 結言

本付録では磁気変調形の磁気ギアモータで駆動原理上、不可避に発生するステータ回転磁界とロータ回転周波数の差分周波数で変動する磁束（差分周波数磁束）を界磁エネルギー源とする磁石フリー磁気ギアモータを提案した。差分周波数磁束を最も効率的に界磁エネルギー源に活用でき、ロータ巻線整流回路構成を簡素化できるポールコンビネーションについて検討した。さらに、ロータ巻線ターン数とロータ起磁力、トルクの関係の数理的および電磁界解析により明らかにした。また原理検証用の小型試作機の構造設計を行い、電磁界解析により駆動特性を明らかにした。本章で得られた結論を下記にまとめる。

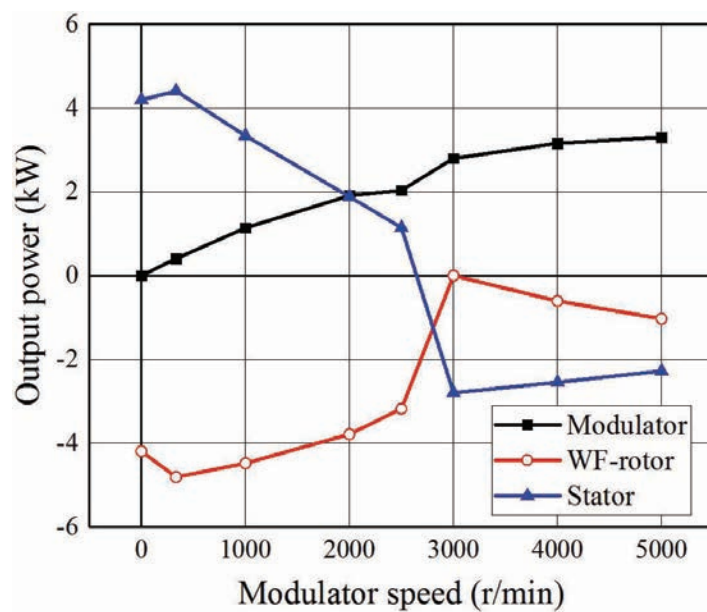


図 A1-31 最大トルク制御時の変調子速度に対する各出力特性

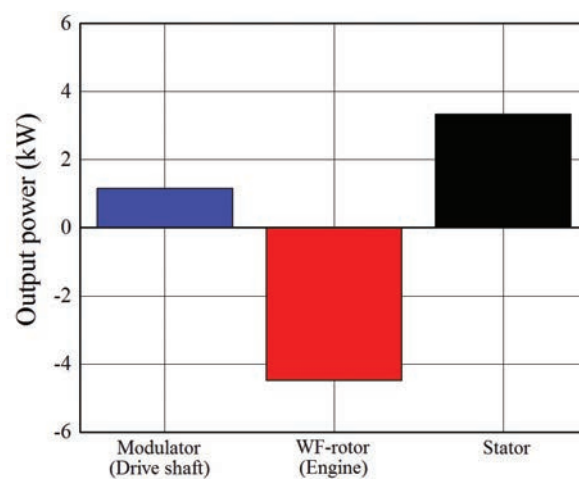


図 A1-32 変調子速度が 1000 r/min 時の 3 要素の出力関係

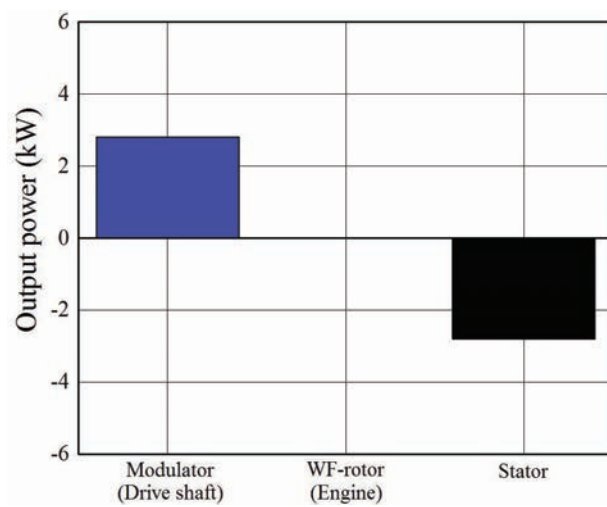


図 A1-33 変調子速度が 3000 r/min 時の 3 要素の出力関係

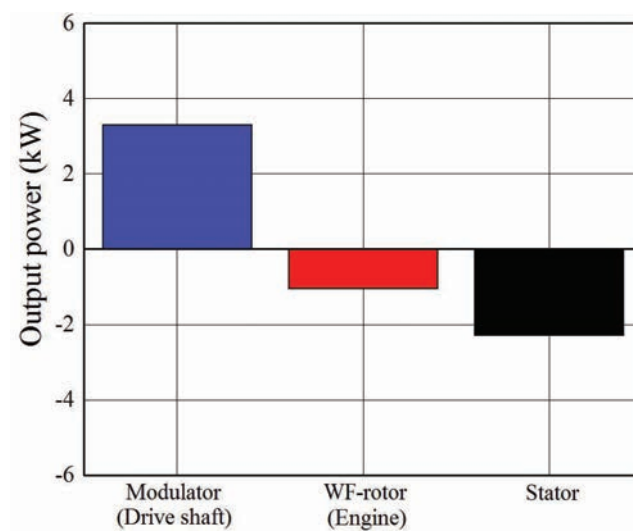


図 A1-34 変調子速度が 5000 r/min 時の 3 要素の出力関係

- 1) ステータ外径が $\phi 120$ のサイズにおいて、ポールコンビネーションがステータ極対数：4，巻線界磁ロータ極対数：8，変調子極数：12を選ぶことでロータ巻線に発生する誘導起電力の位相が隣り合うコイル間で電氣的に 90 deg の位相差で発生し，中性点クランプ形の全波整流回路で整流回路を簡素化できる。加えて，トルク低下を抑えながらトルクリプルも他の組み合わせよりも低減できる。
- 2) 界磁コイルが誘導コイルに磁気干渉して自励するのを妨げることがないように，界磁コイルで発生する誘導起電力が打ち消されてゼロになるようなコイルの組み合わせを選び，誘導コイルと非干渉にすることで効率的に自己励磁することができる。
- 3) 差分周波数によって最大トルクとなる I-coil と F-coil のターン数比が変化し，その特性は誘導コイルのターン数，磁気抵抗，差分周波数磁束の電氣的な角速度，差分周波数磁束，ロータ自己インダクタンスのモータパラメータによって決まる。
- 4) HEV システムで考えた場合，差分周波数磁束が最大となるように巻線界磁形ロータに直結されたエンジン回転速度を制御することで最大トルク制御が可能となる。

以上，差分周波数磁束を界磁エネルギー源とする磁石フリー磁気ギアモータを提案し，その基本的な特性を明らかにした。

参考文献

- (1) 青山真大, 野口季彦:「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁同期モータの回転子巻線回路変更によるトルク特性改善」, 電気学会論文 D (産業応用部門誌), Vol. 134, No. 12, pp. 1038-1049 (2014)
- (2) 青山真大, 野口季彦:「空間高調波を利用した補極付ラジアルエアギャップ磁石フリーモータの実機検証」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 135, No. 8, pp. 869-881 (2015)
- (3) 青山真大, 野口季彦:「両面空間高調波を利用したパンケーキエアキシャルエアギャップ形自励式巻線界磁同期モータの提案」, 電気学会論文 D (産業応用部門誌), Vol. 135, No. 5, pp. 582-583 (2015)
- (4) H. T. Faus: “Magnet Gearing”, U.S. Patent 2,224,555, May 27 (1941)
- (5) K. Atallah, S. Calverley and D. Howe: “Design, Analysis and Realization of a High-Performance Magnetic Gear”, *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 151, No. 2, pp. 135-143 (2004)
- (6) C. C. Huang, M. C. Tsai, D. G. Dorrell and B. J. Lin: “Development of a Magnetic Planetary Gearbox”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 3, pp. 403-412 (2008)
- (7) L. Jian and K. T. Chau: “Design and Analysis of a Magnetic-Geared Electric-Continuously Variable Transmission System Using Finite Element Method”, *Progress in Electromagnetic Research*, Vol. 7, pp. 47-61 (2010)
- (8) 榎本裕治・岩崎則久・北村正司・三田正裕・増澤正宏:「磁束変調型磁気ギヤの試作による各種有用性に関する考察」, 電学論 D, Vol. 133, No. 1, pp. 27-42 (2013)
- (9) 秋本一輝・竹前俊明・中村健二・一ノ倉理:「インホイール型磁気ギアードモータの試作」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-145 (2014)
- (10) 森元瑛樹・新口昇・平田勝弘:「磁気 CVT モータの提案」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-148 (2014)
- (11) 竹前俊明・中村健二・一ノ倉理:「アキシアルギャップ型磁気ギアードモータに関する一考察」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-140 (2013)
- (12) 福岡道成・中村健二・加藤秀紀・一ノ倉理:「磁気変調型二軸モータの最適構成に関する一考察」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-141 (2013)
- (13) 戸成敦也・加藤秀紀・松井啓二:「磁気変調型二軸モータの鉄損に関する検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-142 (2013)
- (14) 草瀬新・要陽介・櫻井尚人:「磁気変調モータ」, 公開特許公報(A), 特開 2013-188065 (2013)
- (15) 竹内良友・加藤秀紀・多胡方一・小笠原悟司・酒井春彦:「磁気変調型複合モータの動作原理と制御方法」, H25 年電気学会全国大会, No. 5-041, pp. 73-74 (2013)

- (16) 新口昇・平田勝弘：「新しい磁気ギアードモータ」，日本 AEM 学会誌，Vol. 21, No. 2, pp. 14-19 (2013)
- (17) K. Atallah, J. Wang, S. D. Calverley and S. Duggan: “Design and Operation of a Magnetic Continuously Variable Transmission”, *IEEE Trans. IA.*, Vol. 48, No. 4, pp. 1288-1295 (2012)

発表論文

原著学術論文（掲載済み）

- (1) 青山真大, 野口季彦:「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁同期モータの回転子巻線回路変更によるトルク特性改善」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 134, No. 12, pp. 1038-1049 (2014)
- (2) 青山真大, 野口季彦:「両面空間高調波を利用したパンケーキアキシアルエアギャップ形自励式巻線界磁同期モータの提案」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 135, No. 5, pp. 582-583 (2015)
- (3) 青山真大, 野口季彦:「空間高調波を利用した補極付ラジアルエアギャップ磁石フリーモータの実機検証」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 135, No. 8, pp. 869-881 (2015)

国際会議論文（査読あり）

- (1) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Rare-Earth Free Motor with Field Poles Excited by Space Harmonics -Current Phase-Torque Characteristics of Self-Excitation Synchronous Motor-”, *IEEE 2nd International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, ID:69 (2013)
- (2) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Rare-Earth-Less Motor with Field Poles Excited by Space Harmonics -Theory of Self-Excitation and Magnetic Circuit Design-”, *The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 7335-7340, (2013)
- (3) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Theoretical Analysis of Novel Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, *The 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, B9-04-0071(2014)
- (4) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Mathematical Model of Novel Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, *International Power Electronics Conference -ECCE ASIA- (IPEC-Hiroshima)*, pp. 1405-1411, (2014)
- (5) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Estimation of Rotor Current Based on Mathematical Model of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 589-594, (2014)
- (6) **M. Aoyama** and T. Noguchi: “Preliminary Experimental Verification of Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor with Auxiliary Poles for

Automotive Applications”, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, (ICIT), pp.818-824 (2015)

- (7) **M. Aoyama** and T. Noguchi : “Proposal of Pancake Axial-Air-Gap-Type Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor”, *The 11th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, No. 73 (2015)
- (8) **M. Aoyama**, Y. Kubota, and T. Noguchi : “Proposal of Self-Excited Wound-Field Magnetic Geared Motor for HEV Application”, *The IEEE Energy Conversion Congress & Expo 2015 (ECCE2015)*, ID:623 (2015)

国内学会・研究会論文

- (1) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波を界磁エネルギー源とするレアアースフリーモータの基礎検討」, 平成 25 年電気学会全国大会, No. 5-051, pp. 91-92 (2013)
- (2) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波を界磁エネルギー源とするレアアースフリーモータの可変速特性」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会資料, SPC-13-070, MD-13-012, (2013)
- (3) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波を界磁エネルギー源とするレアアースフリーモータのアクティブ磁化制御の基礎検討」, モータドライブ/回転機合同研究会資料, MD-13-044/MD-13-035, (2013)
- (4) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式電磁石モータの高トルク密度化の検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-23, pp. 161-164, (2013)
- (5) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁モータ」, 平成 25 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, No. C2-4, (2013)
- (6) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波で自励する巻線界磁形同期モータの数学モデル」, 電気学会モータドライブ/リニアドライブ合同研究会資料, MD-13-057, LD-13-119, (2013)
- (7) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波で自励する巻線界磁形同期モータの改良数学モデル」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会資料, SPC-14-007, MD-14-007, (2014)
- (8) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波で自励する巻線界磁形同期モータの補極による電磁石トルク向上の数理解析」, 平成 26 年電気学会全国大会, No. 5-056, pp. 101-102, (2014)
- (9) 青山真大, 野口季彦 : 「空間高調波で自励する巻線界磁形同期モータの検討」自動車技術会春季学術講演会, 20145060, (2014)

- (10) 青山真大, 野口季彦:「自励式巻線界磁形フラックススイッチングモータの基礎検討」, 平成 26 年度電気・電子・情報関連学会東海支部連合大会, No. C3-6 (2014)
- (11) 青山真大, 久保田芳永, 野口季彦:「HEV 用磁石フリーブラシレス巻線界磁形磁気ギアモータの提案」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-037, pp. 68-69, (2015)
- (12) 青山真大, 久保田芳永, 野口季彦:「差分周波数と空間高調波を界磁エネルギー源とする磁石フリー磁気ギアモータの検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-038, pp. 70-71, (2015)
- (13) 青山真大, 中島一清, 野口季彦:「両面空間高調波を利用したパンケーキエアギャップ形磁石フリーモータ」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-039, pp. 72-73, (2015)
- (14) 青山真大, 鄧家寧, 野口季彦:「空間高調波を利用した補極付ラジアルエアギャップ形磁石フリーモータの実機基礎検証」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-040, pp. 74-75, (2015)
- (15) 青山真大, 柳澤弘章, 野口季彦:「三相集中巻誘導電動機の基礎検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-056, pp. 97-98, (2015)
- (16) 青山真大, 久保田芳永, 野口季彦, 本橋勇人:「HEV 用磁石フリー磁気ギアモータのロータ巻線整流回路の検討」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会, MD-15-076, RM-15-057, VT-15-004 (2015)
- (17) 青山真大, 野口季彦:「補極付自励式巻線界磁形同期モータの HEV 駆動用モータの可能性の実機検証」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会, MD-15-078, RM-15-059, VT-15-006 (2015)
- (18) 青山真大, 久保田芳永, 野口季彦, 本橋勇人:「HEV 用磁石フリー磁気ギアモータの試作機設計」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-8, pp. 97-100 (2015)
- (19) 青山真大, 久保田芳永, 野口季彦, 本橋勇人:「磁石フリー磁気ギアモータの HEV モード走行時の可変速特性」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-9, pp. 101-104 (2015)
- (20) 青山真大, 野口季彦, 李志剛:「両面空間高調波を利用したパンケーキエアギャップ形磁石フリーモータの実機基礎検証」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-23, pp. 159-162 (2015)

参考文献

- (1) **M. Aoyama**, T. Noguchi: “Study on Wound-Field Synchronous Motor with Auxiliary Poles Self-Excited by Space Harmonics”, *IEEE Trans. I.E.*, (投稿中)

- (2) 青山真大, 野口季彦:「空間高調波を利用した自励式磁石フリーモータの回転子補極によるトルク特性改善」, 電気学会論文 D, (投稿中)