

博士学位論文

磁気デバイス統合型モータの特性算定
に関する研究

指導教員 田島克文 教授

秋田大学 大学院理工学研究科 博士後期課程

総合理工学専攻

張 磊

2024

目次

第 1 章 緒言	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	10
1.3 本研究の構成	11
第 2 章 磁気デバイス一体構造モータの基礎	14
2.1 永久磁石同期モータの基本構成と動作原理	14
2.1.1 回転子構造	14
2.1.2 巻線方式	17
2.1.3 永久磁石の種類	20
2.1.4 永久磁石同期モータの動作原理	23
2.2 磁気デバイス一体構造モータの構成と動作原理	31
2.2.1 ベースモデルである表面磁石型同期モータの諸元	31
2.2.2 磁気デバイス一体構造モータの構成	33
2.2.3 磁気デバイス一体構造モータの動作原理	36
2.3 磁気デバイス一体構造モータの動作確認	38
2.4 まとめ	41
第 3 章 表面磁石型同期モータの RNA モデルの導出	43
3.1 磁気抵抗回路網解析 (RNA) の基礎	43
3.1.1 RNA の概要	43
3.1.2 RNA モデルの導出方法	44
3.1.3 非線形磁気特性の考慮	49
3.2 ベースモデルの RNA モデルの構築と妥当性検証	52
3.2.1 ベースモデルの分割方法	52
3.2.2 巻線電流による起磁力分布の設定	55
3.2.3 回転子の駆動表現	56
3.2.4 RNA に基づくトルクの算定手法	59
3.2.5 RNA モデルの妥当性検証	61
3.3 まとめ	64
第 4 章 RNA に基づくモータ駆動システムの効率算定手法	65
4.1 PWM インバータの基礎	65
4.1.1 PWM インバータの原理	66

4.1.2 解析に用いた三相電圧形 PWM インバータについて	70
4.2 モジュールごとの損失特性の近似手法	72
4.2.1 鉄損特性の近似	72
4.2.2 スイッチング素子損失特性の近似手法	74
4.3 RNA に基づく連成解析モデルの特性算定	77
4.3.1 駆動回路を考慮した電気・磁気・運動連成解析	77
4.3.2 妥当性検証とシステム効率の算出	78
4.5 まとめ	85
第 5 章 RNA に基づく磁気デバイス一体構造モータの出力特性算定	86
5.1 単純化した RNA モデルの導出	86
5.2 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルの導出と妥当性検証	92
5.2.1 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデル	92
5.2.2 RNA モデルの妥当性検証	96
5.3 磁気デバイス一体構造モータの出力特性	98
5.4 まとめ	101
第 6 章 リアクトルの構造変更による磁気デバイス一体構造 モータのトルク特性の改善	102
6.1 デッドスペースの利用によるトルク特性の改善	102
6.2 リアクトルコイル分割によるトルク特性の改善	106
6.2.1 コイルの間隔に対する検討	106
6.2.2 コイルの巻数に対する検討	108
6.2.3 コイルの通電方向に対する検討	110
6.3 磁気デバイス一体構造によるトルク特性の改善	111
6.4 まとめ	115
第 7 章 結言	116
参考文献	120
謝辞	123

第 1 章 緒言

1.1 本研究の背景

近年、世界各地で頻発する異常気象。世界気象機関(World Meteorological Organization: WMO)によると、暴風雨や洪水、干ばつといった気象災害の発生件数が 1970 年から 2019 年の 50 年間で 5 倍近くに増加しているという⁽¹⁾。異常気象は多くの場合、気温や気象パターンの長期的な変化による「気候変動」によって起こり、その要因の 1 つに「地球温暖化」が大きく影響していると言われている⁽²⁾。国連気候変動に関する政府間パネル(Intergovernmental Panel on Climate Change: IPCC)がまとめた第 5 次評価報告書によると、人間活動が近年の温暖化の支配的な要因であると判定した。図 1.1 に示すように、1880 年から 2012 年までの期間に、陸域と海上を合わせた各年における世界平均地上気温はすでに 0.85°C 上昇した⁽³⁾。また、同報告書によると、図 1.2 に示すように、想定される将来予測による程度差があるものの今後も地球温暖化は進行することが予想されている。

20 世紀末頃(1986 年から 2005 年までの間)と比べ、有効な温暖化対策をとらなかった場合の RPC8.5 シナリオでは、21 世紀末(2081 年から 2100 年までの間)の世界の平均気温は 2.6°C から 4.8°C ぐらい上昇し、厳しい温暖化対策をとった場合の RPC2.6 シナリオでも 0.3°C から 1.7°C まで上昇すると予想されている⁽³⁾。これらの状況を鑑みて、先進国を中心として温室効果ガスの排出量を抑制するための取り組みが進められている一方、新興国を中心とした発展途上国は急激な人口の増加や経済発展に伴い、温室効果ガスの排出量が急増している現状に対して、これまで以上に温室ガス(CO₂)の排出量を抑制するための技術開発や対策が求められるようになって

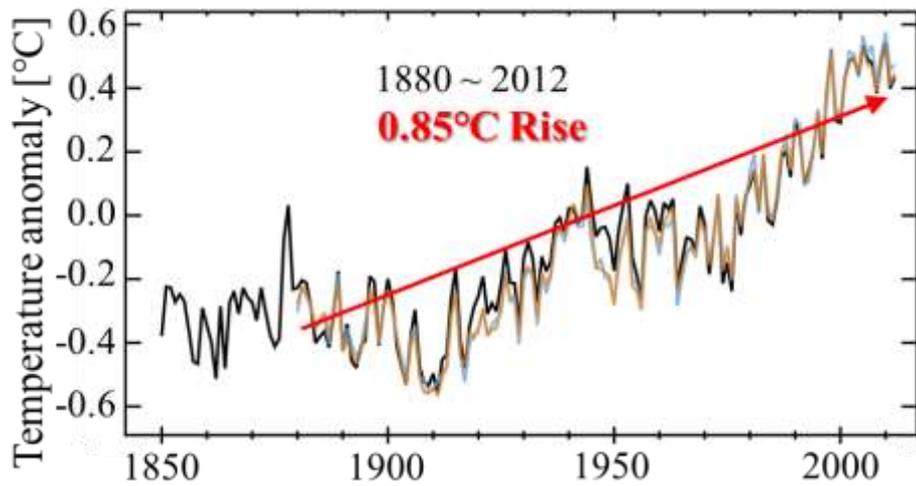


図 1.1 世界平均気温の偏値⁽³⁾

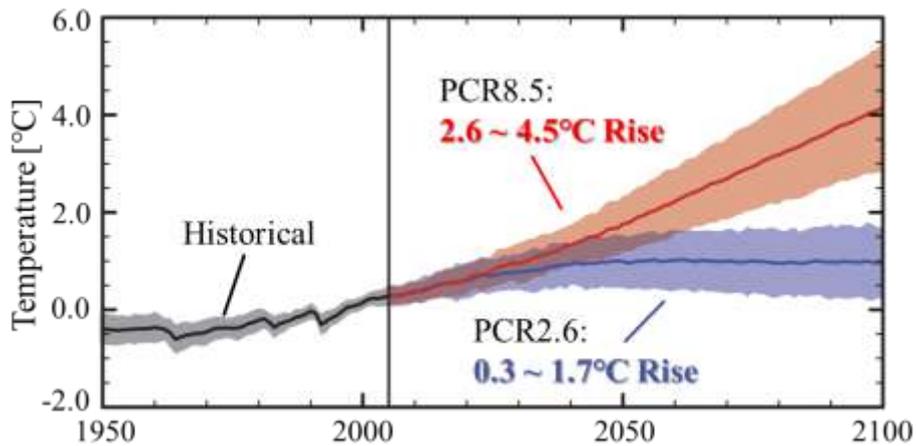
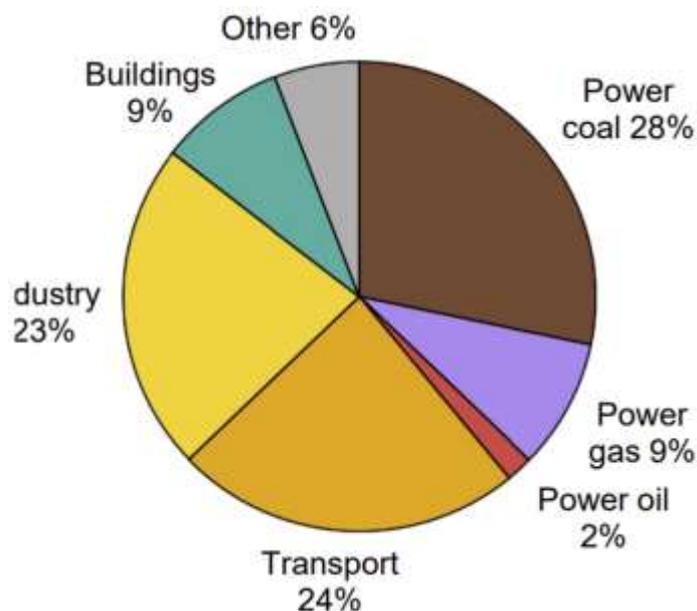


図 1.2 1986 ~ 2005 平均気温からの気温上昇シナリオ⁽³⁾

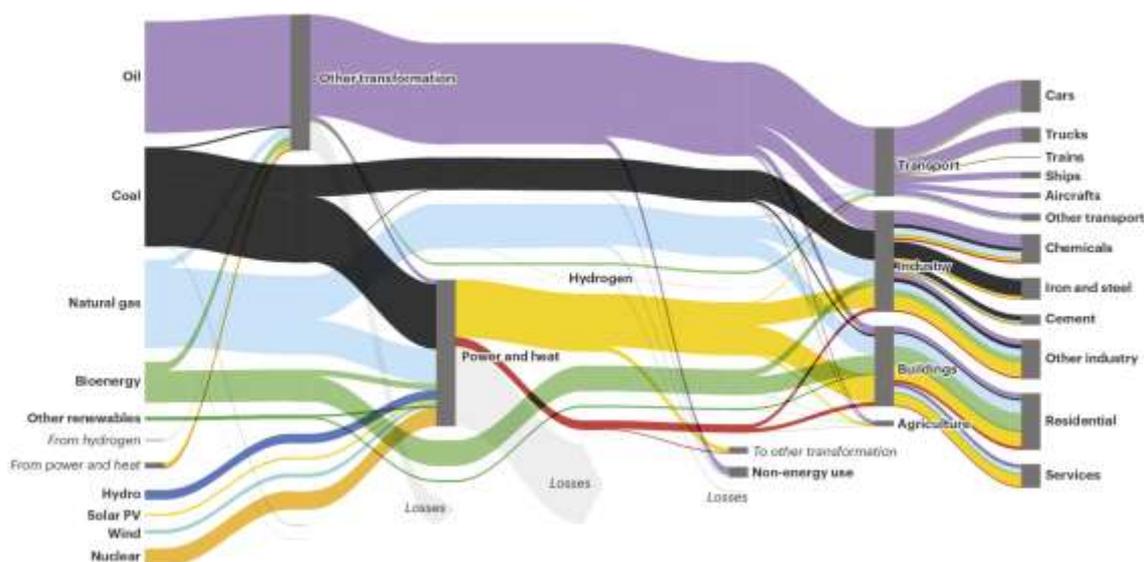
ている⁽⁴⁾。

図 1.3 に示すように，国際エネルギー機関(International Energy Agency: IEA)の報告によると，2019 年世界全体の CO₂ 排出量の 24%を占める運輸部門の中で⁽⁵⁾，消費したエネルギーのうち 92%は石油であり，世界の石油消費量の 65%を占めている⁽⁶⁾。そして 2018 年度における日本各部門の CO₂ 排出量(図 1.4)のうち，自動車全体から排出した CO₂ は運輸部門の 86.8%，

日本全体の 15.1%を占めており⁽⁷⁾，さらに，内燃機関車は走行中に CO₂ だけでなく，硫化酸化物などの大気汚染物も排出するため，現在世界各国では内燃機関車に対する規制の強化を加速させている。



(a) 部門別の CO₂ 排出量⁽⁵⁾



(b) エネルギーの流れ⁽⁶⁾

図 1.3 世界エネルギー消費状況の内訳^{(5),(6)}

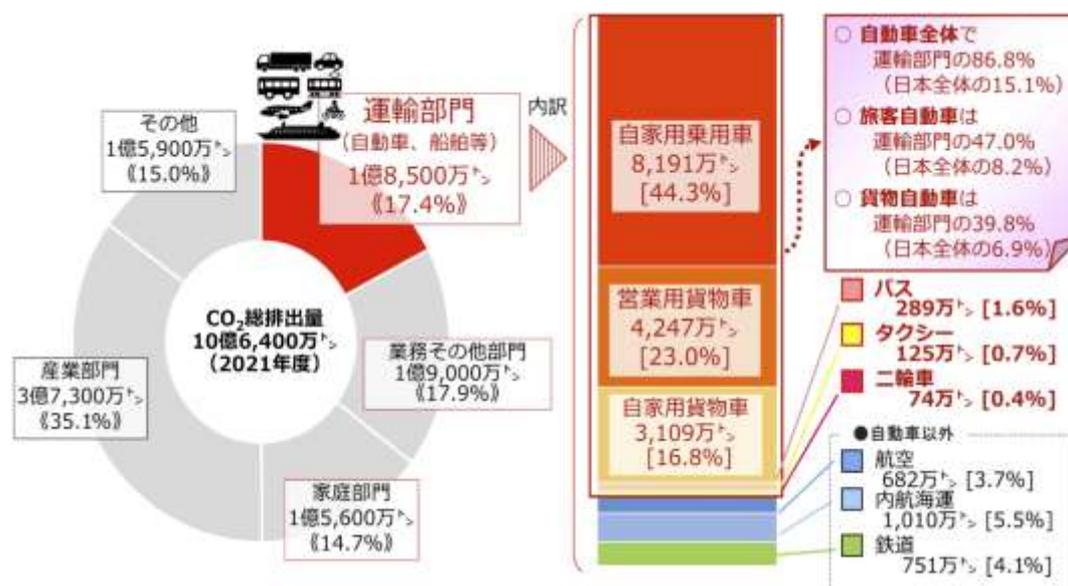


図 1.4 日本部門ごとの CO₂ 排出量⁽⁷⁾

各国政府の環境への配慮による規制強化や促進政策に後押しされ、各自動車メーカーによる低燃費化やエコ化のための技術開発が加速しており、ガソリンエンジンと電気モータの組み合わせで駆動するハイブリッド自動車(HV)、バッテリーと電動モータのみで駆動する電気自動車(BEV)、外部から充電可能なプラグインハイブリッド自動車(PHEV)や燃料電池で水素と酸素の化学反応によってモータを駆動燃料電池車(FCV)など⁽⁸⁾、環境面に優れた電気エネルギーを活用する技術が普及しつつある。その中でも BEV、PHEV、FCV などの電動車は、走行中に CO₂ を排出せず、動力源であるモータはベエネルギー変換効率が 90%を超えるため、地球温暖化抑制やエネルギーコストの低減に非常に優れている。

図 1.5 に示す IEA の予測では、2018 年 10 月に発表された IPCC の 1.5°C シナリオ⁽⁹⁾の実現のためには、2060 年までに BEV と PHEV のシェアが乗用車全体の 80%以上を占める必要がある⁽¹⁰⁾。しかしながら、図 1.6 に示す

2023 年 9 月日本国内の燃料別自動車販売台数のデータをみると、HV を含む電気自動車全体の市場シェアが 51.1%まで成長したものの、BEV と PHEV の合計シェアはいまだに 4.1%であり、目標の 80%とは乖離が激しいのが現状である⁽¹¹⁾。電気自動車の普及に向けた調査によると、EV の非保有者のうち、BEV、FCV が一回のエネルギー補給あたりの走行距離がより長くなれば購入すると答えた人が全体の 21%であり、短い航続距離がすでに電気自動車購入をためらう要因となっていることが明らかになった⁽¹²⁾。電動車における航続距離は、バッテリーに搭載するエネルギー総量と走行中のエネルギー消費率であるモード電費によって決まり、モード電費の向上には駆動システムの高効率化や車載部品の軽量化が必要である。

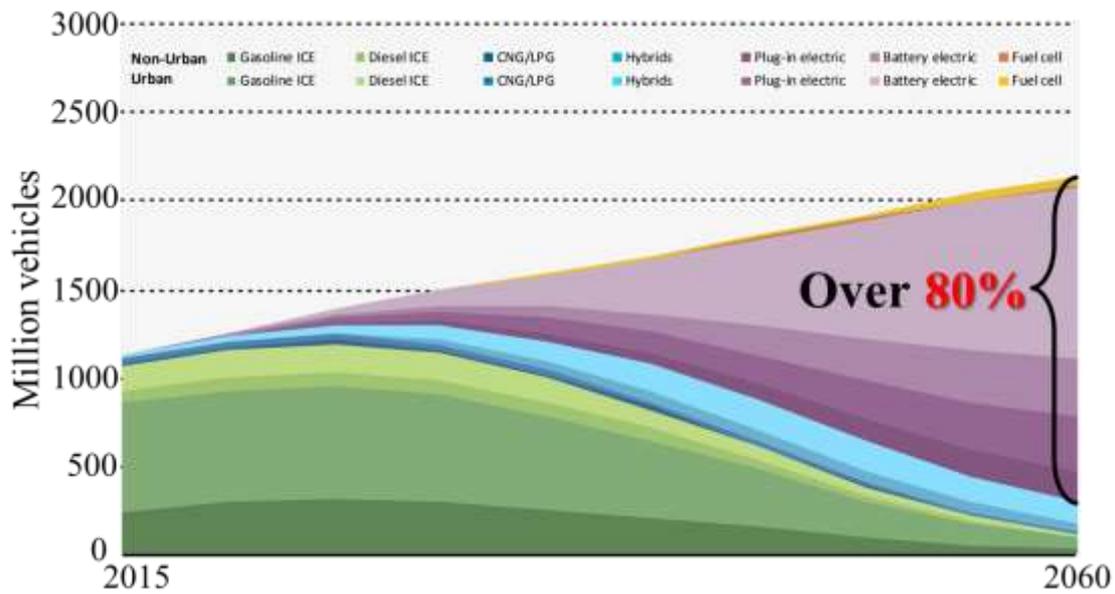


図 1.5 自動車販売台数の予測(IPCC 1.5°Cシナリオ)⁽¹⁰⁾

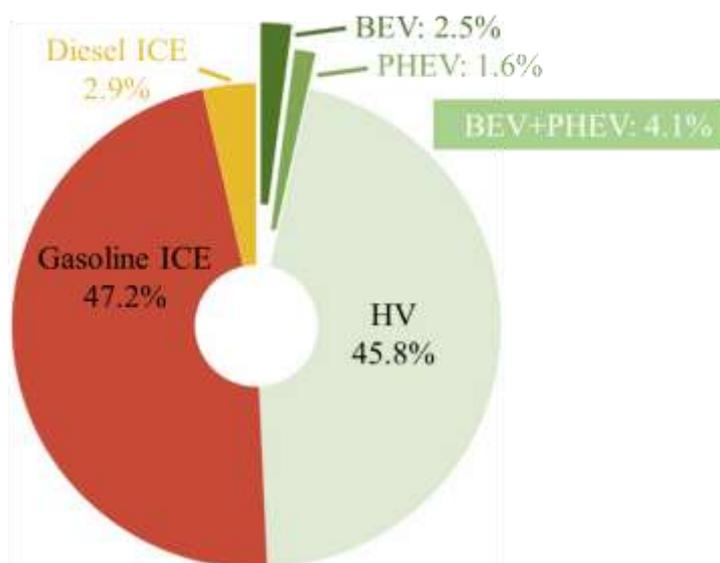


図 1.6 日本国内燃料別自動車販売台数(2023.09)⁽¹¹⁾

図 1.7 に示すように，発進，段差を乗り越えや急坂を登るときに低速大トルク，市街地を走行するときの低負荷域から中負荷域の高効率，および高速道路の走行と追い越しのときに高速そして高出力など，電気自動車の主駆動用モータには様々な特性が求められている。そのため，高エネルギー密度を有する希土類磁石を使用する永久磁石同期モータが現在主流となっている。しかし，希土類磁石を使用した永久磁石モータでは界磁磁束が大きいため，高トルク化に向いているが，モータ内の磁束が大きくなると，高速回転運転時の誘起電圧の増大や低負荷運転時の鉄損の増大が課題となる。一般的に，モータの広範囲可変速駆動における基底回転速度以上の高速回転時では，誘起電圧を打ち消すために電機子巻線にマグネットトルクに寄与しない弱め界磁電流を通电して弱め界磁制御が用いられているが，通电した弱め界磁電流により電機子巻線の銅損の増加が懸念される。

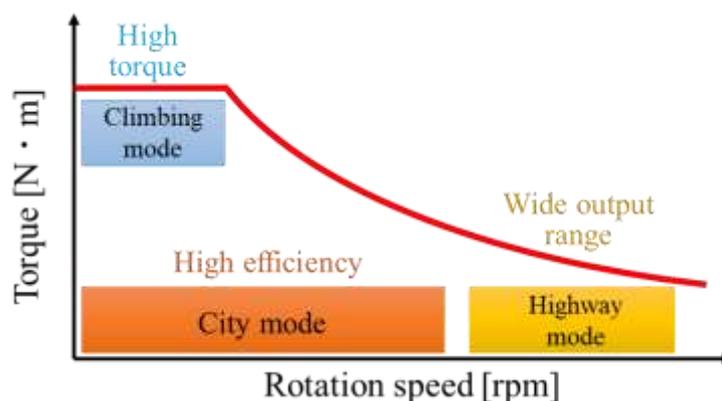


図 1.7 自動車用主機モータの要求特性

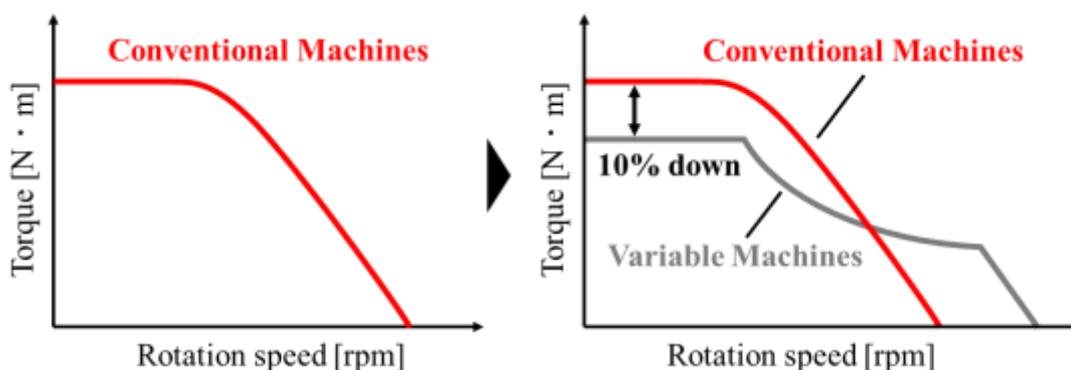


図 1.8 定数可変モータ駆動域のイメージ^{(14),(15)}

一方、文献(13)によると、2010年ごろから現在まで至って、電機子巻線の巻数を可変する「巻線切替モータ」、ロータに装着した永久磁石の磁化を可変する「可変磁力メモリモータ」、分割永久磁石ロータの相対位置をずらして総合磁束を可変する「可変磁束モータ」、そして漏れ磁束を受動的に変化させてステータ鎖交磁束を可変する「漏れ磁束制御型可変特性モータ」など、広範囲かつ高効率駆動の観点から電動車の駆動用モータの特性改善に対する研究は盛んである。先行研究で提案された定数可変モータの出力特性イメージを図 1.8 に示す。弱め界磁制御を使用せずに基底回

転速度以上の可変速駆動を実現できたが、最大トルクは従来モータと比べて 10% 程度低下してしまいう結果となっている^{(14),(15)}。そのため、高トルクと高出力を両立することは未だ課題である。

図 1.9 に電気自動車の駆動系を取り上げる。現在の EV や HEV は、より高いバッテリー容量を得るため、複数のセルを並列接続した車載バッテリーモジュールを多数直列接続することや昇圧回路を設けることによって、モータ駆動電圧を高めることが一般に行われている⁽¹⁶⁾。そのため、動力システムの動作としては、バッテリー電圧を DC/DC コンバータで駆動電圧まで昇圧し、インバータを用いてモータを駆動する。昇圧機構の基幹部品であるアクトルは、鉄心とコイルからなる受動素子である。図 1.10 に示すように、昇圧用リアクトルは冷却機構を含めるとユニットの約半分の容積を占めており、大幅な小型化が求められている⁽¹⁷⁾。しかし、動作時に損失が発生するため、単純な小型化では発熱密度が上昇し、水冷等の冷却システムも必要になり、システム全体としての体積増加や効率低下の要因となっている。

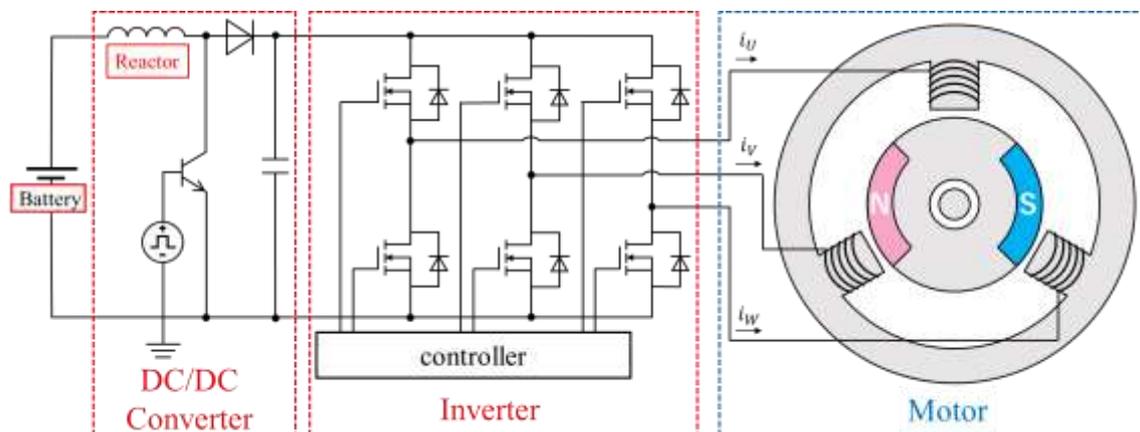


図 1.9 電気自動車駆動系のイメージ



出典: 一般社団法人日本電子デバイス産業協会
(<https://www.nedia.or.jp/about/設立指針>)

図 1.10 DC/DC コンバータの内訳⁽¹⁷⁾

これまでの動力システムの開発では、それぞれのユニットでの最適化及びユニットレイアウトの最適化は進められているものの、ユニット領域を横断したデバイス融合によるシステムの小型化・軽量化は前例がない。同様に磁気デバイスであるリアクトルとモータを一体化すると、現行比で磁気デバイス体積の 10% を占める昇圧用リアクトルを DC/DC コンバータユニットから完全に削除可能であり、磁気デバイス重量を約 1.6 kg 低減できるとともにシステム全体の小型軽量化が期待できる。また、車両重量の低減は CO₂ 排出量削減に直結し、単純に重量を 1.6 kg 低減するだけでも CO₂ の国内年間排出量を約 1500 トン削減することができるため、本研究の成果は脱炭素社会実現への貢献に大いに期待できる（2030 年日本国内新車販売台数予想 380 万台のうち 40% が EV・HEV として本システムを採用、車両重量 1 kg 当たりの CO₂ 削減効果を 0.06 g/kg/km、平均年間走行距離 10,000 km として試算）。

モータの諸特性算定に用いられる解析手法として現在主流となっているのは、有限要素解析（Finite Element Analysis: FEA）である。FEA はモ

ータの形状、寸法及び材料特性を詳細に反映した電磁界解析が可能であるため、モータの最適形状の検討にも使用されている⁽¹⁸⁾。しかしながら、リアクトルとモータを一体化した構造の解析に駆動回路を考慮するため、FEA において電気-磁気連成解析および 3 次元電磁界解析が必要になり、解析モデルは大規模になるため、実用的な計算規模と計算時間で行うことは難しい。

これに対して、解析対象を複数の要素に分割し、各要素を磁気抵抗で表現することで、解析対象全体を磁気抵抗回路網でモデル化する磁気抵抗回路網解析(Reluctance Network Analysis: RNA)と呼ばれる解析手法がモータの高速解析に有効であることが過去の研究から示された^{(18),(19)}。また、外部の電気・電子回路や制御系との連成解析が容易に実現できるため、モータおよび駆動システムの動特性解析が可能である⁽²⁰⁾。ただし、モータ駆動システム全体の効率を算定する手法は未だ確立されていない。

1.2 本研究の目的

前述の背景の下、本研究では異なるユニットの磁気デバイスであるモータと昇圧回路用リアクトルを一体化した構造(以下、磁気デバイス一体構造モータ)を提案し、高トルクかつ高出力の観点から小型化可能な新しいモータ技術の確立を目的とする。これにより様々な体格制約を持つ電気自動車の駆動用モータにおいてさらなる小型化が可能とし、車載部品の軽量化、ひいては自動車の CO₂ 排出量の削減に貢献できることを目指す。

まず車載レベルの表面磁石型同期モータ(SPMSM)を対象とし、材料の非線形特性を考慮した RNA モデルと、モータ駆動回路である昇圧コンバータとインバータを連成したモデルを構築し、モータ駆動システム全体の効

率算定手法を提案する。

その後、提案した三次元磁気回路構造を有する磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルを構築し、同体格の SPM モータと基礎特性の比較評価を行い提案した磁気デバイス一体構造モータの妥当性を検証したうえで、3D-FEA を用いてリアクトルの構造変更によるトルク特性の影響について検討し、従来の SPM モータと比べ、より高い出力が得られるリアクトル構造を提案する。

1.3 本研究の構成

本論文は前述の目的に従い 7 つの章で構成されており、各章の概要は以下に示す通りである。

第 1 章では、研究の背景と目的を述べ、本論文の概要の説明とともに本研究の位置づけについて言及した。

第 2 章では、回転子構造、巻線方式と永久磁石の種類から永久磁石モータの基本構造と回転原理について説明し、その上、本研究から提案した磁気デバイス一体構造モータの構成および動作原理について述べる。その後、有限要素法による電磁界解析を用いて磁気デバイス一体構造モータがモータとして動作できることを示した。

第 3 章では、まず磁気抵抗回路網解析の基礎について説明するとともに、角型鉄心を例とした RNA モデルの導出方法と磁気材料の非線形特性を考慮した解析手法について説明する。次いで、表面磁石型同期モータを用いて、モータ RNA モデルの構築手法について述べる。作成した RNA モデルを用いて電流駆動時のモータ特性算定を行い、その計算結果を有限要素解析と比較することから、磁気回路は材料の非線形磁気特性を直接計算可能

であることを示した。

第 4 章では、電気・磁気回路網に基づくコンバータ・インバータ駆動時のシステム効率算定について述べている。一般的に、永久磁石モータは PWM インバータで生成される擬似正弦波電圧によって駆動されるため、まず PWM インバータの原理について説明した。次いで、システムの効率算定にモータコアの鉄損およびスイッチング素子の損失を求める必要があるため、モジュールごとの損失特性の近似手法について述べた。最後に電気・磁気・運動連成解析から、作成した電気・磁気回路網により高速・高精度な解析が可能であることが明らかになった。

第 5 章では、提案した磁気デバイス一体構造モータの有用性について述べている。前章では従来の RNA 分割手法でモータと駆動システムの連成解析について検討したが、その 1 周期分の解析につき約 10 分ほどかかり、数多くの動作点を解析して得られる特性の計算にはまだ不向きである。これに対して本章は、より単純化した RNA のモデリング手法を提案した上、磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルを作成し、同体格の SPM モータと基礎特性の比較検討から提案モータの出力特性について検討した。その結果、提案モータがシステム上成立であることを確認した。そして予想と同じ、低速時に最大トルクの損失が小さく、高速時に従来構造より出力が向上したことを明らかにした。

第 6 章では、リアクトルの構造変更による磁気デバイス一体構造モータのトルク特性の改善効果について述べている。提案モータの最適設計を行うため、3D-FEM を用いて、デッドスペースの利用やコイルの間隔、巻数、および通電方向など、リアクトルの構造が提案モータのトルク特性への影響について検討した。その結果、発進、登坂の低速時において、提案モー

タの最大トルクの損失はベースモデルと比べ 5%以下, そして弱め界磁制御を用いた高速領域において, 提案モータの最大出力がベースモデルより 36%向上することが可能であることを示した。

第 7 章は結言であり, 本研究で得られた成果をまとめるとともに, 残された課題について述べている。

第 2 章 磁気デバイス一体構造モータの基礎

永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) は回転子に永久磁石を有し, それにより発生する界磁磁束と電機子巻き線が作る磁束が同期して回転するモータである。近年は特に強力な希土類磁石を用いた永久磁石モータが小型化, 高出力化, 高効率化 が可能という利点から, 高性能化を要求する産業分野, 家電分野, 自動車などの分野に採用が広がっている。

本章では永久磁石同期モータの基本構成と動作原理について説明する。次いで, 本研究から提案した磁気デバイス一体構造モータの構成および動作原理について述べた上, 有限要素法による電磁界解析を用いて提案モータの動作確認について述べる。

2.1 永久磁石同期モータの基本構成と動作原理

2.1.1 回転子構造

永久磁石同期モータの回転子は, 永久磁石の配置方法により, 回転子の内部に永久磁石を埋め込んだ埋め込み磁石型 (Interior Permanent Magnet: IPM) および回転子の表面に永久磁石を貼り付けた表面磁石型 (Surface Permanent Magnet: SPM) の 2 種類に分類される。以下にその特徴について述べる。

① 埋め込み磁石型回転子

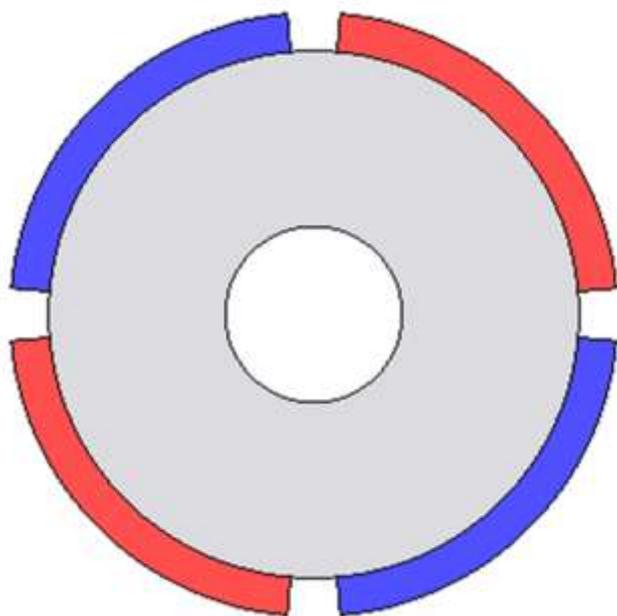
図 2.1(a) に IPM 型回転子の構造を示す。IPM 型回転子は永久磁石を回転子内部に埋め込んでいるため, 高速回転時に磁石飛散の恐れがなく, 機械強度さえ考慮すれば高速回転に優れる構造となっている。また, 磁石の形状や配置の自由度が高いという特徴を有するため, 構造上磁気抵抗の差が

原因としたインダクタンスの変動によって生じるリラクタンストルクを活用することができ、固定子巻線から発生した回転磁界と永久磁石の相互作用によって生じたマグネットトルクと相まって、構造次第では高トルク密度かが可能である。しかしながら、磁石端部の磁束障壁(フラックスバリア)などの構造による空間上のインダクタンスの変動が高調波成分の増加につながり、トルクリップルや損失の増大を招く課題が残されている。

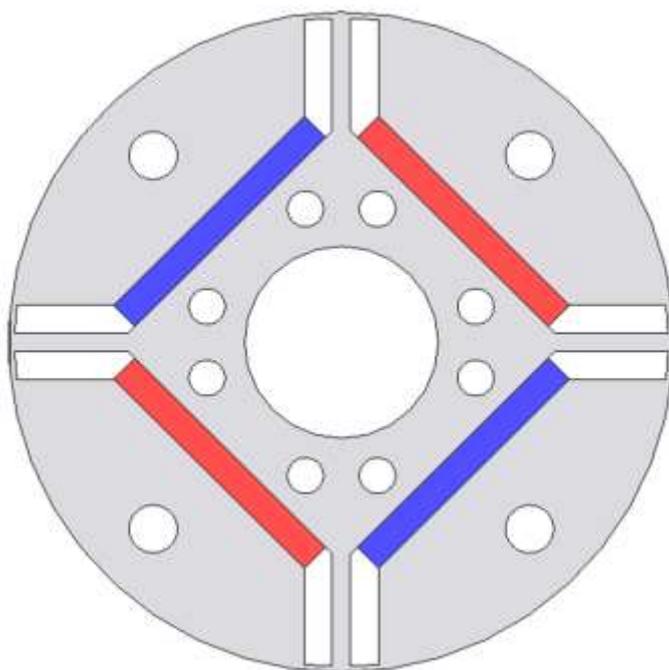
② 表面磁石型回転子

図 2.1(b)に SPM 型回転子の構造を示す。SPM 型回転子は、回転子表面に永久磁石を貼り付けたものとマグネットロータに直接励磁した回転子という。SPMSM は固定子側から発生する回転磁界と永久磁石の相互作用によるマグネットトルクのみで回転するモータである。磁石と固定子の距離が小さいため、磁石磁束を有効活用することができる。また、現在主流となっている磁石の非透磁率は 1.05~1.20 程度であり、空気とほぼ等しいため、磁気抵抗の視点から磁石の磁気抵抗は空気と大差ない。それにより回転時に空間上のインダクタンス変動が小さく、モータのトルクリップルが小さいことで、SPMSM は制御性と応答性がよく、幅広い分野で用いられている。しかし、高速回転時に磁石の剥がれと飛散を防止するため、SPMSM は磁石外周部に非磁性体の保護管(ステンレスチューブやガラスファイバー)を設ける必要がある。また、固定子からの回転磁界による磁石内部の渦電流損失が大きいため、熱や磁石の減磁を考慮した設計が必要である。近年、高速化と高出力密度の要求に向けて、SPMSM の磁石表面の保護管を高導電率の部材に置き換え、さらに外部に高速回転に耐えられる炭素繊維強化プラスチックを巻き付けることで渦電流損失の低減と高速回転が両立できた報告⁽²¹⁾があり、SPMSM のさらなる高性能化が期待され

ている。



(a) 表面磁石型回転子



(b) 埋め込み磁石型回転子

図 2.1 永久磁石モータの回転子構造

2.1.2 巻線方式

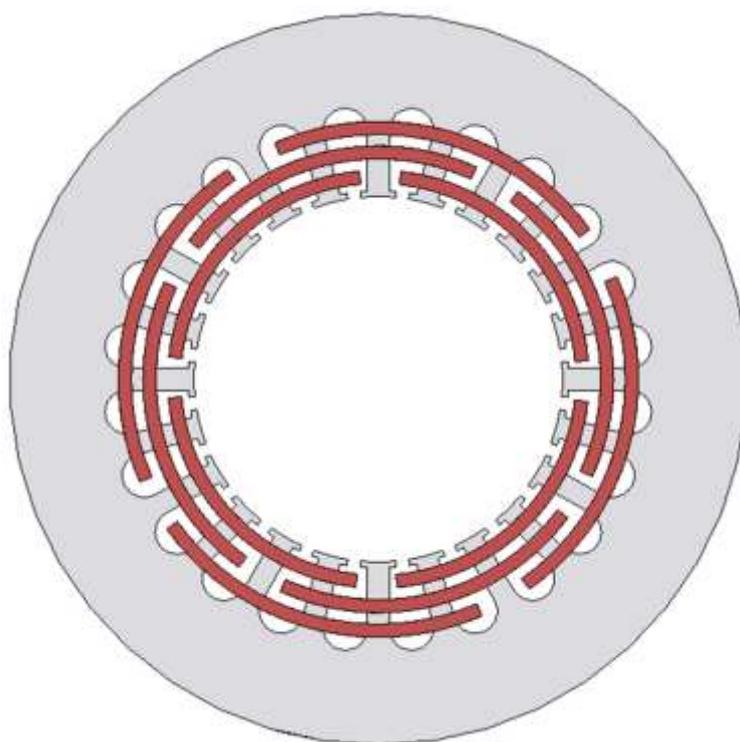
一般的にモータの巻線方式は集中巻 (Concentrated Winding) と分布巻 (Distributed Winding) に分類されている。いかにそれぞれの特徴について述べる。

① 集中巻

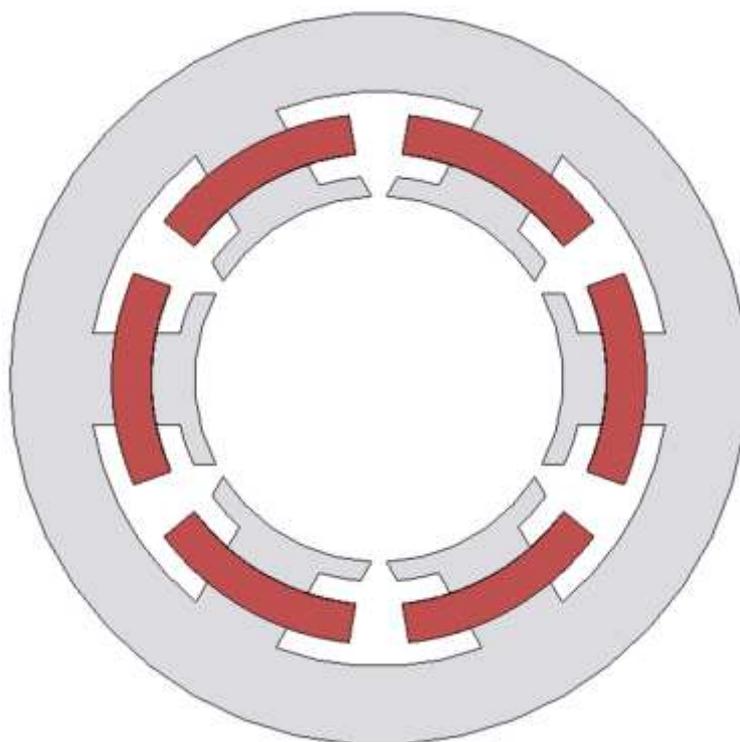
図 2.2(a) にインナーロータ型の集中巻の巻線方法を示す。集中巻は、固定子コアの一個のティースに一個のコイルを巻き付ける巻線方式である。後述の分布巻に比べ巻き線間の干渉がないため、構造的にシンプルで占積率を高めやすく、コイルエンド(コイルの外に出る余分な所)が短いことからモータの小型化や銅損の低減などの利点がある。しかし、集中巻は固定子が作り出す回転磁界が矩形波となり、高調波成分によって発生した振動や騒音の低減が課題となっている。

② 分布巻

図 2.2(b) にインナーロータ型の分布巻の巻線方法を示す。分布巻は複数のティースを跨いでコイルを入れ込む構造である。異なる相の巻線が交差して重なり合うことによりコイルエンドの高さが集中巻に比べ大きくなり、占積率を高めにくいデメリットを持つが、固定子が作り出す回転磁界は正弦波に近くでき、トルクリップルが低減できる。そのため、一般の産業用途では分布巻が依然として主流である。近年、新しい構造設計や生産技術の向上により、欠点であるコイルエンドを短縮でき、小型化が必要な車載用モータにも積極的に分布巻を採用しようとしている。



(a) 分布巻



(b) 集中巻

図 2.2 永久磁石モータの巻線方式

表 2.1 に示すように、分布巻はさらに同心巻(Concentric Winding)、重ね巻(Lap Winding)、波巻(Wave Winding)の三種類に分けることができる。

- 同心巻

同心巻は径方向に相ごとに順番にコイルを組み込むことである。各相のコイルエンドが径方向、軸方向に順次重ねるため、3種類のうちで一番コイルエンドの体積が大きい。

- 重ね巻

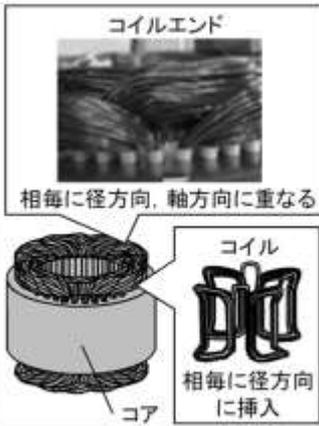
重ね巻はコイルのスロット挿入片の一方をスロット内の径方向外側、もう一方を別のスロット内の径方向内側に組み込み、コイルエンドの頂点で段差を付けた構造である。この形状は、隣接するコイルエンドの径方向と軸方向の干渉が小さくなり、同心巻よりもコイルエンドを短縮できる。また、全てのコイルが同一形状となるため、より正弦波に近い回転磁界を生み出せる。ただし、全てのコイルを週方向に重ねて配置するため、固定子にコイルを挿入する際に手作業に頼っている。

- 波巻

波巻は複数の波形状の巻線を組み込んだ構造である。3つの構造の中で、コイルエンドを最も短縮できるが、製造方法は複雑になる。

同心巻は小型、重ね巻は中大型の永久磁石モータや誘導モータ、波巻は自動車用のオルタネータなどに主に用いられている。

表 2.1 分布巻の種類⁽²²⁾

同心巻	重ね巻	波巻
 <p>コイルエンド 相毎に径方向, 軸方向に重なる</p> <p>コイル 相毎に径方向に挿入</p> <p>コア</p>	 <p>コイルエンド 隣接コイルエンドの干渉小</p> <p>段差 コイル 外 内</p> <p>1コイルの各挿入片を スロットの内外に配置</p> <p>コア</p>	 <p>コイルエンド 隣接コイルエンドが非干渉or干渉小</p> <p>コイル 波形状</p> <p>コア</p>
コイルエンド大	コイルエンド小	コイルエンド小
自動組立可能	手作業	自動組立可能

2.1.3 永久磁石の種類⁽²³⁾

永久磁石は材質によって異なる性質を持ち、永久磁石モータの性能に与える影響が大きい。ここでは永久磁石が発生する磁気エネルギーとモータによく使用される永久磁石の種類について説明する。

永久磁石が単位体積あたりに発生できるエネルギー、すなわち磁石の強さは、磁束密度 B と磁界 H の積 BH で表され、その最大値を最大エネルギー積 BH_{max} と呼ぶ。最大エネルギー積が大きい磁石は同じ磁場を発生させるのに体積が小さくて済むため、高性能な磁石として位置づけられる。

図 2.3 に永久磁石の種類, 図 2.4 に代表的な永久磁石の減磁曲線を示す。以下に代表的な永久磁石の種類とその特徴を説明する。

- フェライト磁石

フェライト磁石は鉄酸化物粉末を主原料とした、あらゆる分野で使用さ

れ、汎用性の高い磁石である。フェライト磁石は焼結磁石であるため、対腐性・耐酸性に優れているほか、保磁力が高いため減磁しにくく安定している。しかし、フェライト磁石は熱による減磁が大きく、100°Cを超えると磁力が著しく低下し、200°C環境下では磁力が半減する。

- アルニコ磁石

アルニコ磁石はアルミニウム、ニッケル、コバルトを原料とした磁石である。原料の供給不安などの原因でフェライト磁石のように一般的ではないが、磁石の中で最も温度特性に優れ、キュリー温度が高いため高温環境下での使用に適している。また、鋳造で作られるため機械的強度にも優れており、割れにくい点から計器用などを中心に根強い需要がある。しかし、保磁力が小さいなどの欠点を持つ。

- ネオジム焼結磁石

ネオジム焼結磁石はネオジム・鉄・ホウ素を主成分とした希土類(レアアース)磁石の 1 つであり、焼結により生成する。永久磁石の中で最も強力な磁気特性を持っており、小サイズでも強力な磁場を発生できる。また、機械強度にも優れている。しかし、希土類磁石であるため価格が高いことや酸化しやすいこと、温度特性が低く熱に弱いことなどの欠点を持つ。

- ネオジムボンド磁石

ネオジムボンド磁石は焼結法で製造するネオジム焼結磁石と組成が類似しているが、磁石粉をプラスチック樹脂(エポキシ系樹脂)と混合して成型固化した磁石である。そのため、電気抵抗が高くなり、渦電流が発生しにくいという利点がある。磁力はネオジム焼結磁石より弱いですが、フェライト磁石より強い。また、回転子内部に熔融させた磁石材料を射出注入し、冷やし固めた後に着磁することが可能であるため、磁石と鉄心のクリアラ

ンスレスを実現できることが特徴である。

● サマリウムコバルト磁石

サマリウムコバルト磁石はサマリウムとコバルトを成分とした希土類磁石の 1 つである。ネオジム焼結磁石に次ぐ磁気エネルギー積を有し、温度特性にも優れるため高温による使用に向いている。しかし、原材料が高いため他の磁石に比べ高価である。

● サマリウム鉄窒素(Sm-Fe-N)磁石

サマリウム鉄窒素磁石はサマリウム・鉄・窒素を原料とした希土類磁石である。通常 Sm-Fe-N 系粉末を焼結すると保磁力が激減することで、ネオジム磁石のように焼結できないが、近年耐熱性に優れ、ハイブリッド自動車用駆動モータなどの高温環境下ではネオジム焼結磁石を超える磁石性能を発揮できるサマリウム鉄窒素異方性焼結磁石を開発した報告⁽²⁴⁾があり、モータへの適用が期待されている。

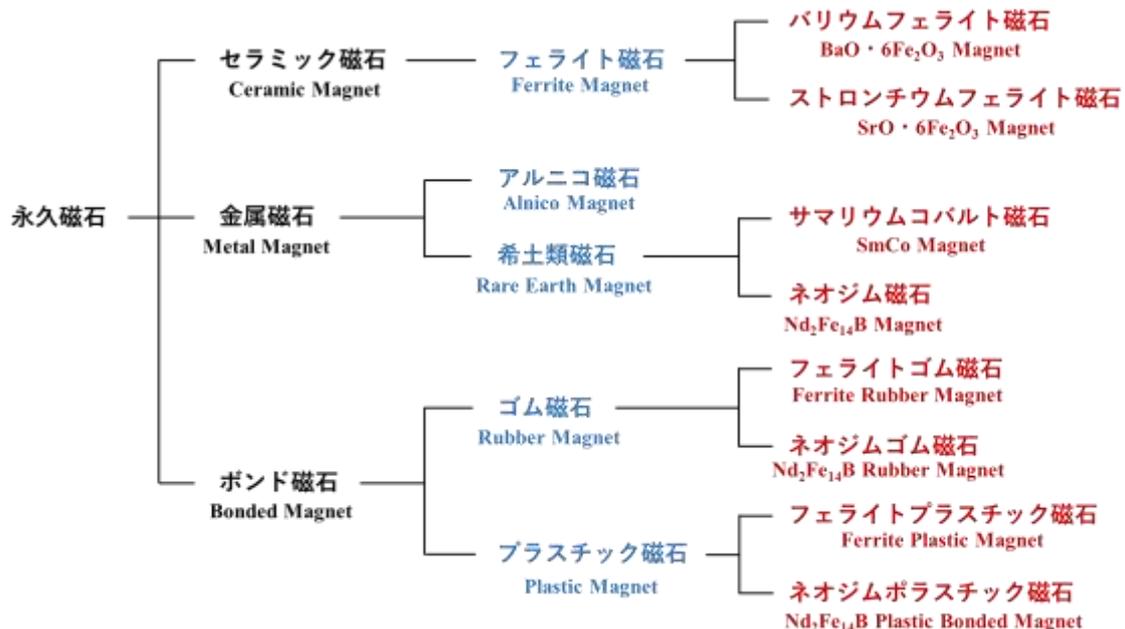


図 2.3 永久磁石の種類

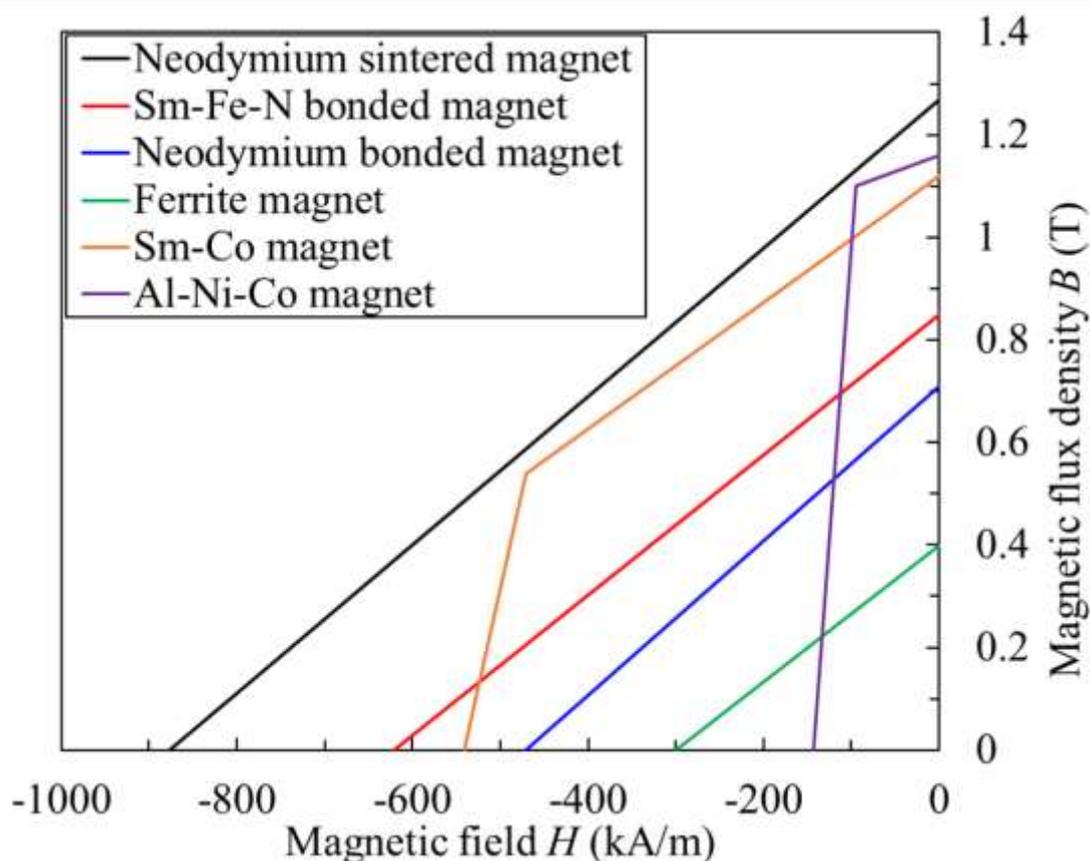
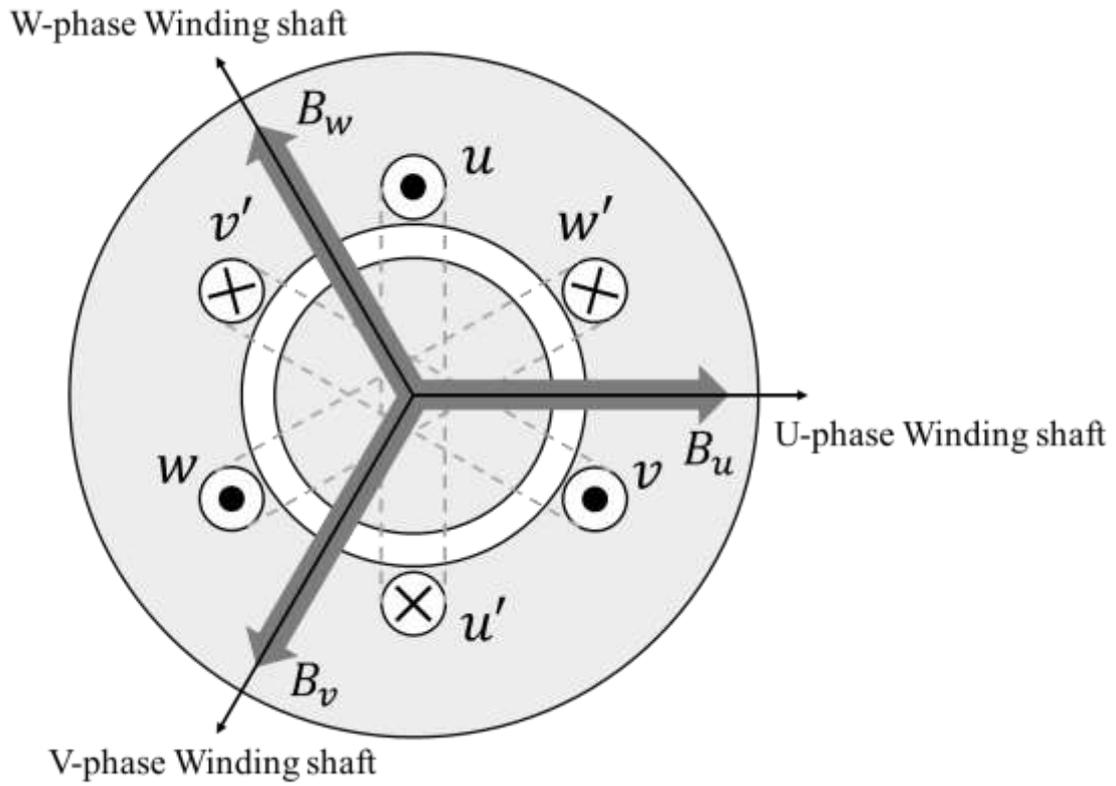


図 2.4 永久磁石の減磁曲線⁽²³⁾

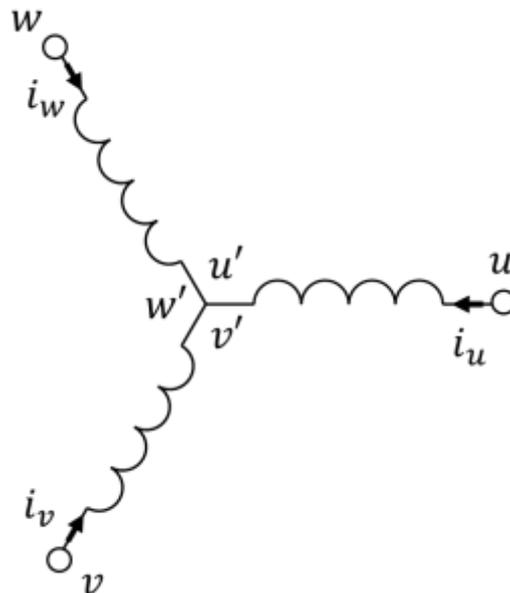
2.1.4 永久磁石同期モータの動作原理

本節では、PMSM の回転原理について述べる。永久磁石同期モータは回転子に永久磁石が配置され、固定子に三相巻線が施されている。これら三相巻線に位相差が 120° の正弦波電流を流すと、エアギャップに回転磁界が発生する。この電磁力による回転磁界が永久磁石による界磁磁束と吸引・反発することでマグネットトルクが発生し、回転子が回る。各相の巻線電流の大きさ $I_u = I_v = I_w = I$ とすると、図 2.5 に三相巻線により生じる空間磁束分布波形と磁束密度ベクトルを示す。同一仕様の 3 個コイル U, V, W を用意し、同図(a)のように U コイルより時計方向 120° ずれた位置に V コ

イルを，さらに V コイルより時計方向 120° ずれた位置にコイル W をそれぞれ配置する。各相に正の電流(端子 u, v, w に流れ込む方向を正とする)を流した時磁束密度ベクトルの方向を巻線軸と呼び，同図(b)のように巻線軸の方向にコイルを描いて対称三相巻線を表す。三相巻線に平衡三相交流電圧を印加すると，コイルの電流は大きさが同じで，位相差が 120° の対称三相交流となる。3 軸の電流と磁界は図 2.6(1)~(3)となり，磁界成分は同図(4)で，これらの磁界を合成すると同図(5)となる。回転磁界は図 2.7 に示すように等価的に N 極と S 極の磁極が回転していることに相当し，電流 1 サイクルに 1 回転する回転磁界となる。以上の説明から，巻線合成磁界と磁石による界磁磁束の相互作用により，図 2.6 に示す U 相の電流位相が①~⑫の時 2 極の表面磁石型同期モータは図 2.8 のように時計回りに回転する。



(a) 巻線軸と磁束密度ベクトル



(b) 三相對称巻線の表し方(星形結線の場合)

図 2.5 三相巻線による空間磁束

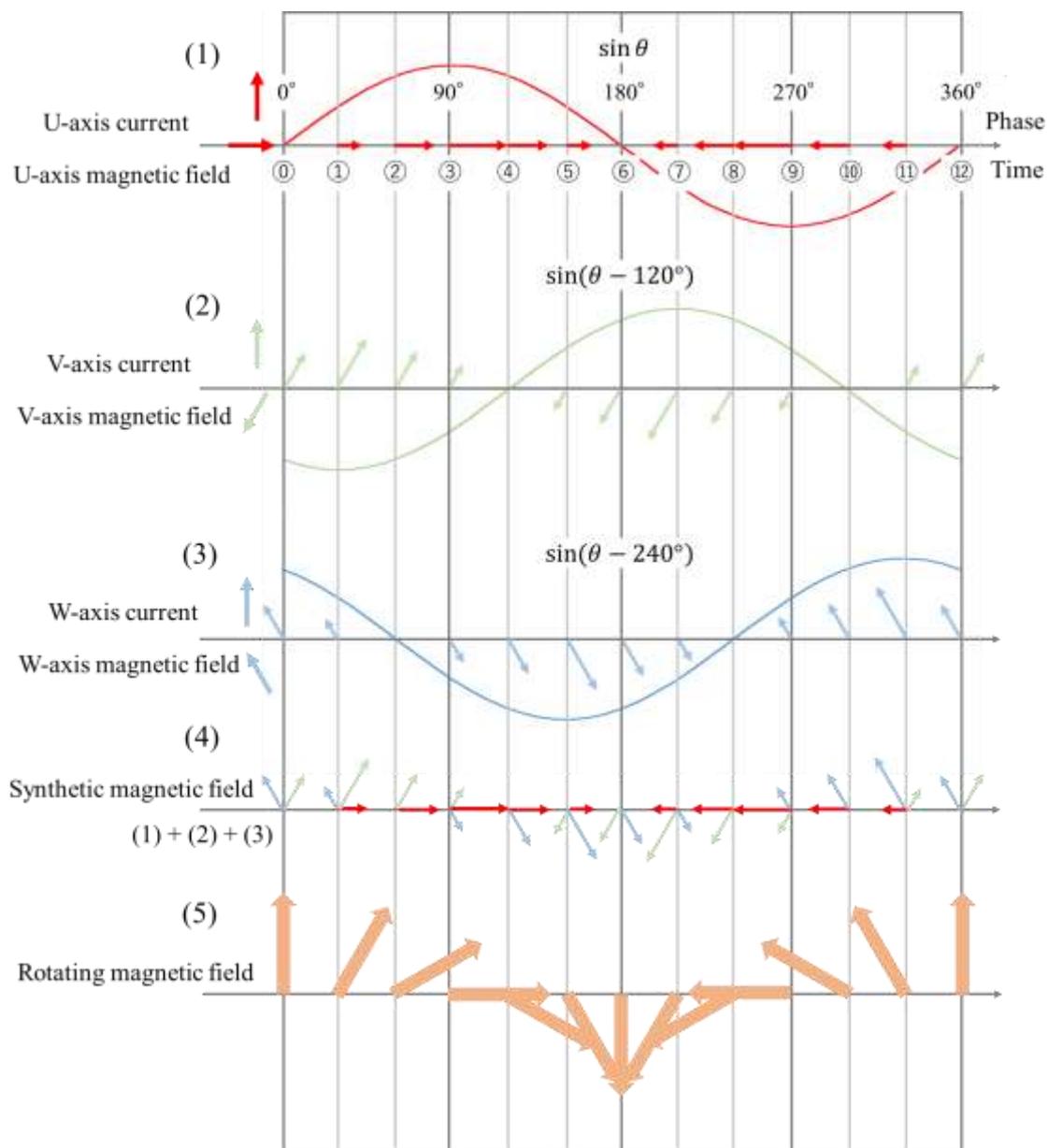


図 2.6 三相交流が作る回転磁界

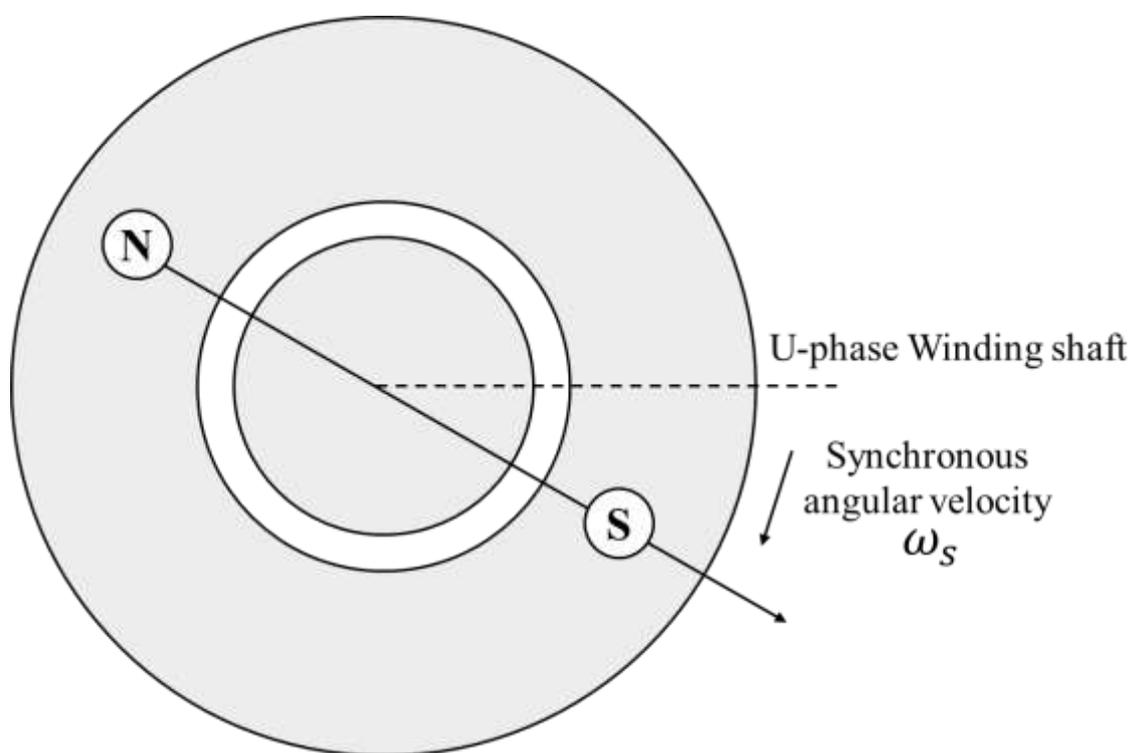


図 2.7 回転磁界の等価表現

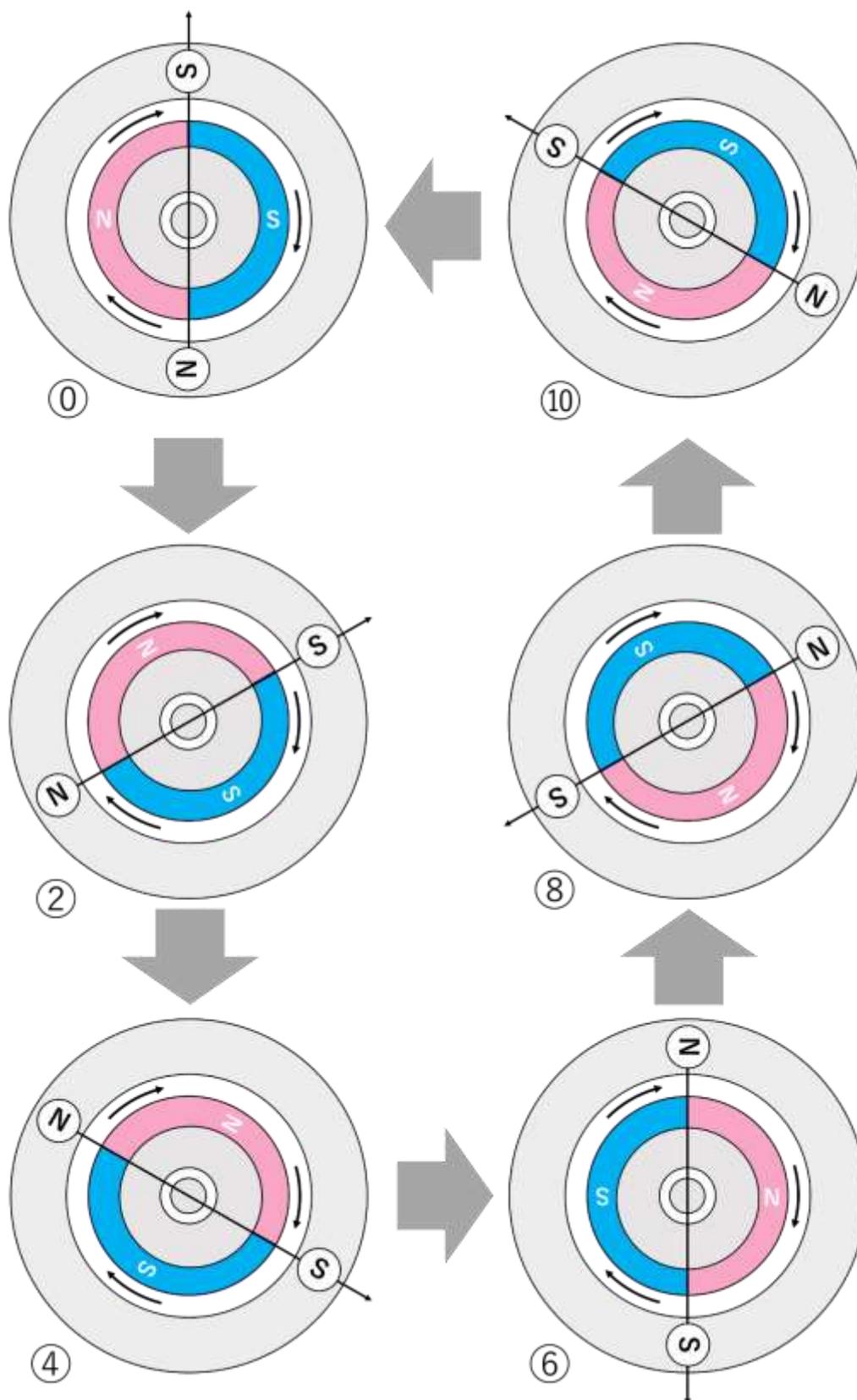
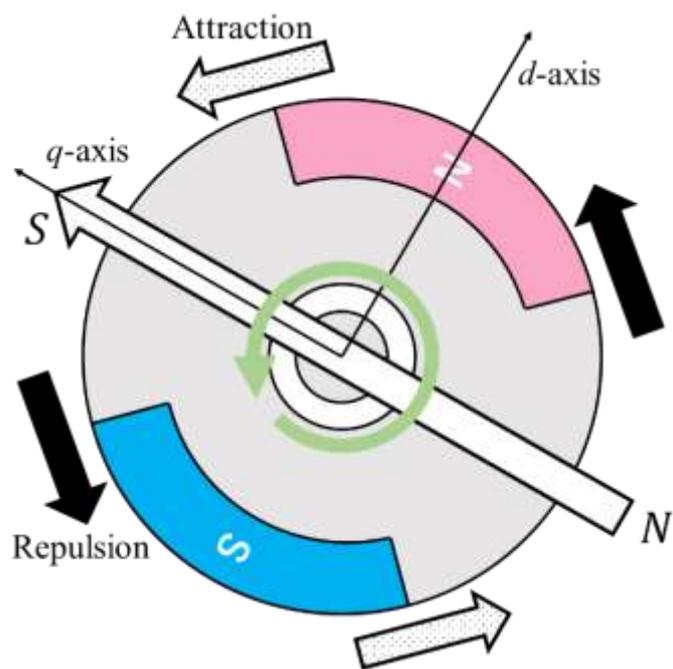
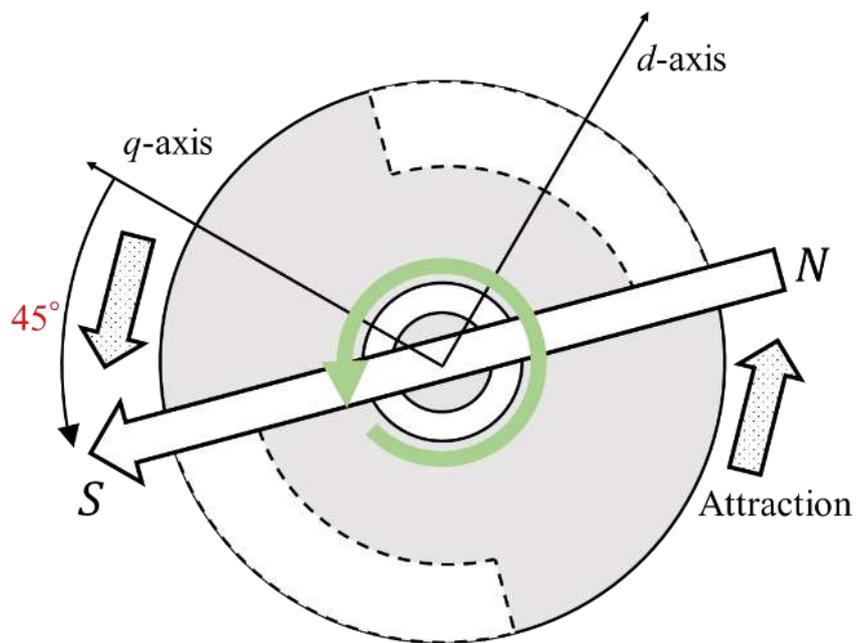


図 2.8 二極モータの回転模様

次に永久磁石モータのトルク特性を 2.1.1 節に述べた回転子構造を用いて説明する。永久磁石による界磁磁束の方向を d 軸， d 軸より電気角 $\pi/2$ で正回転方向に進んだ方向を q 軸と定義する。SPMSM は回転子の位置によって固定子巻き線から見た磁気抵抗は変化せずインダクタンスが一定の非突極機となっており，この構造は回転磁界と永久磁石による界磁磁束で発生するマグネットトルクで回転する。マグネットトルクの大きさは回転磁界の界磁軸と d 軸とのなす角度 β_s に依存し，有効に発生させるには β_s を図 2.9(a) に示すように電気角 90 度の位置，つまり q 軸の方向に保つ必要がある。図 2.9(b) に突極性を持ち，回転角度によって磁気抵抗が変化する突極回転子と回転磁界の間で発生するリラクタンストルクにより回転するシンクロナスリラクタンスモータを示す。 q 軸から電気角 45 度進んだ方向に回転磁界を作ることによりリラクタンストルクが最大値をとる。図 2.10 に一般的な逆突極性を持つ永久磁石モータの電流位相角とトルクの関係を示す。マグネットトルクとリラクタンストルクを同時に活用できることで，IPMSM は高出力密度かに適している⁽²⁵⁾。



(a) マグネットトルク



(b) リラクタンストルク

図 2.9 永久磁石モータのトルク発生原理

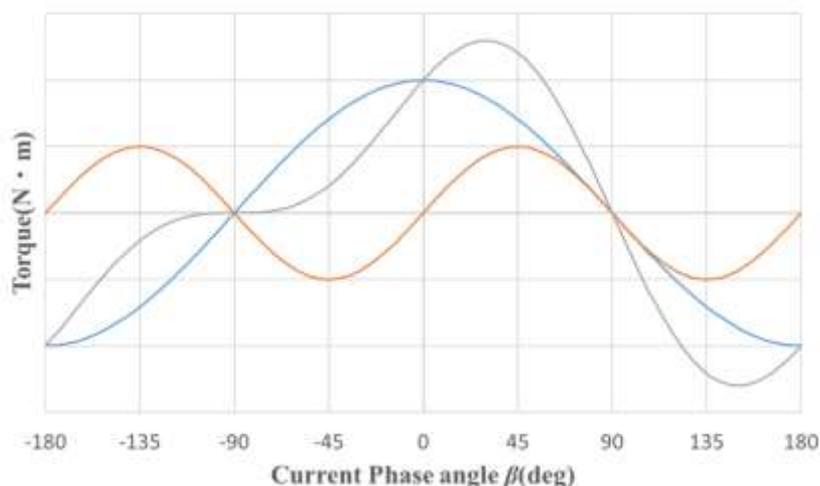


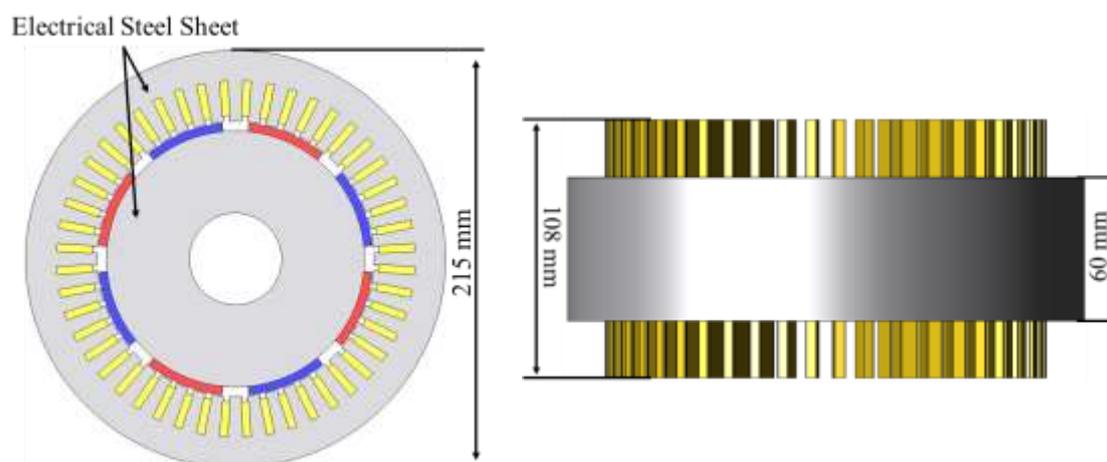
図 2.10 電流位相角とトルクの関係

2.2 磁気デバイス一体構造モータの構成と動作原理

2.2.1 ベースモデルである表面磁石型同期モータの諸元

EV・HEV の駆動用モータは埋込磁石型同期モータが一般的であるが、本検討ではリアクトルの形状とモータトルク特性の関係に集中するため、突極性によるリラクタンストルクの影響を無視できるネオジム焼結磁石を用いた表面磁石同期モータが採用されている。

本研究に用いられる SPM モータ(以下、ベースモデル)の形状および諸元を図 2.11 に示す。本モータの固定子スロット数は 48 で、直径は 215 mm、固定子バックヨークの厚みは 15.5 mm、回転子直径は 140.4 mm、ギャップ長は 0.7 mm、固定子及び回転子の積厚は 60 mm、コイルエンド込みの積厚は 108 mm である。回転子磁石は、残留磁束密度 1.2 T のネオジム焼結磁石を用いており、極数は 8 極である。また、固定子には 1 スロット当たり 6 ターンの分布巻きが巻かれており、固定子と回転子のコア材料は無方向性電磁鋼板(35JN210)である。



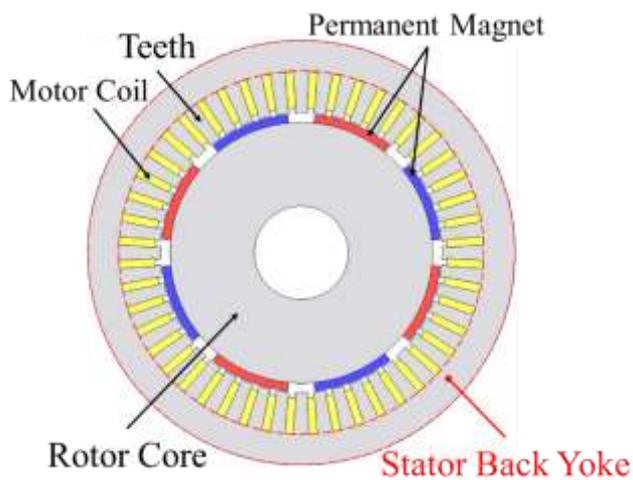
Parameter	Value
Number of poles	8
Number of stator slots	48
Number of turns	6
Coil resistance	0.03 Ω
Internal diameter of stator	141.8 mm
Outer diameter of stator	215 mm
Gap width	0.7 mm
Outer diameter of rotor	140.4 mm
Iron core length	60 mm
Motor length	108 mm
Residual magnetic flux density of magnet	$B_r=1.2$ T
Coercive force of magnet	$H_c=909$ kA/m
Core material	35JN210

図 2.11 ベースモデルの形状と諸元

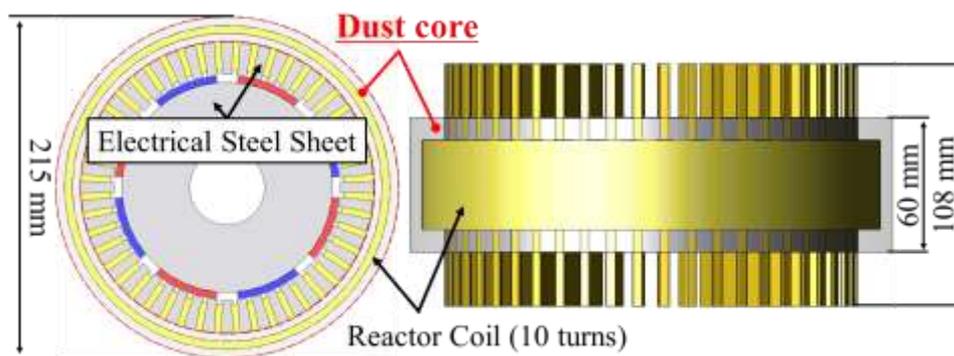
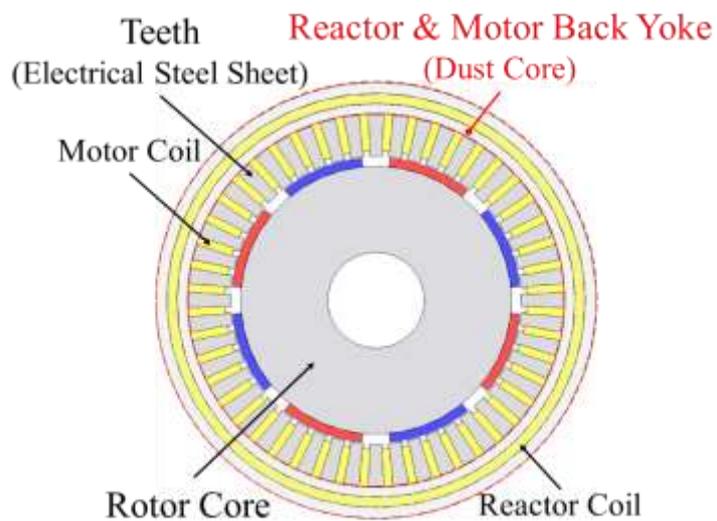
2.2.2 磁気デバイス一体構造モータの構成

本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータは，モータ内部の鉄心(図 2.12(a)の固定子バックヨーク部分)とリアクトル磁路を共有することで磁気デバイスを融合するモータ構造である。図 2.12(b)に，前節で説明したベースモデルと同体格の磁気デバイス一体構造モータの構造を示す。現在主流の磁心に電磁鋼板を用いたラジアルギャップモータの固定子バックヨークを，磁氣的等方性と高い形状自由度を持つ圧粉磁心⁽²⁶⁾を用いたボビン型リアクトルに置き換えることで，磁気デバイス一体構造動力システムを実現し，DC/DC コンバータユニットにおけるリアクトル容積をゼロにすることが可能となる。

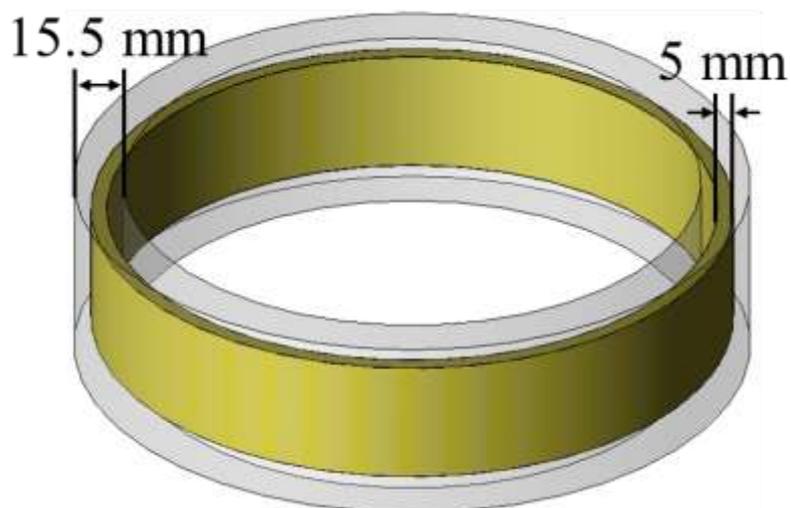
図 2.12(b)に示した磁気デバイス一体構造モータのリアクトル部の寸法を同図(c)に，そして提案モデルにおけるリアクトルコイルの位置を同図(d)に示す。ベースモデルと比較するため，提案モデルの基本的な諸元は図 2.11 に示したベースモデルと等しい。提案したボビン型リアクトルの厚みはベースモデルの固定子バックヨークと同じ 15.5 mm，リアクトルコイルは長さ 5 mm，高さ 4 mm の平角線を使用して 10 ターン巻きであり，リアクトルコイルの内径 $D_{reactor}$ は 194 mm である。そしてコア材料は圧粉磁心(HB3_rev1_20deg)を使用する。



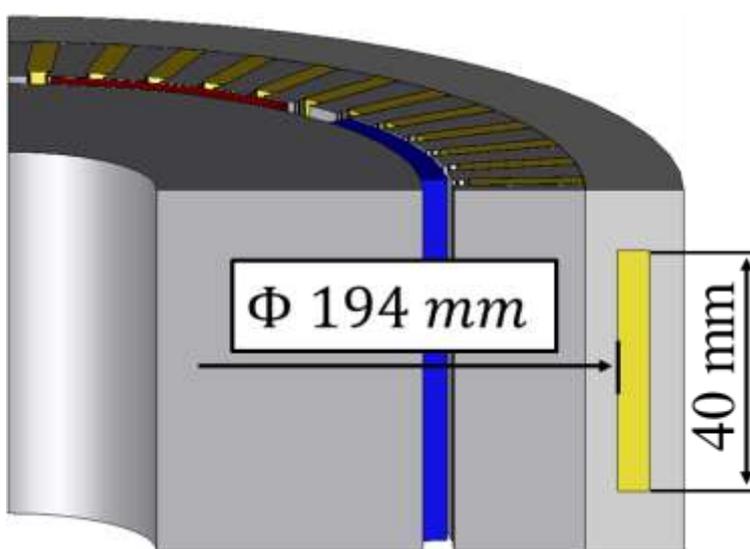
(a) 従来の SPM モータ (ベースモデル)



(b) 磁気デバイス一体構造モータ



(c) ポビン型リアクトルの寸法



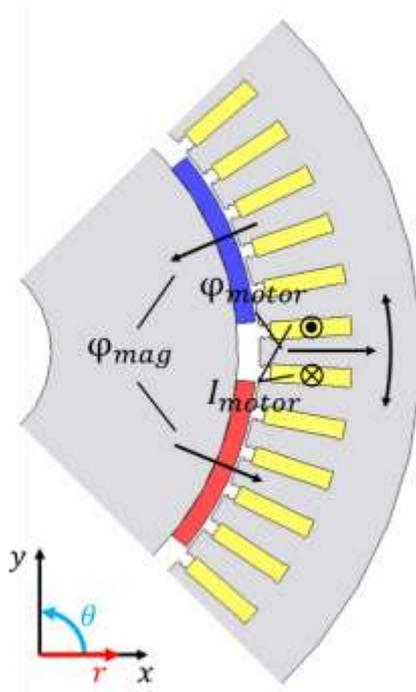
(d) リアクトルコイルの位置

図 2.12 磁気デバイス一体構造モータの寸法

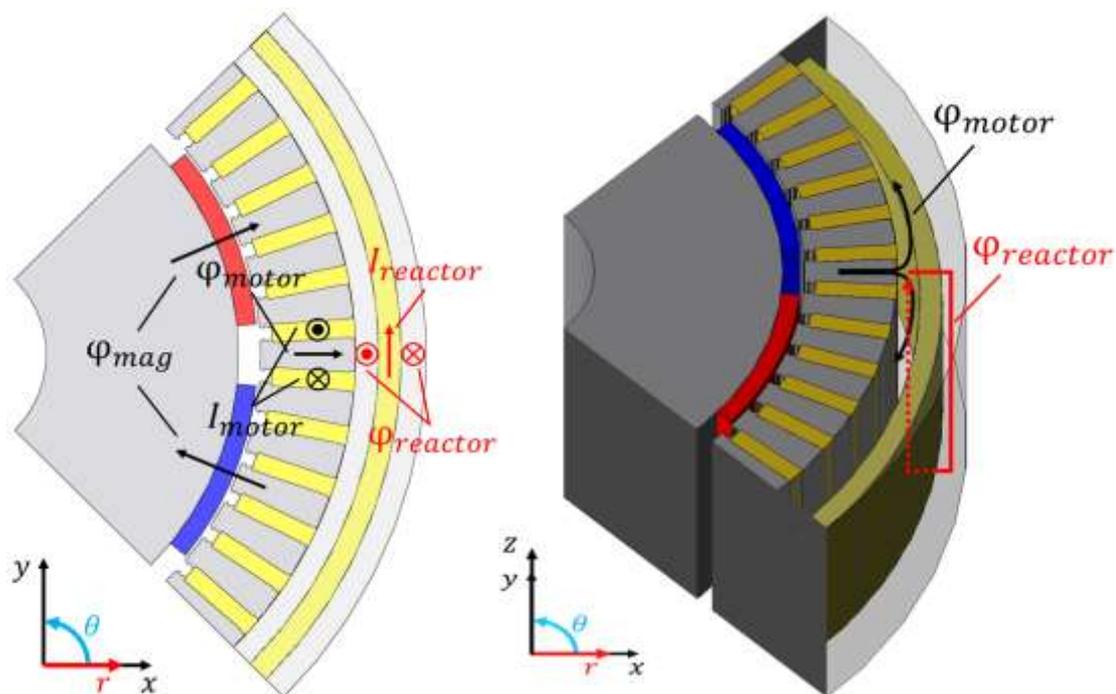
2.2.3 磁気デバイス一体構造モータの動作原理

従来構造であるラジアルギャップ型永久磁石モータが動作している時磁束の流れを図 2.13(a)に示す。この形のモータでは回転子にある永久磁石から発生する磁束 φ_{mag} と、モータの巻線電流 I_{motor} で発生する磁束 φ_{motor} はともにエアギャップを通して、モータの径方向(r 方向)および周方向(θ 方向)に流れる。

そして同図(b)に、本研究で提案する磁気デバイス一体構造モータが動作しているときの磁束の流れを示す。従来構造と同じ、 φ_{mag} と φ_{motor} は径方向および周方向に流れるのに対し、リアクトルコイルに流れる電流 $I_{reactor}$ で発生する磁束 $\varphi_{reactor}$ は径方向および軸方向である。このようにモータの固定子バックヨークと DC/DC コンバータのリアクトル 2 種類の磁気デバイスの磁路を共有することで、発進・登坂などモータの低出力運転時(リアクトル電流小)には通常運転ができ、弱め界磁制御を使用する高速道路の走行や追い越しなど高出力運転時(リアクトル電流大)にはモータバックヨークが磁気飽和してモータ誘起電圧が低下するため、弱め界磁電流が低くなり、同じ回転速度において従来のモータより高いトルク出力が期待できる。



(a) ラジアルギャップ構造磁束の流れ



(b) 磁気デバイス一体構造磁束の流れ

図 2.13 磁気デバイス一体構造モータの動作原理

2.3 磁気デバイス一体構造モータの動作確認

本節では、電磁界解析ソフトウェア JMAG Designer (株式会社 JSOL) を用いて、有限要素法による電磁界解析で磁気デバイス一体構造モータがモータとして妥当であることについて述べる。

提案するモータの特性を計算するため、まずはリアクトルコイルに流れる電流 $I_{reactor}$ の値を算出する必要がある。図 2.14 にバッテリー、昇圧コンバータ、インバータからなる提案モデルの駆動回路のイメージ図を示す。バッテリー電圧 V_{in} がコンバータにより昇圧し、インバータの入力電圧 V_{out} となる。モータに最大トルク/電流 (MTPA) 制御をかけたとき、定格に達するまでインバータ出力の上昇とともにモータの出力が上昇し、 $I_{reactor}$ の値も上昇する。なお、インバータの出力が最大定格になるとモータの出力が最大になり、 $I_{reactor}$ の値も最大になる。インバータ出力 P_{inv} (モータ出力 P_m) が決まれば、式(2.1)を用いてリアクトルに流れる電流を計算することができる。

$$V_{in} \times I_{reactor} = \frac{P_{inv}}{\eta_{inv} \times \cos \theta_{inv} \times \eta_{con} \times \cos \theta_{con}} \quad (2.1)$$

上式は電力の関係を表したもので、 η_{con} 、 η_{inv} はコンバータとインバータの効率、 $\cos \theta_{con}$ 、 $\cos \theta_{inv}$ はコンバータとインバータの力率である。文献(27)と文献(28)から、現在車載レベルの昇圧コンバータとインバータの最大効率がそれぞれ 96% および 99% まで達したと報告される。また、コンバータとインバータの力率は回路設計、制御方式、駆動対象などにより影響されやすいため、検討では式(2.1)右辺の分母を定数 0.9 として計算を行う。なお、本研究では提案したモータの最大出力性能検討に着目するため、定常状態におけるリアクトルに流れる電流 $I_{reactor}$ の高調波成分を無視し、直流とみなす。

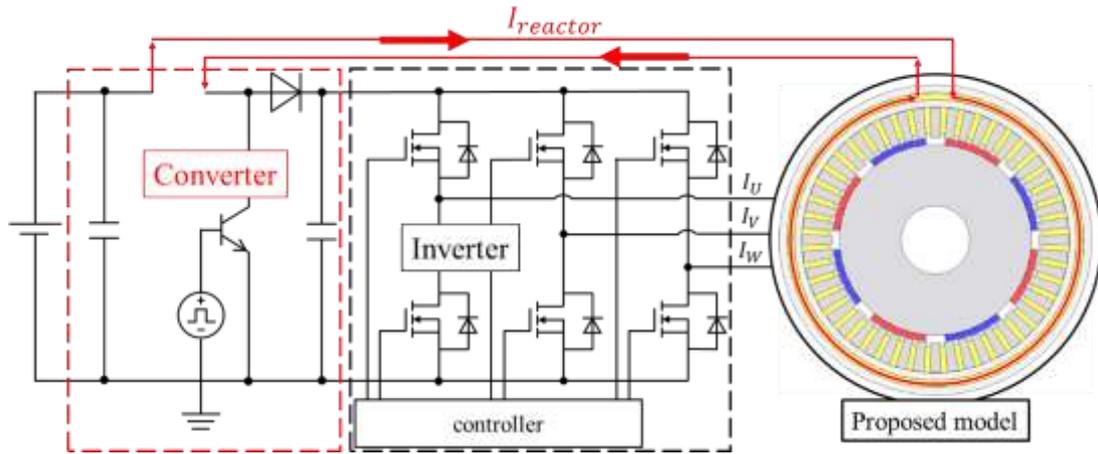


図 2.14 提案モデルの駆動回路のイメージ

表 2.2 ベースモデルの解析条件

Simulation Mode	Transient Response Analysis
Maximum motor line voltage	300 V
Maximum motor line current	270 A
Control method	MTPA & Flux weakening control

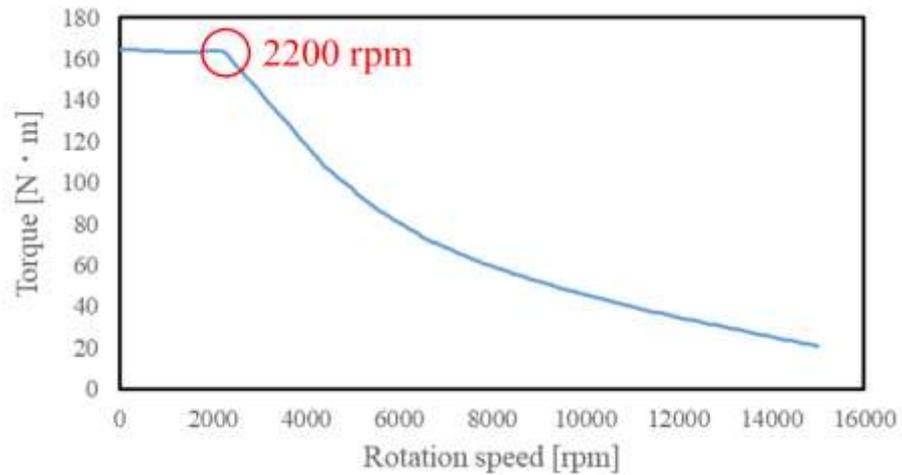


図 2.15 ベースモデルの N-T 特性

ベースモデルが三相 PWM インバータ駆動と想定する。表 2.2 に解析条件を、図 2.15 に FEM により解析したベースモデルの N-T 特性を示す。この図をみると、ベースモデルの基底回転速度は 2200 rpm であり、基底回転速度におけるトルクは 163.825 N・m であることがわかる。

提案モデルはベースモデルと同じ表 2.2 に示すインバータ最大定格条件を使用して解析を行う。バッテリー電圧 V_{in} の値が 200 V と想定し、インバータの出力条件を式(2.1)に代入すると、インバータ最大出力時においてリアクトルに流れる電流 $I_{reactor}$ の値が 389.7 A と計算され、解析に近似値である 390 A とする。表 2.3 に提案モデルの解析条件を示す。これから 3D-FEM を用いて提案する磁気デバイス一体構造モータの特性を算定し、ベースモデルと比較する。

図 2.16 に 2200 rpm における提案モデルとベースモデルのトルク特性の比較を示す。図(a)より、ベースモデルと同様の条件で駆動するとき、リアクトルコイルに電流を流れるか否か、提案モデルはベースモデルとほぼ同等のリップルでトルクを出力することを確認し、提案モデルがモータとして機能することがわかる。同図(b)を見ると、リアクトルコイルに電流が流れないとき、提案モデルのトルクがベースモデルより 8.53%下がったことがわかる。なお、無通電時と比べ、リアクトルコイルに電流が流れるときにトルクが 14.15%減少したことが確認できた。

一方、SPMSM が出力したトルクは永久磁石による鎖交磁束 ψ_a を用いて、式(2.2)で表すことができる。

$$T = P_n \{ \psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.2)$$

ここで P_n は極対数、 ψ_a は永久磁石による鎖交磁束、 i_d と i_q は電機子電流の d 軸と q 軸成分、 L_d と L_q は d 軸と q 軸インダクタンスである。SPMSM では

$L_d = L_q$ の関係が成り立つため、提案モデルのリアクトルに電流を流れるときのトルク減少率は、式(2.2)より ψ_a の減少率と等しい。また、巻線抵抗を無視するとモータの誘導起電力を V_o 、回転子角速度を ω とすると、式(2.3)の関係が成立するため、提案モデルが高出力運転時のモータ誘起電圧を低下させる効果が証明される。

$$V_o = \omega \sqrt{(\psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (2.3)$$

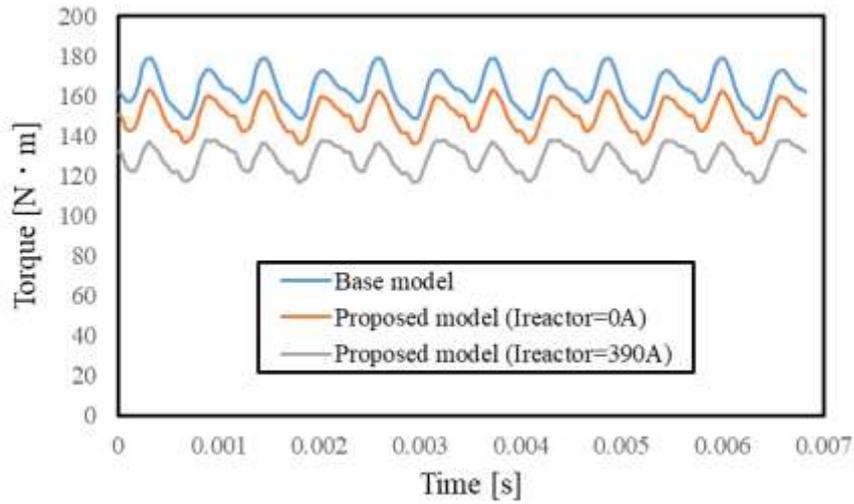
2.4 まとめ

本章では、初めに回転子構造、巻線方式と永久磁石の種類から永久磁石モータの基本構造と回転原理について説明した。次いで、ベースモデルであるSPMモータの諸元を説明した上、それに基づいて本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの構成と各部分の寸法を述べた。

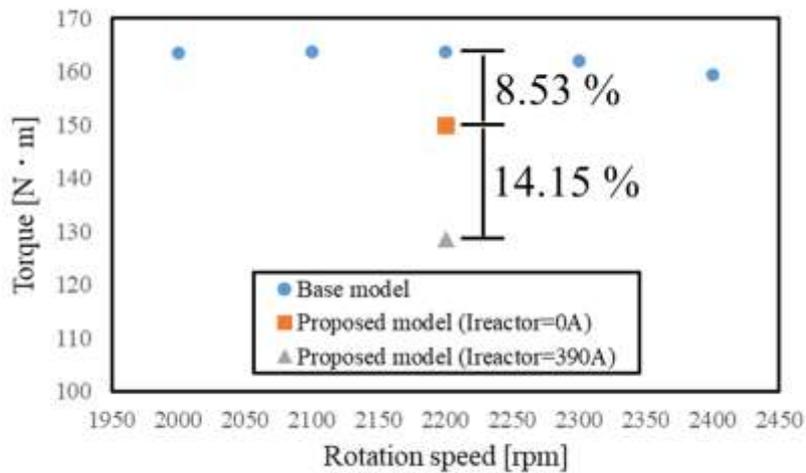
なお、従来構造であるラジアルギャップモータが動作時磁束の流れ方との比較から、提案した磁気デバイス一体構造モータの動作原理について述べた。最後に、3D-FEMを用いてベースモデルと提案モデルのトルク特性の比較検討から、提案モデルが高出力運転時のモータ誘起電圧を低下させる効果が示された。

表 2.3 提案モデルの解析条件

Simulation Mode	Transient Response Analysis
Current flowing in Reactor Coil	0 A / 390 A
Number of turns of Reactor Coil	10
Maximum motor line current	270 A



(a) 解析したトルク波形の比較



(b) 出力した平均トルクの比較

図 2.16 2200 rpm におけるベールモデルと提案モデルのトルク特性の比較

第3章 表面磁石型同期モータの RNA モデルの導出

本章では、まず後章での解析の基礎となる磁気抵抗回路網解析 (Reluctance Network Analysis: RNA)の基礎について述べ、角型鉄心を例とした RNA モデルの導出方法と磁気材料の非線形特性を考慮した解析手法について、数式を用いて説明する。次いで、この手法を用いて分割方法、巻線電流による起磁力分布の設定、回転子の駆動表現、そしてトルク特性の計算手法この4部分から前章で述べたベースモデルの RNA モデルの構築方法について述べる。最後に RNA による電流駆動時のトルク特性算定を行い、有限要素解析による計算結果と比較することで、作成した RNA モデルの妥当性検証を行う。

3.1 磁気抵抗回路網解析(RNA)の基礎

3.1.1 RNA の概要

一般的に電気機器の特性算定には有限要素解析 (Finite Element Analysis: FEA)が用いられる。FEA は、解析対象を複数の要素と呼ばれる小領域に分割し、各要素における方程式を比較的単純で共通な補間関数で近似することで、解析的に解くことが難しい微分方程式の近似解を数値的に得る方法の一つである⁽²⁹⁾。有限要素法は解析精度が高く、磁気デバイスの解析に多く用いられるが、IPMSM のように機器内部の形状や磁束分布が複雑となり、細かな分割が必要な場合や、モータの駆動回路とモータ内部の磁界と関連付けて同時に考慮する場合、FEA では大規模な解析モデルとなり、計算時間が長大化してしまう。

これに対して、解析対象全体を磁気回路網でモデル化して解析する磁気

抵抗回路網解析が提案されている。RNA は解析対象を複数の要素に分割し、それぞれの要素を単位磁気回路で表現することで、解析対象全体を磁気抵抗回路網(リラクタンスネットワーク)としてモデルを構築し、計算する手法である⁽¹⁷⁾。要素の形状やサイズが自由であるため、複雑な形状を有するモータの解析にも適用可能である。

モータの磁界解析による特性算定を行った場合における RNA の特徴を以下に列挙する。

- ① 磁気抵抗の値を非線形関数で与えることで、任意の寸法と材質の解析対象に対して磁気飽和などの特性を考慮した特性算定が可能である。
- ② 有限要素解析に比べ、RNA は解析モデルの導出が容易であり、要素数が少なくて済む。
- ③ 導出されたモデルが磁気抵抗回路網であるため、専門的なモータ解析ソフトが必要とせず、SPICE などの汎用回路シミュレータによる高速かつ高精度な解析が可能である
- ④ モータを表す磁気回路網と、モータを駆動するための電気回路と回路的に結合することにより、電気-磁気連成解析が可能である。

3.1.2 RNA モデルの導出方法

本節では、図 3.1 に示すような巻数 N の巻線が施された角型鉄心を用いて二次元 RNA モデルの導出法について述べ、初めに電気・磁気連成解析の考え方を説明する。

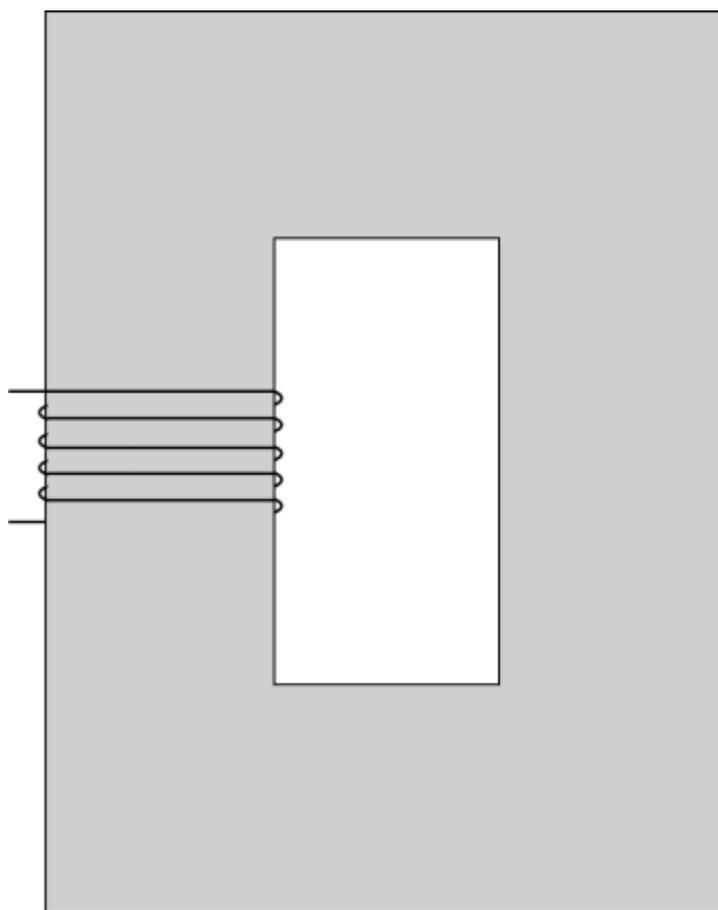


図 3.1 角型鉄心

図 3.1 の回路に交流電圧 e を印加し，この時の巻線電流を i ，磁心磁束を ϕ とすると，電気回路は式(3.1)，磁気回路は式(3.2)が成立する。

$$e = Ri + N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1)$$

$$Ni = R_m \phi \quad (3.2)$$

ここで， R は巻線抵抗， R_m は鉄心の磁気抵抗である。両方程式を電気回路で表現すると図 3.2 のようになる。

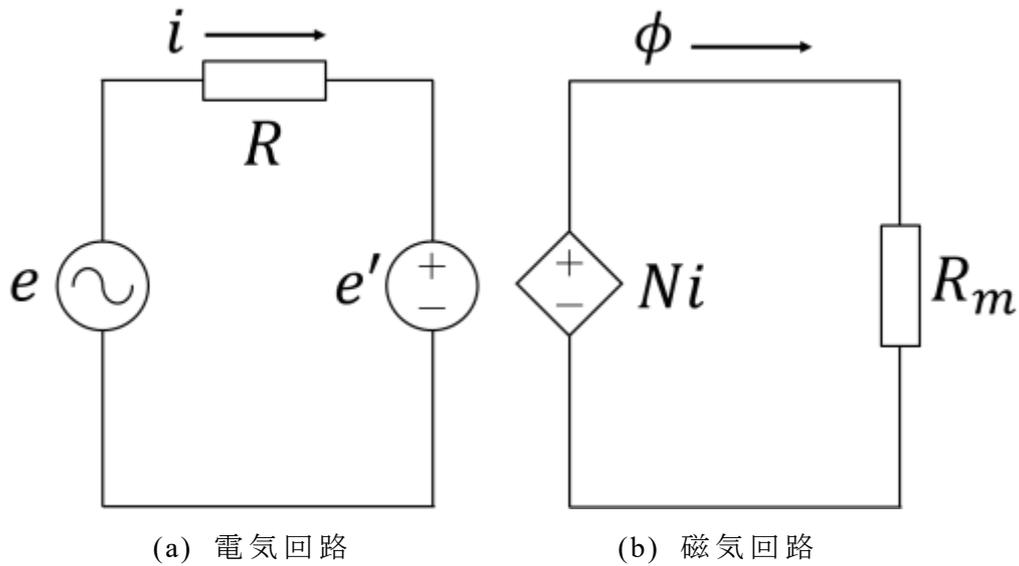


図 3.2 磁心励磁の電気回路および磁心の磁気回路

この時電気回路を流れる電流 i とコイルの巻数 N より決まった磁気回路の起磁力 Ni を、磁気回路の磁気抵抗 R_m の両端にかけると、磁気回路を流れる磁束 ϕ が求まり、磁心磁束による導線の誘起電圧 $e' = N \frac{d\phi}{dt}$ が求まる。以上から図 3.3 に示すように磁束を電圧に変換する電気回路を付加することによって電気・磁気連成解析が可能となる。

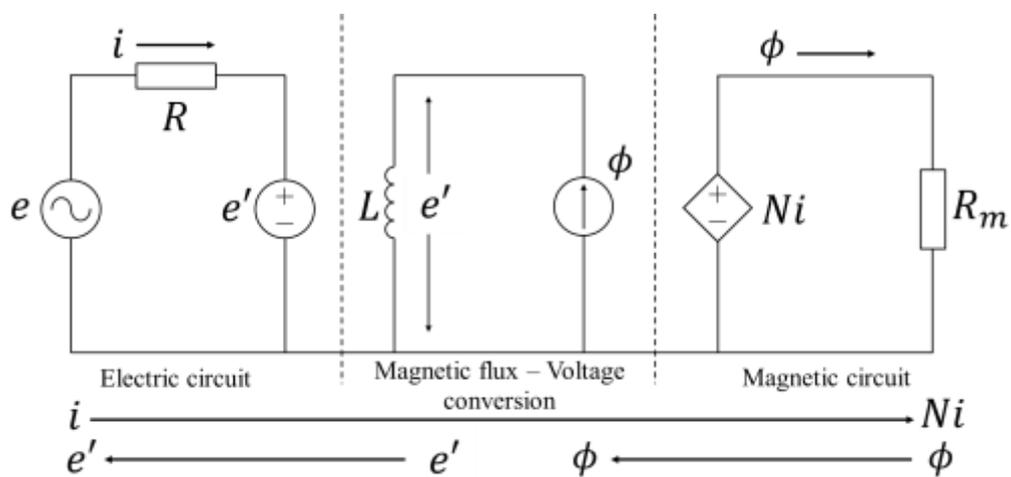


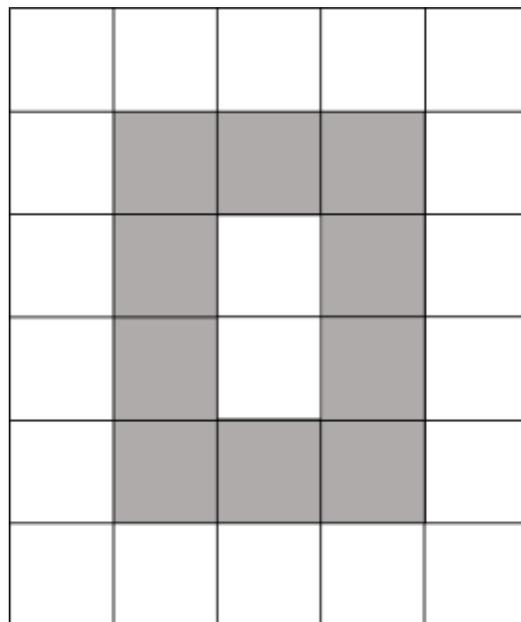
図 3.3 電気-磁気連成回路

次に図 3.1 に示す角型鉄心の RNA モデルの導出について述べる。まず角型コアを，図 3.4 に示すように鉄心部と空気領域で複数の直方体要素に分割する。次に分割した各々の要素を同図(b)に示すような磁束の x 方向成分と y 方向成分に対応する 4 つの磁気抵抗から構成される単位磁気回路を挿入する。

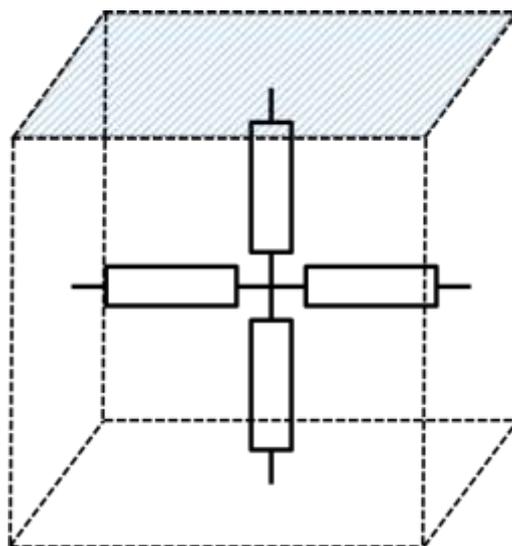
材料の磁気特性が線形の場合，磁気抵抗 R_m は，磁路長 l ，真空の透磁率 μ_0 ，材料の比透磁率 μ_s ，要素の断面積 S を用いて式(3.3)で求めることができる。

$$R_m = \frac{l/2}{\mu_0 \mu_s S} \quad (3.3)$$

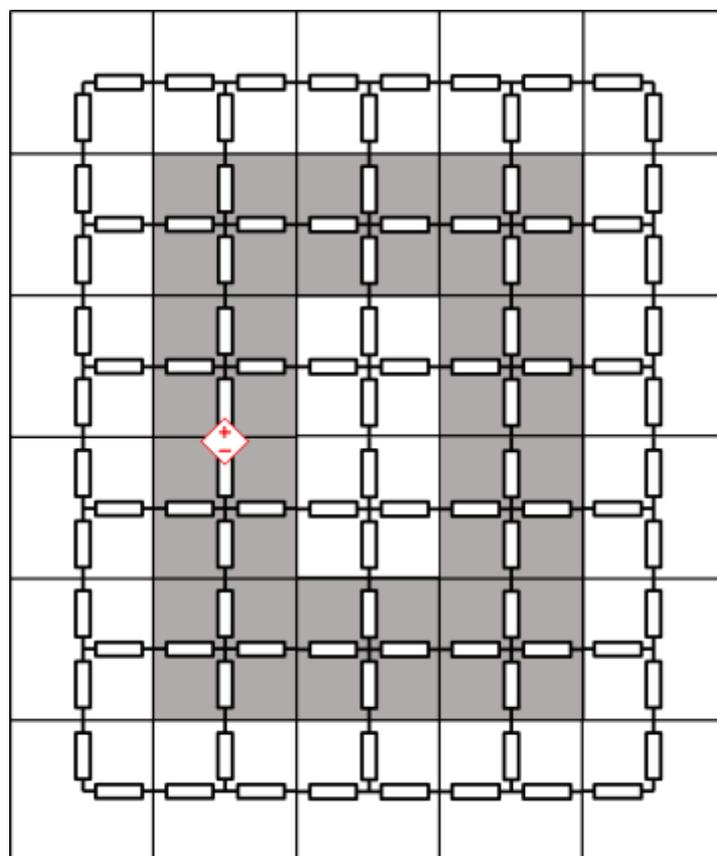
巻線電流 i による起磁力 Ni は，コイルが施されている磁心脚の中心部に配置する。以上の説明から導出した角型鉄心の二次元 RNA モデルを同図(c)に示す。これにより磁心外空間も含め，解析対象の磁束分布を求めることができるモデルの導出ができた。



(a) 角型鉄心の RNA 分割



(b) 単位磁気回路



(c) 角型鉄心の RNA モデル

図 3.4 角型鉄心の分割例

3.1.3 非線形磁気特性の考慮

磁性材料は磁気飽和と呼ばれる非線形磁気特性を持っている。より正確な解析結果を得るため、材料の非線形磁気特性の考慮が必要である。ヒステリシス特性を無視して磁気飽和のみを考慮すると、材料の磁化曲線は式(3.4)に示すように、磁束密度 B の冪級数で近似することができる。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_n B^n \quad (3.4)$$

ここで H は磁界の強さであり、指数 n は磁化曲線の飽和が鋭いほど大きな値になる。 α_1 および α_n は磁化係数と呼ばれ、材料によって決まる定数である。これらの指数と係数の値は与えられた磁化曲線から最小二乗法に基づいて計算される。

図 3.5 のように、磁界の強さ H および磁束密度 B は、磁心磁束 ϕ と巻線電流 i と式(3.5)および式(3.6)の関係が成立する。

$$H = \frac{Ni}{l} \quad (3.5)$$

$$B = \frac{\phi}{S} \quad (3.6)$$

(3.5)、(3.6)式を(3.4)式に代入すると式(3.7)のようになる。

$$Ni = \frac{\alpha_1 l}{S} \phi + \frac{\alpha_n l}{S^n} \phi^n \quad (3.7)$$

よって、 $Ni = R_m \phi$ の関係より、磁束の大きさによって値が変化する非線形磁気抵抗は式(3.8)で与えられる。

$$R_m = \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \phi^{n-1} \quad (3.8)$$

本研究で使用した材料、無方向性ケイ素鋼板 35JN210 のカタログ値より近似した結果を図 3.6、圧粉磁心 HB3_rev1_20deg のカタログ値より近似した結果を図 3.7 に示す。最小二乗法で近似することで、指数 n および係数

α_1 , α_n を求めた。

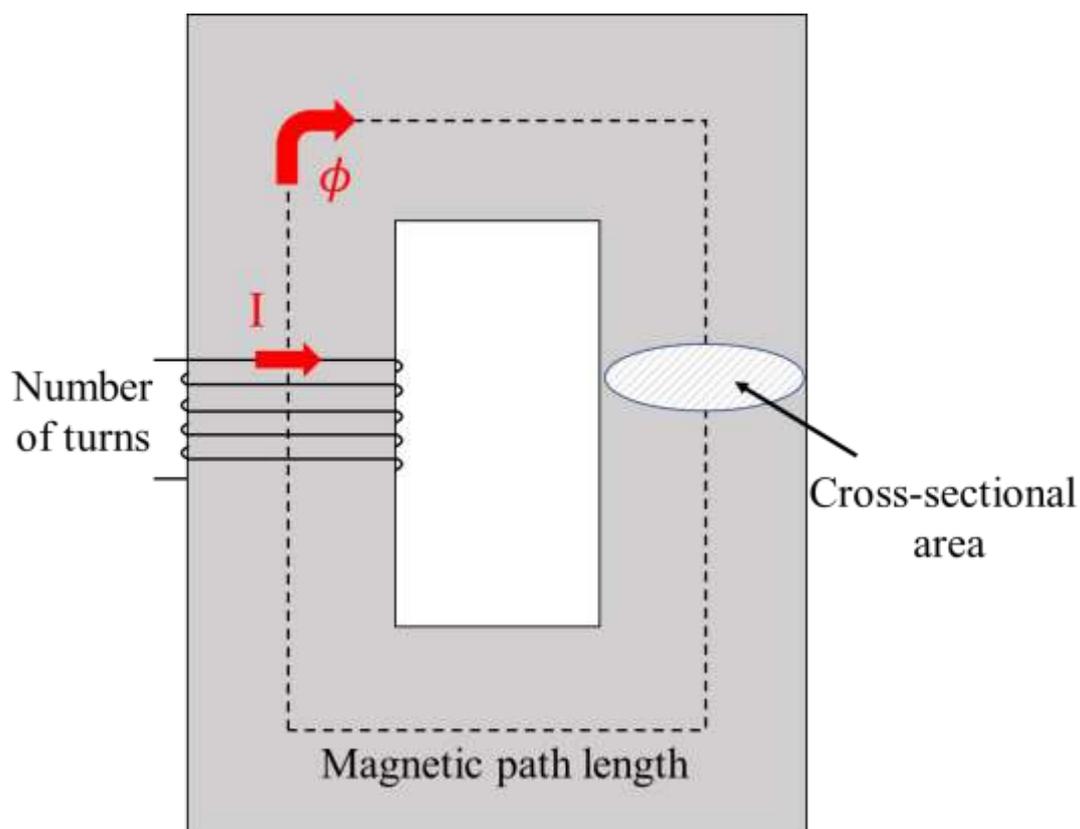


図 3.5 パラメータごとのイメージ

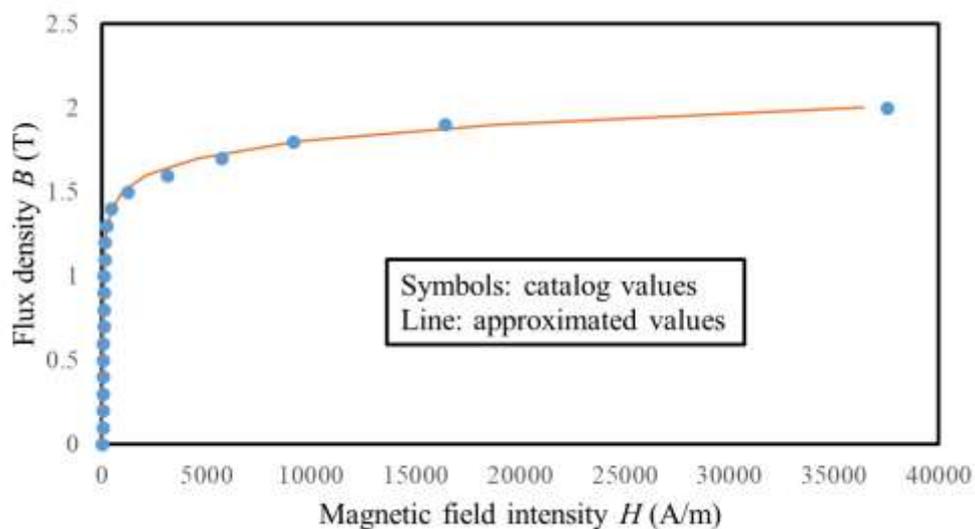


図 3.6 35JN210 の B-H 特性近似

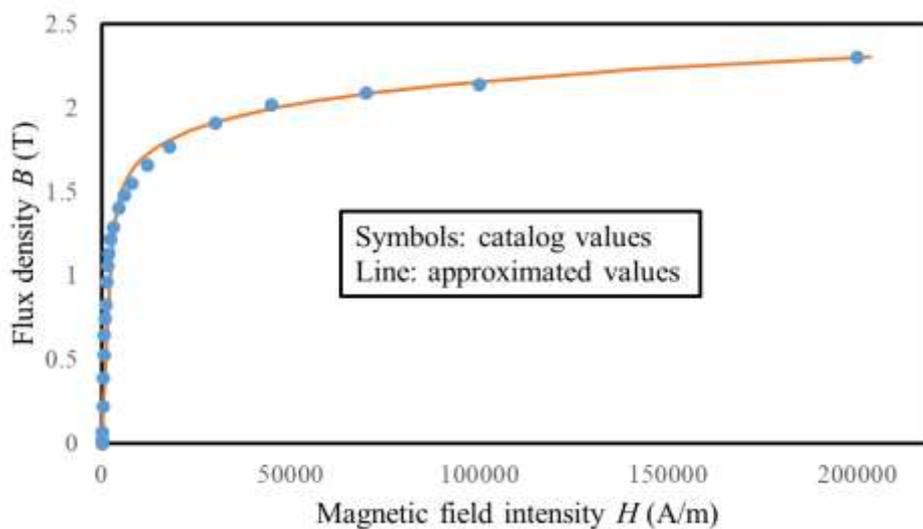


図 3.7 HB3_rev1_20deg の B-H 特性近似

3.2 ベースモデルの RNA モデルの構築と妥当性検証

本節では，前章で述べたベースモデルを対象としてモータ RNA モデルの導出方法について説明し，FEA による解析結果との比較により導出した RNA モデルの妥当性を検証する。

3.2.1 ベースモデルの分割方法

文献(18)と(30)において，RNA に基づくモータのモデリング手法が提案されている。ベースモデルの RNA の導出においては，表面磁石モータの形状や磁束の流れを考慮して複数の要素に分割する。本モデルの固定子ティース数は 48 であるため，モデルをまず図 3.12 に示すように周方向に 48 分割する。

本モータの固定子はティースの先端につばを有している。細かい分割について，図 3.13(a)に 1 ティース分を取り上げ，同図(b)を用いて詳細の RNA 分割を述べる。計算の便利性と精度を両立するため，ティースの先端とティース間空気部分は等分割して 1 ティースあたり 6 分割，全体で 288 分割する。巻線が挿入されるスロット部分は 1 ティースで 4 分割，全体で 192 分割し，固定子ヨーク部は 1 ティースで 3 分割，全体で 144 分割する。径方向の分割について，ティースとスロットの部分を各 2 分割，固定子ヨーク部を 1 分割する。

固定子ヨーク，ティース，コイル，空気，磁石および回転子ヨークを以上説明したように分割し，各部分のパラメータから算出した磁気抵抗に置き換え，周方向に展開しするとモータの RNA モデルが構築される。

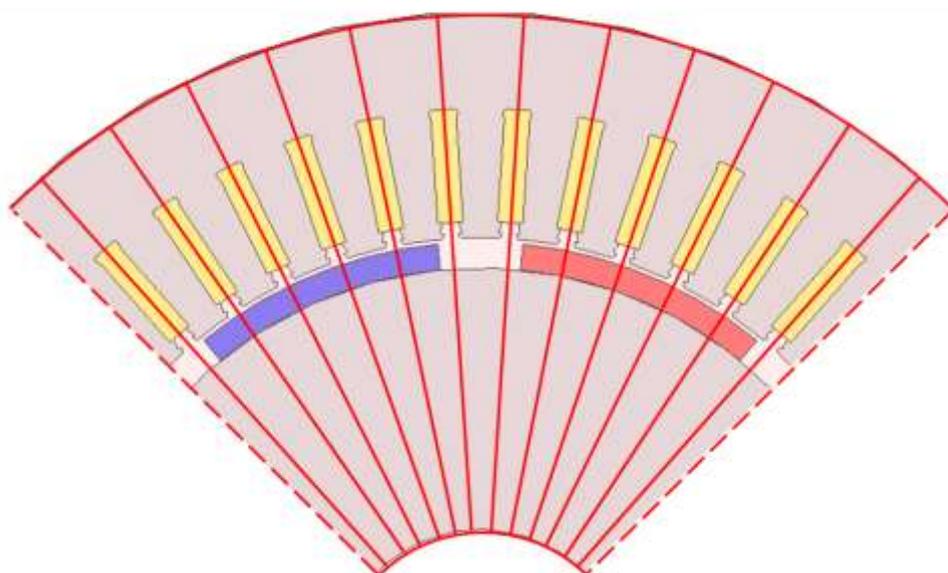
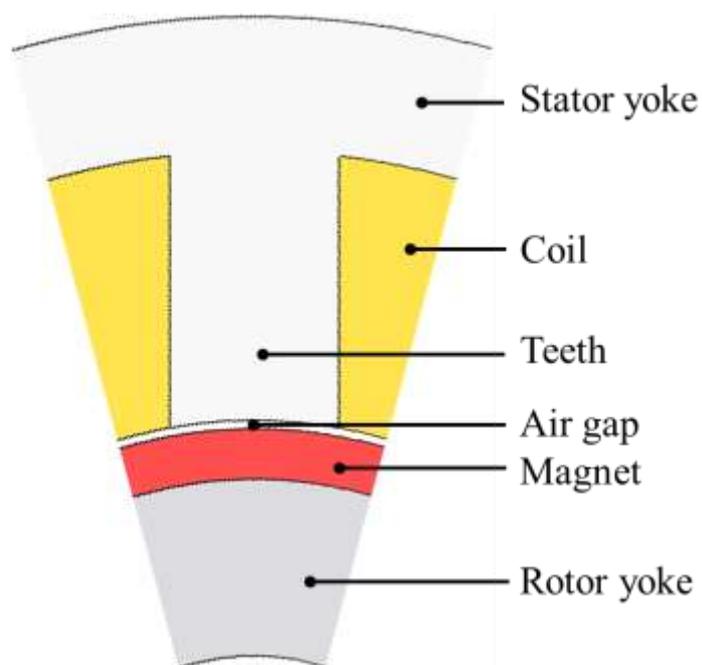
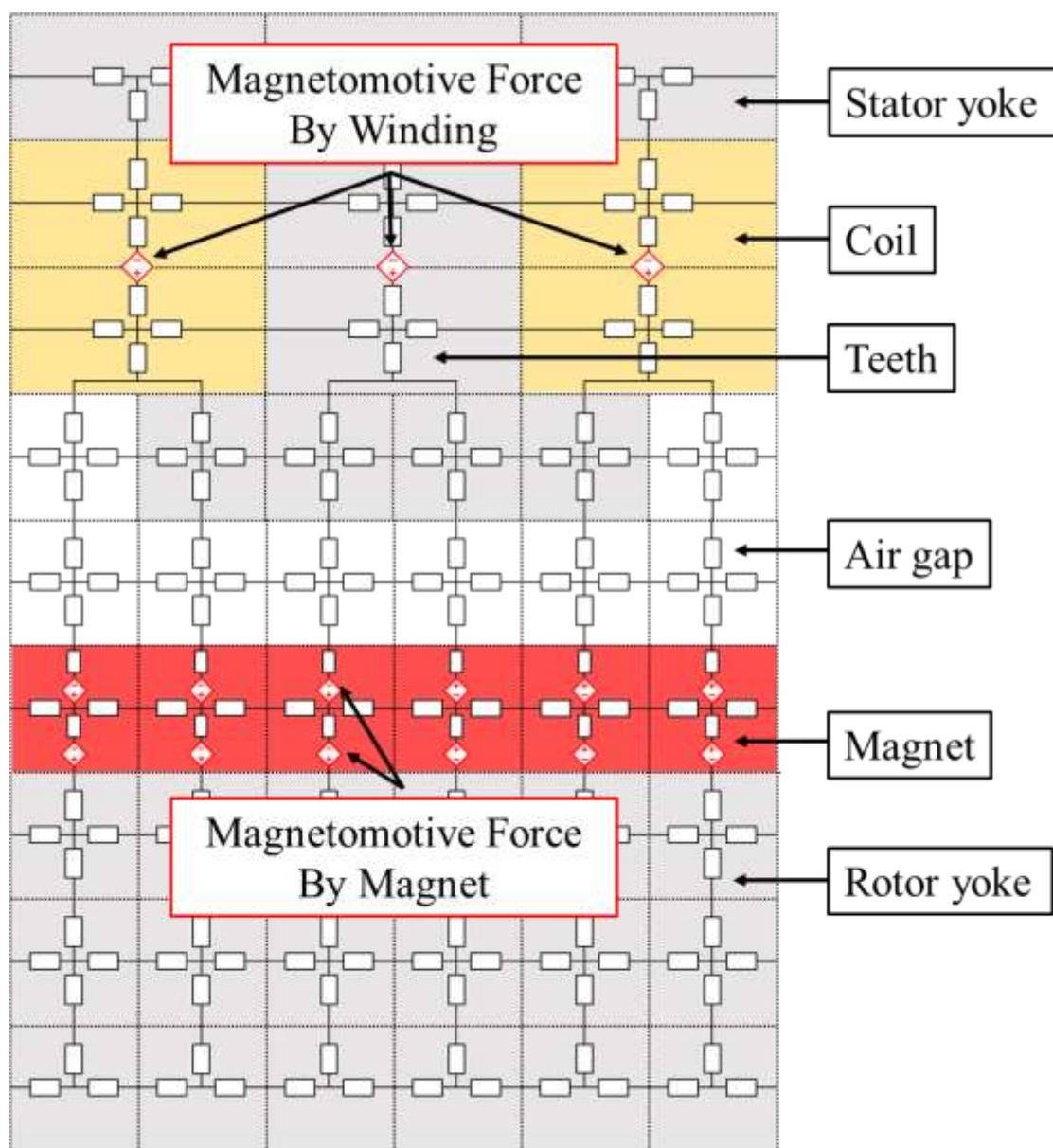


図 3.12 分割のイメージ(1/4)



(a) 1 ティース分モータモデルのイメージ



(b) RNA モデル詳細(1/48)

図 3.13 1 ティース当たりの RNA モデル

3.2.2 巻線電流による起磁力分布の設定

分布巻方式の巻線が施されるモータでは巻線が複数のティースを跨いで巻かれているため，RNA モデルにおいて起磁力分布の設定が必要となる。起磁力を考慮する際に磁心部分であるティースだけでなく，巻線に跨がれたスロット部分も考慮した。起磁力の向きは固定子から回転に向かっていく方向を正とした。本モデルの固定子における起磁力分布の設定を図 3.14 に示す。したがって，同図に示すように固定子及びスロットの要素には，それぞれ 2 個もしくは 3 個の起磁力を配置する。

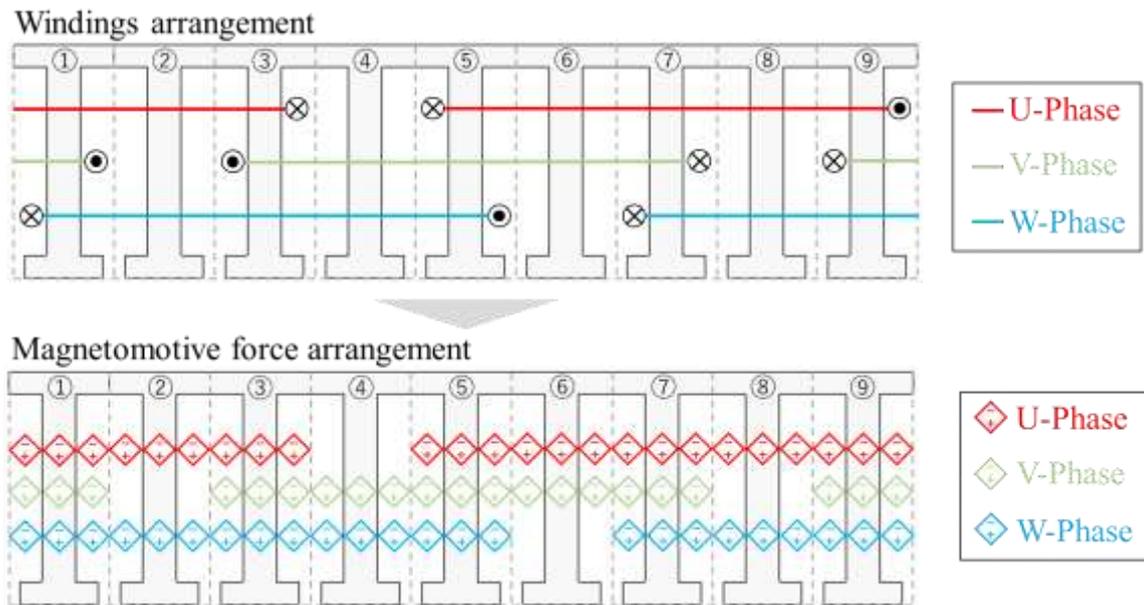


図 3.14 固定子起磁力の設定

3.2.3 回転子の駆動表現

RNA において永久磁石回転子の回転を考慮するために、永久磁石の起磁力 F_c [A] を回転子位置角 θ [rad] の関数で表すことで回転を模擬する手法が提案されている⁽³⁰⁾。本研究に使用したベースモデルの回転子は 8 極であり、径方向に一様に着磁されているため、その径方向起磁力分布は図 3.16 に示すようになる。

図 3.17 のように、磁石起磁力の径方向分布は式(3.9)のように方形波で近似することができる。

$$F_c(\theta) = \frac{2f_c}{\pi} \tan^{-1}(B \sin(p\theta)) \quad (3.9)$$

ここで、 p は極対数である。 B は任意の係数であり、大きくなるほど関数により方形波に近づく。 f_c は永久磁石の径方向起磁力であり、磁石保磁力 H_c [A/m] と磁石の径方向長さ l_{mr} [m] を用いて、式(3.10)で与えられる。

$$f_c = H_c l_{mr} \quad (3.10)$$

図 3.18 にギャップ - 回転子コア間磁石部の磁気回路の拡大図を示す。RNA モデルの磁石部の各要素にある磁石起磁力の間には空間的な位相差があるため、要素ごとの起磁力を式(3.11)で与える。

$$\begin{aligned} F_{c1}(\theta) &= \frac{2f_c}{\pi} \tan^{-1}(B \sin(p\theta)) \\ F_{c2}(\theta) &= \frac{2f_c}{\pi} \tan^{-1}\left(B \sin\left(p\left(\theta - \frac{360}{n} \times \frac{\pi}{180}\right)\right)\right) \\ F_{c3}(\theta) &= \frac{2f_c}{\pi} \tan^{-1}\left(B \sin\left(p\left(\theta - 2 \times \frac{360}{n} \times \frac{\pi}{180}\right)\right)\right) \\ &\vdots \\ F_{cn}(\theta) &= \frac{2f_c}{\pi} \tan^{-1}\left(B \sin\left(p\left(\theta - (n-1) \times \frac{360}{n} \times \frac{\pi}{180}\right)\right)\right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

ここで、 n は磁石部の周方向分割数である。

したがって、回転子が回転し、回転子の磁気回路が要素 m 個分移動した場合、RNA回路において各要素の起磁力の位相を $m \times \frac{360}{n}$ 度進めさせることで、回転運動が表現できる。

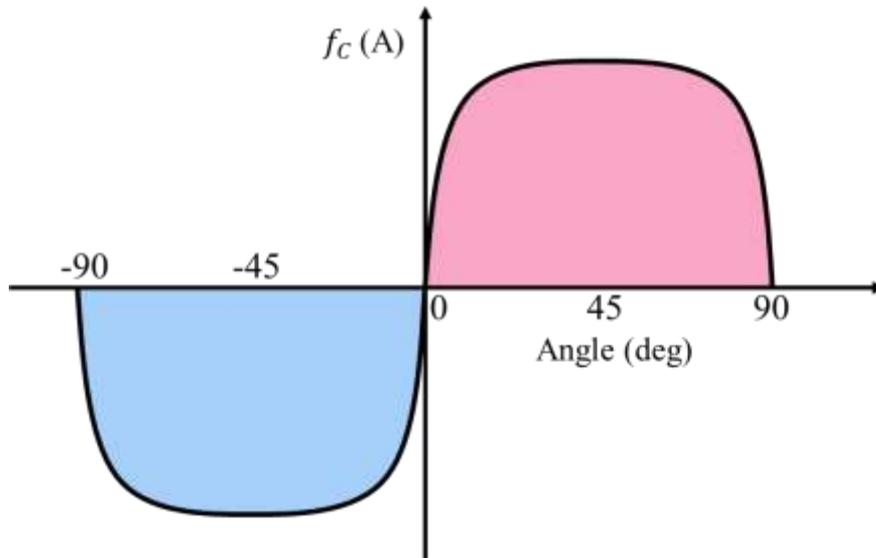


図 3.16 磁石起磁力の径方向分布

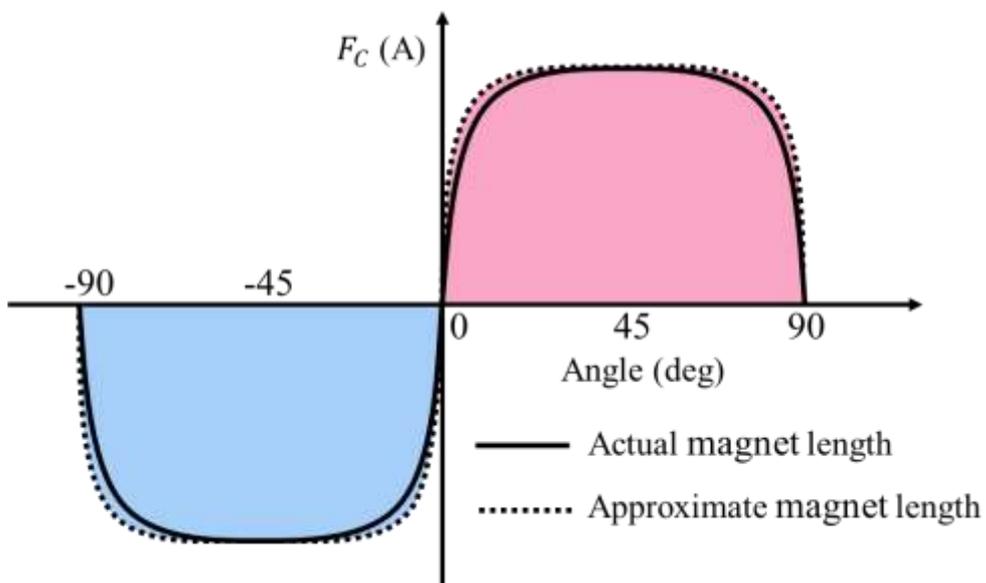


図 3.17 磁石起磁力の近似

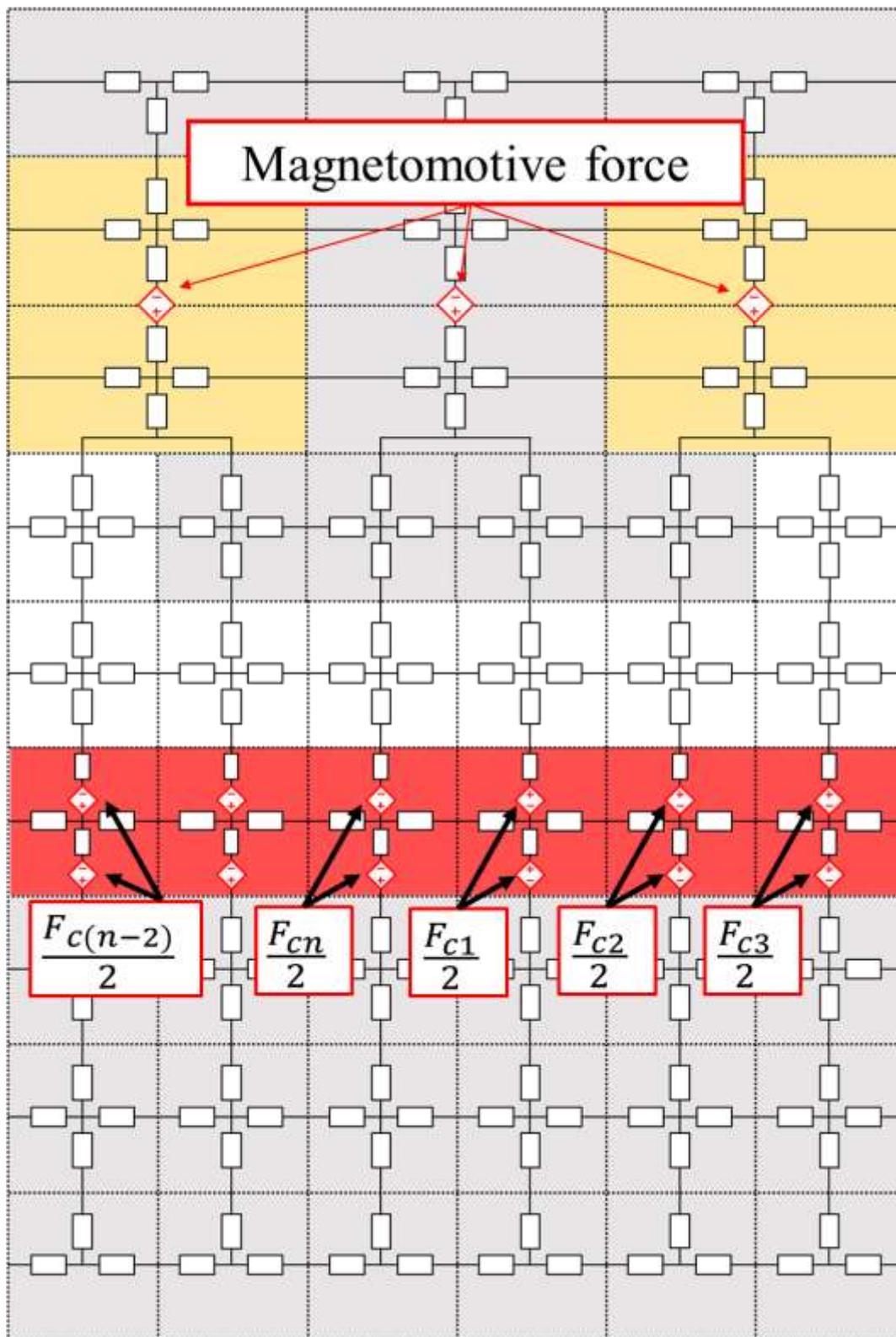


図 3.18 RNA モデルの磁石部拡大図

3.2.4 RNA に基づくトルクの算定手法

RNA におけるモータトルクの統一的算定手法が提案されている⁽³⁰⁾。これではそれを基に，作成したモータの RNA モデルにおけるトルク算定手法について説明する。

図 3.19 に示す円筒座標系に置かれた回転子に働くトルク τ_m [N・m]は，式(3.12)で表せる。

$$\tau_m = \int_V \{r(\mathbf{I} \times \mathbf{B})_\theta + \mathbf{B} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \theta}\} dV \quad (3.12)$$

ここで， \mathbf{I} は磁界中に置かれた導体に流れる電流密度ベクトル， \mathbf{B} は磁束密度ベクトル， \mathbf{H} は磁界強度ベクトルである。式の右辺第 1 項は磁界中に置かれた導体に作用する力を表し，第 2 項は磁界が磁性体に作用する力を表す。

本研究に使用した表面磁石モータにおいて，回転子に導体が存在しないため，式の右辺第 1 項は省略でき，トルクは式(3.13)となる。

$$\tau_m = \int_V \mathbf{B} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \theta} dV \quad (3.13)$$

さらに， \mathbf{B} と \mathbf{H} 成分のうちに周方向成分と軸方向成分が十分小さく，本研究において無視できるため，磁束密度と磁場強度の径方向成分 B_r [T]および H_r を用いて，トルクは式(3.14)で与えられる。

$$\tau_m = \int_V B_r \frac{\partial H_r}{\partial \theta} dV \quad (3.14)$$

図 3.20 に再度磁石部の磁気回路の拡大図を示す。図中の ϕ_{rj} [Wb]は回転子磁石部の j 番目の要素の磁束の径方向成分であり， f_{rj} [A]は回転子磁石部の j 番目の要素の起磁力の径方向成分である。磁気回路に挿入され，各要素の中には上下左右 4 つの磁気抵抗があるため，これに対して 2 つの径方向磁束と 2 つの径方向起磁力が存在するが，図中の ϕ_{rj} と f_{rj} はそれぞれの磁

束と起磁力の平均値である。したがって、式(3.14)を離散化して、本モデルにおいてモータトルクは次式で計算することができる。

$$\begin{aligned} \tau_m &= \int_V B_r \frac{\partial H_r}{\partial \theta} dV \\ &= \frac{n_\theta}{4\pi} \sum_{j=1}^{n_\theta} \phi_{rj} (f_{rj+j} - f_{rj-1}) \\ &= \frac{288}{4\pi} \{ \phi_{r1} (f_{r2} - f_{r288}) + \phi_{r2} (f_{r3} - f_{r1}) + \dots + \phi_{r288} (f_{r1} - f_{r287}) \} \end{aligned} \quad (3.15)$$

ここで、 n_θ は磁石部の周方向要素数、本研究において 288 である。以上のようにして、本モデルではモータトルクを算定する。

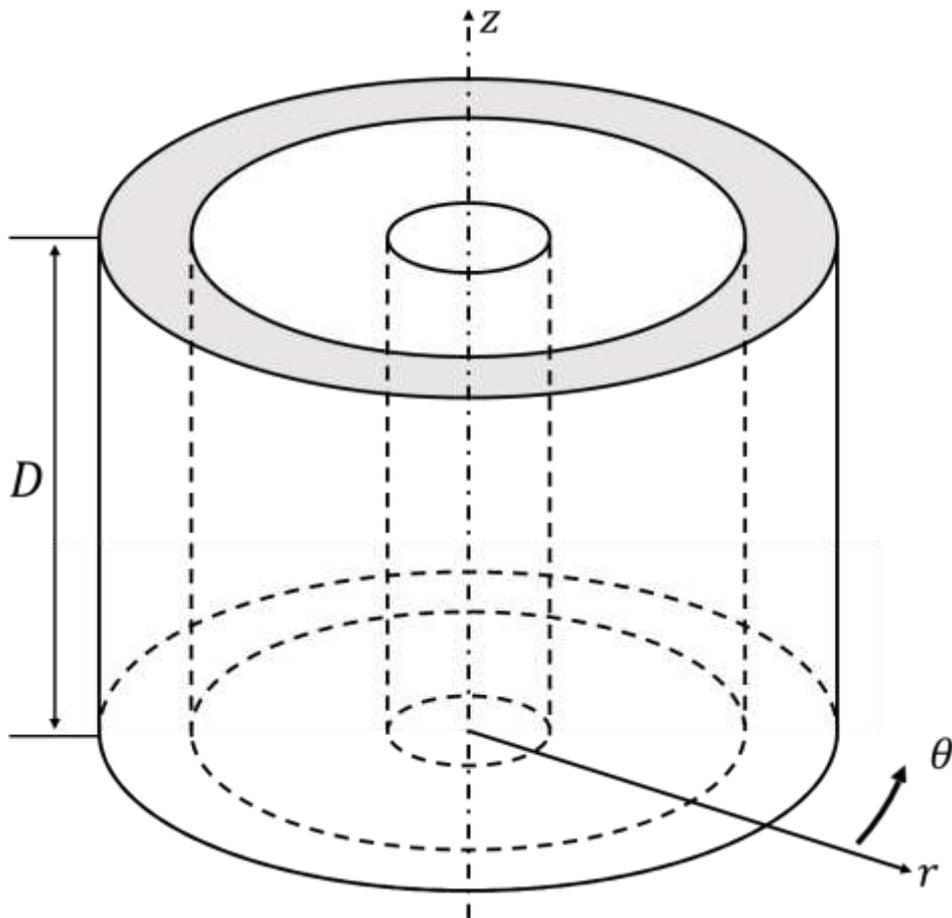


図 3.19 円筒座標系に置かれた回転子

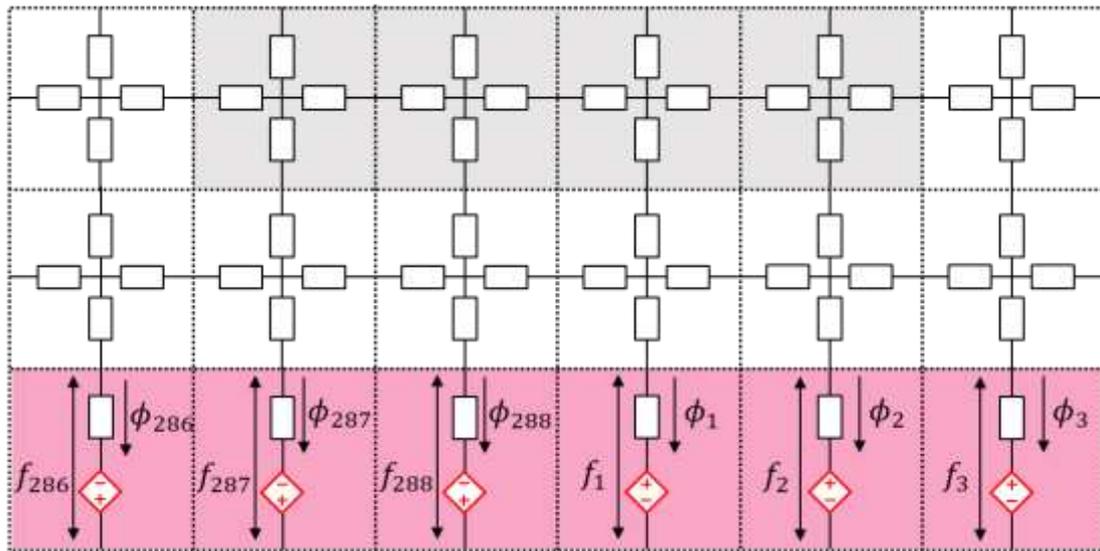


図 3.20 表面磁石モータの RNA モデルにおいてトルク計算に用いる各要素の磁束と起磁力

3.2.5 RNA モデルの妥当性検証

構築した RNA モデルの妥当性を検証するために解析ソフトウェア OrCAD PSpice Ver.17.4(Cadence Design Systems 株式会社)を用いた RNA モデルと、解析ソフトウェア JMAG Designer Ver.22.0(株式会社 JSOL)を用いた FEM モデルによる電磁界解析を行い、それぞれにより算出した特性を比較する。

表 3.1 に RNA と FEA モデルの解析条件を示す。SPM モータを三相 RL 回路と見なし、図 3.21 に示す RNA と FEA モデルの電気回路のように両モデルは一樣の三相電流源と接続して解析を行う。図中の e_U , e_V , e_W は鎖交磁束により三相巻線に生じる逆起電力であり、 R_U , R_V , R_W は巻線抵抗である。RNA, FEM による電磁界解析ともに電気角一周分において 0.005s まで無励磁(0 A)と励磁状態(270 A)の 2 条件で検討を行っている。

図 3.22 に無励磁状態の U 相鎖交磁束特性、図 3.23 に 270A 励磁の時の

トルク特性を示す。図 3.22 において RNA と FEM の結果にわずかな差はみられた。また、後述する駆動回路と連成解析時の解析速度を考慮するため、RNA モデルではモータの分割数を荒く設定したことに起因する高調波がみられる。図 3.23 において RNA モデルで計算してトルクは、トルクリップルが FEM より大きく計算されているものの、平均トルクは RNA と FEM とで同等の値を得られていることから、構築した RNA モデルの妥当性が確認できる。

表 3.1 解析条件

Simulation Mode	Transient Response Analysis
AC Current	0 A / 270 A
Frequency	200 Hz

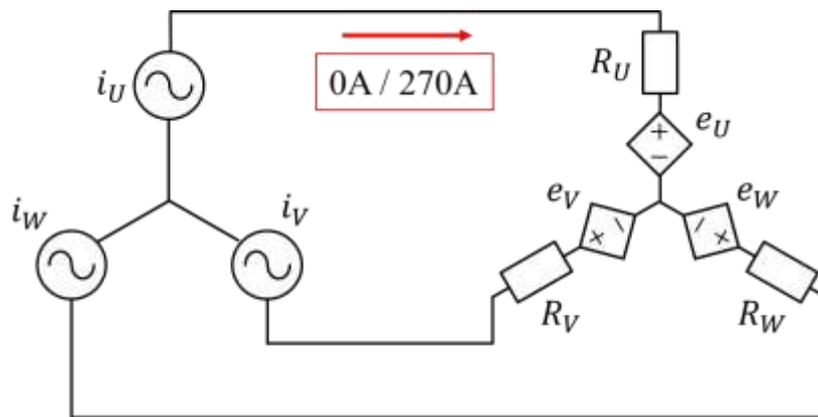


図 3.21 解析モデルの電気回路

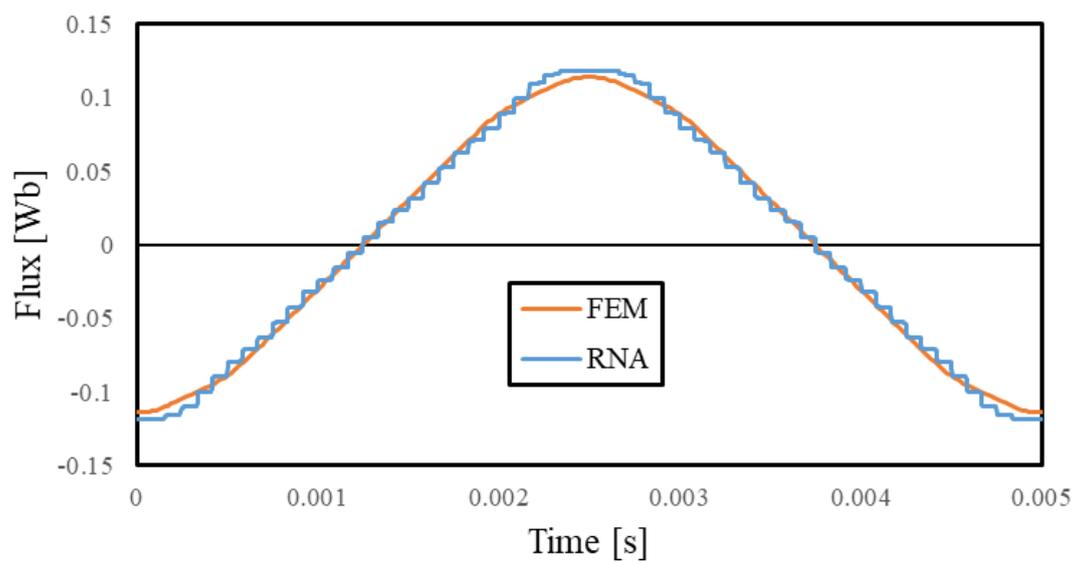


図 3.22 無励磁時の U 相鎖交磁束

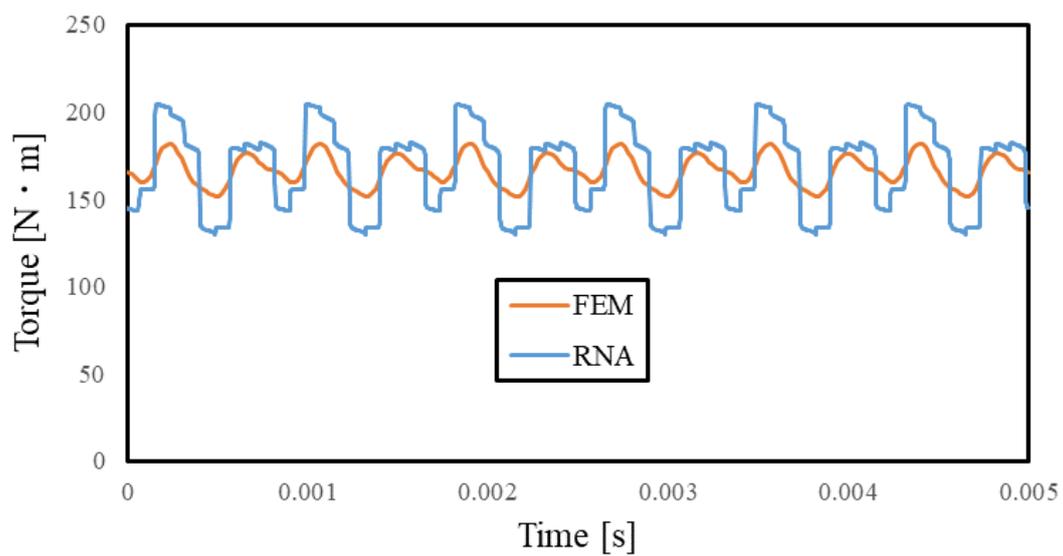


図 3.23 270A 励磁時のトルク特性

3.3 まとめ

本章では、まず RNA の特徴について述べ、角型鉄心を用いて RNA モデルの導出方法について説明した上、非線形磁気抵抗を使用することで材料の非線形磁気特性を考慮した解析が可能であることを示した。

次いで、ベースモデルである SPM モータを大きく、分割手法、巻線電流による起磁力分布の設定、回転子の駆動表現、トルクの算定手法に分け、モータの RNA モデルの導出方法について述べた。

そして、その RNA モデルを用いてベースモデルが無励磁と励磁状態で動作する場合の特性算定を行い、その計算結果と FEA と比較したところ、RNA モデルの計算結果は FEA の計算結果と概ね一致し、構築したベースモデルの RNA モデルの妥当性が示された。

したがって、本章の検討により、RNA によるモータの特性算定が有用であることが明らかになった。

第4章 RNAに基づくモータ駆動システムの効率算定手法

家庭や工場は一般的に交流電源を使用しているが、その電圧と周波数は一定であるため、同期モータを始動させることができない。近年では、周波数と電圧の大きさを自由に変えることができる三相インバータが同期モータの駆動に多く使われている。

前章では、理想的な正弦波で駆動した場合の表面磁石型同期モータ RNA モデルの特性を計算したが、一般的に永久磁石モータは PWM インバータで生成される疑似正弦波によって駆動されるため、モータの励磁電流にはスイッチングに伴う高調波が含まれ、モータの損失が増加する。本章では、前章で RNA モデルを導出したベースモデルである SPM モータを対象とし、モータ駆動回路である昇圧コンバータとインバータを連成したモデルを構築し、モータ駆動システム全体の効率算定作成手法について検討する。

4.1 PWM インバータの基礎⁽³¹⁾

インバータとは、電圧と周波数が一定である商用電源を交流の可変電圧、周波数電源に変換する電源装置である。負荷に電力を供給する方法として電流形あるいは電圧形に分類される。図 4.1 に示すように、電圧形インバータでは直流回路が電圧源となり、電流形は電流源となる。また、インバータからの出力は、正弦波、方形波、PWM、多重型に分類される。ここでは、交流モータの制御に広く用いられている電圧形 PWM インバータについて述べる。

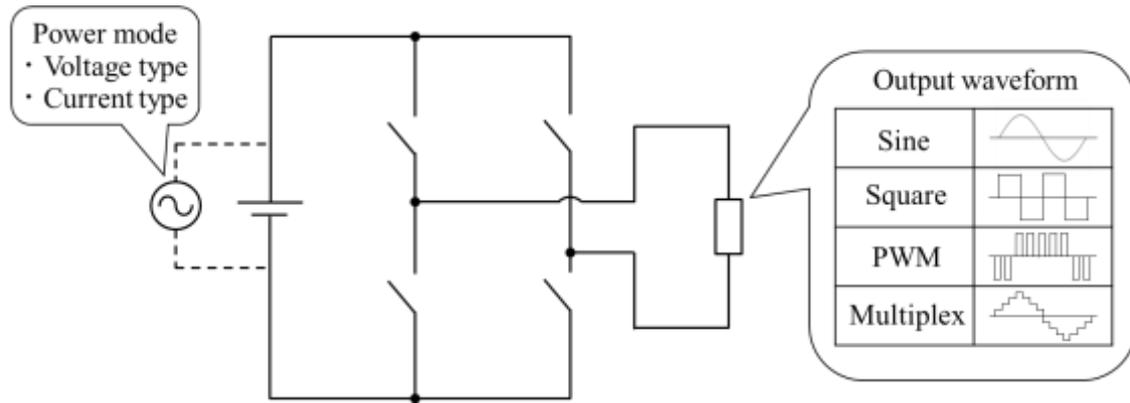


図 4.1 インバータの分類

4.1.1 PWM インバータの原理

PWM(Pulse Width Modulation)とは、スイッチの ON と OFF 繰り返しを行い、出力される電力を制御する方式である。一定の電圧の入力から、パルス列の ON と OFF の一定周期を作り、ON の時間幅を変化させる制御方式を PWM 制御と呼ぶ。図 4.2 に PWM 出力の発生原理を示す。インバータのスイッチング素子に PWM 変調したゲート信号を与えることで、直流電圧がパルス列に切り出され、PWM 出力となる。

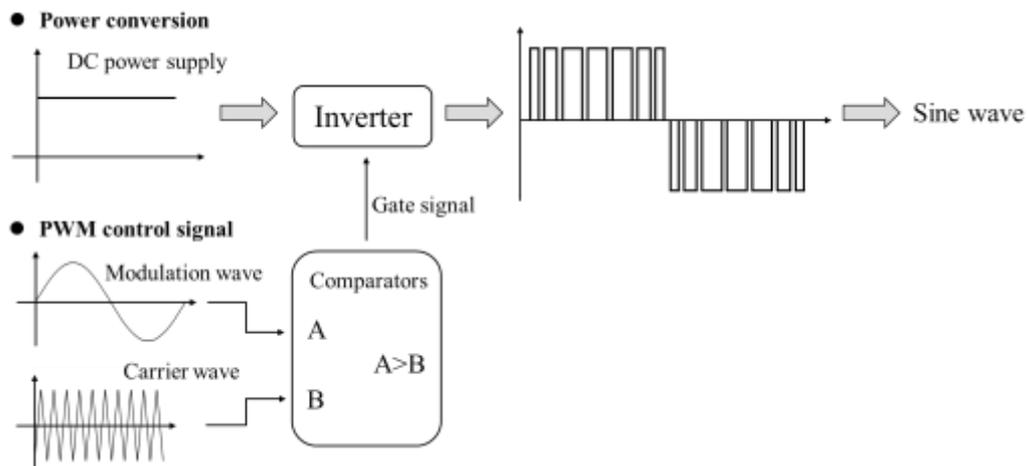
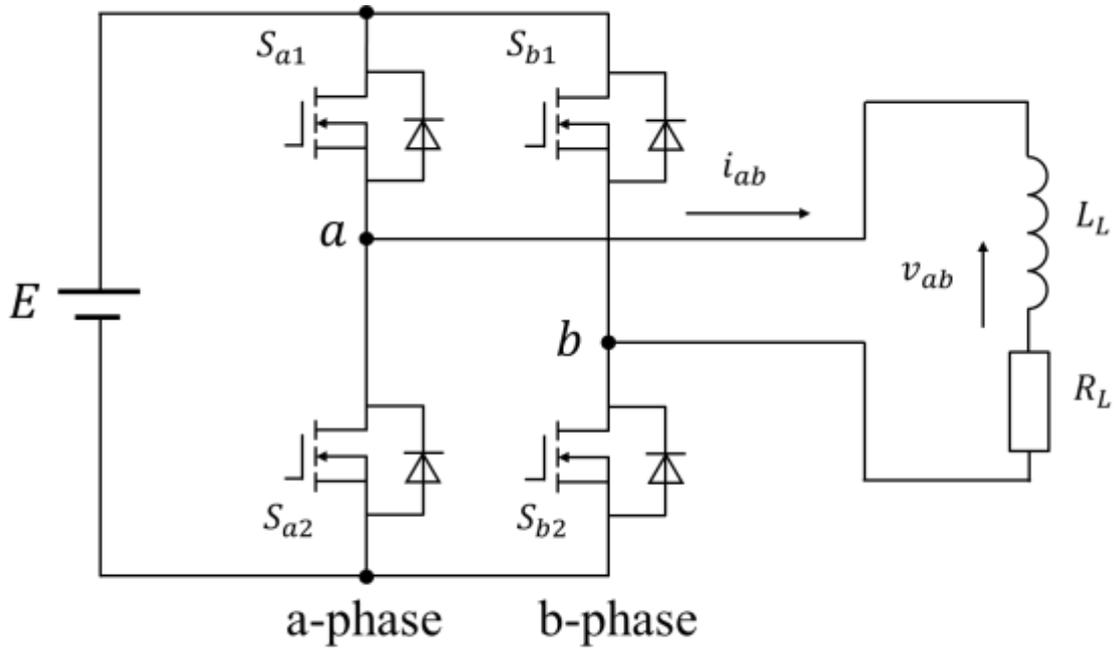


図 4.2 PWM の原理

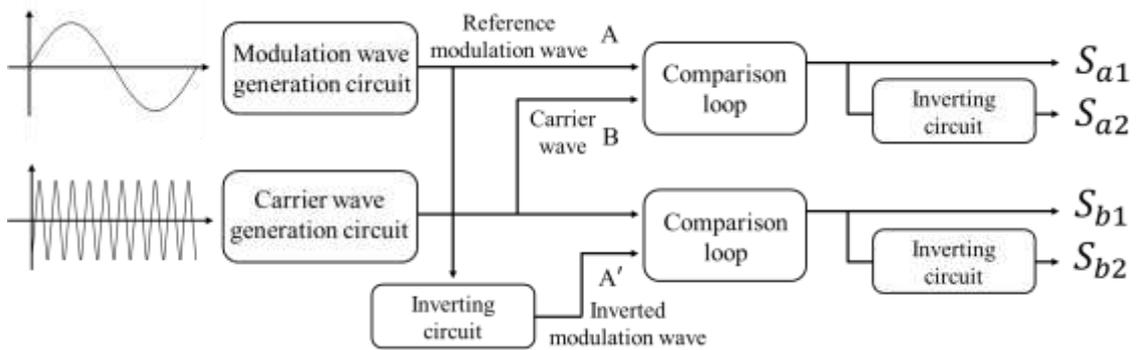
PWM 変調のゲート信号を発生させるには、正弦波の変調波(modulation wave)と三角波の搬送波(carrier wave)を用いる。変調波と搬送波を比較して、両者の大小関係により U, V, W 相のパワースイッチング素子の ON, OFF を決める。搬送波の周波数が高いほど一周期内の出力されるパルス数を増やすことができるため、一般的には搬送波周波数は変調波の 10 倍以上に設定される⁽³²⁾。また、変調波の振幅を E_m 、搬送波のピーク値を E_c とすると、両者の比を変調率(modulation factor) a_m と呼ばれ、式(4.1)で表せる。 $0 \leq a_m \leq 1$ のが一般的で、 a_m が小さいほど PWM 出力の平均値が小さくなる。

$$a_m = \frac{E_m}{E_c} \quad (4.1)$$

図 4.3(a)に単相 PWM インバータを示し、同図(b)にゲート信号を発生させるブロック図を示す。そして、PWM 制御の電圧波形を図 4.4 に示す。図のように基準変調波の正弦波 A と搬送波 B の三角波を発生させて一方の比較回路に入力し、パワースイッチング素子 S_{a1} のゲート信号が出力される。また、比較回路の出力を反転させ、 S_{a2} へのゲート信号とする。もう一方の比較回路には電圧を反転させた変調波 A' と搬送波 B が入力され、a 相と同様に反転回路を使って b 相スイッチング素子へのゲート信号 S_{b1} , S_{b2} が出力される。このように PWM 制御で負荷側の電圧が得られる。



(a) 回路図



(b) ブロック図

図 4.3 単相 PWM インバータの回路図と信号発生ブロック

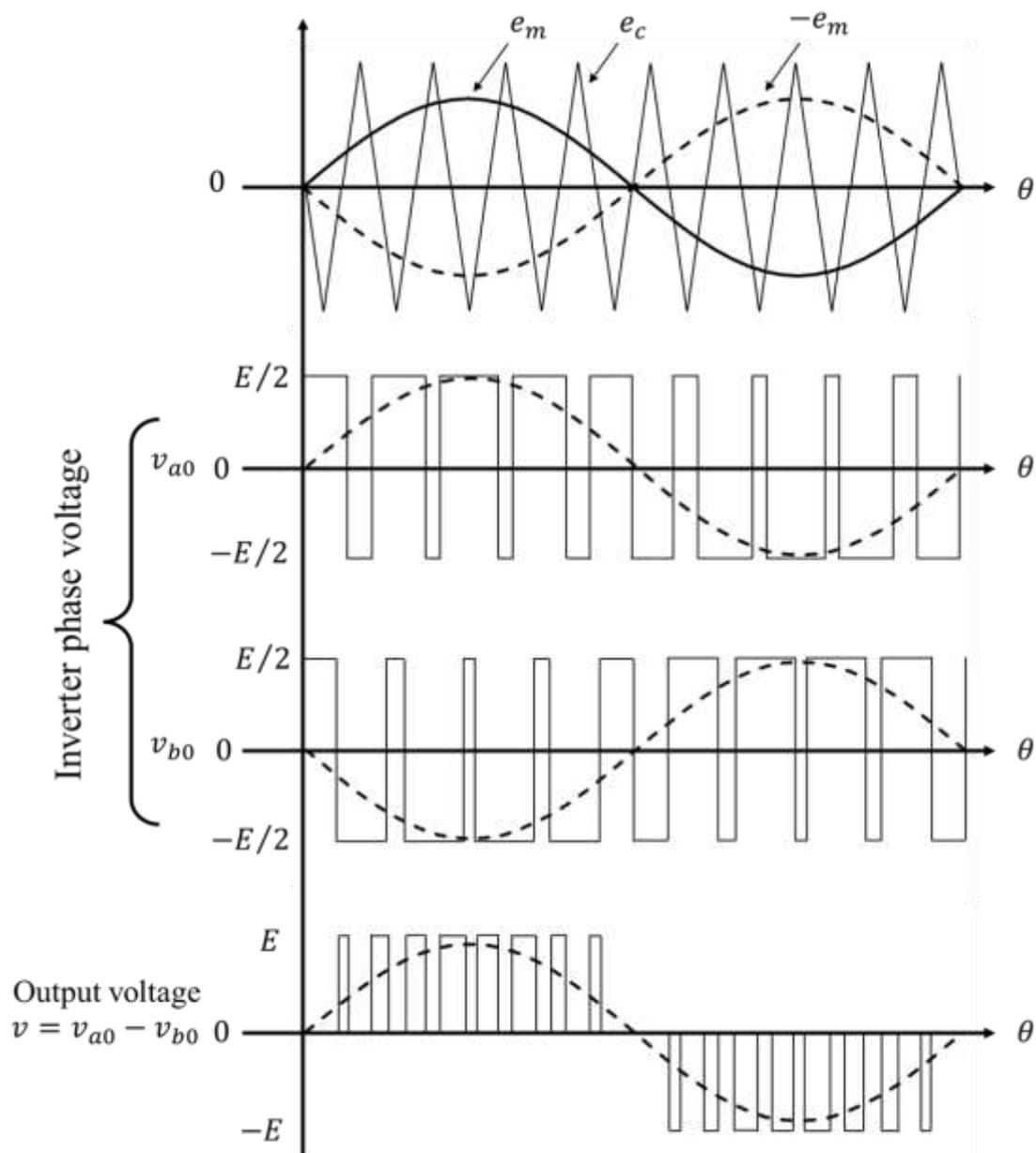


図 4.4 単相 PWM 制御の電圧波形

4.1.2 解析に用いた三相電圧形 PWM インバータについて

図 4.5 に、解析に使用した三相 PWM インバータの基本回路図を示す。三相インバータは単相インバータ 3 組を組み合わせ、それぞれ位相差 120° になるように運転させるにより作られる。図 4.6 に示すように、信号波としては振幅が等しく互いに $2\pi/3$ の位相差がある正弦波電圧 e_{U0} , e_{V0} , e_{W0} を用い、搬送波 e_c は共通の三角波を用いる。信号波と搬送波を比較することで次のようにトランジスタの ON と OFF が決まり、相電圧が決定される。

$$e_{U0} \geq e_c \text{ の時 } S_{a1} \text{ が ON, } S_{a2} \text{ が OFF で } v_{U0} = +E/2$$

$$e_{U0} < e_c \text{ の時 } S_{a2} \text{ が ON, } S_{a1} \text{ が OFF で } v_{U0} = -E/2$$

$$e_{V0} \geq e_c \text{ の時 } S_{b1} \text{ が ON, } S_{b2} \text{ が OFF で } v_{V0} = +E/2$$

$$e_{V0} < e_c \text{ の時 } S_{b2} \text{ が ON, } S_{b1} \text{ が OFF で } v_{V0} = -E/2$$

$$e_{W0} \geq e_c \text{ の時 } S_{c1} \text{ が ON, } S_{c2} \text{ が OFF で } v_{W0} = +E/2$$

$$e_{W0} < e_c \text{ の時 } S_{c2} \text{ が ON, } S_{c1} \text{ が OFF で } v_{W0} = -E/2$$

インバータが出力する相電圧 v_{U0} , v_{V0} , v_{W0} は図のように信号波 e_{U0} , e_{V0} , e_{W0} と同じ位相で、互いに $2\pi/3$ の位相差を持つ。

変調率 a_m は式 (4.1) のように定義すると、各相電圧の基本波成分は式 (4.2) で表される。

$$\begin{aligned} v_{f(U0)} &= \frac{1}{2} a_m E \sin \omega t \\ v_{f(V0)} &= \frac{1}{2} a_m E \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{f(W0)} &= \frac{1}{2} a_m E \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

したがって出力される U-V 線間電圧の基本波成分 $v_{f(UV)}$ は次式から得られる。

$$v_{f(UV)} = v_{f(UO)} - v_{f(VO)} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_m E \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (4.3)$$

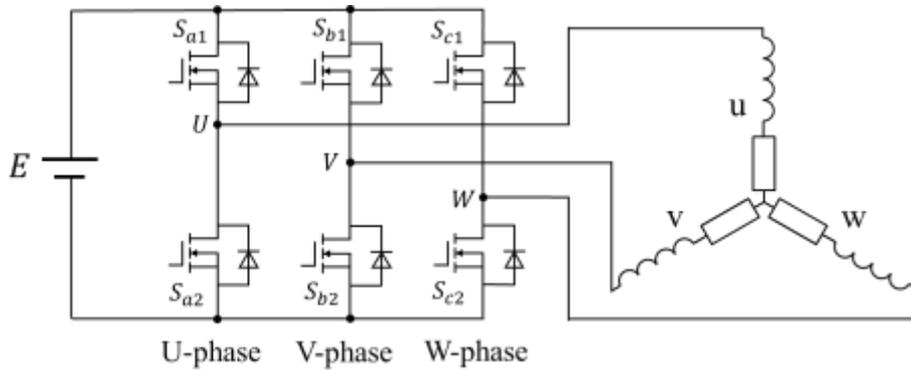


図 4.5 三相 PWM インバータの回路図

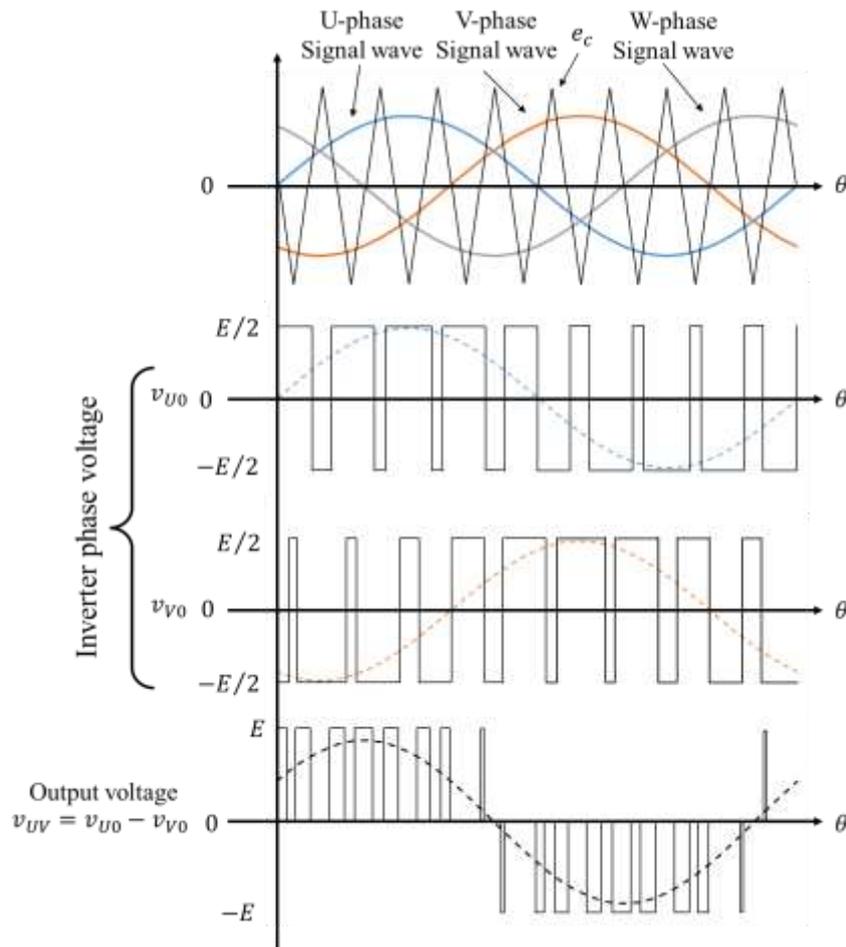


図 4.6 三相 PWM インバータの動作波形

4.2 モジュールごとの損失特性の近似手法

4.2.1 鉄損特性の近似

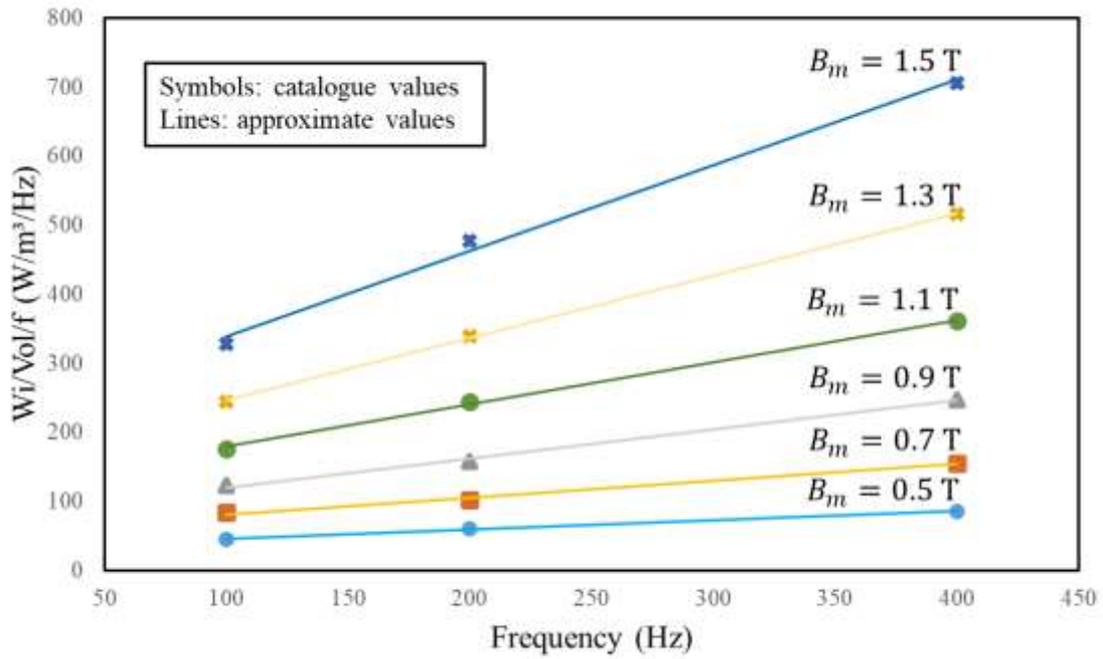
鉄損は鉄心を交流で磁化した場合に失われる電気エネルギーで、変圧器や発電機・電動機などの電力機器の効率に影響を与える重要な量である。鉄損は主に磁性体の有する直流ヒステリシス現象によるヒステリシス損 W_h と、ファラデーの電磁誘導法則によって誘起される渦電流による渦電流損 W_e からなる。以下式(4.4)のスタインメッツの実験式で近似できることが知られている。

$$\begin{aligned} W_h &= A_h f B_m^2 \\ W_e &= A_e f^2 B_m^2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

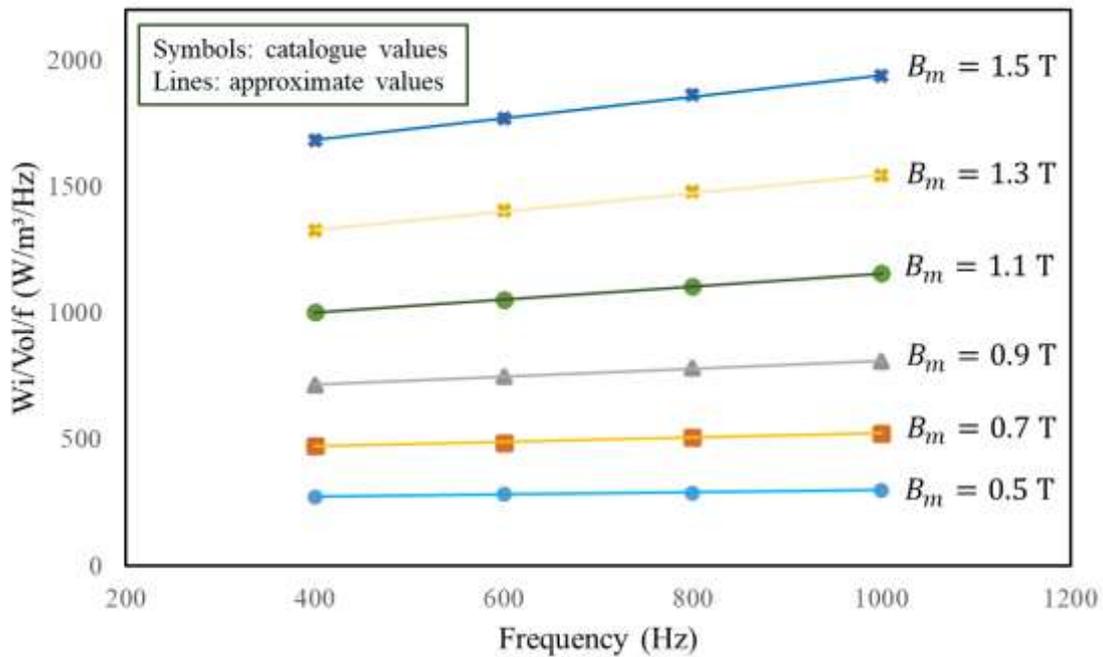
上式は損失を単位体積当たりの電力で表したもので、 A_h 、 A_e はヒステリシス損係数と渦電流損係数、 f は周波数、 B_m は最大磁束密度である。単位体積当たりの鉄損 W_i は、ヒステリシス損 W_h と渦電流損 W_e の和で表され、単位体積の鉄損 W_i を周波数 f で割ることにより、式(4.5)が得られる。

$$\frac{W_i}{f} = A_h B_m^2 + A_e f B_m^2 \quad (4.5)$$

従って、最大磁束密度 B_m が一定であれば、鉄心材料の $f - W_i/f$ 曲線の切片から A_h を、傾きから A_e を求めることができる。本研究で使っている電磁鋼板 35JN210 の $f - W_i/f$ 曲線のカタログ値と式(4.5)に基づいて近似した結果を図 4.7(a)に、圧粉磁心 HB3_rev1_20deg のカタログ値より特性を近似した結果を同図(b)に示す。この図を見ると、カタログ値と近似値は概ね一致していることがわかる。 A_h と A_e を知った上、鉄心を鎖交する磁束密度の振幅と周波数が解れば、式(4.4)を用いて後処理で鉄心に生じる鉄損を計算することができる⁽¹⁷⁾。



(a) 35JN210 の鉄損特性近似



(b) HB3_rev1_20deg の鉄損特性近似

図 4.7 カタログ値に基づく鉄損特性の近似

4.2.2 スイッチング素子損失特性の近似手法

既存のパワーモジュールとの比較において，フル SiC パワーモジュールはスイッチング損失を大幅に低減でき，かつスイッチング周波数が高いほど全体損失の低減が顕著になるといった 2 つの大きなメリットがあるため，近年インバータなどのスイッチング素子として多く使われている⁽³³⁾。本研究では三菱電機株式会社の SiC-MOSFET 素子である FM400TU-2A の特性⁽³⁴⁾を用いて，コンバータとインバータの損失算定手法の検討を行う。

MOSFET の損失としては，大きく導通損失とスイッチング損失がある。図 4.8 に MOSFET のスイッチング波形及び損失発生タイミングのイメージを示す。図の中の V_{DS} はドレイン・ソース間電圧， I_D はドレイン電流である。MOSFET が導通状態時(conduction period)に生じる損失を導通損失，MOSFET がオンおよびオフするスイッチング時(turn-on period/turn-off period)に生じる損失をスイッチング損失という。ダイオードを内蔵している素子においては回路の動作によってダイオードも損失を生じるが，素子の全体損失に占める割合が低いため本稿では割愛する。

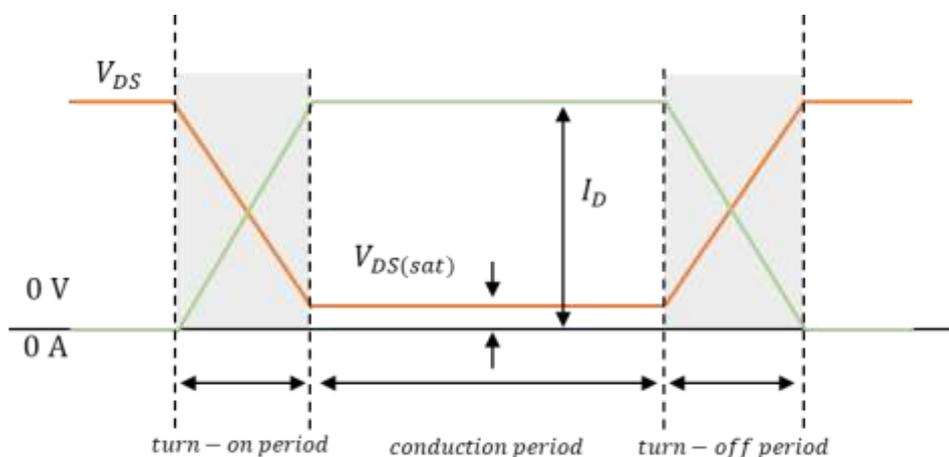


図 4.8 スイッチング波形のイメージ

導通損失 P_{cond} は導通時のドレイン電流 I_D と通電している時のドレイン・ソース飽和電圧 $V_{DS(sat)}$ から式 (4.6), 又は MOSFET のオン抵抗 R_{on} を用いて式 (4.7) で求められる。MOSFET がオン, オフ繰り返し使用する場合, 導通損失 P_{cond} にデューティサイクルをかけることで, 実際動作するときが発生する損失が算出される。今回使っている MOSFET 素子の $V_{DS} - I_D$ 特性のカタログ値とそれを線形近似した結果を図 4.9 示す。

$$P_{cond} = V_{ds(sat)} \times I_D \quad (4.6)$$

$$P_{cond} = R_{on} \times I_D^2 \quad (4.7)$$

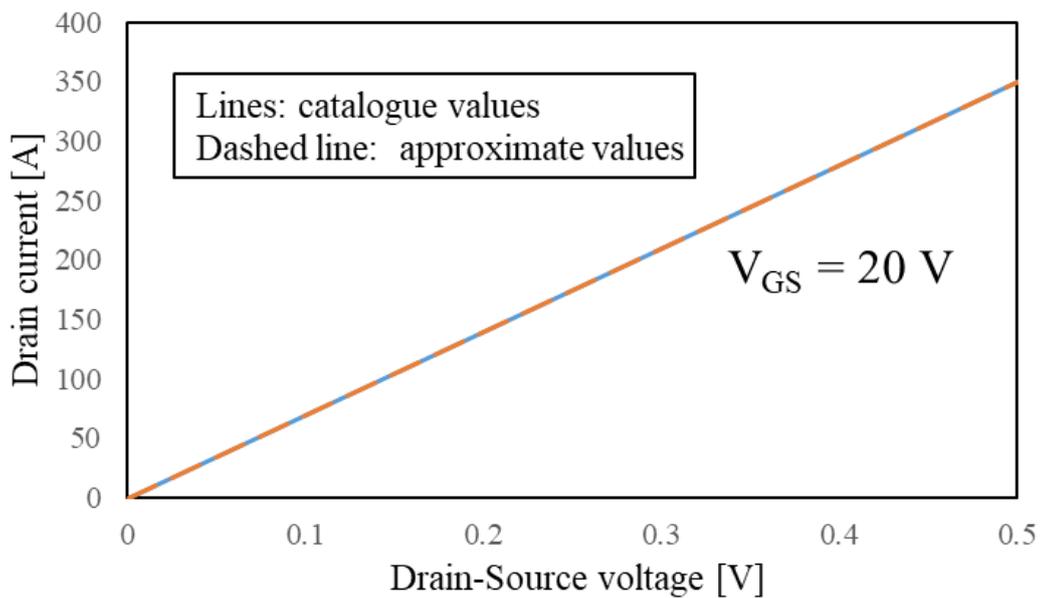


図 4.9 出力特性の近似

MOSFET 素子に発生するスイッチング損失はターンオン損失 P_{on} とターンオフ損失 P_{off} からなる。ターンオン損失エネルギー E_{on} およびターンオフ損失エネルギー E_{off} はスイッチング時のドレイン電流 I_D とドレイン・ソース間電圧 V_{DS} の積の積分で算出される。一般的には MOSFET をオン, オフ

繰り返し使用する場合のスイッチング損失は、 E_{on} および E_{off} にスイッチング周波数 f_c をかけることで式(4.8)のように P_{on} と P_{off} を算出する。

$$P_{on} = \frac{1}{2}f_c E_{on} \tag{4.8}$$

$$P_{off} = \frac{1}{2}f_c E_{off}$$

今回使っている素子の $I_D - E$ 曲線のカタログ値と二次関数よりの近似結果を図 4.10 に示す。

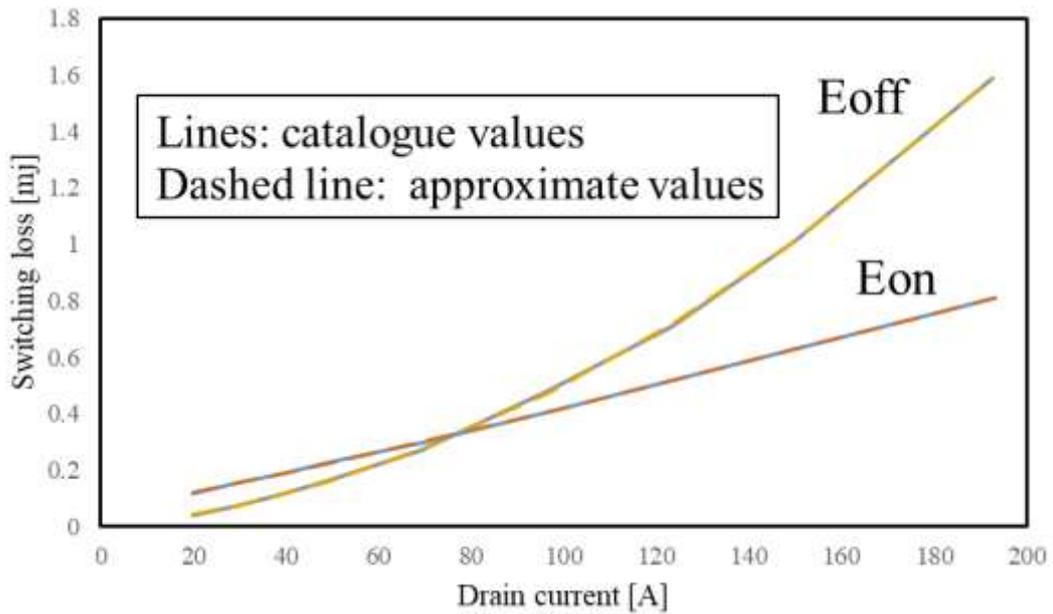


図 4.10 スイッチング特性の近似

4.3 RNAに基づく連成解析モデルの特性算定

4.3.1 駆動回路を考慮した電気・磁気・運動連成解析

図 4.11 にベースモデルの RNA モデルにおける電気・磁気連成解析モデルの概要を示す。本節に用いた連成解析モデルは、モータを駆動するための三相電源、ベースモデルの RNA モデルおよびトルクと運動方程式を計算するブロックから構成される。

連成解析を行う場合には、初めに三相 PWM インバータに回転子位置角 θ を与えることで、各相の巻線電流 i_u , i_v , i_w が決まり、磁気回路の磁束が計算される。これにより各相の巻線鎖交磁束 ϕ_u , ϕ_v , ϕ_w が得られ、それを時間微分することで巻線に生じる逆起電力が計算される。次に、回転子磁石各要素の起磁力 f_r および回転子に流れ込む磁束 ϕ_r を式(3.15)に与えることでモータトルクを得る。その後、モータのトルク T と負荷トルク T_L を式(4.9)に示す運動方程式に代入し、回転角速度 ω を得る。

$$T - T_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.9)$$

最後に、式(4.10)のように回転角速度 ω の時間積分を求めることで回転子の位置角 θ が得られ、再び磁気回路の式(3.11), 式(3.15)に与えることで、前節で述べたベースモデルの RNA モデルにおける電気・磁気・運動連成解析が可能となる。

$$\theta = \int \omega dt \quad (4.10)$$

今回の検討では解析時間をなるべく短縮するため、負荷トルクを設定せずにして運動方程式を解くまでの過程を省略し、回転角速度 ω と回転子の初期位置角 θ を直接与え、解析を行った。

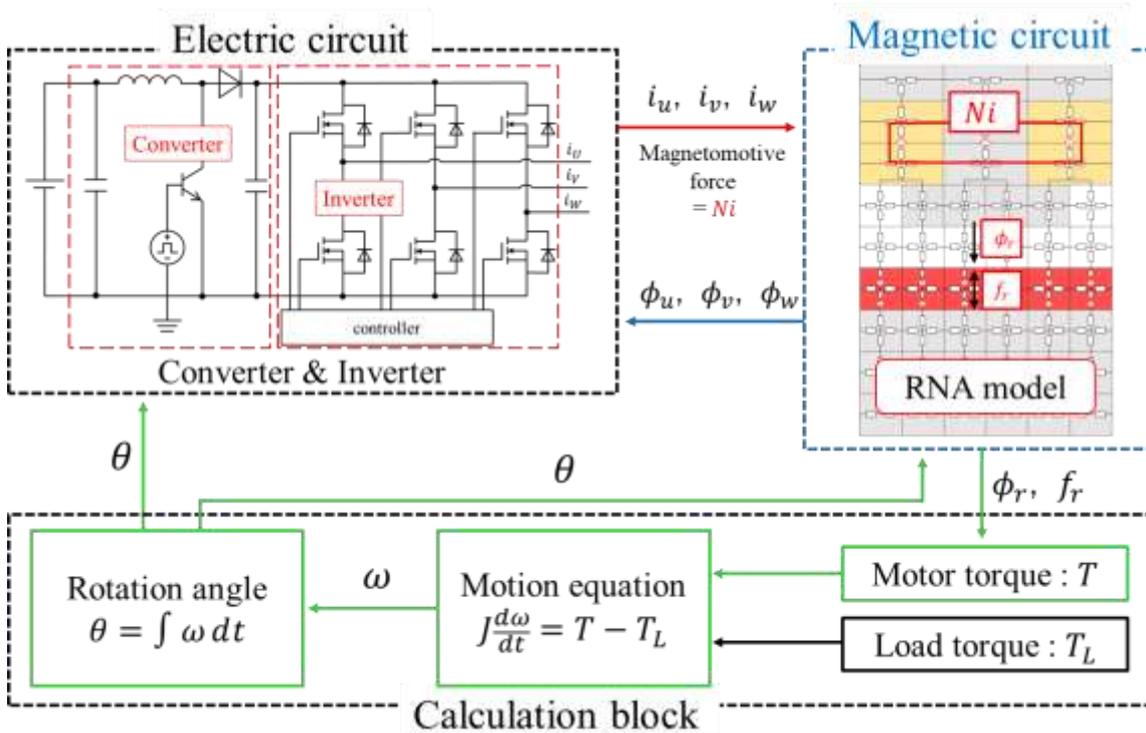


図 4.11 モータの RNA モデルにおける電気・磁気連成解析

4.3.2 妥当性検証とシステム効率の算出

前節で述べたように、今回の検討ではバッテリーからモータを駆動するまでの電気自動車一連の駆動システムを表現するため、昇圧コンバータ、PWM インバータからの駆動回路と RNA モデルの連成解析を行う。図 4.12 に連成解析の回路図を示す。解析回路を構築するとき用いたスイッチング素子は理想スイッチ、ダイオード素子は理想ダイオードであり、効率計算時に三菱電機株式会社の MOSFET 素子 FM400TU-2A の特性を用いて損失を求めた。また、コンバータ側のリアクトルにおいて角型鉄心の非線形 RNA モデルを用いる。図 4.13 にリアクトルの寸法とその RNA モデルを示す。そして昇圧コンバータと PWM インバータの諸元を表 4.1 に示す。

ソフトウェア PSpice を用いて連成解析モデルを構築し、算出した特性

を電磁界解析ソフト JMAG の FEM による解析結果と比較する。FEM モデルは連成解析に長時間要するため、前章と同じ相電流振幅 270 A の三相電流源で励磁して解析を行う。

RNA と FEM から計算した定常状態における U 相電流波形および過度状態を含むトルク特性を図 4.14, 図 4.15 に示す。今回特性算定にあたり、過度状態を考慮するため電気角 6 周期である 0.03s まで計算を行った。図 4.14 をみると RNA と FEM は同様の波形となっており、図 4.15 から定常状態において RNA と FEM は同等の平均値を得られていることを確認したため、作成した駆動回路を考慮した連成解析モデルが妥当だと考えられる。また 1 周期分の解析時間を見ると、電流源駆動の FEM による電磁界解析は 412s であるのに対して、RNA による駆動回路を含めた連成解析は 631s であることから、作成した連成解析 RNA モデルは現実的な時間でモータ駆動システムの解析が可能であることがわかる。

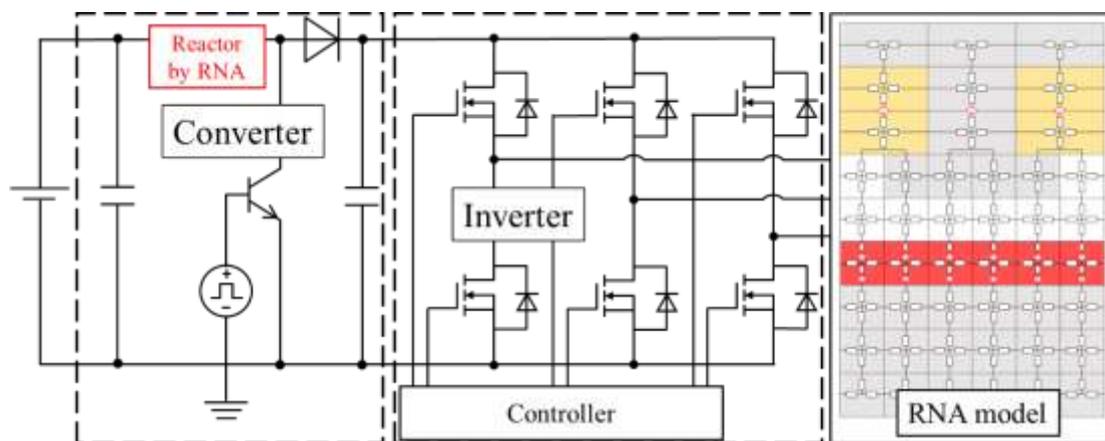


図 4.12 駆動回路と RNA モデルの連成解析回路

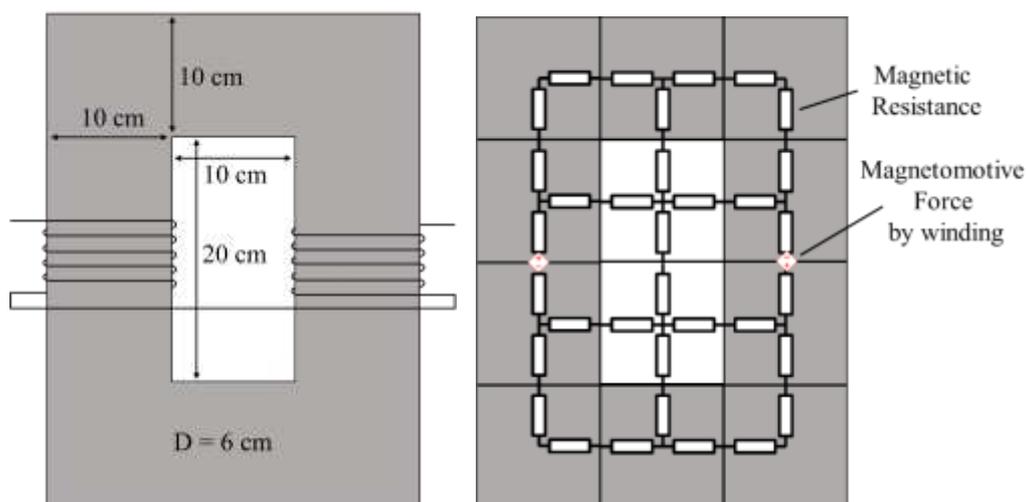


図 4.13 リアクトルの寸法と RNA モデル

表 4.1 駆動回路の諸元

DC Voltage	240 V
Inductor turns	20
Square wave frequency	10000 Hz
Duty cycle	0.5
Signal wave frequency	200 Hz
Carrier wave frequency	10000 Hz
Modulation rate	0.9

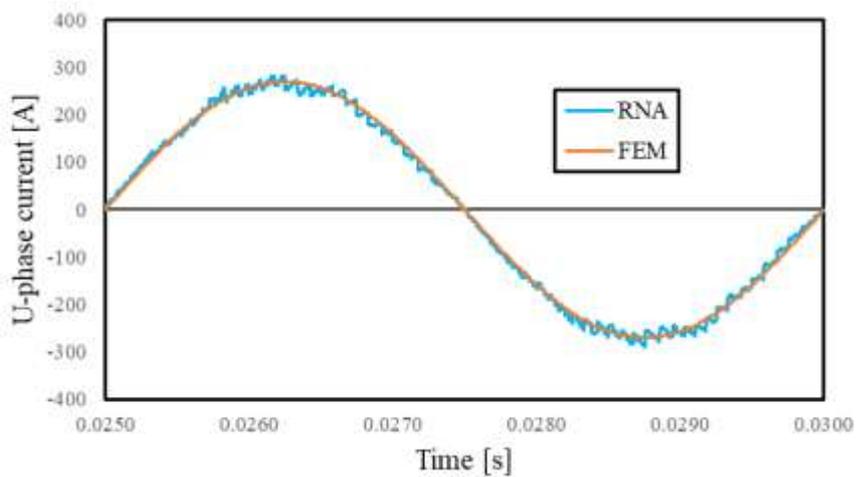


図 4.14 U 相電流波形の比較

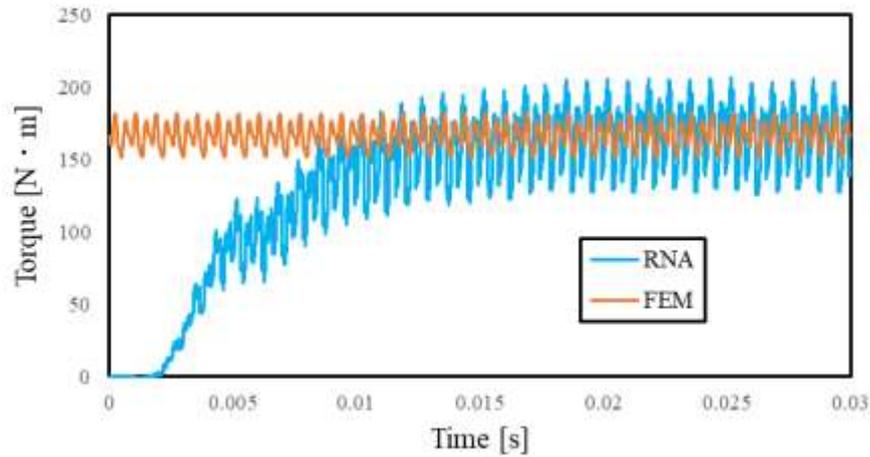


図 4.15 トルク特性の比較

今回の検討では高調波損失を考慮していないため、これから基本波である周波数 200Hz の損失算定結果を示す。FEM で算出した無励磁時の鉄損密度を図 4.16(a)に、270A 励磁時の鉄損密度を図 4.16(b)に示し、表 4.2 と表 4.3 に無励磁と 270A 励磁における RNA モデルで算出した鉄損を FEA と比較した結果を示す。無励磁と相電流 270A 励磁において、本検討で導出した RNA の連成解析モデルと FEM の計算結果が概ね一致していることから、提案した鉄損計算手法は妥当であることがわかる。同様に、コンバータ側のリアクトル鉄心に発生した鉄損は 5016.69 Wであった。

表 4.4 にリアクトルとモータの銅損、表 4.5 と表 4.6 にコンバータとインバータの MOSFET 素子の損失を示す。RNA では巻線抵抗 R_{coil} と解析結果から読み取った巻線に流れる電流 I_{coil} により、式(4.11)で銅損 W_c を求めている。

$$W_c = I_{coil}^2 R_{coil} \quad (4.11)$$

次いで、モータ駆動システムの効率を計算する。RNA から算出したトルクを用いることで、式(4.12)からモータの出力が求まる。

$$P_{out} = \frac{2 \times \pi \times T \times N}{60} \quad (4.11)$$

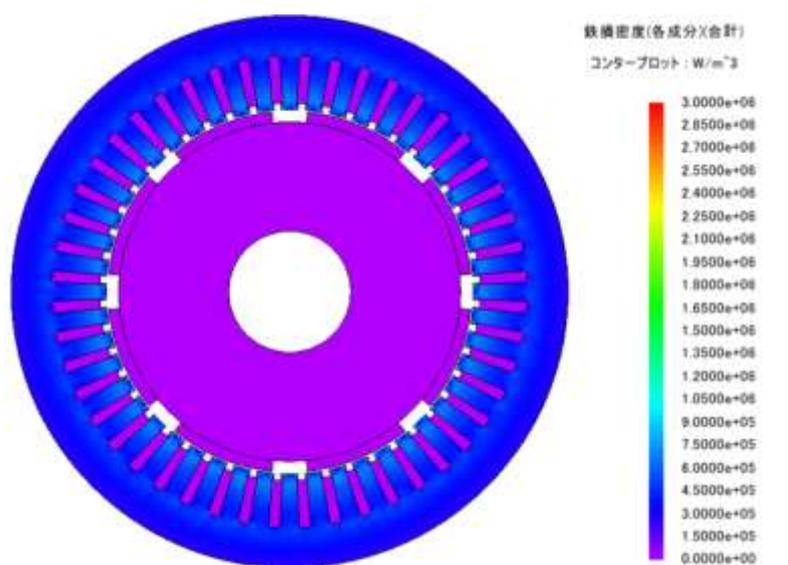
ここで、 P_{out} はモータ出力、 T はトルク、 N は回転速度である。

また、式(4.12)に示す出力 P_{out} 、損失 P_{loss} と効率 η の関係およびから損失 P_{loss} の内訳から、表 4.7 のようにコンバータとインバータからなる駆動系とモータの連成解析システムの全体効率が 85.59%であることがわかる。

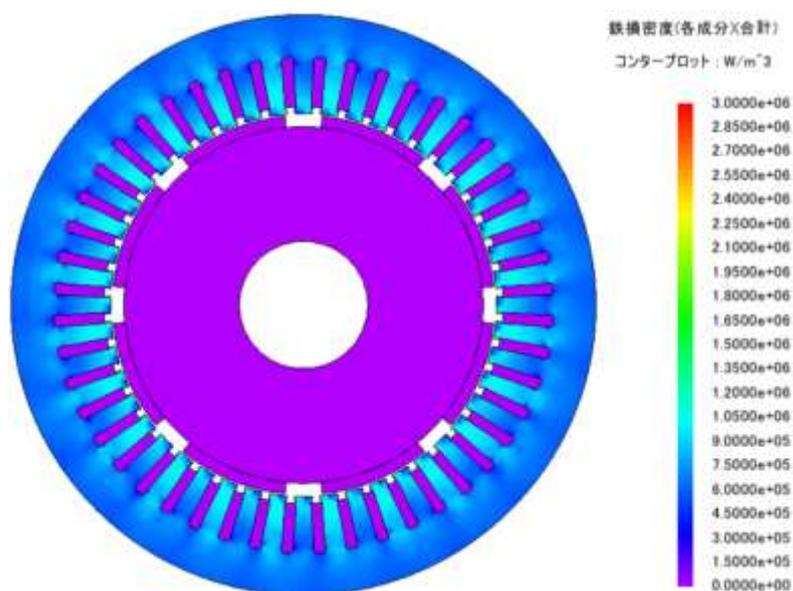
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (4.12)$$

$$P_{loss} = P_{mc} + P_{mi} + P_{rc} + P_{ri} + P_{ic} + P_{ion} + P_{ioff} + P_{cc} + P_{con} + P_{coff}$$

ここで、 P_{mc} 、 P_{mi} はモータの銅損と鉄損、 P_{rc} 、 P_{ri} はリアクトルの銅損と鉄損、 P_{ic} 、 P_{ion} 、 P_{ioff} はインバータの導通損失とターンオン、ターオフ損失、 P_{cc} 、 P_{con} 、 P_{coff} はコンバータの導通損失とターンオン、ターオフ損失である。



(a) 無励磁時の鉄損密度



(b) 270A 励磁時の鉄損密度

図 4.16 FEM による鉄損密度

表 4.2 無励磁時の鉄損

	FEM	RNA
Hysteresis Loss	159.57 W	150.9 W
Eddy Current Loss	254.88 W	251.94 W

表 4.3 270A 励磁時の鉄損

	FEM	RNA
Hysteresis Loss	242.02 W	264.91 W
Eddy Current Loss	479.93 W	442.29 W

表 4.4 RNA から算出した銅損

Copper loss of motor	2616.11 W
Copper loss of reactor	1541.97 W

表 4.5 コンバータにある MOSFET 素子の損失

Conduction loss	52.07 W
Turn-on loss	11.71 W
Turn-off loss	29.54 W

表 4.6 インバータにある MOSFET 素子の損失

Conduction loss	276.46 W
Turn-on loss	22.1 W
Turn-off loss	46 W

表 4.7 インバータにある MOSFET 素子の損失

Motor output	52195.49 W
Motor loss	3323.3 W
Inverter loss	352.69 W
Converter loss	5110.02 W
Motor efficiency	94.01 %
Inverter efficiency	99.37 %
Converter efficiency	91.62 %
System efficiency	85.59 %

4.5 まとめ

以上、電気・磁気・運動連成解析に基づくPWM制御時の駆動システムの効率算定について述べた。本章では、FEMによる計算と比較することで、PWM制御時においてもモータに発生する鉄損を精度よく計算できることを示した。提案したRNAモデルに基づく連成解析回路は三相電流源駆動時のFEMと比べて計算時間は大体同等であり、1周期あたり10分程度でできるため、現実的な時間でモータの評価を行うことが可能となった。

さらに、コンバータとインバータにあるスイッチング素子の損失算定手法を提案し、モータと駆動系の連成解析回路に発生した損失を計算することで、代表動作点の効率算定を行った。

本章の検討により、磁気抵抗回路網解析が駆動モジュールに発生した損失まで考慮したシステムの効率算定に適用可能であることを明らかにした。

第 5 章 RNA に基づく磁気デバイス一体構造モータの出力特性算定

第 3 章で説明したベースモデルの RNA モデルを用いて、前章ではモータと駆動回路との連成解析から特定した動作点の効率計算が可能であることを検討したが、1 周期分の解析につき約 10 分ほどかかるため、モータの速度対トルク特性や効率特性算定など、数十や数百の動作点を解析して得られる特性の計算にはまだ不向きである。そのため、より簡単化した RNA のモデリング手法が必要となる。

本章では、従来の RNA 分割に対してより簡単化した RNA のモデリング手法を提案した上、提案した磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルを導出し、前章で述べた連成解析のノウハウを用いて同体格の SPM モータと基礎特性の比較検討から提案モータの出力特性について検討する。

5.1 簡単化した RNA モデルの導出

第 3 章で述べた、従来の分割手法から作成した 1/48 モータを 45 分割した RNA モデルに対して、図 5.1 に示すように、1/48 モータを固定子ヨーク、ティース、コイル、空気、磁石および回転子ヨークに分割し、モータの 1 ティースあたりを 8 個の磁気抵抗で表す RNA モデルを提案する。図における起磁力は固定子巻線による起磁力 F_u , F_v , F_w と磁石による起磁力 F_m に分けられる。各シンボルの意味を表 5.1 に、導出された RNA モデルの一部を図 5.2 に示す。

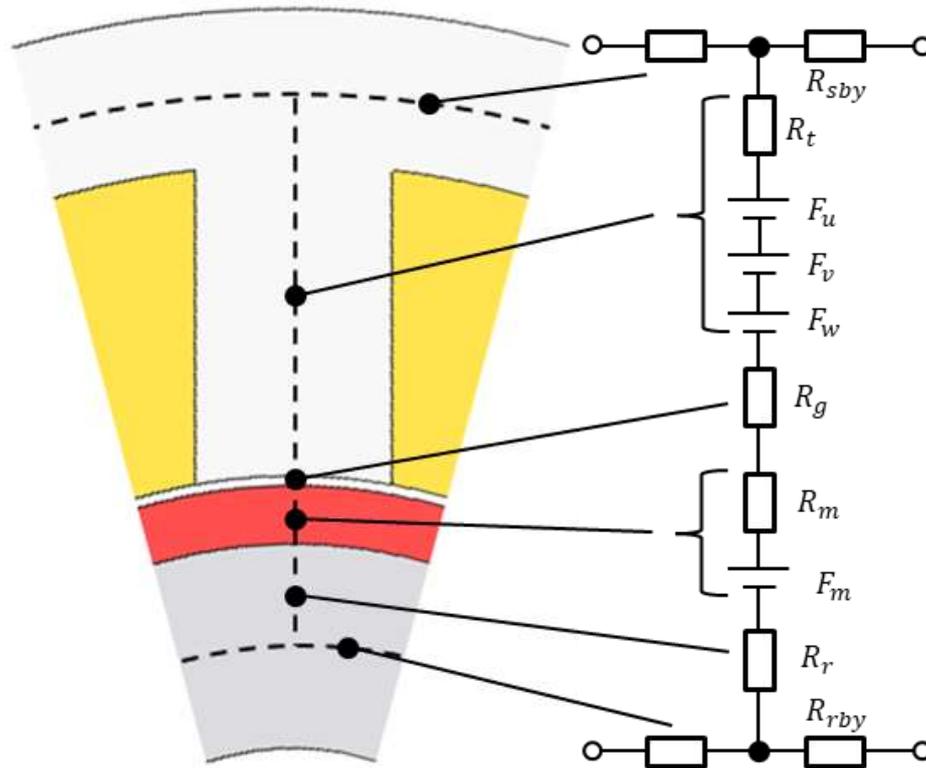


図 5.1 単純化した RNA モデル(1/48)

表 5.1 シンボルの意味

Symbol	Symbol description
R_{sby}	Reluctance of stator yoke
R_t	Reluctance of teeth
F_u	Magnetomotive force of U-phase winding
F_v	Magnetomotive force of V-phase winding
F_w	Magnetomotive force of W-phase winding
R_g	Reluctance of gap
R_m	Reluctance of magnet
F_m	Magnetomotive force of magnet
R_r	Reluctance of rotor core
R_{rby}	Reluctance of rotor yoke

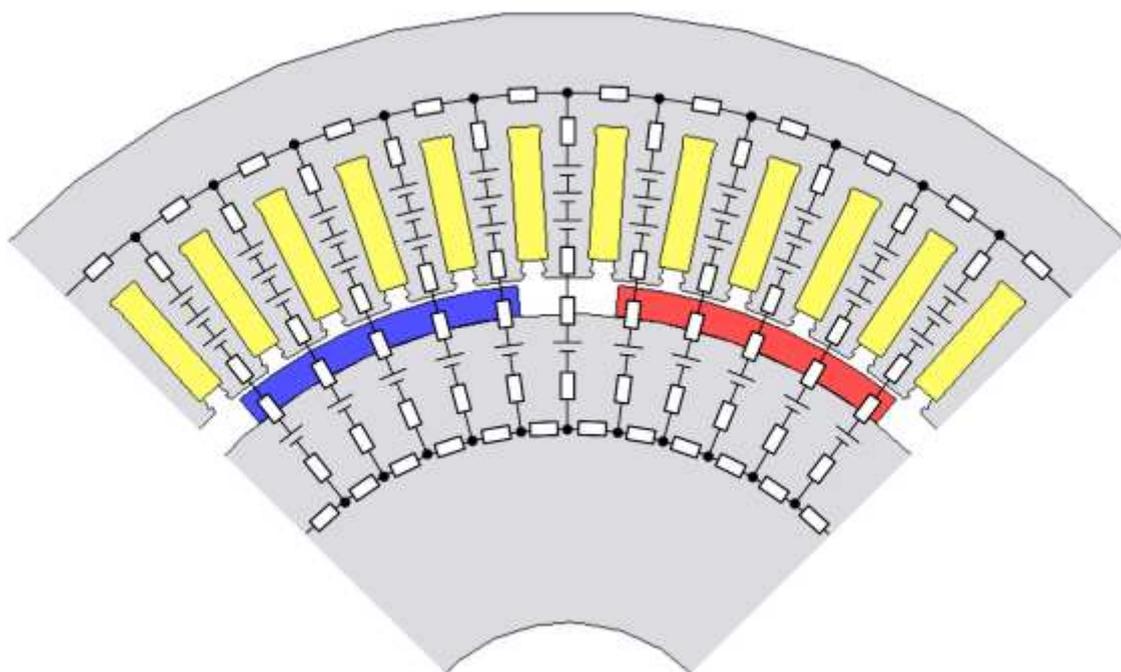


図 5.2 導出された RNA モデル(1/4)

提案した簡単化した RNA モデルの妥当性を検討するため、まずは図 5.3 に示すように、第 3 章と本章で作成した二つの RNA モデルおよび比較対象である FEM モデルをそれぞれ三相電流源と接続して解析を行い、それぞれにより算出した特性を比較する。解析条件は表 3.1 に示すものとする。

図 5.4 に無励磁状態の U 相鎖交磁束特性、図 5.5 に 270A 励磁の時のトルク特性を示す。この解析結果を見ると、簡単化した RNA モデルではギャップを細かく分割していないため、トルク脈動を計算できていないが、鎖交磁束の実効値および平均トルクから、三つのモデルは同等の値が得られていることを確認できる。

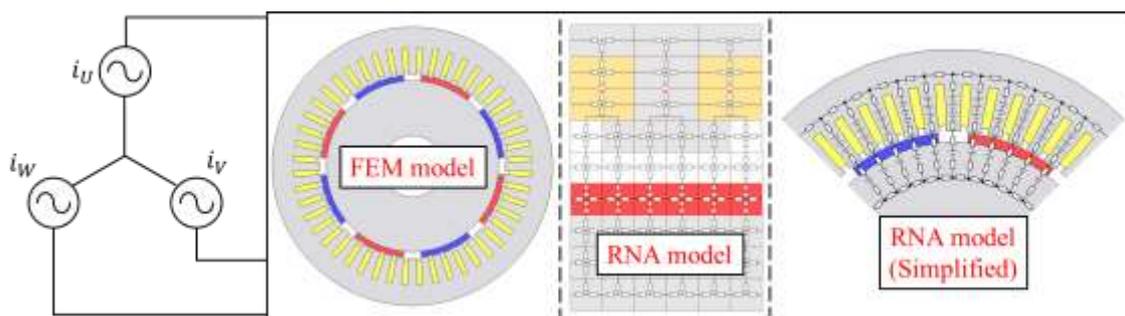


図 5.3 解析回路のイメージ

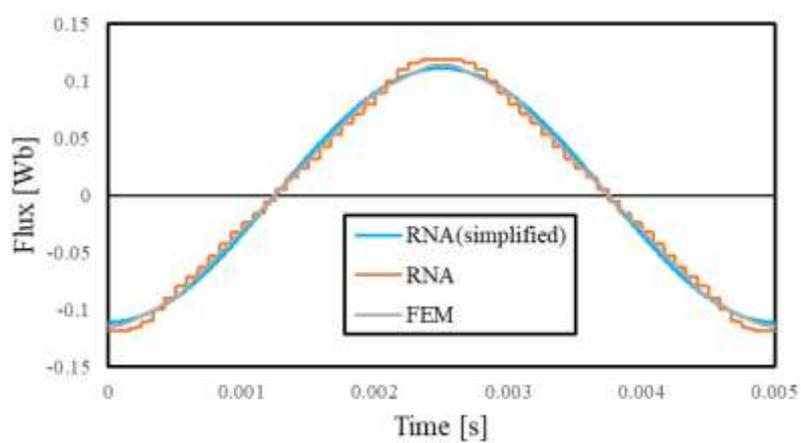


図 5.4 無励磁時の U 相鎖交磁束

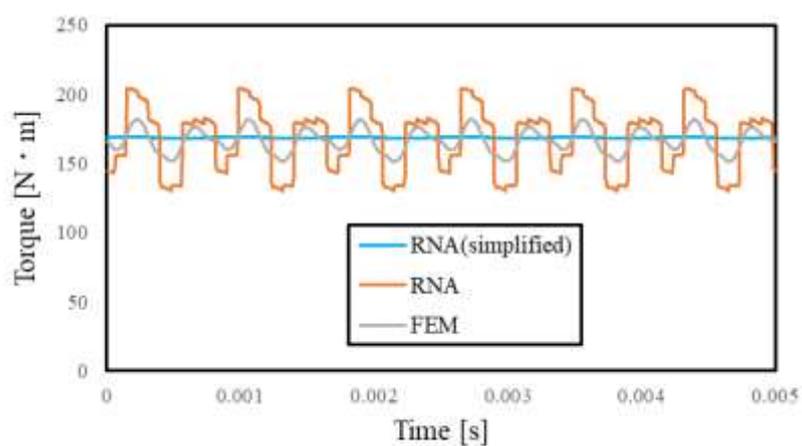


図 5.5 270A 励磁時のトルク特性

そして前章で述べたモータの RNA モデルと駆動系の連成解析回路を使用して，提案した簡単化した RNA モデルについて解析する。その解析回路を図 5.6 に示す。前章と同じ，コンバータ側のリアクトルの寸法と RNA モデルは図 4.13，二つの RNA モデルおよび比較対象である FEM モデルの解析条件は表 4.1 に示すものとする。

二つの RNA モデルと FEM モデルから計算した定常状態における U 相電流波形を図 5.7 に，過度状態を含むトルク特性を図 5.8 に示す。図 5.7 をみると三つのモデルは同様の波形となっており，図 5.8 から定常状態において，簡単化した RNA モデルは FEM と同等の平均値を得られていることが了解される。

以上の検討から，提案した簡単化した RNA モデルはモータの特性算定に妥当だと証明した。そして解析時間を見ると，簡単化した RNA モデルでは 1 周期分の解析につき，従来の RNA モデルの約十分の 1 以下である 47s をかかったため，N-T 特性や効率マップ解析など動作点の多い特性の解析に向いていることがわかる。

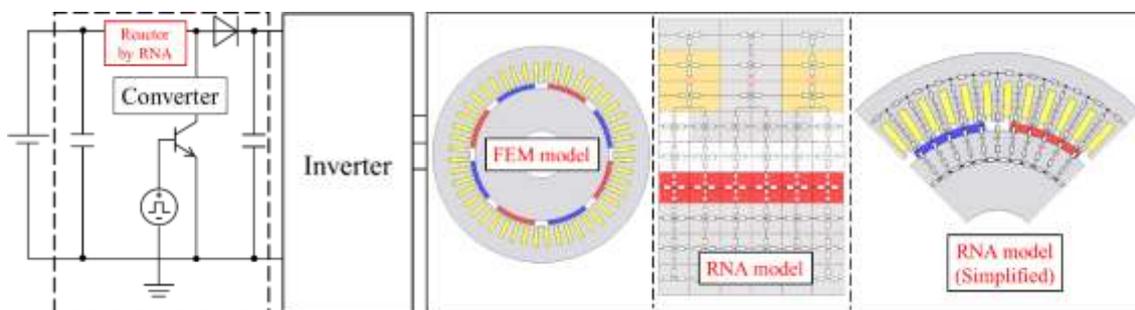


図 5.6 連成解析回路のイメージ

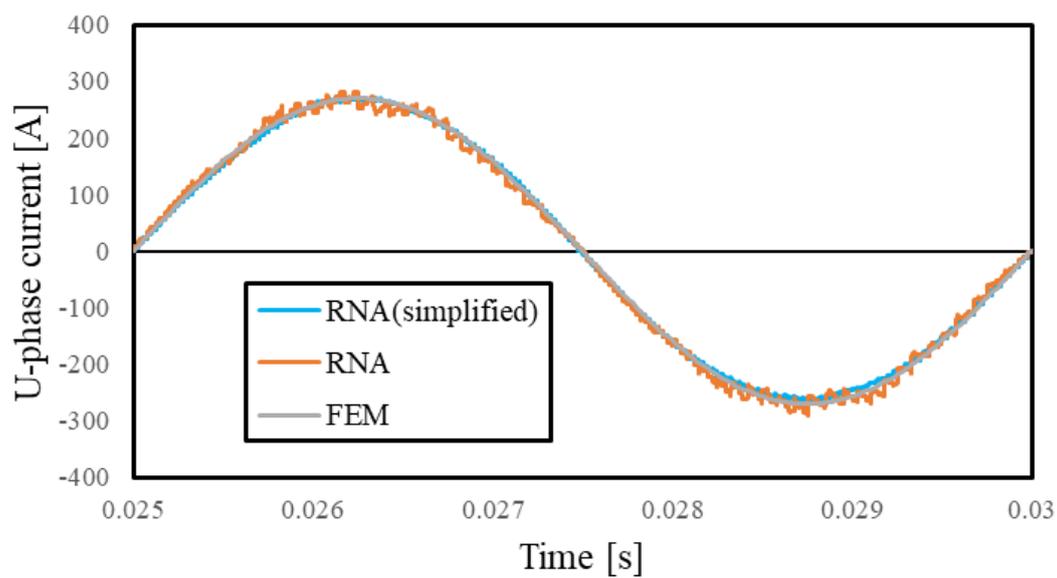


図 5.7 U 相電流波形の比較

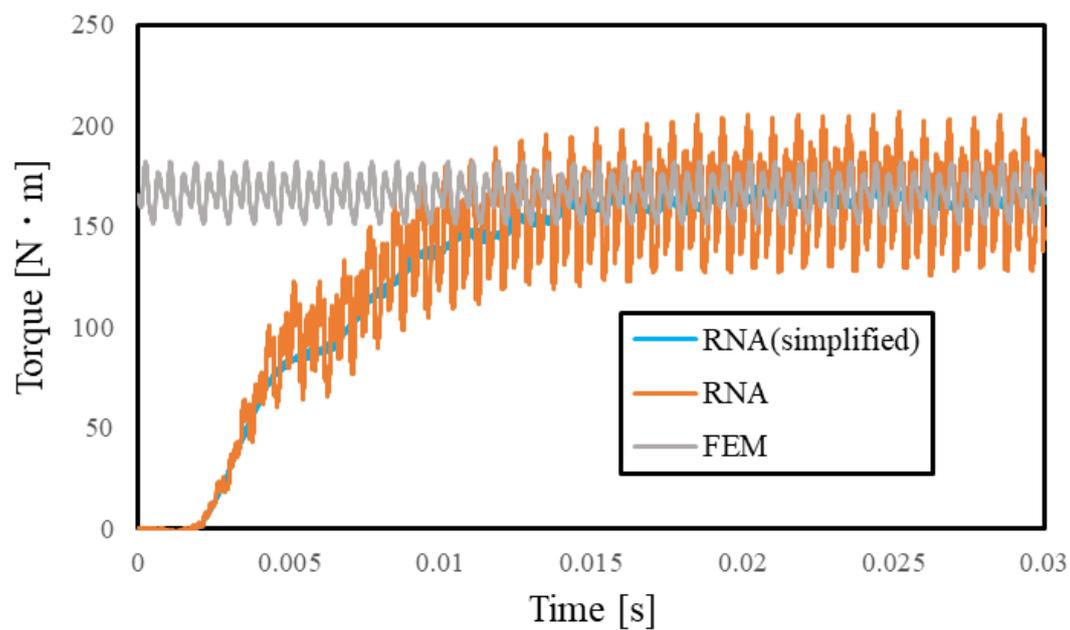


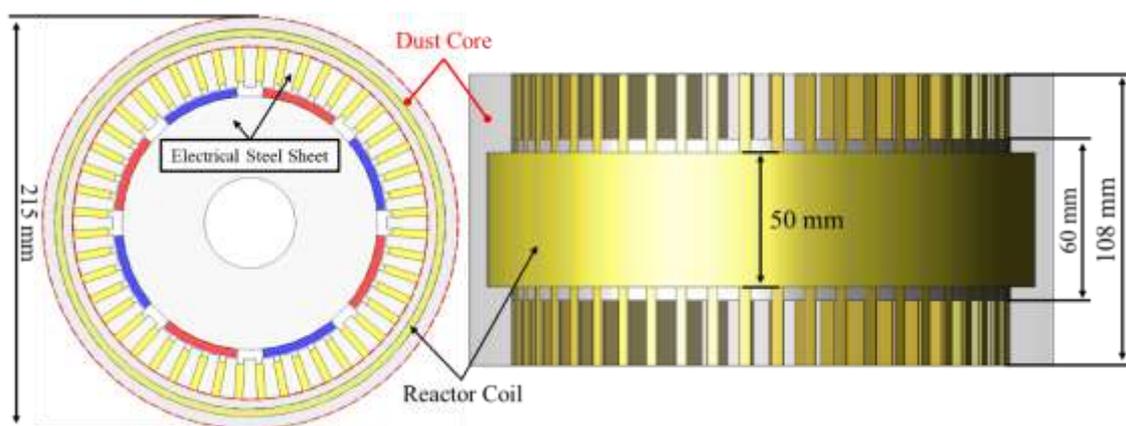
図 5.8 トルク特性の比較

5.2 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルの導出と妥当性検証

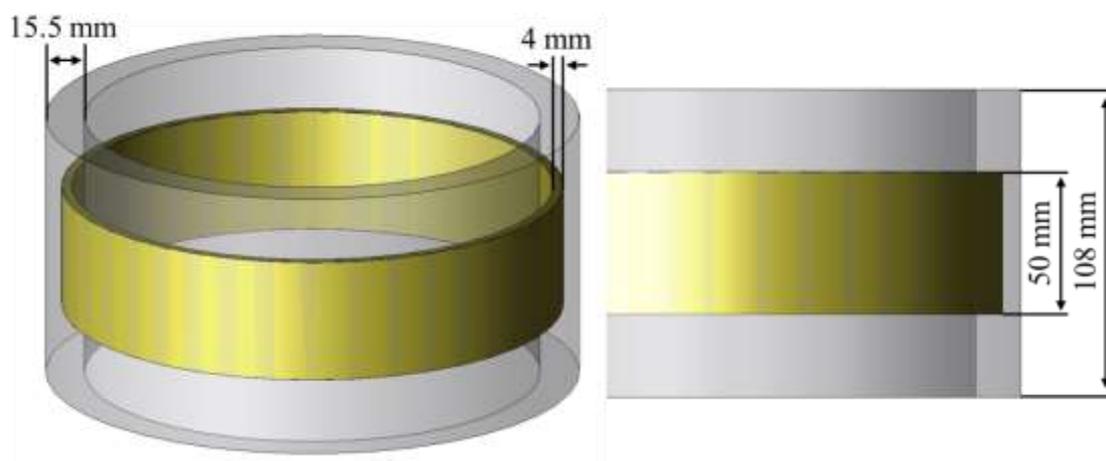
5.2.1 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデル

図 5.9(a)に本章の検討に用いる磁気デバイス一体構造モータを示す。ベースモデルと比較するため、提案モデルの基本的な諸元は図 2.11 に示したベースモデルと等しい。ただし、ベースモデルの固定子バックヨーク部、つまりティースの根本である 184 mm からモータ外径である 215 mm の部分を同図(b)に示すように圧粉磁心を用いたボビン型リアクトルに置き換えている。リアクトル部の諸元およびコア材料である圧粉磁心の型番を表 5.2 に示す。第 2 章で述べたように、モータの固定子バックヨークと DC/DC コンバータのリアクトルの 2 種類の磁気デバイスの磁路を共有するため、定格運転時にモータとリアクトルの共有磁路で磁気飽和が発生しかねない。そのため、提案モータではコイルエンド部までヨークの軸方向端部を伸ばすことで、リアクトル鉄心の磁気飽和を緩和した。

前節で妥当性を証明したベースモデルの単純化した RNA モデルを基本とし、図 5.10(a)のように磁気デバイス一体構造モータは同じく周方向に 48 分割する。要素ごとの分割を同図(b)に示すように、ティース、コイルの起磁力、エアギャップ、磁石及び回転子バックヨークの要素はベースモデルと同様の分割を行う。そして黒い破線で囲まれた提案モデルのリアクトルの部分の分割の詳細を同図(c)に示す。リアクトルの部分は軸方向に 4 分割、径方向 2 分割となり、ティース部における要素はベースモデルと同様に分割し、バックヨークの軸方向分割に合うように接続する。図 5.10 にある各シンボルの意味は表 5.1 と同様であり、 F_{re} はリアクトルコイルに流れる電流による起磁力である。



(a) 磁気デバイス一体構造モータの寸法

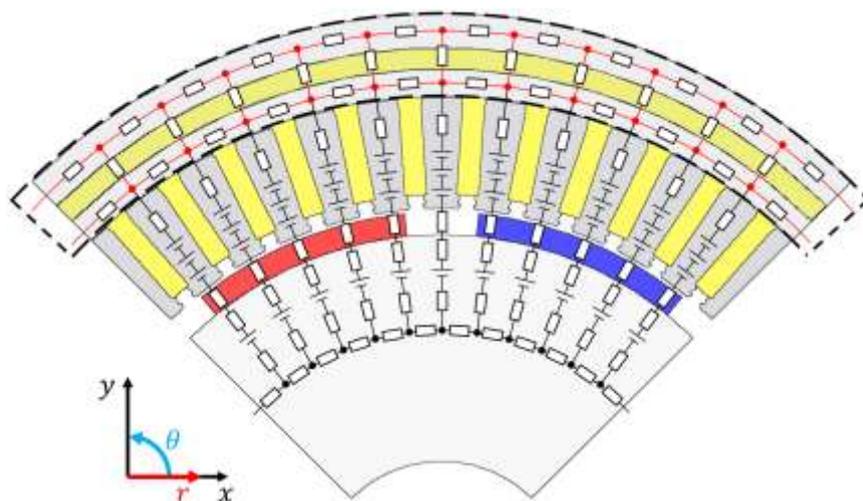


(b) リアクトル部の寸法

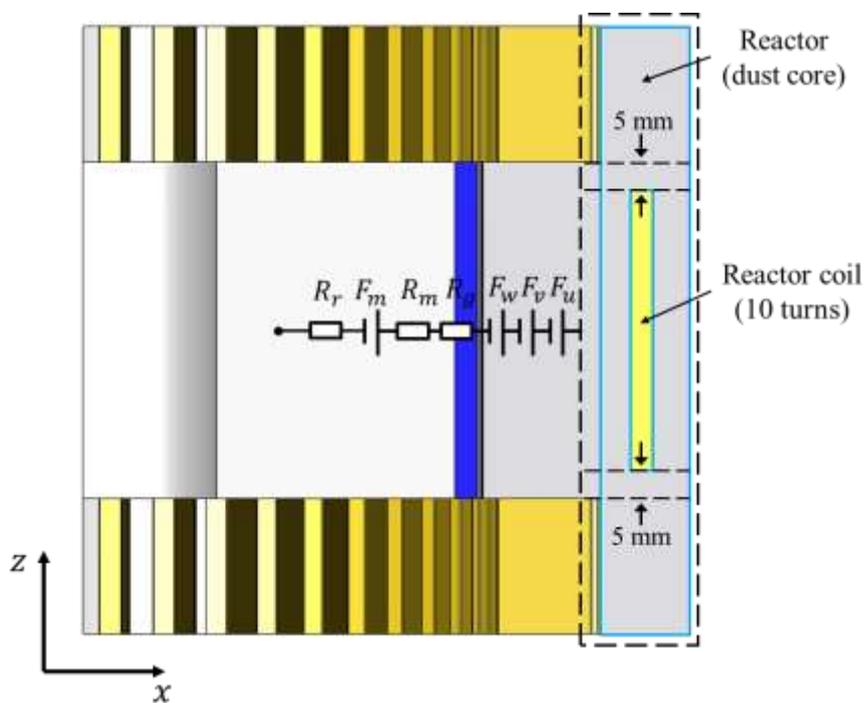
図 5.9 検討に用いる磁気デバイス一体構造モータ

表 5.2 リアクトル部の諸元

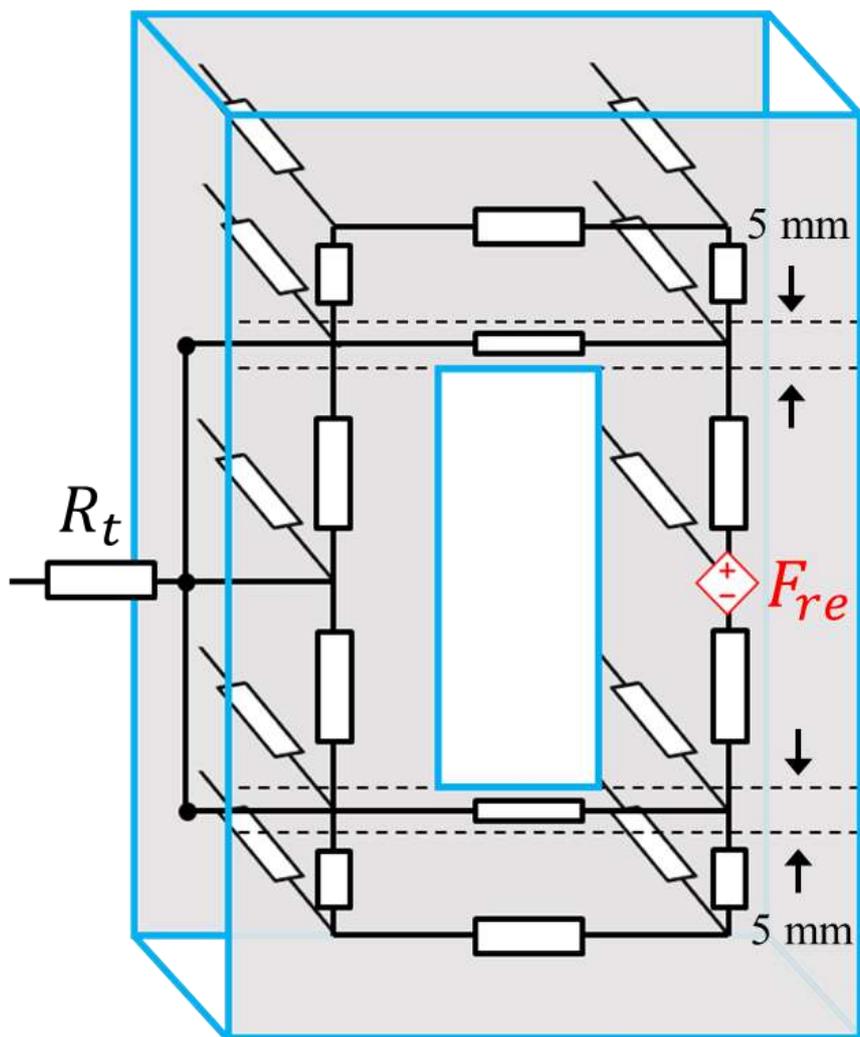
Reactor core length	108 mm
Reactor core thickness	15.5 mm
Reactor coil length	50 mm
Reactor coil thickness	4 mm
Reactor core material	HB3_rev1_20deg



(a) 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデル(1/4)



(b) 側面から見るモータ側の RNA 分割(1/48)



(c) リアクトル部の RNA モデル(1/48)

図 5.10 磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルの詳細

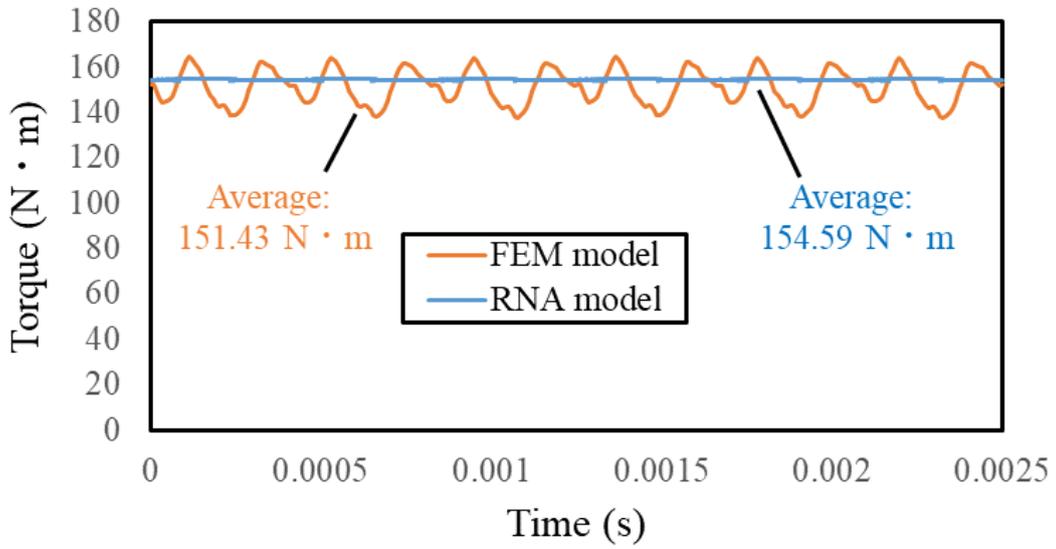
5.2.2 RNA モデルの妥当性検証

前章と同じ，解析ソフトウェア OrCAD PSpice Ver.17.4(Cadence Design Systems 株式会社)を用いた RNA モデルと，解析ソフトウェア JMAG Designer Ver.22.0(株式会社 JSOL)を用いた 3D-FEM モデルによる電磁界解析を行い，それぞれにより算出した特性を比較することで作成した磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルの妥当性を検証する。表 5.3 に計算条件を示す。RNA モデルの入力は，図 5.10 に示す巻線起磁力に振幅が巻数×電流振幅となる正弦波を与えており，3D-FEM モデルに与える電流入力条件に合わせている。両者ともに電気角一周分において 0.0025s までモータコイルに振幅 270 A の三相交流電流を与え，リアクトルコイルが無通電と 390 A の直流電流の 2 条件で検討を行っている。

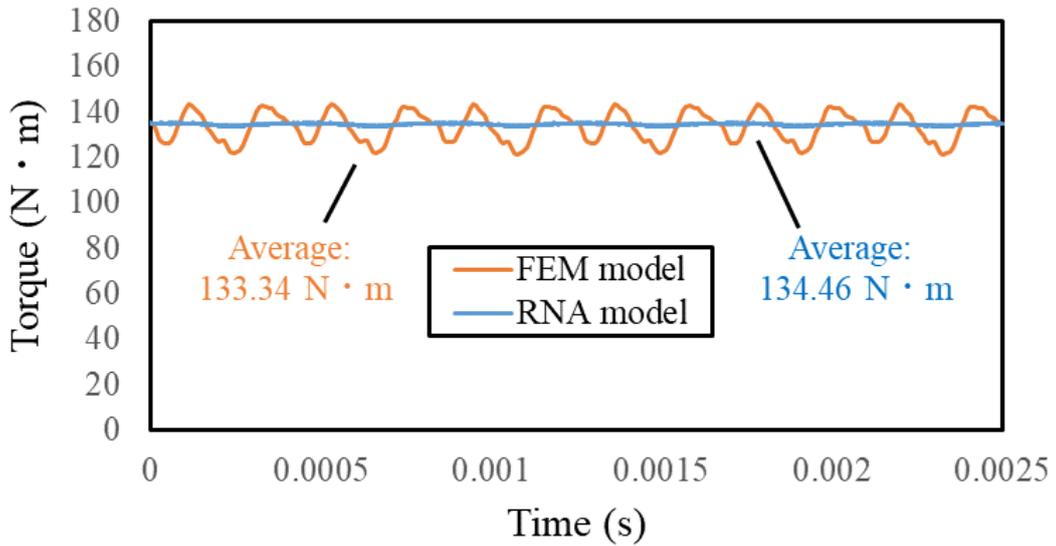
図 5.11(a)にリアクトルコイルが無通電状態のトルク特性，同図(b)にリアクトルコイルが通電状態のトルク特性を示す。図 5.11 において今回作成した RNA モデルはトルクリップルを表現していないが，リアクトルコイルに流す電流が変化しても，解析した平均トルクは RNA モデルと 3D-FEM モデルとで同等の値を得られていることから，構築した RNA モデルの妥当性が確認できる。

表 5.3 解析条件

	RNA model	FEM model
Simulation mode	Transient response analysis	
Maximum motor phase current	270 A	
Frequency of three-phase current source	400 Hz	
Current in reactor coil	0 A/390 A	
Number of turns of reactor coil	10 turns	



(a) リアクトルコイルが無通电の時



(b) リアクトルコイルに 390A 流れる時

図 5.11 RNA と 3D-FEM から計算したトルク特性の比較

5.3 磁気デバイス一体構造モータの出力特性

前節で妥当性を証明した RNA モデルを用いて、本節ではベースモデルと磁気デバイス一体構造モータの N-T 特性の計算結果について述べる。

図 5.12(a)にベースモデルの計算回路、同図(b)に磁気デバイス一体構造モータの計算回路を、表 5.4 に計算条件を示す。ベースモデルは三相 PWM インバータでモータを駆動し、バッテリー電圧を 600 V、モータに入力する最大電流を 270 A とした。これに対して、提案した磁気デバイス一体構造モータでは駆動回路に昇圧コンバータを加えて、バッテリー電圧を 300 V、デューティ比を 0.5 としてコンバータで 2 倍昇圧し、インバータの入力電圧が 600 V になるように設定した。磁気デバイス一体構造モータにおけるリアクトル巻線は、昇圧に必要なインダクタンスを得るために 10 ターンとした。

図 5.13 に RNA で求めた提案モデルとベースモデルの N-T 特性の比較を示す。図 5.14 に前章で述べたモータ効率の計算手法を用いて算出した提案モデルとベースモデルの N-P 特性の比較を示す。以上解析した特性をみると、提案した磁気デバイス一体構造モータはシステム上成立であることを確認できた。そして予想と同じ、低速領域動作時には提案モデルの出力がベースモデルより低い、その一方、弱め界磁制御電流が必要な高速領域において、提案モデルは誘起電圧がバックヨークの飽和で低下し、わずかだが従来構造より出力と効率がともに向上したことがわかる。

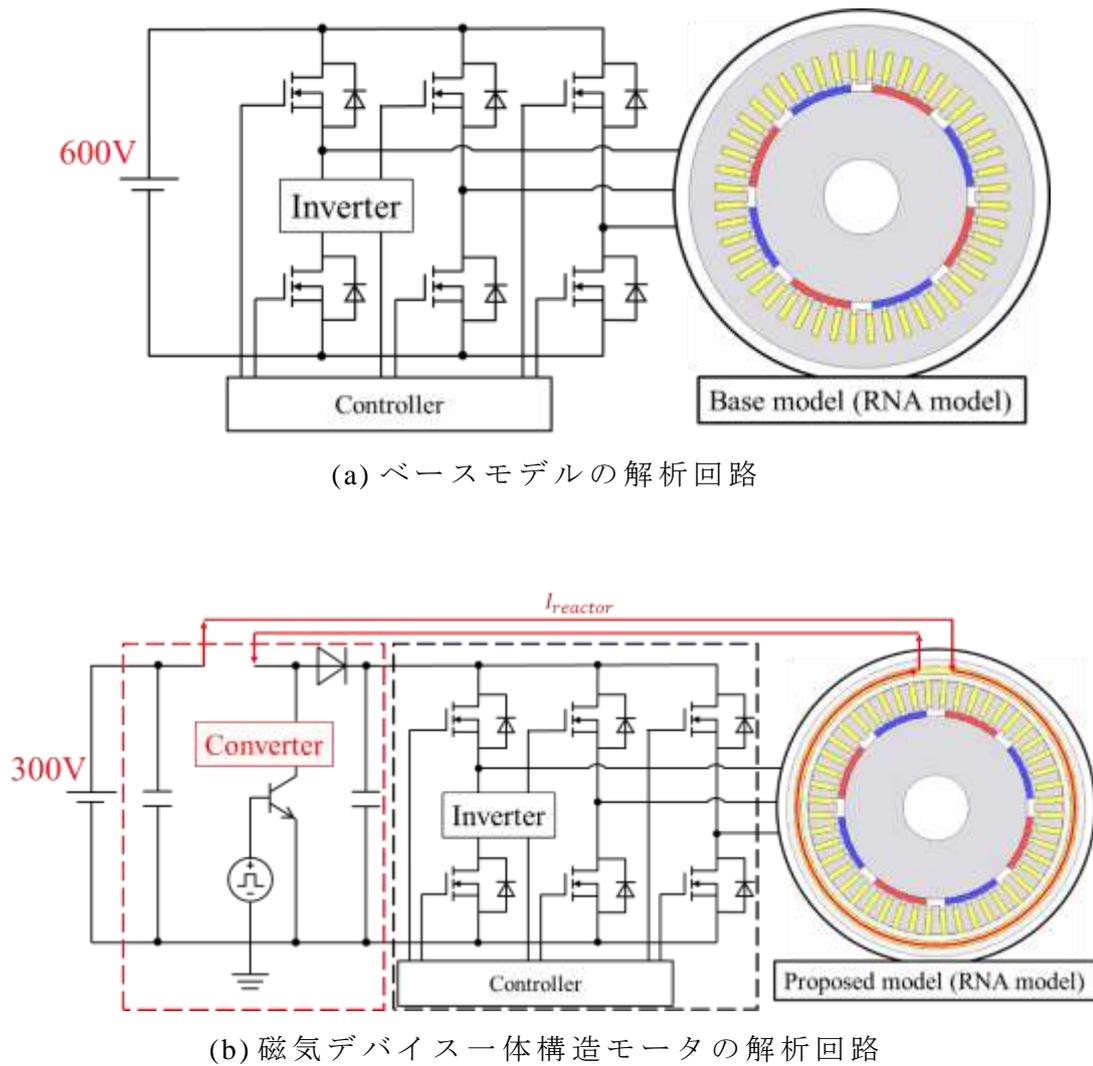


図 5.12 ベースモデルと検討モデルの解析回路のイメージ

表 5.4 解析条件

	Base model	Proposed model
Simulation mode	Transient response analysis	
Control method	MTPA & flux weakening control	
Maximum motor phase voltage	300 V	
Maximum motor phase current	270 A	
Carrier wave frequency	50000 Hz	
Average current in reactor coil	—	390 A
DC voltage	600 V	300 V
Converter duty cycle	—	0.5

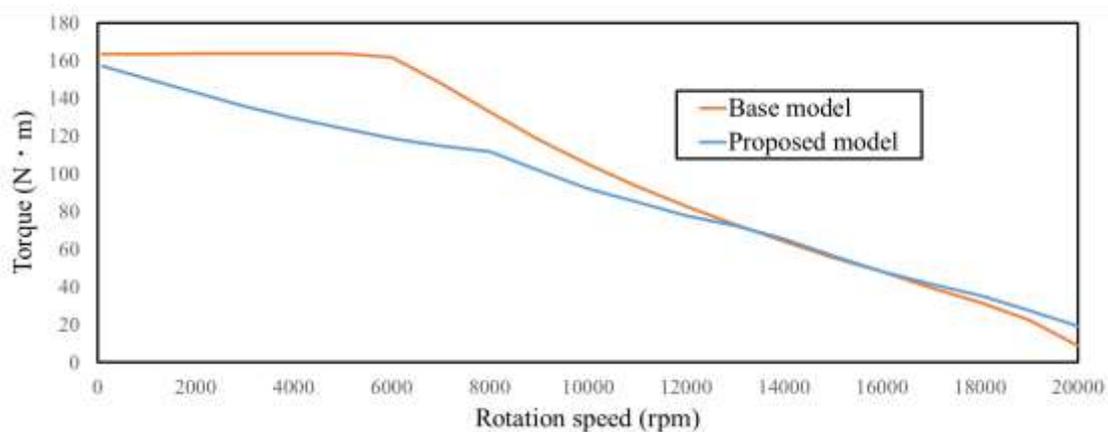


図 5.13 ベースモデルと検討モデルの N-T 特性の比較

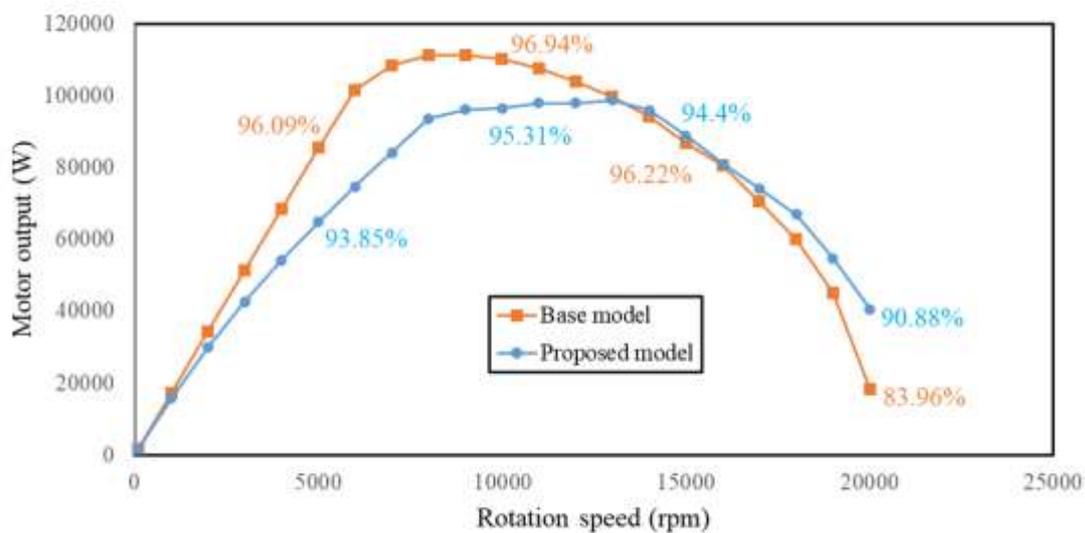


図 5.14 ベースモデルと検討モデルの N-P 特性の比較

5.4 まとめ

以上, RNA モデルによる駆動回路との連成解析から, 本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの有用性を検証した。本章では, まず従来の RNA 分割手法と比べ解析時間が十分の一以下である単純化したモータの RNA モデリング手法を提案し, 2D-FEM との比較から提案手法が高速かつ精度よくモータの基本特性を計算できることを証明した。

次いで, 妥当性を検証した RNA モデリング手法を用いて, 本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルを作成し, 3D-FEM との比較検討からその妥当性を示した。さらに, 同体格の SPM モータと基礎特性の比較検討から提案モータの出力特性について検討した結果, 提案モータがシステム上成立であることを確認した。

本章の検討により, 第 2 章の予想と同じ, 磁気デバイス一体構造モータでは低速時に最大トルクの損失が小さく, そして高速時に従来構造より出力が向上できることを明らかにした。

第 6 章 リアクトルの構造変更による磁気デバイス一体構造モータのトルク特性の改善

本章では、3D-FEM を用いて、提案する磁気デバイス一体構造モータのリアクトル構造変更によるモータトルク特性の改善効果について検討する。対象とするモデルに対して、モータコイルに振幅 270 A の三相交流、リアクトルコイルに最大 390 A の直流が流れ、回転速度は 2200 rpm である。また、設計目標は以下のとおりに設定する。

- リアクトルコイルが無通電のとき、ベースモデルと比べ、提案モデルのトルク減少率が 5%以下
- リアクトルコイルに最大電流が流れるとき、無通電時と比べ、トルクの減少率が 20%以上

なお、リアクトル電流が最大のときのトルク減少率は、文献(35)において可変磁束モータの最大 d 軸鎖交磁束に対する無負荷時の可変磁束レンジが約 22%得られたことから、本検討でも同等の値を目標とする。

6.1 デッドスペースの利用によるトルク特性の改善

図 6.1 に 2.3 章で解析した提案モデルのコンター図を示す。リアクトルコイルが無通電の時、モータとリアクトルの共有磁路の最大磁束密度が 1.81 T となり、使用した圧粉磁心の B-H 特性(図 3.7)を見ると磁気飽和がすでに発生したことがわかる。リアクトル鉄心の磁気飽和を緩和することで、リアクトル電流による誘起電圧のさらなる低下効果が期待できる。そこで本節では、モータバックヨークの軸方向端部をコイル高さまで伸ばし、リアクトルコイルの位置と提案モデルのトルク特性の関係について検討

を行う。

リアクトルコイルの内径 $D_{reactor}$ を 184 mm から 198 mm まで 2 mm 刻みで変化し、それぞれのモデルを図 6.2 の (a)からと (h)に示す。リアクトルコイルの厚みとターン数は前章と同じものとする。

それぞれのモデルにおける 3D-FEM で求めたベースモデルとのトルク特性の比較を図 6.3 に示す。この図を見ると、リアクトルコイルの内径増大とともに、リアクトルコイルが無通電および通電時のトルク減少率がともに下がっていることがわかる。また、 $D_{reactor}=194$ mm の特性において、第 2 章述べたモデル(図 2.16)と比べると、コイルエンドスペースの利用によりリアクトルコイルが無通電時のトルク減少率が下がったことが確認でき、リアクトル体積の増大によりモータ電機子磁束がリアクトルの磁路を利用しやすくなることがわかる。一方、体積の増大でリアクトル側の磁路および断面積が大きくなるため、リアクトル電流による磁気飽和から引き起こす誘起電圧の低下効果も下がる。

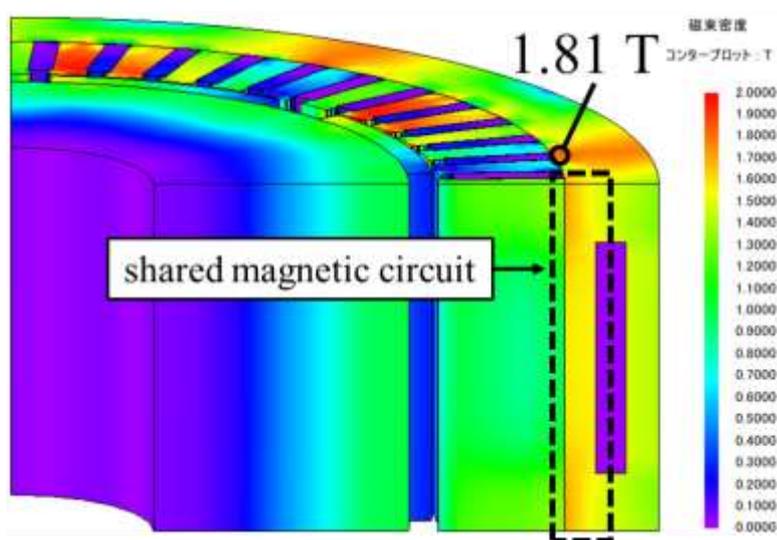
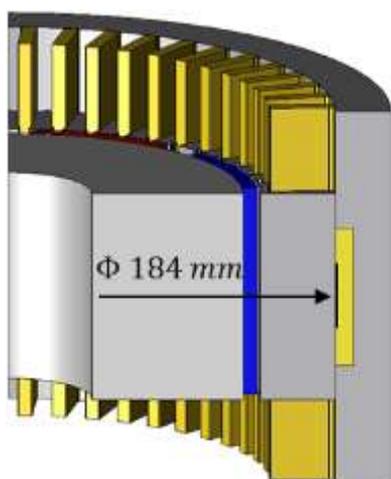
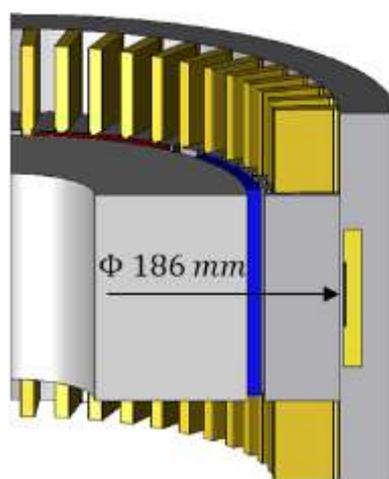


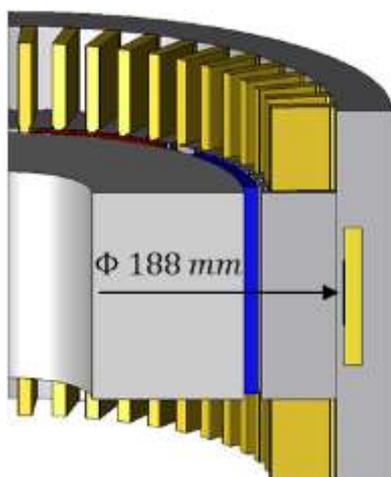
図 6.1 提案モデルのコンター図 ($I_{reactor}=0$ A)



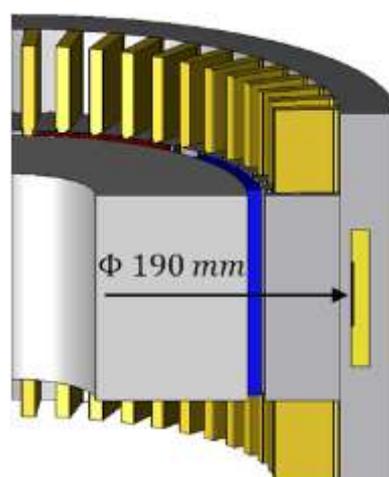
(a) $D_{reactor}=184$ mm



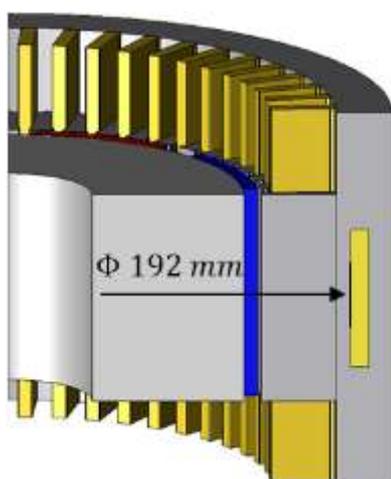
(b) $D_{reactor}=186$ mm



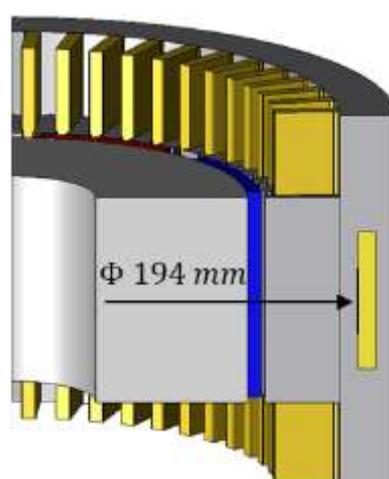
(c) $D_{reactor}=188$ mm



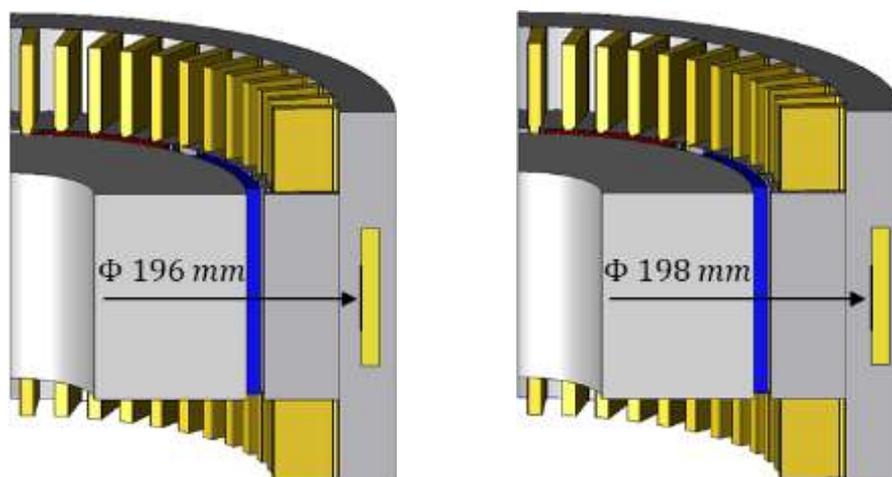
(d) $D_{reactor}=190$ mm



(e) $D_{reactor}=192$ mm



(f) $D_{reactor}=194$ mm



(g) $D_{reactor}=196$ mm

(h) $D_{reactor}=198$ mm

図 6.2 コイルエンド部を利用した提案モデル

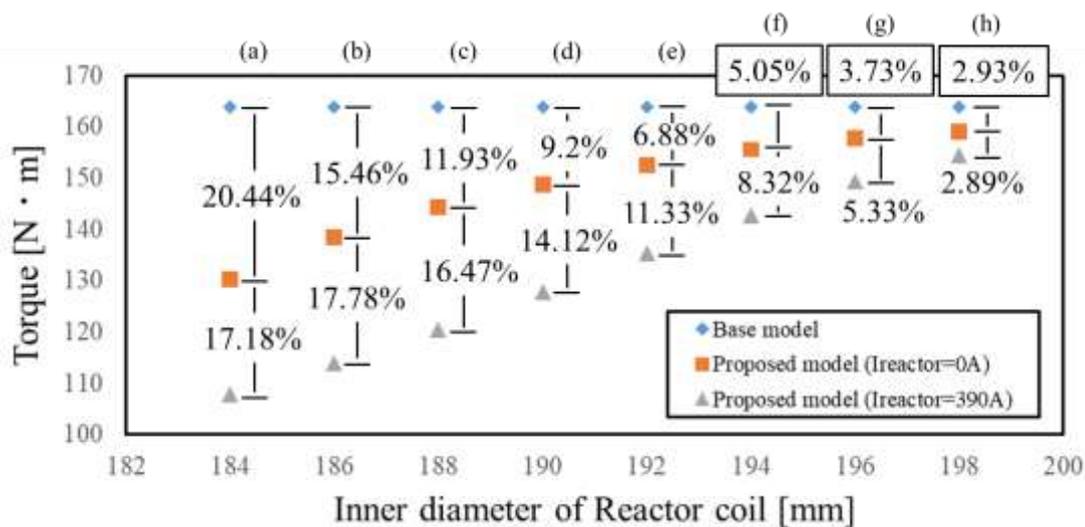


図 6.3 リアクトルコイルの位置におけるトルク特性の比較

6.2 リアクトルコイル分割によるトルク特性の改善

6.2.1 コイルの間隔に対する検討

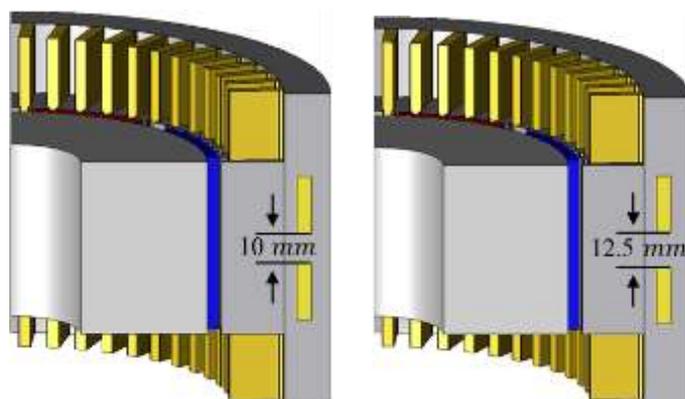
前節の解析から，設計目標を達成するため以下の 2 つの問題を解決する必要がある。

- リアクトルコイルが無通電のとき，電機子磁束がリアクトル鉄心に入りやすいこと
- リアクトルコイルに電流が流れるとき，モータとリアクトルの共有磁路を飽和させやすいこと

このため，前節で解析した設計目標に近いのは $D_{reactor}$ が 192 mm と 194 mm であった。 $D_{reactor}=194$ mm の場合，リアクトルコイルが無通電のときのトルク減少率は 5.05% でほぼ設計目標に達成したが，リアクトルコイルに最大電流が流れるとき，設計目標を達成するためトルクの減少率は倍以上伸ばす必要がある。リアクトルの設計だけでリアクトルコイルに最大電流が流れるときの設計目標の達成は難しいと考えるため， $D_{reactor}=192$ mm のモデルを使用して検討していく。したがって， $D_{reactor}=192$ mm のモデルをベースとして，本節では図 6.4 に示すリアクトルコイルを分割したモデルを提案する。各モデルにおける巻数は上下とも 5 ターンであり，コイルの間隔を 10 mm から 20 mm まで検討を行う。

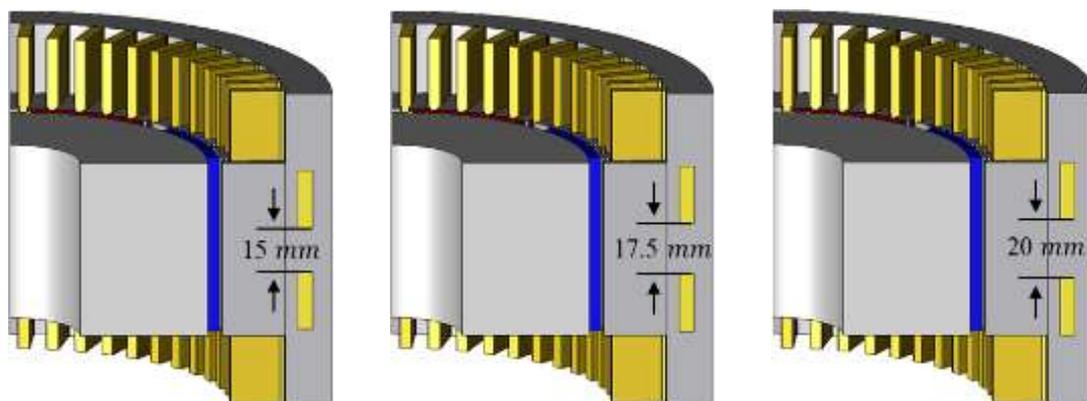
図 6.5 に，提案モデルのコイルの間隔対トルク特性の比較を示す。この図を見ると，コイルの分割によりリアクトルコイルが無通電のとき，ベースモデルと比べ，提案モデルのトルク減少率を 5% 以下までに収めることが確認できた。一方，リアクトルコイルに電流が流れるときのトルクの減少率は最大モデル(d)の 15.38% まで上昇したが，設計目標には到達してい

ない。これは，リアクトルコイルに流れる電流が最大になるとき，その電流による磁束が共有磁路を完全に飽和させることができていないことが原因と考えられる。



(a) 10 mm

(b) 12.5 mm



(c) 15 mm

(d) 17.5 mm

(e) 20mm

図 6.4 リアクトルコイルを分割した提案モデル

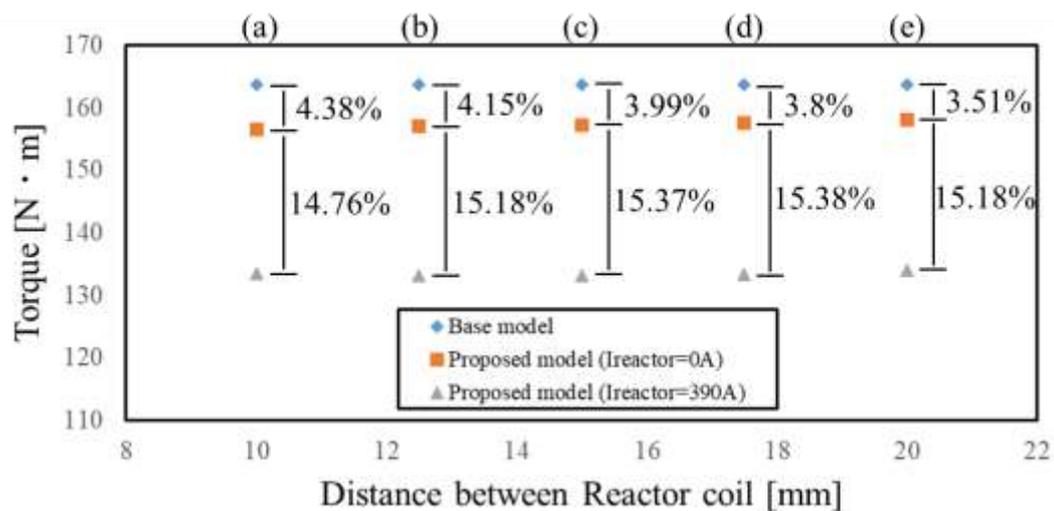


図 6.5 リアクトルコイルの間隔におけるトルク特性の比較

6.2.2 コイルの巻数に対する検討

図 6.4 のモデル(d)をベースとして、本節では図 6.6 に示すモデルを用いてリアクトルコイルの巻数とトルク特性の関係について検討を行う。各モデルにおけるリアクトルコイルの内径は 192 mm，上下の間隔は 17.5 mm であり，長さ 5 mm，高さ 4 mm の平角線と想定している。

各モデルにおけるリアクトルコイルの巻数対トルク特性の比較を図 6.7 に示す。この図から，リアクトルコイルに流れる電流が最大になるとき，リアクトルコイルの巻数の増加とともにトルクの減少率も上昇した。そして，巻数が 12 ターンから 14 ターンまで増加したときのトルクの減少率は 16.69%から 17.05%とわずかであったことから，リアクトルコイルが 14 ターンするとき，共有磁路は飽和状態であることがうかがえる。

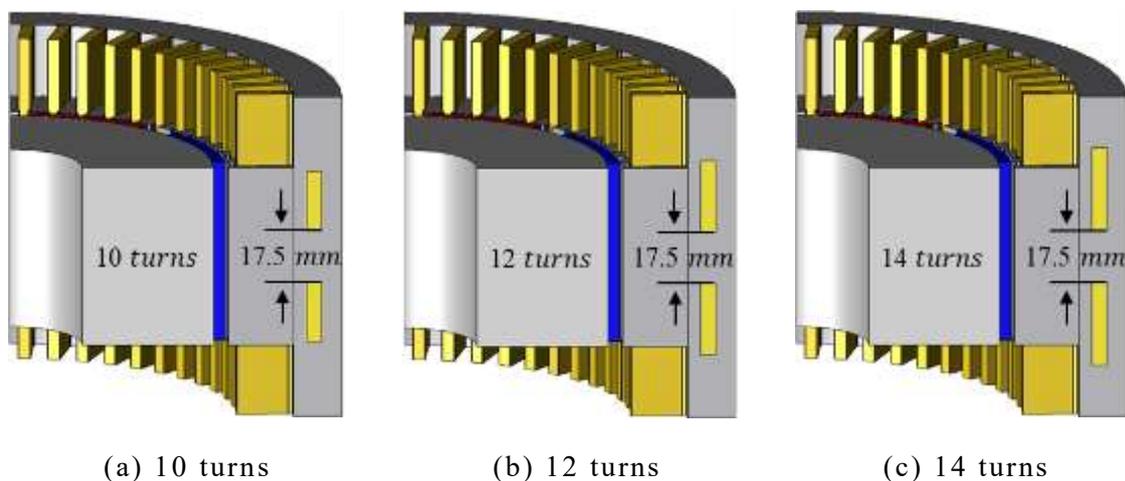


図 6.6 リアクトルコイルの巻数が違う提案モデル

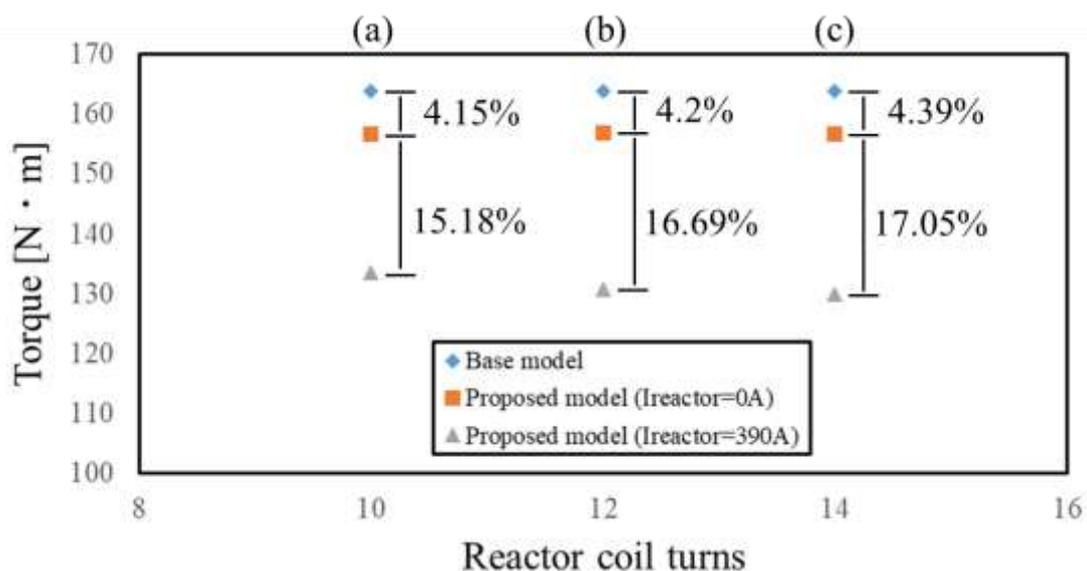
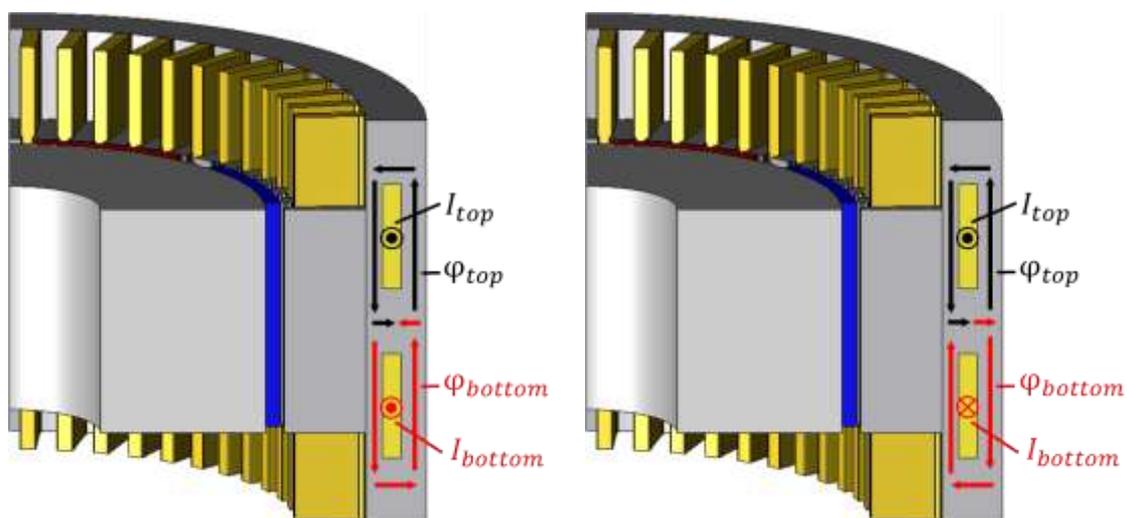


図 6.7 リアクトルコイルの巻数におけるトルク特性の比較

6.2.3 コイルの通電方向に対する検討

上述のリアクトルコイルを分割したモデルに対する検討は図 6.8(a)に示すように、上下のコイルに流れる電流が同じ方向と想定している。そのため、上下に配置したコイルから発生した磁束がコイルの間に逆方向となり、磁束による共有磁路の飽和効果が不十分となる。この問題に対して、図 6.6 のモデル(c)をベースとして、図 6.8(b)に示す上下のコイルに流れる電流の方向を逆にしたモデルを提案する。

図 6.9 に、リアクトルコイルに流れる電流の向きとトルク特性の関係を示す。この図を見ると、モデル(b)において、ベースモデルと比べ、リアクトルコイルが無通電の時提案モデルのトルク減少率が 5%以下であり、無通電時と比べ、リアクトルコイルに電流が流れる時トルクの減少率が 19.95%であることがわかり、設計目標をほぼ達成した。



(a) 同方向通電

(b) 逆方向通電

図 6.8 リアクトルコイルの通電方向が異なる提案モデル

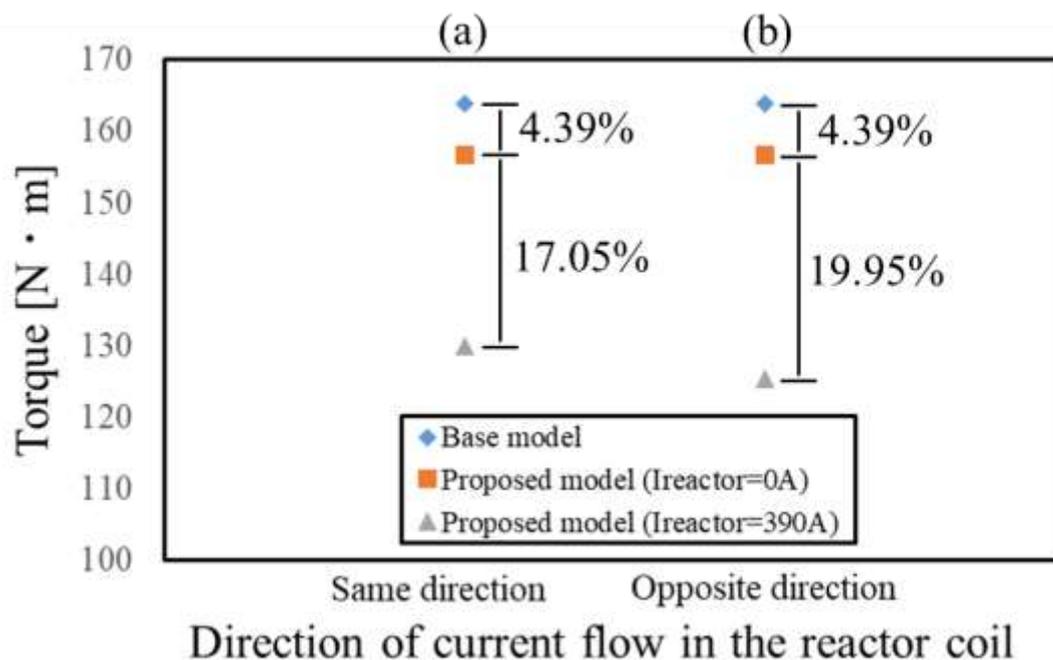


図 6.9 リアクトルコイルの通電方向におけるトルク特性の比較

6.3 磁気デバイス一体構造によるトルク特性の改善

本節では、ベースモデルと比べることで、前節で検討したノウハウを使った磁気デバイス一体構造モータが弱め界磁制御時におけるトルク特性の改善効果について検討を行う。

図 6.8 のモデル (b) を用いて、提案した磁気デバイス一体構造モータの N-T 特性について検討する。モデルのイメージを図 6.10 に、基本的な諸元を図 6.11 に示し、その体格はベースモデルと等しい。表 6.1 に解析条件を示す。ベースモデルと同じ、検討ではインバータの最大定格電圧が 300 V、最大定格電流が 270 A と想定し、弱め界磁制御を用いて提案モデルが 0 rpm, 2200 rpm, 10000 rpm, 15000 rpm におけるトルク特性を計算した。モータ回転速度が 0 の時出力も 0 であるため、リアクトルに流れる電流を 0 A と想定し、回転速度が 2200 rpm 以上で動作するときインバータ出力が

最大定格となり，リアクトルコイルに流れる電流の値を 390 A とする。

図 6.12 に 3D-FEM で求めた提案モデルとベースモデルの N-T 特性の比較を示す。この図をみると，発進，登坂の低速領域動作時において，提案モデルの最大トルクの損失はベースモデルと比べ 5%以下であり，そして弱め界磁制御を用いた高速領域において，提案モデルは誘起電圧を低下させ，ベースモデルより出力が向上したことが確認できた。

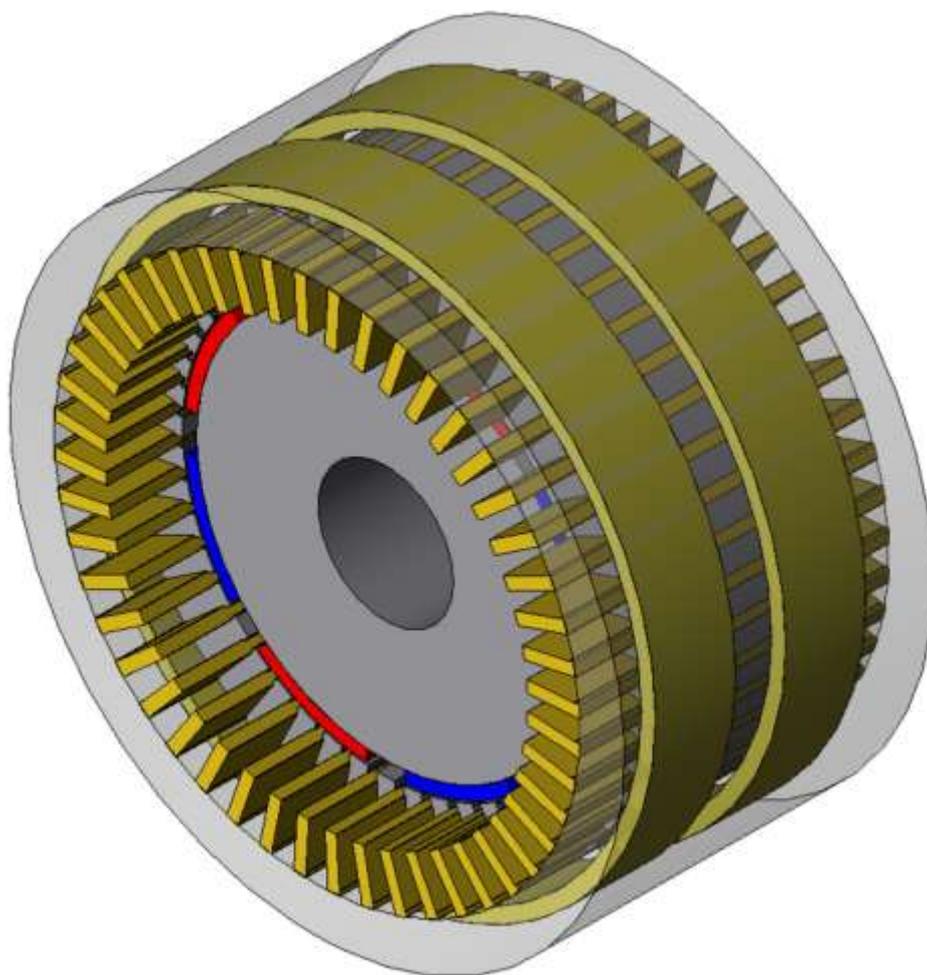


図 6.10 提案モデルのイメージ

Parameter	Value
Number of poles	8
Number of stator slots	48
Number of turns	6
Internal diameter of stator	141.8 mm
Outer diameter of teeth	184 mm
Outer diameter of stator	215 mm
Gap width	0.7 mm
Outer diameter of rotor	140.4 mm
Iron core length	60 mm
Motor length	108 mm
Internal diameter of reactor coil	192 mm
Reactor coil spacing	17.5 mm
Number of turns of reactor coil	14
Residual magnetic flux density of magnet	$B_r=1.2$ T
Coercive force of magnet	$H_c=909$ kA/m
Core material of rotor core and teeth	35JN210
Core material of rotor	HB3_rev1_20deg

図 6.11 提案モデルの諸元

表 6.1 解析条件

Simulation mode	Transient Response Analysis
Current flowing in Reactor coil	0 A / 390 A
Current direction in Reactor coil	Opposite direction
Maximum motor line voltage	300 V
Maximum motor line current	270 A
Control method	MTPA & Flux weakening control

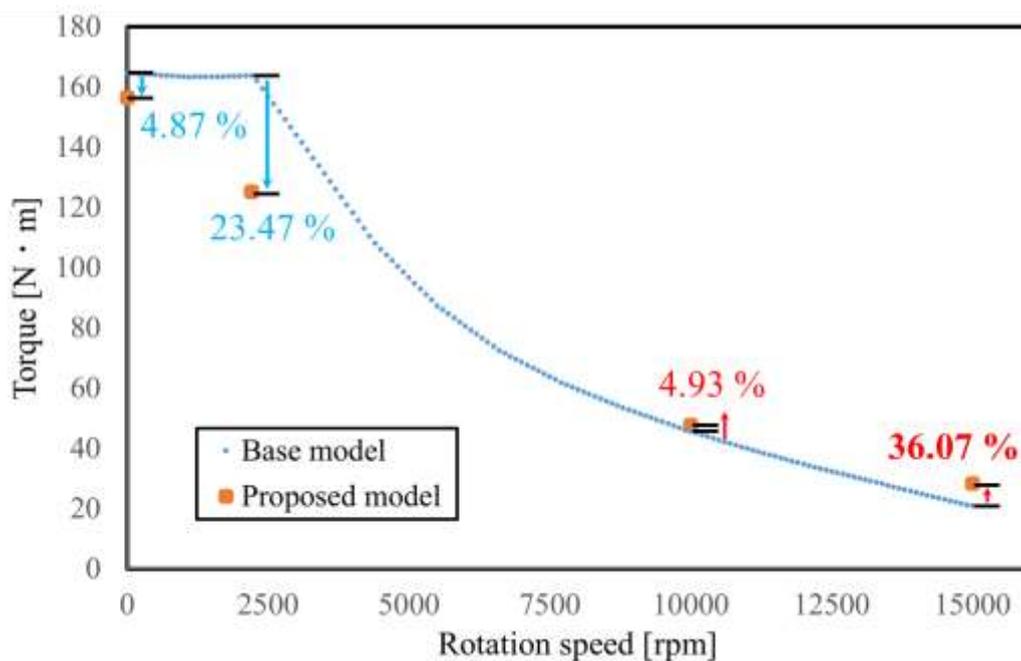


図 6.12 磁気デバイス一体構造モータとベースモデルのトルク特性の比較

6.4 まとめ

以上、リアクトルの構造変更による磁気デバイス一体構造モータのトルク特性の改善効果について述べた。先行研究である可変磁束モータの性能を参考として、リアクトルコイルが無通電および最大電流が流れるときの設計目標を設定し、3D-FEMを用いて、デッドスペースの利用やコイルの間隔、巻数、および通電方向など、リアクトルの構造が提案モータのトルク特性への影響について検討することで、その設計目標を達成した。

検討から得られたノウハウを使用して磁気デバイス一体構造モータのN-T特性を解析した結果、発進、登坂の低速時において、提案モータの最大トルクの損失はベースモデルと比べ5%以下、そして弱め界磁制御を用いた高速領域において、提案モータの最大出力がベースモデルより36%向上することが可能であることを確認した。

第 7 章 結言

電気自動車駆動用モータとして、小型・高出力化の観点から広く使われている永久磁石モータについて、本論文ではモータと昇圧回路用リアクトルを一体化した構造である磁気デバイス一体構造モータを提案し、理論と解析による評価によりその妥当性および従来構造に対する出力向上効果を先らかにした。以上、各章で得られた結論をまとめる。

第 2 章では、初めに回転子構造、巻線方式と永久磁石の種類から永久磁石モータの基本構造と回転原理について説明した。次いで、ベースモデルである SPM モータの諸元を説明した上、それに基づいて本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの構成と各部分の寸法を述べた。

なお、従来構造であるラジアルギャップモータが動作時磁束の流れ方との比較から、提案した磁気デバイス一体構造モータの動作原理について述べた。最後に、3D-FEM を用いてベースモデルと提案モデルのトルク特性の比較検討から、提案モデルが高出力運転時のモータ誘起電圧を低下させる効果を示した。

第 3 章では、まず RNA の特徴について述べ、角型鉄心を用いて RNA モデルの導出方法について説明した上、非線形磁気抵抗を使用することで材料の非線形磁気特性を考慮した解析が可能であることを示した。

次いで、ベースモデルである SPM モータを大きく、分割手法、巻線電流による起磁力分布の設定、回転子の駆動表現、トルクの算定手法に分け、モータの RNA モデルの導出方法について述べた。

そして、その RNA モデルを用いてベースモデルが無励磁と励磁状態で動作する場合の特性算定を行い、その計算結果と FEA と比較したところ、RNA モデルの計算結果は FEA の計算結果と概ね一致し、構築したベース

モデルの RNA モデルの妥当性を示した。

第 4 章では、電気・磁気・運動連成解析に基づく PWM 制御時の駆動システムの効率算定について述べた。FEM による計算と比較することで、PWM 制御時においてもモータに発生する鉄損を精度よく計算できることを示した。提案した RNA モデルに基づく連成解析回路は三相電流源駆動時の FEM と比べて計算時間は大体同等であり、1 周期あたり 10 分程度でできるため、現実的な時間でモータの評価を行うことが可能となった。

さらに、コンバータとインバータにあるスイッチング素子の損失算定手法を提案し、モータと駆動系の連成解析回路に発生した損失を計算することで、代表動作点の効率算定を行った。本章の検討により、磁気抵抗回路網解析が駆動モジュールに発生した損失まで考慮したシステムの効率算定に適用可能であることを明らかにした。

第 5 章では、RNA モデルによる駆動回路との連成解析から、本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの有用性を検証した。まず従来の RNA 分割手法と比べ解析時間が十分の一以下である単純化したモータの RNA モデリング手法を提案し、2D-FEM との比較から提案手法が高速かつ精度よくモータの基本特性を計算できることを証明した。次いで、妥当性を検証した RNA モデリング手法を用いて、本研究で提案した磁気デバイス一体構造モータの RNA モデルを作成し、3D-FEM との比較検討からその妥当性を示した。さらに、同体格の SPM モータと基礎特性の比較検討から提案モータの出力特性について検討した結果、提案モータがシステム上成立であることを確認した。本章の検討により、第 2 章の予想と同じ、磁気デバイス一体構造モータでは低速時に最大トルクの損失が小さく、そして高速時に従来構造より出力が向上できることを明らかにした。

第 6 章では、リアクトルの構造変更りよる磁気デバイス一体構造モータのトルク特性の改善効果について述べた。先行研究である可変磁束モータの性能を参考として、リアクトルコイルが無通電および最大電流が流れるときの設計目標を設定し、3D-FEM を用いて、デッドスペースの利用やコイルの間隔、巻数、および通電方向など、リアクトルの構造が提案モータのトルク特性への影響について検討することで、その設計目標を達成した。

検討から得られたノウハウを使用して磁気デバイス一体構造モータの N-T 特性を解析した結果、発進、登坂の低速時において、提案モータの最大トルクの損失はベースモデルと比べ 5%以下、そして弱め界磁制御を用いた高速領域において、提案モータの最大出力がベースモデルより 36%向上することが可能であることを示した。

以上、本論文では磁気デバイス一体構造モータの特性算定について述べた。電気自動車の駆動用モータの小型軽量化や特性改善に対する研究は盛んでおり、色んなモータ構造が提案されているが、異なる磁気デバイスの融合による小型化とともに、モータの出力を向上させるモータ構造は本論文で初めて提案されたものである。また、先行研究で提案されてた磁気回路法によるモータの分割手法をベースにして、簡便で精度よくモータの出力特性を計算できる単純化したモデリング手法を提案し、有限要素法と比較してモータと駆動回路との連成解析に大幅に計算時間が短縮されることが明らかになった。

今後の課題としては、磁気デバイス一体構造モータのさらなる性能改善が挙げられる。本研究ではリアクトルの形状とトルク特性の関係集中したいため、突極性によるリラクタンストルクの影響を無視できる表面磁石型モータを対象として磁気デバイス一体構造に適用した例について述べた

が、現在電気自動車の主駆動用モータは一般的に埋込磁石モータが使われている。埋込磁石モータはマグネットトルクとリラクタンストルクを同時に活用できるため、表面磁石型モータと比べて、出力、効率ともに優れる。そのため、埋込磁石モータに磁気デバイス一体構造を適用することで、同じ体格においてさらなる出力向上が期待される。

参考文献

- (1) WHO : 「WMO Atlas of Mortality and Economic Loss from Weather, Climate and Water Extremes (1970–2019)」 (2019)
- (2) 日本財団ジャーナル : 「2022 年に世界で起きた異常気象を振り返る。原因は地球温暖化？私たちの暮らしにある？」 (2023)
<https://www.nippon-foundation.or.jp/journal/2023/84518/sustainable>
- (3) 気候変動に関する政府間パネル 第 5 次評価報告書 : 「SUMMARY FOR POLICYMAKERS」 (2014)
- (4) 外務省 : 「わかる！国際情勢 「パリ協定」」 (2017)
<https://gooddo.jp/magazine/climate-change/>
- (5) International Energy Agency : 「Energy Technology Perspectives」 (2020)
- (6) International Energy Agency : 「Energy Technology Perspectives」 (2023)
- (7) 日本国土交通省 : 「運輸部門における二酸化炭素排出量」 (2023)
- (8) 加藤崇 : 「自動車駆用途における可変特性型高効率モータに関する研究」, 芝浦工業大学博士論文 (2015)
- (9) 気候変動に関する政府間パネル : 「IPCC 1.5°C特別報告書」 (2020)
- (10) International Energy Agency : 「Energy Technology Perspectives」 (2017)
- (11) EV smart: 「日本国内における電気自動車の売上とシェアを確認」 (2023)
- (12) MRI リサーチアソシエイツ(株) : 「電気自動車ネクストユーザーは誰だ？-mif を活用した電気自動車の購入意欲に関する調査」 (2019)
- (13) 野中剛 : 「永久磁石可変界磁モータの研究」, 鹿児島大学博士論文 (2017)
- (14) 大賀荘平, 野中剛, 石井隆明, 大戸基道 : 「可変界磁モータの試作と評価」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, 3-32, pp.I-91-94 (2013)

- (15) 岡崎潔：「全自動洗濯機の低騒音性に革新をもたらした DD インバータ 技術と洗濯機の進化」, 東芝レビュー, Vol.69, No.2, pp. 37-40 (2014)
- (16) Federico Baronti, Roberto Di Rienzo, Nicola Papazafirooulos, Roberto Roncella and Roberto Saletti : “Investigation of series-parallel connections of multi-module batteries for electrified vehicles” , IEEE International Electric Vehicle Conference, (2014)
- (17) 一般社団法人日本電子デバイス産業協会：「設立指針」
<https://www.nedia.or.jp/about/設立指針>
- (18) 吉田征弘：「電気・磁気回路網による永久磁石モータの損失解析に関する研究」, 東北大学博士学位論文 (2013)
- (19) 門間大樹, 吉田征弘, 田島克文：「RNA による減磁を考慮したフェライト磁石モータの特性算定」, 秋田大学修士学位論文 (2016)
- (20) 張磊, 吉田征弘, 田島克文：「RNA に基づく永久磁石モータのインバータ・モータ連成解析モデルに関する検討」, 電気関係学会東北支部連合大会講演論文集 L1767B (2020)
- (21) 水田貴裕, 久米将実, 伊藤一将, 高島由晴, 栢山盛幸：「高速・高出力モータを実現する回転機設計技術」, 三菱電機技報, Vol.93, No.6 (2019)
- (22) 石上孝：「電線整列機構搭載型ワーク回転方式によるモータ用コイルの高密度巻線に関する研究」, 横浜国立大学大学院博士論文 (2011)
- (23) 株式会社テクノプラン：「磁石の種類と特性」
- (24) 産総研：「性能を保ったまま異方性サマリウム-鉄-窒素焼結磁石を製作 – 世界最強の耐熱性磁石を目指して –」 (2015)
- (25) 森本茂雄, 真田雅之：「省エネモータの原理と設計法」, 科学情報出版株式会社 (2013)

- (26) 上野友之, 鶴田聖, 齋藤達哉, 渡辺麻子, 伊志嶺朝之, 山田浩司:「磁気特性に優れる圧粉磁心の開発経緯と実用化事例及び今後の展開」, SEI テクニカルレビュー (2016)
- (27) Catalina González-Castaño, Carlos Restrepo, Freddy Flores-Bahamonde, and Jose Rodriguez : “A Composite DC–DC Converter Based on the Versatile Buck–Boost Topology for Electric Vehicle Applications”, Sensors (Basel), (2022)
- (28) B.K. Chakravarthy, and G. Sree Lakshmi : “Power Savings with all SiC Inverter in Electric Traction applications”, E3S Web Conf, Vol.87, (2019)
- (29) 山本哲朗 :「数値解析入門」, サイエンス社 (2003)
- (30) 一ノ倉理, 田島克文, 中村健二, 吉田征弘 :「磁気回路法によるモータの解析技術」, 科学情報出版株式会社 (2016)
- (31) 矢野昌雄, 打田良平 :「パワーエレクトロニクス」, 丸善出版 (2000)
- (32) 高木茂行, 長浜竜 :「これでなっとくパワーエレクトロニクス」, コロナ社 (2017)
- (33) Tech Web : 「SiC パワーデバイス基礎編」 (2017)
<https://techweb.rohm.co.jp/product/power-device/sic/sic-basic/7138/>
- (34) 三菱電機株式会社 : 「三菱半導体(MOSFET モジュール) FM400TU-2A 大電力スイッチング用」
- (35) 松浦透, 佐々木健介, 谷本勉, 加藤崇 : 「逆円弧型磁石を用いた可変漏れ磁束モータの高効率化及び高出力化」, 自動車技術会論文集, Vol.48, No.3 pp655-660 (2017)

謝辞

本論文を遂行し，論文を作成するにあたり，終始懇切丁寧かつ熱心な御指導，御助言を賜りました本学共同サステナブル工学専攻 田島克文 教授に対し，衷心より敬意を表し，感謝いたします。

また，本学共同サステナブル工学専攻 吉田征弘 講師には研究室所属以来，終始適切なる御指導，御助言を賜りました他に，研究以外のことにも助言を賜り，御相談に乗っていただき心身共に支えられました。改めて敬意を表し，感謝いたします。

さらに，審査をお願いして，適切な御指摘，有益な御助言を頂いた，本学数理・電気電子情報学専攻 熊谷誠治 教授，山口留美子 教授に，心から感謝申し上げます。

本研究を遂行するにあたり，有益であり適切な御指導、御助言をいただいた本学理工学部 櫻井将 助教，本学電動化システム共同研究センター 半田修士 特任助教に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたり，実験から日頃の研究室生活まで様々な面でご協力を賜りました本学 伊藤慶郎 技術職員に心から厚く御礼申し上げます。

筆者が所属する田島・吉田・櫻井研究室において多くの面で苦労を共にし，互いに切磋琢磨した同期諸子，後輩諸子，ご卒業された先輩諸氏に深く感謝いたします。

最後に，これまで温かく見守り続けてくれた家族に感謝いたします。

令和 5 年 12 月