The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	車両走行用モータへの応用に向けた可変磁束モータの研究
Author(s)	小原, 章
Citation	大阪大学, 2019, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/72378
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

博士学位論文

車両走行用モータへの応用に向けた
可変磁束モータの研究

小原　章

2019 年 1 月

大阪大学大学院工学研究科
知能・機能創成工学専攻

概要

近年，環境保全への意識の高まりにより，電気自動車（Electric vehicle：EV）やハイブリッド車（Hybrid Electric vehicle：HEV）の普及が進んでいる。これらの自動車は駆動力の一部または全部を電気モータに依存しており，モータ性能が自動車の走行性能へ与える影響はますます大きくなっている。

すでに市販されている EV・HEV の多くは，永久磁石式モータや誘導モータを採用している。一般的に永久磁石式モータは，他方式のモータに比べてトルク密度が高く，低速域のモータ効率も高い。一方で，中高速域においては弱め界磁制御を用いることによる効率低下が課題となっている。誘導モータは永久磁石（希土類磁石）を用いないために安価に製造することができ，永久磁石の調達リスクも低減することができるために普及率は高くなっている。しかしながら，トルク密度が永久磁石式モータより低いため，自動車の発進や登坂時の性能を向上させるためには，モータそのものを大型化する必要がある。また，永久磁石を用いないモータとしては，リラクタンス力によってトルクを発生するスイッチトリラクタンスモータの応用が期待されているが，動作原理に起因する振動や騒音の大きさが問題となっており，一部の実験車両を除いて実用化には至っていない。

このように，自動車の走行用モータには高トルク密度・レアアースフリー・高効率運転領域の拡大という要求があるが，すべての要求を満たすことのできるモータはこれまでに実現されていない。

本研究ではこれらの課題を解決するため，可変磁束モータの提案とその特性の検証を行った。

まず，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータを提案し，その動作原理と駆動特性を 2 次元有限要素法を用いて明らかにした。また，界磁巻線を有する可変磁束リラクタンスモータと特性を比較することで，界磁巻線を省略した場合でも，同様の動作原理で駆動可能であることを明らかにした。これにより，可変磁束リラクタンスモータの高出力・高効率化に加え，生産性向上の可能性を示した。さらに，試作機を用いた実験によって解析結果との比較を行うことで，その有効性を示した。

次に，従来方式のモータ（永久磁石式同期モータ・誘導モータ・スイッチトリラクタンスモータ）と回転速度-トルク特性の比較を行った。提案モータの定出力運転速度範囲は他のモータに比べて数倍大きく，中高速域におけるモータ効率も高いことを示した。界磁磁束の変化に対するインダクタンス変化量への影響や，弱め界磁制御の効果に着目し，提案モータにおいて良好な結果が得られたメカニズムを解明した。

提案モータはスイッチトリラクタンスモータと同様にリラクタンス力よってトルクを発生するため，振動・騒音の増加が懸念された。そこで，解析と実験によって，提案モータとスイッチトリラクタンスモータの振動の比較を行った。解析による比較では，電圧印加方式の違いによって，提案モータの方が振動が小さくなることを示した。一方，入力電流波形を統一した比較においては，極スロット数の組み合わせによって，提案モータは固有振動モードとの共振が生じやすく，SRM よりも振動が大きくなることがわかった。実験においても同様の比較を行い，解析結果と同様の傾向が見られることを示した。

目次

第 1 章 緒論 1
1.1 研究の背景 1
1.2 可変磁束モータ 2
1.3 可変磁束リラクタンスモータ 3
1.4 本研究の目的 4
第 2 章 界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータ 6
2.1 電流重畳可変磁束モータの構造と動作原理 6
2.2 有限要素解析による動作原理検証 8
2.2.1 解析条件 8
2.2.2 N-T 特性の解析結果 9
2.2.3 無負荷回転速度 13
2.2.1 トルク発生原理 13
2.2.1 高出力モードのメカニズム 14
2.2.2 界磁巻線を有する可変磁束リラクタンスモータとの比較 17
2.3 試作機を用いた実験による動作原理検証 19
2.3.1 実験条件 19
2.3.2 N-T 特性 21
2.3.3 トルクリップル 26
2.4 結言 28
第 3 章 他方式モータとの特性比較 29
3.1 パワーバンドの比較 29
3.1.1 比較条件 29
3.2 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの特性検証 33
3.2.1 弱め界磁制御 33
3.2.2 トータル磁束 37
3.2.3 モータ効率 39

3.3 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの高調波電流 42
3.3.1 銅損最小制御 42
3.3.2 高調波電流のトルクへの影響 44
3.1 高調波磁束を利用するための電流制御手法 48
3.1.1 誘起電圧に含まれる高調波成分 48
3.1.2 電流重畳可変磁束リラクタンスモータのベクトル制御 50
3.1.3 シングルベクトル制御とダブルベクトル制御の比較 54
3.2 結言 57
第 4 章 スイッチトリラクタンスモータと電流重畳可変磁束リラクタンスモータの振動の比較 ... 58
4.1 電磁場解析と構造解析の連成による検証 58
4.1.1 比較モデル 58
4.1.2 トルクリップルと電磁力 59
4.1.3 電磁力モードと固有モード 63
4.1.4 周波数応答特性 65
4.1.5 正弦波電流入力による比較 66
4.1.6 円環 0 次モード 68
4.2 実験による比較 69
4.2.1 ハンマリング 69
4.2.2 駆動時の振動 71
4.3 結言 72
第 5 章 結論 73
参考文献 75
謝辞 77
業績一覧 78

第1章 緒論

1.1 研究の背景

近年，環境保全への意識の高まりにより，電気自動車（Electric vehicle：EV）やハイブリッド車（Hybrid Electric vehicle：HEV）の普及が進んでいる。これらの自動車は駆動力の一部または全部を電気モータに依存しており，モータ性能が自動車の走行性能へ与える影響はますます大きくなっている。

自動車の走行用モータに求められる特性を Fig. 1.1 に示す。自動車の発進時や登坂時には低速大トルク特性が，高速巡航時には，高速低トルクの特性が求められる。すなわち，広い運転速度範囲で常に一定の出力を維持する必要があるということに他ならない。また，モータ効率が車両の走行可能距離に与える影響は大きく，運転範囲全域での効率の向上が重要である。

市販されている EV・HEV の多くは，永久磁石式モータや誘導モータを採用している。一般的に永久磁石式モータは，他方式のモータに比べて低速域におけるトルク特性に優れ，比較的モータ効率が高い。このような特性は，市街地走行時や登坂時の加速性能向上に対して効果があり，多くの自動車メーカで積極的に利用されている。一般に，永久磁石式モータの特性（回転速度-トルク特性，出力，効率等）は，モータ構造固有であり，単一のモータでは一通りの特性しか持つことはできない。トルク特性向上のために高エネルギー積の永久磁石を用いることは，大きな逆起電力を発生させ，中高速域における運転領域の縮小につながる。したがって，高トルク特性と高速回転特性を両立することは困難である。これに対し，中高速域における運転領域拡大手法として，弱め界磁制御が広く用いられている。これは，永久磁石による磁束を弱めるような方向に磁束を発生させることで逆起電力を低減させる制御であるが，残留磁束密度の大きい磁石に対しては効果が小さい。また，この電流はトルク発生に寄与しないため，銅損の増加によってモータ効率が低下すると

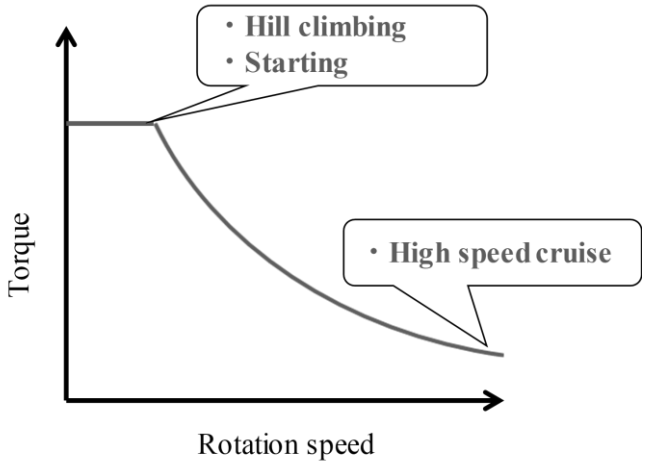


Fig. 1.1 Required characteristics for traction motor

いう問題がある。また近年では，中高速域における出力向上のために，永久磁石によるトルク（マグネットトルク）以外にリラクタンストルクを積極的に利用する試みがあるが，効果は限定的である。

誘導モータは永久磁石を持たないために安価に製造することができ，永久磁石の調達リスクも低減することができるという利点がある。しかしながら，トルク密度が永久磁石式モータよりも低いため，自動車の発進や登坂時の性能を向上させるためには，モータそのものを大型化する必要がある。

また，レアアースフリーのモータとして，スイッチトリラクタンスモータに注目が集まっている。このモータは鉄心とコイルのみで構成されており，リラクタンス力によってトルクを発生する。構造が簡単であることに加え，制御も容易であることから，走行用モータへの応用が期待されている。一方で，永久磁石式モータよりもトルク密度が低い上，トルク特性の非線形性が強く，これによる振動・騒音の増加が問題となっており，一部の実験車両と建設機械を除いて実用化には至っていない。

このように，自動車の走行用モータには高トルク密度・レアアースフリー・高効率運転領域の拡大という要求があるものの，すべての要求を満たすことのできるモータはこれまでに実現されていない。

1.2　可変磁束モータ

この課題に対し，運転領域の拡大・モータ効率向上を目的に，多数の可変磁束モータが提案されている。前節において，永久磁石式モータの特性はモータ構造に固有であると述べたが，このモータは従来モータでは変化しない永久磁石による磁束を機械的，あるいは電気的に変化させることで，逆起電力の大きさを制御している。可変磁速モータの概念図を Fig. 1.2 に示す。可変磁束モータは，所望のトルクと回転速度の動作点に対して適切に磁束を変化させることで，高トルク

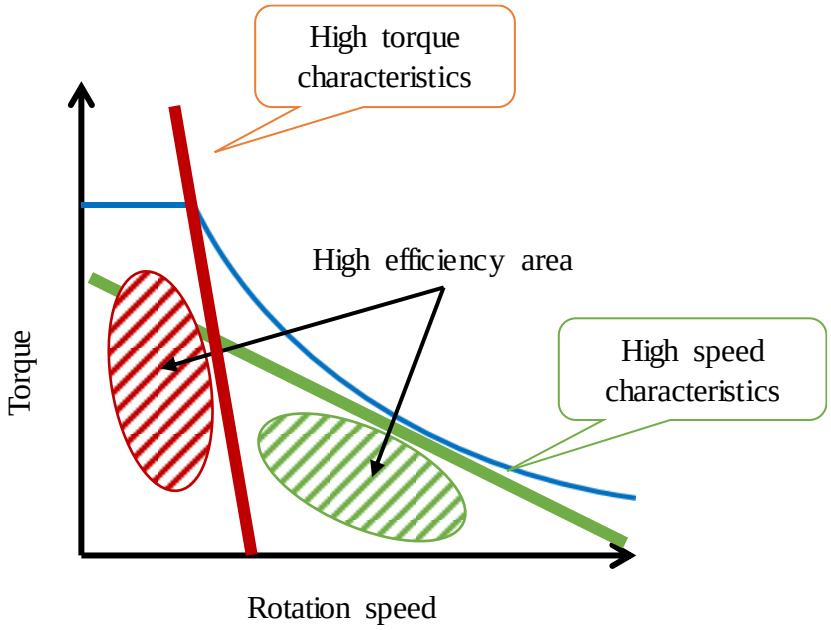


Fig. 1.2　Concept of the variable flux motor.

特性（赤色のライン）と高速回転特性（緑色のライン）を切り替え，単一モータによる複数の回転速度-トルク特性の実現を図っている。また，それに付随して，それぞれの回転速度-トルク特性に固有の高効率運転領域もシフトするため，運転領域全体の効率も向上する。

機械的に永久磁石式モータの可変磁束特性を実現する手段として，ロータもしくはステータを移動させ，両者の対向面積を変化させる技術がよく知られている[1, 2]。しかし，軸方向へ移動させるためのアクチュエータが必要となるため，搭載スペースが大型化する。さらに，機械的な動作に伴い，摩擦や摩耗，機械設計の複雑化等が問題となり，実用化には至っていない。また，能動的に磁束を制御せずに可変磁束特性を得る手段として可変漏れ磁束モータが提案されているが，磁気回路構造の制限によって，トルク特性と可変幅の拡大の両立が難しく，磁束の可変幅は小さい[3]。

これまで実用化された技術は 2 つあり，1 つはステータコイルによる着磁により，永久磁石の特性を任意に変化させる手法であり，洗濯機に使われている[4,5]。この手法では，特殊なサマリウムコバルト磁石が必要な上，モータの回転中に永久磁石の特性を変化させることが困難なので，輸送機器のトラクションモータに利用することは困難である。もう 1 つの技術として，巻線切り替え手法があり，電気自動車で実用化されている[6,7]。この手法では，通電するコイルの数を変化させることで可変磁束特性を実現しているが，コイルが半分しか使われない状態があり，高出力化という面では課題が残る。

1.3 可変磁束リラクタンスモータ

このような中で，永久磁石を用いない可変磁束モータとして，可変磁束リラクタンスモータ（Variable Flux Reluctance Motor : VFRM)の研究が注目を浴びている[8, 9]。可変磁束リラクタンスモータは，磁束変調同期モータ（Flux-Modulating Synchronous Motor : FMSM）[10-12]や巻線界磁型フラックススイッチングモータ（Wound Field Flux Switching Motor）[13]とも呼ばれ，ステータにロータを回転させる電機子巻線以外に磁場を発生させる界磁巻線を有することが特徴である（Fig. 1.3）。この図では例として，10 極 12 スロットモデルを示している。

界磁巻線に直流電流を印加し，それによる起磁力とロータの突極（パーミアンス変化）により生じる高調波磁束を，電機子巻線が作る回転磁界に同期させて駆動力を得るモータである。このモータでは，界磁巻線によって生成される直流磁場の強度を制御することで，任意の駆動特性（回転速度-トルク特性）を実現可能である。直流電流のみによって界磁磁束を発生させるため，永久磁石を利用した可変磁束モータに比べ，磁束の可変幅が大きい。また，電気的な作用のみで可変特性が得られるため，摩耗や設計制約の問題がない。さらに，ロータ位置の制御には一般的な交流モータ理論が用いられており，永久磁石式モータに用いられる制御手法を容易に適用することが可能である。永久磁石式モータに比べトルク密度が低い傾向にあるが，レアアースフリーと運転領域拡大という面から，走行用モータへの応用が期待されている。

しかし，界磁巻線と電機子巻線という 2 つのコイルが必要になるため，両コイルの干渉を回避するためにコイルエンドが肥大化する上，結線が複雑なために生産性が低下するといった課題がある。また，2 種類の巻線に印加可能な電流値は，それぞれの巻線の線径によって制限されるため，

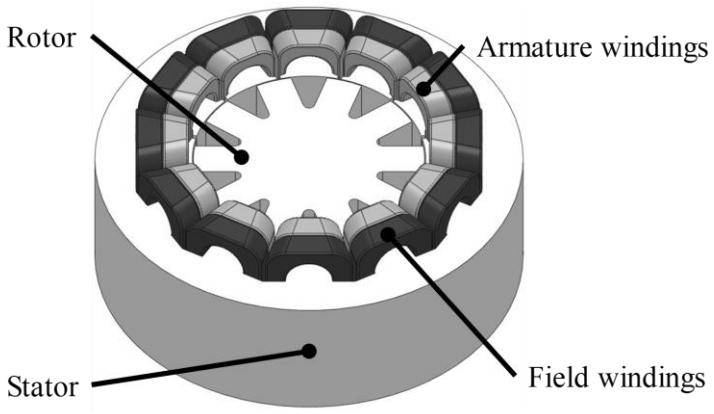


Fig. 1.3 Variable flux reluctance machine.

モータ出力が低下する領域が存在する。さらに，磁束の合成によりトルクを発生させる動作原理のため，磁束の漏れが特性に与える影響が大きい。

1.4 本研究の目的

上述のとおり，可変磁束リラクタンスモータは可変幅の大きさや制御の容易さといった点で，走行用モータとして高いポテンシャルを有している。しかしながら 2 種類の巻線を用いることによる生産性の低下や出力密度の低下など，複数の課題が残されている。

このような課題を解決する手段として，界磁成分と電機子成分を電気的に合成することを考える。文献(14)においては， 3 相交流と 6 相交流の合成電流を巻線に印加し，同軸上に配置された 2 つのロータを独立に制御する手法が提案されている。この手法では 6 相インバータを用いることで 6 つの相電流を個別に制御するため，2 種類のロータを 1 種類の巻線(A~F 相)で駆動させることができる。これと同様に，直流の界磁成分と交流の電機子成分を重畳して巻線に印加することで，1 種類の巻線で可変磁束リラクタンスモータと同様の原理を成立させることができると考えられる。これにより，可変磁束リラクタンスモータの生産性やモータ出力の課題を解決し，磁束漏れによる影響も低減することができる。

本論文では，現在の可変磁束リラクタンスモータの有する課題を解決するため，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータを提案する。

本論文は，本章を含めた 5 章から構成される。

第 1 章では，自動車走行用モータの要求特性をはじめ，可変磁束モータの技術動向について述べた。また，本論文で扱う可変磁束リラクタンスモータの特徴と課題について述べ，その解決手法を示した。

第 2 章では，界磁と電機子の重畳電流を用いた新しい可変磁束モータを提案し，動作原理およびベクトル制御による制御手法について述べる。はじめに，提案モータの動作原理を有限要素法を用いたシミュレーションによって明らかにする。磁場解析と運動方程式を連成させることで，提案制御手法によって動作特性を任意に制御可能であることを示す。次に，界磁巻線を有する可変磁

束リラクタンスモータと特性の比較を行い，同様の動作原理で駆動可能であることを明らかにする。さらに，試作機を用いた実験とシミュレーションを比較し，実験においても同様の特性が得られることを確認する。

第 3 章では，走行用モータとして既に利用されている永久磁石式モータと誘導モータ，および応用が検討されているスイッチトリラクタンスモータの 3 つと電流重畳可変磁束モータの特性を比較することで，提案方式の有効性を評価する。さらに，界磁電流と電流進角を同時に変化させることで，出力が増加するメカニズムを明らかにする。

第 4 章では，提案モータと同様の構造を有するスイッチトリラクタンスモータとの振動の比較を行う。2 つのモータを同一のステータ構造で設計し，構造解析と磁場解析の連成によって振動発生の要因を明らかにする。また，実験においても振動の測定を行い，解析結果の妥当性を確認する。

第 5 章では，各章の内容を総括し，本論文をまとめている。

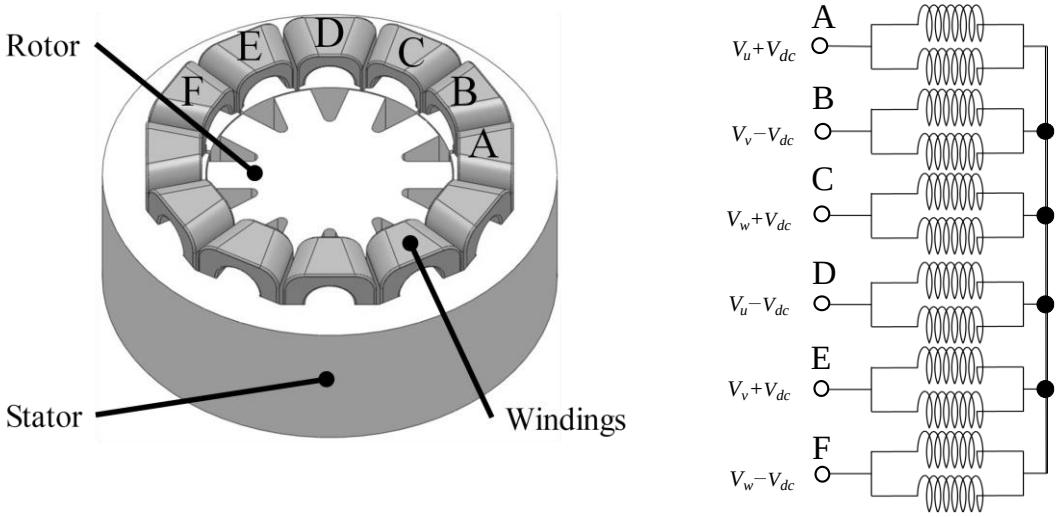
第2章 界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータ

本章では，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータとして，電流重畳可変磁束モータ（Current superimposition variable flux reluctance machine : CSVFRM）を提案する。提案モータの構造と動作原理を述べた後，有限要素法を用いた磁場解析とベクトル制御を連成することで，動作原理の検証を行う。さらに，界磁巻線を用いた可変磁束リラクタンスモータと N-T 特性を比較することで，提案した界磁巻線を持たない可変磁束モータの有効性を検証する。最後に，試作機を用いた実験を行い，解析結果の妥当性を確認する。

2.1 電流重畳可変磁束モータの構造と動作原理

まず，本論文で扱う CSVFRM の動作原理を述べる。提案モータの構造と巻線パターンを Fig. 2.1 に示す。本章では，ロータ突極数 10，ステータスロット数 12 の，10 極 12 スロット CSVFRM を用いて原理検証を行う。CSVFRM では，3 相 AC 電圧（V_u, V_v, V_w）を正および負の DC 電圧（V_{dc}）を印加する 2 セットのコイルに分け，それぞれ A（$V_u + V_{dc}$），B（$V_v - V_{dc}$），C（$V_w + V_{dc}$），D（$V_u - V_{dc}$），E（$V_v + V_{dc}$），F（$V_w - V_{dc}$）相とする（Fig. 2.1b）。ここで，DC 電圧と AC 電圧は，それぞれ VFRM の界磁電圧と電機子電圧と同様の役割を果たす。

ここで，V_u, V_v, V_w, V_{dc}は，それぞれ U 相，V 相，W 相の電気子電圧と DC 電圧を表す。DC 電流により生成されたエアギャップ中の 6 極対の起磁力分布がロータの 10 個の磁極が生成するパーミアンス分布により変調され，4 極対の変調波磁束が発生する。このとき，各相に電機子電圧（3 相交流）を印加することで 4 極対の回転磁界ができ，前記 4 極対の変調波磁束と同期し，ロータが回転する。これが 10 極 12 スロット CSVFRM の動作原理で，DC 電圧の増減により，可変磁束特性を得ることができる。



a)　Structure　　b)　Coil connection

Fig. 2.1 10-Pole-12-Slot CSVFRM.

CSVFRM は界磁巻線を持たないが，6 相インバータを用いて DC 電圧と電機子電圧を重畳入力することで可変磁束特性を実現可能である。CSVFRM は，1セットしかコイルを持たず，さらに電機子電流と DC 電流の重畳を制御上の演算によって行うため，従来の可変磁束リラクタンスモータで発生していた磁束の合成による漏れ磁束が発生しない。また，巻線の最大電流に対する DC 電流と電機子電流の配分を自由に決定することができるため，従来の可変磁束モータと異なり，各巻線の最大電流密度の制限を受けない。

次に，数式を用いて動作原理を述べる。ロータの突極数を N_r，DC 電流によってステータ内側に発生する磁束密度の次数を N_f，コイルに 3 相交流を印加したときに発生する磁束密度の次数を N_a とする。まず，バイアス電流によって生じる起磁力の基本波 F_f，およびロータのパーミアンス分布の基本波 P_fをそれぞれ式(2.1)および式(2.2)で定義する。

$$F_f = F_0 \sin N_f \theta \tag{2.1}$$

$$P_f = P_0 + P_1 \sin N_r (\theta + \theta_r) \tag{2.2}$$

ここで，F_0 は起磁力の振幅，P_0 はパーミアンスの平均値，P_1 はパーミアンスの振幅，θは回転方向位置，θ_r は任意の回転方向位置θからのロータの回転角度を表す。
エアギャップ中の磁束Φ_fは起磁力とパーミアンスの積で表すことができ，式(2.3)が得られる。

$$\begin{aligned}\phi_f = F_0 P_0 \sin N_f \theta + \frac{1}{2} F_0 P_1 + \cos\left\{\left(N_r - N_f\right)\theta + N_r \theta_r\right\} \\ - \cos\left\{\left(N_r + N_f\right)\theta + N_r \theta_r\right\}\end{aligned} \tag{2.3}$$

エアギャップ中の磁束Φ_fと 3 相交流による回転磁界の磁束Φ_a の次数 N_a が等しい場合，両者がカップリングし，3 相交流によりロータは回転する。したがって，電流重畳可変磁束リラクタンスモータが成立するためには，式(2.4)が成立しなければならず，回転磁界の回転角度をθ_a とすると，θ_a とθ_r の関係は式(2.5)で表される。

$$N_a = N_r \pm N_f \tag{2.4}$$

$$N_r \theta_r = N_a \theta_a \tag{2.5}$$

本章で扱うCSVFRM では，N_r=10，N_a=4 なので，任意のスロットから反時計回りにA，B，C，D，E，F 相と決めることでバイアス電流による磁束密度の次数は N_f =6 となり，式(2.4)が満たされる。12

スロットモータであれば，A，B，C，D，E，F 相のペアを変更することでバイアス電流による磁束密度の次数を N_f=3 とすることも可能で，この場合，ロータの突極数は N_r =7 となり，同じスロット数でもコイル配置の変更によって複数のロータ極数を用いることができる[15-17]。

2.2 有限要素解析による動作原理検証

2.2.1 解析条件

CSVFRM の特性を検証するため，Fig. 2.2 および Table 2.1 に示すモデルを用いて N-T 特性を解析した。解析には有限要素解析とベクトル制御を連成しており，それぞれ JMAG-Designer17.0 と MATLAB/Simulink 2017b を用いている。

制御ブロック図を Fig. 2.3 に示す。CSVFRM は 6 つの相から構成されるが，DC 成分を除くと 2 セットの 3 相コイルから構成されるので，駆動には 3 相のベクトル制御を用いる。PI 制御によって得られた 3 相の指令電圧に対して，正の DC 電圧を重畳して A，E，C 相に入力し，負の DC 電圧を重畳してD，B，F 相に入力することでベクトル制御系を構成している。ここで，6 相の相電流のうち，U，V，W 相に相当する相電流同士を足し合わせることで DC 成分を取り除き，仮想の 3 相交流を生成し，電流のフィードバックを行っている。仮想 3 相交流を用いずに，正と負にバイアスされた 3 相交流のそれぞれにベクトル制御を行うこともできるが，その制御方法と効果は第 3 章にて述べる。

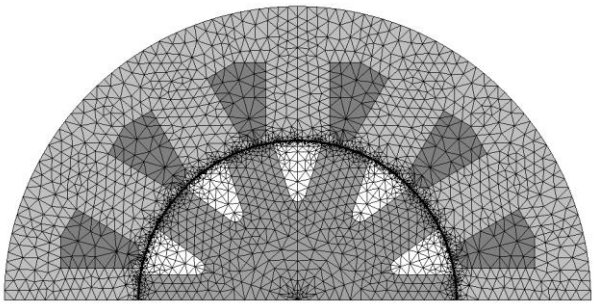


Fig. 2.2 Analysis model.

Table 2.1 Specification of the analysis model.

Iron material	50A1300
Stator outer diameter	220mm
Axial length	70mm
Coil	ϕ2.7×20 turns
Coil resistance	0.015 Ω/Coil
DC supply voltage	48 V

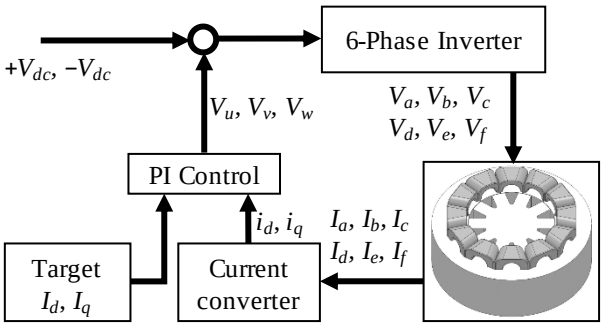


Fig. 2.3 Control diagram.

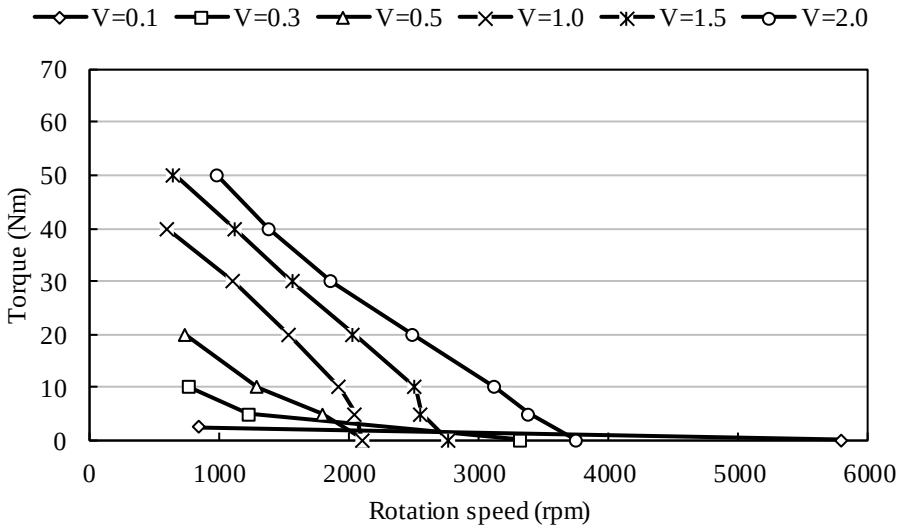


Fig. 2.4 N-T characteristics.

このように，CSVFRM の動作は，3 相の永久磁石式同期モータと等価と扱うことができるが，ロータとステータ間の電磁力はスイッチトリラクタンスモータと同様，吸引力のみであり，DC 電流によって生成される磁束の平衡状態を AC 電流で崩すことによって回転力を得ている。

2.2.2 N-T 特性の解析結果

DC 電圧を 0.1V から 2.0V まで変化させたときの N-T（回転速度-トルク特性）特性，N-I（回転速度-電流特性）特性，N-J 特性（回転速度-電流密度特性）をそれぞれ Fig. 2.4～Fig. 2.6 に示す。

Fig. 2.4 より，DC 電圧が 0.1V から 0.5V の範囲では，DC 電圧の上昇に伴い，高速低トルク特性から低速高トルク特性に変化していることが確認できる。一方，DC 電圧を 0.5V から上昇させると，DC 電圧の上昇に伴い，出力が上昇していることが確認できる。この DC 電圧の上昇に伴う出力の上昇を高出力モードと呼び，以降で高出力モードの発生メカニズムを明らかにする。

また，Fig. 2.5 より，DC 電圧の増加により相電流が増加していることがわかる。これは，モータを駆動させる交流電流に DC 電流が重畳されるためである。さらに，Fig. 2.6 より，DC 電圧 2.0V 程度までが，油冷や水冷を適用したモータにおける常用運転域であることがわかる。

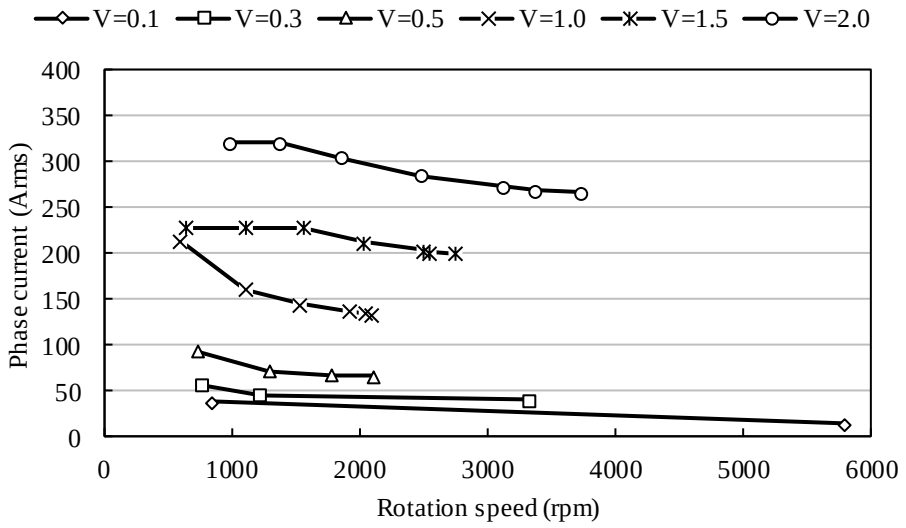


Fig. 2.5 N-I characteristics.

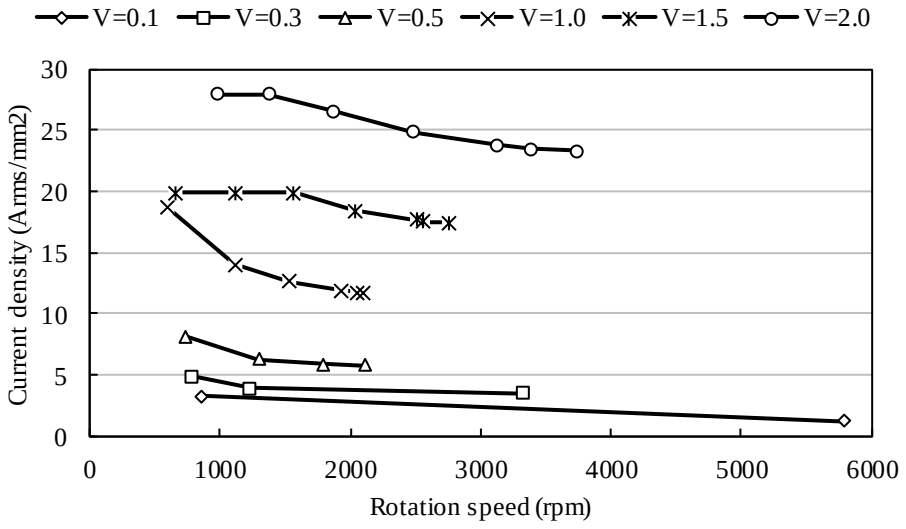


Fig. 2.6 N-J characteristics.

DC 電圧が 0.5V で 20Nm 負荷時の相電流波形（定常状態の電気角 2 周期分）を Fig. 2.7 に示すが，バイアス電流の影響を受けていることがわかる。このような電流を制御するために，A 相と D 相，B 相と E 相，C 相と F 相の電流の和をそれぞれ仮想的な U 相，V 相，W 相の電流とすると，Fig. 2.8 に示す仮想電流が得られる。この仮想電流はバイアス電流の影響を受けていないので，一般的な 3 相のベクトル制御により電流制御が可能である。

DC 電圧が 0.5V 時のトルク波形（定常状態の電気角 2 周期分）を Fig 2.9 に示す。トルクリプルの振幅は負荷によらず 5Nm 程度で，実用的なレベルに近いと考えられる。

最後に，モータ効率を Fig. 2.10 に示す。モータ効率の計算においては，入力電力はモータ出力，鉄損，銅損の和として求め，モータ出力を入力電力で割っている。ここで，鉄損は，鉄損を無

視した解析後に磁束密度分布をもとに計算している。突極数が 10 なので磁束密度の変化の基本周波数は 20 極モータに相当する上，低速高トルク仕様で設計したので効率が低い。さらに，鉄損が比較的大きい電磁鋼板を用いていることも効率低下の一因である。ここで，解析結果の磁束密度分布をもとに材料を 35A300 材に変更し，鉄損を再計算し，効率を求めた結果を Fig. 2.11 に示す。この結果より，低速高トルク仕様にもかかわらず，80%程度の効率が得られていることが確認できる。

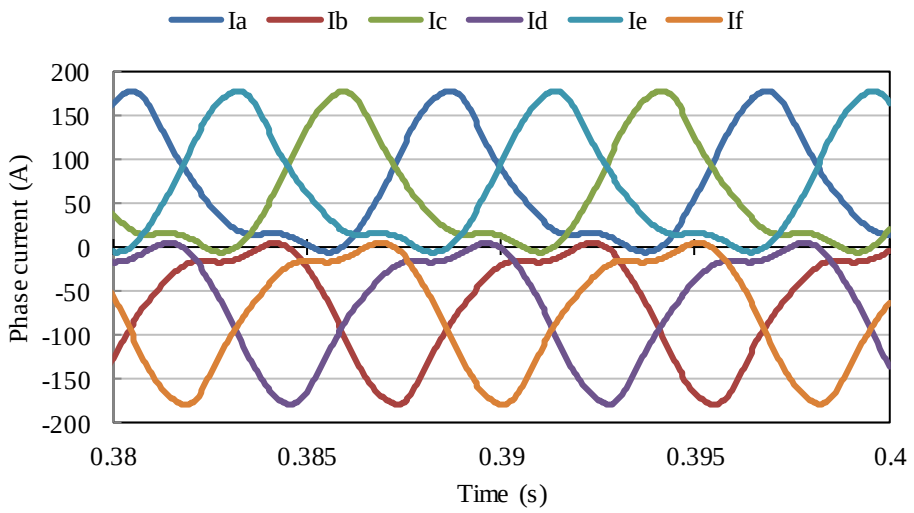


Fig. 2.7 Phase current waveforms.

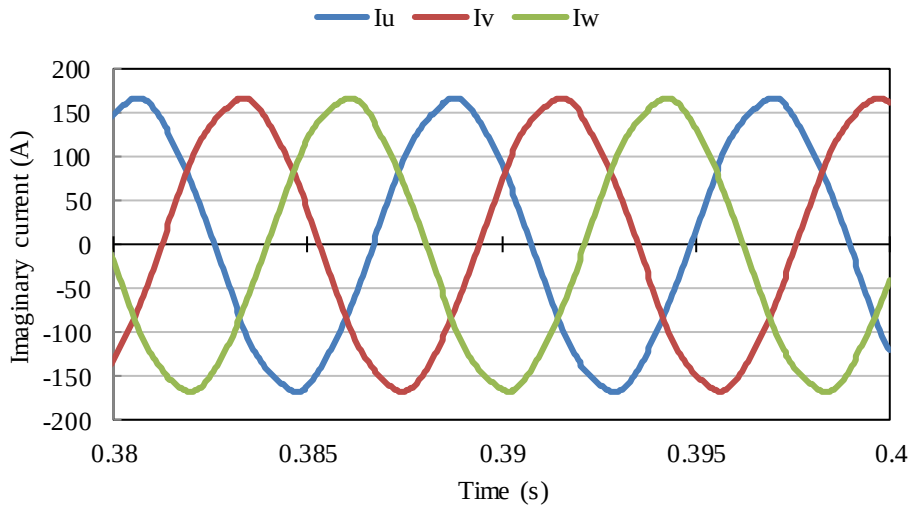


Fig. 2.8 Imaginary current waveforms.

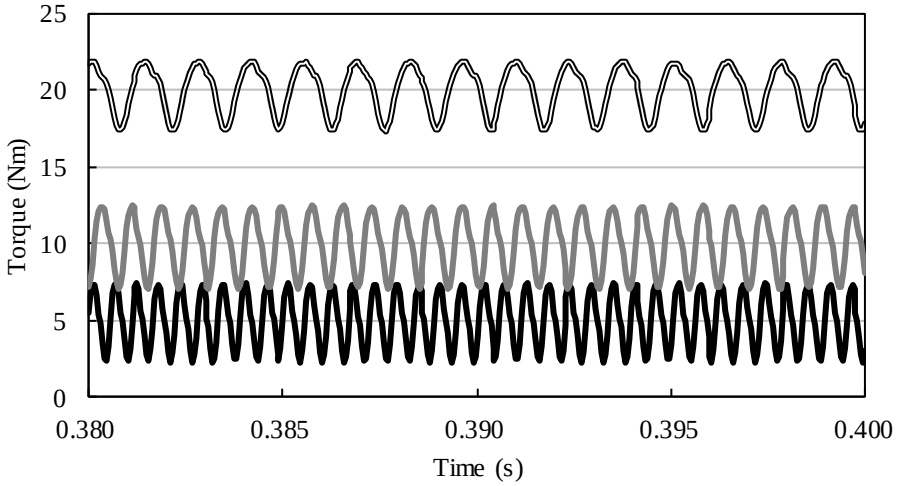


Fig. 2.9 Torque waveforms.

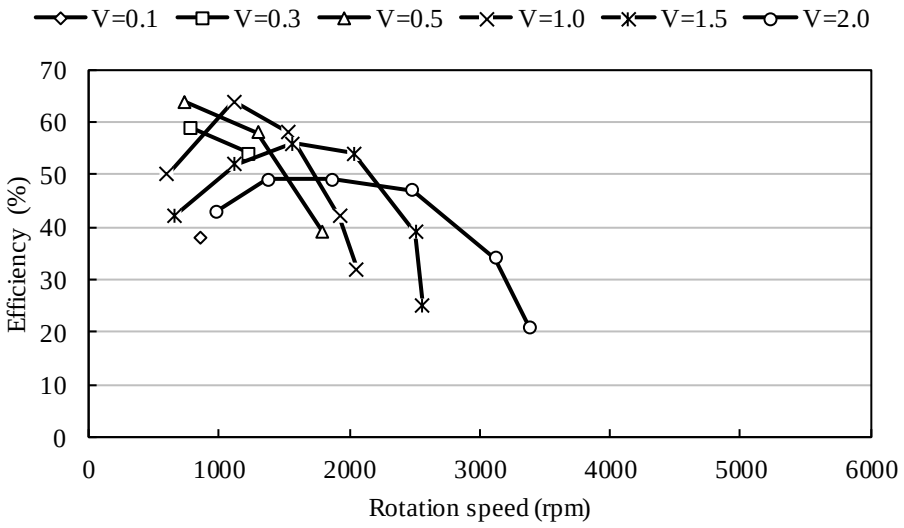


Fig. 2.10 Motor efficiency.

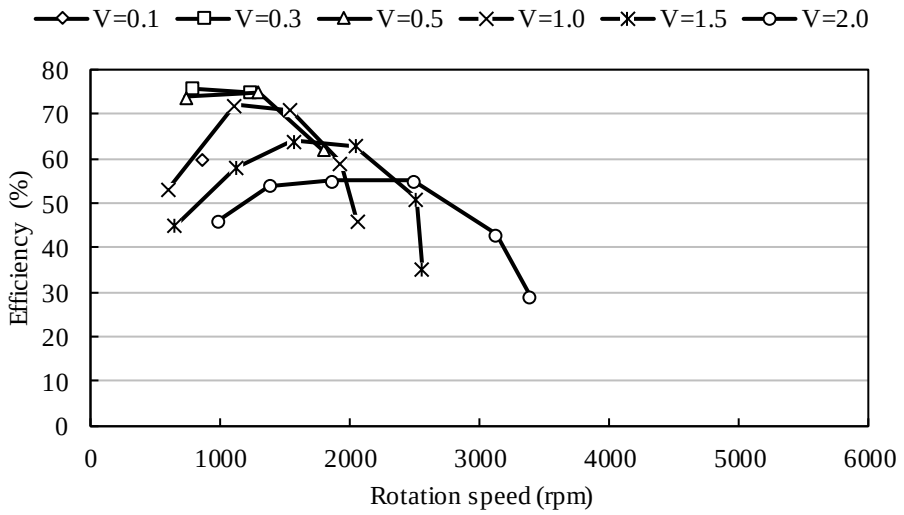


Fig. 2.11 Motor efficiency (35A300).

2.2.3 無負荷回転速度

まず, DC 電圧と無負荷回転速度の関係について述べる。DC 電圧が増加すると界磁磁束が増え, コイルを鎖交する電機子磁束も増加する(トルク定数上昇)。しかし, 同時に磁気回路の磁束密度が上昇するので, コイルを鎖交する電機子磁束が低下する(トルク定数低下)。これらの現象より, DC 電圧が 0.1V から 0.5V の間では, ステータの磁気飽和による透磁率の低下より DC 電圧の上昇による電機子磁束の増加の方が大きいため, DC 電圧の上昇に伴い, 無負荷回転速度が低下していることがわかる。

一方, DC 電圧が 1.0V から 2.0V では, 電機子磁束の増加よりステータの磁気飽和が支配的なため, DC 電圧の上昇に伴い, 無負荷回転速度が上昇していることがわかる。ここで, Fig. 2.12 に DC 電圧が 0.1, 0.5, 1.0, 2.0V 時の磁束密度のコンター図を示すが, DC 電圧が 1.0V 以上では, ほとんどのティースの磁束密度が 2T 以上になっており, 磁気飽和を起こしていることが確認できる。

2.2.1 トルク発生原理

まず, Fig.2.13a において, 界磁磁束によりロータの突極 A～F に発生するトルクを考える。磁束の対称性より, A と F, B と E, C と D に発生するトルクの大きさは同じだが, いずれも逆向きであることがわかる。したがって, ロータに発生する正のトルクと負のトルクは釣り合っており, 界磁磁束だけではロータが回転しないことがわかる。ここで, 界磁磁束のみによるトルクの平均値はゼロであり, 正のトルク, 負のトルクはトルクの脈動成分を発生させるトルクを表している。

次に, Fig. 2.13b において, 電機子磁束によりロータの突極 A～F に発生するトルクを考える。磁束の対称性より, A と F, B と E, C と D に発生するトルクの大きさは同じだが, いずれも逆向きであることがわかる。したがって, ロータに発生する正のトルクと負のトルクは釣り合っており, 電機子磁束だけではロータが回転しないことがわかる。

ここで, 界磁磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルを比較すると, Fig. 2.13 より, ステータのティース b とティース c では界磁磁束と電機子磁束が逆向き, ティース e とティース f では界磁磁束と電機子磁束が同じ向きであることがわかる。このとき, ティース b とティース c の磁束は, ロータの突極 B と突極 C に負のトルクを発生させ, ティース e とティース f の磁束は, ロータの突極 D と E に対して正のトルクを発生させている。したがって, 電機子磁束には, 負のトルクを発生させている界磁磁束を弱め, 正のトルクを発生させている界磁磁束を強める作用があることがわかる。

その結果, ロータに発生する正と負のトルクのバランスが崩れ, ロータは回転する。これが, 電流重畳可変磁束モータが駆動するメカニズムである。ただし, 電流重畳可変磁束モータでは, これまでの界磁巻線と電機子巻線を有する可変磁束リラクタンスモータとは異なり, 電機子磁束と界磁磁束の合成を電気回路内で行っている。

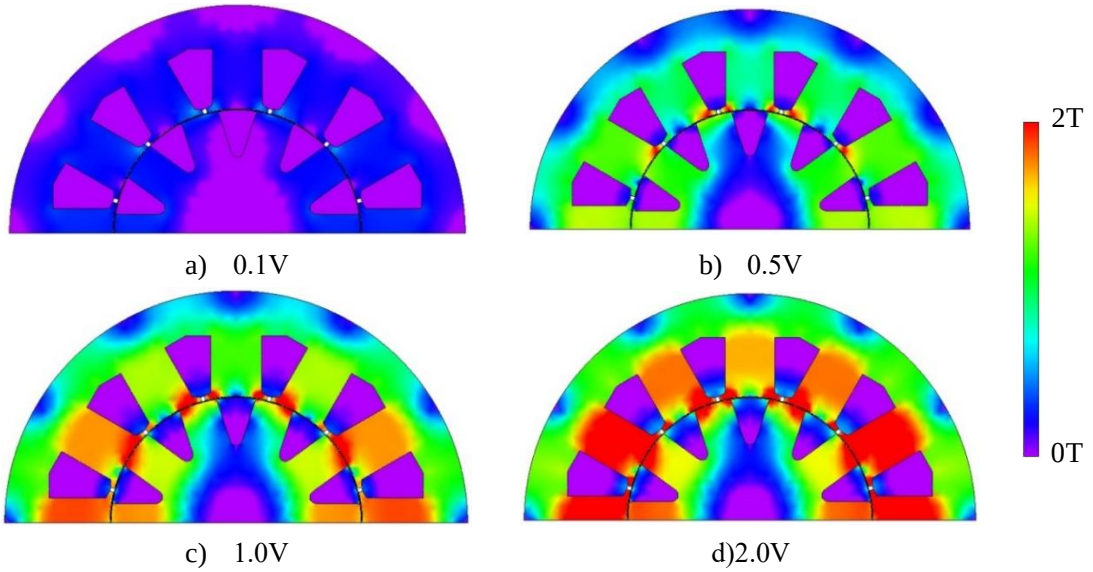
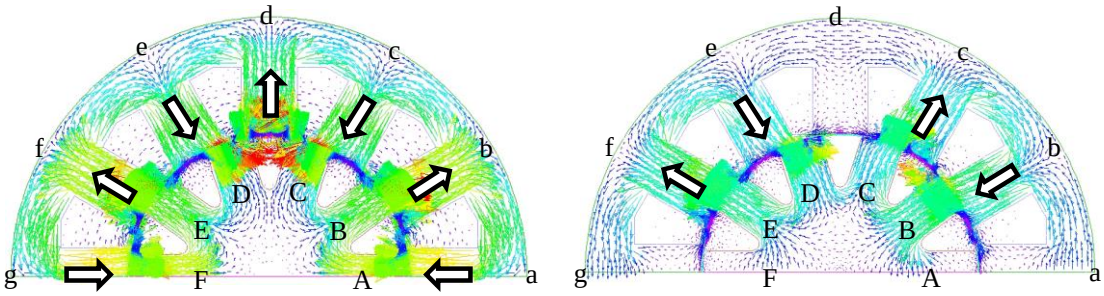


Fig. 2.12 Contour of the magnetic flux density due to the field voltage.



a)　Magnetic flux density vector due to the field current.

b)　Magnetic flux density vector due to the armature current.

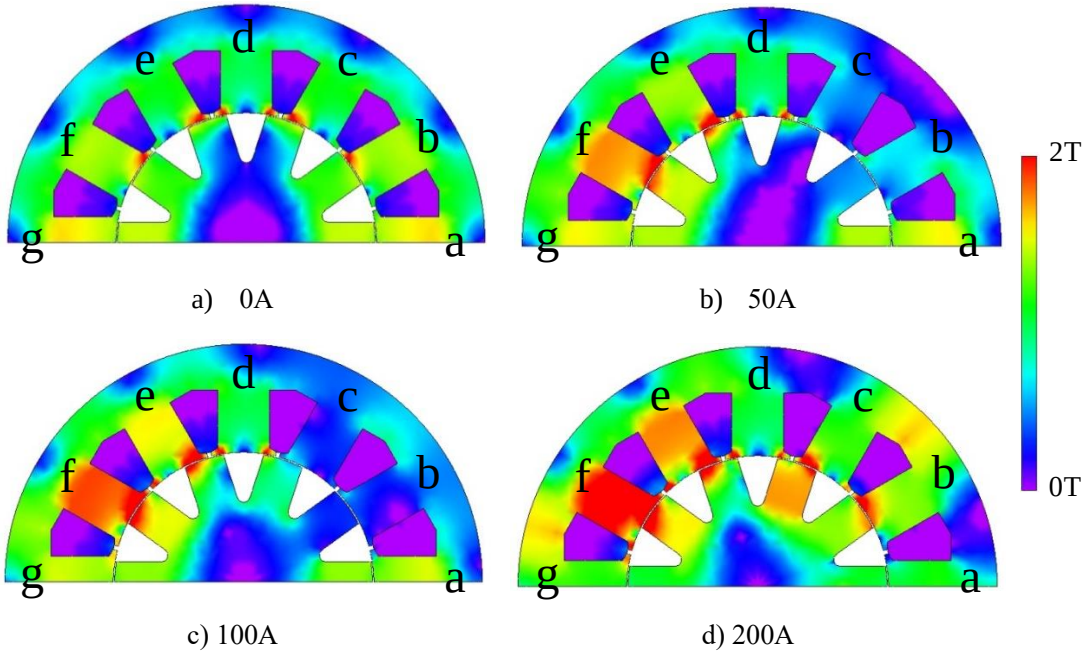
Fig. 2.13 Magnetic flux density vector.

2.2.1 高出力モードのメカニズム

ここでは，高出力モード発生のメカニズムを明らかにする。まず，DC 電圧を 0.5V および 1.5V において，AC 電流振幅が 5，50，100，200A 時の磁束密度分布をそれぞれ Fig. 2.14 および Fig. 2.15 に示す。なお，ロータ位置は Fig. 2.12，Fig. 2.13 と同じため，界磁磁束および電機子磁束の向きも同じである。また，AC 電流とトルクおよびトルク定数の関係をそれぞれ Fig. 2.16 および Fig. 2.17 に示す。

まず，DC 電圧が 0.5V 時の磁束密度の変化について述べる。AC 電流を 5A から 100A まで増加させることで，電機子磁束が界磁磁束による負のトルクを発生させているティース b と c の磁束を低減していくことがわかる。しかし，さらに AC 電流を増加させると，ティース b と c からは界磁磁束がなくなり，電機子磁束による磁束密度が増加する。したがって，AC 電流を 100A から 200A にしたとき，ティース e とティース f の磁束は飽和しているために正のトルクの増加は小さいが，ティース b とティース c の磁束による負のトルクは増加する。その結果，Fig. 2.16 に示すように，AC 電流

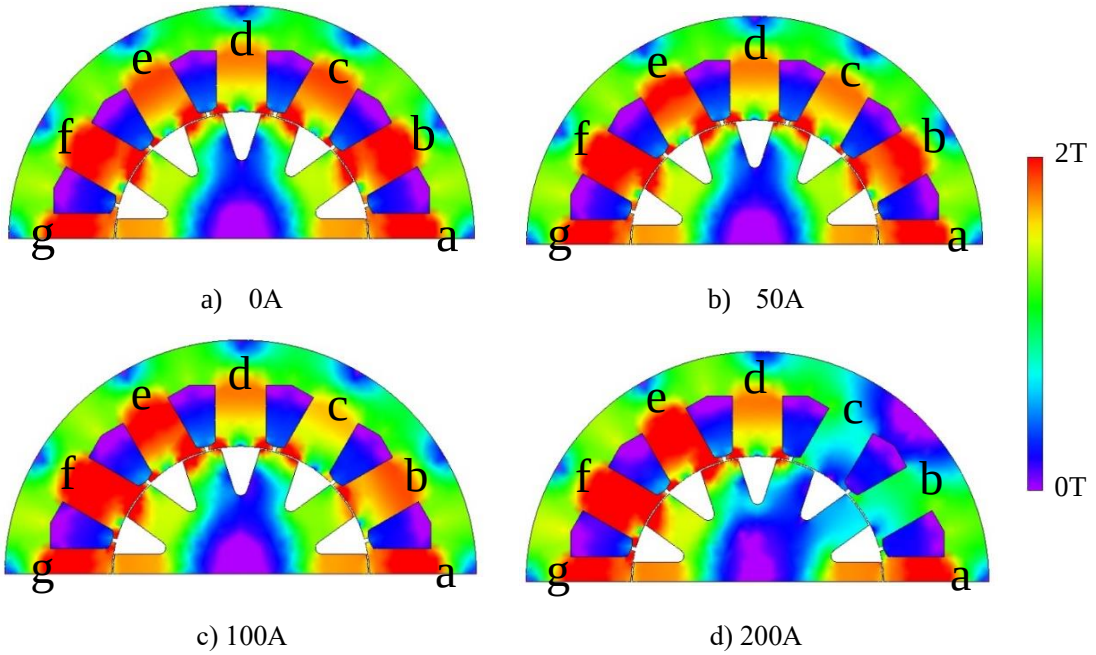
200A 時のトルクは 150A 時より小さくなっており， Fig. 2.17 に示すトルク定数の低下にもつながっている。



a)　0A　　b)　50A

c) 100A　　d) 200A

Fig. 2.14 Contour of the magnetic flux density under a field voltage of 0.5V.



a)　0A　　b)　50A

c) 100A　　d) 200A

Fig. 2.15 Contour of the magnetic flux density under a field voltage of 1.5V.

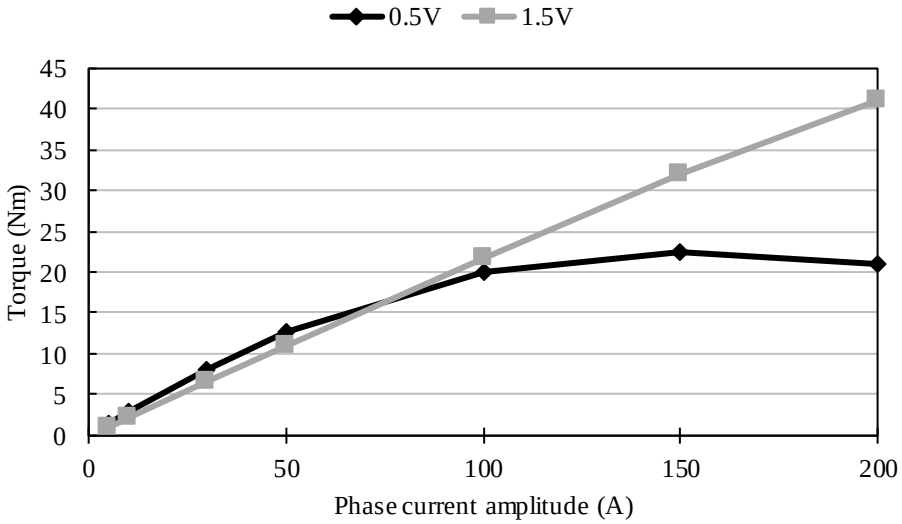


Fig. 2.16 Armature current vs torque.

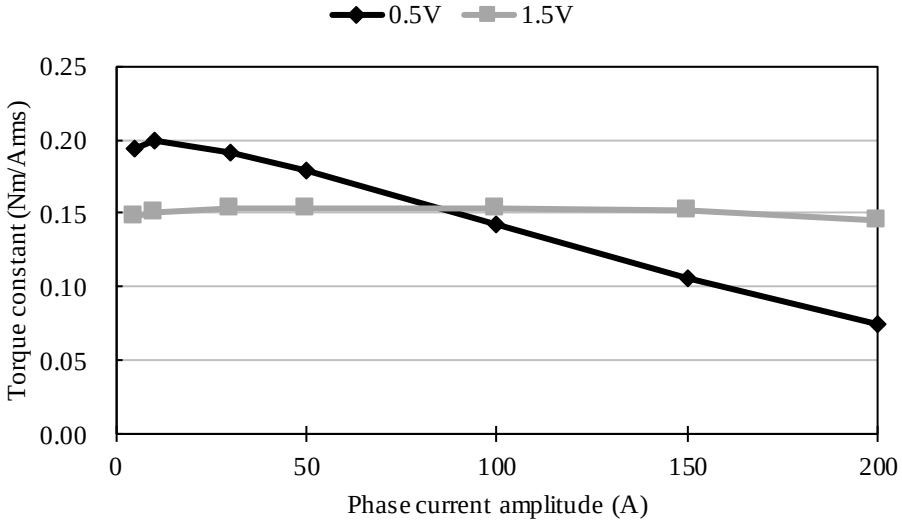


Fig. 2.17 Armature current vs torque constant.

次に，DC 電圧が 1.5V 時の磁束密度の変化について述べる。AC 電流を 5A から 200A に増加するに伴い，ティース e とティース f の磁束の飽和は変わらないため，正のトルクはほとんど増えないが，ティース b とティース c の磁気飽和は低減されていくため，負のトルクは減少する。したがって，Fig. 2.16 に示すように，AC 電流が 200A でも，トルクは増加を続ける。さらに，Fig. 2.17 より，DC 電圧が上昇してもトルク定数の低下はほとんどないことが確認できる。

このように，高出力モードは電流重畳可変磁束モータ独特の駆動原理によって発生していることがわかる。ここで，DC 電圧と無負荷回転速度の関係を Fig. 2.18 に示す。DC 電圧を 2.0V 以上に上げるとロータおよびステータの磁気飽和が進み，誘起電圧定数の低下は小さくなり，無負荷回転

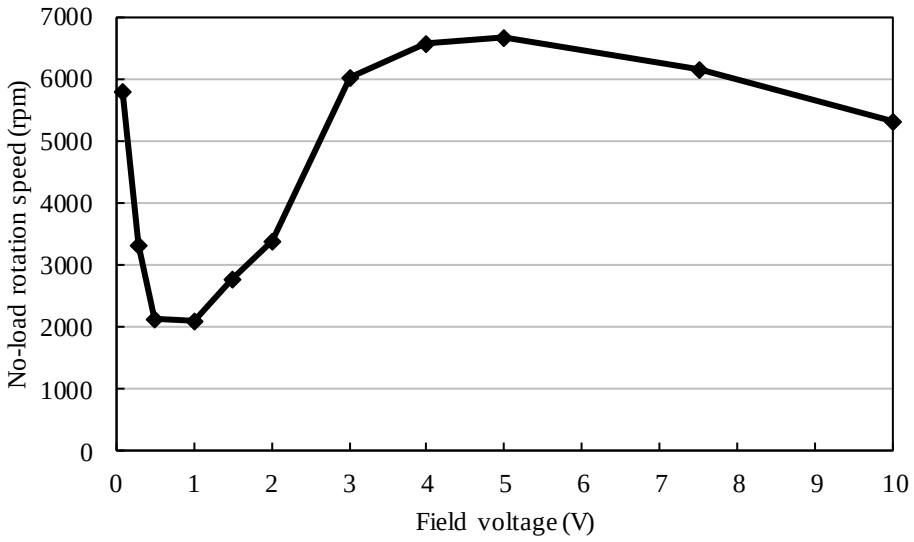


Fig. 2.18 Field voltage vs no-load rotation speed.

速度はさらに上昇する。しかし，電源電圧のうち DC 電圧に使用する分が増加するため，DC 電圧 5.0V を超えると無負荷回転速度が低下していることが確認できる。また，DC 電圧を 2.0V 以上上げることでさらに大きな出力を得ることができるが，電流密度の増加を伴う。

2.2.2 界磁巻線を有する可変磁束リラクタンスモータとの比較

電流重畳可変磁束モータと界磁巻線可変磁束モータを比較するため，前節で扱った解析モデルのコイル領域を 2 分割し，ステータの内側および外側にそれぞれ電機子巻線および界磁巻線に割り当てた。ここで，解析のみの検証のため，両コイルの抵抗値とターン数は，それぞれ電流重畳可変磁束モータの電機子巻線と一致させた。これにより，界磁巻線可変磁束モータの占積率は，電流重畳可変磁束モータの 2 倍になっている。ここで，各ティースの界磁巻線は直列接続されている。電流重畳可変磁束モータにおいて，各コイルに 0.5V の DC 電圧を入力する場合，界磁巻線可変磁束モータでは 6V の界磁電圧を並列に並んだ 12 個の直列コイルに印加することで同じ入力条件での比較となる。

N-T 特性解析結果を Fig. 2.19 に示す。界磁巻線可変磁束モータと電流重畳可変磁束モータはほぼ同じ特性を示した。わずかな差の原因は，電流重畳可変磁束モータでは DC 電圧分だけ見かけの電源電圧が低くなることや，目標電流値と実際の電流値の偏差から生じる d 軸電流の差であり，両モータは同じ特性であると判断してよい。つまり，界磁巻線を使わず，電機子巻線に対して界磁成分を重畳することで，同じ特性が得られることが証明された。ここでは，界磁巻線可変磁束モータの占積率を電流重畳可変磁束モータの 2 倍にしたが，実際には 2 種類の巻線を行うため，可変磁束電流重畳モータより低下することは明らかである。したがって，電流重畳可変磁束モータの方が高出力であることは明らかである。

次に，両モータの 20Nm 負荷時のトルク波形を比較した結果を Fig. 2.20 に示す。電流重畳可変

磁束モータと界磁巻線可変磁束モータのトルクリプルは，それぞれ 23%と 25%で，両者に大きな差はない。最後に，界磁巻線可変磁束モータの 20Nm 負荷時の電機子巻線の電流波形を Fig. 2.21 に示す。Fig. 2.7 に示した電流重畳可変磁束モータの相電流波形では，DC 電流分のオフセットが存在したが，界磁巻線可変磁束モータでは電機子巻線には直流電流は流さないため，波形にオフセットが発生していないことが確認できる。なお，U，V，W 相を構成する各コイル（例えば U 相であれば A 相と D 相）で波形が異なるが，これは 4 次の回転磁界に 6 次の固定磁界が重畳されているためである。つまり，12 個のコイルに 1～12 の番号を順番に振ると，1 番目 U 相コイル（A 相コイル）と 7 番目の U 相コイル（A 相コイル）において 6 次の固定磁界の大きさは同じだが，1 番目の

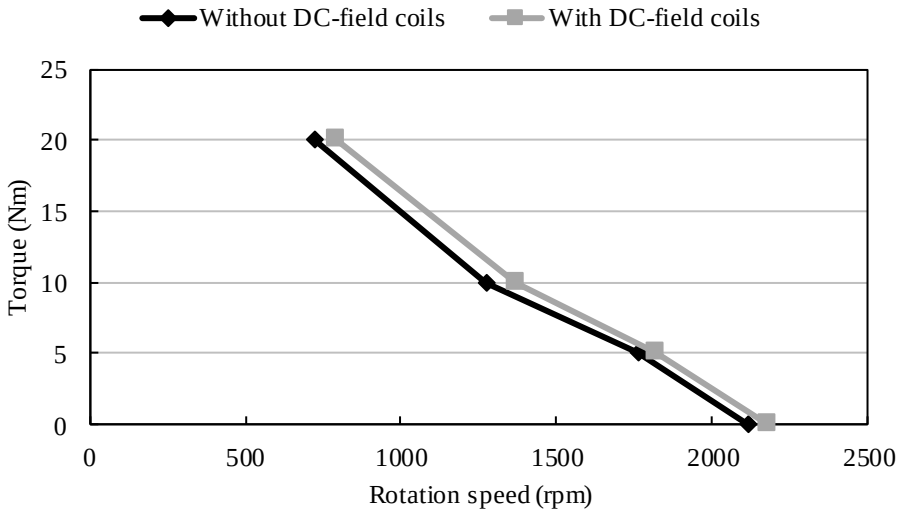


Fig. 2.19 Comparison of the N-T characteristics.

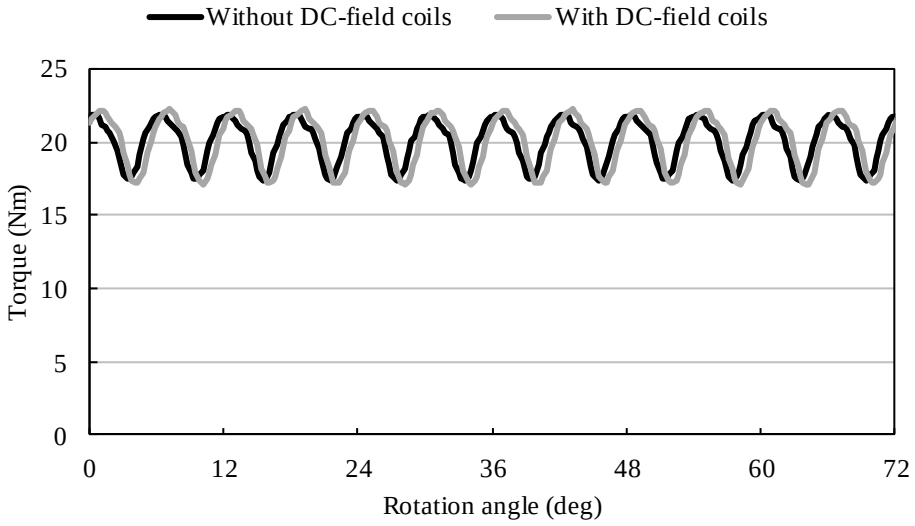


Fig. 2.20 Comparison of the torque waveforms.

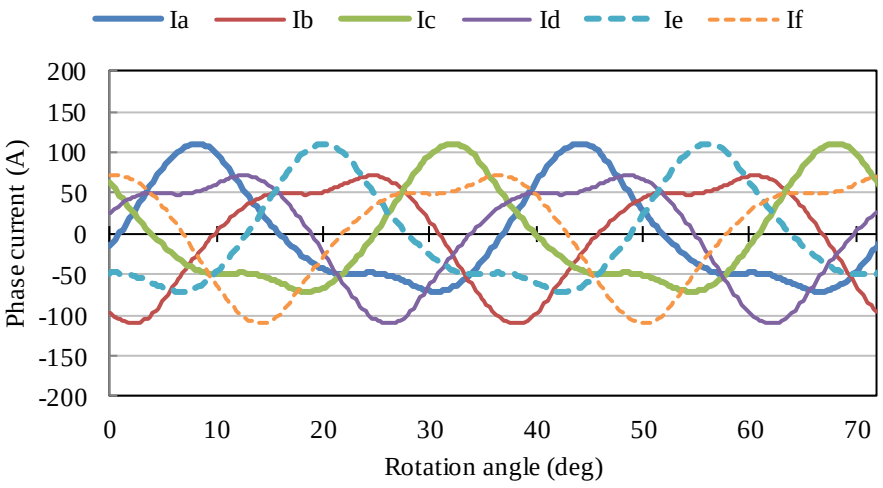


Fig. 2.21 Comparison of the current waveforms.

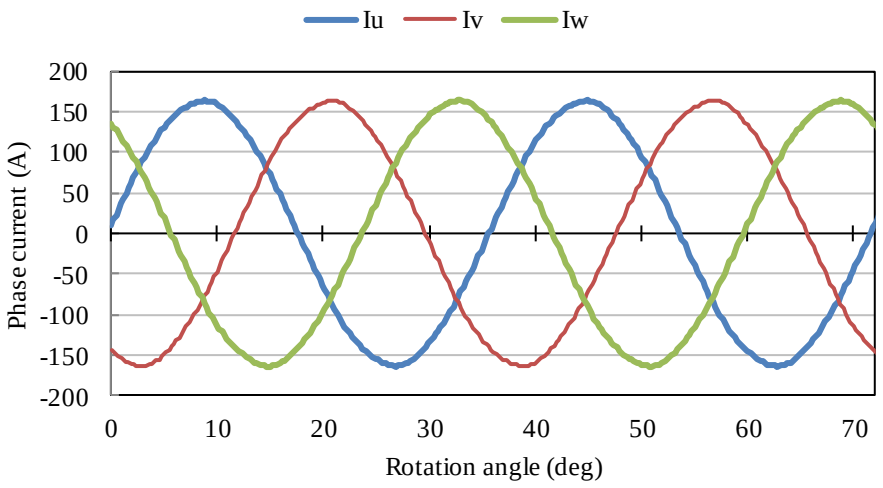


Fig. 2.22 Current waveforms of the variable flux reluctance motor with DC-field coils.

U 相コイルと 4 番目の U 相コイル（D 相コイル）において 6 次の固定磁界の大きさが異なることが原因である。このように，U，V，W 相を構成するコイル同士で電流波形が異なるが，それぞれのコイルの電流を合成すると，Fig. 2.22 のように正弦波状の 3 相交流が得られることも電流重畳可変磁束モータと同じである。

2.3 試作機を用いた実験による動作原理検証

2.3.1 実験条件

前節で得られた解析結果の妥当性を検証するため，試作機を用いた実験を行った。試作機の写真と仕様をそれぞれ Fig. 2.23 と Table 2.2 に示す。なお，本節で扱う試作機は，現有の設備で試験可能なサイズに縮小して再設計した。極・スロット数と巻線配置は前節で扱ったモデルと同様の

組み合わせを用いている。モータ駆動システムを Fig. 2.24 に示す。モータ駆動には，dSPACE 製の DSP コントローラ（DS5202）とインバータ（DS1651）を用いている。モータ負荷はマグトロール製のヒステリシスブレーキ(HB-750M-2)によって与えられ，トルク測定には小野測器製トルク検出器（TH-1205）を用いている。電力測定には日置電機製パワーアナライザ 3390 を 2 台用いており，それぞれ正側と負側にオフセットされた 3 相交流のセットに接続されている。

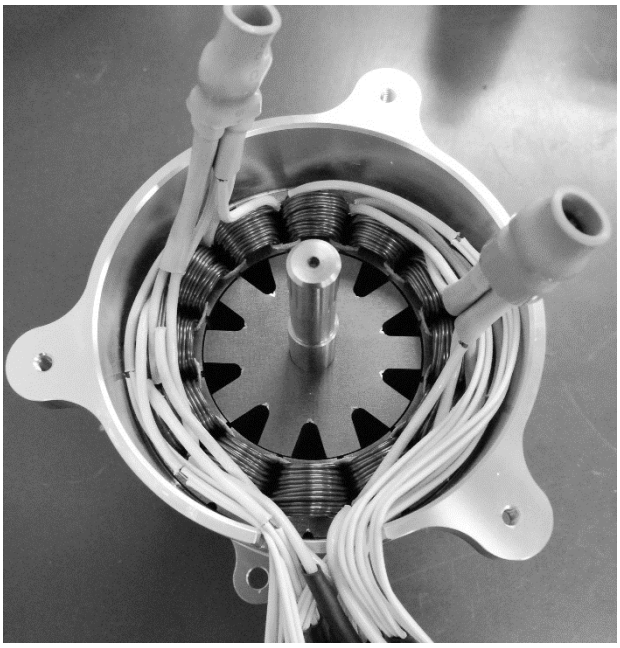


Fig. 2.23 Prototype.

Table 2.2　Specification of the prototype.

Stator outer diameter (mm)	110
Stator inner diameter (mm)	67
Rotor outer diameter (mm)	66
Stack length (mm)	83
Magnetic material	35A300
Number of coil turns	20
Coil resistance (20°C)	16.09mΩ/Phase
DC supply voltage (V)	13.8

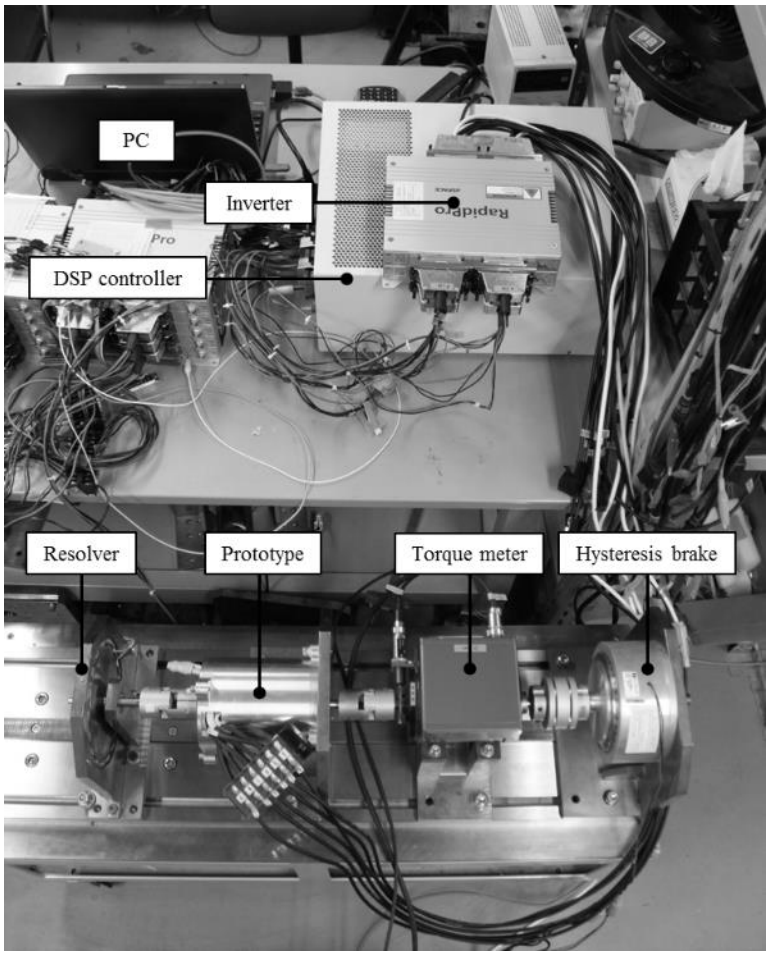


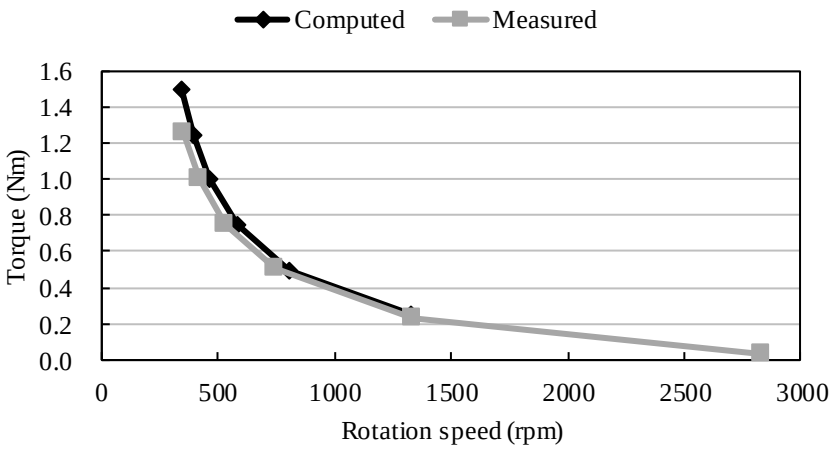
Fig. 2.24 Measurement system.

2.3.2 N-T 特性

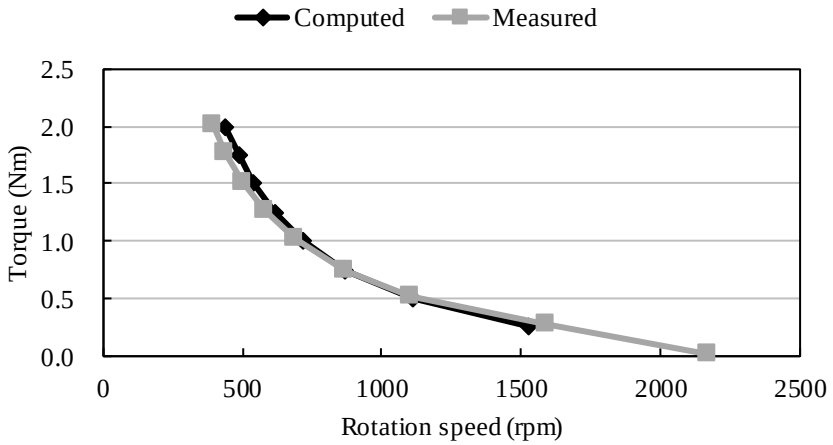
前節で示した制御モデルに基づき試作機を駆動させ，諸特性を計測した。

DC 電流を 10，20，30A の 3 通りに変化させた場合の，解析と実験による回転速度-トルク特性を Fig. 2.25 に示す。この結果から，解析値と測定値は良好に一致しており，提案手法によって可変磁束特性が得られていることが確認できる。ここで，各動作点においてわずかに特性が一致しない原因は，寸法公差によってエアギャップ長が拡大し，トルク定数が低下したことが原因である。

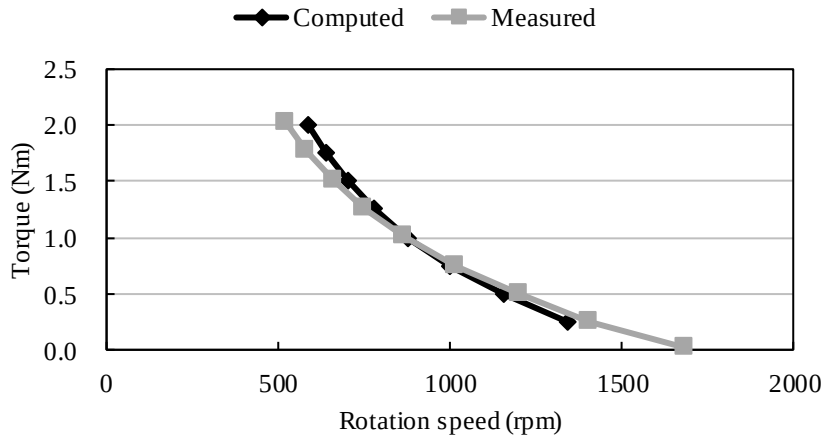
解析と実験による DC 電流 20A，負荷 1Nm 時の相電流波形を，それぞれ Fig. 2.26，Fig. 2.27 に示す。どちらの図においても 3 相の AC 電流に DC 電流成分が重畳された波形が得られていることがわかる。



a)　I_{dc}=10A



b)　I_{dc}=20A



c)　I_{dc}=30A

Fig. 2.25 N-T characteristics.

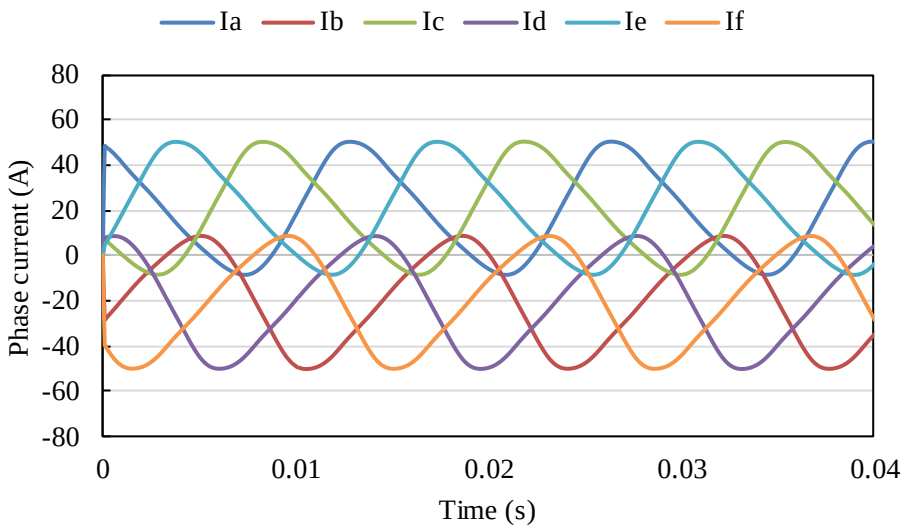


Fig. 2.26 Phase current waveform (Computed).

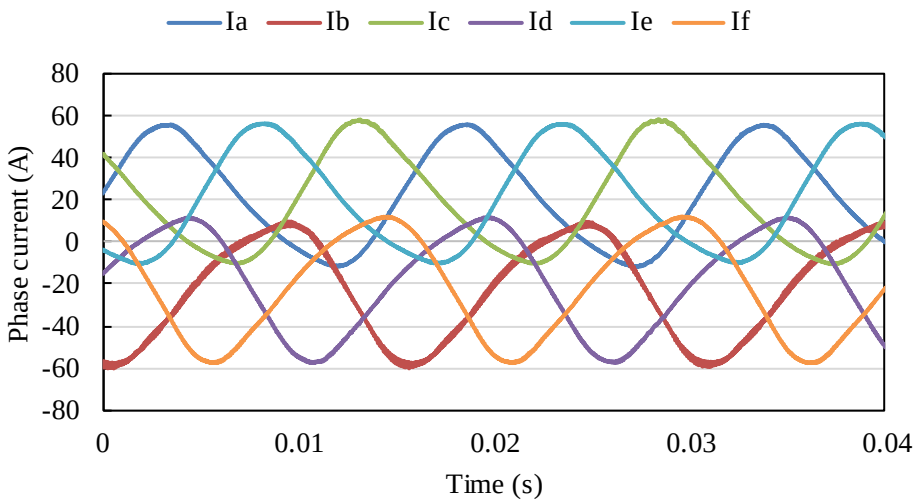
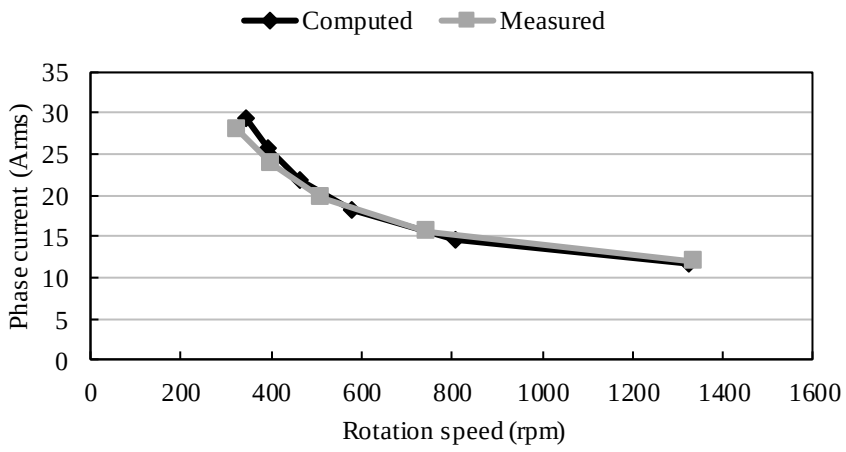


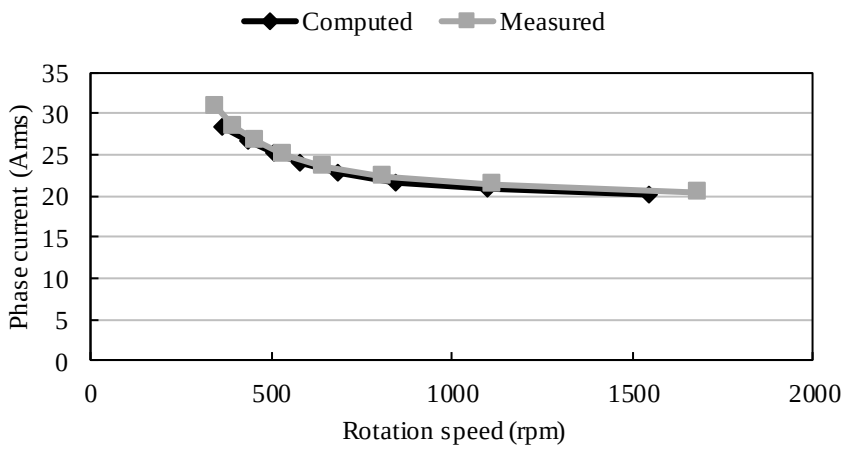
Fig. 2.27 Phase current waveform (Measured).

N-I 特性を Fig. 2.28 に示す。この図から，DC 電流が大きくなるほど AC 電流が小さくなっており，同一トルク発生時の DC 電流と AC 電流の比率が変化していることがわかる。また，各動作点において，測定値の AC 電流の大きさは，解析値よりも大きくなっており，上述のトルク定数低下の影響が確認できる。

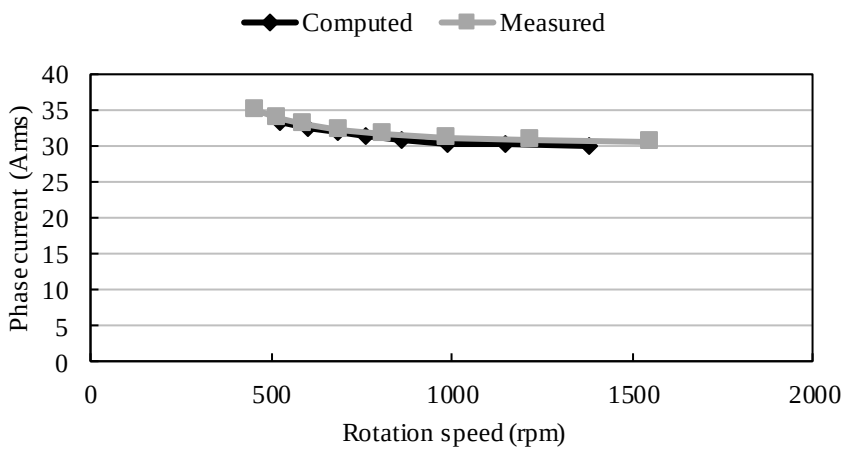
モータ効率を Fig. 2.28 に示す。これらの図から，DC 電流を大きくするほど，銅損の増加によって効率が低下していることがわかる。また，いずれの DC 電流値においても，測定値の方が解析値よりも効率が高くなっている。これは，解析の抵抗値計算には，巻線抵抗に加えてインバータの内部抵抗と電源ラインのワイヤハーネスの抵抗を含んでいるが，実験ではモータの巻線端の電圧を測定していることから，解析値の方が入力電力が大きく計算されることが原因である。



a)　I_{dc}=10A

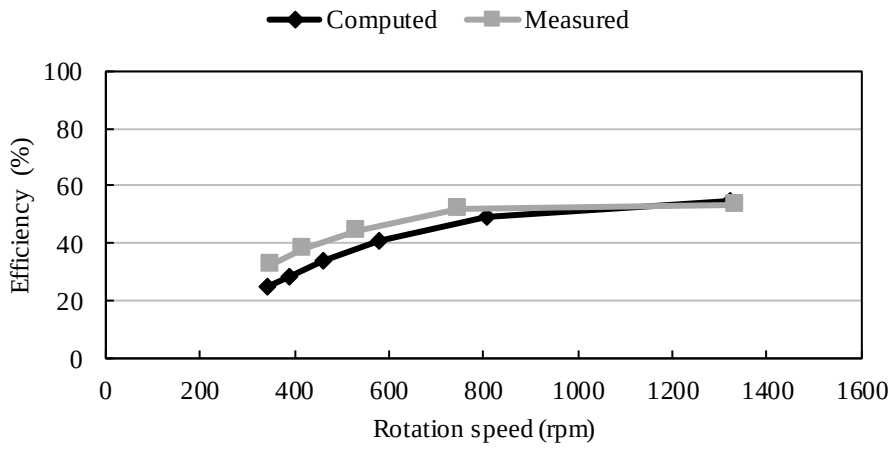


b)　I_{dc}=20A

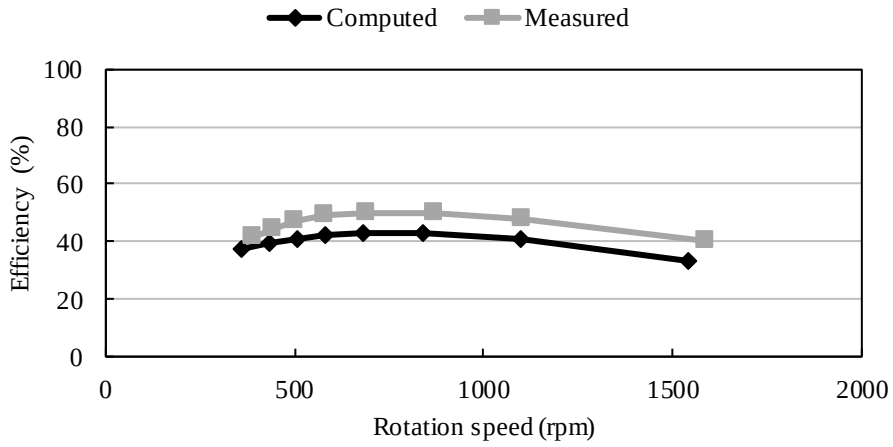


c)　I_{dc}=30A

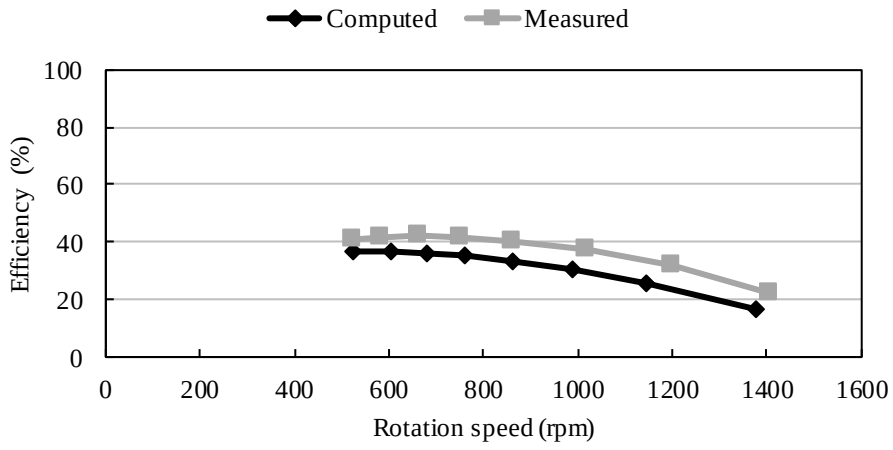
Fig. 2.28 N-I characteristics.



a)　I_{dc}=10A



b)　I_{dc}=20A



c)　I_{dc}=30A

Fig. 2.29 Motor efficiency.

2.3.3 トルクリップル

トルクリップルの測定実験には，Panasonic 製のサーボモータ（MSMD082G34N）を用いており，Fig. 2.30 に示す測定システムで計測を行った。

DC 電流が 20A のときの，解析と実験によるトルク波形をそれぞれ Fig. 2.31，Fig. 2.32 に示す。ここで，ロータはサーボモータにより回転速度 5rpm で駆動しており，1Nm のトルクが発生するように，q 軸電流の大きさを調整している。

これらの図から，トルクリップルの p-p 値は，それぞれ 0.42，0.36Nm 程度となっており，測定値の方が振幅が小さい。これは，寸法公差の影響によって界磁起磁力が低下していることが原因である。この時，交流電流振幅の大きさの 6 相平均値はそれぞれ 15.44A と 16.38A となっており，測定値の方が大きな電気子電流を印加している。

また，トルクリップルの測定値は時間変化によるばらつきが大きくなっているが，これは各相に生じている界磁起磁力のばらつきが原因である。解析と実験による相電流波形を Fig. 2.33，Fig. 2.34 に示す。解析における A，B，C，D，E，F 相の DC 電流はそれぞれ 19.9，−20.02，20.12，−20.15，19.97，−19.83A 程度であり，目標の DC 電流値に対する誤差は小さい。一方で測定値の DC 電流は，それぞれ 19.54，−22.57，22.11，−20.18，20.81，−20.55A となっており，相ごとのばらつきが大きく，目標値通りの DC 電流を印加できていないことがわかる。これは，各相ごとの巻線抵抗にばらつきが生じていることに加え，制御装置の電圧印加精度が低いことが原因である。

界磁巻線方式の VFRM では，すべての界磁巻線に同一の DC 電圧を印加することができるが，CSVFRM では各相ごとに DC 電圧を印加しているため，巻線抵抗のばらつきや印加精度の影響を受けやすい。界磁起磁力を均一化するためには，各相の DC 電流に対してフィードバック制御を行うなど，新しい制御手法を検討する必要がある。

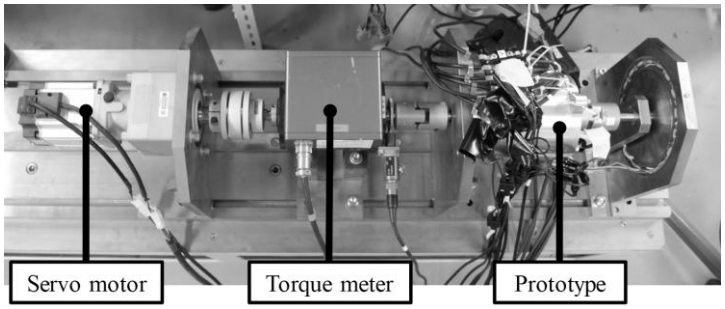


Fig. 2.30 Torque ripple measurement system.

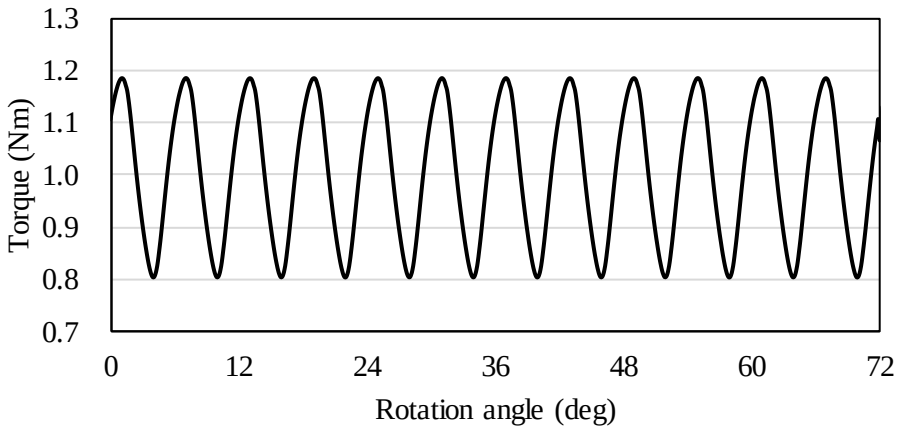


Fig. 2.31 Torque waveform (Computed).

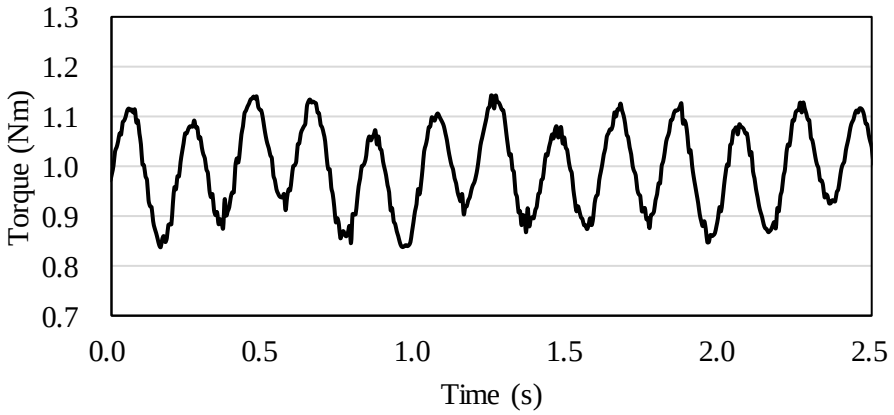


Fig. 2.32 Torque waveform (Measured).

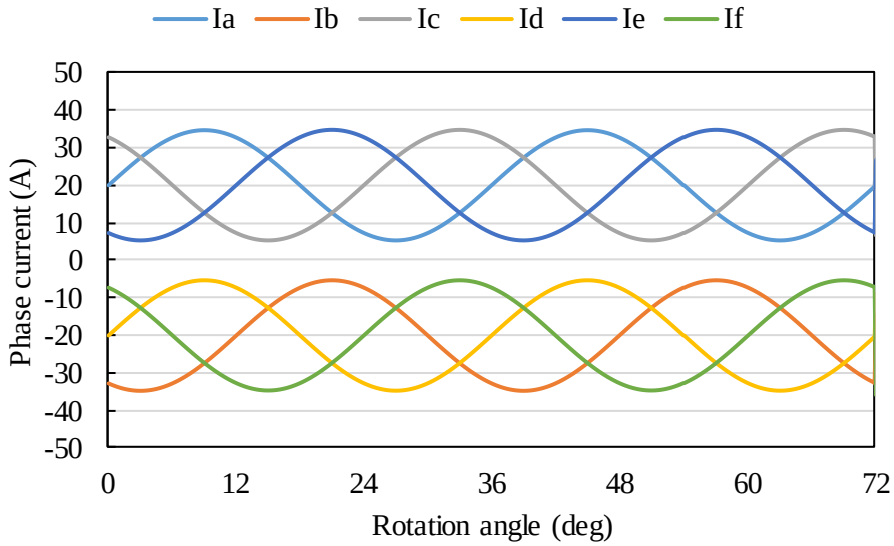


Fig. 2.33 Phase current waveform (Computed).

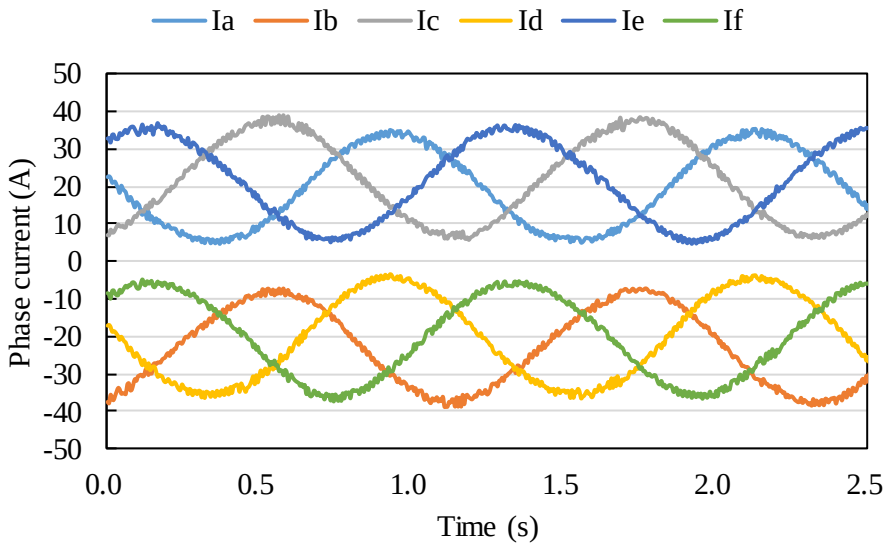


Fig. 2.34 Phase current waveform (Measured).

2.4 結言

本章では，従来の可変磁束リラクタンスモータの課題を解決するため，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータを提案した。以下に本章の内容をまとめる。

- 6 相インバータを用いて電機子巻線に 3 相交流に直流電流分を重畳することで，従来の可変磁束リラクタンスモータと同じ原理で動作することを確認できた。
- DC 電流によるバイアスが生じた交流波形から仮想の 3 相交流電流を計算することで，ベクトル制御を適用可能であることを示した。
- DC 電圧を大きくしていくと出力が増加する現象（高出力モード）が生じることを確認し，その発生メカニズムを明らかにした。
- 界磁巻線方式と電流重畳方式で最大電流密度を等しくすると，理論上，界磁巻線方式の最大電流密度点以外は電流重畳方式が高出力となる．（最大電流密度点では，同出力）実際には，占積率とコイル配置の影響により，電流重畳方式が全領域で優れる。
- 試作機を用いた実験においても，モータ制御が可能であること確認し，DC 電圧の大きさを変化させることで可変磁束特性が得られることを示した。

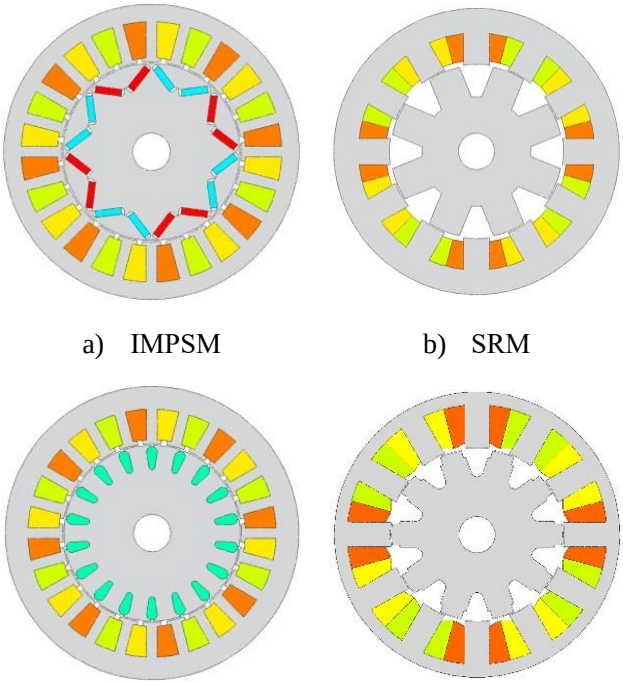
第3章 他方式モータとの特性比較

第 2 章において，ロータ突極数が 10，ステータスロット数が 12 の 10 極 12 スロット CSVFRM の特性を検証してきたが，高速回転領域での効率が低いという課題があった。本章では，弱め界磁制御の適用によるパワーバンド拡大とモータ効率向上について述べ，さらにそのメカニズムを明らかにする。また，パワーバンドとモータ効率を従来モータと比較することで，提案モータの特性を議論する。

3.1 パワーバンドの比較

3.1.1 比較条件

まず，10 極 12 スロット CSVFRM の回転速度-トルク特性（N-T 特性）を従来方式のモータと比較する。比較モータは，埋込磁石型同期モータ（Interior Permanent Magnet Synchronous Motor：IPMSM），スイッチトリラクタンスモータ（Switched Reluctance Motor：SRM），誘導モータ（Induction Moto：IM）の 3 つとし，いずれも自動車の走行用モータとしてすでに利用されているか，応用が検討されている。それぞれのモータを，出力 532.5W を目標として，できるだけパワーバンドが大きくなるように設計する。本論文におけるパワーバンドは，要求出力を満足する最大回転速度と最小回転速度の比率であり，最小回転速度を低くするほどパワーバンドは大きくなる。したがって，本論文ではパワーバンドを大きくするためにトルク密度を高くするような設計を実施する。なお，制約として



a)　IMPSM　　b)　SRM

c)　IM　　d)　CSVFRM

Fig. 3.1 Comparison machine.

Table 3.1 Specification of the comparison model

	IPMSM (3 phases)	SRM (3 phases)	IM (3 phases)	CSVFRM
Number of stator slots	24	12	24	12
Number of rotor poles	8	8	(4)	10
Winding	2-layer Distributed winding ϕ3.72 × 2 turns × 1Y	Concentrated winding ϕ1.8 × 12 turns (Series connection)	Distributed winding ϕ3.4 × 5 turns × 1Y	Concentrated winding ϕ2.7 × 9 turns (Parallel connection)
Size	ϕ110 × 55 mm	ϕ110 × 83 mm	ϕ110 × 55 mm	ϕ110 × 83 mm
Rotor diameter	ϕ66 mm	ϕ66 mm	ϕ66 mm	ϕ66 mm
Air gap length	0.5 mm	0.5 mm	0.5 mm	0.5 mm
DC voltage	24 V	24 V	24 V	24 V
Material	Steel sheet: 35A300 Permanent magnet: B_r=1.30 T	Steel sheet: 35A300	Steel sheet: 35A300 Bar: Aluminum	Steel sheet: 35A300

コイルの電流密度が 12Arms/mm2 以下，最大相電流 130Arms 以下という条件を設定した。ただし，最適設計されたモータ同士の比較とは限らないため，本論文では特性の相対的な傾向を議論する。

各モータの断面図を Fig.3.1，仕様を Table 3.1 に示す。IPMSM と IM は分布巻，SRM と CSVFRM は集中巻で，コイルエンド高さを含めた軸長が同じになるようにステータコア積み厚を決定している。また，巻線占積率は，分布巻では 45%，集中巻では 55%になるようにコイル仕様を決定している。ここで，本論文での CSVFRM の形状は，第 2 章で扱った形状と比較して，ロータティースの幅が狭く，さらにステータティース先端のつばが取り除かれている。このようにすることで，SRM と同様，磁気随伴エネルギーの変化量を大きくすることができ，トルク密度が向上する。パワーバンドを増加させるため，IPMSM では，弱め界磁制御を適用し，誘起電圧に対する電流の進み位相は最大で 87deg であった。SRM では電圧の印加タイミングと周期を調整し，IM では電圧の周波数を変化させた。CSVFRM では，DC 電流と電流進み位相を変化させた。

有限要素解析と制御を連成させることによって求めた IPMSM，SRM，IM，CSVFRM の N-T 特

性を目標出力ラインと合わせてそれぞれ Fig.3.2 に示す。ここで，CSVFRM の制御は，第 2 章で扱ったものと同様である。また，モータ効率，相電流，電流密度をそれぞれ Fig.3.3，Fig.3.4，Fig.3.5 に示す。ここで，IPMSM と CSVFRM には最大電圧利用率を 100%としたベクトル制御，IM には最大電圧利用率を 100%とした V/f 制御を適用している。また，SRM はパルス電圧印加により駆動させた。

この結果，IPMSM，SRM，IM，CSVFRM のパワーバンドは，それぞれ 16，7，12，35 で，CSVFRM のパワーバンドが最も大きいことがわかった。ここで，モータごとに特性計算の点数が異なっているが，これはモータごとに変化させるパラメータが異なるからである。例えば，SRM では電圧印加タイミングを変化させた上で目標出力が得られる負荷を変化させ，CSVFRM では負荷を変化させた上で目標出力が得られる DC 電流と電流進み位相を求めている。

最大効率は，IPMSM，IM，CSVFRM が 90%以上となった。しかし，IPMSM では弱め界磁制御の適用により，回転速度の増加に伴い，70%程度まで低下した。一方，CSVFRM では 5000rpm か

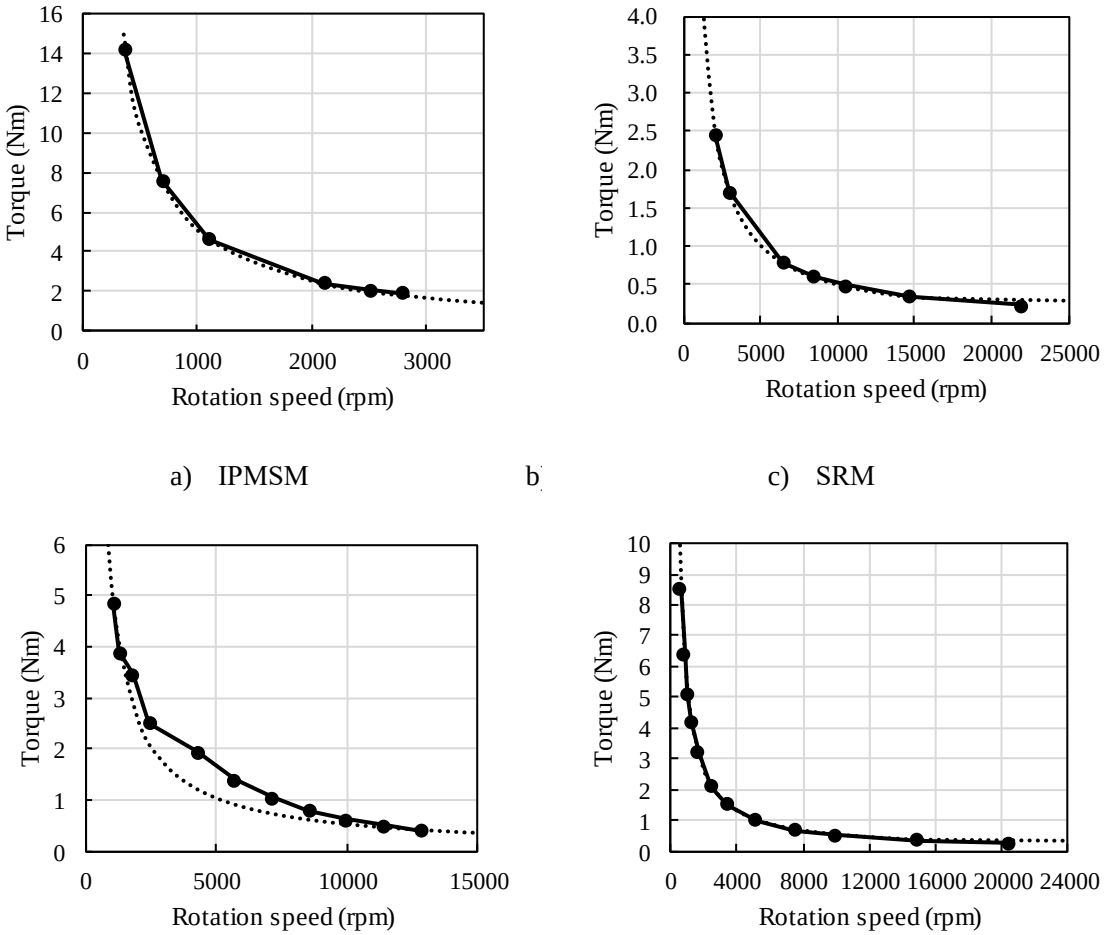


Fig. 3.2 N-T characteristics

ら 20000rpm までほぼ 90%のモータ効率を達成し，全体的に SRM より高かった。また，低速域では IM より高く，高速域では IM と同等であった。電流がほぼ同じだが低速域で IM の方が CSVFRM よりモータ効率が低い理由は，IM の方が相抵抗が 3 倍程度大きく，銅損が大きいためである。また，CSVFRM は IM よりトルク密度が高いが，高速域での効率が IM とほぼ同じであるメカニズムは，次節で述べる。

本比較では，電流密度に制約を設けているために，ターン数に関係なくモータ同士のトルク密度も比較可能である。IPMSM のトルク密度が最も高かったが，永久磁石の磁束が大きいため，弱

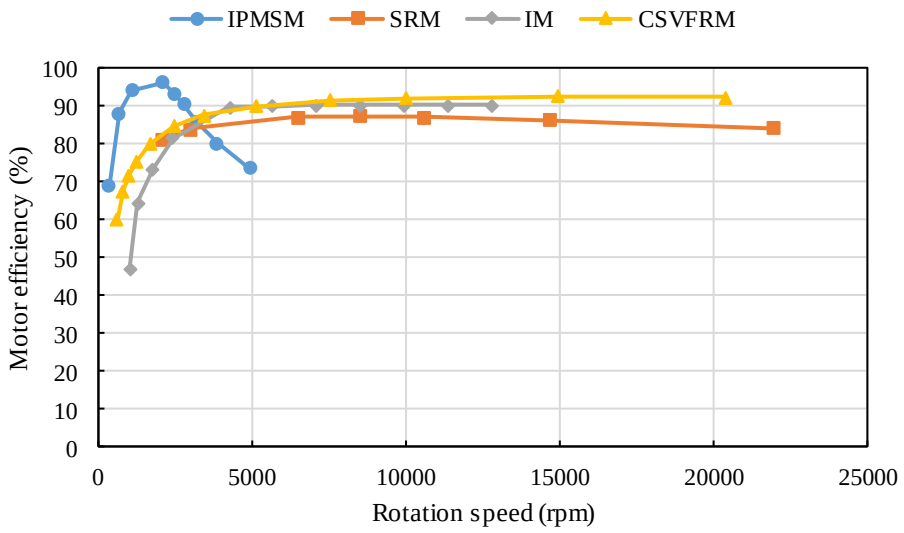


Fig. 3.3　Rotation speed vs motor efficiency.

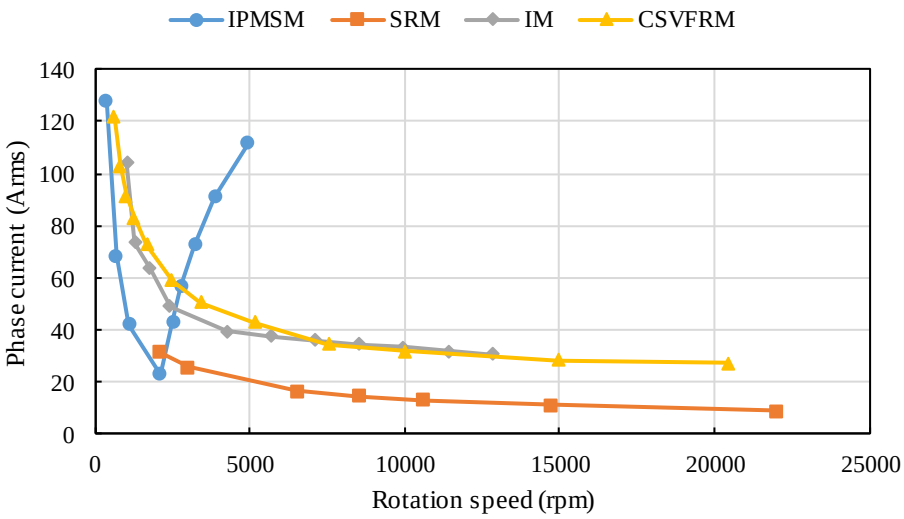


Fig. 3.4　Rotation speed vs phase current.

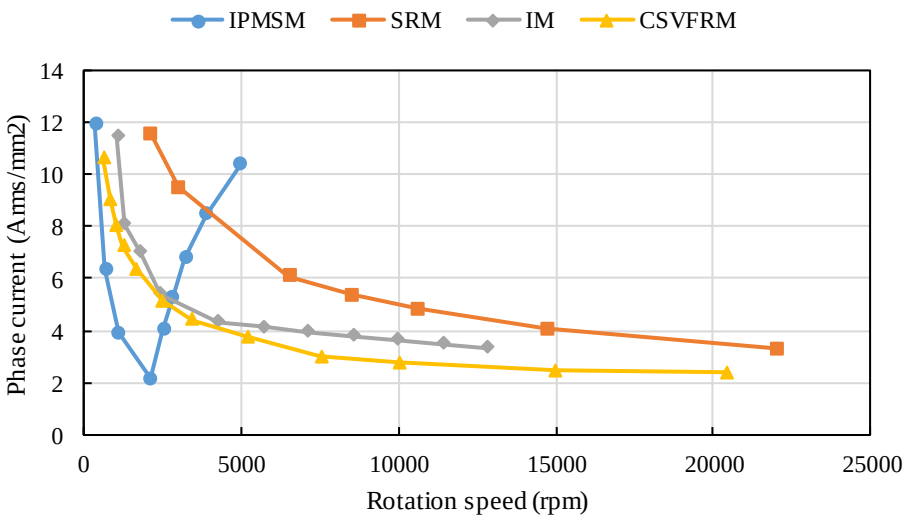


Fig. 3.5　Rotation speed vs phase current density

め界磁制御の効果が小さく，パワーバンドは CSVFRM の半分以下であった。CSVFRM のトルク密度は，IPMSM ほどではないが，SRM と IM よりはるかに高かった。

Fig. 3.4 より，IM と CSVFRM の相電流は高いが，これはターン数が少ないためで，両者のターン数はほぼ同じため，相電流は同じである。相電流にはターン数が影響するが，Fig.3.5 の電流密度で比較すると，CSVFRM は他のモータより低いことがわかる。したがって，CSVFRM は発熱量が小さく，他のモータより熱的に有利であることがわかる。

3.2　電流重畳可変磁束リラクタンスモータの特性検証

本節では，CSVFRM のパワーバンドが大きく，さらに広範囲において高効率を達成したメカニズムを検証する。

3.2.1 弱め界磁制御

CSVFRM への弱め界磁制御の効果を議論する前に，DC 電流，AC 電流振幅を Fig. 3.6 に，電流進み位相を Fig.3.7 に示す。本検証においては，高速回転時に界磁磁束を小さくする手段として，DC 電流を低下させるだけでなく，弱め界磁制御を適用している。CSVFRM における弱め界磁制御とは，変調波磁束を弱める制御であり，本論文の CSVFRM では4極対の変調波磁束を弱めている。DC 電流の変化だけでトルク定数を任意に変化できるが，弱め界磁制御を適用している理由は後述する。ここで，Fig. 3.7 に示すように，弱め界磁制御は 7500rpm 以上（0.68Nm 負荷以下）において適用した。ここで，7500rpm 以下で負の電流進み位相が発生，つまり電流位相が遅れている理由は，ベクトル制御の PI 制御における目標 q 軸電流と実際の q 軸電流の偏差が原因である。

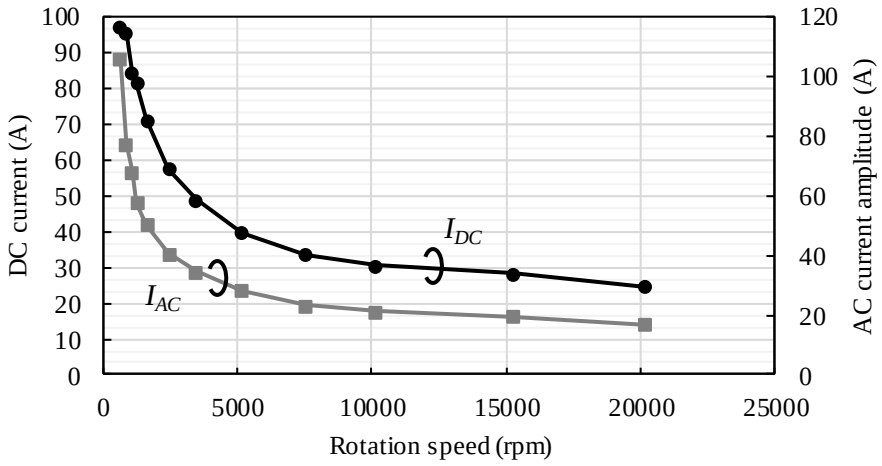


Fig. 3.6　Rotation speed vs DC and AC current.

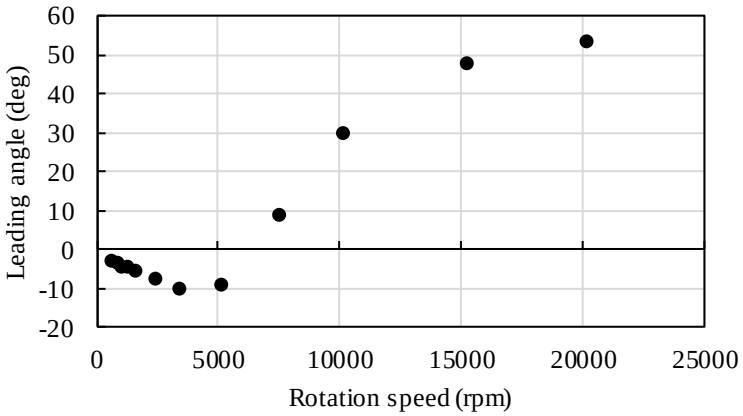


Fig. 3.7　Rotation speed vs leading angle.

まず，CSVFRM の突極性を検証するため，DC 電流が 60A，AC 電流振幅が 78A のときの d，q 軸インダクタンスを解析した。これらの電流値は，負荷 4.2Nm 程度における電流値に相当する。ここで，CSVFRM の d，q 軸とは，それぞれ変調波磁束の極中心と極間を表し，式(2.3)から変調波磁束とロータの回転速度が異なることから，d，q 軸はロータの突極と対応しているわけではないことがわかる。d，q 軸インダクタンスの解析結果を Fig. 3.8 に示すが，CSVFRM に突極性はほとんどなく，リラクタンストルクを利用できないことがわかる。ただし，これらは正弦波電流を入力した場合のインダクタンスで，実際にはベクトル制御を行っても本モータでは相電流が正弦波にはならないため，厳密には駆動時のインダクタンスとは異なっている。ここで，回転速度と相電流の高調波成分の関係を Fig.3.9 に示すが，基本波電流を 1 としたとき，2 次成分は 20～30%程度含まれていることがわかる。この高調波成分がモータの諸特性へ及ぼす影響は次節にて述べる。Fig. 3.9 において，15000rpm および 20000rpm 近傍の高調波電流の割合が他と異なる理由は，FFT を行う電流1周期

を構成する点数が 6～8 点と非常に少なかったためである。このように，相電流には大きな2次成分が含まれているが，高調波電流を除いた q 軸インダクタンス(Fig. 8)は高調波磁束を考慮した q 軸インダクタンス(後述の Fig. 3.13)とほとんど同じであった。以上より，CSVFRM のパワーバンドが大きい理由は，リラクタンストルクを活用できていることではないことがわかる。なお，以降では d, q 軸インダクタンスが等しいとして扱う。

次に，界磁磁束を小さくするために，DC 電流を下げるだけでなく弱め界磁制御を適用している理由を述べる。第 2 章で述べたように，CSVFRM は DC 電流による磁束の平衡を AC 電流による磁束で崩すことで回転トルクを得る。Fig. 3.10 は，DC 電流のみを印加した場合にロータの 10 個の磁極に発生するトルクの正負を記載している。符号の記述がない磁極のトルクはゼロで，正と負の合成トルクがゼロなので，DC 電流のみでは回転トルクは発生しないことがわかる。Fig. 3.10 の

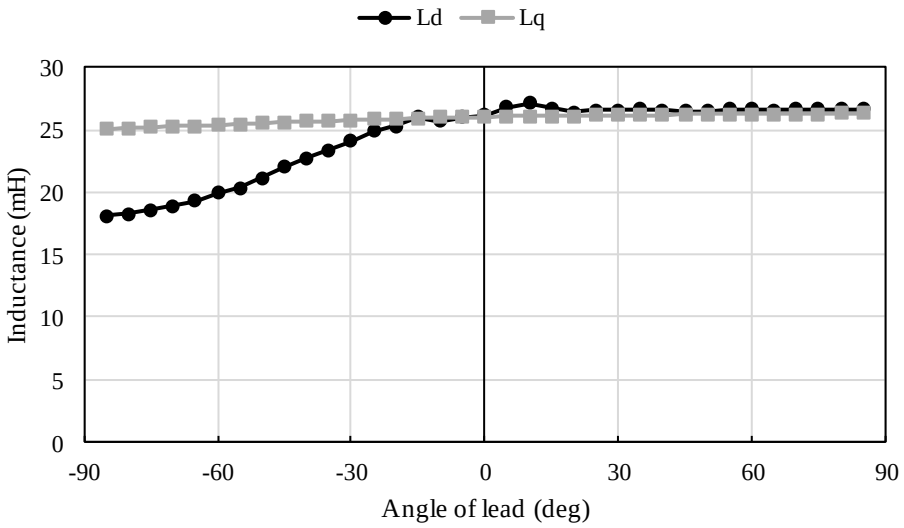


Fig. 3.8　Leading angle vs Ld and Lq.

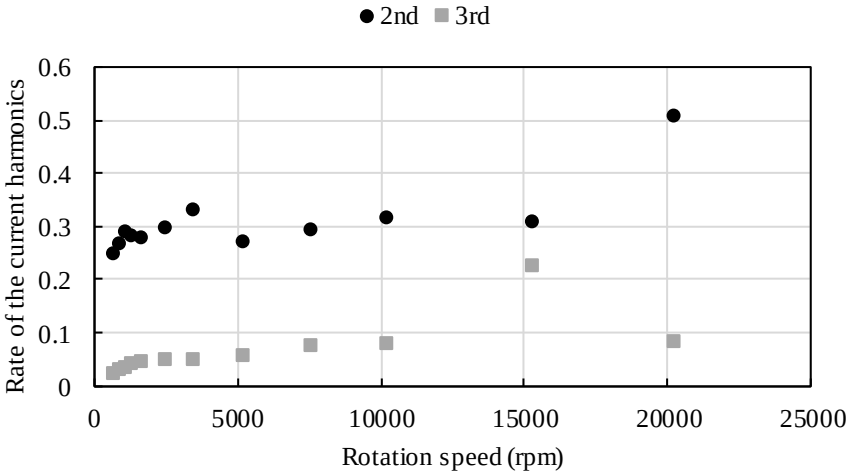


Fig. 3.9　Rotation speed vs current harmonics.

ロータ位置からロータを電気角 1 周期（機械角 36deg）回転させる場合の A 相の電流波形の例を Fig. 3.11 に示す。CSVFRM を任意のトルク定数を得るためには，低 DC 電流だけで得る方法と高 DC 電流と弱め界磁制御の組み合わせで得る2つの方法がある。Fig. 3.11 にはこれら2つの方法の電流波形を示している。Fig. 3.11 において，0～18deg の間は A 相ティースの磁束を低下させ，ロータ磁極に発生させる負のトルクを小さくし，18～36deg の間は磁束を増加させて正のトルクを増加させている。CSVFRM は磁気吸引力のみで駆動するため，負のトルクを発生させる区間の磁束はゼロに近いほど高トルク化が可能である。本論文の CSVFRM では DC 電流のみではなく，電流進み位相（弱め界磁制御）も合わせて制御することで，負のトルクの発生を低減し，高出力化を図っている。

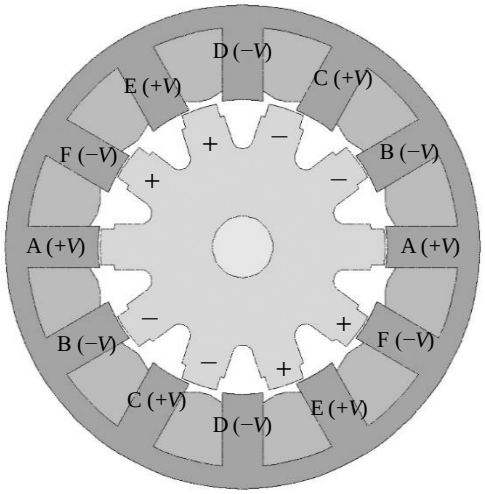


Fig. 3.10　Torque due to the DC currents.

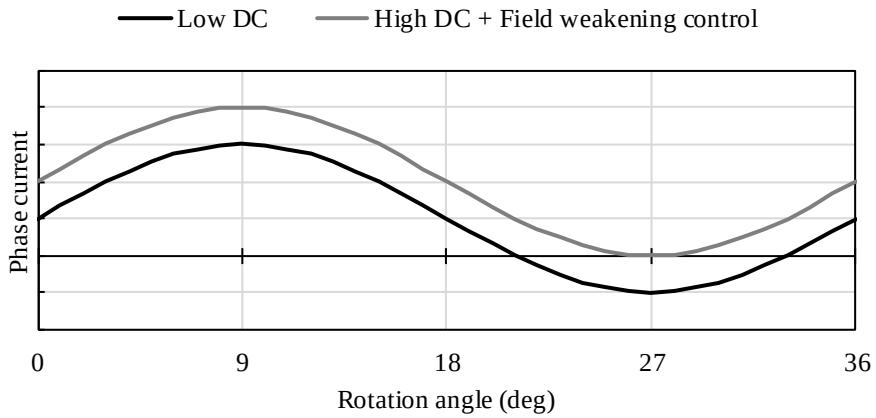


Fig. 3.11　Phase current waveform of the A-phase coil.

3.2.2 トータル磁束

CSVFRM への弱め界磁制御の CSVFRM の磁束ベクトル図を Fig. 3.12 に示す。このとき，ψ_0 はトータル磁束の振幅，ψ_f は 4 次の界磁磁束の振幅，i_d，i_q はそれぞれ d，q 軸電流を表している。次に，トータル磁束と位相γの関係を Fig.3.13 に示す。Fig. 3.13 より，回転速度が上昇すると，トータル磁束が小さくなっていることがわかる。これは，回転速度の上昇に伴い，DC 電流を小さくし，さらに AC 電流が小さくなっていることから妥当であると言える。また，界磁源は電磁石なので，IPMSM と比べて界磁磁束ψ_f が小さく，電流進み位相を増加させることでトータル磁束ベクトルが第 2 象限を向くことがわかる。

Fig. 3.12 と Fig. 3.13 より計算によって求めた q 軸インダクタンスを Fig.3.14 に示す。鎖交磁束 1 周期を構成する点数が少ない 15000rpm および 20000rpm 近傍の点と最大負荷時を除くと，トータル磁束の最大値と最小値には 10 倍程度の差があるが，q 軸インダクタンスはほぼ一定である。ここで，負荷を最大値から低下させると q 軸インダクタンスが増加しているが，これは磁束密度の低下に伴う透磁率の増加が原因と考えられる。一般的に，界磁磁束が小さいほど鉄心の磁束密度が低下し，インダクタンスが増加する。しかし，本論文の CSVFRM ではインダクタンスの電流値からの影響は小さい。これは，ロータの磁極とステータのティース先端形状が影響していると考えられる。

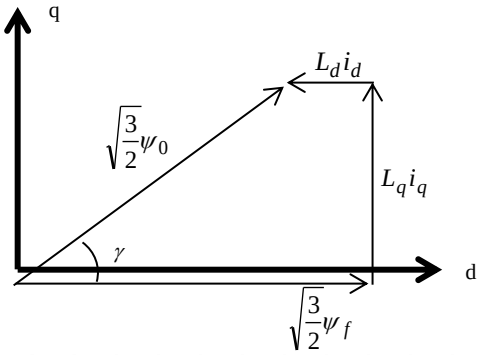


Fig. 3.12　Magnetic flux vector.

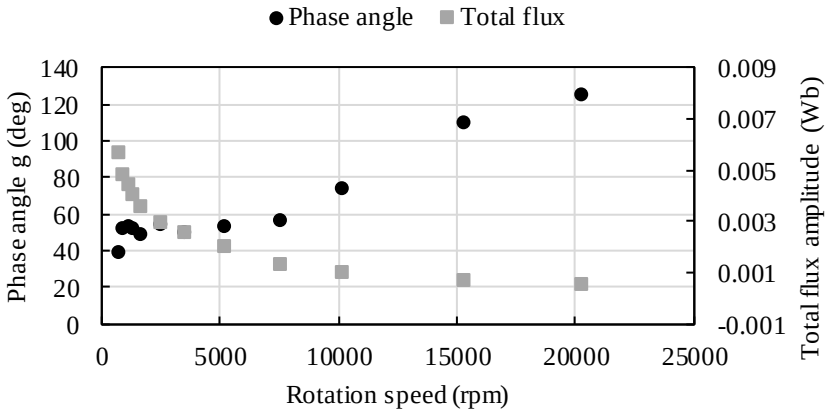


Fig. 3.13　Rotation speed vs phase angle and total flux.

U-V 相間インダクタンスを検証するため，ロータが電気角半周期に相当する 18deg 回転する際のロータと U，V 相ティースの位置関係を Fig. 3.15 に示す。Fig. 3.15 には，2 組の U-V ティースのうち，ロータの空隙に対向している方を 3deg おきに示している。このことから，U もしくは V 相ティースは常にロータの空隙と対向しており，U-V 相間の磁気回路の磁気抵抗は磁性体部よりはるかに大きいことがわかる。したがって，DC 電流によって磁性体内部の透磁率が変化しても U-V 相間の磁気抵抗の変化は小さく，インダクタンスがほとんど変化していないと考えることができる。

この仮説を検証するため，Fig. 3.16 に示すつば付きティースモデルを用いて，DC 電流が 40，50，60A 時に q 軸電流を変化させたときのインダクタンス変化を両モデルで解析した。DC 電流が 60A，q 軸電流 3A 時のインダクタンスを 1 としたときのインダクタンス比率の解析結果を Fig. 3.17

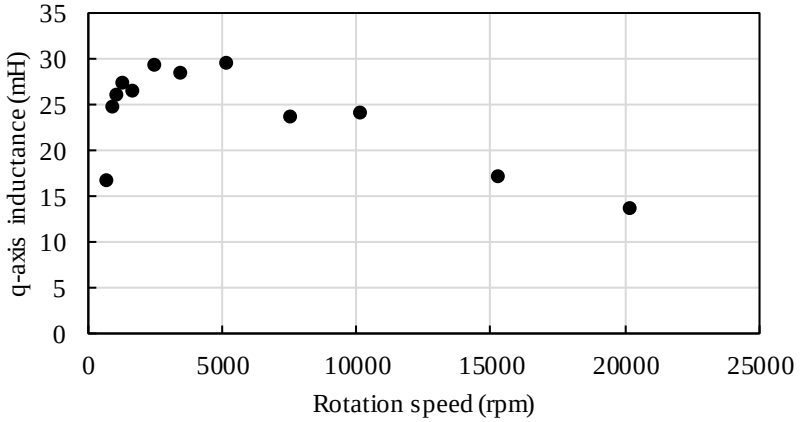


Fig. 3.14　Rotation speed vs q-axis inductance.

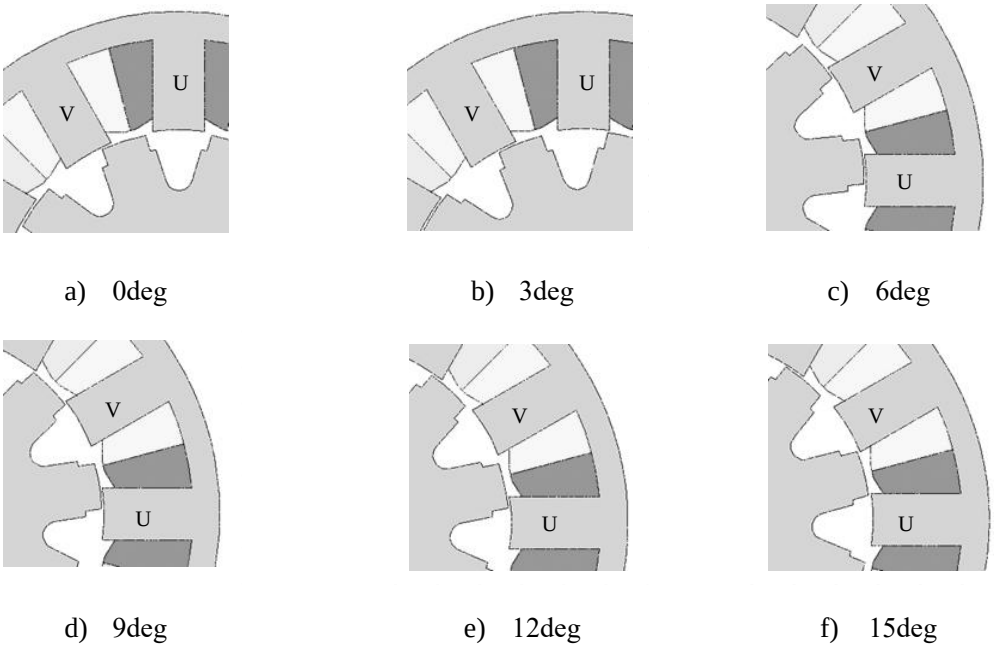


Fig. 3.15 Relationship between the stator teeth and rotor slot.

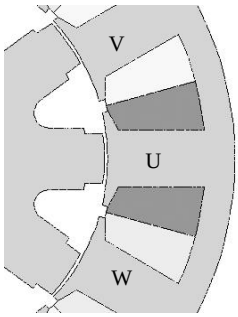


Fig. 3.16 Tooth chip model.

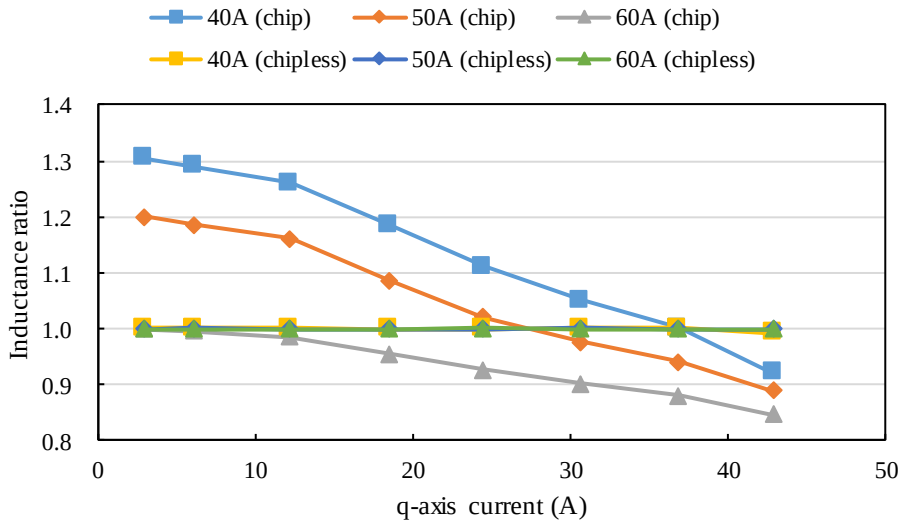


Fig. 3.17 Comparison of the inductance.

に示すが，つばがないモデルでは，インダクタンスは DC 電流や AC 電流の影響を受けずに一定であることがわかる。また，つば付きモデルでは，DC 電流が小さいほどインダクタンスが増加し，q 軸電流の増加に伴ってインダクタンスが低下していることがわかる。このことから，本論文の CSVFRM はつばがないストレートティースを採用しているため，DC 電流の変化によるインダクタンスの変化が小さく，DC 電流が小さい高速回転時にも高出力が得られたことがわかる。

3.2.3 モータ効率

まず，CSVFRM の鉄損と銅損の内訳を Fig. 3.18 に示す。Fig. 3.18 より，鉄損は銅損に比べて非常に小さく，20000rpm においても 30W 程度である。CSVFRM の高速回転時のモータ効率が他のモータより高い理由は，変調波磁束を使うために多極であるにもかかわらず，鉄損が非常に小さいことであることがわかる。

このメカニズムを検証するため，ステータティースとロータティースの磁束密度を解析した。DC 電流が 36A，AC 電流振幅は 49A のときの磁束密度波形を Fig. 3.19 に示す。Fig. 3.19 より，ステータの磁束密度変化の周波数は相電流と同じであるが，ロータはその 0.6 倍であることがわかる。

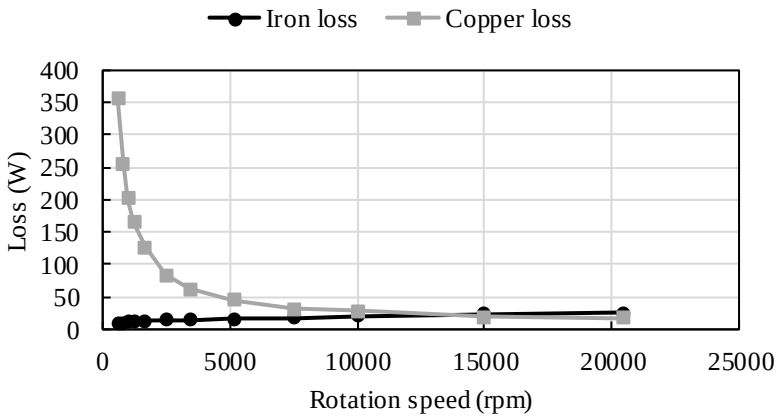


Fig. 3.18 Rotation speed vs losses.

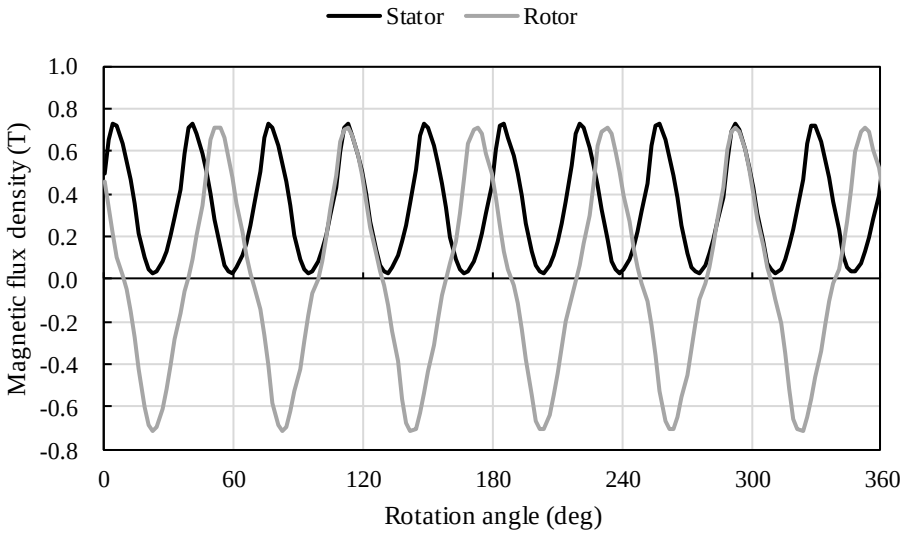


Fig. 3.19 Magnetic flux density in the rotor and stator tooth.

次に，負荷を 8.5Nm から 0.25Nm まで変化させたときのステータティースとロータティースの磁束密度波形を，それぞれ Fig. 3.20 と Fig. 3.21 に示す。これらの図より，負荷が低下するほど磁束密度変化の振幅は小さくなっていることがわかる。つまり，回転速度が増加するにつれ，磁束密度変化の振幅が小さくなっていたことが，鉄損が小さい理由である。なお，Fig. 3.13 においても回転速度が増加するにつれてトータル磁束の振幅が低下していることからも，この現象が妥当であると言える。

最後に，インバータ容量に影響を与える要素として力率を比較する。力率の比較結果を Fig. 3.22 に示すが，CSVFRM の力率は他のモータとは異なり，高速域で高くなることがわかる。低速域の CSVFRM の力率が低いが，5000rpm 以下では目標出力である 532.5W に近づけるために電源電圧の利用率を低くしていることが一因と考えられる。低力率では皮相電流が増え，インバータの

配線容量とコンデンサ容量の増加が必要となるため，低速域での力率向上が今後の課題となる。

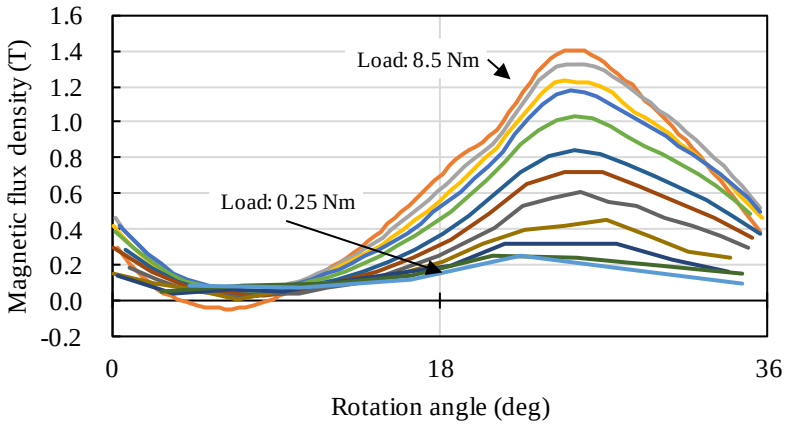


Fig. 3.20 Magnetic flux density in the stator tooth.

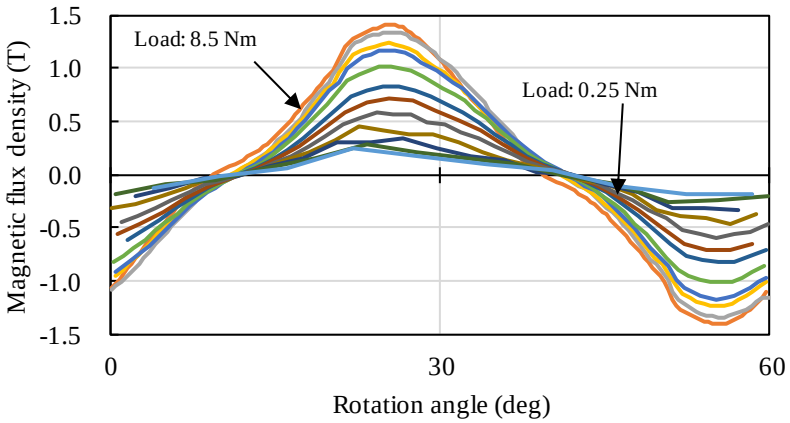


Fig. 3.21 Magnetic flux density in the rotor.

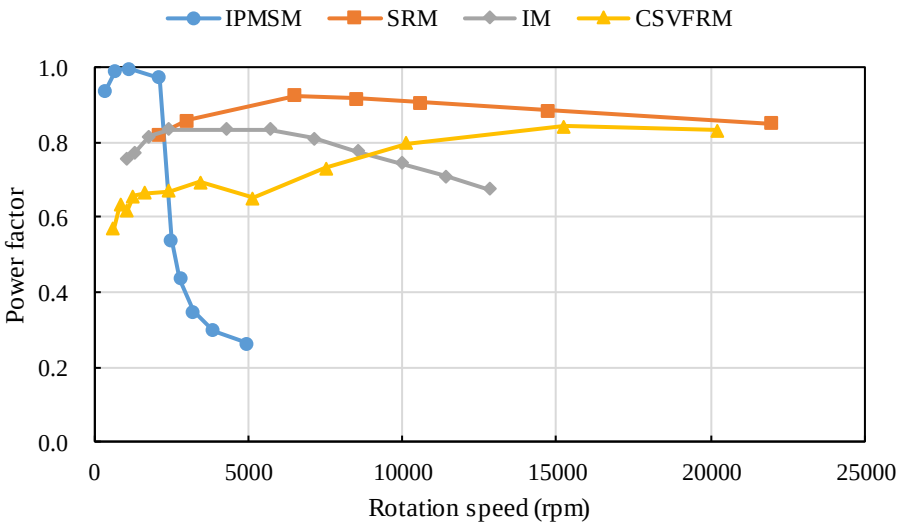


Fig. 3.22 Rotation speed vs power factor.

3.3 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの高調波電流

前節で述べたように，CSVFRM は仮想の 3 相交流電流に対してベクトル制御を適用することで駆動するが，相電流は正弦波状にはならない。これは，Fig. 3.10 において，U 相を構成する A 相のコイルはロータの鉄心と対向しているが，D 相のコイルはロータの空隙と対向しているためである。つまり，A 相と D 相の合成電流に対してベクトル制御を行う上，A 相と D 相では誘起電圧が異なるので，A 相と D 相の基本波電流の位相は一致するが，電流波形には高調波成分が含まれる。

本節では，ベクトル制御下での高調波電流発生のメカニズムを述べた上，高調波電流の銅損及びトルクへの影響を検証する。そして，従来のベクトル制御と，高調波電流を発生しないベクトル制御の比較を行い，有効性を検証する。

3.3.1 銅損最小制御

まず，それぞれの比較条件を揃えるために，印加する DC 電流と AC 電流の比率を一定にする方法として，銅損を最小にする制御を考える。

相電流が正弦波と仮定した場合，CSVFRM の U 相の電流 i_u は式(3.1)で表される。

$$i_u = I_{dc} + I_{ac}\sin(10\theta) \tag{3.1}$$

ここで，I_{dc} は DC 電流，I_{ac} は AC 電流振幅，θはロータ回転角度を表している。また，U 相電流実効値 I_u は，式(3.2)で表される。式(3.3)が成立する場合，U 相電流実効値は最小となる。

$$I_u = \sqrt{{I_{dc}}^2 + \frac{{I_{ac}}^2}{2}} \tag{3.2}$$

$$I_{dc} = \frac{I_{ac}}{\sqrt{2}} \tag{3.3}$$

したがって，CSVFRM の仮想の 3 相電流に対する dq 変換により d, q 軸電流 I_d, I_q を求め，式(4)により DC 電圧 V_{dc} を決定することで銅損を最小にすることができる。

$$V_{dc} = RI_{dc} = \frac{RI_{ac}}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{{i_d}^2 + {i_q}^2}{3}}R \tag{3.4}$$

ここで，R は相抵抗，i_d, i_q はそれぞれ d, q 軸電流を表している。

銅損最小制御の有効性を検証するため，8.5Nm 負荷時の相電流実効値を解析した。ここで，

DC 電圧を銅損最小制御時から意図的にずらした場合と合わせて，DC 電流と相電流実効値の関係を Fig. 3.23 に示す。なお，本節の検証では，3.1 節にて示した形状と巻線配置のモデルを用いている。

銅損最小制御を適用時の DC 電流は 84.7A で，このときに相電流（銅損）が最小になっていることがわかる。電流波形には後述の高調波電流成分が含まれているが，ここで，銅損最小制御時の A 相と D 相の相電流波形および FFT 解析結果を，それぞれ Fig. 3.24 と Fig. 3.25 に示す。なお，A 相と D 相の対称性から，FFT 解析結果によるパワースペクトルは同じため，ここでは A 相の結果のみを表示している。

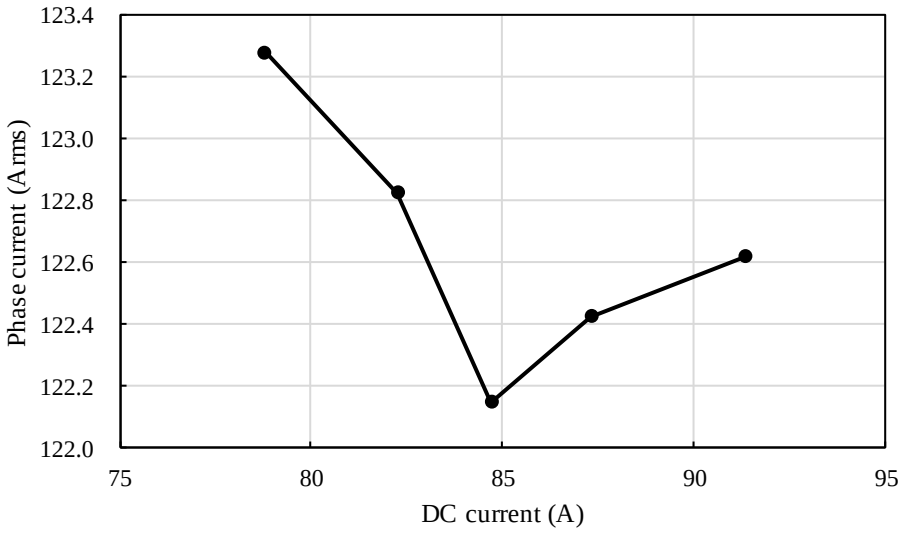


Fig. 3.23 DC current vs phase current.

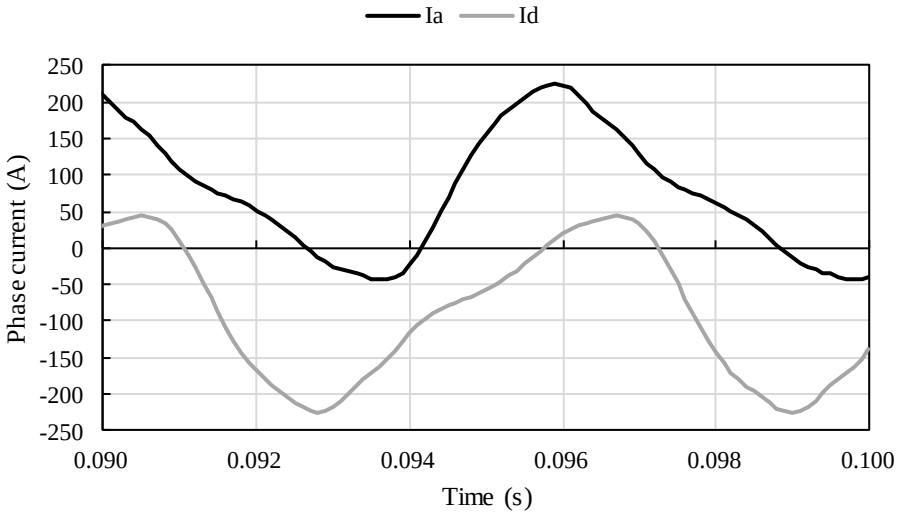


Fig. 3.24　Phase current waveforms under 8.5 Nm.

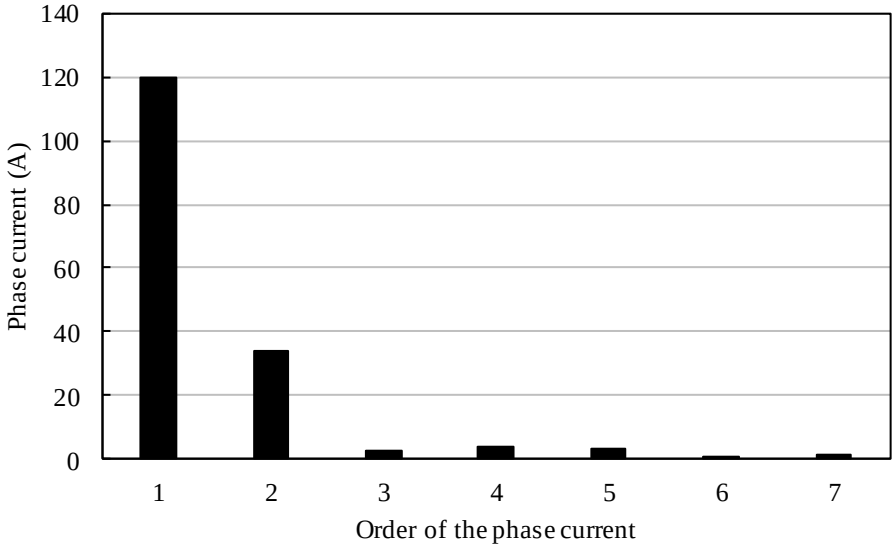


Fig. 3.25 Power spectral of the phase current.

Fig. 3.25 より，3 次以上の成分は基本波成分の数パーセント程度であるが，2 次成分は基本波成分の 30%程度も含まれていることがわかる。しかし，銅損最小制御では，この高調波成分の影響を受けず，銅損が最小となる DC 電流と AC 電流の重畳電流が流れていることがわかる。

3.3.2 高調波電流のトルクへの影響

異なる条件で高調波電流のトルクへの影響を検証するため，まず，4.2Nm 負荷時において銅損最小制御を適用し，電流進み角 0deg，25deg，50deg，75deg の 4 通りで有限要素解析と制御の連成解析を行った。相電流波形を FFT 解析し，基本波成分を 1 に正規化した場合の 2～5 次成分のパワースペクトルを Fig. 3.26 に示す。ここでは，8.5Nm 時のパワースペクトルも含めたが，いずれも 2 次成分は 30%程度で，3～5 次成分は数パーセントであることがわかる。この結果から，相電流の 2 次成分の割合は，DC 電流，AC 電流振幅，電流進み位相といった駆動条件の影響をほとんど受けないことがわかる。

FFT 解析により得られた 1～5 次成分の振幅と位相を利用し，静解析により高調波電流とトルクの関係を検証した。各駆動条件において，相電流の 1 次，1～2 次，1～3 次，1～4 次，1～5 次を合成した電流を生成し，静解析における入力電流とした。1～5 次成分の合成による電流を入力したときのトルクを Fig. 3.27 に示す。Fig. 3.27 より，1～5 次成分の入力により，ほぼ負荷と同じトルクが得られていることがわかる。次に，相電流の 1 次，1～2 次，1～3 次，1～4 次，1～5 次を合成した電流を入力したときのトルクを Fig. 3.28 に示す。ここでは，1～5 次の合成成分を入力したときのトルクを 1 として，他の入力時のトルクを正規化している。Fig. 3.28 より，いずれの駆動条件においても 3～5 次成分のトルクへの影響度は無視できる大きさであるが，2 次成分によりトルクが上昇していることがわかる。

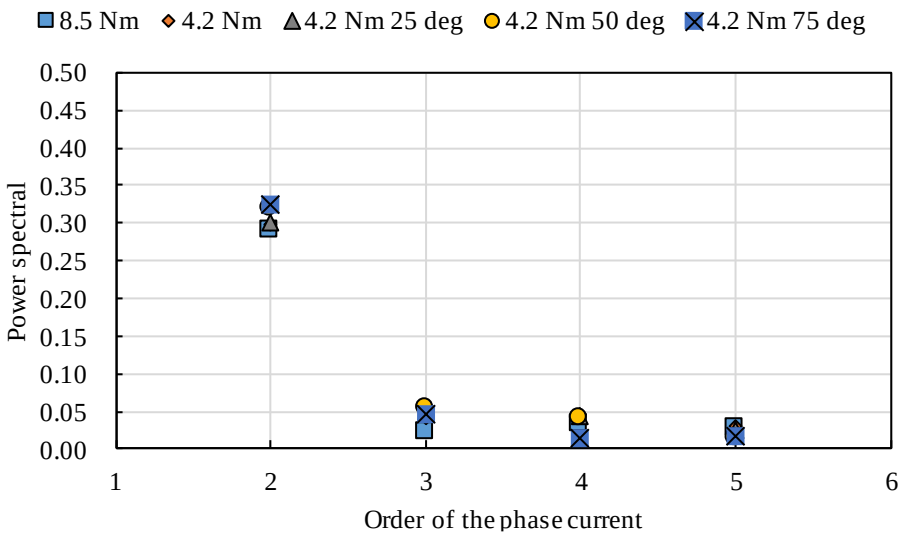


Fig. 3.26 Normalized power spectral of the phase current.

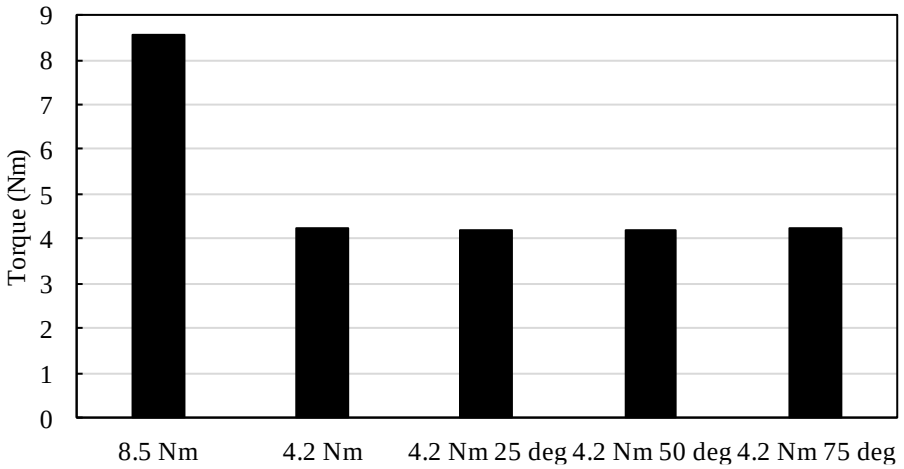


Fig. 3.27 Torque due to 1st - 5th current.

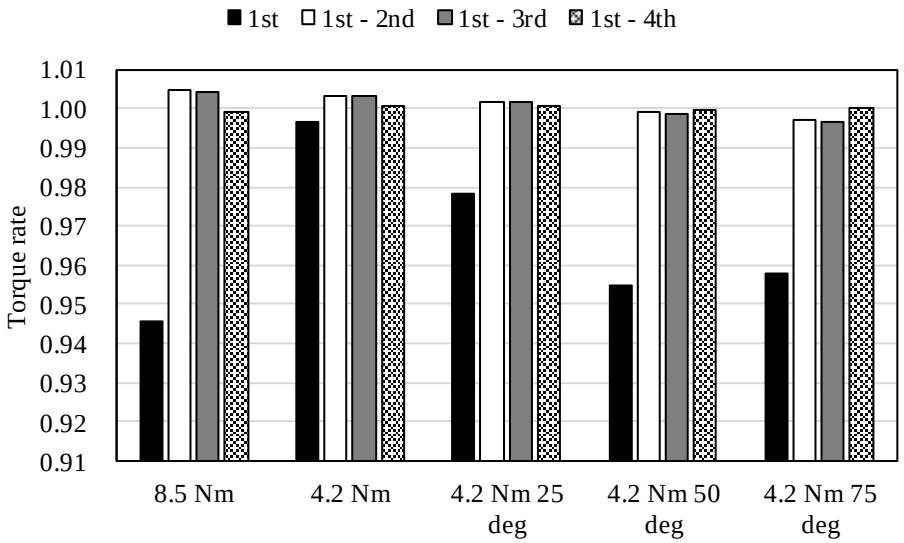


Fig. 3.28 Current harmonics vs torque.

次に，相電流の 2 次成分により，基本波電流のみの場合よりトルクが増加するメカニズムを検証する。A 相電流の基本波成分と 2 次成分の位相関係は Fig. 3.29 のようになっており，基本波成分の 180deg の位置が 2 次成分の 0deg に一致する。そして，この位相関係は，電流に進み位相を与えた場合においても保たれる。

相電流の 2 次成分のみを与えたときと，DC 電流と 2 次成分を与えたときのトルクを Fig. 3.30 に示す。4.2Nm 負荷時に 75deg の電流進み位相を与えたときに，DC 電流と 2 次成分を印加することで 0.08Nm のトルクが発生しているが，4.2Nm の負荷に対して 2%である。このことから，相電流の DC 成分と 2 次成分だけではトルクは発生しないと言える。

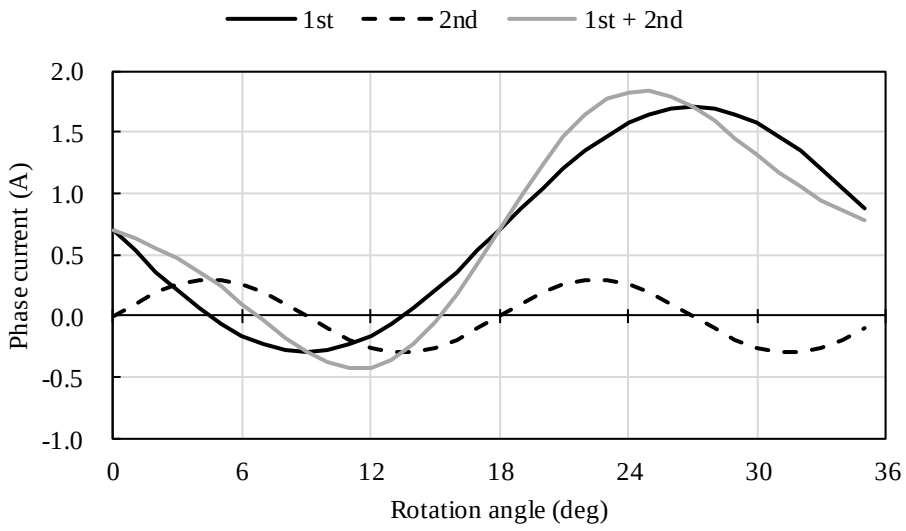


Fig. 3.29　Relationship between the 1st, 2nd, and mixed currents.

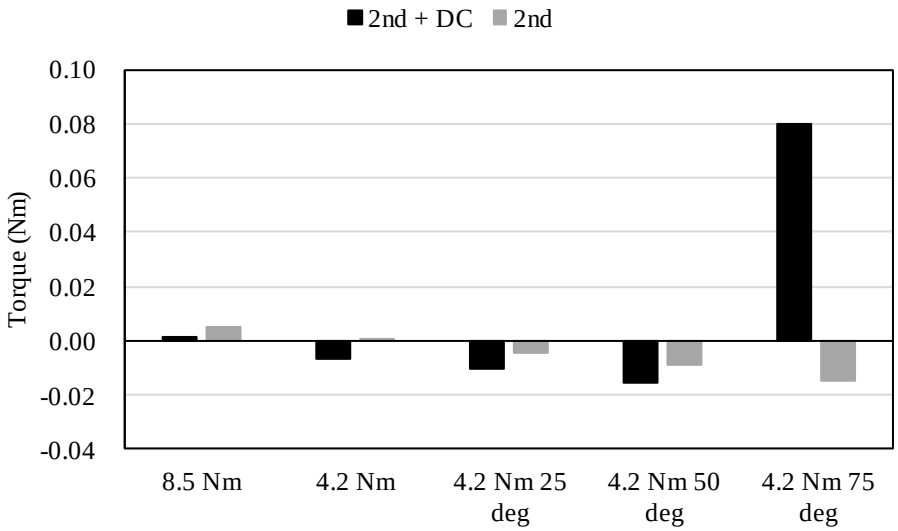


Fig. 3.30　Torque due to 2nd-component of the phase current.

8.5Nm 負荷時および 4.2Nm 負荷時（電流進み位相 50deg）の A 相ティースの磁束密度分布をそれぞれ Fig. 3.31 および Fig. 3.32 に示す。まず，これらの図より，2 次成分の磁束は DC 電流+基本波成分の磁束を増減させることがわかる。次に，両図において，正のトルクを発生させる 18～36deg の区間に着目すると，2 次成分の磁束密度が正の区間のより負の区間の方が基本波成分の磁束密度が高いことがわかる。したがって，ステータの電磁鋼板の直流磁化特性が非線形のため，2 次成分による影響は磁束密度が小さい区間の方が大きく（感度が高く），トルクが増加したと考えられる。なお，負のトルクを発生させる 0～18deg の区間では，磁束密度が比較的低いので，2 次成分による磁束の大小の感度は変わらない。

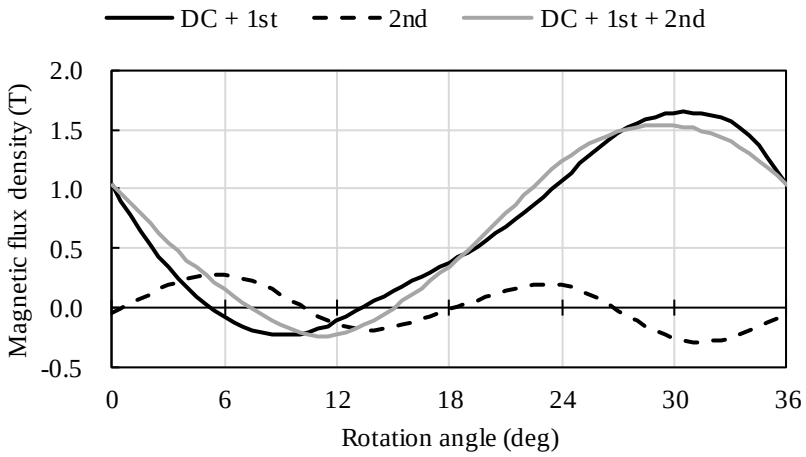


Fig. 3.31　Magnetic flux density in the A-phase tooth under 8.5 Nm.

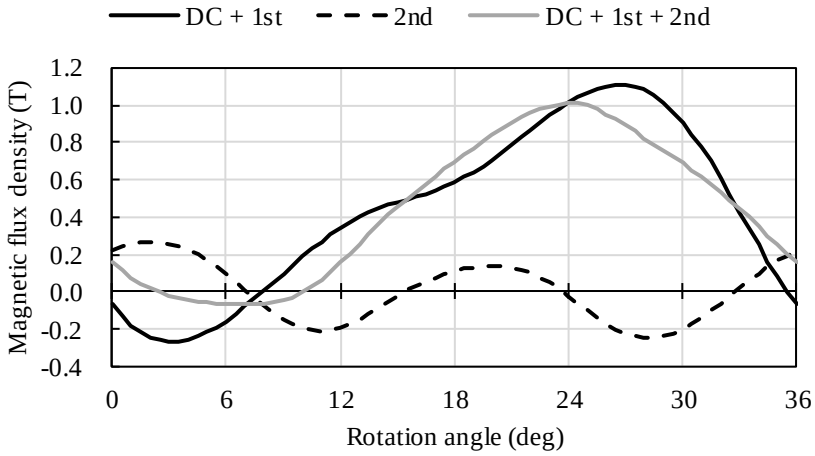


Fig. 3.32　Magnetic flux density in the A-phase tooth under 4.2 Nm and a lead angle of 50 deg.

このように，相電流の 2 次成分によるトルク増加は，DC 電流のオフセットによって正および負のトルクの発生区間で透磁率に差が生じることで発生していることがわかった。Fig. 3.33 に DC 電流を示すが，Fig. 3.28 と合わせると，DC 電流が大きいほど，2 次成分によるトルク増加が大きい傾向にあり，前記メカニズムが妥当であると言える。なお，基本波成分の磁束密度の波形はロータおよびステータの位置関係の影響を受けているため，DC 電流が高いほど 2 次成分によるトルク増加が大きくなるわけではないことが，4.2Nm 負荷で電流進み位相 75deg 時の結果から言える。

3.1 高調波磁束を利用するための電流制御手法

ここまでの検証によって，CSVFRM の相電流に発生する高調波電流はトルクを発生させることを明らかにした。次に，高調波電流が発生するメカニズムと，それを実現する制御について述べる。

3.1.1 誘起電圧に含まれる高調波成分

DC 電流 50A を印加し，120rpm で回転させたときの A 相と D 相の端子電圧を Fig. 3.34 に示すが，端子電圧は 50A を発生させるための DC 電圧と回転による誘起電圧（AC 電圧）の和になっている。また，端子電圧を FFT 分析した結果を Fig. 3.35，各成分の位相差を Fig. 3.36 に示すが，これは誘起電圧のみの成分および位相差を表している

まず，Fig. 3.34 より，誘起電圧には偶数次成分が含まれていることがわかる。これは，Fig. 3.10 において，A 相ティースにはロータの突極が対向しているが，同じ U 相の D 相ティースにはロータ空隙が対向しているため，ロータの位置に対する両コイルのインダクタンスが異なっていることから生じている。ここで，ロータを Fig. 3.10 の位置から電気角 1 周期回転させたときの A 相と D 相のインダクタンス変化を Fig. 3.37，その FFT 解析結果を Fig. 3.38 に示す。これらより，インダクタンスは基本波成分以外に 2 次成分が支配的であることがわかる。永久磁石式モータでは，インダクタンスに基本波成分（1 次成分）が現れないことから，CSVFRM の特有の現象であることがわかる。また，基本波成分と 2 次成分の位相差は，A 相が逆位相，D 相が同位相であった。

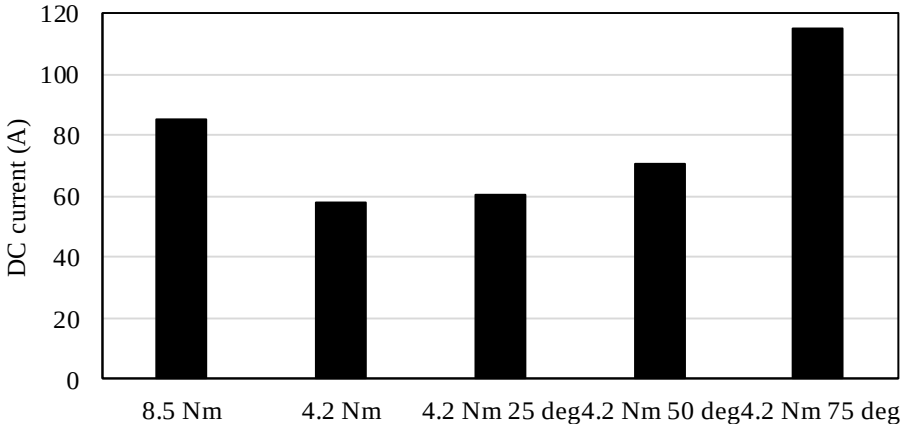


Fig. 3.33　DC current.

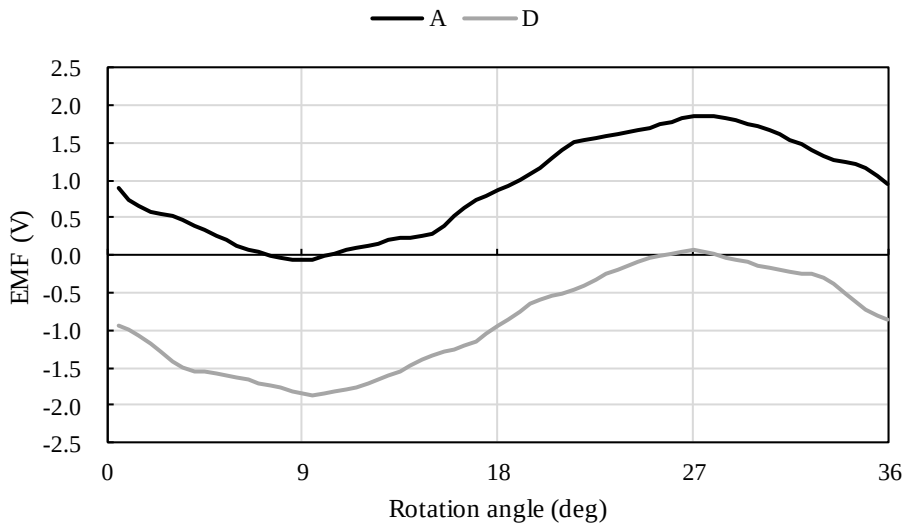


Fig. 3.34 Terminal voltage of the A and D phases.

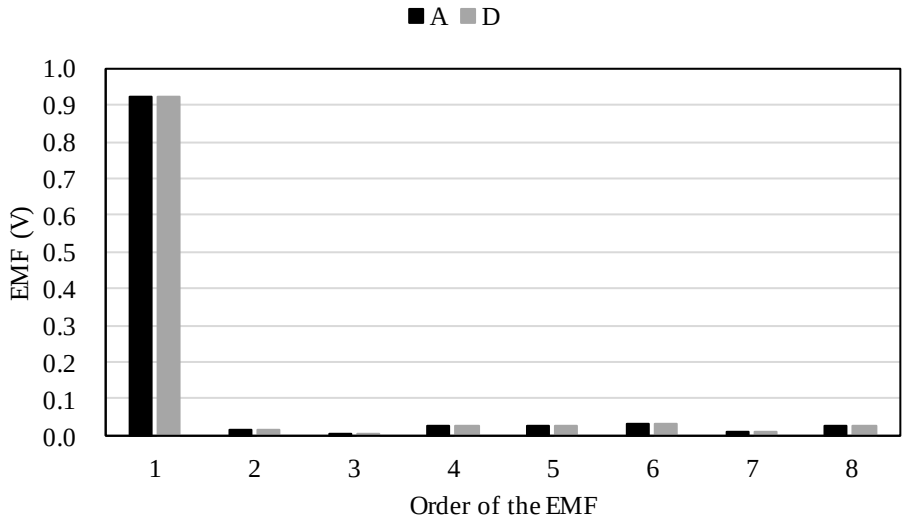


Fig. 3.35 FFT analysis of the A- and D-phase EMFs.

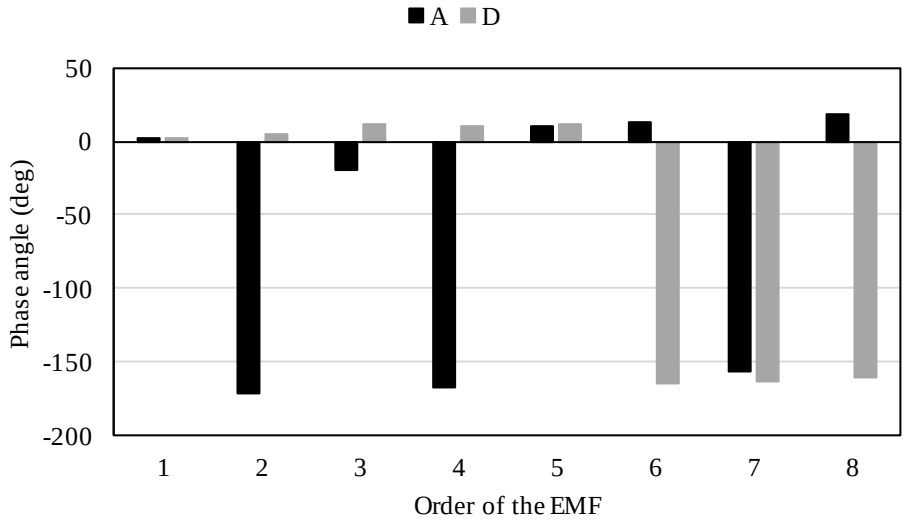


Fig. 3.36 Phase angle difference between the A- and D-phase EMFs.

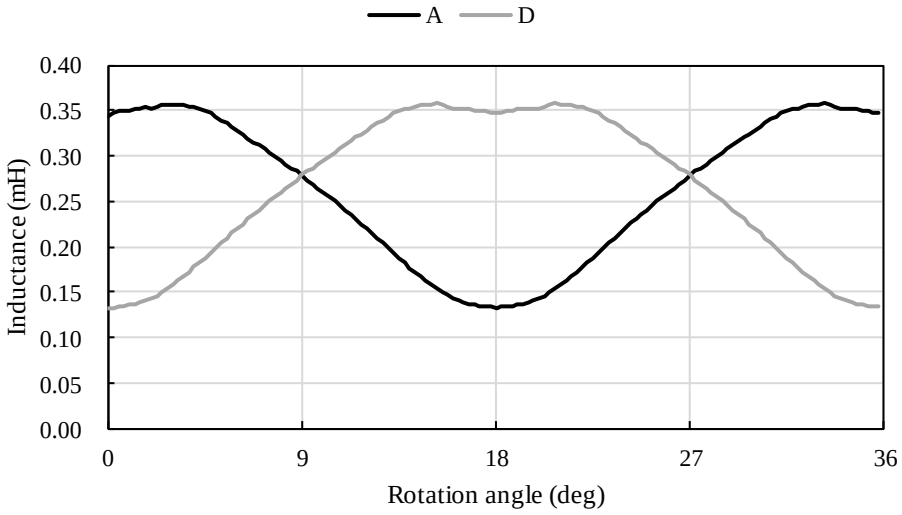


Fig. 3.37 Phase Inductance.

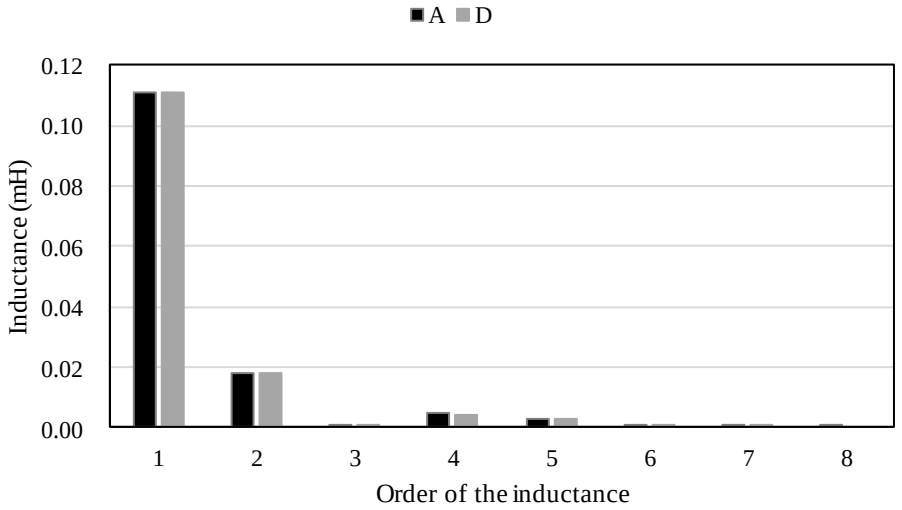


Fig. 3.38 FFT analysis of the A- and D-phase inductances.

3.1.2 電流重畳可変磁束リラクタンスモータのベクトル制御

これまでの検討では，2 つのコイル群の合成電流（仮想 3 相交流）に対するベクトル制御（シングルベクトル制御）を行ってきたが，それぞれのコイル群にベクトル制御を適用することもできる（ダブルベクトル制御）。本節では，これらのベクトル制御を比較し，有効性を検証する。

- **シングルベクトル制御**

  Fig. 3.39 に示すシングルベクトル制御について述べる。シングルベクトル制御では，検出した 6 相の電流のうち，U，V，W 相に相当する成分同士を合成して仮想電流を生成し，それを正弦波状にするための電圧を PI 制御により生成する。モータへの入力電圧の AC 成分は，U 相，V 相，W 相の 3 つしかなく，A 相と D 相，B 相と E 相，C 相

と F 相には同じ AC 電圧が印加される。したがって，A 相と D 相では誘起電圧だけでなく，後述のようにインダクタンスの位相も異なることから，A 相と D 相では電流波形が異なり，これは B 相と E 相，C 相と F 相にも当てはまる。つまり，仮想電流は正弦波に制御しても，各相の電流は正弦波にはならない。ここでは，高調波成分が発生するメカニズムと，トルクを発生させるメカニズムを数式によって明らかにする。

Fig. 3.38 より，A 相および D 相のインダクタンス L_a および L_d は，それぞれ式(3.6)および式(3.7)で表すことができる。なお，ここでは 2 次成分のみを考慮する。

$$L_a = L_0 + L_1 \cos\theta - L_2 \cos 2\theta \tag{3.6}$$

$$L_d = L_0 - L_1 \cos\theta - L_2 \cos 2\theta \tag{3.7}$$

ここで，L_0 は平均インダクタンス，L_1 および L_2 はそれぞれ 1 次および 2 次成分の振幅，θはロータの回転角度を表す。A 相および D 相の誘起電圧 E_a および E_d は，式(3.8)および式(3.9)のように定義できる。

$$E_a = E_1 \sin\theta - E_2 \sin 2\theta \tag{3.8}$$

$$E_d = E_1 \sin\theta + E_2 \sin 2\theta \tag{3.9}$$

ここで，E_1 および E_2 はそれぞれ 1 次および 2 次成分の振幅を表す。A 相と D 相の合成電流 I_u に対してベクトル制御を適用するので，合成電流 I_u を式(3.10)で定義する。

$$I_u = I_a + I_d = I \sin\theta \tag{3.10}$$

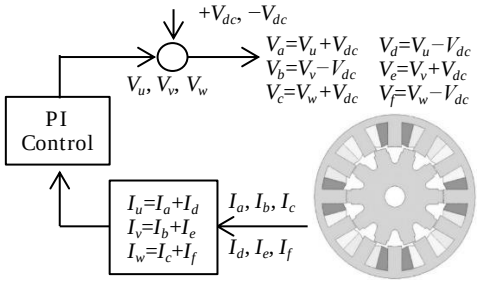


Fig. 3.39 Single vector control.

ここで，I は電機子電流の振幅を表す。また，A 相と D 相の回路方程式は，それぞれ式(3.11)，式(3.12)で表すことができる。

$$V_u = I_a R + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_a \tag{3.11}$$

$$V_u = I_d R + L_d \frac{dI_d}{dt} + E_d \tag{3.12}$$

ここで，R は 1 相分の巻線抵抗を表す。式(3.11)と式(3.12)の両辺を足し合わせると，式(3.13)が得られる。

$$2V_u = I_u R + \frac{d\left(L_a I_a + L_d I_d\right)}{dt} + E_u \tag{3.13}$$

また，A 相と D 相の合成誘起電圧 E_u は，式(3.14)で表すことができる。

$$E_u = E_a + E_d = 2E_1 \sin\theta \tag{3.14}$$

A 相と D 相の合成により偶関数は消えるので，式(3.10)，式(3.13)，式(3.14)より，V_u は式(3.15)で表すことができる。

$$V_u = V_1 \sin\theta \tag{3.15}$$

このとき，式(3.13)が成立するためには，式(3.13)の右辺第 2 項が奇数次成分のみで構成されなければならない。このとき，A 相電流 I_a および D 相電流 I_d をそれぞれ式(3.16)および式(3.17)で定義する。

$$I_a = I_0 + I_{a1} \sin\theta + I_{a2} \sin 2\theta \tag{3.16}$$

$$I_d = -I_0 + I_{d1} \sin\theta + I_{d2} \sin 2\theta \tag{3.17}$$

ここで，$L_a I_a + L_d I_d$ を式(3.6)，(3.7)，(3.16)，(3.17)を使って展開し，偶数次成分がゼロになる条件を求めると，$I_{a1}=I_{d1}$，$I_{a2}=-I_{d2}$ が得られる。これは，A 相および D 相の電流の基

本波成分は同位相であるが，2 次成分は互いに逆位相であることを表している。以上より，相電流には基本波以外に 2 次成分が含まれていることが証明できた。

このとき，トルクは式(3.18)で表すことができ，$n=k$ の場合のみ，回転トルクが発生し，$n \neq k$ の場合にはトルク脈動となる。なお，電流および誘起電圧の位相が±90deg 未満のときに正の回転トルクとなる。

$$T = \sum_{n,k=1}^{2} \begin{bmatrix} I_n \sin n\theta \times E_k \sin k\theta \\ + I_n \sin\left(n\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \times E_k \sin\left(k\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ + I_n \sin\left(n\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \times E_k \sin\left(k\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

ここでは基本波以外に 2 次成分のみで議論したが，3 次成分以上についても同様のことが成立する。以上より，シングルベクトル制御では，高調波磁束もトルク発生に寄与することがわかる。

- **ダブルベクトル制御**

ここでは，Fig. 3.40 に示すダブルベクトル制御について述べる。CSVFRM の 6 相は，2 つの 3 相コイル群に分けることができる。誘起電圧の偶数次成分の位相が同じ組み合わせでわかると，A 相，E 相，C 相と D 相，B 相，F 相に分けることができる。ダブルベクトル制御では，2 つの 3 相コイル群それぞれに対してベクトル制御を適用する。

ダブルベクトル制御では，6 相の相電流が正弦波になるので，鎖交磁束の基本波成分のみが回転トルクを発生させ，高調波成分はトルク脈動を発生させる。

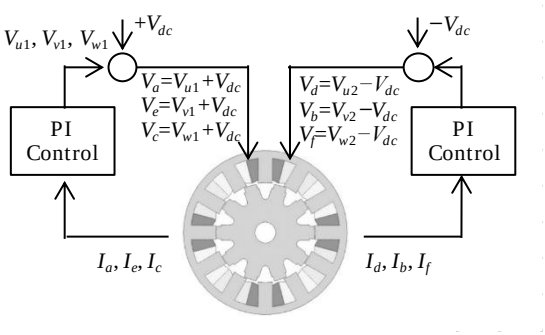


Fig. 3.40 Double vector control.

3.1.3 シングルベクトル制御とダブルベクトル制御の比較

ここでは，シングルベクトル制御とダブルベクトル制御を比較する。まず，8.5Nm の負荷を与えた場合の回転速度を求める。なお，ここでは DC 電圧を 7.5V に設定した。

シングルベクトル制御時の回転速度は 607rpm で，A 相および D 相の電流波形を Fig. 3.41 に示す。また，Fig. 3.42 に A 相電流の FFT 分析結果を示す。Fig. 3.42 より，A 相電流には基本波以外に 27%程度の 2 次成分が含まれていることがわかる。また，誘起電圧の 2 次成分と相電流の 2 次成分の位相差は 53deg であり，2 次成分によって正のトルクが得られていることがわかる。

次に，ダブルベクトル制御を用いて 8.5Nm 負荷時の回転速度を解析した結果，475rpm であった。シングルベクトル制御時より小さいが，これはダブルベクトル制御の方が同じトルクを出すために必要な電流が大きいことを表している。このとき，電流波形およびその FFT

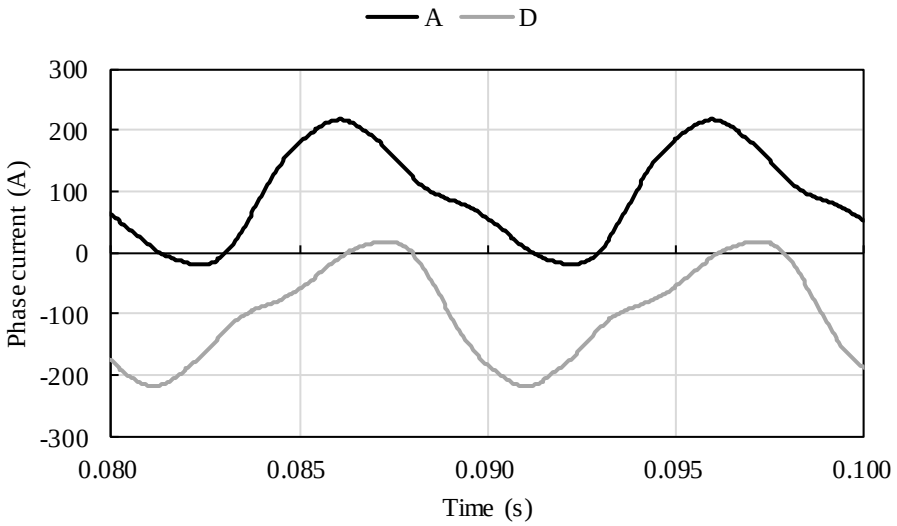


Fig. 3.41 Current waveforms under single vector control.

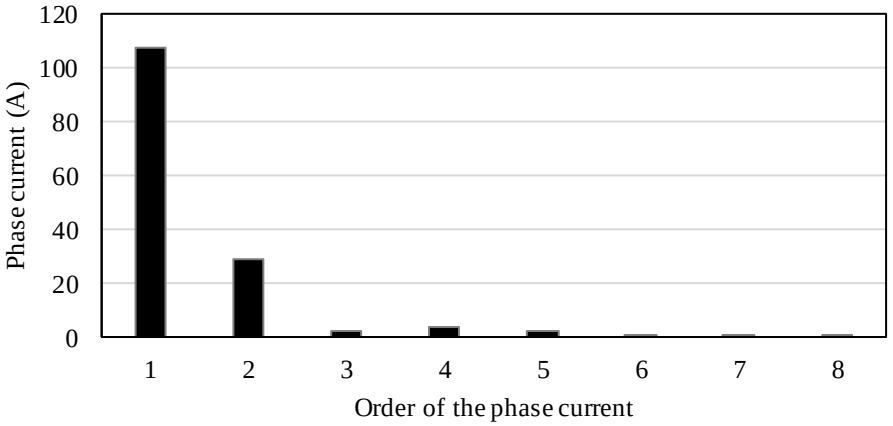


Fig. 3.42 FFT analysis of the current waveforms under single vector control.

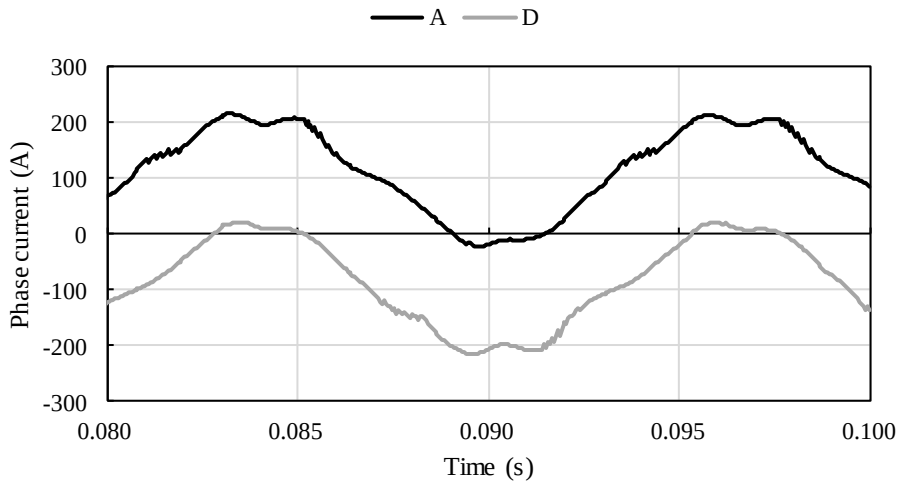


Fig. 3.43 Current waveforms under double vector control.

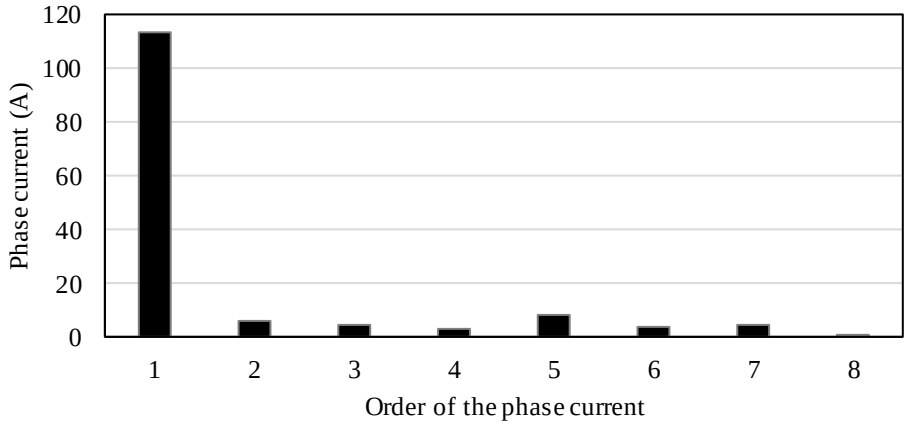


Fig. 3.44 FFT analysis of the current waveforms under double vector control.

分析結果をそれぞれ Fig. 3.43 および Fig. 3.44 に示す。Fig. 3.44 より，高調波成分がわずかに存在するが，解析の時間ステップや PI ゲインの調整不足が原因で，シングルベクトル制御に比べて基本波成分が支配的とみなすことができる。

次に，ダブルベクトル制御で基本波の 27%の割合で 2 次電流を注入し，同様の解析を実施する。ベクトル制御において，UVW 座標系から dq 座標系への変換行列は，式(3.19)で表すことができる。

$$[D][C]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \tag{3.19}$$

また，相電流の基本波以外に 2 次成分を注入する場合，3 相の電流は式(3.20)で表すことができる。

$$\begin{cases} I_u = A\sin\theta + B\sin(2\theta+\alpha) \\ I_v = A\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + B\sin\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi + \alpha\right) \\ I_w = A\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + B\sin\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi + \alpha\right) \end{cases} \tag{3.20}$$

ここで，A は基本波成分の振幅，B は 2 次成分の振幅，αは 2 次成分の位相を表す。式(3.20)の相電流を式(3.19)を用いて dq 座標系に変換すると，式(3.21)が得られる。

$$[D][C]\begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}B\sin(3\theta+2\alpha) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}\{A - B\cos(3\theta+2\alpha)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

ここでは，2 次電流の割合が基本波の 27%なので，B/A=0.27 になるように制御することで，27%の 2 次電流を重畳可能である。

2 次電流を強制注入したダブルベクトル制御を用いて，8.5Nm 負荷時の回転速度を求めた結果，586rpm であった。また，このときの A 相と D 相の電流波形を Fig. 3.45，電流波形の FFT 分析結果を Fig. 3.46 に示す。Fig. 3.46 より，ほぼ目標値どおりの 2 次成分が注入できていることがわかる。また，このときの回転速度がシングルベクトル制御時の 607rpm より低い。これは，2 次以外の高調波電流によって発生するトルクがシングルベクトル制御に比べて小さいためである。つまり，シングルベクトル制御を行えば，自動的に高調波電流もトルク発生に寄与できることを表している。

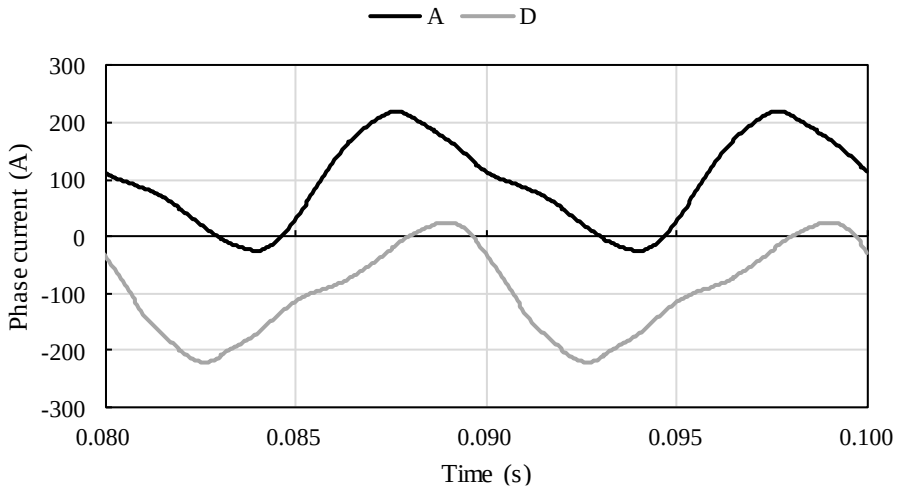


Fig. 3.45 Current waveforms under double vector control with the 2nd order current.

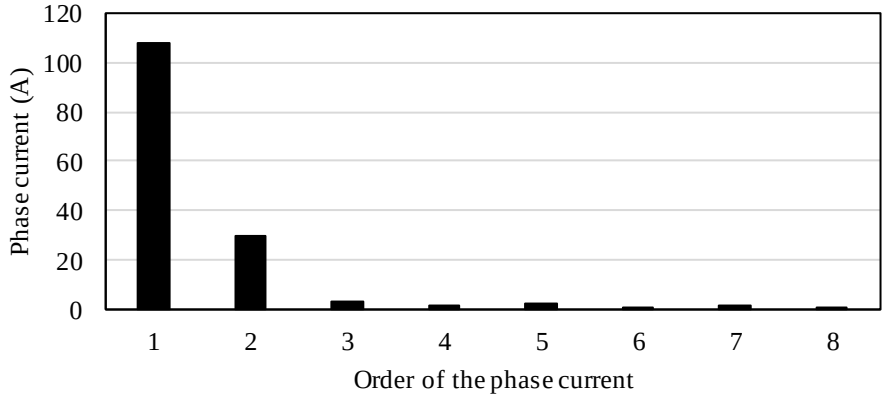


Fig. 3.46 FFT analysis of the current waveforms under double vector control with the 2nd order current.

3.2 結言

本章では，CSVFRM と従来方式のモータの N-T 特性を比較することで，提案モータの有効性を検証した。その結果，パワーバンドと効率において優位性があることを確認することができた。さらに，良好な結果が得られた理由を明らかにした。以下に本章の内容をまとめる。

- 10 極 12 スロット CSVFRM のパワーバンド，モータ効率を IPMSM，SRM，IM と比較した結果，パワーバンドは他のモータの数倍大きく，モータ効率も全体的に最も高かった。
- CSVFRM のパワーバンドが大きい理由は，通常のモータでは界磁磁束が小さくなるとインダクタンスが増加するが，本論文の CSVFRM ではロータとステータの磁極ピッチと磁極先端形状に起因して，界磁磁束が小さくなってもインダクタンスが増加しないからである。
- CSVFRM のモータ効率が全領域において高い理由は，界磁源が電磁石のために弱め界磁制御の効果が大きく，それによってトータル磁束の振幅を小さくでき，鉄損の発生を抑制できるからである。
- 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの銅損を最小にする制御法を提案し，その結果，電流の高調波成分の影響を受けるが，ほぼ銅損を最小にすることができたことを確認した。
- 2 次の高調波電流はトルクを増加させる働きを有することがわかり，そのメカニズムを明らかにした。
- シングルベクトル制御は，仮想電流に対してベクトル制御を行うが，これにより各相の電流に高調波成分が発生し，この高調波成分が鎖交磁束の高調波成分に対して回転トルクを発生させるメリットがあることがわかった。一方，ダブルベクトル制御は，2 つの 3 相ベクトル制御を行うため，電流の高次成分を強制的に注入することが可能であるが，すべての成分を注入することは困難である。したがって，電流重畳可変磁束リラクタンスモータには，シングルベクトル制御が適していることが明らかになった。

第4章　スイッチトリラクタンスモータと電流重畳可変磁束リラクタンスモータの振動の比較

CSVFRM の動作原理は VFRM の考え方に基づいており，同期モータとしての制御理論を用いてきた。一方で，CSVFRM と同様のモータ構造を有するモータとして，SRM の存在が挙げられる。SRM は CSVFRM と同様に，コイルと鉄心のみで構成されており，磁気的には同じ原理で動作するが，電圧の印加方式に違いがある。SRM では電圧の点弧角と消弧角を制御し，パルス状の電圧を印加している。一般的な SRM の特性として，このようなパルス状の電圧・電流入力を行うことで急峻な電磁力変化が生じ，振動・騒音を増加させるという問題がある[18,19]。一方，CSVFRM ではベクトル制御を行っているため，電磁振動が小さいことが期待できる。

本章では CSVFRM と SRM における，駆動方式の違いによる振動への影響について検証する。

4.1　電磁場解析と構造解析の連成による検証

まず，2 次元有限要素法により CSVFRM と SRM の電磁力分布を求め，それと 3 次元の構造解析を連成させることで 2 つのモータの振動特性を比較する。

4.1.1 比較モデル

比較に用いる CSVFRM と SRM の断面図と巻線パターンをそれぞれ Fig. 4.1，Fig. 4.2 に示す。SRM のステータ形状は CSVFRM と同一とし，12 スロットの集中巻で構成されている。ロータ突極は CSVFRM と同じ形状だが，3 相 SRM として駆動させるため，極数は 8 とした。ここで，SRM の

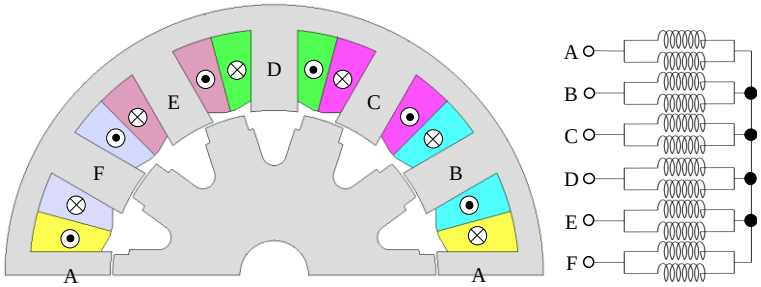


Fig. 4.1 CSVFRM.

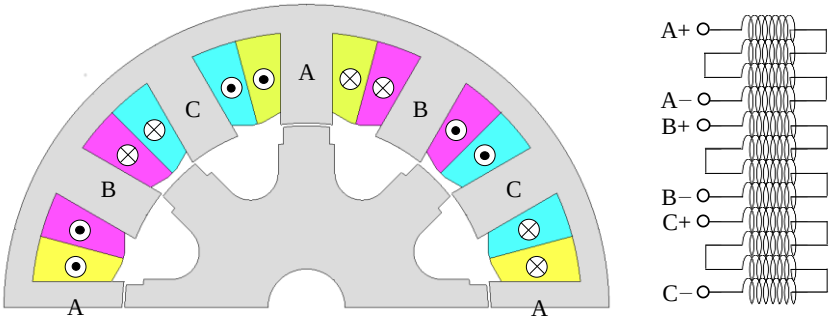


Fig. 4.2 SRM.

Table 4.1 Specification.

Stator outer diameter [mm]	110
Stator inner diameter [mm]	67
Rotor outer diameter [mm]	66
Stack length [mm]	83
Magnetic material	35A300
Number of coil turns (CSVFRM)	20
Coil resistance (CSVFRM)	16.5mΩ/Phase
Number of coil turns (SRM)	10
Coil resistance (SRM)	33mΩ/Phase
Rated output power (W)	532.5
Maximum current (A)	60

極スロット数は 3.1 節で述べたものと同様だが，現有の設備で実験可能な仕様に合わせて仕様を変更している。各モデルの仕様を Table 4.1 に示す。両モデルにおける相毎の起磁力を合わせるため，CSVFRM と SRM のターン数はそれぞれ，20，10 ターンとしている。

4.1.2 トルクリップルと電磁力

本研究では，CSVFRM のトルク定数を最大化するために，3.3 節で述べた銅損最小制御に基づいて界磁電流と電機子電流振幅の比率を制御している。また，SRM の電圧印加開始角と印加幅は，トルクが最大となるよう調整している。

まず，CSVFRM と SRM の N-T 特性を Fig. 4.3 に示す。この図から，CSVFRM は低速高トルク仕様に，SRM は高速低トルク仕様になっていることがわかる。負荷 8.5Nm，回転速度 600rpm のときに二つのモータの動作点が同じになるので，本節ではこの点の特性を比較していく。

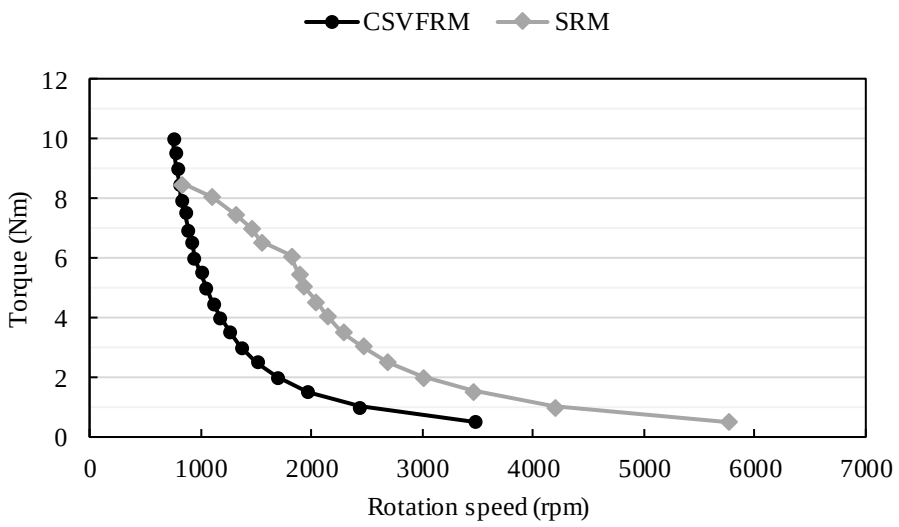


Fig. 4.3 N-T characteristics.

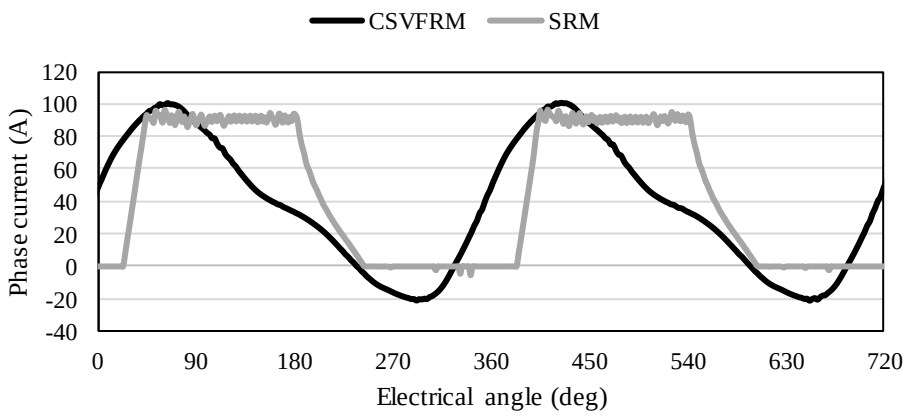


Fig. 4.4 Phase current waveform (8.5Nm load).

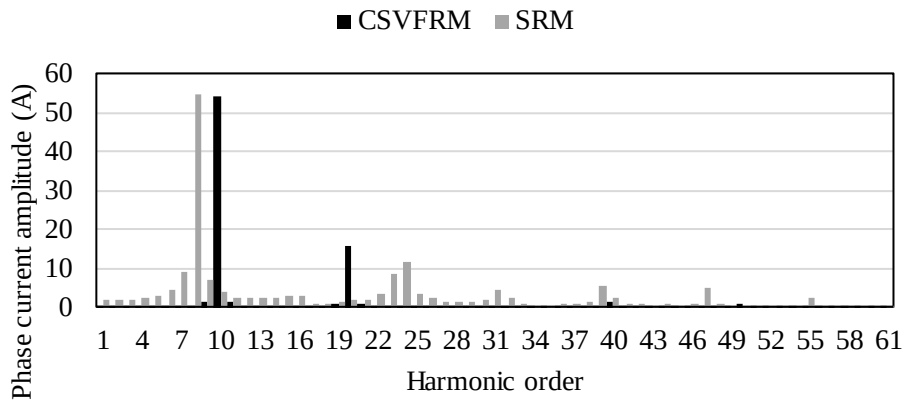


Fig. 4.5 FFT result of phase current waveform.

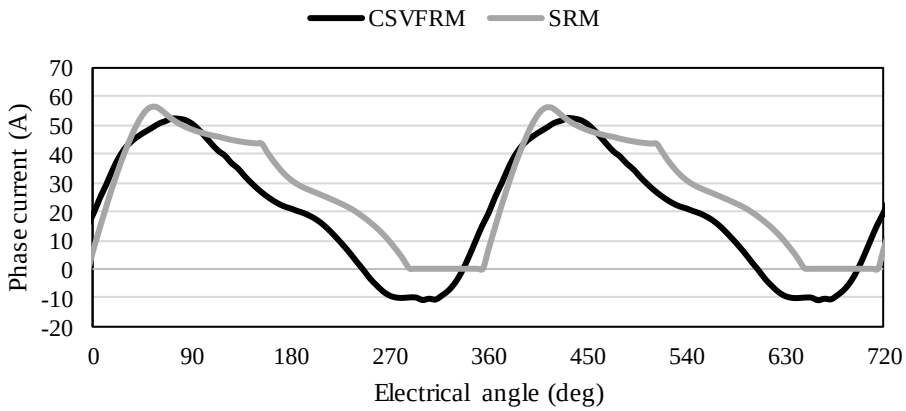


Fig. 4.6 Phase current waveform (2.5Nm load).

ロータに負荷 8.5Nm を与えたときの，CSVFRM と SRM の相電流波形を Fig. 4.4 に示す。また，そのときの周波数成分を Fig. 4.5 に示す。この図から，CSVFRM の相電流には，10 次の基本波成分に加え，20 次の高調波成分が多く含まれていることがわかる。SRM では，電流制限を超えないようヒステリシス制御を行っているため，電流波形が矩形波状となっており，8 次の基本波成分とその倍調波が含まれている。負荷が 2.5Nm 時の電流波形を Fig. 4.6 に示すが，回転速度の上昇に伴い，SRM の電流波形が変化していることが確認できる。

負荷を 1.7，2.5，5.0，8.5Nm の 4 通りに変化させたときの CSVFRM と SRM のトルク波形をそれぞれ Fig. 4.7，Fig. 4.8 に示す。これらの図から，CSVFRM のトルクリップルは，SRM よりも小さくなっていることがわかる。負荷 8.5Nm 時のトルク波形の周波数成分を Fig. 4.9 に示す。

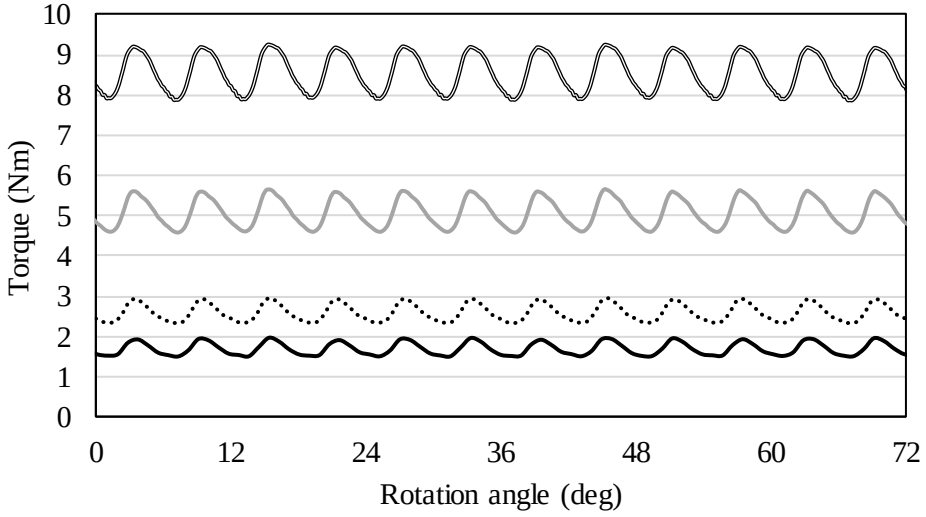


Fig. 4.7 Torque waveform on each load (CSVFRM).

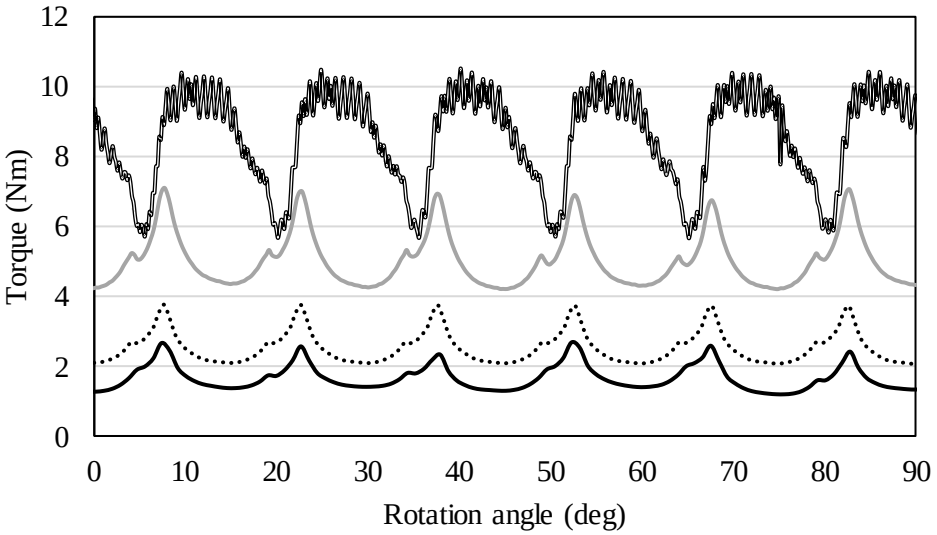


Fig. 4.8 Torque waveform on each load (SRM).

CSVFRM と SRM のトルクリップルの基本波成分は，ステータスロット数とロータ極数の最小公倍数で求めることができ，それぞれ 60 次，24 次となっていることが確認できる。また，SRM のトルクリップルには多くの倍調波が含まれており，CSVFRM の 2 次成分と SRM の 4 次成分は同程度の大きさとなっている。

CSVFRM と SRM の，ステータティースの径方向電磁力の波形をそれぞれ Fig. 4.10，Fig. 4.11 に示す。これらの図から，いずれの負荷においても，CSVFRM の電磁力のピーク値は SRM よりも小さくなっていることがわかる。また，そのときの周波数成分を Fig. 10 に示す。CSVFRM と SRM の電磁力変化の基本波次数はそれぞれ 8，10 次となっていることが確認でき，トルクリップルと同様に，SRM の電磁力には多くの倍調波成分が含まれている。

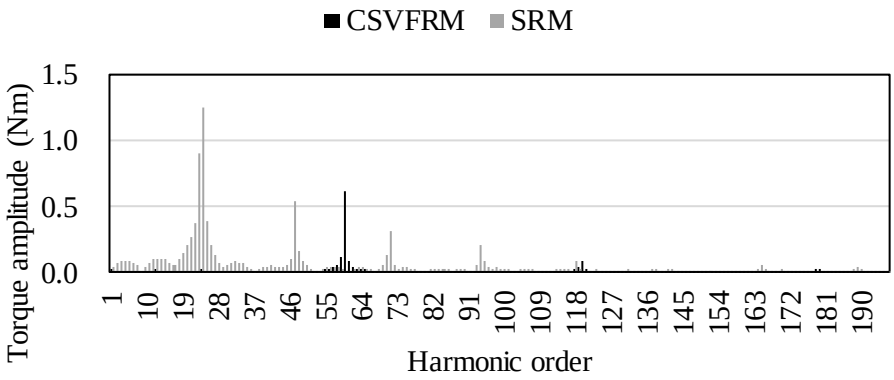


Fig. 4.9 FFT result of torque waveform (8.5Nm load).

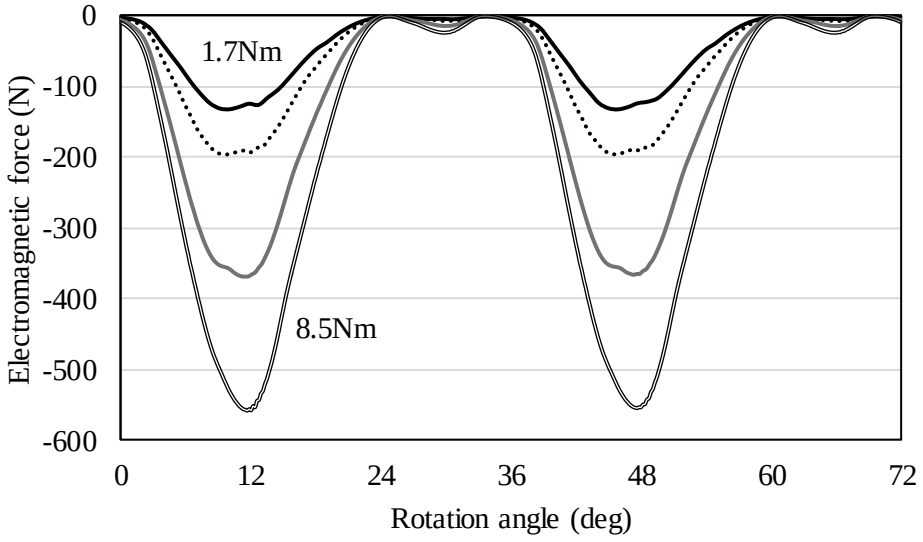


Fig. 4.10 Electromagnetic force waveform on each load (CSVFRM).

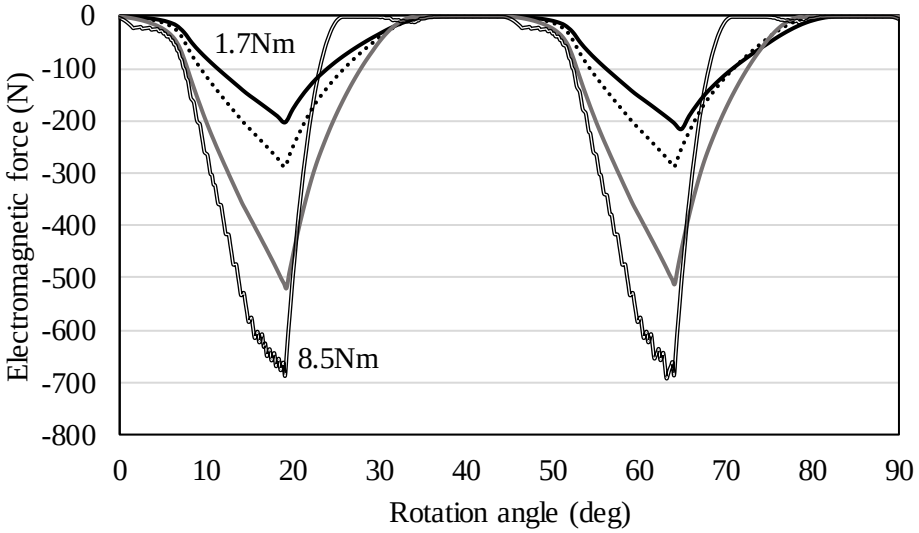


Fig. 4.11 Electromagnetic force waveform on each load (SRM).

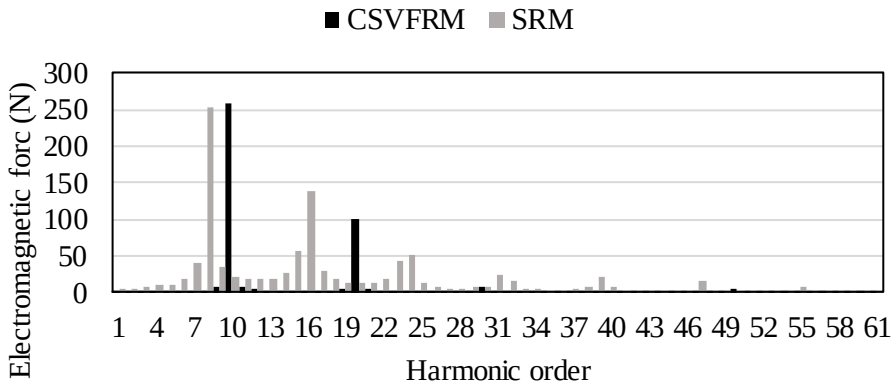
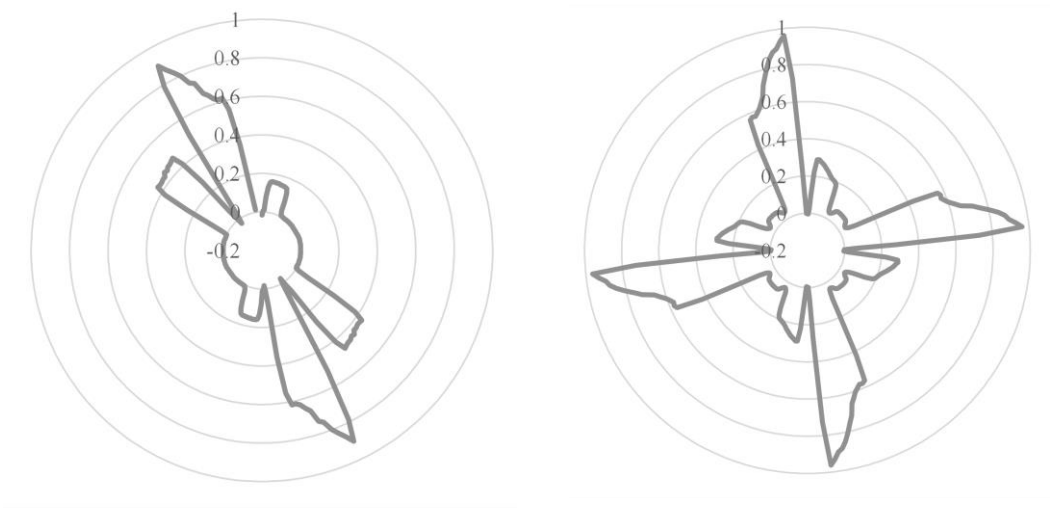


Fig. 4.12 FFT result of Electromagnetic force waveform (8.5Nm load).

4.1.3 電磁力モードと固有モード

まず，CSVFRM と SRM の電磁力モードについて述べる。負荷 8.5Nm 時のステータコア背面の径方向電磁力分布を Fig. 4.13 に示す。電磁力モードは，ステータスロット数とロータ極数の最大公約数から求めることができ，CSVFRM と SRM の電磁力モードはそれぞれ 2，4 次となることが Fig. 4.13 からも確認できる。

構造解析モデルを Fig. 4.14 に示す。本論文ではステータの振動のみを扱うこととし，電磁鋼板を積層することによる軸方向のヤング率低下は考慮していない。構造解析の主要な結果を Fig. 4.15 に示す。各周波数において，楕円，三角形，四角形の固有変形モードを有していることが確認できる。これらの図のコンターは，固有ベクトルの大きさを表している。



a)　CSVFRM　　b)　SRM

Fig. 4.13 Basic electromagnetic force mode.

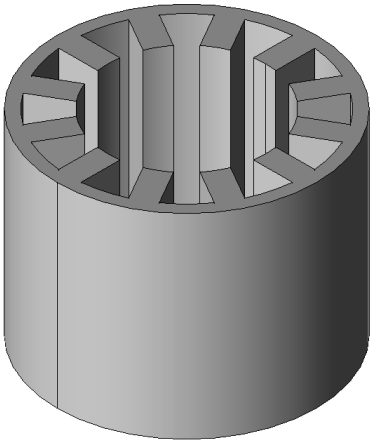


Fig. 4.14　Structure analysis model.

2nd mode　　3rd mode　　4th mode

（1057Hz）　　（2770Hz）　　（4800Hz）

Fig. 4.15 Deformation mode.

4.1.4 周波数応答特性

電磁場解析から求めた節点力と構造解析の結果を連成し，周波数応答解析を行った。負荷が 8.5Nm のときの CSVFRM と SRM の周波数—加速度の関係を Fig. 4.16 に示す。このとき，回転速度と電磁力の基本波次数から計算される CSVFRM と SRM の振動の基本周波数は，それぞれ 100, 80Hz となっている。この図から，CSVFRM と SRM の両方において 1000Hz 付近で大きな加速度が生じていることが確認できる。これは電磁力モードと固有モードの共振によるものであるが，CSVFRM の基本の電磁力モードと楕円 2 次の固有モードが一致しているため，SRM よりも影響を受けやすい。SRM の基本の電磁力モードは 4 次であるため，2 次の固有モードと部分的な共振の影響が生じているものの，影響は小さい。また，CSVFRM では 3000Hz 以上の領域における加速度は無視

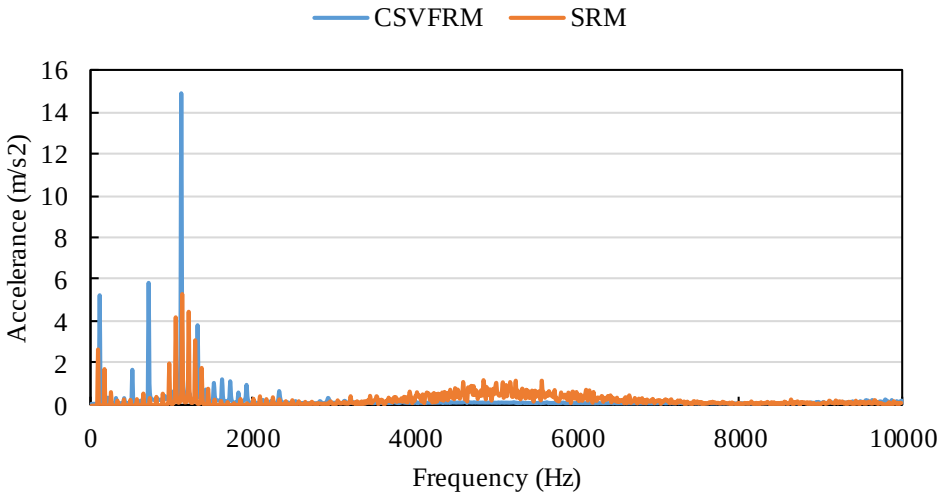


Fig. 4.16 Frequency vs Accelerance (m/s^2).

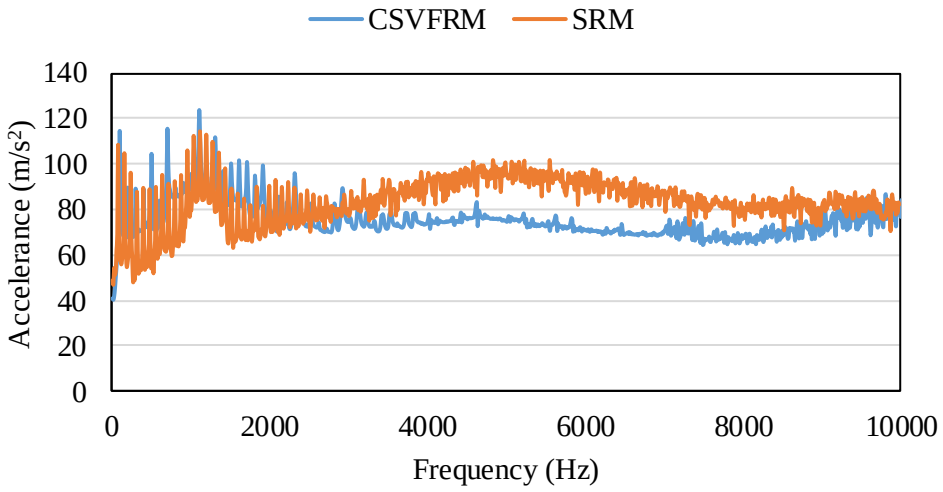


Fig. 4.17　Frequency vs Accelerance (dB).

できる大きさであるが，SRM では 5000Hz 付近の広範囲にわたって加速度が生じている。これは，電磁力中の高次の倍調波が，4 次の固有モードと共振していることが原因である。また，この結果を加速度レベルで表すと Fig. 4.17 のようになり，CSVFRM と SRM の加速度のオーバーオール値は，それぞれ 138.0，148.2dB となっており，SRM の方が振動が大きいという結果が得られた。

4.1.5 正弦波電流入力による比較

次に，電磁力の高調波成分の影響を検証するために，基本波成分のみの正弦波電流を入力した場合の特性を比較する。このとき，入力される電流は 8.5Nm のトルクを発生するように振幅を調整しており，電流波形がゼロクロスしないよう振幅とオフセット量を合わせている。

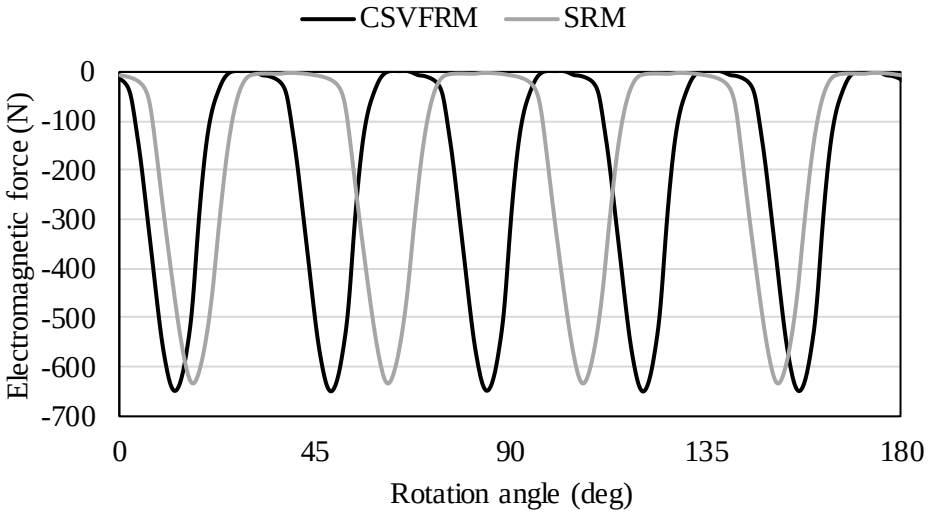


Fig. 4.18 Electromagnetic force waveform (Sinusoidal wave excitation).

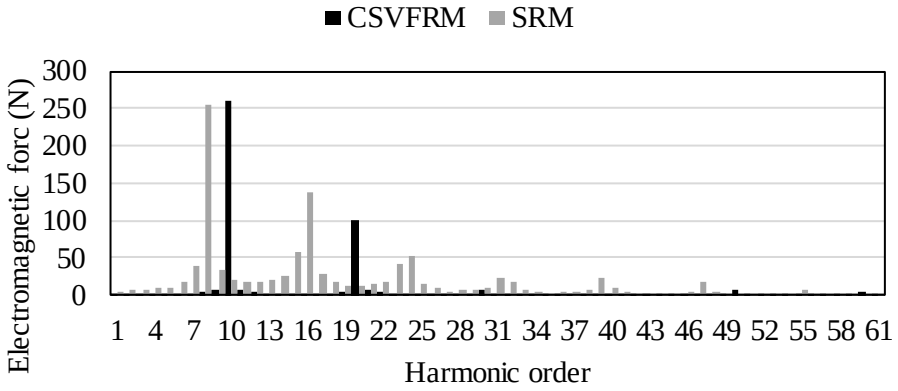


Fig. 4.19 FFT result of electromagnetic force waveform (Sinusoidal wave excitation).

正弦波電流を入力したときの，CSVFRM と SRM の電磁力波形と，その FFT 結果をそれぞれ Fig. 4.18，Fig. 4.19 に示す。これらの図から，Fig. 4.12 で見られた SRM の高調波成分が，正弦波電流入力では発生していないことが確認できる。

次に，従来制御を行った場合と正弦波電流を入力した場合の加速度を比較する。CSVFRM と SRM の周波数―加速度の関係をそれぞれ Fig. 4.20，Fig. 4.21 に示す。Fig. 4.20 から，加速度の発生する周波数は同じだが，ベクトル制御適用時よりも正弦波電流入力時の方が加速度の値が大きくなっていることがわかる。これは，電流の基本波成分のみで同じトルクを発生するために，電磁力も大きくなっていることが原因であると考えられ，Fig. 4.12 と Fig. 4.19 を比較すると，CSVFRM の電磁力の基本波成分の大きさは 1.5 倍程度大きくなっている。すなわち，CSVFRM ではトルクを発生する電磁力の一部を高調波成分が担うことで，振動を低減できる可能性を示唆している。

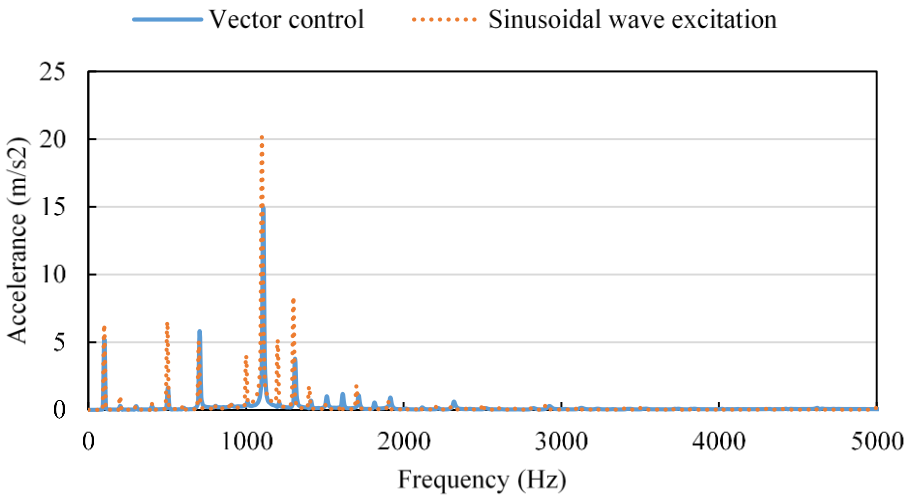


Fig. 4.20 Accelerance of CSVFRM (Sinusoidal wave excitation).

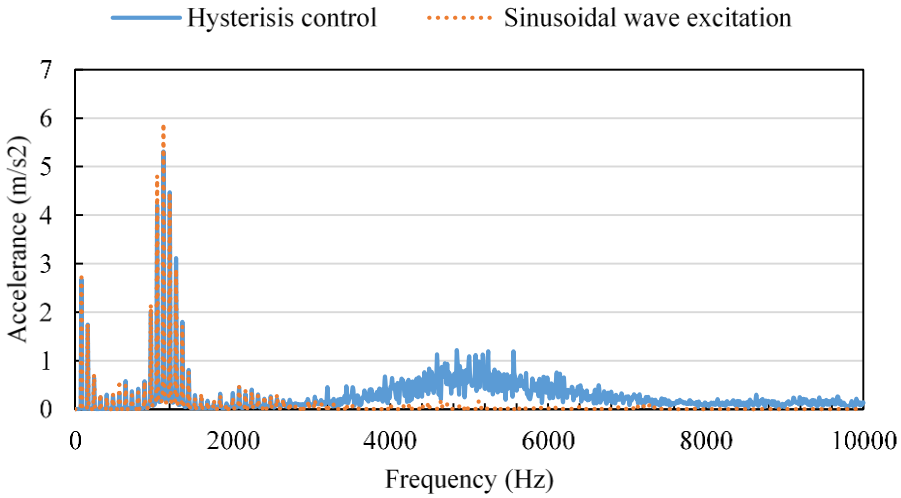


Fig. 4.21 Accelerance of SRM (Sinusoidal wave excitation).

このときの加速度レベルは 143.5dB となっており，ベクトル制御を行った場合よりも大きくなっている。

Fig. 4.21 から，SRM では，正弦波入力をおこなうことで 5000Hz 付近の加速度が非常に小さくなっていることがわかる。このときの加速度レベルは 135.47dB 程度となっており，ベクトル制御適用時の CSVFRM よりも小さくなっていることからも，SRM では 4 次の共振による振動への影響は大きいことがわかる。

4.1.6 円環 0 次モード

ここで，SRM の騒音の主要因となっている，円環 0 次モードに関する考察を述べる。SRM のように磁気吸引力のみでトルクを発生するモータは，ステータティースに径方向に同一方向の加振力が生じるため，円環 0 次モードの振動が発生しやすく，騒音を増加させる要因となることが知られている。なお，今回の検討では電源周波数に対して非常に高い周波数で円環 0 次モードが現れていたために，加速度への影響はほとんどみられなかった。

SRM におけるステータティース A，B，C に発生する電磁力 F_A，F_B，F_C は式(4.1)で表すことができる。

$$\begin{cases} F_A = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos(8n\theta) \\ F_B = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(8n\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ F_C = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(8n\left(\theta - \frac{2\pi}{6}\right)\right) \end{cases} \tag{4.1}$$

ここで，n は電磁力の次数，θはロータの回転角度を表している。

この式から，n が 3 の倍数となるとき，各相の電磁力の位相が一致することで，円環 0 次の加振力が発生することがわかる。次に，CSVFRM のステータティース A，B，C，D，E，F に発生する電磁力 F_A，F_B，F_C，F_D，F_E，F_F，を式(4.2)に示す。

$$\begin{cases} F_A = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos(10n\theta), \quad F_B = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(10n\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ F_C = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(10n\left(\theta - \frac{2\pi}{6}\right)\right), \quad F_D = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(10n\left(\theta - \frac{3\pi}{6}\right)\right) \\ F_E = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(10n\left(\theta - \frac{4\pi}{6}\right)\right), \quad F_F = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(10n\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right)\right) \end{cases} \tag{4.2}$$

この式から，CSVFRM では n が 6 の倍数のときに，円環 0 次の加振力が生じる。Fig. 4.12 から，負荷 8.5Nm 時の CSVFRM の 6 次成分と SRM の 3 次成分の大きさは，それぞれ 1.6，32.0%程度

であることがわかる。このように，CSVFRM では円環 0 次の加振力の原因となる電磁力の次数が SRM よりも高い上，振幅の大きさも小さいことから，円環 0 次による振動への影響が小さいことが予想される。

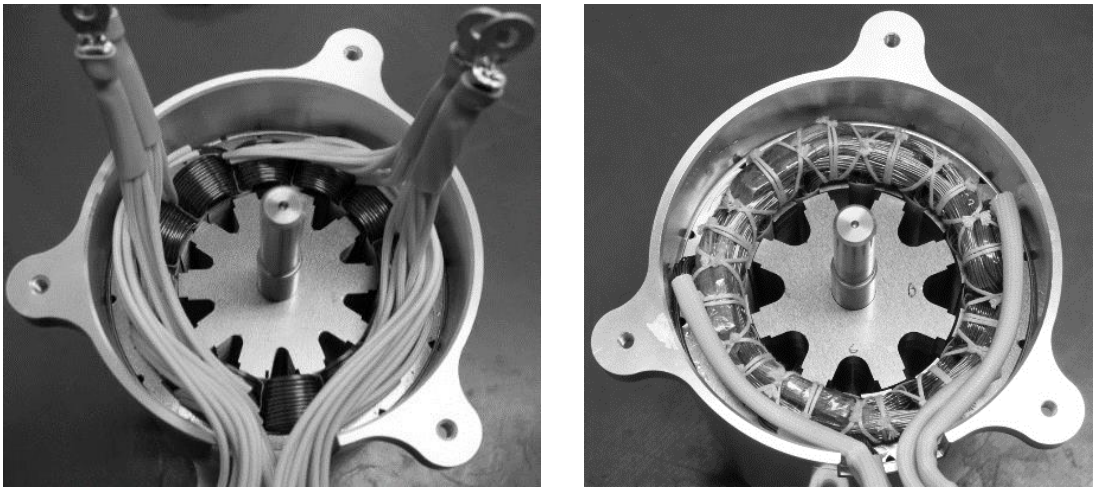
4.2 実験による比較

前節の解析の妥当性を検証するため，実験による振動測定を行った。まず，試作機の固有振動モードの周波数を確認するため，ハンマリング試験をおこなう。次に，駆動時の加速度を測定し，CSVFRM と SRM の振動を比較する。

4.2.1 ハンマリング

本節で扱う CSVFRM と SRM の試作機を Fig. 4.23 に示す。加速度の測定には小野測器製 FFT アナライザ（CF-7200A）と加速度ピックアップ（NP-3211）を用いている。ハンマリング試験には，同社製インパルスハンマ（GK-3100）を用いている。比較に用いるモータは，巻線仕様は異なるが，ステータ形状は同一であることから固有モードの特性も同一であるとみなすことができる。

モータケース表面の，各ステータティースの背面にあたる部分に打撃を与えたときの測定結果を Fig. 4.23 に示す。Fig. 4.23 から，2，3，4 次の固有モードが生じる振動数は，それぞれ 630，1430，1860Hz 付近にある。これらの値は，Fig. 4.15 で示される構造解析結果と定量的には一致しないが，これは解析において積層を考慮したヤング率の補正を行うことで改善されると考えられる。次に，Fig. 4.24 のように，モータを試験装置に取り付けた状態での測定結果を Fig. 4.25 に示す。モータ単体で測定した場合よりも，固有振動数が高くなっているが，これは取り付け治具との固定により，剛性が高くなっていることが理由である。



a)　CSVFRM　　b)　SRM

Fig. 4.22 Prototype.

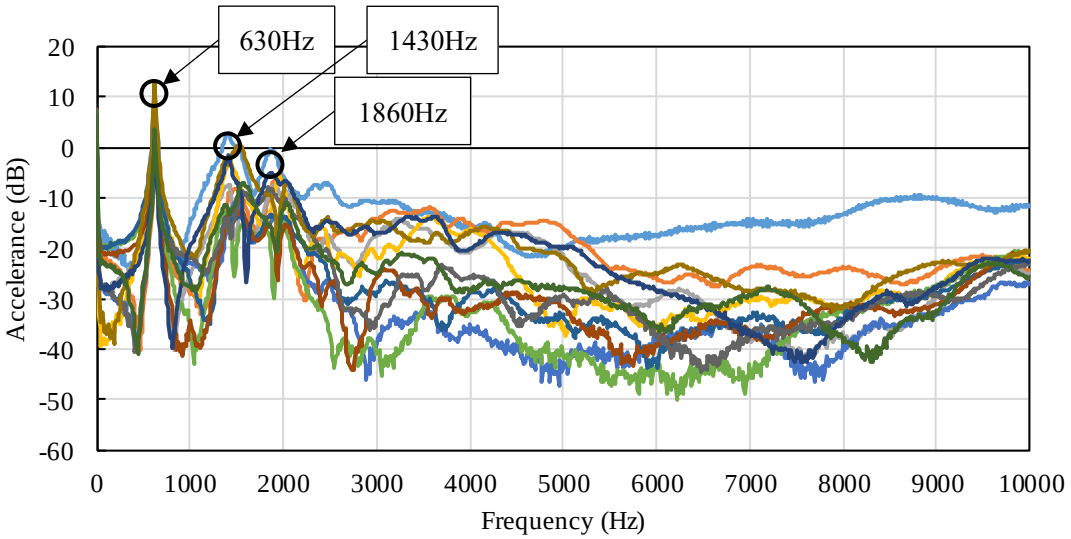


Fig. 4.23 Deformation mode (Stator core).

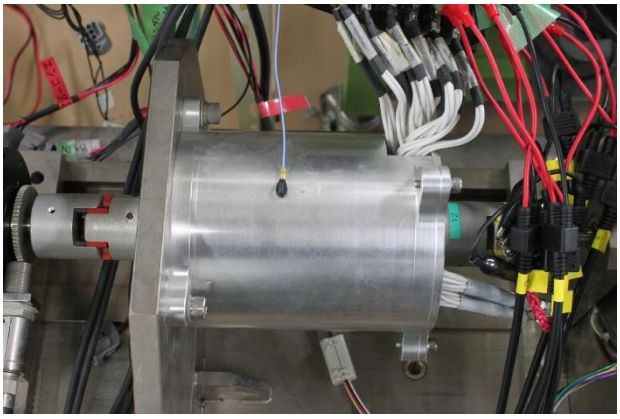


Fig. 4.24 Acceleration measurement system.

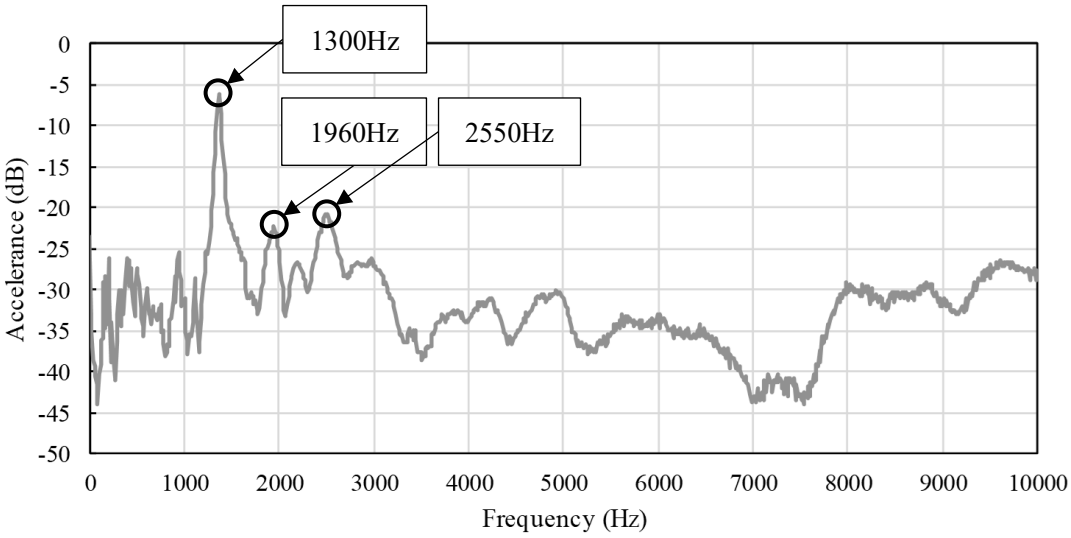


Fig. 4.25 Deformation mode (Mounted).

4.2.2 駆動時の振動

次に，モータを駆動させたときの振動について述べる。測定は 2.3 節で述べたものと同様の評価装置を用いて行っており，負荷 1.5Nm，回転速度 1000rpm の特性を比較している。CSVFRM の測定結果を Fig. 4.26 に示す。この図から，5000Hz 以下の領域においては，電源周波数 165Hz に対して 5 次と 7 次の成分が顕著に現れており，2 次の楕円モードとの共振が生じていることがわかる。また，9500Hz 付近で非常に大きな振動が発生しているが，これはキャリア高調波の影響であり，モータ駆動装置固有の性質であることを確認している。

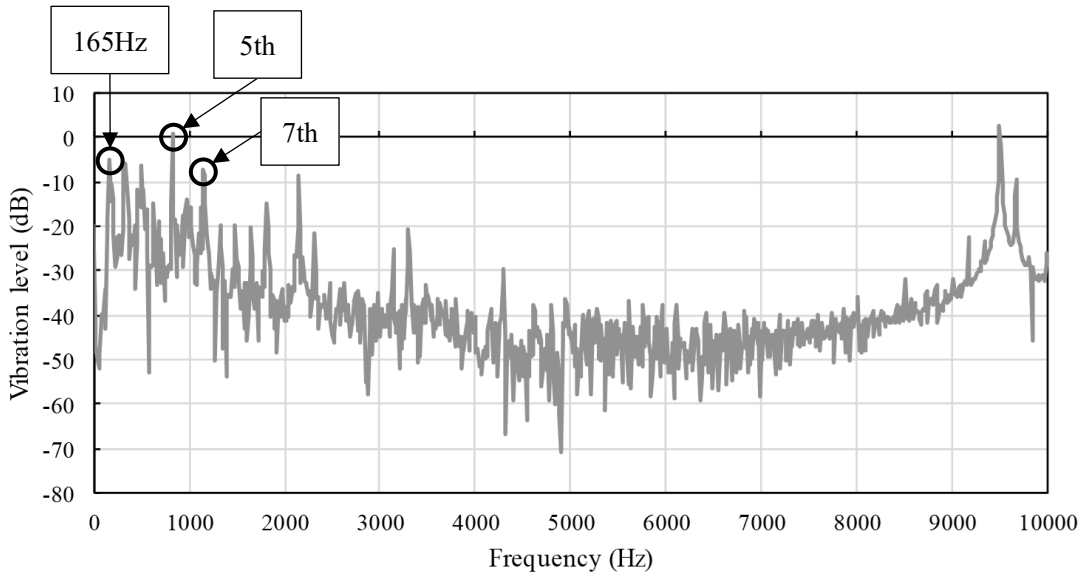


Fig. 4.26 Frequency vs Vibration level (CSVFRM).

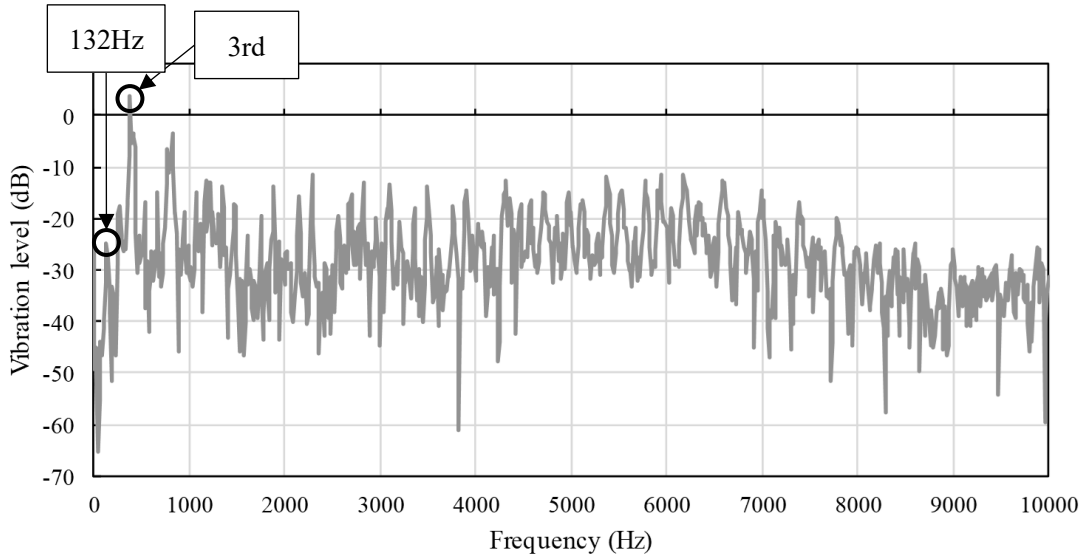


Fig. 4.27 Frequency vs Vibration level (SRM).

次に，SRM の測定結果を Fig. 4.27 に示す。この図から，電源周波数の 132Hz に対して，3 次の成分が顕著に現れていることがわかる。SRM では，2000～8000Hz の広い範囲にわたって CSFVFRM よりも大きな振動が発生しているが，これは解析結果で示したものと同様に，高調波成分の影響によるものであると考えられる。この時の CSVFRM と SRM の振動のオーバーオール値は，それぞれ 8.6, 9.7dB となっており，キャリア高調波の影響があるにもかかわらず，CSVFRM の方が振動が小さくなっている。

4.3 結言

本章では，解析と実験によって同一のステータ構造を有するCSVFRMとSRMの振動を比較し，印加電圧の違いによる特性への影響を検証した。以下に本章の内容をまとめる。

- CSVFRM は SRM に比べ，2 次の電磁力モードによる共振が生じやすい一方，電磁力の高周波成分が少ないことから，高負荷域では振動が小さくなった。
- CSVFRM ではベクトル制御を行った場合よりも，高調波を含まない正弦波電流を入力した場合の方が加速度が大きくなった。つまり，CSVFRM においては高調波電流による発生トルクを利用することで電磁力変化を小さくすることができ，振動を抑制できる可能性がある。
- CSVFRM と SRM に円環 0 次モードの振動が生じる条件を明らかにし，CSVFRM では 0 次モードを発生させる電磁力が小さいことを示した。
- 試作機を実際に駆動させた時の振動を測定し，解析結果と比較した。CSVFRM では電磁力モードと固有モードの共振による影響が，SRM ではパルス電流印加による高調波成分の影響があることを確認し，解析と同様の傾向が得られることを示した。

第5章 結論

本論文では，界磁巻線を有する可変磁束リラクタンスモータの課題解決を目的に，新しい構造の可変磁束リラクタンスモータの提案を行った。また，提案モータの動作原理を，有限要素法を用いたシミュレーションと実験によって検証した。さらに，他方式モータと運転領域と効率の比較を行い，提案モータの有効性を確認し，そのメカニズムを明らかにした。最後に，提案モータと同一のモータ構造を有するスイッチトリラクタンスモータと振動量について比較を行い，電圧印加方式の違いによる振動への影響を検証した。以下に，各章で述べている研究成果をまとめる。

第 2 章

本章では，従来の可変磁束リラクタンスモータの課題を解決するため，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータを提案した。以下に本章の内容をまとめる。

- 6 相インバータを用いて電機子巻線に 3 相交流に直流電流分を重畳することで，従来の可変磁束リラクタンスモータと同じ原理で動作することを確認できた。
- DC 電流によるバイアスが生じた交流波形から仮想の 3 相交流電流を計算することで，ベクトル制御を適用可能であることを示した。
- DC 電圧を大きくしていくと出力が増加する現象（高出力モード）が生じることを確認し，その発生メカニズムを明らかにした。
- 界磁巻線方式と電流重畳方式で最大電流密度を等しくすると，理論上，界磁巻線方式の最大電流密度点以外は電流重畳方式が高出力となる．（最大電流密度点では，同出力）実際には，占積率とコイル配置の影響により，電流重畳方式が全領域で優れる。
- 試作機を用いた実験においても，モータ制御が可能であること確認し，DC 電圧の大きさを変化させることで可変磁束特性が得られることを示した。

第 3 章

本章では，CSVFRM と従来方式のモータの N-T 特性を比較することで，提案モータの有効性を検証した。その結果，パワーバンドと効率において優位性があることを確認することができた。さらに，良好な結果が得られた理由を明らかにした。以下に本章の内容をまとめる。

- 10 極 12 スロット CSVFRM のパワーバンド，モータ効率を IPMSM, SRM, IM と比較した結果，パワーバンドは他のモータの数倍大きく，モータ効率も全体的に最も高かった。
- CSVFRM のパワーバンドが大きい理由は，通常のモータでは界磁磁束が小さくなるとインダクタンスが増加するが，本論文の CSVFRM ではロータとステータの磁極ピッチと磁極先端形状に起因して，界磁磁束が小さくなってもインダクタンスが増加しないからである。
- CSVFRM のモータ効率が全領域において高い理由は，界磁源が電磁石のために弱め界磁制御の効果が大きく，それによってトータル磁束の振幅を小さくでき，鉄損の発生を抑制できるからである。

- 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの銅損を最小にする制御法を提案し，その結果，電流の高調波成分の影響を受けるが，ほぼ銅損を最小にすることができたことを確認した。
- 2 次の高調波電流はトルクを増加させる働きを有することがわかり，そのメカニズムを明らかにした。
- シングルベクトル制御では，仮想電流に対してベクトル制御を行うが，これにより各相の電流に高調波成分が発生し，この高調波成分が鎖交磁束の高調波成分に対して回転トルクを発生させるメリットがあることがわかった。一方，ダブルベクトル制御では，2 つの 3 相ベクトル制御を行うため，電流の高次成分を強制的に注入することが可能であるが，すべての成分を注入することは困難である。したがって，電流重畳可変磁束リラクタンスモータには，シングルベクトル制御が適していることがわかった。

第 4 章

本章では，解析と実験によって同一のステータ構造を有するCSVFRMとSRMの振動を比較し，印加電圧の違いによる特性への影響を検証した。以下に本章の内容をまとめる。

- CSVFRM は SRM に比べ，2 次の電磁力モードによる共振が生じやすい一方，電磁力の高周波成分が少ないことから，高負荷域では振動が小さくなった。
- CSVFRM ではベクトル制御を行った場合よりも，高調波を含まない正弦波電流を入力した場合の方が加速度が大きくなった。つまり，CSVFRM においては高調波電流による発生トルクを利用することで電磁力変化を小さくすることができ，振動を抑制できる可能性がある。
- CSVFRM と SRM に円環 0 次モードの振動が生じる条件を明らかにし，CSVFRM では 0 次モードを発生させる電磁力が小さいことを示した。
- 試作機を実際に駆動させた時の振動を測定し，解析結果と比較した。CSVFRM では電磁力モードと固有モードの共振による影響が，SRM ではパルス電流印加による高調波成分の影響があることを確認し，解析と同様の傾向が得られることを示した。

上述のように，本論文では界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータ（電流重畳可変磁束リラクタンスモータ）の提案から有効性の確認までを行っており，自動車走行用モータとしての応用可能性を示している。本論文の研究成果は，電動車両の高性能化，ひいては低炭素社会の実現の一助となることが期待される。

参考文献

(1) 野中剛, 大賀荘平, 大戸基道, ”ハイブリッド可変磁力モータの原理と基本特性”, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 451-456, 2014.

(2) 大賀荘平, 石井隆明, 野中剛, 大戸基道, “可変界磁モータの試作と評価”, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. III201-206, 2014.

(3) 加藤崇, 蓑輪昌直, 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,”平成 *26* 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. III139-142, 2014.

(4) 堺和人, “永久磁石の磁力を可変できたら,”電気学会論文誌 *D* 技術開発レポート, Vol. 135, No.4, p. 4, 2015.

(5) 堺和人, 倉持暁, ”ハイブリッド可変磁力モータの原理と基本特性”, 電気学会論文誌 D-131, No. 9, pp. 1112-1119, 2011.

(6) M. M. Swamy, T. J. Kume, 前村明彦, 森本進也, 山田健二, 沢村光次郎, “永久磁石形同期電動機の電子巻線切替による速度範囲の拡大方法,”平成 *16* 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. III187-190, 2004.

(7) 佐藤隆之, 新富将克, 瀬尾宣英, “デミオ EV の電子式巻線切り替えモータドライブの開発,” マツダ技報, No. 30, pp. 120-124, 2012.

(8) Yosuke Kashitani, Shoji Shimomura, “Novel Slipring-less Winding-Excited Synchronous Machine”, in Proc. ICEMS, pp. 1-6, 2011.

(9) X. Liu, and Z. Q. Zhu, “Electromagnetic Performance of Novel Variable Flux Reluctance Machines With DC-Field Coil in Stator”, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 49, No. 6, pp. 3020-3028, 2013.

(10) 青木裕史, 深見正, 島和男, 津田敏宏, 川村光弘”磁束変調同期機の出力特性に及ぼす巻線取り付け位置の影響”, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 9, pp. 922-930, 2012.

(11) T. Fukami, Y. Ueno, and K. Shima, ”Magnet Arrangement in Novel Flux-Modulating Synchronous Machines With Permanent Magnet Excitation”, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 51, No. 11, 2015.

(12) 八倉巻祐亮, 深見正, ”磁束変調同期モータの解析”, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 10, pp. 831-838, 2018.

(13) 桑原優, 小坂卓, 鎌田義信, 梶浦裕章, 松井信行, ”HEV 駆動用 WFFSM の界磁巻線電流増加による高出力化メカニズムの実験検証”, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 9, pp. 939-947, 2015.

(14) Arimitsu M., Naruse Y., Minagawa Y., Nakano M., and Takashi I., "Characteristics of a Coaxial Motor Driven by Compound Current", SAE Technical paper, 2005-01-3755, 2005.

(15) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, “7 極 12 スロット電流重畳可変磁束リラクタンスモータのパワーバ

ンド検証”, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-16-29, pp.157-162, 2016.01
(16) Kazuaki Takahara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Akira Kohara, “Current superimposition variable flux reluctance motor with 8 salient poles” , DE GRUYTER, Vol.15, Issue 1, pp.857-861, 2017.12
(17) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, “5 次の高調波磁束で駆動する電流重畳可変磁束リラクタンスモータ”, 日本 AEM 学会誌, Vol.26, No.1, pp.8-14, 2018.03.
(18) 見城尚志, Steve Randall, “SR モータの概要と最近の設計動向の一端”, 電気学会誌, Vol. 137, No. 12, pp. 815-820, 2017.
(19) 小坂卓, “SR モータの低振動・低騒音化”, 電気学会誌, Vol. 137, No. 12, pp. 825-828, 2017.

謝辞

本研究を進めるにあたり，大阪大学大学院教授　平田勝弘先生には，厳しくも温かいご指導ならびに多くのご教授を賜りました。ここに厚く御礼申し上げます。

同専攻の宮坂史和准教授には，日頃より研究全般に関して大変お世話になりました。また，博士論文の副査として多くの有益なご助言を賜りました。ここに深く感謝いたします。

同専攻の新口昇助教授には，研究の内容ならびに生活に関し，本当に多くのご助力を賜りました。ここに深く感謝いたします。

同専攻の中谷彰宏教授および土井祐介准教授には，博士論文の副査をお引き受けいただき，非常に有益なご助言を賜りました。心から感謝いたします。

株式会社　小松製作所の千葉貞一郎氏，渡辺夏樹氏には，実務の立場から貴重なご助言を賜りました。心から感謝いたします。

そして，平田研究室の先輩方，同輩，後輩の皆様には公私共々お世話になりました。

最後に，研究生活を支えてくれた妻　七恵に感謝いたします。

業績一覧

学術雑誌掲載論文

(1) 新口昇, 平田勝弘, 大野勇輝, 小原章, 磁気ギアード誘導機の特性評価, 日本 AEM 学会誌, Vol.23, No.2, pp.326-331, 2015.06

(2) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 大野勇輝, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータ, 電気学会論文誌, Vol.135, No.11, pp.1077-1084, 2015.11

(3) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 大野勇輝, 永久磁石型電流重畳可変磁束モータの性能評価, 日本 AEM 学会誌, Vol.24, No.3, pp.161-166, 2016.09

(4) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータにおける高調波電流, 日本 AEM 学会誌, Vol.25, No.2, pp.70-75, 2017.06

(5) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, 電流重畳可変磁束モータの DC 電流制御, 日本 AEM 学会誌, Vol.25, No.2, pp.125-130, 2017.06

(6) 高原一晶, 平田勝弘, 新口昇, 小原章, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの特性検証, 電気学会論文誌 D, Vol.137, No.8, pp.622-630, 2017.08

(7) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 二軸独立出力モータにおけるロータ間の磁気干渉の検討, 日本 AEM 学会誌, Vol.26, No.1, pp.2-7, 2018.03

(8) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 5 次の高調波磁束で駆動する電流重畳可変磁束リラクタンスモータ, 日本 AEM 学会誌, Vol.26, No.1, pp.8-14, 2018.03

(9) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Yuki Ohno, Finite-Element Analysis and Experiment of Current Superimposition Variable Flux Machine Using Permanent Magnet, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol.52, No.9, 8107807, 2016.09

(10) Kazuaki Takahara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Akira Kohara, Current superimposition variable flux reluctance motor with 8 salient poles , DE GRUYTER, Vol.15, Issue 1, pp.857-861, 2017.12

(11) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Kazuaki Takahara, AC/DC current ratio in a current superimposition variable flux reluctance machine , DE GRUYTER, Vol.16, Issue 1, pp.215-218, 2018.05

国際会議論文

(1) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Yuki Ohno, Permanent Magnet Assisted Current Superimposition Variable Flux Machine, Proceedings of IEEE International Magnetics Conference, AH-04, 2015.05

(2) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Yuki Ohno, Akira Kohara, VARIABLE FLUX RELUCTANCE MOTOR USING A SINGLE SET OF COILS, Proceedings of ISEF2015(XVI

International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering), JP009, 2015.09

(3) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Akira Kohara, Characteristics of a Wide Power Band Variable Flux Reluctance Motor, Proceedings of the International Conference on Electorical Machines (ICEM2016), LF-000361, pp.182-187, 2016.09

(4) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Yuki Ohno, Study on a Current Superimposition Variable Flux Reluctance Machine with Distributed Winding, Proceedings of the International Conference on Electorical Machines (ICEM2016), LF-010103, pp.2500-2505, 2016.09

(5) Kazuaki Takahara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Akira Kohara, Current Harmonics of a Current Superimposition Variable Flux Reluctance Motor, Proceedings of IEEE International Magnetics Conference, CH-05, 2017.04

(6) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, DC Current Control Method of a Current Superimposition Variable Flux Reluctance Machine, Proceeding of IEEE COMPUMAG 2017, PD-M3-3, 2017.06

(7) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Akira Kohara, Kazuaki Takahara, Characteristics Investigation of a Variable Flux Magnetic-Geared Motor Using Mathematical and Numerical Methods, Proceeding of IEEE COMPUMAG 2017, PA-A4-5, 2017.06

(8) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Akira Kohara, Current Superimposition Variable Flux Reluctance Motor with 8 Salient Poles, Proceedings of ISEF2017(18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics Electrical and Electronic Engineering), 0022-0350, 2017.09

(9) Hironori Suzuki, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Akira Kohara, Magnetic Interference in Novel Motor with Two Controllable Rotors, Proceedings of ISEF2017(18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics Electrical and Electronic Engineering), 0048-0412, 2017.09

(10) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Kazuaki Takahara, AC/DC Current Ratio in a Current Superimposition Variable Flux Reluctance Machine, Proceedings of ISEF2017(18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics Electrical and Electronic Engineering), 0084-0411, 2017.09

(11) Hironori Suzuki, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Akira Kohara, Characteristics Verification of a Novel Motor with Two Controllable Rotors, Proceedings of IEEE International Magnetics Conference, EG-10, pp.898, 2018.04

(12) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Akira Kohara, Kazuaki Takahara, Vector Control of Current Superimposition Variable Flux Reluctance Motor, Proceedings of APSAEM2018 (9th Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics), pp.72-73, 2018.07

(13) Akira Kohara, Katsuhiro Hirata, Noboru Niguchi, Vibration Comparison of Current Superimposition Variable Flux Machine and Switched Reluctance Machine, Proceedings of the International Conference on Electorical Machines, AF-004677, pp.2337-2342, 2018.09
(14) Noboru Niguchi, Katsuhiro Hirata, Akira Kohara, Kazuaki Takahara, Hironori Suzuki, Hybrid Drive of a Variable Flux Reluctance Motor and Switched Reluctance Motor, Proceedings of the International Conference on Electorical Machines , AF-003875, pp.238-242, 2018.09

国内発表論文

(1) 新口昇，平田勝弘，大野勇輝，小原章，界磁巻線を持たない可変磁束リラクタンスモータ，電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-14-48, pp.35-40, 2014.08
(2) 小原章，平田勝弘，新口昇，大野勇輝，永久磁石を補助的に用いた電流重畳可変磁モータ，第 23 回 MAGDA コンファレンス論文集, OS3-02, pp.183-187, 2014.12
(3) 新口昇，平田勝弘，大野勇輝，小原章，磁気ギアード誘導機の特性評価，第 23 回 MAGDA コンファレンス論文集, OS8-01, pp.293-298, 2014.12
(4) 新口昇，平田勝弘，大野勇輝，小原章，電流重畳可変磁束リラクタンスモータの高出力モード，電気学会マグネティックス・リニアドライブ合同研究会資料, LD-14-109, pp.79-84, 2014.12
(5) 新口昇，平田勝弘，小原章，大野勇輝，電流重畳可変磁束リラクタンスモータのパワーバンドの検証，電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-15-028, pp.33-38, 2015.08
(6) 小原章，平田勝弘，新口昇，大野勇輝，永久磁石補助型電流重畳可変磁束モータの性能評価，電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料，LD-15-029，pp.39-42, 2015.08
(7) 小原章，平田勝弘，新口昇，大野勇輝，永久磁石型電流重畳可変磁束モータの性能評価，第 24 回 MAGDA コンファレンス論文集, pp.445-450, 2015.11
(8) 寺田恭介，平田勝弘，新口昇，小原章，分布巻電流重畳可変磁束リラクタンスモータ，電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-16-13, pp.71-75, 2016.01
(9) 新口昇，平田勝弘，小原章, 7 極 12 スロット電流重畳可変磁束リラクタンスモータのパワーバンド検証，電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-16-29, pp.157-162, 2016.01
(10) 小泉勇太，平田勝弘，新口昇，森元瑛樹，小原章，可変磁束二軸独立出力モータの提案，電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-16-2, pp.5-8, 2016.01
(11) 新口昇，平田勝弘，小原章，森元瑛樹，電流重畳可変磁束リラクタンスモータへの弱め界磁制御の適用，電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料，LD-16-085, pp.99-104, 2016.08
(12) 小原章，平田勝弘，新口昇，集中巻と分布巻による電流重畳可変磁束リラクタンスモータの比較，電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料，LD-16-086，pp.105-110, 2016.08

(13) 寺田恭介, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータにおける巻線係数の考察, 電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-16-087, pp.111-116, 2016.08
(14) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータにおける高調波電流, 第25回 MAGDA コンファレンス論文集, OS-07-3, pp.329-334, 2016.11
(15) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 高原一晶, 電流重畳可変磁束モータの DC 電流制御, 第25回 MAGDA コンファレンス論文集, OS-10-1, pp.365-369, 2016.11
(16) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 小泉勇太, 新しい二軸独立出力モータの提案, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-17-17, pp.91-96, 2017.01
(17) 小泉勇太, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 可変磁束二軸独立出力モータの動作特性解析, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-17-18, pp.97-100, 2017.01
(18) 寺田恭介, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 巻線係数を考慮した電流重畳可変磁束リラクタンスモータの設計, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-17-8, pp.41-46, 2017.01
(19) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 森元瑛樹, 小原章, 二軸独立出力モータにおけるロータ間の磁気干渉の検討, 第 29 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.347-352, 2017.05
(20) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 5 次の高調波磁束で駆動する電流重量可変磁束リラクタンスモータ, 第29回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.359-364, 2017.05
(21) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの突極数による特性差, 電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-17-71, pp.45-49, 2017.08
(22) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 高原一晶, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータとスイッチトリラクタンスモータのハイブリッド駆動, 第26回MAGDAコンファレンス講演論文集, A3-02, pp.71-76, 2017.10
(23) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 小原章, 二軸独立出力モータにおける IPM 構造の検討, 電気学会 リニアドライブ研究会資料, LD-18-4, pp.13-17, 2018.02
(24) 新口昇, 平田勝弘, 小原章, 高原一晶, 電流重畳可変磁束リラクタンスモータの電流制御手法の検討, 第 30 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.574-579, 2018.05
(25) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 鈴木寛典, 電流重畳可変磁束モータとスイッチリラクタンスモータの振動比較, 電気学会モータドライブ・回転機・自動車合同研究会資料, RM-18-53, pp.13-17, 2018.07
(26) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 小原章, 高原一晶, 受動的な可変磁束特性を有する磁気ギアードモータ, 電気学会モータドライブ・回転機・自動車合同研究会資料, RM-18-61, pp.11-16, 2018.07
(27) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 小原章, 2 軸独立出力モータにおける N-T 特性の検証, 電気学会回転機・リニアドライブ・家電・民生合同研究会資料, LD-18-26, pp.7-11, 2018.07

(28) 鈴木寛典, 平田勝弘, 新口昇, 小原章, 2 軸独立出力モータの実機検証, 第 27 回 MAGDA コンファレンス講演論文集, OS3-4, pp.61-65, 2018.10
(29) 小原章, 平田勝弘, 新口昇, 電流重畳可変磁束モータにおける制御方法と運転領域に関する考察, 第 27 回 MAGDA コンファレンス講演論文集, OS3-5, pp.66-67,2018