

芝浦工業大学

博士学位論文

多重多相巻線を持つ永久磁石
同期モータの高性能化技術

平成31年3月

深山 義浩

論文要旨

パワーエレクトロニクス機器の普及と、モータとパワーエレクトロニクス機器の融合である機電一体技術の進展とともに、従来の 3 相モータよりも多数のパワーエレクトロニクス機器を用いて駆動する多重多相永久磁石同期モータが発展してきており、従来の 3 相モータでは成しえなかった高性能技術が開発されつつある。本論文では、位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータと同相巻 3 重 3 相永久磁石同期モータの 2 種類の多重 3 相永久磁石同期モータを対象に、高効率化と低振動・低騒音化の方法を、多重 3 相ならでの制御自由度を活用して実現する技術をまとめた。また、位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータで実現した高効率化の技術と、同相巻 3 重 3 相永久磁石同期モータで実現した低振動・低騒音化の技術と、多相永久磁石同期モータの一種である MATRIX モータで実現した高トルク化、高効率化の技術について、それぞれの技術を実現するのに必要な制御自由度についてまとめ、この制御自由度の観点から相互のシステムにおけるそれぞれの高性能化技術の適用可能性についてまとめた。

第 1 章「序論」では、研究背景としてモータに求められる特性と現状を鑑みて、多重多相永久磁石同期モータの必要性、研究目的と本論文の概要について述べた。

第 2 章「2 重 3 相永久磁石同期モータの片群駆動によるキャリア高調波鉄損低減」では、電気自動車 (EV) の駆動用モータを想定して、燃費性能を向上する方法を検討した。電気自動車において、低トルク領域は街乗りや燃費測定試験などで多用される動作点である。EV 用モータでは、これらの動作点における損失の多くを PWM キャリア高調波鉄損が占める。そこで、永久磁石同期モータの低トルク領域における相電流とキャリア高調波鉄損の関係を明らかにし、この関係に着目して、集中巻の位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータを用いたキャリア高調波鉄損を低減する新しい手法を提案した。この技術を 70kW の EV 用モータに適用した結果、有限要素法解析 (FEA) および実機測定の両方で損失を低減できることを確認した。

第 3 章「2 重 3 相永久磁石同期モータのキャリア高調波位相差による性能向上の提案」では、位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータのキャリア高調波現象の改善技術を検討した。2 つの 3 相の群それぞれがギャップに作る磁束密度高調波の重ね合わせの観点から、振動・騒音や効率へ大きな影響を与えるギャップ磁束密度高調波を数式で表現し、この理論式をもとに、キャリア高調波成分による振動・騒音の低減方法と損失の低減方法を検討した。振動・騒音の低減効果については実機で検証を行い、理論通りの振る舞いが確認できたとともに、キャリア高調波成分の騒音を半減できることを確認した。損失の低減効果に関し

では、1群と2群のキャリア高調波の相互影響を考慮できる簡易な解析手法を提案し、本手法に沿った解析結果が理論通りの結果となることを確認するとともに、実機においても理論および電磁界解析結果とよく一致した結果を得た。

第4章「3重3相永久磁石同期モータのギャップ磁束密度分布制御による振動・騒音の低減」では、同相巻3重3相永久磁石同期モータを用いた、偏芯・ステータ変形に起因する振動・騒音の抑制技術について検討した。同相巻3重3相永久磁石同期モータでは、ギャップ磁束密度の周方向分布を3つのベクトルで自由に制御できることを利用し、偏芯・ステータ変形に伴い発生する周方向のパーミアンス不均衡によるギャップ磁束密度分布の不均衡を補正する技術を開発した。ギャップパーミアンスの変化により3群のインダクタンスが変化することに注目して理論を構築し、補正電流の決定方法を確立した。振動・騒音の抑制効果を解析で検証し、偏芯・ステータ変形により増加する振動・騒音を、偏芯・ステータ変形がないものと同レベルまで低減できることを確認した。

第5章「多重多相永久磁石同期モータの高性能化技術の相互適用可能性」では、2章から4章で検討した多重3相永久磁石同期モータの高性能化技術と、MATRIXモータの高性能化技術について、それぞれの高性能化技術を実現する5つの制御自由度を抽出した。また、抽出した5つの制御自由度から、個別のモータについて開発したそれぞれの高性能化技術を他の多重多相永久磁石同期モータへ適用可否について論じた。

第6章「結論」では、提案した多重多相永久磁石同期モータについて、得られた知見を整理して、本論文での多重多相モータ技術は、年々発展するパワーエレクトロニクス技術の進化と機電一体技術の進歩とともに、世界全体の持続可能な産業の発展に貢献できる、と結論づけ、今後の課題と展望を述べる。

目次

論文要旨.....	i
記号一覧.....	vi
図目次.....	viii
表目次.....	x
第 1 章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 社会的背景.....	1
1.1.2 技術的背景.....	2
1.2 多重多相モータの種類と構造.....	2
1.3 多相モータの特徴と応用事例.....	7
1.4 多重多相モータの産業応用上の課題とその考察.....	8
1.5 本研究の目的と位置づけ、および概要.....	10
1.5.1 目的と位置づけ.....	10
1.5.2 概要	12
1.6 第 1 章のまとめ.....	13
第 2 章 2 重 3 相永久磁石同期モータの片群駆動によるキャリア高調波鉄損低減.....	14
2.1 モータ損失に占めるキャリア高調波鉄損.....	14
2.2 低トルク領域における PWM キャリア高調波鉄損の低減	18
2.2.1 理論	18
2.2.2 提案モータシステムの構成.....	20
2.2.3 提案モータシステムの効率検証.....	21
2.3 2 章のまとめ.....	28
第 3 章 2 重 3 相永久磁石同期モータのキャリア高調波位相差による性能向上の提案..	29
3.1 位相差 PWM による磁束密度高調波の振舞い	29
3.2 位相差 PWM によるキャリア音低減.....	31

3.2.1	理論	31
3.2.2	原理検証用 2 重 3 相 PMSM の構成	33
3.2.3	測定結果.....	34
3.3	位相差 PWM によるキャリア損低減	42
3.3.1	理論	42
3.3.2	解析による原理検証.....	44
3.4	3 章のまとめ.....	55
第 4 章	3 重 3 相永久磁石同期モータのギャップ磁束密度分布制御による振動・騒音の低減	56
4.1	偏芯や真円度による振動・騒音の増加.....	56
4.2	振動・騒音の抑制方法.....	59
4.2.1	提案モータの構成.....	59
4.2.2	振動・騒音抑制の理論.....	60
4.3	解析による効果検証.....	61
4.3.1	偏芯した場合.....	66
4.3.2	楕円変形が発生した場合	68
4.4	4 章のまとめ.....	70
第 5 章	多重多相永久磁石同期モータの高性能化技術の相互適用可能性.....	71
5.1	多重多相モータの高性能化技術の整理.....	71
5.2	多重多相モータの高性能化に関する自由度と条件	72
5.2.1	コア休止によるキャリア高調波損失低減技術を実現する自由度と条件	72
5.2.2	位相差 PWM によるキャリア高調波音・損失低減技術を実現する自由度と条件	73
5.2.3	偏芯・変形に対するロバスト制御技術を実現する自由度と条件	74
5.2.4	基本波高調波磁束密度分布制御を実現する自由度.....	74
5.2.5	多重多相モータの高性能化に関する制御自由度と条件のまとめ	75
5.3	高性能化技術の相互適用可能性について.....	76
5.3.1	コア休止によるキャリア高調波損失低減技術の相互適用性	76
5.3.2	位相差 PWM によるキャリア高調波音低減技術の相互適用性	77
5.3.3	位相差 PWM によるキャリア高調波損失低減技術の相互適用性	77
5.3.4	偏芯・変形に対するロバスト制御技術の相互適用性.....	77
5.3.5	弱め磁束制御下の鉄損低減技術の相互適用性.....	77
5.3.6	高調波重畳によるトルク向上制御技術の相互適用性.....	78
5.4	5 章のまとめ.....	78

第 6 章	結論	79
6.1	本論文の結論	79
6.2	課題と今後の展望	80
謝辞		81
参考文献		82
研究業績		89

記号一覧

W_i	: 鉄損
w_{ih}	: 単位体積あたりのヒステリシス損失
w_{ie}	: 単位体積あたりのうず電流損失
K_h	: ヒステリシス損失係数
K_e	: うず電流損失係数
f	: 周波数
B_{max}	: 磁束密度の最大値
φ	: 磁束
φ_{mag}	: 磁石磁束
L_d	: d 軸インダクタンス
L_q	: q 軸インダクタンス
I_d	: d 軸電流
I_q	: q 軸電流
t_{on}	: PWM スイッチングにおける電気角 1 周期の ON 時間の平均値
$\tan \theta$: 電流の傾き
v	: 印加電圧
V_{dc}	: 電源電圧
e	: 端子電圧
f_c	: キャリア周波数
m	: 変調率
ω	: 基本波の電気角速度
ε	: 電圧利用率
i_c	: キャリア高調波電流
B_{gr}	: ギャップ磁束密度の径方向成分
B_{gr1}	: 1 群における径方向磁束密度
B_{gr2}	: 2 群における径方向磁束密度
k	: 空間高調波次数
n	: 時間高調波次数
m	: キャリア高調波次数
A	: それぞれの次数の高調波の振幅
Φ	: それぞれの次数の高調波の位相
θ	: 回転子位置

ω_c	: キャリアの電気角速度
t	: 時間
α_1, α_2	: 1 群と 2 群の空間位相
β_1, β_2	: 1 群と 2 群の時間位相
γ_1, γ_2	: 1 群と 2 群のキャリア位相
$B_{g\theta}$: ギャップの周方向磁束密度成分
α, β, γ	: 1 群と 2 群の空間位相差、時間位相差、キャリア位相差
j	: 0, 1, 2, ...
$f_r(\theta, t)$: ステータ内径における電磁加振力の径方向成分
I_1, I_2, I_3	: 1 群、2 群、3 群の相電流振幅
I_{cir}	: 真円の時の要求電流振幅
L_1, L_2, L_3	: 1 群、2 群、3 群のインダクタンス

目次

図 1.1	CO ₂ 排出量の動向.....	1
図 1.2	多数の多数の電力変換器を適用したモータの分類.....	2
図 1.3	5 相モータの構成.....	3
図 1.4	7 相モータの構成.....	3
図 1.5	中性点を分割した 3 相 PMSM の例.....	4
図 1.6	多相 PMSM と多重 PMSM の構成.....	5
図 1.7	2 重 3 相モータの構成.....	6
図 1.8	インバータとモータの一体化の例.....	9
図 1.9	IEEE の Xplore で検索した多重 3 相に関する文献の年別報告件数.....	10
図 2.1	JC08 モードで走行時の EV モータの速度とトルクのタイムレコード.....	15
図 2.2	JC08 モードで走行時の EV モータの速度トルク特性における動作点のプロット.....	15
図 2.3	FEA による EV モータの損失内訳.....	17
図 2.4	単純化したキャリア高調波電流のモデル.....	19
図 2.5	提案モータシステムの構成.....	21
図 2.6	試作した PMSM の測定システム.....	21
図 2.7	測定した効率-トルク特性.....	22
図 2.8	2000 min ⁻¹ と 4000 min ⁻¹ の動作モード I における FEA と測定のトルクに対するモータ損失.....	23
図 2.9	2000 min ⁻¹ と 4000 min ⁻¹ の動作モード II における FEA と測定のトルクに対するモータ損失.....	23
図 2.10	動作モード I と II の 2000 min ⁻¹ 、5 Nm と 20 Nm における損失内訳の解析結果.....	24
図 2.11	試験モータの動作モード I における鉄損密度分布の解析結果.....	25
図 2.12	試験モータの動作モード II における鉄損密度分布の解析結果.....	25
図 2.13	動作モード II における励磁ティースと非励磁ティースの鉄損の解析結果の比較.....	26
図 2.14	動作モード I における速度—トルクに対する効率特性の解析結果.....	27
図 2.15	動作モード I と動作モード II を併用した際の速度—トルクに対する効率特性の解析結果.....	27
図 3.1	2 重 3 相 PMSM の 1 群と 2 群の三角波キャリアの位相差.....	30
図 3.2	VSI で給電する 2 重 3 相 PMSM の構造と群間位相差の説明.....	30
図 3.3	試作モータ (20 極 24 スロット集中巻の位相差 2 重 3 相 PMSM).....	34
図 3.4	試作した 2 重 3 相 PMSM の騒音測定結果.....	36
図 3.5	試作した 2 重 3 相 PMSM のキャリア 2 次高調波付近の騒音とトルクの関係.....	37

図 3.6	試作モータのキャリア位相差 γ に対する効率の特性	38
図 3.7	試作モータの電流波形測定値	39
図 3.8	試作モータの相電流波形測定値の周波数分析結果.....	41
図 3.9	相電圧波形算出のための正弦波電流波形	45
図 3.10	正弦波電流通電時の相電圧波形	45
図 3.11	三角波キャリア波形	46
図 3.12	三角波比較による正弦波 PWM 変調.....	46
図 3.13	PWM 変調後の線間電圧波形.....	48
図 3.14	キャリア高調波電流の解析結果	51
図 3.15	試作した 10 極 12 スロット集中巻の 2 重 3 相 PMSM	52
図 3.16	キャリア高調波電流の測定値.....	54
図 4.1	偏芯・変形による径方向電磁力の変形	57
図 4.2	提案する同相巻 3 重 3 相 PMSM システムの構成.....	59
図 4.3	検証用 PMSM の断面構造.....	61
図 4.4	検証用 PMSM の変形モードと固有振動数の解析結果.....	62
図 4.5	固有値と固有モードのプロット	63
図 4.6	検証用 PMSM の電磁加振力の空間・時間次数と強度の分布	65
図 4.7	偏芯時の抑制の図	67
図 4.8	楕円変形の抑制の図	69
図 5.1	コア休止によるキャリア高調波損失低減技術を実現する自由度と条件.....	72
図 5.2	キャリア高調波磁束密度低減によるキャリア高調波音低減技術を実現する自由度	73
図 5.3	偏芯・変形に対するロバスト制御技術を実現する自由度.....	74
図 5.4	基本波高調波磁束密度分布制御を実現する自由度.....	75

表目次

表 1.1	本研究の位置づけ	12
表 2.1	EV モータの諸元.....	16
表 2.2	JC08 モードにおける消費電力の比較と改善率の解析結果	28
表 3.1	キャリア高調波次数ごとのキャリア音を低減するキャリア位相差 γ の値	33
表 3.2	位相差 PWM によるキャリア音低減検証モータの諸元	33
表 3.3	振動・騒音試験装置の使用機器と型番	34
表 3.4	キャリア高調波次数ごとのキャリア損を低減するキャリア位相差 γ の値	43
表 3.5	位相差巻と同相巻で巻線の空間位相差と相電流の時間位相差が等しい場合でのキャリア高調波の磁束密度を強め合う条件と弱め合う条件.....	55
表 4.1	検証用 PMSM の諸元.....	61
表 4.2	解析に用いた機械特性	63
表 5.1	多重多相モータの高性能化技術の相互適用性.....	76

第1章 序論

1.1 研究背景

1.1.1 社会的背景

産業、運輸などの分野において、CO₂排出規制[1]- [3]が強化されていることを背景に、図1.1に示すように、各部門におけるCO₂排出量は年々低減されてきている[4]。CO₂排出量低減のために、動力の電動化が加速しており、モータが使用される領域はこれまで適用されていなかったアプリケーションに拡大してきている。従来の動力源であった、内燃機関や油圧・空気圧などからモータに置き換える際には、それぞれのアプリケーションで要求される個別の要件を満足する必要がある。モータは、トルク・出力・効率のほかに、産業用途では、保守性や連続操業性、互換性が重要であり、自動車や航空用途では、安全性や社会性の観点から、機能安全性[5], [6]や運転継続性などが重要になってきている。また、自動車・航空などの移動体では、搭載スペースが限られていることや、自重が負荷の一部となりシステム効率に影響を及ぼすことから、体積出力密度や重量出力密度なども重要になる。

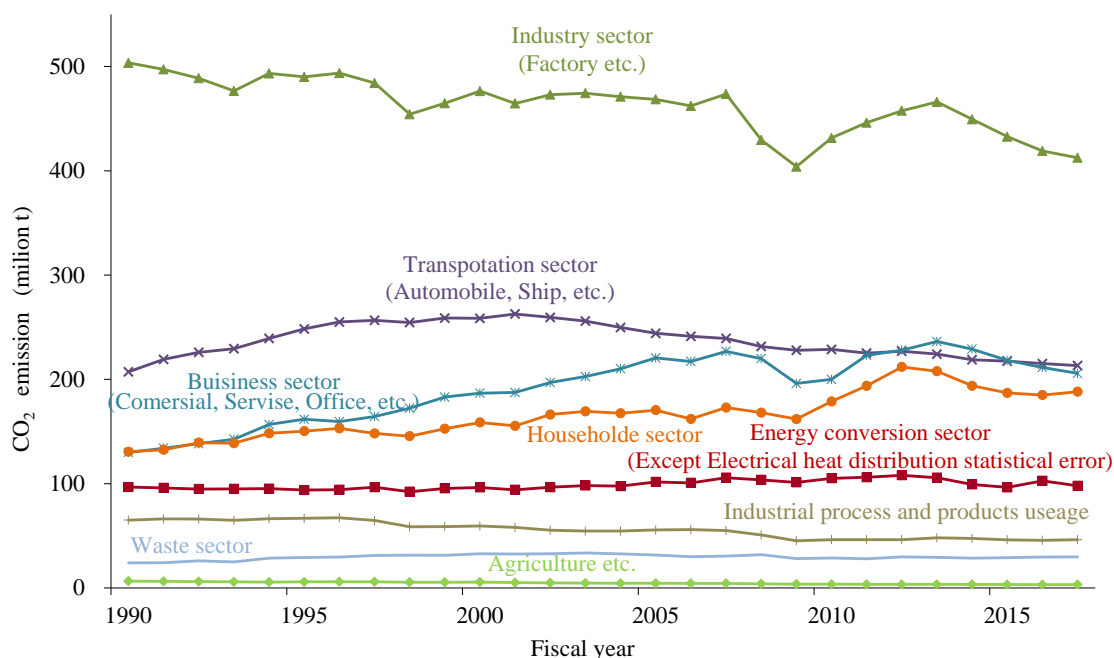


図 1.1 CO₂排出量の動向

1.1.2 技術的背景

電圧型インバータ (Voltage Source Inverter: VSI) と PWM (Pulse Width Modulation) 制御を用いた永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) は可変速特性と、高い電力密度や効率を要求される様々なシステムに広く適用されている。近年、速度—トルク範囲の拡大や出力密度の向上、駆動範囲全体の効率向上などを目的として、多数の VSI で駆動する多重多相モータや[7]-[20]、巻線切替え装置を付加したモータ[17], [18], [21], [34]-[37]などが提案されており、従来の 3 相モータに対して、高いフォールトトレランス性、高出力密度、広い速度—トルク特性、高効率、低トルクリプル、低振動、低騒音など多くの利点の実証されている。本研究では、これらの、モータがより広いアプリケーションに適用されていくのに重要な性質を多数持つ、多重多相モータに着目する。

1.2 多重多相モータの種類と構造

図 1.2 に多重多相モータの分類を示す。多重多相モータには大きく分けて 2 つのタイプがある。

1 つ目は非 3 相系モータで、モータ・インバータの相数が 3 の倍数ではないものであり、5 相モータ[7]や 7 相モータ[8]などが該当する。5 相モータや 7 相モータは、図 1.3 および図 1.4 に示すように、それぞれの相数に対応したコイルを有し、それぞれのコイルは例えば Y 結線の場合、中性点で電氣的に接続されている。中性点はかならずしもすべて同一ではなく、図 1.5 のように、複数の中性点に分かれていても良いが、それぞれの中性点で、かならずすべての相のコイルが接続される。この中性点分割は、モータのコイル同士の接続線である渡線の長さを短縮し、コイルエンド部を小さくするためなどに適用される。それぞれの相コイルの中性点と反対側の端部は、それぞれ異なる相のインバータのアームに接続される。

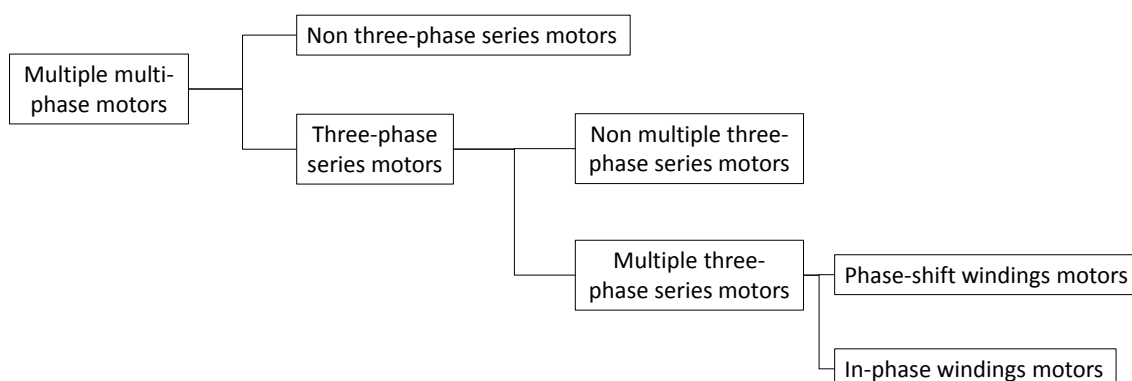


図 1.2 多数の多数の電力変換器を適用したモータの分類

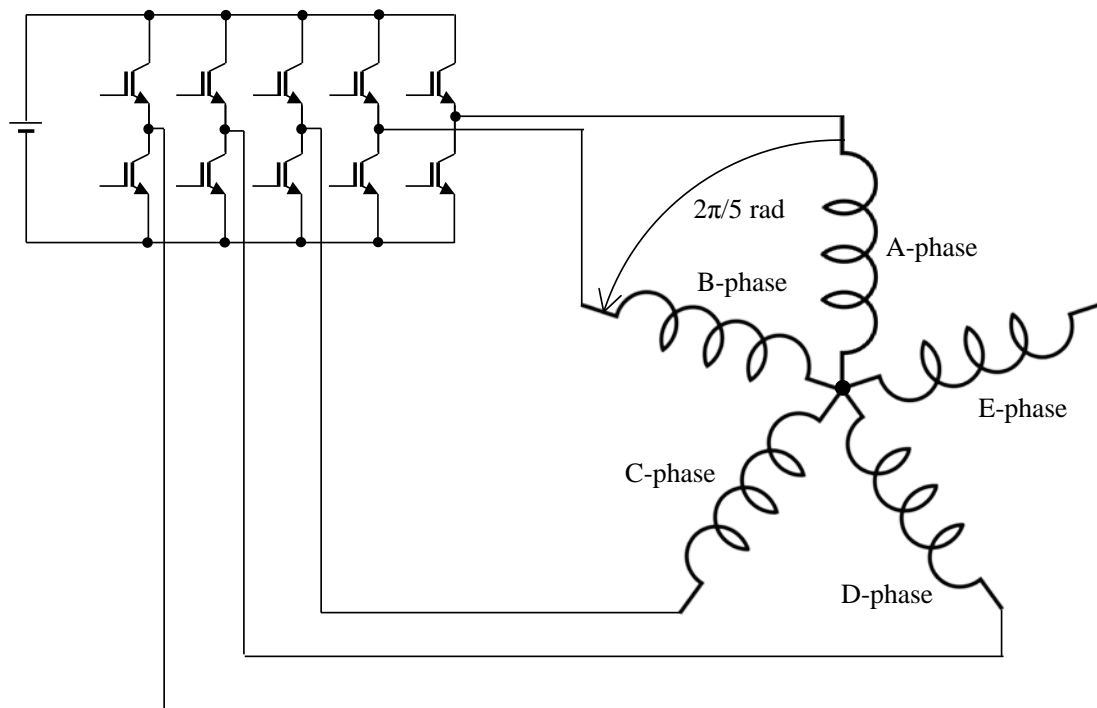


図 1.3 5相モータの構成

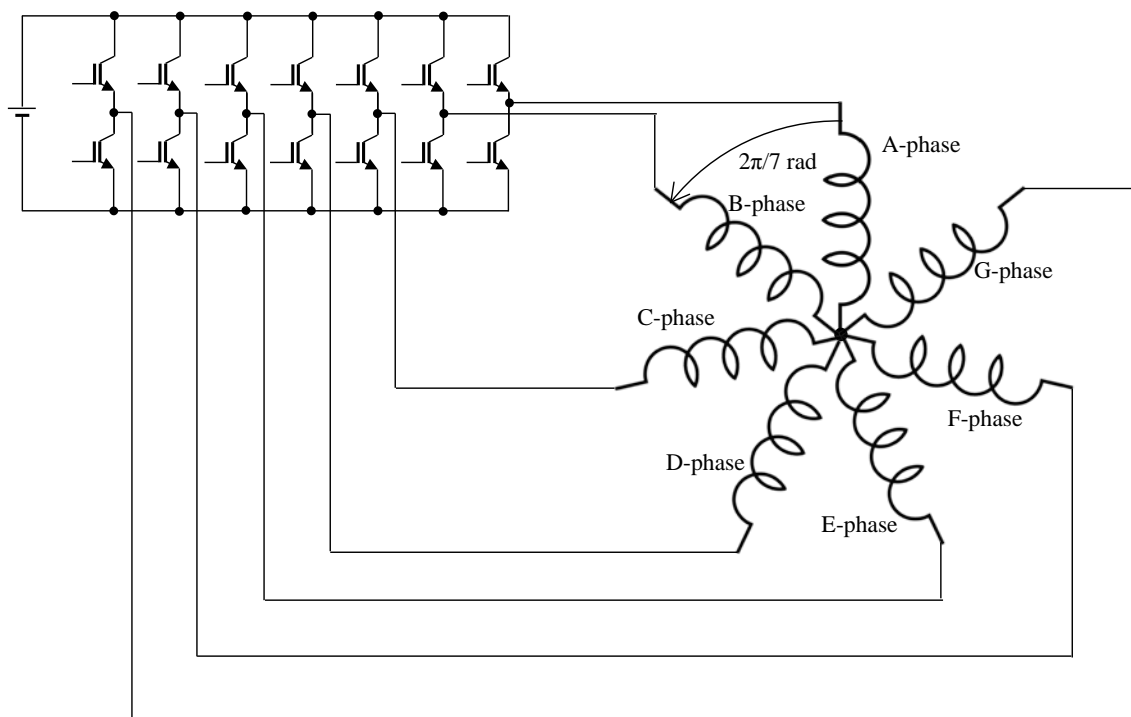


図 1.4 7相モータの構成

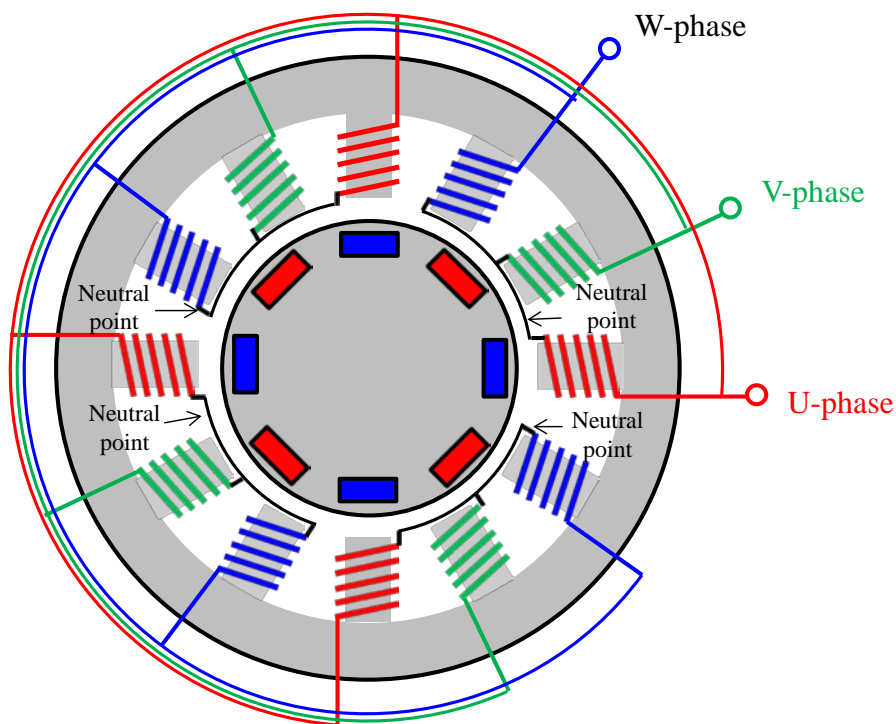
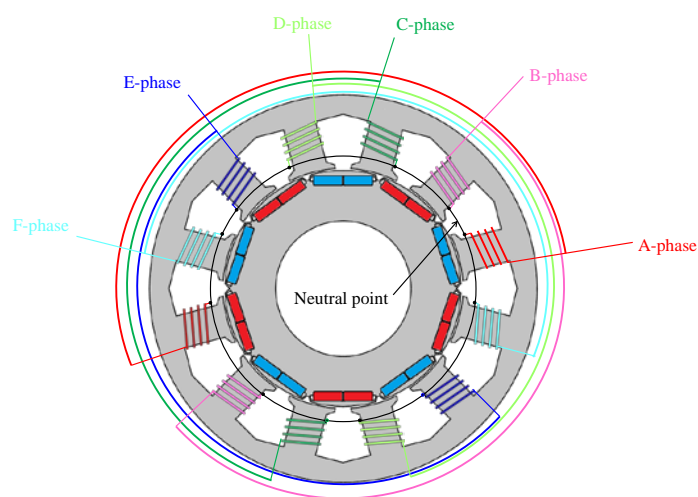


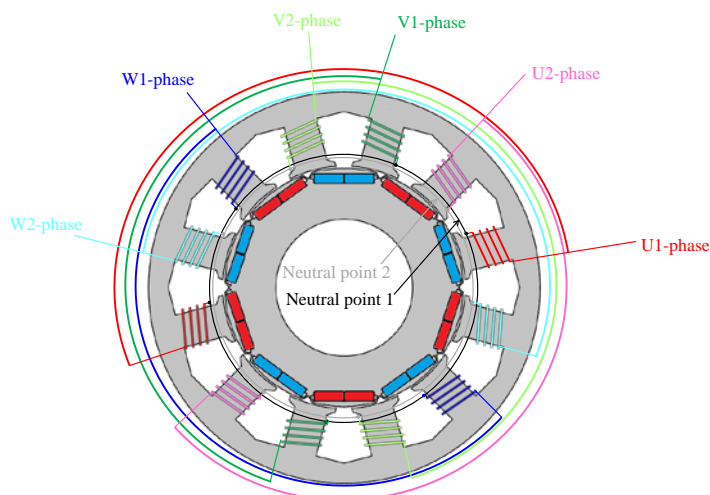
図 1.5 中性点を分割した3相PMSMの例

2つ目は3相系モータで[9]-[20]、モータとインバータの相数が3の倍数のものである。3相系モータはさらに、6相モータや9相モータなどの非多重モータ[15]-[18]と、2重3相モータや3重3相モータなどの多重3相モータ [9]-[14], [19], [20]の2つに分類できる。多相モータと多重モータの構成の違いを、6相モータと2重3相モータを例として図 1.6 に示す。6相モータと2重3相モータはともに、6種類の異なるコイルを有する。図 1.6 (a) に示す6相モータは、6つの相コイルが固定子上の電気角30度ずつずれた位置にコイルがそれぞれ配置される。6つの相コイルは、Y結線の場合は、各相コイルが同じ中性点に接続されており、各相コイルの中性点とは逆方向の端子は、インバータの異なる6つのアームに接続されている。6つの相コイルの電流は、位相が30度ずつずれており、総和が0になるように条件づけられる。一方、図 1.6(b) に示す2重3相モータは、6相モータと同じく、6つの相コイルを有するが、これら6つの相コイルは、3つずつ2組のセットに分けられ、1つ目の3相コイルのセットは、固定子上の電気角120度ずつずれた位置にそれぞれ配置される。この1つ目の3つの相コイルはY結線の場合は、各相コイルが同じ中性点に接続されており、各相コイルの中性点とは逆方向の端子は、インバータの異なる3つのアームに接続されている。そして、2つ目の3相コイルのセットは、同様に、固定子上の電気角120度ずつずれた位置にそれぞれ配置される。この2つ目の3つの相コイルはY結線の場合は、各相コイルが同じ中性点に接続されており、各相コイルの中性点とは逆方向の端子は、インバータ

の異なる3つのアームに接続されている。1つ目の3相のセットと2つ目の3相のセットの中性点は電氣的に絶縁されており、また、接続されるインバータのアームも異なる。1つ目の3相のセットと2つ目の3相のセットは、それぞれ3つの相コイルの電流は、位相が120度ずつずれており、総和が0になるように条件づけられる。1つ目の3相と2つ目の3相の位相関係は任意であり、位相関係によって、図1.7に示すように分類される。多重3相モータは、群と呼ばれる3相巻線のセットが、電気角で位相差をもって配置される位相差巻と呼ばれる巻線方式のもの（図1.7(a),(b)）と、各群が電気角で位相差を持たず、機械的に異なる位置に配置される、同相巻と呼ばれる巻線方式のもの（図1.7(c),(d)）に分類することができる。

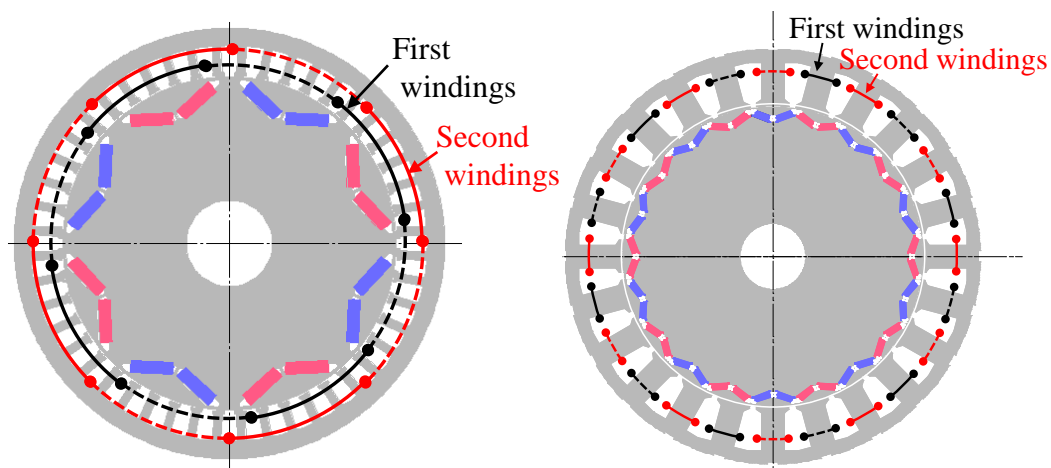


(a) 多相 PMSM(6 相 PMSM)

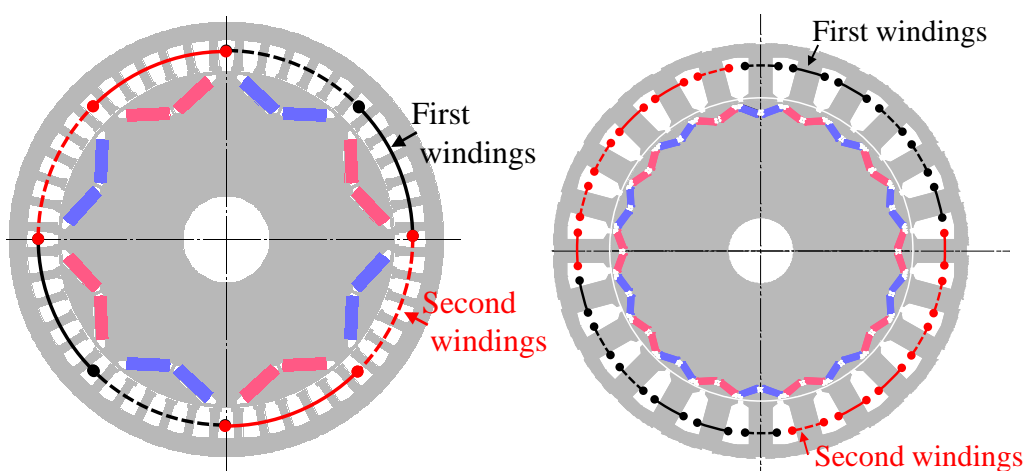


(b) 多重 PMSM (2 重 3 相 PMSM)

図 1.6 多相 PMSM と多重 PMSM の構成



(a) 位相差巻 2 重 3 相 PMSM (8P48S 分布巻) (b) 位相差巻 2 重 3 相 PMSM (20P24S 集中巻)



(c) 同相差巻 2 重 3 相 PMSM (8P48S 分布巻) (d) 同相差巻 2 重 3 相 PMSM (20P24S 集中巻)

図 1.7 2 重 3 相モータの構成.

1.3 多相モータの特徴と応用事例

(1) 非3相系モータ

これらのモータは、相数が多いためにトルクリプルが小さいという利点のほかに、制御できる低次高調波が多く、1相もしくは2相のモータ巻線やインバータに異常があった場合にも、正常な相のみを使って運転を継続することができるフォールトレラント特性が得やすいという利点がある。ステッピングモータでは、トルクリプルを低減する目的で5相が一般的に用いられている[22]-[24]。これらのモータは、プリンタの用紙送り部の駆動やインクジェットプリンタのヘッドの移動、カメラのレンズ位置調節、エアコンのルーバの駆動などに使用されている。

(2) 3相系多相モータ

3相系モータは制御方法が従来の3相理論を基本に構成でき、従来の3相電力変換器を利用できるため、産業応用上適用しやすいという利点がある。また、3相系多相モータも非3相系多相モータと同様に、相数が多いためにトルクリプルが小さいという利点や、制御できる低次高調波を増やすこともでき、1相もしくは2相のモータ巻線やインバータに異常があった場合にも、正常な相のみで、運転を継続するフォールトレラント特性が得やすいという利点がある。

冗長な構造によるフォールトレラント性は多相モータシステムの重要な特性の1つである。このような特性は、高い信頼性が要求されるインフラや交通用途で特に重要である。それぞれの多相モータでのフォールトレラントな制御が検討されている[7]-[11]。

(3) 多重3相モータ

多重3相モータは自動車用補機や、大型の装置で実用化されている。例えば、自動車のエンジンを動力源として発電して車載機器へ電力を供給するオルタネータでは、2重3相モータが用いられている[25], [26]。また、近年、運転継続性の観点から、ステアリング操作を補助する電動パワーステアリング (Electric Power Steering: EPS) でも2重3相モータが用いられている[19]。この際、1群と2群の巻線位相差を30度とし、6次高調波成分の位相を1群成分と2群成分で180度反転させることで、トルクリプルの主成分である6次高調波成分を相殺して、EPSに求められる低トルクリプル性を一層向上している。3相インバータが2セットあるため、一方の電力変換器に異常があった場合にでも、他方の電力変換器と片方の群のモータ巻線だけで動作を継続可能としている。

その他にも、大型のモータを駆動するためには、電力変換器内のチップを多並列化しなければならないため、大容量の電力変換器を製造することは難しい。そこで、圧延に用いるミルモータや、パイプラインの搬送用モータなどの大型機では、1つ辺りの電力変換器の容量を小さくするために、多重3相モータが適用されている。石油や天然ガス向けのコンプレッサは大きいものでは100 MWもの大容量を要求される[27]。従来、2組の電流型インバータを用いた2重3相モータが用いられているが[28]、近年では小型高性能であることから、25MW程度の容量までがVSIを用いた2重3相モータに置き換わってきており、さら

なる大容量化が進んでいる。

また、エレベータを昇降させる巻上げ機では超大型用途のニーズにリーズナブルに対応するために、通常の3相インバータを複数用いて1台の昇降用モータを駆動する、多重3相モータが適用されている[29], [30]。これらは、東京スカイツリーや台北101、上海中心大厦などの高層建築向けの超高速エレベータに採用されている[31], [33]。

1.4 多重多相モータの産業応用上の課題とその考察

これらの、多くのパワーデバイスを適用した駆動システムの欠点は、電力変換器と配線の数の増加である。電力変換器数の増加は、コストやサイズ、演算装置の処理能力の増加が懸念される。また、配線数の増加はコストや重量、結線作業の増加につながる。

(1) 電力変換器の増加

電力変換器を構成する部品は、スイッチング動作を行うパワーモジュール、パワーモジュールを駆動制御するゲートドライバ、スイッチング動作に伴う直流母線電圧の変動を抑制する平滑コンデンサ、電流制御に用いる電流センサ、パワーモジュールを冷却する冷却器、電磁ノイズを低減するためのノイズフィルタなどである。

多重多相モータにおいては、パワーモジュールやゲートドライバ、電流センサの数が増加すると考えられる。電力変換器のコストの中で大きなウェイトを占めるパワーモジュールの数が増えるのはコスト面でデメリットとなりえるが、一方で、多重多相モータにおいては、相数に反比例して1相あたりに要求される電力量は低下する。例えば、3相で100Armsと同等の出力は、6相や2重3相では50Armsで得られるため、パワーモジュール1つ1つのチップサイズを抑えることができる。大電流のアプリケーションでは、パワーモジュールを1チップで構成するとチップ面積が大きくなり、ウェハからの歩留まりの悪化や、製造できなくなるため、複数のチップを並列使用しているものが多い。チップを並列使用する場合には、チップの特性ばらつきや温度ばらつき、モジュール内でのチップの配置の差による寄生成分の差や冷却の差などにより、並列チップ間での電流ばらつきや温度ばらつきが発生する[38], [39]。実用上、これらのばらつきを吸収するため、チップを並列使用する場合には1チップで使用するのに比べて、1チップ当たりの許容負荷を抑えて使用が必要が発生する。例えば、[40]-[43]では並列駆動によって、流れる電流に10%から20%程度のばらつきが発生することが示されている。このような場合には、許容電流や熱成立性のマージンを上記ばらつきに合わせて、最大で40%程度とる必要がある。並列駆動時のばらつきを低減するための技術開発も行われているが、大電流でチップを並列使用しなければならないアプリケーションでは、多重多相化により1相あたりの電流を減らすことで、チップの並列使用の解消や、並列数の低減でトータルのチップコストを低減することができる。

他にも、多重多相化により、電力変換器のスイッチングのタイミングをずらすことで、直流母線や交流配線の電圧リップルを低減することで、平滑コンデンサの小型化や、ノイズフィルタの小型化が提案されており、これらによって電力変換器のコストを抑えることが

可能であると考えられる。

また、産業上、数量の多いアプリケーションでは専用の電力変換器を設計・製造することが望ましいが、数量の少ない機種では、数量の多い機種の 3 相電力変換器を複数用いて多相モータを駆動する方が専用の電力変換器を製造するよりもコストを抑えることができる。

(2) 配線数の増加と、モータ・インバータの一体化

近年、電力変換器を内蔵したモータが、一般産業用[44], [45] や電動パワーステアリング[19]、自動車駆動システム[80]-[82]向けに開発されている。図 1.8 は自動車駆動システム向けにインバータを内蔵したモータの例である[82]。これらのシステムは、交流配線の結線レス化や交流配線レス化、冷媒配管の削減など多くの利点があり、多重多相モータにおいては、配線数や結線数の増加という課題の解決につながるため、多相モータとして魅力的である。

電力変換器を内蔵したモータの形態は大きく 2 つに分けられる。1 つはモータケースとインバータケースを接触して配置し、モータ端子とインバータ端子を直接接続した、「一体型」の形態である。もう 1 つは、モータとインバータが 1 つのケースに収納される、「統合型」の形態である。

一体型のメリットは、交流配線レス化や冷媒配管削減の利点を、従来のモータ、インバータの個別設計、個別製造のまま得られることである。システム仕様設計や勘合部の設計は必要であるが、従来の製造設備を大きく変えずに実現可能であるので、産業応用上適用しやすい。

統合型のメリットは、交流配線レス化や冷媒配管削減だけでなく、フレームの共用や個別でデッドスペースになっていた部分の有効活用、冷却設計の高度化、などが挙げられる。ただし、1 つのフレームにモータとインバータをアセンブリしていく必要があることから、従来の製造設備から変更しなければならない部分がある。

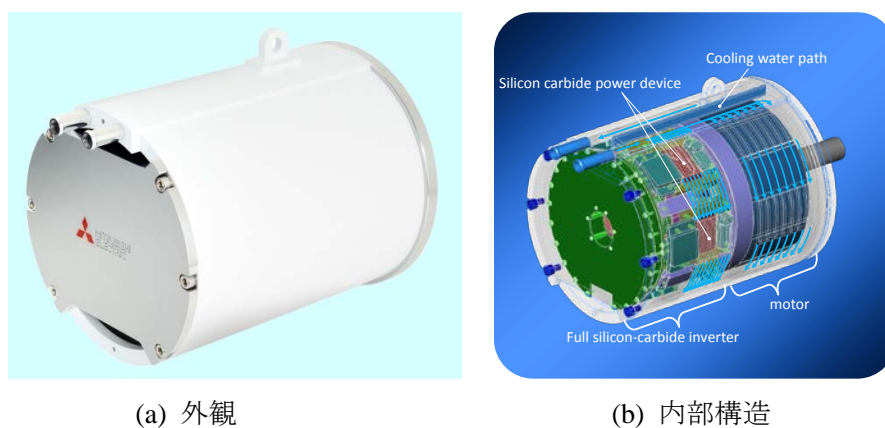


図 1.8 インバータとモータの一体化の例

1.5 本研究の目的と位置づけ、および概要

1.5.1 目的と位置づけ

本論文では、従来の 3 相モータに比べて高いフォールトフォールトトレラント性を持ち、近年パワーエレクトロニクス部品の低コスト化や機電一体化により、欠点が解消されつつある多重 3 相モータについて、さらなる高性能化を検討する。図 1.9 は IEEE の Xplore で検索した多重 3 相に関する文献の年別報告件数である。検索式は、

(dual three phase OR double three phase OR multi three phase OR dual inverter OR double inverter OR multi inverter) AND (motor OR electric machine)

であり、Full Text と Metadata を対象に検索を行った。上記式で検索して 2018 年までで 3865 件を抽出したが、検索結果には、doubly fed induction motor [46]-[48]や doubly fed double salient motor[49]-[51]、open winding motor[52]-[54]などが含まれるため、検索結果をもとに文献内容を確認し判別し、最終的に 492 件抽出している。図 1.9 から、多重 3 相モータに関する文献は 1980 年頃から報告され始めており、2000 年ごろから急激に件数が増加していることが分かる。近年は年間 30 件程度の報告が見られる。

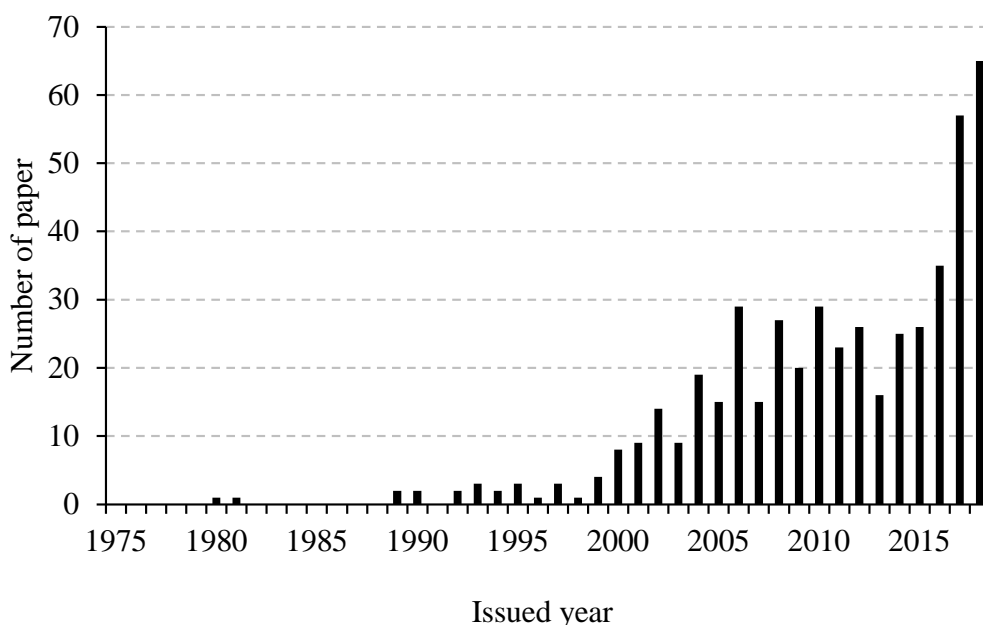


図 1.9 IEEE の Xplore で検索した多重 3 相に関する文献の年別報告件数

多重3相モータは、1972年に電鉄向けにサイリスタを用いた電動機として提案されて現車試験をされており[55]、1974年にはブラシレス化されたシステムが提案されている[56]、[57]。これらのシステムは、2組の3相巻線とインバータを持つが、1組は駆動用でもう1組は発電用として動作するものであった。発電出力は、車両内の空調用電源として利用され、2重3相モータは、変圧器の役割をしていると言える。また、松本らは1974年に、3組の3相サイリスタインバータの出力電流を結合リアクトルによって平衡させ、誘導電動機もしくは同期電動機に給電するインバータ出力電流の低次高調波成分を消去する方法を提案し[58]、続けて、巻線界磁型の2重3相同期発電機に、同様の結合リアクトルと2組の3相ブリッジ整流器を組み合わせた2重構成の電流平衡と波形改善方法を提案している[59]。さらに、これらの結合リアクトルを用いた2重3相および3重3相のPWMインバータの最適パルスパターンを検討が行われている[60]、[61]。1990年には、2組の3相巻線と1つの小容量インバータを持ち、一方を60Hzの商用電源に接続し、もう一方を小容量インバータを介して給電し、速度調整するシステムが提案されている[62]。インバータは速度調整だけの容量を持てばよく、完全にインバータ駆動するのに比べて、小型・低コストなシステムが提供できる。1997年に水野らは2重3相誘導電動機を用いて、一方の3相巻線の位相電流位相を変化させることでロータの磁束分布を変化させ、極数を切り替える技術を提案しており、速度トルク出力範囲を大幅に広げたモータを提案している[63]。また、西山らは2011年に20極18スロットの集中巻埋込磁石同期モータと3つの3相インバータを用いて、トルクおよび効率の向上と振動低減を両立させる検討を行っている。3重3相の巻線が群間で相互に重なるように配置することで、3つのインバータの電流アンバランスによる特性の低下を抑制している[64]。また、2015年に鈴木らは、2重3相モータの2つの群の中性点電圧をそれぞれ異なる方向にシフトさせることでインバータ電流を低減し、コンデンササイズを小さくすることでインバータ全体を小型化する技術を提案している[65]。

多重3相モータの特性を活用した技術として、フォールトトレラントに適した巻線方法や制御方法 [66]-[70]や、トルク・電流リップルの低減技術[72]、[73]、直接トルク制御[70]、[74]、センサレス制御[75]-[79]などが多数報告されている。

一方、制御自由度を活用したキャリア高調波現象の操作や楕円変形や偏芯に伴う振動騒音の低減などに対する検討はあまり見られない。また、上記に関して、モータの電磁気構造の観点から研究している例は見られない。そこで、本論文では、多重3相モータの電磁気構造と制御方法を密接に関連させて、モータ構造に対してどのように制御方法を決定すれば高性能できるかを明らかにする。

筆者らはこれまでに、表 1.1 に示すように、図 1.2 に示した多重多相モータの分類に対してこれまでに、非多重モータである MATRIX モータと呼ばれる6相Hブリッジ構成のモータシステムについて、高効率化技術[15]と高トルク化技術[16]を検討してきた。本論文では、位相差巻2重3相モータと同相巻3重3相モータの2つのモータを対象にして、多重3相モータにおける高効率化と低振動・低騒音化の方法について詳細を検討し、多重ならでは

の制御自由度を活用して、キャリア高調波現象の操作技術と、モータ構造がアンバランスした場合の補償制御技術を、モータ電磁気構造と関連して提案する。

また、検討した位相差 2 重 3 相モータ、同相巻 3 重 3 相モータおよびこれまでに検討してきた MATRIX モータについて、これらの特性を実現するのに必要な自由度についてまとめ、それぞれのシステムが持つ自由度の観点から、それぞれのモータで実現した高性能化技術の相互の適用可能性について検討する。

表 1.1 本研究の位置づけ

Motor type		Studied motor	Torque increase	Improve efficiency	Noise reduction Vibration reduction	Fault trelant	
Multiple multiphase motors	Non three-phase series motors		-			[7], [8]	
	Three-phase series motors	Non multiple three-phase series motors	MATRIX motor	[16]	[17]		
		Multiple three-phase series motors	Phase-shift windings motors	Phase-shift windings dual three-phase		Section 2 Section 3	Section 3
			In-phase windings motors	In-phase windings triple three-phase			Section 4

1.5.2 概要

パワーエレクトロニクス機器の普及と、モータとパワーエレクトロニクス機器の融合である機電一体技術の進展とともに、従来の 3 相モータよりも多数のパワーエレクトロニクス機器を用いて駆動する多重多相永久磁石同期モータが発展してきており、従来の 3 相モータでは成しえなかった高性能技術が開発されつつある。本論文では、位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータと同相巻 3 重 3 相永久磁石同期モータの 2 種類の多重 3 相永久磁石同期モータを対象に、高効率化と低振動・低騒音化の方法を、多重 3 相ならでの制御自由度を活用して実現する技術をまとめた。また、位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータで実現した高効率化の技術と、同相巻 3 重 3 相永久磁石同期モータで実現した低振動・低騒音化の技術と、多相永久磁石同期モータの一種である MATRIX モータで実現した高トルク化、高効率化の技術について、それぞれの技術を実現するのに必要な制御自由度についてまとめ、この制御自由度の観点から相互のシステムにおけるそれぞれの高性能化技術の適用可能性についてまとめた。

第 1 章「序論」では、研究背景としてモータに求められる特性と現状を鑑みて、多重多相永久磁石同期モータの必要性、研究目的と本論文の概要について述べた。

第 2 章「2 重 3 相永久磁石同期モータの片群駆動によるキャリア高調波鉄損低減」では、電気自動車 (EV) の駆動用モータを想定して、燃費性能を向上する方法を検討した。電気自動車において、低トルク領域は街乗りや燃費測定試験などで多用される動作点である。EV 用モータでは、これらの動作点における損失の多くを PWM キャリア高調波鉄損が占める。そこで、永久磁石同期モータの低トルク領域における相電流とキャリア高調波鉄損の関係を明らかにし、この関係に着目して、集中巻の位相差巻 2 重 3 相永久磁石同期モータを用いたキャリア高調波鉄損を低減する新しい手法を提案した。この技術を 70kW の EV 用

モータに適用した結果、有限要素法解析（FEA）および実機測定の方で損失を低減できることを確認した。

第3章「2重3相永久磁石同期モータのキャリア高調波位相差による性能向上の提案」では、位相差巻2重3相永久磁石同期モータのキャリア高調波現象の改善技術を検討した。2つの3相の群それぞれがギャップに作る磁束密度高調波の重ね合わせの観点から、振動・騒音や効率へ大きな影響を与えるギャップ磁束密度高調波を数式で表現し、この理論式をもとに、キャリア高調波成分による振動・騒音の低減方法と損失の低減方法を検討した。振動・騒音の低減効果については実機で検証を行い、理論通りの振る舞いが確認できたとともに、キャリア高調波成分の騒音を半減できることを確認した。損失の低減効果に関しては、1群と2群のキャリア高調波の相互影響を考慮できる簡易な解析手法を提案し、本手法に沿った解析結果が理論通りの結果となることを確認するとともに、実機においても理論および電磁界解析結果とよく一致した結果を得た。

第4章「3重3相永久磁石同期モータのギャップ磁束密度分布制御による振動・騒音の低減」では、同相巻3重3相永久磁石同期モータを用いた、偏芯・ステータ変形に起因する振動・騒音の抑制技術について検討した。同相巻3重3相永久磁石同期モータでは、ギャップ磁束密度の周方向分布を3つのベクトルで自由に制御できることを利用し、偏芯・ステータ変形に伴い発生する周方向のパーミアンス不均衡によるギャップ磁束密度分布の不均衡を補正する技術を開発した。ギャップパーミアンスの変化により3群のインダクタンスが変化することに注目して理論を構築し、補正電流の決定方法を確立した。振動・騒音の抑制効果を解析で検証し、偏芯・ステータ変形により増加する振動・騒音を、偏芯・ステータ変形がないものと同レベルまで低減できることを確認した。

第5章「多重多相永久磁石同期モータの高性能化技術の相互適用可能性」では、2章から4章で検討した多重3相永久磁石同期モータの高性能化技術と、MATRIXモータの高性能化技術について、それぞれの高性能化技術を実現する5つの制御自由度を抽出した。また、抽出した5つの制御自由度から、個別のモータについて開発したそれぞれの高性能化技術を他の多重多相永久磁石同期モータへ適用可否について論じた。

第6章「結論」では、提案した多重多相永久磁石同期モータについて、得られた知見を整理して、本論文での多重多相モータ技術は、年々発展するパワーエレクトロニクス技術の進化と機電一体技術の進歩とともに、世界全体の持続可能な産業の発展に貢献できる、と結論づけ、今後の課題と展望を述べる。

1.6 第1章のまとめ

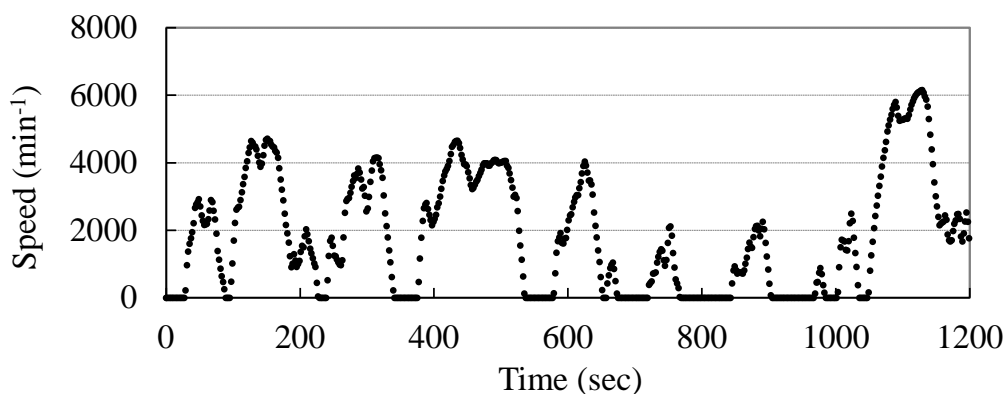
本章では、社会的背景および技術的背景を踏まえ、多重多相モータによる効率向上や小型化の提案を行った。

第2章 2重3相永久磁石同期モータの 片群駆動によるキャリア高調波鉄損 低減

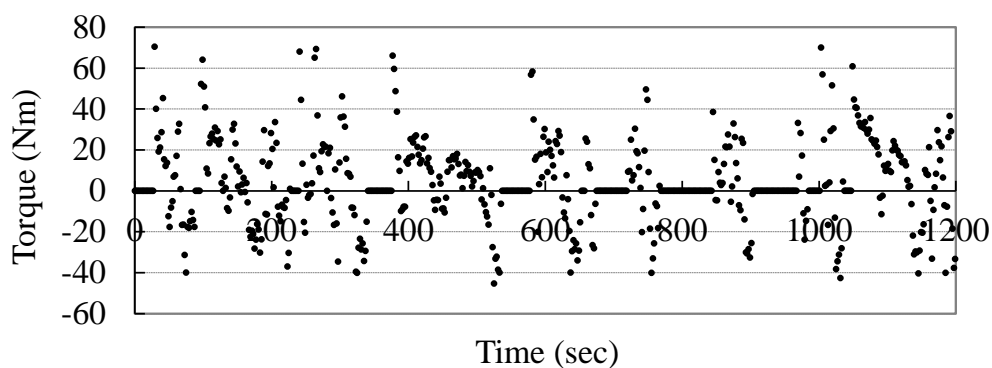
2.1 モータ損失に占めるキャリア高調波鉄損

本節では、位相差巻2重3相PMSMを用いたキャリア高調波鉄損の低減技術に関する技術を検討した内容を説明し、電気自動車（Electric Vehicle : EV）駆動用モータを対象にその効果を検証した結果を説明する。

図 2.1 に自動車の燃費測定モードの1つであるJC08モードにおけるモータの回転数、トルクの動作ポイントを示す。必要回転数とトルクの算出には、重量1350 kgの小型自動車であるBセグメントのEVを想定している。図 2.1 に示すようにJC08モードでは1200秒の間に、加速と減速を繰り返す。表 2.1 はこのEVの駆動用モータを想定したPMSMの諸元を示している。モータの最大出力は70 kW、最大トルクは150 Nm、最高回転数は10000 min⁻¹である。図 2.2 はこのモータの回転数—トルク特性における最大出力ラインと、JC08モードで使用される動作ポイントをプロットしている。JC08モードは市街地におけるドライブを模擬しており、最大性能に対して、回転数・トルクともに半分程度、出力は1/3程度までと、最大性能に対して比較的低い動作点を使用していることが分かる。



(a) モータ回転数のタイムレコード



(b) モータトルクのタイムレコード

図 2.1 JC08 モードで走行時の EV モータの速度とトルクのタイムレコード

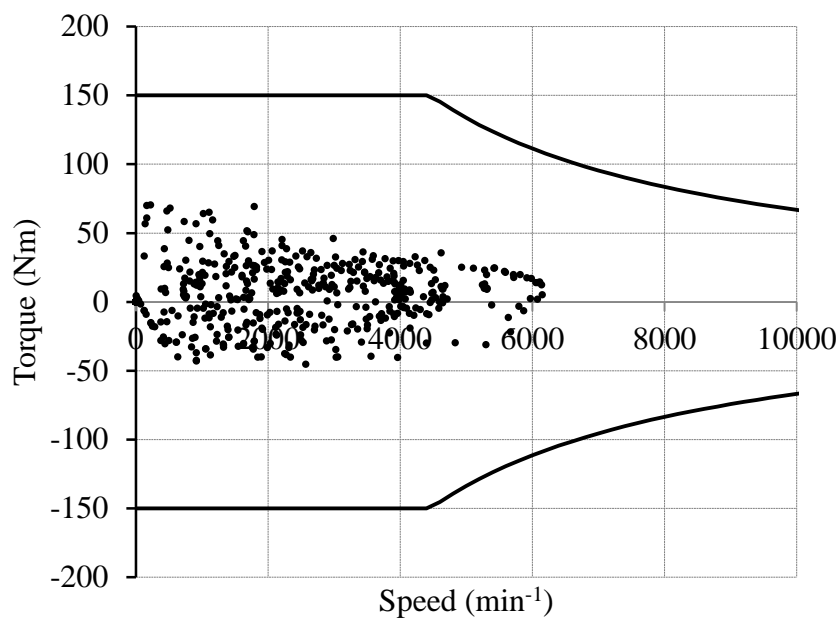


図 2.2 JC08 モードで走行時の EV モータの速度トルク特性における動作点のプロット

表 2.1 EV モータの諸元

Maximumn output	70 kW
Maximumn rotational speed	10000 min ⁻¹
Maximumn torque	150 Nm
Pole	10
Number of magnets per pole	2
Number of slots	12
Stator outer diameter	200 mm
Stator innner diameter	122 mm
Teeth width	17 mm
Back yoke thickness	10 mm
Rotor outer diameter	120 mm
Air-gap length	1 mm
Stack length	100 mm
Magnet width	15 mm
Magnet thickness	5 mm
Stator core materials	30JNE
Rotor core materials	30JNE
Material of permanent magnet	N37UZ
Remanent of manget	1.2 T
Number of turns per coil	20

図 2.3 は有限要素法解析(Finite Element Analysis: FEA)によって得られた EV 駆動用モータの 4000 min^{-1} 、 10 Nm 、電源電圧 400 V 、PWM キャリア周波数 15 kHz における損失内訳である。解析した PMSM の諸元は表 2.1 のとおりである。 4000 min^{-1} 、 10 Nm の動作条件は、JC08 モードにおいて頻繁に使用される動作条件である。FEA において、ヒステリシス損失係数と銅損失係数は、モータの引きずり損失の測定結果の周波数特性から算出した。摩擦損失と風損は着磁されていない永久磁石を用いたダミーロータの引きずり損失を用いて除去している。キャリア高調波鉄損の解析には、実測の電流波形を用いた。表 2.1 に示す通り、本動作点における出力トルクは最大トルクの約 7 % である。損失内訳を見ると、低トルクな動作点のため電流が小さく、損失全体に占める銅損の割合は 10 % 程度である。基本波成分の鉄損 (図 2.3 中の Stator iron loss と Rotor iron loss の和) と磁石損の和は比較的大きいが、回転数が最高回転数の半分以下ということもあり、損失全体に占める全体の 50 % 弱である。一方、キャリア高調波鉄損は損失全体の 40 % 以上を占め、損失全体で最も大きい。したがって、EV 駆動用モータの市街地走行における効率を向上するためには、キャリア高調波鉄損の低減が重要であることが分かる。

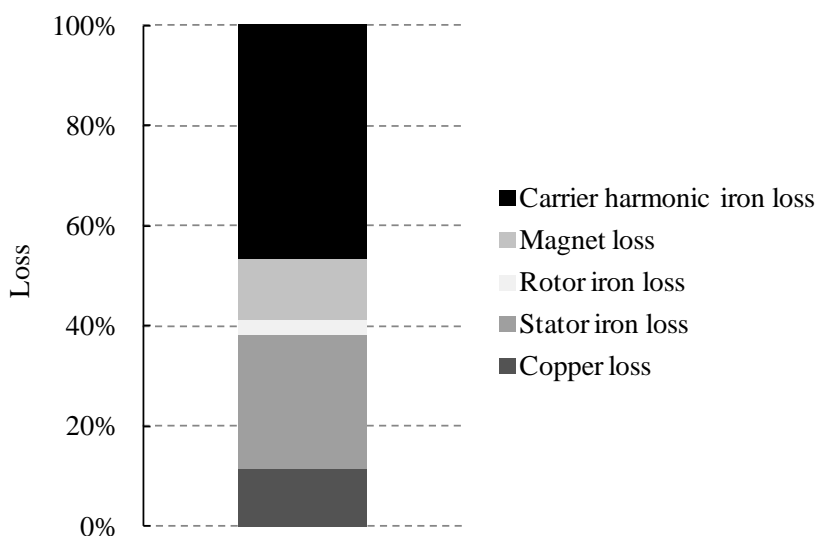


図 2.3 FEA による EV モータの損失内訳

2.2 低トルク領域における PWM キャリア高調波鉄損の低減

2.2.1 理論

ある周波数における鉄損 W_i は

$$W_i = \int_{\text{iron}} (w_{ih} + w_{ie}) dv = \int_{\text{iron}} (K_h f B_{\max}^{1.6} + K_e f^2 B_{\max}^2) dv \quad (2.1)$$

のように表すことができる。ここで、 w_{ih} と w_{ie} はそれぞれ単位体積あたりのヒステリシス損失とうず電流損失であり、 K_h と K_e はそれぞれヒステリシス損失係数とうず電流損失係数、 f は周波数、 B_{\max} は磁束密度の最大値である。ヒステリシス損失は周波数に比例し、うず電流損失は周波数の 2 乗に比例するため、鉄損は回転数が高くなり周波数が高くなることで大きくなるのがわかる。また、モータコア全体積の鉄損は鉄の体積と磁束密度の大きさに比例することがわかる。

モータの固定子コイルに鎖交する磁束は次のように表すことができる。

$$\phi = \sqrt{(L_d I_d + \phi_{\text{mag}})^2 + (L_q I_q)^2} \approx \phi_{\text{mag}} \left(L_d I_d \ll \phi_{\text{mag}}, \phi_{\text{mag}}^2 \gg (L_q I_q)^2 \right) \quad (2.2)$$

ここで、 ϕ 、 ϕ_{mag} 、 L_d 、 L_q 、 I_d 、 I_q は磁束、磁石磁束、d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンス、d 軸電流、q 軸電流をそれぞれ示す。インダクタンス L_d 、 L_q は EV 駆動用モータにおいては高速回転時にも限られた電圧で高い出力を得るために小さくなるように設計されている。このため、式 (2.2) における $L_d I_d$ と $L_q I_q$ は、低トルク時のように I_d 、 I_q が小さい場合には、 ϕ_{mag} に対して無視できるくらい小さい。

次に、PWM キャリア高調波電流波形を考える。簡単のため、単相交流電流モデルを仮定する。キャリア周波数がモータコイルの電氣的時定数よりも十分早い場合には、図 2.4 に示すように電流波形は直線で表すことができ、PWM キャリア高調波電流の振幅 i_c は以下の式のようなになる。

$$i_c = \frac{1}{2} t_{on} \tan \theta \quad (2.3)$$

ここで、 t_{on} は PWM スイッチングにおける電気角 1 周期の ON 時間の平均値で、 $\tan \theta$ は電流の傾きである。電流の傾きは印加電圧 v に比例し巻線インダクタンスに反比例する。したがって、

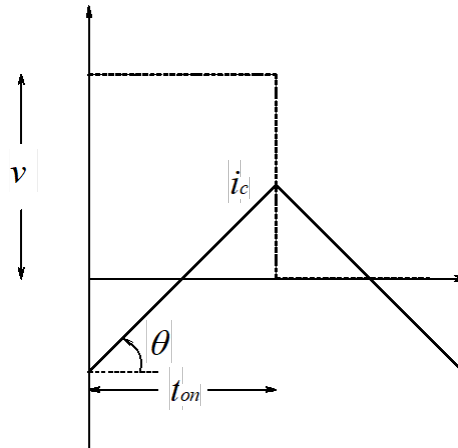


図 2.4 単純化したキャリア高調波電流のモデル

$$\tan \theta \propto \frac{v}{L} \quad (2.4)$$

$$v = V_{dc} - e \quad (2.5)$$

印加電圧 v は電源電圧 V_{dc} と端子電圧 e の差である。ここで、 t_{on} は PWM キャリア周波数 f_c と変調率 m を用いて、

$$t_{on} \propto \frac{m}{f_c} \quad (2.6)$$

のように表すことができる。式 (2.3) を式 (2.4) と式 (2.5) を用いて表すと、

$$i_c \propto \frac{1}{2} \frac{(V_{dc} - e)m}{f_c L} \quad (2.7)$$

であり、モータのある動作点において、システムにより直流電圧とキャリア周波数が決まると、PWM キャリア高調波鉄損は変調率 m で決定され、

$$m = \frac{\omega \phi}{V_{dc} \varepsilon} \quad (2.8)$$

のように表される。ここで、 ω は電気角速度であり、 ε は電圧利用率である。式 (2.7) , 式 (2.8) から、

$$i_c = k \frac{V_{dc} - e}{f_c L} \frac{\omega \phi}{V_{dc} \varepsilon} \quad (2.9)$$

式 (2.9) において、 f_c, L, e, ω , と V_{dc} は動作点が決まると一意に決まり、キャリア高調波電流 i_c が決まる。特に、低トルク領域では、式 (2.2)、式 (2.9) から、キャリア高調波電流は磁石磁束のみに影響を受けることが明らかになった。つまり、キャリア高調波鉄損は低トルク領域においては相電流に関係せずに決まる。

2.2.2 提案モータシステムの構成

キャリア高調波鉄損が低トルク領域において相電流に関係せずに磁石磁束で決まる特性を活かして、キャリア高調波鉄損を低減するモータシステムを提案する。提案モータシステムは2つの3相巻線のセットを有する。各相の巻線は固定子の異なるティースに巻かれた、集中巻の位相差巻2重3相構造 (図 1.7 (b)) となっている。モータの極スロットは10極12スロットである (図 2.5)。1群巻線と2群巻線の2つの群の3相巻線は周方向に交互にティースに巻かれている。1群巻線と2群巻線はそれぞれ独立した中性点を持ち、それぞれ独立した2つの3相インバータが接続される。そして、このモータシステムは、1群と2群の両方の群で駆動 (動作モード I) してもよいし、今回提案するように、1群と2群のどちらか一方だけで駆動 (動作モード II) してもよい。この構造は巻線切替え技術[34], [80], [83], [84]もしくは、多重インバータ駆動技術[9]を適用して実現できる。提案モータシステムは、要求トルクが中トルク以上の時には、動作モード I で駆動する。一方、要求トルクが低トルクの時には、動作モード II で駆動する。動作モード II では、モータの12個の巻線とティースのうち、6個は励磁されない。本モータでは、相コイルに鎖交する磁束とティースに鎖交する磁束がほぼ等しいが、励磁されないティースには電機子巻線磁束が鎖交しないため、PWM キャリア高調波鉄損が発生しない。式(2.1)から、鉄損が発生する体積が少なくなると鉄損が小さくなると考えられる。同じトルクにおいては、動作モード II は動作モード I の2倍の相電流が必要になる。しかし、前述のとおり、PWM キャリア高調波鉄損は低トルク領域においては磁石磁束に支配されて決まるので、相電流が2倍になっても変わらないと考えられる。

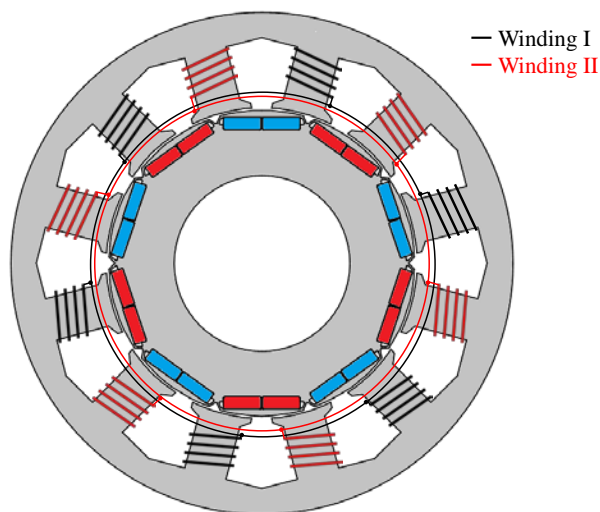


図 2.5 提案モータシステムの構成

2.2.3 提案モータシステムの効率検証

検証用モータの諸元は表 2.1 記載のとおりである。評価用として図 2.6 に示すように、モータコントローラ (Myway Plus PE-Expert 3)、2 つの 3 相インバータ (Myway Plus MWINV5022B) を用いた。モータへの入力電力はパワーアナライザ (Yokogawa WT1800) で検出し、相電流は電流センサ (LEM ITN600-S Ultrastab) で検出した。出力トルクと回転数は、トルク検出器 (Magtrol TMHS309/11) で検出した。

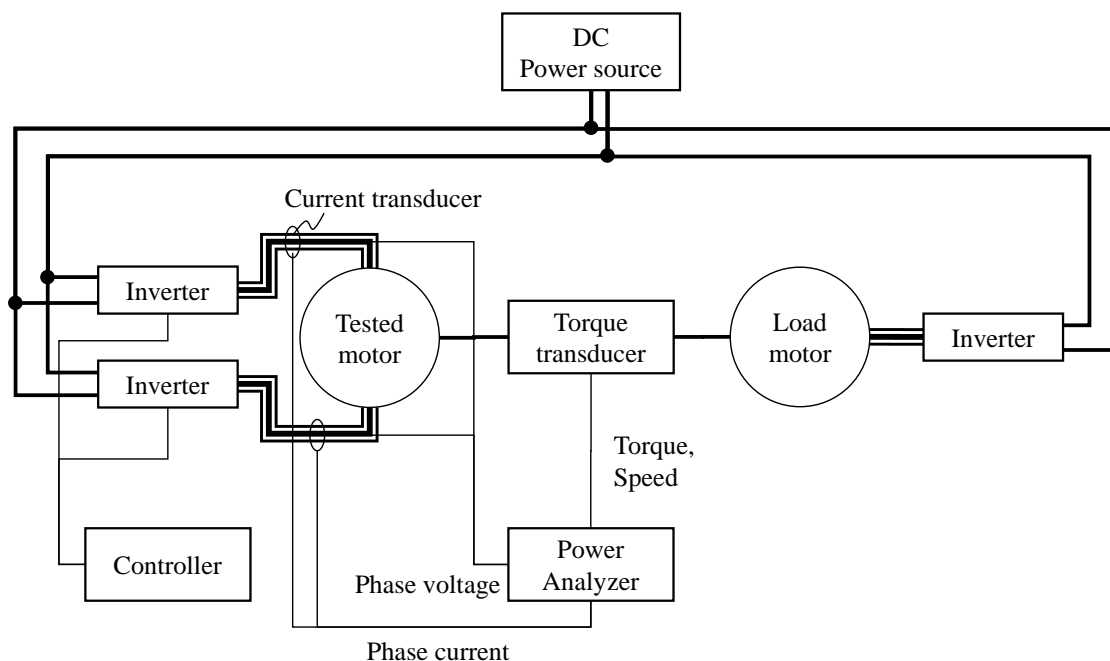
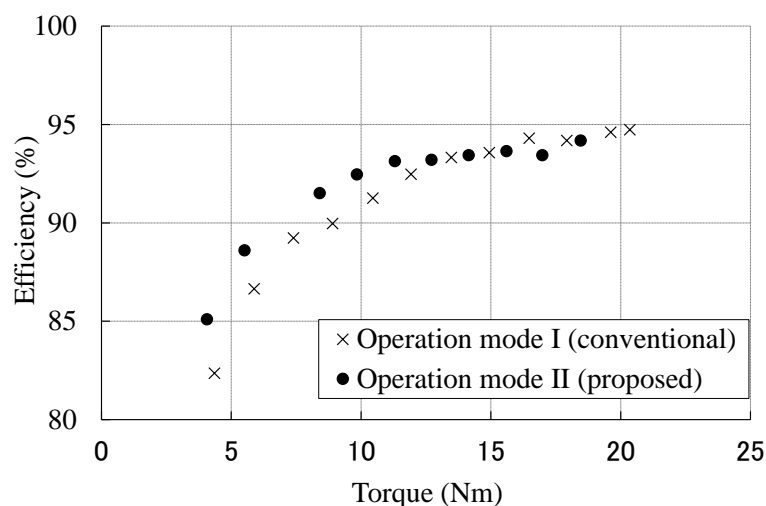
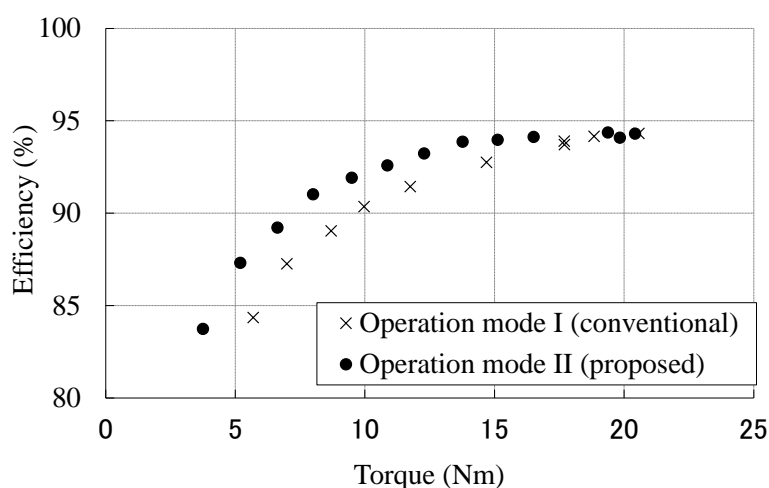


図 2.6 試作した PMSM の測定システム

図 2.7 は試験モータの動作モード I と動作モード II それぞれの 0~20 Nm までのトルクに対する効率の変化を示している。直流電源電圧は 400 V、PWM キャリア周波数 15 kHz で、回転数は 2000 min⁻¹ と 4000 min⁻¹ である。動作モード II では動作モード I よりも 2000 min⁻¹、4000 min⁻¹ 両方で効率が高くなっている。図 2.7 (a) に示すように、2000 min⁻¹ では、トルクが 15 Nm 以上になると動作モード I の方が動作モード II よりも高くなっている。一方、4000 min⁻¹ では約 20 Nm まで動作モード II の方が動作モード I よりも効率が高く、5 Nm 付近では動作モード II の効率は動作モード I の効率よりも約 3 % 高い。2000 min⁻¹ よりも 4000 min⁻¹ の方が、動作モード I に比べて動作モード II にすることによる効率向上の効果が大きい。いずれの回転数でも効果を確認することができた。効率向上の効果はトルクが小さい方が大きい。



(a) 2000 min⁻¹



(b) 4000 min⁻¹

図 2.7 測定した効率-トルク特性

図 2.8 と図 2.9 はそれぞれ、動作モード I と動作モード II の FEA と測定のトルクに対するモータ損失の推移である。いずれの結果も、2000 min^{-1} と 4000 min^{-1} の結果を比較しており、解析と測定で妥当な一致が得られている。この解析結果を用いて動作モード I と動作モード II の損失内訳を比較し、想定した原理通りに損失を低減できているかどうかを確認する。

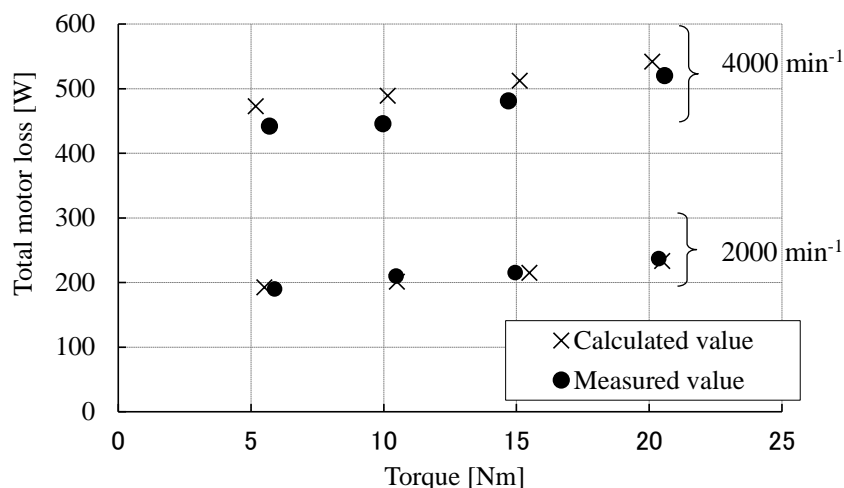


図 2.8 2000 min^{-1} と 4000 min^{-1} の動作モード I における FEA と測定のトルクに対するモータ損失

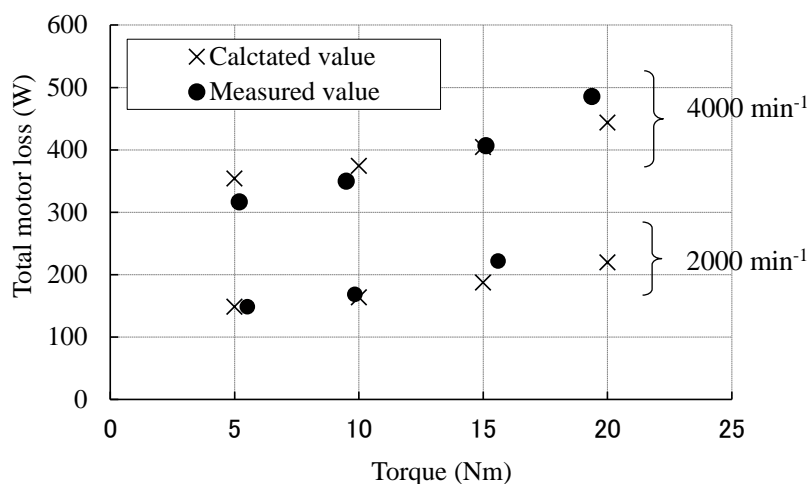


図 2.9 2000 min^{-1} と 4000 min^{-1} の動作モード II における FEA と測定のトルクに対するモータ損失

図 2.10 は 2000 min^{-1} の 5 Nm と 20 Nm における動作モード I と動作モード II の FEA による損失内訳を示す。 5 Nm においては、銅損が動作モード II のほうが動作モード I よりも小さい。これは、トルクを出すのに必要な電流は動作モード II では動作モード I の 2 倍必要である一方で、弱め電流は駆動している方の群のみで必要になるため、トータルの必要電流が小さいためである。 20 Nm においては、キャリア高調波鉄損は半減されているが銅損が増加しており、ほとんど低減効果が得られていない。弱め電流が低減できるのは 5 Nm と同様であるが、トルクが高くなっている分相対的にトルクを出すのに必要な電流が高くなっており、結果として動作モード I よりも動作モード II の方が銅損が増加している。トルクがこれよりも大きくなると、銅損の増加がキャリア高調波鉄損の低減を上回るため効率改善の効果がなくなる。図 2.11、図 2.12 に FEA による動作モード I と動作モード II のステータコアの鉄損密度分布を示す。解析条件は、電源電圧 400 V 、PWM キャリア周波数 15 kHz で、 4000 min^{-1} 、 10 Nm である。図 2.11 に示すように、動作モード I では、鉄損密度分布は、全てのティースとヨークに均等に分布している。一方、図 2.12 に示すように、動作モード II では、非励磁ティースとヨークの半分で鉄損密度分布が低減されており、励磁ティースでは動作モード I とほぼ同等の鉄損密度分布になっている。このことから、低トルク領域では 2 重 3 相 PMSM で片群のみで駆動することで、想定した原理通りにキャリア高調波鉄損を低減できていることが確認できた。

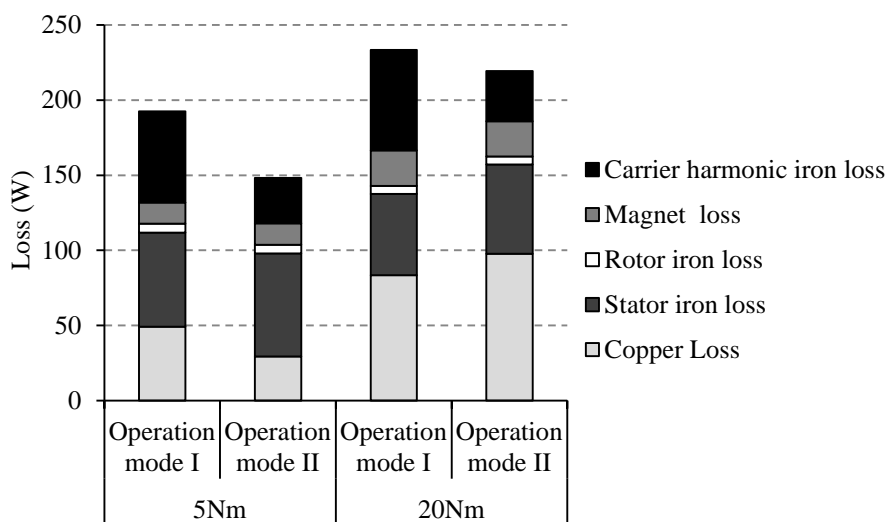


図 2.10 動作モード I と II の 2000 min^{-1} 、 5 Nm と 20 Nm における損失内訳の解析結果

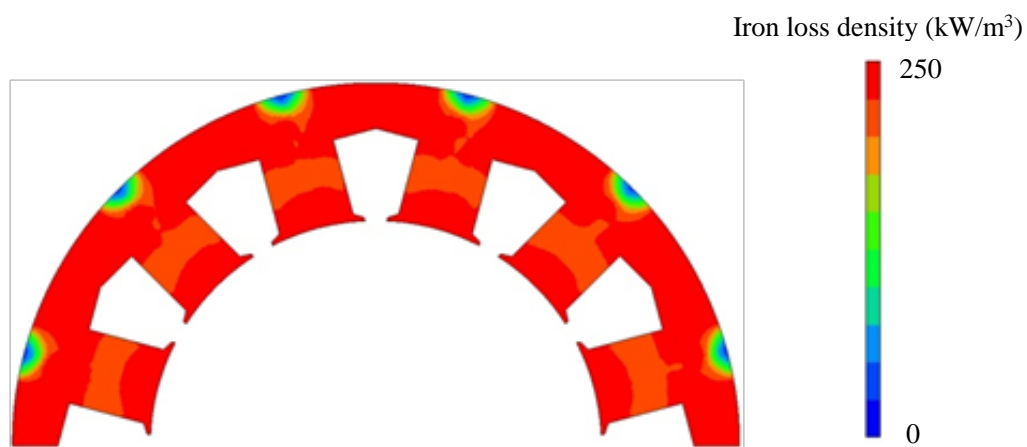


図 2.11 試験モータの動作モード I における鉄損密度分布の解析結果

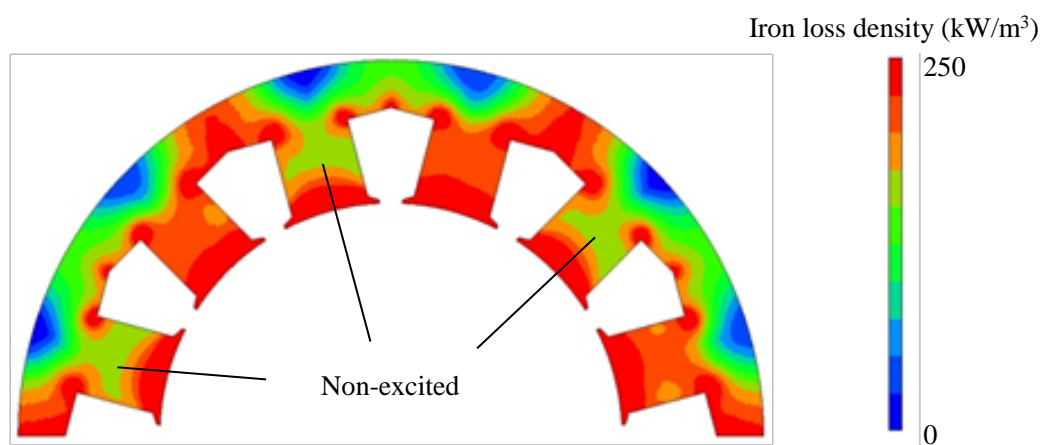


図 2.12 試験モータの動作モード II における鉄損密度分布の解析結果

図 2.13 は、FEA による 4000 min^{-1} 、 10 Nm における動作モード II の励磁ティースと非励磁ティースの損失を示している。キャリア高調波鉄損が低減している効果がこの図から確認できる。これらの結果から、低トルクではキャリア高調波電流 i_c は相電流が増加しても影響を受けないという式 (2.2) の仮定が正しいことが確認できる。基本波鉄損は磁石磁束によるものが主体であるため非励磁ティースでも励磁ティースとほとんど変わらず存在する。提案モータにおける動作モード I での速度-トルクに対する FEA による効率を図 2.14 に示す。高効率領域が中トルク付近にみられ、低トルクにおける効率はやや低い。 6500 min^{-1} 付近まで、この傾向は速度が増加すると顕著になる。図 2.15 は各動作点において、動作モード I と動作モード II の効率の良い方を選択した場合の速度-トルクに対する効率の推移を示している。黒の実線は動作モード I と動作モード II の境界線を示している。提案した損失低減技術は、低トルク領域で効果を発揮していることがわかる。効率向上効果がでるトルクは 6500 min^{-1} 付近までは速度が増加するにつれて増える。高速領域では、弱め電流が大きくなるため、銅損が支配的になる。同時に、式(2.2)の仮定が成り立たなくなるため、 6500 min^{-1} 以上では、効率向上効果があるトルクが減少するものと考えられる。JC08 モードにおける動作モード I だけで駆動した場合と動作モード I と動作モード II の良い方を選択して駆動した場合の消費電力を計算した。計算においては、摩擦損失と風損以外はモータですべて回生することを仮定した。表 2.2 に示すように、計算の結果、2.1%の改善が確認できた。

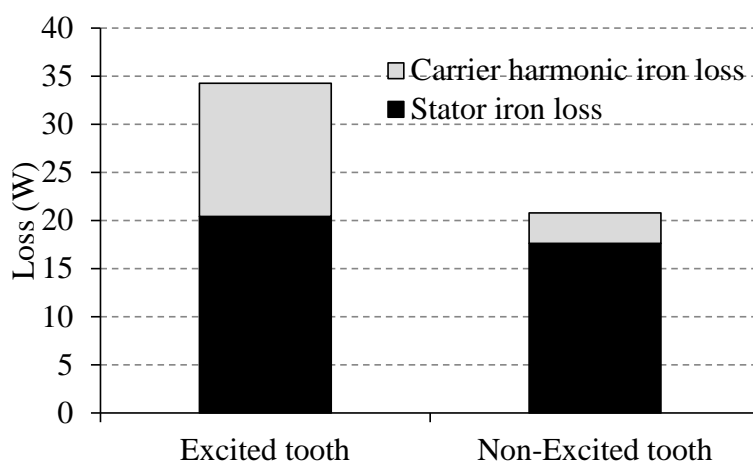


図 2.13 動作モード II における励磁ティースと非励磁ティースの鉄損の解析結果の比較

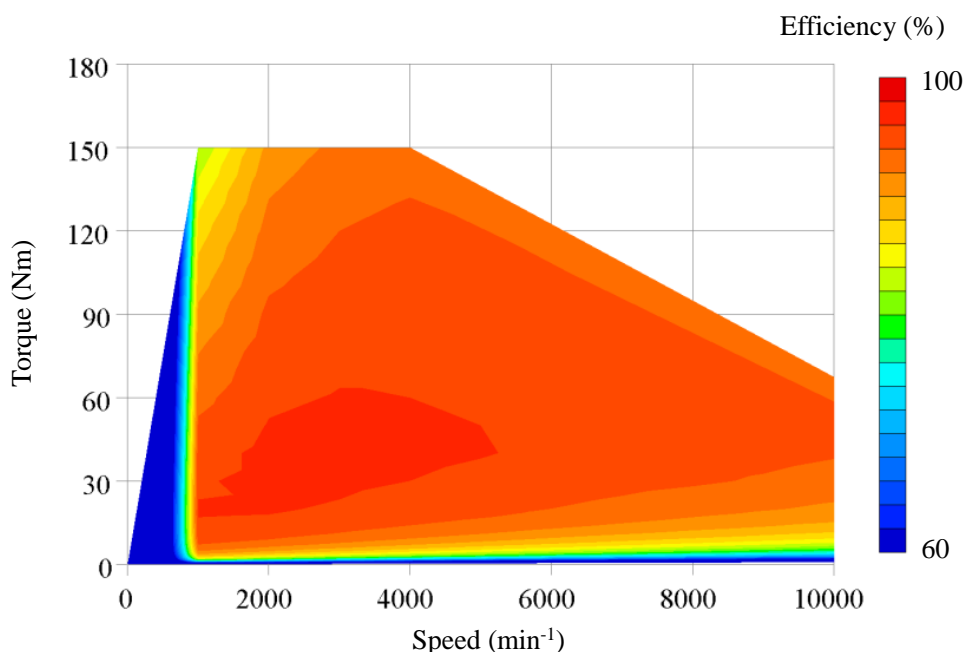


図 2.14 動作モード I における速度—トルクに対する効率特性の解析結果

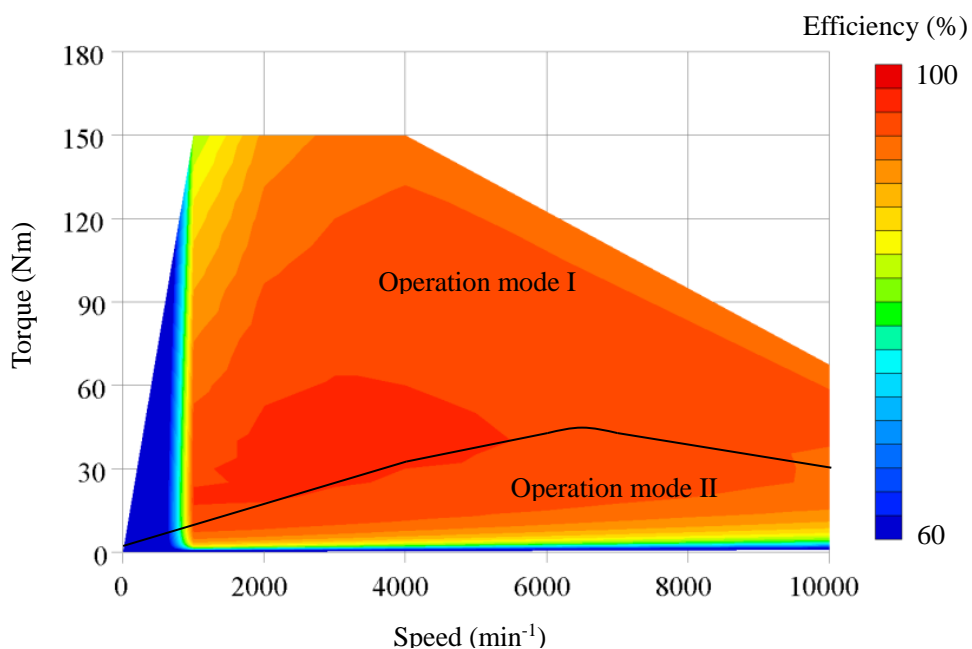


図 2.15 動作モード I と動作モード II を併用した際の速度—トルクに対する効率特性の解析結果

表 2.2 JC08 モードにおける消費電力の比較と改善率の解析結果

Consumed power energy (Hybrid mode)	451.7 Wh
Consumed power energy (Operation mode)	461.6 Wh
Difference in consumed power energy	9.8 Wh
Improvement rate	2.1 %

2.3 2 章のまとめ

キャリア高調波鉄損は PMSM の低トルク領域における総損失の 40~50 %をしめる。したがって、街乗りや燃費測定モードにおける EV の効率を向上するためには、PWM キャリア高調波鉄損を低減することが有効である。

本章では、まず、低トルク領域における PMSM のキャリア高調波鉄損の振る舞いを明らかにした。低トルク領域においては、キャリア高調波鉄損は相電流の値にほとんど依存せず、磁石磁束で決定される。また、ステータティースの磁束密度と鉄芯の体積に影響を受ける。このことを利用して、10 極 12 スロットの集中巻の位相差 2 重 3 相 PMSM を用いて、低トルク領域における鉄損低減技術を提案した。開発したモータは低トルク領域において 2 重 3 相の片群のみで駆動することで鉄損を低減することに成功した。4000 min⁻¹、5 Nm においては、従来の効率よりも 3%程度高い効率を得た。FEA による損失分布の検証により、非励磁ティースにおいて、キャリア高調波鉄損を低減できていることを確認した。燃費測定モードの 1 つである JC08 モードでは、走行における総損失を 2.1%低減できることを示し、本技術の有効性を確認した。

第3章 2重3相永久磁石同期モータの キャリア高調波位相差による性能向 上の提案

3.1 位相差 PWM による磁束密度高調波の振舞い

2重3相 PMSM において、ギャップ磁束密度の径方向成分 B_{gr} は、1群における径方向磁束密度 B_{gr1} と2群における径方向磁束密度 B_{gr2} の重ね合わせで表すことができる。 B_{gr1} と B_{gr2} はそれぞれ、空間高調波、時間高調波、キャリア高調波成分を含み、 B_{gr} はこれらの高調波成分の足し合わせで表現できる。

$$\begin{aligned}
 B_{gr}(k, n, m) &= B_{gr1}(k, n, m) + B_{gr2}(k, n, m) \\
 &= \sum_{a=1,2} \sum_k \sum_n \sum_m A_{gr}(k, n, m) \cos \{k(\theta - \alpha_a) - n(\omega t - \beta_a) - m(\omega_c t - \gamma_a) + \varphi(k, n, m)\}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

ここで、 k, n, m はそれぞれ、空間高調波、時間高調波、キャリア高調波の次数を表す。 A_{gr} と φ はそれぞれの次数の高調波の振幅と位相を表す。 θ は回転子位置、 ω は基本波の電気角速度、 ω_c はキャリアの電気角速度であり、 t は時間、 $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1, \alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ はそれぞれ1群と2群の、空間位相、時間位相、キャリア位相である。2重3相 PMSM のギャップの周方向磁束密度成分 $B_{g\theta}$ についても、式 (3.1) の径方向磁束密度成分と同様に表すことができる。

1群と2群の空間位相差 ($\alpha_1 - \alpha_2$)、時間位相差 ($\beta_1 - \beta_2$)、キャリア位相差 ($\gamma_1 - \gamma_2$) をそれぞれ α, β, γ とする。ここで、1群と2群の空間位相差は各群の同相コイル (U_1 相コイルと U_2 相コイル) の巻線されている周方向位置の電気角での位相差に相当する。また、1群と2群の時間位相差は各群の同相コイル (U_1 相コイルと U_2 相コイル) に通電される電流の基本波の電気角での位相差に相当する。さらに、1群と2群のキャリア位相差は図 3.1 に示す通り、1群と2群の PWM に用いる三角波の位相差である。これらの位相差を各高調波成分 k, n, m に対してコントロールすることで、ギャップの磁束密度高調波をコントロールすることができる。図 3.2 に VSI で給電する2重3相 PMSM の構成と群間位相差の説明を示す。

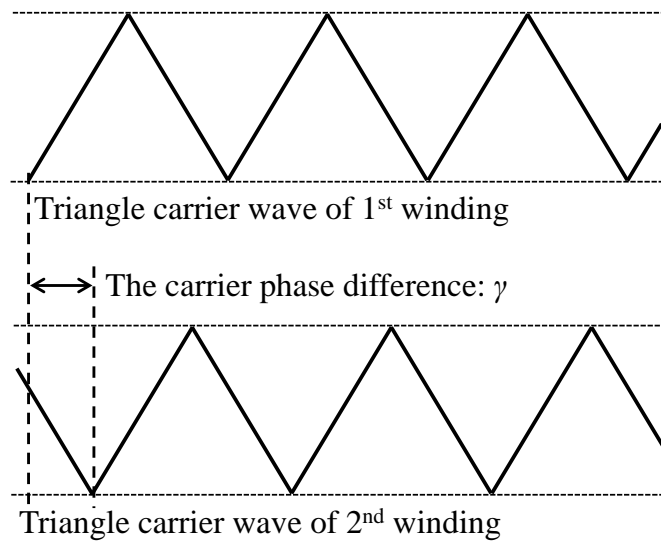


図 3.1 2重3相PMSMの1群と2群の三角波キャリアの位相差

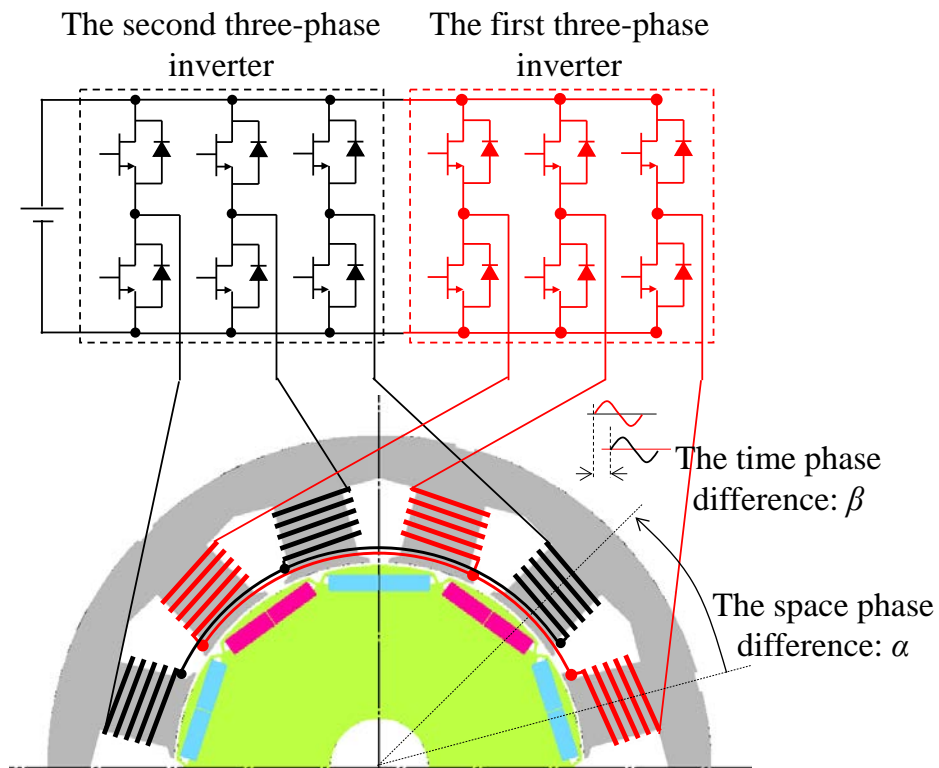


図 3.2 VSIで給電する2重3相PMSMの構造と群間位相差の説明

VSIで給電するPMSMでは、三角波比較による変調の結果として、相電流に $n\omega \pm m\omega_c$ となるキャリア高調波成分とその側帯波成分を含む[86]-[88]。 n と m の関係は、 $j = 0, 1, 2, \dots$ として、

$$\begin{aligned} n &= \pm(6j + 3 \pm 1), \text{ 複号同順; } m \text{ が奇数,} \\ n &= \pm(6j \pm 1), \text{ 複号同順; } m \text{ が偶数.} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ギャップ磁束密度は n が正のとき正相、 n が負のとき逆相を表す。3相モータにおいては、基本波は正相($n=1$)、2次成分は逆相($n=-2$)、3次成分は存在しない。4次以降は、正相、逆相、なし、を順番に繰り返す。なお、正相は時間的に回転子の回転方向と同じ向きに回転する成分であり、逆相は時間的に回転子の回転方向と逆向きに回転する成分である。ここで、キャリア高調波成分は空間高調波を含まないので、空間高調波次数は1($k=1$)である。したがって、上記を考え合わせると、キャリアの1次成分付近($m=-1$ または 1)には、 $-2\omega \pm \omega_c, 4\omega \pm \omega_c, -8\omega \pm \omega_c, \dots$ の高調波成分が存在する。また、キャリアの2次成分付近($m=-2$ または 2)には、 $\omega \pm 2\omega_c, -5\omega \pm 2\omega_c, 7\omega \pm 2\omega_c, \dots$ が存在する。

3.2 位相差 PWM によるキャリア音低減

3.2.1 理論

キャリア高調波成分の音（キャリア音）は、モータの電磁加振力がステータを加振することによって発生する。マクスウェル応力の方程式から、ステータ内径における電磁加振力の径方向成分 $f_r(\theta, t)$ は、ギャップ磁束密度の径方向成分 B_{gr} と周方向成分 $B_{g\theta}$ を用いて下記のようにあらわすことができる。

$$f_r(\theta, t) = \frac{B_{gr}^2(\theta, t) - B_{g\theta}^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (3.3)$$

ここで、式(3.3)において、下記の式(3.4)が成立すれば、空間 k 次・時間 n 次・キャリア m 次成分の1群におけるギャップ磁束密度 B_{gr1} と2群におけるギャップ磁束密度 B_{gr2} が逆位相になり、式(3.3)の電磁加振力が打ち消されるため、キャリア音を低減できると考えられる。

$$k\alpha - n\beta - m\gamma = \pm\pi \quad (3.4)$$

式(3.4)はキャリア高調波の1次と2次の主たる側帯波成分において、 γ について整理すると以下のようなになる。

1) キャリア1次高調波の側帯波成分 ($k=1, n=-2, m=\pm 1$)

a) $m=-1$

$$\gamma = \pm\pi - (\alpha + 2\beta) \quad (3.5)$$

b) $m=1$

$$\gamma = -(\pm\pi - (\alpha + 2\beta)) \quad (3.6)$$

2) キャリア2次高調波の側帯波成分 ($k=1, n=1, m=\pm 2$)

a) $m=-2$

$$\gamma = \frac{1}{2}(\pm\pi - (\alpha - \beta)) \quad (3.7)$$

b) $m=2$

$$\gamma = -\frac{1}{2}(\pm\pi - (\alpha - \beta)) \quad (3.8)$$

γ が各キャリア高調波次数の条件で上記式 (3.5) ~ (3.8) の条件を満足するとキャリア音を低減できるものと考えられる。 γ の値は、 α と β (図 3.2) の値によって変わる。 α の値は、モータの極スロットと2重3相の巻線配置が決まれば一意に決まる。例えば、2重3相PMSMでよく用いられる10対12系列(10極12スロットや20極24スロットなど)の集中巻や毎極毎相2(6極36スロットや8極48スロットなど)の分布巻で、位相差巻の場合は、 α の値は $\pi/6$ rad である。また、同相巻の場合は、あらゆる極スロットで α の値は 0 rad である。一方、 β の値は、極スロットや巻線配置とは関係なく、制御によって任意に変更可能である。一般的には、電流-トルク特性を最大にするために、巻線係数が最大となる $\alpha=\beta$ とすることが多い。

表 3.1 に、 $\alpha=\pi/6$ rad の位相差巻と $\alpha=0$ rad の同相巻で、それぞれ、 $\beta=\pi/6$ rad、0 rad としたときの各キャリア高調波でキャリア音を低減するための γ の値を示している。位相差巻で $\beta=\pi/6$ rad とした場合、キャリア1次高調波のどちらかの側帯波成分が $\gamma=\pi/2$ rad か $3\pi/2$ rad で低減することができる。また、キャリア2次高調波は両方の側帯波成分を $\gamma=\pi/2$ rad か $3\pi/2$ rad で低減することができる。つまり、位相差巻で $\beta=\pi/6$ rad とした場合、 $\gamma=\pi/2$ rad か $3\pi/2$ rad でキャリア1次高調波と2次高調波の4つの側帯波成分のうち、3つを低減することができる。一方、同相巻で $\beta=0$ rad とした場合、キャリア1次高調波の両方の側帯波成分を $\gamma=\pi$ rad で低減することができる。また、2次高調波の両方の側帯波成分を $\gamma=\pi/2$ rad か $3\pi/2$ rad で低減することができる。1次高調波と2次高調波の両方の成分を同時に低減す

ることができる γ は存在しない。

位相差巻でも同相巻でも $\alpha \neq \beta$ とすると、いずれの高調波次数でもキャリア音を低減できる γ は存在するが、同時に低減できる次数成分が減っていることがわかる。

表 3.1 キャリア高調波次数ごとのキャリア音を低減するキャリア位相差 γ の値

		Phase-shift windings		In-phase windings	
Space phase difference α		$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	0	0
Time phase difference β		$\frac{\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{6}$	0
Carrier phase difference γ	$-2f+f_c$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	π
	$-2f-f_c$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{3}$	π
	$f-2f_c$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{12}, \frac{17\pi}{12}$	$\frac{5\pi}{12}, \frac{17\pi}{12}$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$
	$f+2f_c$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{12}, \frac{19\pi}{12}$	$\frac{7\pi}{12}, \frac{19\pi}{12}$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$

3.2.2 原理検証用2重3相PMSMの構成

本研究では、図 1.7 (b) に示した、集中巻の位相差巻2重3相PMSMを原理検証機として用いる。諸元は表 3.2 の通りであり、20極24スロットの構成である。

表 3.2 位相差PWMによるキャリア音低減検証モータの諸元

Maximum output	70 kW
Maximum rotational speed	10000 min ⁻¹
Maximum torque	150 Nm
Number of poles	20
Number of slots	24
Stator outer diameter	250 mm
Rotor outer diameter	180 mm
Airgap length	0.8 mm
Stack length	100 mm
Number of turns per coil	17.5

3.2.3 測定結果

図 3.3 に示すように、表 3.2 の 20 極 24 スロットの集中巻の位相差 2 重 3 相 PMSM を試作しキャリア位相差を変化させたときの振動・騒音を測定した。表 3.3 に測定に使用した機器とそれぞれの型番を示す。

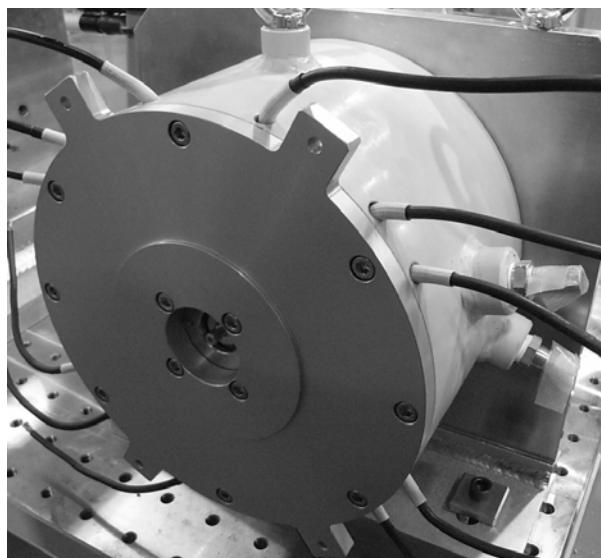


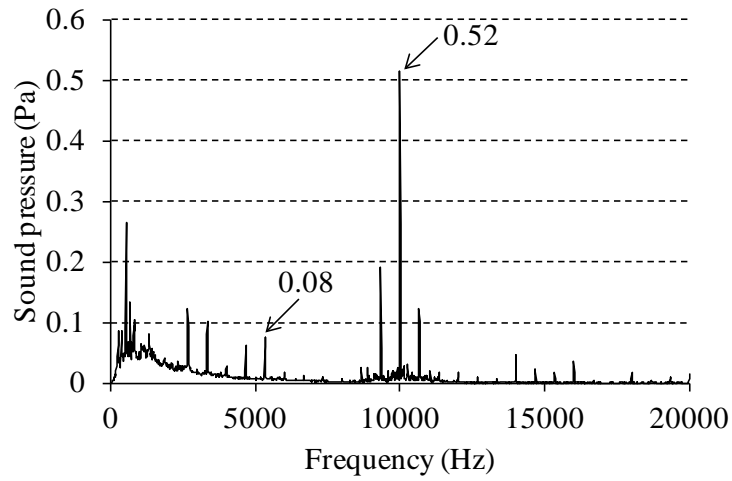
図 3.3 試作モータ（20 極 24 スロット集中巻の位相差 2 重 3 相 PMSM）

表 3.3 振動・騒音試験装置の使用機器と型番

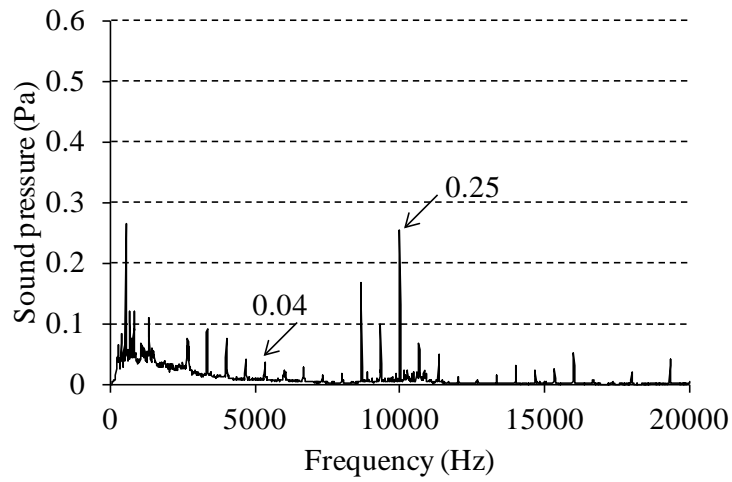
Instrument	Manufacturer	Model number
DC power source	Matsusada Precision	KRS650
Inverters	Myway plus	MWINV-5022B
Controller	Myway plus	PE-Expert 3
Torque transducer	Magtrol	TMHS312/11
Power analyzer	Yokogawa	WT3000
Current transducer	LEM	LEM ITN600-S Ultrastab
Microphone	Onosokki	MI-1233
Microphone pre-amplifier	Onosokki	MI-3110
Microphone amplifier	Onosokki	SR2000
Acceleration sensor	Onosokki	PI2910
Acceleration sensor amplifier	Teac	SA-611

図 3.4 は 2000 min⁻¹、40 Nm における騒音の測定結果を示している。キャリア周波数は 5 kHz で、1 群と 2 群の相電流の時間位相差 β は $\pi/6$ rad、1 群と 2 群のキャリア位相差 γ は 0, $3\pi/2$, π rad である。図 3.4 から、全ての結果で 525 Hz と 10 kHz に主たるピークがあることがわかる。525 Hz は試作モータの基本波成分の共振周波数と考えられる。10 kHz はキャリアの 2 次高調波である。また、キャリア周波数であり 5 kHz の整数倍の、5 kHz、10 kHz、15 kHz、20 kHz 付近にもピークが発生している。10 kHz の音圧はキャリア位相差 γ が 0, π rad でほとんど等しい。一方で、キャリア位相差 γ が $3\pi/2$ rad では、0 rad または π rad の時に比べて音圧が半減している。また、5 kHz 付近の音圧も同様に、キャリア位相差 γ が 0, π rad でほとんど等しいが、キャリア位相差 γ が $3\pi/2$ rad では、0 rad または π rad の時に比べて音圧が半減している。これは前述のとおり、この成分の電磁加振力が 1 群と 2 群で相殺されて低減されたためである。

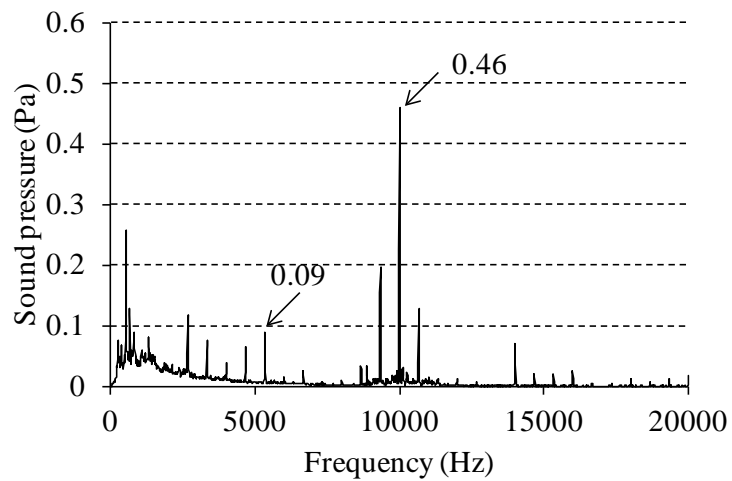
図 3.5 は、試作した 2 重 3 相 PMSM の β が $\pi/6$ rad のときの 1000 min⁻¹、2000 min⁻¹、3000 min⁻¹ における 10 kHz の音圧を示している。それぞれの条件において、キャリア位相差が 0 rad と π rad の結果はほとんど同じであり、 $3\pi/2$ rad の時は 0 rad と π rad の結果よりも小さい。これらの測定結果は、3.2.1 節の理論および表 3.1 にまとめた結果とよく一致しており、電磁加振力がキャリア位相差 γ を $3\pi/2$ rad にすることで 1 群と 2 群で相殺して低減できることを示している。これらの結果から、提案した理論はトルクや速度によらず成立することが確認できた。



(a) キャリア位相差 0 rad

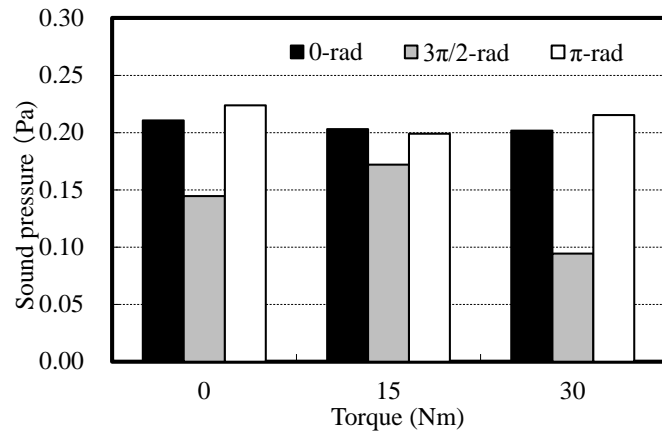


(b) キャリア位相差 $\pi/2$ rad

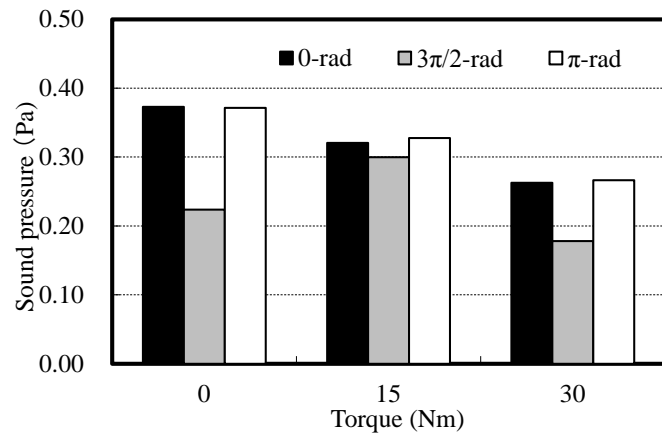


(c) キャリア位相差 π rad

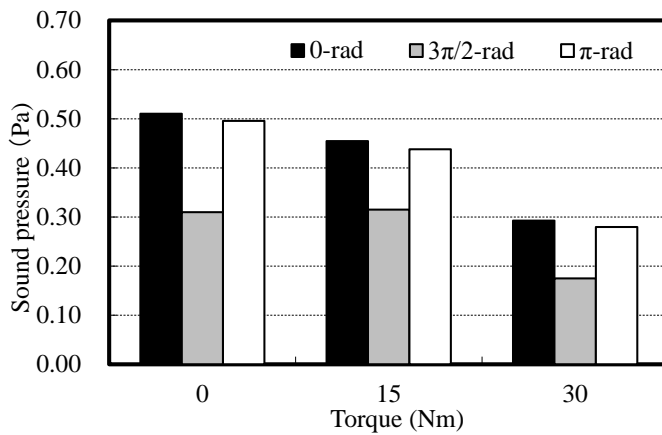
図 3.4 試作した2重3相PMSMの騒音測定結果



(a) 1000 min⁻¹



(b) 2000 min⁻¹



(c) 3000 min⁻¹

図 3.5 試作した2重3相PMSMのキャリア2次高調波付近の騒音とトルクの関係

図 3.6 は試作したモータの 1000 min^{-1} 、 15 Nm 、DC 電圧 400 V 、キャリア周波数 5 kHz 時間位相差 $\beta = \pi/6 \text{ rad}$ におけるキャリア位相差 γ に対する効率の特性を示している。モータ効率はキャリア位相差が $3\pi/2 \text{ rad}$ に近づくにつれて低下し、 $3\pi/2 \text{ rad}$ では 0 rad もしくは $\pi \text{ rad}$ に比べて 3.3% 低い。

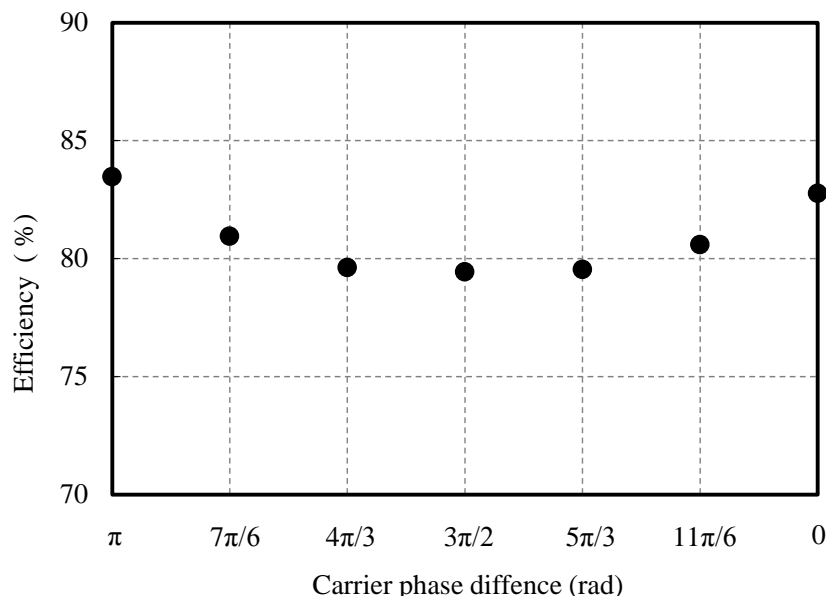
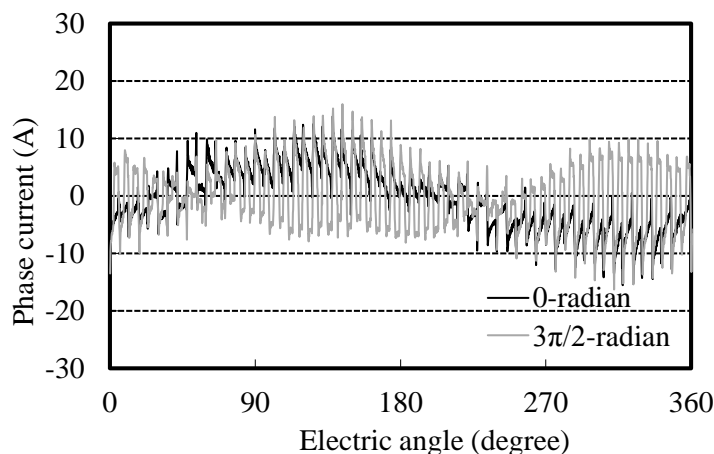


図 3.6 試作モータのキャリア位相差 γ に対する効率の特性

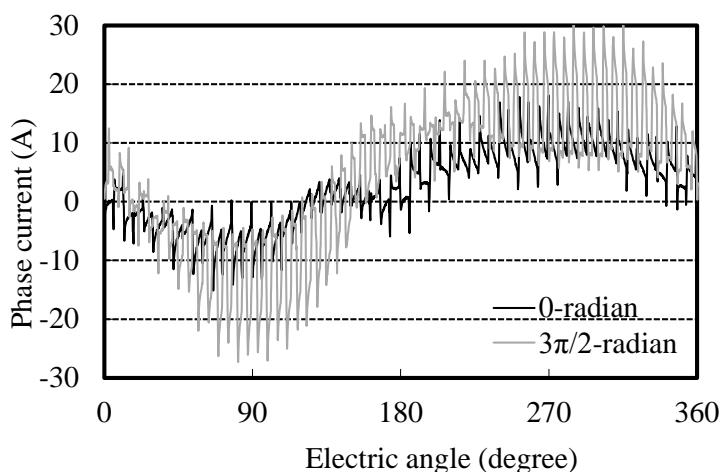
効率低下の原因について調べるために電流波形を解析した。図 3.7 は 1000 min^{-1} 、 15 Nm 、DC 電圧 400 V 、キャリア周波数 5 kHz 時間位相差 $\beta = \pi/6 \text{ rad}$ におけるキャリア位相差 $\gamma = 0 \text{ rad}$ と $3\pi/2 \text{ rad}$ の 1 群と 2 群の U 相の相電流の波形である。キャリア位相差 γ が 0 rad のときに比べて $3\pi/2 \text{ rad}$ では電流のリプルが増加していることが見て取れる。詳細を分析するために、相電流波形の周波数分析を行った。図 3.8 は 1000 min^{-1} 、 15 Nm 、DC 電圧 400 V 、キャリア周波数 5 kHz 、時間位相差 $\beta = \pi/6 \text{ rad}$ における、測定した電流波形のキャリア 1 次近傍、キャリア 2 次近傍、キャリア 3 次近傍、キャリア 4 次近傍それぞれの、周波数分析結果である。キャリア周波数付近では、キャリア位相差 $\gamma = 0 \text{ rad}$ では、 $\omega_c \pm 2\omega$ 成分 (4666.7 Hz 、 5333.3 Hz) が大きいことが 3.1 で説明した通りに確認できる。キャリア位相差 $\gamma = 3\pi/2 \text{ rad}$ では、 $\omega_c + 2\omega$ 成分 (4666.7 Hz) がわずかに増加し、 $\omega_c - 2\omega$ 成分 (5333.3 Hz) が減少している。これは、式(3.5)、式(3.6)から、1 群と 2 群が作るギャップ磁束密度の $\omega_c + 2\omega$ 成分が打ち消し合い、入力インピーダンスが低下する。もし電圧波形にこの成分が存在すると、この成分の電流は増加する。反対に、1 群と 2 群が作るギャップ磁束密度の $\omega_c - 2\omega$ 成分は強め合い、この成分の入力インピーダンスは増加し、電流は減少する。キャリアの 2 倍の周

波数付近では、キャリア位相差 $\gamma = 0 \text{ rad}$ のとき、 $2\omega_c \pm \omega$ 成分 (9833.3 Hz、10166.7 Hz) が大きいことが 3.1 で説明した通りに確認できる。キャリア位相差 $\gamma = 3\pi/2 \text{ rad}$ では、 $2\omega_c \pm \omega$ 成分が増加している。これは、式(3.7)、式(3.8)から、1群と2群が作るギャップ磁束密度の $2\omega_c \pm \omega$ 成分が打ち消し合い、入力インピーダンスが低下するためである。同様に、キャリアの3倍の周波数付近および4倍の周波数付近でも、キャリア位相差が変わることによって、相電流に含まれる高調波が変化している。

上記分析のように、1群と2群のギャップ磁束密度の高調波成分が打ち消し合うことによってインピーダンスが低下し、キャリア高調波電流リップルが増加することによって、鉄損と銅損が増加して効率が低下するものと考えられる。

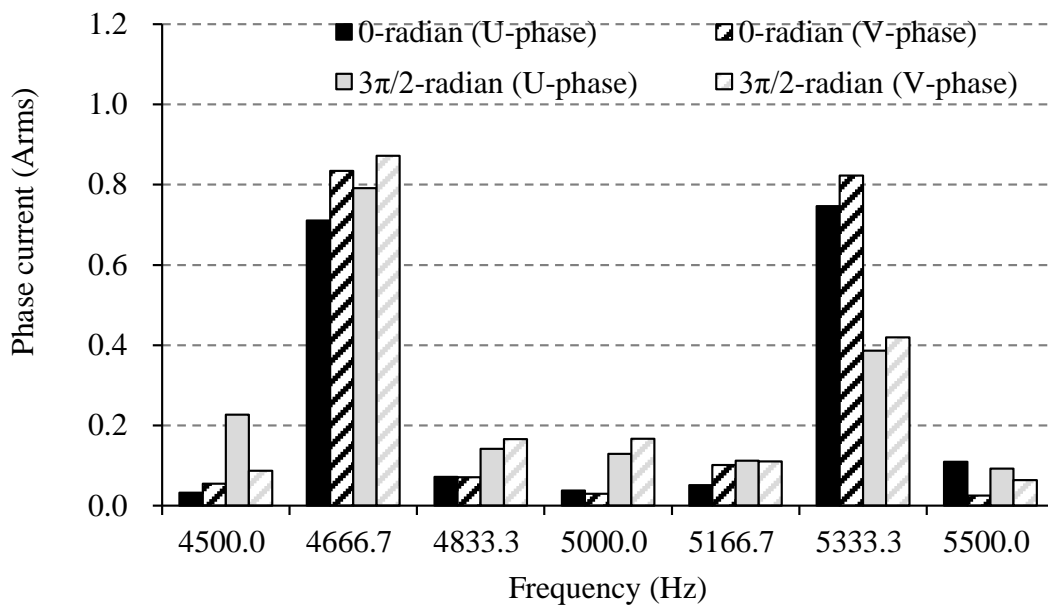


(a) 1群 U 相電流波形

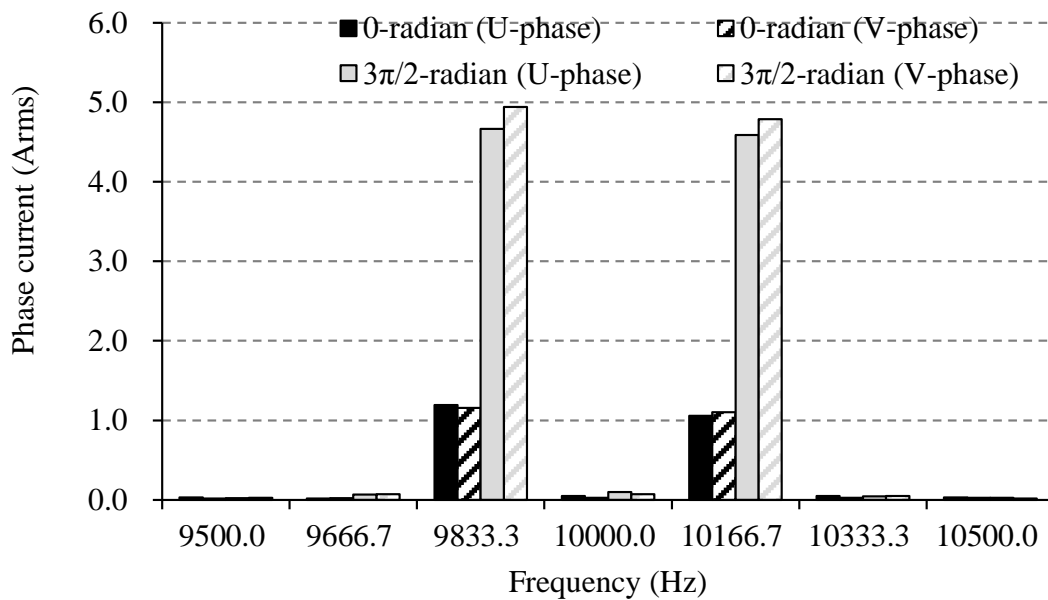


(b) 2群 U 相電流波形

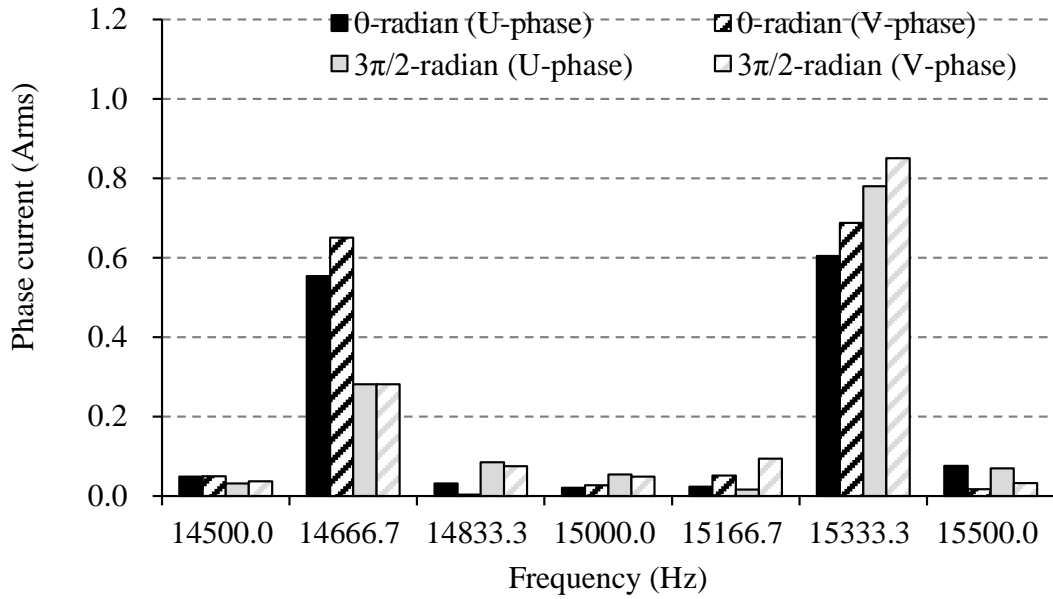
図 3.7 試作モータの電流波形測定値



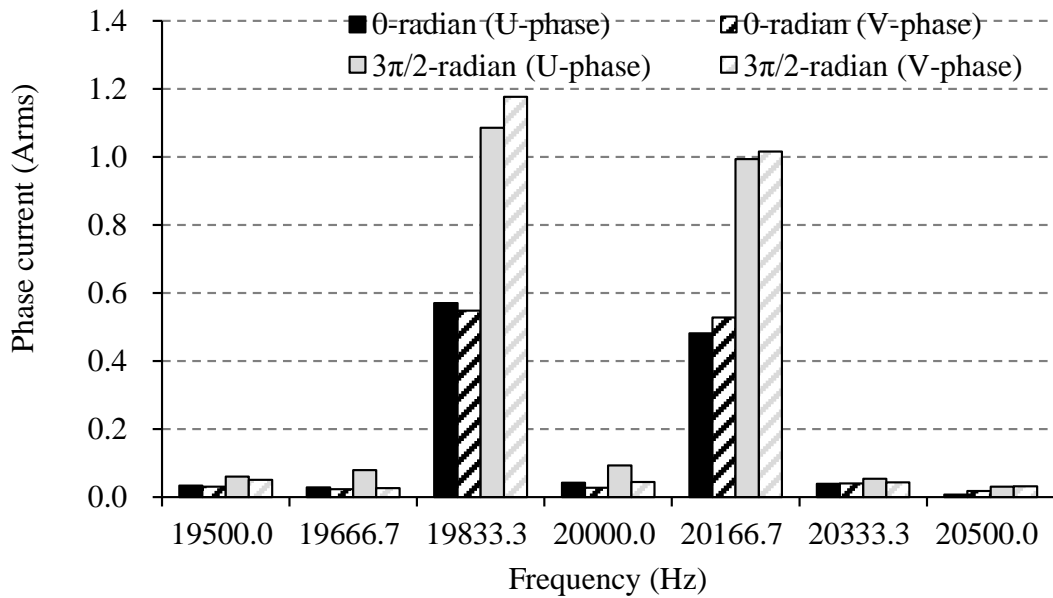
(a) キャリア周波数付近



(b) キャリア2次高調波付近



(c) キャリア 3 次高調波付近



(d) キャリア 4 次高調波付近

図 3.8 試作モータの相電流波形測定値の周波数分析結果

3.3 位相差 PWM によるキャリア損低減

3.3.1 理論

VSIで給電するPWM制御のモータでは、鉄芯でのキャリア高調波周波数の磁束密度変動によってキャリア高調波鉄損が発生する。磁束密度変動は、キャリア高調波電圧によって励振されるキャリア高調波電流によって生み出される。キャリア高調波鉄損を低減するための1つの効果的な手法は、磁束密度変動を低減するか、PWMキャリア高調波電流を低減するかである。このためには、オームの法則から、ある電圧に対して、モータの入力インピーダンスが高くなればよい。同時に、モータの基本波成分の入力インピーダンスは、出力範囲を低下させないために、従来同等でなければならない。キャリア高調波周波数領域では、インダクタンスは入力電圧の支配的なファクターであり、インダクタンスは、ギャップの磁束密度に大きく影響を受ける。つまり、ギャップ磁束密度を増加させることで入力電圧を増加させることができる。基本波成分のインダクタンスを変えずにキャリア高調波成分のインダクタンスを増加させるために、2重3相PMSMの特性を活用して、ギャップ磁束密度のキャリア高調波成分を設計する。

キャリア高調波の入力インピーダンスを大きくするためには、1群と2群の磁束密度のキャリア高調波成分が強め合うようにすればよい。つまり、1群と2群のギャップ磁束密度のキャリア高調波成分が同相であればよいので、下記を満たせばよいことになる。

$$k\alpha - n\beta - m\gamma = 0 \quad (3.9)$$

1) キャリア高調波の側帯波成分 ($k = 1, n = -2, m = \pm 1$)

a) $m = -1$

$$\gamma = -(\alpha + 2\beta) \quad (3.10)$$

b) $m = 1$

$$\gamma = \alpha + 2\beta \quad (3.11)$$

2) キャリア2次高調波の側帯波成分 ($k = 1, n = 1, m = \pm 2$)

a) $m = -2$

$$\gamma = -(\alpha - \beta) / 2 \quad (3.12)$$

b) $m = 2$

$$\gamma = (\alpha - \beta) / 2 \quad (3.13)$$

α と β が決まれば式(3.10) - 式(3.13)からそれぞれの次数のキャリア高調波鉄損を低減するための γ が決まる。

$$\beta = -\alpha/2, \gamma = 0 \text{ or } \beta = (\pi - \alpha)/2, \gamma = \pi \quad (3.14)$$

表 3.4 に、 $\alpha = \pi/6$ rad の位相差巻と $\alpha = 0$ rad の同相巻で、それぞれ、 $\beta = \pi/6$ rad、 0 rad としたときの各キャリア高調波でキャリア音を低減するための γ の値を示している。位相差巻で $\beta = \pi/6$ rad とした場合、キャリア 1 次高調波のどちらかの側帯波成分が $\gamma = \pi/2$ rad か $3\pi/2$ rad で低減することができる。また、キャリア 2 次高調波は両方の側帯波成分を $\gamma = 0$ rad か π rad で低減することができる。つまり、位相差巻で $\beta = \pi/6$ rad とした場合、1 次高調波と 2 次高調波の両方の成分を同時に低減することができる γ は存在しない。一方、同相巻で $\beta = 0$ rad とした場合、キャリア 1 次高調波の両方の側帯波成分を $\gamma = 0$ rad で低減することができる。また、2 次高調波の両方の側帯波成分を $\gamma = 0$ rad か π rad で低減することができる。つまり、同相巻で、 $\beta = 0$ rad とした場合、 $\gamma = 0$ rad で 1 次高調波と 2 次高調波の 4 つのすべての側帯波成分のキャリア損を低減することができる。

位相差巻でも同相巻でも $\alpha \neq \beta$ とすると、いずれの高調波次数でもキャリア音を低減できる γ は存在するが、同時に低減できる次数成分が減っていることがわかる。

表 3.4 キャリア高調波次数ごとのキャリア損を低減するキャリア位相差 γ の値

		Phase-shift windings		In-phase windings	
Space phase difference α		$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	0	0
Time phase difference β		$\frac{\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{6}$	0
Carrier phase difference γ	$-2f + f_c$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	0
	$-2f - f_c$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{11\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{3}$	0
	$f - 2f_c$	$0, \pi$	$\frac{5\pi}{12}, \frac{11\pi}{12}$	$\frac{11\pi}{12}, \frac{23\pi}{12}$	$0, \pi$
	$f + 2f_c$	$0, \pi$	$\frac{\pi}{12}, \frac{13\pi}{12}$	$\frac{\pi}{12}, \frac{13\pi}{12}$	$0, \pi$

3.3.2 解析による原理検証

$\alpha = \beta$ の場合式(3.7), (3.8)から、キャリア2次高調波付近では、下記のようになる。

$$\beta = \alpha, \gamma = 0 \text{ or } \beta = (\alpha - \pi), \gamma = \pi/2. \quad (3.15)$$

FEAにより、10極12スロット集中巻の位相差2重3相PMSMを例に前節の理論を検証する。解析条件は、直流電源電圧が400 V、モータの回転数は3000 min^{-1} である。解析の収束性を高めるために、キャリア周波数は、モータの基本波周波数である250 Hzの整数倍かつ、3の倍数であることを条件に、基本波周波数の21倍の5.25 kHzとした。

本解析においては、キャリア高調波における2重3相の群間相互干渉を模擬するために、モータ端子にPWM制御を模擬した電圧を印加して計算しなければならない。このような計算方法としては従来大きく3つの方法がある。1つは制御と磁界を連成して解析する方法である。インバータ回路の過渡現象や制御のフィードバックゲインなどによる影響を模擬した解析ができるというメリットがあり、磁界解析も過渡解析を行うためにうず電流がインダクタンスに与える影響も模擬できる。一方で、解析モデル作成や計算の実行に非常に時間がかかるというデメリットがある。2つ目は磁界解析でモータモデルを作成し、モータモデルを回路の一部として解析することで電圧波形を得て、この電圧波形を入力として磁界解析を行う方法である。この方法では、回路解析と磁界解析の時間刻みを別々に設定できるため、1つ目の方法よりも早く解析することができるというメリットがある。一方で、電圧波形を作る際の解析には、正弦波の電流を与えた磁界解析の結果を用いるので、うず電流がインダクタンスに与える影響は電圧波形には反映できない。電圧入力の磁界解析ではうず電流の影響を考慮できるものの、1つ目の方法に比べると解析精度が低下するというデメリットがある。3つ目の方法は、PWMの基本的なロジックに沿って、磁界解析で得た所望の動作点に要求される正弦波の電圧からPWMの電圧波形を算出し、この電圧波形を入力として磁界解析を行う方法である。この方法は最も解析負荷が小さく高速に計算することができるが、インバータ回路や制御の影響を考慮できないというデメリットと、フィードバックにより正弦波の電流を得るということができないというデメリットがある。

本研究では、3つ目の方法に修正を加えることで正弦波電流を得ることを可能とした方法を提案し、解析を行う。なお、インバータ回路や制御の影響を考慮できないというデメリットは、本研究では、インバータ回路や制御による影響を排除して理論を検証できる方法としてメリットとなっている。

解析手法を説明する。まず初めに、図 3.9に示すような正弦波電流入力の静解析にて、 I_d 、 I_q を変化させてそれぞれの条件に対する φ_d 、 φ_q 、トルク、ヒステリシス損、うず電流損を算出し、速度-トルクに対して、それぞれの点でモータの効率を最大にする最適な I_d 、 I_q を求める。次に、キャリア高調波を考慮した詳細な解析をしたい回転数、トルクにおいて、前期で得られた I_d 、 I_q の条件の正弦波電流を与えた電磁界解析により、図 3.10に示すような、モータの端子に発生する高調波を含んだ電圧波形を算出する。そして、1群2群の各相電圧

をそれぞれ、図 3.11に示すような、所望の電源電圧、周波数の三角波キャリアと比較することで（図 3.12）、正弦波電流を流すために必要なPWM電圧波形を得る（図 3.13）。この電圧波形をモータ端子に与えて過渡解析を行うことで、簡易的にキャリアの影響を考慮した解析を行うことができる。

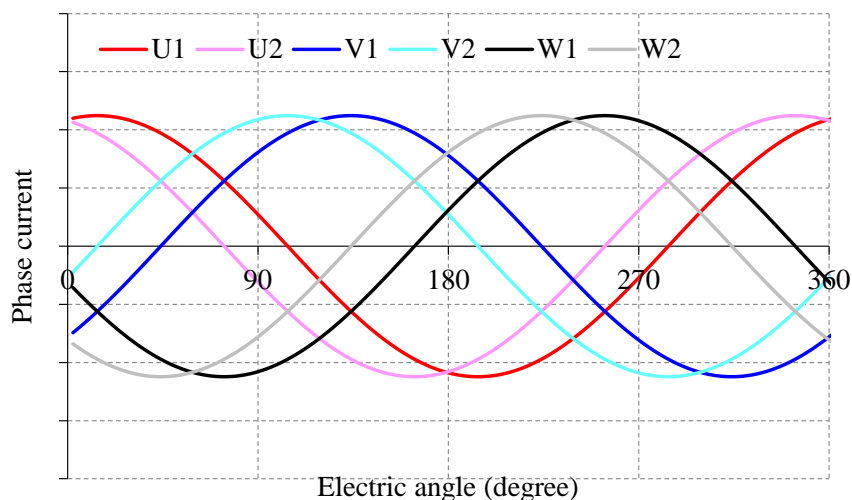


図 3.9 相電圧波形算出のための正弦波電流波形

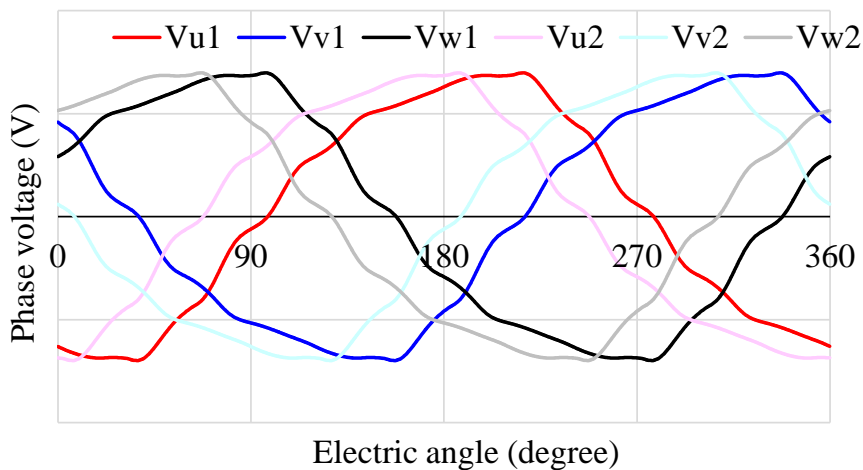


図 3.10 正弦波電流通電時の相電圧波形

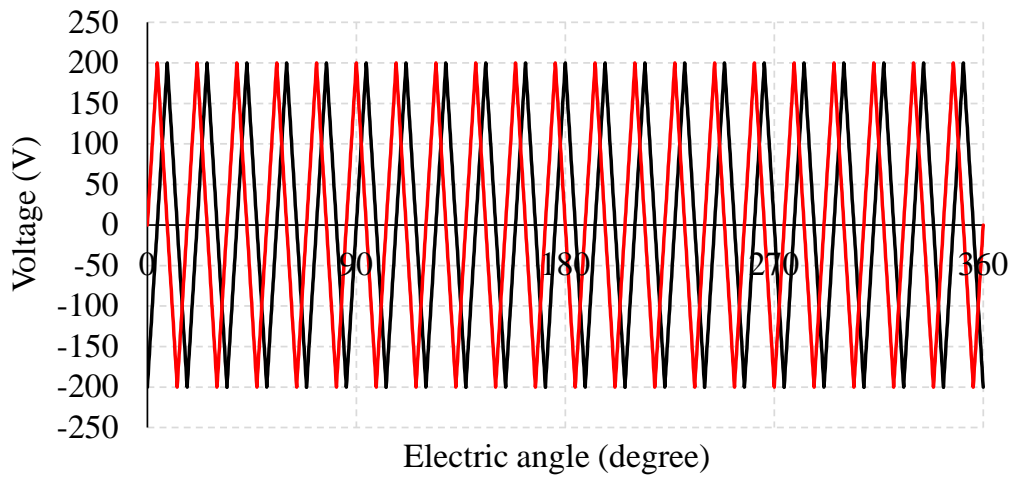
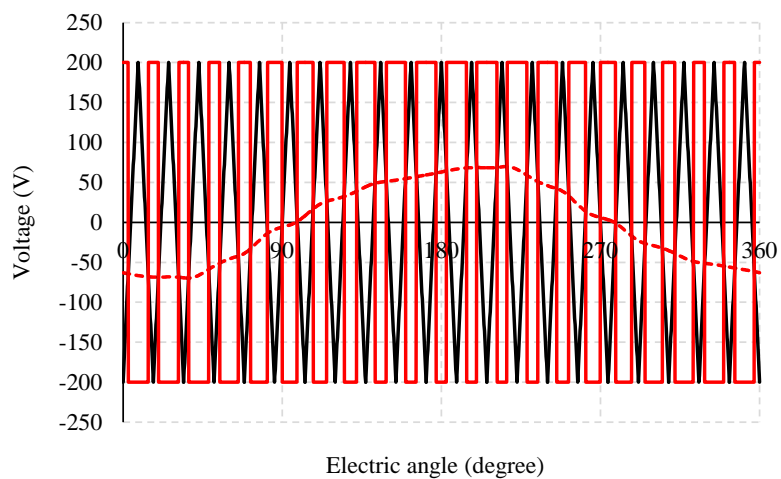
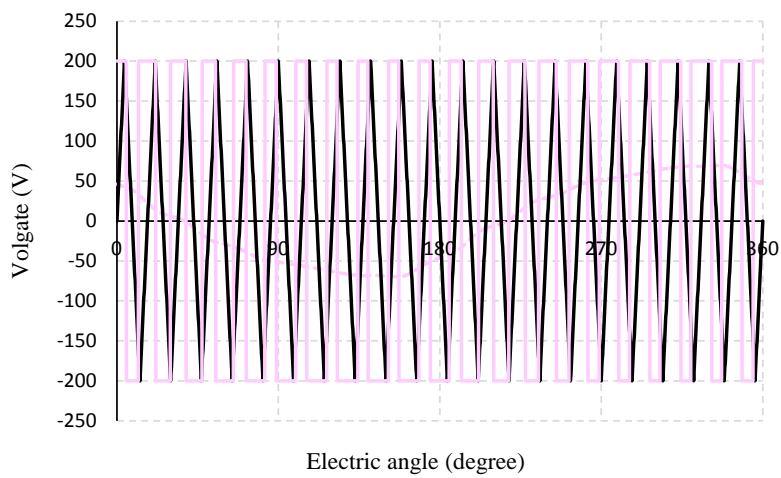


図 3.11 三角波キャリア波形

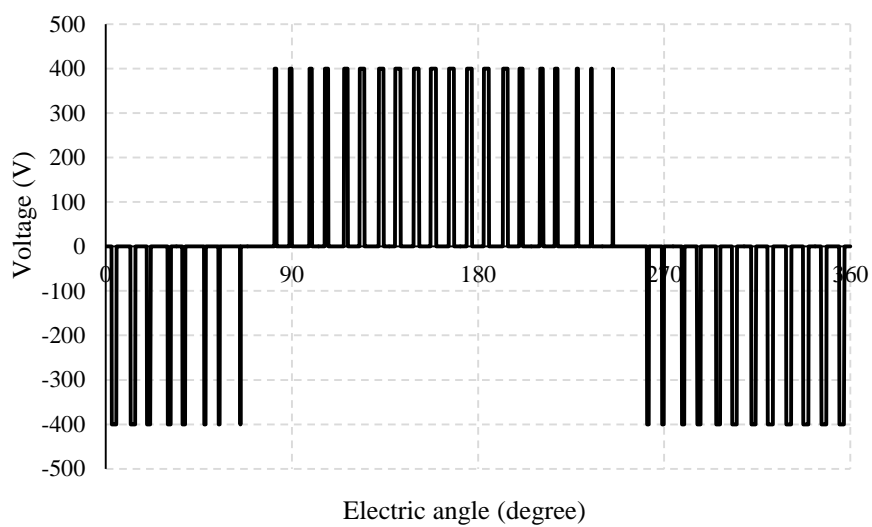


(a) U1電圧波形

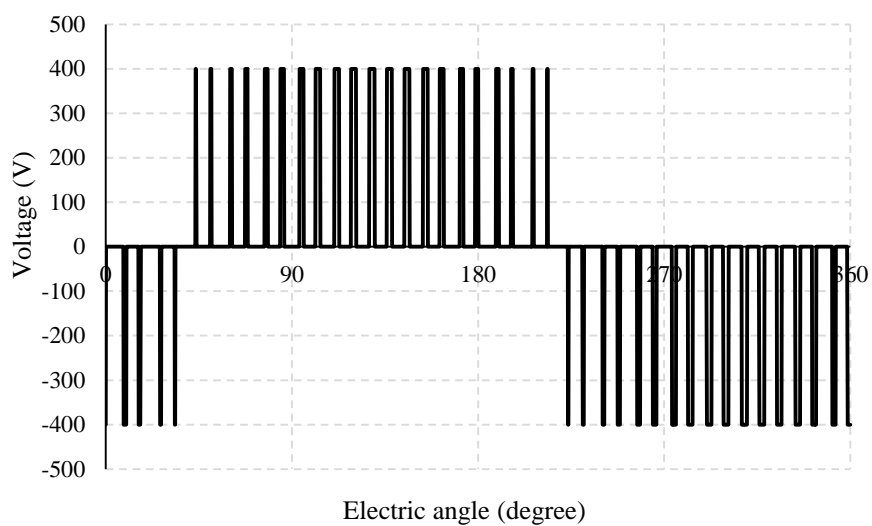


(b) U2電圧波形

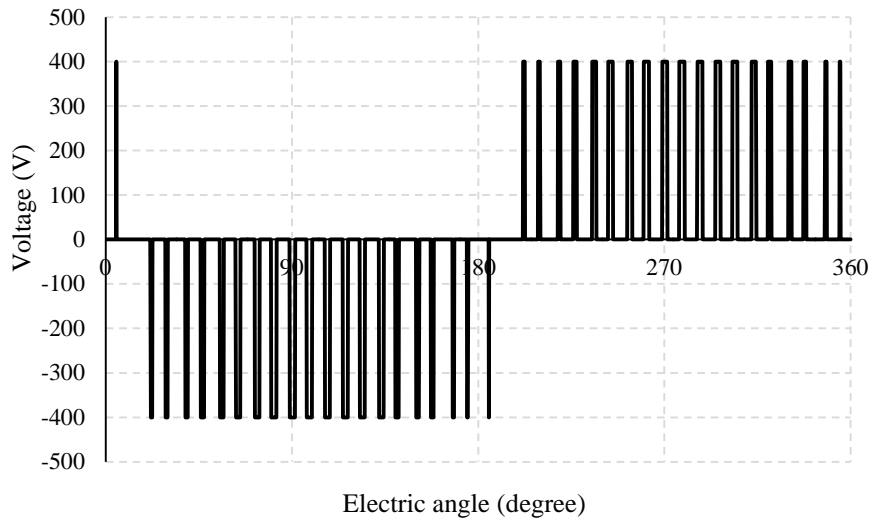
図 3.12 三角波比較による正弦波 PWM 変調



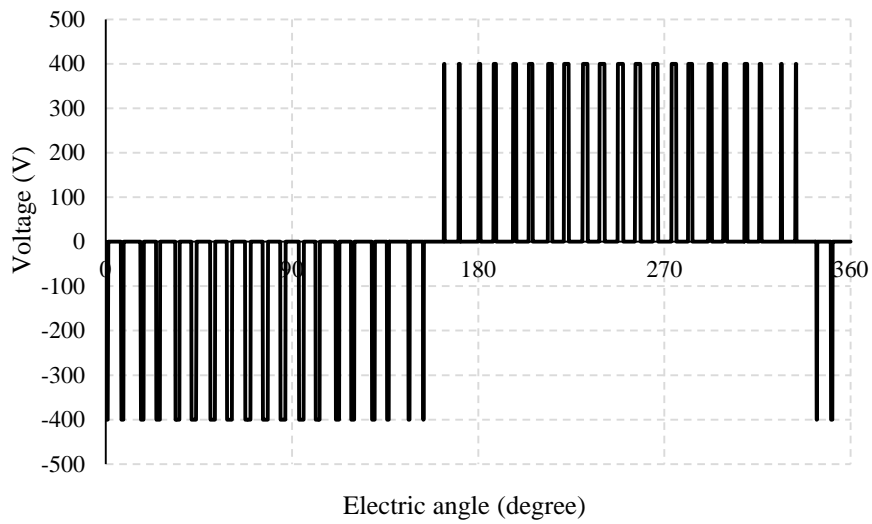
(a) U1-V1



(b) U2-V2



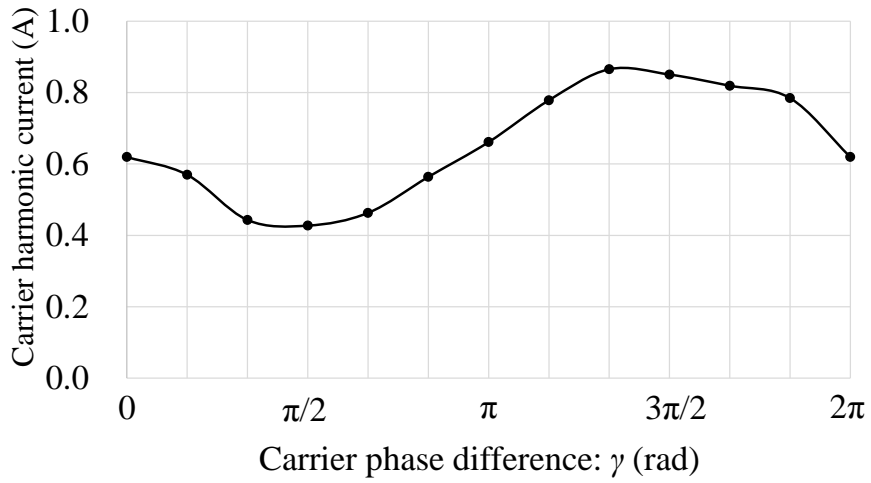
(c) V1-W1



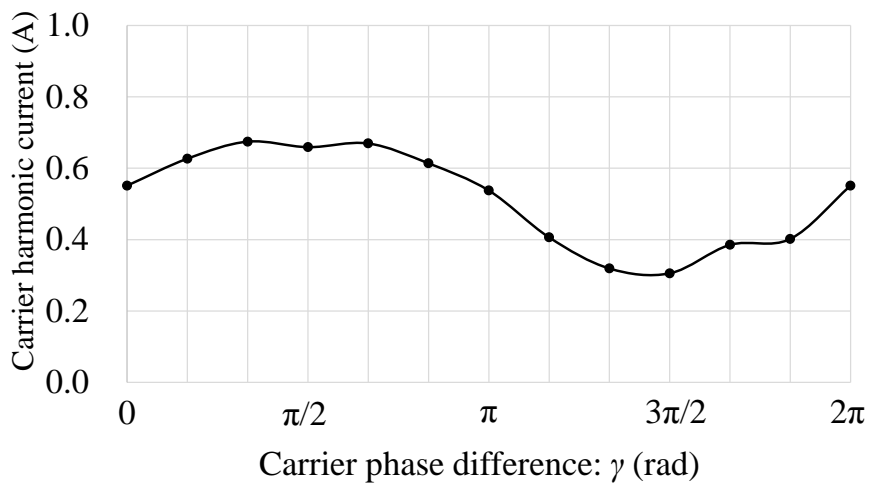
(d) V2-W2

図 3.13 PWM 変調後の線間電圧波形

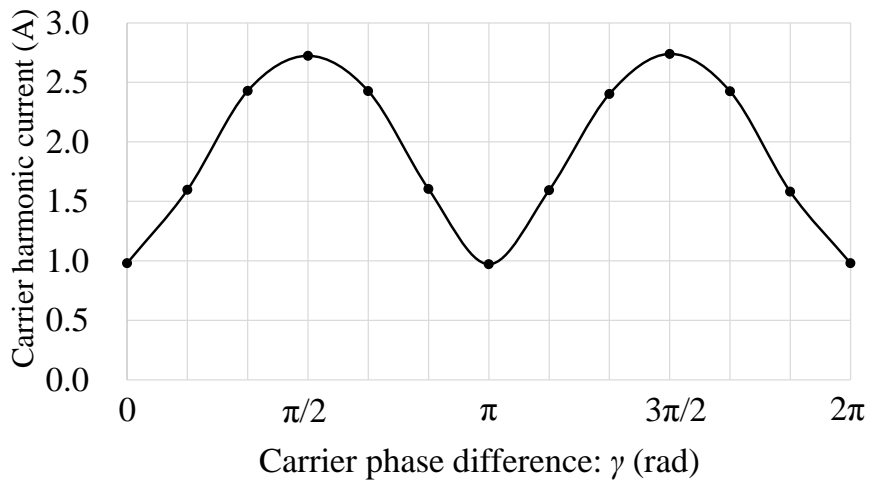
上記方法によって $\alpha = \pi/6$ rad, $\beta = \pi/6$ radの場合のキャリアの1次と2次の高調波成分である $-2f \pm f_c$ と $f \pm 2f_c$ のキャリア位相差 γ に対する電流振幅のFEA結果を図 3.14に示す。解析条件は、直流電源電圧400 V、キャリア周波数5.25 kHz、モータの回転数3000 min⁻¹、トルク8 Nmである。それぞれのキャリア高調波次数において、前節に示した理論との良好な一致が確認できる。このモータにおいて、表3.1に示した通り、 $\alpha = \pi/6$ rad, $\beta = \pi/6$ rad, $\gamma = 3\pi/2$ radで、ギャップ磁束密度のキャリア1次高調波の下側帯波成分である $-2f - f_c$ は1群と2群で強め合い、入力インピーダンスは高くなり、この成分の電流は少なくなる。 $\gamma = 0$ radでは、キャリア1次成分の両側帯波成分 ($-2f + f_c, -2f - f_c$) は同程度の電流値であるが、 $\gamma = 3\pi/2$ radでは、 $-2f + f_c$ 成分の電流値が増加し、 $-2f - f_c$ 成分の電流値は $\gamma = 0$ radの時に比べて半減している。このことから、提案した理論はキャリア高調波損失を考える上での妥当な手法であると確認できた。



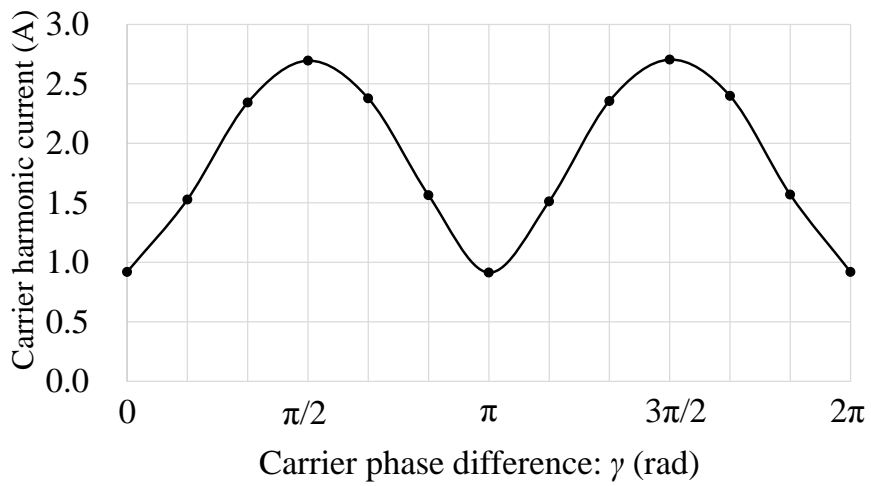
(a) $-2f + f_c$.



(b) $-2f - f_c$.



(b) $f - 2f_c$.



(c) $f + 2f_c$.

図 3.14 キャリア高調波電流の解析結果

図3.16に示す10極12スロット集中巻の位相差巻2重3相PMSMを試作した。測定系を図3.17に示し、測定に用いた装置の型番を表3.4に示す。図3.18は $\alpha = \pi/6, \beta = \pi/6$ の場合のキャリアの1次と2次の高調波成分である $-2f \pm f_c$ と $f \pm 2f_c$ のキャリア位相差 γ に対する電流振幅の測定結果である。解析結果および理論と良い一致が確認できる。



(a) ステータ構造



(b) ロータ構造

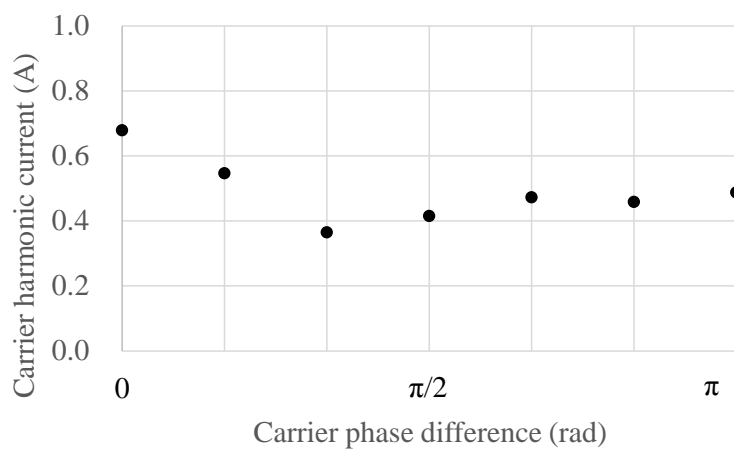


(c) 結線構造

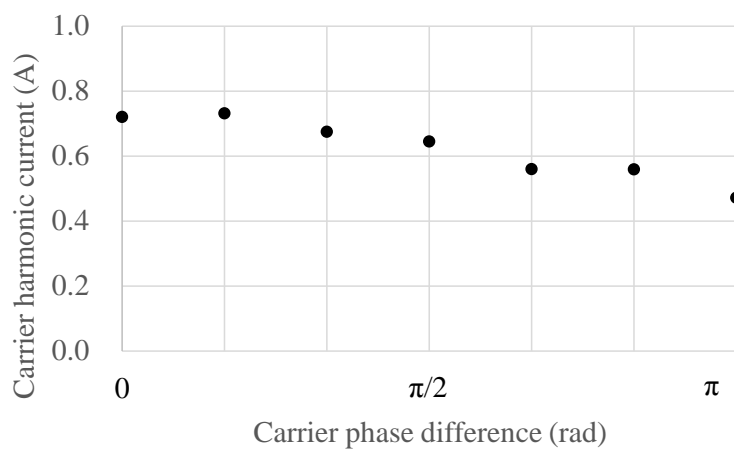


(d) モータ外観

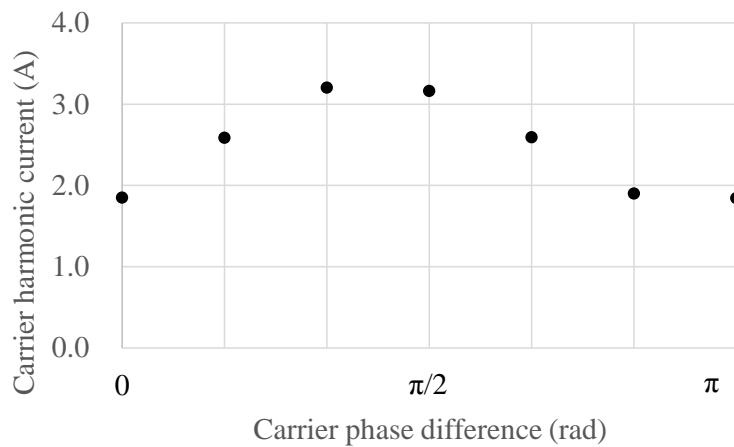
図 3.15 試作した 10 極 12 スロット集中巻の 2 重 3 相 PMSM



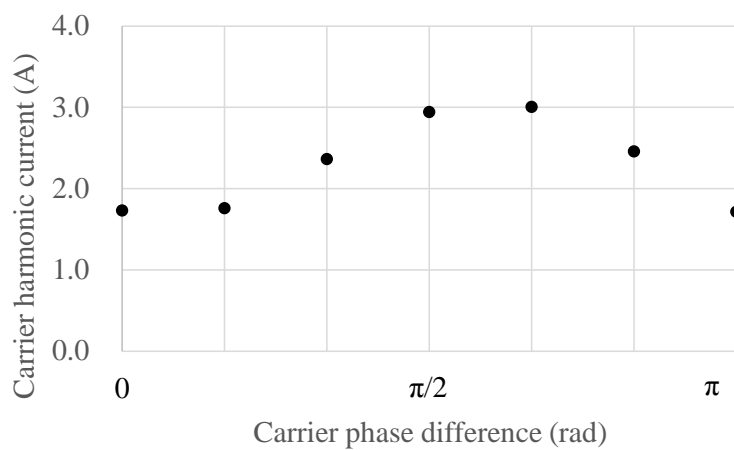
(a) $-2f + f_c$.



(b) $-2f - f_c$.



(c) $f - 2f_c$.



(d) $f + 2f_c$.

図 3.16 キャリア高調波電流の測定値

3.4 3章のまとめ

本章では、VSIを用いた2重3相PMSMにおいて、位相差PWMを導入することにより、キャリア高調波成分の音と損失を低減する技術の検討を行った。空間高調波、時間高調波、キャリア高調波を含めた形の空隙磁束密度の定式化をベースに検討した。1群成分と2群成分の空隙磁束密度が弱め合うようにキャリアの位相差を決めることで、電磁加振力を低減してキャリア音を低減し、強め合うようにキャリアの位相差を決めることで、入力インピーダンスを高めてキャリア電流リップルを低減し、キャリア損を低減した。位相差巻2重3相PMSMと同相巻2重3相PMSMで一般に使用される、巻線の空間位相差 α と相電流の時間位相差 β が等しい場合での、キャリア高調波の磁束密度を強め合う条件と弱め合う条件をそれぞれに表3.5にまとめる。定式化した結果は、FEAの結果および実機測定結果と良い一致を示し、キャリア位相差をコントロールすることで、キャリア高調波成分の音の低減と、損失の低減を実証した。

表 3.5 位相差巻と同相巻で巻線の空間位相差と相電流の時間位相差が等しい場合でのキャリア高調波の磁束密度を強め合う条件と弱め合う条件

		Phase-shift windings		In-phase windings	
		Reinforce conditions	Cancel conditions	Reinforce conditions	Cancel conditions
Space phase difference α		$\frac{\pi}{6}$		0	
Time phase difference β		$\frac{\pi}{6}$		0	
Carrier phase difference γ	$-2f + f_c$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	0	π
	$-2f - f_c$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	0	π
	$f - 2f_c$	$0, \pi$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$	$0, \pi$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$
	$f + 2f_c$	$0, \pi$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$	$0, \pi$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$

第4章 3重3相永久磁石同期モータの ギャップ磁束密度分布制御による振 動・騒音の低減

4.1 偏芯や真円度による振動・騒音の増加

モータ開発において、振動・騒音は重要な性能の1つである。振動・騒音は、モータの電磁加振力の空間・時間次数成分の大きさだけでなく、ハウジングやシャフトなどの構造部品の固有振動数、モータ鉄芯と振動する構造部品間の当接状態や固定方法による伝達関数などの影響が関係するため、設計が複雑である。

特に、電磁加振力は、製造や組付けの誤差やばらつきにより偏芯したり、ステータ内径やロータ外径が真円でない場合には、これらの形状差異に応じて電磁加振力の空間次数や時間次数が変化するため、現象はさらに複雑である。偏芯や真円からのずれは、実際のモータにおいては程度の差はあるものの必ず発生する。ステータ内径の真円度は、ステータコアのコアバックに取付けボルトを通す構造では、コアの円環剛性に差が発生するために取付け部に応じた変形をする。また、ステータコアを圧入もしくは焼嵌めするフレームが円形ではない場合には、フレーム形状に応じた変形が発生する。例えば、外形が四角で内径が円形のフレームに円形のステータコアを圧入する場合、ステータ内径は四角形に変形しやすい。また、板を丸めてフレームを作るような場合には、フレーム自体が楕円形状等になりやすいため、勘合するステータコアもこれに合わせて変形が生じやすい。そのほかにも、コイルの占積率を高めたり、製造しやすくするために、分割コアを用いることがあるが、このような場合には、分割コアの整列性に応じてステータコアの内径が変形しやすい。

このようにモータに偏芯や真円ずれが生じた場合、ステータコアとロータコアの間のギャップに発生する磁束密度分布は周方向にアンバランスを発生させる。

図4.1に示すように、偏芯によりステータ中心が回転中心からずれた場合には、磁気抵抗に回転一周で最大・最小を1回ずつ取るような変化、つまり、空間1次の変形が発生し、磁束密度の空間分布に1次の変調がかかる。そのため、真円の場合の磁束密度の空間分布に対して、電磁加振力の空間次数が ± 1 次にシフトした成分が発生する。ステータコア内径の楕円変形の場合には、磁気抵抗に回転一周で最大・最小を2回ずつ取るような変化、つまり、空間2次の変形が発生するため、磁束密度の空間分布に2次の変調がかかり、真円の場合の電磁加振力の空間次数に対して ± 2 次にシフトした成分が発生する。同様に3

角形変形の場合には ± 3 次、四角形変形の場合には ± 4 次にシフトした成分が発生する。なお、上記が組み合わせあった場合には、電磁加振力の空間次数は組み合わせで発生する。つまり、偏芯と楕円変形が同時に発生する場合には、 ± 1 次と ± 2 次の組み合わせになり、 ± 1 次、 ± 2 次、 ± 3 次の成分が生じる。

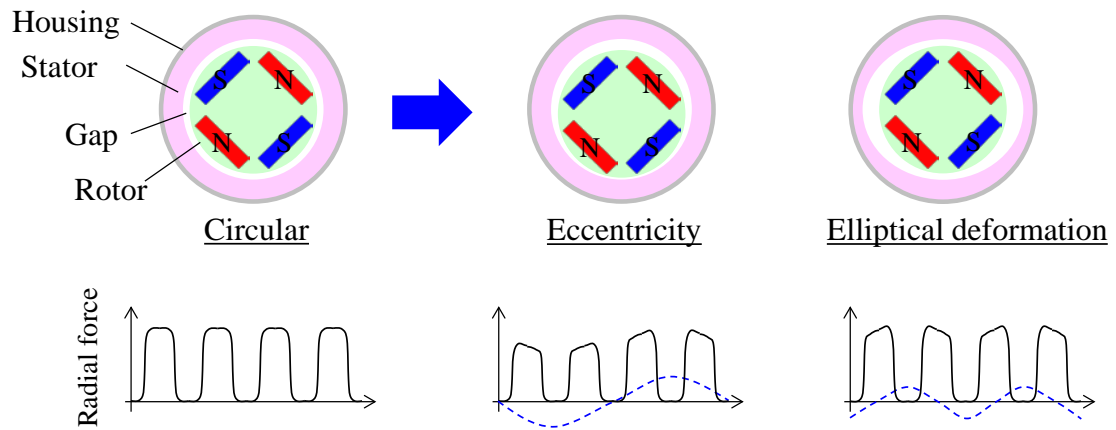


図 4.1 偏芯・変形による径方向電磁力の変形

次に、このようになる場合の問題点について説明する。

フレームには変形モードに応じた固有振動数がある。通常、フープ状に変形するモード0は剛性が高く固有振動数が高い。同様に、円環1次の変形であるモード1も変形のしにくさからモード0よりもさらに剛性が高く、固有振動数も高くなる。多くの場合、最も固有振動数が低いのは楕円変形のモード2である。そして、モード3、モード4となるに従い固有振動数が高くなっていく。モード0の固有振動数はモード5～モード8くらいまでの間になることが多い。

モータの電磁加振力の空間次数とフレームの変形モードが一致し、モータの電磁加振力の周波数がフレームの変形モードの固有振動数と一致したときに共振が発生し、振動・騒音が大きくなる。逆に言えば、モータの電磁加振力の空間次数とフレームの変形モードが一致しても、モータの電磁加振力の周波数がフレームの変形モードの固有振動数と一致しなければ共振は発生しない。ただし、モータの電磁加振力の周波数は、モータの基本波周波数と時間次数の積で与えられるため、可変速運転を行うモータでは、モータの基本波周波数が回転数範囲内で連続的に変化する。モータの最高回転時の周波数と時間次数の積で与えられる周波数よりも、フレームの固有振動数が低ければ、いずれかの回転速度で共振することになる。このため、モータの設計において振動・騒音を抑えるためには、電磁加振力の最低次の空間次数をできるだけ高くなるようにすることが一般的である。

ここで、モータの偏芯・真円度が悪化した場合、前述のとおり、同芯・真円での設計上で電磁加振力の空間次数を高く設計しても、偏芯・真円ずれによって電磁加振力の空間次数が変調されて、設計よりも低いフレームの固有振動数に対応した空間次数の電磁加振力が発生してしまう。例えば、フレームの固有振動数に対しての最も低いモータの電磁加振力の空間次数が空間0次で、モータの動作回転数範囲内でフレームのモード0の固有振動数と共振しないとす。ここで、ステータ内径に楕円変形が発生した場合、モータの電磁加振力の空間次数が±2にシフトするため、空間2次成分が発生する。この場合、空間2次に対応した、フレームのモード2の固有振動数は、モード0の固有振動数よりも一般に低いため、モータの動作回転数範囲内で共振する可能性があり、問題となりうる。このように、偏芯や真円度ずれは、設計値よりも低い周波数の共振を発生させる。一般には、モータの最高回転数までの間に、複数の空間次数の共振があり、これらに対する対策が複雑化することになる。

4.2 振動・騒音の抑制方法

4.2.1 提案モータの構成

前述のように、電磁加振力の周方向分布の空間次数が低下することで振動・騒音が増加する。この抑制方法として、電磁加振力の低次の空間次数が発生しないように、磁束密度の空間分布を制御することが考えられる。これを実現するための構造として、図 4.2 に示すように、振幅と位相を独立に制御可能な3相巻線のセット（群）を3つ周方向に配置した、6極36スロットの同相巻（図 1.7）の3重3相PMSMを用いたシステムを提案する。このモータシステムは、3群の3相巻線が機械角120度ずれて配置されているため、それぞれの電流の振幅と位相を制御することで、磁束密度の空間分布を制御し、偏芯や真円度ずれによる磁束密度の空間分布の乱れを補正することができる。例えば、回転子が1群の中心から遠ざかるように偏芯している場合、1群付近のギャップ磁束密度は低下し、2群と3群では、ギャップ磁束密度は増加する。これを補正するためには、1群巻線の電流を増やして、2群と3群の電流を減らすことでギャップ磁束密度のバランスをとることができ、電磁加振力の空間次数低下を抑制することができる。

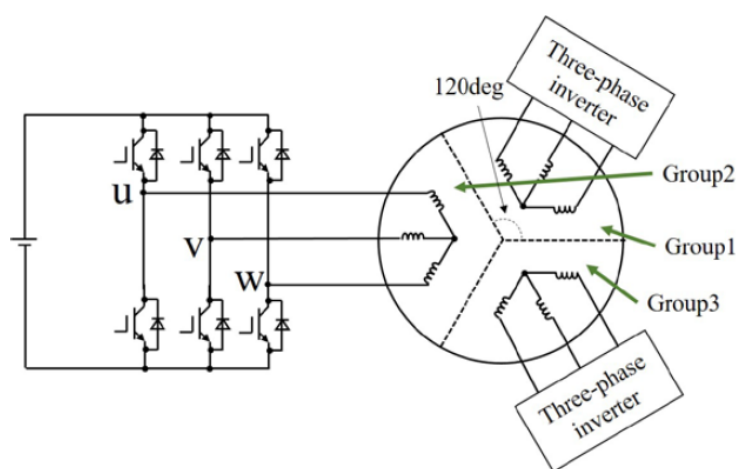


図 4.2 提案する同相巻3重3相PMSMシステムの構成

4.2.2 振動・騒音抑制の理論

電磁加振力の空間分布のひずみは、偏芯やステータ変形によるギャップ長の不均一さ、つまり、パーミアンスの不均一さにより発生していることに着目する。偏芯やステータ変形が発生すると、パーミアンスに応じてインダクタンスがアンバランスすると考えられる。インダクタンスが低ければギャップが大きく、ギャップ磁束密度が低くなる。インダクタンスが高ければギャップが小さく、ギャップ磁束密度が高くなっている。したがって、振動騒音の原因となる、ギャップ磁束密度の空間分布のひずみを抑制するためには、ギャップ磁束密度が低くなっているインダクタンスが低い群には電流を多く通電してギャップ磁束密度を高め、一方で、ギャップ磁束密度が高くなっているインダクタンスが高い群には電流を少なく通電してギャップ磁束密度を下げればよい。各群の相に通電する電流振幅 I_1 、 I_2 、 I_3 は真円の時の要求電流振幅 I_{cir} を各群のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 に反比例して、

$$I_1 = I_{cir} \left(\frac{3L_1}{L_1 + L_2 + L_3} \right) \quad (4.1)$$

$$I_2 = I_{cir} \left(\frac{3L_2}{L_1 + L_2 + L_3} \right) \quad (4.2)$$

$$I_3 = I_{cir} \left(\frac{3L_3}{L_1 + L_2 + L_3} \right) \quad (4.3)$$

のように決定することができる。各群のインダクタンスの定義にはいくつかあるが、今回は、相インダクタンスを採用する。また、相インダクタンスは電流値によって変化するが、磁気飽和の影響を避けるために低い電流値の相インダクタンスを用いる方がよいと考え、相電流 1 Arms 通電時の相インダクタンスを各群の電流振幅決定に用いる。

4.3 解析による効果検証

図 4.3 に、検証用モータシステムの構造を示す。また、表 4.1 に検証用モータの諸元を示す。検証用モータは、試験上の最高回転数である 6000 min^{-1} までで所望の変形モードの共振を得るための設計をしている。そのため、ステータコアの外径は、直径 234 mm とし、厚さ 3 mm のフレームと合わせて直径 240 mm と大径になっている。また、バックヨークは円環剛性を下げるために薄く設計されている。図 4.4 に検証用モータの変形モードと固有振動数の解析結果を示す。また、図 4.5 に、検証用モータの変形モードと固有振動数の解析結果のプロットを示す。なお、解析に用いた機械特性は表 4.2 のとおりである。

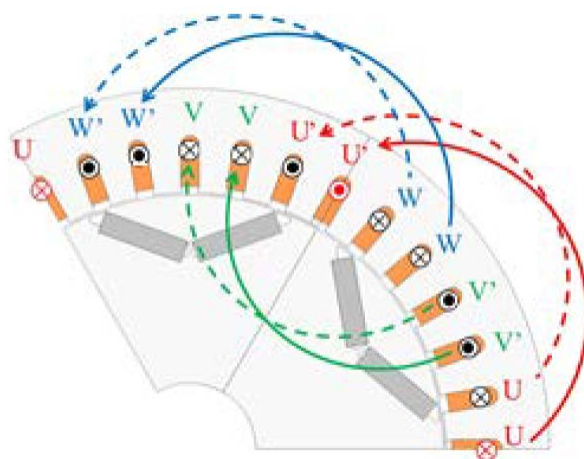


図 4.3 検証用 PMSM の断面構造

表 4.1 検証用 PMSM の諸元

Parameters	Value	Unit
Number of Poles	6	(-)
Number of Slots	36	(-)
Stack length	60	(mm)
Stator outer diameter	234	(mm)
Rotor outer diameter	200	(mm)
Air gap length	0.5	(mm)
Turn number per slot	6	(turn)

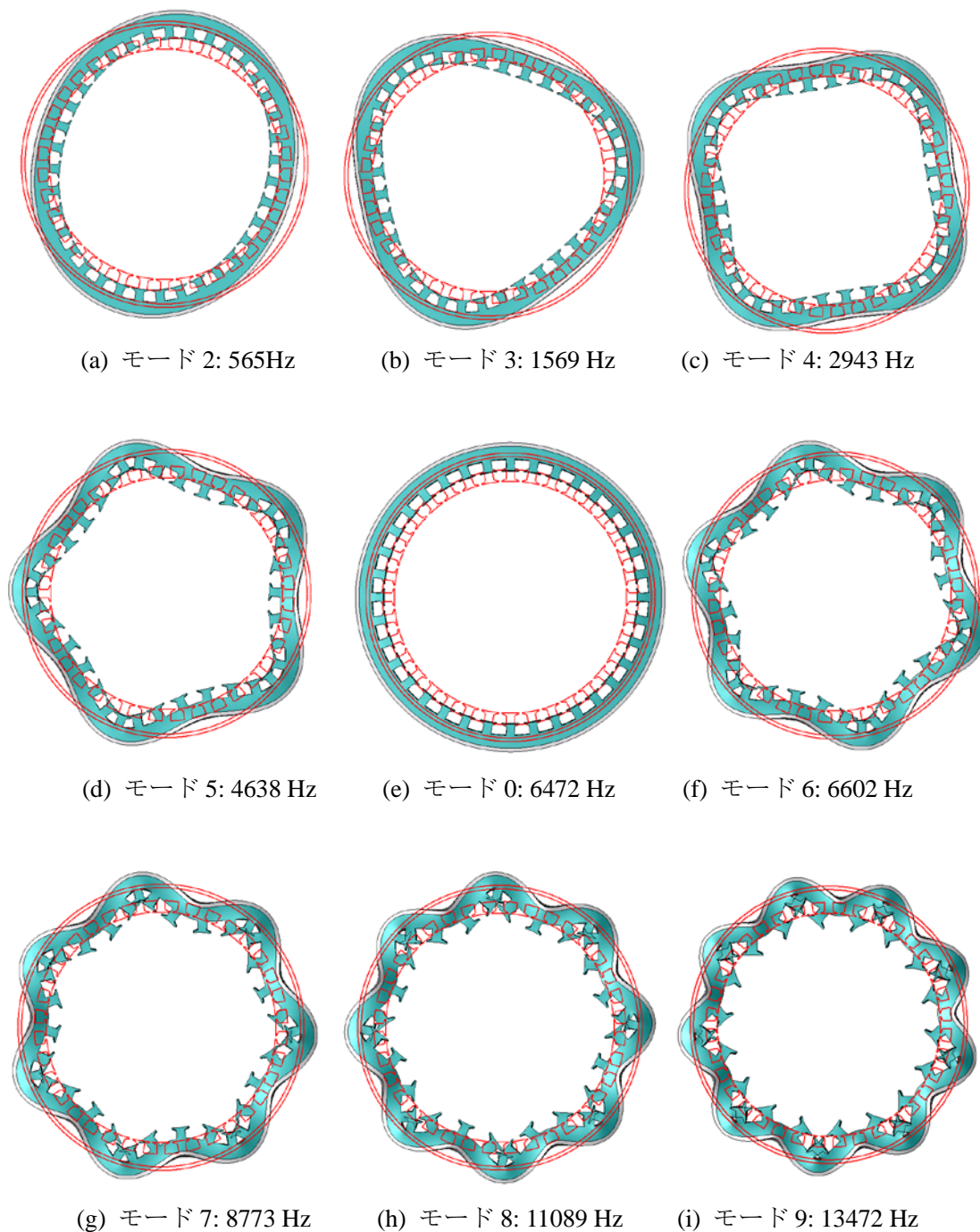


図 4.4 検証用 PMSM の変形モードと固有振動数の解析結果

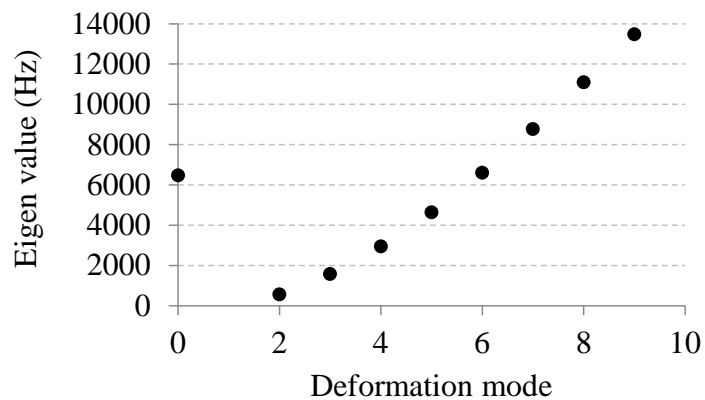
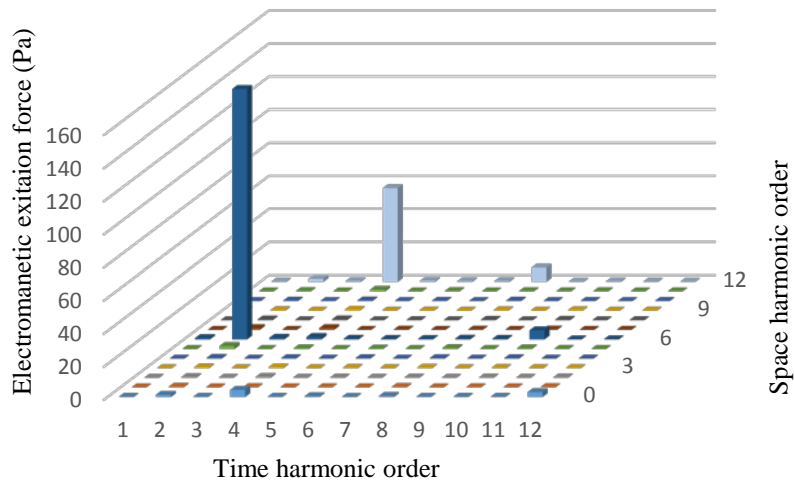


図 4.5 固有値と固有モードのプロット

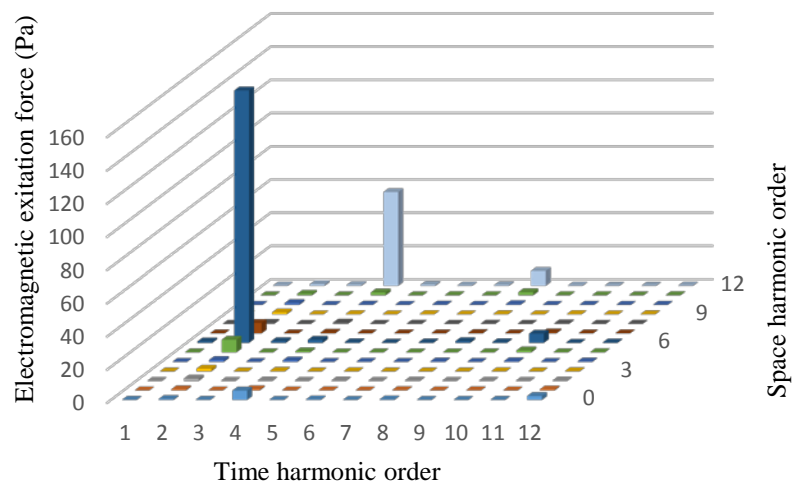
表 4.2 解析に用いた機械特性

Mechanical property	Stator	Housing
Material	magnetic steel sheet	aluminium
Density (g/cm ³)	7.85	2.7
Young's modulus (MPa)	210000	70000
Poisson's ratio	0.3	0.3

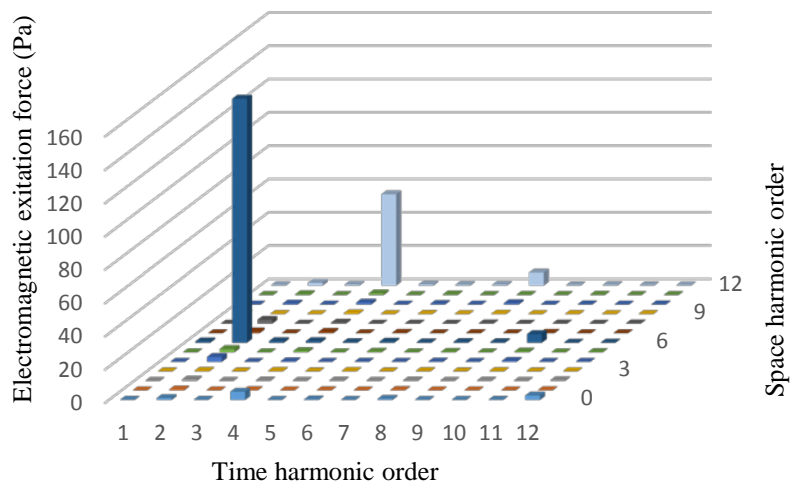
図 4.6 に本モータの径方向の電磁加振力の空間・時間次数と強度の分布を示す。真円時には空間 6 次時間 2 次の加振力が大きく出ていることがわかる。一方、偏芯時には空間 6 次時間 2 次の近傍に、空間 5 次時間 2 次の成分と空間 7 次時間 2 次の成分が発生していることが見て取れる。また、楕円変形時には空間 4 次時間 2 次の成分と空間 8 次時間 2 次の成分が発生しているのがわかる。さらに、偏芯と楕円変形が同時に発生した場合には空間 4 次時間 2 次、空間 5 次時間 2 次、空間 7 次時間時間 2 次、空間 8 次時間 2 次の成分が発生していることがわかる。



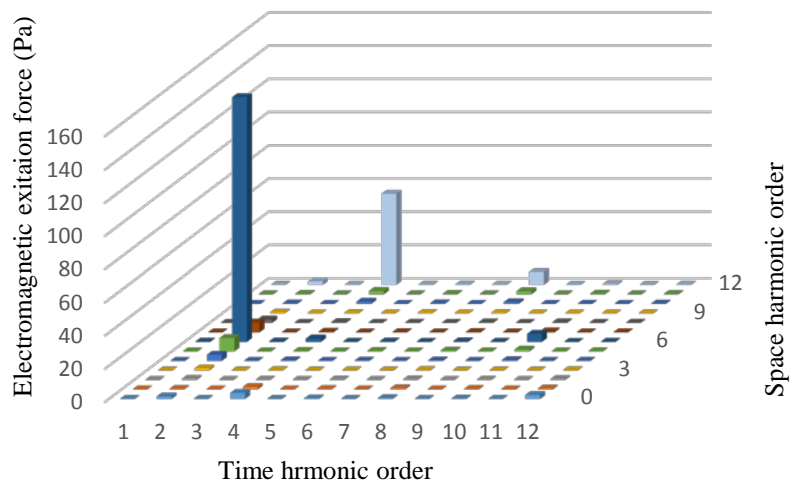
(a) 真円時



(b) 偏芯時



(c) 楕円変形時



(d) 偏芯かつ楕円変形時

図 4.6 検証用 PMSM の電磁加振力の空間・時間次数と強度の分布

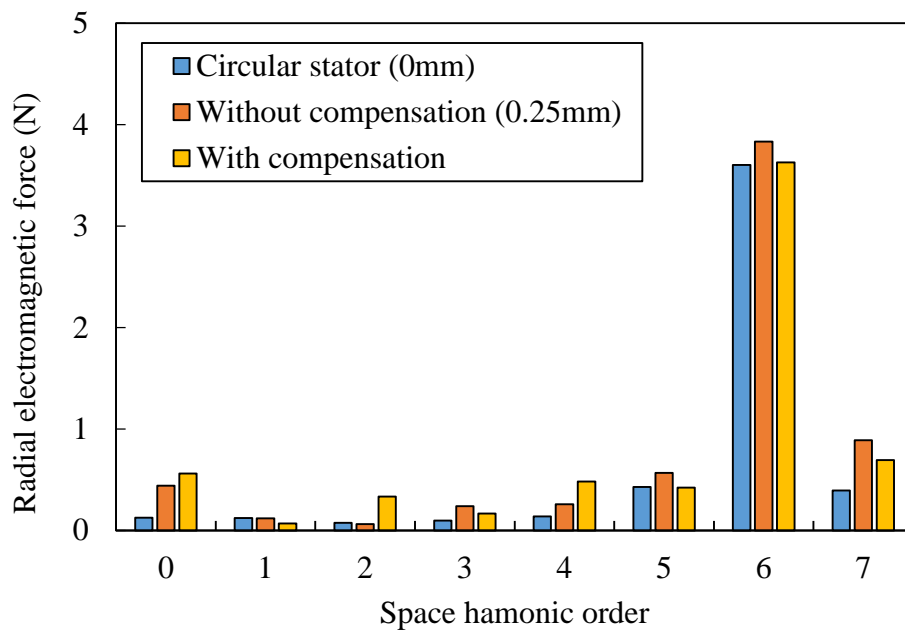
4.3.1 偏芯した場合

偏芯した場合には、前述のとおり、電磁加振力の空間次数が ± 1 変化する。検証用 PMSM では空間 6 次の電磁加振力が大きいですが、偏芯した場合には空間 5 次と空間 7 次の電磁加振力が高くなると考えられる。空間 6 次の電磁加振力がモード 5 の固有値に一致する周波数で、真円の場合、0.25 mm 偏芯した場合、0.25 mm 偏芯した状態で 4.2 で提案した振動騒音の抑制制御を適用した場合の 3 つについて、電磁加振力の空間次数ごとの大きさと振動の空間次数ごとの大きさの FEA 結果を図 4.7 に示すように比較した。

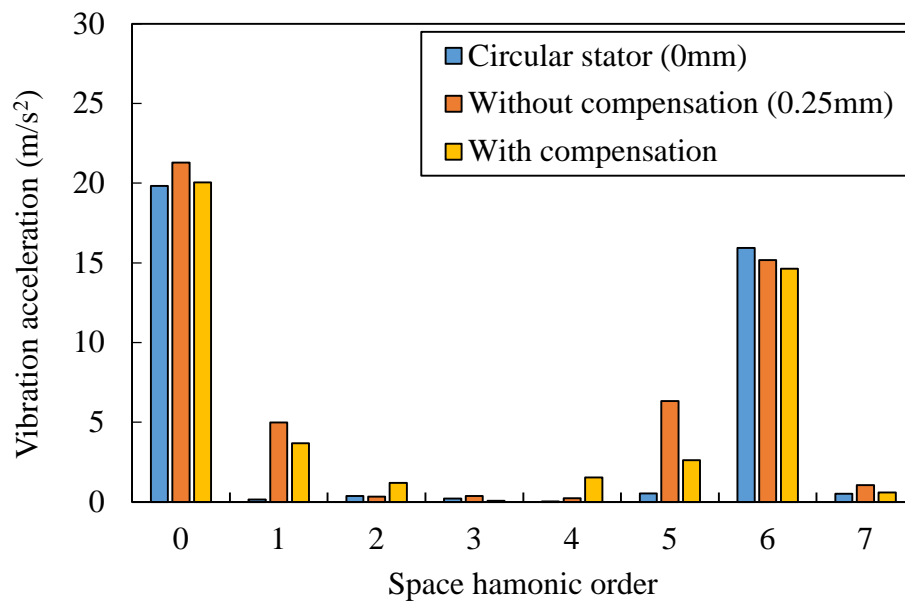
図 4.7 (a)からわかるように、真円の場合に比べて偏芯した場合は空間 5 次、空間 7 次ともに加振力が増加していることがわかる。抑制制御を適用した場合には、空間 5 次の加振力は真円のときと同等まで低下しており、空間 7 次の加振力も偏芯した場合に比べて低減できていることがわかる。

図 4.7 (b)の振動加速度では、真円のものに比べて、偏芯した場合には空間 5 次の成分が大きく増加していることがわかる。これは、モード 5 の共振周波数と一致しているため、この成分の電磁加振力が増加すると、振動加速度は大きく増幅されるためである。次に、提案した抑制制御を適用した場合には、空間 5 次の振動加速度が偏芯した場合の半分以下に低減されていることがわかる。

これらの結果から、提案した振動騒音の抑制技術は電磁加振力の低減、振動加速度の低減ともに効果があることが確認できた。



(a) 径方向加振力



(b) 径方向加速度

図 4.7 偏芯時の抑制の図

4.3.2 楕円変形が発生した場合

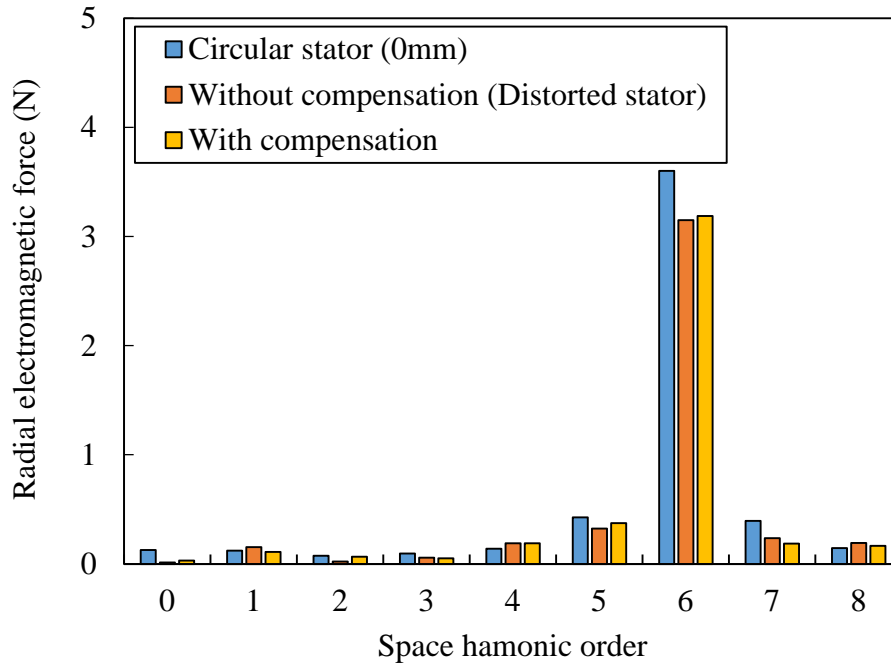
ステータ内径が楕円変形した場合には、前述のとおり、電磁加振力の空間次数が ± 2 変化する。検証用モータでは空間6次の電磁加振力が大きい、偏芯した場合には空間4次と空間8次の電磁加振力が高くなると考えられる。空間6次の電磁加振力がモード4の固有値に一致する周波数で、真円の場合、楕円変形した場合、楕円変形した状態で4.2で提案した振動騒音の抑制制御を適用した場合の3つについて、電磁加振力の空間次数ごとの大きさと振動の空間次数ごとの大きさのFEA結果を図4.8に示すように比較した。

図4.8 (a)からわかるように、真円の場合に比べて楕円変形した場合は空間4次、空間8次ともに加振力が増加していることがわかる。抑制制御を適用した場合には、空間4次と空間7次の加振力は楕円変形した場合に比べてわずかに低減できている。

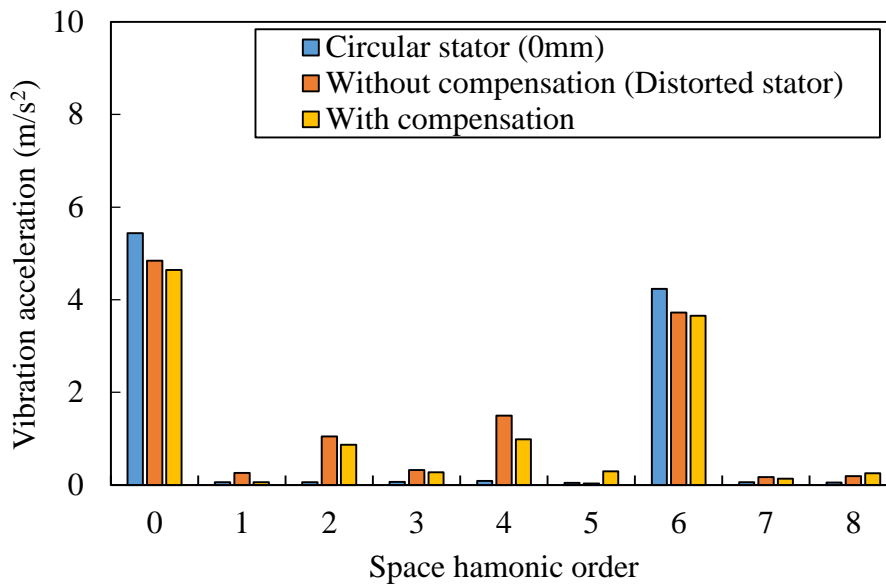
図4.8 (b)の振動加速度では、真円のものに比べて、楕円変形した場合には空間4次の成分が大きく増加していることがわかる。これは、モード4の共振周波数と一致しているため、この成分の電磁加振力が増加すると、振動加速度は大きく増幅されるためである。次に、提案した抑制制御を適用した場合には、空間4次の振動加速度が偏芯した場合の約半分程度に低減されていることがわかる。

これらの結果から、提案した振動騒音の抑制技術は電磁加振力の低減、振動加速度の低減ともに効果があることが確認できた。

このように、4.3.1、4.3.2の結果から、提案した振動騒音の抑制技術が偏芯と楕円変形の両方に対して効果を得られることが解析で確認できた。



(a) 径方向加振力



(b) 径方向加速度

図 4.8 楕円変形の抑制の図

4.4 4章のまとめ

本章では、偏芯やステータ内径の変形による振動騒音への影響を明らかにするとともに、同相巻3重3相PMSMを用いた振動騒音の抑制制御を提案した。提案した手法は偏芯やステータ変形によるギャップ距離の変化が振動騒音に影響していることを踏まえ、ギャップ磁束密度をバランスさせるように通電電流を決定する。本手法の効果はFEAにより偏芯、楕円変形の2つの場合についていずれも振動を半分程度に低減できることを確認できた。今後、偏芯・変形を備えた評価装置を用いて本手法の妥当性を検証していく予定である。

第5章 多重多相永久磁石同期モータの 高性能化技術の相互適用可能性

5.1 多重多相モータの高性能化技術の整理

本章では、2章から4章で提案した多重3相PMSMの高性能化技術と[15]-[18], [89]で検討したMATRIXモータと呼ばれる多相PMSMの高性能化技術を整理し、それぞれのシステムで検討した技術の相互の適用可能性を確認する。

これまでに検討してきた多重多相PMSMの高性能化技術は以下の通りである。

(1) キャリア高調波現象の制御技術

① コア休止によるキャリア高調波損失低減技術

集中巻の位相差巻2重3相PMSMで低トルク時に片群のみで駆動することで、鉄芯の一部を休止させてキャリア高調波損失の低減を実現した(第2章)。

② 位相差PWMによるキャリア高調波音低減技術

集中巻の位相差巻2重3相PMSMで、巻線の群間空間位相差に対して、通電電流の群間時間位相差と群間キャリア位相差を制御することでギャップ磁束密度のキャリア高調波成分を群間で相殺して、キャリア音の低減を実現した(3.2節)。

③ 位相差PWMによるキャリア高調波損失低減技術

集中巻の位相差巻2重3相PMSMで、巻線の群間空間位相差に対して、通電電流の群間時間位相差と群間キャリア位相差を制御することでギャップ磁束密度のキャリア高調波成分を群間で強め合い、キャリア高調波成分のインピーダンスを増加させることで、キャリア高調波損失の低減を実現した(3.3節)。

(2) 偏芯・変形に対するロバスト制御技術

分布巻の同相巻3重3相PMSMで、3群の巻線を機械角120度空間的にずらして配置し、それぞれの群の電流を個別に制御することで偏芯やギャップ面の変形に伴い発生する電磁加振力の空間モードの低下を補正し、振動・騒音の低減を実現した(4章)。

(3) 基本波高調波磁束密度分布制御

① 弱め磁束制御下の鉄損低減技術

個別のHブリッジインバータに接続されたオープン巻線の6相波巻分布巻PMSMで、各相電流を、高調波を含めて個別に制御することで、ティースの磁束密度の時間変化を正弦波化し、弱め磁束制御下の鉄損低減を実現した[15]。

②高調波重畳によるトルク向上制御技術

個別の H ブリッジインバータに接続されたオープン巻線の 6 相波巻分布巻 PMSM で、各相電流を、高調波を含めて個別に制御することで、高調波磁束密度の位相を制御してトルクに寄与する成分を向上し、電流—トルク特性の向上を実現した[16]。

5.2 多重多相モータの高性能化に関する自由度と条件

5.1 に整理した高性能化技術を実現している自由度と条件を抽出する。

5.2.1 コア休止によるキャリア高調波損失低減技術を実現する自由度と条件

コア休止によりキャリア高調波損失を低減するための条件は、コアを休止できることである。図 5.1 に示すように、まず、トルクを得るのに必要な電流を流す巻線と独立して通電を停止する自由度として、「電流振幅の個別制御自由度」が必要である。そして、通電を停止した時に励磁されない鉄芯を作る条件として、「個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差」もしくは、「個別制御される巻線同士の電気角 360 度外の空間位相差」のどちらかが必要になる。「個別制御される巻線同士の電気角 360 度外の空間位相差」を有する場合は、集中巻か分布巻かによらず同様に効果を有するが、「個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差」の場合、集中巻では、巻線とティースが一对一であるため高い効果を発揮できるが、分布巻では、共有するティースが多いため、効果が低下されるものと考えられる。

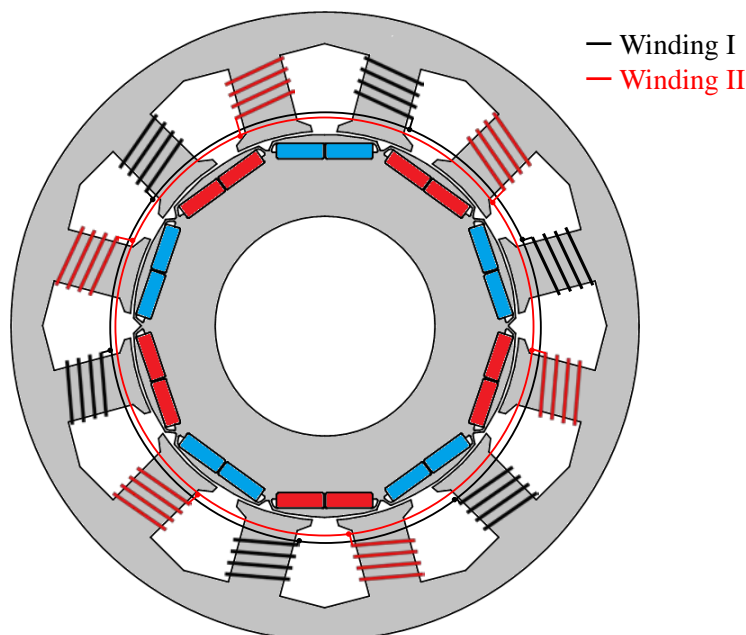
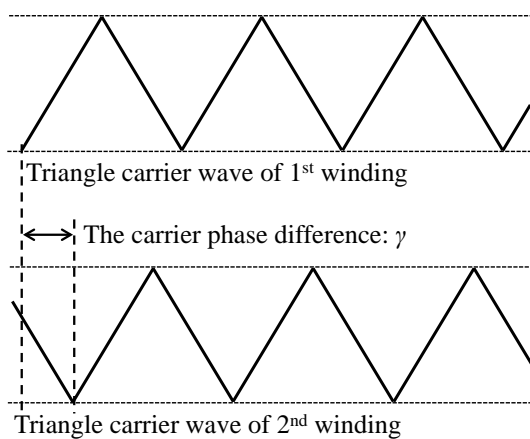


図 5.1 コア休止によるキャリア高調波損失低減技術を実現する自由度と条件

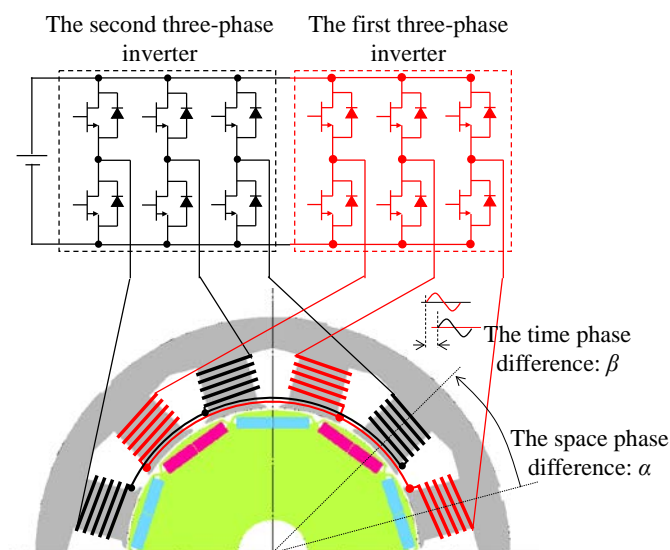
5.2.2 位相差 PWM によるキャリア高調波音・損失低減技術を実現する自由度と条件

位相差 PWM によりキャリア高調波音もしくは損失を低減するための条件は、位相差 PWM 制御ができることである。図 5.2 (a) に示すように、2 種類の PWM キャリアを有し、任意の位相差を設定できる「キャリア位相の個別制御自由度」が必要である。この際、上下アーム短絡を発生させないために、個別にキャリア位相を制御する相や群は中性点を分離されていることが望ましい。位相差 PWM 制御時にキャリア位相差を考慮してデッドタイムを設定し上下アーム短絡を防止することで、中性点を同一とすることも可能である。

上記の自由度に加えて図 5.2 (b) に示すように、「電流位相の個別制御自由度」があれば、より多くのキャリア高調波次数に対する制御が可能になる。



(a) PWM キャリアの位相差



(b) 群間位相差の説明

図 5.2 キャリア高調波磁束密度低減によるキャリア高調波音低減技術を実現する自由度

5.2.3 偏芯・変形に対するロバスト制御技術を実現する自由度と条件

偏芯・変形に対するロバスト制御の条件は、周方向の磁束密度を任意に制御可能なことである。図 5.3 に示すように、「電流振幅の個別制御自由度」と「個別制御される巻線同士の電気角 360 度外の空間位相差」が必要になる。

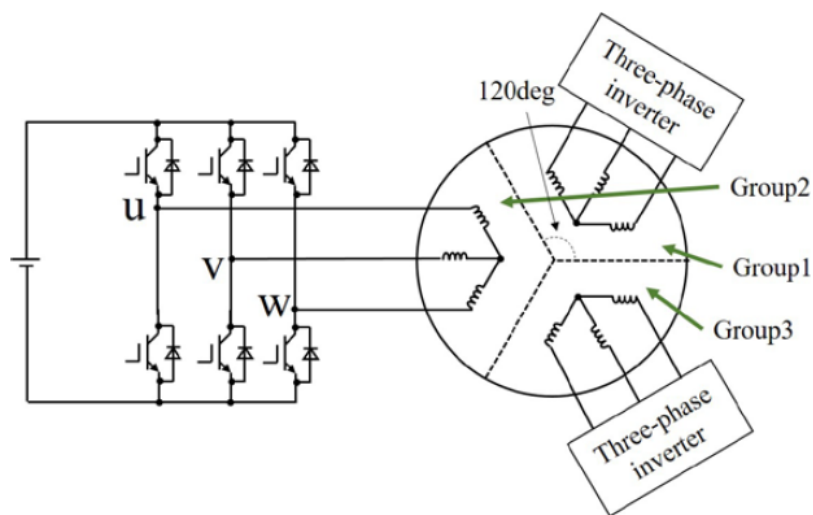


図 5.3 偏芯・変形に対するロバスト制御技術を実現する自由度

5.2.4 基本波高調波磁束密度分布制御を実現する自由度

電気角 1 周期内の磁束密度分布を高調波まで含めて任意に制御することで、弱め磁束制御下の鉄損低減や電流－トルク特性の向上が可能である。このための条件は、図 5.4 に示すように、各相の「電流振幅の個別制御自由度」と「電流位相の個別制御自由度」、そして、「個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差」である。個別の H ブリッジインバータに接続されたオープン巻線の 6 相波巻分布巻 PMSM では、6 相全ての電流振幅と電流位相が個別に制御可能であり、かつ、6 相の巻線は電気角 360 度内でそれぞれ異なる空間位相を持つ。加えて、6 相の巻線は中性点が接続されていないので、個別のキャリア位相で駆動しても上下アーム短絡の懸念がなく、「キャリア位相の個別制御自由度」を持たせることができる。

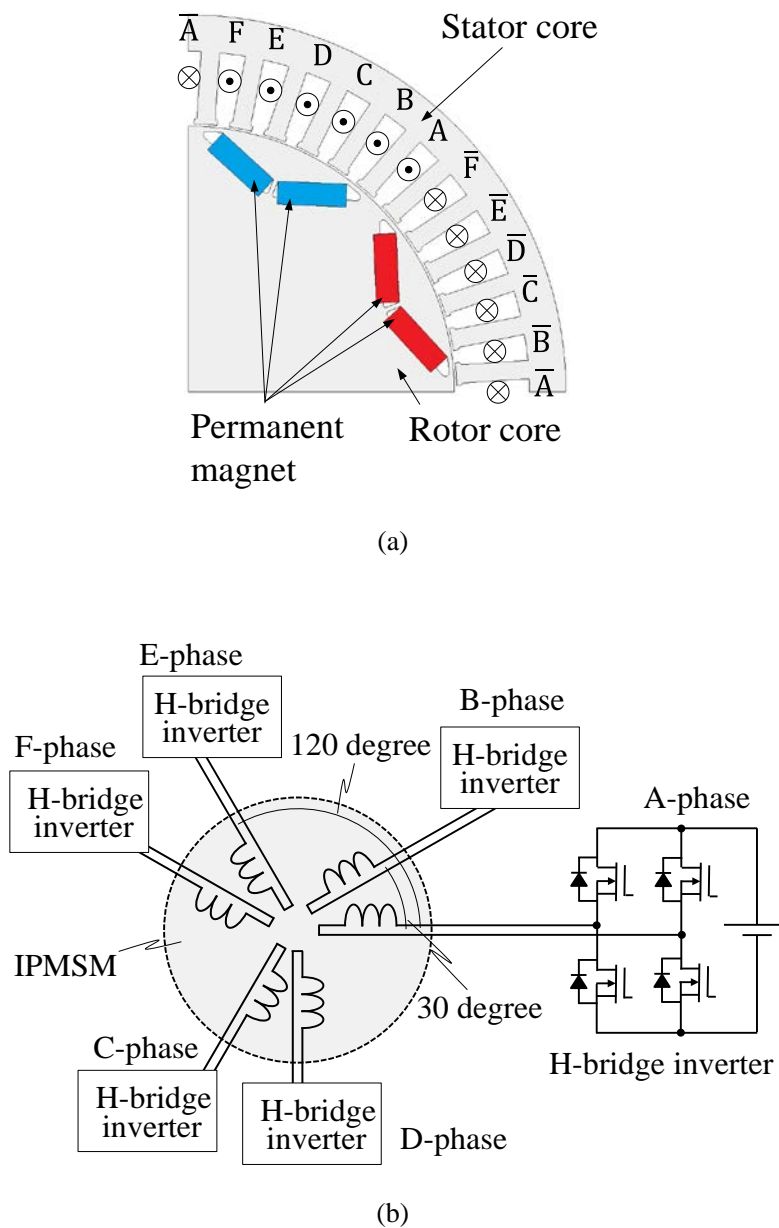


図 5.4 基本波高調波磁束密度分布制御を実現する自由度

5.2.5 多重多相モータの高性能化に関する制御自由度と条件のまとめ

上記で抽出した多重多相モータの高性能化に関する制御自由度と条件を下記にまとめる。
抽出された制御自由度と条件は合わせて5つに整理することができる。

- (1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差
- (2) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度外の空間位相差
- (3) 電流振幅の個別制御自由度
- (4) 電流位相の個別制御自由度
- (5) キャリア位相の個別制御自由度

5.3 高性能化技術の相互適用可能性について

表 5.1 は 5.1 に整理した 6 つの高性能化技術と、5.2 に整理した高性能化技術を可能とする 5 つの自由度および条件を基に、それぞれの高性能化技術の異なるモータへの適用可能性を示している。適用可能であるものには○、部分的に適用可能なものには●、適用可能でないものには—を示している。

相互の適用可能性を検討した対象のモータは、1 ティース巻線の多相オープン巻線の MATRIX モータ [89]、波巻の多相オープン巻線の MATRIX モータ、同相巻の多重 3 相モータ、位相差巻の多重 3 相モータ、Y 結線もしくは Δ 結線の多相モータ、Y 結線もしくは Δ 結線の 3 相モータの 6 種類である。

表 5.1 多重多相モータの高性能化技術の相互適用性

	Open winding multi-phase motor (MATRIX motor)		Multi three-phase motor		Multi phase motor (Y-, Δ- connection)	Three-phase motor	
	1 tooth windings	Wave windings	In-phase windings	Phase-shift windings			
Freedom	(1) Space phase difference in 360 deg electric angle	○	○	—	○	●	●
	(2) Space phase difference out of 360 deg electric angle	○	—	○	—	●	●
	(3) Individual control freedom of current amplitude	○	○	○	○	●	●
	(4) Individual control freedom of current phase	○	○	○	○	●	●
	(5) Individual control freedom of carrier phase difference	○	○	○	○	●	●
High performance technique	(1)-1 Carrier harmonic loss reduction by core deactivation	○	○	○	○	●	●
	(1)-2 Carrier harmonic noise reduction by phase-shift PWM	○	○	●	○	●	●
	(1)-3 Carrier harmonic loss reduction by phase-shift PWM	○	○	●	○	●	●
	(2) Noise reduction against eccentricity and circularity	○	—	○	—	●	●
	(3)-1 Iron loss reduction under flux weakening control	○	○	●	●	●	●
	(3)-2 Torque increase by superimpose harmonic current	○	○	●	●	●	●

○: Applicable ●: Partially applicable —: Not applicable

5.3.1 コア休止によるキャリア高調波損失低減技術の相互適用性

コア休止によるキャリア高調波損失低減技術に要求される条件は、(1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差、または、(2) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度外の空間位相差と、(3) 電流振幅の個別制御自由度である。

1 ティース巻線の多相オープン巻線の MATRIX モータはすべての条件を満たすため、この技術を適用可能である。一方、波巻の多相オープン巻線の MATRIX モータは、全ての条件を満たすが、5.2.1 で述べたように、分布巻で (1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差を有するタイプであるので、効果が限定的であり、休止させる相の選び方にも限定が生じる。

同相巻の多重 3 相モータは必要な条件を満たし、本技術を適用可能である。ただし、周

方向に偏った群だけでの駆動になる可能性があるため、トルクリプルや振動・騒音などが悪化する可能性があるため、適用するために注意が必要である。

多相モータと3相モータは(1)から(5)のいずれの自由度および条件も有しないため、本技術を適用できない。これは、下記のほかの技術についても同様である。

5.3.2 位相差PWMによるキャリア高調波音低減技術の相互適用性

位相差PWMによるキャリア高調波音低減技術に要求される条件は、(5)キャリア位相の個別制御自由度である。

1 ティース巻線の多相オープン巻線のMATRIXモータ、波巻の多相オープン巻線のMATRIXモータ、同相巻の多重3相モータは必要な条件を満たし、本技術を適用可能である。特に、1 ティース巻線の多相オープン巻線のMATRIXモータと、波巻の多相オープン巻線のMATRIXモータは、キャリア位相差を設ける組み合わせのバリエーションが多いため、より多くのキャリア高調波成分を制御できる可能性がある。

5.3.3 位相差PWMによるキャリア高調波損失低減技術の相互適用性

位相差PWMによるキャリア高調波損失低減技術に要求される条件は、5.3.2と同様に、(5)キャリア位相の個別制御自由度である。

1 ティース巻線の多相オープン巻線のMATRIXモータ、波巻の多相オープン巻線のMATRIXモータ、同相巻の多重3相モータは必要な条件を満たし、本技術を適用可能である。ここでもまた、1 ティース巻線の多相オープン巻線のMATRIXモータと、波巻の多相オープン巻線のMATRIXモータは、キャリア位相差を設ける組み合わせのバリエーションが多いため、より多くのキャリア高調波成分を制御できる可能性がある。

5.3.4 偏芯・変形に対するロバスト制御技術の相互適用性

偏芯・変形に対するロバスト制御技術に要求される条件は、(2)個別制御される巻線同士の電気角360度外の空間位相差と、(3)電流振幅の個別制御自由度の2つである。

1 ティース巻線の多相オープン巻線のMATRIXモータは必要な条件を満たすため、本技術を適用可能である。

波巻の多相オープン巻線のMATRIXモータと位相差巻の多重3相モータは、(2)個別制御される巻線同士の電気角360度外の空間位相差を持たないため、本技術を適用することはできない。これらのモータは(3)電気角360度内の空間位相差を持つため、少しの補正制御は可能と考えられるが、偏芯や楕円変形などに対して有効な補正を得られるほどの効果はないと考えられる。

5.3.5 弱め磁束制御下の鉄損低減技術の相互適用性

弱め磁束制御下の鉄損低減技術に要求される条件は、(1)個別制御される巻線同士の電

気角 360 度内の空間位相差、(3) 電流振幅の個別制御自由度、(4) 電流位相の個別制御自由度の3つである。

1 ティース巻線の多相オープン巻線の MATRIX モータは必要な条件を満たすため、本技を適用可能である。同相巻の多重3相モータは、(1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差を持たないため、本技術を適用できない。

位相差巻の多重3相モータは、必要な条件を満たすため、本技術を適用可能であると考えられる。注意点として、6相 MATRIX モータでは、3次高調波電流が制御可能であったのに対して、位相差巻の多重3相モータでは、3次高調波電流を制御できないため、重畳できる低次高調波が少なくなり、効果が減少する可能性がある。

5.3.6 高調波重畳によるトルク向上制御技術の相互適用性

高調波重畳によるトルク向上制御に要求される条件は、5.3.5 と同様に、(1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差、(3) 電流振幅の個別制御自由度、(4) 電流位相の個別制御自由度の3つである。

1 ティース巻線の多相オープン巻線の MATRIX モータは必要な条件を満たすため、本技を適用可能である。同相巻の多重3相モータは、(1) 個別制御される巻線同士の電気角 360 度内の空間位相差を持たないため、本技術を適用できない。

位相差巻の多重3相モータは、必要な条件を満たすため、本技術を適用可能であると考えられる。注意点として5.3.5 と同様に、6相 MATRIX モータでは、3次高調波電流が制御可能であったのに対して、位相差巻の多重3相モータでは、3次高調波電流を制御できないため、重畳できる低次高調波が少なくなり、効果が減少する可能性がある。

5.4 5章のまとめ

2章から4章で提案した多重多相 PMSMS と MATRIX モータと呼ばれる多相モータの高性能化技術を整理し、これらの高性能化技術を実現する5つの自由度と条件を抽出した。この5つの自由度と条件をもとに、それぞれのモータで開発した高性能化技術が他のモータで適用可能であるかの検討を行い、開発した高性能化技術の適用範囲を明確化した。

第6章 結論

6.1 本論文の結論

本論文は、近年実現性が増してきている多数の電力変換器を用いたモータとして、多重多相モータの特性を利用した効率向上と振動・騒音低減方法に関する検討を行った。

第2章では、電気自動車（EV）の駆動用モータを想定して、燃費性能を向上する方法を検討した。PMSMの低トルク領域における相電流とキャリア高調波鉄損の関係を明らかにし、この関係に着目して、集中巻位相差2重3相PMSMを用いたキャリア高調波鉄損を低減する新しい手法として負荷に応じて片群だけの駆動と両群での駆動を切替える方法を提案した。この技術を70 kWのEV用モータに適用した結果、低トルク時の損失を低減できることを実証した。

第3章では、位相差巻2重3相PMSMのキャリア高調波現象の改善について検討した。2つの3相の群それぞれがギャップに作る磁束密度高調波の重ね合わせの観点から振動・騒音や効率への影響に大きな影響を与えるギャップ磁束密度高調波を理論化し、この理論式をもとに、キャリア高調波成分の振動・騒音の低減方法と損失の低減方法を検討した。振動・騒音の低減効果については実機ベースで検証を行い、理論通りの振る舞いが確認できたとともに、キャリア高調波成分の騒音を半減できることを確認した。損失の低減効果に関しては、1群の2群のキャリア高調波の相互影響を考慮することができる簡易な解析手法を提案し、本手法に沿った解析結果が理論値通りの結果を得られることを確認するとともに、実機においても理論と解析の結果とよく一致した結果を得た。

第4章では、同相巻き3重3相PMSMを用いた、偏芯・ステータ変形に起因する振動・騒音の抑制技術について検討した。同相巻き3重3相では、ギャップ磁束密度の周方向分布を3つのベクトルで自由に制御できることを利用し、偏芯・ステータ変形に伴い発生する周方向のパーミアンス不均衡によるギャップ磁束密度分布の不均衡を補正する技術を開発した。ギャップパーミアンスの変化により3群のインダクタンスが変化することに注目して理論を構築し、補正電流の決め方を確立した。振動・騒音の抑制効果を解析で検証し、偏芯やステータ変形により増加する振動・騒音を、偏芯やステータ変形がないものと同レベルまで低減できることを確認した。また、ステータ偏芯やロータ偏芯、ステータ変形を変えて、本技術による振動・騒音の抑制効果を測定できる測定装置を開発した。

第5章では、2章から4章で検討した多重3相PMSMにおける高性能化技術および、MATRIXモータと呼ばれる多相PMSMにおける高性能化技術について、それぞれの高性能化技術を実現するために必要な自由度の観点から、多重多相モータに一般化して、別の多

多重相モータへの技術適用の可能性を検討した。

多数の電力変換器と多重相モータを用いることにより、PWM キャリア高調波現象の操作による高効率化・低振動化や、モータの製造誤差に伴う振動・騒音の低減など、従来 3 相モータでは実現しえない、高い価値を実現できることが分かった。年々発展するパワーエレクトロニクス機器の進化と機電一体の技術の発展、そして、本論文で開発した多重相モータ技術の実用化により、世界全体の持続可能な産業の発展に貢献できるものと結論づける。

6.2 課題と今後の展望

6.1 で述べた成果により、多重相の高い制御性を活用したモータの高性能化技術を提案し、その効果を明らかにした。一方で、これらの技術を搭載したモータを実際に適用していく場合には以下に示す課題を解決することが求められるため、引き続き研究開発を進めていく。

- ・多重 3 相モータで群休止する場合の、休止するか動作させるかの判定基準の確立と、3 重以上になった場合の動作させる群の決定方法の確立
- ・多重 3 相モータにおけるキャリア位相制御によるキャリア高調波現象の制御に関する、対策すべきキャリア高調波次数の決定方法の確立
- ・同相巻多重 3 相モータを用いた偏芯、変形による振動騒音増加の抑制技術の実機検証

謝辞

本研究を進めるにあたり直接ご指導を賜りました、芝浦工業大学 赤津観教授には、私に不足している部分を端的に指摘し、導いていただきました。本研究の遂行と論文のとりまとめの中で、私自身を最も成長させていただいたものであり、今後の研究活動にも非常に有益なものであると実感しております。深甚なる感謝の意を表し、厚く御礼申し上げます。

学外から学位審査に加わっていただいた、横浜国立大学 藤本康孝教授、学内から審査に加わっていただいた、芝浦工業大学 高見弘教授、藤田五郎教授、伊藤和寿教授には、本論文の取りまとめにあたり、有益なご討論と貴重なご助言を賜りました。ここに厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行と論文のとりまとめにあたり、格別のご配慮をいただきました、三菱電機株式会社 伊藤恵一氏、大穀晃裕氏、中野正嗣氏、山田正樹氏に心から感謝いたします。入社以来、回転機の基礎から研究開発業務にいたるまで、日頃から懇切丁寧にご指導ご鞭撻をいただき、本研究の遂行と論文の執筆においても、多くのご助言とご配慮をいただきました、三菱電機株式会社 井上正哉氏に厚く御礼申し上げます。本研究の遂行において理論の構築と実機検証にご協力いただきました、三菱電機株式会社 米谷晴之氏、石塚充氏、渡辺教弘氏、有田秀哲氏、栢山盛幸氏、埴岡翔太氏に厚く御礼申し上げます。本研究の遂行にあたり、異なる専門分野から多大なるご知見をいただきました、三菱電機株式会社 渡部一喜氏、一法師茂俊氏、富永真志氏、椋木康滋氏に深く感謝の意を表します。

本研究に関連して、MATRIX モータの技術開発において多大なるお力添えをいただいた、芝浦工業大学 M & E エネルギー変換研究室 卒業生 土方大樹氏、酒井祐樹氏に心より感謝いたします。また、4章の振動・騒音低減技術の開発にあたり、研究初期から試行錯誤と議論を繰り返し技術検討を進めてきていただいた、同研究室 楊侃氏に心より感謝いたします。さらに、共に学位審査を受けるにあたり多くの助力をいただいた、同研究室 相曽浩平氏、事務手続きを始めとする数多くの御支援を頂きました、同研究室秘書 相川早苗氏に深く感謝いたします。

本研究と論文作成は家族の協力なしには到底成しえないものでした。自身も働きつつ学位取得に向け活動するかたわら、私を暖かく見守り支援してくれた、妻 つかさ、日々の私の心の支えとなってくれた、長男 智貴に心から感謝いたします。

参考文献

- [1] 環境省 閣議決定, 「地球温暖化対策計画」, 平成 28 年 5 月 13 日, 2016.
<https://www.env.go.jp/press/files/jp/102816.pdf>
- [2] 石井, 「自動車の排出ガス規制等の動向」, 日本マリンエンジニアリング学会誌, vol. 47, no. 6, pp. 52-57, 2012.
- [3] International Civil Aviation Organization, ICAO ENVIRONMENTAL REPORT 2010.
- [4] 国立環境研究所 温室効果ガスインベントリオフィス, 「日本の温室効果ガス排出量データ (1990~2017 年度) 速報値」, 2018.11.30, 2018.
- [5] International Electrotechnical Commission, IEC 61508.
- [6] International Organization for Standardization, ISO26262.
- [7] L. Parsa, H.A. Toliyat, “Five-phase permanent-magnet motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 1, pp. 30-37, Jan./Febr., 2005.
- [8] G. Grandi, G. Serra, A. Tani, “Space vector modulation of a sevenphase voltage source inverter,” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. S8-6, 2006.
- [9] M. Barcaro, N. Bianchi, F. Magnussen, “Analysis and tests of a dual three-phase 12-slot 10-pole permanent-magnet motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no.6, pp. 2355-2362, Nov/Dec. 2010.
- [10] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng, S. Li, “Fault-tolerant control of dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives under open phase faults,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2052-2063, 2017.
- [11] P. Bockerhoff, Y. Burkhardt, T. Ehlgen, P. Lucas, “Electrical drivetrain without rare earth magnets and integrated inverter with inherent redundancy,” in *Proc. 3rd Int. Electric Drives Production Conf. (EDPC)*, pp. 1-7, 2013.
- [12] Y. Miyama, M. Hazeyama, S. Hanioka, N. Watanabe, A. Daikoku, M. Inoue, “PWM carrier harmonic iron loss reduction technique of permanent-magnet motors for electric vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 52, No. 4, Jul./Aug., 2016.
- [13] Y. Miyama, H. Kometani, K. Akatsu, “Carrier harmonic loss reduction technique on dual three-phase permanent-magnet synchronous motors with phase-shift PWM,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC2018)*, pp. 711-717. 2018.

- [14] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani, K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier phase-shift PWM on dual three-phase windings permanent-magnet synchronous motor,” in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf. (IEMDC’17)*, pp. 1-6, 2017.
- [15] H. Hijikata, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, A. Daikoku, “MATRIX motor with individual control capability for iron loss suppression under flux weakening control,” *IEEJ Journal on Industry Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 176-183, Mar., 2016.
- [16] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, “Larger torque production strategy of multi-phase inverter-fed MATRIX motor using air-gap flux density,” in *Proc. of XXIIth Int. Conf. on Electrical Mach. (ICEM’2016)*, pp. 1092-1097, Sep., 2016.
- [17] H. Hijikata, K. Akatsu, “Principle and basic characteristic of MATRIX motor with variable parameters achieved through arbitrary winding connections,” *IEEJ Trans. on Industry Applications*, vol. 2, no. 6, pp. 283-291, Nov., 2013.
- [18] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, A. Daikoku, “Wide speed range operation by low-voltage inverter-fed MATRIX motor for automobile traction motor,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6887-6896, Aug., 2018.
- [19] M. Hiramine, Y. Hayashi, T. Suzuki, “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering,” *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 10(2), pp. 337-344, 2017.
- [20] N. Nishiyama, M. Kitabatake, “Studies on individual current phase control of multipolar concentrated winding IPMSM,” *IEEJ*, RM-11-133, pp. 49-54, 2011.
- [21] 濱田, 仁吾, 成, 「少し未来の温冷感を先読みするルームエアコン “霧ヶ峰 FZ シリーズ”」, 三菱電機技報, vol. 91, no. 10, pp. 7-11, 2017
- [22] 横塚, 石川, 原田, 南, 渋谷, 「5相ステッピングモータの結線方式と運転特性」, 電気学会論文誌D, vol. 120, no. 7, pp. 897-904, 2000.
- [23] 奥松, 坂本, 河村, 「ステッピングモータの高速駆動に関する一考察」, 平成 13 年電気学会全国大会論文集, 4-144, pp. 1431, 2001.
- [24] 中村, 百目, 「ステッピングモータの多相化による性能向上」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. Y-87, 2005.
- [25] 宮地, 中尾, 大橋, 「新世代(9G)オルタネータ」, 三菱電機技報, vol. 81, no. 9, pp. 577-580, 2007
- [26] 加古, 「自動車機器の変遷と今後の展望」, 三菱電機技報, vol. 88, no. 9, pp. 90-97, 2014.
- [27] H. Kometani, Y. Okamoto, K. Toda, A. Satake, M. Koya, M. Tsukakoshi, Y. Ogashi, H. Masuda, “Large 2-parallel VSI drive system for 2-pole two windings synchronous motor without current balancing reactor,” in *Proc. 2015 Petroleum and Chemical Industry Conference Europe (PCIC Europe)*, pp. 1-9, 2015.

- [28] P. Jörg, A. Tresch, M. Bruha, “A model based approach to optimize controls of a large LCI VSD for minimal grid-side sub-synchronous torsional interaction,” in *Proc. PCIC Europe 2013*, pp.1-7, 2013.
- [29] 門倉, 「インバータ制御ギヤレスエレベーター」, 東芝レビュー, vol. 55, no. 9, pp. 70-71, 2000.
- [30] 藤田, 首藤, 平井, 上村, 水野, 中川, 「台北 101 向け速度 1010m/min エレベーター(昇降機・遊戯施設等の最近の技術と進歩)」, 昇降機・遊戯施設等の最近の技術と進歩技術講演会講演論文集, pp. 31-34, 2005.
- [31] 田中, 武田, 野田, 「東京スカイツリー®向けエレベーターの最新技術」, 東芝レビュー, vol. 67, no. 11, pp.16-19, 2012.
- [32] 中島, 「高速ギヤレスエレベータ時代を先導するインバータ制御技術」, 東芝レビュー, vol. 69, no. 2, pp. 33-36, 2014.
- [33] 「世界最高速となる分速 1,230m の超高速エレベーター技術を開発」, 三菱電機ニュースリリース, 2016 年 5 月 10 日, ビル No.1603, 2016.
- [34] M. Swamy, T. Kume, A. Maemura, S. Morimoto, “Extended high speed operation via electronic winding change method for AC motor ,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol.42, no.3, pp.742-752, May/Jun., 2006.
- [35] M. M. Swamy, T. Kume, A. Maemura, “Extended high-speed operation via electronic winding-change method for AC motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 42, no. 3, May/June, 2006.
- [36] M.-F. Hsieh, F.-S. Hsu, D. G. Dorrell, “Winding changeover permanent-magnet generators for renewable energy applications,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4168–4171, Nov., 2012.
- [37] Y. Ohto, T. Noguchi, T. Sasaya, “Space vector modulation of dual inverter with battery and capacitor across DC buses,” in *Proc. IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 1172–1177, 2017.
- [38] H. Su, L. Wang, F. Zhao, L. Wang, J. Luo, “A Novel Electrical Evaluation Approach for Inhomogeneous Current Distribution in Parallel-Connected IGBT Modules,” in *Proc. IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 1-4, 2018.
- [39] K. Liang, Z. Jin, Q. Zhijie, M. Jinlei, “Research and Measurement of Chip Current Imbalance in IGBT Module with Multiple Chips in Parallel ,” in *Proc. IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp.1851-1856, 2013.
- [40] D. Medaule, Y. Yu, “Parallel operation of high power IGBTs,” in *Proc. IEE Colloquium on IGBT Propulsion Drives*, pp. 2/1-2/9, 1995.

- [41] C. Huawei, L. Jun, Z. Jian, W. Youlong, "Investigation of Parallel Connection of 1700V IGBTs in 400kW inverter," in *Proc. ITEC Asia-Pacific*, pp. 1-4, 2014.
- [42] J. Bohmer, J. Schumann, K. Fleisch, H.-G. Eckel, "Current mismatch during switching due to the self-turn-off effect in paralleled IGBT," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-9, 2013.
- [43] T. Basler, J. Lutz, "The Influence of Asymmetries on the Parallel Connection of IGBT Chips under Short-Circuit Condition," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp.1-8, 2011.
- [44] M. Utsuno, K. Matsui. "Inverter-integrated motor," *Fuji Electric Review*, vol. 61, no. 1, pp. 36-40, 2015.
- [45] H. Tokoi, Y. Enomoto, N. Sakurai, K. Souma, "Development of inverter integrated motor using amorphous motor," *IEEJ*, MD-17-066, RM-17-049, VT-17-003, pp. 11-16, 2017.
- [46] W. F. Long, N. L. Schmitz, "Cycloconverter Control of the Doubly Fed Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, no. 1, pp. 95–100, 1971.
- [47] R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine" *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143 , no. 5, pp. 380–387, 1996.
- [48] F. BonnetFrancois, P.-E. Vidal, M. P.-David, "Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2482–2490, 2007.
- [49] Y. Fan, K. T. Chau, "Design, Modeling, and Analysis of a Brushless Doubly Fed Doubly Salient Machine for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 727–734, 2008.
- [50] S. Ademi, M. G. Jovanović, "Vector Control Methods for Brushless Doubly Fed Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 96–104, 2015.
- [51] S. Kunte, M. P. Bhawalkar, N. Gopalakrishnan, Y. P. Nerkar, "Design and analysis of brushless doubly fed reluctance machine suitable for wind generation applications," in *Proc. 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2082–2088, 2015.
- [52] F. Senicarm C. Junge, S. Gruber, S. Soter, "Zero sequence current elimination for dual-inverter fed machines with open-end windings," in *Proc. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 853–856, 2010.
- [53] K. R. Sekhar, S. Srinivas, "Current ripple analysis in a decoupled SVPWM controlled dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive," in *Proc. 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pp. 373–378, 2011.

- [54] E.G. Shivakumar, V.T. Somasekhar, K.K. Mohapatra, K. Gopakumar, L. Umanand, S.K. Sinha, “A multi level space phasor based PWM strategy for an open-end winding induction motor drive using two inverters with different DC link voltages,” in *Proc. 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. (IEEE PEDS)*, vol.1, pp. 169 – 175, 2001.
- [55] 高橋, 立花, 河井, 佐々木, 「車両用サイリスタモータ」, 日立評論, vol. 55, no. 6, pp. 72-77, 1972.
- [56] 「車両用直流無ブラシ電動発電機」, 東洋電機技報, pp. 2-10, no. 17, 1974.
- [57] 坪井, 棚町, 石川, 近藤, 高橋, 「車両用ブラシレスサイリスタ電動発電機」, 日立評論, vol. 57, no. 11, pp.71-76, 1975.
- [58] 松本, 「九相インバータ駆動三相三重巻線交流電動機」, 電気学会論文誌 B, vol. 94, no. 9, pp. 415-422, 1974.
- [59] 松本, 稲見, 「12パルス整流器負荷三相二重巻線同期機」, 電気学会論文誌 B, vol. 100, no. 5, pp. 249-256, 1980.
- [60] 松本, 高見, 「三相二重巻線交流電動機用電圧形六相 PWM インバータの最適パルスパターン」, 電気学会論文誌 D, vol. 110, no. 9, pp. 966-974, 1990.
- [61] 高見, 松本, 「三相三重巻線交流電動機用電圧形九相 PWM インバータの最適パルスパターン」, 電気学会論文誌 D, vol. 112, no. 4, pp. 345-354, 1992.
- [62] A.K. Wallace, R. Spee, H.K. Lauw, “The potential of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives,” in *Proc. Annual Technical Conference on Pulp and Paper Industry*, pp. 45-50, 1990.
- [63] T. Mizuno, K Tsuboi, L Hirotsuka, S. Suzuki, I. Matsuda, T. Kobayashi, “Basic principle and maximum torque characteristics of a six-phase pole change induction motor for electric vehicles,” *Electrical Engineering in Japan*, vol. 118, no. 3, 1997, pp. 78-91.
- [64] 西山, 北畠, 「多極集中巻永久磁石埋込みモータの個別電流位相制御に関する検討」, 産業応用部門, 回転機研究会, RM-11-133, pp.49-54, 2011.
- [65] T. Suzuki, H. Kabune, N. Ito, “Capacitor current reducing control of the inverters for the dual winding motor,” in *Proc. IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 499 –504, 2015.
- [66] B. Vaseghi, N. Takorabet, J. P. Caron, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, G. Humbert, “Study of Different Architectures of Fault-Tolerant Actuator Using a Two-Channel PM Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47 , no. 1, pp. 47–54, 2011.
- [67] G. Grandi, Y. Gritli, F. Filippetti, C. Rossi, “Fault-tolerant operating analysis of a quad-inverter multiphase multilevel AC motor drive,” in *Proc., 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, pp.126 – 132, 2011.

- [68] G. Grandi, P. Sanjeevikumar, Y. Gritli, F. Filippetti, "Experimental investigation of fault-tolerant control strategies for quad-inverter converters," in *Proc., 2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, pp. 1-8, 2012.
- [69] Z. Liang, P. Kou, D. Liang, "A fault tolerant control strategy for dual three-phase permanent magnet synchronous motor servo system based on frequency domain analysis," in *Proc. 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pp.1-13, 2016.
- [70] H. Burzanowska, P. Sario, Ch. Stulz, P. Joerg, "Redundant Drive with Direct Torque Control (DTC) and dual-star synchronous machine, simulations and verification," in *Proc. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1-10, 2007.
- [71] K.T. Chau, S.Z. Jiang, C.C. Chan, "Reduction of current ripple and acoustic noise in dual-inverter pole-changing induction motor drives," in *Proc. 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol.1, pp. 67–72, 2000
- [72] M. Janssen, A. Steimel, "Direct self control with minimum torque ripple and high dynamics for a double three-level GTO inverter drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 1065–1071, 2002.
- [73] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, E. Semail, "Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability," in *Proc. 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–5, 2010.
- [74] M. Moghaddasian, A. Raeispour, M. A. Zamani, R. Kianinezhad, "A Direct Torque Control (DTC) method for dual three-phase induction motors using ANFIS," in *Proc. 2008 40th North American Power Symposium*, pp. 1-6, 2008.
- [75] G. Poddar, V.T. Ranganathan, "Sensorless double-inverter-fed wound-rotor induction-Machine drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 86–95, 2006.
- [76] M. Barcaro, A. Faggion, N. Bianchi, S. Bolognani, "Sensorless Rotor Position Detection Capability of a Dual Three-Phase Fractional-Slot IPM Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, no. 6, pp. 2068–2078, 2012.
- [77] A. H. Almarhoon, Y. Ren, Z. Q. Zhu, "Sensorless switching-table-based direct torque control for dual three-phase PMSM drives," in *Proc. 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1616–1621, 2014.
- [78] J.M. Liu, Z.Q. Zhu, "Rotor position estimation for dual-three-phase permanent magnet synchronous machine based on third harmonic back-EMF," in *Proc. 2015 IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pp. 1–8, 2015

- [79] J. Liu, Z.-Q. Zhu, "Rotor position estimation for single- and dual-three-phase permanent magnet synchronous machines based on third harmonic back-EMF under imbalanced situation," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 63–72, 2017.
- [80] Y. Takatsuka, H. Hara, K. Yamada, A. Maemura, T. Kume, "A wide speed range high efficiency EV drive system using winding changeover technique and SiC devices," in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, pp. 1898–1903, 2014.
- [81] T. Nakada, S. Ishikawa, S. Oki, "Development of an electric motor for a newly developed electric vehicle," *SAE Technical Paper*, 2014-01-1879, 2014.
- [82] 「電気自動車 (EV) 用モータードライブシステムを開発」, 三菱電機ニュースリリース, 2014 年 2 月 13 日, 開発 No.1405, 2014.
- [83] H. Huang, L. Chang, "Electrical two-speed propulsion by motor winding switching and its control strategies for electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 2, pp. 607–618, Mar., 1999.
- [84] T. Kume, T. Iwakane, T. Sawa, T. Yoshida, I. Nagai, "A wide constant power range vector-controlled ac motor drive using winding changeover technique," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 934–939, Sep./Oct., 1991.
- [85] T. Kume, M. Swamy, M. Sawamura, K. Yamada, I. Murokita, "A quick transition electronic winding changeover technique for extended speed ranges," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 5, pp. 3384–3389, 2004.
- [86] S. R. Bowes, B. M. Bird, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors," *IEE Proceedings*, vol. 122, no. 5, pp. 507–513, May, 1975.
- [87] D. G. Holmes, "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies," in *Proc. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 1207–1214, 1998.
- [88] D. G. Holmes, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for two-level and multilevel cascaded inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 37, no. 2, Mar./Apr., 2001.
- [89] H. Hijikata, K. Akatsu, "Principle and Basic Characteristic of MATRIX Motor with Variable Parameters Achieved through Arbitrary Winding Connections," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol.2, no.6, pp.283-291, 2013.

研究業績

論文誌

- [1] Y. Miyama, M. Hazeyama, S. Hanioka, N. Watanabe, A. Daikoku, M. Inoue, “PWM carrier harmonic iron loss reduction technique of permanent-magnet motors for electric vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 52, No. 4, pp. 2865-2871, Jul./Aug. 2016.
- [2] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani, K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier phase-shift PWM on dual three-phase winding permanent-magnet synchronous motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 54, No. 6, pp.5998-6004, Nov./Des. 2018.

国際発表（査読あり）

- [1] Y. Miyama, M. Hazeyama, S. Hanioka, N. Watanabe, A. Daikoku, M. Inoue, “PWM carrier harmonic iron loss reduction technique of permanent-magnet motors for electric vehicles,” in *Proc. IEEE International Electric Machine and Drives Conference (IEMDC'15)*, pp. 475-481, 2015.
- [2] Y. Miyama, H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, H. Arita, A. Daikoku, “Variable characteristics technique on permanent magnet motor for electric vehicles traction system,” in *Proc. IEEE International Electric Machine and Drives Conference (IEMDC'15)*, pp. 596-599, 2015.
- [3] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani, K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier phase-shift PWM on dual three-phase windings permanent-magnet synchronous motor,” in *Proc. IEEE International Electric Machine and Drives Conference (IEMDC'17)*, pp. 1-6, 2017.
- [4] Y. Miyama, H. Kometani, K. Akatsu, “Carrier harmonic loss reduction technique on dual three-phase permanent-magnet synchronous motors with phase-shift PWM,” in *Proc. International Power Electronics Conference (IPEC2018)*, pp. 711-717. 2018.
- [5] Y. Miyama, K. Akatsu, “Technical arrangement of high-performance techniques achieved by multi-phase permanent magnet synchronous motor systems,” in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2018)*, pp.6545-6551, 2018.

関連特許

特許公報

- [1] 特許第 5955472 号、深山義浩、栢山盛幸、大穀晃裕、「多群多相駆動システムおよび回転電機の駆動方法」三菱電機株式会社、登録日 2016 年 6 月 24 日
- [2] 特許第 6335523 号、深山義浩、有田秀哲、大穀晃裕、赤津観、土方大樹、「回転電機」三菱電機株式会社、学校法人芝浦工業大学、登録日 2018 年 5 月 11 日
- [3] 特開 2015-142392、深山義浩、有田秀哲、大穀晃裕、赤津観、土方大樹、「回転電機」三菱電機株式会社、学校法人芝浦工業大学、出願日 2014 年 1 月 27 日
- [4] 特開 2016-158313、深山義浩、有田秀哲、大穀晃裕、赤津観、土方大樹、「制御装置、これを用いた回転電機、および当該制御装置と当該回転電機とを備えた駆動システム」三菱電機株式会社、学校法人芝浦工業大学、出願日 2015 年 2 月 23 日

共著論文

論文誌

- [1] H. Hijikata, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "MATRIX Motor with Individual Control Capability for Iron Loss Suppression under Flux Weakening Control," *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.5, No.2, pp.176-183, 2016.
- [2] 土方大樹, 酒井祐樹, 赤津観, 深山義浩, 有田秀哲, 大穀晃裕「広域高効率駆動を実現する多相 MATRIX モータの提案」, 電学論 D, Vol.138, No.3, pp.257-264, 2018.
- [3] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, A. Daikoku, "Wide speed range operation by low-voltage inverter-fed MATRIX motor for automobile traction motor," *IEEE Trans. Power Electro.* Vol. 33, No. 8, pp. 6887-6896, Aug., 2018.

国際発表（査読あり）

- [1] H. Hijikata, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "MATRIX Motor with Individual Winding Current Control Capability for Variable Parameters and Iron Loss Suppression", in *Proc. XXIIth International Conference on Electric Machines (ICEM2014)*, pp.546-552, 2014.
- [2] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "Wide Range Operation by Low-Voltage Inverter-Fed MATRIX Motor with Single-layer Distributed Winding for Automobile Traction Motor", in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2015)*, pp.6545-6551, 2015.
- [3] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, and Y. Miyama, "Larger Torque Production Strategy of Multi-phase Inverter-Fed MATRIX Motor using Air-gap Flux Density", in *Proc. XXIIth International Conference on Electric Machines (ICEM) 2016*, pp.1094-1099, 2016.
- [4] H. Hijikata, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "Suppression Control Method for Iron Loss of MATRIX Motor under Flux Weakening Utilizing Individual Winding Current Control", in *Proc. International Power Electronics Conference (IPEC Hiroshima) 2014 ECCE-Asia*, pp.2673-2678, 2014.
- [5] Y. Sakai, H. Hijikata, K. Akatsu, Y. Miyama, and H. Arita, "Study of switching method for MATRIX motor realizing variable characteristic," in *Proc. International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC) 2016 ECCE Asia*, pp. 3012-3017, 2016.

国内発表（査読なし）

- [1] 土方大樹, 酒井祐樹, 赤津観, 深山義浩「エアギャップ磁束密度分布に着目した多相 MATRIX モータのトルク増加方法の提案」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会,

- pp.III-229-232, 2016.
- [2] 土方大樹, 酒井祐樹, 赤津観, 深山義浩, 有田秀哲, 大穀晃裕「多相 MATRIX モータのテース磁束制御による鉄損抑制手法の検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, pp.III-179-182, 2015.
- [3] 酒井祐樹, 土方大樹, 赤津観, 深山義浩「電流転流に着目した駆動領域拡大を実現する MATRIX モータの回路構成の検討」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-257-260, 2016.
- [4] 酒井祐樹, 土方大樹, 赤津観, 深山義浩, 有田秀哲, 大穀晃裕「特性可変を実現する MATRIX モータのスイッチ切替方法の検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, pp.Y-42, 2015.