

博士論文

自動車向け永久磁石同期モータ駆動システムに  
おける低振動・低騒音制御技術に関する研究

原 崇文

## 概要

運輸部門の CO<sub>2</sub> 排出量の約半数を占める自動車分野では、CO<sub>2</sub> 排出量の低減目標を達成するために、駆動用主機システムの電動化と、従前のガソリン車に対しても CO<sub>2</sub> 排出量の低減が期待される補機システムの電動化が進んでいる。これらの電動化に対応するモータ駆動システムとして、小型・高出力・高効率・高信頼化が要求されている。これらの要求を達成するために、永久磁石同期モータを用いたモータ駆動システムの採用という技術動向があるが、一方で振動・騒音が課題となる。本研究は、自動車分野において、永久磁石同期モータ駆動システムの低振動・低騒音化によって車内・車外環境の快適性の向上を安価に実現する制御技術を提案し、その技術と効果を検証することを目的としている。各章の構成は以下の通りである。

第 1 章は、序論として、駆動用主機システムと補機システムの電動化について述べ、これらのモータ駆動システムへの要求を整理し、技術動向をまとめた。そして、小型・高出力・高効率・高信頼化の動向がある一方、これらによって振動・騒音が悪化する課題を明らかにした。その上で、永久磁石同期モータの振動・騒音の発生メカニズムについて整理し、ソフトウェアで実装できる制御によるモータ駆動システムの低振動・低騒音化に着眼した。更に、本論文の目的と構成について述べた。

第 2 章では、制御によるモータ駆動システムの低振動・低騒音化に関する先行研究とその課題を踏まえて、モータ駆動システムの低振動・低騒音化の手法について掘り下げた。

第 3 章では、電気角 2 次の径方向電磁力に着目して第 2 章で説明した課題の 1 つである、巻線係数が 0.933 と高く小型・高出力化に優れた 10 極 12 スロットモータの電気角 2 次の電磁力を低減する制御を提案した。そして、制御による電気角 2 次の径方向電磁力の低減限界を明らかにし、制御による大きな低減効果が期待される時間高調波起因の周方向および径方向電磁力について第 4 章、第 5 章で着眼した。

第 4 章では、時間高調波起因の周方向および径方向電磁力に着目し、電動化が進む自動車分野において顕著となるインバータのキャリア電磁騒音の低減に着目した。この課題に対して、電磁騒音の発生周波数、発生モード、制御の因果関係を明らかにした。これによって、キャリア周波数を機構の固有振動数から遠ざけることができ、キャリア電磁騒音を低減することが可能となることを述べた。

第 5 章では、時間高調波起因の周方向および径方向電磁力に着目して直流母線電流検出方式（電流センサレス方式）の課題の 1 つである、パルス修正法による高周波電圧に伴うキャリア電磁騒音を低減する方法について述べた。パルス修正量とキャリア電磁騒音の関係を数式により明らかにして、磁石材質により異なるキャリア電磁騒音を定量的に評価する手法を提案した。更に、パルス修正量を低減し、キャリア電磁騒音を低減するパルス修正法の実機検証結果についても述べた。

第 6 章では、第 3 章から第 5 章までに提案した制御によるモータ駆動システムの低振動・低騒音技術を総括し、今後の展望および課題について述べた。

# 自動車向け永久磁石同期モータ駆動システムにおける低振動・低騒音制御技術に関する研究

## 目次

概要	i
目次	iii
1 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 電動化が加速する自動車	1
1.1.2 自動車におけるモータ駆動システムへの要求と技術動向	2
1.1.3 自動車におけるモータ駆動システムにおける振動・騒音	12
1.2 本研究の目的と本論文の構成	15
1.2.1 本研究の目的	15
1.2.2 本論文の構成	15
2 自動車用モータ駆動システムにおける制御を用いた低振動・低騒音化に関する先行研究とその課題	23
2.1 電気角 2 次の径方向電磁力による振動・騒音の低減の方法論	23
2.2 空間高調波起因の周方向および径方向電磁力の脈動による振動・騒音の低減の方法論	24
2.3 時間高調波起因の周方向および径方向電磁力の脈動による振動・騒音の低減の方法論	25
2.4 自動車用永久磁石同期モータ駆動システムの振動・騒音に対する研究方針	27
3 ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の低減	33
3.1 本章の目的	33
3.2 電流と径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の関係式の導出	33
3.2.1 電流による電磁力の発生原理	33
3.2.2 径方向電磁加振力導出の仮定	35
3.2.3 磁束密度の導出	35
3.2.4 径方向電磁加振力の導出	36
3.2.5 ベクトル変換	38
3.2.6 径方向電磁加振力の簡易化	38
3.2.7 電流と径方向電磁加振力との関係式の導出	41
3.3 関係式に基づく振動低減制御の提案	42
3.4 実験結果	43

3.4.1	実験構成	43
3.4.2	無負荷時の振動最小点	44
3.4.3	負荷時の振動最小点	45
3.5	まとめ	46
4	PWM 起因の時間高調波で発生する分布巻 PMSM のキャリア電磁騒音の低減	49
4.1	本章の目的	49
4.2	キャリア高調波電流に起因した径方向電磁加振力の発生周波数の理論予測	49
4.2.1	実測された三相電流の周波数解析	49
4.2.2	径方向電磁加振力	53
4.2.3	線間電圧の高調波成分の相順分析	54
4.2.4	径方向電磁加振力の理論解析	55
4.3	二次元有限要素法を用いた径方向電磁加振力の電磁界解析	56
4.3.1	解析条件および解析手法	56
4.3.2	電磁界解析結果	56
4.4	実験結果	59
4.4.1	試験環境および実験条件	59
4.4.2	モータ試験ベンチにおける振動測定結果	61
4.4.3	試験車における騒音測定結果	63
4.5	まとめ	64
5	直流母線電流検出方式による時間高調波に起因したキャリア電磁騒音の低減	69
5.1	本章の目的	69
5.2	パルス修正法に起因したキャリア高周波電流	69
5.2.1	直流母線電流検出方式におけるパルス修正法	69
5.2.2	キャリア高周波電流の理論計算における仮定	71
5.2.3	パルス修正法に起因したキャリア高周波電流の理論計算	72
5.2.4	感度検討	75
5.3	理論計算と電磁界解析によるキャリア電磁力	77
5.3.1	電流による電磁力の発生原理	77
5.3.2	径方向電磁加振力を用いたキャリア電磁力の増分予測	78
5.3.3	騒音評価のための新たな評価指標	78
5.3.4	解析条件および解析方法	79
5.3.5	キャリア電磁力の電磁界解析結果	80
5.4	パルス修正法によるキャリア高周波電流・電磁騒音の実機検証	82
5.4.1	実験条件および実験方法	82
5.4.2	キャリア高周波電流・電磁騒音の実測結果	82
5.5	回転位置センサを備えたモータ駆動システムにおける	

キャリア電磁騒音の低減手法.....	84
5.5.1 提案法の原理.....	84
5.5.2 提案手法の実機検証.....	84
5.6 まとめ.....	86
6 結言.....	90
6.1 結言.....	90
6.2 今後の課題.....	91
謝辞.....	93
研究業績.....	94
学術誌原著論文.....	94
国際会議論文・発表.....	94
表彰論文.....	95
国内学会・研究会・シンポジウム・その他.....	95
国際特許.....	96
国内特許.....	96

# 1. 序論

## 1.1 本研究の背景

### 1.1.1 電動化が加速する自動車

自動車分野では、地球温暖化防止の観点から自動車の CO<sub>2</sub> 排出規制を各国で強化している。北米は、目標燃費への達成度に応じてインセンティブやペナルティを課す CAFÉ 規制 [1.1] を導入しており、欧州は 2020 年までに新車の CO<sub>2</sub> 排出量を 95g/km 以下にする EURO 規制 [1.2] を導入している。これらの規制に対応するために、自動車メーカーおよびサプライヤは、これまでのエンジン車 (ICEV : InInternal Combustion Engine Vehicle) に加え、電気自動車 (EV : Electric Vehicle), ハイブリッド電気自動車 (HEV : Hybrid Electric Vehicle), 燃料電池自動車 (FCV : Fuel Cell Vehicle) など、永久磁石同期モータや誘導モータを駆動用モータ (主機モータ) として利用した環境対応車の開発を加速しており、Fig. 1.1 に示されるように 2035 年の全世界の販売台数は 2018 年比で 7.6 倍となる見込みである [1.3]。例えば、電気自動車 (EV) の代表格である日産リーフは累計販売台数世界一となる約 30 万台まで伸ばしている [1.3]。今後、低炭素社会に向けた取り組みは、先進諸国に留まることなく中国やインドなどでも強化されると予測され、それに応じて環境対応車の市場規模も拡大する見通しである。

一方で、駆動やアシストに永久磁石同期モータを用いないエンジン車においても、「省エネ」、「快適」、「安全」の観点からステアリングやブレーキなどに代表される車載補機システムの電動化が進んでいる。Fig. 1.2 に、自動車に搭載される車載補機システムを示す [1.4]-[1.7]。車両を操舵するパワーステアリングの電動化により従来の油圧パワーステアリングと比較して 3% の燃費向上が期待できる [1.7][1.8]。オイルポンプの電動化によりエンジン停止中でも油圧を確保できるためアイドリングストップが可能となり 15% の燃費向上を期待できる [1.9]。ブレーキシステムについても回生ブレーキを活用することで、HEV や EV の燃費 (電費) を向上させている。このように、車載補機システムの電動化は燃費の向上に大きく寄与する。

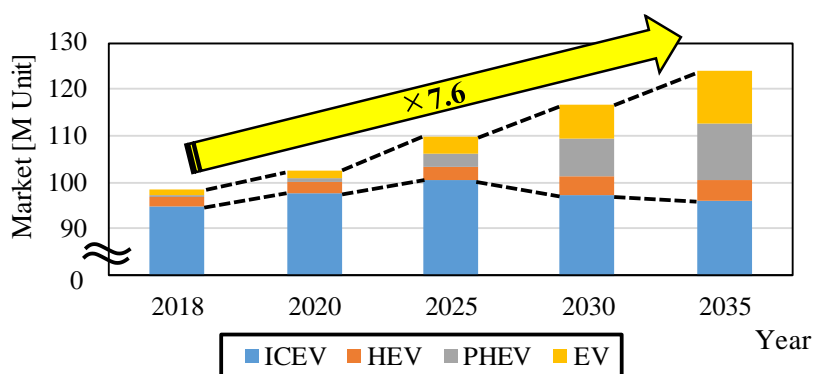
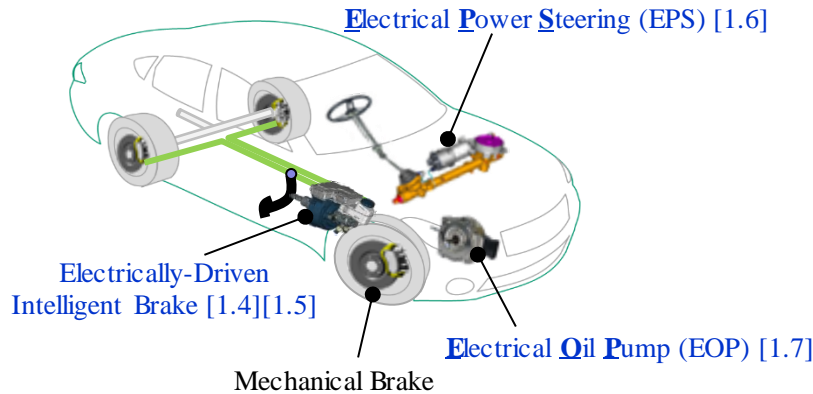


Fig. 1.1 Global market of cars [1.3].



**Fig. 1.2 Car auxiliary component.**

### 1.1.2 自動車におけるモータ駆動システムへの要求と技術動向

本項では、まず主機モータ駆動システムへの要求と技術動向について整理した後、補機モータ駆動システムへの要求と技術動向について整理する。

#### 1.1.2.1 主機モータ駆動システムへの要求と技術動向

前項で述べた電気自動車 (EV : Electric Vehicle), ハイブリッド電気自動車 (HEV : Hybrid Electric Vehicle), 燃料電池自動車 (FCV : Fuel Cell Vehicle) などの環境対応車は、航続距離の延長のためにバッテリーやエンジン発電機などが設けられている。これらの環境対応車はバッテリーやエンジン発電機などによってエンジンルーム内や車内の搭載空間に制約があるため、環境対応車駆動用の主機モータ駆動システムでは、小型・高出力が求められる。加えて、航続距離の延長の観点から主機モータ駆動システムの高効率化が求められる。主機モータ駆動システムとして、小型・高出力・高効率化の要求を達成するために、モータのハードウェアの工夫による手法と制御による手法の2つがある。

まず、モータのハードウェアの工夫による手法について述べる。モータのハードウェアの工夫による手法としては、界磁源として永久磁石で磁力が強いネオジウム磁石の採用、回転子の磁石配置の工夫による磁気的な突極性の拡大によるリラクタンストルクの活用、高出力密度化を実現する高速回転化、占積率を向上する角線の採用、などがある。

永久磁石同期モータは、その磁石配置と回転子の磁気回路構成からいくつかの形式に分けることができる。例えば、表面に磁石を配置した表面磁石型モータ (SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor), 回転子内部に磁石が埋め込まれた埋込磁石型モータ (IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor), 等が有り、用途や変速範囲により使い分けられている。Table 1.1に、SPMSMとIPMSMの比較を示す。SPMSMは、リラクタンストルクが無くq軸電流でのみ制御できるのに加えトルク脈動が小さいという利点がある一方で、磁石が回転子表面に露出しているため、機械強度の観点から高速回転ができない課題がある。IPMSMは磁石を回転子鉄心で保持できるため、SPMSMと比較して高速回転



が可能となる。更に、磁気回路構成を工夫することで、マグネットトルクに加えてリラクタンストルクも活用できるため、主機モータ駆動システムの高出力密度化が可能となる。

永久磁石同期モータの高効率化のための項目としては、占積率の向上や短コイルエンド化、電磁鋼板の薄肉化などがある。その中で、占積率の向上と短コイルエンド化を実現する項目として巻線の角線化があり、搭載空間の制約が多いハイブリッド車で多く採用されている。文献[1.13]では巻線を丸線から角線に変更することで占積率を64%から80.5%に向上し、低速回転（1,000rpm）で3.7%、高速回転（9,000rpm）で1.1%効率を向上させた事例が紹介されている。この事例以外にも角線を採用したIPMSMの開発が自動車メーカ各社で進められている[1.15][1.16]。一方で、エンジンがなくエンジンルーム内の搭載空間に余裕があるテスラのモデル3や日産自動車のリーフなどの電気自動車（EV）は角線ではなく、丸線が採用されている。

制御による手法は、1パルス制御を含む過変調制御や駆動電圧の高電圧化などがある。インバータはPWM（Pulse Width Modulation）制御により直流電圧を三相の交流電圧に変換している。過変調制御は、バッテリーによって直流電圧が制限されるモータ駆動システムにおいて直流電圧から三相交流電圧の変換利用率を向上する制御技術である。Table 1.2 に過変調制御技術と直流電圧利用率、変調率の関係を示す。本論文では、式(1.1)に示す直流電圧利用率は用いず、式(1.2)に示す変調率を用いて議論することとする。

$$\text{直流電圧利用率} = (\text{線間電圧の実効値}) / (\text{直流電圧}) \dots\dots\dots (1.1)$$

$$\text{変調率} = (\text{相電圧のピーク値}) / (\text{直流電圧}/2) \dots\dots\dots (1.2)$$

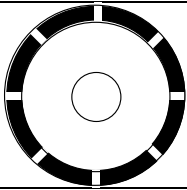
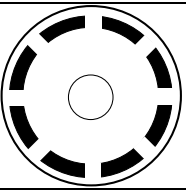
過変調制御や1パルス制御によって線間電圧の高調波成分が増加するものの、基本波成分の電圧を11%向上でき、高出力化を実現できる。

また、IPMSMなどの永久磁石同期モータはモータ回転数の上昇に比例して誘起電圧が発生し、高速回転になるとトルクに寄与する電流を通電することが困難となる。そのため、弱め界磁制御（弱め磁束制御）によって誘起電圧を抑制し、モータを制御する。効率の低下とバッテリー電圧の制約の観点から、バッテリーとインバータのDC側との間にDC-DCコンバータを設け、制限電圧を向上することが行われ、高出力化を実現している。誘起電圧の制限が取り払われると、モータの高速回転化を実現できるため、モータによる発電電圧を自在に制御できるハイブリッド電気自動車（HEV）やプラグインハイブリッド電気自動車（PHEV）などで採用されている。


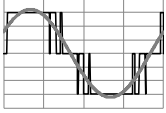
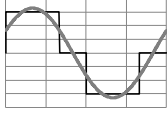
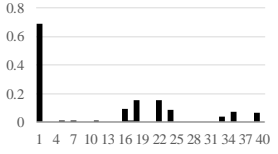
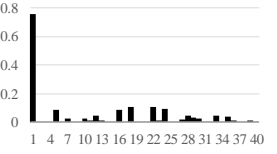
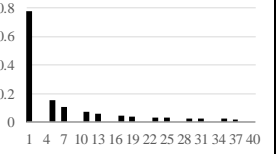
これまで述べた環境対応車におけるモータの高速回転化による小型・高出力化と制御による高出力化の拡大の一例は、Table 1.3 に示すトヨタ自動車株式会社製のプリウス（Prius）における主機モータ駆動システムの改良で見ることができる[1.17]。

以上より、主機モータ駆動システムとしてはネオジム磁石を使用した IPMSM を用い、PWM 制御や過変調制御を採用した高速回転によって小型・高出力化を図っていることが分かる。

**Table 1.1 Comparison of IPMSM and SPMSM.**

	SPMSM	IPMSM
Rotor structure		
Effective magnetic flux	○	△
Field weakening control	△	○
Reluctance torque	△	○
Core eddy current loss	△	○
Torque ripple	○	△
Magnet weight (thickness)	△	○
Destruction strength	△	○

**Table 1.2 Over modulation control technique.**

	3 <sup>rd</sup> harmonics injection control	Over modulation control	1 pulse control
DC voltage utilization rate ( $V_{inrms}/E$ )	0~0.69	0.69~0.78	0.78
Modulation factor ( $V_{phase}/(E/2)$ )	0~1.15	1.15~1.27	1.27
Line voltage and fundamental component			
FFT results of line voltage			

**Table 1.3 Main motor of Prius of Toyota Toyota Motor Corporation[1.17].**

	Prius 1	Prius 2	Prius 3	Prius 4
Motor	IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)			
Magnet	Neodymium magnets			
Maximum rotation speed	5,600	6,000	13,500	17,000
Power	30	50	60	53
Power density (Power/Stator/Stator Iron core volume)	5.9	10.6	22.2	24.1
Voltage (V)	288	500 (Boost)	650 (Boost)	650 (Boost)
Winding	Round wire with distributed winding			Square wire with distributed winding
Control	PWM control			
Improving control of DC voltage utilization rate	3 <sup>rd</sup> harmonics injection control	1 pulse control		

### 1.1.2.2 補機モータ駆動システムへの要求と技術動向

次に、補機モータ駆動システムへの要求と動向について述べる。補機モータ駆動システムはエンジンルーム内に搭載されるため、主機モータ駆動システムと同様に、小型化の要求が高い。また、自動運転の導入が2020年と予測[1.18]されており、2024年以降の自動運転レベルの上昇に伴ってドライバの権限が自動運転システムへと移管されるようになる。そのため、故障時にもドライバが操作へ関与できなくなるため、補機モータ駆動システムの高信頼化の要求が更に高まると考えられている。一方で、自動運転の拡大に伴う高信頼化によって増大した部品点数を価格へ反映することが難しいため、部品点数の削減による低コスト化も同時に要求される。以上で述べたように、補機モータ駆動システムでは、小型・低コスト・高信頼化が求められる。補機モータ駆動システムとして、これらの要求を達成するために、モータのハードウェアの工夫による手法と制御による手法の2つがある。

まず、モータのハードウェアの工夫による手法について述べる。モータのハードウェアの工夫による手法としては、界磁源として永久磁石で磁力が強いネオジウム磁石の採用[1.19]や、磁力が小さいものの低コストなフェライト磁石の採用[1.19]、組立方法の簡易さという特徴を持つ電機子歯（ティース）にコイルを直巻きして集中して巻いた突極集中巻の採用[1.20]、極数ースロット数の工夫による巻線係数の向上[1.21]、などがある。

補機モータでは、回転子の界磁源として主機モータと同様のネオジウム磁石に加えて、低コスト化の観点からフェライト磁石も用いられる。フェライト磁石は安価ではあるものの、エネルギー積がネオジウム磁石と比較して1/10程度と小さいため、モータ体格の大型化が課題となる。

ステータの巻線は従来より主機モータなどで多く採用されている空間的に分布させた集中巻や分布巻[1.12]よりも、コイル形状がシンプルでコイルエンドが短い突極集中巻が多く採用されている[1.13][1.14]。近年ではこの突極集中巻と言うべき巻き方を集中巻と呼ぶことも多く、以降では本論文においてもこの突極集中巻を集中巻と呼ぶこととする。Table 1.4に、巻線方法に着目した分類を比較して示す[1.13][1.14]。

巻線方法に着目した分類においては、分布巻は複数のティースに跨いでコイルを組み込まれ、ステータコアの外部で異なる相のコイルが径方向および軸方向で重なり合う。そのため、コイルエンドが大きくなるという構造上の欠点を持つが、ステータによって生成される回転磁界は正弦波に近くなり、体積当たりのトルクや低振動・低騒音といったメリットがある。集中巻（突極集中巻）は1つのティースに集中して巻かれる構造で、ステータコアの外部で異なる相のコイルと重なり合わない。そのため、コイルエンドが小さくモータの薄型化が可能なのに加え、ステータのティースを分割してコイルを生成し組み合わせる分割鉄心の採用によって、組立方法が簡易となり低コスト化に貢献できる。そのため、補機モータでは、集中巻（突極集中巻）のPMSMの採用が多い。

巻線係数  $k_w$  は、磁石磁束の磁束利用率の一般的な指標として用いられており、短節係数  $k_p$  と分布係数  $k_d$  とを用いて式(1.3)で表される。

$$k_w = k_p \cdot k_d \dots\dots\dots (1.3)$$

短節係数  $k_p$  は極ピッチ  $\tau_p$ , 一相巻線ピッチ幅  $W$  を用いて式(1.4)で表され, Table 1.5 (a)に示す毎相毎極スロット数が 1 の全節巻では,  $W = \tau_p$  なので,  $k_p = 1$  となる。Table 1.5 (b)に示す毎相毎極スロット数が 2 の短節巻では,  $W = 5/6 \tau_p$  なので,  $k_p = 0.966$  となる。なお, Table 1.5 (b)の突極集中巻 8 極 12 スロットモータでは,  $W = 2/3 \tau_p$  であり,  $k_p = 0.866$ , Table 1.5 (c) 突極集中巻 10 極 12 スロットモータでは,  $W = 5/6 \tau_p$  であり,  $k_p = 0.966$  となる。

$$k_p = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \dots\dots\dots (1.4)$$

一方, 分布係数  $k_d$  は, 分布巻の場合, 相数  $m$ , 毎相毎極スロット数  $q$  を用いて式(1.5)で表され, Table 1.5 (a)では,  $m = 3, q = 1$  なので,  $k_d = 1$ , Table 1.5 (b)では,  $m = 3, q = 2$  なので,  $k_d = 0.966$ , となる。

$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} \dots\dots\dots (1.5)$$

だし, 相数  $m$ , 固定子スロット数  $Q_s$ , 極対数  $p$  を用いて  $q$  は次式で表される。

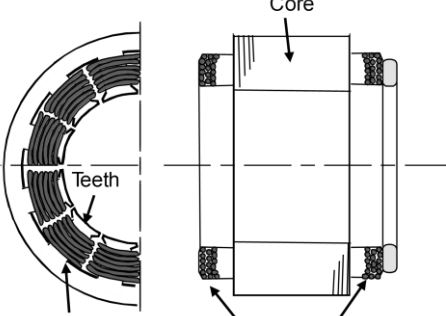
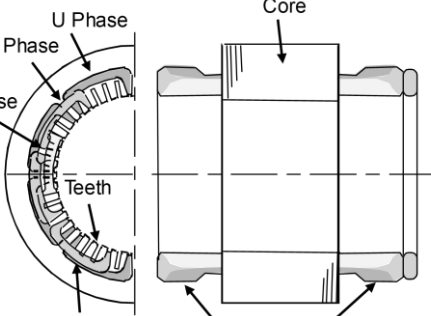
$$q = \frac{Q_s}{2mp} \dots\dots\dots (1.6)$$

突極集中巻の分布係数  $k_d$  は, 8 極 12 スロットモータなどの整数スロットの場合は 1 だが, 10 極 12 スロットなどの分数スロットの場合は 1 ではなくなり, 発生する誘起電圧が電気角 30 度ずれているため, 式(1.7)で表せるように  $k_d = 0.966$  となる。

$$k_d = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{12}\right) + \cos\left(-\frac{\pi}{12}\right)}{2} \approx 0.966 \dots\dots\dots (1.7)$$

よって, 巻線係数  $k_w$  は(a)全節巻・集中巻の 2 極 6 スロットモータが 1 番大きく, 続いて, (b)短節巻・分布巻の 2 極 12 スロットモータ(2P12S)と(d)突極集中巻の 10 極 12 スロットモータ, (c)突極集中巻の 8 極 12 スロットモータの順で小さくなる。そのため, 全節巻・集中巻の 2 極 6 スロットモータはコイルエンドが大きいため小型化や低コスト化に不向きであるため, 突極集中巻の 10 極 12 スロットモータの採用によって, モータの小型・高出力・低コスト化に貢献できる。

**Table 1.4 Winding of PMSM stator[1.13][1.14].**

(a) Concentrated winding (Salient pole concentrated winding)	(b) Distributed winding
<p>Winding concentrated on one armature tooth</p>  <p>Concentrated winding coil</p> <p>Merit: Small coil end → Small copper loss and thinning Demerit: Small torque, high noise and vibration</p>	<p>Winding over multiple armature teeth</p>  <p>Distributed winding coil</p> <p>Merit: Big torque, small noise and vibration Demerit: Big coil end → Big copper loss</p>

**Table 1.5 Comparison of winding coefficient between distributed winding and concentrated winding [1.22].**

<p><b>【Conventional definition [1.12】</b></p>	<p><b>【Recent definition】</b>                      (i) Definition by winding method (Table 1.4[1.13][1.14])                      (ii) Number of slots per pole per phase (NSPP)</p>	<p>Winding arrangement (Upper) and gap magnetic flux (Lower)</p>	<p>Pitch factor                      Distribution factor                      Winding factor</p>
<p><b>(a)</b>                      Full-pitch winding                      Distributed winding (2P6S)</p>	<p><b>(i)(b)</b> Distributed winding                      (ii)NSPP: 1                      (Integer slot winding)</p>		<p>Pitch factor <math>k_p = 1</math>                      Distribution factor <math>k_d = 1</math>                      Winding factor <math>k_w = 1</math></p>
<p><b>(b)</b>                      Short-section winding (Distributed winding) (2P12S)</p>	<p><b>(i)(b)</b> Distributed winding                      (ii)NSPP: 2                      (Integer slot winding)</p>		<p>Pitch factor <math>k_p = 0.966</math>                      Distribution factor <math>k_d = 0.966</math>                      Winding factor <math>k_w = 0.933</math></p>
<p><b>(c)</b>                      Concentrated winding (8P12S)</p>	<p><b>(i)(a)</b> Concentrated winding (Salient pole concentrated winding)                      (ii)NSPP: 0.5                      (Fraction slot winding)</p>		<p>Pitch factor <math>k_p = 0.866</math>                      Distribution factor <math>k_d = 1</math>                      Winding factor <math>k_w = 0.866</math></p>
<p><b>(d)</b>                      Concentrated winding (10P12S)</p>	<p><b>(i)(a)</b> Concentrated winding (Salient pole concentrated winding)                      (ii)NSPP: 0.4                      (Fraction slot winding)</p>		<p>Pitch factor <math>k_p = 0.966</math>                      Distribution factor <math>k_d = 0.966</math>                      Winding factor <math>k_w = 0.933</math></p>

次に、制御の工夫による手法について述べる。補機モータ駆動システムの厳しいコスト要求に応えるために、永久磁石同期モータを駆動するのに必要な、三相電流と磁極位置のいずれかもしくは両方のセンサを省くことで低コスト化を実現している。

まず、三相電流の電流センサを除去する電流センサレス制御方式について述べる。この方式は、三相のパルスパターンに応じて直流母線電流  $I_{dc1}$  と  $I_{dc2}$  を検出し、三相電流  $I_{uc}$ ,  $I_{vc}$ ,  $I_{wc}$  を再現する。直流母線電流  $I_{dc1}$  と  $I_{dc2}$  はスイッチングのタイミングに応じて検出しており、三相電流への再現の詳細については Fig. 1.3 を用いて述べる。Fig. 1.3 の区間 (a) は U 相と V 相の上アームが ON, W 相の下アームが ON のスイッチングパターンである。そのときの直流電流  $I_{dc1}$  は W 相電流の負値と一致する。一方, Fig. 1.3 の区間 (b) は U 相の上アームが ON, V 相と W 相の下アームが ON のスイッチングパターンであり, 直流電流  $I_{dc2}$  は U 相電流と一致する。残る V 相電流に関しては三相電流の和が零であることより演算する。このようにすることで三相電流を再現し, 電流センサレスを実現している。しかしながら, この方式は三相電圧指令の差が小さく直流母線電流の検出幅が狭いとき, 直流母線電流を検出することができない課題がある。このとき, パルス電圧を修正するパルス修正法 [1.23][1.24]により直流母線電流の検出幅を確保する。Fig. 1.4(a) に, 三相電圧指令の差が 0 となる Duty 50%のときの各相上アームのゲート信号, 直流母線電流, 三相電流を示す。Fig. 1.4 (a) は直流母線電流が一定値 (0) であり, Fig. 1.3 の区間 (a) や区間 (b) のような直流母線電流が流れない (検出幅がない) ため, 零電流を検出できない課題がある。そこで, U 相の電圧パルスの位相をパルス修正幅 (Pulse modifying width)  $T_{W\_min}$  遅らせ, W 相の電圧パルスの位相を同じパルス修正幅分進めるパルス修正法[1.23][1.24]を用いて, 直流母線電流の検出幅を確保し, 直流母線電流を検出している。一方で, このパルス修正法は高周波電圧を重畳しているのと等しく, その周波数成分の振動・騒音や損失が発生する懸念がある。

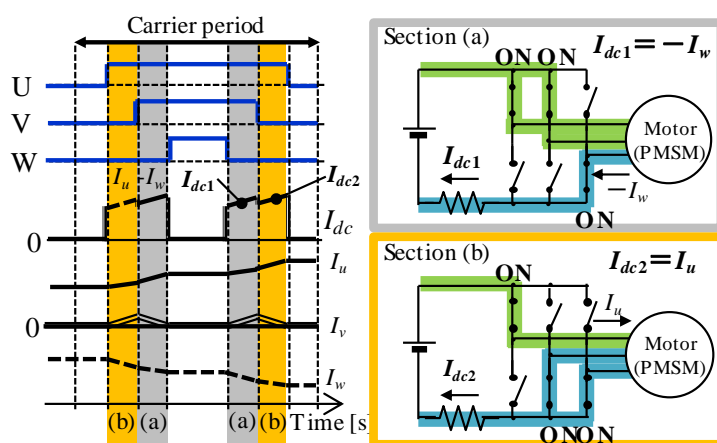
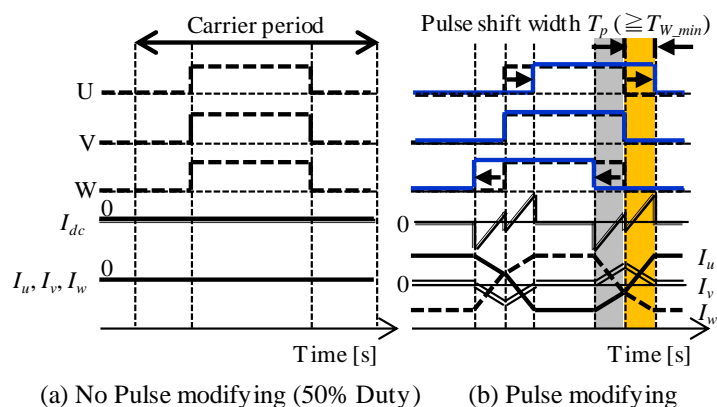


Fig. 1.3 Principle of DC bus current detection[1.23][1.24].



(a) No Pulse modifying (50% Duty) (b) Pulse modifying

**Fig. 1.4 Pulse modifying technique[1.23][1.24].**

続いて、モータの磁極位置センサを除去する磁極位置センサレス制御方式について Table 1.6 を用いて述べる。磁極位置センサレス制御は磁極位置センサレス制御は、高速域は PMSM の回転に伴う誘起電圧を利用した方式（以下、(1)拡張誘起電圧方式[1.25][1.26]）が多く用いられ、零速度近傍の低速域の制御手法と分けて用いられる。零速度近傍の低速域の制御手法は零速度近傍で誘起電圧がほぼ零となるため、誘起電圧以外の情報として PMSM の d 軸インダクタンス  $L_d$  と q 軸インダクタンス  $L_q$  の比である回転子突極性 ( $L_q/L_d$ ) を利用する手法（以下、(2)高周波電圧重畳方式[1.27]）が一般的である。一方で、回転子突極性 ( $L_q/L_d$ ) がほぼ 1 に近いモータの場合は、磁極位置を検出することが困難となる。回転子突極性がほぼ 1 に近いモータの場合は、固定子巻線の中性点電位を PWM タイミングに応じて検出する制御（以下、(3)中性点電位利用方式[1.28]）によって、磁極位置センサレス制御を実現している。(2)高調波重畳方式は、電流リップルが多く発生し検出感度が高くなる低周波で実施することも多いため、その周波数成分の振動・騒音や損失が発生する懸念がある。また、(3)中性点電位利用方式は、電圧リップルが収束するためにある所定時間以上のパルス幅が必要であり、電流センサレス制御方式で述べたようなパルス修正 (Fig. 1.4(b)) が用いられる。このパルス修正は高周波電圧を重畳しているのと等価であり、その周波数成分の振動・騒音や損失が発生する懸念がある。

**Table 1.6 Clarification of position sensor-less control.**

Speed	Zero and low speed (0-10%)	Middle and high speed (10-100[%])
Stator	(2) Harmonics injection	(1) Back electromotive force (Back EMF)
No-saliency structure	(3) Neutral point detection method	



加えて、近年の動向として、補機モータ駆動システムを自動運転に対応して高信頼化するバックアップ制御がある[1.29][1.30]。補機モータ駆動システムのモータ駆動回路において、その一部が故障した場合、これまではモータの出力を零とするのが一般的であった。しかし、自動運転時に重要保安部品である電動パワーステアリングや電動制御型ブレーキが故障し機能失陥した場合、ドライバに重大な危険が及ぶ恐れがある。そこで、その改善策として駆動回路であるモータ・インバータを冗長化したハードウェアのバックアップシステムが提案されている。Fig. 1.5 に、文献 [1.29]と[1.30]で提案されているハードウェアのバックアップシステムを示す。このシステムではインバータとモータ巻線を冗長化しており、同じモータケースに設けられた 2 つのモータ巻線にはインバータがそれぞれ接続されている。正常時には 2 つの系統を同時に駆動させ、故障時には故障した系統の機能を停止し、正常な系統のみで正常時の 50%出力し、故障時でも出力を継続できるようにしている。また、これら以外にも主機モータ駆動システムで述べた過変調制御[1.31]や駆動電圧の高電圧化[1.32]などについても採用され、補機モータ駆動システムの小型化・高出力化に貢献している。

以上より、補機モータ駆動システムとしては、製作コストが小さくコイルエンドが小さい突極集中巻 PMSM を用い、電流センサレス制御や磁極位置センサレス制御、バックアップ制御によって小型・高出力・低コスト・高信頼化を図っていることが分かる。

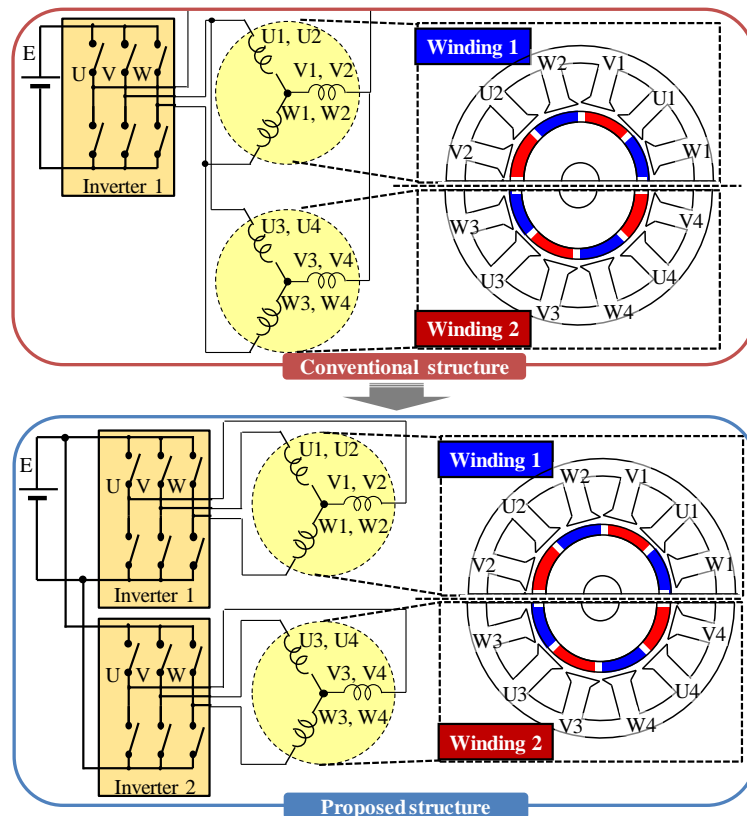


Fig. 1.5 Structure of power module and motor[1.29].

### 1.1.3 自動車におけるモータ駆動システムにおける振動・騒音

永久磁石同期モータを用いたモータ駆動システムは、小型・高出力・高効率・高信頼化を実現できるため、主機だけに留まらず、電動パワーステアリングや電動制御型ブレーキシステムなどの補機への応用範囲が急速に拡大している。一方で、モータの小型化・高効率化・高出力化によって、以前に増してモータの振動、騒音が問題となる事態が増えてきている。主機モータでは、小型化・高出力化のためリラクタンストルクを活用できる IPMSM の採用が多い。磁氣的突極性を利用するリラクタンストルクは、ギャップ磁界の空間および時間高調波の一部をトルクに転換していると考えられる事もでき、本質的にギャップ磁界の空間および時間高調波が増大する事となっている。更に、1パルス制御を含む過変調制御を採用することで、時間高調波が増大する。また、インバータの損失を下げるためにキャリア周波数を低くしたり、磁極位置検出や直流母線電流のために重畳した高周波電圧によっては、キャリア高調波（時間高調波）も増大する傾向にある。以上の要因によって、永久磁石同期モータに起因した振動・騒音は増大する。

続いて、永久磁石モータに起因した振動・騒音の発生メカニズムについて Fig. 1.6 を用いて述べる。永久磁石モータは、インバータを用いた PWM 制御によるスイッチングによって、バッテリーなどの直流電圧から三相交流電圧に変換し駆動される。そして、印加された三相交流電圧をステータ巻線に印加し回転磁界を生成し、回転子にある磁石と相互に作用し合う電磁力によりトルクを発生させる。この電磁力の成分には、周方向と径方向の 2 つがある。式(1.8)に径方向電磁力  $F_r$  の算出式を、式(1.9)に周方向電磁力  $F_\theta$  の算出式を示す。

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \dots\dots\dots (1.8)$$

$$F_\theta = \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \dots\dots\dots (1.9)$$

ここで、 $B_r$  はロータとステータ間のギャップにおける径方向の磁束密度、 $B_\theta$  はギャップにおける周方向の磁束密度、 $\mu_0$  は真空の透磁率である。

周方向の電磁力はモータを回転させるトルクとなり、その一部がトルク脈動となる。トルク脈動は回転軸を介して負荷へ伝達され、軸振動となる。本成分を以下では空間高調波起因の周方向電磁力と呼ぶ。径方向の電磁力は「(径方向) 電磁加振力」とも呼ばれ、モータのステータを介しモータケースを振動させる円環振動となる。式(1.8)より径方向電磁加振力は通電電流の基本波周波数と同じ周波数で変化する磁束密度の 2 乗の差で与えられる。

よって、径方向電磁加振力の周波数は三角関数の半角の公式 ( $\sin\theta = \frac{1-\cos 2\theta}{2}$ ) からギャップ中の磁束密度の 2 乗であり、通電電流の基本波周波数の 2 倍が主成分となる。以下、**(1)電気角 2 次の径方向電磁力**と呼ぶこととする。

更に、PMSM の空間高調波に起因して発生する電気角 2 次成分以上の次数（電気角 6 次成分や 12 次成分）についても、大きさとしては電気角 2 次成分と比較して小さいものの、

変形モードとの兼ね合いで非常に大きな振動・騒音が発生する可能性がある。以下では、本成分を空間高調波起因の径方向電磁力と呼ぶ。前述の空間高調波起因の周方向電磁力と合わせて、以降では(2)空間高調波起因の周方向および径方向電磁力と呼ぶこととする。

永久磁石同期モータは、パルス幅変調方式（PWM 方式）を用いた電圧型インバータによって駆動され、直流電源から任意の周波数の交流電圧に変換し、可変電圧／可変速駆動を実現している。PWM 方式は、正弦波状の変調信号を鋸波や三角波などのキャリア信号と比較して、パルス電圧を発生させ、時間高調波の電圧が発生する。また、変調率 1.15 を超過した過変調駆動によって時間 5 次や 7 次の時間高調波が発生する。これに加えて、電流センサレス制御方式によるパルス修正法に伴う高周波電圧、磁極位置センサレス制御による重畳電圧による高周波電圧も存在し、これらの時間高調波によって電磁力が発生する。以下では、本成分を(3)時間高調波起因の周方向および径方向電磁力と呼ぶ。

以上に示した 4 つの電磁力に起因した振動や騒音を低減するには、モータやその筐体などの機構を含めた剛性検討が不可欠であるが、剛性の検討には試作の繰り返しによるモータの製作および加工コストの増大といった課題がある。Table 1.7 に、制御、モータ、機構における振動・騒音対策の特徴を示す。Table 1.7 に示されるようにモータ、機構による手法は構造を変更する必要があるため、試作機を再度作る必要があり、製作コストの増大や製作工数の増大が課題である。一方で、制御による手法はソフトを変更するだけで実施できるため、製作コストや工数を低減できる。

現在、モータ駆動システムを低振動・低騒音にする研究が活発に行われているが、制御による低振動・低騒音化は、モータや制御、機構の事象が複雑に絡み合い、事象を解明し制御との相互関係を把握することが難しいため、これまであまり検討されていない。

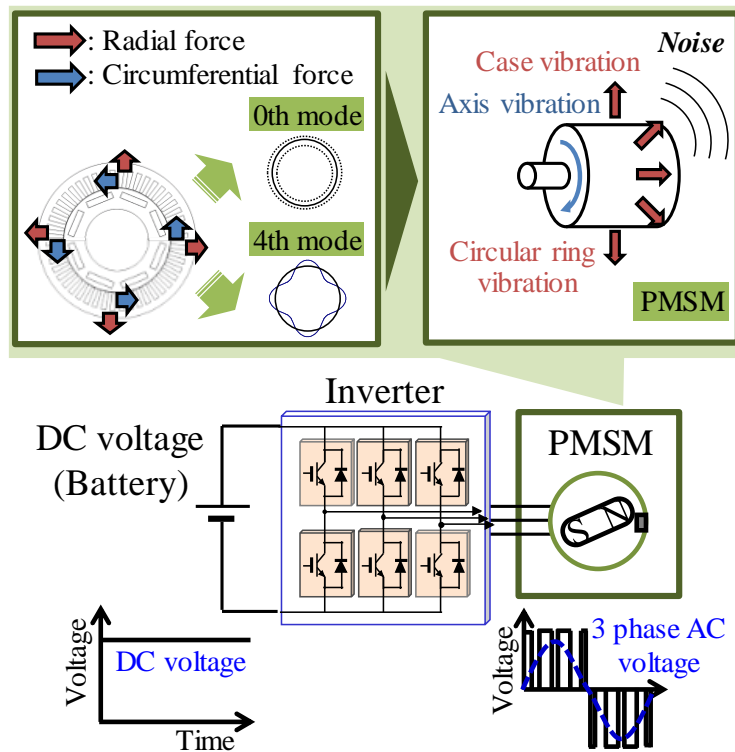


Fig. 1.6 Vibration and noise generation mechanism of permanent magnet motor

Table 1.7 Examples of vibration and noise countermeasures of technical field.

Technique	Vibration and noise countermeasures	Prototype
Motor control	(1) Torque ripple reduction control (2) Higher carrier frequency	×
Motor design	(1) Number change of poles and slots (2) Rotor skew (3) Rotational unbalance adjustment	○
Mechanical design	(1) Sound absorbing material (2) Strengthening of mechanical component (3) Anti-vibration rubber	○

## 1.2 本研究の目的と本論文の構成

### 1.2.1 本研究の目的

1.1 節で述べたように CO<sub>2</sub> 排出量規制を達成するために電動化が加速する自動車分野において、自動車駆動用主機にとどまらず、電動パワーステアリングや電動制御型ブレーキなどの補機にもモータ駆動システムの低振動・低騒音化の要求が高まっている。しかしながら、振動・騒音を低減するためにはモータ磁気設計の変更による再試作や、制振材や吸音材などの対策部材の追加が必要となり、製作コストの増加や開発期間の増加などの課題がある。そのため、経済性への強い要求がある自動車分野において、コストをかけずに低振動・低騒音化を実現することに対しての強い要求がある。そこで、本研究では、制御ソフトの書き替えによって付加価値を提供できる「モータ制御」に着目し、モータ駆動システムの低振動・低騒音化によって車内・車外環境の快適性の向上を安価に実現する制御技術を総合的に提案し、その有効性・有用性を検証することを目的とする。

### 1.2.2 本論文の構成

本論文は Fig. 1.7 に示す通り、全 6 章で構成される。

第 1 章は、序論として、CO<sub>2</sub> 排出量の低減目標を達成するために開発が進む環境対応車駆動用主機システムの電動化と、ガソリン車に対しても CO<sub>2</sub> 排出量の低減が期待される補機システムの電動化について説明した。そして、これらのモータ駆動システムへの要求として、小型・高出力・高効率・高信頼化があることを明らかにした。これらの要求を達成するために、永久磁石同期モータを用いたモータ駆動システムの採用という技術動向があるものの、一方で振動・騒音が課題となることを述べた。その上で、永久磁石同期モータの振動・騒音の発生メカニズムについて整理し、ソフトウェアで実装できる制御によるモータ駆動システムの低振動・低騒音化に着眼した。更に、本論文の目的と構成について述べた。

第 2 章では、制御によるモータ駆動システムの低振動・低騒音化に関する先行研究とその課題を踏まえて、モータ駆動システムの低振動・低騒音化の手法について掘り下げる。

第 3 章では、1.1.3 に示す(1)電気角 2 次の径方向電磁力に着目して第 2 章で説明した課題の 1 つである、巻線係数が 0.933 と高く小型・高出力化に優れた 10 極 12 スロットモータの電気角 2 次の電磁力を低減する制御を提案した。そして、制御による(1)電気角 2 次の径方向電磁力の低減限界を明らかにし、制御による大きな低減効果が期待される(3)時間高調波起因の周方向および径方向電磁力について第 4 章、第 5 章で着目した。

第 4 章では、(3)時間高調波起因の周方向および径方向電磁力に着目し、電動化が進む自動車分野において顕著となるインバータのキャリア電磁騒音の低減に着目する。この課題に対して、電磁騒音の発生周波数、発生モード、制御の因果関係を明らかにする。これによって、キャリア周波数を機構の固有振動数から遠ざけることができ、キャリア電磁騒音を低減することが可能となることを述べる。

第5章では、(3)時間高調波起因の周方向および径方向電磁力に着目して直流母線電流検出方式（電流センサレス方式）の課題の1つである、パルス修正法による高周波電圧に伴うキャリア電磁騒音を低減する方法について述べる。これまで明らかにされてこなかったパルス修正量とキャリア電磁騒音の関係を数式で明らかにして、磁石材質違いのキャリア電磁騒音を定量的に評価する手法を提案する。更に、パルス修正量を低減し、キャリア電磁騒音を低減するパルス修正法の実機検証結果についても述べる。

第6章では、第3章から第5章までに提案した制御によるモータ駆動システムの低振動化・低騒音化を実現する制御技術を総括し、今後の展望および課題について述べる。

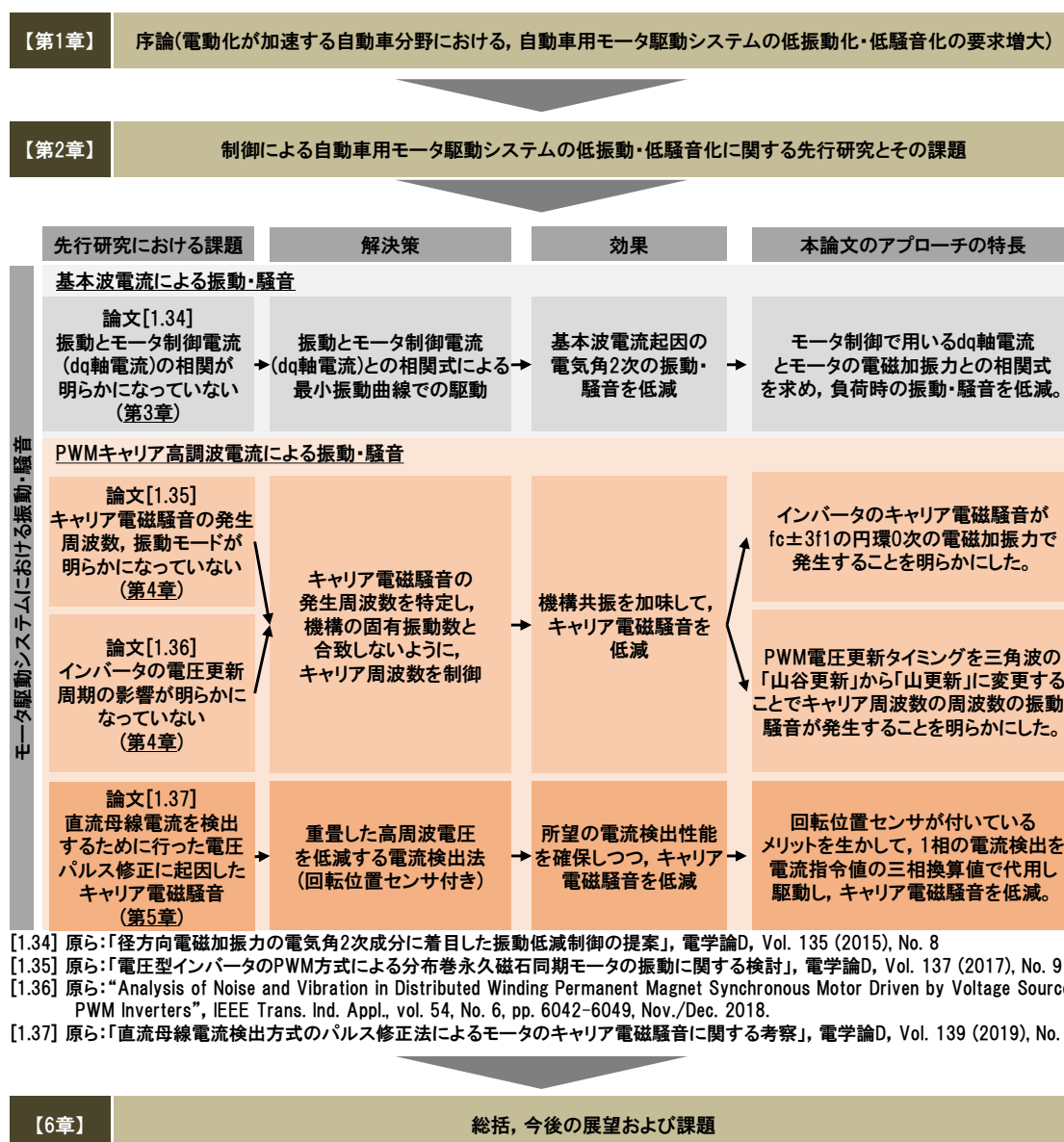


Fig. 1.7 Doctoral thesis story (Japanese version).

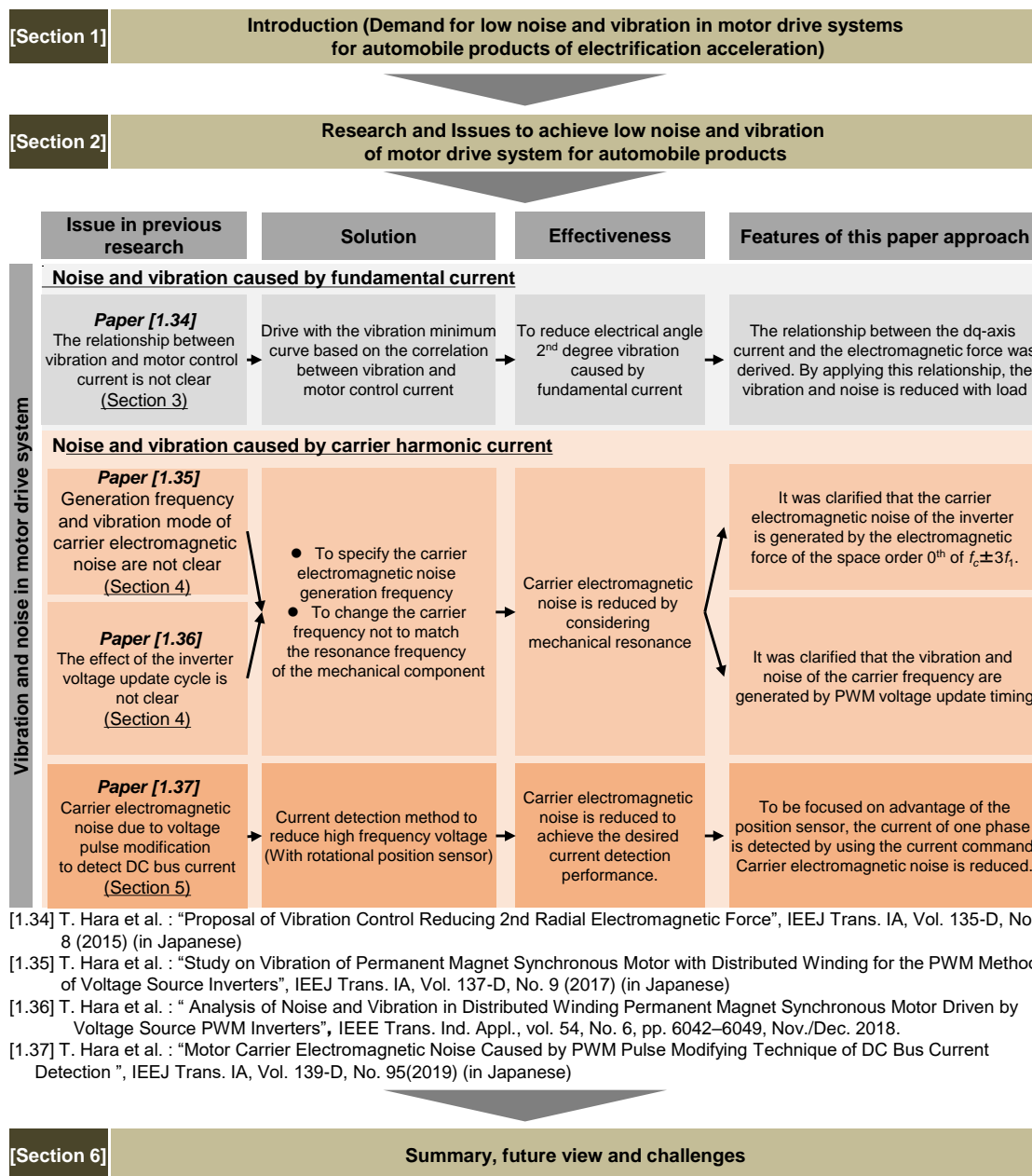


Fig. 1.8 Doctoral thesis story (English version).

## 参考文献

- [1.1] Mitsui Global Strategic Studies Institute: “Global automobile fuel efficiency regulations and electrification prospects”, (2018)  
三井物産戦略研究所：「世界の自動車燃費規制の進展と電動化の展望」，2018年
- [1.2] Overseas Legislative Information Research Service: “Rules governing emissions of Europe”, (2011)  
海外立法情報調査室：「【EU】排出量を規制する規則」，2011年
- [1.3] FUJI KEIZAI: “Related market thorough analysis research (HEV/EV)”, (2018)  
富士経済：「2018年版 HEV, EV 関連市場徹底分析調査」
- [1.4] T. Yamaguchi: “Motor control technology in the electric brake for EV”, Japan Management Association 2013 Motor technology symposium, (2013) (in Japanese)  
山口東馬：「EV用電動ブレーキにおけるモータ制御技術」，一般社団法人日本能率協会，2013モータ技術シンポジウム，(2013)
- [1.5] T. Ajima, A. Miyajima, Y. Yamada, Y. Nozawa, N. Fujiki, M. Eguchi: “Development of Coupled System Simulator for Electrically-Driven Intelligent Brake Unit”, 2011 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, No. 2-77, (2011) (in Japanese)  
安島俊幸，宮嶋歩，山田行彦，野沢祐介，藤木教彰，江口正義：「電動型制御ブレーキのシステム連成シミュレータの開発」，平成23年電気学会産業応用部門大会，No.2-77，(2011)
- [1.6] Long Xie, Masaru Yamasaki, Toshiyuki Ajima, Junnosuke Nakatsugawa, Takayuki Miyakawa, Kotaro Shiino, A Coupled System Simulator for Electric Power Steering System, SAE International, Paper #2013-01-0423, (2013)
- [1.7] A. Imagi: “High-power low-noise motor for electric power steering”, Journal of the Society of Mechanical Engineers, No. 58, (2002)  
今城昭彦：「電動パワーステアリング用高出力・低騒音モータ」，日本機械学会誌，No. 58，(2002)
- [1.8] W. Ijiri, T. Tsutsui: “Technical Trend of Electric Power Steering Systems”, KOYO Engineering Journal No.162, (2002)  
井尻和一郎，筒井高志：「電動パワーステアリングの技術動向」，KOYO Engineering Journal No.162，(2002)
- [1.9] H. Imagawa, S. Suzuki, J. Tanaka, K. Korematsu: “Effect of Short Idling Stop on Fuel Consumption”, The Proceedings of Conference of Kanto Branch 2002.8(0), 81-82, The Japan Society of Mechanical Engineers (2002)  
今川宏樹ら：「短時間のアイドリングストップが燃費に及ぼす影響」，日本機械学会関東支部総会講演会講演論文集，No. 8，81-82 (2002)
- [1.10] Y. Ohtani, T. Innami, T. Obata, T. Yamaguchi, T. Kimura, T. Oshima: “Development of an



- Electrically-Driven Intelligent Brake Unit”, SAE Technical Paper 2011-01-00572 (2011)
- [1.11] T. Oshima, N. Fujiki, S. Nakano, T. Kimura, Y. Ohtani, K. Ueno: “Development of an Electrically-Driven Intelligent Brake System”, SAE 2011-01-00568 (2011)
- [1.12] The Institute of Electrical Engineers of Japan, “Electrical engineering handbook”, pp.701 (2013) (in Japanese)  
電気学会：「電気工学ハンドブック(第7版)」，14編 永久磁石回転機・特殊回転機，pp.701 (2013)
- [1.13] The Institute of Electrical Engineers of Japan, “Electrical engineering handbook”, pp.736 (2013) (in Japanese)  
電気学会：「電気工学ハンドブック(第7版)」，14編 永久磁石回転機・特殊回転機，pp.736 (2013)
- [1.14] M. Morimoto, “Motor engineering”, pp.115-135 (2013) (in Japanese)  
森本雅之：「入門 モータ工学 (第1版)」，第7章 巻線，pp.115-135 (2013)
- [1.15] T. Horie, T. Kishi, O. Hasegawa: “Development of IMA System for New CIVIC Hybrid”, Honda R&D Technical Review, Vol.18, No.1, (2006) (in Japanese)  
堀江達郎，岸勉，長谷川修：「新型 CIVIC Hybrid IMA システムの開発」，Honda R&D Technical Review, Vol.18, No.1, (2006)
- [1.16] A. Maemura, K. Tomohara: “Efforts on Motor downsizing and weight reduction in Yasukawa”, 2014 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, No. 4-S9-5, (2014) (in Japanese)  
前村明彦，友原健治：「安川電機におけるモータの小型・軽量化の取り組み」，平成26年電気学会産業応用部門大会，No. 4-S9-5, (2014)
- [1.17] R. Mizutani: “Technical Transition of Motors for Hybrid Vehicles”, The Journal of The Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 138, No. 5, pp. 288-291 (2018) (in Japanese)  
水谷良治：「ハイブリッド自動車用モータの技術変遷」，電学誌，Vol. 138, No. 5, pp. 288-291 (2018)
- [1.18] N. Shimizu: “Promote catch-up in the automatic driving cars Japanese manufacturers”, Nikkei Automotive Technology 2014.1, pp.62(2014) (in Japanese)  
清水直茂：「自動運転車で巻き返し図る日系メーカ」，日経 Automotive Technology 2014.1, pp.62(2014)
- [1.19] M. Yamamura, H. Moroi, Y. Nakamura, R. Kawamura: “Motor Technical Trend for Automotive”, DENSO TECHNICAL REVIEW, pp.37-44(2018)  
山村真史，諸井英祐，中村佑太，河村亮：「自動車用モータの技術動向」，DENSO TECHNICAL REVIEW, pp.37-44(2018)
- [1.20] T. Ishigami: “Arraying Winding Technology for Continuous Rectangular Wire Concentrated Wound Coils”, IEEJ Trans IA, Vol. 138, No. 8, pp. 706-712 (2012) (in Japanese)

石上孝：「連続した角線集中巻コイルの整列巻線技術」，電学論 D, Vol. 138, No. 8, pp. 706-712 (2018)

- [1.21] K. Akatsu, S. Wakui: “A Design Method of Fractional-Slot Concentrated Winding SPMSM Using Winding factor and Inductance factor”, IEEJ Trans IA, Vol. 127, No. 11, pp.1171-1179 (2007) (in Japanese)

赤津観，涌井伸二：「巻線係数とインダクタンス係数を用いた多極多スロット集中巻 SPMSM の簡易設計手法」，電学論 D, Vol. 127, No. 11, pp. 1171-1179 (2007)

- [1.22] A. Takahashi: “Gap Modulation of Concentrated-Winding PM motor and Clarification of Theoretical Turning Point against Distributed Winding”, IEEJ RM 2018(106-118), pp. 43-48 (2018) (in Japanese)

高橋 暁史：「集中巻永久磁石モータのギャップ変調とこれを考慮した分布巻優劣分岐点の導出」，電気学会研究会資料，RM 2018(106-118), pp. 43-48 (2018)

- [1.23] S. Aoyagi, Y. Iwaji, K. Tobari, K. Sakamoto: “A New PWM Modifying Technique for Reconstructing Three-phase Currents from DC Bus Current”, IEEJ Trans IA, Vol. 130, No. 4, pp.401-406 (2010) (in Japanese)

青柳滋久，岩路善尚，戸張和明，坂本潔：「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」，電学論 D, Vol. 130, No. 4, pp. 401-406 (2010)

- [1.24] Y. Arakawa, S. Aoyagi, K. Nagata, Y. Arao: “Novel PWM Modifying Method for Detecting DC-bus Current to Facilitate Noise Adaptation”, IEEJ Trans IA, Vol. 130, No. 11, pp.1226-1232 (2010) (in Japanese)

荒川陽一郎・青柳滋久・永田浩一郎・荒尾祐介：「直流母線電流検出におけるノイズ適応性を向上させた PWM パルス修正法」，電学論 D, Vol. 130, No. 11, pp. 1226-1232 (2010)

- [1.25] K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo: “A Simplified Vector Control of Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Household Appliances”, IEEJ Trans IA, Vol. 124, No. 11, pp.1133-1140 (2004) (in Japanese)

坂本潔，岩路善尚，遠藤常博：「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」，電学論 D, Vol. 124, No. 11, pp. 1133-1140 (2004)

- [1.26] S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma: “Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models”, IEEJ Trans IA, Vol. 122, No. 12, pp. 1088-1096 (2002) (in Japanese)

市川真士，陳志謙，富田睦雄，道木慎二，大熊繁：「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」，電学論 D, Vol. 122, No. 12, pp. 1088-1096 (2002)

- [1.27] D. Kaneko, Y. Iwaji, K. Sakamoto, T. Endo: “Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEJ Trans IA, Vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003)

(in Japanese)

金子大吾, 岩路善尚, 坂本潔, 遠藤常博: 「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電学論 D, Vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003)

- [1.28] D. Kaneko, Y. Iwaji, K. Sakamoto, T. Endo: “Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEJ Trans IA, Vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003) (in Japanese)

金子大吾, 岩路善尚, 坂本潔, 遠藤常博: 「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電学論 D, Vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003)

- [1.29] K. Shibata, T. Kobayashi, H. Kamikawa, S. Ougita, A. Ito, E. Ota, M. Taniguchi: “Development of the EPS System Which Carried 2-Drive Motor Control Unit”, 2019 Society of Automotive Engineers of Japan Annual Congress (Spring), pp. 2097-2100 (2015) (in Japanese)

柴田憲治, 小林稔和, 上川秀文, 扇田真吾, 伊藤彰, 太田悦生, 谷口真: 「2 系統駆動 MCU を搭載した EPS システムの開発」, 2015 年春季大会学術講演会講演予稿集, pp. 2097-2100 (2015)

- [1.30] M. Ohashi: “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering”, DENSO TECHNICAL REVIEW Vol.21 2016 (in Japanese)

大橋正幸: 「EPS 用駆動 2 系統 MCU」, DENSO TECHNICAL REVIEW Vol.21 2016

- [1.31] T. Miyajima, H. Fujimoto, M. Fujitsuna: “Current Control for SPMSM in Field-Weakening Region Based on Final-State Control”, IEEJ Trans IA, Vol. 132, No. 8, pp. 794-801 (2012) (in Japanese)

宮島孝幸, 藤本博志, 藤網雅己: 「終端状態制御に基づく弱め界磁領域での SPMSM の電流制御」, 電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 794-801 (2012)

- [1.32] F. Sato, M. Higashi, T. Sugiyama: “Development of Auxiliary Power Supply System for Electric Power Steering”, JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No.1013, pp.41-46(2015) (in Japanese)

佐藤文彦, 東真康, 杉山豊樹: 「電動パワーステアリング用補助電源システムの開発」, JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No.1013, pp.41-46(2015)

- [1.33] S. Ishikawa: “Evolution of the electric motor for the Nissan LEAF Electric Vehicle”, 2014 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, No. 4-S9-3, (2014) (in Japanese)

石川茂明: 「日産リーフにおける駆動モータの進化」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 4-S9-3, (2014)

- [1.34] T. Hara, S. Aoyagi, T. Ajima, Y. Iwaji, R. Yoshizu: “Proposal of Vibration Control Reducing 2nd Radial Electromagnetic Force”, IEEJ Trans IA, Vol. 135, No. 8, pp.862-868 (2015) (in Japanese)

原崇文, 青柳滋久, 安島俊幸, 岩路善尚, 吉津力弥: 「径方向電磁加振力の電気角 2

- 次成分に着目した振動低減制御の提案」, 電学論 D, Vol. 135, No. 8, pp. 862-868 (2015)
- [1.35] T. Hara, T. Ajima, M. Watanabe, K.Hoshino: “Study on Vibration of Permanent Magnet Synchronous Motor with Distributed Winding for the PWM Method of Voltage Source Inverters”, *IEEJ Trans IA*, Vol. 137, No. 9, pp.704-712 (2017) (in Japanese)  
原崇文, 安島俊幸, 渡部眞徳, 星野勝洋: 「電圧型インバータの PWM 方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」, 電学論 D, Vol. 137, No. 9, pp.704-712 (2017)
- [1.36] T. Hara, T. Ajima, Y. Tanabe, M. Watanabe, K. Hoshino, K. Oyama : “Analysis of Noise and Vibration in Distributed Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Voltage Source PWM Inverters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, No. 6, pp. 6042–6049, Nov./Dec. 2018.
- [1.37] T. Hara, H. Sato, S. Aoyagi, T. Ajima, H. Yanagisawa, R. Yoshizu: “Motor Carrier Electromagnetic Noise Caused by PWM Pulse Modifying Technique of DC Bus Current Detection”, *IEEJ Trans IA*, Vol. 139, No. 5, pp.503-512 (2019) (in Japanese)  
原崇文, 佐藤弘明, 青柳滋久, 安島俊幸, 柳沢浩晃, 吉津力弥: 「直流母線電流検出方式のパルス修正法によるモータのキャリア電磁騒音に関する考察」, 電学論 D, Vol. 139, No. 5, pp. 503-512 (2019)

## 2. 自動車用モータ駆動システムにおける制御を用いた 低振動・低騒音化に関する先行研究とその課題

前章において自動車用モータとして用いられることが多い永久磁石同期モータにおける振動・騒音の発生要因として、(1)電気角 2 次の径方向電磁力、(2)空間高調波起因の周方向および径方向電磁力、(3)時間高調波起因の径方向および周方向の電磁力の 3 つがあると述べた。本章では、これらの電磁力に対して制御による低振動・低騒音化に関する先行研究とその課題について述べ、本研究の研究方針を述べる。

### 2.1 電気角 2 次の径方向電磁力による振動・騒音の低減の方法論

永久磁石同期モータを用いたモータ駆動システムの振動・騒音につながる径方向電磁力は、1.1.3 項で述べたように主成分として、電気角 2 次成分が発生する。同じ電磁力に対して発生する振動・騒音の大きさは極数・スロット数によって決定される電磁力の円環次数  $n$  に大きく依存する。Fig. 2.1 に、代表的な円環モードと、その円環モードが発生する極数-スロットの組み合わせを実際のモデル形状と共に示す。文献[2.1]より、円環次数が 2 次以上の場合、円環次数の 4 乗に反比例して振動は低減する。例えば、発生する円環次数が 2 次から 4 次にした場合、振幅が  $1/16(=1/2^4)$  となり騒音は  $24\text{dB}(=20*\log(2^4))$  改善する。そのため、高い円環次数を期待できる極数-スロット数（スロットコンビネーション）の選択が振動・騒音を低減するアプローチとして取られることが多い。Table 3 に、文献[2.2][2.3]におけるスロットコンビネーションの変更による振動・騒音の低減効果を示す。スロットコンビネーションの変更によって円環次数  $n$  が変わるため、9dB~10dB の低減を図れることを確認できる。しかし、スロットコンビネーションはモータの体格や効率、コストへ影響するため、限定されることもある。そこで、制御によるアプローチを述べる。

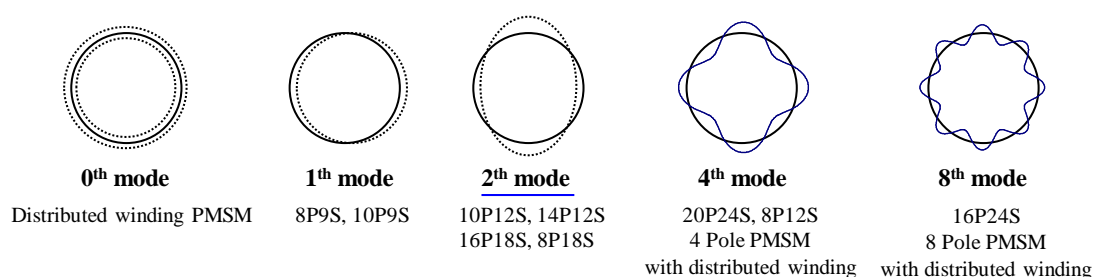


Fig. 2.1 Vibration mode of PMSM.

**Table 2.1 Noise and vibration reduction comparison of change of pole and slot.**

Paper	Before Pole-Slot	After Pole-Slot	NV Reduction
Paper [2.2] (Nissan)	12 Poles 18 Slots (Mode 6 <sup>th</sup> )	16 Poles 24 Slots (Mode 8 <sup>th</sup> )	-9dB
Paper [2.3] (Toshiba)	8 Poles 36 Slots (Mode 6 <sup>th</sup> )	8 Poles 48 Slots (Mode 8 <sup>th</sup> )	-10dB

文献[2.4]は、電気角 2 次の径方向電磁力をモデル化し、最大トルク/電流制御 (MTPA Control : Maximum torque per ampere control) で決定される電流指令より d 軸電流指令を負方向に増加させている。これにより電気角 2 次の径方向電磁力を低減できている。しかし、この手法は振動とモータ制御電流 (dq 軸電流) との相関が明らかになっていない課題が残っている。

## 2.2 空間高調波起因の周方向および径方向電磁力の脈動による 振動・騒音の低減の方法論

本節では、空間高調波に起因した周方向および径方向電磁力の脈動による振動・騒音の低減に向けたアプローチについて述べる。前節で述べた電気角 2 次の径方向電磁力と比較すると、空間高調波に起因した電気角 6 次成分や 12 次成分の周方向および径方向電磁力は値としては小さいが、機構の固有振動数と一致した場合、振動・騒音が大きくなる。また、これらの電磁力の発生周波数は電気角周波数の 6 倍や 12 倍であり、電気角 2 次成分と比較して高いため、モータ回転数領域の拡大に伴って、固有振動数と一致する可能性が高くなっている。これらの周方向および径方向電磁力の脈動を低減する手法としては一般的にモータ設計時に最適化計算によって周方向および径方向電磁力の脈動を低減する様々な手法が用いられている。文献[2.5]では、ロータとステータ間のギャップ長を徐々に変化させる磁気回路形状を採用している。これによって電気角 6 次と電気角 18 次の周方向電磁力の脈動を低減している。一方、文献[2.6]では、V 字に配置されたロータの磁石の間に空隙を設けて、磁極ごとに異なる位置に空隙を設ける構造とすることで、周方向および径方向電磁力の脈動を低減している。しかし、これらに代表されるモータ構造の最適化を行っても、トルク-回転数特性の全領域における周方向およびトルク脈動の低減は困難である。また、モータ構造の最適化はモータの体格や効率、コストへ影響を与える懸念があり、採用が難しい場合もある。そこで、次に制御による解決策について紹介する。

Fig. 2.2 に、代表して制御による周方向の電磁力脈動を低減する手法を示す。従来はモータの三相電流を正弦波になるように三相電流を制御し、歪み成分を含む誘起電圧と掛け合わさって、周方向の電磁力脈動が発生し、振動・騒音となっていた。制御による低振動・低騒音化の手法は、モータの三相電流を正弦波から 5 次や 7 次の時間高調波を含む三相電

流に変更し、周方向および径方向の電磁力脈動に対して逆位相のカウンタ電磁力として低減している。これによって、電磁力脈動に起因した振動・騒音を低減している。なお、径方向に関しても同様の手法で低減を図ることが可能である[2.7]。文献[2.7]では d 軸電流がモータトルクに寄与しない表面磁石型の永久磁石同期モータを対象モータとして、d 軸電流脈動を径方向電磁力の脈動低減に、q 軸電流脈動を周方向電磁力の脈動低減に活用している。

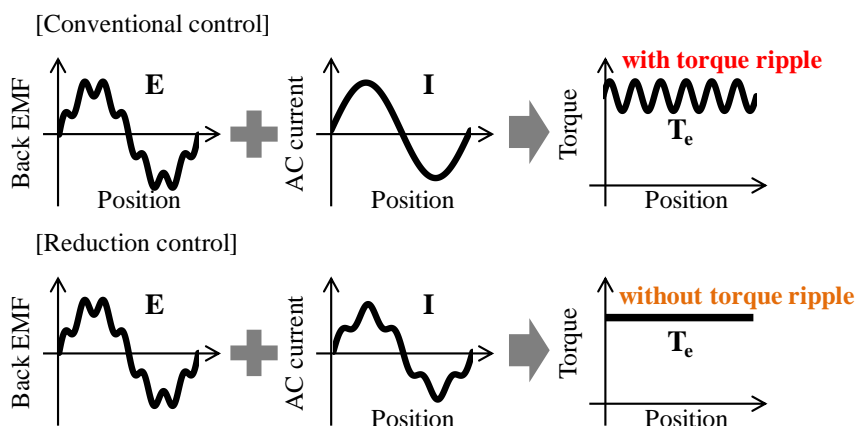


Fig. 2.2 Torque ripple reduction control.

### 2.3 時間高調波起因の周方向および径方向の脈動による振動・騒音の方法論

本節では、時間高調波に起因した径方向および周方向電磁力による振動・騒音の低減に向けたアプローチについて述べる。本振動・騒音を低減する手法は、前節まで述べたモータ単体の対策がモータケースの剛性アップであり効果が少ないため、制御によるアプローチを取られることが多い。例としてランダムキャリア周波数制御について以下で述べる[2.8][2.9]。この制御は、Fig. 2.3 に示すように、従来一定としていたキャリア周波数を、毎周期ランダムに変更している。これにより、振動・騒音の発生周波数を拡散し、ピーク値を Fig. 2.4 のように低減できる。

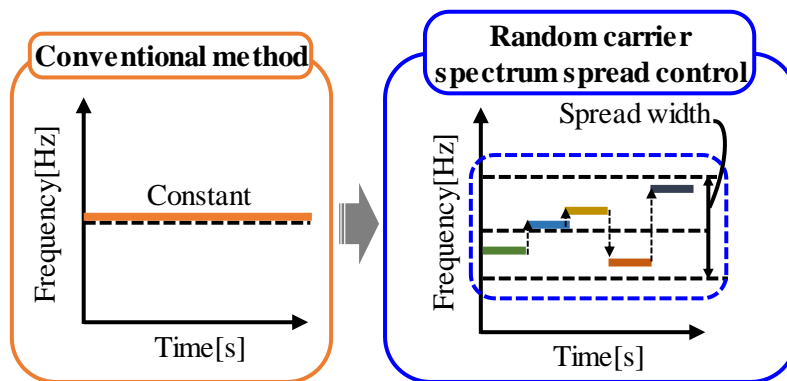


Fig. 2.3 Concept of Carrier Spectrum Spread method.

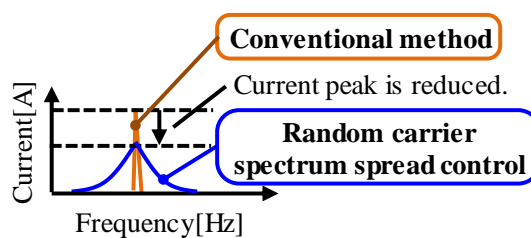


Fig. 2.4 Effect of carrier spectrum spread method.

一方、キャリア周波数のランダム化は、ランダムに変化するキャリア周波数の範囲における平均周波数成分の騒音が増大する。加えて、機構共振を考慮できないため、機構共振によって騒音が増大する懸念がある。そこで、文献[2.10]はキャリア周波数の選択を第1のキャリア周波数 $f_{min}$ と第2のキャリア周波数 $f_{max}$ の2つとして、変移確率によって騒音の発生周波数を①第1のキャリア周波数 $f_{min}$ 、②第2のキャリア周波数 $f_{max}$ 、③切替キャリア周波数 $(2f_{min}f_{max} / (f_{min}+f_{max}))$ の3つに制限している。発生周波数の波高値は、 $f_{min}$ から $f_{max}$ に変移する確率 $P_{lh}$ と $f_{max}$ から $f_{min}$ に変移する確率 $P_{hl}$ という2つの変移確率で設定される。変移確率 $P_{lh}$ と $P_{hl}$ とを決定し、変化させることで、発生周波数の波高値を自在に制御でき、機構の共振周波数を回避できている。

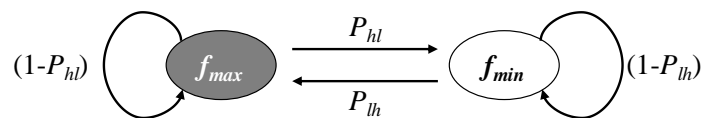
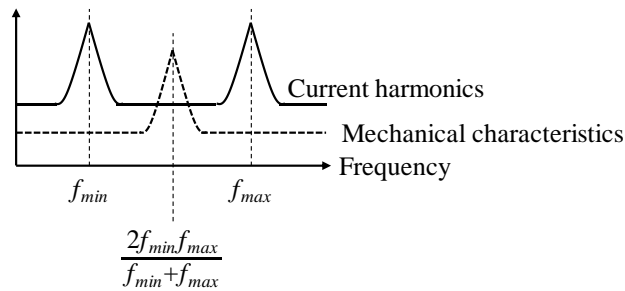


Fig. 2.5 State Transition Diagram of Proposed Method[2.10].





**Fig. 2.6 An example of the relationship between the current spectrum and the motor mechanical characteristics[2.10].**

しかし、上に示したキャリア周波数のランダム化制御や 2 つのキャリア周波数を遷移的に切り替える制御は、キャリア電磁騒音の発生周波数や円環次数が事前に分かっていないと、機構の共振周波数と一致して振動・騒音が悪化する懸念がある。加えて、キャリア電磁騒音の影響因子についても明らかになっておらず、永久磁石同期モータの磁石材質や電流振幅、電磁加振力が変化した場合にキャリア電磁騒音へどのような影響を与えるかは明らかになっていない。

## 2.4 自動車用永久磁石同期モータ駆動システムの振動・騒音に対する研究方針

本章の最後に、自動車用永久磁石同期モータ駆動システムにおいて、振動・騒音を低減する上での課題とこれに対する研究方針を示す。本研究では低振動・低騒音化のためにモータ制御に着目した。モータ制御はソフトの変更のみで効果を得られるため、モータや機構を再設計する必要がなく、試作回数の低減によって環境コストを低減することが可能である。CO<sub>2</sub>排出量規制達成のために電動化が進む自動車分野において、車内・車外環境の快適性を向上するために、厳しい経済性の要求の下で主に制御アルゴリズムの工夫によってモータ駆動システムの低振動・低騒音化を学術的に示し、その技術と効果を検証する。Fig. 2.7 に、本研究の章ごとの課題、解決策、効果、提案する振動・騒音の低減手法の特徴を再掲した。

Fig. 2.7 に示す通り、本研究で取り組む課題は大きく分けて、「電気角 2 次の径方向電磁力に起因した基本波電流による振動・騒音」と「時間高調波電流による振動・騒音」の 2 つである。

第 3 章では、「基本波電流による振動・騒音」に対する低減手法を述べる。「基本波電流による振動・騒音」は電気角 2 次の径方向電磁力によって発生する。電気角 2 次の径方向電磁力は電磁力の次数の中で最も大きい成分であり、2.1 節で述べたように円環次数を高くするようにモータのスロットコンビネーションを選定することが多い。しかしながら、スロットコンビネーションはモータの体格や効率、コストへ影響するため、限定されることもある。負の d 軸電流の通電によって径方向電磁力を低減する制御によるアプローチが

あるが、この手法は振動とモータ制御電流（dq 軸電流）との相関が明らかになっていない課題がある。本研究では、この相関を明らかにして振動を最小にするモータ制御電流を明らかにして、負荷時にも振動・騒音を低減できるようにする。

続いて、第 4 章および第 5 章では、「PWM キャリア高調波電流による振動・騒音」に対する低減手法を述べる。これまで行われてきた「PWM キャリア高調波電流による振動・騒音」の低減手法は、キャリア周波数をランダムに変更するキャリア周波数の変更による手法が主であった。しかし、発生周波数の拡散は機構の共振周波数と一致する可能性があり、振動・騒音が悪化する懸念がある。そこで、第 4 章ではキャリア電磁騒音の発生周波数と円環次数を明らかにした。これにより、機構の固有振動数を避けるキャリア周波数を選定できるようになり、機構共振を回避して、振動・騒音を低減できるようにする。

続いて、第 5 章ではキャリア電磁騒音の影響因子の明確化に取り組んだ。永久磁石同期モータの磁石材質や電流振幅、電磁加振力を変更した場合のキャリア電磁騒音への影響度を定量化した。交流側の電流センサを省略できる利点を持つ直流母線電流検出方式を対象にキャリア電磁騒音を低減する。

最後に、本論文の第 6 章では、本論文で扱った研究成果を統括し、自動車用永久磁石同期モータ駆動システムの低振動・低騒音化に向けて、モータ制御に着目して実現できる次世代技術の展望を述べる。

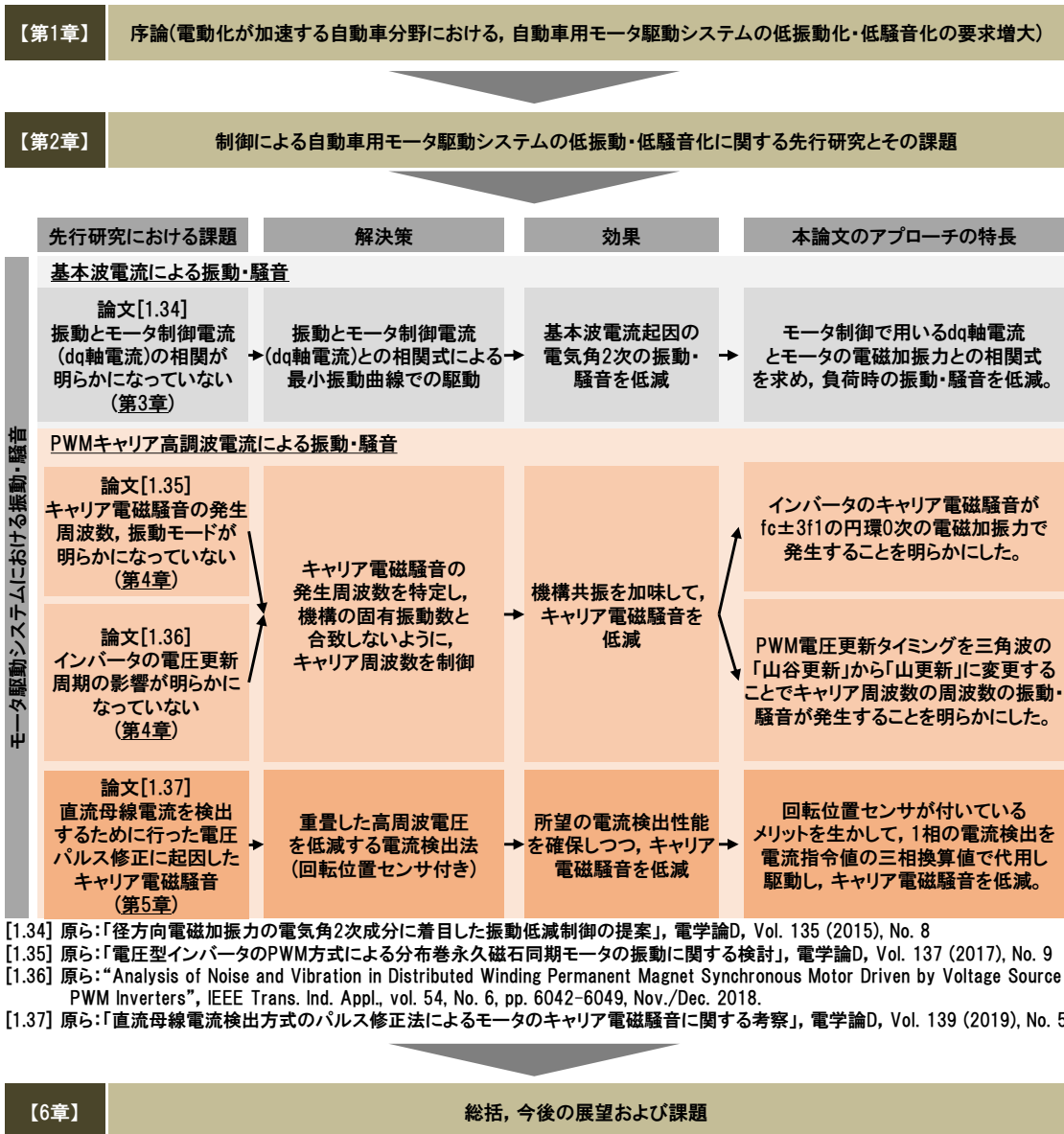


Fig. 2.7 Structure of doctoral thesis (Reprint-Japanese version-).

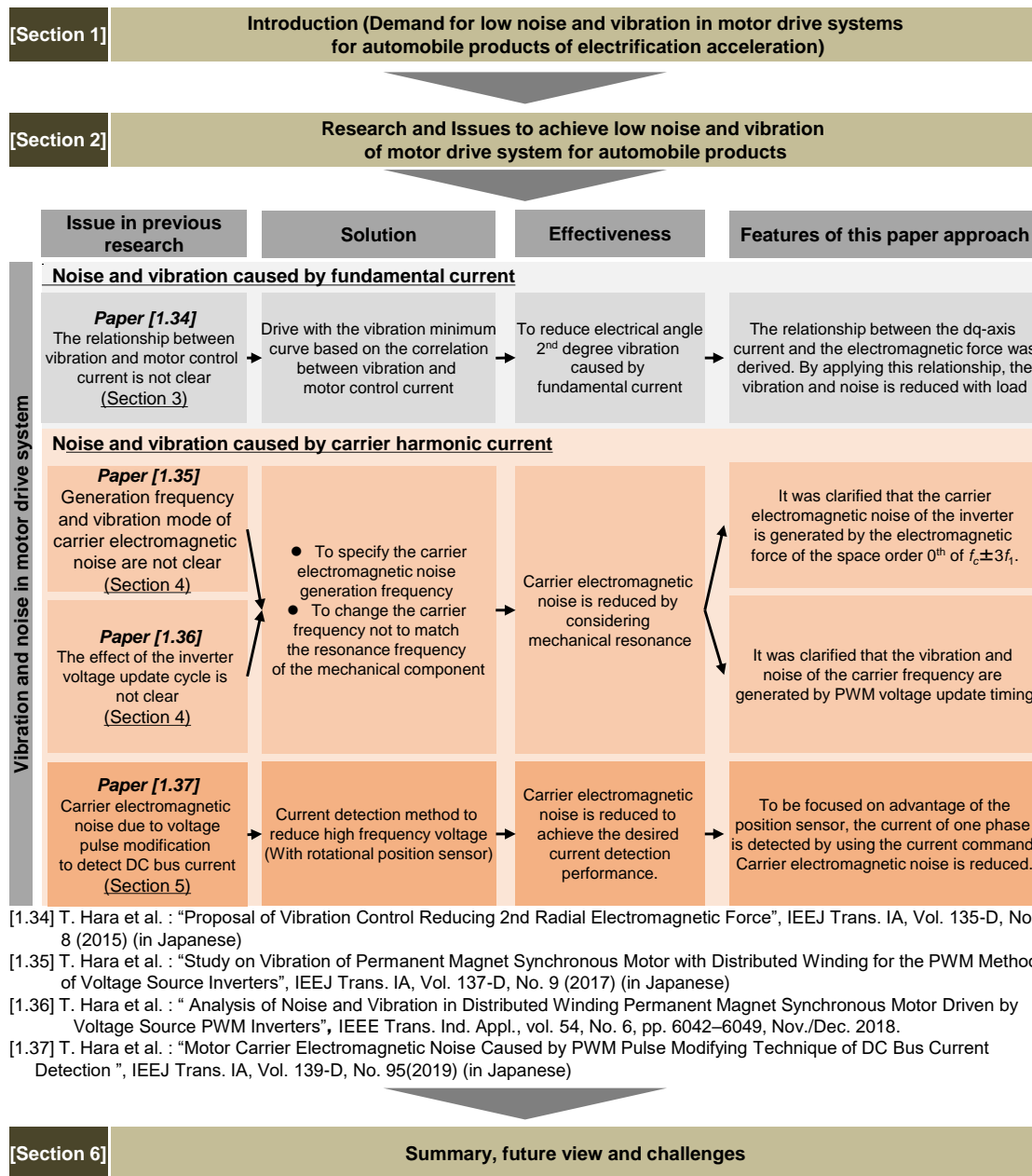


Fig. 2.8 Structure of doctoral thesis (Reprint-English version-).

### 参考文献

- [2.1] M. S. Islam, R. Islam, T. Sebastian: "Noise and Vibration Characteristics of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Electromagnetic and Structural Analyses", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 5, pp. 3399-3405 (2011)
- [2.2] T. Miyakawa, T. Enomoto, H. Komiya, T. Hatsuda, T. Tanimoto: "Noise and Vibration Characteristics of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Electromagnetic and

- Structural Analyses ", Transactions of Society of Automotive Engineers of Japan, Vol. 45, No. 1, pp. 109-113 (2014)
- 宮川隆行, 榎本俊夫, 小宮洋志, 初田匡之, 谷本勉: 「解析を用いた EV 用モータの振動発生メカニズム解明及び低減検討例」, 自動車技術会論文集, Vol. 45, No. 1, pp. 109-113 (2014)
- [2.3] M. Arata, N. Takahashi, M. Fujita, M. Mochizuki, T. Araki, T. Hanai: "Noise lowering for a large variable speed range use permanent magnet motor by frequency shift of electromagnetic forces causing structural resonance", Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 1 (2012)
- [2.4] M. Kanematsu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kondou, H. Komiya, K. Yoshimoto, T. Miyakawa: " Radial Force Control of IPMSM Considering Fundamental Magnetic Flux Distribution", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 4 (2014)
- [2.5] Manabu Yazaki, Toru Nakamura, Tomoaki Tsuyoshi: "Vibration Reduction of the Traction Motor Using Concentrated Windings for Three Motors Hybrid AWD System", Transactions of Society of Automotive Engineers of Japan, Vol. 46, No. 1, pp. 89-95 (2015)
- 矢崎学, 中村徹, 津吉智明: 「3 モータハイブリッド AWD システム用後輪駆動集中巻きモータの振動低減」, 自動車技術会論文集, Vol. 46, No. 1, pp. 89-95 (2015)
- [2.6] F. Momen, K. Rahman and Y. Son: "Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 1, pp. 1241-1253, Jan./Feb. 2019.
- [2.7] M. Watahiki, T. Mori, L. Lan, J. Tanaka, T. Ueda, T. Fukumura, M. Kanematsu, H. Fujimoto: "Reduction of Sixth-order Radial Force by Harmonic Current Control and its Application to EPS Motors", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 139, No. 8, pp. 708-716 (2019)
- 綿引正倫, 森智也, 蘭林峰, 田中淳也, 上田智哉, 福村友博, 兼松正人, 藤本博志: 「高調波電流制御による 6 次ラジアル力の低減と EPS 用モータへの適用」, 電学論 D, Vol. 139, No. 8, pp. 708-716 (2019)
- [2.8] B. Kaku, I. Miyashita, S. Sone: "Carrier Frequency Modulation PWM Method and its Evaluation of Low Magnetic Noise Effect", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 118, No. 2, pp. 179-185 (1998)
- 霍斌, 宮下一郎, 曾根悟: 「キャリア周波数変調 PWM 法とその低電磁音化の評価」, 電学論 D, Vol. 118, No. 2, pp. 179-185 (1998)
- [2.9] 中沢洋介, 逸見琢磨, 青山育也: 「鉄道車両用パワーエレクトロニクス装置」, 東芝レビュー Vol. 58, No. 9 (2003)
- [2.10] S. Taniguchi, Y. Kamijo, K. Yasui, M. Matsushita, K. Yuki, S. Wakao: " PWM Carrier Distribution Technique for Reducing Motor Electromagnetic Noise ", IEEJ Journal of

Industry Applications, Vol. 135, No. 12, pp. 1144-1152 (2015)

谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 若尾真治 : 「モータ電磁騒音低減のための新しいPWM キャリア分散手法」, 電学論 D, Vol. 135, No. 12, pp. 1144-1152 (2015)

### 3. ロータの基本波磁束成分によって発生する 径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の低減

#### 3.1 本章の目的

第 2 章で述べたように、永久磁石同期モータ(以下、PMSM と略)の振動・騒音は、モータ特性と同様に、極数とスロット数の比に依存している。極数とスロット数の最大公約数が小さいと、モータの空間の対称性が損なわれるため、低次の円環次数の電磁力が発生し、振動・騒音が増大する。一方、コギングトルクは極数とスロット数の最小公倍数が大きいと小さくなるため、コギングトルクと振動・騒音はトレードオフの関係にある[3.1][3.2]。静粛性を妨げる振動や騒音の発生には、モータのステータとロータ間で径方向に働く電磁加振力が関係している[3.2]。特に、その加振力の電気角 2 次成分が大きく影響し、モータやその筐体の共振点と加振力の周波数成分が一致することで、振動・騒音が顕著となる。振動や騒音を低減するには、モータやその筐体を含めた剛性検討が不可欠であるが、剛性の検討には試作の繰り返しによるモータの製作および加工コストの増大といった課題がある。

振動や騒音の低減には、要因である径方向電磁加振力の電気角 2 次成分を低減する方法として、モータ側では、モータの極数-スロット数の変更[3.1][3.2]、ロータのスキュー[3.3]、ステータの形状変更[3.4]などが報告され、モータ制御側では、電流指令値にラジアル力を抑制する高調波電流を重畳させる手法[3.5]、負の d 軸電流の通電による手法[3.6]などが報告されている。本章では、これらの手法のうち、モータ制御による手法のうち負の d 軸電流の通電による手法に着目した。この手法は q 軸電流を流す負荷時において、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の低減を確認している。しかし、モータ制御で使用する d 軸電流および q 軸電流の電流動作点と振動や騒音の関係は明らかにされていない。

本章では、集中巻の PMSM を対象とした径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の低減に着目し、電磁加振力をベクトル変換し 3 つのベクトルに分離することで、電流とこの成分との関係式を導出する。そして、この関係式をもとに振動低減制御を提案し、実機により提案制御の有用性を検証する。

#### 3.2 電流と径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の関係式の導出

##### 3.2.1 電流による電磁力の発生原理

最初に、電流によるモータ振動の発生原理を述べる。モータは、ロータの磁石と、ステータコイルに流れる電流で発生する電磁石が、相互に作用し合う吸引力により駆動する。ロータに働く電磁力の成分には、周方向と径方向の 2 つがある。周方向の電磁力はロータを回転させるトルクとなり、径方向の電磁力はモータのステータを介しモータケースを振動させる径方向電磁加振力となる。式(3.1)に、径方向電磁加振力  $F_r$  の算出式を示す。

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \dots\dots\dots (3.1)$$

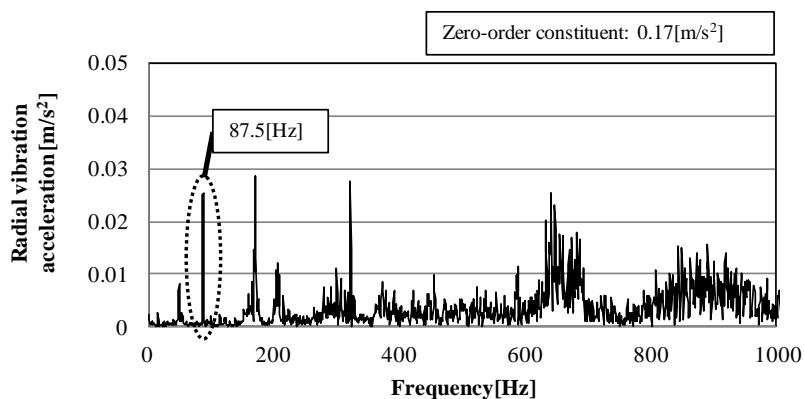
$B_r$ はロータとステータ間のギャップにおける径方向の磁束密度、 $B_\theta$ はギャップにおける周方向の磁束密度である。

式(3.1)より径方向電磁加振力は通電電流の基本波周波数と同じ周波数で変化する磁束密度の2乗の差で与えられる。よって、径方向電磁加振力の周波数は電流の基本波周波数の2倍が主成分となる。本章ではこの成分を径方向電磁加振力の電気角2次成分と呼ぶこととする。

この径方向電磁加振力の電気角2次成分について無負荷（電流0A）のときの振動の周波数分布を実験により求めた。Fig. 3.1にモータの外側の筐体における径方向の振動加速度の周波数分布を示す。Table 1に実験で使用した1kWの表面磁石型同期モータ（以下、SPMSMと略）の諸元を示す。Table 1より10極12スロットモータであり、モータの回転速度が525rpmのときの電気角周波数は43.75Hzとなる。電気角2次成分はその周波数の2倍であり、Fig. 3.1における87.5Hz成分が電気角2次成分となる。電気角2次成分の径方向振動加速度は他の周波数成分と比較し大きいことが分かる。

次に、径方向電磁加振力の導出方法を述べる。導出に際しては、電磁界解析ソフトであるJSOL製JMAGを使用した。解析条件は、前述の実験条件と同様とし、モータ磁石の着磁方向は平行着磁とした。Fig. 3.2にJMAGにより導出された径方向電磁加振力を示す。Fig. 3.2の径方向電磁加振力はティース毎に径方向電磁加振力を平均することで導出した。このときの電気周波数は43.8Hz、電気角1周期は $2.29 \times 10^{-2}$ sである。Fig. 3.2より、径方向電磁加振力は、電気角1周期内に2周期が存在するため、電気角周波数の2倍である87.5Hzが主成分であることが分かる。更に、Fig. 3.2においてW+相からU-相の各ティースにおける電磁加振力の位相は電気角で30度ずつ異なることが分かる。

最後に、Fig. 3.3に、Fig. 3.2の電磁加振力を各ティースに印加したときのステータの変形を示す。Fig. 3.2に示した時刻(a)では、V+相が最大の電磁加振力、W+相が最小の電磁加振力となっている。そのため、Fig. 3.3の矢印のような分布で電磁加振力が印加され、ステータは楕円に変形する。

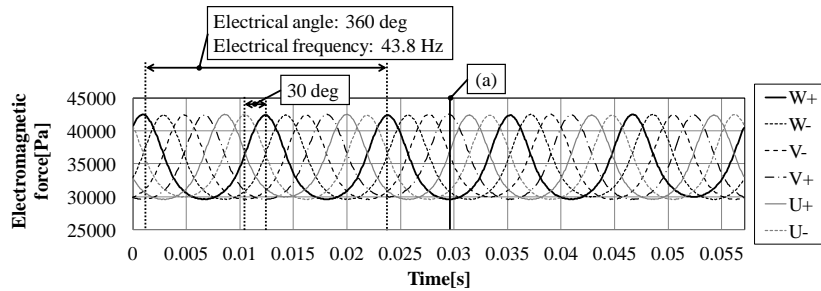


**Fig. 3.1. Frequency analysis of radial vibration acceleration. (525rpm, 0Hz-1000Hz,  $I_d=I_q=0$ , Conventional method.)**

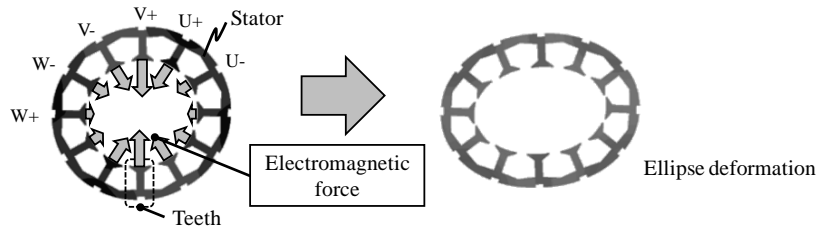


**Table 3.1. Constants of the under test motor.**

Motor structure	SPMSM with concentrated winding
Slot combination	10 pole 12 slot
Phase resistance [ $\Omega$ ]	0.029
<i>D</i> -axis inductance [ $\mu\text{H}$ ]	37.0
<i>Q</i> -axis inductance [ $\mu\text{H}$ ]	37.7
Induced electromotive force constant [ $\text{V}/(\text{rad}/\text{s})$ ]	$6.68 \times 10^{-3}$ (Relative transformation)



**Fig. 3.2. Electromagnetic force for each tooth.**



**Fig. 3.3. Ellipse deformation resulted from electromagnetic force.**

### 3.2.2 径方向電磁加振力導出の仮定

電流と径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の関係式を、以下の(1)から(3)の仮定を用い導出する。

- (1) *d* 軸電流, *q* 軸電流, 永久磁石により生じる磁束分布は独立して発生し, それぞれは干渉しない
- (2) *d* 軸電流, *q* 軸電流起因の磁束密度はティース表面に均等に分布する
- (3) 周方向の磁束密度を 0 とする

ここで, *d* 軸電流および *q* 軸電流は, 一般にモータのベクトル制御で使用されるものと同様とし, 三相電流を三相-二相変換および回転座標変換して導出する。

### 3.2.3 磁束密度の導出

前述の仮定(1)より, *U*+相の径方向磁束密度  $B_{r-U^+}(t)$  は, 永久磁石により生じる磁束密度  $B_M(t)$ , *d* 軸電流により生じる磁束密度  $B_d(t)$ , *q* 軸電流により生じる磁束密度  $B_q(t)$  の線形独立

の和で表される。式(3.2)に U+相における磁束密度  $B_{r-U+}(t)$  を示す。以下では、モータの時刻  $t=0$  のときの初期位置を Fig. 3.4 (i) のように定める。

$$B_{r-U+}(t) = B_{M-U+}(t) + B_{d-U+}(t) + B_{q-U+}(t) \dots\dots\dots (3.2)$$

式(3.1)における各磁束密度を仮定(2)より導出する。まず、磁石による磁束密度  $B_{M-U+}(t)$  は起磁力分布の基本波成分のみを考える。これを式(3.3)に示す。式(3.3)中の角度は、U+相ティース中心と磁石の N 極中心との角度が機械角 27 度、電気角 135 度換算であることにより導出した。

$$B_{M-U+}(t) = k_2 K_e \cos\left(\omega t - \frac{3}{4}\pi + \theta\right) \dots\dots\dots (3.3)$$

$K_e$  は誘起電圧定数 (相対変換),  $k_2$  は比例定数,  $\omega$  は電気角速度である。

次に、d 軸電流と q 軸電流による磁束密度  $B_{d-U+}(t)$ ,  $B_{q-U+}(t)$  は d 軸電流と q 軸電流に比例すると考え、それぞれを式(3.4), 式(3.5)に示す。式(3.4)と式(3.5)の位相は、Fig. 3.4 (ii) に示す  $\omega t=150$  度のときに U+相に最大電流が流れる位相を d 軸とし、それより 90 度位相が進んだ位相を q 軸としている。

$$B_{d-U+}(t) = k_1 L_d I_{d1} \sin\left(\omega t - \frac{1}{3}\pi + \theta\right) \dots\dots\dots (3.4)$$

$$B_{q-U+}(t) = k_1 L_q I_{q1} \sin\left(\omega t + \frac{1}{6}\pi + \theta\right) \dots\dots\dots (3.5)$$

なお、 $k_1$  は比例定数,  $L_d$  は d 軸インダクタンス,  $L_q$  は q 軸インダクタンス,  $I_{d1}$  は d 軸電流波高値,  $I_{q1}$  は q 軸電流波高値である。仮定(2)より式(3.4)と式(3.5)の  $\theta$  を 0 とした。

### 3.2.4 径方向電磁加振力の導出

式(3.6)に径方向電磁加振力  $F_r$  を示す。積分区間の 150 度 ( $5\pi/6$ ) は、1 ティースあたりの機械角 30 度に 10 極モータの極対数 5 を乗して電気角に換算した。

$$F_r = \frac{6}{5\pi} \int_{-\frac{5}{12}\pi}^{\frac{5}{12}\pi} \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) d\theta \dots\dots\dots (3.6)$$

ここで、仮定(3)より、式(3.6)の周方向の磁束密度  $B_\theta$  を 0 とする。式(3.6)に式(3.3)から式(3.5)を代入し、式(3.7)に示す径方向電磁加振力  $F_r$  を求める。

$$\begin{aligned} F_r &= \frac{6}{5\pi} \int_{-\frac{5}{12}\pi}^{\frac{5}{12}\pi} \frac{1}{2\mu_0} B_{r-U+}^2 d\theta = \frac{6}{5\pi} \int_{-\frac{5}{12}\pi}^{\frac{5}{12}\pi} \frac{1}{2\mu_0} \{B_M(t) + B_d(t) + B_q(t)\}^2 d\theta \\ &= F_K + F_M + F_{d1} + F_{d2} + F_{q1} + F_{q2} + F_{dq} \dots\dots\dots (3.7) \end{aligned}$$

式(3.7)の  $F_K$ ,  $F_M$ ,  $F_{d1}$ ,  $F_{d2}$ ,  $F_{q1}$ ,  $F_{q2}$  および  $F_{dq}$  を式(3.8)から式(3.14)に示す。Table 2 に式(3.7)で使用する 6 つの径方向電磁加振力の電気角 2 次成分と d 軸電流および q 軸電流との関係を示す。通常のモータ制御では、d 軸電流は負方向に通電するため、 $I_{d1} = -I_{d1}$  とすることで d 軸電流が正方向のときのベクトルを 180 度回転させた。そのため、以下では負の d 軸電流の絶対値を取った  $I_{d1}$  を用いる。

$$F_K = \frac{1}{4\mu_0} (k_2^2 K_e^2 + k_1^2 L_{d1}^2 I_{d1}^2 + k_1^2 L_q^2 I_{q1}^2) + \frac{k_1 k_2 L_d K_e (I_{d1} + I_{q1})}{2\mu_0} \frac{3}{5\pi} \sin \frac{5}{12} \pi \dots\dots\dots (3.8)$$

$$F_M = \frac{3}{5\pi} \frac{k_2^2 K_e^2}{4\mu_0} \sin(2\omega t + \pi) \dots\dots\dots (3.9)$$

$$F_{d1} = \frac{k_1 k_2 L_d K_e I_{d1}}{2\mu_0} \frac{3}{5\pi} \sin\left(2\omega t + \frac{11}{12} \pi\right) \dots\dots\dots (3.10)$$

$$F_{d2} = \frac{k_1^2 L_d^2 I_{d1}^2}{4\mu_0} \sin\left(2\omega t + \frac{5}{6} \pi\right) \dots\dots\dots (3.11)$$

$$F_{q1} = \frac{k_1 k_2 L_q K_e I_{q1}}{2\mu_0} \frac{3}{5\pi} \sin\left(2\omega t - \frac{7}{12} \pi\right) \dots\dots\dots (3.12)$$

$$F_{q2} = \frac{k_1^2 L_q^2 I_{q1}^2}{4\mu_0} \sin\left(2\omega t - \frac{1}{6} \pi\right) \dots\dots\dots (3.13)$$

$$F_{dq} = \frac{k_1^2 L_d I_d L_q I_q}{2\mu_0} \sin\left(2\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \dots\dots\dots (3.14)$$

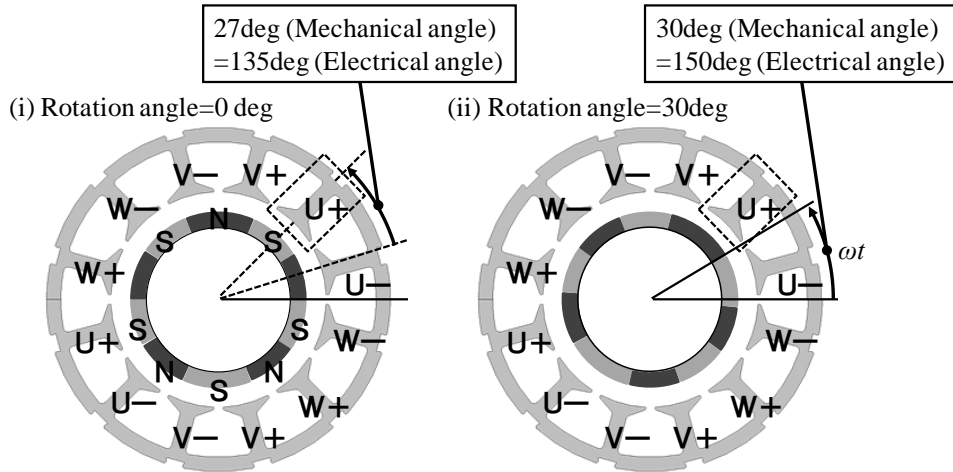


Fig. 3.4. Relationship of motor rotor and stator on  $t=0$ .

Table 3.2. Generating factors of 2nd radial electromagnetic force.

	Generating factor	Proportional	Equation
$F_M$	Magnet	$K_e$	Eq. (3.9)
$F_{d1}$	$D$ -axis current	$I_d$	Eq. (3.10)
$F_{d2}$	$D$ -axis current	$I_d^2$	Eq. (3.11)
$F_{q1}$	$Q$ -axis current	$I_q$	Eq. (3.12)
$F_{q2}$	$Q$ -axis current	$I_q^2$	Eq. (3.13)
$F_{dq}$	$D$ -axis current and $Q$ -axis current	$I_d I_q$	Eq. (3.14)

### 3.2.5 ベクトル変換

式(3.7)に示す径方向電磁加振力の電気角 2 次成分  $F_M$ ,  $F_{d1}$ ,  $F_{d2}$ ,  $F_{q1}$ ,  $F_{q2}$  をベクトル図で整理する。Fig. 3.5 にベクトル図を示す。Fig. 3.5 のベクトル図は、基準軸を  $\alpha$  軸,  $\beta$  軸とする。ここで、 $\alpha$  軸は U-相と W-相のティースの中心線とし、 $\beta$  軸はそれと垂直とする。 $d$  軸は  $\alpha$  軸から  $2\omega t + \pi$  回転した軸であり、U+相と U-相で合成された磁石起因の径方向電磁加振力の電気角 2 次成分方向とし、 $q$  軸はそれと直交する軸とする。Fig. 3.5 の dq 軸は速さ  $2\omega t$  で回転し、回転方向が逆方向となる点に注意が必要である。

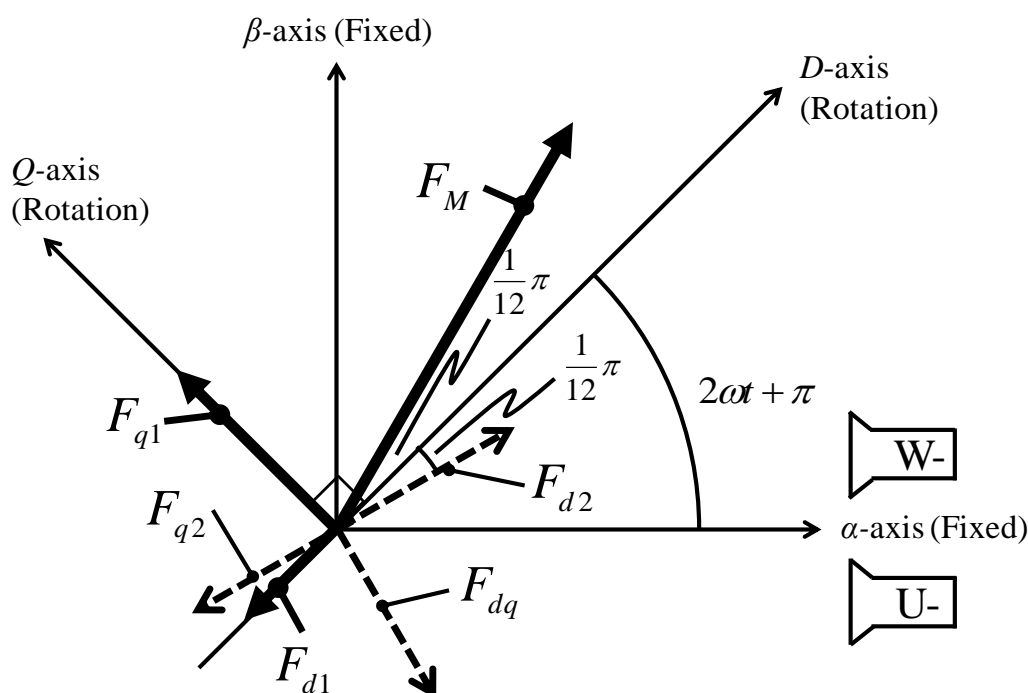


Fig. 3.5. Vector diagram of 2nd radial electromagnetic force.

### 3.2.6 径方向電磁加振力の簡易化

式(3.7)に示した径方向電磁加振力を電磁界解析に基づく近似により簡易化する。式(3.7)に示した径方向電磁加振力は第 7 項の  $F_{dq}$  を除き  $d$  軸電流のみもしくは  $q$  軸電流のみの関数となっている。そのため、 $F_{dq}$  が小さいと予想し、Fig. 3.6 に示すように  $d$  軸電流および  $q$  軸電流をパラメータとして変化させることで、式(3.7)の簡易化を行った。電磁界解析には JMAG を使用し、モータには Table 1 に示す SPMSM を用いる。回転速度は 720 rpm とし、 $d$  軸電流および  $q$  軸電流を変化させた。電流は理想状態とし三相正弦波とした。式(3.7)の径方向電磁加振力の簡易化フローは Step 1 から Step 3 で構成される。

まず、Fig. 3.6 の Step 1 では、 $d$  軸電流を 0 に固定し、 $q$  軸電流を変化させる。[1]  $d$  軸電流の 0 の固定条件より、式(3.7)のうち  $d$  軸電流に関する項  $F_{d1}$ ,  $F_{d2}$ ,  $F_{dq}$  は無視できる。Fig. 3.7 に  $d$  軸電流の 0 の固定条件に加えて、 $q$  軸電流を変化させた条件で電磁界解析した結果を示

す。[2]この Fig. 3.7 の電磁界解析の結果を用いることで、 $F_{q2}$ は無視できる。Fig. 3.7 の電磁界解析の詳細については後述する。

次に、Fig. 3.6 の Step 2 では、Step 1 と同様に、[1] q 軸電流の 0 の固定条件より  $F_{q1}$ ,  $F_{q2}$ ,  $F_{dq}$ は無視できる。そして、[2]Fig. 3.8 の電磁界解析より、 $F_{d2}$ は無視できる。Fig. 3.8 の電磁界解析の詳細については、Fig. 3.7 と同様、後述する。

最後に、Fig. 3.6 の Step 3 では、Step 1 および Step 2 の結果を合わせることで、式(3.7)を定数項  $F_K$ 、モータ磁石起因の電磁加振力  $F_M$ 、d 軸電流起因の電磁加振力  $F_{d1}$ 、q 軸電流起因の電磁加振力  $F_{q1}$  の 4 項に簡略化する。これを式(3.15)に示す。また、Fig. 3.9 に簡略化された式(3.15)のベクトル図を示す。

$$F_r \doteq F_K + F_M + F_{d1} + F_{q1} \dots\dots\dots (3.15)$$

Fig. 3.7 について、詳細を述べる。Fig. 3.7(a) に q 軸電流が変化したときの径方向電磁加振力を示す。この電磁加振力は、 $F_K+F_M+F_{q1}+F_{q2}+F_{dq}$ の合力であらわされる。そこで、定数項  $F_K$ と磁石起因の電磁加振力  $F_M$ を除去するために、Fig. 3.7(a)の径方向電磁加振力と別途求めた  $F_M+F_K$ との差を求める。Fig. 3.7(b) にその差を示す。Fig. 3.7(c)に、Fig. 3.7(b)の結果から横軸を q 軸電流とし、縦軸を  $F_{q1}+F_{q2}$ として示す。この Fig. 3.7(c)より、 $F_{q1}+F_{q2}$ の振幅は q 軸電流の 1 乗に比例していることが分かる。そのため、q 軸電流の 2 倍に比例する  $F_{q2}$ は無視され、 $F_{q1}$ のみ残る。よって、式(3.7)は d 軸電流が 0 のとき  $F_K+F_M+F_{q1}$ に簡易化できる。

同様にして、Fig. 3.8 の電磁界解析より  $F_K+F_M+F_{q1}+F_{q2}$ の合力のうち  $F_{d2}$ が無視され、式(3.7)は、q 軸電流が 0 のとき  $F_K+F_M+F_{d1}$ に簡易化できる。

以上より、径方向電磁加振力は、 $F_K$ ,  $F_M$ ,  $F_{d1}$ ,  $F_{q1}$  の 4 項であらわされるため、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分  $F_{r2}$ は、式(3.16)となる。

$$F_{r2} \doteq F_M + F_{d1} + F_{q1} \dots\dots\dots (3.16)$$

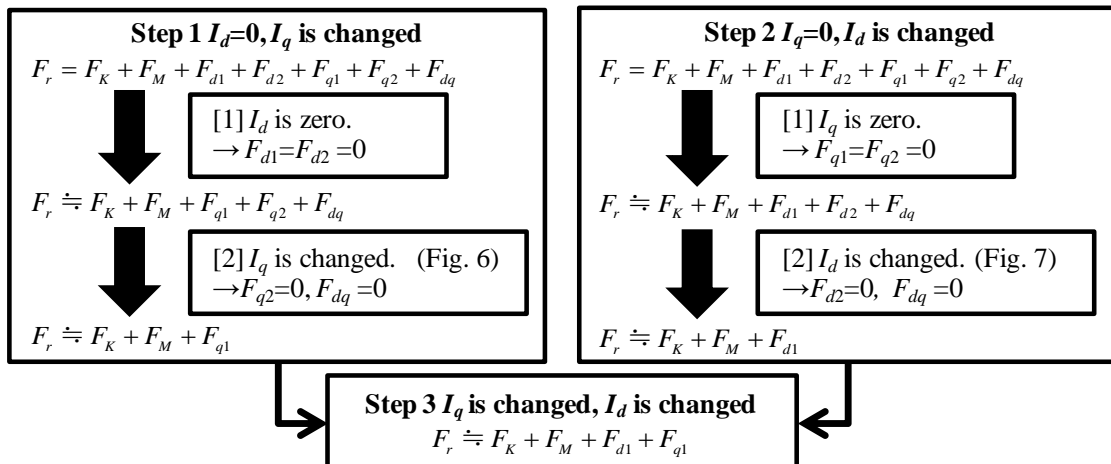
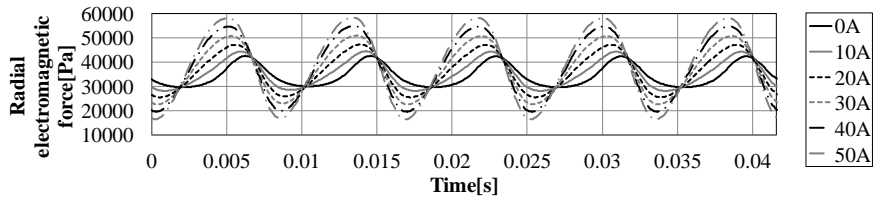
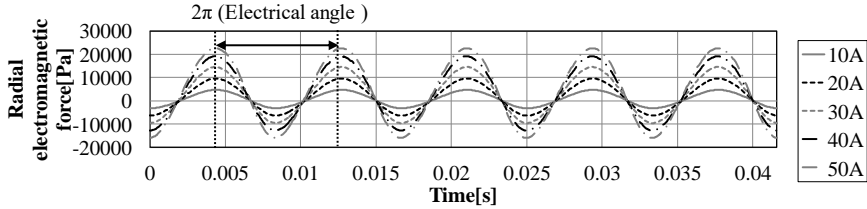


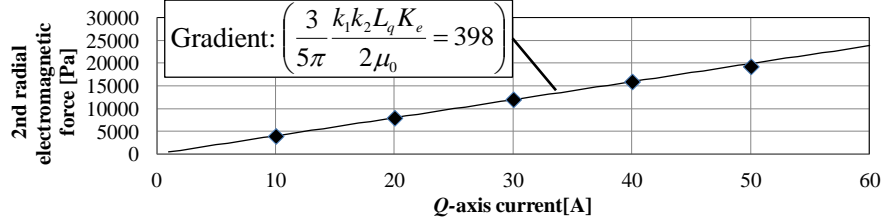
Fig. 3.6. Simplification of the radial force equation.



(a) Radial electromagnetic force ( $Q$ -axis current is changed.)... $F_K+F_M+F_{dq}+F_{q1}+F_{q2}$

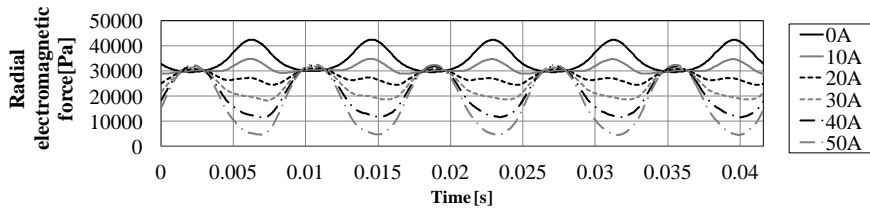


(b) Radial electromagnetic force (Difference between zero current) ...  $F_{q1}+F_{q2}$

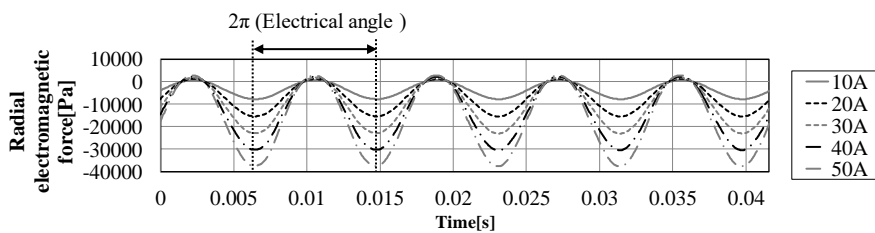


(c) Correlations between amplitudes of (b) and  $q$ -axis current

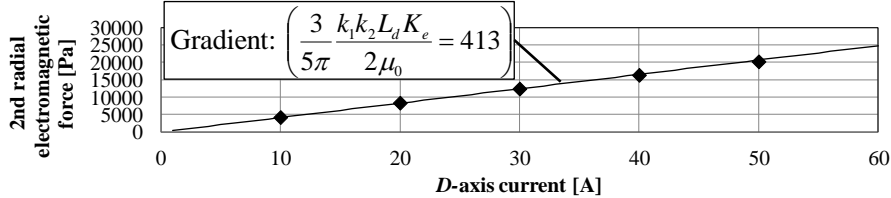
**Fig. 3.7. Correlation between 2nd electromagnetic force and  $q$ -axis current.**



(a) Radial electromagnetic force ( $D$ -axis current is changed.)... $F_K+F_M+F_{dq}+F_{d1}+F_{d2}$



(b) Radial electromagnetic force (Difference between zero current) ...  $F_{d1}+F_{d2}$



(c) Correlations between amplitudes of (b) and  $d$ -axis current

**Fig. 3.8. Correlation between 2nd electromagnetic force and  $d$ -axis current.**

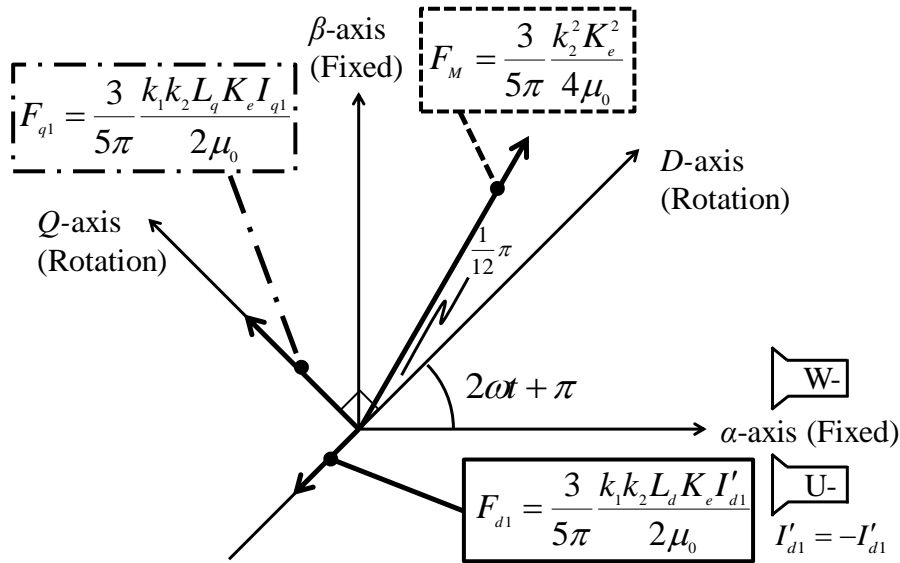


Fig. 3.9. Vector diagram simplification of 2nd radial electromagnetic force.

### 3.2.7 電流と径方向電磁加振力との関係式の導出

関係式の導出にあたり，Fig. 3.9 の  $F_{d1}$  と  $F_M$  の位相差を  $\pi$  とし，三角関数の合成を適用した。式(3.17)に三平方の定理より導出される関係式を示す。

$$F_{r2} = \frac{3}{5\pi} \frac{k_2 K_e}{4\mu_0} \sqrt{(k_2 K_e + 2k_1 L_d I_{d1})^2 + (2k_1 L_q I_{q1})^2} \dots (3.17)$$

電磁界解析より式(3.17)の  $k_1$  と  $k_2$  に関する項を求め，Table 1 に示す SPMSM における関係式を導出する。まず，Fig. 3.7(c) と Fig. 3.8(c) の直線の傾きから式(3.17)の平方項のうち，第2項および第3項を求め，それぞれ式(3.18)と式(3.19)に示す。

$$\frac{3}{5\pi} \frac{k_1 k_2 L_q K_e}{2\mu_0} = 398 \dots (3.18)$$

$$\frac{3}{5\pi} \frac{k_1 k_2 L_d K_e}{2\mu_0} = 413 \dots (3.19)$$

残る式(3.17)の平方項の第1項は，Fig. 3.7，Fig. 3.8 の  $I_d = I_q = 0$  の径方向電磁加振力の電気角2次成分の振幅から求める。式(3.20)にこれを示す。

$$\frac{3}{5\pi} \frac{k_2^2 K_e^2}{4\mu_0} = 5240 \dots (3.20)$$

式(3.17)の関係式に式(3.18)から式(3.20)を代入すると，式(3.21)の関係式を導出できる。

$$F_{r2} = 413 \sqrt{(I_{d1} + 12.7)^2 + (0.96 I_{q1})^2} \dots (3.21)$$

### 3.3 関係式に基づく振動低減制御の提案

式(3.17)に示す関係式から，モータのトルクに対して振動や騒音を最小にする電流動作点を，複数変数の最適化に使用されるラグランジュの未定乗数法を用い導出する。式(3.22)にモータトルク  $T$  を示す。 $P_M$ は極対数である。

$$T = \frac{3}{2} P_M \{K_e + (L_d - L_q)I_{d1}\}I_{q1} \dots\dots\dots (3.22)$$

式(3.17)の関係式を  $f(I_d, I_q)$ ，式(3.22)のモータトルク式を  $g(I_d, I_q)$ とおき，式(3.23)にこれら2変数関数を示す。式(3.21)において，式(3.17)の関係式の根号の内部を  $f(I_d, I_q)$ に使用した。

$$\begin{cases} f(I_d, I_q) = (k_2 K_e + 2k_1 L_d I_{d1})^2 + (2k_1 L_q I_{q1})^2 \\ g(I_d, I_q) = \frac{3}{2} P_M \{K_e + (L_d - L_q)I_{d1}\}I_{q1} - T \end{cases} \dots\dots\dots (3.23)$$

式(3.24)に，未定乗数  $\lambda$  を導入し， $\tilde{f}(I_d, I_q)$ に変換し示す。

$$\tilde{f}(I_d, I_q) = f(I_d, I_q) - \lambda g(I_d, I_q) \dots\dots\dots (3.24)$$

$\partial \tilde{f} / \partial I_{d1} = \partial \tilde{f} / \partial I_{q1} = 0$  を満たすよう  $\lambda$  を消去すると，式(3.25)に示す径方向電磁加振力の電気角2次成分による振動を低減する電流動作点が導出される。この電流動作点は  $L_d$  と  $L_q$  が異なる埋込磁石型同期モータ（以下 IPMSM と略）の場合， $(I_d, I_q) = (-K_e/k_1 L_d, 0)$  を通る2次曲線の双曲線となる。

$$\tilde{f}(I_d, I_q) = f(I_d, I_q) - \lambda g(I_d, I_q) \dots\dots\dots (3.24)$$

$$L_d (K_e + k_1 L_d I_{d1}) \{K_e + (L_d - L_q)I_{d1}\} - k_1 L_q^2 I_{q1} (L_d - L_q) I_{q1} = 0 \dots\dots\dots (3.25)$$

また， $L_d$  と  $L_q$  がほぼ一致する SPMSM の場合，式(3.25)は式(3.26)となり，振動が最小となる電流動作点は  $d$  軸電流一定の直線となる。

$$I_{d1} = -\frac{K_e}{k_1 L_d} \dots\dots\dots (3.26)$$

Fig. 3.10 に，式(3.25) および式(3.26) を電流動作点上であらわす。SPMSM の電流動作点は，一定の負の  $d$  軸電流の動作点であるのに対し，IPMSM の電流動作点は， $d$  軸電流を  $q$  軸電流の増加に伴い負に増加する動作点であることが分かる。この電流動作点の違いは SPMSM と IPMSM で電流ベクトル制御法が異なるためである。SPMSM は  $L_d$  と  $L_q$  がほぼ一致しリラクタンストルクは発生しない。そのため，高速回転領域で行われる弱め磁束（弱め界磁）制御を除いて， $d$  軸電流を通電しない  $I_d = 0$  制御が行われ， $q$  軸電流によってのみトルクが変化する。一方で，IPMSM は  $L_d$  が  $L_q$  よりも小さい逆突極性を有し，磁石トルク以外に加えてリラクタンストルクが発生し， $I_d = 0$  に制御するのではなく， $I_d$  を負に通電した領域で，同一の電流に対する最大トルクが発生する。



また、本制御は、電流ベクトルを変更できる領域で適用する必要がある。例えば、高速回転時にモータの端子電圧の上昇を避けるために用いられる、弱め磁束（弱め界磁）制御領域においては、電流動作点を自由に変更できないために本制御を用いるのは困難である。この例から分かるように、本制御は、有効な動作範囲が、インバータの電圧制限がなく電流ベクトルを自由に制御できる領域のみに限定されてしまうというデメリットがあるものの、低速回転時で使用される最大トルク／電流制御の領域で限定して採用することで、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分に伴う振動を最小とすることが可能となる。

以上より、電気角 2 次成分の振動を低減するためには、SPMSM においては一定の負の d 軸電流を通电し、IPMSM においては、d 軸電流を q 軸電流の増加に伴い負に通电すればよいことが分かった。

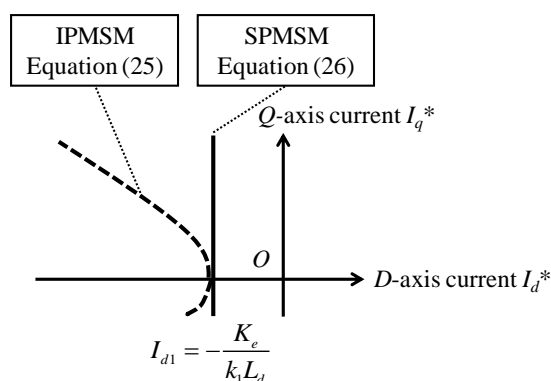


Fig. 3.10. Current active point minimizing radial electromagnetic force.

### 3.4 実験結果

#### 3.4.1 実験構成

Fig. 3.11 に実験構成を示す。インバータにより駆動する供試モータが速度計を介して負荷モータに接続された構成である。供試モータは、Table 1 に示す SPMSM を使用し、負荷モータの速度制御により 525 rpm で一定回転させた。モータの回転速度は 525 rpm であるため、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分は、87.5 Hz 付近に観測される。モータケースの外側のハウジングには、加速度計を取り付け、本章で対象とした径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の振動を計測した。

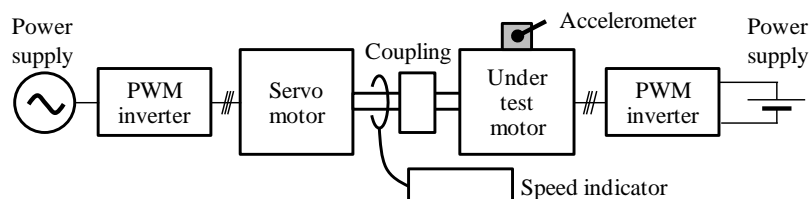


Fig. 3.11. Experiment setup.

### 3.4.2 無負荷時の振動最小点

q 軸電流を 0 にした無負荷時の径方向電磁加振力の電気角 2 次成分による振動を測定した。

Fig. 3.12 に d 軸電流印加時の径方向加速度の測定結果及び関係式を示す。Fig. 3.12 の実験値は加速度計により測定した振動加速度を使用し、Fig. 3.12 の関係式は式(3.21)を使用した。Fig. 3.12 では、振動が 0 となる d 軸電流の理論値と実験値との間に約 6 A の差が発生したものの、負の d 軸電流の通電により、振動を最小にできることが分かり、振動変位の関係式の有用性を確認できた。

次に、Fig. 3.13 に、振動低減制御を使用したときの径方向振動加速度の周波数分布を示す。Fig. 3.13 において径方向電磁加振力の電気角 2 次成分が 88.8 %減少することを確認した。また、電気角 4 次成分は増加したものの、この成分は q 軸電流を付加しても増大しないため、q 軸電流を通電した場合は相対的に無視でき、今回は無視した。

最後に、Fig. 3.14 に、可変速度時の径方向振動加速度を示す。Fig. 3.12 より  $I_q = 0$  のとき径方向加速度が最小となる  $I_d = -7.35A$  で回転速度を変化させた。 $I_d = -7.35A$  のとき、2,000rpm 付近の機構共振点において径方向振動を 66%低減できており、関係式より導かれる振動低減効果は共振点にも有効であることが確認できた。

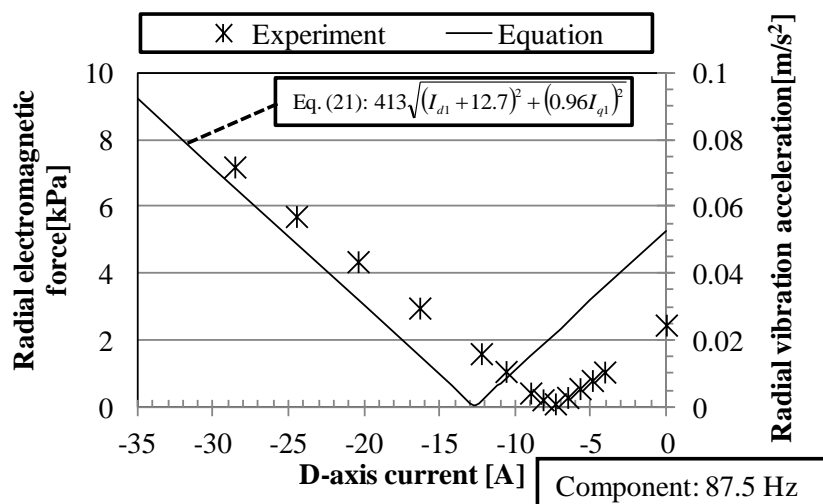


Fig. 3.12. Radial vibration acceleration. (D-axis current changes and Q-axis current is zero.)

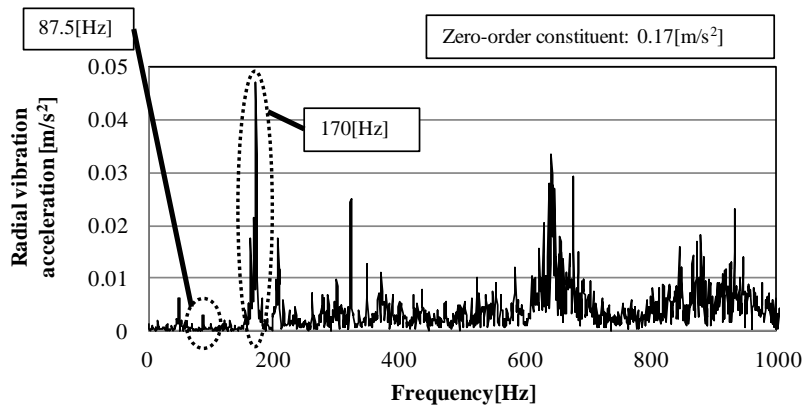


Fig. 3.13. Frequency analysis of radial vibration acceleration. (525rpm, 0Hz-1000Hz,  $I_d=-7.35$ ,  $I_q=0$ , Proposed method.)

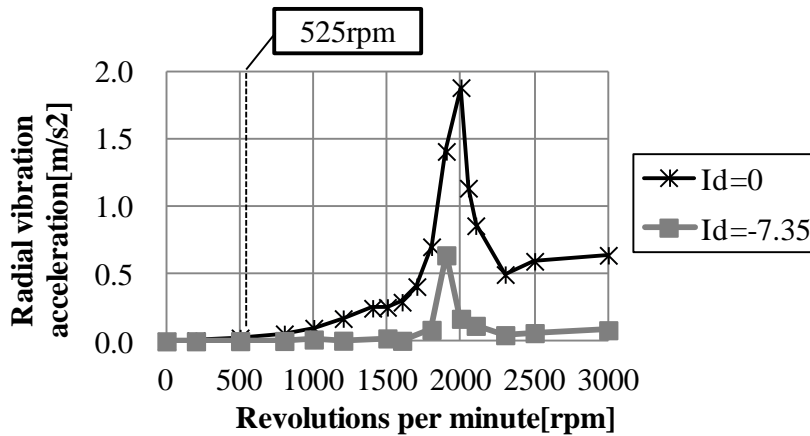


Fig. 3.14. Radial vibration acceleration. (Revolutions per minute change.)

### 3.4.2 負荷時の振動最小点

q 軸電流を 5, 10, 15, 20, 25, 30 A と増大させた負荷時の径方向電磁加振力の電気角 2 次成分による振動を測定した。

Fig. 3.15 に、q 軸電流を固定し、d 軸電流を印加したときの径方向加速度測定結果を示す。Fig. 3.15 より、負の d 軸電流を通電することで、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の振動を低減できることが分かる。しかし、q 軸電流が増加するにつれ、負の d 軸電流による振動低減効果は小さくなる。これは、式(3.21)の第 2 項  $(0.96I_{q1})^2$  が、負の d 軸電流の通電による振動減少項である第 1 項  $(I_{d1}+12.7)^2$  と比較し、大きくなるためである。

Fig. 3.15 において Fig. 3.10 の径方向電磁加振力の電気角 2 次成分による SPMSM の振動最小点について実機を用いて確認する。Fig. 3.10 に示す解析での最小点は d 軸電流一定の直線である。実験での振動最小点を求めるために、Fig. 3.15 において最小点を結ぶと、 $I_d=-7.35A$  の直線となる。よって、SPMSM における本提案の振動低減制御の有用性を確認できた。

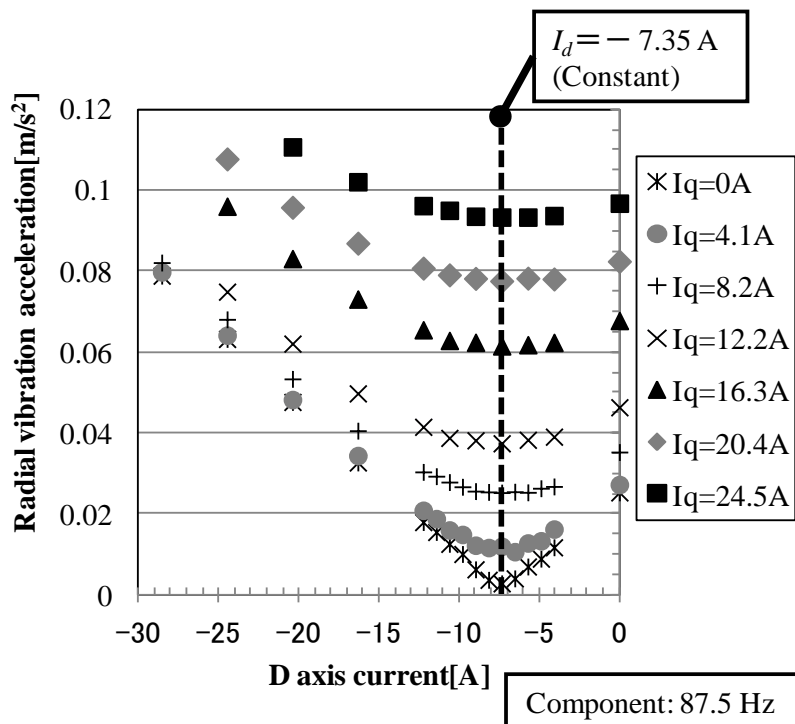


Fig. 3.15. Radial vibration acceleration. (Q-axis current changes.)

### 3.5 まとめ

第3章の「ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁加振力の電気角2次成分の低減」では、基本波電流に起因して発生する電磁加振力を低減する手法について述べた。一般的に、この基本波電流に起因して発生する電磁加振力は、電磁加振力から振動までの伝達感度を低くする方針に基づき、変形モードを大きくし電磁力あたりの振動が小さくなるように永久磁石同期モータを設計することが多い。本章で対象とした10極12スロットモータの変形モードはその対称性から楕円状に変形する2次のモードであり、同じスロット数の8極12スロットにおける四角形に変形する4次のモードと比較して、振動・騒音は大きい。一方で、コギングトルクやトルク脈動の大きさは、モータの極数とスロット数の最小公倍数に反比例して減少するため、8極12スロットモータの最小公倍数24と比較し、10極12スロットモータの最小公倍数60が大きいため、10極12スロットモータの方がコギングトルクやトルク脈動の大きさは小さい。更に、巻線係数に関しても8極12スロットモータの0.866と比較し、10極12スロットモータは0.933であり、10極12スロットモータの方が巻線係数が高く、モータを小型化できるという点でも優れている。

そこで、本章では、モータの巻線係数が高いため小型化しやすく、コギングトルクやトルク脈動も小さい10極12スロットモータに着目し、課題の1つである基本波電流に起因した径方向電磁加振力の電気角2次成分の低減に取り組んだ。まず、径方向電磁加振力の電気角2次成分が磁石、d軸電流、q軸電流の3つのベクトルの合成で表されることを明らかにし、各ベクトルについてこのベクトル分離からd軸電流およびq軸電流と径方向電磁加振力の電気角2次成分の関係式を導出し、この成分を低減する振動低減制御を提案した。

dq 軸ドメイン上における電流の動作点の軌跡は、SPMSM と IPMSM とで最大トルクを発生させる電流位相が異なるため、SPMSM では d 軸電流一定の直線となり、IPMSM では 2 次曲線となる。ゆえに、電気角 2 次成分の振動を低減するためには、SPMSM の場合、一定の負の d 軸電流を通電し、IPMSM の場合、d 軸電流を q 軸電流の増加に伴い負に通電すればよいことが分かった。関係式によりモータの電流指令値に応じて、最適な電流位相で制御することで、トルク指令に関わらず振動を最小化することができるようになった。最後に、SPMSM を対象として、モータケース外部のハウジングにおける振動加速度を測定し、本制御で最大トルク／電流制御の領域において高トルクまで径方向電磁加振力の電気角 2 次成分起因の振動を最小化できることを確認した。

本章の制御手法は、低負荷時に効果が大きく約 3dB 以上の効果を見込むことができる一方、高負荷時には効果が小さくほとんど低減できない。また、対象とした PMSM は通常  $I_d=0$  で制御される SPMSM であり、不要な d 軸電流を通電したために、銅損が増大する。以上をまとめると、制御による径方向電磁加振力の電気角 2 次成分には限界があり、モータ磁気設計も含めた低振動・低騒音化が必要であることが分かった。一方で、提案手法は、機構の固有振動数で合致して振動が悪化する領域に制御ソフトで限定することができ、不要な d 軸電流の通電に起因した銅損の増大を最小限にすることも可能である。そのため、目標仕様に応じて本論文の動作領域を限定すれば、本章の手法を少ないデメリットで最大限の活用を図ることが可能となる。

本章では制御による径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の低減限界を明らかにしたため、次章以降で時間高調波成分に起因した電磁力に着目する。第 4 章では PWM 方式を採用したときの低振動・低騒音化について、第 5 章では PWM 方式と三相電流検出のための直流母線電流検出方式を採用したときの低振動・低騒音化について述べる。

## 参考文献

- [3.1] N. Niguchi, K. Hirata, T. Kondo: “Resonant Characteristics of Electromagnetic Vibration of an Electric Power Steering Motor”, IEEJ Trans. IA, Vol.133, No.10, pp.1022-1030 (2013) (in Japanese)  
新口昇, 平田勝弘, 近藤 晃明: 「EPS モータの電磁振動による共振特性」, 電学論 D, Vol.133, No.10, pp.1022-1030 (2013-10)
- [3.2] Miyagawa, T. Enomoto, H. Komiya, T. Hatsuda, T. Tanimoto: “Vibration and Noise Analysis of the Motor for Electric Vehicle”, 2013 JSAE Annual congress (Spring), No.43-13, pp.1-5 (2013) (in Japanese)  
宮川隆行, 榎本俊夫, 小宮洋志, 初田匡, 谷本勉: 「EV 用モータの振動・騒音予測技術開発」, 自動車技術会学術講演会予稿集, No.43-13, pp.1-5(2013)

- [3.3] R. Takahata, S. Wakui, K. Miyata, K. Noma, M. Senoo: “Study on Reduction in Vibrations of Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motor by Skew Effects of Rotor” , IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.2, pp.278-287 (2012) (in Japanese)  
高畑良一, 湧井真一, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾 正治:「ロータのスキュー効果を用いた集中巻永久磁石同期モータの低振動化に関する一考察」, 電学論 D, Vol.132, No.2, pp.278-287 (2012-02)
- [3.4] Y. Asano, Y. Honda, Y. Takeda, S. Morimoto: “Reduction of Vibration on Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motors with Considering Radial Stress.” , IEEJ Trans. IA, Vol.121, No.11, pp.1185-1191 (2001) (in Japanese)  
浅野能成, 本田幸夫, 武田洋次, 森本茂雄:「集中巻永久磁石同期モータのラジアル応力に着目した振動低減」, 電学論 D, Vol.121, No.11, pp.1185-1191 (2001-11)
- [3.5] H. Yashiro, H. Takada: “Reduction of a Radial Electromagnetic Oscillating Force of an Electrical Motor by Superposing a High Order Current” , Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, C, No.72(715), pp.723-728, (2006) (in Japanese)  
屋代春樹, 高田一:「高次電流重畳による電動機の半径方向加振力低減」, 日本機械学会論文集. C 編, No.72(715), pp.723-728, (2006-03)
- [3.6] M. Kanemastu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kondou, M. Kanayama, K. Yoshimoto, T. Miyagawa: “Base Study on Radial Force Reduction with d-axis Current Considering Magnetic Flux Distribution” , Proceedings of the 2012 Japan Industry Applications Society Conference, Vol.3, pp.215-218 (2012) (in Japanese)  
兼松正人, 宮島孝幸, 藤本博志, 堀洋一, 榎本俊夫, 金堂雅彦, 金山雅洋, 吉本貫太郎, 宮川隆行:「IPMSM の磁束分布を考慮した d 軸電流によるラジアル力抑制の負荷時における実験的評価」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会予稿集, Vol.3, pp.215-218 (2012)

## 4. PWM 起因の時間高調波で発生する 分布巻 PMSM のキャリア電磁騒音の低減

### 4.1 本章の目的

第 2 章で述べたように、永久磁石同期モータ（以下、PMSM と略）における振動・騒音は、モータ制御、モータ、機構が密接に絡むことで発生する。PMSM の駆動装置には、電圧型インバータを用いたパルス幅変調方式（以下、PWM 方式と略）が多く採用されており、直流電源から任意の周波数の交流電圧に変換し、可変速・可変電圧駆動を実現している。PWM 方式は、正弦波状の変調信号を鋸波や三角波などのキャリア信号と比較して、時間高調波であるパルス電圧を発生させるため、キャリア信号の周波数に起因した電磁力が発生する。この電磁力の周波数と機構の固有振動の周波数とが合致した場合、共振で大きな振動・騒音（以下、電磁騒音と略）が発生する[4.1]。

この電圧型インバータによる電磁騒音（以下、キャリア電磁騒音と略）は、これまで多くの文献で実験および解析で検討されており、誘導モータ（以下、IM と略）や PMSM で種々の観点で多くのアプローチがなされている[4.1]-[4.12]。例えば、IM を対象とした PWM 方式で発生する振動モードの定量化[4.1]、高調波電圧と磁気騒音の相関関係を評価関数による評価[4.2]、変調方式による電磁騒音に関する検討[4.3]、PWM 方式に起因した電磁騒音と機構の共振周波数が一致しないようにキャリア周波数を選択するキャリア分散方式[4.4][4.5]などが報告されている。しかし、分布巻 PMSM のような特定のモータに関して、キャリア信号の周波数とモータの回転周波数と、電磁力や電磁騒音の周波数との関係性、電圧指令の更新タイミングなどの制御との関係性、振動のモード次数についてはあまり検討されていない。

本章では、分布巻 PMSM を対象とし、PWM 方式の時間高調波に起因した電磁騒音となる振動・騒音の発生周波数を、ステータロータ間の磁束密度を用いた理論計算および回路連成の電磁界解析（有限要素法）より導出し、キャリア信号の周波数と振動の周波数との関係性を導出する。更に、振動のモードおよび振動の発生周波数について実機で検証する。

### 4.2 キャリア高調波電流に起因した径方向電磁加振力の発生周波数の理論予測

#### 4.2.1 実測された三相電流の周波数解析

まず、キャリア電磁騒音を発生させる電磁力の周波数を理論的に予測するために、実機で測定されたキャリア高調波を含む三相電流を周波数解析する。Table 4.1 に、対象とした PMSM 駆動システムの緒元を示す。対象とした PMSM は埋込磁石型（以下、IPM と略）の分布巻 8 極 48 スロット PMSM であり、最高回転数 12,000rpm、最大トルク 190Nm、出力 90kW である。この PMSM の構造の特徴は、モータの巻線構造と磁氣的空隙とを利用したトルク脈動低減構造である[4.8]。

Fig. 4.1 (a) に、実測された三相電流を示す。Table 4.2 に、実験条件を示す。Fig. 4.1 (b) に三相電流のうちの U 相電流の周波数解析結果を示す。Fig. 4.1 (b)より実測された U 相電流の周波数解析では、周波数  $f_c \pm 4f_1, f_c \pm 2f_1, f_c \pm f_1, 2f_c \pm f_1$  の高調波電流が支配的であることが分かる。一般的に、基本波電流以外の高調波電流は(1)周波数  $(6k \pm 1)f_1$  ( $k$ : 自然数,  $f_1$ : 基本波周波数) の高調波電流と(2)キャリア周波数  $f_c$  の  $n$  倍近傍に発生する高調波電流 (以下, キャリア高調波電流と略) に大別される。本章で対象としたキャリア電磁騒音の要因となるにつながるキャリア高調波電流は、周波数  $f_c \pm 4f_1, f_c \pm 2f_1, 2f_c \pm f_1$  が支配的であることがこれまでの検討から分かっているが[4.13], 周波数  $f_c \pm f_1$  のキャリア高調波電流の発生要因は分かっていた。そこで、電圧指令の更新タイミングに着目し、検討した。

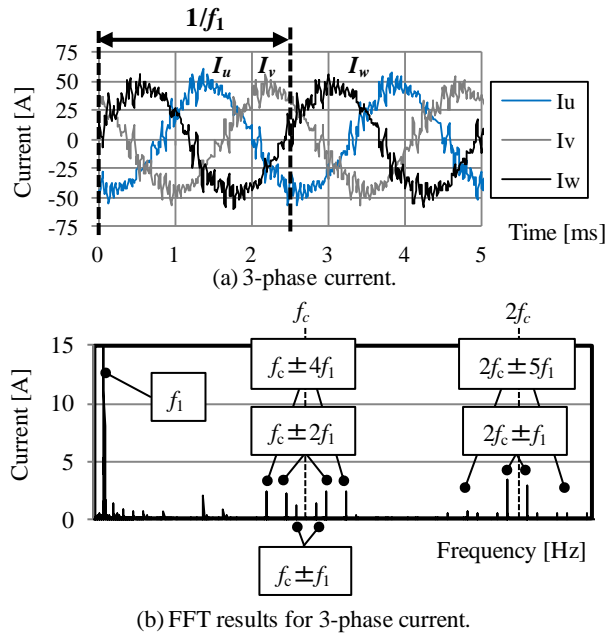
**Table 4.1. Specification of test PMSM.**

Number of poles/slots	8/48
Winding	Distributed winding
Magnet type	Interior magnet (Neodymium)
Output power	90kW
Maximum motor rotation speed	12,000rpm
Peak torque	190Nm

**Table 4.2. Experimental condition.**

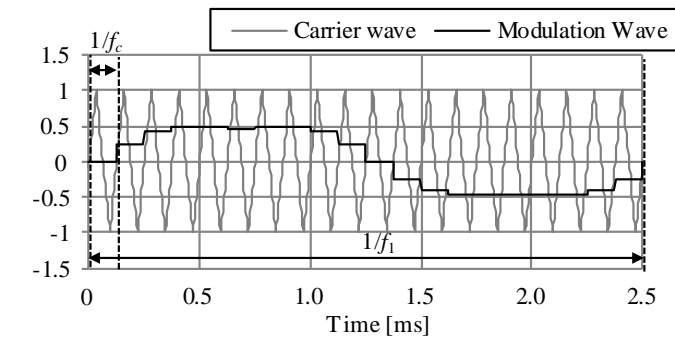
DC voltage ( $E_{DC}$ )	300V
Motor rotation speed	6,000rpm
Motor torque	20Nm
Modulation factor	0.56
Carrier frequency ( $f_c$ )	8.5kHz
Voltage reference update timing	$1/f_c$



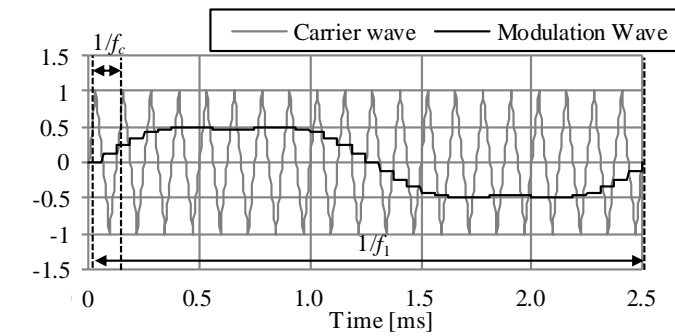


**Fig. 4.1. Time history of and FFT results for three-phase current.  
(6,000rpm, 20Nm, modulation factor 0.56.)**

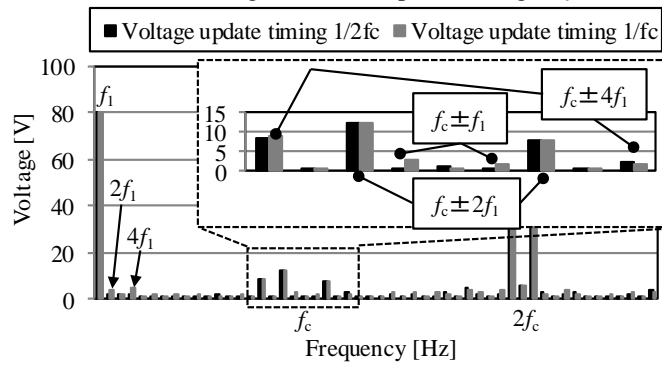
Fig. 4.2 (a) に、電圧指令の更新タイミングが 1 キャリア周期( $1/f_c$ )の場合の三角波と変調波を示す。Fig. 4.2 (b) に、電圧指令の更新タイミングが 1 キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )の場合の三角波と変調波を示す。更に、Fig. 4.2(c)に Fig. 4.2(a)と(b)の周波数解析結果を示す。Fig. 4.2(c)より、電圧指令の更新タイミングを 1 キャリア周期とすることで、周波数  $2f_1$  や  $4f_1$  の偶数次数の高調波と周波数  $f_c \pm f_1$  のキャリア高調波が発生することが分かる。これらの高調波が発生する要因は電圧指令の更新タイミングによって生成される電圧パルスの非対称性に起因するためと考えられる。



(a) Voltage reference update timing  $1/f_c$



(b) Voltage reference update timing  $1/2f_c$



(c) FFT results of (a) and (b)

**Fig. 4.2. FFT result difference of voltage reference update timing.**

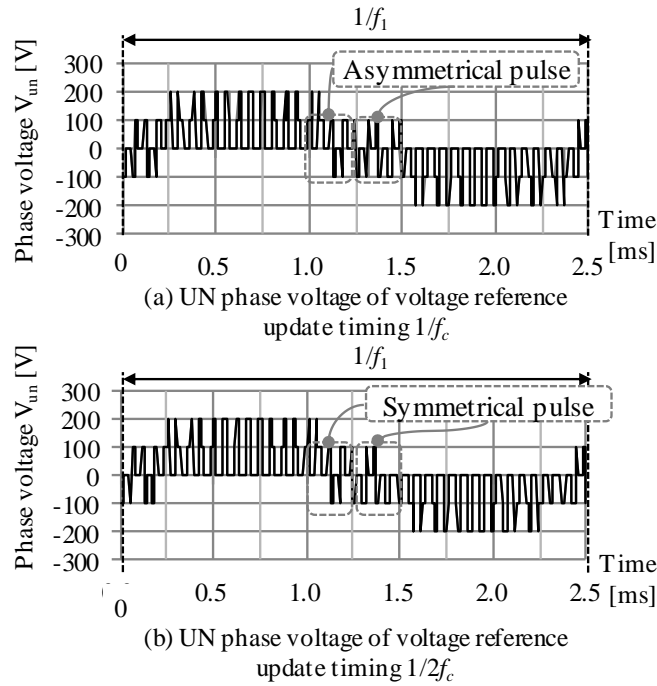


Fig. 4.3. Time history of UN phase voltage.

#### 4.2.2 径方向電磁加振力

続いて、電流による電磁力の発生について述べる。モータは、ロータの磁石と、ステータコイルに流れる電流で発生する電磁石が、相互に作用し合う吸引力により駆動する。ロータに働く電磁力の成分には、周方向と径方向の2つがある。周方向の電磁力は機械角 360 度分積分し、ロータを回転させるトルクとトルク脈動となる。ステータの間にある径方向電磁力はモータのステータを介し、モータケース、ハーネスや配管などを振動させる径方向電磁加振力となる。周方向磁束密度  $B_\theta(\theta, t)$  が径方向磁束密度  $B_r(\theta, t)$  と比較して無視できるほど小さいとすると、径方向電磁加振力  $F_r$  は式(4.1)で表される[4.14]。

$$F_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} \{B_r(\theta, t)^2 - B_\theta(\theta, t)^2\} \approx \frac{B_r(\theta, t)^2}{2\mu_0} \dots\dots\dots (4.1)$$

PMSM において、ロータステータ間にあるギャップの磁束密度はロータの磁石磁束とステータ巻線で発生するステータ磁束によって構成される。ステータの磁気飽和を無視すると、径方向磁束密度  $B_r(\theta, t)$  は式(4.2)で表される[4.14]。

$$B_r(\theta, t) \approx \{B_{rot}(\theta, t) + B_{sta}(\theta, t)\} \Lambda_r \dots\dots\dots (4.2)$$

$B_{rot}(\theta, t)$  と  $B_{sta}(\theta, t)$  はスロットを無視したロータの磁石磁束とステータの磁束であり、 $\Lambda_r$  はパーミアンス係数である。式(4.1)に式(4.2)を代入すると、径方向電磁加振力  $F_r(\theta, t)$  はロータの磁石磁束とステータ磁束を用いて式(4.3)で表される。

$$F_r(\theta, t) \approx \frac{\Lambda_r^2}{\mu_0} B_{rot}(\theta, t) B_{sta}(\theta, t) \dots\dots\dots (4.3)$$

本章では、ロータの磁石磁束およびステータ磁束は基本波磁束が支配的とし、パーミアンスも直流成分が支配的と仮定し、PWM方式の時間高調波に起因したキャリア電磁騒音となるキャリア周波数周辺の電磁加振力を理論的に計算する。式(4.4)に上記の仮定を示す。

$$B_{rot,1}(\theta, t) = B_{R1} \cos(p\theta - 2\pi f_1 t), B_{sta,1}(\theta, t) = B_{S1} \sin(p\theta - 2\pi f_1 t), A_r = A_0 \dots \dots \dots (4.4)$$

ここで、 $p$  は極対数、 $f_1$  は基本波電流の周波数、 $B_{R1}$  はロータの磁石磁束の基本波成分、 $B_{S1}$  はステータ磁束の基本波成分、 $A_0$  はパーミアンス係数の直流成分である。

### 4.2.3 線間電圧の高調波成分の相順分析

次に、線間電圧の高調波成分の相順を分析した。Fig. 4.4(a)から(e)は、順に(a)第3次調波を印可して、変調率を1.15まで使用したときの三相変調波と搬送波、(b)U相の上アームゲート信号、(c)V相の上アームゲート信号、(d)W相の上アームゲート信号、(e)UVの線間電圧と基本波成分である。キャリア信号 $e_c$ はキャリア周波数 $f_c (= \omega_c / 2\pi, \omega_c$ : キャリア角速度)によって決定され、各相の変調波 $e_u, e_v, e_w$ は電圧指令より決定される。UV間の線間電圧の周波数解析結果は文献[4.13]を参考にして式(4.5)~(4.8)で与えられる。

$$V_{uv}(\omega_c t, \omega_1 t) = ME_d \sin(\omega_1 t + \pi/6) + \frac{4E_d}{\pi^2} \sum_{m=1,3,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \sin \frac{n\pi}{6} \cos \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \\ + \frac{4E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \dots \dots \dots (4.5)$$

$$V_{vw}(\omega_c t, \omega_1 t) = ME_d \sin(\omega_1 t - \pi/2) + \frac{4E_d}{\pi^2} \sum_{m=1,3,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \sin \frac{n\pi}{6} \cos \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t - \frac{\pi}{2} \right) \right\} \\ + \frac{4E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t - \frac{\pi}{2} \right) \right\} \dots \dots \dots (4.6)$$

$$V_{wu}(\omega_c t, \omega_1 t) = ME_d \sin(\omega_1 t + 5\pi/6) + \frac{4E_d}{\pi^2} \sum_{m=1,3,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \sin \frac{n\pi}{6} \cos \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t + \frac{5\pi}{6} \right) \right\} \\ + \frac{4E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,L}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, L}^{\pm \infty} \frac{A_{mn}}{m} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left\{ m \left( \omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) + n \left( \omega_1 t + \frac{5\pi}{6} \right) \right\} \dots \dots \dots (4.7)$$

ただし、

$$A_{mn} = J_{mn}(v_1) J_0(v_2) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(v_2) \{ J_k(v_2) + (-1)^k J_{n+3k}(v_1) \}, \\ v_1 = mM\pi/\sqrt{3}, v_2 = mM\pi/6\sqrt{3} \dots \dots \dots (4.8)$$

ここで、 $M (= V_{uv} / E_d)$ : 電圧利用率、 $J_i(v_j)$ : ベッセル関数である。

式(4.5)から式(4.7)を用いて、主要次数の高調波電圧の位相差を整理した。これを Table 4.3

に示す。Table 4.3 より、基本波電圧、周波数  $f_c - 2f_1$ ,  $f_c + f_1$ ,  $f_c + 4f_1$ ,  $2f_c - 5f_1$ ,  $2f_c + f_1$  のキャリア高調波電圧は正相(U-V-W)で、周波数  $f_c - 4f_1$ ,  $f_c - f_1$ ,  $f_c + 2f_1$ ,  $2f_c - f_1$ ,  $2f_c + 5f_1$  のキャリア高調波電圧は逆相(U-W-V)であることが分かる。正相の電圧はモータの回転方向と同じ方向に回転磁界を生成し、逆相の電圧はモータの回転方向と反対の方向に回転磁界を生成する。

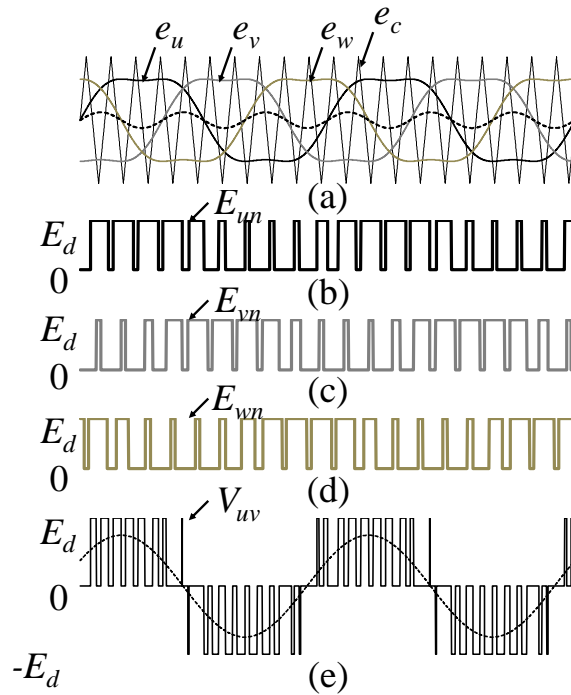


Fig. 4.4. Time history of UN phase voltage.

Table 4.3. Phase sequence of voltage harmonics.

Frequency (Hz)	Phase Sequence	Magnetic Field
$f_1$	U-V-W	Same direction generated from the fundamental current
$f_c - 2f_1, f_c + f_1, f_c + 4f_1, 2f_c - 5f_1, 2f_c + f_1$		
$f_c - 4f_1, f_c - f_1, f_c + 2f_1, 2f_c - f_1, 2f_c + 5f_1$	U-V-W	Opposite direction generated from the fundamental current

$f_c$ : Carrier frequency,  $f_1$ : Fundamental frequency of the current

#### 4.2.4 径方向電磁加振力の理論解析

式(4.9)にステータの生成する磁束密度を示す。

$$\begin{aligned}
 B_{sta, f_c \pm 4f_1}(\theta, t) &= B_{S, f_c \pm 4f_1} \sin\{p\theta \mp 2\pi(f_c \pm 4f_1)t\} \\
 B_{sta, f_c \pm 2f_1}(\theta, t) &= B_{S, f_c \pm 2f_1} \sin\{p\theta \pm 2\pi(f_c \pm 2f_1)t\} \\
 B_{sta, f_c \pm f_1}(\theta, t) &= B_{S, f_c \pm f_1} \sin\{p\theta \mp 2\pi(f_c \pm f_1)t\} \\
 B_{sta, 2f_c \pm f_1}(\theta, t) &= B_{S, 2f_c \pm f_1} \sin\{p\theta \mp 2\pi(2f_c \pm f_1)t\}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

なお、ステータの磁束密度  $B_{sta}$  は以下の式(4.6)で与えられる。

$$B_{sta} = B_{sta,1}(\theta, t) + B_{sta, f_c - 4f_1}(\theta, t) + B_{sta, f_c - 2f_1}(\theta, t) + B_{sta, f_c - f_1}(\theta, t) + B_{sta, f_c + f_1}(\theta, t) + B_{sta, f_c + 2f_1}(\theta, t) + B_{sta, f_c + 4f_1}(\theta, t) + B_{sta, 2f_c + f_1}(\theta, t) + B_{sta, 2f_c + 2f_1}(\theta, t) \dots (4.10)$$

式(4.4), 式(4.9)と(4.10)を式(4.3)に代入すると, 径方向電磁加振力の円環 0 次成分は式(4.11)で与えられる。更に, 径方向電磁加振力の円環  $2p$  次成分は式(4.8)で与えられる。(  $p$ : 極対数)

$$F_{r-0}(\theta, t) \approx \frac{B_{R1} A_r^2}{2\mu_0} \left[ (B_{S, f_c - 2f_1} - B_{S, f_c - 4f_1}) \sin\{2\pi(f_c - 3f_1)t\} + (B_{S, f_c + f_1} - B_{S, f_c - f_1}) \sin\{2\pi(f_c)t\} + (B_{S, f_c + 4f_1} - B_{S, f_c + 2f_1}) \sin\{2\pi(f_c + 3f_1)t\} + (B_{S, 2f_c + f_1} - B_{S, 2f_c - f_1}) \sin 2\pi(2f_c)t \right] \dots (4.11)$$

$$F_{r-2p}(\theta, t) \approx \frac{B_{R1} A_r^2}{2\mu_0} \left[ B_{S, f_c - 4f_1} \sin\{2p\theta + 2\pi(f_c - 5f_1)t\} + B_{S, f_c - 2f_1} \sin\{2p\theta - 2\pi(f_c - f_1)t\} + B_{S, f_c - f_1} \sin\{2p\theta + 2\pi(f_c - 2f_1)t\} + B_{S, f_c + f_1} \sin\{2p\theta - 2\pi(f_c + 2f_1)t\} + B_{S, f_c + 2f_1} \sin\{2p\theta + 2\pi(f_c + f_1)t\} + B_{S, f_c + 4f_1} \sin\{2p\theta - 2\pi(f_c + 5f_1)t\} + B_{S, 2f_c - f_1} \sin\{2p\theta + 2\pi(2f_c - 2f_1)t\} + B_{S, 2f_c + f_1} \sin\{2p\theta - 2\pi(2f_c + f_1)t\} \right] \dots (4.12)$$

**Table 4.4. Spatial mode and frequency of a distributed winding PMSM driven by a PWM inverter.**

Spatial mode $m$	Frequency (Hz)
0	$f_c \pm 3f_1, 2f_c$ (PWM harmonics), $f_c$ (Voltage update timing)
$2p$	$f_c \pm f_1, f_c \pm 2f_1, f_c \pm 5f_1, 2f_c \pm 2f_1$ (PWM harmonics)

Table 4.4 に, PWM 方式で駆動される分布巻 PMSM のキャリア電磁騒音の円環次数と周波数を示す。主要な円環次数は PMSM の極対数に依存することが分かる。円環次数  $m$  次の電磁加振力によって発生する振動は円環次数  $m$  の 4 乗  $m^4$  に反比例して減衰する[4.16]ことから, 極対数の大きいモータの場合, 周波数  $f_c \pm 3f_1, f_c, 2f_c$  の電磁加振力に起因したキャリア電磁騒音が支配的であることが分かった。

### 4.3 二次元有限要素法を用いた径方向電磁加振力の電磁界解析

#### 4.3.1 解析条件および解析手法

本節では, 二次元有限要素法を用いて, 前節で導出した周波数で電磁加振力が発生するか確認した。対象とした PMSM は Table 4.1 の PMSM とした。電圧の更新タイミングは 1 キャリア周期( $1/f_c$ )と 1 キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )の 2 つとした。Table 4.6 に, 解析条件を示す。電磁界解析へ入力した三相電流は Matlab/Simulink を用いた。

#### 4.3.2 電磁界解析結果

Fig. 4.5 に, 電圧の更新タイミングを 1 キャリア周期( $1/f_c$ )としたときの U 相電流のキャリア高調波電流を示す。Fig. 4.6 に, 電圧の更新タイミングを 1 キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )とし

たときのU相電流のキャリア高調波電流を示す。Fig. 4.5 と Fig. 4.6 より、電圧の更新タイミングを1キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )とすると、周波数 $f_c \pm f_1$ のキャリア高調波電流は発生しないことが分かる。Fig. 4.7 に、モータの回転数が増えたときのキャリア高調波電流の周波数を示す。モータの基本波周波数の増大に伴い、キャリア高調波電流の周波数は周波数 $f_c$ と $2f_c$ を中心に広がっていくことが分かる。

Table 4.5. FE analysis conditions.

Motor torque	20Nm
DC voltage	300V
Motor rotation speed	500–6,000rpm (By 500rpm)

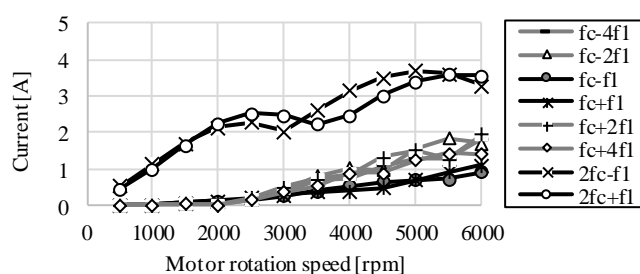


Fig. 4.5. FFT results for three-phase current. (Voltage reference update timing  $1/f_c$ .)

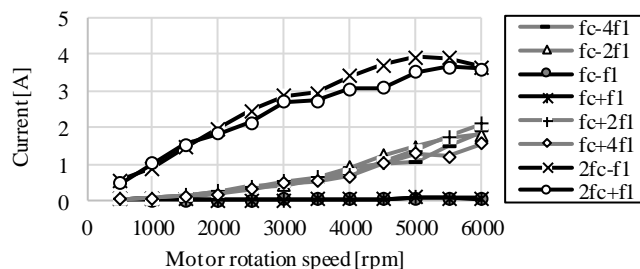


Fig. 4.6. FFT results for three-phase current. (Voltage reference update timing  $1/2f_c$ .)

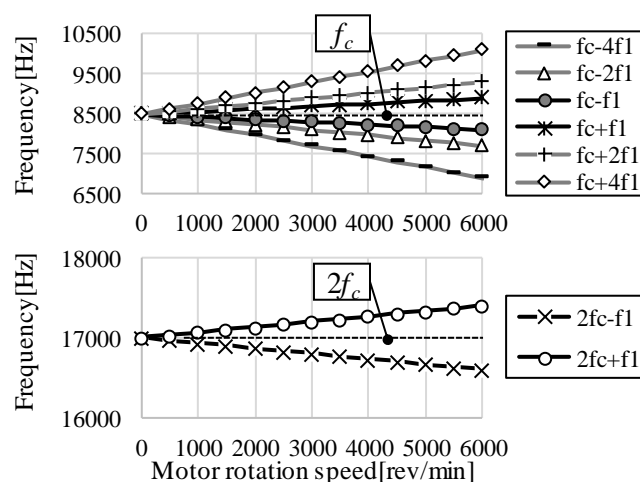


Fig. 4.7. Frequency of current harmonics. ( $f_c$ :8500Hz).

次に、2次元電磁界解析ツール JMAG を用いて、径方向電磁加振力を時間方向および空間方向に2重フーリエ変換し、前節で述べた周波数が発生するか確認した。Fig. 4.8 に、6,000rpm、20Nm のときの径方向電磁加振力の2重フーリエ変換結果を示す。Fig. 4.8 より、円環0次の径方向電磁加振力は、回転48次( $12f_1$ )と周波数 $f_c$ 、 $f_c \pm 3f_1$ 、 $2f_c$ で発生し、円環8次の径方向電磁加振力は、周波数 $f_c \pm f_1$ 、 $f_c \pm 2f_1$ 、 $f_c \pm 5f_1$ 、 $2f_c \pm 2f_1$ で発生する。これらの結果は前節で理論的に導出した Table 4.4 の周波数と一致することを確認できる。

Fig. 4.9 に電圧の更新タイミングを1キャリア周期( $1/f_c$ )としたときの径方向電磁加振力の円環0次成分を、Fig. 4.10 に、電圧の更新タイミングを1キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )としたときの径方向電磁加振力の円環0次成分を示す。Fig. 4.9 および Fig. 4.10 より、電圧の更新タイミングを1キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )とすることで、周波数 $f_c$ の径方向電磁加振力が発生しないことを確認できる。よって、マイコンの演算負荷に余裕がある場合は、電圧の更新タイミングを1キャリア周期の半分( $1/2f_c$ )とすることで、周波数 $f_c$ のキャリア電磁騒音を低減することができる。

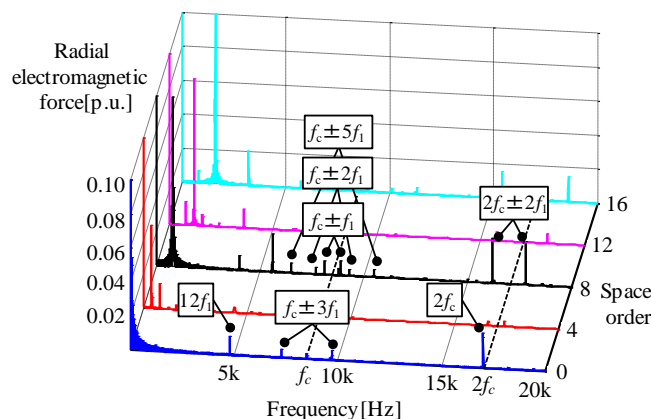


Fig. 4.8. 2D Fourier transform of radial electromagnetic force driven by current with PWM harmonics ( $f_1=400$  Hz,  $f_c=8500$  Hz, Voltage reference update timing  $1/f_c$ ).

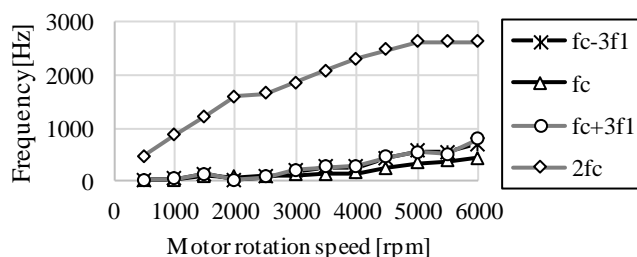


Fig. 4.9. Radial electromagnetic force of spatial 0<sup>th</sup> mode. (Voltage reference update timing  $1/f_c$ .)



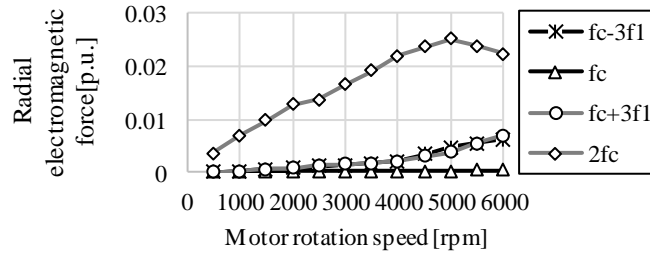


Fig. 4.10. Radial electromagnetic force of spatial 0<sup>th</sup> mode.  
(Voltage reference update timing  $1/2f_c$ .)

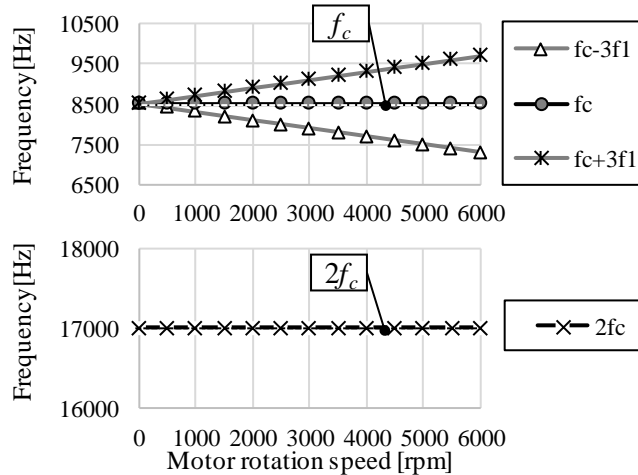


Fig. 4.11. Frequency of radial electromagnetic force driven by current with PWM harmonics.  
( $f_c=8500$  Hz).

## 4.4 実験結果

### 4.4.1 試験環境および実験条件

Table 4.6 に、キャリア電磁騒音の発生周波数を実測で確認するための実験条件を示す。実測によるキャリア電磁騒音の確認は、(1)モータ試験ベンチと(2)試験車の2つの試験装置を用いた。(1)モータ試験ベンチは一定回転時の振動モードを測定するために用いた。しかし、(1)モータ試験ベンチで騒音を測定する場合、負荷モータの騒音が入るため、供試モータ単体での騒音を測定することは困難である。そこで、供試モータと同じモータを搭載した試験車を用いてキャリア電磁騒音を測定した。

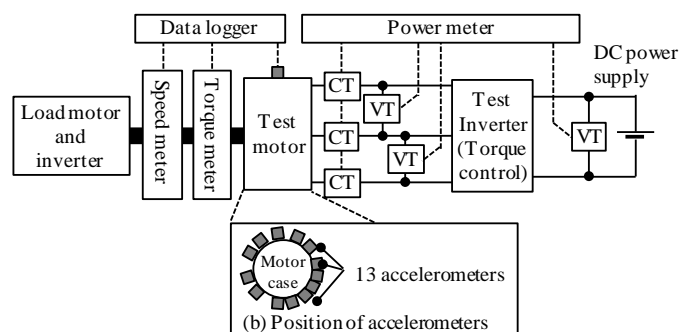
Fig. 4.12 にモータ試験ベンチの試験構成を、Fig. 4.13 にモータ試験ベンチの試験環境を示す。供試モータのケース表面には径方向に非対称に13個の加速度計(PCB社製、周波数分解能0.5 Hz~10 kHz、感度10.2 mV/Pa)が設置され、振動のモード次数を測定できるようにしている。Table 4.1 に供試モータのパラメータを示す。マイコンの演算負荷を低減するために、電圧の更新タイミングをキャリア周期 ( $1/f_c$ ) とした。

Table 4.7 に試験車の構成を、Fig. 4.14 に市販のBセグメントのガソリン車を改造した試験車の外観を示す。試験車は、日立オートモティブシステムズ株式会社開発のモータ、インバータ、バッテリーを搭載しており、その中でモータとインバータはFig. 4.12の供試機に備えられたものと形状や出力は同じものを使用している。減速機はGKNドライブラインジャ

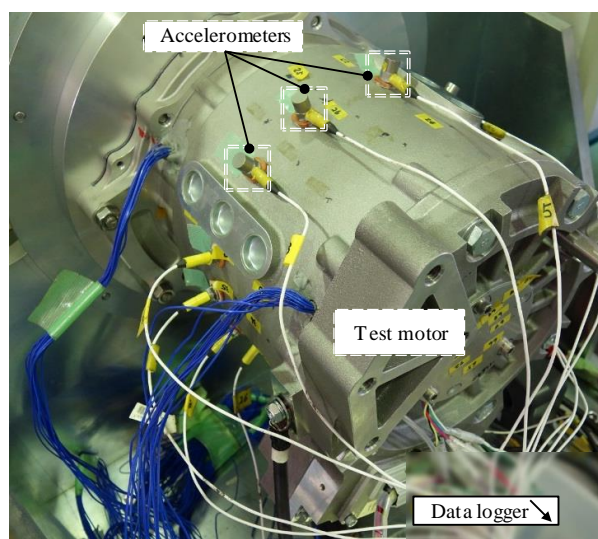
パン株式会社製のものを用い、ブレーキは日立オートモティブシステムズ株式会社開発の回生協調ブレーキの試作機を用いた[4.17]。Fig. 4.15 に騒音の測定環境を示す。騒音を測定するマイク (PCB 社製, 周波数分解能 3.75 Hz~20 kHz, 感度 50 mV/Pa)をエンジンルーム近傍に設置した。

**Table 4.6. Drive conditions.**

Motor bench	Load	Load motor and inverter
	DC voltage	300V
	Motor torque	20Nm
	Motor rotation speed	Fig. 4.15-17 500 and 5,000 rpm (Constant speed) Fig. 4.18 100 rpm/s acceleration to 6,000rpm
Test vehicle	Load	Test vehicle
	DC voltage	300V
	Motor torque	20Nm
	Motor rotation speed	100rpm/s acceleration to 6,000rpm



**Fig. 4.12. Experimental setup of motor bench.**



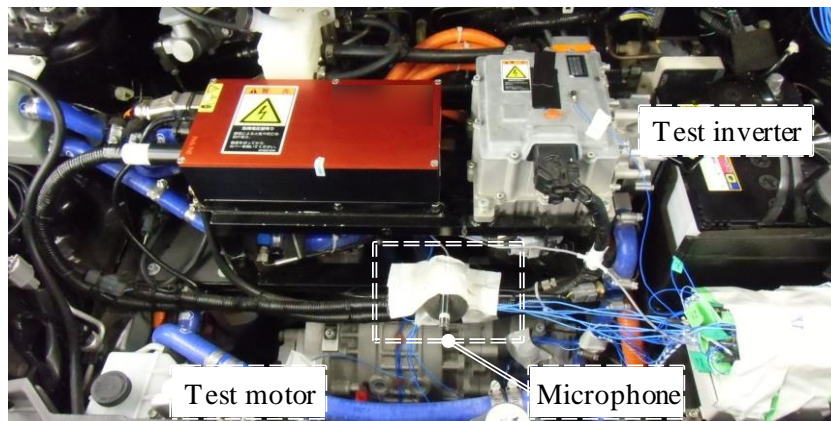
**Fig. 4.13. Photograph of measuring system.**

**Table 4.7. Specifications of Test Vehicle [4.17].**

Vehicle weight	1,250kg
Maximum speed	140km/h
Drive system	Front Motor Front Drive
Motor	Same motor as that in Fig. 4.12
Inverter	Same inverter as that in Fig. 4.12
Battery	Li-ion Nominal 350V
Reduction gear	Single Reduction Ratio 9
Brake	Electric Boost Cooperation Regeneration



**Fig. 4.14. Exterior of test vehicle for converting B segment car [4.17].**

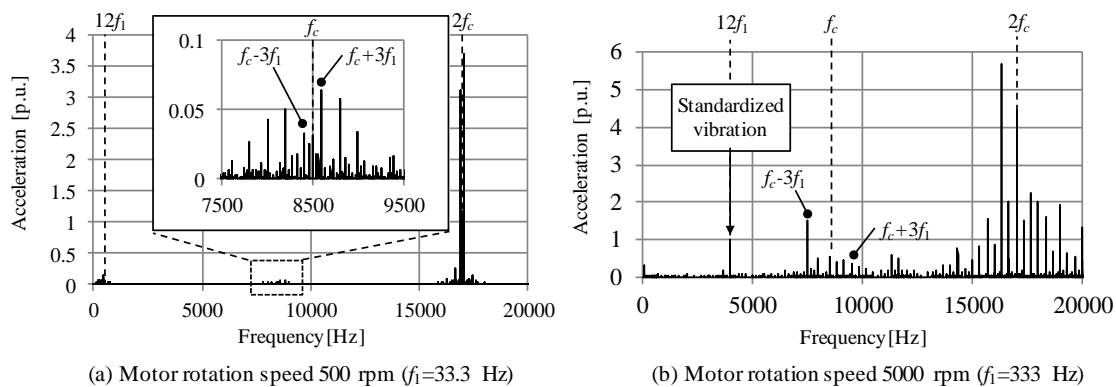


**Fig. 4.15. Experimental setup of microphone.**

#### 4.4.2 モータ試験ベンチにおける振動測定結果

Fig. 4.16 に、モータ回転数が 500rpm と 5,000rpm のときのモータケース表面振動の周波数解析結果を示す。Fig. 4.16 では、回転 48 次 ( $12f_1$ ) の振動加速度を 1 として規格化している。Fig. 4.17 に、500rpm と 5,000rpm のときの周波数  $f_c \pm 3f_1, f_c, 2f_c$  における振動モードを示す。Fig. 4.17 より、周波数  $f_c \pm 3f_1, f_c, 2f_c$  で円環次数 0 次の変形モードを確認することができた。よって、モータの極数が 8 極以上の分布巻 PMSM の場合、径方向電磁加振力の円環 0 次成分が支配的であることを実証できた。

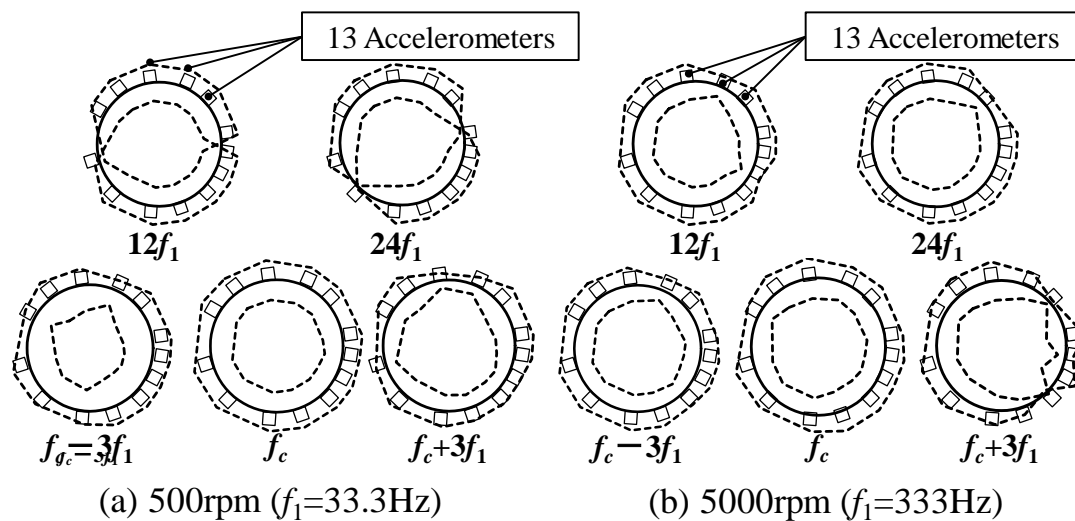
次に、モータの回転数が増えたときの振動周波数の変化を確認した。Fig. 4.18 に、モータの回転数が増えたときの振動の周波数の変化を示す。Fig. 4.18 より、モータの極数が 8 極以上の分布巻 PMSM の場合、周波数  $f_c \pm 3f_1$ ,  $f_c$ ,  $2f_c$  の振動が支配的であることを確認できた。



(a) Motor rotation speed 500 rpm ( $f_1=33.3$  Hz)

(b) Motor rotation speed 5000 rpm ( $f_1=333$  Hz)

**Fig. 4.16. FFT results for motor case vibration (experimental results).**



(a) 500rpm ( $f_1=33.3$ Hz)

(b) 5000rpm ( $f_1=333$ Hz)

**Fig. 4.17. Spatial mode measured by experiment.**

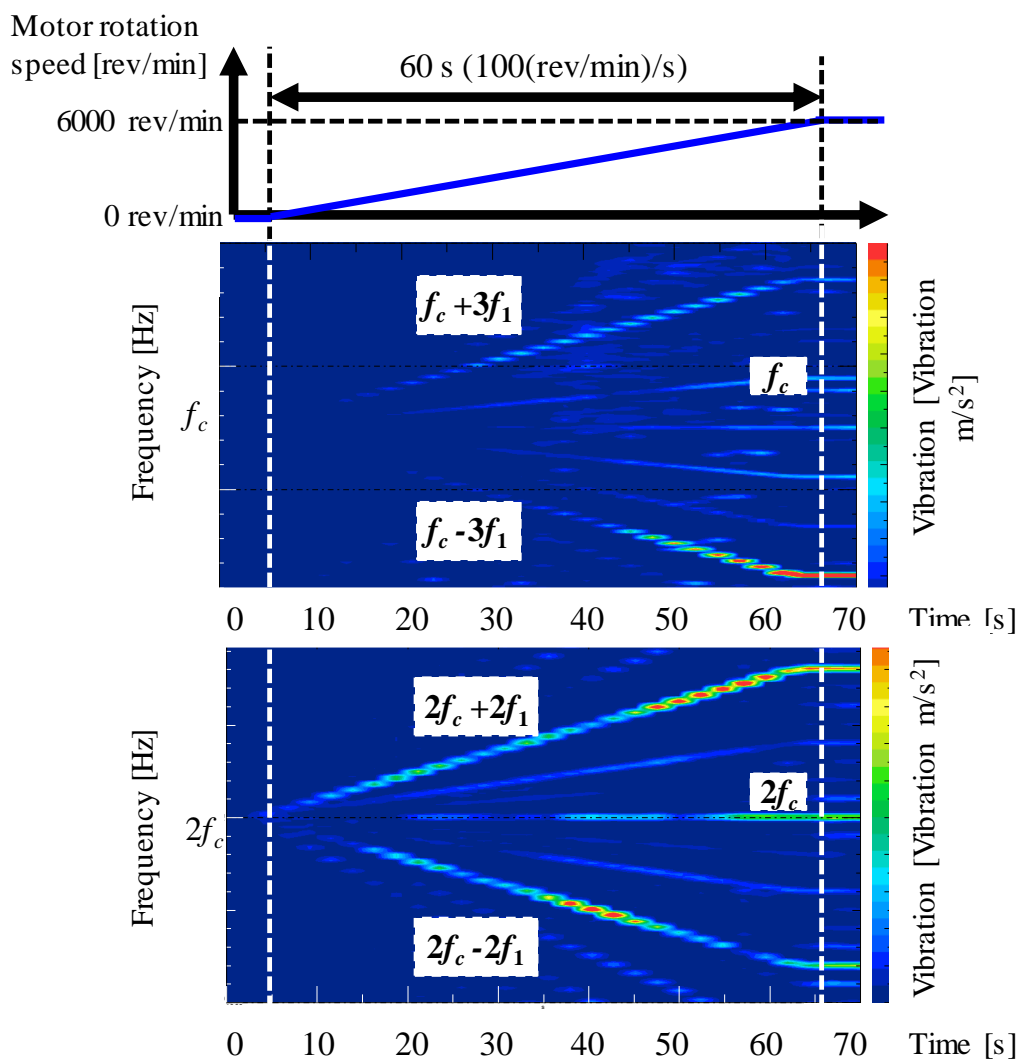


Fig. 4.18. FFT results for motor case electromagnetic vibration.

#### 4.4.3 試験車における騒音測定結果

続いて、試験車でキャリア電磁騒音を測定した。Fig. 4.19 に、エンジンルーム近傍に設けられたマイクで測定されたキャリア電磁騒音の周波数解析結果を示す。Fig. 4.19 より、モータの極数が 8 極以上の分布巻 PMSM の場合、周波数  $f_c \pm 3f_1$ 、 $f_c$  および  $2f_c$  のキャリア電磁騒音が支配的であることが分かる。これより、キャリア電磁騒音の発生周波数として支配的な周波数を特定することができ、機構共振を避ける最適なキャリア周波数を設計できるように、低振動・低騒音なモータ駆動システムを構築することができる。

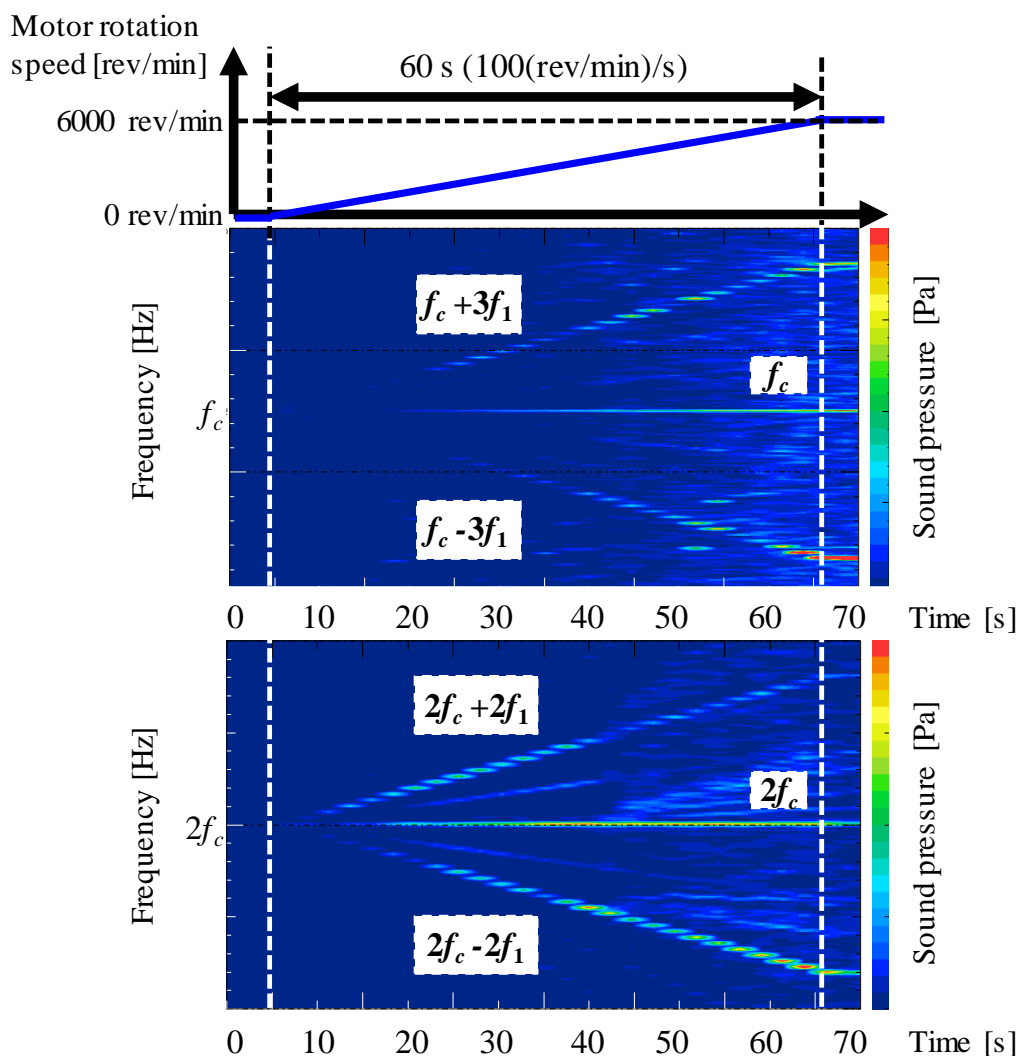


Fig. 4.19. FFT results for microphone near engine room.

#### 4.5 まとめ

第4章の「PWM起因の時間高調波で発生する分布巻PMSMのキャリア電磁騒音の低減」では、電圧型インバータのPWM方式の時間高調波によって発生する振動・騒音について述べた。PMSMは電圧型インバータのPWM方式で駆動されることが多い。電圧型インバータのPWM方式は電圧指令値をパルス幅変調(PWM: Pulse Width Modulation)で出力し、所望の交流電圧・周波数を得る。このPWM方式ではパルス幅を出力するキャリア周波数に起因して時間高調波であるキャリア高調波電流が発生し、モータの電磁力となり振動・騒音となる。

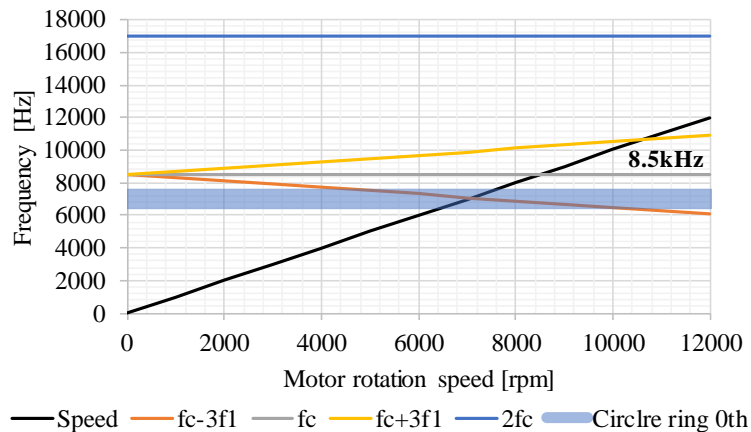
このキャリア電磁騒音の対策としては大きく分けて3つあり、①キャリア周波数の高周波数化、②キャリア周波数をランダムに変更するキャリアスペクトラム拡散制御、③キャリア電磁騒音の周波数を機構の共振周波数から離すキャリア周波数設計がある。①の課題はインバータの損失増大に伴うインバータの冷却性能の強化に起因したコストアップがあ

る。②の課題としては音質の変化や音の絶対値が変化しないことが挙げられる。

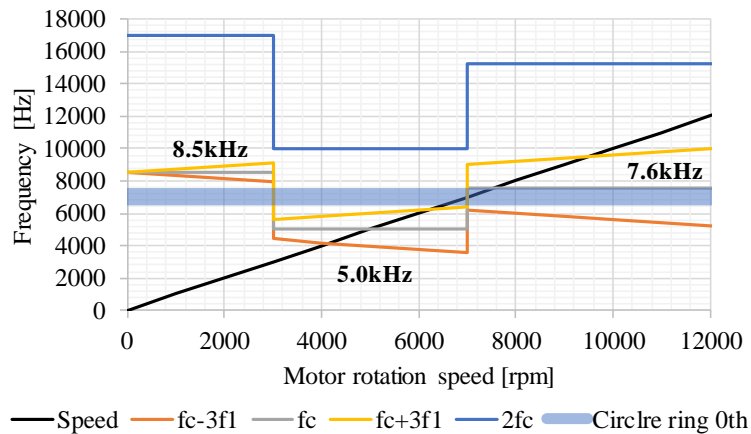
これら3つの対策の中で、コストがかからない制御における対策として(3)キャリア電磁騒音の周波数を機構の共振周波数から離すキャリア周波数設計に着目した。本章では、キャリア周波数を設計するにあたって必要な、キャリア信号の周波数とモータの回転周波数と、電磁力や電磁騒音の周波数との関係性、電圧指令の更新タイミングなどの制御との関係性、振動のモード次数について理論検討、電磁界解析、実機の3つの側面で検討した。これにより、分布巻PMSMにおけるキャリア電磁騒音の発生周波数および振動モードが判明し、例えば8極48スロットのような極対数が比較的大きい分布巻PMSMでは周波数 $f_c \pm 3f_1$  (キャリア周波数 $f_c$ , モータ電気周波数 $f_1$ ),  $f_c$ ,  $2f_c$ の円環次数0次のモード振動が支配的であることを明らかにした。更に、周波数 $f_c \pm 3f_1$ および $2f_c$ のキャリア電磁騒音はキャリア高調波電流に起因して発生し[4.18], 周波数 $f_c$ のキャリア電磁騒音はインバータの電圧更新タイミングに起因して発生する[4.19]ことが明らかとなった。

本章の知見によって得られるキャリア周波数の設計例を述べる。Fig. 4.20(a)はキャリア周波数 $f_c$ を8.5kHzに一定としたときのキャリア電磁騒音の発生周波数を示す。本章で対象とした90kWの分布巻PMSMの場合、円環次数0次の共振周波数が7kHzに存在する。そのため、Fig. 4.20(a)に示すようにキャリア周波数を8.5kHzで一定とすると、モータ回転数7,500rpm(基本波周波数 $f_1$ : 500Hz)で周波数 $f_c - 3f_1$ が円環次数0次の共振周波数7kHzと一致し、キャリア電磁騒音が大きくなる。Fig. 4.20(b)に、本章の知見に基づき設計したキャリア周波数に基づくキャリア電磁騒音の発生周波数を示す。Fig. 4.20(b)は、円環次数0次の共振周波数とキャリア電磁騒音の周波数と一致しないように、キャリア周波数をモータの回転数に応じて8.5kHz→5.0kHz→7.6kHzと段階的に変化させる。

このように、一般的に共振によるキャリア電磁騒音の増加を避けることで、低振動・低騒音なモータ制御システムを構築できる。



(a) Carrier frequency design (Carrier frequency constnat 8.5 kHz).



(b) Carrier frequency design (Carrier frequency change 8.5→5.0→7.6 kHz).

Fig. 4.20 Carrier frequency design.

## 参考文献

- [4.1] Y. Okuyama, S. Moriyasu: “Electromagnetic Noise of Induction Motors driven by PWM inverters”, IEEJ Trans IA, Vol. 119, No.10, pp.1192-1198 (1999) (in Japanese)  
 奥山 吉彦, 森安 正司: 「インバータ駆動誘導電動機の電磁騒音」, 電学論 D, Vol.112, No.4, pp.355-363 (1992)
- [4.2] S. Iida, Y. Okuma, S. Masukawa: “Magnetic Noise Caused by Output Waveform Harmonics of Voltage Source Inverters”, IEEJ Trans IA, Vol. 112, No.4, pp. 355-363 (1992) (in Japanese)  
 飯田祥二, 大熊康浩, 榊川重男: 「電圧形インバータの出力電圧高調波により生じる磁気騒音の検討」, 電学論 D, Vol.112, No.4, pp.355-363 (1992)
- [4.3] R. Takahata, S. Wakui, K. Miyata, K. Noma, M. Senoo: “Influences of Inverter Modulation on Permanent Magnet Synchronous Motor Characteristics”, IEEJ Trans IA, Vol.134, No.12, pp.997-1005 (2014) (in Japanese)  
 高畑良一, 湧井真一, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾正治: 「インバータの変調方式が永



- 久磁石同期モータの特性に及ぼす影響」, 電学論 D, Vol.134, No.12, pp.997-1005 (2014)
- [4.4] S. Taniguchi, K. Yasui, K. Yuki: “Proposal of Noise Reduction Method by Injected Frequency Control for Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, IPEC-Hiroshima (2014)
- [4.5] S. Taniguchi, Y. Kamijo, K. Yasui, M. Matsushita, K.Yuki, S. Wakao: “PWM Carrier Distribution Technique for Reducing Motor Electromagnetic Noise”, IEEJ Trans IA, Vol.135, No.12, pp.1144-1152 (2015) (in Japanese)  
 谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 若尾真治: 「モータ電磁騒音低減のための新しい PWM キャリア分散手法」, 電学論 D, Vol.135, No.12, pp.1144-1152 (2015)
- [4.6] T. Nishimura, T. Inoue, M. Nakaoka, T. Maruhashi: “Evaluation of Low Noise in Three Phase Induction Motor by Employing 20 kHz Carrier Sinusoidal PWM Inverter”, IEEJ Trans IA, Vol.107, No.5, pp.620-627 (1987) (in Japanese)  
 西村敏博, 井上猛, 中岡睦雄, 丸橋徹: 「20kHz キャリヤ正弦波 PWM インバータによる誘導電動機の低騒音化の評価」, 電学論 D, Vol.107, No.5, pp.620-627 (1987)
- [4.7] M. Daijyo, T. Yoshida, K. Matsumoto, Y. Tsunehiro: “On the Magnetic Noise of an Induction Motor Driven by PWM Inverter”, IEEJ Trans IA, Vol.108, No.3, pp.237-244 (1988) (in Japanese)  
 大上正勝, 吉田太郎, 松本圭二, 常広譲: 「PWM インバータで駆動される誘導電動機の磁気騒音に関する一考察」, 電学論 D, Vol.108, No.3, pp.237-244 (1988)
- [4.8] Y. Saito, T. Goto, K. Nakayama, N. Hino, S. Sugimoto, “Electric machine with Q-offset grooved interior-magnet rotor and vehicle,” U.S. Patent 9,300,176, 2011.
- [4.9] J. Le Besnerais, M. Hecquet, P. Brochet: “Characterization and Reduction of Audible Magnetic Noise Due to PWM Supply in Induction Machines”, *IEEE Trans. Ind Appl.*, Vol.57, No.4, pp.1288-1295 (2010)
- [4.10] P. Pellerey, V. Lanfranchi, G. Friedrich: “Coupled Numerical Simulation Between Electromagnetic and Structural Models. Influence of the Supply Harmonics for Synchronous Machine Vibrations”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.48, No.2, pp.983-986 (2012)
- [4.11] E. Zeze, K. Akatsu: “Research on vibration analysis and noise-reduction technique of PM motor”, ICEM, pp.458-463 (2012)
- [4.12] A. Saito, H. Suzuki, M. Kuroishi, H. Nakai: “Efficient forced vibration reanalysis method for rotating electric machines”, *Journal of Sound and Vibration*, Vol.334, pp.338-403 (2015)
- [4.13] K. Taniguchi, H. Irie, “Trapezoidal Modulating Signal for Three-Phase PWM Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.IE-33, No.2, May.1986.
- [4.14] P. L. Timar: “Noise and Vibration of Electrical Machines”, Elsevier (1989)

- [4.15] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, L. J. Wu, G. W. Jewell, “Analytical Modeling and Finite-Element Computation of Radial Vibration Force in Fractional-Slot Permanent-Magnet Brushless Machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.46, No.5, pp.1908–1918, Sep./Oct.2010.
- [4.16] M. Islam, R. Islam, T. Sebastian, “Noise and Vibration Characteristics of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Electromagnetic and Structural Analyses,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, No.5, pp.3214–3222, Sep./Oct. 2014.
- [4.17] K. Suzuki, S. Kaneko, “A study of wheel slip control using simple control method for 1 motor EV,” JSAE Paper No.20145050, No.28-14, 2014.
- [4.18] T. Hara, T. Ajima, M. Watanabe, K. Hoshino: “Study on Vibration of Permanent Magnet Synchronous Motor with Distributed Winding for the PWM Method of Voltage Source Inverters”, *IEEJ Trans IA*, Vol.137, No.9, pp.704-712 (2014) (in Japanese)  
 原崇文, 安島俊幸, 渡部眞徳, 星野勝洋: 「電圧型インバータの PWM 方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」, *電気学会論文誌 D*, Vol. 137(2017), No. 9, pp.704-712.
- [4.19] T. Hara, T. Ajima, Y. Tanabe, M. Watanabe, K. Hoshino, K. Oyama : “Analysis of Noise and Vibration in Distributed Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Voltage Source PWM Inverters” , *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, No. 6, pp. 6042-6049, Nov./Dec. 2018.

## 5. 直流母線電流検出方式による時間高調波に 起因したキャリア電磁騒音の低減

### 5.1 本章の目的

第2章で述べたように、PMSMでは、電圧型インバータを用いたパルス幅変調方式（以下、PWM方式と略）が多く採用されており、直流電源から任意の周波数の交流電圧に変換し、可変周波数・可変電圧駆動を実現している。第4章では、このPWM方式の時間高調波に伴うキャリア電磁騒音について着目した。しかし、PWM方式以外の要因によっても時間高調波に起因したキャリア電磁騒音は発生する。例として、直流母線電流とスイッチングパターンから三相電流を再現する直流母線電流検出方式[5.1]-[5.9]に伴うキャリア電磁騒音が挙げられる。

この直流母線電流検出方式は交流側の電流センサを省略できるため、モータ駆動システムの低コスト化の手段として有用な手法である。そのため、家電や車載用途で使用されることが多い。一方で、この方式は、三相のパルスパターンに対応した直流母線電流からモータ電流を再現するため、パルスパターンの電位差が生じないパルスパターンDuty 50%時は、電流を再現できない課題がある。その対策としては、PWM信号を位相シフトして平均電圧が等しくなるようにするパルス修正法が提案されている[5.6][5.7]。しかし、パルス修正法はDuty 50%時のモータの電流指令が0のときもキャリア周波数成分の高周波電圧を印加するため、キャリア周波数成分のキャリア電磁騒音が常時発生する。特に、モータ駆動停止時は他の要因に起因した加振力が発生しないため、パルス修正法に伴うキャリア電磁騒音は支配的となる。更に、近年では、車載向け低圧大電流モータなどでインダクタンスの値が小さく、電気時定数の小さなモータによってキャリア電磁騒音が増大してしまう新たな課題がある。インバータのキャリア電磁騒音に関しては、前章でも述べたようにこれまで多くの文献において実験および解析で検討されている[5.10][5.11]。しかし、直流母線電流検出方式（交流側の電流センサレス方式）におけるパルス修正法に伴うキャリア電磁騒音に関しては、PMSMの磁石材質や電流振幅、電磁加振力、キャリア電磁騒音との関係性については十分に検討されていないようである。

本章では、同一出力でインダクタンスが異なる2つのPMSMを対象とし、パルス修正法によるキャリア高周波電流を理論計算し、外径・出力が同等でPMSMの定数が異なる2つのPMSMの電磁力およびキャリア電磁騒音を評価した。最後に、レゾルバやホールセンサなどの回転位置センサが備わったモータ駆動システムにおいて、パルス修正法によるキャリア電磁騒音の低減手法を提案し、モータ回転停止時のキャリア電磁騒音の低減効果を検証した。

### 5.2 パルス修正法に起因したキャリア高周波電流

#### 5.2.1 直流母線電流検出方式におけるパルス修正法（再掲）[5.6][5.7]

Fig. 5.1に、直流母線電流から三相電流を再現する直流母線電流検出方式の制御構成を示

す。まず、直流母線電流  $I_{dc1}$  と  $I_{dc2}$  を検出し、三相電流  $I_{uc}, I_{vc}, I_{wc}$  を再現する。直流母線電流  $I_{dc1}$  と  $I_{dc2}$  はスイッチングのタイミングに応じて検出しており、詳細については Fig. 5.2 を用いて後述する。次に、再現された三相電流を dq 軸電流  $I_{dc}, I_{qc}$  に座標変換し、ベクトル制御する。

Fig. 5.2 に、直流母線電流検出方式の動作原理を示す。Fig. 5.2 の区間 (a) は U 相と V 相の上アームが ON、W 相の下アームが ON のスイッチングパターンである。そのときの直流電流  $I_{dc1}$  は W 相電流の負値と一致する。一方、Fig. 5.2 の区間 (b) は U 相の上アームが ON、V 相と W 相の下アームが ON のスイッチングパターンであり、直流電流  $I_{dc2}$  は U 相電流と一致する。残る V 相電流に関しては三相電流の和が零であることより演算する。

この方式は三相電圧指令の差が小さく直流母線電流の検出幅が狭いとき、直流母線電流を検出することができない課題がある。このとき、パルス電圧を修正するパルス修正法 [5.6][5.7]により直流母線電流の検出幅を確保する。Fig. 5.3 (a) に、三相電圧指令の差が 0 となる Duty 50%のときの各相上アームのゲート信号、直流母線電流、三相電流を示す。Fig. 5.3 (a) は直流母線電流が一定値 (0) であり、Fig. 5.2 の区間 (a) や区間 (b) のような直流母線電流が流れない（検出幅がない）ため、零電流を検出できない課題がある。そこで、U 相の電圧パルスの位相をパルス修正幅（Pulse modifying width） $T_{W\_min}$  遅らせ、W 相の電圧パルスの位相を同じパルス修正幅分進めるパルス修正法 [5.6][5.7]を用いて、直流母線電流の検出幅を確保する。

このパルス修正法は、パルス修正幅が小さいとき、リングングノイズの影響を避けることができない課題がある。そこで、パルス修正幅を大きくすることで、精度の良い三相電流が再現される。一方で、キャリア周波数成分の高周波電圧を注入しているため、モータの抵抗やインダクタンスによって決まるキャリア高周波電流が流れ、キャリア周波数成分のキャリア電磁騒音が発生する。次節において、パルス修正幅、モータ抵抗  $R_a$ 、インダクタンス  $L_a$  などによって決定されるキャリア高周波電流の関係を理論計算した。

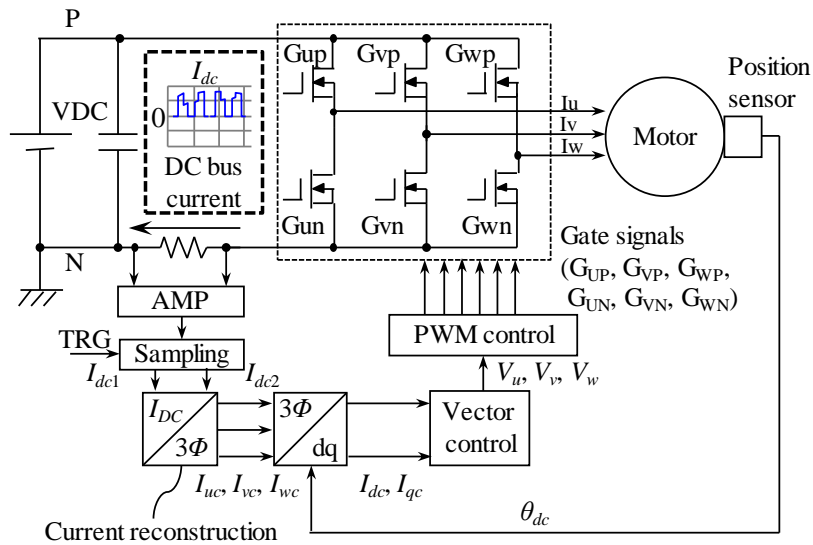


Fig. 5.1 Control System of DC bus current detection.

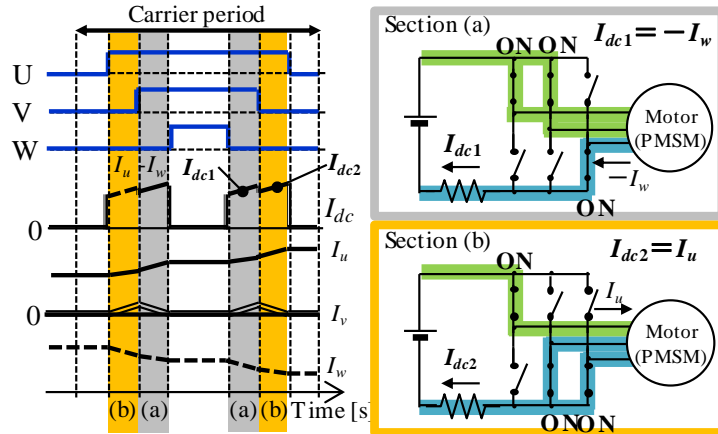


Fig. 5.2 Principle of DC bus current detection.

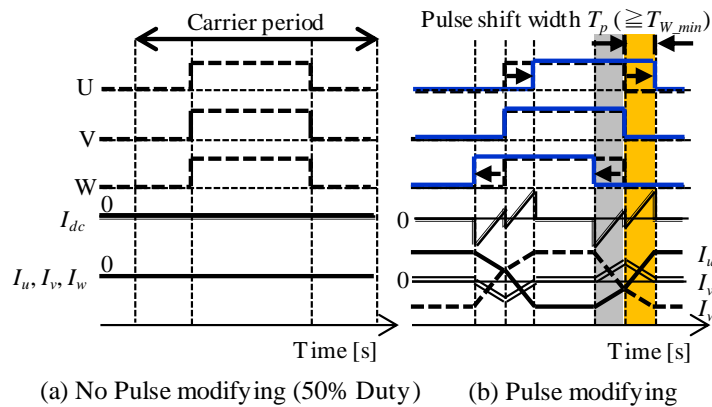


Fig. 5.3 Pulse modifying technique.

### 5.2.2 キャリア高周波電流の理論計算における仮定

式(5.1)に、PMSMの電圧方程式を示す[5.12]。各相の自己インダクタンス  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$ を式

(5.2), 相互インダクタンス  $M_{uv}$ ,  $M_{vw}$ ,  $M_{wu}$  を式(5.3), 永久磁石の鎖交磁束に起因する誘起電圧  $e_u$ ,  $e_v$ ,  $e_w$  を式(5.4)で表す。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$\begin{cases} L_u = l_a + L_a + L_{as} \cos 2\theta \\ L_v = l_a + L_a + L_{as} \cos (2\theta + 2\pi/3) \dots\dots\dots (5.2) \\ L_w = l_a + L_a + L_{as} \cos (2\theta - 2\pi/3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} M_{uv} = -L_{as}/2 + L_{as} \cos (2\theta - 2\pi/3) \\ M_{vw} = -L_{as}/2 + L_{as} \cos 2\theta \dots\dots\dots (5.3) \\ M_{wu} = -L_{as}/2 + L_{as} \cos (2\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} e_u = \omega \Psi_f \sin \theta \\ e_v = \omega \Psi_f \sin (\theta - 2\pi/3) \dots\dots\dots (5.4) \\ e_w = \omega \Psi_f \sin (\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

ここで,  $l_a$  は 1 相当りの漏れインダクタンス,  $L_a$  は 1 相当りの有効インダクタンスの平均値,  $L_{as}$  は 1 相当りの有効インダクタンスの振幅,  $\theta$  は回転角,  $\omega$  は電気角速度,  $\Psi_f$  は永久磁石の電機子鎖交磁束 (基本波成分),  $R_a$  は巻線抵抗である。

パルス修正法によるキャリア高周波電流を, 以下の(1)から(6)の仮定を用い理論的に導出する。

- (1) 表面磁石型 PMSM (以下, SPMSM と略) を対象とし, 1 相当りの有効インダクタンスの振幅  $L_{as}$  は 1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  と比較して十分に小さいとし無視する。
- (2) 1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  と比較して, 漏れインダクタンス  $l$  が充分小さいとし無視する。
- (3) モータ回転数が充分小さいとし式(1)の第 3 項を無視する。
- (4) 三相巻線の中性点電圧は 0,  $E/3$ ,  $2E/3$ ,  $E$  と変動する。
- (5) パルス修正量はキャリア周期と比較して十分に小さい。

仮定(1)から(3)を用いると, 式(5.1)は式(5.5)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.5)$$

### 5.2.3 パルス修正法に起因したキャリア高周波電流の理論計算

次に, 前項で述べた仮定に基づき, パルス修正法に起因したキャリア高周波電流を理論的に導出する。Fig. 5.4 を用いて, 理論導出に用いたパルス修正法について述べる。Fig. 5.4 は, キャリア 1 周期のパルス修正法によって修正された PWM パルス, 直流電流  $I_{dc}$  と三相電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  である。各相の電圧指令は Duty 50% とし, U 相と W 相の電圧指令を位相シフトしたパルスとし, V 相の電圧指令は位相シフトしないとした。その結果, 実ベクトルを

出力している区間で直流母線電流を検出し、三相電流に変換する。Fig. 5.4 のキャリア 1 周期は区間(a)から(f)までの 6 区間に分けられる。Fig. 5.5 に、インバータの出力電圧を空間ベクトルで表示したものを示す。各ベクトル区間には  $V_A$  から  $V_F$  の名前が付けられており、インバータの各相のスイッチ状態を括弧内で示している。例えば、 $V_A=V(1, 0, 0)$  は、U 相の上側スイッチがオンで下側がオフ、V 相と W 相は、上側がオフで下側がオンである状態を意味している。

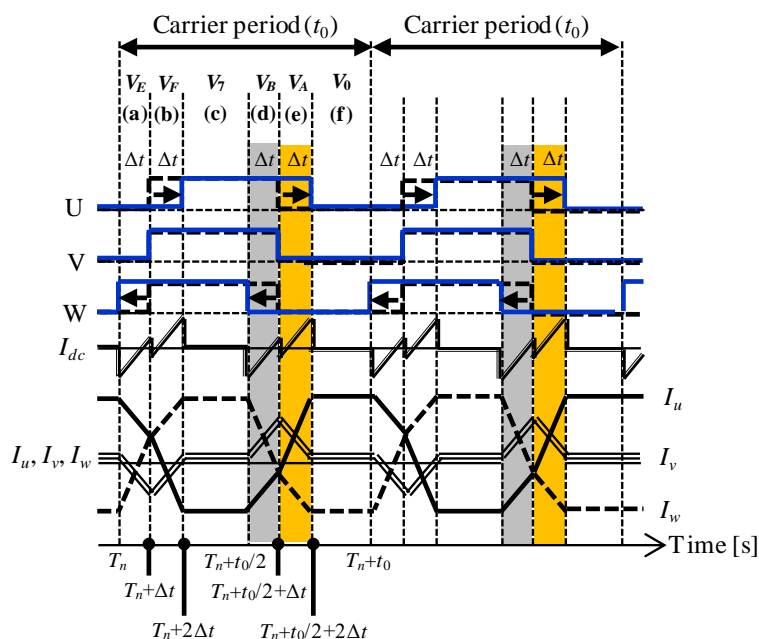


Fig. 5.4 Pulse modifying technique in carrier period

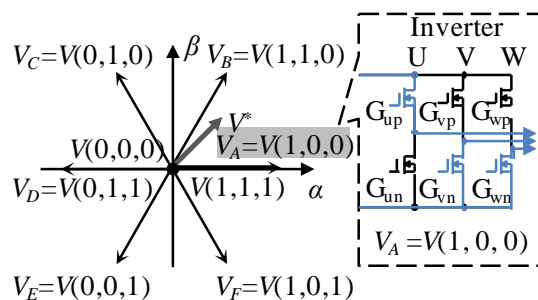


Fig. 5.5 Space vectors of inverter output voltage.

続けて、パルス修正幅  $\Delta t$ 、キャリア周期  $t_0$ 、時刻  $t=T_n$  における三相電流  $I_{u-n}$ 、 $I_{v-n}$ 、 $I_{w-n}$  とし、キャリア 1 周期分進んだ時刻  $t=T_n+\Delta t$  における三相電流  $I_{u-n+1}$ 、 $I_{v-n+1}$ 、 $I_{w-n+1}$  を用いて、パルス修正法によるキャリア高周波電流を理論的に導出する。以下では、区間(a)から区間(f)に分けて、漸化式を用いてキャリア高周波電流を導出する。仮定(4)より三相巻線の中性点電圧は電源電圧に対して  $0$ 、 $E/3$ 、 $2E/3$ 、 $E$  と変動するとして、式(5.6)から(5.11)に各区間における電圧方程式を示す。

$$\langle \text{区間 (a) } V_E(0, 0, 1) \rangle \quad T_n \leq t < T_n + \Delta t$$

$$\begin{bmatrix} -E/3 \\ -E/3 \\ 2E/3 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.6)$$

$$\langle \text{区間 (b) } V_F(1, 0, 1) \rangle \quad T_n + \Delta t \leq t < T_n + 2\Delta t$$

$$\begin{bmatrix} -2E/3 \\ E/3 \\ E/3 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.7)$$

$$\langle \text{区間 (c) } V_7(1, 1, 1) \rangle \quad T_n + 2\Delta t \leq t < t_0/2 + T_n$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.8)$$

$$\langle \text{区間 (d) } V_B(1, 1, 0) \rangle \quad t_0/2 + T_n \leq t < t_0/2 + T_n + \Delta t$$

$$\begin{bmatrix} E/3 \\ E/3 \\ -2E/3 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.9)$$

$$\langle \text{区間 (e) } V_A(1, 0, 0) \rangle \quad t_0/2 + T_n + \Delta t \leq t < t_0/2 + T_n + 2\Delta t$$

$$\begin{bmatrix} 2E/3 \\ -E/3 \\ -E/3 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.10)$$

$$\langle \text{区間 (f) } V_0(0, 0, 0) \rangle \quad t_0/2 + T_n + 2\Delta t \leq t < t_0 + T_n$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.11)$$

初期条件として時刻  $t = T_n$  における三相電流が  $I_{u-n}$ ,  $I_{v-n}$ ,  $I_{w-n}$  となるとし, 仮定(5)より指数関数の1次の近似式を用い式(5.6)から(5.11)を解くと, 式(5.12)から(5.17)となる。

$$\langle \text{区間 (a) } V_E(0, 0, 1) \rangle \quad T_n \leq t < T_n + \Delta t$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{9L_a} (t - T_n) \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.12)$$

$$\langle \text{区間 (b) } V_F(1, 0, 1) \rangle \quad T_n + \Delta t \leq t < T_n + 2\Delta t$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{9L_a} \Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix} + \frac{4E}{9L_a} (t - T_n - \Delta t) \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.13)$$

$$\langle \text{区間 (c) } V_7(1, 1, 1) \rangle \quad T_n + 2\Delta t \leq t < t_0/2 + T_n$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \left\{ 1 - \frac{2R}{3L_a} (t - T_n - 2\Delta t) \right\} \left\{ \begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{3L_a} \Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (5.14)$$

$$\langle \text{区間 (d) } V_B(1, 1, 0) \rangle \quad t_0/2 + T_n \leq t < t_0/2 + T_n + \Delta t$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \left\{ 1 - \frac{2R}{3L_a} (t_0/2 - 2\Delta t) \right\} \left\{ \begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{3L_a} \Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} + \frac{4E}{9L_a} (t - T_n - \Delta t) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.15)$$

$$\langle \text{区間 (e) } V_A(1, 0, 0) \rangle \quad t_0/2 + T_n + \Delta t \leq t < t_0/2 + T_n + 2\Delta t$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \left\{ 1 - \frac{2R}{3L_a} (t_0/2 - 2\Delta t) \right\} \left\{ \begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{3L_a} \Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\}$$



$$+\frac{4E}{9L_a}\Delta t\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix}+\frac{4E}{9L_a}(t-t_0/2-T_n-\Delta t)\begin{bmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}\dots\dots\dots(5.16)$$

〈区間 (f)  $V_0(0, 0, 0)$   $t_0/2+T_n+2\Delta t \leq t < t_0+T_n$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \left\{1 - \frac{2R}{3L_a}(t_0/2 - 2\Delta t)\right\} \left\{1 - \frac{2R}{3L_a}(t - t_0/2 - T_n - 2\Delta t)\right\} \times \left\{\begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{3L}\Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}\right\} \\ + \frac{4E}{3L}\Delta t \left\{1 - \frac{2R}{3L_a}(t - t_0/2 - T_n - 2\Delta t)\right\} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.17)$$

式(5.17)を用いて、キャリア1周期分進んだ時刻  $t=t_0+T_n$  における三相電流  $I_{u-n+1}$ ,  $I_{v-n+1}$ ,  $I_{w-n+1}$  を導出し、式(5.18)に示す。

$$\begin{bmatrix} I_{u-n+1} \\ I_{v-n+1} \\ I_{w-n+1} \end{bmatrix} = \left\{1 - \frac{2R}{3L_a}(t_0/2 - 2\Delta t)\right\}^2 \left\{\begin{bmatrix} I_{u-n} \\ I_{v-n} \\ I_{w-n} \end{bmatrix} + \frac{4E}{3L_a}\Delta t \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}\right\} + \frac{4E}{3L}\Delta t \left\{1 - \frac{2R}{3L_a}(t_0/2 - 2\Delta t)\right\} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.18)$$

$N \rightarrow$ 無限大のとき、 $I_{u-n+1}=I_{u-n}$ ,  $I_{v-n+1}=I_{v-n}$ ,  $I_{w-n+1}=I_{w-n}$  であるとする、式(5.19)となる。

$$\begin{bmatrix} I_{u-\infty} \\ I_{v-\infty} \\ I_{w-\infty} \end{bmatrix} = \frac{2E}{3L_a}\Delta t \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.19)$$

仮定(5)を用いて、パルス修正幅  $\Delta t$  におけるキャリア高周波電流を求めると、Fig. 5.6 に示すキャリア高周波電流が繰り返される形となる。パルス修正法に伴うキャリア高周波電流の振幅は電源電圧  $E$ , 1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$ , およびパルス修正量  $\Delta t$  で表されることが分かる。キャリア周波数の電流リプルは、抵抗  $R$  と比較してキャリア周波数  $f_c$  を換算したと角周波数  $\omega_c$  と 1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の積  $\omega_c L_a$  が十分に大きいため ( $R \ll \omega_c L$ ), インバータの PWM スイッチングにおけるパルス修正法に伴うキャリア高周波電流は、電源電圧  $E$ , 1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$ , およびパルス修正量  $\Delta t$  が支配因子であることが分かる。

### 5.2.4 感度検討

本節では、5.2.3 節で得られたキャリア高周波電流の理論計算に基づき、キャリア高周波電流に及ぼすパラメータの感度検討を行った。パラメータは、①パルス修正量  $\Delta t$ , ②1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$ , ③巻線抵抗  $R_a$  の 3 つである。本章で対象とした PMSM は、外径・出力は同等ながら異なる磁石材質を採用しているため、モータパラメータが異なっているのが特徴である。Table 5.1 に本章で対象としたモータのパラメータおよび NT 特性を示す。トルクについては Motor A の最大トルクを 1 と規格化し、回転数については Motor A と Motor B の最高回転数を 1 と規格化した。Motor A と Motor B は出力が同等とし、磁石材質、積厚、ターン数を変えている。Motor B は界磁源としてネオジウム磁石を採用し、ステータの電磁鋼板を避けるためにステータのティースを太くしている。一方、Motor A は界磁源としてフェライト磁石を採用し、ステータの磁束密度の低下を電流で補うために巻線のターン数を 16 ターンから 22 ターンに増加させた。更に、出力不足分は積厚の増加 (Motor B から Motor A で 2.1 倍) で補っている。本節では Motor A および Motor B を対象

とし、インバータのキャリア周波数 $f_c$ を10kHzとし、キャリア1周期 $t_0$ を100 $\mu$ sとした。

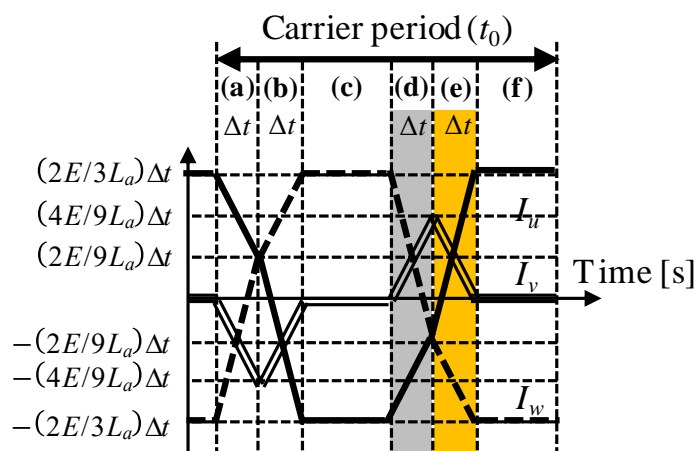


Fig. 5.6 Carrir high frequent currents when motor resistance is ignored.

Table 5.1 Constants of the under test motor.

Items	Motor A (Ferrite magnet)	Motor B (Neodymium magnet)
Motor structure	SPMSM with concentrated winding	
Slot combination	10 pole 12 slot	
Power [W]	480 (12V, 40A)	
Outer diameter [mm]	84	
Magnet type	Ferrite magnet	Neodymium magnet
Thickness [p.u.]	2.1	1.0
Phase resistance [ $\Omega$ ]	0.029	0.015
DC inductance $L_a$ [ $\mu$ H]	102 (2.2)	46.8 (1.0)
AC inductance $L_{as}$ [ $\mu$ H]	1.7 (1.2)	1.4 (1.0)
Back electromotive force [p.u.]	1.2	1.0
NT curve		

Fig. 5.7(a)にパルス修正量  $\Delta t$  を変更したときのキャリア周波数  $f_c$  成分のキャリア高周波電流の振幅, Fig. 5.7 (b)にパルス修正量 10 $\mu$ s としたときの三相分のキャリア高周波電流を示す。キャリア高周波電流の振幅は、有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の逆数に比例し、Motor B (ネオジウム磁石) の振幅は Motor A (フェライト磁石) と比較して 2.2 倍大きい。これは Table 5.2 に示すように、キャリア高周波電流は、電源電圧  $E$  およびパルス修正量  $\Delta t$  が同じ場合、有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の逆数に比例するためである。

Fig. 5.7 (c)に1相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  を変更した時のキャリア高周波電流の振幅, Fig. 5.7 (d)にモータの巻線抵抗  $R_a$  を変更した時のキャリア高周波電流の振幅を

示す。Fig. 5.7 (c)より、キャリア高周波電流は1相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の逆数の大きさが支配的で、これに比例してキャリア高周波電流は増大する。一方で、巻線抵抗  $R_a$  は影響がなく、100 倍大きく変化させてもキャリア高周波電流の大きさは変わらないことが分かる。次節では、本節で述べたパルス修正法に起因したキャリア高周波電流とキャリア電磁力の関係について検討した。

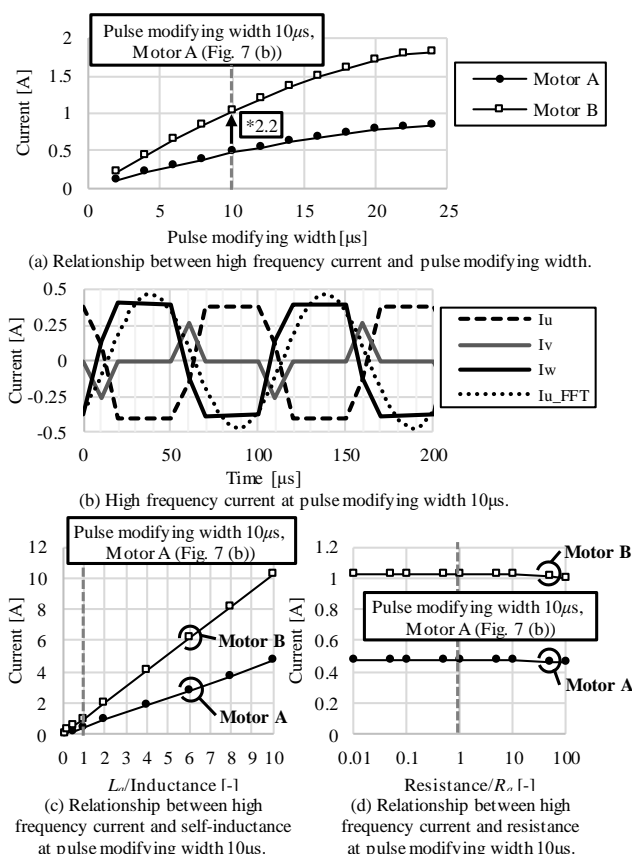


Fig. 5.7 Parameter Sensitivity of high frequency current.

Table 5.2 High frequent current comparison of motor A and motor B.

Items	Motor A (Ferrite magnet)	Motor B (Neodymium magnet)
<b>(1) High frequent current <math>I_h</math> (<math>I_h \propto E / L_a \times \Delta t</math>)</b>		
DC inductance $L_a$ [p.u.]	2.2	1.0
Pulse width $\Delta t$ [p.u.]	1.0	1.0
DC voltage $E$ [p.u.]	1.0	1.0
<b>High frequent current <math>I_h</math> [p.u.]</b>	<b>0.45</b>	<b>1.0 (*2.2)</b>

### 5.3 理論計算と電磁界解析によるキャリア電磁力

#### 5.3.1 電流による電磁力の発生原理

本節では、前節で述べたキャリア高周波電流の理論計算に基づき、磁石材質が異なり同一出力の Motor A (フェライト磁石) と Motor B (ネオジム磁石) のキャリア電磁力がどれ

ぐらい異なるか検討した。まず、電流による電磁力の発生について述べる。ロータに働く電磁力の成分には、周方向と径方向の2つがある。周方向の電磁力は機械角 360 度積分し、ロータを回転させるトルク成分となる。径方向の電磁力はモータのステータとモータケースに応力を発生させ、径方向電磁加振力となり、ハーネスや配管などを振動させる。式(5.20)に、径方向電磁加振力  $F_r$  の算出式を示す。

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \dots \dots \dots (5.20)$$

$B_r$  はロータとステータ間のギャップにおける径方向の磁束密度、 $B_\theta$  はギャップにおける周方向の磁束密度である。

### 5.3.2 径方向電磁加振力を用いたキャリア電磁力の増分予測

次に、前節で述べた径方向電磁加振力によるキャリア電磁力の増分を比により予測する。径方向電磁加振力を導出するにあたり、以下の3つの仮定を用いた。

- (1) 径方向電磁加振力はロータの作る磁束密度  $B_{rot}$  とステータの作る磁束密度  $B_{sta}$  の積に比例する。
- (2) ロータの磁束密度は基本波成分が支配的とし、基本波成分の磁束密度  $B_{r1}$  のみを考慮する。
- (3) Duty 50%のキャリア高周波電流を対象として、ステータの作る磁束密度はキャリア高周波電流の振幅  $I_h$  に比例する。

これらの仮定を用いると、径方向電磁加振力は以下の式(5.21)で表される。

$$F_r \propto B_{rot} \times B_{sta} \propto B_{r1} \times I_h \dots \dots \dots (5.21)$$

ロータの磁束密度を無負荷時のギャップの基本波磁束密度から導出すると、Motor A はフェライト磁石のため 0.41T と小さく、Motor B はネオジウム磁石のため 1.03T と 2.5 倍大きい。よって、Table 5.3 に示すように Motor B の径方向電磁加振力の Motor A からの増分は 14.9dB と予測される。

**Table 5.3 Theoretical estimation of carrier electromagnetic noise of radial electromagnetic force (Pulse modifying width: 10μs).**

Items	Motor A (Ferrite magnet)	Motor B (Neodymium magnet)
<b>(2) Radial electromagnetic force <math>F_{r1}</math> (<math>F_{r1} \propto B_r \times I_h</math>)</b>		
Magnetic flux density $B_r$ [p.u.]	0.40	1.0
High frequent current $I_h$ [p.u.]	0.45	1.0
<b>Radial electromagnetic force <math>F_{r1}</math> [p.u.]</b>	<b>0.18</b>	<b>1.0 (+14.9dB)</b>

### 5.3.3 騒音評価のための新たな評価指標

騒音との相関を評価するには、電磁力が発生するローターステータ間のギャップ表面積の考慮が不可欠である。そこで、径方向電磁加振力 (単位: Pa) にギャップ表面積 (単位:  $m^2$ ) を乗算した放射面電磁力 (単位: N) という新たな指標を導入する。Table 5.4 は、Motor

B（ネオジム磁石）のパラメータを1と規格化したときの、同一パルス修正量におけるキャリア電磁力の比較である。Table 5.4 より、Motor B（ネオジム磁石）の放射面電磁力のMotor A（フェライト磁石）からの増分は積厚分縮まり 8.5dB と予測される。次節では、これまで述べた増分予測の妥当性を電磁界解析で確認する。

**Table 5.4 Theoretical estimation of carrier electromagnetic noise of radial electromagnetic force (Pulse modifying width: 10 $\mu$ s).**

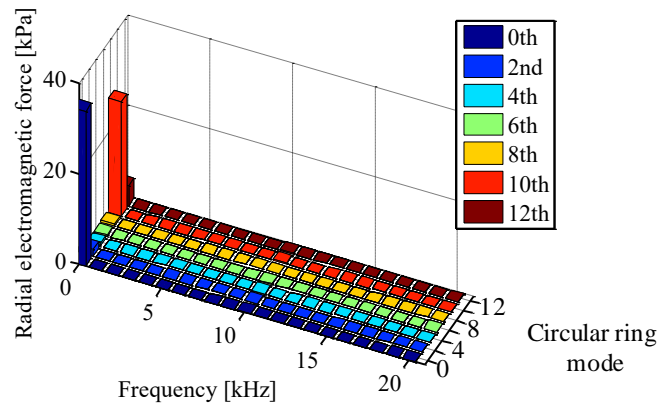
Items	Motor A (Ferrite magnet)	Motor B (Neodymium magnet)
<b>(3) Radiation area electromagnetic force <math>F_{r2}</math> (<math>F_{r2} \propto F_{r1} \times 2\pi r \times L</math>)</b>		
Radial electromagnetic force $F_{r1}$ [p.u.]	0.18	1.0
Gap radius $r$ [p.u.]	1.0	1.0
Thickness $l$ [p.u.]	2.1	1.0
<b>Radiation area electromagnetic force <math>F_{r2}</math> [p.u.]</b>	<b>0.38</b>	<b>1.0 (+8.5dB)</b>

**Table 5.5 Analysis conditions.**

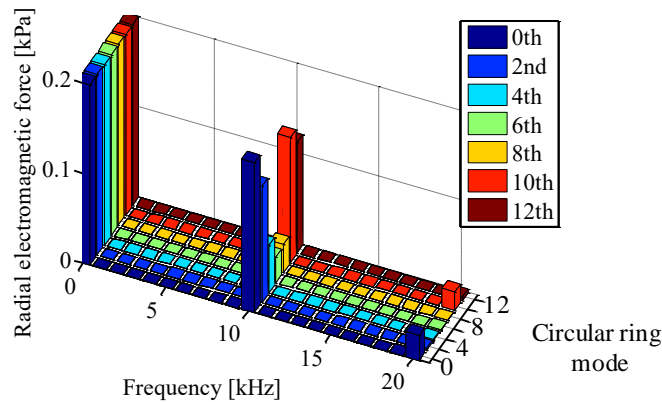
Items	Value
Carrier frequency ( $f_c$ )	10.0 kHz
Motor rotation frequency	0 Hz
Electrical angle	0 deg
Current	Current theoretically calculated by 5·2
DC voltage ( $E_{DC}$ )	12 V

### 5.3.4 解析条件および解析方法

パルス修正法に起因したキャリア電磁力を二次元有限要素法 (2-D FEM) による電磁界解析により検討する。Table 5.5 に解析条件を示す。5.2 節と同様、キャリア周波数を 10kHz とした。モータ回転数は 0rpm（固定）とし、ロータの位置は電気角 0 度（d 軸方向）とした。Table 5.1 に示す PMSM の Motor A（フェライト磁石）と Motor B（ネオジム磁石）を用い、三相のキャリア高周波電流は〈2・3〉で理論計算した波形を用いる。計算した径方向電磁加振力は、円環次数と時間次数に 2 重フーリエ変換した。



(a) FFT result of radial electromagnetic force of high frequent current.



(b) FFT result of radial electromagnetic force of high frequent current (Enlarged figure (a)).

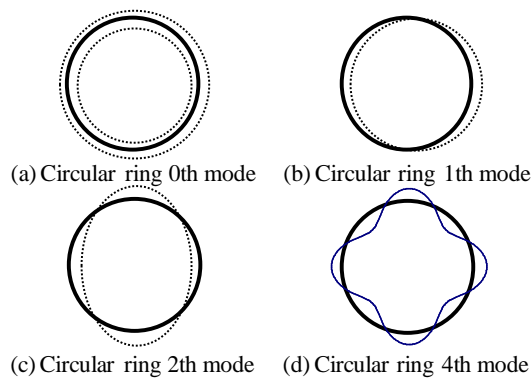
**Fig. 5.8 FFT result of radial electromagnetic force of high frequent current.**

### 5.3.5 キャリア電磁力の電磁界解析結果

Fig. 5.8 (a)に、Motor A にパルス修正量  $10\mu\text{s}$  のキャリア高周波電流を印加した時の径方向電磁加振力の空間分布を示す。Fig. 5.8 (b)は Fig. 5.8 (a)の縦軸の拡大図である。モータの回転数が  $0\text{rpm}$  であるため、横軸の周波数成分はキャリア周波数  $f_c$  ( $10\text{kHz}$ )のキャリア成分の電磁加振力が支配的となる。円環次数は正弦波電流印加時と同様に、0次、2次、10次、12次成分が支配的となる。

Fig. 5.9 に、代表的な円環モードを実際のモデル形状と共に示す。それぞれ、(a)は円環0次モード、(b)は円環1次モード、(c)は円環2次モード、(d)は円環4次モードである。

Fig. 5.8 より本節で対象とした10極12スロットのPMSMの場合、円環次数は楕円状に変形する(c)円環2次モードが主として発生する[5.13]。円環次数が大きくなると、電磁加振力による振動は反比例して減少する[5.14]ため、以下では Fig. 5.9 の(c)円環2次モードの径方向電磁加振力に着目する。

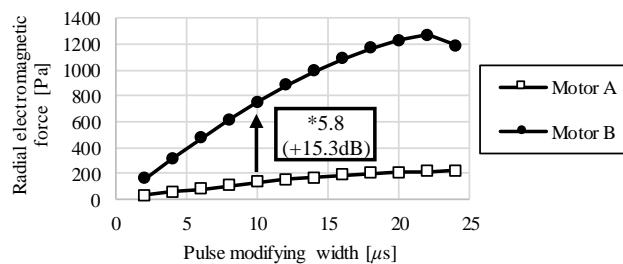


**Fig. 5.9 Deformation resulted from electromagnetic force.**

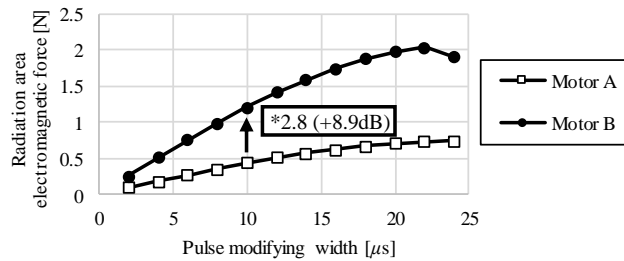
Fig. 5.10 に横軸をパルス修正量としたときの Motor A, B における径方向電磁加振力の円環 2 次成分を示す。Fig. 5.10 より、径方向電磁加振力はパルス修正量が増加するにつれ増大し、Motor B の電磁加振力は Motor A と比較して 15.3dB 大きい。これは事前に理論的に導出した電磁加振力の増分予測 14.9dB (Table 5.3) と誤差 0.4dB でよく一致した。

Fig. 5.11 に横軸をパルス修正量としたときの Motor A, B における放射面電磁力を示す。放射面電磁力も径方向電磁加振力と同様にパルス修正量が増加するにつれ増大し、Motor B の放射面電磁力は Motor A と比較して 8.9dB 大きい。事前に理論的に導出した放射面電磁力の増分予測 8.5dB (Table 5.4) は、誤差 0.4dB でよく一致した。以上より、磁石材質の異なるモータのキャリア電磁力を、基本波の磁束密度  $B_{r1}$ 、キャリア高周波電流の振幅  $I_h$  によって予測できることを電磁界解析によって確認した。

次節において、パルス修正法によるキャリア高周波電流を実機で測定し、5.2 節におけるキャリア高周波電流の理論計算式と一致するか確認する。更に、パルス修正法に伴うキャリア電磁騒音と新たな評価指標である放射面電磁力の相関を評価し、妥当性を検証する。



**Fig. 5.10 Radial electromagnetic force pressure at carrier frequency  $f_c$  10kHz of circle ring mode 2nd component.**



**Fig. 5.11 Radial electromagnetic force at carrier frequency  $f_c$  10kHz of circle ring mode 2nd component.**

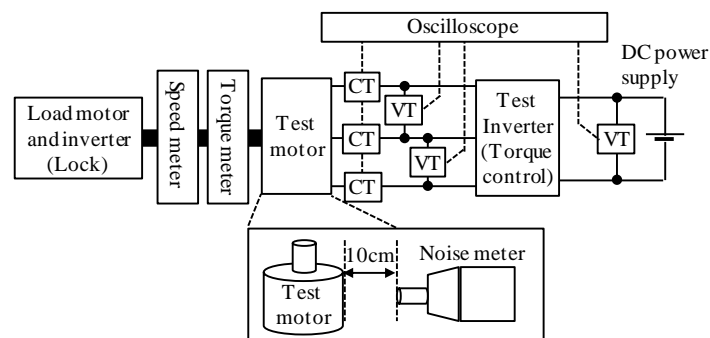
## 5.4 パルス修正法によるキャリア高周波電流・電磁騒音の実機検証

### 5.4.1 実験条件および実験方法

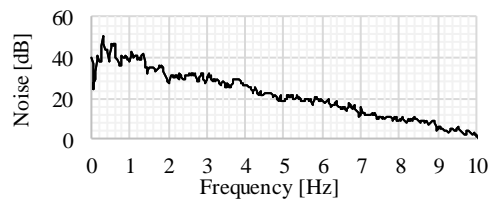
Fig. 5.12 に実験構成を示す。実験条件は Table 5.5 の電磁界解析と同じ条件とした。パルス修正法に伴うキャリア電磁騒音を測定するために、モータケース表面から 10cm 離れた箇所に騒音計を設置した。Fig. 5.13 に、本実験構成における暗騒音を示す。

### 5.4.2 キャリア高周波電流・電磁騒音の実測結果

Fig. 5.14 に、キャリア高周波電流の実測結果を示す。Fig. 5.7(a)と同様に、パルス修正量の増大に伴い、キャリア高周波電流の振幅が増大し、キャリア高周波電流の振幅は、Motor A (フェライト磁石) において 0.13A, Motor B (ネオジム磁石) において 0.28A の誤差が最大で生じた。誤差要因は、モータ巻線端でのインピーダンスの周波数特性を考慮してインダクタンスを計算していないためと推察される。



**Fig. 5.12 Experimental setup.**



**Fig. 5.13 Background noise of experimental setup.**



次に, Fig. 5.15 にパルス修正量が増加したときのキャリア電磁騒音の実測結果を示す。Fig. 5.15 より, キャリア電磁騒音はパルス修正量が増加するにつれ増大し, Motor B のキャリア電磁騒音は Motor A と比較して 10dB 大きいことが分かる。よって, キャリア電磁騒音の評価には, 本節で提案した放射面電磁力 (単位: N) が適切であり, 本指標を用いることでキャリア電磁騒音を, 電磁場解析 (誤差 1.1dB) および理論検討 (誤差 1.5dB) で予測評価できることが期待できる。

パルス修正法によるキャリア高周波電流・電磁騒音について整理し, 以下に示す。

- (1) キャリア高周波電流はパルス修正量の増大に伴い増加する。よって, パルス修正量が増大した場合, キャリア高周波電流が増大し, キャリア電磁騒音も増大する。
- (2) キャリア電磁騒音を評価する指標として, 径方向電磁加振力 (単位: Pa) にギャップ面積 (単位:  $\text{m}^2$ ) を乗算した放射面電磁力 (単位: N) を提案した。
- (3) 放射面電磁力は基本波の磁束密度  $B_{r1}$ , キャリア高周波電流の振幅  $I_h$  および積厚  $l$  に比例する。
- (4) 放射面電磁力を用い, Motor A と Motor B のキャリア電磁騒音の差を予測し, 電磁場解析 (誤差 1.1dB) および理論検討 (誤差 1.5dB) で予測できることを実測により確認した。

次節では, 上記の評価手法に基づき, Motor A と比較してキャリア電磁騒音が 10dB 大きい Motor B を対象として, キャリア電磁騒音を低減する新しいパルス修正法を検討し, 実機でその効果を検証する。

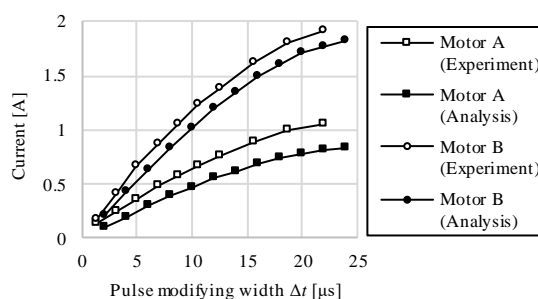


Fig. 5.14 Experimental results of high frequent current.

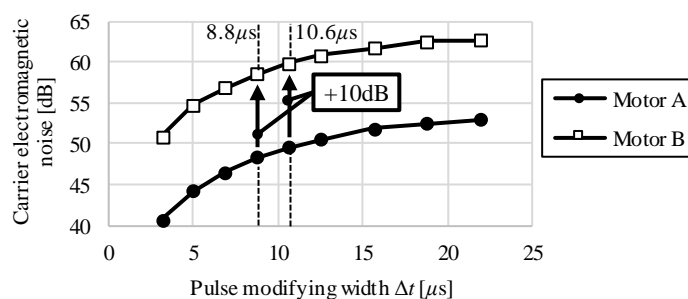


Fig. 5.15 Experimental results of high frequency noise.

**Table 5.6 Increase estimation of carrier electromagnetic noise.**

Items	Analysis	Theoretical estimation	Experimental result
(3.2) Radial electromagnetic force	+15.3dB (Error: 5.3dB)	+14.9dB (Error: 4.9dB)	+10dB
(3.3) Radiation area electromagnetic force	+8.9dB (Error: 1.1dB)	+8.5dB (Error: 1.5dB)	

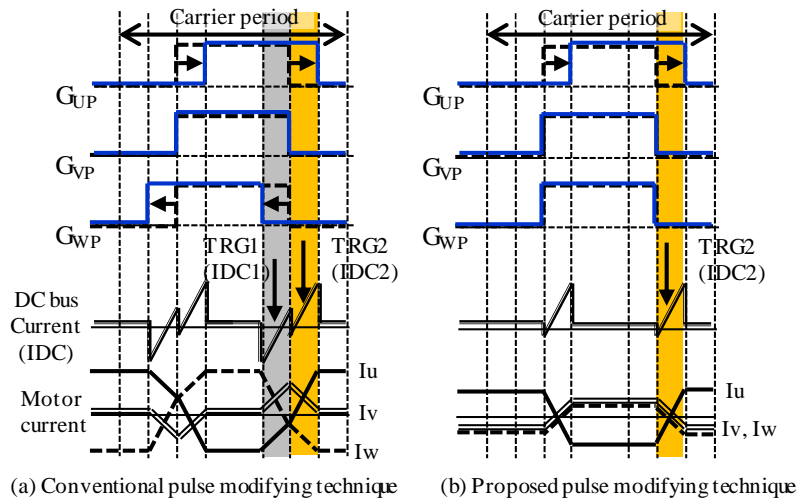
## 5.5 回転位置センサを備えたモータ駆動システムにおけるキャリア電磁騒音の低減手法

### 5.5.1 提案法の原理

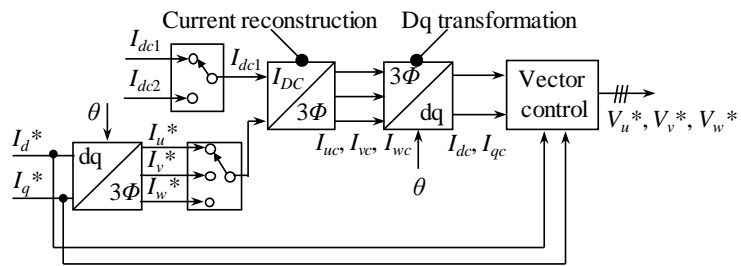
本節では、レゾルバやホールセンサなどの回転位置センサが備わったモータ駆動システムを対象としたキャリア電磁騒音の低減手法を検討する。Fig. 5.16(a) に従来法のパルス修正法を、Fig. 5.16(b) に提案法のパルス修正法を示す。提案法は従来法の2相 (Fig. 5.16 (a) はU相とW相) のパルス修正ではなく、2相 (Fig. 5.16 (b)はU相) のパルス修正とした。そのため、提案法は1相のみ電圧を補正するため、補正電圧が従来法と比較し半減する。よって、キャリア高周波電流  $I_h$  が半減することが期待される。Fig. 5.17 に、提案法で検出しない1相分の電流の検出ブロックを示す。提案法は、回転位置センサを備えることに着目し、dq軸電流指令から回転角  $\theta$  を用い、二相-三相変換から導出した三相電流指令値で代替した。直流母線電流の検出電流値の代用として指令値を用いているため応答が劣化するデメリットがあるものの、モータ回転停止時のキャリア電磁騒音を低減できる。

### 5.5.2 提案手法の実機検証

Table 5.7(a), (b)に、提案法を用いたときのMotor Bにおける実測のキャリア高周波電流とキャリア電磁騒音の実験結果を示す。モータの回転数を0rpmとし、最小パルス修正量  $T_{W\_min}$  は  $8.33\mu s$  とした。Table 5.7(b) より、従来法と比較して提案法はキャリア周波数  $f_c$  成分のキャリア高周波電流を0.93A (U, V相) から0.64A (V相) と0.3A (U相, W相) とに低減し、前節の予測通りキャリア電磁騒音を6dB低減できることを確認した。

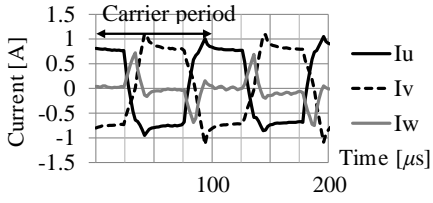
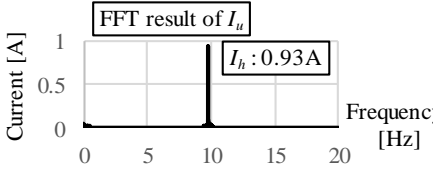
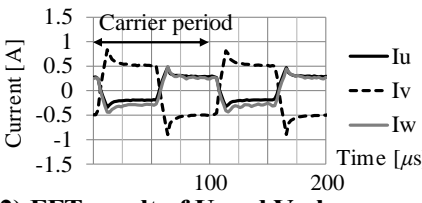
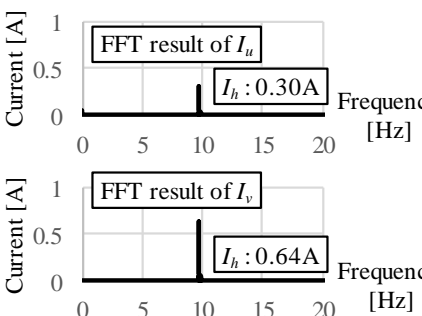


**Fig. 5.16 Pulse modifying technique.**  
**((a)Conventional method, (b)Proposed method).**



**Fig. 5.17 Block diagram of proposed method.**

**Table 5.7 Experimental results of the proposed technique.**

Method	3 phase current detected by current sensor	Noise of frequency $f_c$
Conventional method	<p><b>(1-1) 3 phase current</b></p>  <p><b>(1-2) FFT result of U phase current</b></p> 	58dB
Proposed method	<p><b>(2-1) 3 phase current</b></p>  <p><b>(2-2) FFT result of U and V phase current</b></p> 	52dB (-6dB)

## 5.6 まとめ

第 5 章の「直流母線電流検出用のパルス修正電圧に起因したキャリア電磁騒音の低減」では、直流母線電流検出方式で電流を検出するために重畳するパルス修正電圧によって発生するキャリア電磁騒音について述べた。空調や冷蔵庫などの家電が開発が始まった直流母線電流検出方式は、磁極位置を検出する回転位置センサを除く「位置センサレス方式」と組み合わせて、各社で製品化している[5.15]。しかし、この直流母線電流検出方式を車載補機用途へ展開するにあたって課題となったのが、本章で取り上げたパルス修正電圧に伴うキャリア電磁騒音である。車載補機モータ駆動システムを小型・高出力化するにあたってフェライト磁石モータからネオジウム磁石モータに変更した際に、このキャリア電磁騒音が大幅に悪化した。このキャリア電磁騒音の増大という課題に対して、本章ではまずキャリア電磁騒音の影響因子が①電源電圧  $E$ 、②1 相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の逆数、③パルス修正量  $\Delta t$  であることを特定した。次に、キャリア電磁騒音を評価する指

標として、径方向電磁加振力（単位：Pa）にギャップ面積（単位：m<sup>2</sup>）を乗算した放射面電磁力（単位：N）を新たに提案した。更に、提案の指標を、磁石材質と積厚の異なる PMSM のキャリア電磁騒音の予測に適用して、予測誤差を理論検討で 1.5dB、電磁場解析で誤差 1.1dB に抑えることを実測で確認した。最後に、パルス修正法に伴うキャリア電磁騒音を低減する制御技術を提案した。提案制御は、回転位置センサを備えたモータ駆動システムであることに着目して、従来は二相修正していたパルス修正を一相のみとした。提案制御によって、キャリア高周波電流を 0.93A（U, V 相）から 0.64A（V 相）と 0.3A（U 相, W 相）へ低減し、キャリア電磁騒音を 6dB 低減することを実機検証した。

本章によって、ネオジム磁石の採用による磁束密度や電磁力の上昇や車載補機用途で採用される低圧 12V 大電流システム向け PMSM の低インダクタンス化などによる影響度合いを見積もることができ、設計段階での振動・騒音を解析ベースで予測できるようになった。本章で得られた知見は、パルス修正法に伴うキャリア電磁騒音のみに限定されず、第 4 章で述べたインバータの PWM スイッチングに伴うキャリア電磁騒音にも適用できる。例えば、インダクタンスや積厚などのパラメータが異なる 2 つのモータのキャリア電磁騒音の差分を容易に求めることが本手法によって可能となる。一方で、本章で提案した一相のみのパルスを修正する手法は、零速近傍での電流検出相が固定されるため、指令値より換算した相の電流が真値と乖離してしまう課題が残されている。この課題に対しては、零速近傍での電流検出相をある決まった時間で変更することで対策できると期待される。

## 参考文献

- [5.1] Y. Murai, et al.: “Three-phase Current-Waveform-Detection on PWM Inverters from DC Link Current-Steps”, IPEC Yokohama'95 (1995-4)
- [5.2] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, and P. Thøgersen: “Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters a review and a novel solution”, *IEEE. Trans Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 5, pp. 1241-1253 (1996)
- [5.3] H. Matsushiro, et al.: “Sinusoidal Waveform Drive of PM Motor by Inverter Bus Current Sampling”, Annual Conference of IEEJ, No. 4-126 (2002) (in Japanese)  
松城英夫・松井敬三・河地光夫・小川正則：「インバータ母線電流センシングによる PM モータの正弦波駆動」, 平成 14 電学全大論文集, No. 4-126 (2002)
- [5.4] H. Kim and T. M. Jahns: “Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors”, *IEEE. Trans Ind Appl.*, Vol. 42, No. 6, pp. 1539-1547 (2006)
- [5.5] T. Fukumoto, Y. Watanabe, Y. Hamane, Y. Hayamashi: “A Method for Calculating AC Currents from Sampled DC Current Data in a Three-phase PWM Inverter”, *IEEJ Trans IA*, Vol. 127, No. 2, pp.181-188 (2007) (in Japanese)

- 福本哲哉, 渡邊幸恵, 濱根洋人, 林洋一: 「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流演算の一手法」, 電学論 D, Vol. 127, No. 2, pp. 181-188 (2007)
- [5.6] S. Aoyagi, Y. Iwaji, K. Tobar, K. Sakamoto: “A New PWM Modifying Technique for Reconstructing Three-phase Currents from DC Bus Current”, IEEJ Trans IA, Vol. 130, No. 4, pp.401-406 (2010) (in Japanese)  
青柳滋久, 岩路善尚, 戸張和明, 坂本潔: 「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」, 電学論 D, Vol. 130, No. 4, pp. 401-406 (2010)
- [5.7] Y. Arakawa, S. Aoyagi, K. Nagata, Y. Arao: “Novel PWM Modifying Method for Detecting DC-bus Current to Facilitate Noise Adaptation”, IEEJ Trans IA, Vol. 130, No. 11, pp.1226-1232 (2010) (in Japanese)  
荒川陽一郎・青柳滋久・永田浩一郎・荒尾祐介: 「直流母線電流検出におけるノイズ適応性を向上させた PWM パルス修正法」, 電学論 D, Vol. 130, No. 11, pp. 1226-1232 (2010)
- [5.8] S. Maekawa, Y. Hasegawa, N. Suzuki, H. Kubota: “Three-Phase Current Reproduction Method using the DC Current Sensor Capable of Suppressing a Harmonic Noise”, IEEJ Trans IA, Vol. 134, No. 1, pp.96-105 (2014) (in Japanese)  
前川佐理, 長谷川幸久, 鈴木信行, 久保田寿夫: 「高調波騒音を抑制可能な直流部電流センサを用いた 3 相電流再現法」, 電学論 D, Vol. 134, No. 11 pp. 96-105 (2014)
- [5.9] Y. Kawabata, T. Endo, Y. Takakura: “Study of Control for Position Sensorless and Motor Current Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, IEEJ Trans IA, Vol. 134, No. 6, pp.579-587 (2014) (in Japanese)  
川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八: 「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 電学論 D, Vol. 134, No. 6, pp. 579-587 (2014)
- [5.10] S. Iida, Y. Okuma, S. Masukawa: “Magnetic Noise Caused by Output Waveform Harmonics of Voltage Source Inverters”, IEEJ Trans IA, Vol. 112, No.4, pp. 355-363 (1992) (in Japanese)  
飯田祥二, 大熊康浩, 梶川重男: 「電圧形インバータの出力電圧高調波により生じる磁気騒音の検討」, 電学論 D, Vol.112, No.4, pp.355-363 (1992)
- [5.11] Y. Okuyama, S. Moriyasu: “Electromagnetic Noise of Induction Motors driven by PWM inverters”, IEEJ Trans IA, Vol. 119, No.10, pp.1192-1198 (1999) (in Japanese)  
奥山 吉彦, 森安 正司: 「インバータ駆動誘導電動機の電磁騒音」, 電学論 D, Vol.112, No.4, pp.355-363 (1992)
- [5.12] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社(2001)

- [5.13] N. Niguchi, K. Hirata, T. Kondo: "Resonant Characteristics of Electromagnetic Vibration of an Electric Power Steering Motor", IEEJ Trans IA, Vol. 133, No.10, pp. 1022-1030 (2013) (in Japanese)  
新口昇, 平田勝弘, 近藤晃明: 「EPS モータの電磁振動による共振特性」, 電学論 D, Vol.133, No.10, pp.1022-1030 (2013)
- [5.14] M. S. Islam, R. Islam, T. Sebastian: "Noise and Vibration Characteristics of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Electromagnetic and Structural Analyses ", *IEEE Trans. Ind Appl.*, Vol. 50, No. 5, pp. 3399-3405 (2011)
- [5.15] (株)日立製作所ニュースリリース: 「永久磁石同期モータの「レス&レス」ベクトル制御技術を開発」, <https://www.hitachi.co.jp/New/cnews/2002/0820a/index.html>, (2002/8/20)

## 6. 結言

### 6.1 結言

本研究では、電動化が加速する自動車分野における、自動車用モータ駆動システムの低振動・低騒音化の要求に対して、制御ソフトを変更するだけで実施できる「制御による解決策」に着目し、「ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁力の電気角 2 次成分の低減」「PWM 起因の時間高調波で発生する分布巻 PMSM のキャリア電磁騒音の低減」「直流母線電流検出方式による時間高調波に起因したキャリア電磁騒音の低減」という 3 つの解決策を考案した。

第 3 章では、「ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁力の電気角 2 次成分の低減」を目的に、径方向電磁加振力の電気角 2 次成分のベクトル分離に着目した。方向電磁加振力の電気角 2 次成分が磁石、 $d$  軸電流、 $q$  軸電流の 3 つのベクトルの合成で簡易化されることを明らかにし、ベクトル分離から  $d$  軸電流および  $q$  軸電流と径方向電磁加振力の電気角 2 次成分の関係式を導出し、この成分を低減する振動低減制御を提案した。 $dq$  軸ドメイン上における電流の動作点の軌跡は、SPMSM と IPMSM とで最大トルクを発生させる電流位相が異なるため、SPMSM では  $d$  軸電流一定の直線となり、IPMSM では 2 次曲線となる。ゆえに、電気角 2 次成分の振動を低減するためには、SPMSM の場合、一定の負の  $d$  軸電流を通电し、IPMSM の場合、 $d$  軸電流を  $q$  軸電流の増加に伴い負に通电すればよいことが分かった。関係式によりモータの電流指令値に応じて、最適な電流位相で制御することで、トルク指令に関わらず振動を最小化することができるようになった。最後に、SPMSM を対象として、モータケース外部のハウジングにおける振動加速度を測定し、本制御で最大トルク／電流制御の領域においてトルクが大きい領域まで径方向電磁力の電気角 2 次成分起因の振動を最小化できることを明らかにした。一方、トルクが大きい領域では本手法による振動低減効果が少ないことから、制御による径方向電磁力の低減限界を示した。

第 4 章および第 5 章では、制御による大きな低減効果が期待される(3)時間高調波起因の周方向および径方向電磁力について着目した。第 4 章では、「PWM 起因の時間高調波で発生する分布巻 PMSM のキャリア電磁騒音の低減」を目的に、キャリア電磁騒音の周波数を機構の共振周波数から離すキャリア周波数設計に着目した。まず、キャリア周波数を設計するにあたって必要な、キャリア信号の周波数とモータの回転周波数と、電磁力や電磁騒音の周波数との関係性、電圧指令の更新タイミングなどの制御との関係性、振動のモード次数について理論検討、電磁界解析、実機の 3 つの側面で検討した。これにより、分布巻 PMSM におけるキャリア電磁騒音の発生周波数および振動モードが判明し、例えば 8 極 48 スロットのような極対数が比較的大きい分布巻 PMSM では周波数  $f_c \pm 3f_1$  (キャリア周波数  $f_c$ , モータ電気周波数  $f_1$ ),  $f_c$ ,  $2f_c$  の円環次数 0 次のモード振動が支配的であることを明らかにした。更に、周波数  $f_c \pm 3f_1$  および  $2f_c$  のキャリア電磁騒音はキャリア高調波電流に起因して発生し、周波数  $f_c$  のキャリア電磁騒音はインバータの電圧更新タイミングに起因して発生することが明らかとなった。以上の結果を用いて、機構共振によるキャリア電磁騒音の増加



を避けることで、低振動・低騒音なモータ制御システムを構築できることを明らかにした。

第5章では、「直流母線電流検出方式による時間高調波に起因したキャリア電磁騒音の低減」を目的に、キャリア電磁騒音の影響因子を明らかにした。キャリア電磁騒音の影響因子が①電源電圧  $E$ 、②1相当りの有効インダクタンスの平均値  $L_a$  の逆数、③パルス修正量  $\Delta t$  であることを特定した。次に、キャリア電磁騒音を評価する指標として、径方向電磁力（単位：Pa）にギャップ面積（単位： $m^2$ ）を乗算した放射面電磁力（単位：N）を新たに提案した。提案指標を、磁石材質と積厚の異なる PMSM のキャリア電磁騒音の予測に適用して、予測誤差を理論検討で 1.5dB、電磁場解析で誤差 1.1dB に抑えることを実測で確認した。そして、回転位置センサを備えたモータ駆動システムであることに着目して、従来は二相修正していたパルス修正を一相のみとした。この制御によって、キャリア高周波電流を 0.93A（U、V 相）から 0.64A（V 相）と 0.3A（U 相、W 相）へ低減し、キャリア電磁騒音を 6dB 低減できることを実機検証した。

以上に述べた成果により、本研究では、CO<sub>2</sub> 排出量規制達成のために電動化が進む自動車分野において、モータ駆動システムの低振動・低騒音化によって車内・車外環境の快適性の向上を安価に実現する制御技術を総合的に提案し、その有効性・有用性を検証した。

## 6.2 今後の課題

本研究では、「ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁力の電気角 2 次成分の低減」「分布巻永久磁石同期モータのキャリア電磁騒音の低減」「直流母線電流検出用のパルス修正電圧に起因したキャリア電磁騒音の低減」について述べたが、これらに関する今後の課題について以下に纏める。

「ロータの基本波磁束成分によって発生する径方向電磁力の電気角 2 次成分の低減」については、負荷が大きい大トルク時には効果が少なく、最適制御電流を通電しても数%のみの振動低減効果となることが課題である。わずかな d 軸電流の印可とは言え、電流が増大し銅損が増大する。提案手法は、機構の固有振動数で合致して振動が悪化する領域に制御ソフトで限定することができ、不要な d 軸電流の通電に起因した銅損の増大を最小限にすることも可能である。そのため、目標仕様に応じて本論文の動作領域を限定すれば、本章の手法を少ないデメリットで最大限の活用を図ることが可能となる。局所的な使用による効率悪化が目立つ場合は、モータの極数・スロット数を変更し、主要な振動モードの高次数化も含めた対策を行う必要がある。

「分布巻永久磁石同期モータのキャリア電磁騒音の低減」については、自動車用途などで大きく変動する電源電圧の影響を考慮する必要がある。これは、電源電圧変動によって変調率が変化し、結果としてキャリア電流リップルおよびキャリア電磁騒音が増大するため、この部分については追って報告する予定である。また、集中巻永久磁石同期モータについても同様な検討を行う必要があり、発生周波数と振動モードを明らかにする必要がある。

「直流母線電流検出用のパルス修正電圧に起因したキャリア電磁騒音の低減」については回転位置センサを備えない直流母線電流検出方式においてキャリア電磁騒音を低減することが課題である。回転位置センサを備えない直流母線電流検出方式で目標となるキャリア電磁騒音に対して未達成の場合は、3相シャント電流検出方式などの他の手法を用いて、直流母線電流検出式ならでのキャリア電磁騒音の課題を解決することが望ましい。

## 謝辞

本論文を纏めるにあたり，終始並々ならぬご指導とご高見を賜りました東京大学大学院工学系研究科 教授 古関隆章先生に心から感謝申し上げます。

本論文の審査を頂きました 東京大学大学院 新領域創成科学研究科の 教授 大崎博之先生，特任教授 水間毅先生，准教授 馬場旬平先生，准教授 藤本博志先生に深く感謝申し上げます。皆様より頂きましたご指摘とご指導により，電動化が進む自動車分野における振動・騒音問題に対する方針を明確にすることができ，各章間の繋がりや各章の質を大きく高めることができました。

本研究の大部分は，(株)日立製作所 研究開発グループにおける業務の一環として行ったもので，研究の機会を与えて頂いた，日立研究所 所長 森田歩博士，技術戦略室 室長 馬場 淳史博士，制御イノベーションセンタ センタ長 川股 幸博博士，制御イノベーションセンタ 主管研究長 中津 欣也博士，ドライブシステム制御研究部 部長 橋本 貴之博士に深く感謝申し上げます。また，本研究は，日立オートモティブシステムズ株式会社の製品開発に関連して行ったもので，研究の機会を与えて頂くとともに，ご指導やご討論を頂いた，技術開発統括本部 主任技師 臼井拓也氏，主任技師 青柳滋久氏，主任技師 星野勝洋氏，主任技師 鈴木圭介氏，xEV ビジネスユニット 担当部長 大山和人氏，主任技師 蘆田明広氏，主任技師 吉田毅氏，ICE ビジネスユニット 山口東馬氏，他多数の方に厚く御礼申し上げます。本研究の推進にあたって，有益なご指導を賜りました，茨城大学 大学院理工学研究科 教授 岩路善尚先生，鉄道ビジネスユニット 車両電気システム計画グループ 中村卓義氏，(株)日立製作所 研究開発グループ 伊藤貴廣氏，高橋暁史氏，安島俊幸氏，高畑良一氏，渡部眞徳氏，田部洋祐氏，山崎勝氏，宮崎泰三氏，佐藤弘明氏を始めとする皆様方に厚く御礼申し上げます。

最後に，いつも私を応援してくれた両親と弟、明るく支えてくれた妻と娘，日頃から気にかけてくれた妻の暖かい家族に深い感謝の意を表して謝辞といたします。

## 研究業績

### 学術誌原著論文

- [1] **原崇文**, 青柳滋久, 安島俊幸, 岩路善尚, 吉津力弥: 「径方向電磁加振力の電気角2次成分に着目した振動低減制御の提案」, 電気学会論文誌, Vol. 135 (2015), No. 8.
- [2] **原崇文**, 安島俊幸, 渡部眞徳, 星野勝洋: 「電圧型インバータのPWM方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」, 電気学会論文誌D, Vol. 137(2017), No. 9.
- [3] **T. Hara**, T. Ajima, Y. Tanabe, M. Watanabe, K. Hoshino, K. Oyama : “Analysis of Noise and Vibration in Distributed Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Voltage Source PWM Inverters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, No. 6, pp. 6042–6049, Nov./Dec. 2018.
- [4] **原崇文**, 佐藤弘明, 青柳滋久, 安島俊幸, 柳沢浩晃, 吉津力弥: 「直流母線電流検出方式のパルス修正法によるモータのキャリア電磁騒音に関する考察」, 電気学会論文誌D, Vol. 139 (2019), No. 5.

### 学術誌原著論文 (本博士論文に関連しない論文)

- [1] **原崇文**, 古関隆章, 岡田万基, 久富 浩平: 「誘導機駆動鉄道車両の超過角運動量補償に基づく再粘着制御」, 電気学会論文誌D, Vol. 133 (2013), No. 9.
- [2] **T. Hara**, T. Ajima, K. Hoshino, A. Ashida “Carrier Electromagnetic Vibration of DC Voltage Difference in Permanent Magnet Synchronous Motor with Distributed Winding”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*(Early Access), doi: 10.1109/TIA.2020.3010707.

### 国際会議論文・発表

- [1] Y. Tanabe, M. Watanabe, **T. Hara**, K. Hoshino, A. Inoue, M. Yamasaki, “Transient Vibration Simulation of Motor Gearbox Assembly Driven by a PWM Inverter” , SAE Technical Paper, No.2017-01-1892, 2017.
- [2] **T. Hara**, T. Ajima, Y. Tanabe, M. Watanabe, K. Hoshino, K. Oyama, “Analysis of vibration of permanent magnet synchronous motor with distributed winding for the PWMmethod of voltage source inverters”, Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pp. 5438-5444, 2017.

### 国際会議論文・発表 (本博士論文に関連しない国際会議論文・発表)

- [1] **T. Hara**, Y. Takada, T. Koseki, Y. Nozaki, “Dual Sampling Rate Digital Signal Processing for Low Speed Vehicle Tests”, 12<sup>th</sup> International Conference on Computer System Design and Operation in the Railway and other Transit System(COMPRAIL), 2010.
- [2] **T. Hara**, Y. Takada, T. Koseki, Y. Nozaki, “Dual sampling rate digital signal processing of optical encoder for low speed dynamic tests of electromagnetic traction systems, including iron-wheel suspended linear motors”, The 20th Magneto-dynamics Conference in Pacific Asia (MAGDA 2011), 2011.

- [3] **T. Hara**, T. Koseki, “Study on re-adhesion control by monitoring excessive angular momentum in electric railway tractions”, 2012 12th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC), 2012.
- [4] **T. Hara**, S. Aoyagi, T. Ajima, Y. Iwaji, R. Takahata, Y. Sugiyama, “Neutral Point Voltage Model of Stator Windings of Permanent Magnet Synchronous Motors with Magnetic”, Proc. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1611-1616, 2018.
- [5] **T. Hara**, T. Ajima, K. Hoshino, A. Ashida “Carrier Electromagnetic Vibration of DC Voltage Difference in Permanent Magnet Synchronous Motor with Distributed Winding”, Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2019.
- [6] **T. Hara**, T. Ajima, K. Hoshino, A. Ashida “Electromagnetic Noise in Concentrated Winding PMSM Driven by Voltage Source PWM Inverters”, Proc. 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2020.

## 表彰

- [1] **原崇文**：「径方向電磁加振力の電気角2次成分に着目した振動低減制御の提案」，2014年産業応用部門大会 電気学会優秀論文発表賞A，部門奨励賞
- [2] **原崇文**，安島俊幸，渡部眞徳，星野勝洋：「電圧型インバータのPWM方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」，第76回電気学術振興賞 論文賞

## 国内学会・研究会・シンポジウム・その他

- [1] **原崇文**，槻木澤佑公，古関隆章，村端章浩，岡山秀夫：「電気車における推定接線力，すべり速度情報を活用した再粘着制御」，電気学会交通・電気鉄道研究会，pp. 47-52 (2010).
- [2] **原崇文**，渡邊央朗，古関隆章，水間毅：「直流電気鉄道の列車間隔調整による回生ブレーキの有効利用」，電気学会交通・電気鉄道，リニアドライブ合同研究会，pp. 29-34 (2011).
- [3] **原崇文**，槻木澤佑公，古関隆章：「電気鉄道車両の超過角運動量に基づく再粘着制御の提案とその性能評価」，平成23年電気学会産業応用部門大会，No. 3-68，pp. III-333~III-338 (2011).
- [4] **原崇文**，古関隆章：「様々な路面条件下での超過角運動量に着目した空転再粘着制御」，平成24年電気学会全国大会，第5部冊，No. 5-079，pp. 130-131 (2012).
- [5] **原崇文**，青柳滋久，安島俊幸，岩路善尚，吉津力弥：「径方向電磁加振力の電気角2次成分に着目した振動低減制御の提案」，平成26年電気学会産業応用部門大会，No. 3-58，pp. III-315~III-320 (2014).
- [6] **原崇文**，安島俊幸，渡部眞徳，星野勝洋：「電圧型インバータのPWM方式による分布巻永久磁石同期モータの振動発生要因の検討」，平成28年電気学会産業応用部門大会，No. 3-59，pp. III-319~III-324 (2016).
- [7] **原崇文**，青柳滋久，安島俊幸，柳沢浩晃，吉津力弥：「直流母線電流検出方式のパルス

修正法によるモータのキャリア電磁騒音に関する考察」，平成29年電気学会全国大会，第4部冊，No. 4-030，pp. 44-45 (2017).

[7] 原崇文，青柳滋久，安島俊幸，岩路善尚，高畑良一，杉山吉隆：「永久磁石同期モータにおける固定子巻線の中性点電位の数式モデル」，平成30年電気学会全国大会，第5部冊，No. 5-071，pp. 119-120 (2018).

### 国際特許

[1] 原崇文，岩路善尚，青柳滋久：“三相同期電動機の駆動装置”，特許第10411621号，米国，2018/3

[2] 妹尾政宏，安島俊幸，青柳滋久，原崇文，加島督己，加藤和：“インバータ駆動装置、電動ブレーキ装置、及び電動パワーステアリング装置”，特許第10511249号，米国，2018/3

[3] 原崇文，安島俊幸，青柳滋久，佐々木光雄，久積巧：“三相同期電動機の制御装置および駆動装置、並びに電動パワーステアリング装置”，特許第PZL201680036609.1号，中国，2020/5

[4] 宮崎泰三，山崎勝，原崇文，星野勝洋，大山和人，吉田毅：“シミュレーションプログラム”，特許第L201780004241.5号，中国，2020/5

### 国内特許

[1] 原崇文，岩路善尚，青柳滋久：“三相同期電動機の制御装置及びそれを用いた三相同期電動機駆動システム、一体型電動機システム、ポンプシステム、及び圧縮機システム、並びに三相同期電動機の制御方法”，特許第06307223号，2018/3

[2] 妹尾政宏，安島俊幸，青柳滋久，原崇文，加島督己，加藤和：“インバータ駆動装置、電動ブレーキ装置、及び電動パワーステアリング装置”，特許第06410695号，2018/3

[3] 原崇文，青柳滋久，安島俊幸，吉津力弥：“モータ駆動システム”，特許第06470913号，2019/1

[4] 原崇文，安島俊幸，佐々木光雄，岩路善尚，青柳滋久，久積巧：“三相同期電動機の制御装置および制御方法、駆動装置並びに電動パワーステアリング装置”，特許第06460927号，2019/1

[5] 原崇文，安島俊幸，青柳滋久，佐々木光雄，久積巧：“電動パワーステアリング装置”，特許第06530654号，2019/5

[6] 吉田毅，原崇文，星野勝洋，大山和人：“回転電動機の制御方法および制御装置、並びに回転電動機駆動システム”，特許第06568658号，2019/8

[7] 宮崎泰三，山崎勝，原崇文，星野勝洋，大山和人，吉田毅：“シミュレーションプログラム”，特許第06605369号，2019/10

[8] 原崇文，安島俊幸，佐々木光雄，岩路善尚，青柳滋久，久積巧：“三相同期電動機の制御装置および制御方法、駆動装置並びに電動パワーステアリング装置”，特許第06655159号，2020/2

- [9] 原崇文, 安島俊幸, 柳沢浩晃, 太田裕幸: “モータ制御装置、並びにそれを用いる電動システム”, 特許第06669589号, 2020/3
- [10] 原崇文, 安島俊幸, 柳沢浩晃: “モータ制御装置”, 特許第06678739号, 2020/3
- [11] 星野勝洋, 原崇文, 山崎勝, 田部洋祐, 渡部眞徳: “インバータ制御装置”, 特許第06707151号, 2020/6
- [12] 原崇文, 安島俊幸, 青柳滋久, 佐々木光雄, 久積巧: “三相同期電動機の制御装置および駆動装置、並びに電動パワーステアリング装置”, 特許第06730488号, 2020/7