

博 士 論 文

自動車用永久磁石モータの  
低振動・低騒音化

新 政 憲

## 目次

1. 序論 .....	1
1. 1 自動車用モータの可変速域拡大と高出力・高効率化.....	1
1. 2 リラクタンストルク活用による高出力・高効率化 .....	7
1. 3 回転電気機械における振動と騒音現象.....	8
1. 4 研究の目的 .....	20
1. 5 論文構成.....	21
2. 永久磁石リラクタンスマータ .....	22
2. 1 HEV、EV 用モータの仕様.....	22
2. 2 HEV、EV モータの回転子断面の変遷.....	23
2. 3 永久磁石リラクタンスマータ (PRM) の特長 .....	28
2. 4 HEV 用 PRM .....	32
2. 5 2章の結論 .....	33
3. ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音 .....	34
3. 1 騒音の次数分析と構造物の固有振動数.....	34
3. 2 電磁加振力の発生メカニズム .....	40
3. 3 振動・騒音低減手法の検討.....	55
3. 4 検証試験機の製作と試験による効果の検証 .....	73
3. 5 振動・騒音低減手法のまとめ .....	76
3. 6 3章の結論 .....	76
4. 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音 .....	78
4. 1 騒音の次数分析とその特徴.....	78
4. 2 モックアップ試験機による騒音の再現と検証.....	81
4. 3 固定子コイルの並列接続法の騒音に与える影響.....	84
4. 4 並列回路間の電流分担と電磁力分布への影響.....	85
4. 5 振動・騒音低減手法の検討.....	87
4. 6 試験による騒音低減効果の検証.....	90
4. 7 4章の結論 .....	92
5. トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物を加振して発生する振動と騒音.....	93
5. 1 騒音の発生状況 .....	93
5. 2 トルクリップルによる周方向高周波電磁力の発生と騒音に与える影響.....	96
5. 3 振動・騒音低減手法の検討.....	98
5. 4 試験による騒音低減効果の検証.....	99
5. 5 5章の結論 .....	100
6. 騒音低減の効果と評価 .....	102
6. 1 ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音の低減効果.....	102

6. 2	磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音の低減効果 .....	103
6. 3	周方向高周波電磁力が構造物を加振して発生する振動と騒音の低減効果 .....	105
6. 4	制御による振動、騒音の低減手法との比較 .....	106
6. 5	6章の結論 .....	107
7.	結論 .....	108
7. 1	結論 .....	108
7. 2	本論文の成果の他の永久磁石回転機への展開 .....	110
7. 3	今後の課題 .....	111
	謝辞 .....	112
	参考文献 .....	113
	本論文に係わる主な発表論文 .....	119
	本論文に関係のある国際学会発表論文 .....	119
	本論文に関係のある国内学会発表論文 .....	120
	その他の発表論文 .....	121
	登録特許 .....	124
	付録A 発生可能性のある全空間次数（モード）の一覧 .....	127

# 1. 序論

## 1. 1 自動車用モータの可変速域拡大と高出力・高効率化

地球温暖化防止対策として炭酸ガスの排出抑制が重要となっている中、運輸、民生部門における省エネルギーと炭酸ガス排出量の削減対策の一つとしてハイブリッド自動車（HEV）の採用や、誘導電動機から永久磁石モータ（PM）への転換とその可変速運転化が加速されている<sup>[1]-[15]</sup>。

民生部門ではエアコンや洗濯機などの家電製品を中心として省エネのため永久磁石モータと可変速運転の適用が当たり前となっている<sup>[1][2]</sup>。

乗用車型の HEV は自動車会社から量産車が市場投入され、ここ数年の政策の後押しもあり、市場規模が急拡大している<sup>[8][9]</sup>。また、商用車では黒煙、NO<sub>x</sub> の低減も目的の一つとして、乗り合いバスや図 1.1-1 に日野自動車の例を示す様に小型トラックに HEV が投入され、都市部で運用されるようになってきている<sup>[3][6][7]</sup>。さらに、運輸部門での炭酸ガス低減の当面の切り札と考えられている電気自動車（EV）も量産車が市場投入され、市場規模が急拡大している。

国際エネルギー機関 IEA による CO<sub>2</sub> のブルーシナリオ（2009 年）によると<sup>[16]</sup>、図 1.1-2 に示したように、2016 年までは現行の内燃機関エンジン車と HEV やプラグインハイブリッド車（PHEV）が併存するが、その後、2030 年頃からは、EV、燃料電池車（FCV）が主流になるとされている。これら HEV、EV の駆動モータには、小型、高出力、高効率の永久磁石モータを採用するのが現在では主流となっている<sup>[5]-[10][17]</sup>。

電気駆動の自動車の歴史は内燃機関を用いる現在の形の自動車より古く、1873 年に英国、R. デビットソンによる実用車にさかのぼり、1885 年に一号車が登場したダイムラー・ベンツのガソリンエンジン車より古い。その後の燃料インフラの整備に伴い、内燃機関を用いる自動車が一般的になったが、エネルギー危機の度に電気自動車開発の機運が高まり、技術の蓄積が図られてきた歴史がある。我が国では、過去 2 度電気自動車の開発機運が高まった時期があり、2009 年の軽自動車をベースとした量産型 EV の市場投入と、2010 年の乗用車型 EV の投入は、本格的な電気自動車市場の確立に向けた大きな動きであり、三度目の正直となることが期待できる。



図 1.1-1 ハイブリッドトラックの例<sup>[4]</sup>（日野自動車デュトロ・ハイブリッド、日野自動車ホームページ、<https://www.hino.co.jp/dutro/feature/feature01.html>（'15/5/20 時点）より）

現在の HEV 用ドライブシステムは概略、図 1.1-3 のようになる。HEV ではエンジンとモーターインバータを組み合わせることで最適な駆動力を発生するため、現状のエンジンスペースにモーター・発電機・インバータを収容するので、ドライブシステムとして小形・高出力、軽量化が求められる<sup>[15][18]-[20]</sup>。EV ではエンジンが無いが、バッテリー搭載スペースを確保し使用電力量に対する走行距離、いわゆる電費を向上するため、同様に小形・高出力、軽量化が求められる。

電気駆動ドライブシステムとしての小型化の方法は、モーターの制御に関するもの、モーターハードそのものによる二つの側面が考えられる。制御では、モーターを高速化し可変速域拡大を可能とした、1) 駆動電圧変調率制御、2) 駆動電圧の高電圧化が上げられる。

**Figure 3.10** ▶ Evolution of LDV sales by technology type in the BLUE Map scenario

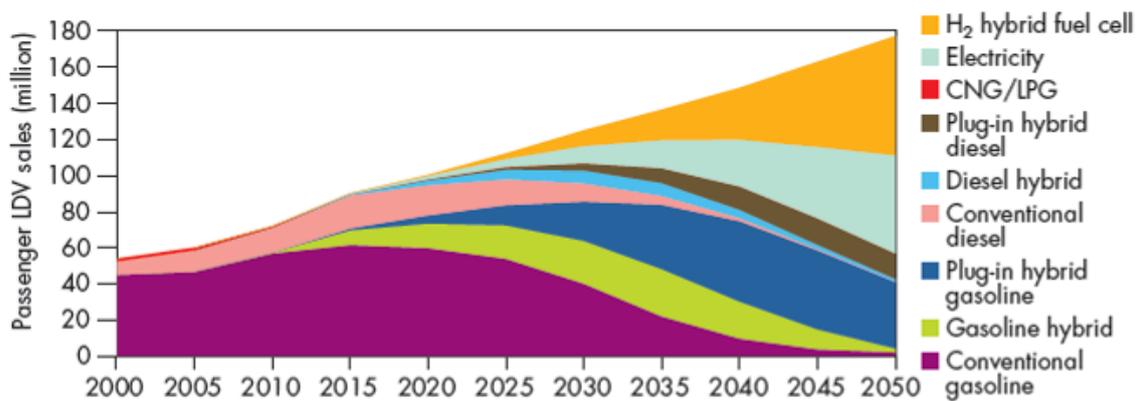


図 1.1-2 低 CO<sub>2</sub> 排出車の販売台数の進展予想:ブルーシナリオ<sup>[16]</sup>

(IEA レポート, “TRANSPORT, ENERGY and CO<sub>2</sub>”, <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/transport2009.pdf> (’15/5/21) より)

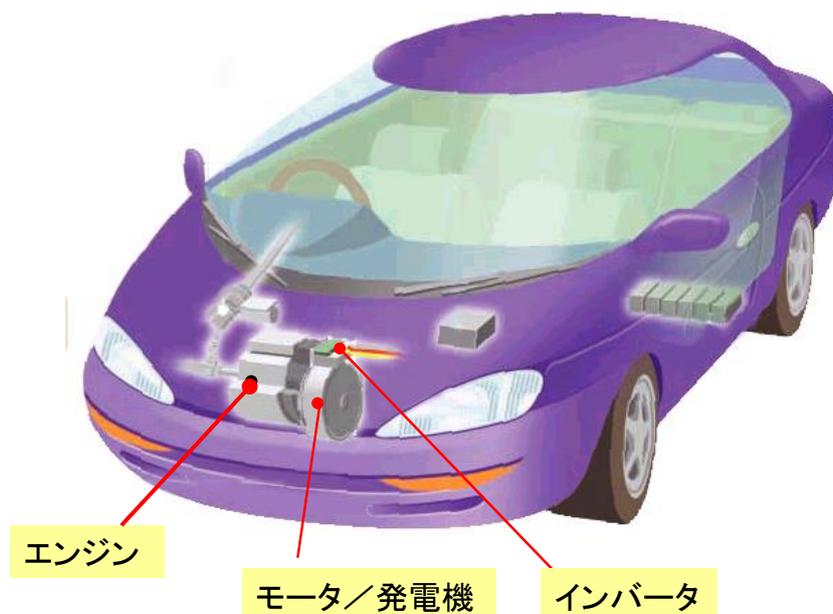


図 1.1-3 EV/HEV 用ドライブシステム

駆動電圧変調率制御は、バッテリーにより電圧、電流が制約される電気駆動ドライブシステムにおいてモータを駆動する電圧波形を、PWM 制御から、3パルス、1パルス制御と低減して、電圧波形に占める基本波成分を増加させ制限電圧内でよりモータトルク、出力を増大させる方法である。図 1.1-4 に示す様に、波形に占める高調波は増えるが基本波の含有率は、0.6 から 0.78 程度に増加する<sup>[14]</sup>。

また、永久磁石モータの場合は回転数に応じて誘起電圧が発生し、高速ほど駆動（トルク）電流をモータに供給するのが難しくなる。通常は、弱め界磁制御で磁石による誘起電圧を弱めて駆動電流を流し込むが<sup>[21] [22]</sup>、効率の低下とバッテリー電圧の制約上、一定の速度以上で適用できなくなる。高速回転時の誘起電圧の対策であるバッテリーとモータ駆動インバータの間にチョッパ等昇圧回路を入れて直流電圧の上げる駆動電圧の高電圧化は、バッテリー電圧の上限を取り払い、モータの高電圧化、高速化、小型化を可能とする。

モータハードの小型化と可変速域の拡大としては、永久磁石化と回転子の磁石配置の工夫による磁気的な突極性の拡大、リラクタンストルクの活用と機械強度を増加させる高速化がある。図 1.1-5 と図 1.1-6 に回転子断面の例を示す様に、一定の電圧、電流の制限内で高トルク、大出力を実現し、可変速運転範囲を拡大している<sup>[2][23]</sup>。

永久磁石モータ（PM 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出来、表面磁石型モータ（SPM、Surface Permanent magnet Motor）、埋め込み磁石型モータ（IPM、Interior Permanent magnet Motor）等が有り、用途や変速範囲により使い分けられている。

SPM は高トルクで制御応答性が良く高効率であるが、磁石の保持が接着剤とバインド線、または保持環等になり、機械的強度の制限から高速回転が困難であること、磁石に直接渦電流損が発生して減磁しやすいという特徴がある。

表 5.1 電圧波形と変調率

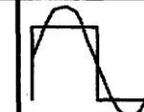
	Sine Wave PWM	Overmodulation PWM	Rectangular Wave (1 Pulse)
Voltage Waveform			
Modulation Rate	0 - 0.61	0.61 - 0.78	0.78

図 1.1-4 電圧波形と変調率<sup>[14]</sup> （電気学会自動車パワーエレクトロニクス調査専門委員会：「自動車におけるパワーエレクトロニクス技術」、電学技報第 1106 号(2008) より）

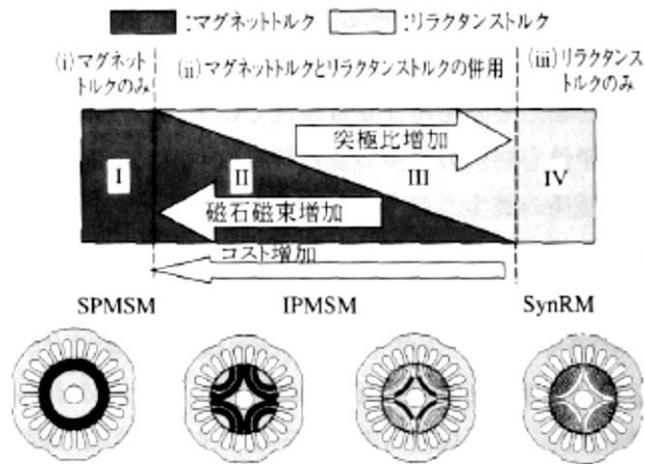
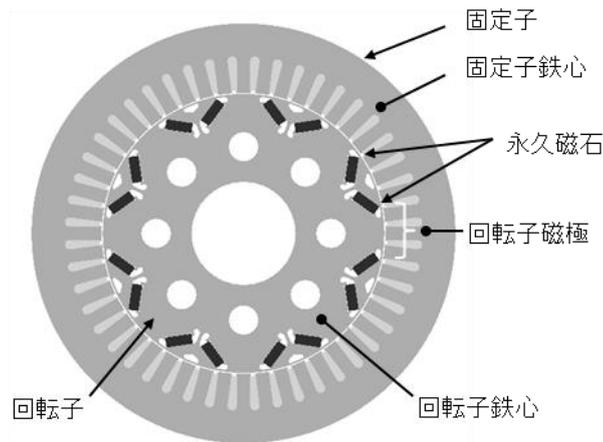


図 1.1-5 マグネットトルクとリラクタンストルクの割合による永久磁石型同期機の分類<sup>[23]</sup>  
 (森本・武田:「永久磁石同期機の技術動向」,電学学会誌, 122 巻, 11 号(2002) より)



(a) PRM の断面構成例



(b) 回転子構造 (磁極部拡大)

図 1.1-6 リラクタンストルクを活用した自動車用モータの断面構成の例

IPM は磁石を回転子鉄心で保持するため、SPM に比べ、高速回転が容易となり、磁気回路的に磁石に対して減磁界が加わり難く、減磁に強いと言った特徴がある。さらに、回転子鉄心形状を工夫することでリラクタンストルクを活用することが出来るため、特に可変速用途ではさらに高トルク化と高効率化が可能となる。また、永久磁石モータは、小型、高効率ではあるが、いずれの形式でも永久磁石は一定磁界であり、変速運転をする場合には回転数に比例した誘起電圧が発生する。

乗用車向け HEV 用モータの高速化と可変速運転範囲の拡大の一例は、図 1.1-7 に示す様にトヨタ自動車のプリウス用ドライブシステムの改良に見ることが出来る<sup>[24]</sup>。

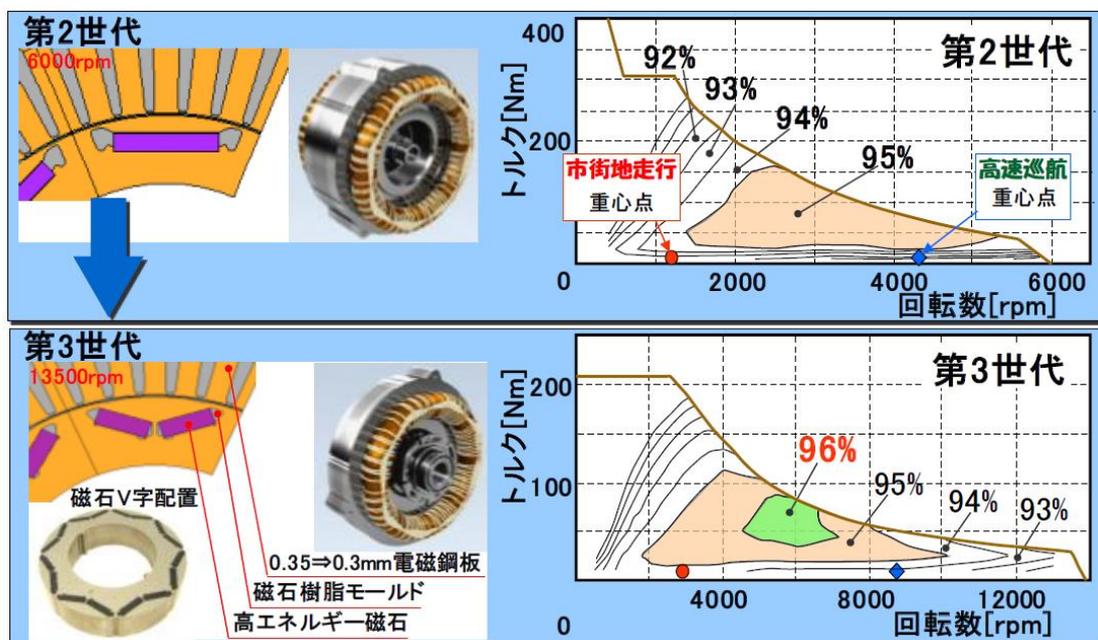


図 1.1-7 プリウス用モータにおける高速化と小型効率化の例<sup>[24]</sup>

(水谷・山本・渋川他：「自動車用モータのニーズ技術」，平 24 電学産業応用部門大会(2012)より)

市販の HEV, EV 車に適用されているモータの、モータ出力 (kW) と、モータ体積 (L) とモータ端子電圧の関係について分析した、電気学会の自動車モータの最新技術協同研究委員会の報告によると、図 1.1-8 に示す様にインバータ直流部の電圧は、約 300 (220~380) V<sub>dc</sub> のものと、昇圧回路を用いて 650V<sub>dc</sub> としたものと、300V<sub>dc</sub> をベースに半分の電圧とした、150 (100~160) V<sub>dc</sub> のものがあるが、単位体積当たりの出力で見ると、650V<sub>dc</sub> のものが最も大きく、次いで 300V<sub>dc</sub> で 150V<sub>dc</sub> が一番小さくなると報告されている<sup>[13]</sup>。この中の使用磁石重量とトルクの関係で、低コスト化のためリラクタンストルクを活用する方向となり、リラクタンストルクを活用するものは分布巻との組み合わせが多く、集中巻を適用しているものはリラクタンストルクが出しにくいいため磁石使用量が多いとの分析が述べられている<sup>[13]</sup>。これは、別の視点で整理すると大容量となる HEV、EV 用主モータでは、仕様の電圧、電流の範囲内で、大出力、高出力密度化を図り、磁石使用量を低減するため、リラクタンストルクを活用した回転子（界磁）と分布巻きを適用した固定子（電機子）が主な構成になる事を示していると考えられる。

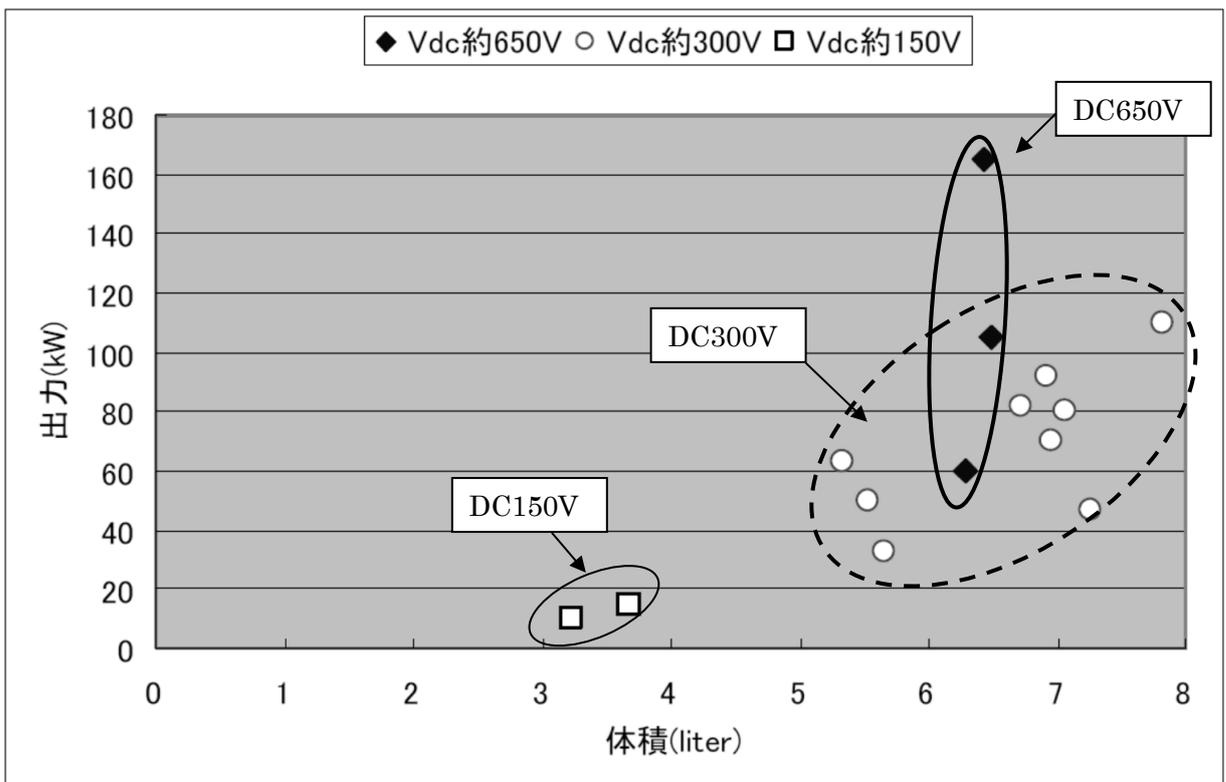


Fig. 4.4 体積と出力

図 1.1-8 モータ体積と出力の関係<sup>[14]</sup>

(松延・橋本・松並他：「自動車用モータの現状分析」，平 24 電学産業応用部門大会(2012)より)

## 1. 2 リラクタンストルク活用による高出力・高効率化

モータの磁気的な突極性で発生するリラクタンストルクを活用して、ドライブシステムの電圧、電流の制限内で最大トルクや出力を増大し、可変速範囲を拡大する試みは、大きく二つの流れがある。一つは、リラクタンスモータの欠点である力率、効率を改善するために、主にリラクタンストルクを発生する磁束の流れを制御するために磁石を用い、これを発展させて、磁石トルクも合わせて発生するハイブリッド型のモータとして開発を進めたもの<sup>[2][3][15][25]-[29]</sup>。もう一つは、埋め込み磁石型同期モータの最大トルク増大、効率向上のため磁石配置を工夫してリラクタンストルクを活用するように開発を進めたものである<sup>[8]</sup>。

これらリラクタンストルクを活用したモータは、多くは 1994 年前後から開発が進められ、1996 年から 1998 年あたりに実用化され市場投入され始めた。1996 年にはエアコンの圧縮機用モータとして適用が始まり、1998 年には冷蔵庫の圧縮機用モータにも適用された。HEV や EV の用の車載モータとしては、1997 年から 1998 年にかけて試作機として開発した例が報告されるようになった。

本格的にリラクタンストルクを活用したモータが HEV や EV の用の車載モータとして市場投入されたのは、2005 年にトヨタ自動車のハリアーハイブリッドや 3 代目プリウスに搭載された THS2 用のモータ<sup>[8]</sup> と、2005 年にアイシンAWが開発した HEV 用トランスミッション HD10 システムに搭載されたモータからであろう<sup>[5]</sup>。

文献<sup>[5]</sup>によれば、HD10 は、遊星ギアとモータ、発電機の 2 台を組み合わせた HEV 用トランスミッションで、駆動力伝達系のエンジンと車軸の間に入れてハイブリッドシステムが構成出来る様になっている。ギアとモータを組み合わせた HEV 用トランスミッションの断面の例を図 1.2-1 に示す。この例では、ギアを無段変速ギア (CVT) とし (図中 1)、モータ 1 台 (図中 7) を組み合わ

【図3】

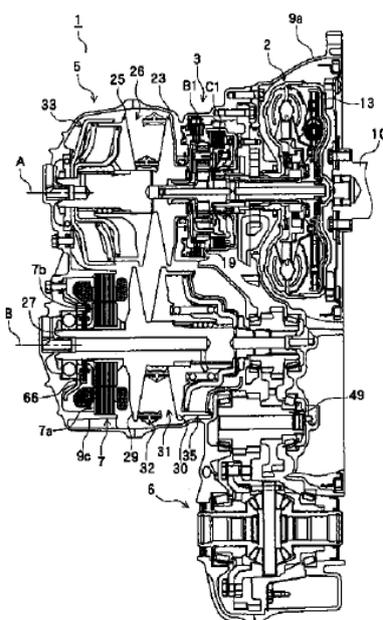


図 1.2-1 ハイブリッド用トランスミッションの断面例<sup>[17]</sup>  
(日本国特許「ハイブリッド車両の制御装置」、特開 2002-89687 より)

せて HEV トランスミッションを構成している<sup>[17]</sup>。

特に、HEV や EV 用の車載モータは、従来のいわゆる産業用のモータと比べ、単位体積あたりの出力が大きくなることと、その製造方法やモータ主要部品の支持固定方法が大きく異なり、振動、騒音が発生しやすい状況となること、また、使用環境が大きく異なり、騒音に対する要求が厳しくなることから、その騒音の発生要因、課題と対策について検討をする事は非常に重要である。

なお、本論文ではこれ以降、図 1.1-5 に示されているマグネットトルクのみ利用する永久磁石型同期機とマグネットトルクとリラクタンストルクを併用する永久磁石型同期機を合わせて永久磁石モータと表記する。

### 1. 3 回転電気機械における振動と騒音現象

このように永久磁石モータは、高効率、高出力であるため、民生部門では省エネルギー化のため、運輸部門では、省エネルギーに加えて直接的に温暖化ガスである炭酸ガス排出の抑制のため、HEV、EV 用モータをはじめとして、その応用範囲が急速に拡大している。このように、モータの高効率化、高出力化を目指す事により、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と考えられる。

永久磁石モータはその開発初期においては、アルニコ磁石や、フェライト磁石が用いられたが、残留磁束密度  $B_r$  が小さかったり、固有保磁力  $H_{cj}$  が小さいこと、他のモータ部材に比べると高価であるため、磁石使用量を減らすためその使用量に直接的に影響する、回転子と固定子のギャップを小さく採る傾向が強く、モータの振動、騒音に大きく影響するギャップ磁界の空間および時間高調波の影響が出やすい傾向にあった。それに加えて、運輸部門での高出力化、可変速範囲の拡大のため、リラクタンストルクを活用する事がさかんとなったが、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あり、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。

以下、空間および時間の両高調波が問題となる場合は単に「高調波」、どちらかの場合は、空間高調波、または、高周波と表現して区別することにする。

回転電機の振動騒音は大きく、1) 軸受やギア等から発生する機械的振動、騒音、2) 冷却ファン等から発生する通風騒音、3) 電磁力が原因となる電磁振動、騒音に分けられる。これら騒音の中で、発生した場合に顕著であり、また、結合される機器や設置される環境で想定外の振動、騒音となるのが、磁気回路のギャップ部の磁性材料や巻線に働く電磁力による電磁振動、騒音である。電磁振動、騒音については、産業用、家電用の駆動機器として種々の分野で広く使われてきた誘導電動機で古くから多数の研究がおこなわれてきている。電磁振動、騒音のこれら研究によれば、固定子、回転子の磁束によりギャップに発生する高調波電磁力に着目したものは 1930 年代から発表され始めており<sup>[52]</sup>、また、偏心にともなう固定子、回転子間のギャップの磁気吸引力の不均一に着目した検討は、その前の 1890 年代から検討が行われている<sup>[78]</sup>。両分野とも、今日まで概ね 100 年にわたって、新材料の適用や、機種的设计上の制約によって発生する新たな振動、騒音の課題について検討が続けられてきた事になる。

誘導電動機で行われている研究では、スロット高調波磁界による電磁力と固定子鉄心の固有振動

数の共振によって発生する、ギャップの高調波電磁力による振動と騒音を含めて、次の4つの電磁振動、騒音があげられており、その基本的な事項については明らかにされていると示している<sup>[43]</sup>。

- i) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音
- ii) 磁気ひずみによる振動と騒音
- iii) インバータ駆動時の高周波電流により発生する電磁振動と騒音
- iv) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音

誘導電動機においてギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音については、固定子電機子と回転子界磁の基本波磁界が、固定子と回転子のスロットにより磁気的に変調され、スロット数の差で低次の空間分布の電磁力を発生する場合に問題となる。これは、スロットコンビネーションの問題として現象が解明されており、設計段階で問題回避が図られるようになっている<sup>[43]</sup>。

また、誘導電動機において偏心にともなう磁気吸引力の不均衡により振動、騒音が発生することが知られており、4極や6極機の不平衡電磁力の検討と振動、騒音との実験的な検討が行われているが<sup>[37]</sup>、多極機での発生原理は明確になっていない。その対策も加工精度向上、軸受等の組立精度向上といった予防的なもの以外は、ギャップの不均一による磁気的不均衡に効果があるとされる隔極接続の巻線の適用が挙げられているが<sup>[43]</sup>、その作用と効果については明確になっていない。

ただ、いずれの場合も、誘導電動機を中心に検討が進められ、永久磁石モータを含む同期機についての検討はあまり例が多くない。特に巻線型界磁の同期機ではギャップが誘導機に比べて相対的に大きく、パーミアンス分布の影響が小さいことと、さらに、ギャップ磁束分布を正弦波に近づけるように設計するためと考えられる。

これに対して、永久磁石モータでは、その振動と騒音がギャップ高調波の影響を受けやすい点に関しては、ギャップが大きい従来の巻線型界磁の同期機より誘導電動機に近い状況にあると考えられる。一方で、永久磁石モータでは8極以上の多極機でありながら、誘導電動機よりも高い回転数まで可変速運転する例が多いので、その振動、騒音の発生の様相が誘導電動機と異なることが考えられる。

永久磁石モータの、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音（前記 i)）については、表面磁石型モータで、ギャップ磁界と発生電磁力の関係を検討して、空間分布が高次で周波数の高いものか、電気周波数の2倍となるものが振動、騒音の主な原因と指摘している<sup>[64]</sup>。しかしながら、空間分布が低次で周波数が高い、振動、騒音が発生する原因やその解決方法について、固定子電機子巻線のスロット数や、毎極毎相スロット数等の設計項目と発生電磁力とを関連付けた説明は、まだされていない。

また、近年製品適用が進んだ永久磁石モータの偏心にともなう磁気吸引力の不均衡による振動、騒音（前記 iv)）については、これまでにその発生の原因や解決手法についての説明はされていない。参考となると考えられる、従来の巻線型界磁の大型同期機では、回転軸中心の軌道検討とギャップ擦りの検討が進められているが<sup>[82][86]</sup>、騒音との関係まで検討された例は無い。これから、振動と騒音の関係についての検討が進む状況と考えられる。

さらに、電機子に集中巻きを適用する永久磁石モータでトルクリップルを低減し、振動、騒音を

抑制することが、検討されているが、周方向高周波電磁力が構造物の固有振動数（周方向）を加振して発生する振動、騒音について問題を指摘した例は無い。

この様な背景において、第2章で説明する、永久磁石リラクタンスモータをハイブリッド自動車用モータとして開発する際に経験した、空間分布が低次で周波数が高い振動と騒音が発生した、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音（前記 i）と、その発生原因や解決手法の説明がされていない、永久磁石モータの偏心にともなう磁気吸引力の不均衡による振動と騒音（前記 iv）について、これまでの状況を説明する。

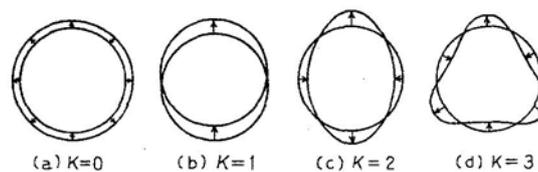
周方向電磁力については、騒音となった場合に人間の可聴域の中で感度が高いのが 1 (kHz) から 5 (kHz) という事も念頭に、以下では、5 (kHz) 前後の周波数帯のものを高周波電磁力と記述した。

#### (1) ギャップ高調波電磁力による振動と騒音<sup>[18][20][36]-[46][48]-[68]</sup>

誘導電動機では巻線起磁力と磁気回路パーミアンスによるギャップの高調波電磁力が原因で発生する振動、騒音について、発生の仕組みが文献<sup>[36][38][43][52]</sup>に説明がされている。

これら文献で示されている電気機械の振動、騒音は次のようになる。

一般に振動と騒音は周波数だけでなく振動の空間的な分布の次数(モード)が重要となり、両方が一致すると非常に大きな振動と騒音を発生する<sup>[52]</sup>。



4 図 電磁力波の次数(モード)  $K$

図 1.3-1 電磁力の空間分布の例<sup>[52]</sup>

(電学誘導機常置専門委員会、「誘導機の負荷時の騒音について」、(1977)より)

電気機械に用いられる鉄心の固有振動数は次数が大きくなると剛性が大きくなり、振動値と騒音は小さくなる。このため、誘導電動機では低次モードの固有振動数との共振と、これによる振動、騒音を回避するため、主要な高調波電磁力の空間分布が4次より大きくなるように設定することが一般的に行われている<sup>[43]</sup>。いわゆる、スロットコンビネーションとして認識、理解されているものである。

図 1.3-2 には誘導電動機で高調波電磁力の空間分布の次数が8次と4次となる例を引用して示した。

誘導電動機で高調波電磁力の空間分布が低次となるのは、固定子起磁力の基本波成分が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界と、回定子起磁力の基本波が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界の相互作用等で発生し、空間の次数と周波数はそれぞれ次のようになることと示されている。

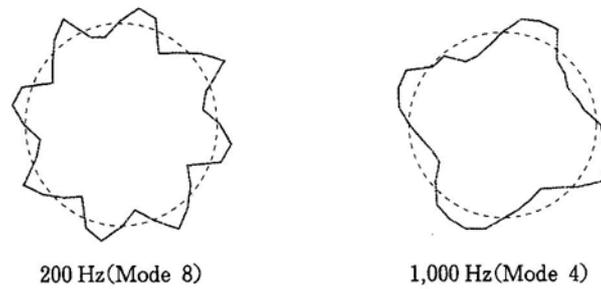


図 2.4 電磁力の空間分布〔出典：引用・参考文献(19)〕

図 1.3-2 空間分布が 4 次の電磁力の例 (誘導機電磁騒音解析技術調査専門委員会、「誘導電動機の電磁振動と騒音の解析技術」(2006) [43]より)

$$K_1 = N_{st} - N_{rt} \pm 2p, \quad f_1 = N_{rt}(1 - s)f_e/p \pm 2f_e \quad (1.3-1)$$

$$K_2 = N_{st} - N_{rt}, \quad f_2 = N_{rt}(1 - s)f_e/p \quad (1.3-2)$$

これらについては、図 1.3-3 で引用するようにシミュレーションによる振動、騒音の検討も行われている[59]。

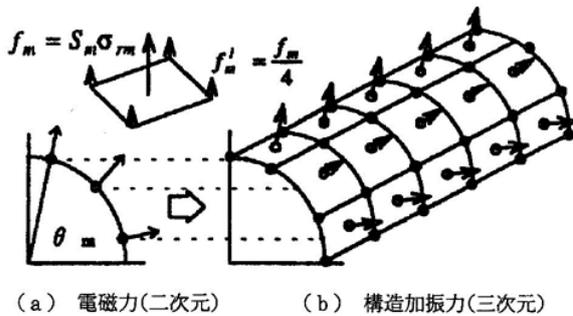


図 2 電磁力-構造加振力変換

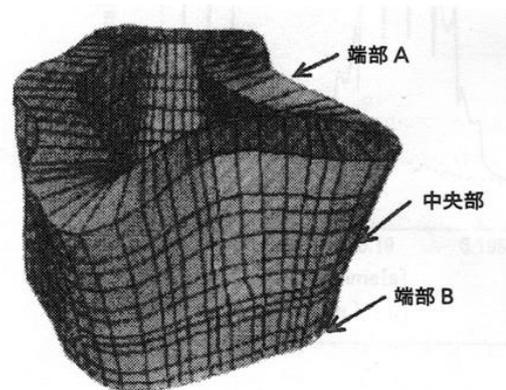


図 7 固定子全体の固有モード(1067Hz)

図 1.3-3 誘導機の電力と振動、騒音シミュレーションの例[59]

(塩崎ほか、「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」(1998)より)

(1.3-1)、(1.3-2)式の回転子スロット数  $N_{rt}$  は回転子構造によるパーミアンスの次数として導入されており、本論文の対象である永久磁石モータで考える場合は基本波の磁気回路数に相当する極数と考えることができる。

本論文の対象である永久磁石モータに対して、 $N_{rt}$  を極数として、振動の空間分布を検討してみる。発生した振動の空間分布の次数が低かったので、空間分布の次数が低くなる場合を検討する。

極対数を  $p$  と表記すると、 $N_{rt}$  は  $2p$  となるので、上記の電磁力の空間分布の次数が一番小さくなる場合は、(1.3-1) 式より  $K_1$  が  $N_{st}-4p$  となる場合である。

毎極毎相スロット数を  $q$  とすれば、 $N_{st}$  は(1.3-3) 式で求められ、 $K_1$  はこれを代入して、(1.3-4) 式の様になる。

$$N_{st}=2p \times 3 \times q \quad (1.3-3)$$

$$K_1=p \times (6q-4) \quad (1.3-4)$$

この値が 4 より小さくなる場合は、2 極で、 $q$  が 1 の場合となり、電圧波形やトルクリップルを考えるとあまり適用される組み合わせでなく、HEV、EV 用の主機モータや、大型の巻線型同期機でこの条件が当てはまり、振動と騒音が発生する例はほとんどないと考える。

また実際に、今回、振動、騒音を観測した永久磁石モータは、回転子は 8 極で固定子スロットは 36 スロットとなるため、(1.3-4) 式による電磁力の一番小さくなる次数は  $K_1$  は 20 となり、加振力の空間分布と周波数が鉄心の固有振動数と共振を起こして、大きな振動、騒音を起こす原因となることは考えられない。したがって、今回の永久磁石モータで観測された振動、騒音は、誘導電動機で指摘されている、固定子起磁力の基本波成分が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界と、回転子起磁力の基本波が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界の相互作用で発生する高調波電磁力による振動、騒音とは異なる。

また、永久磁石モータの振動と騒音の発生要因となる電磁力について、文献[64]は図 1.3-4 に引用するように電磁力を 9 つのグループに分類して紹介している。この中で、振動と騒音の原因となるものとして次の 2 つを挙げている。

- a) 第 5 グループ、回転子起磁力の基本波による磁界と固定子鉄心スロットのパーミアンス分布により発生する磁界の相互作用で発生する高調波電磁力
- b) 第 8 グループ、固定子起磁力による磁界と、その同一次数の界磁磁界との相互作用で発生する時間基本波の倍周波の高調波電磁力

Table 1. Main parameters of the exciting force waves

Group	Exciting force waves equation	Amplitude $P_{peak-r/f}$	Mode number $r$	Frequency $f_r$
1 <sup>st</sup>	$p_{1\psi} = \sum_{\mu} \frac{B_{\mu}^2 \bar{\Lambda}_0^2}{4\mu_0} \cos(2\mu\omega_r t - 2\mu p\theta)$	$(B_{\mu} \bar{\Lambda}_0)^2 / (4\mu_0)$	$r = 2\mu p$	$f_r = 2\mu f_1$
2 <sup>nd</sup>	$p_{2\psi} = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{\mu_1, \mu_2} \sum_{k_1, k_2} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0^2 \cos[(\mu_2 \pm \mu_1)\omega_r t - (\mu_2 \pm \mu_1)p\theta]$	$(B_{\mu_1} \bar{\Lambda}_0)(B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0) / (2\mu_0)$ ( $\mu_2 > \mu_1$ )	$r = (\mu_2 + \mu_1)p$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p$	$f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$
3 <sup>rd</sup>	$p_{3\psi} = \sum_{\mu} \sum_{k} \frac{1}{16\mu_0} B_{\mu}^2 \bar{\Lambda}_k^2 \cos[2\mu\omega_r t - 2(\mu p \pm kZ_r)\theta]$	$(B_{\mu} \bar{\Lambda}_k)^2 / (16\mu_0)$	$r = 2(\mu p + kZ_r)$ $r = 2(\mu p - kZ_r)$	$f_r = 2\mu f_1$ $f_r = 2\mu f_1$
4 <sup>th</sup>	$p_{4\psi} = \sum_{\mu_1, \mu_2} \sum_{k_1, k_2} \sum_{l_1, l_2} (-1)^{l_1+l_2} \frac{1}{8l_1 l_2} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_{k_1} \bar{\Lambda}_{k_2} \cos[(\mu_2 \pm \mu_1)\omega_r t - \{(\mu_2 \pm \mu_1)p \pm (k_2 \pm k_1)Z_r\}\theta]$	$(B_{\mu_1} \bar{\Lambda}_{k_1})(B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_{k_2}) / (8\mu_0)$ ( $\mu_2 > \mu_1, k_2 > k_1$ )	$r = (\mu_2 + \mu_1)p + (k_2 + k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 + \mu_1)p + (k_2 - k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 + \mu_1)p - (k_2 + k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 + \mu_1)p - (k_2 - k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p + (k_2 + k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p + (k_2 - k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p - (k_2 + k_1)Z_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p - (k_2 - k_1)Z_r$	$f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$
5 <sup>th</sup>	$p_{5\psi} = \sum_{\mu_1, \mu_2} \sum_{k_1, k_2} (-1)^{k_1+k_2} \frac{1}{4\mu_0} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0 \bar{\Lambda}_{k_1} \cos[(\mu_2 \pm \mu_1)\omega_r t - \{(\mu_2 \pm \mu_1)p \pm kZ_r\}\theta]$	$(B_{\mu_1} \bar{\Lambda}_0)(B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_{k_1}) / (4\mu_0)$	$r = (\mu_2 + \mu_1)p + kZ_r$ $r = (\mu_2 + \mu_1)p - kZ_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p + kZ_r$ $r = (\mu_2 - \mu_1)p - kZ_r$	$f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 + \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$ $f_r = (\mu_2 - \mu_1)f_1$
6 <sup>th</sup>	$p_{6\psi} = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{\mu} \sum_{\nu} B_{\mu} B_{\nu} \bar{\Lambda}_0 \cos[(\mu \pm 1)\omega_r t - (\mu \pm \nu)p\theta - (\pm\psi \pm \frac{\pi}{2})]$	$B_{\mu} B_{\nu} \bar{\Lambda}_0 / (2\mu_0)$	$r = (\mu + \nu)p$ $r = (\mu - \nu)p$	$f_r = (\mu + \nu)f_1$ $f_r = (\mu - \nu)f_1$
7 <sup>th</sup>	$p_{7\psi} = \sum_{\mu} \sum_{\nu} \sum_{k} (-1)^{k+1} \frac{1}{4\mu_0} B_{\mu} B_{\nu} \bar{\Lambda}_k \cos[(\mu \pm 1)\omega_r t - \{(\mu p \pm kZ_r) \pm \nu p\}\theta - (\pm\psi \pm \frac{\pi}{2})]$	$B_{\mu} B_{\nu} \bar{\Lambda}_k / (4\mu_0)$	$r = \mu p + kZ_r + \nu p$ $r = \mu p - kZ_r + \nu p$ $r = \mu p + kZ_r - \nu p$ $r = \mu p - kZ_r - \nu p$	$f_r = (\mu + 1)f_1$ $f_r = (\mu + 1)f_1$ $f_r = (\mu - 1)f_1$ $f_r = (\mu - 1)f_1$
8 <sup>th</sup>	$p_{8\psi} = \sum_{\nu} \frac{B_{\nu}^2}{4\mu_0} \cos[2\nu\omega_r t - 2\nu p\theta - 2(\psi \pm \frac{\pi}{2})]$	$B_{\nu}^2 / (4\mu_0)$	$r = 2\nu p$	$f_r = 2f_1$
9 <sup>th</sup>	$p_{9\psi} = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{\nu_1, \nu_2} \sum_{\nu_3} B_{\nu_1} B_{\nu_2} \cos[2\nu_1\omega_r t - (\nu_1 + \nu_2)p\theta - 2(\psi \pm \frac{\pi}{2})]$	$B_{\nu_1} B_{\nu_2} / (2\mu_0)$ ( $\nu_2 > \nu_1$ )	$r = (\nu_1 + \nu_2)p$	$f_r = 2f_1$

$r$  — mode number of the exciting force waves,  $f_r$  — frequency of the exciting force waves,  $P_{peak-r/f}$  — amplitude of the exciting force waves.

Table 2. Vibration displacement in the machine core circumference for different mode number

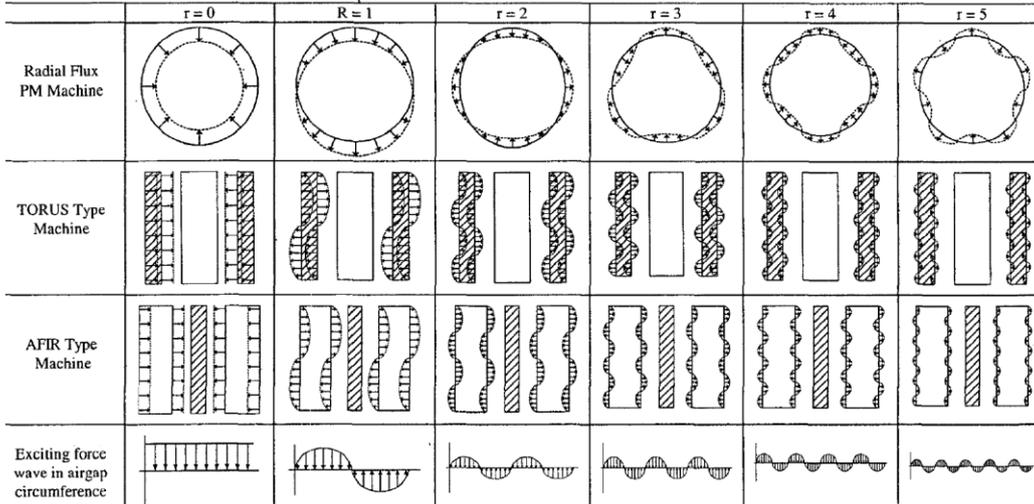


図 1.3-4 表面磁石型同期機の電磁力空間分布と周波数の例<sup>[64]</sup>

(S. Huang, et al, “Electromagnetic Vibration and Noise Assessment for Surface Mounted PM machines” (2001)より)

今回の8極、36スロットの永久磁石モータに上記をあてはめた場合、b)は周波数が低く、本モータで発生した振動、騒音と異なっている。

また、問題となった振動、騒音は負荷時に発生しているので a)は原因とは成らないが、この条件で発生する電磁力の空間次数を考える。8極、36スロット場合、回転子の起磁力基本波の空間次数は4となる。従って固定子スロットパーミアンスで変調された回転子磁界の空間次数は、40ないし32次となる。このため回転子の磁界と固定子のスロットパーミアンスにより変調された回転子の磁界による高調波電磁力の空間次数は、4±40次ないし、4±32次となる。小さいものでも空間28次と高く、周波数も時間基本波の倍周波となり、8極、36スロットの永久磁石モータで発生した振動、騒音と比べ、空間次数が高く、周波数も低くなる。

また、近年、表 1.3-1 や図 1.3-5 に引用した様に、固定子電機子起磁力分布と回転子界磁起磁力分布とスロットパーミアンスの関係から、振動を発生する可能性のある電機子起磁力と、界磁起磁力の各次数と、スロット数の組み合わせを検討し、電磁力の値と次数について解析値と有限要素法による数値解析の比較を行った研究<sup>[65]</sup>や、集中巻分数スロットのモータに対して、有限要素法を用いた電磁力解析と構造解析を行い、電磁力の空間分布次数と固有振動数の解析値を検討し、騒音の測定結果を評価する研究<sup>[66]</sup>が行われているが、各起磁力分布をカレントシートで定式化したため、高調波電磁力に対するスロット数の影響が明確で無い事<sup>[65]</sup>と、起磁力分布と発生電磁力の空間分布と時間周波数の関係について検討されて無いため<sup>[66]</sup>、固定子電機子巻線のスロット数や、毎極毎相スロット数等の設計パラメータと、電磁力の空間分布と時間周波数、ならびに固定子の固有振動数との関係、さらに空間分布が低次で周波数が高い振動、騒音が発生する原因やその解決方法の検討はされていない。

表 1.3-1 各起磁力とスロット数と高調波電磁力次数の例<sup>[65]</sup>

(Z.Q. Zhu, et al.; “Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines”(2010)より)

TABLE II  
SLOTTED FIELD HARMONICS IN 10-POLE/12-SLOT MACHINE

	Slotless field harmonics	Permeance harmonics ( $iN_s, i=1,2,3\dots$ )	Slotted field harmonics	
			$ iN_s-np $ or $ iN_s-m $	$iN_s+np$ or $iN_s+m$
PM	$np=5,15,25,35,45,55,65,75\dots$	0,12,24,36,48,60,72,84...	<b>1,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21...</b>	17,27,29,37,39,41,47,49,51,...
AR	$m=1,5,7,11,13,17,19,23,25\dots$	0,12,24,36,48,60,72,84...	1,5,7,11,13,17,19,23,25...	13,17,19,23,25,29,31,...
Load	1,5,7,11,13,15,17,19,23,25...	0,12,24,36,48,60,72,84...	1,3,5,7,9,11,13,15,19,21,23...	13,17,19,23,25,27,29,31,...

Note: PM and AR designate for the permanent magnet and armature reaction fields, respectively

TABLE III  
SLOTTED FIELD HARMONICS IN 8-POLE/12-SLOT MACHINE

	Slotless field harmonics	Permeance harmonics ( $iN_s, i=1,2,3\dots$ )	Slotted field harmonics	
			$ iN_s-np $ or $ iN_s-m $	$iN_s+np$ or $iN_s+m$
PM	$np=4,12,20,28,36,44,52,60,68,76\dots$	0,12,24,36,48,60,72,84...	<b>4,8,12,16,20,24,28,32,...</b>	16,24,28,32,36,40,44,...
AR	$m=4,8,16,20,28,32,40,44\dots$	0,12,24,36,48,60,72,84...	4,8,16,20,28,32...	16,20,28,32,40,44,...
Load	4,8,12,16,20,28,32,36,40,44...	0,12,24,36,48,60,72,84...	4,8,12,16,20,24,28,32,...	16,20,24,28,32,36,40,44,...

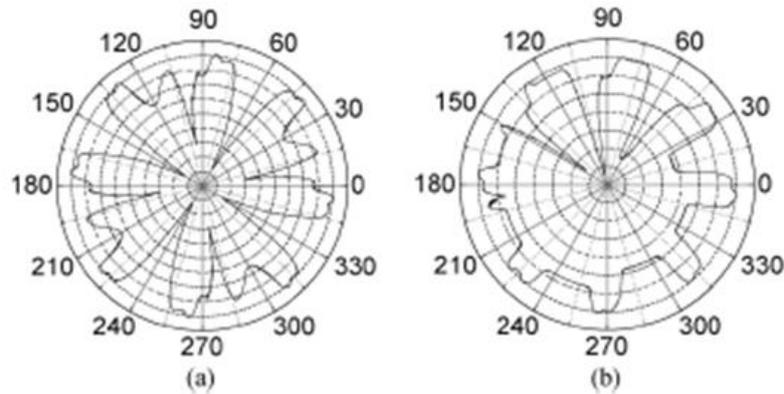


Fig. 4. Radial force distribution in air gap: (a) 8-pole/12-slot model; (b) 8-pole/9-slot model.

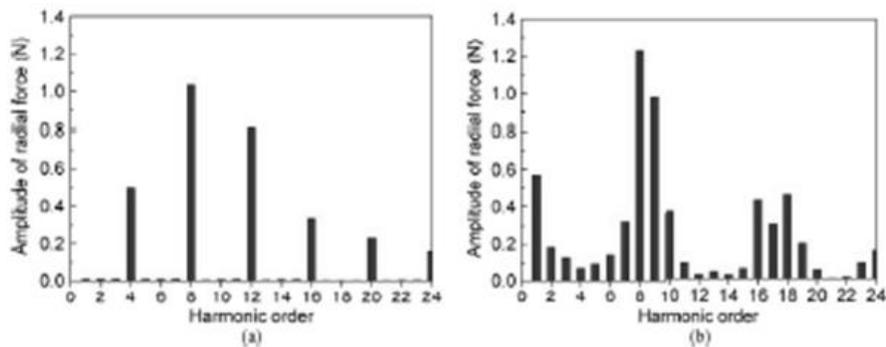


Fig. 5. Space harmonics of radial force: (a) 8-pole/12-slot model; (b) 8-pole/9-slot model.

図 1.3-5 集中巻埋め込み磁石型同期機の電磁力の空間分布と次数の例<sup>[66]</sup>

(T. Sun, et al.: “Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor” (2011)より)

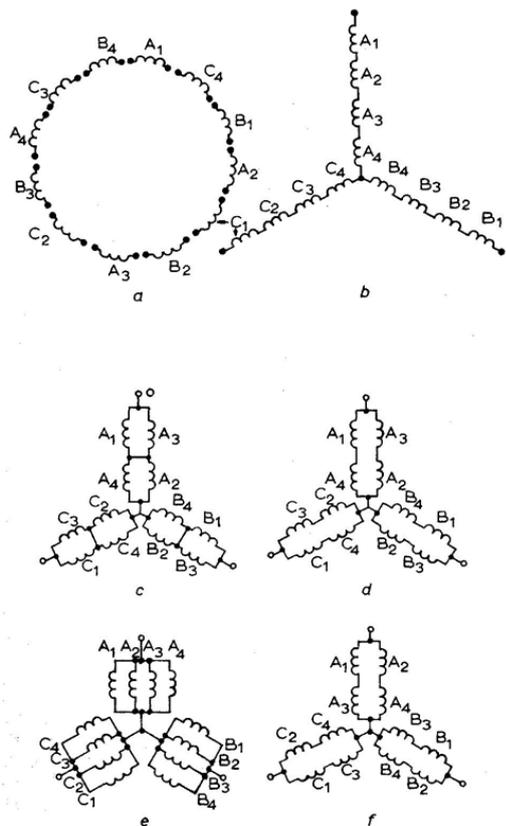
以上のように、今回の 8 極、36 スロットの永久磁石モータで発生した振動、騒音の発生機構は、誘導電動機および永久磁石モータのこれまでの研究で説明されているギャップの高調波電磁力による振動、騒音のいずれの要因とも合致しない。また、最近行われた固定子電機子と回転子界磁の起磁力分布とスロット数等の設計パラメータの組み合わせで発生する高調波電磁力と、振動、騒音の関係を検討したものでも、空間分布が低次で周波数が高い、振動、騒音が発生する原因や、その解決方法について、固定子電機子巻線のスロット数や、毎極毎相スロット数等の設計項目と関連付けた説明はされていない。したがって、その発生機構を明らかにし、その対策を提示することは、今後の永久磁石モータの低振動、低騒音化を進めるうえで重要である。

(2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音<sup>[19] [36]-[47][69]-[87]</sup>

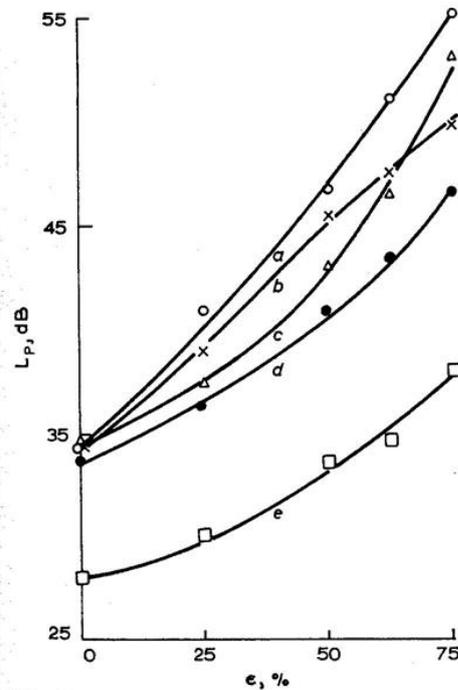
誘導電動機では偏心にともなう磁気回路パーミアンス変化による磁気吸引力の不均衡による振動と騒音、発生仕組みが文献<sup>[39][43] [47][73] [75]</sup>に説明がされている。

誘導電動機では、初期には振動がシャフトや磁気回路の設計に影響し、高出力化、高効率化の妨

げとなっていたことと、騒音の抑制のため検討が進められ、磁気吸引力の不均衡と、並列回路の抑制効果の実験的な検証が、図 1.3-6 に引用した様に盛んに検討され<sup>[71]</sup>、電機子巻線に極数とほぼ同数の並列回路とすることが低振動、低騒音に効果的であるとされている<sup>[37] [69] [77]</sup>。この図の場合では、4 極直列接続の場合 (a) より、2 並列接続 (b) (c) (d) の方が騒音が低減し、4 並列接続 (e) が一番騒音が低減することを示している。



**Fig. 5**  
Winding group and equaliser connections for 4-pole machine (motor 1)  
PROC. IEE, Vol. 118, No. 1, JANUARY 1971



**Fig. 7**  
Variation of narrowband sound-power level  $L_p$  centred at 1200 Hz with relative eccentricity  $\epsilon$  for various parallel paths and connections (motor 1)  
Passband is 6% of centre frequency, constant applied voltage per winding section, total of 240V when all in series, star connection; confidence level = 97.5%  
a All pole groups in series  
b Two parallel paths with opposite pole groups in parallel, but without equaliser  
c Two parallel paths with odd pole groups in series and without equaliser  
d Two parallel paths with equaliser and opposite pole groups in parallel  
e Four parallel paths

図 1.3-6 誘導電動機の電機子巻線多並列回路接続による低振動、低騒音化の検討例<sup>[71]</sup>

(A. J. Ellison, et al.; "Effects of rotor eccentricity on acoustic noise from induction machines"(1971)より、The Institution of Engineering & Technology 使用許諾済み)

近年では、実験に代わり、図 1.3-7 や図 1.3-8 に引用したように<sup>[75][77]</sup>、数値解析での検討が盛んに行われている。図 1.3-7 では、右から 2 番目の列にあるように 4 並列 (pararell) の場合が高調波電磁力が一番小さくなる事が示されており、図 1.3-8 でも 5 並列に比べ 10 並列の場合が、一番電磁力が小さいことが示されている。偏心にともなう磁気吸引力の不均衡による振動、騒音の低減には、前述の検討と同様に電機子巻線には 4 並列以上の多並列回路接続が効果があると説明されている<sup>[75][78][79]</sup>。

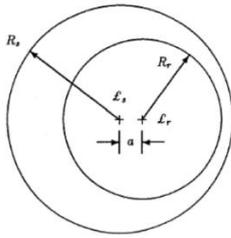


Figure 1: Simplified illustration of static eccentricity

Table 3: 2D-FFT Analysis of Air Gap Force Distribution With Static Eccentricity

No.	space pole pairs	time freq. (Hz)	Amplitude in % of Fundamental				Origin
			30% Static Eccentricity				
			series	opp. series	adj. series	parallel	
$F_{se1}$	5	+120	2.8	0.0	0.0	0.0	$(2P+1)\theta - 2\omega t$
$F_{se2}$	1	0	7.7	7.0	6.8	1.6	$\theta - 0\omega t$
$F_{se3}$	3	+120	4.1	3.2	3.0	0.0	$(2P-1)\theta - 2\omega t$
$F_{se4}$	6	+120	2.8	2.5	2.5	0.0	$(2P+2)\theta - 2\omega t$
$F_{se5}$	2	0	7.1	6.8	6.7	2.2	$2\theta - 0\omega t$
$F_{se6}$	2	+120	3.7	3.2	3.2	1.9	$(2P-2)\theta - 2\omega t$

図 1.3-7 4 極誘導電動機の偏心時の電機子巻線多並列回路接続の電磁力への影響の検討例<sup>[75]</sup>

(M. J. DeBortoli, et al.: "Effects of rotor eccentricity and parallel windings on induction machine behavior: a study using finite element analysis"(1993)より)

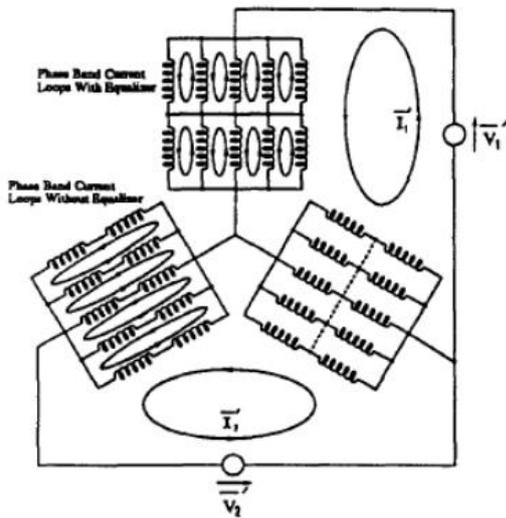


Figure 5: Series/parallel Connections Combined

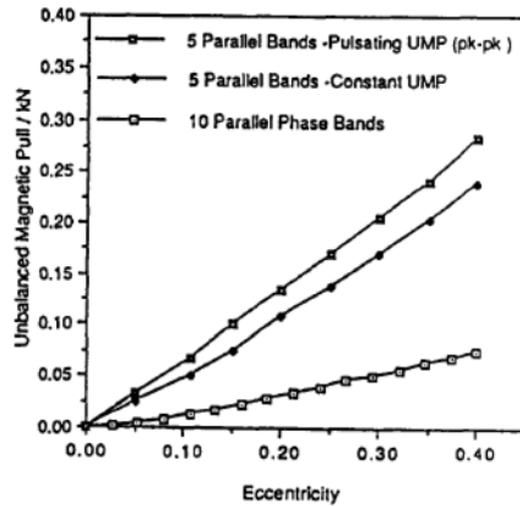


Figure 7: UMP for Parallel and Series/Parallel Connections

図 1.3-8 10 極誘導電動機の偏心時の電機子巻線多並列回路接続の電磁力への影響の検討例<sup>[77]</sup>

(D. G. Dorrell, A. C. Smith.: "Calculation of UMP in induction motors with series or parallel winding connections"(1994)より)

これに対して、同期機では、不均衡磁気吸引力と振動と回転子と固定子が接触するギャップ擦りの抑制を中心にした検討がわずかに行われていたが<sup>[63][76][80]</sup>、 図 1.3-9 や図 1.3-10 に引用した様に<sup>[82][86]</sup>、最近、数値解析で回転運動や振動について検討が行われるようになっている<sup>[67][68][81]-[87]</sup>。

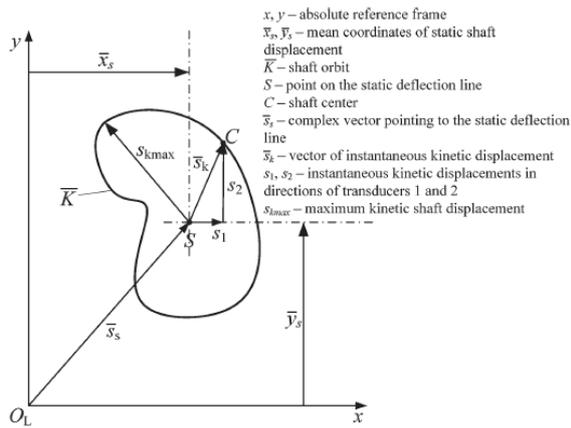


Fig. 1. Kinetic shaft orbit.

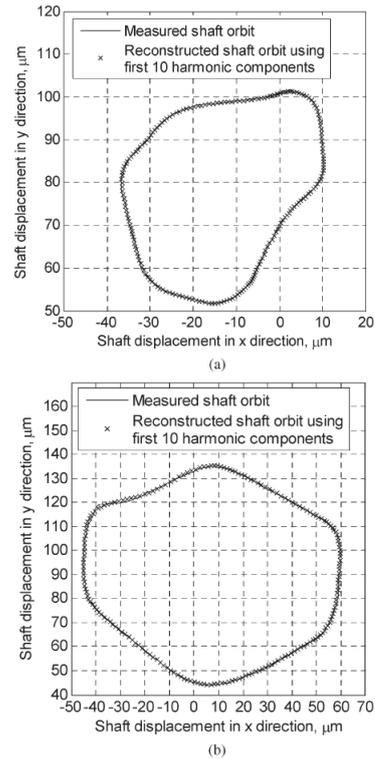


Fig. 5. Measured (averaged) and reconstructed shaft orbit for (a) no-load and (b) loaded condition.

図 1.3-9 突極型同期機の偏心時の回転中心軸の軌道シミュレーション例[86]

(D. Zarko, et al, : “Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in a Salient-Pole Synchronous Generator Using Finite-Element Method and Measured Shaft Orbit”(2012)より)

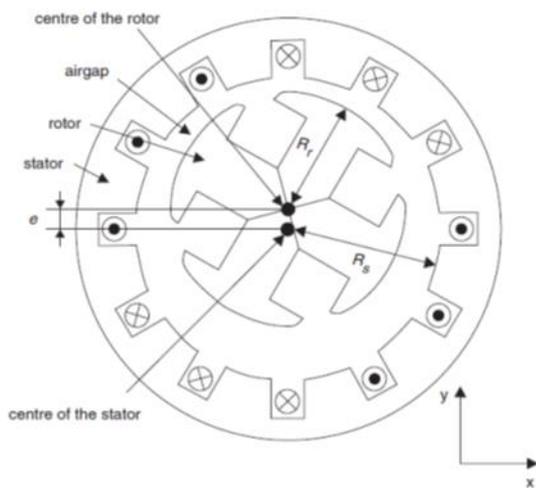


Fig. 2 Schematic generator with eccentric rotor

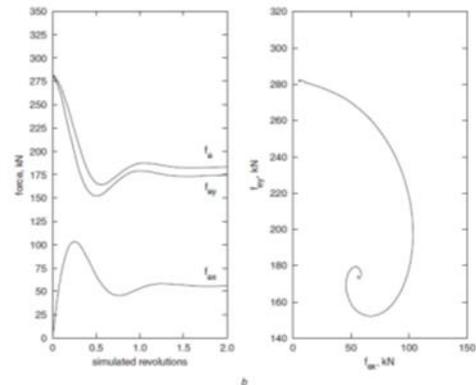


Fig. 3 Results from simulations  
 a At no-load  
 b At load  
 2mm static eccentricity and airgap length of 22mm  
 $f_c$  is the resulting force and  $f_y$  and  $f_x$  are the force components in the  $y$  and  $x$  directions, respectively  
 The eccentricity is only in the  $y$  direction

図 1.3-10 突極型同期機の偏心時の回転中心軸の軌道シミュレーション例[82]

(L. Lundstrom, et al, : “Influence on the stability of generator rotors due to radial and tangential magnetic pull force” (2007)より、The Institution of Engineering & Technology 使用許諾済み)

しかしながら、上記の巻線型同期機の例でも、偏心と、振動、騒音の関係について説明はされていない。また、永久磁石モータについても、偏心と騒音の関係とその対策について説明したものは見当たらない。したがって、永久磁石モータの偏心にともなう振動、騒音の機構を明らかにし、その対策を提示することは重要であると考ええる。

### (3) まとめ

以上述べた様に、現時点では、1) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音と推定されるものについては、従来の誘導電動機で導かれている振動、騒音を発生するモードと周波数では説明が出来ない結果となった。さらに、永久磁石モータの騒音で指摘されている振動と騒音の類型にも当てはまっていない。

また、最近行われている固定子電機子と回転子界磁の起磁力分布とスロット数等の設計パラメータの組み合わせで発生する高調波電磁力と振動、騒音の関係を検討したものでも、空間分布が低次で周波数が高い振動、騒音が発生する原因やその解決方法について、固定子電機子巻線のスロット数や、毎極毎相スロット数等の設計項目と関連付けた説明はされていない。

2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音と推定されるものについては、誘導機では固定子電機子巻線が2並列回路では効果がなく、4並列回路等の並列数を多くとることが効果的であると指摘されているが、同期機については、偏心と振動、騒音の関係とその対策について述べたものは見当たらない。

さらに、3) トルクリップルによる周方向高周波電磁力が周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音について問題を指摘した例は無い。

この様に、永久磁石モータの振動、騒音に関しては、1) ギャップの高調波電磁力による振動と騒音、2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音、さらに、これまで着目されていなかった、3) トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物の固有振動数（周方向）を加振して発生する振動、騒音について、その発生原因を理解するためのアプローチが始まったばかりと考えられ、一つのシステムを通して上述の1) から3) の振動、騒音の発生原因と対策についてまとめることは有意義と考える。

## 1. 4 研究の目的

本論文では、リラクタンストルクの利用比率を大幅に増大し、従来の永久磁石モータの欠点を改善し、永久磁石リラクタンスモータ (PRM) と表記することにしたモータ<sup>[15]</sup> で経験した図 1.4-1 に示す、i) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音<sup>[18]</sup>、iv) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音<sup>[19]</sup> および、これまで指摘の無かった、トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物の固有振動数 (周方向) を加振して発生する振動、騒音に対して、その発生原理を解明し、これに基づく根本的な解決方法を提案し、検証試験による妥当性を実証することを目的とする。

ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音<sup>[18]</sup> は、1. 3 (1) で述べた様に、従来の誘導電動機で導かれている振動と騒音を発生するモードと周波数では説明が出来ない振動、騒音であり、永久磁石モータの振動、騒音で指摘されている類型にも当てはまっていない<sup>[64]</sup>。

磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音<sup>[19]</sup> は、1. 3 (2) で述べた様に、誘導電動機では固定子電機子巻線に、4 並列回路等の並列数を多くとることが効果的であると指摘されている。これに対して、同期機では偏心と振動、騒音の関係と、その対策の検討はまだ十分に行われていない。

さらに、トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物の固有振動数 (周方向) を加振して発生する振動、騒音については、これまで問題が指摘された例が無い。

従って、これらに対して根本的な解決方法を提案し、検証試験で実証することは、適用機器が拡大している永久磁石モータの低振動、低騒音化に大きく貢献できると考える。

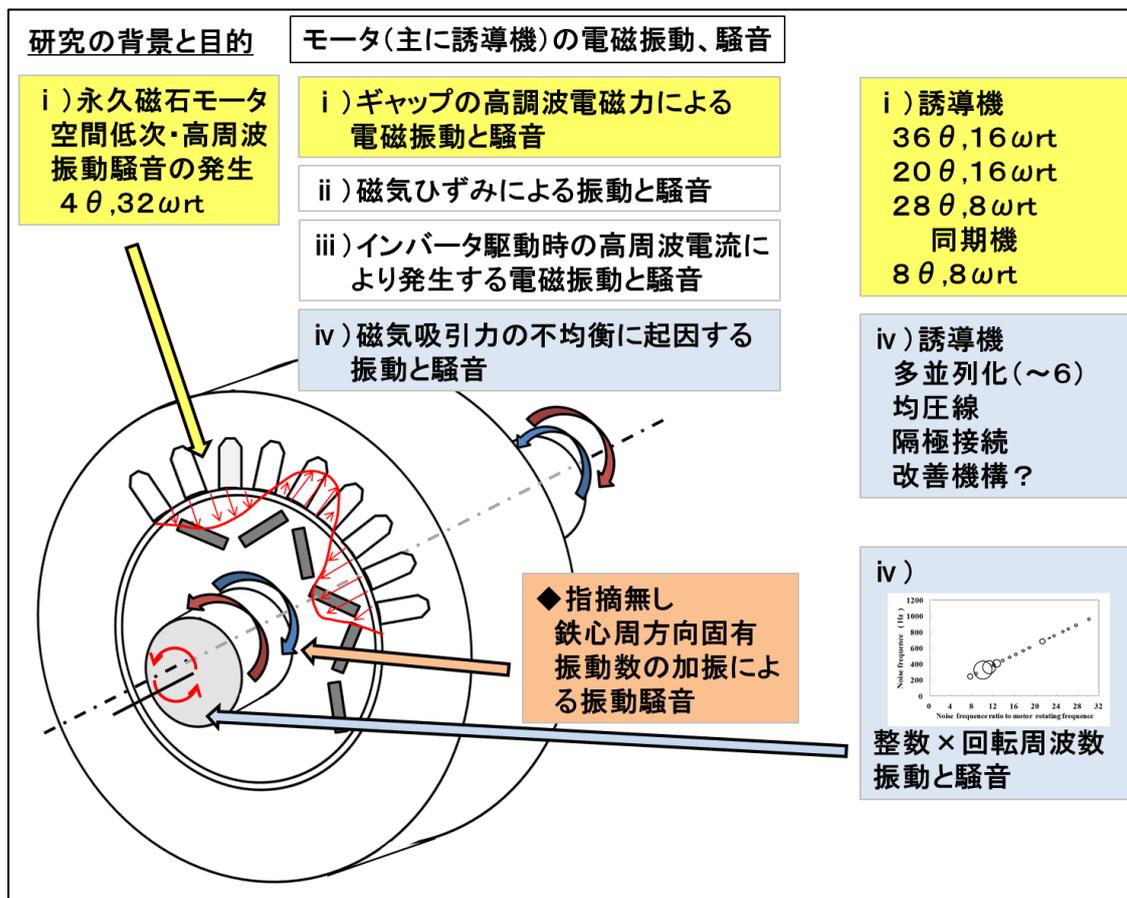


図 1.4-1 研究の背景と目的

## 1. 5 論文構成

上述の目的を達成するため、本論文では振動と騒音を発生し、その解決手法の開発を進めたモータについて、第2章「永久磁石リラクタンスモータ」で説明を行った。さらに、第3章「ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音」でギャップ電磁力が固定子鉄心の固有振動数を加振して発生する振動、騒音の発生原理と解決手法をまとめた。さらに、第4章「磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音」で、巻線ならびに磁気回路の不均衡に起因する振動、騒音の発生原理と解決手法をまとめた。また、第5章「トルクリップルによる周方向高周波電磁力が発生する振動と騒音」で、トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物（固定子鉄心）の固有振動数（周方向）を加振して、振動、騒音を発生する原理と解決手法をまとめた。

得られた振動、騒音の低減効果については6章「騒音低減の効果と評価」で評価し、これらの結果を受けて結論を第7章にまとめた。

## 2. 永久磁石リラクタンスモータ

### 2. 1 HEV、EV 用モータの仕様

本節では、現行の代表的なハイブリッド自動車（HEV）、電気自動車（EV）用ドライブシステムの構成と、HEV、EV 用モータの車載モータとして要求される駆動特性について説明する。

電気駆動の自動車の歴史は内燃機関を用いる現在の形の自動車より古いことは1章で述べた。電気駆動の開発はエネルギー危機の度に機運が高まり、技術の蓄積が図られてきており、現在では、1997年に量産型HEVである初代プリウスが市場投入されたのを皮切りとして2009年の軽自動車をベースとした量産型EV、2010年には乗用車型EVが市場投入され、市場規模の拡大が期待されている。

現在のHEV用ドライブシステムは概略、図2.1-1のようになる。HEVではエンジンとモータ・インバータを組み合わせることで最適な駆動力を発生するため、現状のエンジンスペースにモータ・発電機・インバータを収容するので、ドライブシステムとして小形・高出力、軽量化が求められる<sup>[1][2][10][13]</sup>。

EVではエンジンが無いが、バッテリー搭載スペースを確保し使用電力量に対する走行距離、いわゆる電費を向上するため、同様に小形・高出力、軽量化が求められる<sup>[1][2][10][13]</sup>。

モータには図2.1-2に示す特性が求められる。一般の車ではギアをローからトップまで変化させ図のような特性を得ている。これに対してHEV、EV化することで、モータには坂道発進やエンジン始動時等の低速時に大トルク、中・高速域での加速・追い越し時に最大出力となる、定トルク、定出力が要求され、かつ可変速範囲が広いことが望ましい事が分かる。

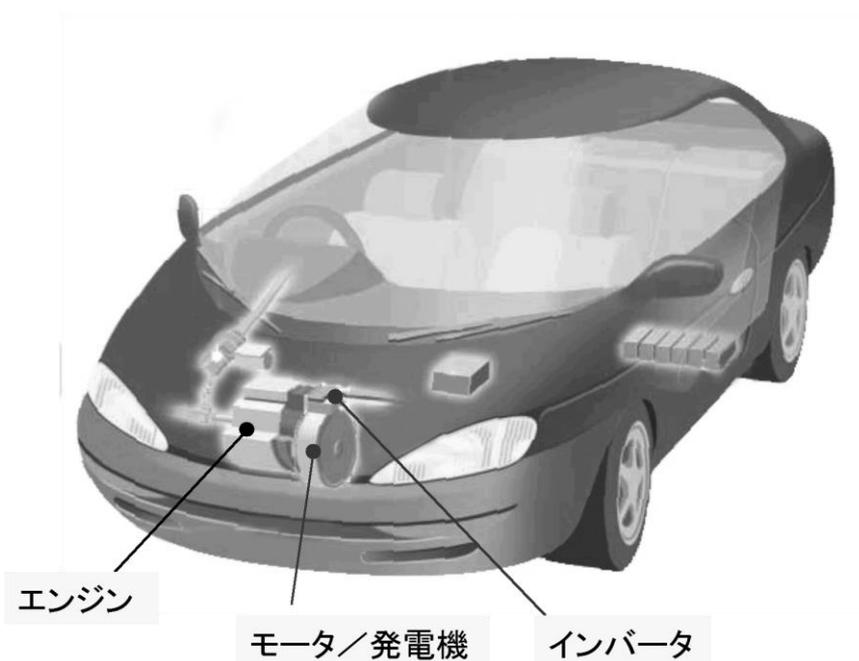


図 2.1-1 EV/HEV 用ドライブシステム

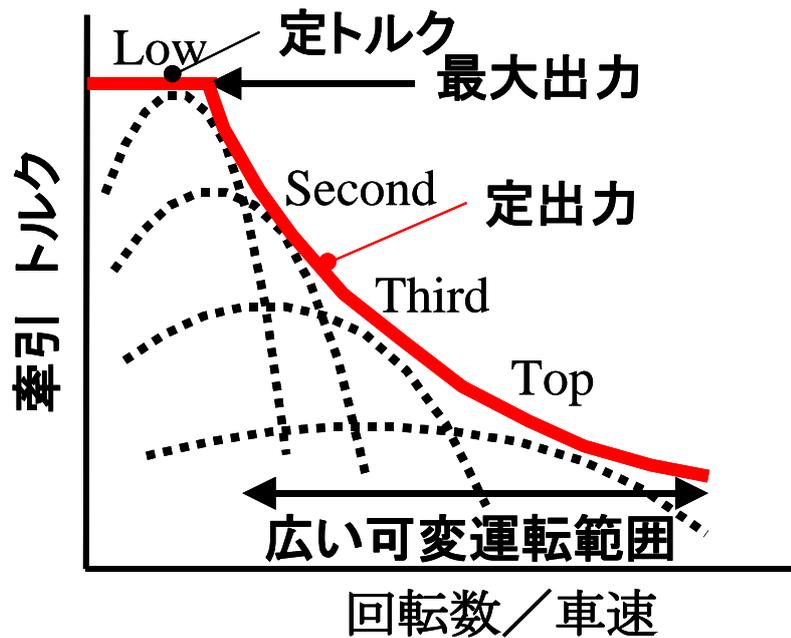


図 2.1-2 自動車のトルク特性と HEV/EV モータの駆動特性

## 2. 2 HEV、EV モータの回転子断面の変遷

本節では、現在量産されている HEV、EV に搭載されているモータの回転子断面の変遷について概説する。1. 1 節と 1. 2 節で HEV、EV 用の駆動用モータに埋め込み磁石型モータ (IPM) を適用する際に可変速範囲の広さに起因する過剰な誘起電圧と、その緩和の結果、弱め界磁制御時に

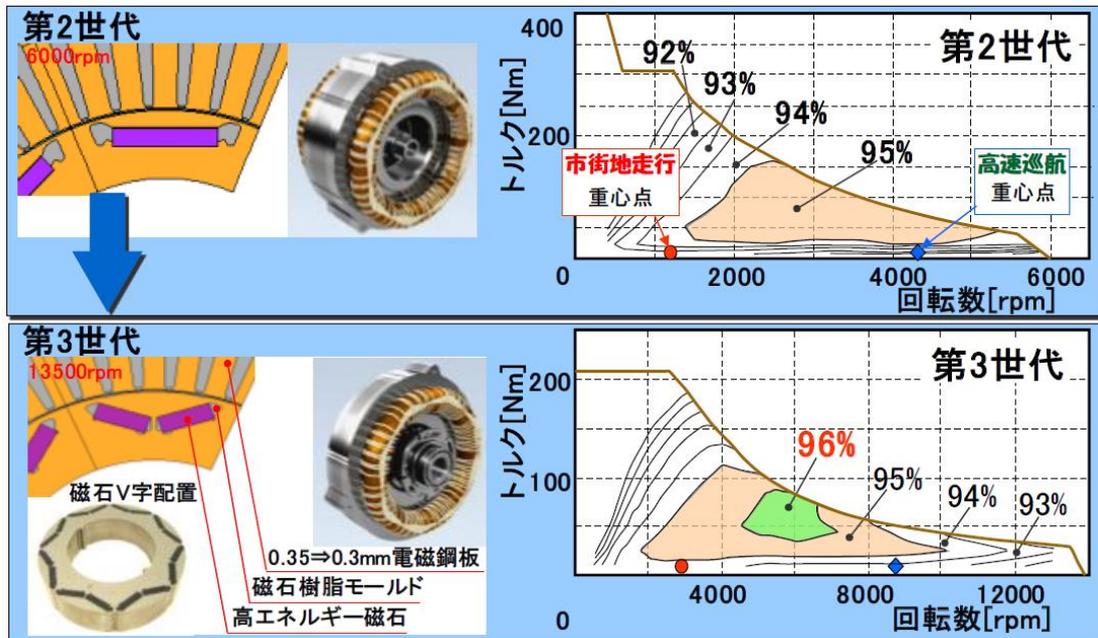


図 2.2-1 トヨタ自動車における回転子断面形状とトルク-回転数特性の変化<sup>[24]</sup>  
(松延・橋本・松並他：「自動車用モータの現状分析」，平 24 電学産業応用部門大会(2012)より)

損失が生じることと、両課題に対応するためにリラクタンストルクを活用し、可変速時の誘起電圧の抑制と弱め界磁制御を適用する運転領域の縮小が一般的になって来たことを簡単に述べた。後述の2.3に述べるように筆者らは、IPMの欠点を認識し、これらを解決するために直接リラクタンストルクを主成分とする回転断面形状の開発に取り組んだが、量産車メーカーにおけるモータでは、その開発ステップに応じて回転子断面形状が変化している。

図2.2-1から図2.2-7に量産車を市場投入したメーカーにおける回転子断面形状の変遷を示す。図2.2-1はトヨタ自動車における回転子断面形状の変化と、それにとまうトルク-回転数特性を示す<sup>[24]</sup>。

2000年にモデルチェンジされたプリウスでは、それまでの一文字配置の通常のIPM形状であったものが、リラクタンストルクを増大させるため、2005年に市場投入されたハリアハイブリッド(SUV)、3代目プリウスではV字配置となっている<sup>[8][13][24][30][31]</sup>。文献[8]には、この間に回転子形状を高速回転に耐えるように変更し、リラクタンストルクの使用率を2000年プリウスの54(%)から2005年ハリアハイブリッドでは、63(%)に増加させ、最高運転回転数を6,000(rpm)から10,000(rpm)に拡大し、6,000(rpm)での損失も34(%)低減することに成功したことが述べられている。

図2.2-2から、図2.2-5には、本田技研工業における回転子断面の変化を示す。1999年に市場投入されたパラレルハイブリッドであるInsightでは、表面磁石型モータ(SPM)であったが<sup>[24][32]</sup>、Fit Hybridやシリーズ・パラレルハイブリッド方式に適用されたモータでは、IPM形状となっている<sup>[32]</sup>。文献[32]には、2006年以降のCivic HybridとFit HybridでSPMからIPMに変更し、リラクタンストルクを25(%)向上し、軽負荷時の効率向上と最大出力を22(kW)に増大したことが述べられている。この他に、図2.2-4に引用したインセット型の表面磁石型モータも燃料電池車用にラインナップされている<sup>[32]</sup>。

最近では、燃料電池車(FCV)に向けた航続距離の向上のため、2モータのシリーズハイブリッドシステムを開発し、2014年にプラグインタイプのアコードに適用したことが報告されている<sup>[33]</sup>。プラグインアコード用のモータは、図2.2-5に示す様に磁石をV字配置にしたモータとなっており、リラクタンストルクの利用率を一層拡大している<sup>[33]</sup>。

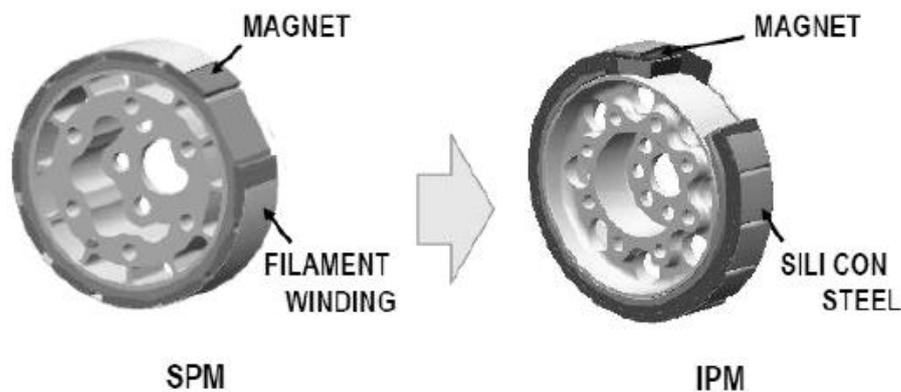


図16 大トルク化の為のロータ構造の変更

図2.2-2 本田技研工業における回転子断面形状(SPMからIPM)<sup>[24]</sup>

水谷・山本・渋川他：「自動車用モータのニーズ技術」, 平24電学産業応用部門大会(2012)より

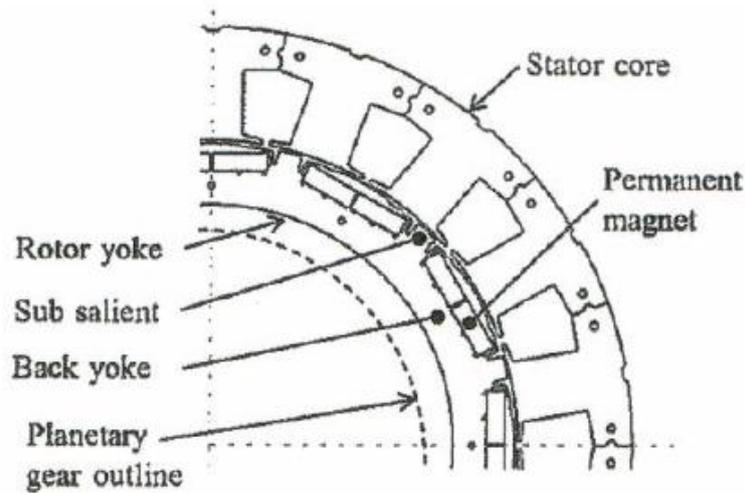


図 17. IPM ロータ構造

Fig.17. Structure of IPM rotor

図 2.2-3 本田技研工業における回転子断面形状 (IPM) [32]

(山本:「自動車用主機モータの技術動向とブレークスルー展望～ホンダにおける小型・高効率化の変遷～」、平 26 電学産業応用部門大会(2014)より)

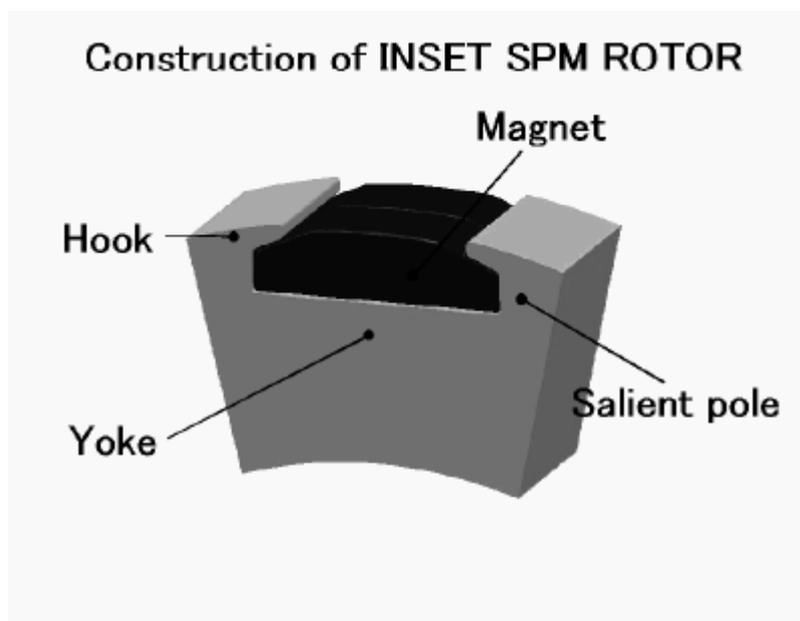


図 9. インセット SPM ロータ

Fig .9. Inset SPM Rotor

図 2.2-4 本田技研工業における回転子断面形状 (SPM) [32]

(山本:「自動車用主機モータの技術動向とブレークスルー展望～ホンダにおける小型・高効率化の変遷～」、平 26 電学産業応用部門大会(JIASC2014) (2014)より)

図 2.2-6 には、日産自動車のモータの回転子断面を示す<sup>[13][34]</sup>。2010 年に市場投入された日産リーフは本格的な量産型電気自動車である。他の量産車用モータと異なり、磁石を三枚用いて▽型に配置した IPM となっている。リーフのモータは初期には最大トルクが 280 (Nm)、2012 年のマイナーチェンジ後も 254 (Nm) と HEV 用モータよりやや高めとなっており<sup>[34][35]</sup>、モータのみで全駆動力を発生するため、高トルク・高主力となっていると考えられる。

また、同一容量の電池で走行距離を伸ばすため、モータギャップの高調波磁界を低減し鉄損を抑制するため、磁石を 1 極当たり 3 枚用いた▽配置になっていると考えられる。

磁石を 3 枚用いることにより起磁力分布の自由度が増え、図 2.2-7 に示す様に電磁力を低減し、振動、騒音を低減していると見られる。磁石枚数を増やせば、起磁力配置の自由度が増え、トルク、出力、損失、振動・騒音のバランスを取りやすくなると考えられるが、他方、磁石重量、製造工数、コストが増大するものと考えられる。

技術的には低コスト化の可能性が高い、1 極当たり磁石 2 枚を用いた回転子構造でモータ性能を向上させていくことが日本の製造業の競争力強化に寄与するところが大いと考えられる。

以上述べた、現在量産されている HEV、EV 用モータの特徴をまとめると表 2.2-1 の様になる。今回の永久磁石モータの低振動、低騒音化の研究には、2. 3 節に特徴を示す永久磁石リラクタンスマータ (PRM) を用いた。このモータはリラクタンストルクが主となる様に、回転子内の磁石配置を最適化して開発をしたものだが、本節で述べた様に、各量産車メーカーの HEV、EV 用モータの特性は、このモータの開発思想に近づいていると考えられる。したがって、本研究で得られる永久磁石モータの低振動、低騒音化の技術は、より直接的に HEV、EV 用モータの低振動、低騒音化に役立つものとする。

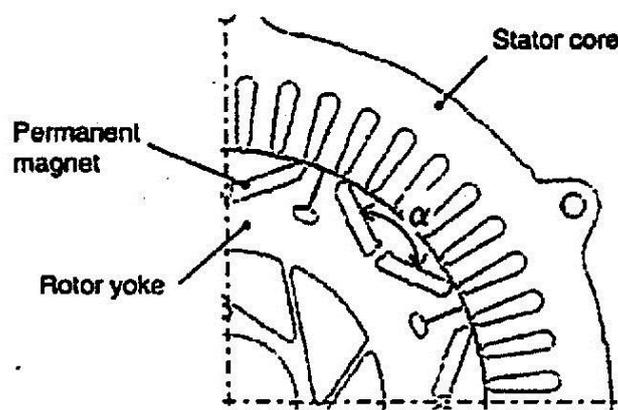


Fig. 5 Profile of motor core

図 2.2-5 本田技研工業における回転子断面形状 (IPM) <sup>[33]</sup>  
 (黒木、大塚:「Sport Hybrid i-MMD システム用モータと PCU の開発」、  
 Honda R&D Technical Review (2013)より)



図 7 ▽型磁石配置ロータ

図 2.2-6 日産自動車における回転子断面形状 (▽配置 IPM) [13]

(松延・橋本・松並他 : 「自動車用モータの現状分析」, 平 24 電学産業応用部門大会(2012)より)

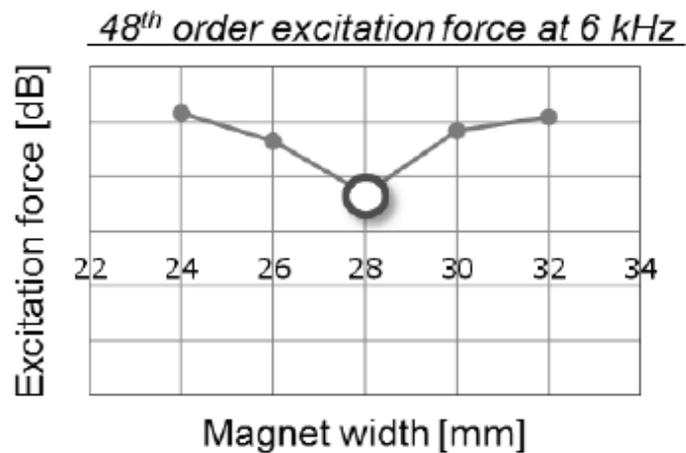
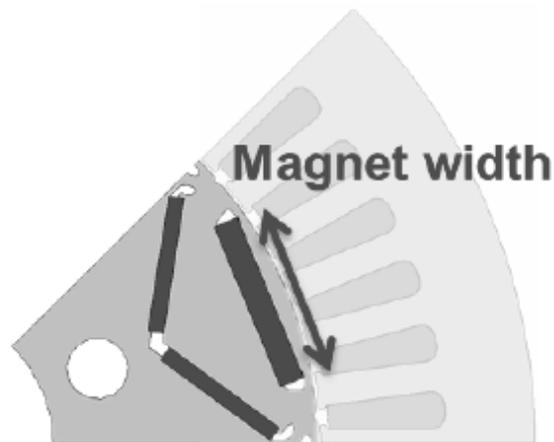


Fig. 6 Sensitivity of electromagnetic excitation force to magnet width

図 2.2-7 日産自動車における回転子断面形状 (▽配置 IPM) [35]

(石川: 「日産リーフにおける駆動モータの進化」, 平 26 電学産業応用部門大会(2014)より)

表 2.2-1 HEV、EV 用主機モータの概要

車種	回転子磁石配置	固定子巻線形式	DC バス電圧 (V)	最大トルク (Nm)	最大出力 (kW)
トヨタ プリウス (第三世代)	V 字型	分布巻	500	207	60
トヨタ ハリアハイブ リッド	V 字型	分布巻	650	333	123
ホンダ インサイト	表面磁石型	集中巻	100	83	9.2
ホンダ シビック	埋込み磁石型 (二分割)	集中巻	不明	108	10
ホンダ プラグイン・ア コード	V 字型	分布巻	700	307	124
日産リーフ	▽型	分布巻	210-403	280→254	80
東芝 PRM	V 字型	分布巻	220	210	61

## 2. 3 永久磁石リラクタンスモータ (PRM) の特長

可変速範囲の拡大のために、いくつかのモータ形式が提案されているが<sup>[16][25]-[29]</sup>、ここでは、筆者らが開発した永久磁石を補助的に使用して、リラクタンスモータの特性を改善し、永久磁石リラクタンスモータ (Permanent magnet Reluctance Motor ; PRM) と表記することにしたモータについて、その特長をまとめる<sup>[16]</sup>。

永久磁石モータは、磁石による磁束が一定であるため高回転数域では発生誘起電圧が大きくなり、必要なトルクを発生するための電流を回路的に供給できなくなる。このため高速回転時には、トルク電流をモータに流すため、モータの固定子巻線に流す電流の位相を調整し、d 軸成分電流による磁束で磁石磁束の一部を相殺して、固定子の電圧を低減する弱め界磁制御を適用するか<sup>[21][22]</sup>、より容量の大きなインバータを用意して対処する必要がある。弱め界磁制御では、磁石磁束の基本波成分を弱めるため、固定子鉄心に磁石磁束の高調波成分が残ることと<sup>[88]</sup>、d 軸電流成分による固定子電機子巻線の基本波磁束が、モータの磁気回路のパーミアンス分布により変調され高調波成分が増大し、固定子鉄心の高調波損失が増加し効率が低下する。このように通常の永久磁石モータは、高速時に供給電流が増大し鉄損が増加すること、可変速範囲を大きくとる場合は所要インバータの容量が増大するという課題がある。

PRM は永久磁石モータの欠点を解決するため、シンクロナスリラクタンスモータ (SynRM) の特性改善を目指して開発されたモータである。少量の磁石を使用し、回転子に磁氣的に強い異方性が出る断面形状を採用することにより、リラクタンストルクを増大させ、磁石トルクの比率と誘起電圧を低減し、高速時の固定子巻線電流の増大と効率低下を抑制している。

(1) PRM の構造<sup>[2][26]</sup>

現在、永久磁石モータの主流となっている IPM は、磁石磁束によるトルクを主とするため、図 2.3-1 に示す様に磁石が設置された幾何学的な軸が磁極となる。

PRM ではシンクロナスリラクタンスモータ (SynRM) と同様に、磁束が通りやすい方向を d 軸とし、磁束が通りにくい方向が q 軸となる。このため、リラクタンストルクが主なトルクとなり、図 2.3-2 のように磁石が設置された軸から見て電気角で 90 度進んだ位置が d 軸磁極となる。

図 2.3-2(c) に示したように、磁石は、電機子巻き線の作る q 軸磁束を打ち消す方向に着磁されているため q 軸磁束が減少し、磁気回路的には d 磁位置にある主磁極の漏れが抑制され、d 軸と q 軸インダクタンスの差が大きく、リラクタンストルクが増大する。また、モータの端子側から電気回路的に見た場合は、SynRM より力率が改善される<sup>[2][26]</sup>。

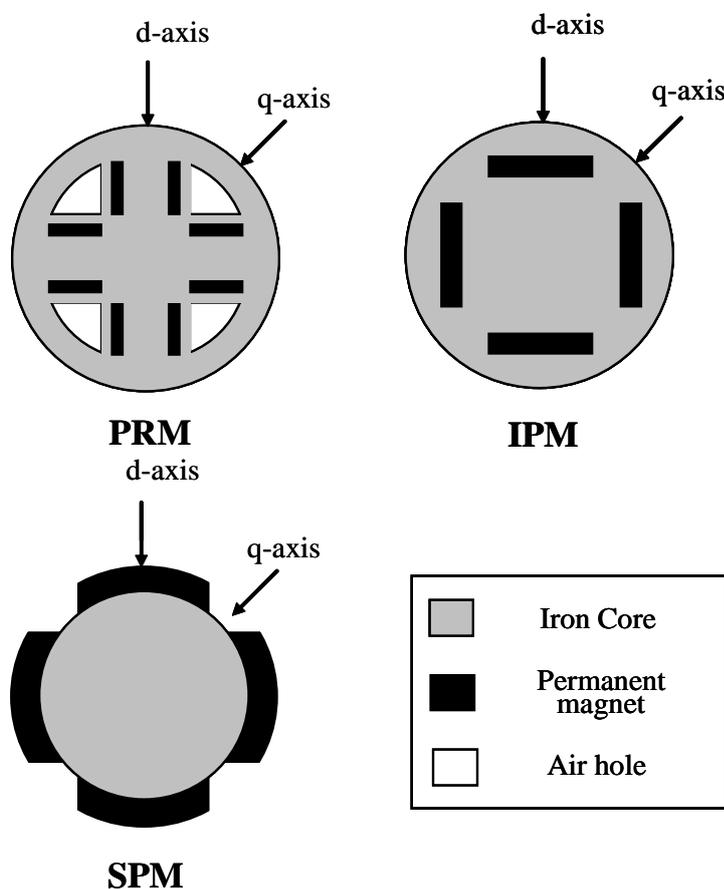


図 2.3-1 回転子の磁石配置と磁極位置

(2) PRM の特性<sup>[1][2][26]</sup>

永久磁石モータと同じように等価回路に基づいた特性の検討を行う。図 2.3-2 に示した、d 軸、q 軸に対して d-q 軸変換したベクトル図は図 2.3-3 のようになる。

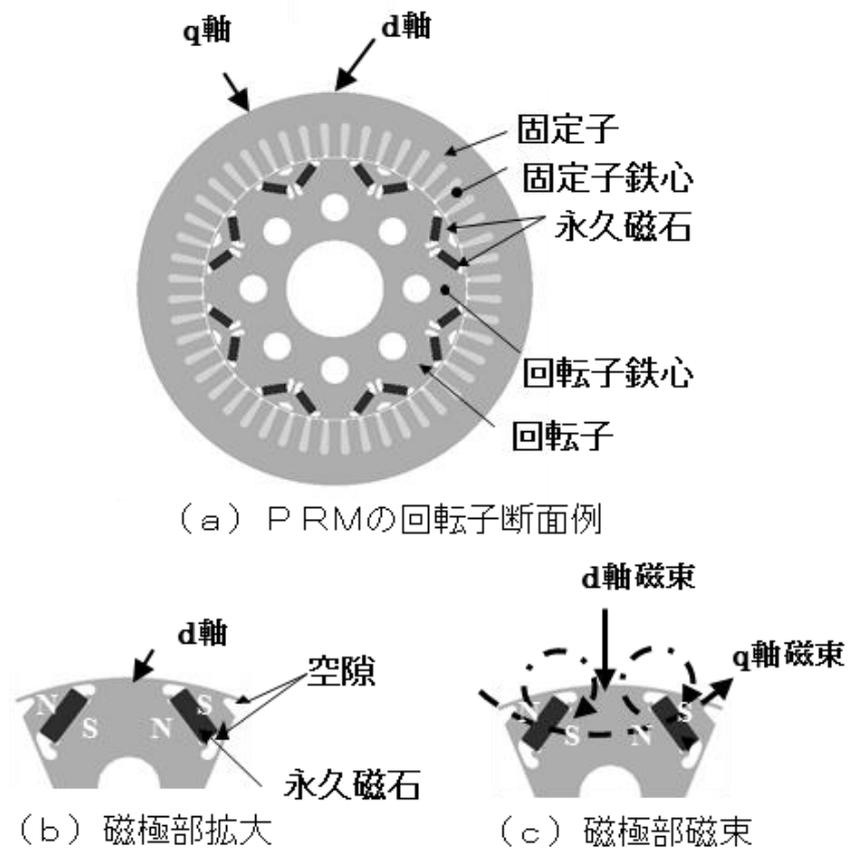


図 2.3-2 PRM の基本構成

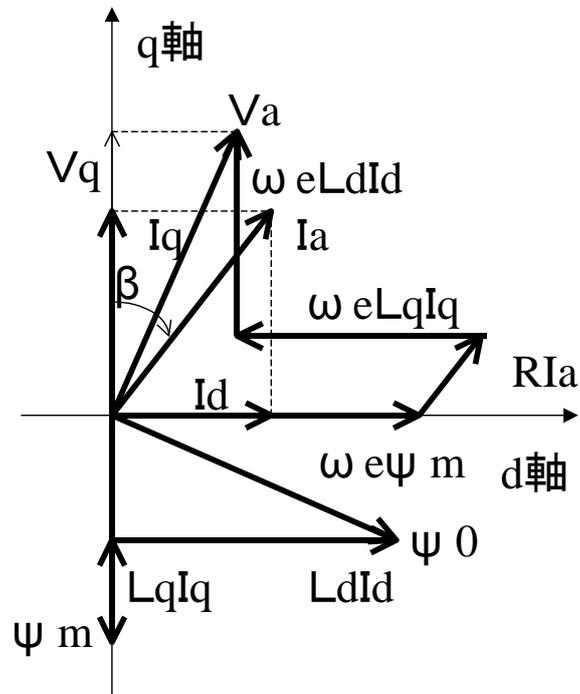


図 2.3-3 永久磁石リラクタンスモータ (PRM) のベクトル図

これを元にした電圧、電流とトルクの特特性式は次のようになる。

$$V_d = R \cdot I_d - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q + \omega_e \cdot \phi_m \quad (2.3-1)$$

$$V_q = \omega_e \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q \quad (2.3-2)$$

$$T = p \cdot \phi_m \cdot I_d + p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \quad (2.3-3)$$

$$\omega_e = 2\pi f \quad (2.3-4)$$

$L_d$  : d 軸インダクタンス、 $L_q$  : q 軸インダクタンス、

$R$  : 電機子巻き線抵抗、 $\phi_m$  : 永久磁石による電機子鎖交磁束

$p$  : 極対数、 $f$  : 電源の周波数

IPM の場合と同様に、(2.3-3) 式の第 1 項は永久磁石に依存する項で、磁石トルク、第 2 項は回転子の突極性で発生するリラクタンストルクである。PRM は前述のように順突極となる構造に加え、q 軸に逆極性に磁石が入るため、 $L_q$  が見かけ上小さくなり、 $L_d \gg L_q$  となる。このため、 $I_d$  が正の値の領域でトルク最大となり、非常に大きなリラクタンストルクが得られる。

(2.3-2) 式で、(2.3-5) 式のように設定できる場合は、抵抗による電圧降下を無視すると、電圧  $V$  は  $L_d \cdot I_d$  だけとなり  $I_d$  の調整で加変速範囲を無限に広くとることが出来る。また、高調波鉄損も少なく出来る。

$$L_q \cdot I_q \sim \phi_m \quad (2.3-5)$$

また、この条件下でトルクは式 (2.3-6) のようになる。

$$T = p \cdot L_d \cdot I_d \cdot I_q \quad (2.3-6)$$

PRM で、最大トルク時に式 (2.3-5) を満足し  $L_q$  が小さくなる様にモータ設計を行えば、 $I_q$  を大きくすることが出来、 $L_d$  が大きいこととあわせて、式 (2.3-6) で表されるトルクも大きな値が得られる。逆に、所定のトルクが得られれば、IPM と比較して磁石量を減らすことも出来る。

PRM の加変速運転時の電圧、電流とトルクの変化の様子を図 2.3-4 に示す。

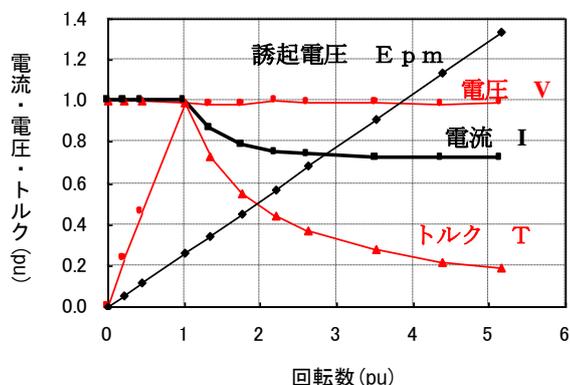


図 2.3-4 PRM モータの特性例<sup>[2]</sup>

IPM の場合と比べ、基底速度を越えた高速側で発生誘起電圧の増加が緩やかとなり、高速時の電流は減少する事が分かる<sup>[1][2][25][28]</sup>。

以上に述べた様に PRM は可変速運転をする用途、例えば、EV、HEV や電车用モータとして非常に適した特性を持っている。

## 2. 4 HEV 用 PRM

開発時に振動、騒音を発生し、3章以下に述べる低振動、低騒音化対策を実施した PRM の概観は、図 2.4-1 の様になる。

最大トルク 210 (Nm)、最大出力 65 (kW)、最高回転数 13,500 (rpm) で、可変速比率 1:5 を実現した小型、高速、高出力モータであり、世界初の量産タイプのハイブリッド SUV に適用されたモータである。量産時の主要諸元を表 2.4-1 に示す<sup>[15][27]</sup>。



図 2.4-1 SUV 用 PRM モータの概観

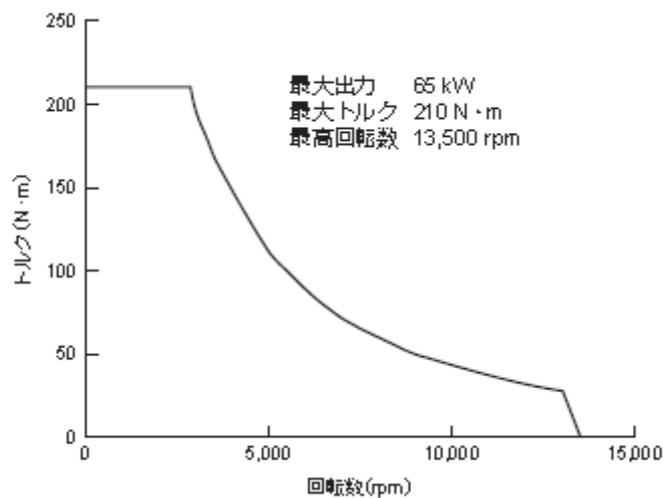


図 2.4-2 SUV 用モータの駆動特性<sup>[27]</sup>

表 2.4-1 SUV 用 PRM モータの主要諸元<sup>[15]</sup>

		諸元
特性	最大トルク	210Nm
	最大出力	61kW
	電圧	DC220V
寸法	極数	8 pole
	外径	φ236mm
	全長	160mm

## 2. 5 2章の結論

永久磁石リラクタンスモータ（PRM）は、自動車用モータや可変速運転用途のモータに適用が進む永久磁石モータの、高速時に誘起電圧が高くなり、弱め界磁電流制御による効率の低下や可変速範囲の制限等の課題を解決するため、少量の磁石と、回転子に磁氣的に強い異方性が出るように断面形状を最適化してリラクタンストルクが主なトルクとなるように、開発されたモータである。自動車用に最適化設計された PRM は、小型・高出力で広い可変速運転範囲と広い高効率運転領域を実現している。

PRM の代表的な特性をまとめると次のようになる。

- ①小形・高出力
- ②広い可変速運転範囲
- ③広い高効率運転領域（高速回転時でも高効率）
- ④低誘起電圧（同一直流電圧で広い可変速範囲を確保）
- ⑤低い事故（短絡）電流

現在、米国 A 社のハイブリッド SUV や、ハイブリッドセダンに適用され、国内では、ハイブリッドトラックや、東京地区の地下鉄用主電動機として適用されている。

今後、自動車や電車だけでなく、広く、可変速運転をする用途に適用が拡大し、機器効率の向上による CO<sub>2</sub> 削減と地球環境保護の一助となることを期待している。

### 3. ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音

#### 3. 1 騒音の次数分析と構造物の固有振動数

1. 3 (1) に示した高調波電磁力による振動と騒音の範疇に入ると思われるが、従来の例とは異なり、空間次数が低いにも係わらず高周波で振動、騒音が発生した例を以下に示す<sup>[18]</sup>。開発の初期段階で振動、騒音を経験することとなったモータの設計は、指定された寸法の中で、最大トルクと定出力を確保し、銅損を低減して効率を高くするため、コイル挿入面積を増加させ、かつ、トルクリップルを低減することを狙い、スロット数は少ないがトルクリップルに対して等価的にスロット数が多くなる分数スロットである8極 36 スロットとしている。本設計では、最大トルク、効率が高く、設計の狙い通りであったが、特定の回転数で騒音が非常に大きくなる結果となった。

騒音の原因究明のため、試験モータの振動、騒音特性を図 3.1-1 に示す計測システムで測定を行った。測定時の、モータの回転数、トルクは、モータ電流の位相をインバータで制御して設定した。運転時のモータ使用電力は、電流を AEMC 製電流プローブで測定し、電圧は横河製デジタル電力計に直接入力して測定した。モータの出力トルクは、小野測器製トルクメータで測定した。試験モータの騒音特性とモータフレームと鉄心の振動特性は、PCB 製加速度センサーとマイクロフォンを

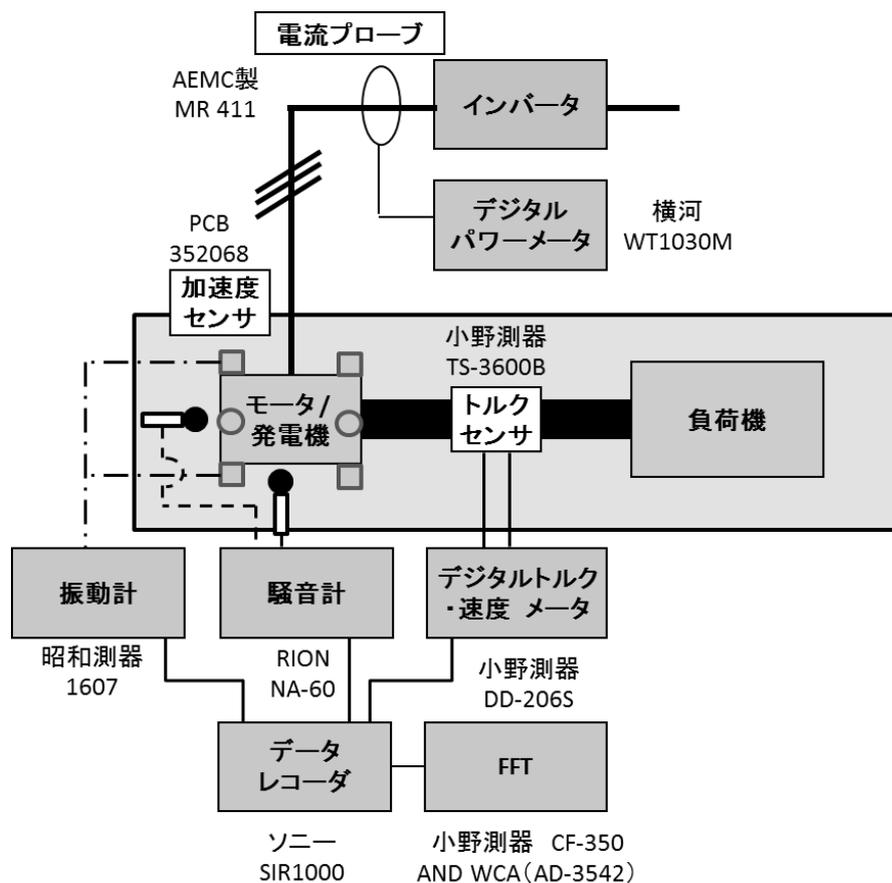


図 3.1-1 振動、騒音試験の計測システム

図 3.1-2 のように試験モータに設置して行った。騒音測定は、試験ベンチのモータ側面と軸端側の機側 10 cm に測定用マイクロフォンを設置し、RION 製騒音計に接続して行った。データの分析、評価のための周波数分析は、データレコーダに記録して、小野測器製 FFT を用いて行った。振動測定は加速度センサーを、フレームの周方向 8 カ所、直結側と反直結側にそれぞれ 4 カ所、端板に 1 カ所設置し、昭和測器製振動計に接続して行った。周波数分析は、騒音と同様にデータレコーダに記録して、FFT を用いて行った。あわせてフレームに通し穴を設けて固定子鉄心の振動の測定も行っている。

騒音特性を、回転数を変化させて A スケールで測定した結果を図 3.1-3 に示す。以下、騒音は最大値に対する比率で表示する。合わせて示した、無負荷時の騒音値と比較すると、負荷時には定主力となる 3,500 (rpm) から、徐々に騒音が増大し、7,000 (rpm) 付近で最大となり、その後漸減して、無負荷状態の値に近づいていく事が分かった。

騒音の発生状況を把握するため、騒音ならびに、本設計のフレームと固定子鉄心の振動値の次数分解をした測定を実施した。7,000 (rpm) の前後でモータトルクを一定として測定するため、最大トルクの 1/2 の値で、5,000 (rpm) から 8,000 (rpm) の範囲で測定を行った。

図 3.1-4 に示したものが、騒音を次数分解して図示した、ウォーターフォール図である。図の横軸は、振動ないし騒音の周波数を示し、奥行き方向の各線は、回転数ないし時間に対応している。図の高さ方向は、振動ないし騒音の規格化された振幅値を示している。奥行き方向の各横線は、特定の回転数ないし時間での周波数分析結果を示しており、奥行き方向に同一の直線上にピークが連なるものが、回転数ないし時間の高次成分となる。

図 3.1-4 で、測定が中途からで、原点を通らないのは、測定を騒音が発生する前後の 5,000 (rpm) から 8,000 (rpm) の速度範囲で計測を開始したためである。測定開始前は回転数の信号が入らないので、ノイズにより各高次成分に対応した測定線が奥行き方向に直線の軌跡となっている。

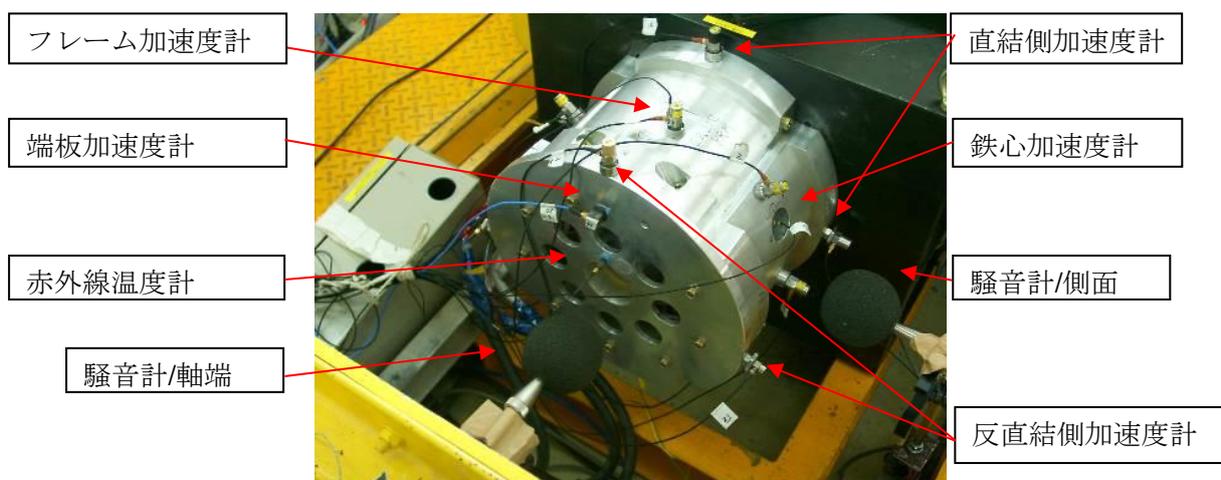


図 3.1-2 試験モータ周りの振動、騒音センサの設置状況

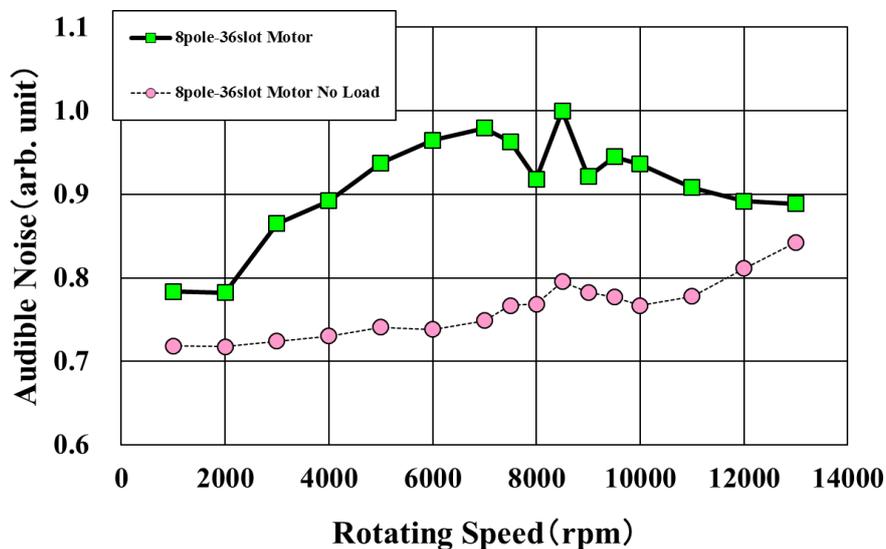


図 3.1-3 8極 36 スロット設計の騒音の回転数依存性

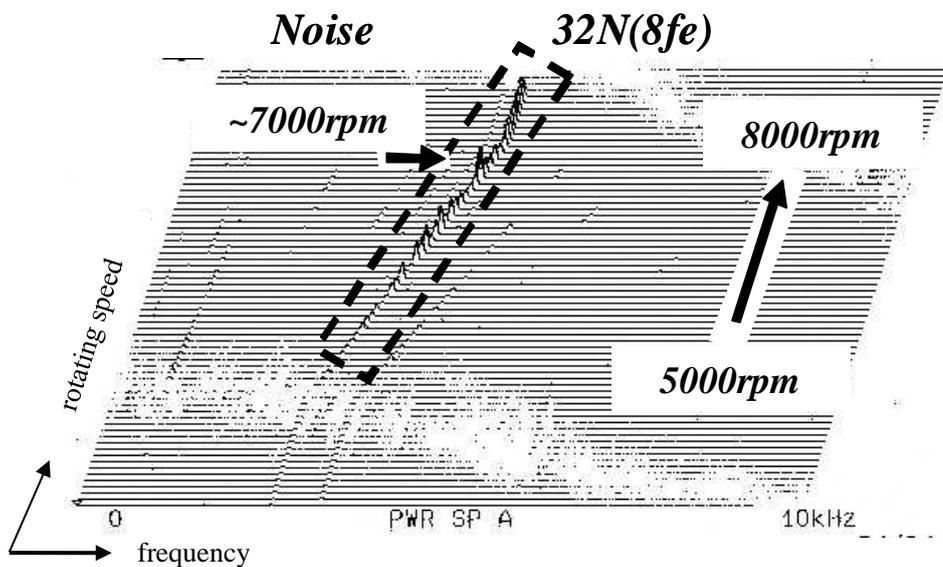


図 3.1-4 8極 36 スロット設計の騒音の調波分析 (ウォーターフォール図)

回転数を基準にして、高次の騒音が複数観測されているが、その中で一番騒音が大きく、7,000 (rpm) 付近でピークを持つのは、回転周波数の32次、電気周波数を基準とした場合の8次の成分である事がわかった。

同一条件で、固定子鉄心の振動値の測定を測定し、ウォーターフォール図を描いたものが、図 3.1-5 である。固定子鉄心の振動も、騒音と同様に回転周波数の32次成分が一番大きく、7,000 (rpm)

付近でピークを持つ事が明らかとなった。

これら、騒音と固定子鉄心の振動値の次数分解した結果の比較から、騒音の原因は、固定子鉄心の振動が原因であり、回転周波数の 32 次、電気周波数の 8 次の成分である事が特定できた。

次に、この固定子鉄心の振動特性を把握するため、図 3.1-6 に示した計測システムで固定子鉄心の固有振動数とその振動モードの測定と分析を行った。周波数分析には小野測器製 FFT を使用した。

図 3.1-7 は、ワニス処理をしていない状態で固定子鉄心をゴムシートに置き、ほぼ、無拘束状態で、周方向 12 カ所で、径方向に打振した際の振動加速度を周波数分析した応答関数である。振動加速度の周波数応答を見ると、特徴的なピークが 4 つ観測することが出来、それぞれが、この固定子鉄心の固有振動数に相当している。

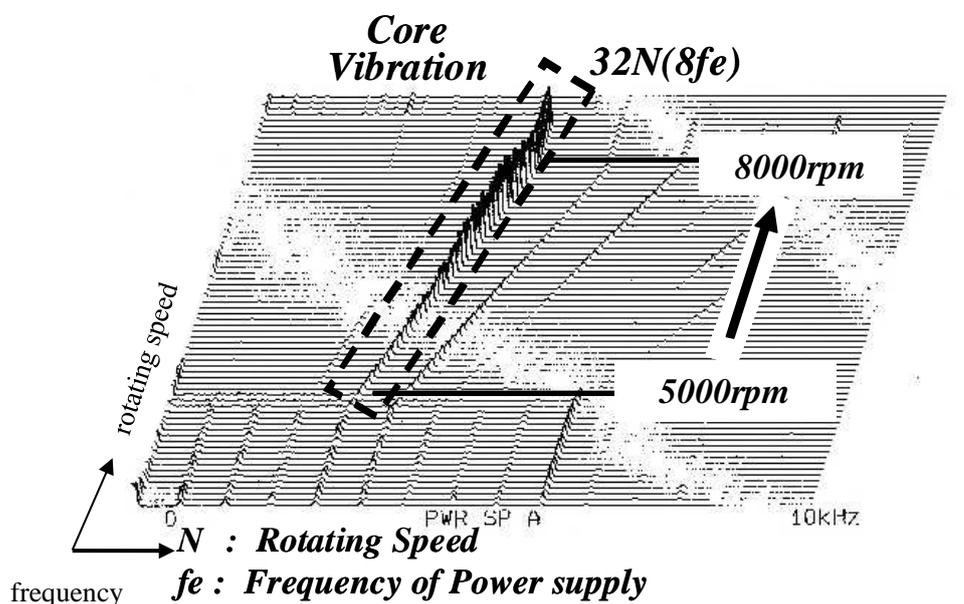


図 3.1-5 8 極 36 スロット設計の固定子振動の調波分析（ウォーターフォール図）

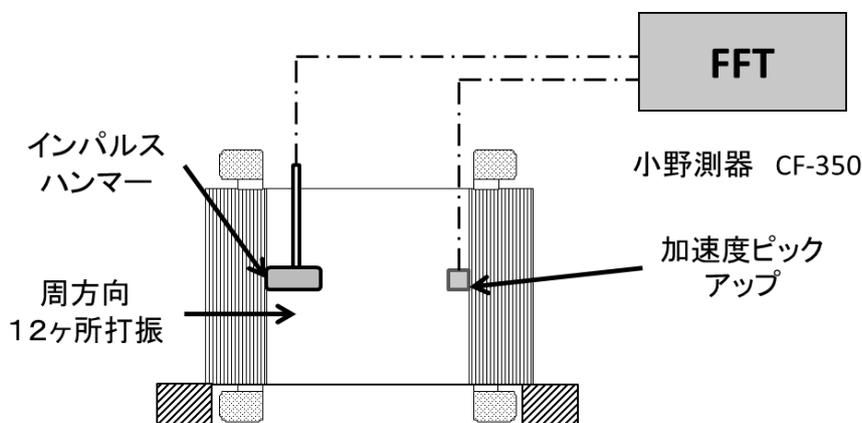


図 3.1-6 固有振動数測定時の計測システム

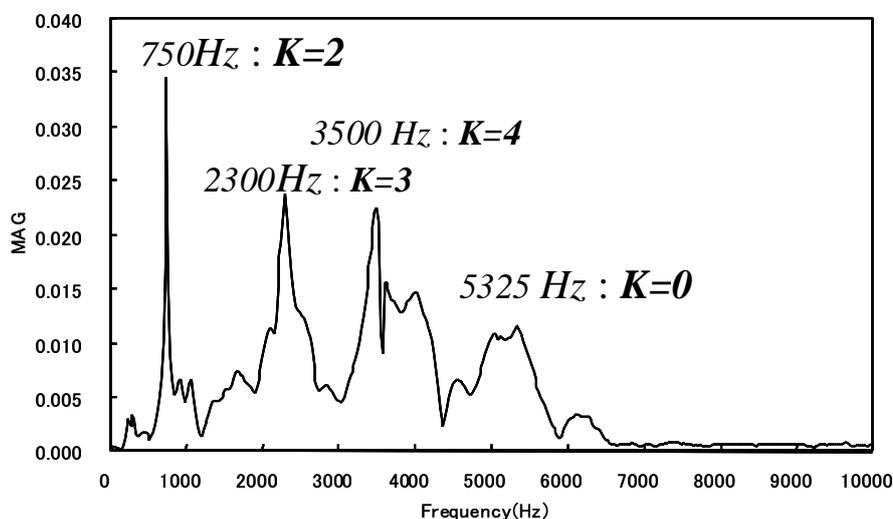


図 3.1-7 8極36スロット設計の固定子鉄心の振動応答

図中にすでに示してあるが、それぞれのピークの周波数で、鉄心の振動モードを見たものが、図 3.1-8 となる。周波数の低い方から、750 (Hz) にあるのが、径方向に2つ頂点がある  $K=2$  のモード、2,300 (Hz) にあるのが、径方向に3つ頂点があり、クローバーの様な形となる  $K=3$  のモード、3,500 (Hz) にあるのが、加速度計の取り付けの周方向分解能の都合で少し変形して見えるが、四つ頂点がある  $K=4$  のモード、5,325 (Hz) にあるのが、同様に、少し円形から変形しているが、円形状に変形する  $K=0$  のモードである。

モータの振動、騒音の原因となっている回転数の32次成分の7,000 (rpm) 回転時の周波数は、下式から約3,700 (Hz) となる。

$$7,000 \text{ (rpm)} \div 60 * 32 = 3,733 \text{ (Hz)}$$

ワニス処理無しの状態であるが、固定子鉄心の固有振動数の測定、分析からこの周波数近傍では、3,500 (Hz) で、空間4次となる  $K=4$  の固有振動数が存在する。ワニス処理を施した場合に固有振動数がずれる可能性も考慮すると、7,000 (rpm) で騒音を発生している固定子鉄心の振動は、周波数から周方向は空間4次の振動であると考えて良い。従って、電磁加振力成分が、電気周波数の8次成分に空間4次の高調波成分を持っていると、回転数が7,000 (rpm) になった場合に、3,500-3,700 (Hz) の固有振動数を加振する可能性が高いことが明らかとなった。

固定子鉄心は、ギャップの電磁力により径方向に加振されているため、今回のモータ構造を、単一周波数の電磁力で加振し、その応答を評価することは難しい。ここでは、固定子鉄心の固有振動数評価の際に測定した、図 3.1-7 の振動加速度の応答をもとに、 $K=4$  のモードによる発生騒音を検討する。図 3.1-7 の  $K=4$ 、3,500(Hz)の振動加速度のピークに対応して、7,000(rpm)の騒音が発

生していると仮定して、騒音を推定する。具体的には、測定された最大値に対する比率で騒音を表したものを  $s(f)$ 、回転の周波数を  $f$  として下式に従って計算する。

$$s(f) = 1/s_{\max} \times (s(f_{a0}) - 20 \log((a(f - f_{np} + f_{a0}) / a(f_{a0})) \times (T(f) / T(f_{a0}))))$$

但し、 $f_{a0} = 3,500(\text{Hz})$ 、 $f_{np} = 3,733(\text{Hz})$ 、 $a(f)$ は振動加速度、 $T(f)$ はモータトルク。

上式で推定した騒音の、回転数に対する変化を測定値に重ねたものが図 3.1-9 である。

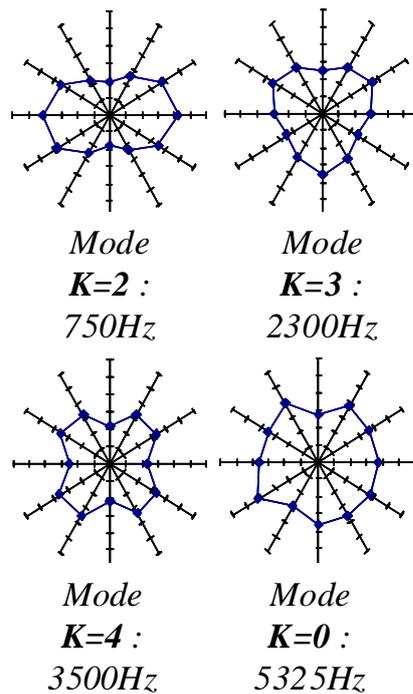


図 3.1-8 8極 36 スロット設計の固定子鉄心の振動モード

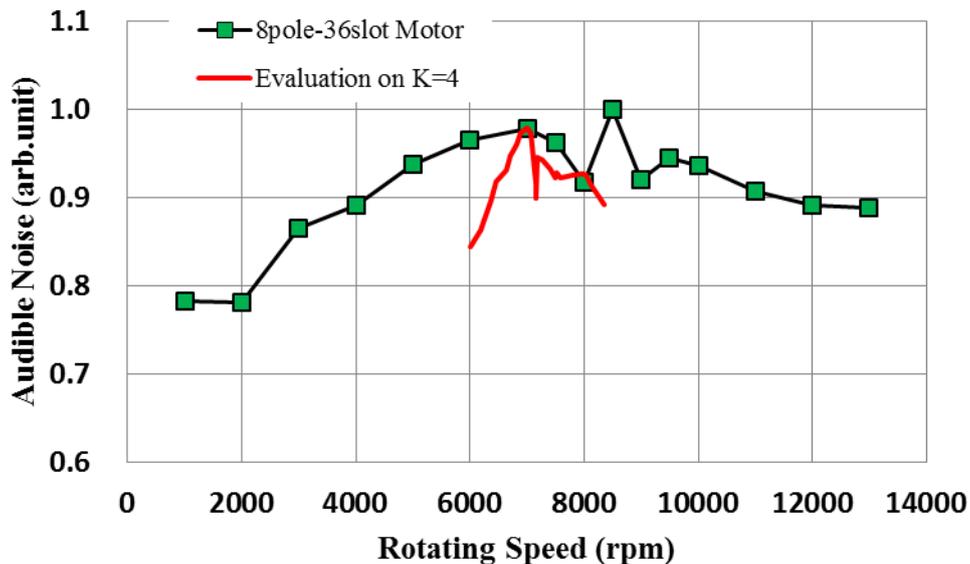


図 3.1-9 K=4 の固有振動数の応答から評価した騒音と実測値の比較

図 3.1-9 から、7,000(rpm)から 7,500(rpm)における騒音の低減状況が一致していることから 7,000(rpm)近傍の騒音は、加振力である電磁力の空間次数と時間周波数が、固有振動数と一致して発生しているものと考えられる。

ただし、図 3.1-9 の 6,000(rpm)から 7,000(rpm)にかけての、鉄心の固有振動数の低周波数側に対応する部分では、騒音の発生状況と推定があまり一致していない。これは、他の空間次数の高調波電磁力と、前後の鉄心の固有振動数の影響と思われるが、その程度を把握するには、後述の 3.3 (4) 3) に示す電磁力の解析結果による、他の空間、時間高調波を含んだ加振力を入力とした詳細な振動応答と騒音評価が必要と考える。

また、図 3.1-3 の 8,500(rpm)の騒音のピークは、図 3.1-4 と図 3.1-5 の騒音と固定子鉄心のウォータフォール測定が、モータトルク一定の条件の制約から上限が 8,000(rpm)となったため、正確には特定できない。しかしながら、このピークの騒音は、値は小さくなっているものの、無負荷の場合にも 8,500(rpm)でピークとなっていることから、磁石による回転子界磁成分だけで発生しているか、または、電磁力以外の要因により発生しているかの、どちらかと考えられる。

### 3. 2 電磁加振力の発生メカニズム

ここでは、モータのギャップで発生する電磁力について検討し、前節で指摘した固有振動モードを加振する可能性がある、空間 4 次の径方向電磁力が発生する可能性を検討する。

#### (1) 周方向分布の概略検討

まず、固定子鉄心に働く径方向電磁力の大まかな周方向分布について固定子スロットとコイル配置から考えてみる。初期設計は、8 極 36 スロット設計であり、毎極毎相スロット数が  $3/2$  の分数スロット設計を採用している。従って、U 相コイルを例にとると、図 3.2-1 に示したように、固定子鉄心 5 ティース分にわたって巻き回されたコイルと、4 ティース分にわたって巻き回されたコイル

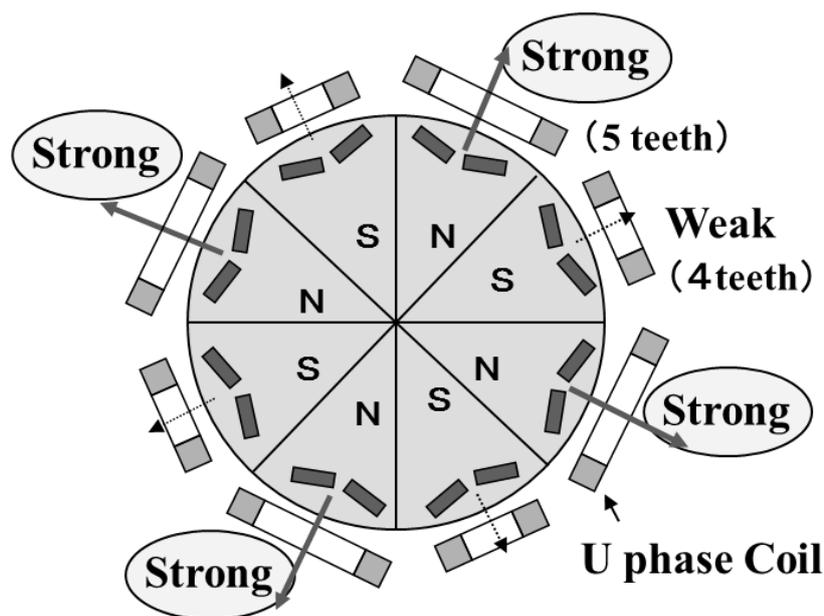


図 3.2-1 8 極 36 スロット設計のコイル配置と電磁力分布の概要

ルが交互に配置された形となる。同一相では電流は同一となるため、発生する磁束は、5ティース分のコイルの方が、4ティース分のコイルより大きくなる。このため、5ティース分のコイル部分で電磁力が強くなり、4ティース分のコイル部分で電磁力が弱くなり、モータの周方向に電磁力が強い部分が4箇所、すなわち  $K=4$  の分布を持つ径方向電磁力が発生する可能性が高い。

## (2) ギャップ高調波電磁力の検討

永久磁石モータの巻線起磁力と磁気回路パーミアンスによる高調波電磁力による振動と騒音について、振動、騒音を起こした8極36スロットの永久磁石モータについて検討を行う。

### 1) 8極36スロットの電機子の起磁力

ギャップで発生する高調波電磁力を求めるため、分数スロット設計の起磁力分布を導出する。

8極36スロットの場合は、毎極毎相スロット数を  $q$  とすると、次式から  $q$  は  $3/2$  となる。

$$q = 36/3/8 = 3/2$$

図 3.2-2 に示すように、各相のコイルをコイルピッチが4となる小コイルと5となる大コイルを交互に接続し巻線を構成する。

一相のコイルの起磁力分布を周方向位置  $\theta$  ( $s^{-1}$ ) に対して展開したものが、図 3.2-3 である。

図 3.2-3 の起磁力分布をフーリエ級数展開して、空間調波で表示する。

図の起磁力分布は原点を  $(\pi/9, 1/10)$  に移動すると、振幅が  $9/10$  の偶関数となる。

得られた係数を  $9/10$  倍して、直流項に  $1/10 \cdot 10/9 = 1/9$  を加えることに注意して、ここでは計算を単純にするため振幅を1とした場合の起磁力分布を  $F_{u1}(\theta)$  とする。

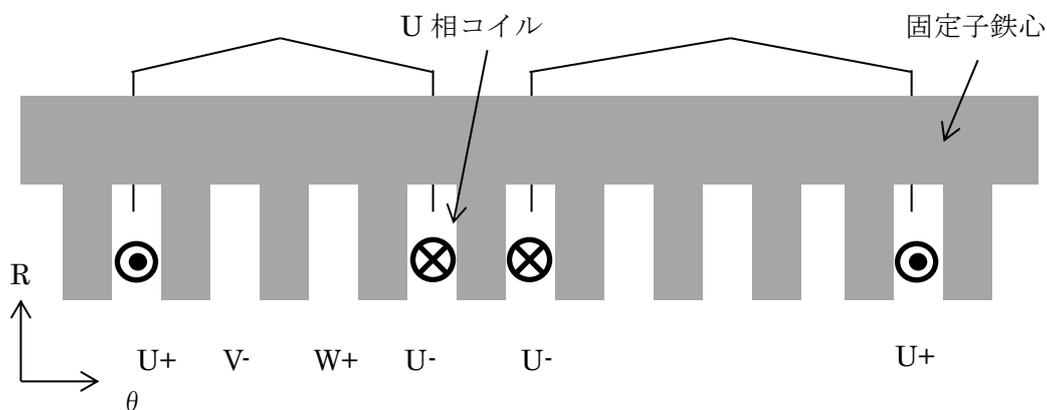


図 3.2-2 8極36スロットのU相コイルの配置と接続

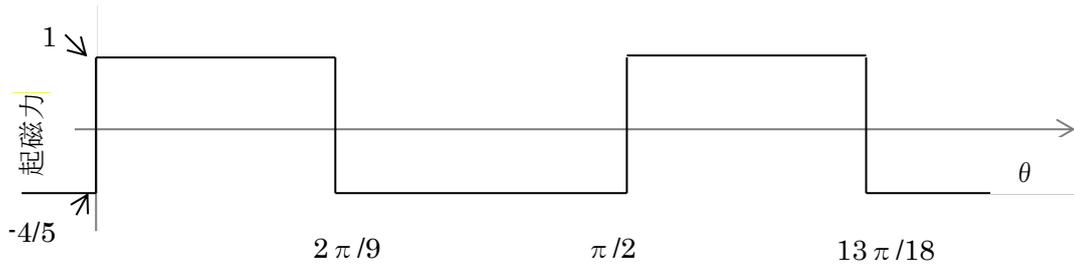


図 3.2-3 U 相コイルの起磁力分布

$$F_{u1}(\theta) = a_0/2 + \sum_{k_u=1}^{\infty} a_{k_u} \cos(n\omega_0\theta)$$

$$T = \pi/2, \quad \omega_0 = 2\pi/T = 4$$

$$a_0 = 4/T \int_0^{T/2} f(\theta) d\theta = 8/\pi \left\{ [\theta]_0^{\pi/9} - [\theta]_{\pi/9}^{\pi/4} \right\} = -2/9$$

$$a_{k_u} = 4/T \int_0^{T/2} \cos(k_u\omega_0\theta) f(\theta) d\theta = 8/\pi \left\{ \left[ \frac{1}{4k_u} \sin(4k_u\theta) \right]_0^{\pi/9} - \left[ \frac{1}{4k_u} \sin(4k_u\theta) \right]_{\pi/9}^{\pi/4} \right\}$$

$$= \frac{4}{k_u\pi} \sin\left(\frac{4k_u\pi}{9}\right)$$

$$F_{u1}(\theta) = -\frac{1}{9} + \sum_{k_u=1}^{\infty} \frac{4}{k_u\pi} \sin\left(\frac{4k_u\pi}{9}\right) \cos(4k_u\theta)$$

従って、 $F_u$  は、直流項に  $1/9$  を加え、各次数の係数を  $9/10$  倍して、次のようになる。

$$F_u(\theta) = \sum_{k_u=1}^{\infty} \frac{18}{5k_u\pi} \sin\left(\frac{4k_u\pi}{9}\right) \cos(4k_u\theta)$$

U 相巻線の起磁力分布  $F_u$  が求まったので、これをもとに、三相巻線の V、W 相分と時間変化ならびに、位相を考慮して電機子/固定子の起磁力分布の式にする。ただし、簡単のため時間次数は基本波だけ考慮することにする。

また、V、W 相分と空間位相を考慮し、電機子の空間次数を  $K_{st}$  とする。j を自然数とすると、空間 3 次成分は発生しないので  $K_{st} \neq 3j$  となる。さらに、2 次、5 次等、 $3j-1$  成分は相順が入れ替わり逆回転するのに注意すると、電機子の起磁力分布は次のようになる。

$$\begin{aligned}
F_{st}(\theta, t) &= \sum_{k_{st}=1, k_{st} \neq 3j}^{\infty} \frac{54}{10k_{st}\pi} \sin\left(\frac{4k_{st}\pi}{9}\right) \left\{ \cos(4k_{st}\theta + (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} \omega_e t - \varphi_{k_{st,1}}) \right\} \\
&= \sum_{k_{st}=1, k_{st} \neq 3j}^{\infty} \frac{54}{10k_{st}\pi} \sin\left(\frac{4k_{st}\pi}{9}\right) \left\{ \cos(4k_{st}\theta + (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} 4\omega_{rt} t - \varphi_{k_{st,1}}) \right\} \\
&\dots\dots\dots (3.1)
\end{aligned}$$

2) 界磁の起磁力

回転子の界磁の起磁力分布は界磁巻線なし、永久磁石により発生する。その起磁力分布は、高次成分の次数を  $k_{rt}$  とすれば次のようになる。ただし、簡単のため回転子のスキューは無いものとした。

$$\begin{aligned}
F_{rt}(\theta, t) &= \sum_{k_{rt}=1, \text{ odd}}^{\infty} C_{k_{rt}} \cos(4k_{rt}\theta - 4k_{rt}\omega_{rt}t - \varphi_{k_{rt}}) \\
&\dots\dots\dots (3.2)
\end{aligned}$$

3) ギャップのパーミアンス分布

同期機では回転子パーミアンスに影響するのは極数と考えられるので、磁極数を  $N_{rt}(=2p)$ 、電機子のスロットを  $N_{st}$  とし、固定子のパーミアンスの次数を  $i_{st}$ 、回転子のパーミアンスの次数を  $i_{rt}$ 、とするとギャップのパーミアンスは、近似的に次のように与えられる<sup>[37]</sup>。  
ただし、回転子の偏心、電機子の飽和は簡単のため無視する。

$$\begin{aligned}
\lambda_{st,rt}(\theta, t) &= \sum_{i_{st}=0}^{\infty} \sum_{i_{rt}=0}^{\infty} \lambda_{i_{st},i_{rt}} \cos\{(i_{rt}N_{rt} \pm i_{st}N_{st})\theta - i_{rt}N_{rt}\omega_{rt}t\} \\
&\dots\dots\dots (3.3)
\end{aligned}$$

4) ギャップの磁束密度と高調波電磁力

起磁力とパーミアンスからギャップの磁束密度は次式のようになる。

$$B(\theta, t) = \{F_{st}(\theta, t) + F_{rt}(\theta, t)\} \times \lambda_{st,rt}(\theta, t)$$

$$\begin{aligned}
B(\theta, t) &= \sum_{k_{st} \neq 3j, i_{st}, i_{rt}} B_{k_{st}, i_{st}, i_{rt}} \cos\{(i_{rt}N_{rt} \pm i_{st}N_{st} \pm 4k_{st})\theta \\
&\quad - (i_{rt}N_{rt}\omega_{rt} \pm (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} 4\omega_{rt})t\} \\
&\quad + \sum_{k_{rt}, i_{st}, i_{rt}} B_{k_{rt}, i_{st}, i_{rt}} \cos\{(i_{rt}N_{rt} \pm i_{st}N_{st} \pm 4k_{rt})\theta - (i_{rt}N_{rt}\omega_{rt} \pm 4k_{rt}\omega_{rt})t\} \\
&\dots\dots\dots (3.4)
\end{aligned}$$

径方向の高調波電磁力は、磁束密度の二乗に比例し次式で表される。

なお、これまで周方向の空間モードは  $\mathbf{K}$  を用いて表記してきたが、ここでは、扱うパラメータが増えたため、周方向の空間次数（モード）の表記は  $m_i$  を用いることとした。

$$\left. \begin{aligned} \sigma(\theta, t) &= \frac{B^2(\theta, t)}{2\mu_0} = \sum_{m_i, v_i} \sigma_{m_i, v_i} \cos(m_i\theta - v_i t) \\ m_i &= (i_{rt,1} \pm i_{rt,2})N_{rt} \pm (i_{st,1} \pm i_{st,2})N_{st} \pm 4\acute{k} \\ \acute{k} &= (k_{st,1} \pm k_{st,2}) \text{ or } (k_{st,1} \pm k_{rt,2}) \text{ or } (k_{rt,1} \pm k_{rt,2}) \\ v_i &= (i_{rt,1} \pm i_{rt,2})N_{rt}\omega_{rt} \pm \acute{u}4\omega_{rt} \end{aligned} \right\} (3.5)$$

$$\acute{u} = ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm (-1)^{(k_{st,2} \bmod 3)}) \text{ or } ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm k_{rt,2}) \text{ or } (k_{rt,1} \pm k_{rt,2})$$

$i_{rt,1}$ と $i_{rt,2}$ は、磁束密度の相互作用を考える際の界磁パーミアンスの各次数、 $i_{st,1}$ と $i_{st,2}$ は電機子パーミアンスの各次数、 $k_{rt,1}$ と $k_{rt,2}$ は界磁起磁力の各次数、 $k_{st,1}$ と $k_{st,2}$ は電機子起磁力の各次数である。

上式は、複数の多項式の総和の積となっているため、主要項がどうなるのかが見難い。ここでは、振動、騒音を発生する可能性が高い空間次数が4以下の高調波電磁力となる、比較的低次の起磁力とパーミアンス分布による高調波電磁力の表式がどうなるかを検討する。

両起磁力にパーミアンスが作用した磁界が相互作用して電磁力が発生することを考えると、回転子ないし固定子のパーミアンスによる変調を2度以上受けた電磁力成分が発生する可能性はかなり低いと考えられる。発生しやすい電磁力は、パーミアンス分布の次数が、平滑ロータと、平滑ステータに対応する、 $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$  の場合と、回転子ないし固定子のどちらか一方のパーミアンスにより変調を受けた、 $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1$  の場合と $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$  の場合を考えれば十分である。

表 3.2-1 8極 36 スロットにおける高調波電磁力の空間次数が4以下となる、パーミアンス、起磁力高調波組み合わせ

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$\times N_{rt}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\times N_{st}$	$\acute{k}$	$4\acute{k}$	$m_i$			
0	0	0	0	0	0	0			
0	0	0	0	1	4	4			
0	0	1	36	8	32	4	68		
0	0	1	36	9	36	0	72		
0	0	1	36	10	40	-4	76		
1	8	0	0	1	4	4	12		
1	8	0	0	2	8	0	16		
1	8	0	0	3	12	4	20		

(3.5) 式から空間次数  $m_i$  が 1 から 4 となる条件を一覧に示すと、表 3.2-1 のようになる。これ以外の空間次数となる組み合わせについては付録 A に記載したようになる。

次に高調波電磁力の周波数部分の検討を行い、振動、騒音が観測された空間 4 次を発生する高調波電磁力の発生原因を検討する。

電磁力を発生するのは磁束密度であるが、表記の都合以下では起磁力成分という表現を取る。

検討の際に、(3.5)式の高調波電磁力の周波数部分に、次の  $\dot{u}_1, \dot{u}_2, \dot{u}_3$  の表式を用いることにする。

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_1 &= ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm (-1)^{(k_{st,2} \bmod 3)}) \\ \dot{u}_2 &= ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm k_{rt,2}) \\ \dot{u}_3 &= (k_{rt,1} \pm k_{rt,2}) \end{aligned} \right\} (3.6)$$

表 3.2-1 から、振動、騒音の観測された空間 4 次 ( $m_i = 4$ ) 以下、となるのは、次の i) から vii) の 7 つの場合である。

- i)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 0$  の場合
- ii)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 1$  の場合
- ii)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1, \dot{k} = 8$  の場合
- iii)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1, \dot{k} = 9$  の場合
- iv)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1, \dot{k} = 10$  の場合
- v)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 1$  の場合
- vi)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 2$  の場合
- vii)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 3$  の場合

各々の場合で、各起磁力の次数に応じて発生する高調波電磁力の周波数を求める。この中から空間次数が  $m_i = 4$ 、周波数が回転数の 32 次成分となる界磁起磁力と電機子起磁力の次数を求める。

相互作用する起磁力の組み合わせを決め、一方の起磁力の次数を決めれば他方の起磁力の次数を決めることができる。

一例として ii) の  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 1$  の場合の電機子起磁力次数の計算例を以下に示す。

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0, i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0, \dot{k} = 1, m_i = 4$  より、 $k_{rt,2}$  が 7 の場合、(3.6) 式の  $\dot{u}_2$  の表式から、 $\dot{u}_2$  は次のように 8 となる。

$$\dot{u}_2 = ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm k_{rt,2}) = (-1)^2 \pm 7 = 8$$

この場合の電機子起磁力の次数は、(3.5) 式の  $\dot{k}$  から求めることができる。

(3.5) 式から、 $k_{st,1}$  は次式に示すように 8 となる。

$$\begin{aligned} \hat{k} &= k_{st,1} \pm k_{rt,2} \\ k_{st,1} &= \hat{k} \mp k_{rt,2} \\ k_{st,1} &= 1 \mp 7 = 8 \end{aligned}$$

これらの組み合わせは、次式に示すように (3.5) 式の  $\hat{u}_2$  も満足する。

$$\hat{u}_2 = \left( (-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm k_{rt,2} \right) = (-1)^2 \pm 7$$

$$\hat{u}_2 = 8$$

同様にして他の  $\hat{k}$ 、 $m_i$  (0 ないし 4) の場合に周波数部分 ( $\hat{u}_1$ 、 $\hat{u}_2$ 、 $\hat{u}_3$ ) を起磁力成分の組み合わせに応じて求めたものが表 3.2-2 から表 3.2-4 の様になる。

高調波電磁力の大きさと、その周波数が固有振動数と一致する回転数の関係を見るため、表 3.2-3 の内パーミアンスが関与しない、 $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$  の場合の電磁力の大きさを (3.4) と (3.5) 式から求め、回転数に対して発生要因別に分けて図にしたものが、図 3.2-4 の様になる。

電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する空間 4 次  $m_i = 4$  の電磁力の中で、電気周波数の 2 次成分である、回転周波数の 8 次成分が一番大きくなる。この他には、周波数が回転周波数の 8 次、16 次、24 次、32 次、40 次が発生する。各電磁力成分が、固定子鉄心の固有振動数と一致する回転数は、8 次成分が 26,250(rpm)、32 次が 6,563 (rpm)、40 次は 5,250 (rpm)となる。

従って、回転数を上げていくと、回転周波数の 32 次、40 次等の高次成分から順に  $K=4$  の固有振動数を加振することになる。電磁力としては回転周波数の 8 次成分が一番大きいですが、8 次成分より先に高次の 32 次、40 次成分が、 $K=4$  の固有振動数を加振して、振動、騒音が発生する可能性があることが分かる。モータの運転範囲の上限回転数が、固有振動数を 8 次成分が加振する回転数まで上がらない場合は、回転周波数の 8 次成分が振動、騒音が発生しない事になる。

**K=4の固有振動数を加振する電磁力の比率と回転数**

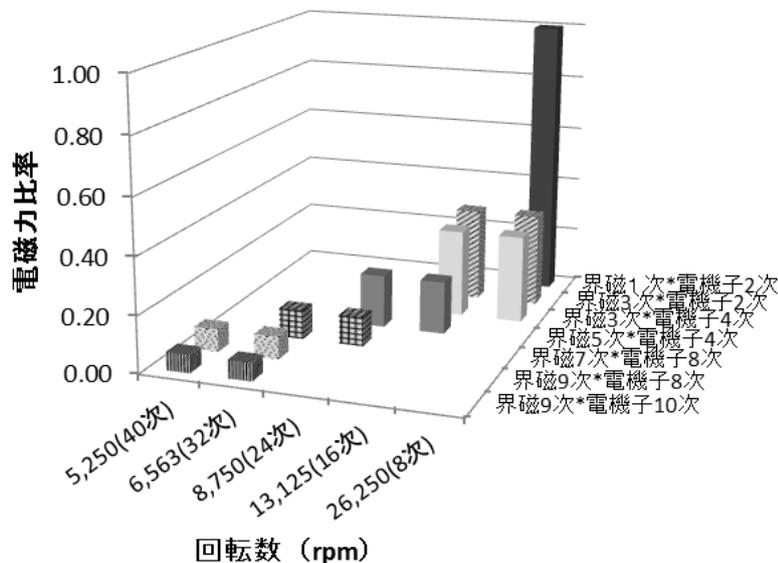


図 3.2-4  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$  の場合の電磁力の大きさの比較

表 3.2-2 電機子起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数 (8 極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$\hat{u}_1$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	2	$\pm 8$
0	0	1	4	0	0
0	0	1	4	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 8$	4	0	0
0	1	$\pm 8$	4	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 9$	0	0	0
0	1	$\pm 9$	0	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 10$	4	0	0
0	1	$\pm 10$	4	2	$\pm 8$

表 3.2-3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (その 1)  
(8 極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	1	4	1	2	$\pm 8$
0	0	1	4	1	0	0
0	0	1	4	3	$\pm 2$	$\pm 8$
0	0	1	4	3	$\pm 4$	$\pm 16$
0	0	1	4	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	0	1	4	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	0	1	4	7	8	$\pm 32$
0	0	1	4	7	-6	$\pm 24$
0	0	1	4	9	$\pm 8$	$\pm 32$
0	0	1	4	9	$\pm 10$	$\pm 40$
0	1	8	4	1	0	0
0	1	8	4	1	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	8	4	3	-2	$\pm 8$
0	1	8	4	3	4	$\pm 16$
0	1	8	4	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	8	4	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	8	4	7	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	8	4	7	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	8	4	9	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	8	4	9	$\pm 10$	$\pm 40$

表 3.2-3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (その 2)

(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$k$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$u_2$	$v_i/\omega_{rt}$
0	1	9	0	1	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	9	0	1	0	0
0	1	9	0	3	-2	$\pm 8$
0	1	9	0	3	4	$\pm 16$
0	1	9	0	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	9	0	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	9	0	7	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	9	0	7	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	9	0	9	-8	$\pm 32$
0	1	9	0	9	10	$\pm 40$
0	1	10	4	1	0	0
0	1	10	4	1	2	$\pm 8$
0	1	10	4	3	2	$\pm 8$
0	1	10	4	3	-4	$\pm 16$
0	1	10	4	5	-4	$\pm 16$
0	1	10	4	5	6	$\pm 24$
0	1	10	4	7	-6	$\pm 24$
<u>0</u>	1	10	4	7	8	$\pm 32$
<u>0</u>	1	10	4	9	-10	$\pm 40$
<u>0</u>	1	10	4	9	8	$\pm 32$
1	0	1	4	1	2	16
1	0	1	4	1	2	0
1	0	1	4	1	0	8
1	0	1	4	3	$\pm 2$	16
1	0	1	4	3	$\pm 2$	0
1	0	1	4	3	$\pm 4$	-8
1	0	1	4	3	$\pm 4$	24
1	0	1	4	5	$\pm 6$	32
1	0	1	4	5	$\pm 6$	-16
1	0	1	4	5	$\pm 4$	-8
1	0	1	4	5	$\pm 4$	24
1	0	1	4	7	8	40
1	0	1	4	7	8	-24
1	0	1	4	7	-6	-16

表 3.2-3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (その 3)

(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
1	0	1	4	7	-6	32
1	0	1	4	9	$\pm 8$	40
1	0	1	4	9	$\pm 8$	-24
1	0	1	4	9	$\pm 10$	-32
1	0	1	4	9	$\pm 10$	48
1	0	3	-4	1	0	8
1	0	3	-4	1	$\pm 2$	0
1	0	3	-4	1	$\pm 2$	16
1	0	3	-4	3	4	24
1	0	3	-4	3	4	-8
1	0	3	-4	3	-2	0
1	0	3	-4	3	-2	16
1	0	3	-4	5	6	32
1	0	3	-4	5	6	-16
1	0	3	-4	5	-4	-8
1	0	3	-4	5	-4	24
1	0	3	-4	7	6	32
1	0	3	-4	7	6	-16
1	0	3	-4	7	-8	-24
1	0	3	-4	7	-8	40
1	0	3	-4	9	10	48
1	0	3	-4	9	10	-32
1	0	3	-4	9	-8	-24
1	0	3	-4	9	-8	40

表 3.2-4 界磁起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数  
(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$k$	$m_i$	$u_3$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	1	4	1	$\pm 4$
1	0	1	4	1	12
1	0	1	4	1	4
1	0	3	-4	3	20
1	0	3	-4	3	-4
1	0	-1	4	-1	4
1	0	-1	4	-1	12
1	0	-3	-4	-3	-4
1	0	-3	-4	-3	20

表 3.2-2 から表 3.2-4 でわかるように、振動、騒音の観測された、空間 4 次 ( $m_i = 4$ )、周波数が回転数の 32 次成分となるのは、電機子起磁力成分と界磁起磁力成分の相互作用により発生する次の A) から H) の 5 つの場合である。

- A)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$ 、 $k = 1$ 、 $u_2 = 8$  の場合
- B)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1$ 、 $k = 8$ 、 $u_2 = 8$  の場合
- C)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1$ 、 $k = 8$ 、 $u_2 = -8$  の場合
- D)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 1$ 、 $k = 10$ 、 $u_2 = 8$  の場合
- E)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$ 、 $k = 1$ 、 $u_2 = -6$  の場合
- F)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$ 、 $k = 1$ 、 $u_2 = 10$  の場合
- G)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$ 、 $k = 3$ 、 $u_2 = 6$  の場合
- H)  $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 1$ 、 $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$ 、 $k = 3$ 、 $u_2 = 10$  の場合

これらの場合に、界磁起磁力の次数  $k_{rt,2}$  の値から固定子の電機子起磁力の次数  $k_{st,1}$  を求めてまとめたものが表 3.2-5 となる。

表中係数は省いて空間次数と回転数を基準とした周波数の項だけを記載してある。

表 3.2-5 空間 4 次の高調波電磁力の発生項

番号	$i_{rt,1}$ $\pm i_{rt,2}$	$i_{st,1}$ $\pm i_{st,2}$	$k$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$u_2$	$v_i$ $/\omega_{rt}$	$k_{st,1}$	パーミアンス	界磁起磁力	電機子起磁力	界磁×電機子	$\sigma$
a)	0	0	1	4	<u>7</u>	8	32	<u>8</u>	<u>1</u>	$\cos(28\theta - 28\omega_{rt}t)$	$\cos(32\theta + 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(60\theta - 24\omega_{rt}t)$	—
b)	0	0	1	4	<u>9</u>	8	32	<u>10</u>	<u>1</u>	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(40\theta - 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(76\theta - 40\omega_{rt}t)$	—
c)	0	1	8	4	<u>7</u>	8	32	<u>1</u>	<b><math>\cos(36\theta)</math></b>	$\cos(28\theta - 28\omega_{rt}t)$	$\cos(4\theta - 4\omega_{rt}t)$	$\cos(24\theta - 24\omega_{rt}t)$	—
												<b><math>\cos(32\theta - 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
d)	0	1	8	4	<u>9</u>	8	32	<u>1</u>	<b><math>\cos(36\theta)</math></b>	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(4\theta - 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(32\theta - 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(40\theta - 40\omega_{rt}t)$	—
e)	0	1	8	4	9	-8	-32	17	$\cos(\pm 36\theta)$	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(68\theta + 4\omega_{rt}t)$	$\cos(32\theta + 40\omega_{rt}t)$	—
												$\cos(104\theta - 32\omega_{rt}t)$	—
f)	0	1	10	4	<u>7</u>	8	32	<u>17</u>	<b><math>\cos(-36\theta)</math></b>	$\cos(28\theta - 28\omega_{rt}t)$	$\cos(68\theta + 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(40\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(96\theta - 24\omega_{rt}t)$	—
g)	0	1	10	4	<u>9</u>	8	32	<u>1</u>	<b><math>\cos(36\theta)</math></b>	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(4\theta - 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(32\theta - 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(40\theta - 40\omega_{rt}t)$	—
h)	0	1	10	4	<u>9</u>	8	32	<u>19</u>	<b><math>\cos(-36\theta)</math></b>	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(76\theta - 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(40\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(112\theta - 40\omega_{rt}t)$	—
i)	1	0	1	4	7	-6	32	8	$\cos(8\theta - 8\omega_{rt}t)$	$\cos(28\theta - 28\omega_{rt}t)$	$\cos(32\theta + 4\omega_{rt}t)$	$\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)$	—
												$\cos(60\theta - 24\omega_{rt}t)$	—
j)	1	0	1	4	9	10	-32	10	$\cos(8\theta - 8\omega_{rt}t)$	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	$\cos(40\theta - 4\omega_{rt}t)$	$\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)$	—
												$\cos(76\theta - 40\omega_{rt}t)$	—
k)	1	0	3	-4	<u>5</u>	6	32	<u>8</u>	<b><math>\cos(8\theta - 8\omega_{rt}t)</math></b>	$\cos(20\theta - 20\omega_{rt}t)$	$\cos(32\theta + 4\omega_{rt}t)$	$\cos(12\theta + 24\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(4\theta + 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(52\theta - 16\omega_{rt}t)$	—
l)	1	0	3	-4	<u>7</u>	6	32	<u>10</u>	<b><math>\cos(8\theta - 8\omega_{rt}t)</math></b>	$\cos(28\theta - 28\omega_{rt}t)$	$\cos(40\theta - 4\omega_{rt}t)$	<b><math>\cos(4\theta + 24\omega_{rt}t)</math></b>	<b><math>\cos(4\theta - 32\omega_{rt}t)</math></b>
												$\cos(60\theta - 32\omega_{rt}t)$	—
m)	1	0	3	-4	9	10	32	12*	$\cos(8\theta - 8\omega_{rt}t)$	$\cos(36\theta - 36\omega_{rt}t)$	—	—	—

## 5) 空間4次、周波数の高調波電磁力の発生の要因別特徴

表 3.2-5 から、高調波電磁力の発生の要因の特徴をまとめると次のようになる。

- i) 界磁起磁力の高次（5、7、9次）成分に電機子起磁力の偶数次が作用したもの。
  - i-① 固定子パーミアンスの変調が作用しないもの。表 3.2-5 の a)、b)、k)
  - i-② 回転子パーミアンスが作用したもの。表 3.2-5 の k)、l)
- ii) 界磁起磁力の高次（7、9次）成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用したもの。  
表 3.2-5 の c)、d)、g)
- iii) 電機子起磁力の次数が高いもの。  
表 3.2-5 の f)、h)
- iv) 起磁力の次数と回転方向からパラメータの組み合わせが取りえないもの（発生しない）もの。  
表 3.2-5 の e)、i)、j)
- v) 電機子起磁力として発生しないもの。  
表 3.2-5 の m)

上記のうち、iii) に分類されるものは電機子起磁力が 17 と 19 次と高く、それぞれに固定子起磁力の 7 次と 9 次が作用して発生する成分である。電機子起磁力がかなり次数が高いことと、界磁起磁力の次数も高いことから発生しないか、発生しても小さいと考えられるため影響はないものと考えた。

したがって、発生要因としては

- i) 界磁起磁力の高次（5、7、9次）成分に電機子起磁力の偶数次が作用したもの。
  - ii) 界磁起磁力の高次（7、9次）成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用したもの。
- になることが明らかになった。

### (3) 有限要素法による電磁力分布の解析と評価

(2) で示した電磁力分布を検証するため、有限要素法による固定子鉄心ティース部に働く電磁力の解析と評価を実施した。解析は、対称性を利用してモータの 1/4、二極分をモデル化して行った。図 3.2-5 に解析モデルと電磁力の解析結果を示す。

解析モデルは節点数は 3,091、要素素数は 6,286 でモデル化し、電流は図 3.1-3 の振動、騒音測定を行った際の通電電流 360 (A) としている。

図 3.2-5 には、鉄心に働く電磁力をベクトル表示している。固定子鉄心には半径方向内側に力が働いており、回転子の位置関係により、大きな力となる部分と、相対的に小さくなっている部分、また、その中間の値の力が働く部分があることが分かる。

電磁力の次数を把握するため、有限要素法で求められた電磁力を基に、固定子鉄心のティースに働く電磁力を時間高調波に分解したものが、図 3.2-6 である<sup>[89]</sup>。電磁力は 2 極分、電気角で 360

度分を求めている。各ティースに働く力を見ることで空間次数を把握する事ができる。8極 36 スロット設計の初期設計では、時間8次成分が、空間で二極分のモデルで1周期、従って全周8極分のモータで空間4次、すなわち  $m_i$  が4 ( $K=4$ )、の成分を持つ事が分かる。

(2) の電磁力の空間次数と時間周波数の検討からでは、次の i) と ii) のどちらの可能性が高いか区別は出来なかったが、ここでは、図 3.2-6 から電磁力大きさの相対比較により発生可能性を検討する。

i) 界磁起磁力の高次 (5、7、9次) 成分に電機子起磁力の偶数次が作用したものの。

ii) 界磁起磁力の高次 (7、9次) 成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用したものの。

i) の成分は、固定子パーミアンスの作用を受けない成分であるため電磁力の発生状況から区別は出来ない。ii) の成分は、固定子パーミアンスの作用を受けて発生するため、電磁力には固定子パーミアンスの作用を受けていない成分が発生する。表 3.2-5 の c)、d)、g) の空間4次、周波数が回転周波数の 32 次成分となるものは、固定子パーミアンスの作用を受けない場合は、いずれも空間 32 次、周波数が回転周波数の 32 次成分となる。周波数が回転周波数の 32 次成分となる電気8次成分は、歯に加わる分布から  $m_i = 4$  ( $K=4$ )、の成分であることを前述した。図 3.2-6 の電磁力の調波分析結果から、この周波数成分で  $m_i$  が4の成分以外に空間 32 次 ( $m_i=32$ 、図 3.2-6 で8波) が発生しているようには見られない。

したがって、ii) 界磁起磁力の高調波 (7、9次) 成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用したものが発生している可能性は低いものとする。

また、電磁力としては、時間8次成分より低次のものの方が大きくなるが、その空間分布は8以上の比較的高次の分布になる事が分かる。

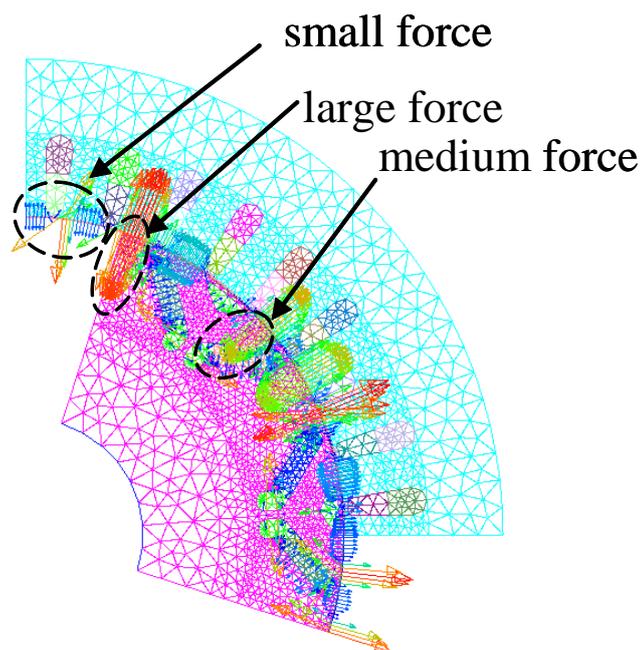


図 3.2-5 8極 36 スロット設計の有限要素法による電磁界、電磁力解析結果

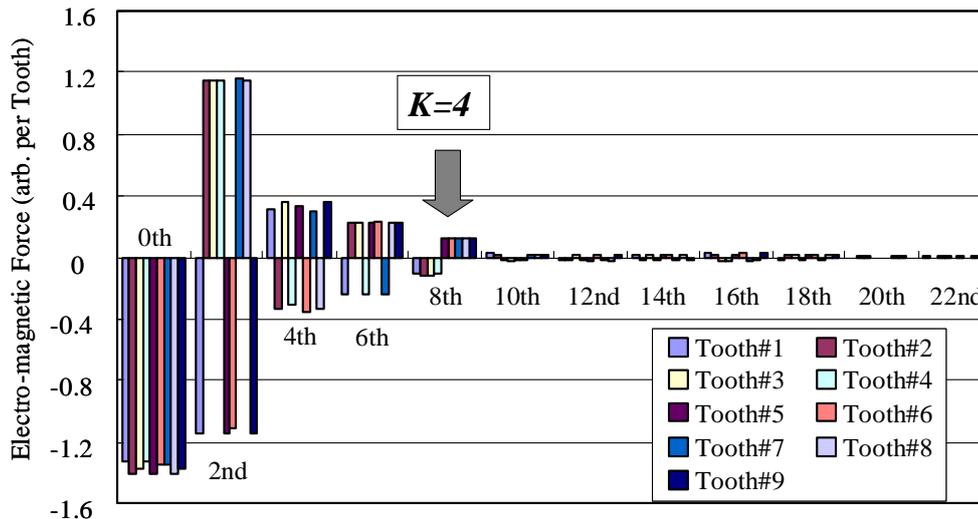


図 3.2-6 8 極 36 スロット設計の固定子鉄心に働く電磁力の調波分析結果

本項の固定子鉄心に働く電磁力の解析結果からは、電磁力の成分に、空間 4 次、 $m_i$  が 4 の成分が存在し、時間次数は 8 次となる事が明らかになった。

8 極 36 スロット設計は極対数は 4 であり、電気的な時間次数 8 次は、回転数を基準とすると極対数倍して、32 次成分となる。

騒音の周波数分析の結果から、騒音は回転数の 32 次成分が卓越しており、固定子鉄心の振動とも一致している。振動、騒音の発生状況と、固有振動数とモードの測定結果、振動モード解析ならびに、前項の (2) ギャップ高調波電磁力の検討と、上記の本項の有限要素法による電磁力解析とその調波分析の検討を合わせ考えると、電磁力が加振力となった騒音であり、騒音が発生した 7,000 (rpm) 付近の回転数で、鉄心の固有振動数、 $K=4$  のモードで振動している事が明らかである。

8 極 36 スロット設計で発生した騒音は、ギャップで発生した高調波電磁力が、固定子鉄心の固有振動数を加振して発生したことが明らかとなった

また、加振力となった電磁力は、界磁起磁力の高次 (5、7、9 次) 成分に電機子起磁力の偶数次が作用して発生した可能性が高いことも明らかになった。

上記のように原因となるギャップ高調波電磁力の発生の仕方は、従来の誘導電動機で指摘されている固定子起磁力の基本波成分が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界と、回転子起磁力の基本波が、ギャップのパーミアンス分布で変調されたギャップ磁界の相互作用等で発生する低次の空間次数の電磁力によるものではなく、回転子の界磁起磁力と固定子の電機子起磁力の高次成分同士の相互作用等で発生する低次の空間次数の電磁力によるものであることを明らかにした。

これは、磁石量を低減するためギャップを小さくしたことにより、ギャップ高調波が低減しにくくなったことと、起磁力高調波の影響が出やすくなったことの相乗効果により発生しやすくなったと言う事ができる。

3. 1 節で示した固定子鉄心の固有振動数の測定結果から、顕著な固有振動数のモードが  $K=2$ ,  $K=3$ ,  $K=4$  であることと、起磁力同士の次数差の小さいものは 1 ないし 2 であり、電磁力のモードはこれに極対数が掛かったものであるため、鉄心の体格から 100 (kW) クラスの HEV、EV 用モ

ータでは、極数が8極以下、安全を見るなら10極以下の設計の際には、起磁力高調波の相互作用による低次の空間電磁力が発生しないように考慮すべきである。

### 3. 3 振動・騒音低減手法の検討

前節では、騒音は、ギャップで発生した高調波電磁力が、固定子鉄心の固有振動数を加振して発生したことを明らかにした。特に、固定子の電機子の起磁力の偶数次成分が直接の原因となり、電機子巻線の巻線法により、起磁力高次成分として偶数次の成分が発生することが本質的な原因である。

本節では、これを受けて、問題となる振動騒音を低減する手法を検討し、実機に適用して騒音低減をはかる事とする。

電磁力が構造物の固有振動数を加振して発生する騒音を低減する手法は、定速機の場合は、騒音の加振力となる電磁力の時間周波数、空間次数（モード）を変更するか、構造物の固有振動数を変化させるかのどちらかとなる。一般的には、構造物を補強し固有振動数を変化させる、離調が一番良く採られる方法である。

これは、電磁力を変化させる方法をとると、電気設計と機械・構造設計の両方を変更する事となり、構造的な補強による離調に比べ、時間とコストがかかるためと考えられる。

しかしながら、今回の様に可変速運転をする応用で、かつ、その可速範囲の広い場合は、全ての構造上の固有振動数を可変速範囲から外す事は困難であり、事実上実施する事は不可能な場合が多い。

本研究の対象も、適用先の取り付け条件の制約、すなわち、図2.4-1に示したように、固定子は、3か所でボルトとナットにより軸方向の締め付け取り付け方式となり、径方向は隙間羽目で径方向の拘束は期待できない構造であり、かつ変更もできないため、電磁力を変更して固有振動数の加振を避けるようにせざるを得なかった。このため、モータのギャップに発生する電磁力の空間次数と時間周波数を変更して騒音を低減する事とした。

8極36スロットの永久磁石モータの振動、騒音は電機子起磁力の偶数次高調波成分によるギャップの高調波電磁力により発生した。偶数次の起磁力成分は分数スロットで発生したことから、振動、騒音を低減するには起磁力分布が奇関数となり、偶数次成分を発生しないと考えられる整数スロットとするか、極数とスロット数を変更することで、電磁力の空間次数と時間周波数を変更し、電磁力と固定子鉄心の固有振動数が一致する点を運転回転数域の外に持っていき回避することが考えられる。

以下、整数スロットの場合のギャップの高調波電磁力を検討し、これを踏まえた極数とスロット数の変更による騒音の低減の検討を行った。

#### (1) 整数スロットのギャップ高調波電磁力の検討

整数スロットのギャップの高調波電磁力の検討として、8極36スロットに最も近い8極48スロットの場合の高調波電磁力を検討する。

8極36スロットの場合と同様に、ギャップで発生する高調波電磁力を求めるため起磁力分布を

導出する。

8極48スロットの場合は、毎極毎相スロット数を $q$ とすると、次式より $q$ は2となる。

$$q = 48/3/8 = 2$$

$q$ が2の場合は、図3.3-1に示すように、各相のコイルをコイルピッチ6で交互に接続し巻線を構成する。

一相のコイルの起磁力分布を周方向位置 $\theta$ (s<sup>-1</sup>)に対して展開したものが、図3.3-2である。

図3.3-2の起磁力分布をフーリエ級数展開して、空間調波で表示する。

奇関数なので、

$$F_{u1}(\theta) = \sum_{k_u=1}^{\infty} b_{k_u} \sin(n\omega_0\theta)$$

$$T = \pi/2, \quad \omega_0 = 2\pi/T = 4$$

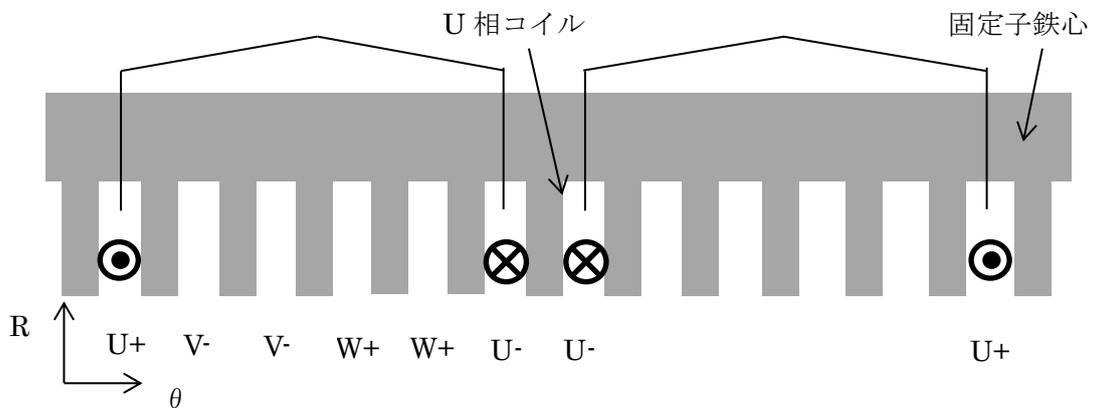


図 3.3-1 8極48スロットのU相コイルの配置と接続

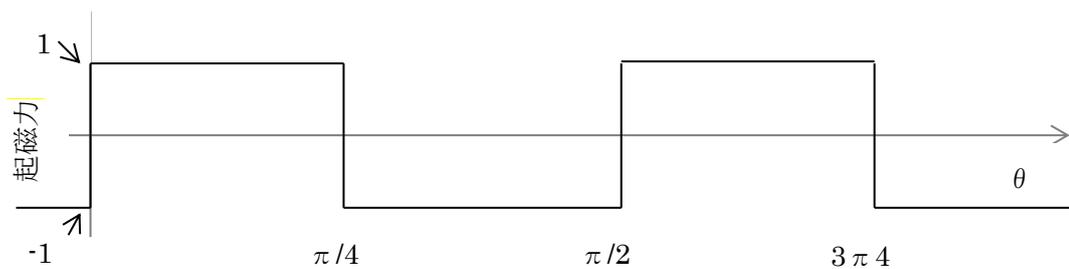


図 3.3-2 U相コイルの起磁力分布

$$b_{k_u} = 4/T \int_0^{T/2} \sin(k_u \omega_0 \theta) f(\theta) d\theta = 8/\pi \left\{ \left[ -\frac{1}{4k_u} \cos(4k_u \theta) \right]_0^{\pi/4} \right\} = \frac{2}{k_u \pi} \{1 - \cos(k_u \pi)\}$$

$$= \begin{cases} 0 & , \quad k_u; \text{even} \\ 4/(k_u \pi), & k_u; \text{odd} \end{cases}$$

$$F_{u1}(\theta) = \sum_{k_u, \text{odd}}^{\infty} \frac{4}{k_u \pi} \sin(4k_u \theta)$$

これをもとに、3. 2 (2) 項と同様にして三相巻線の V、W 相分と時間変化ならびに、位相を考慮して電機子の起磁力分布の式にする。

時間次数は基本波だけ考慮することにする。また、V、W 相分と空間位相を考慮し、j を自然数とすると、空間 3 次成分は発生しないので  $k_{st} \neq 3j$  となる。さらに、5 次、8 次等、 $3j-1$  成分は相順が入れ替わり逆回転するの注意し、角度位相の 0 点をずらすと、電機子の起磁力分布は次のようになる。

$$F_{st}(\theta, t) = \sum_{k_{st}, \text{odd}, k_{st} \neq 3j}^{\infty} \frac{6}{k_{st} \pi} \{ \sin(4k_{st} \theta + (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} \omega_e t - \varphi_{k_{st,1}}) \}$$

$$= \sum_{k_{st}, \text{odd}, k_{st} \neq 3j}^{\infty} \frac{6}{k_{st} \pi} \{ \cos(4k_{st} \theta + (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} \omega_e t - \varphi'_{k_{st,1}}) \}$$

. . . . . (3.7)

## (2) ギャップの磁束密度と高調波電磁力

界磁の起磁力は、3. 2 (2) 項の 2) に示した 8 極 36 スロットの場合と同じ式となる。また、ギャップのパーミアンス分布の式も、スロット数を  $N_{st}$  として求めているので、8 極 36 スロットの場合と同じ式となる。

起磁力とパーミアンスからギャップの磁束密度は次式のようになる。

$$B(\theta, t) = \{F_{st}(\theta, t) + F_{rt}(\theta, t)\} \times \lambda_{st,rt}(\theta, t)$$

$$B(\theta, t) = \sum_{k_{st}, \text{odd}, k_{st} \neq 3j, i_{st}, i_{rt}} B_{k_{st}, i_{st}, i_{rt}} \cos\{ (i_{rt} N_{rt} \pm i_{st} N_{st} \pm 4k_{st}) \theta - (i_{rt} N_{rt} \omega_{rt} \pm (-1)^{(k_{st} \bmod 3)} 4\omega_{rt}) t \}$$

$$+ \sum_{k_{rt}, i_{st}, i_{rt}} B_{k_{rt}, i_{st}, i_{rt}} \cos\{ (i_{rt} N_{rt} \pm i_{st} N_{st} \pm 4k_{rt}) \theta - (i_{rt} N_{rt} \omega_{rt} \pm 4k_{rt} \omega_{rt}) t \}$$

. . . . . (3.8)

径方向の高調波電磁力は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
 \sigma(\theta, t) &= \frac{B^2(\theta, t)}{2\mu_0} = \sum_{m_i, v_i} \sigma_{m_i, v_i} \cos(m_i \theta - v_i t) \\
 m_i &= (i_{rt,1} \pm i_{rt,2})N_{rt} \pm (i_{st,1} \pm i_{st,2})N_{st} \pm 4\acute{k} \\
 \acute{k} &= (k_{st,1} \pm k_{st,2}) \text{ or } (k_{st,1} \pm k_{rt,2}) \text{ or } (k_{rt,1} \pm k_{rt,2}) \\
 v_i &= (i_{rt,1} \pm i_{rt,2})N_{rt}\omega_{rt} \pm \acute{u}4\omega_{rt} \\
 \acute{u} &= ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm (-1)^{(k_{st,2} \bmod 3)}) \text{ or } ((-1)^{(k_{st,1} \bmod 3)} \pm k_{rt,2}) \text{ or } (k_{rt,1} \pm k_{rt,2})
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

$i_{rt,1}$ と $i_{rt,2}$ は、磁束密度の相互作用を考える際の界磁パーミアンスの各次数、 $i_{st,1}$ と $i_{st,2}$ は電機子パーミアンスの各次数、 $k_{rt,1}$ と $k_{rt,2}$ は界磁起磁力の各次数、 $k_{st,1}$ と $k_{st,2}$ は電機子起磁力の各次数であるのは、これまでと同じである。

8極 36 スロットの検討と同様に、振動、騒音を発生する可能性が高い電磁力は空間次数が 4 以下の高調波電磁力である。比較的低次の起磁力とパーミアンス分布による高調波電磁力の表式がどうなるかを検討する。

8極 48 スロットの場合は、 $k_{st,1}$ 、 $k_{st,2}$  が奇数であることから、 $\acute{k}$  は、電機子起磁力同士、界磁起磁力同士、および、両者の相互作用のいずれの場合も 0 ないし 2 の倍数となる。これに注意して、8極 36 スロットの場合と同様に振動、騒音を発生する可能性が高い 1 から 4 の低次の空間次数の高調波電磁力を検討した結果を、表 3.2-6 から表 3.2-9 に示す。

固定子の固有振動数を加振する可能性が高い空間次数  $m_i$  が 0 の場合で一番周波数が高いのは、回転周波数の 48 次成分となる。

空間次数  $m_i$  が 0 で回転周波数の 48 次成分が、図 3.1-4 の  $K=0$  の固有振動数 (5,325 (Hz)) と一致する回転数、 $N_{48-0}$  は次のようになる。

$$N_{48-0} = (5,325 \text{ (Hz)} / 48) * 60 = 6,656 \text{ (rpm)}$$

8極 48 スロットの場合でも、界磁の高調波成分が空間次数  $m_i$  が 0 となる電磁力を発生し、 $K=0$  の固有振動数を加振し、振動、騒音を起こす可能性がある。

しかしながら、これ以外の空間次数  $m_i$  が 4 次となるものは発生せず、同様に 2 次および 3 次の低次となる電磁力が固有振動数を加振して、振動、騒音が発生する可能性は無いと考えられる。

表 3.2-6 8極 48 スロットにおける高調波電磁力の空間次数が 4 以下となる、  
パーミアンス、起磁力高調波組み合わせ

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$\times N_{rt}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\times N_{st}$	$\hat{k}$	$4k$	$m_i$		
0	0	0	0	0	0	0		
0	0	1	48	12	48	0	96	
1	8	0	0	2	8	0	16	

表 3.2-7 電機子起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数 (8極 48 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$\hat{u}_1$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 12$	0	0	0
0	1	$\pm 12$	0	2	$\pm 8$

表 3.2-8 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (1)  
(8極 48 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	1	-2	$\pm 8$
0	0	0	0	3	4	$\pm 16$
0	0	0	0	3	-2	$\pm 8$
0	0	0	0	5	6	$\pm 24$
0	0	0	0	5	-4	$\pm 16$
0	0	0	0	7	6	$\pm 24$
0	0	0	0	7	-8	$\pm 32$
0	0	0	0	9	10	$\pm 40$
0	0	0	0	9	-8	$\pm 32$
0	1	12	0	1	0	0
0	1	12	0	1	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	12	0	3	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	12	0	3	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	12	0	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	12	0	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	12	0	7	$\pm 8$	$\pm 24$
0	1	12	0	7	$\pm 6$	$\pm 32$
0	1	12	0	9	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	12	0	9	$\pm 10$	$\pm 40$

表 3.2-8 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (2)

(8極 48 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
1	0	2	0	1	$\pm 2$	16
1	0	2	0	1	$\pm 2$	0
1	0	2	0	1	0	8
1	0	2	0	3	$\pm 4$	24
1	0	2	0	3	$\pm 4$	-8
1	0	2	0	3	$\pm 2$	0
1	0	2	0	3	$\pm 2$	16
1	0	2	0	5	$\pm 4$	24
1	0	2	0	5	$\pm 4$	-8
1	0	2	0	5	$\pm 6$	-16
1	0	2	0	5	$\pm 6$	32
1	0	2	0	7	8	40
1	0	2	0	7	8	-24
1	0	2	0	7	-6	-16
1	0	2	0	7	-6	32
1	0	2	0	9	$\pm 10$	48
1	0	2	0	9	$\pm 10$	-32
1	0	2	0	9	$\pm 8$	-24
1	0	2	0	9	$\pm 8$	40

表 3.2-9 界磁起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数

(8極 48 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$\hat{u}_3$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	0	0	0	0
1	0	2	0	2	16
1	0	2	0	2	0

(2)  $m_i$  が 0 に見える電磁力

唯一、 $m_i$  が 0 次の場合に、固有振動数を加振する可能性があることを示した。他方、 $m_i$  が非常に大きい場合、すなわち、電磁力の空間次数  $m_i$  が固定子のティース数、すなわちスロット数と同じ場合は、 $m_i$  が 0 の場合と同じとなる。

8 極 48 スロットの場合は、 $m_i$  が 48 次の場合が、 $m_i$  が 0 の場合と同じとなり、 $K=0$  の固有振

動数を加振する可能性がある。 $m_i$ が48次となる場合を検討する。

パーミアンスの次数が低次となる、 $i_{rt,1} \pm i_{rt,2} = 0$  と  $i_{st,1} \pm i_{st,2} = 0$  の場合に、 $m_i$ が48次となるのは、(3.9)式から次の様に $\acute{k}$ が12の場合である。

$$\acute{k} = (k_{st,1} \pm k_{st,2}) = 12, \acute{k} = (k_{st,1} \pm k_{rt,2}) = 12, \acute{k} = (k_{rt,1} \pm k_{rt,2}) = 12$$

それぞれの項が比較的low次となるのは、次の組み合わせの場合である。

$$k_{st,1} = 5, k_{st,2} = 7$$

$$k_{st,1} = 5, k_{rt,1} = 7$$

$$k_{st,1} = 7, k_{rt,1} = 5$$

$$k_{rt,1} = 5, k_{rt,2} = 7$$

上記の組み合わせの場合の電磁力分布の空間と時間の変化を表す項は表3.2-10の様になる。

モータの回転数を低回転から高回転に上げていく場合を考えると、 $m_i$ が48次になるもので時間周波数が高いものから固有振動数と一致することとなる。表3.2-10の中で、時間周波数が一番大きいものは、回転子の空間5次と7次の相互作用で発生する空間48次、時間周波数が回転周波数の48次である。

$K=0$ の固有振動数を加振して、振動、騒音を発生する場合は、3.3(2)で説明した、 $m_i$ が0のモードないし、この $m_i$ が48次となる成分が最初に振動、騒音を発生すると考えられる。

同様にして、固定子の空間7次と回転子の空間5次の相互作用からは、空間48次、時間周波数が回転周波数の24次となる。

これらの項は、一周期当たり12頂点を持ち、2極当たり12スロット、すなわち、毎極毎相 $q$ が2のモータ、発電機で同じように発生する。

以上の検討から、8極48整数スロットの場合は界磁起磁力高調波による空間次数 $m_i$ が0ないし48次となる成分が $K=0$ の固有振動数を加振して、振動、騒音を発生する可能性があるため、これに注意をする必要がある。

表 3.2-10 空間0次と同じとなる空間48次の高調波電磁力の発生項

$k_{st,1}$	$k_{st,2}$	$k_{rt,1}$	$k_{rt,2}$	$\acute{u}_1$	$\acute{u}_2$	$\acute{u}_3$	$\sigma$
5	7	-	-	0	-	-	$\cos(48\theta)$
5	7	-	-	1	-	-	$\cos(48\theta \pm 4\omega_{rt}t)$
5	-	7	-	-	8	-	$\cos(48\theta \pm 32\omega_{rt}t)$
5	-	7	-	-	-7	-	$\cos(48\theta \mp 28\omega_{rt}t)$
7	-	5	-	-	4	-	$\cos(48\theta \pm 16\omega_{rt}t)$
7	-	5	-	-	-6	-	$\cos(48\theta \mp 24\omega_{rt}t)$
-	-	5	7	-	-	12	$\cos(48\theta \pm 48\omega_{rt}t)$
-	-	5	7	-	-	-2	$\cos(48\theta \mp 8\omega_{rt}t)$

### (3) 電磁力解析

#### 1) 有限要素法による電磁力解析

極数とスロット数を変更することで、電磁力の空間次数と時間周波数を変更し、電磁力が固定子鉄心の固有振動数を加振することを回避するか、あるいは加振した場合でも、その応答が低くなるように検討を行った。固定子鉄心に働く電磁力は、3.2(3)の述べたものと同じであるが、ここでは、8極48スロットの場合を示す。

3.3(1)、(2)で述べたように界磁起磁力高調波による空間次数  $m_i$  が0ないし48次となる成分の把握が重要である。

有限要素法による固定子鉄心ティース部に働く電磁力の解析と評価を実施した。解析は、8極36スロットの場合との比較を容易にするため、モータの1/4、二極分をモデル化して行った。解析モデルは節点数は3,056、要素素数は7,148でモデル化し、電流は振動、騒音測定を行った際の通電電流360(A)としている。

図3.3-3には、鉄心に働く電磁力もベクトル表示している。固定子鉄心には半径方向内側に力が働いているが、8極36スロット設計の場合と異なり、ほぼ、大きな力となる部分と、相対的に小さくなっている部分だけになることが分かる。

電磁力の次数を把握するため、有限要素法で求めた電磁力を基に、固定子鉄心のティースに働く電磁力を時間高調波に分解したものが、図3.3-4である。今回は、対称性から電磁力は1極分、電気角で180度分を求めている。各ティースに働く力を見ることで空間次数を把握する事ができる。8極48スロット設計では、電磁力は周波数が時間12次成分(回転数の48倍成分)より小さいものの方が大きくなるが、その空間分布は8次以上の比較的高次の分布になる事が分かる。また、周波数が時間12次を超えた成分は、空間次数が高次の分布となっている。

これに対して周波数が回転数の12次成分は、1極分で同一方向に働き、全周8極分で一様分布の空間0次、すなわち  $m_i=0$  の成分となる事が分かり、前述の3.3(1)、(2)の検討結果と、表

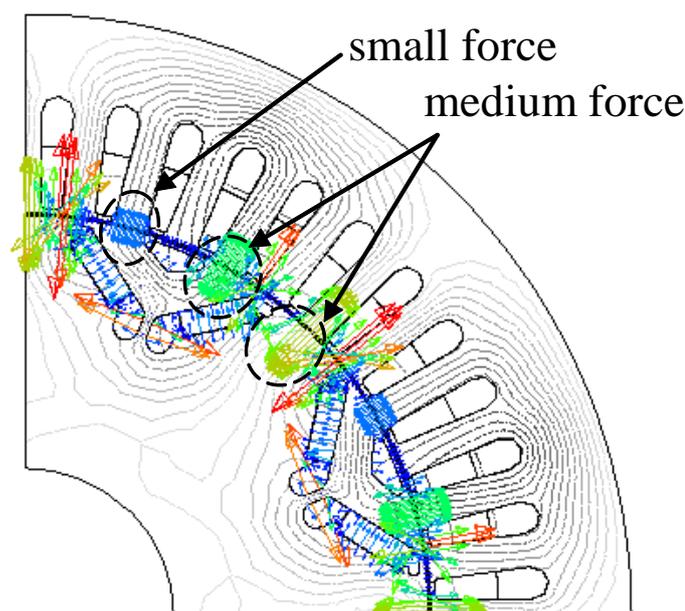


図 3.3-3 8極48スロット設計の有限要素法による電磁界、電磁力解析結果

3.2-10 と一致し、この項は周波数から見て回転子の空間 5 次と 7 次の相互作用で発生していると考えられる。

界磁起磁力の 9 次成分と回転子パーミアンスが作用して発生する電磁力成分でも  $m_i$  が 0 で周波数が時間 12 次（回転数 48 倍の成分）となるが、こちらは電機子起磁力が 11 次との相互作用で発生するため発生する可能性は低いと考えられる。

固定子鉄心の固有振動数は、スロット数の影響が小さいとすると図 3.1-5、図 3.1-6 とほぼ同様の周波数に固有振動数を持つと考えてよい。従って、8 極 48 スロット機では、周方向に様に分布する  $m_i$  が 0 ( $K=0$ ) の成分である時間 12 次成分が 5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=0$  の固有振動数を加振する可能性がある。

P 極  $N_s$  スロット設計における時間 1 2 次成分に相当する機械的回転数を  $N_{P-N_s-12}$  と表記する。8 極 48 スロット機は極対数は 4 であるので、時間 12 次成分が 5,325 (Hz) となる回転数  $N_{8-48-12}$  は次式で推定され、6,650 (rpm) となる。

$$N_{8-48-12} = 5,325 \text{ (Hz)} / (12 * 4) * 60 = 6,650 \text{ (rpm)}$$

SUV に適用する今回のモータは、図 2.4-2 に示したように最高回転数が 13,500 (rpm) であり、8 極機では電磁力が固定子鉄心の固有振動数を加振する点を使用域外に外す事は出来ない。

毎極毎相スロット数  $q$  が 2 の場合に、 $K=0$  の固有値のみ考え、電磁力が固定子鉄心の固有振動数を加振する点を使用域外に出すには、大幅に極数を下げてスロット数を低減させる事になるが、モータ寸法に制限があるため極数を低減すると回転子径が下がり最大トルクが低下する。また、スロット数が少なくなる事によりトルクリップルが増大し HEV としての運転特性が低下する。従って、全ての固有振動数をモータの運転領域外に出す事は、要求される性能を維持する観点からは難しい。

8 極で  $q$  を 3 とする場合は、コイル数の増加と、それを納める固定子の製作難易度が上がる事により、工数とコストの増加が予想される。また、固定子スロット内の絶縁を確保することにより

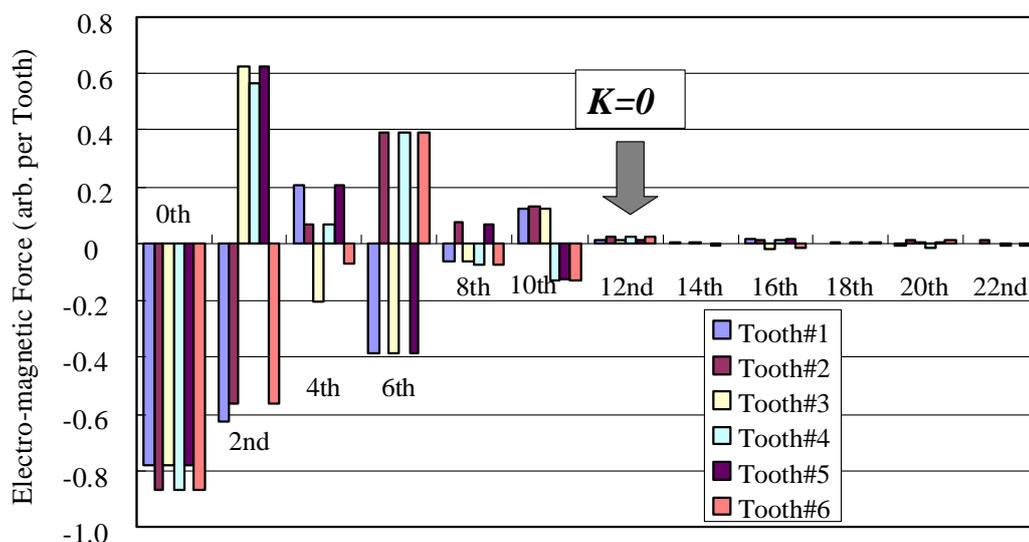


図 3.3-4 8 極 48 スロット設計の固定子鉄心に働く電磁力の調波分析結果

コイル断面積が減少することから、効率が低減するため採用は難しい。

従って騒音低減の方向としては、コストを増大させずにモータ性能を維持できる範囲で設計を変更し、振動、騒音応答を比較評価し、その値を出来るだけ小さくすることとなる。

このため、設計変更の可能な極数、スロット数に対して同様の電磁力解析を行い、振動、騒音応答の評価が必要となる。

## 2) 8極 36 スロットで振動、騒音の加振力となった電磁力の特定

3. 2 (2)、(3) で、8極 36 スロットの場合に、空間 4 次、周波数が回転周波数の 32 次成分となり、振動、騒音と加振力となるものは、界磁起磁力の高次 (5、7、9 次) 成分に電機子起磁力の偶数次が作用して発生しているか、界磁起磁力の高次 (7、9 次) 成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用して発生している事を明らかにした。しかしながら、電機子起磁力の偶数次と基本波項のどちらが原因であるかを完全に特定することは出来ていなかった。このため原因としては、対となる界磁起磁力の 5、7、9 次までしか特定できていない。

これは、表 3.2-5 を見ると分かるが、電機子起磁力が基本波で、固定子パーミアンスが作用して空間 4 次、周波数が回転周波数の 32 次の電磁力となる成分は、固定子パーミアンスが作用しない場合にも周波数が回転周波数の 32 次となり、周波数が同じになるため電機子起磁力の基本波項と偶数次のどちらが作用して発生したか、8極 36 スロットの場合の有限要素法による電磁解析の結果からだけでは区別ができなかったためである。

8極 48 スロットになった場合は、同じ起磁力成分の組み合わせが固定子パーミアンスが異なり、空間次数  $m_i$  が異なって発生するので、電磁力成分の発生の有無が区別可能となる。

表 3.2-5 から、8極 36 スロットの場合に、電機子起磁力が基本波で、空間 4 次、周波数が回転周波数の 32 次の電磁力となっていたものは、8極 48 スロットでは、空間 16 次、周波数が回転周波数の 32 次の電磁力となる。

図 3.3-4 から、周波数が回転周波数の 32 次となる時間 8 次成分は、一極当たり 2.5 波、全周で 20 波となり、空間 20 次 ( $m_f=20$ ) となっている。図 3.2-6 の 8極 36 スロットの場合の電磁力の調波分析結果でも、周波数が回転周波数の 32 次成分となる電気 8 次の周波数成分に  $m_i=4$  の成分以外に、電機子起磁力が基本波の場合に出る空間 32 次 ( $m_i=32$ 、図 3.2-6 で 8 波) が発生しているようには見えない。

異なるスロット数の電磁力の時間高調波分析の比較から、8極 36 スロットで空間 4 次、周波数が回転周波数の 32 次の電磁力を発生していたのは、固定子パーミアンスが作用しないで発生する界磁起磁力の高次 (5、7、9 次) 成分に電機子起磁力の偶数次が作用したものと判断することができる。表 3.2-5 の a)、b)、k) から、パーミアンスが作用しない成分の界磁起磁力高次成分は、9 次に比べ発生成分が大きいと考えられる 7 次成分の可能性が高いと考える。界磁起磁力の 7 次と電機子起磁力の 8 次が 8極 36 スロットで空間 4 次、周波数が回転周波数の 32 次の電磁力を発生していたと考えられる。

## (4) 変更設計候補の固定子鉄心と電磁力モードの評価と振動、騒音評価

ここでは、設計可能な極数、スロット数の検討のため、振動、騒音の評価を行う。

極数が決まっている際、モータ、発電機を設計する場合、毎極毎相スロット数を大きくとることができる固定子電機子起磁力分布を正弦波に近づけられるため、モータ、発電機のトルクリップルや波形率を良くすることができ望ましいが、コイル数が増え、コイル導体のスペース減るため、効率が低下し、コストが増加する傾向がある。これに加えて、モータ、発電機の外径と軸長に制限がある場合は、所定のトルクと効率を達成するには、トルク、効率と、トルクリップル、電圧歪率のトレードオフの関係を見ながら、極数とスロット数を振って決定する必要がある。8極 36 スロットの設計は、これらの最適化を図った結果として、毎極毎相スロット数  $q$  が  $3/2$  となっている。

上記の経緯があるが、振動、騒音を抑制するため設計変更が必要がある。設計変更の候補としては、最大トルクの確保、トルクリップルの抑制の観点から 6, 8, 10 極とし、低次の固定子鉄心の固有振動数が加振されるのを避けるため、スロット数は毎極毎相スロット数が整数となる、毎極毎相スロット数  $q$  を 1、ないし 2 とし、スロット数 (コイル数) が 48 より大きくならない範囲で選定した。この条件に入る設計案として、6 極 36 スロット、8 極 48 スロット、8 極 24 スロット、10 極 45 スロット、10 極 30 スロットを選定し、固定子鉄心と電磁力のモードの検討と、固有振動数を加振する電磁力の評価と、電磁力に基づく振動、騒音評価を行った。

10 極 45 スロットは分数スロットであり、8 極 36 スロットと同様に極数の  $1/2$  の空間次数の固有振動数、すなわち、10 極設計では  $m_r=5$  の電磁力が固定子鉄心の固有振動数を加振する可能性がある。しかしながら 10 極の場合に毎極毎相スロット数を 2 とすると、スロット数が 60 となって 48 より大きくなる事と、振動応答の傾向から 4 次 ( $K=4$ ) より高次の固定子鉄心の固有振動数の応答は小さくなると予想される事から、10 極 45 スロットの設計についても検討候補に含める事とした。

### 1) 設計変更候補の固定子鉄心と電磁力のモードの評価

8 極設計の場合に、どの回転数で固定子鉄心の固有振動数が加振される可能性があるか検討した。

8 極 48 スロット機の場合は、3.3 (1) から (3) で示したように時間 12 次成分が 5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=0$  の固有振動数が加振されると考えられる。

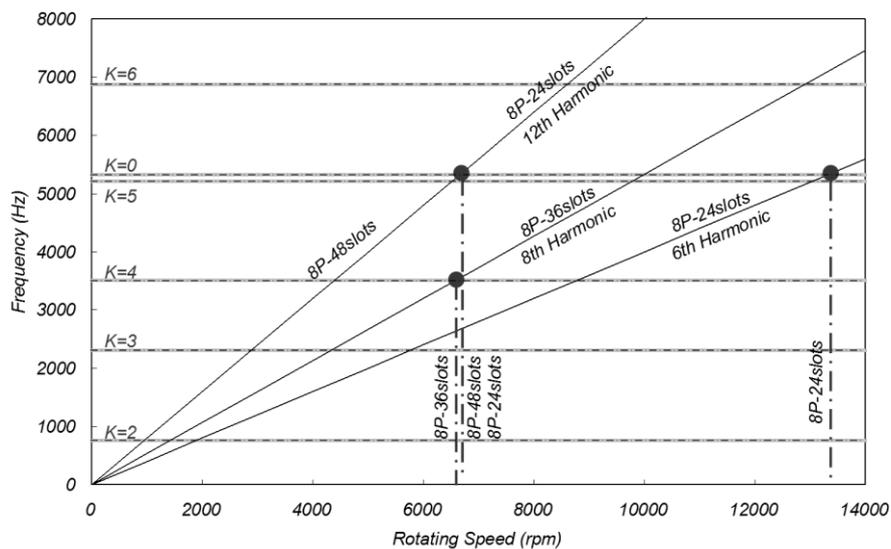


図 3.3-5 8 極機の騒音発生回転数

騒音を起こす回転数  $N_{8-48-12}$  は 6,650 (rpm) と推定される。

8極 24 スロット機の場合は、毎極毎相スロット数が 1 となるため、時間 6 次成分が、5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=0$  の固有振動数が加振される可能性がある。時間 6 次成分が騒音を起こす回転数  $N_{8-24-6}$  は、次式から 13,300 (rpm) と推定される。

$$N_{8-24-6} = 5,325 \text{ (Hz)} \div (6 * 4) * 60 = 13,300 \text{ (rpm)}$$

6極 36 スロット機の場合は、毎極毎相スロット数が 2 となるため、時間 12 次成分が 5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=0$  の固有振動数が加振される可能性がある。時間 12 次成分が騒音を起こす回転数  $N_{6-36-12}$  は、次式から 8,880 (rpm) と推定される。

$$N_{6-36-12} = 5,325 \text{ (Hz)} \div (12 * 3) * 60 = 8,880 \text{ (rpm)}$$

10極 45 スロット機の場合は、毎極毎相スロット数が 1.5 となるため、時間 8 次成分が、5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=5$  の固有振動数が加振される可能性がある。時間 8 次成分が騒音を起こす回転数  $N_{10-45-8}$  は、次式から 7,987 (rpm) と推定される。

$$N_{10-45-8} = 5,325 \text{ (Hz)} \div (8 * 5) * 60 = 7,987 \text{ (rpm)}$$

10極 30 スロット機の場合は、毎極毎相スロット数が 1 となるため、時間 6 次成分と、この倍調波の時間 12 次成分が、5,325 (Hz) となる回転数で、固定子鉄心の  $K=0$  の固有振動数が加振される可能性がある。

時間 6 次成分が騒音を起こす回転数  $N_{10-30-6}$  は、次式から 10,650 (rpm) と推定される。

$$N_{10-30-6} = 5,325 \text{ (Hz)} \div (6 * 5) * 60 = 10,650 \text{ (rpm)}$$

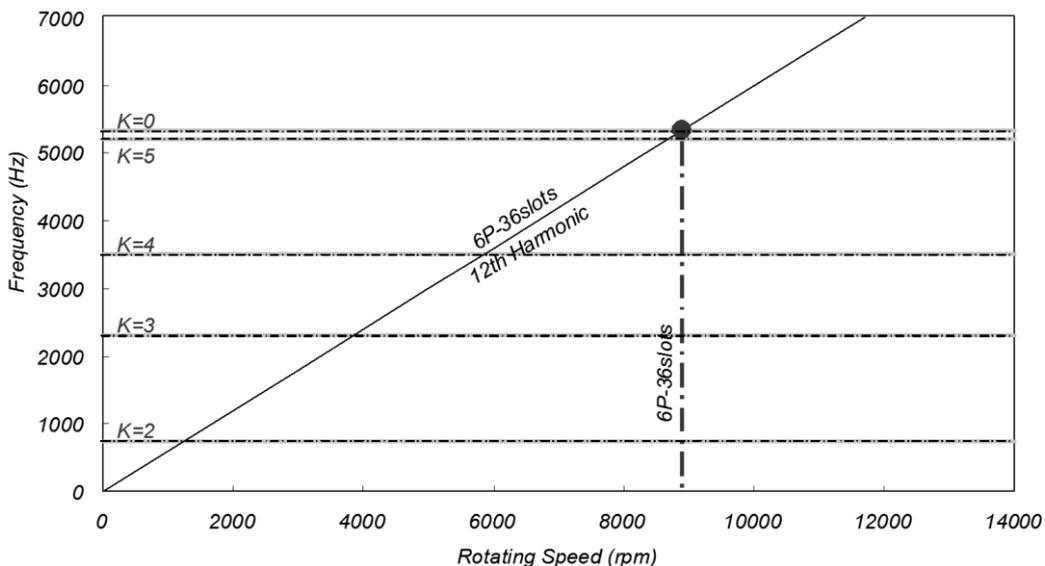


図 3.3-6 6極機の騒音発生回転数

変更しうる設計案はいずれの場合も、固定子鉄心の固有振動数を加振する可能性、特に  $K=0$  のモードでの応答が重要となる事が明らかになった。

2) 設計変更時の加振電磁力と振動、騒音評価

3. 3 (4) 1) 項で明らかにしたように、変更可能な設計案では、モータ使用範囲外に固定子鉄心の固有振動数が加振される点を外す事は困難である。

従って、振動、騒音低減のためには、固有振動数での振動、騒音が初期設計より抑制でき、かつ許容範囲に入れる必要がある。

本節では、これまで検討した設計案の、振動と騒音を発生する可能性のある振動モードと回転数における、固定子鉄心に働く電磁力と騒音値を、簡易推定した結果を説明する。さらに、その結果を基に詳細な電磁力解析と、モータの構造、振動応答を行う設計案への絞込みを行う。

前項の (4) 1) で述べた各設計の固有振動数と一致する電磁力は次のように評価を行った。まず、運転時のトルク回転数特性から、各設計での固有振動数が加振される回転数でのトルクを求め、このトルクを発生する電流条件で、鉄心歯部 (ティース) 当たりの電磁力を 3. 2 (3) と 3. 3 (3) 節の示した電磁力解析の結果から求め、スロット数の違いを補正して固定子鉄心に働く電磁力を求めた。

騒音の評価は、振動が加振力 (電磁力) に比例すると仮定し、取り付けの取り合いが同一である今回は、鉄心振動と騒音の伝達関係は同一とみなして評価した。

$K=0$  のモードにおける騒音は、ほぼ同一寸法の 6 極 36 スロットの埋め込み磁石型モータの  $m_i=0$  成分の電磁力解析値と、 $K=0$  モードの騒音の実測データを参考にして評価した。また、毎極毎相スロット数が  $3/2$  となる 10 極 45 スロットの騒音は、8 極 36 スロット設計の  $m_i=4$  成分の電磁力解析値と、 $K=4$  モードの騒音の実測データを参照して、大きめに推定する安全側の評価となるようにした。

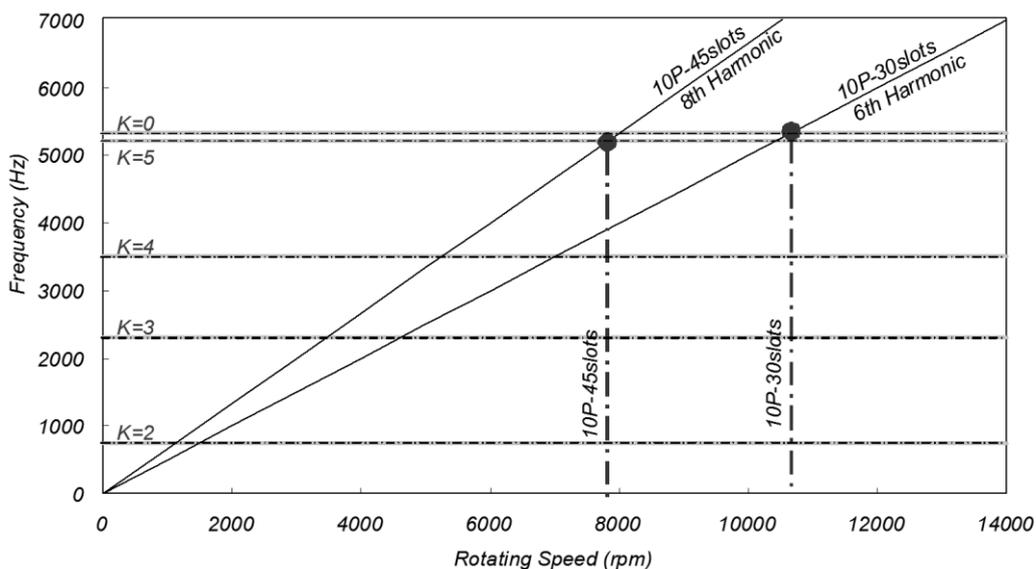


図 3.3-7 10 極機の騒音発生回転数

具体的な騒音の評価式は次のようになる。

$$S_{o-a} = S_{ob} - 20 * \log ( f_b / f_a )$$

騒音評価値  $S_{o-a}$ 、同一モード参照機騒音実測値  $S_{ob}$

対象機電磁力  $f_a$ 、同一モード参照機電磁力  $f_b$

このようにして、設計変更案の電磁力とそれに伴う騒音の推定値を表 3.3-1 にまとめた。

表では、電磁力は相対値とし、騒音は、一番大きくなると想定された 10 極 45 スロットの値を基準として比率で示した。

表 3.3-1 設計変更案の電磁力と騒音の推定値

Alternative Design	8-pole	8-pole	6-pole	10-pole	10-pole
	48-slot	24-slot	36-slot	45-slot	30-slot
Electro-magnetic Force (arb. per Tooth)	0.0044	0.058	0.0058	0.0084	0.058
Total electro-magnetic Force (arb.)	0.21	1.39	0.20	0.37	1.74
Audible Noise (arb.)	0.93	1.07	0.92	1.0	1.09

表 3.3-1 の結果から、騒音は 6 極 36 スロット機が一番抑制され、その次に 8 極 48 スロット機となるが、両設計案でほぼ同等となる事が示された。10 極の設計案どうしでは、騒音は同等であるが 10 極 45 スロット設計がわずかに小さくなる事が分かる。各極の騒音が小さくなる設計案のうち、10 極 45 スロット設計は、絶縁を考えるとスロット幅が相対的に狭くなりコイル断面積が減少し、損失が増加して効率が下がる可能性があるため、騒音の低減効果を勘案して詳細検討では除外することとした。詳細検討は 8 極 48 スロット機と 6 極 36 スロット機で実施した。

### 3) 電磁力解析を基にした詳細振動応答による騒音特性の評価

図 3.3-8 に振動応答に用いた 8 極 48 スロット機の有限要素法の解析モデルを示す。モデルの規模は、接点数 13,950、3,921 要素となっており、固定子コイルは負荷質量として考慮した。開発を進めた SUV 用モータは、同図の鉄心最外径部に設けられた 3 箇所突起部で外形枠にボルト固定される。このため、固定子鉄心は外形枠には隙間羽目で組み立てられ、工業用のモータに比べて固定子鉄心の固定がゆるく、振動応答的には支持点は自由固定の条件に近いと考えられる。有限要素による振動応答解析では、支持点無しの設定が難しかったため、近似的に一点のみを固定条件で解析を行う事とした。また、積層鉄心をモデル化にするに当たり軸方向の剛性が必要となるが、大きさが近い産業用モータの剛性の値を援用した。

電磁力を加振力とした振動応答解析は、市販の構造解析ソフトである、I-dears を用いた。

図 3.3-9 は、図 3.3-8 のモデルを用いて得られた解析上の振動モードである。同図から分かる様に、応答評価が必要な  $K=0$  から  $K=4$  のモードが再現できている事が確認でき、モデルの規模ならびに支持部分のモデル化が妥当であることを確認できた。

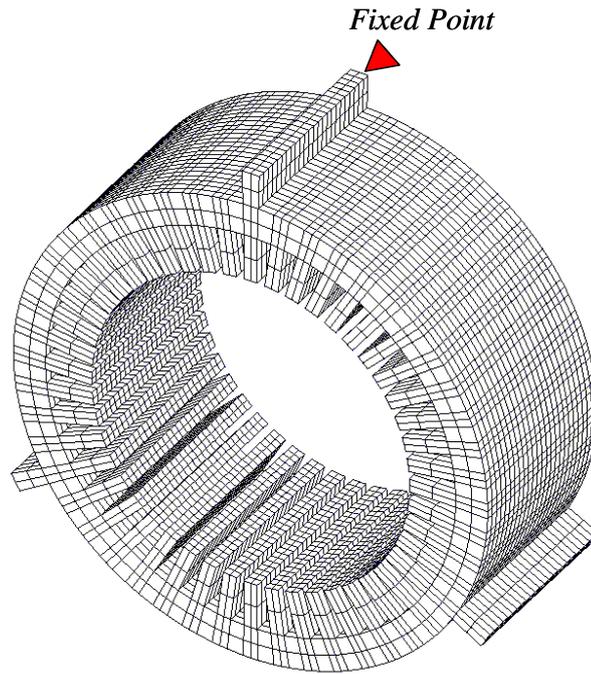


図 3.3-8 電磁力構造応答解析有限要素法解析モデル

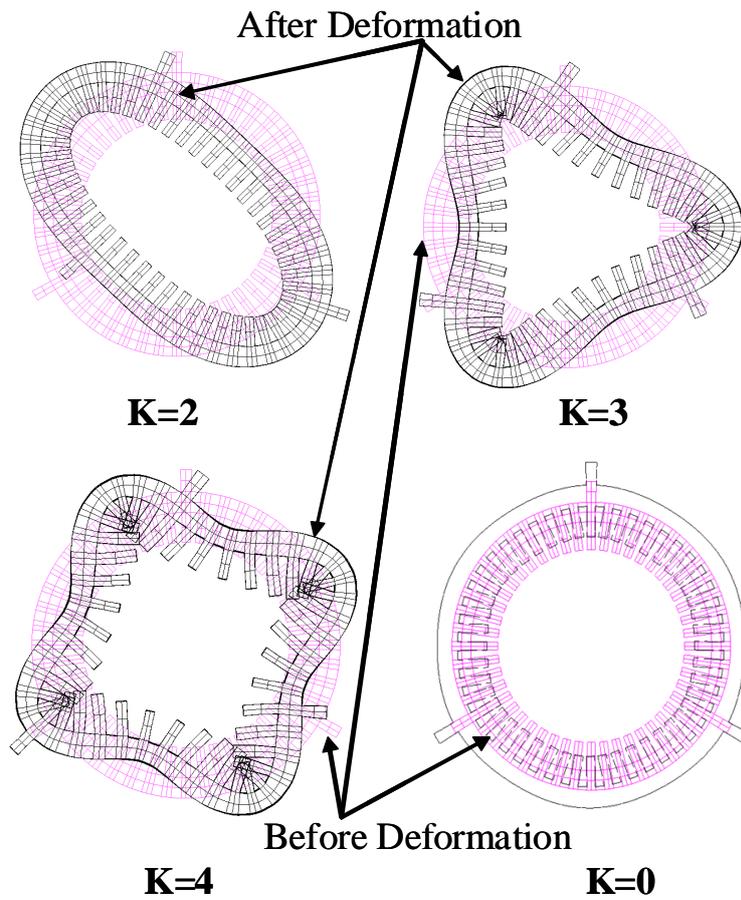
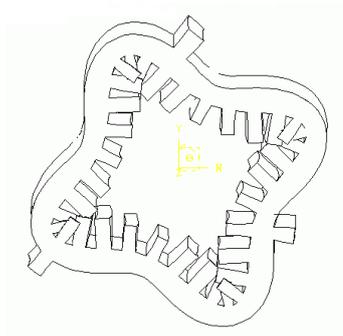


図 3.3-9 振動応答解析モデルにおける振動モード

図 3.3-10 は、固定子鉄心の固有振動数近傍での応答解析の結果を示したものである。

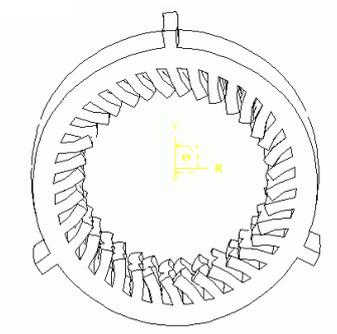
同 (a) には 8 極 36 スロット機のモデルに、3. 3 節 (3) の手法で求めた電磁力を加振力として与えた解析結果であり、3,680 (Hz) で  $K=4$  のモードで振動していることがわかる。対応する回転数は 6,900 (rpm) となった。

また、同 (b) には 6 極 36 スロット機のモデルに、同様にして求めた電磁力を加振力として与えた解析結果であり、5,670 (Hz) で  $K=0$  のモードで振動していることがわかる。対応する回転数は 9,450 (rpm) となった。



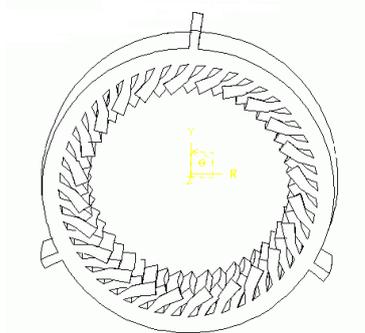
8P-36slots 3680Hz

(a) 8 極 36 スロット機 3,680 (Hz)



6P-36 slots 5670Hz

(b) 6 極 36 スロット機 5,670 (Hz)



8P-48slots 5160Hz

(c) 8 極 48 スロット機 5,160 (Hz)

図 3.3-10 8 極 48 スロット機と 6 極 36 スロット機の振動応答解析の変位図

さらに、同 (c) には 8 極 48 スロット機のモデルに、同様にして求めた電磁力を加振力として与えた解析結果であり、5,160 (Hz) で  $K=0$  のモードで振動していることがわかる。対応する回転数は 6,450 (rpm) となった。

これらの結果から、作成した振動応答モデルは開発モータの振動特性を十分に模擬している事が分かった。

また、設計を 8 極 36 スロットから、8 極 48 スロットに変更すると、予想されていた事ではあるが、振動モードと周波数は異なるが、振動と騒音を発生する回転数としては 6,500 (rpm) 程度の近い回転数となる事も明らかにできた。

これらの事から、加振力である電磁力を求め、振動応答とこれを基にした騒音評価が、モータ設計を選択する際に重要であり、有効である事もわかる。

上述の振動応答解析の結果得られた鉄心振動の振動加速度と、8 極 36 スロット機の実測から求めた、振動加速度と騒音の伝達係数から 8 極 48 スロット機と 6 極 36 スロット機のモータの回転数を変化させた時の騒音特性の評価を行った。伝達係数は、8 極 36 スロット機の最大騒音時の値を用いた。

8 極 36 スロット機 (Original Design)、8 極 48 スロット機、6 極 36 スロット機のモータ回転数に対する騒音特性は、図 3.3-11 の様に推定される。

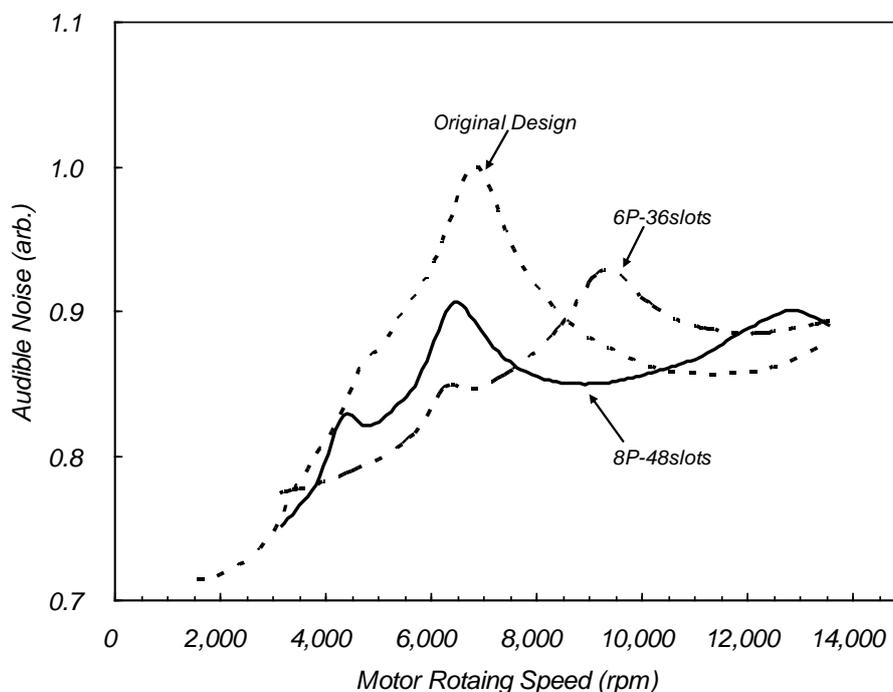


図 3.3-11 8 極 48 スロット機と 6 極 36 スロット機の振動応答に基づく騒音特性の推定

解析を基にした8極36スロット設計の騒音は、4,000 (rpm) から増加し、6,825 (rpm) で最大となる。その後、10,000 (rpm) まで騒音が高い状態が続く特性になる。

図 3.1-3 の騒音の実測の結果を見ると、実測では2,000 (rpm) から騒音が増加し、7,000 (rpm) 前後で最大となり、11,000 (rpm) 程度まで騒音が高い状態が続いている。解析と実測ではピークがややずれてはいるが、全体の傾向は概ね合っていると考えられ、今回の騒音評価の方法が妥当である事が示された。

同図より、改良設計案である8極48スロット機、6極36スロット機では、最大となる騒音値が、初期設計より大幅に低減される事が分かる。

6極36スロット機の場合は、騒音の最大値は8極36スロット設計より、7 (%) 強低減する。騒音が最大となる回転数は8極36スロット設計より高速回転側となり、9,300 (rpm) 前後となり、3. 3 (4) で評価した8,900 (rpm) 弱とおおよそ一致する結果となっている。

8極48スロット機の場合は、騒音の最大値は8極36スロット設計より、10 (%) 弱騒音が低減する。騒音が最大となる回転数は8極36スロット設計より低速回転側となり、6,525 (rpm) 前後となり、同様に3. 3 (4) で評価した6,650 (rpm) 弱とおおよそ一致する結果となっている。

以上の騒音推定と評価から、騒音の最大値の抑制効果が高く最大値が低い事、騒音が予想される回転数が定常走行が多い高速側で無いこと、極数が高くわずかであるが鉄損が少なく効率が高いこと、最大トルクわずかに高いこと、などから8極48スロット設計を改良設計に選定した。

### 3. 4 検証試験機の製作と試験による効果の検証

選定した、8極 48 スロット設計の改善程度を試験により確認する事とした。図 3.4-1 に試作した 8 極 48 スロット設計の検証機の試験状況を示す。

図 3.4-2 に検証試験の騒音測定結果を示す。初期設計でピークを含めて突出していた、7,000 から 8,000 (rpm) の騒音は 8 極 36 スロット設計の 83 (%) まで大きく低減し、騒音値として A スケールで 10 (dB) 低減できた。



図 3.4-1 検証試験機試験状況

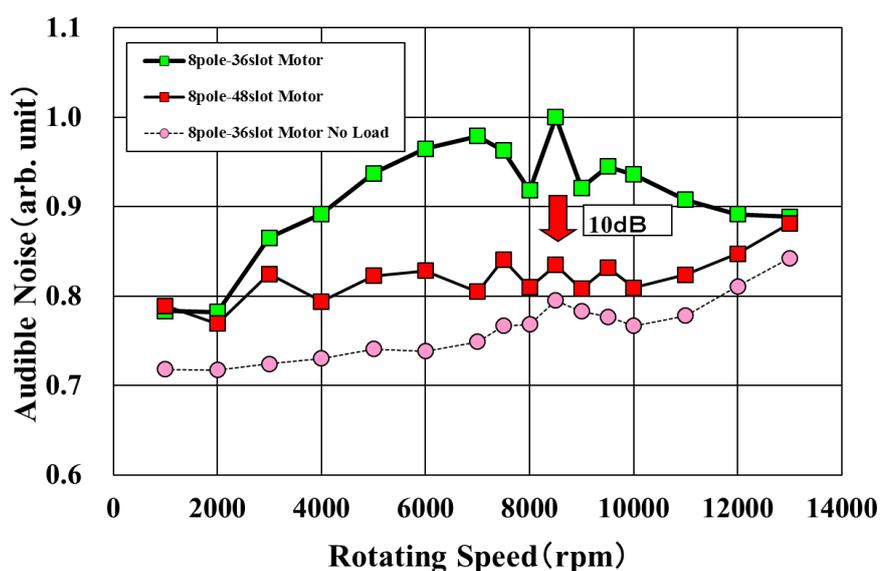
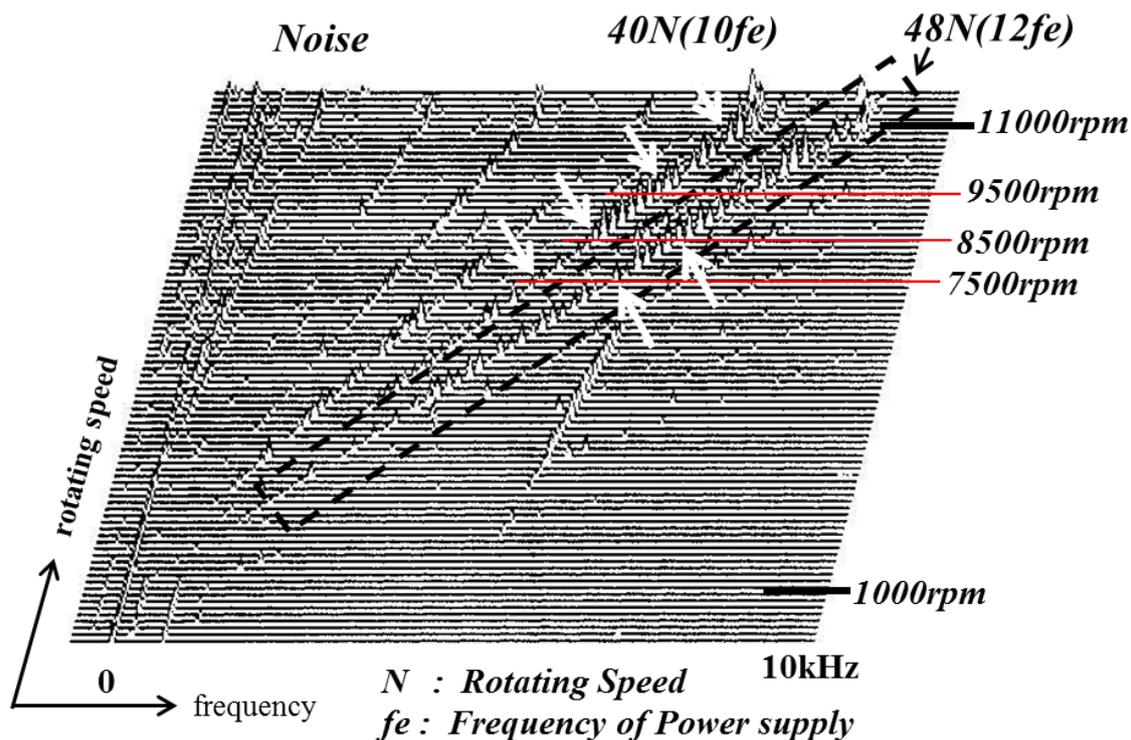


図 3.4-2 検証試験機による騒音改善

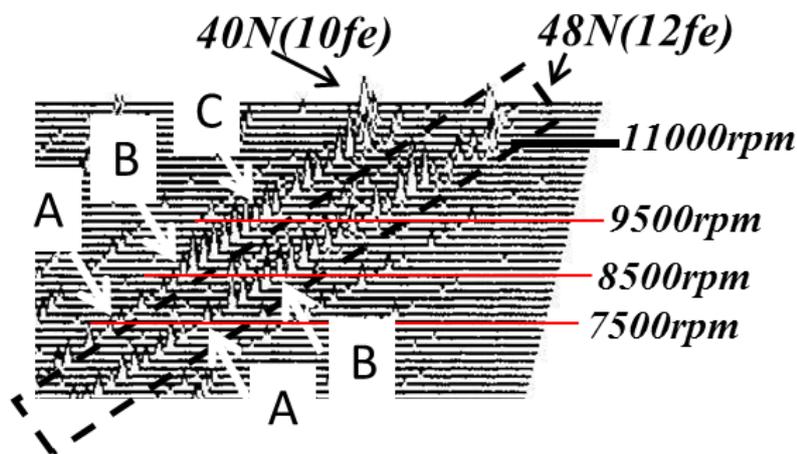


48次の方が大きい。8,500(rpm)では回転周波数40次の鉄心振動が小さいにもかかわらず、両次数で同程度の騒音が出ている(図中B部)。9,500(rpm)では回転周波数40次の方が大きくなっている(図中C部)。

図3.4-3の固定子鉄心振動のウォータフォール図からは、常に、回転周波数の48次成分の振動が大きい事を考えると、7,500(rpm)の騒音のピークは、固定鉄心振動を反映して発生したもの、8,500(rpm)と9,500(rpm)の騒音のピークは、固定子鉄心振動が小さい回転周波数40次の騒音が大いことから、固定子鉄心振動以外の影響を反映したものだと考える。



(a) 8極48スロット設計の騒音の調波分析(全体図)



(b) 7,500(rpm)から9,500(rpm)のウォータフォール図の拡大図

図3.4-4 8極48スロット設計の騒音の調波分析(ウォータフォール図)

### 3. 5 振動・騒音低減手法のまとめ

ここでは、3. 2から3. 4節に述べてきた振動、騒音の低減手法をまとめる。

提案の振動、騒音低減手法は以下のようになる。

- 1) 固定子の固有振動数を実験ないし解析的に把握する。
- 2) 4ないし5次より低い空間次数となる電磁力を発生する極数、スロット数を把握する。
- 3) 固定子鉄心ティース部に働く電磁力の比率を算定し、低振動、低騒音となる極数とスロット数の組み合わせの候補を選定する。
- 4) 選定した候補に対して電磁力解析を実施し、電磁力を求め、これを入力として構造、振動応答解析を実施。フレーム外表面の変形の振動加速度から騒音を推定評価。
- 5) 選定した候補の騒音評価値から、騒音が発生する回転数、周波数での騒音値を候補間で比較評価。望ましいものに絞り込む。

上記の手法による、8極48スロット設計の騒音の低減効果の実測値が予想通りである事、また、回転数に対する騒音特性も、その特徴と傾向が実測と予想で良く一致する事が示され、本研究で示した振動、騒音評価方法と、騒音低減手法の有効性を証明することができたと考える。

### 3. 6 3章の結論

8極36スロットのPRMで発生した振動と騒音が、ギャップの高調波電磁力により発生していたことを明らかにし、高調波電磁力による振動、騒音の原因と対策を確立した。以下に得られた結果をまとめる。

- 1) 8極36スロットのPRMで発生した振動と騒音は、ギャップの高調波電磁力が固定子の固有振動数を加振して発生していることを明らかにした。
- 2) 原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の高調波（5、7、9次）成分に電機子起磁力の偶数次が作用して発生しているか、界磁起磁力の高調波（7、9次）成分に電機子起磁力の基本波項と固定子パーミアンスが作用して発生しているかのいずれかであることを明らかにした。
- 3) 高調波電磁力成分の検討と、8極36スロットと8極48スロットの有限要素法による固定子鉄心に働く電磁力の調波分析の結果の比較検討から、上記2)の原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の7次と電機子起磁力の8次で発生していたと考えられる。
- 4) 上記3)の発生のしかたは、誘導機で指摘されている高調波電磁力の発生の仕方と異なり、回転子の界磁起磁力と固定子の電機子起磁力の高次成分同士の相互作用等で発生する低次の空間次数の高調波電磁力によるものであることを明らかにした。

これは、磁石量を低減するためギャップを小さくしたことにより、ギャップ高調波の低減が行いにくいことと、起磁力の高次成分の影響が出やすくなったことの相乗効果により発生しやすくなったと言う事ができる。

- 5) 固定子の電機子起磁力の8次成分は、電機子起磁力の偶数次成分から発生しており、偶数次成分を発生しない巻線に切り替えると、振動、騒音を回避できることを明らかにした。

具体的な抑制策は、8 極 36 スロットの分数スロットから整数スロットである 8 極 48 スロットであることを示した。

- 6) 100 (kW) クラスの EV、HEV 用モータでは、固定子鉄心の固有振動数からみて、極数が 8 極ないし 10 極以下の設計の際には、起磁力の高次成分の相互作用による低次空間電磁力が発生しないように考慮すべきであることを示した。
- 7) 高調波電磁力による振動、騒音の原因の特定と抑制対策として、固有振動数の把握、空間次数が低次となる電磁力の把握、固定子鉄心に作用する電磁力の評価、極数とスロット数の組み合わせ候補の選出、振動、騒音の解析による評価、対策案の絞り込みの一連の手法を提案した。

## 4. 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音

3章までに説明した、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音を抑制したことにより、別の要因と考えられる振動、騒音が目立つようになった。

ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音が抑制された8極48スロットのモータをSUVの各運転モードを模擬した試験を実施した結果、モータ駆動方向から、無負荷状態になる過程の2,000 (rpm) から3,000 (rpm) の低速、低負荷で騒音が出るのが指摘されるようになった<sup>[9]</sup>。

本章では、この低速、低負荷時の騒音の原因究明と騒音低減手法とその効果について説明する。

### 4. 1 騒音の次数分析とその特徴

#### (1) 騒音の次数分析とその特徴

低速、低負荷時の騒音の状況を図4.1-1に示す。

今回の低速、低負荷時の騒音は、回生モード(発電)の運転から、無負荷状態になる過程で発生した。約2,000 (rpm) で測定した騒音の周波数分析を行った結果を示す。騒音の大きさを円の面積に応じて表示し、モータの回転周波数に対する倍率で整理したものが図4.1-1となる。特徴的なのは、回転周波数の8倍以上のほぼ全ての倍数の周波数で騒音が発生していることである。また、8倍から10倍に相当する高周波の騒音も顕著となっている。

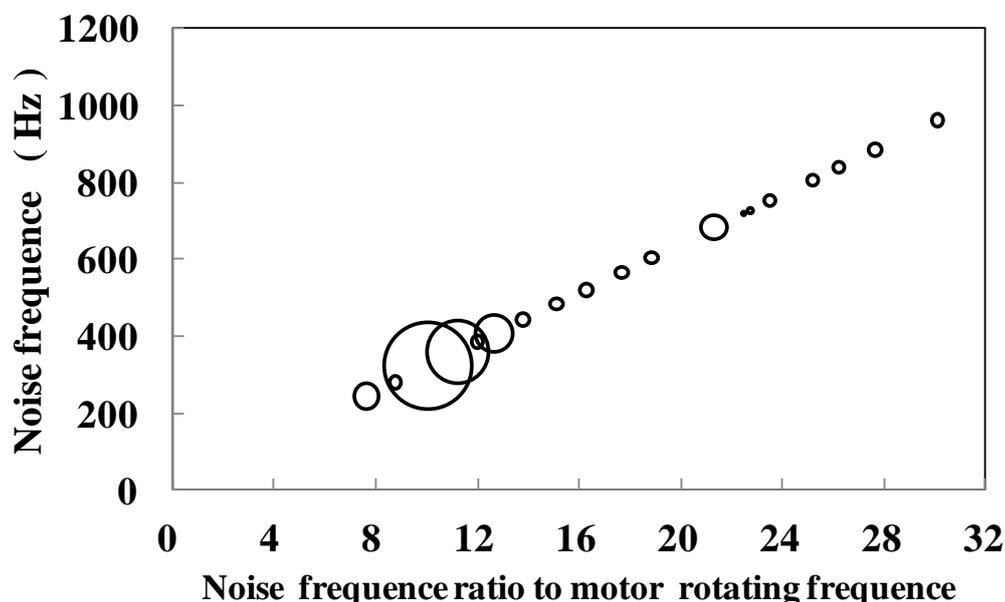


図4.1-1 低速、低負荷時の騒音

本モータは8極で毎極毎相スロット数が整数なので、電磁力の周波数は回転周波数の極対数倍、4のn倍（nは整数）の成分となる。今回のように、回転周波数の4n倍以外の整数倍成分の振動ないし騒音の発生は、電磁気的な要因のみで起こるのは考えにくい。この騒音は電磁気単独の原因では無く、機械的な運動との連成で磁気的な変調が生じて、4n倍以外の整数倍成分の電磁力が発生していると考えられる。

以下、機械的な運動とその際の電磁気的な現象、ならびにその振動、騒音への影響について検討を行う。

回転電気機械で、機械的な運動との連成で最初に考えられるのは回転子の回転中心が製造的にずれる偏心である。産業用モータは、回転子の回転軸を念頭に、軸受けの設置精度、固定子内径の同心度を考慮して組み立て加工が行われ、固定子内径は必要に応じて機械加工が行われる。回転機械では、偏心から磁気吸引力の不均衡が発生し、振動やギャップの擦りの原因となることが以前から知られており、固定子と回転子の同心度と軸受荷重と許容隙間に配慮して設計を進め、回転子中心を寸法基準とした設計となるが、自動車応用では寸法基準が取り付け位置を基準とする等、回転中心に取られるとは限らない。今回のSUVへの応用では図4.1-2に示すように、固定子鉄心の3箇所突起部を介して取り付け対象面にボルトで支持固定され、固定子鉄心外径部は取り付け対象に隙間羽目で挿入され、組み立てられている。このため、産業用モータの組み立て方に比べると、回転子の回転軸と固定子中心の同心度の精度が低くなると考えられる。

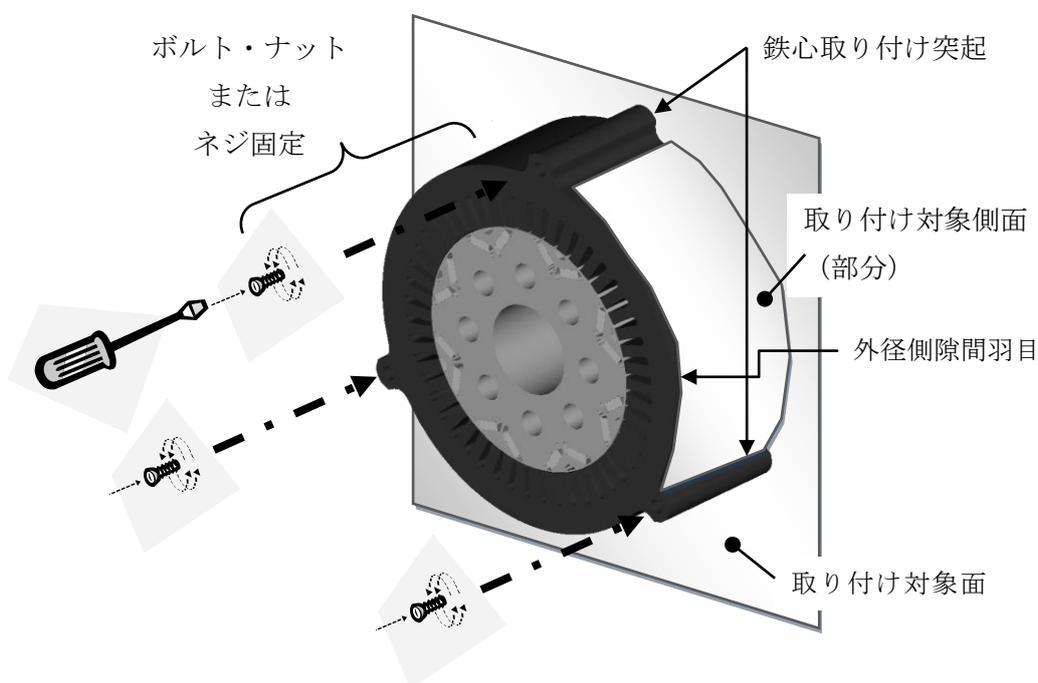


図 4.1-2 HEV モータ取り付け概念図

回転子の回転軸と、固定子鉄心の中心軸がずれる場合は、次の二つの状態が考えられる。最初の状態は、回転子の回転軸が固定子の中心軸に対して、常に同じ位置でずれる場合である。この場合は、回転子と固定子間のギャップが狭い部分と広い部分がモータ内で位置的に固定され、回

転に伴い電磁力が強くなる時点と弱くなる時点が発生する。8極の場合は、結果として回転周波数の8倍成分となり、電磁力の基本成分と同じとなる。従って、固定的に回転子の回転軸と、固定子鉄心の中心軸がずれただけでは回転数の他の整数倍の電磁力成分が発生する可能性は低い。

二つ目の状態は、回転子の回転軸が、固定子の中心軸とずれた状態で固定子の中心軸まわりを回転運動する場合である。この場合は、回転子の回転軸が回転する効果として、周波数に対して正負の成分が発生し、整数倍成分となる可能性がある。

## (2) 偏心の状態と騒音周波数の検討

回転軸の回転運動を仮定して、発生する可能性のある成分の評価を行う。

動的偏心モデルの偏心の状態と、数式上導入する変数の関係を図 4.1-3 に動的偏心モデルとして示す。

図中、 $g$  は固定子と回転子のギャップ、回転子の回転軸と固定子中心軸の径方向のずれを  $2\epsilon g_0$  と表記する。座標系として固定子鉄心内の周方向位置を図示したように  $\theta$  ととり、回転子の回転周波数を  $\omega$  ( $s^{-1}$ ) とする。

この様なモデルで、偏心の無い均一ギャップでの磁束密度の分布を (4.1) 式の様に表示し、ギャップの変化を (4.2) 式で近似する。

$$B_0 = B_1 \cos 4m (\theta - \omega t) \quad (4.1)$$

$m$  は高調波の次数とする。

図 4.1-3 に示した動的偏心モデルの場合の、ギャップの変化を (4.2) 式で表記できるものとする。

$$g = g_0 (1 - \epsilon \cos (\theta - \omega t)) \quad (4.2)$$

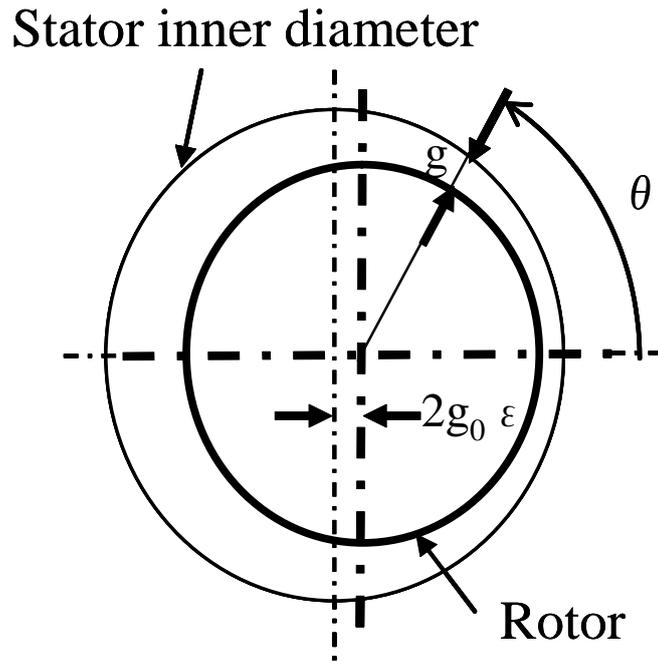
$\epsilon$  が小さい場合のギャップ磁束は近似的に (4.3) の様に表記できる。

$$B = B_0 (1 + \epsilon \cos (\theta - \omega t)) \quad (4.3)$$

ギャップの電磁力は磁束密度の二乗に比例するので、周波数成分は次式で評価できる。

$$\begin{aligned} F_e &= B^2 = B_1^2 \cos^2 4m (\theta - \omega t) \{1 + \epsilon \cos (\theta - \omega t)\}^2 \\ &= (1/2) B_1^2 \{1 + \cos (8m\theta - 8m\omega t) + 2\epsilon \cos (\theta - \omega t) \\ &\quad + \epsilon [\cos \{(8m+1)\theta - (8m-1)\omega t\} + \cos \{(8m-1)\theta - (8m+1)\omega t\}]\} \end{aligned} \quad (4.4)$$

(4.4) 式から、動的偏心の場合の電磁力は、回転周波数の  $8m$  倍の成分と、その前後の  $(8m+1)$  次と  $(8m-1)$  次の周波数成分を持つ事が分かる。



## Eccentricity model

図 4.1-3 動的偏心モデル

回転子の偏心量と回転周波数を一定として検討した場合は  $8m$  倍の両側に整数倍の成分が出るが、実際の運動はより複雑で、 $8m$  倍以外の回転周波数の前後にも整数倍成分を発生すると考えられる。なお、式の導出は 8 極を前提としたが、極対数を変更すれば一般の極数に拡張が出来る。

この状況を把握するため、実験的に動的偏心を模擬して騒音を測定した。

### 4. 2 モックアップ試験機による騒音の再現と検証

前節までの、騒音の発生状況と動的偏心モデルから導いたギャップ電磁力の周波数評価から動的偏心とそれともなう回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力により騒音が発生している可能性が高い事を示した。

実際に、回転軸中心の運動の様子を把握する事は、モータそのもの及び試験装置を改造しないで行う事は難しい。そのため、模擬的に回転軸中心を固定子鉄心の中心軸に対してずらす事で、騒音の再現と偏心の影響を評価した<sup>[90]</sup>。

#### (1) モックアップ試験の概要

モックアップ試験での偏心の設定方法を図 4.2-1 に示す。偏心は、片側の軸受け支持部にライナーを入れて、回転軸中心と固定子鉄心の中心軸の間隔が変化するようにし、近似的に動的偏心を模擬した。偏心模擬量  $\delta$  はライナーの枚数で厚みを変化させて調整した。

## (2) 偏心無しの場合の騒音の状況

図 4.2-1 に示したモックアップ試験のモータで軸受けにライナーを入れずに、通常の組み立てを行い、偏心量 0 の場合の騒音測定を行った。得られた騒音をキャンベル線図として示したものを、図 4.2-2 に示す。

キャンベル線図は、回転機械の振動、騒音特性を評価するために、横軸に回転速度、縦軸に振動または騒音周波数を取って、振動、騒音の振幅の大きさを円の大きさで表し解析する手法である。円分析とも言われる。回転数に対する高次成分が、一次関数線上に表示されることになるため、振幅の大きい部分の次数、回転速度、周波数が一目で判るため、計測器の高機能化とともに良く使われるようになっている。

測定は、騒音が発生した、最大トルクの約 30 (%) の回生モード（発電）で行った。騒音の振幅は以降のキャンベル図で同じ値を用いて規格化し、騒音の発生状況が見やすいようにした。

偏心が無い場合は、8 極機であるため、回転周波数の 8 倍、16 倍、24 倍成分の騒音が際立っている。問題となったこれ以外の整数倍成分は、回転周波数 8 倍成分の上側で若干騒音が目立が、8 倍成分下側の図中の A 部と、24 倍の両側の B、C 部では、目立った騒音は発生していない。

なお、図 4.2-2 の 1,400 (Hz) で横に直線になっているのは、ノイズである。回転数に依存していないことから明らかである。

## (3) 偏心がある場合の騒音の状況

図 4.2-1 に示したモックアップ試験のモータで軸受けにライナーを入れ、偏心模擬量  $\delta$  を 0.25 (mm) とした場合の騒音測定を行ったものが、図 4.2-3 となる。

0.25 (mm) は、回転子シャフトの機械加工精度、軸受けの最大隙間、フレームの加工精度等の軸周りの組み立て寸法誤差の積算値の最大値で、偏心可能量の最大値と考えられる値である。

測定は、偏心無しの場合と同様に最大トルクの約 30 (%) の回生モード（発電）で行った。

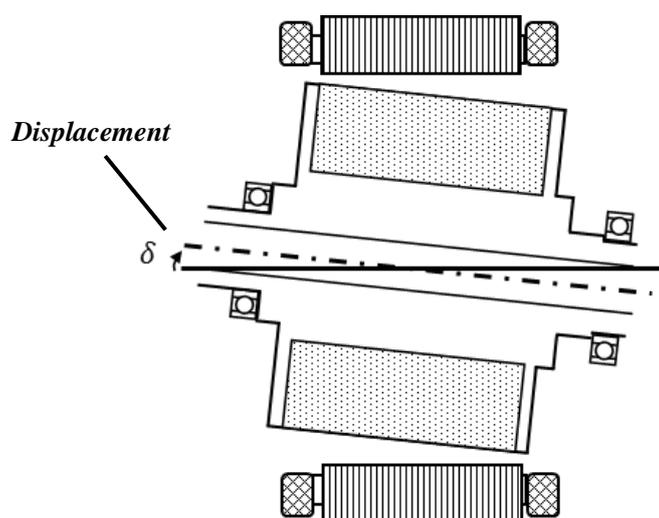


図 4.2-1 モックアップ試験時の偏心量の設定

偏心がある場合は、2,500 (rpm) から 3,000 (rpm) の回転周波数 8 倍成分の下側の A 部で騒音が測定されている。また、24 倍の両側の B、C 部で回転周波数の整数倍成分の騒音が発生している。

(4) 式で予測された様に、8 倍、16 倍、24 倍の両側で整数倍成分の騒音が増加していることが分かる。

これらの結果から、図 4.1-3 の動的偏心モデルと、図 4.2-1 のモックアップ試験の方法は、低速、低トルク時に発生した回転周波数の整数倍の騒音をよく模擬していると考えられる。

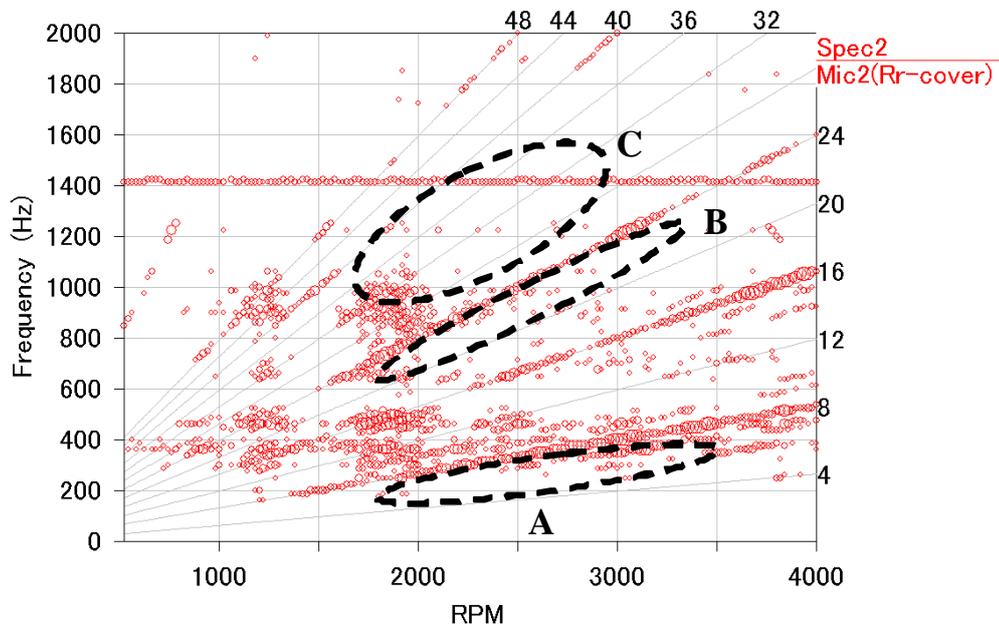


図 4.2-2 偏心無しの場合の騒音のキャンベル線図  
(固定子巻き線 2Y 隣極巻き)

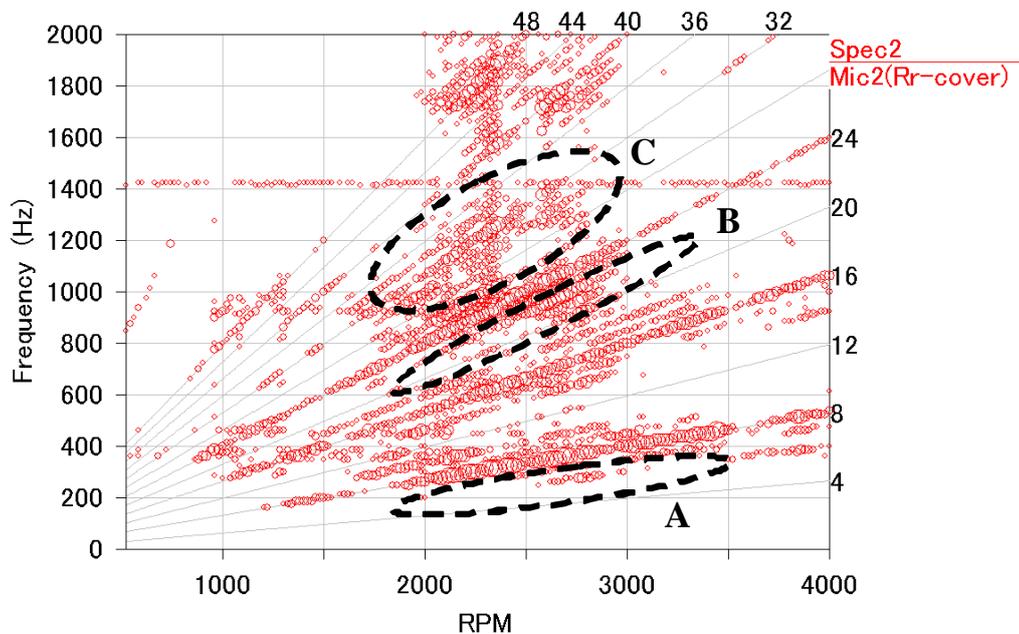


図 4.2-3 偏心がある場合の騒音のキャンベル線図  
(固定子巻き線 2Y 隣極巻き)

### 4. 3 固定子コイルの並列接続法の騒音に与える影響

4. 2節の結果から、低速、低トルク時に発生した回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍の騒音は、回転子の動的偏心が原因と考えられることが分かった。

HEV、EV 用モータを駆動するインバータに用いられる IGBT 素子は、耐電圧 1.5 (kV) を用いることが多い。これを超えると次の耐電圧クラスが 5 (kV) となり、価格が高くなる。

このため、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音が抑制された 8 極 48 スロットのモータは、耐電圧 1.5 (kV) の IGBT が適用できるように電圧を抑制してモータ容量を確保しており、相対的に定格電流値が大きい設計となっている。そのままでは大きな電流値に対応して、コイル断面積が大きくなり、コイルの製造コストが上がる。このため、コイルを作りやすくして、コストを抑制するため Y 結線の 2 並列巻き線を採用し、固定子コイルの 1 コイル当たりの電流は小さくなるように設計されている。

動的偏心に伴い回転子が固定子中心軸に対して振れ回っている場合、固定子巻き線に並列巻き線を適用していると、その並列方法により回路間に循環電流が流れ、これにより電磁力の不均一と、結果として騒音に影響が出る事が考えられる。本節では固定子コイルの並列接続と、騒音への影響を検討する。

ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音が抑制された 8 極 48 スロットのモータにおける 2 並列巻き線の接続を、U 相を例として概要を示したものが図 4.3-1 である。

この巻き線方法は、N 極コイルを隣の S 極コイルに接続する方法である。特に小型機の場合は、コイルを構成する導体を連続的に巻き回す事によって一相分の固定子巻き線を構成する事が出来るため、極間の渡り線を短くする事が出来き、製造性が高いためよく採用される方法である。8 極 48 スロット設計では 2 並列巻き線として、図示した様に上半と下半の巻き線を、一方を Y1、他方を Y2 巻き線としている。さらに、並列回路間の中性点同士は接続されていない。これも、固定子巻き線を自動巻きする小容量モータで良く採用される巻き線である。

このような接続をした場合、回転子の回転軸と固定子の中心軸が、一致している場合は問題が無

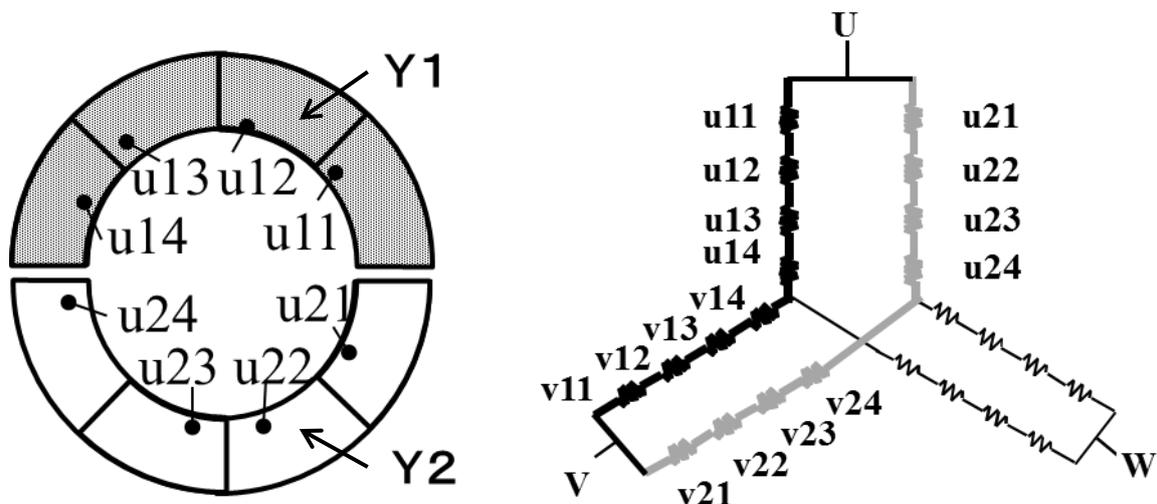


図 4.3-1 8 極 48 スロットの固定子巻き線の接続の概要 (隣極接続)

いが、両者の軸がずれている場合は、回転子が偏って接近する並列回路の電流が増加し、他方の並列回路の電流が減少するため、2並列回路間で電流アンバランスが生じる事が予想される。

逆に、並列回路間で電流アンバランスが生じていれば、固定子の中心軸に対して回転子が偏心している可能性が高い。

#### 4. 4 並列回路間の電流分担と電磁力分布への影響

##### (1) 並列回路間の電流分担

ここでは回転子が偏心運動をする際の、隣極接続をした並列回路間の電流分担について、偏心のある場合と無い場合を、モックアップ試験で測定した結果を比較検討する。

図 4.4-1 に隣極接続の場合に、偏心量 0.25 (mm) をとして、モータを回生モード (発電) で最大トルクの約 30 (%) の -60 (Nm) で駆動した際の各相コイルの電流分布の測定結果を示す。固定子電機子の電流は、並列回路の各相を個別にモータ外に引き出し、クランプメータを取り付けて測定を行った。

図面左半分は、偏心の無い場合の電流分布であるが、どの相の並列コイルの電流もほぼ同じ値になっており、均一に流れていると見なしても良い。右半分は、偏心有りの場合の電流分布で、4.2 節で示した偏心のモックアップ試験と同じ偏心条件で測定している。この場合は、U相コイルで並列コイル間での電流分担が異なり、U1 コイルで電流が多く、U2 コイルで電流が少ない。また、V1 コイルでやや電流が少なく、V2 コイルでやや大きくなっており、U相からV相に電流が循環していると見る事が出来る。これに対してW相コイルでは、ほぼ同一の電流値が流れていると見られる。各相の電流値の分散は、偏心がある場合は偏心の無い場合に比べて約 10 倍になっている。

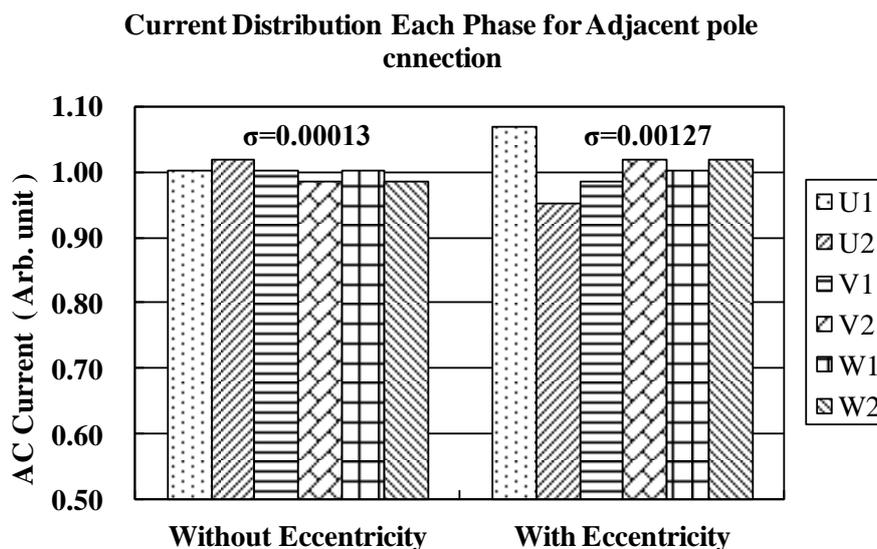


図 4.4-1 隣極接続の場合の各相コイルの電流分布

(2) アンバランス電流と電磁力分布への影響

前項で、回転子が偏心運動をする際に、隣極接続をした並列回路間で電流アンバランスが生じていることが明らかになった。さらに、本モータでは、前述の様に並列回路間の中性点同士は接続されていない。このためある相で生じたアンバランス電流は、図 4.4-2 に示したように別相を介して還流する事となる。

図 4.4-2 では循環電流が、Y1 回路のU相巻き線の u11 コイルを順方向に流れ、V相巻き線に入り v14 コイルを逆順に流れた後、V相巻き線の口出し部を介して Y2 回路に入り、v21 コイルを順方向に流れて、U相巻き線に入り、u24 コイルを逆順に流れ一巡する場合を表している。

片方の相は通常とは逆向きに電流が流れるため回転子と固定子間のギャップに通常とは異なる極数の磁界が発生する。

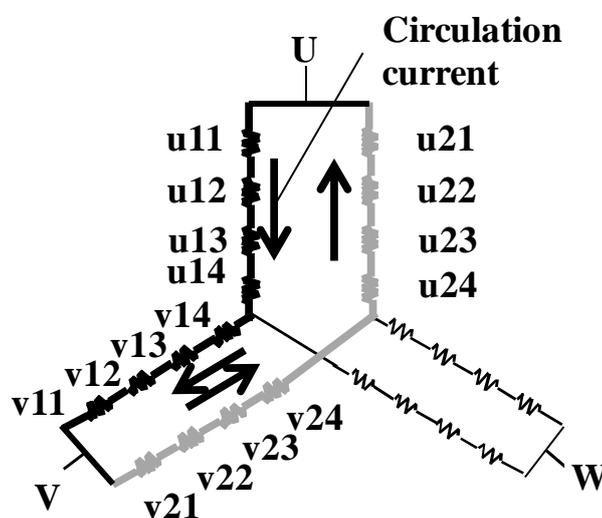


図 4.4-2 隣極接続の場合の各相のコイル接続と循環電流

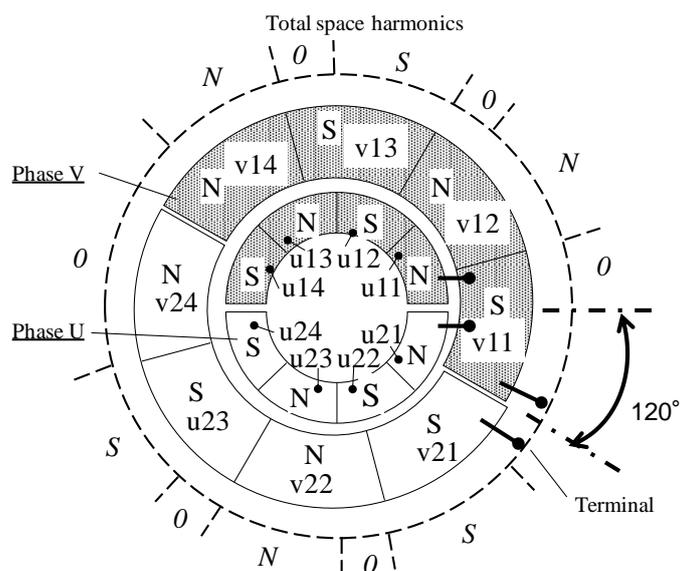


図 4.4-3 U、V 相間で循環電流が発生する場合の隣極接続時の空間磁極

図 4.4-2 に示した循環電流により U 相コイルと V 相コイルの発生する磁極を図 4.4-3 のコイル位置に示す。循環電流が発生する磁極は、逆極性の磁極はほぼキャンセルするので、U 相コイルと V 相コイルの空間配置に起因して巻き線による磁界と異なる極数の磁界が発生する。8 極の隣極接続の場合は、図 4.4-3 の最外径側に示すように大まかには空間的に 6 極が発生する。アンバランス電流の測定から、循環電流は、U、V 相間に流れ、発生する磁界は交番磁界と考えられる。したがって、アンバランス電流で発生する 6 極成分は時間的に基本周波数で正、逆回転する 6 極成分になる。

基本磁界である 8 極と逆回転する 6 極成分に着目してギャップの空間磁界  $B$  を表示すると次のようになる。

(4.5) 式、第 1 項が 8 極成分 (4 $\theta$ ) で、第 2 項が 6 極成分 (3 $\theta$ ) の逆回転成分であり、8 極成分に対する比率を  $\gamma$  としている。

$$B = B_1 \{ \cos 4(\theta - \omega t) + \gamma \cos(3\theta + 4\omega t) + \dots \} \quad (4.5)$$

発生する電磁力は、空間磁界の二乗に比例すると考えられるので、(4.5) 式から (4.6) 式のようになる。

$$\begin{aligned} F_p &= B_1^2 \{ \cos^2(4\theta - 4\omega t) + 2\gamma \cos(4\theta - 4\omega t) \cos(3\theta + 4\omega t) + \dots \} \\ &= (1/2) B_1^2 \{ 1 + \cos(8\theta - 8\omega t) + 2\gamma \cos 7\theta + 2\gamma \cos(1\theta - 8\omega t) + \dots \} \end{aligned} \quad (4.6)$$

(4.6) 式に示したように、8 極成分と 6 極成分から第 2 項の空間 8 次成分 (8 $\theta$ ) が生じ、第 4 項に示したように空間 1 次成分 (1 $\theta$ ) が生じる。図 4.4-1 の右半の偏心時の U1、U2 間の電流差の 1/2 が循環電流に相当すると考えられ、電流の値の 5 (%) であるので、 $\gamma$  は 0.05 程度となる。(4.6) 式から、空間 1 次成分は、基本磁界による電磁力の 10 (%) 程度となり、影響のあるレベルと思われる。

空間 1 次成分の発生によって、磁気吸引力が不均衡になることが分かる。空間 1 次成分は、回転子を常に外径側に引っ張るように働くため、発生すると偏心を拡大するように働く。従って、並列回路間にアンバランス電流が発生し循環すると振動、騒音が悪化することになる。

#### 4. 5 振動・騒音低減手法の検討

無負荷状態になる過程の 2,000 (rpm) から 3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生する騒音は、組み立てに起因する回転子の動的偏心による回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力が原因であり、動的偏心は、それにとまなう並列回路間の電流アンバランスと空間 1 次の電磁力の発生で悪化している可能性が高いことが明らかになった。モータの最大トルクと効率を低下させることなく騒音を抑制する手法を見出す必要がある。回転子側の変更は上述のモータ特性に大きく影響するため、固定子側での対応を最初に検討した。

(1) 固定子巻き線接続方法の変更

動的偏心に伴う回転子の振れ回りに着目して、固定子巻き線の並列方法と電磁気的な側面から対策を検討した。

固定子電機子巻き線の端子電圧は変えられないので並列巻き線を前提として巻き線法を変更し、並列回路間の循環電流を回避する方法を検討する。本開発のモータを含め、小型モータでは各相当たりの直列コイル数（スロット数）が2程度となっていて大型機のように一部のコイルの接続順を入れ替えたりして同一回路内で循環電流を回避する事は不可能である。

今回は、各並列回路内でモータ周方向のコイル配置がバランスするように接続する方法、隔極接続を採用する。

8極 48 スロットのU相コイルを例に隔極の接続を図示したものが、図 4.5-1 である。8極 48 スロットの場合は、一つ飛ばしにコイルを接続して、2並列回路を構成する。

隔極接続と隣極接続での電磁力発生状況を概観したものが、図 4.5-2 の様になる。

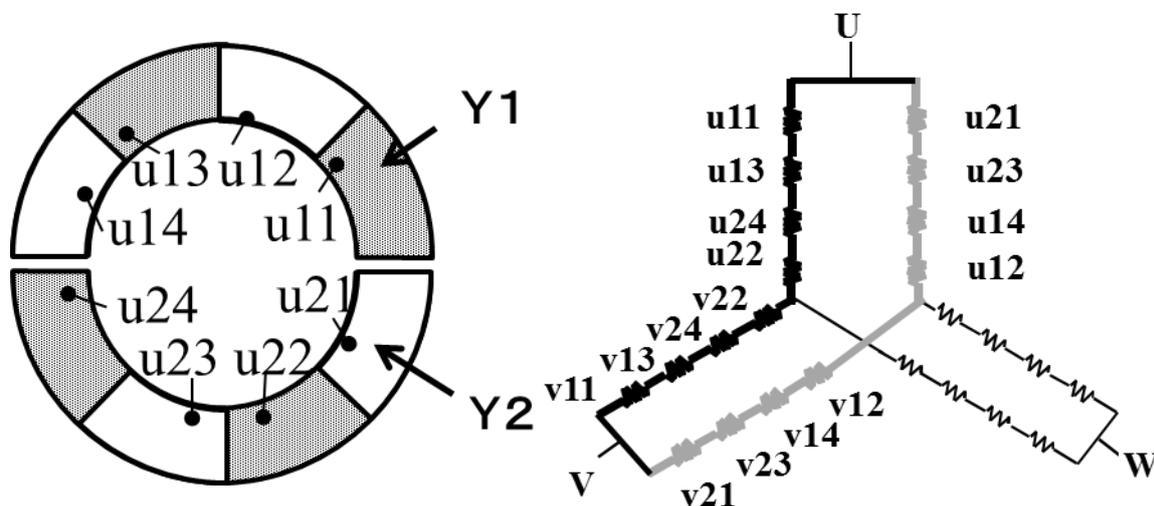


図 4.5-1 隔極接続固定子巻き線の概要

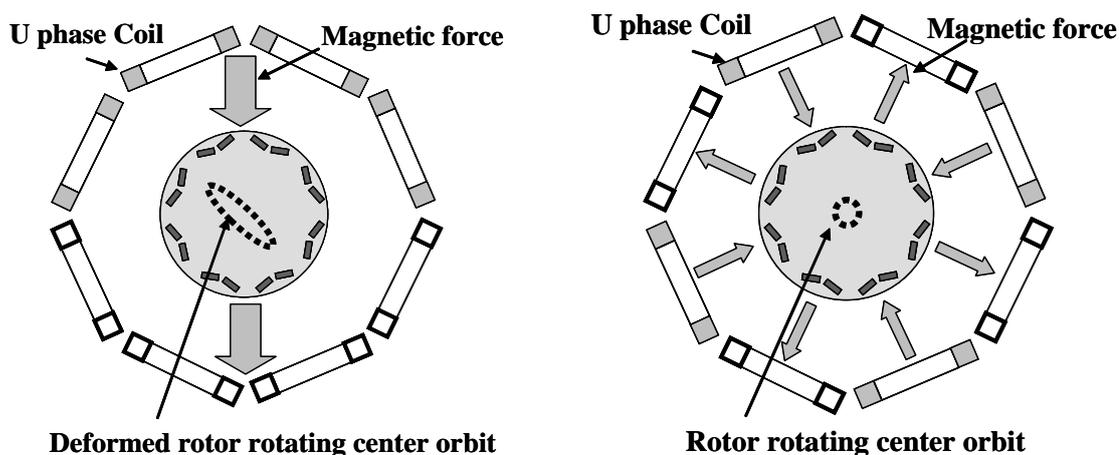


図 4.5-2 隣極接続と隔極接続の電磁力方向の比較

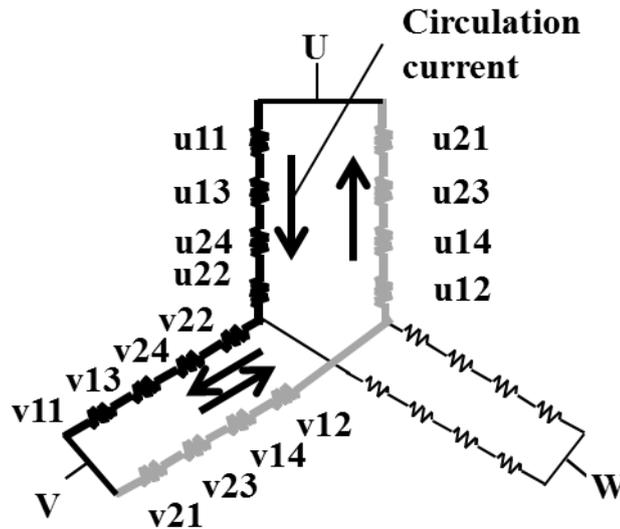


図 4.5-3 隔極接続の場合の各相のコイル接続と循環電流

図 4.5-2 に示したように、隣極接続では片側に偏心した場合に片側では斥力、他方では吸引力が働き、図示するように偏心を悪化させる方向に電磁力が作用する。これが空間 1 次の電磁力モードとなるが、隔極接続では、電磁力がバランスするとともに、偏心を抑制する方向に働く事になり、振動と騒音の低減が期待できる。

4. 3 節の (2) で隣極の場合で求めたように、隔極の場合の電磁力分布を検討する。図 4.5-3 では循環電流が、Y1 回路の U 相巻き線の u11 コイルを順方向に流れ、V 相巻き線に入り v22 コイルを逆順に流れた後、V 相巻き線の口出し部を介して Y2 回路に入り、v21 コイルを順方向に流れて、U 相巻き線に入り、u12 コイルを逆順に流れ一巡する場合を表している。

隣極の場合と同様に、片方の相は通常とは逆向きに電流が流れるため回転子と固定子間のギャップに通常とは異なる極数の磁界が発生する可能性がある。

図 4.5-3 に示した循環電流により U 相コイルと V 相コイルの発生する磁極を図 4.5-4 のコイル位置に示す。循環電流が発生すると U 相コイルと V 相コイルの空間配置に起因して巻き線による磁界と異なる極数の磁界が発生する可能性があるが、8 極の隔極設計では、図 4.5-4 の最外径側に示すように固定子電機子の循環電流による発生磁界は大まかにはキャンセルする。また、わずかに差分が残るとしても、すべて同極成分となる。ギャップ中には、主に回転子の界磁成分のみとなるので、(4.7) 式のようなになる。

$$B = \sim B_1 \{ \cos 4 (\theta - \omega t) \} \quad (4.7)$$

発生する電磁力は、空間磁界の二乗に比例するので電磁力分布は (4.8) 式のようなになる。

$$\begin{aligned} F_p &= B_1^2 \{ \cos^2 (4\theta - 4\omega t) \} \\ &= (1/2) B_1^2 \{ 1 + \cos (8\theta - 8\omega t) \} \end{aligned} \quad (4.8)$$

隔極接続では、8極機の電磁力の基本成分である空間8次成分発生し、隣極接続の場合の様な空間1次成分(10)は発生しない。したがって偏心を拡大するように働く、不均衡な磁気吸引力は発生しない。したがって、動的偏心の悪化と、それにもなう回転周波数の $8m \pm 1$ 倍の騒音は発生しないと考えられる。

さらに、誘導電動機では2並列回路はあまり効果がなく、4並列回路等の並列数を多くとることが効果的であると指摘されているが、永久磁石回転電機の場合は、巻線接続を適切にすれば2並列回路でも振動、騒音を抑制出来ることを示せたと考える。

#### 4. 6 試験による騒音低減効果の検証

前節で、無負荷状態になる過程の2,000 (rpm) から3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生する騒音は、並列回路を隣極接続から隔極接続に変更することで抑制できる可能性が示された。本節では、隔極接続により騒音が低減出来る事を確認するため、隔極接続で制作したモータで、並列回路間の電流分布とモックアップ試験による騒音測定を実施した。

##### (1) 隔極接続による電流分担の測定

隣極接続の8極 48 スロットモータでの測定と同様に、偏心量0.25 (mm) をとして、モータを回生モード(発電)で最大トルクの約30 (%)の-60 (Nm) で駆動した際に隔極接続の偏心のある場合と無い場合の並列回路間の電流を測定し、隔極接続の偏心に対する効果を検証した。

図4.6-1の左半分は、偏心の無い場合の電流分布であり、右半分は、偏心有りの場合の電流分布である。どちらの場合も各相コイルの電流はほぼ同じで均一に電流が流れ、図4.4-1と比較すれば明らかなように、並列回路間の電流分担のアンバランスは抑制され偏心による影響が除去されている。

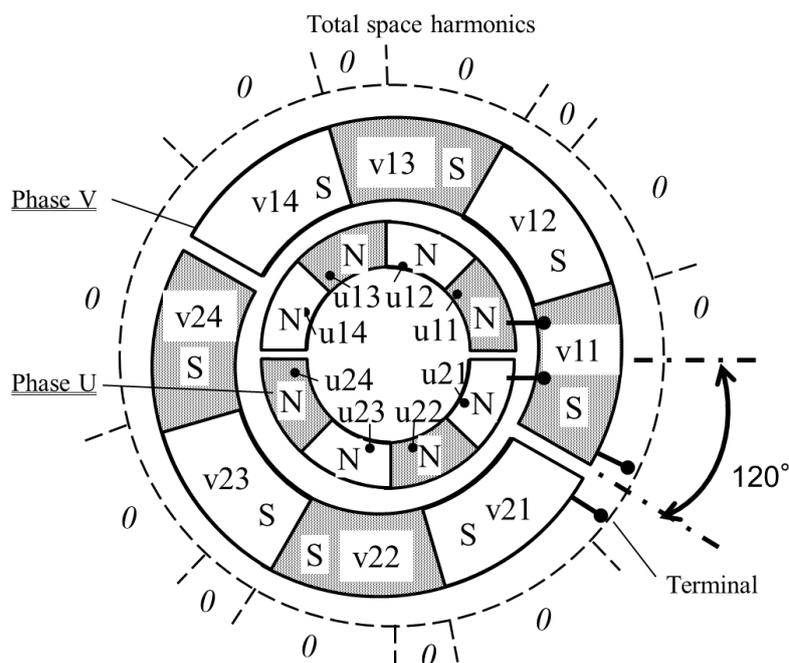


図 4.5-4 U、V 相間で循環電流が発生する場合の隔極接続時の空間磁極

Current Distribution Each Phase for Skip pole cnnction

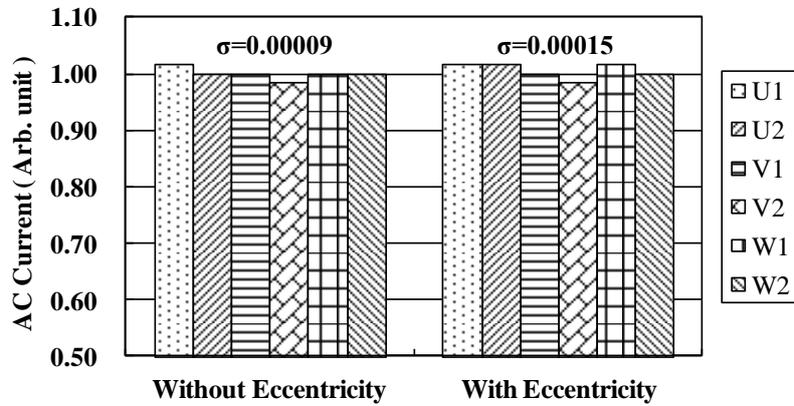


図 4.6-1 隔極接続時の場合の各相コイルの電流分布

(2) モックアップ試験による騒音の検証

4. 2 (3) で述べたのと同じように、軸受けにライナーを入れ、模擬偏心量 0.25 (mm) とし、最大トルクの約 30 (%) の回生モード (発電) で騒音測定を行った。

図 4.6-2 に騒音の測定結果を示す。図 4.2-3 と比較して明らかのように、隣極接続を適用している 8 極 48 スロット設計のモータを偏心させた場合に、2,000 (rpm) から 3,000 (rpm) で発生した、回転周波数の 8 倍成分の下側の 2,500 (rpm) から 3,000 (rpm) の騒音や、16 倍、24 倍の両側の整数倍成分がきれいに抑制されている。このことから、今回の騒音に対して隔極接続の並列回路が非常に効果的であるとともに、回転周波数の 4n 倍以外の整数倍となる騒音は、回転子の偏

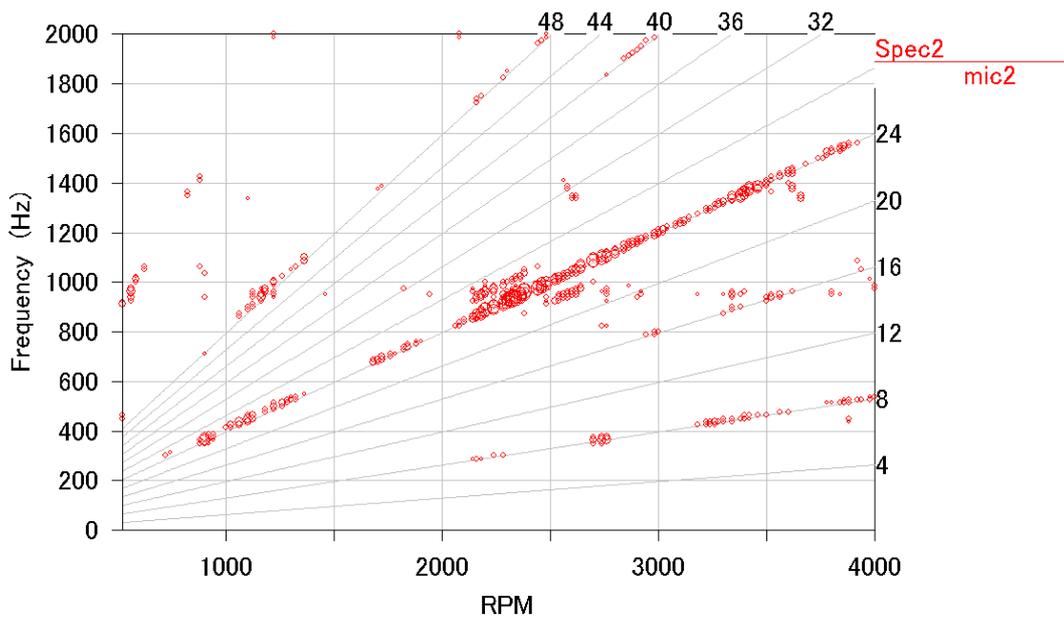


図 4.6-2 偏心がある場合の騒音のキャンベル線図 (固定子巻き線 2Y 隔極巻き)

心運動で発生する回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力が原因となっている事と、偏心運動は、並列回路の電流アンバランスと、巻線接続とコイルの空間配置に起因して巻き線による基本磁界と異なる空間6極成分が発生し、基本磁界である8極成分との相互作用で、偏心を拡大する不均衡な磁気吸引力である空間1次成分 ( $1\theta$ ) が生じることにより悪化していることを明らかにできた。

#### 4. 7 4章の結論

8極48スロットのPRMで2,000 (rpm) から3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生した回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる振動と騒音が、回転子の偏心運動と並列回路の電流アンバランスにより発生する回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力により発生していたことを明らかにした。さらに、回転子の偏心運動と並列回路の電流アンバランスにより発生する磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音の対策を確立した。

以下に得られた結果をまとめる。

- 1) 8極48スロットのPRMで、2,000 (rpm) から3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生した回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる振動と騒音は、回転子の偏心運動により発生する回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力により発生していたことを明らかにした。
- 2) 偏心運動は、偏心による並列回路間の電流アンバランスと、巻線接続とコイルの空間配置に起因して発生する巻き線による磁界と異なる空間6極成分と、基本磁界である8極成分の相互作用で、偏心を拡大する不均衡な磁気吸引力である空間1次成分 ( $1\theta$ ) を生じ、悪化していることを示した。
- 3) 上記2)の発生しかたから、今回の騒音の抑制手法として、隔極接続の並列回路が効果があることを指摘し、試験により検証した。回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる騒音については問題がないレベルに抑制し、回転周波数の8倍の騒音については約 20 (dB)、16倍の騒音も約 10 (dB) 低減出来た。
- 4) 上記3)は、誘導電動機で指摘されている2並列回路は振動、騒音の低減にあまり効果がなく、4並列回路等の並列数を多くとることが効果的であるとの指摘と異なり、永久磁石回転電機の場合は、巻線接続を適切にすれば2並列回路でも振動、騒音を抑制出来ることを示した。

## 5. トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物を加振して発生する振動と騒音

ギャップ磁束の高調波による電磁力と構造物の固有振動数を加振する振動と騒音と、固定子巻き線の循環電流による電磁力と回転子運動の相互作用による振動と騒音を抑制する事が出来た。しかしながら、モータを製品の量産型フレームに納めて、システムとしての各種最終確認試験が行われた結果、これまでに対策した原因以外で発生したと考えられる騒音が測定された<sup>[20]</sup>。

本騒音は、モータ回転数の 48 次の周波数で特に顕著となった。回転数が 3,000(rpm)から 5,000(rpm)で発生し、周波数としては 2.4 (kHz)から 4 (kHz)となった。

本章では、これらに対する対策と効果について説明を行う。

### 5. 1 騒音の発生状況

#### (1) 騒音の発生状況

これまでに述べた振動と騒音抑制対策を施した 8 極 48 スロット設計のモータを、製品の量産型フレームに納めてシステムとしての各種最終確認試験を実施したところ、周波数が回転数の 48 次となる高周波騒音が前後の騒音レベルより大きくなる部分が観測された。なお、以下では、騒音は、基準値に対する比率で表示する。

騒音の発生状況を図 5.1-1 に示す。回転数が 3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけて、前後の騒音レベルより大きくなる部分が観測されている。図中 B 線で示した 7,000 (rpm) 付近の固有振動に向けて回転数で漸増する騒音レベルに対して、A 部で突出することとなった。

周波数が回転数の 48 次となる径方向高調波電磁力成分は、極数とスロット数で決まる成分のた

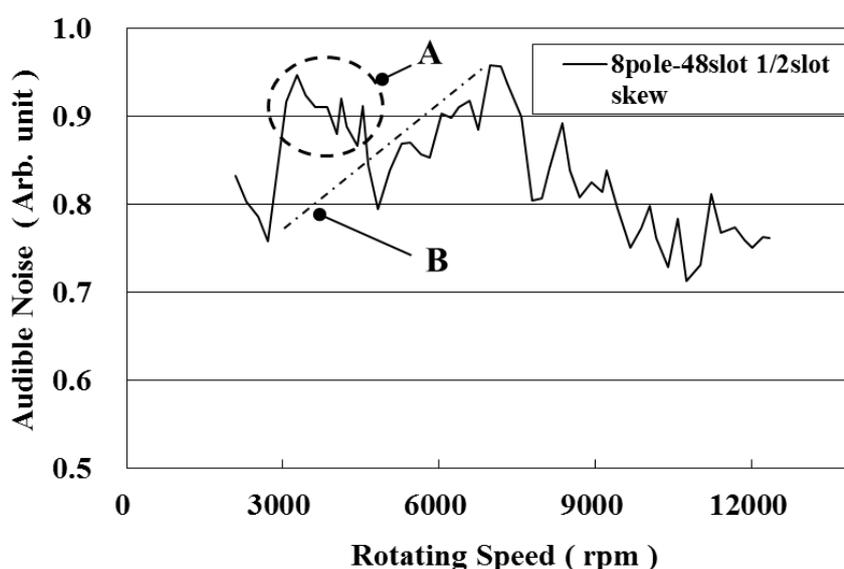


図 5.1-1 回転数 48 次の高周波騒音の発生状況

め8極48スロット設計では除去しきれない。

騒音が突出した3,000 (rpm) から4,000 (rpm) の回転数域では、8極48スロット設計では、図3.4-2に示した振動、騒音の検証試験では騒音が突出するような状況では無かった。

また、3,000 (rpm) から4,000 (rpm) に対応する回転周波数の48次成分は、2,400 (Hz) から3,200 (Hz) となる。しかしながら、この周波数域には特に固有振動数が無いことは、図3.1-7に示した径方向の固定子鉄心の固有振動数測定で明らかであった。

図3.1-7に示した固定子鉄心の径方向の固有振動数と振動モードから、この周波数域に近い2,300 (Hz) と3,500 (Hz) の固有振動数は、周方向に一樣な円形に分布する回転数48次の電磁力と周方向の分布が異なるため、共振して騒音を発生することは考えにくい。

さらに、径方向の高調波電磁力は前述の様に、最大トルクや効率等のモータ特性を維持しつつ最大限抑制し、これにより振動、騒音も大幅に改善された状態になっている。

これらを勘案すると、原因はモータ径方向の電磁力等に起因する現象で無いことが予想された。

また、SUV用の適用を考えている今回のモータでは、相対的に軸長が短いため、軸方向の弾性特性に起因する振動騒音の発生の可能性は低いと考えられる。

これらの事から、径方向の次に可能性が高いと考えられる周方向の振動、騒音について、電磁力と固有振動数に着目して原因を絞り込む測定を行った。

## (2) モータ周方向の固定子鉄心固有振動数

ワニスの影響を排除して固定子鉄心の周方向の固有振動特性を把握するため、ワニス処理をしていない状態の固定子鉄心を図5.1-2に示すようにゴムシートに置き、ほぼ無拘束状態で、固定子鉄心の固定用突起部分を周方向に打振して振動振幅を測定し、周波数分析して振動加速度の応答関数を求めた。図5.1-3に示した振動加速度の周波数応答を見ると、特徴的なピークが3か所観測することが出来、それぞれが、この固定子鉄心の固有振動数に相当する。それぞれのピークの周波数で、固定子鉄心の振動モードを見たものが、図5.1-4となる。周波数の低い方から1,225 (Hz) にあるのが、固定子鉄心の両端が同位相で振動するモードであるが、固定子鉄心が接地している側の振動がやや拘束されているように見える。同様に、2,425 (Hz) にも固定子鉄心の両端が同位相で振動するモードがあるが、こちらは、鉄心軸中央の振動が大きくなっている。これらに対して、固定子鉄心の接地端の影響はあるが3,725 (Hz) にあるモードは明らかに、固定子鉄心の両端が逆位相で振動するモードである。

従って、固定子鉄心を周方向に同位相で加振する同相の振動加振力が、1,225 (Hz) または2,425 (Hz) で加わる場合と、逆相の振動加振力が3,725 (Hz) で加わる場合は振動と騒音が発生する可能性がある。

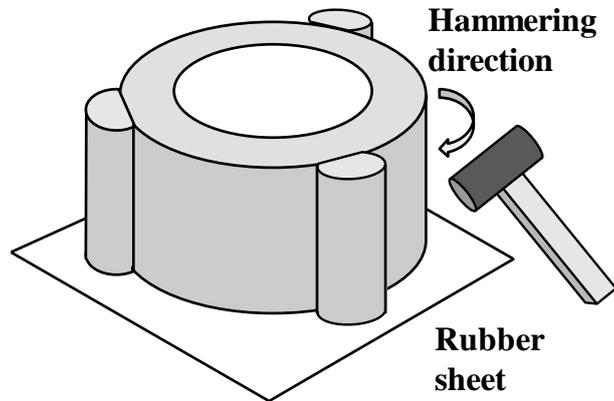


図 5.1-2 周方向の固有振動数測定概念図

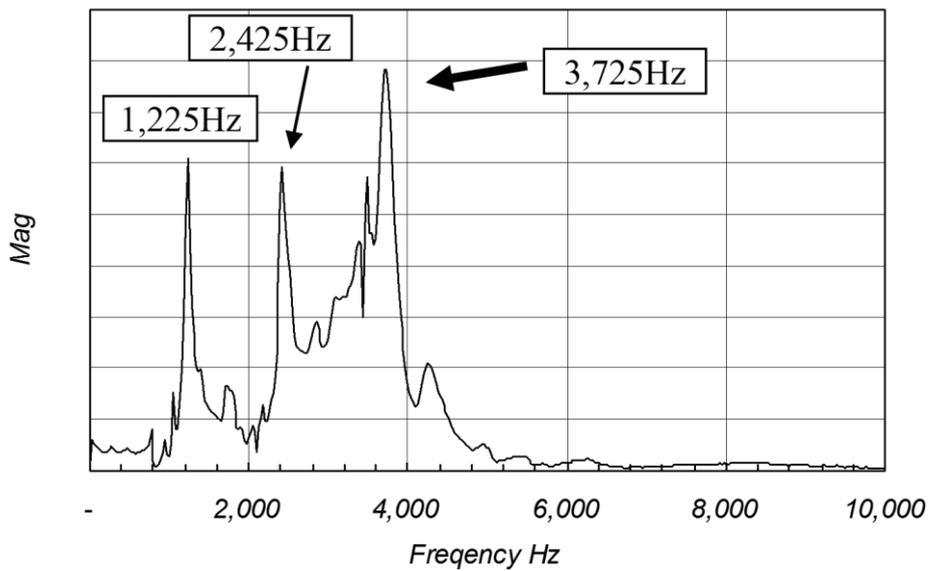


図 5.1-3 モータ周方向の固定子鉄心固有振動数

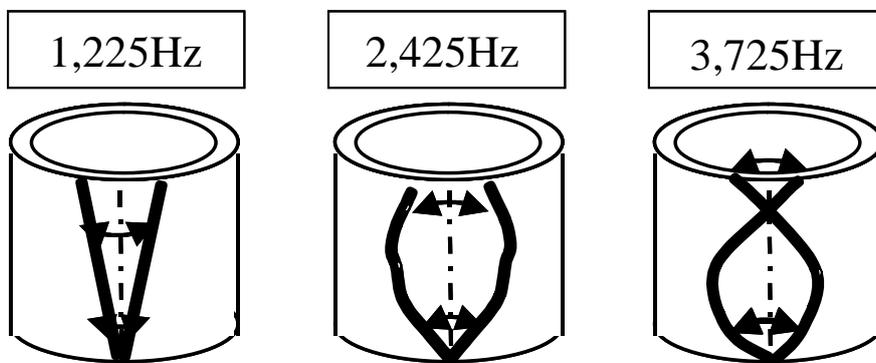


図 5.1-4 固定子鉄心の周方向の振動モード

## 5. 2 トルクリップルによる周方向高周波電磁力の発生と騒音に与える影響

前節で、固定子の両端が逆位相で振動する周方向の固有振動数が 3,725 (Hz) 近傍にある事を示した。

ここでは、モータの周方向電磁力の軸方向分布について検討し、前節で明らかとなった周方向の固有振動数を加振する可能性について検討を行う。

モータは、電機子コイルを固定子鉄心のスロットに納める都合、スロット数に応じた高周波のトルクリップルと、静止時のコギングトルクを発生する。産業用モータでも滑らかな回転とトルクが必要な場合は、固定子と回転子を相対的に周方向にずらし、高調波トルクを低減するスキューを実施している。特に HEV、EV に適用するモータは、運転時の騒音以外にも、極低速、例えば、急坂登坂の際にトルク変動によるガクガクとした運転特性になるのを避けるため、スキューを施す場合が多い。小型のモータでは、製造性を確保するため回転子にスキューを施す場合が多く、これまでに開発を行った試作モータでも磁石のある回転子側でスキューを行っている。

8極 48 スロット設計では、モータ出力軸でのスロットリップルトルクの基本波を避けるため、1/2 スロットスキューを適用している。

固定子が 48 スロットなので、全周 360 度を 96 等分した、3.75 度がスキュー角度となる。スキューの適用状況を回転子上の磁石位置で概念的に示したものが図 5.2-1 である。

図 5.2-1 には、この際働くスロットリップルトルクを白抜きの矢印で示しているが、周方向に固定子と回転子がずれることによりスロットリップルトルクが逆位相で働くようになり、回転子軸の出力ではスロットリップルトルクが相殺されてトルク脈動は抑制される。しかしながら、モータ内部ではスロットリップルトルクにより、回転子ならびに固定子は、軸方向両端で、逆相の振動加振力が加わった状態となり、スキューによりスロットリップルトルクが周方向の高周波電磁力となり、周方向の固有振動を加振すると、振動と騒音となる可能性がある。

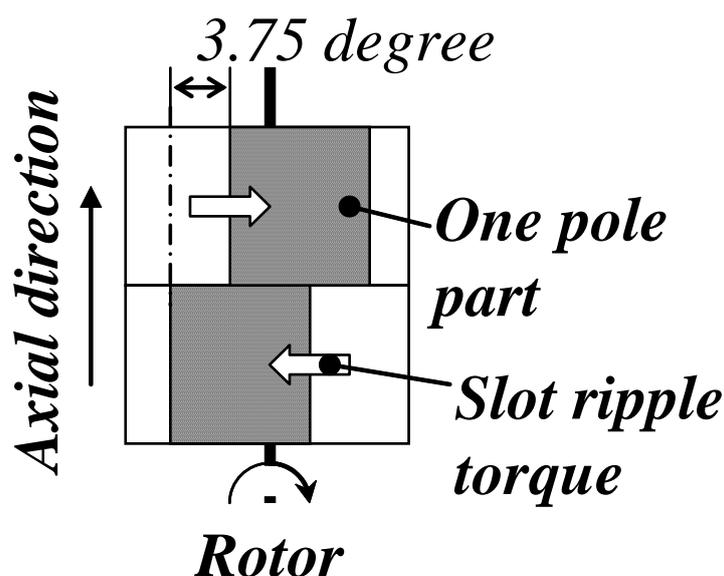


図 5.2-1 1/2 スロットスキュー

スロット数が 48 であり、スロットリップトルクによる周方向高周波電磁力の発生周波数は回転数の 48 倍となることも、モータを製品の量産型フレームに納めて試験をした際の、高周波騒音の周波数が回転数 48 次となっていたこととも一致している。

周方向の振動加速度の応答から、3.1 節で検討したのと同様に騒音を評価してみる。騒音が周方向の振動加速度に比例するかは明確では無いが、以下では、比例すると仮定して検討を行った。

回転の周波数を  $f$  とし、測定された最大値に対する比率で、騒音を表したものを  $s'(f)$  として、下式に従って計算する。

$$s'(f) = 1/s'_{\max} \times (s'(f_{a1}) - 20 \log((a(f)/a(f_{a1}))))$$

但し、 $f_{a1} = 3,725(\text{Hz})$ 、 $a(f)$  は振動加速度。

上式で評価した騒音の、回転数に対する変化を測定値に重ねたものが図 5.2-2 である。

評価式による騒音は、立ち上がり部分とピーク周波数が、騒音の測定値におおむね一致しているものの、騒音が大きくなったと考えられる、3,000(rpm)から 4,500(rpm)にかけての騒音の周波数特性の全体を説明できていない。

騒音が周方向の振動加速度に完全に比例していないことも考えられるが、この検討の範囲では、量産フレームに納めて発生した回転数 3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) の騒音は、スロットリップトルクによる周方向高周波電磁力が周方向の固有振動を加振していることが振動と騒音の原因の一つと考えるのが適切である。

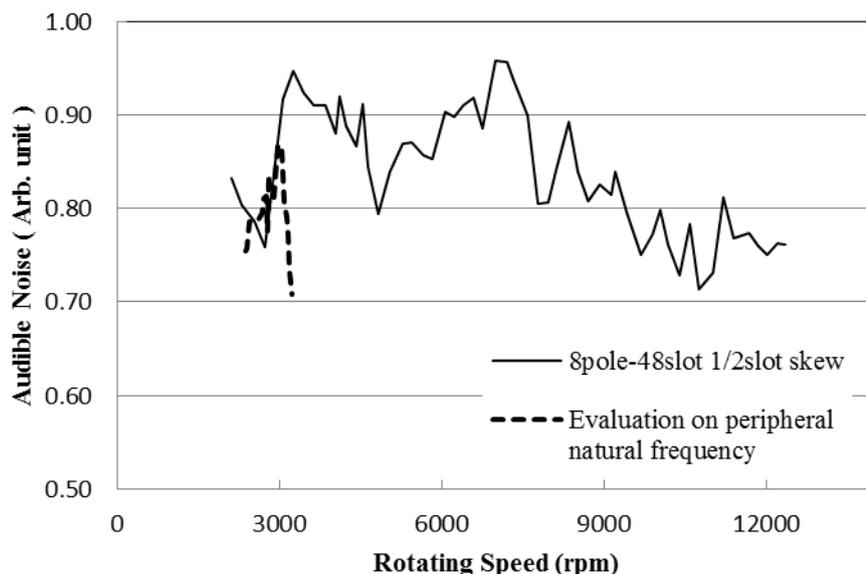


図 5.2-2 回転数 48 次の高調波騒音の発生状況

### 5. 3 振動・騒音低減手法の検討

前節の検討から、スロットリップルトルクによる周方向高周波電磁力が周方向の固有振動を加振していることが、振動と騒音の原因の一つである事が分かった。

HEV、EV への適用を予定している本モータでは、極低速、例えば、急坂登坂時などにトルク変動や騒音を避けるため、スキューは必須である。本節では、回転子の出力軸でのトルクリップルの低減作用は維持しつつ、固定子の周方向の固有振動数を加振することを避けるため、回転子スキューの最適化を検討する。

#### (1) スキューの最適化

回転子軸の出力ではスロットリップルトルクを相殺してトルク脈動を抑制しながら、スロットリップルトルクが、ねじりの基本モードを励振しないようにする必要がある。

図 5.2-1 を軸方向 1 次のスキューと定義するのであれば、軸方向に 2 次以上の自由度をもつスキューを適用する事になる。

スロットリップルトルクを相殺する必要があるため、位相を考慮したトルクリップルの総和が 0 となる必要がある。これを満たすには軸方向に 4 分割する必要がある。検討をしたのは、軸方向のスキューを途中で折り返して位相的に元に戻す 4 段 V スキューと、軸方向の自由度としてはさらに高次（4 次）となるジクザグスキューである。両者のスキューの概念を回転子上の磁石位置で示したものが図 5.3-1 である。

図中に白抜きの矢印で示したスロットリップルトルクが、両スキューとも回転子軸の出力で相殺する構成としている。

周方向高周波電磁力による周方向の固有振動数の加振は、ねじり剛性や、積層構造の力の伝達状態が定数を含めて求めるのが難しく、このためシミュレーションで推定する事が困難である。このため、どちらの高周波電磁力の軸方向分布が、周方向の固有振動数を加振しにくいかについては、実際に試作機を製作し、騒音測定をして判断する事とした。

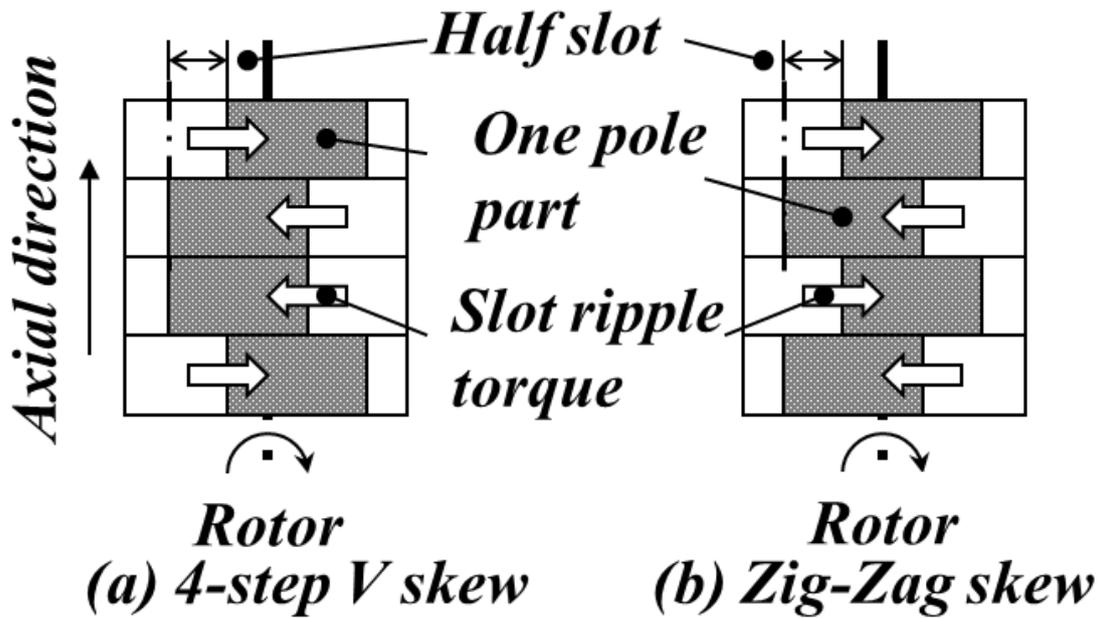


図 5.3-1 各種スキュー

(a) 4段Vスキュー (b) ジクザグスキュー

#### 5. 4 試験による騒音低減効果の検証

試験は、試作モータを製品の量産型フレームに納めて、騒音が問題となった 3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) に着目して実施した<sup>[91]</sup>。4 段Vスキューを施したモータの試験を行い、周波数分析により回転数 48 次の成分のみ取り出して示したものが、図 5.4-1 である。図 5.1-1 で問題とな

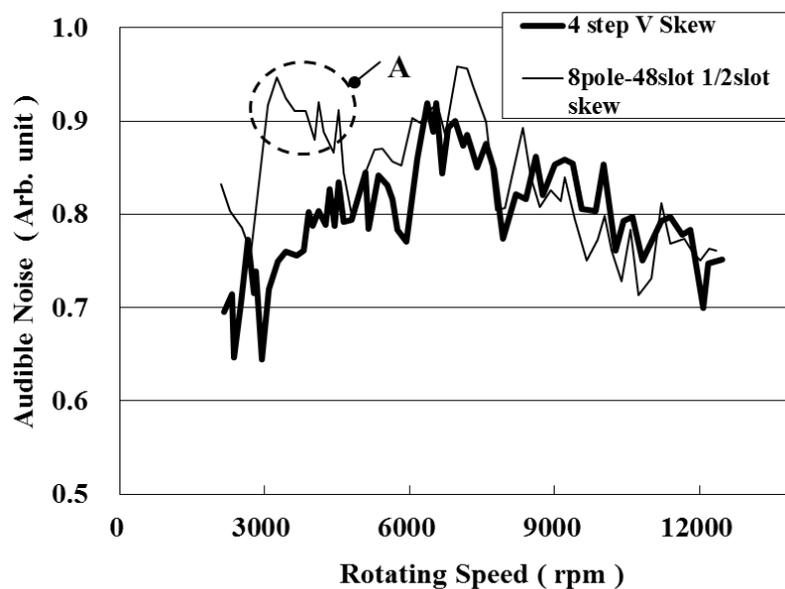


図 5.4-1 4 段Vスキュー適用検証機の回転 48 次成分の騒音特性

っていた、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) の騒音の突出部分が大幅に抑制されている<sup>[91]</sup>。

同様にジグザグスキューの場合の試験結果が、図 5.4-2 である。ジグザグスキューの場合も、図 5.1-1 で問題となっていた、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) の騒音の突出部分に十分効果があることが分かる。この回転数域の低減効果を 4 段 V スキューとジグザグスキューを比べると、4 段 V スキューの低減効果がやや大きく、ジグザグスキューの方が少し小さい。ただし、ジグザグスキューの場合は図中 C で丸囲みした 9,000 (rpm) 付近の騒音低減にも効果があり、より高次の成分を抑制している事が考えられる。

これらの結果から、量産型製品フレームに収めた際に問題となった 3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) に対しては、4 段 V スキューの方が低減効果の大きい事が確認できた。

したがって、最終な製品には 8 極 48 スロットと、固定子巻線には隔極接続、回転子には 4 段 V スキューが適用されている。

## 5. 5 5 章の結論

8 極 48 スロットの PRM で発生した、これまで着目されていなかったトルクリップルによる周方向高周波電磁力が、固定子鉄心の周方向の固有振動数を加振して発生した振動、騒音について、その原因と対策を確立した。以下に得られた結果をまとめる。

- (1) 8 極 48 スロットの隔極接続のモータを量産型フレームに納めた際に、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけて発生した回転数 48 次の高周波騒音は、スキューによるスロットリップルトルクが周方向高周波電磁力となり周方向の逆位相の固有振動数 (3,725 (Hz)) を加振し、騒音を発生していることを明らかにした。

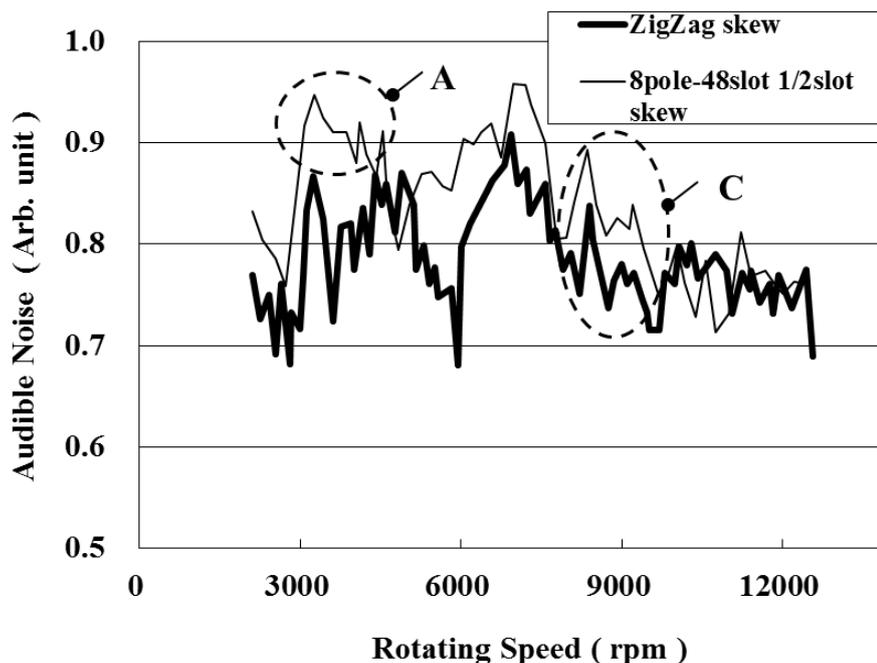


図 5.4-2 ジグザグスキュー適用検証機の回転 48 次成分の騒音特性

- (2) 回転子軸の出力でトルク脈動を抑制し、かつ、スロットリップルトルクによる周方向高周波電磁力が周方向の逆位相の固有振動数を加振しないスキュー方法を検討し、試作機による騒音測定でその効果を検討した。
- (3) 試験の結果、4段Vスキューが、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転数 48 次の高周波騒音の低減に一番効果があることを検証した。
- (4) これにより、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転数 48 次の高周波騒音は、改善前のピーク値から、約 10 (dB) 低減した。

4段Vスキューは、周方向に逆位相の高周波電磁力による騒音だけでなく、スキューを施さない場合に同位相の高周波電磁力が騒音を発生する場合にも有効である。本手法は、永久磁石モータの高周波電磁力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音の低減に適用でき、有効な手法と考える。

## 6. 騒音低減の効果と評価

### 6. 1 ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音の低減効果

8極36スロットのPRMで発生した、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音に関しては、ギャップの高調波電磁力が固定子の固有振動数を加振して発生していることを明らかにした。原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の高次（5、7、9次）成分に電機子起磁力の偶数次が作用して発生していることを明らかにした。さらに高調波電磁力成分の検討と、8極36スロットと8極48スロットの有限要素法による固定子鉄心に働く電磁力の調波分析の結果の比較検討から、上記の原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の7次と電機子起磁力の8次で発生していたと考えられることを示した。原因となる電磁力の、発生しかたは、誘導機で指摘されているギャップパーミアンスによるスロットコンビネーションによる高次電磁力の発生の仕方と異なり、回転子の界磁起磁力と固定子の電機子起磁力の高調波成分同士の相互作用等で発生する低次の空間次数の高調波電磁力によるものであることを明らかにした。

これは、磁石量を低減するためギャップを小さくしたことにより、ギャップ高調波の低減が行いにくいことと、起磁力高調波の影響が出やすくなったことの相乗効果により発生していると言う事ができる。

固定子の電機子起磁力の8次成分を抑制する、偶数次成分を発生しない電機子起磁力分布の巻線に切り替えると、振動、騒音を回避できることを明らかにした。

固有振動数が加振されることを回避し振動、騒音を抑制する方法として、図6.1-1に示した極数

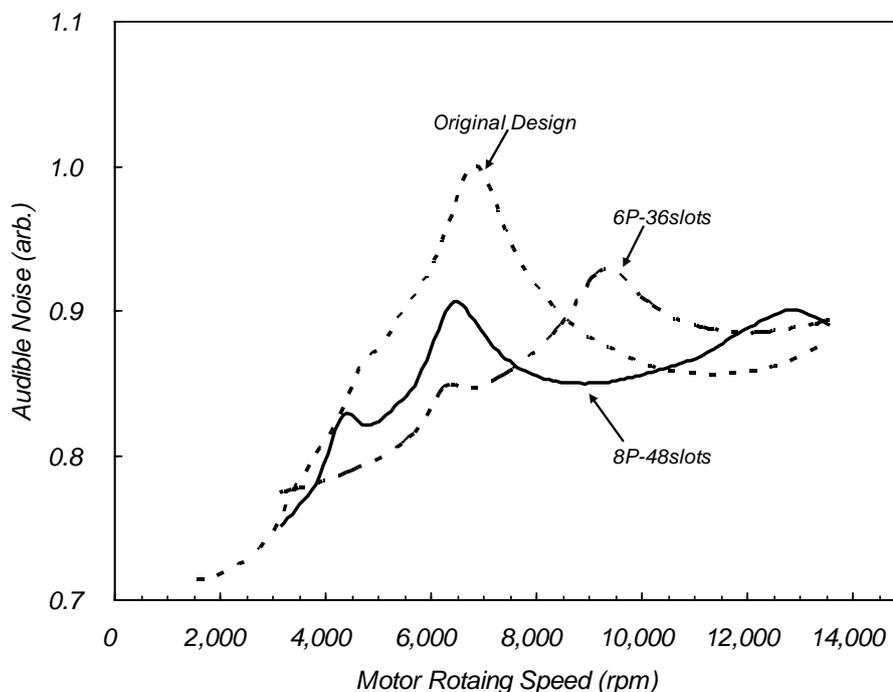


図 6.1-1 8極48スロット機と6極36スロット機の振動応答に基づく騒音特性の推定

とスロット数の変更による振動、騒音評価を行い、これをもとに、極数とスロット数を選定する方法を提案した。

具体的な抑制策として、8極 36 スロットの分数スロットから整数スロットである 8極 48 スロットとする事を提案し、試験により検証した。これにより、図 6.1-2 に示す様に、モータ回転数 7,000 (rpm) 近傍の騒音を 10 (dB) 低減した。

本手法は、短ギャップでギャップ高調波の影響を受けやすい永久磁石モータの振動、騒音の回避、低減手法として広く適用することができる。

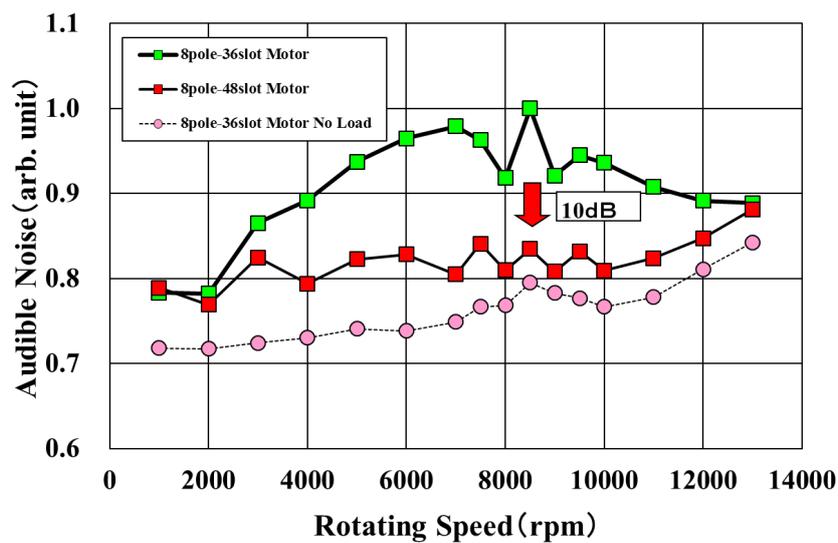


図 6.1-2 8極 48 スロット機による騒音改善の検証

## 6. 2 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音の低減効果

8極 48 スロットの PRM で、2,000 (rpm) から 3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生した回転周

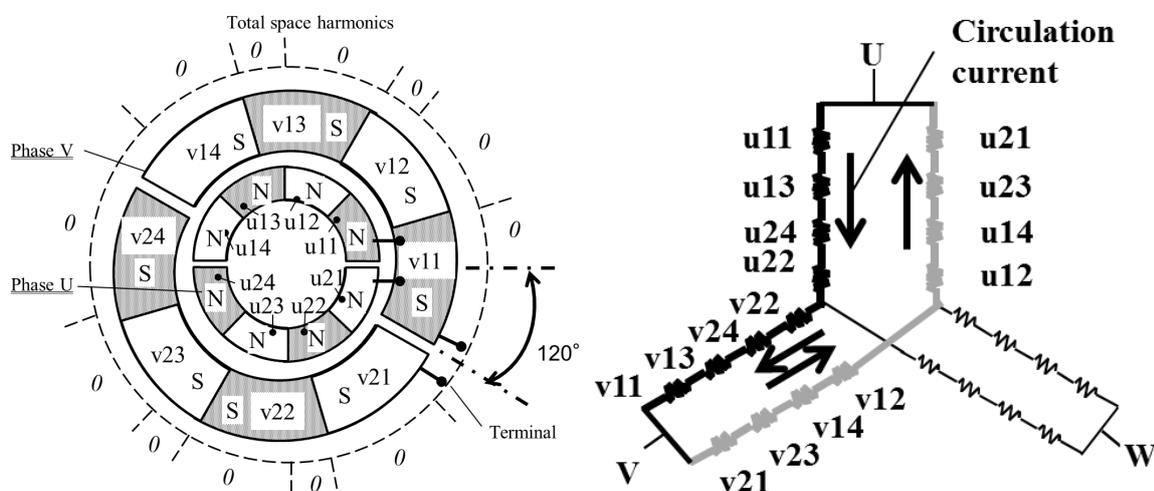


図 6.2-1 隔極接続の場合の各相のコイル接続と循環電流と空間磁極

波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる振動と騒音は、回転子の偏心運動による回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力により発生していたことを明らかにした。さらに、偏心運動は、図 6.2-1 に示したように並列回路間の電流アンバランスを発生し、この電流と巻線接続とコイル空間配置に起因する 6 極成分を発生する。この 6 極成分と基本磁界である 8 極成分の相互作用で、偏心を拡大する不均衡な磁気吸引力である空間 1 次成分 ( $1\theta$ ) を発生し、偏心を悪化させていることを示した。

今回の騒音の抑制手法として、隔極接続の並列回路を提案し、非常に効果的であることを示した。この結果、図 6.2-2 に示した様に、並列回路間の電流分担は均一化し、図 6.2-3 に示した様に回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる騒音については問題がないレベルに抑制し、回転周波数の 8 倍の騒音については約 20 (dB)、16 倍の騒音は約 10 (dB) 低減出来た。

Current Distribution Each Phase for Skip pole cnnnection

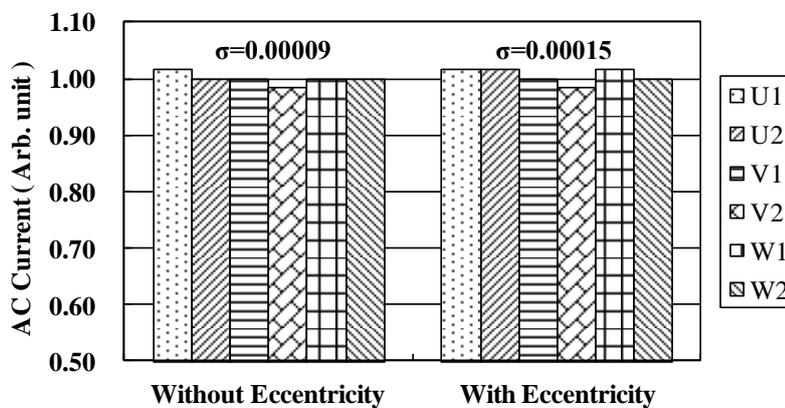


図 6.2-2 隔極接続時の場合の各相コイルの電流分布

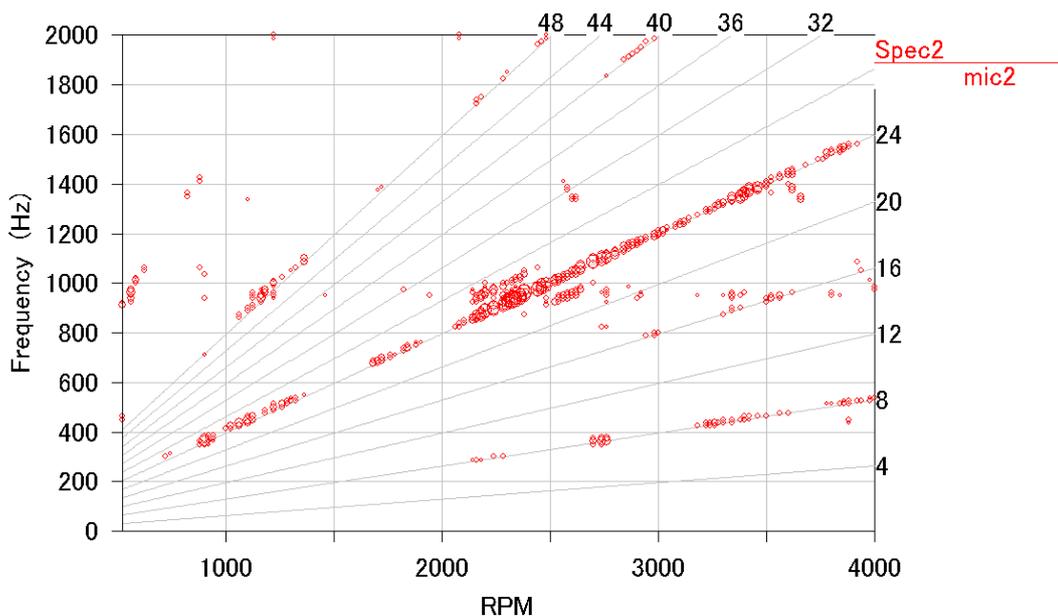


図 6.2-3 偏心がある場合の騒音の低減結果  
(固定子巻き線 2Y 隔極巻きキャンベル線図)

これは、誘導電動機で2並列回路は振動、騒音の低減にあまり効果がなく、4並列回路等の並列数を多くとることが効果的であるとの指摘と異なり、永久磁石回転電機の場合は、巻線接続を適切にすれば2並列回路でも振動、騒音を抑制出来ることを示した。

本手法は、広く永久磁石モータの騒音の回避と低減に適用できるが、特に並列回路を採用してモータ電流を大電流化してモータ出力を大出力化する際には、有効な手法と考える。

### 6. 3 周方向高周波電磁力が構造物を加振して発生する振動と騒音の低減効果

8極48スロットの隔極接続のモータを量産型フレームに納めて、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけて発生する回転周波数 48 次の高周波騒音は、スキューによるスロットリップトルクによる周方向高周波電磁力が、図 6.3-1 に示した周方向に逆位相で振動する固有振動数 (3,725 (Hz)) を加振し、発生していることを明らかにした。回転子軸の出力でトルク脈動を抑制し、かつ、上述の逆相の固有振動を励振しないスキュー方法を検討し、試作機による騒音測定でその効果を検討した。この結果、図 6.3-2 に示すように4段Vスキューが、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転周波数 48 次の高周波騒音の低減に一番効果があることを検証した。4段Vスキューにより、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転周波数 48 次の高周波騒音は、改善前のピーク値から、約 10 (dB) 低減した。

4段Vスキューは、逆位相の振動加振力による騒音だけでなく、スキューを施さない場合に同位相の高周波電磁力で騒音を発生する場合にも有効である。本手法は永久磁石モータの高周波電磁力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音の低減に適用でき、有効な手法と考える。

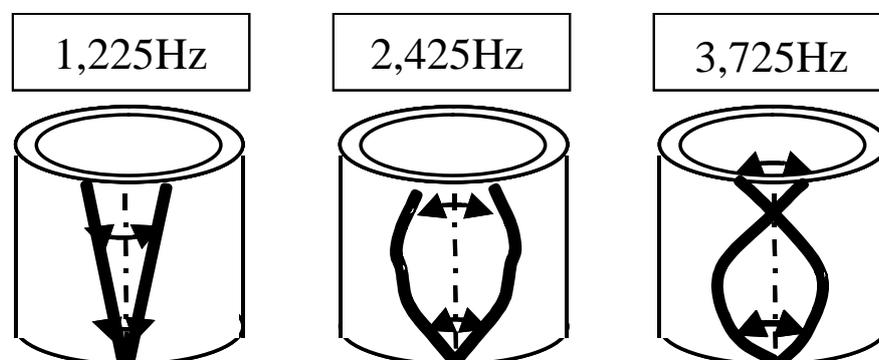


図 6.3-1 固定子鉄心の周方向の振動モード

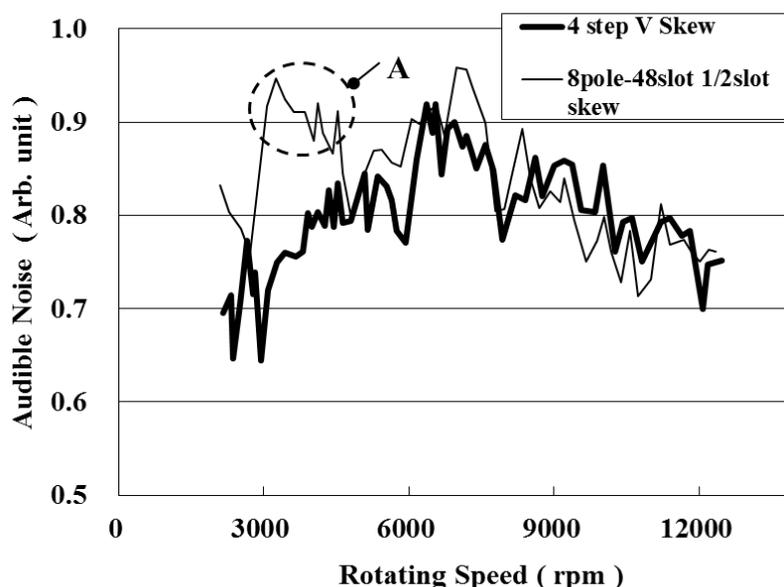


図 6.3-2 4 段Vスキュー適用検証機の回転 48 次成分の騒音特性

#### 6. 4 制御による振動、騒音の低減手法との比較

これまでは、モータの固定子巻線のスロット数、並列巻線の接続法、ならびに回転子スキューによる、モータのハード的な振動と騒音の低減について述べてきた。

ここでは、制御による振動と騒音の低減手法と簡単な比較を試みる。

制御により振動と騒音を低減する方法には、トルクリップルを低減するとともに、径方向電磁力を抑制する高周波電流を重畳する方法<sup>[92]-[93]</sup>と、電気周波数の 2 倍の電磁力を抑制する負の d 軸電流を通電する方法<sup>[95]</sup>が報告されている。

高周波電流を重畳して径方向電磁力を抑制する方法では、電気周波数の 5 次、7 次、6 次電流を注入して、振動、騒音を抑制している。ギャップの高調波磁界の発生の特長からみると、電気周波数 5 次、7 次の高周波電流にスロットパーミアンスと回転子界磁の基本波の相互作用で発生する高調波電磁力、または、電気周波数 6 次の交番磁界による磁気吸引力で、回転子界磁の 5 次、7 次成分と、固定子電機子の基本波により発生する高調波電磁力を抑制していると考えられる。この手法には、オブザーバーや自動学習機能を適用して制御する方法の検討も行われている<sup>[94]</sup>。

負の d 軸電流を通電して、振動、騒音を抑制する方法では、基本波成分を抑制して、これと同時に発生する、空間偶数次磁界、特に 2 次成分を抑制していると考えられる。

高周波電流を重畳して振動、騒音を抑制する場合は、モータの構造などのハードは変更しないで済むため、モータ単体としては低コストとなるが、高調波重畳によりモータの高周波損失が増大することになる。

負の d 軸電流を通電する方法は、分数スロットや集中巻き固定子で発生する電気周波数の 2 倍となり、電磁力振幅が一番大きくなる成分を抑制する有効な手法と考える。しかしながら、基本波成分も抑制するため、トルクの減少、または、効率の低下を伴うため、振動、騒音と、モータ特性の

トレードオフとなる。

いずれの手法も、モータ特性と振動、騒音のバランスを考える必要があり、各種スキューや、問題となる高調波電磁力を発生しない固定子巻線方式、回転子の高調波抑制のスリット構造等、モータの構造的工夫<sup>[96]</sup>と合わせて、コストと性能のバランスを取ることが重要であるとする。

## 6. 5 6章の結論

1) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音、2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音、3) トルクリップルによる周方向高周波振動加振力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音に対して図 6.4-1 に示す様に、その発生原因、機構を明らかにし騒音低減手法を開発した。

以上に述べた、本研究で開発した騒音低減手法の効果を表 6.1 にまとめる。

表 6.1 開発手法と騒音低減量

開発手法	対象回転数	騒音低減量
極数とスロット数の変更	7,000 (rpm) 近傍	10 (dB)
2 並列回路隔極接続	2,000 (rpm) から 3,000 (rpm)	10~20 (dB)
4 段 V スキュー	3,000 (rpm) から 4,000 (rpm)	約 10 (dB)

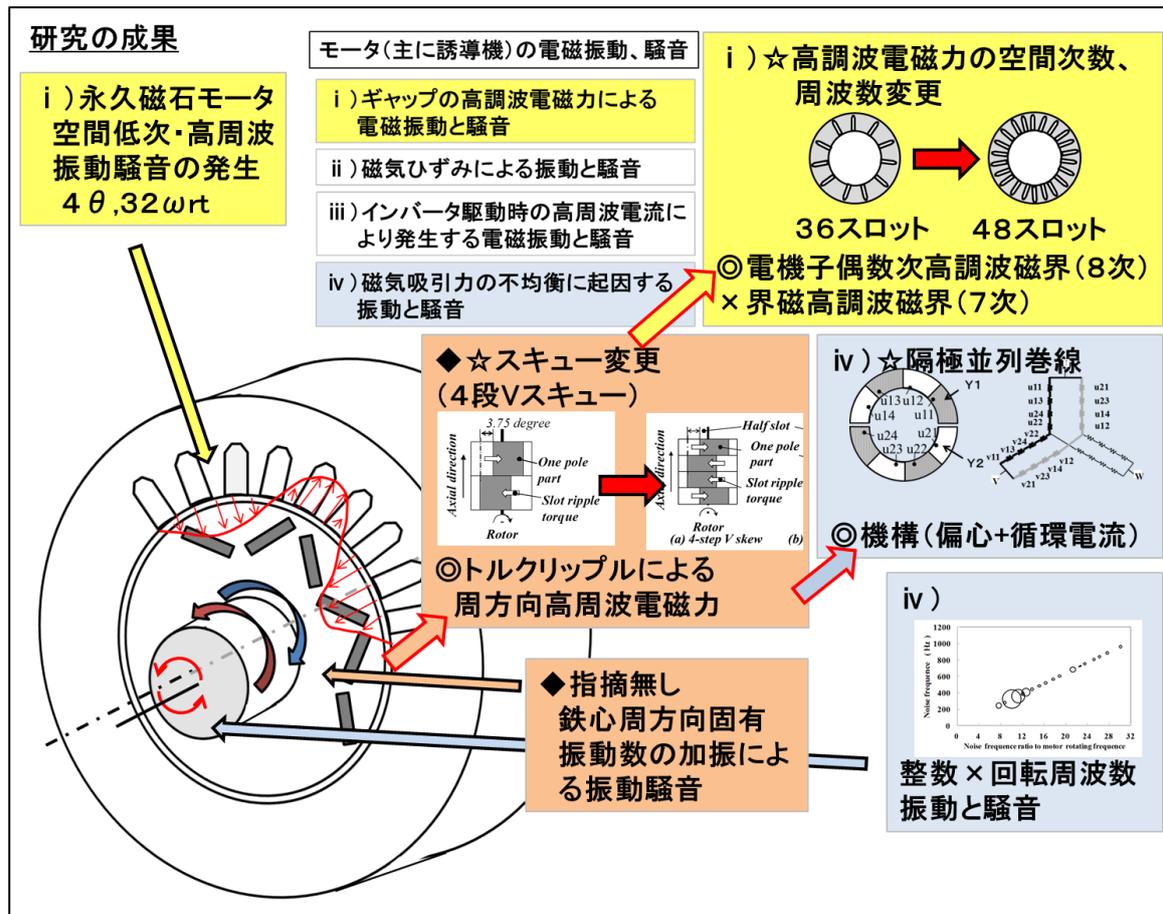


図 6.4-1 振動、騒音の発生原因、機構とその低減手法

## 7. 結論

### 7. 1 結論

永久磁石モータでは、永久磁石が他のモータ部材に比べると高価であるため、その使用量を減らすため、回転子と固定子のギャップを小さく取る設計となり、ギャップ磁界の空間および時間高調波の影響が大きい事と、リラクタンストルクを活用して高出力化と可変速範囲を拡大しているため、振動、騒音が発生しやすくなったと理解して良い。

回転機において電磁力が構造物の固有振動数を加振して発生する騒音を低減するには、構造物を補強し固有振動数を変化させる離調が、定速機の場合に一番良く採られる方法である。車載応用では、適用先の取り付け条件の制約や、組立寸法の基準位置が回転機と異なると考えられ、構造物の補強等に拠らない発生原理に基づいた振動、騒音低減対策を取る必要があった。

本論文では、HEV 用の車載モータを開発した際に経験した振動、騒音問題を整理し、誘導電動機と発生原理や解決手法が大きく異なる、1) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音と、2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音、さらに、3) トルクリップルによる周方向高周波電磁力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音について発生原理を解明し、これに基づく根本的な解決方法を提示し、検証試験による妥当性を実証する事ができた。

#### 1) ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音

- ・ 8極 36 スロットの PRM で発生した振動と騒音は、ギャップの高調波電磁力が固定子の固有振動数を加振して発生していることを明らかにした。
- ・ 原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の高次（5、7、9次）成分に電機子起磁力の偶数次が作用して発生していることを明らかにした。
- ・ 高調波電磁力成分の検討と、8極 36 スロットと8極 48 スロットの有限要素法による固定子鉄心に働く電磁力の調波分析の結果の比較検討から、上記2)の原因となる高調波電磁力は、界磁起磁力の7次と電機子起磁力の8次で発生していたと考えられる。
- ・ 誘導電動機で指摘されている高調波電磁力の発生の仕方と異なり、回転子の界磁起磁力と固定子の電機子起磁力の高次成分同士の相互作用等で発生する低次の空間次数の高調波電磁力によるものであることを明らかにした。
- ・ 固定子の電機子起磁力の8次成分は、電機子起磁力分布の偶数次成分から発生しており、偶数次成分を発生しない巻線に切り替えると、振動、騒音を回避できることを明らかにした。

具体的な抑制策は、8極 36 スロットの分数スロットから整数スロットである8極 48 スロットであることを示した。

- ・ 100 (kW) クラスの EV、HEV 用モータでは、固定子鉄心の固有振動数からみて、極数が8極ないし10極以下の設計の際には、起磁力高次成分の相互作用による低次空間電磁力が発生しないように考慮すべきであることを示した。
- ・ 高調波電磁力による振動、騒音の原因の特定と抑制対策として、固有振動数の把握、低次電磁力の把握、固定子鉄心に作用する電磁力の評価、極数とスロット数の組み合わせ候補の選出、振動、騒音の解析による評価、対策案の絞り込みの一連の手法を提案した。

## 2) 磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音

- ・ 8極 48 スロットの PRM で、2,000 (rpm) から 3,000 (rpm) の低速、低負荷で発生した回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる振動と騒音は、回転子の偏心運動により発生する回転周波数の  $8m \pm 1$  倍の電磁力により発生していたことを明らかにした。
- ・ 偏心運動は、並列回路間の電流アンバランスを発生し、この電流と巻線接続とコイル空間配置に起因する 6 極成分と、基本磁界である 8 極成分の相互作用で偏心を拡大する不均衡な磁気吸引力である空間 1 次成分 ( $1\theta$ ) を発生し、偏心を悪化させていることを示した。
- ・ 今回の騒音の抑制手法として、隔極接続の並列回路が非常に効果的であることを示した。回転周波数の  $4n$  倍以外の整数倍となる騒音については問題がないレベルに抑制し、回転周波数の 8 倍の騒音については約 20 (dB)、16 倍の騒音も約 10 (dB) 低減出来た。
- ・ 誘導電動機で指摘されているのとは異なり、永久磁石回転電機の場合は、巻線接続を適切にすれば 2 並列回路でも振動、騒音を抑制出来ることを示した。

## 3) トルクリップルによる周方向高周波電磁力が構造物の固有振動を加振して発生する振動と騒音

8 極 48 スロットの隔極接続のモータを量産型フレームに納めて、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけて発生した回転周波数 48 次の高周波騒音の発生原理をあきらかにして解決手法をまとめた。

- ・ 回転周波数 48 次の高周波騒音は、スキューによるスロットリップルトルクが周方向高周波電磁力となり、周方向の逆位相の固有振動数 (3,725 (Hz)) を加振し、騒音を発生していることを明らかにした。
- ・ スロットリップルトルクによる周方向高周波電磁力が周方向の逆位相の固有振動数を加振しないスキュー方法を検討し、試作機による騒音測定でその効果を検討した。
- ・ 試験の結果、4 段 V スキューが、3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転周波数 48 次の高周波騒音の低減に一番効果があることを検証した。
- ・ 3,000 (rpm) から 4,000 (rpm) かけての回転数 48 次の高周波騒音は、改善前のピーク値から、約 10 (dB) 低減した。
- ・ 4 段 V スキューは、周方向の逆位相の高周波電磁力による騒音だけでなく、スキューを施さない場合に同位相の高周波電磁力で騒音を発生する場合にも有効である。本手法は永久磁石モータの周方向高周波電磁力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音の低減に有効な手法と考える。

以上のように、永久磁石モータで課題となる振動、騒音について、車載モータを例にとり具体例に即して課題と対策を提示し、一つのシステムを通してまとめた検討を行った。

この結果、ギャップの高調波電磁力による振動、騒音は回転子の界磁起磁力と固定子の電機子起磁力の高次成分同士の相互作用等で発生する低次の空間次数の高調波電磁力によるものであることを明らかにした。

また、磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音は、回転子の偏心運動により発生し、並列回路間の電流アンバランスにより、不均衡な磁気吸引力である空間 1 次成分 ( $1\theta$ ) を発生して悪化していることを明らかにした。対策として隔極接続の並列回路を提案した。

トルクリプルによる周方向高周波電磁力が固定子鉄心の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音は、ロータスキューによる高周波電磁力が、周方向の固有振動数を加振して発生していることを明らかにし、対策として4段Vスキューを提案した。

ここにまとめた振動、騒音の要因、課題と、これらに対する手法は、高出力化、効率化が要請されている永久磁石モータの低振動、低騒音化に大きく寄与すると考える。

## 7. 2 本論文の成果の他の永久磁石回転機への展開

本論文では、EV、HEV用モータ開発の中で、量産の受注と市場投入の際に最後の関門となった、低騒音化対策を通して体験した振動、騒音と、その対策をまとめた。本内容は、短ギャップで高速回転となる磁石モータに広く適用することができる。現在、本論文の低騒音化技術を適用したHEV用モータは、米国の自動車メーカーに納入され、車両ベースで年間12万台規模で生産が行われるまでになっている。

これを通して得られた設計技術は、並行して電车用モータに適用され、1998年から試験車両用の95(kW)モータに適用されたのを皮切りに<sup>[2]</sup>、2009年には関東地方の地下鉄で量産採用され、2013年には、関西地方の私鉄、2014年には九州地方の鉄道にも採用が拡大している。

運輸、交通以外では低回転で、極数が多くなる風力用発電機や海流用発電機で、電気設計的にHEVモータと類似の設計条件となり、毎極毎相スロット数の少ない設計が必要となっている。

これに対応するため、風力用発電機では160極180スロット、海流用では200極192スロット等の分数スロットを検討している<sup>[97]</sup>。これらのスロット数と低電圧に対応する際の並列巻線構成の決定には、空間次数が低次となる電磁力を発生しないスロット数の選定や、不平衡電磁力が発生しない並列巻線の構成と接続方式の採用など、ここで述べた技術を適用し、高効率でコンパクトな永久磁石型同期機の開発に貢献している。

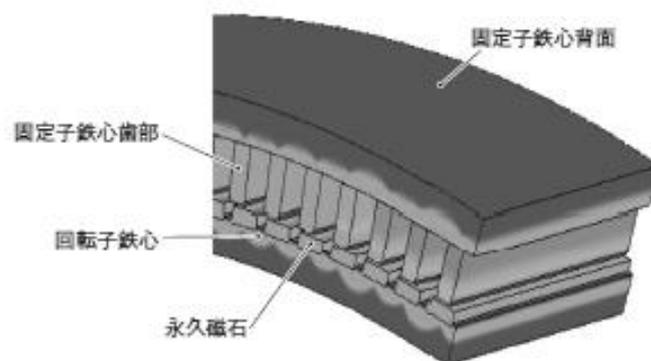


図8. 発電機の磁束密度分布 — 目標とする発電機体格及び発電機効率を満足することを電磁界解析により確認した。

Result of simulation of magnetic flux density distribution of generator under no-load operation

図 7.3-1 永久磁石発電機の例（海流発電）<sup>[97]</sup>

(加幡他:「海流エネルギーを利用した水中浮遊式発電システム」、東芝レビュー(2013)より)

### 7. 3 今後の課題

磁気吸引力の不均衡に起因する振動と騒音に関して、偏心が起きた後の電磁力と、電流アンバランスがある場合の発生電磁力を評価し、原因と対策を検討した。しかしながら、近年では計算機の高機能化により、大規模シミュレーションが可能となっており、1. 3 (2) に示した様に電磁力と運動方程式を連成した評価が行われる様になっている。現状ではシミュレーションで算出される電磁力は解析メッシュに対する依存性があり、精度に課題があると言われているが、モデルの改善と電磁力算出手法の改良にともなって精度の改善が期待される。この、電磁力と運動方程式の連成に加え、電気回路との連成ないし電磁力と誘導起電力の同時解析による、偏心シミュレーションと電磁力と振動、騒音評価手法の開発が今後の課題の一つと考える。

また、ギャップの高調波電磁力による電磁振動と騒音、および、トルクリップルによる高周波電磁力が構造物の周方向固有振動数を加振して発生する振動、騒音の対策評価において、ねじり剛性や、振動加振力に対する振動応答について実測値を用いて評価を進めざるを得なかった。今後は、計算機上で全て評価できる様に機械的な特性を再現できるようなデータベースの拡充と、これをベースとしたモデル化検討がもう一つの課題と考えている。

両者について、今後の検討が進むのを期待するものである。

\*なお、本論文で使用したシステム・製品名は、一般に各社の商標または登録商標である。

## 謝辞

本論文をまとめるに当たり、主査として懇切丁寧なご指導、ご鞭撻を頂いた東京大学大学院新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻 大崎博之教授に深く御礼申し上げます。さらに、審査をお願いして、適切なご指摘、有益なご助言を頂いた、東京大学大学院新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻 堀洋一教授、藤本博志准教授、馬場旬平准教授、東京大学大学院工学系研究科 電気系工学専攻 古関隆章教授、東京大学大学院工学系研究科機械工学専攻 金子成彦教授の各先生方に、心から感謝申し上げます。

本論文は、私が 1998 年から株式会社東芝 電力・社会システム技術開発センターで、モータ、発電機の開発とマネジメントを担当し、1999 年から着手した EV、HEV 用モータ開発の中で、量産の受注と市場投入の際に最後の関門となった低騒音化対策を通して、短ギャップで高速回転となる永久磁石モータで初めて体験した振動、騒音と、その対策をまとめたものです。

ここに、論文をまとめる際に、折に触れご指導、ご鞭撻頂いた株式会社 東芝の関係各位に謝意を表します。特に、実験や計算を行う上でご協力頂いた、株式会社 東芝の高橋則雄氏、藤田真史氏、東芝産業機器システム株式会社の荒木貴志氏、望月資康氏、花井 隆氏、松原正克氏に深謝いたします。

さらに、私の東芝時代の会社生活を支えてくださったすべての皆さまに感謝の意を表し、今後のご発展とご活躍を心からお祈り致します。

最後に、私を支えてくれた家族、木実、政隆、奈穂に心から感謝します。

## 参考文献

- [1] 寺谷達夫、石川哲弘、新中新二、新政憲他：「~HEV, EV 化に向けた~車載モータとその制御・応用」、トリケップス、東京(2009)
- [2] 新政憲、堺和人：「自動車用永久磁石リラクタンスモータの開発」、電学誌、Vol.128、No.4、pp.231-234(2008-4)
- [3] M. Arata, N. Takahashi, K. Hagiwara, et al.: “Large torque and high efficiency permanent magnet reluctance motor for a hybrid truck”, The 22nd International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Expo (EVS22), D5, Yokohama (Japan), 2006
- [4] 日野自動車ホームページ: <https://www.hino.co.jp/dutro/feature/feature01.html> (2015-5)
- [5] H. Hisada, T. Taniguchi, K. Tsukamoto, et al.: “AISIN AW New Full Hybrid Transmission for FWD vehicles”, SAE 2005 World Congress, 2005-01-0277, 2005
- [6] 小幡篤臣、田島敏伸、鷲頭照雄、前川克:「大型自動車用ディーゼル・電気ハイブリッドエンジンの開発」、東芝レビュー、Vol. 46、No.8、pp.663-666(1991-8)
- [7] 田島敏伸、小幡篤臣:「ハイブリッド低公害車」、電学誌、Vol.113、No.8、pp.661-668(1993-8)
- [8] M. Kamiya: “Development of Traction Motors for the Toyota Hybrid System”, IEEJ Trans. Ind. Appl., Vol.126, No.4, pp.473-479, 2006
- [9] 山本恵一:「自動車用主動力回転機の開発動向」、電学誌、Vol.126、No.11、pp.732-734(2006-11)
- [10] 電気学会電気自動車駆動システム調査専門委員会:「電気自動車の最新技術」、オーム社、東京(1999)
- [11] 電気学会リラクタンス応用電動機と制御システム調査専門委員会:「リラクタンストルク応用電動機と制御システム」、電学技報、No.719(1999)
- [12] 稲熊幸雄:「電気自動車 (ハイブリッド車)」、電学誌、Vol.122、No.7、pp.448-449(2001-7)
- [13] 松延豊、橋本武典、松並和彦、足利正他:「自動車用モータの現状分析」、平成 24 電学産業応用部門大会(JIASC2012)、4-S8-3(2012)
- [14] 電気学会自動車パワーエレクトロニクス調査専門委員会:「自動車におけるパワーエレクトロニクス技術」、No.1106(2008)
- [15] M. Arata, Y. Kurihara, D. Misu, M. Matsubara: “EV and HEV motor development in TOSHIBA”, IEEJ Journal of Ind. Appl., vol. 4, No.3, pp.153-157, 2015
- [16] IEA: “TRANSPORT, ENERGY and CO2”,  
<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/transport2009.pdf> (2015-5)
- [17] アイシン・エイ・ダブリュ株式会社:日本国特許、特開 2002-89687
- [18] 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”, JPE, Vol. 12, No. 1, pp.67-74, 2012

- [19] 新政憲、望月資康、荒木貴志、花井隆、松原正克：「回転子偏心運動と固定子並列回路間循環電流に起因する騒音の低減」、電学論 D、Vol.133、No.10、pp.995-1003 (2013-10)
- [20] 新政憲、高橋則雄、望月資康、荒木貴志、花井隆：「スキュー位相の最適化によるねじり共振に起因する騒音の低減」、電学論 D、Vol.133、No.10、pp.1003-1008(2013-10)
- [21] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Newmann : “Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA22, No.4, pp.738-741, 1986
- [22] W. L. Soong, T. J. E. Miller : “Field-weakening performance of brushless synchronous ac motor drives”, IEE Proc.-Elect. Power Appl., Vol.141, No.6, pp.331-334, 1994
- [23] 森本茂雄、武田洋次：「永久磁石同期機の技術動向」、電学誌、Vol.122、No.11、pp.761-764(2002-11)
- [24] 水谷良一、山本恵一、渋谷祐一、松並和彦他：「自動車用モータのニーズ技術」、平成 24 電学産業応用部門大会(JIASC2012)、4-S8-5(2012)
- [25] 堺和人、高橋則雄、霜村英二、新政憲他：「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石式リラクタンスモータの開発」、電学論 D、Vol.123、No.6、pp.681-688(2003-6)
- [26] 堺和人、新政憲、田島敏伸：「省エネルギーシステムを生かす可変速・高効率モータ」、東芝レビュー、Vol. 55、No.9、pp.58-61(2000-9)
- [27] 堺和人、萩原敬三、平野恭男：「ハイブリッド自動車用高出力・高効率の永久磁石リラクタンスモータ」、東芝レビュー、Vol.60、No.11、pp.41-45(2005-11)
- [28] K. Sakai, T. Takahashi, M. Arata, et al. : “High efficiency and high performance motor for energy saving in systems”, IEEE Proc. PES. Winter Meeting, January, 2001
- [29] 新政憲、望月資康、平野恭男、堺和人、高橋則雄、橋場豊：「高効率、高性能な HEV/EV 用 PRM モータの開発」、自動車技術会春季学術講演会、413-20105312(2010-5)
- [30] 水谷良一：「走行駆動用モータの実用化技術と今後の課題」、自動車技術、Vol.66、No.9、pp.50-55(2012)
- [31] 水谷良一：「プリウスに見るモータの小型・高効率化の変遷」、平成 26 電学産業応用部門大会 (JIASC2014)、4-S9-1、IV33-IV36(2014)
- [32] 山本恵一：「自動車用主機モータの技術動向とブレークスルー展望～ホンダにおける小型・高効率化の変遷～」、平成 26 電学産業応用部門大会(JIASC2014)、4-S9-2、IV37-IV42(2014)
- [33] 黒木次郎、大塚浩：「Sport Hybrid i-MMD システム用モータと PCU の開発」、Honda R&D Technical Review、Vol.25、No.2、pp41-47(2013)
- [34] 佐々木広明、石川茂明、大久保孝仁、阿部誠、佐藤義則：「新開発 EV 向けモータ・インバータの開発」、自動車技術、Vol.66、No.9、pp44-49(2012)
- [35] 石川茂明：「日産リーフにおける駆動モータの進化」、平成 26 電学産業応用部門大会 (JIASC2014)、4-S9-3、IV43-IV46(2014)
- [36] A. J. Ellison, C. J. Moore : “Acoustic noise and vibration of rotating electric machines”, IEE Proceedings, Vol.115, No.11, pp.505-512, Nov. 1968
- [37] S. J. Yang : “Low-noise electric motors”, Oxford, UK, Clarendon, 1981

- [38] P. J. Tavner, B. G. Gaydon, D. M. Ward : “Monitoring generators and large motors”, IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol.133, Pt. B, No.3, pp.169-180, May 1986
- [39] P. L. Timar : “Noise and vibrations of Electric machines”, Amsterdam, Elsevier, 1989
- [40] S. P. Verma, A. Balan : “Electromagnetic acoustic noise and vibrations of electrical machines: Their production and means of reduction”, Journal of the Canadian Acoustical Association, Vol. 19, No.4, pp.39- 40,1991
- [41] P. Vijayraghavan, R. Krishnan : “Noise in Electric Machines: A Review”, IEEE Trans. Ind. Appl. IA-35, No.5, 1007(1999-9/10)
- [42] 電気学会回転機の三次元 CAE のための電磁解析技術調査専門委員会: 「回転機の三次元 CAE のための電磁解析技術」、電学技報、No.855(2001-9)
- [43] 電気学会誘導機電磁騒音解析技術調査専門委員会: 「誘導電動機の電磁振動と騒音の解析技術」、電学技報、No.1048(2006-3)
- [44] 電気学会小形モータの先端技術調査専門委員会、 「小形モータの先端技術」、電学技報、No.1063(2006-8)
- [45] 「モータの電磁加振力発生要因と低減技術」、トピックス、日本機械学会誌、110、No.1058、p62(2007-1)
- [46] O. Birte, T.Rusu, C. S. Martis, L. Szabo : “A survey on reducing noise and vibration in some electrical machines used in automotive applications”, Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty, Year 12, No.2(19)
- [47] A. Covo : “Unbalanced Magnetic Pull in Induction Motors with Eccentric Rotors [includes discussion]”, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers Power Apparatus and Systems Part III, Vol.73, no.2, pp.1421-1425, Jan. 1954
- [48] 石崎彰: 「かご形誘導電動機の振動および騒音について」、電学誌、Vol.75、No.800、pp.451-458(1955-5)
- [49] 田島邦雄、高野久行、根本和夫: 「扇風機用モータの磁気音についての検討」、日立評論、Vol.51、No.10、pp.42-48(1969-10)
- [50] 石田弘明、溝口量正、山田弘道: 「電動機の騒音と振動」、安川電機、Vol.34、No.131、pp.171-178(1970)
- [51] 衛藤護、松倉欣孝、下野信男、羽部邦明、加古文敏: 「誘導電動機の電磁騒音の解析」、三菱電機技報、Vol.48、No.10、pp.1201-1206(1974-10)
- [52] 電気学会誘導機常置専門委員会: 「誘導機の負荷時の騒音について」、電学技報、I 部、No.120(1977-5)
- [53] 石橋文徳、鈴木功、相沢幸雄: 「インバータ駆動による誘導電動機」、東芝レビュー、Vol.37、No.3、pp.246-250(1982-3)
- [54] 森貞明、林卓郎: 「電気機器における低騒音化技術」、電学誌、Vol.111、No.8、pp.659-665(1991-8)
- [55] 岩田佳雄、佐藤秀紀、森岡和: 「回転子鉄心を持つロータの固有振動数」、機論 C、Vol.57、No.544、pp.3748-3753(1991-12)

- [56] 石橋文徳、野田伸一、森貞明:「小形誘導電動機の電磁振動について」、電学論 D、Vol.112、No.3、pp.307-313(1992-3)
- [57] D. G. Dorrell, A. C. Smith : “Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. II. Experimental investigation”, IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol.143, No.3, pp.202-210, May 1996
- [58] 坪井和夫、廣塚功、石橋文徳:「かご形誘導電動機の負荷時における電磁振動の発生原因と特徴」、電学論 D、Vol.117、No.1、pp.73-80(1997-1)
- [59] 塩幡宏規、根本佳奈子、名川泰正、坂本茂他:「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」、電学論 D、Vol.118、No.11、pp.1301-1307(1998-11)
- [60] 糸見和信、野田伸一、鈴木功、石橋文徳:「電動機固定子鉄心の固有振動解析法」、機論 C、Vol.64、No.624、pp.2833-2839 (1998-8)
- [61] D. G. Dorrell : “Experimental behaviour of unbalanced magnetic pull in 3-phase induction motors with eccentric rotors and the relationship with tooth saturation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.3, pp.304-309, Sep. 1999
- [62] 広塚功、丹羽陽介、坪井和夫、川上正行:「三相かご型電動機の電磁振動・電磁騒音分布に関する基礎的検討 -正弦波可変周波数駆動の場合-」、中部大学総合工学研究所、総合工学、Vol.22、pp.7-13(2010)
- [63] J. H. Walker, , N. Kerruish : “Open-Circuit noise in synchronous machine”, IEE Proceedings, Vol.107, No.36, pp.505-512, Dec. 1960
- [64] S. Huang, M. Aydin, T.A. Lipo : “Electromagnetic Vibration and Noise Assessment for Surface Mounted PM machines”, IEEE Proc. PES. Summer Meeting, Jul. 2001
- [65] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, L. J. Wu, et al : “Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines ”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.46, No.5, pp. 1908-1918, 2010
- [66] T. Sun, J. M. Kim, G. H. Lee, et al.: “Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEE Trans. on Mag., Vol.47, No.5,pp.1038-1041, 2011
- [67] S. Lakshmikanth, K. R. Natraj, K. R. Rekha : “Noise and vibration reduction in permanent magnet synchronous motors - A review”, International Journal of Electrical And Computer Engineering (IJECE), Vol. 2, No. 3, pp.405-416, June 2012
- [68] 坂下善行、服部哲弥、山田隆、井戸浩登他:「永久磁石電動機の磁界-構造連成解析結果と実験結果の比較(第二報)」、電学回転機研究会資、RM-12-126(2012-9)
- [69] 丸山孝一郎:「誘導機に発生する異常音とその防止」、電気雑誌 OHM、昭和 33 年 9 月号、pp.51-57(1964-9)
- [70] M. Bradford : “Umbalanced magnetic pull in a 6-pole induction motor”, IEE Proceedings, Vol.115, No.11, pp.1619-1627, Nov. 1968
- [71] A. J. Ellison, S. J. Yang : “Effects of rotor eccentricity on acoustic noise from induction machines”, IEE Proceedings, Vol.118, No.1, pp.174-184, Jan. 1971

- [72] A. J. Ellison, S. J. Yang and M. Bradford : “Discussion on Effets of rotor eccentricity on acoustic noise from induction machaines and Natural frequencies of stators of small electric machines”, IEE Proceedings, Vol.118, No.7, pp.898, Jul. 1971
- [73] 奥田宏史、藤本登、吉崎政宣:「誘導機の電磁うなり振動騒音の発生原因」、電学論 B、Vol.98、No.8、pp.679-686(1978-8)
- [74] 石原好之、井上嘉明、川崎雅生、木村昌彦他:「単相誘導機のエアギャップ磁束分布に及ぼす回転子偏心の影響」、電学回転機研究会資、RM-90-55(1990)
- [75] M. J. DeBortoli, S. J. Salon, D. W. Burow, C. J. Slavik : “Effects of rotor eccentricity and parallel windings on induction machine behavior: a study using finite element analysis”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.2, pp.1676-1682, Mar. 1993
- [76] D. Verdyck, R. Belmans, W. Geysen, K. U. Leuven : “An Approach to Modelling of Magnetically Excited Forces in Electrical Machines“, IEEE Trans. Mag., MAG-29, No.2, 2032(1993-3)
- [77] D. G. Dorrell, A. C. Smith : “Calculation of UMP in induction motors with series or parallel winding connections”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No.2, pp.304-310, Jun. 1994
- [78] A. Burakov, A. Arkkio : “Comparison of the Unbalanced Magnetic Pull Mitigation by the Parallel Paths in the Stator and Rotor Windings”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.43, No.12, pp.4083-4088, Dec. 2007
- [79] A. Burakov, A. Arkkio : “Mitigation of UMP Components by the Parallel Stator Windings in Eccentric-rotor Electrical Machines”, IEMDC '07, IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2007, Vol.2, pp.1638-1642, 3-5 May 2007
- [80] H. Ohishi, S. Sakabe, K. Tsumagari, K. Yamashita : “Radial Magnetic Pull in Salient Pole Machines with Eccentric Rotors”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.EC-2, No.3, pp.439-443, Sept. 1987
- [81] P. Pennacchi, L. Frosini : “Dynamical behaviour of a three-phase generator due to unbalanced magnetic pull”, IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol.152, No.6, pp.1389-1400, Nov. 2005
- [82] L. Lundstrom, R. Gustavsson, J. -O. Aidanpaa, N.Dahlback, M.Leijon : “Influence on the stability of generator rotors due to radial and tangential magnetic pull force”, IET Electric Power Applications, Vol.1, No.1, pp.1-8, Jan. 2007
- [83] R. Perers, U. Lundin, M. Leijon : “Saturation Effects on Unbalanced Magnetic Pull in a Hydroelectric Generator With an Eccentric Rotor”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.43, No.10, pp.3884-3890, Oct. 2007
- [84] B. M. Ebrahimi, J. Faiz : “Static-, Dynamic-, and Mixed-Eccentricity Fault Diagonoses in Permanent-Magnet Synchronous Motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, No.11, pp.4727-4739, Nov. 2009

- [85] D. Zarko, D. Ban, I. Vazdar, V. Jaric : “Calculation of unbalanced magnetic pull in a salient-pole synchronous generator”, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC) 2010, pp.T4-116-T4-122, 6-8 Sep. 2010
- [86] D. Zarko, D. Ban, I. Vazdar, V. Jaric : “Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in a Salient-Pole Synchronous Generator Using Finite-Element Method and Measured Shaft Orbit”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.59, No.6, pp.2536-2549, Jun. 2012
- [87] Cheng Fang, Haiping Xu, Shaoshen Xue, Shan Xue : “Research on vibration characteristics of rotor of high speed permanent magnet synchronous machine”, 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) 2012, pp.1-5, 21-24 Oct. 2012
- [88] 山崎克巳、大木俊治、根津章、池見健: 「弱め界磁制御時の高調波鉄損を低減した IPM モータの開発」、電学論 D、Vol.127、No.8、pp.837-843(2007-8)
- [89] A. Kameari : “Local Force Calculation in 3D FEM with Edge Elements”, International Journal of Applied Electromagnetics in Materials 3, pp.231-240, 1993
- [90] M. Arata, M. Mochizuki, T. Araki et al. : “Decrease of asynchronous rotation-frequency noise and vibration caused by electromagnetic force inside the motor for a hybrid-vehicle”, Print ISBN: 978-1-61284-167-0, 14th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2011, 160, Birmingham, UK., 2011
- [91] M. Arata, N. Takahashi, M. Mochizuki, et al. : “Torsional Resonance Noise Reduction by Motor Torque Phase Adjustment”, The 26<sup>th</sup> International Electric Vehicle Symposium (EVS26), E4, LA(USA),2012
- [92] 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の低減」、機論 C、Vol.72、No.715、pp.723-728 (2006-3)
- [93] 兼松正人、藤本博志、堀洋一、榎本俊夫他: 「IPMSM の鎖交磁束に着目した 6 次ラジアル力のモデル化及びその検証」、電学半導体電力変換・モータドライブ合同研究会資、SPC-14-046、MD-14-046(2014)
- [94] 山口崇、只野裕吾、星伸一: 「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御」、電学論 D、Vol.134、No.2、pp.185-191(2014-2)
- [95] 兼松正人、宮島孝幸、藤本博志、堀洋一他: 「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 24 年電学産業応用部門大会(JIAS2012)、3-42、pp.215 - 218(2012-8)
- [96] 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)
- [97] 加幡・久保・上田: 「海流エネルギーを利用した水中浮遊式発電システム」、東芝レビュー、Vol.68、No.6、pp.36-39(2013-6)

## 本論文に係わる主な発表論文

- (1) 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, pp.67-74, 2012
- (2) 新政憲、望月資康、荒木貴志、花井隆、松原正克 : 「回転子偏心運動と固定子並列回路間循環電流に起因する騒音の低減」、電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)、Vol.133、No.10、pp.995-1003 (2013-10)
- (3) 新政憲、高橋則雄、望月資康、荒木貴志、花井隆 : 「スキュー一位相の最適化によるねじり共振に起因する騒音の低減」、電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)、Vol.133、No.10、pp.1003-1008(2013-10)
- (4) M. Arata, Y. Kurihara, D. Misu, M. Matsubara : “EV and HEV motor development in TOSHIBA”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No.3,pp.153-157, 2015

## 本論文に関係のある国際学会発表論文

### 1. 口頭発表

- (1) K. Sakai, T. Takahashi, M. Arata, et al. : “High efficiency and high performance motor for energy saving in systems”, IEEE Proceedings PES. Winter Meeting, January, 2001
- (2) M. Arata, N. Takahashi, M. Fujita, et al., : “Noise Lowering for a Large Variable Speed Range Use Permanent Magnet Motor by Frequency Shift of Electromagnetic Forces Causing Structural Resonance”, International Conference on Power Electronics 2011 and ECCE Asia, ThD1-1, Jeju(KR), 2011
- (3) M. Arata, N. Takahashi, M. Mochizuki, et al. : “Torsional Resonance Noise Reduction by Motor Torque Phase Adjustment”, The 26th International Electric Vehicle Symposium (EVS26), E4, LA(USA), 2012
- (4) M. Arata, M. Mochizuki, T. Araki, et al. : “Decrease of asynchronous rotation-frequency noise and vibration caused by electromagnetic force inside the motor for a hybrid-vehicle”, 14th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2011, 160, Birmingham(UK), Print ISBN: 978-1-61284-167-0, 2011
- (5) M. Arata, Y. Kurihara, D. Misu, et al. : “EV and HEV motor development in TOSHIBA”, The 2014 International Power Electronics Conference -ECCE Asia- (IPEC-Hiroshima 2014), 20I3-1, 2014
- (6) M. Arata, N. Takahashi, K. Hagiwara, et al. “Large torque and high efficiency permanent magnet reluctance motor for a hybrid truck”, The 22nd International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Expo (EVS22), D5, Yokohama (Japan), 2006

## 本論文に係りのある国内学会発表論文

### 1. 論文誌

- (1) 堺和人、高橋則雄、霜村英二、新政憲他：「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石式リラクタンスモータ」、電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)、Vol.123、No.6、pp.681-688(2003-6)

### 2. 解説記事

- (2) 新政憲、堺和人「自動車用永久磁石リラクタンスモータの開発」、電気学会誌、Vol.128、No.4、pp.231-234(2008-4)
- (3) 新政憲、堺和人：「平成 19 年度(第 56 回)電機工業技術功績者表彰から--会長賞の紹介自動車用永久磁石リラクタンスモータの開発」、電機、Vol.707、pp.12-14(2007-6)
- (4) 堺和人、新政憲、田敏伸：「省エネルギーシステムを生かす可変速・高効率モータ」、東芝レビュー、Vol.55、No.9、pp.28-61(2000-09)

### 3. 口頭発表

- (5) 堺和人、高島幹生、新政憲、中沢洋介他：「高効率・高出力永久磁石式リラクタンスモータの開発」、平成 11 電気学会全国大会、1029(1999)
- (6) 高島幹生、堺和人、新政憲、中沢洋介他：「自己始動型永久磁石式リラクタンスモータの始動・引き入れ」、平成 11 電気学会全国大会、1030(1999)
- (7) 中沢洋介、黒澤良一、堺和人、新政憲：「永久磁石式リラクタンスモータの弱め磁束制御」、平成 12 電気学会全国大会、1575(2000)
- (8) 堺和人、高橋則雄、霜村英二、新政憲：「可変速特性に優れたハイブリッド自動車用永久磁石式リラクタンスモータ」、電気学会自動車研究会資料、VT-02、1-13、pp.61-66(VT-02-11)(2002)
- (9) 堺和人、高橋則雄、霜村英二、新政憲他：「ハイブリッド自動車用フェライト PRM の開発」、平成 14 電気学会全国大会、124(2002)
- (10) 新政憲、望月資康、平野恭男、堺和人、高橋則雄、橋場豊：「高効率、高性能な HEV/EV 用 PRM モータの開発」、自動車技術会春季学術講演会、413-20105312(2010-5)
- (11) 三須大輔、結城和明、高橋則雄、新政憲他：「大容量可変磁力メモリモータの開発」、平成 23 電気学会産業応用部門大会、1-O6-4(2011)
- (12) 小坂卓、新政憲、有田秀哲、堺和人他：「自動車用モータの国内研究開発動向」、平成 24 電気学会産業応用部門大会、4-S8-6(2012)
- (13) 三須大輔、新政憲、栗原佳弘、松原正克：「東芝における HEV、EV モータの低損失化技術」、平成 26 電気学会産業応用部門大会、4-S9-6(2014)

## その他の発表論文

### 1. 国際学会発表論文

- (1) M. Arata, T. Hamajima, O. Ohsaki, T. Hirimachi : “Internal Stress Influence on High Current Density Superconducting Magnet Performance”, IEEE Transactions on Applied Supreconductivity, Vol.5, No. 2 pp.365-368 ,1995
- (2) M. Arata, T. Hamajima, O. Ohsaki, T. Hirimachi : “Radial Stress Influence on High Current Density Superconducting Magnet Performance with Large and Small Bore”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.32, No. 4, pp.3109 – 3112,1996
- (3) M. Arata, M. Kawai, T. Yamashita, et al. : “Eddy Current Loss Reduction of Superconducting Magnets for MAGLEV with Multilayer Superconducting Sheet”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol.7, No. 2, pp.912-915,1997
- (4) M. Arata : “The Future of Superconducting Technology in Power Industry”,1998 IEEE ISEI
- (5) H. Moriyama, F. Sawa, H. Mitsui, M. Arata : “Relaxation of Superconducting Wire Tension and Magnet Stability”, ICEC16/ICMC,1996
- (6) M. Ono, M. Arata, T. Hamajima : “The Relation between Transverse Mechanical and Electrical Properties of the Multi-twisted Stage Cables of CICC”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol.7, No.2, Pt.1, pp. 808-811,1997

### 2. 論文誌

- (7) 金森康夫、山田正人、長谷川清、中村英之、新政憲、西村真理子：「高温超電導発電機の試設計及び評価」、電気学会論文誌 B（電力・エネルギー部門誌）、Vol.121、No.10、pp.1296-1302(2001-10)
- (8) 高根沢真、森正美、上野貴博、森田登、大高徹、新政憲：「大形交流回転機におけるカーボンブラシ摺動特性の銅リング・鉄リングの比較（第一報）」、電気学会論文誌 D（産業応用部門誌）、Vol.129、No.11、 pp.1030-1037(2009-11)
- (9) 新政憲、岩佐幸和、P.C Michael : 「導体の摩擦固定力制御による超電導磁石の機械的擾乱に対する安定化」、電気学会論文誌 D（産業応用部門誌）、Vol.115、No.5、pp.634-641(1995)
- (10) 新政憲、桂井誠 : 「外部磁束コア方式によるスフェロマックプラズマの生成実験(II)」、電気学会論文誌 A（基礎・材料・共通部門誌）、Vol.104、No.11、pp.643-650(1984-11)
- (11) 上野勲、桂井誠、西前順一、片山弘造、金子修三、新政憲、鈴木邦明 : 「外部磁束コアを用いたスフェロマックプラズマの生成研究に対する討論」、電気学会論文誌 A（基礎・材料・共通部門誌）、Vol.105、No.4、pp.228-228 (1985-4)

### 3. 解説記事

- (12) 「速応励磁型超電導発電機 技術開発レポート」、電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)、Vol.110、No.8、pp.101-102(1990)
- (13) 新政憲、浦田昌身、山田穰：「超電導技術が築く未来社会(特集:TOMORROW21 東芝技術展) -- (エネルギー・環境)」、東芝レビュー、Vol.52、No.5、pp.66-69(1997-5)

### 4. 口頭発表

- (14) 新政憲、長野進、伊藤馨、熊谷幹夫：「3000kVA 超電導発電機の電気特性」、電気学会回転機研究会資料、RM-86、18-23、pp.21-29 (RM-86-20)(1986)
- (15) 新政憲、伊藤馨：「超電導タービン発電機の過渡特性解析(第1報)」、電気学会回転機研究会資料、RM-85、12-19、pp.43-51 (RM-85-16)(1985)
- (16) 新政憲、徳増正、中村英之、飯村泰助：「小型単コイルモデルによる超電導発電機界磁巻線の検討」、平成3 電気学会全国大会、964(1991)
- (17) 新政憲、飯村泰助、林茂明、岸田卓也：「100kVA 速応励磁形超電導発電機の要素技術開発 超電導モデルコイルによる評価」、平成元電気学会全国大会、833、7.107(1989)
- (18) 新政憲、徳増正、伊藤馨、熊谷幹夫：「超電導発電機空隙電機子巻線の電磁力解析」、昭和 62 電気学会全国大会、918(1987)
- (19) 新政憲、渡辺裕、佐藤和雄、牛腸義嗣他：「3000kVA 超電導発電機の開発」、昭和 61 電気学会全国大会、924(1986)
- (20) 宮池潔、飯村泰助、西村真理子、新政憲他：「超電導発電機のパルス励磁試験」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 61, 35, 1999-11-10
- (21) 森田登、三谷聡一、森正美、上野貴博、大高徹、新政憲：「コレクターリング材質による接触電圧降下に関する検討」、電気学会回転機研究会資料、RM-04、125-150、pp.59-63 (RM-04-135)(2004)
- (22) 大高徹、新政憲、森田登、上野貴博：「鉄リングにおける高周速・大電流でのブラシ座乗性評価」電気学会回転機研究会資料、RM-05、140-161、pp.97-100 (RM-05-155)(2005)
- (23) 中尾裕行、山下知久、真田芳直、山地睦彦、新政憲他：「山梨リニア実験線用超電導磁石の開発」、電気学会超電導応用電力機器研究会資料、ASC-97、21-29、pp.17-20 (ASC-97-24)(1997)
- (24) 寺井元昭、五十嵐基仁、稲玉哲、山下知久、中尾裕行、眞田芳直、山地睦彦、新政憲他：「山梨リニア実験線用超電導磁石の開発」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 56, 225(1997-05-14)
- (25) 山下知久、矢澤孝、河合正道、新政憲他：「超電導メッシュにおける、磁気シールド特性」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 62, 113, 2000-05-29
- (26) 熊野照久、島和男、深見正、山本修、新政憲、木村守：「構造が特殊な同期機」、平成 25 電気学会全国大会、5.S19(3)-5.S19(6)(2013)

- (27) 枅尾信一郎、中村嘉孝、嶋屋宏基、片山達也、伊藤整、新政憲、平松大典：「中小容量同期発電機 最適冷却構造の検討」、平成 19 電気学会産業応用部門大会, III.321-III.324(2007)
- (28) 高橋則雄、橋場豊、霜村英二、橋立良夫、新政憲、田中耕太郎：「小型ガスタービン直結用発電電動機」、日本ガスタービン学会誌 Vol.32、No.2、pp.91-94(2004-03)
- (29) 高橋則雄、橋場豊、霜村英二、橋立良夫、新政憲：「A-4 小型ガスタービン直結用発電電動機(ガスタービンシステム D)」、ガスタービン定期講演会講演論文集(31)、pp.31-34(2003-06)
- (30) 森山英重、澤史雄、三井久安、新政憲他：「超電導ソレノイドコイルにおける超電導線の再配列」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 56, 270(1997-05-14)
- (31) 澤史雄、森山英重、三井久安、新政憲他：「エポキシ樹脂とフェノキシ樹脂の極低温下での接着強さ」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 56, 77 (1997-05-14)
- (32) 森山英重、澤史雄、三井久安、新政憲他：「超電導コイルにおける超電導線の再配列による解放エネルギーの検討」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 55, 296(1996-11-06)
- (33) 森山英重、澤史雄、三井久安、新政憲他：「エポキシ樹脂の極低温下での破壊靱性と T 形はく離接着強さ」、低温工学・超電導学会講演概要集; Meetings of Cryogenics and Superconductivity 55, 77(1996-11-06)
- (34) 新政憲、浜島高太郎、大崎治：「超電導磁石の内部応力とクエンチ特性」、電気学会超電導応用電力機器研究会資料、ASC-95、42-48、pp.11-17 (ASC-95-43)(1995)
- (35) 新政憲、浜島高太郎、大崎治、蛭町多美子：「超電導磁石内の内部応力のトレーニングに与える影響」、平成 7 電気学会全国大会、1145(1995)
- (36) 新政憲、P.C.マイケル、岩佐幸和：「非含浸ソレノイド超伝導磁石の機械的擾乱に対する安定化の検討」、電気学会超電導応用電力機器研究会資料、ASC-93、1-14、pp.79-87 (ASC-93-10)(1993)
- (37) 新政憲、笹山哲郎、臼井義人、桂井誠：「30p-KL-4 外部磁束コア方式によるフェロマックの生成実験 II」、日本物理学会 年会講演予稿集 38(4), 181(1983-03-11)
- (38) 新政憲、西前順一、臼井義人、桂井誠：「2a-SB-31 外部磁束コア方式によるスフェロマックの生成」、日本物理学会 年会講演予稿集 37(4), 164(1982-09-14)

## 登録特許

国内と、米国での登録特許の一覧を以下に示す。

本論文関係の特許には、件数の数字の後に二重丸の記号を付記した。

### 1. 日本国特許

関連	件数	特許番号	名称	出願日	登録日
◎	1	特登 5502571	永久磁石式回転電機	10.4.9	14.5.28
◎	2	特登 5398103	永久磁石式回転電機	06.2.28	14.1.29
◎	3	特登 5390314	永久磁石式回転電機	09.9.10	14.1.15
◎	4	特登 5305887	永久磁石式回転電機	08.12.18	13.10.2
◎	5	特登 5288698	永久磁石式リラクタンス型回転電機	06.10.20	13.9.11
◎	6	特登 5248048	回転電機の回転子及び回転電機	07.6.13	13.7.31
◎	7	特登 5238231	回転電機の回転子	07.11.28	13.7.17
◎	8	特登 5198178	永久磁石式回転電機及び永久磁石電動機ドライブシステム	08.8.6	13.5.15
◎	9	特登 4855747	永久磁石型リラクタンス回転電機	05.9.28	12.1.18
◎	10	特登 4660406	回転電機	06.3.24	11.3.30
◎	11	特登 4619585	リラクタンス型回転電機	01.9.6	11.1.26
◎	12	特登 4580683	永久磁石式リラクタンス型回転電機	04.5.17	10.11.17
◎	13	特登 4363746	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.5.25	09.11.11
	14	特登 4357856	風力発電機	03.3.14	09.11.04
◎	15	特登 4138406	永久磁石式リラクタンス型回転電機	02.8.30	08.8.27
◎	16	特登 4070674	リラクタンス型回転電機の回転子	03.7.31	08.4.2
◎	17	特登 4070673	リラクタンス型回転電機の回転子	03.7.31	08.4.2
◎	18	特登 3967760	永久磁石式リラクタンス型回転電機	06.5.15	07.8.29
◎	19	特登 3857017	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.3.30	06.12.13
◎	20	特登 3819211	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.3.31	06.9.6
◎	21	特登 3816727	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.5.24	06.8.30
◎	22	特登 3749098	回転電機の回転子	00.8.24	06.2.22
◎	23	特登 3746664	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.8.2	06.2.15
◎	24	特登 3740353	永久磁石式リラクタンス型回転電機	00.7.17	06.2.1
◎	25	特登 3268762	回転電機の回転子及びその製造方法	98.9.29	02.3.25
◎	26	特登 3210642	永久磁石式リラクタンス型回転電機	99.4.28	01.9.17
◎	27	特登 3210634	永久磁石式リラクタンス型回転電機	99.2.22	01.9.17
◎	28	特登 3193348	永久磁石式リラクタンス型回転電機	98.9.30	01.7.30

関連	件数	特許番号	名称	出願日	登録日
◎	29	特登 3172506	永久磁石式リラクタンス型回転電機	99.3.18	01.6.4
◎	30	特登 3172504	永久磁石式リラクタンス型回転電機の回転子	99.2.26	01.6.4
◎	31	特登 3172497	永久磁石式リラクタンス型回転電機	98.9.29	01.6.4
◎	32	特登 3160579	車両用電動機	98.9.29	01.4.25
◎	33	特登 5197551	永久磁石式回転電機	09.11.11	13.5.15
◎	34	特登 5178488	永久磁石式回転電機	08.12.16	13.4.10
◎	35	特登 5178487	永久磁石式回転電機	08.12.16	13.4.10
◎	36	特登 5175704	永久磁石式回転電機	08.12.15	13.4.3
◎	37	特登 5100169	永久磁石式回転電機及び永久磁石電動機ドライブシステム	07.3.26	12.12.19
◎	38	特登 5085071	永久磁石式回転電機の回転子	06.8.11	12.11.28
◎	39	特登 4253199	永久磁石形回転電機およびその製造方法	03.2.28	09.4.8
◎	40	特登 4186158	回転電機の固定子製造方法	03.3.10	08.11.26
◎	41	特登 3850579	永久磁石形回転電機	99.3.24	06.11.29
◎	42	特登 4542864	回転電機及び回転電機の電機子巻線	04.10.5	10.9.15
	43	特公平 5-12874	極低温装置用電流リード	84.9.23	93.2.19
	44	特登 2823331	超電導回転電機の液相冷却装置	90.7.18	98.11.11
	45	特登 2753124	発電設備	90.9.14	98.5.18
	46	特登 2529963	超電導回転子	87.3.26	96.9.4
	47	特登 3139925	超電導磁石装置	94.11.29	01.3.5
	48	特登 4406417	超電導マグネット	06.7.18	10.1.27
	49	特登 3824412	結晶引上装置用超電導磁石装置	98.2.17	06.9.20
	50	特登 4387769	巻鉄心及び変圧器	03.11.18	09.12.24

## 2. 米国特許

関連	件数	特許番号	名称	出願日	登録日
◎	51	USP 8,362,668	Rotor for rotating electrical machine	08.11.25	13.1.29
◎	52	USP 7,804,216	Permanent-magnet reluctance electrical rotary machine	07.10.19	10.9.28
◎	53	USP 6,803,692	Permanent magnet type electric motor	02.1.24	04.10.12
◎	54	USP 6,794,784	Permanent magnet reluctance motor with embedded permanent machine	01.3.24	04.9.21
◎	55	USP 6,552,462	Reluctance type rotating machine with permanent magnets	01.6.4	03.4.22
◎	56	USP 6,342,745	Reluctance type rotating machine with permanent magnets	00.9.13	02.1.29
◎	57	USP 6,329,734	Permanent magnet and reluctance type rotating machine	00.2.22	01.12.11
◎	58	USP 6,274,960	Reluctance type rotating machine with permanent magnets	99.9.28	01.8.14
◎	59	USP 6,268,677	Rotor for permanent magnet type rotating machine	00.3.29	01.7.31
◎	60	USP 8,653,710	Permanent magnet electric motor	09.12.16	14.2.18
◎	61	USP 8,569,921	Permanent-magnet type electric rotating machine	12.2.23	13.10.29
◎	62	USP 8,044,548	Permanent-magnet-type rotating electrical machine	06.8.23	11.10.25
◎	63	USP 8,030,817	Rotor of permanent-magnet-type rotating electrical	06.8.11	11.10.4
	64	USP 8,138,653	Rotating electric machine	07.4.18	12.3.20
	65	USP 7,893,575	Rotor with field coils in optimized flux space slots	08.3.27	11.2.22
	66	USP 4,740,724	Superconducting generator rotor	87.6.18	88.4.26
	67	USP 6,060,971	Superconducting magnet device for crystal pulling device	99.2.16	00.5.9

## 付録A 発生可能性のある全空間次数（モード）の一覧

表 A1 パーミアンス、起磁力高調波組み合わせによる高調波電磁力の空間次数（1）  
（8極 36 スロット）

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$\times N_{rt}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\times N_{st}$	$\hat{k}$	$4k$	$m_i$			
0	0	0	0	0	0	0			
0	0	0	0	1	4	$\pm 4$			
0	0	0	0	2	8	$\pm 8$			
0	0	0	0	3	12	$\pm 12$			
0	0	0	0	4	16	$\pm 16$			
0	0	0	0	5	20	$\pm 20$			
0	0	0	0	6	24	$\pm 24$			
0	0	0	0	7	28	$\pm 28$			
0	0	0	0	8	32	$\pm 32$			
0	0	0	0	9	36	$\pm 36$			
0	0	0	0	10	40	$\pm 40$			
0	0	0	0	11	44	$\pm 44$			
0	0	0	0	12	48	$\pm 48$			
0	0	1	36	0	0	36			
0	0	1	36	1	4	32	40		
0	0	1	36	2	8	28	44		
0	0	1	36	3	12	24	48		
0	0	1	36	4	16	20	52		
0	0	1	36	5	20	16	56		
0	0	1	36	6	24	12	60		
0	0	1	36	7	28	8	64		
0	0	1	36	8	32	4	68		
0	0	1	36	9	36	0	72		
0	0	1	36	10	40	-4	76		
0	0	1	36	11	44	-8	80		
0	0	1	36	12	48	-12	84		

表 A1 パーミアンス、起磁力高調波組み合わせによる高調波電磁力の空間次数 (2)  
(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$\times N_{rt}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\times N_{st}$	$\hat{k}$	$4k$	$m_i$		
1	8	0	0	0	0	8		
1	8	0	0	1	4	4	12	
1	8	0	0	2	8	0	16	
1	8	0	0	3	12	-4	20	
1	8	0	0	4	16	-8	24	
1	8	0	0	5	20	-12	28	
1	8	0	0	6	24	-16	32	
1	8	0	0	7	28	-20	36	
1	8	0	0	8	32	-24	40	
1	8	0	0	9	36	-28	44	
1	8	0	0	10	40	-32	48	
1	8	0	0	11	44	-36	52	
1	8	0	0	12	48	-40	56	

表 A2 電機子起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数 (8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$\dot{u}_1$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	2	$\pm 8$
0	0	1	4	0	0
0	0	1	4	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 8$	4	0	0
0	1	$\pm 8$	4	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 9$	0	0	0
0	1	$\pm 9$	0	2	$\pm 8$
0	1	$\pm 10$	4	0	0
0	1	$\pm 10$	4	2	$\pm 8$

表 A3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (1)

(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	1	4	1	2	$\pm 8$
0	0	1	4	1	0	0
0	0	1	4	3	$\pm 2$	$\pm 8$
0	0	1	4	3	$\pm 4$	$\pm 16$
0	0	1	4	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	0	1	4	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	0	1	4	7	8	$\pm 32$
0	0	1	4	7	-6	$\pm 24$
0	0	1	4	9	$\pm 8$	$\pm 32$
0	0	1	4	9	$\pm 10$	$\pm 40$
0	1	8	4	1	0	0
0	1	8	4	1	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	8	4	3	-2	$\pm 8$
0	1	8	4	3	4	$\pm 16$
0	1	8	4	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	8	4	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	8	4	7	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	8	4	7	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	8	4	9	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	8	4	9	$\pm 10$	$\pm 40$
0	1	9	0	1	$\pm 2$	$\pm 8$
0	1	9	0	1	0	0
0	1	9	0	3	-2	$\pm 8$
0	1	9	0	3	4	$\pm 16$
0	1	9	0	5	$\pm 4$	$\pm 16$
0	1	9	0	5	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	9	0	7	$\pm 8$	$\pm 32$
0	1	9	0	7	$\pm 6$	$\pm 24$
0	1	9	0	9	-8	$\pm 32$
0	1	9	0	9	10	$\pm 40$

表 A3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (2)

(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
0	1	10	4	1	0	0
0	1	10	4	1	2	$\pm 8$
0	1	10	4	3	2	$\pm 8$
0	1	10	4	3	-4	$\pm 16$
0	1	10	4	5	-4	$\pm 16$
0	1	10	4	5	6	$\pm 24$
0	1	10	4	7	-6	$\pm 24$
0	1	10	4	7	8	$\pm 32$
0	1	10	4	9	-10	$\pm 40$
0	1	10	4	9	8	$\pm 32$
1	0	1	4	1	2	16
1	0	1	4	1	2	0
1	0	1	4	1	0	8
1	0	1	4	3	$\pm 2$	16
1	0	1	4	3	$\pm 2$	0
1	0	1	4	3	$\pm 4$	-8
1	0	1	4	3	$\pm 4$	24
1	0	1	4	5	$\pm 6$	32
1	0	1	4	5	$\pm 6$	-16
1	0	1	4	5	$\pm 4$	-8
1	0	1	4	5	$\pm 4$	24
1	0	1	4	7	8	40
1	0	1	4	7	8	-24
1	0	1	4	7	-6	-16
1	0	1	4	7	-6	32
1	0	1	4	9	$\pm 8$	40
1	0	1	4	9	$\pm 8$	-24
1	0	1	4	9	$\pm 10$	-32
1	0	1	4	9	$\pm 10$	48

表 A3 電機子起磁力と界磁起磁力の相互作用で発生する電磁力の時間高調波の次数 (3)

(8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$k_{rt,2}$	$\hat{u}_2$	$v_i/\omega_{rt}$
1	0	3	-4	1	0	8
1	0	3	-4	1	$\pm 2$	0
1	0	3	-4	1	$\pm 2$	16
1	0	3	-4	3	4	24
1	0	3	-4	3	4	-8
1	0	3	-4	3	-2	0
1	0	3	-4	3	-2	16
1	0	3	-4	5	6	32
1	0	3	-4	5	6	-16
1	0	3	-4	5	-4	-8
1	0	3	-4	5	-4	24
1	0	3	-4	7	6	32
1	0	3	-4	7	6	-16
1	0	3	-4	7	-8	-24
1	0	3	-4	7	-8	40
1	0	3	-4	9	10	48
1	0	3	-4	9	10	-32
1	0	3	-4	9	-8	-24
1	0	3	-4	9	-8	40

表 A4 界磁起磁力同士で発生する電磁力の時間高調波の次数 (8極 36 スロット)

$i_{rt,1} \pm i_{rt,2}$	$i_{st,1} \pm i_{st,2}$	$\hat{k}$	$m_i$	$\hat{u}_3$	$v_i/\omega_{rt}$
0	0	1	4	1	$\pm 4$
1	0	1	4	1	12
1	0	1	4	1	4
1	0	3	-4	3	20
1	0	3	-4	3	-4
1	0	-1	4	-1	4
1	0	-1	4	-1	12
1	0	-3	-4	-3	-4
1	0	-3	-4	-3	20