

永久磁石同期機における高効率化と 実用化に関する研究

2013年12月

長崎大学大学院工学研究科

宮本 恭祐

序章 目次

第1章 緒論

1.1 研究の目的と背景

- 1.1.1 目的 ----- 1
- 1.1.2 研究の背景 ----- 2
 - (1) DC (直流) サーボモータの代替としての PMSM
 - (2) 誘導機 (以降 Induction Machine: IM と称す)
の代替としての PMSM
 - (3) “回転型ドライブ”→“リニアドライブ”
への展開を助長した PMSM
 - (4) PMSM の発展を支えたドライブ技術の発展

1.2 PMSM の位置付け ----- 6

1.3 PMSM 研究課題 ----- 8

- 1.3.1 機器設計の最適化
- 1.3.2 高効率化研究
- 1.3.3 高精度化研究
- 1.3.4 用途機器適合化研究

1.4 本論文の構成と各章の概要 ----- 10

第2章 PMSM 最適設計検討

2.1 まえがき ----- 16

2.2 PMSM 設計の最適化の考え方 ----- 17

- 2.2.1 設計パラメータとトルク式の導出
- 2.2.2 径方向断面の最適化
- 2.2.3 軸方向断面の最適化

2.3 PMSM 最適設計比較 ----- 33

- 2.3.1 極数 P -最適ギャップダイヤ D_g の関係
- 2.3.2 Torque/Volume→Maximum,
 K_m /Volume→Maximum 最適設計比較検討
- 2.3.3 電機子巻線方式の違いにおける Lt/Do 最適値比較

2.4 考察 ----- 41

【参考資料 2-1】

- Motor Constant : K_m とサーボ定数の関係について ----- 43

第 3 章 高効率巻線方式 ～分数スロット巻線方式の検討～	
(分数スロット巻線解析手法の研究)	
3. 1 まえがき	----- 51
3. 2 巻線解析手法の検討	----- 52
3. 2. 1 Slot Star Diagram の考え方	
3. 2. 2 Slot Star Diagram による MMF(Magnetic Motive Force)解析出	
3. 2. 3 Slot Star Diagram による巻線係数 K_w の導出	
3. 3 分数スロット巻線方式の課題と対策	----- 62
3. 3. 1 分数スロット巻線の課題 (1) : 磁気バランス	
3. 3. 2 分数スロット巻線の課題 (2) : EMF 設計	
3. 3. 3 分数スロット巻線の課題 (3) : 分数調波	
3. 4 分数スロット巻線における不等ピッチ巻線方式の効果の検討	----- 78
3. 4. 1 EMF における THD 低減についての考え方	
3. 4. 2 分数スロット巻線における不等ピッチ巻線方式	
3. 4. 3 不等ピッチ巻線方式の効果	
3. 5 考察	----- 93
 【参考資料 3-1】	
電機子反作用と磁石動作点	----- 95
 第 4 章 PMSM 技術の応用 (I) : リニアモータ	
(分数スロット巻線 : $q < 1/2$ を採用した高効率・高精度化の研究)	
4. 1 まえがき	----- 98
4. 1. 1 リニアモータのメリット	
4. 1. 2 リニアモータの位置づけ	
4. 2 PMSM 型リニアモータの種類と特徴	----- 102
4. 2. 1 リニアモータ出力方程式	
4. 2. 2 コア付型, コアレス型, 円筒型の特徴	
4. 2. 3 リニアモータ性能評価指標による比較検討	
4. 3 PMSM 型リニアモータ 高効率化検討	-----129
4. 3. 1 コア付型 : 分数スロット巻線を用いた高効率化	
4. 3. 2 コア付型 : 吸引力相殺型電機子構造の提案と高効率化	
4. 3. 3 方向性電磁鋼板を用いた両面界磁構造による高推力化	
4. 4 PMSM 型リニアモータ 高精度化検討	-----140
4. 4. 1 コア付リニアモータにおけるコギング力低減構造	
4. 4. 2 電機子組立精度がコギング力に及ぼす影響度の検討	

4. 4. 3	組立誤差の影響によるコギング計算	
4. 4. 4	実証機評価	
4. 5	PMSM 型リニアモータ 用途機器適合化検討	-----155
4. 5. 1	Moving Coil 型リニアモータにおける熱遮断構造の検討	
4. 5. 2	磁気吸引力相殺型コア付リニアモータ 精密送りテーブルへの応用	
4. 5. 3	Double Gap 型 超加減速 Moving Coil リニアアクチュエータ 20G, 20Hz 加減速仕様の実現	
4. 6	考察	-----161

第5章 PMSM 技術の応用 (II) : 大型風車用発電機

(Drive Train における発電方式の比較と, 分数スロット巻線 ($1 < q < 3/2$)
を採用した小型・高効率の研究)

5. 1	まえがき	-----163
5. 2	大型風力発電の課題	-----165
5. 3	大型風力発電の課題への対策	-----166
5. 3. 1	大型風力発電の事業採算性 (CoE の向上)	
5. 3. 2	風況に適した大型風車の開発	
5. 3. 3	発電量増加のための発電システムと系統連系 (電気システム比較)	
5. 3. 4	各種 Drive Train 構造と比較 (機械システム比較)	
5. 3. 5	大型風車の大容量化と, 設置場所の “陸上”→“洋上”への移行	
5. 4	高効率・高精度化発電機設計	-----188
5. 4. 1	各種電機子巻線における設計比較検討	
5. 5. 2	中速発電機実証機電機子巻線方式の選定と界磁磁石形状	
5. 5. 3	発電機 EMF の解析検討	
5. 5	実機検証結果	-----200
5. 5. 1	実証機仕様	
5. 5. 2	評価結果	
5. 6	考察	-----211

第6章 PMSM 技術の応用 (III) : 磁石埋込型永久磁石同期モータ

(IPMSM における弱め界磁制御を前提とした
設計技術の研究と工作機械主軸用モータへの応用)

6. 1	まえがき	-----213
6. 2	IPMSM トルク方程式	-----213
6. 3	工作機主軸用 IPMSM の検討	-----219
6. 3. 1	工作機主軸用モータのニーズ	
6. 3. 2	工作機械の性能指数 (FOM) 比較	
6. 3. 3	主軸用 IPMSM の構造	
6. 3. 4	主軸用 IPMSM の特性	
6. 3. 5	巻線切替方式による定出力範囲の拡大	
6. 3. 6	IPMSM 広範囲定主力・高効率制御	
6. 4	工作機主軸用 IPMSM 実機評価と IM との比較	-----241
6. 4. 1	効率特性	
6. 4. 2	温度上昇特性	
6. 4. 3	比較まとめ	
6. 5	考察	-----254
第 7 章 PMSM 位置づけと今後の展開		
(自起動型 PM モータによる高効率化研究と SRM との特性比較研究)		
7. 1	まえがき	-----256
7. 2	交流機の直流機に対する優位性と課題	-----256
7. 3	交流機の電磁構造マトリクス	-----258
7. 4	誘導機代替を目指す PMSM (Novel-ISM の提案)	-----260
7. 4. 1	自起動型永久磁石同期機の必要性	
7. 4. 2	新構想自起動型同期機 (Novel-ISM) の提案	
7. 4. 3	Novel-ISM 特性解析	
7. 4. 4	Novel-ISM, PMSM 特性比較	
7. 5	脱 Rare-Earth 思想と PMSM (Novel-SRM の提案)	-----268
7. 5. 1	SRM の原理と課題	
7. 5. 2	Segment-SRM の特性改善提案	
7. 5. 3	Novel-ISM 特性解析	
7. 5. 4	SRM-PMSM 特性比較	
7. 6	考察	-----282
【参考資料 7-1】		
	交流機 電磁構造マトリクス	-----283

第 8 章：結論	-----288
【謝辞】	-----298
【参考文献】	-----300

第1章 緒論

1.1 研究の目的と背景

1.1.1 目的

今日、諸産業における永久磁石同期機（Permanent Magnet type Synchronous Machine：以下、PMSM と称す）は、あらゆる産業機器に浸透してきている。これは、機器の小型軽量・高精度化のニーズが、1970年代からの“産業の自動化”の流れに伴って強くなったからである⁽¹⁻¹⁾。例えば、1970年代後半から成長を始めた産業用ロボットの関節駆動用があり、この中で培われた PMSM の小型軽量化技術は、極限作業ロボットの開発⁽¹⁻²⁾⁽¹⁻³⁾⁽¹⁻⁴⁾、さらに近年のサービス福祉ロボットにも展開されている。また、1980年代前半から発展を遂げている NC 精密工作機械の送り軸用や主軸用等、機器の高精度な（位置、回転速度）制御や、加工精度向上のための温度上昇の抑制のために、この PMSM の性能が必要不可欠であることは周知の事実である。そして、この高精度性、温度上昇抑制技術は、半導体・液晶製造装置が成長する 1990 年代以下、さらに高度化が要求されてくることになる⁽¹⁻⁵⁾⁽¹⁻⁶⁾。

最近では、エネルギー革新の進む中、風力、潮流等を代表とする再生エネルギー産業分野でも、発電機の小型軽量・高効率化の要求から、この PMSM の適用が拡大してきている。また近年、EV（Electric Vehicle）や HEV（Hybrid Electric Vehicle）の Drive Train の開発は、この PMSM での機構部開発が主流である。これは、車体の軽量化、バッテリーの小容量化の目的には、今後将来においても、小型軽量・高効率化研究への期待と見ることが出来る。

さて、この PMSM は、30 年以上も前に遡る歴史を有しており、この歴史は、ネオジム-鉄-ボロン希土類磁石（以下、Nd-Fe-B 磁石と称す）の発展と同期した歴史、つまり Nd-Fe-B 磁石の利用研究の歴史と言っても過言ではない⁽¹⁻⁷⁾。Nd-Fe-B 磁石の登場以前は、酸化鉄を主材とするフェライト磁石があったが、エネルギー密度が小さいことが課題であった。また、フェライト磁石以下、同じ希土類であるサマリウムを用いる、サマリウム-コバルト磁石（以下、Sm-Co 磁石と称す）が登場したが、機械的な強度、材料コストの課題が残り、その市場は広がっていかなかった。その中、1980年初頭、当時住友特殊金属株式会社の佐川真人博士により、エネルギー密度が高く、機械強度が高く、比較的埋蔵量の高い Nd を用いた希土類磁石、Nd-Fe-B 磁石が発明され、これを用いた PMSM の活用、用途は、多分野へと広がっていく⁽¹⁻⁸⁾。このように、Nd-Fe-B 磁石の出現は、界磁磁束密度が向上させ、今まで適用が困難とされてきた用途への適用を可能にしたといえる。

本研究の目的は、PMSM の小型軽量・高効率化を達成するために、前記 Nd-Fe-B 磁石を活用した新しい電磁部構造、磁気回路を検討し、適用機器の要求仕様に合致し

た PMSM を提案することで PMSM の活用領域を拡大する点にある。特に、電機子構造、電機子巻線の改善検討に主眼を置き、高効率化を評価関数とした機器設計の最適化に関する研究を行うことを目的とする。

1. 1. 2 研究の背景

(1) DC (直流) サーボモータの代替としての PMSM

PMSM は、DC (直流) サーボモータの代替として市場に広まっていった。この最大の理由は、直流機の有する機械的整流子による、電流転流動作が必要となり、機械摺動部のメンテナンスの必要性、摩耗粉発生、ノイズ等の課題があったためである⁽¹⁻⁹⁾。これに加えて、PMSM を AC (交流) サーボモータとして機器に使用され始めた 1980 年代の前半からは、制御装置に用いられる半導体素子の技術進歩がある、平行した進歩がある。一つは、高速スイッチングパワー素子、そしてもう一つは、このパワー素子にスイッチング信号を与える Base Driver (Gate Driver) として用いられるマイクロプロセッサである。パワー素子に関しては、当初 3~5kHz のパワートランジスタのものであったが、その後 MOS-FET を用いた 20kHz 以上の高速スイッチングが可能なものも開発され、電流制御性の飛躍的な改善も、PMSM による DC サーボモータの代替を加速させた要因になったといえる。

1980 年代初頭から開発が加速した産業用ロボットには、例えば株式会社 安川電機 (当時は株式会社安川電機製作所) で開発された“Motoman Series L3, L10”の各関節軸駆動用に、DC サーボモータの“Cup Motor™”, “Minertia Motor™”が用いられていた⁽¹⁻¹⁰⁾。当時、産業用ロボットは、溶接作業への応用が多く、その採用ニーズは、自動車製造ライン以上に、一般の溶接事業者において強いものであった。この時代、ロボット本体も高価で、この購入事業者 (ユーザ) としても原価償却期間を短縮させるには、ロボットの稼働率を高めることが必須であった。よって、前記 DC サーボモータの整流子のメンテナンスの必要性は、ユーザにとっても、また、メンテナンス義務を持つメーカー側にとっても好ましいものではなかった。このような背景が、“DC→AC 化”へ拍車をかける一要因となっていた。

また“DC→AC 化”に関して、工作機械では、高速・高精度加工の要求が PMSM の必要性を加速させていく。筆者が研究を開始した 1980 年代は、この工作機械の転換期といえる。これは工作機械の自動化、プログラミング加工化 (NC 工作機化) 技術の発達と、加工形態が、“旋盤”のようなワークを回転させて加工する機械に加え、ワークを固定し回転加工ツールを動かすことで加工する“マシニングセンタ”と呼ばれる工作機械が多く用いられるようになった。マシニングセンタのメリットは、ワークを 3 次元的の複雑な加工ができることにある。当然、機械の駆動軸数も“旋盤”の 2 軸から、“マシニングセンタ”が最少 3 軸構成となることで、メンテナンスフリーの要求は強くなっていく。さらにマシニングセンタは、前述したように回転加工ツールを 3 次

元的に動作させることから動作範囲が広く、旋盤と比べて各軸の動作速度を上げる必要があった。DC サーボモータの回転速度が約 3500min.^{-1} を制限とするのに対して、 5000min.^{-1} を必要とする高速マシニングセンタの発達は、整流子を持たない PMSM の用途を広げていくことになった。高精度加工に関しても、DC サーボモータ整流子部の摺動摩擦は、微細加工時つまり低負荷時の微小電流制御時に外乱負荷要因となるため、駆動モータのブラシレス化は必須となっていった⁽¹⁻¹¹⁾。

(2) 誘導機の代替としての PMSM

PMSM の研究の動機として、もう一つ“IM”の代替がある。周知の如く IM は、一般的には三相交流電機子の中に、籠型もしくは巻線型誘導回転子を有する非同期機である。商用電源 50Hz/60Hz での直入駆動が可能であり、堅牢な構造であることから、ポンプ、クレーン等一般産業用ドライブに用いられている。そして、ベクトル制御機能を持つインバータが普及し、この IM も直流機と同様の可変速制御が可能になると、その用途は DC 可変速ドライブが使用されている分野まで広がっていった。⁽¹⁻¹²⁾。例えば、コンプレッサ駆動用、電車駆動用、工作機械主軸用、鉄鋼連続鑄造ライン駆動用等は、1980 年代から IM よる AC ドライブ化が進み、インバータの大容量化を加速させた。そして最近では、その速度制御性の向上から、2000 年代以下、次世代自動車として目される電気自動車（以下、Electric Vehicles: EV と称す）へ実用化されており、用途をさらに拡大しつつある⁽¹⁻¹³⁾。ただ IM は、ギャップ磁束を作るエネルギーを電機子から供給しなくてはならず、この分、PMSM に比べて効率が悪く、熱密度が高くなるため体格の増大や、特殊な冷却構造を必要とした。また 2 次側となるロータ側が発熱するため、工作機械主軸用などでは、軸熱膨張による加工精度の低下などの問題があった。

従って、このような IM 特有の問題を解決するため、PMSM の可変速ドライブ技術の開発が進められている。コンプレッサ駆動用では、稼働率が極めて高いため機器効率の差異は、そのまま省エネ効果に繋がる。さらに初期磁極検出をソフトウェアで行う“PMSM センサレス制御”が開発されてくると、エアコン用コンプレッサは PMSM へ移行した。工作機械主軸ドライブにおいては、特に旋盤用主軸では、加工ワークが主軸にチャッキングされるため、軸熱膨張はそのまま加工精度に影響する。このためロータ側の発熱が小さい PMSM の適用が、今後も増加すると考えられる。電車駆動や自動車用等の可動車両に搭載される用途では、重量増加が、適用機器のエネルギー消費を増大させるため、駆動系は小型軽量化が強く指向される。特にエンジンと併用させるハイブリッド車用（以下、Hybrid Electric Vehicles: HEV と称す）では、モータが Drive Train の中に組み込まれる構造のため、薄くコンパクトな形状で設計が必須となる。このような理由から、PMSM が多用されてきている。

さらに近年、再生エネルギー技術への期待の高まり、さまざまな“創エネルギー技術”の開発が進められている。その中で最も事業性が高いといわれているものが大型

風力発電あり，その背景としては，1) CO₂削減目標に伴うクリーンエネルギーとしての期待，2) 化石燃料発電（火力）・原子力発電の代替エネルギー，3) 新規成長産業の中での雇用確保，の3点があるように思う。特に現在（2013年），日本国内の原子力発電施設の多くが休止しており，その代替エネルギーとしての大型風力発電の期待と意義は大きく，今後再生可能エネルギーの一端を担うべきものとする。

この大型風力発電であるが，その発電システムは，“AC リンク方式（Grid 直結方式）”と“DC リンク方式（Grid-Converter 方式）”に大別される。“AC リンク方式”では，主に巻線型誘導発電機または籠型誘導発電機が用いられ，発電機の電機子側が直接系統側に連系されるため，連系トランスとの間には，周波数制御を行う目的のソフトスタータが挿入される。これに対して“DC リンク方式”では，PMSM または籠型誘導発電機が用いられ，連系トランスとの間には電力変換装置（Converter）が介在し，電圧と周波数の制御を行う。当初，大型風力発電では，Converter を用いない AC リンク方式が主流であったため，前述のように発電機には誘導発電機が多用されていた⁽¹⁻¹⁴⁾。しかし近年，LVRT（Low Voltage Ride Through）など，系統連系時の Grid 側変動への対応が規格化されてくると，Converter による電力制御が行え，DC 変換部で Grid 側変動の影響をロバストにする DC リンク方式が優位とされ，今後，DC リンク方式の発電機システムの増加に伴い，PMSM も誘導機の代替になることは必定である。

また大型風力発電市場では，風車の設置場所が“陸上（On-Shore）”から“洋上（Off-Shore）”への移行に伴い，風車単機発電容量が増大，発電機も大型化するため，誘導機に対し小型軽量となる PMSM は，大型風車への適用ニーズが高くなってきており，将来への期待も大きい。

省エネルギーの観点から，誘導機の代替として自起動型 PMSM がある⁽¹⁻¹⁵⁾。誘導機の優れている点は，磁極センサが無くても，またインバータのような起動制御がなくても自起動が可能という点である。これは，起動時，回転子の籠型誘導巻線を利用し，同期引き込み後の同期回転速度では，永久磁石界磁で PMSM として動作するため，誘導機に対して効率が低い。JIS C 4034-30⁽¹⁻¹⁶⁾に示す高効率規格の“プレミアム”または“スーパープレミアム規格”への対応に対して期待される PMSM である。ファン・ポンプ用途など生活インフラ装置において，現在ではインバータ駆動が一般的になってきているが，インバータが故障した際に，一時的な商用電源による駆動機能を要求されることも多く，このような理由から誘導機が用いられているのだが，前記電気機器の高効率規制が進む中，この自起動型 PMSM の特徴は，今後大きく期待されるものである。

（3）“回転型ドライブ”から“リニアドライブ”への展開を助長した PMSM

リニアモータの研究開発は，1970 年代から誘導型リニアモータ（以下，Linear Induction Motor: LIM と称す）の研究が盛んに行われてきた⁽¹⁻¹⁷⁾⁽¹⁻¹⁸⁾。しかし産業用としては，搬送系の用途に主に採用され，高精度位置決め，精密軌跡制御用途には“高

精度ボールねじシステム”が主流となっていた。この理由として、リニアドライブシステムは一般的に効率が低く高価といわれ、また前記精度仕様や可動範囲（可動ストローク）がリニアドライブの特長を生かせるものではなく、ボールねじシステムで十分実現できることが、リニアドライブの必要性を生まなかった。

しかし 2000 年初頭からの日本、韓国における FPD（Flat Panel Display）市場の設備投資の中で転機が訪れる。第 5 世代と呼ばれる LCD mother glass size（LCD: Liquid Crystal Display）が“1100×1250mm”のサイズまでは製造装置、検査装置がボールねじ駆動システムでの構成が可能であったが、第 6 世代“1500×1800mm”以下は、ガラスサイズつまり機器の要求可動範囲が、リニアドライブ化のメリットが出せる長さになったところで PMSM 型のリニアモータが多く用いられるようになった。つまり、ストロークが長くなるとボールねじも長くなり、高速・高精度を実現するためにサーボレールゲインを上げるために、ボールねじ剛性を上げる必要がでてくる。これには、ボールねじ径を大きくすることとなり、ねじイナーシャは、外径の 4 乗で大きくなるため、ストロークが長くなることで、ボールねじイナーシャが増大していく。つまりサーボモータと駆動電源容量が大きくなっていき、FPD 市場の中でコストパフォーマンスにおいて、リニアドライブとの分岐点となったのが、この“第 6 世代”以下であった。

これらの PMSM 型リニアモータは、その多くが可動電機子型（以下、Moving Coil type: MC と称す）であるため、Magnet Track と呼ばれる永久磁石界磁部を、ほぼストロークと可動子長を合わせた長さ分、敷き詰めることとなる。この時期、磁石メーカーにおいて前記 Nd-Fe-B 磁石の生産設備投資が拡大し、磁石の“価格面”、“納期面”とも入手性が良くなったことも、FPD 市場で PMSM 型リニアモータが、回転型モータを置き換えていった理由の一つであると考えられる。2009 年以下、第 10 世代“2850×3050mm”のサイズになると、リニアドライブは FPD 市場の中で必須の駆動機構となっている⁽¹⁻¹⁹⁾。

以上のような長ストローク要求仕様からリニアドライブへの代替が進んだ FPD 市場の他にも、超精密位置決め要求仕様からリニアドライブへの代替が進んだ半導体ウエハ露光装置市場がある。マイクロプロセッサやメモリ素子の回路パターンを露光する本装置は、線幅数十 nm の露光精度を必要とする。従って、機械的なガタ、摩擦によるスティックスリップがあってはならないため、集積度要求が高くなるに従い、駆動系のリニアドライブ化は不可欠となる。また本露光装置は、露光時の空気の揺らぎも露光精度に大きな影響を与えるため、リニアモータの温度上昇を大きく制限する。このため、このリニアモータは、特殊な冷却機構を必要としたものになっている⁽¹⁻²⁰⁾。

（４）PMSM の発展を支えたドライブ技術の発展

PMSM の発展を支えたものには、前記 Nd-Fe-B 磁石などの材料技術や、マイクロプロセッサ、高速スイッチングパワー素子のような半導体技術だけではなく、ベクトル制御技術のように、交流機をあたかも直流機のようにドライブできるようになったこ

とは、PMSMの用途拡大に最も影響を与えた技術といえよう。

ベクトル制御とは、簡単に言えば、周知の“フレミング左手の法則”における“磁束ベクトル Φ ”，“電流ベクトル I ”，“磁束ベクトル Φ と電流ベクトル I との位相角 θ ”の3つの要素を制御することである。直流機の場合，“磁束ベクトル Φ ”，“電流ベクトル I ”が時間関数を持たないため“スカラ量”として扱え、特性解析は、空間座標系での解析検討となり極めて容易である。しかし交流機の場合，“電流ベクトル I ”は時間関数を持つため回転座標系での検討となる。こうなると“磁束ベクトル Φ ”が固定座標系であるため異なる座標系での解析検討になる。この回転座標系を“ d - q 変換”することで、交流機の“電流ベクトル I ”が固定座標系に変換され、その特性解析を容易にしたベクトル制御技術の向上は、そのままPMSMの性能向上に繋がっている⁽¹⁻²¹⁾。

また、PMSMに速度制御、位置決め制御のサーボ性能を持たせるには、フィードバック信号を出すエンコーダが不可欠である。このエンコーダ信号は、制御分解能を上げるために回転分解能（pps: Pulse per sec.）が高いほうが望ましい。特に近年、制御回路の電流ループもデジタル化された今では、機器の停止振動を小さくするには、エンコーダの回転分解能が重要となり、20bit分解能（1/1048576）を有するエンコーダを搭載したサーボモータも登場している。この点もPMSMの市場性を高めていった要因の一つである⁽¹⁻²²⁾。

このことは、PMSM型リニアモータを用いたドライブシステムでも同様であり、特にFPD用の一部の機器や半導体液晶露光装置等では、エアガイド（エア浮上直線軸受）が用いられ、摩擦が殆ど無い本機構の場合、リニアエンコーダの最小分解能（1pulse幅）で振動することになる。従って高精度・高分解能リニアエンコーダの搭載が必須要件となる。最近では、スケール側が金属テープで20 μ mの最小分解能を持ち、検出器側は光の反射干渉縞を検出し信号化する“反射型リニアスケール”の技術革新と普及が、PMSM型リニアモータの用途を拡大させていったものと、筆者自らの開発経験からもいえる⁽¹⁻²³⁾⁽¹⁻²⁴⁾。

1.2 PMSMの位置づけ

後述する第7章添付資料7-1に、“交流機 電磁構造マトリクス”を示す。これは交流機の構造（電機子構造、ロータ構造）の違いと、各交流機の持つ主要性能を生かした用途を表したものである。このように添付資料7-1に示す全てのアプリケーションにおけるモータ/発電機の出力特性は、Table1-1に纏めるように“定トルク特性”，“定出力特性”，“2乗逓減トルク特性”のいずれかとなる。

参考資料7-1の“網掛け”部は、永久磁石を用いたPMSMを示しており、これは、界磁磁束が一定であるため基本的には“定トルク特性（図中CT: Constant Torque）”を必要とする用途に用いられる。その用途は、最大トルクで最大速度まで加減速を行うサーボ用途が多く、主に位置決めを目的とした機器に用いられる⁽¹⁻²⁵⁾。またファン・ポ

Table1-1 Typical characteristics of Motor and Generator

項目	定トルク	2乗通減トルク特性	定出力特性
特性			
モータ	<ul style="list-style-type: none"> ・半導体・液晶製造装置 ・工作機械（送り軸） ・金属加工（プレス軸） ・搬送機械 他 	<ul style="list-style-type: none"> ・ファン，ポンプ用 ・コンプレッサ <p style="text-align: right;">他</p>	<ul style="list-style-type: none"> ・工作機械（主軸） ・EV/HEV ・鉄道 ・長距離搬送 他
発電機	<ul style="list-style-type: none"> ・エンジン発電機 ・HEV用発電機 	<ul style="list-style-type: none"> ・風車用発電機，水車用発電機など流体エネルギーを利用した発電機 	

EV: Electric Vehicle, HEV: Hybrid Electric Vehicle

ンプ負荷特性（2乗通減トルク特性）においても，PMSMは，高効率・省エネの特徴を生かした用いられ方をしている。小型機では，家庭用エアコン，工場用コンプレッサ，そして最大級のものでは大型風力発電が主な適用事例がある^{(1-26) (1-27)}。

近年，永久磁石をロータコアに埋設させることで，突極性や逆突極性を持たせ，ドライブ側での電流位相をベクトル制御することで，磁石トルクにリラクタンストルクを重畳させる，磁石埋込型永久磁石同期機（Interior Permanent Magnet type Synchronous Machine，以下IPMSMと称す）が，その市場性を高めている⁽¹⁻²⁸⁾。

一般的にIPMSMは， d 軸インダクタンス： L_d と q 軸インダクタンス： L_q の関係が“ $L_d < L_q$ ”の逆突極性を有するものを差し，電流ベクトルをEMFに対して“進み位相側”つまり“弱め界磁制御”を行うことでリラクタンストルクを重畳させる。これに対して，堺らが提唱するPRM（Permanent Magnet Reluctance Machine）は，磁石配置の工夫から“ $L_d > L_q$ ”の突極性を有し，電流ベクトルをEMFに対して“遅れ位相側”つまり“強め界磁制御”を行うことで，リラクタンストルクを重畳させるものも実用化されている⁽¹⁻²⁹⁾。

これら2つのPMSMは，前記ベクトル制御により，電機子反作用による磁束成分の磁束量制御が可能となるため，表面磁石形永久磁石同期電動機（Surface Permanent Magnet type Synchronous Machine，以下SPMSMと称す）には困難であった“定出力特性”を実現できるようになった。ただ，永久磁石の固定界磁磁束成分があるため，誘導機のような広範囲の定出力範囲を実現することは出来ないが，EV，HEVまたは一部の工作機械用主軸のような，比較的定出力範囲の狭い用途への事例は拡大しつつある⁽¹⁻³⁰⁾。

このように PMSM は、ベクトル制御技術により“定トルク特性”に加えて誘導機が主流である“定出力特性”の用途まで広がる様になり、高効率化用途への位置づけとされている。

本論文では PMSM 技術の応用研究として、Table 1-1.定トルク特性への応用については、第4章で様々な搬送、位置決め機器に用いられるリニアモータを代表例にとり述べる。2乗逓減トルク特性への応用については、第5章に大型風力発電用永久磁石同期発電への応用について、また定出力特性については第6章で、磁石埋込型永久磁石同期モータの工作機主軸用モータへの応用例について述べる

参考までに本項で述べた内容の概要を、Fig.1-1 にまとめた。これは、各年代の技術課題（ニーズ）の変遷と、工作機市場、ロボティクス市場などの各市場における、モータ（発電機）技術の推移を示したものである。このように、2000年代後半から各市場とも装置・システムの高効率化の要求が高く、PMSM の用途、市場はさらに拡大していくと考えられ、本研究は、この技術背景を元に進めていくものである。

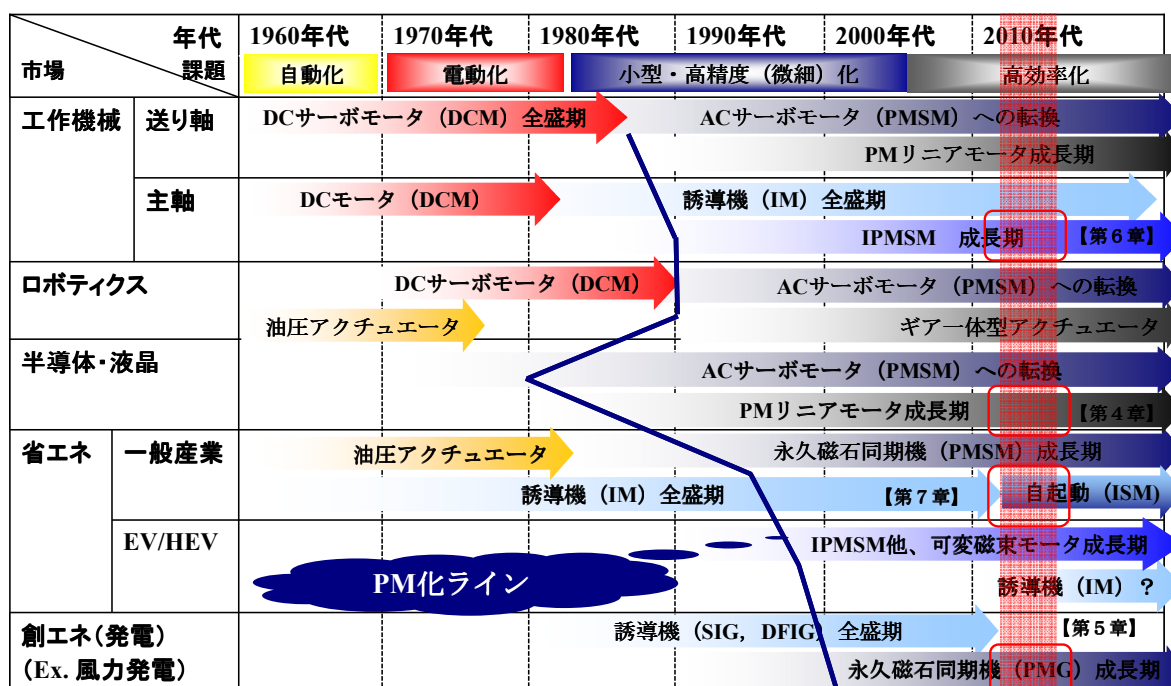


Fig.1-1 技術課題（ニーズ）の変遷とモータ（発電機）適用市場における技術推移

1. 3 PMSM 研究の課題

1. 3. 1 機器設計の最適化

これまで述べたように PMSM は、永久磁石をはじめ周辺関連技術の発達とともに着実に市場を広げており、産業界においてもその位置づけを確実なものにしている。

また将来においても成長する電気機器であるといえるが、その為には、いくつかの取り組むべき研究課題がある。

その一つには、“モータ定数(Motor Constant) K_m /容積”や“トルク/容積”など、高出力密度化の性能評価指標の下での、機器設計の最適化がある。機器磁極数と最適ギャップダイヤの関係、ギャップ磁束密度と最適ギャップダイヤの関係、機器磁極数と最適機器体格(扁平, 細長)など、PMSMの電磁設計理論からこれらの関係がどのようになっているのかを検討し熟知しておくことは、小型軽量化, 高効率化等, PMSMの要求課題の検討を進める上での基本であり, 重要と考える。

一般に高出力密度化の課題に対して, 高エネルギー積永久磁石や, 高飽和磁束密度電磁鋼板のような高性能材料を用いたことでの実現を目指す研究があるが, 良い材料を用いた高性能化は, 言わば当然の結果であり, 電気機器設計の本質の研究ではない。

このように機器設計における高出力密度化の研究においては, この高性能材料を設計条件として与えた場合の, 設計の最適点を追及することが必要である。しかし実際の設計においては, 要求仕様からの制約で最適点での設計が出来ない場合も多い。

そこでこの検討結果を基に, 実設計結果を最適点と比較し, その位置づけを認識しておく上でも重要なことである⁽¹⁻³¹⁾。前述のように, ある設計条件下での機器の最適化設計の検討結果を踏まえて, 以下の高効率化, 高精度化の課題に取り組む必要があると考えている。

1. 3. 2 高効率化研究

PMSMを高効率化するには如何にするか, この命題の一つの答えは“高エネルギー積磁石を界磁に用いればよい”ということになる。これは, 電気機器学を学ぶ者にとっては安易な回答であり, 筆者は, 研究における高効率化は“界磁磁束を大きくする”ではなく, “鎖交磁束数を大きくする”であるべきと考える。ギャップに作られた界磁磁束を如何に電機子巻線に, 如何に有効に鎖交させるかの検討と, 磁束を鎖交させる巻線の周長を如何に短くできるか(電機子巻線抵抗 R_a を小さくできるか)の検討が重要である。

この一つの対応案として, “分数スロット巻線(Fractional Slot Winding: 以下, FSWと称す)”の採用がある⁽¹⁻³²⁾。毎極毎相スロット数 q の値が“分数”となる本巻線方式は, 少ないスロット数で多極設計が可能となるため, 多極設計になることで高効率化傾向にあるPMSMに好適な巻線方式といえる。また, このFSWは電機子起磁力(Magnetic Motive Force: 以下, MMFと称す)に分数調波と呼ばれる高調波成分を多数含むため, 電機子反作用が大きい電気機器に用いるには問題が多いが, PMSMは, Nd-Fe-B磁石などの希土類磁石は, 材料のリコイル透磁率 $\mu_r=1.05$ であり, 透磁率は殆ど空気と同じであるため, 電機子からみた磁気ギャップは広く, この分数調波の影響を受けにくい。

このような利点を生かし、PMSMにおいては、このFSWを活用することは有効と考えられ、その起磁力波形解析方法や巻線係数計算手法を検討し、この巻線の持つ諸処の課題を解決していくべきであると考え。

1. 3. 3 高精度化研究

PMSMは、前述のようにNd-Fe-B磁石のような高エネルギー積を用い、ギャップ部に高磁気ポテンシャルを作った場合、電機子スロット開口部の磁気パーミアンス変化の影響を強く受け、コギング力（コギングリップル）は増大傾向にある。そしてこのコギング特性は、量産時に機器の機械寸法誤差により“ばらつき”を持つことになる。特にリニアモータの場合は磁気回路が有限長で、電機子もしくは界磁部の両端において、磁気回路が開放されているため、この影響（端効果）によるコギング力も大きくなることになる。本内容に関しては、本章で詳しく論じることとする。またギャップ磁気ポテンシャル、つまりギャップ磁束密度分布が正弦波分布ではなく高調波が含まれた場合、この高調波磁束成分と電機子電流によるリップル力が発生する。よって高精度化のためには前記コギング力の低減に加え、高調波リップル力の低減が必要となる。このためには、磁石形状と電機子巻線方式の最適化などの検討を行っていく。

これまで、このような高精度化を目的としたものについては、Slot-less電機子構造の研究が、数多く報告されている⁽¹⁻³¹⁾⁽¹⁻³³⁾⁽¹⁻³⁴⁾⁽¹⁻³⁵⁾。参考文献(1-35)に挙げた研究においては、このSlot-less電機子を用いたPMSMを“Gap-Winding Machine”と称し、低トルクリップルモータの研究の位置付けの下、検討を進めたが、電機子巻線の電機子コアへの固定方法や、低インダクタンス機器となることでPWMドライブをした場合のキャリア損失、電流ループゲインが一般的な“スロットがあるPMSM”に比べて低下するなどの課題が残った。このようにSlot-less電機子構造を持つPMSMの場合、電機子製造の点からの適用出力の制限や、ドライブ方式からの制約もあるため、本論文では主として“スロットがあるPMSM”に関しての高精度化についての検討を行い、Slot-less構造との性能の差異については、都度論じることとする。

1. 3. 4 用途機器適合化研究

PMSMの特徴に、用途機器への組み込みが容易ということがある。その理由に、IMやReluctance Machine（以下、RMと称す）に比べて、ギャップクリアランスを大きくでき、また界磁部が永久磁石とこの磁気ヨークしかなく、構造が簡単であることがある。特に前述したようにPMSMは、機器の極数を多極化設計できるため、電機子部および界磁部の電磁部容積がIMやRMに比べて小さく、薄くできる。このことから回転型のPMSMにおいてロータ内部の中空部に“減速機”や“ボールねじ”などの動力変換機を内蔵させることで、ロボット関節組込用として“トルク（推力）/重量比”を飛躍的に増大させた駆動機構を提案できる⁽¹⁻³⁴⁾⁽¹⁻³⁶⁾。

また PMSM の界磁部構造簡素化と電磁構造部薄肉化は、リニア構造への展開も容易にしている。回転機 PMSM 電磁部を切り開いた構造のリニア機は、当然扁平形状となっており、直動機構におけるボールねじ部の代替として、寸法的に合致したものになる。今、半導体・液晶製造装置用に、Nd-Fe-B 磁石を界磁にもつリニア機が多く用いられている理由の一つには、この扁平形状の実現が大きく起因しているものと考ええる。

以上のような利点を持つ PMSM であるが、動力変換機内蔵型における“トルク（推力）/重量比”を高めたことによる、熱密度の増大と機器への伝熱の影響等々の課題や、加えてリニア型では強力な Nd-Fe-B 磁石を界磁にもつことでの、磁気吸引力（Magnetic Attraction）が適用機器に与える歪の影響等の検討が必要である。本論文では、この課題に対して、主にリニア型における機器組み込み時の課題に対する検討結果について述べる。

1. 4 本論文の構成と各章の概要

本論文では、以上のような背景および課題を鑑み、本論文の構成を以下のような構成にし、本項において各章の概要を説明する。

本論文は本章を除く、以下の7カ章で構成される。

第2章：PMSM 最適設計検討

第3章：高効率巻線方式 ～分数スロット巻線方式の検討～

（分数スロット巻線解析手法の研究）

第4章：PMSM 技術の応用（Ⅰ）：リニアモータ

（分数スロット巻線； $q < 1/2$ を採用した高効率・高精度化の研究）

第5章：PMSM 技術の応用（Ⅱ）：大型風車用発電機

（Drive Train における発電方式の比較と、分数スロット巻線（ $1 < q < 3/2$ ）

を採用した小型・高効率の研究）

第6章：PMSM 技術の応用（Ⅲ）：磁石埋込型永久磁石同期モータ

（IPMSM における弱め界磁制御を前提とした

設計技術の研究と工作機械主軸用モータへの応用）

第7章：PMSM 位置づけと今度の展開

（自起動型 PM モータによる高効率化研究と SRM との特性比較研究）

第8章：結論

以下、各章の概要について説明する。

“第2章：PMSM の最適設計検討”では、“スロットがある PMSM”において、機器の小型・高効率化設計を目的とした、極数 P 、コア外径 D_o 、ギャップダイヤ D_g 、機器全長 L_t 、ギャップ磁束密度 B_g 等の設計パラメータの最適値検討を取り上げる。初めに、基本設計パラメータによる“PMSM トルク基本式”を導出する。本基本式は、設計

パラメータを“径断面”つまり2次元最適化のための項と，“機器体格”つまり3次元最適化のための項に分けた表記とする。最適化検討の進め方としては，径断面項の最適化検討の後，この結果を基にした機器体格項の最適化を行うことでPMSMの小型・高効率化設計を行うものである⁽¹⁻³⁷⁾。

径断面項の最適化検討は，ギャップ磁束密度 B_g (磁気比装荷) を規定した場合の“1) 極数 P - ギャップダイヤ D_g の関係”，および極数を固定した場合の“2) ギャップ磁束密度 B_g (磁気比装荷) - ギャップダイヤ D_g の関係”を明らかにする。以上の検討を行うことでPMSM径断面の2次元における設計パラメータ最適化が可能となる。

次に機器体格項の最適化検討は，(1) Torque $T \rightarrow$ Maximum, (2) Motor Constant K_m : $K_m \rightarrow$ Maximum の2つの評価指標についての検討を行う。ここで Motor Constant K_m の2乗 “ K_m^2 ” は，機器の内部損失係数を意味し，鎖交磁束数 Ψ の2乗を電機子抵抗 R_a で割った値 “ $K_m^2 = \Psi^2 / R_a$ ” となる。この2つの検討は，機器冷却条件を規定し，極数 P をパラメータにした“機器体格 (L_t / D_o)”と(1)(2)の評価関数の関係を示すものである。この結果より，(1)(2)の2つの異なる評価指標において，各極数 P の最適体格 (L_t / D_o 寸法比) を導出することにより，ある目的の機器を小型・軽量化設計する際の，大局的なガイドラインにすることを目的としている。

“第3章：高効率・高精度巻線方式～分数スロット巻線方式の検討～”では，PMSMの高効率化および高精度化に対して，何故“分数スロット巻線”が好適なのかを，電機子スロット内起磁力を電気角空間ベクトルで表した“Slot Star Diagram”を用いた解析手法を元に述べる。分数スロット巻線とは，多相平衡交流電機子巻線の分布効果を示す“毎極毎相スロット数 q が“分数”になる巻線のことを言う。

分数スロット巻線起磁力には，分数調波（分数スロット巻線特有の高調波起磁力）が含まれる⁽¹⁻³⁸⁾。従ってIMおよびRMなど電機子反作用の影響が大きい機器については，この分数調波の考慮する必要があるが，Nd-Fe-B磁石のような希土類磁石を用いたPMSMの場合，磁石のリコイル透磁率 $\mu_r = 1.05$ でほぼ空気と同じであり，電機子巻線からみた磁気抵抗は大きく，電機子反作用の影響が小さいため，前記分数調波の影響を受けにくい。このようなことから，PMSMにおける分数スロット巻線の活用が有効となる。

分数スロット巻線を大別すると，コイル飛びを#1~# x とした場合，1)コイル飛び#1~#2（集中巻）となる“ $q \leq 1/2$ ”の場合，2)コイル飛び#1~#3（分布巻）となる“ $1/2 < q < 1$ ”の場合，3)コイル飛び#1~#4以上（分布巻）となる“ $1 < q$ ”の場合である。先ず検討すべきことは，各分数スロット巻線方式固有の特性を前記Slot Star Diagramを用いて解析することである。高効率化から見た各巻線のコイル飛びと短節係数 K_p (K_p : Pitch Factor) の関係，また高精度化（低トルクリプル化）から見た分布係数 K_d (K_d : Distribution Factor) の関係は，Slot Star Diagramに示す電機子各スロット部起磁力を解析することで求まり，PMSMの用途仕様における分数スロット巻線の選択の考え方

が求まる。

“第4章：PMSM技術の応用（Ⅰ）：リニアモータ”では、PMSMの応用技術としてリニアモータの実用化研究に関し述べる。リニアモータは、動力変換機構をもたないDirect Drive Actuatorであるため高効率化と高精度化（低リップル化）設計は必須の検討項目である。PM型リニアモータには、“コア付型”と“コアレス型”がある。

高効率化に関しては、Motor Constant: K_m を大きく設計することが重要であり、コア付型の電機子巻線は、第3章に述べた“ $q \leq 1/2$ 分数スロット巻線”を採用している。コアレス型においては、磁気比装荷を増大させるためMagnet Trackが両面界磁構造にし、両磁石空間に電機子を入れる構造にする必要がある。本章では、コアレス型、コア付型それぞれの高効率化検討に対して実用例を挙げ、その方策に対する効果を実証考察している。

高精度化（低リップル化）に関しては、電機子両端部での磁気回路不平衡によるコギング推力の増大への対策が重要である。コアレス型は、電機子が巻線を樹脂で固めた構造であるため比透磁率 $\mu_r=1$ である。つまりギャップパーミアンス変化は無く、コギングレス特性となる。しかしコア付型の場合、電機子コア開口部におけるギャップパーミアンスの変化によるコギング推力に加え、前述のような電機子両端部での磁気不平衡分が顕著に発生するため対策が必要となる。従来では、鈴木等や李等が提案する低減策の技術検討に関する報告もあるが⁽¹⁻³⁹⁾⁽¹⁻⁴⁰⁾、本章では、その低減効果を上げるために、電機子部における“1) 分割位相ずらし構造”，“2) 補助ティース構造”，2つの方策を提案し、この2構造の技術検討および効果の実証考察を行っている。特に、電機子が分割電機子コアで構成されるものにおいて、そのスロット開口部形状や組立精度とコギング推力の関係を、シミュレーションと実証機評価にて追及し、製造時の管理水準することを目的とした研究を行っている。

“第5章：PMSM技術の応用（Ⅱ）：大型風車用発電機”では、PMSMの大型回転機への応用技術として、大型風車用PM発電機の実用化研究に関し述べる。発電機における要求品質第一位には、発電電力の“質”と“量”である。“質”においては、発電機のEMF (Electromotive Force) 波形の高調波成分を如何に低減するか、が課題となる。大型風車に用いた場合、系統連系の際には電力変換装置 (Converter) が介在するが、やはり発電機EMFの波形率がConverter出力のTHD (Total Harmonic Distortion) 特性に影響を与える。従って検討段階での電機子巻線方式と界磁磁石設計を考慮したEMF波形率改善検討は、最も重要になる。

本章では、この課題に対しても電機子巻線に“分数スロット巻線”の採用を主方策としている。本研究対象のPM発電機は、Drive Trainの増速機の増速比 $R=5\sim 30$ であるため、回転速度が $100\sim 400\text{min}^{-1}$ の中速仕様となる。従って発電機は $20\sim 100\text{pole}$ で設計されるため、製作可能な電機子スロット数において、波形率改善のための分布効果

($q > 4$) と多極化を同時に実現するには、分数スロット巻線方式の採用が最も有効な手段と考える。本研究では、極数が 80~100pole の範囲での分数スロット巻線設計例と、整数スロット巻線設計例との比較を行い、波形率を追求する上で最も有効な分数スロット巻線方式を選択、この実証機における特性評価と考察を行う。

また発電量に関する検討は、PM 発電機における Nd-Fe-B 磁石投入効果、つまり磁石を用いない誘導発電機と比較しての、発電量増加分の検討を行っている。大型風力発電を事業的に見た場合の評価指標は、“CoE (Cost of Energy)”であり、投入コストが高くても発電量が大きければ CoE は低下するため、PM 発電機の事業性を評価するには、この CoE と大型風車の原価償却期間の差異で見ることが必要である。この際、この事業優位性の評価は、(1) 磁石価格の変動、(2) 設置場所の風況、(3) 風車寿命、の変動要因を考慮した内容になっている。

“第6章：PMSM 技術の応用（Ⅲ）：磁石埋込型永久磁石同期電動機”では、PMSM の応用例の3つ目として、PMSM をベクトル制御する際、“進み電流位相制御（弱め界磁制御）”を行うことで磁石トルクにリラクタンストルクを重畳させることができる IPMSM の実用化研究について述べる。特に本章では、工作機主軸用途の実用例を取り上げ、主軸用 IM との特性比較について論じる⁽¹⁻⁴¹⁾。

主軸モータには、旋盤（Lathe Center）用とマシニングセンタ（Machining Center）用がある。旋盤用（以下 L/C と称す）主軸の特性は、ワークサイズ（チャックサイズ）と仕上げ加工精度から決まり、ワークサイズが大きく高精度仕上げが必要な主軸の場合、そのモータの出力特性は、1:12 程度の定出力特性を必要とするものがある。またマシニングセンタ用（以下、M/C と称す）主軸の特性は、加工ツールの種類で決まり、大口径フライスから高精度加工用ボールエンドミルまでのツールを持つ場合は、1:22 程度の広範囲定出力特性を必要とするものがある。⁽¹⁻⁴²⁾ この場合、L/C も M/C も電機子巻線のコイル接続を切り替えて出力範囲を広げる“巻線切替制御⁽¹⁻⁴³⁾”を採用し実現したものが必要であり、主軸用 IPMSM も巻線切替制御に対応した電流制御方法の検討が重要となってくる。

本章では、L/C 用主軸においては IPMSM の持つ、ロータ温度上昇が小さくワーク温度を上げない特長を生かした“Built-In 主軸モータ”への実用化例と、M/C においては IPMSM とすることで、IM と比べてロータイナーシャが小さくできる特徴を生かし、高加減速性の特長を生かした“液冷主軸モータ”への実用化例を挙げ検討を行う。具体的には、それぞれの定出力特性を実現するための、前記弱め界磁制御アルゴリズム最適化の検討や、モータの高効率化を目的とした電流制御パラメータの決定を行い、主軸用 IM との実証比較を行うことで、主軸用 IPMSM の適用効果と適用範囲について論じている。

“第7章：PMSM 位置づけと今後の展開”では、他の回転機との特性比較”では、第

4章～第6章の総括を兼ね、交流機の電磁構造分類とアプリケーションの関係をマトリクスに整理し、各構造および特徴と用途（仕様）の関係を明らかにする⁽¹⁻⁴⁴⁾。PMSMは高効率特性を有する反面、機器単体での自起動性がない。この課題に対して、ロータに籠型短絡を持つ商用電源による自起動が可能な PMSM を取り上げ、その高効率化設計について述べている。

近年ファン・ポンプ駆動用等、連続運転で省エネルギー化が必要な用途では、インバータを用いた駆動が一般的になっているが、使用環境上やインバータ故障時に商用電源による一次的な駆動を必要とする場合があり、自起動特性を有するモータが必要となる。この自起動型モータには、一般的に滑り特性を有する IM が用いられているが、直入起動の際の駆動効率はインバータ駆動の場合より低く、JISC4034-30 に示す高効率化規制に対応できなくなっている。

このような市場ニーズに対して、本章では、直入れ時には IM の滑り特性を生かして同期引き入れまで起動し、引き入れ後は PMSM として駆動することで定常運転時の効率を IM より向上させる自起動型モータの新しいロータ構造を提案している。本モータは、起動時の誘導機特性を良くしようとすれば、界磁磁石による磁気比装荷が小さくなり、定常運転時の効率を下げってしまう。逆に、界磁磁石の磁気比装荷を大きくすれば、同期引き込みトルクが大きくなりすぎてしまい、起動特性を損ねてしまう結果となり、このバランスをとった設計が必要となってくる。

また従来のような籠型 2 次導体を配したロータコアに磁石を埋設するロータ構造では生産性に課題が残り、これらの課題を解決する新しい自起動型 PM モータ、特にロータ構造の改良が必要とされていた。本章では生産性の改善から、表面磁石形の自起動ロータを提案し、起動時と定常同期駆動時のトレードオフの関係を満たすための、界磁磁石の磁気比装荷と 2 次導体の最適化検討内容について述べる。

さらに本章では、PMSM と近年注目されている脱 Rare-Earth 磁石回転電機の一アイテムである Switched Reluctance Machine（以下、SRM と称す）との特性比較を行うことで、磁石投入の価値と交流機電磁構造マトリクスにおける位置づけの検討も行う。本論では、先ず従来からある Variable Reluctance type Switched Reluctance Machine（以下、VR-SRM と称す）の諸処の課題解決を図った SRM として、Segment type Switched Reluctance Machine（以下、Segment-SRM と称す）を取り上げ、その効率特性の改善のために方向性電磁鋼板を用いた新 Segment-SRM（以下、Novel-SRM と称す）を提案し、その特性解析を行った。その解析結果と前記 VR-SRM とを比較することで、Novel-SRM の優位性を明確化し、さらには、PMSM との特性比較を行うことで Novel-SRM、PMSM 双方の位置づけを明らかにすることを試みた。

“第8章：結論”では、本研究において明らかとなった事項を各章ごとに要約してまとめる。また PMSM に関して、今後更に研究すべき問題点についても述べている。以上のような研究の背景を下に本論に入ることとする。

第2章 PMSM 最適設計の検討

2.1 まえがき

IM とは異なり、PMSM は電機子巻線構造や極数 P の設計バリエーションが多様で、様々な用途機器に合致した設計が可能であることは前章にも述べた。この理由は、界磁が永久磁石であり、その磁気性能により任意の磁気装荷(Magnetic loading)をつくる事が出来るからである。さらに最近では、使用される界磁磁石が Nd-Fe-B 磁石であり、その磁石のリコイル透磁率が $\mu_r=1.05$ と、ほぼ空気と同じであるため、負荷時における電磁反作用の影響を受けにくい。そのため、後述する分数スロット巻線方法を電機子巻線に用いても、IM の設計では課題とされた分数調波の影響等が軽減されるため、機器の高効率化、高精度化が可能となってくる。

また PMSM は、IM に対して極数 P を多極にした設計が容易であり、機器を小型に設計できるという利点もある。このような多極 PMSM は、ロータ内スペースを利用できる利点から、Direct Drive 方式ロボットの関節駆動用に採用された事例が多数紹介されている⁽²⁻¹⁾⁽²⁻²⁾。

このように設計の自由度が高い PMSM において、研究の取り掛かりについては、使用する磁性材料を既定した場合での、決められた性能評価指標に即した最適設計の検討が必要であり、PMSM の高効率化研究の最初に取り組むべき課題と考えている。

最適設計に関しては、樋口らがコスト最少を目的関数とし、機器極数 P をパラメータに電機子コア(鉄)と導体(銅)の投入量を最適化したモータ径方向断面形状の検討を行っている。これは、磁気装荷と電気装荷のバランスを考慮した最適設計の考え方で、本章の研究の中でも参考にしている⁽²⁻³⁾。

本研究は、最初の検討内容として、先ずこの設計の基本的な考え方である“磁気装荷(Magnetic loading)”，“電気装荷(Electric loading)”の装荷配分比の最適化検討を行っている⁽²⁻⁴⁾⁽²⁻⁵⁾。磁気比装荷であるギャップ磁束密度 B_g が決まり、ギャップダイヤ D_g を変化させる事で磁気装荷が増減した場合、電機子コアなどの磁気回路の飽和を考慮した場合、電気装荷は前記磁気装荷とトレードオフの関係となる。このような事から PMSM の最適設計を検討するには、機器当たりの磁気回路数、つまりは極数 P における最適装荷比(磁気装荷：電気装荷)となるギャップダイヤ D_g の検討が必要となる⁽²⁻⁶⁾。また、機器の小型化を検討する際には、その体格と冷却能力の関係を明確にする必要がある。本章では PMSM の諸設計パラメータを用い、機器容積 V に対するトルク方程式を導出し、極数 P をパラメータにした場合での“トルク密度(T /容積 V)”が最大になる機器体格寸法比の関係、また“モータ定数密度(K_m /容積)”が最大となる機器体格寸法比の関係を明確化することにした。

本論文をまとめるにあたり、先ずこの本章の結果をもって、PMSM の電磁設計上の特徴を明らかにし、用途適合研究(実用化研究)の指標とすることで検討を進めてい

く。尚、本章で検討する PMSM の構造は Inner Rotor Type であり、Outer Rotor Type や Axial Gap Type などの別構造は検討外としている。

2. 2 PMSM 設計の最適化の考え方

2. 2. 1 設計パラメータとトルク式の導出

電気機器のトルク方程式、出力方程式の導出に関しては、先人達が様々なアプローチを行っていることは前にも述べた。ただその内容は共通して、電気機器の設計パラメータを大きく“電気装荷”と“磁気装荷”に分け、設計目的仕様に依じて、そのバランス配分をどう考えるかを論じている。特に参考文献(2-7)には、出力方程式の考え方の歴史が紹介されており、電気機器設計技術を学ぶものにとっては興味深いものが多々記述されている。

本章では、参考文献(2-8)で池田が提唱する PMSM 設計パラメータの最適化のためのトルク方程式導出過程、および前記参考文献(2-7)を参考にして、スロット付 PMSM 設計パラメータの最適化設計について述べる。

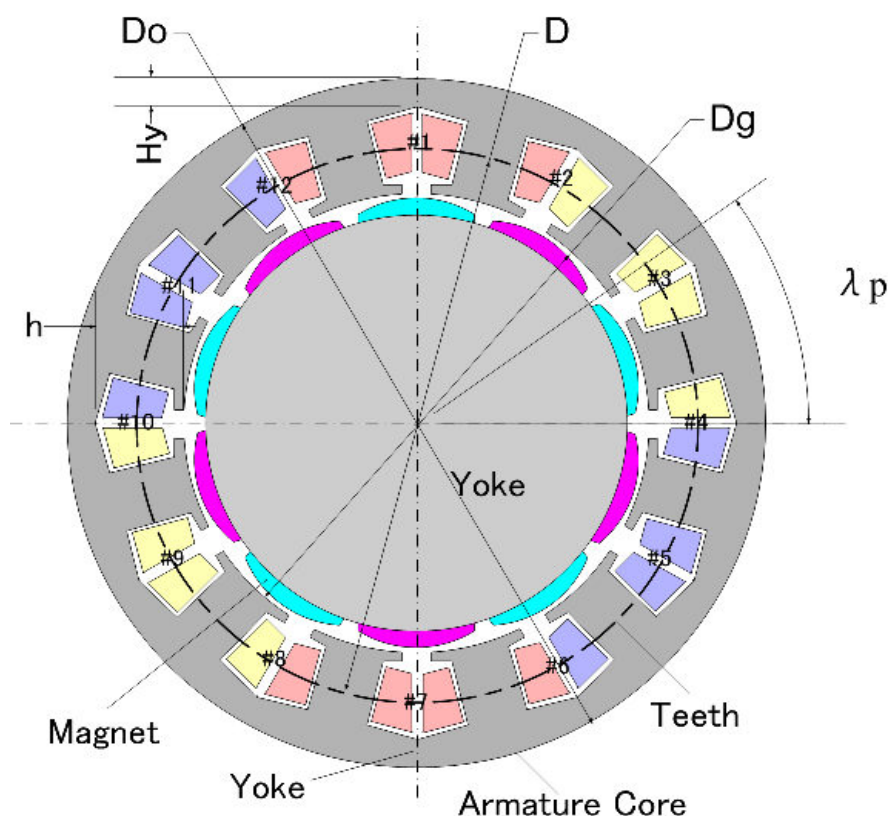


Fig.2-1. Radial cross-section dimensions

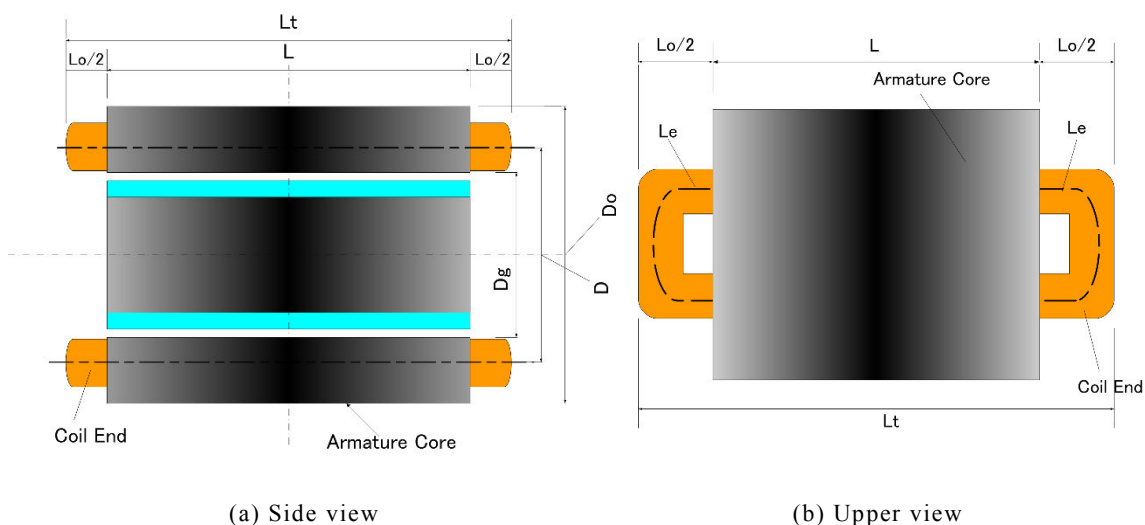


Fig.2-2. Thrust cross-section dimensions

モータおよび発電機を総称して本論文では、これを“回転電機”と称す。

回転電機の場合、スロット形状は、開口部と底部に寸法差がある“逆台形”形状をしているので、スロット幅においては、その平均値、つまりは“平均相帯径 D ”での寸法にて検討を進める必要がある。Fig.2-1 に径方向設計パラメータを記した断面図、また Fig.2-2 には軸方向設計パラメータを記した断面図を示す。

本章で述べる Torque 方程式、Motor Constant 方程式等の導出においては、池田が提唱するギャップワインディングモータ (Gap-winding motor) の事例を参考にし、これをスロット付き構造に応用展開させた⁽²⁻⁸⁾。

Torque 方程式は、まず一般的に磁気装荷と電気装荷の積で表し、続いて各設計パラメータおよび機械諸元で表記するために磁気比装荷と電気比装荷の式に展開させている。よって最適設計の検討ステップは、まず前記装荷配分の最適化を行うための式の導出を簡便化するために、<1>電機子スロットの中心径（ここでは平均相帯径 D と表す）での Torque 方程式を導出した後、<2>実際の設計パラメータ（ギャップダイヤ D_g 等）を用いて<1>で導出した式を変換している。本章で検討する PMSM の“トルク密度 ($T/\text{容積 } V)$ ”，“モータ定数密度 ($K_m/\text{容積 } V)$ ”の最適化検討は、この<2>実際の設計パラメータ（ギャップダイヤ D_g 等）を用いて行っている。

以降、最適設計検討に用いる諸特性の方程式を示す。

<1> 平均相帯径 D における Torque 方程式の導出

Torque 方程式を磁気装荷 Φ および電気装荷 AC の積で表すため、スロット高さの中心径となる平均相帯径 D で示す式に展開を行う。

(1) Torque 方程式

(2-1)式は、Torque 方程式を磁気比装荷（ギャップ磁束密度） B_g と電気比装荷 ac 、およびギャップ径 D_g から求められるギャップ容積で表したものである。

$$T = \frac{3 \cdot E \cdot I}{\omega_m} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot p \cdot \Psi \cdot I = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot K_w \cdot p \cdot \Phi \cdot AC_w = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \cdot K_w \cdot B_g \cdot ac \cdot D_g^2 \cdot L \quad \text{----- (2-1)}$$

磁気装荷 Φ : (Wb) 磁気比装荷（ギャップ磁束密度） B_g : (T)
 電気装荷 AC_w : (A) 電気比装荷 ac : (Arms/m)
 電流 I : (A) ギャップ容積 $D_g^2 \cdot L$: (m³)

ここで、磁気比装荷（ギャップ磁束密度） $B_g \rightarrow$ ティース磁束密度 B_t の式に置き換える。この理由として、 B_t が電機子スロット総断面積を決定する設計パラメータであり、最適設計検討の際、設計入力条件となるからである。以下に示す数式展開にて、(2-1)式を平均相帯径 D の式に変換したものが(2-2)式になる。

$$B_g \cdot D_g = B_t \cdot x_g \cdot D_g = B_t \cdot x \cdot D$$

$$ac \cdot D_g = (f_{sp} \cdot \sigma) h (1-x) D$$

$$x_g = \frac{B_g}{B_t} \quad x_g \cdot D_g = x \cdot D \quad x = \frac{D_g}{D} \cdot x_g \quad \text{とおくと (2-1)式は、(2-2)式に変換される。}$$

$$T = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} K_w \cdot f_{sp} \cdot B_t \cdot \sigma \cdot x (1-x) h \cdot D^2 L \quad \text{----- (2-2)}$$

x : 歯幅/SlotPitch(平均相帯径にて)
 h : スロット高さ σ : 電流密度 (A/m²)

(2) 銅損 W_c : [W]

次に電機子スロット断面積と、その中に埋設する巻線導体の占める割合を示す Space Factor f_{sp} 、導体抵抗率 ρ および電流密度 σ で表した式を(2-3)式に示す。

$$W_c = 3 \cdot R \cdot I^2 = \pi \cdot f_{sp} \cdot \rho \cdot \sigma^2 (1-x) h \cdot D (L + L_e) \quad \text{----- (2-3)}$$

Space factor : f_{sp} 導体抵抗率 : ρ [Ω/m³]

(3) Motor Constant（モータ定数） K_m : [N-m/√W]

Motor Constant K_m は、Torque を銅損の平方根で割ったものであり、これは鎖交磁束数 Ψ (=Torque 定数 K_f 、EMF 定数 K_e) を電機子抵抗で割った値となる。これは、機

器の内部制動定数を意味し、詳細の解説は本章末尾の【参考資料 2-1】を参照されたい。

(2-4)式は、モータ定数 K_m をティース磁束密度 B_t と平均相帯径 D での設計パラメータで表したものである。

$$K_m = \frac{T}{\sqrt{W_c}} = \frac{\Psi \cdot I}{\sqrt{R \cdot I^2}} = \frac{K_t}{\sqrt{R}} \quad \text{----- (2-4)}$$

$$= \frac{2^{1/2} \pi^{1/2}}{4} \cdot \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot x(1-x)^{1/2} \cdot h^{1/2} \cdot D^{3/2} \cdot \frac{L}{(L+L_e)^{1/2}}$$

(4) 設計パラメータの解説 (機器各部寸法)

これまでは(2-1)~(2-4)式に示すように、磁気装荷 Φ と電気装荷 AC から Torque 方程式を求めたため、平均相帯径 D をベースにした設計パラメータで表した。しかし実際の設計では、電機子コア外形 D_o 、コア内径 (ギャップダイヤ) D_g 、電機子コア長 L 、コイルエンド長 L_e などの機械設計図面からくる設計パラメータを用いることになる。

また本章で述べる最適設計法は、径断面方向における最適設計と、軸方向における最適設計を独立に進めていく方法をとっている。したがって設計パラメータについても以下に述べるように、(4-1) 機器径方向断面寸法と (4-2) 機器軸方向断面寸法に分けることで、それぞれの性能評価指標を定式化している。

以下、各機器寸法の記号について説明する。Fig.2-1.に径方向断面寸法図を、Fig.2-2.に軸方向断面寸法図を示す。

(4-1) 機器径方向断面寸法

電機子コア外径 D_o は、(2-5)式で表される。

$$D_o = D + h + 2 \cdot H_y \quad \text{----- (2-5)}$$

D_o : 電機子コア外径 D : 電機子スロット平均相帯径

H_y : 電機子コアヨーク幅

また、磁気比装荷 (ギャップ磁束密度) B_g と電機子コアヨーク B_y の関係は、ギャップダイヤ D_g と極対数 p で決まるため、 B_g/B_y 比は(2-6)式となる。

$$\frac{B_g}{B_y} = \frac{(B_g/B_t)}{(B_y/B_t)} = \frac{x_g}{(B_y/B_t)} = \frac{2 \cdot H}{(D_g/p)} \quad \text{----- (2-6)}$$

前述のように、 $x_g \cdot D_g = x \cdot D$ の関係が成り立つため、

$$2 \cdot H_y = \alpha \cdot x \cdot D \quad \rightarrow \quad \alpha = \frac{B_t}{p \cdot B_y} \quad (\text{ここで, } p: \text{ 極対数})$$

また $y = D/D_o$ と置くと、(2-6)式は(2-7)式に変換される。

$$D_o = D + h + 2 \cdot H_y = y \cdot D_o + h + \alpha \cdot x \cdot y \cdot D_o \quad \text{----- (2-7)}$$

ここで電機子ヨーク幅 H_y は、(2-8)式で表され、

$$H_y = \frac{\alpha}{2} \cdot x \cdot y \cdot D_o \quad \text{----- (2-8)}$$

電機子スロット高さ h は、(2-9)式で表される。

$$h = (1 - y - \alpha \cdot x \cdot y) D_o = \{1 - (1 + \alpha \cdot x) y\} D_o \quad \text{----- (2-9)}$$

(4-2) 機器軸方向断面寸法

以下に軸方向断面における設計パラメータについて説明する。

モータ全長 L_t は(2-10)で示される。

$$L_t = L + L_o = z \cdot \lambda_p \quad (z = L_t / \lambda_p) \quad \text{----- (2-10)}$$

L_t : 機器全長 L : 電機子コア長
 L_o : コイルエンド幅長 (両端) λ_p : 極ピッチ

また、コイルエンド幅長 L_o およびコイルエンド長 L_e は、極対数 p が増加すれば短くなる。つまり(2-11)式に示す極ピッチ λ_p の関数となるため、(2-12)、(2-13)式のようになる。

$$\lambda_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{p} \cdot D_o \quad \text{----- (2-11)}$$

$$L_e = \gamma \cdot \lambda_p \quad (L_e: \text{コイルエンド長}) \rightarrow \gamma = \frac{L_e}{\lambda_p} \quad \text{----- (2-12)}$$

$$L_o = \zeta \cdot \lambda_p \rightarrow \zeta = \frac{L_o}{\lambda_p} \quad \text{----- (2-13)}$$

電機子コア長 L は、(2-14)式となる。

$$L = L_t - L_o = (z - \zeta) \cdot \lambda_p \quad \text{----- (2-14)}$$

またコイル全周長 L_c については、(2-15)式の関係となる。

$$L_c / 2 = L + L_e = L_t + (L_e - L_o) = (z + \gamma) \cdot \lambda_p \quad \text{----- (2-15)}$$

(4-3) 機器容積 V

機器容積 V を(2-7)式(2-10)式をもとに求めると(2-16)式になる。

$$V = D_o^2 \cdot L_t = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y \cdot z}{p} \cdot D_o^3 \quad \text{----- (2-16)}$$

本章での最適設計の検討は、機器容積 V あたりのトルク T およびモータ定数 K_m を検討するため、(2-17)(2-18)(2-19)(2-20)式に電機子コア外径 D_o 、平均相帯径 D 、極ピッチ λ_p 、電機子コア長 L を機器容積 V の関数で表す。

$$D_o = \frac{2^{1/3}}{\pi^{1/3}} * \frac{p^{1/3}}{y^{1/3} * z^{1/3}} * V^{1/3} \quad \text{----- (2-17)}$$

$$D = y \cdot D_o = \frac{2^{1/3}}{\pi^{1/3}} * \frac{p^{1/3} * y^{2/3}}{z^{1/3}} * V^{1/3} \quad \text{----- (2-18)}$$

$$\lambda_p = \frac{\pi^{2/3}}{2^{2/3}} * \frac{y^{2/3}}{p^{2/3} * z^{1/3}} * V^{1/3} \quad \text{----- (2-19)}$$

$$L = (z - \zeta) \cdot \lambda_p = \frac{\pi^{2/3}}{2^{2/3}} * \frac{y^{2/3}}{p^{2/3}} * \frac{(z - \zeta)}{z^{1/3}} * V^{1/3} \quad \text{----- (2-20)}$$

(5) Motor Constant (モータ定数) K_m : [N-m/ \sqrt{W}] (機器容積 V の関数で表記)

(2-4)式に示す平均相帯径 D の関数と示した Motor Constant 方程式に、(2-12)、(2-13)、(2-14)式および(2-18)、(2-20)式を代入して、機器容積 V の関数で表記すると(2-21)式に示すような方程式となる。

$$\begin{aligned} K_m &= \frac{T}{\sqrt{W_c}} = \frac{\Psi}{\sqrt{R}} = \frac{K_t^2}{R} \\ &= \frac{2^{5/6} \pi^{5/6}}{4} * \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot Fs(p, x, y) \cdot Fw(z) \cdot V^{5/6} \end{aligned} \quad \text{---- (2-21)}$$

(2-21)式から、Motor Constant K_m は機器容積 V の、 $V^{5/6}$ に比例することがわかる。また(2-21)式において、

- ・ $Fs(p, x, y)$: 径方向断面性能評価関数 GFr
- ・ $Fw(z)$: 軸方向断面性能評価関数 GFs

を表しており、径方向断面性能評価指標 GFr については(2-22)式、軸方向断面性能評価関数 GFs については(2-23)式に、それぞれの方程式を示す。

$$\text{径方向性能評価関数 } GFr: \quad Fs(p, x, y) = p^{1/3} \cdot x(1-x)^{1/2} \{1 - (1 + \alpha x)y\}^{1/2} \cdot y^{7/6} \quad (2-22)$$

$$\text{軸方向性能評価関数 } GFs: \quad Fw(z) = \frac{z - \zeta}{z^{5/6} (z + \delta)^{1/2}} \quad (\delta = \gamma - \zeta) \quad \text{----- (2-23)}$$

これより“ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の最適点検討に関しては、まず径方向 $F_s(p,x,y)$ の最適点を求め、次に径方向最適設計パラメータを用いて軸方向 $F_w(z)$ の最適化を行う、双方独立関数としての検討になっている。

(6) 冷却係数: $m_s w$ [W/m²]

上記 Motor Constant K_m は定数であるため冷却とは無関係であるが、Torque T については冷却係数 $m_s w$ の関数となる。PMSMの冷却は、発熱部である電機子から放熱部への伝熱と、冷媒への熱伝達能力により決定される。冷媒への伝達係数 h_f と放熱部表面温度上昇 θ_t の積は、(2-24)式に示すように熱密度 w となる。冷媒への伝達係数 h_f は自然冷却、強制空冷、水冷などの冷却方式により異なり、Table2-1に示す各冷却方式の伝達係数 h_f から、水冷方式などのように冷却能力が高いほど熱密度 w は大きくなる。

$$\text{熱密度} : w = h_t \cdot \theta_t \quad [\text{W/m}^2] \quad \text{----- (2-24)}$$

(θ_t : 放熱部表面温度上昇 [K] h_f : 冷媒への伝達係数 [W/K/m²])

Table 2-1 Heat conductive coefficient of each cooling method (Reference data)

Cooling method		Unit	Heat conductive coefficient : h_f
Natural cooling		W/K/m ²	10~15
Air cooling	Air blow		30~60
Liquid cooling	Oil		100~150
	Water		200~300

(2-25)式に示すように前記熱密度 w と、放熱部表面積となる機器フレーム表面積 S_{fr} の積は、発熱源から放熱部に伝熱され放熱部より冷媒に熱伝達される熱量 W を示す。

$$\text{熱流} : W = w \cdot S_{fr} = h_t \cdot \theta_t \cdot S_{fr} \quad [\text{W}] \quad \text{----- (2-25)}$$

(S_{fr} : フレーム表面積 = 放熱部表面積 [m²])

PMSMの場合、前述するようにこの熱流 W の殆どは、Fig.2-3に示すように電機子コア表面から前記フレームに伝熱され、このフレーム表面から放熱される。つまりフレームはヒートシンク (heat sink) となるため、ここでは(2-26)式に示すようにフレーム表面積 h_f と電機子コア表面積 S_m の比を、ヒートシンク比 m_s とし、冷却性能の一指標とした。

$$m_s = \frac{S_{fr}}{S_m} \quad (S_m = \text{電機子コア表面積}) \quad \text{----- (2-26)}$$

(2-26)式に示すヒートシンク比 m_s を用いて、フレーム表面積 h_f を表したものが(2-27)式となる。

$$S_{fr} = m_s \cdot S_m = m_s \cdot \pi \cdot D_o \cdot L \quad \text{----- (2-27)}$$

このヒートシンク比 m_s と前記熱密度 w との積が冷却係数 $m_s w$ となり，(2-28)式で表される。

$$m_s w = \frac{S_{fr}}{S_m} \cdot h_t \cdot \theta_t \quad \text{----- (2-28)}$$

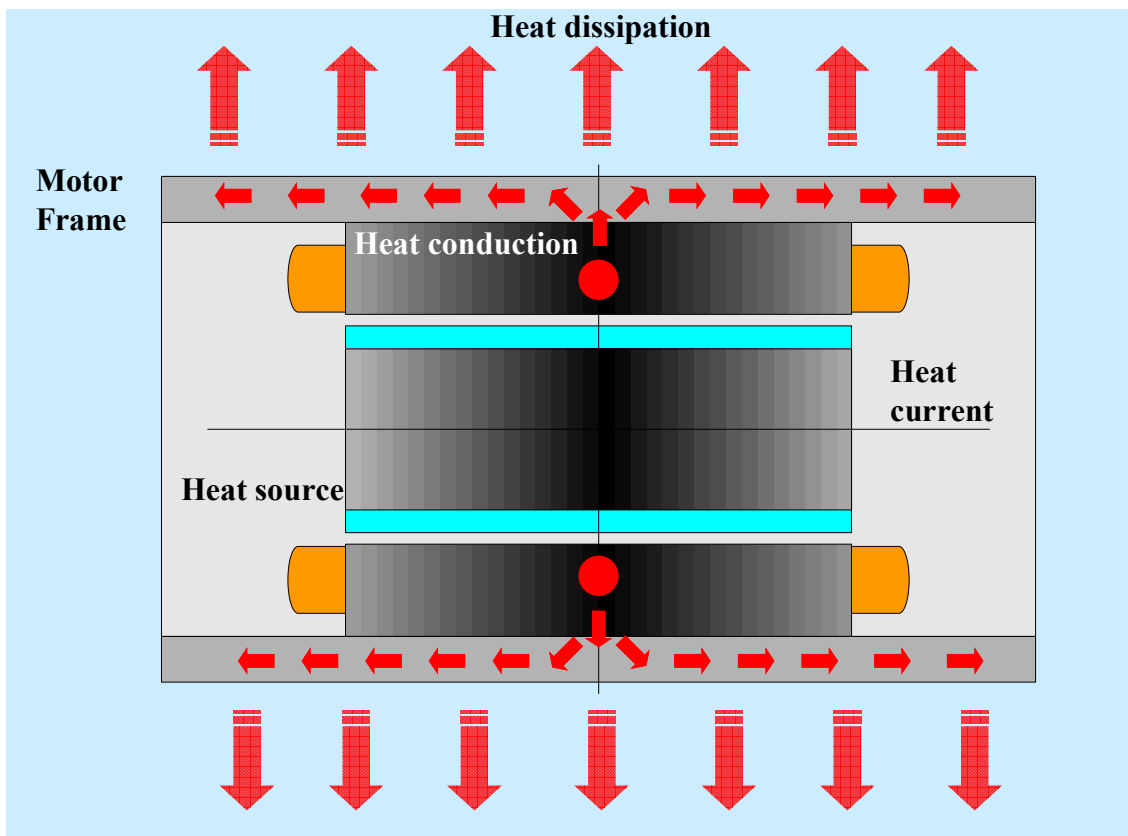


Fig.2-3. Heat pass route from heat source to motor frame

(7) 許容銅損: W_c [W] (冷却能力 $m_s w$ を考慮した場合)

許容銅損 W_c を，前記機器容積 V と冷却能力 $m_s w$ の式に変換すると(2-28)式になる。

$$W_c = w \cdot S_{fr} = w \cdot m_s \cdot \pi \cdot D_o \cdot L = \frac{\pi^{4/3}}{2^{1/3}} \cdot (m_s w) \cdot \frac{y^{1/3}}{p^{1/3}} \cdot \frac{z-\zeta}{z^{2/3}} \cdot V^{2/3} \quad \text{----- (2-29)}$$

(8) Torque: T (冷却能力 $m_s w$ を考慮した場合)

(2-2)式に示した Torque 方程式を，前記(2-21)式に示す Motor Constant : Km と，(2-29)式に示す許容銅損 W_c を用いて表すと(2-30)式となる。

$$\begin{aligned}
 T &= K_m \sqrt{W_c} \\
 &= \frac{2^{2/3} \pi^{5/6}}{4} * \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} (m_s w)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot G_s(p, x, y) \cdot G_w(z) \cdot V^{7/6}
 \end{aligned}
 \tag{2-30}$$

径方向断面性能評価関数 GFr : $G_s(p, x, y) = p^{1/6} \cdot x(1-x)^{1/2} \{1 - (1 + \alpha x)y\}^{1/2} \cdot y^{4/3}$

----- (2-31)

軸方向断面性能評価指標 GFs : $G_w(z) = \frac{(z-\zeta)^{3/2}}{z^{7/6}(z+\delta)^{1/2}}$

----- (2-32)

(2-30)式から、Torque T は機器容積 V の、 $V^{7/6}$ に比例することがわかる。また(2-30)式において、

- ・ $G_s(p, x, y)$: 径方向断面性能評価関数 GFr
- ・ $G_w(z)$: 軸方向断面性能評価関数 GFs

を表しており、径方向断面性能評価関数 GFr については(2-31)式、軸方向断面性能評価関数 GFs については(2-32)式に、それぞれの方程式を示す。

(9) 電流密度 (連続定格) : σ

後述する最適設計検討には用いないが参考までに、(2-33)式に電流密度 σ 方程式を示す。式を見ると、電流密度 σ は、機器容積 V の $-1/6$ 乗に比例することがわかる。また電流密度 σ は、冷却係数 $m_s w$ の関数でもある。冷却性能を上げると、その平方根に比例して電流密度 σ は増大させることができる。

$$\sigma = \frac{\pi^{1/6}}{2^{1/6}} \cdot \left(\frac{m_s \cdot w}{f_{sp} \cdot \rho} \right)^{1/2} \cdot \frac{p^{-1/6}}{(1-x)^{1/2} \{1 - (1 + \alpha x)y\}^{1/2} y^{1/3}} \cdot z^{1/6} \frac{(z-\zeta)^{1/2}}{(z+\delta)^{1/2}} \cdot V^{-1/6}$$

----- (2-33)

(10) 電気比装荷 (連続定格) (Ampere Conductor) : ac

電気比装荷 ac を、機器容積 V の関数で表したものを(2-34)式に示す。式を見ると、電流密度 σ は、機器容積 V の $1/6$ 乗に比例することがわかる。

電気比装荷 ac は、電流密度 σ と関係のある設計パラメータである。よって電流密度 σ 同様、冷却係数 $m_s w$ の関数となり、冷却性能を上げると、その平方根に比例して電気比装荷 ac は増大する。

$$ac = f_{sp} \cdot \sigma \cdot \frac{(1-x)h \cdot D}{D_g}$$

$$= \frac{2^{1/6}}{\pi^{1/6}} \cdot \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} (m_s w)^{1/2} \cdot p^{1/6} \frac{(1-x)^{1/2} \{1-(1+\alpha x)y\}^{1/2} y^{1/3}}{(2+\alpha x)y-1} \cdot \frac{(z-\zeta)^{1/2}}{z^{1/6}(z+\delta)^{1/2}} \cdot V^{1/6}$$

----- (2-34)

(1 1) 接線応力 (連続定格) : τ

接線応力 τ は(2-35)式に示すように、電気装荷 ac 同様、機器容積 V の $1/6$ 乗に比例することがわかる。(2-35)式の中で $Hs(p, x, y)$ は、径方向断面性能評価関数を意味し、(2-36)式に示す方程式で表される。また $Hw(z)$ は、軸方向断面性能評価関数を意味し、(2-37)式に示す方程式で表される。

(2-36)式および(2-37)式における最適パラメータを求めることで、この接線応力 τ の最適設計検討もありえると考えるが、接線応力に関しては、(2-35)式に示すように冷却係数 $m_s w$ を考慮した連続定格時の接線応力ではなく、磁気回路飽和を考慮した最大接線応力に関して検討、論じることが多い。したがって接線応力に関しては、本章における最適設計対象から外した。

$$\tau = \frac{T}{r_g \cdot s_g} = \frac{T}{(D_g / 2) \cdot \pi \cdot D_g \cdot L} = \frac{2 \cdot T}{\pi \cdot D_g^2 \cdot L} = \frac{\sqrt{2} K_w \cdot B_g \cdot ac}{2}$$

$$= \frac{1}{2^{1/3} \pi^{1/6}} \cdot \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} (m_s \cdot w)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot Hs(p, x, y) \cdot Hw(z) \cdot V^{1/6}$$

----- (2-35)

径方向断面性能評価関数 GFr : $Hs(p, x, y) = p^{1/6} \cdot \frac{x(1-x)^{1/2} \cdot \{1-(1+\alpha x)y\}^{1/2} y^{4/3}}{\{(2+\alpha x)y-1\}^2}$

----- (2-36)

軸方向断面性能評価関数 GFs : $Hw(z) = \frac{(z-\zeta)^{1/2}}{z^{1/6}(z+\delta)^{1/2}}$

----- (2-37)

<2> 実使用設計パラメータにおける方程式

これまで導出した式は、全て平均相対径に関する設計パラメータによるものであった。実際最適化検討を行った結果を設計に反映するためには、実際に設計書の中で用いられる設計パラメータでの表示に変換する必要がある。

それために以降、これまで述べた諸方程式を、

- “ B_t ”と“ B_g (磁気比装荷 : $B_g = x_g B_t$) ”

が与えられた場合の最適条件を求める式に変換する。つまりこれらを，“ $x \rightarrow x_g$ ”に変換した式を導出し，“磁気装荷 B_g ”と，スロット断面積を決定するための“ティース磁束密度 B_t ”を設計条件として与える式とすることで，再導出した結果を以下に述べる。

(1) 機器設計パラメータ

最初に，(2-38)～(2-44)式に設計パラメータとパラメータ間の関係式を示す。以下，この関係式を用いて，諸特性方程式を導出して行く。

$$D_o = \frac{2^{1/3}}{\pi^{1/3}} \cdot \frac{p^{1/3}}{y^{1/3} z^{1/3}} \cdot V^{1/3} \quad \text{----- (2-38)}$$

$$x = \frac{x_g(2y-1)}{(1-\alpha x_g)y} \quad \text{----- (2-39)}$$

$$\frac{D_g}{D_o} = (2 + \alpha \cdot x)y - 1 \quad \text{----- (2-40)}$$

$$\frac{h}{D_o} = 1 - (1 + \alpha \cdot x)y \quad \text{----- (2-41)}$$

$$\frac{H}{D_o} = \frac{\alpha}{2} x \cdot y \quad \text{----- (2-42)}$$

$$\frac{L_t}{D_o} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y \cdot z}{p} \quad \text{----- (2-43)}$$

$$\frac{L_e}{L} = \frac{\gamma}{z-\zeta} \quad \text{----- (2-44)}$$

(2) Motor Constant: K_m (冷却能力 $m_s \cdot W$ を考慮した場合)

ここで， $x_g = \frac{B_g}{B_t}$ であり，平均相帯径 D ではなくギャップダイヤ D_g におけるティースピッチ λ_t に対するティース幅 t の割合を表している。また， $\alpha = \frac{B_t}{p \cdot B_y}$ をであり，設計条件とそして与えられる極対数 p ，ティース磁束密度 B_t とヨーク磁束密度 B_y の関係を示すパラメータである。

これら x_g ， α および(2-37)～(2-43)式に示す設計パラメータにより(2-20)式を見直すと Motor Constant 方程式は，(2-44)式に示される方程式となる。(2-44)式の中で $F_s(p, x_g, y)$ は，径方向性能評価関数を意味し，(2-45)式に示す方程式で表される。また $F_w(z)$ は，軸方向性能評価関数を意味し，(2-46)式に示す方程式で表される。

本章において後述する“ $K_m/V \rightarrow$ 最大”となる最適設計においては，これら(2-46)(2-47)式を用いて，径方向，軸方向の性能評価関数に関して各設計パラメータの最適値を求めることを行っている。

$$\begin{aligned}
 K_m &= \frac{T}{\sqrt{W_c}} = \frac{\Psi \cdot I}{\sqrt{R \cdot I^2}} = \frac{K_t}{\sqrt{R}} \\
 &= \frac{2^{5/6} \pi^{5/6}}{4} \cdot \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot F_s(p, x_g, y) \cdot F_w(z) \cdot V^{5/6}
 \end{aligned}
 \tag{2-44}$$

径方向断面性能評価関数 $GFr: F_s(p, x_g, y)$

$$= p^{1/3} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - \{(2+\alpha)x_g - 1\}y]^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/3}}
 \tag{2-45}$$

軸方向断面性能評価関数 $GFs: F_w(z) = \frac{z-\zeta}{z^{5/6}(z+\delta)^{1/2}}$

$$\tag{2-46}$$

(2) Torque: T (冷却能力 $m_s \cdot w$ を考慮した場合)

許容銅損 W_c について、前記(2-28)式を用いて Torque 方程式を表したものを(2-47)式に示す。(2-47)式の中で $G_s(p, x_g, y)$ は、径方向性能評価関数を意味し、(2-48)式に示す方程式で表される。また $G_w(z)$ は、軸方向性能評価関数を意味し、(2-49)式に示す方程式で表される。

本章において後述する“ $T/V \rightarrow$ 最大”となる最適設計においては、これら(2-48)(2-49)式を用いて、径方向、軸方向の性能評価関数に関して各設計パラメータの最適値を求めるを行っている。

$$W_c = w \cdot Sfr = w \cdot m_s \cdot \pi D_o \cdot L = \frac{\pi^{4/3}}{2^{1/3}} \cdot m_s \cdot w \cdot \frac{y^{1/3}}{p^{1/3}} \cdot \frac{z-\zeta}{z^{2/3}} \cdot V^{2/3}
 \tag{2-28}$$

$$\begin{aligned}
 T &= K_m \sqrt{W_c} \\
 &= \frac{2^{2/3} \pi^{5/6}}{4} \cdot \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} (m_s \cdot w)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot G_s(p, x_g, y) \cdot G_w(z) \cdot V^{7/6}
 \end{aligned}
 \tag{2-47}$$

径方向断面性能評価関数 $GFr: G_s(p, x_g, y) = p^{1/6} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - \{(2+\alpha)x_g - 1\}y]^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/6}}$

$$\tag{2-48}$$

軸方向断面性能評価関数 $GFs: G_w(z) = \frac{(z-\zeta)^{3/2}}{z^{7/6}(z+\delta)^{1/2}}$

$$\tag{2-49}$$

(3) 接線応力 (連続定格時) : τ

接線応力 τ に関しても, Motor Constant K_m , Torque T と同様, x_g , α および(2-37)~(2-43)式に示す設計パラメータにより, (2-34)式を見直すと接線応力方程式は(2-50)式に示される方程式となる。(2-50)式の中で $H_s(p, x_g, y)$ は, 径方向断面評価関数を意味し, (2-51)式に示す方程式で表される。また $H_w(z)$ は, 軸方向断面評価関数を意味し, (2-52)式に示す方程式で表される。

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{T}{r_g \cdot s_g} = \frac{T}{(D_g / 2) \cdot \pi \cdot D_g \cdot L} = \frac{2T}{\pi D_g^2 \cdot L} = \frac{\sqrt{2} K_w \cdot B_g \cdot ac}{2} \\ &= \frac{1}{2^{1/3} \pi^{1/6}} * \left(\frac{f_{sp}}{\rho} \right)^{1/2} (m_s \cdot w)^{1/2} \cdot B_t \cdot K_w \cdot H_s(p, x_g, y) \cdot H_w(z) \cdot V^{1/6} \end{aligned} \quad \text{----- (2-50)}$$

径方向断面性評価関数 GFr : $H_s(p, x_g, y)$

$$= p^{1/6} \cdot x_g \cdot \frac{[x_g - \{(2+\alpha)x_g - 1\}y]^{1/2} \{1 - (1+\alpha)x_g\}y\}^{1/2}}{(2y-1)y^{1/6}} \quad \text{----- (2-51)}$$

軸方向断面性能評価関数 GFs : $H_w(z) = \frac{(z-\zeta)^{1/2}}{z^{1/6} (z+\delta)^{1/2}} \quad \text{----- (2-52)}$

以上をもって, 次項での最適設計検討に用いる諸特性式の導出を全て完了した。電気機器を設計する上で, その特性式が機器容積 V の何乗に比例するかを知ることは, 大まかな機器体格を見積もる上で極めて重要である。よって Table2-2 に導出した式について, 各特性式の中で最適条件の検討が必要なもの, また各特性式が機器容積 V と, “べき乗比”関係にあるのかをまとめた。

Table2-2 に示す PMSM の設計における機器容積 V との各特性式との関係を見ると, Torque T に関しては機器容積の増大の 7/6 乗に比例している。参考文献(2-7)に述べられている D^2L 説に対して 1/6 乗分, 比例勾配が大きくなっているといえる。

Motor Constant K_m に関しては, 逆に D^2L より 1/6 乗分, 機器容積の増大比に対して減少勾配となっている。また, 電流密度に対しては, 基本的に機器体格には無関係と考えていたが, -1/6 乗の減少勾配をもつ結果となっている。電気比装荷および接線応力に関しても機器体格に無関係との考えでいたが, 1/6 乗の増加勾配をもつ結果となっていることがわかった。

参考までに Table 2-2 に示す各設計パラメータ方程式をグラフ化したものを, Fig.2-4 に示す。

Table 2-2. Machine Design Equation

Items			Optimized Parameter	$\propto V^n$
1	Torque	T	$G_s(p, x_g, y) * G_w(z)$	$\propto V^{7/6} \propto D_o^{7/3} \cdot L^{7/6}$
2	Motor Constant	K_m	$F_s(p, x_g, y) * F_w(z)$	$\propto V^{5/6} \propto D_o^{5/3} \cdot L^{5/6}$
3	Tolerated Joule Loss	W_c	-	$\propto V^{2/3} \propto D_o^{4/3} \cdot L^{2/3}$
4	Current Density (Cont. Rated)	σ	-	$\propto V^{-1/6} \propto D_o^{-1/3} \cdot L^{-1/6}$
5	Current Loading Ratio (Cont. Rated)	ac	-	$\propto V^{1/6} \propto D_o^{1/3} \cdot L^{1/6}$
6	Tangential Force (Cont. Rated)	τ	$H_s(p, x_g, y) * H_w(z)$	$\propto V^{1/6} \propto D_o^{1/3} \cdot L^{1/6}$

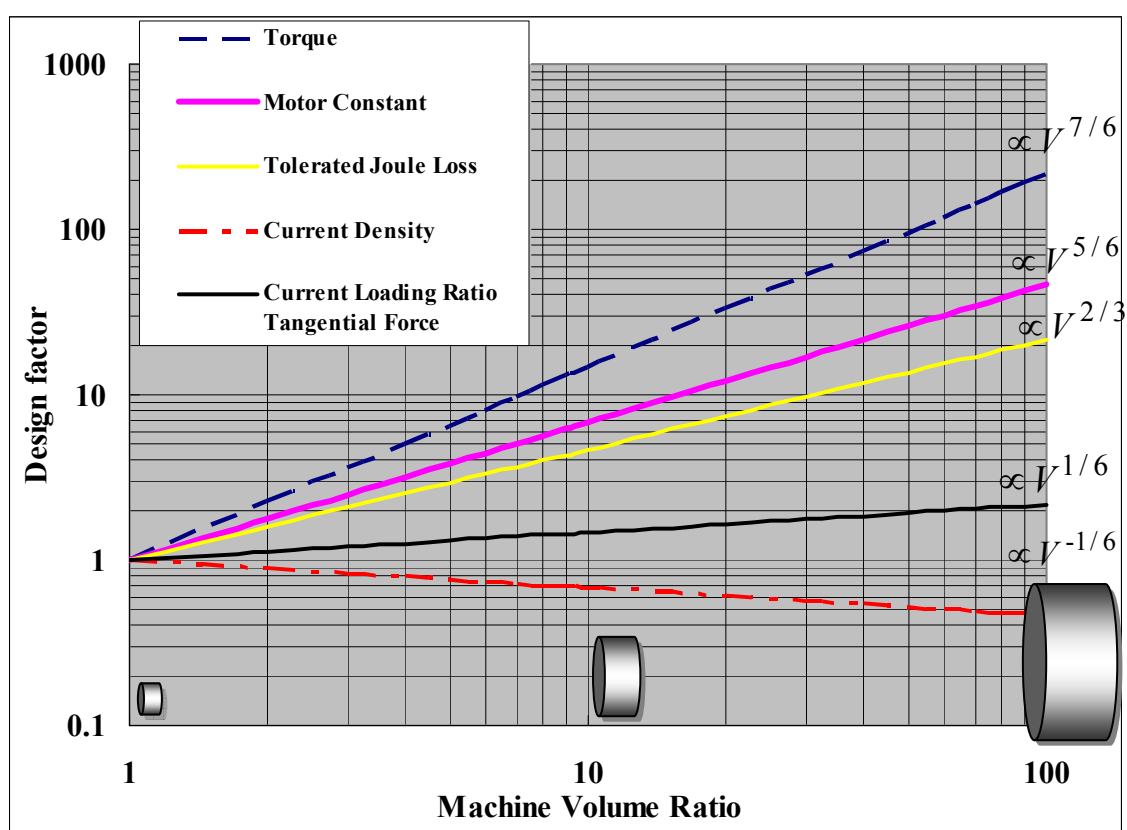


Fig.2-4. Machine volume ration-design factor curve

2. 2. 2 径方向断面の最適化

前項で求めた“Torque T ”, “Motor Constant K_m ”, “電気装荷: ac ”, “電流密度: δ ”, “接線応力: τ ”に関する方程式は, “機器体格 L_l/D_o ”, また熱密度から決まる“機器容積: V ”との関係があるため, “径方向項: $GC_s(p, x_g, y)$ ”と“軸方向項: $GC_w(z)$ ”に分けて表記している。本項では, “径方向項: $GC_s(p, x_g, y)$ ”の中の設計パラメータ, “ p, x_g, y ”の最適化条件について述べる。まず本節では, 径方向断面の設計パラメータの最適値

の検討を行う。

p : 極対数においては, $p=1\sim 18(2\sim 38\text{poles})$ の間で, 一般的に既存市場で実績の多い極対数を選択する。

“ $x_g = \frac{B_g}{B_l}$ ”は, 磁気比装荷 (ギャップ磁束密度) B_g と電機子コア磁束密度 B_l の設計パラメータである。 B_g は, フェライト磁石を想定した $BH_{\max}=32[\text{kJ/m}^3](4[\text{MGOe}]$), Nd-Fe-B ボンド磁石を想定した $BH_{\max}=80[\text{kJ/m}^3] (10[\text{MGOe}]$), Nd-Fe-B 焼結磁石を想定した $BH_{\max}=318[\text{kJ/m}^3] (40[\text{MGOe}]$)の3種類で検討を進める。(Table2-3 参照) この際, 磁石厚みを決める磁石単体パーミアンス係数は, “ $K_{po}=0.8$ ”とする。

“ $y = \frac{D}{D_o}$ ”は, ギャップダイヤ D_g とスロット高さ h から決まる“平均相帯径 : D ”と“電機子コア外径 D_o ”の比である。“ $D = D_g + h$ ”であるため“ $y = \frac{D_g + h}{D_o}$ ”となり, 機器の極数 P , 磁気装荷 B_g と許容熱密度(冷却条件)が設計条件として与えられると, 径方向断面の最適化が可能となる。

Table 2-3. Design parameters and magnetic loading ratio

Case	S-1	S-2	S-3
Magnet	Ferrite	Nd-Fe-B (Bonded)	Nd-Fe-B (Sintered)
$BH_{\max} [\text{kJ/m}^3]$	32	80	318
Residual Magnetic Flux density : B_r [T]	0.4	0.63	1.26
K_{po}	0.8	0.8	0.8
Magnetic Loading Ratio : B_g [T]	0.35	0.55	1.00

(1 [Gauss]= 1×10^{-4} [T], 1 [A/m]= $4\pi \times 10^{-3}$ [Oe], 1 [GOe]= $1/(4\pi) \times 10^{-1}$ [J/m³])

2. 2. 3 軸方向断面の最適化

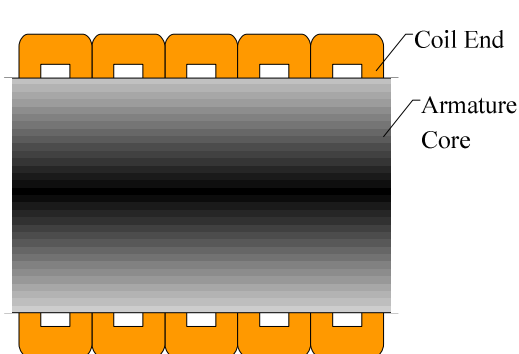
次に軸方向断面の最適化に関して述べる。これは, 言わば“極数 P と機器体格 L_l/D_o ”の関係の明確化である。つまり L_l/D_o が, 磁極ピッチ τ_p から決まるコイルエンド幅 L_o とコイルエンド長 L_e で表せるため, 極数 P をパラメータにした, L_l/D_o と Torque T , Motor Constant K_m などの関係を求めることになる。

コイルエンドに関しは, 電機子巻線方式に関係するため, Table2-4 に, 検討すべき巻線方式と各設計条件をまとめた。これには“整数スロット巻線 ISW”と, 次章で詳細を述べる“分数スロット巻線 FSW”についての2つの方式の比較記述となっている。

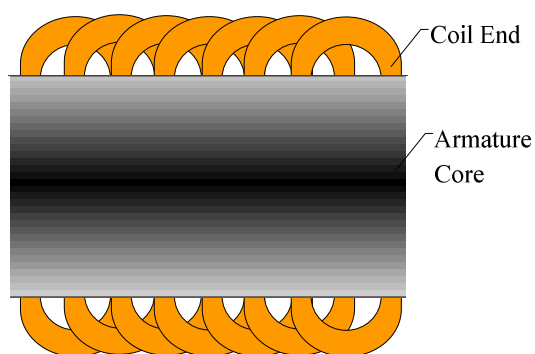
これらの条件を基に次項では, 下記設計条件を元に最適設計比較を行う。Fig.2-5 に, 各巻線方式におけるコイルエンド飛びとコイルエンド形状を示す概念図を示す。コイルエンド飛びが大きさに伴い, コイルエンド幅, コイルエンド長さが長くなることがわかる。よって, 機器効率向上のためには, コイルエンド飛びを短く設計することが必須となることがわかる。

Table 2-4. Comparison about Armature Winding Method

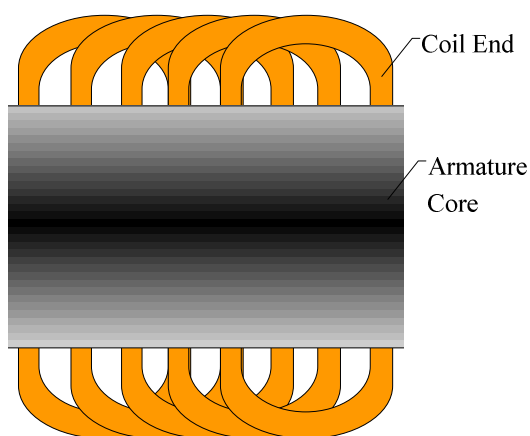
Winding Case	Concentrated		Distributed					
	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5	L-6	L-7	L-8
q	$q < 1/2$	$1/2 < q < 1$	$1 < q < 3/2$		$3/2 < q < 2$		$q < 2$	
Method	FSW	FSW	FSW	ISW	FSW	ISW	FSW	ISW
q (Example)	2/5	4/5	6/5	1	8/5	2	12/5	3
$ab+c$	2	4	6	1	8	2	12	3
Coil Through	1	2	3		4		5	7~9
ζ	0.6	1	1.5	1.5	2	2	3	3
γ	1.2	2	3	3	4	4	6	6



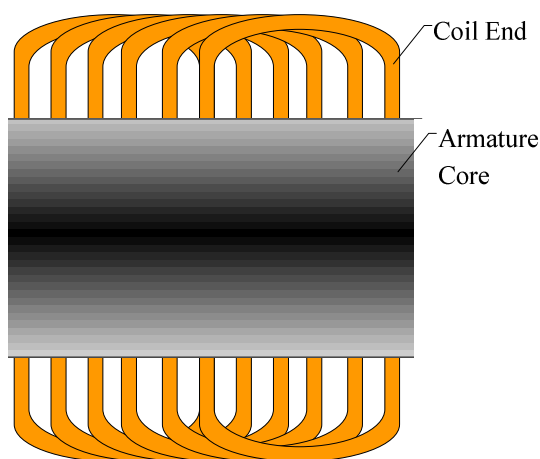
(a) Concentrated Winding
L-1 $q \leq 1/2 (q=2/5)$
Ex. 10pole/12slot



(b) Distributed Winding
L-2 $1/2 < q < 1 (q=4/5)$
Ex. 10pole/24slot



(c) Distributed Winding
FSW L-2 $1 \leq q < 3/2 (q=6/5)$
Ex. 10pole/36slot
ISW L-3 $q=1$
Ex. 10pole/30slot



(d) Distributed Winding
FSW L-4 $1/2 < q < 1 (q=4/5)$
Ex. 10pole/24slot
ISW L-5 $q=2$
Ex. 10pole/60slot

Fig.2-5. Winding Method and Coil End construction

2.3 PMSM 最適設計比較⁽²⁻⁹⁾

2.3.1 極数 P と最適ギャップダイヤ D_g の関係

前項 Table2-2 に示す条件を元に、以下に示す2つの評価指標において極数 P に対する最適な“電機子コア外径 D_o に対するギャップダイヤ D_g 比 “ D_g/D_o ”を求める検討を行った。

Fig.2-6, Fig.2-7 に “PGF : $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ” , “PGF : $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ” の検討を進める上でのフローチャートを示す。また Fig.2-8, Fig.2-9 には、機器体格比 L_t/D_o 規定値において、下記に示す PGF : $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$, PGF : $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ の各性能評価指標の最適化パラメータ y ($y \propto D_g/D_o$) との関係を検討した結果を示す。

【PGF= K_m/V : Maximum】

本 PGF についても、径断面設計パラメータを最適化するため、前項にて導出した(2-45)式に示す評価関数 GC の、極対数 p をパラメータにした x_g の最適点を求める。

径方向断面性能評価関数 GFr :

$$Fs(p, x_g, y) = p^{1/3} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - (2+\alpha)x_g - 1]y^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/3}} \quad \text{----- (2-45)}$$

【PGF= T/V : Maximum】

本 PGF については、径断面設計パラメータを最適化するため、前項にて導出した(2-48)式に示す、評価関数 GC の極対数 p をパラメータにした x_g の最適点を求める。

径方向断面性能評価関数 GFr :

$$Gs(p, x_g, y) = p^{1/6} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - (2+\alpha)x_g - 1]y^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/6}} \quad \text{----- (2-48)}$$

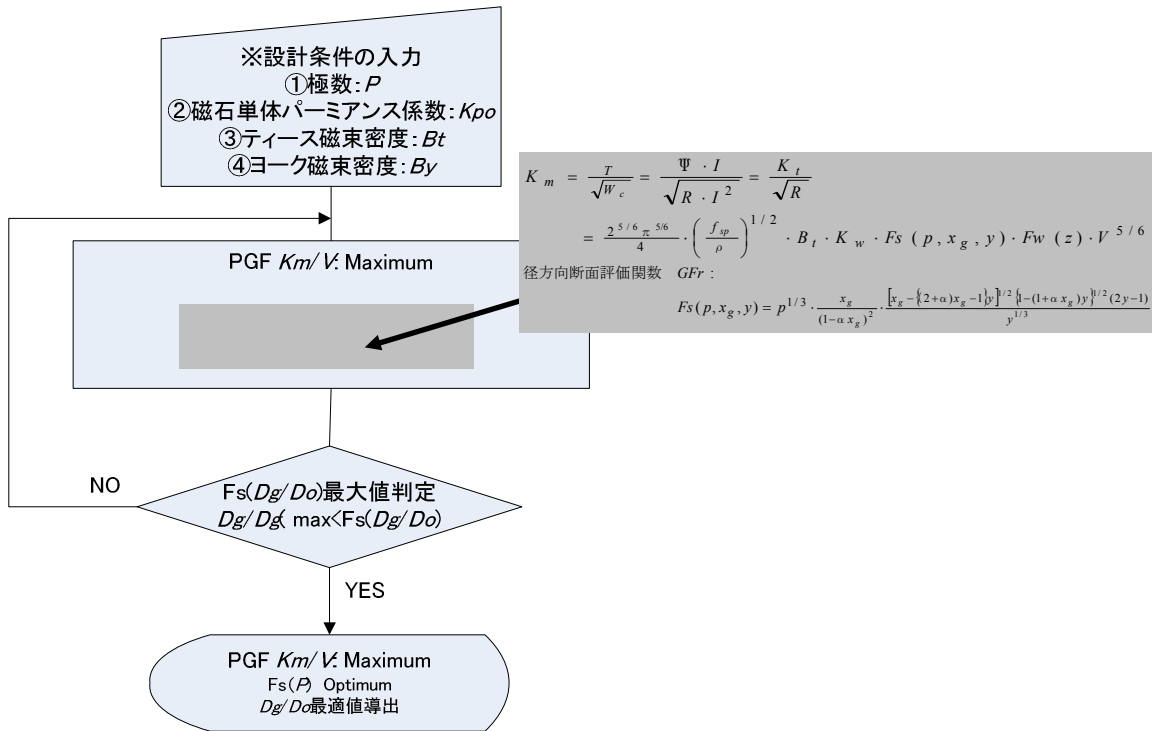


Fig.2-6. PGF : $K_m/V \rightarrow$ Maximum (極数 $P - D_g/Do$ の関係)

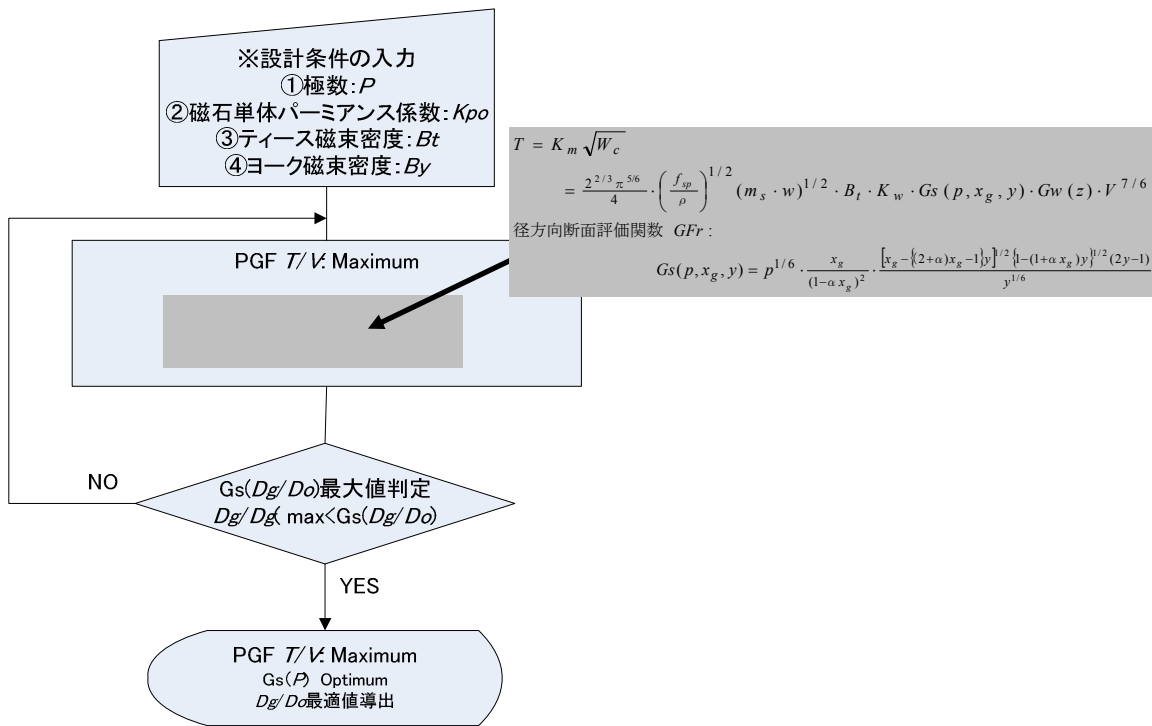


Fig.2-7. PGF : $T/V \rightarrow$ Maximum (極数 $P - D_g/Do$ の関係)

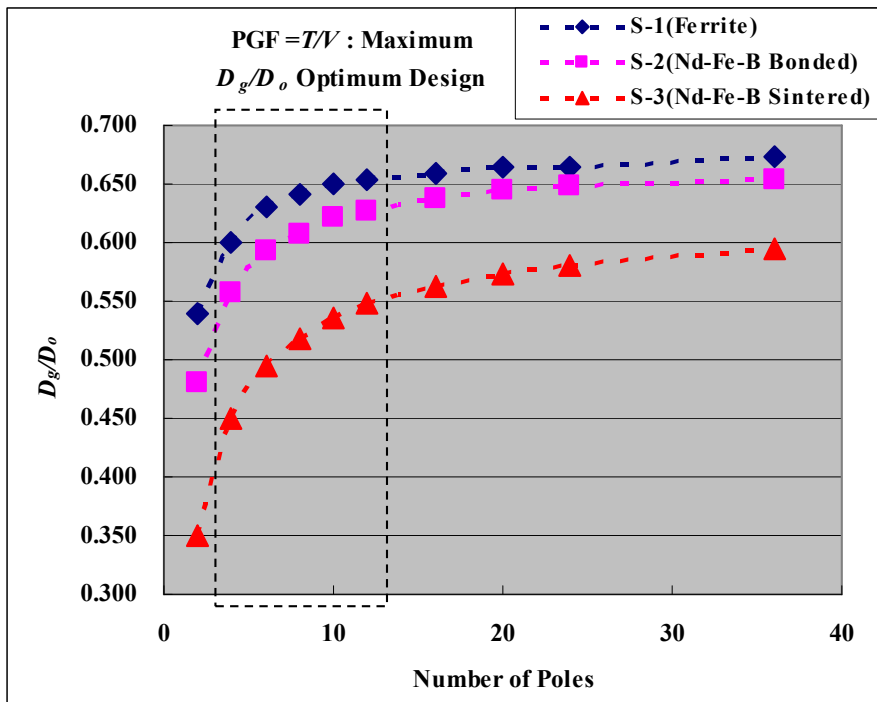


Fig.2-8. PGF : $T/V \rightarrow$ Maximum ($P - D_g/D_o$ Graph)

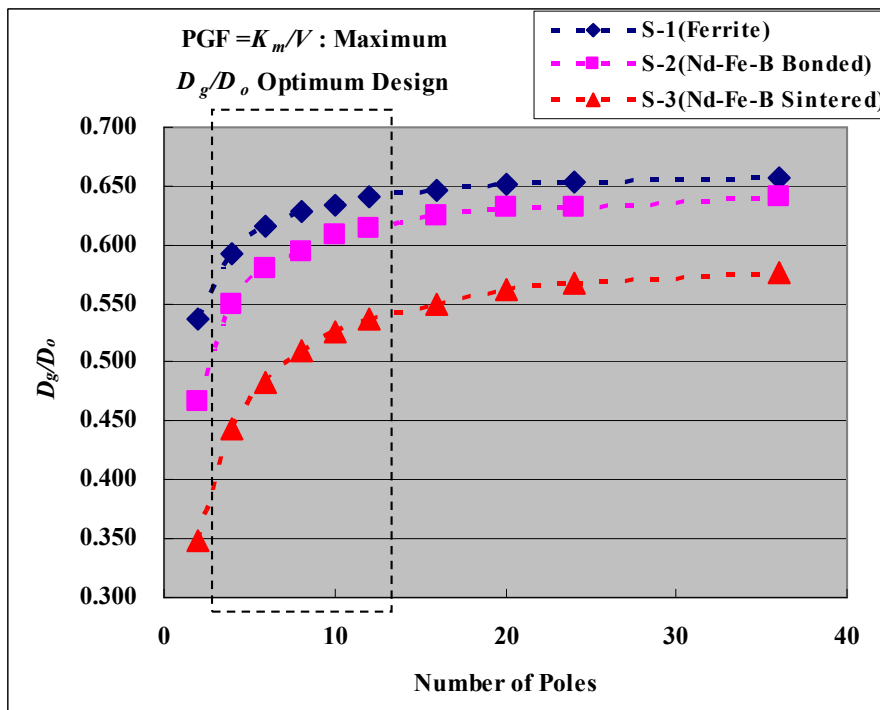


Fig.2-9. PGF : $K_m/V \rightarrow$ Maximum ($P - D_g/D_o$ Graph)

(1) PGF “ $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”, “ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の差異

Fig.2-8 と Fig.2-9 を比較して, “ $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”, “ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”, 2つの性能評価指標下で“ D_g/D_o ”の最適寸法比に大差ないことがわかる。これは, Torque を出す設計, 即ちそれは“ $K_m^2 = T^2/W_c$ ”, “ $W_c = \text{Joule Loss}$ ”を最少にする設計にすることに他ならないことを示しているものと考ええる。

機器設計においては, “磁気装荷 Φ ”と“電気装荷 AC ”の装荷比配分が重要である, と文献に書かれている⁽²⁻²⁾。よって本結果から, 機器設計を始めるにあたり $T \propto \Phi$, $(1/W_c) \propto AC$ であるため, “ $K_m/V: \text{Maximum}$ ”を PGF とし, Φ と AC の積が最大になる D_g/D_o で設計することが重要であるといえる。また機械軸を直接駆動する“Direct Drive Motor”や, 第4章で述べる“PM Type Linear Motor”においては, 機器損失の大半を“ $W_c = \text{Joule Loss}$ ”が占めるため, この“ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”を重視した設計が行われている。

(2) 極数 P と D_g/D_o 最適値について

また本検討結果から, 極数 $P > 10[\text{pole}]$ 以上では, $D_g/D_o = 0.65 \sim 0.70$ の値で極数 P を増大させても, その最適値は変化しないことがわかる。これは多極化にしていくことで磁気回路数の増加し, 磁氣的に必要な電機子コアヨーク幅 H_y が薄くなっていくが, 極数 P とヨーク幅 H_y は“ $H_y \propto 1/P$ ”の関係にあるため Fig.2-8, Fig.2-9のように, ある極数以上はスロット断面積, つまりは電気装荷 AC が増えないため極数 P を増やしても D_g/D_o の最適点が大きくなっていかない結果となっている。

(3) Torque 方程式から求めた“ D_g/D_o 最適値”と実際

実際, 機器体格を決めるにあたり銅損 W_c だけではなく鉄損 W_i も考慮する必要がある。本来であれば最適設計を検討するにあたり, この鉄損 W_i も考慮して (Torque 方程式ではなく) “出力方程式”を導出, 検討すべきであるが, W_i は磁気回路の飽和を考慮した“非線形性”を必要があり, 本論文に記すような線形代数式とはならない。本研究では, 本命題は次の研究課題として残すことにする。ただ鉄損は“ $W_i \propto \text{電機子コア質量}$ ”であるため, これを考慮した D_g/D_o の最適値は, 本項で検討した“ $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”, “ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の最適値より大きくなる傾向になる。これは, 鉄損 W_i を低減するためには, 電機子コア質量が軽くなる方向, つまりギャップダイヤ D_g を大きくする方向での設計になるためである。

(4) 磁石材質と“ D_g/D_o 最適値”

本検討では, 磁石材質 (最大エネルギー積 BH_{max}) も設計パラメータの一つとして変えて検討している。結果を見ると磁気比装荷 B_g が小さいフェライト磁石 (S-1) は, B_g が高く設計できる Nd-Fe-B 磁石 (S-2, S-3) の場合に比べ磁気装荷を大きくする必要があるためギャップダイヤ D_g を大きく設計する必要がある。つまり D_g/D_o の最適点は, 磁気比装荷 B_g 大きさに反して小さくなる。特に一般的に多用される極数 $P = 4 \sim 12[\text{pole}]$ の範囲では, この磁石材質の違いが“ D_g/D_o 最適値”に大きな差異を生じさせているので留意する必要がある。

極数 P ，磁石材質を変えた場合の“ D_g/D_o 最適値”に関しての検討結果において，以上のような結果を得た。次項では，この径方向断面 D_g/D_o 最適値をベースにした，ISW，FSW の巻線方式の違いにおける“機器体格比 L_l/D_o ”の最適化の検討に展開させることにする。

2. 3. 2 $K_m/V : \text{Maximum}$, $T/V : \text{Maximum}$ L_l/D_o 最適設計比較検討

本節では性能評価指標 PGF が，“ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”，“ $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”における，機器体格 “ L_l/D_o ” と評価関数“ $F_s(p, x_g, y) \cdot F_w(z)$ ”，“ $G_s(p, x_g, y) \cdot G_w(z)$ ”の関係を検討する。これら各 PGF を(2-53)および(2-54)式に示す。

【PGF= $K_m/V : \text{Maximum}$ 】

軸方向断面性能評価関数GFs:

$$F_s(p, x_g, y) \cdot F_w(z) = p^{1/3} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - \{(2+\alpha)x_g - 1\}y]^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/3}} \cdot \frac{z-\zeta}{z^{5/6}(z+\delta)^{1/2}}$$

----- (2-53)

【PGF= $T/V : \text{Maximum}$ 】

軸方向断面性能評価関数GFs:

$$G_s(p, x_g, y) \cdot G_w(z) = p^{1/6} \cdot \frac{x_g}{(1-\alpha x_g)^2} \cdot \frac{[x_g - \{(2+\alpha)x_g - 1\}y]^{1/2} \{1 - (1+\alpha x_g)y\}^{1/2} (2y-1)}{y^{1/6}} \cdot \frac{z-\zeta}{z^{7/6}(z+\delta)^{1/2}}$$

----- (2-54)

本検討において径方向断面形状の最適設計は，前項 2.3.1 の結果を展開し，コイルエンド幅 L_o およびコイルエンド長 L_e を設計条件として与えた場合の，各極数 P における機器体格比 L_l/D_o の最適値の導出を行っている。

Table 2-5 に，軸方向最適化における設計検討条件を示す。そして Fig.2-10 は，Table 2-5 に示す設計条件において性能評価指標 PGF が“ $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の場合，Fig.2-11 に PGF が“ $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の場合の検討結果を示す。またこれらの図で，横軸は“機器寸法比 L_l/D_o ”，縦軸は前項 2.3.1 に示す Motor Constant K_m ，および Torque 方程式の評価関数を示している。

Fig.2-10 と Fig.2-11 を比較すると，各極数 P での L_l/D_o 最適値に関して，“PGF : $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の方が“PGF : $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”に比べて細長(Elongate)形状になることがわかる。これは，(2-47)式に示す Torque 式の中に，機器の冷却能力を示す“ $m_s w$ ”が含まれており，電機子コア表面積に関係するものである。よって“PGF : $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の場合，表面積を考慮したものになるため，“ L_l/D_o 最適値”は“PGF : $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”に比べて細長(Elongate)形状になっている。

Table2-5. Design Study Condition

Item	Sign	Unit	Value
1 Torque	T	N-m	10
2 Residual Magnetic Flux Density	Br	T	1.26
3 Magnetic Loading Ratio (Gap Flux Density)	Bg	T	1.00
4 Magnetic Flux Density of Armature Tooth	Bt	T	1.50
5 Magnetic Flux Density of Armature yoke	By	T	1.50
6 Conductor Space Factor of Slot	Fsp	%	50.0
7 Coefficient of Coil End Width / Pole Pitch	ζ		0.60
8 Coefficient of Coil End Length / Pole Pitch	γ		1.20
9 Winding Factor	Kw		0.955
10 Cooling Coefficient	$Ms \cdot w$	W/m ²	4000

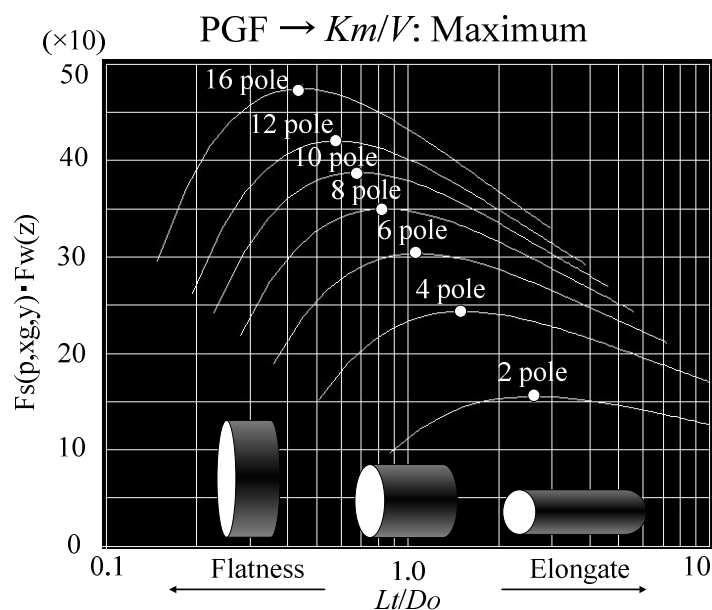


Fig.2-10. PGF : $K_m/V \rightarrow$ Maximum ($L_t/D_o - F_s(p,x_g,y) \cdot F_w(z)$ の関係)

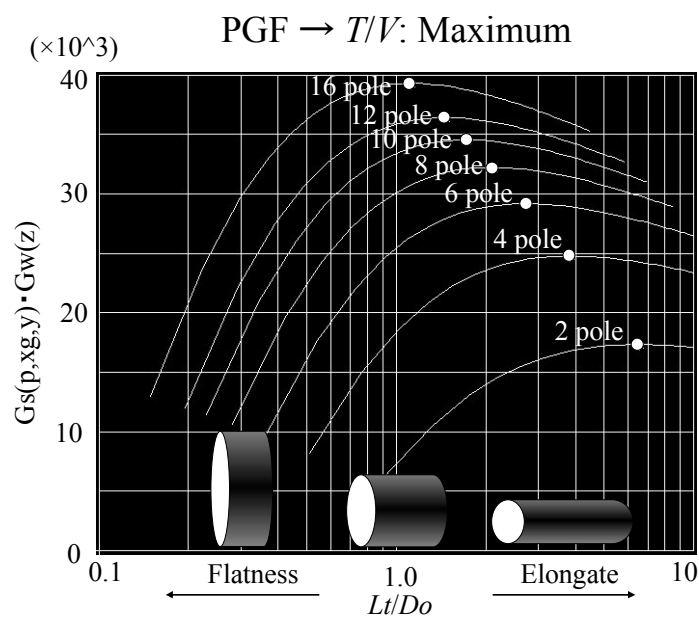


Fig.2-11. PGF : $T/V \rightarrow$ Maximum ($L_t/D_o - G_s(p,x_g,y) \cdot G_w(z)$ の関係)

Table 2-6. Comparison about Optimum L_t/D_o at each Performance Goodness Factor



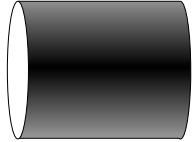

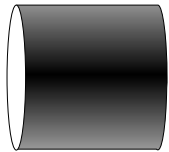

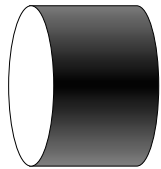

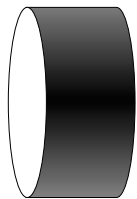

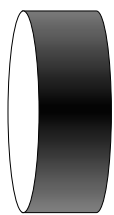
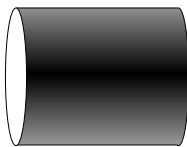

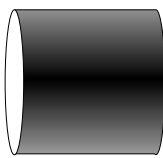
PGF Pole	K_m^2/V Maximum L_t/D_o Optimum Value		T/V Maximum L_t/D_o Optimum Value	
2pole	2.5		6.5	
4pole	1.5		3.7	
6pole	1.1		2.7	
8pole	0.85		2.1	
10pole	0.68		1.7	
12pole	0.58		1.5	
16pole	0.43		1.1	

Table2-6 に Fig.2-10 および Fig.2-11 の“ L_t/D_o 最適値データ”をまとめると、双方とも多極化設計されていくことで評価関数は増大傾向，“ L_t/D_o 最適値”は扁平(Flatness)傾向になっている。これは、設計を多極化することで“コイルエンド幅 L_o ”，“コイルエンド長 L_e ”が短く

なっていくためである。前述のように本検討では、回転速度と鉄損 W_i の概念を入れていない。よって実際は“PGF : $T/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”の検討において、ある回転速度仕様が加わった場合、銅損 W_c と鉄損 W_i の損失バランスから最適な極数が求まるものとする。

このような検討の背景を踏まえ、本検討の結論としては、設計上(鉄損 W_i とは無関係な) Motor Constant K_m の2乗、つまり機器の内部制動定数と、機器容積 V の最適化検討である“PGF : $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$ ”が参考になり、実際設計する極数 P および機器体格比 L_t/D_o が理論上の最適値からどの程度の乖離を生んでいるか、など確認するための指標になるものとする。また前にもPMSGの特徴として、多極化設計が容易で効果的であることは述べた。本検討結果は、この特徴を裏付けた結果になっている。

2.3.3 電機子巻線方式の違いにおける L_t/D_o 最適値比較

本項では、各PGFにおける巻線方式の違いと評価関数の関係について述べる。Fig.2-12 および Fig.2-13 は、極数 $P=10$ [pole]におけるFSW, ISW各巻線方式の機器体格 L_t/D_o と評価関数の関係を示しており、前項 Table2-4 に示す各巻線方式の設計条件を用いて計算をしている。代表検討例として、以下の5種を検討する。

- ① L-1: $q=2/5$ 10pole/12slot (FSW 集中巻 コイル飛び#1~#2),
- ② L-2: $q=4/5$ 10pole/24slot (FSW 分布巻 コイル飛び#1~#3),
- ③ L-4: $q=1$ 10pole/30slot (ISW 分布巻 コイル飛び#1~#4),
- ④ L-5: $q=8/5$ 10pole/48slot (FSW 分布巻 コイル飛び#1~#5),
- ⑤ L-8: $q=3$ 10pole/90slot (ISW 分布巻 コイル飛び#1~#8),

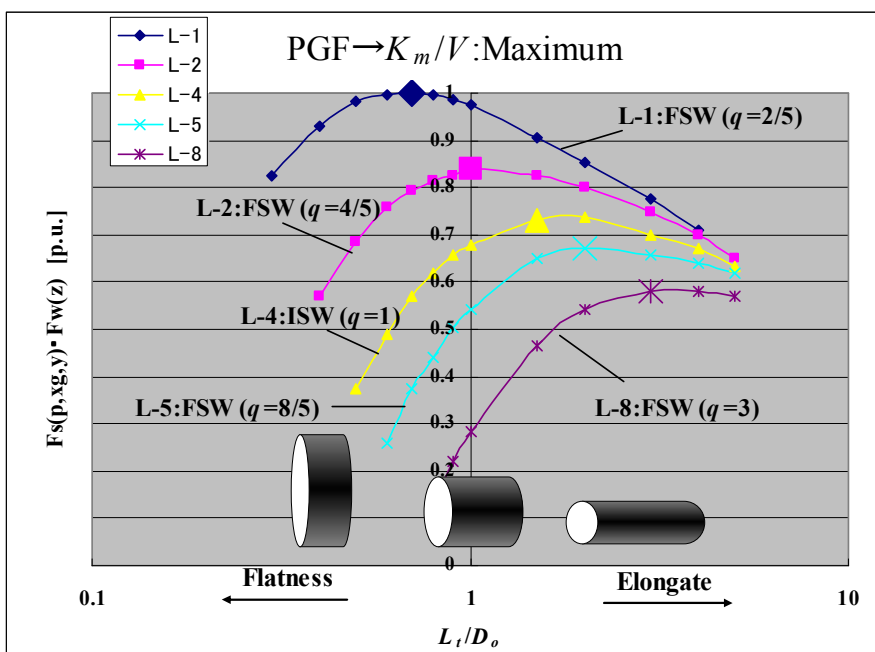


Fig.2-12. Relation about L_t/D_o and $F_s(p, x_g, y) * F_w(z)$ at PGF: $K_m/V \rightarrow \text{Maximum}$

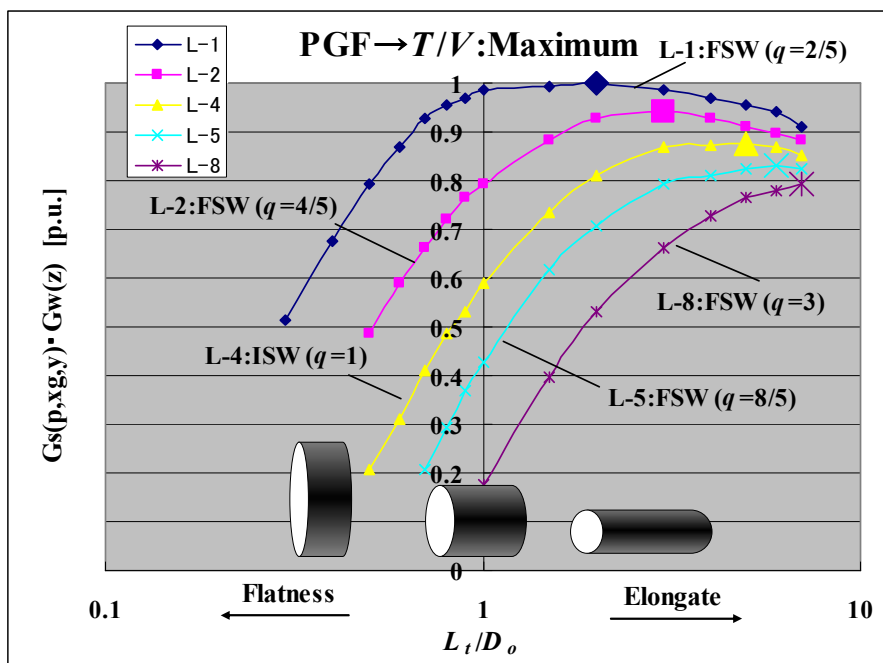


Fig.2-13. Relation about L_t/D_o and $G_s(p, x_g, y) \cdot G_w(z)$ at PGF: $T/V \rightarrow$ Maximum

Fig.2-12, Fig.2-13 をみると、コイルエンド設計条件 ζ および γ は、巻線方式とそのコイル飛びに大きく関係していることがわかる。またコイル飛びが短い巻線方式では、 ζ, γ が小さくなることで小型・高効率になることが両図は示している。

L-2 と L3, L5-L8 の FSW と ISW を比較すると、FSW が少ないスロット数 N_s の条件下で、評価関数 GC の最適値が大きく、さらには分布係数も大きい。これにより、PMSM のトルクリプル特性も小さく、高精度化が可能となる。

このように“PGF: $K_m/V \rightarrow$ Maximum”, “PGF: $T/V \rightarrow$ Maximum”を用いた PMSM の最適設計検討結果から、PMSM の多極化設計の優位性、また FSW の ISW に対する優勢性を明確にすることができた。

2. 4 考察

本章における PMSM の最適設計の検討で、以下の事が明確にできた。考察を以下に述べる。

1) フェライト磁石のような磁気比装荷 B_g が小さい場合、 D_g/D_o の最適値は、希土類磁石の場合より大きくなる。これは、必要な磁気装荷を得るには、ギャップダイヤ D_g を大きくする必要があるためである。また極数 P との関係については、磁気回路数が多くなる多極化設計の場合が、電機子コアヨークを薄く設計できるので、 D_g/D_o の最適値は大きくなる傾向にある。よって、用途適合を検討する際、ロータ内に出来る中空部スペースを有効に活用するためには、PMSM を 10[pole]以上に設計すること

が多い。筆者らが研究を行った“極限作業ロボット超軽量アクチュエータの研究”⁽²⁻¹⁰⁾では、多極 PMSM のロータ内中空スペースに減速機を内蔵した構造を提案し、“PGF： T/V ”が大きなロボット関節駆動用アクチュエータを実現させている。

2) 機器体格比 L_t/D_o に対する性能評価指標“PGF- T/V ”および“PGF= K_m/V ”に関しては、双方の評価指標とも、機器が多極化になるに従い L_t/D_o は、小さく（扁平形状）なり、評価指標値は大きくなっていく。また“PGF- T/V ”と“PGF： K_m/V ”を比較した場合、“PGF： T/V ”は、機器冷却パラメータ“ $m_s w$ ”の条件から、最適点は冷却面積を考慮したものになる。そのためモータ定数 K_m の値のみで決まる“PGF： K_m/V ”に比べて“ L_t/D_o ”が大きい（細長形状）体格に最適点がくる。

3) モータ全長 L_t は、コイルエンド長 L_o も含んだものとなっている。一般的な整数スロット巻線と、後述する、同一極数においてスロット数を低減できる分数スロット巻線の場合を比較した場合、巻線作業の際、コイルエンドの機械的な干渉が小さくなる分数スロット巻線の場合が、整数スロット巻線より、 L_t/D_o が小さい、“扁平形状”に最適点をもつ結果となっている。機器製造上において、機器のパワーレートを追求設計する場合を除いては、扁平形状の方が望ましい。特に集中巻となる毎極毎相スロット数 $q < 1/2$ となる分数スロット巻線では、巻線占積率の向上、コイルエンド長の短縮から、“PGF： K_m/V ” の最適点数値が他の巻線方式に比べて大きくなっていることがわかる。

4) 本章で導出した機器容積 V の関数で表した各特性方程式（トルク，モータ定数，許容損失，電流密度等）をグラフ化した Fig.2-4 において、

この結果は、実測データを持つ基準機器から容量の異なる設計対象機器を相似設計する際、有効な参考資料となる。本論文においても、本章の最適設計検討をベースに、後述する“第5章 大型風車用発電機”，“第6章 磁石埋込型永久磁石同期電動機”の設計を進めている。特に大形風車用発電機は、低速比増速機と組み合わせることから、発電機極数が 84 極と多極設計となっているため、機器の電磁体格比率である L_t/D_o の最適値（扁平率）を決める際に、本最適設計検討の考え方をもって行っている⁽²⁻¹¹⁾。風車搭載収納仕様の関係から、最適点そのままの設計は難しいが、設計ポイントが理論最適点に対しての相対比較がわかる。

このように回転電機を設計する際、全ての場合において客先仕様で最適点での設計が出来るわけではない。したがって設計の結果が理論値に対して、そのレベルに位置付けられるかをみることも、この最適設計の検討結果の用い方の一つといえる。

以上の検討結果から、PMSM の小型・高効率化を行うためには、コイルエンド短く、且つ多極化設計を行うことが有効であることがいえる。これには、少ない電機子スロット数で、多極設計が可能となる“分数スロット巻線”が適しており、次章では、その基本理論について解説、実施例検討結果について述べることにする。

【参考資料 2-1 Motor Constant K_m とサーボ定数の関係について^{(2-12) (2-13)}】

本章の中で取り上げた Motor Constant K_m は、(2-55)式で表される。これは特に、PMSM をサーボモータとして用いられる際に、留意すべき重要な定数である。その理由としては、Motor Constant K_m の2乗は、PMSM の内部制動定数を表しており、回転電機のトルク特性を決める Factor となるためである。

ここでは本章の参考資料として、Motor Constant K_m の物理的意味と、サーボ定数として重要な機械的時定数 t_m とパワーレート Q との関係を以下に述べる。

Fig.2-14 に PMSM の等価回路 (等価直流機)、Fig.2-15 に $T-\omega_m$ (トルク-回転速度) 特性を示す。

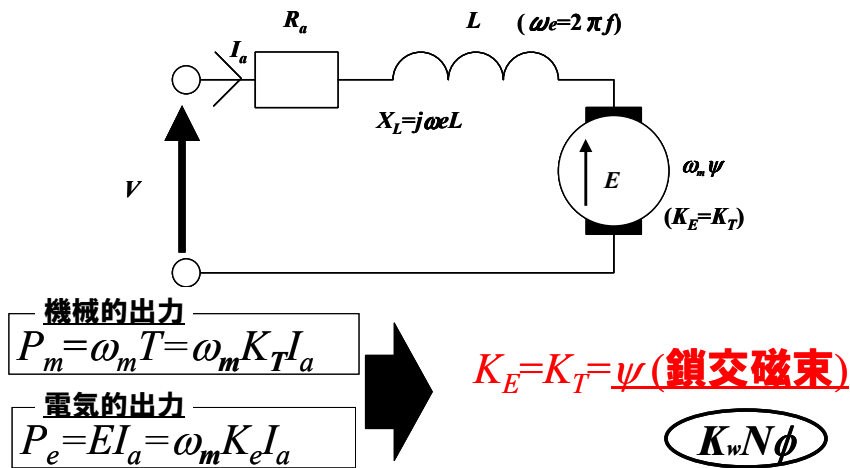


Fig.2-14. Equivalent circuit of PMSM

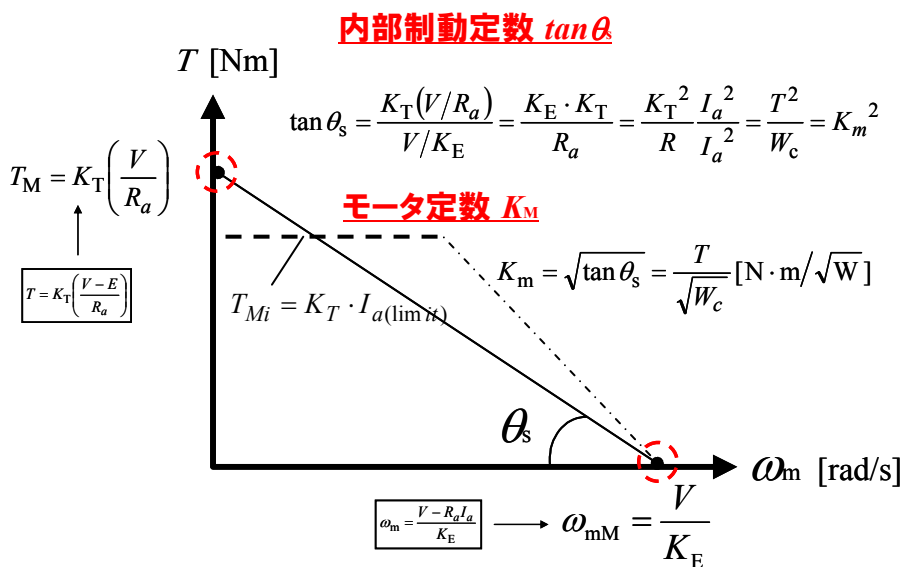
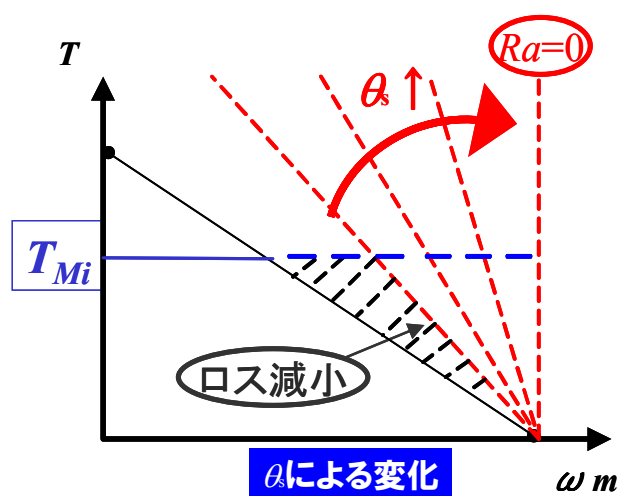


Fig.2-15. $T-\omega_m$ characteristics PMSM

Fig.2-14 および Fig.2-15 において，図中の各定数の説明を Table 2-7 に示す。

Table 2-7. 各定数の定義

P_m : 機械的出力[W], T : トルク [N-m], ω_m : 回転子回転速度[rad/s], ω_e : 回転磁界速度[Hz]
K_T : トルク定数 (等価直流機) [N-m/A], I_a : 電機子電流[A], V : 電源電圧[V]
P_e : 機械的出力[W], E : 誘起電圧[V], K_E : 誘起電圧定数[V·s/rad]
Ψ : 鎖交磁束数 ($\Psi=K_T=K_E$), K_w : 巻線係数, N : 電機子巻線巻回数[turn]
ϕ : 磁束数[Wb], R_a : 電機子巻線抵抗[Ω], L : 電機子インダクタンス[H]



T_{Mi} : インバータによる電流制限 ($T_{Mi} = K_T \cdot I_{a\text{lim}}$)

Fig.2-16. 内部制動定数と $T-\omega_m$ 特性との関係

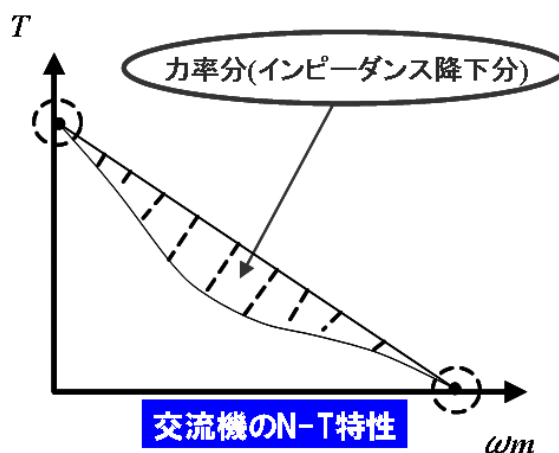


Fig.2-17. PMSM における $T-\omega_m$ 特性 (インピーダンス降下分考慮)

< Motor Constant K_m >

Fig.2-16 に内部制動定数 $\tan \theta_s$ と $T-\omega_m$ 特性との関係を示す。(2-56)式に示す内部制動定数 $\tan \theta_s$ (K_m^2) が大きい回転電機は、図示のように $T-\omega_m$ 特性の傾斜角 θ_s が大きくなる。超伝導を想定し内部損失=0, つまり電機子巻線抵抗 $R_a=0$ の場合, 傾斜角 $\theta_s \rightarrow \infty$, 内部制動定数 $\tan \theta_s$ (K_m^2) $\rightarrow \infty$ となる。

(1) Motor Constant : K_m [N·m/ \sqrt{W}]

$$K_m = \sqrt{\theta_s} = \frac{T}{\sqrt{W_c}} [\text{N} \cdot \text{m} / \sqrt{\text{W}}] \quad \text{----- (2-55)}$$

(2) 内部制動定数 : $\tan \theta_s$

$$\tan \theta_s = \frac{K_T(V/R_a)}{V/K_E} = \frac{K_E \cdot K_T}{R_a} = \frac{K_T^2 I_a^2}{R I_a^2} = \frac{T^2}{W_c} = K_m^2 \quad \text{----- (2-56)}$$

このように決められた電源容量[VA]の中で, $T-\omega_m$ 特性を改善するためには Motor Constant K_m の大きい PMSM を設計する必要がある。

以下に, 実際の $T-\omega_m$ 特性の計算手順を解説する。

(3) 最大無負荷回転速度 : ω_{mM} [rad/sec]

PMSM の無負荷回転速度は, (2-57)式で計算される。電源電圧 V が既定された場合, 誘起電圧定数 K_E が大きい PMSM の最大無負荷回転速度 ω_{mM} は小さくなる。

$$\omega_m = \frac{V - R_a I_a}{K_E} \quad \text{ここで無負荷は, } I_a = 0 \quad \therefore \omega_{mM} = \frac{V}{K_E} \quad \text{----- (2-57)}$$

(4) 最大トルク : T_{Mi} [N·m]

PMSM の電源電圧 V が既定された中での, 最大出力可能トルク T_M は(2-58)式で表される。前述のように電機子巻線抵抗 $R_a=0$ であれば, 無限大のトルクが可能になるのであるが, 実際は電源の電流容量制限 (I_{alim}) があるため, Fig.2-16 に示すように PMSM の最大トルク T_{Mi} は, (2-59)式に示す計算式で求まる。

また前述のように, 誘起電圧定数 K_E が大きく PMSM の最大無負荷回転速度 ω_{mM} が小さい場合, $K_E=K_T$ であるから T_{Mi} は大きくなる。つまり Motor Constant K_m が同じ PMSM においては, K_E, K_T の大小に関わらず $T-\omega_m$ 特性の出力面積 ($P_m=T \cdot \omega_m$) は一定となる。

$$T = K_T \left(\frac{V-E}{R_a} \right) \quad \text{ここで回転速度 } \omega_m = 0 \text{ であるから} \quad \therefore T_M = K_T \left(\frac{V}{R_a} \right)$$

----- (2-58)

$$T_{Mi} = K_T \cdot I_{a \text{ lim}}$$

----- (2-59)

以上のように PMSM の $T-\omega_m$ 特性は、(1) Motor Constant K_m から (2) 内部制動定数 $\tan \theta_s$ を求め、また (3) 最大無負荷回転速度 ω_{mM} および (4) 最大トルク： T_{Mi} [N-m] を計算することで求めることができる。

また、Motor Constant K_m は(2-55)式に示すように、内部制動定数 $\tan \theta_s$ の平方根で求めた値である。内部制動定数 $\tan \theta_s$ は、 $T-\omega_m$ 特性の傾斜角 θ_s より求まり、内部損失が小さいモータ、つまり傾斜角 θ_s が大きいモータほど、Fig.2-16 に示すように効率がよく出力可能領域が広がる。よってこの内部制動定数： θ_s の平方根となる Motor Constant： K_m もモータ効率に関係する定数と見ることができる。尚、本検討は等価直流機定数を用いての検討となっているが、PMSM のような交流機の場合の $T-\omega_m$ 特性は、インダクタンス成分によるインピーダンス電圧降下があるため、Fig.2-17 のようになることを参考までに記載しておく。

< Servo Constant : 機械的時定数 t_m , パワーレート Q >

機械的時定数 t_m およびパワーレート Q を Servo Constant と呼ぶ場合がある。Motor Constant K_m と、これら Servo Constant の設計検討こそ、PMSM のサーボ性能を追求することに他ならない。また、これら3つの性能定数間には物理的関係があり、以下に、機械的時定数 t_m とパワーレート Q について、Motor Constant K_m との関係を論じる⁽²⁻⁶⁾。

(1) 機械的時定数： t_m [s]

Fig.2-14 に時定数は、時定数の一般的定義を示す。

機械的時定数 t_m とは、回転速度指令 N_{com} の 63.2% までの到達時間をいう。この機械的時定数 t_m を、以下のような手順で求める。

- ・ Fig.2-14 において、電圧方程式は(2-60)式のようになる。

$$v = r_a \cdot i_a + K_E \cdot \omega_m \quad (\text{瞬時電圧方程式})$$

$$\Rightarrow \text{ラプラス変換} \quad V = R_a \cdot I_a + K_E \cdot \Omega_m \quad \text{----- (2-60)}$$

- Fig.2-14 において，トルク方程式は(2-61)式のようになる。

$$\tau = K_T \cdot i_a = J_M \cdot \alpha \quad (\text{瞬時トルク方程式}) \quad \text{ここで, } \alpha = \frac{d}{dt} \omega_m \quad (\omega_m : [\text{rad/sec}])$$

$$= J_M \cdot \frac{d}{dt} \omega_m + D \cdot \omega_m \quad (D: \text{粘性摩擦係数, } J_M: \text{モータイナーシャ} [\text{kg} \cdot \text{m}^2])$$

$$\Rightarrow \text{ラプラス変換} \quad T = K_T \cdot I_a = J_M \cdot S \cdot \Omega_m + D \cdot \Omega_m \quad \text{----- (2-61)}$$

- ラプラス変換された電機子電流 I_a は，(2-43)式のようになる。

$$\therefore I_a = \frac{J_M \cdot S \cdot \Omega_m + D \cdot \Omega_m}{K_T} \quad \text{----- (2-62)}$$

- (2-60)式に(2-62)式を入れると，電圧方程式 V は，(2-63)式

$$V = \frac{R_a}{K_T} (J_M \cdot S + D) \cdot \Omega_m + K_E \cdot \Omega_m = \left(\frac{R_a}{K_T} \cdot J_M \cdot S + \frac{R_a}{K_T} \cdot D + K_E \right) \cdot \Omega_m \quad (2-63)$$

- ここで(2-64)式で表される，ステップ関数指令における応答の伝達関数 $G(S)$ から，時定数 T_c を求める。

$$y = \kappa \cdot y_0 = y_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right) \quad \kappa_0 = \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right) = 0.632 \quad \text{----- (2-64)}$$

T_c : 時定数[sec], y_0 : 飽和値

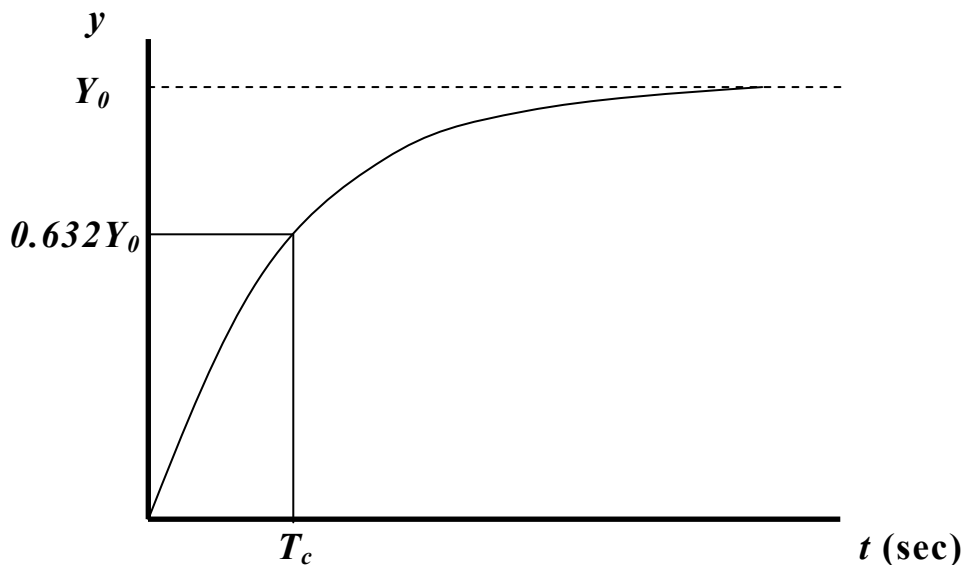


Fig.2-14 Graph of time constant T_c

(2-64)式をラプラス変換し、伝達関数 $G(s)$ を求める。

$$\kappa_0 = \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right) \quad \text{ここで} \quad \frac{1}{T_c} = a \quad \text{とおくと、伝達関数 } G(s) \text{ は(2-65)式となる。}$$

$$G(S) = \frac{\text{出力} : Y(S)}{\text{入力} : X(S)} = \frac{\frac{a}{S(a+S)}}{\frac{1}{S}} = \frac{S \cdot a}{S(a+S)} = \frac{1}{1 + \frac{S}{a}} = \frac{1}{1 + T_c \cdot S} \quad \text{----- (2-65)}$$

・ これより系の伝達係数を求めると(2-66)式が得られる。

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\text{出力 (回転速度)}}{\text{入力 (電圧)}} = \frac{\Omega_m}{V} = \frac{1}{\left(\frac{R_a}{K_T}\right) J_M \cdot S + \left(\frac{R_a}{K_T}\right) D + K_E} = \frac{K_T}{R_a \cdot J_M \cdot S + R_a \cdot D + K_E \cdot K_T} \\ &= \frac{\frac{K_T}{R_a \cdot D + K_E \cdot K_T}}{1 + \frac{R_a \cdot J_M}{R_a \cdot D + K_E \cdot K_T} \cdot S} \quad \text{ここで、} \quad K = \frac{K_T}{R_a \cdot D + K_E \cdot K_T} \\ &= \frac{K}{1 + \frac{R_a \cdot J_M}{R_a \cdot D + K_E \cdot K_T} \cdot S} \quad \xrightarrow[\quad V]{\quad v} \quad \boxed{\frac{K}{1 + t_m \cdot S}} \quad \xrightarrow[\quad \Omega_m]{\quad \omega_m} \\ &= \frac{K}{1 + t_m \cdot S} \quad \therefore \quad t_m = \frac{R_a \cdot J_M}{R_a \cdot D + K_E \cdot K_T} \quad \text{----- (2-66)} \end{aligned}$$

・ (2-66)式において通常、粘性摩擦係数は、 $D \doteq 0$ である。

$$\begin{aligned} \therefore t_m &= \frac{R_a \cdot J_M}{K_E \cdot K_T} \quad \text{ここで SI 単位系においては、} \quad K_E = K_T \\ &= \frac{R_a \cdot J_M}{K_T^2} = \frac{J_M}{\frac{K_T^2}{R_a}} = \frac{J_M}{K_m^2} \quad \text{----- (2-67)} \end{aligned}$$

以上のように機械的時定数 t_m は、(2-67)式に示すように、モータイナーシャ J_M を Motor Constant : K_m の2乗で割ったものとなる。つまり機械的時定数 t_e を短くすることは、規定電源容量下でモータの動特性（起動特性）を上げることであり、そのため

には、モータイナーシャ J_M を小さく、Motor Constant K_m を大きく設計することが重要であるといえる。

(2) パワーレート : Q [W/sec]

- ・ パワーレート Q は、サーボモータ特性を評価する指標として提唱されたものである。パワーレート Q の計算式を(2-68)式に示す。

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{d}{dt} p \quad \text{またモータ瞬時出力 } p \text{ は, } p = \tau \cdot \omega_m \\
 &= \tau \cdot \frac{d}{dt} \omega_m = \tau \cdot \alpha \quad \therefore \alpha = \frac{\tau}{J_M} \\
 &= \frac{\tau^2}{J_M} \quad \text{これより } Q = \frac{T^2}{J_M} \times 10^{-3} \quad [\text{kW/s}] \quad \text{----- (2-68)}
 \end{aligned}$$

- ・ さらに,

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{T^2}{J_M} \quad T = K_m \cdot \sqrt{W_c} \quad \text{であるから,} \\
 &= \frac{K_m^2 \cdot W_c}{J_M} \quad \text{また, 機械的時定数は, } t_m = \frac{J_M}{K_m^2} \quad \text{である。} \\
 \therefore Q &= \frac{W_c}{t_m} \quad \text{----- (2-69)}
 \end{aligned}$$

(2-67)式に示す機械的時定数の式を、パワーレート Q を用いて表すと(2-70)式になる。

$$t_m = \frac{W_c}{Q} \quad \text{----- (2-70)}$$

パワーレート Q は、(2-68)式に示すようにモータトルク T の2乗を、モータイナーシャ J_M で割った値となる。しかしパワーレート Q のもつ物理的な意味を説明するには、(2-69)式に示すように、規定発生銅損 W_c を機械的時定数 t_m で割った値とした方がわかり易い。つまりパワーレート Q が大きいモータは、規定消費電力（発生銅損）において機械的時定数 t_m が短い。つまりはサーボ性能（応答性）が良いということがいえるからである。

【補足】電氣的時定数： t_e [s]

回転電機の時定数には前述する機械的時定数 t_m と、電圧指令 V_{com} の 63.2%までの到達時間を表した電氣的時定数 t_e がある。以下、この定数の導出手順を示す。

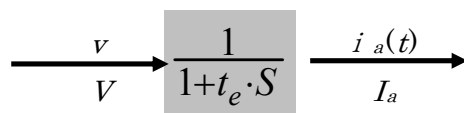
瞬時電圧方程式 $v(t)$ は、(2-71)式で表せる。

$$v(t) = r_a \cdot i_a(t) + l_a \frac{d}{dt} i_a(t) \quad \text{----- (2-71)}$$

これをラプラス変換すると(2-72)式になる。

$$V = R_a \cdot I_a + L_a \cdot S \cdot I_a = (R_a + L_a \cdot S) \cdot I_a \quad \text{----- (2-72)}$$

この系の伝達関数は、(2-73)式で示される。



$$G(S) = \frac{\text{出力 (電流)}}{\text{入力 (電圧)}} = \frac{I_a}{V} = \frac{I_a}{(R_a + L_a \cdot S) \cdot I_a} = \frac{\left(\frac{1}{R_a}\right)}{\left(1 + \frac{L_a}{R_a} \cdot S\right)} = \frac{K}{1 + t_e \cdot S} \quad \text{----- (2-73)}$$

これより電氣的時定数 t_e は、(2-74)となる。

$$t_e = \frac{L_a}{R_a} \quad \text{----- (2-74)}$$

以上。

第3章 高効率・高精度巻線方式 ～分数スロット巻線方式の検討～ (分数スロット巻線特性解析手法の研究)

3.1 まえがき

第2章 PMSM 最適設計検討の中で、高効率化のためには、分数スロット巻線方式が有効であることを述べた。従来、この分数スロット巻線は、大型巻線界磁型多極同期機の EMF 波形改善や、同一の電機子コアを用いて極数を変更するなどスロットコンビネーションを変えた設計を行う場合などに用いられていた⁽³⁻¹⁾。

本章では、この分数スロット巻線を PMSM に適用する際の、

- ① Slot Star Diagram を用いた巻線解析手法の検討
- ② PMSM 高効率化設計手法の検討 (Motor Constant K_m の向上)
- ③ PMSM 高精度化設計手法の検討 (トルクリプルの低減)

の3項目にフォーカスし述べることにする。

3相機の場合、1極対に対して $6n$ (n は整数) スロット巻線配置構成の繰り返し (Repeatable) で電機子巻線が構成される整数スロット巻線 (Integer Slot Winding 以下 ISW と称す) に対して、分数スロット巻線 (Fractional Slot Winding 以下 FSW と称す) は、1極対に限らない任意の極対数に対して、 $3n$ スロット巻線配置構成の繰り返しで電機子巻線が構成される。従って、FSW の巻線 Group 数は ISW のそれよりも少なくなりコイル間結線の選択自由度は少なくなるが、理論上スロット数が少なくなるのでコイル飛びが、短く且つ巻線の分布効果を大きくすることで EMF 波形の改善ができる利点を生かすことができる。

巻線係数 K_w 等の FSW における巻線解析を行うにあたり、従来からの設計式を用いた方法があるが、本章では“Slot Star Diagram”からの解析方法を提案、解説する。この考え方は、J.Klamt が“*Berechnung und Electrisher Maschunen*”⁽³⁻²⁾の中でも解説しており、巻線 EMF をベクトルの可視化できる有効な手段として、従来から用いられた手法である。また、電機子の幾何学的形状、巻線設計、界磁が不規則的であっても、Slot Star Diagram を用いて EMF ベクトル分布を求め、巻線係数 K_w を求める等の巻線解析が容易にできるメリットがある。

本章の中で、筆者はコギングトルクや EMF 中の THD の低減目的から、“分数スロット巻線における不等ピッチスロット巻線”の提案も行っており、不均一なコイル配置となる電機子巻線から作り出される起磁力解析を行うには、従来の巻線係数計算式より求めることが難しく、Slot Star Diagram を活用した特性解析を行っている。

このような背景から本章では、PMSM の高効率・高精度化の研究を行うにあたり、FSW および“Slot Star Diagram”を用いた巻線解析手法を提案し、以下にその効果の検討結果について述べる。

3. 2 Slot Star Diagram を用いた巻線解析手法の検討

3. 2. 1 Slot Star Diagram の考え方

ISW の場合，スロット数は偶数のみとなるが，FSW の場合，偶数，奇数の両方が可能となる。本項では，FSW において偶数スロットおよび奇数スロットに関し，それぞれの巻線方式を Slot Star Diagram を用いて解析する。比較検討に入る前に，FSW，および Slot Star Diagram の考え方について述べる。

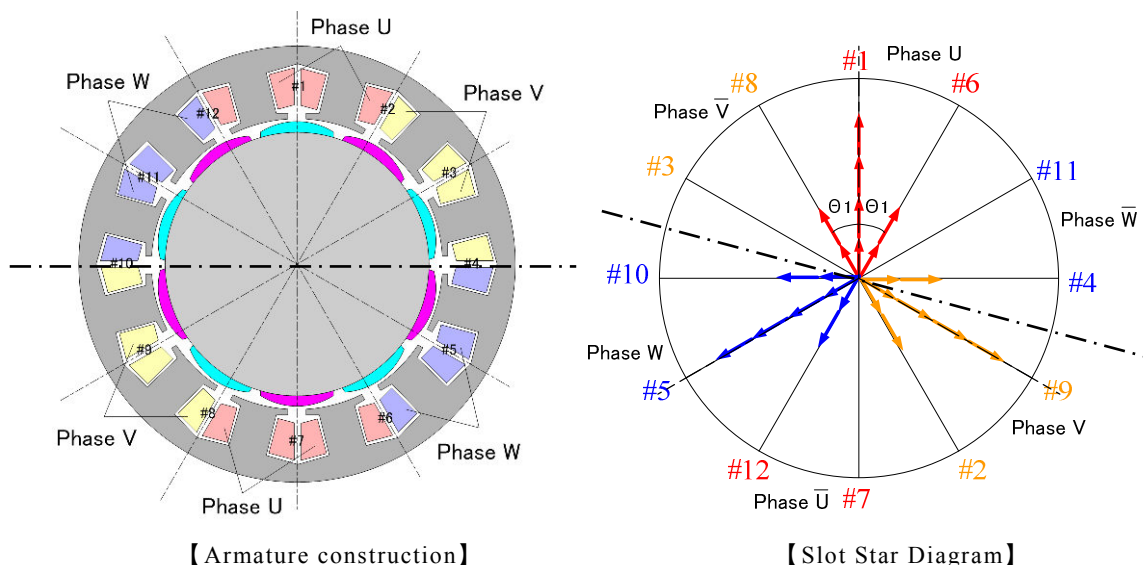
〈3・1〉 分数スロット巻線 (FSW)

分数スロット巻線とは，電機子巻線のスロット総数 N_s を，機器極数 P と相数 m で割った毎極毎相スロット数 q が，分数となる巻線方式である。

・ 毎極毎相スロット数: q

$$q = N_s / (m \cdot p) = a + c/b \quad (c/b: \text{既約分数}) \quad \text{----- (3-1)}$$

電機子スロット数において，整数スロット巻線(ISW)が偶数スロット数 N_s だけしか実現できないのに対して，FSW は，偶数，奇数，どちらのスロット数 N_s でも実現可能である⁽³⁻³⁾。Fig.3-1 にそれぞれの巻線方式の例を挙げる。Fig.3-1(a)は，毎極毎相スロット数 $q=2/5$ [10pole/12slot (偶数スロット)]の電機子径方向断面図および Slot Star Diagram，Fig.3-1(b)は， $q=3/10$ [10pole/9slot (奇数スロット)]の電機子径方向断面図および Slot Star Diagram を，Fig.3-1(c)は， $q=3/8$ [8pole/9slot (奇数スロット)]の電機子径方向断面図および Slot Star Diagram を示す。



(a) FSW $q=2/5$ (10poles/12slots) depended on Slot Star Diagram

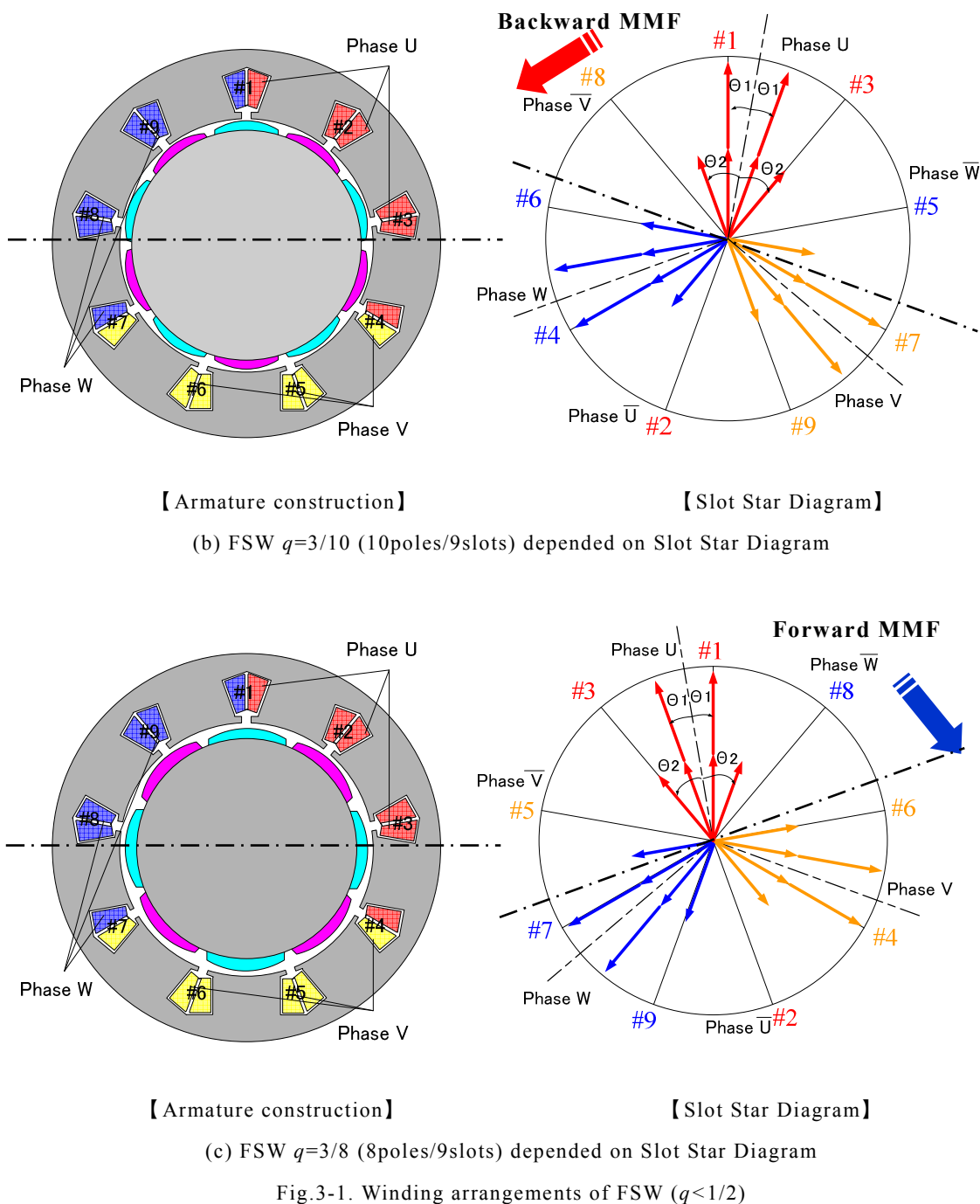


Fig.3-1 に示す Slot Star Diagram による巻線解析手の検討手順を以下に解説する。円周上の番号 # は電機子スロット番号を示し、その番号は、スロット電気角のピッチを示し、 n 極対 (n : 整数) が構成できる最小のスロット番号まで表記される。また円図は、電気角 $360[\text{deg}]$ であり 6 相帯 (Phase Belt) に分割される。U 相 V 相 W 相は、 $120[\text{deg}]$ 位相で配置され、各相の逆相帯は $180[\text{deg}]$ の配置されたものとなっている。この各相に割当てられるスロット数が分布効果となり、分数 q の分子“ $(ab+c)$ ”

と同数となる。そして、この分布効果が大きいほど、EMFに含まれる高調波を小さく、延いてはTHD (Total Harmonics Distortion) 特性を良好なものにできる。

【Slot Star Diagram 検討手順】

各スロット導体の6相帯 (Phase Belt) への割付を以下の手順で行う。

(1) Fig.3-1(a): 10pole/12slot の場合

① 每極每相スロット数 : q

$$q = N_s / (m \cdot p) = a + (c/b) = (ab+c)/b \quad \text{----- (3-2)}$$

$$q = 12 / (3 \times 10) = 2/5$$

ここで $(ab+c) = 2$ ----- 分布効果を表す

$$b = 5 \text{ ----- (コイル) グループ内極数}$$

② Repeatable 数 : N_r

$$N_r = (P/\beta)/b \quad \text{----- (3-3)}$$

$$N_r = (10/2)/5 = 1$$

β : 偶数スロット数の場合 $\beta=2$, 奇数スロット数の場合 $\beta=1$

③ Slot Star 数 : N_{sd}

$$N_{sd} = N_s / N_r \quad \text{----- (3-4)}$$

$$N_{sd} = 12 / 1 = 12$$

④ スロットピッチ角 : θ_s

$$\theta_s = (P \cdot \pi) / N_s \quad \text{----- (3-5)}$$

$$\theta_s = (10 \cdot \pi) / 12 = (5/6) \pi = 150[\text{deg}]$$

⑤ コイル飛び角 : θ_{ct}

$$\theta_{ct} = (\#x - 1) \cdot \theta_s \quad \text{----- (3-6)}$$

$$\theta_{ct} = (2 - 1) \times 150[\text{deg}] = 150[\text{deg}]$$

⑥ Group 数 : N_g

$$N_g = P/b \quad \text{----- (3-7)}$$

$$N_g = 10/5 = 2$$

検討順序は、先ず(3-2)式から每極每相スロット数 q を求めた後、(3-3)式から Repeatable 数 N_r を求める。これは、Slot Star Diagram の繰り返し回数を表し、極対数 $(P/2)$ を、前記 q の分母、つまり (コイル) グループ内極数 b で割った値となる。これより(3-4)式のように、電機子スロット数 N_s を Repeatable 数 N_r で割ったものが Slot Star 数 N_{sd} となる。そして(3-6)式からコイル飛び角 θ_{ct} を求め、この角度で各スロット番号 #N ($\#1 \cdots \#N_{sd}$) を割付けていく。最後に全スロット割付が終わった Slot Star Diagram を、前記 (U,u,V,v,W,w) 6相帯 (Phase Belt) に等分することで、各スロットが帰属する相帯が決まる。10pole/9slot についても同様の検討を行った結果が Fig.3-1(b)の Slot Star Diagram になる。

Table3-1. Considered examples of FSW (Consentrated winding type)

No.	Items	Fomula	Fig.3-1(a)	Fig.3-1(a)	Fig.3-1(c)	
—	Number of Phases	m	3			
—	Number of Poles	P	10		8	
—	Number of Slots	N_s	12(Even)	9(Odd)	9(Odd)	
①	Number of Slots /Pole/Phase	$q = N_s/(m \cdot p)$	2/5	3/10	3/8	
		$= a+(c/b)$	a	0	0	0
			b	5	10	8
			c	2	3	3
②	Number of Repeatables	$N_r = (P/\beta)/b$	1	1	1	
③	Number of Slot Vector	$N_{sd} = N_s/N_r$	12	9	9	
④	Slot Pitch Angle	$\theta_s = (P \cdot \pi)/N_s$	150[deg]	200[deg]	160[deg]	
⑤	Coil Through Angle	$\theta_{ct} = (\#x - 1)\theta_s$	150[deg]	200[deg]	160[deg]	
⑥	Number of Coil Groups	$N_g = P/b$	2	1	1	

上記検討結果をまとめたものを Table3-1 に示す。

双方を比較すると奇数スロットの場合、分布効果 $(ab+c)$ が大きくなることで、EMF 波形改善を行いトルクリブルの低減が容易になるが、グループ数 N_g が少なくなるため、コイルグループ間接続方法の自由度がなく、電源とのインピーダンス整合がとりくいなどの課題がある。この奇数スロット数 FSW の課題に対しての対策については次項“3. 3 分数スロット巻線方式の課題と対策”の中で述べることにする。

3. 2. 2 Slot Star Diagram による MMF(Magnetic Motive Force)解析

前記各相帯に配置された各コイル導体に誘起する EMF ベクトルを、Fig.3-1 の Slot Star Diagram の中にベクトル表示している。この EMF ベクトル分布から巻線係数 K_w 、そして、各電機子巻線の高調波低減能力を推し量ることができる。

Fig.3-1 中の EMF ベクトル分布について考察する。双方とも每極毎相のスロット数 $q < 1/2$ であるため集中巻となる。分布効果“ $(ab+c)$ ”が Fig.3-1(a)では $q=2$ 、Fig.3-1 (b)では $q=3$ 相当であるため、Fig.3-1(a)(b)の Slot Star Diagram 中に示すようなベクトル分布になる。また、各相内に割付けられるスロット数（ただし 180[deg]対称ベクトルは除く）が分布効果 $(ab+c)$ を表し、ベクトル分布は起磁力分布の状態を表している。したがって Fig.3-1 (a)(b)の起磁力分布は異なったものになっており、その各相あたりの EMF ベクトル本数から、Fig.3-1 (b) $q=3/10$ の巻線方式が Fig.3-1 (a) $q=2/5$ に比べ分布巻効果が高く、起磁力分布中の高調波成分が小さいと推測できる。

さらに Slot Star Diagram から次のことも解析できる。Fig.3-1(b)に示す電機子巻線構成は、10 極/9 スロットを示すが、Fig.3-1(c)に示す 8 極/9 スロットも実現可能である。この事項について以下に解説する。Fig.3-2 に 10 極/9 スロットおよび 8 極/9 スロットの電機子巻線構成図（展開図）を示す。Fig.3-3 は、これに 3 相平衡電流の、U 相電流ピークの瞬時値における電機子起磁力波形を示す。そして Fig.3-4 は、Fig.3-3 に示す起磁力波形の FFT 解析結果を示している。

このFFT解析データを見ると、4次成分と5次成分、つまり8極と10極の起磁力成分が主要成分を占めていることがわかる。またFig.3-3は、振幅値データのみを示し、その位相関係を表していないが、4次、5次には $\pi[\text{rad}]$ の位相差がある。したがってFig.3-5に示すように、電機子に3相交流電流が印加された場合、4次（8極）起磁力成分が順方向（Forward MMF）の移動磁界になるのに対して、5次（10極）起磁力成分は逆方向（Backward MMF）移動磁界となることがわかる。

このことは、Fig3-1(b)(c)に示す10極/9スロット、8極/9スロットのSlot Star Diagramからも説明ができる。Fig.3-1(b)10極/9スロットの場合、前述する手順により各電機子スロットに3相電機子コイル配置していくとコイル飛び角 θ_{ct} は $200[\text{deg}]$ となり、図示するSlot Star Diagramのようになるのだが、コイル飛び角 $\theta_c > 180[\text{deg}]$ のOver Pitchになるためコイル配置順は逆方向周りになる。これは、3相電流印加時、図中の起磁力が逆方向に回転することを意味している。

これに対してFig.3-1(c)に示す8極/9スロットの場合、同手順により各電機子スロットに3相電機子コイル配置していくとコイル飛び角 θ_{ct} は $160[\text{deg}]$ となり、図示するSlot Star Diagramのようになる。これを見るとコイル飛び角 $\theta_c < 180[\text{deg}]$ のShort Pitchになるため、コイル配置順は順方向廻りになる。

このようにPMSMにおいて、3相電機子巻線に通電して生じる起磁力には、いくつかの回転起磁力成分があり、Fig.3-2の電機子巻線例では5次（10極）および4次（8極）成分が大きく、この起磁力次数（極対数）に合った極数のロータを対応させることでの実現が可能となる。そして、このことは前記Slot Star Diagramのコイル配置順序からも解読可能であり、交流巻線におけるSlot Star Diagram解析に有効性の一つといえる。

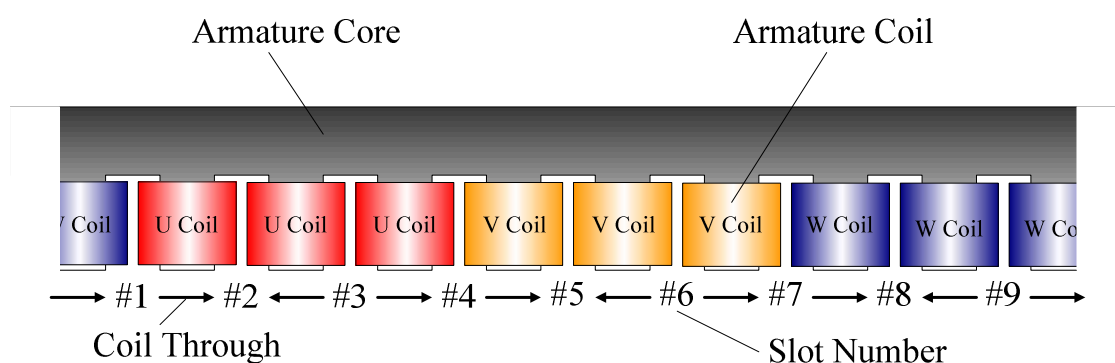


Fig.3-2. 10pole/9slot and 8pole/9slot Armature Winding Construction

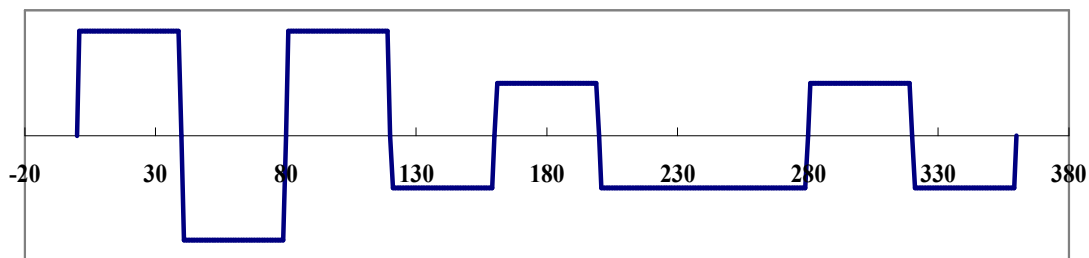


Fig.3-3. 10pole/9slot and 8pole/9slot Armature Magnetic Motive Force (MMF) wave form

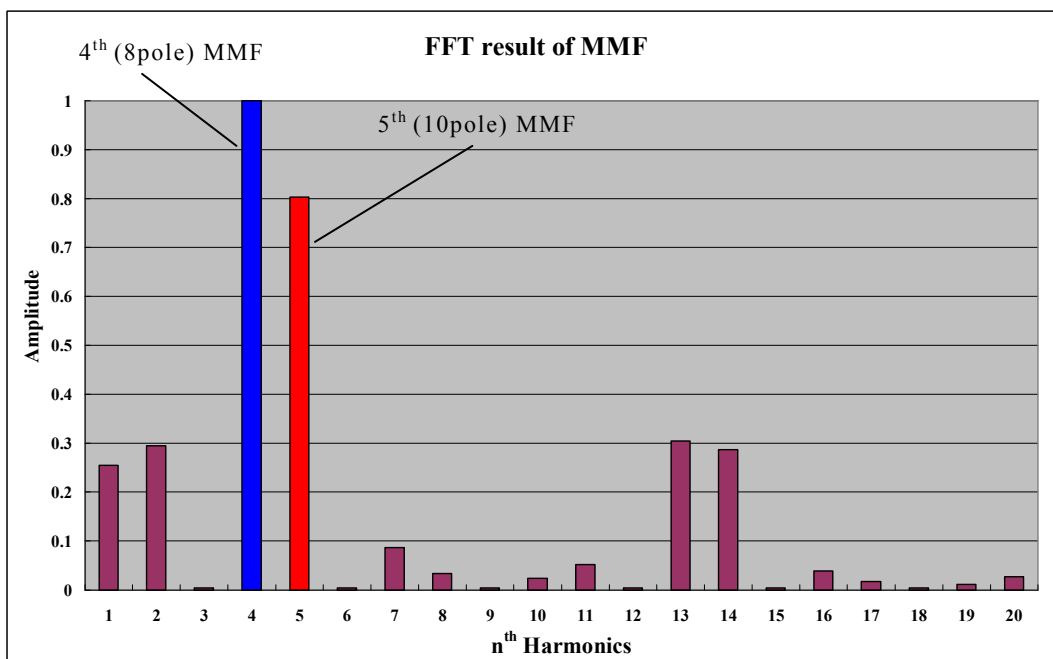


Fig.3-4. 10pole/9slot and 8pole/9slot Armature MMF wave form FFT analysis data

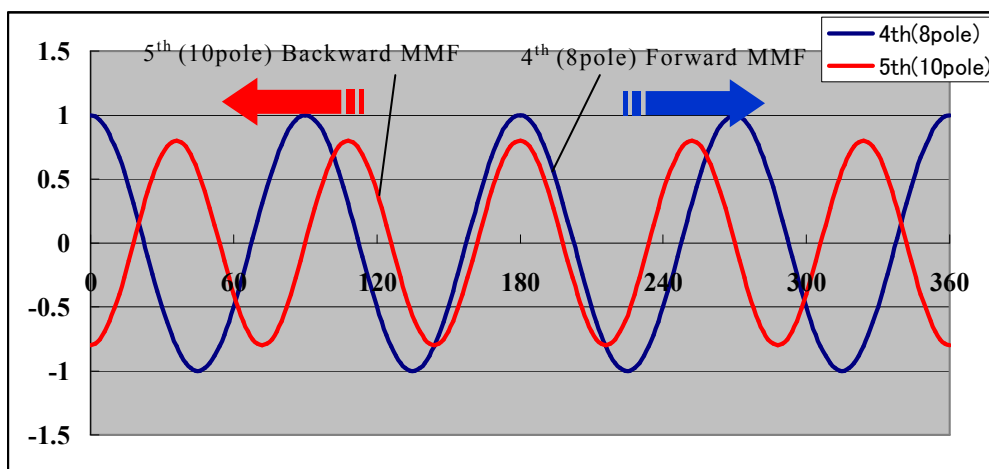


Fig.3-5. 10pole/9slot and 8pole/9slot Armature MMF wave form FFT analysis data

3. 2. 3 Slot Star Diagram による巻線係数 K_w の導出

次に Slot Star Diagram を用いた巻線係数 K_w 導出に関して検討する。巻線係数 K_w は、磁束が電機子巻線に鎖交して誘起される電圧、つまり誘起電圧 E (Electric Motive Force, 以下 EMF と称す) を求める上で必要であり、特にトルクリプル (推力リプル) の要因である EMF 中の高調波成分解析には、この高調波次数に対する高調波巻線係数 $K_w(r)$ の導出が重要である。(ここで $r=2n-1$ n は自然数)

(i) EMF: $E(r)$

高調波次数が r のときの EMF は、(3-8)式で表される。

$$\begin{aligned}
 E(r) &= \omega \cdot \Psi \\
 &= \omega \cdot K_w \cdot \Phi_m \quad (\Phi_m = K_\phi \cdot B_m \cdot S_g) \\
 &= \omega \cdot K_w \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot S_g \\
 &= \omega \{ K_p(r) \cdot K_d(r) \cdot K_\phi(r) \} B_m \cdot S_g \quad \text{----- (3-8)}
 \end{aligned}$$

Ψ : 鎖交磁束数 (EMF 定数) (Wb), ω : 回転速度 (rad/s)
 Φ_m : 磁束 (Wb), B_m : 磁束密度 (T)
 S_g : ギャップ磁束面積 (m^2), $K_\phi(r)$: 界磁磁束係数
 $K_p(r)$: 短節係数, $K_d(r)$: 分布係数

(3)式から、THD の要因となる EMF の各高次高調波成分を求めるには、 $K_p(r) \cdot K_d(r)$, および界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ を求める必要があることがわかる。以下、界磁磁束形状と $K_\phi(r)$ との関係性を述べる。

(ii) 界磁磁束係数 $K_\phi(r)$

次に界磁磁束波形に含まれる高調波成分を波形最大値に対する比率で示した“界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ ”について述べる。

(3-9)式に、EMF 各次数における $K_\phi(r)$ を求める計算式を示す。この際、界磁磁束分布は、Fig.3-6 に示すような磁石形状と等価な矩形波とする。PMSM に使用するには、その永久磁石によって形成される磁界分布形状に含まれる高調波成分について検討する必要がある。この磁界分布形状を矩形とした場合、磁石の幅の決定は、任意の高調波を消去する関係から非常に重要となる。

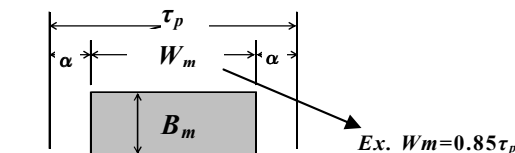
Fig.3-7 は、(3-9)式において、磁石幅 W_m を $(2/3\tau_p < W_m < \tau_p)$ の範囲で変化した場合の、各次調波における界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ の変化をグラフ化したものである。磁石形状(磁石幅)を決定する際に、この Fig.3-7 に示す“磁石幅 (ギャップ磁束分布)”と“磁束係数 $K_\phi(r)$ ”のグラフから、第 5 高調波をなくすためには $W_m = 0.80\tau_p$, 第 7 高調波をなくすためには $W_m = 0.86\tau_p$ にする必要がわかる。

このように EMF に含まれる高調波成分と磁石形状との関係は密なるものがあり、

磁石形状からとめる界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ は、PMSM のトルクリプル特性を決める重要なファクタとなる。

$$K_\phi(r) = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{r} \cos\left(r \frac{\alpha}{\tau_p} \pi\right) \right\} \quad \text{----- (3-9)}$$

For, $\alpha = (\tau_p - W_m)/2$
 r : Harmonics Order



τ_p : Pole pitch, W_m : Field Permanent Magnet Width
 α : Gaps between the magnets

Fig.3-6. Supposed Magnetic Filed form

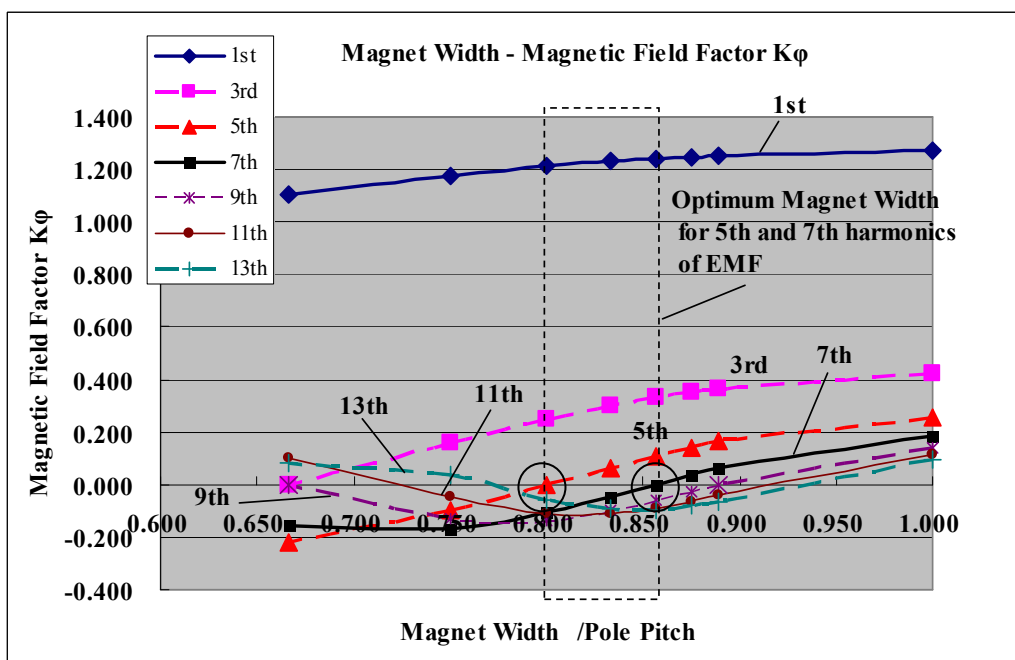


Fig.3-7. “Magnet Width” – “Magnet Flux Factor K_ϕ ” Graph

(iii) 巻線係数 $K_w(r)$

前述する EMF の大きさ、および高調波低減効果を検討するには、基本波および高次高調波の巻線係数 K_w を求める必要がある。これには一般的に、短節係数 $K_p(r)$ に関しては(3-10)式、分布係数 $K_d(r)$ に関しては(3-11)式に示すような式で計算することが知られている⁽³⁻⁴⁾。そして巻線係数 $K_w(r)$ は、(3-12)に示すように短節係数 $K_p(r)$ と分布係数 $K_d(r)$ の積となる。

* 短節係数 $K_p(r)$:

$$K_p(r) = \sin\left(r \frac{\pi}{2} \times \%Pitch\right) \quad \text{----- (3-10)}$$

r : Harmonics order

$\%Pitch$: コイルのピッチ角/極ピッチ角

* 分布係数 $K_d(r)$:

$$K_d(r) = \frac{\sin(r \times 30^\circ)}{(ab+c) \sin(r \times \frac{30^\circ}{ab+c})} \quad \text{----- (3-11)}$$

r : Harmonics order

* 巻線係数 $K_w(r)$:

$$K_w(r) = K_p(r) \cdot K_d(r) \quad \text{----- (3-12)}$$

r : Harmonics order

上記(3-10)式, (3-11)式から巻線係数を求める際の条件は, 電機子巻線が等ピッチの場合に限る。仮に EMF の高調波成分やコギングを低減する目的で, Fig.3-8 に示すような PMSM の電機子巻線を不等ピッチにした場合には, 巻線係数 $K_w(r)$ を(3-10)(3-11)から求めることはできない。このような場合には, 以下に示すような Slot Star Diagram から巻線係数 $K_w(r)$ を求める方法を用いる。

(iv) 巻線係数 $K_w(r)$: Slot Star Diagram からの導出

Fig.3-8 は, Fig.3-1(a)に示す $q=2/5$ (10 極/12 スロット) の等ピッチ方式を, 不等ピッチ方式にした例である。等ピッチの場合, 各電機子スロットは, θ_i ($\theta_i=2\pi/N_s$) ピッチになるが, Fig.3-8 に示す不等ピッチ方式は, ピッチ角 θ_{ir} , 偶数番目スロットが奇数番目に近づくようにずらしたものになっている。

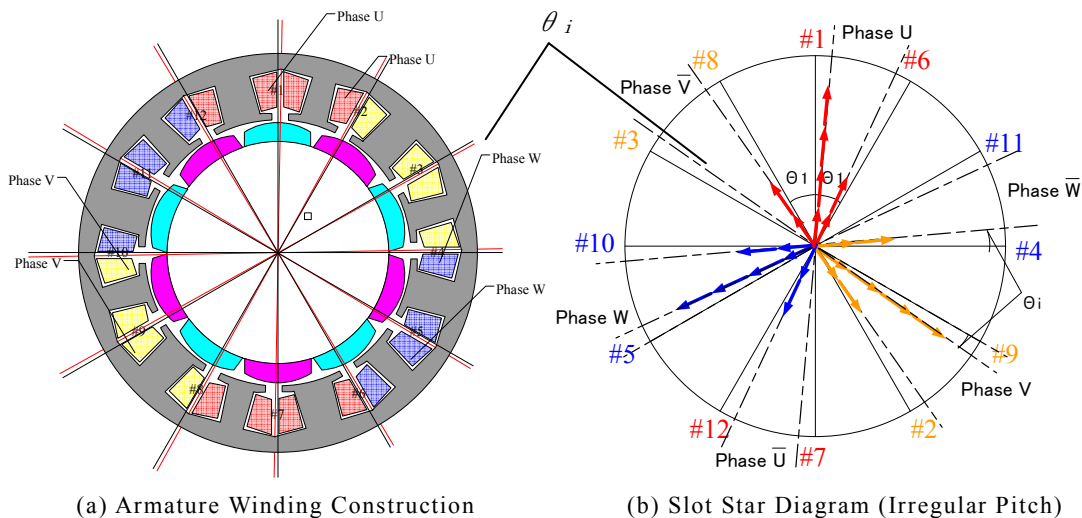


Fig.3-8. Irregular Pitch Winding Construction and Slot Star Diagram

このように不等ピッチの場合、Fig3-8(b)の Slot Star Diagram の起磁力ベクトルは、各相中心軸対称性がなくなる。このような場合、以下に述べる手順で巻線係数 K_w を求める。

Slot Star Diagram から求める巻線係数 K_w の一般式を(3-13)式に示す。

$$K_w(r) = \frac{AC1 \times \cos(r \cdot \theta_1) + AC2 \cos(r \cdot \theta_2) + AC3 \cos(r \cdot \theta_3) \cdot \dots + ACn \times \cos(r \cdot \theta_n)}{AC1 + AC2 + AC3 \cdot \dots + ACn} \quad (3-13)$$

ここで $\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots \theta_n$ は、各相起磁力ベクトル中心軸と各コイル起磁力ベクトルの電気角位相（電気角）を示す。

Fig.3-1 に示す 10 極/12 スロット（等ピッチ）の場合、(3-14)式に示すように、

$$\begin{aligned} K_w(r) &= \frac{AC1 \times \cos(r \cdot \theta_1) + AC2 \cos(r \cdot \theta_2)}{AC1 + AC2} = \frac{AC1 \times \cos(0^\circ r) + 2 \times AC2 \times \cos(30^\circ r)}{AC1 + 2 \times AC2} \\ &= \frac{4 \times \cos(0^\circ r) + 2 \times 2 \times \cos(30^\circ r)}{4 + 2 \times 2} = \frac{1}{2} \{1 + \cos(30^\circ r)\} \quad \text{ここで } r : 2n-1 \quad (n : \text{自然数}) \end{aligned}$$

----- (3-14)

Fig.3-8 に示す 10 極/12 スロット（不等ピッチ）の場合、巻線係数 K_w は(3-15)式に示すように不等ピッチ角 θ_{ir} 分、起磁力ベクトルがずれる。

$$K_w(r) = \frac{AC1 \times \cos\{r * (\theta_1 \pm \theta_{ir})\} + AC2 \cos\{r * (\theta_2 \pm \theta_{ir})\} + AC3 \cos\{r * (\theta_3 \pm \theta_{ir})\} \cdot \dots + ACn \times \cos\{r * (\theta_n \pm \theta_{ir})\}}{AC1 + AC2 + AC3 \cdot \dots + ACn}$$

$r : 2n-1 \quad (n : \text{自然数})$
----- (3-15)

以降、不等ピッチの一例として、 $q=2/5$ （10 極/12 スロット）の FSW において、EMF の 5 次以上の奇数次高調波を、整数スロットに対して低減させる不等ピッチ角 θ_{ir} の検討事例において本導出法を述べる。

【不等ピッチ角： $\theta_{ir}=8.25\text{deg}$ 】

$$\begin{aligned} K_w(r) &= \frac{AC1 \times \cos\{r \cdot (0^\circ + 8.25^\circ)\} + AC2 \cos\{r \cdot (30^\circ - 8.25^\circ)\} + AC3 \cos\{r \cdot (30^\circ + 8.25^\circ)\}}{AC1 + AC2 + AC3} \\ &= \frac{4 \times \cos(8.25^\circ r) + 2 \cos(21.75^\circ r) + 2 \cos(38.25^\circ r)}{8} \quad r : 2n-1 \quad (n : \text{自然数}) \end{aligned} \quad (3-16)$$

Table3-2. に(3-9)式および(3-15)式から求めた、基本波および各高調波巻線係数 $K_w(r)$ と $W_m=0.8\tau_p$ の磁石形状における磁束係数 K_ϕ 、そして EMF 波形における基本波および高調波係数を示す。磁石ピッチを $W_m=0.8\tau_p$ とすることで、EMF の 5 次高調波をなくすことができ、また 7 次については $q=2/5$ における巻線係数 $K_w(7)$ にて大きく低減

できている。本例では 11 次高調波に着目し、これを低減させるため $\theta_{ir}=8.25[\text{deg}]$ の不等ピッチを施策した場合の効果検討を行っている。その結果、EMF の 11 次成分は基本波に対してほぼ“0”になる結果が得られ、13 次成分についても約 1/3 に低減できることがわかる。

Table3-2. Comparison Winding Factor and EMF wave form between Regular and Irregular Pitch

Magnet Shape		Regular Pitch Winding			Irregular Pitch Winding		
$\alpha=$	0.100	Winding Factor	Magnet Flux	EMF Wave Form	Winding Factor	Magnet Flux	EMF Wave Form
Wm/pole Pitch	0.800		Factor	Factor		Factor	Factor
		Kw	K ϕ	Ke	Kw	K ϕ	Ke
1	Fundamental	0.933	1.211	1.130	0.923	1.211	1.118
3	order	0.500	0.249	0.125	0.454	0.249	0.113
5	order	0.067	0.000	0.000	0.050	0.000	0.000
7	order	0.067	-0.107	-0.007	0.036	-0.107	-0.004
9	order	0.500	-0.135	-0.067	0.136	-0.135	-0.018
11	order	0.933	-0.110	-0.103	-0.012	-0.110	0.001
13	order	0.933	-0.058	-0.054	-0.277	-0.058	0.016

このように任意に電機子スロットピッチを変える不等ピッチ電機子巻線方式などは、Slot Star Diagram を用いた特性解析が有利であり利便性が高い。尚、不等ピッチスロット巻線については、後節“3. 4. 2 分数スロット巻線(FSW)における不等ピッチ巻線方式”にて詳細検討内容を述べる。

以下、この Slot Star Diagram を用いた検討を行うことでの、分数スロット巻線(FSW)の高効率化、高精度化検討の内容について述べることにする。

3. 3 分数スロット巻線方式の課題と対策

3. 3. 1 分数スロット巻線の課題 (1) : 磁気バランス

分数スロット巻線方式 (FSW) は、以下の 3 つのグループに分類できる⁽³⁻⁵⁾。

- ① $q < 1/2$: コイル飛び #1 ~ #2
集中巻 (Concentrated Winding)
- ※ $q = 1/2$ も分数スロット巻線とされるが、 $(ab+c)=1$ で分布巻効果は無く、また巻線係数 $K_w=0.866$ と他の FSW に比べ小さいため、本研究の主旨である PMSM の高効率・高精度化から外れるため、検討対象から除外した。
- ② $1/2 < q < 1$: コイル飛び #1 ~ #3
分布巻 (Distributed Winding)
- ③ $1 < q$: コイル飛び #1 ~ #4 以上
分布巻 (Distributed Winding)

Table3-3. に FSW の分類と巻線例を示す。上記のコイル飛び数は、小さいほど、巻

線の際、コイルエンド部の干渉が小さく、コイルエンド長を短くでき、機器の銅損を低減できる。端的な例は、前項で述べた① $q < 1/2$ の場合であり、コイル飛びは#1～#2となる集中巻となるため、コイルエンド干渉は無くなり巻線作業は容易になる。しかしコイルエンドが短縮され高効率になる反面、 $q = a + c/b$ の分布巻効果を示す、分子数 $(ab + c)$ は、巻線の最小グループ内で構成される極数 b の1/2以下になるため、機器の極数が多極設計の場合のみ、良好なEMF高調波低減効果が得られるものとなる。これに対して極数が少ない場合においては、 $1/2 < q < 1$ (コイル飛び#1～#3)⁽³⁻⁶⁾、 $1 < q$ (コイル飛び#1～#4以上)⁽³⁻⁷⁾の分布巻方式のFSWを用い、電機子スロット N_s を増やすことで分布巻効果を上げる設計が望ましいことがわかる。

Table3-3. Type of Fractional Slot Winding Method

FSW	$q < 1/2$ Concentrated			$1/2 < q < 1$ Distributed		$1 < q$ Distributed	
	Even	Odd		Even	Odd	Even	Odd
$q = a + c/b$	A	B		C	D	E	F
	2/5	3/8	3/10	4/5	5/8	6/5	9/8
Number of Slots : N_s	12	9	9	24	15	36	27
Poles : P	10	8	10	10	8	10	8
Number of Groups: N_g	2	1	1	2	1	2	1
Motor Constant: K_m (p.u.)	1.0	1.01	1.01	0.92	0.90	0.80	0.75
Distributed Effect ($ab + c$)	2	3		4	5	6	9
Coil Through	#1~#2			#1~#3		#1~#4	
K_w (fundamental)	0.933	0.945		0.925	0.952	0.924	0.941
K_p (fundamental)	0.966	0.985		0.966	0.995	0.966	0.985
K_d (fundamental)	0.966	0.960		0.958	0.957	0.956	0.955

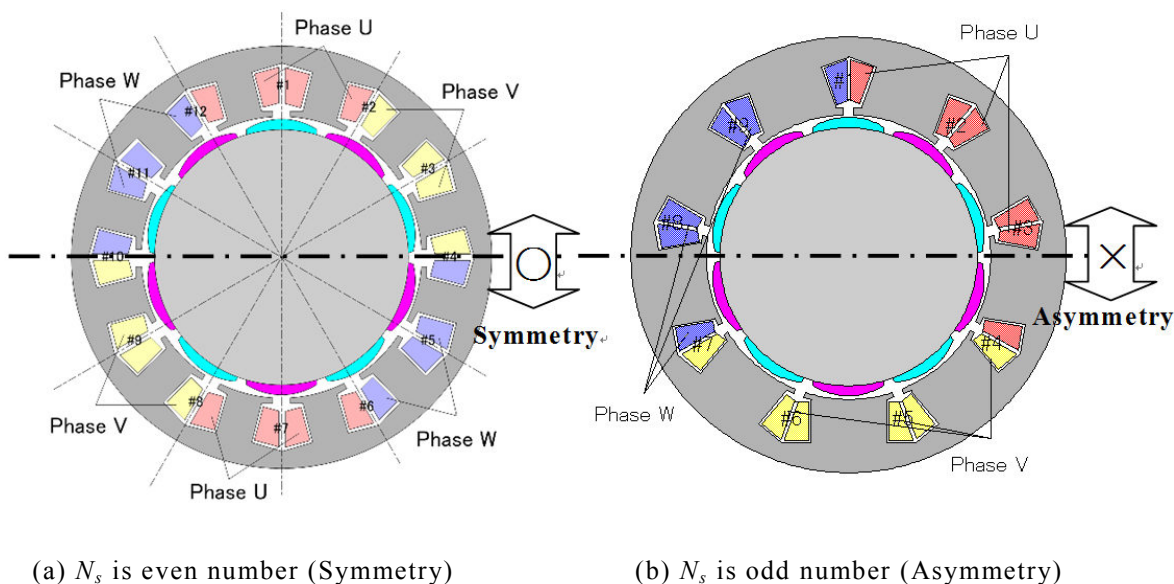


Fig.3-9. Comparison of armature symmetric construction

この電機子スロット数に関して、ISW の場合には全て偶数であるが、FSW では偶数のものと奇数のものがある。回転型機器において、Table3-3 に示すスロットコンビネーション (B, D, F) に示す奇数スロットの場合では、機器中心軸にて線対称にならない。これは Fig.3-9(a)に示すスロット数が偶数の場合の電機子断面図、Fig.3-9(b)に示す奇数の場合の電機子断面図を比べると判る。

Fig.3-9(b)に示すような電機子スロット数 N_s が奇数になると、ギャップ部における機械精度誤差が大きい場合にギャップアンバランス力が大きくなり、これが振動・騒音の原因となる。これより奇数スロットの場合は、グループ数が2以上になるように電機子スロット N_s が偶数となるように設計した方が好ましい。特に近年、Nd-Fe-B 磁石を用いた PMSM では、ギャップエネルギー密度が高くなるため、この影響が顕著に出る場合がある。

ただこの奇数スロットの FSW には、スロット数が少な意場合でも分布効果($ab+c$)を大きくでき、また巻線係数 K_w も高く高効率な巻線方式も多いというメリットもある。参考文献(3-7)の中で、堺らはコギングトルクの低減および EMF の THD 低減の目的から、 $q=11/16$ という $1/2 < q < 1$ の FSW での試作報告を行っている。その結果、EMF の THD が 1%以下と極めて良好な特性が得られている。このようなことから、奇数スロット巻線は、グループ数が $N_g > 2$ 以上となる多極 PMSM で比較的低速の回転電機に適していると考えられる。

また前述のように、奇数スロット巻線は、電機子巻線内での構成されるグループ数が少なくなってしまう。特に Fig.3-2.に示すような $q < 1/2$ (集中巻) となる場合では、モータ定数 K_m が大きく高効率である半面、同相コイルが整列巻且つ複数個直列に接続されるため、トルク定数 (鎖交磁束係数) K_t [N-m/A] が自由に設計出来難い課題がある。これについての対策については、次項に述べる。

3. 3. 2 分数スロット巻線の課題 (2) : EMF 設計

本節では、PMSM における FSW を用いた高効率化設計について述べる。FSW は基本的に、同じ分布効果($ab+c$)を実現するには、少数電機子スロットで構成できコイルエンド長も短いため高効率となる。特に前章、“第2章 PMSM 最適設計理論 2. 3. 3 電機子巻線方式の違いにおける L_t/D_o 最適値比較”の中でも述べているように、 $q < 1/2$ (集中巻) は小型・高効率化できる巻線方式となる。ただ前項にも述べたが、トルク定数 (鎖交磁束係数) K_t [N-m/A] が自由に設計出来難い課題があるため、その対策が必要である。以下にその対策案について解説する。

(1) 同相内混合巻線方式の必要性

上記課題を解決するために筆者は、グループ内同相巻線のコイルの巻回数を異なつたものにする“同相内混合巻線方式”を提案し、その内容を以下に示す。

(i) 毎極毎相のスロット数“ $q=1/2$ ”

極数 $P>2$ の PMSM を設計する際、電機子巻線のグループ数を複数にできる巻線法に“ $q=1/2$ ”がある。Fig.3-10 に $q=1/2$ (6 極/9 スロット) の巻線構成例を示す。(a)は巻線方式コイル配置図、(b)はコイル接続図そして(c)は Slot Star Diagram を示している。

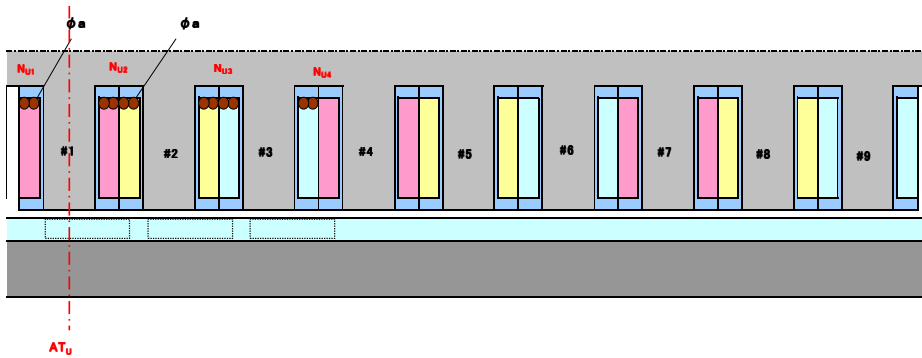
Fig.3-10 に示すように、本巻線方式のコイルピッチは電気角 $120[\text{deg}]$ であり、巻線係数 K_w の基本波成分を導出すると以下(3-17)式のようになる。

このように $q=1/2$ (6 極/9 スロット) の PMSM は、 $q=1/2$ (2 極/3 スロット) を 1 コイルグループとし、これを 3 グループ (3 極対) 構成となる。したがって、最大 3 並列接続まで可能となり、巻線設計の自由度は向上する。しかし Fig.3-10(c) Slot Star Diagram が示すように、各相の起磁力ベクトル数が 1 となり、分布効果 $(ab+c)$ は $q=1$ と同等となるため、巻線にて界磁磁束波形に含まれる高調波成分を低減させることはできない。また(3-17)式にあるように巻線係数 $K_w(1)$ についても $K_w(1)=0.866<0.9$ となっており、効率の良い巻線とは言い難い。

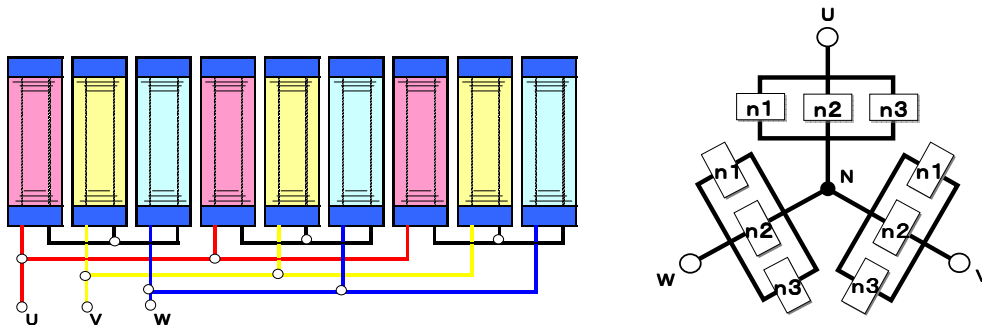
【Winding Factor: K_w 】

$$K_w = \frac{2n \times \cos(30^\circ r)}{(1+n)n} \quad (\text{for: } r=1)$$

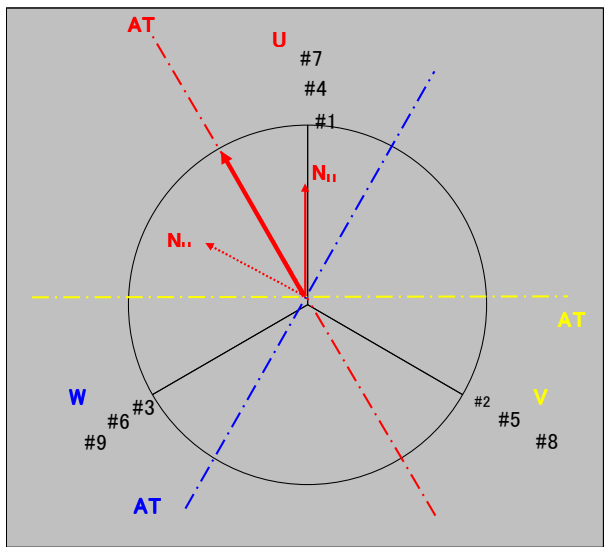
$$K_w(1) = \frac{2 \cos 30^\circ}{2} = 0.866 \quad \text{----- (3-17)}$$



(a) Winding Construction at $q=1/2$



(b) Coil Connection at $q=1/2$

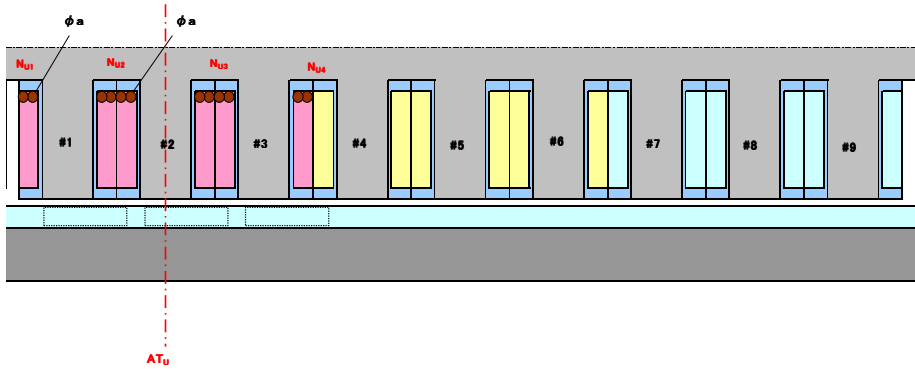


(c) Slot Star Diagram at $q=1/2$

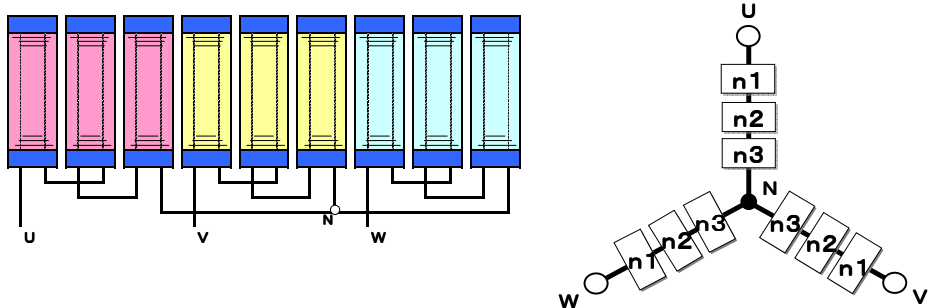
Fig.3-10. Fractional Slot Winding Method ($q=1/2$)

(ii) 每極毎相のスロット数“ $q=3/8$ ”

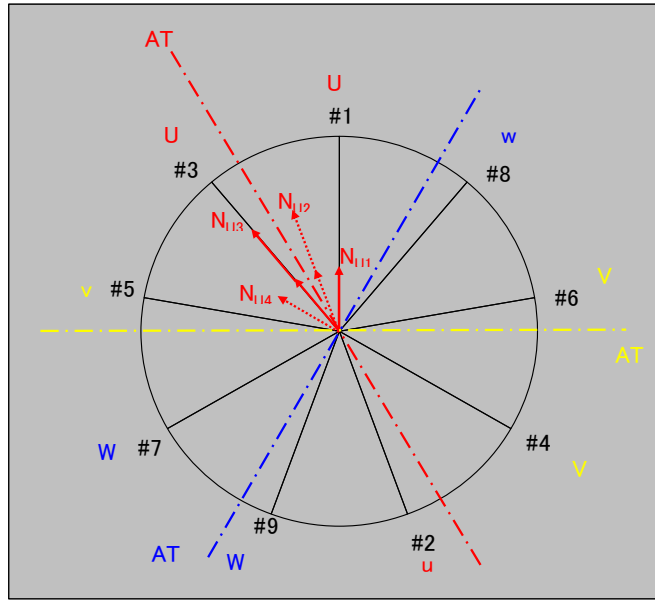
ここでは、每極毎相のスロット数が“ $q<1/2$ ”の一例として、前項でも述べた $q=3/8$ (8極/9スロット)とし、Fig.3-11にその巻線構成例を示す。(a)は巻線方式コイル配置図、(b)はコイル接続図、そして(c)は Slot Star Diagram を示している。



(a) Winding Construction at $q=3/8$ ($n1=n2=n3$)



(b) Coil Connection at $q=3/8$



(c) Slot Star Diagram at $q=3/8$

Fig.3-11. Fractional Slot Winding Method ($q=3/8$)

本巻線方式の基本波成分の巻線係数 K_w を，(c)Slot Star Diagram から求めると(3-18)式になる。 $q=3/8$ (8極/9スロット)の場合，スロットピッチは， $\theta_s = (2\pi \times 4\text{pole pair}) / 9\text{ slots} = 160[\text{deg}]$ となり，#1→#2→#3・・・とスロットを配置していけば 9slots で 4周 (4pole pair) 廻ることになる。従って電機子スロット数 $N_s=9\text{slots}$ は，Fig.3-11 (c) に示す平衡する 3 相電機子巻線に割り当てられる。

【Winding Factor: K_w 】

$$K_w = \frac{n \times \cos(30^\circ) + (1+1)n \times \cos(10^\circ r) + (1+1)n \times \cos(10^\circ r) + n \times \cos(30^\circ r)}{\{1+(1+1)+(1+1)+1\}n} \quad (\text{for } r=1)$$

$$K_w(1) = \frac{\cos 30^\circ + 2 \cos 10^\circ + 2 \cos 10^\circ \times \cos 30^\circ}{6} = 0.945 \quad \text{----- (3-18)}$$

このように 8 極/9 スロットの PMSM においては， $q=3/8$ (8 極/9 スロット) を 1 コイルグループとしているため，8 極が最少構成単位となる。したがって，8 極の PMSM においては，1 並列接続しかできず，巻線設計の自由度は小さい。しかし Fig.3-11(c) に示すように各相 EMF ベクトル分布数が 3 であり，短節率 (%pitch) も，

$$\bullet \text{ \%pitch} = 160[\text{deg}] / 180[\text{deg}] = 88.9\%$$

となっているので，基本波巻線係数 $K_w(1)$ は 1 に近く且つ高調波巻線係数 $K_w(n)$ も小さい数値となり，巻線の分布効果にて永久磁石磁束波形に含まれる高調波成分を低減させることが可能になる。特に，磁石幅を適性値に取ることで，トルクリプルに影

響を与える5次，7次成分を大きく低減できる。

このように， $q=3/8$ の巻線方式は，効率，トルクリプル面等での優位性はあるものの，巻線設計の自由度が小さく（並列接続ができない），コイル線径変更による等価巻き換えでは，“速度－トルク（推力）特性”の違いが大きくなり，電源容量を規定した場合の，特性の微調整ができないなどの課題があった。

Fig.3-12に巻回数を2層整列巻にした“低鎖交磁束係数（Low Ψ ）”と，巻回数を3層整列巻にした“高鎖交磁束係数（High Ψ ）”にした場合の“速度－トルク（推力）”特性を示す。

また Table 3-4 に， $q=1/2$ および $q=3/8$ の特徴を整理する。これを見ると， $q=1/2$ の場合は，巻線設計の容易性に利点がある反面，巻線係数が低く（効率が低く），EMFの波形率も良くない。これに対して $q=3/8$ は，巻線係数が高く（効率がよく），EMFの波形率も良好だが，巻線設計に制約を受けるという課題が残る。この課題を解決するため，同相内混合巻線を提唱，検討するものである。

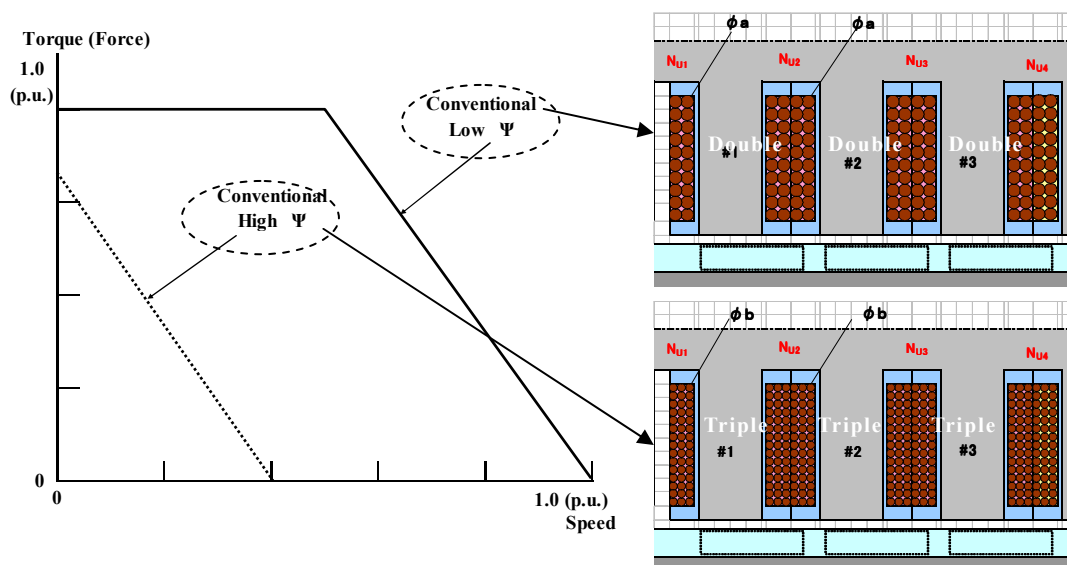


Fig.3-12. Speed –Torque Characteristics at Conventional Winding

Table 3-4. Characteristics of fractional winding $q=1/2, 3/8$

Fractional Slot Winding	$q=1/2$	$q=3/8$
Minimum Composition Unit	2 poles/3 slots	8 poles/9 slots
Winding Design Freedom	○	×
Minimum Coil Number / Group	3	8
Winding Factor: $K_w(1)$	Low [$K_w(1)=0.866$]	High [$K_w(1)=0.945$]
EMF Constant Waveform	×	○
Cogging Cycle	24	72

(2) 同相内混合巻線の概要

前項に述べた様に、Fig.3-11 に示す $q=3/8$ の巻線方式のコイル配置は、各相内の“ q の分子数 3”と同数コイルが 3 連直列で接続されている。この 3 コイルを全て同一の巻回数にした場合、コイル線径を変えて出力特性を変更するしかなかった。これは、スロット内の導体占積率を密にして同じにしようとした場合、ティースに巻く多重段数は限られるため、それら EMF 定数には大きな差異が生じた。線径を同じくして各コイル巻回数を変えるやり方もあるが、これは、スロット内導体占積率を低下させることになり、効率低下が懸念されるため、良好な手段とは言えなかった。このような制約条件の中で巻線自由度を大きくするために、この同相内混合巻線を提案し、これを検討した^{(3-9) (3-10)}。

この同相内混合巻線には、3 連直列コイルを n_1, n_2, n_3 とした場合、

- ・方式 A : $n_1 = n_3, n_1 \neq n_2, (n_1 = n_3) > n_2$
- ・方式 B : $n_1 = n_3, n_1 \neq n_2, (n_1 = n_3) < n_2$

の 2 つの場合が考えられる。

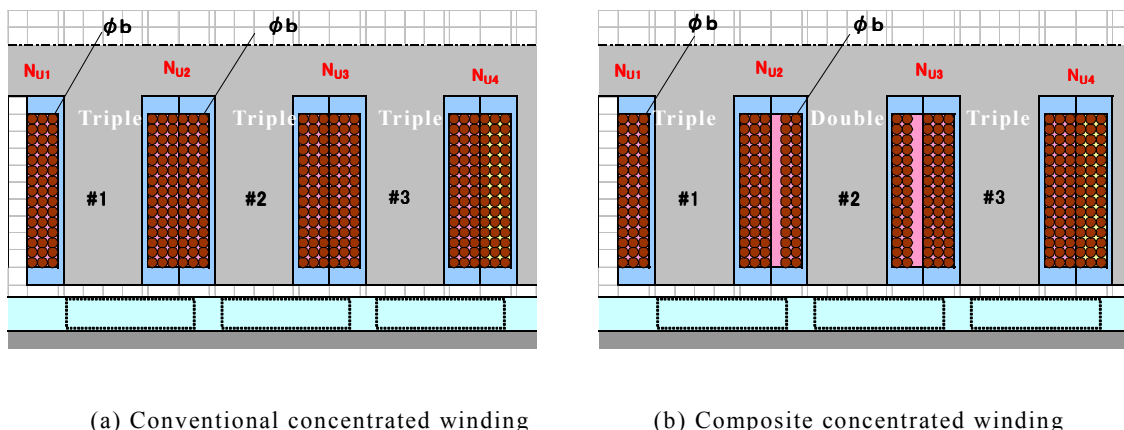


Fig.3-13. Comparison between Conventional type and Composite type

Fig.3-13 に、従来にあるように 3 つにティースに同数の巻回数を施すもの[(a)図]と、中央のコイルの巻回数を減らした場合[(b)図]の電機子のモデル図を示す。このとき、Fig.3-13(b)に示すように、各コイルを同径の導体で構成した場合、中央スロット部は、スロット内導体占積率が異なるためモータ定数 K_m が低下してしまうため、この導体占積率を高く、且つ均一にするため異径の導体で構成することが必要になる。さらに、方式 A、方式 B の巻線方式の違いは、巻回数の他に巻線係数 K_w も異なってくるため、各電機子巻線特性に合わせた磁石幅の検討が必要となる。

以下に、方式 A、方式 B それぞれの巻線方式の内容について説明する。

(i) $n1 = n3, n1 \neq n2, (n1 = n3) > n2$

Fig.3-14(a)に本巻線方式の巻線構成図を、また Slot Star Diagram を Fig.3-14(b)に示す。本例は、巻数比が、

- ・ $(n1 = n3) : n2 = 2.5 : 1$
- ・ 総巻回数： $n = 6$

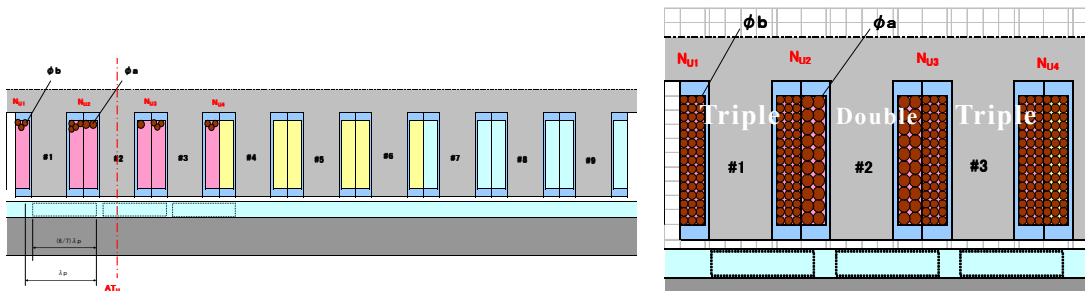
の場合を示している。

Fig.3-14(b)に示す Slot Star Diagram の EMF ベクトル分布より、巻線係数 K_w 式を求めると (3-19) 式になる。

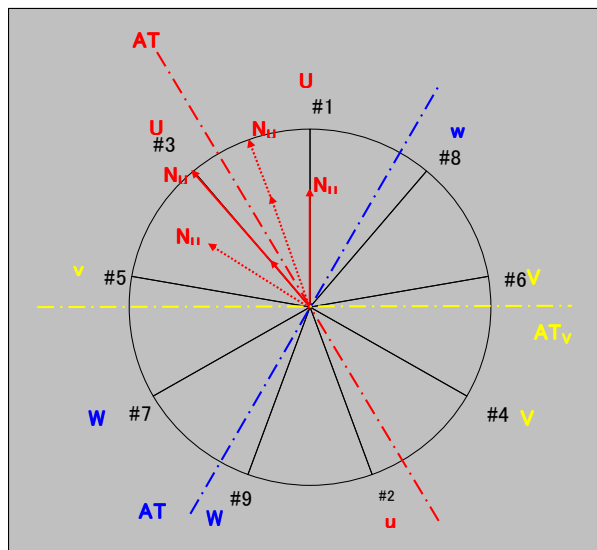
【Winding Factor: K_w 】

$$K_w = \frac{2.5n \times \cos(30^\circ) + (2.5+1)n \times \cos(10^\circ r) + (1+2.5)n \times \cos(10^\circ r) + 2.5n \times \cos(30^\circ r)}{\{2.5 + (2.5+1) + (1+2.5) + 2.5\}n} \quad (\text{for: } r=1)$$

$$K_w(1) = \frac{2.5 \cos 30^\circ + 3.5 \cos 10^\circ + 3.5 \cos 10^\circ + 2.5 \cos 30^\circ}{12} = 0.935 \quad \text{----- (3-19)}$$



(a) Winding Construction at $q=3/8$ ($n1=n3$) > $n2$



(b) Slot Star Diagram at $q=3/8$ ($n1=n3$) > $n2$

Fig.3-14. Fractional Slot Winding Method ($q=3/8$), ($n1=n3$) > $n2$

スロット配置は、Fig.3-11(c)と同一となるが、同相内3つのコイルが $(n1-n3)>n2$ と巻回数が異なるため、EMFベクトル分布は異なったものになる。よって、Fig.3-14(b)に示すEMFベクトル分布から求めた巻線係数式より、基本波の巻線係数は $K_w=0.935$ となる。これは、Fig.3-11(c)に示す $q=3/8$ ($n1=n2=n3$)の場合に比べて-1%の差異なので、鎖交磁束数 Ψ も同等と考えてよい。高調波巻線係数 $K_w(r)$ に関しては、 $K_w(5)=0.01$ 、 $K_w(7)=-0.16$ と、7次が残る結果になるので、磁石幅 $W_m=6/7\tau_p$ にするなどの手段を取ればEMFに含まれる7次高調波成分を小さくできると考えられる。(Table3-5.:巻線係数比較表参照)

(ii) $n1=n3$, $n1 \neq n2$, $(n1=n3) < n2$

Fig.3-15(a)に本巻線方式の巻線構成図を、またSlot Star DiagramをFig.3-15(b)に示す。本例は、巻数比が、

- ・ $(n1=n3) : n2 = 1 : 2.5$
- ・ 総巻回数: $n = 4.5$

の場合を示している。

またFig.3-15(b)に示すSlot Star DiagramのEMFベクトル分布より、巻線係数 K_w 式を求めると(3-20)式になる。

【Winding Factor: K_w 】

$$K_w = \frac{n \times \cos(30^\circ) + (1+2.5)n \times \cos(10^\circ r) + (2.5+1)n \times \cos(10^\circ r) + n \times \cos(30^\circ r)}{\{1+(1+2.5)+(2.5+1)+1\}n} \quad (\text{for: } r=1)$$

$$K_w(1) = \frac{\cos 30^\circ + 3.5 \cos 10^\circ + 3.5 \cos 10^\circ + \cos 30^\circ}{9} = 0.958 \quad \text{----- (3-20)}$$

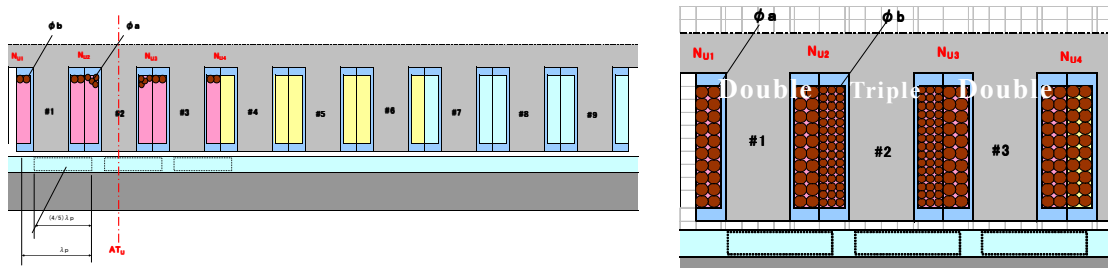
この巻線方式のSlot Star Diagramも、Fig.3-11(c)と同一となるが、同相内3つのコイルが $(n1=n3)<n2$ と巻回数が異なるため、Fig.3-14(b)とも異なったEMFベクトル分布となっている。またFig.3-15(b)のEMFベクトル分布は、Fig.3-14(b)に対して、その分布が、EMFベクトル中心軸寄りになっているので、Fig.3-11やFig.3-14の巻線方式($q=3/8$)より基本波の巻線係数 $K_w(1)$ は、若干ながら大きくなるのがわかる。よって、Fig.3-15(b)に示すEMFベクトル分布から求めた巻線係数式より、基本波の巻線係数は $K_w=0.958$ となり、Fig.3-11に示す一般的な $q=3/8$ の場合に比べて、+1.0%の差異なので鎖交磁束数 Ψ も同等と考えてよい。高調波巻線係数 $K_w(r)$ に関しては、Fig.3-14の巻線方式とは逆に、 $K_w(5)=0.308$ 、 $K_w(7)=0.07$ と、5次が残る結果になるので、磁石幅 $W_m=4/5\tau_p$ にするなどの手段を取ればEMFに含まれる5次高調波成分を小さくできる。(Table3-5:巻線係数比較表参照)

また、Fig.3-16 に示すように出力特性についての比較を行うと、 $q=3/8$ の巻線方式で $n_1=n_2=n_3$ になった場合、

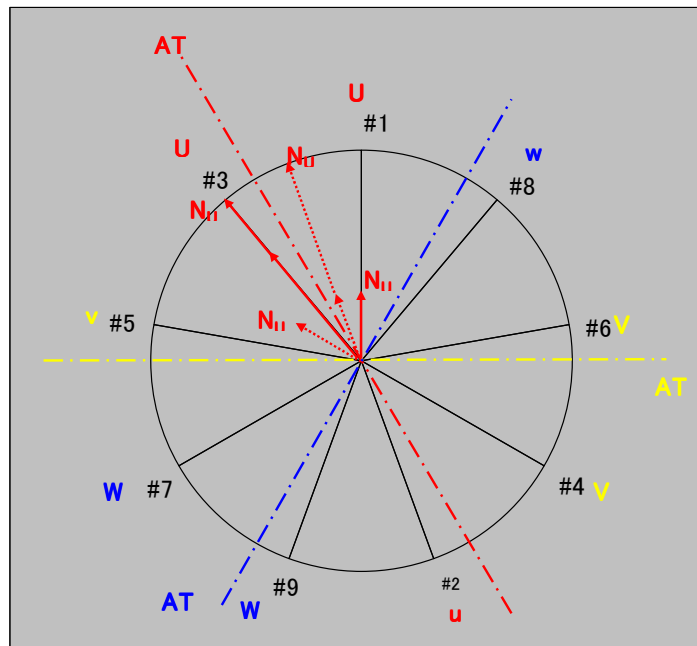
Low Ψ 巻線、同相内混合巻線(i)、同相内混合巻線(ii)、High Ψ 巻線、それぞれ総巻回数は、

- ・ Low Ψ 巻線 : $n = 3$ $[(n_1=n_2=n_3)=1]$
- ・ 同相内混合巻線(i) : $n = 4.5$ $[(n_1=n_3) > n_2]$
- ・ 同相内混合巻線(ii) : $n = 6$ $[(n_1=n_3) < n_2]$
- ・ High Ψ 巻線 : $n = 7.5$ $[(n_1=n_2=n_3)=2.5]$

となるので Fig.3-14, Fig.3-15 に示す同相内混合巻線方式は、Low Ψ 巻線と High Ψ 巻線の間出力特性を補間する、巻線方式となることがわかる。



(a) Winding Construction at $q=3/8$ ($n_1=n_3$) < n_2



(b) Slot Star Diagram at $q=3/8$ ($n_1=n_3$) < n_2

Fig.3-15. Fractional Slot Winding Method ($q=3/8$), ($n_1=n_3$) < n_2

Table3-5. Winding factor of each winding method

q	q=1/2	q=3/8		q=3/8 (Mixed Winding)	
		High Ψ	Low Ψ	(n1=n3)>n2	(n1=n3)<n2
Order: r	Kw	Kw		Kw	Kw
1	0.866	0.945	0.935	0.958	
3	0.000	0.578	0.506	0.674	
5	-0.866	0.140	0.015	0.308	
7	-0.866	-0.061	-0.161	0.074	
9	0.000	0.000	-0.001	0.000	
11	0.866	0.061	0.161	-0.073	
13	0.866	-0.139	-0.013	-0.306	
15	0.000	-0.576	-0.503	-0.672	
17	-0.866	-0.944	-0.934	-0.958	
19	-0.866	-0.946	-0.937	-0.959	
21	0.000	-0.580	-0.508	-0.676	

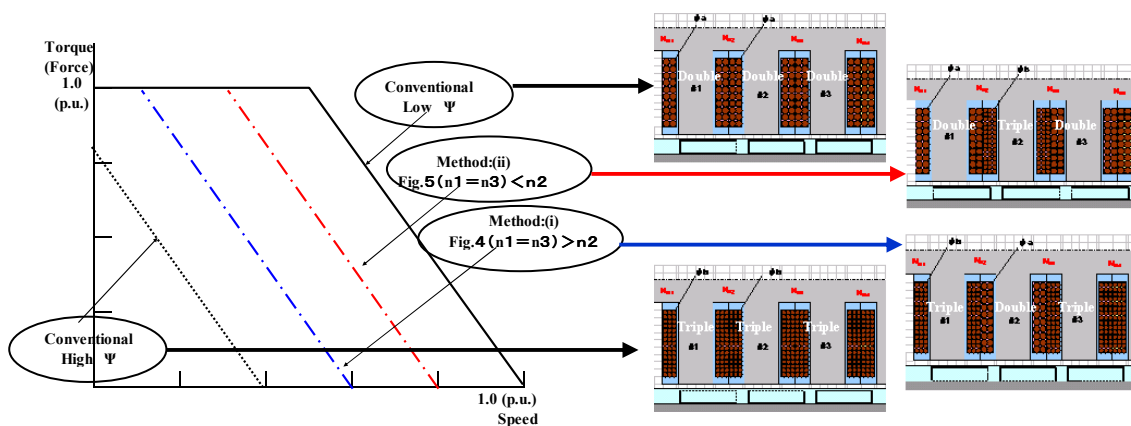


Fig.3-16. “Speed – Torque(Thrust Force)” Characteristics of each winding method.

(3) 同相内混合巻線 実証機確認

(i) 実証機緒元

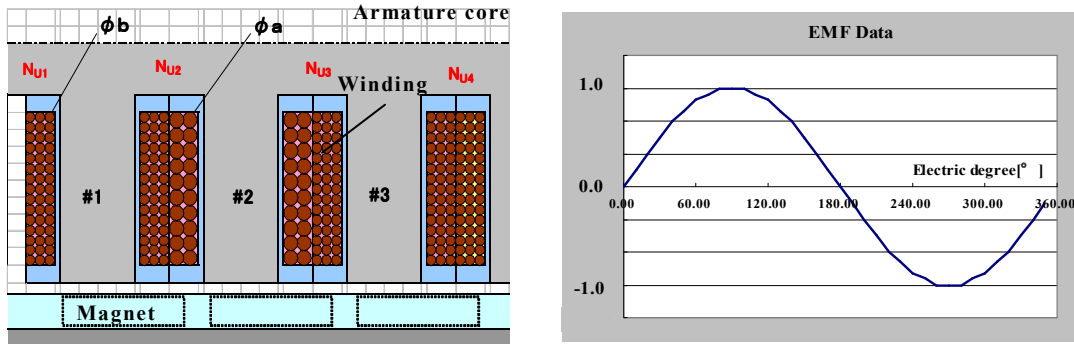
実証機は前章の考察を踏まえ実証機 A, B, 2 種類の実証機を設計・製作した。

- ・実証機 A : $n1=n3, n1 \neq n2, (n1=n3) > n2$ (同相内混合巻線方式)
- ・実証機 B : $n1=n2=n3$ (同相内統一巻線方式)

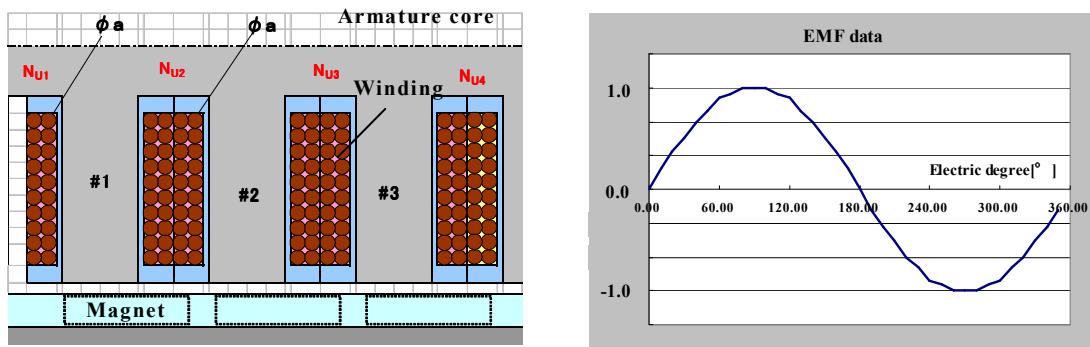
の2種類を試作した。また、界磁磁極となる永久磁石形状は直方体とし、その幅寸法 W_m は、磁極ピッチを τ_p とした場合、“ $W_m=6/7\tau_p$ ”に決めた。その根拠は、ギャップ磁束密度分布を矩形波と想定した場合、そのフーリエ変換は、(3-9)式に示される。つまりギャップ磁束密度分布の7次高調波を消すためには、“ $W_m=6/7\tau_p$ ”にすると7次項は、“0”になる。(Fig.3-7 参照)

(ii) EMF 定数評価

本検討では、同相内コイルの巻回数が異なった場合の、巻線係数の差異の確認、(磁束高調波成分低減を目的とした)巻線方式に適合する磁石幅の効果の確認を見るため、実証機 A および B の“EMF 測定”および、その“FFT 解析”を行った。Fig.3-17 に相電圧 EMF 波形、Fig.3-18 にその FFT 調波解析データを示す。

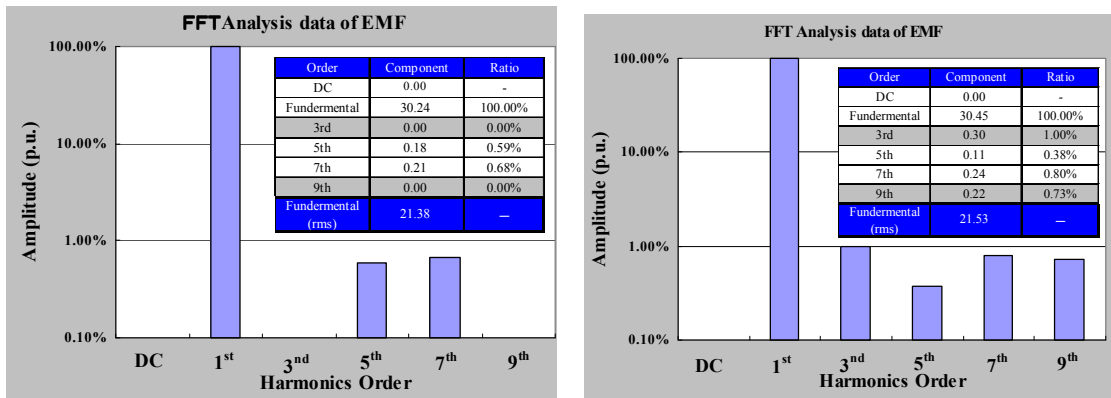


(a) Test Motor: A



(b) Test Motor: B

Fig.3-17. Measured EMF constant data



(a) Test Motor: A

(b) Test Motor B

Fig.3-18. FFT data of EMF constant data

(iii) 結果考察

以上のように、前記2つの同相内混合巻線方式は、同相内コイルの巻回数を変えることで、整列集中巻のスロット内導体占積率を同じにして（モータ定数 K_m 同じにして）EMF定数を補間させる巻線方式を検討した。 $q=3/8$ 巻線は、FSWであるため、Fig.3-14(b), Fig.3-15(b)に示すスロットスター図を見ても分かるように各相のEMFベ

トル分布は、 q の分子数と同数の“3”と同様の分布巻効果がある。また2つの同相内混合巻線方式の EMF は、EMF ベクトル分布が異なるため、若干の違いはあるものの、磁石形状が直方体形状でギャップ磁束密度波形が矩形波であっても、Fig.3-17 の EMF 波形、Fig.3-18 の FFT 調波解析データを見ても、極めて正弦波化されており、トルクリプルも小さくすることができることがわかる。

このように、 $q=3/8$ の巻線方式は、EMF の波形率改善には大きな効果があるが、巻線設計の自由度が小さく、8 極/9 スロットの巻線が最少グループ数“1”となる。この課題に対して $q=3/8$ の巻線方式においても、同相内コイルを異なる巻回数した混合巻線方式を用いることで、巻線設計（巻回数）に自由度を持たせることができる。

また、 $q=3/8$ の同相内混合巻線方式では、異なる巻線の組合せ方で、5 次、7 次の巻線係数 $K_w(5)$ 、 $K_w(7)$ が異なってくるため、それぞれの巻線係数に対応した磁石形状（磁石幅 W_m ）の最適化で、EMF 定数波形を、更に正弦波に近づけることができる。さらにトルクリプルの観点から、例えば Table3-5. の各高調波次数に対する巻線係数 $K_w(r)$ を見ると、 $(n1=n3)>n2$ の同相内混合巻線は、5 次巻線係数 $K_w(5)$ が“0”に近く、7 次巻線係数 $K_w(7)$ が他の巻線係数と比較して大きいため、磁石幅 W_m は $W_m=6/7\tau_p$ にするべきである。 $(n1=n3)<n2$ の同相内混合巻線は、逆に 5 次巻線係数 $K_w(5)$ が“0”大きく、7 次巻線係数 $K_w(7)$ が“0”に近いと、磁石幅 W_m は、 $W_m=4/5\tau_p$ にすれば界磁磁束に存在する主要高調波をほぼ“0”にすることができ、Fig3-17(a)に示すような高調波成分の少ない EMF となっている。

このように、ここで提唱した同相内混合巻線方式は、各同相コイル巻回数が異なれば、巻線係数 K_w も変化することとなり、よってこの各次巻線係数 $K_w(r)$ を前記 Slot Star Diagram より求め、最も巻線係数が大きい次数を相殺する磁石形状の界磁と組み合わせることで、EMF の THD を低減でき、これを実機評価にて確認できた。

3. 3. 3 分数スロット巻線の課題（3）：分数調波

分数スロット巻線の3つめ課題として、EMF に含まれる分数調波(Sub-harmonics)の存在がある。Fig.3-19(a)に ISW($q=1$, 16 極/48 スロット)、および(b)に FSW($q=5/8$, 16 極/30 スロット)の Slot Star Diagram を示す。

これを見てもわかるように、ISW の場合、1 極対（電気角 2π [rad]）で電機子巻線の最少構成が可能である。これに対して FSW の場合、 n 極対数（電気角 $2n\pi$ [rad]）で電機子巻線の最少構成が可能となる。そのため FSW は、1 極対（電気角 2π [rad]）の磁石が作る磁気回路に対して電機子巻線が完結しない、言わば非対称となる。

例えば非対称の回転体の場合、分数調波振動が発生することは文献等にも報告されており、同様に磁気回路においても Fig.3-19(b)が示すように、鎖交磁束による電圧を誘起する電機子巻線が電気角 2π [rad]において非対称となる場合、EMF には奇数次高調波以外の分数調波と呼ばれる不規則な高調波成分が含まれることになる。⁽³⁻¹¹⁾

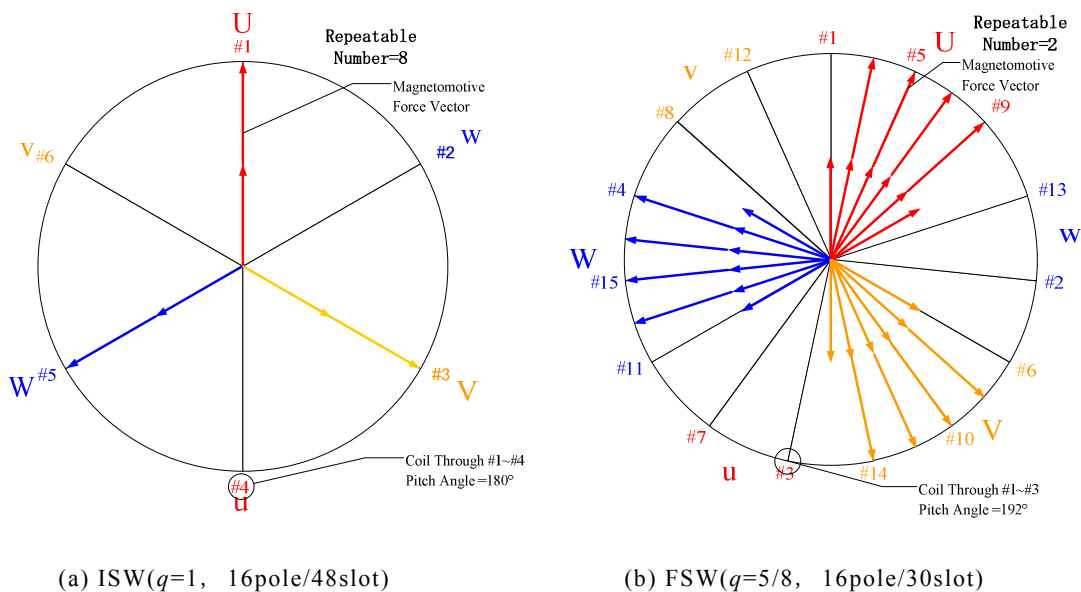
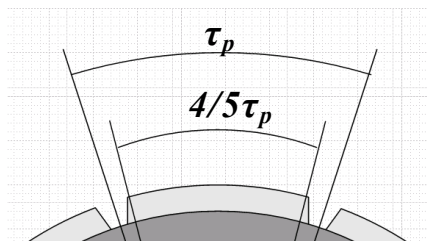


Fig.3-19. Slot Star Diagram for consideration about sub-harmonics

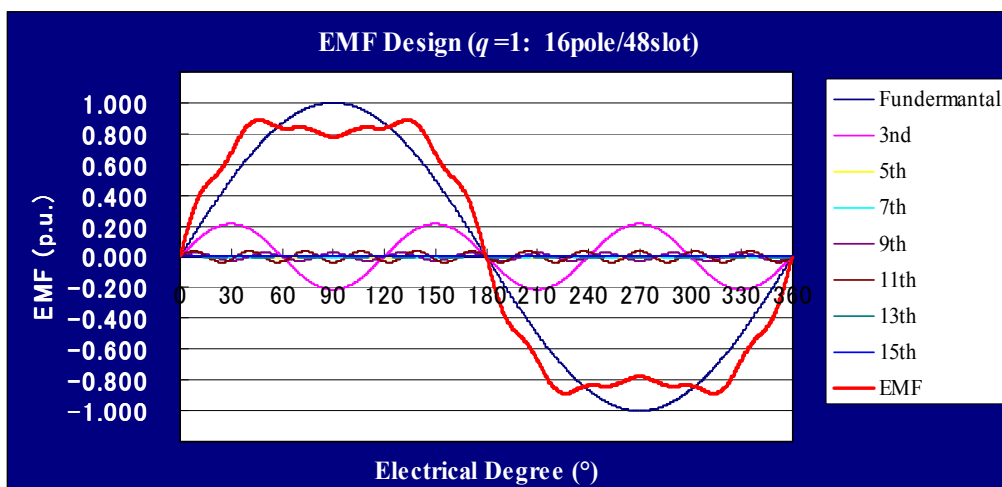
この分数調波の実測例として、Fig.3-20(a)に ISW($q=1$, 16 極/48 スロット)、および (b)に FSW($q=5/8$, 16 極/30 スロット)についての、中性点-U 相端子(Star 結線)の EMF 波形、およびその波形解析データを示す。この際、ロータの界磁磁石形状は、参考図に示すような磁極ピッチを τ_p としたとき、磁石幅 W_m が $W_m=4/5 \tau_p$ となる Block magnet 形状のものを用いている。

【参考図】

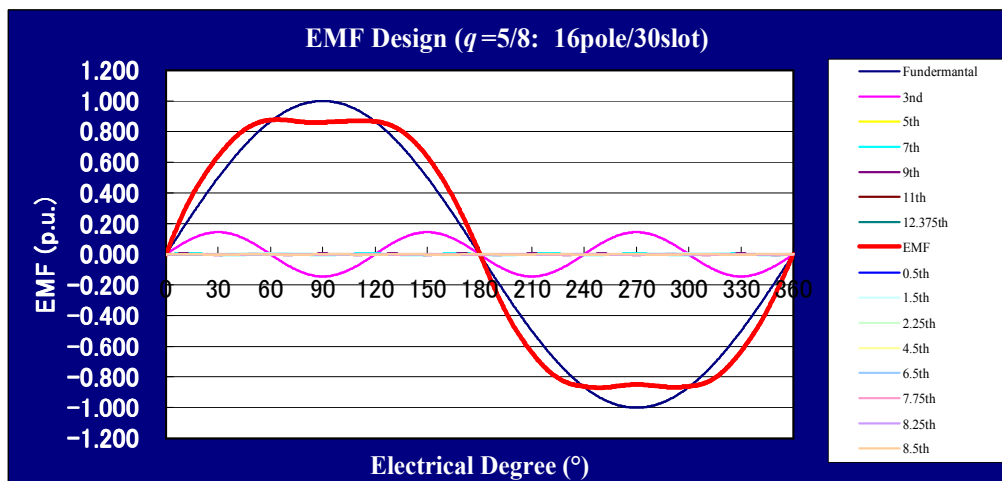


分布効果のない ISW($q=1$)に対して、 $q=5$ 相当の分布効果を持つ FSW($q=5/8$)は、奇数次高調波を大きく低減できていることがわかる。ただ図を見ても判るように、FSW($q=5/8$)には 1 % 以下であるが、奇数次高調波以外の分数調波が含まれている。EMF、つまり鎖交磁束に電流が直交した場合にトルクが発生するのであるから、PMSM の EMF に高調波が存在する場合、これらはトルクリプルとなる。

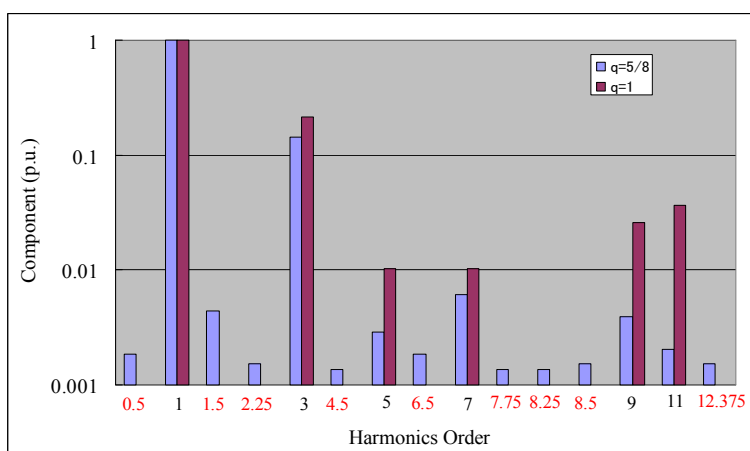
奇数次高調波に対しては、前項“3. 2. 3 Slot Star Diagram による巻線係数 K_w の導出”で述べた、界磁磁石形状の磁石幅、形状を変えることや、電機子巻線を不等ピッチにすることでの低減が図れるが、分数調波は、その非対称性からくるため無くすことは出来ない。よって PMSM を FSW で設計する際、分数調波のレベルを検討しておく必要がある。



(a) EMF data of Neutral-U phase terminal about ISW ($q=1$: 16pole/48slot)



(b) EMF data of Neutral-U phase terminal about FSW ($q=5/8$: 16pole/48slot)



P (pole)	Harmonics (order)	$q=5/8$ (p.u.)	$q=1$ (p.u.)
8	0.5	0.19%	-
16	1	100.00%	100.00%
24	1.5	0.44%	-
36	2.25	0.15%	-
48	3	14.45%	21.38%
72	4.5	0.14%	-
80	5	0.29%	1.02%
104	6.5	0.19%	-
112	7	0.61%	1.02%
124	7.75	0.14%	-
132	8.25	0.14%	-
136	8.5	0.15%	-
144	9	0.39%	2.60%
176	11	0.20%	3.63%
198	12.375	0.15%	-

(c) FFT analysis data of EMF about ISW ($q=1$: 16pole/48slot) and FSW ($q=5/8$: 16pole/48slot)

Fig.3-20. Comparison the Sub-harmonics of EMF data about ISW and FSW

3. 4 分数スロット巻線における不等ピッチ巻線方式の効果の検討⁽³⁻¹²⁾

前項に述べたように、FSWには奇数スロット電機子が存在し、 $q=3/8$ や $q=3/10$ のように基本波巻線係数 $K_w(1)$ が大きく、また高次巻線係数 $K_w(r)$ に関しては、その値が小さいため EMF に含まれる高調波成分を低減できる。しかし磁気的なアンバランスが生じた場合、実機製作においては磁気特性のバラツキや組立誤差の存在は必ずあり、この奇数スロットでは電機子と回転子間にアンバランス力が偶数スロットの場合に對して大きくなることを述べた。

本項では、奇数スロット巻線として $q=3/8(q=3/10)$ を例に挙げ、これに相当する EMF 特性を得るための、偶数スロット巻線 $q=2/5$ における界磁磁石幅形状と、不等ピッチ角の最適化検討について以下に述べる

3. 4. 1 EMF における THD 低減についての考え方

Fig.3-21 に PMSM の交流機モデルを示す

PMSM の EMF における THD は、トルクリプルの主要因となる。一般的にトルクリプルは、空間高調波と電機子電流の電磁誘導トルク成分と、回転電機のギャップパーミアンス変化と界磁磁石磁束間のエネルギー変化による発生するコギングトルクがある。以下、このモデル機をベースにコギングトルク、空間高調波トルクリプルについて説明する。

【コギングトルク】

コギングトルク T_{cog} は、電機子の Slot Opening の形状によるギャップ部のパーミアンス変化があることで、ギャップ磁気エネルギー W_g がロータ角度 θ に対して変化する。よってコギングトルク T_{cog} は、(3-20)式に示すように、ギャップ磁気エネルギー W_g のロータ回転角度 θ に対する角度微分で求められる。

$$T_{cog} = \frac{D_g}{2} \cdot \frac{\partial W_g}{\partial \theta} \quad \text{ここで、} \quad W_g = \frac{1}{2} B_g \cdot H_g = \frac{B_g^2}{2 \cdot \mu_0} \quad D_g : \text{ギャップダイヤ[m]}$$

$$= \frac{D_g}{4\mu_0} \cdot \frac{\partial B_g^2}{\partial \theta} \quad \text{[N-m]} \quad \text{----- (3-21)}$$

コギングトルクは、(3-21)式に示すようにギャップ磁束密度 B_g [T] の 2 乗に比例し、高性能な界磁磁石を用いた場合、コギングトルクは増大傾向になることが予想される。

不等ピッチ巻線を用いることは、電機子スロットピッチも不等にすることであり、コギングトルクに対しても影響を与える。コギングトルク低減に関する不等ピッチの最適角の検討が必要と考えるが、ここでは、対象とした回転電機が電機子に分数スロット巻線を用い、Slot Opening 形状も Semi-Open としたためギャップパーミアンス変化が極めて小さく、トルクリプルに対するコギングトルクの割合は小さいと考え、最適化パラメータから外すこととした。

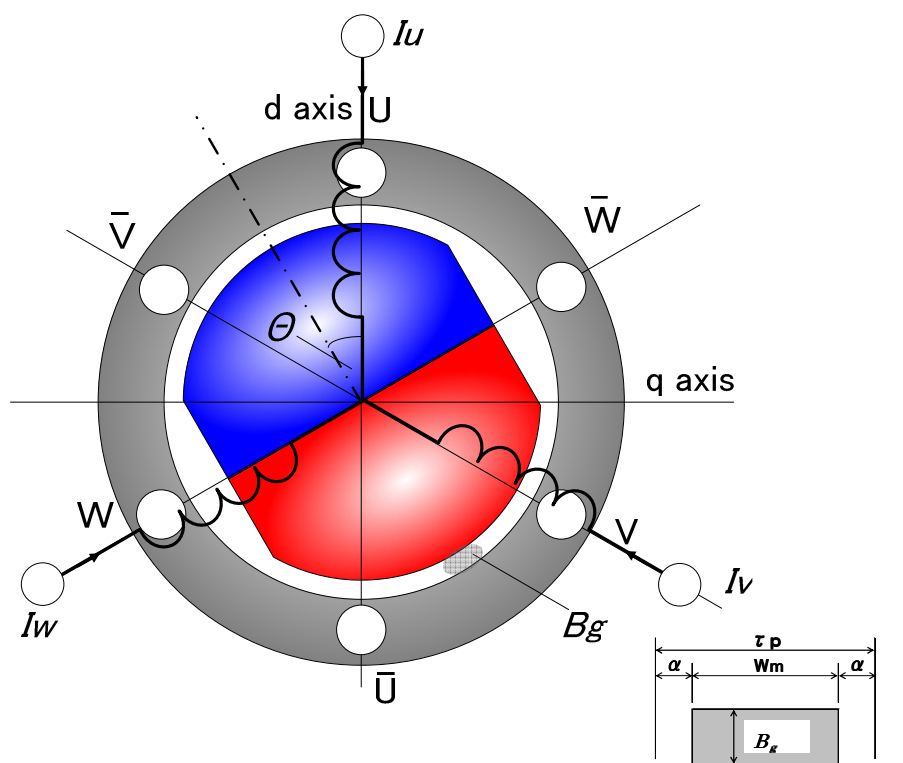


Fig.3-21 Relation between armature and permanent magnet field on PMSM

【空間高調波トルクリプル】

PMSM の空間高調波トルクリプルを求めるには、先ず電機子電流 i_a とギャップ磁束 Φ からなるトルク方程式 T を求める。

まず各相電機子電流は、Fig.3-21 の PMSM モデル図において、以下の(3-22)式に示す式となる。

$$\begin{aligned}
 i_u &= \sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\{r \cdot \omega t\} & [A] \\
 i_v &= \sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\left\{r\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} & [A] \\
 i_w &= \sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\left\{r\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\} & [A]
 \end{aligned}
 \tag{3-22}$$

I_m : 電機子電流の振幅値

次に3相電機子巻線の位置におけるギャップ磁束 Φ_u , Φ_v , Φ_w は、以下の(3-22)式に示す式になる。

$$\begin{aligned} \Phi_u &= \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\{r(\omega t - \theta)\} & [\text{Wb}] \\ \Phi_v &= \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\left\{r\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \theta\right)\right\} & [\text{Wb}] \\ \Phi_w &= \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\left\{r\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \theta\right)\right\} & [\text{Wb}] \end{aligned} \quad \text{----- (3-23)}$$

Φ_m : ギャップ磁束の振幅値

これよりトルク方程式 T は、以下の(3-24)に示す式となる。

$$\begin{aligned} T(r) &= \frac{D_g}{2} \cdot K_w \cdot W \cdot (i_u \cdot \Phi_u + i_v \cdot \Phi_v + i_w \cdot \Phi_w) \\ &= \frac{D_g}{2} K_w \cdot W \cdot \left[\sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\{r \cdot \omega t\} \cdot \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\{r(\omega t - \theta)\} + \sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\left\{r\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \cdot \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\left\{r\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \theta\right)\right\} + \sum_{r=1}^{\infty} I_a \cdot \sin\left\{r\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\} \cdot \sum_{r=1}^{\infty} \Phi_m(r) \cdot \cos\left\{r\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \theta\right)\right\} \right] \quad \text{----- (3-24)} \end{aligned}$$

ここで $r=1$ として(3-23)式を計算するとトルク方程式（基本成分）T(fundamental) は、(3-25)式になる。

$$\begin{aligned} T(\text{fundamental}) &= \frac{D_g}{2} \cdot \frac{3}{2} K_w \cdot w \cdot I_a \cdot \Phi_m \cdot \sin \theta \\ &= \frac{3 \cdot D_g}{4} \cdot K_w \cdot w \cdot I_a \cdot \Phi_m \cdot \sin \theta \quad [\text{N-m}] \quad \text{----- (3-25)} \end{aligned}$$

そしてギャップ磁束の各空間高調波成分によるトルク（リップル）は、(3-24)式において $r \neq 1$ となり、EMFにおけるTHDは、各高調波トルクの総和で表される。界磁磁束分布が点対称波形である場合、 $r=1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots$ の奇数次となる。 $r=1$ の場合は、前述のように基本波トルクであるため、THDを低減するには、 $r > 3$ 以上の各高調波次数トルクの低減を検討すればよい。

Table3-5に“ $3^{\text{rd}} < r < 11^{\text{th}}$ ”の高調波トルクの低減法を述べる。“3の奇数倍”のEMF高調波の場合は、電機子巻線をY(Star)結線にすることで、相殺することができる。 5^{th} の場合は、Fig.3-7のグラフに示すように、磁石幅 $W_m = 0.8\tau_p (=4/5\tau_p)$ にすることで、“0”にすることができる。

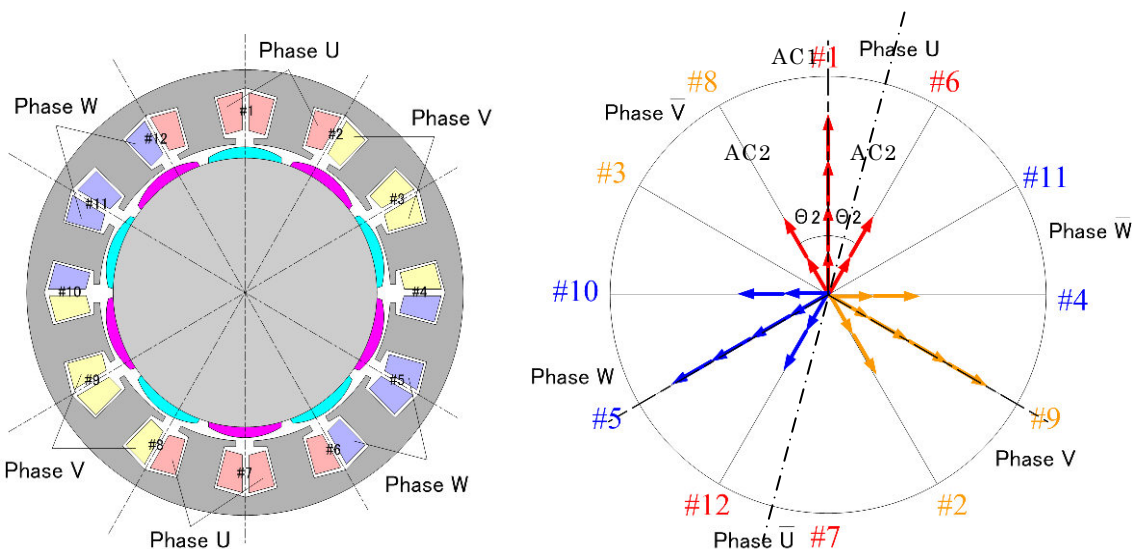
また 7th.については、電機子巻線を、7th.の巻線係数 $K_w(7)$ が小さい巻線方式に選ぶことで低減できる。そして 11th.以上の EMF 高調波については、本項で提案する不等ピッチ巻線を用い、その不等ピッチ角を最適化することで、低減することができる。以降、不等ピッチ巻線方式の具体的な検討について述べる。

Table 3-5. Design concepts to reduce THD in EMF

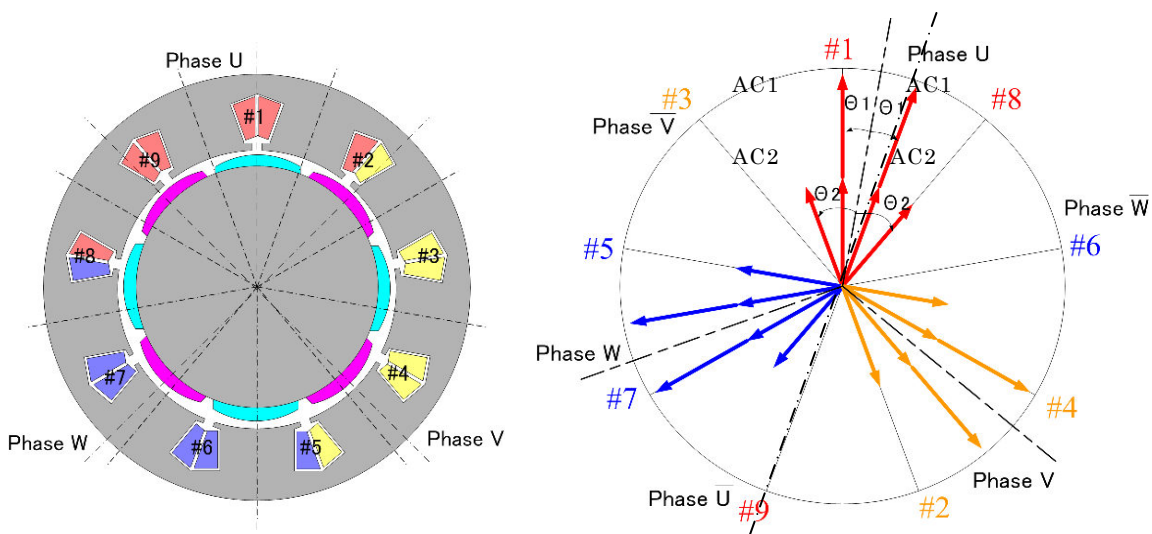
Harmonics Order	Reduction Method	Notice
3 rd	Star Connection of 3 Phase Armature Windings	Connection
5 th	Solution (1) Optimized Magnet Width: W_m	Magnet Design
7 th	Solution (2) Winding Factor of Armature Winding: K_w	Winding Design
9 th	Star Connection of 3 Phase Armature Windings	Connection
Over 11 th	Solution (3) Irregular Slot Pitch Winding	Winding Design

3. 4. 2 分数スロット巻線 (FSW) における不等ピッチ巻線方式

これまで ISW における不等ピッチ巻線に関しては、トルクリプル改善等を目的とした研究論文が多く報告されている。一例として参考文献(3-13)の中で、横井らは、ISW を採用した SPMSM を検討対象として、不等ピッチ角における磁石幅のトルクリプルへの影響の検討、およびトルクリプルを最少化する不等ピッチ角と磁石幅の最適化について述べている。



(a) FSW $q=2/5$ (10poles/12slots) depended on Slot Star Diagram



(b) FSW $q=3/8$ (8poles/9slots) depended on Slot Star Diagram

Fig.3-21. Winding arrangements of FSW ($q < 1/2$)

トルクリプルの低減には、EMFのTHDを低減することが重要であり、筆者が進めるFSWにおける不等ピッチ巻線方式の検討においても、横井らの研究内容を参考にしている。研究の相違点は、横井らが永久磁石を磁化電流とにおいて解析検討を進めているのに対して次の点が異なる。筆者は、この永久磁石を矩形磁界分布とおき、これをフーリエ変換した各次高調波磁界成分 $B_g(r)$ と FSW 電機子巻線の各次巻線係数 $K_w(r)$ の関係を検討することで、不等ピッチ角と磁石幅の最適点を求めている。この理由として、永久磁石界磁を磁化電流におくことも、磁界分布としてみることも、電磁気学上同じであるので、以降の検討内容のように研究を進めた。FSWにおける不等ピッチ巻線方式を検討する上において、Fig.3-21(a)に偶数スロット巻線 $q=2/5$ 、Fig.3-21(b)に奇数スロット $q=3/8$ の径方向断面図および Slot Star Diagram を示す。

これら2つの巻線方式にて、不等ピッチ巻線方式が成立するのは、偶数スロット巻線の場合のみである。Fig.3-21 を見てもわかるように、Fig.3-21(a)に示す偶数スロットの場合は、Slot Star Diagramの各相帯中心軸に対し対称性をもってスロット位置を変える(不等ピッチ)にすることができるが、Fig.3-21(b)に示す奇数スロットの場合は、相帯内スロット数が奇数であるがために、対称性をもってスロット位置を変えることができないことがわかる。このように ISW, FSW に関わらず、不等ピッチ巻線方式が可能なのは、偶数スロットの場合だけである。

ここで $q=2/5$, $q=3/8$ の巻線係数 $K_w(r)$ を算出比較する。(3-26)式は Slot Star Diagram から導出した $q=2/5$ の算出式、(3-27)式は $q=3/8$ の算出式を示す。

【 $q=2/5$ 巻線係数 $K_w(r)$ 】

$$K_w(r) = \frac{AC1 \times \cos(r \cdot 0) + 2 \cdot AC2 \cos(r \cdot \pi / 6)}{AC1 + 2 \cdot AC2} \text{----- (3-26)}$$

【 $q=3/8$ 巻線係数 $K_w(r)$ 】

$$K_w(r) = \frac{2 \cdot AC1 \times \cos(r \cdot \pi / 18) + 2 \cdot AC2 \cos(r \cdot \pi / 6)}{2 \cdot AC1 + 2 \cdot AC2} \text{----- (3-27)}$$

また Table3-5 に算出結果を示す。本表を見てもわかるように、 $q=3/8$ の FSW は 9th、11th、13th の高次巻線係数が小さく、界磁磁束の同次磁束成分を大きく低減できるメリットがある。

しかし前述のように $q=3/8$ のような奇数スロット電機子構造は、磁気アンバランスが出た場合、機器の振動が大きくなりやすいことがわかっている。よって本検討の目標として、偶数スロット電機子構造である $q=2/5$ の FSW において、EMF の THD (Total Harmonic Distortion : 以降 THD と称す) を $q=3/8$ レベルにすることで、高精度且つ、回転バランスのとれた機器を実現することとした。

Table 3-5. Comparison of winding factor $K_w(r)$ of $q=2/5$ and $q=3/8$

$K_w(r)$	r	$q=2/5$	$q=3/8$
Fundamental	1	0.933	0.945
3 rd	3	0.500	0.577
5 th	5	0.067	0.140
7 th	7	0.067	-0.061
9 th	9	0.500	0.000
11 th	11	0.933	0.061
13 th	13	0.933	-0.140

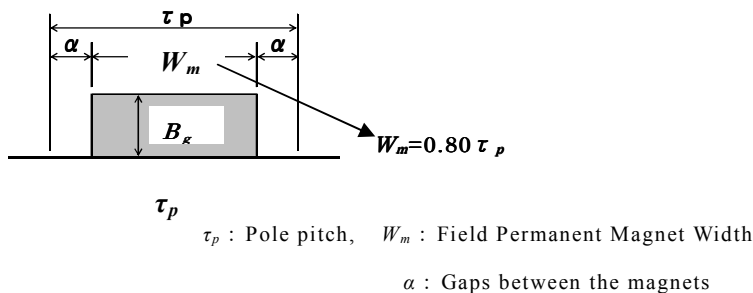


Fig.3-22. Supposed magnetic filed form

Table 3-6. Comparison of harmonic components in EMF of $q=2/5$ and $q=3/8$

EMF(r)	$q=2/5$ (with $W_m=4/5\tau_p$)	$q=3/8$ (with $W_m=4/5\tau_p$)
Fundamental (p.u.)	1.00	1.01
3 rd (p.u.)	0.11	0.13
5 th (p.u.)	0.00	0.00
7 th (p.u.)	-0.01	0.01
9 th (p.u.)	-0.06	0.00
11 th (p.u.)	-0.09	-0.01
13 th (p.u.)	-0.05	0.01

そのためにはまず、界磁磁束において 5th, 7th を低減させる磁石幅 W_m を決める。これには前述した Fig.3-7 に示す磁石幅と界磁磁束係数 K_ϕ のグラフから $W_m=4/5\pi \sim 6/7\pi$ で決める必要があるが、ここでは Fig.3-22 に示すように、11th, 13th 高調波に対しても効果的な“ $W_m=4/5\pi$ ”に決定した。

Table3-6 は、この磁石幅（界磁磁束）“ $W_m=4/5\pi$ ”において、 $q=2/5$ (with $W_m=4/5\tau_p$) の EMF 基本波成分を基準とし、 $q=2/5$ and $q=3/8$ における EMF を単位法で表したものを示している。この比較表を見ると、 $q=2/5$ (with $W_m=4/5\tau_p$) の 11th, 13th 高調波成分が 9%, 5%残っていることがわかる。よって目標のとする不等ピッチ角は、この高調波成分を無くすことを目的とした角度に選ぶ必要がある。よってここでは高調波含有率が高い 11th 高調波に注目して最適不等ピッチ角度を求めることにした。

Fig.3-23 に $q=2/5$ において(a)等ピッチ巻線, (b)不等ピッチ巻線における Slot Star Diagram を示す。両方の Slot Star Diagram を比べてわかるように、3相平衡状態を保ったまま不等ピッチにするためには、Slot Star Diagram に示す6相帯分割した中の同相帯での Slot Vector が、中心点に対して点对称になるように不等ピッチ角度 θ_{ir} をつくる必要がある。よって前述したように 11th 高調波低減を目的とした場合、Fig.3-23 に示すように、不等ピッチ角度 θ_{ir} は“ $\theta_{ir}=\pi/22$ [rad] (機械角 $\pi/110$ [rad])”になる。

以上のことにより Table 3-5 に示した、5th 高調波は磁石幅 W_m の最適化で無くし、7th 高調波は電機子に 7th の巻線係数 $K_w(r)$ が小さい巻線方式を採用することで低減した。ここでは $q=2/5$ および $q=3/8$ ($q=3/10$ も同様) の FSW を検討した。そして 11th 以上の高調波については不等ピッチ巻線方式を用い、その不等ピッチ角度 θ_{ir} を低減対象とする高調波に対して最適化することで低減できることがわかった。

以降、不等ピッチ巻線方式の優位性、EMF 高調波低減効果について述べる。

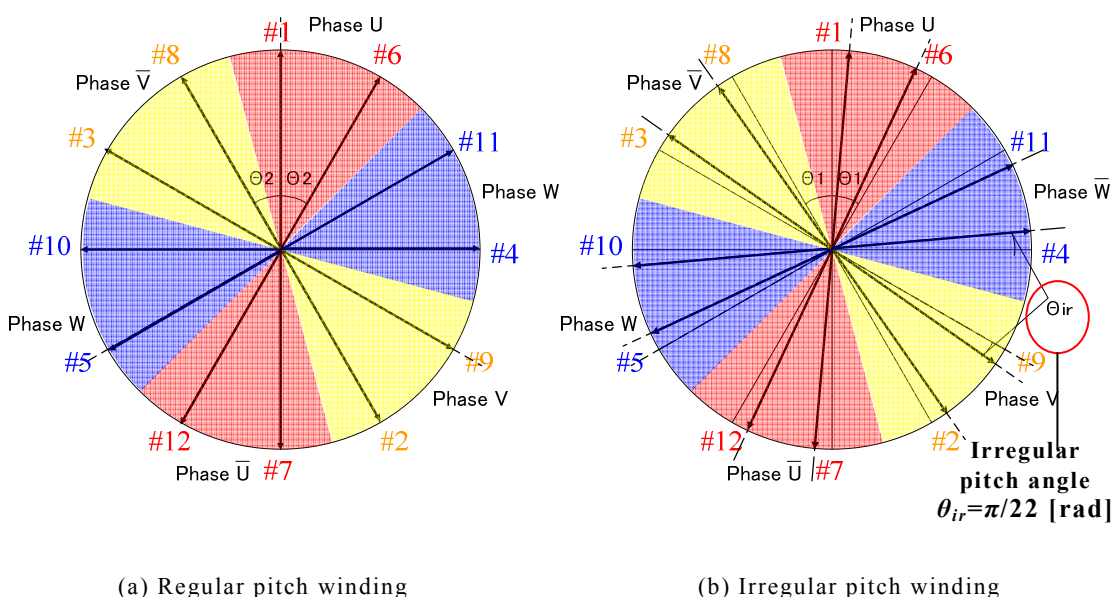


Fig.3-23 Slot Star Diagram of Fractional Slot Winding at $q=2/5$ (10pole 12slot)

3. 4. 3 不等ピッチ巻線方式の効果

Table3-7に、ここで提案する分数スロット巻線 $q=2/5$ における、検討電磁構造の EMF 高調波分析結果を示す。Fig.3-24 は、(a)にその電磁構造系方向断面図、(b)に電機子起磁力ベクトルを加えた Slot Star Diagram を示す。

また Fig.3-25 に検討する界磁磁石形状、および磁石が作り出す想定ギャップ磁束分布と高調波解析結果を示す。(a)は $W_m=6/7\tau_p$ の Arch Magnet を示しており、3rd.および 5th.高調波の低減を目的とした Arch 形状と、7th.高調波を低減させる磁石幅 W_m にしたことで、これらの高調波が大きく低減されていることがわかる。(b)は $W_m=4/5\tau_p$ の Block Magnet を示しており、磁石 W_m の幅は勢力が大きい 5th.高調波を無くす目的で決めた。

Table3-7 において、(Data-A)は電機子が等ピッチ巻線で界磁磁石形状が、Fig.3-25(b)に示す Block Magnet の EMF 高調波分析結果をし、この基本波を 1.0(p.u.)としている。(Data-B)は、電機子が等ピッチ巻線で界磁磁石形状が Fig3-25(a)に示す磁石形状 Arch Magnet の EMF 高調波分析結果を示しており、このデータは等ピッチ角において EMF 高調波成分を低減する目的として、磁石形状(Arch Magnet)を用いることで、EMF 高調波の低減を行う事例としている。Table3-7(Data-C)は、電機子が不等ピッチ巻線で界磁磁石形状が Block Magnet の EMF 高調波分析結果を示している。

(3-28)式に Fig.3-22(b)に示す Slot Star Diagram から、不等ピッチ角 $\theta_{ir}=\pi/22$ [rad] (8.13elec.deg)における巻線係数 $K_w(r)$ の算出式を示す。Table3-7(Data-C)のデータは、Fig.3-25(b)に示す磁石形状(Block Magnet)と、この巻線係数 $K_w(r)$ を用いて求めた EMF の計算結果を示したものである。

【Irregular pitch : $\theta_{ir}=\pi/22$ [rad] (8.13elec.deg)】

$$K_w(r) = \frac{AC1 \times \cos(r \cdot \pi / 22) + AC2 \cos\{r \cdot (\pi / 6 + \pi / 22)\} + AC2 \cos\{r \cdot (\pi / 6 - \pi / 22)\}}{AC1 + 2 \cdot AC2} \quad \text{----- (3-28)}$$

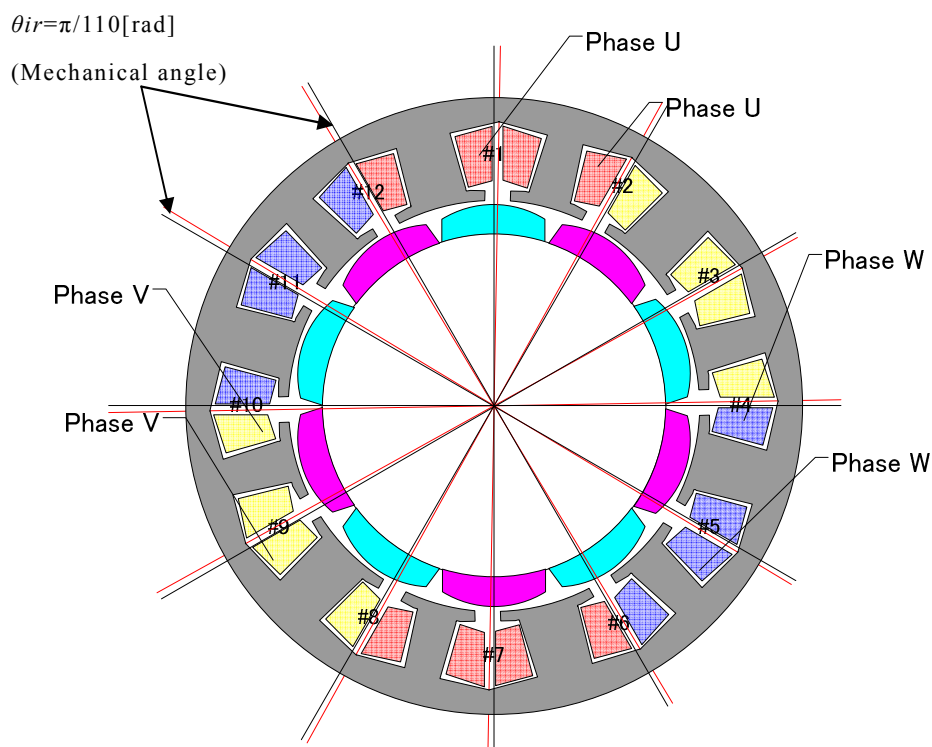
この結果を参照すると、不等ピッチ角 θ_{ir} を“ $\theta_{ir}=\pi/22$ [rad] (機械角 $\pi/110$ [rad])”にすることで、Fig.3-24(b)に示す磁石形状(Block Magnet)においても、EMF 基本波成分をほぼ同じにして、11th、13th 高調波成分を 1%以下に低減できることがわかった。

Fig.3-24(a)に示す磁石形状(Arch Magnet)を用いた場合は、Fig.3-23 (Data-B)に示すように 11th、13th 高調波成分に関しては、不等ピッチ巻線方式同様に低減できるが、EMF 基本波成分を 10%低減させてしまうことになる。これは機器効率を低減させてしまうことになり高効率化の目的からは逸脱することになる。

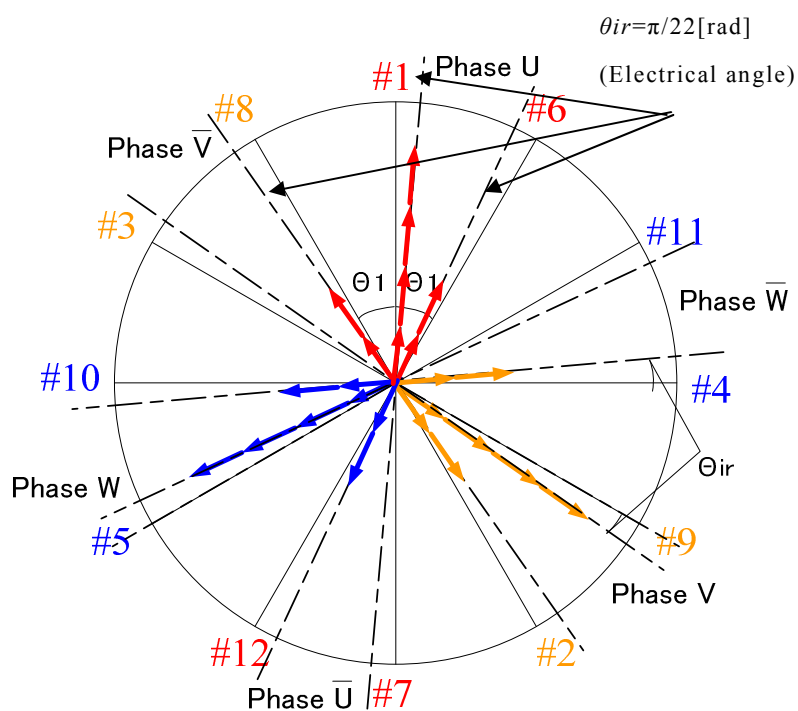
このような結果から、機器効率を変えずに EMF 高調波を低減するには、不等ピッチを用いた分数スロット巻線電機子と、Block Magnet を用いたロータの組み合わせは、効果的であるといえる。

Table 3-7. Comparison of harmonic components in EMF of regular pitch winding and irregular pitch winding at $q=2/5$ (10pole 12slot)

EMF(r)	$q=2/5$ (with $W_m=4/5\tau_p$)		
	Regular Pitch $\theta_{ir}=0\text{deg}$		Irregular Pitch $\theta_{ir}=\pi/22[\text{rad}]$
	Data-A	Data-B	Data-C
	Fig.5 (a) Block Magnet.	Fig.5 (b) Arch Magnet.	Fig.5 (a) Block Magnet.
Fundamental (p.u.)	1.00	0.90	0.99
3 rd (p.u.)	0.11	0.04	0.10
5 th (p.u.)	0.00	0.00	0.00
7 th (p.u.)	-0.01	0.00	0.00
9 th (p.u.)	-0.06	-0.03	-0.02
11 th (p.u.)	-0.09	-0.00	0.00
13 th (p.u.)	-0.05	-0.01	0.01

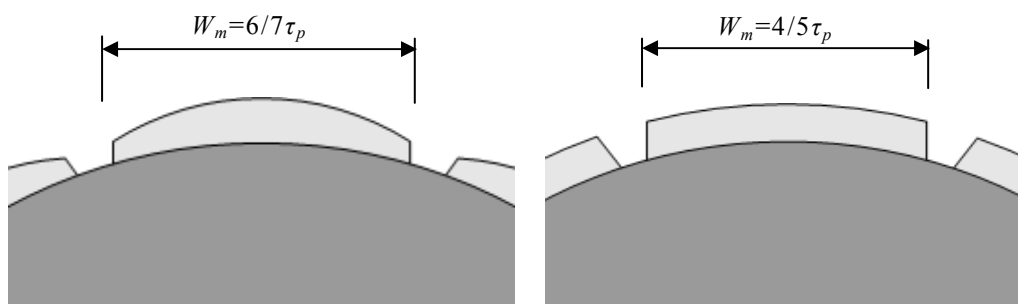
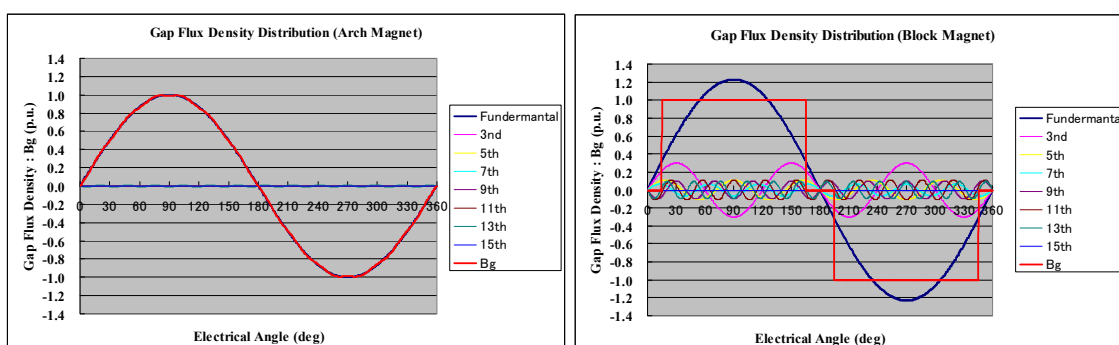


(a) Cross-sectional view of PMSM used irregular pitch winding at $q=2/5$ (10pole 12slot)
Irregular pitch angle $\theta_{ir}=1.65$ (Mechanical degree)



(b) Slot Star Diagram for irregular pitch winding at $q=2/5$ (10pole 12slot)
Irregular pitch angle $\theta_{ir}=8.25$ (electrical degree)

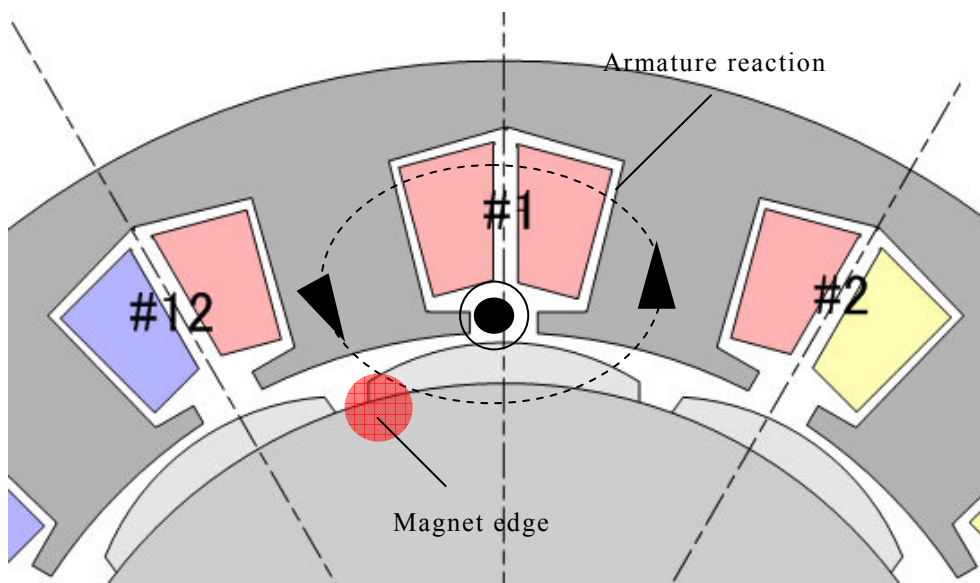
Fig.3-24. Irregular pitch winding method at $q=2/5$



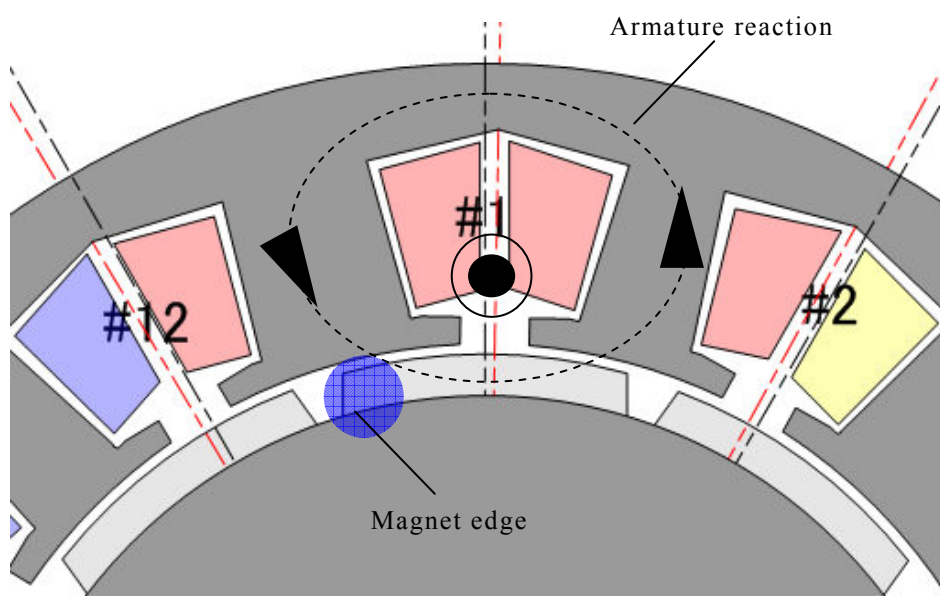
(a) Arch magnet

(b) Block magnet

Fig.3-25 Magnet shape considered for EMF



(a) Armature construction used regular pitch winding for sinusoidal EMF

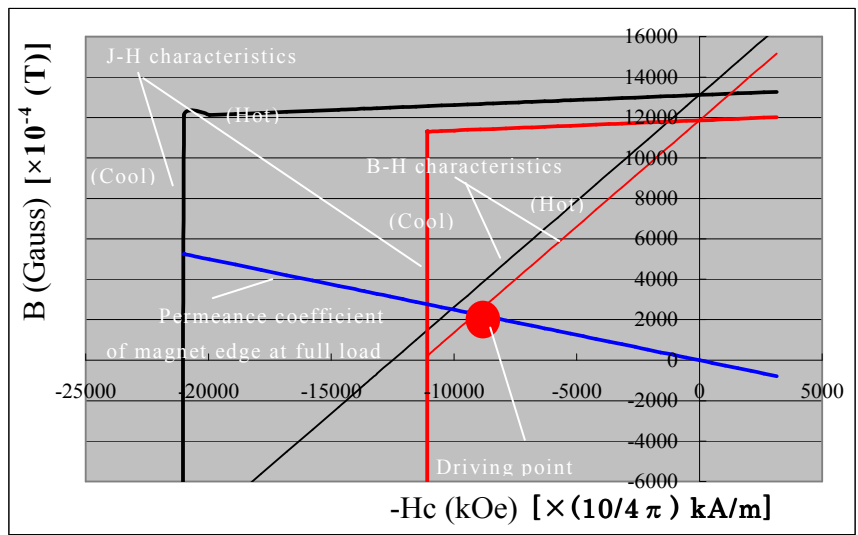


(b) Armature construction used irregular pitch winding for square EMF

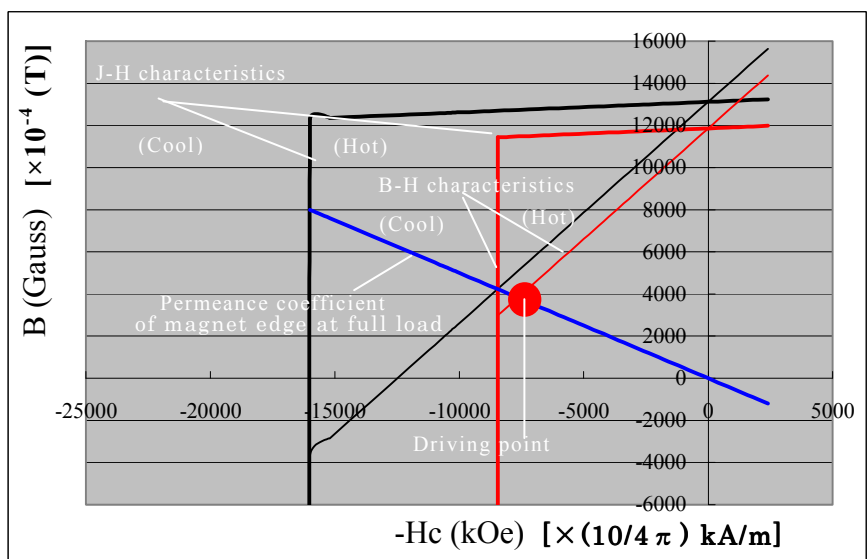
Fig.3-26. Comparison of electro-magnetic construction for sinusoidal EMF between regular pitch winding and irregular pitch winding method

次に、電機子巻線の電機子反作用が磁石に及ぼす影響を検討する。Fig.3-25(a)に示す磁石形状(Arch Magnet)の場合は、磁石両端部の厚みが Fig.3-25(b)磁石形状(Block Magnet)に対して約 1/2 の厚みとなってしまふ。したがって Fig.3-26 に示すように電機子反作用がかかった場合、この磁石の両端部の減磁が大きくなること

になる。Fig.3-25(a)は Arch Magnet の場合、 Fig.3-25(b)は Block Magnet の場合の、電機子巻線の電機子反作用（【参考資料 3-1】参照）が永久磁石に及ぼす影響を示す概念図である。



(a) Driving point of arch magnet with much Dy content [$H_{c_j}=21\text{kOe}$ (1671kA/m)]



(b) Driving point of block magnet with much Dy content [$H_{c_j}=16\text{kOe}$ (1273kA/m)]

Fig.3-27. Permeance coefficient k_{pb} and driving point on thermal characteristics of Nd-Fe B magnet

Fig.3-27 は、最大負荷時（最大電機子反作用時）の、Block Magnet, Arch Magnet の場合、それぞれの磁石両端部の磁石動作点を $B-H$ Curve 上に表記している。

Fig.3-27 に示す $J-H$ Curve は、(3-29)式から求められる。また $B-H$ Curve は、(3-30)式 $B = \mu_0 \mu_r H$ から求まる。Nd-Fe-B 磁石の場合リコイル透磁率 $\mu_r = 1.05$ となり真空中

に対して 5%だけ透磁率が高く，図示のようにリコイル透磁率分自己減磁するために $J-H$ Curve において，保持力 H に対して磁化 J は，5%の減衰特性となっている。

(3-31)式は， $B-H$ 上磁石パーミアンス係数 k_{pb} を，(3-32)式は， $J-H$ 上磁石パーミアンス係数 k_{pj} を示す。磁石の可逆減磁とは $J-H$ Curve 上で残留磁束密度 B_r から屈曲点範囲に k_{pj} がある状態であり，不可逆減磁とは k_{pj} が外れた状態にあることをいう。したがって磁石設計においては，(3-32)式で計算される最大電機子反作用時の k_{pj} が， $J-H$ Curve 上で残留磁束密度 B_r から屈曲点範囲にあるように設計する必要がある。

(3-33)式は磁石動作点 B ，PMSM においては磁気比装荷（ギャップ磁束密度） B_g の計算式を示している。

【磁化特性： $J-H$ Curve】

$$J = B - H \quad \text{----- (3-29)}$$

【磁化特性： $B-H$ Curve】

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad \text{----- (3-30)}$$

【 $B-H$ 上磁石パーミアンス係数： k_{pb} 】

$$k_{pb} = \frac{k_f}{r_m} \cdot \frac{h_m}{l_g} \quad \text{また,} \quad k_{pb} = \frac{B}{H} \quad \text{----- (3-31)}$$

【 $J-H$ 上パーミアンス係数（無負荷）： k_{pj} 】

$$k_{pj} = \frac{J}{H} = \frac{B - H}{H} = k_{pb} + 1 \quad \text{----- (3-32)}$$

【磁石動作点： B 】

$$B = B_g = \frac{k_{pb}}{k_{pb} + 1} \cdot B_r \quad \text{----- (3-33)}$$

この Fig.3-27 において，Nd-Fe-B 希土類磁石は，温度特性を持っているため“Cool（冷時）”および“Hot（温時）”の $J-H$ Curve， $B-H$ Curve が記載されており，本磁石では温度が上昇すると特性は劣化方向たる。したがって磁石の減磁特性を議論するには，“Hot（温時）”状態での特性上となる。

界磁磁石の中でパーミアンス係数 k_p が小さくなる部分は，Fig.3-26 の反磁界を受けける片方の端部になる。（もう片端は，増磁作用となる）。Fig.3-25(a)磁石形状(Arch Magnet)の場合，Fig.3-25(b)磁石形状(Block Magnet)に比べてパーミアンス係数

$k_{pb} \cong 0.25$ と小さいため、磁石固有の B-H Curve の Folding Point の保持力 H_{cj} 以上に磁石動作点を置くには、Fig.3-16(a)に示すように保持力 $H_{cj} > 21[\text{kOe}](1671[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石を必要とする。これに対して Fig.3-25(b)磁石形状(Block Magnet)は、同電機子反作用条件(過負荷条件)にてパーミアンス係数 $k_{pb} \cong 0.5$ ととなり、これも磁石固有の B-H Curve の Folding Point の保持力 H_{cj} 以上に磁石動作点を置くには、Fig.3-16(b)に示すように保持力 $H_{cj} > 16[\text{kOe}](1273[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石で十分となる。

ここで、保持力 $H_{cj} > 21[\text{kOe}](1671[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石と、保持力 $H_{cj} > 16[\text{kOe}](1273[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石の相違点について述べる。

Fig.3-28 は、日立金属株式会社の Nd-Fe-B 磁石のカタログデータである。本図は、横軸に保持力 H_{cj} 、縦軸は残留磁束密度 B_r を示している。また同社 Nd-Fe-B 磁石製品 (NMX-48F, -46F, NMX-43F, -42F, NMX-37F, -35F) については、重希土類元素 Dy (Dysprosium) の含有量が表記されている。キューリー温度が高い Sm-Co 希土類磁石に対して、これより最大エネルギー積 BH_{max} が高い Nd-Fe-B 希土類磁石の唯一の弱点は、温度劣化特性に関して、SmCo の保持力温度係数 K_{HCj} が $K_{HCj} = -0.15[\%/K]$ に対して、Nd-Fe-B の場合 $K_{HCj} = -0.60[\%/K]$ と 4 倍以上大きいとなっている。つまり磁石温度上昇があると、急激に H_{cj} 特性の劣化を生むことになり、これを改善するための添加剤として Dy を付加することが知られている⁽³⁻¹⁴⁾。

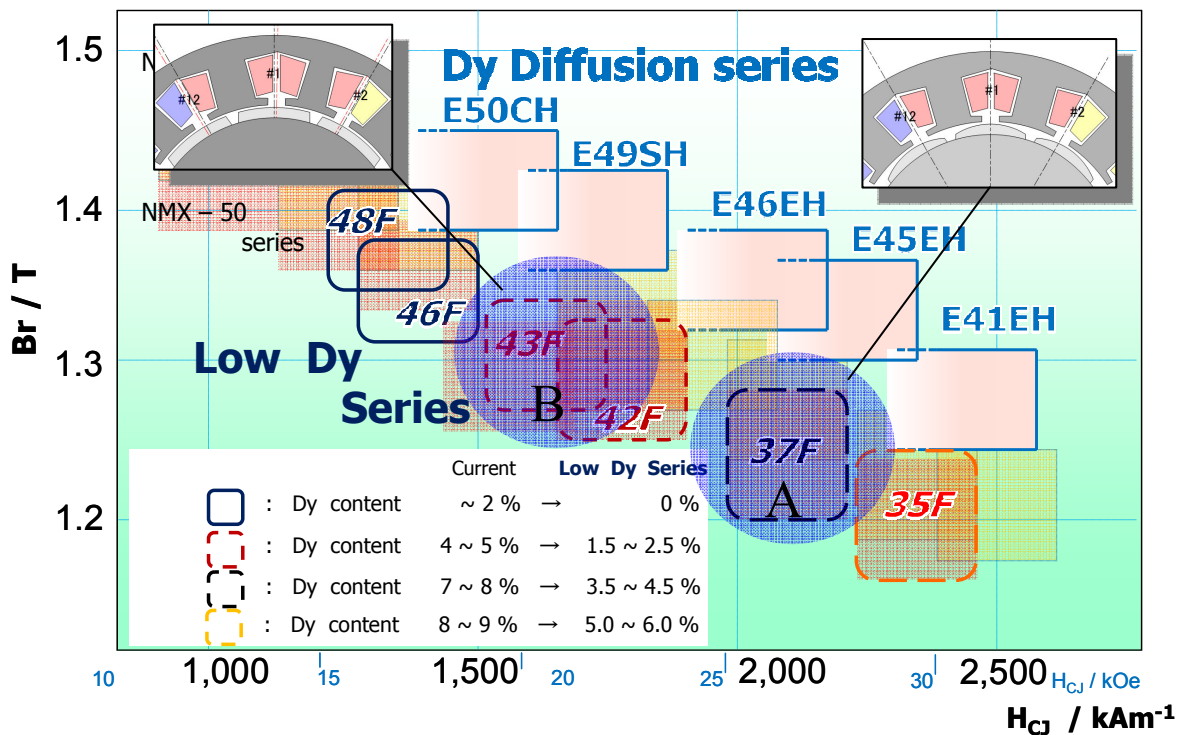
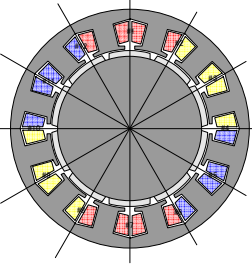
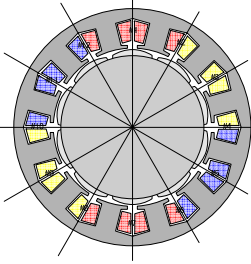
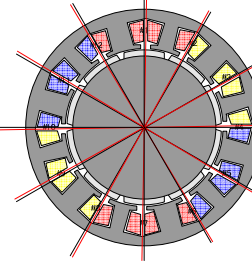
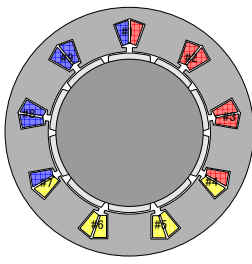


Fig.3-28. Products position information of Nd-Fe-B rare earth magnet (Hitachi Material, Ltd. Catalog: Permanent Magnet, catalog No.HG-A27 2013.7 pressed)

Fig.3-28 を見ると、Arch Magnet 形状の場合で保持力 $H_{cj}>21[\text{kOe}](1671[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石（例えば日立金属製磁石 NMX-43F）の場合、Dy 含有率が 1.5%～2.5% となっているが、Block Magnet 形状の場合で保持力 $H_{cj}>16[\text{kOe}](1273[\text{kA/m}])$ の性能を有する磁石（例えば日立金属製磁石 NMX-48F）の場合、Dy 含有率を 0% とすることが可能になっている。Fig.3-28 の図中製品呼称の数値は、磁石の最大エネルギー積 BH_{max} を示す。

Fig.3-29 に、“Data-A: $q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$, Block Magnet, Regular Pitch”の EMF 基本波を 1.0(p.u.)にした場合の、“Data-B: $q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$, Arch Magnet, Regular Pitch”, “Data-C: $q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$, Block Magnet, Irregular Pitch”, “Data-D: $q=3/8(10\text{p}/9\text{s})$, Block Magnet, Regular Pitch”の高調波解析結果を示す。

Data-A	Data-B	Data-C	Data-D
			
$q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$ Block Magnet. Regular Pitch	$q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$ Arch Magnet. Regular Pitch	$q=2/5(10\text{p}/12\text{s})$ Block Magnet. Irregular Pitch	$q=3/10(10\text{p}/9\text{s})$ Block Magnet Irregular Pitch

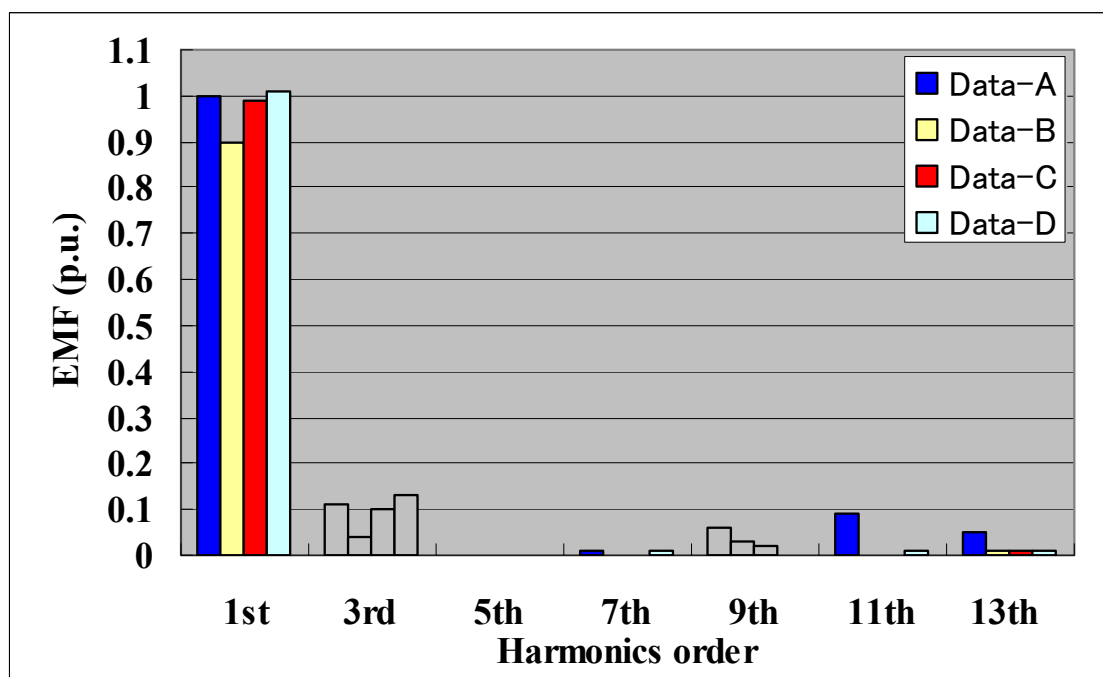


Fig.3-29. Harmonics analysis of each type of the considered winding methods

このように偶数スロット FSW である $q=2/5$ において、Fig.3-25(b)磁石形状(Block Magnet)と不等ピッチ巻線方式を組み合わせた電磁構造設計を行うことで、 $q=3/10$ ($q=3/8$) 相当の EMF の THD 特性を実現でき、また Block Magnet 形状にすることで電機子反作用に対しても強化されるため、Dy を用いない Nd-Fe-B 磁石の採用の可能性を確認できた。近年、Dy 市場の価格変動リスクは大きく、この重希土元素 Dy を転化しない磁石の採用はコスト面、材料調達面でのメリットが大きい。また R-Fe-B (R:希土類元素) 磁石で添加物 (ここでは Dy) を入れないことで磁石の最大エネルギー積 BH_{max} 性能を向上させることは一般的に知られており、実際、Dy を添加しないことで磁石最大エネルギー積 BH_{max} 特性を 10%以上向上させることができる。よって、このような磁石を使用できることは、機器の高効率化に繋がることになる。

3. 5 考察

本章では、先ず分数スロット巻線 (FSW) において Slot Star Diagram を用いた解析方法に関して述べた。そして FSW は、整数スロット巻線 (ISW) と同数の電機子スロット数 N_s で PMSM を多極化設計することで高効率設計が可能になり、また毎極毎相スロット数 $q=(ab+c)/b$ で分布効果を示す“(ab+c)”が $(ab+c)>2$ となるため、トルクリプルが小さい高精度な機器設計が可能となることがわかった。

(1) 集中巻 FSW における同相内混合巻線方式

FSW は、ISW と異なり電機子スロット数が奇数(奇数スロット巻線)のものが可能となる。これは偶数スロット巻線に対して、少ないスロット数で分布効果(ab+c)を大きくすることができる反面、電機子巻線のグループ数が多く取れないことで、このグループ間の並列回路数が少なくなるため、機器の EMF 定数設計の自由度がなくなる課題があった。このような $q=3/8$ (または $q=3/10$) の FSW において、同相内コイルの巻回数を変える必要があるが、スロット内導体占積率を同じにして (モータ定数 K_m を同じにして)、EMF 定数設計に自由度を持たせる巻線方式を提案した。同相内コイル巻回数が同一となる一般的な巻線方式に比べて、巻回数が異なった場合、当然のことながら起磁力分布も異なる。これを Slot Star Diagram を用い、各次巻線係数 $K_w(r)$ を計算することで通常の (同相内統一巻き) 巻線方式に対する差異を検討した。

その結果、同相内コイル巻回数を変えた場合、通常の巻線方式に対して、1次 (基本) 巻線係数 K_w は、ほぼ同じであるが、5次、7次の巻線係数が、コイル巻回数の“変え方”で異なるため、同相内混合巻線方式の巻回数、配置の違いでの EMF ベクトル分布が異なり、これに適合する(永久磁石で作る)磁石幅 W_m (界磁磁束波形) を見つけることで、EMF を正弦波に近づける設計が出来ることがわかった。

ただ同相内混合巻線方式の場合、電気抵抗の異なるコイルに同一電流が流れるため、コイルの巻回数の大小で発生銅損が異なる。導体材質である銅の熱伝導率が高い

ため、巻線温度は同相内コイルの中で平均化されるものと考えられるが、容量が小さく電流密度が高い機器設計の場合には留意する必要があると考える。

(2) 分数調波

また FSW の場合、ISW の違いとして EMF 中の“分数調波”の存在がある。分数調波は、機器極数から決まる定格周波数の 3, 5, 7・・・奇数次となる通常の高調波に加えて、その中間次数の高調波を示す。本章で上げた FSW ($q=5/8$) での実機評価結果からは、0.5%以下の微小成分であるが複数の分数調波が確認できた。EMF の高調波成分は、トルクリプルの発生要因であり、PMSM に対して高精度化要求が高い場合などは、各 FSW 固有の分数調波の解析検討を行っておく必要があると考える。

(3) 不等ピッチ巻線方式

不等ピッチ巻線方式は、偶数スロット電機子構造のみ適用可能な特性改善手段である。特に本章では、 $q<1/2$ の集中巻 FSW で $q<2/5$ を例に挙げ、EMF の THD の改善と Nd-F-B 希土類磁石の省 Dy 化に関する効果検討を行った。その結果、EMF の THD に関しては、この特性が良好とされる $q<3/8$ と同等のものが実現できた。

また Block Magnet 形状と不等ピッチ巻線の組み合わせにおいても、磁石形状の最適化と不等ピッチ角の最適化の検討を行うことで、従来の等ピッチ巻線方式と Arch Magnet 形状の磁石を組み合わせた場合と比較しても同等の THD 特性を得られることがわかった。さらに、Block Magnet 形状磁石での、最大減磁部における最大電機子反作用時の磁石動作点計算値を確認することで、近年開発された、Dy-Free の Nd-Fe-B 希土類磁石の適用の可能性も確認できた。

以降、このような FSW の課題、留意点を踏まえ、高効率化・高精度化の特長を生かして設計された PMSM の実用化研究について述べていくことにする。

【参考資料 3-1：電機子反作用と磁石動作点】⁽³⁻¹⁵⁾

電機子反作用に関して補足の解説を以下に述べる。Fig3-29, Fig.3-30 に、GWM (Gap Winding Motor) と SWM (Slot Winding Motor)における電機子反作用の模式図および磁石特性曲線上の動作点を示す。

GWM の場合、スロットレス電機子であるため電機子巻線スペースは、磁石から見た場合空隙 $\mu_0 = 1.0$ (ギャップ) となる。このため無負荷時の磁石動作点 (パーミアンス係数 k_p) は小さい。また負荷時の磁石動作点については、前記電機子巻線スペースが空隙 $\mu_0 = 1.0$ (ギャップ) となるため、電機子から見た空隙は、“電機子巻線スペース h_w + 磁石厚み h_m ”と広ギャップとなるため、電機子反作用も小さく無負荷時磁石動作点からの動作点変動も小さい。

これに対して SWM の場合、磁石と磁性体である電機子コアが対峙しており、磁石から見た空隙 (ギャップ) は機械的空隙と同じになる。よって無負荷時の磁石動作点 k_{pb}, k_{pj} は、前述した(3-31) (3-32)式、で求められることになる。また負荷時の磁石動作点についても、電機子から見た空隙も“機械的空隙 l_g + 磁石厚み h_m ”となるため GWM と比べて電機子反作用が大きくなるため、電機子反作用も大きく無負荷時磁石動作点からの動作点変動も大きくなる。

【B-H 上磁石パーミアンス係数： k_{pb} 】

$$k_{pb} = \frac{k_f}{r_m} \cdot \frac{h_m}{l_g} \quad \text{また、} \quad k_{pb} = \frac{B}{H} \quad \text{----- (3-31)}$$

【J-H 上パーミアンス係数 (無負荷)： k_{pj} 】

$$k_{pj} = \frac{J}{H} = \frac{B-H}{H} = k_{pb} + 1 \quad \text{----- (3-32)}$$

Fig.3-31 に示すように、磁石温度が常温(20°C)の場合は、 $J-H$ 磁石特性に屈曲点がなく SWM の負荷時、つまり電機子反作用が大きい場合でも可逆減磁特性の範囲内であったが、高温時になると $J-H$ 磁石特性に屈曲点が生じるため、前記電機子反作用による反磁界が、この屈曲点を越えてしまうと磁石は不可逆減磁になってしまい初期状態の磁石特性を損なってしまうことになる。

このように磁石設計する場合、磁石温度特性と電機子反作用の大きさを考慮して設計を進めていくことが重要である。余談であるが、第2章で述べた PMSM の最適設計で磁石極数 P と、最適ギャップダイヤ D_g の関係を論じた。ギャップダイヤ D_g が大きい場合、磁気装荷が大きいため電気装荷 AC を小さくして出力が出せる設計にすることが可能である。つまりギャップダイヤ D_g の大きい機器は、電機子反作用が小さ

くでき、磁石の耐減磁設計には有利になる。第2章 Fig.2-5 に示す $PGF=K_m^2/V$: Maximum 条件下での極数 $P-D_g/D_o$ の関係において、機器を多極化していくことで、ギャップダイア D_g の最適点は増加傾向になることを表している。

このようなことから機器を多極化設計していくことは、電機子反作用を低減傾向にできるため、磁石厚み h_m を薄く設計することができ、このことは、(3-34)式の関係からいえる。つまり PMSM において、Motor Constant K_m を大きくするため多極化設計を行うことは、磁石投入量の削減にも繋がる。

$$AT_{mag} > AT_{wind} = \sqrt{2} \cdot I_{max}(W/P) \text{----- (3-34)}$$

Fig3-31 に、 $BH_{max}=45[\text{MGOe}]$ (358[kJ]), $H_{cJ}>16[\text{kOe}]$ (1273[kA/m])の磁気特性を有する、Nd-F-B 磁石における温度上昇時磁石設計の一例を示す。

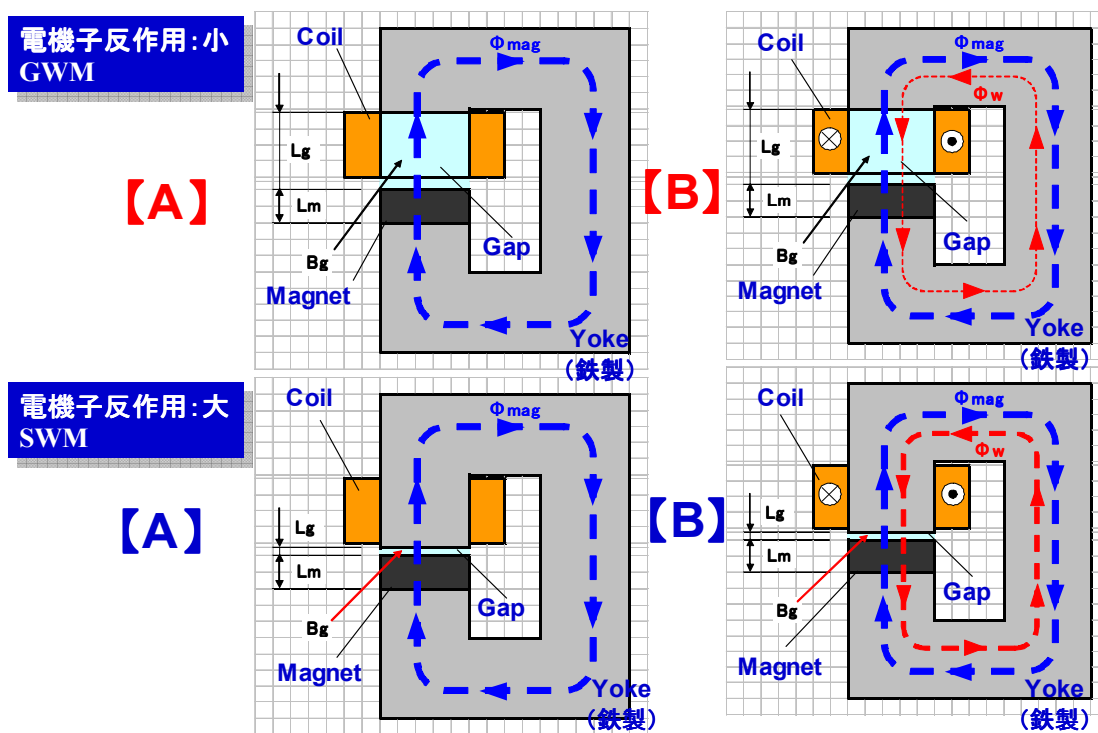


Fig.3-29. Gap Winding Motor (GWM) と Slot Winding Motor (SWM)における電機子反作用模式図

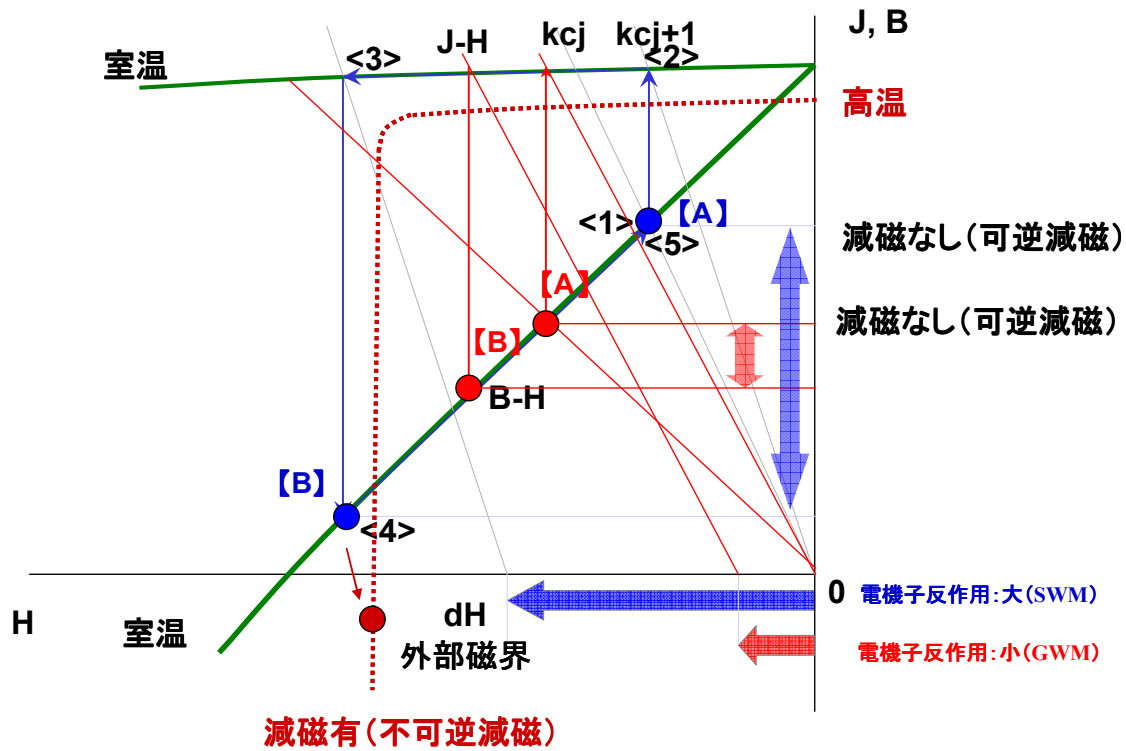


Fig.3-30. Gap Winding Motor (GWM) と Slot Winding Motor (SWM)における電機子反作用検討

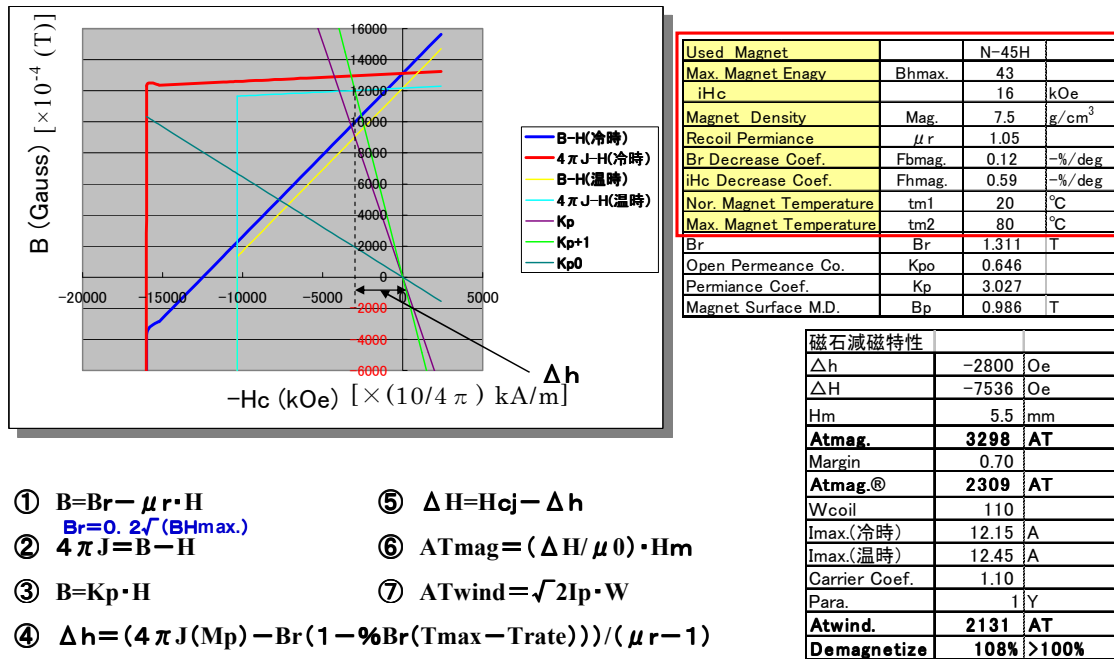


Fig.3-31. (参考) 磁石設計例

第4章 PMSM 技術の応用 (I) : リニアモータ (分数スロット巻線 : $q < 1/2$ を採用した高効率・高精度化の研究)

4. 1 まえがき

本章では、Table1-1 に示す“定トルク特性 (リニアモータの場合は定推力特性)”に対応するモータとしてリニアモータを揚げ、その高効率化・高精度化の研究について述べる。リニアモータの技術論に入る前に、リニアモータの適用メリットを整理しておきたい。Fig.4-1 にボールネジと比較した場合のメリットを示す。

4. 1. 1 リニアモータの適用メリット⁽⁴⁻¹⁾

(1) 高加減速駆動が可能

リニアモータ駆動機構は、ボールネジ等の動力伝達機構を持たないため剛性が高い。よってサーボドライブシステムの速度ループゲインは、ボールネジ駆動機構の2倍程度高く設定でき、加減速特性が高くなる。

(2) 高精度位置決めが可能

ボールネジ駆動機構は一般的に、駆動用モータに装備されるセンサ (エンコーダ) を用いて位置きめを行う Semi-closed position control system である。したがってボールネジの機械的なガタ分の位置決め誤差がでてしまう。これに対してリニアモータは、可動体の位置を直接リニアスケールが検出し、これを制御側に Feed-back する Full-closed position control system になるため、機械的な誤差もなく、リニアスケールの最小分解能での位置決めが可能となる。

リニア駆動システムの位置決め精度は、リニアスケール精度で決まることになる。当然、ボールネジ駆動システムにおいても、Full-closed position control system により高精度位置きめは可能になるが、動力伝達機構部剛性の低下により位置ループゲインがリニアほど上がらず、制定時間が長くなる。

(3) 長距離搬送が可能

ボールネジ駆動機構の場合、可動体の可動距離を長くするにはボールネジ長を長くする必要がある。しかしボールネジには両端部の支えしかなく、中央部に撓みが生じることになり機構部の振動の原因となる。また可動体がこの中央部では合成が低く、ボールネジ両端部寄りの位置では中央部に対して剛性が高くなるため、サーボ系のゲイン調整がしにくい等の課題があり長距離化が困難である。

これに対してリニアモータ駆動機構の場合、可動範囲を長くするには、MC 型の場合、界磁磁石を固定した Magnet Track を、そして MM 型の場合は電機子を繋ぎ足していくことで容易に可能となる。

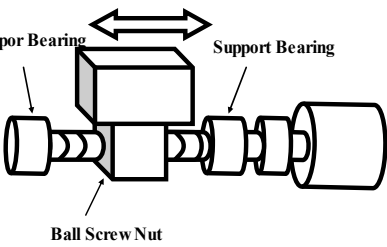
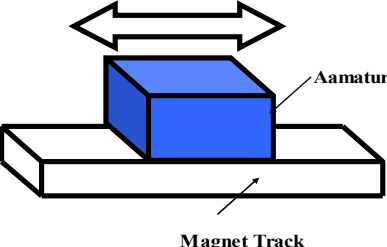
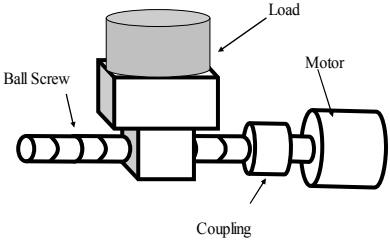
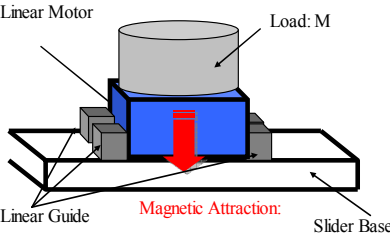
(4) メンテナンス性が良好

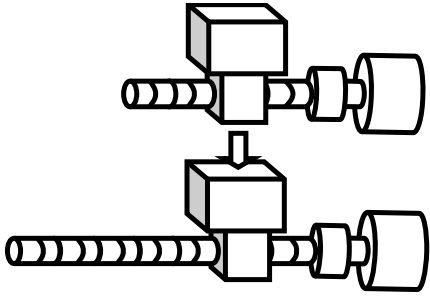
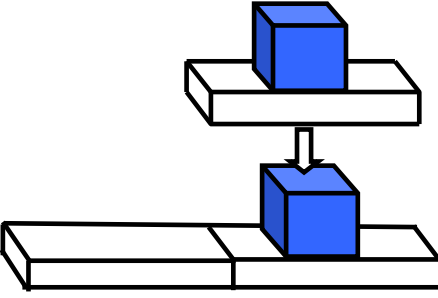
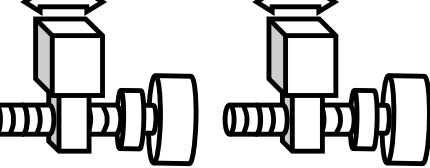
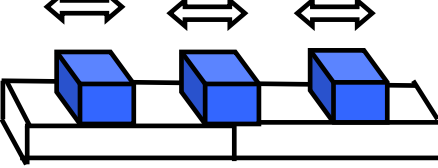
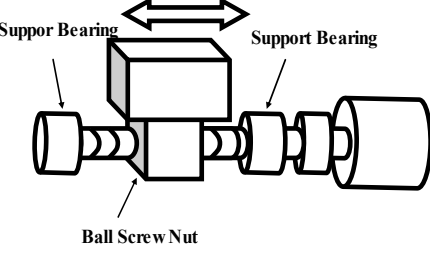
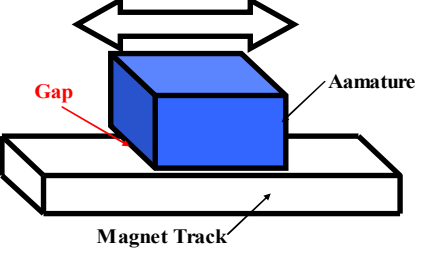
ボールネジ駆動機構の場合、ボールネジには前記のように偏荷重がかかりやすく寿命が短いため部品交換などのメンテナンスが必要となる。これに対してリニアモータ駆動機構の場合、機械的な摺動部が、リニアガイドと呼ばれる直動軸受けしかないため長寿命であるためメンテナンス性が良い。

(5) クリーン環境での適用が可能

摩耗の激しいボールネジからは多量の粉塵が出る。このような点から、半導体・液晶市場では、クリーン環境製造プロセスであることから敬遠されてきた。リニアモータ駆動の場合、リニアガイドに専用グリス（潤滑剤）を用いるなどのことを行えば、クリーン環境対応が可能である。今日、産業用リニアモータ市場が大きく拡大したのは、このメリットが生きたからではないかと考える。

Table 4-1. Advantages of linear motor drive system compared with ball screw drive system

Drive System	Ball screw drive	Linear motor drive system
High Speed and acceleration		
	<ul style="list-style-type: none"> • Stiffness at ball screw mechanism is low. 	<ul style="list-style-type: none"> • Stiffness without ball screw mechanism is high. (Servo feed back gain is high)
	<ul style="list-style-type: none"> • Mechanical stiffness at each driving position is difference. 	<ul style="list-style-type: none"> • Mechanical stiffness is constant at each driving point.
	<ul style="list-style-type: none"> Speed loop gain : 0.5 (p.u.) Max. speed : 0.5 (p.u.) Max. Acceleration : 0.5 (p.u.) 	<ul style="list-style-type: none"> Speed loop gain : 1.0 (p.u.) Max. speed : 1.0 (p.u.) Max. Acceleration : 1.0 (p.u.)
High precision positioning		
	<ul style="list-style-type: none"> • Looseness in ball screw 	<ul style="list-style-type: none"> • High precision performance without ball screw mechanism
	<ul style="list-style-type: none"> • Position loop gain : Low Position loop gain : 0.5 (p.u.) Surface roughness : 2.0 (p.u.) 	<ul style="list-style-type: none"> • Position loop gain : High Position loop gain : 1.0 (p.u.) Surface roughness : 1.0 (p.u.)

<p>Long stroke correspondence</p>		
<p>Multi-movers drive</p>		
<p>Maintenance Clean correspondence</p>		

4. 1. 2 リニアモータの位置づけ

従来、直動駆動系は、位置決め精度が 100 μ m 以下であれば Rack and Pinion system, 10 μ m レベルでは Belt drive system, 1 μ m レベルでは Ball screw system が用いられてきた。しかし 1990 年代後半から半導体・液晶市場が拡大するに従い、1 μ m 以下の位置決め精度が必要になると Linear Drive System の要求が強まってきた。(Fig.4-1 参照)

リニアモータは直接・直動駆動機構を前提としており、高速・高精度位置決め駆動を必要とする用途への適用を特徴とする。そして構造は、回転型モータを展開させたもので、駆動原理に関しては何ら変わるものではない。ただ磁気回路が有限であるため電機子、界磁、それぞれの両端部で回転型とは違った特性を持つ。これには、多相電機子巻線におけるインピーダンスの不均衡や、コギングの増大などがある。

また PMSM 型リニアモータには、Table.4-2 に示すように、可動電機子型 (Moving

Coil Type : 以下 MC 型と称す) と可動界磁型 (Moving Magnet Type : 以下 MM 型と称す) がある。MC 型では, 電機子巻線への給電線も共に動くため可撓性を有した給電線の採用や, 給電線の保護機構が必要になる。また MM 型では, 電機子部が固定側に配置されるため給電線が動くことはないが, 可動部の移動距離が長くなる際には, 電機子長が長くなり巻線の通電部が長くなるためジュール損が増加, 機器効率の低下を招く。この対策として, 可動部が相対する電機子のみ通電するように通電巻線を切り替えていく電機子切替装置が必要になる⁽⁴⁻²⁾。

このように回転型にはない特長を持ったリニアモータであるが, 解決すべき課題も多く, この課題に対する検討がまたリニアモータ研究の面白みといえる。本章では, PMSM 型リニアモータの評価指標における各種構造の比較, 課題への検討, および実用化例について述べる。

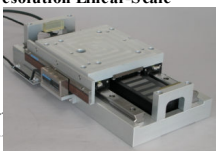
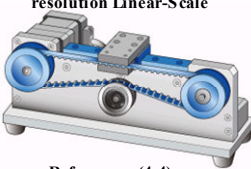
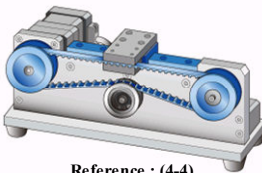
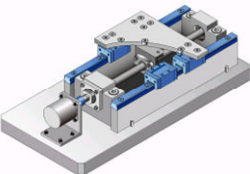
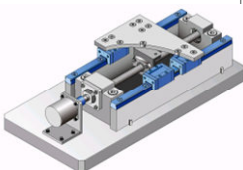
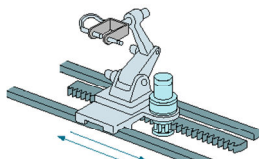
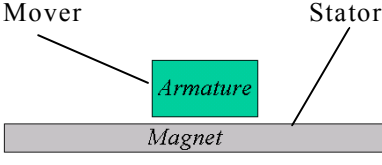
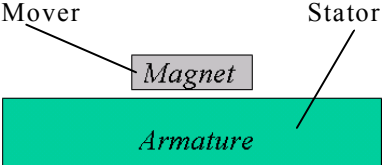
Accuracy		0.01 μm High resolution	1. 0 μm Medium resolution	100 μm Low resolution
Speed	High	Linear Motor Drive with High resolution Linear-Scale  Reference : (4-3)	Belt Drive with Low resolution Linear-Scale  Reference : (4-4)	Belt Drive without Linear-Scale  Reference : (4-4)
	Medium	Ball-Screw Drive with High resolution Linear-Scale  Reference : (4-4)	Ball-Screw Drive without Linear-Scale  Reference : (4-4)	Rack & Pinion Gear Drive without Linear-Scale  Reference : (4-5)
	Low			

Fig.4-1. Relation between positioning accuracy and linear motion system

Table 4-2. Comparison of MC type and MM type linear motor

Construction	Moving Coil Type (MC)	Moving Magnet Type (MM)
	Mover 	Mover 
Mover	Armature	Magnet
Power Lead Cable	Moved	Fixed
Movement Distance	For Long Distance	For Short Distance
Motor Efficiency	High	Low

4. 2 PMSM 型リニアモータの種類と特徴⁽⁴⁻⁶⁾

近年産業界の中では、制御デバイス、永久磁石等の高性能化、ローコスト化が進むにつれリニアモータの普及が急速に高まっている。半導体製造装置はもとより、成長著しい液晶製造分野、食品製造分野と、その市場も多岐にわたってきた。(Fig.4-2 参照)

このようなカスタマの多様なニーズに伴い、様々な形態のリニアモータが開発されている。Fig.4-3 にリニアモータの体系図を示す。この図の中でもコアレス構造、吸引力形（以降F形と称す）や吸引力相殺形（以降T形と称す）のコア付き構造、さらには円筒型リニアモータ（シャフト形）、誘導子形 LSM など適用マシンの性格、要求性能に合わせたリニアモータの出現が、制御機器の“リニアモータ化”を加速させている一因と言えよう⁽⁴⁻⁷⁾。

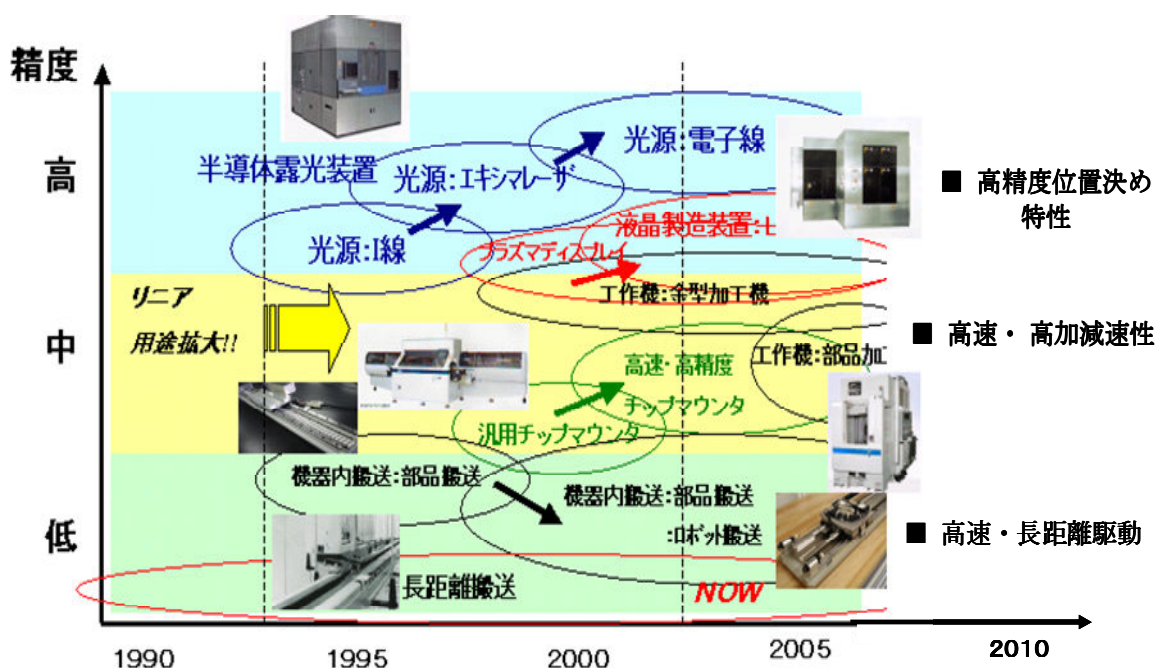


Fig.4-2. Transition of Linear Motor Market

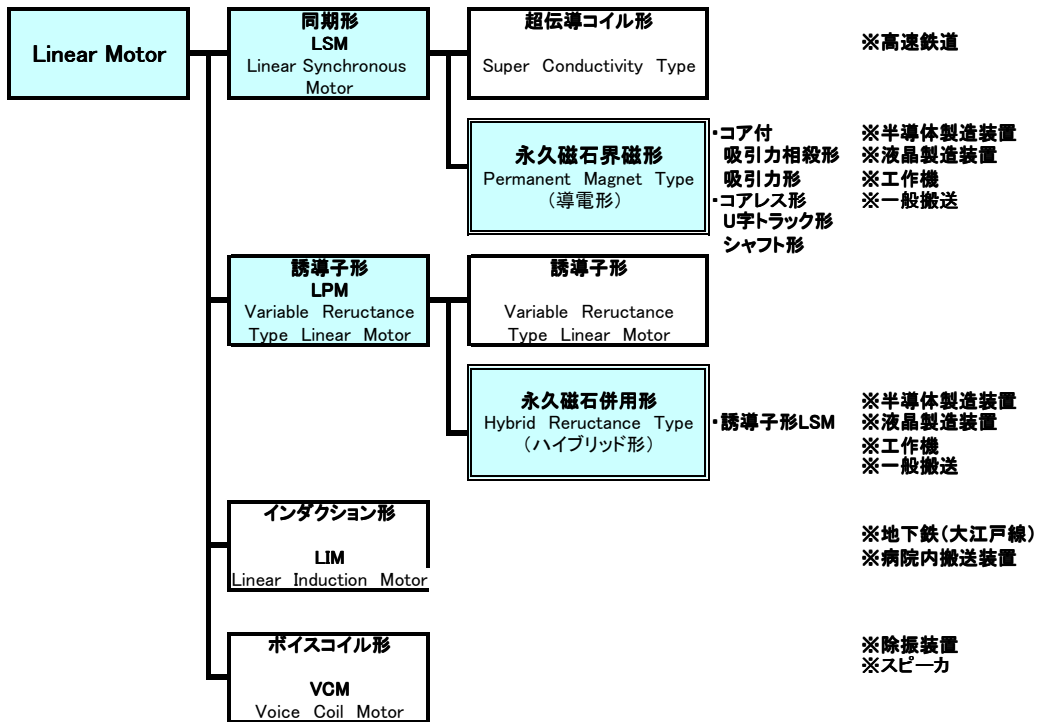


Fig.4-3. System diagram of Linear Motor

4. 2. 1 リニアモータ出力方程式

リニアモータは機器組み込みを前提とするため、コア付型、コアレス型、円筒型それぞれの特徴を考慮して選定する必要がある。適用されるアプリケーションの加速性能を求める場合、一般的なボールネジ駆動方式の場合、モータが負荷（駆動機器）側とカップリングで結合されているため、(4-3)式に示すようにモータトルク T を、負荷および伝達機構部品を含めた総合負荷イナーシャ J をモータ軸換算もので割った値となる。(Fig.4-4(a)参照) これに対してリニアモータの場合、(4-6)式に示すようにリニアモータ推力 F を、単に総合負荷質量 W で割ったものとなる。(Fig.4-4(b)参照)

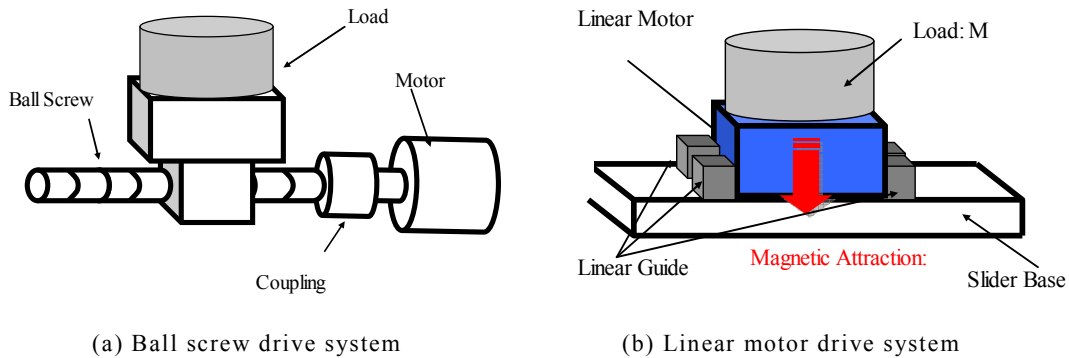


Fig.4-4. Comparison of linear drive system constructions

(4-1)~(4-6)式に、回転型モータ、リニアモータ、それぞれの加速度方程式の導出過程を示す。

【回転型モータ : α_r 】

・トルク T [N-m]

$$T = J \times \alpha_r \quad \text{----- (4-1)}$$

ここで、総合負荷イナーシャ J

$$J = J_L + J_B + J_C + J_M \quad \text{----- (4-2)}$$

J_M : 負荷イナーシャ [kg-m²], J_B : ボールネジイナーシャ [kg-m²]

J_C : カップリングイナーシャ [kg-m²], J_M : モータイナーシャ [kg-m²]

・加速度 α_r [rad/s²]

$$\alpha_r = \frac{T}{(J_L + J_B + J_C + J_M)} \quad \text{----- (4-3)}$$

【リニアモータ : α 】

・推力 F [N]

$$F = M_L \times \alpha \quad \text{----- (4-4)}$$

ここで、総合負荷質量 M_L

$$M_L = M + m + F_{ma} + R_r + R_a \quad \text{----- (4-5)}$$

M : 負荷質量 [kg], m : リニアモータ可動子質量 [kg]

F_{ma} : 磁気吸引力 [N], R_r : 転がり抵抗 [kg], R_a : 空気抵抗 [kg]

・加速度 α [m/s²]

$$\alpha = \frac{F}{(M + m + R_e + R_a)} \quad \text{----- (4-6)}$$

(4-6)式中の空気抵抗 R_a [kg]は、以下(4-7)式で表される。

$$R_a = \frac{1}{2} \times \rho \times S \times Cd \times V^2 \quad \text{----- (4-7)}$$

ρ : 流体密度 [kg/m³] (※大気中 t=15℃時, $\rho=1.225$ [kg/m³])

S : 可動体進行面投影面積 [m²], Cd : 抗力係数 (Cd 値), V : 可動体速度 [m/s]

リニアモータ鉄道のような速度 $V=150[\text{m/s}]$ で走行する場合、空気抵抗 R_a は定常走行負荷の主要要素となるが、一般的に速度 $V<10[\text{m/s}]$ の速度仕様となる産業用機器の場合、殆ど無視できる数値となる。

また、転がり抵抗 R_r [kg] に関しては、以下(4-8)式で示される。

$$R_r = (M + m + F_{ma}) \times \mu_f \quad \text{----- (4-8)}$$

μ_f : 転がり摩擦係数

PMSM 型リニアモータの場合、高推力化の要求から最大エネルギー積が $(\text{BH})_{\text{max}}=400[\text{kJ/m}^3]$ 以上の Nd-Fe-B 系希土類磁石が用いられ、コア付型の場合には、ギャップ磁束密度 B_g (磁気比装荷) $=1[\text{T}]$ 程度になる。このとき電機子と界磁部間には、リニアモータ最大推力 F_p の 4 ~ 5 倍の磁気吸引力 F_{ma} の力が働く。以下(4-9)式は、磁気吸引力 F_{ma} の算定式を示す。

【磁気吸引力 : F_{ma} [N]】

・ギャップ磁気抵抗 : R_g

$$R_g = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{L_g}{S_g} \quad (\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}) \quad \text{----- (4-9)}$$

・ギャップ磁束密度 : ϕ_g

$$\begin{aligned} \phi_g &= \frac{N \cdot I}{R_g} \quad (N \cdot I = L_g \cdot H_g = L_g \cdot \frac{B_g}{\mu_0}) \\ &= \frac{N \cdot I}{R_g} = \frac{L_g \cdot B_g}{\mu_0 \cdot R_g} = B_g \cdot S_g \quad \text{----- (4-10)} \end{aligned}$$

NI : Ampere Turn, L_g : ギャップ長[m], H_g : ギャップ起磁力[A]

μ_0 : 真空中透磁率, S_g : ギャップ面積, B_g : ギャップ磁束密度 [Wb/m^2]

・ギャップ中磁気エネルギー : W_g [J/m^3]

$$\begin{aligned} W_g &= \frac{1}{2} \cdot I \cdot \Psi \quad \Psi : \text{鎖交磁束数} = N \cdot \phi_g \\ &= \frac{1}{2} (N \cdot \phi_g) \cdot I = \frac{1}{2} \cdot \frac{N^2 \cdot I^2}{R_g} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot S_g \cdot N^2 \cdot I^2}{L_g} \quad \text{----- (4-11)} \end{aligned}$$

ϕ_g : ギャップ磁束 [Wb]

これより磁気吸引力 F_{ma} [N] は(4-12)式となる。

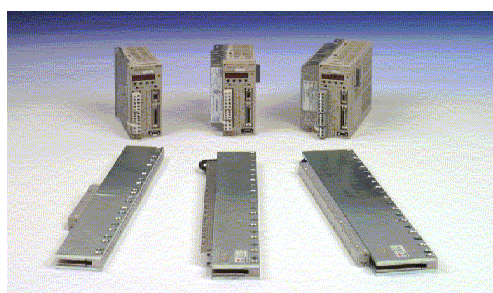
$$\begin{aligned}
 F_{ma} &= \frac{\Delta W_g}{\Delta L_g} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot S_g \cdot N^2 \cdot I^2}{L_g^2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot S_g \cdot L_g^2 \cdot H_g^2}{L_g^2} \\
 &= -\frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot S_g \cdot B_g^2}{\mu_0^2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{S_g \cdot B_g^2}{\mu_0} \quad \text{----- (4-12)}
 \end{aligned}$$

以上のように磁気吸引力 F_{ma} は、ギャップ面積に比例、ギャップ面積磁束密度 B_g の2乗に比例する⁽⁴⁻⁸⁾。したがって大容量仕様の場合には、支持機構部の設計および加速度仕様には十分留意する必要がある。

次項では、この各種リニアモータの特徴について解説し、リニアモータのアプリケーションの要求仕様から導出した性能評価基準による比較を行い、その市場性を明確にする。

4. 2. 2 コア付型, コアレス型, 円筒型の特徴⁽⁴⁻⁹⁾

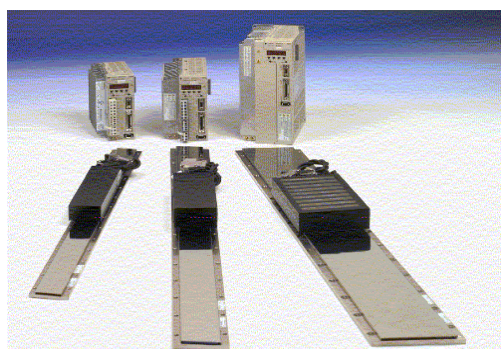
本節では、代表的な PMSM 型リニアモータ (MC 型) の特徴について述べる。Fig.4-5. に PMSM 型リニアモータの概観を示す。



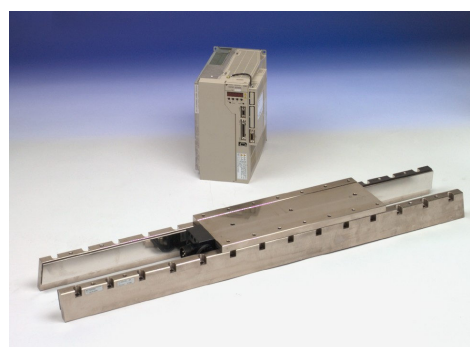
(a) Core-less type



(b) Cylinder type



(c) Iron core type (F type)



(d) Iron core type
(T type: Negated attraction force)

Fig.4-5. Exterior photos showed various types of Linear Motor

電気学会技術報告を参照すると、構造的な分類では界磁部がフラット型と円筒型があり、磁気吸引力の有無で分類すればコア付型、コアレス型に分けられる。ただコア付型には、組み込む際、支持機構部に対して吸引力を相殺する磁気吸引力相殺型も存在する。

以降、それぞれのリニアモータの特徴について解説する。

(1) コアレス型

コアレス型は Fig.4-6 に示すように、電機子コアを持たず電機子巻線を樹脂モールドし、コイルホルダに固定した電機子を、フラット型界磁部を対向させ、磁気回路がギャップを貫通するように磁石を配置させた Magnet Track のギャップ部に挿入したことで、リニアモータを構成している。

基本的に電機子コアがないために電機子部と界磁部間の磁気吸引力はないが、ギャップが広いコアレス型の場合、界磁磁束はギャップを貫通し、対向する磁石とつくる磁束の他、隣極とつくる（横方向の）磁束の割合が高くなる。

Fig.4-7 に示すように、界磁磁束ベクトル B_{y1} , B_{y2} 成分と電機子電流 I の電磁作用では進行方向への推力 F が発生するが、 B_{x1} , B_{x2} 成分は電機子電流 I との電磁作用で、電機子を界磁部方向に吸引する力（Side force, 以下 f_s と称す）が働く。電機子が、ギャップ中心 ($L_{g1}=L_{g2}$) に存在すれば $B_{x1}=B_{x2}$ となり、Side force は $f_{s1}=f_{s2}$ となり相殺される。しかし $L_{g1} \neq L_{g2}$ になった場合 $B_{x1} \neq B_{x2}$ になるため、吸引力は相殺されず y 方向に $\Delta f_s = f_{s1} - f_{s2}$ の力が生じる。

この f_s は、推力 F に対して小さいものであるが、推力方向以外の振動発生要因を嫌う半導体製造装置などの場合、エア軸受などの、剛性が低い支持機構部を持つ装置への適用時には留意する必要がある。

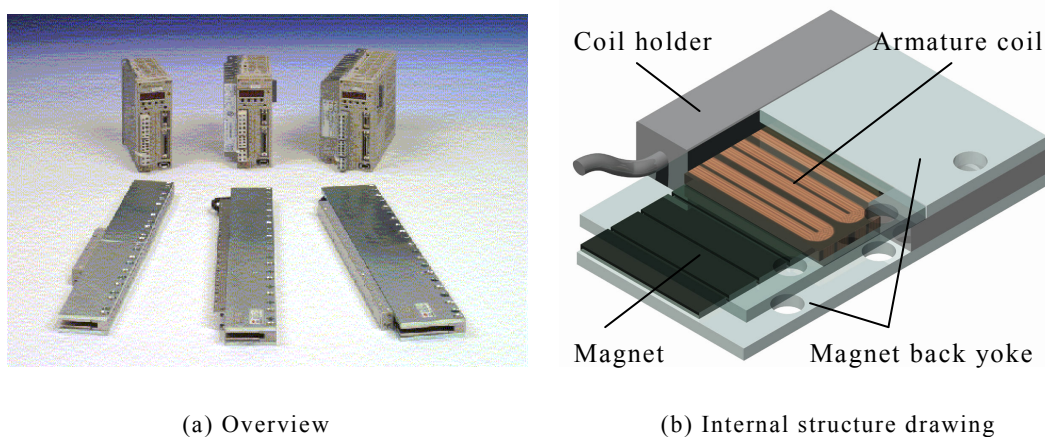


Fig.4-6. Core-less type PMSM linear motor (MC type)

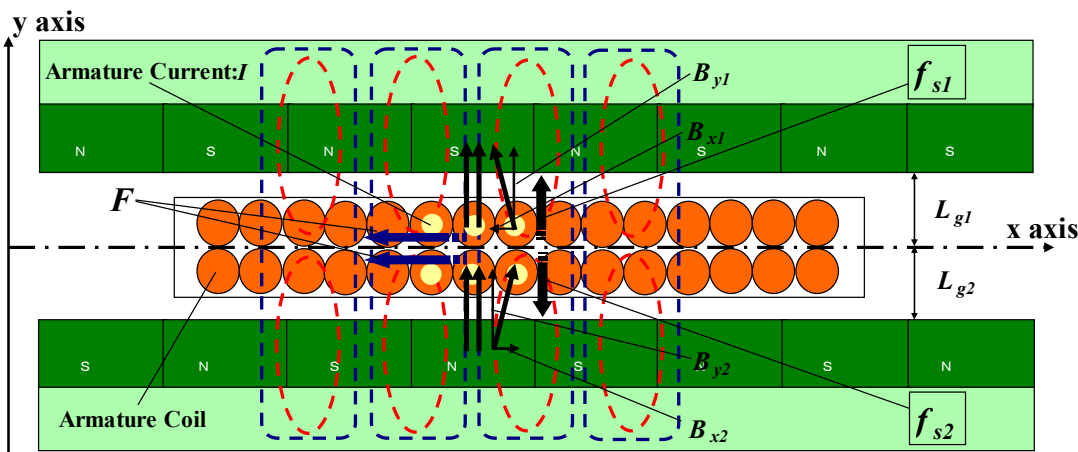


Fig.4-7. Relation about gap flux distribution and produced force during armature and magnet field

著者らは、前記推力リップルを低減させるために、参考文献(4-10)に示すように、電機子コイルを電機子中心軸（x軸）で対称に分け、これに $1/3\pi$ [rad] もしくは $2/3\pi$ [rad] の電氣的位相をもたせて（ずらして）配置させる構造を採用している。この結果、本構造案は、2つ電機子コイルのリップル位相を相殺させることができ、従来一般的なものに対して推力リップルを $1/3$ 以下に低減できる。

このようにコアレス型は、コギングレス、磁気吸引力レスの特長を生かし、滑らかな軌跡制御性を必要とする用途、エア軸受を支持機構にもつ機器に多く用いられている。また電機子が軽量であるため、負荷質量 M が可動子（電機子）質量 m に対して $M < m$ の場合の高速・高精度位置決め用途に好適である。

(2) コア付型（片側界磁型）

Fig.4-8 に片側界磁型コア付リニアモータ(以降 F 型と称す)の外観および内部構造を示す。楕状の鉄芯に巻線を巻回した電機子部と、磁性体平板に界磁磁石を等ピッチで配置させた Magnet Track で構成される。MC 型の場合、機器に組み込まれる際にはギャップを介して、電機子は可動体側、Magnet Track はベースに固定することになる。

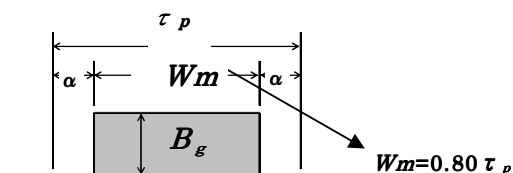
この際、電機子と Magnet Track 間には、最大推力 F_p の 4～5 倍の磁気吸引力 F_m が生じる。(Fig.4-9.参照) この磁気吸引力は、前述した(4-12)式で求められる。

$$F_{ma} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{S_g \cdot B_g^2}{\mu_0} \quad [\text{N}] \quad \text{----- (4-12)}$$

一例として、最大推力 $600[\text{N}]$ （ギャップ面積 $S_g = 10 \times 10^{-3}[\text{m}^2]$ ，ギャップ磁束密度 $B_{gr} = 1[\text{T}]$ （ B_{gr} は矩形磁束密度波形の最大値）場合の磁気吸引力を求めてみる。

$$B_g = (K_\phi \cdot B_{gr}) / \sqrt{2} \quad \text{ここで, For, } \alpha = (\tau_p - W_m) / 2$$

$$K_\phi = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos \left(\frac{\alpha}{\tau_p} \pi \right) \right\} = 1.21 \quad \text{----- (4-13)}$$



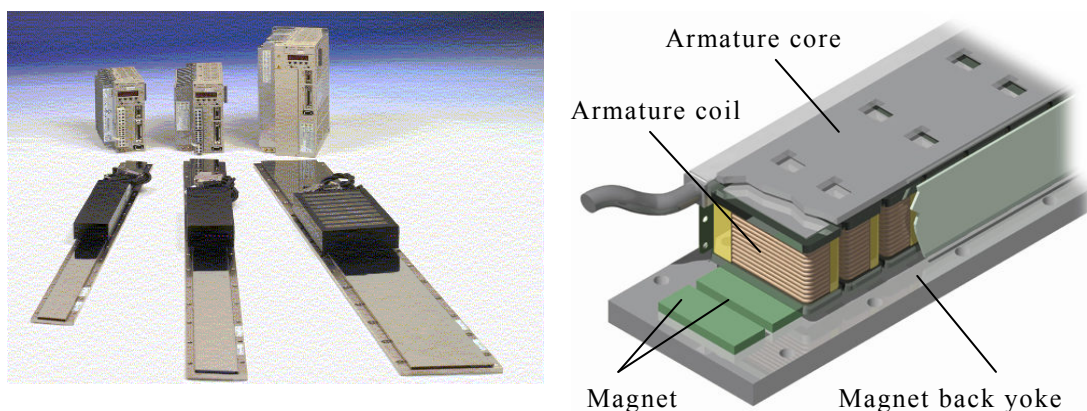
(Reference: Magnetic field)

$$B_g = (1.21 \times 1.0) / \sqrt{2} = 0.856$$

$$F_{ma} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{S_g \cdot B_g^2}{\mu_0} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{(10 \times 10^{-3}) \cdot (0.856)^2}{4\pi \times 10^{-7}} = 2915 \text{ [N]} \quad (\text{最大推力に対して約 5 倍})$$

この磁気吸引力 F_{ma} は、組み込む機器の支持機構であるリニアガイドに対して与圧として働く。この際、Fig4-9 に示す Mover の強度がない場合、Mover が撓んでしまいリニアガイドにモーメント荷重がかかり、ガイド寿命を損なう可能性がある。この点を考慮し Mover 設計を行うことで、リニアガイドの適正与圧設計を行うことで、工作機械などの場合は速度ループゲイン、位置ループゲインが上げられ、定速軌跡制御や高速・高精度位置決めが可能になる⁽⁴⁻¹¹⁾。

しかし、磁気吸引力 F_{ma} が 10,000[N] を超えるようになると適用機器の設計、リニアガイドの選定等も難しくなる。特に Mover の強度上げるために、厚みを厚くすることで質量が増加し、これがリニアモータに対して負荷質量増加となり機器の加速性能を損なう結果となるため、F 型は大容量仕様のリニアモータには適さないと考えられる。



(a) Overview

(b) Internal structure drawing

Fig.4-8. Core type PMSM linear motor (Single sided magnet track F type)

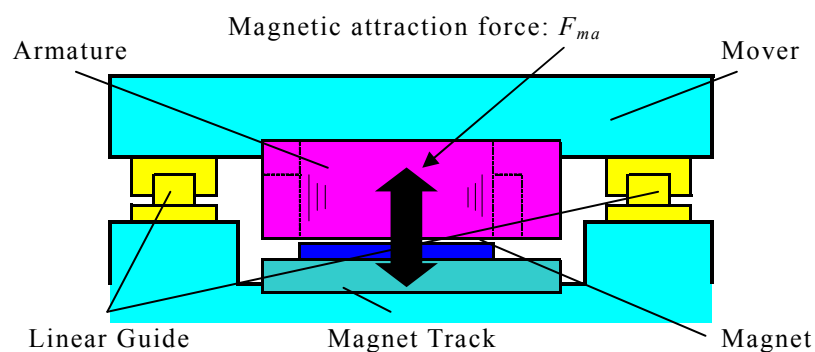


Fig.4-9. Illustrate drawing for magnetic attraction of F type

(3) コア付型 (両側界磁型 : 吸引力相殺形)

Fig.4-10 に、両側界磁型コア付リニアモータの外観および内部構造を示す。これは、前記 F 型の磁気吸引力がリニアガイドに及ぼす影響を相殺することを目的に、2つのギャップ面を対抗させることで、リニアガイドにかかる磁気吸引力を相殺することを目的とした構造である。

Fig.4-10(a)は、従来における両側界磁型の構造例を示す。これは前記 F 型を 2 基用い、これらを背中合わせに配置することで磁気吸引力相殺構造を実現させるものである。しかし本構造の場合、図示のように電機子を Mover に固定させるには Armature Holder と、そして Magnet Track を固定させるための Track Holder という専用部材が必要なる。そして吸引力相殺構造にするためのリニアモータ体格は F 型に対して増大するという課題があった。

本課題を解決するために筆者らは、Fig.4-10(b)に示すような 1 基の電機子に 2 つのギャップ面を有する、新しい磁気吸引力を相殺する両側界磁型 (以降、T 型と称す) を提案した⁽⁴⁻¹²⁾。この新技術内容については、次項「4.3 PMSM 型リニアモータの高効率化」にて詳細に述べる。

また、この T 型構造案の小型化について、Fig.4-10(a)の従来構造と設計比較した結果を Table4-3 に示す。これは、リニアモータの各寸法、容積に関し、Fig.4-10(a) 従来構造を 1.0(p.u.)とした場合の相対比較を示しており、T 型は、幅寸法 W_{LM} で 20%、高さ寸法 H_{LM} で 30%、リニアモータ容積 V_{LM} については 40%以上の小型化が可能になることがわかる。

このようにコア付両側界磁構造は、リニアガイドに対する磁気吸引力を相殺することを特徴とした構造であるため大推力仕様となる、つまり質量物を高加減速する機器への適用が有効である。前述したリニアガイド与圧に関しても、リニアガイドに対して負荷質量による与圧を均等にかける設計ができ、リニアモータ最大推力の 5 倍程度になる磁気吸引力を考慮する必要がなくなることは、機器設計上、大きなメリットになると考える^{(4-13) (4-14)}。

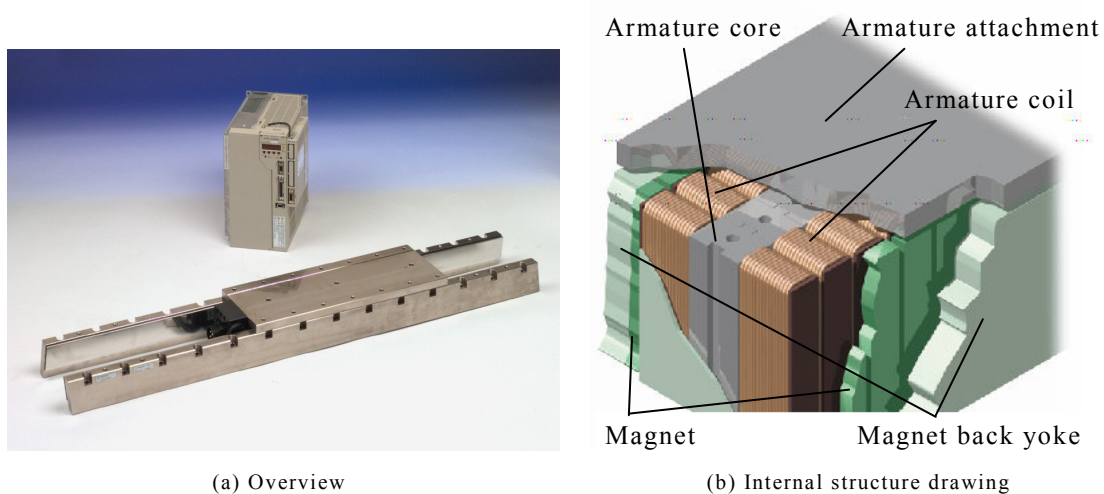
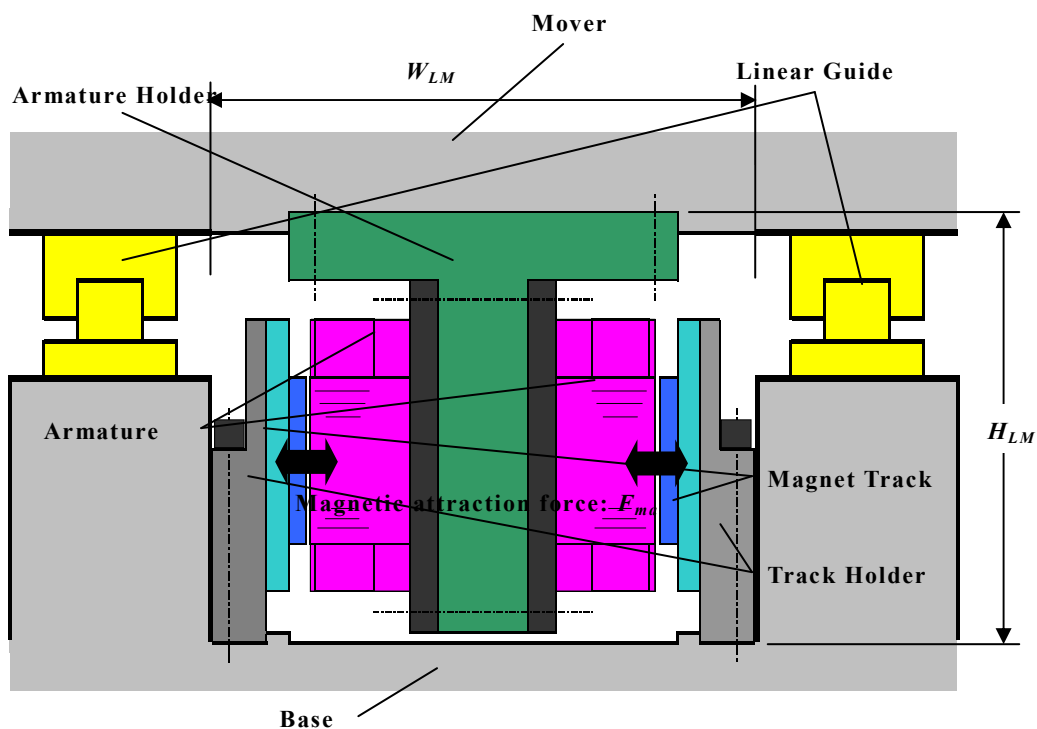


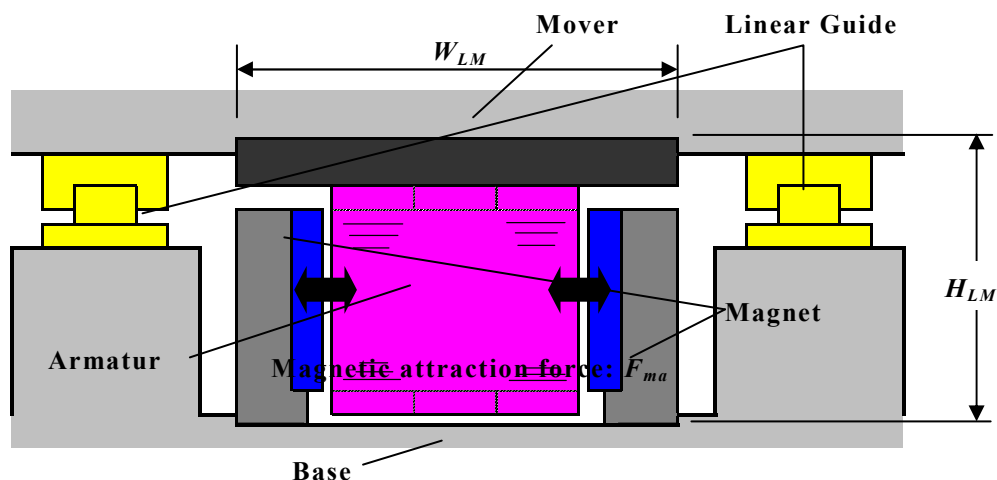
Fig.4-9. Core type PMSM linear motor (Double sided MC Type)

Table.4-3. Comparison of constructions negated magnet attraction force

Item		Fig.4-10.(a) Conventional Single sided×2	Fig.4-10.(b) Novel Double Sided T type
Linear Motor Width	W_{LM}	1.0 (p.u.)	0.8 (p.u.)
Linear Motor Height	H_{LM}	1.0 (p.u.)	0.7 (p.u.)
Linear Motor Length	L_{LM}	1.0 (p.u.)	1.0 (p.u.)
Linear Motor Volume	V_{LM}	1.0 (p.u.)	0.56 (p.u.)



(a) Construction negated Magnet attraction force by 2 single sided MC Type



(b) Construction negated magnet attraction force by double sided T type

Fig.4-10. Comparison of constructions negated magnet attraction force

(4) 円筒型 (Cylinder 型)

これまでは界磁部がフラット型のリニアモータについて述べたが、本節では、界磁部が円筒型の構造について説明する。Fig.4-11に円筒型の外観および内部構造を示す。電機子部はリング状に巻回した各相コイルを軸方向に並べて構成され、円筒界磁部は、非磁性薄肉パイプに磁極ピッチ τ_p に相当する長さの円筒形状磁石を、その磁化方向が向き合うように挿入固定されている。

一般的な円筒型リニアモータの場合、電機子コアがないため電機子コイルは空芯コイルとなり、Fig.4-12(a)に示すように界磁磁石の外部磁気回路パスは、すべて円筒界磁周囲空間となる。リニアモータの推力 F は、この空間磁界に電機子巻線（空芯コイル）が鎖交することで生じる。このような磁気回路の場合、Fig.4-11(b)に示すように、電機子を可動体に固定する Armature Flame が Aluminum のような導電材の場合、電機子移動時に渦電流が流れることになる。

このような課題に対して、筆者らは Fig.4-12(b)に示すような電機子巻線の外周に円筒状電機子コアを配し、外部磁気回路が構成せれるような構造を提案している。さらには円筒界磁部の磁石間に磁性材の Pole Piece を挟み込むことで、従来構造に比べて磁石パーミアンス係数 k_p を大きくし、ギャップ磁束密度 B_g (磁気比装荷) が増大させる。またこの構造により、ギャップ磁束分布波形も台形波になることで、EMF 中の高調波も低減できる。

Fig.4-13 に示す従来構造と本提案の円筒型構造におけるギャップ磁束密度分布 (FEM 解析結果) を見ると、従来構造が尖角状であるのに対して、本提案構造ではギャップ磁束密度も高く、台形状になっていることがわかる。(ただしコイル側にな

るに従い、双方とも丘陵状となる) Fig.4-14 に EMF 解析結果を示す。

この解析結果を見ると、本提案構造の方が 3 次高調波成分を軽減し、EMF 定数 K_e (推力定数 K_f) を大きく設計できることがわかる⁽⁴⁻¹⁵⁾。

Fig.4-15. に円筒型リニアモータを用いた機器構造例を示す。円筒型の組み込み構造は、ボールネジ駆動機構の場合と同じであるため類似の課題を有する。つまり円筒界磁の固定は、図示のように両端を固定具で支持するため、円筒界磁部が長い場合、中央部に撓みが生じる。また円筒型構造は、固定される円筒界磁両端部では、固有振動数が高くなるが、中央部では低くなるため長距離移動機器には向かない。

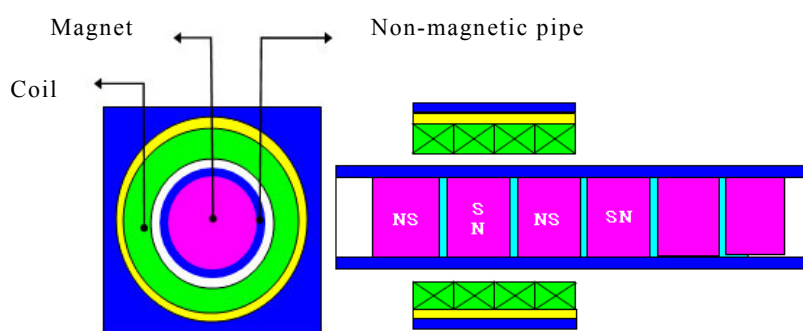
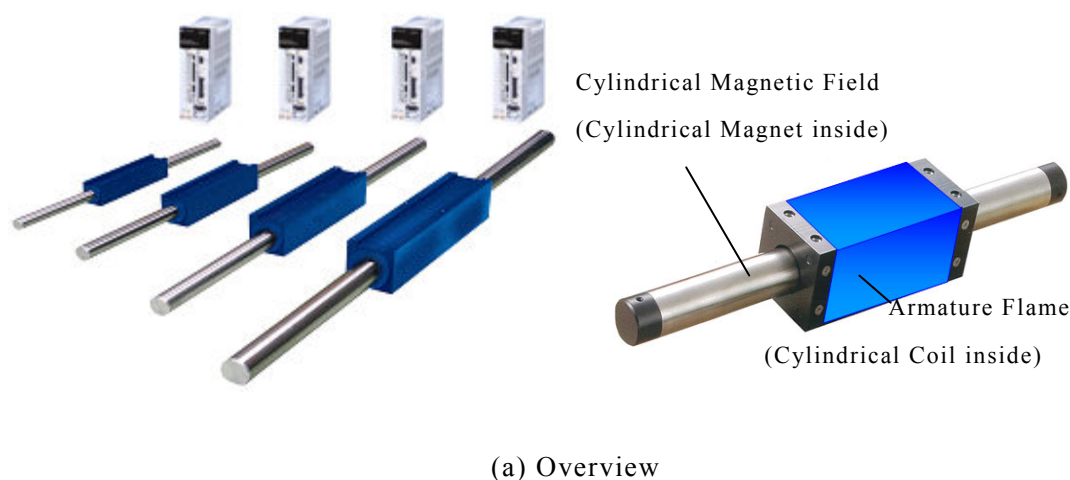
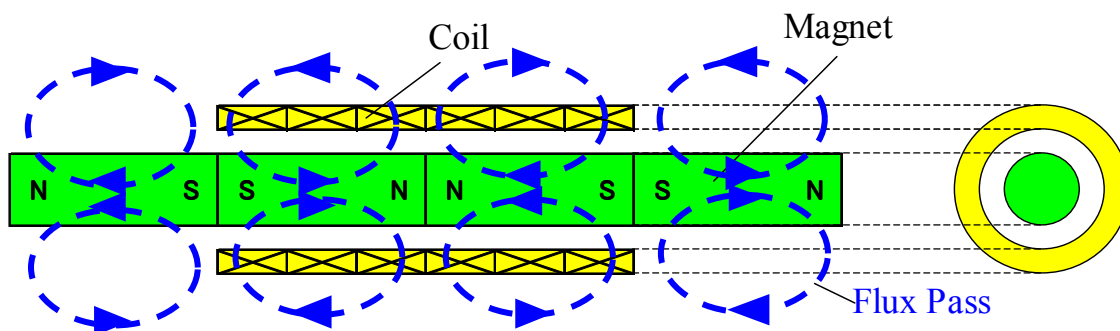
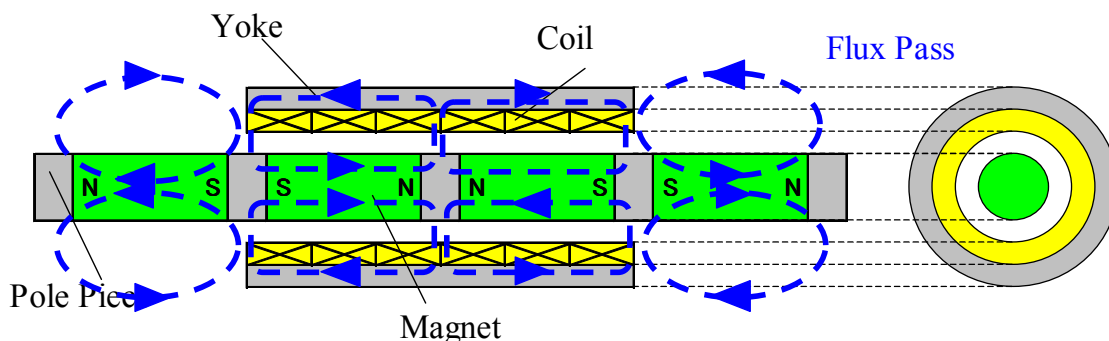


Fig.4-11. Cylinder type PMSM linear motor (Σ -Stick Series: YASKWA ELECTRIC)



(a) Magnetic circuit of conventional cylinder type linear motor



(b) Magnetic circuit of conventional cylinder type linear motor

Fig.4-12. Comparison about magnetic circuit of cylinder type linear motor

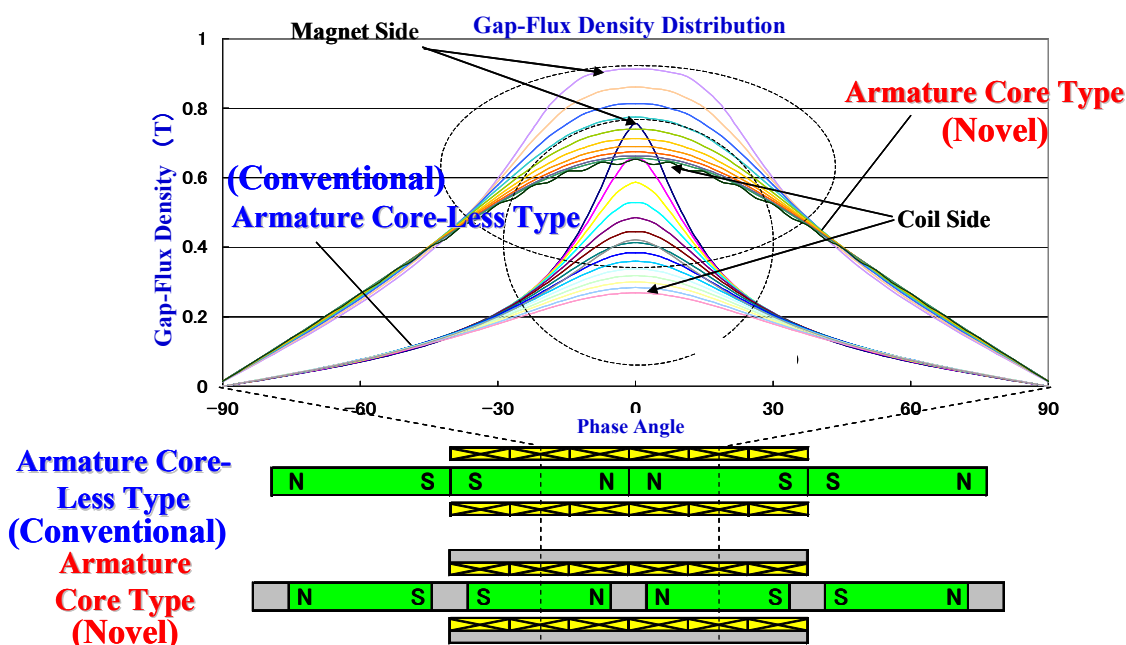


Fig.4-13. Comparison about gap flux distribution of cylinder type linear motor

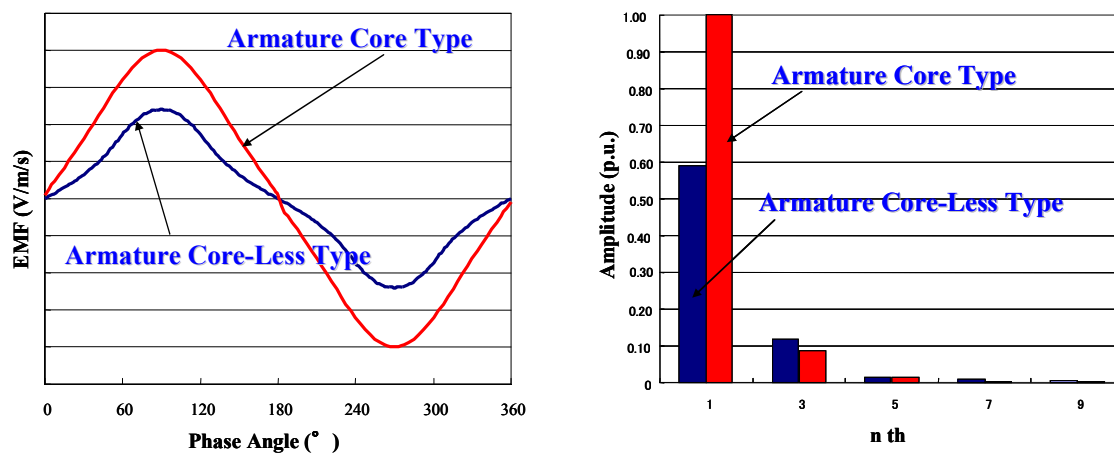


Fig.4-14. Comparison about EMF characteristics of cylinder type linear motor

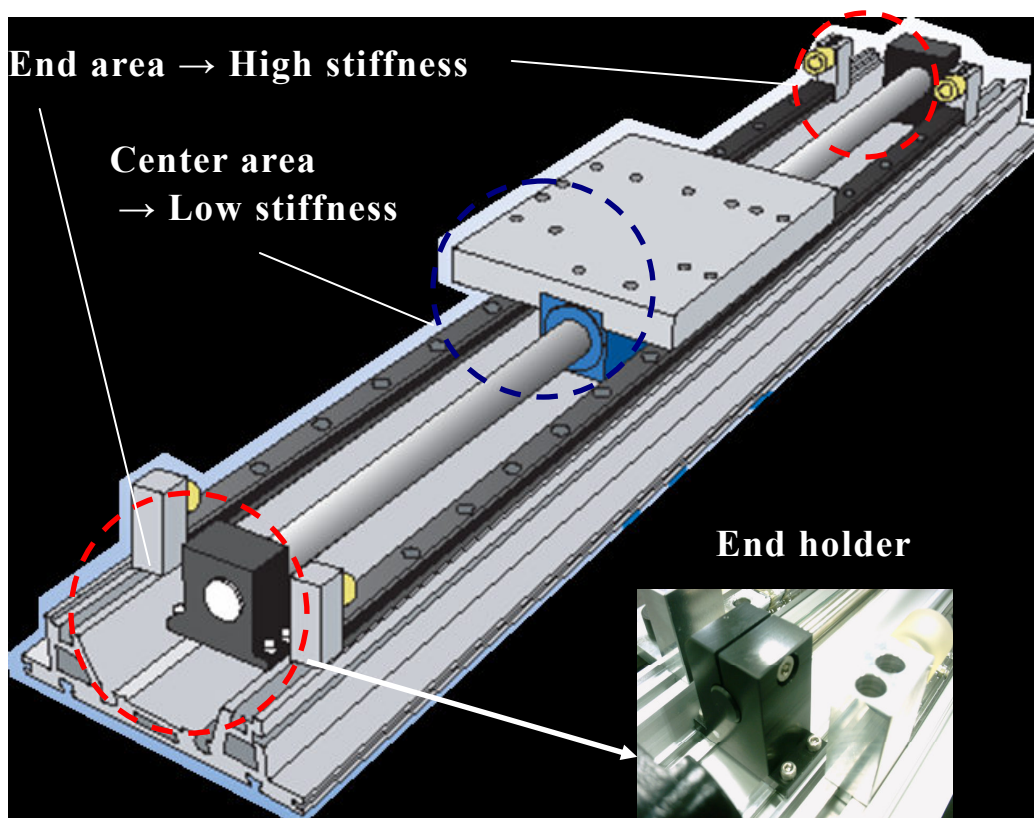


Fig.4-15. Slider construction used cylinder type linear motor

4. 2. 3 リニアモータ性能評価指標による比較検討^{(4-2) (4-15)}

(1) リニアモータへのニーズ

本節では、リニアモータの性能評価に関しての検討を行う。先ず初めにリニアモータに要求される性能を以下に挙げる。

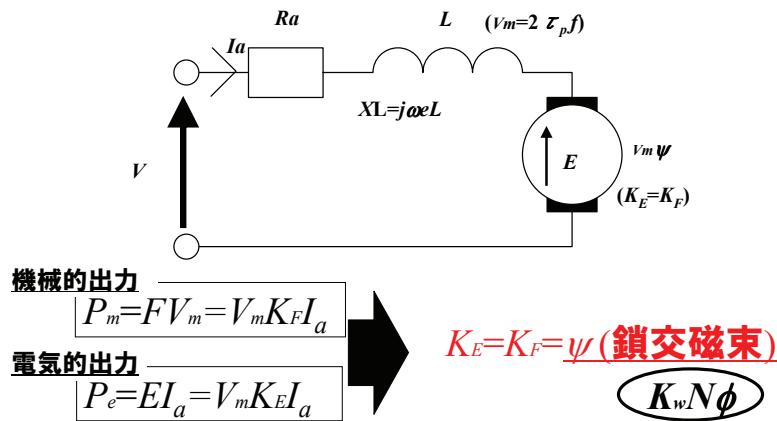
【リニアモータへの要求性能】

- ① モータ定数 K_m (効率)が高いこと
- ② 熱抵抗 R_{th} が小さいこと
- ③ 推力リップル (コギングも含む) が小さいこと
- ④ 長距離移動が可能なこと
- ⑤ 拡張性 (Multi-mover 駆動) が容易なこと

① モータ定数 : K_m

Fig.4-16 に等価直流機の等価回路, および “速度-トルク特性” を示す。

以下に示すように, モータ定数 K_m は, 推力定数 K_f を電機子抵抗 R_a の平方根で割ったものである。またモータ定数 K_m の 2 乗は, 内部制動定数 $\tan \theta_s$ といいモータの推力垂下特性の勾配を示すもので, モータ定数 K_m が高いモータ程, 発生損失 (ジュール損) が少なく, 且つドライバ容量 (電源容量) を既定した場合の出力領域が広く取れる。



機械的出力 : $P_m = FV_m = \omega_m K_F I_a$

電氣的出力 : $P_e = E I_a = \omega_m K_E I_a$

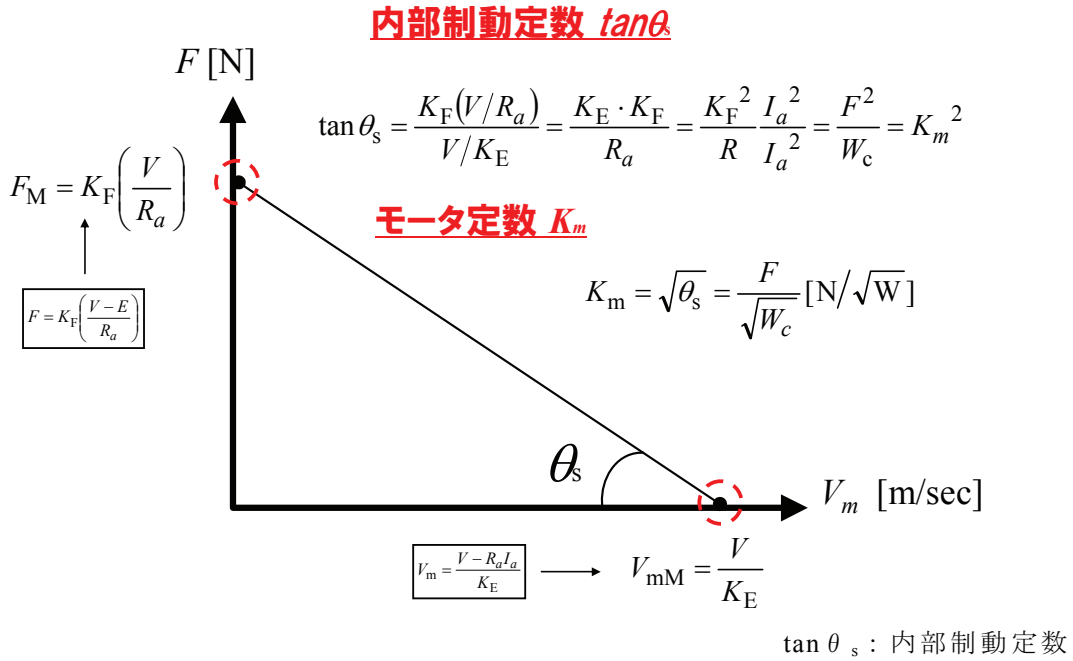
K_f : 推力定数 (N-m/A), K_e : EMF 定数 (Vs/rad),

$K = K_T (=K_E)$: 等価直流機推力定数 (N-m/A)

I_a : 電機子電流 (A), R_a : 等価直流機抵抗 (Ω)

V_f : モータ速度 (m/sec), V : モータ端子電圧 (V)

(a) Equivalent circuit of PMSM



(b) Speed-Torque characteristics of PMSM

Fig.4-16. Motor constant of PMSM

回転系と直動系の双対性を考慮することで、モータ定数 K_m は(4-14)式、内部制動定数 $\tan\theta_s$ は(4-15)式で示される。

$$K_m = \frac{F}{\sqrt{W_c}} = \frac{3 \cdot K_f \cdot I}{\sqrt{3 \cdot R_a \cdot I}} = \frac{\sqrt{3} \cdot K_f}{\sqrt{R_a}} = \frac{\sqrt{3} \cdot K_e}{\sqrt{R_a}} \quad \text{----- (4-14)}$$

$$K_f \text{ [N/A]} = K_e \text{ [V} \cdot \text{s/rad]} \quad (\text{SI 単位系})$$

$$K_F = 3K_f \text{ [N/A]} \quad K_E = 3K_e \text{ [V} \cdot \text{s/rad]} \quad K = K_F = K_E \quad R = 3 \cdot R_a$$

$$\tan\theta_s = K_m^2 = \frac{(3 \cdot K_f)^2}{3 \cdot R} = \frac{K_F^2}{R} = \frac{K_E^2}{R} = \frac{K^2}{R} \quad \text{----- (4-15)}$$

K_f : 推力定数 (N/A), K_e : EMF 定数 (V·s/m), K : 等価直流機推力定数 (N/A)

I : 電機子電流 (A), R_a : 等価直流機抵抗 (Ω), $\tan\theta_s$: 内部制動定数

以上のように、モータ定数 K_m を大きく設計するには、推力定数 K_f , つまり鎖交磁束を大きくし、且つ電機子抵抗を小さくする必要がある。言い換えれば、これは、磁気比装荷 (ギャップ磁束密度) を大きくし、巻線の占積率を高めることである。

また、モータ定数は、性能評価上、最も重要なファクタであり、後に各モータ構造の数値比較について詳細を述べる。

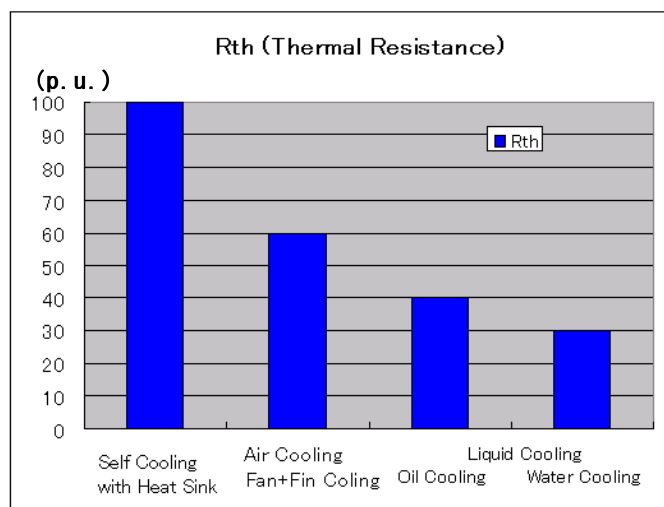


Fig.4-17. Relation between each cooling method and thermal resistance

② 熱抵抗 : R_{th}

熱抵抗 R_{th} は、モータの単位損失当たりの電機子巻線温度上昇を表すものである。つまり熱等価回路上、熱源から冷媒、もしくは大気におちるまでの伝熱抵抗であるので、その値が大きいほど冷却性能が悪く、小さいほど高い冷却性能を有するリニアモータだといえる。

Fig.4-17 に、自然冷却、空冷、液冷（油冷、水冷）の場合の熱抵抗の比較を示す。空冷、液冷の強制冷却の熱抵抗は、冷媒の流路、流量で変わってくるが、リニアモータ冷却を検討する際のガイドラインとして示す⁽⁴⁻²⁾。

また冷却の目的には、モータの実効推力を上げることと、テーブル側に熱を伝えないことがある。後者の場合には、熱絶縁という考え方になり、必ずしも熱抵抗が小さい方がよい、ということにはならないこともある。

熱抵抗に関して言えば、コアレス形リニアモータは、電機子コアが無く、コイルを良熱伝導樹脂でモールドした構造になっており、また空気との接触面積が広いので、コア付きリニアモータに比べて熱抵抗が小さい。その反面、コアレス形は、熱時定数が短く短時間に巻線温度が上昇するため、コイル自重より重い負荷条件下での Duty の激しい用途には向かないと考える。

③ リプル

リプルには、無通電時でも生じるコギングリプル（“コア付き形”や“誘導子形 L S M”において）、リニアモータのギャップ磁束分布の空間高調波成分が要因で生じる推力リプル、またドライバ（駆動電源）の電流オフセットや、DC バイアス分の影響で生じる推力リプルがある。この推力リプルは、速度リプルの“原因”であり、工作機械などの軌跡制御を行う機器には、このリプルの低減が重要な課題となる⁽⁴⁻²⁾。

コギングリプルに関して、回転形モータのコギング要因には、主に

- i) ピッチの精度誤差
- ii) 磁極ピッチの精度誤差
- iii) 磁石性能のばらつき
- iv) 電磁鋼板特性のばらつき

がある。

これらに加え、リニアモータの場合、可動子端部での磁気回路のアンバランスの影響で、1磁極ピッチで1周期のコギングが生じる。(永久磁石同期形リニアモータの場合、この要因でのリプルが一番大きい)

低リプル化の目的は、速度リプルのない滑らかなモーションを作り出すことにあるので、電流制御に工夫を凝らす(逆位相電流を重畳する等)方法もある。しかし、リニアモータを評価する場合、モータというハードウェアの設計工夫によりコギングを軽減させたものが、優れたリニアモータであるといえる。

④ 長距離移動

長距離移動化は、リニアモータの大きなアドバンテージを示す指標となる。これは、メカ的な制約のあるボールネジ駆動方式に比べて、直接駆動であるリニアモータは、制約条件が少ない。従って如何にストロークを長く出来る構造であるかというのは、リニアモータの性能評価基準の中でも重要なものと考えられる。

⑤ 拡張性

拡張性 (Multi-mover 駆動) も、ボールネジ駆動機構と比較した場合での、リニアモータ駆動の大きなアドバンテージである。

この Multi-mover 駆動は、全ストロークで界磁 (固定側) が一定で、複数の電機子 (可動側) を独立制御が可能な“MC 形”構造の大きなメリットといえる。この応用例に電子部品実装機の、部品フィーダ軸駆動用リニアモータがある。詳細は、第4項“各種リニアモータの適用例と要求仕様”で述べる。

(2) リニアモータ性能評価指標による各構造比較

ここでは、リニアモータの性能評価指標 (Performance Goodness Factor, 以下 PGF と称す) による各構造の性能比較を行う。比較対照とするリニアモータは、下記に述べる3構造6機種とする。

- (i) コアレス型
 - ・ U字トラック形コアレス
- (ii) コア付型
 - ・ 片側界磁型 (F型)
 - ・ 両側界磁型 (T型)

(iii)円筒型

- ・ コア付 (但しスロットレス)
- ・ コアレス型

比較項目については、以下の6項目について比較を行う。

[PGF-1] 電磁部容積 (V_m) - モータ定数 (K_m) の関係

[PGF-2] 可動子質量 (M_c) - モータ定数 (K_m) の関係

[PGF-3] 可動子 + 固定子 (Stroke:1m) 総合質量 (M_t)

- モータ定数 (K_m) の関係

[PGF-4] 電磁部容積 (V_m) - 最大推力 (F_{max}) の関係

[PGF-5] 可動子質量 (M_c) - 最大推力 (F_{max}) の関係

[PGF-6] 可動子 + 固定子 (Stroke:1m) 総合質量 (M_t)

- 最大推力 (F_{max}) の関係

<[PGF-1] 電磁部容積 (V_m) - モータ定数 (K_m) の関係>

Fig.4-18 に “[PGF-1] 電磁部容積 (V_m) - モータ定数 (K_m) の関係” に関して、上記3構造5種類について比較したものを示す。ここでの電磁部容積は、推力発生に必要な正味電磁部寸法から計算した数値となっている。モータ定数 K_m は、電磁部容積増分の平方根にほぼ比例するものであり、リニアモータの効率比較をする上で、重要なファクタといえる。

容積 V_m 当たりのモータ定数 K_m が最も高いリニアモータは、“誘導子形 LSM”である。これは、電機子側の楕歯状の誘導子ミゾに希土類磁石ピースを埋設し、固定側誘導子との間の磁界変調率を大きく設計することと、多数の誘導子を用いての推力発生原理となっているので、このようなモータ定数 K_m の高いリニアモータが実現できている。コイルが可動体になるような MC 型構造において、駆動テーブルやワークの温度を上げないためにも、モータ定数 K_m の高いリニアモータが有効である。

Fig.4-18 の比較結果を見ると、すべてのコア付型がコアレス型に対して優位性をもつことがわかる。これは、コア付型の磁気比装荷が高く、リニアモータの推力密度が大きいためである。特にコア付 F 型の場合、ほぼリニアモータの持つ磁束総量に必要な磁気回路寸法で構成できるため、取り付け部材寸法を必要とするコア付 T 型に比べて有利となる。

コアレス型の中で、シャフト型 (コアレス) は、Fig.4-12(a)に示すように可動子軽量化のためにオープン磁路となっており、U 字トラックのコアレス形より磁気比装荷が低く、PGF も小さい値になっている。

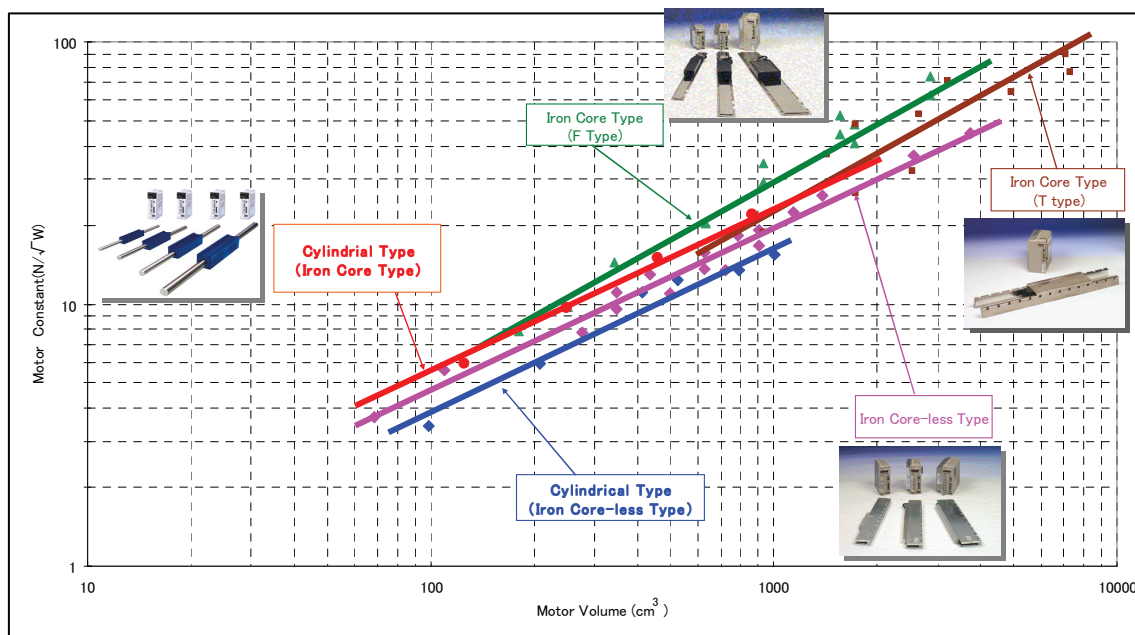


Fig.4-18. Motor Constant (K_m) plotted against electromagnetic volume (V_m)

<[PGF-2] 可動子質量 (M_c) – モータ定数 (K_m) の関係>

Fig.4-19 に“[PGF-2] 可動子質量 (M_c) – モータ定数 (K_m) の関係”に関して、上記 3 構造 5 種類について比較したものを示す。リニアモータ推力 F から生み出される加速力 α は、(4-6)式に示すように、

・ 加速度 α [m/s^2]

$$\alpha = \frac{F}{(M + m + R_e + R_a)} \quad \text{----- (4-6)}$$

M : 負荷質量 [kg], m : リニアモータ可動子質量 [kg]

F_{ma} : 磁気吸引力 [N], R_r : 転がり抵抗 [kg], R_a : 空気抵抗 [kg]

である。よって可動子質量 M_c が軽く、且つモータ定数 K_m が高い (効率が低い) リニアモータが望ましいという見方ができる。注目すべきポイントは、コアレス型が最も良い性能を示していることである。これはコアレス型の構造が、周知の如く電機子部に鉄心がないため可動子質量が軽く設計されており、この点がコア付と比較しても、モータ定数 K_m の小さいこと以上に PGF-2 を良好なものにしている。

また、円筒型も含めてコア付構造の PGF-2 の傾斜は同様であり、コアレス構造についても同じ傾斜になっている。

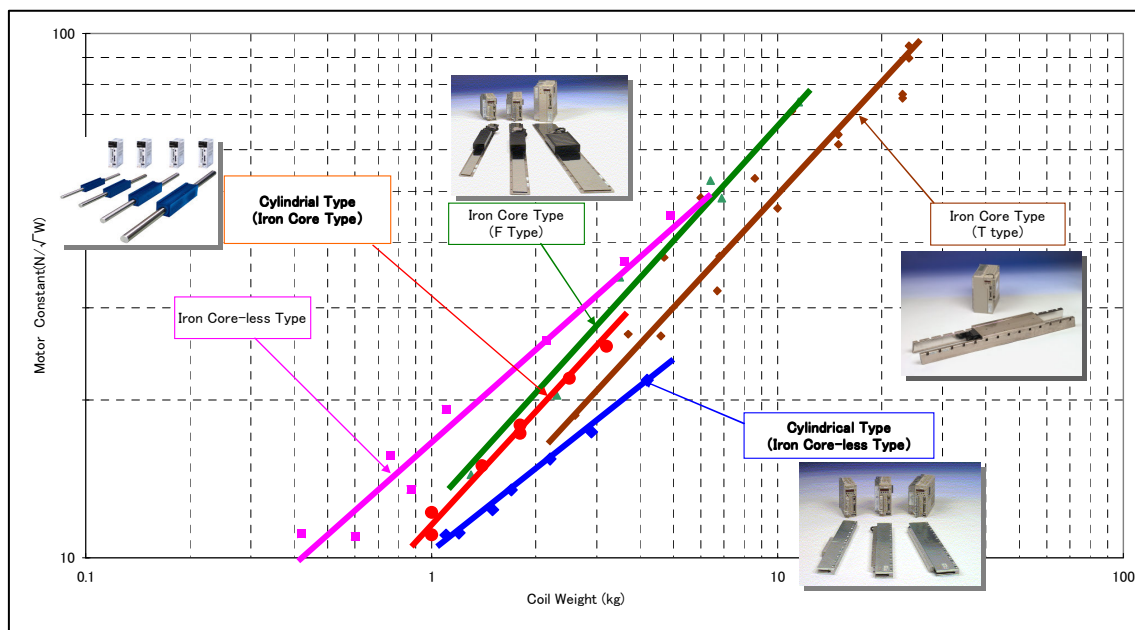


Fig.4-19. Motor Constant (K_m) plotted against carrier mass (M_c)

<[PGF-3]可動子+固定子 (Stroke:1m) 総合質量 (M_t) - モータ定数 (K_m) の関係>

Fig.4-19 に示すようなガントリー形マシンの搭載軸等の様に、可動子質量の大小だけではなく、必要ストロークを満足するマグネットトラック質量まで合わせた比較が必要になってくる場合がある。

Fig.4-20 は、各構造におけるストロークが 1 [m] の場合のマグネットトラックと、可動子を合わせた質量 (M_t) に対するモータ定数 K_m の比較データを示している。

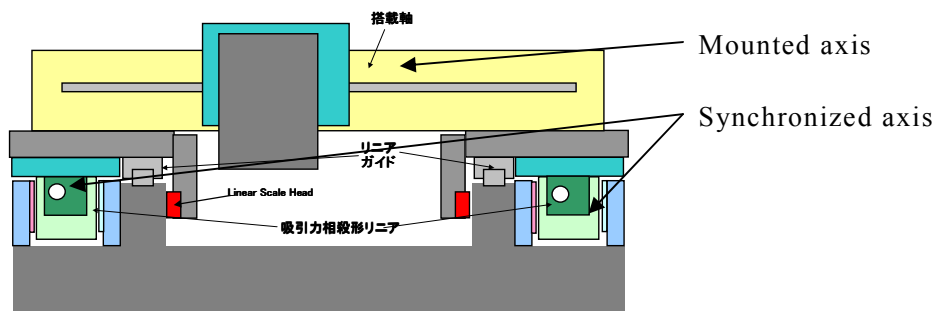


Fig.4-19. Gantry construction used linear motor

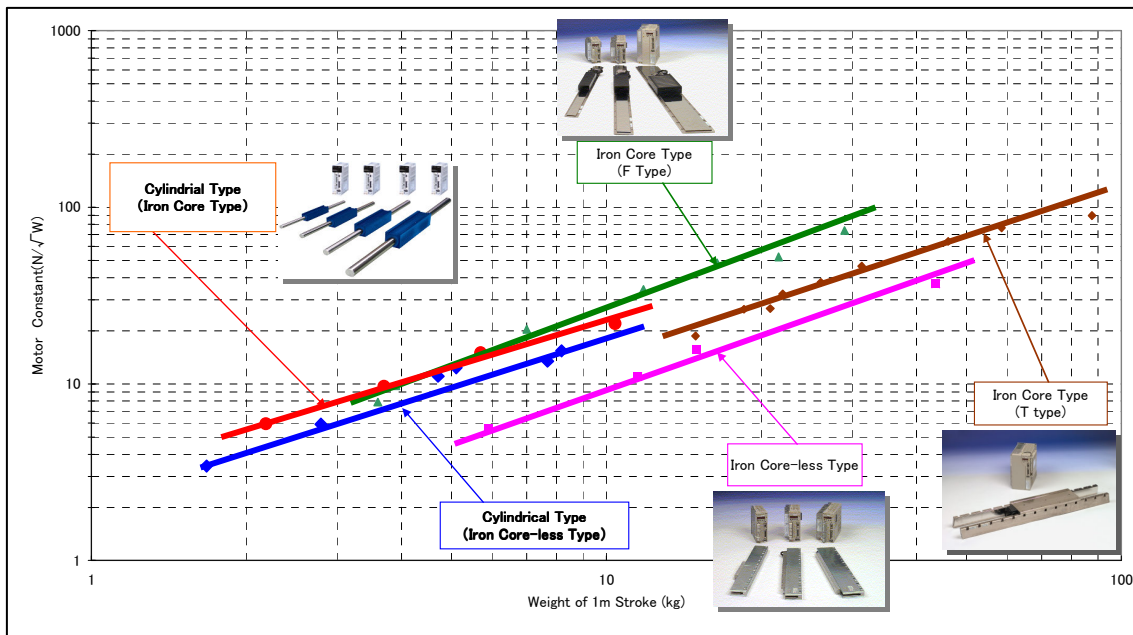


Fig 4-20. Motor Constant (K_m) plotted against Linear Motor total mass at 1m stroke (Mt)

この比較では、コア付 F 型とシリンダ形（コア付）が、ほぼ同等で最も良いという結果になっている。ただ実際問題として、電機子コアがある場合、最大推力の約 4 倍以上の磁気吸引力が働くため、組み込まれるスライダについても、相応の機械的強度を保持したものが必要になってくる。（組み込み筐体部の質量が重くなる）

これらの点を考慮すると、必要推力が小さい仕様の場合等には、その形状、取り付け構造が、ボールネジとほぼ同一で、前記磁気吸引力の影響を考えない円筒型が有利な場合がある。

<[PGF-4] 電磁部容積 (V_m) - 最大推力 (F_{max}) の関係>

Fig.4-21 に、電磁部容積 V_m に対する最大推力 F_{max} を比較したグラフを示す。この PGF は、小型にして大推力を出せるか、ということの比較を意味したものである。コアレス型は、磁気回路の飽和が無く、電流に対する推力直線性の良好であり、瞬時ならば連続定格推力の 500%以上の最大推力を出すことも可能である。従って上図のように容積あたりの推力が、電機子コアの磁気飽和があるコア付型に比べて大きなものになっている。またこの PGF-4 において、円筒型（コア付）がコアレス型と同レベルにあることは注目すべきである。前述のように円筒型は機器への組み込みが容易で、Fig.4-19 に示すガントリ構造機器の搭載軸に用いた場合などは、この搭載軸全体質量を軽量化でき、その結果、搭載軸を駆動する同期軸の必要推力仕様を下げることができる利点が生まれる。実際、この利点を生かし円筒型（コア付）は、軽量物の X-Y 高速搬送機器への適用例がある。

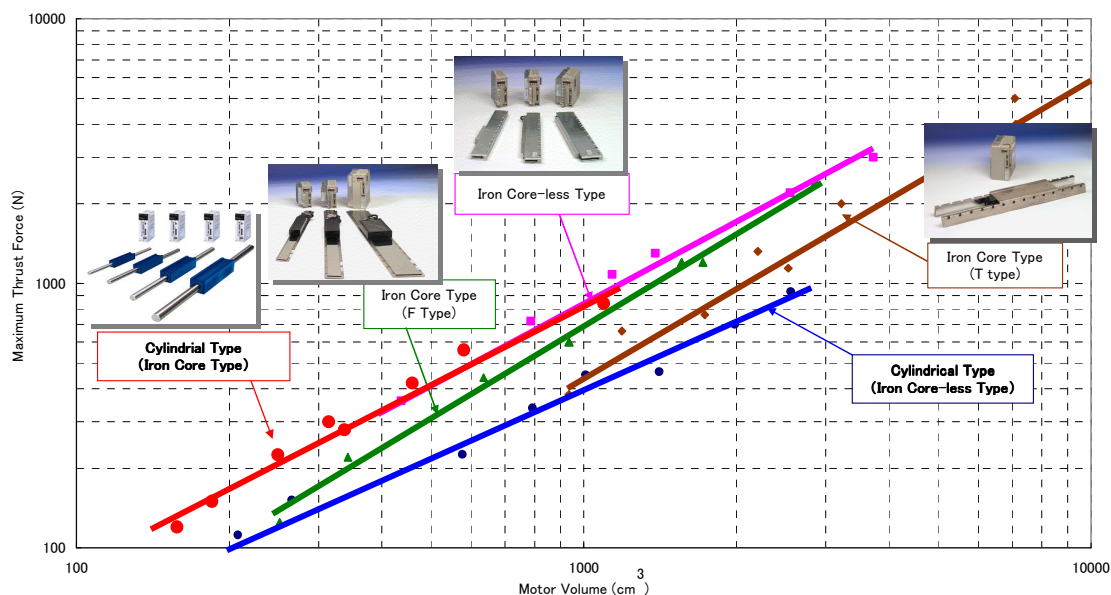


Fig.4-21. Maximum Thrust Force (F_{max}) plotted against Electromagnetic volume of Linear Motor (V_m)

<[PGF-5] 可動子質量 (M_c) - 最大推力 (F_{max}) の関係 >

Fig.4.22 に、可動子質量 M_c に対する最大推力 F_{max} を比較したグラフを示す。この PGF においても [PGF-4] と同様、リニアモータの最大推力 F_{max} 性能が良好なものが有利となる。特に [PGF-2] でも述べたように電機子コアを持たないコアレス構造の可動子質量 M_c が圧倒的な軽く、コアレス構造は [PGF-4] において、コア付 (F, T) 型の約 3 倍、円筒型の約 2 倍の優位性を有する。

<[PGF-6] 可動子 + 固定子 (Stroke: 1m) 総合質量 (M_t) - 最大推力 (F_{max}) の関係 >

Fig.4.23 は、各構造におけるストロークが 1[m] の場合のマグネットトラックと、可動子を合わせた質量 (M_t) に対する最大推力 F_{max} の比較データを示している。特筆すべきは、マグネットトラック質量が軽い構造のリニアモータが有利ということである。特に円筒型 (コア付, コアレス) の界磁部は、磁気回路となるバックヨークが無く軽量化されている。加えて円筒型 (コアレス) においては、電機子コアもないため、電機子部質量も軽い。よって Fig.4-23 に示すように [PGF-6] では、最も高い優位性を持つ。

逆に、磁極ピッチ τ_p が大きく、Magnet Track のバックヨークが厚いコアレス型や、Magnet Track 固定方法の面からバックヨークに厚みを必要とするコア付 T 型などは、リニアモータ全体質量が重く、[PGF-6] のような PGF を必要とする用途には適さないといえる。

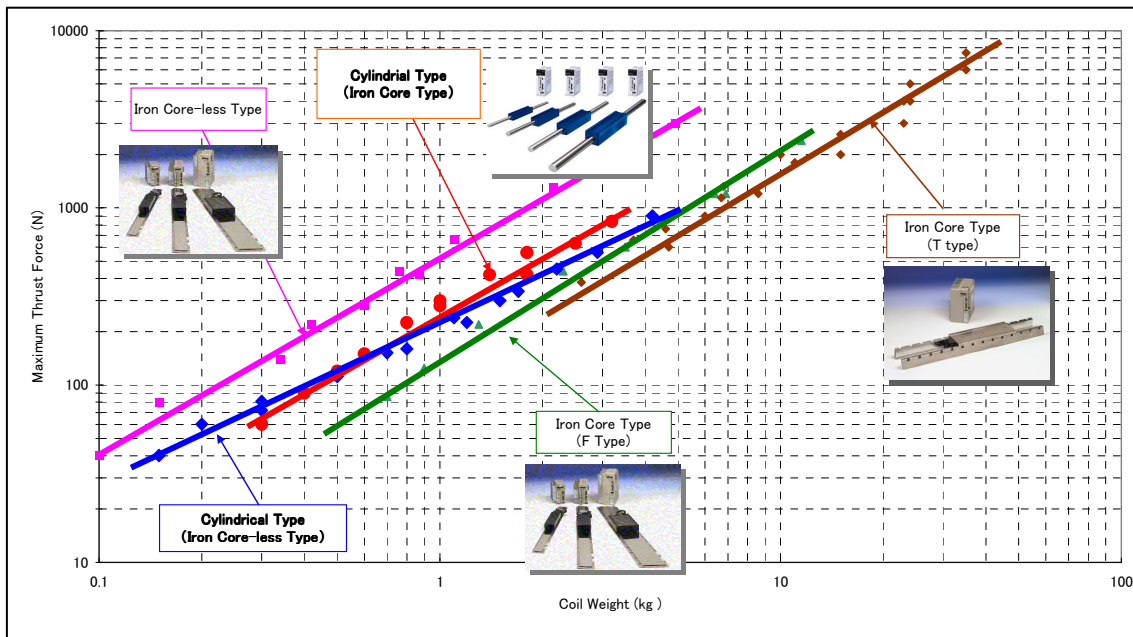


Fig.4-22. Maximum Thrust Force (F_{max}) plotted against the coil mass of Linear Motor (M_c)

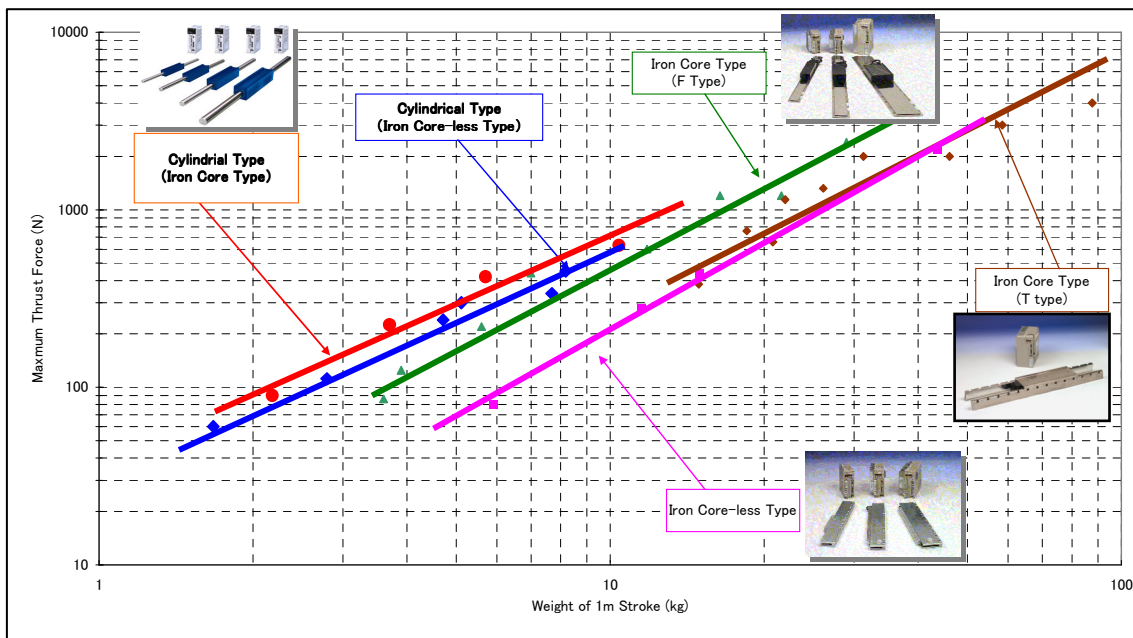


Fig.4-23. Maximum Thrust Force (F_{max}) plotted against Linear Motor total mass at 1m stroke (M_t)

<PGF 比較の総括>

Table 4-4 は、これまでの PGF に関する検討結果のまとめを示す。横列に各 PGF 項目、縦行には各リニアモータ構造、そして表内の数字は、各リニアモータの各 PGF におけるランクを示している。また Fig.4-24 は、Table 4-4 を Radar chart に表したものである。この図から以下のことがいえる。

- ・ コア付型については、モータ定数 K_m に関する PGF に優位
- ・ コアレス型については、最大推力 F_{max} に関する PGF に優位
- ・ 円筒型については、ストローク 1m 時の総質量に関する PGF に優位
- ・ 円筒型 (コア付) は、いずれの PGF においても良好

Table 4-4 Comparison of the considered PGF

Linear Motor Structure		(1) Vm-Km	(2) Mc-Km	(3) 1mStr Mt-Km	(4) Vm-Fmax	(5) Mc-Fmax	(6) 1mStr Mt-Fmax
Iron Core	Iron Core Type (F Type)	5	4	5	4	3	4
	Iron Core Type (T type)	4	3	4	3	3	3
Iron Core-Less	Iron Core-less Type	3	5	3	5	5	3
Cylindrical	Cylindrical Type (Iron Core Type)	4	4	5	5	4	5
	Cylindrical Type (Iron Core-less Type)	2	2	4	3	4	4

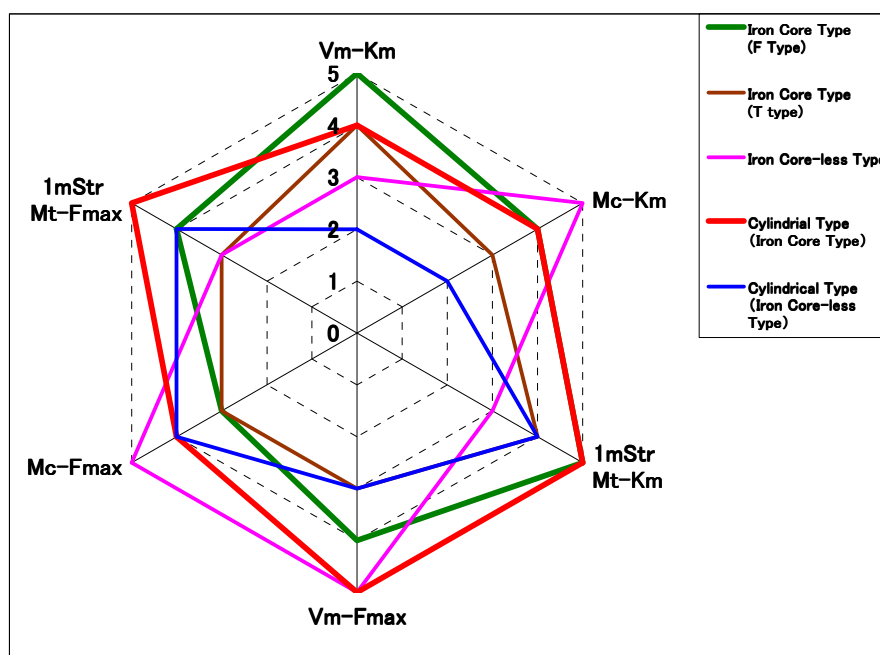


Fig.4-24 Comparison of the considered PGF on raider chart

以上のように本検討を総括することで、評価尺度となる GF を決めた場合、色々な構造、方式のリニアモータが評価できることがわかった。今回挙げた 6 種の PGF は、近年リニアモータの適用が拡大している適用機器の要求仕様を基底に創出したものである。適用用途が異なった場合、また PGF も違ったものになる。新しくリニアモータの適用を検討する場合、このような PGF による比較検討は、明確且つ論理的な方法であると考えている。

(3) PGF と適用アプリケーション

以上の様に近年、いくつものリニアモータ構造が発明、開発され、市場でその性能を発揮している。今後、更にリニアモータの市場を広げていくためには、ユーザに対して、これらリニアモータの“個性”を生かした提案をしていくことが重要となる。

本節では前述した PGF とリニアモータの適用例と、その要求性能について述べる。Fig.4-25 は、各適用機器の要求仕様と、これに当てはまる PGF との関係を示した図である。これを見ると現在の適用用途は、実効推力仕様が高く、モータ定数 K_m 性能が必要な用途、そして高加減速仕様のため最大推力 F_{max} 性能が必要な用途に分かれている。中には Bonder のように、実効推力仕様と高加減速仕様の双方が高い要求となる用途もある。これについては最適なりニアモータ構造の選択の他に、冷却方法、構造など追加技術の検討を行うなどの必要がある。

Linear Motor Application	Goodness Factor Needs	(1)	(2)	(3)	(4)	(4)	(5)
		Vm-Km	Mc-Km	1mStr Mt-Km	Vm-Fmax	Mc-Fmax	1mStr Mt-Fmax
Chip-Mounter	Accel. Duty Light Space	◎	◎	○			
Bonder	Accel. Duty Light Space	◎	◎		◎	◎	
Dispencer	Accel. Long Stroke				◎	◎	◎
Scriber	Accel. Long Stroke				◎	◎	◎
Winding Machine	Accel. Duty	○	◎			◎	
LOD Filter Exposure Machine	Duty Long Stroke Space	◎	◎	◎			
Testing Machine	Duty Long Stroke Light	○	○	◎			
Material Handling	Accel. Long Stroke Light				○	○	◎

◎ Must Want
○ Want

Fig.4-25 Relationship between Applications and Performance Goodness Factors (PGF)

Table 4-5 は、Fig.4-25 に示す各適用用途の必要十分条件となる PGF と、Fig.4-24 に示す各 PGF における各構造の優位性の検討結果から選択された、用途機器に好適なリニアモータ構造を示している。

半導体およびチップマウンタの適用機器では、高加速度、高デューティ、重負荷が仕様とされるため、コア付型が好適であると考えられる。ワイヤボンダなどの半導体関連機器では、高加速度、高デューティ、軽負荷が仕様とされるため、コアレス型が好適であると考えられる。液晶フィルター露光機など液晶関連機器の場合は、要求仕様が重負荷駆動であり、リニアモータは高効率で大推力、且つ高精度位置決めが必要となるため機器歪を極力押さえた機構設計にする必要がある。したがって、コア付 T 型がこのようなアプリケーションに適していると考えられる。

リニアモータの価格が低下すれば、それらのアプリケーションは更に拡大展開していく。特に、食品およびパッケージング関連市場の拡大が見込まれる。また、電子基板テスタやマテリアルハンドリング機市場では、円筒型が適していると考えられる。特に、推力密度が高い、円筒型（コア付）は有効であり、その固定方法が容易なことは、ユーザの機器設計や製造の際に大きなメリットを生む。

以上のように本項では、リニアモータの用途機器に適合するリニアモータ構造の選定の検討を行った。次項では、PGF を基底においたリニアモータの性能改善の技術内容について検討、解説する。

Table 4-5. Relation between linear motor structure and the PGF fit to machine applications types

Linear Motor Application	Linear Motor Structure □ : Best ■ : Better
Chip-Mounter	□ Iron Core Type(F type) ■ Iron Core Type(T type) ■ Cylindrical Type (Iron-Core type)
Bonder	□ Iron Core-less Type ■ Cylindrical Type (Iron-Core type) ■ Iron Core Type(F type)
Dispencer	□ Cylindrical Type (Iron-Core type)
Scriber	■ Iron Core-less Type
Winding Machine	□ Iron Core-less Type ■ Cylindrical Type (Iron-Core type)
LCD Filter ※1 Exposure Machine	□ Iron Core Type(F type) ⇒ Iron Core Type(T type) ■ Cylindrical Type (Iron-Core type)
Testing Machine	□ Cylindrical Type (Iron-Core type) □ Iron Core Type(F type)
Material Handling	□ Cylindrical Type (Iron-Core type) ■ Iron Core Type(F type)

※ 1 : At LCD Filter Machine, Iron Core Type (F or T) is depended on Linear Guide mechanism.

4. 3 PMSM 型リニアモータ 高効率化検討

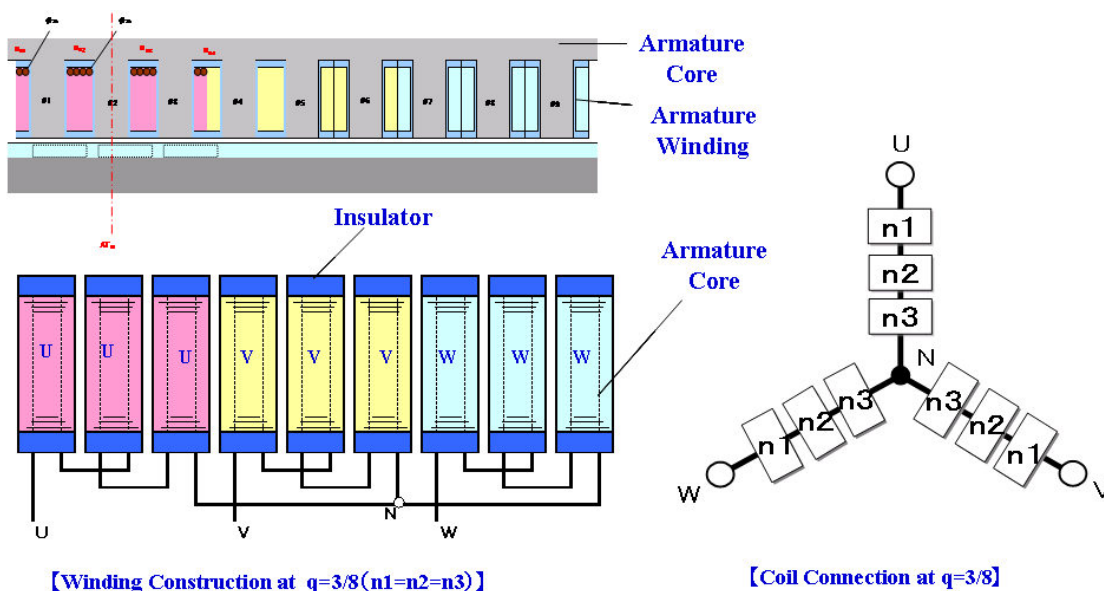
本項では、PMSM 型リニアモータの高効率化技術の詳細について述べる。コアレス型の高効率化については、使用する磁石性能に依存することが大きい。したがって本項では対象をコア付型に絞り、前述するモータ定数 K_m を高くする電磁設計、特に分数スロット巻線を用いた高効率化の検討と、コア付型において支持機構部の摺動摩擦損失を低減するため、磁気吸引力相殺構造における電機子部の小型化技術を提案、その詳細について説明する⁽⁴⁻⁷⁾。

またコア付型の課題の一つに、高負荷（推力）時の磁気飽和による電機子電流の増大がある。チップマウンタのような高加減速を繰り返す機器などにおいては、この磁気飽和により実効電流が増大しリニアモータの効率特性を低下させるものであった。これに対して、方向性電磁鋼板を前記磁気吸引力相殺構造に、効果的に用いることで高効率化を実現した技術内容について解説する。

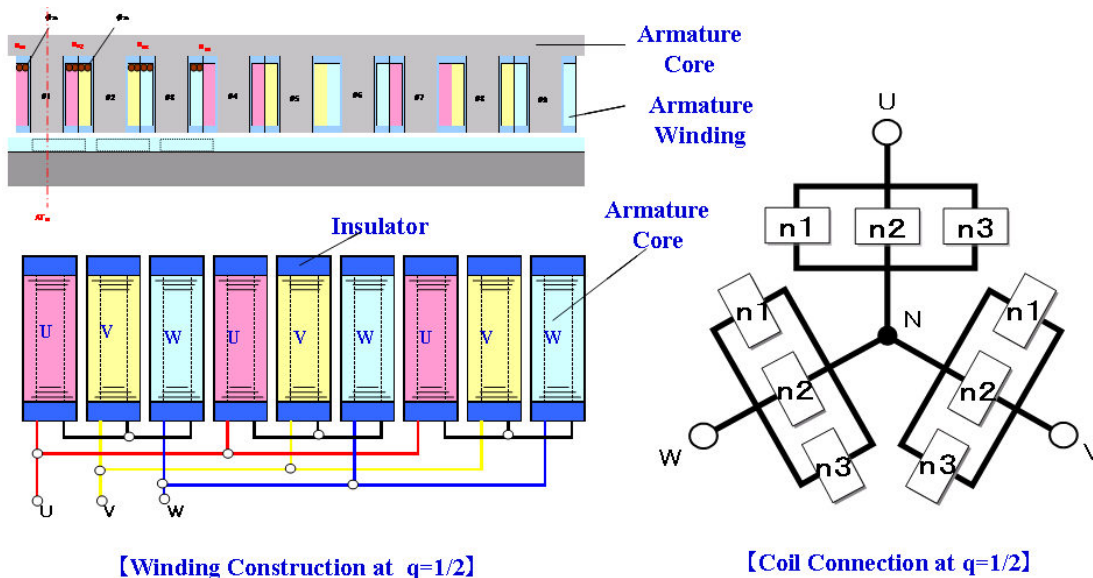
4. 3. 1 コア付型：分数スロット巻線を用いた高効率化

PMSM の高効率化には、極数を多極にした設計を行うことが効果的であることを「第2章」で述べた。また、そのためには分数スロット巻線方式を用い、電機子スロット数を減らすことで、コイルエンドの短縮による高効率化と、生産性の向上が可能であることを「第3章」で述べた。

本節では、これらの検討結果をリニアモータに応用した技術内容を述べる。

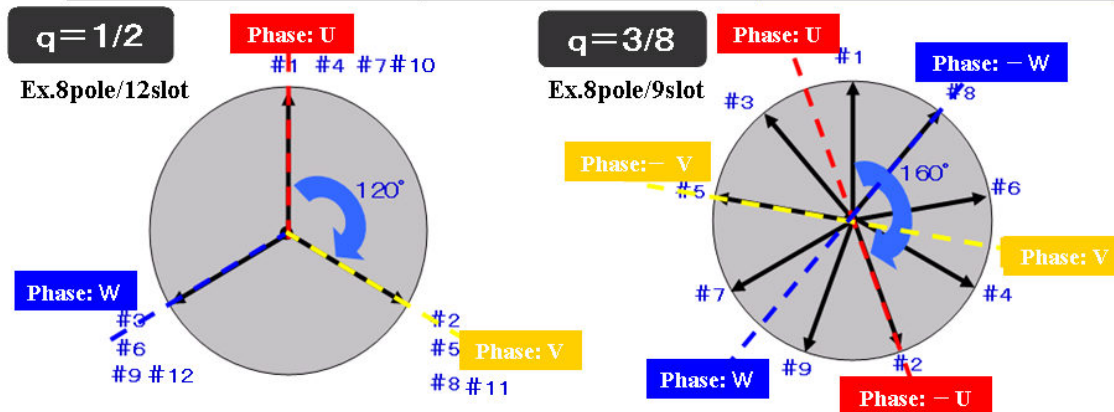


(a) Figure of winding construction and Coil connection at $q=3/8$



(b) Figure of winding construction and Coil connection at $q=3/8$

Type of FSW	$q = 1/2$	$q = 3/8$
Freedom Winding Design	○	×
Winding Factor : $k_w 1$	Low ($k_w1=0.866$)	High ($k_w1=0.945$)
Wave Form of EMF	△	○
Frequency of Cogging	2 4 (Ex.8pole/12slot)	7 2 (Ex.8pole/9slots)



(c) Comparison for figure of merit at $q=3/8$ and $q=1/2$

Fig.4-26. Comparison about Core F-type used the Concentrated Winding

(1) $q < 1/2$ (集中巻) 電機子巻線方式

リニアモータは、機械内部に直接組み込むため、容積 V_m を最小にする設計が必要である。したがって電機子巻線のコイルエンドを短くするため、検討する電機子巻線

方式は全て、第3章で述べる“ $q < 1/2$ (集中巻)”を採用することにする。ここで検討対象機は、Fig.4-26 に示すように $q=3/8$ (集中巻) としている。

$q < 1/2$ (集中巻) において、(4-7)式の関係が成り立つ。

$$N_s - P = \pm G \times n \quad (n : \text{自然数}) \quad \text{----- (4-7)}$$

(4-7)式において、 G はグループ数を表す。よって $q=3/8$ (8 極/9 スロット) の場合、 $G=1$ となるため、電機子スロット $N_s=9$ に対して界磁極数 8 極が対向した電磁部構成となる。 $G=1$ となる分数スロット巻線は、電磁部の機械寸法誤差、磁気特性のばらつきが原因で軸にはアンバランス力が働くが、コア付 F 型の場合、最大推力仕様の 4~5 倍の磁気吸引力が生じているため、このアンバランス力は無視できるレベルにある。

以上のことから、高効率設計のためには、巻線係数 K_w が大きい巻線方式を採用する必要がある。

(2) 電機子コア Opening 形状

リニアモータにおける電機子コア形状に関しては、性能、製造の両面からの検討が必要である。前述のように $q < 1/2$ (集中巻) 分数スロット巻線を採用する場合、電機子コアを各ティースに分割すれば、Slot opening 形状を Semi-Open スロットにできるが、電機子には分割されたコアを個々に固定する部材が必要となる。コア付 F 型 (片側界磁型) については、扁平型の形状メリットが必要とされるため、このような部材分の厚みを増やすことは望まれない。したがって Semi-open スロットで非分割コア形状となると、巻線時、狭間部からの巻線導体の挿入作用となるためスロット内導体占積率 (以降 Sp.factor と称す) が低下し、リニアモータ効率を下げってしまう結果となってしまう。

以上のことから、コア付 F 型において、モータ効率を重視した場合、電機子コアは Open スロットにし、整列巻により高密度に巻回した電機子巻線を挿入していく構造が望ましい。Table4-6 に Open スロットの場合と Semi-open スロットの場合の電機子設計内容の比較を示す。Open スロットの場合、Semi-open に対してカーター係数 k_c (4-16) が大きくなり等価ギャップは、40% 近く増加した結果になる。しかしこれが磁石動作点に及ぼす影響は小さく、Semi-open とのギャップ磁束密度 B_g の差異は 10% 以下となっている。

これに対して、整列巻をすることでの Sp.factor の改善は、Semi-open に対して 1.5 倍以上となる。よってギャップ磁束密度 B_g の差異、Sp.factor の差異を鑑み、モータ定数 K_m にて双方を比較すると、Open スロットは Semi-open に対して 20% の優位性を持っていることがわかる。

Table 4-6. Comparison about armature design during Open slot and Semi-open construction

Slot opening	(a) Open slot	(b) Semi-Open slot
Armature		
Space factor [%]	SP.factor = 55%	SP.factor = 35%
Gap flux density : B _g	$B_g = \frac{k_p}{k_p+1} \cdot B_r \quad B_r = 1.3$ $= \frac{3.94}{3.94+1} \times 1.30 = 1.04 \quad [\text{T}]$	$B_g = \frac{k_p}{k_p+1} \cdot B_r \quad B_r = 1.3$ $= \frac{5.02}{5.02+1} \times 1.30 = 1.084 \quad [\text{T}]$
Carter coefficient : k _c	$\gamma = \frac{(s/L_g)^2}{5+(s/L_g)} \quad L_g = 1.0 \quad s = 8.7$ $= \frac{(8.7/1.0)^2}{5+(8.7/1.0)} = 5.52$ $k_c = \frac{\lambda_t}{\lambda_t - \gamma \cdot L_g} \quad \lambda_t = 20.0$ $= \frac{20.0}{20.0 - 5.52 \times 1.0} = 1.38$	$\gamma = \frac{(s/L_g)^2}{5+(s/L_g)} \quad L_g = 1.0 \quad s = 3.0$ $= \frac{(3.0/1.0)^2}{5+(3.0/1.0)} = 1.125$ $k_c = \frac{\lambda_t}{\lambda_t - \gamma \cdot L_g} \quad \lambda_t = 20.0$ $= \frac{20.0}{20.0 - 1.125 \times 1.0} = 1.06$
Equivalent gap length: L _{ge}	$L_{ge} = k_c \cdot L_g$ $= 1.38 \times 1.0 = 1.38 \quad [\text{mm}]$	$L_{ge} = k_c \cdot L_g$ $= 1.06 \times 1.0 = 1.06 \quad [\text{mm}]$
Permeance coefficient: k _p	$k_p = \frac{l}{r} \cdot \frac{H_m}{L_{ge}} \cdot \frac{S_g}{S_m}$ $l = 0.95 \quad r = 1.05 \quad H_m = 5.0$ $W_m = 0.85 \cdot \lambda_p$ $\therefore S_m = 0.85 \cdot S_g$ $= \frac{0.95}{1.05} \cdot \frac{5.0}{1.35} \cdot \frac{1}{0.85} = 3.94$	$k_p = \frac{l}{r} \cdot \frac{H_m}{L_{ge}} \cdot \frac{S_g}{S_m}$ $l = 0.95 \quad r = 1.05 \quad H_m = 5.0$ $W_m = 0.85 \cdot \lambda_p$ $\therefore S_m = 0.85 \cdot S_g$ $= \frac{0.95}{1.05} \cdot \frac{5.0}{1.06} \cdot \frac{1}{0.85} = 5.02$
Motor constant: K _m	$K_m = \frac{T}{\sqrt{W_c}} = \kappa \cdot \frac{B_g}{\sqrt{1/SP.factor}}$ $= \kappa \cdot \frac{1.04}{\sqrt{1/0.55}} = 0.771 \cdot \kappa$ $= 1.20(p.u.)$	$K_m = \frac{T}{\sqrt{W_c}} = \kappa \cdot \frac{B_g}{\sqrt{1/SP.factor}}$ $= \kappa \cdot \frac{1.084}{\sqrt{1/0.35}} = 0.641 \cdot \kappa$ $= 1.0(p.u.)$

このような検討内容から，コア付 F 型の電機子コア形状は，Open スロット（非分割）形状に決定されたが，開口部が広くなることは，ギャップ部パーミアンス変動が大きくなり，電機子と界磁部の相対動作時の磁気エネルギー変動が増大することになる。これは，コギング推力に及ぼす影響が大きく，本課題に対する対策検討内容は，次項「4. 4 PMSM 型リニアモータ 高精度化検討」にて詳細を説明する。

4. 3. 2 コア付型：吸引力相殺型電機子構造の提案と高効率化

本節では，コア付 T 型磁気吸引力相殺構造における電機子構造の提案，および検討内容について述べる。

前節 4. 2. 1 でも述べたように，磁気吸引力相殺構造を実現する際，単にコア付 F 型を 2 つ背中合わせにする構造では電磁部容積が増大してしまうため，著者らは，Fig.4-27 に示すような，磁束貫通型を前提とした分割方式の電機子コア構造を提案している（特許 3700915 号）⁽⁴⁻¹²⁾。この際，Slot opening 形状は Semi-open とした分割コアにすることで，高磁気比装荷設計と高密度巻線設計の両方が実現されることを目指した。

Fig.4-27 に示すように，“I 字形状”に打ち抜き積層した分割電機子コアに，2 つの電機子巻線を巻回した電機子ユニットを，所要個数，推力方向に配置し電機子ホルダにボルトにて固定していく。

我々は，この形状が“魚の骨”に似ているため，これを“魚骨構造電機子(Fish-bone tooth)”と呼んでいる。そして電機子部は，剛性を確保と電機子巻線の冷却を目的として，全体を熱伝導エポキシ樹脂でモールドしている。

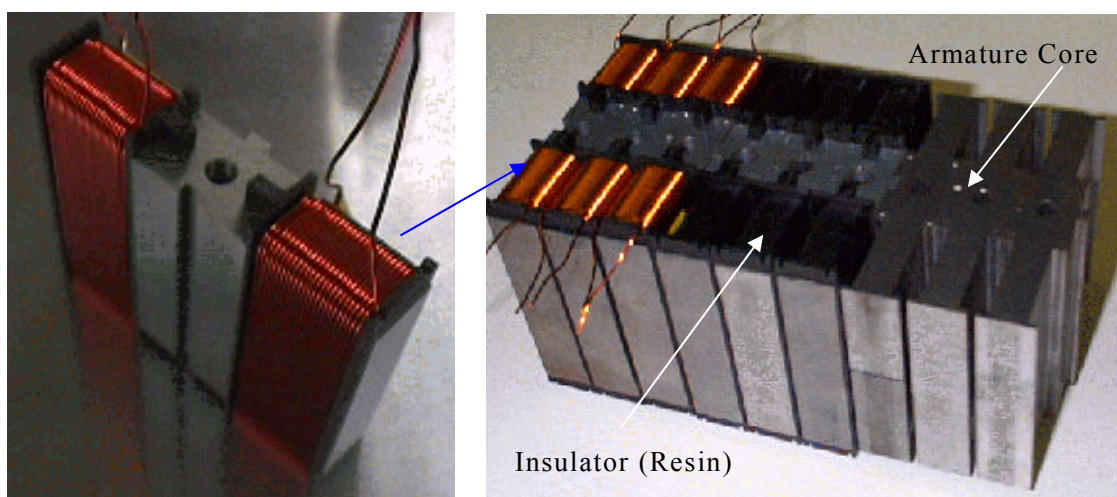
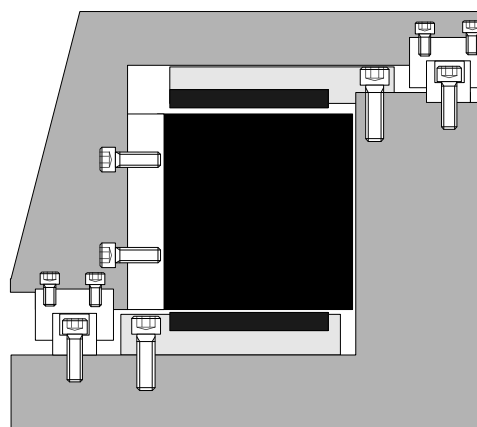
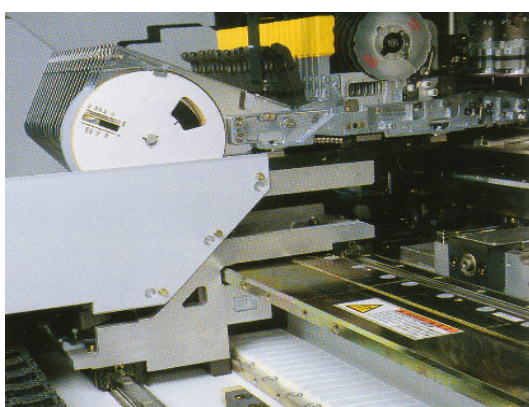


Fig.4-27. Armature construction of Core T type used Fish-bone tooth

本提案の構造の利点は以下の点である。

- i) 電機子コア抜き型の型代（初期投資）コストが安い。
- ii) 電機子コアの材料歩留まりが高い。
- iii) 電気ユニットのユニット数、および積層長を変えリニアモータ設計の Variation を増やすことができる。
- iv) 電機子コアに巻線を直接巻回できるため巻線占積率が高い（効率が低い）。
- v) また分割電機子コアにすることで、ギャップ部形状を Semi-Open 形状にできるため、磁気比装荷を Open 形状に比べて大きく出来、さらには後述するコギング特性に対してロバスト性を持たせることができる。



(a) Overview of feeder axis in chip mounter

(b) Linear drive construction

Fig.4-28. Example of construction pressed pre-load to linear guide by Core T type ⁽⁴⁻¹⁷⁾

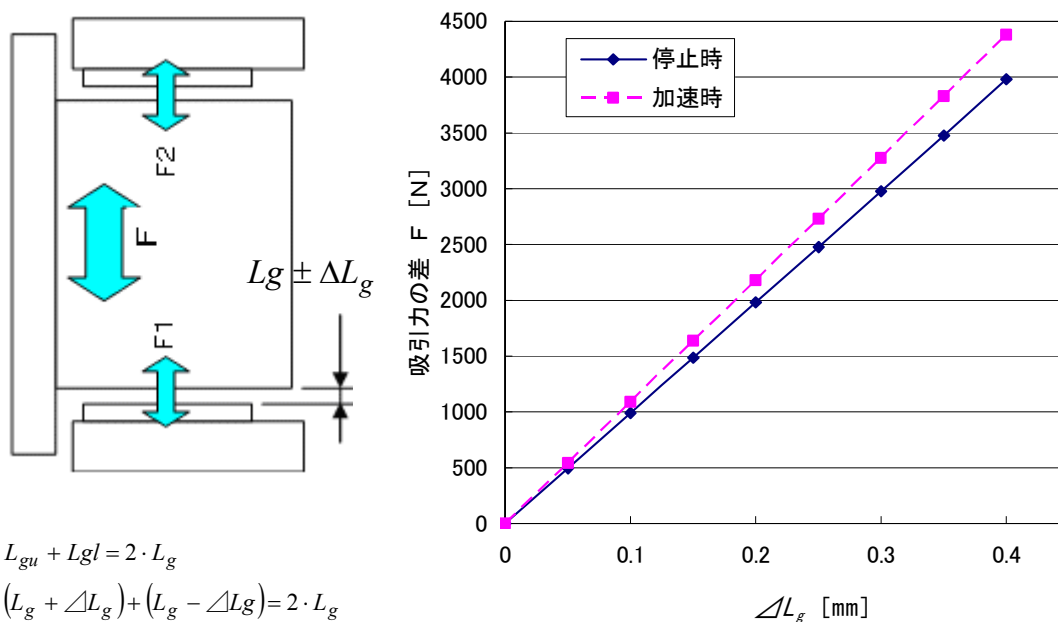


Fig.4-29. Calculation data of pre-load to linear guide at unbalance of gap lengths

リニアモータを搭載した機械を設計する際、機械の高効率化駆動に対して、磁気吸引力による過剰な与圧は、摩擦損失を増大させるために好ましくないが、機械剛性を上げるには適正な与圧（磁気吸引力）は必要とさせる。このコア付 T 型構造の場合、Fig.4-28 に示すように界磁部が上下に配置されるような構造の場合、上下のギャップ長 L_{gu} , L_{gl} の関係を $L_{gu} > L_{gl}$ にすることで、リニアガイドにかかる与圧を調整できる利点がある^(4*)。

Fig.4-29 に界磁部が片側だけ存在した場合の磁気吸引力を 1.0(p.u.)とした場合の、となる条件での、リニアガイドにかかる与圧量 F_{pl} [N]の計算結果を示す。

4. 3. 3 方向性電磁鋼板を用いた両面界磁構造による高推力化

また前述する“魚骨構造電機子(Fish-bone tooth)”を電機子に持つコア付 T 型構造では、磁束貫通型であるため前記 I 字分割電機子コアに、圧延方向の透磁率が高い方向性電磁鋼板を用いることが可能となる⁽⁴⁻¹¹⁾。

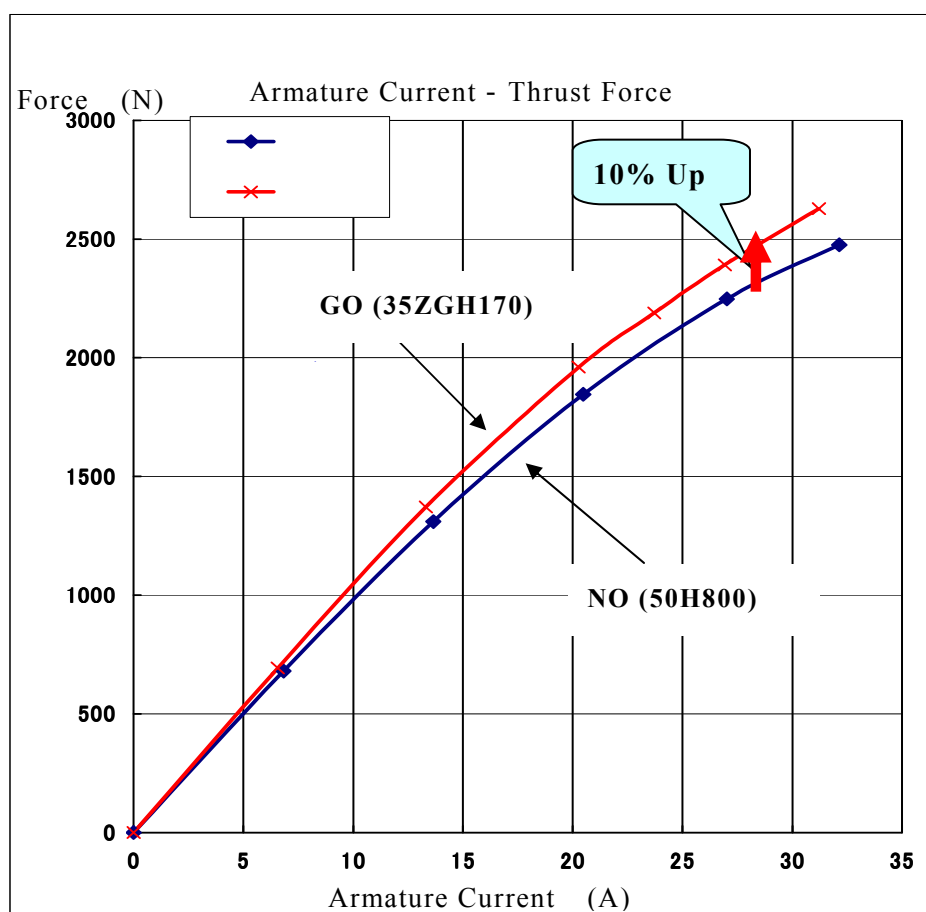


Fig.4-30. Comparison about Armature current - Thrust force characteristics during grain oriented core and non-oriented core

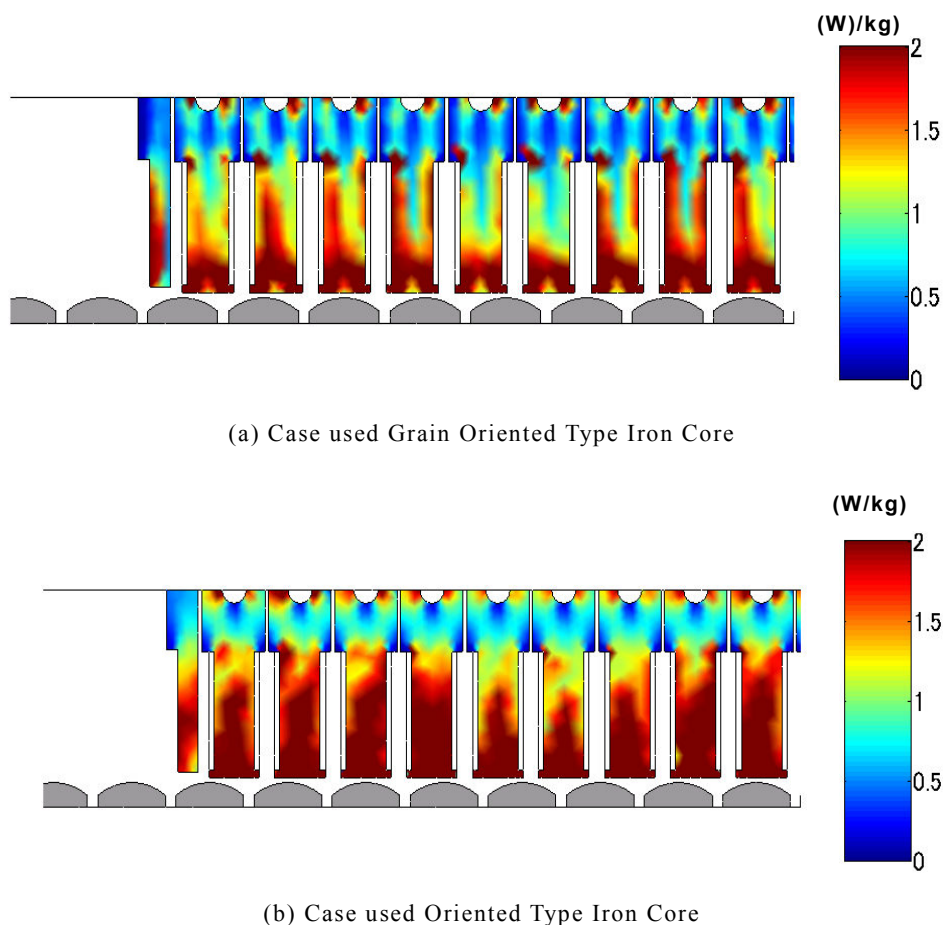


Fig.4-31. Comparison of iron loss simulation data during grain oriented core and non-oriented core

Fig.4-30 に無方向性電磁鋼板 50H800 (以降 NO と称す) と方向性電磁鋼板 35ZG170 (以降 GO と称す) の電流 I - 推力 F の実測データを示す。高負荷時、電機子反作用による磁気回路飽和により、双方の特性は飽和特性を示している。リニアモータ最大電流仕様 28[A] 時の最大推力は、NO を用いた電機子 (特性 B) が 2250[N] であるのに対し、GO を用いたもの (特性 A) は 10% の最大推力特性の改善が来ている。

ここで電流 I - 推力 F における GO の効果の考察を行う。Fig.4-31 に、GO (35ZG170) と NO (50A800 および 50A470) の直流磁化特性 (DC Magnetization Characteristics) の比較を示す。GO は、NO に対して磁束密度 $B=1.6\sim 1.8$ (T) の領域で保持力が小さく、透磁率が高くなっていることを示している。したがって、この特性の差異が電流 I - 推力 F 特性の改善につながっているものと考えられる。

Fig.4-32 は、GO (35ZG170) と NO (50A800 および 50A470) のヒステリシス特性 (Hysteresis Characteristics) の比較を示す。ヒステリシス曲線が作る面積は、ヒステリシスエネルギー $J_{hy}[\text{J}\cdot\text{W}\cdot\text{s}]$ を表し、これに周波数 $f[\text{Hz}]$ を掛けたものがヒステリシス損失 $W_{hy}[\text{W}]$ となる。そしてヒステリシス損失 $W_{hy}[\text{W}]$ は、(4-8) 式で表される。

$$W_{hy} = F_f \cdot v \quad [\text{W}] \quad \text{----- (4-8)}$$

F_f : 粘性静止摩擦力 [N] v : 速度 [m/s]

したがって、 $v \rightarrow 0$ にした場合、つまり静止時を考慮するとヒステリシス曲線がつくる面積の大きさが、粘性静止摩擦力を表すことになる。Table 4-7 に示す粘性静止摩擦力の実測データ比較を見ると、この面積が一番大きい NO(50A800)の粘性静止摩擦力が一番大きく、GO(35ZG170)が最も小さくなっており、GO(35ZG170)の静止摩擦推力は NO(50H800)の 1.0(p.u.)に対して、0.48(p.u.)と約 1/2 の特性になっている。この結果に関して、理論的に粘性静止摩擦力は、ヒステリシスの面積比になると考えられるが、実際はそうようになっていないのは、電磁鋼板を電機子として製造加工工程による特性劣化が考えられ、これは電磁鋼板のもつ“Building Factor”とも呼ばれている。

Table 4-7 には、NO (50A470) に関して、プレス加工を行い製造したリニアモータ電機子と、プレス加工後、焼鈍工程を入れた後製造した電機子の特性の比較データも掲載している。これを見ると、電流-トルク特性については、焼鈍無しの場合、NO (50H800) と比べて飽和磁束密度の固有値が小さい分、最大接線応力は、5%ほど小さいが、焼鈍工程を入れることで、NO (50H800) の焼鈍無しのものと同様まで改善できていることが判る。また静止摩擦推力に関しては焼鈍の効果が大きく、焼鈍無しの場合に対して約 40%の改善ができています。

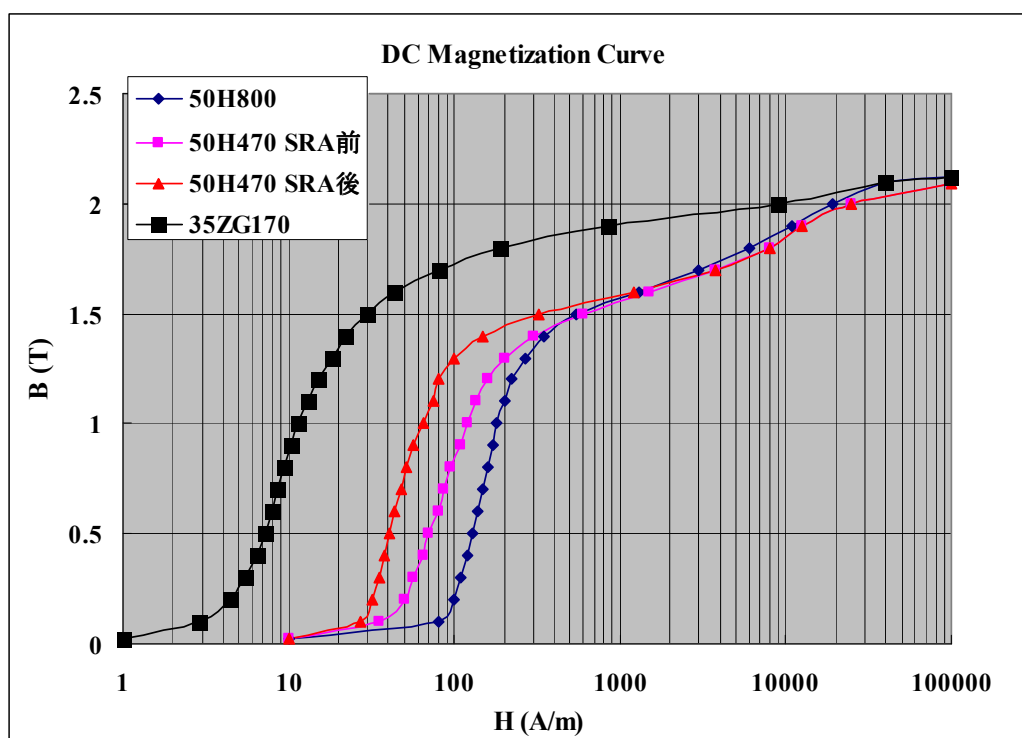


Fig.4-31. Comparison about DC Magnetization characteristics data

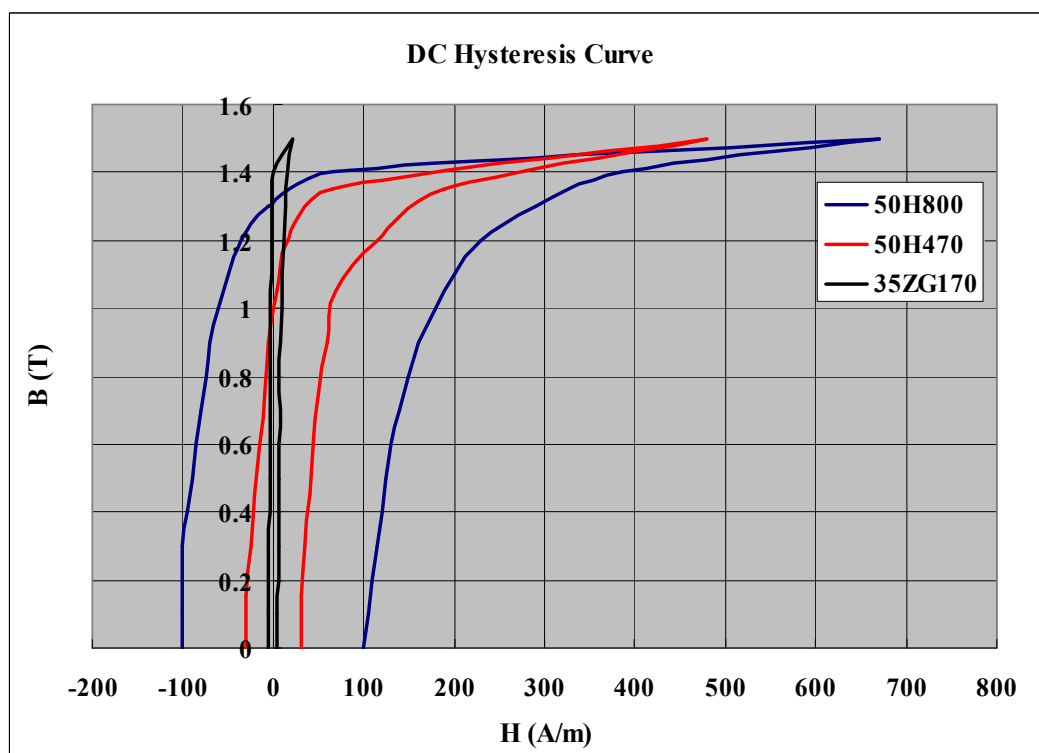
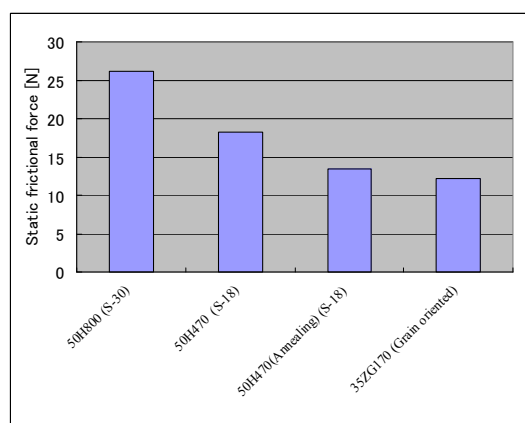


Fig.4-32. Comparison about DC Hysteresis characteristics data

Table.4-7. Comparison characteristics during grain oriented core and non-oriented core

	Non-grain oriented			Grain oriented
	50H800	50H470	50H470 (Annealing)	35ZG170
Maximum tangential thrust force	1.00 (p.u.) $7.9 \times 10^{-4} \text{N/m}^2$	0.95 (p.u.) $7.5 \times 10^{-4} \text{N/m}^2$	1.00 (p.u.) $7.9 \times 10^{-4} \text{N/m}^2$	1.10 (p.u.) $8.7 \times 10^{-4} \text{N/m}^2$
Maximum static frictional force	1.00 (p.u.) 26.1N	0.70 (p.u.) 18.2N	0.51 (p.u.) 13.4N	0.48 (p.u.) 12.2N
Thermal conductivity	1.00 (p.u.) 0.1 cal/cm/sec/°C	0.65 (p.u.) 0.065 cal/cm/sec/°C		0.40 (p.u.) 0.04 cal/cm/sec/°C

Care material	Staric frictional force [N]
50H800 (S-30)	26.1
50H470 (S-18)	18.2
50H470 (Annealing) (S-18)	13.4
35ZG170 (Grain oriented)	12.2

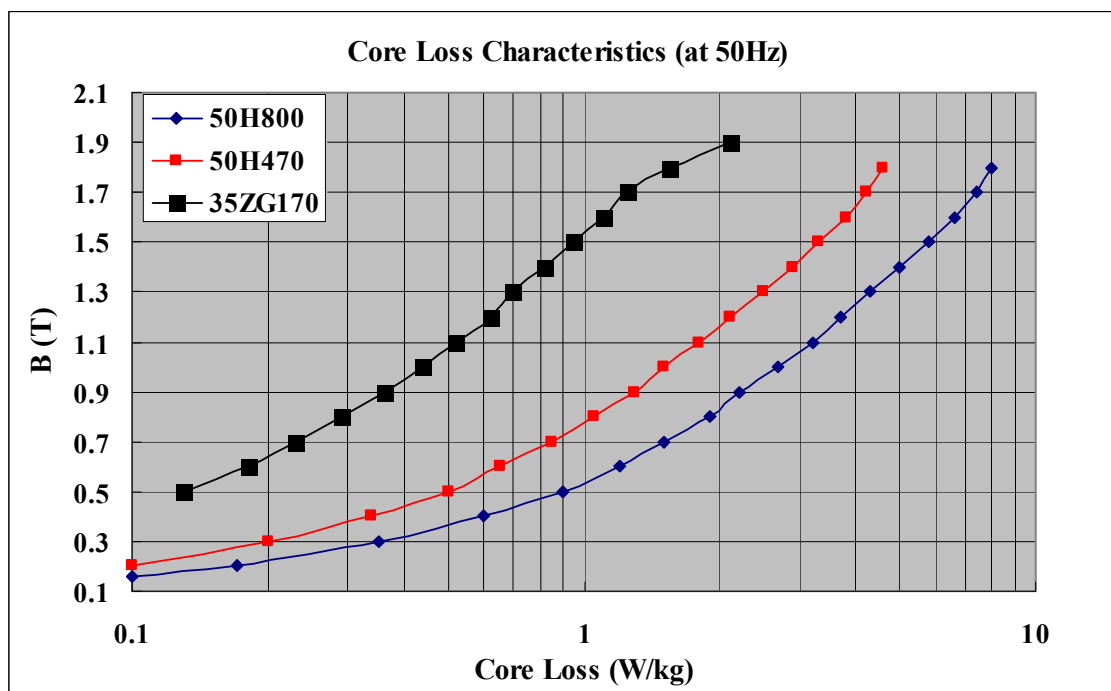


このような評価結果から、リニアモータの高効率化のための、最大接線応力の向上については、GOのような飽和磁束密度の固有値の高い材料を用いることが必要であるが、静止摩擦推力の粘性摩擦損失を含めた鉄損の低減には、焼鈍工程を加えることの有効性が確認できた。

以上の結果から、リニアモータの高トルク化には、電磁鋼板の直流磁化特性が大きく影響することがわかった。特に、GOの採用効果は大きく、また電磁鋼板を加工する際の特性劣化に対して、焼鈍工程を入れることで緩和できることも実機評価により確認できた。

【参考図：50HzにおけるCore Loss比較】

本項では、粘性静止摩擦力のみの考察を行い、Core-Lossの考察を行わなかった。リニアモータの場合、ストロークが制限されるため一定速での評価が困難であるため、Core-Lossの実測検証ができない。産業用リニアモータの場合、一般的に最高速度は3[m/s]程度であり、全損失に占めるCore-Lossの割合は低い。しかし今後、リニアモータの高速化、高頻度駆動のニーズが高まってくれば、全損失に占めるCore-Lossの割合も高くなり、コア材の選定の検討は重要となる。以下、参考までGO(35ZG170)とNO(50A800および50A470)の50Hz(リニアモータ想定速度3[m/s])におけるCore-Loss特性の比較を掲載する。



Reference: Comparison about Core-Loss characteristics data

4. 4 PMSM 型リニアモータ 高精度化検討

近年、高速・高精度の加工が求められる工作機械や半導体・液晶製造装置等で、更なる高度な微細加工や高精度加工などが求められている。それに伴いリニアサーボドライブへのニーズも、高速・高精度化が強まっている。中でもコギングなどの推力変動要因は、機械の速度むらの原因となり、加工精度や軌跡精度を損なうため、大きな改善課題となっている。特に、機械剛性が弱く電流ループゲインが取れない場合などは、この影響が顕著に出る⁽⁴⁻⁹⁾。

ここで述べる永久磁石型リニア同期モータのコギング推力は、電機子無通電時における、スラスト方向に発生する力を言い、この要因には、以下に列挙する4項目の影響が大きいと考える。

- (1) 有限長電機子端部の磁気回路アンバランス
- (2) 電機子組立誤差(ティースピッチ)
- (3) 界磁組立誤差(磁極ピッチ)
- (4) 材料の磁気特性のばらつき

(1)については中山らの提案によれば、電機子を積層方向に分割し、開口部にSkewと等価的な効果を生む施策を用いることにより磁気回路アンバランスによるコギングを相殺する方法が⁽⁴⁻¹⁸⁾、また猪ノ口らによって、補助ティースによりこのコギング推力を相殺させる方法が提案されている⁽⁴⁻¹⁹⁾。前者、多段分割相殺方式は、補助ティースを用いずコギング推力低減を実現する有効な手段であるが、コギング推力の全高調波を対象にした検討が難しいことが考えられる。また後者、従来の補助ティースによる低減法は、電機子片端部のみに補助ティースを配備し、この補助ティースの位置をチューニングすることで低減させる“容易さ”はあったものの、これもコギング推力主成分に対しての効果は大きいですが、完全に相殺させる結果とはならなかった。

本論文では、その改善策として電機子をスラスト方向に複数に分割し、これらに相対的位相を持たせて配置する“位相ずらし方式”⁽⁴⁻²⁰⁾⁽⁴⁻²¹⁾と、電機子端部の磁気回路アンバランスにより発生するコギング推力を相殺させるように、FEM磁界解析を用いて形状を最適化する“補助ティース方式”⁽⁴⁻²⁰⁾⁽⁴⁻²²⁾を提案し、解析と実験によりその有用性を明らかにしている。また、本論文ではさらに組み立て誤差がコギング推力に及ぼす影響を検討し、その解析方法を提案している。

4. 4. 1 コア付リニアモータにおけるコギング力低減構造

リニアモータは直接駆動であり、アプリケーション機器に直接組み込むことを前提とするため、製品化の際は、多様の機種、ラインナップが必要となる。したがってコギング推力低減手段も、電機子基本設計に変則的な特殊性を持たせないようにすることを前提とする。またリニアモータは、回転型モータとは異なり電機子が有限長であるため、端部のパーミアンスが、中央部と比較して大きく異なる。

これは、端効果と呼ばれ推力のアンバランスが発生し、推力変動を生む。この推力変動がコギ

ング推力の主成分となり、これを小さくするには端効果の影響を小さくする、もしくは打ち消す
 必要があり、その手段を以下に示す。

尚、本論文で検討するリニアモータ構造は、可動電機子形 (Moving Coil Type : 以降 MC 型と
 称す) とし、また電機子構造は、両面にギャップ面を持つ吸引力相殺構造とする。

(1) 位相ずらし方式 ⁽⁴⁻²¹⁾

Fig.4-33 に、位相ずらし方式の電機子構造図を示す。例えば、一つの電機子は 27 ティースから
 構成されており、9 ティースを 1 グループとした 3 グループの構成となっている。端効果によ
 るコギング推力は、電機子各グループの両端で生じるため、前記 3 グループ間に磁極ピッチ τ_p
 に対して $2/3 \tau_p$ の隙間を持たせて配置することで、それぞれのグループのコギング推力を相殺さ
 せることが本方式の考え方である。

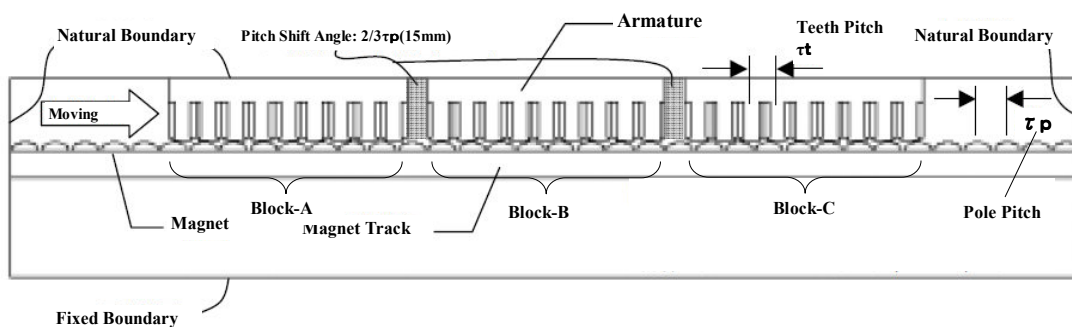


Fig.4-33. Principle figure on armature block phase shift method

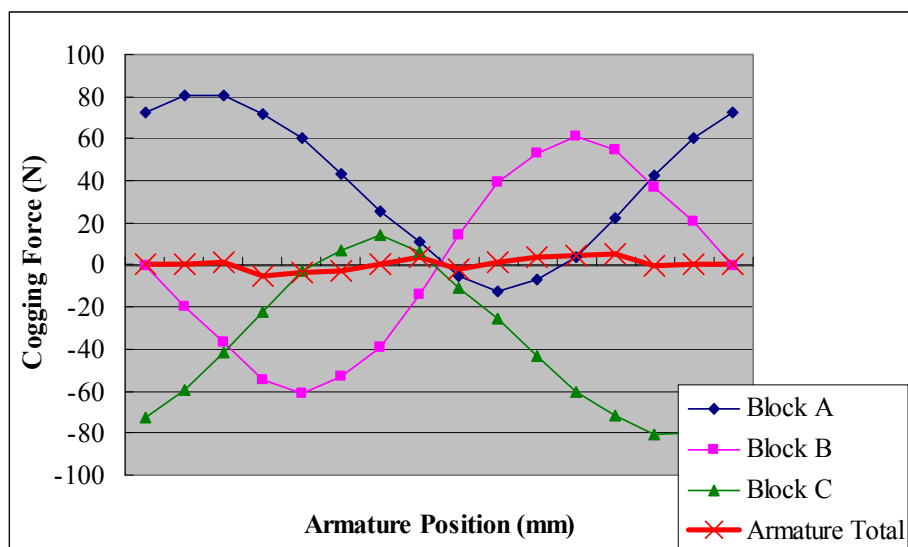


Fig.4-34. Cogging thrust data on armature block phase shift method

Fig.4-34 は、グループ (Block-A, B, C) のコギング推力と、それらを足し合わせた全コギング推力を示している。これより全コギング推力は、大幅に小さくなるのがわかる。

“位相ずらし方式”として、例えば2つの電機子ブロックに対する李らの提案⁽⁴⁻²³⁾があるが、対象が2相モータに限られる。本論文で提案している“位相ずらし方式”は、3相モータの電機子を3つに分け、電機子間の間隔を電気角 120° ($2/3 \tau_p$) の整数倍 (但し“3”の倍数を除く) にし、且つ各電機子巻線の相順を変更することで、分割しない場合と同じ誘起電圧定数に設計できる特長がある。⁽⁴⁻²¹⁾

(2) 補助ティース方式⁽⁴⁻²²⁾

Fig.4-35 に、補助ティース方式の電機子構造図を示す。コギング推力を相殺させる目的として、補助ティースを電機子端部に配置する。そのためには、対象となる電機子端部のコギング推力に対して、同じ力で逆位相となるように、Fig.4-35 の電機子端からの補助ティースの長さ x_{st} 、および補助ティースの磁石表面との空隙長 y_{st} の最適点を求める。

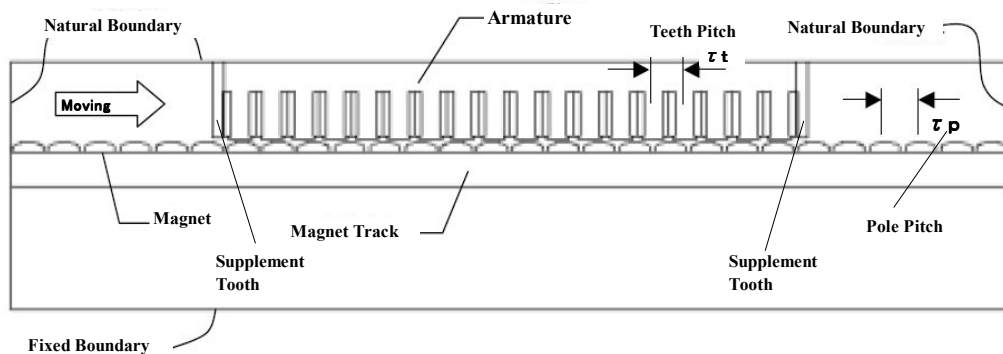
Fig.4-36 に補助ティースの長さ x_{st} に対するコギング推力の関係に示す。 $x_{st}=27.5\text{mm}$ でコギング推力が0になることがわかる。図のように、補助ティース長さ x_{st} 、および空隙長 y_{st} には、力をお互いに打ち消すポイントがある。本方式は、“補助ティースの長さ”を最適に設定することでコギング推力を低減できる。電機子形状やスロット数等で端部磁気アンバランスが異なるため、取り付け環境に応じて補助ティースの最適化が必要となる。よって実機では、補助ティース部を分離型にして、電機子部の標準化と補助ティース部の最適化を同時に実現できるようにしている。“補助ティース方式”としては、鈴木らの提案⁽⁴⁻²⁴⁾も出されているが、本論文で提案している“補助ティース方式”は、電機子両端部に位置する補助ティースの位置、およびギャップ長の2つの設計パラメータを最適化する特長がある。

(3) 電機子スロット開口部の影響

電機子スロット開口部の設計では、コギング推力のばらつきの抑制と、推力の飽和がトレードオフ関係となる。電機子スロット開口部形状には、Fig.4-37 に示すように、(a)Open 形状と (b)Semi-Open 形状がある。

(a)Open 形状の場合、スロット漏れインダクタンスが (b)Semi-Open 形状と比べて小さくなるため、電機子反作用が増大する過負荷時の推力飽和が小さく高推力化できる特長がある。反面、ギャップパーミアンスの変化が大きくなるため、電機子スロットピッチ誤差や磁極ピッチ誤差の影響により、コギング推力のバラツキが大きい。これに対して、(b)Semi-Open 形状の場合は、ギャップパーミアンスの変化が小さくなるため、前記ピッチ誤差の影響によるコギング推力のバラツキに対するロバスト性がある。しかし、前記漏れインダクタンスの増加のため、(a)Open 形状に対して過負荷時の推力飽和が大きくなり、最大推力性能が10%低下する。

このように(a)Open 形状、(b)Semi-Open 形状について、コギング推力のバラツキに対しての特徴、また設計面での相違があり、これらに適したコギング低減策の検討が必要である。Table4-8. に、前記2つの低減方法の特徴をまとめる。



Supplement Tooth optimum length $x_{st} = 27.5\text{mm}$

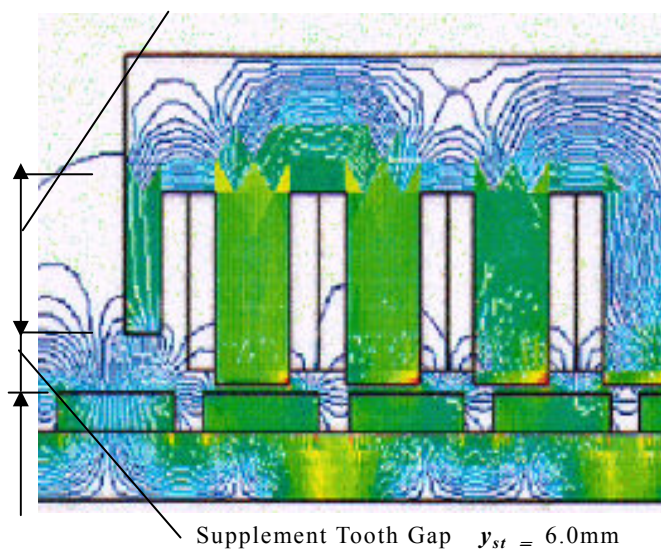


Fig.4-35. Supplement tooth method

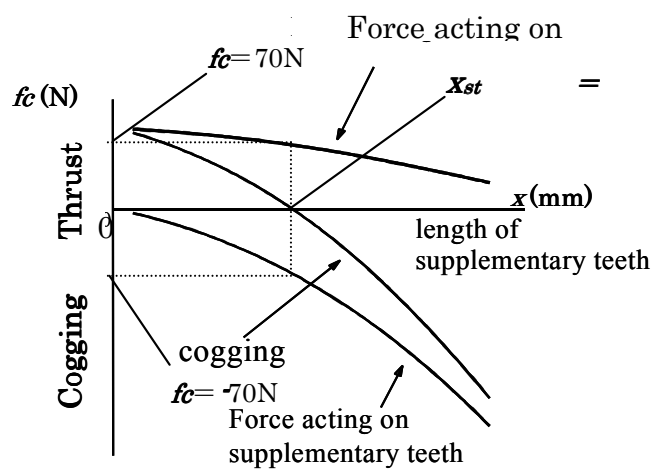


Fig.4-36. Analysis optimizing of “supplement tooth shape” and “Supplement tooth location”

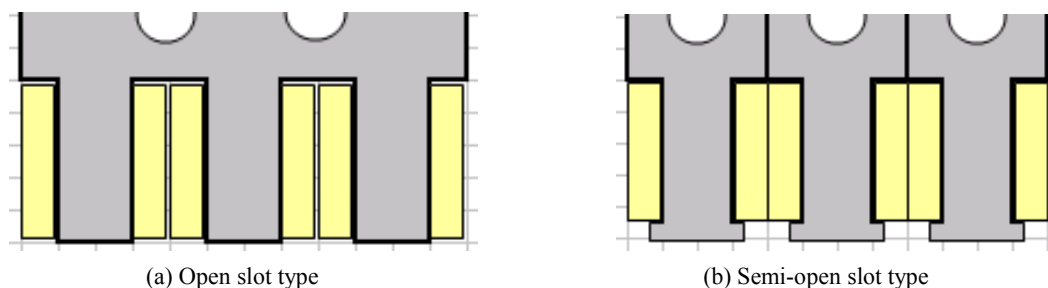


Fig.4-37. Armature slot construction

Table 4-8. Summary of the reducing method of cogging thrust

Cogging Reduction Method	Phase Shift Method		Supplement Tooth Method	
	Open	Semi-Open	Open	Semi-Open
Teeth Shape	Open	Semi-Open	Open	Semi-Open
Robustness of the dimensional error	×	○	×	○
Ability of Cogging “0” Design	×	×	○	○
Cogging Waveform Distortion	○	△	○	△
Number of Parts (Cost)	○	○	△	△
Merit (○)	• Line Up Design is easy used same armature. (Standardization of design is possible)		• By optimizing the shape of the supplemental tooth, it is possible to design a theoretical “0” cogging thrust.	
Demerit (×)	• Since the cogging of each armature block shouldn’t be uniform, so this method can’t be canceled perfectly.		• Supplement Tooth must be designed for each model. • The number of parts increases and increased cost.	

4. 4. 2 電機子組立精度がコギング力に及ぼす影響度の検討

永久磁石型リニア同期モータのコギング推力を低減するためには、電磁構造における対策・方案に加え、製造時のばらつき低減も重要な検討項目となる。ここでは、コギング推力のばらつきの要因の検討とともに、その設計公差とコギング推力の関係を明らかにし、これを設計および製造管理に展開できるように、シミュレーション解析と実機検証により明確にすることを目的とする。

〈1〉コギング推力ばらつき要因

永久磁石型リニア同期モータのコギング推力のばらつき要因は、大きくは組立誤差と、材料特性のばらつきがあり、その詳細要因は Table4-9 に示すとおりである。以降、組立誤差の詳細要因について個別に検討していく。

Table 4-9. Factors of cogging thrust variation

Variability Factor	Item	
Assembly Error	E1	Armature Teeth Pitch Error
	E2	Field Magnet Pitch Error
	E3	Variation in Gap Length Error
Variation in material properties	E4	Variations in characteristics of Permanent Magnet (Variations in the gap magnet flux density)
	E5	Variation in the magnetic properties of Electrical Steel Sheet (Variation in Permeability)

〈2〉 コギング推力周期

発生するコギング推力は、①電機子に起因するもの f_{ca} 、と②界磁に起因するもの f_{cf} 、があり、ティースピッチを τ_t 、界磁磁石ピッチを τ_p 、 x を起動地点からの電機子変位位置とした場合、次式で近似される。参考文献(4-9)(4-10)参照。

① 電機子に起因するコギング f_{ca}

$$f_{ca} = F_{ca} \sin\left(2\pi \frac{x}{\tau_p}\right) \quad \dots (4-9)$$

F_{ca} : 電機子に起因するコギング推力の最大値

② 界磁に起因するコギング f_{cf}

$$f_{cf} = F_{cf} \sin\left(2\pi \frac{x}{\tau_t}\right) \quad \dots (4-10)$$

F_{cf} : 界磁部に起因するコギング推力の最大値

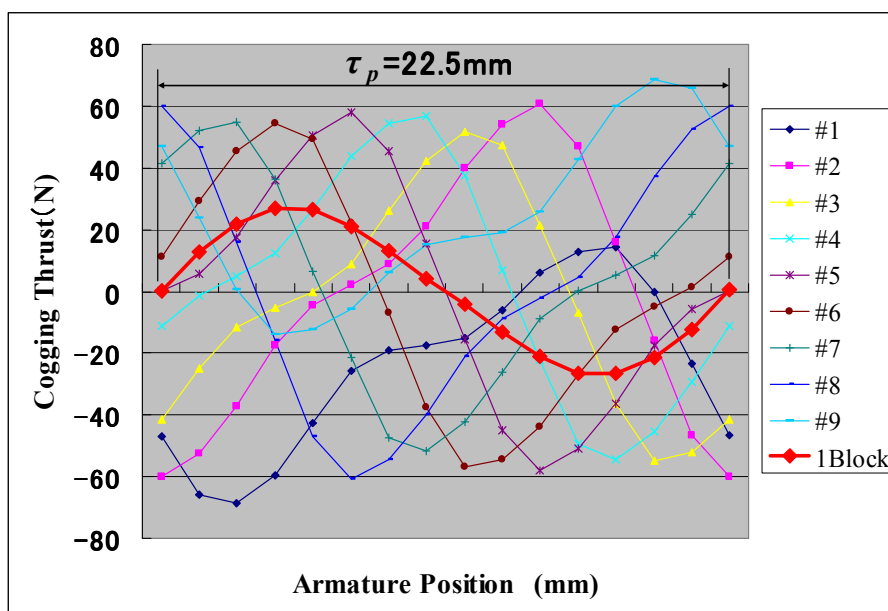
本論文では、①電機子に関してのみ、組立誤差がコギング推力に及ぼす影響の検討を行うこととした。その理由は、界磁部では磁石特性のバラツキの影響が大きく、検証実験結果の要因分析が難しいと判っていることである。これに対して今回は、検討対象を“8極9ティース”にし、“極ピッチ τ_p ”と“ティースピッチ τ_t ”が近い値にすることで、電機子組立誤差(ティースピッチ τ_t 誤差)の影響度検討結果を、磁石ピッチ τ_p 誤差の管理基準にも使えるようにした。

〈3〉 コギング推力感度解析

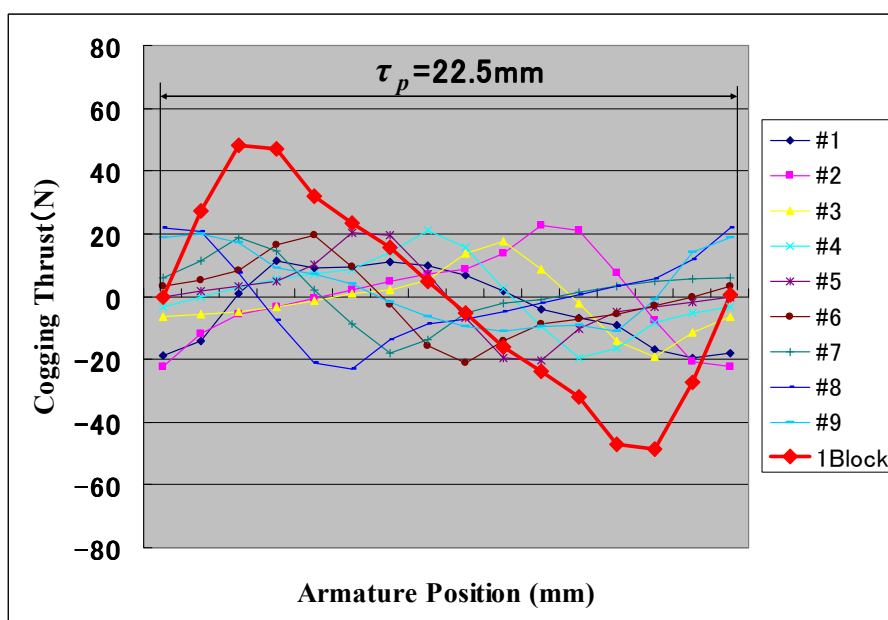
2章で述べたように、著者らが提唱するコギング低減方策には“位相ずらし方式”と“補助ティース”方式がある。

本論文にて実施検証するモデルは、“位相ずらし方式”で行うものとする。理由は、“補助テ

ィース方式” の場合, 電機子組立誤差 (ティースピッチ誤差) の影響度に加えて, 最適化された補助ティースに関する組立誤差検討が必要となる。従って検討過程を容易にするために “位相ずらし方式” を選択するものである。



(a) Open slot type



(b) Semi- open slot type

Fig.4-38. Cogging thrust of several tooth

組み立て誤差がコギング推力のばらつきに及ぼす検討の目的は、この検討結果をリニアモータの機械設計の設計公差に展開していくことにある。しかし、これを全て磁界解析で求めることは時間がかかり、モデリング段階で、様々な誤差要因の検討が必要となり、実作業が難しくなる。よって最初に Fig.4-38 が示すように、1 電機子ブロックの各ティースが、1 ティースピッチ τ_t 変位したときに生じるコギング推力を解析により求め、次章においてこのデータを正弦波近似式で表す。そして、これをもとに機械的な組立誤差がコギングに、どのような影響を与えるのかを数値計算により求める。また、電機子のスロットオープニング形状を、Open の場合、Semi-Open の場合の2通りに関してコギングのロバスト性の違いを求める。(# 1 ~ 9 は、電機子ティース #1 ~ #9 のコギング推力データを示し、“1 Block”は、これらの総和、つまり1 電機子ブロックのコギングを示す)

Open 形状の場合、Fig.4-38(a)に示すように個々のティースに働くコギング推力は、同図(b)の Semi-Open の場合に比べ約3 倍となり、ティースピッチ誤差による影響度も3 倍になると予想される。しかし、それら総和となる1 電機子ブロック (総和 : 1 Block) のコギング解析結果は、約 1/2 となっており、ブロック間誤差の影響に関しても、Semi-Open の場合の 1/2 になるものと考えられる。つまり電機子の組立誤差がコギング推力に及ぼす影響を論じる場合、Fig.4-38.に示す“各ティースに発生するコギング推力の大きさ”と“電機子ブロック総和の大きさ”の双方を検討していく必要がある。

4. 4. 3 組立誤差の影響によるコギング計算

(1) コギング推力近似式

Fig.4-38 の結果をもとに、1 電機子ブロックのティース # r に生じるコギング推力 $f_{c,r}$ を (4-11) 式に近似定式化する。

$$f_{c,r} = (F_d \pm \Delta y_e) \sin \left[\left(2\pi \frac{x}{\tau_p} \right) + 2\pi \frac{r-1}{N_t} + 2\pi \frac{\Delta x_e}{\tau_p} \right] \dots\dots\dots (4-11)$$

- F_d : ディテント推力波高値 [N]
- N_t : ティース総数/Group
- Δx_e : ティースピッチ間誤差
- Δy_e : ディテント推力波高値のギャップ長ばらつき影響分 [N]

よって1 電機子ブロックのコギング f_{ac} は、(4-12) 式になる。

$$f_{ac} = \sum_{r=\#1}^{\#N_t} f_{c,r} \dots\dots\dots (4-12)$$

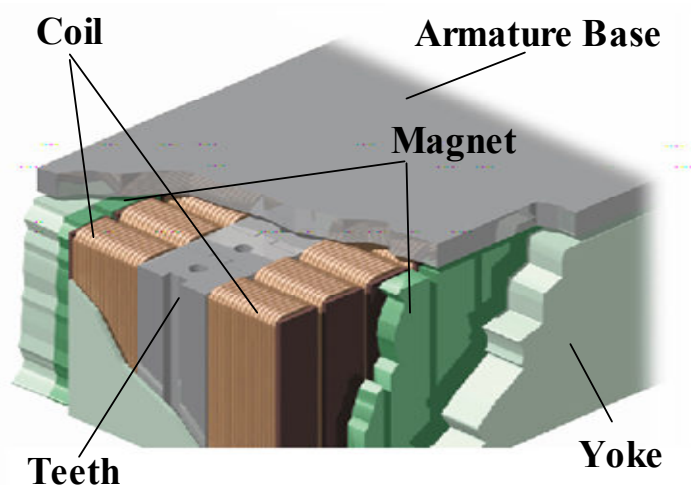
“ギャップ長のばらつき”に関しては、ギャップ誤差 $\pm \Delta l_g$ を、ギャップ磁束密度 B_g 変化分に置換え、これをコギング推力波高値のギャップ長ばらつき影響分 $\pm \Delta y_e$ とした。

〈2〉 誤差要因

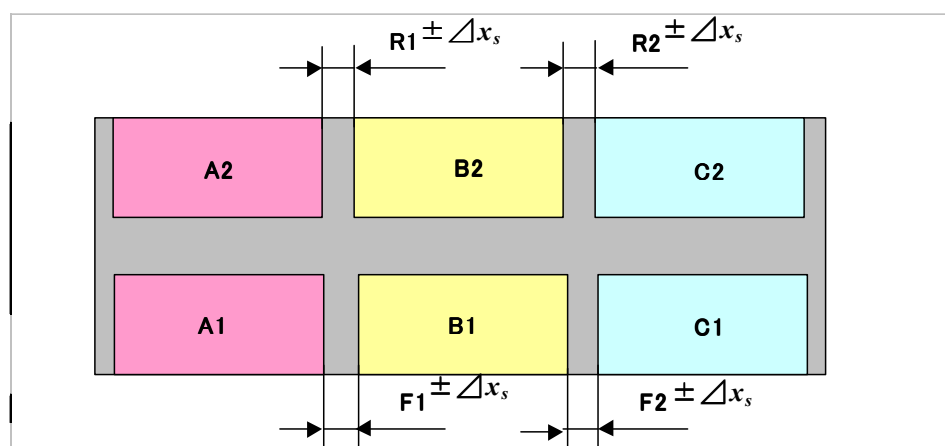
以下に, (4-11)式に示す, 電機子部組立に関する誤差要因である “ Δx_s ”, “ Δx_e ”, “ Δy_e ” について説明する。

(1) : 電機子ブロック間誤差 : Δx_s

本論文では, Fig.4-39 に示すような両面にギャップ面をもつ“吸引力相殺構造”⁽⁴⁻⁵⁾ を対象にしており, 各ブロック間隔の誤差についても考慮するものとする。図中 R1,R2,F1,F2 は, 磁極位相角 $2/3\tau_p$ であり, 解析時には, それぞれ個々の電機子ブロック間誤差 Δx_s を与え, その影響度を求める。



(a) Attraction force cancellation construction

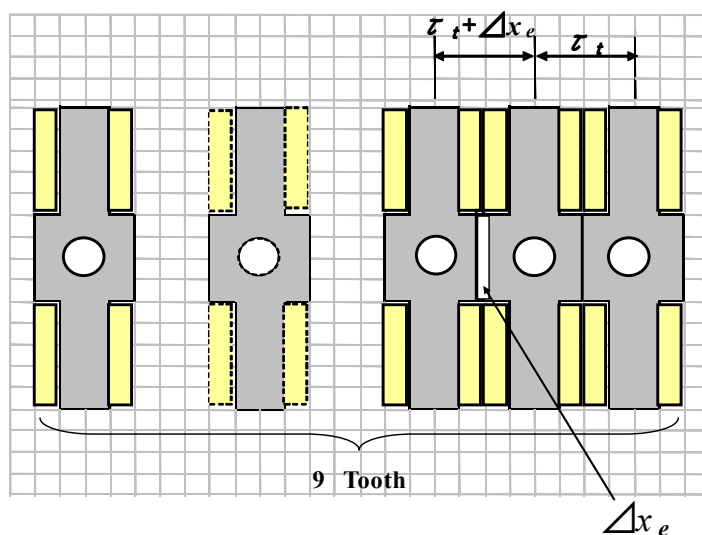


(b) Armature blocks model on space error

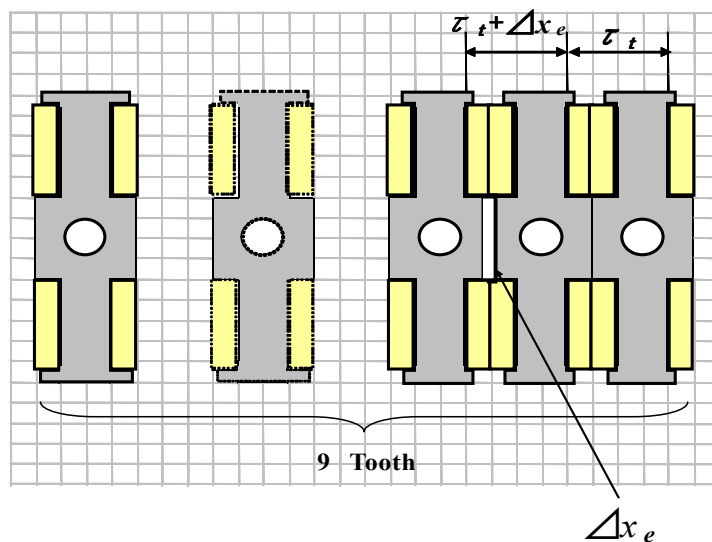
Fig.4-39. Construction of analytical model

(2) : ティースピッチ間誤差 : Δx_e

解析モデルは、Fig.4-40 に示すように、各ティースは分割構造になっており、これをそれぞれ等間隔 \square に配置固定させていく。この際のピッチ間誤差を Δx_e とし、電機子ブロックのティース総数分の誤差を条件として与える。



(a) Open slot type



(b) Semi-Open type

Fig.4-40. Armature block construction and teeth pitch error

(3) : ギャップ長ばらつき影響による変動分 : Δy_e

Fig.4-41 に示すように、ギャップ長についても組立誤差が生じる。実際に磁石の厚み誤差もあり、ギャップ長ばらつき影響によるコギング推力変動分を考慮するため、ギャップ誤差も、検討条件として加える。

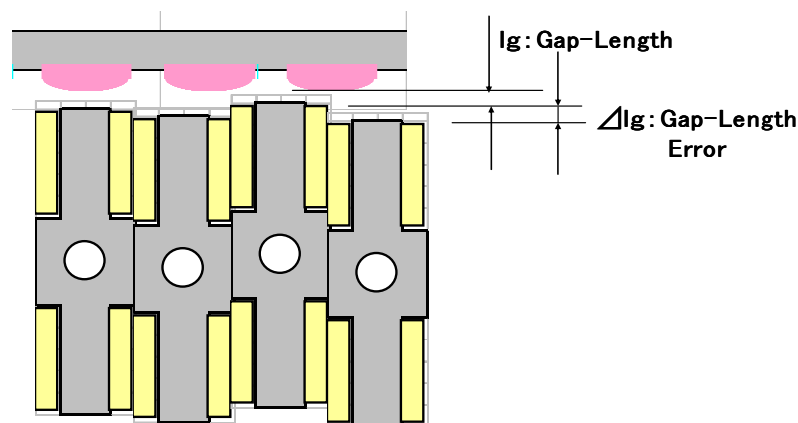


Fig.4-41. Armature block construction and gap-length error

(3) コギング推力計算

解析モデルの仕様を Table4-10 に示す。条件として与える組立誤差要因として、以下の3つの諸条件により、“Open Slot 構造”，“Semi-Open 構造”の場合についてコギング計算を行った。尚、組立誤差数値に関しては、試作機電機子の試作寸法データの一部を用いている。

ブロック間誤差(15.0mm±0.2mm)の選定については、電機子ティースが分割構造になっているため、各電機子ユニットの電機子長に誤差が生じやいためである。また、ギャップ長誤差(7.5mm±0.05mm)の選定については、電機子組立治具の加工精度と、電機子ティース抜き型精度から決めている。

【組立誤差要因】

- ブロック間誤差 : 15.0 ± 0.2mm
- ティースピッチ誤差 : Δx_e
 - ① 試作機実力値
 - ⇒ 最大 20.0 + 0.2mm 最小 20.0 - 0.4mm
 - ② 組立精度を2倍にした場合(仮定)
 - ⇒ 最大 20.0 + 0.1mm 最小 20.0 - 0.2mm

③ 組立精度を 10 倍にした場合 (仮定)

⇒ 最大 20.0 + 0.02mm 最小 20.0 - 0.04mm

- ギャップ長誤差 : 0.7 ± 0.05mm

上記条件を元にコギング計算した結果を Table4-10 に示す。また Open または Semi-Open の場合の、ティースピッチ誤差とコギングの関係の計算結果を Fig.4-42 に示す。

また、実証機の電機子の組立誤差 (ブロック間誤差, 各ティースピッチ誤差, ギャップ長誤差) を測定し, このティースピッチ誤差の実測データを用いた, Open Slot Type, Semi-Open Slot Type のコギング推力のシミュレーション結果を Fig.4-43 に示す。

Table 4-10. Specification of analytical model

Number of Armature Block		3
Armature Block	[rad]	$2\pi/3$
	[mm]	15.0
Phase Angle		15.0
Number of Tooth Number /1 Armature Block		9
Mag. Field Number/1 Armature Block		8
Maximum Thrust Fmax.	[N]	7500
Rated Thrust Trate	[N]	2000
Maxmum Energy of Magnet	[kJ/m ³]	350~390
	[MGOe]	44~49
Mag. Thickness lm	[mm]	7.0
Gap Length lg	[mm]	0.7
Magnet Pitch τ_p	[mm]	22.5
Teeth Pitch τ_t	[mm]	20.0

Table 4-11. Cogging thrust Simulation

Error Factor	Condition	Open		Semi-Open	
		Frate(N)	2000 N	Frate(N)	2000 N
Armature Blocks during space error	A ⇄ B : -0.2mm 15.0mm ⇒ 14.8mm	2.60%	52 N	3.50%	70 N
	B ⇄ C : +0.2mm 15.0mm ⇒ 15.2mm				
	A ⇄ B : -0.2mm 15.0mm ⇒ 14.8mm	1.80%	36 N	2.70%	54 N
	B ⇄ C : -0.2mm 15.0mm ⇒ 14.8mm				
	A ⇄ B : -0.2mm 15.0mm ⇒ 14.8mm	1.70%	34 N	2.20%	44 N
Teeth Pitch Error	① +0.2mm ~ -0.4mm Mesuring Data	7.50%	150 N	3.60%	72 N
	② +0.1mm ~ -0.2mm Building Accracy ×2	3.80%	76 N	1.90%	38 N
	③ +0.02mm ~ -0.04mm Building Accracy ×10	0.80%	16 N	0.40%	8 N
Gap-Length Error	±50μm	0.50%	10 N	0.30%	6 N

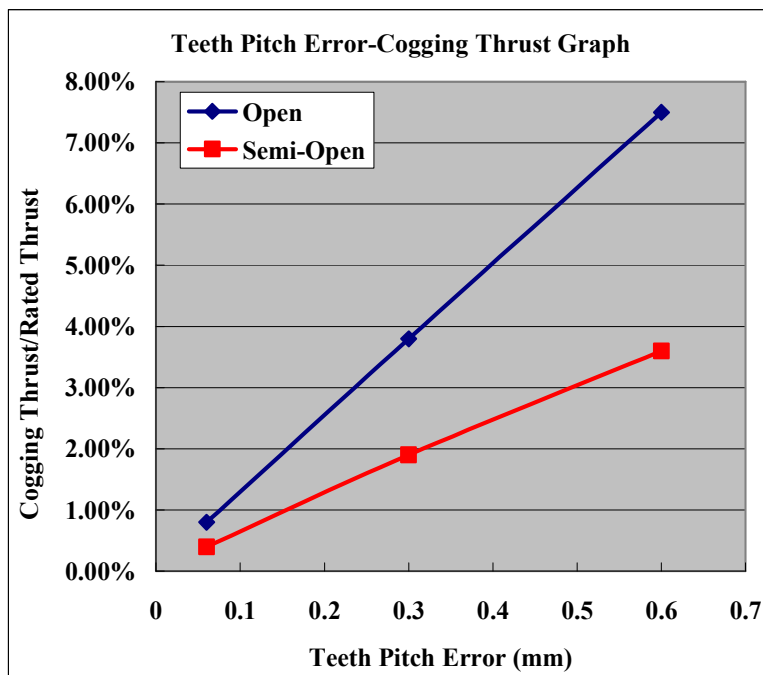
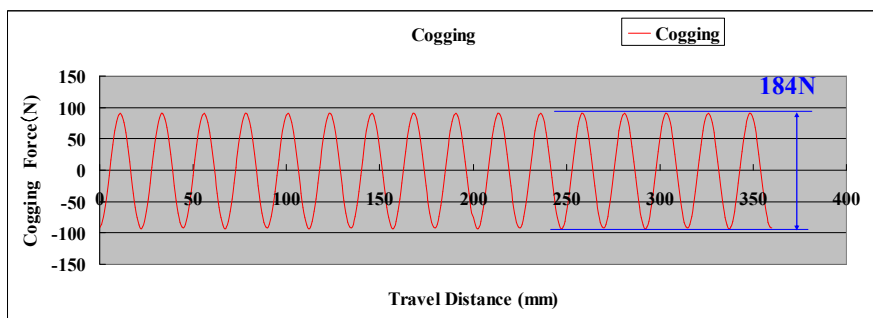
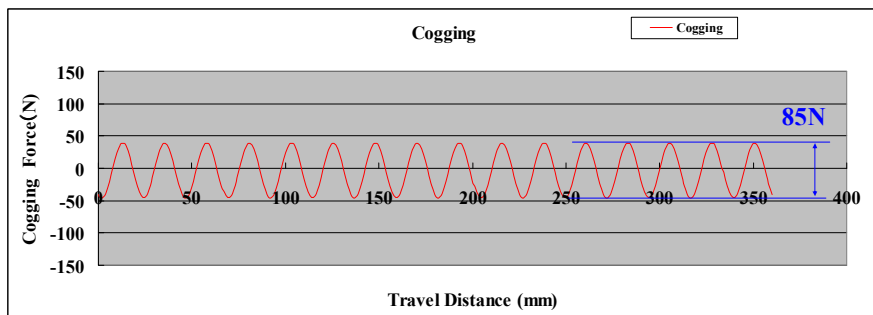


Fig.4-42. Relation between teeth pitch and cogging thrust



(a) Open Slot Type



(b) Semi-Open Slot Type

Fig.4-43. Cogging thrust simulation on considering about assembling accuracy of the Demonstration Equipment

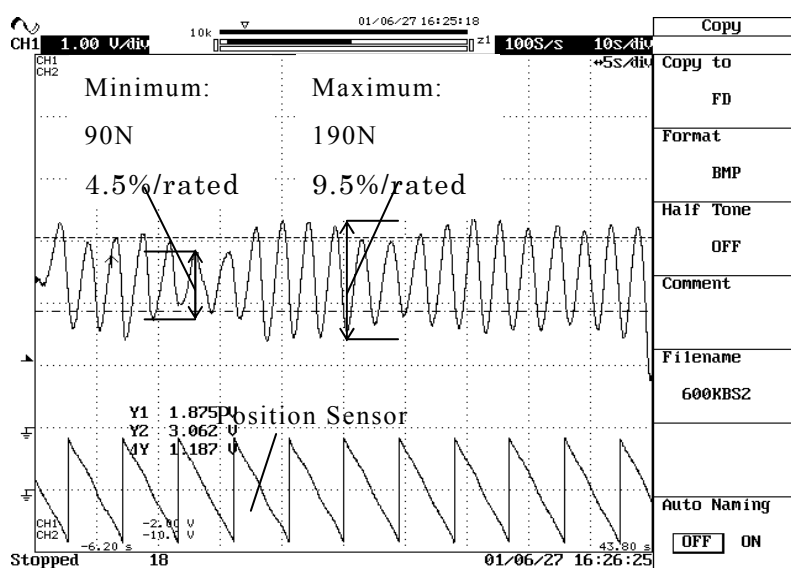
これらの結果から、以下のことがいえる。

- ① 実証機の電機子部は、Fig.4-40 に示す分割ティース構造のため、Tabke4-11 に示す解析結果ようにティースピッチ誤差の影響が出やすいことがわかる。
- ② Fig.4-42 に示すように、Open Slot Type と Semi-Open Type では、組立誤差が出た場合、Open Slot Type は Semi-Open Type に対して、約 2 倍のコギング感度がある。
- ③ Fig.4-43 は、後述する実測データと比較のため掲示した。本解析は、電機子部での組立誤差要因のみ考慮したもので、コギング力は、Open Slot Typed で 184N, Semi-Open Slot Type で 85N, 共に 8 次成分のみの結果となっている。
- ④ 以上の検討結果から、コギング力の安定化のためには、Semi-Open Type が望ましいと考える。

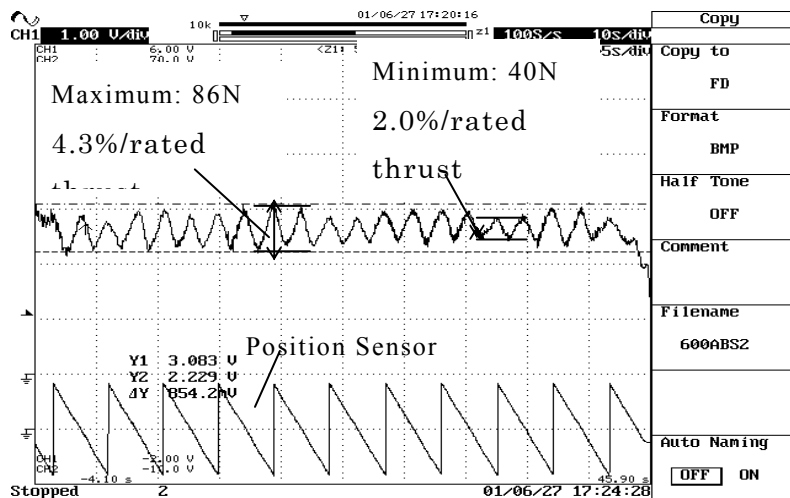
以降、実証機におけるコギング実測とデータ分析、その考察を行う。

4. 4. 4 実証機評価⁽⁴⁻²⁵⁾

Fig.4-44 に同一永久磁石界磁固定子 (Magnet Track) を用いた場合での、Open と Semi-Open , 2 種の電機子におけるコギング実測データを示す。また Fig.4-45 に、Fig.4-44 を離散型 FFT 解析した結果を示す。この FFT 結果の振幅値は、ティースピッチ誤差を基準にした割合で表記している。Open Slot Type, Semi-Open Slot Type 共に、ティースピッチ誤差に加え、Magnet Track の磁石ピッチ誤差、磁気特性の誤差の影響で生じるコギング成分を含んでいるために波形に“うねり”を生じている。電機子が 180mm 移動する間に、1 周期が磁石ピッチ 22.5mm (8 山) に相当する成分 (電機子組立誤差影響分) と、ティースピッチ 20.0mm (9 山) に相当する成分 (Magnet Track 組立誤差影響分) 他が、重畳され、Fig.4-44 に示すようなコギング特性となっている。



(a) Open slot type armature



(b) Semi-open slot type armature

Fig.4-44. Measured cogging thrust of the Demonstration Equipment

また、Fig.4-45 の FFT 解析した結果から、ティースピッチ誤差要因(8次)を基準とした比率で比較表示している。図より Open Slot Type, Semi-Open Slot Type 共に、ティースピッチ誤差要因の影響が顕著であること、磁極ピッチ誤差要因(9次)が存在することがわかる。

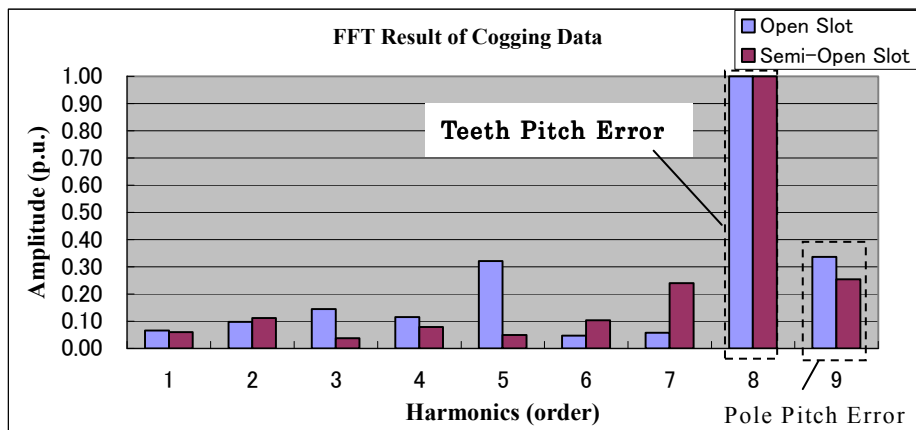


Fig.4-45. FFT Result of Cogging Data

以上の実測データより以下のことがいえる⁽⁴⁻²⁷⁾。

- ① Fig.4-44 から、実測データについても Open Slot Type の方が Semi-Open Type に比較して、コギング感度 (影響度) が約 2 倍高い結果となっている。これは、前章のコギング計算結果と同様の考察となる。これは、Fig.4-43 に示すコギングカシミュレーションの結果と同じになっている。
- ② Fig.4-44 および Fig.4-45 の結果から、誤差要因の中で“ティースピッチ誤差 $\Delta\tau_t$ ”が、最も影

響していることが確認できる。また Fig. 4-45 において, (a) Open Slot Type, (b) Semi-Open Type 共に同じ Magnet Track を用いた場合の測定したデータから, Magnet Track 磁極ピッチ誤差影響分は, ティースピッチ誤差影響分の 1/3 ~ 1/4 と推測される。これは, (a) Open Slot Type で約 60N (定格推力の 3%) , (b) Semi-Open Type で 20N (定格推力の 1%) になり, 本結果から Magnet Track 組立誤差要因においても, スロット開口部形状がコギングに影響していることがわかる。

- ③ この実証試験において, 若干のティースピッチ, 磁極ピッチ以外の誤差要因は含むものの, Fig.4-43 の解析結果は, Fig.4-44 に示す実測データのティースピッチ誤差影響分を計算できしており, 本解析方法の妥当性の確認ができた。
- ④ 本結果から, Table4-9. に示すコギング要因全てを含む製品において, コギングの安定化には, スロット開口部形状と部品加工, 組立精度公差の管理が重要であることがわかった。

以上のように本研究では, 永久磁石型リニア同期モータのコギング推力低減法として位相ずらし方式と補助ティース方式を提案し, 解析と実験によりその有用性を明らかにした。さらに, 組立誤差がコギング推力に及ぼす影響を, 各ティースに働くコギング推力を FEM 磁界解析で求め, その結果に組立誤差要因を加えて計算することで, 考察できることを明らかにした。

今後, 更なる高度な微細加工や高精度加工の要求に対応していくために, これらの検討結果を生かし, 製造バラツキが小さくなるような電磁構造の検討, また各部材の機械精度向上, 生産管理技術の向上が重要と考え, 改善を実施していく。

4. 5 PMSM 型リニアモータ 用途機器適合化検討

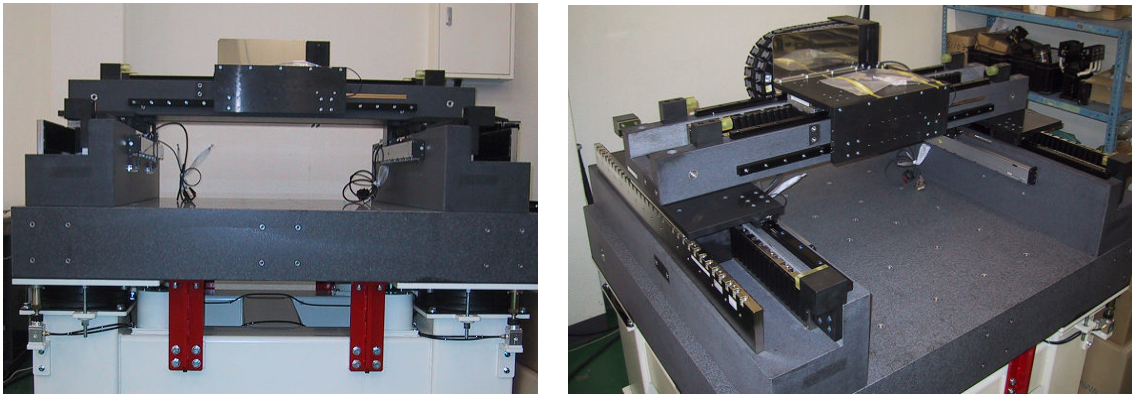
本項では, PMSM 型リニアモータの用途機器適合化ための検討例を述べる。

4. 5. 1 磁気吸引力相殺型コア付リニアモータ精密送りテーブルへの応用

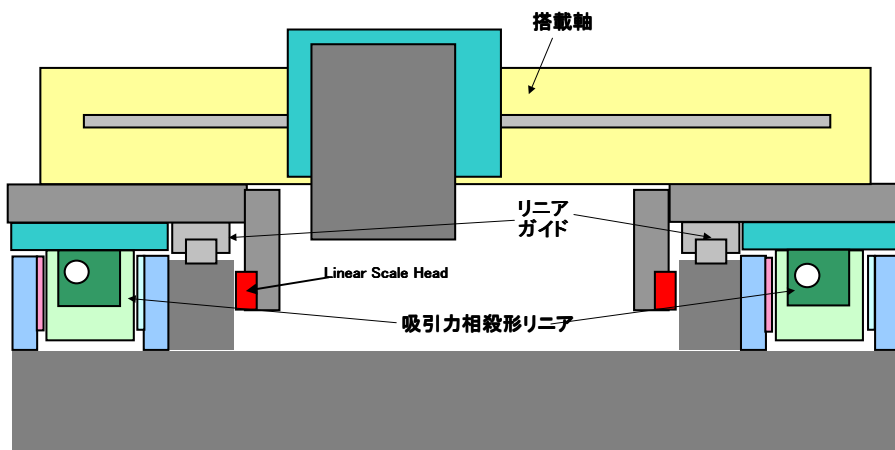
加工機, 検査機の多くは, Fig.4-46 に示すような門型 (Gantry) 構造となっている。従来は, ボールネジで 2 軸を同期制御するものであったが, 位置決め精度向上, また軌跡精度向上のニーズから, 機械のリニア駆動化が進んでいる。

機械を設計する側としては, 搭載軸 (X 軸) の固定を, 組み込み調整上, 2 本のリニアガイドで支持される構造としたい。これには, ガイドに大きな吸引力やモーメント力が働くことは, 好ましくないということで, 同期軸 (Y 軸) に対してコアレス形リニアモータを用いたものが多かった。しかし, 4. 2 項でも述べたようにコアレス形は, モータ定数が小さいため, 駆動 Duty を上げられないなどの課題も多かった。

この課題を解決するため, Fig.4-46 に示すマシンには, 同期軸 (Y 軸) に“コア付吸引力相殺形 (T 形) ”リニアモータが採用されている。“コア付き T 形”は, コアレス形に比べモータ定数が高く, リニアガイドにかかるストレスも小さいので, コアレス採用のものに比べて駆動 Duty を大きくとることが可能になっている。



(a) Overview of gantry machine made by granite



(a) Figure of gantry machine used linear motors on each axis

Fig.4-46. Gantry machine typical construction used linear motors

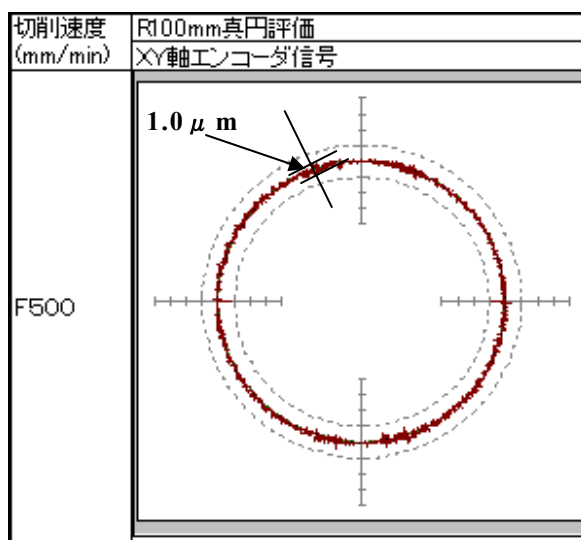


Fig.4-47. Contouring accuracy circle data of gantry machine

また、Fig.4-46 に示すマシンは、軌跡精度を向上させることを目的としているもので、搭載されているリニアモータは、コギングリプルを従来レベルの 1/3 以下に低減されたものになっている。Fig.4-47 に送り速度 500(mm/min.) の場合の軌跡精度 (真円度評価) 結果を示す。データを見ると、搭載軸 (X 軸) 同期軸 (Y 軸) 共にリニア駆動であるため、4 点の真円突起はない。また、コギングリプルも小さいため、軌跡精度 (面精度) は、0.5~1.0 μ m と極めて高精度となっている。

4. 5. 2 Double Gap 高加減速 Moving Magnet 型 リニアモータ

196[m/s²] (20[G]), 20Hz 加減速仕様の実現⁽⁴⁻²⁸⁾

これまで、高加減速、高頻度反復動作が要求される用途では、一般的にボイスコイルモータ (以降 VCM と称す) が用いられてきた⁽⁴⁻²⁹⁾。VCM は、Moving Coil 型リニアモータであるため、高頻度反復時のモータリード線の強度信頼性に課題が出る。また VCM の場合、コイル部の冷却は、反復動作時の相対風速による自冷となる。しかし加速度は高いもののストロークが 20mm と短いため、速度は 1.0(m/s) となり、高 Duty 駆動時のコイル発熱を冷却するには十分ではない。

このような用途に対して、Fig.4-48 に示すような “Double Gap 高加減速 Moving Magnet 型リニアモータ” の提案を行った。本リニアモータは、可動体質量を軽くすることと、発熱源である電機子の冷却を容易にするため Moving Magnet(MM)型構造を採用している。また、可動体質量を更に軽量化するため、稼動するものを界磁磁石だけにするため、界磁部磁路を構成する界磁ヨークを固定する構造となっている。Table4-12 に本リニアモータの仕様を示し、以下、本 MM 型リニアモータの特徴を列記する。

- 1) 界磁ヨークを固定したことで、可動部は界磁磁石と、これを保持する磁石保持部材で構成され、この保持部材は軽量化の目的から、アルミ等の軽比重金属 ($\sigma = 2.7\text{g/cm}^3$) を用いている。
- 2) 前記界磁ヨークは固定されることで電機子コア同様、駆動時に界磁磁石磁束が鎖交することになる。よって界磁ヨーク部材には、積層電磁鋼板を用いることで鉄損の発生を抑制している。
- 3) また界磁ヨークを固定することで、ギャップは、Fig.4-48 に示すように上下 2 箇所が存在する。上部ギャップ部は、界磁磁石と界磁ヨーク面 (平面) の対向となり、下部ギャップ部は、界磁磁石と電機子コア開口部の対向となり、スロット開口部のため磁気ギャップは機械ギャップに対して等価的に大きくなる。よって上下ギャップを (機械的に) 等ギャップ長にした場合でも、磁気ギャップアンバランスが生じ、磁気吸引力は、反重力方向に働くことになる。

Fig.4-49 に示す外観写真のように、本リニアモータは、平行する2つのリニアガイドで支持されている。リニアモータの場合、機械の剛性は殆どリニアガイドの剛性で決まるため、制御ゲインを上げるためにはリニアガイドに与圧を加えることが一般的である。しかし、これはリニアガイドに対しては負荷荷重となるため、リニアガイド寿命とのトレードオフを考慮する必要がある。

このような高加減速・高頻度反復駆動のような用途の搭載荷重は軽量であり、したがって本リニアモータの場合では、リニアモータのギャップ吸引力のみを考慮し、これを適正值になるように上下ギャップ長をアンバランスに設計することで、与圧の調整が可能になる。

4) また Fig.4-49 (写真) に示すように、本リニアモータは MM 構造であるため発熱源の電機子部が固定側に配置される。この構造では配管も固定側であるため、自然冷却に対して 10 倍以上高い水冷方式の採用が容易である。このように負荷 Duty が高い用途には適した構造といえる。

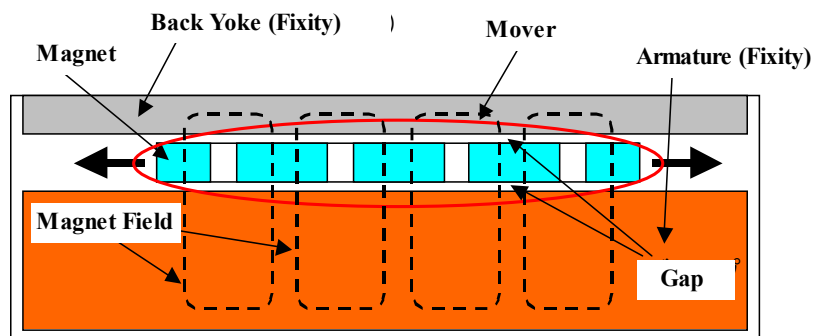


Fig.4-48 Magnet circuit of the double gap MC type liner motor

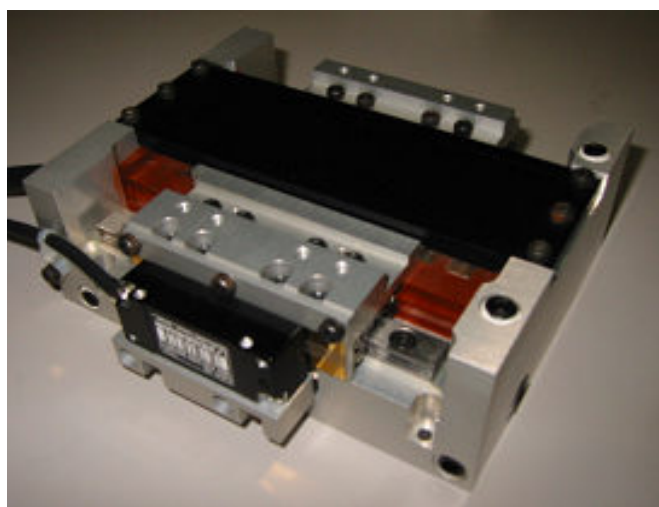


Fig.4-49. Exterior photos showed the double gap MC type liner motor

Table 4-12. Specification of Proto Type

Characteristics	Peak Force	N	90
	Rated Force	N	45
		(by Water Cooling)	
	Rated Acceleration	G	20
	Maximum Speed	m/s	1.0
Linear Scale	Minimum Resolution	μm	0.078
	(Multiplication	8bit	1/256)
Actuator Size	Hight	mm	45
	Width	mm	100
	Thrust Length	mm	130
	Stroke	mm	20
	Mover mass	kg	0.22
	Total Mass	kg	1.9
Servo Pack	Type: SGDS-02AF (Yaskawa Electric Co.)		
Pole Sensing	Software Sensing		
Over Run Protection	Software Protection		
Controller Command	MECHATROLINK		
	Analog		
	Pulse		

【評価結果】

Fig.4-50 に本リニアモータの $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}])$, 20mm ストロークを 20Hz で反復駆動させた速度フードバックデータを示す。最高速度 1.5m/s まで 7.5ms で加速され, 反復周期が 50ms, 20Hz のモーションが確認できる。

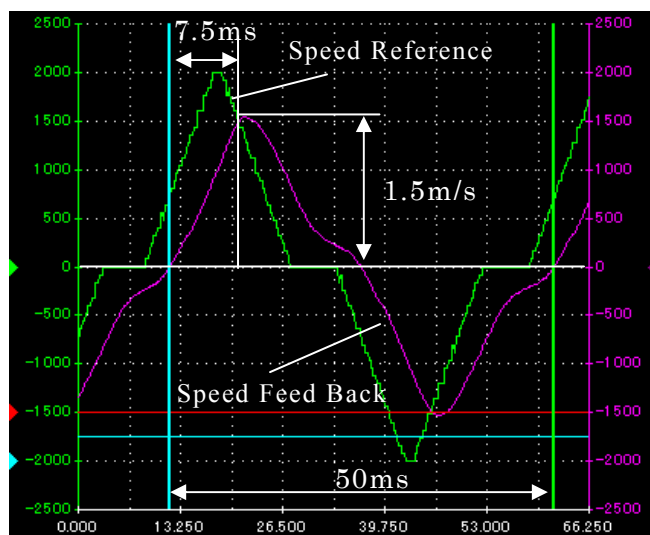


Fig.4-50. Acceleration data at $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}])$, 20Hz on 20mm stroke

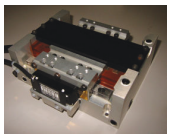
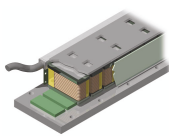
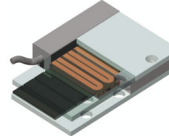
Table4-13 に, 本リニアモータの評価結果をまとめる。また本 Double gap MC 型構造の優位性を確認するため, 加速度仕様 $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}])$ を実現するコア付及びコア

レス MC 型リニアモータとの比較を行った。

コア付 MC 型リニアモータにおいては、可動子質量が重くなるため、加速推力がリニアモータの最大推力仕様をも超えてしまい、実現困難となる。またコアレス MC 型リニアモータにおいては、本 MM 型リニアモータの可動子質量より軽量化することができない。したがって加速推力がリニアモータの定格推力仕様を超えてしまうため自然冷却条件においては、Over Heat してしまう。水冷方式など冷却性能の改善を図れば温度的には実現可能となるが、モータリード線、また冷却配管を $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}]$), 20Hz という高加減速反復動作動かすことになってしまい、この部分の信頼性が低下するため、実現は極めて困難といえる。

このような課題を有する MC 型リニアモータに対して、本提案の MM 型リニアモータは、コア付型であっても可動子質量が軽量化できているため、モータ定数が高く、加速推力仕様を小さくできる。したがってリニアモータ出力も小さくなるため、駆動電源容量を小さくできる利点や、消費電力（発生損失）も小さいことから、自然冷却でも使用可能となっている。ただ、この MM 型リニアモータの仕様が、 $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}]$), 20Hz であるため、機器の温度上昇はリニアガイドの寿命低下に関係してくるため、冷却を水冷方式とすることで自然冷却方式の場合の $1/3$ 以下の温度上昇に抑えている。

Table 4-13. Comparison about specification of MM type and MC type for high acceleration

Type of linear motor		Unit	MM type	MC type (reference)	
					
Specification			Iron Core type	Iron Core type	Core-less type
Maximum thrust force : F_m		N	90	220	140
Rated thrust force : F_r		N	45	80	47
Motor constant : K_m		$\text{N/W}^{1/2}$	10.1	14.4	7.8
Thermal resistance : R_{th}	No cool	K/W	2.93	1.57	1.67
	Water cool	K/W	0.81	-	-
Mover mass : M		kg	0.22	1.3	0.34
Acceleration force at 20G : F_{att}		N	43	255 (Over)	67
Maximum Speed : V_m		m/s	1.50	1.50	
Maximum Power : P_m		W	64.5	383	101
Calorific value : W_L		W	18.1	314	74
Winding Temp. Rise : t_w	No cool	K	53	493 (Over)	123 (Over)
	Water cool	K	15	≒ 140 (Over)	≒ 35 (Over)

4. 6 考察

本章では、永久磁石同期型リニアモータの高効率化・高精度化の検討について述べた。Nd-Fe-B 磁石を界磁に持つ、このリニアモータは、電機子電流を制御することで加減速、位置決めが容易に可能であり、また誘導型などに比べて効率も高いため、反復位置決め精度や滑らかな定速送りを必要とする半導体・液晶製造装置などに性能を発揮し、その市場を広げている。

(1) 各種リニアモータ PGF による比較検討

本検討を振り返り考察を行うと、まず、リニアモータは適用機器への組込みを前提としているため適用機器の仕様を熟知し、最適なりニアモータ構造を選定することが重要である。コアレス型、コア付型、円筒型など、ギャップ吸引力だけ見ても適用機器への影響度合いは異なり、支持機構設計は全く違ったものとなる。また各リニアモータの可動体部質量、効率特性も固有の特性を持っているため、適用機器の必要な動作仕様からも、リニアモータの選択肢は変わってくる。本章では、様々な適用機器を想定した、リニアモータの性能評価指標 (PGF: Performance Goodness Factor) を決め、この PGF に基づいた各リニアモータの適用性の比較を行ってみた。一般的に加減速度が高い用途にはコアレス型、反復位置決め頻度が高い用途にはア付型、またリニアモータの可動子、Magnet Track の総質量あたりの最大推力、モータ定数特性を見た場合、円筒型が有効となる結果は非常に興味深い。可動範囲が平面を構成する X-Y 構成の門型構造機械 (Gantry Machine) の搭載軸には、このような利点を有するリニアモータが適しているといえる。今後、リニアモータの新しい用途、市場の開拓に伴い、PGF の見直し、追加が必要となる。現時点においては、本章 4. 2 項の結果は、実際の適用機器の仕様に合致している。

(2) リニアモータ 高効率化検討

4. 3 項における高効率化の検討では、コア付型において $q < 1/2$ の集中巻分数スロット巻線による高効率化を実現した。採用した巻線は、毎極毎相スロット数 $q = 3/8 (< 1/2)$ 、巻線係数 $K_w = 0.945 (\approx 1.0)$ であり、EMF 波形の高調波成分も小さくトルクリプル特性も良好である。巻線のスロット内占積率を高め、電機子コアティース数を減らすことで、リニアモータのコスト低減と性能向上を同時に実現できた。またコア付型 (両側界磁型: 吸引力相殺形) においては、電機子コアを磁束貫通型とすることで、魚骨状分割コア構造を提案し、特にスロット開口部を Semi-Open Slot が可能となり、4. 4 項で述べるコギング低減にも大きく寄与できている。さらに本分割コア構造は、その磁気回路構成上、方向性電磁鋼板の適用に向いており、最大推力時の推力定数を 10% 向上させ、ヒステリシス損失 (静止摩擦損失) を無方向性電磁鋼板に対して約 1/2 と、その方向性電磁鋼板の特性優位性をそのまま反映させた結果が得

られた。

(3) リニアモータ 高精度化 (コギング低減) 検討

4. 4 項では, リニアモータのコギング低減に関して述べた。ここでは, リニアモータのコギング低減方法として“補助ティース方式”と“位相ずらし方式”を提案し, “位相ずらし方式”において, 電機子組立精度とコギングのばらつきに関する検討を行った。その結果, Semi-Open Slot は, Open Slot の場合に比べて, 組立精度に対してのロバスト性が高く, コギングの改善が可能となり, 前記魚骨状分割コア方式での Semi-Open Slot の優位性を確認することができた。電機子コアが分割された場合, 一体コアに対して組立誤差が出やすいのは周知であるが, Semi-Open Slot 構造が可能な本分割コア形状でのロバスト性が, コギング低減に寄与できているものとする。

(4) リニアモータ 高精度化 (コギング低減) 検討

リニアモータの応用に関して, 適用の基本は, ボールネジ駆動などの機械的伝達機構を有する直動メカニズムの置き換えである。その一例として定速送り用途で, ボールネジ部の機械摩擦やガタで生じる速度リップルを無くす目的で, リニア駆動化した超精密加工を想定した門型装置による評価結果を紹介した。軌跡精度データに比較では, ボールネジ駆動の場合の 2 倍の精度での加工能力があることが確認できた。

また高加減速・高頻度反復用途の例として, Moving Magnet 型において界磁ヨークを固定した構造を考案し, 加減速度 $196[\text{m/s}^2](20[\text{G}])$, 20mm ストロークを 20Hz で反復する駆動装置の評価を実施した。速度ループゲインを上げるためには, リニアガイドに適正与圧を加える必要がある。そのために, 上下ギャップ幅を調整することで磁気吸引力を適正值に設定することで機械的な調整を実施し, その結果, 上記仕様の実現を確認できた。

今後, リニアモータの用途は, 広がっていくものとする。今後も, この用途に適したリニアモータの構造の検討, 提案を続けていきたいとする。

第5章 PMSM 技術の応用 (II) : 大型風車用発電機

(Drive Train における発電方式の比較と、分数スロット巻線 ($1 < q < 3/2$)

を採用した小型・高効率の研究)

5.1 まえがき⁽⁵⁻¹⁾

本章では、Table1-1 に示す“2乗過減トルク特性”に対応する回転機として大型風車用永久磁石同期発電機を挙げ、その小型・高効率化の研究について述べる。

近年、大型風力発電に対するの期待が高まっている。その背景としては、以下の3つがあるように思う。

- 1) CO₂削減目標に伴うクリーンエネルギーとしての期待
- 2) 化石燃料発電（火力）・原子力発電の代替エネルギー
- 3) 新規成長産業の中での雇用確保

特に、現在日本国内の原子力発電施設の運営方針を見直している今日、その代替エネルギーとしての大型風力発電の期待と意義は大きく、今後、再生可能エネルギーの一端を担うと考える。しかし反面、日本国内で大型風力発電市場を大きくしていくには、いくつかの課題もある。

また、大型風力発電の意義と役割であるが、全世界における大型風力発電の設置状況を見てみる。Fig.5-1 に1996年から2011年までの累積設置台数の推移を示す。1996年6.1GW だったものが、昨年2012年には282GW までに増加し、15年間に40倍に拡大したことになる。国別で見ると、2009年から中国が米国を抜き世界 Top の設置台数となっている。中国、米国、ドイツ、スペイン、英国、インドで、総設置数の75%を占めている。(Fig.5-2 参照)

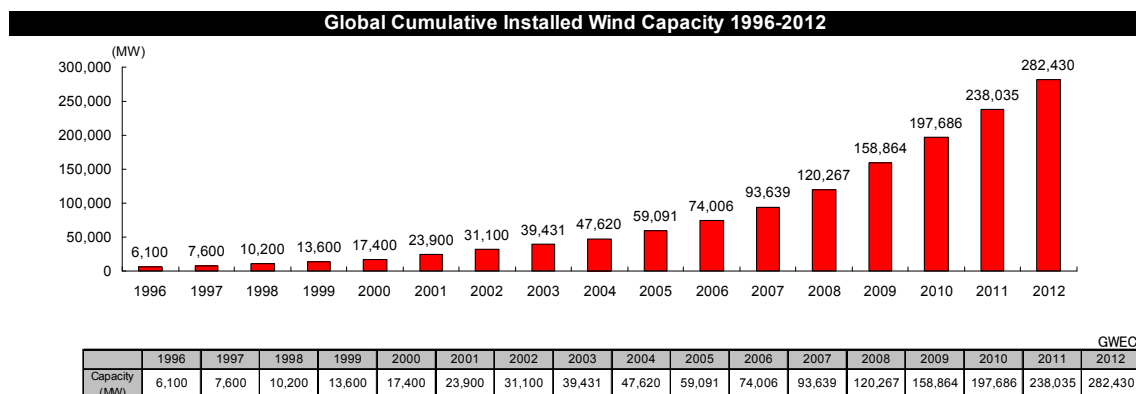


Fig.5-1. 全世界大容量風車累積設置台数推移 (GWEC Annual Report)

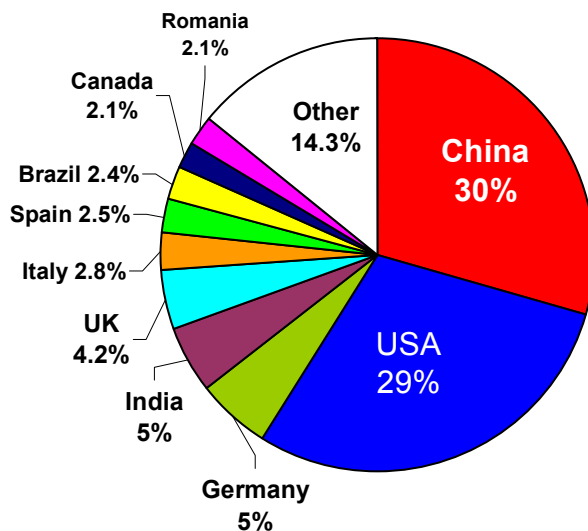


Fig.5-2. 2012年 国別設置容量比率(GWEC Annual Report)

Table5-1. 原子力発電に対しての大型風力発電

Item	原子力発電	大型風力発電
総設置容量	384GW (2012年度)	280GW (2012年度)
総基数	427基	120,000基 (2MW相当) ※原発 105基相当 (稼働率 30%)
備考	設置基数： 1) 米国 104基, 2) 仏国 59基 3) 日本 54基 4) 露国 31基	・世界中の原子力発電総容量 に対して 20%の発電能力があ ると考えられる。

Table5-1 に、総設置容量に関して原子力発電と比較することで、大型風力発電の位置づけの一つを整理した。原子力発電の総設置容量は 384GW、2012 年の大型風力が 280GW となる。大型風力発電は、稼働率を考慮する必要があるため、これを 30%と見た場合、原子力発電の 25%の発電容量と推定できる。原子力発電の伸び率、また大型風力発電の伸び率を考慮すると、大型風力発電の将来の代替エネルギー、再生可能エネルギーとしての意義は大きいといえる⁽⁵⁻¹⁾。

また、大容量風車は一般に、“代替エネルギー・再生可能エネルギー”として注目されるが、新規雇用市場創出の大きな役割を担うという他面性をもっている。AWEA (American Wind Energy Association)の統計データによると、全世界において 100 万人の雇用を生むとも言われており、これは社会的に大きな数値といえる。今後、洋上 (Off-Shore) 市場が広がってくると、更にその数を増やしていくものと考えられ、このことも大容量風車の“存在意義・役割”の一つと考える。

以降、このような大型風力発電用発電機について、そのシステムから見た技術課題を明確にし、その課題への対策および小型・高効率化の研究内容について以下に述べる。

5. 2 大型風力発電における課題^{(5-2) (5-3) (5-4) (5-5)}

大型風量発電における課題は、大きく以下の4点とされている。

(1) 風況の“難しさ”

日本は、有数の台風来襲地域である。毎年夏場、多くの台風が来襲し、この点だけから見れば、ロータ径が小さい“Class- I”の高風速型が向くように思われる。しかしこのクラスは、平均風速が高い風況の良い地域に適するように設計された風車であり、平均風速が低い地域では、多くの発電量を生むことが出来ない。このように日本は、台風（強風）が吹く反面、平常時の平均風速は低く、現状では、この風況に適した風車がない、という状況にある。よって洋上への設置の検討が積極的になっている。

(2) 落雷

また日本は、世界でも落雷の多い環境にある。一つのデータであるが、大型風車の運転停止原因の60～70%は、落雷が原因によるシステム停止となっている。風力発電の事業性を高めるためには、稼働率の向上が重要である。落雷によるシステム停止や風車の破損による Down Time は、大きな事業マイナスとなる。

(3) 設置環境との融和

大型風車は、設置場所を決める中で、様々な事前検討が必要である。風況の良い場所に建設するのは重要であるが、近郊住民への騒音等の影響、洋上建設時における漁業への影響など、環境アセスメントが必要になってくる。日本においては、新しく Wind Farm を建設する際に、1年～1年半をかけて環境アセスメントをすることが法律で義務付けられており、その費用も1億円を超えるとされる。事業を開始する前の環境との融和、この課題が大型風力発電を事業化していく際の最も重要な課題であり、ハードルであるといえる。

騒音に関しては、ロータブレードのピッチ角を独立に制御（Individual Pitch Control）して、風力エネルギーを受けない回転領域では、風の抵抗を小さくする角度に調整するなど、騒音低減対策も進められており、ピッチ角駆動もサーボアクチュエータ化していくものと考えられる。

このように設置環境との融合は、生活環境を守る上で重要な課題であり、設置前のコンセンサスと事業ビジョンの理解が必要となる。このような点からも、風車の大容量化技術、浮体、着床など接地などの技術開発を含めて、大型風車は陸上から洋上への移行に期待がかかっている。

(4) Grid Condition

大型風車は、“風”という不確定な発生エネルギーを源としているため、発生電力量が均等ではない。Grid につなぐ場合、この変動を如何に均等化するかが課題となる。

発電エネルギーである“電力”は基準化されることで事業者にとっては Commodity 商品になってしまい、商品（電力）の優劣がつくことがない。したがって事業者は、法規に準じて如何に安く生産するか、その生産性の追及が必須課題となる。このよう

なことから、前記課題は全て大型風力発電の事業採算性に繋がり、大型風車を如何にして経済的に建設し、如何にして風車の稼働率を上げるか、が最大の課題となるため、技術課題もこの課題に対する対策の検討が必要になる。

5. 3 大型風力発電の課題への対策

5. 3. 1 大型風力発電の事業採算性（CoE の向上）^{(5-6) (5-7)}

では、“大型風車”の主な課題は何か、この点を考察した時、大きくは“エネルギーコスト（Cost of Energy：以下、CoE と称す）が高い”ことにあると考える。逆説的表現をすれば、いままで原子力発電が有望視され発展を遂げてきたのは、化石燃料資源を持たない我が国のエネルギー事情もあるが、ひとえに原発の CoE は“非常に安い”ということである。

Table2 に一例として、九州電力玄海原子力発電所 4 号機と、大型風車（2MW）の CoE の比較を示す。原発一基の発電量は、2W 大型風車の 590 基分に相当し、原発の“発電エネルギー密度の高さ”を裏付けるデータである。初期投資に対する発電コストを計算すると、風力は、原子力の 2.5 倍、原子力の廃炉費用を考慮しても、約 2 倍程度高くなる結果になっている。つまり事業性につなげた場合、減価償却において風力は、原子力に対して 2 倍以上の期間がかかってしまうことになる。

では、この CoE 課題に対する対応策を見ると、以下の 3 点が考えられる。

- 1) 風車容量の大容量化
- 2) 風車コンポーネントのコストダウン
- 3) 風車稼働率の Up（発電量の Up）

また、前述した事業性に関しては、“電力買取価格の Up”があり、2012.07.01 以前、“¥9/kWh”だった電力量買取価格が、新規設置の場合“¥23/kWh”まで高くなった。この“上げ分”は、当然我々の電力料金に上乗せさせるのであるが、風力の事業性は、ほぼ原子力と同等になったと考えられ、国内の太陽光発電市場とともに、今後、発電事業者の風力発電市場への新規参入は、飛躍的に増えてくると思われる。

Table5-2. 原子力発電 vs. 大型風車 CoE 比較

Item	原子力発電 玄海原発 4 号機	大型風車
定格出力	1180MW	2 MW
実効出力	1180MW (風車 590 基相当)	0.67MW (稼働率：30%)
初期投資	3244 億円	4 億円
CoE	2.8 億円/MW	6.7 億円/MW
備考	廃炉費用 1000 億円以上 (3.6 億円/MW)	—

Fig.5-3 に大型風車事業のコスト分析の一例を示す。これは、風車1本を稼働させるまでにかかる費用“100”とした場合、そのコスト打分け例を示す⁽⁵⁻⁸⁾⁽⁵⁻⁹⁾。

これを見ると、

- ① 風車本体は、全体の57%
- ② 運搬・建設にかかる費用は、全体の25%
- ③ 運営・メンテナンスは、全体の18%

という結果になっており、やはり風車本体の価格ダウンが重要であることが読み取れる。現在は、中国が国策として風力発電事業の拡大に取り組み、設置数では世界第一の“風車先進国”になっているのも、自国での製造コストの優位性を生かし、大容量風車の製造の増大させていった結果といえる。生産コスト（イニシャルコスト）が高い日本においては、Down Time が短く発電量が多い風車、またメンテナンス・修理コストが少ない風車の開発が必要と言えよう。

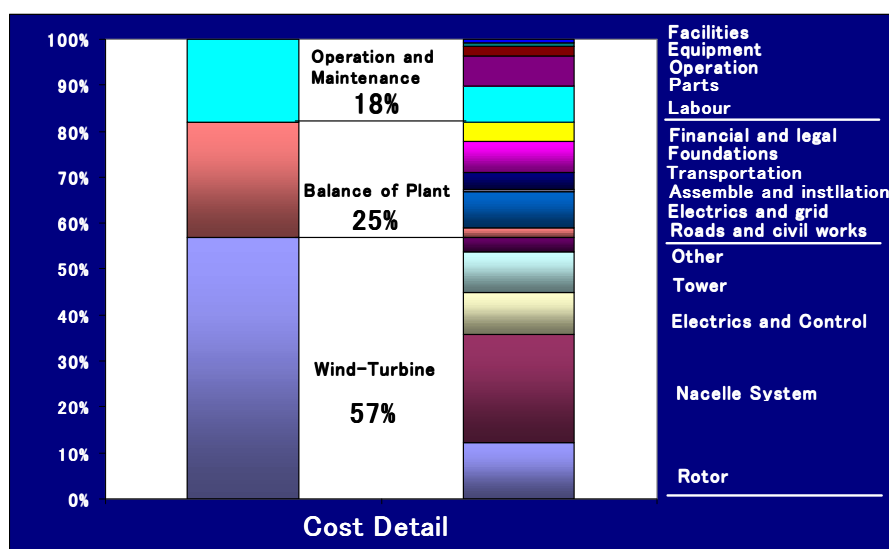


Fig.5-3. Cost analysis about the large scale wind turbine

5. 3. 2 風況に適した大型風車の開発⁽⁵⁻¹⁰⁾⁽⁵⁻¹¹⁾⁽⁵⁻¹²⁾

前述したように、日本における風況に関しては決して好ましいものではない。日本では、台風の影響が頻繁で、それでいて年間平均風速は低い。また、落雷の多い地方もあり、これらに対応した風車は厳しい仕様のものとなる。ここで、風車の風況カテゴリについての説明を行う。Table5-3 に IEC 61400-1 (2005) に規定された風車の Class 別仕様を示す。横に示す“Ⅰ・Ⅱ・Ⅲ・S”は、風車の対応可能な最大風速、縦に示す“A・B・C”は、乱流係数をしめす。Table5-4 は、各 Class 別の平均風速を示す。また、Fig.5-4 に 2MW を想定した場合の、各風条件（Class 別）風車比較例を示す。そして Fig.5-5 は、各風条件（Class 別）と風車出力特性の違いを示す。

風況の良い地域の場合、平均風速が大きい“Class- I ”を選定することになる。この場合、風車のロータサイズは、Fig.5-4 に示すように 80m 強の、最も小径サイズのものになる。よって“Class- I ”の風車の場合、風況が良く平均風速が早い地域では、十分な発電性能を発揮するが、風況が悪い地域になると、風車の出力特性が Fig.5-5 に示すように、風速に対して“3 乗比例特性”であるため、微小な風力低下でも発電性能は一気に下がってしまう。このことから、平均風速の低い地域では“Class- II ”や“Class-III”の特性を持つ風車にしたいところであるが、今度は、台風など強風時の対応が出来なくなってしまうことになり、日本や台湾のような、台風の影響の考慮が必要な地域での風車の選定は難しくなってくる。

Table5-3. 風車規格の風条件 IEC 61400-1(2005)

Wind turbine class		I	II	III	S
V_{ref}	(m/s)	50	42.5	37.5	Values specified by the designer
A	$I_{ref}(-)$	0.16			
B	$I_{ref}(-)$	0.14			
C	$I_{ref}(-)$	0.12			

Table5-4. 各風条件 (Class 別) における平均風速

Class	Annual mean wind speed (m/s)
I A	10.0
II A	8.5
III A	7.5

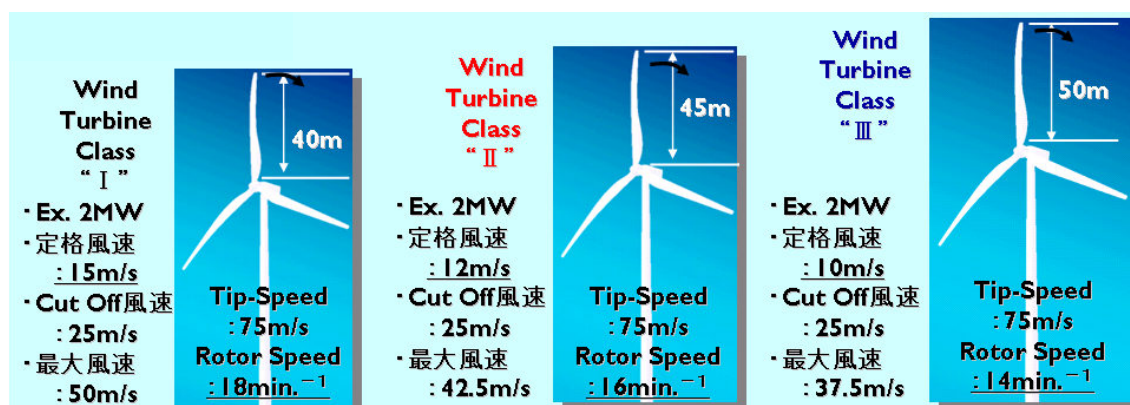


Fig.5-4. 各風条件 (Class 別) 風車比較例 (Ex. 2 MW 風車)

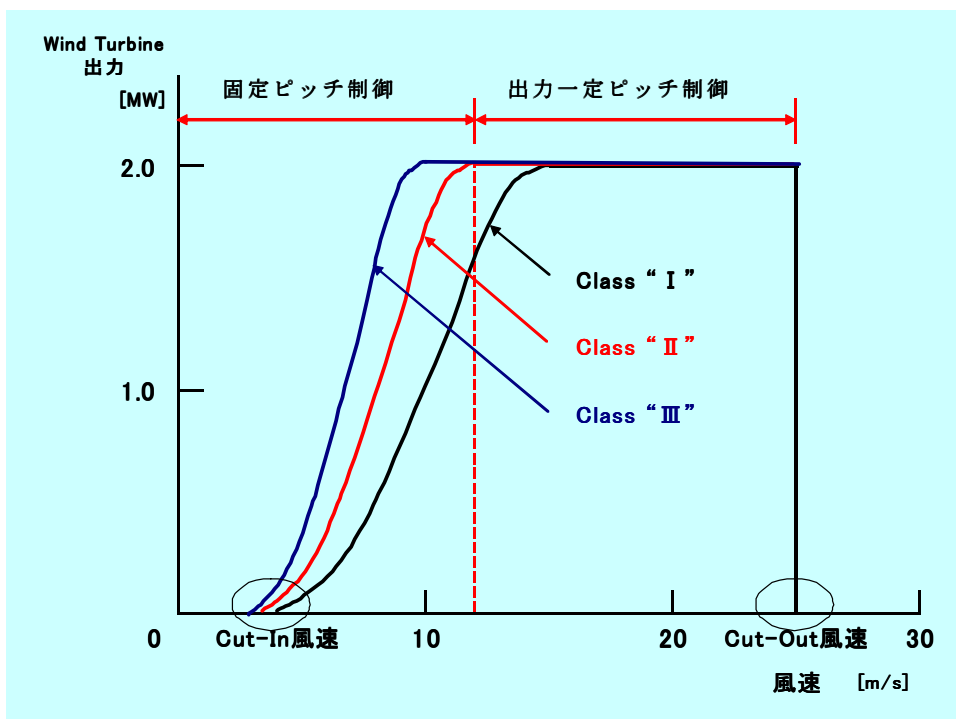


Fig.5-5. 各風条件（Class 別）と風車出力特性の違い

この“Class-I”に適する風況の良い場所は、国内のみならず世界中を見ても、あまり残っていない。従って、今後は、平均風速が低い地域に適合させるため、ブレードが長くロータの大きい風車となり、またロータ径が大きくとも強風に強い設計がなされた風車が開発されれば、日本、台湾や東南アジアのモンスーン気候地域の市場が、広がっていくものと推測される。

落雷については、風車全体の接地構造や、アレスタ等の避雷装置を含めたシステム設計が重要となってくる。ブレードはCFRP製なので絶縁材料で構成されている。しかし落雷は、ブレードに落ちる。これは、ブレード表面の“導電性の汚れ”を伝わっていくからである。

このように大型風車の開発においては、落雷からの電子部品の保護、これは、長期間、システムを止めないための検討が重要になり、これらの技術課題の解決が必須とされる。

5.3.3 発電量増加のための発電システムと系統連系（電気システム比較）⁽⁵⁻¹³⁾ (5-14) (5-15) (5-16)

風力発電に用いられる発電機とその発電システムは、Fig.5-6 に示す誘導機発電システムと、Fig.5-7 に示す同期機発電システムに分類される。Fig.5-6 に示す誘導発電システムには、回転子構造に2種類があり、誘導機の場合は籠型誘導回転子（以降、SCIG と称す）と巻線型誘導回転子（以降、WRIG と称す）がある。SCIG の場合、コンバータを用いない直接系統連系のシステムは、誘導発電機固有のすべり特性の範囲内での回転数領域での発電となり、発電効率が悪いものであったが、WRIG の2次側誘導子巻線にコンバータを接続し、2次側電圧と周波数制御を可能にすることで、可変速度風車に対応させた DFIG（Double Fed Type Induction Generator）では、

発電機の低負荷領域の効率改善を可能にしており、現在は、最も市場投入されている風力発電システムとなっている。

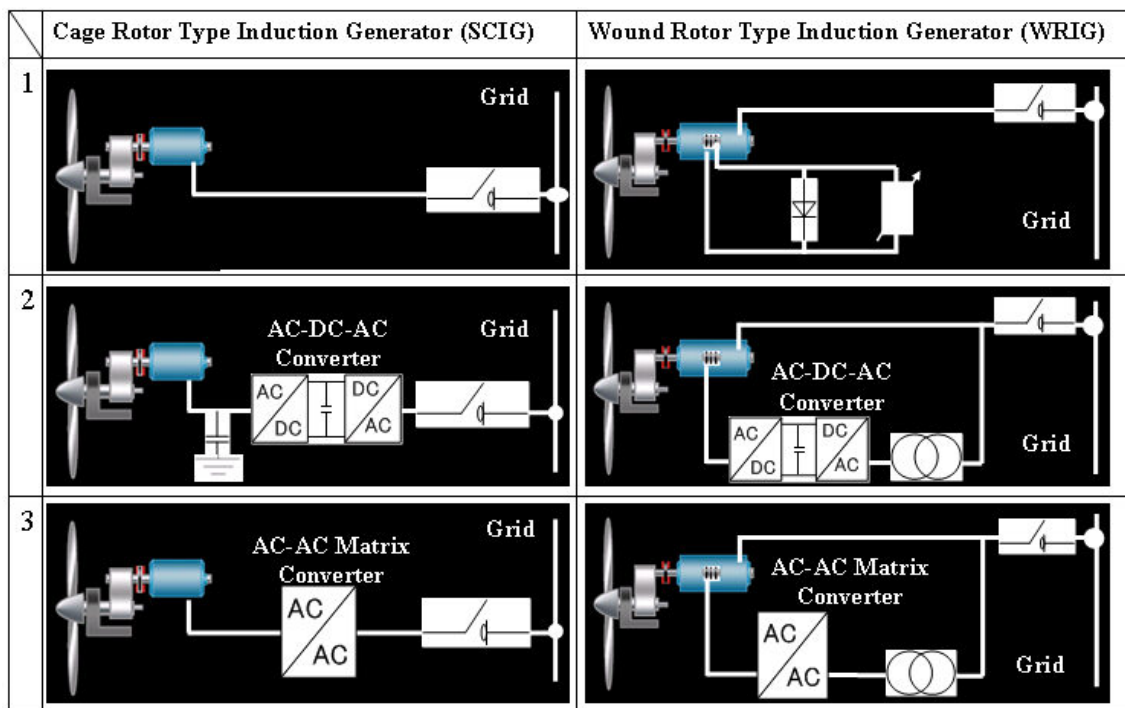


Fig.5-6. Generating system used Induction Generator

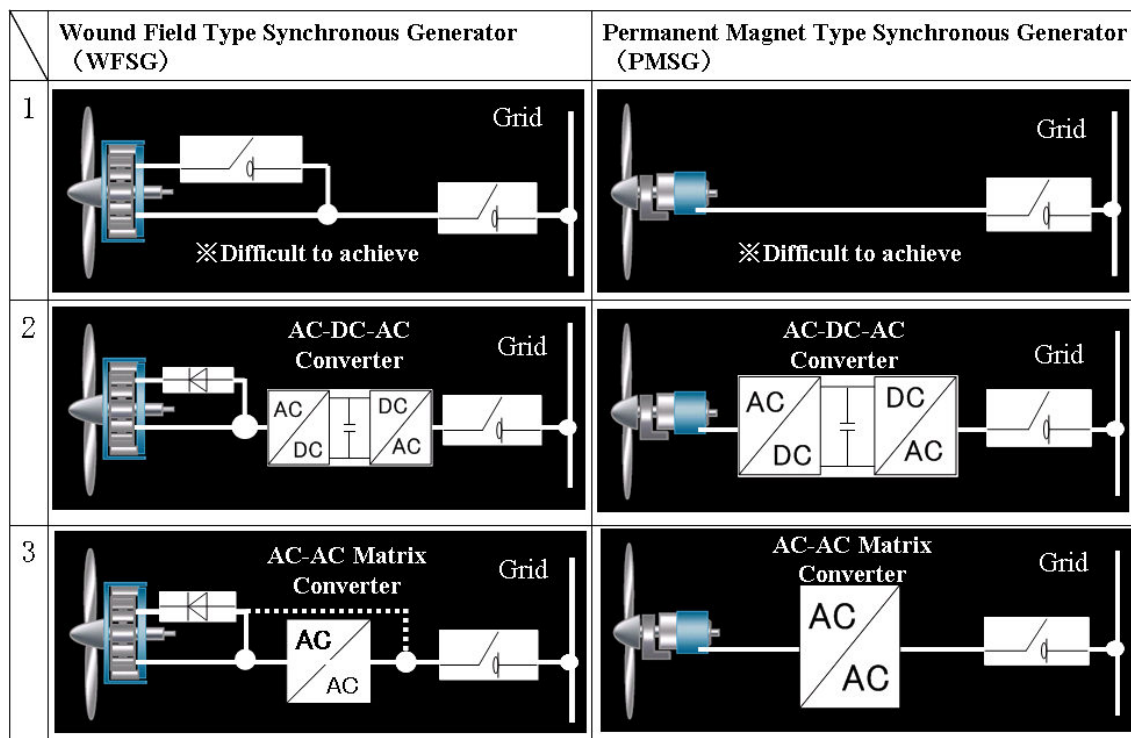


Fig.5-7. Generating system used Synchronous Generator

Table.5-5. Comparison of each generating system

	Induction Generator (Asynchronous)						Synchronous Generator							
	Cage Rotor Type (SCIG)			Wound Rotor Type(WRIG)			Wound Rotor (WFSG)			Permanent Rotor (PMSG)				
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3		
Turbine Rotor Speed	Fixed		Variable		Fixed		Variable		Variable			Variable		
Inrush Current	Large		Nothing		Small		Nothing		Nothing			Nothing		
Converter Capacity	Un-necessary		Necessary		Un-necessary		Necessary		Necessary			Necessary		
	100%(Full)		30%		100%(Full)			100%(Full)			100%(Full)			
Generation Ability order	10		6 5		9		8 7		4 3			2 1		
Gen. System Cost order	6 Lowest Cost		3		5		4		2			1 High Cost		
Application Size	<1MW		<3MW		<1MW		<3MW		<3MW			>2MW		

Fig.5-7 に示す同期機の場合には、巻線界磁型回転子（以降、WFSG と称す）と永久磁石回転子(以降、PMSG と称す)がある。Grid への系統連系では Grid 電圧と Grid 周波数が規定されるため同期機の場合、周波数変換装置が必要となり、一般的には誘導発電機のように直接系統連系を行うことはできない。

風車の出力方式を(5-1) 式に、トルク方程式を(5-2) 式に示す。風車の出力は(5-1) 式が示すように風速 V_w の 3 乗に比例し、受風面積 A に比例している。したがって前述の様に風車の大容量化のためには、当然のことながらロータ回転面積（受風面積） A を大きく設計する必要がある。ただ出力は風速 V_w の 3 乗に比例しているため、風速 V_w の微小の変動が出力変動につながり、これが Grid Condition の安定化に影響してくることは言うまでもなく、系統連系の課題となるものである。またパワー係数 C_p は、ロータブレードの持つ固有の特性である。風況と風車クラスの仕様に依じて、このパワー係数 C_p をどのように決めていくか、これが風車設計において最も重要なポイントとなる。そして、この (5-1) 式、(5-2) 式が示す風車特性と発電システムとの整合に関しては、風車出力特性 (5-1) 式での、各風速における出力最大となるロータ回転速度 ω_r となるように発電システム制御を行うことが必要となる⁽⁶⁻¹⁷⁾。

また、風車には“固定速”と“可変速”の仕様があり、上記各発電システムからその風車仕様への適用も制限させることになる。これらの各発電システムの特徴と、風車仕様への適用をまとめたものを Table5-5 に示す。この表に挙げた発電システムの特徴を述べる中で、これまでの風車発電量増加のための発電システム技術開発の流れについて以下に述べることにする。

【風車出力方程式 : P_r 】

$$P_r = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_w^3 \cdot C_p \dots\dots\dots(5-1)$$

【風車トルク方程式 : T_r 】

$$T_r = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_w^2 \cdot R \cdot C_t \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

ρ : 空気密度[kg/m³], A : 受風面積[m²], V_w : 風速[m/sec], R : ロータ半径[m]
 C_p : パワー係数[無次元], C_t : トルク係数[無次元]

(1) 固定回転速度ロータ+SCIG→直接系統連系 (Fig.5-6 “SCIG-1” システム) (5-18) (5-19) (5-20)

Fig.5-8 に, Fig.5-6 中 “SCIG-1” システムの系統連系図の詳細を示す。本発電システムは, 最も簡潔なものであり, 風車ロータは, どのような風速においても一定の回転速度になる, 固定速風車用発電システムである。これは, 発電機 (SCIG) が直接 Grid に接続されるため, 発電機は規定電圧, 規定 (固定) 回転速度での発電動作となる。このため, 発電機回転速度 (風車ロータ回転速度) は, 発電負荷に応じた SCIG のすべり S ($-3\% < S < 0$) での範囲となる。Fig.5-9 に SCIG のトルク特性を示す。発電動作の場合すべり S は $0 < S < -1$ となり, 発電機の電機子回転磁界の同期回転速度 (無負荷回転速度) を ω_s とした場合, 発電機のロータ回転速度 ω_m は $\omega_s < \omega_m < 2\omega_s$ となっている。

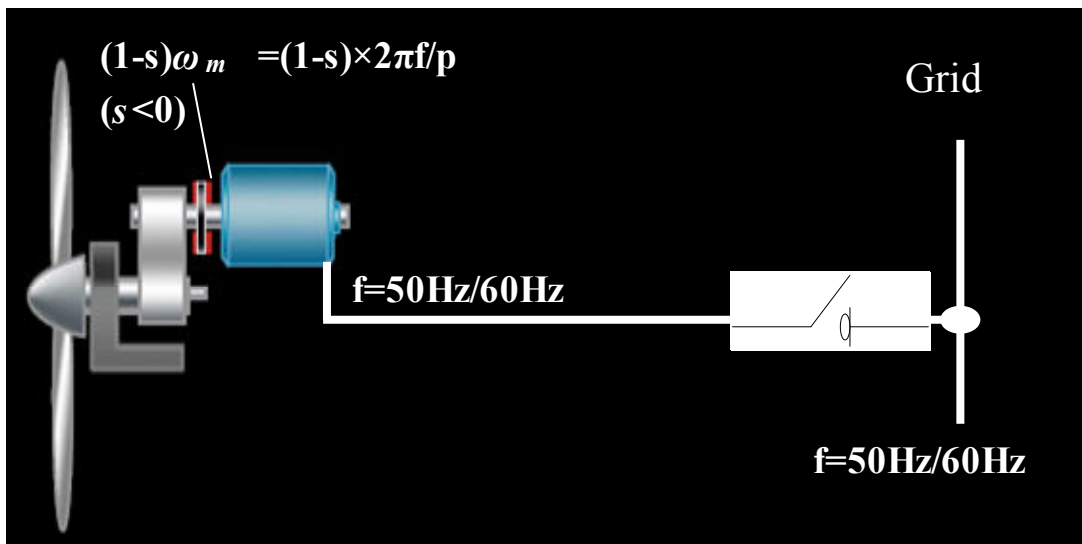


Fig.5-8. 固定回転速度ロータ+SCIG→直接系統連系 (Fig.5-6 “SCIG-1”システム)

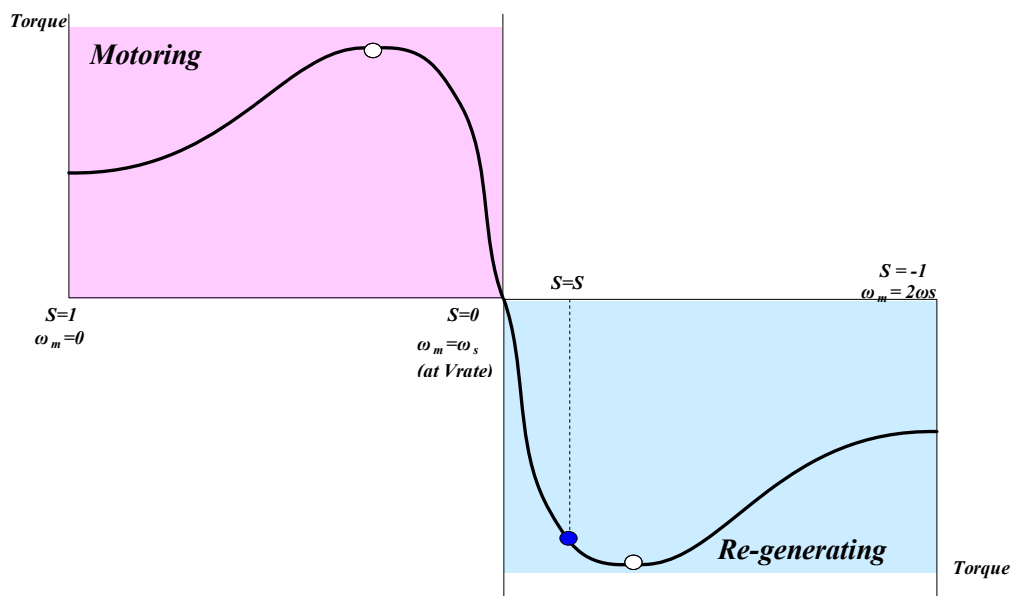


Fig.5-9. 籠型誘導機 (SCIG) すべりートルク特性例

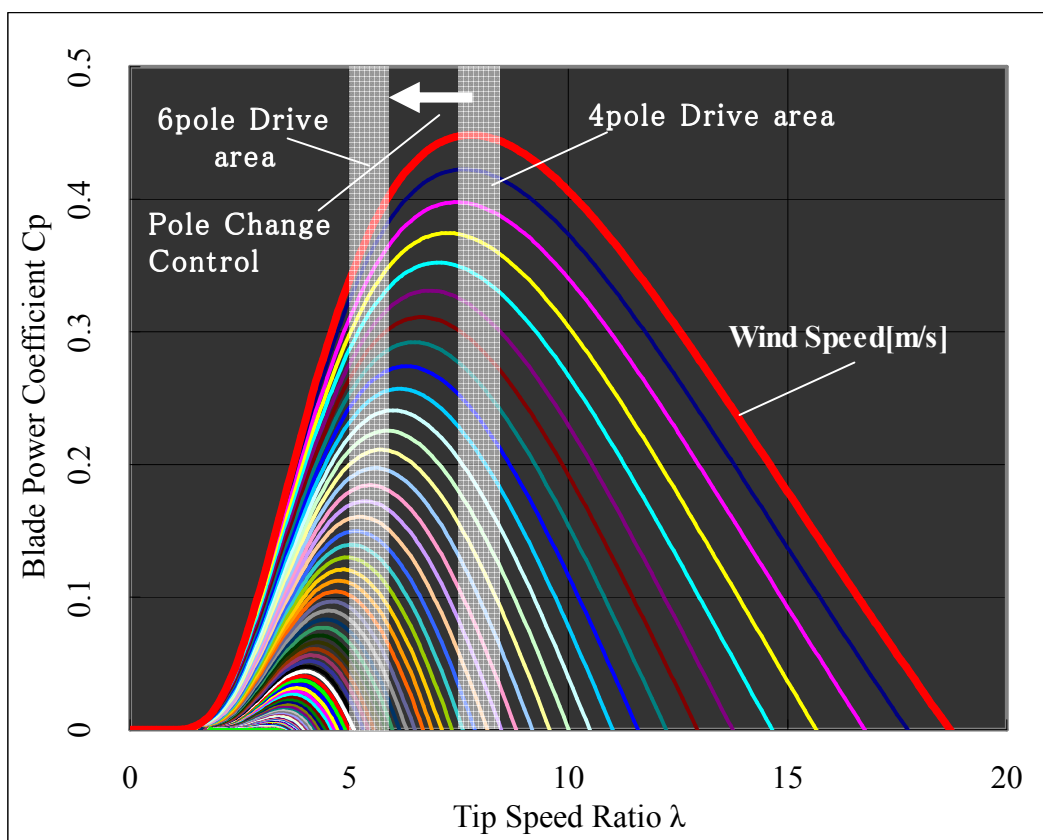


Fig.5-10. Power coefficient characteristics of the wind turbine rotor and Fix speed rotor driving point

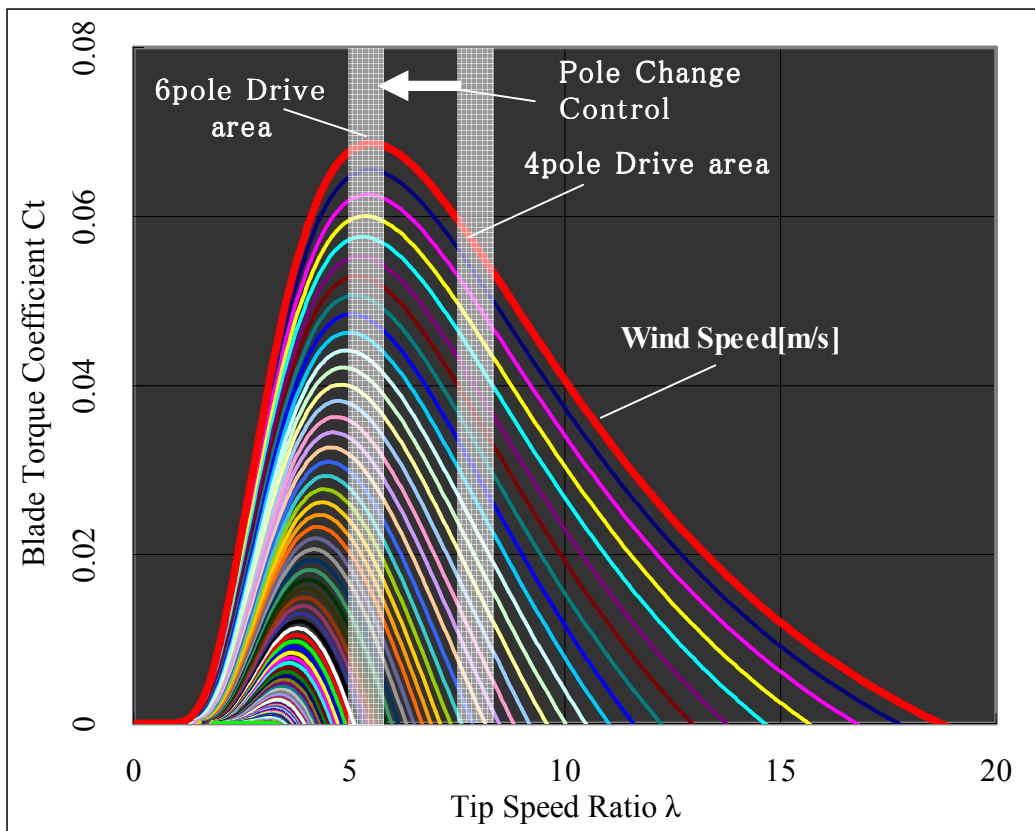


Fig.5-11. Torque coefficient characteristics of the wind turbine rotor and Fix speed rotor driving point

Fig.5-10 に、各風速における風車ロータ先端速度比 λ に対する、前記 (5-1) 式におけるパワー係数 C_p のグラフを示す。このグラフは、各風速 V_r におけるロータ回転速度 ω_r とロータ出力特性 P_r を意味するものである。“SCIG-1” システムは固定速風車であるため、定格風速で出力が最大になるロータ回転速度での発電動作となる。発電機が 4pole 機である場合、Fig.5-10 示す領域が風車出力特性になり、定格負荷（定格風速）付近でのパワー係数は高く効率が上がるが、低負荷（低風速）領域では低下しており風車効率は悪くなる。

Fig.5-11 に、各風速における風車ロータ先端速度比 λ に対する、前記 (5-2) 式におけるトルク係数 C_t のグラフを示す。このグラフは、各風速 V_r におけるロータ回転速度 ω_r とロータトルク特性 T_r を意味するものである。これを見ると、ある風速以下ではトルク $T_r=0$ になってしまうため、風車の Cut-in が比較的高風速となってしまう。また低風速時に 4pole→6pole に極数変換を行うことで、6pole Drive の特性をつくり低速領域の発電と効率改善を行ったものもあるが、負荷に応じた最適効率制御は困難であった。

このように本 SCIG-1 システムは、風況の良い場所に用いられる、前記 Class- I カテゴリのような風車用としての適用には向くが、今日はすでにこのような風況の良い設置場所は少なく、風速の変動が激しい Class- II, Class- III カテゴリの特性が望まれる今後、本発電システムを搭載する風車を開発していく動きはない。また発電機が直接 Grid に接続されているため、発電開始時

の突入電流が大きくなるなどの課題があるため、本システムの将来性は低いと考えられる。

(2) 固定回転速度ロータ+WRIG (2次抵抗制御) →直接系統連系 (Fig.5-6 “WRIG-1” システム) ⁽⁵⁻²¹⁾

Fig.5-12 に、Fig.5-6 中に示す “WRIG-1” システムの系統連系図の詳細を示す。本発電システムは、固定速風車システムで、WRIG の2次抵抗制御を行うことで、“SCIG-1” システムに対して低負荷発電領域を広げることができる。これは、Fig.5-13 に示すように誘導発電機の比例推移特性を利用したもので、負荷に応じて2次抵抗値を制御することで WRIG のすべり周波数範囲を広げている。しかし本発電システムでは Fig.5-12 に示すように2次抵抗を増やし、すべり S を増加して S ($-7\% < S < 0$) 速度制御範囲を増加させているため、2次(回転子)銅損 W_{c2} を増大させることになり、低風速(低負荷)領域の発電機の効率低下を招く。

Fig.5-14 に、各風速における風車ロータ先端速度比 λ に対する、パワー係数 C_p のグラフを示す。これは SCIG-1 システム (Fig.5-10) で示したものと同様であるが、2次抵抗値を制御することで WRIG のすべり周波数範囲を広げているため、同じ4pole 機でも速度制御範囲が、SCIG-1 システム (Fig.5-10) に対して広がっている。したがって SCIG-1 同様、4pole → 6pole に極数変換を併用することで、固定速風車であっても発電機の世界速度制御範囲を、更に拡大できるものと考えられる。

このように本 WRIG-1 システムは前記 SCIG-1 システムに対して、固定速風車において速度制御範囲を広げる優位性や、2次抵抗制御を行うことができるため、“SCIG-1” システムに対して、突入電流を軽減することができるなどの利点があるものの、すべり S を増加させることによる2次(回転子)銅損 W_{c2} を増大させることになるなど低負荷領域の効率面から、風況のさほど良くないところでの発電量の増加は難しかった。

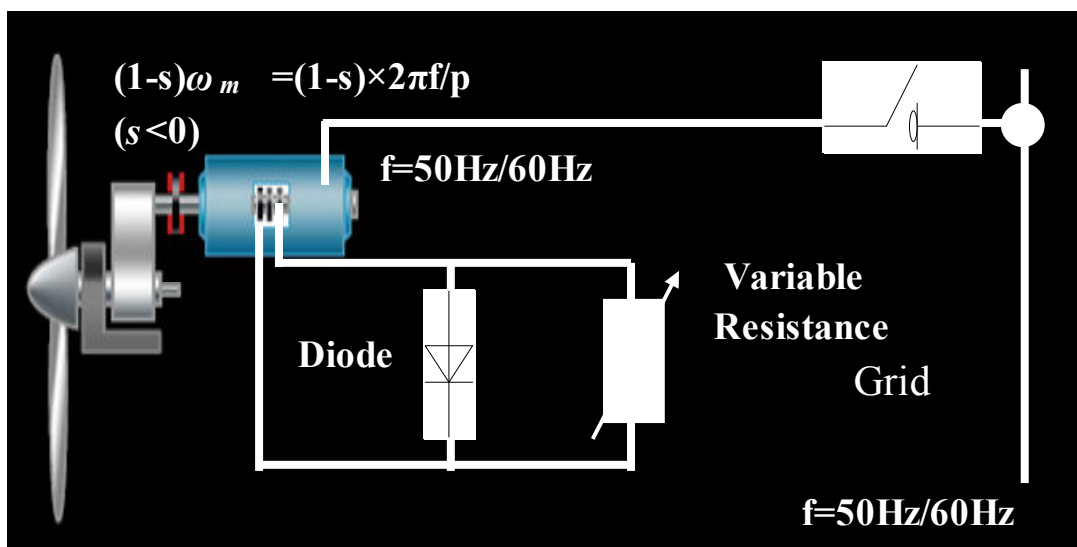


Fig.5-12. 固定回転速度ロータ+WRIG (2次抵抗制御) →直接系統連系 (Fig.5-6 “WRIG-1” システム)

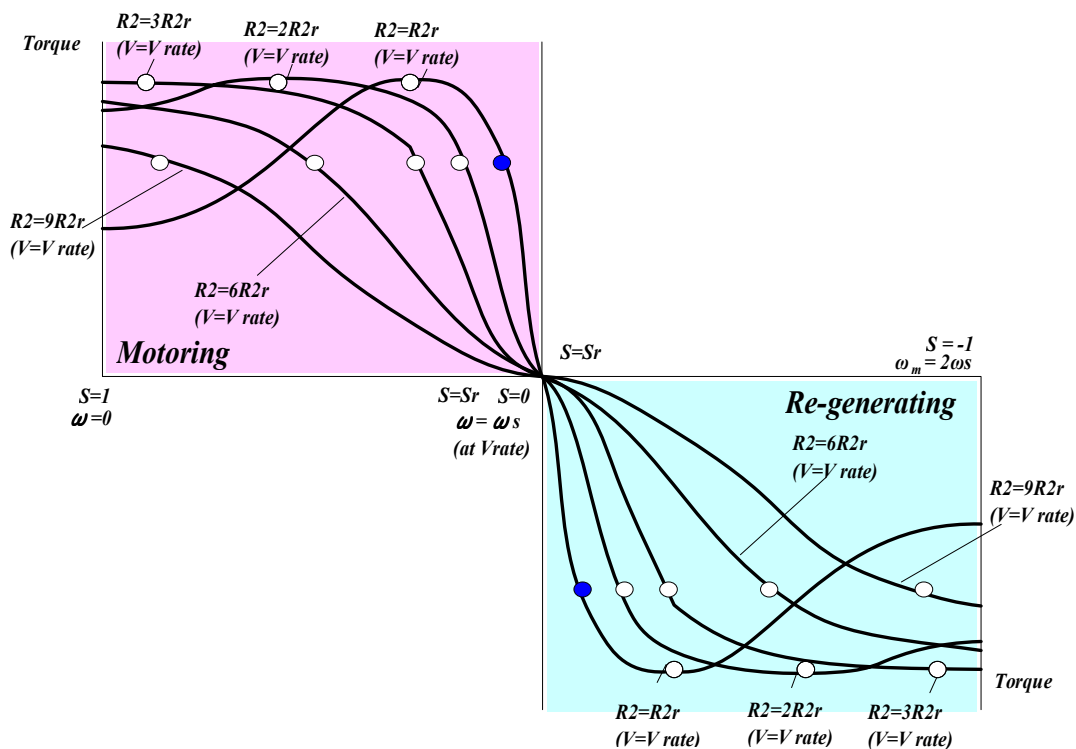


Fig.5-13. WRIG (2次抵抗制御) 比例推移特性例

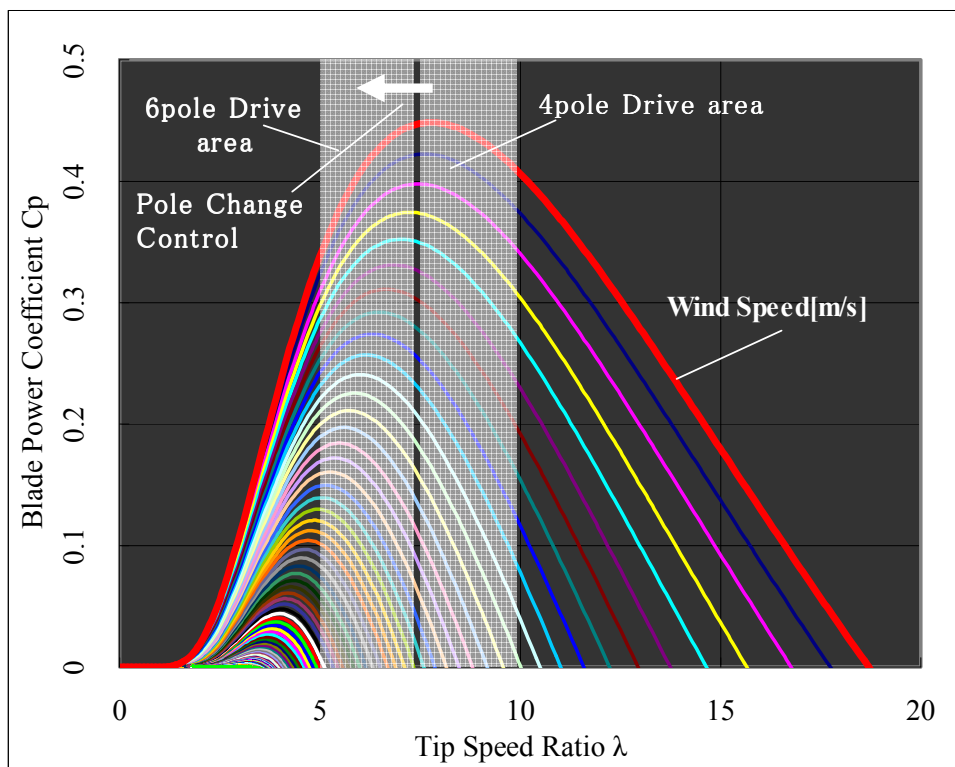


Fig.5-14. Power coefficient characteristics of the wind turbine rotor and Fix speed rotor driving point with secondary resistor control method

- (3) 可変回転速度ロータ+DFIG (2次側コンバータ制御)→直接系統連系 (Fig.5-6“WRIG-2,3”システム) (5-21)

Fig.5-15 に、Fig.5-6 中に示す“WRIG-2,3”システム、一般的に DFIG (Double Fed type Induction Generator) と呼ばれる系統連系図の詳細を示す。Fig.5-15 は、“AC-DC-AC 双方向電力変換方式”を用いたコンバータの例であるが、Fig.5-6 WRIG-3 に示す Matrix Converter のような“AC-AC 双方向電力変換方式”での実現も可能である。本発電システムは、可変速風車システムで最も適用実績のある発電システムである。WRIG の 2 次抵抗制御を行う代わりに、Grid に接続される発電機の電機子端子から電源を分配させ、コンバータの入力側に入れ、出力側は WRIG の 2 次巻線に接続される。つまり 2 次巻線に接続したコンバータで、2 次側電圧と周波数を制御することで Fig.5-16 に示す風車ロータの出力特性の、各風速における出力最大の回転速度に制御することで可変速風車を実現できる。つまり、ロータ回転速度 ω_r の如何に関わらず、2 次側に接続されたコンバータの電圧、周波数を規定電圧および周波数 f になるように制御することができる。

誘導機の特徴は、

- ・ 電機子回転磁界同期回転速度 $\omega_s \neq$ ロータ回転速度 ω_m
- ・ 電機子回転磁界同期回転速度 $\omega_s =$ ロータ回転速度 $\omega_m \pm$ ロータ回転磁界回転速度 ω_r

の関係が成り立つことである。通称 DFIG システムは、この誘導機の特徴を活かした発電システムであり、コンバータによる 2 次側 (ロータ) への供給電力 (ロータ回転磁界回転速度 ω_r) を、電機子回転磁界同期回転速度 ω_s の ±30%の可変速範囲で供給する。したがって本 DFIG システムでは、発電機の発電出力の 1/3 程度の容量のコンバータを用いることで可変速風車システムを実現することができる。

Fig.5-17 に本 DFIG システムのトルク特性例を示す。WRIG が“すべり $S > 0$ ”の場合、つまり電機子回転磁界回転速度 ω_s よりロータ回転速度 ω_m が遅い ($\omega_s < \omega_m$) 場合、

- ・ 電機子回転磁界周波数 $f =$ Grid 周波数 50Hz/60Hz

とするために、コンバータ側から WRIG の 2 次側 (ロータ側) に電力を供給する流れとし、この 2 次側への供給電力は、2 次側周波数制御 (ロータ回転速度制御) を行い、電機子を介して Grid に連系されることで循環系となっている。また WRIG が“すべり $S < 0$ ”の場合、つまり電機子回転磁界回転速度 ω_s よりロータ回転速度 ω_m が早い ($\omega_s > \omega_m$) 場合は、逆に WRIG の 2 次側からコンバータに電力供給され、電機子回転磁界周波数 $f =$ Grid 周波数 50Hz/60Hz となるように電力変換を行った上で Grid へ連系させるシステムとなる。

このように DFIG システムは、Grid への電力供給が 2 つの経路を用いて連系されるため“2 重供給 (Double Fed)”と呼ばれている。また、このシステムはコンバータ容量が、後述する Full-Converter システムの 1/3 程度となるため、発電システムのコストを下げることは勿論のこと、コンバータサイズを小さくできるため、後述する SCIG や PMSG のフルコンバータシステムと比べて小型になり、風車ナセル内に収納できるなどのメリットも、本システムの実用化を、格段に上げた利点といえる。ただ誘導発電機の場合、低負荷領域では、励磁電流に無負荷損失が大

きく、また無効電力制御が Full-Converter System の 1/3 容量しかできないため FRT (Fault Ride Through) 機能が十分ではないという課題もあり、近年では、低負荷領域の効率が高く FRT 機能が良好な PMSG への期待が高まっている。

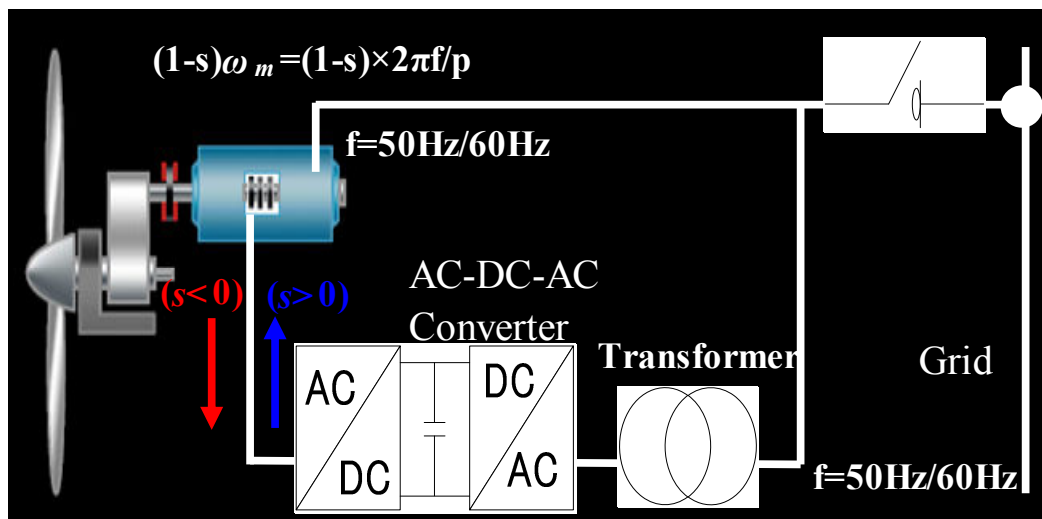


Fig.5-15. DFIG power generation system (WRIG-2 system)

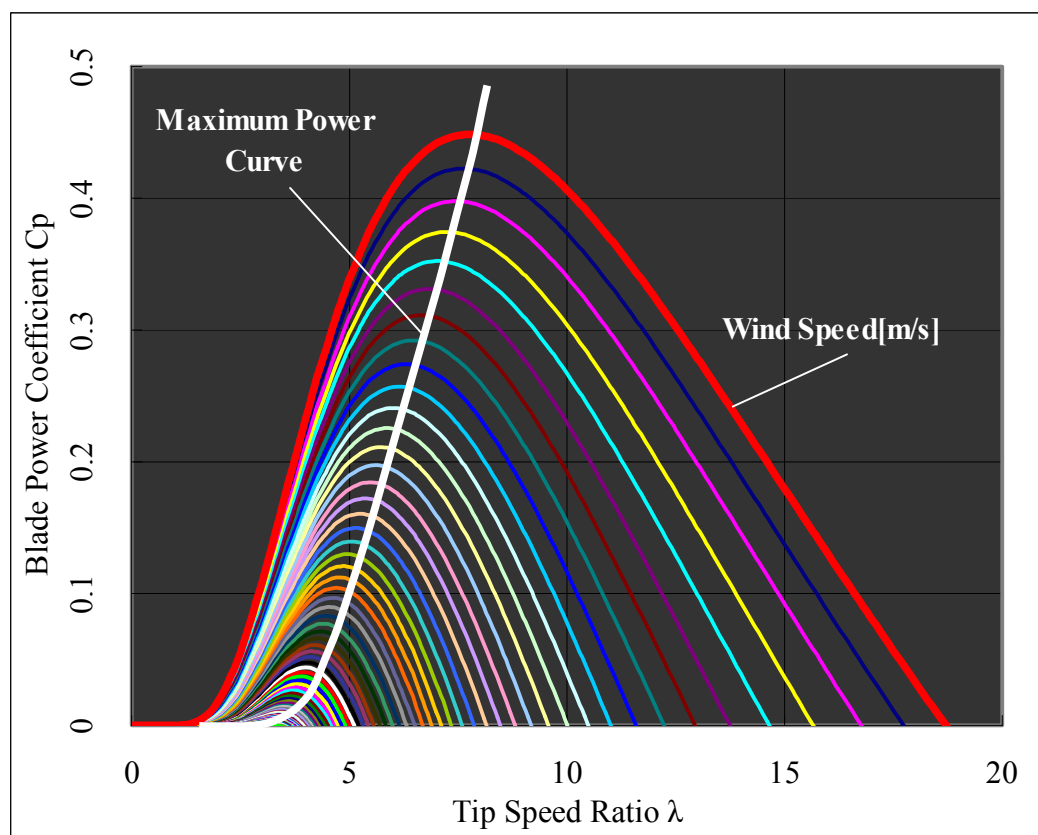


Fig.5-16. Power coefficient characteristics of the wind turbine rotor and variable speed rotor driving point

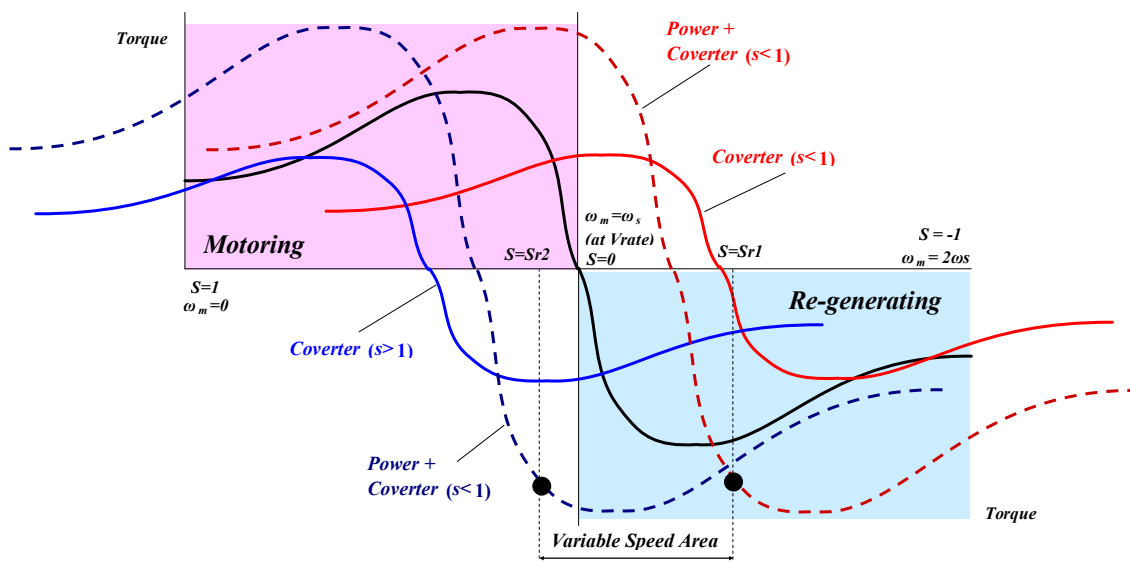


Fig.5-17. WRIG (+Converter) DFIG システム特性例

(4) 可変回転速度ロータ+PMSG+Full-Converter→系統連系 (Fig.5-6 “PMSG-2,-3” システム)

Fig.5-18, Fig.5-19 に, Fig.5-7 中に示す “PMSG-2,3” システムの Full-Converter 発電システム構成図を示す。Fig.5-18 は, “AC-DC-AC 電力変換方式” で双方向変換が可能な PWM Converter コンバータを示し, Fig.5-19 は “AC-AC 直接電力変換方式” で, これも双方向変換が可能な Matrix Converter のシステム構成図を示している⁽⁵⁻²²⁾。後述する “5.5 実機検証結果” の項では, PMSG 開発機の評価においては, Matrix Converter の高効率優位性を考慮して, これを用いた発電システムの評価検証を行っている。

本発電システムは, 可変速風車システムの中で最も発電効率の高いものとなるため, 現在, その市場を広げている。前述したように PMSG は同期機であるため, 誘導発電機に対して効率が上がるがロータ回転速に応じて発電電圧と周波数が変化するため, 直接 Grid に接続することは不可能である。したがって Fig.5-18, または Fig.5-19 に示すように発電機と Grid 間に, 発電機出力相当の電圧, 周波数変換器が必要となり, この Full-Converter 発電システムを構成することで, どのようなロータ回転速度 (負荷状態) でも規定電圧および周波数(50Hz/60Hz)に制御できる。そして, Fig.5-20 に示す “ロータ回転速度比 λ -パワー係数 C_p 特性図” の, 各風速における最大出力点での, ロータ回転速度に合わせた可変速風車とすることで, 高品質な電力変換を行うことができる。

Fig.5-18 に示す PWM Converter は, 風速によって変動する電圧および周波数の交流 (AC) 発電電力を一度, コンバータ回路にて直流 (DC) 電力に変換し, これを Grid 電圧および周波数 (50Hz/60Hz)の交流 (AC) 電力に変換し系統連系させるものである。これに対して Fig.5-19 に示す Matrix Converter は, Fig.5-21 に示すような原理図で示され, 図示のように各相の電力変換部は, 各相 n 個の Matrix Cell の直列接続をさせることで構成されている。よって Matrix Converter

電圧 V_{MC} は, Matrix Cell 電圧を V_{CE} とした場合,

$$V_{MC} = n \times V_{CE} \quad (n: \text{セル段数}) \quad \dots\dots\dots(5-3)$$

(5-3)式の関係が成り立つ。このように Matrix Converter を高電圧仕様にするには, 前記 Matrix Cell の n 数を増やしていけばよく, 装置の高電圧化が容易である。また前記 Matrix Cell は, 双方向 2 素子の特殊なトランジスタ素子が用いられ, 各 Matrix Cell の出力側はトランスに 1 次側に接続され, 2 次側の昇圧電圧が Grid に接続されている。よって Matrix Cell の入出力側は, 電圧, 周波数制御に関して, それぞれ独立した制御が可能となることで, この Matrix Converter は, AC-AC 直接電力変換が可能となっている。また, Matrix Cell を多重構成することで, Matrix Converter 出力電圧は 13 レベルインバータ相当となっており, 出力電流は THD が小さい極めて正弦波に近いものとなる。したがって Fig.5-18 に示す PWM Converter の場合には, THD 特性改善のために必要であった, Converter 入出力に配備するコンデンサフィルタが不要となるためメンテナンス部品の削減, コスト削減になる。また Matrix Converter では前記トランスの 2 次側を, 例えば 22kV や 35kV の特高压 Grid 電圧仕様にすれば, Step-Up Transformer の機能も兼ねることができるので, これもシステムをシンプルにできるメリットになる。Fig.5-22 に, これら PWM Converter system と Matrix Converter のシステム差異についてまとめる。

Fig.5-23 に “PMSG-2,3 Full-Converter 発電システム” の回転速度ートルク特性を示す。トルクは Converter の出力電流制限 (電流容量) を受けるため, 図示のように回転速度に対して一定となる定トルク特性となる。風車特性は, 前述したように 2 乗逓減トルク特性のため, 設計上, 定格回転数におけるトルクが定格出力仕様を満足できておけばよい。ただ, 風速が急変した際に, ピッチ角制御がフェザーになるまで Over Speed になる可能性があるため, 若干の定出力特性を持たせることが必要となる。

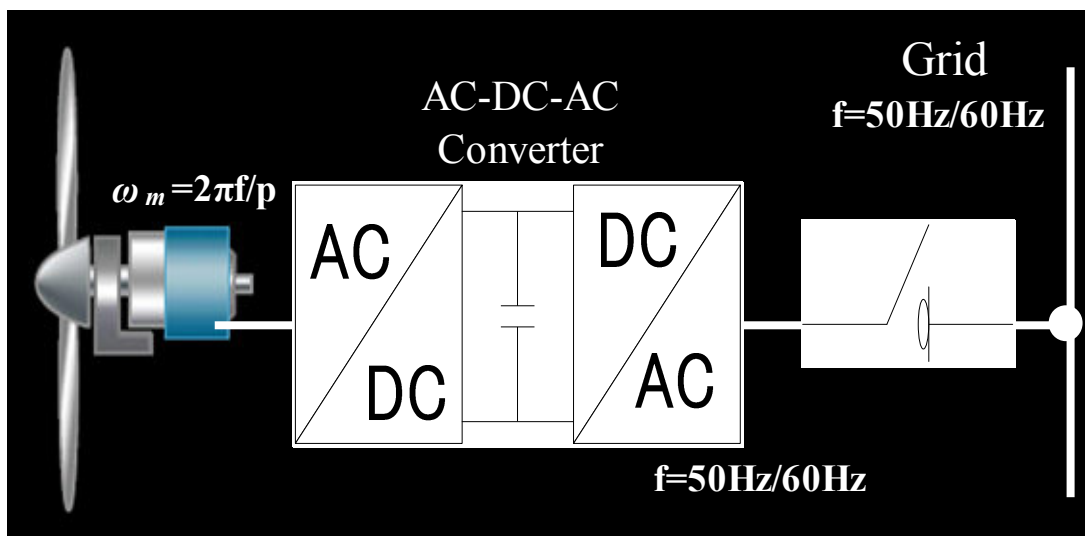


Fig.5-18. PMSG power generation system (PMSG-2 system)

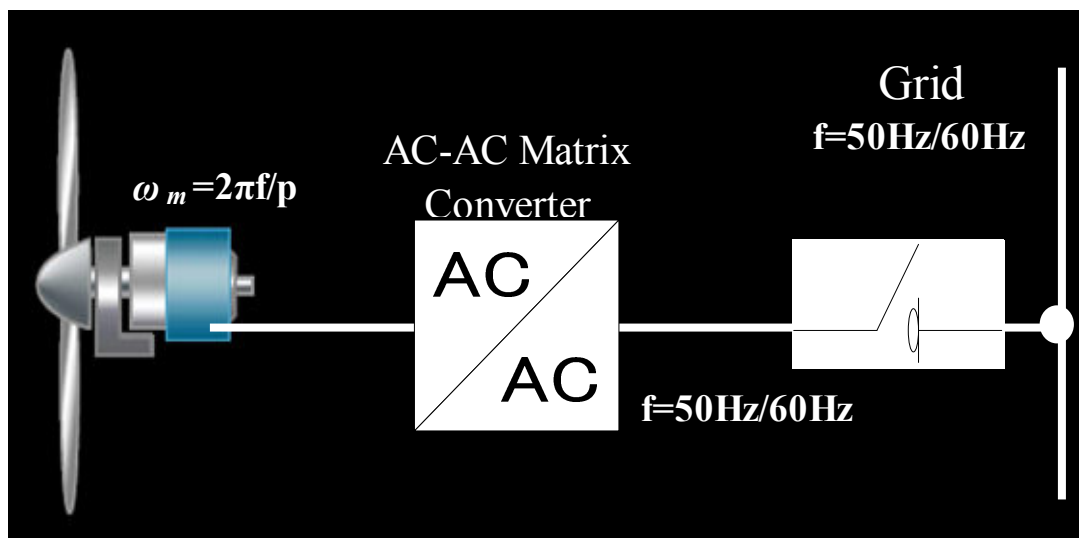


Fig.5-19. PMSG power generation system (PMSG-3 system)

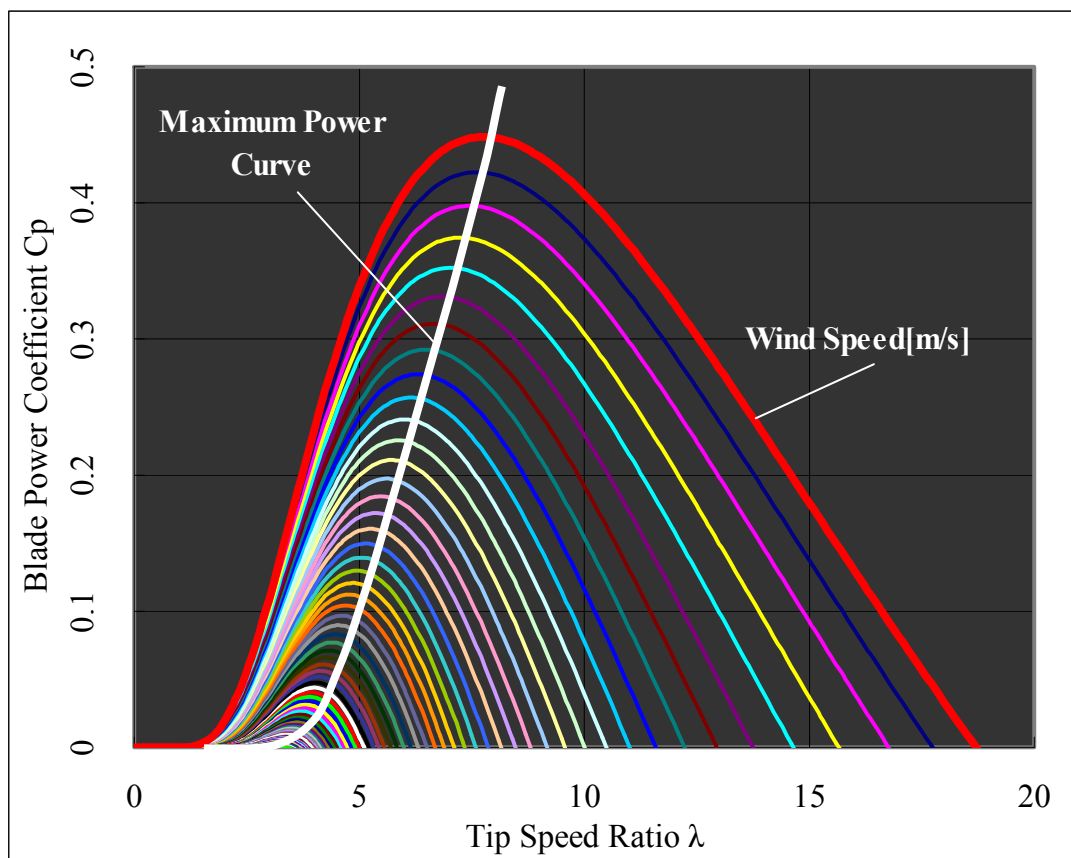


Fig.5-20. Power coefficient characteristics of the wind turbine rotor and variable speed rotor driving point

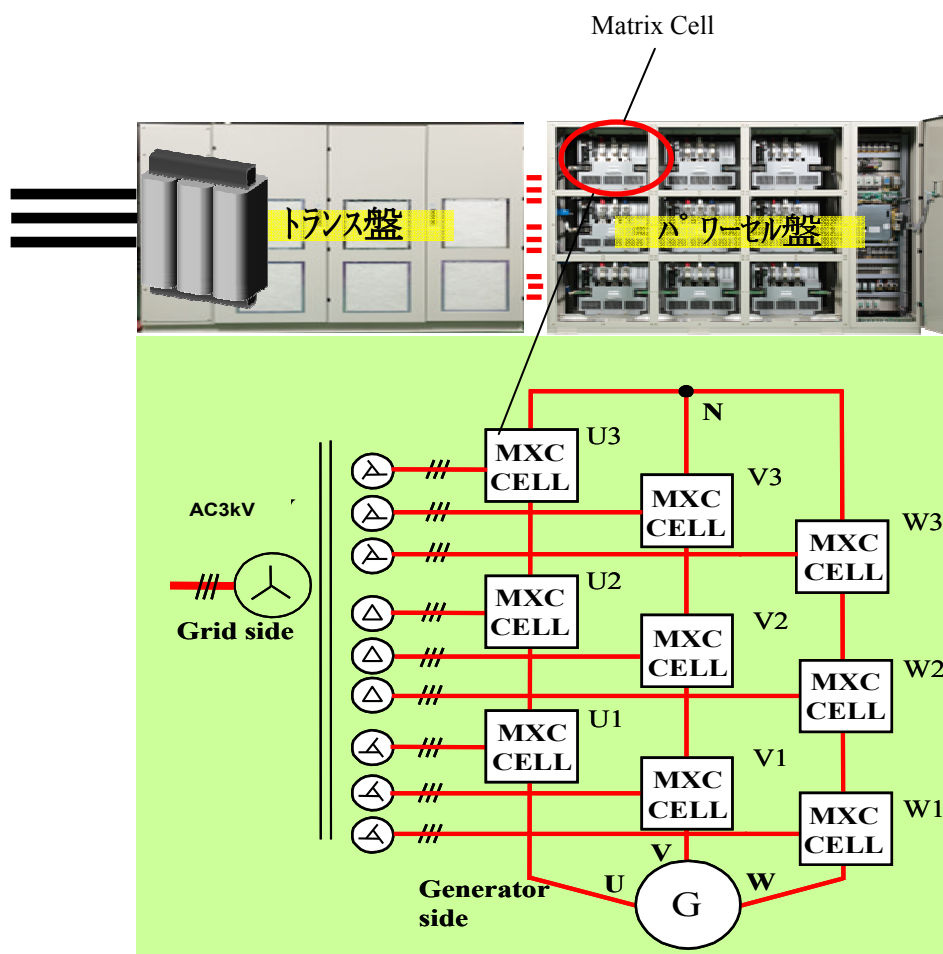


Fig.5-21. Theoretical construction of Matrix Converter

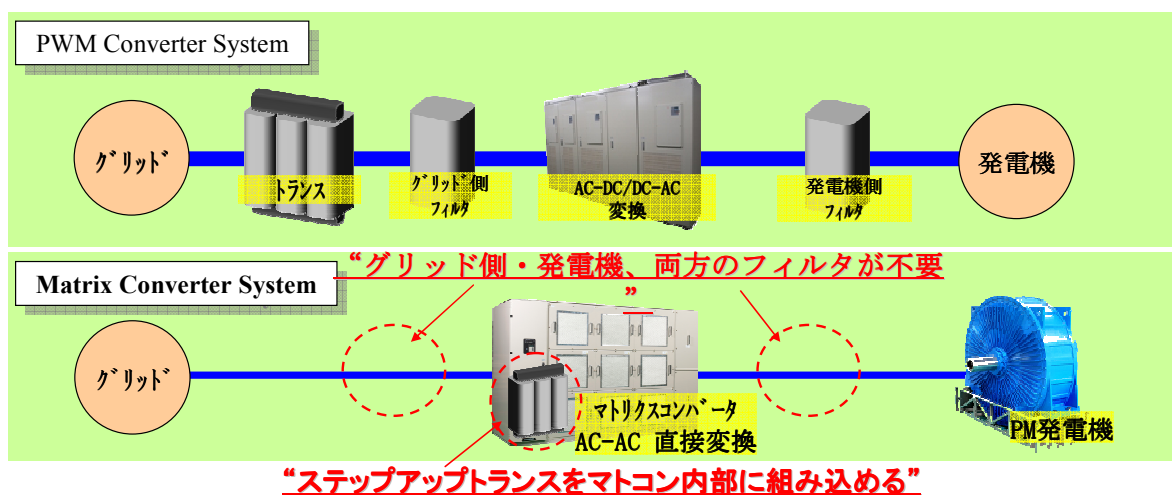


Fig.5-22. Comparison the difference of generation system between PWM Converter and Matrix Converter

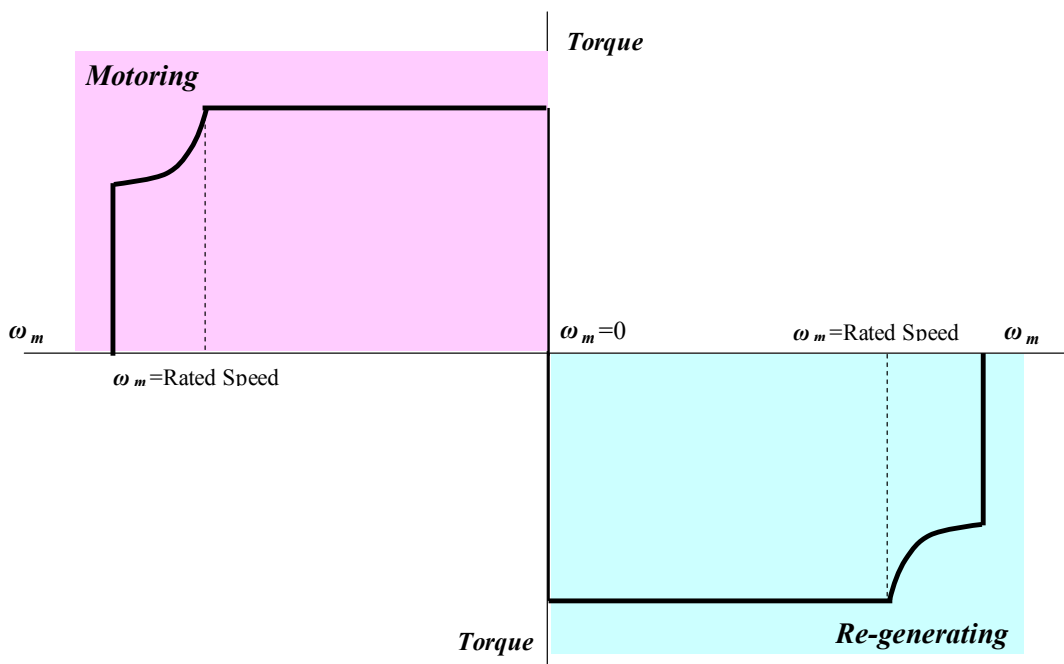


Fig.5-23. PMG (+Full Converter) 特性例

5. 3. 4 各種 Drive Train 構造と比較（機械システム比較）⁽⁵⁻²³⁾

前述したように、大型風車の事業性を高めるためには、発電システムの効率を向上させること以上に、システムを“止めない”、“壊さない”など Down Time を短縮することが極めて重要になる。これには、“機械構造系”の信頼性を如何に高くしていくかが課題となる。

Fig.5-24 に一般的な風車の構造を示す。ロータ部は、ハブと呼ばれる芯に風力をトルクに変えるブレードが取り付けられ、この際、ブレードの対風力角を変える機構を持ち、これが Pitch Drive 機構と呼ばれ、風車の発電特性と保護の役割を受け持った重要な機構である。ブレードが受けた風力は、風車の主軸で Drive Train と呼ばれる発電機構部に伝達される。

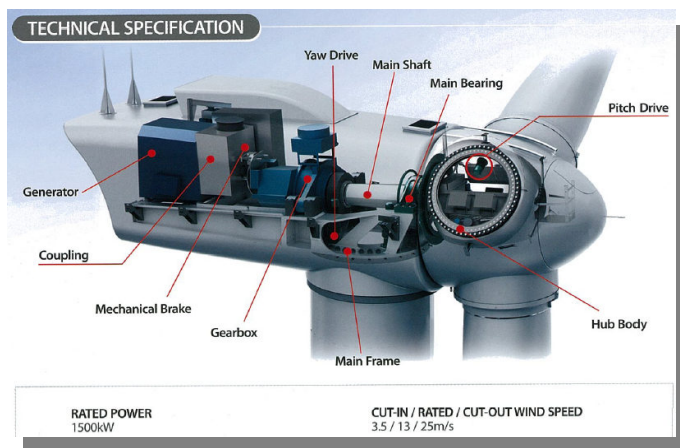


Fig.5-24. 大容量風車内部構造例（参考：Hanjin 社カタログより）

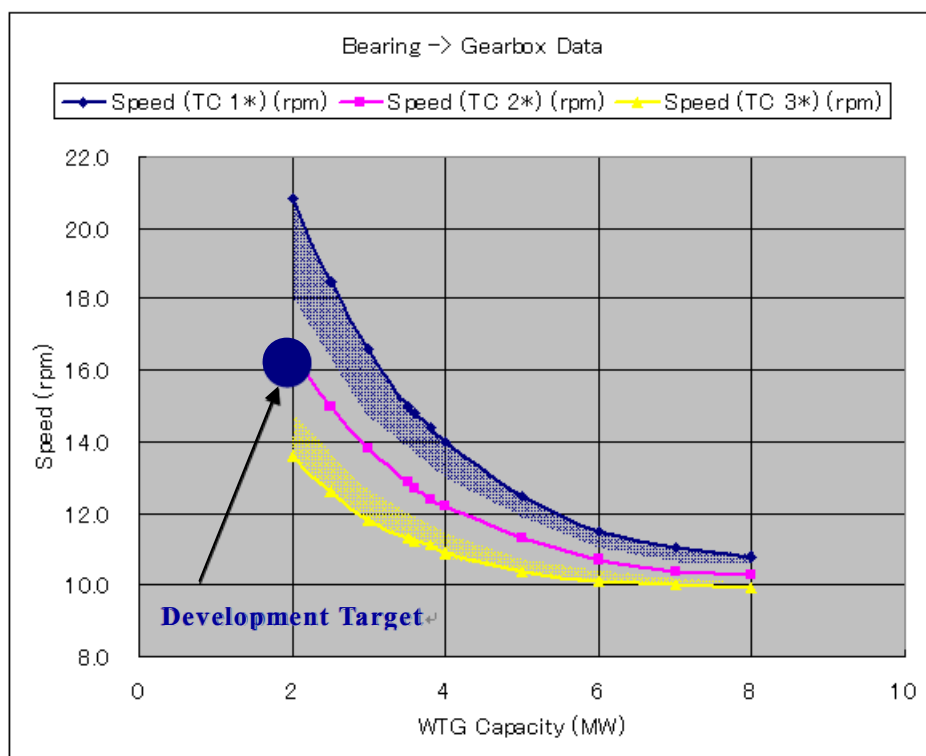


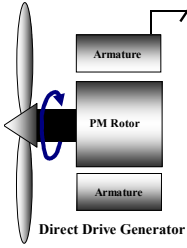
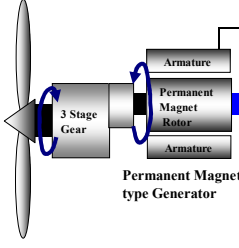
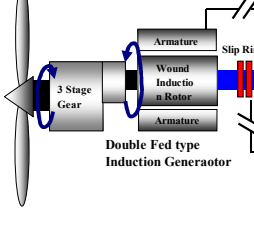
Fig.5-25. Turbine rotor speed on each wind turbine power specification

Fig.5-25 に横軸に風車発電出力、縦軸にロータ回転速度を示したグラフを示す。出力が大きくなればブレード径が大きくなるため、ロータ先端周速 (Tip Speed) 値の制限からロータ最高回転速度は小さくなっていく。また同じ風車出力でも各風車 Class では回転速度が異なっていることが判る。(Fig.5-25 は、ブレードメーカー 6 社、風車メーカー 10 社のカタログデータをまとめたものである。)

このようにロータの回転速度 $13 \sim 22 \text{min}^{-1}$ で回る風車エネルギーを、前記 Drive Train に伝達する発電の機械システムにおいて、Drive Train が発電機だけで構成させる低速 (Low Speed) の Direct Drive 方式 (以降、と DD 方式と称す) と、風車回転速度を増速機により増速させる Gear Drive 方式 (以降、GD 方式と称す) に大別される。さらに GD 方式には、増速比の種類により中速 (Medium Speed) 仕様と高速 (High Speed) 仕様に分けられており、中速の場合は、増速比 $R=5 \sim 8$ ギヤ段数 1 段 (1stage gear) と、 $R=20 \sim 30$ のギヤ段数 2 段 (2stage gear) のものがある。高速方式は、増速比 $R=80 \sim 100$ のギヤ段数 3 段 (3stage gear) の増速機が一般的に用いられている。現在、市場では主にコスト面から、“High Speed Type”が主流を占めているが、この方式の場合、3 段高速増速機が用いられ、市場では、“3 段目軸 (最高速軸)”の故障事例が多く報告されている。大型風車の場合、Fig.5-25 のように、主要 (機械) コンポーネントは、地上 $80 \sim 100 \text{m}$ のナセルの中に組み込まれるため、故障した場合、クレーンによる搬出が必要になる。このチャーター費用たるや 1000 万円を超える費用が必要となる。このように陸上 (On-Shore) でも高額な費用となるが、洋上 (Off-Shore) になれば、もっと高額、困難なものとなるため、Drive Train

の方式の検討は重要なものとなる。つまり Gear と発電機の速度の決定と信頼性は大きな関係があり、Table5-6 に示すように、Gear の増速比をどう決定するかで発電機の仕様は違ってくる。特に発電機では、極数の最適化が必要であり、これに応じた巻線設計 (方式) が重要となる。

Table5-6 Out line and characteristics of each Drive Train (Ex. Turbine power is 2MW)

Items	Drive Train	Direct Drive Type	Gear Drive Type		
			Medium Speed		High Speed
Structure					
Gear ratio		1	1 stage 5~8	2 stage 20~30	3 stage 80~100
Generator speed		15~18 min ⁻¹	75~600 min ⁻¹		1500~1800min ⁻¹
Power Generation					
	Gear efficiency	1.0 (p.u.)	0.985 (p.u.)	0.970(p.u.)	0.955 (p.u.)
	Generator efficiency	0.970 (p.u.)			
	Converter efficiency	0.970 (p.u.)			
	System efficiency	0.941(p.u.)	0.927(p.u.)	0.913(p.u.)	0.899(p.u.)
Generation Initial Cost					
	Generator Cost	1.0 (p.u.)	0.5(p.u.)	0.4(p.u.)	0.25(p.u.)
	Gear Cost	-	0.4(p.u.)	0.45(p.u.)	0.5(p.u.)
	Converter Cost	0.5(p.u.)			0.2(p.u.)
	System Cost	1.5 (p.u.)	1.4 (p.u.)	1.35 (p.u.)	0.95 (p.u.)

また、各 Drive Train を用いた風車のリスクについては、部品 (特に希土類磁石) 調達面から、運搬、部品信頼性など多岐にわたる。Direct Drive 方式 (R=1) ”は、風車建設までの工程 (風車部品調達、運搬・建設) に関して、多量の希土類磁石調達や、発電機の肥大化に伴う運搬・建設などリスクがある。しかし、Drive Train の機構がシンプルであり、Gear がなく低回転速度のため、機械構造面の信頼性が高いというメリットがある。これに対して高速方式 (R=80~100) ”は、風車建設までの工程に関してメリットがある反面、建設後の運営時に、故障やメンテナンス性のリスクがある。中速方式は、その丁度中間に位置しており、各方式の採用にあたっては、この点を顧慮し、“風況”，“風車容量”，“設置場所”に合った選択は重要となってくる⁽⁵⁻²⁴⁾。

【CoE 式】

$$CoE = \frac{\text{発電コスト}}{\text{発電エネルギー}} = \frac{(\text{風車コスト}) + (\text{運送・建設費コスト等}) + (\text{運営・メンテナンスコスト})}{(\text{風車エネルギー}) \times (\text{発電システムエネルギー変換効率}) \times (\text{稼働率})} \dots\dots\dots(5-4)$$

また、Drive Train の信頼性は、即、発電量の増大につながるため、インシャルコストがかかっても、故障が無く稼働率が向上すれば、“CoE”に対してメリットが出てくる。この CoE の概念を

示す式を(5-4)式に示す。

Table5-6 は、各種 Drive Train の特徴と CoE の関係を示している。

分子の“コスト (投資)”については、Direct Drive Generator コストを 1.0 (p.u.)とした場合の相対比較を行っている。この結果、発電システムコストを見た場合、“高速方式 (3stage gear)”が最も小さくなる。これは、高速増速ギヤを用いているため発電機サイズ、重量が小型になり、また高速方式の殆どは前記 DFIG を用いており Converter 容量が Full-Converter の 1/3 程度になるため、価格も安価となる。これに対して、その他 PMG を用いた発電システムは、Full-Converter 方式となるためコストアップとなり、特に Direct Drive 方式は増速ギヤがないため発電機コストは高価なものとなっている。

分母の“発電量”については、発電システム効率での比較となり、これは最も高いシステムは、Direct Drive 方式である。高速方式では、ギヤの段数 (Stage) が多い分、ギヤ効率が低下するため、その分の発電量低下となる。中速方式は、その中間の効率となる。しかし実際は、(5-4)式に示すように、稼働率の考慮も重要である。前記高速方式は、Fig.5-26 に示す風車用ギヤ (3 Stage Gear) を用いており、図中の 3 段目ギヤの故障例が多く報告されている⁽⁵⁻¹²⁾⁽⁵⁻²³⁾⁽⁵⁻²⁵⁾。

ギヤ故障による Down Time は、故障要因の中でも長く、発電量 (Running Profit) に与える影響も大きい。したがって Direct Drive 方式と高速方式の発電量の差異は、実際、効率差以上のものあると考えられる⁽⁵⁻²⁶⁾。中速方式においては、Fig.5-26 に示すギヤ構造の 3 段目ギヤを無くした構造となり、この故障リスクは、大幅に軽減され Direct Drive 方式に近いとも言われている。このようなことから我々は中速方式に関して、Drive Train のコスト、総重量、発電量を見た場合、最もバランスの取れた Drive Train であると考えている。

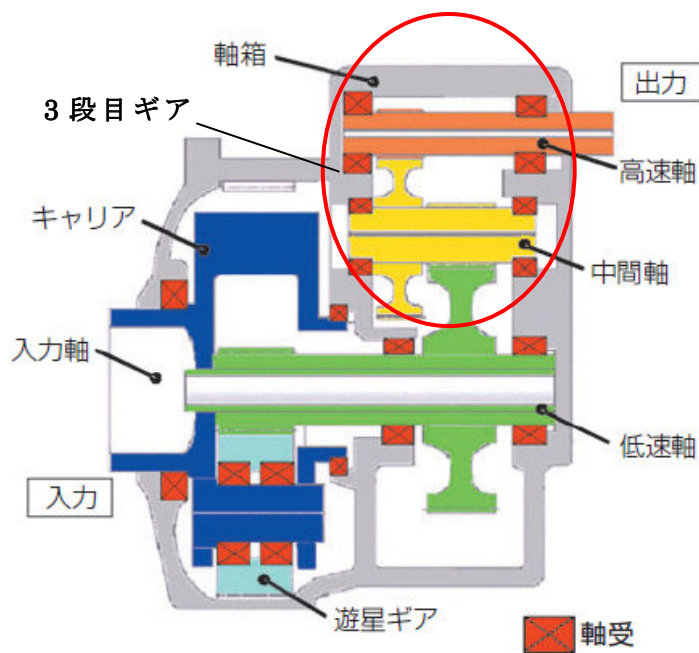


Fig.5-26 風車用増速機内部構造図⁽⁵⁻²⁵⁾

本表では、運営・メンテナンスコストが不明なため考慮していないが、実際、メンテナンス頻度、想定故障率を考慮した場合は、分母の“発電量”が小さくなるため、“CoE”は高くなると考えられる。CoE に対して総括すると、Direct Drive 方式（低速方式）の場合は故障率も低く、さらに Drive Train 効率が高いことから CoE の発電量が大きく分母が大きい、発電機のコストアップなどイニシャルコストが大きく CoE を引き上げる要因となっている。また高速方式は、イニシャルコストが安い、ギヤの故障リスク、これに起因する Down Time 分の発電量の減少を考えた場合、イニシャルコスト、メンテナンス性、そして発電量を総括して検討すると、“中速方式 (1stage, 2stage)”が、“CoE”を上げていく目的においては、最も良い方式であると考え、研究対象とする発電機に関しても、この中速方式に対応する PMSM の検討について述べていく。

5. 3. 5 大型風車の大容量化と、設置場所の“陸上” → “洋上”への移行⁽⁵⁻²⁷⁾

また前述したように、陸上 (On Shore) における風況の良い場所というのは世界各地で減少してきている。よって市場は、風量発電事業の拡大と採算性を求めて、洋上 (Off Shore) に移行してきている。Table5-7 に陸上、洋上のニーズの違いを述べる。

洋上になれば、大容量風車の設置が可能になり、それに伴い発電電圧の高圧化が進むと考えられる。発電電圧に関し、現在の主流は“690V” (平均容量 1.7~2MW) であるが、洋上の 3~5MW になると、Medium Voltage といわれる“3kV”に移行していくものとする。これに伴い、洋上環境 (塩害対策) での、絶縁の信頼性確保も重要な課題となる。また、洋上でのメンテナンス環境は、更に厳しくなるため、メンテナンス性を重視した機器設計も大きな課題となる。

Table5-7. 陸上 (On Shore), 洋上 (Off Shore) のまとめ

	On Shore (陸上風力発電)		Off Shore (洋上風力発電)	
	実施方法	Needs	実施方法	Needs
運搬	・トレーラ ・列車	・小型化 ・軽量化	・船舶	・小型化 ・軽量化
建設	・クレーン	・軽量化	・クレーン	・軽量化
発電	・Direct Drive ・Gear Drive	・高効率化 ・電圧波形: 正弦波波形率の向上	・Direct Drive ・Gear Drive	・大容量化 (~10M) ・高効率化 ・電圧波形: 正弦波波形率の向上 ・高圧化 ・信頼性の強化 ・保護等級の向上 ・回転速度の低下 (低ギア比化)
送電 (Grid)	・送電線	・LVRT対応 ※LVRT: Low Volt Ride Through	・海底ケーブル	・LVRT対応 ・電力集計基地 (昇圧基地) 要 ・高圧送電線の長距離化
メンテナンス	・ナセル内作業	・薄型化 (メンテナンススペースの確保)	・ナセル内作業	・薄型化 (メンテナンススペースの確保) ・ナセル内補修 (Repair) が可能 ・メンテナンスフリー化
その他	・子防保全	・落雷対策 ・低温対策 (-35°Cの要求も...)	・子防保全	・落雷対策 ・塩害対策

5. 4 高効率・高精度 (THD 低減) 化発電機設計⁽⁴⁻⁴³⁾

本研究では、これまで述べたような風力発電市場の動向、ニーズに応えるべく、以下に述べるような、大型風車用発電機の高効率・高精度 (THD 低減) 化技術の開発を進めた。前項で述べたように本研究は、可変速風車で Full-Converter 方式を用いた発電システムを対象としているため、本発電機は可変周波数駆動となる。従って高効率化を狙うには同期機が適しており、特に永久磁石を用いたものが小型・軽量となるため、Nd-Fe-B 磁石を界磁磁石に用いたものを検討対象とした。

以下、この技術検討内容の仔細と検証機特性について述べる。

5. 4. 1 各種電機子巻線における設計比較検討

(1) 開発のねらい

前述の様に、これまで主に 100kW 以下のサーボモータ等に多く用いられてきた永久磁石同期機は、近年、機器の小型・軽量化の要求から大型風車用発電機を始めとした大型機の市場まで、その用途が広がっている。特に、高い性能と信頼性が必要とされる洋上 (Off-Shore) 環境に設置される大型風力発電では、増速機の増速比が、陸上 (On-Shore) 環境のものより小さくなり、回転速度が下がる傾向にある。このため、搭載する永久磁石同期発電機には、回転速度に応じた多極のものが求められている。

多極同期機の場合、電機子スロット数を少なくする手段として、分数スロット巻線 (以降 FSW と称す) を用いることがある⁽⁵⁻²⁸⁾⁽⁵⁻²⁹⁾。これまで、このような FSW の検討に関して、赤津らは、毎極毎相のスロット数 $q < 1/2$ の集中巻電機子を持つ永久磁石同期機の設計方法を提案している⁽⁵⁻²⁸⁾。これは、集中巻電機子による高出力密度化を目的に、巻線係数の解析において機器効率を重視し、基本波巻線係数の高いスロットコンビネーションの検討を行っている。また清水らは、4 極 15 スロット ($1 < q < 3/2$)^(5-*)、8 極 15 スロット ($1/2 < q < 1$) の分布巻電機子による発電電力の全高調波ひずみ (Total Harmonic Distortion, 以下 THD と称す) の特性改善について検証し、異なったロータ (ギャップ磁束波形) での巻線方式の誘起電圧 (Electromotive Force, 以下 EMF と称す) 波形比較解析を行っている⁽⁵⁻²⁹⁾。さらに磁石形状による誘起電圧波形の高調波低減の研究に関して三重野らは、磁石形状をリング分割形、三日月形、端部切り欠き形で、ロータにスキューを施し、誘起電圧およびトルク脈動の低減に関する検討を行っている⁽⁵⁻³⁰⁾。このように分数スロット巻線や磁石形状による THD 改善の報告がなされているが、永久磁石同期機の機器効率および THD の改善を行うことを目的とし、同一界磁条件のもと、発電機の回転速度、極数に適した各分数スロット巻線方式の比較検討を行った報告は少なかった。

本項では、大型風車用発電機の開発において、先ず発電機構 (以降 Drive Train と称す) において、増速機との組み合わせの違いによる発電機仕様の検討を行った。こ

の検討結果より，発電性能および Drive Train の信頼性面から，検討対象とする発電機を“中速多極発電機”とする。

発電機の定格回転速度，定格電圧における線間端子歪率 THD は， $THD < 5\%$ と JEC-2130-200 に規定されている。よって設計検討段階では，実機製造時のばらつき等を考慮して，THD 低減目標を $THD < 2\%$ とした。この目標を達成するため本論文では，電機子巻線の毎極毎相のスロット数 q が“ $1 < q < 3/2$ ”且つ“スロット数 N_s が偶数”に限られた分数スロット巻線を提案している。

また本項では，設計検討段階において巻線の Slot Star Diagram⁽⁵⁻³¹⁾を用いた EMF 高調波解析を行い，最適な分数スロット巻線（スロットコンビネーション）を決定し，その効果確認のために実証機を製作し，評価試験を行うことで本方策の妥当性の検証を行っている。さらに本発電機を，本機評価用マトリクスコンバータに接続し，その出力電流の THD が，IEEE std 519-1992⁽⁵⁻³²⁾で定める規格値 $THD < 5\%$ になっているかを確認したので，その内容を報告する。

(2) 大型風車 Drive Train の分類と特徴

Table5-8 は，2MW 出力を想定した大型風車 Drive Train の分類と，これに応じた風力発電機の基本仕様を示す。また Fig.5-27 に各 Drive Train 方式の概要図を示す。

Low Speed Drive Train (Direct Drive)の場合，発電機の回転速度は，風車ロータ回転速度と同じで $15 \sim 22 \text{min}^{-1}$ となり，発電機は，その回転速度仕様から 100～200 極の範囲の多極設計が一般的であり，電機子巻線は集中巻が用いられることが多い。これに対して High Speed Drive Train（高速方式）の場合，高増速比ギヤ（ギヤ比 $R=100$ ）と組合せた $1500 \sim 1800 \text{min}^{-1}$ の高速発電機となる。その電機子巻線は，4～8 極が多く，毎極毎相のスロット数 $q > 3$ の分布巻での設計が一般的となる。信頼性の観点から考察すると，Low Speed Drive Train (Direct Drive 方式) は発電機構が簡単になることで信頼性が高くなる反面，発電機サイズ・重量が大きくなる。

これに対し High Speed Drive Train（高速方式）の場合は，多段の増速機を用いるため発電機が小型・軽量化できるが，増速機高速段ギヤが風車回転時の偏荷重などの影響で破損する事例が多く報告されており，信頼性の面で課題が残っている⁽⁵⁻²⁶⁾。このトレードオフ技術を上手くバランスさせたものが Medium Speed Drive Train（中速方式）であり，このギヤ増速比が“ $R=5 \sim 30$ ”の Drive Train となる⁽⁵⁻³³⁾。

Table5-8 Basic characteristics for the type of wind turbine

Drive Train	Low Speed	Medium Speed	High Speed
Gear Ratio	1(Direct Drive)	5~30	~100
Rotor Speed (min^{-1})	15~22	100~400	1500~1800
Pole	>100	20~100	4~8
q	$q < 1/2$	$1 < q < 3/2$	$q > 3/2$

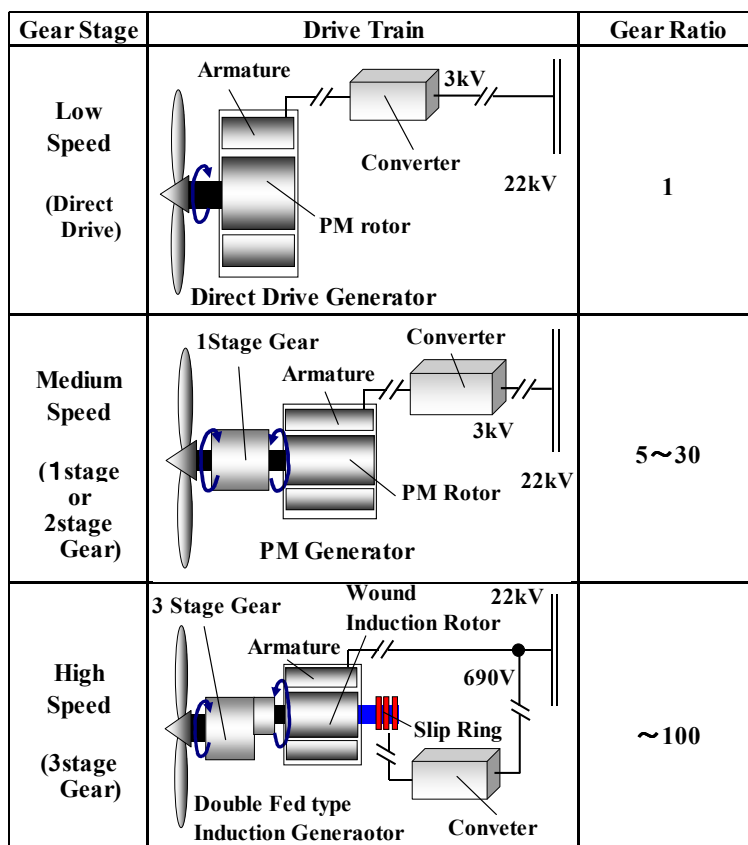


Fig.5-27. Power generation system of each drive train construction

本項では、中増速比ギヤ ($R=6.3$) と組合せた Medium Speed Drive Train (中速方式) を採用し回転速度は 114min^{-1} とする。この回転速度から発電機は、20~100 極の範囲で設計されることとなり、集中巻、分布巻、双方の巻線方式での設計が可能になる。以降、この中速駆動方式の発電機要求仕様において、最も適した分数スロット巻線 (Fractinal Slot Winding, 以下 FSW と称す) の選択を行うため“集中巻”, “分布巻”の比較検討を行う。また、FSW の有用性を確認するため、整数スロット巻線 (Integral Slot Winding, 以下 ISW と称す) との比較検討も行う。

(3) 各種巻線の比較検討

本章では、前記中速駆動方式に適した4つの発電機の巻線方式案を示し、それぞれの巻線方式を“Slot Star Diagram”を用いて解析し、最適な巻線方式の抽出を行った。比較検討に入る前に、分数スロット巻線、および Slot Star Diagram の考え方について述べる。

〈3・1〉 分数スロット巻線

分数スロット巻線とは、電機子巻線のスロット総数 N_s を、機器極数 P と相数 m で割った毎極

毎相のスロット数 q が、分数となる巻線方式である。

$$q = N_s / (m \cdot P)$$

$$= a + c/b \text{ (} c/b: \text{既約分数)} \dots\dots\dots(5-4)$$

この分数スロット巻線は、Table5-9 に示すような 3 つのグループに分類できる。表中のコイル飛び間隔は小さいほど、巻線の際にコイルエンド部の重なり部が小さく、コイルエンド長を短くできるため、機器の銅損を低減できる。端的な例は、 $q=1/2$ の場合であり、コイル飛び #1 ~ #2 となる集中巻となることから、コイルエンドの重なり部は無くなり、巻線作業は容易になる⁽⁵⁻³⁴⁾。良好な EMF 高調波低減効果を得るためには、電機子巻線の毎極毎相のスロット数 q を大きくした分布巻にすることが一般的である。この分布巻による EMF 高調波低減効果をここでは分布効果と呼ぶ。分数スロット巻線 $q=a+(c/b)$ の場合、“分子数($ab+c$)”が分布効果を示し、 $q<1/2$ では、極数が多極設計の場合のみ、良好な EMF 高調波低減効果が得られる。

これに対して $1/2 < q < 1$ (コイル飛び #1 ~ #3) , $q=1$ (コイル飛び #1 ~ #4 以上) のように、電機子が多スロットになり、コイル飛び数が大きくなれば、極数 P が少ない発電機において、分布巻効果を上げる巻線設計が可能となる⁽⁵⁻³⁰⁾。このように機器の設計上、高効率化と、EMF 高調波低減化とは、トレードオフの関係にあるため、巻線方式の選択には、開発する機器の要求仕様に応じて決めていく。

Table 5-9. Classification of fractional slot windings ⁽⁶⁾

q	$q < 1/2$	$1/2 < q < 1$	$1 < q$
Winding	Concentrated	Distributed	
Coil Through	#1~#2	#1~#3	#1~#4over
Coil End Length	Short	Middle	Long

〈3・2〉 Slot Star Diagram を用いた巻線方式比較

以降、上記の内容をもとに分数スロット巻線の具体的な比較検討を行う。風力発電を想定した場合の、主な要求品質は次の三つである。

- 高効率
- 低い THD (全高調波歪率 : 全高調波歪み)
- 高信頼性

Table5-10 は、検討を行う 4 つの巻線方式の比較結果を示す。Table5-10 において、巻線方式 A および C は FSW, 巻線方式 B および D は ISW の検討例である。

Fig.5-28~Fig.5-31 に、比較検討に用いた巻線方式 A~D の Slot Star Diagram を示す。

また Fig.5-28 (a)~Fig.5-31 (a)に示す Slot Star Diagram から導かれる各種巻線方式の巻線配置図を Fig.5-28 (b)~Fig.5-31 (b)に示す。Fig.5-28 (b)~Fig.5-31(b)は表面磁石型同期発電機 (以降, SPMSG と称す) での表記となっているが, 本論文に挙げる開発機については磁石埋込型永久磁石同期発電機 (以降, IPMSG と称す) で行っている。著者らは, 以前の開発で SPMSG での開発実施例があり, EMF の線間電圧 THD を検討する場合に, SPMSG と IPMSG に差異がないことを確認しているため, Fig.5-28(b)~Fig.5-31(b)図は, 磁石配置が視覚的に分かりやすい SPMSG での表記を行っている。

Table 5-10. Considering for demonstration equipment

Item	A	B	C	D
	FSW	ISW	FSW	ISW
	Concentrated	Distributed		
q	$q=8/23$	$q=1$	$q= 8/7$	$q=8$
$ab+c$	8	1	8	8
Poles: P	92	84	84	12
Slots: N_s	96	252	288	288
Slot Star: N_{sd}	48	6	48	48
Repeatable	2	42	6	6
Coil Through (Angle)	#1to#2 (172.5deg)	#1to#4 (180deg)	#1to#4 (157.5deg)	#1to#22 (157.5deg)
Number of Groups: N_g	4	84	12	12
K_p	0.998	1.0	0.980	0.980
K_d	0.956	1.0	0.956	0.956
K_w	0.954	1.0	0.937	0.937

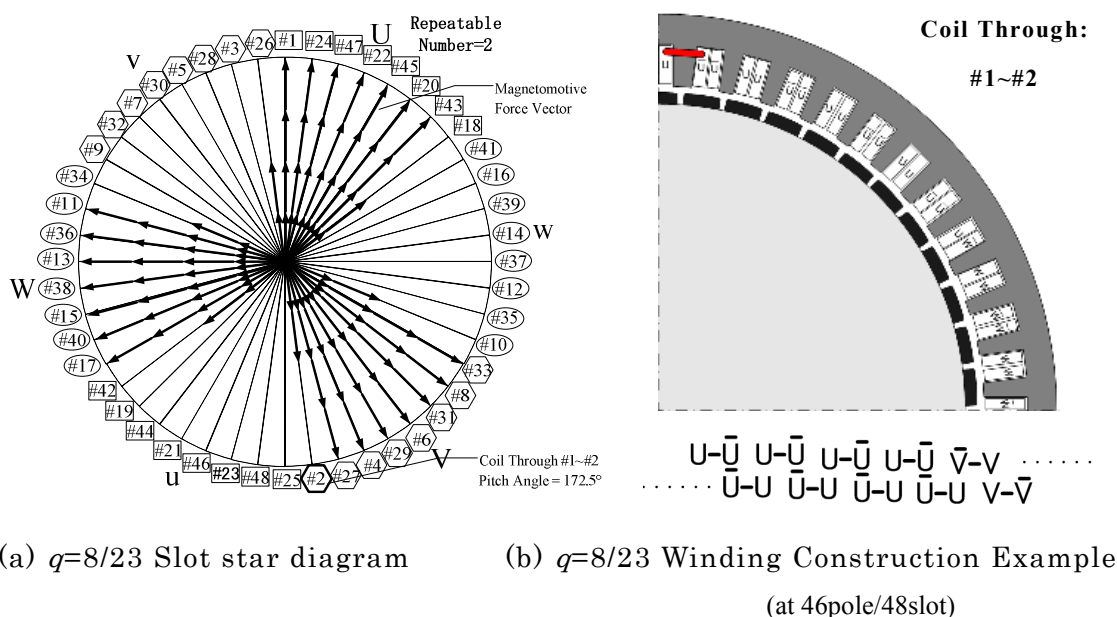


Fig.5-28. Case-A: 92pole/96slot ($q=8/23$)

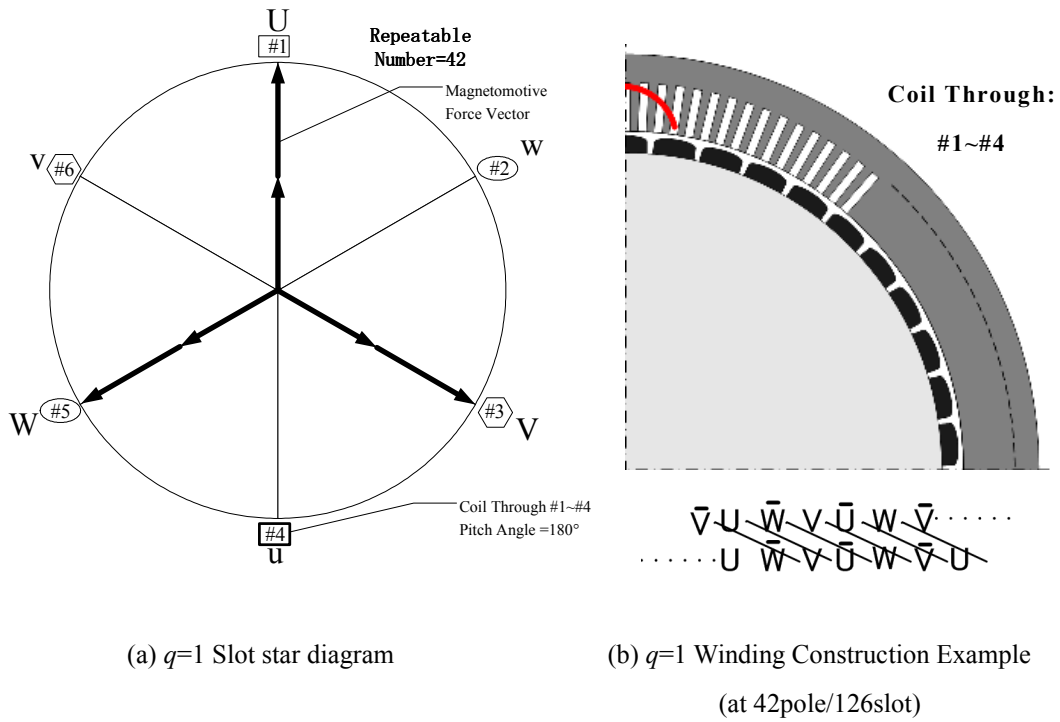


Fig.5-29. Case-B: 84pole/252slot ($q=1$)

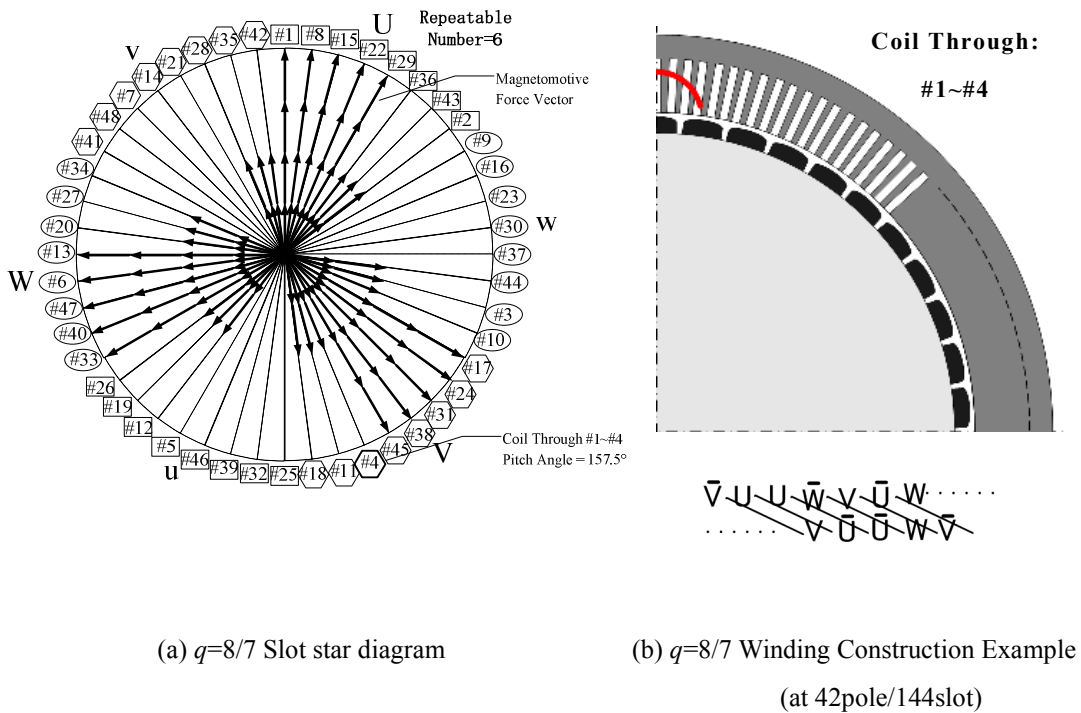


Fig.5-30. Case-C: 84pole/288slot ($q=8/7$)

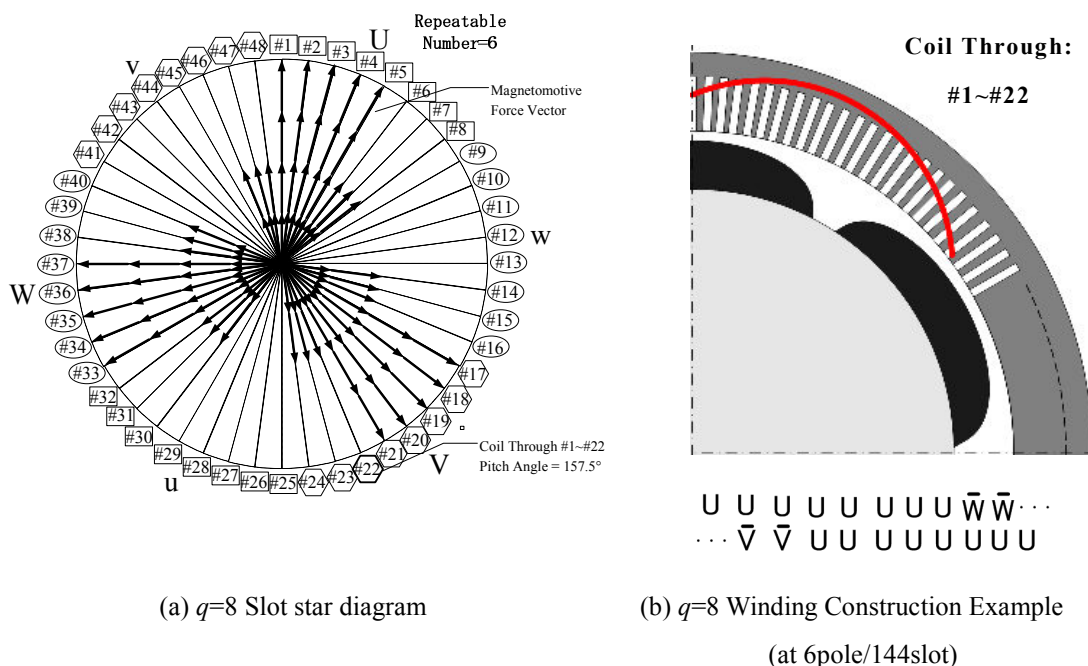


Fig.5-31. Case-D: 12pole/288slot ($q=8$)

また Fig.5-28~Fig.5-31 において、実際の設計検討は Table5-10.に示す磁極数 P 、スロット数 N_s で行っているが、これらの図は、巻線の特徴比較を行うため、“A: 2Groups”, “B: 42Groups”, “C: 6Groups”, “D: 6Groups” の場合の例を示している。

Table5-10 表中の Repeatable は、Fig.の各巻線方式における Slot Star Diagram の繰り返し回数を表し、Number of Groups N_g は、3 相電機子巻線の最大分割数を表す。また Repeatable と Number of Groups N_g の関係は、(5-4)式になる。

$$\text{Repeatable} = (\text{Number of Groups } N_g) / 2 \quad \dots\dots\dots(5-5)$$

Table5-10 および Fig5-28~Fig.5-31 の図から、以下のことがいえる。

- ① Fig.5-28 に示す $q=8/23$ ($q < 1/2$) の方式 A は、コイル飛び#1~#2 の集中巻となり、コイルエンドの重なり部も無くコイル長を短くできる。故にジュール損の低減が可能となる。ただし分布効果を $q=8$ 相当にするためには、発電機を極数 $P=92$ の様な多極機的设计にする必要がある。
- ② Fig.5-29 に示す方式 B および Fig.5-31 に示す方式 D のような“ q : 整数スロット巻線”の場合、巻線グループ数が多いので、結線自由度が増え巻線設計が行いやすい利点がある。しかし方式 B のように発電機を多極化設計しようとするれば、分布効果を大きくすることが出来ず、逆に方式 D のように分布効果を $q=8$ 相当にすれば発電機極数 $P=12$ は、回転速度 114min^{-1} の中速仕様には適合しないものとなる。
- ③ Fig.5-30 に示す方式 C : $q=8/7$ ($1 < q < 3/2$) は極数 $P=84$ となり、方式 B とほぼ同じスロット

数で、且つ方式 A に匹敵する多極化設計が可能となる分布巻分数スロット巻線である。これは方式 A に比べてスロット数が増えるが、Number of Groups N_g が多く結線自由度が増え、巻線設計が行いやすい利点がある。

以上のように分数スロット巻線は、多極化設計において分布効果を大きくする際に好適な巻線方式といえる。

5. 4. 2 中速発電機実証機電機子巻線方式の選定と界磁磁石形状

前章の中で、風力発電の要求品質として“高効率”と“THD 低減”がある。本章では、実証機電機子巻線に採用する巻線方式を、この要求品質をもとに Table5-10 および Fig.5-28~Fig.5-31 を参考に選定する。

〈1〉 要求品質-1 : 高効率

Fig.5-32(a)に、整数スロット巻線において $q=1$ 基準値にした場合の q と線間電圧 THD の関係、Fig.5-32(b)に銅損増加比率を示す。Fig.5-32(a)に示す q と線間電圧 THD 低減効果データから q を増加すると THD が減少し、その低減効果は毎極毎相のスロット数 q が 4 以上で飽和することがわかる。従って分布効果が 4、つまりは分数スロット巻線においては、 $(ab+c) \geq 4$ となる巻線方式にする必要がある。また、Fig.5-32(b)に示す q と銅損増加率の関係から、 q が大きくなればなるほどコイルエンドが長くなるため増加傾向になる。このようにコイル飛びは小さいほうが望ましく、本研究では、 $q=1$ と同じコイル飛び“#1~#4”以下のものを選択するようにした。この場合、分数スロット巻線の毎極毎相スロット数 q は、 $q < 3/2$ の範囲になる。

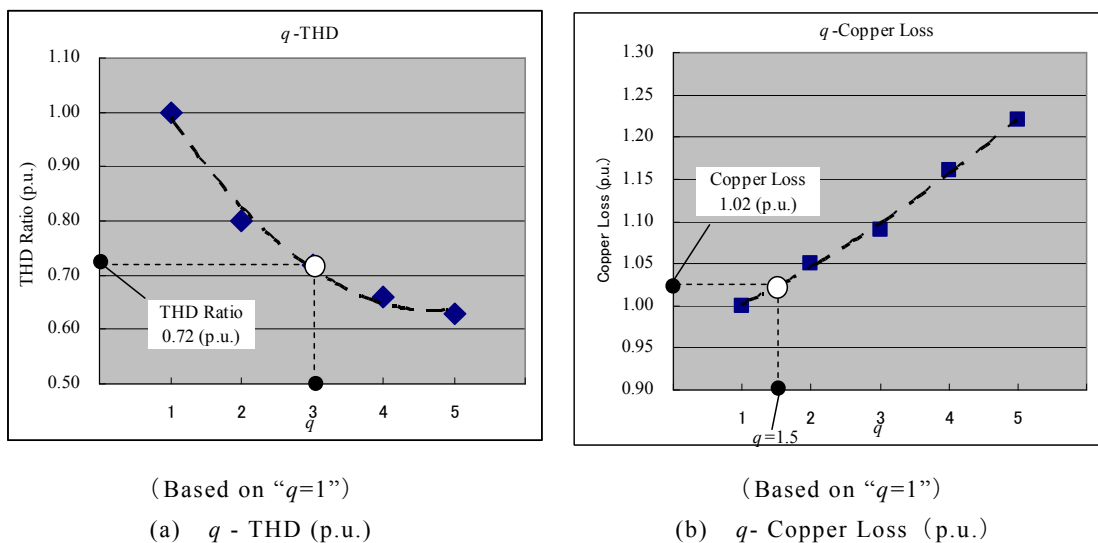


Fig.5-32. Relation about “ q ” to THD and Copper Loss

以上の結果をもとに, 高効率化の観点で Table5-10 に示す巻線方式から選定すると,

- 方式 A : 92 極 / 96 スロット ($q=8/23$: 集中巻)
- 方式 C : 84 極 / 288 スロット ($q=8/7$: 分布巻)

の 2 つの分数スロット巻線が選択される。

〈2〉 要求品質-2 : THD 低減

本項では線間電圧 THD 低減を目的に, 実際, 上記方式 A, C 2 つの電機子巻線に, 永久磁石界磁が鎖交した場合の, EMF 波形を比較することで, 最終的に実証機巻線方式を選定することとする。

(1) EMF: $E(r)$

高調波次数が r のときの EMF は, (5-6)式で表される。

$$\begin{aligned}
 E(r) &= \omega \cdot \Psi \\
 &= \omega \cdot K_w \cdot \Phi_m \quad (\Phi_m = K_\phi \cdot B_m \cdot S_g) \\
 &= \omega \cdot K_w \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot S_g \\
 &= \omega \{K_p(r) \cdot K_d(r) \cdot K_\phi\} B_m \cdot S_g \quad \dots\dots\dots (5-6)
 \end{aligned}$$

Ψ : 鎖交磁束数(Wb), ω : 回転速度(rad/s)
 Φ_m : 磁束(Wb), B_m : 磁束密度(T)
 S_g : ギャップ磁束面積(m²), $K_\phi(r)$: 界磁磁束係数
 $K_p(r)$: 短節係数, $K_d(r)$: 分布係数

(5-6)式から, THD の要因となる EMF の各高次高調波成分を求めるには, $K_p(r) \cdot K_d(r)$, および界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ を求める必要があることがわかる。以下, 界磁磁束形状と $K_\phi(r)$ との関係述べる。

(2) 巻線係数 $K_w(r)$

前述する EMF の大きさ, および高調波低減効果を検討するには, 巻線係数 K_w の, 基本波および高次高調波を求める必要がある。(5-7)式に短節係数 $K_p(r)$, (5-8)式に分布係数 $K_d(r)$, (5-9)式に, 巻線係数 $K_w(r)$ を示す。

* 短節係数 $K_p(r)$:

$$K_p(r) = \sin\left(r \frac{\pi}{2} \times \%Pitch\right) \quad \dots\dots\dots (5-7)$$

r : Harmonics order, $\%Pitch$: コイルのピッチ角 / 極ピッチ角

* 分布係数 $K_d(r)$:

$$K_d(r) = \frac{\sin(r \times 30^\circ)}{(ab+c) \sin(r \times \frac{30^\circ}{ab+c})} \quad \dots\dots\dots (5-8)$$

r : Harmonics order

* 巻線係数 $K_w(r)$:

$$K_w(r) = K_p(r) \cdot K_d(r) \quad \dots\dots\dots (5-9)$$

r : Harmonics order

(3) 界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ ⁽⁵⁻³⁵⁾

次に界磁磁束波形に含まれる高調波成分を波形最大値に対する比率で示した“界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ ”について述べる。(5-10)式に、EMF 各次数における $K_\phi(r)$ を求める計算式を示す。この際、界磁磁束分布は、Fig.5-33 に示すような磁石形状と等価な矩形波とする。

永久磁石同期機における THD 低減を目的とした磁石形状の最適化には、その永久磁石によって形成される磁界分布形状に含まれる高調波成分についての検討が必要である。この磁界分布形状を矩形とした場合、磁石の幅の決定は、任意の高調波を消去する目的から非常に重要となる。Fig.5-34 は、(5-10) 式において、磁石幅 W_m を $(2/3\tau_p < W_m < \tau_p)$ の範囲で変化した場合の、各次調波における界磁磁束係数 $K_\phi(r)$ の変化の様子を示している。

線間電圧 THD を目標値より小さくなるように、EMF 高調波を最小値にするには、以下の三つの要素についてそれぞれ $K_p(r)$, $K_d(r)$, $K_\phi(r)$ に関して考慮、設計パラメータを決定する必要がある。

- ・ 巻線方式
- ・ Coil Through (% Pitch Angle)
- ・ 界磁磁束分布 永久磁石幅寸法 : W_m

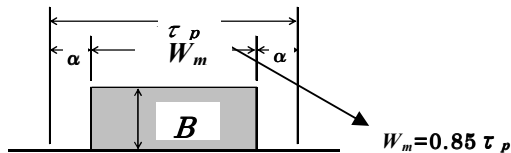
磁石形状(磁石幅)を決定するためには、Fig.5-34 に示す“磁石幅 (ギャップ磁束分布)”と“磁束係数 $K_\phi(r)$ ”のグラフから、第 5 高調波に対して $W_m = 0.80\tau_p$ 、第 7 高調波に対しては $W_m = 0.86\tau_p$ にする必要がある。

このデータから実証機では、EMF 波形の第 5 及び第 7 高調波の双方を低減させるため、 $W_m = 0.85\tau_p$ とした。

$$K_\phi(r) = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{r} \cos\left(r \frac{\alpha}{\tau_p} \pi\right) \right\} \dots\dots\dots(5-10)$$

For, $\alpha = (\tau_p - W_m)/2$

r : Harmonics Order



τ_p : Pole pitch, W_m : Field Permanent Magnet Width
 α : Gaps between the magnets

Fig.5-33. Supposed magnetic filed form

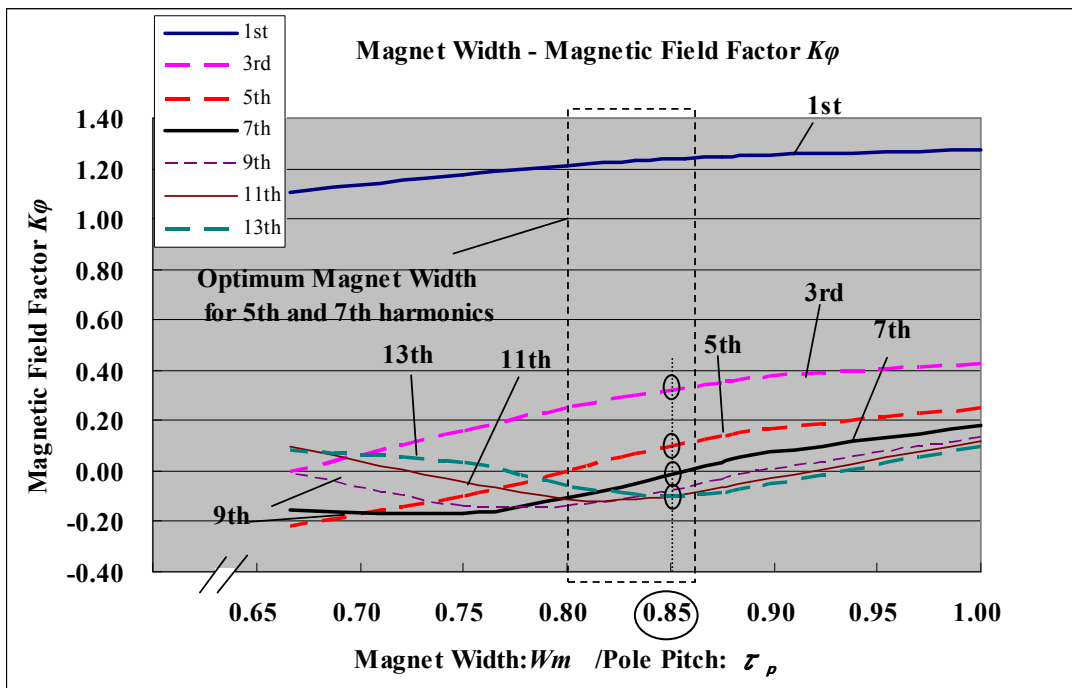


Fig.5-34. “Magnet width” – “Magnet flux factor K_ϕ ” graph

5. 3. 3 発電機 EMF の解析検討

本節では、これまでの検討結果をもとに、方式 A と方式 C について EMF 高調波解析を行い、採用する実証機の電機子巻線方式を決定する。Table5-11 および Table5-12 に、(5-7), (5-8), (5-9)式および Fig.5-34 に示す磁束係数 $K_\phi(r)$ から計算した、方式 A ($q = 8/23$)、方式 C ($q = 8/7$) の EMF 高調波計算結果を示す。Fig.5-35 は、Table5-11 および Table5-12 に関し、EMF 基本波を基準とした各高調波の割合をグラフ化したものである。また、Fig.5-36, Fig.5-37.は、方式 A ($q = 8/23$)、方式 C ($q = 8/7$) の EMF 波形の計算結果を示す。Table5-11, Table5-12.中の第 3 次, 9 次・・・の 3 の奇数倍調波は、巻線の結線方式が Y (Star) 結線の場合キャンセルされ、端子間でみる EMF 波形には現われず、この高調波によるトルクリプルも発生しない。

Table5-11. FFT result of winding “A ($q = 8/23$)”

r	Factor				EMF E
	K_p Pitch Factor	K_d Distributed Factor	K_w Winding Factor	K_ϕ Flux Factor	
1	0.998	0.956	0.954	1.238	1.00 E
3	-0.981	0.641	-0.629	0.323	-0.172 E
5	0.947	0.195	0.185	0.097	0.015 E
7	-0.897	-0.141	0.126	-0.014	-0.002 E
9	0.831	-0.225	-0.187	-0.074	0.012 E
11	-0.752	-0.095	0.072	-0.099	-0.006 E
13	0.659	0.083	0.055	-0.098	-0.005 E
15	-0.556	0.150	-0.084	0.078	-0.006 E
Harmonics Ratio with Fundamental of EMF					2.3%

Table5-12. FFT Result of winding “C ($q = 8/7$)”

r	Factor				EMF E	
	K_p Pitch Factor	K_d Distributed Factor	K_w Winding Factor	K_ϕ Flux Factor		
1	0.980	0.956	0.937	1.238	1.00	E
3	-0.831	0.641	-0.533	0.323	-0.148	E
5	0.556	0.195	0.108	0.097	0.009	E
7	-0.195	-0.141	0.027	-0.014	-0.000	E
9	-0.195	-0.225	0.044	-0.074	-0.003	E
11	0.556	-0.095	-0.053	-0.099	0.005	E
13	-0.831	0.083	-0.069	-0.098	0.006	E
15	0.981	0.150	0.147	0.078	-0.010	E
Harmonics Ratio with Fundamental of EMF					1.6%	

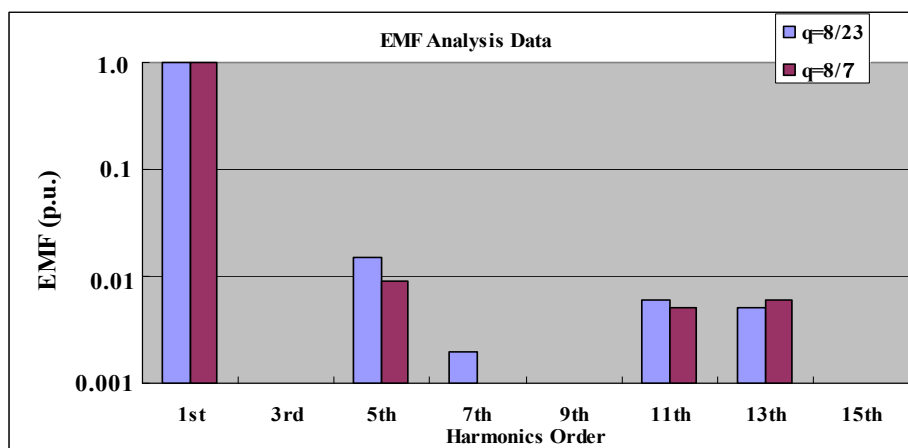


Fig.5-35. Type A and C EMF analysis data (Harmonics Component)

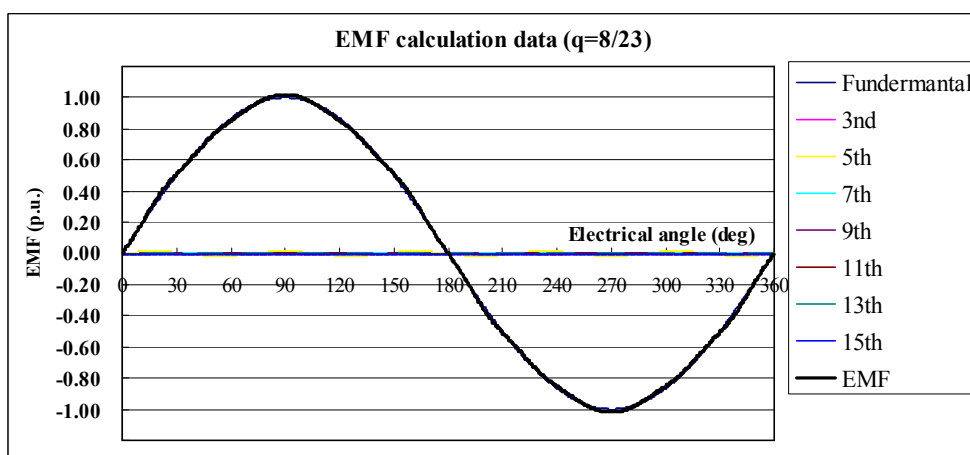


Fig.5-36. EMF calculation result of winding “A ($q = 8/23$)”

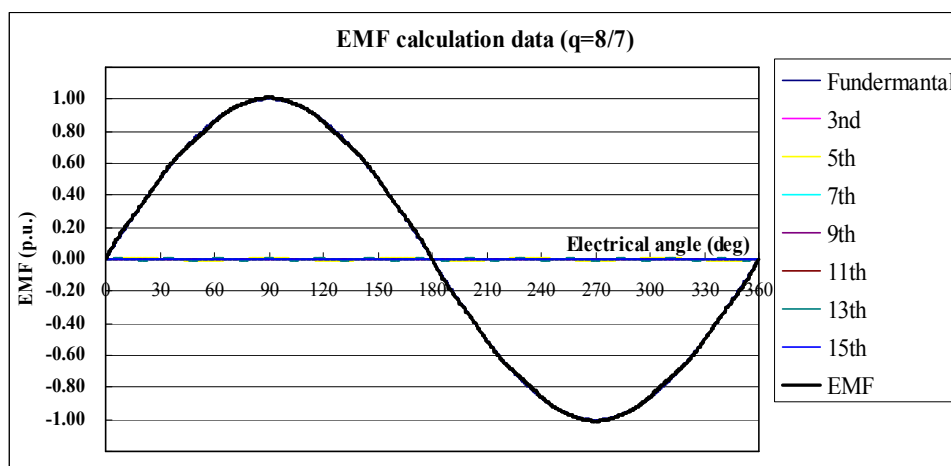


Fig.5-37. EMF calculation result of winding “C ($q = 8/7$)”

従って、その他の高調波の低減が重要となる。Table5-11 に示す方式 A ($q = 8/23$) の巻線方式の線間電圧 THD は 2.3% で、EMF 波形も若干のひずみがあることが分かる。これに対して Table5-12 に示す方式 C の線間電圧 THD は、1.6% になっており、Fig.5-35 のグラフから方式 A と比べて、方式 C は、第 5 次高調波が改善されていることが分かる。実機製造時ばらつき等を考慮した場合、設計検討段階の THD 目標は規格値より小さくする必要がある。よって本研究では低減目標を $THD < 2\%$ と定め検討を進めた。この目標に対しは、これら解析結果から実証機電機子巻線には“方式 C ($q = 8/7$)”を選択することになり、磁石幅 $W_m = 0.85\tau_p$ の界磁部と組み合わせる設計にする必要がある⁽⁵⁻³⁶⁾。

5. 5 実機検証結果

5. 5. 1 実証機仕様

(1) 実証機仕様

本章では、検討結果を適用した実証機に関し、効率特性および EMF 高調波特性（線間誘起電圧 THD）を測定し、本論文で提案する分数スロット巻線の、設計目標値（線間誘起電圧 $THD < 2\%$ ）からみた方策の妥当性を確認する。また本発電機とマトリクスコンバータと組み合わせた場合の、出力電流の THD 特性について評価した結果についても述べる。Table5-13. に実証機の仕様一覧を示す。

実証機は Fig.5-38 に示すように、風車出力 2.2MW（風車ロータ発生出力）、定格回転速度 18 min^{-1} の風車特性に対応しており、増速比を $R = 6.3$ とすることで、発電機は定格出力 2.0MW、定格回転速度 114 min^{-1} の IPMSG となる。電圧仕様は、発電機およびコンバータ共に 3.0 kV（Medium Voltage 仕様）とすることで、電流を 500A 以下(450Arms)に抑えた設計にしている。コンバータにおいては、発電機の力率制御を

行うことで、系統連系における無効電力制御を実現している。

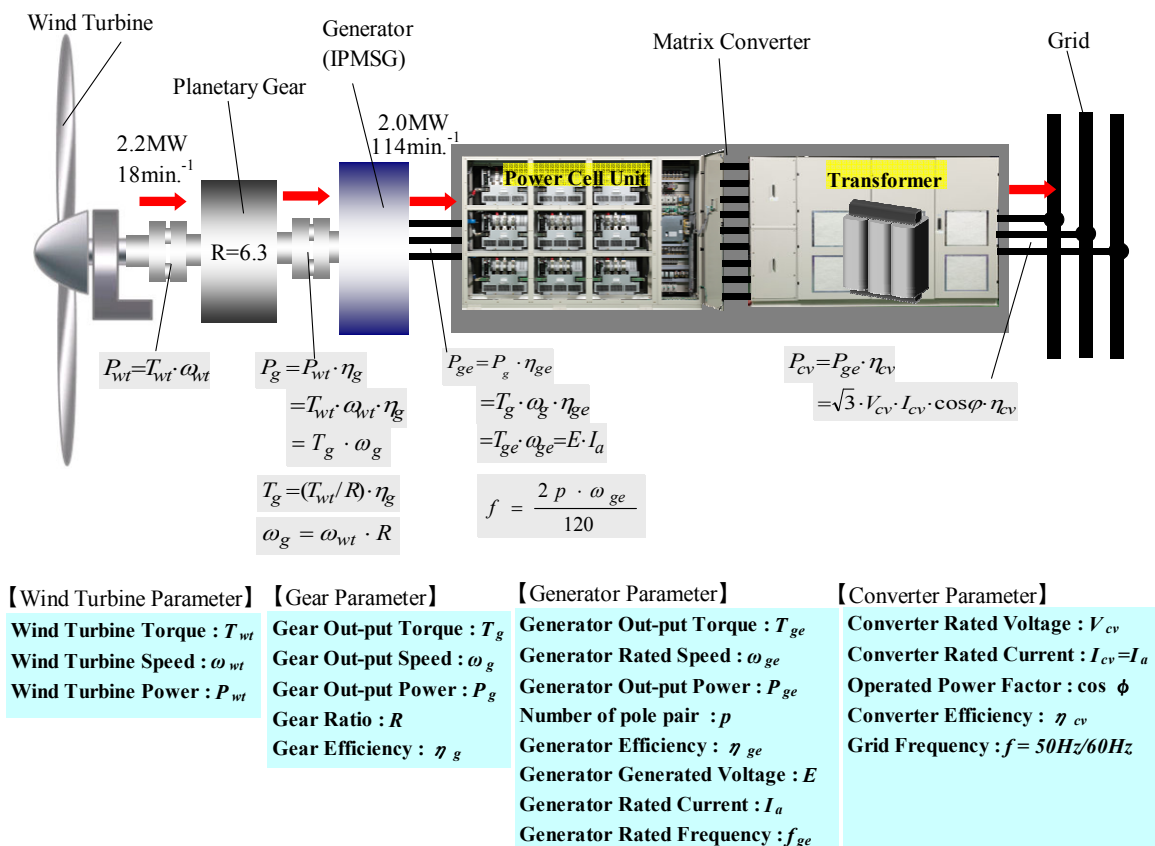


Fig.5-38 Generation System and energy flow to grid⁽⁵⁻³⁷⁾

Table5-13. Specificatio of demonstrated equipment

Item	Unit	Spec.
Wind Turbine Power	MW	2.2
Turbine Rotor Speed	min ⁻¹	18
Turbine Rotor Torque	kN-m	1052
Gear Ratio	—	6.3
Generator Rated Power	MW	2.0
Rated Speed	min ⁻¹	114
Rated Torque	kN-m	167
Number of Poles	—	84
Rated Terminal Voltage	kV	3.0
Rated Current	A	450
Efficiency (50%Load)	%	97
Noise	dB	78.3
Salient Pole Ratio (L_q/L_d)	—	1.2
Insulation Class Rating	—	Class: F

また実証機のロータ構造は、IPM(Interior Permanent Magnet)構造となっており、若干の突極性を持った永久磁石発電機となっている。Fig.5-39に、実証機(発電機)の外形図を示す。冷却は水冷方式を採用しており、乾燥重量は、17.5[t]となっている。

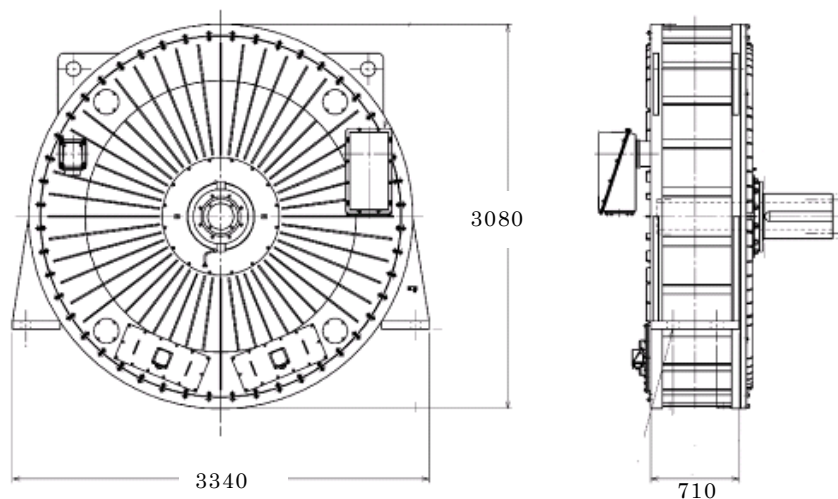


Fig.5-39. Drawings of demonstrated equipment (Dry weight: 17.5[t])

(2) 電圧ベクトル図

【定常値空間ベクトル図⁽⁵⁻³⁸⁾】

Fig.5-40 に PMSG の等価回路, Fig.5-41 に定常値空間ベクトル図を示す。対象の発電機は, Table5-13 に示すように突極比 ($L_q/L_d=1.2$) をもった IPMSG であるので, Fig.5-40 等価回路図中のインダクタンス L_d は, 電機子とロータの相対角 θ の関数となっており一定ではない。したがって Fig.5-41 の定常値空間ベクトル図には, $X_d I_d$ および $X_q I_q$, 2つの Reactive Voltage 成分がある。また発電機電力変換においては, 無効電力制御が重要であり, そのためにはコンバータへの入力電流を, 進み位相制御することが必要である。つまり磁石磁束を弱め界磁(Field flux weakening control)を行うことで力率改善ができることが, 本ベクトル図からもわかる。

Fig.5-41 定常値空間ベクトル図の電圧, および電流方程式を以下に示す。

[q 軸電圧 : V_q]

$$\begin{aligned}
 V_q &= E + X_d \cdot I_d + R_a \cdot I_d \quad (X_d = j\omega L_d) \\
 &= E + X_d \cdot I_a \sin \theta + R_a \cdot I_a \sin \theta = E + (X_d + R_a) I_a \sin \theta \quad \dots\dots\dots(5-11)
 \end{aligned}$$

この時 $X_d I_d$ は, $L_d < L_q$ の場合 $I_d < 0$, つまり磁石磁束ベクトル Ψ_m と逆方向に $-I_d$ を流すことで誘起電圧 E を弱める方向に作用する。

[d 軸電圧 : V_d]

$$\begin{aligned}
 V_d &= X_q \cdot I_q + R_a \cdot I_q \quad (X_q = j\omega L_q) \\
 &= X_q \cdot I_a \cos \theta + R_a \cdot I_a \cos \theta = (X_q + R_a) I_a \cos \theta \quad \dots\dots\dots(5-12)
 \end{aligned}$$

[発電機端子電圧 : V_a]

$$V_a = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad \dots\dots\dots(5-13)$$

[発電機電機子電流 : I_a]

$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad \dots\dots\dots(5-14)$$

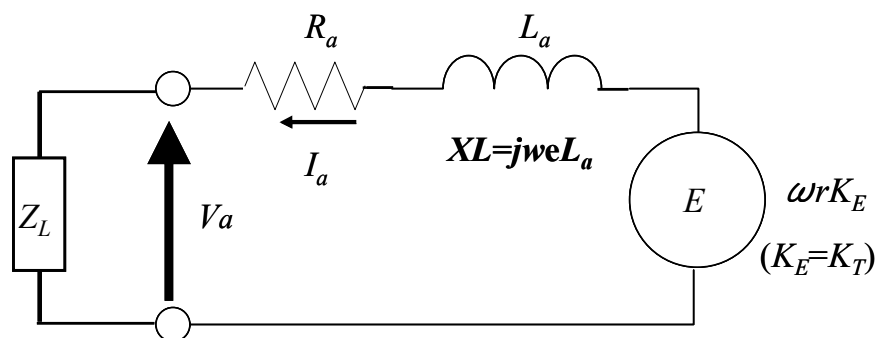


Fig.5-40 Equivalent circuit of PMSG

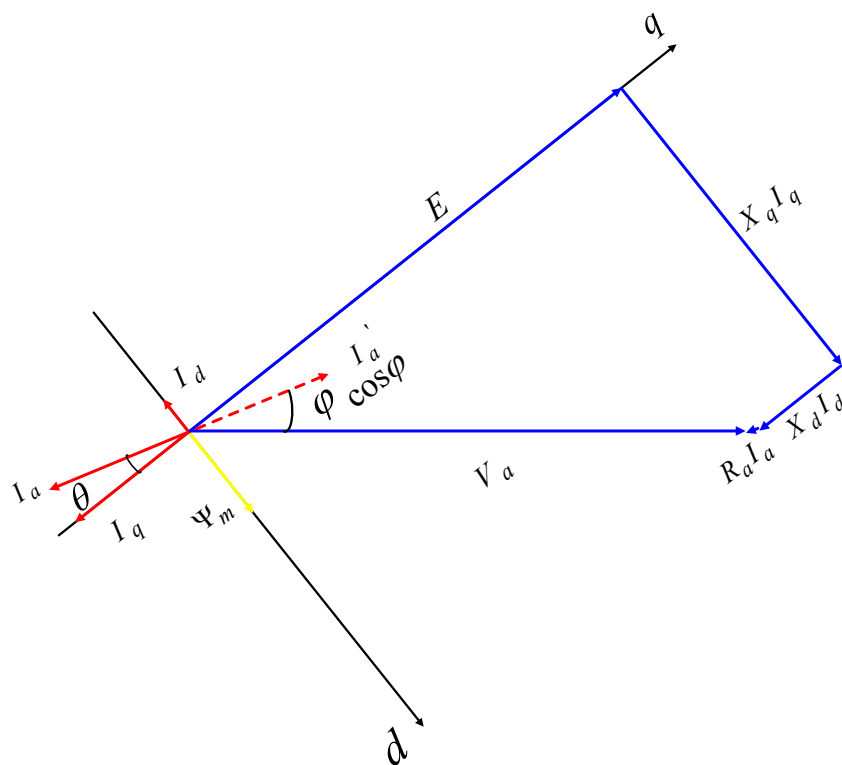


Fig.5-41 Steady state space vector diagram of IPMSG

力率 $\cos\phi$ は、発電機電機子電流ベクトル I_a を 2π 反転させた I_a' と、発電機電圧 V_a との位相角 ϕ から求まる。本発電機の場合、発電機電圧ベクトル V_a に対して電機子電流ベクトル I_a が進んでおり、弱め界磁電流 ($-I_d$) 制御をおこなうことで、進み位相状態にあることを示している。

【瞬時値空間ベクトル図^{(5-38) (5-39)}】

Fig.5-42 に本発電機の瞬時値空間ベクトル図を示す。一般的には前述した Fig.5-40 の定常状態を示す d - q 空間ベクトル図での表記を行うが、ここでは辻が提唱する PMSM の瞬時値空間ベクトル⁽⁵⁻³⁸⁾⁽⁵⁻³⁹⁾の考え方を導入して検討した。何故ならば (本論文への掲載は無いが)、発電システムを Grid に接続した場合の、Grid 側瞬時停電時における復帰機能である FRT(Fault Ride Through)特性の確認の場合、瞬時解析が必要になるためである。

以下に、Fig.5-42 瞬時値空間ベクトル図の電圧、および電流方程式を示す。

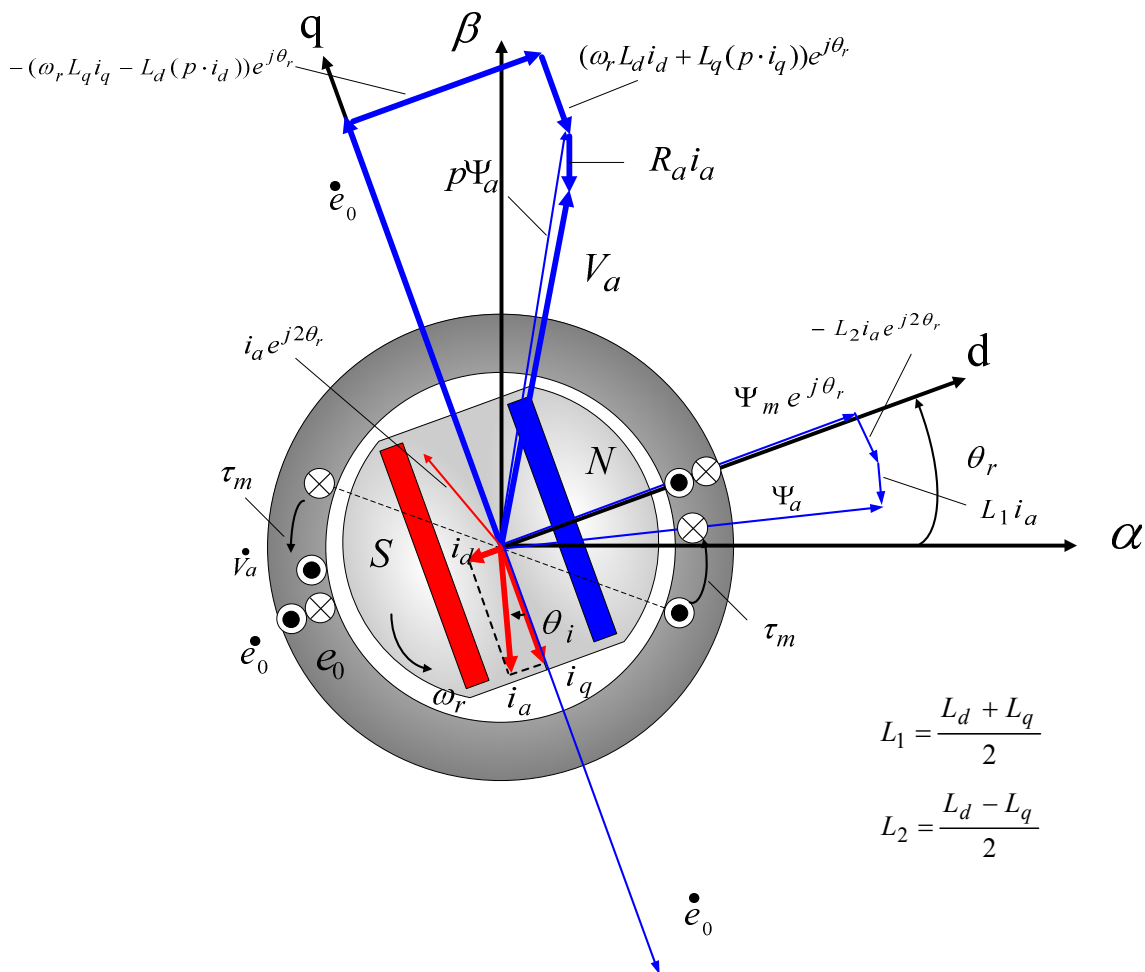


Fig.5-42 Transient space vector diagram of IPMSG

[q 軸電圧瞬時値 : v_q]

$$v_q = \dot{e}_0 + (\omega_r L_d i_d + L_q (p \cdot i_q)) e^{j\theta_r} + R_a i_d$$

$$= \dot{e}_0 + (\omega_r L_d i_a \sin \theta_i + L_q (p \cdot i_a \cos \theta_i)) e^{j\theta_r} + R_a i_a \sin \theta_i \quad \dots\dots\dots(5-15)$$

[d 軸電圧 : V_d]

$$V_d = -(\omega_r L_q i_q - L_d (p \cdot i_d)) e^{j\omega_r} + R_a i_d$$

$$= -(\omega_r L_q i_a \cos \theta_i - L_d (p \cdot i_a \cos \theta_i)) e^{j\omega_r} + R_a i_a \sin \theta_i \quad \dots\dots\dots(5-16)$$

[発電機端子電圧瞬時値 : v_a]

$$v_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad \dots\dots\dots(5-17)$$

[発電機電機子電流瞬時値 : i_a]

$$i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad \dots\dots\dots(5-18)$$

これまでは、 L_d および L_q を定数として扱ったが、実際は Fig.5-43 に示すように d 軸および q 軸インダクタンス L_d 、 L_q は、 d 軸、 q 軸それぞれの電流に対して飽和特性を持っている。IPMSG の場合、 $L_q > L_d$ となり、 q 軸方向の磁気抵抗が小さくなるため、 q 軸磁束は d 軸に対して流れやすくなるため飽和率も大きくなっている。

例えば、風速が定格風速の 40~50% で稼働していたものに定格風速以上の突風が吹いたと仮定する。ピッチ角を調整するまでの出力の Over-shoot が 130% 程度あるとされている。その場合、 q 軸インダクタンス L_q は、30% 程度低下することになる。Fig.5-41 の瞬時値空間ベクトル図に示すように、IPMSG において d 軸電圧 v_d が発電機端子電圧 v_a の及ぼす影響が大きく、正確な特性計算をする場合には、瞬時値の考慮と、この負荷量に応じたインダクタンス特性の考慮が必要と考える。以下、この考え方をもちって特性計算を行うものとする。

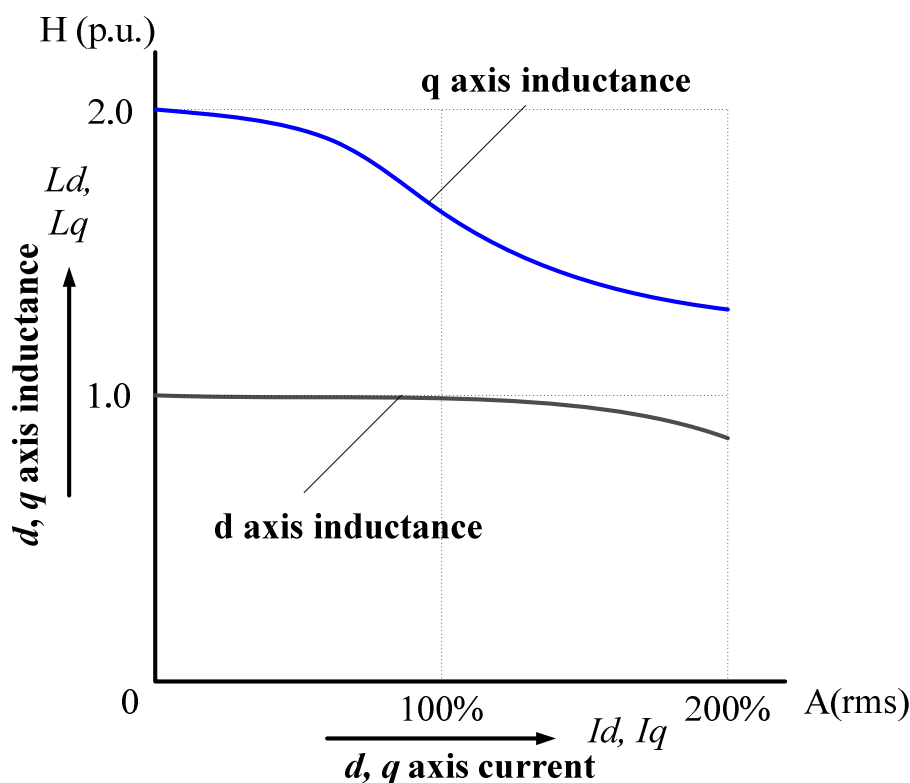


Fig.5-43 Armature current : I_a – Armature inductance: L_a (L_q/L_d) characteristics

5. 5. 2 評価結果 ⁽⁵⁻⁴⁰⁾ ⁽⁵⁻⁴¹⁾ ⁽⁵⁻⁴²⁾

ここでは、本研究の主旨である、分数スロット巻線を用いた EMF の高調波成分の低減を目的とした実証機の評価試験結果について述べる。

(1) 評価システム

本研究では、発電システムの評価を行うために、Fig.5-44 に示す“Back to back test system”を用いている。片側をモータ駆動、反対側を発電機駆動として、モータ及び発電機を、トルクメータを介して直結する。駆動側のマトリクスコンバータは速度制御、発電側のマトリクスコンバータは、トルク制御で制御する。最初モータは、Grid 側電源から駆動され、発電機は発電を始め、モータ出力を上げていくと、発電エネルギーが大きくなっていく。このように、“Back to back test system”は、Grid 側から発電システムのロス分だけ供給すると、エネルギー循環ができるので、消費電力量を抑えた負荷実験が可能になる。

発電機効率は、発電機の 3 相端子から出力された B 点での電気出力 P_{out} を、トルクセンサより検出された軸トルク T と軸回転速度 ω の積で求められた A 点での機械入力 P_{in} で割った数値になる。またマトリクスコンバータの効率は、コンバータの Grid 側 (C 点) の電気出力 P を、発電機の 3 相端子から出力された電気出力 P_{out} で除した数値になる。

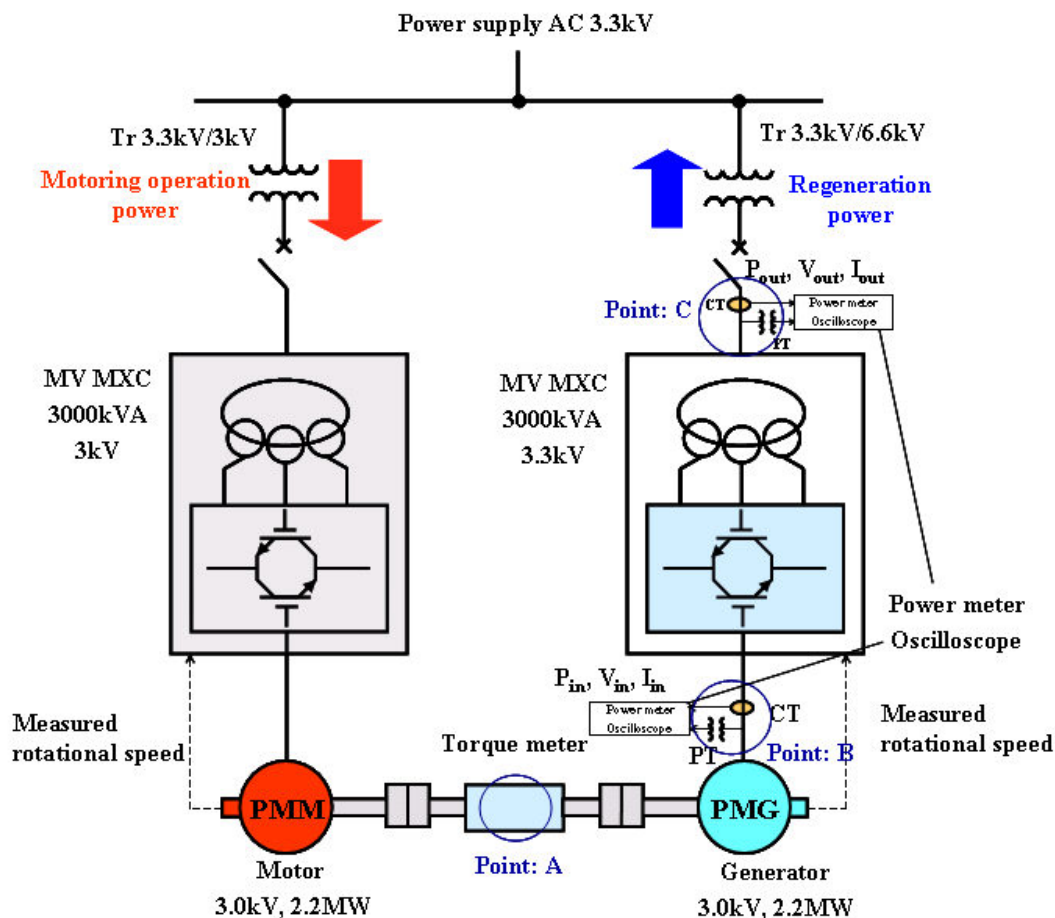


Fig.5-44 Back to back test system

(2) 発電機単体特性

発電機の仕様は、Table5-13 に示すように、定格 2MW、 114min.^{-1} の発電機の定格電流 450A で負荷率 50% (1MW) 時の最大効率は、97%となっている。

Fig.5-45 は、負荷率 50%、マトリクスコンバータの電流位相制御を行った場合の発電機効率を示す。

本発電機は、前述のように IPM ロータ構造となっており、凸極性を有する。従って、マトリクスコンバータ電流の進み位相制御（ベクトル制御）を $\theta=17\text{deg}$ 行うことで、進み位相制御を行わない場合 $\theta=0\text{deg}$ の場合に対して、効率を 0.5%程度向上させることができている。これは、電流の進み位相制御を行うことで、磁石に対して弱め界磁作用となり、鉄損を低減することができたからである。

逆に、電流を遅れ位相側に制御した場合、リラクタンストルク成分が、磁石トルクに対してマイナス側に作用し、また磁石に対して増磁作用となるため、進み位相制御を行わない場合 $\theta=0\text{deg}$ の場合に対して、効率を 1.0%程度低下させることになっている。これは、鉄損の増加と、無効電流増加による銅損の増加により、効率を低下させていることが考えられる。

Fig.5-46 は、誘起電圧波形データを示す。そして Table.5-14, Fig.5-47 は、Fig.5-46 に示す誘起電圧波形の、高調波解析結果を示している。FFT 高調波解析結果について、設計での線間電圧 THD が 1.6% に対して、実測は 0.46% であり、設計より良好な結果となっている。その理由として、設計時のギャップ磁束波形を方形波と想定したが、実際は、矩形の両肩部の角がない、若干滑らかな方形波になっているためと考えられる。

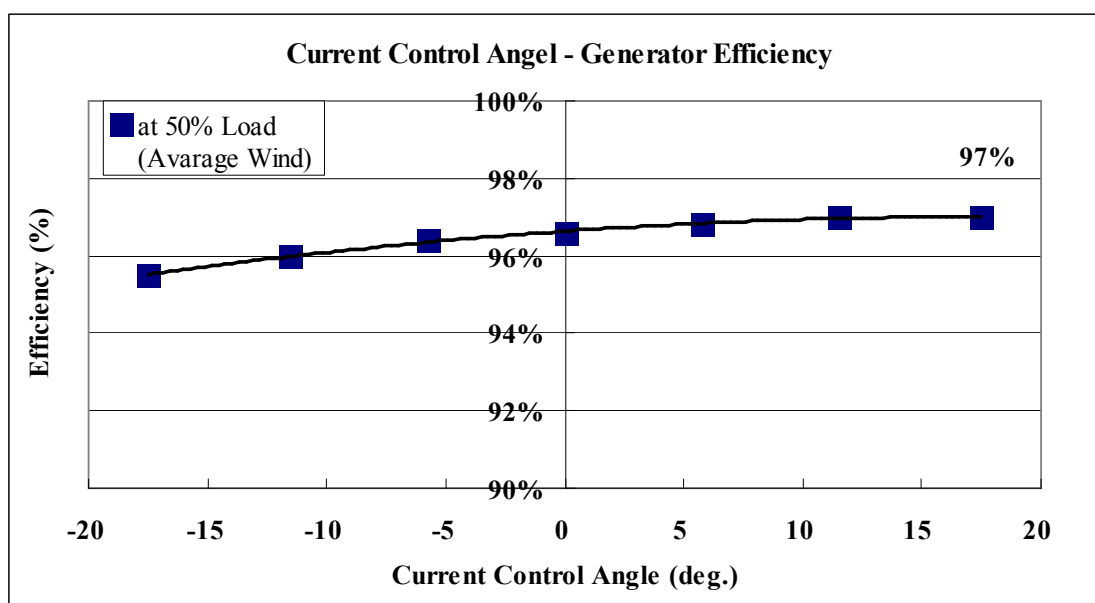


Fig.5-45. Efficiency characteristics at 50% Load

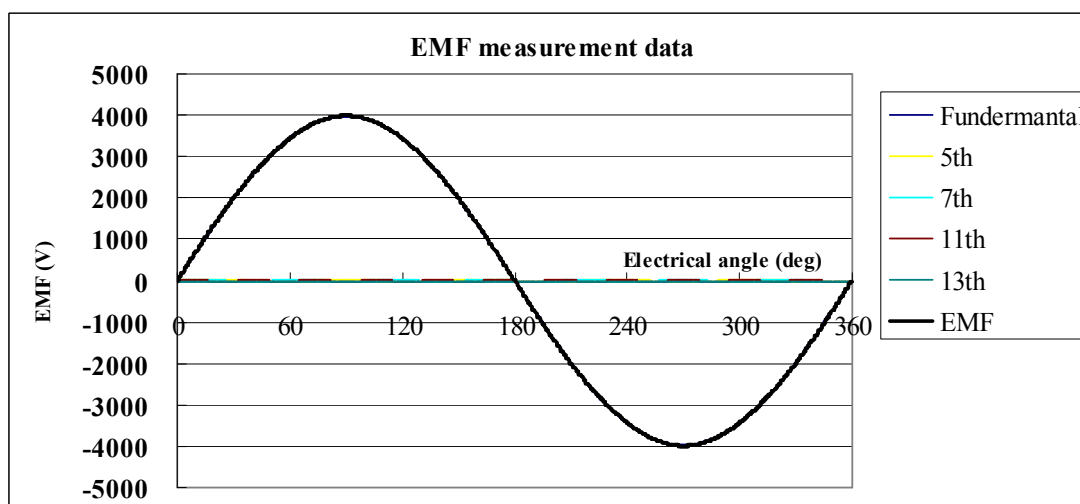


Fig.5-46. Measured EMF data at rated speed (114 min.⁻¹)

Table5-14 Harmonics component of EMF

Harmonics	Design data	Measured data
Fundamental	100%	100%
5 th	0.90%	0.45
7 th	0.00%	0.03%
11 th	0.50%	0.01%
13 th	0.60%	0.00%
Harmonics Ratio with Fundamental of EMF	1.6%	0.46%

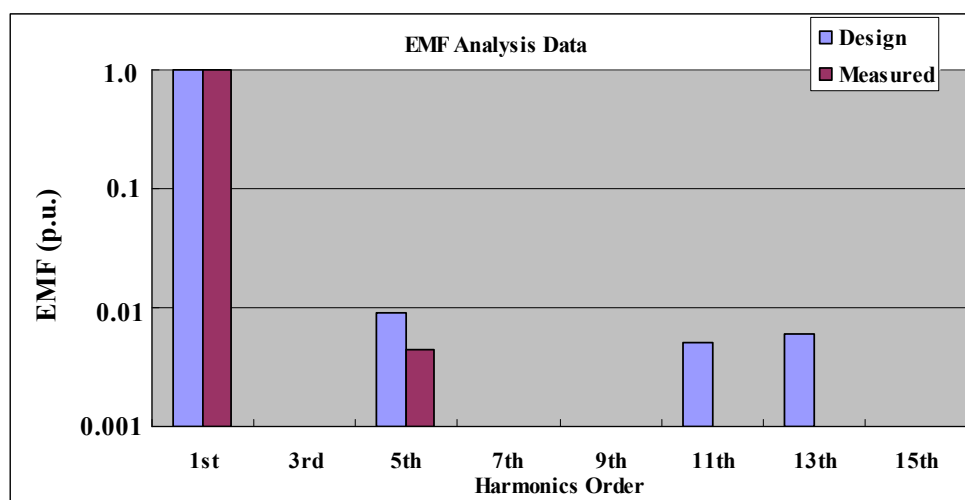


Fig.5-47. Compared data about design and measured of EMF

(3) 発電システム特性

Fig.5-48 は Fig.5-44 に示す Back To back test system のシステム構成図の中で、ポイント C における Grid 側電流の波形データを示す。また Fig.5-49 に、Fig.5-48 の高調波解析データおよび IEEE519 Std.中に規定される、各高調波成分の制限値との比較を示す。Fig.5-40 は、Fig.5-49 に示す IEEE519 Std.の各高調波基準値を、参考までに波形データに表したものである。

これらのデータから、マトリクスコンバータの Grid 側出力電流の THD は、規格値 THD<5.0%としているのに対して、実測では 4.5%となっており、規格値をクリアした結果になっている。

以上の結果から、これまでの検討の中で選択した分数スロット巻線方式“方式 C : 84 極/288 スロット ($q=8/7$)”を用いた永久磁石同期発電機と、マトリクスコンバータとを組み合わせた出力電流の THD 特性も、IEEE519 基準と比較して、各高調波基準値においても、また最大 THD 基準値においてもクリアした特性になっており、良好な発電システムが実現できていることが検証できた。

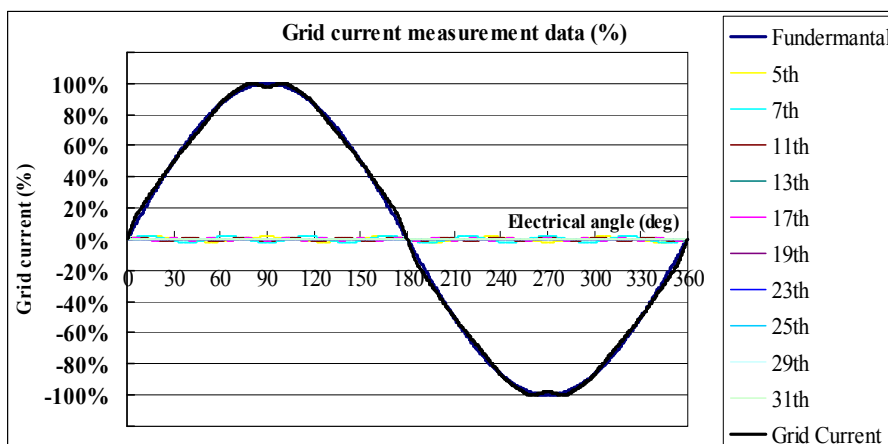


Fig.5-48. Grid current measurement data

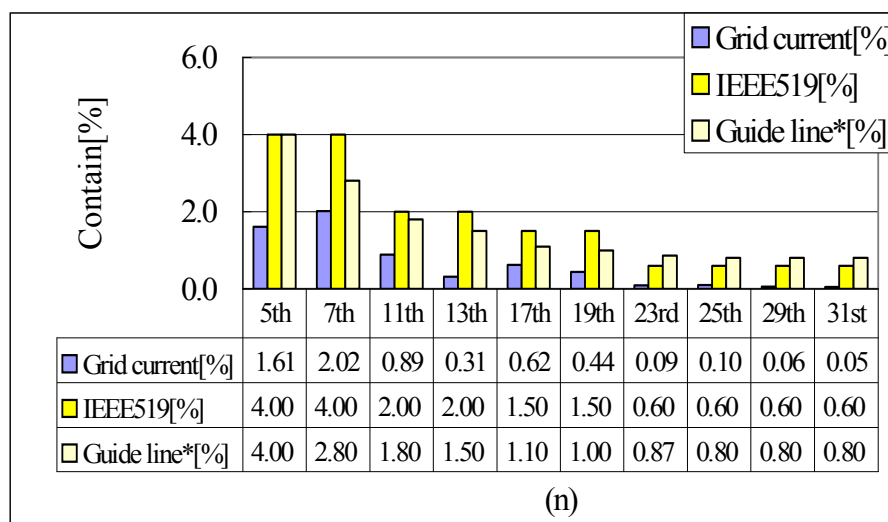


Fig.5-49. Harmonics components about grid current

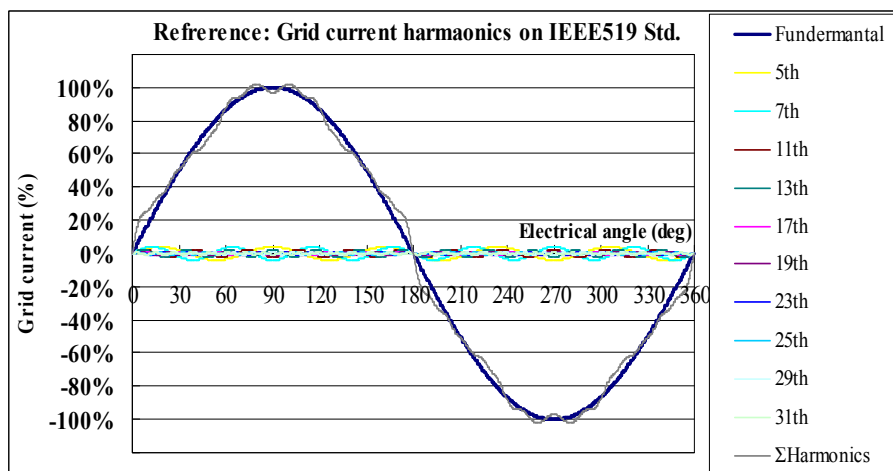


Fig.5-40. Calculation data of grid current on IEEE-519 Std

5.6 考察

(1) 大型風力発電の将来性と課題

大型風力発電は、将来的に1) CO₂削減目標に伴うクリーンエネルギーとしての期待, 2) 化石燃料発電(火力)・原子力発電の代替エネルギー, 3) 新規成長産業の中での雇用確保, と主に3つの役割を担っている。ただ現在全世界において, 風況の良好な陸上(On Shore)は既設済みであり, 今後設置場所は, 日本のような温帯, その他亜熱帯地域の陸上, もしくは洋上(Off Shore)に移行していく。

日本のような温帯, その他亜熱帯では, 平均風速が低く且つ台風などの一過性の強風への対策, 落雷対策等, 風車を守る保護技術などの Down Time を抑える技術開発が必要になってくる。また洋上(Off Shore)風力発電に対しては, 風車の大容量化への対応, 洋上風車のメンテナンスコスト低減からくる, 風車構成機器信頼性の向上のニーズへの対応が重要になってくる。

(2) 大型風車発電システムの種類と特徴

大型風車の発電システムには, 発電機の交流(AC)電力を直接, 系統連系させる“ACリンク方式”, 一旦, コンバータの電力変換装置により直流(DC)変換後, 再度交流(AC)変換し系統連系させる“DCリンク方式”がある。これまで3MW以下の大型風車の主流は CoE の観点から, 巻線型誘導発電機の2次側にコンバータを接続した DFIG 発電システム(ACリンク方式)であった。しかし今後, FRT(Fault Ride Through)機能や, 風車の大容量化に伴う発電機の PMG 化に対しては, 前記発電機と系統間にコンバータが介在する Full-Converter System(DCリンク)方式が多用されてくると考えられる。

(3) 大型風車用 Drive Train の種類と特徴

Drive Train と呼ばれる発電機後部は, Direct Drive 方式と Gear Drive 方式に分かれる。Direct Drive 方式は, Gear-Less であるため高信頼性であるが, 発電機重量の増大, 小型化に応じるために PMG 構造となっているためコスト高などの課題があった。Gear Drive 方式において, 特に高増速比機では Drive Train が軽量, また Drive Train のコストが安いなどの利点を有すが, Gear の高速軸の故障のリスクもあり課題とされた。

本論文では, Gear 高速軸の故障リスクを無くすため, 遊星減速機のみで構成する Medium Speed Drive Train 方式を提案, 開発を進めた。

(4) 大型風車用中速型永久磁石同期発電機の開発結果に関して

以上のような技術背景から本論文の研究対象として, Full-Converter System と, Medium Speed Drive Train 方式を採用することで, 高機能と高信頼性を狙った発電システムの開発を進めた。

そのシステムの中の中速型永久磁石同期発電機においては、分数スロット巻線、特に、毎極毎相のスロット数“ $q=8/7$ ($1 < q < 3/2$ の範囲)”の巻線方式に関する検討、及び実証検証を行い、その有効性を確認した。

結論をまとめると以下のようなになる。

- (i) 多極永久磁石同期機において、分数スロット巻線は、スロット数を増やさず、分布効果を大きくすることができ、線間電圧 THD 特性改善に有効な手段となる。
- (ii) 分数スロット巻線は、コイル飛びを小さくできるので、コイルエンド長を短くして機器効率を向上させることができる。また、コイルエンド部のコイル間重なり部が少なくなるため、コイル軸方向長が短くなり、機器の小型化・扁平化に有効な手段となる。
- (iii) 誘起電圧 (EMF) 波形の高調波成分の低減には、分数スロット巻線における毎極毎相のスロット数 q の各高調波における巻線係数 $K_w(r)$ の検討が重要であり、また $K_w(r)$ の結果に応じた磁石形状 (磁石幅 W_m) の検討が必要である。
- (iv) 2MW, 18min^{-1} の大型風車用に、分数スロット巻線方式 C ($q=8/7$) の永久磁石同期発電機を試作し、実験により誘起電圧の線間電圧 THD が 0.46% と、初期の目標どおり良好な結果を得ることができた。

今後、分数スロット巻線を用いた、更なる性能改善には、 q の範囲が $q < 1/2$ (集中巻方式), $1/2 < q < 1$ (分布巻) など、さらに少数スロット分数スロット巻線方式における、性能改善の継続的な研究を進めていきたい。

第6章 PMSM 技術の応用 (Ⅲ) : 磁石埋込型永久磁石同期モータ (IPMSM における弱め界磁制御を前提とした 設計技術の研究と工作機械主軸用モータへの応用)

6.1 まえがき

本章では、Table1-1 に示す“定出力特性”に対応する回転機として、磁石埋込型永久磁石同期モータ (Interior Permanent Magnet type Synchronous Motor, 以下 IPMSM と称す) を挙げ、その定出力範囲の拡大と高効率化の研究について述べる。

これまで、IPMSM の研究に関する報告は、数多くのものが報告されている^{(6-1) (6-2) (6-3)}。周知の如く IPMSM は、ロータコア内に界磁永久磁石を埋め込むロータ構造を特徴としており、これを多相交流電機子が作る回転磁界で駆動するものである。IPMSM では磁石トルク T_m 成分と、この磁石トルク T_m 成分の2倍の周期となるリラクタンストルク T_r 成分があり、電流位相をベクトル制御するインバータで駆動し、回転速度におけるモータ電圧とトルクを積極的に制御することで、表面磁石型永久磁石同期モータ (Surface Permanent Magnet type Synchronous Motor : 以下 SPMSM と称す) では難しかった定出力特性が実現することができる。

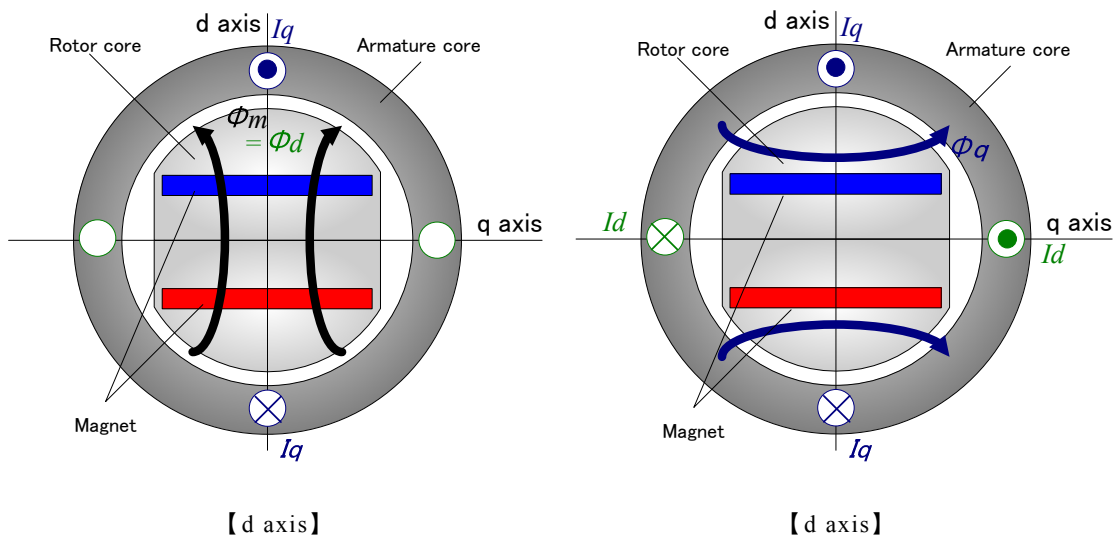
また第5章までは、永久磁石同期機の分数スロット巻線に特徴をもつ電機子に関する検討内容について述べてきた。本章では、永久磁石同期機の永久磁石界磁ロータに焦点をあて、IPMSM における弱め界磁制御を前提としたリラクタンストルクを積極的に活用するためのモータ設計技術の検討と、この IPMSM の定出力特性、および永久磁石同期機ということでロータ側の発熱が微小という特徴を生かすことでの、工作機械主軸用モータへの応用事例について述べる。特に、広範囲の定出力特性を得るために、本検討では、電機子巻線に2種の巻線を存在させ、この巻線の接続を切り替える“巻線切替技術”を加えることで、誘導機型主軸モータに近い定出力特性を得ることができた。以降、検討の詳細について述べる。

6.2 IPMSM トルク方程式⁽⁶⁻⁴⁾

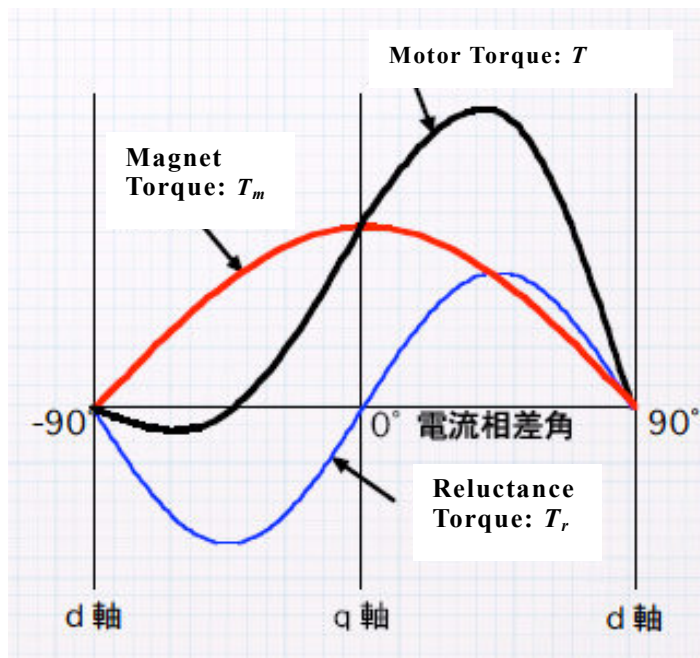
Fig.6-1 に IPMSM の d - q 軸表記によるトルク発生概念図を示す。(a)は、 d 軸電流 $I_d=0$ 、電流相差角 $=0^\circ$ で、磁石トルク T_m のみ発生する状態を示す。また(b)は、 $I_d \neq 0$ でありリラクタンストルク T_r が発生する状態を示している。

d 軸上において、磁石磁束 Φ_m と直交する電機子電流 I のベクトル外積により生じる磁石トルク T_m は、電流相差角を $\pm \pi/2$ に変える中で、 $I_d=0$ で最大となるトルク特性となる。IPMSM は図示のように、SPMSM とは異なり、磁石と電機子の間には、ロータコア (磁性体) が存在するため、電機子反作用磁束が生じる。これは、SPMSM の多くには、フェライト磁石や Sm-Co 系や Nd-Fe-B 系希土類磁石の界磁磁石が用い

られ, これらの磁石は, そのリコイル透磁率 $\mu_r \approx 1.0$ であり空気と同様になるため, 電機しから見て磁石厚み寸法はギャップと同様にみなされ, 電機子反作用は小さくなる。よって $I_d \neq 0$ の場合, この電機子反作用による d 軸磁束 Φ_d , q 軸磁束 Φ_q が生じ, これらと直交する q 軸電流 I_q , d 軸電流 I_d とのベクトル外積により, トルクが発生することになる。



(a) Explanatory diagram about d and q axis



(b) Explanatory diagram of torque

Fig.6-1 Torque explanatory diagram of IPMSM

IPMSM では、 d 軸上に前記透磁率 $\mu_r \neq 1.0$ の界磁磁石が存在するため、必ず q 軸インダクタンス L_q と d 軸インダクタンスの関係は、 $L_q > L_d$ となる。 $I_d < 0$ の場合、つまり電流相差角 θ_i が $0 < \theta_i < \pi/2$ の範囲では、 d 軸反作用トルク T_d が磁石トルク T_m とは逆方向（弱め方向）に作用し、 q 軸反作用トルク T_q は、磁石 T_m と同方向となるためトルク重畳に作用する。IPMSM において電流相差角を進み側に制御した場合、前述のように $L_q > L_d$ の関係にあるため $T_q > T_d$ となり、モータトルク T は、磁石トルク T_m にリラクタンストルク $T_r = T_q - T_d$ が重畳されることになる。

これに対して $I_d > 0$ の場合、つまり電流相差角 θ_i が $-\pi/2 < \theta_i < 0$ の範囲では、 d 軸反作用トルク T_d が磁石トルク T_m と同方向（強め方向）に作用し、 q 軸反作用トルク T_q は、磁石トルク T_m と逆方向となるためトルク低減作用になってしまう。このように IPMSM において、電流相差角を遅れ側に制御した場合、リラクタンストルク $T_r = -(T_q - T_d)$ となり、モータトルク T_m を減少させる結果になる。

Fig.6-2 は、 $I_d < 0$ で電流相差角 $\theta_i > 0^\circ$ の磁石界磁磁束弱め界磁状態で、進み電流制御のトルク発生状態と電圧ベクトル図を示し、(6-1)式はそのトルク方程式、(6-2)式は電圧方程式、(6-3)式は電流方程式を示す。

また Fig.6-3 は、 $I_d > 0$ で電流相差角 $\theta_i < 0^\circ$ の磁石界磁磁束強め界磁状態で、遅れ電流制御のトルク発生状態と電圧ベクトル図を示し、(6-4)式はそのトルク方程式、(6-5)式は電圧方程式、(6-6)式は電流方程式を示す。

【界磁磁束弱め制御（進み電流制御）電流相差角 $0 < \pi/2$ 】

・モータトルク： T

$$T = T_m + T_r$$

$$= T_m + T_q - T_d \quad (T_m = \Psi_m \cdot I_q \quad T_q = \Psi_q \cdot I_d \quad T_d = \Psi_d \cdot I_q)$$

ここで、 Ψ_m : 磁石鎖交磁束[N/A] Ψ_q : q 鎖交磁束[N/A] Ψ_d : d 軸鎖交磁束[N/A]

$$T = \Psi_m \cdot I_q + \Psi_q \cdot I_d - \Psi_d \cdot I_q \quad (\Psi_m = K_w \cdot W \cdot \Phi_m \quad \Psi_q = L_q \cdot I_q \quad \Psi_d = L_d \cdot I_d)$$

$$T = K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I_q + L_q \cdot I_q I_d - L_d \cdot I_d I_q$$

$$= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I_q + (L_q - L_d) \cdot I_q I_d$$

また、 $I_q = I \cdot \cos \theta_i$ $I_d = I \cdot \sin \theta_i$ であるから

$$T = K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i + (L_q - L_d) \cdot I \cdot \cos \theta_i \cdot I \cdot \sin \theta_i$$

$$= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i + \frac{1}{2}(L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2\theta_i \quad \dots\dots\dots(6-1)式$$

$K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i$: 石トルク T_m

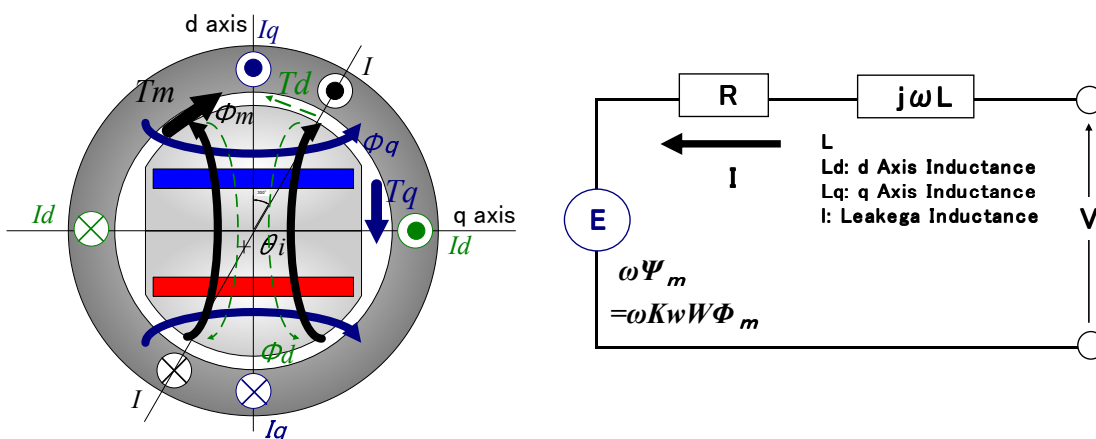
$\frac{1}{2}(L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2\theta_i$: リラクタンストルク T_r

・ モータ端子電圧 : V

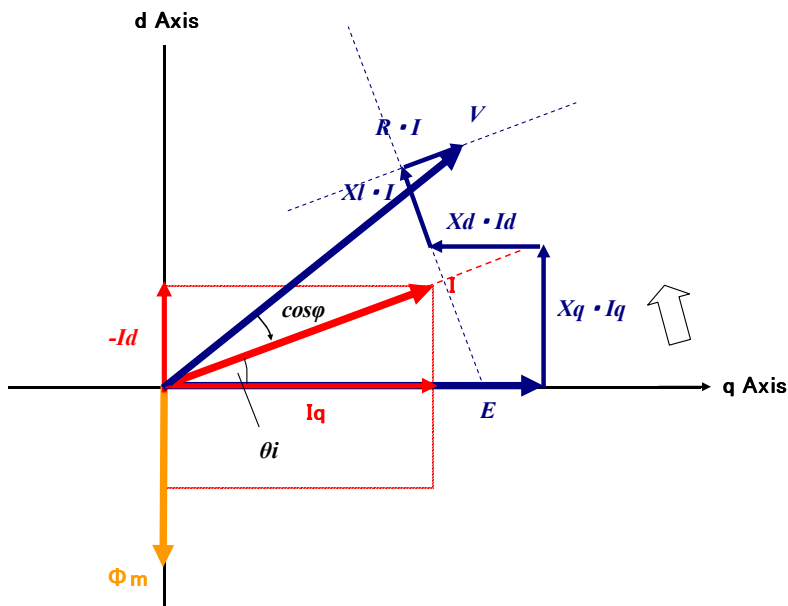
$$\begin{aligned}
 X_d &= j\omega L_d & X_q &= j\omega L_q & X_l &= j\omega l & (l: \text{漏れインダクタンス}) \\
 V_d &= X_q \cdot I_q + X_l \cdot I_q + R \cdot I_q \\
 V_q &= \omega \cdot \Phi_m - X_d \cdot I_d - X_l \cdot I_d + R \cdot I_q \\
 V^2 &= V_d^2 + V_q^2 & \dots\dots\dots(6-2)\text{式}
 \end{aligned}$$

・ 電機子電流 : I

$$I^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad \dots\dots\dots(6-3)\text{式}$$



(a) Torque explanatory diagram and equation circuit at the flux weakened control



(b) Vector diagram at the flux weakened control

Fig.6-2 Flux weaken control condition of IPMSM

【界磁磁束強め制御 (遅れ電流制御) 電流相差角 $-\pi/2 \ll \theta_i$ 】

・ トルク : T

$$\begin{aligned}
 T &= T_m + T_r \\
 &= T_m - T_{q+} - T_d \\
 &= \Psi_m \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d + \Psi_d \cdot I_q \\
 &= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I_q - L_q \cdot I_q I_d + L_d \cdot I_d I_q \\
 &= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I_q - (L_q - L_d) \cdot I_q I_d \\
 &= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i - (L_q - L_d) \cdot I \cdot \cos \theta_i \cdot I \cdot \sin \theta_i \\
 &= K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i - \frac{1}{2} (L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2\theta_i \quad \dots\dots\dots(6-4)式
 \end{aligned}$$

$K_w \cdot W \cdot \Psi_m \cdot I \cdot \cos \theta_i$: 磁石トルク T_m

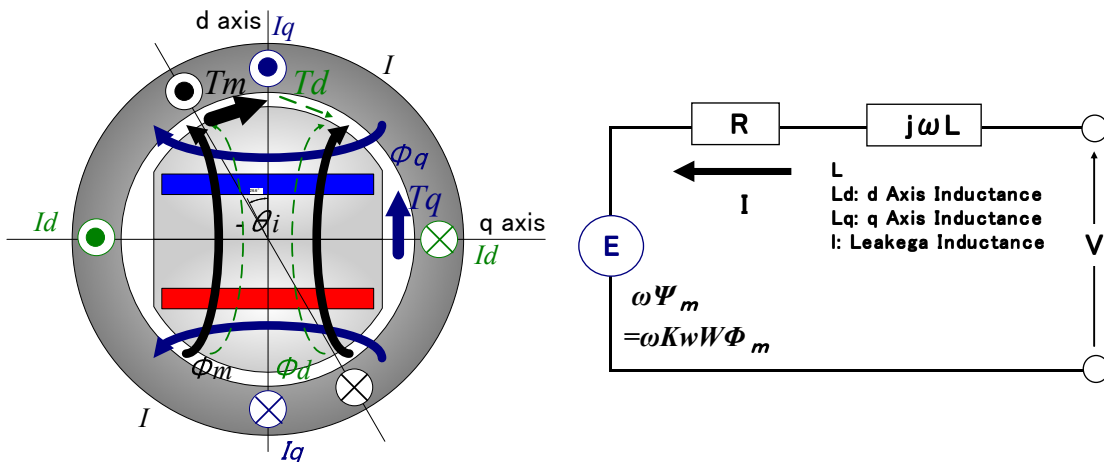
$\frac{1}{2} (L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2\theta_i$: リラクタンストルク T_r

・ モータ端子電圧 : V

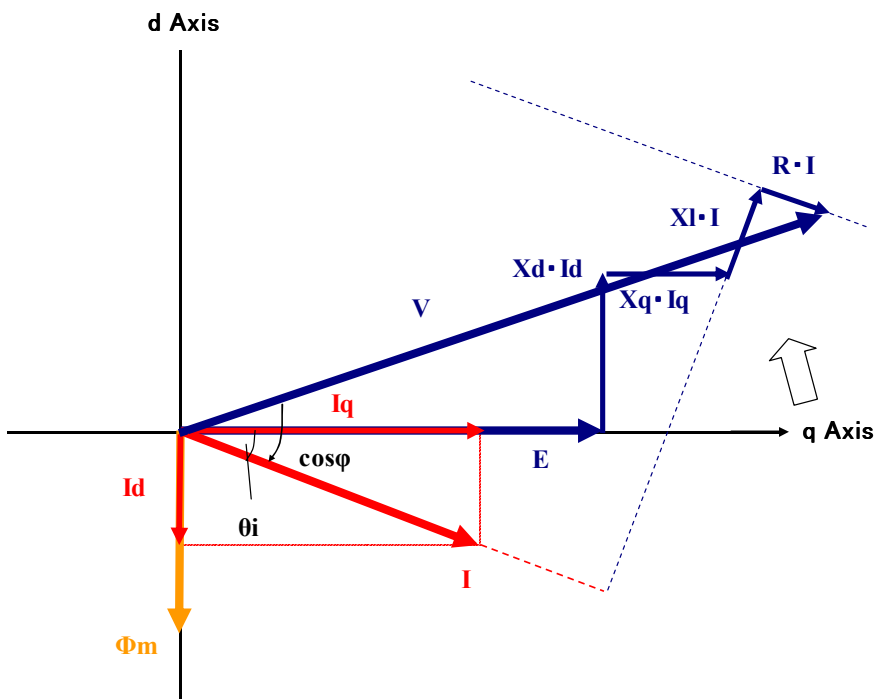
$$\begin{aligned}
 X_d &= j\omega L_d & X_q &= j\omega L_q & X_l &= j\omega l & (l: \text{漏れインダクタンス}) \\
 V_d &= X_q \cdot I_q + X_l \cdot I_q - R \cdot I_q \\
 V_q &= \omega \cdot \Phi_m + X_d \cdot I_d + X_l \cdot I_d + R \cdot I_q \\
 V^2 &= V_d^2 + V_q^2 \quad \dots\dots\dots(6-5)式
 \end{aligned}$$

・ 電機子電流 : I

$$I^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad \dots\dots\dots(6-6)式$$



(a) Torque explanatory diagram and equation circuit at the flux strengthen control



(b) Vector diagram at the flux strengthen control

Fig.6-3. Flux strengthen control condition of IPMSM

Fig.6-2 に示すように界磁磁束弱め制御の場合，電圧ベクトル図を見ると，進み電流相差角にすることで，誘起電圧ベクトル E が等価的に弱められることになり力率 $\cos\phi$ を改善，モータ端子電圧 V を下げることができる。また(6-1)式に示すトルク式をみると，リラクタンストルク T_r は磁石トルク T_m の2倍の周期を有することになり，電流相差角 $0 < \theta_i < \pi/2$ の制御範囲で磁石トルク T_m と同方向に作用する。

また Fig.6-3 に示すように界磁磁束強め制御の場合，電圧ベクトル図を見ると，遅れ電流相差角になることで，誘起電圧ベクトル E が等価的に強められることになり力率 $\cos\phi$ も低下，モータ端子電圧 V があがることになる。そして(6-4)式に示すトルク式をみると，リラクタンストルク T_r は，電流相差角 $-\pi/2 < \theta_i < 0$ の制御範囲で，磁石トルク T_m と逆方向に作用することがわかる。

基本的に IPMSM の場合，界磁磁束弱め制御を行い，電流相差角は $0 < \theta_i < \pi/2$ の範囲のベクトル制御を行う。前述したように IPMSM の適用メリットは，広い定出力範囲を実現し，誘導機に対しての高効率化優位性である。従って IPMSM の最も重要な研究課題は，“リラクタンストルク： $T_r = \frac{1}{2}(L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2\theta_i$ ”を如何に大きくできる IPM ロータを設計するかにある。以降，工作機主軸用への適用を目的とした，IPMSM の検討内容を述べる。

6. 3 工作機主軸用 IPMSM の検討

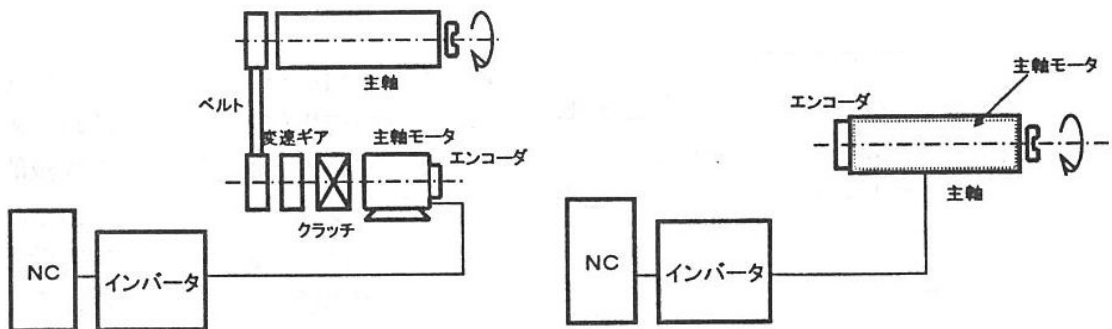
6. 3. 1 工作機主軸用モータのニーズ⁽⁶⁻⁵⁾

日本の工作機械は“Mother Machine”と呼ばれ、加工ラインの中核の加工工程を担う機械の位置付けで用いられるため、高速性、超精密加工性が要求されてくる。特に加工精度の向上は重要であり、面精度、引き目、光沢などが評価基準となる。加工精度に影響を及ぼす機械系の振動は、主軸動力の伝達機構である、ギアやベルトに起因することが多い。

そこのため旋盤、マシニングセンタの中でも、高精度仕様のものでは、振動を低減し、機械剛性を高めるために、ダイレクトドライブ化が進んでいる。その手段として工作機械主軸の中にモータを組み込んだ、主軸モータのビルトイン化が進んでいる。Fig.6-4 に工作機主軸の駆動方式を示し、Table 6-1 に動力伝達方式の比較を示す。これを見ても、ダイレクトドライブ方式の優位性の高さを確認することができる。

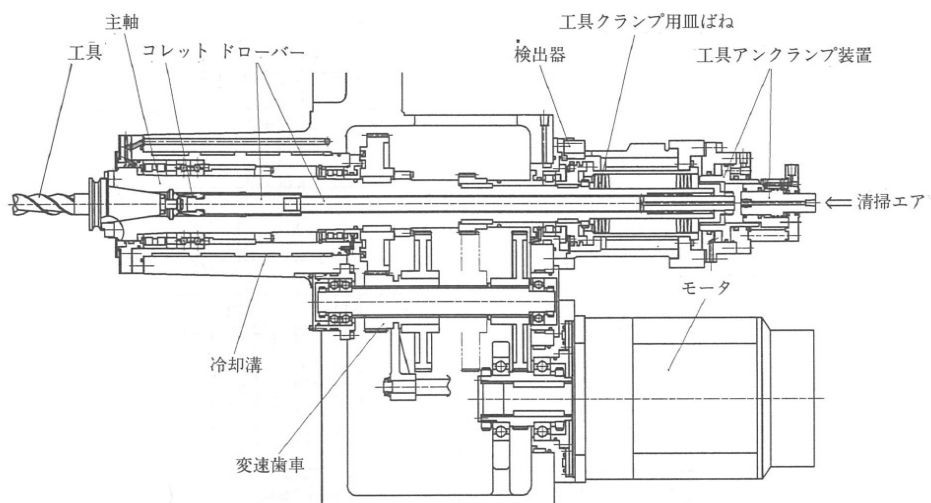
しかし、これまでその主流であった誘導機型の主軸モータをビルトイン構造に適用すると、回転子の発熱による主軸の熱変位が大きくなり、加工精度が確保できない問題や、回転子の発熱が軸受へ伝わり、軸受寿命が短くなるなどの問題が生じる。このため、従来は主軸に冷却液を通して温度上昇を抑制するなど、特別な冷却構造が必要となった。(Table 6-2 参照)

上記ダイレクトドライブ方式の長所を活かすために、誘導機から永久磁石同期機に変更すると、ロータ側の発熱が微少なため、これに起因する課題は解決できるが、逆起電力が速度に比例するため、モータ端子電圧が電源電圧制限にかかり、定出力範囲を拡げることが新たな課題となる。そのため主軸用モータには、永久磁石同期機の中で、電機子電流の電流位相角制御より界磁磁束が可能となる IPMSM が適しているといえる。また、磁石がロータコア内に埋設される構造であるため、主軸の高速回転仕様にも適しているといえる⁽⁶⁻⁶⁾。(IPMSM は高速回転時、SPMSM の遠心力の影響による磁石飛散の懸念はない。) 以上のような技術的背景から、ロータの温度抑制と定出力範囲の拡大を目的とし、IPMSM を工作機械の主軸ドライブへの適用検討を行った。

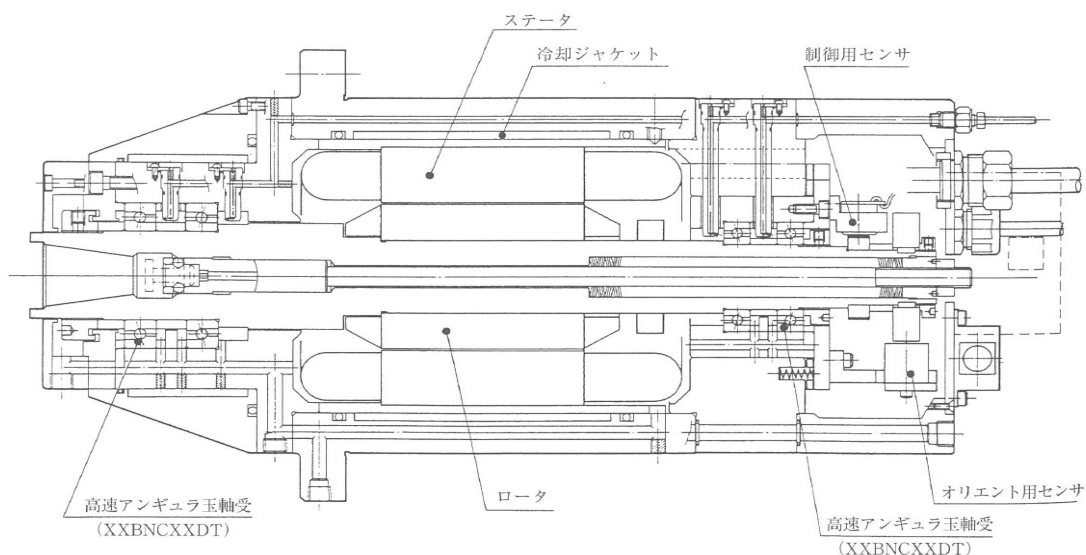


(a) Conventional belt (Gear) drive spindle

(b) Direct Drive spindle



(c) Internal conventional gear drive spindle head (OKUMA co.,LTD) (6-7)



(d) Internal construction of conventional gear drive spindle head

Fig.6-4. Drive train constructions of the machine tool spindle (6-8)

Table 6-1. Comparison of the each drive train constructions of the spindle

Type Items	Conventional		Novel
	Gear Drive	Belt Drive	Direct Drive
Constant power range	◎	○	○
High speed drive	△	○	◎
Acceleration	△	△	○
Noise	△	△	○
Vibration	△	△	○
Efficiency	△	△	○

◎ : Very excellent, ○ : Excellent, △ : Average

Table 6-2. Comparison of the characteristics about the each types of spindle motor

Items \ Type	Induction type	Permanent magnet tyep	
	IM	SPMSM	IPMSM
Heating of rotor	△	◎	◎
Constant power Range control	◎	△	○
Rotor inertia	○	○	○
High speed drive	◎	△	◎

◎ : Very excellent, ○ : Excellent, △ : Average

6. 3. 2 工作機械の性能指数 (FOM) 比較

上記ダイレクトドライブ方式主軸が、どのような機械に適用されるのか、その適用範囲を検討するために一つの提案をしたい。これは、代表的な工作機械である旋盤、マシニングセンタ、研削盤について性能指数 (Figure of merit : 以降、FOM と称す) を決め、これをマッピングして、その機械性能から必要な主軸仕様に基づく主軸ドライブ構造を決めていくものである。

Fig.6-5(a)にマシニングセンタ、Fig.6-5(b)に旋盤の構造図を示す。例えばマシニングセンタにおいては、図示のようにワークを駆動するテーブルと、加工を行う主軸部で構成され、その加工性能は“テーブル駆動性能”、“主軸ドライブ性能”の単独機能で決まるものではなく、双方の性能の整合性が重要になってくる。

従って FOM についてテーブル駆動性能と主軸ドライブ性能の2つに分けるようにした。FOM (X) は (テーブル) 送り用ドライブ性能指数を示し、これは、重いワークを“早く”さらに“高精度”に加工できるかを示す指標であり、FOM(Y)は主軸ドライブ性能指数を示し、これは、大きいワークを“高精度”且つ“多彩な”加工が出来るかを示す指標である。

【FOM (X) : 精度・生産性を示す性能指数 (送り用ドライブの性能指数)】

- I) 出力→ワーク重量
- II) 送り速度→加工速度
- III) 位置決め精度→引き目 (加工面模様)

$$FOM(X) = \frac{V_{table}: \text{送り速度}(m/s)}{\Delta p: \text{位置決め精度}(\mu m)} \times (P_{sv} : \text{出力}kW) \dots\dots\dots(6-7)$$

(6-7)式に、この精度、生産性の性能指数である FOM (X) の計算式を示す。テーブル送り速度 $V_{table}(m/s)$ を、位置決め精度 $\Delta p(\mu m)$ で割り、駆動用モータ出力 P_{sv} を掛けた式になっている。テーブル送り速度 $V_{table}(m/s)$ は、送り軸がリニアモータ駆動の

場合 (Fig6-6(a)参照) は, (6-8)式に示すようにリニアモータ速度 N_{LM} そのものであるが, ボールネジ駆動の場合 (Fig6-6(b)参照) は, 駆動用モータの最高回転速度 $N_{sv}(\text{min}^{-1})$ とボールネジリードピッチ $\lambda_b(\text{m/rev.})$ と掛けたものとなる。

- ・ リニアモータ駆動の場合 : $V_{table} = N_{LM} \text{ (m/s)}$
- ・ ボールネジ駆動の場合 : $V_{table} = N_{sv}(\text{min}^{-1}) \cdot \lambda_b(\text{m/rev.})$ (6-8)

一般的に送り速度と加工精度は相反する関係にあり, これを両立するためには, 送り軸駆動サーボ系のエンコーダ分解能を上げ, これに追従可能なサーボドライブ性能と高速サーボアクチュエータが必要となる。最近では, 送り軸の高性能化にリニアモータドライブが用いられることもあり, FOM (X) 性能指数を大きく向上させている機械もある。

【FOM (Y) : 性能・機能を示す性能指数 (主軸ドライブの性能指数)】

- I) 出力→切削量
- II) 主軸速度 (回転速度) →加工精度
- III) 定出力比→加工の種類 (加工ツールの種類, 本数)

$$FOM(Y) = (V_{sp}: \text{主軸回転速度}(\text{min}^{-1})) \times \text{定出力比}(n) \times (P_{sp}: \text{出力kW})$$

.....(6-9)

(6-9)式に, 機械の性能, 機能の性能指数である FOM (Y) の計算式を示す。主軸回転速度 $V_{sp}(\text{min.}^{-1})$ に, 定出力比(1:n), 駆動用モータ出力 $P_{sp}(\text{kW})$ を掛けた式になっている。主軸回転速度 $V_{sp}(\text{min.}^{-1})$ は, 仕上げ加工面の精度 (主軸性能) に関係し, 定出力比(1:n)は主軸加工の種類, つまり使用可能な加工ツール本数 (主軸機能) に関係する。また主軸の出力 $P_{sp}(\text{kW})$ は, 単位時間の加工量 (主軸性能) となるので, これらを掛け合わせた数値が機械の性能, 機能の性能指数である FOM (Y) となる。

このような FOM 評価で, 工作機械メーカーのマシニングセンタ, 旋盤, 研削盤の機械仕様から FOM 値を計算したものを Table 6-3 に示す。またこの Table 6-3 に示す FOM (X), FOM (Y) のデータをプロットすると, Fig.6-7 のような分布になる。

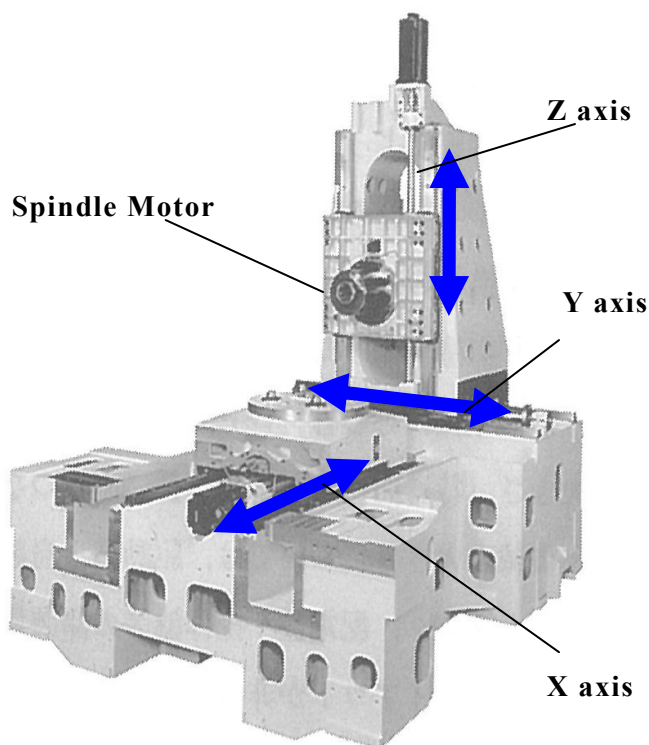
Fig.6-7 において, FOM(X), FOM(Y)の両方が大きくなる (グラフ対角右上方向) は, 精度, 生産性, 性能, 機能の全てが “高級機 (ハイエンド機)” を示しており, 逆方向は価格が安い “低級機 (ローエンド機)” を示すことになる。また, FOM (X) が大きく FOM (Y) が小さくなる方向は, 機能が絞られその機能においては, 精度と生産性を向上させる “単機能機” を示し, この逆方向, FOM (Y) が大きく FOM (X) が小さくなる方向は, 精度と生産性は低い, 様々な種類の可能可能な “多機能機”

を示すことがわかる。

よって旋盤エリアは、この Fig.6-7 に示す工作機械 FOM マップの中央部に位置する。元来、旋盤はワークの外周面加工と中割り加工を基本とする機械であるが、近年、キリ穴やタップ加工が可能な複合旋盤と呼ばれる機械も出てきており、FOM (Y) が高くなる方向にエリアが広がってきている。

この旋盤エリアを基準にマシニングセンタエリアは、FOM (Y) の高い方向に移動していることがわかる。これは、マシニングセンタの特徴として、旋盤が基本的に研削という単一種加工に対して、マシニングセンタは、フライス(粗加工)加工、ドリル&タップ加工、エンドミル(仕上げ)加工と、加工の種類も多く加工精度に応じた加工ツールの種類も多いため、主軸定出力範囲が広がるため FOM (Y) が大きくなる。研削盤については、旋盤と同じく基本は研削の単一種加工であるが、加工精度仕様が一桁上がる。従って研削盤エリアは、旋盤エリアを FOM(X) の大きくなる方向にシフトした位置となる。

このように各機械が位置づけられた中で、FOM (X), FOM (Y) の性能指数から、要求される主軸仕様を導出した場合、Fig.6-6 に示す FOM (X) : 20 以上, FOM (Y) : 100 以上の三角形エリアに入る機械に対して、ダイレクトドライブ主軸方式が要求されてくると考える。



(a) Structure example of Machining Center ⁽⁶⁻⁹⁾

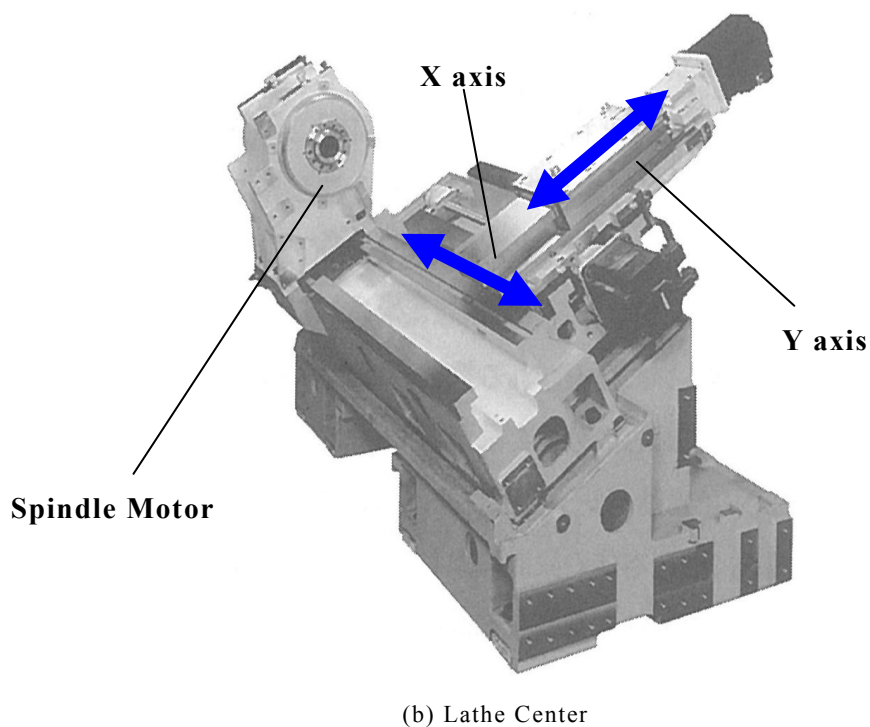
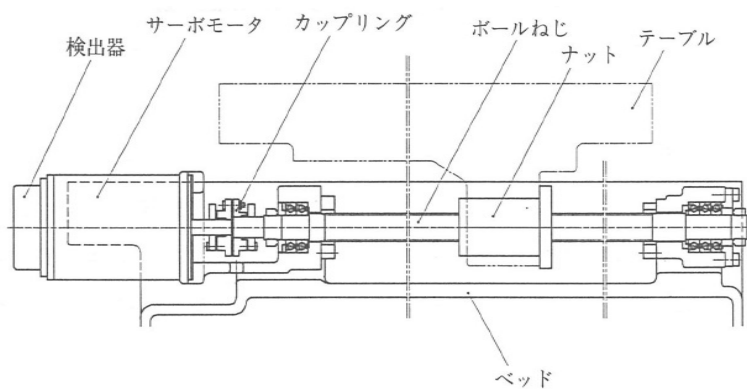
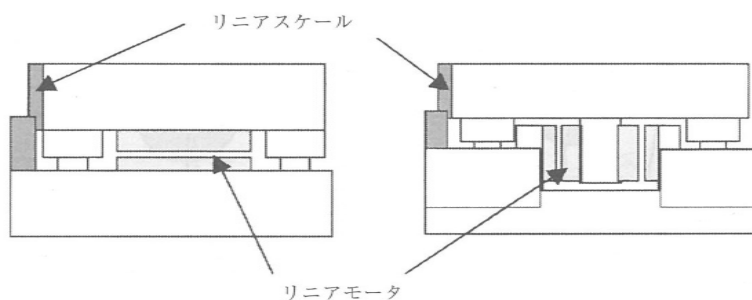


Fig.6-5. Drive construction of the machine tool ⁽⁶⁻⁹⁾



(a) Feeder drive construction of the machine tool table used ball screw



(b) Feeder drive construction of the machine tool table used linear motor

Fig.6-6 Feeder drive construction of the machine tool construction ⁽⁶⁻¹⁰⁾

Table 6-3. FOM analysis data of typical machine tool makers

工作機 メーカー	工作機種類						送り用ドライブ性能指数					主軸用ドライブ性能指数			
	M/C		旋盤		M/C		加工精度		生産性			性能・機能			
	大物・ 複雑	変種変量	小物量産	金型	位置決め μm	振動 V	送り用 モータ 出力 kW	送り速度 m/min	最大トルク %	FOM(X)	主軸 速度 Kmin ⁻¹	主軸 モータ 出力 kW	定出力比 1:n	FOM(Y)	
Bメーカー					5	5	2	20	200	8	4.5	7.5	2	68	
	○				5	5	3	36	300	22	8	11	5.3	466	
		○			5	3	2	35	300	14	20	7.5	2	300	
Eメーカー					1	5	1.3	5	300	7	8	15	5.3	636	
	○				1	3~5	3	7.5	300	23	10	22	12	2640	
		○			1	3	3	36	300	108	8	11	5.3	466	
Dメーカー					5	3	2	70	300	28	16	22	4	1408	
					5	3	1.3	50	300	13	16	22	4	1408	
					5	5	2	15.2	200	6	6	5.5	4	132	
Fメーカー					5	5	2	16.5	300	7	6	5.5	4	132	
	○				7	5	3	18	300	8	7.5	15	4	450	
					5	3	3	60	300	36	12	7.5	4	360	
Gメーカー					1	3	5	36	300	180	10	22	5.3	1166	
	○	○			1	3	5	36	300	180	10	22	5.3	1166	
					5	5	1.3	30	300	8	6	11	4	264	
Hメーカー					1	3	5	60	400	300	20	30	12	7200	
Aメーカー					0.1	3	2	20	300	400	6	5.5	4	132	
					0.1	3	5	20	300	1000	6	30	4	720	
					0.1	3	5	20	300	1000	6	55	4	1320	

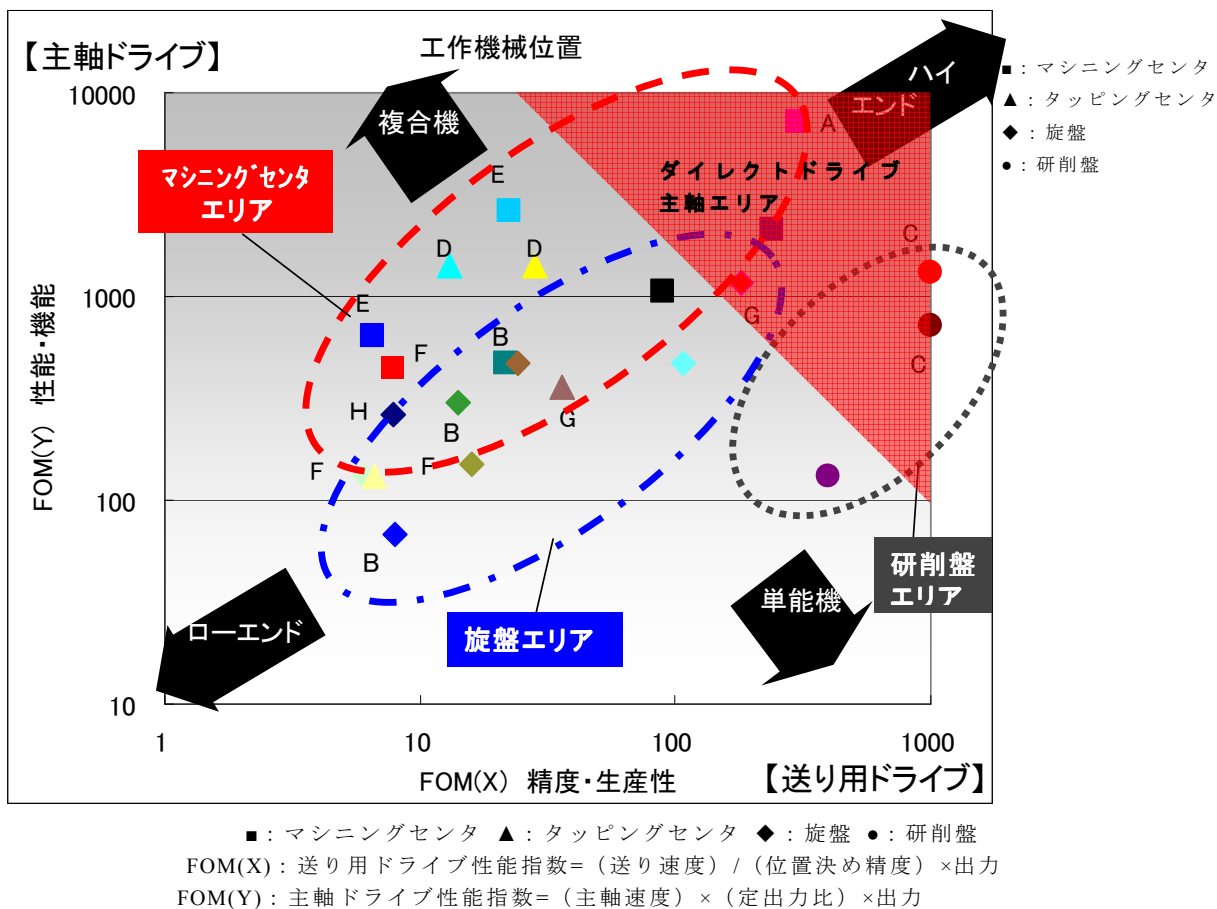


Fig.6-7. Evaluation of FOM (Figure of merit) about the machine tool

6. 3. 3 主軸用 IPMSM の構造

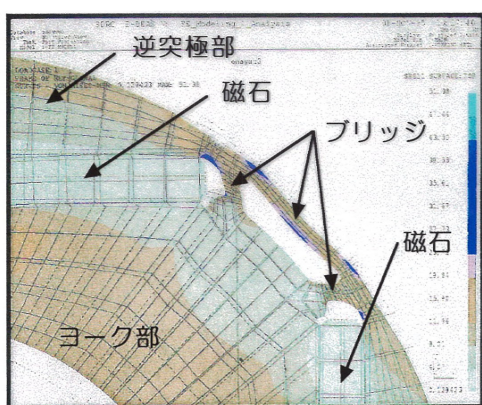


(a) Overview of built-in type IPMSM ⁽⁶⁻¹¹⁾ (b) Overview of built-in type IPMSM ⁽⁶⁻¹²⁾

Fig.6-8. Built-in motor for Direct Drive Spindle

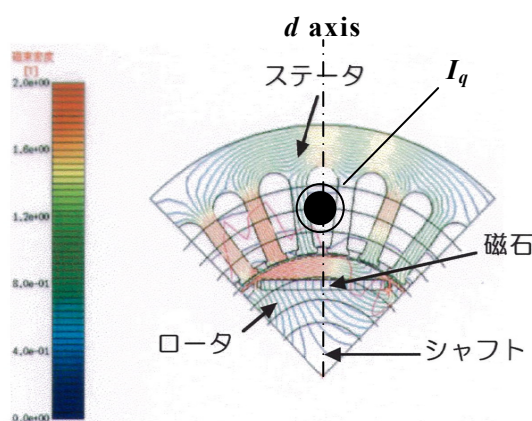
モータ構造は、主軸機構部へのビルトインを前提にしているため、IPMSM 型も IM 型も Fig.6-8. に示すように電機子部とロータ部だけとなり、軸受は主軸用軸受と兼用になる。電機子の外郭には液冷ジャケットが配備され、この中通す冷媒より電機子部での発熱量が、熱交換器に移送され冷却循環を繰り返すことで、電機子部のみの冷却により、主軸部温度上を抑制することができる。

主軸用モータの最高回転速度は旋盤で 6000min.^{-1} 、マシニングセンタで 12000min.^{-1} が一般的である。最高回転速度が 12000min.^{-1} の場合、モータのロータ周速は、 75m/s になり、遠心力に対するロータ強度の確保が必須となる。



応力分布のシミュレーション結果

(a) Centrifugal force stress analysis data



磁界分布のシミュレーション結果

(b) Magnetic field analysis FEM data

Fig.6-9. Rotor construction of IPMSM

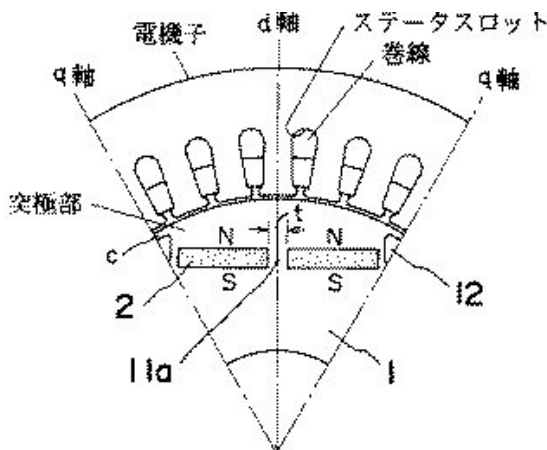


Fig.6-10 Rotor construction at rotational velocity 75m/s ⁽⁶⁻¹³⁾

Fig.6-9(a).に示す応力分布のシミュレーション結果を用いて、IPMSM のロータ構造を説明する。一般的に磁石上部の突極部とヨーク部は、磁石両サイドのブリッジ部で機械的に接続されている。ロータ回転時の遠心応力に応じて機械強度を確保するには、このブリッジを厚くする必要がある。SPMSM の場合、磁石をロータに固定するには接着剤を用いて行うことが一般的であるが、接着剤での固定は、信頼性の確保が難しい。この信頼性を低下させる要因としては、接着界面の状況でバラツキ、接着強度の経年変化、熱膨張差による接着応力などがあり、この点、IPMSM のような磁石を機械的に保持する構造は、主軸用モータに適しているといえる。

Fig.6-9(b)は、FEM 解析結果から得られた磁界分布を示している。本解析は、 d 軸にトルク電流 (q 軸電流) I_q を流した場合の結果であり、ロータ突極部を見ると、磁石磁束 Φ_m と q 軸電機子反作用磁束 Φ_q が同 (増磁) 方向となる側は磁束密度が高く、逆側は減磁方向となっている。またロータ突極部の両端ブリッジを見ると、このブリッジ部が磁気飽和を起こすだけの磁石磁束 Φ_m の漏洩があることも、本解析結果からもわかる ⁽⁶⁻⁶⁾。

周速が 75m/s を超えるようなマシニングセンタ用では、その遠心力に対抗するため Fig.6-10 に示すような、Fig.6-9(b)に示す構造に、さらに磁石中央部にもう 1 箇所ブリッジを設けることもある ⁽⁶⁻¹³⁾。ただこの磁石中央部、及び前記両サイドのブリッジは、磁石磁束の漏れ字路を構成することになるため、磁石磁束の利用度を低下させる要因となる。このことから筆者らは有限要素法解析を活用し、モータ出力特性 (電氣的仕様) から決まるギャップ磁束密度 B_g (磁気比装荷) と、ロータ遠心力強度 (機械的仕様) から決まるブリッジ幅との Trade off 設計を行い、磁石利用率と高速回転度における耐遠心力強度を最適にするブリッジ構造とした。

電機子巻線や磁石投入量 (界磁磁石設計) においては、最高回転速度時における逆起電力をインバータの過電圧レベル以下に抑制する必要があるため、モータの誘起電圧定数 K_e を、この設計要件に適合したものとした。

6.3.4 主軸用 IPMSM の特性

主軸用モータの特性は、定出力特性を必要とする。これは、マシニングセンタの場合、加工ツールの種類が異なるため、この加工ツールの種類が多いほど定出力範囲は広い。旋盤においては、主軸チャックに固定するワークサイズの大きさの範囲で決まることになる。

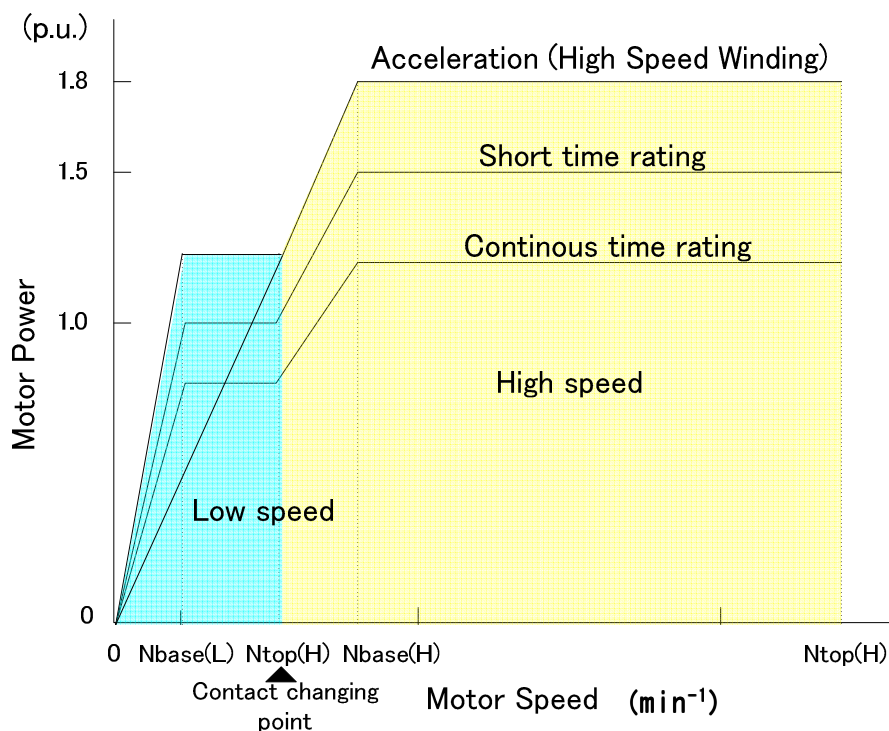


Fig.6-11. Constant power characteristics of the spindle

Fig.6-11 に、回転速度－出力特性（定出力特性）を示す。Fig.6-11 において、回転速度に対して定トルクが出せる限界速度を基底回転速度 N_{base} と表し、工作機械の加工限界、つまり主軸の最高回転速度を N_{top} と表している。そして、この基底回転速度 N_{base} と最高回転速度を N_{top} の比を“定出力比”と称し、この定出力比の大きい主軸特性をもつ工作機械が、性能の良い機械とされる。ビルトイン主軸を有する工作機械は、前述したように高性能機であるため主軸用モータの定出力範囲は広く、旋盤では $N_{base} : N_{top} = 1 : 8 \sim 10$ 、マシニングセンタでは $N_{base} : N_{top} = 1 : 20 \sim 30$ のものがある。

このような広範囲定出力を実現させるのに、モータの電機子巻線方式が固定の場合の定出力範囲は、1 : 4 程度であるため、それ以上に定出力範囲を拡大する場合には駆動電源容量が大きくなってしまふ。従って（後で解説する）電機子巻線のコイルグループの接続を切り替える“巻線切替方式”を用いることで、低速、高速の2種類の特性をつくり、その出力範囲を拡大させるものである⁽⁶⁻¹⁴⁾。

また Fig.6-11 に示すように、モータ出力には“連続定格領域”，“時間定格領域”，

“加減速出力領域”があり, “加減速出力”の際は前記巻線切替方式の高速巻線で行われる。

6. 3. 5 巻線切替方式による定出力範囲の拡大

主軸用モータの定出力範囲を拡大するためには, 電機子巻線の巻線切替方式を用いることが効果的であることは前にも述べた。

実際, これまで主軸用モータに3相誘導機(IM)を用いた場合, Fig.6-12.に示すように, 3相電機子巻線の各相巻線の中性点を接続せず, 6本の各巻線端子をモータ筐体外に出し, これを切替機(Contactor)によりY(Star)結線⇔Δ(Delta)結線に切替を行う⁽⁶⁻¹⁴⁾。各相電圧 V_p とした場合, Y結線の場合, それぞれのモータ端子電圧 V との関係は,

$$V = \sqrt{3} \cdot V_p$$

$$V_p = \sqrt{(E + I \cdot R)^2 + (I \cdot X_L)^2} \dots\dots\dots(6-10)$$

また, Δ結線の場合, モータ端子電圧 V との関係は,

$$V = V_p$$

$$V_p = \sqrt{(E + I \cdot R)^2 + (I \cdot X_L)^2} \dots\dots\dots(6-11)$$

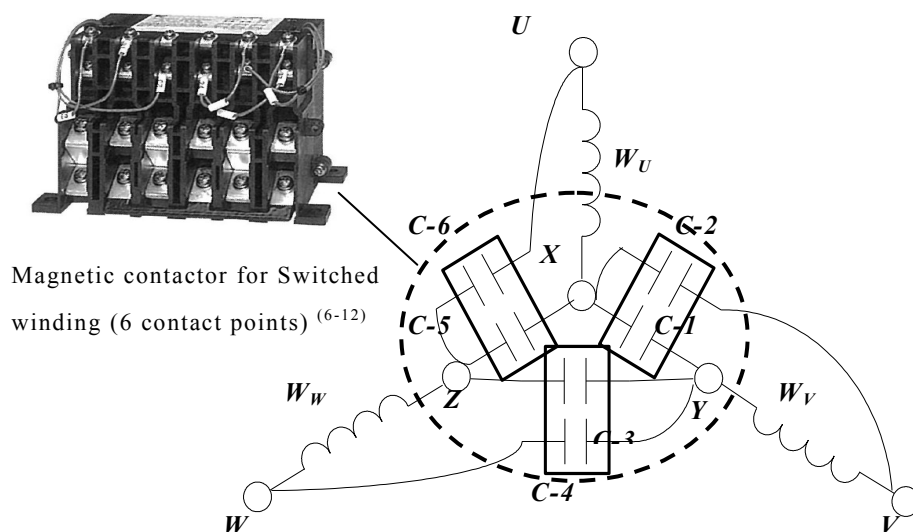
となる。

これより見かけ上の誘起電圧 E を, Y結線の $1/\sqrt{3}$ にすることができるため, 高速回転が可能となる。

このようにIMにおいて, 低速巻線ではC1,C3,C5をONに, C2,C4,C6をOFFにすることでY結線, また高速巻線ではC2,C4,C6をON, C1,C3,C5をOFFにすることでΔ結線に切替ることができ, 駆動電源容量を変えずに, 定出力範囲の拡大が可能である。しかしIPMSMでは, これと同様の巻線切替方式を用いることは難しい。この理由は, 界磁磁束の高調波成分含有率の違いである。

IMの場合, 界磁磁束は1次電流と電機子巻線での起磁力からなり, 電機子巻線の毎極毎相スロット数 q の選択で, その高調波含有率は異なる。主軸用モータの場合, 4極機もしくは6極機であることが多く, 毎極毎相スロット数 $q>3$ 以上の分布効果が大きくなる設計が望ましい。

この場合, 起磁力分布は正弦波に近づけることができ, その結果, 界磁磁束の高調波成分を低減でき, 正弦波の誘起電圧特性を得ることができる。よって, Δ結線の場合でも, 電機子巻線内に循環電流が流れることはないため, Fig.6-12に示すY-Δ巻線切替方式が可能となる。



(a) Diagram of Y- Δ Switched winding method

Contactor	Low speed winding	High speed winding
	Y-connection	Δ -connection
C-1	ON	OFF
C-2	OFF	ON
C-3	ON	OFF
C-4	OFF	ON
C-5	ON	OFF
C-6	OFF	ON

(b) Contactor sequence of Y- Δ Switched winding method

Fig.6-12. Y- Δ switched winding method for Induction Motor

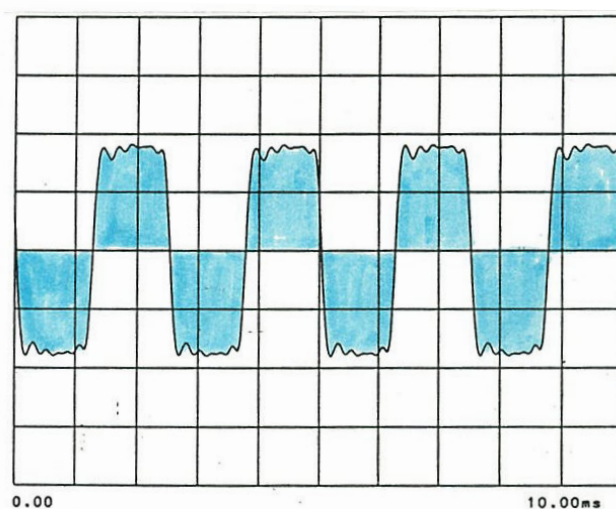
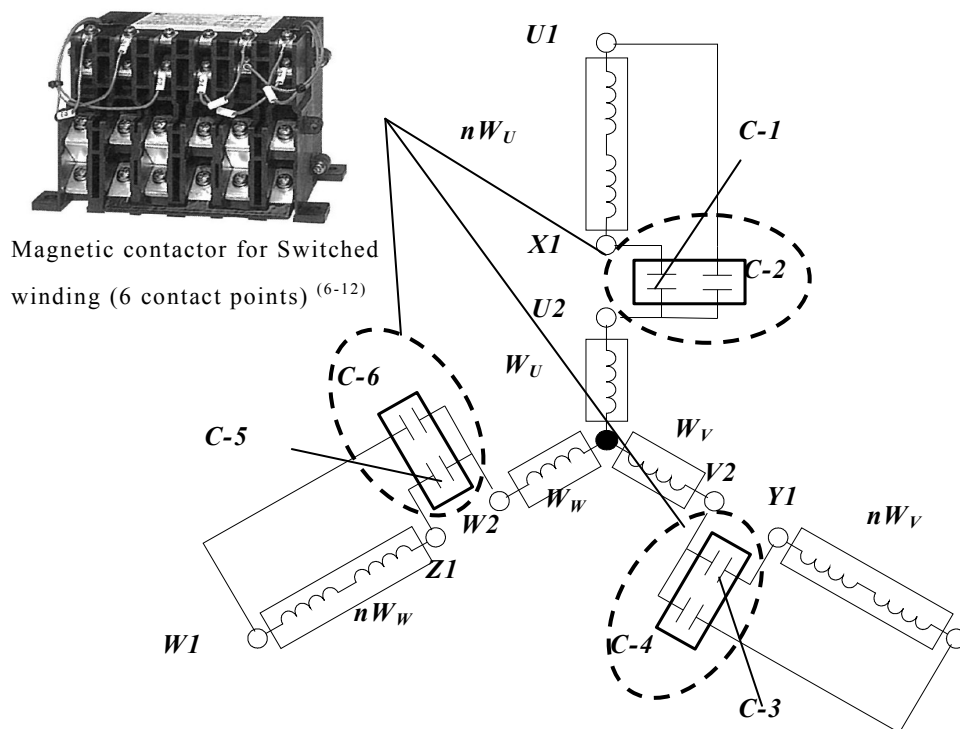


Fig.6-13. Gap flux distribution measured by the search coil



(a) Diagram of Y-nY Switched winding method

Contactor	Low speed winding	High speed winding
	Y _L -connection	Y _H -connection
C-1	ON	OFF
C-2	OFF	ON
C-3	ON	OFF
C-4	OFF	ON
C-5	ON	OFF
C-6	OFF	ON

(b) Contactor sequence of Y-nY Switched winding method

Fig.6-14. Novel (Y-nY) switched winding method for IPMSM

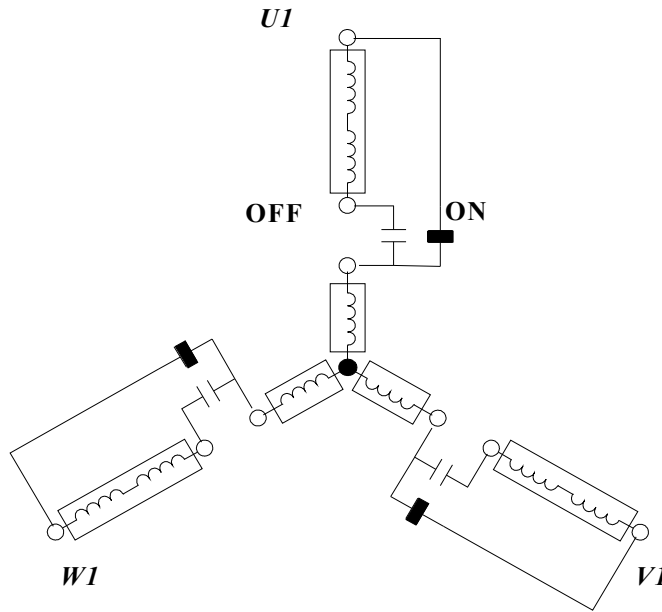
これに対して、IPMSM の場合、ギャップ磁束密度は台形波をなす。Fig.6-13 は、極ピッチ幅に配置したサーチコイルで検出したギャップ磁束密度実測波形データを示す。ロータ突極部の幅を、 $4/5 \tau_p \sim 5/6 \tau_p$ に決めた際、最も大きい3次高調波は、基本波磁束に対して25%~35%と大きく、Y-Δ巻線切替方式を用いた場合、循環電流が流れてしまい、高速巻線の効率を大幅に低下させてしまう。

そこで著者らは Fig.6-14. に示すような、IPMSM に適した巻線切替方式を開発し実用化した^{(6-15) (6-16)}。これは、各相電機子巻線を“ nW_{UVW} ” (n :巻数比) と“ W_{UVW} ”巻線の2つに分け、低速巻線 Y_L では C1,C3,C5 を ON に、C2,C4,C5 を OFF にすることで“(n+1) W_{UVW} ”の電機子巻線とし、高速巻線 Y_H では C2,C4,C6 を ON, C1,C3,C5 を OFF

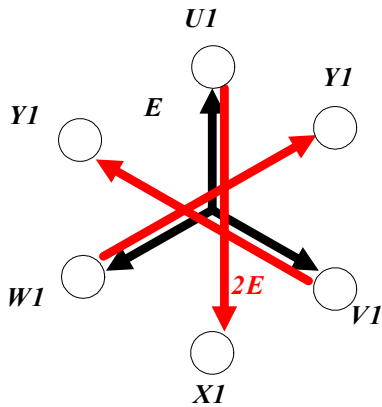
にすることで, “ W_{UVW} ” の電機子巻線のみを用いるものとする。このようにした場合の低速巻線, 高速巻線の誘起電圧 E_L, E_H の関係は,

$$\text{低速巻線 } E_L : \text{高速巻線 } E_H = (n+1) \cdot K_e \cdot \omega : K_e \cdot \omega \quad \dots\dots\dots(6-12)$$

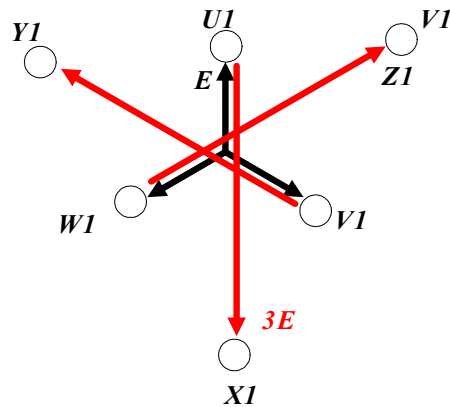
となる。つまり巻数比 n を大きくすれば, 低速巻線と高速巻線の誘起電圧定数 K_e , すなわちトルク定数 K_t の差を大きくすることになり, 定出力範囲を大きくすることが可能になる。



(a) High speed winding connection



(b) EMF vector at $n=2$.



(c) EMF vector at $n=3$.

Fig.6-15. EMF vector condition at high speed winding connection of IPMSM novel method.

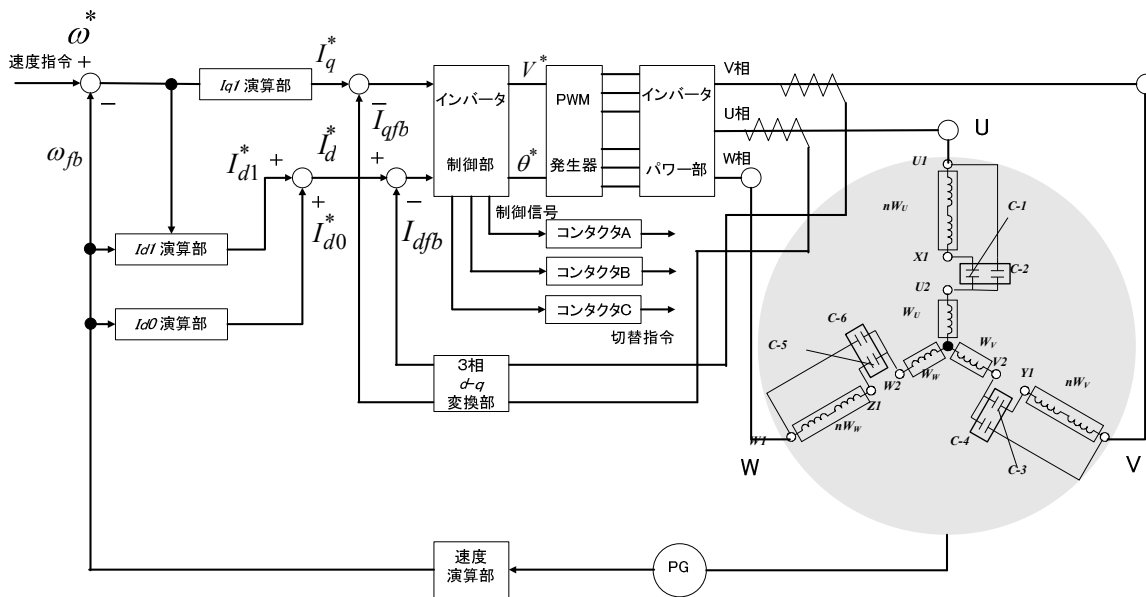


Fig.6-16. Winding connection switching control block diagram

Fig.6-14 に示すような巻線切替方式を用いる場合、電機子スロットには“ nW_{UVW} ”と“ W_{UVW} ”の2つの巻線を埋設する必要がある。また、固定界磁をもつPMの場合、Fig.6-15.に示すように“ W_{UVW} ”のみが駆動電源に接続され、“ nW_{UVW} ”は切り離された状態でも、切り離された“ nW_{UVW} ”には誘起電圧が発生している。ただ各相において、誘起電圧の方向は相反しているため、最も絶縁強度が必要なモータリード端子部は、その差分の電圧に対しての絶縁強度の考慮が必要となる。よって、通常低圧の電機子巻線絶縁においては“ nW_{UVW} ”の巻数比 n は、 $n \leq 3$ が実用的な値となる。

Fig.6-16.に、IPMSM における本巻線切替方式を用いた広範囲定出力制御を行う制御ブロック図を示す。また実用化した主軸用 IPMSM 巻線切替方式の巻数比 n は、旋盤用において $n=2$ にすることで定出力範囲 1:8 を実現、マシニングセンタ用において $n=3$ にすることで定出力範囲 1:22 を実現した。

Table6-4 に、IM と IPMSM の巻線切替方式の相違点をまとめる。

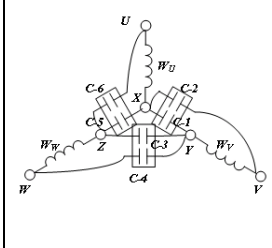
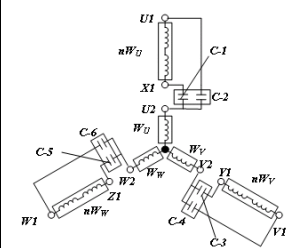
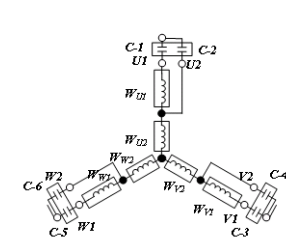
最大定出力比、切替接点数は同一であるが IPMSM の巻線切替方式の場合、モータリード線数が、IM の Y- Δ 切替が6本に対して、IPMSM の切替方式の場合、9本必要となり、巻線切替機への接続の手間でデメリットがある。

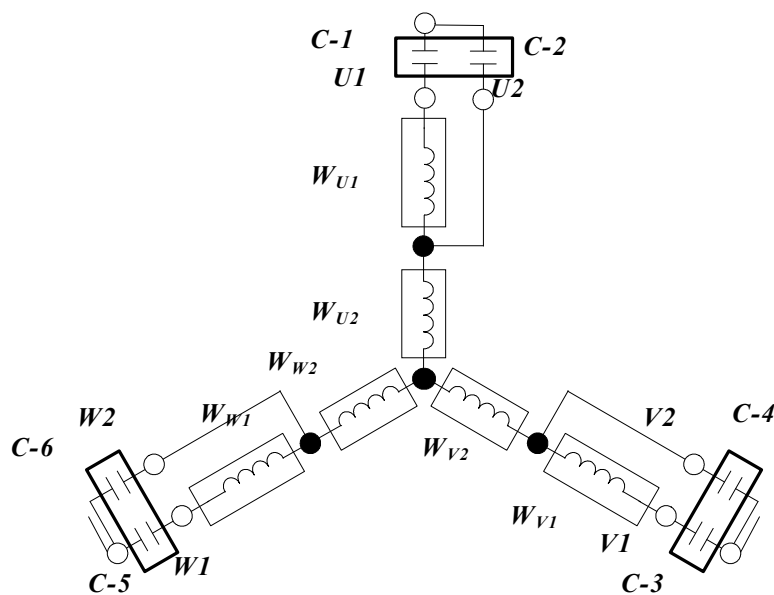
IPMSM においても Fig.6-17 に示すようにモータリード線数6本で巻線切替を行う方法がある。しかし本方式では、2つのコイル間にある中間タップ切替となる。従って高速巻線時の最高回転速度時、制御 OFF の状態での無負荷端子電圧は、低速巻線での誘起電圧定数 $K_e(L)$ による高電圧が発生してしまう。そのため低速巻線と高速巻線の巻数比を大きく設定できない。(Fig.6-18 参照)

以上のように、本提案の9本リード線を用いた巻線切替方式 Fig.6-15(c) $n=3$ にお

る, 誘起電圧条件にて定出力可能範囲を比較した場合, 本提案切替方式の最大定出力範囲が 1:22 に対して, Fig.6-17 に示す 6 本リード線を用いた切替方式では, 1:5 程度の定出力範囲となる。この点からも, 本提案の巻線切替方式の有効性が確認できる。

Table 6-4. Comparison during IM and IPMSM winding switching method

Item	IM	IPMSM	
		Novel	Conventional
Winding switching method	Y- Δ connection	$Y_L - Y_H$ connection	$Y_L - Y_H$ connection
Maximum constant power ratio	1:22	1:22	1:5
Windings in armature slot	Single winding	Double winding	Double and Single winding
Number of contactor	6 contacts	6 contacts	6 contacts
Number of motor lead wire	6 wires	9 wires	6 wires
EMF at high winding	E	2E	2E
Winding switching construction			

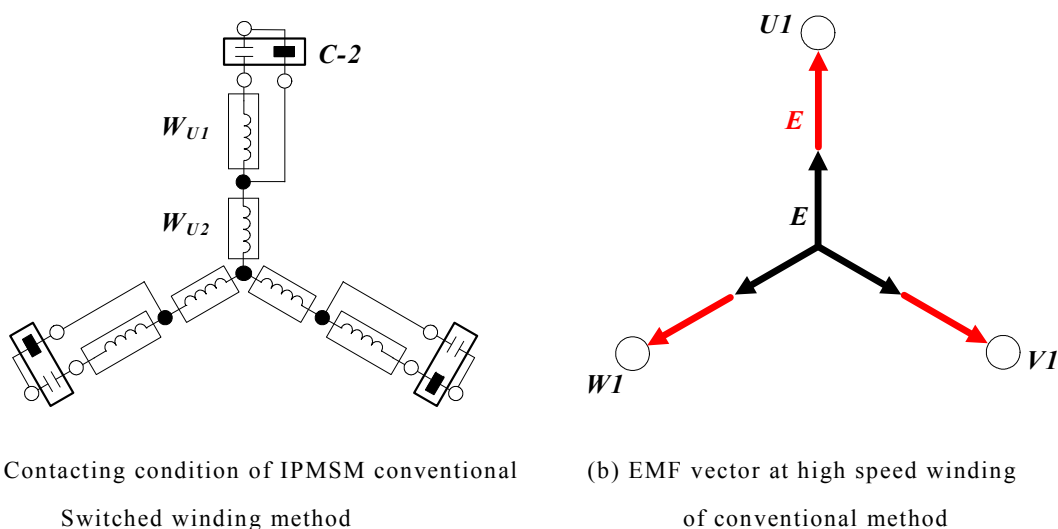


(a) Diagram of conventional Y-nY Switched winding method

Contactor	Low speed winding	High speed winding
	Y_L -connection	Y_H -connection
C-1	ON	OFF
C-2	OFF	ON
C-3	ON	OFF
C-4	OFF	ON
C-5	ON	OFF
C-6	OFF	ON

(b) Contactor sequence of $Y-nY$ Switched winding method

Fig.6-17. Conventional winding switching method for IPMSM (Reference)



(a) Contacting condition of IPMSM conventional Switched winding method

(b) EMF vector at high speed winding of conventional method

Fig.6-18. EMF vector condition at high speed winding connection of conventional method.

6. 3. 6 IPMSM 広範囲定主力・高効率制御

6. 2 IPMSM トルク方程式の項でも述べたが、IPMSM においては電流相差角を“進み角”側、また I_d 電流は $-I_d$ となり、弱め界磁制御を行うことでモータ端子電圧 V を抑制し、磁石トルク T_m にリラクタンストルク T_r を重畳した特性を得ることができる。

一般的には、

- 1) IPMSM トルクが最大となる電流相差角 $\theta_i=30\sim 50\text{deg}$ での位相固定制御
- 2) 回転速度に対して、電流相差角 θ_i を比例関数で変化させる位相比例制御

がある。

1) 位相固定制御の場合、Fig.6-19 に示すように、磁石トルク T_m だけの SPMSM に対しては、高速領域の出力特性が広がるが、モータ端子電圧が電源電圧と同一になっ

た出力から電流が流れなくなるためトルク特性が低下していく。

2) 位相比例制御の場合, IPMSM では Fig.6-20 に示すように, 速度に比例して電流相差角 θ_i を $45 \rightarrow 75 \text{deg}$ に進めていくので, 1)位相固定制御と同様, 簡単な制御システムで高速領域の出力を拡大できる利点がある⁽⁶⁻¹⁷⁾。しかし IM と同レベルの定出力特性を得ることは出来なかった。

SPMSM においても速度に比例して電流相差角 θ_i を $0 \rightarrow 25 \text{deg}$ に進めていくことで, 力率改善された分, 出力領域の拡大はあるが, リラクタンストルク T_r がないため, その領域は IPMSM と比べて狭い。

このように電流相差角 θ_i を制御する制御方法では, 工作機械主軸が必要とする定出力を得ることができなかつた。そこで筆者らは, Fig.6-21 に示すような誘導機のベクトル制御理論を応用した, 直軸 (磁束) 電流 I_d および横軸 (トルク) 電流 I_q を定出力関数で与えると共に, 無負荷時においても, モータ端子電圧を駆動電源電圧以下に抑制するための無負荷直軸 (弱め界磁) 電流 $-I_d$ を速度関数として与えることで, 工作機械主軸用に必要な定出力特性を実現させている。

Fig.6-19 に示した SPMSM $d-q$ 制御 ($I_d=0$ 制御) と比較すると, IPMSM と $d-q$ 制御との組合せの有効性が, 同一駆動電源容量での出力領域の差からも見る事が出来る。

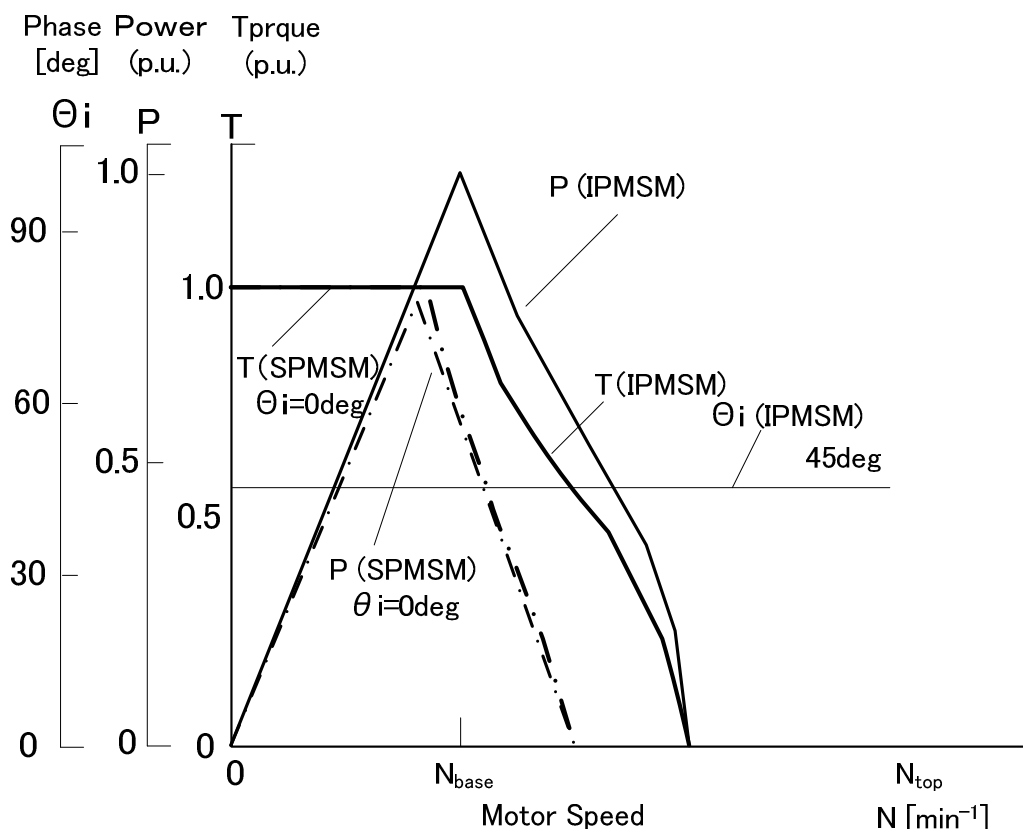


Fig.6-19. IPMSM control method by the fixed current phase angle

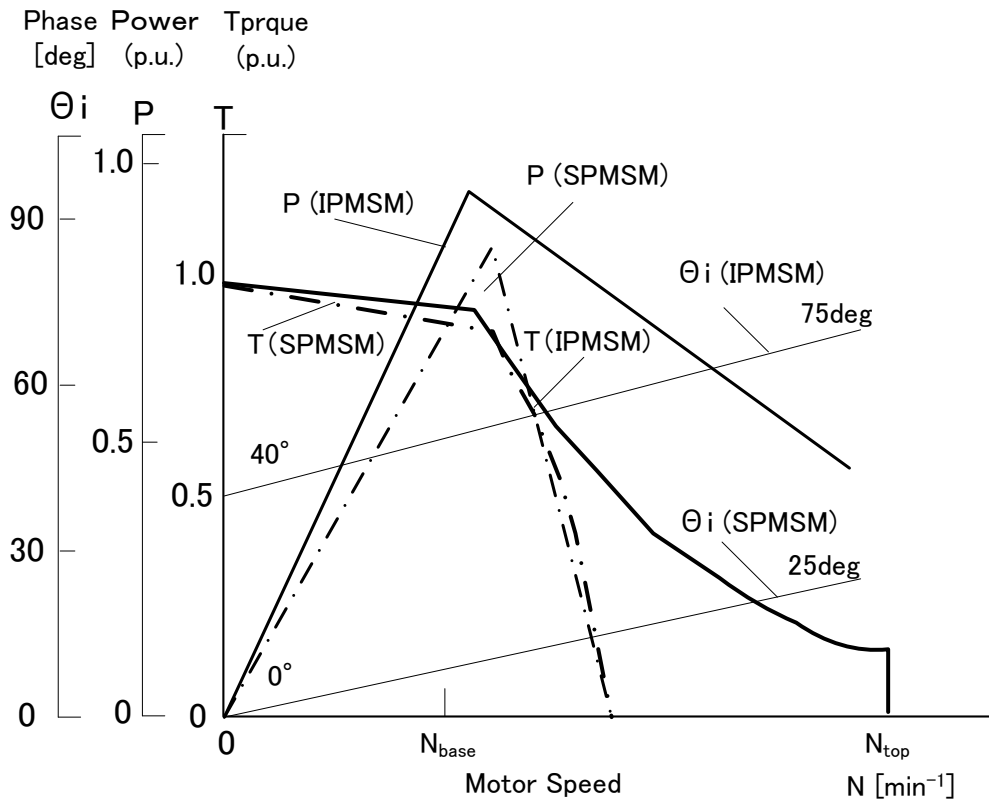


Fig.6-20. IPMSM control method by the proportional current phase angle

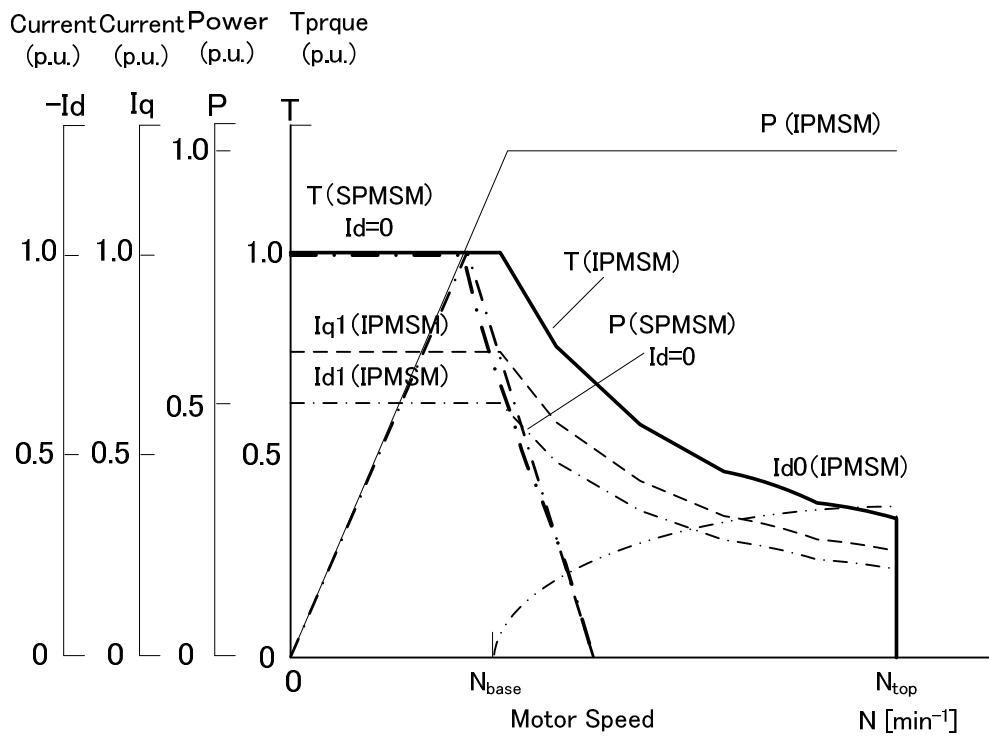


Fig.6-21. IPMSM control method by the proportional current phase angle

Fig.6-22 に、提案する IPMSM 定出力制御法における電流制御、および出力特性を示す。本制御方式の特徴は、トルク電流 I_q については、定出力特性に準拠した I_{q1} を関数化し、弱め界磁電流 I_d に関しては、無負荷端子電圧 $V_0 (=E_0)$ を抑制するための I_{d0} と、定出力特性準拠分 I_{d1} に分けて関数化したことにある。このとき定出力特性準拠分 I_{d1} は、前記トルク電流 I_q と比例関係にある。

また、ここで提案する IPMSM 定出力制御法の制御ブロック図を Fig.6-23 に示す⁽⁶⁻¹⁸⁾。

【負荷時】

負荷時においては、速度フィードバック信号から出されるトルク指令 T_{ref} に応じて、 q 軸電流 I_{q1} 、 d 軸電流 I_{d1} を制御する。

《基底回転速度 N_{base} ~ 最高回転速 N_{top} の定出力領域》

この速度範囲での q 軸電流 I_q [A]、 d 軸電流 I_d [A] を(6-13)~(6-16)式に示す。

$$I_q = I_{q1} = I_{q\max} \cdot \left(T_{ref} \times \frac{N_{base}}{N} \right) \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-13)$$

T_{ref} : トルク指令 [%] I_q : q 軸電流 [A] I_d : d 軸電流 [A]
 I_{q1} : トルク指令 T_{ref} に準拠して流れる q 軸電流 [A]
 I_{d1} : トルク指令 T_{ref} に準拠して流れる d 軸電流 [A]
 $I_{q\max}$: 100% 定格出力時の q 軸電流 [A]

$$I_{d1} = K_{d1} \times I_{q1} \quad \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-14)$$

(K_{d1} : 比例定数 IPM ロータ突極比 (L_d/L_q) から最適化される)

$$I_{d0} = K_{d0} \times \left(\frac{N - N_{base}}{N} \right) \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-15)$$

I_{d0} : 無負荷 I_d 電流 [A]
 (K_{d0} : 比例定数 IPMSM 定出力比仕様 (1 : n) から決定される)

$$I_d = I_{d0} + I_{d1} \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-16)$$

《0 ~ 基底回転速度 N_{base} の定トルク領域》

この速度範囲での q 軸電流 I_q [A]、 d 軸電流 I_d [A] を(6-17)~(6-19)式に示す。

$$I_q = I_{q1} = I_{q\max} \cdot T_{ref} \quad \text{ [A]} \quad (T_{ref} : \text{トルク指令} [\%]) \quad \dots\dots\dots(6-17)$$

$$I_{d1} = K_{d1} \times I_{q1} \quad \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-18)$$

$$I_{d0} = 0 \quad \text{ [A]} \quad \dots\dots\dots(6-19)$$

比例定数 K_{d1} は、電流相差角 θ_i を決めるものであり、

$$\begin{aligned} K_{d1} &= 1 & \theta_i &= 45 \text{deg} \\ 0 < K_{d1} < 1 & & 0 < \theta_i < 45 \text{deg} \\ 1 < K_{d1} < \infty & & 45 \text{deg} < \theta_i < 90 \text{deg} \end{aligned}$$

となる。

実質的には、IPMSM におけるトルク最大位相角 $\theta_i (\text{max.})$ は、

$30 \text{deg} < \theta_i (\text{max.}) < 45 \text{deg}$ 内にあるので、比例定数 K_{d1} は、

$$\tan(30 \text{deg}) < K_{d1} < \tan(45 \text{deg})$$

$$0.58 < K_{d1} < 1$$

の範囲で決まる。

【無負荷時】

工作機用 IPMSM は、速度制御を行うため、Fig.6-23 の制御ブロック図に示すように、モータ部の速度センサ (PG) の速度フィードバック信号を基に I_q, I_d の電流制御を行うものである。

IPMSM の場合、高速域において永久磁石の固定界磁による誘起電圧 E を抑制する必要がある。Fig.6-22 において定出力領域になる、基底回転速度 N_{base} ~ 最高回転速度 N_{top} の回転速度範囲内では、無負荷 I_d 電流 I_{d0} を、

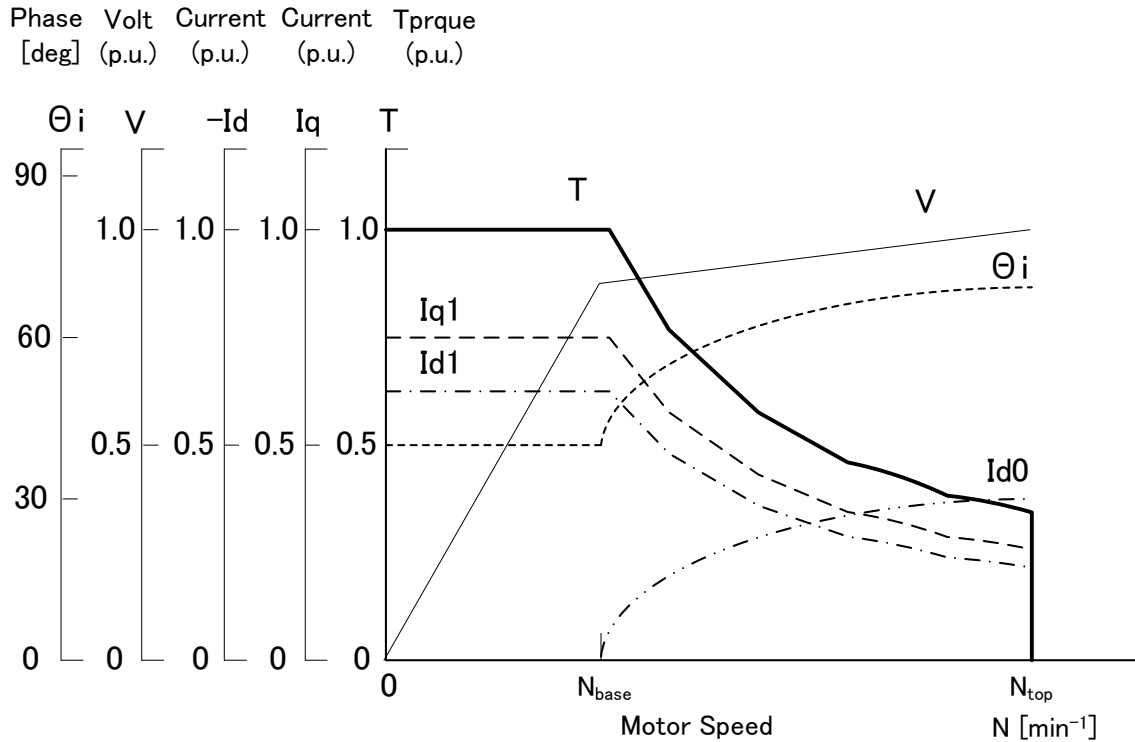
$$I_{d0} = K_{d0} \times \left(\frac{N - N_{base}}{N} \right) \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots(6-15)$$

上記関数式で制御する。つまり、この回転速度範囲内で、

$$\omega \cdot K_e - X_d \cdot I_{d0} < V_{max} \quad V_{max} : \text{最大電源電圧}$$

になるように K_{d0} を決定する。

K_{d0} は比例定数であり、誘起電圧定数 K_e が大きいモータほど大きくなる。無負荷 I_d 電流 I_{d0} と電機子抵抗 R (/相) で生じる無負荷銅損 W_{c0} が大きいと高速域の効率を著しく低下させることになる。従って定出力範囲 $1 : n$ が広い IPMSM においては、逆突極比 (L_q/L_d) を大きく設計してリラクタンストルク T_r 成分を大きくし、磁石トルク T_m 成分の割合を小さくすることで、トルク定数 $K_t (=K_e)$ を下げる設計をすることが重要である。そのためには、前述のように IPM ロータの機械強度を考慮しながら、磁石配置等の最適化を行うことが研究の重点課題となる。



N : IPMSM 回転速度 [min⁻¹], $1 : n \rightarrow$ 定出力比 (n : 基底速度比)
 N_{base} : IPMSM 基底回転速度 [min⁻¹] (定トルク域最高回転速度)
 N_{top} : IPMSM 最高回転速度 [min⁻¹] (定出力域最高回転速度)

$$N_{base} = \frac{N_{top}}{n} \quad [\text{min}^{-1}]$$

Fig.6-22. Novel IPMSM control method by d-q current function

また, Fig.6-23 に示す制御ブロック図の各電流パラメータは, 前述した(6-13)~(6-16)式で示される。

$$I_q = I_{q1} = I_{q \max} \cdot \left(T_{ref} \times \frac{N_{base}}{N} \right) \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots(6-13)$$

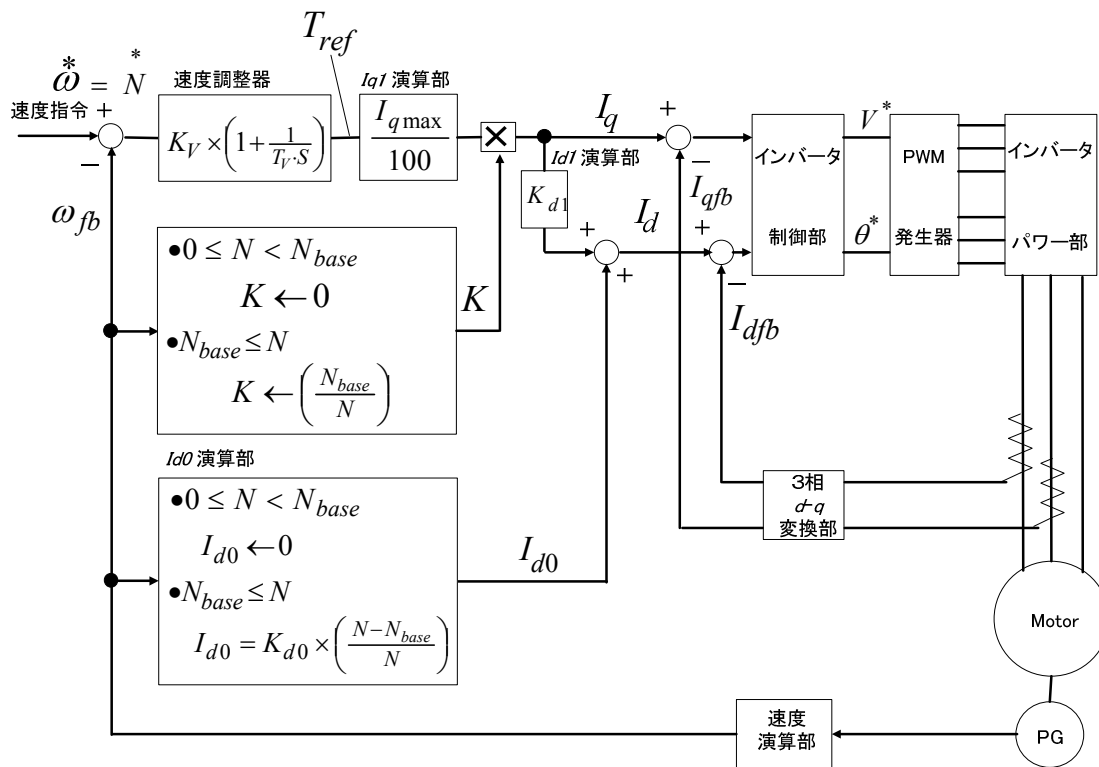
$$I_{d1} = K_{d1} \times I_{q1} \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots(6-14)$$

(K_{d1} : 比例定数 IPM ロータ突極比 (L_d/L_q) から最適化される)

$$I_{d0} = K_{d0} \times \left(\frac{N - N_{base}}{N} \right) \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots(6-15)$$

I_{d0} : 無負荷時 I_d 電流 [A]
(K_{d0} : 比例定数 IPMSM 定出力比仕様 ($1 : n$) から決定される)

$$I_d = I_{d0} + I_{d1} \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots(6-16)$$



I_q : q 軸電流[A], I_d : d 軸電流[A], I_{qmax} : 100%定格出力時の q 軸電流[A]
 I_{q1} : トルク指令 T_{ref} に準拠して流れる q 軸電流[A]
 I_{d1} : トルク指令 T_{ref} に準拠して流れる d 軸電流[A]

Fig.6-23. Novel IPMSM control diagram by d-q current function

以降，工作機用 IPMSM 開発機に，本 IPMSM 高効率化電流制御を適用し，その特性評価を行った結果について次項で述べる。

6.4 工作機主軸用 IPMSM 実機評価と IM との比較

これまで述べてきた IPMSM の“巻線切替技術”，“ d - q 電流制御技術”を取り入れた工作機主軸用 IPMSM の実機評価と主軸用 IM との特性比較を以下に述べる。Fig.6-24 に，比較対象とした工作機主軸用モータの定出力仕様，および Fig.6-25 に外觀写真を示す。

IPMSM の定出力電流制御は Fig.6-26 に示すように，前節 6.3.5 でも述べた制御法を用い，IM の定出力電流制御に関しても Fig.6-27 に示す d - q 電流制御方式を用いたものであるが，励磁電流成分 I_d は速度に対して一定にし，トルク電流成分 I_q をトルク指令 T_{ref} に追従した電流制御を行うものとしている。以降，工作機主軸用 IPMSM と IM の，効率マップを含む効率特性および温度上昇特性比較結果について述べる。

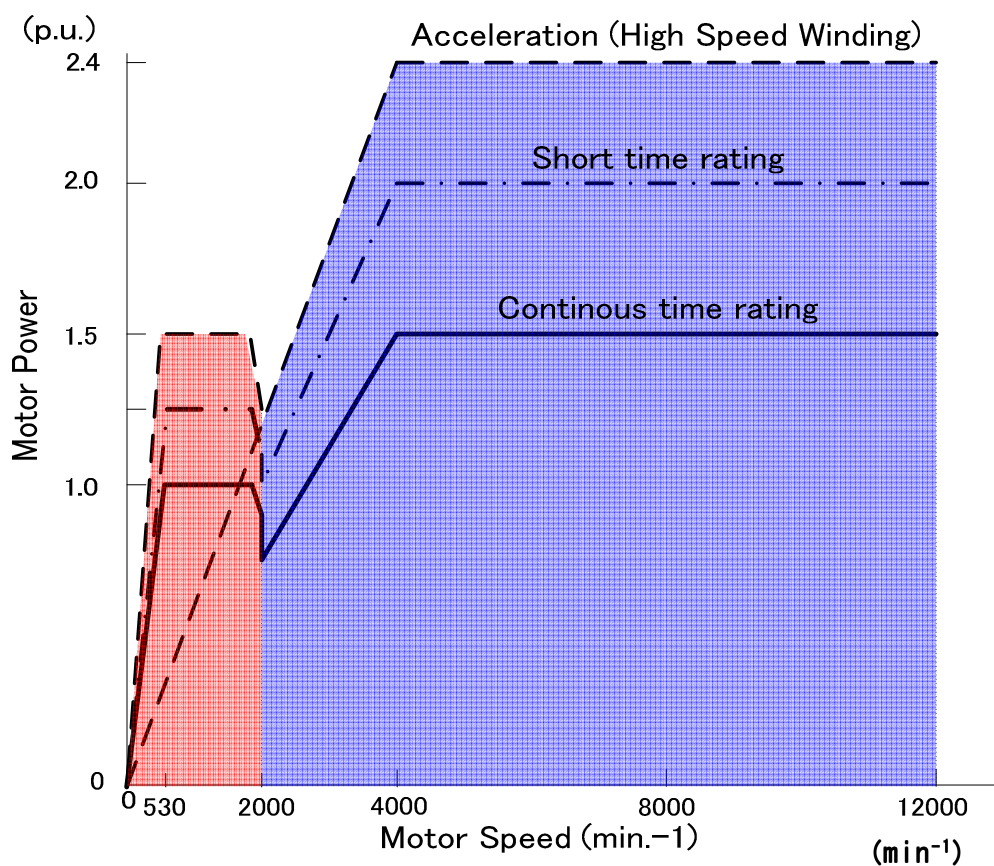


Fig.6-24. Constant power specification of Spindle

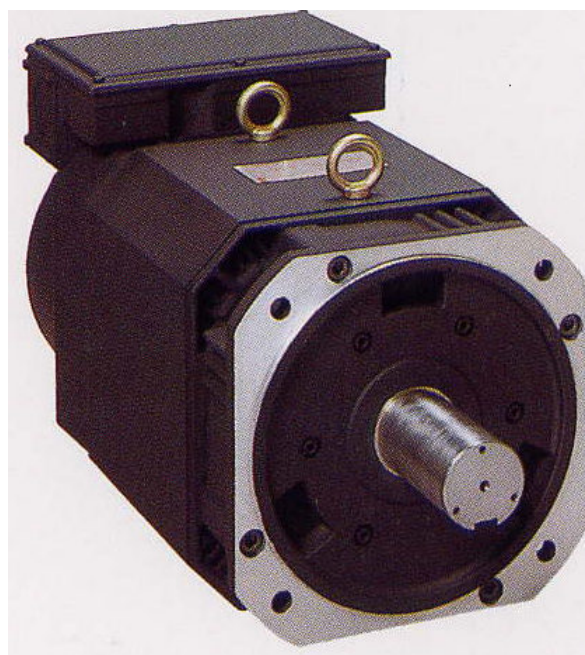


Fig.6-25. Overview of Spindle Motor ⁽⁶⁻¹⁹⁾
(Produced by YASKAWA ELECTRIC Co.,LTD)

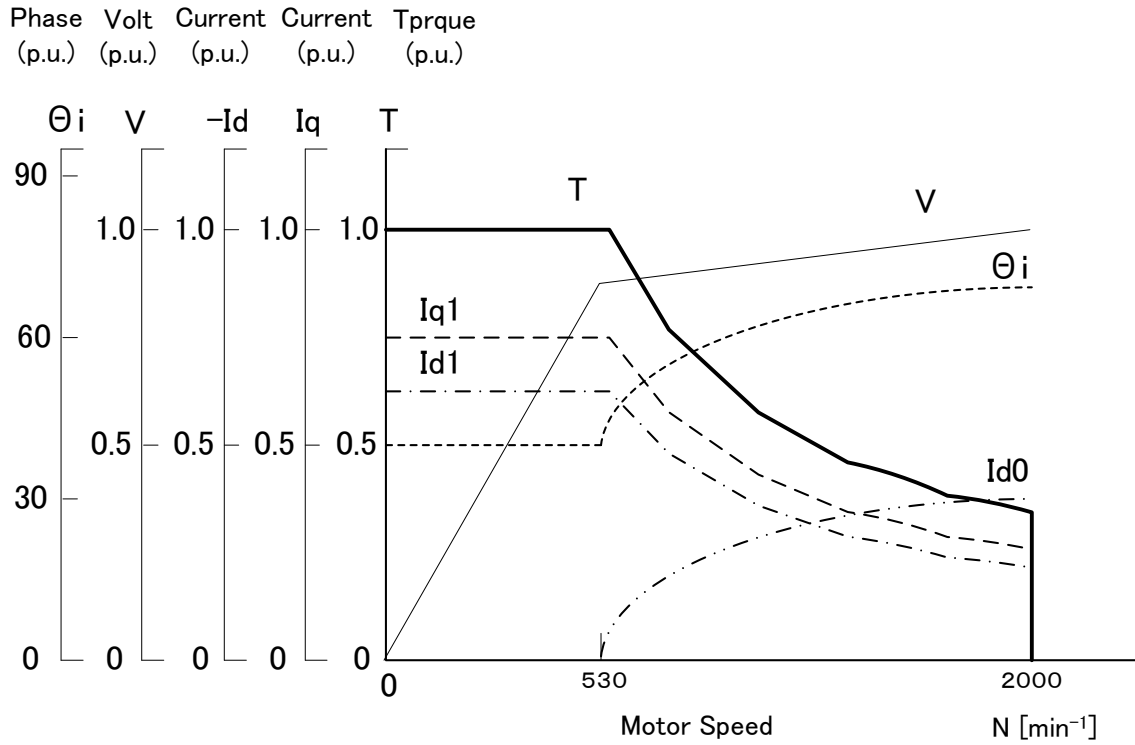


Fig.6-26. IPMSM d-q current control method

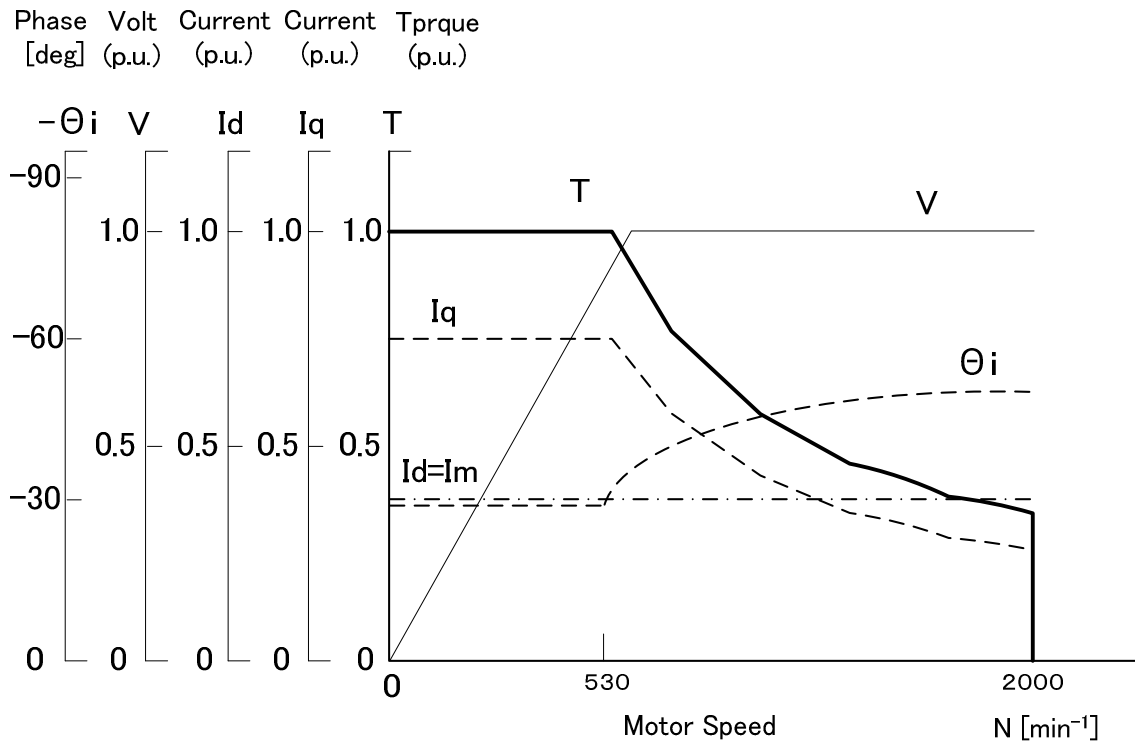


Fig.6-27. IM d-q current control method

6. 4. 1 効率特性

本節では、IPMSM, IM について、

- ・ 電磁部外形 : 同一
- ・ モータ極数 : 同一
- ・ 駆動電源容量 (インバータ容量) : 同一
- ・ モータ出力特性仕様 (定出力比, 巻線切替) : 同一

の同一条件での実機データ比較を行っている。これらは巻線切替を有する主軸モータであるため、比較検討は、低速巻線での特性、高速巻線での特性の2種類の比較となっている。以降、IPMSM, IM の回転速度-出力特性における効率データ分布を表した“効率マップ”, および各出力ポイントでの“効率, 発生損失”について比較, 考察する。

(1) 効率マップ

Fig.6-28にIPMSM, また Fig.6-29にIMの同一特性における効率マップ比較を示す。比較するモータ特性は、

- ・ 基底回転速度 : $N_{base}=530\text{min.}^{-1}$, 最高回転速度 : $N_{top}=2000\text{min.}^{-1}$, 定出力比 1 : 3.8
- ・ 連続定格出力 : 1.0 [kW] (p.u.), 時間定格出力 : 1.25 [kW] (p.u.),
主軸加速出力 : 1.50 [kW] (p.u.)

となっている。

これを見ると、固定界磁を有するIPMSMの場合、比較的大きい無負荷弱め界磁電流 $-I_{d0}$ を流す高速領域の低負荷時を除いては、IMと比較して高い効率を示す。高速・出力エリアでは、リラクタンストルクが優勢に作用するため、弱め界磁電流 $-I_{d0}$ を増加させ、トルクを発生させるとともに力率改善を行っている。また、弱め界磁制御を行うことで磁石磁束が減少し鉄損が低減しているため、IMではこのエリアの効率特性が70~80%であるのに対して、IPMSMでは90%以上の高効率ドライブができている。

Fig.6-29に示すIMの効率マップは、IPMSMが無負荷弱め界磁電流 $-I_{d0}$ の影響で効率が最も低いエリアで85%以上の特性を示し良好となり、IMとIPMSMでは正反対の性格を持ったモータ特性になっていることがわかる。

工作機主軸用モータの出力は、主軸の可能性能そのものであり、出力の大小は単位時間の加工チップ容積となる。よってIPMSMとIMを比較した場合、重切削(粗加工)時ではIPMSMの効率が高く発熱が小さい。逆にIMは、高速で軽切削(仕上げ加工)を行う際に効率が高く発熱が小さいことになる。

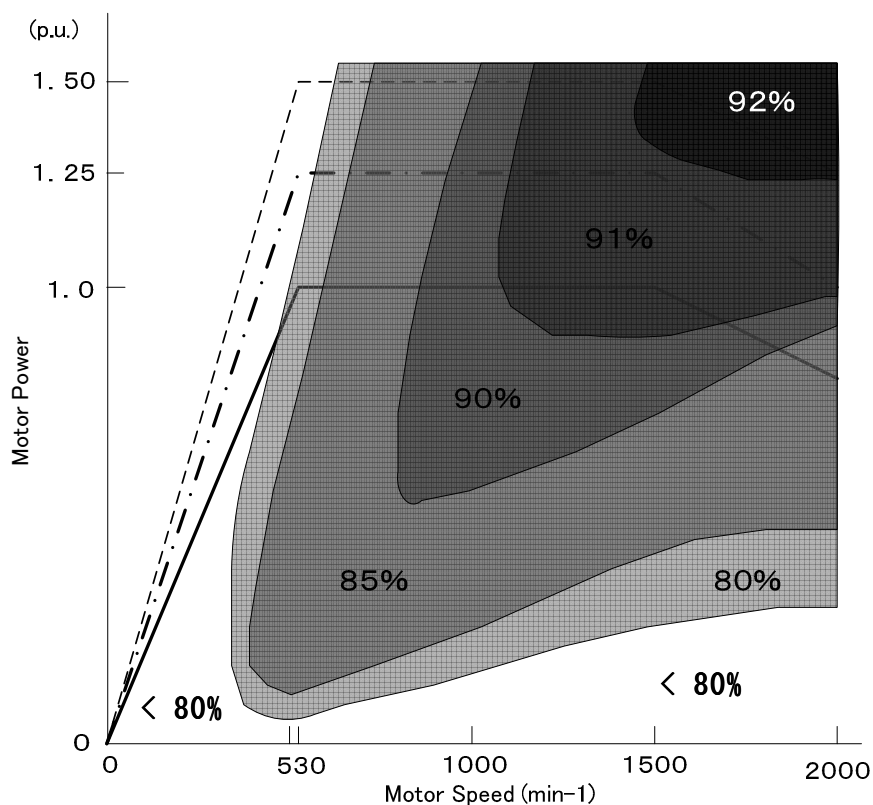


Fig.6-28. Efficiency mapping data of IPMSM

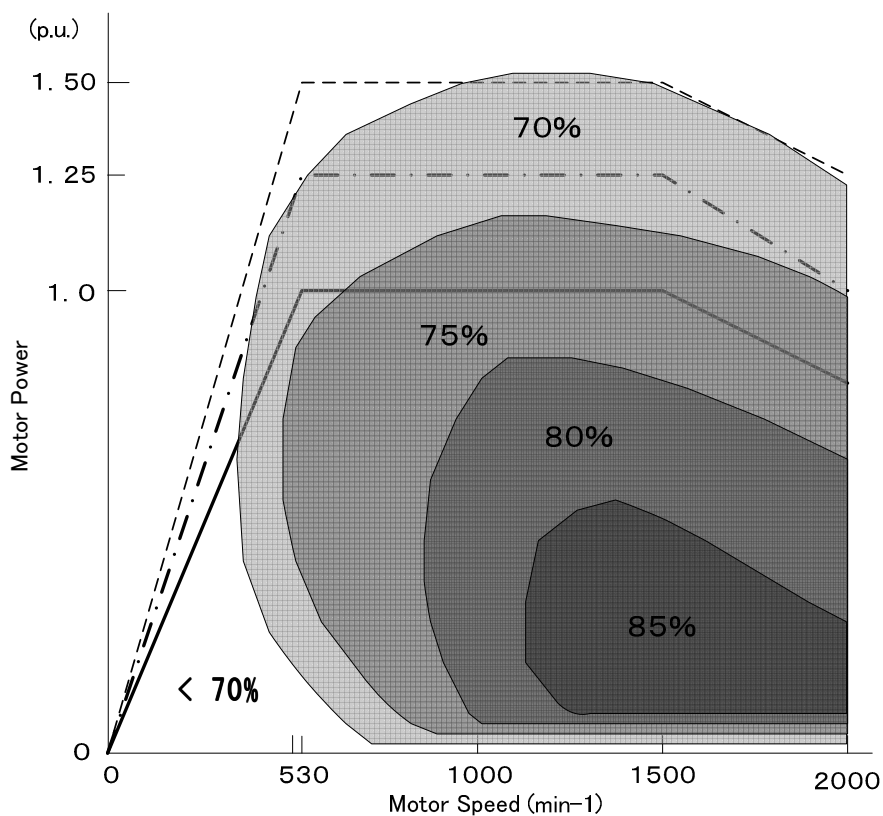


Fig.6-29. Efficiency mapping data of IM

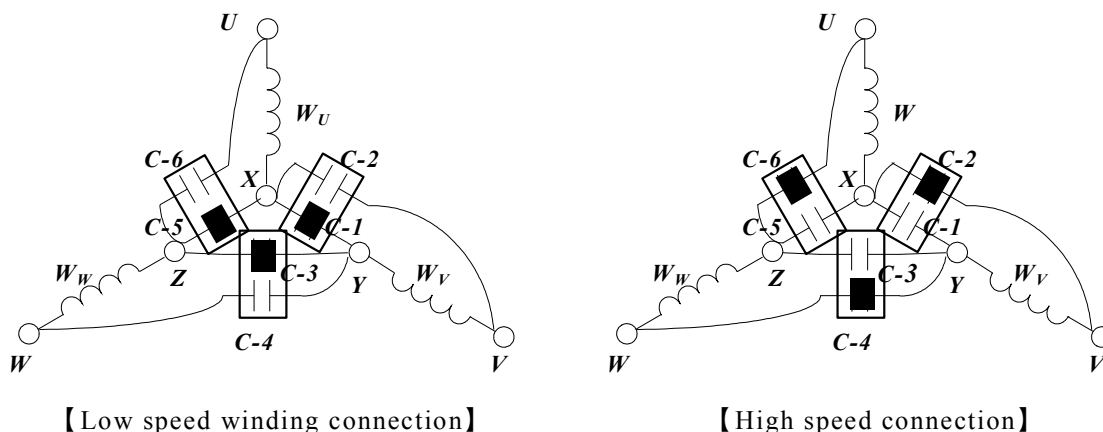
このような考察をした場合、前述した工作機械 FOM 比較にも示したように、生産性を要求される“部品加工用マシニングセンタ”のような FOM (X) 指数が高い工作機械には IPMSM が適し、仕上げ加工精度が要求され FOM (Y) 指数が高い“型加工用マシニングセンタ”には IM が適しているといえる。近年では多機能工作機械と呼ばれ、搭載加工ツール本数も多く定出力範囲の広い、生産性・加工精度の双方の性能を可能とする工作機械が広がり始めている。この場合には、工作機械の加工パターン、Duty を考慮し、それぞれの主軸用モータの特性を考慮し、選択する必要があるかもしれない。

(2) 効率、発生損失比較

ここでは IPMSM, IM の規定ポイントにおける IPMSM および IM の発生損失を比較する。比較した工作機用主軸モータは、広範囲定出力比を有するマシニングセンタ主軸用である。IM においては、“6. 3. 4 節”で述べたように Fig6-30(a)に示す Y-Δ 巻線切替方式を用い、IPMSM においては、Fig.6-30(b)に示す IPMSM 専用の巻線切替方式を採用する。これは、各相コイルの 2 種のコイル巻回数比を 3:1 にしたもので、低速巻線時は接点 C-1,C-3,C-5 を ON にして 2 種の巻線を直列接続しトルク定数 K_t を増大させ、高速巻線時は、接点 C-2,C-4,C-6 を ON にして 3W コイル (大コイル) を Open にし、W コイル (小コイル) のみで駆動する。また、低速、高速巻線の巻線切替ポイント (回転速度) は、IPMSM, IM 共に 2000[min^{-1}]での切替となっている。

Fig.6-31 に低速巻線、Fig.6-32 には高速巻線の発生損失データの比較を示す。

本工作機主軸用モータの必要冷却能力は、低速巻線基底回転速度時の定格出力 L-1[100%連続出力: 1.0 (p.u.)]の発生損失より決められる。よって全ての指定ポイントの発生損失を、このポイント L-1 の発生損失を基準損失 1.0 (p.u.) として相対比較値として示している。つまりは、ポイント L-1[1.0 (p.u.)]以上の発生損失の場合は、モータを Over Heat させないためにも、短時間定格としての使用が必須となる。



(a) Winding connection diagram of IM

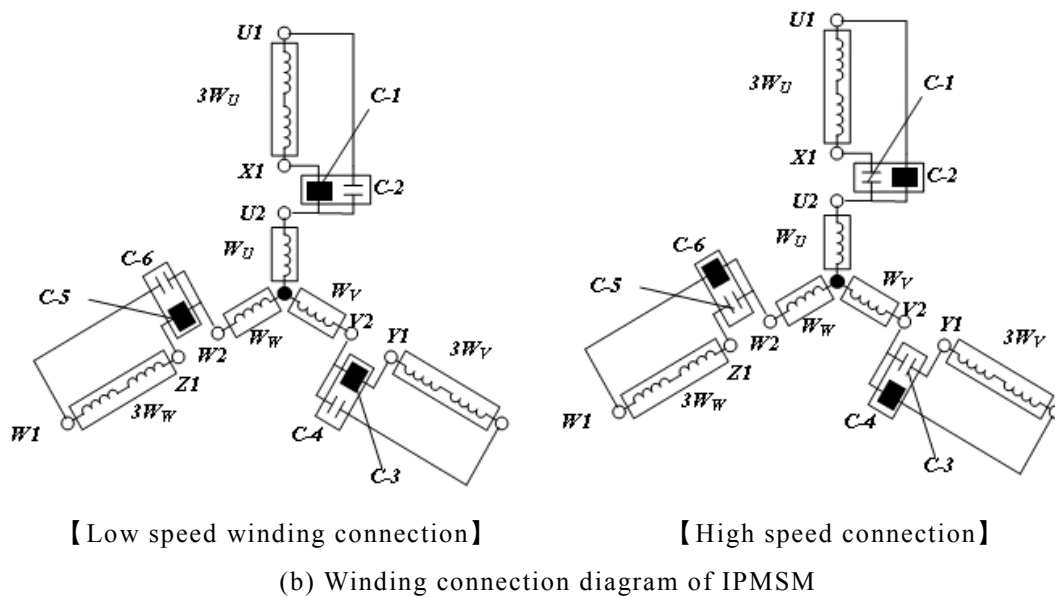
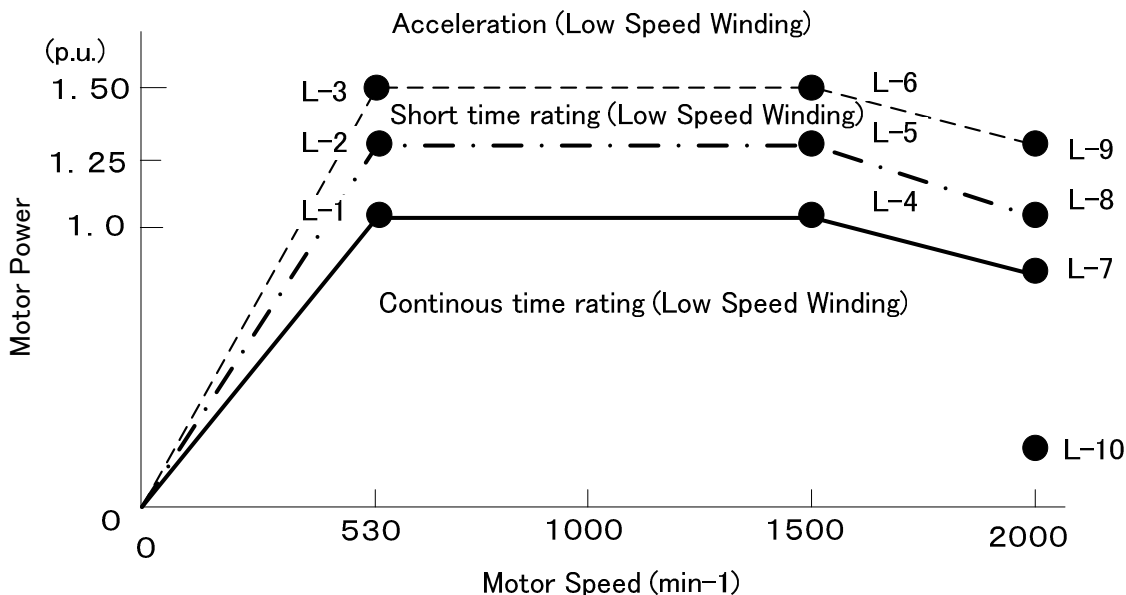


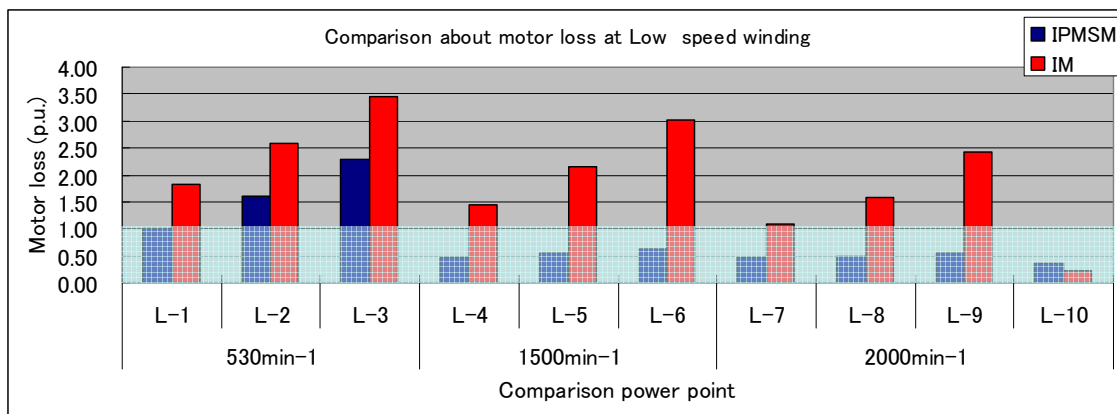
Fig.6-30. Winding connection diagram for wide range constant power spindle performance

【低速巻線比較】

Fig.6-31 に示す IPMSM および IM の、低速巻線時損失について比較検討する。
 Fig.6-31(a)は損失比較ポイント, Fig.6-31(a)は比較点の効率および損失データを示す。



(a) Comparison point on constant power characteristics about IPMSM and IM



Motor Speed min ⁻¹		530min ⁻¹			1500min ⁻¹			2000min ⁻¹			
Comparison Point		L-1	L-2	L-3	L-4	L-5	L-6	L-7	L-8	L-9	L-10
Power	kW (p.u.)	1.00	1.25	1.50	1.00	1.25	1.50	0.80	1.00	1.25	0.25
	Efficiency %	82.9%	79.0%	76.0%	91.1%	91.8%	92.1%	89.5%	91.0%	91.9%	77.7%
IPMSM	Loss (p.u.)	1.00	1.61	2.30	0.47	0.54	0.62	0.46	0.48	0.53	0.35
	Efficiency %	72.8%	70.2%	67.8%	77.2%	73.9%	70.6%	78.0%	75.3%	71.4%	85.0%
IM	Loss (p.u.)	1.81	2.57	3.45	1.43	2.14	3.03	1.09	1.59	2.43	0.21
	Efficiency %										

(b) Efficiency and loss data on constant power characteristics about IPMSM and IM

Fig.6-31. Comparison loss data of IPMSM and IM (Low speed winding)

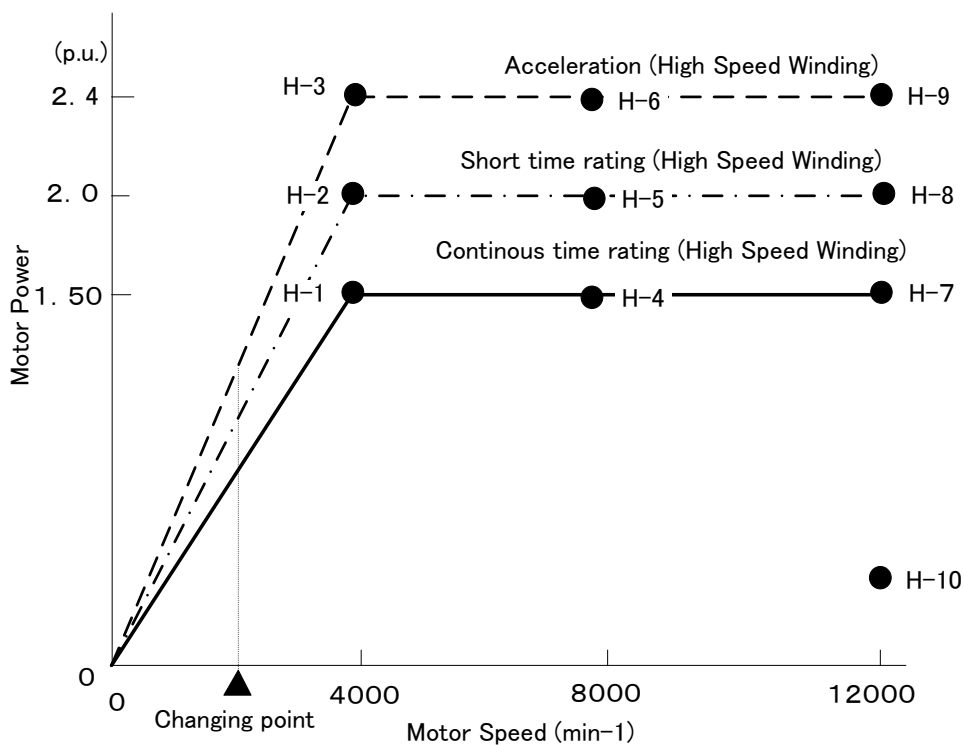
データを見ると、高速(2000min⁻¹)、低負荷(0.25p.u.)となる L-10 を除いて、すべての領域で、IPMSM は IM に比べて低損失(高効率)となっている。特に 1500min⁻¹ の中速領域の効率差は大きく、IPMSM の高効率化優位性を示している。

ポイント L-10 (2000min⁻¹, 0.25p.u.) において、IPMSM の効率が IM に対して劣る理由は、無負荷弱め界磁電流 I_{d0} が大きく、無負荷銅損 W_{c0} が増大するためである。但し、損失発生部の殆どは電機子部になるため、ポイント L-1 (530min⁻¹, 1.0p.u.) で決められた必要冷却能力を持って十分に冷却が可能であり、モータ冷却は良好なものとなる。このモータ冷却性能に関する優位性については、後述で解説する。

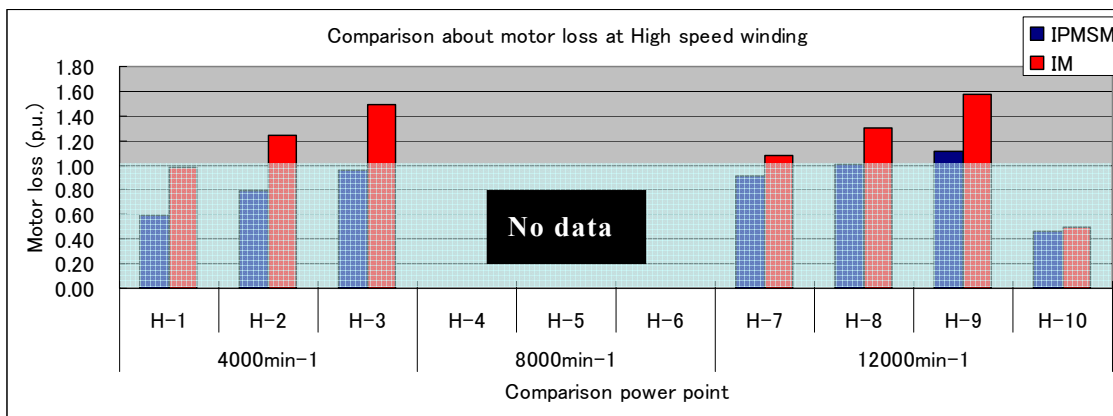
【高速巻線比較】

高速巻線においても低速巻線同様、IPMSM が IM に対して低損失であり高効率であることがわかる。但し IPMSM では、Fig.6-31(b)に示すように高速巻線では、3W コイル(大コイル)を Open にするため、電機子巻線の利用率は低速巻線の 1/4 に低減する。よって電流密度が4倍となり、低速巻線を等価換算した銅損と比較して損失が増加し、低速巻線ほどの効率の優位性は出ない。

また、高速巻線においても、高速・低負荷領域となるポイント H-10 (12000min⁻¹, 0.25p.u.) では、IPMSM, IM ほぼ同等の発生損失となっており、唯一 IPMSM の効率優位性がない領域である。理由は、同様に無負荷弱め界磁電流 I_{d0} が大きく、無負荷銅損 W_{c0} が増大するためである。



(a) Comparison point on constant power characteristics about IPMSM and IM



Motor Speed min ⁻¹		4000min ⁻¹			8000min ⁻¹			12000min ⁻¹			
Comparison Point		H-1	H-2	H-3	H-4	H-5	H-6	H-7	H-8	H-9	H-10
Power	(p.u.)	1.50	2.00	2.40	1.50	2.00	2.40	1.50	2.00	2.40	0.25
IPMSM	Efficiency %	92.3%	92.3%	92.2%	No data			88.6%	90.4%	91.1%	72.0%
	Loss (p.u.)	0.59	0.79	0.96	No data			0.91	1.01	1.11	0.46
IM	Efficiency %	87.8%	88.4%	88.4%	No data			86.9%	87.9%	87.8%	70.6%
	Loss (p.u.)	0.99	1.24	1.49	No data			1.07	1.31	1.58	0.49

(b) Efficiency and loss data on constant power characteristics about IPMSM and IM

Fig.6-32. Comparison loss data of IPMSM and IM (High speed winding)

以上のように IPMSM は IM に対して、ほぼ全出力領域において高効率化優位性がある。また他にも IPMSM は、その設計において同一モータ容積においてロータイナーシャを 1/2 に設計できる優位性をも持っている。工作機主軸用モータの場合、高速巻線における加速性能も重要であり、モータイナーシャを小さく設計できることは大きな優位性といえる。マシニングセンタの場合、モータイナーシャと主軸(チャック)部がほぼ同じなので IPMSM は、IM に対して加速時間を約 20~30%短縮することができる。従ってドリルタップ加工など加減速性能を必要とする加工モードには、大きな適用メリットを出せる。

以上の実機評価結果から、広範囲定出力特性での IPMSM の効率優位性を確認することができた。次節では、この高効率特性が工作機械の加工性に及ぼす利点について述べることにする。

6. 4. 2 温度上昇特性⁽⁶⁻⁶⁾⁽⁶⁻¹¹⁾

本節では、主軸用 IPMSM および IM の温度上昇特性について比較検討する。Fig.6-33 に対象としたビルトイン IPMSM の外観、Fig.6-34 に、この IPMSM を組み込んだ主軸ヘッド部の外観を示す。工作機主軸は、先端にワークチャックや、ツールチャックなどの油圧、空気圧アクチュエータを有するため中空構造が必要とされる。従って、モータのロータ内径を広く設計する必要がある。

本 IPMSM は、必要な中空径を実現し、その設計条件の中で、リラクタンストルク成分 T_r を増大させる目的で、逆突極比 (L_q/L_d) が最も大きくなる位置に磁石を挿入するロータ構造とした。

Fig.6-35(a)(b)に、IM および IPMSM、それぞれを搭載した主軸ヘッド部の基底回転速度 N_{base} 、連続定格出力時の熱解析データを示す。Fig.6-35(a)の IM の場合、ロータ(2次)側銅損 W_{c2} が生じるため温度上昇が大きい。これに対して Fig.6-31(b)の IPMSM の場合は、ギャップを介し電機子からの伝熱が若干あるため少しの温度上昇があるが、その値は IM の 1/3 以下となっている。

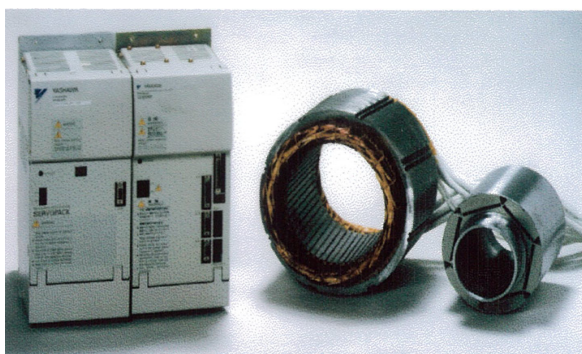


Fig.6-33. Overview of built in IPMSM spindle

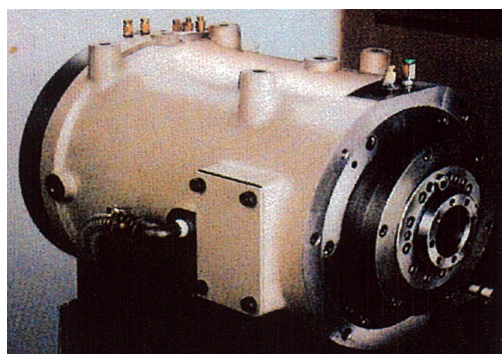


Fig.6-34. Overview of Spindle head Motor

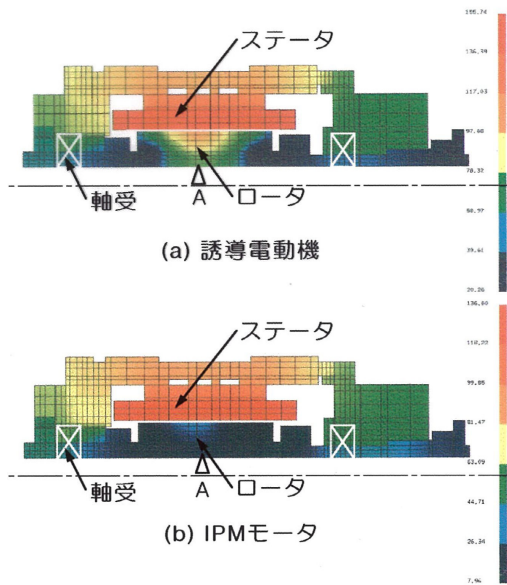


Fig.6-35. Temperature rise analysis data of spindle head

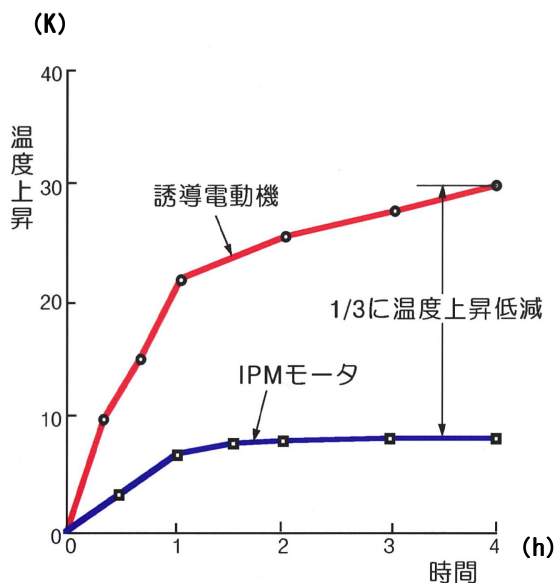


Fig.6-36. Temperature rise measuring data at point "A" of the rotor

Fig.6-36 に、IM および IPMSM、それぞれのモータを組み込んだ主軸ヘッド実機のロータ内部 (Fig.6-35 Point "A") の温度上昇実測結果である。IPMSM の場合は、温度上昇時の熱時定数が約 40[min.]と短く、最大温度上昇値も 10[K]以下となっている。これに対し、IM の場合、温度上昇は、IPMSM の 3 倍以上の 30[K]以上となっており、さらに IM 搭載機は熱時定数が長く、4 時間以上経過しても飽和温度に達していない。IM 搭載機の熱時定数については、推定になるが約 90 min. となっており、IPMSM の 2 倍以上と長い。

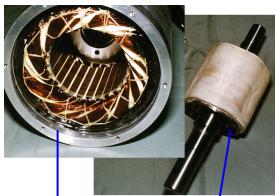


高精度加工を行う場合、主軸ロータの温度上昇があると、熱膨張により時間経過と共に軸長が変化し、延いてはチャッキングされたワークの加工位置が変化してしまうため、これが加工誤差となってしまう。IM 搭載機のように温度上昇が大きく、また温度飽和時間の長い主軸の場合は、セットアップに時間がかかり、また加工の途中で温度上昇による加工精度補正を加える必要がある。

これに対して IPMSM 搭載機のように温度上昇が小さく、また温度飽和が早い主軸の場合は、セットアップ時間を短くできることに加え、途中の温度上昇による加工補正を加える必要がなくなり、機械の生産性を大幅に向上させることができるメリットを有する。

6. 4. 3 比較まとめ

Table 6-5 に、これまでの IPMSM および IM の特性比較をまとめる。

Table 6-5. Comparison table about SPMSM, IPMSM and IM

Motor Type	SPMSM	IPMSM	IM	
Motor Construction	 Armature Rotor	 Armature Rotor	 Armature Rotor	
Constant Power Ratio (At same power supply)	1:1.5 1:3 (with contactor)	1:4 1:22 (with contactor)	1:6 1:30 (with contactor)	
Maximum Rotor Tip Speed	1.0 (p.u.)	2.5 (p.u.)	4.0 (p.u.)	
Efficiency: η (At Base Speed: N_{base})	1.0 (p.u.)	1.0 (p.u.)	0.8~0.9 (p.u.)	
Power Factor: $\cos\phi$	1.0 (p.u.)	0.90~0.95 (p.u.)	0.85~0.90 (p.u.)	
Rotor Temperature Rise	1.0 (p.u.)	0.9 (p.u.)	3.0 (p.u.)	
Magnet Mass	1.0 (p.u.)	0.7 (p.u.)	-	
Winding	Concentrated	Fitness	Consideration	Unfitness
	Distributed	Fitness	Fitness	Fitness
	ISM: Integral Slot Winding	Fitness	Fitness	Fitness
	FSW: Fractional Slot Winding	Fitness	Fitness	Consideration

この Table 6-5 は、SPMSM を基準にした相対比較にてまとめた。この内容について以下に解説する。

(1) 定出力比

SPMSM の場合、電流相差角制御、 $d-q$ 電流制御を行っても、永久磁石による固定界磁磁束だけであるため界磁磁束制御が容易ではない。このようなことから SPMSM は、基底回転速度 N_{base} における効率、力率特性は良好なものの、工作機械に必要な定出力特性を実現することは困難であった。これに対して IM は、励磁電流成分 $I_m(I_d)$ を制御することで界磁磁束制御が可能となるため、単一卷線での定出力範囲を広く設計できる利点を有する。ただ、このように界磁を生成するための励磁電流が必要となるため、この励磁損失が効率の低下を招く結果となる。

IPMSM は、6.2 項でも述べたように L_q/L_d の逆突極比によるリラクタンストルク成分 T_r と、永久磁石の固定界磁磁束と電機子電流の電磁トルク T_m を有する。そしてリラクタンストルク成分 T_r は、電機子反作用磁束と、電機子電流との電磁作用により生じるものであるため磁束制御が可能となる。よって IPMSM は、リラクタン

トルク成分 T_r のみ制御容易となることで、IM まではいかないまでも、工作機械に必要な定出力特性を実現することができる。特に巻線切替技術との併用で 1:22 のような広範囲の定出力制御の実現も可能になる。

(2) ロータ温度上昇

用途を工作機械と考えれば、加工精度面からロータ温度上昇は重要な仕様となる。永久磁石同期機の場合、ロータ側発生損失は、すべりが無いため基本的には“0”であるが、SPMSM の場合、Nd-Fe-B 磁石の電気抵抗が $130 \times 10^{-3} [\Omega \cdot \text{m}]$ と比較的小さい。電機子反作用磁束（回転磁界）の高調波成分が大きい場合、この高調波磁束成分とロータとの間には相対回転速度が生じるため、磁石内部に渦電流損が発生し、ロータ（磁石）温度上昇の要因となっている。この点 IPMSM では、磁石が積層電磁鋼板でできたロータコア内に埋め込まれるため、磁石内部の渦電流損失は SPMSM ほど大きくない。よってロータ温度上昇の点では、IPMSM が最も優れた工作機主軸用モータといえる。

(3) 磁石投入量

一般的に IPMSM の場合、リラクタンストルク成分 T_r を活用することで、SPMSM と比較して磁石投入量が低減される。ただ工作機用途の場合、Fig.6-10 に示すように高速回転時のロータ遠心力強度に耐えるためにブリッジを設けたロータ構造となり、主軸回転速度が速くなるほど、このブリッジの幅は広くなり、ブリッジの数も増加する。このブリッジは、磁気回路的に界磁磁石磁束の漏れ磁路となるため、主軸回転速度仕様が高速の場合は、磁石利用率の面からロータ形状の検討が最も重要になる。

このように主軸用 IPMSM の磁石投入量は、主軸回転速度の高速化に伴うロータ強度向上のため増加傾向となる。ただ Table6-5 にもあるように IPMSM は、SPMSM に対して最大ロータ周速が 2.5 倍速いため、“最大出力/磁石投入量”で表す潜在的な能力に関して高いと言え。このことから SPMSM は“高トルク型”であるのに対して、IPMSM は“高出力型”の機器であるといえる。

(4) 電機子巻線方式

SPM, IPM, IM の各ロータに適合する電機子巻線方式であるが、永久磁石界磁を有する SPMSM, IPMSM の場合は、集中巻方式、分布巻方式ともに実現可能である。ただし IPM ロータと集中巻方式の組み合わせは、電機子反作用磁束が減少するため定出力特性が実現できにくくなる。IM ロータと集中巻方式との組み合わせにおいては、集中巻の場合、第3章でも述べたように、励磁磁束にモータ基本波周波数の近傍周波数で進行方向が逆向きの回転磁界があるため、トルクが相殺されてしまうことが予想される。IPMSM は、各電機子巻線方式との適合性も良く実用性も高い。

6.5 考察

本章では PMSM 技術の応用の一つとして、工作機主軸用モータへの適用検討を行った結果について述べた。定出力範囲が広く、IM が主流であった工作機主軸用モータに、固定界磁を有する PMSM の適用を検討するには、以下に示す3つの大きな課題があった。その課題に対して、本研究で検討した事項を以下に整理する。

【研究課題1】

PMSM において定出力特性を実現するためには、IM 同様、界磁磁束制御ができる PMSM 電磁構造の検討が必要となる。

【対応策1】

これには、磁石埋込型永久磁石同期機 (IPMSM) を採用し、広範囲定出力特性を実現するには、界磁磁束制御可能なリラクタンストルク成分 T_r 比率が高く、高速回転速度時の耐遠心力強度に応じたロータ構造にすることで、工作機主軸仕様に適した定出力特性を実現した。

前章“第5章大型風車用発電機”における研究でも、PM 型発電機のロータに IPM 構造を採用している。これは機器が大型のため、SPM 構造では磁石に発生する渦電流損が増大すると考えたためである⁽⁶⁻²⁰⁾。ただし発電機力率特性を考慮したため、磁石をロータ外周に近い位置に埋設することで、逆突極比 L_q/L_d が小さくなる設計を行った⁽⁶⁻²¹⁾⁽⁶⁻²²⁾。本章における工作機械主軸用 IPM モータの研究では、この結果も参考にし、逆突極比 L_q/L_d を増大するには逆の論理とすることで、Fig.6-10 に示すような磁石をロータコア内周側に配置する設計を行っている。文献を調べると他の研究では、 q 軸磁束方向にスリットを設けることで d 軸磁束を遮断するフラックスバリア IPM ロータ構造の事例がある⁽⁶⁻²³⁾。文献の内容から逆突極比 L_q/L_d を増大する構造としては有効である。しかし工作機械主軸モータは、前述するように最大ロータ周速が 90[m/s] を超えるため、遠心力強度が必要となるため、本研究では Fig.6-10 に示すような磁石配置位置と補強ブリッジの最適化を行うことで、逆突極比 L_q/L_d を増大と遠心力強度を両立させた設計にした。

【研究課題2】

規定された駆動電源容量での定出力特性を実現する、 d - q 電流制御技術の確立が必要である。

【対応策2】

IM の d - q 電流制御技術と同様、界磁磁束制御電流 (弱め界磁電流) となる $-d$ 軸電流 $-I_d$ と、定出力特性に応じたトルク制御電流となる q 軸電流 I_q に分けて制御を行う。さらに IPMSM の弱め界磁電流 $-I_d$ を、回転速度に応じて比例する無負荷誘起電圧があるため、これを制御する無負荷弱め界磁 $-I_{d0}$ を回転速度の関数式で与えた。

また提案された IPMSM 電流制御法は、リラクタンストルク成分 T_r が最大となる

ような電流相差角になるように、 d 軸電流 I_d がトルク制御電流 I_q に比例関数として与えられる電流制御方式となっている。このことから本制御方式は、モータ端子電圧を抑制と最小電流制御が可能となり、IPMSM 型主軸用モータの高効率ドライブが実現できた。

【研究課題 3】

これまでの IM 型工作機主軸用モータは、定出力範囲を拡大するために電機子巻線の巻線切替を用いる。IM 型の場合は Y- Δ 切替方式が可能となるが、IPMSM 型の場合は、ギャップ磁束波形の高調波の影響から Δ 接続の場合に循環電流が流れ、効率低下することがわかっている。

【対応策 3】

本研究では本課題を解決するために、電機子巻線と同スロット内に 2 種の巻線を埋設する“2重巻線”とし、この 2 種の巻線を低速では直列接続、高速では片方の巻線のみを使用するという IPMSM 専用の巻線切替方式を提案し、IM 型と同等の定出力特性を実現している。

また、前記巻線切替方式を用いた IPMSM 型主軸用モータで、高速巻線動作で最高回転速度時に制御が開放になった場合の、永久磁石界磁による誘起電圧がモータ端子間にかかることになる。本提案の IPMSM 専用の巻線切替方式は、この点も考慮してモータリード線を 9 本とし、6 接点のコンタクタの配置を考慮することで、高回転速度における開放電圧が、電機子絶縁設計(400V クラス)以下になるように工夫されている。

このように、モータ技術に万能なものは無いまでも、このように高効率で且つロータ側の発熱が微少な IPMSM 型の特長を生かすために、上記のような開発技術を取り込み、また組み合わせることで、工作機械という歴史の長いアプリケーションの性能に Innovation を与えることができる。

今後、工作機械の機能は多機能化され、加工も更なる高精度化、複雑化していき、主軸用モータの定出力範囲の拡大、機器温度上昇の低減が必要とされてくる。これからも、本適用研究を基軸に IPMSM も含め PMSM 型主軸用モータの研究を進めていきたいと考える。

第7章 PMSM 位置づけと今後の展開

(自起動型 PM モータによる高効率化研究と SRM との特性比較研究)

7.1 まえがき

前章までは、本論文の主旨である PMSM の高効率化と実用化に関して述べてきた。第1章 緒言の中でも述べているように、如何なる要求性能に関して最高の特性を有する万能な回転電機は存在しない。同期機と非同期機（誘導機）と比べても、非同期機は、そのすべり特性を活かした優れた起動特性を有する反面、2次側損失の発生があり効率の低下がある。また同じ PMSM（同期機）でも、固定界磁のみの電磁構造であるのか、または可変界磁成分を有する電磁構造であるのかで、その出力特性は変わり、効率特性も違ってくる。

本章では、本研究論文を締めくくる意も含め、モータの電磁構造の分類と特性の関係、特に本論文の中でも検討対象とした、表面磁石型永久磁石同期機（SPMSM）、磁石埋込型永久磁石同期機（IPMSM）、誘導機（IM） etc. 主要モータ電磁構造についての総括を行う。また PMSM の今後の展開として、JIS4034-30 三相籠形誘導電動機の高効率化規制⁽⁷⁻¹⁾に対する PMSM として、自起動型永久磁石同期機（Induction Synchronous Machine, 以下 ISM と称す）の技術的可能性の検討、さらには PMSM を、昨今の脱 Nd-Fe-B 磁石同期機の開発の中で注目される、Switched Reluctance Machine（以下、SRM と称す）との特性比較を行うことで、交流機の今後の展開の中での PMSM の位置づけを検討した。

7.2 交流機の直流機に対する優位性と課題

周知の如く直流機は、永久磁石界磁方式以外の界磁巻線構造では、直巻、分巻、複巻方式で、前記モータの基本特性（定トルク、定出力、2乗逓減トルク特性）を実現することができる。ただ反面、整流子を有するため、ブラシ摩耗の摩耗粉ダストやメンテナンスの必要性などの課題を有し、適用機器の精度、生産性等のニーズから次第に交流機に移行したことは、“第1章 緒言”でも述べた。

これら直流機の性能（出力特性）を受け継ぐべく 交流機においては、駆動装置での速度制御性能の改善が行われてきた。また電磁構造においても、Fig.7-1 に示すような SPMSM, RM (Synchronous Reluctance Machine, 以下 RM と称す), IM を基本構造とした交流機と、その組み合わせを行うことで GWM, IPMSM, ISM (Induction Synchronous Machine, 以下 ISM と称す)などの派生構造が提案、研究されてきた。“第6章”で述べた工作機主軸用 IPMSM の研究についても、その一つである。

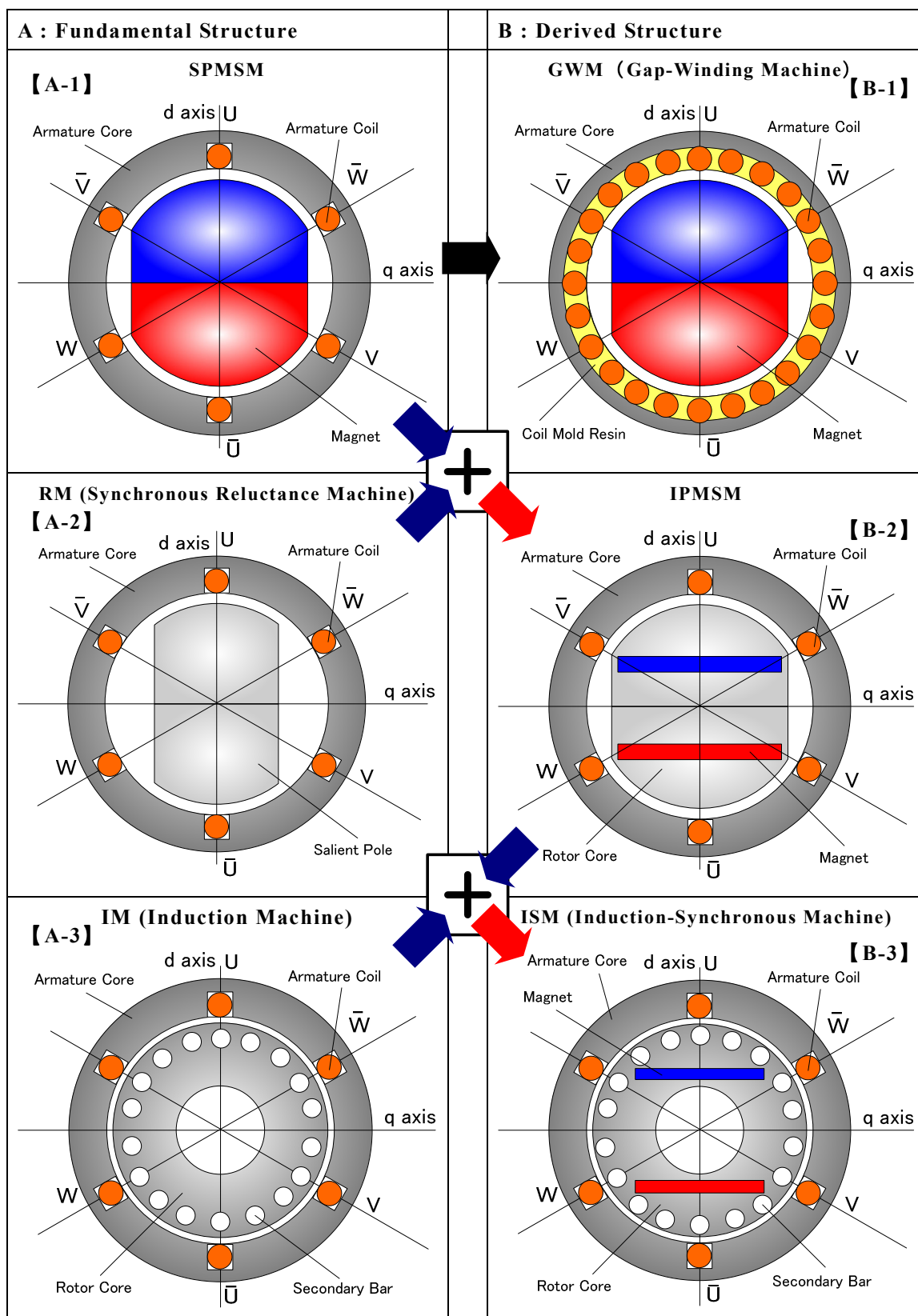


Fig.7-1. Typical electro-magnetic construction of alternative current machine

B-1 の GWM は、A-1 の SPMSM のコギング特性の改善、電流－トルク特性の直線性（飽和特性）の改善を行うために生み出されたものである。B-2 の IPMSM は、A-1 の SPMSM の定出力特性の拡大と、A-2 の RM の力率の改善を目的として生み出されたと考えて良い。B-3 の ISM は、B-2 の IPMSM に自起動性を持たせる目的と、A-3 の IM の効率特性の改善を目的に検討がなされている。

このように交流機においては、電機子に生じる回転磁界と回転子との相互作用で固有の特性を出力するものであり、よって Fig.7-1 に示すように、回転子構造に改善を加えることで諸特性の改善ができる優位性があるといえる。今後も、同様の考えの下、用途に適した特性を持つ新しい交流機の研究開発がなされるものとする。

7. 3 交流機の電磁構造マトリクス

前項では、回転磁界を生じる電機子と、異なる回転子を組み合わせた電磁構造に関して論じた。本項では、この電機子、回転子を構成する磁性部品レベルに分類した交流機の電磁構造に関して述べる。

Fig.7-2 に、交流機の電磁構造マトリクスを示す。（ここでは一部抜粋。詳細は参考資料 7-1 を参照）縦欄は、電機子(Stator)に関する分類、横欄には回転子(Rotor)の構造分類と、対応可能な負荷特性を示す。

縦欄の電機子(Stator)は、大きく“分布巻”と“集中巻”の巻線方式に分類され、さらに電機子コアには誘導子(Inductor)の有無、永久磁石の有無の電磁構造に分類される。参考文献(7-2)の中で長坂は、電機子コアに誘導子を有するもの、またこれに相当する機能をもつ永久磁石を配備したものを“電磁型”、誘導子（永久磁石）が無い構造を“導電型”と称し分類している。

横欄の回転子(Rotor)は、永久磁石、誘導体 etc.の電磁構造と前記電機子の組み合わせで、一般的に呼ばれる交流機の呼称とその出力特性が大きく変わる。交流機の負荷特性には、CT (Continuous Torque), CP (Continuous Power), FL (Fluid Load)に大別でき、Fig.7-1 の中では、インバータなど専用の駆動装置を用いた場合での、対応可能な負荷特性との関係を示している。

PMSM の DCM（直流機）や IM と比べて大きく異なる性能は、“自起動性”の有無である。ここでは PMSM における“自起動性”に関しての技術改善内容について解説することで、本論文の技術的まとめとしたい。

Stator		Rotor					ユニタ分類		交流機負荷特性 (出力可能な負荷特性)			自起動性		
		永久磁石	誘導体	凸極子	誘導子	界磁巻線	[名称]	[略称]	定トルク特性	定出力特性	2乗連続特性			
巻線方式	誘導子	永久磁石							CT Continuous Torque Characteristics	CP Continuous Power Characteristics	FL Fluid Load Characteristics			
分布巻	無し	無し	●					表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine	●		●	
			●		●			表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻+Mag+突極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Reluctance Machine)	●	●	●	
			●	●	●			永久磁石同期機 (自動励誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	●	●	●	
			●	●				誘導機	IM	Induction Machine	●	●		
						●		リラクタンス同期機			●	●		
						●	●	リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)	Syn-RM	Reluctance Machine	●	●		
					●		●	逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Magnet type Synchronous Machine	●	●		
					●		●	突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Reluctance Machine	●	●		
						●	●	同期機			●	●		
						●	●	同期機 (ダンパ巻線型)	SM	Synchronous Machine	●	●		
							●	磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine	●			
				有り	無し									
				有り	有り									
			集中巻	無し	無し	●					永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine	●
		●						スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Reluctance Machine	●			
●		●						スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)			●			
●		●						磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine	●			
	有り	無し						可変誘導子型 ステッピングモータ PM型	VRSTM	Variable Stepping Motor	●			
	有り	有り				●		ステッピングモータ ハイブリッド型 ステッピングモータ	PMSTM HBSTM	Permanent Magnet Stepping Motor Hybrid Stepping Motor	●			

Fig.7-2. Electro-magnetic structure matrix of alternative current machine
(For details, refer to reference document 7-1)

7. 4 誘導機代替を目指す PMSM (Novel-ISM の提案)

7. 4. 1 自起動型永久磁石同期機 (ISM) の必要性

前項 Fig.7-1 の中で、駆動装置を用いず自起動が可能な電磁構造、Induction Synchronous Motor (以下 ISM と称す) [B-3]が示されている。同期機、および VR (Variable Reluctance)機では、良好な起動特性を得るには専用の駆動装置が必要であり、単独では脱調してしまう。しかし回転子に誘導体 (Secondary Bar)を持った回転子では、すべり特性を有し単独での自起動が可能である。

自起動性を必要とする用途には、一般的に IM (Induction Machine) が多く用いられる。しかし最近では Fig.7-3 に示す JIS4034-30 規格のように、三相かご型誘導電動機の効率規制が厳しくなっている。最近では、Fig.7-2 中に示すプレミアム効率以上の “Super Premium Efficiency Class (IE-3)”規格の検討がなされており、IM での効率改善では難しくなっている。

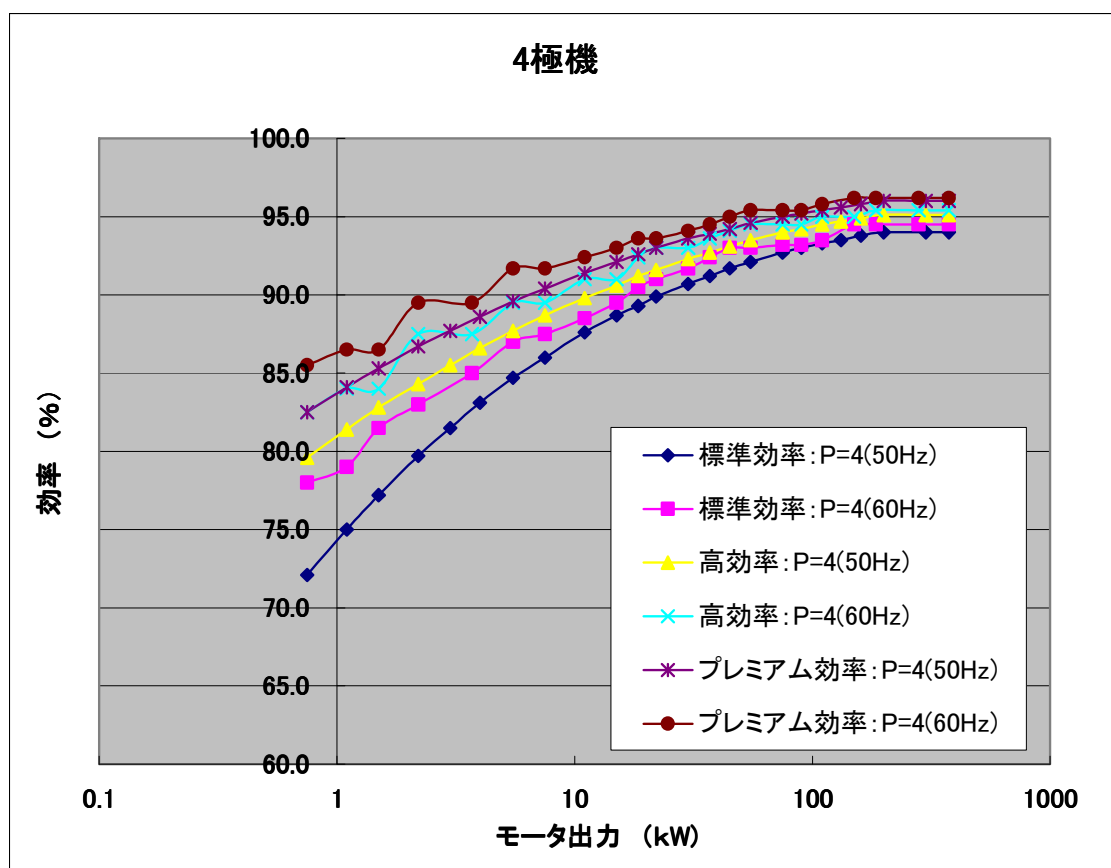


Fig.7-3. JIS4034-30 三相籠形誘導電動機 効率クラス (4極) (7-1)

7. 4. 2 新構想自起動型同期機 (Novel-ISM) の特性改善提案

これに対して、従来から Fig.7-4 に示すような IM ロータの誘導体内のコア部分に磁石を埋設する自己始動形 (誘導型) 同期機 ISM が開発されてきた。これは、起動時には誘導機として始動し、同期速度引き込み後には PMSM として動作することで、誘導機の起動特性を持ちながら、同期特性時の高効率特性を実現させる交流機となっている⁽⁷⁻³⁾。

この ISM の新しい構造として、樋口らは Fig.7-5 に示すような“表面磁石型(Surface Permanent Magnet Type)ISM” (以降、SPMISM と称す) を提案し検討を行っている⁽⁷⁻⁴⁾⁽⁷⁻⁵⁾。これまでの ISM は、籠型回転子の中に永久磁石を内装する“磁石埋込型 (Interior Permanent Magnet Type) ISM” (以降、IPMISM と称す) であった。この IPMISM の場合、以下のような課題があり、SPMISM はこの課題を解決したものとなっている。(以下、本研究では、この SPMISM を、Novel-ISM と称している。)

ここで取り上げる SPMISM の特徴を以下に記す。

<自己ダンピング性>: SPMISM にしても IPMISM にしても、同期機の場合は、外乱負荷変動に対してロバスト性が無い。一般的に外乱負荷への対応は、回転センサを用い、速度変動量を検知して制御を行う他なく、専用の駆動装置が必要となり駆動システムの複雑化、コストアップになる。特に駆動装置を用いることは保守が必要となり、ポンプなどの連続的使用が必要な用途では課題となる。

これに対して ISM 構造は、同期回転速度引き込み後の外乱負荷変動時にも、2次導体が自己ダンパとなることで、駆動系の負荷変動へのロバスト性を有している。

<製造面>: Fig.7-4 に示す従来の ISM の場合、籠型回転子時、アルミ導体を回転子スロットに埋設することになるが、量産性を上げるには一般的にダイカスト製造工程を採る。この場合、磁石挿入穴を塞いだ後のダイカスト処理となり、且つダイカスト後の挿入穴の手入れは非常に難しくなる。

これに対して Fig.7-5 に示す、提案された SPMISM は、表面に磁石を固定する構造なので、ダイカスト後の手入れ処理も容易になり、磁石固定も含めた回転子製造工程が簡略化されるメリットがある。

<磁石コスト面>: 第6章においても述べたように IPMISM の場合、ロータの磁石挿入穴に形成される強度保持用ブリッジは、磁石磁束漏洩磁路となる。特に Fig.7-4(a) に示す一般的な IPMISM (Type-A) 構造の場合、磁石漏洩部が大きく、投入磁石の有効活用ができていない。Fig.7-4(b) に示す Type-B 構造の場合は、この強度保持ブリッジを無くした構造となっているが、磁石上部のロータコア部は、磁石との接着強度のみで保持されているため、機械強度が十分ではなかった。

これに対して、Fig.7-5 に示す新構造の SPMISM では、表面磁石構造をとっている

ため磁石漏洩が殆ど無く，投入磁石の有効活用が可能である。また表面磁石構造を採っていることで，磁石の着磁を，アルミ 2 次導体をダイカストした後に着磁することも可能となる利点もある。

このように PMSM は，その高効率特性を活かし，これまで IM が Majority を占めた用途においても電磁構造にアイデア，改良を加えることで，幅広い用途に適用されていくものとする。以下，Fig.7-5 に示す Novel-ISM についての設計および特性解析結果について述べる。

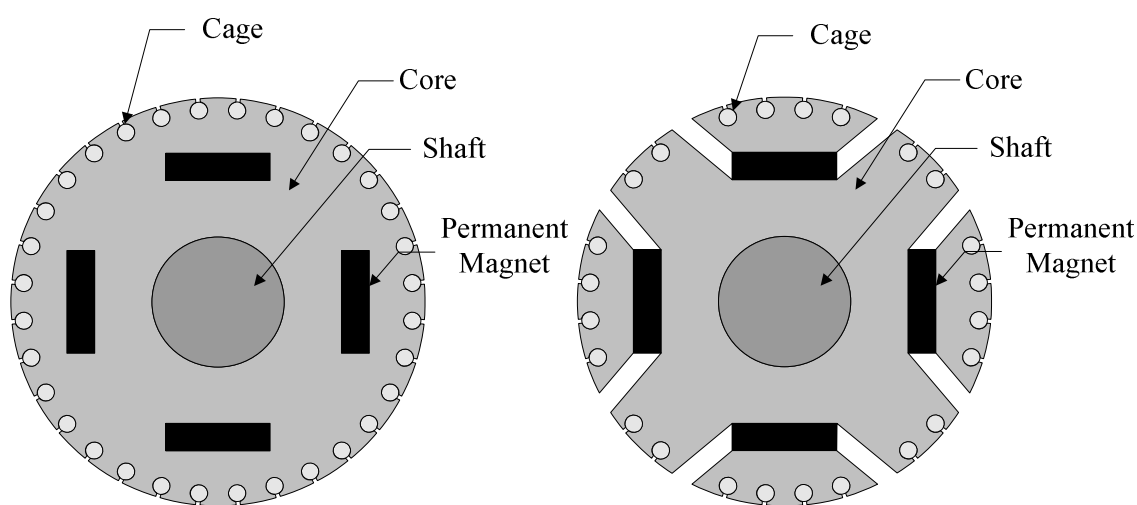


Fig.7-4. Conventional rotor structure of IPMISM (7-3)

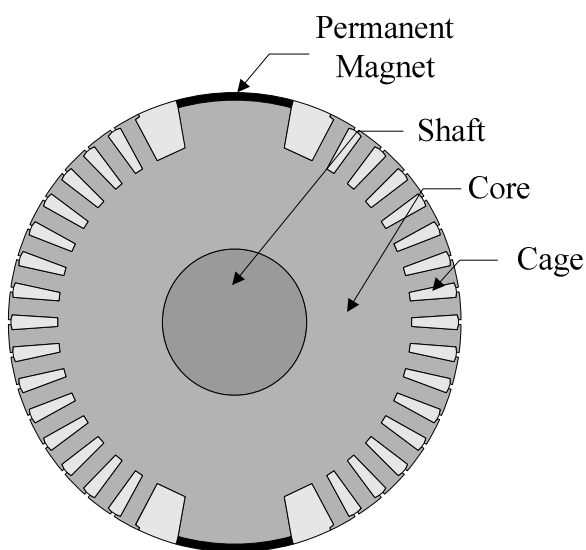


Fig.7-5. Novel rotor structure of SPMISM (7-4) (7-5)

7. 4. 3 Novel-ISM 特性解析

(1) 磁石形状設計 (起動特性と同期特性を考慮した磁石形状の最適化)

前述したように ISM の設計では、起動特性と同期特性に Trade-Off の関係があり、起動 (トルク) 特性重視の設計をするには、磁石によるトルクを小さく設計する必要があり、これは、同期特性 (効率特性) を低下させる。したがって磁石形状 (投入量) 設計に関しては、磁石幅および磁石厚みを解析パラメータとし、起動 (トルク) 特性と同期 (効率) 特性の双方を解析で求め、最適磁石形状を求めることにした。

磁石幅 (ここでは磁石円弧角度(Pole-arc)で表記する) は磁石磁束量の制御因子となり、円弧角が大きいほど磁石磁束は増加し同期 (効率) 特性は向上するが、起動 (トルク) 特性の妨げになる。磁石厚みは誘導磁束量の制御因子となり、Nd-Fe-B 磁石の比透磁率が $\mu_r=1.05$ であるため、厚ければ誘導磁束量は小さくなり起動 (トルク) 特性は低下する。

Table7-1. Design parameter

Output power	2.2 kW
Torque	11.68 N-m
Number of poles	4
Voltage	200 V
Current	
Frequency	60 Hz
Rated speed	1800 min ⁻¹
Efficiency	87% over
Stator diameter	157 mm
Rotor diameter	99.4 mm
Shaft diameter	32 mm
Motor length	90 mm
Air gap	0.3 mm
Number of slots/phases/poles	3
Number of slots (Stator)	36
Number of slots (Rotor)	28
Coil pitch	7/9
Connection	Y
Magnet angle	
Height of magnet	

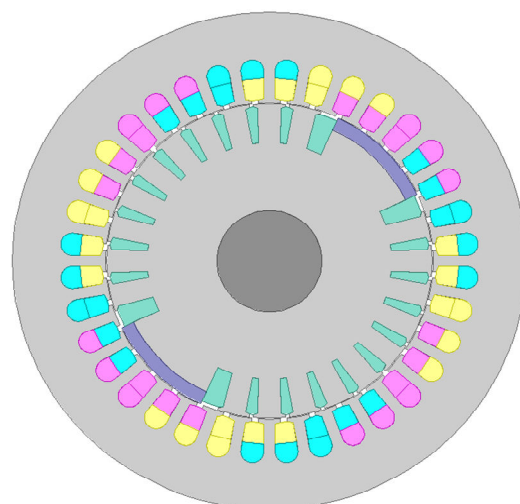


Fig.7-6. FEM Simulation model of Novel-ISM

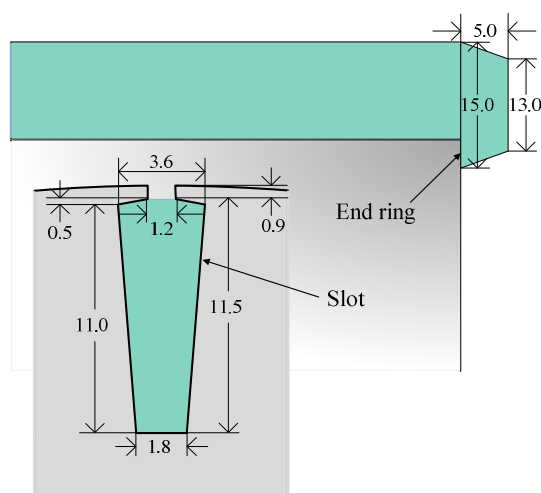


Fig.7-7. Rotor slot dimension of Novel-ISM

Table 7-1 に解析対象機の設計パラメーター一覧を示す。出力 2.2[kW], 4[pole], 1800[min.^{-1}]の定格仕様で, 電機子および籠型回転子のコア, スロット寸法については, Fig.7-6, Fig.7-7 に示すように実績のある安川電機製の標準誘導機のものを用いている。

【同期（効率）特性】

Fig.7-8 に Novel-ISM の磁石磁束分布の解析データを示す。また Table7-2, Table7-3 に磁石円弧角 40deg(Mechanical angle), 50deg(Mechanical angle)における, 磁石厚みを解析パラメータにした同期定格点特性の解析結果を示す。尚, 本解析データは, 共同研究者である江川氏の修士論文から引用させてもらっている。Fig.7-8 の磁束分布図から, 本 Novel-ISM が 2つの界磁磁石で 4極磁束を構成していることがわかる。

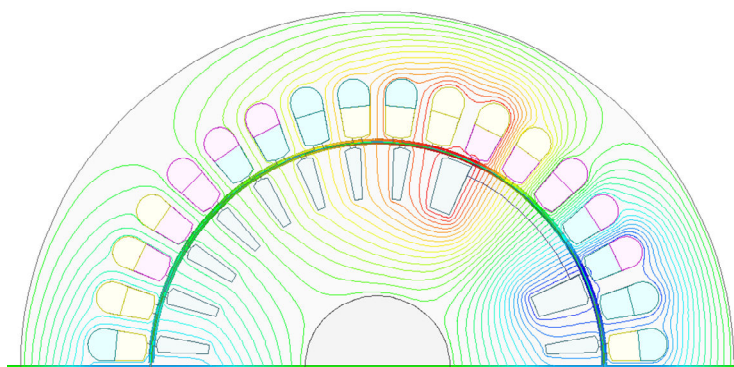


Fig.7-8. Magnet flux simulation analysis data of Novel-ISM

Table 7-2 Simulation data of rated specification at magnet pole-arc 40deg

Height of magnet [mm]	Torque [N-m]	K_t [N-m/A]	Current [A]	Efficiency [%]
2	11.67	1.07	10.9	87.6
3	11.71	1.19	9.87	88.8
4	11.70	1.24	9.43	89.6
5	11.74	1.27	9.21	89.8

K_t : Torque constant

Table 7-3 Simulation data of rated specification at magnet pole-arc 50deg

Height of magnet [mm]	Torque [N-m]	K_t [N-m/A]	Current [A]	Efficiency [%]
2	11.74	1.32	8.86	90.6
3	11.74	1.45	8.11	91.6
4	11.74	1.51	7.79	91.7
5	11.63	1.54	7.53	91.9

K_t : Torque constant

Table 7-2 に示す磁石円弧角 40deg および Table 7-3 に示す磁石円弧角 50deg の、磁石形状と同期（効率）特性に関する解析結果を考察する。各解析モデルのトルク定数 K_t [N-m/A] に関して、磁石円弧角 40deg と 50deg の場合を比較すると、磁石を多く投入した磁石円弧角 50deg のトルク定数 K_t が大きくなる。また磁石厚みを厚くしていくと、磁石動作点（パーミアンス係数）が大きくなるため、トルク定数 K_t が大きくなるのがわかる。ただトルク定数 K_t が大きくなる割合に対して、効率向上の割合が小さいのは、磁気装荷が増加することによる鉄損の増加が影響しているものと考えられる。磁石円弧角および厚みに関しては、次に述べる起動（トルク）特性に加えて、投入磁石コストも考慮した選定を行うものとする。

【起動（トルク）特性】

Fig.7-9 は起動（トルク）特性に関して、磁石円弧角 40deg（磁石厚み：3mm, 4mm, 5mm）、磁石円弧角 50deg（磁石厚み：2mm, 3mm）のモデルについて解析した結果を示す。これら解析モデルは、Fig.7-3 に示す“JIS4034-30 三相籠形誘導電動機効率クラス（4極）”の、2.2[kW]機のプレミアム効率規格値から決めた効率目標値 89.5[%]をクリアし定格電流 10[A]以下、且つ磁石投入コストを考慮したモデルを選定している。解析結果を見ると、想定したように磁石投入量が増加するに従い、起動（トルク）特性が低下していく。ISM の目的は、（インバータ起動しない）自起動性の良好な同期機を提供することにある。従って Fig.7-9 および Table 7-2, Table 7-3 の解析結果から、選択する最適ロータモデルは、効率目標値 89.5[%]をクリアし最も起動（トルク）特性が良好な、“磁石円弧角 40deg（磁石厚み：4mm）”になる⁽⁷⁻⁶⁾。

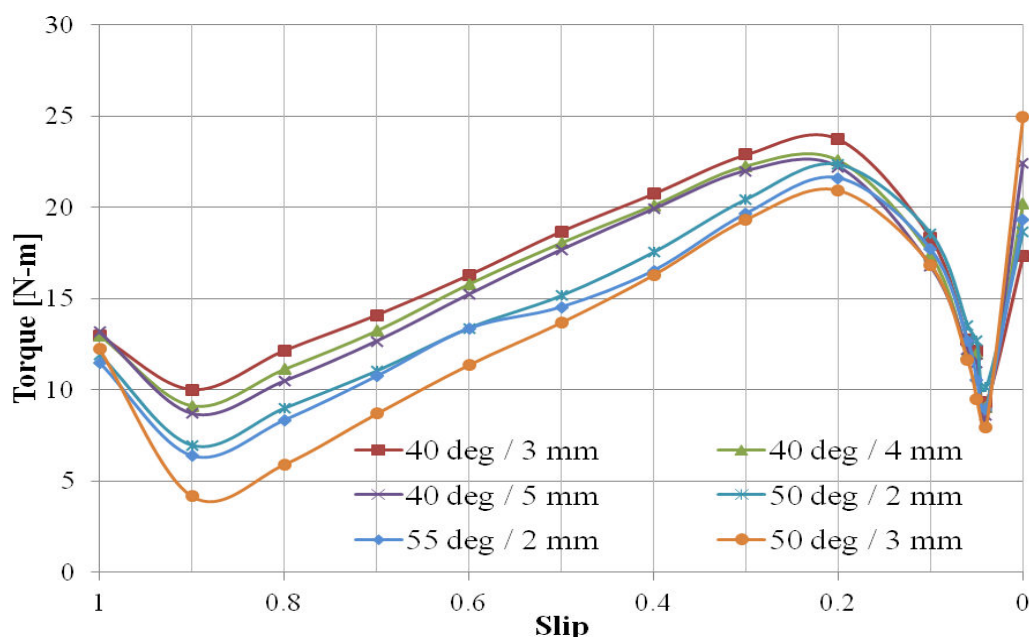


Fig.7-9 Induction torque simulation data at each magnet design condition

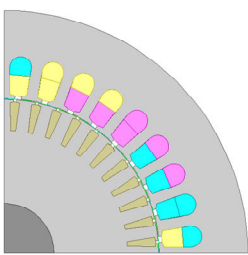
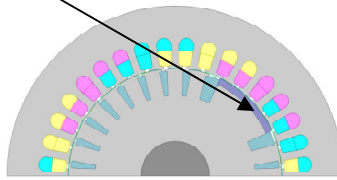
以上のように ISM の設計では、起動（トルク）特性と同期（効率）特性の Trade-Off 設計が最も重要な検討事項となる。起動(トルク)特性仕様については、負荷仕様に関係するものである。例えば、定トルク特性の場合は起動トルクが大きいため、誘導機特性を重視した設計し、ファン・ポンプ用途のような逓減トルク特性の場合には、同期機特性を重視した設計を検討するなど、用途仕様に対する最適設計が必要になると考える。

7. 5. 4 Novel-ISM, PMSM 特性比較

本項のまとめとして Table 7-4 に同定格仕様の籠型 IM と Novel-ISM の主要特性比較を行う。また Fig.7-10 に Novel-ISM（同期引き込み後）の電圧ベクトル図, Fig.7-11 にトルク特性図を示す。ただし籠型 IM は実機実測データで、Novel-ISM は解析データとなっているため、Novel-ISM の性能に対しては可能性としてみていただきたい。

出力 2.2[kW], 1800[min^{-1}]の定格仕様において、籠型 IM の効率 85.3[%]に対して Novel-ISM は 89.6[%]の解析結果となっており、JIS4034-30 三相籠形誘導電動機のプレミアム効率規格をクリアする可能性を有する。

Table 7-4 Comparison of main specification about IM and Novel-ISM

Machine		IM(Cage-rotor type) (Measurement data)	Novel-ISM (Simulation data)
Items			
Structure			
Rated power	W	2200	
Rated Speed	min^{-1}	1800	
Rated torque	N-m	11.7	
Number of pole	pole	4	
Efficiency at rate	%	85.3 Standard (IE-1)	89.6 Premium (IE-3)
Power factor at rate	%	85.4	
Motor Size	Core dia. : Do	mm	175.0
	Gap dia. : Dg	mm	110.0
	Core length : L	mm	80.0
	Total length : Lt	mm	156.0
Core volume	m^{-3}	1.86×10^{-3} 1.0 (p.u.)	1.74×10^{-3} 0.94 (p.u.)
Motor volume	m^{-3}	3.75×10^{-3} 1.0 (p.u.)	3.02×10^{-3} 0.81 (p.u.)
Self-starting	-	Possible	
Starting characteristics	-	1.0 (p.u.)	0.8 (p.u.)

【Novel-ISM Design specification】

Number of pole $P=4$ pole,
 Rated frequency $f=60\text{Hz}$,
 Rated speed $N_{rate}=1800\text{min}^{-1}$
 Rated current $I_{rate}=9.43\text{A}$
 EMF constant $K_e=0.41\text{V/rad/s}$,
 ($K_e=43.3\text{mV/min}^{-1}$)
 L_q reactance $XL_q=2\pi fL_q$
 $=2\pi \times 60\text{Hz} \times 4.03\text{mH}=1.52\ \Omega$
 L_d reactance $XL_d=2\pi fL_d$
 $=2\pi \times 60\text{Hz} \times 3.83\text{mH}=1.44\ \Omega$
 Armature resistance $R_a=0.599\ \Omega$

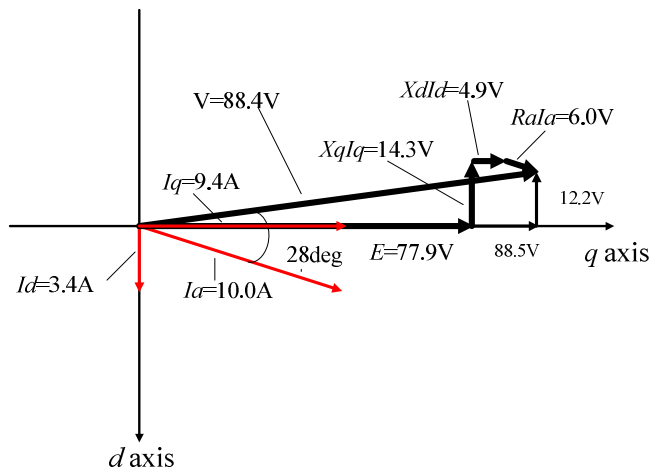


Fig.7-10. Voltage vector diagram of Novel-ISM at rated power

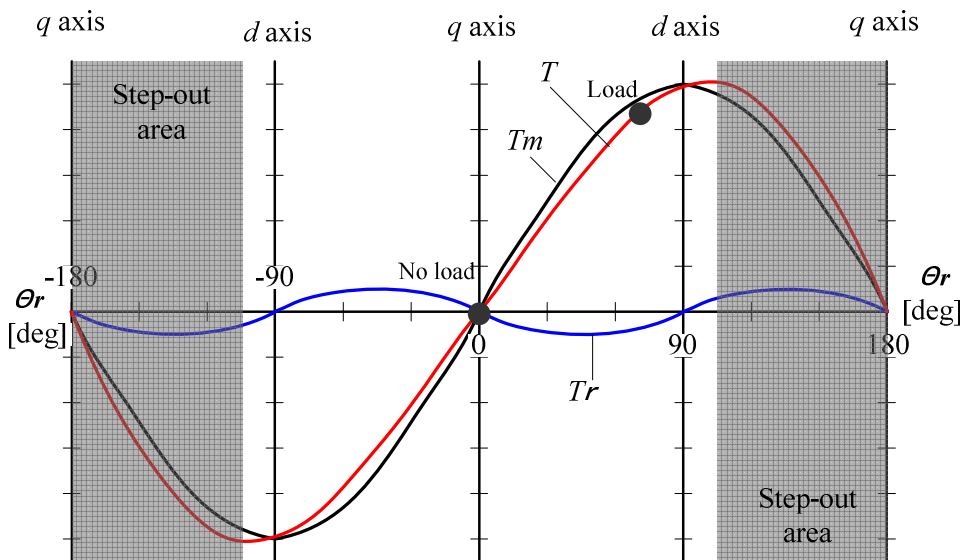


Fig.7-11. Torque performance of Novel-ISM

また Novel-ISM は同期機であるため、すべりが無くロータ損失が微小となる。これについて、長期間連続運転が要求されるファン・ポンプ用途などでは、軸受部温度上昇が低減されるためグリス（潤滑油）の劣化が抑えられ、寿命が長くなることも ISM の大きなメリットといえる。さらには、同期機であることで、力率が高いことでも電源容量を小さくできるなどのメリットもある。

このように Novel-ISM も含め ISM は、今後高効率化規制が厳しくなっていく中、IM 相当の自起動性を有した高効率回転電機として期待されていくものと思われる。特に、近い将来“Super Premium Efficiency Class (IE-4)”の施行が検討される今日、コストパフォーマンスが高い Novel-ISM の技術の位置づけは、Fig.7-1 に示す交流機電磁構造マトリクスの中でも、将来性の高いものに位置づけられる。

7. 5 脱 Rare-Earth 思想と PMSM (新 Segment-SRM の提案)

PMSMの位置づけを考える際に、もう一つ比較検討しておく必要がある回転電機にSRM (Switched Reluctance Machine: 以下SRMと称す)がある。SRMは磁石を一切用いない“脱 Rare-Earth Machine”として期待され、定出力特性、コスト、生産性の面から、EV駆動用モータとしてPMSMと比較されたものが文献等で報告されている⁽⁷⁻⁷⁾。

本研究はPMSMをベースにしたものであるが、その位置づけを明確にする目的で、著者らは新しい構造のSRM (Segment-SRM)を提案し、その特性解析を行いPMSMと比較検討を行った。以下、その結果について述べる。

7. 5. 1 SRMの原理と課題

世界最初のSRMは、1838年R.Davidson (英)により電気機関車用として開発された例が報告されており、着想と原理的については175年の長い歴史を持つ⁽⁷⁻⁸⁾。

近年のパワー半導体素子性能の向上により、素子容量とSwitching Speedが飛躍的に向上したことで、従来では小容量に限られていた用途が、最近では100kWを超えるEV駆動用途にターゲットが広がっていることは、将来への期待が大きい回転電機の一つといえる。

【SRMの原理】

Fig.7-12に、一般的なSRMの構造図を、またFig.7-13にそのA相励磁における磁束分布図を示す。Fig.7-14にSRMにおけるロータ位置と電流およびインダクタンス、発生トルクの関係を示す。

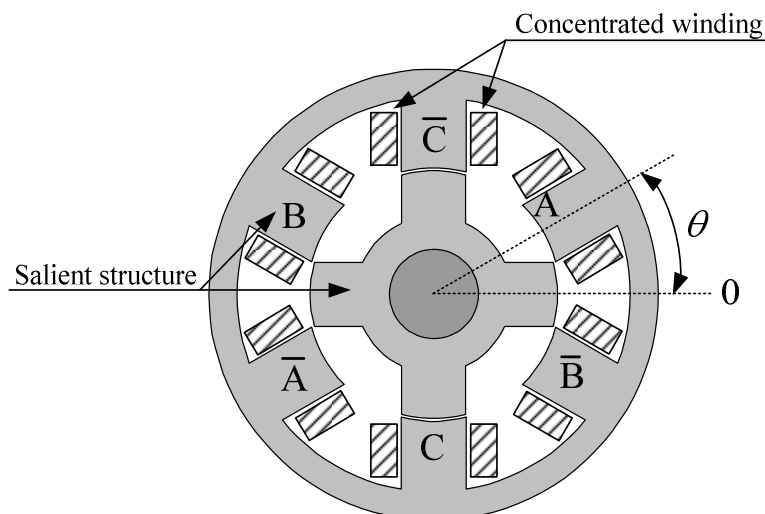


Fig.7-12. Construction of conventional SRM (6-4 Type)

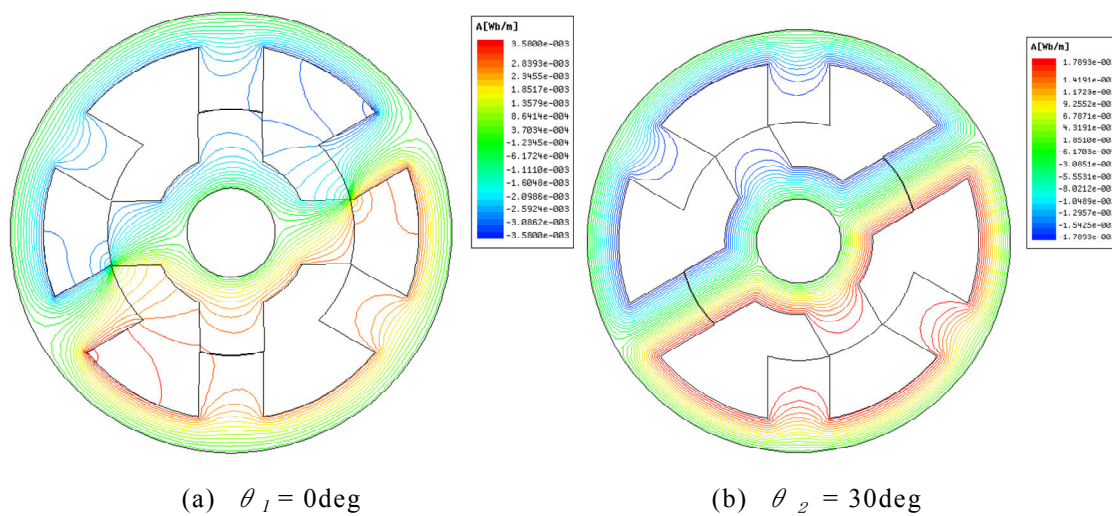


Fig.7-13 Flux pass data of conventional type SRM (Phase-A excitation)

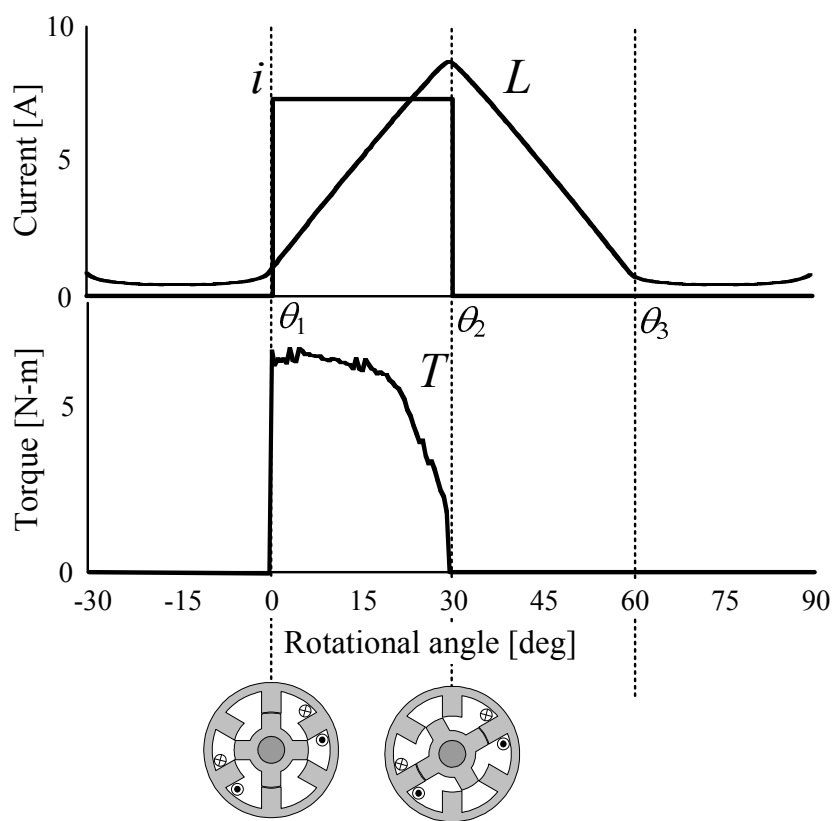


Fig.7-14. Producing theory of SRM (Phase-A excitation)

これらの図を見ると、ロータ位置 $\theta=0\text{deg}$ (Mechanical angle)の状態での Torque は“最大”であり、トルク角 $\theta=30\text{deg}$ (Mechanical angle)の状態になり A 相磁気回路が構成さ

れ安定状態（インダクタンス L 最大）になると安定点になるため $Torque=0$ となる。このように通電を、A相→B相→C相→A相・・・と切り替えていくことで駆動されることがわかる。

Fig.7-14 に示すように SRM の発生トルク T は、固定子、回転子の突極性並びに回転子位置の変化により生じる磁気随伴エネルギー W の変化を用いて計算される⁽⁷⁻⁹⁾。Fig.7-15(a)(b)に SRM および SPMSM の電流に対する機器磁気回路の磁気随伴エネルギーを表した図を示す。

SRM は、Fig. 7-15(a)に示すように、機器磁気回路の磁気随伴エネルギーの変化によりトルクを発生させるものである。つまりは磁気回路の透磁率を高くして電機子歯とロータ歯の整列時の鎖交磁束を増加させ、さらにロータが回転する際の磁気パーミアンスの変化を大きくすることで、トルク密度を向上させることができる。SPMSM の場合、磁石比透磁率 $\mu_r=1.0$ であるため電機子反作用磁束がなく、したがって磁気回路の磁気随伴エネルギーは、界磁永久磁石がつくる磁気エネルギーのみとなるため、Fig.7-15(b)に示すように鎖交磁束 ψ は、電流に対してほぼ一定になる⁽⁷⁻¹⁰⁾。

このように SRM は、電機子電流 I_a に応じて変化する鎖交磁束 ψ と電機子電流 I_a の電磁作用で電磁力を発生させるものである。

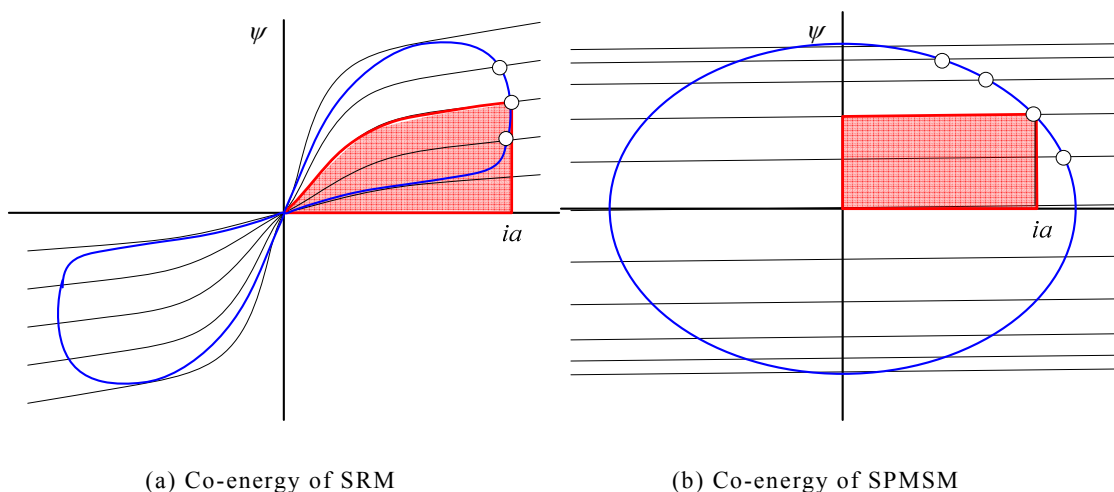


Fig.7-15. Comparison about co-energy characteristics⁽⁷⁻⁹⁾

SRM の平均トルク方程式 $T_{ave(SR)}$ は、(7-1)式に示すとおりになる。

$$T_{ave(SR)} = \frac{m \cdot N_r}{2\pi} \oint \psi \cdot di \quad \text{----- (7-1)}$$

参考までに、PMSM の平均トルク方程式 $T_{ave(PM)}$ を(7-2)式に示す。

$$T_{ave(PM)} = \frac{m \cdot p}{2\pi} \oint \psi \cdot di \quad \text{----- (7-2)}$$

(7-1)式, (7-2)式を比べると, ほぼ同様の式となっており, 性能比較を行う上でも同様の性能評価指標を用いて比較できるものと考ええる。

PMSM の性能評価指標にモータ定数密度 (K_m^2/Volume) があることは第2章で述べた。モータ定数 K_m は, 鎖交磁束 ψ を電機子抵抗の平方根で除したものであり, (7-3)式で示される。

$$K_m = \frac{\psi}{\sqrt{R_a}} \quad [\text{N}\cdot\text{m}/\sqrt{\text{W}}] \quad \left(K_m^2 = \frac{\psi^2}{R_a} \right) \quad \text{----- (7-3)}$$

従って SPMSM の場合の出力は, 鎖交磁束 ψ は磁石磁束 Φ_m によるもので, 電機子電流 I_a との時間周期積分となる。SRM の場合は, 電機子電流 $I_a=0[\text{A}] \rightarrow$ 定格電機子電流 $I_a=I_{a(\text{rate})}$ における鎖交磁束 ψ 変数と電機子電流 I_a との時間周期積分となる。つまりモータ定数密度 (K_m/Volume) 相当の比較を行うには, Fig.7-13(a)(b)の面積比を電機子抵抗 R_a の平方根で除した数値での比較ができるものと考ええる。

【性能改善課題】

SRM における性能改善課題を以下に示す

- 1) 高トルク化 : ・前記鎖交磁束数 ψ の増大
- 2) 高効率化 : ・平均トルク $T_{ave(SR)}$ の増大
 ・電機子コア, ロータ損失の低減
- 3) 振動・騒音の低減 : ・負荷時のロータ応力アンバランスの低減

上記課題に対して, 小山, 樋口らは新型セグメント構造 SRM (以下 Segment-SRM と称す) を提案している⁽⁷⁻¹¹⁾⁽⁷⁻¹²⁾⁽⁷⁻¹³⁾⁽⁷⁻¹⁴⁾。その中で筆者らは, 鎖交磁束数 ψ を増大させるアイデアとして, ロータセグメント突極部に方向性電磁鋼板を用いることで磁気回路の透磁率を向上させることでの高トルク化の検討を行った⁽⁷⁻¹⁵⁾。

以下, その内容を報告する。

7. 5. 2 Segment-SRM の特性改善提案

(1) Segment-SRM の原理図を Fig.7-16 に, また磁束分布解析データを Fig.7-17 に示す。固定子巻線には全節巻を施し, 回転子はアルミニウムブロック (非磁性) に, 突極子数 N_r のセグメント鉄心をはめ込んだ構造となっている。よって Fig.7-17 に示すように Segment-SRM の磁気回路は, Fig.7-13 に示す VR-SRM のものとは異なっていることが解析結果からもわかる。

Segment-SRM は, 電機子コイルを全節巻としロータ磁束が半径方向に向くような

磁気回路構成にすることで、VR-SRMと比較して、突極子当たりの電機子反作用 (Ampere Turn) が2倍になることで、Fig.7-18に示すように電機子電流あたりの最大トルクを2倍にすることが可能にできることが利点である。また Segment-SRMの磁気回路は、VR-SRMの磁気回路に対して短いため、磁気回路の磁気抵抗が小さくなることでトルク飽和特性の改善、鉄損特性の改善が図れる。これらの結果から Segment-SRMは、前述する性能改善課題の“1) 高トルク化”，“2) 高効率化”をクリアしている。

また Segment-SRMは、前述する性能改善課題の“3) 低騒音・低振動特性”に関しても有利となる。この理由としては、Fig.7-13に示す6-4型のVR-SRMでは、ギャップ吸引力の作用点が、電機子ティースとロータ突極が整列する2箇所となっている。したがって対向する2つのコイルが励磁される際、電機子が楕円化し振動・騒音の原因になる。VR-SRMにおいても12-8型、18-12型・・・では、電機子の変形がClover形状以上の多角形となるため振動・騒音は小さくなる⁽⁷⁻¹⁶⁾。これに対して Segment-SRMでは、Fig.7-25に示すように6-4型においても、電機子ティースと突極子が整列する箇所が4点あるため、楕円化が無くなり振動・騒音が低減できる利点を持っている。このように小山、樋口らが提案する Segment-SRMは、VR-SRMの従来構造に対して、性能改善課題であった“1) 高トルク化”，“2) 高効率化”，“3) 低騒音・低振動特性”の全てを改善するものであった。

筆者らはこの Segment-SRMの更なる高トルク化、高効率化を行うべく、ロータセグメント材に方向性電磁鋼板 (GO) を用いることを検討した。この構造提案の背景は、Segment-SRMロータ部磁束が、Fig.7-17の磁束線図に示すように周方向に向くため、ここに方向性電磁鋼板の異方性を生かすことで、Reluctance Torqueの増大を狙うものである。また、Segment-SRM回転時、ロータセグメント部の磁界の変化が大きいため、この部分にCore-Loss (鉄損) が発生するものと考えられる。この部材へのGOの適用は、ロータ部Core-Loss低減に対しても効果があるものとする⁽⁷⁻¹⁷⁾。

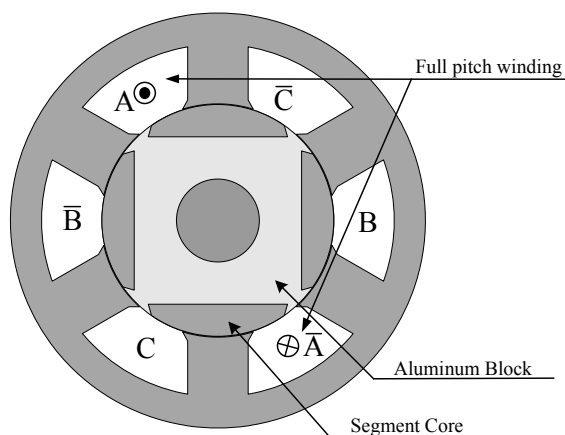


Fig.7-16. Theory model of Segment-SRM

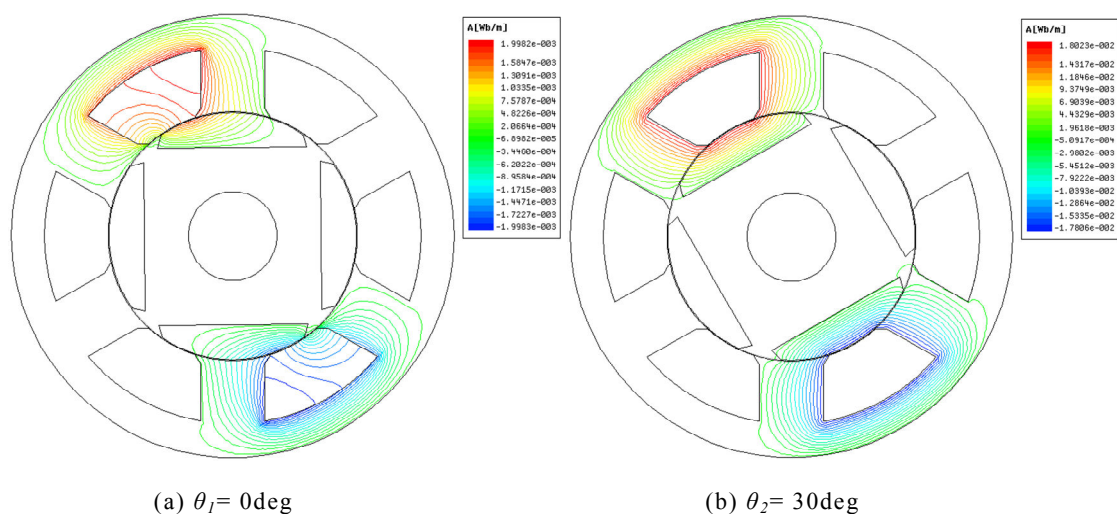


Fig.7-17. Flux pass data of Segment-SRM (Phase-A excitation)

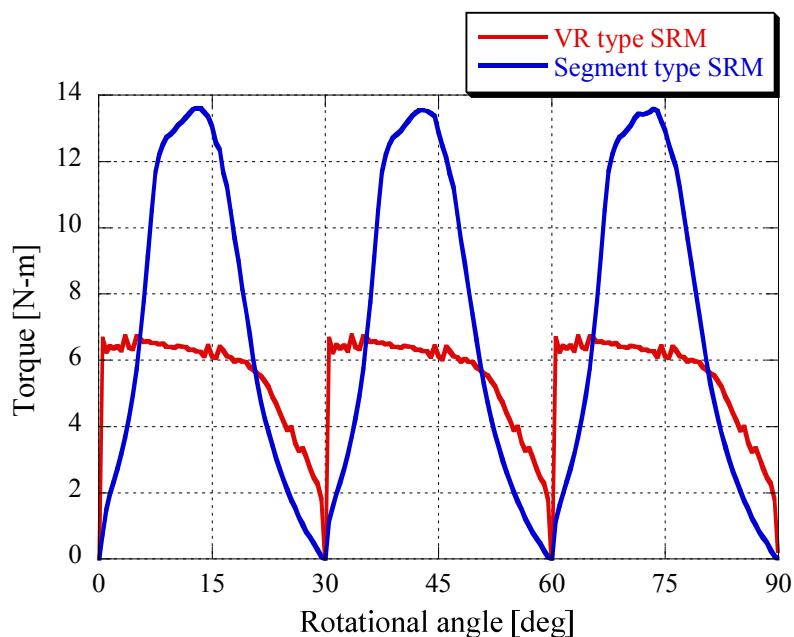


Fig.7-18. Comparison of torque characteristics about Segment-SRM and VR-SRM

7. 5. 3 Novel-SRM 特性解析

ロータコセグメント部材に方向性電磁鋼板を用いた新 Segment-SRM を，ここでは Novel-SRM と称す。Fig.2-19 に提案する 2 つの Novel-SRM のロータ構造を示す。Fig.2-19(a)は，非分割ロータセグメントの場合，(b)は，ロータセグメントを 3 分割にし，磁束の流れに沿って GO の異方性方向を向けることで，特性向上を図る意図がある構造とした⁽⁷⁻¹⁸⁾。

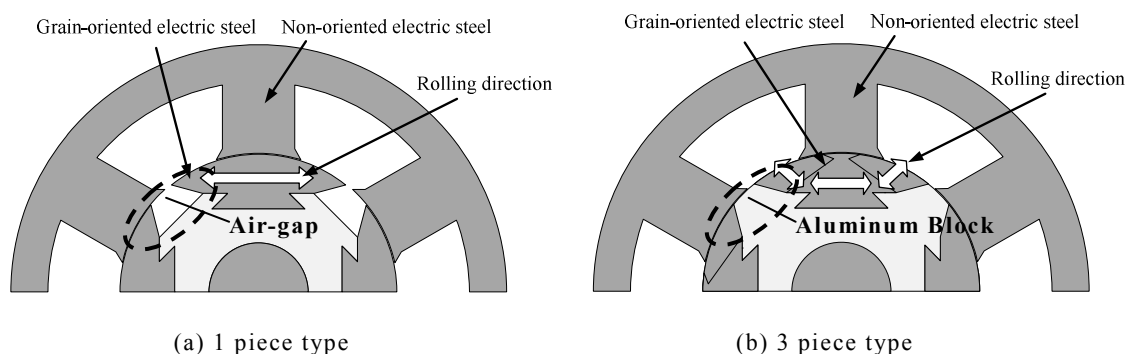


Fig.7-19. Novel-SRM construction

Table 7-5. Analysis conditions about each Segment-SRM model

Model	Segment block		Rotor aluminum block		Number of Segment block piece	
	NO	GO	Yes	No	1 piece	3 pieces
(a)	○		○		○	
(b)	○			○	○	
(c)		○	○		○	
(d)		○		○	○	
(e)		○	○			○

- ・モデル (a) : 無方向性電磁鋼板モデル (アルミニウム無し)
- ・モデル (b) : 無方向性電磁鋼板モデル (アルミニウム有り)
- ・モデル (c) : 方向性電磁鋼板モデル (アルミニウム無し, 非分割コア: 1 piece)
- ・モデル (d) : 方向性電磁鋼板モデル (アルミニウム有り, 非分割コア: 1 piece)
- ・モデル (e) : 方向性電磁鋼板モデル (アルミニウム有り, 分割コア: 3 pieces)

GO の効果を検証するにあたり, 特性比較を行うため解析モデルは以下の (a)~(e) とした。(Table 7-5 参照) また, 解析に用いたNOおよびGOの特性を Table 7-6 に示す。

Table 7-6. Comparison about loss-factor about NO and GO

	d [mm]	σ_h	σ_e	Density [kg/dm ³]
Non-oriented electromagnetic steel strip JIS C 2552	0.5	2.35	14.1	7.7
Grain-oriented electromagnetic steel strip JIS C 2553	0.3	0.39	11.3	7.65

非磁性材で且つロータセグメント保持の役割を担うロータブロックに、量産時のダイカスト製の可能性からアルミニウム材を用いているが、渦電流（損失）発生の懸念から、Fig.7-19(a)(b)に示すようにアルミ材を用いた場合、用いなかった場合の2つのケースの解析を加えている。このモデルによる解析結果から、以下、トルク特性、効率特性について比較検討を行う。

(1) トルク特性

各モデルにおけるトルク特性を Fig.7-20 に示す。

モデル(a)(b), またモデル(c)(d)の解析データからアルミニウムの有無に関し考察すると、有無による優位差は認められない。ただしロータ部におけるアルミブロック部の必要の有無は、渦電流損失に関係するため結論は効率特性の考察の中で述べる。

トルク特性に関して以下のように考察する。

ロータセグメントにNOを用いたモデル(a), (b)に対して、GOを用いたモデル (c), (d), (e)にて約3~5%の平均トルク向上する結果を得た。これは、方向性電磁鋼板を用いたことによる透磁率の増大に起因していると考えられる。これは第4章に挙げた Fig.4-31 に示したNOとGOの直流磁化特性の比較から考察すると、飽和磁束密度には特性差を認められないが、 $B=1.6\sim 1.8(T)$ の範囲でGOの特性が良好であり、平均トルク向上は、この特性に起因するものと考えられる。ただGOを用いたことによるコストアップを考えると、約3~5%の平均トルク向上は、トルク特性改善に対しての方策としては、あまり有効ではないといえる。

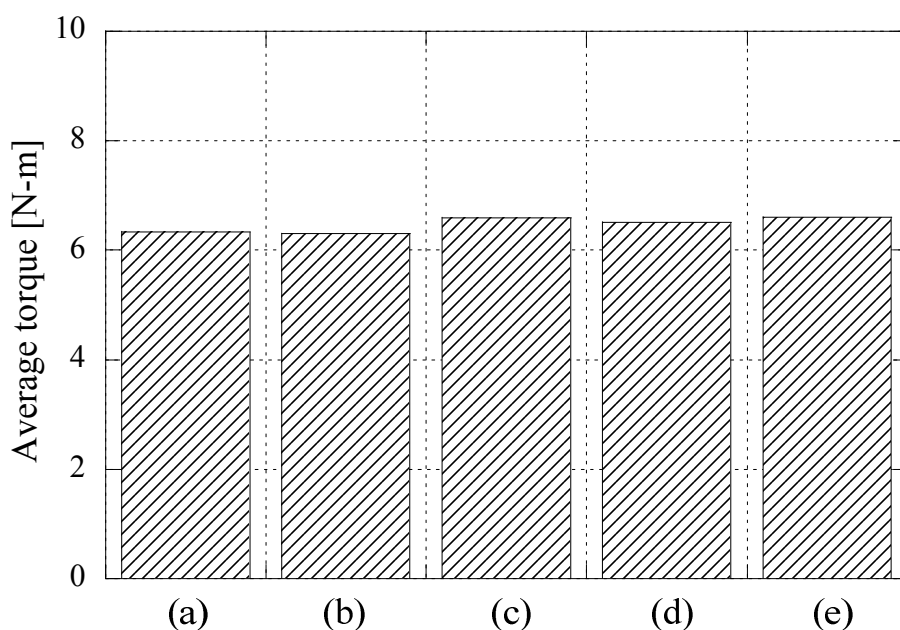


Fig.7-20. Comparison about average torque simulation data of each Segment-SRM model

(2) 効率特性

Fig.7-21 に (7-3)式にて算出した各モデルの効率特性を、Table7-7 に解析における損失分離結果を示す。以下その結果を考察する。

まず、ロータブロックにおけるアルミニウムの有無について考察する。モデル(a)(b), またモデル(c)(d)の解析データの比較から、セグメント部がNO, GOに関わらずロータブロックにおけるアルミニウムが有る構造の効率が低い。これは電機子がつくる磁束がアルミブロック部に鎖交することで渦電流が流れ、50 (W) 程度の渦電流損が発生する結果となっている。この結果から Segment-SRM におけるロータ構造は、Fig.7-19(a)に示すアルミブロックがギャップ付近に存在しない構造が望ましい。

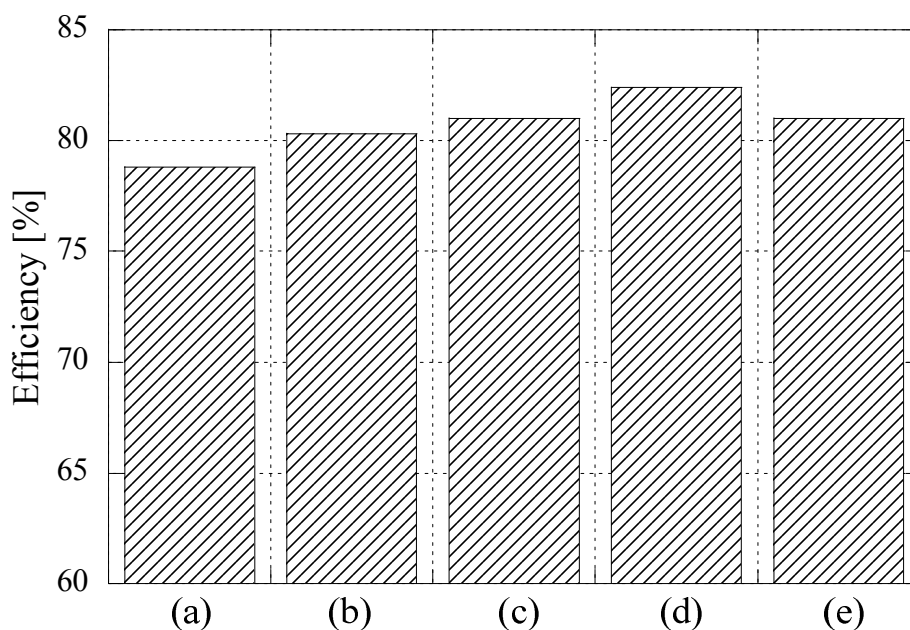


Fig.7-21. Comparison about efficiency simulation data of each Segment-SRM model

Table 7-7 Comparison about loss data of each Segment-SRM model

Model name	Out-put Power [W]	Efficiency [%]	Total Loss [W]	Copper Loss [W]	Iron loss [W]	Eddy current loss at Aluminum block
Model (a)	2200	78.8%	591.9	430.3	109.4	52.2
Model (b)	2200	80.3%	539.7	430.3	109.4	0.0
Model (c)	2200	81.0%	516.0	381.5	88.4	46.1
Model (d)	2200	82.4%	469.9	381.5	88.4	0.0
Model (e)	2200	81.0%	516.0	381.5	88.4	46.1

次に、セグメントコアに GO を用いた効果について考察する。これには、モデル(b)とモデル(d)の効率データを比較すると、約2%の効率改善が確認できる。損失に換

算して 45(W)の損失低減となっている。45 (W) のうち 30(W)がセグメントコア部の損失低減分であり、ロータ冷却ができない全閉型モータにおいて、この低減効果は大きく、ロータ温度上昇の抑制が出来ることで軸受寿命の拡大など信頼性に与える効果も大きい。

上記の結果はまた、セグメントコアを通る磁束に高調波成分が含まれていることを意味している。(7-4)式に示す鉄損 W_i に関するスタインメッツの実験式⁽⁷⁻¹⁹⁾に示すように、NO と GO の特性差異は(7-24)式の渦電流損係数 σ_e の差になり、鉄損 W_i は、渦電流損係数 σ_e に比例する。また渦電流損は、電磁鋼板厚み d の 2 乗、また周波数 f の 2 乗に比例することを示している。このように高調波磁束による渦電流損を低減するには、コア材質を NO→GO に Grade Up させるよりも、電磁鋼板厚み d を薄くすることが効果的であるといえる。

$$w_i = B_m^2 \left\{ \sigma_h \left(\frac{f}{100} \right) + \sigma_e d^2 \left(\frac{f}{100} \right)^2 \right\} \text{ [W/kg]} \quad \text{----- (7-4)}$$

B_m : 磁束密度[T] d : 電磁鋼板厚み[m] f : 周波数[Hz]
 σ_h : ヒステリシス損失係数 σ_e : 渦電流損係数

今回の検討において、セグメントコアに GO を用いることでコアに生じる鉄損を低減できる結果が得られたが、これは Table7-21 の渦電流損係数を比較してもわかるように、材料を NO→GO ($\sigma_{e(NO)}=14.3 \rightarrow \sigma_{e(GO)}=11.3$, $\frac{\sigma_{e(GO)}}{\sigma_{e(NO)}}=0.8$) に変えたことよりも、使用した NO のコア厚みが $d_{(NO)}=0.5\text{mm}$ であるのに対して、GO のコア厚みが $d_{(GO)}=0.35\text{mm}$ であることが大きく寄与していると考えられる。 $\left(\frac{d_{(GO)}}{d_{(NO)}} \right)^2 = 0.5$

GO のコストは NO に対して高価あるため、製品化の際には、 $d=0.35\text{mm}$ の NO を用いた場合の解析検討を行い GO と比較することで、GO 用いる必然性を再確認しておく必要があると考えている。

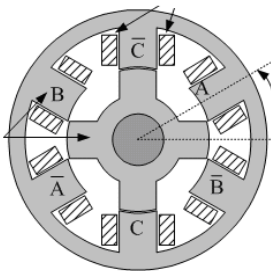
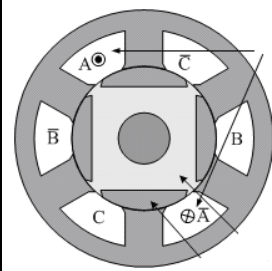
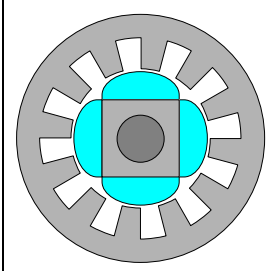
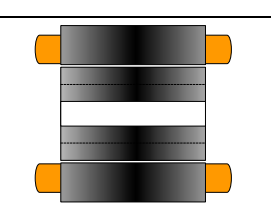
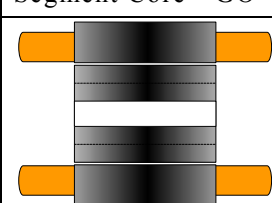
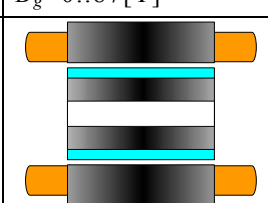
以上のように、本研究で提案する Novel-SRM における鉄損低減効果をシミュレーションによる確認ができた。

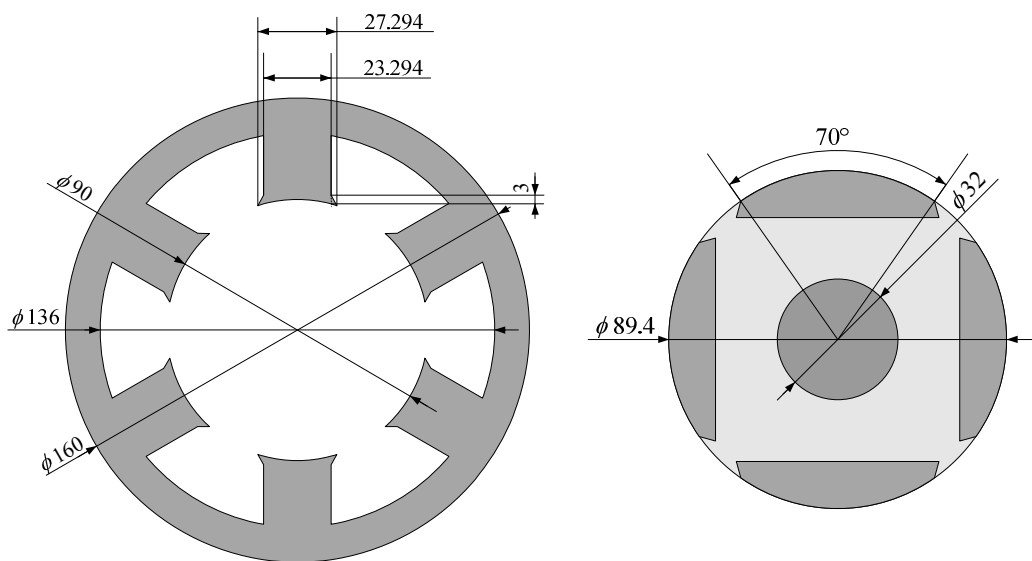
7. 5. 4 SRM-PMSM 特性比較

本項では、従来の VR-SRM に対する Segment-SRM の優位性を論じてきた。この結果を基に、ここでは PMSM と、この脱 Rare-Earth モータの代表格である SRM の比較することで、交流機電磁構造マトリクスにおける PMSM の位置づけを明確にする。

Table 7-8 に性能評価指標をモータ定数密度 (K_m/Volume) 等において、VR-SRM, Segment-SRM, SPMSM の 3 者での比較を行った。

Table 7-8. Comparison at Motor Constant Density about SRM and PMSM

Machine Type	VR-SRM 6-4 type	Segment-SRM 6-4 type	SPMSM 12slot/4pole
Cnstruction			
			
Rated power [W]	1650	2200	3500
Rated speed [min ⁻¹]	1800		
Rate torque [N-m]	8.78 (Average: 5.5)	11.7 (Average:7.3)	18.7
Rated current [A]	8	8	12.8
Conductor area [m ²]	1.00 (p.u.)	1.00 (p.u.)	1.00 (p.u.)
Armature current density [A/m ²]	1.00 (p.u.)	1.00 (p.u.)	1.60 (p.u.)
Linkage flux (Ψ) [N-m/A]	0.64 1.00 (p.u.)	0.86 1.34 (p.u.)	0.86 1.34 (p.u.)
Armature resistance [OHM]	1.00 (p.u.)	1.92 (p.u.)	0.40 (p.u.)
Motor constant [N-m/W ^{0.5}]	0.64 1.00 (p.u.)	0.62 0.96 (p.u.)	1.35 2.10 (p.u.)
Armature core dia. [mm]	160		
Armature core Length [mm]	100		
Machine Length [mm]	146	166	156
Gap dia [mm]	90		
Pole pitch [mm]	70.7		
Slot pitch [mm]	59.1		29.6
Coilend Length [mm]	138 (Double side) $\gamma=1.94$	450 (Double side) $\gamma=6.36$	254 (Double side) $\gamma=3.59$
Coilend Width [mm]	46 (Double side) $\xi=0.65$	66 (Double side) $\xi=0.93$	56 (Double side) $\xi=0.79$
Space factor in Armature slot [%]	1.00 (p.u.)	1.00 (p.u.)	1.00 (p.u.)
Machine volume [m ³]	2.94×10^{-3} 1.00 (p.u.)	3.34×10^{-3} 1.14 (p.u.)	3.14×10^{-3} 1.07 (p.u.)
Motor constant Density [N-m ² /W/ m ³]	1.00 (p.u.)	0.84 (p.u.)	1.96 (p.u.)



Rated output [kW]	2.2
Rated speed [rpm]	1,800
Motor length [mm]	100
Air gap [mm]	0.3
Stator diameter [mm]	160
Rotor diameter [mm]	89.4
Number of turns	150

Fig. 7-22 Dimension of Segment-SRM (6-4 type)

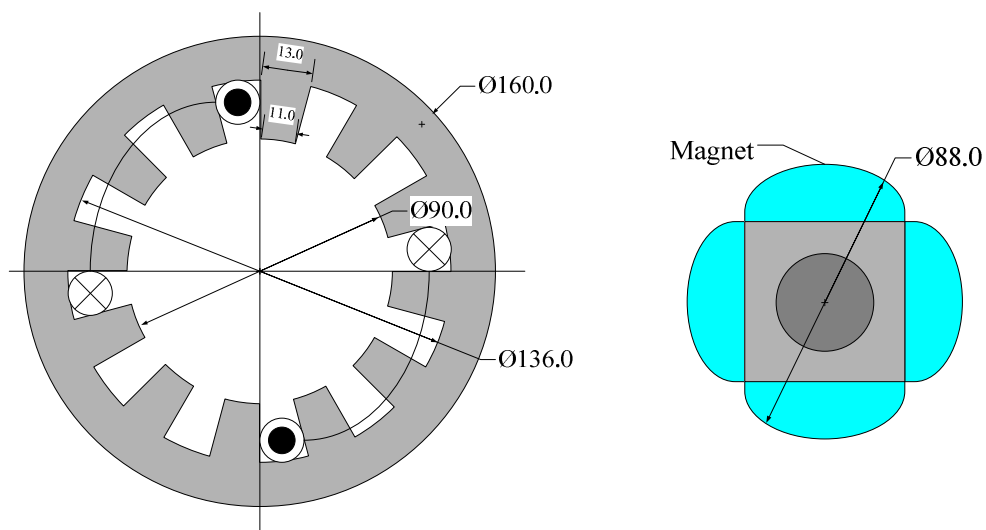


Fig. 7-23 Dimension of SPMSM (4pole/12slot)

Fig.7-22 に Segment-SRM の寸法図を示す。VR-SRM については、電機子コアを共通とし、のみを VR 構造に変更したものでの比較としている。また SPMSM については Fig.7-23 に示すように 4 pole/12slot の設計を行い、電機子スロット総断面積を SRM の電機子スロットと同一としている。

上記3者について、以下の5項目について比較したものを Fig.7-24 のレーダチャートにまとめた。

- 1) 定格出力 (トルク)
- 2) モータ定数 K_m
- 3) モータ定数密度 K_m/Volume
- 4) 定出力範囲
- 5) 振動・騒音

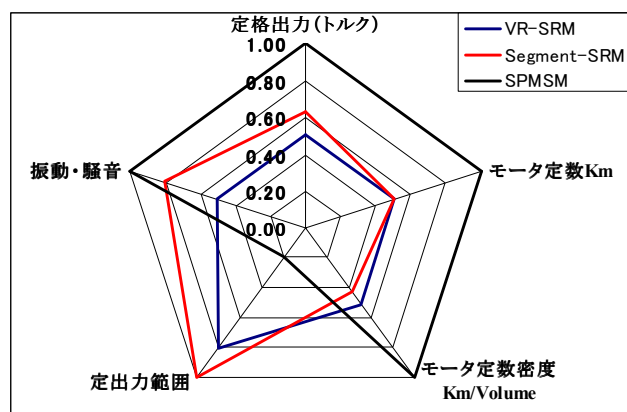


Fig.7-24 Radar Chart for performance comparison

比較検討から以下のことがいえる。

- ・ 定格出力 (定格トルク) に関して、SRM と SPMSM を比較すると、SPMSM は、SRM に対して 1.6~2.0 倍大きい。これは定トルク領域で比較であれば、モータの枠盤にして 1 枠の差があるといえ、永久磁石による固定界磁を持つ PMSM の優位性といえる。
- ・ 鎖交磁束 Ψ について、Segment-SRM は、VR-SRM に対して 1.33 倍大きく、よってトルク特性も 1.33 倍改善されたものなる。しかし VR-SRM が集中巻に対して Segment-SRM は全節巻となるためコイル長が約 2 倍の長さになる。したがって電機子巻線抵抗も 2 倍になるため、“モータ定数 K_m ” で比較した場合ほぼ同等になる。加えて“モータ定数密度 K_m/Volume ”での比較では、Segment-SRM おコイルエンド寸法が長くなるため、モータ容積が増大し、モータ定数密度は低下してしまう。
- ・ Segment-SRM においては、12-8type 以上の多極構造が望ましい。その理由としては、上記全節巻でもコイルエンド長が短くなるからである。Fig.7-33 に示す Segment-SRM (12-8 type) では、VR-SRM (12-8 type) に対して、“モータ定数 K_m ” で 1.05 倍となり、定格出力だけではなくモータ定数でも優位性をもつことになる。
- ・ “モータ定数 K_m ” および “モータ定数密度 K_m/Volume ” に関して、SPMSM は SRM に対して約 2 倍の優位性となっている。この結果は、SRM が第 2 章で解説した機械的時定数 t_m 、パワーレート Q などのサーボ特性が良好になることを意味している。この結果から見て SRM を、現状サーボモータとして用いられている SPMSM

と同じ用途への応用は難しいと考える。

- その反面，界磁磁束を制御できる SRM は，広範囲定出力特性を得やすく，車両駆動 (Traction Drive) 等の可変速用途への検討は，今後重要となってくるものと考ええる。そのためには，今後，Fig.7-25 に示すようなモータ定数 K_m 向上のための多極化や，騒音・振動特性の更なる改善を行うための最適化設計の取り組みが必要と考える。

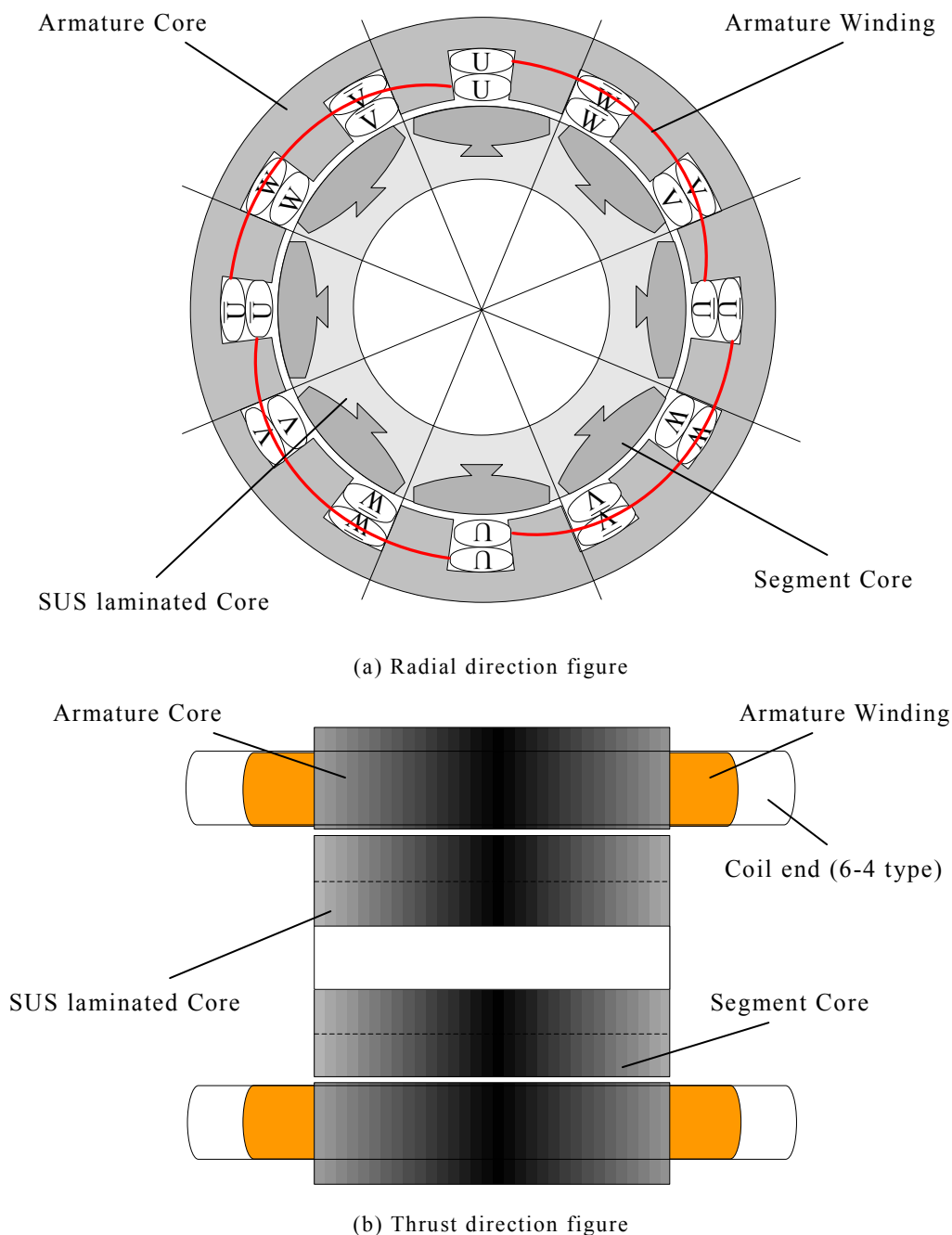


Fig.7-25. Proposed Segment-SRM model (12-8 type)

7. 6 考察

本章における検討結果を以下に考察する。

(1) 交流機電磁構造マトリクス

今後、市場では高効率化要求が加速することが予測され、交流機における永久磁石を用いた特性改善は、さらに進んでいくものと考えられる。これには、Fig.7-2（参考資料7-1）に示す“交流機電磁構造マトリクス”における、電機子および回転子の構成磁性部品の“新たな組み合わせ（構造）”の検討を進める必要があると考える。

その検討の方向性として、前記電磁構造マトリクスの磁性部材“空欄部”構造の実現性、有効性の検討がある。またもう一方の取り組みとしては、現行電磁構造においても、規定する性能評価指標での最適化検討があると考えられる。

(2) 自起動型永久磁石同期機の今後について

Fig. 7-3 に示す JIS4034-30 三相籠形誘導電動機効率規格のように、誘導機の高効率規制のハードルは高くなっている。Premium Class と呼ばれる IE-3 規格の 4 極機 (60Hz) では、定格効率が 89.5[%]以上を要求され、将来、Super-Premium Class (IE-4※未規制)が施行されると、この規格値は 90[%]を超えることは間違いない。

このような高効率規制に対応する際、IM では効率規制に対応するためにマシンサイズが大きくなる可能がでてくる。既存 IM が稼動する機器の Replace においてセンタハイトを含むマシンサイズが変わることは市場に受け入れがたい。したがって本章の中で検討した、誘導機として起動し、同期引き込み後同期機として駆動する、自起動型永久磁石同期機の役割は大きい。特に本章で提案される SPMISM は、表面磁石形であるため生産性も良く、磁石投入量に対する有効磁石磁束量は、従来の IPMISM に比べて大きくコストメリットも高い。

本報告の中では、シミュレーションによる効率算定までであるが、今後は実機の効率を実測し、本案の妥当性の確認を行っていく所存である。

(3) 脱 Rare-Earth 磁石同期機としての SRM と PMSM との比較

本章では PMSM において、Rare-Earth 磁石を用いる必然性の検討と交流機における位置づけを明確にするため、近年 PMSM の代替として注目されている SRM との比較検討を行った。

筆者らは、比較するための性能評価指標を“モータ定数 K_m ”および“モータ定数密度 K_m/Volume ”に定め、従来の VR-SRM、およびこの VR-SRM の諸処の課題を改善した Segment-SRM と PMSM の 3 者の比較を行った。このモータ定数 K_m は、機械的時定数 t_m 、パワーレート Q などモータのサーボ性能を表す定数と関係する。

結果、応答性を重視するサーボモータのような用途を想定した場合、PMSM のモータ定数 K_m は SRM の 2 倍程度大きく、PMSM において Rare-Earth 磁石を用いる必然

性を確認できた。また Segment-SRM に関し、特に本章で検討した Segment Core に方向性電磁鋼板を用いた Novel-SRM は、従来の SRM に対して鎖交磁束 Ψ が 1.34 倍高く、出力特性の優位性や振動、騒音の低減が可能であることがわかった。よって今後の技術の改善ポイントは、コイルエンドの短縮、スロット内導体占積率 (Armature slot space factor) を行うことで電機子巻線抵抗を低減し、“モータ定数 K_m ”を向上させることである。Segment-SRM においては、コイルエンド長の短縮の目的から、ロータ突極数 $N_r > 6$ が望ましいと考え、今後 Fig.7-23 に示すような、多極 Segment-SRM 設計の最適化検討が必要と考える。

また本検討において、可変界磁機である SRM と固定界磁機である PMSM を比較する場合、ここで挙げた“モータ定数 K_m ”のみで比較することに無理があることもわかった。同一電機子コア容積で比較した場合、界磁磁石による固定界磁を有する PMSM の優位性は高い。しかし反面、この界磁磁束の制御は難しく、定出力特性などの可変速用途を想定した場合、SRM が高い優位性をもつ。このように SRM、また IM のような可変界磁機と PMSM を比較する際には“モータ定数 K_m ”と、もう一つ(7-5) (7-6) 式に示す“定出力指数 K_{cp} (Constant power factor)”や“定出力指数密度 K_{cp} /電磁部容積 (Constant power density factor)”のような性能評価指標を検討する必要があると考える。

可変界磁機と固定界磁機の性能評価について、今後の取り組みとして前述する“モータ定数 K_m ”と“定出力指数 K_{cp} ”の2つの評価指標から定量的な評価を行い、Fig.7-1 に示す交流機電磁構造マトリクスに示す各電磁構造の特徴を明確なものにしていきたいと考える。

【可変定数機性能評価指数】

$$\text{定出力指数} : K_{cp} = \frac{(\text{出力} : P_{out}) \times (\text{定出力比} : N_{top} / N_{base})}{\text{同一電源容量}} \quad \text{----- (7-5)}$$

$$\text{定出力指数密度} : K_{cp} / \text{電磁部容積} = \left\{ \frac{(\text{出力} : P_{out}) \times (\text{定出力比} : N_{top} / N_{base})}{\text{同一電源容量}} \right\} / (D_o^2 \cdot L_t) \quad \text{--- (7-6)}$$

(4) 出力特性と性能評価指数

Table 7-9 に、第1章の中で挙げた Table.1-1 の3つの基本負荷特性と用途の表に、各負荷特性における性能評価指標を追記したものを示す。

定トルク特性においては、トルク特性が速度に依存しないため、評価指標としてはトルクと電機子銅損の関係を表す“モータ定数 K_m ”での評価が妥当と考える。実際この評価指標は、サーボモータの特性表の中に、必須記入項目としてなっている。特に Direct Drive Motor やリニアモータになると、“モータ定数 K_m ”のみで性能評価をされることが多い。

Table7-9 Typical characteristics and performance goodness factor of Motor and Generator

項目	定トルク	2乗通減トルク特性	定出力特性
特性			
	第3章：リニアモータ	第4章：大型風車用発電機	第5章：工作機械用主軸モータ
性能評価指標	<ul style="list-style-type: none"> モータ定数 (K_m) モータ定数密度 (K_m/Volume) 	<ul style="list-style-type: none"> 効率 力率 	<ul style="list-style-type: none"> 定出力指数 K_{cp} 定出力指数密度 (K_{cp}/Volume)
モータ	<ul style="list-style-type: none"> 半導体・液晶製造装置 工作機械（送り軸） 金属加工（プレス軸） 搬送機械 他 	<ul style="list-style-type: none"> ファン，ポンプ用 コンプレッサ 他 	<ul style="list-style-type: none"> 工作機械（主軸） EV/HEV 鉄道 長距離搬送 他
発電機	<ul style="list-style-type: none"> エンジン発電機 HEV用発電機 	<ul style="list-style-type: none"> 風車用発電機，水車用発電機など流体エネルギーを利用した発電機 	

EV: Electric Vehicle, HEV: Hybrid Electric Vehicle

通減トルク特性においては、負荷特性が流体機器特性で決められる。従ってトルクは速度の2乗に比例するものとなり、その特性線上から逸脱することはない。回転電機の実出力は定トルクと同様になるため、性能評価指標として“モータ定数 K_m ”が考えられるが、サーボ性能の要求はないので電源容量を決める“効率 η ”，“力率 $\cos\phi$ ”で評価する。

定出力特性においては、速度に対して一定出力になる特性である。そして電源容量を既定した場合に、一定出力範囲が広いものが高性能定出力回転電機となる。従って(7-5)式に示した“定出力指数 K_{cp} (Constant power factor)”での評価を提案する。またEV/HEVなど搭載用となるものに対しては、加えて小型・軽量化を要求されるため(7-6)式に示した“定出力指数密度 $K_{cp}/\text{電磁部容積}$ (Constant power density factor)”の性能評価指標で見たほうが望ましい。EV/HEV用のモータの評価において“容積当たりの出力[kW/litter]”で評価する文献が報告されているが、この評価指数では、定出力範囲がわからないため、同一電源容量での出力可能定出力範囲の条件を入れた“定出力指数 K_{cp} (Constant power factor)”を用いたほうがよいと考えている。

(5) PMSMにおける“磁石使用価値”

PMSMにおいて(高価な)磁石を用いるということは、磁石特性をPMSM用途機器の“付加価値”に代えていると考えてよい。本論文では、第4章リニアモータ、第5章大型風車用発電機、第6章工作機械主軸用モータの、3つの実用化研究に関して

述べており、各実用化用途における磁石の付加価値を Table 7-10 に纏めた。

表より、リニアモータおよび工作機械用主軸モータに関しての、磁石の付加価値は、生産能力の向上になり、風車用発電機においては、発電コスト低減が付加価値となる。つまり PMSM は、永久磁石原価以上の付加価値を生み出す場合のみ、市場に受け入れられる。したがって新しい PMSM の研究開発を始める当たり、この永久磁石原価の対価としての付加価値を算出することが最も重要な事項だと考える。

以上の考察をもって、本研究の主旨である PMS における高効率化と実用化研究の研究内容を結ぶ。次章“結論”においては、第1章から第7章の内容を総括する。

Table 7-10. Added value to use the permanent magnet

Application		Added value to use the permanent magnet		
		Primary	Secondary	Added value
Chapter 4	Linear motor	Miniaturization of the motor	Miniaturization of the Application equipment	Improvement of capacity
		Acceleration performance	Improved productivity	
Chapter 5	Wind turbine generator	Miniaturization of the generator	Cost reduction for the construction of Turbine	Reduction of Cost of Energy (CoE)
		Improvement of efficiency	Increase in power generation	
Chapter 6	Spindle motor	Reduction of the spindle inertia	Reduction of processing time	Improvement of capacity
		Reduction of the spindle temperature rise		

【参考資料7-1】

交流機 電磁構造分類マトリクス

(1/5)

Stator			Rotor					モータ分類			
			永久磁石	誘導体	凸極子	誘導子	界磁巻線	【名称】	【略称】		
巻線方式	誘導子	永久磁石									
分布巻	無し	無し	●					表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine	
			●		●			表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻：Mag+突 極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Relactance Machine)	
			●	●				永久磁石同期機 (自起動誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	
			●	●	●			誘導機	IM	Induction Machine	
				●				リラクタンス同期機	Syn-RM	Relactance Machine	
				●	●			リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)			
			●		●			逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Magnet type Synchronous Machine	
			●		●			突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Relactance Machine	
					●		●	同期機	SM	Synchronous Machine	
				●	●		●	同期機 (ダンパ巻線型)			
					有り		●		磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine
				有り	無し	—	—	—	—	—	—
		有り	—	—	—	—	—	—			
集中巻	無し	無し	●					永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine	
					●			スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Relactance Machine	
			●		●			スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)			
			●					磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine	
		有り	●	●							
	有り	無し	無し				●		可変誘導子型 ステッピングモータ	VRSTM	Variable Stepping Motor
				●					PM型 ステッピングモータ	PMSTM	Permanent Magnet Stepping Motor
						●		ハイブリッド型 ステッピングモータ	HBSTM	Hybrid Stepping Motor	

【参考資料7-1】

交流機 電磁構造分類マトリクス

CT: 定トルク特性 (Continuous Torque Characteristics)

CP: 定出力特性 (Continuous Power Characteristics)

(2/5)

FL: 流体負荷特性 (Flued Load Characteristics)

モータ分類			自起動性	Application (市場)						
【名称】	【略称】			一般産業・メカトロニクス市場						
				搬送	クレーン	エレベータ	食品包装	鉄鋼	水処理	繊維
			CT/CP	CT	CT	CT	CT/CP	FL	CT/CP	
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine		●	●	●		●	●	●
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻: Mag+突極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Reluctance Machine)			●	●				
永久磁石同期機 (自起動誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	● ●						●	
誘導機	IM	Induction Machine	●	●	●		●	●	●	
リラクタンس同期機	Syn-RM	Relactance Machine		●				●	●	●
リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)			●							
逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Magnet type Synchronous Machine			●	●		●	●	●
突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Relactance Machine			●	●		●	●	●
同期機	SM	Synchronous Machine								
同期機 (ダンパ巻線型)			●							
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine		●			●			
—	—	—	—	—			—			—
—	—	—	—	—			—			—
永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine		●	●	●	●		●	●
スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Relactance Machine							●	●
スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)				●					●	●
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine		●			●			
可変誘導子型 ステッピングモータ	VRSTM	Variable Stepping Motor		●			●			
PM型 ステッピングモータ	PMSTM	Permanent Magnet Stepping Motor		●			●			
ハイブリッド型 ステッピングモータ	HBSTM	Hybrid Stepping Motor		●			●			

【参考資料7-1】

交流機 電磁構造分類マトリクス

CT: 定トルク特性 (Continuous Torque Characteristics)
 CP: 定出力特性 (Continuous Power Characteristics)
 FL: 流体負荷特性 (Flued Load Characteristics)

(3/5)

モータ分類			自起動性	Application (市場)										
【名称】	【略称】			ロボット			工作機械			金属加工プレス			射出成型	
				一般産業	自律型	送り用	主軸	補機	プレス	レーザ加工	ワイヤカット			
				CT	CT	CT	CP	CT	CT	CT	CT			
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine				●				●				●
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻: Mag+突極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Reluctance Machine)					●			●				●
永久磁石同期機 (自起動誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	●											
誘導機	IM	Induction Machine	●				●							
リラクタンス同期機	Syn-RM	Reluctance Machine					●	●						
リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)			●											
逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Magnet type Synchronous Machine					●							
突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Reluctance Machine					●							
同期機	SM	Synchronous Machine												
同期機 (ダンパ巻線型)			●											
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine		●										
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine		●	●	●			●	●	●	●	●	●
スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Reluctance Machine												
スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)						●								
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine		●										
可変誘導子型 ステッピングモータ	VRSTM	Variable Stepping Motor		●										
PM型 ステッピングモータ	PMSTM	Permanent Magnet Stepping Motor		●										
ハイブリッド型 ステッピングモータ	HBSTM	Hybrid Stepping Motor		●										

【参考資料7-1】

交流機 電磁構造分類マトリクス

CT: 定トルク特性 (Continuous Torque Characteristics)
 CP: 定出力特性 (Continuous Power Characteristics)
 FL: 流体負荷特性 (Flued Load Characteristics)

(4/5)

モータ分類			自起動性	Application (市場)									
【名称】	【略称】			省エネルギー・創エネルギー市場									
				電気自動車					電気推進船				
				EV	HEV				主機		補機		
					S/P HEV Machine	S HEV Machine	P HEV Machine	Generator	Machine	Generator	ポンプ	オートハイロット	
CP	CP	CP	CT	CT	FL	CT	FL	CT					
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine							●	●	●	●	●
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻: Mag+突極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Reluctance Machine)		●	●	●				●	●	●	●
永久磁石同期機 (自起動誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	●									●	
			●										
誘導機	IM	Induction Machine	●	●	●					●	●	●	●
リラクタンس同期機	Syn-RM	Relactance Machine		●	●							●	
リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)			●										
逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Manget type Synchronous Machine		●	●	●				●	●	●	●
突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Relactance Machine		●	●	●				●	●	●	●
同期機	SM	Synchrous Machine								●	●		
同期機 (ダンパ巻線型)			●										
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine											
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine				●	●		●	●	●	●	●
スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Relactance Machine		●								●	●
スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)													●
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine											
可変誘導型 ステッピングモータ	VRSTM	Variable Stepping Motor											
PM型 ステッピングモータ	PMSTM	Permanent Magnet Stepping Motor											
ハイブリッド型 ステッピングモータ	HBSTM	Hybrid Stepping Motor											

【参考資料7-1】

交流機 電磁構造分類マトリクス

CT: 定トルク特性 (Continous Torque Characteristics)
 CP: 定出力特性 (Continous Power Characteristics)
 FL: 流体負荷特性 (Flued Load Characteristics)

(5/5)

モータ分類			自起動性	Application (市場)				
【名称】	【略称】			省エネルギー・創エネルギー市場				
				コンプレッサ			発電	
				真空ポンプ ^o	ターボ	汎用	風力	ハイブリッド ^o
			FL	FL	FL	FL	CT	
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine					●	●
表面磁石型 永久磁石同期機 (分布巻: Mag+突極)	SPMRM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine (With Relactance Machine)					●	●
永久磁石同期機 (自起動誘導型)	ISM	Induction Synchronous Machine	●	●	●	●		
誘導機	IM	Induction Machine	●	●	●	●	●	●
リラクタンス同期機	Syn-RM	Relactance Machine		●	●	●	●	●
リラクタンス同期機 (ダンパ巻線型)			●					
逆突極性内磁型 永久磁石同期機	IPMSM	Interior Permanent Manget type Synchronous Machine		●		●	●	●
突極性内磁型 永久磁石同期機	PRM	Permanent Relactance Machine		●		●	●	●
同期機	SM	Synchronous Machine					●	●
同期機 (ダンパ巻線型)			●					
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine					●	●
—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—
永久磁石同期機 (集中巻)	SPMSM	Surface Permanent Magnet Type Synchronous Machine		●		●	●	●
スイッチド リラクタンス同期機	SRM	Swichied Relactance Machine		●	●	●		
スイッチド リラクタンス同期機 (補助磁石型)				●	●	●		
磁束横断型 永久磁石同期機	TFSM	Transvers Flux type Permanent Magnet Machine						
可変誘導子型 ステッピングモータ	VRSTM	Variable Stepping Motor						
PM型 ステッピングモータ	PMSTM	Permanent Magnet Stepping Motor						
ハイブリッド型 ステッピングモータ	HBSTM	Hybrid Stepping Motor						

第8章 結論

回転電機の負荷特性は、前述の様に、“定トルク特性”、“定出力特性”、“2乗通減トルク特性”の3種である。本論文では、この3種の負荷特性に対して永久磁石同期機で実現した場合の高効率化について設計方針および方策案の提案を行い、また具体的な実施例においてその検証を行った。先ず永久磁石同期機の高効率化については、“分数スロット巻線方式”を基軸に研究、設計検討を行い、次に永久磁石同期機の特性改善に関する実施例においては、主に筆者が研究過程の中で出願した特許を整理、解説する形でまとめた。

以降、各章における結論を述べる。

8.1 第2章 PMSM 最適設計の検討

第2章では、PMSMの高効率化検討の序章として、PMSMの特質を知るために、先ずトルク方程式の導出を行った後、

$$\text{“PGF (性能評価指標) = } K_m \text{ (モータ定数) / } V \text{ (モータ容積) } \rightarrow \text{Maximum”}$$

となるPMSM最適設計の検討を行い、その高効率設計指針を求めることとした。

この中で、モータ極数 P とモータ最適体格(L_t/D_o)の検討や、この章の中でPMSMの高効率化に関し、整数スロット巻線方式(ISW)に対して分数スロット巻線方式(FSW)の優位性の検証を行い、以下の結論を得た。

- (1) フェライト磁石のような磁気比装荷 B_g が小さい場合、 D_g/D_o の最適値は、希土類磁石の場合より大きくなる。これは、必要な磁気装荷を得るには、ギャップダイヤ D_g を大きくする必要があるためである。また極数 P との関係については、磁気回路数が多くなる多極化設計の場合が、電機子コアヨークを薄く設計できるので、 D_g/D_o の最適値は大きくなる傾向にある。よって、用途適合を検討する際、ロータ内に出来る中空部スペースを有効に活用するためには、PMSMを10[pole]以上に設計することが多い。

また、“PGF= K_m/V ”を大きくするには、機器を多極に設計する方が良いことも本検討結果の一つとして得られた。

- (2) 機器体格比 L_t/D_o に対する性能評価指標“PGF： T/V ”および“PGF： K_m/V ”に関しては、双方の評価指標とも、機器が多極化になるに従い L_t/D_o は小さく(扁平形状)なり、評価指標値は大きくなっていく。

また、“PGF： T/V ”と“PGF： K_m/V ”を比較した場合、“PGF： T/V ”は、機器冷却パラメータ“ $m_s w$ ”の条件から、最適点は冷却面積を考慮したものになる。そのためモータ定数 K_m の値のみで決まる“PGF- K_m/V ”に比べて“ L_t/D_o ”が大きい(細長

形状) 体格に最適点がある。

- (3) モータ全長 L_t は、コイルエンド長 L_o も含んだものとなっている。一般的な整数スロット巻線(ISW)と、後述する、同一極数においてスロット数を低減できる分数スロット巻線(FSW)の場合を比較した場合、巻線作業の際のコイルエンドの機械的な干渉が小さくなる分数スロット巻線(FSW)の場合が、整数スロット巻線(ISW)より、 L_t/D_o が小さい、“扁平形状”に最適点をもつ結果となっている。

機器製造上において、機器のパワーレートを追求設計する場合を除いては、扁平形状の方が望ましい。特に集中巻となる毎極毎相スロット数 $q < 1/2$ となる分数スロット巻線では、巻線占積率の向上、コイルエンド長の短縮から、他の巻線方式に比べて“PGF: K_m/V ”の最適点数値が大きくなっていることがわかる。

8. 2 第3章 高効率・高精度巻線方式 ～分数スロット巻線方式の検討～

第3章では第2章の検討結果から、PMSMの高効率・高精度化手段として、その技術の基軸として分数スロット巻線(FSW)を採り上げ、先ず Slot Star Diagram を用いた巻線方式の特性解析法を解説した。次に分スロット巻線の種類とその特徴、課題に対する対策の検討を行い、以下の結論を得た。

- (1) 分数スロット巻線 (FSW) は、整数スロット巻線 (ISW) と同数の電機子スロット数 N_s で PMSM を多極化設計することで高効率設計が可能になり、また毎極毎相スロット数 $q=(ab+c)/b$ で、分布効果を示す“(ab+c)”が $(ab+c)>2$ となるため、トルクリプルが小さい高精度な機器設計が可能となることがわかった。
- (2) 第2章の検討結果から、高効率化を実現するには集中巻 FSW が適する結論を得た。しかし毎極毎相スロット数 q の選択によっては、実際の設計上、巻線設計に制約が課せられることもあった。この課題に対して本章では、“同相内混合巻線方式”なる方案を提案し、その設計検討および実機検証を行った。

FSW は、ISW と異なり電機子スロット数が奇数(奇数スロット巻線)のものが可能となる。これは偶数スロット巻線に対して、少ないスロット数で分布効果(ab+c)を大きくすることができる反面、電機子巻線のグループ数が多く取れないことで、このグループ間の並列回路数が少なくなため、機器の EMF 定数設計の自由度がなくなる課題があった。

このような $q=3/8$ (または $q=3/10$) の FSW において、同相内コイルの巻回数を変える必要があるが、スロット内導体占積率を同じにして (モータ定数 K_m を同じにして)、EMF 定数設計に自由度を持たせる巻線方式を提案した。同相内コイル巻回数が同一となる一般的な巻線方式に比べて、巻回数が異なった場合、当然のことながら起磁力分布も異なる。これを Slot Star Diagram を用い、各次巻線係数 $K_w(r)$ を計算することで通常の (同相内統一巻き) 巻線方式に対しての差異を検討した。

その結果、同相内コイル巻回数を変えた場合、通常の巻線方式に対して、1次(基本)巻

線係数 K_w は、ほぼ同じであるが、5次、7次の巻線係数が、コイル巻回数の“変え方”で異なるため、同相内混合巻線方式の巻回数、配置の違いでの EMF ベクトル分布が異なり、これに適合する(永久磁石で作る)磁石幅 W_m (界磁磁束波形) を見つけることで、EMF を正弦波に近づける設計が出来ることがわかった。

ただ同相内混合巻線方式の場合、電気抵抗の異なるコイルに同一電流が流れるため、コイルの巻回数の大小で発生銅損が異なる。導体材質である銅の熱伝導率が高いため、巻線温度は同相内コイルの中で平均化されるものと考えられるが、容量が小さく電流密度が高い機器設計の場合には留意する必要があると考える。

- (3) 分数スロット巻線 (FSW) の場合、整数スロット巻線 (ISW) と異なり、EMF 中の“分数調波”の存在がある。分数調波は、機器極数から決まる定格周波数の 3, 5, 7・・・奇数次となる通常の高調波に加えて、その中間次数の高調波を示す。

本章で上げた FSW ($q=5/8$) での実機評価結果からは、0.5%以下の微小成分であるが複数の分数調波が確認できた。EMF の高調波成分は、トルクリプルの発生要因であり、PMSM に対して高精度化要求が高い場合などは、各 FSW 固有の分数調波の解析検討を行っておく必要があると考える。

- (4) 分数スロット巻線方式の特性改善の一例として、“分数スロット巻線方式における不等ピッチ巻線”の提案を行った。

不等ピッチ巻線方式は、偶数スロット電機子構造のみ適用可能な特性改善手段である。特に本章では、 $q < 1/2$ の集中巻 FSW で $q < 2/5$ を例に挙げ、EMF の THD の改善と Nd-F-B 希土類磁石の省 Dy 化に関する効果の検討を行った。その結果、EMF の THD に関しては、この特性が良好とされる $q < 3/8$ と同等のものが実現できた。

また Block Magnet 形状と不等ピッチ巻線の組み合わせにおいても、磁石形状の最適化と不等ピッチ角の最適化の検討を行うことで、従来の等ピッチ巻線方式と Arch Magnet 形状の磁石を組み合わせた場合と比較しても同等の THD 特性を得られることがわかった。さらに、Block Magnet 形状磁石での、最大減磁部における最大電機子反作用時の磁石動作点計算値を確認することで、近年開発された、Dy-Free の Nd-Fe-B 希土類磁石の適用の可能性も確認で、省資源対応、コストダウン対応に関するメリットも確認できた。

8.3 第4章 PMSM 技術の応用 (I) : リニアモータ

第4章では、第2, 3章で検討した PMSM の高効率化最適設計、および分数スロット巻線の特性解析検討技術の応用展開例として、また3種あるモータ負荷特性の“定トルク特性”の適用例として、PMSM 型リニアモータを採り上げ高効率化の研究を行った。リニアモータには様々な構造があり、その特徴を活かして機器に搭載される。この第4章は、この各種リニアモータを性能評価指標 PGF で比較し、その適性を求め適用機器との関係を求めた。次に高効率・高精度化の課題に対する対策の検

討を行い，以下の結論を得た。

- (1) リニアモータは，適用機器への組込みを前提としているため，適用機器の仕様を熟知し，最適なリニアモータ構造を選定することが重要である。コアレス型，コア付型，円筒型など，ギャップ吸引力だけ見ても適用機器への影響度合いは異なり，支持機構設計は全く違ったものとなる。また各リニアモータの可動体部重量，効率特性も固有の特性を持っているため，適用機器の必要な動作仕様からも，リニアモータの選択肢は変わってくる。

本章では，様々な適用機器を想定した，リニアモータの性能評価指標（PGF：Performance Goodness Factor）を決め，このPGFに基づいた各リニアモータの適用性の比較を行った。一般的に加減速度が高い用途にはコアレス型，反復位置決め頻度が高い用途にはコア付型，またリニアモータの可動子，Magnet Trackの総重量あたりの最大推力，モータ定数特性を見た場合，円筒型が有効となる結果は非常に興味深い。可動範囲が平面を構成するX-Y構成の門型構造機械（Gantry Machine）の搭載軸には，このような利点を有するリニアモータが適していると言える。

今後，リニアモータの新しい用途，市場の開拓に伴い，PGFの見直し，追加が必要となる。現時点においては，この章の検討結果は，実際の適用機器の仕様に合致している。

- (2) 同一推力仕様において効率を見た場合，コアレス型に対してコア付型が有利であり，高効率化に検討はこのコア付型において， $q < 1/2$ の集中巻分数スロット巻線を用いることでの高効率化を実現した。

採用した巻線は，毎極毎相スロット数 $q = 3/8 (< 1/2)$ ，巻線係数 $K_w = 0.945 (\approx 1.0)$ であり，EMF波形の高調波成分も小さくトルクリプル特性も良好である。巻線のスロット内占積率を高め，電機子コアティース数を減らすことで，リニアモータのコスト低減と性能向上を同時に実現できた。

またコア付型（両側界磁型：吸引力相殺形）においては，電機子コアを磁束貫通型とすることで，魚骨状分割コア構造を提案し，特にスロット開口部をSemi-Open Slotが可能となり，コギング低減にも大きく寄与できている。

さらに本分割コア構造は，その磁気回路構成上，方向性電磁鋼板（GO）の適用に向いており，この材料の採用は，最大推力時の推力定数を10%向上させ，ヒステリシス損失（静止摩擦損失）を無方向性電磁鋼板に対して約1/2と損失低減ができ，その方向性電磁鋼板の特性優位性をそのまま反映させた結果が得られた。

- (3) リニアモータにおけるもう一つの課題は，高精度化（コギング低減）にある。この章では，リニアモータのコギング低減方法として“補助ティース方式”と“位相ずらし方式”を提案し，“位相ずらし方式”において，電機子組立精度とコギングの

ばらつきに関する検討を行った。

その結果、Semi-Open Slot は、Open Slot の場合に比べて、組立精度に対してのロバスト性が高く、コギングの改善が可能となり、前記魚骨状分割コア方式での Semi-Open Slot の優位性を確認することができた。電機子コアが分割された場合、一体コアに対して組立誤差が出やすいのは周知であるが、Semi-Open Slot 構造が可能な本分割コア形状でのロバスト性が、コギング低減に寄与できているものとする。

(4) リニアモータの応用に関して、この章では高精度軌跡制御への適用と、高加減速・高効率駆動が必要な用途への適用例について述べた。

リニアモータ適用の基本は、ボールネジ駆動などの機械的伝達機構を有する直動メカニズムの置き換えである。その一例として定速送り用途で、ボールネジ部の機械摩擦やガタで生じる速度リップルを無くす目的で、リニア駆動化した超精密加工を想定した門型装置による評価結果を紹介した。軌跡精度データに比較では、ボールネジ駆動の場合の2倍の精度での加工能力があることが確認できた。

また高加減速・高頻度反復用途の例として、Moving Magnet 型において界磁ヨークを固定した構造を考案し、加減速度 196m/s^2 (20G)、20mm ストロークを 20Hz で反復する駆動装置の評価を実施した。速度ループゲインを上げるためには、リニアガイドに適正与圧を加える必要がある。そのために、上下ギャップ幅を調整することで磁気吸引力を適正值に設定することで機械的な調整を実施し、その結果、上記仕様の実現を確認できた。

8.4 第5章 PMSM 技術の応用 (II) : 大型風車用発電機

第5章では、3種あるモータ負荷特性の“2乗逓減トルク特性”の適用例として、また PMSM の分数スロット巻線方式の大型風車用発電機への応用展開例として、高効率化検討と特性解析および実機検証を行った。

この章の中で、先ず各種大型風車用発電システムの性能比較を行い、系統連系時の特性を安定化できる“PMG+Full Converter System”を採用した。また発電機構造部である Drive Train 構造についても、将来洋上発電への以降と CoE (Cost of Energy) の面から“1stage (1段) ギア+PMG”の組み合わせとした。

実機設計検討では、性能評価基準を発電機誘起電圧の THD とし、整数スロット巻線 (ISW) と分数スロット巻線 (FSW) の巻線案を抽出、設計比較を行うことで最適な巻線方式の導出を行った。またこの結果を実機評価することで、設計の妥当性の確認を行い、以下の結論を得た。

(1) 大型風力発電用中速型永久磁石同期発電機において、分数スロット巻線、特に、每極每相のスロット数“ $q=8/7$ ($1 < q < 3/2$ の範囲)”の巻線方式に関する検討、及

び実証検証を行い，その有効性を確認した。

- (2) 多極永久磁石同期機において，分数スロット巻線は，スロット数を増やさず，分布効果を大きくすることができ，線間電圧 THD 特性改善に有効な手段となる。

また分数スロット巻線は，コイル飛びを小さくできるので，コイルエンド長を短くして機器効率を向上させることができる。また，コイルエンド部のコイル間重なり部が少なくなるため，コイル軸方向長が短くなり，機器の小型化・扁平化に有効な手段となる。

- (3) 誘起電圧 (EMF) 波形の高調波成分の低減には，分数スロット巻線の每極每相のスロット数 q の各高調波における巻線係数 $K_w(r)$ の検討が重要であり，また $K_w(r)$ の結果に応じた磁石形状 (磁石幅) の検討が必要である。実証機として，2MW， 18min.^{-1} の大型風車用に分数スロット巻線方式 C ($q=8/7$) の永久磁石同期発電機を試作し，実験により誘起電圧の線間電圧 THD が 0.46% と，初期の目標どおり良好な結果を得ることができた。

- (4) 実証機検証では，高効率電力変換装置として Matrix Converter を用いた。AC-DC-AC 変換となる PWM Converter の場合，発電機電力 (交流) を一度，直流に変換して再度交流に変換するため，Grid 側電流の THD が，発電機の誘起電圧 THD の影響を大きく受けることはない。

これに対して Matrix Converter は，AC-AC 変換装置であり，発電機電力 (交流) を直接，交流変換する。さらに Matrix Converter そのものも，13-Level PWM Converter に匹敵する高調波の少ない電力変換装置ではあるが，AC-AC 直接変換装置ということもあり，発電機の誘起電圧 THD は小さい方が望ましい。分数スロット巻線を含めた誘起電圧 THD の改善方策の効果もあり，Converter の Grid 側出力電流の THD は，目標の 5% 以下 (4.5%) を実機で確認することが出来，発電機設計の妥当性の確認ができた。

8.4 第6章 PMSM 技術の応用 (Ⅲ) : 磁石埋込型永久磁石同期モータ

第6章では，3種あるモータ負荷特性の“定出特性”の適用例として，また PMSM，特に磁石埋込型 (IPMSM) の工作機主軸用モータへの応用展開例として，広範囲定出力および高効率化検討と特性解析，更に実機検証を行い，従来の誘導機 (IM) 方式との性能比較を行った。

また第4章では，高効率且つ定出力範囲の拡大を目的とした，新しい IPMSM の電流制御法の提案を行い，その妥当性の評価を実機検証で確認することで，以下の結論を得た。

- (1) PMSM において定出力特性を実現するために，IM 同様，界磁磁束制御ができる PMSM 電磁構造の検討が必要となる。これには，磁石埋込型永久磁石同期機

(IPMSM) が適しており、広範囲定出力特性を実現するには、界磁磁束制御可能なリラクタンストルク成分 T_r 比率が高く、高速回転速度時の耐遠心力強度に応じたロータ構造にすることで、工作機主軸仕様に適した定出力特性を実現した。

- (2) 主軸駆動システムのコストを上げないためにも、従来の IM 方式と同様の駆動電源容量での定出力特性を実現する、 d - q 電流制御技術の確立が必要である。このためには、IM の d - q 電流制御技術と同様、界磁磁束制御電流（弱め界磁電流）となる $-d$ 軸電流 $-I_d$ と、定出力特性に応じたトルク制御電流となる q 軸電流 I_q に分けて制御を行い、さらに IPMSM の弱め界磁電流 $-I_d$ を、回転速度に応じて比例する無負荷誘起電圧があるため、これを制御する無負荷弱め界磁 $-I_{d0}$ を回転速度の関数式で与えた。

また提案された IPMSM 電流制御法は、リラクタンストルク成分 T_r が最大となるような電流相差角になるように、 d 軸電流 I_d が q 軸電流（トルク制御電流） I_q に比例関数として与えられる電流制御方式となっている。このことから本制御方式は、モータ端子電圧を抑制と最小電流制御が可能となり、IPMSM 型主軸用モータの高効率ドライブが実現できた。

- (3) これまでの IM 型工作機主軸用モータは、定出力範囲を拡大するために電機子巻線の巻線切替を用いる。IM 型の場合は Y- Δ 切替方式が可能となるが、IPMSM 型の場合は、ギャップ磁束波形の高調波の影響から Δ 接続の場合に循環電流が流れ、効率低下することがわかっていた。

したがって本研究では本課題を解決するために、電機子巻線を同スロット内に 2 種の巻線を埋設する“2重巻線”とし、この 2 種の巻線を低速では直列接続、高速では片方の巻線のみを使用するという IPMSM 専用の巻線切替方式を提案し、IM 型と同等の定出力特性を実現した。

また、前記巻線切替方式を用いた IPMSM 型主軸用モータで、高速巻線動作で最高回転速度時に制御が開放になった場合の、永久磁石界磁による誘起電圧がモータ端子間にかかることになる。本提案の IPMSM 専用の巻線切替方式は、この点も考慮してモタリード線を 9 本とし、6 接点のコンタクタの配置を考慮することで、高回転速度における開放電圧が電機子絶縁設計(400V クラス)以下になることで、従来の絶縁設計を踏襲できることを実機で確認できた。

8.5 第7章 PMSM 位置づけと今後の展開

第7章では、交流機における PMSM の位置づけについて論じた。第3～6章で述べた PMSM 構造も、“交流機 電磁構造マトリクス”の中で見ると交流機の種類の極一部である。今後、高効率化研究を進めていく上は、新しい交流機電磁構造の提案も必要であるなど、本論文を以下のように総括した。

- (1) 回転電機において、全ての負荷仕様、全ての機器要求仕様に対応できる“万能な電磁構造”は存在しないものとする。よって研究開発の期初では、負荷仕様および機器要求仕様を把握し、これより回転電機の“性能評価指標 PGF”を決定し、この PGF の Priority をつけることで、最適な電磁構造を選択することが重要である。第4章では、リニアモータを例題に PGF を用いた最適なりニアモータ電磁構造の選択について論じている。その内容からも PGF（言い換えれば目標）を、どのような内容のものにするかが、研究を開始する上で極めて重要であることがわかる。
- (2) 市場は高効率化要求が加速しており、交流機における永久磁石を用いた特性改善は、さらに進んでいくものとする。これには、本論文で挙げた“交流機 電磁構造マトリクス”における、電機子および回転子の構成磁性部品の“新たな組み合わせ（構造）”の検討を進める必要がある。交流機の特徴として、電機子の回転磁界と電磁作用を起こす回転子であれば、様々な組み合わせの検討ができる。実際、交流機における各種電磁構造は、“交流機 電磁構造マトリクス”の中に示す、電機子と回転子の磁性部材の組み合わせでできており、本論文で研究対象とした IPMSM も、SPMSM と RM を組み合わせた派生構造である。
- その検討の一つとしては、前記電磁構造マトリクスの磁性部材“空欄部”を埋めたことによる電磁構造の実現性、有効性の検討がある。またもう一方の取り組みとして、現行電磁構造においても、磁性部材の配置、寸法の最適化検討があると考える。
- (3) PMSM の課題の一つとしてあるのが、IM が持つ自起動性である。この自起動性の課題が解決できれば、PMSM の用途は更に省エネ分野へと広がっていくものとする。その手段の一つとして ISM 構造があり、この特性改善の研究は、今後、“Super Premium Efficiency Class”規格が施行される中で重要な位置づけを持つものとする。
- (4) 本論文では、脱 Rare-Earth 磁石同期機として研究が加速している SRM と PMSM の特性比較を行うことで、双方の技術的位置づけを明確にする取り組みを行った。結果、本論文で述べる Segment-SRM で、方向性電磁鋼板を用いた Novel-SRM のシミュレーション結果から、従来の無方向性に対して 2%以上の高効率化の可能性の検証と、VR-SRM に対して 30%以上の出力向上ができることがわかった。

PMSM と“モータ定数 K_m ”ので比較においては、約 2 倍の性能差があり、サーボ性能を要する用途には向かいとの結論をもった。また PMSM の固定界磁機と SRM のような可変界磁機の比較に、“モータ定数 K_m ”だけの比較は適切ではなく、“定出力指数 K_{cp} (Constant power factor)”での評価指数を挙げ、定出力性

能を評価する提案を行った。これら2つの評価指数の上で、PMSMは“モータ定数 K_m ”に関して他を凌ぐ性能を回転電機に位置づける結論を得た。

- (5) また第7章では、PMSMの永久磁石の投入価値についても考察した。PMSMにおいて(高価な)磁石を用いるということは、磁石特性をPMSM用途機器の“付加価値”に代えていると考えてよい。つまりPMSMは、永久磁石原価以上の付加価値を生み出す場合のみ、市場に受け入れられる。したがって新しいPMSMの研究開発を始める当たり、この永久磁石原価の対価としての付加価値を算出することも、最も重要な事項であると考ええる。

8.6 むすび

本論文をまとめる中で、筆者が回転電機の研究開発に携り始めた頃、参考とした書籍、および先輩から以下のようなアドバイスを受けたことを思い出した。

“回転電機的设计者にとって、「電磁鋼板」,「導体(銅,アルミ線)」,「磁石」,これらの主要材料は全て外部からの購入品であり,この主要材料の性能向上による機器性能の向上は材料メーカーの成果であり,自らの研究の成果とは言えない。回転電機の研究とは,磁気回路のTheory(理論)を踏まえた上で主要材料の特性を有効に活用し,自らの工夫(Improvement Technology)を加えた電機子巻線法と電磁構造を提案,その(要求仕様からくる性能評価指数PGFでの)最適化設計を検討することである”という言葉である。今,自らの研究過程を振り返る中で,いくつかの“電磁構造の工夫”が従来の課題を解決し,知的財産権として認められたのも,前述のアドバイスを研究開発の基軸として進めてきた結果と言える。

また交流機の研究において,電機子巻線方式の研究は基本且つ最も重要な項目と言える。適用されるアプリケーション、要求される仕様、電磁構造、制約されるコスト等、様々な設計要件の中で、最も有効な電機子巻線を選択できるかは、設計者の固有技術によるところが大きい。インバータ、コンバータの半導体電力変換装置を用いて回転電機を駆動する機会が増えた今日、これら半導体電力変換装置が電圧、電流という“時間的関数パラメータ”の解析検討していく技術分野に対して、回転電機は、磁束分布、位相という“空間的関数パラメータ”の解析検討を進める技術分野と言える。永久磁石性能の性能改善が目覚しく、これを用いた新しい交流機(例えばIPMSMやISM等)の提案も盛んな今日、研究対象となる交流機本来の特性を導き出すには、もう一度、この電機子巻線解析の技術分野にスポットを当てることも重要と考える。

このように、筆者は、“電気機器学とは電磁気学のTheory(理論)と、先人達が残した設計学の経験の上に、用途・仕様に応じた革新(Innovation)技術を加えていく技術分野である”と思う。そしてその“革新技術”の評価は、“市場”というフィルタで濾過されていく。時代と共に市場で用いられ、世の中に対して利益を与えていくもの(革新技術)は、時が流れてもその“姿”を残していき、利益を与えないものは

時と共に消え去っていく。単なる珍しいアイデアなのか否かは、時代が証明してくれている。

時代と共に生きる電気機器の研究の礎は、常に磁気回路理論，電磁誘導理論，熱伝導理論（冷却），材料技術などの Theory（理論）を含めた基盤技術を身につけると，電気機器分野を取り巻く市場の流れ（ニーズの変化）の観察が重要である。電気機器の“代替となるエネルギー変換装置”の出現は，まだ先になるようである。本論文の末尾にあたり，次の研究目標に向かう前に再度この点を省み，今後も回転電機の技術革新をもって，市場への貢献を目指していきたいと考える。

謝 辞

本論文は、筆者が株式会社安川電機にて研究開発において従事した内容、および長崎大学大学院工学研究科博士課程後期（2011年4月～2014年3月）に在籍中の研究成果をまとめたものであり、先ずは、長年の研究開発過程において筆者に関わっていただいた全ての関係者の方々に、心よりの感謝と御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、御親切な御指導と御助言を賜った長崎大学教授工学博士 樋口剛先生，長崎大学教授工学博士 辻峰男先生，長崎大学教授工学博士 山下敬彦先生，長崎大学准教授博士（工学）阿部貴志先生，長崎大学助教博士（工学）横井裕一先生に心より感謝申し上げます。

また長崎大学大学院工学研究科博士課程後期への入学および本論文作成に便宜を御計り頂いた株式会社安川電機常務取締役技術本部長 沢俊裕氏，現安川シーメンスオートメーション株式会社代表取締役社長 中村公規氏（元同社常務取締役システムコントロール事業部長），同システムコントロール事業部長 扇博幸氏，同システムコントロール事業部風力発電システム事業統括部長 渡邊英司氏に感謝いたします。

なお、各章の研究開発を行うにあたり、以下の方々には多大なご協力，ご鞭撻を頂き感謝申し上げます。第2章 PMSM の最適設計，第3章分数スロット巻線の検討においては，元株式会社安川電機製作所研究所 池田弘氏，猪ノ口博文，遠矢隆行氏に御指導，ご鞭撻をいただきました。

第4章リニアモータにおいては，先ず元株式会社安川電機モーションコントロール事業部長堀田忠和氏に，この素晴らしい研究開発の機会をいただきました。また元同社モーションコントロール事業部リニアモータ技術部 末松正典氏，元米国安川電機 Chris Miyazaki 氏には，研究開発の期初においてご指導をいただきました。研究開発を進めていく中で，株式会社安川電機モーションコントロール事業部リニアモータ設計課で共に研究開発に当たった前川一弘氏，井上岳司氏，木場龍彦氏，山田孝史氏，田邊政彦氏，星俊行氏，土井貴仁氏，久恒正希氏，また開発研究所大戸基道氏，川原敦志氏に多大な技術協力をいただきました。

第5章大型風車用発電機の開発では，発電機開発に関し安川モートル株式会社 出光利明氏，津曲宏氏，森下大輔氏と共に技術開発を進めさせていただきました。また同発電機のシステム評価に関しては，株式会社安川電機システムエンジニアリング事業部風力発電システム事業統括部 山本均氏，大庭浩一氏，藤井順二氏他，開発部メンバーの方々、企画部 佐藤直紀氏に多大な御協力をいただきました。

第6章磁石埋込型永久磁石同期モータの開発では，IPMSM の開発に関し，元株式会社安川電機モーションコントロール事業部技術部 尾崎秀樹氏，同社モーションコントロール事業部モータ技術部 佐藤明秀氏，同社開発研究所 園田広信氏に多大な御協力をいただきました。また同モータ制御技術の開発では，同社モーションコントロ

謝辞

ール事業部熊谷彰氏， モーションコントロール事業部サーボドライブ技術部 沢村光次郎氏， システムエンジニアリング事業部 山本栄治氏と共に技術開発を進めさせていただきました。

第7章 PMSM の位置づけと今後の展開では， 自起動型永久磁石同期機の研究において， 長崎大学工学部樋口研究室， 松尾勇是君， 江川智昭君， 金木修君， 有川修平君に多大な協力をいただきました。ありがとうございました。

最後に末尾ではあるが， 本論文のまとめと， 長崎大学大学院工学研究科博士課程後期に在籍した3年間， 業務， 学業を両立するにあたり， 多大な理解と協力をしてくれた妻孝子に， 心からの謝辞を贈ることで本論文を締めくくりたいと思う。

— 2 0 1 3 年 1 2 月 末 日 —

【参考文献】

【第1章】

- (1-1) 熊田正次, 尾崎秀樹, 宮本恭祐: 「サーボモータの技術変遷と最新技術」, 電気学会
回転機研究会, RM-04-149, pp.1-2 (2004)
- (1-2) 山本欣市, 柿倉正義: “第12章大型プロジェクト「極限作業ロボット」”, 極限作業ロ
ボット—そのメカニズムと設計技術—, pp.350-356 (1992.07.01)
- (1-3) 山本欣市, 柿倉正義: “第7章大型プロジェクト「アクチュエーション」”, 極限作業
ロボット—そのメカニズムと設計技術—, pp.177-186 (1992.07.01)
- (1-4) 岩金孝信: “通産省大型プロジェクト「極限作業ロボットの研究開発」—動力技術の
研究開発総論—”, 技報 安川電機, Vol.55, No.211 pp.70-73 (1991)
- (1-5) 坪井定一: 「超精密加工技術特集号に寄せて」, 技報 安川電機, Vol.53, No.205 pp.293
(1989)
- (1-6) 末松正典, 渡辺秀明, 川原敦志: 「リニアモータによる超精密位置決め技術(1)リニア
スライダ機構とモータ」, 技報 安川電機, Vol.53, No.205 pp.332 (1989)
- (1-7) 金子裕二, 徳原宏樹, 石垣尚幸, 真島一彦: 「Nd-Fe-B 磁石の高性能化」, 電学論 A,
113, N0.4, pp.246 (1993)
- (1-8) 浜野正昭: 「2. 永久磁石の歴史」 永久磁石—材料科学と応用—, 編者: 佐川真人,
出版社: 株式会社アグネ技術センター, pp.22-48 (2007年初版)
- (1-9) 赤津 観: 「第2章直流整流子モータ」, 最新モータ技術のすべてがわかる本, 編者:
赤津 観, 出版社: 株式会社ナツメ社, pp.70-71 (2012年初版)
- (1-10) 「産業用ロボット *Motoman L-3*」, 技報 安川電機, 第48巻, 通巻183号, No.02,
pp.135-137 (1984)
- (1-11) 遠矢隆行・沢俊裕・山川孝之: 「超精密加工用ドライブの開発」, 技報 安川電機, Vol.53,
No.205 pp.317-321 (1989)
- (1-12) 赤木泰文: 「ACモータのベクトル制御」, 電学論 D 特集解説, 108, N0.12, pp.726
(1988)
- (1-13) 中野孝良, 赤木泰文, 岩金孝信: 「ベクトル制御の開発裏話」, 電学論 D 特集解
説, 114, N0.1, pp.3-4 (1994)
- (1-14) 甲斐隆章・藤本敏明: 甲斐隆章, 藤本敏明 共著: 太陽光・風力発電と系統連系技
術オーム社 p 61—p 64, 「風力発電システムの種類と特徴」
- (1-15) T. Egawa, Tsuyoshi Higuchi, Yuichi Yokoi, Takashi Abe, Yasuhiro Miyamoto, Motomichi
Ohto, : “Rotor Design of a Novel Self-Start Type Permanent Magnet Synchronous Motor”,
Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Application, *-
(2012-11)
- (1-16) JIS C 4034-30 (IEC 60034-30) 回転電気機械—第30部: 単一速度三相かご型誘導電動

- 機の効率クラス (IE コード) 日本工業標準調査会審議 (日本規格協会発行)
- (1-17) 電気学会編集 : 「1 章リニアモータ応用の考え方」 リニアモータとその応用 電気学会 p 65 - p 70, (昭和 59 年 3 月 30 日)
- (1-18) 電気学会リニアドライブ技術調査専門委員会 : 「1. まえがき」 “電気学会技術報告 (第 1259 号) 産業用リニアドライブ技術と応用の変遷” 産業用リニアドライブ技術と応用の変遷調査専門委員会 電気学会リニアドライブ技術委員会 p 65 - p 70, (2012 年 8 月)
- (1-19) 鈴木克義・鈴木直志 : 「第 10 世代液晶基板対応 大型ガントリーテーブル」, NTN TECHNICAL REVIEW, Vol.76, pp.132-135 (2008)
- (1-20) 鹿山透, 坂井明雄 : 「超精密リニアモータの変遷と将来」, 技報安川電機, 第 75 号 第 4 号 通巻 293 号 pp.201-203 (2011 年)
- (1-21) Tung-Hai Chin, Motomu Nakano : “*Study of the Theory for Vector Controlled Synchronous Machine*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.120-D, No.2, pp.249-251 (2000) (in Japanese)
金東海, 中野求 : 「ベクトル制御同期機理論の一考察」, 電学論 D,120, 第 2 号, pp.249-251 (2000)
- (1-22) 東貴志雄, 花見和之, 赤松慶三, 下野博史, 中園賢輔 : 「工作機用ドライブ Σ -V-SD」, 技報安川電機, 第 75 号 第 2 号 通巻 291 号 pp.62-69 (2011)
- (1-23) Heiden-Hain Technical Information “*Encoders for Linear Motors in the Electronics Industry*” (April, 2006)
- (1-24) Heiden-Hain Technical Information “*Resulting Linear Error after Multipoint Linear Error Compensation with the LIDA-400*” (September, 2008)
- (1-25) 加来靖彦, 鈴木泰宏, 吉浦泰史 : 「位置決め時間短縮のサーボソリューション」, 技報安川電機, 第 68 号 第 2 号 通巻 263 号 pp.95-98 (2004)
- (1-26) 牛山泉 : 「第 6 章風車の基礎知識 5.6 風車と負荷とのマッチング」 風力エネルギーの基礎, 株式会社オーム社, pp.100-102 (2005 年初版)
- (1-27) 牛山泉 : 「第 6 章風車システムの設計 6.1 概念設計」 風力エネルギー読本, 株式会社オーム社, pp.83-88 (2005 年初版)
- (1-28) Shigeo Morimoto, Hideya Awata, Masayuki Sanada, Yoji Takeda: “*Interior Permanent Synchronous Motors Mainly Using Reluctance Torque*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.123-D, No.6, pp.681-687 (2003) (in Japanese)
森本茂雄, 粟田秀哉, 真田雅之, 武田洋次 : 「リラクタンストルクを主とする埋込磁石形同期モータの開発」, 電学論 D,123, 第 6 号, pp.681-687 (2000)
- (1-29) Kazuto Sakai, Norio Takahashi, Eiji Shimomura, Masanobu Arata, Yousuke Nakazawa, Toshinobu Tanaka : “*Development of Permanent Magnet Reluctance Motor Suitable for Variable-Speed Drive for Electric Vehicle*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.119-D, No.10, pp.1177-1183 (平成 11 年) (in Japanese)

参考文献

- 堺和人, 高橋則雄, 霜村英二, 新政憲, 中沢洋介, 田島敏伸 : 「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石リラクタンスモータの開発」, 電学論 D,119, 第 10 号, pp.1177-1183 (平成 11 年)
- (1-30) 吉田敏隆, 佐藤明秀, 沢村光次郎 : 「高速・高精度切削のための主軸ドライブ技術」, 技報安川電機, 第 62 号 第 3 号 通巻 240 号 pp.175-181 (1988 年)
- (1-31) 池田弘 : 「ブラシレスモータの最適設計法(1)」, 技報安川電機, 第 51 号 第 4 号 通巻 197 号 pp.355-359 (1987 年)
- (1-32) 執行岩根 : 「分数スロット巻線」 “電気機械設計論”, 丸善出版株式会社 pp.224 (1950)
- (1-33) Tsuyoshi Higuchi, Jun Oyama, Eiji Yamada: “*Analysis of Gap Winding Motor with Rare-Earth Permanent Magnets*”, Proceedings of the 16th International Workshop on Rare-Earth Magnets and Their Applications Volume 2, THE JAPAN INSTITUTE OF MATERIALS PROCEEDINGS VOLUME 14, Sendai JAPAN, pp.1001-1009 (2000)
- (1-34) 宮本恭祐, 猪ノ口博文, 岩金孝信 : 「“通産省大型プロジェクト 極限作業ロボットの研究開発—超軽量アクチュエータの研究—」, 技報 安川電機, Vol.55, No.211 pp.70-73 (1991)
- (1-35) 宮本恭祐, 猪ノ口博文 : 「低コギングトルクモータの開発」, 技報安川電機, 第 53 号 第 4 号 通巻 205 号 pp.304-312 (1989 年)
- (1-36) 山崎貞明, 池田満昭, 河野寿之, 関岡賢一 : 「ロボット関節駆動力制御アクチュエータ」, 技報安川電機, 第 55 号 第 2 号 通巻 211 号 pp.86-101 (1991 年)
- (1-37) 執行岩根 : 「第 1 章 回転機械設計の基礎問題」 “電気機械設計論”, 丸善出版株式会社 pp.143- 185 (1950)
- (1-38) Michael Liwshitz-Garik : “*Chap.4 BALANCED FRACTIONAL-SLOT LAP WINDINGS*”, “*Chap.5 UNBALANCED FRACTIONAL-SLOT LAP WINDINGS*”, WINDING ALTERNATING-CURRENT MACHINES, D. VAN NOSTRAND COMPANY, INC., pp 207-248 (1950)
- (1-39) Kenji Suzuki, Atsushi Ishikawa, Hideo Domeki : “*Study of Thrust Ripple Suppression Using Interpoles of Intermittent Stator Permanent Magnet Liner Synchronous Motor*”, IEEJ Transmission on Industry Application, Vol.132, No.6, pp.625-630 (2012)
- 鈴木憲史, 石川淳史, 百目鬼秀雄 : 「固定子離散配置永久磁石リニア同期モータの穂極を用いた推力脈動低減法の検討」, 電気学会論文誌D, Vol.132, No.6 号, p.625-630 (2012)
- (1-40) 李友行, 牧直樹 : 「分割電機子を用いたリニア同期モータの推力特性」, 平成 17 年電気学全国大会予稿集, 2005.3.17~19 徳島大学 (2005)
- (1-41) 沢俊裕, 沢村光次郎, 牛島洋親, 熊谷彰, 長井郁夫 : 「工作機械主軸用ベクトル制御インバータ *Varispeed-626MT4*」, 技報安川電機, 第 54 号 第 3 号 通巻 208 号 pp.290-291 (1990 年)

参考文献

- (1-42) 吉田敏隆, 佐藤明秀:「工作機械主軸用液冷高トルク主軸モータ」, 技報安川電機, 第 56 号 第 2 号 通巻 215 号 pp.100-103 (1992 年)
- (1-43) 沢村光次郎, 善家充彦, 宮里政信:「モータ巻線切替方法」特許番号 特許 2668884 号 (登録日:1997 年 07 月 04 日)
- (1-44) 石崎彰, 秋山勇治:「回転機の進歩と多様化 IV. 回転機・多様化の動向」, 電学論 D,115, 第 7 号, pp.838-842 (1995)

【第 2 章】

- (2-1) 浅田春日彦:「第 1 章 DD ロボットの開発史」 “DD ロボット入門”, 工業調査会, pp.7-14 (1987.07 初版)
- (2-2) 浅田春日彦:「第 3 章 DD モータと特性」 “DD ロボット入門”, 工業調査会, pp.25-39 (1987.07 初版)
- (2-3) Tsuyoshi Higuchi, Jun Oyama, Takahisa Kobayashi, Eiji Yamada: “*Design of Surface Permanent Magnet Synchronous Motors Using Non Optimization Technique*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.03, pp.379-386 (1997) (in Japanese)
樋口剛, 小山純, 小林隆久, 山田英二:「非線形最適化法を用いた表面磁石構造永久磁石モータ」, 電学論 D, 117 巻, 第 3 号, pp.379-386 (平成 9 年)
- (2-4) 大木創・田中邦明:「電気機器の主要寸法」 “電気機器論 設計思想と技術の変遷”, 実教出版株式会社 pp.49-55 (1984 初版)
- (2-5) 竹内寿太郎:“第 10 章 機器の装荷配分と主要特性 “電気機器設計学”, コロナ社 pp.277-286 (196*初版)
- (2-6) 大木創・田中邦明:「エアギャップ直径の選択」 “電気機器論 設計思想と技術の変遷”, 実教出版株式会社 pp.80-91 (1984 初版)
- (2-7) 大木創・田中邦明:「出力方程式の歴史」 “電気機器論 設計思想と技術の変遷”, 実教出版株式会社 pp.55-79 (1984 初版)
- (2-8) 池田弘:“ブラシレスモータの最適設計理論 (1)”, 技報安川電機, Vol.51, 通巻 197 号, No.4, pp.351-358 (1987)
- (2-9) 宮本恭祐, 樋口剛, 阿部貴志:「永久磁石同期機におけるモータ定数密度最大化設計の検討」 回転機研究会資料 RM-13-124, (2013 年 11 月)
- (2-10) 猪ノ口博文, 宮本恭祐:「極限作業ロボット用小形・軽量アクチュエータ」 技報安川電機, 第 55 号 第 2 号 通巻 211 号 pp.74-85 (1991 年)
- (2-11) Yasuhiro Miyamoto, Daisuke Morishita, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe: “*Development of a Medium Speed Permanent-Magnet-Type Synchronous Generator*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.134-D, No.2, pp.1-9 (2013) (in Japanese)
宮本恭祐, 森下大輔, 樋口剛, 阿部貴志:「大型風力発電用中速型永久磁石同期発電機の開発」 電学論 D, Vol.134, 第 2 号, pp.1-9 (2013)
- (2-12) 見城尚志・永守重信:「第 7 章 DC サーボモータの動特性」 “メカトロニクスのため

- の DC サーボモータ”, 株式会社コロナ社 pp.157-176 (198206.21 初版)
- (2-13) 岡田養二・長坂長彦:「第3章 電気サーボモータ」“サーボアクチュエータとその制御”, 株式会社コロナ社, pp.59-110 (1985.11.20 初版)

【第3章】

- (3-1) 執行岩根:「分数スロット巻線」“電気機械設計論”, 丸善出版株式会社 pp.224 (1950)
- (3-2) Johannes Klamt “*Berechnung und Electrisher Maschunen*”, produced by Springer-Verlag pp.192-198 (1962)
- (3-3) F. Libert, J. Soulard : “*Investigation on Pole-Slot Combination for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings*”, International Conference on Electrical Machines, and Power Electronics, (2004)
- (3-4) 大木創・田中邦明:「電機子誘起電圧と電機子反作用」 “電気機器論 設計思想と技術の変遷”, 実教出版株式会社 pp.92-109 (1984 初版)
- (3-5) Sadayoshi Hibino, Fuminori Ishibashi, Nobuo Takechi, “*Induction Motors of Fractional-Slot Windings with The Number of Slot per Pole per Phase (q) $< 1/2$* ”, Symposium Electrical Machines for Special Purposes, pp320-1~320-10, Bologna, Italy (September 9-11,1981)
- (3-6) 宮本恭祐, 猪ノ口博文, 池田弘, 遠矢隆行:「ブラシレスモータの巻線方式」特許出願公告番号 特公平 7-99923 (公告日:1995年10月25日)
- (3-7) 森下大輔, 宮本恭祐:「発電機および風力発電システム」特許番号 特許 4725684 (登録日:2011年04月22日)
- (3-8) 堺和人, 唐沢博一, 八木澤猛, 三井久安, 澤田芳夫, 大田正一, 甲斐一:「耐高温・耐放射線サーボモータの開発と高温特性」, 電気学会論文誌 D ,Vol.116, No.10, pp.1067-1076 (平成8年)
- (3-9) 宮本恭祐, 田邊政彦, 川原敦志:「三相電機子巻線およびそれを用いたモータ」特許番号 特許 4304999 (登録日:2009年05月15日)
- (3-10) Yasuhiro Miyamoto, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe : “*Consideration for Fractional Slot Winding of Permanent Magnet Type Synchronous Machine*”, Proc. of International Conference on Electric Machines and Systems, (2011-8)
- (3-11) 山本敏男, 石田幸雄, 池田隆, 山田正弘:「非対称回転体の分数調波・和差調波振動」日本機械学会論文集 (C編) 46巻, No.405号, p.473-479 (昭和55年-5月)
- (3-12) Yasuhiro Miyamoto, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Yuichi Yokoi : “*Fractional Slot Winding Design Method of Permanent Magnet Synchronous Machines using Slot Star Diagram*”, Proc. of International Conference on Electric Machines and Systems, (2013-10)
- (3-13) 横井裕一, 樋口剛:「不等間隔スロット配置による表面磁石同期電動機の脈動トルクの低減に関する一検討」, 平成24年電気学会全国大会論文集, 3-29 pp.III-159, (2012)
- (3-14) 佐川真人, 浜野正昭, 平林眞 :「3.6 化合物の磁性」“永久磁石—材料科学と応用—”, 株式会社アグネ技術センター pp.79-98 (2007年9月15日第1版)

- (3-15) 大川光吉:「3.5 永久磁石の減磁」 “永久磁石磁気回路入門 ~マグネティクスの A・B・C~”, 総合電子出版社 pp.172-189 (1994 初版)

【第4章】

- (4-1) 末松正典, 熊田正次:「リニアサーボドライブ技術・製品の変遷と展望」 技報安川電機, 第66号 第2号 通巻255号 pp.62-67 (2002年)
- (4-2) 宮本恭祐, 鹿山透:「リニアモータの評価」 技報安川電機, 第68号 第4号 通巻265号 pp.201-206 (2004年)
- (4-3) リニアスライダカタログ、株式会社安川電機、高タクト・高加減速リニアスライダ、 Σ -Trac-MAG シリーズ、資料番号 CHJP S800000 28A、2006年2月作成
- (4-4) 株式会社ミスミ Home Page :
<http://jp.misumi-ec.com/maker/misumi/mech/special/mechanism/#anc06>
- (4-5) 日経メカニカル 1999年4月号(No.535) 今瀬憲司 (加茂精工) バックラッシのないラックアンドピニオン (現在に甦るピン歯車)
- (4-6) 宮本恭祐:「アプリケーションからみたリニアモータ技術」“電機”サーボ・PLC 技術講演会, pp.58-64, 社団法人日本電機工業会発行, (2005年5月号)
- (4-7) 田邊政彦, 宮本恭祐:「Linear Σ シリーズの機種拡充と高性能化」 技報安川電機, 第68号 第4号 通巻265号 pp.194-200 (2004年)
- (4-8) 大川光吉:「3.3 磁気回路の解析」 “永久磁石磁気回路入門 ~マグネティクスの A・B・C~”, 総合電子出版社 pp.101-134 (1994 初版)
- (4-9) 宮本恭祐, 坂井明雄:「リニアサーボモータの高度化技術と製品群」 技報安川電機, 第66号 第2号 通巻255号 pp.69-75 (2002年)
- (4-10) 鹿山透, 宮本恭祐, 入江信幸:「リニアモータ」特許番号 特許 3550678号 (登録日:2004年05月14日)
- (4-11) Tsutomu Mizuno, Shigeru Yamamoto, Hajime Yamada: “Kinetic Behavior of Linear Motion Bearings Applied Linear Motor”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.113-D, No.1, pp.96-102 (1993) (in Japanese)
水野勉, 山本栄, 山田一:「リニアモータの支持機構として直線軸受を用いた場合の軸受特性」, 電学論D, Vol.113, 第1号, pp.96-102 (1993)
- (4-12) 宮本恭祐, 久恒正希, 前川一弘, 土井貴仁, 田邊政彦:「リニアモータ」特許番号 特許 3700915号 (登録日:2005年07月22日)
- (4-13) 宮本恭祐, 久恒正希, 前川一弘, 土井貴仁, 田邊政彦:「工作機械のテーブル送り装置」特許番号 特許 3539140号 (登録日:2004年04月02日)
- (4-14) 中川聡子:「リニアドライブを支える技術—センサと支持技術— II.リニアドライブと支持機構」, 電学論D 特集解説, Vol.115, N0.12, pp.674-679 (1995)
- (4-15) Yasuhiro Miyamoto, Toshiyuki Hoshi: “The Performance Goodness Factor for The Applications of Linear Motor”, Proc. of International Symposium on Linear Drives for

Industry Applications, (2009)

- (4-16) 廣瀬敬一, 一木利信:「G. 無負荷における磁気特性」 “R.リヒター原著 電気機械原論”, コロナ社 pp.168-213 (昭和 42 年初版)
- (4-17) 宮本恭祐, 高山博充:「リニアサーボドライブの電子部品実装機への応用」 技報安川電機, 第 66 号 第 2 号 通巻 255 号 pp.84-87 (2002 年)
- (4-18) 中山美佐, 山口信一, 仲興起, 伊藤一将, 田中敏則: “リニアモータ”, 出願番号 特願 2009-536059 (国際公開番号 WO2009/044748)
- (4-19) 猪ノ口博文, 宮本恭祐 “直線運動電動機”, 特公平 7-108086
- (4-20) 田邊政彦, 宮本恭祐, 鹿山透: “永久磁石同期型リニアモータにおけるコギング低減検討, リニアドライブ研究会資料 LD-10-002(2010)
- (4-21) 宮本恭祐, 前川一弘, 土井貴仁, 久恒正希: 【発明の名称】 リニアモータ, 特許公報 特許番号 特許第 3852117, 出願日 1999.02.12 登録日 2006.09.15
- (4-22) 大戸基道, 田邊政彦, 宮本恭祐, 猪ノ口博文: 【発明の名称】 永久磁石型同期リニアモータ, 特許公報 特許番号 特許第 4103066, 出願日 2001.02.16 登録日 2008.04.04
- (4-23) 李, 牧: 「分割電機子を用いたリニア同期モータの推力特性」, 平成 17 年電気学会全国大会論文集, 5-070 pp.85, (2005)
- (4-24) 鈴木, 石川, 百目鬼: 「固定子離散配置永久磁石リニア同期モータの補極を用いた推力脈動低減法の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol.132 No.6, pp.625-630 (2012)
- (4-25) 宮本恭祐, 田邊政彦, 樋口剛, 阿部貴志: “永久磁石同期型リニアモータにおける組立精度がコギングに及ぼす影響” 2011 年度電気学会産業応用部門全国大会論文集, R3-7 リニアドライブ, 3-055 (2011)
- (4-27) Yasuhiro Miyamoto, Masahiko Tanabe, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe: “*Improvement of Cogging Thrust in Permanent-Magnet-Type Linear Synchronous Motor*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.133-D, No.11, pp.1040-1047 (2013) (in Japanese)
宮本恭祐, 田邊政彦, 樋口剛, 阿部貴志: 「永久磁石型リニア同期モータにおけるコギング推力低減の検討」 電学論 D, Vol.133, 第 11 号, pp.1040-1047 (2013)
- (4-28) 宮本恭祐, 山田孝史, 木場龍彦: 「ムービングマグネット形リニアアクチュエータ」 特許番号 特許 4539045 号 (登録日:2010 年 07 月 02 日)
- (4-29) 宮本恭祐, 前村明彦, 岩淵憲昭, 石川浩二, 木場龍彦: 「ボイスコイル形リニアモータ」 特許番号 特許 3296530 号 (登録日:2002 年 04 月 12 日)

【第 5 章】

- (5-1) 牛山泉: 「1 章 風車と風力発電の歴史的展開」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.1-9 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-2) 牛山泉: 「2 章 風の特性と風力資源」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.1-9 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-3) 牛山泉: 「1. いまなぜ風力発電なのか?」 “風力エネルギーの基礎”, 株式会社オー

参考文献

- ム社 pp.1-8 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-4) 牛山泉: 「11 章 風力利用の環境影響」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.250-266 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-5) 牛山泉: 「10. 風力発電の環境影響」 “風力エネルギーの基礎”, 株式会社オーム社 pp.221-228 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-6) 牛山泉: 「10 章 風力利用の経済性評価」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.239-248 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-7) 牛山泉: 「9. 風力発電の経済性」 “風力エネルギーの基礎”, 株式会社オーム社 pp.203-220 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-8) Peter Jamieson : “Chap.9 Cost of Energy” Innovation In WIND TURBINE DESIGN, A John Wiley & Sons, Ltd., Publication, pp.153-171 (2011-1st edition)
- (5-9) 西方正司, 甲斐隆章: 「3.5 風力発電の価格」 “わかりやすい風力発電”, 株式会社オーム社 pp.68-70 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-10) 牛山泉: 「3 章 風車のサイネィング」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.25-48 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-11) 牛山泉: 「3. エネルギー源としての風」 “風力エネルギーの基礎”, 株式会社オーム社 pp.1-8 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-12) 牛山泉: 「6 章 風力発電システムの設計」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.83-98 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-13) 牛山泉: 「6.3 風車用発電機の基礎」 “風力エネルギーの基礎”, 株式会社オーム社 pp.150-156 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-14) 牛山泉: 「8.1 大規模系統連系」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.157-177 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-15) 牛山泉: 「9 章 風車と発電機」 “風車工学入門 基礎理論から発電技術まで”, 森北出版株式会社 pp.130-148 (2002 年 8 月 31 日初版)
- (5-16) 牛山泉: 「10 章 系統連系と独立電源」 “風車工学入門 基礎理論から発電技術まで”, 森北出版株式会社 pp.149-165 (2002 年 8 月 31 日初版)
- (5-17) 牛山泉: 「7.3 風力発電システム」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.145-155 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-18) 牛山泉: 「7.2 発電機と運転方式」 “風力エネルギー読本”, 株式会社オーム社 pp.142-145 (平成 17 年 9 月 20 日初版)
- (5-19) 西方正司, 甲斐隆章: 「4.5 発電機の種類と発電の原理」 “わかりやすい風力発電”, 株式会社オーム社 pp.83-93 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-20) 西方正司, 甲斐隆章: 「5.1 電気エネルギーへの変換の仕組み」 “わかりやすい風力発電”, 株式会社オーム社 pp.102-103 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-21) 西方正司, 甲斐隆章: 「5.1 電気エネルギーへの変換の仕組み」 “わかりやすい風

参考文献

- 力発電”，株式会社オーム社 pp.104-105 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-22) 西方正司，甲斐隆章：「5.1 電気エネルギーへの変換の仕組み」 “わかりやすい風力発電”，株式会社オーム社 pp.108-110 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-23) 西方正司，甲斐隆章：「3.3 風力発電システムの構成要素」 “わかりやすい風力発電”，株式会社オーム社 pp.47-62 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-24) 山本均，宮本恭祐，大山哲生，藤井順二，出光利明：「大形風力発電用電気品」 技報安川電機，第 74 号 第 3 号 通巻 288 号 pp.135-140 (2010 年)
- (5-25) 八木壮一，二之湯伸幸：「風力発電用軸受の技術動向」 NTN TECHNICAL REVIEW No.76 p114-115 (2008)
- (5-26) 中尾徹：「風力発電施設の故障・事故の現状」，日本風力発電協会 JWPA 協会誌 No.4 (2008)
- (5-27) 西方正司，甲斐隆章：「2.5 大型化と洋上展開」 “わかりやすい風力発電”，株式会社オーム社 pp.16-17 (平成 25 年 1 月 25 日初版)
- (5-28) K. Akatsu, S. Wakui : “*A Design Method of Fractional-Slot Concentrated Winding SPMSM Using Winding factor and Inductance factor*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.11, pp.1173-1176 (2007-11) (in Japanese)
- 赤津観，涌井伸二：「巻線係数とインダクタンス係数を用いた多極多スロット集中巻 SPMSM の簡易設計手法」，電学論 D, 127, 11, pp.1173-1176 (2007-11)
- (5-29) 清水良太，高須翔，下村昭二：「埋込み磁石型同期発電機の電圧波形について」，平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会，Y-111 (2009-8)
- (5-30) Y. Mieno, K. Shinohara, Y. Minari, Y. Higashi : “*Analysis Magnet Configurations for High Torque to Current Ratio in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.116, No.11, pp.1167-1172 (1996-11) (in Japanese)
- 三重野保男，篠原勝次，実成義孝，東義高：「表面磁石形同期電動機の最大トルク増加のための磁石形状の解析的考察」，電学論 D,116, 11, pp.1167-1172 (1996-11)
- (5-31) Johannes Klamt : “*Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen*”, Springer-Verlag, pp.192-198 (1962)
- (5-32) IEEE Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power System, IEEE std. 519-1992 (2012)
- (5-33) Yasuhiro Miyamoto, Daisuke Morishita, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, : “*Improvement for EMF wave form used Fractional Slot Winding of Permanent Magnet Type Synchronous Machine*”, Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems, DS4G3-5 (2012-10)
- (5-34) 宮本恭祐，猪ノ口博文：「低コギングトルクモータの開発」，技報安川電機，No.53, Vol.205, p.306 (1989)
- (5-35) Yasuhiro Miyamoto, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe : “*Consideration for Fractional Slot*

- Winding of Permanent Magnet Type Synchronous Machine*”, Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems, PMM-14, (2011-8)
- (5-36) 執行岩根：電気機器設計論（I），丸善出版株式会社 pp210-216. (昭和 25 年)
- (5-37) 牛山泉：「5.5 風車発電システムの総合効率」 “風力エネルギーの基礎”，株式会社オーム社 pp.95-99 (平成 17 年 7 月 20 日初版)
- (5-37) 牛山泉：「4.3 同期発電機の特性」 “電気電子工学シリーズ 12 エネルギー変換工学”，株式会社朝倉書店 pp.102-115 (2008 年 1 月 20 日初版)
- (5-38) 辻峰男：「永久磁石同期機の瞬時値空間ベクトルについての一考察」，平成 22 年電気学会産業応用全国大会論文集，(2010)
- (5-39) Mineo Tsuji, “*Consideration of Instantaneous Space Vector for Permanent Magnet Synchronous Machine*”, Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Application, Electric Machinery and Control for Energy Saving Session (2012-Nov.-14)
- (5-40) Yasuhiro Miyamoto, Daisuke Morishita, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, : “*Improvement for EMF and Efficiency used Fractional Slot Winding of Permanent Magnet Type Synchronous Generator for Wind Power*”, Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Application, I-7 (2012-11)
- (5-41) 丸山博文, 宮本恭祐, 藤井順二, 福嶋信幸, 津曲宏, 森下大輔 : 「大型風力発電用電機品システム Enewin」 技報安川電機, 第 76 号 第 3 号 通巻 296 号 pp.121-127 (2012)
- (5-42) 宮本恭祐, 森下大輔 : 「分数スロット巻線を用いた永久磁石同期機の性能改善」 技報安川電機, 第 68 号 第 4 号 通巻 265 号 pp.183-190 (2012)
- (5-43) Yasuhiro Miyamoto, Daisuke Morishita, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe : “*Development of a Medium Speed Permanent-Magnet-Type Synchronous Generator*”, IEEJ Trans. IA, Vol.134-D, No.2, pp.156-164 (2014-2) (in Japanese)
宮本恭祐, 森下大輔, 樋口剛, 阿部貴志 : 「大型風力発電用中速型永久磁石同期発電機の開発」 電学論 D, Vol.134, 第 2 号, pp.156-164 (2014-2)

【第 6 章】

- (6-1) Lei Ma, Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto, Yoji Takeda, Chikara Kaido, Takeaki Wakisaka : “*Evaluation of Iron Loss in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Consideration of Rotational Field*”, IEEJ Trans. IA, Vol.116, No.11, pp.1167-1172 (2003) (in Japanese)
三重野保男, 篠原勝次, 実成義孝, 東義高 : 「表面磁石形同期電動機の最大トルク増加のための磁石形状の解析的考察」, 電学論 D, 123, 04, pp.454-461 (2003)
- (6-2) Katsumi Yamazaki, Yuji Kanou, Yu Fukushima, Shunji Ohki, Akira Nezu, Takeshi Ikemi, Ryoichu Mizukami : “*Development of Interior Permanent Magnet Motors with Concentrated Windings for Reducing Magnet Eddy Current Loss*”, IEEJ Trans. IA, Vol.129, No.11, pp.1022-1029 (2009) (in Japanese)

参考文献

- 山崎克巳, 狩野祐二, 福島悠, 大木俊治, 根津章, 池見健, 溝上良一 : 「永久磁石渦電流損を低減した集中巻 IPM モータの開発」, 電学論 D, 129, 11, pp.1022-1029 (2003)
- (6-3) Kazunobu Ohyama, : “Recent Advance of Reluctance Torque Assisted Motors”, *IEEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.02, pp.63-66 (2003) (in Japanese)
- 大山和伸: 「リラクタンストルク応用電動機の高性能化動向」, 電学論 D, 123 巻 2 号, pp.63-66 (2003)
- (6-4) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫 : 「1 章 IPMSM の基礎」 “埋込磁石同期モータの設計と制御”, 株式会社オーム社 pp.1-12 (平成 19 年 12 月 20 日第 1 版 第 7 刷)
- (6-5) 吉田敏隆, 佐藤明秀 : 「工作機械用主軸モータ」, 技報安川電機, 第 54 号 第 3 号 通巻 208 号 pp.297-300 (1990 年)
- (6-6) 沢村光次郎, 山本栄治, 宮本恭祐, 沢俊裕 : 「工作機主軸ドライブへの IPM モータの適用」, 半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会資料 SPC-97-122・IEA-97-14, pp.37-42 (1997-11-28)
- (6-7) 社団法人 日本工作機械工業会 : 「1.3 工作機械の基本構成要素」 “工作機械の設計学 (基礎編) —マザーマシンを知るために—”, 社団法人 日本工作機械工業会, pp.10-16 (平成 10 年 6 月 30 日)
- (6-8) 社団法人 日本工作機械工業会 : 「3.2 主軸関連の設計」 “工作機械の設計学 (応用編) —マザーマシン設計のための基礎知識—”, 社団法人 日本工作機械工業会, pp.179-214 (平成 15 年 6 月 10 日)
- (6-9) 社団法人 日本工作機械工業会 : 「1.1 構造本体の設計の流れ」 “工作機械の設計学 (応用編) —マザーマシン設計のための基礎知識—”, 社団法人 日本工作機械工業会, pp.1-5 (平成 15 年 6 月 10 日)
- (6-10) 社団法人 日本工作機械工業会 : 「2.3 駆動システムの具体的設計方法」 “工作機械の設計学 (応用編) —マザーマシン設計のための基礎知識—”, 社団法人 日本工作機械工業会, pp.106-173 (平成 15 年 6 月 10 日)
- (6-11) 沢俊裕 : 「IPM モータドライブ」 “98’ モータ技術シンポジウム”, 社団法人日本能率協会
- (6-12) 工作機械用主軸モータカタログ 株式会社 安川電機
工作機械用 AC 主軸ドライブ VARISPEED-626M5 DRIVE ビルトインモータ対応形
資料番号 KA-S626-7.3B, 2010 年 5 月作成
- (6-13) 宮本恭祐, 石井秀次 : 「内磁形モータのロータ構造」 特許番号 特許 3719569 号 (登録日:2005 年 09 月 16 日)
- (6-14) 沢村光次郎, 善家充彦, 宮里政信 : 「モータ巻線切替方法」 特許番号 特許 2668884 号 (登録日:1997 年 07 月 04 日)
- (6-15) 宮本恭祐, 古賀光浩, 前村明彦, 寺園勝志 : 「永久磁石同期電動機の巻線切り替え

参考文献

- 方法」 特許番号 特許 3968673 号 (登録日:2007 年 06 月 15 日)
- (6-16) 宮本恭祐, 尾崎秀樹, 佐藤明秀, 山本栄治, 沢村光次郎, 熊谷彰 : 「工作機用モータの巻線切替装置」 特許番号 特許 3596711 号 (登録日:2004 年 09 月 17 日)
- (6-17) 宮本恭祐, 尾崎秀樹 : 「永久磁石同期電動機の制御方法」 特許番号 特許 3724680 号 (登録日:2005 年 09 月 30 日)
- (6-18) 沢村光次郎, 宮本恭祐 : 「同期電動機の制御方法」 特許番号 特許 4035797 号 (登録日:2007 年 11 月 09 日)
- (6-19) 工作機械用主軸モータカタログ 株式会社 安川電機
工作機械用電源回生機能付ベクトル制御インバータドライブ VARISPEED-626M5
DRIVE 標準形 巻線切り替え方式, 資料番号 KA-S626-7.3B, 2010 年 5 月作成
- (6-20) Katsumi Yamazaki, Yousuke Isoda : “*Iron Loss and Eddy Current Loss Analysis of IPM Motors with Concentrated Winding*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.128, No.05, pp.678-684 (2008) (in Japanese)
山崎克巳, 磯田翼介: 「集中巻 IPM モータの鉄損及び磁石渦電流解析」, 電学論 D,128, 05, pp.678-684 (2008)
- (6-21) Yasuhiro Miyamoto, Daisuke Morishita, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe : “*Development of a Medium Speed Permanent-Magnet -Type Synchronous Generator*”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.134-D, No.2, pp.1-9 (2013) (in Japanese)
宮本恭祐, 森下大輔, 樋口剛, 阿部貴志 : 「大型風力発電用中速型永久磁石同期発電機の開発」 電学論 D, Vol.134, 第 2 号, pp.1-9 (2013)
- (6-22) 宮本恭祐, 津曲宏, 森下大輔 : 「回転電機および風力発電システム」 特許出願公開番号 特開 2012-249386 (出願日:2011 年 05 月 26 日)
- (6-23) Kenji Hiramoto, Yoji Takeda, Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto : “*Torque Ripple Reduction Torque Assisted Motors Using Asymmetric Flux Barriers*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.124, No.02, pp.208-214 (2004) (in Japanese)
平本健三, 武田洋次, 真田雅之, 森本茂雄: 「フラックスバリアの非対称化によるリラクタンストルク応用電動機のトルクリプル低減法」, 電学論 D,124, 02, pp.208-214 (2004)

【第 7 章】

- (7-1) JIS4034-30 三相籠形誘導電動機の高効率化規制
- (7-2) 長坂長彦: 「電磁アクチュエータの分類とその性能評価」, 電学論 D, Vol.107, No.01, pp.42-49 (昭和 62 年)
- (7-3) Tsuneo Takegami, Kazuo Tsuboi, Isao Hirotsuka, Masanori Nakamura: “*Method for Calculating Performance of Three-Phase Line-Start Permanent-Magnet Synchronous Motor*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.131, No.12, pp.1465-1475 (2011) (in Japanese)
竹上恒夫, 坪井和男, 廣塚功, 中村雅憲 : 「自己始動形三相永久磁石同期電動機の特性算定法」, 電学論 D,131, No.12, pp.1465-1475 (2011)

- (7-4) T. Egawa, T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, Y. Miyamoto, M. Ohto, : “*Rotor Design of a Novel Self-Start Type Permanent Magnet Synchronous Motor*”, Proc. of 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Application, (2012-11)
- (7-5) 樋口剛 : 「永久磁石同期電動機」 特許出願公開番号 特開 2012-503057 (出願日:2011年02月17日)
- (7-6) S. Arikawa, T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, Y. Miyamoto, M. Ohto, : “*Motion Characteristics of a Novel Self-Start Type Permanent Magnet Synchronous Motor*”, Proc. of 2013 International Conference on Renewable Energy Research and Application, (2013-10)
- (7-7) Takanori Suzuki, Shinya Ito, Naoki Tanaka, Akira Chiba, Tadashi Fukao, Hironori Ninomiya : “*Development of High Efficiency Switched Reluctance Motor*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.04, pp.511-518 (2006) (in Japanese)
鈴木貴紀, 伊藤慎也, 田中直輝, 千葉明, 深尾正, 二宮弘憲 : 「高効率スイッチトリラクタンスモータの開発」, 電学論 D,126, No.04, pp.511-518 (2006)
- (7-8) 見城尚志 : 「第 1 章 SR モータの起源と歴史」 “SR モータ”, 株式会社オーム社 pp.1-32 (2012年10月30日第1版)
- (7-9) 見城尚志 : 「3.2 平均トルクの理論— ϕ - i 軌跡の図形的意味」 “SR モータ”, 株式会社オーム社 pp.77-85 (2012年10月30日第1版)
- (7-10) 見城尚志 : 「3.3 永久磁石型同期モータの相違と類似」 “SR モータ”, 株式会社オーム社 pp.85-94 (2012年10月30日第1版)
- (7-11) 樋口剛, 小山純, 阿部貴志 : 「リラクタンスモータ」 特許出願公開番号 特開 2006-246571 (出願日:2005年03月01日)
- (7-12) Jun Oyama, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Takahiro Koga: “*Characteristics of Hybrid Type Switched Reluctance Motor with Salient Pole Stator*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.02, pp.75-81 (2003) (in Japanese)
小山純, 樋口剛, 阿部貴志, 古賀誉大 : 「固定子突極構造ハイブリッド形スイッチトリラクタンスモータの特性」, 電学論 D,123, No.02, pp.75-81 (2003)
- (7-13) Jun Oyama, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Shigenori Hashiguchi, Kouichi Shigematsu: “*Coupled Analysis for Cylindrical Rotor Type Switched Reluctance Motor*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.124, No.12, pp.1221-1227 (2004) (in Japanese)
小山純, 樋口剛, 阿部貴志, 橋口重則, 重松浩一 : 「円筒形スイッチトリラクタンスモータの磁場—回路連成解析」, 電学論 D,124, 12, pp.1221-1227 (2004)
- (7-14) Jun Oyama, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Nobuyuki Kifuji: “*Novel Switched Reluctance Motor with Segment Core Embedded in Aluminum Rotor Block*” *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.04, pp.385-390 (2006)
- (7-15) 宮本恭祐, 大戸基道, 樋口剛 : 「リラクタンスモータ」 特許番号 特許 5015316 号 (登録日:2012年06月15日)

参考文献

- (7-16) 見城尚志 : 「4.7 振動・騒音対策その他からの構造条件」 “SR モータ”, 株式会社オーム社 pp.156-159 (2012年10月30日第1版)
- (7-17) Yudai Matsuo, Tsuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Yasuhiro Miyamoto, Motomichi Ohto: “Characteristics of a *Novel Segment Type Switched Reluctance Motor using Grain Oriented Electric Steel*”, Proc. of 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems 2011, SM-11, (2011-8)
- (7-18) Osamu Kaneko, Tsuyoshi Higuchi, Yuichi Yokoi, Takashi Abe, Yasuhiro Miyamoto, Motomichi Ohto: “*Performance of Novel Segment Type Switched Reluctance Motor using Grain-Oriented*”, Proc. of 2012 International Conference on Electrical Machines and Systems, LS5B-4, (2012-10)
- (7-17) 竹内寿太郎, 磯部直吉 : 「1.2 鉄心材料と磁化曲線および鉄損」 “初等数学でわかる電気機器設計 (第3版)”, 株式会社オーム社 pp.2-5 (昭和61年03月30日第3版第5刷)