

150,000 r/min-1.5 kW PM モータの パーミアンス係数最適化による効率改善

学生員 鹿野 将 正員 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Efficiency Improvement by Means of Permeance Coefficient Optimization of 150,000-r/min, 1.5-kW PM Motor
Masaru Kano, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes an ultra high-speed permanent-magnet synchronous motor design for a supercharger mounted on an automotive engine. Conventional superchargers are mechanically powered by the engine to compress inlet air to the engine cylinder. The supercharger electrically driven by the ultra high-speed motor allows employing a centrifugal compressor, which has higher efficiency and higher output pressure rather than a displacement compressor. Therefore, it can improve total system efficiency and output pressure response without mechanical linkage to the engine. In this paper, a 150,000-r/min, 1.5-kW PM motor fed by 12-V battery is discussed, and FEM analysis results are presented to show an optimal design in terms of a permeance coefficient and efficiency improvement.

キーワード：超高速PMモータ，パーミアンス係数，モータ効率，FEM解析，渦電流損

Keywords : Ultra high-speed PM motor, permeance coefficient, motor efficiency, FEM analysis, eddy-current loss

1. はじめに

一般の自動車などに搭載されているスーパーチャージャはエンジン出力の一部を取り出し、ベルトやプーリーなどを介して機械的にコンプレッサに動力を伝達して、エンジンシリンダ内へ圧縮空気を過給する。このような従来の機械的な方式では、コンプレッサの回転数がエンジン回転数により制限を受けるため効率が悪く、吐出圧力の低い容積形コンプレッサを使用せざるを得なかった。しかも、過給の開始がエンジンの動作に連動しているため、出力の応答性が悪いという欠点もある。

そこで、スーパーチャージャを電動化することにより、これらの問題を一挙に解決しようとする試みがなされている⁽¹⁾。電動化により、コンプレッサの回転数がエンジンのそれに制約されなくなるため、効率が良く、吐出圧力の高い遠心形コンプレッサを採用できる利点があり、同時に応答性の大幅な改善も期待できる。しかし、このシステムの問題点としてモータが 72 V 駆動であったため、12 V バッテリーを搭載した一般的な自動車を使用するには昇圧形電力変換器を必要とした。また、擬似電流形インバータをモータ駆動に採用した場合、大容量の直流リアクトルが必要となるため、重量や体積の面で車載には不向きであった⁽²⁾。このような問題点から、昇圧回路や直流リアクトルを必要としない電圧形インバータによる低電圧大電流駆動が望まれる。また、回転子の磁石部で発生する渦電流損に関して、モータ効率の向上や磁石の不可逆減磁を防止するための方

策を確立しなければならない。

本論文では、FEM 電磁界解析等により 12 V 直流電源で駆動する 150,000 r/min-1.5 kW PM モータの設計検討を行ったので報告する。

2. 超高速 PM モータの概要

〈2・1〉 超高速PMモータの仕様 前述のスーパーチャージャを電動化する上でPMモータに求められる設計仕様を検討する。

今回は排気量 1.5~2.0 ℓ 程度のエンジンを想定し、遠心形コンプレッサを負荷として、表 1 のような目標仕様を定めた。前述の通り、一般の自動車で利用できる 12 V 直流電源による駆動を目指す。電源電圧が低いことから、可能な限り同期インピーダンスを小さくするため、コイルは集中巻きにしなければならない。また、PM モータに使用される希土類磁石は電気抵抗が低いので、回転に伴うパーミアンス変動により磁石内で渦電流が発生する。この渦電流はジュール熱として損失になるので、モータ効率の向上と磁石の不可逆減磁を防止するためには、この低減も講じなけれ

表 1 超高速PMモータの目標仕様

Table 1. Design specifications of ultra high-speed PM motor.

Power source voltage (V)	12
Rated power (kW)	1.5
Rated torque (Nm)	0.0955
Rated speed (r/min)	150,000

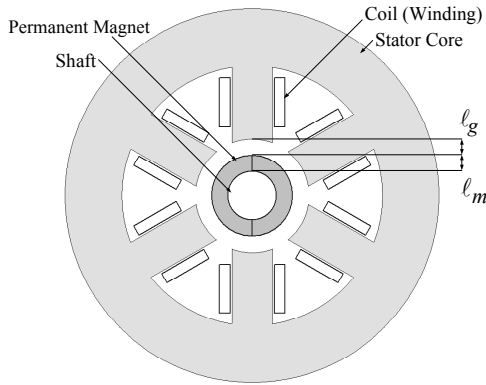


図 1 超高速 PM モータの主要構成
Fig. 1. Configuration of ultra high-speed PM motor.

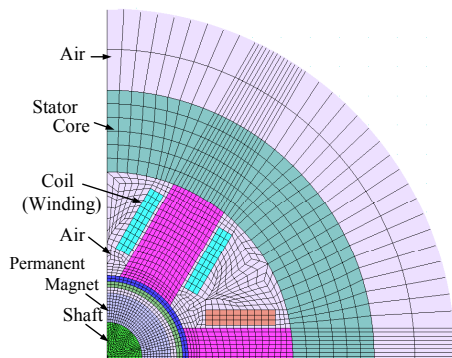


図 2 FEM 解析のメッシュ
Fig. 2. Mesh configuration of motor for FEM analysis.

ばならない。

〈2・2〉 パーミアンス法による概略設計

モータ設計手法のひとつにパーミアンス法がある。この手法を用いて超高速 PM モータの概略設計を行う際の特性計算式を示す。図 1 のモータ形状におけるギャップ部のパーミアンス係数は次式で与えられる。

$$p_u = \frac{l_m}{a_m} \frac{a_g}{K_C l_g} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 l_m は磁石厚み、 l_g はギャップ長、 a_m は磁石平均断面面積、 a_g はギャップ平均断面面積、 K_C はカータ係数である。この p_u とモータに使用している磁石の B-H 特性からギャップ部の磁束密度は次式で与えられる。

$$B_u = \frac{p_u B_r}{\sigma p_u + \mu_r} \dots\dots\dots (2)$$

B_r は使用する磁石の残留磁束密度、 σ は磁気回路の漏れ係数 (1.05~1.15)、 μ_r はリコイル透磁率である⁽³⁾。

ギャップ部の磁束密度とモータ形状からギャップ部磁束 Φ_g がわかるので、モータの 1 相あたりの誘起電圧係数はファラデーの法則より次式で計算できる。

$$K_E = \frac{\pi}{30\sqrt{2}} P k_w w \Phi_g \dots\dots\dots (3)$$

P は極対数、 k_w は巻線係数、 w はコイル巻数である。

(3)より、モータ形状と磁石特性からモータの誘起電圧を

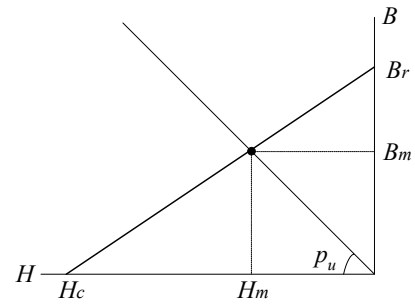


図 3 磁石の B-H 曲線と動作点
Fig. 3. B-H curve of permanent magnet and operating point.

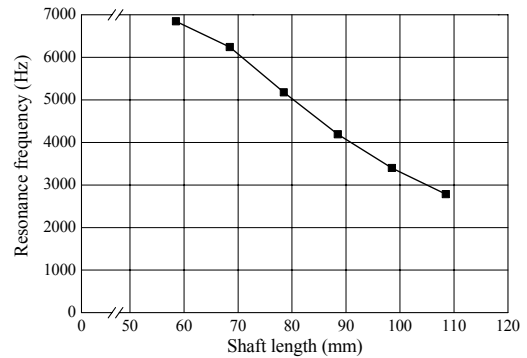


図 4 シャフト長と軸振動
Fig. 4. Relationship between shaft length and mechanical vibration.

求めることができるので、モータの出力は次式より計算することができる。

$$P_{out} = 3K_E N I \cos \theta \dots\dots\dots (4)$$

N はモータ回転数 r/min、 θ は誘起電圧と電流 I との位相差である。

パーミアンス法に基づくモータ設計によれば、以上の 4 式を用いて電源電圧 12 V で表 1 の定格運転が可能なモータ形状を簡易的に求めることができる。しかし、パーミアンス法では多くの経験式を用いており、今回の超高速モータのような特殊なモータでは、これまでの経験値と実際値とが大きく異なる恐れがある。また、パーミアンス法では鉄心磁路の幅による影響や鉄心材料がもつ非線形特性の影響を正確に計算することは困難である。これはモータの損失を計算する上でも同様であり、あくまで概略設計にしか適用することができない。

これに対して、モータ設計に FEM 電磁界解析を導入すれば、図 2 に示したように設計した形状に節点を振って要素を作成し、この節点毎の磁場計算を行うことで、モータ特性の近似解を高い精度で求めることができる。

〈2・3〉 磁石のパーミアンス係数 (1)から求められるギャップ部のパーミアンス係数 p_u は次式のように近似することができる。

$$p_u \approx \frac{l_m}{l_g} \dots\dots\dots (5)$$

このパーミアンス係数 p_u を傾きとする直線を磁石の B-H 曲線に描くことで、図 3 のように磁石の動作点がわかる。

表 2 解析対象とする超高速PMモータ

Table 2. Ultra high-speed PM motors to be analyzed.

Design types	#1	#2	#3	#4	#5
Stator configuration	Concentrated winding				
Number of poles	2				
Number of stator slots	6				
Stator outer diameter (mm)	92				
Stator inner diameter (mm)	28				
Stack length (mm)	30				
Teeth width (mm)	10				
Airgap length (mm)	6	5	4	3	2
Magnet thickness (mm)	2	3	4	5	6
Permeance coefficient	0.33	0.60	1.00	1.67	3.00
Magnet Br (T), iHc(kA/m)	Nd-Fe-B, 1.26, 954.9				
Rotor shaft diameter (mm)	12				
Iron core	Electromagnetic steel sheet				
Thickness of sheet (mm)	0.1				
Driving current	Three-phase sinusoidal waveform				
Phase angle	in phase with e.m.f.				

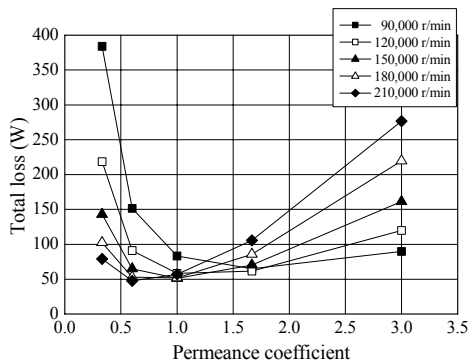


図 5 超高速 PM モータの総合損失

Fig. 5. Total loss of ultra high-speed PM motor.

3. シミュレータによるモータ形状の検証

〈3・1〉 解析対象とする超高速PMモータの形状 今回設計する超高速PMモータは目標仕様と車載や軸振動対策という点から、表 2 のようにモータ外形や、軸長に制限を設けた。シャフトの軸長と一次固有振動数には図 4 のような関係があり、機械的な共振点を定格回転数よりも高い値にし、かつモータの小型化を実現するために、軸長は 78 mm とし、ステータの積厚は 30 mm と固定した。ここで、モータ誘起電圧は次式のように与えられる。

$$E = \frac{\pi}{30\sqrt{2}} P k_w B_u a_m N \dots\dots\dots (6)$$

(6)において、モータの誘起電圧を決めるパラメータのうち、表 2 より極対数 P 、巻線係数 k_w 、回転数 N 、磁石平均断面積 a_m はロータ外形の制限およびモータ定格から決定されるため、磁石厚み l_m とギャップ長 l_g 、すなわち、(5)のパーミアンス係数 p_u によりモータの特性が左右される。今回は、パーミアンス係数を 0.333 (#1 形状) から 3.00 (#5 形状) まで表 2 のように 5 通りに変化させ、それぞれの場合についてモータ形状を解析して比較検討する。シミュレータには実機検証でも実績のある JMAG-Studio を用いる⁽⁴⁾。

〈3・2〉 パーミアンス係数と損失の関係 表 2 に示したパーミアンス係数の異なる 5 種類のモータ形状について、

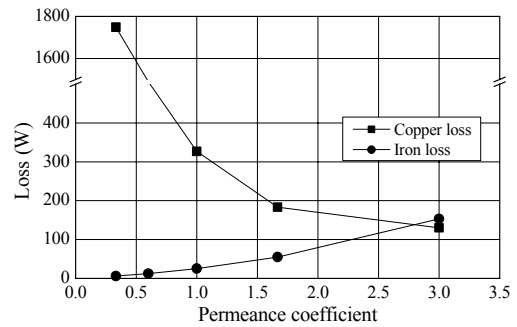


図 6 定格運転時の銅損と鉄損

Fig. 6. Copper loss and iron loss at rated operation.

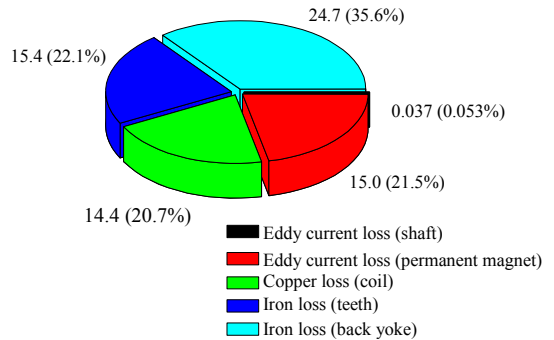


図 7 #4 形状の定格運転時の損失分析結果

Fig. 7. Loss analysis result at rated operation of configuration #4.

出力を 1.5 kW 一定とし、回転速度を 90,000 r/min から 210,000 r/min まで変化させたときの損失に関する FEM 解析結果を図 5 に示す。総合損失はシャフトおよび磁石渦電流損、ステータ鉄損、銅損の和とする。

この解析結果より、低速ではパーミアンス係数が大きいほど低損失になることがわかる。一方、高速ではパーミアンス係数が小さい方が低損失になる。同図において、パーミアンス係数が小さいほど銅損が大きく、鉄損は小さくなるのに対し、パーミアンス係数が大きいほど銅損は小さく、鉄損が大きくなる傾向がある。また、どの速度においても鉄損と銅損の割合がほぼ等しいときに総合損失が最小となる。

ここで、インバータ回路側の損失についても考える。図 5 の損失にインバータで使用する FET のオン抵抗 2 mΩ を考慮し、定格 150,000 r/min で運転したときの鉄損と銅損を図 6 に示す。鉄損はシャフトと磁石渦電流損、ステータ鉄損の総和であり、銅損はコイルと FET のオン抵抗によるジュール損の総和である。図 6 より、銅損と鉄損の割合が拮抗するのはパーミアンス係数 3.0 の #5 形状であることがわかる。しかし、この #5 形状は表 1 の定格動作時に誘起電圧係数 K_E が 6% 減少しており、これは鉄心が磁気飽和していることを意味する。そのため、総合損失としては #4 形状の方が小さくなる。このことから、表 1 の仕様を満足する最適モータ形状は効率の面から #4 形状と判断した。#4 形状で、表 1 の仕様にある定格運転を行った場合のモータ損失分析結果を図 7 に示す。この時のモータ効率は 95.5% となるため、高効率な運転を期待することができる。

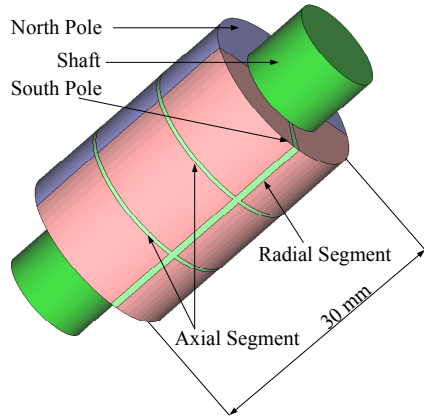


図 8 磁石分割の構造

Fig. 8. Configuration of permanent magnet segmentation.

〈3・3〉 磁石渦電流損の低減 磁石渦電流損は総損失の 21.5%とステータ鉄損よりも大きな割合ではないが、この渦電流損は磁石の発熱を引き起こし、磁石性能の劣化を招く。希土類磁石の性質上、磁石の温度が高い状態で逆磁界を受けると、磁石温度を下げて磁石の性能が元に戻らないという不可逆減磁が生じる。そのため、磁石部で発生する損失をできる限り低減しなければならない。

磁石に鎖交する磁束の量は、ステータ鉄心とのパーミアンス変動によって変化する。これは、図 3 の動作点が変わることを意味しており、この変化により磁石内で回転状の電界が発生し渦電流損が生じる。磁石における渦電流損は磁束の変化の大きさと周波数、そして渦電流路の 2 乗に比例し、磁石材の電気抵抗に反比例する。したがって、周波数の 2 乗に比例することから、磁石内で発生する渦電流損は高速回転であるほど大きくなる。

以上のことから、磁石内で発生する渦電流損の低減には以下の 3 つの方策が有効であると考えられる。

- ・ 磁束の変化を小さくする。
- ・ 渦電流路を短くする。
- ・ 電気抵抗の大きな磁石材を使用する。

1 つ目の方策として、磁石の極数とスロット数を増やすことが考えられるが、今回の超高速 PM モータの制約上、これらを増やすことはできない。これは 3 つ目の方策でも同じであり、モータの小型化という観点から電気抵抗は小さいが磁力の強い希土類磁石を使わざるを得ない。そこで、2 つ目の渦電流路を短くする方策として、図 8 のように磁石を分割する方法を採用する。今回は、図 8 に示したように半径方向と軸方向それぞれの磁石間に 0.5 mm 幅の電気絶縁層を設けて渦電流路を短くする。

FEM による電磁界解析から、図 9 に示したように磁石を軸方向に 3 分割することで磁石渦電流損が 36.9%低減され、さらに半径方向に磁石の極の箇所でも分割することにより、磁石渦電流損を 47.6%低減することができた。磁石分割はモータ効率の面から見ると 0.3%の改善と効果は小さいが、磁石の不可逆減磁対策として非常に有効であると考えられる。

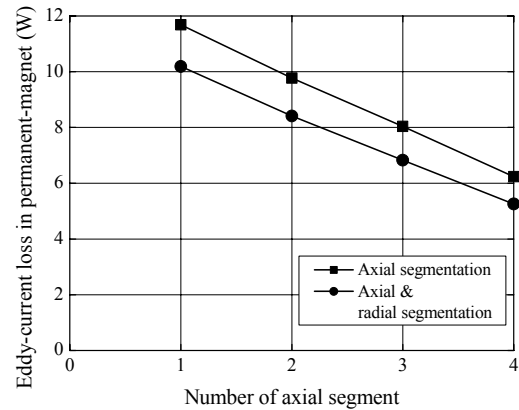


図 9 磁石の分割数と渦電流損の関係

Fig. 9. Relationship between magnet segmentation and eddy-current loss.

4. まとめ

本稿では、一般の自動車に適用されるスーパーチャージャを電動化するため、150,000 r/min-1.5 kW の超高速 PM モータの設計を試みた。モータの設計パラメータとしてパーミアンス係数を用いて解析を行い、損失面から種々のモータ形状について比較検証を行った。FEM 電磁界解析結果から、同出力において損失の割合はパーミアンス係数の大きなモータほど、鉄損は大きく、銅損は小さくなることがわかった。また、回転速度についても同様の関係があり、モータ効率を上げるためには鉄損と銅損の割合を等しくすることが望ましいことから、超高速回転のモータにはパーミアンス係数を小さくすることが有利であると言える。

今回設計した超高速 PM モータの最大効率は 95.5%であり、さらに磁石を 3 分割することによって磁石渦電流損を最大 47.6%まで低減できることを確認した。今後は、この解析結果の妥当性について実機検証を行う所存である。

文 献

- (1) Toshihiko Noguchi, Yosuke Takata, Yukio Yamashita, Seiichi Ibaraki : "160,000-r/min, 2.7-kW Electric Drive of Supercharger for Automobiles", The Sixth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, CD-ROM, p.p. 1380-1385 (2005).
- (2) Toshihiko Noguchi, Yosuke Takata, Yukio Yamashita, Yoshimi Komatsu, Seiichi Ibaraki : "220,000-r/min, 2-kW Permanent Magnet Motor Drive for Turbocharger", IEE-Japan Trans. On Industry Applications, vol.125, no.9, p.p. 854-861, (2005) (in Japanese)
野口季彦・高田陽介・山下幸生・小松喜美・茨木誠一：「ターボチャージャ用 220000r/min-2kWPM モータ駆動システム」電気学会論文誌, vol. 125-D, no. 9, p.p. 854-861 (2005)
- (3) Mitsukichi Okawa : "Design manual of Magnetic circuit and PM motor", Sogo Research (1989) (in Japanese)
大川光吉：「永久磁石磁気回路・磁石回転機設計マニュアル」, 総合リサーチ (1989)
- (4) Katsuyuki Narita, Takashi Yamada, Kaoru Miyazaki, and Yasushi Suzuki : "Dynamic Analysis of the PM stepping motor by behavior model and circuit simulator", SA-05-93, RM-05-100 (2005) (in Japanese)
成田一行, 宮崎 薫, 鈴木 靖, 山田 隆：「ビヘイビアモデルと回路シミュレータを用いたステッピングモータの動解析」, 電気学会研究会 静止器, 回転機合同研究会, SA-05-93, RM-05-100 (2005)