

スロットレス超高速 PM モータの 高パワー密度設計

小森 健裕* 野口 季彦 (静岡大学)

High-Power Density Design of Slotless Ultra High-Speed Permanent-Magnet Motor

Takehiro Komori*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a slotless ultra high-speed permanent-magnet motor design for a supercharger mounted on an automotive engine. In this paper, a 1.5-kW, 150,000-r/min PM motor fed by 12-V battery is discussed. The motor is specially designed to achieve its efficiency over 98.1 % (excluding mechanical losses) and to raise its power density to 22.2 W/cm³ at the same time.

キーワード：スロットレスモータ，高速モータ，パワー密度

Keywords : Slotless motor, high-speed motor, power density

1. はじめに

地球環境保全とドライビングプレジャーの両立を目指し、自動車用エンジンにはさまざまな技術アプローチで燃費の改善が施されている。その一つの手段として、過給用コンプレッサをベルト駆動に代わり超高速モータで駆動するシステムが挙げられる⁽¹⁾。電動スーパーチャージャはコンプレッサと超高速モータが直結され、モータの回転数を制御することでエンジンの回転数によらず自由にコンプレッサ吐出圧力を制御可能であることから、エンジンのレスポンス向上とダウンサイジング効果によって燃費向上に貢献できる過給システムである。筆者らは車載用スーパーチャージャの電動化を目的として、12 V 電源で駆動される超高速永久磁石モータ (1.5 kW, 150,000 r/min) の開発を推進してきた^{(3),(5),(6)}。このモータでは低電圧、大電流、高周波運転が行われるため、同期インダクタンスだけでなく漏れインダクタンスも極限まで低減するように固定子巻線のターン数を 2 ターンとしている。本稿では、これまでに開発を進めてきたスロットレス超高速 PM モータの形状を若干変更することにより、更なるモータの効率とパワー密度の向上を図ったので報告する。

2. スロットレス超高速 PM モータの概要

(2・1) スロットレス超高速 PM モータの要求仕様

スロットレス超高速 PM モータは 1.5 L 程度のガソリンエンジンに搭載するスーパーチャージャ用遠心形コンプレッサへの応用を想定しているため、150,000 r/min において 1.5 kW の定格出力が求められる。それに加え、従来のスーパー

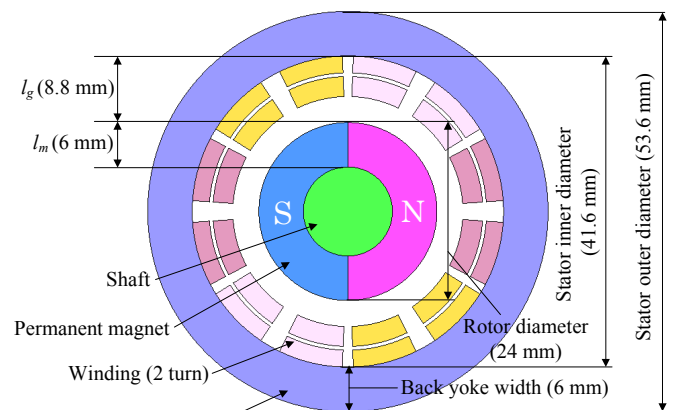


図 1 スロットレス超高速 PM モータの断面図
Fig. 1. Cross section diagram of slotless ultra high-speed SPMSM.

表 1 超高速モータの目標仕様

Table 1. Target specifications of ultra high-speed motor.

Assumed engine	1.5 L class
Rated output power	1.5 kW
Rated speed	150,000 r/min
Rated torque	0.0955 Nm
Overload capacity and duration	3 kW (200 % over load) for 1 s

チャージャを凌駕するエンジンレスポンスを達成するために過給開始から定格 150,000 r/min への加速において、0.5 秒以内の応答が必要であり、この要求を満たすために少なくとも定格の 2 倍に相当する過負荷耐量をもたなければならない。以上の要求を考慮し、本モータの目標仕様を表 1

にまとめた。

(2・2) スロットレス超高速 PM モータの設計概念

表 1 の目標仕様に基づいて、種々のモータ形式の中から超高速駆動に最も適したものとして表面磁石形同期モータ (SPMSM) を採用した。これは SPMSM が誘導モータやリラクタンスモータとは異なり、励磁電流を必要とせず、同じ永久磁石形モータである埋込磁石形モータ (IPMSM) に比べ回転子構造が単純なため超高速回転に適しているからである。固定子は図 1 に示すようにスロットレス構造であり、固定子鉄心にティースおよびスロットを有していないため、理論的にコギングトルクは発生せず、非常に滑らかに回転するという利点をもつ。また、スロットを有するモータに比べて磁気ギャップが大きいので、磁気抵抗が増加し、巻線インダクタンスを極めて小さくすることができる。固定子構造で注目すべき点は巻線構造であり、12V という低電圧での駆動のため、同期インダクタンスだけでなく漏れインダクタンスも十分に低減する必要があるので集中巻を採用した。さらに、各相の巻線は 2 並列 2 ターンという非常に少ないターン数で構成されている。固定子鉄心には鉄損特性に優れた厚さ 0.1 mm の 6.5 %珪素鋼板である JFE 製 10JNEX900 を成層鉄心として採用し、150,000 r/min の回転速度において可能な限り鉄損を低減している。積厚については回転子の固有振動周波数をモータの定格回転周波数より大きく設定する必要があるため 30 mm とする。回転子は Nd-Fe-B 永久磁石とモリブデン合金のシャフトで構成されている。回転子に BH_{\max} が 326 kJ/m^3 の強力なネオジム磁石を使用することで、少ない磁石量で大きな磁束を得ることができるため、回転子の小形化とともに、超高速回転に伴う遠心力を軽減することができる。また、有効磁束の増加により誘起電圧が大きくなり、電源電圧を有効に利用することができる。

3. スロットレス超高速 PM モータの設計

(3・1) パーミアンス係数最適値の探索

PM モータの駆動特性は永久磁石の B-H 曲線上における動作点を決定するパーミアンス係数 p_u に大きく依存する。有効パーミアンス係数 p_u は以下の式で表される。ここで PM モータのエアギャップ部の磁気抵抗分布が一様であると仮定すると、パーミアンス係数 p_u は以下の式で求められる。

$$p_u = \frac{l_m}{a_m K_c l_g} = \frac{l_m}{D_m - l_m} \frac{D_m + l_g}{K_c l_g} \quad (1)$$

l_m は磁石厚さ、 l_g はエアギャップ長、 a_m は磁石の平均断面面積、 a_g は回転子と固定子エアギャップ間平均断面面積、 D_m は磁石の外径、 K_c はカーター係数である。 K_c は通常 1.2 から 1.5 程度の値であり、 a_g と $a_m K_c$ はほぼ等しくなるため、以下の近似式が得られる。

$$p_u \approx l_m / l_g \quad (2)$$

基本的にパーミアンス係数 p_u と誘起電圧はほぼ比例関係に

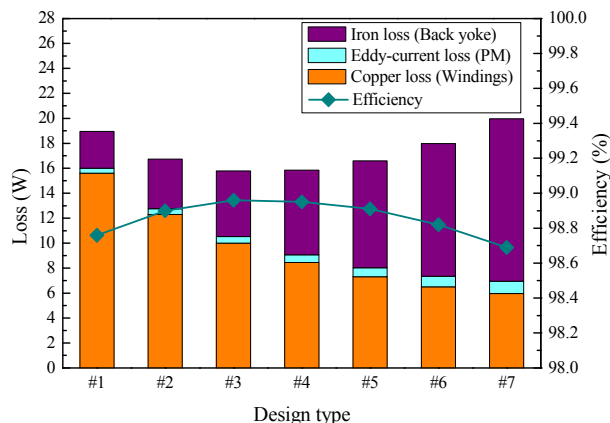


図 2 損失解析結果と電気的効率

Fig. 2. Loss analysis result and electrical efficiency.

表 2 7 種類のパーミアンス係数による設計条件

Table 2. Seven design conditions with respect to permeance coefficient.

Design type	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
Permanent magnet thickness l_m (mm)	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7
Air gap length l_g (mm)	10	9.5	9	8.5	8	7.5	7
Permeance coefficient	0.4	0.47	0.56	0.65	0.75	0.87	1

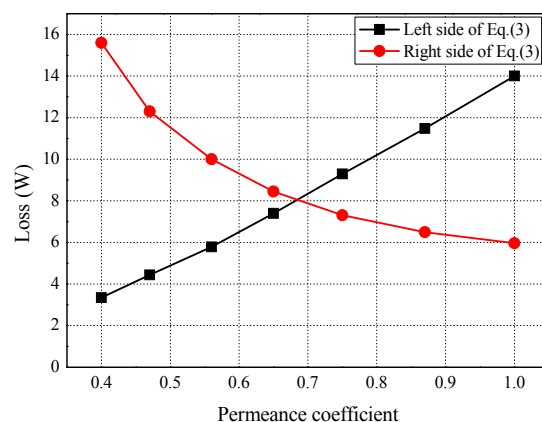


図 3 パーミアンス係数に対する損失特性

Fig. 3. Loss characteristics with respect to permeance coefficient.

あり、パーミアンス係数 p_u を大きくすると巻線に鎖交する有効磁束が増加するため、アンペーターンは減少し銅損を低減することができる。しかし、鉄心内の有効磁束密度が大きくなるので鉄損は逆に増加する。したがって、このようなトレードオフの関係を考慮して、最適なパーミアンス係数 p_u を探索する必要がある。そこで表 2 に示すように p_u が異なる 7 形状のモータを想定し、有限要素法に基づいた電磁解析によって比較検討した。解析条件としてその他のパラメータは積厚 30 mm、回転子 $\phi 12$ mm、固定子外径暫定値 $\phi 100$ mm、固定子内径 $\phi 40$ mm、 $l_m + l_g = 14$ mm、永久磁石と固定子巻線とのギャップを 3.5 mm としている。定格出力 1.5 kW、定格回転数 150,000 r/min としたときのパーミ

アンス係数に対する損失とモータ効率の解析結果を図 2 に示す。パーミアンス係数が増加するとモータの誘起電圧は大きくなり、駆動電流は減少するので銅損の低減に繋がる。また、パーミアンス係数が増加するとそれに比例して、有効磁束密度が大きくなり、鉄損が増大することで効率低下をもたらす。

一方、モータの効率はインバータまで含めたモータ駆動システムの総合的な効率が基本となっている。しかし、モータやインバータ単独で効率の向上を図ることができる場合が多いのも事実である。そこで、モータの効率はモータに関する部分とインバータに関する部分および両者に関する部分に分けて考える。モータ単体での最大効率条件は以下の式で表せる。

$$W_i^{st} + W_e^{mag} = W_c \quad (3)$$

ここで W_i^{st} は固定子鉄心の鉄損、 W_e^{mag} は永久磁石内の渦電流損、 W_c は固定子巻線の銅損である。モータ単体の純電氣的な最大効率条件は継鉄損と永久磁石の渦電流損の総和が銅損と一致するときである。本設計では p_u をパラメータとして損失解析を行い、(3)を満足する p_u の最適値を求め、モータの効率最大化を行う。図 3 に p_u の変化に対する(3)の左辺に相当する項と右辺に相当する項の損失解析結果を示す。この図より、 $p_u = 0.68$ が最適値であり、(3)を満たすことから総損失が最小になることがわかる。以降、解析モデルはパーミアンス係数 $p_u = 0.68$ であるモータを前提として、固定子鉄心形状について検討する。

(3・2) 固定子鉄心内径の設計

次に固定子内径を設計パラメータとして損失解析を行い、固定子形状について詳細に検討した。モータの最大効率条件で得られた最適値 $p_u = 0.68$ としたときの磁石厚さおよびエアギャップ長は表 3 のように求めることができる。回転子の周速が音速を超えると衝撃波が発生して磁石破損の恐れがあるため、音速の 60 % である 200 m/s を目安に磁石の厚さの上限値を 7 mm とした。磁石厚さの下限値は巻線の空間的制限および 2 ターン巻線の製作工程を考慮して 4 mm としている。これら 7 つの形状について、定格出力 1.5 kW、定格回転数 150,000 r/min で電磁界解析を行い、最適な固定子内径を探索した。他のパラメータを固定し、固定子内径を変化させたときの定格出力における損失分析結果を図 4 に示す。各損失の割合からわかるようにこのモータの電氣的効率は駆動電流による銅損に強く依存しており、銅損が減少して鉄損と同等の割合を占めるとき効率が良くなる。巻線断面積と電流密度の関係を図 5 に示す。#1, #2 のモータ形状で設計した場合、巻線の空間的な制限に伴い、電流密度が 10 A/mm^2 以上になり、銅損を増加させる要因となる。また、#6, #7 は磁石厚さが大きくなることで誘起電圧が増大し、3 kW 過負荷時のインバータ電源電圧利用率が 100 % を超えて、電圧飽和状態となるためモータの電流制御が困難になる。残りのモータ形状 #3, #4, #5 についてモータの純電氣的効率を比較した結果、磁石厚さ 6 mm、エアギャ

表 3 7 種類の固定子内径による設計条件

Table 3. Seven design conditions with respect to stator inner diameter.

Design type	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
Permanent magnet thickness l_m (mm)	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7
Air gap length l_g (mm)	5.9	6.6	7.4	8.1	8.8	9.6	10.3
Stator inner diameter (mm)	31.8	34.2	36.8	39.2	41.6	44.2	46.6

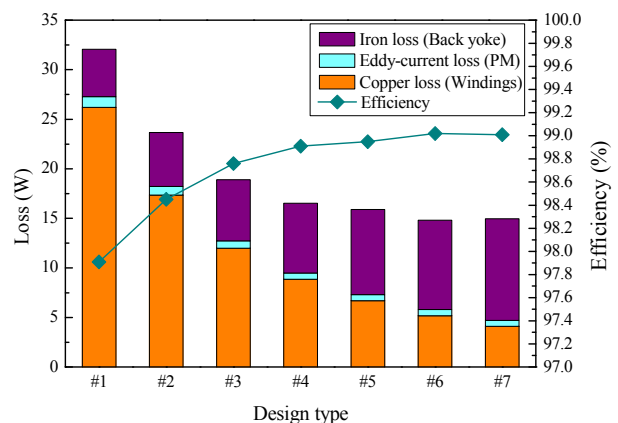


図 4 損失解析結果と電氣的効率

Fig. 4. Loss analysis result and electrical efficiency.

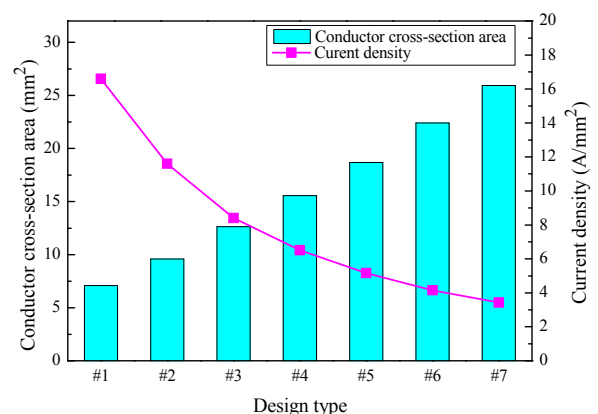


図 5 巻線断面積と電流密度

Fig. 5. Conductor cross-section area and current density.

ップ長 8.8 mm である形状 #5 が最適であると判断された。

(3・3) 磁気飽和とパワー密度に着目した継鉄幅の設計

磁石厚さとエアギャップ長は上述の最適プロセスによって決定され、それにより固定子内径は $\phi 41.6 \text{ mm}$ と導き出される。車載が前提の本モータでは高効率化と小形化の観点から固定子継鉄幅の最適化が必要になる。固定子内径を固定し、継鉄幅を設計パラメータとして変化させ、電磁界解析にて固定子形状を詳細に検討した。継鉄幅 3 mm から 6 mm における磁束密度ベクトル分布を図 6 に示す。各形状の磁束密度を比較すると継鉄幅が減少するにつれて鉄心中の磁束密度は上昇し、やがて最大磁束密度を超えて磁気飽和状態となる。また、継鉄幅の大小により鉄心中に磁束密度

の高い領域が増えることで、磁束密度ベクトルの流れが変化しており、この変化がトルクに影響を及ぼす。図 7 に継鉄幅 3mm から 6mm まで変化させたときのトルク波形を比較して示す。継鉄幅が 3mm と 4mm の形状は大きなトルクリップルが発生しており、磁気飽和が生じていることがわかる。また、継鉄幅 5mm ではトルクリップルが小さいものの、磁気飽和の影響を受け始めていることが確認できる。磁気飽和状態になると磁束密度波形に歪が生じて、誘起電圧波形に 3 次、5 次の空間高調波成分が重畳し、誘起電圧波形が歪む。それにより、要求トルクを満たすために多くの駆動電流が必要になり、銅損が増加するため効率低下を招く。図 8 に固定子内径を一定として、継鉄幅を変化させたときの損失計算結果およびパワー密度を示す。継鉄幅が増加するに従い、鉄心中の磁束密度が上昇し、鉄損が徐々に増加していることがわかる。継鉄幅 5mm 以下では上記のように駆動電流の増加に起因して銅損および永久磁石による渦電流損が増加している。継鉄幅 3mm 以下では磁束経路が短くなることで鉄損は減少し、銅損が支配的であることがわかる。継鉄幅を大きくすることで鉄損は減少し効率改善に寄与するが、高効率と高パワー密度を同時に実現するために継鉄幅を極力小さく設計しパワー密度の向上を優先的に考える。以上により、継鉄幅 5mm 以下では磁気飽和が生じていることを考慮すると、継鉄幅 6mm すなわち固定子外径 $\phi 53.6\text{mm}$ のとき最もパワー密度の高い形状となる。

4. まとめ

本稿では、車載用スーパーチャージャの電動化を目的とし、直流 12 V 電源で駆動するスロットレス超高速 PM モータについて、パーミアンス係数および固定子鉄心形状の設計を行った。SPMSM においてモータ損失に影響を与えるパーミアンス係数を最大効率条件により最適化することでモータ効率が改善することを確認した。電磁界解析の結果、本モータにおいて純電氣的効率 98.1%、パワー密度 22.2 W/cm^3 を達成できる見通しを得た。今後、試作機により実験的に運転特性を検証する所存である。

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)
- (3) 鹿野・野口 : 「150,000 r/min-1.5kW PM モータのパーミアンス係数最適化による効率改善」電気学会産業応用, vol. III, pp.335-338 (2006)
- (4) 佐々木・野口 : 「中空・大直径・扁平構造をもつアウターロータ形 PM モータの最適設計」電気学会産業応用, vol. III, PP.243-246 (2008)
- (5) 和田・野口 : 「効率とパワー密度に着目した低電圧源駆動 1.5kW,150,000 r/min PM モータの最適設計」, 電気学会半導体電力変換-リニアドライブ合同研究会, SPC-09-174, LD-09-064 (2009)
- (6) 荻須・野口 : 「パワー密度を向上した低電圧大電流スロットレス超高速モータに関する検討」電気学会産業応用, vol. III, pp.119-120 (2011)

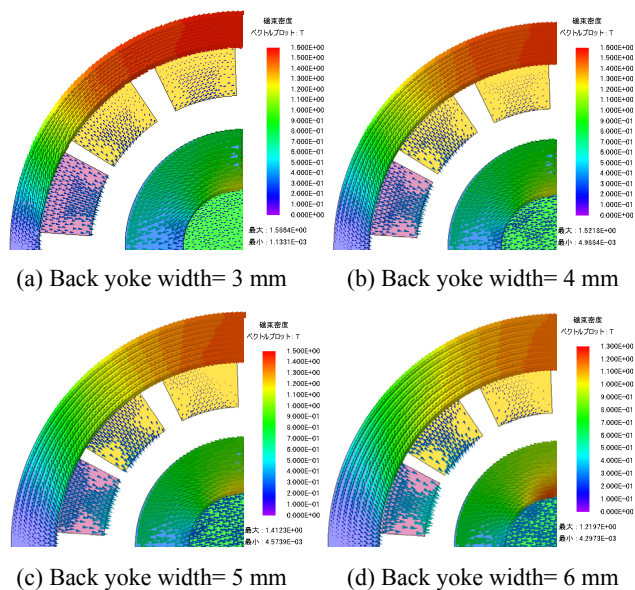


図 6 磁束密度ベクトル分布

Fig. 6. Flux density vector distribution.

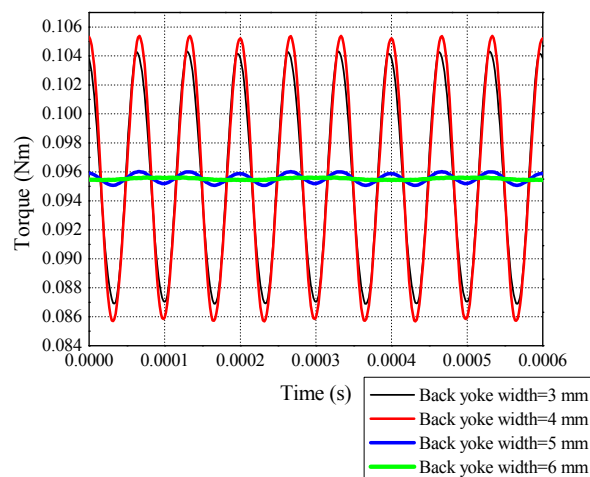


図 7 各継鉄幅のトルク特性

Fig. 7. Torque characteristics of each back yoke width.

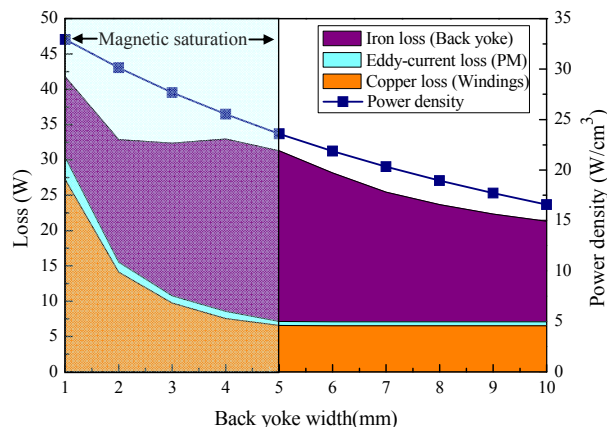


図 8 継鉄幅に対する損失計算結果とパワー密度

Fig. 8. Loss analysis result with respect to back yoke width and power density.