

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

和田 哲朗* (長岡技術科学大学)

野口 季彦 (静岡大学)

Optimum Design Focused on Efficiency and Power Density of 1.5-kW, 150,000-r/min PM Motor Fed by Low-Voltage Power Supply

Tetsuro Wada* (Nagaoka University of Technology), and

Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper presents a 1.5-kW, 150,000-r/min PM motor fed by a low-voltage power supply, which is applicable to an automotive supercharger. The motor is specially designed to improve its efficiency over 97 % (excluding a mechanical loss) and to raise its power density to 13 W/cm³ at the same time. Feasibility of the design is confirmed through experimental tests, using a prototype motor. In addition, two sorts of electromagnetic silicon steel laminated core are compare to reduce power losses further.

キーワード： 高速モータ, PM モータ, 効率, パワー密度, 低電圧源
(High-speed motor, PM motor, efficiency, power density, low-voltage power supply)

1. はじめに

一般の自動車に搭載されているスーパーチャージャは、エンジンを過給するためにコンプレッサとエンジンをベルト、プーリー等で機械的に接続し、エンジン出力の一部を使ってエンジンシリンダに圧縮空気を与える。しかし、この方式ではコンプレッサ回転数がエンジン回転数に制限され高速回転させることができないため、低効率で低吐出圧の容積型コンプレッサを使わざるを得なかった。

これらの問題を一挙に解決するための方策として、スーパーチャージャの電動化がある。電動システムでは超高速モータを用いてコンプレッサを駆動し過給を行うため、高効率かつ高吐出圧の遠心型コンプレッサの使用が可能である。また、エンジン回転とは独立して電氣的に過給及びその制御が行われるので、更なるエンジンレスポンスの改善も期待できる。

本論文では、車載スーパーチャージャの電動化システム用として超高速 PM モータの最適設計について議論する。検討するモータは直流 12V 電源の三相インバータによって駆動され、遠心型コンプレッサによる過給を行うため、最大回転数 150,000 r/min, 定格出力 1.5 kW が要求される。設計においては効率とパワー密度を犠牲にすることなく、低電圧, 大電流, 高周波にて駆動可能でなければならない。そ

の際、特に同期インピーダンスの低減、鉄損と銅損の最小化、効率と電力密度の改善などが難しい技術課題となる。更に、これらは小型かつ堅牢な機械構造設計のもとで達成されなければならない。設計手法としては、設計パラメータを設定したのち、有限要素法(FEM)に基づく電磁界解析にて詳細なモータ形状の検討を行い、効率とパワー密度の最大化を試る。結果として試作モータでは、効率 97 % (機械損失除く) パワー密度でおよそ 13 W/cm³ を達成した。

2. 超高速モータの要求と設計仕様

2.1 超高速モータの要求仕様

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を想定して超高速モータを開発する。このモータには 150,000 r/min において 1.5 kW の定格出力と、更に過給開始から定格 150,000 r/min への加速において、0.5 秒以内の非常に高速な応答が求められ、この応答時間は従来の機械式スーパーチャージャと同程度である。これらの要求を満たすため、検討モータは少なくとも定格の 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てまとめた目標仕様を表 1 に示す。

2.2 超高速モータの基本設計概念

表 1 の目標仕様に基づいて、種々のモータから超高速駆動に最も適したものとして、ロータ構造が単純で磁化電流

が必要ない表面磁石形同期モータ (SPMSM) を採用した。固定子は図 1 に示すように 6 ティース 6 スロット構造であり、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ため集中巻を採用した。ここで、特に注目すべきは巻線構造であり、各相の巻線 2 並列で 1 もしくは 2 という非常に少ないターン数で構成されている。固定子鉄心は 150,000 r/min の回転速度においてできる限り鉄損を低減しなければならない。そのため、厚さ 0.1 mm の高性能珪素鋼板を成層鉄心として用いている。

一方、回転子は強力な Nd-Fe-B 永久磁石 (ネオジム磁石) とモリブデン合金のシャフトで構成されている。ネオジム磁石を回転子に用いることで、モータ効率の改善だけでなく、回転子小径化が可能となり、超高速モータにとって重要な周速と遠心力の軽減に貢献する。同様に、 BH_{max} が 310 kJ/m^3 の強力なネオジム磁石を使うことで、エアギャップが非常に大きなモータの設計が可能になり、同期インダクタンスを低減できるとともに、集中巻構造であっても正弦波状の誘起電圧を得ることができる。表 2 は本論文で検討する超高速モータの基本設計概要である。

3. パーミアンス係数と固定子巻線の最適化

PM モータの駆動特性はパーミアンス係数に顕著に依存する。それは、パーミアンス係数が永久磁石の B-H カーブ上の動作点を決定するためである。モータの銅損と鉄損の間には誘起電圧に従ってトレードオフの関係があるが、誘起電圧は基本的にパーミアンス係数に比例するので、パーミアンス係数はモータ効率にも強い影響を与える。ここで PM モータのエアギャップ部の磁気抵抗分布が均一だと仮定すると、そのパーミアンス係数 p_u は以下の式で表される。

$$p_u = \frac{\ell_m}{a_m} \frac{a_g}{K_C \ell_g} = \frac{\ell_m}{D_m - \ell_m} \frac{D_m + \ell_g}{K_C \ell_g} \dots\dots\dots (1)$$

ここで ℓ_m は磁石厚さ、 a_m は磁石の平均断面積、 a_g は回転子と固定子間エアギャップの平均断面積、 ℓ_g はエアギャップ長、 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 は $a_m K_C$ とほぼ等しくなるため、以下の近似式が得られる。

$$p_u \approx \frac{\ell_m}{\ell_g} \dots\dots\dots (2)$$

この式はパーミアンス係数が図 1 に示される ℓ_m と ℓ_g の比によって決定されることを示している。

本論文で検討するモータは低電圧で大電流、高周波駆動であり、同期インピーダンスを極限まで減少させなければ、12V 直流電源で 150,000 r/min、1.5 kW の目標仕様を達成することはできない。そのため、回転子磁石に $BH_{max} = 310 \text{ kJ/m}^3$ の強力なネオジム磁石を用い、大エアギャップ長のモータ構造とする。更に、固定子巻線のターン数も 1 もしくは 2 とし限りなく減らす。図 2(a) に 1 ターン及び 2 ターンの固定子巻線を示す。漏れインダクタンス低減のためには固定子

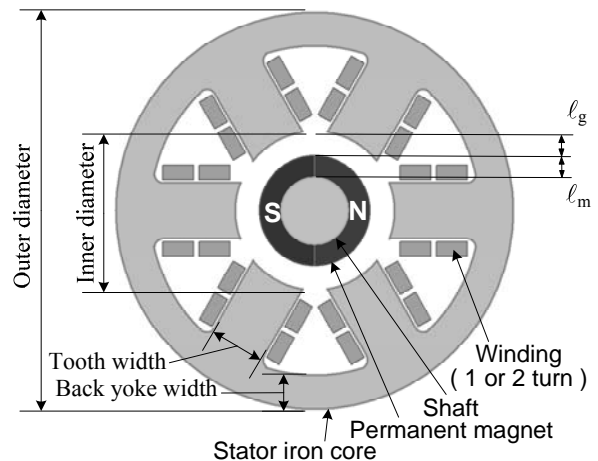


図 1 超高速モータの断面形状

Fig. 1. Cross section diagram of 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	3kW (200 % over load) for 1 s

表 2 超高速モータの基本設計概要

Table 2. Conceptual design parameters of developed ultra high-speed PM motor

Motor type	Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor (SPMSM)
Number of phases	3 phase
Number of poles	2 poles
Stator configuration	Concentrated winding structure
Winding configuration	1 or 2 turns, 2 parallels per phase
Electromagnetic steel plates	10JNEX900 (0.1-mm thick, 6.5-% silicone, $\mu_s=23000$, $B_{max}=1.8 \text{ T}$)
Permanent magnet	N-39SH Nd-Fe-B (Br=1.28 T, bHc=955 kA/m, $BH_{max}=310 \text{ kJ/m}^3$)
Bearings	Angular ceramic-ball bearings with grease lubrication

表 3 定格出力時の電圧降下と設計パラメータ

Table 2. Voltage drops per phase at rated operation and other design parameters.

Number of winding turns	1	2
Resistance of inverter MOSFET R_{FET}	2 mΩ	
Stator winding resistance R_a	0.072 mΩ	0.200 mΩ
Stator winding inductance L_a	0.070 μH	0.294 μH
Voltage drop of inverter MOSFET $R_{FET}I$	0.353 V	0.243 V
Voltage drop of the stator winding resistance $R_a I$	0.0127 V	0.0243 V
Voltage drop of the stator winding inductance $\omega L_a I$	0.194 V	0.562 V
Back e.m.f. E	2.84 V	4.11 V
Total voltage drop V	3.21 V	4.41 V
Stator iron core stack length L	30 mm	
Permanent-magnet thickness ℓ_m	5 mm	3.75 mm
Radial air gap length ℓ_g	3 mm	4.25 mm
Permeance coefficient p_u	1.67	0.882

鉄心と巻線を密着させる必要があるが、本モータの巻線は銅板から切り出される銅バーであるため、図 2(b)で示されるように、固定子鉄心のティース部に隙間無く巻線を取り付けることが可能である。

一般に、PM モータの誘起電圧は下式で表される。

$$e = \sqrt{2} E = \sqrt{2} p \omega k_w N \Phi_g \dots\dots\dots(3)$$

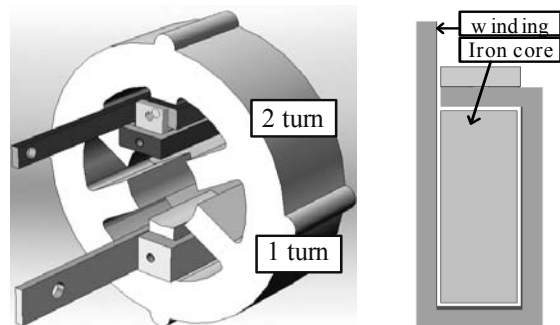
ここで、 ω は回転速度、 k_w は巻線係数、 N は巻線ターン数、そして、 Φ_g はエアギャップ磁束である。上式から明らかのように、 N または Φ_g を変化させることで誘起電圧が変化する。また、インバータの電圧降下分を含む全体の相電圧は以下の式で表される。

$$V = R_{FET} I + R_a I + E + j\omega LI \dots\dots\dots(4)$$

となる。ここで、 $R_{FET}I$ はインバータ MOSFET(2mΩ/phase)での導通時の電圧降下、 $R_a I$ は巻線抵抗による電圧降下、 E は永久磁石モータの誘起電圧、 $j\omega LI$ は巻線インダクタンスによるリアクタンス降下である。表 3 左列に 1 ターンの固定子巻線の定格出力時における電圧降下を示す。表から明らかのように 1 ターンモータの巻線インダクタンスによる電圧降下は小さく、誘起電圧についても直流電源の電圧利用率の観点からみれば必要以上に低い値である。したがって、巻線インダクタンス及び巻線抵抗が 1 ターンに比べ 4 倍になる 2 ターンの巻線構成であっても、12V 直流電源で十分駆動可能である。2 ターン巻線構成時の電圧降下を表 3 右列に示す。このとき、モータ効率を改善するためパーミアンス係数を 1.67 から 0.882 に設計しなおし誘起電圧を最適化することで、駆動電流が約 30 %減少し電圧降下も低減することができる。ここで、電源電圧 12 V においてモータに印加することができる最大相電圧を 4.90 V_{rms}/phase とすると、設計した 2 ターンモータは定格 1.5 kW 出力時に、電源電圧利用率 90.0 %、200 %過負荷 3 kW 出力時でも 97.5 % となり、インバータの直流電源電圧を有効に活用することができる。

4. パワー密度に着目した固定子形状の最適化

磁石厚さとエアギャップは上述の最適設計プロセスによって決定され、それにより固定子内径も 28 mm と導き出される。同様にステータ積厚についてもロータの共振周波数をモータ動作周波数以上に設定するため 30 mm に制限される。一方で車載が前提の本モータでは、高効率化と小型化の観点から固定子鉄心形状の最適化も必要である。そこで固定子鉄心のヨーク幅、ティース幅、外径を設計パラメータとして FEM 電磁界解析にて固定子形状を詳細に検討した。まず、外径とティース幅を固定してヨーク幅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 3(a)に示す。ヨーク幅が広くなると磁束密度が低下し、鉄損は減少するが、スロット窓面積が狭くなるため銅損が増加する。また、ヨーク幅 5 mm 以下の領域ではヨーク部で磁気飽和が発生するため損失は小さいが所望の出力は得られていない。次



(a) 固定子の構造 (b) 巻線の構造
(a) Stator structure. (b) Winding configuration.

図 2 固定子巻線の構造図
Fig. 2. Stator winding structure.

に、ヨーク幅と外径を固定してティース幅を変化させたときの結果を図 3 (b)に示す。ティース幅を小さくすると、スロット窓面積が増加するため銅損を減少させることができるが、スロット開口部が増加しパーミアンス変動に起因する磁石渦電流損が増加する。最後にヨーク幅とティース幅を固定してステータ外径を変化させたときの結果を図 3(c)に示す。固定子外径を小さくすると磁気回路の磁路長が短縮されるため鉄損を低減することができるが、これまでと同様にスロット窓面積が減少するため銅損は増大する。以上より、最適固定子形状はヨーク幅 6 mm、ティース幅 10 mm、外径 70 mm と導き出された。

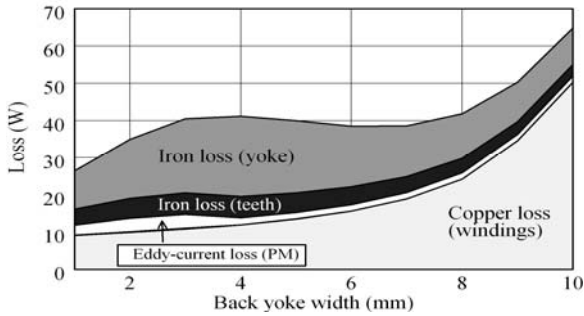
図 6 に最適設計された 1 ターンモータと 2 ターンモータの損失比較を示す。2 ターンモータでは巻線抵抗の増加に伴い銅損が増大しているが、他の損失は逆に減少し、特に回転子磁石の渦電流損に著しい改善が見られる。全体の損失は 36 W であり、2 ターンモータの機械損失を除く純電氣的な効率は 97 %以上に達する。

5. 固定子鉄損及び磁石渦電流損の詳細分析

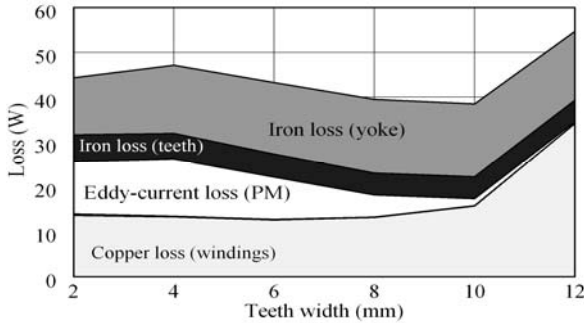
一般に、PM モータは電圧形インバータを用いて正弦波電流で駆動される。しかし、超高速 PM モータでは基本波周波数が高いだけでなく同期インダクタンスも小さいので、電流リップルが非常に大きくなる。一方、擬似電流形インバータを用いた 120° 通電波形による駆動(6 ステップ駆動)も行われる。この方式は電圧形インバータに比べ制御が簡単であるが、トルクリップルの増加や電流高調波成分がモータの運転特性に悪影響を及ぼす。

ここでは、これら 2 種類の駆動電流波形について FEM 電磁界解析にて損失分析を行い、その違いが固定子損失や回転子損失に与える影響を検討する。また、鉄心材料として 10JNEX900 に加え、より高周波鉄損特性の良い 10JNHF600 (0.1 mm 厚、珪素鋼板、) についても検討し、120° 通電波形の電流高調波成分による鉄損の抑制効果も検証する。

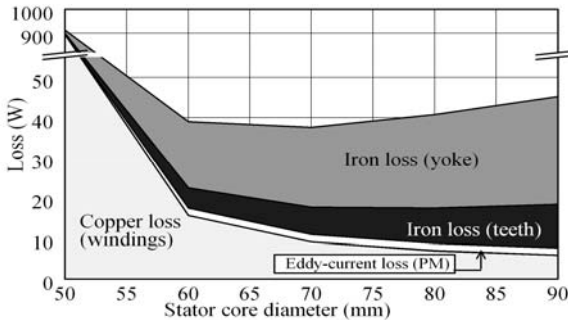
図 7 に各条件における固定子鉄損と磁石渦電流損の解析結果を示す。ここで、無負荷時と負荷時の損失差は電機子反作用によって生じた損失である。同様に、正弦波電流駆



(a) Loss analysis result with respect to back yoke width.



(b) Loss analysis result with respect to stator outer diameter.



(c) Loss analysis result with respect to teeth width.

図3 固定子形状に基づく損失解析結果

Fig. 3. Loss analysis results with respect to detailed stator iron core shape.

動と 120° 通電波形駆動の損失差は 120° 通電波形の電流高調波成分に起因するものである。固定子鉄損に関しては 120° 通電波形における電流高調波成分の電機子反作用による損失悪化が多少見られるが、鉄損の主因は磁石による磁束である。また、HF 鉄心による高周波損失抑制効果も小さく、総合損失としては EX 鉄心が優れており、2.5 kHz 程度の基本波周波数では EX 鉄心に優位性がある。一方、磁石渦電流損に関しては、電流高調波による損失の増大が確認でき、空間高調波に起因するものと比べ極めて大きい。熱による磁石の減磁を検討する際に、電流高調波に起因する損失に対して特に注意が必要である。

6. 試作機と実験結果

6.1 試作機

超高速モータの基本設計概念に記述されているように、試作機は特別な電気および機械構造を有している。図 6 は試作した固定子である。固定子鉄心は外径 70 mm、内径 28

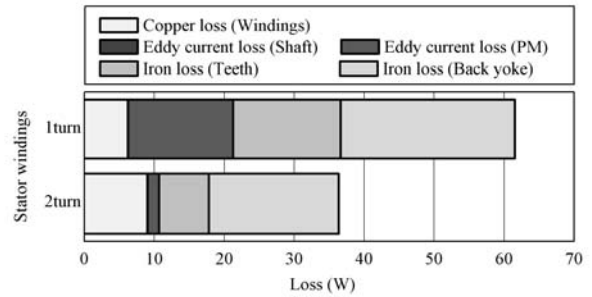


図4 定格時の電気-機械変換損失 (機械損含まず)

Fig. 4. Electromechanical conversion loss at rated operation.(not including mechanical loss).

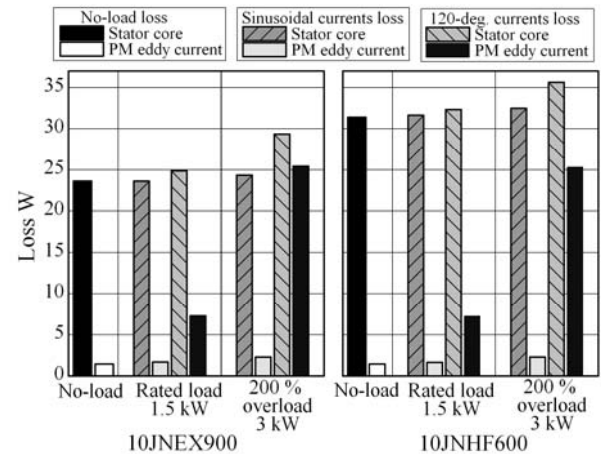


図5 損失解析結果

Fig. 5. Loss analysis results.

mm、積厚 30 mm で、約 300 枚の珪素鋼板で構成される。アルファベットの“b”形状をした固定子巻線バーはポリイミドテープによって固定子鉄心と電的に絶縁された上で、固定子ティースに挿入され、さらにエンドリングで他の相の固定子巻線と接続される。それぞれの固定子巻線の断面積は 16 mm² であり、定格負荷における電流密度は約 7.6 A/mm² である。鉄心ティースと巻線間の距離は 0.3 mm であり、漏れインダクタンスを低減し磁気結合を向上させる。図 7 に回転子を示す。回転子はモリブデン合金製のシャフトとリング状のネオジウム磁石で構成され、その磁石は起磁力分布が正弦波状となるように着磁されている。また、回転子には高速回転時の磁石飛散防止のため磁石の周囲に 2 mm 厚のエポキシ樹脂を含浸したグラスファイバー補強が施されている。図 8 は試作モータの構成部品と構成図である。特に、ベアリングは超高速駆動を実現するために最も重要な部品であるが、試作モータはあくまで機能検証用であり高信頼性と耐久性のどちらも要求しないので、高精度アンギュラ接触セラミック玉軸受が用いられている。試作モータの金属部品は高精度な NC 工作機械により加工されており、ベアリングやシャフト部品においてサブミクロンオーダの精度が求められる。図 9 は組み立てられた試作モータの正面および背面写真である。試作モータとして損失比較のため EX コア機と HF コア機をそれぞれ一台ずつ製作し、鉄心以外は全くの同一部材、同一構造で製作された。



図 6 グラスファイバー補強が施された永久磁石回転子
Fig. 6 Photographs of PM rotor reinforced by grass fiber.

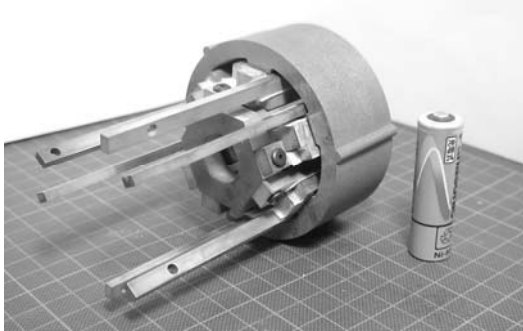


図 7 固定子鉄心と固定子巻線
Fig. 7. Photographs of stator iron core and stator windings.

6.2 実験システムと実験結果

図 10 に示す実験回路を用いていくつかの基本的な運転特性を確かめるために試作モータの駆動試験を行った。試験モータの基本波周波数は 2 kHz 以上であるため、一般的な電圧形 PWM インバータではなく、擬似電流形インバータをモータ駆動に用いた。擬似電流形インバータは電流制御降圧チョッパ部と 6 ステップインバータ部から構成される。前者は DC バス電流フィードバックループをもち、48 kHz のスイッチング周波数で DC バス電流を制御する。一方、6 ステップインバータ部は DC バス電流の転流を行い、120 度通電パターンの駆動電流を生成する。その電流が転流するたびに、モータの同期インダクタンスと線路インダクタンスによりインバータ端子にサージ電圧が発生するが、インバータの MOSFET 内のボディダイオードと降圧チョッパのバイパスダイオードを通して DC バス電圧にクランプされる。また、電流転流は三相ホールセンサ信号をもとに制御される。

表 5 に EX 鉄心試作機の電気的パラメータ設計値および実測値を示す。固定子インダクタンスは設計値にくらべ僅かに大きい値が測定された。図 11 は、EX 鉄心機における 150,000 r/min 無負荷駆動試験の結果で、上からモータのホールセンサ信号、端子電圧、相電流波形である。図からわかるように、ホールセンサ信号によって正確な 120 度通電電流パターンが生成されている。また、モータ端子電圧は高調波歪の少ない正弦波である。これは、集中巻構造のモータでありながら正弦波状の誘起電圧が得られていることを

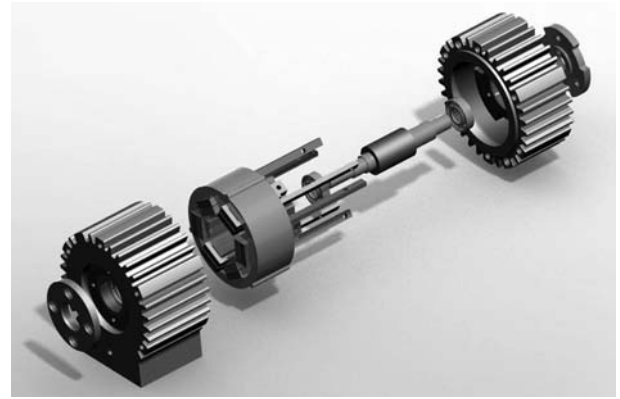
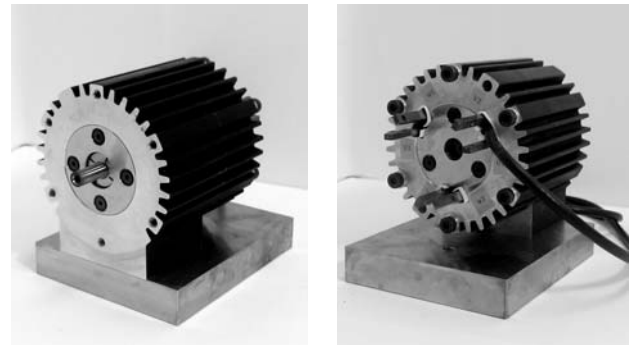


図 8 試作モータの構成図
Fig. 8. Assembly of prototype motor.



(a)Front view (b)Rear view
図 9 試作モータの概観

Fig. 9. Exterior photographs of prototype motor.

意味する。

図 12 は出力トルク推定のための加速試験結果である。150,000 r/min のような超高速回転領域では機械出力を測定することは困難であるため、回転子寸法等から算出したイナーシャと速度ステップ応答での加速度によって試作モータの出力トルクを推定した。推定結果より加速時の最大出力トルク推定値は 0.08 Nm で定格出力トルクに対して 84 % 程度に留まるが、これはインバータの電流制限によって出力が制限されているためである。同様に出力トルク波形は非常に瞬時的であるが、速度変化波形から速度ループの PI 制御器が線形にトルクを制御していることが確認できる。

表 5 は EX コア、HF コアそれぞれの 150,000 rpm 無負荷駆動時のモータ入力電力と固定子巻線損失の測定結果と、それに対応する FEM 電磁界解析による損失シミュレーション結果である。無負荷運転時におけるモータ入力電力の内訳は、固定子巻線銅損、固定子鉄損、回転子鉄損、ベアリング摩擦損、風損であるが、無負荷試験結果からこれらを完全に分離することは困難である。しかし、モータ構造及びベアリング予圧条件が等しいとすれば、EX 鉄心、HF 鉄新両試作機間においてベアリング摩擦損と風損に差異はない。したがって同一回転条件におけるモータ入力電力の差は、固定子鉄損の差であると予測できる。表から明らかのように、無負荷試験によって EX 鉄心機と HF 鉄心機の間にシミュレーション結果と同レベルの損失比較結果を得た。

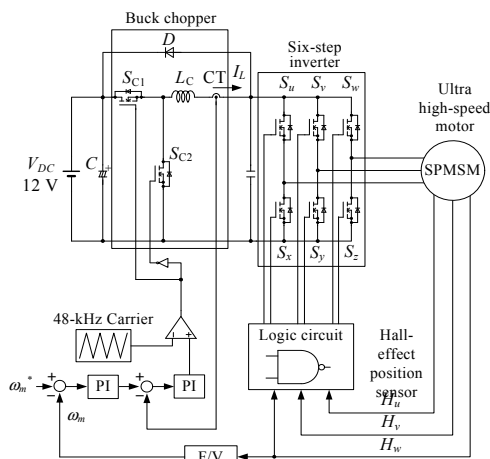


図 10 擬似電流形インバータによる駆動回路
Fig. 10. Schematic diagram of pseudo current-source inverter drive.

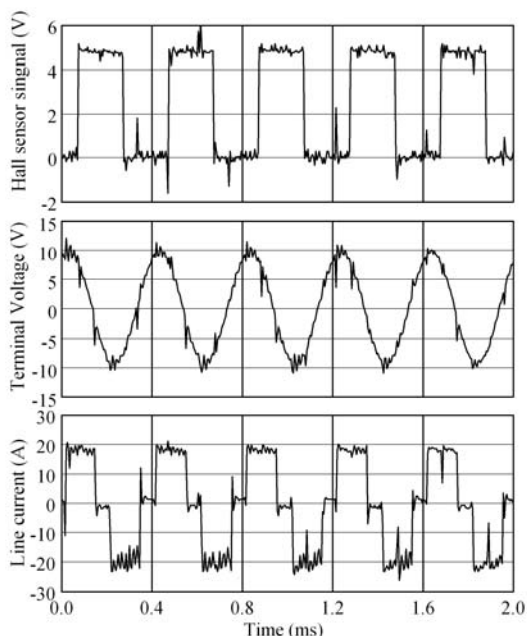


図 11 150,000 r/min, 無負荷での動作波形
Fig. 11. Operating waveforms at 150,000 r/min under no load condition.

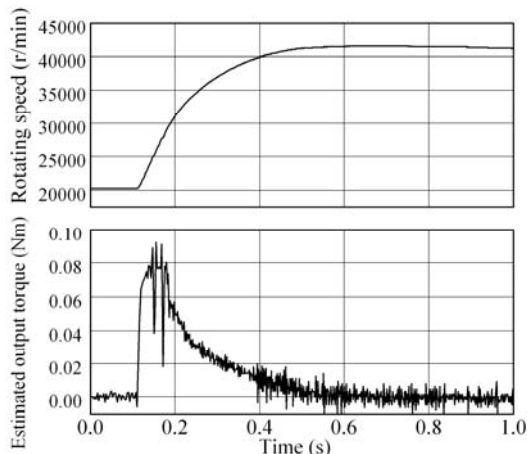


図 12 20000-40000 r/min 速度応答と推定出力トルク
Fig. 12. Speed step response from 15000 to 50000 r/min and experimentally estimated output torque.

表 4 試作モータのパラメータ測定結果

Table 4. Measurement result of motor parameters.

Motor parameters	Designed value	Measured value
E.m.f constant (10^{-3} V/r/min)	2.74	2.67
R_a (m Ω)	0.200	0.153
L_a (μ H)	0.294	0.362

表 5 試作モータ入力電力の測定結果

Table 5. Measurement result of prototype motors input power.

	Motor input power	Winding copper loss	Iron core loss (FEM analysis)
EX Iron core motor	162.7 W	0.115 W	23.4 W
HF Iron core motor	167.4 W	0.145 W	31.4 W

7. まとめ

本論文では、効率とパワー密度改善の観点から 12 V, 1.5 kW, 150,000 r/min で駆動可能な車載スーパーチャージャ用超高速 PM モータの最適設計を行った。ここで述べた手法に基づきパーミアンス係数と固定子鉄心形状が最適化されたモータは、FEM 電磁界解析にて純電氣的効率が 97 %, パワー密度は 13 W/cm³ にも達することを明らかにした。また、その設計を基に実機を試作した。実験では無負荷運転試験にて動作特性を検証し、加速試験にて 84 % のトルク出力を観測した。また無負荷定格速度運転時における試作機の損失分析結果から、FEM 電磁界解析の妥当性を確認した。

文 献

- (1) 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)
- (2) B. -H. Bae, and S. -K. Sul, : "A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, no.3, pp. 802-810 (2003)
- (3) B. -H. Bae, S. -K. Sul, J. -H. Kwon, and J. -S. Byeon, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, no.3, pp.811-818 (2003)
- (4) T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamashita, Y. Komatsu, S. Ibaraki : "220,000-r/min, 2-kW Permanent Magnet Motor Drive for Turbocharger", IEE-Japan Trans. on Industry Applications, vol.125, no.9, pp.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, pp. 854-861 (2005)
- (5) C. Zwyssig, M. Duerr, D. Hassler, and J. W. Kolar, "An Ultra High-Speed, 500000 rpm, 1 kW Electrical Drive System", The 4th Power Conversion Conf. (PCC2007) -Nagoya, CDROM (2007)
- (6) T. Noguchi, and M. Kano, : "Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent-Magnet Motor for Automotive Supercharger", The 7th International Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2007) -Bangkok, 2A-03 (2007)
- (7) T. Noguchi, and T. Wada, : "1.5-kW, 150,000-r/min Ultra High-Speed PM Motor Fed by 12-V Power Supply for Automotive Supercharger", The 13th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE2009) -Barcelona, CDROM (2009)