

永久磁石ブラシレスモータの損失評価

Analysis of Motor Loss in Permanent Magnet Brushless Motors

戸田 広朗 TODA Hiroaki JFE スチール スチール研究所 電磁鋼板研究部 主任研究員(課長)
WANG Jiabin Senior Lecturer, Ph. D, Dept. of Electronic and Electrical Engineering, Univ. of Sheffield, UK
HOWE David Professor, Ph. D, Dept. of Electronic and Electrical Engineering, Univ. of Sheffield, UK

要旨

巻線配置に特徴がある 22 極 24 スロットのモジュラー型、および従来型の集中巻きである 24 極 36 スロットの永久磁石ブラシレスモータの損失解析を、有限要素法を用いて行った。無負荷時 6 000 回転での損失はステータ鉄心による鉄損が主であり、銅損を除く負荷時の損失はロータ磁石部での渦電流損の寄与が大きい。無負荷鉄損は極数が少ないためにモジュラー型モータの方が小さい。一方、負荷時の磁石部・渦電流損はモジュラー型の方が大きい。これはステータ起磁力に低次成分を多く含むためである。鉄損低減には板厚の薄い(0.20 mm 厚)電磁鋼板の使用が有効であり、0.35 mm 厚材と比べて、鉄損はほぼ半減する。一方、磁石部渦電流損の低減には 1 極の磁石を周方向に分割することが効果的である。

Abstract:

This paper presents an analysis of the stator iron loss and the rotor eddy-current loss in 22-pole/24-slot modular and 24-pole/36-slot conventional permanent magnet brushless motors. The loss is evaluated by time-stepped finite element analysis. No-load loss at 6 000 rpm is mainly due to the stator iron loss, while at rated load the eddy-current loss which is induced in the magnets is a major component of the total motor loss. It is shown that the no-load idling loss in the modular motor is lower than that of the conventional motor because it has fewer poles. On the other hand, the rotor eddy-current loss in the modular motor is higher because the stator armature magneto-motive force has low order spatial harmonic components. It is shown that the idling loss in the stator can be reduced by about half by using 0.20 mm thick laminations rather than 0.35 mm laminations. It is also shown that the eddy-current loss can be reduced significantly by segmenting the magnets circumferentially.

1. 緒言

近年、地球温暖化や大気汚染などの環境問題、エネルギー問題などへの関心が世界的に高まりつつある。その中でも地球温暖化防止のためには、CO₂の排出削減とエネルギーの効率利用が必須である。このような背景から、自動車業界では電気自動車や燃料電池車、ハイブリッド自動車の開発・実用化が進展している。これらに使われるモータには小型高性能化が求められるため、永久磁石(PM)ブラシレスモータが多く採用されている¹⁾。

しかし、誘導モータの場合と異なり、PM モータでは磁石による交番磁界のため、モータの回転中は常に鉄損が生じる。特に発進・加速時のトルクアシストを基本仕様とし、高速回転時にはアシスト機能がないハイブリッド自動車用 PM モータの場合、高速回転時の無負荷鉄損が大きいとハイブリッド化による効率向上効果が損なわれる。したがって、モータ形状の最適化や鉄心素材(電磁鋼板)の改善による鉄損低減が求められている。

また、PM ブラシレスモータは高効率や優れた動的特性のために広い分野で用いられているが、その中で集中巻きタイプについては、 p をロータの磁極数、 N_s をステータのスロット数とする時、 $N_s = 1.5 \times p$ の関係にある 1 磁極あたりのスロット数が 1.5 である型(以下、従来型と記す。)が最も普及している。しかし、最近、 $N_s = p \pm 1$ 、 $p \pm 2(N_s$ は 3 の倍数)で表される磁極数とスロット数の関係が従来型と異なるモータ(以下、モジュラー型と記す。)が、実用に供されつつある^{2,3)}。このモジュラー型モータは、従来型モータよりも下記の点で優れている。

第一に、モジュラー型モータでは隣り合って連続する数ティースが同一相であるため、巻線状態での異相の重なりをなくすることができる。これはモータ製造の観点から有利であり^{4,5)}、巻線占積率が向上するためにモータ効率を高くすることができる。また、電流相間の干渉によるモータ故障の可能性を低減することができる。

第二に、上述した磁極数とスロット数の関係から分かるように、モジュラー型モータでは与えられた極数に対してスロット数を少なくすることができる。

第三に、モジュラー型モータでは極数とスロット数の最少公倍数を大きくする組み合わせが可能なので、たとえば、スキューなしでもコギングトルクやトルクリプルを非常に小さくすることができる^{3,6)}。

上記観点から、モジュラー型 PM モータを自動車エンジン用として採用する利点は大きいと考えられる。しかし、従来型の PM モータでは、通常、永久磁石内部での渦電流損は無視できる程度に小さいと考えられているが、モジュラー型モータでは非常に大きくなる可能性がある。すなわち、従来型の場合、ステータ電流による時間高調波と巻線配置による空間調波は一般的に小さいのに対し、モジュラー型ではステータ起磁力に多数の強い低次調波成分が含まれる。したがって、負荷時にはこれが原因となって磁石部で大きな渦電流損が発生する恐れがある^{7,8)}。ゆえに、両タイプのモータを対象にモータ損失の比較を行うことは、モータタイプ選択の観点から有益である。

そこで、モジュラー型と従来型 PM ブラシレスモータを対象に、無負荷鉄損およびロータ磁石部・渦電流損の解析とそれらの低減策を検討した結果を報告する。

2. モータの基本設計

Fig. 1 に示す 22 極 24 スロットのモジュラー型および 24 極 36 スロットの従来型 PM ブラシレスモータ(表面磁石型)の基本設計を、最大パワーが求められる 1700 回転時に同一電流で同一トルクが生じるという条件で行った。設計したモータの諸定数を **Table 1** に示す。

3. 無負荷鉄損の解析

3.1 鉄損の算出法

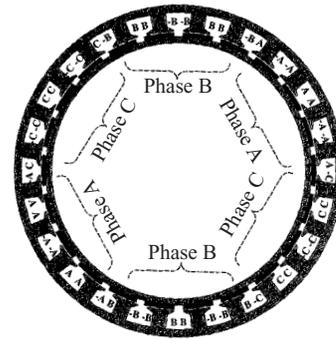
有限要素法による電磁界解析で磁束密度変化を求めた後、下記に示す(1)式に基づいて鉄損を算出した。すなわち、鉄損はヒステリシス損、古典渦電流損および磁壁の影響による異常渦電流損の総和で表すことができる^{9,10)}。

$$P_t = k_h f B_m^\alpha K(B_m) + (\sigma/12) (d^2 f / \delta) \int_{1/f} (dB/dt)^2 dt + k_e f \int_{1/f} |dB/dt|^{1.5} dt \dots\dots\dots (1)$$

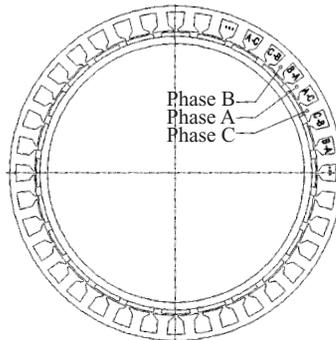
$$K(B_m) = 1 + (0.65/B_m) \Sigma \Delta B_i$$

ここで、 ΔB_i はマイナーループ内での磁束密度の変化、 B_m は磁束密度の最大値、 f は周波数を示す。 σ 、 δ 、 d はそれぞれ、鋼板(鉄心)の電気伝導度、質量、板厚を表す。また、 k_h と α はヒステリシス損係数、 k_e は異常渦電流損係数であり、それぞれエプスタイン試片などを用いた鉄損測定データから求めることができる。

回転磁界による鉄損は、モータの周方向および径方向別



(a) Modular 22-pole/24-slot



(b) Conventional 24-pole/36-slot

Fig. 1 Schematic of PM brushless motors

Table 1 Motor specifications and parameters

Topology	Modular	Conventional
Pole number	22	24
Slot number	24	36
Magnet resistivity ($\mu\Omega\cdot\text{cm}$)	70	70
Peak current to produce 105 Nm torque (A)	500	500
Air-gap (mm)	1.6	1.6

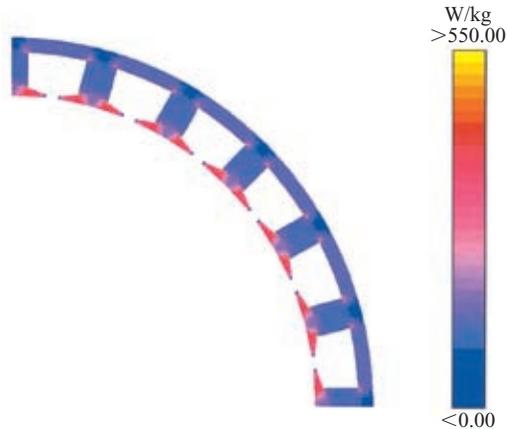
に鉄損を算出した後、双方を合計することによって求めた¹¹⁾。**Table 2** に計算に用いた鋼板の代表的な磁気特性を示す。

3.2 鉄損解析結果

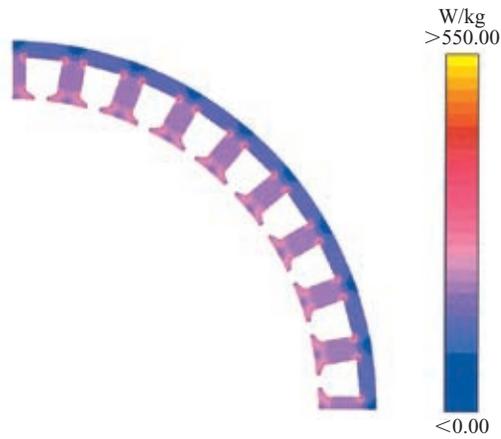
無負荷時 6000 回転でのステータ部鉄損の計算結果と分布を **Fig. 2** に示す(鋼板の種類は 35JN300)。全鉄損はモジュラー型の方が小さいが、ティース部先端での鉄損はモジュラー型の方が大きいことが分かる。ティース先端部での磁束密度変化をフーリエ解析した結果を **Fig. 3** に示す。モジュラー型と従来型で 7, 9, 11 次高調波の含有率はほぼ同じであるが、3, 5 次高調波の含有率はモジュラー型の方が多い。このため、ティース部先端での鉄損はモジュラー型の方が大きいと考えられる。さらに、ティース部での磁束密度変化をフーリエ解析した結果を **Fig. 4** に示すが、この場合も 3 次高調波の含有率は明らかにモジュラー

Table 2 Magnetic properties of lamination materials

		35JN300	35JN210	20JNEH1200
Thickness, d	(mm)	0.35	0.35	0.20
Iron loss, $W_{15/50}$	(W/kg)	2.60	2.05	2.05
Iron loss, $W_{10/400}$	(W/kg)	18.0	16.0	11.0
Flux density, B_{50}	(T)	1.68	1.66	1.66



(a) Modular motor (Total iron loss = 1 176 W)



(b) Conventional motor (Total iron loss = 1 448 W)

Fig. 2 Iron loss distribution at 6 000 rpm on no-load

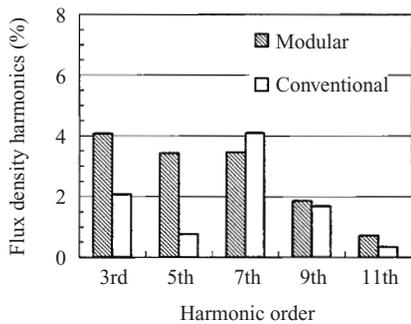


Fig. 3 Normalized flux density harmonics in a tooth tip

型の場合の方が多い。しかし、前述したように全鉄損は従来型に比べてモジュラー型の方が約 15% 小さい。この理由は、モジュラー型の方が従来型より極数が少ないためと考えられる。

次に、適用する電磁鋼板がステータ部鉄損に及ぼす影響

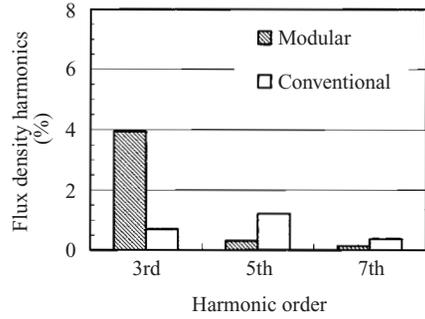


Fig. 4 Normalized flux density harmonics in a tooth body

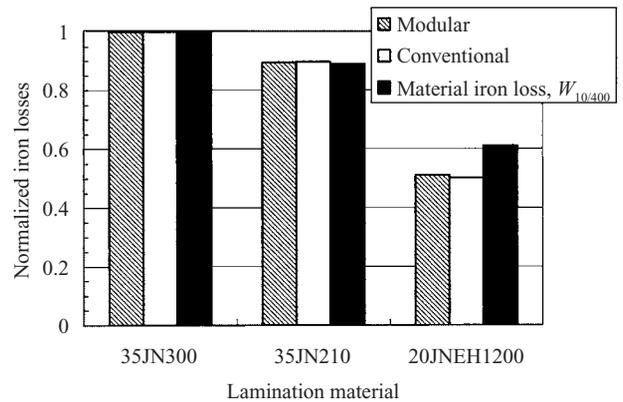


Fig. 5 Influence of lamination material on iron loss

を Fig. 5 に示す。0.20 mm 厚の電磁鋼板 (20JNEH1200) を用いることで、鉄損はほぼ半減する。また、ステータ部鉄損の変化は、高周波鉄損を代表する $W_{10/400}$ ¹²⁾ の変化とはほぼ一致することが分かる。

4. ロータ磁石部・渦電流損の解析

4.1 ステータ起磁力波形の分布

ステータ起磁力波形は、Fig. 1 に示した巻線配置を考慮し、ティース部に巻線されたコイルの起磁力分布を矩形波と仮定するとフーリエ級数の形で表現できる¹³⁾。すなわち、ステータ巻線を等価な電流シート (J) で表すと、3 相モータについては次式で表すことができる⁷⁾。

$$J(\theta, t) = \begin{cases} \sum_n^{\infty} \frac{3}{2} J_n \cos(n\theta - p_r \omega t) & (n = (3k + m)) \\ \sum_n^{\infty} \left\{ -\frac{3}{2} J_n \cos(n\theta + p_r \omega t) \right\} & (n = (3k - m)) \\ 0 & (n \neq 3k \pm m) \end{cases}$$

ここで、 n は調波成分の次数、 p_r はロータ磁石の極対数、 ω はロータの角速度を示す。また、 $J_n = \{(2N_s I_m) / (\pi R_s)\} \times K_{wn}$ であり、 N_s 、 I_m 、 R_s は、おのおの同一電流相を直列接続したと想定した時のコイル巻数、ピーク電流値、ステータ内周部の半径である。さらに、 K_{wn} は巻線係数を示す。 m は ± 1 の値を取るが、22 極 24 スロットのモジュラー

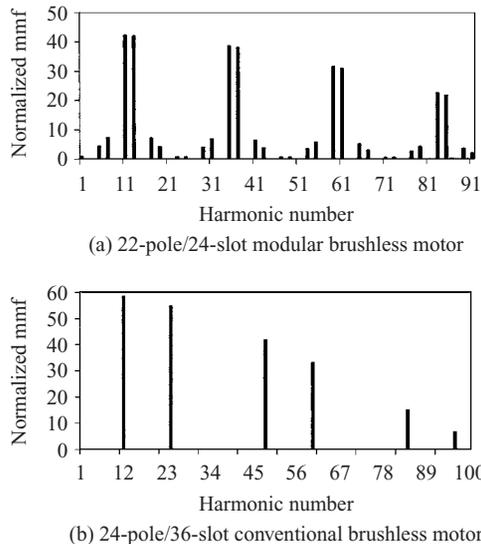


Fig. 6 Normalized magneto-motive force (mmf) space harmonic distributions

型モータの場合は $m = 1$ 、24 極 36 スロットの従来型モータでは $m = -1$ である。

モジュラー型モータのステータ起磁力波形の分布を Fig. 6(a) に、従来型モータの場合を Fig. 6(b) に示す。モジュラー型モータでは、22 極のロータ磁石と相互作用してトルクを生み出す 11 次調波成分以外に、5, 7, 13, 17, 19 次の低次成分および 35, 37 次などの大きな調波成分が存在することが分かる。5, 7, 13 次などの低次調波成分は、磁石部に大きな渦電流損を発生させる原因となる¹⁴⁾。

4.2 磁石部・渦電流損の計算結果

有限要素法による渦電流損の計算を、負荷時(電流波形は正弦波)、1700 回転の条件下で磁石の分割数を変えて行った。また、ステータの開口スロット幅の存在は、ギャップ磁束密度の脈動(以下、スロットリプルと記す。)によって磁石部に渦電流損を発生させるが¹⁵⁾、その大きさはスロット幅や極数とスロット数の組み合わせに依存する。そこで、開口スロット幅を変えた計算も行った。

Fig. 7 にモジュラー型モータ、Fig. 8 に従来型モータの場合の磁石部・渦電流損に及ぼす磁石分割数の影響を示す。負荷条件において 1 極の磁石を分割しない場合、モジュラー型モータでは約 2 kW、従来型モータでも約 1 kW という大きな渦電流損の発生が予測されるが、磁石を周方向に分割することで渦電流損を効果的に低減できることが分かる。なお、従来型モータでも過度の温度上昇を防ぐためには、磁石を周方向に 2 分割以上する必要があると言える。

ここで、無磁化条件での計算値はステータ起磁力による渦電流損を表し、無負荷条件での計算値は開口スロット幅の存在に起因するスロットリプルによる渦電流損を表している。したがって、モジュラー型モータではステータ起磁力起因の渦電流損が従来型モータに比べて非常に大きく、これがモジュラー型モータで磁石部・渦電流損が大きい原

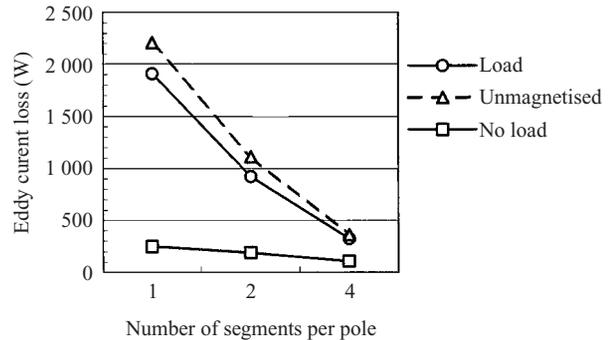


Fig. 7 Influence of number of magnet segments per pole on eddy-current loss for modular motor

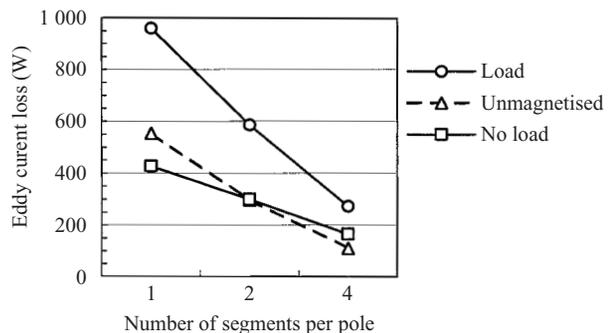


Fig. 8 Influence of number of magnet segments per pole on eddy-current loss for conventional motor

因であることが分かる。また、スロットリプルに起因する渦電流損は、従来型モータの方が若干大きい。なお、表皮効果や飽和の影響により、負荷条件での渦電流損は必ずしも無負荷条件と無磁化時の渦電流損の和にはなっていない。

次に、モジュラー型および従来型モータでの磁石部・渦電流損に及ぼすステータ・開口スロット幅の影響を Fig. 9, 10 に示す。スロット幅が広くなると、スロットリプルに起因する渦電流損(無負荷条件での渦電流損)と負荷時の渦電流損が増加することが分かる。ただし、スロットリプルの脈動周波数はスロット数に比例するため、従来型モータの場合の方が、渦電流損の変化に及ぼすスロット幅の影響は大きい。したがって、特に従来型モータの場合、スロット幅に関しては、コギングトルクやインダクタンスに及ぼす影響の他に、磁石部・渦電流損への影響という観点からも考慮する必要があると言える。また、従来型モータでも磁石を周方向に 2 分割以上する必要があるため、製造時のスロット幅の変動などを考慮すると、スロット幅の影響が小さいモジュラー型モータで磁石を 4 分割する方が、モータ特性安定のためにはよいと判断できる。

5. 結言

同一電流で同一トルクを発生可能という条件で設計した

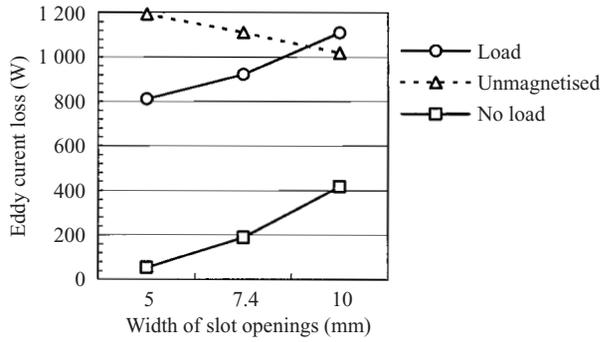


Fig. 9 Influence of slot opening on eddy-current loss for modular motor (Number of magnet segments per pole: 2)

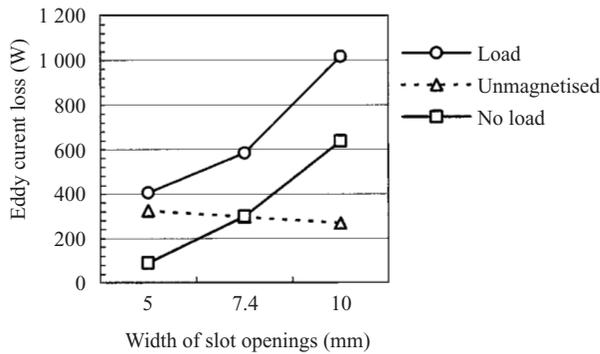


Fig. 10 Influence of slot opening on eddy-current loss for conventional motor (Number of magnet segments per pole: 2)

モジュラー型および従来型の永久磁石ブラシレスモータを対象に、無負荷鉄損と負荷時の磁石部・渦電流損の解析を行った。無負荷鉄損はモジュラー型モータの方が小さいが、これは極数が少ないためである。また、ステータに用いる電磁鋼板の板厚を 0.35 mm から 0.20 mm にすることで、鉄損はほぼ半減する。ステータ起磁力に多数の強い低次調波成分が存在するため、磁石部の渦電流損はモジュラー型モータの方が大きい。磁石を周方向に分割することで渦電流損は効果的に減少できる。従来型モータでも過度の温度上昇を防ぐためには磁石を周方向に 2 分割以上する必要がある。また、スロット幅の変動が渦電流損に及ぼす影響が大きい。したがって、モータ損失を安定的に低減するにはモジュラー型モータの方が適当である。

本研究の遂行にあたり、有益かつ貴重なご教示をいただいたシェフィールド大学の Atallah 博士と Xia 博士には、厚く謝意を表します。

参考文献

- 1) 佐々木正和, ハイブリッド自動車の開発トレンド. 自動車技術会 2004 春季大会. no. 20045325, 2004-05.
- 2) Atallah, K.; Howe, D. Modular permanent magnet brushless machines for aerospace and automotive applications. Proc. 20th Int. Workshop on Rare-earth Magnets and their Applications. 2000, p. 1039-1048.
- 3) Atallah, K.; Wang, J.; Howe, D. Torque ripple minimisation in modular permanent magnet brushless machines. IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 39, 2003, p. 1689-1695.
- 4) Oikawa, T.; Tajima, T.; Matsumoto, K.; Akita, H.; Kawaguchi, H.; Kometani, H. Development of high efficiency brushless DC motor with new manufacturing method of stator for compressors. Proc. 16th Int. Compressor Engineering Conf. CD12-4, 2002.
- 5) Jack, A. G.; Mecrow, B. C.; Dickinson, P. G.; Stephenson, D. Permanent-magnet machines with powdered iron cores and prepressed windings. IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 36, 2003, p. 1077-1084.
- 6) 大西和夫. 永久磁石ブラシレスモータのコギングトルク低減. 電気学会論文誌 D. vol. 122, no. 4, 2002, p. 338-345.
- 7) Atallah, K.; Howe, D.; Mellor, P. H.; Stone, D. A Rotor loss in permanent magnet brushless AC machine. IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 36, 2000, p. 1612-1618.
- 8) 中野正嗣, 米谷晴之. 表面磁石型モータの回転子に発生する渦電流損に関する考察. 電気学会回転機研究会資料. RM-03-73, 2003, p. 712.
- 9) Bertotti, G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. IEEE Trans. on Magnetics. vol. 24, 1988, p. 621-630.
- 10) Fiorillo, F.; Novikov, A. An improved approach to power losses in magnetic laminations under non-sinusoidal induction waveform. IEEE Trans. on Magnetics. vol. 26, 1990, p. 2904-2910.
- 11) Atallah, K.; Zhu, Z. Q.; Howe, D. An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet dc drives. IEEE Trans. on Magnetics. vol. 28, 1992, p. 2997-2999.
- 12) 本田厚人, 千田邦浩, 定廣健一. 電気自動車, ハイブリッド車のモータ用電磁鋼板. 川崎製鉄技報. vol. 34, no. 2, 2002, p. 85-89.
- 13) Zhu, Z. Q.; Howe, D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent dc motors—Part II: Armature reaction field. IEEE Trans. on Magnetics. vol. 29, 1993, p. 136-142.
- 14) Toda, H.; Xia, Z. P.; Wang, J.; Atallah, K.; Howe, D. Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines. IEEE Trans. on Magnetics. vol. 40, 2004, p. 2104-2106.
- 15) 松岡孝一, 近藤圭一郎, 小林芳隆, 白石茂智. 鉄道車両駆動用車輪一体形主電動機の開発. 電気学会論文誌 D. vol. 121, no. 11, 2001, p. 1176-1184.



戸田 広朗



WANG Jiabin



HOWE David