

技術論文



極異方配向磁石を用いた自動車駆動用高速・大出力モータの設計

加納善明^{*1}, 日南田純平^{*2}

Design of High-Speed and High-Power Motors Using Pole-Anisotropic Oriented Magnets for Automotive Traction Drive

Yoshiaki KANO and Jumpei HINATA

Synopsis

This study proposes a high-speed and high-power permanent magnet (PM) motor topology with pole-anisotropic oriented magnets for automotive traction drive motors. Reduction in rotor eddy current losses under flux-weakening control is a major challenge for high-speed, high-power PM motors. The effects of the stator pole geometry, number of slots, and air-gap length on the rotor eddy-current losses were examined using FEA, and the stator structure was designed to achieve the required performance. The designed motor was verified using FEA to achieve a target maximum torque of 105 Nm and maximum power of 150 kW.

1. まえがき

近年、車両のCO₂排出量削減、低燃費化への要求からEV・HEVなどの電動車両の普及が急速に進んでいる。カーメーカ各社は、車両の電動化と駆動用モータの開発を進め、車両の大幅な低コスト化と燃費改善を実現している¹⁾。開発の最も重要な技術方策は、モータ高回転化による小型軽量化で、現在、最高回転数20000 r/minの高速・大出力（最大出力266 kW）の永久磁石型同期モータ（以下、PMモータ）が既に市販車に搭載されている²⁾。今後は、30000 r/min ~ 50000 r/minの高速回転モータの開発が進展し、モータの質量出力密度（kW/kg）向上が進展していくものと予想される。

筆者らは、更なる質量出力密度の向上を目指し、軽

量化ならびに鉄損低減を図る表面磁石型同期モータ（以下、SPMモータ）の研究を進めている³⁾。Fig. 1は

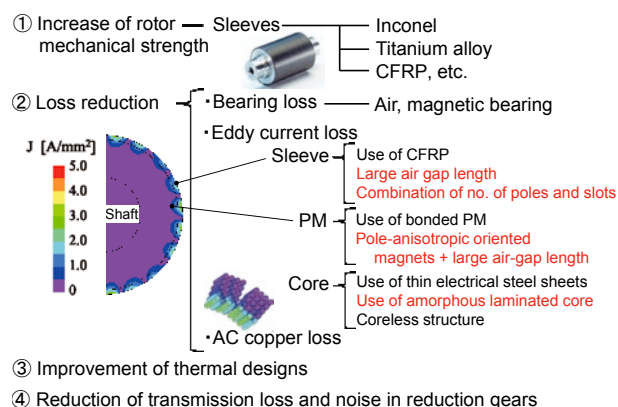


Fig. 1. Problems and solutions for high-speed motor.

2025年3月26日 受付

* 1 大同大学, 工博(Dr. Eng., Department Electrical and Electronic Engineering, Daido University)

* 2 大同特殊鋼(株)技術開発研究所(Corporate Research & Development Center, Daido Steel Co., Ltd.)

SPM モータの高速回転化を実現するための課題と対策をまとめたものである。

ロータに永久磁石を利用する場合、ロータの回転に伴う遠心力が永久磁石に働き、この永久磁石による遠心力荷重を機械的に支持するための構成がロータに要求される（同図①）。その対策としては、一般にインコネル[®]（Special Metals Corporation の商標）やチタン合金など非磁性の金属製スリーブが用いられている。他方、軽量で機械強度の高い炭素繊維強化プラスチック（Carbon Fiber Reinforced Composites, 以下 CFRP）もスリーブの候補となるが、自動車主機モータ向けの量産対応はまだ先と考えられる。本研究では、金属の中で比強度が最も高く、スリーブに好適なチタン合金を前提としたロータ構造を考える。

次にロータ高速回転化の大きな課題として損失低減がある（同図②）。モータの基本波周波数が 1 kHz を超えると、ステータコアの渦電流損、スロット高調波や弱め界磁束に起因して発生するロータ表面（永久磁石およびスリーブ）の渦電流損が非常に大きくなる。ステータコアの渦電流損低減にはコア板厚を薄くすることが効果的で、本研究では、近年モータコアとして量産打ち抜きが可能となったアモルファス積層コアを適用する。他方、弱め界磁束に起因して発生する渦電流損は、低速大トルクと高速・高出力特性の両立が必要となる自動車駆動用 PM モータなどの用途で大きな問題となる。この損失は、電機子巻線電流による弱め磁束と磁石磁束とがエアギャップ領域で反発することにより、スリーブや磁石表面においてロータの回転に伴う磁束変動が大きくなることに起因している。この損失を低減する手法として、例えば、ロータとステータ間のエアギャップ長を大きくする方法があるが、その場合、ギャップ磁束密度が低下し、トルクや出力が減少してしまう課題がある。

大エアギャップ長を有する SPM モータのエアギャップ磁束密度を向上するためには、永久磁石の動作点磁束密度を高くする必要がある。ハルバツハ配向磁石や極異方配向磁石など磁石内の磁束経路の磁路長を長くできる磁石がその候補となる。しかし、ハルバツハ配向磁石では、セグメント磁石端部において着磁時の磁場強度が小さく、完全着磁に近い状態を実現するために非常に大きな着磁電流を流す必要があり、着磁ヨークの寿命が短くなるといった量産上の問題がある。一方、極異方配向磁石では上記の問題が解決でき、大エアギャップ長を有する高速・高出力 PM モータに理想的な磁石である。しかし、円柱もしくは円筒形状で自動車駆動用モータに適用できるサイズの磁石は、製造、性能、コスト面から現在

製品として存在しない。

以上の背景の下、大同特殊鋼(株)では Nd-Fe-B 系磁石である熱間加工磁石のネットシェイプ技術を活用した材料として、磁石を構成する結晶粒の配向を制御することで効率的に磁力を活用できる極異方配向磁石の開発に取り組んでいる⁴⁾。本稿では、開発段階の磁石を高速・高出力の PM モータに適用する際の課題である機械強度と渦電流損失の低減に取り組み、自動車駆動用高速回転モータに適した構造を検討する。なお、Fig. 1 中のその他の課題である AC 銅損、軸受損、冷却設計、減速ギアの低損失化については、今後解決されていくことを期待し、本稿ではロータの渦電流損失の低減に焦点をあてた設計検討を行っている。

2. 開発目標と設計結果

Table 1 に開発対象となる 150 kW, 50000 r/min 駆動用モータの設計諸元と検討結果を示す。本稿では、市販車に搭載されている EV 駆動用モータをリファレンスモータ（以下、Ref. モータ）としている。50000 r/min の開発モータの最大入力電流は Ref. モータと同じ 300 Arms に設定している。DC バス電圧は、Ref. モータの 600 V から 100 V 低い 500 V に設定し、高効率制御が可能なモータ構造を設計する。一方で開発モータの最高回転速度は、50000 r/min に増加し、その分、減速機を用いることからモータの最大トルクは 105 Nm に低下する。モータトルク T は、スリーブを除くロータの直径を D_r 、軸長を L とすると $T \propto D_r^2 L$ の関係があるため、要求最大トルクが低下した分、ロータ体積の低減、すなわち小型化を実現できる。ここでは、Ref. モータに対しロータ体積 1/4 化を目標とし、スリーブを除くロータ直径と軸長をともに 80 mm と設定した（ロータ直径の決定については次章で述べる）。以上の条件の下で、最大トルク・出力を満たしつつロータの機械的強度の確保と低損失なロータ構造を設計する。なお、ロータ機械強度については文献 (3) で既に対策済みであるため、本稿では低損失なロータ構造の設計について報告する。ロータの損失密度の目標値については、強制空冷環境下において連続運転可能な 800 W/ℓ 以下とする⁵⁾。Table 1 に併せて示している設計モータの形状寸法等は、本検討で得られた設計寸法であり、ロータ体積を Ref. モータに対し 78 % 低減できていることがわかる。

次章以降の設計・解析検討では、計算時間の短い二次元有限要素非線形磁場解析（以下、2D-FEA）、解析ソルバとして JSOL 社製の JMAG-Designer Ver.20.2 を用いる

が、対象モータは扁平となり端効果によるトルク低下が生じると考えられる。そこで、2D-FEAにおける最大トルク・出力の設計目標値を Table 1 の目標値に対し 10 % 高い 115.5 Nm, 165 kW に設定する。他方、現状では、50000 r/min のモータと組み合わせて使用できる減速ギアは存在しないが、高回転化に伴って生じるギアのかみ合い摩擦や発熱、冷却用オイルへの影響など、今後の継続的な研究開発によって実現できることを想定して、高回転モータに適する電磁構造を検討する。

Fig. 2 は、Table 1 の設計モータの位置付けを市販車搭載モータと比較したものである。同図横軸はロータ体積、縦軸はモータ最大出力を表しており、市販車搭載

Table 1. Target specifications and design results of high-speed PM motor.

Items		Ref. motor	Deisgned motor
Required performance	Max. output power	150 kW	
	Max. torque	300 Nm	105 Nm
	Max. speed	17000 r/min	50000 r/min
	Inverter DC bus voltage	600 V	500 V
	Max. current	300 Ams	
Stator	Core material	25HX1300	Amourphas alloy
	Stator outer diameter	200 mm	180 mm
	Stator inner diameter	136.4 mm	100 mm
	Number of poles	8	4
	Number of slots	48	24
	Turns of armature winding	6 turns/slot	9 turns/slot
	Winding configuration	4-series-2-parallel (star connection)	4-series (star connection)
Air gap	Length (magnetic)	0.5 mm	10 mm
Rotor	Rotor outer diameter	135.4 mm	86 mm
	Sleeve	Material	—
		Thickness	—
	Magnet	Magnet type	Sintered Nd-Fe-B
		B_r @R.T	1.35 T
		H_c @R.T.	2119 kA/m
	Shaft	Material	S45C
		Diameter	47.8 mm
	Rotor axial length	144.5 mm	80 mm
	Rotor volume	2.08 ℓ	0.46 ℓ

モータでは、おおよそロータ体積の増加とともに最大出力が増加する傾向にある。同図からわかるように、設計モータは、Ref. モータに対し約 4 倍の出力密度（最大出力／ロータ体積）を実現していることがわかる。

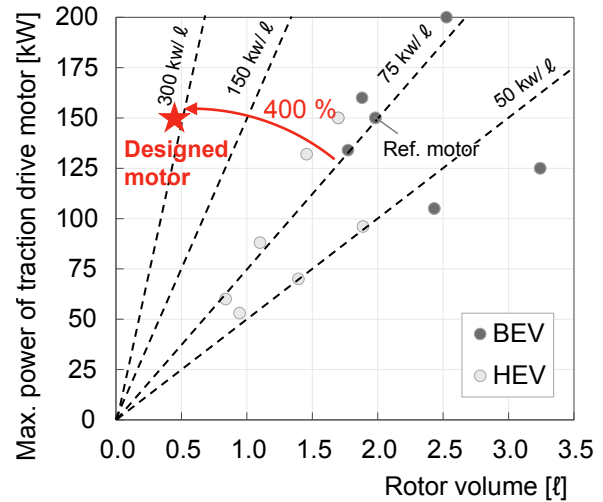


Fig. 2. Rotor volume vs. maximum output power characteristics for commercial traction drive motors.

3. 電磁構造

3. 1 モータ構造

検討対象としたモータ断面構造と設計パラメータを Fig. 3 に示す。ステータコアには、高速回転に起因する鉄損を抑制するため、板厚 32 μm のアモルファス積層コアを用いている⁶⁾。また、ティースの先端形状、スロット数（巻線方式）の工夫により、周方向の磁束密度の変化を小さくしてロータ表面の渦電流損失の低減を図っている（詳細は 4 章参照）。ロータは、S45C（機械構造用炭素鋼）のシャフトと 4 極の極異方配向磁石（円周方向に 4 分割、1 極あたり 1 セグメント）、飛散防止用のスリーブで構成している。高回転化を実現するため、スリーブには比強度の高いチタン合金を用いている。巻線の最大電流密度は、油冷による冷却を前提に 24 Arms/mm² に設定している。

Fig. 4 は、金属製スリーブを用いた場合の最大ロータ外径寸法と最大回転数の関係⁷⁾を示したもので、スリーブを含むロータ直径 D_r を図中の実線以下とする必要がある。トルクは一般に $D_r^2 L$ (L : ロータ軸長) に比例し、大トルクが必要となる自動車駆動用モータでは、制約された寸法の中でロータ直径 D_r を大きく軸長 L を短くして小型化が実現されている。本開発でも大トルクが必要となるため、スリーブを含むロータ直径 D_r を機械強度より決

まる最大ロータ外径 (Fig. 2) よりやや小さい 86 mm (永久磁石外半径 $R_m = 40$ mm, スリーブの径方向厚み 3 mm, スリーブを含まないロータ直径 $D_r = 80$ mm) に設定し, 以下に要求最大トルクの実現性等の検討を行う。

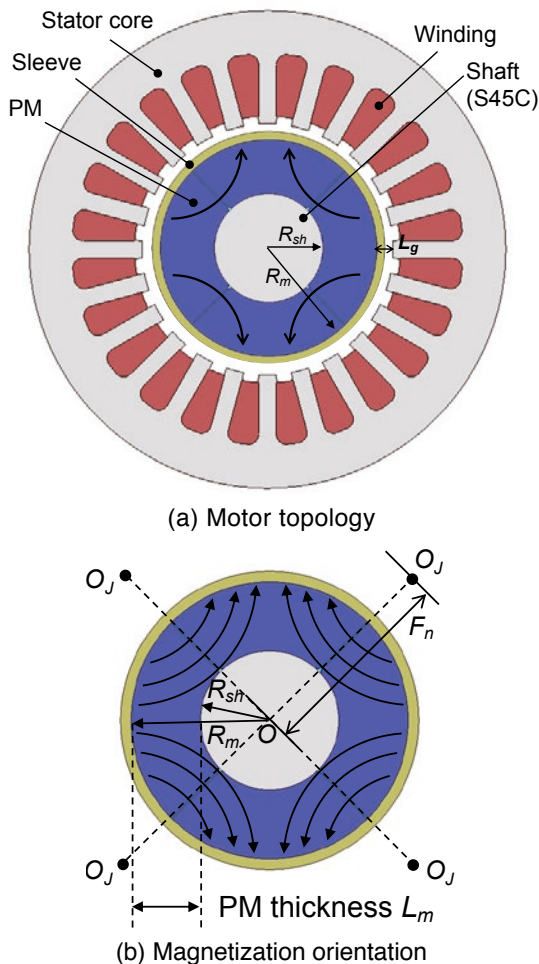


Fig. 3. Cross-sectional view of the high-speed PM motor ³⁾.

3. 2 極異方配向磁石の磁化配向

極異方磁石の磁化配向については, Fig. 3(b) 内の O_J を中心として同心円状に磁石内の磁化が配向されるものと定義する。磁化配向中心点 O_J の位置は, 回転中心 O から O_J までの距離を F_n とし, 永久磁石磁束 (トルク定数に相当) が高く, 誘起電圧の高調波含有率が小さくなるように決定する。

Fig. 5 は永久磁石外半径 R_m に対する距離 F_n の比率 $K_n (= F_n/R_m)$ を 1.0, 1.6, 4.0 に設定して解析した相誘起電圧波形である。モータの回転速度は 5000 r/min, 磁石厚 L_m は 17.5 mm としている。

同図より, 相誘起電圧波形は磁化配向中心点 O_J が $K_n = 1.6$ の場合にはほぼ正弦波状になることがわかる。これ

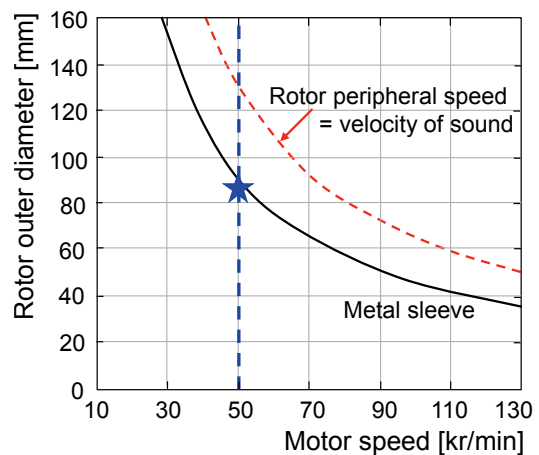


Fig. 4. Maximum rotor outer diameter for metal sleeves as function of design speeds.

に対し, O_J が永久磁石外半径に近い場合 ($K_n = 1$) には方形波状となり, 遠い場合 ($K_n = 4$) には三角形波状となる。前者は永久磁石内側の磁性材料 (シャフト) を介した磁束経路が磁極中央付近に作られ, 磁石のパーミアンズ係数が周方向に対しあまり変動しないため, 方形波状のギャップ磁束密度分布を形成するために生じる。後者は, 逆に永久磁石内の磁束経路が直線的となり, 磁石のパーミアンズ係数が極中央から周方向へ直線的に低下するため, 三角波状のギャップ磁束密度分布を形成するために生じる。いずれも高調波成分を多く含むことになるため, 極異方磁石では磁化配向中心点の位置を適切に設計する必要がある。

Fig. 6 は $L_m = 17.5$ mm の下で $K_n (= F_n/R_m)$ を 1.0 から

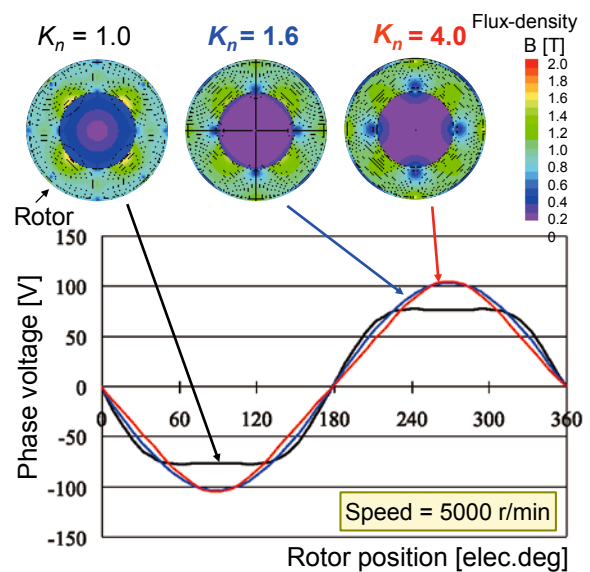
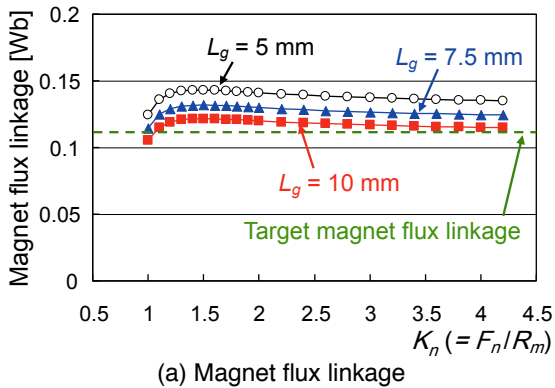
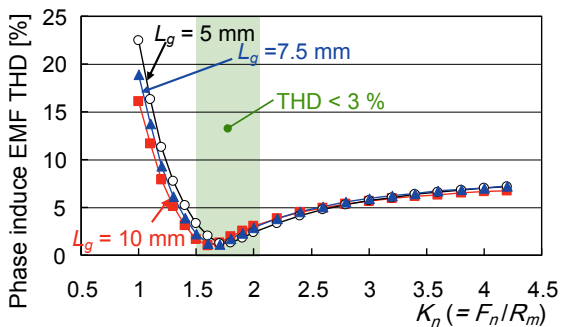


Fig. 5. Calculated phase induced EMF at 5000 r/min as function of K_n .

4.25 まで変化させた場合の永久磁石磁束と相誘起電圧の高調波含有率の解析結果である。同図では、スリーブ厚さ 3 mm を含めた磁気的エアギャップ長 L_g を 5 mm から 10 mm まで変化させているが、 K_n の増加に伴って、永久磁石磁束の基本波振幅が急激に立ち上がった後、緩やかに減少する傾向、および誘起電圧の高調波含有率が急激に減少した後、緩やかに増加する傾向は同じである。特に $K_n = 1.5 \sim 2.0$ の範囲において、ギャップ長 L_g によらず誘起電圧の高調波含有率が極小となる条件が存在する。上記の傾向は磁石厚 15 ~ 25 mm の範囲で同様の結果となる。この結果から、永久磁石の磁化配向中心点 O_f の位置を永久磁石磁束が大きく誘起電圧の高調波含有率が 1 % 以下となる $K_n = 1.6$ ($F_n = 64$ mm) に決定した。



(a) Magnet flux linkage

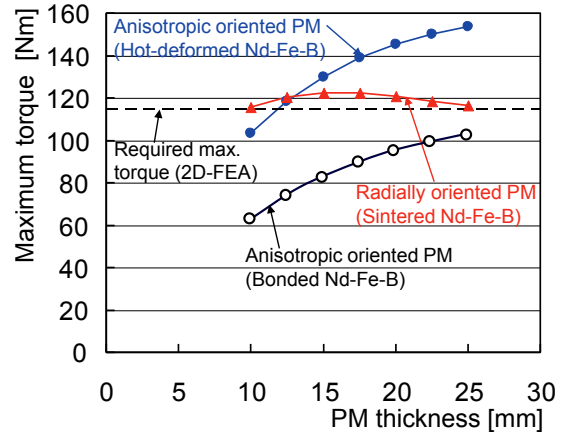


(b) Phase induced EMF THD

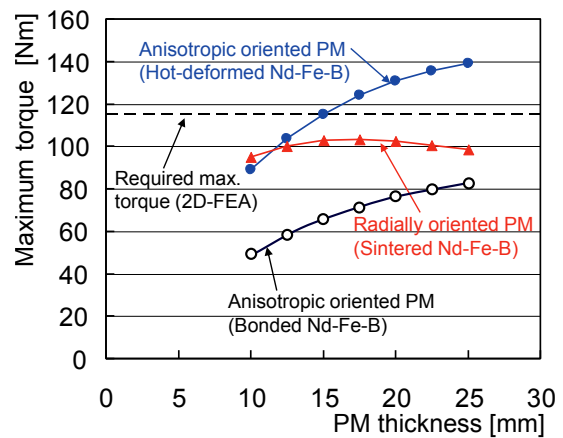
Fig. 6. Magnet flux linkage and phase induced EMF (electro motive force) THD (total harmonic distortion) as function of K_n .

3. 3 磁石厚

磁石厚 L_m については、要求最大トルク 115.5 Nm の実現性から決定する。Fig. 7 は、磁気的エアギャップ長 $L_g = 5, 10$ mm において、磁石厚 L_m を変化させた場合の最大トルク（ロータ軸長 80 mm）を解析した結果である。ステータ、ロータ間の機械的なエアギャップ長については、同程度の高速・大容量発電機の仕様⁹⁾ から 2 mm 以



(a) $L_g = 5$ mm



(m) $L_g = 10$ mm

Fig. 7. Maximum torque vs. PM thickness.

上と設定した。従って $L_g = 5$ mm は、スリーブ厚さ 3 mm を含めた磁気的エアギャップ長の最小値に相当する。なお、Fig. 7 には比較のため、ラジアル配向の希土類焼結磁石および極異方配向の異方性希土類ボンド磁石を用いた場合の最大トルク特性も併せて示している。

Fig. 7 のラジアル配向磁石を用いた場合の特性を見ると、エアギャップ長によらず磁石厚の増加に対し、最大トルクが若干大きくなった後、減少していることがわかる。トルクの増加は、磁石厚の増加とともにパーミアンス係数が上がり磁石の動作点磁束密度が向上したためであるが、エアギャップ長が通常のモータに比べ非常に大きいため、その効果が小さい。一方、トルクの減少は、磁石厚の増加とともにシャフト径が小さくなり、同部での磁気飽和が強くなった結果、磁石の外部パーミアンスが下がり動作点磁束密度が低下するためである。ラジアル配向磁石では、磁石の内径側に磁性材料を用いる必要があるため、ロータ径の小さい高速回転モータでは上記の理由により大トルク化が見込めない。これに対し極異方配向磁石を用いた場合、磁石磁束はシャフト部に

ほとんど流れないため、同部で磁気飽和を生じない。加えて、磁石厚の増加とともに磁化配向方向の磁路長をラジアル配向磁石に比べ長く取れ、パーミアンス係数を高くできる。この結果、Fig. 7に示すように極異方配向の異方性ボンド磁石および熱間加工磁石を用いた場合、磁石厚の増加に対し大幅なトルク向上が可能である。しかし、異方性ボンド磁石は、残留磁束密度 B_r が熱間加工磁石に対し 40 % 程度低いため、出力トルクが低く、磁気的エアギャップ長の短い $L_g = 5 \text{ mm}$ においても要求最大トルクを実現できない。この結果から、ボンド磁石を材料候補から除外している。

ラジアル配向磁石では、磁気的エアギャップ長 $L_g = 5 \text{ mm}$ において最大トルクを満たす条件が存在するが、 L_g については要求ロータ発熱密度の実現性から判断する必要がある。次章の検討結果から、 $L_g = 5 \text{ mm}$ ではロータ表面の渦電流損が非常に大きくなり、目標ロータ発熱密度を満たさないことから、 L_g については 10 mm 程度とする必要がある。この結果から、150 kW、50000 r/min の駆動用モータには極異方配向の熱間加工磁石が適していると判断できる。

Fig. 7 より、極異方配向の熱間加工磁石を用いた場合、ギャップ長 10 mm 以下では、磁石厚 15 mm 以上で要求最大トルクを満たすことがわかる。そこで、以下の検討では、磁石厚を 15 mm 以上と設定した下で機械強度、磁石・スリーブで発生する渦電流損を解析し、高速回転に適したモータ構造を決定する。

4. ロータ渦電流損の低減

4. 1 ロータ表面の渦電流発生要因

ロータ渦電流損の原因となるロータ表面における渦電流は、エアギャップに形成される磁束密度が、ロータの表面において周方向に沿って分布を持つために生じる。Fig. 8 は、一例として $L_g = 5 \text{ mm}$ の下で回転数 50000 r/min における磁束密度コンター図を解析した結果で、(a) は無負荷時、(b) は弱め界磁制御時（巻線電流 $I = 300 \text{ Arms}$ 、電流進み位相角 $\beta = 90^\circ$ ）における結果である。無負荷時のエアギャップ部の磁束は、永久磁石の界磁磁束のみであるが、ステータスロットの影響で増減し、同図 (a) のグラフのように極中央や中央から電氣的に 45° ずれた位置において磁束密度が大きく変動する。これに対し同図 (b) の弱め界磁制御時では、エアギャップにおける磁束は、永久磁石の界磁磁束と電機子巻線電流によって発生する磁束とが合成されたものとなり、無

負荷時に比べ磁束密度変動が大きくなる。これは、巻線電流による磁束がステータティースの先端部に集中し、同磁束と永久磁石の界磁磁束が逆方向に作用し、両磁束が反発し合うことでティース正面の部分で磁束密度が小さくなる一方で、隣接するステータティースの中間の箇所、つまりスロットの正面の箇所では、両磁束の反発が起こりにくく磁束密度が高くなる。この影響で、無負荷時に比べ弱め界磁制御時では、ロータ表面における磁束密度変動が大きくなり、スリーブでは約 7 kW、磁石では約 1.3 kW の非常に大きな損失が発生する。

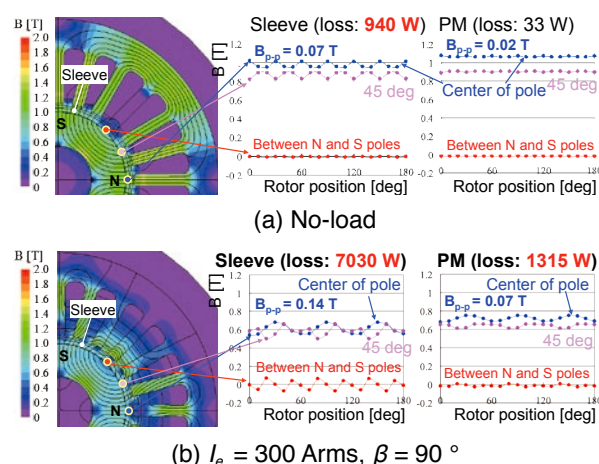


Fig. 8. Flux density distribution at 50000 r/min.

Fig. 9 は、Fig. 8(b) の弱め界磁制御時におけるロータ表面の渦電流密度を解析した結果である。この渦電流は、ギャップ部やロータ表面における磁束密度の高低差が大きいくほど大きくなるため、ステータティース先端の幅が大きな影響を及ぼすと考えられる。自動車駆動用モータでは、高速回転時に強い弱め磁束を発生させて制御する必要があり、弱め界磁制御時のロータ損失を如何に低減するかが重要である。なお、弱め界磁制御を行わない場合には、上述の磁束密度の高低差自体が小さくなるため、エアギャップ長やスロット数を大きく設定することで、渦電流を効果的に低減可能である。

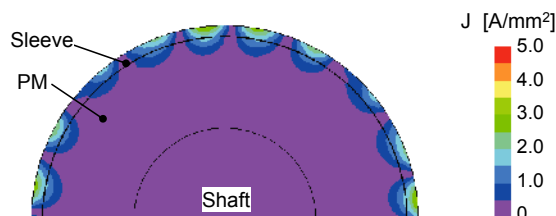


Fig. 9. Eddy current density distribution of rotor at 50000 r/min ($I_e = 300 \text{ Arms}$, $\beta = 90^\circ$).

4. 2 渦電流損低減設計

ロータの渦電流損に対して、ステータ突極開角 β_{st} に対するスロット開角 β_{op} の比率 β_{op}/β_{st} (パラメータの定義を Fig. 10 に示す), スロット数, エアギャップ長 L_g がどのように影響するのかを 2D-FEA を用いて検討し, 要求最大トルクを満たしつつ損失の低いロータ構造を設計する. 検討では, β_{op}/β_{st} の比率を 0 から 1.5 まで変化させるとともに, スロット数を 12 と 24, 磁気的エアギャップ長 L_g を 5.0, 10.0 mm とし, 磁石とスリーブにおける渦電流損を解析した. 回転速度 50000 r/min における無負荷時, 弱め界磁制御時の渦電流損の解析結果を Fig. 11 および Fig. 12 に示す. なお, Fig. 12 の結果は, 自動車駆動用モータとして使用しない電流条件であるが, 弱め界磁制御時においてロータ表面に渦電流損が最も発生するワーストケースとして, $\beta = 90^\circ$, 最大電流 $I = 300$ Arms における結果を示している.

両図より, 無負荷時, 弱め界磁制御時ともにスロット数が多い程, またギャップ長 L_g が大きい程, 磁石およびスリーブの渦電流損を低減できる. どちらもロータの表面における磁束密度変動を小さくできるためであるが, ギャップ長の長大はロータ表面をステータティースの先端から離すことで, スロット数増加に対しては突極の幅が狭くなることで磁束密度変動の低減を実現している.

Fig. 11 の無負荷時においては, β_{op}/β_{st} の比率の増加とともに磁石およびスリーブ渦電流損が大きくなる傾向にあるが, $L_g = 10$ mm, 24 スロットを用いれば, ロータの渦電流損 (磁石およびスリーブでの渦電流損の合計) を 15 W 以下に抑えることができる.

一方, Fig. 12 の弱め界磁制御時の渦電流損失の挙動に着目すると, β_{op}/β_{st} の比率が 0.5 付近で極大値をとり, 0.5 よりも大きい領域で β_{op}/β_{st} の増加に対し急激に低下している. この傾向は, スロット数・ギャップ長によらず同じであるが, $L_g = 5$ mm や 12 スロットを用いた場合, 磁石およびスリーブの渦電流損はそれぞれ 300 W, 1000 W を超え非常に大きく, 磁石発熱に伴う不可逆減磁が問題

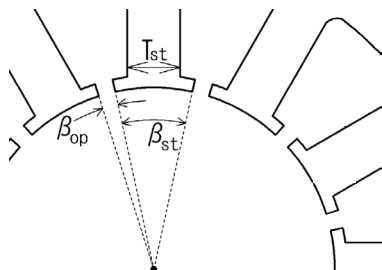
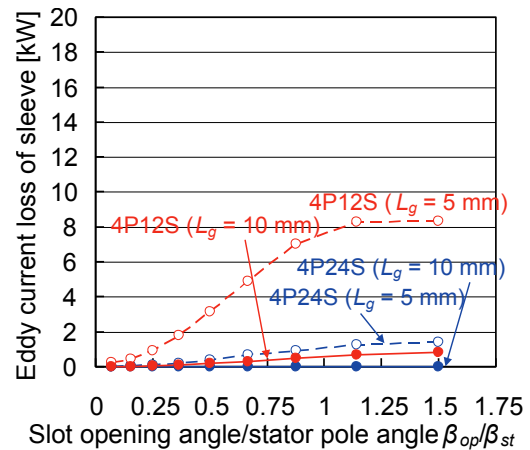


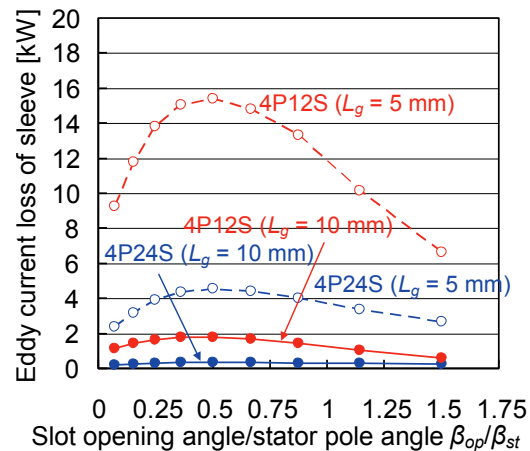
Fig. 10. Definition of slot opening angle β_{op} and stator pole angle β_{st} ³⁾.

となる. 無負荷時と同様に, $L_g = 10$ mm, 24 スロットを用いれば, 弱め界磁制御時の磁石およびスリーブの渦電流損を 350 W, 60 W 以下に抑えることができる.

Fig. 13 は, エアギャップ長 $L_g = 10$ mm, スロット数 24 一定の下で, 磁石厚 L_m , β_{op}/β_{st} を変化させた場合の最大トルクを解析した結果である. 同図より, 最大トルクは磁石厚によらず β_{op}/β_{st} が 0.5 から 0.875 の範囲で高くなっている. 弱め界磁制御時の渦電流損低減の観点からは β_{op}/β_{st} の比率が大きい方が良いため, β_{op}/β_{st} の最適値として 0.875 を採用する. L_m については, $\beta_{op}/\beta_{st} = 0.875$ の下で要求最大トルク 115.5 Nm を満たす $L_m = 17.5$ mm を採用する. 決定した各パラメータ, $L_g = 10$ mm, 24 スロット, $\beta_{op}/\beta_{st} = 0.875$, $L_m = 17.5$ mm における弱め界磁制御時のロータ損失は 302 W (磁石渦電流損 53 W, スリーブの渦電流損 249 W), ロータの損失密度は 755 W/ℓ となり, 目標ロータ発熱密度 800 W/ℓ 以下を実現している.



(a) Sleeve



(b) Permanent magnet

Fig. 11. Eddy current losses of PM and sleeve at no-load (50000 r/min)³⁾.

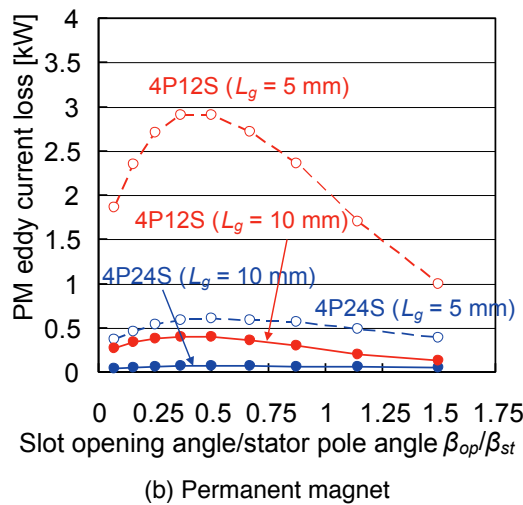
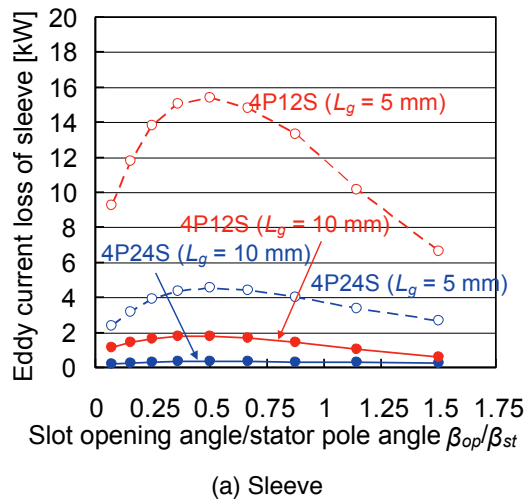


Fig. 12. Eddy current losses of PM and sleeve under flux weakening control (50,000 r/min)³⁾.

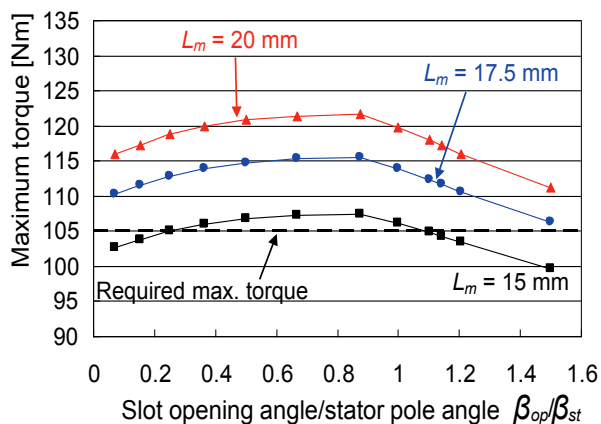


Fig. 13. Maximum torque vs. β_{op}/β_{st} ³⁾.

4. 3 設計モータの諸特性評価結果

2D-FEA で得られた設計モータの速度-最大トルク特性、出力特性を要求特性と共に Fig. 14 に示す. 同図より、2D-FEA における開発目標値である最大トルク 115.5 Nm、最大出力 165 kW を満足している.

設計モータのトルク脈動マップ (瞬時トルクの peak-to-peak 値) の解析結果を Fig. 15 に示す. 解析では、巻線電流実効値を 0 ~ 300 Arms、電流位相角を 0° ~ 90° の範囲で変化させている. 同図より、トルク脈動の最大値は 2.2 Nm、ほとんどの運転範囲でトルク脈動を 1.0 Nm 以下 (最大トルクの 1% 以下) にできる.

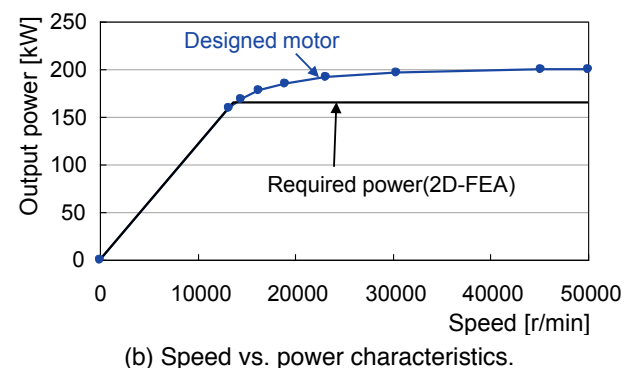
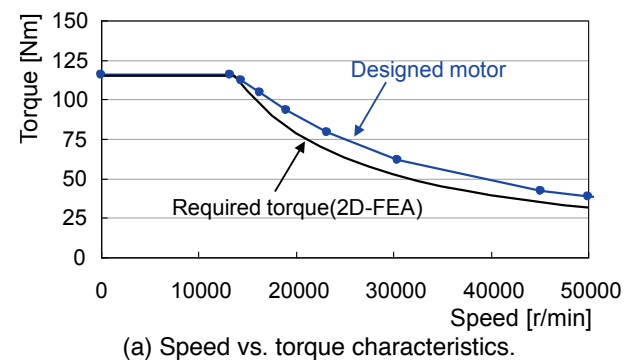


Fig. 14. Drive characteristics³⁾.

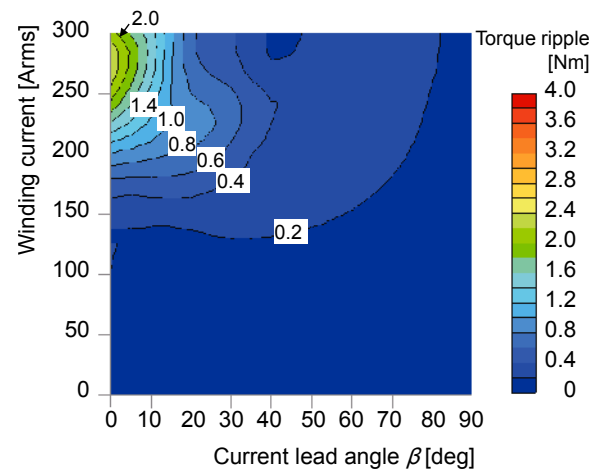


Fig. 15. Torque ripple map³⁾.

5. あとがき

極異方配向磁石を用いた高速・大出力 PM モータの電磁構造について検討した。自動車駆動用モータの運転で必要となる強い弱め磁束制御時においても、ロータ表面の渦電流損失が低く高速回転に適したモータ構造を考案した。同モータのトルク特性、出力特性を算出し、目標である最大トルク 105 Nm, 最高出力 150 kW を達成できる見込みを得た。今後は、開発中磁石を用いたロータの強度試験ならびに試作機を用いた性能評価試験を進める予定である。

(文 献)

- 1) A. D. Anderson et al., “System Weight Comparison of Electric Machine Topologies for Electric Aircraft Propulsion”, 2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS), (2018), 1.
- 2) J. Binder, M. Silvagni, S. Ferrari, B. Deusinger, A. Tonoli and G. Pellegrino, “High-speed IPM Motors with Rotor Sleeve: Structural Design and Performance Evaluation”, 2023 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis, (2023), 1.
- 3) 加納善明, 日南田純平, 松井信行:「自動車駆動用高速・大出力モータのロータ構造に関する研究」, 2024 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.III, No.3-53, (2024), 322.
- 4) 宮脇寛:「重希土類フリー熱間加工ネオジウム磁石の開発と展望」, 第31回磁気応用技術シンポジウム, A2-3 (2023).
- 5) 飯田貴之, 竹本真紹, 小笠原悟司, 折川幸司, 佐藤以久也, 國分博之, 鳥羽章夫, 首藤雅夫:「集中巻固定子を用いた超高速モータの高出力密度化に関する検討」, 電気学会研資, MD-19-073-079, RM-19-041-047, VT-19-001-007, (2019), 35.
- 6) 金清裕和:「Fe-Si-B系厚板急冷凝固合金薄帯の製造方法」, 特願 2021-132617.
- 7) J. F. Gieras, “Design of Permanent Magnet Brushless Motors for high Speed Applications”, 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), (2014), 1.
- 8) 星野昭広, 森本雅之, 松井信行:「大エアギャップ長の表面磁石型高速発電機設計のための出力電圧予測法」, 電学論 D, 124(2004), 10, 1036.



加納善明



日南田純平