

セグメント構造巻線界磁形フラックススイッチングモータにおける 高出力化に適した極数の検討

Examination of Number of Poles for Higher Power in Wound Field Flux Switching Motor with Segmental Rotors

小石雄大[†]・後藤博樹

宇都宮大学大学院 地域創生科学研究科, 栃木県宇都宮市陽東 7-1-2 (〒321-8904)

Y. Koishi[†], H. Goto

Utsunomiya University, Graduate School of Regional Development and Creativity, 7-1-2 Yoto, Utsunomiya, Tochigi 321-8585, Japan

Investigation on rotor pole numbers of Wound Field Flux Switching Motors (WFFSMs) with segmental rotors in existing papers has been restricted to a comparison of torque-current characteristics. This paper investigates the number of rotor poles necessary to achieve a high power density in WFFSMs with segmental rotors. Pole numbers were varied from 5 to 8. The performances of motors with different pole numbers were compared by finite element analysis (FEA). Odd numbers of rotor poles not only effectively eliminated the even harmonics of back-EMF but also expanded the speed range of WFFSMs with a segmental rotor drive. It is also revealed that the 5-rotor pole is suitable for higher power.

Key words: flux switching motor, segmental rotor, rotor pole number

1. はじめに

現在、永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) は輸送分野や産業分野のみならず、幅広い分野で用いられている。しかしながら、希土類を原料とした永久磁石を用いる PMSM は、供給不安や高コスト、不可逆減磁といった課題がある。このような背景から省・脱レアアースモータの研究開発が進められており、その一つとしてスイッチトリラクタンスモータ (Switched Reluctance Motor: SRM) が注目されている¹⁾。

SRM は、鉄心と巻線のみで構成されるため、構造が簡単で堅牢かつ安価なモータである。ゆえに、SRM は他のモータ種と比較して、高速回転、高温環境での使用、耐環境性などで利点を持つ。一方、SRM は一般的にユニポーラ電流によって駆動されるため、鉄心の磁化曲線における第 1 象限のみに動作範囲が限定されることから、トルク密度の向上に限界がある。いくつかある先行研究では、SRM の動作範囲を拡大させるために、永久磁石を併用した永久磁石アシスト型 SRM が提案されている^{2,3)}。しかし、永久磁石アシスト型 SRM は、磁石不要という SRM 本来の特長を失ってしまうことが問題である。

上記の課題に対して、巻線界磁形フラックススイッチングモータ (Wound Field Flux Switching Motor: WFFSM) が検討報告されており^{4,5)}、筆者らはその中でもセグメントロータ型 WFFSM に着目している。WFFSM は、界磁巻線を固定子側に配置するためスリップリングやブラシが不要である。また、WFFSM は SRM と同様に回転子が突極構造のため、簡単な構造で堅牢性に優れている。さらに、WFFSM は巻線鎖交磁束の変化がバイポーラとなるため、SRM と比較して高トルク密度化が期待される。以上の利点に加えて、セグメントロータ型 WFFSM は、巻線を集中巻できるため巻線占積率を高めることができ、コイルエンド長を短縮することができる⁶⁾。これまでにセグメントロータ型 WFFSM の極

数の設計に関しては、主に出力トルクについて検討報告されている^{7,8)}。しかし、電気自動車や電動航空機用途のモータに要求される出力密度の向上を達成するためには、最大トルクだけでなく、最大出力、最高速度も考慮した設計が必要である。

そこで本稿では、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM の速度-トルク、出力特性について、2次元有限要素法 (2D-FEM) を用いて比較検討を行ったので報告する。

2. セグメントロータ型 WFFSM の構造及び動作原理

2.1 基本構造

Fig. 1 にセグメントロータ型 WFFSM の基本構造を示す。固定子 12 スロットの構成で、固定子 6 スロットに三相電機子巻線、その中間 6 スロットに界磁巻線が集中巻されている。界磁巻線は、界磁極に発生させる磁束の向きを隣の界磁極と逆向きに発生するように結線されている。回転子はセグメントコアで構成され、セグメントコアは非磁性高強度材料によって支持されている。

2.2 動作原理

Fig. 2 に、界磁巻線に直流電流を印加し、回転子を回転させた時の界磁磁束経路を示している。図は、1 つの電機子極と隣接する 2 つの界磁極を固定子 1 ユニットとし、こ

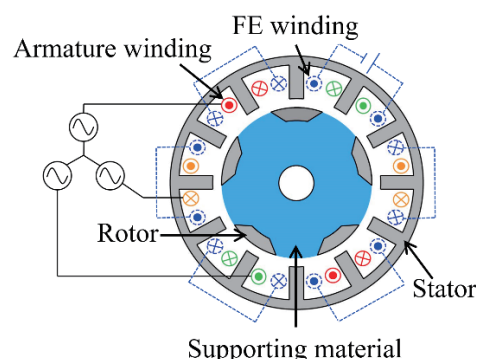
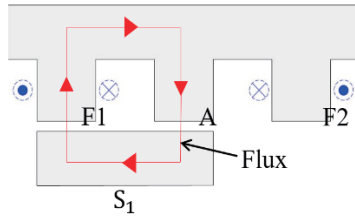
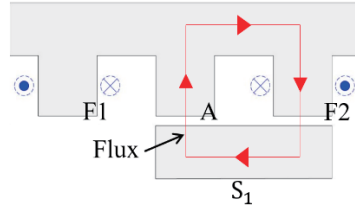


Fig. 1 Structure of WFFSM with segmental rotors.

Corresponding author: Y. Koishi
(e-mail: dc247225@s.utsunomiya-u.ac.jp).



(a) Rotor aligns with F1 and A.



(b) Rotor aligns with F2 and A.

Fig. 2 Operating principle of WFFSM with segmental rotors.

れを直線展開したものである。矢印は、界磁磁束経路を示している。

界磁巻線 F1 と F2 に一定の直流電流を流すと、電機子巻線の鎖交磁束は回転子位置によって変化する。Fig. 2(a)に示す回転子位置では、界磁巻線 F1 の磁束は電機子巻線 A を図のように下向きに鎖交する。ここで、下向きの磁束を負の向きとする。一方、回転子が Fig. 2(b)の回転子位置に移動すると、界磁巻線 F2 の磁束は電機子巻線 A を図のように正の向きに鎖交する。このとき、電機子巻線の鎖交磁束の方向は Fig. 2(a)と異なるため、回転子の動きによって電機子巻線の鎖交磁束の極性が正負に変化していることがわかる。したがって、バイポーラ磁束によって動作していることが理解される。これがセグメントロータ型 WFFSM のフラックススイッチングの原理である。回転子が回転し続けると、電機子巻線の鎖交磁束が周期的に正負に交番し、誘起電圧が発生する。したがって、3 つの各相電機子巻線をそれぞれ空間的に $2/3\pi$ の位相角をずらして配置すると、各相に $2/3\pi$ の位相差を持つ誘起電圧が発生する。この三相誘起電圧に対して適切に三相正弦波電流を印加することでトルクが発生する。

3. 解析モデルの諸元及び解析条件

Fig. 3に解析モデルを示している。本研究の解析モデルには、先に筆者らが設計したセグメントロータ型 WFFSM⁷⁾を採用している。これらのセグメントロータ型 WFFSM はインナーロータ型で、固定子12スロット、回転子が5極、7極および8極となっている。回転子コアの形状・寸法は、[7]の設計手法を用いて最適化されており、各極数において異なる。固定子形状は、極数に関係なく同一となっている。なお、先行研究により6極機は単相駆動になることが確認されているため、本研究では検討対象から除外している。

Table 1 に解析の仕様を示している。直径、ギャップ長、コア積厚、巻数は極数によらず同じ値としている。コア材料は無方向性電磁鋼板 (35H230) としている。2次元有限

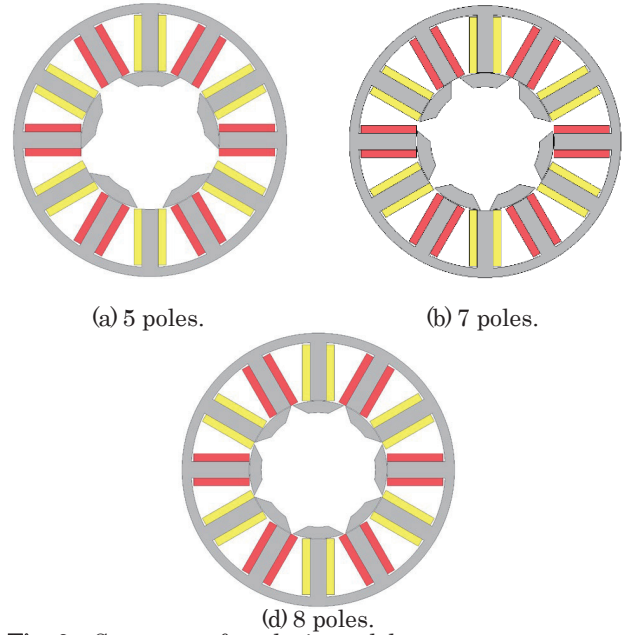


Fig. 3 Structure of analysis model.

Table 1 Analysis constraints.

Outer diameter of stator	118 mm
Iron stack length	40 mm
Airgap length	0.3 mm
Number of turns/pole	202 turns
Iron core material	35H230
DC side voltage	100 V
Max. current RMS	2.83 A

要素法 (2D-FEM, 株式会社 JSOL 製 JMAG-Designer version 17.1) により、電圧制限値を 100 V、電流実効値上限を 2.83 A (10 A/mm²) の条件下で特性解析を行った。

4. 異なる回転子極数における特性の比較検討

4.1 電機子端子間の無負荷誘起電圧の比較

Fig. 4 に回転速度が 400 rpm での界磁磁束のみによる U 相の誘起電圧波形とその FFT 結果を示している。誘起電圧波形を比較すると、5 極機の誘起電圧は他の極数機よりも低いことがわかる。これは、Fig. 4(b)に示すように 5 極機の誘起電圧の奇数次成分が高いためである。一方、7 極機は他の極数より誘起電圧の基本波含有率が高いことから、誘起電圧波形が正弦波状に近いことがわかる。また、8 極機の誘起電圧波形は非対称となるため、振幅に偏りが生じ誘起電圧が高くなることがわかる。これは、8 極機の誘起電圧に偶数次成分が発生するためである。

次に、5 極機および 7 極機と比較して、8 極機の誘起電圧の偶数次成分が大きくなる原因を考察する。

Fig. 5 に界磁磁束のみによる 5 極機、7 極機および 8 極機の U 相巻線鎖交磁束を示している。

ここで、8 極機の U1 コイルと U2 コイルの巻線鎖交磁束 ϕ_{u1} 、 ϕ_{u2} は (1) 式で表せる。なお、高次高調波成分の振幅が小さいため基本波成分と 2 次高調波成分のみ考慮している。

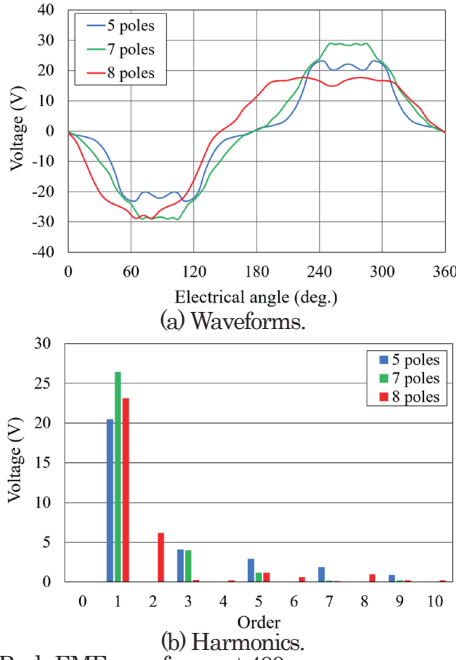


Fig. 4 Back-EMF waveforms at 400 rpm.

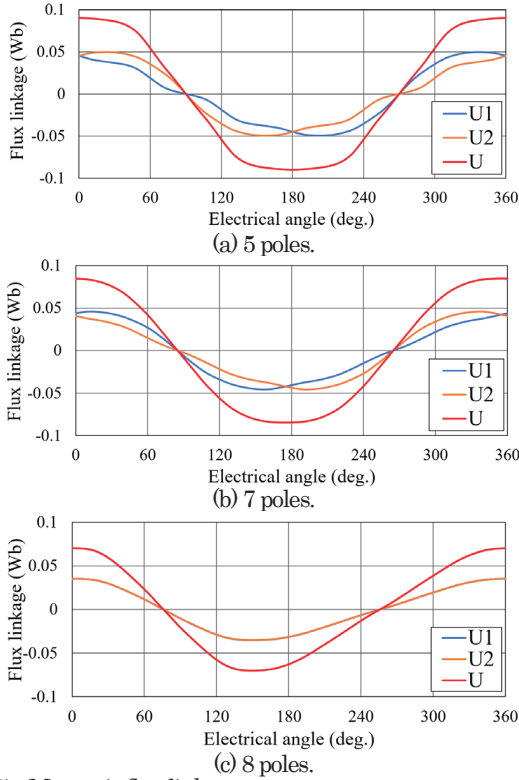


Fig. 5 Magnetic flux linkages.

$$\begin{aligned}\Phi_{u1} &= \Phi_1 \sin(\omega t) + \Phi_2 \sin(2\omega t) \\ \Phi_{u2} &= \Phi_1 \sin(\omega t + \theta_\alpha) + \Phi_2 \sin(2\omega t + 2\theta_\alpha)\end{aligned}\quad (1)$$

ここで、 Φ_1 は基本波の振幅、 Φ_2 は2次高調波成分の振幅、 θ_α はFig. 6に示すU1コイルとU2コイルの位相角 θ_s とU1コイルとU2コイルに対応するロータ間の位相角 θ_r の差として(2)式で定義される。

$$\theta_\alpha = \theta_s - \theta_r \quad (2)$$

ここで、 θ_s は次のように計算される。

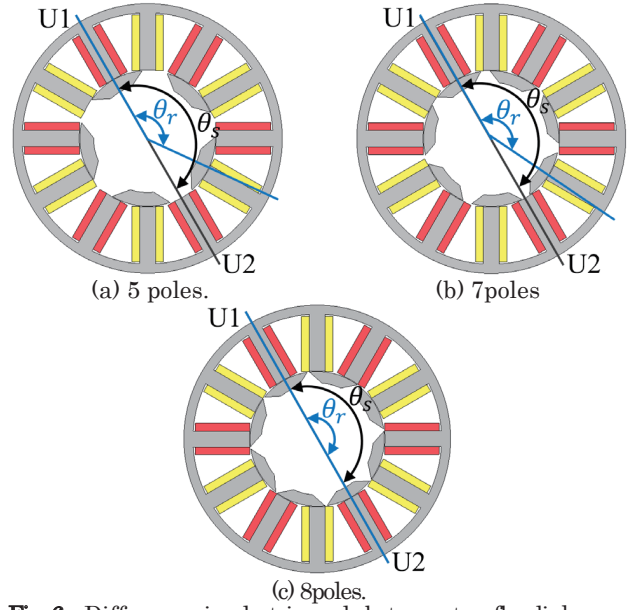


Fig. 6 Difference in electric angle between two flux linkages.

$$\theta_s = 2\pi p_r \frac{(n_s - 1)}{p_s} \quad (3)$$

ここで、 p_r は回転子極数、 n_s は Φ_{u1} を形成する固定子スロットから Φ_{u2} を形成する固定子スロットまでにある固定子スロットの数、 p_s は固定子スロット数である。同様に、 θ_r は次のように計算される。

$$\theta_r = 2\pi p_r \frac{(n_r - 1)}{p_r} \quad (4)$$

ここで、 n_r は Φ_{u1} を形成する回転子極から Φ_{u2} を形成する回転子極までにある回転子極の数である。

(1)式より、U相巻線鎖交磁束は(5)式となる。

$$\begin{aligned}\Phi_u &= \Phi_1 \sin(\omega t) + \Phi_2 \sin(2\omega t) \\ &+ \Phi_1 \sin(\omega t + \theta_\alpha) + \Phi_2 \sin(2\omega t + 2\theta_\alpha)\end{aligned}\quad (5)$$

ここで(5)式を変形すると、次式となる。

$$\begin{aligned}\Phi_u &= 2\Phi_1 \sin\left(\omega t + \frac{\theta_\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_\alpha}{2}\right) \\ &+ 2\Phi_2 \sin(2\omega t + \theta_\alpha) \cos(\theta_\alpha)\end{aligned}\quad (6)$$

8極機の θ_α は(2)、(3)、(4)式より0となる。

$$\theta_\alpha = 2\pi \cdot 8 \cdot \left(\frac{6}{12} - \frac{4}{8}\right) = 0 \quad (7)$$

したがって、 Φ_u は(6)、(7)式より(8)式となる。

$$\Phi_u = 2\Phi_1 \sin(\omega t) + 2\Phi_2 \sin(2\omega t) \quad (8)$$

(8)式より、8極機では本質的に巻線鎖交磁束に偶数次の高調波が発生することがわかる。この偶数次の高調波によって、Fig. 5(c)に示すように巻線鎖交磁束の正負の傾きに差が生じる。その結果、誘起電圧にも偶数次成分が発生し、誘起電圧波形が非対称になる。

一方、5極機および7極機のU1コイルとU2コイルの巻線鎖交磁束は2次高調波成分までを考慮すると(9)式となる。

$$\begin{aligned}\Phi_{u1} &= \Phi_1 \sin(\omega t) + \Phi_2 \sin(2\omega t) \\ \Phi_{u2} &= -\Phi_1 \sin(\omega t + \theta_\alpha) - \Phi_2 \sin(2\omega t + 2\theta_\alpha)\end{aligned}\quad (9)$$

8極機は固定子と回転子の相対位置関係が対称となるのに対して、5極機および7極機は非対称となる。これにより、Fig. 7に示すように5極機および7極機と8極機では電機子極と磁路を形成する

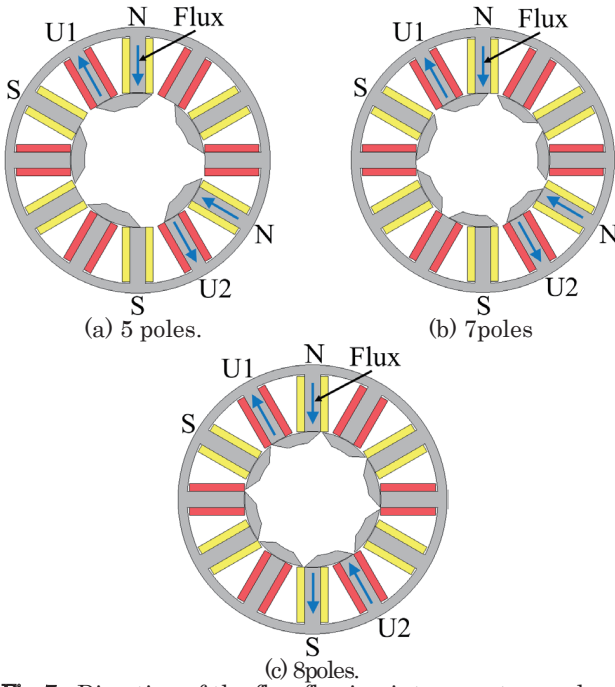


Fig. 7 Direction of the flux flowing into armature pole.

界磁の磁極 N, S が異なる. その結果, 5 極機および 7 極機の Φ_{u2} は, U 相コイル間に位相差 π があるが, U 相の各電機子極に流入する界磁束束の向きが同じとなるため Φ_{u1} と正負が異なる. したがって, 5 極機および 7 極機の Φ_{u2} は 8 極機のものと同様の正負が異なる.

(9)式より, U 相巻線鎖交磁束は(10)式となる.

$$\begin{aligned} \Phi_u &= \Phi_1 \sin(\omega t) + \Phi_2 \sin(2\omega t) \\ &\quad - \Phi_1 \sin(\omega t + \theta_\alpha) - \Phi_2 \sin(2\omega t + 2\theta_\alpha) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで, (10)式を変形すると次式となる.

$$\begin{aligned} \Phi_u &= -2\Phi_1 \cos\left(\omega t + \frac{\theta_\alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_\alpha}{2}\right) \\ &\quad - 2\Phi_2 \cos(2\omega t + \theta_\alpha) \sin(\theta_\alpha) \end{aligned} \quad (11)$$

5 極機および 7 極機では(2), (3), (4)式により θ_α が π となる.

$$5 \text{ poles: } \theta_\alpha = 2\pi \cdot 5 \cdot \left(\frac{6}{12} - \frac{2}{5}\right) = \pi \quad (12)$$

$$7 \text{ poles: } \theta_\alpha = 2\pi \cdot 7 \cdot \left(\frac{6}{12} - \frac{3}{7}\right) = \pi \quad (13)$$

したがって, Φ_u は(14)式となる.

$$\Phi_u = -2\Phi_1 \cos\left(\omega t + \frac{\theta_\alpha}{2}\right) \quad (14)$$

(14)式より 5 極機および 7 極機では巻線鎖交磁束に偶数次高調波が発生しないことがわかる. したがって, 5 極機および 7 極機では原理的に偶数次の高調波が発生しないと考えられる.

以上より, 極数が偶数の場合は誘起電圧に偶数次の高調波が発生し, 奇数の場合は偶数次の高調波を抑制することができることがわかる.

4.2 電機子電流密度 - トルク - 界磁電流密度特性の比較

Fig. 8 に界磁電流密度ならびに電機子電流密度を変化させて解析した電流密度-トルク特性を示している. 電機子電流の位相角は最大トルクを出力するときの位相角に固定している.

電機子電流密度が小さい場合, 界磁電流密度 8 A/mm² 付近でトルク増加が飽和していることがわかる. これは, 電機子電流密度に

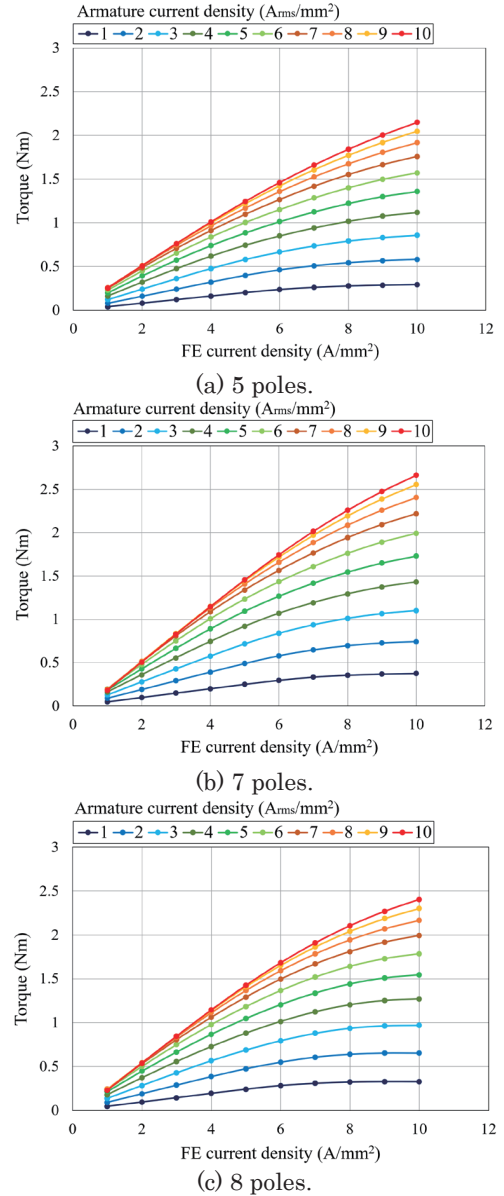


Fig. 8 Current density vs. torque.

対して界磁電流密度が大きい場合, 負トルクが発生し界磁電流密度の増加による正トルクの増加が打ち消されるためである. これに対して, 電機子電流密度と界磁電流密度が同等程度である場合, 負トルクは発生するものの正トルクより非常に小さいため, トルク増加は飽和していないことがわかる.

極数の異なるセグメント型 WFFSM の電流密度-トルク特性を比較すると, 7 極機の最大トルクが最も大きくなることがわかる. これは Fig. 4 に示すように 7 極機は他の極数と比較して誘起電圧の基本波成分が高く, 誘起電圧が大きくなるためである.

4.3 速度 - トルク, 出力特性の比較

Fig. 9 に速度-トルク特性を示している. 速度-トルク特性は, 界磁電流密度を 10 A/mm² に固定し, 電機子電流密度を 1 A/mm² から 10 A/mm² の範囲で変化させながら, 電機子電流の位相角を変化させて得ている.

速度-トルク特性を比較すると, 高負荷低速回転域では誘起電圧定数の高い 7 極機のトルクが最も大きくなることがわかる.

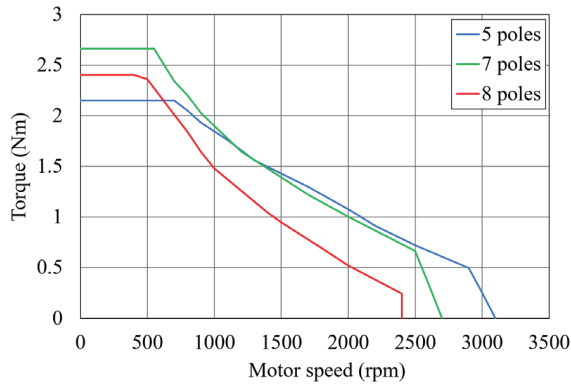


Fig. 9 Motor speed vs. torque curves.

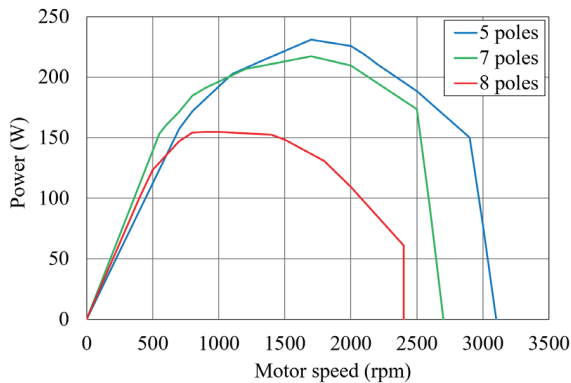


Fig. 10 Motor speed vs. power curves.

一方、誘起電圧定数が低い5極機は他の極数機よりも基底速度が高く、最高速度が最も高いことがわかる。

Fig. 10に各極数における速度－出力特性を示している。速度－出力特性を比較すると、5極機は高速回転域まで駆動できるため、高速回転域において出力を大きくできることがわかる。また、他の極数機より5極機の最大出力が大きいことがわかる。

4.4 可変界磁時における速度 - トルク, 出力特性の比較

Fig. 11に界磁の強さを変化させた際の速度－トルク特性を示している。ここでは、電機子電流密度、界磁電流密度をともに 1 A/mm^2 から 10 A/mm^2 の範囲で変化させながら、電機子電流の位相角を変化させて解析を行った。

速度－トルク特性を比較すると、高速回転域では5極機と7極機のトルクは同等程度となることがわかる。また、界磁の強さを変更しても5極機は他の極数機よりも誘起電圧定数が低いため最高速度が最も高いことがわかる。

Fig. 12に各極数機における速度－出力特性を示している。速度－出力特性を比較すると、界磁の強さを変化させても各極数機の最大出力点は変動しないため、他の極数機より5極機の最大出力が最も大きいことがわかる。

5. まとめ

本稿では、セグメントロータ型 WFFSM の高出力化を目的として、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM の特性について検討を行った。結果として、5極機は誘起電圧定数が低く高速回転域まで駆動できることから、最も出力が高いことがわかった。また、界磁の強さを変化させた場合においても他の極数機より5極機の

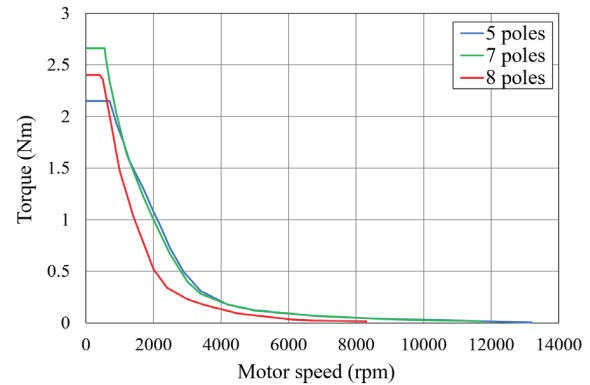


Fig. 11 Motor speed vs. torque curves adjusted by the field current.

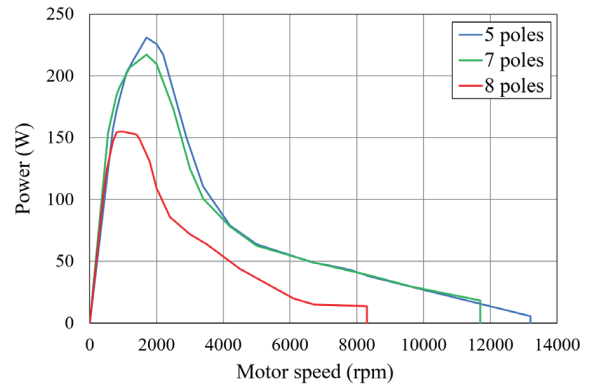


Fig. 12 Motor speed vs. power curves adjusted by the field current.

最大出力が最も高いことがわかった。

本研究では極数に関係なく固定子形状を等しくして解析を行ったため、各極数において最も良い特性での比較検討であるとは限らない。そのため今後は、各極数において固定子形状を変えて解析を行っていく予定である。

References

- 1) M. Abdalmagid, E. Sayed, M. H. Bakr, and A. Emadi: *IEEE Access*, **10**, 5141 (2022).
- 2) A. Nagai, K. Mitsuya, and K. Nakamura: *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **59**, 3256 (2023).
- 3) S. Ullah, S. P. McDonald, R. Martin, M. Benarous, and G. J. Atkinson: *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **55**, 298 (2019).
- 4) M. Yousuf, F. Khan, A. Tameemi, W. Ullah, and S. Akbar: *IEEE Access*, **12**, 45865 (2024).
- 5) R. Cao, X. Yuan, Y. Jin, and Z. Zhang: *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **66**, 795 (2019).
- 6) M. Galea, C. Gerada, and T. Hamiti: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Marseille, 2012, p. 171.
- 7) Y. Koishi, H. Goto: *Joint Technical Meeting on Magnetics, Motor drive and Linear Drives*, Sendai, 2022, MAG-22-099 (in Japanese).
- 8) A. Zulu, B. C. Mecrow, and M. Armstrong: *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, Brighton, 2010, p. 1.

2024年10月30日受理, 2024年12月24日再受理, 2025年1月10日採録