

マルチギャップ形可変界磁PMモータの 磁極相対角に対する駆動特性の実機検証

正員 青山 真大^{*a)} 非会員 中島 一清^{*} 正員 野口 季彦^{**}

Experimental Study on Relative Angle of Magnetic Pole and Its Driving Performance in Multi-Gap Type Variable Magnetic Flux PM Motors

Masahiro Aoyama^{*a)}, Member, Kazukiyo Nakajima^{*}, Non-member, Toshihiko Noguchi^{**}, Member

(2017年5月5日受付, 2017年7月16日再受付)

This paper presents a variable magnetic flux PM motor in which space harmonic power is utilized for weakening the magnetic flux, automatically. The stator has a toroidally-concentrated winding structure, and the torque generation surfaces are composed of three air-gaps, including one single radial gap and two axial gaps. The radial-gap rotor is a constant-magnetized PM rotor and the axial-gap rotors are self-excited wound-field rotors. These rotors are coaxially fastened with opposite magnetic pole positions. The magnetomotive force of axial-gap rotor can automatically retrieve space harmonic power, which is inevitably generated by the concentrated winding structure. In this study, the effect of relative angle of the magnetic pole between the radial-gap rotor and the axial-gap rotors on the drive performance, e.g., current phase-vs.-torque characteristics, adjustable speed drive characteristics, and variable-magnetic-flux range, are experimentally demonstrated with a prototype machine.

キーワード：可変界磁 PM モータ, 自己励磁, 空間高調波, 集中巻トロイダルステータ, 三次元磁路, 磁極相対角

Keywords: variable magnetic flux PM motor, self-excitation, space harmonics, toroidally-concentrated winding stator, three-dimensional magnetic flux path, relative angle of magnetic pole

1. 緒言

近年、輸送機器分野における CO₂ 排出量削減の取り組みとして、自動車の電動化が急激に促進されている。今日の電動化の流れとしてハイブリッド (HEV: Hybrid Electric Vehicle) について述べると① 12 V~48 V システム, ② 100 V 前後の低電圧システム, ③ 200 V~300 V に昇圧機能を組み合わせたストロング HEV システムに大きく分類され

る。車両重量が軽量の B セグメント以下のコンパクトカーにとってコスト、HEV パワートレインの重量、燃費改善効果のバランスを考えると①もしくは②の HEV システムが最も適している。さらに①の場合、60 V よりも低い電圧のため、安全対策 (感電対策処置) の観点からアジア諸国も含めて普及させやすいメリットがある¹⁾。しかし、高電圧 HEV システムに比べて限られた電圧制限内で駆動する必要があるため、従来の永久磁石形同期モータ (IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) を用いた場合は著しく駆動領域が狭まってしまう問題がある。今日の一般的な低電圧 HEV システム用モータとして、スリップリングを介して界磁調整可能なクローポール形オルタネータとインバータを組み合わせたシステムや、誘導電動機 (IM: Induction Motor) を用いたシステムが検討されている。しかし、前者の場合、大出力化に伴い従来よりも界磁電流を増やす必要がありブラシの摩耗や耐久性が問題となる。さらに鉄塊のロータ構造のため、鉄損増加により高効率小型化が困難である。IM に関してはロータに界磁源を有しておらず、且つ誘導性のため効率と力率が低いという問題がある。

a) Correspondence to: Masahiro Aoyama. E-mail: aoyamam@hhq.suzuki.co.jp

^{*} スズキ (株) 電動部品開発部 第一課 (Unit group)

〒432-8611 静岡県浜松市南区高塚町 300

Electric Component Development Department, SUZUKI Motor Corporation

300, Takatsuka-cho, Minami-ku, Hamamatsu, Shizuoka 432-8611, Japan

^{**} 静岡大学 創造科学技術大学院

〒432-8561 静岡県浜松市中区城北 3-5-1

Graduate School of Science and Technology, Shizuoka University

3-5-1, Johoku, Naka-ku, Hamamatsu, Shizuoka 432-8561, Japan

それらの課題に鑑みて、近年、磁石式同期モータ (PMSM) の高効率エリアと出力拡大を目的に可変界磁モータの検討が盛んに行われている^{(2)~(16)}。特にトルク密度の増加と可変界磁を両立する方法としてマルチギャップ構造を採用し、界磁巻線を用いて直流磁界を重畳させることでイメージポールの磁気抵抗を調整して可変界磁する研究 (Variable-Field type) や、バイパス磁路を形成して電機子鎖交磁束を調整する研究が報告されている^{(8)~(14)}。これらの先行研究は界磁磁束を制御するチョップ回路を追加する必要や、バイパス磁路での鉄損による効率低下など依然として解決すべき課題もある。一方、筆者らは新たなマルチギャップ構造の可変界磁技術として、チョップ回路の追加やバイパス磁路等を不要とし、回転速度の増加とともに自動的に永久磁石磁束 Ψ_m に対して極性反転 (磁極相対角 180 deg) した電磁石磁束 $\Psi_{e-coil}(\omega)$ を形成することでパッシブに可変界磁を実現する PM モータを既に提案した⁽¹⁷⁾。

本稿では上記の提案モータを対象に、固定界磁磁石を備えるラジアルギャップロータと可変界磁機能 (自励式電磁石) を有するアキシヤルギャップロータ間の磁極相対角 (RA : Relative Angle) を変更したときの駆動特性と可変界磁効果への影響について実機試験を通して明らかにしたので報告する。

2. 提案モータの構造

Fig. 1 に提案モータの全体構造 (一例として RA = 180 deg) を示す。集中巻トロイダルステータのラジアルギャップ面に PM ロータ、アキシヤルギャップ二面に自励式巻線界磁ロータ (SE-WF ロータ : Self-Excited-Wound-Field ロータ) を配置している。PM ロータの磁極は固定界磁の永久磁石のため起磁力が一定であるが、SE-WF ロータの磁極は集中巻構造で不可避に発生する第 2 次空間高調波 (基本波に対して逆相のため、基本波回転座標上で観測すると第 3 次時間高調波) を界磁エネルギー源としてダイオード整流回路により自励するパッシブな可変界磁磁極となる⁽¹⁸⁾。ファラデーの法則に従うため、回転速度や電機子起磁力により SE-WF ロータの起磁力が変化する。集中巻トロイダルステータコアの材質は磁路が三次元となるため軟磁性複合材 (SMC : Soft Magnetic Composites) を用いる。Fig. 2 に示すように集中巻トロイダルステータは突極を挟んで対向する同相コイルに逆方向の電流を流すことで三次元的に磁束を発生させることが可能になる。Fig. 3 にロータ構造を示す。PM ロータコアは電磁鋼板、SE-WF ロータコアは三次元磁路のため SMC を用いる。各ロータはシャフトに機械的に連結されており同期速度で回転する。Fig. 3(a) に示すように、SE-WF ロータの突極にはフラットワイズで α 巻した誘導コイル (I-coil : Induction-coil) と界磁コイル (F-coil : Field-coil) を軸方向に積み重ねて取り付けおり、Fig. 3(b) に示す整流回路で Fig. 3(c) のロータバックヨーク側に配置したダイオードと結線する構造である。ここで、I-coil は空間高調波が鎖交することで誘導起電力を発生させる役割

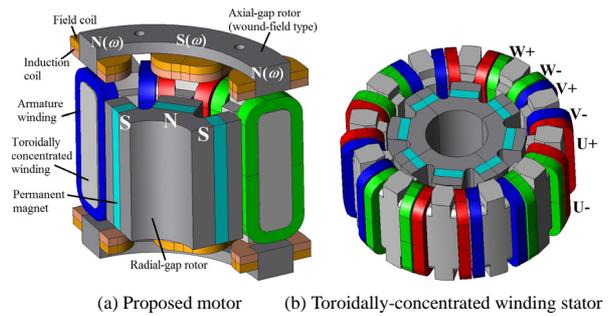


Fig. 1. Proposed variable magnetic flux PM motor.

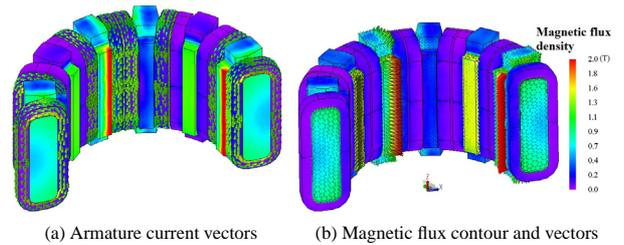


Fig. 2. Armature current and magnetic flux vectors.

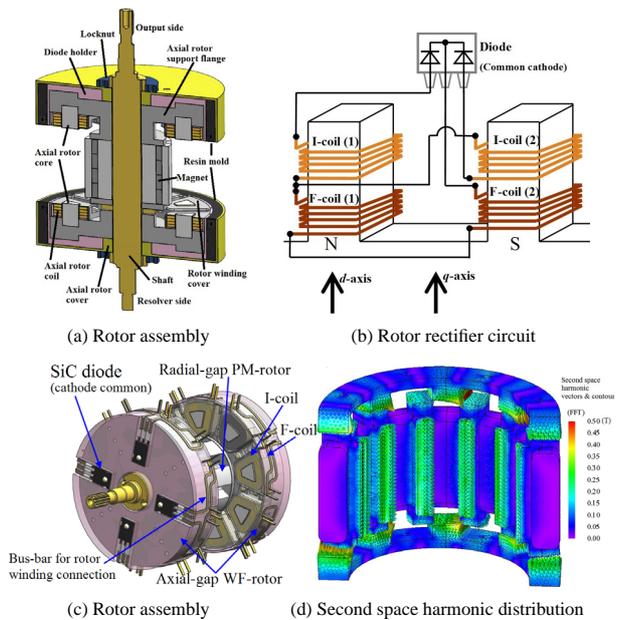
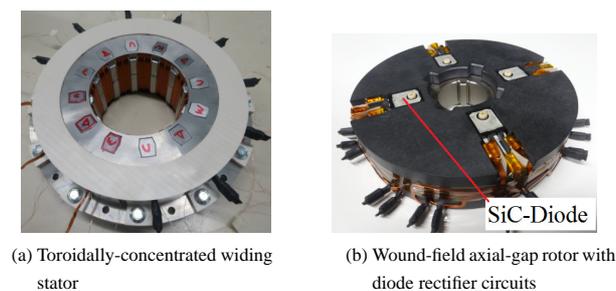


Fig. 3. Rotor configuration of prototype (relative angle: 180 deg).

をし、F-coil はダイオード整流後の界磁電流が流れることで界磁極の役割をしている。Fig. 3(d) に示すように、第 2 次空間高調波はギャップ近傍に多く鎖交するため I-coil をギャップ面側、F-coil を SE-WF ロータの突極根元側に配置している⁽¹⁸⁾。

3. 小型試作機の構造と主要諸元

Fig. 4 に試作した小型試作機を示し、Table 1 に主要諸元を示す。三次元磁路のため、ステータと SE-WF ロータには SMC (ヘガネス社製 Somaloy 700 3P) を用いる。パウダー状の磁性粉材を 100 トンプレス機で金型成形する際に



(a) Toroidally-concentrated winding stator (b) Wound-field axial-gap rotor with diode rectifier circuits

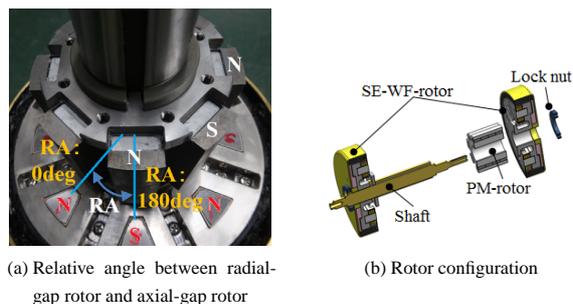
Fig. 4. Prototype.

Table 1. Specifications of prototype.

Number of rotor poles	8
Number of stator slots	12
Motor core outer diameter	120 mm
Air-gap length	Radial 0.7 mm Axial 0.9 mm
Axial length of core	51.8 mm (without axial-gap core) 107.6 mm (with axial-gap core)
Maximum magnetomotive force	900 A _{rms} T (30 s)
Number of stator coil-turn	9
Armature winding connection	4 series
Number of rotor induction coil-turn	30
Number of rotor field coil-turn	30
Armature coil size (with insulation coating)	5.26 mm × 0.56 mm
Rotor coil size (with insulation coating)	2.57 mm × 0.47 mm
Core material	SMC (stator and axial rotors) Magnetic steel sheet (radial rotor)

コピースの重量密度が $7.4 \sim 7.5 \text{ g/cm}^3$ を満たすようにステータコアは突極部とヨーク部で周方向に 12 分割, 軸方向に 2 分割した構造にしている。同様に SE-WF ロータコアも分割形状としている。ステータコアをセグメント構造にすることで, エッジワイズ巻でプリ成形したトロイダルコイルを, インシュレータ (PPS 製) を介してヨーク部に取り付け, 環状に組上げていくことが可能になり, コイルの占積率の向上を実現できる。SE-WF ロータコアの保持はアキシシャル方向の機械強度対策としてステンレス製 (SUS303) の保護部品を用いている。コアに設けたボルト穴を通じて保護部品に固定し, 保護部品はシャフトに機械的に連結させる。PM ロータは二次元磁路のため電磁鋼板 (新日鉄住金製 30DH) を用いており, 磁石は信越化学製 N39UH ($B_r = 1.22 \text{ T}$, $H_{cb} = 965.7 \text{ kA/m @ 293 K}$) である。

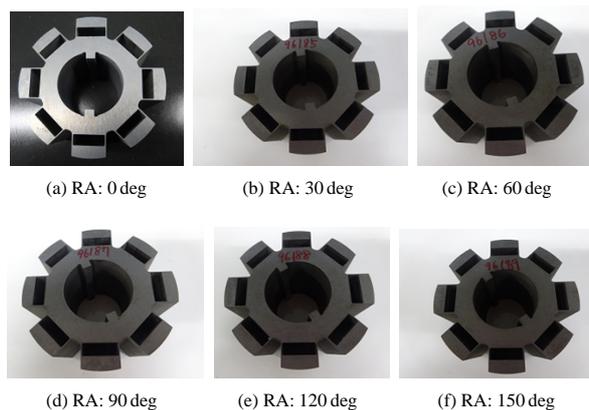
ラジアルギャップ面の PM ロータとアキシシャルギャップ二面の SE-WF ロータ間の磁極相対角 (RA) は Fig. 5(a) に示すように強め界磁になる, 磁極が同じ位置のときを RA =



(a) Relative angle between radial-gap rotor and axial-gap rotor

(b) Rotor configuration

Fig. 5. Relative angle between radial-gap rotor and axial-gap rotor.



(a) RA: 0 deg

(b) RA: 30 deg

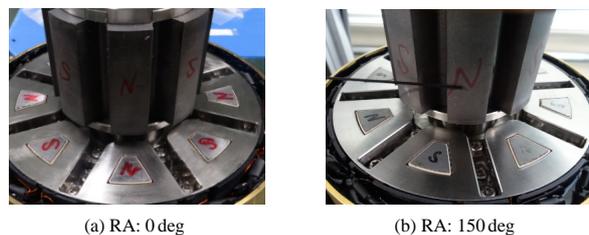
(c) RA: 60 deg

(d) RA: 90 deg

(e) RA: 120 deg

(f) RA: 150 deg

Fig. 6. Radial-gap rotor of each relative angle.



(a) RA: 0 deg

(b) RA: 150 deg

Fig. 7. Relative angle between radial-gap rotor and axial-gap rotor.

0 deg (電気角) とし, 弱め界磁になる磁極反転の位置のときを RA = 180 deg (電気角) と定義している。Fig. 5(b) に示すように反出力軸側の SE-WF ロータはシャフトに対して圧入し, 出力軸側の SE-WF ロータは隙間嵌めにしてある。PM ロータも隙間嵌めとし, PM ロータと SE-WF ロータの磁極相対角を変更して組み替え可能な構造設計をしている。ロータの締結はシャフトにタップを切り, ロックナットで締め付けている。RA の変更は Fig. 6 に示すように PM ロータのキー位置を変更したロータコアを試作して対応し, 組み付けると Fig. 7 に示すようになる。RA は Fig. 6 に示すように電気角で 0 deg から 180 deg まで 30 deg 刻みで変更させて実機検証する。

4. 実機による運転特性の検証

〈4・1〉 電流位相-トルク特性 第一に, 机上計算にて RA を変化させたときの電流位相-トルク特性を予測する。実機の磁極位置は PM ロータの N 極が U 相電機子巻線方

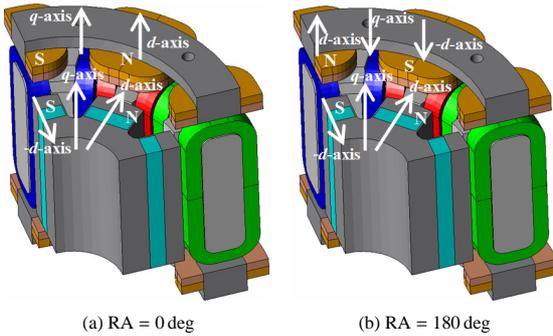


Fig. 8. dq -axis reference frame on radial-gap rotor and axial-gap rotor.

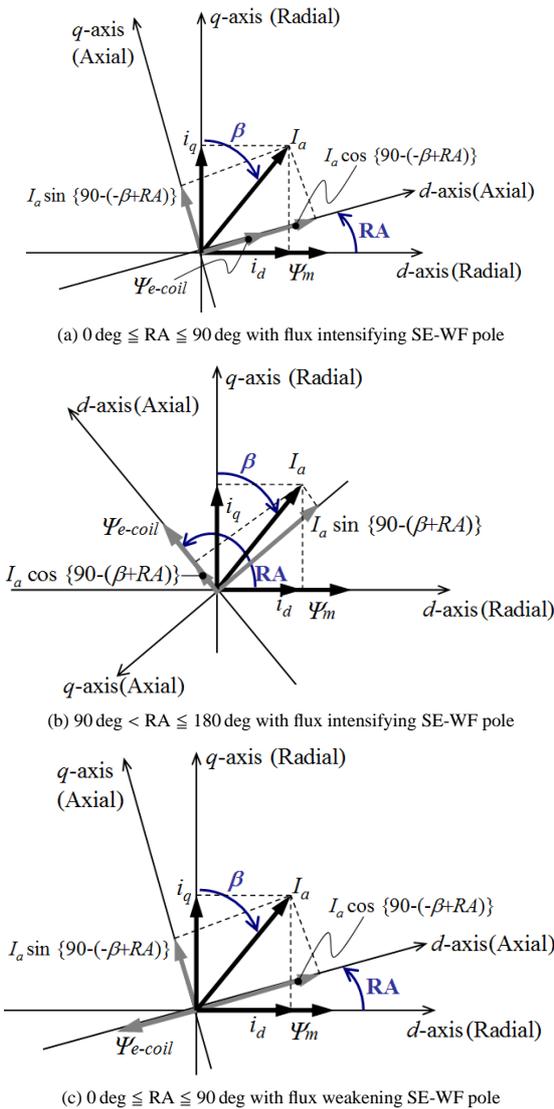


Fig. 9. Vector diagram with respect to relative angle between radial-gap rotor and axial-gap rotor, and SE-WF pole direction on axial-gap rotor.

向を向く位置で調整している。その結果, Fig. 8 に示すように RA が 0 deg と 180 deg 以外の場合は SE-WF ロータの突極位置が d 軸上からずれた位置に存在することになる。Fig. 9 に RA に対する PM ロータ (ラジアルギャップロータ) と SE-WF ロータ (アキシアルギャップロータ) の

Table 2. Combination of RA and SE-WF pole direction.

RA (deg)	RA' (deg)	SE-WF pole direction
0	0	Flux intensifying
30	30	Flux intensifying
60	60	Flux intensifying
90	90	Flux intensifying
120	60	Flux weakening
150	30	Flux weakening
180	0	Flux weakening

Table 3. Motor parameter for calculation.

Parameter	Value
I_a	1.0
ψ_m	1.0
$L_{d-axial} - L_{q-axial}$	0.4
ψ_{e-coil}	0.2

dq 軸の位相関係を示す。 β は電流位相であり, $+q$ 軸を基準として $-d$ 軸方向を正方向に定義している。同図 (a) は $0 \text{ deg} \leq RA \leq 90 \text{ deg}$ の場合であり, SE-WF ロータの自励電磁石極 (SE-WF pole) は強め界磁方向になる。両ロータの突極位置がずれており, PM ロータ上の dq 軸の d 軸が位相基準のため, SE-WF ロータ上の dq 軸における dq 軸電流 $i_{d-axial}$, $i_{q-axial}$ はそれぞれ以下になる。

$$i_{d-axial} = I_a \cos \left\{ \frac{\pi}{2} - (-\beta + RA) \right\} \dots \dots \dots (1)$$

$$i_{q-axial} = I_a \sin \left\{ \frac{\pi}{2} - (-\beta + RA) \right\} \dots \dots \dots (2)$$

よって, PM ロータ上の d 軸を位相基準としたときの SE-WF ロータのトルク T_{axial} は以下で表される。

$$T_{axial}/P_p = (L_{q-axial} - L_{d-axial})i_{d-axial}i_{q-axial} + \psi_{e-coil}i_{q-axial} \dots \dots \dots (3)$$

一方, PM ロータのトルク T_{radial} は以下になる。

$$T_{radial}/P_p = (L_{q-radial} - L_{d-radial})i_d i_q + \psi_m i_q \dots \dots \dots (4)$$

ここで P_p は極対数, $L_{d-axial}$, $L_{d-radial}$ と $L_{q-axial}$, $L_{q-radial}$ はそれぞれアキシアルギャップロータとラジアルギャップロータの d 軸, q 軸インダクタンス, I_a は電機子電流, ψ_m は PM ロータの磁石磁束, ψ_{e-coil} は SE-WF ロータの電磁石磁束である。(4)において, PM ロータは突極部 (d 軸) に磁石を配置しているため突極比 ($L_d - L_q$) が小さくリラクタンストルクをほとんど活用できず磁石トルクのみであるため, (4) の右辺第一項のリラクタンストルクをゼロと近似する。

次に Fig. 9(b) は $90 \text{ deg} < RA \leq 180 \text{ deg}$ の場合であり, SE-WF ロータの SE-WF pole は弱め界磁方向になる。しかしこのとき (1)~(3) より SE-WF ロータのリラクタンストルクは (4) の PM ロータの磁石トルクに対して逆相になってしまう。そこで磁極相対角に $0 \text{ deg} \leq RA \leq 90 \text{ deg}$ の拘

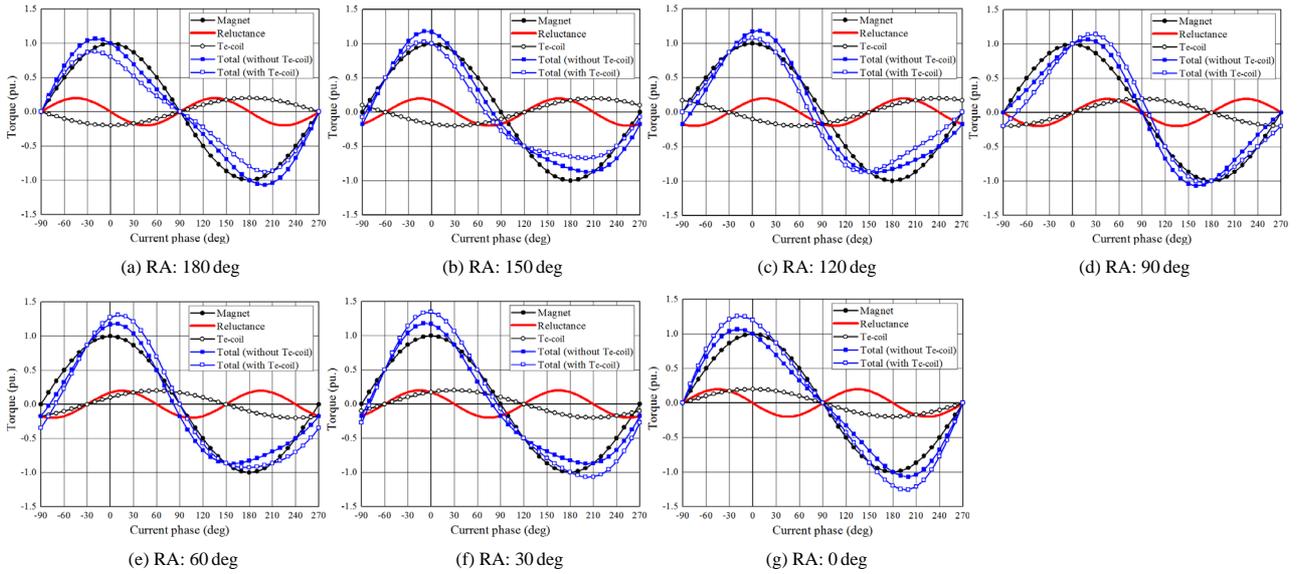


Fig. 10. Current phase-vs.-torque characteristics with respect to relative angle between PM-rotor and SE-WF rotor. (Calculated by Eqs. (5), and (6))

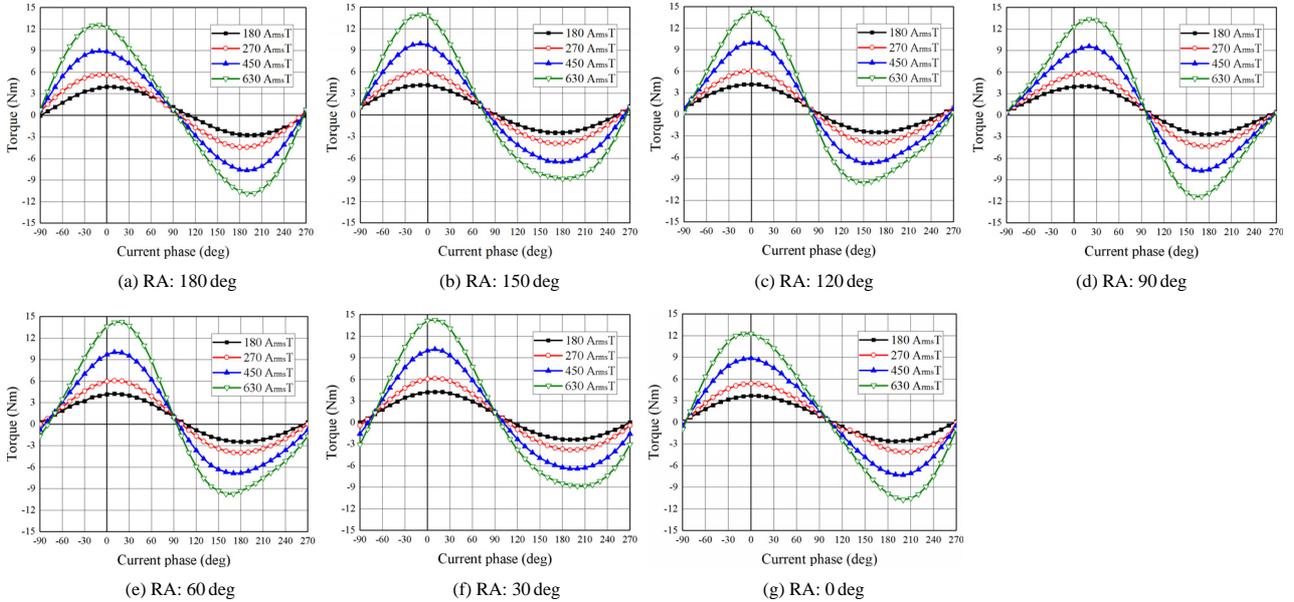


Fig. 11. Current phase-vs.-torque characteristics for 500 r/min. (Measured)

束条件を与え、当初想定していた $90 \text{ deg} < RA \leq 180 \text{ deg}$ は上記の拘束条件下で SE-WF ロータ巻線の整流回路結線を変更して Fig. 9(c) に示すように ψ_{e-coil} を反転させることで実現させる。よって、各 RA における組み合わせは Table 2 となる。同表において RA' は実際の PM ロータと SE-WF ロータの磁極の電氣的位相差である。この組み合わせよって、SE-WF ロータの SE-WF pole による強め界磁効果と弱め界磁効果による駆動特性を比較することができる。

よって、両ロータの合計トルク T は以下で表すことができる。

$0 \text{ deg} \leq RA \leq 90 \text{ deg}$ の場合

$$T/P_p = T_{radial} + T_{axial} = (L_{q-axial} - L_{d-axial})I_a^2 \sin(-\beta + RA') \cos(-\beta + RA')$$

$$+ \psi_{e-coil} I_a \cos(-\beta + RA') + \psi_m i_q \dots \dots \dots (5)$$

$90 \text{ deg} < RA \leq 180 \text{ deg}$ の場合

$$T/P_p = T_{radial} + T_{axial} = (L_{q-axial} - L_{d-axial})I_a^2 \sin(-\beta + RA') \cos(-\beta + RA') - \psi_{e-coil} I_a \cos(-\beta + RA') + \psi_m i_q \dots \dots \dots (6)$$

(5), (6) をもとに Table 3 のモータパラメータを用いて机上計算した結果を Fig. 10 に示す。前提条件として電磁石磁束は RA と電流位相に対して不変 (すなわち、第 2 次空間高調波分布が電流位相角によって変化せず界磁電流が常に一定) という近似条件で机上計算している。同図において、Magnet は磁石トルク, Reluctance はリラクタンストルク, T_{e-coil} は電磁石トルク, Total (without T_{e-coil}) は磁石トルク

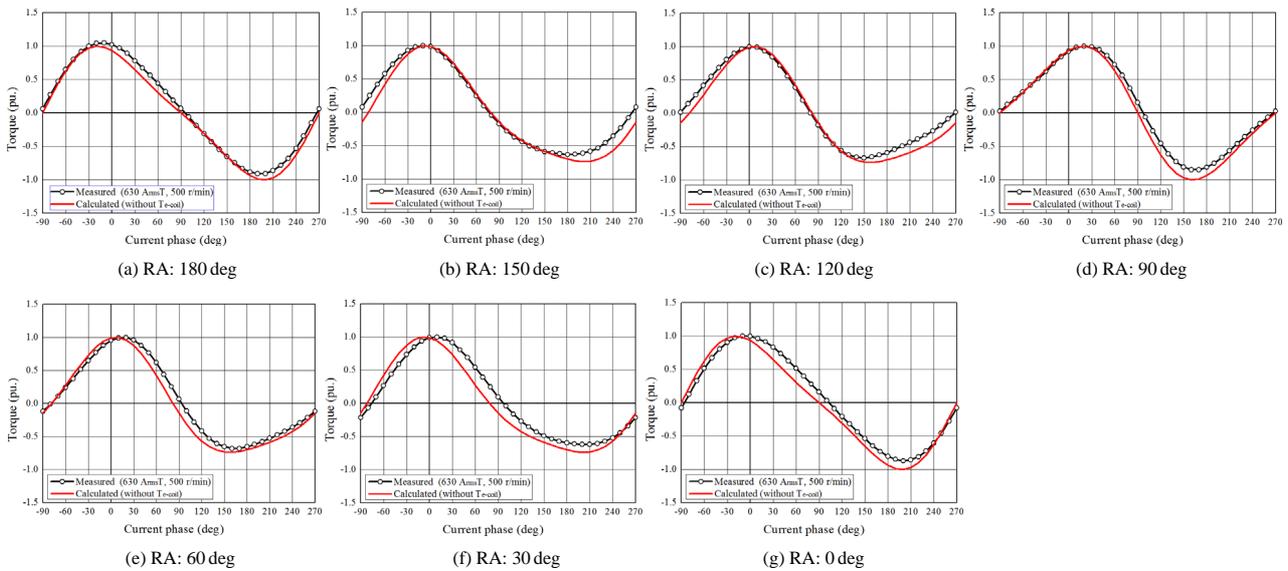


Fig. 12. Comparison between measured and calculated of current phase-vs.-torque characteristics.

とリラクタンストルクの和, $Total (with T_{e-coil})$ は磁石トルク, リラクタンストルクと電磁石トルクの和を意味している。Fig. 10 からわかるように, RA を変化させることでリラクタンストルクと磁石トルクの位相差が変化し, 理論的には RA が 45 deg のときに両トルクの位相が一致して最大トルクとなる。次に, 机上計算で予測したとおり, RA を変更させることで電流位相-トルク特性が変化することを実機検証にて確認していく。

実機検証は, 汎用インバータ (Myway プラス社製) を用いてキャリア周波数 10 kHz とし, トルク測定はモータベンチ側で速度制御, 供試モータ駆動用インバータでトルク制御を行い, トルク検出には HBM 社製トルクフランジ (T10FS) を用いた。トルク測定値はトルク計アンプ内で 30 Hz のローパスフィルタを介して 1 秒間隔 で 5 回平均した値である。測定温度条件は, ステータコイルエンドに取り付けた熱電対で検出した温度が常温から 90°C 以内となる範囲とした。試験環境と原理検証機の機械構造設計の都合上, 回転速度の上限を 2000 r/min とした。電機子起磁力は $630 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ (設計値の 70% 負荷) を上限としている。SMC 材の磁気特性と機械強度を狙い, 分割コアで試作したことによってステータの電磁振動に対する強度と冷却性能が不足し, 机上検討時の最大負荷での実験を行うことができなかった。

Fig. 11 に 500 r/min において磁極相対角を変化させたときの電流位相-トルク特性の実測値を示す。 500 r/min の極低回転且つ, 電機子起磁力 $630 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ の駆動条件下では SE-WF ロータの I-coil における誘導起電力が小さく, ロータ巻線のジュール損で消費されて自励しないため T_{e-coil} をゼロと近似できるので, Fig. 10 の $Total (without T_{e-coil})$ の机上計算結果と比較する。Fig. 12 に実測結果 ($630 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, 500 r/min) と机上計算結果 ($without T_{e-coil}$) を比較した結果を示す。実測結果は最大トルクで正規化して pu. 単位で

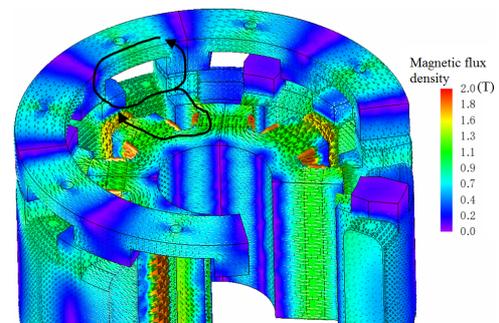


Fig. 13. Three-dimensional magnetic flux path coupling.

表示している。同図から RA を変化させることで PM ロータのマグネットトルクと SE-WF ロータのリラクタンストルクの電流位相-トルク特性の位相差が変化し, トルク特性が変化することを確認できる。電流位相に対するトルク特性の傾向としては机上計算と近い結果であると言えるが, 回生トルク領域やゼロクロス近傍で差異が見られる。机上計算は突極比一定で計算しているが, 実際には電流位相角によってインダクタンスが変化すると考えられる。提案モータは二重突極構造であり, スロットコンビネーションが $2:3$ 系列のため, インダクタンスが 3 倍調波で変動する⁽¹⁹⁾。RA を変化させることで漏れ磁束経路が変化し, 突極比が変化する可能性が考えられる。すなわち, Fig. 13 に示すように SE-WF ロータとステータ間のアキシャル方向の磁路に加えて, PM ロータの突極部へ三次元的に漏れ磁束経路が形成されてインダクタンスが変化する可能性が考えられる。現時点では推察の域を出ないため, 今後, 今回の試作機の突極部に磁石を埋めこんだ PM ロータ構造から SPM ロータに変更して, 三次元的な漏れ磁束経路が形成されにくい磁気回路に変更することで上記の検証を行う予定である。

Fig. 11 において PM ロータは突極部分に磁石を配置しているため磁石トルクが支配的となり, 電機子起磁力が低い

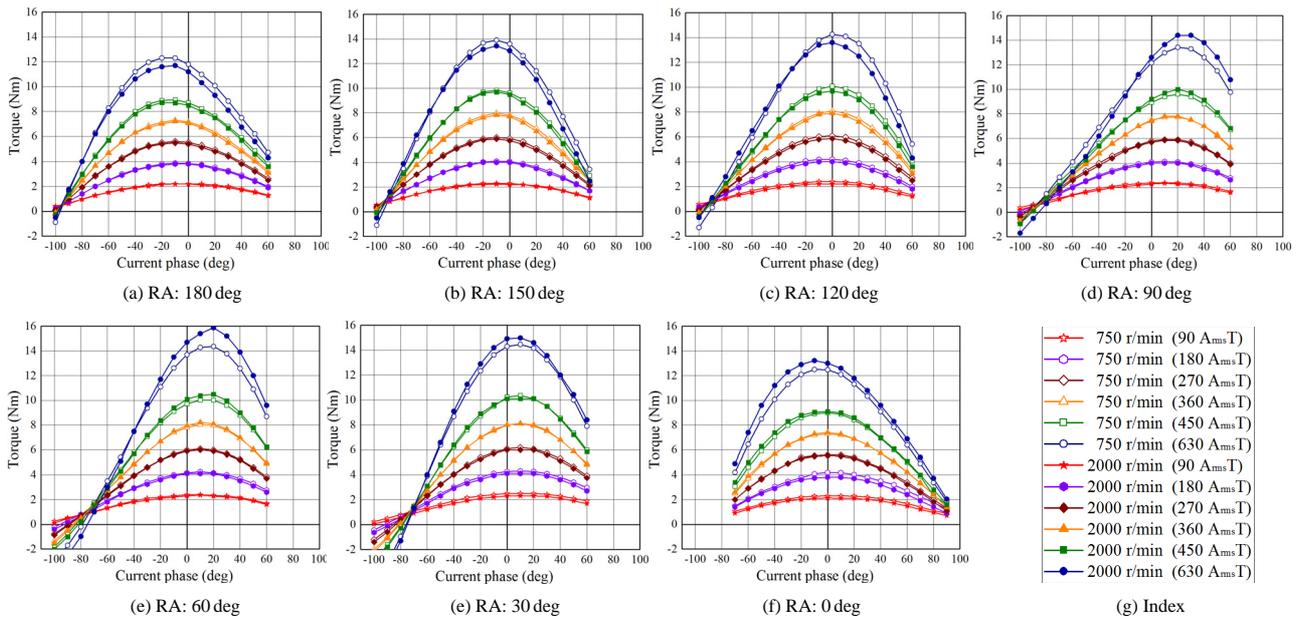


Fig. 14. Adjustable speed drive characteristics with respect to current phase. (Measured)

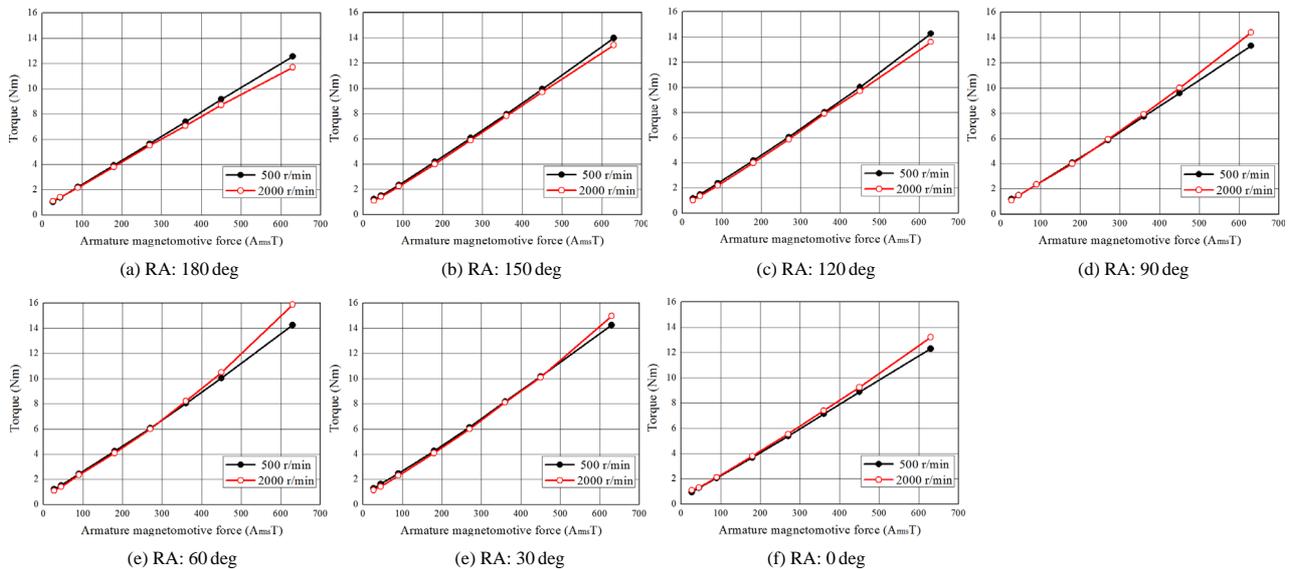


Fig. 15. Current phase-vs.-torque characteristics for 750 r/min and 2000 r/min. (Measured)

領域では SPM (Surface Permanent Magnet) モータの電流位相-トルク特性となる。一方、電機子起磁力が増加するに従い、SE-WF ロータのリラクスタルクが加算されて MTPA (Max Torque Per Ampere) 点がシフトしていくのが確認できる。

次に Fig. 14 に回転速度 750 r/min と 2000 r/min にて、電機子起磁力を 180 A_{rms}T, 270 A_{rms}T, 360 A_{rms}T, 450 A_{rms}T, 630 A_{rms}T と変化させたときの電流位相-トルク特性を示す。

提案モータの自動的な弱め界磁機能を確認するため、直流バス電圧は駆動速度範囲内において十分高い 200 V で設定して測定を行った。同図より、回転速度および電機子起磁力の増加によって RA が 0 deg ≤ RA ≤ 90 deg の場合にはトルクが増加、90 deg < RA ≤ 180 deg の場合にはトルクが低下していることを確認できる。提案モ-

ータの SE-WF ロータの誘導起電力はファラデーの法則に基づいているため、回転速度の増加によって SE-WF pole の磁化量が自動的に強められ、0 deg ≤ RA ≤ 90 deg の場合は磁石磁束に対して強め界磁、90 deg < RA ≤ 180 deg の場合は磁石磁束に対して弱め界磁になり、トルクが増加または低下する。さらに、電機子起磁力の増加によって SE-WF pole の界磁エネルギー源となる第 2 次空間高調波がパッシブに増加するため、電機子起磁力が高くなるに従いトルクの変化幅も増加していることが確認できる。

Fig. 15 に実測した回転速度 500 r/min と 2000 r/min における MTPA 点を各電機子起磁力でプロットした結果を示す。同図より、RA の変化によってトルクの変化幅が異なることがわかる。この RA の違いによるトルクの変化幅は Fig. 10 に示すように PM ロータのマグネットトルクと、SE-WF

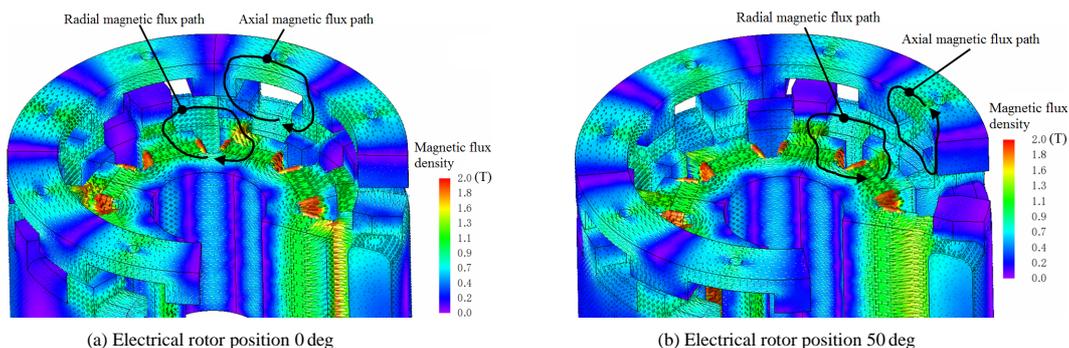


Fig. 16. Magnetic flux density and vectors in case of RA = 90 deg.

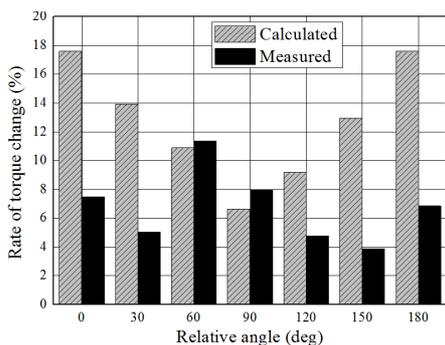


Fig. 17. Rate of torque change compared with maximum torque at 500 r/min, and the maximum torque at 2000 r/min.

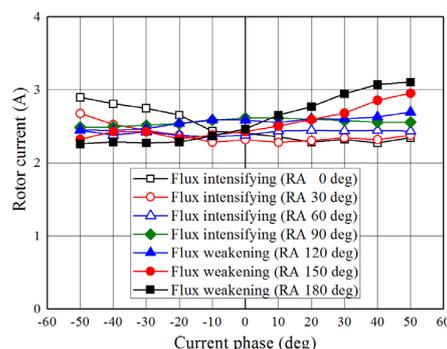


Fig. 18. Current phase-vs.-rotor field current characteristics with respect to RA. (Analysis result by FE-A)

ロータのリラクタンストルクおよび自励電磁石トルクの3つのトルクの位相関係によって決まる。特に RA = 90 deg のとき、3つのトルクの位相関係から第二象限 ($-i_d$ 駆動の弱め界磁領域) に MTPA 点が存在し、自励電磁石極は強め界磁として作用する。Fig. 10 の3つのトルクの位相関係に着目すると RA = 90 deg の場合、RA = 120 deg もしくは RA = 60 deg, 30 deg よりもトルクの変化幅が小さいと机上計算結果からは予測されるが、実際は Fig. 14 および Fig. 15 の実測結果を確認するとトルクの変化幅が RA = 30, 60, 120 deg の結果よりも大きいことがわかる。Fig. 16 に電磁界解析で求めた RA = 90 deg の磁束ベクトルを示すが、RA = 90 deg のとき PM ロータの突極間に SE-WF ロータの突極が位置するため、2:3 系列のスロットコンビネーションの場合、ラジアルギャップ磁束の磁路とアキシャルギャップ磁束の磁路が干渉しにくい。一方、Fig. 13 に示す RA = 120 deg の場合、同図に示すようにラジアルギャップ磁束とアキシャルギャップ磁束が三次元的に磁路を形成する。机上計算時はラジアルギャップとアキシャルギャップ間で磁路干渉がない前提で計算している。この三次元的な磁路干渉による漏れ磁束経路によって自励エネルギー源になる第2次空間高調波分布の SE-WF ロータへの鎖交量に変化が生じている可能性が考えられる。今後、今回試作機の突極部に磁石を埋めこんだ PM ロータ構造から SPM ロータに変更して三次元的な漏れ磁束経路が形成されにくい磁気回路に変更して上記の検証を行う。

さらに考察を深めるために、Fig. 17 に実測した回転速度 500 r/min と 2000 r/min における MTPA 点 ($T_{500r/min}$, $T_{2000r/min}$) と、机上計算により求めた Fig. 10 の Total (without T_{e-coil}) に対する Total (with T_{e-coil}) の比率を示す。それぞれ以下の計算式で求めた結果である。

$$\text{Measured: } \left| T_{(2000r/min)} / T_{(500r/min)} \times 100 - 100 \right| \dots \dots \dots (7)$$

$$\text{Calculated: } \left| T_{(with T_{e-coil})} / T_{(without T_{e-coil})} \times 100 - 100 \right| \dots \dots \dots (8)$$

同図において、Table 3 に示したとおり、机上計算結果は ψ_{e-coil} を定数としており電磁石起磁力が一定の条件で計算している。Fig. 12 の結果から、MTPA 点における机上計算と実測値の傾向は一致していることから、Fig. 17 の机上計算結果と実測値のトルク比率の差異が意味することは RA によって電磁石トルク T_{e-coil} が変化するということである。つまり、RA によって SE-WF ロータの自励エネルギー源となる第2次空間高調波が I-coil に鎖交する磁束量に変化し、結果として ψ_{e-coil} が変化することで T_{e-coil} の変化に繋がると考察できる。Fig. 18 に電磁界解析によって求めた RA 別の電流位相-SE-WF ロータの界磁電流平均値 (1 極分) の特性を示す。同図からも RA によって ψ_{e-coil} が変化することを確認できる。今回、機械構造設計の都合上、ロータ電流を実測できなかったが今後、機械構造設計の改良によりロータ電流の測定を行い、Fig. 18 の実機検証を進める予定

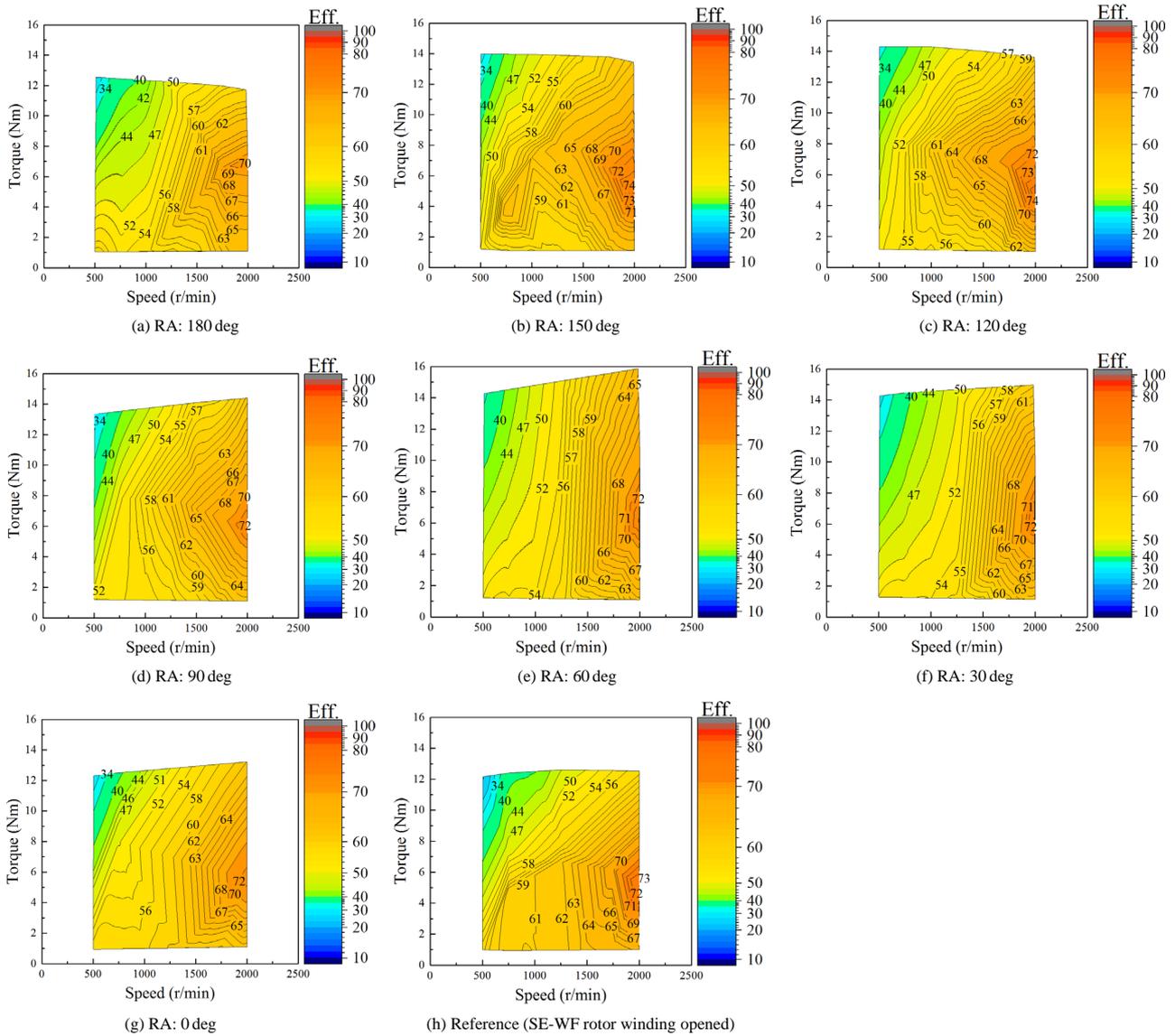


Fig. 19. Efficiency map in motoring.

である。

Fig. 17 より, 磁極相対角が極性反転する RA の範囲 ($90 \text{ deg} < \text{RA} \leq 180 \text{ deg}$) よりも同極性になる RA の範囲 ($0 \text{ deg} < \text{RA} \leq 90 \text{ deg}$) のほうがトルクの変化幅が大きいことが確認できる。提案モータの可変界磁エネルギー源は集中巻ステータ構造で不可避に発生する第 2 次空間高調波のため, 極性反転する弱め界磁の RA の範囲では自身で可変界磁エネルギー源を低減させることになる。一方, 同極性になる強め界磁の RA の範囲では自身で界磁エネルギー源を増加させることになるため, その効果がトルク特性に現れていると考えられる。今回の試作機では機械構造設計の都合上, アキシアルギャップロータだけで組上げることができなかつたため, アキシアルギャップロータとラジアルギャップロータのトルク分離の実測が出来なかつた。今後, 機械構造設計の改良により, 2 つのロータのトルク分離とマグネットトルク, リラクタンストルク, 電磁石トルクの分離, 実機評価を進め, RA に対するトルクの変化幅の検

証を行う予定である。

〈4・2〉 効率特性 Fig. 19 に各 RA における効率マップ (力行駆動) を示す。効率測定は MTPA 制御で行い, 電機子起磁力は $27 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $45 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $90 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $180 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $270 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $360 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $450 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, $630 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$, 回転速度は 500 r/min から 2000 r/min まで 250 r/min 刻みで測定を行った。〈4・1〉節の電流位相-トルク特性の測定時と条件は同じでトルク値, 電力計でのサンプリングは 1 秒間隔で 5 回平均した値である。同図 (h) の Reference は, RA = 0 deg で SE-WF ロータ巻線を開放状態にして測定した結果であり, SE-WF pole の自励および RA 変更によって効率がどのように変化するかを参考値として測定した。Fig. 20 に各 RA において, 500 r/min と 2000 r/min における MTPA 制御時の電流ベクトル軌跡を示す。

Fig. 19 より, 低負荷時は Reference モデルが最も効率が良い結果となった。低負荷は電機子電流が低く鉄損が支配的な領域であるが回転速度が 2000 r/min と低いため, 界磁

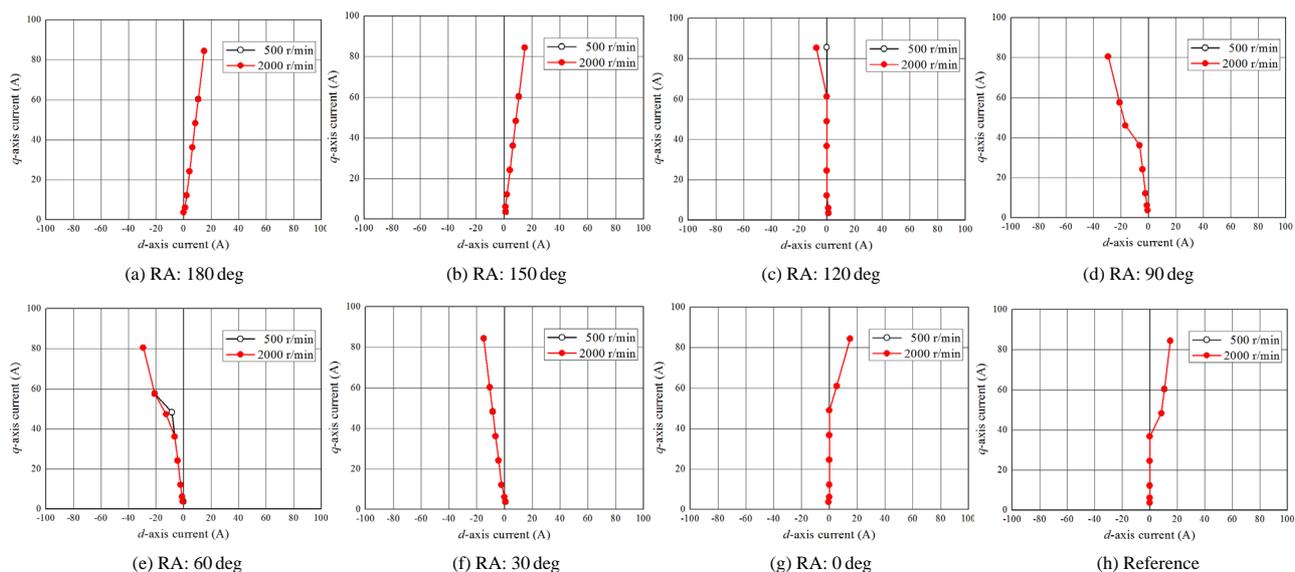


Fig. 20. dq -axis current vector locus under MTPA control. (Measured)

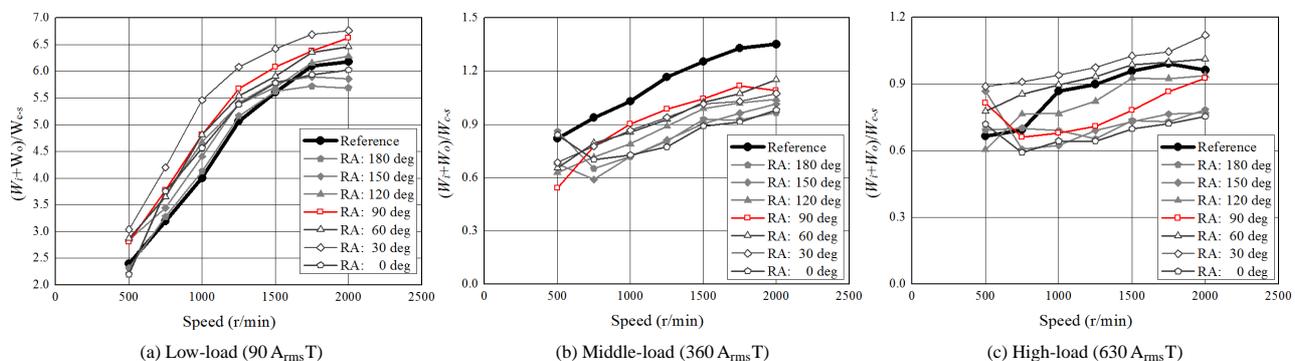


Fig. 21. Iron loss per copper loss. (Measured)

磁束（磁石磁束もしくは電磁石磁束）による鉄損が主要因だと推察できる。低負荷域では電機子起磁力が低く可変界磁エネルギー源となる第2次空間高調波の振幅も低いため、ファラデーの法則従い I-coil に発生する誘導起電力も低い。その結果、SE-WF ロータの I-coil で誘導起電力が発生したとしてもロータ巻線抵抗やダイオード素子の抵抗による損失（ジュール損）で大半は消費されるが、ロータ電流リップルは発生している。このロータ電流リップルに起因した鉄損の影響で Reference モデルよりも効率が低下していると考えられる。上記を確認するために実測結果から電機子銅損 W_{c-s} に対する鉄損 W_i およびその他損失 W_o の割合 ε を求めた結果を Fig. 21 に示す。 ε は以下で表される。

$$\varepsilon = (W_i + W_o) / W_{c-s} \dots \dots \dots (9)$$

(9) の W_o にはロータ銅損、ダイオードによる損失、風損、機械損、浮遊負荷損等が含まれる。RA を変更して評価する際に3章で述べたとおり、構成部材を揃えており、同じ電機子起磁力条件下で評価しているため、 W_o は各 RA で同じ値と近似できる。厳密には Fig. 18 に示すとおり、RA によって界磁電流が異なるため W_o に含まれるロータ銅損が異なる。しかし、ロータ電流を測定しないと分離が困難

なため、ここでは RA に対する界磁電流の差は無視する。よって、 ε は近似的に電機子銅損に対する鉄損割合として見なすことができる。同図 (a) より、1500 r/min 以下までは Reference モデルの鉄損割合が一番低くなり、上記で述べたロータ電流リップルに起因した鉄損の影響であるという考察の確かさを確認することができる。RA が 90 deg 以下の SE-WF pole が強め界磁の極性になる場合のほうが鉄損割合が大きい。これは SE-WF pole が自励磁化することで電磁石磁束が増加し、それによる鉄損増加の影響だと考えられる。RA が 150 deg と 180 deg の場合は 1500 r/min 以上で Reference モデルよりも鉄損割合が低下しているがこれは SE-WF pole が弱め界磁の極性になり、PM ロータの磁石磁束を弱めることで鉄損が低減していると考えられる。その結果、効率が Reference モデルよりも低くなる要因としては鉄損による影響よりも SE-WF ロータの反転磁極によりトルクが低下した分、電機子銅損が増加する影響が大きいと考えられる。

次に、中負荷域において、強め界磁になる RA の条件 (RA: 0, 30, 60, 90 deg) よりも RA が 120 deg や 150 deg の弱め界磁になる RA の条件 (RA: 180 deg を除く) のときのほうが高効率な結果となった。低負荷域のときの考察と同

様に磁石磁束に起因する鉄損が支配的だと予測されるため、SE-WF ロータの反転磁極によってステータに鎖交する磁石磁束が弱められて鉄損が低減したと推察される。Fig. 21(b) で鉄損割合を比較してみると、Reference モデルが一番鉄損割合が高いことがわかる。Reference モデル以外は低負荷から中負荷になることで電機子起磁力に重畳している第2次空間高調波が増加するが、自励することでロータの電気的時定数によって決まる位相差で発生したロータ誘導起電力が瞬時的に空間高調波を打ち消すように作用する。このとき、SE-WF pole の自励電磁石起磁力が界磁エネルギー源の第2次空間高調波よりも低いため、自励電磁石磁束による鉄損増加よりも第2次空間高調波による鉄損増加の影響が大きく、Reference モデルの鉄損割合が大きいと推察できる。RA 別で比較してみると、強め界磁になる RA の条件 (RA : 30, 60, 90 deg) よりも RA が弱め界磁になる RA の条件 (RA : 120, 150, 180 deg) のほうが鉄損割合が低い。これは上記で述べたとおり、SE-WF ロータの反転磁極によって磁石磁束が弱められることにより鉄損を低減できていると考えられる。一方、RA = 0 deg のときにその他の強め界磁の条件 (RA : 30, 60, 90 deg) よりも鉄損割合が低くなるが、これは Fig. 20 に示すように MTPA 制御時の電機子電流ベクトルが強め界磁領域ではないことに起因すると考えられる。よって、 $0 \text{ deg} < \text{RA} \leq 90 \text{ deg}$ の条件では MTPA 点が強め界磁領域 ($+i_d$ 駆動) になることで電機子磁束によって増磁されて鉄損割合が RA = 0 deg よりも大きいと考えられる。

高負荷域においては、完全な反転磁極が形成される条件 (RA : 180 deg) において、反転磁極の磁化量が増加するに従い、高効率エリアが縮小していることが確認できる。その他の RA では、Reference モデルよりも RA = 60, 90, 150 deg のときのほうが効率が高い結果であった。Fig. 21(c) にて鉄損割合を比較すると、RA = 90, 150 deg は Reference モデルよりも鉄損割合が低く、それによって Reference モデルよりも高効率になると考えられる。RA = 60 deg は鉄損割合が Reference モデルとほとんど変わらないが、強め界磁によりトルクが向上することで Reference モデルよりも高効率になっていると考えられる。また、RA = 30 deg のときがもっとも鉄損割合が高く、続いて RA = 60 deg が高い。RA = 30 deg と 60 deg の効率差は入力に対する出力 (トルク) の差に加えてその他の要因の影響もあると考えられるが、今回高負荷域で RA = 30 deg のときに最も鉄損割合が高くなる理由を明らかに出来なかった。今後、ロータ電流を測定できるように試作機の構造検討をし、ロータ電流を実測することで考察を進める予定である。RA = 90 deg は 750 r/min まで鉄損割合が低下したのち、それ以上の回転速度では鉄損割合が増加している。これは第2次空間高調波がロータ誘導起電力により瞬時的に打ち消されて鉄損が低減するが、一方で回転速度の増加とともに SE-WF pole の自励電磁石起磁力が高くなることで自励電磁石磁束による鉄損が増加する影響だと考えられる。RA が 150 deg と 180 deg のとき

は他の RA よりも鉄損割合が低くなるが SE-WF ロータの反転磁極による磁石磁束を弱めている効果によるものと考えられる。RA = 0 deg の場合、SE-WF pole は同極性の強め界磁になるが鉄損割合が他の RA よりも低い結果であった。第2次空間高調波に対してロータ誘導起電力が瞬時的に空間高調波を打ち消すように作用している状態が拮抗している可能性が考えられるが、今回の実験結果からは判断できない。今後、ロータ電流の実測を行い、各起磁力バランスを実機検証することで考察を進め、別報での報告とさせていただきます。

(4・3) 可変界磁レンジ幅 次に、RA に対する可変界磁レンジ幅について線間電圧を比較することで実験的に明らかにする。測定条件は効率マップ測定時と同様である。視覚的な相対比較をしやすいように回転速度 750 r/min と 2000 r/min 且つ、電機子起磁力 630 A_{rms}T の条件下で測定した線間電圧の基本波成分の実効値 V_1 に対して電流位相指令値をもとに電圧を円軌跡に換算してプロットした結果を Fig. 22 に示す。ここで電圧位相を用いた dq 軸電圧への換算ではないことに注意されたい。同図より、750 r/min の低回転時は PM ロータ磁極と SE-WF ロータ磁極が同極性になる場合 (RA = 30, 60, 90 deg) を除いて自励による線間電圧への影響は見られない。低負荷域では電機子起磁力が低く可変界磁エネルギー源となる第2次空間高調波の振幅も低いため、ファラデーの法則従い I-coil に発生する誘導起電力も低い。その結果、SE-WF ロータの I-coil で誘導起電力が発生したとしてもロータ巻線抵抗やダイオード素子の抵抗による損失 (ジュール損) で大半は消費されるためだと考えられる。RA = 0 deg も同極性になるが RA = 30, 60, 90 deg の結果とは異なり、線間電圧への影響が見られない。この要因についても前節同様にロータ電流の実測を行わないと考察が困難なため、今後の課題とする。

次に 2000 r/min の場合、RA = 150, 180 deg のとき Reference に対してどの電流位相においても線間電圧が低くなっていることを確認できる。これは SE-WF ロータに自励形成される反転磁極により磁石磁束が自動的に弱められている効果であると考えられる。同じく反転磁極になる RA = 120 deg においては RA = 150, 180 deg の場合とは異なり、Reference モデルよりも線間電圧が高くなる電流位相の条件が存在する。これは、Fig. 10(a), (c) に示すように RA を変更することで線間電圧が高くなっている電流位相エリアにおいて正のリラクタンストルクによる増磁効果が発生しているためだと考えられる。SE-WF pole が PM ロータ磁極と同極性になる RA において、RA = 0, 30, 60 deg は強め界磁効果によりどの電流位相においても線間電圧が高くなっていることが確認できる。RA = 0 deg よりも RA = 30, 60 deg のほうが線間電圧が高くなる理由として、Fig. 13 に示すようにラジアルギャップロータとアキシヤルギャップロータ間で三次元的な短絡磁路が形成されている影響が推察される。今回は実機検証で推察を明らかにすることができなかつたため、今後 SPM ロータを用いて三次元的な

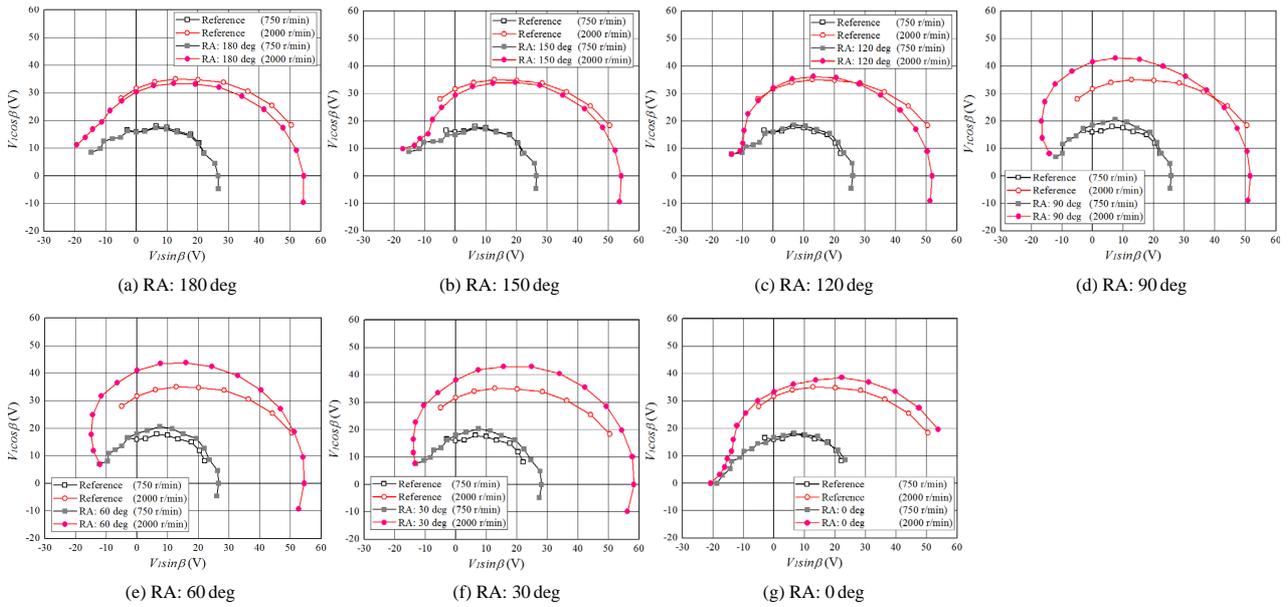


Fig. 22. dq -axis voltage ellipse with respect to relative angle between PM-rotor and SE-WF rotor under 630 $A_{rms}T$ (Measured).

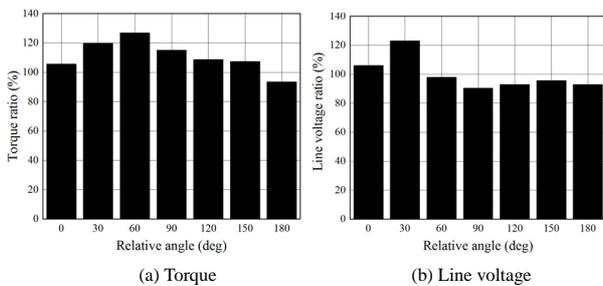


Fig. 23. Torque and line voltage normalized in reference model.

短絡磁路が形成されにくい磁気回路構成にて詳細な考察を行う予定である。同じく同極性になる $RA = 90 \text{ deg}$ においては Fig. 10, Fig. 14 に示されるように PM ロータの磁石トルクと SE-WF ロータのリラクタンストルク、電磁石トルクの位相関係により、強め界磁領域 ($+i_d$ 駆動領域) では減磁効果が線間電圧が低くなると考えられるが、実測結果は -50 deg 以上の進角側において線間電圧が Reference モデルよりも高くなっている。 $RA = 30, 60 \text{ deg}$ と同様にトルクに寄与しない三次元的な漏れ磁束の影響が考えられるが現時点では実機検証で明らかに出来ていないため、上記で述べたとおり SPM ロータを用いて実機検証する予定である。

〈4・4〉 MTPA 点駆動時の性能比較 Fig. 23 に電機子起磁力 $630 A_{rms}T$ 、回転速度 2000 r/min 時の MTPA 点におけるトルク、線間電圧比率特性を示す。比率は MTPA 点における Reference モデルのトルク T_{ref} または線間電圧 V_{ref} に対する各 RA のトルク T_{RA} または線間電圧 V_{RA} の比率 (T_{RA}/T_{ref} , V_{RA}/V_{ref}) で定義している。 Fig. 20 に示すように Reference モデルの $630A_{rms}T$ 駆動時の MTPA 点は -10 deg の強め界磁領域である。一方、RA を変化させたと

きの MTPA 点は Fig. 20 に示すように弱め界磁領域もしくは強め界磁領域に変化する。同図 (b) より、MTPA 点においては RA が 60 deg 以上の範囲 (RA : $60, 90, 120, 150, 180 \text{ deg}$) で線間電圧が Reference モデルよりも抑制されていることが確認できる。これは Fig. 10 に示すように RA を変化させることでリラクタンストルクと磁石トルクの位相差が変化し、Fig. 20 に示すように MTPA 点が弱め界磁領域 (電流位相が 0 deg よりも進角した領域) になることで線間電圧を抑制できている効果大きい。RA が 150 deg になると再び線間電圧抑制効果が減少するが、Fig. 20 に示すように MTPA 点が再び強め界磁領域 (電流位相が 0 deg よりも遅角した領域) になることに起因している。さらに RA が 180 deg になると電機子電流ベクトルが強め界磁領域で駆動しているにも関わらず RA が 150 deg のときよりも線間電圧を抑制できているが、これは SE-WF ロータで形成される反転磁極による弱め界磁効果が、電機子電流ベクトルによる強め界磁よりも効果が大きいためと考えられる。以上を踏まえると、今回検討した RA の値 ($0 \sim 180 \text{ deg}$ まで 30 deg 間隔) の範囲において、トルク密度を最大にしたい場合、 $RA = 60 \text{ deg}$ が適している。可変速特性の拡大を最大にしたい場合、 $RA = 90 \text{ deg}$ が適している。

Fig. 24 に順突極性と逆突極性のベクトル図を示す。本稿の検討結果より、可変界磁モータの可変界磁レンジ幅を考える上で MTPA 制御時を前提とした場合、弱め界磁領域 ($-i_d$ 駆動領域) で駆動して線間電圧を低減させながら可変界磁で増磁させてトルクを向上させるのかもしくは、強め界磁領域 ($+i_d$ 駆動領域) で駆動して可変界磁で線間電圧を抑制するのかを熟考する必要がある。今回の結果からは MTPA 点が弱め界磁領域になるように磁気回路設計し、可変界磁効果を組み合わせるほうがトルクの向上と線間電圧の抑制効果が大きくなり、トルクと可変速特性を両立でき

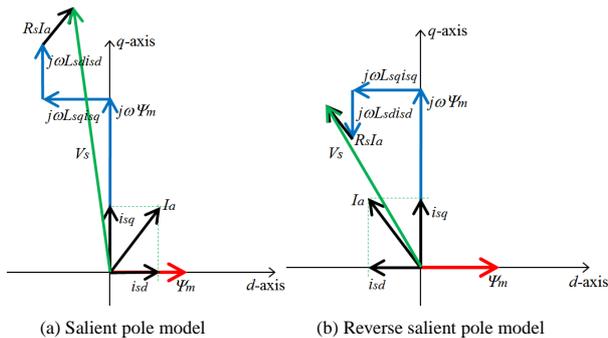


Fig. 24. Basic vector diagram.

る可能性が高いことがわかる。

5. 結 言

本論文ではアクチュエータを不要とし、回転速度の増加とともに自動的に電機子鎖交磁束を調整できるマルチギャップ形可変界磁 PM モータについて、固定界磁磁極のラジアルギャップロータと可変界磁磁極のアキシシャルギャップロータ間の磁極相対角 (RA) を変化させたときの駆動特性を実機検証し、以下の点を明らかにした。

- 1) 磁極相対角を調整することでリラクタンストルクと磁石トルクの位相特性を調整し、トルクの向上が可能。
- 2) 測定した条件の範囲においてはトルク密度を最大にしたい場合、 $RA = 60 \text{ deg}$ が適している。可変速特性の拡大を最大にしたい場合、 $RA = 90 \text{ deg}$ が適している。
- 3) 可変界磁機能がないモデル (アキシシャルギャップロータ巻線を開放) に対して、可変界磁機能があるモデル (アキシシャルギャップロータ巻線を整流回路結線) にすると低負荷域で効率が悪化する。
- 4) 中負荷域では磁極相対角が弱め界磁になる条件 (RA が 120 deg や 150 deg) のときに高効率となる。
- 5) MTPA 制御を前提とした場合、弱め界磁領域 ($-i_d$ 駆動領域) に MTPA 点が存在し、可変界磁効果を組み合わせるほうがトルクと可変速特性を両立できる可能性が高い。

上記の 3) については自励によって得られたロータ電流リップルによる鉄損増加の可能性が考えられ、4) については界磁磁束による鉄損が支配的な駆動点だと予測できるため、可変界磁効果によって界磁磁束が弱められ鉄損を低減できたと考えられる。今回、原理検証のためモータの効率を狙った設計をしていなかったが今後、モータ効率向上を狙うためには SMC の加工方法まで考慮した磁気回路設計に加えて、MTPA 駆動時の各起磁力バランスと電機子電流ベクトルの動作点をどのように設計するかが重要となる。今後、MTPA 駆動点 (電機子電流ベクトルの動作点) と各起磁力バランスがモータ性能 (トルク, 可変界磁範囲, 効率) とどのような相関があるのかを考究していく。また、今回の検討ではトルクリプルについて検証していないが磁極相対角

を変化させることでトルクリプルへの影響が大きくなると考えられる。今後、トルクリプルの影響についても実機検証を行う予定である。加えて、従来の電機子電流位相進角による弱め界磁制御 ($-i_d$ によるベクトル制御での弱め界磁) と本提案の電氣的磁極反転磁極による自動的な弱め界磁 (モータハードによる弱め界磁) で性能比較を行い、提案する可変界磁技術の長所と短所を明らかにする所存である。

文 献

- (1) CPT HP: "European auto industry embracing 48 V hybrid", <http://www.cpowert.com/European-auto-industry-embracing-48V-hybrids>
- (2) V. Ostovic: "Memory Motors", *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol.9, pp.52-61 (2003)
- (3) V. Ostovic: "Memory Motors—a New Class of Controllable Flux PM Machines for a True Wide Speed Operation", Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference, 2001, Vol.4, pp.2577-2584 (2001)
- (4) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhikulrungsri: "Principle and Basic Characteristics of Variable Magnetic-Force Memory Motors", *IEEJ Trans. on IA*, Vol.131, No.1 pp.53-60 (2011) (in Japanese)
堺 和人・結城和明・橋場 豊・高橋則雄・ゴウウティックラン シーリット: 「可変磁力メモリモータの原理と基本特性」, 電学論 D, Vol.131, No.1, pp.53-60 (2011)
- (5) T. Kato, N. Limsuwan, C.Y. Yu, K. Akatsu, and R.D. Lorenz: "Rare Earth Reduction Using a Novel Variable Magnetomotive Force, Flux Intensified IPM Machine", *IEEE Trans. on IA*, Vol.50, No.3, pp.1748-1756 (May/June, 2016)
- (6) T. Nonaka, S. Oga, and M. Ohto: "Consideration about the Drive of Variable Magnetic Flux Motor", *IEEJ Trans. on IA*, Vol.135, No.5, pp.451-456 (2015) (in Japanese)
野中 剛・大賀壮平・大戸基道: 「可変界磁モータの駆動に関する考察」, 電学論 D, Vol.135, No.5, pp.451-456 (2015)
- (7) 平本健二・難波雅史・中井英雄・守屋一成・伊藤嘉昭・三浦徹也・山田堅滋: 「回転電機の制御装置及び回転電機制御システム」, 特開 (A)2015-177640 (published in 2014) (in Japanese)
- (8) T. Mizuno, K. Nagayama, T. Ashikaga, and T. Kobayashi: "Basic Principles and Characteristics of Hybrid Excitation Type Synchronous Machine", *IEEJ Trans. on IA*, Vol.115, No.11, pp.1402-1411 (1995) (in Japanese)
水野孝行・永山和俊・足利 正・小林忠夫: 「ハイブリッド励磁形 ブラシレス同期機の動作原理と基本特性」, 電学論 D, Vol.115, No.11, pp.1402-1411 (1995)
- (9) J.A. Tapia, F. Leonardi, and T.A. Lipo: "Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability", *IEEE Trans. on IA*, Vol.39, No.6, pp.1704-1709 (2003)
- (10) M. Namba, K. Hiramoto, and H. Nakai: "Novel Variable-Field Motor with a Three-Dimensional Magnetic Circuit", *IEEJ Trans. on IA*, Vol.135, No.11, pp.1085-1090 (2015) (in Japanese)
難波雅史・平本健二・中井英雄: 「可変界磁機能を有する 3 次元磁気回路モータの提案」, 電学論 D, Vol.135, No.11, pp.1085-1090 (2015)
- (11) T. Ogawa, T. Takahashi, M. Takemoto, H. Arita, A. Daikoku, and S. Ogawara: "The Consequent-Pole Type Ferrite Magnet Axial Gap Motor with Field Winding for Traction Motor Used in EV", SAEJ Proc. of EVTeC & APE Japan 2016, No.20169094 (2016)
- (12) T. Kosaka, T. Hirose, and N. Matsui: "Brushless Synchronous Machines with Wound-Field Excitation using SMC Core Designed for HEV Drives", Power Electronics Conference International (IPEC2010), pp.1794-1800 (2010)
- (13) A. Ozeki, T. Kosaka, and N. Matsui: "Design Studies on Hybrid Excitation Motor for Vehicle Propulsion", *IEEJ Technical Meeting*, MD-15-77, RM-15-58, VT-15-5, pp.23-28 (2015) (in Japanese)
尾関 慧・小坂 卓・松井信行: 「自動車駆動用ハイブリッド界磁モータの設計検討」, 電学研資, MD-15-77, RM-15-58, VT-15-5, pp.23-28 (2015)
- (14) S. Kusase and K. Kurihara: "New Hybrid-excited Motor using Armature Winding as Field Flux Source", *IEEJ Trans. on IA*, Vol.136, No.11, pp.872-877 (2016) (in Japanese)
草瀬 新・栗原和美: 「電機子巻線を界磁源とする新たなハイブリッド可変界磁モータ」, 電学論 D, Vol.136, No.11, pp.872-877 (2016)
- (15) T. Kato, M. Minowa, H. Hijikata, and K. Akatsu: "High Efficiency IPMSM Effectively Utilizing Variable Leakage Flux Characteristics", *IEEJ JIASC*

2014, No.3-13, pp.139-142 (2014) (in Japanese)

加藤 崇・箕輪昌直・土方大樹・赤津 観:「可変洩れ磁束特性を利用した埋込磁石型同期モータの高効率化」,平成 26 年度電学産業応用部大, 3-13, pp.III-139-142 (2014)

- (16) I. Urquhart, D. Tanaka, R. Owen, Z.Q. Zhu, J.B. Wang, and D.A. Stone: “Mechanically Actuated Variable Flux IPMSM for EV and HEV Applications”, Proc. of EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Vehicle Symposium 2013, pp.0684-0695 (2013)

- (17) M. Aoyama, K. Nakajima, and T. Noguchi: “Proposal of Electrified Reversal Magnetic Pole Type Variable Magnetic Flux Motor”, *IEEJ Annual Meeting 2016*, No.5-043, pp.77-78 (2016) (in Japanese)

青山真大・中島一清・野口季彦:「電氣的磁極反転形可変界磁 PM モータの提案」, H28 年度電学全大, No.5-043, pp.77-78 (2016)

- (18) M. Aoyama and T. Noguchi: “Experimental Verification of Radial-Air-Gap-Type Permanent-Magnet-Free Synchronous Motor Utilizing Space Harmonics with Auxiliary Poles”, *IEEJ Trans. on IA*, Vol.135, No.8, pp.869-881 (2015)

青山真大・野口季彦:「空間高調波を利用した補極付ラジアルエアギャップ形磁石フリーモータの実機検証」, 電学論 D, Vol.135, No.8, pp.869-881 (2015)

- (19) M. Aoyama and T. Noguchi: “Torque Performance Improvement with Modified Rotor Winding Circuit of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, *IEEJ Trans. on IA*, Vol.134, No.12, pp.1038-1049 (2014)

青山真大・野口季彦:「空間高調波を界磁エネルギー源とする自動式巻線界磁形同期モータの回転子巻線回路変更によるトルク特性改善」, 電学論 D, Vol.134, No.12, pp.1038-1049 (2014)

青山真大 (正員) 1984 年 3 月 12 日生。2006 年 3 月長岡



技術科学大学工学部電気電子情報課程卒業。2008 年 3 月豊田工業大学大学院修士課程先端工学専攻修了。同年 4 月より, スズキ (株) 入社。HEV, EV 用駆動モータの研究開発・設計に従事。2015 年 9 月社会人学生として静岡大学創造科学技術大学院後期博士課程自然科学系教育部環境・エネルギーシステム専攻修了, 現在に至る。近年は, 特

殊電動機, HEV 用モータドライブシステム開発に注力。博士 (工学)。IEEE Member。

中島一清 (非会員) 1988 年 8 月 12 日生。2011 年 3 月神



戸大学工学部電気電子工学課程卒業。2013 年 3 月神戸大学大学院修士課程工学研究科電気電子工学専攻修了。同年 4 月より, スズキ (株) 入社。HEV, EV 用駆動モータの研究開発・設計に従事, 現在に至る。近年は, 特殊電動機, 回転機への圧粉鉄心材の適用に注力。日本自動車技術会会員。

野口季彦 (正員) 1959 年 10 月 23 日生。1982 年 3 月名



古屋工業大学工学部電気工学科卒業。1986 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。1982 年 4 月東京芝浦電気 (株) (現, (株) 東芝) 入社。1991 年岐阜工業高等専門学校講師。1994 年 4 月長岡技術科学大学助手。1996 年同助教授。2009 年 4 月静岡大学教授, 現在に至る。専門は各種電力変換

器, マシンを含むモータドライブ。近年は, マルチレベル変換器, AC/AC 直接変換器, 超高速モータに注力。博士 (工学)。IEEE Senior Member。