

# 空間高調波を界磁エネルギー源とする 自励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

正員 青山 真大<sup>\*,\*\*a)</sup> 正員 野口 季彦<sup>\*</sup>

Torque Performance Improvement with Modified Rotor Winding Circuit of Wound-Field  
Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics

Masahiro Aoyama<sup>\*,\*\*a)</sup>, Member, Toshihiko Noguchi<sup>\*</sup>, Member

(2014年7月14日受付, 2014年9月4日再受付)

This paper describes a synchronous motor in which space harmonic power is utilized for field magnetization instead of permanent magnets. The stator has a concentrated winding structure, and the rotor has two different types of windings, i.e., an induction pole (I-pole) winding that primarily retrieves the second space harmonic, and an excitation pole (E-pole) winding for field magnetization. The two coils are connected via a center-tapped full-bridge diode rectifying circuit. The optimum placement of the I-pole on the rotor is mathematically discussed and is analytically determined through FEM-based computer simulations. In addition, it is clarified that the E-pole torque increases owing to the effect of auxiliary poles. Further, the advantages of auxiliary poles are studied, using the torque ripple characteristics.

キーワード：同期モータ, 自己励磁, 空間高調波, 誘導電流, レアアースフリーモータ, 集中巻

**Keywords:** synchronous motor, self-excitation, space harmonics, induced current, rare-earth free motor, concentrated winding

## 1. 緒言

持続可能な社会を実現するため、輸送機器メーカーにとってパワートレインのエネルギー効率改善、CO<sub>2</sub> 排出量の削減および燃費向上は重要な課題の一つである。近年、パワートレインのエネルギー効率向上のアプローチとして、ガソリンと電気をエネルギー源として化石燃料消費量を大幅に削減するハイブリッドシステムへの取り組みが盛んである<sup>①</sup>。そのシステムを構成する電気-機械エネルギー変換装置として、専ら高効率な埋め込み永久磁石同期モータ (IPMSM)

が用いられている。それらに用いられる磁石は、小型化、高エネルギー密度化の要求から残留磁束密度が高く、耐熱性を確保できる Dy や Tb を添加した高価なネオジム磁石が一般的である<sup>②</sup>。しかし、Dy や Tb といった重希土類は産地が偏在しており枯渇の懸念があるだけでなく、今後のハイブリッド自動車 (HEV) の普及によって PMSM の生産台数が増加すると資源供給の不安定性が益々顕在化すると考えられる。そのようなコストと資源供給面の懸念に対して、近年巻線界磁モータが脚光を浴びている。今日、巻線界磁モータは他励式が主流であり界磁電流が回転速度や電機子電流に依存せず、チョップ回路を介して界磁電流を制御することで強め界磁や弱め界磁運転が容易にできる<sup>③</sup>。文献(3)で小坂らが提案している巻線界磁形フラックススイッチングモータ (他励式同期モータ) は直流通電する界磁巻線をステータ側に備えており、駆動用三相励磁インバータに加えて界磁巻線とチョップ回路を用いる必要があるため、電力線を含む電力変換装置の肥大化と電機子巻線の占積率が低下することで電機子銅損の増加が懸念される。さらに、スロットコンビネーションにもよるが、トルク発生に寄与するロータ突極部の数が少なく、原理的にリラクタンストルクがほとんど利用できずマグネットトルクが支配

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

\* 静岡大学

〒432-8561 静岡県浜松市中区城北 3-5-1

Shizuoka University

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

\*\* スズキ (株)

〒432-8611 静岡県浜松市南区高塚町 300

Suzuki Motor Corporation

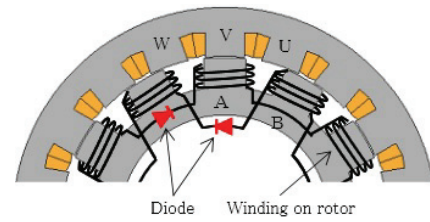
300, Takatsuka-cho, Minami-ku, Hamamatsu, Shizuoka 432-8611, Japan

的なためトルク密度が低い。そのようなデメリットに対して巻線界磁形フラックススイッチングモータは界磁巻線をステータ側に備えておりロータが鉄心のみのため、堅牢性が高く高速回転による高出力密度化には好適である。さらに熱発生源である界磁巻線や電機子巻線を全てステータ側に配置しているため冷却が容易であり、基本波磁束磁路が2次元磁気回路で構成されているため圧粉鉄心などの特殊部材が不要であるという利点が挙げられる。

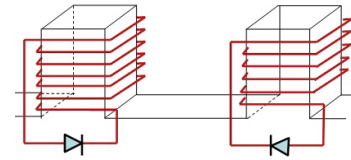
一方、ロータ巻線にダイオード整流回路を施したブラシレスモータ(自励同期モータ)が過去に検討されている<sup>(4)~(12)</sup>。文献(4)~(7)の検討では単相同期モータ及び発電機において電機子巻線の他にコンデンサ結線された補助巻線を用いて単相電機子反作用磁界の逆相分を発生させ界磁の自己励磁に利用している。または、三相同期発電機において一次側に直流励磁巻線を用いて固定子側から空間高調波を発生させて自励させている。しかしながら、三相機の従来技術は一次側に直流励磁巻線が必要な他励式のブラシレス励磁方式であるため、電機子巻線の占積率低下による電機子銅損の増加と直流励磁巻線用のチョッパ回路が必要となる。文献(8), (9)の場合は時間高調波で自励させるために高調波励磁電流を常に電機子電流に重畳させる必要があるため、モータ損失の増加が懸念される。文献(10), (11)の場合は三相化した回転子巻線ゆえにロータに内包する銅の割合が増加し、小径化するにつれてロータ巻線の銅損増加による影響が顕著になる。さらに同じコアサイズで比較した場合、電機子巻線配置の都合により多極化が空間スペース的に困難である。また、構造的に電磁石トルクが主体的であり、リラクタンストルクの利用が困難である。しかし、三相化した回転子巻線構造は電機子起磁力の空間2次高調波を効率的に活用できる構造であり、三相ダイオードブリッジにより脈動の少ない平滑された界磁電流を得ることができるという利点が挙げられ、可変速駆動を必要としないアプリケーションに対しては好適であると考えられる。

文献(12)~(17)で平本らが提案している自励式巻線界磁形モータは、上記の課題に対して集中巻ステータにおいて、ロータ損失増加の主要因の一つである第2次空間高調波に着目し、その磁束成分の変動を利用してロータ上に電流を誘導することで電磁石を形成する方式を提案している。ステータ側に補助電機子巻線が必要なく、ロータ巻線構造もシンプルでありながら従来と遜色ない自励が可能であり、優位性が高い。しかし、Fig. 1(a)及び(b)に示すように突極に集中巻した巻線をダイオードで結線し、隣り合う極ごとにダイオードの向きを逆にしている構造のため、 $d$ 軸(ロータ突極部)に鎖交する高調波磁束のみを界磁エネルギー源として利用しており、 $q$ 軸(ロータ突極間)に鎖交する高調波漏れ磁束の利用ができない構造であった。

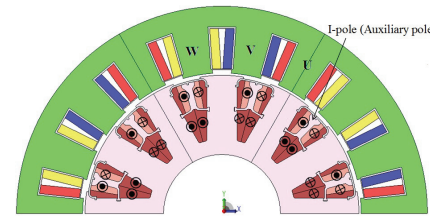
上記の課題に対して、筆者らは文献(12)~(17)で検討されている自己励磁技術と基本原理を同じくし、文献(10), (11)の回転子巻線の多相化の考え方を適用して $q$ 軸に補助巻線を備えた補極を設けてロータ巻線回路を変更することで



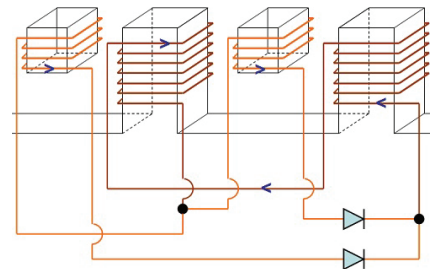
(a) Conventional self-excitation synchronous motor.



(b) Rotor winding connection of conventional self-excitation.



(c) Proposed motor.



(d) Rotor winding connection of proposed motor.

Fig. 1. Cross section and rotor winding connection diagram illustrated in segment model per pole.

軸と $q$ 軸に重畳する空間高調波磁束を効率的に界磁エネルギーに利用することができるレアアースフリーモータ(自励式巻線界磁形同期モータ)を検討してきた<sup>(18)~(20)</sup>。

筆者らの検討している自励式巻線界磁形同期モータは従来技術(10), (11)では分布巻で電機子巻線配置の工夫により第2次空間高調波を発生させていたのに対し、文献(12)~(17)ではスロット数の比が分数となる極:スロット=2:3のステータと突極構造を有するロータの二重突極構造にすることでスロットコンビネーションにより第2次空間高調波(静止座標上で空間2次成分, 回転座標上で時間3次成分)を発生させている違いがある。自励式電磁石トルクを向上させ高トルク密度化するために、Fig. 1(c)及び(d)に示すように $q$ 軸高調波磁束を鎖交させて誘導電流を生じさせるコイル(以下、I-pole)と $d$ 軸高調波磁束を鎖交させて誘導電流を生じさせる役割と電磁石を形成するコイル(以下、E-pole)の2種類のコイルを有し、ロータ突極部に集中巻でE-poleを配置し、I-poleをロータ突極間に補極として配置する構造としている。I-poleを補極として突極間に主磁路から磁氣的に遮蔽した配置とすることで、突極比の低下を

防ぎながら従来技術では  $d$  軸高調波磁束のみを界磁エネルギー源として利用していたのに対して，提案するモータは  $d$  軸と  $q$  軸に重畳する空間高調波磁束を効率的に界磁エネルギーに利用する点に特長がある。また，I-pole と E-pole の両コイルは全波整流回路で接続し，界磁電流を増加させるとともに界磁電流リプルを低減して低トルクリプル化を実現している。上記により，他励式の技術課題に対しては従来技術の自動式と同様に界磁巻線用の外部回路が不要とすることができる。さらにステータ側に界磁巻線や補助巻線が不要となるため，電機子巻線の占積率低下による電機子銅損の増加を防ぐことができ，連続定格性能の向上が期待できる。また，自動式の従来技術に対しても，文献(10)，(11)に対してはリラクタンストルクが利用でき且つ，ロータ内に内包する銅の割合を削減することでスペース的に多極化による高トルク化が期待できる。文献(12)～(17)に対しては  $q$  軸高調波磁束も界磁源に利用でき，界磁電流の時間脈動も低減できるためトルクリプル低減と高トルク密度化が期待できる。本論文では以上のように補極を有した自動式巻線界磁形同期モータの動作原理について数理的に説明し，電磁界解析 (JSOL 製 JMAG-Designer V12) により駆動特性を検証したので報告する。

## 2. 補極をもつ自動式巻線界磁の数理解析

### (2・1) 提案する自動式巻線界磁形同期モータの構造

Fig. 1(c)，(d) に提案する自動式巻線界磁形同期モータの径方向断面図を示す。同図に示すようにロータ突極部 (E-pole) に  $d$  軸高調波用の誘導コイルと界磁を兼ねたコイルが巻かれており，突極間 (ロータスロット) に I-pole を配置して  $q$  軸高調波磁束用の誘導コイルを巻いた構造の順突極形モータである。同期リラクタンスモータのような従来の一般的なモータは集中巻構造のステータによって発生する空間高調波エネルギーを損失として消費するのに対し，本モータは文献(12)～(17)と同じくそれを界磁エネルギーとして利用している。I-pole は主に  $q$  軸高調波磁束から励磁エネルギーを作り出すための専用補極である。一方，E-pole は  $d$  軸高調波磁束の利用と I-pole から受け取った励磁エネルギーを用いてロータ突極部を磁化するために用いられる。全ての I-pole と E-pole は Fig. 2 に示すようにダイオード整流回路を通じて全波整流されており，全直列結線してインダクタンスを大きくすることにより界磁電流の平滑効果を高めている。ここで，同図の  $p$  は極数を意味している。なお，I-pole は Fig. 3(a) に示すようにセグメント化されており，内部の E-pole 巻線を巻いた後，アキシヤル方向から突極部に設けたクサビ形の取り付け溝にはめ込んで装着する。ロータ巻線は空間高調波が効率的に鎖交できるように配置する位置が重要となるため同図 (b)，(c) に示すように絶縁機能を有するコイルボビンを用いてコイルの区間的配置が決められている。さらにエンドプレートでロータ巻線コイルエンド部分を覆い結線基板上でロータ巻線結線を行い，ダイオード結線した後にワニス含浸させて強度を確保する。

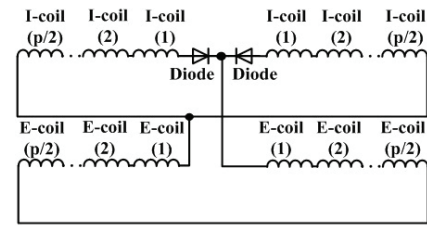
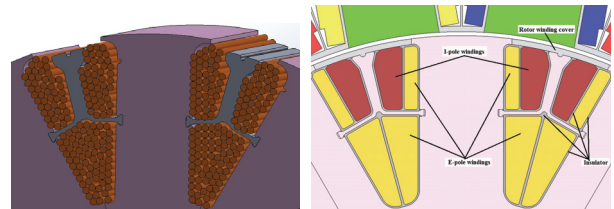
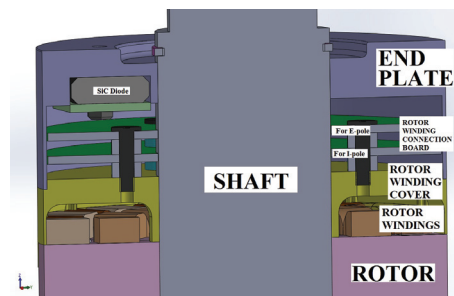


Fig. 2. Rotor winding connection using full-bridge rectifier.



(a) I-pole configuration.

(b) Rotor winding configuration.



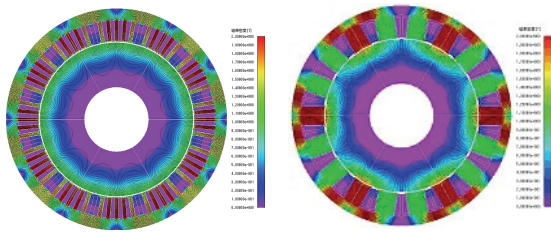
(c) Cross section of rotor.

Fig. 3. Mechanical configuration of rotor.

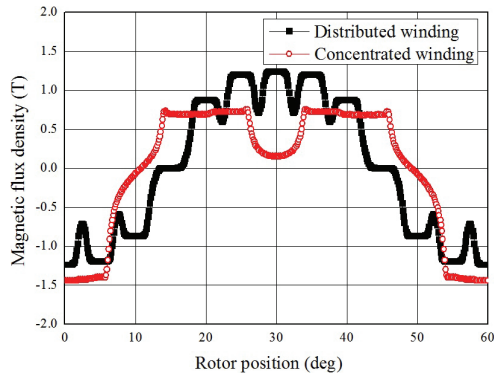
Table 1. Specifications of motor.

Number of rotor poles	12
Number of stator slots	18
Stator outer diameter	123 mm
Rotor diameter	82 mm
Axial length of core	34 mm
Air gap length	0.7 mm
Maximum current	185.3 A <sub>pk</sub> (45 s)
Stator winding resistance	32.1 mΩ / phase
Number of coil-turn	8
Winding connection	6 series
Number of I-pole coil-turn	20
Number of E-pole coil turn	55
Thickness of iron core steel plate	0.35 mm (35A230)

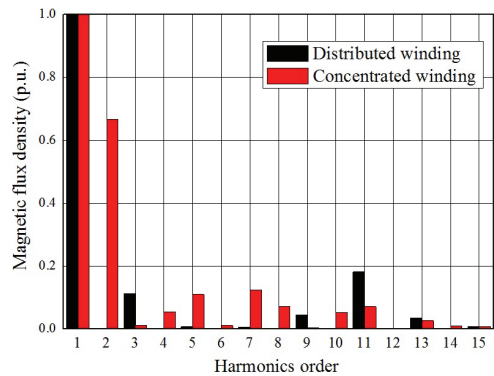
今回検証するモータの主要諸元を Table 1 に示す。車載用を想定しているためモータハウジング内に水路を設けて冷却 (おおよそ 10 L/min, 65°C 温度一定制御) し，ロータ巻線はシャフト内に油路を設けて直接巻線を油冷する方式を想定している。最大負荷時の駆動時間は約 45 s を想定しており，巻線耐熱クラスは H 種である。なお，最大トルク及び最大出力の約半分が定格トルク及び定格出力となるように想定している。



(a) Distributed winding. (b) Concentrated winding.  
Fig. 4. Magnetic flux density and flux lines.



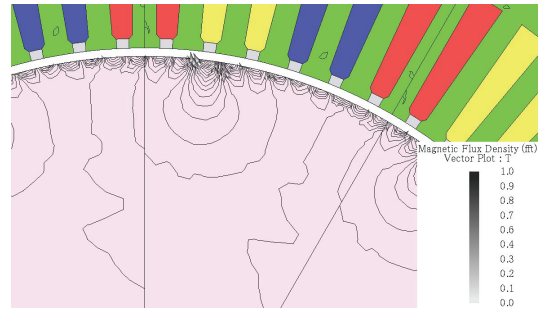
(a) Magnetic flux density waveforms.



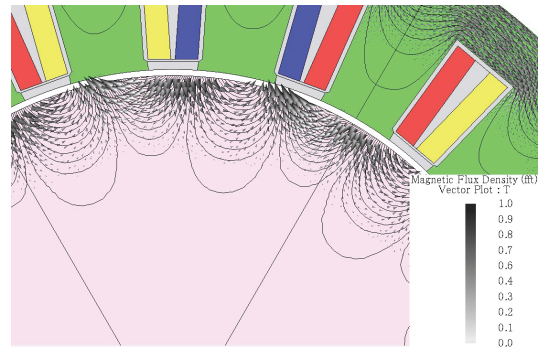
(b) Harmonic contents of magnetic flux density.

Fig. 5. Magnetic flux density around air gap under no-load.

〈2・2〉電機子起磁力設計 本節では、静止座標系から空間的に発生する高調波成分について説明する。Fig. 4 に分布巻 (12 極 72 スロット,  $q=2$ ) と集中巻 (12 極 18 スロット) のステータ構造においてソリッドロータを内蔵したときの電機子磁束密度分布の比較を示す。同図より、分布巻は UVW 三相巻線がそれぞれ重なり合う構造のためロータに均一な磁束が鎖交するのに対して、集中巻は UVW 三相巻線が重なり合わないため、ロータに不均一に磁束が鎖交する。Fig. 5 に Fig. 4 のときのギャップ磁束密度を空間的に分析した結果を示す。同図より、分布巻はスロット高調波に起因する第 11 次空間高調波と第 13 次空間高調波が重畳するが比較的正弦波状に分布している。一方、集中巻は第 2 次空間高調波が基本波に対して 5 割以上重畳した台形波状に分布する。文献 (10), (11) では電機子巻線配置を工夫することで分布巻でも第 2 次空間高調波が発生するようにしており、それ以外の不必要な高調波磁界が空隙中に発生しないようにしている。文献 (12)~(17) では集中巻で不



(a) Twelfth time harmonic vector and flux lines of distributed winding with solid rotor.



(b) Third time harmonic vector and flux lines of concentrated winding with solid rotor.

Fig. 6. Time harmonic flux density and flux lines.

可避に発生する第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として利用している。本論文で提案する自励式巻線界磁モータは、後者の従来技術と同じく集中巻で不可避に発生する第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源として利用している。このギャップ中の高調波磁束により、Fig. 6 に示すように分布巻においては時間軸で第 12 次時間高調波がロータコアに鎖交し、集中巻においては第 3 次時間高調波がロータコアに鎖交する。同図に示すように分布巻の場合は、次数が高いため、高調波磁束の時間変動が小さくロータ表面を這うような磁路が形成される。一方、集中巻の場合は次数が低いため、高調波磁束の時間変動が大きくロータ内部まで鎖交するような磁路が形成される。すなわち、空間高調波をロータ巻線に鎖交させて界磁エネルギー源として利用するためには低次高調波磁束を利用することが望ましいことが確認できる。

〈2・3〉 $dq$  座標系における数学モデル 次に、第 2 次空間高調波をロータ巻線に効果的に鎖交させて多くの界磁エネルギーを得ることができるロータ構造について検討する。本節では提案するモータの動作原理について同期回転座標系の  $dq$  軸電圧方程式に基づいて説明する。まず、回転座標系から時間的に発生する高調波成分について説明する。Fig. 7 に極とスロット数の比が偶数となる 2 極 6 スロットの集中巻ステータ構造をもち、突極型で界磁源を備えたロータを有するモータを示す。同図の  $\theta = 0 \text{ deg}$  をロータ位相基準と考えてロータが CW 方向に回転した際の回転座標系での  $d$  軸ロータインダクタンスを考えると直流成分に加え

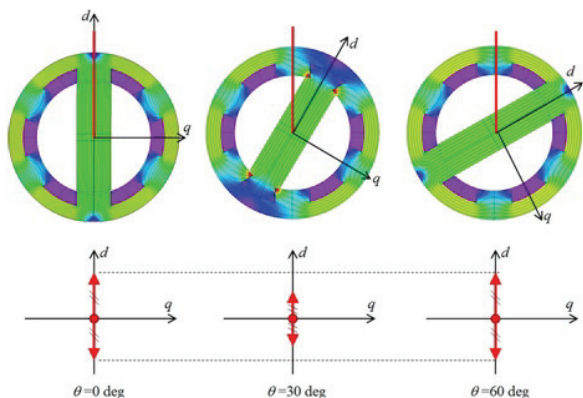


Fig. 7. *d*-axis inductance fluctuation of 2poles-6slots motor.

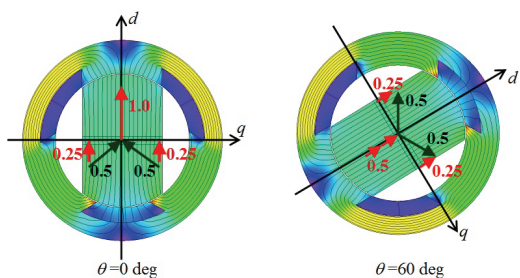


Fig. 8. *d*-axis inductance constitution on different rotor positions.

て第6次のスロット高調波が重畳する。このとき *d* 軸正方向と *d* 軸負方向が常に対称となっている。一方, Fig. 8 に極とスロット数の比が分数となる2極3スロットのモータを示す。Fig. 7 の場合とは異なり *d* 軸正方向と *d* 軸負方向が常に対称にはならない。 $\theta = 0 \text{ deg}$  の場合, *d* 軸正方向は純 *d* 軸インダクタンスとなるが, *d* 軸負方向はステータースではなく高磁気抵抗のスロットが対向するため軸間干渉をしながら閉磁路が形成される。*d* 軸と *q* 軸は独立させて考える必要があるため, 軸間干渉するときのインダクタンス (軸間干渉インダクタンス) を純 *d* 軸ロータインダクタンスの0.5倍とおくと *d* 軸負方向の純 *d* 軸ロータインダクタンスは0.5となる。同様に  $\theta = 60 \text{ deg}$  の場合は *d* 軸正方向の純 *d* 軸ロータインダクタンスは0.5となり *d* 軸負方向は0.5となる。すなわち, *d* 軸ロータインダクタンスは直流成分に加えて回転座標系で第3次高調波が重畳する。その他の極とスロット系列の例 (4:3系列, 8:9系列, 10:9系列) も含めたときの *d* 軸突極部の磁束変動を Fig. 10 に示す。同図より, 2:3系列と4:3系列が低次の振幅の大きい磁束変動が発生していることが確認できる。今回は車載用途を想定しており, 限られた空間スペース内に配置することを前提に広い可変速領域が要求されるため, リラクタンストルクも有効的に利用でき且つ, モータ電磁振動も低減しやすい構造という観点から2:3系列を採用した。また, 2:3系列の集中巻の場合, Fig. 6 のロータに鎖交する高調波磁束の磁路からも *d* 軸に加えて *q* 軸にも補極を配置することで効率的に界磁エネルギーを得ることができると考えられる。

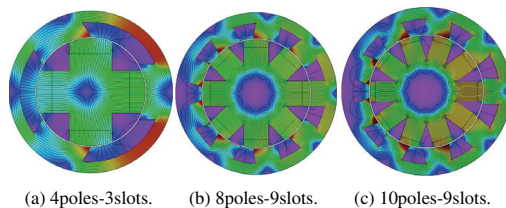


Fig. 9. Magnetic flux density and flux lines.

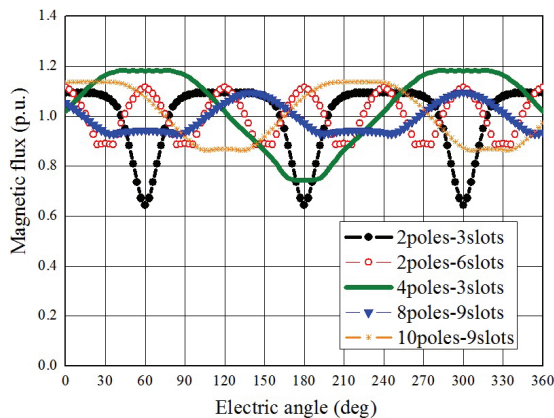


Fig. 10. Magnetic flux waveforms linking to rotor salient pole of each slot combination.

ここで提案するモータは12極18スロットで Fig. 8 と同様に考えられるため回転座標系での *d* 軸ロータインダクタンス (ロータ突極部自己インダクタンス)  $L_d$  と *d* 軸に直交する *q* 軸インダクタンス  $L_q$  は (1), (2) で表すことができる。

$$L_{rd}(\omega t) = L_{rd0} + L_{rda} \cos 3\omega t \dots\dots\dots (1)$$

$$L_{rq}(\omega t) = L_{rq0} + L_{rqa} \cos \left( 3\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots (2)$$

ここで  $L_{d0}$ ,  $L_{q0}$  はそれぞれ *d* 軸と *q* 軸の一定成分,  $L_{da}$ ,  $L_{qa}$  は *d* 軸, *q* 軸インダクタンスの周期的脈動の振幅,  $\omega$  は電氣的な同期角速度である。(1), (2) はステータとロータがそれぞれ突極を有する二重突極構造によってもたらされる。

したがって, *dq* 座標系において本モータの数学モデルは (3) の電圧方程式で表すことができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega & p & -\omega \\ \omega & p & \omega & p \\ p & 0 & p & 0 \\ 0 & p & 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} pL_{sd} & 0 & pM_d & 0 \\ 0 & pL_{sq} & 0 & pM_q \\ pM_d & 0 & pL_{rd} & 0 \\ 0 & pM_q & 0 & pL_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$+\omega \begin{bmatrix} 0 & -(L_{sq} + M_q) & 0 & -(M_q + L_{rq}) \\ L_{sd} + M_d & 0 & M_d + L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで  $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$  は  $d$  軸,  $q$  軸のステータ巻線電圧とステータ電流,  $v_{rd}, v_{rq}, i_{rd}, i_{rq}$  は  $d$  軸,  $q$  軸のロータ巻線電圧と電流である。 $R_s, R_r$  はステータとロータ巻線抵抗,  $M_d$  と  $M_q$  は  $d$  軸,  $q$  軸の相互インダクタンス,  $p$  は微分演算子である。 $dq$  軸上のロータ自己インダクタンスと相互インダクタンスは (1), (2) で与えられるため時間によって周期的に変化する。すなわち, (3) の第三項は 2:3 系列の集中巻によって発生する第 3 次時間高調波によって誘起される電圧を意味している。一方, 実際には U 相ステータ自己インダクタンスには Fig. 5 に示した電機子起磁力の空間的な高調波成分が重畳しているが, 今回はトルクリプル成分を考慮しないため第 5 次, 第 7 次などの空間高調波を無視して (4) のようにおく。

$$L_U(\theta) = L_{S0} + L_S \cos 2\theta \dots\dots\dots (4)$$

同様に V 相, W 相を  $2\theta$  の関数でおき,  $dq$  変換を適用すると,  $dq$  座標におけるステータ自己インダクタンスは (5) のように表すことができる。すなわち,  $\theta_d = \omega t, \theta_q = \omega t - \pi/2$  の同期座標では  $\cos \omega t, \sin \omega t$  は同期成分のため,  $L_d, L_q$  は定数となる。

$$\begin{bmatrix} L_{sd} \\ L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_S \cos 2\theta \\ \frac{3}{2} L_S \cos \left(2\theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} L_S \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

故に, 自励式巻線界磁同期モータの数学モデルは (6) のように書き改められる。(6) の第一項はステータとロータ巻線抵抗による電圧降下であり, 第二項は変圧器起電力, 第三項は空間高調波による誘起電圧, 第四項は速度起電力である。

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & pM_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pM_q \\ pM_d & 0 & pL_{rd} & 0 \\ 0 & pM_q & 0 & pL_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -(L_{sq} + M_q) & 0 & -(M_q + L_{rq}) \\ L_{sd} + M_d & 0 & M_d + L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

〈2・4〉 トルク 提案するモータのトルクはステータ電流と (6) の第四項に相当する磁束との外積で求めることができる。(7) に出力トルク式を示す。(6) の右辺第三項の空間高調波による誘起電圧項は, ロータ自己インダクタンスが (1), (2) で表されるため, 角速度  $\omega$  の関数となるが時間変化する脈動項, すなわちトルクリプルになるため今回は考慮しない。なお,  $P_p$  は極対数である。

$$T = P_p \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -(L_{sq} + M_q) & 0 & -(M_q + L_{rq}) \\ L_{sd} + M_d & 0 & M_d + L_{rd} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = P_p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + P_p \left\{ (M_d - M_q) i_{sd} i_{sq} - (M_q + L_{rq}) i_{sd} i_{rq} + (M_d + L_{rd}) i_{rd} i_{sq} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

(7) に示すようにトルクは第一項のリラクタンストルクと第二項の自励式電磁石トルクから構成されている。電磁石トルク項の誘導電流と界磁電流について空間高調波がロータ巻線に鎖交し発生した誘起電圧を全波整流することで電磁石磁束を形成する界磁電流を発生させることができるため,  $L_{sd}, L_{sq}, L_{rd}, L_{rq}$  およびステータとロータ間の漏れ磁束係数等を用いて表すことができる。これらの数学モデル導出は今後の課題とする。

第一項のリラクタンストルクは基本的に角速度  $\omega$  に対して不変であるが, 第二項の自励式電磁石トルクはファラデーの法則に基づくため  $\omega$  の関数でありモータ駆動周波数によって増減する。

3. 電磁界解析による検証

〈3・1〉 I-pole の最適配置に関する解析的検証 提案モータは Fig. 1(c) と Fig. 3 に示したように突極間の  $q$  軸上に I-pole を配置しており,  $d$  軸磁束だけではなく  $q$  軸磁束に重畳する回転座標系における第 3 次時間高調波 (集中巻 2:3 系列により静止座標系で発生する第 2 次空間高調波) を界磁エネルギー源として利用している。Fig. 11 に FEM による電磁界解析により得られた第 3 次時間高調波磁束の磁束線図と磁束ベクトルを示す。同図に示すように, 数式上で比較すると第 3 次時間高調波磁束の磁路に差異が生じないが実際はステータティース幅とロータ突極幅または I-pole の幅との組み合わせによって変わり,  $d$  軸 (ロータ突極部) では第 3 次高調波がロータ突極部を横切る磁路が形成される。一方,  $q$  軸 (突極間) では短絡的ではなく I-pole に対して直交して第 3 次高調波磁束の磁路が形成されている。さらに細かくは電流位相角によっても磁路が変化する。ロータ突極部を狭めた設計をすれば第 3 次時間高調波が突極部先端で短絡磁路を形成することを軽減できるが, ロータ突極部には E-pole 巻線が巻かれており電磁石極の役割を果たしているため幅を狭めてしまうとトルク発生面の減少および磁気飽和によりトルクが低下する。よって, 提案モータ

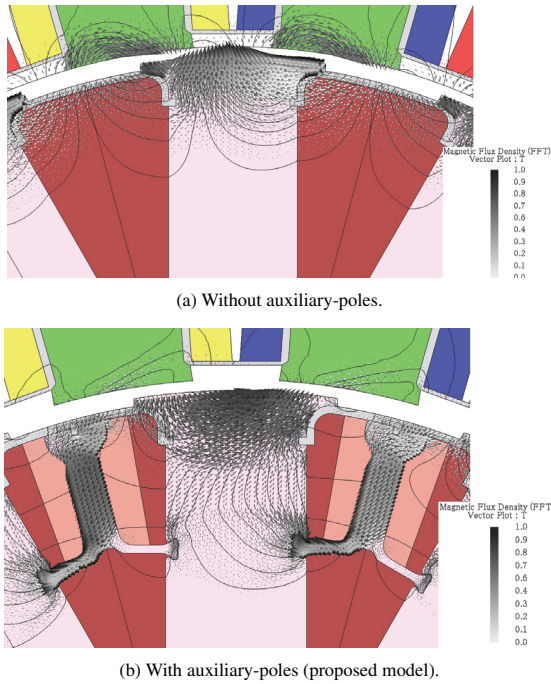


Fig. 11. Third space harmonics vector and flux lines.

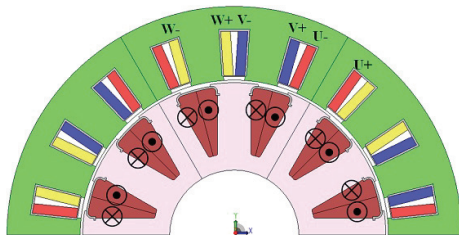


Fig. 12. Cross section of benchmark model.

は  $q$  軸に補極として I-pole を設けた設計とする。なお、補極の幅についてはリラクタンストルクと鎖交する高調波磁束との兼ね合いから決定している。主磁路からの磁氣的遮蔽を考慮した設計をしている理由は、突極比低下によるリラクタンストルクの低下を防ぐためである。

〈3・2〉 従来技術との比較 従来技術に対する運転特性の差を明確にするため、Fig. 12 に示すように Table 1 のモータ諸元にて同じコアサイズ且つ励磁条件で文献(13)のモータをモデリングした。文献(13)のロータティース幅やステータ諸元が未開示のため、ステータ及びエアギャップ長を共通とし、さらにロータ突極幅は Fig. 1(c) と共通とし、I-pole を取り除いた。ロータ巻線の占積率は Fig. 3 に示した提案モータと同等となるように I-pole を除いたスペースに巻線を配置した。この結果、1 極あたり 87 ターン巻いている。なお、提案モータは Table 1 に示すように I-pole コイルと E-pole コイルを合わせて 1 極あたり 75 ターン巻いている。提案モータは電磁界解析ではモータ制御に起因して発生する時間高調波を考慮せずに純正弦波電流源で解析を行った。損失については電機子巻線及びロータ巻線で発生する銅損、ステータならびに回転子の鉄損そしてダイオードによる損失が予想されるが、今回はステータとロータの銅損

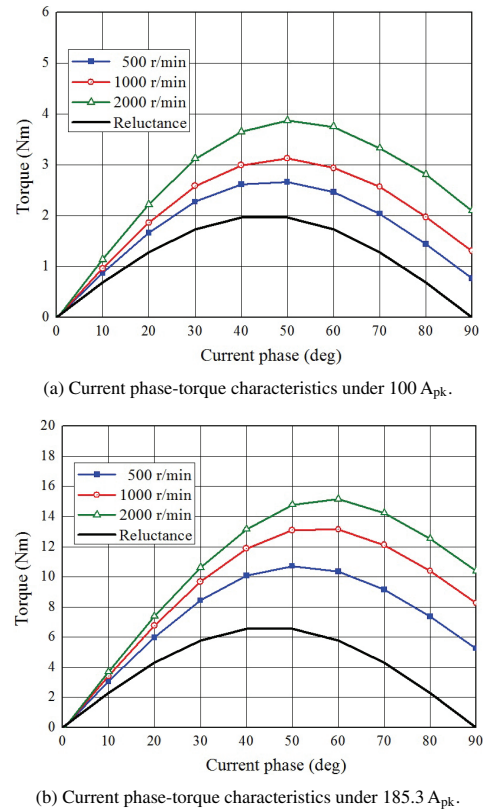


Fig. 13. Current phase-torque characteristics of benchmark model.

のみ考慮している。鉄損については解析精度向上の検討も踏まえ今後の検討課題とする。正確な効率や損失分析は実機評価を踏まえながら今後検討していく。Fig. 13 に電磁界解析により計算したベンチマークモデルの軽負荷(ステータ電流 100 A<sub>pk</sub>) 時と最大負荷時(ステータ電流 185.3 A<sub>pk</sub>) の電流位相-トルク特性(定常状態の平均トルク)を示す。同図においてリラクタンストルクの分離は下記の手順で行った。

- (1) ロータ巻線を開放した状態で電流位相  $\beta = 45 \text{ deg}$  にてリラクタンストルクを計算する。
- (2)  $\beta = 45 \text{ deg}$  の平均トルクを振幅として  $\sin 2\beta$  関数で電流位相-トルク特性を算出してリラクタンストルクの電流位相特性を求める。
- (3) ロータ巻線を接続した状態で電流位相-総合トルク特性を計算し、総合トルクと上記のリラクタンストルクの差を求めると電磁石トルクとなる。

同様に Fig. 14 に電磁界解析により計算した提案モータの軽負荷(ステータ電流 100 A<sub>pk</sub>) 時と最大負荷時(ステータ電流 185.3 A<sub>pk</sub>) の電流位相-トルク特性(定常状態の平均トルク)を示す。Fig. 13 と Fig. 14 の比較から、提案モータは補極を設けることで突極比が低下しリラクタンストルクは減少するものの、電磁石トルクが増加し、総合出力トルクとしては向上していることが確認できる。特に軽負荷時のステータ電流が低い範囲において、リラクタンストルクが低いこと電磁石トルクの向上による高トルク密度化の効果は大きい。さらに Fig. 15 に示すように提案モータはベン

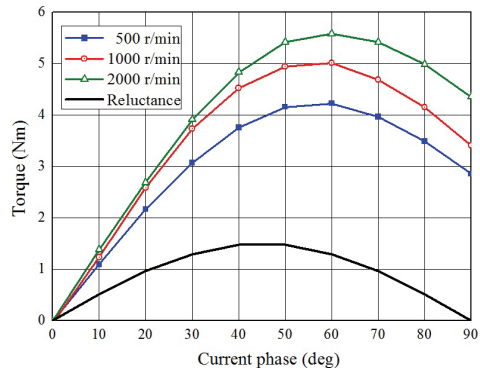
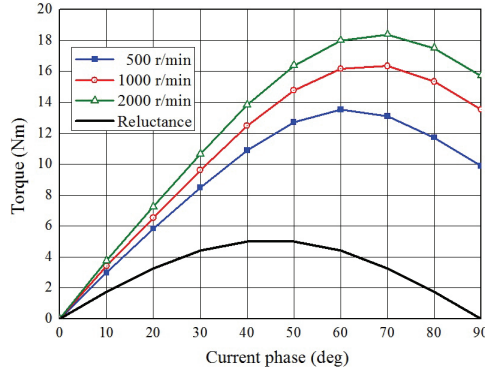
(a) Current phase-torque characteristics under 100 A<sub>pk</sub>.(b) Current phase-torque characteristics under 185.3 A<sub>pk</sub>.

Fig. 14. Current phase-torque characteristics of proposed model.

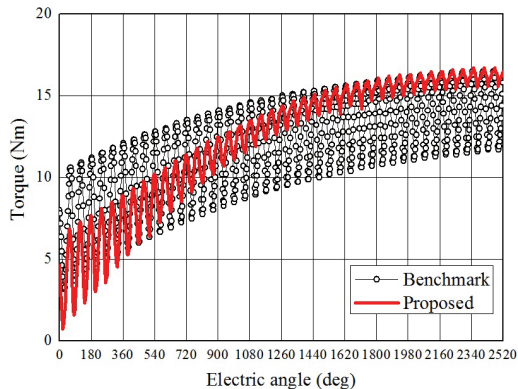
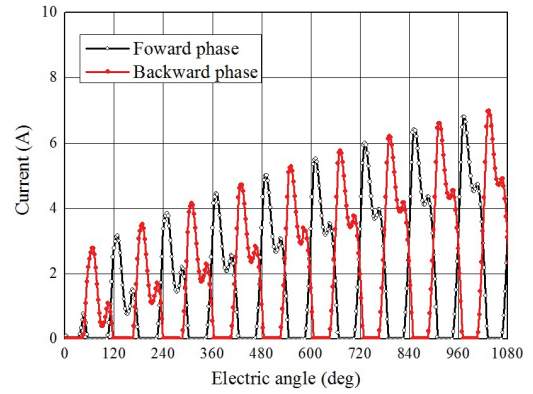


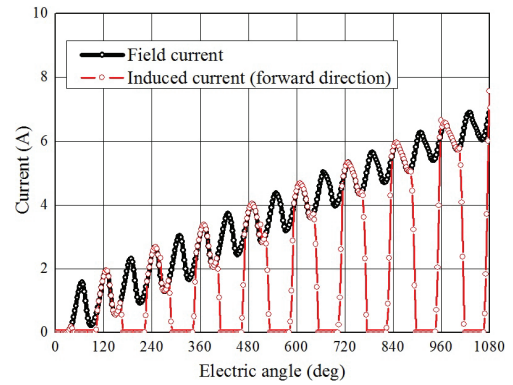
Fig. 15. Torque waveforms for 1000 r/min under MTPA control.

チマークに対してトルクリプルを大幅に低減できる。これは、Fig. 16 に示す界磁電流のリプル差に起因すると考えられる。ベンチマークは正相と逆相の界磁電流切り換わりタイミングで大きなリプルが発生するのに対して、提案モータは正相と逆相の誘導電流の和がE-pole に流れて界磁極を形成するため界磁電流リプルを低減できている。

Fig. 13 と Fig. 14 より自励による界磁量が回転速度に依存して変化することでロータの磁化量が変動し、自励式電磁石トルクがモータ駆動周波数に依存して増減することを確認できる。リラクタンストルクと電磁石トルクの比率が変化するため、モータ駆動周波数に依存してMTPA 点もシフトする。従来技術と提案モータの可変速特性においては



(a) Benchmark model.



(b) Proposed model.

Fig. 16. Rotor current characteristics of benchmark model and proposed model for 1000 r/min under MTPA control.

電磁石トルクの向上によりモータ駆動周波数の増加とともに効果がより顕著になることを確認できる。一方、過渡特性についてモータ駆動周波数に依存してロータが磁化して定常状態に推移するまでの時間が変化する。これはロータ自己インダクタンスが磁束密度だけでなく駆動周波数の関数にもなることによる。特に  $d$  軸ロータインダクタンスはロータ突極部の磁気状態に依存するため、回転速度の増加とともにロータの磁化量が増加し、磁気飽和の影響が現れてくる。 $q$  軸ロータインダクタンスは磁気的に遮蔽された磁気回路で決定されるため、 $d$  軸ほど大きな変化が見られない。さらにロータ側のインダクタンス変化に伴いステータ側の磁束密度も変化してステータ  $dq$  軸インダクタンスも変化すると考えられる。しかし、この影響は (7) の電磁石トルク第一項によって相互インダクタンスにより表されている。すなわち本稿では、従来のリラクタンストルクと本モータで発生する自励式電磁石トルクを切り分けて考える際に一般的なリラクタンストルクの表記とすることで比較しやすいようにまとめている。実際には、回転磁界と反作用磁界の釣り合う点で収束し、ロータ電流は RL 等価回路の過渡現象と同様に考えることができるため、自励によるロータの自己インダクタンス変化によって電氣的時定数が変化するので過渡時間がモータ駆動周波数によって変化する。



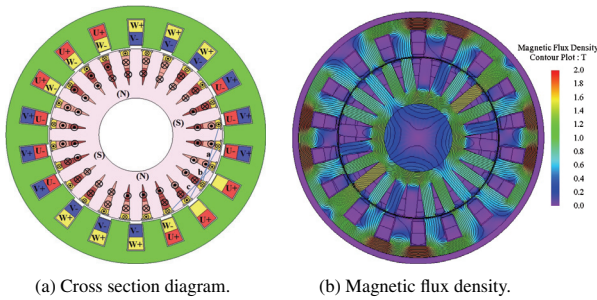


Fig. 17. Reference (10) model.

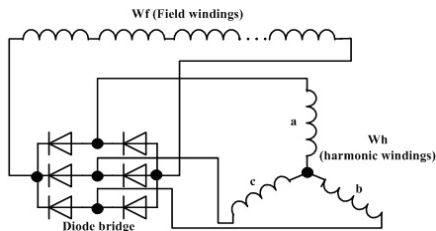


Fig. 18. Rotor winding connection diagram of reference (10) model.

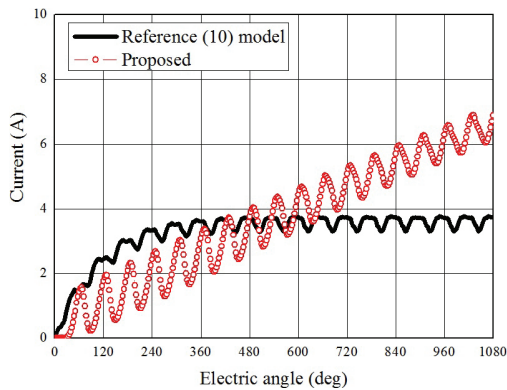


Fig. 19. Field current waveforms of rotor for 1000 r/min under MTPA control.

次に文献(10)の従来技術に対しても比較を行う。文献(13)の従来技術との比較と同様に同じコアサイズでモデリングを行った。Fig. 17にコアサイズを合わせてモデリングしたモデルの径方向断面図を示す。文献(13)の場合、1章でも述べたとおり、ロータに内包する銅の割合が多いため、小径化が困難であったため、4極モデルで設計している。ロータ巻線回路は文献(13)を参考にFig. 18のように三相の補助巻線(高調波巻線)をダイオードブリッジに接続し、界磁巻線に直流電流が流れるように結線している。Fig. 19に同じ励磁条件下でFEM解析により求めた界磁電流を示す。同図より、文献(10)の従来技術(Fig. 19ではReference (10) modelと表記)は三相化した補助巻線(高調波巻線)を三相ダイオードブリッジで整流しているため、界磁電流は提案するモータよりも平滑化された電流となっていることが確認できる。しかし、ロータ内に内包する銅の割合が多いため、ロータ巻線抵抗が大きくなってしまい界磁電流は低い値となった。さらにFig. 17(b)の結果からもわかるようにリラクタンストルクの利用が困難なため、車載用途のよう

な可変速アプリケーションの場合、十分な界磁エネルギーを得ることができない低速度領域において性能低下が懸念される。すなわち、文献(10)の従来技術はモータ体格に制限がなく可変速駆動が要求されないようなアプリケーションに対して好適であると言える。

ここで、検証モデルのトルク密度の妥当性について考える。参考にトヨタ Prius'09のMG2(IPMSM)のコイルエンド部を含まないトルク密度が75.6 Nm/L(ステータコア外径 $\phi 264$ , 積厚 50 mm, 最大負荷時の電流密度推定値 18.5 A<sub>rms</sub>/mm<sup>2</sup>, 油冷)であり、文献(3)の他励式同期モータのコイルエンド部を含まないトルク密度実測値が47.3 Nm/L(ステータコア外径 $\phi 264$ , 積厚 70 mm, 最大負荷時の電流密度 21 A<sub>rms</sub>/mm<sup>2</sup>, 水冷)に対して提案モータのコイルエンド部を含まないトルク密度設計値が2000 r/minにて45.1 Nm/L(ステータコア外径 $\phi 123$ , 積厚 34 mm, 最大負荷時の電流密度 21 A<sub>rms</sub>/mm<sup>2</sup>, 油冷, 最大トルク駆動時間 45 s)であり現実的な数値であると考えられる。一方、ベンチマークの同条件下でのトルク密度設計値が2000 r/minにて37.4 Nm/Lである。現状、提案するモータのトルク密度はIPMSMや文献(3)のモータよりも低い。その理由として、小径なモータで検討しておりトルク性能を左右するロータ巻線内包用のロータスロット面積が狭く不利な点が挙げられる。ステータコア外径 $\phi 264$ で検討すれば2乗でロータスロット面積を拡大できるため同等のトルク密度を達成できる可能性がある。この検討は今後の課題とする。一方、電機子巻線の最大電流密度は電機子巻線(平角 2.4 mm × 2.6 mm)に対して21 A<sub>rms</sub>/mm<sup>2</sup>(駆動時間 45 s)、ロータ巻線の最大負荷時電流密度はロータ界磁巻線( $\phi 0.8$ )に対して約21.4 A<sub>DC</sub>/mm<sup>2</sup>(1000 r/min)となるが直接油冷を行い最大負荷時の駆動時間を45 sを想定しており、巻線耐熱クラスはH種を選定している。さらに直流バス電圧を約48 V<sub>dc</sub>(電圧利用率96%)で想定しているため、実際には2000 r/min時は端子線間電圧が33.2 V<sub>rms</sub>となるため弱め界磁制御領域となり電機子電流を下げる、もしくは電流位相の進角により自励により発生するロータ巻線電流が低くなるように制御される。連続定格トルク・出力は約50%負荷を想定しており、〈2・1〉節で述べた冷却方式を考えると十分実現可能な数値であると考えられる。その他、効率や最適な制御方法等についての詳細な検討は今後、実機試作評価を行いながら検証することとする。

以上より、補極を突極間に設けることでd軸高調波磁束に加えてq軸高調波磁束も界磁エネルギー源として利用でき、ベンチマークよりも電磁石トルク特性を向上させることが磁界解析の結果から証明された。

〈3・3〉 数学モデルの検証 〈2・4〉項で述べたとおり、数学モデル内の相互インダクタンスのモデリング方法に課題が残っているため、数学モデルの検証を簡易検討することとした。(1), (2)とロータdq軸電流の積で表した(8), (9)のロータdq軸磁束を電磁界解析により求めた結果と同じになるようにモータ定数を決定し、そのモータ定数を用

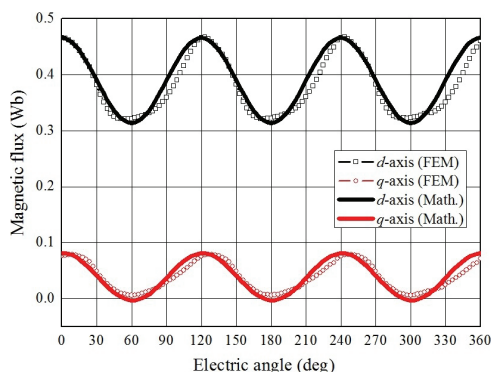


Fig. 20. Magnetic flux waveforms of rotor  $dq$ -axes for 1000 r/min under MTPA control.

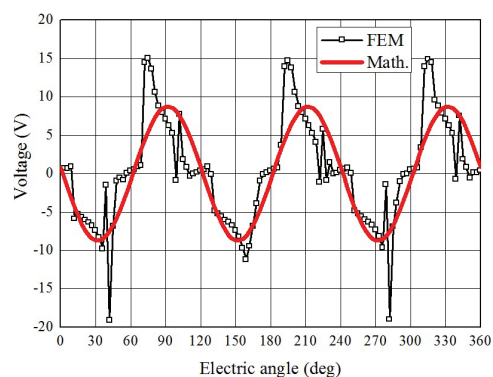


Fig. 21. Induced voltage waveforms of I-pole for 1000 r/min under MTPA control.

いてロータ電流を数学モデルから推定した結果と FEM 結果の比較を行う。Fig. 20 に電磁界解析により求めた定常状態におけるロータ  $dq$  軸磁束と、モータ定数をフィッティングさせた数学モデルのロータ  $dq$  軸磁束を示す。

$$\phi_{rd}(\omega t) = L_{rd}(\omega t)i_{rd} = \phi_{rd0} + \phi_{rda} \cos 3\omega t \dots\dots (8)$$

$$\phi_{rq}(\omega t) = L_{rq}(\omega t)i_{rq} = \phi_{rq0} + \phi_{rqa} \cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \dots\dots (9)$$

同図より、FEM 結果は第 3 次時間高調波よりも高い次数の時間高調波の重畳が確認できるが、主成分が第 3 次時間高調波でありモータ定数のフィッティングにより数学モデルで十分表現できていることが確認できる。なお、Fig. 20 は 1000 r/min で最大負荷時の MTPA 点 (185.3 Apk, 60 deg) における結果であり、このときのモータ定数はそれぞれ  $\phi_{rd0} = 0.39$  mWb,  $\phi_{rq0} = 0.039$  mWb,  $\phi_{rda} = 0.076$  mWb,  $\phi_{rqa} = 0.042$  mWb である。

次に、(8)、(9) に示す高調波が重畳したロータ  $dq$  軸磁束がロータ巻線に鎖交することで発生する誘起電圧について考える。 $dq$  軸電圧方程式が (6) で与えられるが、今回は定常状態に限定してロータ自己インダクタンスによって発生する誘起電圧のみ考え、相互インダクタンスによって発生する誘起電圧は考慮しない。すなわち、ロータ  $dq$  軸巻線の誘起電圧  $v_{rd-ind}$ ,  $v_{rq-ind}$  は (10)、(11) となる。

$$v_{rd-ind} = -N_{rd}p\phi_{rd}(\omega t) = 3\omega N_{rd}\phi_{rda} \sin 3\omega t \dots\dots (10)$$

$$v_{rq-ind} = -N_{rq}p\phi_{rq}(\omega t) = 3\omega N_{rq}\phi_{rqa} \cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \dots\dots (11)$$

ここで  $dq$  軸間干渉を考慮しない場合、Fig. 2 に示すようなロータ巻線回路結線となっているため  $d$  軸誘起電圧と  $q$  軸誘起電圧の和が空間高調波がロータ巻線に鎖交することで発生する誘起電圧となる。Fig. 21 に電磁界解析により求めた I-pole の誘起電圧と数学モデルにより計算した誘起電圧を示す。同図より第 3 次よりも次数の高い空間高調波によって発生する誘起電圧による影響や相互インダクタンスによって発生する誘起電圧の影響による差が見られるが基本波成分に対しては大きなズレは見られない。

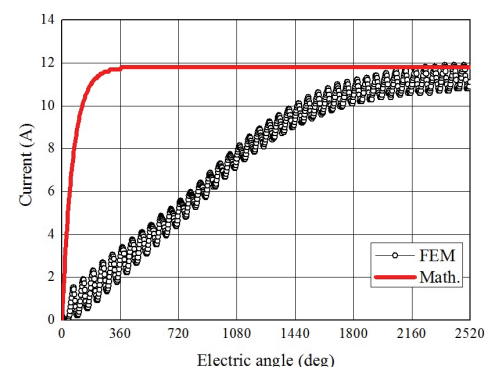


Fig. 22. Field current waveforms of E-pole for 1000 r/min under MTPA control.

次にロータ巻線誘起電圧を全波整流して直流電圧を求め、その直流電圧が RL 回路に印加されたときの過渡現象を解くことで界磁電流を求める。RL 回路の電圧方程式は、Fig. 2 のロータ巻線結線図より (12) で表される。

$$|v_{rd-ind} + v_{rq-ind}| = 2(L_{rd} + L_{rq}) \frac{di_{rd}(t)}{dt} + 2(R_{rd} + R_{rq})i_{rd}(t) \dots\dots (12)$$

したがって、脈動項を無視した  $i_{rd}(t)$  は (13) のように求められる。

$$i_{rd}(t) = \frac{|v_{rd-ind} + v_{rq-ind}|}{2(R_{rd} + R_{rq})} \left(1 - e^{-\frac{(R_{rd} + R_{rq})}{L_{rd} + L_{rq}}t}\right) \dots\dots (13)$$

Fig. 22 に電磁界解析により求めたロータ界磁電流と数学モデルにより計算した結果を示す。同図より過渡時において数学モデルの方が FEM 結果よりも立ち上がり速度が速い結果となった。これは Fig. 23 に示すように過渡時のロータ  $dq$  軸インダクタンスの変化を考慮していないためである。過渡時は高調波磁束によって発生した誘起電圧が全波整流されて電磁石を形成し、ロータ巻線時定数によってロータが徐々に磁化されている過程であり、磁化量に応じてインダクタンスが変化する。

一方、定常状態においては同図よりほぼ同じ値となっていることが確認できる。以上より、数学モデルの妥当性を簡易的に検討することができた。今後の課題は、過渡領域

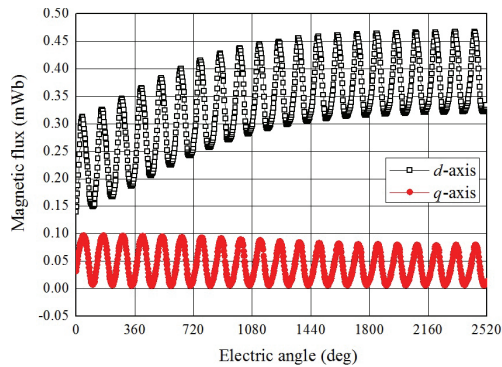


Fig. 23. Magnetic flux waveforms of rotor  $dq$ -axes in steady state for 1000 r/min under MTPA control.

も含めたモータ定数推定法と相互インダクタンス項のモデリングを行い、提案モータの最適な制御方法の検討を進めることである。

#### 4. 結 言

本論文では、過去に検討された自己励磁技術を基本原理とし、極とスロット数の比が2対3となる集中巻構造のステータと突極ロータを有する2重突極構造でロータ巻線を全波整流回路結線とし、ロータ突極間に補極を設けることで静止座標系で第2次空間高調波(回転座標系で第3次時間高調波)を界磁エネルギー源として効率的に活用できる自励式巻線界磁同期モータを提案した。提案したモータではスロットコンビネーションによって発生する回転座標系での第3次時間高調波が主な界磁エネルギー源となる理由を数理的に検討するとともに、電磁界解析により検証した。さらに従来技術の自励式巻線界磁同期モータに対しては、補極を用いることで電磁石トルク向上による高トルク密度化と低トルクリプルを実現できることを電磁界解析により検証した。以上の検討から自励式巻線界磁同期モータは一般的なIPMSMを車載した際に問題となるコギングトルクや無負荷鉄損に対して、無負荷時は自励されないためコギングトルクや無負荷鉄損が発生しないという優位性がある。一方、提案モータ及び従来の空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式技術はファラデーの法則に基づいているため、低回転速度時には十分な界磁電流を得ることができず、トルクが低下する懸念がある。しかし、同期回転座標系では、空間高調波のみではなく電流に高調波を重畳した時間高調波によっても界磁エネルギーを供給することができる<sup>(8)(9)(15)(16)(20)</sup>。文献(15)、(20)の検討より高周波パルス電流を適切な区間のみ重畳することで時間高調波によって誘導電流を増加させることができる。弱め界磁運転においても従来のベクトル制御に加えて上記のパルス電流により細かな界磁調整が可能となる。詳細な制御方法の検討は今後の課題とし、過渡領域まで含めた数学モデルの検討を進める。さらに、提案するモータは従来技術よりもトルク密度を向上できるため、パルス電流重畳量の低減が可能となり、システム効率を向上できる可能性がある。加えて、

従来技術はトルクリプルが大きく車載時にモータ電磁騒音やジャダーの発生が懸念されるが、提案モータはIPMSMと同等のトルクリプルとなるため、それらの課題を解決できる。

今後は、実機試作を行い補極による $q$ 軸高調波磁束利用の効果の検証と損失分析・評価、効率測定を進める。〈2・1〉節で述べた方法でロータ上に整流回路を形成した試作機を開発するとともに、ロータ巻線電流も評価できるモータの試作も行う。基本的な性能評価に加えて、特に文献(11)で述べられている鉄損への影響について、スリップリングを用いた他励可能な試作機と自励する試作機にて同じロータ起磁力下で鉄損評価を行うことで明らかにする。さらに性能を大きく左右するロータ巻線電流をステータ側から推定するための数学モデルの検証を進め、提案するモータの最適制御法についても検討を進める所存である。

#### 文 献

- (1) M. Kamiya: "Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System", *IEEE Trans. IA*, Vol.126, No.4, pp.473-479 (2006)
- (2) Y. Sato, S. Ishikawa, T. Okubo, M. Abe, and K. Tamai: "Development of High Response Motor and Inverter System for the Nissan LEAF Electric Vehicle", SAE Technical Paper 2011-01-0350, doi: 10.4271/2011-01-0350 (2011)
- (3) Y. Kuwahara, T. Kosaka, N. Matsui, Y. Kamada, and H. Kajjura: "Drive Performance Evaluation of Wound Field Flux Switching Motor for HV Drives", *IEEEJ*, VT-13-023 (2013) (in Japanese)  
桑原 優・小坂 卓・松井信行・鎌田義信・梶浦裕章:「HEV 駆動用巻線界磁形フラックススイッチングモータの運転性能評価」, 電学自動車研究, VT-13-023 (2013)
- (4) S. Nonaka: "The Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Motor", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.78, No.842, pp.1430-1438 (1958-11) (in Japanese)  
野中作太郎:「自励形単相同期電動機」, 電学論 D, Vol.78, No.842, pp.407-412 (1958-11)
- (5) S. Nonaka: "The Brushless Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Generator", *IEEEJ Trans.*, Vol.82, No.883, pp.627-634 (1962-4) (in Japanese)  
野中作太郎:「ブラシ無し自励形単相同期発電機」, Vol.82, No.883, pp.627-634 (1962-4)
- (6) S. Nonaka and I. Muta: "An Analytical Study of the Brushless Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Generator", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.86, No.934, pp.1140-1149 (1966-7) (in Japanese)  
野中作太郎・牟田一弥:「ブラシなし自励形単相同期発電機の解析的研究」, 電学論 D, Vol.86, No.934, pp.1140-1149 (1966-7)
- (7) S. Nonaka, K. Kesamaru, and K. Horita: "Analysis of Brushless Three-Phase Synchronous Generator Without Exciter", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.112, No.5, pp.483-489 (1992-5) (in Japanese)  
野中作太郎・袈婆丸勝巳・堀田一夫:「励磁機なしブラシレス三相同期発電機の解析」, 電学論 D, Vol.112, No.5, pp.483-489 (1992)
- (8) J. Oyama, S. Toba, T. Higuchi, and E. Yamada: "The principle and Fundamental Characteristics of Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.107, No.10, pp.1257-1264 (1987) (in Japanese)  
小山 純・鳥羽俊介・樋口 剛・山田英二:「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, Vol.107, No.10, pp.1257-1264 (1987)
- (9) J. Oyama, T. Higuchi, N. Abe, and E. Yamada: "The principle and Fundamental Characteristics of AC-Excited Brushless Synchronous Motor", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.109, No.7, pp.515-522 (1989) (in Japanese)  
小山 純・樋口 剛・安部稔彦・山田英二:「交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, Vol.109, No.7, pp.515-522 (1989)
- (10) T. Fukami, K. Taka, T. Miyamoto, and F. Shibata: "A New Self-Excitation Scheme for Three-Phase Synchronous Generators", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.114, No.11, pp.1083-1089 (1994) (in Japanese)  
深見 正・高 香滋・宮本紀男・柴田福夫:「三相同期発電機の新しい自己励磁法」, 電学論 D, Vol.114, No.11, pp.1083-1089 (1994)

- (11) T. Fukami, Y. Hanada, and T. Miyamoto: "Analysis of the Self-Excited Three-Phase Synchronous Generator Utilizing the 2nd-Space Harmonic for Excitation", *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.1, pp.57-65 (1997) (in Japanese)  
深見 正・花田芳明・宮本紀男:「第2次空間高調波で励磁する自励三相同期発電機の解析」, 電学論 D, Vol.117, No.1, pp.57-65 (1997)
- (12) 平本健二・中井英雄・山田栄治・蓑島紀元・瀬口正弘:「回転電機及びその駆動制御装置」, 公開特許広報 (A), 特開 2009-11209 (2007)
- (13) K. Hiramoto, H. Nakai, E. Yamada, N. Minoshima, and M. Seguchi: "Rotary Electric Machine and Driving Controller for Rotary Electric Machine", US20100259136 (Published in 2010)
- (14) K. Hiramoto and H. Nakai: "Proposal and Feasibility Study of the Integrated Diode Synchronous Motor", *IEEJ Annual Meeting*, No.5-054, pp.97-98 (2014) (in Japanese)  
平本健二・中井英雄:「ダイオード整流型磁石フリーモータの提案と原理検証」, 平成 26 年度電気学会全国大会, No.5-054, pp.97-98 (2014)
- (15) K. Hiramoto, H. Suzuki, H. Nakai, E. Yamada, R. Mizutani, and N. Minoshima: "Increment of the Integrated Diode Synchronous Motor in the Low Revolution Speed Area", *IEEJ Annual Meeting*, No.5-055, pp.99-100 (2014) (in Japanese)  
平本健二・鈴木博光・中井英雄・山田栄治・水谷良治・蓑島紀元:「ダイオード整流型磁石フリーモータの低回転域トルクの向上」, 平成 26 年度電気学会全国大会, No.5-055, pp.98-100 (2014)
- (16) 山田栄治・水谷良治・平本健二・中井英雄・蓑島紀元:「回転電機及び回転電機駆動システム」, 公開特許広報 (A), 特開 2012-222940
- (17) 山田栄治・水谷良治・知念真太郎・平本健二・中井英雄・蓑島紀元:「回転電機」, 公開特許広報 (A), 特開 2012-222941
- (18) M. Aoyama and T. Noguchi: "Preliminary Study on Rare-Earth Free Motor with Field Pole Excited by Space Harmonics", *2013 Annual Meeting IEEJ*, No.5-051, pp.91-92 (2013) (in Japanese)  
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レアアースフリーモータの基礎検討」, 平成 25 年度電気学会全国大会, No.5-051, pp.91-92 (2013)
- (19) M. Aoyama and T. Noguchi: "Adjustable Speed Drive Characteristics on Rare-Earth Free Motor with Field Poles Excited by Space Harmonics", *IEEJ, SPC-13-070, MD-13-012* (2013) (in Japanese)  
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レアアースフリーモータの可変速特性」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究, SPC-13-070, MD-13-012 (2013)
- (20) M. Aoyama and T. Noguchi: "Preliminary Study on Active Magnetization Control of Rare-Earth Free Motor with Field Poles Excited by Space Harmonics", *IEEJ, MD-13-035, RM-13-044* (2013) (in Japanese)  
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レアアースフリーモータのアクティブ磁化制御の基礎検討」, 電気学会モータドライブ/回転機合同研究, MD-13-035, RM-13-044 (2013)

## 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。2012年10月社会人学生として、静岡大学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入学、現在に至る。IEEE Member。

## 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、マシー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。