

空間高調波を利用した自励式磁石フリーモータの 回転子補極によるトルク特性改善

正員 青山 真大^{*,**a)} 正員 野口 季彦^{*}

Torque Performance Improvement of Self-Excited Permanent-Magnet-Free-Synchronous Motor with Rotor Auxiliary Poles Utilizing Space Harmonics

Masahiro Aoyama^{*,**a)}, Member, Toshihiko Noguchi^{*}, Member

(2015年6月30日受付, 2015年8月31日再受付)

In this paper, a synchronous motor is described 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 winding, i.e., an induction pole (I-pole) winding that primarily retrieves the second space harmonic and an excitation pole (E-pole) winding for the field magnetization. The two coils are connected via a center-tapped full-bridge diode rectifying circuit. The effects of the rotor electromagnetomotive force distribution on the d - and q -axis are theoretically discussed. Then, the effect of the auxiliary poles is experimentally verified using a prototype motor in terms of the adjustable speed drive characteristics and the efficiency map. In addition, it is experimentally clarified that the rotor self-inductance and the rotor winding resistance significantly affect the conduction period of the rotor induced current.

キーワード：同期モータ, 自己励磁, 空間高調波, 磁石フリーモータ, 集中巻

Keywords: synchronous motor, self-excitation, space harmonics, permanent-magnet-free motor, concentrated winding

1. 緒言

1980年代に高エネルギー積を有するNd-Fe-B磁石が発明されて以降, 小型・高効率化の観点から埋め込み永久磁石同期モータ(IPMSM)が盛んに開発され, 今日のハイブリッド自動車(HEV)や電気自動車(EV)の駆動用モータとして不動の座を築いてきた⁽¹⁾⁽²⁾。しかし, 耐熱性を高めるために添加する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⁽³⁾。それらの課題に対して近年, 減磁耐力を高めたい箇所に限定してDyやTbを拡散させる保磁力分布不均一磁石が開発されているが, 完全なレア

アースフリー化を実現するには車載用途で必要とされる耐熱性の観点から課題が残る⁽⁴⁾。さらにDyは産出地が特定の国や地域に偏在しており, 国際状況によってコストが大幅に変動する懸念がある。これらの課題に対して, 磁石フリーモータの可能性として, 集中巻ステータにより発生する第2次空間高調波を界磁エネルギー源に活用した自励式巻線界磁モータが提案されている^{(5)–(17)}。この種のモータは相互インダクタンスを介した電磁誘導現象を利用して界磁をつくとともにトルクを出力するため, ステータとロータ間の結合係数を如何に向上させるかが重要である。そのため, 筆者らはFig. 1(a)のモデルに対して, 突極間に補極を配置したFig. 1(b)のモデルを提案した^{(14)–(16)}。これらの新しい自己励磁技術は過去に提案されてきた技術に対してダイオード整流の基本原理は同じであるが, ステータ側に補助巻線が不要となることやリラクタンストルクが利用でき且つ, ロータに内包する銅の割合を削減することで多極化による高トルク化が期待できる^{(18)–(28)}。

本稿では, 提案モータの補極によるトルク特性向上を検証するために原理検証用モータの試作を行い, 実際の運転特性と補極の効果について明らかにしたので報告する。

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

* 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
Shizuoka University, Graduate School of Science and Technology
3-5-1, Johoku, Naka-ku, Hamamatsu, Shizuoka 432-8561, Japan

** スズキ(株) 四輪電動車・システム設計部
〒432-8611 静岡県浜松市南区高塚町300
SUZUKI Motor Corporation, Electric Vehicle & System Dept.
300, Takatsuka-cho, Minami-ku, Hamamatsu, Shizuoka 432-8611, Japan

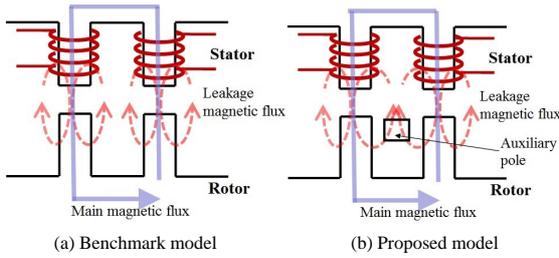


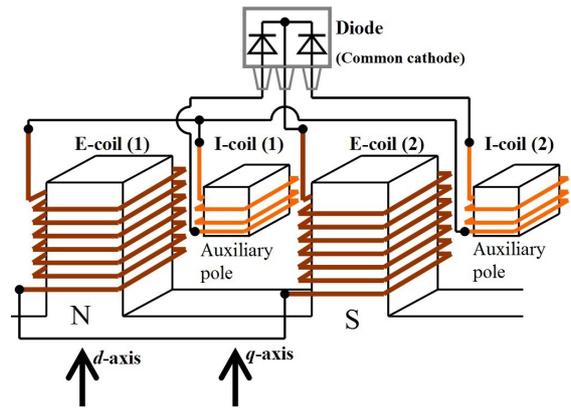
Fig. 1. Main magnetic flux path and leakage magnetic flux path.

2. 提案するモータの補極による性能改善

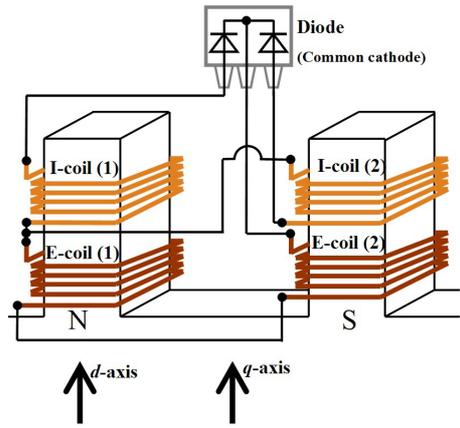
〈2・1〉 提案する自励式巻線界磁形同期モータの構造

提案するモータは三相 18 スロットを有する集中巻ステータと、12 極の突極を有するロータを採用している。ロータコイルは Fig. 2(a) に示すように q 軸高調波磁束を鎖交させて誘導起電力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起電力を生じさせつつ電磁石を形成するコイル (以下, E-pole) の 2 種類のコイルを有する。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ことで, 効率良く空間高調波をエネルギー源として界磁を形成する⁽¹⁶⁾。補極は Y 字形状の積層電磁鋼板 (新日鉄製 30DH) で突極部分に対してクサビ形状に取り付けられている。Fig. 2(b) に示す従来技術 (ベンチマーク) 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 Fig. 2(a) に示すように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 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源として利用する点に特長がある⁽¹³⁾⁽¹⁶⁾。また, I-pole と E-pole のロータ巻線に発生する誘導起電力 (一例として電流位相角 0 deg を図示) は, Fig. 3 に示すような位相になる。Fig. 3 の I-coil と E-coil の巻き方向は Fig. 2(a) と同じであり, 同図の電圧波形はダイオード接続せずに開放状態としたときの電磁界解析結果である。すなわち, Fig. 2 に示すようにカソード共通のダイオードモジュールを用いて全波整流回路結線することで, 効率良くロータコイルに発生した誘導起電力を界磁エネルギー源として活用することができる。

〈2・2〉 補極による誘導電流増加効果 ダイオード整流形自励技術は, ロータ回転周波数と非同期の磁束が I-coil や E-coil に鎖交することで誘導起電力が発生する原理に基づく。この誘導起電力はダイオードによって整流され, 結果として磁束の変化を妨げるような電流と整流した直流が流れることで界磁が形成される。電機子磁束に重畳している空間高調波が I-coil や E-coil に鎖交することで起電力が発生し, ロータコイルの自己インダクタンスと巻線抵抗 (ロータの電気的時定数) によって決まる遅れ角で誘導電流が流れる。ここでは, 空間高調波がロータコイルに鎖交することで発生する起電力とロータ電流が流れて発生する起電力の位相関係を数理的に説明する。まず, Fig. 4 に示すような



(a) Proposed model (with auxiliary poles)



(b) Benchmark model (without auxiliary poles)

Fig. 2. Rotor winding connection diagram.

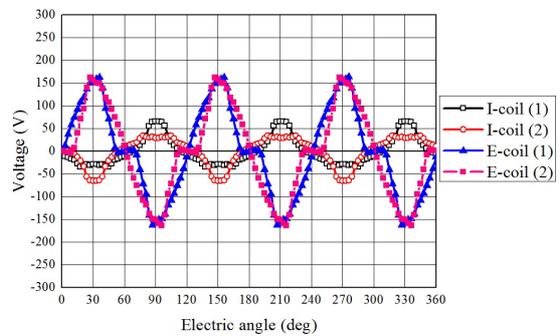


Fig. 3. Induced voltage on rotor windings at current phase 0 deg.

ロータ巻線 (I-coil) をダイオードで短絡した従来からの半波整流形自励回路について考える^{(7)(8)(18)~(23)}。ロータコイルに空間高調波磁束 d 軸成分 Ψ_{sd} が鎖交したときのダイオード導通期間の誘導起電力 v_{rd} は (1) で表すことができる。

$$v_{rd}(t) = V_{rd} \sin \omega t = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \dots \dots \dots (1)$$

ここで, R はロータコイルの巻線抵抗, L はロータコイルの自己インダクタンス, ω は電気的な空間高調波の角周波数であり, i はロータ電流, v_{rd} は正弦波状であると仮定する。 L は簡単化のため定数としている。(1) をラプラス変換すると (2) で表される。

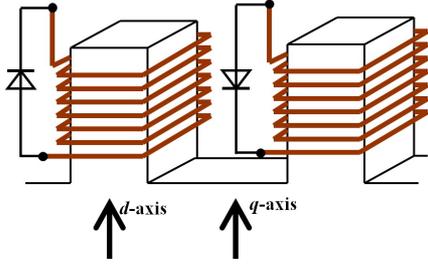


Fig. 4. Benchmark model of half-bridge diode rectifier.

$$V_{rd} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = RI(s) + L[sI(s) - i(0)] \dots \dots \dots (2)$$

ここで、半波整流において、不連続通電となった場合、電流初期値 $i(0) = 0$ である。よって、(2) を (3) のように変形し変数比較法により、(4) のように表すことができる。

$$I = \frac{\omega V_{rd}}{(R + sL)(s^2 + \omega^2)} \dots \dots \dots (3)$$

$$I = V_{rd} \frac{1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\frac{\frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \frac{1}{L} + s}{s^2 + \omega^2} + \frac{-\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \frac{R}{s^2 + \omega^2} \right] \dots \dots \dots (4)$$

ここで、

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \quad \cos \theta = \frac{R}{Z}, \quad \sin \theta = \frac{\omega L}{Z}, \quad \tau = \frac{L}{R}$$

のようにおくと (5) のように整理できる。

$$I = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \frac{1}{\frac{1}{\tau} + s} + \frac{-s \sin \theta + \omega \cos \theta}{s^2 + \omega^2} \right] \dots \dots \dots (5)$$

よって、逆ラプラス変換すると (6) となる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \theta + \sin(\omega t - \theta) \right] \dots \dots \dots (6)$$

上式から、集中巻ステータによって発生する空間高調波がロータコイルに鎖交することで発電起電力が発生し、ロータの電気的時定数による遅れ角で誘導起電力が発生する。その誘導起電力は磁束の時間変動を打ち消すような逆相の誘導起電力としてロータコイルに発生し、その差分の起電力によってロータコイルの巻線銅損を補い、余剰分でロータ界磁極が自励で形成される。

次に、Fig. 2(b) の補極を有さない全波整流回路結線の数学モデルについて考える。ダイオード導通期間における電圧方程式は半波整流の場合と同様に考えることができ、(1) となる。(2) のようにラプラス変換したとき、全波整流によって連続通電となった場合、電流初期値 $i(0) = I_{dc}$ のため、(7)、(8) のようになる。

$$V_{rd} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = I(R + sL) - LI_{dc} \dots \dots \dots (7)$$

$$I = \frac{\omega V_{rd}}{(R + sL)(s^2 + \omega^2)} + \frac{LI_{dc}}{R + sL} \\ = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin \theta \frac{1}{\frac{1}{\tau} + s} + \frac{-s \sin \theta + \omega \cos \theta}{s^2 + \omega^2} \right] + \frac{I_{dc}}{\frac{1}{\tau} + s} \dots \dots \dots (8)$$

よって、逆ラプラス変換すると (9) となる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \theta + \sin(\omega t - \theta) \right] + I_{dc} e^{-\frac{t}{\tau}} \dots \dots \dots (9)$$

ここで $i_{dc}(\omega/\pi) = I_{dc}$ の連続性条件より、初期値 I_{dc} は (10) のように求まるため、ロータ電流は (11) のように整理することができる。

$$i_{dc}(\omega/\pi) = \frac{V_{rd}}{Z} \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}} \sin \theta \dots \dots \dots (10)$$

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \theta \right] \dots \dots \dots (11)$$

同様に、Fig. 2(a) の突極間 (q 軸) に補極を有する全波整流回路結線 (提案モデル) の数学モデルについても考える。補極を有することで Fig. 3 に示すように d 軸に加えて q 軸でも誘導起電力が発生する。Fig. 2(a) に示すように d 軸に巻かれたコイルと q 軸に巻かれたコイルはダイオードによって全波整流回路を構成し界磁エネルギー源として活用される。さらに、Fig. 3 に示すように補極に巻かれた I-coil に q 軸高調波磁束が鎖交することで発生する誘導起電力は、 d 軸高調波磁束による誘導起電力に対して電気角で 180 deg の位相差をもつ。すなわち、ダイオード導通期間における電圧方程式は下式のように表すことができる。

$$v_{rd}(t) + v_{rq}(t) = V_{rd} \sin \omega t + V_{rq} \sin(\omega t - \pi) \\ = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \dots \dots \dots (12)$$

前述の補極なしモデルの場合と同様に考えるとロータ電流 $i(t)$ は (13) のようになる。

$$i(t) = \frac{V_{rd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \theta \right] \\ - \frac{V_{rq}}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \theta \right] \dots \dots \dots (13)$$

次に、机上計算にて前述の 3 モデル (半波整流、全波整流補極なし、全波整流補極あり) のロータ電流および高調波磁束がロータコイルに鎖交することで発生する誘導起電力とロータコイルで発生するインダクタ電圧の関係を比較する。Table 1 に示すモータパラメータにて机上計算を行った。基本的なモータパラメータは第 3 章の Table 2 に記載する試作機に準じている。 V_{rd} や V_{rq} の振幅は適当な数値で設定しており、補極コアが磁気遮蔽された構造のため d 軸に対して q 軸の透磁率を 30% と仮定した場合の数値で設定している。さらに Fig. 3 に示すように d 軸と q 軸の誘導起

Table 1. Motor parameters.

| Description | Unit | Half-bridge | Full-bridge without auxiliary poles (A.P.) | Full-bridge with auxiliary poles (A.P.) |
|---------------------------|----------|-------------|--|---|
| V_{rd} | V | 20 | 9.60 | 13.8 |
| V_{rq} | V | 0 | 0 | -1.80 |
| L | mH | 10 | 5 | 5.6 |
| R | Ω | 1.75 | 1.75 | 1.64 |
| N | r/min | 500 | | |
| ω | rad/s | 314.2 | | |
| Z | Ω | 3.60 | 2.35 | 2.41 |
| θ | deg | 60.9 | 41.9 | 47.2 |
| N_I (I-coil) | Turn | 177 | 85 | 53 |
| N_E (E-coil) | Turn | | 92 | 122 |
| F (fundamental frequency) | Hz | 50 | | |

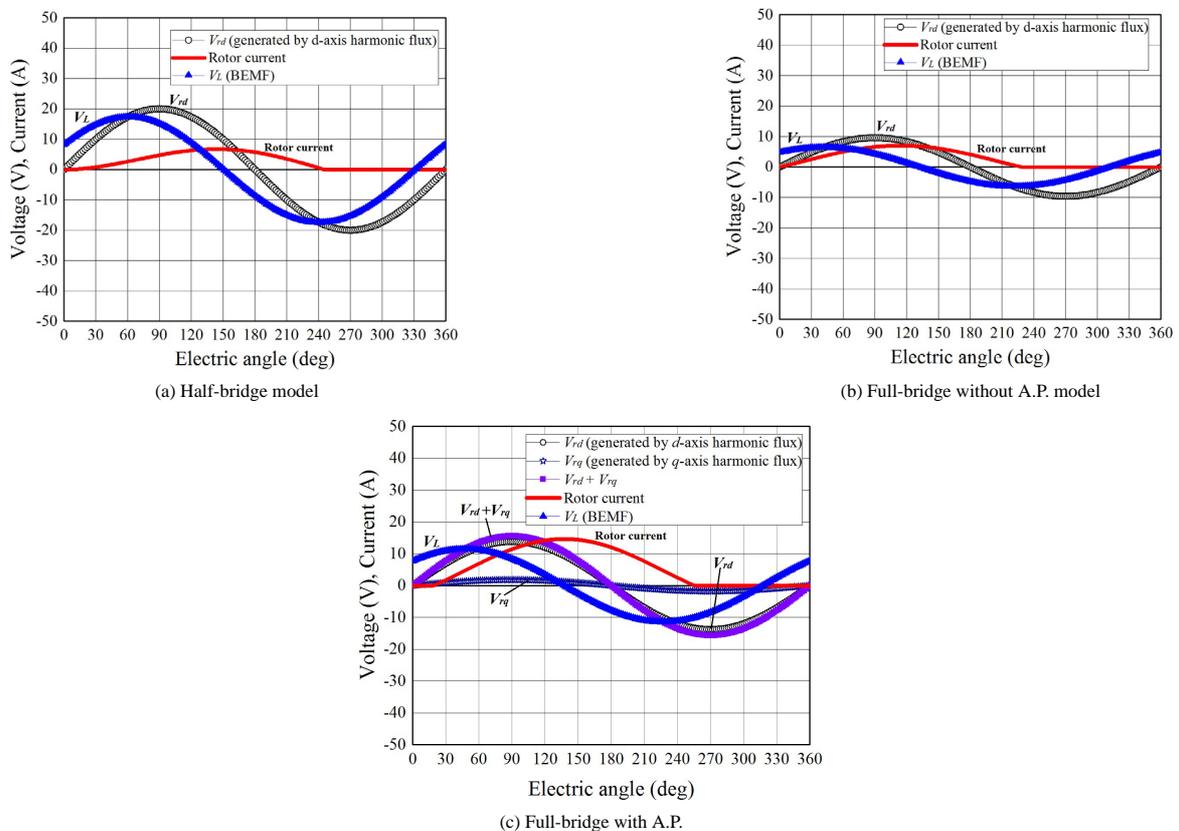


Fig. 5. Calculated results by mathematical model.

電力の位相差が電気角で 180 deg であり, Fig. 2(a) に示すように補極に巻かれたコイルが結線されているため, 負電圧値としている。インダクタンス値についてはコイルターン数の 2 乗に比例するため, 半波整流が 10 mH と仮定すると, 全波整流補極なしモデルは I-coil が $(85/177)^2$ 倍 (0.23 倍), E-coil が $(92/177)^2$ 倍 (0.27 倍) となる。全波整流補極ありモデルも同様に求めている。

Fig. 5 に机上計算により求めたロータコイルに空間高調波が鎖交することで発生する誘導起電力とロータ電流波形を示し, Fig. 6 に 3 モデルのロータ界磁電流を比較した結果

を示す。なお, 半波整流の場合, 同図のダイオード非導通期間は Fig. 4 より隣のロータコイルに誘導電流が流れている⁽¹⁶⁾。Fig. 6 より, 補極を設けて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用することで電磁石トルクの向上が可能であることがわかる。Fig. 5 より, (1) の右辺第二項で表されるようなロータコイルのインダクタ電圧と空間高調波がロータに鎖交することで発生する誘導起電力の位相関係を考察すると, ロータ誘導電流の振幅が最大となる点以降, インダクタ電圧が負になる。このとき空間高調波がロータコイルに鎖交することで発生する d 軸誘導起電力に対して

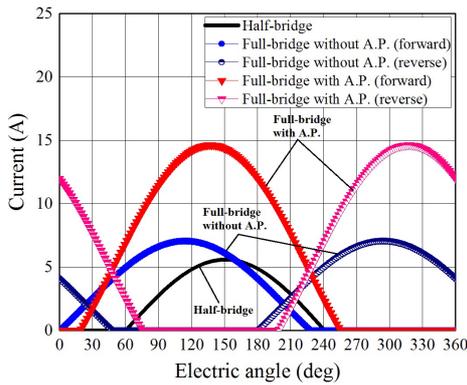


Fig. 6. Rotor current calculated by mathematical model.

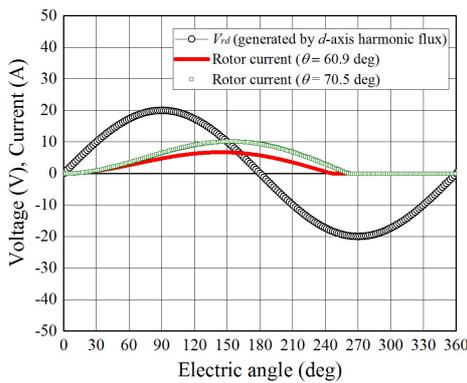


Fig. 7. Rotor current with respect to electrical time constant.

逆相となり、磁気干渉が発生することを意味する。今回は簡単化のため、インダクタンス一定の条件で検討したが、実際は二重突極構造に起因するパーミアンス分布と起電力の位相関係による磁気干渉によってインダクタンスは変化する⁽²⁹⁾。半波整流モデルの場合、高調波磁束により発生する誘導起電力から得ることができるロータ起磁力が低いため、ロータ巻線のターン数で電圧を稼ぐ必要がある。且つ、誘導コイルと界磁コイルを共通化しているため Fig. 5(a) に示すようにインダクタ電圧が高く、空間高調波による誘導起電力に対してインダクタ電圧が磁気干渉することで誘導起電力が減少し、ロータ電流が減少すると考えられる。磁気干渉による誘導電流の導通期間が短くならないようにするためには、ロータ巻線の自己インダクタンスと抵抗のパラメータにおいてロータの電気的時定数を大きくする必要がある。Fig. 7 に Fig. 5(a) と同じ諸元且つ、ロータコイル占積率を保ちながらコイル線径を $\phi 0.8$ から $\phi 1.0$ に変更して電気的時定数を大きくした結果 (位相差を 60.9 deg から 70.5 deg に変更) を示す。同図よりロータの電気的時定数を大きく設計することでロータ誘導電流の振幅が最大となる点を進角させることができ且つ、誘導電流の導通期間を長くすることができる。この効果により空間高調波が鎖交することで発生する d 軸誘導起電力とロータコイルで発生する逆相起電力の磁気干渉期間を短くでき且つ、誘導電流の重なり角を増やすことができるため、界磁電流リップの

低減と界磁電流量の増加を期待することができる。一方、全波整流モデルでは誘導コイルと界磁コイルの両方にロータ起磁力を配分しているため Fig. 5(b) に示すようにインダクタ電圧を抑えることができ、半波整流モデルよりも磁気干渉を低減することができる。しかし、補極を有さない場合、 d 軸高調波磁束のみを界磁エネルギー源に利用しているため、ロータ起磁力が磁気干渉や電流位相角によって影響を受けやすい。一方、 q 軸に誘導コイルを巻いた補極を設けることで q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源として活用できる。 d 軸と q 軸に分散させることで各軸におけるインダクタ電圧を抑制でき、界磁極となる d 軸での磁気干渉を低減できる。さらに二重突極構造でリラクタンストルクを活用できるため、電流位相を進角させた場合も、 d 軸だけでなく q 軸でも界磁エネルギーを得ることができるのでロータ電流の低下を防ぐことが可能である。

3. 試作機の概要と主要諸元

(3・1) 試作機の概要 提案モータの補極によるトルク特性改善の実機検証を行うため、原理検証用のモータを2台試作した。Fig. 8 に補極なしの試作機 (ベンチマーク) と補極ありの試作機 (提案モータ) を示す。Fig. 8(a) に示すように補極は Y 字形状の積層鋼板で突極部分に対してクサビ形状に取り付けられている⁽²⁹⁾。ロータとステータの鉄心は新日鐵住金製 30DH を用いており、ロータコイルは I-coil と E-coil とともに $\phi 0.8$ の AIW 丸線を採用している。ロータコイルをロータコアに巻いて成形とレーシング処理したのちワニス含浸している。ロータ巻線はロータコイルエンド部保護とダイオード固定の役割をする樹脂 (PPS) 製カバー内にカソードコモン SiC ダイオード (ローム製 SCS230AE2, $V_R = 650 \text{ V}$, $I_F = 15 \text{ A/leg}$) を内包し、一極対ごとに全波整流回路を構成している。真鍮製の端板はバランス修正に加えてダイオード放熱の役割を担っている。Fig. 8(b) と (c) に示すように補極なしモデルと補極ありモデルのロータ鉄心は共通であり、補極なしモデルは Y 字形状の補極をロータスロット内に内包していない。ステータは Fig. 8(d) に示すように AIW 平角線 0.8×3.0 を用いており、 30 T/tooth でフラットワイズ巻きされている。インシュレータボビンに巻いたのち、ステータティースにはめ込む構造としワニス含浸している。図示していないが、ステータは水冷式モータケースに焼嵌めして取り付ける構造である。ロータ上でダイオード整流するモデルとは別に、ロータ電流を測定するため Fig. 8(e) と (f) に示すようにスリップリングを用いて一極対分のダイオード順方向と逆方向の誘導電流を測定できる試作機を補極なしモデルと補極ありモデルの両方に用意した。

(3・2) 試作機の主要諸元 今回試作した原理検証用モータの主要諸元を Table 2 に示す。最大負荷時の駆動時間は約 60 s と想定しており、巻線耐熱クラスは H 種である。定格トルク及び定格出力はそれぞれ最大値の約半分を想定している。ベンチマークと提案モータのロータコイル

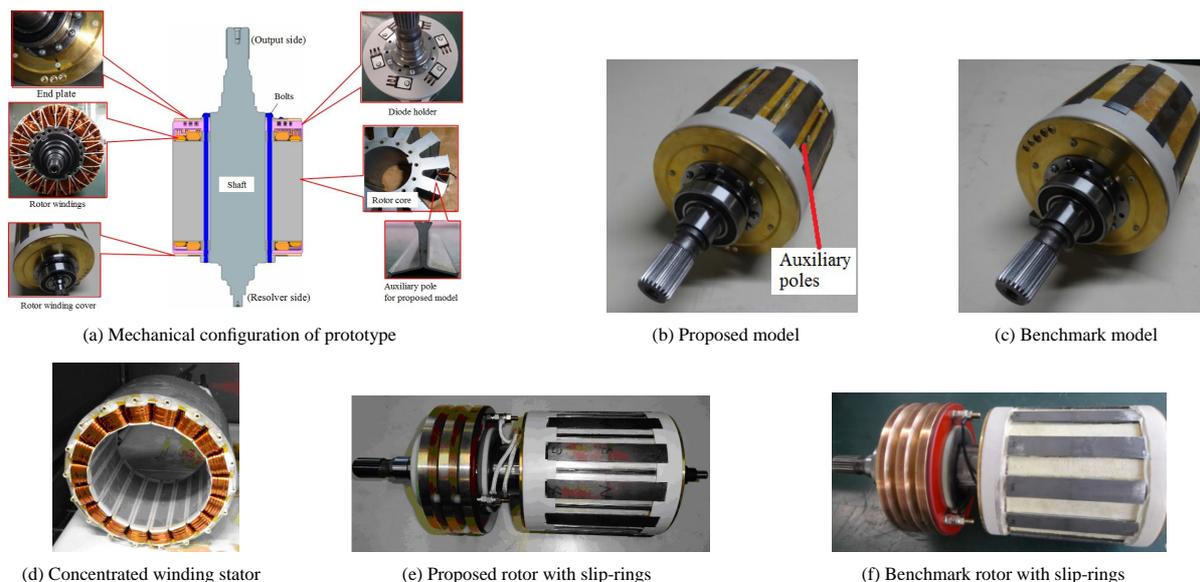


Fig. 8. Mechanical configuration of motor.

Table 2. Specifications of prototype motor.

| Description | Benchmark | Proposed |
|--------------------------------------|----------------------------------|---------------|
| Number of poles | 12 | |
| Number of slots | 18 | |
| Stator outer diameter | 200 mm | |
| Rotor diameter | 138.6 mm | |
| Axial length of core | 108 mm | |
| Air gap length | 0.7 mm | |
| Maximum armature magnetomotive force | 1661.7 A _{rms} T (60 s) | |
| Stator winding resistance | 10.5 mΩ / phase | |
| Number of stator coil-turn | 30 T/tooth | |
| Stator winding connection | 6 parallel | |
| Number of I-pole coil-turn | 85 | 53 |
| Number of E-pole coil turn | 92 | 122 |
| I-coil resistance | 0.85 Ω / coil | 0.46 Ω / coil |
| E-coil resistance | 0.90 Ω / coil | 1.18 Ω / coil |
| Thickness of iron core steel plate | 0.30 mm (30DH) | |

占積率はともに 68%である。ステータはベンチマークと提案モデルともに同じステータを用いた。

4. 実機による運転特性の検証

〈4・1〉 可変速トルク特性 汎用インバータを用いてキャリア周波数 10 kHz とし，リラクタンストルクと電磁石トルクの分離を行うため，ロータ巻線を開放した状態でリラクタンストルクの測定を行った。次に，Fig. 8(b) と (c) に示したようにロータ上で全波整流回路結線した状態でトルクを測定した。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 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 10 回平均した値である。測定温度条件は，水冷式モータケースの冷却水 (LLC) をチャラーにて 65°C 一定になるように温度制御しながら，ステータコイルエンドに取り付けたサーミスタで検出した温度が 60°C から 80°C となる範囲とした。直流バス電圧は 300 V で設定しており，電圧制限以下の条件範囲内で測定を行った。設計仕様上の一極分の電機子起磁力は，1661.7 A_{rms}T (このときの電機子電流密度は 23.1 A_{rms}/mm²) であるが，測定環境の都合上，電機子起磁力が 825 A_{rms}T (電機子電流密度：11.5 A_{rms}/mm²) 以下の範囲で測定を行った。回転速度についても同様に 2000 r/min を上限としている。測定は回転速度刻みを 500 r/min とし，500 r/min から 2000 r/min まで測定した。

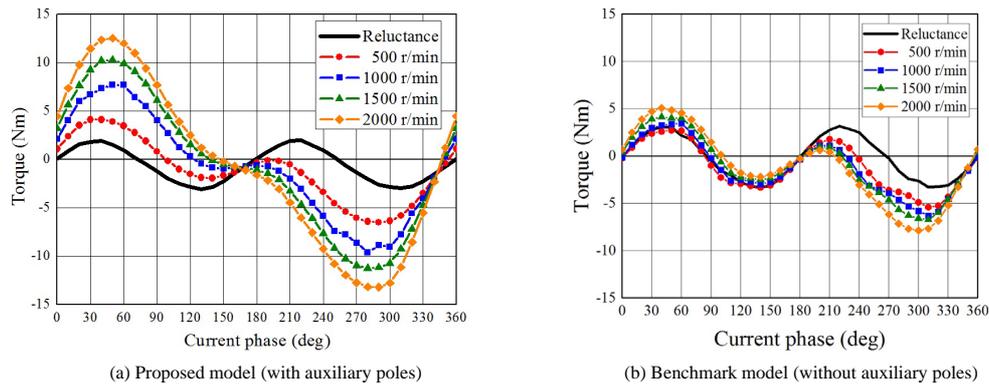


Fig. 9. Adjustable speed drive torque characteristics under 210 A_{rms} T.

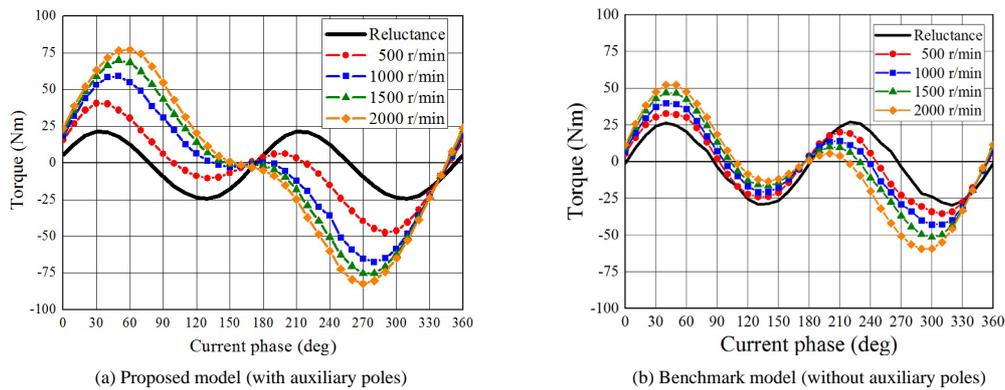


Fig. 10. Adjustable speed drive torque characteristics under 620 A_{rms} T.

Fig. 9 と Fig. 10 に測定した可変速運転時におけるトルク特性の一例を示す。同図より、補極を設けることで L_q が増加して突極比が下がるためリラクタンストルクが低下するが、逆に電磁石トルクは大幅に増加して結果的に総合トルクの増加を実現できている。特に回転速度の増加とともにベンチマークと提案モータの電磁石トルクの増加分の差が顕著になる。さらに電機子起磁力の増加とともに Fig. 8(a) に示した Y 字形の補極の磁路が磁気飽和することでリラクタンストルクの差異が小さくなっていることも確認できる。同図より、〈2・2〉節で述べた、提案モータは補極を設けてロータの誘導起電力バランスを d 軸と q 軸に分散化させることで空間高調波からロータ界磁極の励磁量をベンチマークよりも増やせることを実験的に確認できた。

〈4・2〉 ロータ電流特性 補極によるトルク特性への変化についてロータ電流を観測して分析するために、〈3・1〉節と同様の駆動条件にてロータ回転速度と電機子電流を変化させてロータ電流波形を測定した。ロータ電流は Fig. 8(e) と (f) のスリップリング仕様のロータを用いて Fig. 8(a) のダイオード 6 箇所のうち、1 箇所を 3ch のスリップリングに接続し、ブラシを介してモータの外部でダイオードに接続する構成とした。Fig. 11 は提案モデルを例として電流センサによりブラシとダイオード間に流れるロータ電流（誘導電流の順方向と逆方向、界磁電流）を測定する様子を示している。一極分の電機子起磁力 414 A_{rms} T、電流位相 60 deg の条件下でモータ回転速度を 500 r/min と 2000 r/min で比

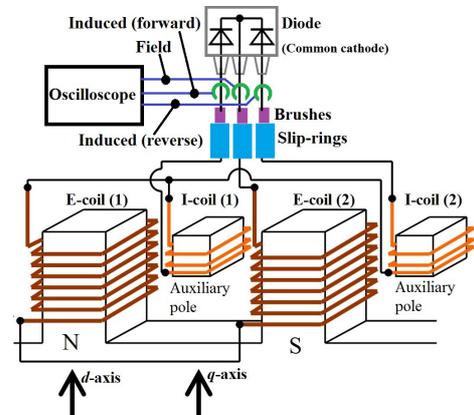


Fig. 11. Rotor current measurement method (proposed model).

較した結果を Fig. 12 と Fig. 13 に示す。同図より提案モデルとベンチマークモデルともに電氣的基本波周波数の U 相電流に対して、その 3 倍調波に当たる順方向電流と逆方向電流が交互に観測される。即ち、ステータ側から励磁することで発生する第 2 次空間高調波（基本波同期回転座標上で観測すると第 3 次時間高調波）がロータ巻線に鎖交し、その誘導起電力によりロータ電流が流れることが確認できる。この誘導電流が整流されることでロータに電磁石磁極が形成される。さらに、補極の有無で 500 r/min と 2000 r/min の結果を比較すると補極なしのベンチマークモデルのほう

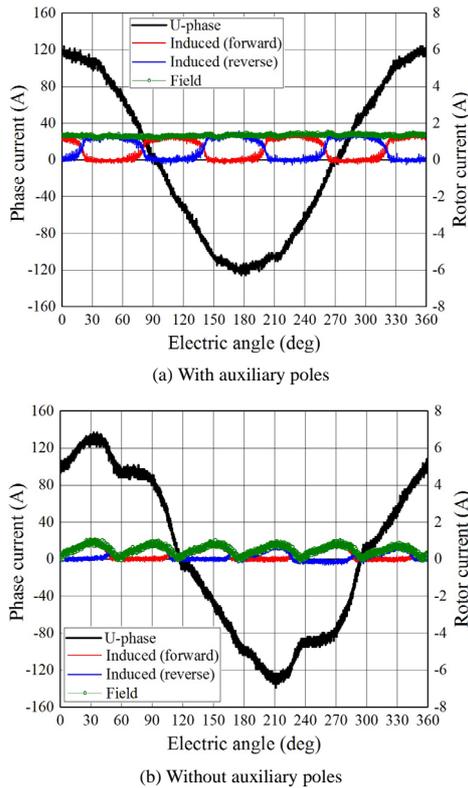


Fig. 12. Stator and rotor current waveforms under 414 A_{rms}T and current phase 60 deg for 500 r/min.

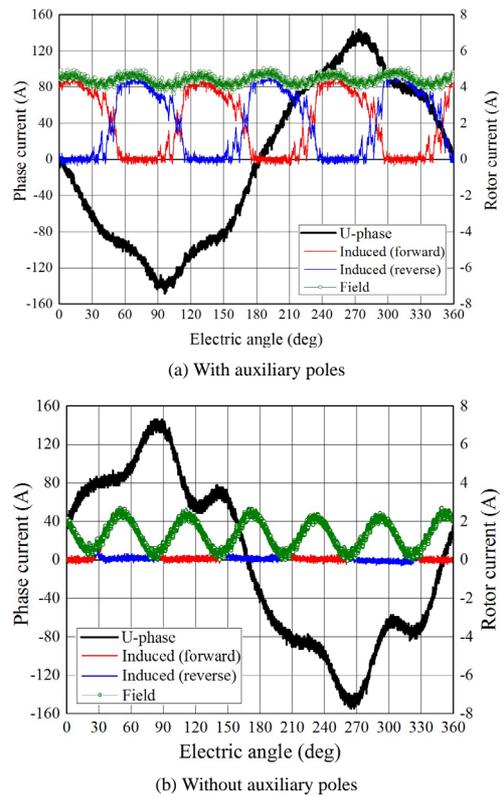


Fig. 13. Stator and rotor current waveforms under 414 A_{rms}T and current phase 60 deg for 2000 r/min.

が界磁電流リプルが大きく、界磁電流振幅が小さい。より詳細に順方向誘導電流波形を比較した結果を Fig. 14(a) に示す。同図より、誘導電流の立ち上がりの傾きは一致しているが、補極なしの場合は導通期間が短い。そのため、順方向と逆方向誘導電流の重なり角が狭まり、界磁電流リプルが増加している。Fig. 14(b) に Fig. 14(a) の波形の調波解析した結果を示す。同図より、補極なしの場合は同期回転座標系における第 6 次時間高調波の振幅が大きく、この第 6 次時間高調波が誘導電流の導通期間を短くしていると考えられる。特に Fig. 12(b) と Fig. 13(b) に示すように補極なしの場合は電機子電流が大きく歪み電機子電流波形に第 6 次時間高調波が重畳しやすくなる。これは補極なしのベンチマークの場合、集中巻ステータと突極ロータの二重突極構造に起因してパーミアンス変動が大きくなるため、高調波インダクタンス脈動を補償していない汎用インバータでの駆動の場合、細かな制御パラメータの調整ができず、電流波形が大きく歪む。一方、提案モデルの場合、補極により L_q が増加することで突極比が下がり若干リラクタンストルクの低下が見られるが、パーミアンス変動がベンチマークよりも小さくなり電流波形の歪みを低減できる。

その他のベンチマークの誘導電流の導通期間が短くなる要因として〈2・2〉節で述べたとおり、補極なしの場合、突極に巻かれた誘導コイルに空間高調波が鎖交することにより発生する発電起電力とロータコイルにおける逆相の誘導起電力が磁気干渉して誘導電流の導通期間が短くなっていると考えられる。Fig. 14(a) で確認すると補極なしのベンチ

マークモデルの場合、誘導電流の立ち上がり起点に対しておおよそ 30 deg 進んだところで誘導電流が立下がり始めていることが確認できる。一方、補極ありの提案モデルの場合、突極に巻かれた界磁コイルに空間高調波が鎖交することで逆相の起電力が同様に発生するが、導通期間が長くなっていることが確認できる。すなわち、磁気干渉を低減できている。

上記にベンチマークモデルの誘導電流の導通期間が短くなる要因として 2 つ挙げた。どちらの寄与度が高いのかをロータ電流測定結果をもとにさらに考察を進める。Fig. 15 に 500 r/min 時の電機子起磁力 825 A_{rms}T、電流位相 60 deg のときの順方向誘導電流の波形と、2000 r/min において電機子起磁力を変化させたときの結果を示す。Fig. 14(a) と Fig. 15(a) を比較すると、電機子起磁力が増加してもベンチマークモデルのほうが誘導電流の導通期間が短くなっていることが確認できる。一方、Fig. 15(b) と (c) を比較すると電機子起磁力の増加に伴い、ベンチマークと提案モデルの誘導電流の導通期間が同じになっている。ベンチマークモデルは補極がないため、突極比が高くパーミアンス変動が大きいいため、Fig. 13 に示すように電機子電流が歪みやすい条件になっている。電機子電流が歪みやすい条件下では前述のように第 6 次時間高調波が制御要因で発生してロータ電流に影響を及ぼすことが考えられるが、Fig. 15(b), (c) よりその傾向が見られない。一方で、ロータ回転速度が増加することで空間高調波がロータコイルに鎖交して発生する

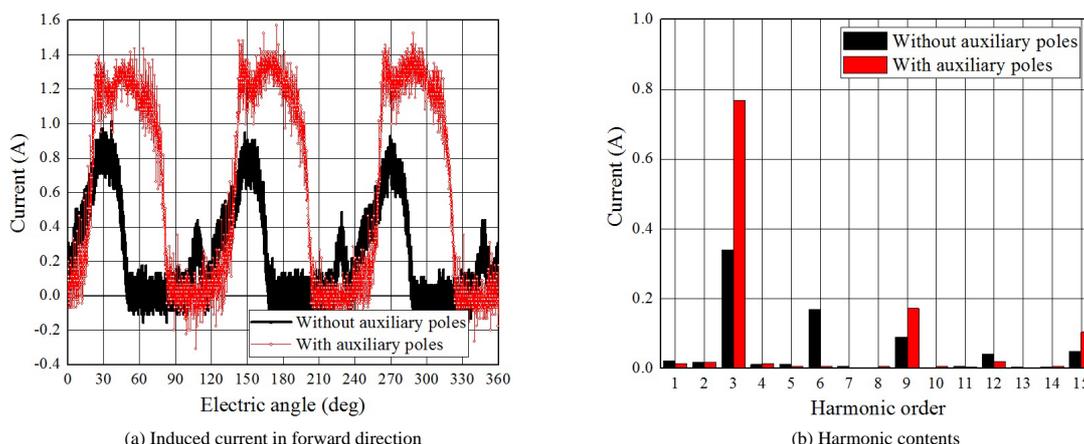


Fig. 14. Induced current in forward direction and its harmonic contents under 414 A_{rms} T and current phase 60 deg for 500 r/min.

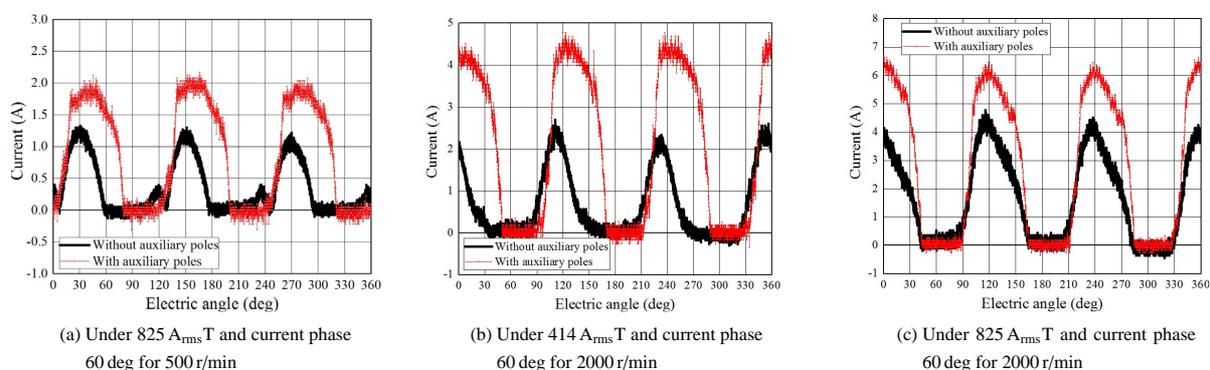


Fig. 15. Induced current in forward direction with respect to armature magnetomotive force for 500 r/min and 2000 r/min.

誘導起電力が増加する。すなわち、2000 r/min においては空間高調波がロータコイルに鎖交することで発生する誘導起電力がロータコイルで発生する逆相の誘導起電力よりも十分大きいので、誘導起電力の導通期間が短くならず済んでいると考えられる。この効果は〈2・2〉節で述べたように補極を設けてロータ起磁力を d 軸と q 軸に分散することで得られていると言える。すなわち、補極を設けることで空間高調波による起電力が低い領域（低回転域や低負荷領域）ではロータコイルで発生する逆相の誘導起電力による磁気干渉でロータ起磁力低下となるが、起電力が高い領域（回転速度が増加、低負荷以上）では空間高調波による誘導起電力とロータコイルによる誘導起電力の差分が大きくなり、十分なロータ起電力を得ることができ磁気干渉の影響が少なくなると考えられる。

〈4・3〉 自励式電磁石トルク特性 Fig. 9 と Fig. 10 に示す総合トルクとリラクタンストルクの結果から差分により電磁石トルクを算出した結果と、電流位相と電機子電流に対するロータ巻線界磁電流の特性を Fig. 16 と Fig. 17 に示す。同図より、補極を用いた提案モデルのようにロータ巻線の結線を変更することで大幅に電磁石トルクを向上することが確認できる。電磁石トルクは $\sin \delta$ 関数 (δ は電流位相) となるが、補極がない場合は力行トルク特性が歪んだ電流位相-トルク特性となる。ロータ巻線界磁電流は電機

子電流や電流位相角によって値が変化する。この要因は電流進角によりティース先端の磁気飽和の影響が変化するため、漏れ磁束量が変化するためであることと、電流進角により制御的に発生する時間高調波成分が異なるためであると考えられる。一方、 d 軸に加えて q 軸に補極を設けて q 軸高調波磁束も界磁エネルギー源に利用することでロータのパーミアンス分布も変化する⁽²⁹⁾。補極により第6次時間高調波とカップリングするパーミアンス成分が発生するため、ロータ界磁電流に重畳する第6次時間高調波を低減できる⁽²⁹⁾。その結果、ロータ界磁電流が増加し、電流位相に対する高調波磁路の変化に対して電磁石トルクの低下を防ぐことができる。

〈4・4〉 効率特性 〈4・1〉 節と同様の駆動条件にて Fig. 8(b) と (c) のロータ上でダイオード整流したロータを用いて効率測定を行った。入力電力はインバータ出力電力を電力計（横河電機製 WT1600）で測定し、インバータとモータ間の電力線の銅損も考慮している。出力はトルクと回転速度から求めた値である。入力電力と出力ともに1秒間隔で10回平均した値であり、測定条件は〈4・1〉節で述べた範囲とした。Fig. 18 と Fig. 19 にベンチマークモデルと提案モデルの力行と回生における効率マップを示す。500 r/min 刻みで測定しており、不足点は線形補間している。提案モータとベンチマークモデルの電機子励条件は測定環境の都合上、

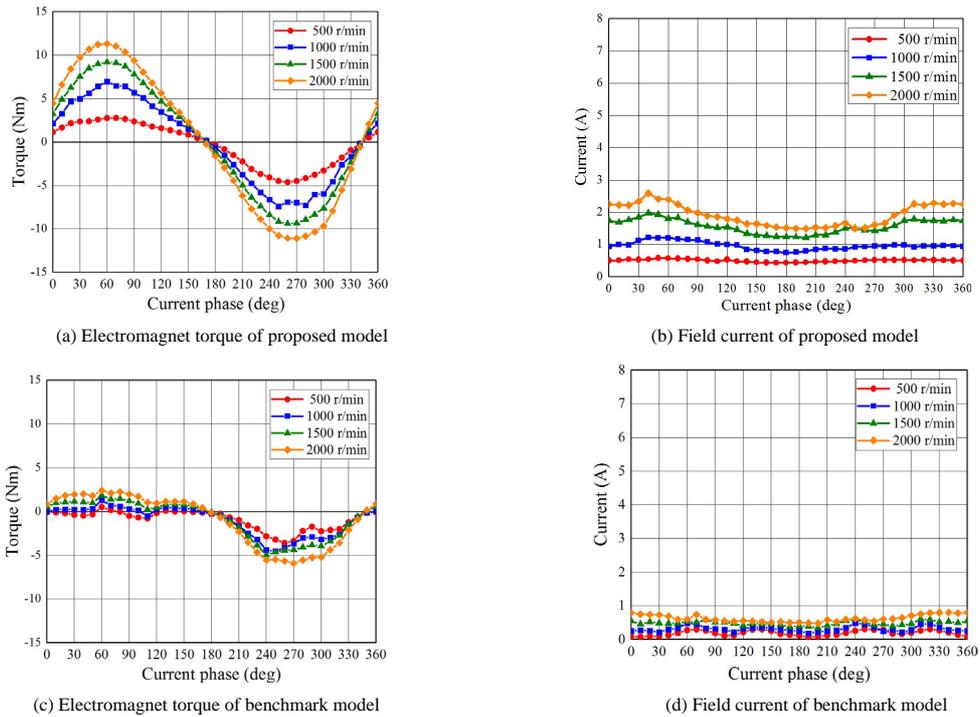


Fig. 16. Electromagnet torque and field current under 210 A_{rms} T.

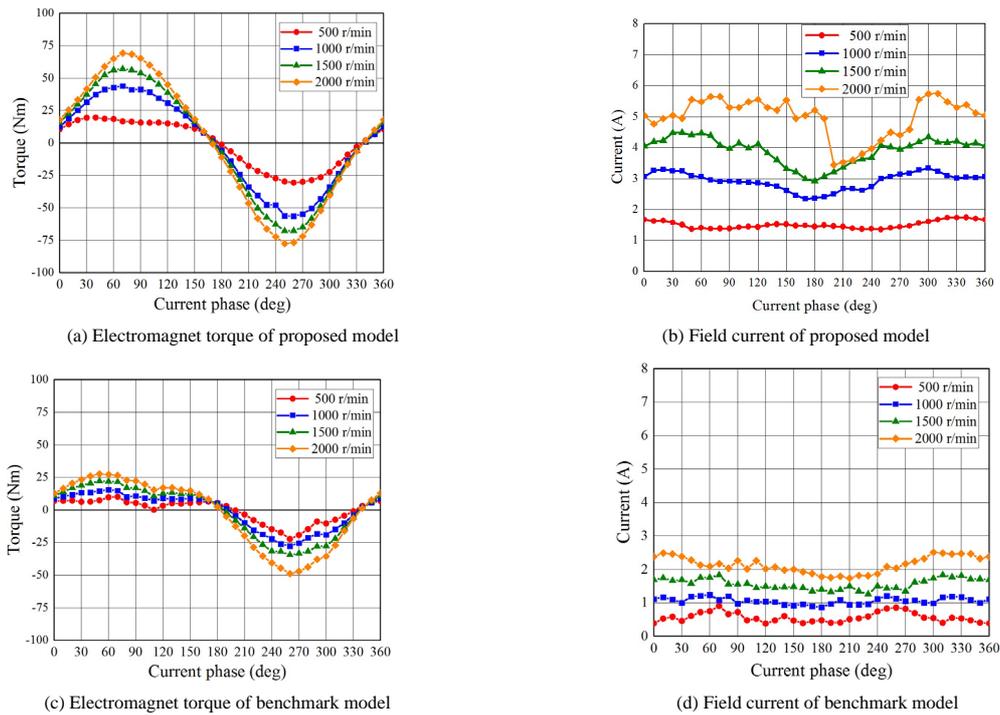


Fig. 17. Electromagnet torque and field current under 620 A_{rms} T.

825 A_{rms} T の範囲で測定している。同図より、補極を用いたロータ巻線回路に変更することで効率を大幅に向上可能であることが確認できる。特に力行特性においては 500 r/min 時の効率を 20% 程度改善できている。回生側においては力行特性までの効率改善効果を得ることができていないが、高効率運転領域を補極なしモデルよりも拡大できている。2000 r/min では補極なしのベンチマークモデルは 86.5% 程

度であるが、補極ありの提案モデルは 90% 以上を実現できる。

なお、今回比較対象としたベンチマークモデルは補極ありの提案モータの磁気回路をベースに補極を取り除いて空いたスペースに対して、提案モデルとロータコイル占積率が等しくなるように誘導コイルと界磁コイルターン数増加分を決定したため、モータパラメータが最適化されてい

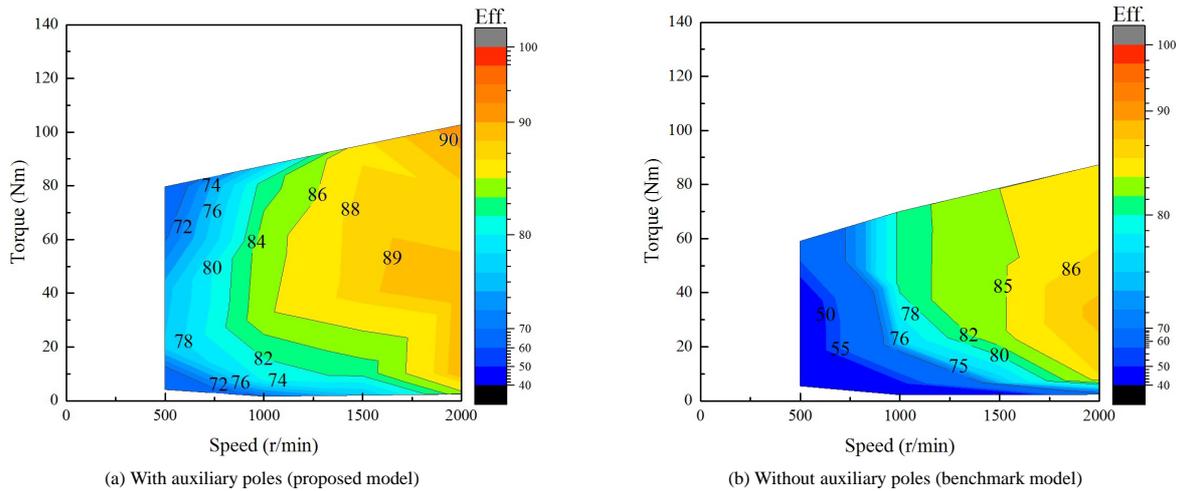


Fig. 18. Motor efficiency in motoring.

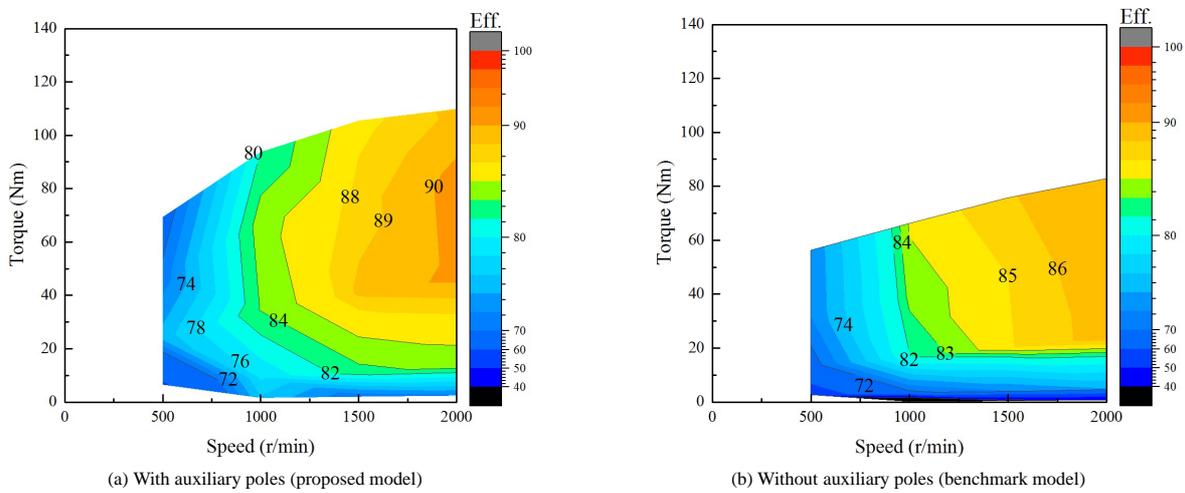


Fig. 19. Motor efficiency in regenerating.

い。トルク性能を大きく左右する電磁石トルクを向上させるためには〈4・2〉節の Fig. 14, Fig. 15 で示したとおり、突極に巻かれた誘導コイルに空間高調波が鎖交することにより生ずる誘導起電力と、その磁束変動を打ち消す方向に生じる誘導コイルでの逆相起電力との差分によって決まるロータ界磁量が重要である。すなわち、電機子起磁力とロータ起磁力バランスが特に重要となる。さらに補極なしのベンチマークモデルの場合は〈2・2〉節で述べたように、ロータの電氣的時定数を大きくする必要があり。ロータの電氣的時定数を大きく設計することで誘導電流の導通期間を長くでき、界磁電流リップルの低減と界磁電流量の増加を期待することができる。その結果、電磁石トルクの向上が可能となる。

〈4・5〉 連続定格特性に関する考察 提案するモータはロータ巻線で二次銅損が発生するため連続定格性能の低下が懸念される。Fig. 12 と Fig. 13 から提案モータとベンチマークを同じ電機子起磁力の条件下で比較した場合、提案モータの界磁電流が2倍以上大きくなるため連続定格性能の低下が懸念される。一方、同じトルク（ベンチマークモデルの場合は電機子起磁力を増加させる）の条件下では

ベンチマークの場合、界磁量が増えることで二次銅損が増加するだけでなく一次銅損が増加することになる。今回、補極効果の差異を実機検証することが目的であったため、〈4・4〉節で述べたとおりベンチマークは最適設計されていない。そのため、ベンチマークと提案モータの連続定格性能の議論はここでは行わず、提案モータの連続定格についてのみ考察する。

本論文の実機検証では機械構造設計の段階でロータ温度を測定できる仕様で設計していなかったため、ロータ巻線温度の測定ができていない。そのため、空冷仕様における連続定格時の一般的な電流密度 ($5 \text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$) をロータ巻線電流密度の閾値と考える。ロータ巻線は $\phi 0.8$ の丸線 (H種) を用いているため、連続定格を満たすロータ電流閾値は約 $2.5 \text{ A}_{\text{rms}}$ となる。提案モータの界磁コイルターン数が Table 2 より 122 T のため、ロータ起磁力閾値は $305 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ と計算される。ここで文献 (29) の電機子起磁力とロータ起磁力の関係図より、 500 r/min は測定範囲内 ($1025 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$) で連続定格を満たすことがわかる。同様に、 1000 r/min では電機子起磁力が約 $400 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ が閾値、 1500 r/min では電機子起磁力が約 $270 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ 、 2000 r/min では電機子起磁力が約

200 A_{rms}T が閾値であることがわかる。この結果をもとに、文献(29)の電機子起磁力とトルクの関係図から連続定格を満たすトルクを推定すると下記となる。

500 r/min で約 80 Nm, 1000 r/min で約 30 Nm, 1500 r/min で約 20 Nm, 2000 r/min で約 12 Nm。

文献(29)にてベンチマーク IPMSM (分布巻タイプ) の連続定格性能を実測していないため同一条件で比較を行えない。しかし、提案モータは二次銅損が発生する分、ロータ空冷式の場合、ベンチマーク IPMSM よりも連続定格性能が大きく劣ることになる。連続定格性能の向上のため、今後ロータ水冷もしくは油冷方式による熱伝達経路の検討をする必要がある。

〈4・6〉 トルク密度 〈4・1〉節で述べたとおり、測定環境の都合上、設計仕様の電機子起磁力 1661.7 A_{rms}T (電機子電流密度 23.1 A_{rms}/mm²) に対して、電機子起磁力 825 A_{rms}T (電機子電流密度 11.5 A_{rms}/mm²) 以下の範囲で測定を行った。測定した範囲内でトルク密度を計算すると、11.5 A_{rms}/mm² の電流密度におけるトルク密度は、500 r/min で 22.1 Nm/L, 1000 r/min で 28.9 Nm/L, 1500 r/min で 34.8 Nm/L である。一方、文献(29)のベンチマーク IPMSM において、電機子電流密度 10.3 A_{rms}/mm² におけるトルク密度は 47.1 Nm/L である。ベンチマーク IPMSM とトルク密度を比較すると、提案モータのトルク密度は低く、ロータ起磁力不足と分布巻タイプに対して集中巻構造のためリラクタンストルクの利用が難しいことが原因として挙げられる⁽³⁰⁾。ロータ起磁力に関しては外径の2乗でスロット面積を拡大できるため、ステータ外径がφ200よりも大径タイプのモータであれば分布巻 IPMSM にトルク密度が比肩する可能性がある。今後、最適なアスペクト比の検討も進めていく。

5. 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二重突極構造でロータ巻線を全波整流回路結線とした自励式巻線界磁形同期モータについて述べた。ロータ突極間に補極を設けてロータ巻線回路の変更をすることで静止座標における第2次空間高調波(基本波同期回転座標系で観測すると第3次時間高調波)を界磁エネルギー源として効率的に活用できることを実験的に検証した。この実機検証の結果、下記の知見を得ることができた。

- (1) 補極を設けてロータの誘導起電力バランスを d 軸と q 軸に分散化させることで空間高調波からロータ界磁極の自励する量を増加でき、特に低回転、低負荷域のトルクと効率を大幅に向上できる。
- (2) ロータ誘導電流の導通期間はロータ巻線の自己インダクタンスと抵抗によって決まり、導通期間を長くして界磁電流の脈動を低減するにはロータの電気的時定数を大きく設計することが有効である。
- (3) 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るように補極を設けることでロータ巻線の逆起電力による誘導電流の立下がり時間が早くなるのを防ぐことができ、界磁電流振幅の増加と界磁電流リップルの低減が可能になる。

- (4) 磁氣的に遮蔽された構造で補極を設けることで集中巻ステータと突極ロータの二重突極構造に起因して大きくなるパーミアンス変動を低減でき、高調波インダクタンス脈動を補償していない汎用インバータでの駆動の場合、電流波形の歪みを低減できる。その結果、特にトルクリップルの低減が可能となる。

以上のことから、提案する補極付自励式巻線界磁形同期モータは補極なしのベンチマークモデルに対して電磁石トルクを大幅に向上でき、磁石フリーでモータの高パワー密度化を図る際には有用な技術であると言える。

今後は、2000 r/min 以上の運転領域における測定を行い、損失分析、評価を進める。また、モータ制御に起因する電流高調波成分と界磁電流の相関関係についての調査と、電磁石トルク向上のためのロータパラメータの最適設計について検討を進める。

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討も進め、提案するモータの最適制御法についても考究する。

文 献

- (1) M. Kamiya: "Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System", *IEEE Trans. IA*, Vol.126-D, 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 (2011)
- (3) M. Kamiya, H. Awata, T. Miura, Y. Yagyu, T. Kosaka, and N. Matsui: "Permanent Magnet Temperature Analysis Considering PWM Carrier Harmonics for Interior Permanent Magnet Synchronous Generator in Hybrid Vehicles", *IEEE Trans. IA*, Vol.127-D, No.12, pp.473-479 (2007) (in Japanese) 神谷宗宏・粟田秀哉・三浦徹也・柳生泰秀・小坂 卓・松井信行: 「キャリア高調波を考慮したハイブリッド車用埋込磁石形同期発電機の磁石温度解析」, 電学論 D, Vol.127, No.12, pp.473-479 (2007)
- (4) M. Natsumeda: "Motor Design Method Using Dy Diffused Magnets and Effect of its Application", *Hitachi Metals Technical Review*, Vol.28, pp.8-13 (2012) (in Japanese) 粟田充俊: 「Dy 拡散磁石を使用したモーターの設計手法と適用効果」, 日立金属技報, Vol.28, pp.8-13 (2012)
- (5) 平本健二・中井英雄・山田栄治・糞島紀元・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 2009-112091 (2007)
- (6) 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)
- (7) K. Hiramoto and H. Nakai: "Proposal and Feasibility Study of the Integrated Diode Synchronous Motor", *IEEE 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」, H26 年度電学全大, No.5-054, pp.97-98 (2014)
- (8) 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", *IEEE 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・糞島紀元: 「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」, H26 年度電学全大, No.5-055, pp.98-100 (2014)
- (9) 山田栄治・水谷良治・平本健二・中井英雄・糞島紀元: 「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
- (10) 山田栄治・水谷良治・知念真太郎・平本健二・中井英雄・糞島紀元:

- 「回転電機」, 公開特許広報 (A), 特開 2012-222941
- (11) K. Hiramoto, H. Nakai, H. Suzuki, Y. Kano, R. Mizutani, E. Yamada, and N. Minoshima: "Considerations of Changes in Magnetic Fields in the Integrated Diode Synchronous Motor", IEEJ Technical Meeting, MD-14-89, RM-14-52, VT-14-24 (2014) (in Japanese)
平本健二・中井英雄・鈴木博光・加納裕子・水谷良治・山田英治・糞島紀元:「ダイオード整流型磁石フリーモータの誘導メカニズム」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研資, MD-14-89, RM-14-52, VT-14-24 (2014)
- (12) E. Yamada, W. Ang, M. Okamura, R. Mizutani, K. Hiramoto, H. Suzuki, and H. Nakai: "Restraint on Peak Value of Pulsation Current in the Integrated Diode Synchronous Motor", IEEJ IA Society Conference, 3-25, pp.III-183-186 (2014) (in Japanese)
山田英治・洪 遠齡・岡村賢樹・水谷良治・平本健二・鈴木博光・中井英雄:「ダイオード整流型磁石フリーモータのパルス電流重畳時の電流ピーク抑制方法の検討」, 平成 26 年度電学産業応用部大, 3-25, pp.III-183-186 (2014)
- (13) K. Hiramoto, H. Nakai, E. Yamada, and R. Mizutani: "An application of the Integrated Diode Synchronous Motor to Traction Drive Motors", IEEJ IA Society Conference, 3-26, pp.III-187-192 (2014) (in Japanese)
平本健二・中井英雄・山田英治・水谷良治:「ダイオード整流型磁石フリーモータの駆動モータへの適用」, 平成 26 年度電学産業応用部大, 3-26, pp.III-187-192 (2014)
- (14) 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」, H25 年度電学全大, No.5-051, pp.91-92 (2013)
- (15) M. Aoyama and T. Noguchi: "Adjustable Speed Drive Characteristics on Rare-Earth Free Motor with Field Poles Excited by Space Harmonics", IEEJ Technical Meeting, 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資, SPC-13-070, MD-13-012 (2013)
- (16) 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. IA, Vol.134, No.12, pp.1038-1049 (2014) (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自励式巻線界磁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)
- (17) G. Dajaku and D. Gerling: "New Self-Excited Synchronous Machine with Tooth Concentrated Winding", 3rd International Electric Drives Production Conference 2013 (EDPC-2013), Erlangen-Nurnberg, Germany (2013)
- (18) S. Nonaka: "The Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Motor", IEEJ Trans., Vol.78, No.842, pp.1430-1438 (1958) (in Japanese)
野中作太郎:「自励形単相同期電動機」, 電学誌, Vol.78, No.842, pp.407-412 (1958)
- (19) S. Nonaka: "The Brushless Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Generator", IEEJ Trans., Vol.82, No.883, pp.627-634 (1962) (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)
- (20) S. Nonaka and I. Muta: "An Analytical Study of the Brushless Self-Excited Type Single-Phase Synchronous Generator", IEEJ Trans., Vol.86, No.934, pp.1140-1149 (1966) (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」, 電学誌, Vol.86, No.934, pp.1140-1149 (1966)
- (21) S. Nonaka, K. Kesamaru, and K. Horita: "Analysis of Brushless Three-Phase Synchronous Generator Without Exciter", IEEJ Trans. IA, Vol.112-D, No.5, pp.483-489 (1992) (in Japanese)
野中作太郎・袈裟丸勝巳・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)
- (22) J. Oyama, S. Toba, T. Higuchi, and E. Yamada: "The principle and Fundamental Characteristics of Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", IEEJ 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)
- (23) J. Oyama, T. Higuchi, N. Abe, and E. Yamada: "The principle and Fundamental Characteristics of AC-Excited Brushless Synchronous Motor", IEEJ Trans. IA, Vol.109-D, No.07, pp.515-522 (1989) (in Japanese)
小山 純・樋口 剛・阿部稔彦・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)
- (24) T. Fukami, K. Taka, T. Miyamoto, and F. Shibata: "A New Self-Excitation Scheme for Three-Phase Synchronous Generators", IEEJ Trans. IA, Vol.114-D, 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)
- (25) 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-D, 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)
- (26) 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/回転機合同研資, MD-13-035, RM-13-044 (2013)
- (27) L. Sun, X. Gao, F. Yao, Q. An, and T. Lipo: "New Type of Harmonic Current Excited Brushless Synchronous Machine Based on an Open Winding Pattern", Proc. of IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE), pp.2366-2373 (2014)
- (28) Q. An, X. Gao, F. Yao, L. Sun, and T. Lipo: "The Structure Optimization of Novel Harmonic Current Excited Brushless Synchronous Machines Based on Open Winding Pattern", Proc. of IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE), pp.1754-1761 (2014)
- (29) 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. IA, Vol.135, No.8, pp.869-881 (2015) (in Japanese)
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)
- (30) M. Aoyama and T. Noguchi: "Experimental Verification of Possibility for HEV Traction Application of Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor with Auxiliary-Poles Utilizing Space Harmonics", IEEJ Technical Meeting, MD-15-078, RM-15-059, VT-15-006 (2015) (in Japanese)
青山真大・野口季彦:「補極付自励式巻線界磁同期モータの HEV への適用可能性の実機検証」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研資, MD-15-078, RM-15-059, VT-15-006 (2015)

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.