

可変漏れ磁束特性を備えた 順突極強め界磁PMモータの検討と実機性能評価

正員 青山 真大^{*a)} 正員 野口 季彦^{**}

Study and Experimental Performance Evaluation of Flux Intensifying PM Motor with Variable Leakage Magnetic Flux

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

(2017年7月2日受付, 2018年1月6日再受付)

This paper describes a flux intensifying PM motor with variable leakage magnetic flux. The unique feature of this proposed motor is the ability to passively adjust the magnetic flux linkage into the armature windings in proportion to the armature magnetomotive force and/or armature current phase. The magnetic circuit topology of the flux intensifying PM motor and the passive variable leakage magnetic flux are determined through FE analysis. Then, the driving performance is experimentally elucidated through comparison with that of a reverse salient pole type (flux weakening) PM motor without variable leakage magnetic flux.

キーワード: 永久磁石式同期モータ, 可変漏れ磁束, 可変界磁, 強め界磁, 電機子電流位相, 突極

Keywords: IPMSM, variable leakage magnetic flux, variable magnetic flux, flux intensifying, armature current phase, salient pole

1. 緒言

近年, 世界的な環境規制の強化に伴い輸送機器分野におけるゼロエミッション社会に向けた動向として純電気自動車 (EV) の開発が加速的に進んでいる。EV 駆動用主機モータとして誘導電動機 (IM) と永久磁石式同期電動機 (PMSM) が主に採用されている^{(1)~(4)}。車両のターゲットや常用駆動領域によって適した電動機を選定しているが, 現在一般的に主機用モータとして採用されている上記2つのモータをトルク密度と各駆動領域での効率の観点から比較すると Table 1 のようになる。PMSM の場合, 高トルク密度を実現でき低速から中速度域の低負荷から最大負荷の範囲においては高

Table 1. Comparison of synchronous and asynchronous motor.

		Induction motor	Synchronous motor (PM-type)
Iron-loss under no-load		Good	Bad
Torque density		Bad	Good
Efficiency (~10 %-load)	Low ~ middle speed area	Good	Bad
	Middle ~ High speed area	Good	Bad
Efficiency (10 % ~ 50 %-load)	Low ~ middle speed area	Bad	Good
	Middle ~ High speed area	Bad	Good
Efficiency (60 % ~ 100 %-load)	Low ~ middle speed area	Bad	Good
	Middle ~ High speed area	Good	Bad
Adjustable speed drive area		Good	Not bad

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

* スズキ (株) 電動部品開発部

〒432-8611 静岡県浜松市南区高塚町 300

SUZUKI Motor Corporation, Electric Component Development Department

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

Shizuoka University, Graduate School of Science and Technology

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

効率駆動を実現できる。一方で, 極低負荷域では磁石磁束に起因した鉄損により IM よりも低効率となり, 高速度域の高負荷領域では弱め界磁制御によりギャップ磁束が大きく歪むことで鉄損が増加して IM よりも低効率となる。

上記の課題に鑑みて, 近年, 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。Fig. 1 の逆突極形モータのベクトル図で示すように磁石磁束 Ψ_m が可変になることで電機子鎖交磁束の調整による

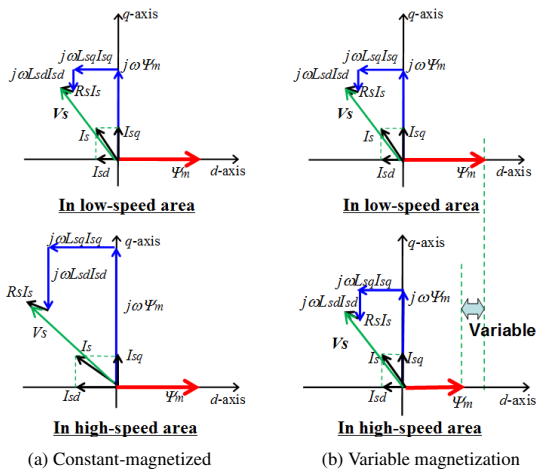


Fig. 1. Effects of variable magnetic flux technique.

可変速特性の拡大と磁石磁束に起因する鉄損割合が大きい駆動点での高効率化が可能となる。今日の代表的な研究として、① PMSM の磁石磁力を可変にするメモリーモータ方式^{(5)~(8)}、② ロータスキュー角を調整する方式⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾、③ コンシクエントポール構造の鉄極磁化量を調整する方式^{(11)~(14)}、④ 漏れ磁束を活用する方式が挙げられる^{(15)~(19)}。①の場合、広い可変界磁レンジで駆動できるため各駆動点で最適なロータ界磁を得ることができるが一方でパルス電流を電機子電流に重畳して駆動中に着減磁を行うため、瞬時的なトルクリプルの発生とモータ出力に対して必要以上に大容量のインバータが必要になる^{(5)~(8)}。②の場合、文献(9)はロータスキュー角を機械的に調整するための外部アクチュエータ、文献(10)はロータの相対回転を防止するロック機構が必要になる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。③の場合、静止磁界を発生させるためのコイルと DC/DC コンバータが必要になり且つ、原理的にリラクタンストルクの活用が困難である^{(11)~(14)}。④の場合、文献(19)は短絡磁路用の端板を駆動するアクチュエータが必要という課題があるが、一方で文献(15)~(18)は可変磁力磁石や余分な付加装置を必要とせず、従来のベクトル制御をそのまま適用しながら、ロータの磁気回路設計を工夫することで可変界磁機能を実現している^{(15)~(18)}。シンプルな構造で電機子起磁力と電機子磁束ベクトルによってロータ内の短絡磁路をパッシブに制御する点が従来の可変界磁技術と大きく異なり、コスト、制御性、堅牢性の面で優位性が高い。文献(15)、(16)は逆突極タイプであり、可変界磁レンジが狭く、電機子電流を進角させるほど漏れ磁束量が増える傾向のためリラクタンストルクの活用が難しいという課題がある。一方、文献(17)、(18)は順突極タイプだが突極部に永久磁石を配置しているため、突極比が低くトルク密度低下要因となっている。

上記の先行技術の技術課題に鑑みて、筆者らは可変漏れ磁束による界磁調整と d 軸電機子磁束による強め界磁効果を組み合わせることで可変界磁レンジの拡大とリラクタンストルクの向上を目的としたパッシブな可変界磁モータの可能性を検討してきた⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。先行技術との違いは以下の

3点である。

- 1) 鉄心磁路と磁石磁路を分離することで順突極比の向上を試みた磁気回路設計を行い、リラクタンストルク活用の可能性の検討。
- 2) コンシクエントポール構造の考え方を応用し、磁石磁束の漏れ磁束経路が磁石磁路間に設けた鉄心磁路に形成される磁気回路設計。漏れ磁束は q 軸電機子磁束によって磁石磁束に対して磁気遮蔽効果が働くことで誘発される。
- 3) d 軸に突極を配置し、 d 軸と q 軸間に磁石磁路と鉄心磁路を交互に配置する。強め界磁駆動時は磁石磁束に対して鉄心磁路の d 軸電機子磁束が順方向となり強め界磁を行い、強め界磁量は d 軸電機子磁束量に応じて可変になる。

本稿では上記の特長を有した可変界磁原理を実現するための磁気回路設計の考え方について述べる。次に原理検証用試作機について説明し、同コアサイズの変漏れ磁束特性を有していない逆突極形 PM モータと駆動特性の比較を行い、提案する可変界磁 PM モータの可能性の検証、駆動特性及び課題について考察したので報告する。

2. 提案モータの可変界磁原理

本稿で提案する可変界磁 PM モータのアプリケーションは EV 主機用モータを想定している。EV 主機モータ用途で考えた場合、HEV とは異なり電気エネルギーのみで駆動するため、必ずしも広い可変界磁範囲が必要とされるとは限らない⁽²²⁾。想定する車両クラスや動力性能、組み合わせる変速機(ギア比)等によって求められる可変界磁幅が異なるが、最適な可変界磁範囲の検討については本稿の趣旨から外れるため、今回の試作機による性能評価結果を踏まえた上で今後の検討項目とする。

(2・1) 磁気回路設計コンセプト Table 1 で IM に対して PMSM が劣っている点をカバーするためには下記の技術を実現する必要がある。

- 1) 無負荷鉄損を低減するためには無負荷時に磁石磁束がロータ内で短絡磁路を形成するようにする。
- 2) 極低負荷時の効率を向上させるためには鉄損と銅損が同じ値になるように、磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルの合成ベクトルが約 45 deg の位相関係(両ベクトルのスカラー値が同じ)になるようにする。さらに制御起因の時間高調波を低減するために高変調率で駆動できるように基底回転速度以下の範囲においては強め界磁領域で駆動する。
- 3) 高回転速度且つ、高負荷時の効率を向上させるために基底回転速度以上では弱め界磁で駆動でき、そのときに磁石磁束の漏れ量(ロータ内での短絡磁束量)が電流進角とともに増加するようにする。

以上の磁気回路設計コンセプトを元に次節にて磁気回路設計に取り組んでいく。

(2・2) 磁極起磁力分布 前節の 1) を実現するために

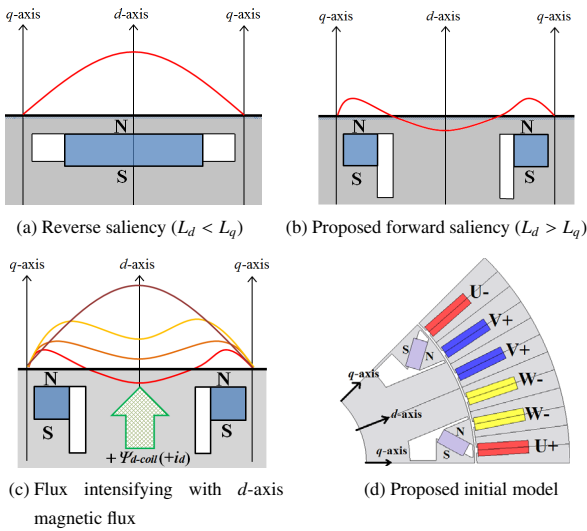


Fig. 2. Concept of proposed flux intensifying PM motor.

は従来技術同様に無通電時にロータ内で磁石磁束が短絡磁路を形成してギャップ磁束密度が低くなるように設計するのが望ましい。2), 3)を実現するためには順突極性 ($L_d > L_q$) をベースとして $+d$ 軸電機子磁束によって強め界磁を行い、電機子磁束ベクトルの進角 ($+d$ 軸方向から $-d$ 軸方向) によって磁石磁束がロータ内で短絡する量が増加する磁気回路設計が望ましい。順突極比 ($L_d > L_q$) を高めてリラクタンストルクを有効的に活用するため、Fig. 2 に示す磁気回路の考え方を示す。一般的にロータ起磁力は磁石磁束が正弦波状に分布するように設計されるが、提案モータは意図的に磁石磁極間に鉄心を設けて正相の3倍調波が重畳した波形となるように設計する。一方、負荷時は同図(c)に示すように $+d$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{d-coil}$ によって磁石磁束に重畳している正相の3倍調波を打消して磁石磁束と電機子磁束の合成磁束が正弦波状に分布するように磁気回路を設計する。この考え方により、無負荷時は無負荷鉄損を低減でき、極軽負荷時は磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルの合成ベクトルが約 45 deg の位相関係になるように電機子磁束ベクトルを調整し、負荷の増加とともに $+d$ 軸電機子磁束量を調整することで強め界磁量を可変にすることができる。

〈2・3〉 漏れ磁束特性 文献(15)~(18)の先行技術は d 軸に配置した磁石両側に磁束バイパス磁路を設けて電機子起磁力と電流位相によってパッシブに電機子鎖交磁束数を変化させている。提案モータも電機子起磁力と電流位相によって電機子鎖交磁束数を変化させる点は共通であるが、Fig. 3 に示すようにコンシクエントポール構造の考え方を応用し、磁石磁路間に鉄心磁路を設けることで $+d$ 軸電機子磁束量や電流位相 (i_d と i_q の比率) によって鉄心磁路に形成される漏れ磁束が可変になるようにしている。その結果、電機子起磁力と電流位相によってパッシブに電機子鎖交磁束数の変化を増加させている。一方で鉄心磁路は電機子磁束の磁路となり、リラクタンストルクの発生に寄与する。

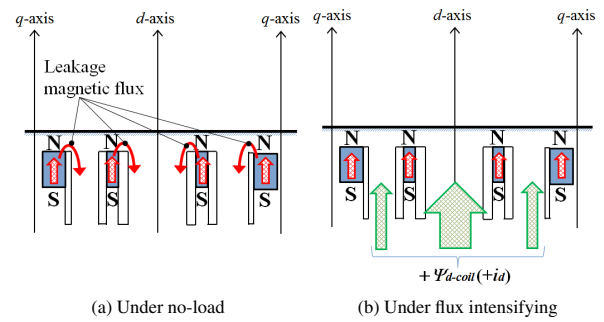


Fig. 3. Concept of variable leakage magnetic flux.

Table 2. Specifications of prototype.

	Benchmark	Proposed
Number of rotor poles		8
Number of stator slots		48
Stator core outer diameter		200 mm
Air-gap length		0.7 mm
Axial length of core		108 mm
Maximum armature magnetomotive force		1060 A _{rms} T (28.1 A _{rms} /mm ²), 60 s
Number of armature coil-turn		12
Armature winding connection		2 series-4 parallel
Armature winding resistance		12.76 mΩ/phase
Core material	35H-EA (Nippon steel & Sumitomo metal)	
Magnet material	N39UH (Shinetsu chemical)	N52AS-GF (Shinetsu chemical)

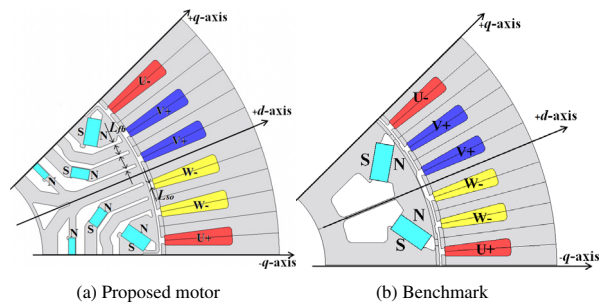


Fig. 4. Cross section diagram.

3. 原理検証用試作機

従来の固定界磁式の逆突極形 PMSM (ベンチマーク) に対する駆動特性の違いを実機検証により明らかにする。Table 2 のモータ諸元にて原理検証機の磁気回路と構造設計を行う。ベンチマークと提案モータは共通のステータ且つ、同じエアギャップ長、同じ磁石体積、同じコア材、同じ積厚で設計している。ロータの磁気回路と磁石材料のみ諸元が異なる。磁石は両モータの磁気回路の違いから必要な保磁力に対して適した磁石を選定している。Fig. 4 に提案モータとベンチマークを示す。ベンチマークは文献(23)~(25)にて磁気回路設計の詳細および実機評価結果を既報告している。提案モータは次節にて磁気回路設計について説明する。

〈3・1〉 磁気回路設計 電機子起磁力と電流位相による可変漏れ磁束について Fig. 5 を用いて詳細に説明する。無

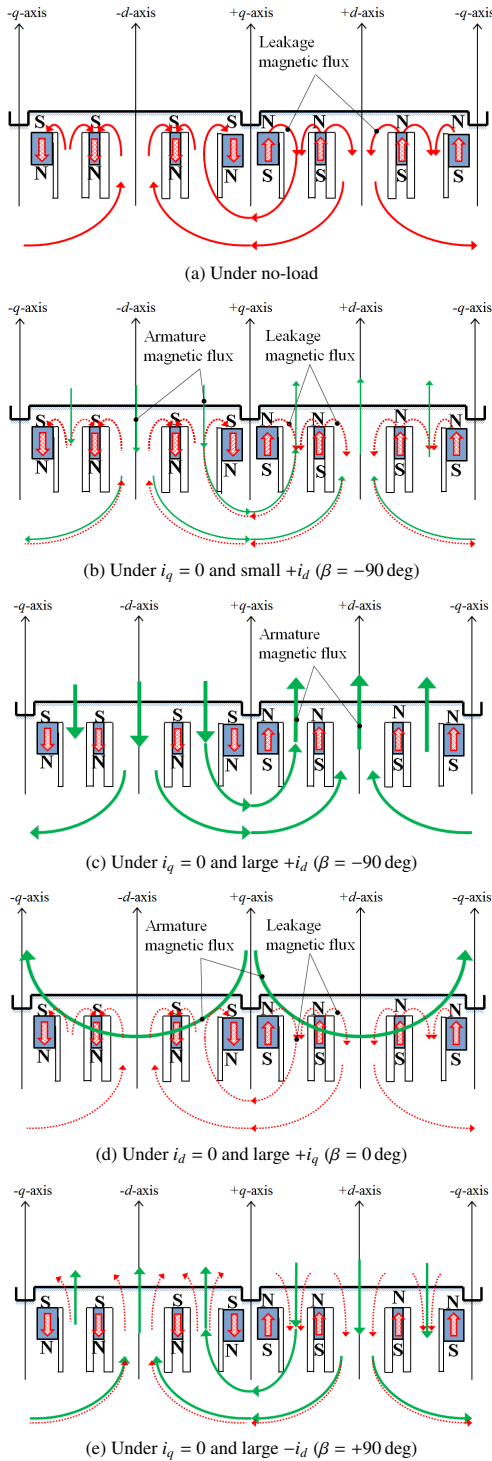


Fig. 5. Leakage PM-flux and armature magnetic flux with respect to armature magnetomotive force and armature current vector.

負荷時は〈2・3〉節でも述べたとおり、磁石磁路間に配置した鉄心磁路に磁石磁束 Ψ_m が漏れて電機子鎖交磁束を低減できる。次に、同図 (b) に示すように $i_q = 0$ 且つ $+i_d$ が低電流 ($+d$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{d-coil}$ が小さい) のときは、漏れ磁束が低減されるが、依然として両磁束量の大小関係に応じて漏れ磁束が発生している。同図 (c) に示すように $i_q = 0$ 且つ $+i_d$ が大電流 ($+d$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{d-coil}$ が大きい) の

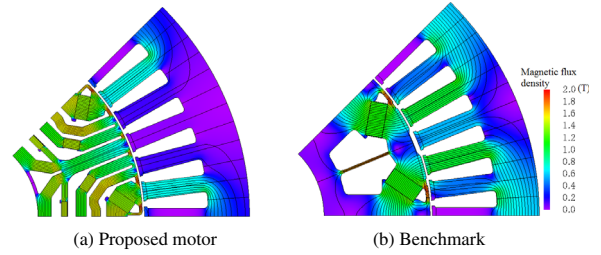


Fig. 6. Magnetic flux lines.

ときは、磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルが同方向で強め界磁となり、漏れ磁束は発生しない。同図 (d) に示すように $i_d = 0$ 且つ $+i_q$ が大電流 ($+d$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{d-coil}$ がゼロ) のときは、磁石磁束ベクトルに対して $+q$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{q-coil}$ が直交する。 $+\Psi_{q-coil}$ が大きい程、磁石磁束ベクトルに対する磁気遮蔽効果が働き、磁石磁束は鉄心磁路で漏れ磁束を形成するような磁束の流れになる。加えて、 $+\Psi_{d-coil}$ による強め界磁がゼロのため、磁石磁路間に配置した鉄心磁路に磁石磁束 Ψ_m が漏れる。さらに同図 (e) に示すように $i_q = 0$ 且つ $-i_d$ が大電流 ($-d$ 軸電機子磁束 $-\Psi_{d-coil}$ が大きい) のときは、磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルが逆方向になり、鉄心磁路に磁石磁路が漏れるように誘発し、さらに漏れた磁石磁束はロータ内で短絡されずにギャップを介して閉磁路が形成されるため電機子鎖交磁束数は下がらない。しかし、順突極構造のため力行駆動時は基本的に強め界磁領域 ($i_d > 0$) で駆動するためこの駆動領域で駆動する可能性は低い。 $i_d > 0$ 且つ $i_q \neq 0$ の場合は図示しないが上記の可変漏れ磁束特性によって電機子起磁力と電流位相によって漏れ磁束が可変になることがわかる。

Fig. 6 に FEA によって求めた無負荷時の磁束線図を示す。同図に示すように提案モータは無負荷時に d 軸上の鉄心磁路 (ロータポジション 22.5 deg が d 軸) に磁石磁束が漏れてロータ内で短絡磁路が形成される。一方でベンチマークは磁極両端と d 軸センターブリッジの磁気抵抗がエアギャップの磁気抵抗よりも大きいいため、提案モータよりも多くの磁石磁束がステータに鎖交している。その結果、Fig. 7 に示すように両モデルで無負荷時のギャップ磁束密度波形に違いが出ている。ここでギャップ長の中心位置 (ロータ外径 R_r とエアギャップ長 R_g としたときに $R_r + R_g/2$) でギャップ磁束密度を評価している。また、Fig. 7(a), (b) の $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁時 (電流位相 $\beta = -90 \text{ deg}$) のギャップ磁束密度波形を比較すると、提案モータはスロット高調波が重畳しているが正弦波状のギャップ磁束波形を得ることができていることを確認できる。電流位相は $+q$ 軸を位相基準とし CCW 方向 ($-d$ 軸方向) を正としている。ここで、電機子起磁力と電流位相の条件によってロータ内で短絡磁路が形成されやすくするためにステータスロットオープン幅 (Fig. 4(a) の L_{so}) よりも鉄心磁路と磁石磁路を隔てるフラックスバリアの幅 (Fig. 4(a) の L_{fb}) を狭く設

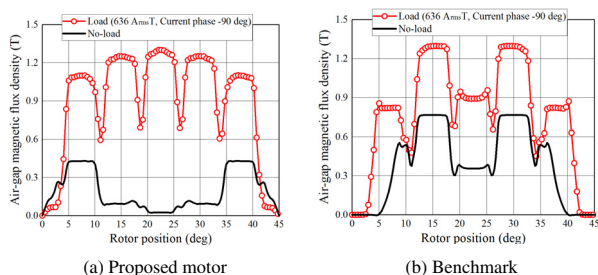


Fig. 7. Air-gap magnetic flux waveforms.

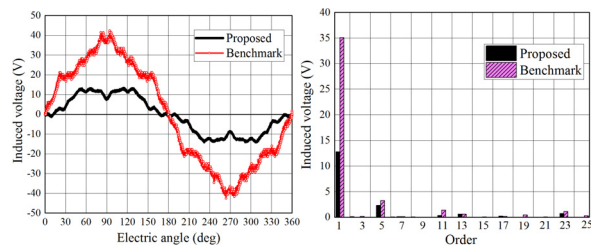


Fig. 9. Induced voltage waveforms and its harmonic contents.

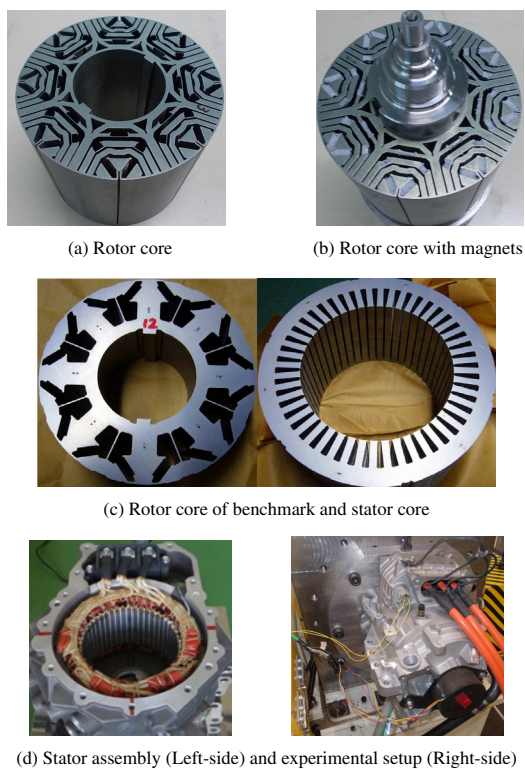


Fig. 8. Actual prototype.

計 ($L_{so} > L_{fb}$) し、電機子磁束が磁石磁束に直交した際の漏れ磁束磁路の磁気抵抗が小さくなるように磁気回路の設計をしている。

〈3・2〉 試作機 Fig. 8 にベンチマークと提案モータの試作機を示す。両モータは 8 極 48 スロット (毎極毎相スロット数 $q = 2$) の分布巻ステータ構造で、電機子巻線は巻線耐熱クラスが H 種の $\phi 8$ の AIW 丸線を採用している。ロータはともにスキューは施していない。両ロータのシャフトや端板等周辺部品は共通部材で試作している。ステータは焼嵌めで水冷式のモータケースに取り付けられており、Fig. 8(a) と (c) のロータを入れ替えて組み付けることで両モータの性能比較を行う。

4. 実機評価試験

Myway プラス社製の汎用インバータを用いてキャリア周波数 8 kHz とし、トルク測定はモータベンチ側で速度制御、供試モータ駆動用の汎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。トルク計測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検出温度が 65°C から 120°C になる範囲とした。正弦波 PWM 駆動で制御し、直流バス電圧は 245V_{dc} で設定し、直流バス電圧に対する電圧利用率の上限は 95%~96% の範囲とした。

〈4・1〉 無負荷誘起電圧 Fig. 9 に 1000 r/min 時の無負荷誘起電圧 (U-V 線間電圧、環境温度：約 20°C) 波形とその調波解析結果を示す。同図より、極あたりの磁石体積が同じ且つ、Table 2 より残留磁束密度 B_r が高い磁石を採用しているが、Fig. 5 に示すように提案モータは無負荷時にロータ内で磁石磁束が短絡するため、電機子鎖交磁束数が減少し、結果としてベンチマークよりも誘起電圧が低くなる。

〈4・2〉 電流位相-トルク特性 Fig. 10 にベンチマークと提案モータの電流位相-トルク特性を示す。 $+q$ 軸を電流位相基準とし、 $-d$ 軸方向を進角方向として電流位相を -90 deg から $+270 \text{ deg}$ まで 10 deg 刻みで測定した。同図 (a), (b) のリラクタンストルク測定時は未着磁石を用いて測定している。測定ベンチの都合上、設計値の電機子起磁力 (1060 A_{rms}T) に対して約 70% の電機子起磁力を上限として測定した。同図 (a), (b) より、提案モータは順突極性、ベンチマークは逆突極性であることが確認できる。両モータのリラクタンストルクを比較すると電機子起磁力が 750 A_{rms}T のときに提案モータはベンチマークの約 66.3% に留まる。同図 (c), (d) にてトータルトルクを比較すると電機子起磁力が 750 A_{rms}T のときに提案モータは約 59.2% に留まる。順突極性 PM モータが逆突極性 PM モータよりもトルク密度が大きく劣る主要原因として電機子反作用トルクを利用できるか否かが挙げられる。Fig. 11 に示すように順突極形 PM モータの場合、 $L_d > L_q$ の突極性を持たせて強め界磁駆動させる必要があるため、MTPA 点近傍では dq 軸磁路が干渉しないように磁気回路設計する必要がある。一方、逆突極形 PM モータは弱め界磁駆動するため、電機子起磁力に対して十分な保磁力を有した永久磁石を d 軸に配置して $L_d < L_q$ の逆突極性を持たせることで電機子反作用トルクを利用できる。その結果、トルク発生面が順突極形 PM

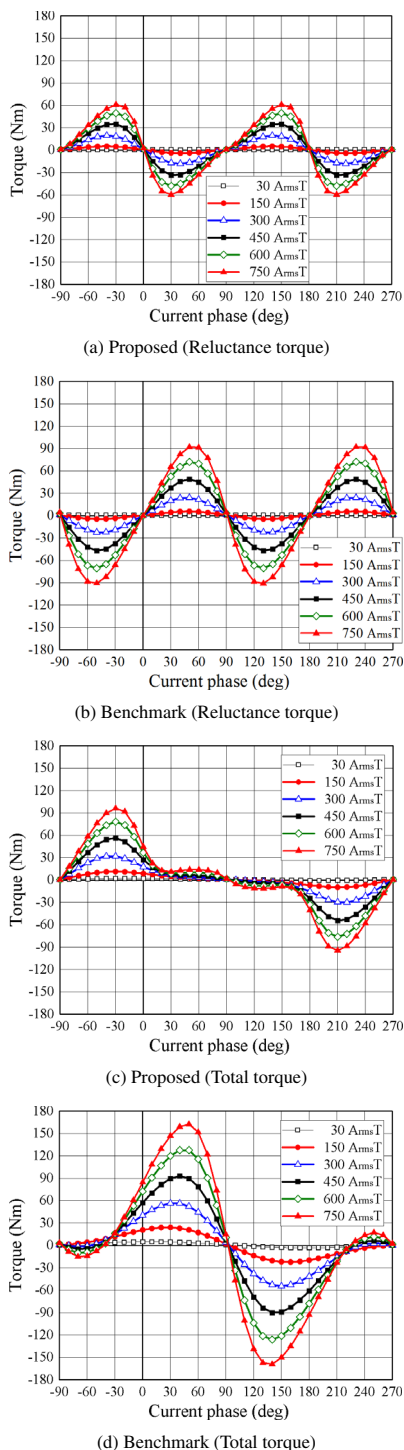


Fig. 10. Current phase-vs.-torque characteristics.

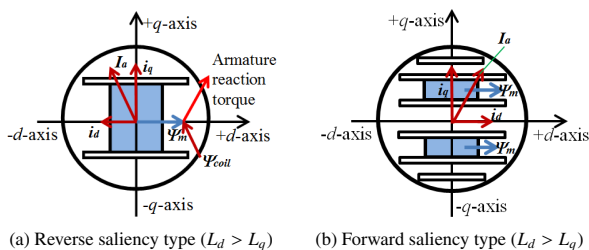


Fig. 11. Simplified rotor model.

モータよりも拡大し、高トルク密度を実現している。順突極形 PM モータのリラクタンストルクが逆突極形 PM モータのリラクタンストルクよりも劣る要因としては dq 軸磁路が干渉しないように磁気回路設計するため、同コアサイズのロータ内と同じ体積の磁石を埋め込んだ設計をすると不可避に鉄心磁路幅が狭くなり、電機子起磁力の増加とともに突極比が逆突極形 PM モータよりも低下する傾向となる。Fig. 10(a), (b) を比較すると、電機子起磁力の増加とともにトルク差が拡大していることから確認できる。

次に、提案モータのパッシブな可変界磁効果を確認するために Fig. 10 のトータルトルクとリラクタンストルクの差分をとることでマグネットトルクを近似的に求めた。厳密には磁石磁束によって q 軸インダクタンスが大きく変化するが、本稿では dq 軸で表記したトルク式と電圧方程式で可変界磁効果の考察を行っている。この理論式的前提条件として d 軸と q 軸は直交関係にあり L_d と L_q は磁石磁束 Ψ_m に干渉されない。さらにトルク式においてもマグネットトルクとリラクタンストルクが相互干渉しない状態で表現されているため、本稿では磁石磁束によって q 軸インダクタンスが変化することを無視して両トルクを近似的に分離した。Fig. 12 に上記の方法で求めた電流位相-マグネットトルク特性を示す。同図より、ベンチマークのマグネットトルクは理論通りの $\cos\beta$ 関数になっているが、提案モータは電流位相が 0 deg 近傍でマグネットトルクが大きく低下することを確認できる。ここで β は $+q$ 軸基準の電流位相である。この結果より、提案モータは 3 章で述べた $+d$ 軸電機子磁束 ψ_{d-coil} による強め界磁効果が $\beta = 0\text{ deg}$ で $\psi_{d-coil} = 0$ になることで低下し、鉄心磁路への漏れ磁束が増加してステータに鎖交する磁石磁束が低下したためであると考えられる。さらに Fig. 5(d) で説明したとおり、磁石磁束ベクトルに対して $+q$ 軸電機子磁束 $+\Psi_{q-coil}$ が直交する。 $+\Psi_{q-coil}$ が大きい程、磁石磁束ベクトルに対する磁気遮蔽効果が働き、磁石磁束は鉄心磁路で漏れ磁束を形成するような磁束の流れになる。その結果、マグネットトルクが理論的な $\cos\beta$ 関数から歪んだ特性になっていると考えられる。

(4・3) 可変界磁量の考察 次に、 $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁効果と漏れ磁束による可変磁束効果が各電流位相でどの程度の割合になっているかを考察していく。トルクは (1) 式で表され、磁石磁束 Ψ_m は (2) 式の dq 軸電圧方程式で $i_d = i_q = 0$ (無負荷時) の条件で駆動した際に (3) 式で求められる⁽²⁵⁾。

$$T = P_p \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_m i_q \} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\psi_m = V_q / \omega = V_1 / \omega \dots\dots\dots (3)$$

ここで P_p は極対数、 p は微分演算子、 R は電機子巻線抵抗、 V_1 は無負荷時の線間電圧の基本波成分実効値である。Fig. 9 の無負荷誘起電圧から求めた Ψ_m を Table 3 に示す。次に、Table 3 と (1) 式の右辺第二項からマグネットトルク

Table 3. Permanent magnet flux.

Permanent magnet flux	Benchmark	Proposed
Environmental temperature (20 Celsius degrees)	59.3 mWb	21.6 mWb

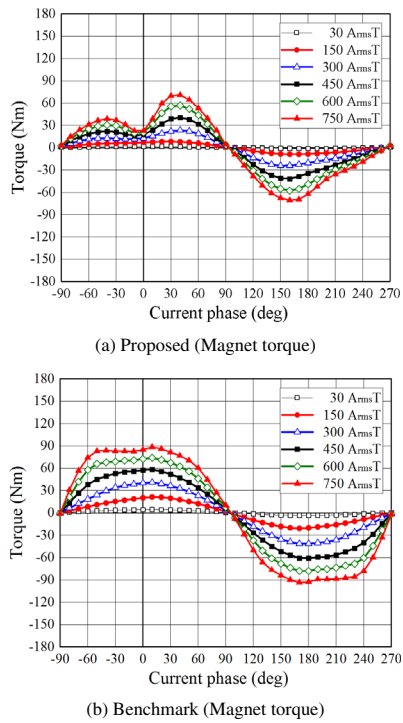


Fig. 12. Current phase-vs.-torque characteristics.

を机上計算し, Fig. 12 のマグネットトルクと比較する。ここで, Fig. 12 は水冷ケースの冷却水温度を 65°C 一定になるようにチラーで温度制御しており, 電機子電流が $250\text{ A}_{\text{rms}}$ のとき電流密度が $19.8\text{ A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2$ である。同体格および同冷却性能のモータハウジングのモータを過去に評価したときの経験から, トルク指令値を与えた後, 過渡から定常状態になり, その後 1 秒間隔で 10 回平均してデータを測定する間に磁石温度が約 $80^{\circ}\text{C}\sim 100^{\circ}\text{C}$ になると予測される。よって, 磁石温度が 90°C のときの磁石磁束を以下の実験で予測して Table 3 の磁石磁束の温度補正係数を算出して机上計算に用いることにする。

MANNER 社製のテレメータを用いて磁石温度を非接触で測定することで構造変更を最小限に抑えて熱伝達経路に大きな変更がないようにし, 精度良く磁石温度の測定を行う。冷却水温度を変更して負荷をかけて熱平衡状態になるまで暖気運転し, 無負荷状態で誘起電圧を測定した。ここでテレメータの誘導リンクで検出する電圧の精度を確保するため, ロータ回転速度を 5000 r/min にしてノイズ誤差の影響が小さくなるようにして測定を行った。Fig. 13 に磁石温度測定用に改造した試作機を示し, Fig. 14(a) に磁石温度と参考値としてステータコイル温度測定結果, Fig. 14(b) に磁石温度に対する無負荷誘起電圧 V_{mean} 値を示す。Fig. 14(b) に示すように熱電対の測定値結果を線形近似して磁石温度に対する無負荷誘起電圧の関係を求めた。なお, 一例とし

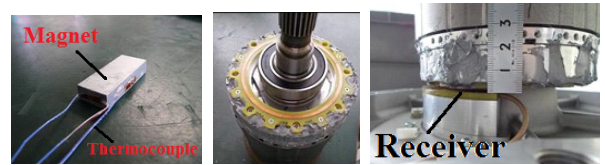


Fig. 13. Magnet temperature measurement with telemeter.

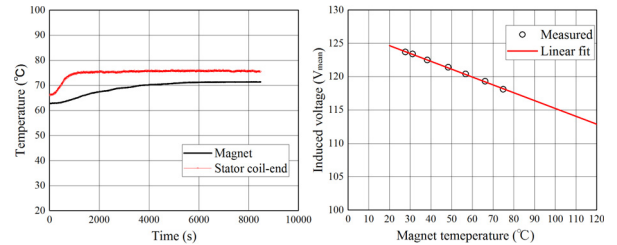


Fig. 14. Measured results under no-load.

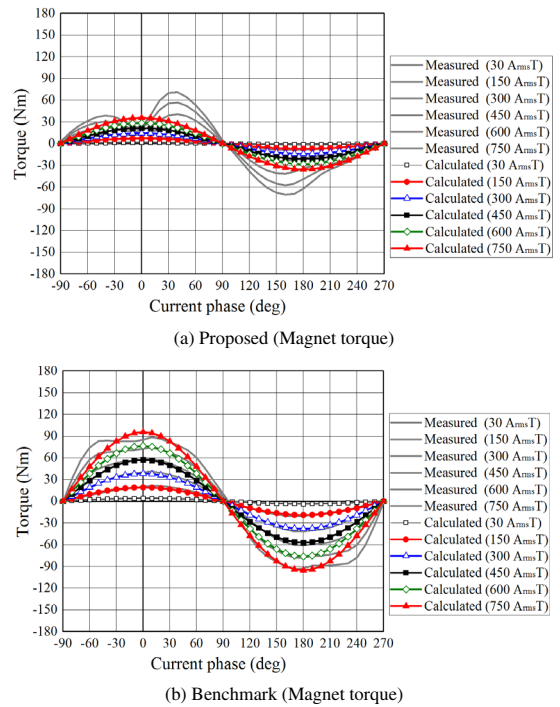
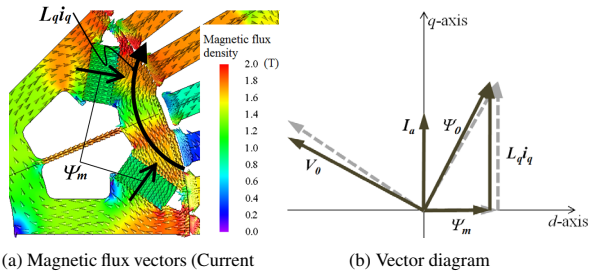
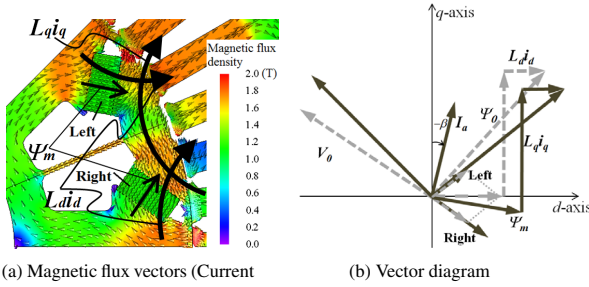


Fig. 15. Current phase-vs.-torque characteristics. (Comparison between measured and calculated).

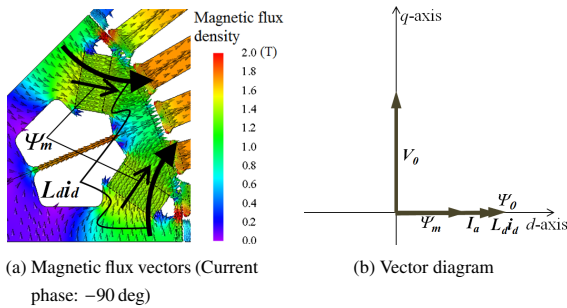
てベンチマークの結果を示しているが提案モータにおいても同様の実験を行った。Fig. 14 より, ベンチマークは磁石温度が約 20°C から約 90°C に温度上昇することで線間電圧が約 6.6% 低下することがわかる。同様に測定した結果, 提案モデルは約 20°C から約 90°C に磁石温度が上昇することで線間電圧が約 6.8% 低下する。よって, マグネットトルクの机上計算時に Table 3 の磁石磁束に対してベンチマークは 0.934, 提案モータは 0.932 の温度補正係数を掛ける。Fig. 15 に Table 3 と (1) 式の右辺第二項からマグネットトルクを机上計算し, Fig. 12 のマグネットトルクと比較した



(a) Magnetic flux vectors (Current phase: 0 deg)
 Fig. 16. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase 0 deg. (Benchmark).



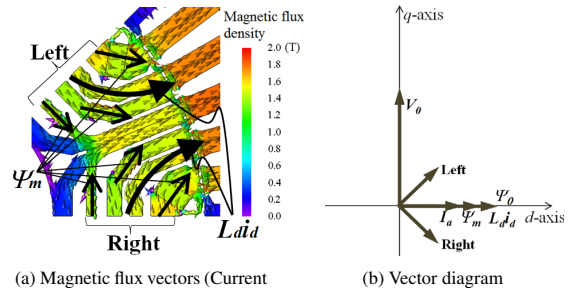
(a) Magnetic flux vectors (Current phase: -30 deg)
 Fig. 17. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase -30 deg. (Benchmark).



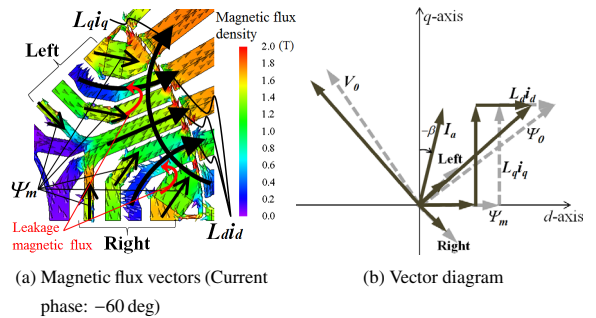
(a) Magnetic flux vectors (Current phase: -90 deg)
 Fig. 18. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase -90 deg. (Benchmark).

結果を示す。同図よりベンチマークは机上計算結果と実測値がほぼ一致している。電機子起磁力が高いときに若干の誤差が見られるが以下の2通りの理由が考えられる。特に電流位相 0 deg のときは Fig. 16 に示すように、磁石磁束 Ψ_m に直交する q 軸電機子反作用 $L_q i_q$ の影響で磁気遮蔽効果によって d 軸の磁気抵抗が増加して減磁作用し、磁石磁束 Ψ_m が減少する。その結果、同図 (b) の点線ベクトル図 (Ψ_m の減少考慮なし) から実線ベクトル図 (Ψ_m の減少考慮あり) に変化する。ここで、ロータ内径側にも $L_q i_q$ 磁路が存在するが Ψ_m の減少への寄与度が低いいため、黒線矢印で表記していない。

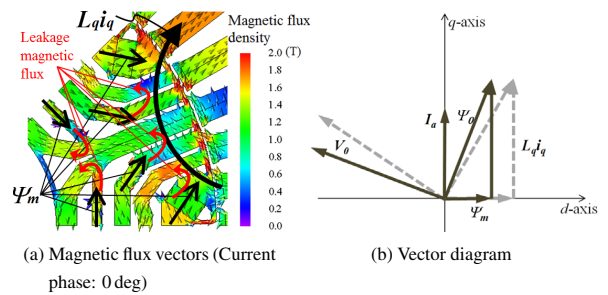
一方、電流位相が 0 deg 以外のとき、一例として Fig. 17 に示す -30 deg の場合は V 字に磁極配置した磁石の右側 (Right) と左側 (Left) で強め界磁効果が異なり、Fig. 18 に示す電流位相 -90 deg の場合の d 軸に対して位相ズレが生じる。ここで Ψ_m の位相はイメージ図である。 Ψ_m に q 軸電機子反作用 $L_q i_q$ が直交して d 軸の磁気抵抗が増加するこ



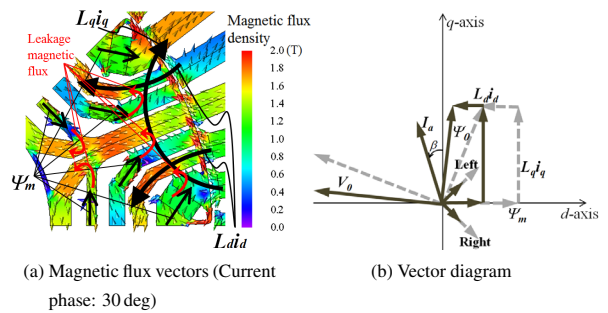
(a) Magnetic flux vectors (Current phase: -90 deg)
 Fig. 19. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase -90 deg. (Proposed).



(a) Magnetic flux vectors (Current phase: -60 deg)
 Fig. 20. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase -60 deg. (Proposed).



(a) Magnetic flux vectors (Current phase: 0 deg)
 Fig. 21. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase 0 deg. (Proposed).



(a) Magnetic flux vectors (Current phase: 30 deg)
 Fig. 22. Magnetic flux vectors and vector diagram under high-load and current phase 30 deg. (Proposed).

とで減磁作用するが、磁石磁束ベクトルと同方向 (強め界磁方向) の d 軸電機子反作用 $L_d i_d$ も直交作用することで CCW 回転の場合、Right 側の磁石の強め界磁が強くなる。つまり、 dq 軸間の磁路が干渉していることに起因しており、この影響は (1), (2) 式で考慮されていないため数学モデルと実測値で差異が生じている。なお、Fig. 16~Fig. 18 の各フェーズ図はイメージ図で描かれている。

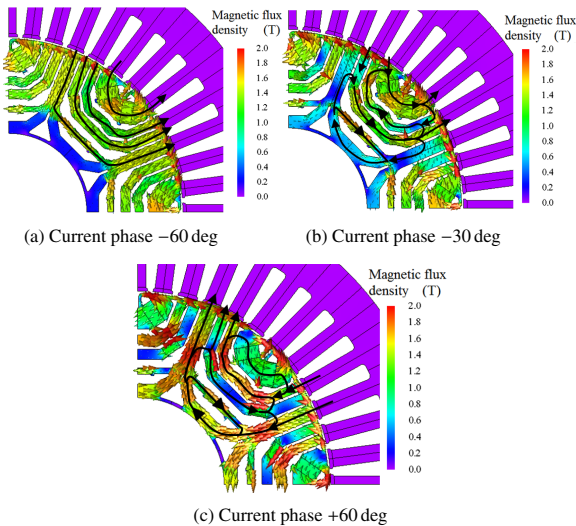


Fig. 23. PM-flux vectors with respect to current phase.

次に提案モータにおけるマグネットトルクの机上計算結果と実測値との差異について考察を行う。Fig. 15(a) は (3) 式に基づき、無負荷誘起電圧から求めた磁石磁束 Ψ_m 一定で机上計算しているが、実際には 2 章と 3 章で述べたとおり、負荷時は $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁効果と漏れ磁束による可変磁束効果によって電機子巻線に鎖交する磁石磁束量が変化する。Fig. 19 から Fig. 22 に電流位相を変化させたときの磁束ベクトルとフェーザ図を示す。なお、Fig. 16~Fig. 18 と同様に、各フェーザ図はイメージ図で描かれている。

各図を比較すると、電流位相角が -90 deg (強め界磁) から $+q$ 軸方向に進角するに従い $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁効果が低下し、 q 軸電機子磁束による磁気遮蔽効果によって漏れ磁束が増加し、電機子に鎖交する磁石磁束量が低下する。その結果、各図 (b) のフェーザ図において、漏れ磁束を考慮しない点線ベクトルから漏れ磁束を考慮することで実線ベクトルに変化する。

一方で Fig. 23 に電磁界解析ソフトウェア (JMAG ver. 15) の調波解析機能を用いてロータ内の直流磁束のみを表示した図を示す。同図 (a), (b) に示すように電流位相 β が $+d$ 軸から $+q$ 軸方向に進角するに従い、磁石磁路間に設けた鉄心磁路によって矢印で示すように漏れ磁束が増加していく。一方、同図 (c) に示すように電流位相 β が $+q$ 軸から $-d$ 軸方向に進角する (弱め界磁領域) に従い、Fig. 5(e) にて説明したとおり、 $-d$ 軸電機子磁束によって磁石磁束が電機子巻線に鎖交し、電機子鎖交磁束の増加をもたらす。

以下、これらの影響を更に考察していく。(2) 式より、 $i_q = 0$ のとき q 軸電圧 v_q は (4) 式になる。

$$v_q = \omega(L_d i_d + \psi_m) = \omega\psi_0 \dots \dots \dots (4)$$

(4) 式より、電流位相 -90 deg と $+90 \text{ deg}$ ($i_q = 0$) のときに電機子起磁力に対するギャップ磁束を確認することで $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁磁束量と $-d$ 軸電機子磁束による v_q の増加量を把握することができる。Fig. 24 に電磁

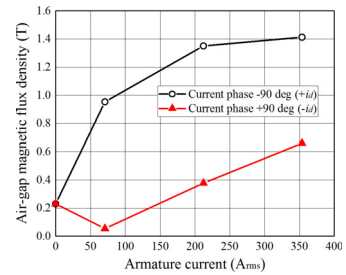


Fig. 24. Air-gap magnetic flux density with respect to armature current at current phase -90 deg .

界解析により求めた電流位相 $\pm 90 \text{ deg}$ における電機子起磁力に対するギャップ磁束密度特性を示す。同図より、 d 軸電機子磁束による強め界磁効果の電流位相依存性は d 軸インダクタンス L_d が一定だと近似し、 q 軸から $-d$ 軸方向を正とした電流位相 β を用いて (5) 式で表すことができる。実際には漏れ磁束が変化することで d 軸インダクタンスおよび直交磁路を形成する q 軸インダクタンスも変化するが数学モデル化への検討は今後の課題とする。

$$\psi_{d-coil} = L_d i_d = \begin{cases} -(\psi_0 - \psi_m) \sin \beta & (-90 \leq \beta \leq 0) \\ (\psi_0 - \psi_m) \sin \beta & (0 < \beta \leq 90) \\ \dots \dots \dots \end{cases} (5)$$

Fig. 24 より、磁束鎖交面積を S とおくと電機子電流 353.5 A_{rms} (500 A_{pk}) 時、(5) 式の定数は $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁の場合は (6) 式、 $-d$ 軸電機子磁束による増磁量は (7) 式になる。

$$\frac{\psi_0}{S} = 1.4 \text{ (Wb)}, \quad \frac{\psi_m}{S} = 0.23 \text{ (Wb)} \dots \dots \dots (6)$$

$$\frac{\psi_0}{S} = 0.66 \text{ (Wb)}, \quad \frac{\psi_m}{S} = 0.23 \text{ (Wb)} \dots \dots \dots (7)$$

(6), (7) を (5) 式に代入し、電流位相 -90 deg のときのギャップ磁束密度で正規化して求めた d 軸電機子磁束による強め界磁磁束の電流位相特性を Fig. 25 に示す。参考に電磁界解析により求めた提案モータとベンチマークのギャップ磁束密度 (電流位相 -90 deg のときの値で正規化) の電流位相特性も同図に示す。同図よりベンチマークは弱め界磁領域 ($0 \text{ deg} < \beta \leq 90 \text{ deg}$) において、磁石磁束に対して $-d$ 軸電機子磁束による反磁界によってギャップ磁束が低減している。提案モータはベンチマークと同様の理由に加えて、漏れ磁束特性によってギャップ磁束が低減する。

一方、強め界磁領域において、提案モータのギャップ磁束は $+d$ 軸から $+q$ 軸方向に電流位相が進角するに従い、低下している。前述したとおり、 $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁効果と、 $+q$ 軸電機子磁束が磁石磁束を磁気遮蔽することで誘発される漏れ磁束による可変磁束効果によって電機子巻線に鎖交する磁束量が変化するためである。提案モータのギャップ磁束密度の電流位相特性 (Fig. 25 の■プロット) から $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁磁束特性 (Fig. 25 の△プロット) と無負荷磁束 Ψ_m (Table 3 参照) を差分することで近似的に漏れ磁束による可変界磁量を把握するこ

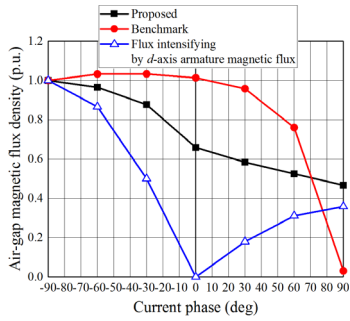


Fig. 25. Air-gap magnetic flux density with respect to current phase.

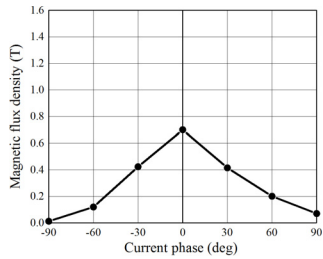


Fig. 26. Leakage magnetic flux with respect to current phase.

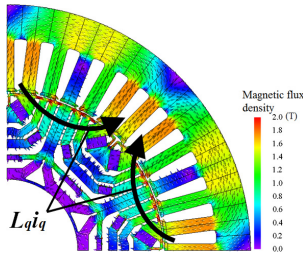


Fig. 27. Magnetic flux contour and vectors at current phase 0 deg without PMs.

とができる。また、 $-d$ 軸電機子磁束による増磁効果と $-d$ 軸電機子磁束により漏れ磁束経路が形成されることで電機子鎖交磁束が低減する効果の切り分けも同様の方法で近似的に求められる。Fig. 26 に上記の方法にて近似的に求めた漏れ磁束の電流位相特性を示す。同図より、電流位相 0 deg のときに漏れ磁束が最大になる。Fig. 27 に未着磁磁石（磁石を空気に設定して解析）を用いてリラクタンスモータとして電流位相 0 deg ($i_d = 0$) の条件で電磁界解析した結果を示す。同図より、電流位相 0 deg のとき、Fig. 5(d) にも示したとおり、フラックスバリアを横切って形成される q 軸電機子磁束によって磁石磁束の漏れ磁束が形成されるため、電流位相 0 deg のときに漏れ磁束が最大になる。一方、電流位相が 0 deg より更に進角して弱め界磁領域になると Fig. 23(c) に示すように磁石磁路の磁束が q 軸電機子磁束によってフラックスバリアを横切って突極磁路に漏れ、鉄心磁路を経由してロータ内に短絡しきらずに電機子巻線に鎖交する磁束も生じるため、漏れ磁束量が減少する。

以上、上記を踏まえて提案モータの可変界磁特性を (1) 式の右辺第二項の磁石磁束 Ψ_m に数学モデルとして考慮する。

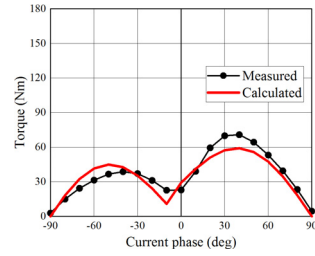


Fig. 28. Magnet torque comparison between measured and calculated by Eq. (9) under $750 \text{ A}_{\text{rms}}$ T.

Table 4. Permanent magnet flux.

Ψ_m	20.2 mWb
$\Psi_{\sigma} - \Psi_m$ ($-90 \leq \beta \leq 0$)	44.7 mWb
Ψ_{lf} ($-90 \leq \beta \leq 0$)	21.9 mWb
$\Psi_{\sigma} - \Psi_m$ ($0 \leq \beta \leq 90$)	41.8 mWb
Ψ_{lf} ($0 \leq \beta \leq 90$)	3.29 mWb

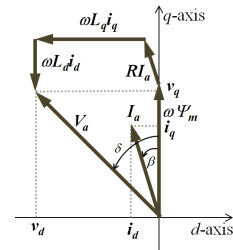


Fig. 29. Vector diagram of PM-motor.

d 軸電機子磁束 Ψ_{d-coil} による増磁効果を (5) 式で表し、 q 軸電機子磁束による漏れ磁束 $\Psi_{leakage}$ は Fig. 26 を余弦関数で近似して (8) 式で表現すると提案モータのマグネットトルク T'_m の数学モデルは (9) 式で表すことができる。

$$\Psi_{leakage} = \Psi_{lf} \cos \beta \dots \dots \dots (8)$$

$$T'_m = (\Psi_m + \Psi_{coil} - \Psi_{leakage}) i_q \dots \dots \dots (9)$$

ここで $\Psi_{leakage}$ は漏れ磁束、 Ψ_{lf} は漏れ磁束係数である。Fig. 28 に Table 4 のモータパラメータを用いて (9) 式で机上計算したマグネットトルク T'_m の結果を示す。なお、測定値は Fig. 12(a) の $750 \text{ A}_{\text{rms}}$ T のデータを引用している。Table 4 のモータパラメータは (9) 式が実測結果にフィッティングするように選定した数値である。同図より、実測結果と (9) 式による机上計算結果は近い傾向を示すことを確認できるがモータパラメータの妥当性の検証が必要であり、今後の課題とする。一方でこの結果から界磁一定の (1) 式に対して可変界磁を考慮することで実測に近い数学モデルに改めることができる可能性があると言える。

〈4・4〉 dq 軸電圧楕円 本節では提案モータとベンチマークの dq 軸電圧楕円の軌跡を可視化することで駆動特性の考察を行う。Fig. 29 のベクトル図に示すように電圧位相 δ の値がわかれば、(10) 式より v_d, v_q を求めることができる⁽²⁶⁾。

$$v_d = -V_1 \sin \delta, \quad v_q = V_1 \cos \delta \dots \dots \dots (10)$$

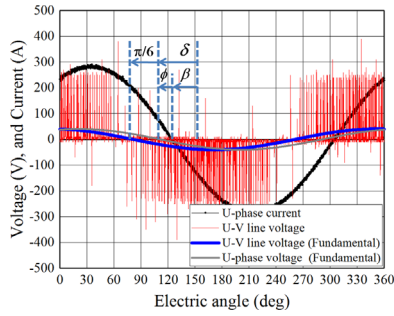


Fig. 30. Measured voltage and current.

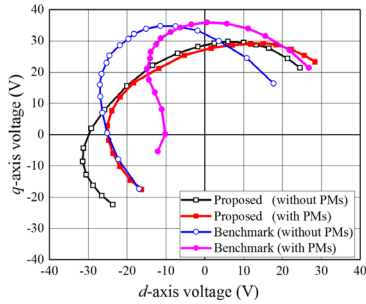


Fig. 31. dq -axis voltage ellipse under $600 A_{rms} T$ at $500 r/min$.

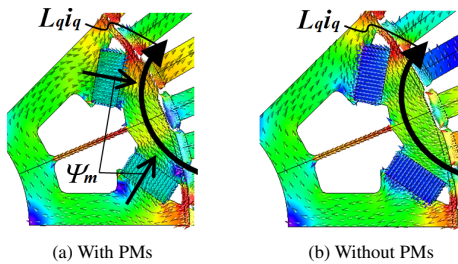


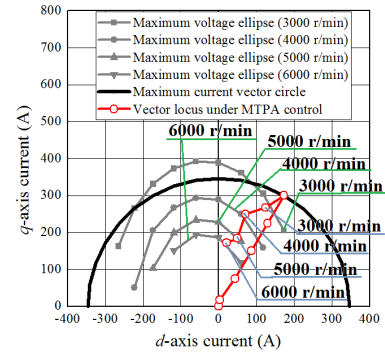
Fig. 32. Magnetic flux vectors under flux weakening.

電圧位相 δ は供試モータを任意の電機子起磁力と電流位相で定速度運転し、オシロスコープにて UV 線間電圧、U 相電流の測定を行い FFT アナライザで基本波を導出することで実測する⁽²⁷⁾。Fig. 30 に一例として回転速度 $500 r/min$ 、電機子起磁力 $600 A_{rms} T$ 、電流位相 $+30 deg$ のときの UV 線間電圧、U 相電流測定値と後処理で算出した UV 線間電圧基本波および U 相電圧基本波を示し、同図から電圧位相 δ を求める。提案モータ (磁石有無の 2 タイプ) とベンチマーク (磁石有無の 2 タイプ) で電流位相を $-90 deg$ から $90 deg$ まで $10 deg$ 刻みで電圧位相 δ を測定し、 v_d と v_q を求めて v_d - v_q 特性をプロットした図を Fig. 31 に示す。同図より、ベンチマークは磁石磁束によって電機子磁束だけの場合よりも強め界磁領域 (第一象限) で dq 軸電圧楕円が大きくなり、弱め界磁領域 (第二象限) で dq 軸電圧楕円が小さくなる。Fig. 32 に示すように弱め界磁駆動時において、V 字型磁石配置のギャップ面側の磁路を磁石ありと磁石なしで比較すると、 L_{qi} 磁束の磁気抵抗が磁石磁束との直交によって増加してしまうため dq 軸電圧楕円が小さくなる。

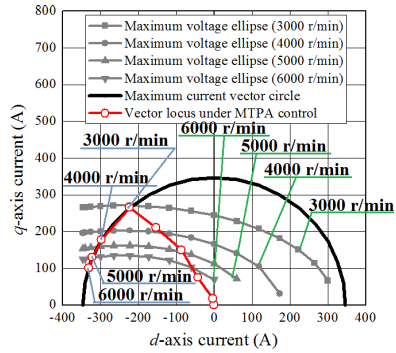
次に、提案モータの場合について電機子電流ベクトル軌

Table 5. dq -axis inductance under $600 A_{rms} T$ around MTPA point.

	Benchmark	Proposed
L_d (mH)	0.25	0.55
L_q (mH)	0.51	0.35



(a) Proposed



(b) Benchmark

Fig. 33. Vector locus under MTPA control.

跡を確認しながら考察を進める。Fig. 33 に MTPA (Max Torque Per Ampere) 制御時の電機子電流ベクトル軌跡と電流制限円及び、電圧制限楕円を示す。電圧制限楕円は (11)、(12) 式により求めた dq 軸インダクタンスを用いて (13) 式により求めた⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾。なお、電機子電流位相によって dq 軸インダクタンスが変動するが今回は簡易化のため、MTPA 点近傍での電流位相におけるインダクタンス平均値 (Table 5) を用いて計算した。特に提案モータの場合、 L_q だけでなく L_d も大きく変動することが予測されるが、漏れ磁束特性まで考慮してインダクタンスを算出するためには (11)~(13) 式に漏れ磁束特性を考慮する必要がある。紙面ページ数の都合上、パラメータ変動についての考察および数学モデルの検討は今後の課題とする。

$$L_d = \frac{v_q - Ri_q}{\omega i_d} - \frac{\psi_m}{i_d} \dots \dots \dots (11)$$

$$L_q = \frac{Ri_d - v_d}{\omega i_q} \dots \dots \dots (12)$$

$$i_q = \sqrt{\left(\frac{1}{L_q}\right)^2 \left\{ \left(\frac{V_{om}}{\omega}\right)^2 - (L_d i_d + \psi_m)^2 \right\}} \dots \dots \dots (13)$$

Fig. 33 より、提案モータは順突極性 ($L_d > L_q$) のため、(2) 式より $v_q > v_d$ になり i_q 軸が電圧楕円の長軸半径にな

る。その結果、電圧制限にかかった場合は電流位相進角よりも電機子電流値を下げる電流ベクトル軌跡でないと電圧閾値内で駆動させることが困難となる。一方、ベンチマークは逆突極性 ($L_d < L_q$) のため、 i_d 軸が電圧楕円の長軸半径になる。その結果、電圧制限にかかった場合は電流ノルムは変えず、電流位相を進角させることで電圧閾値内で駆動できる。ベンチマークは逆突極性のため、力行トルク時は弱め界磁領域で駆動する。基底回転速度以上の領域において $-d$ 軸方向に電流ベクトルを進角させることで磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルが対向して磁石磁束による速度起電力の増加を抑えることができる。一方、提案モータは順突極性のため、力行トルク時は強め界磁領域で駆動する。基底回転速度以上の領域において電流ノルムを下げて駆動させるため、 $+d$ 軸電機子磁束による強め界磁効果が弱まることになる。その結果、Fig. 5(b) および<3.1>節で述べたように磁石磁路間に設けた鉄心磁路に漏れ磁束が発生する。漏れ磁束効果により、漏れ磁束特性を有さない順突極 PM モータよりも磁石磁束による速度起電力を低減できるため可変速特性の拡大が期待できる。一方、順突極モータの電流ノルム調整で可変速駆動する性質によって、提案モータの電流位相進角による漏れ磁束効果は駆動性能向上に活かすことができていることが電流ベクトル軌跡から明らかになった。

<4.5> 力 率 提案モータは漏れ磁束を活用することで漏れインダクタンスが増加して力率が大きく変動することが予測されるため、150 A_{rms}T と 600 A_{rms}T 時の力率を<4.4>節の測定方法で電圧位相 δ と電流位相 β を求めて (14) 式にて力率を測定した。

$$\cos \varphi = \cos(\delta - \beta) \dots \dots \dots (14)$$

Fig. 34 にベンチマークと提案モータの 500 r/min 時の電流位相に対する力率特性を示す。同図にて、低負荷時 (150 A_{rms}T) は MTPA 点において、提案モータのほうが高力率で駆動できる。これは鉄心磁路と磁石磁路を分離する磁気回路設計に起因する狭い鉄心磁路と、漏れ磁束によりベンチマークよりも磁束密度が高くなり、インダクタンスが低いためだと予測できる。一方、負荷が増加した 600 A_{rms}T ではベンチマークのほうが高力率となる。これは高磁束密度での駆動によるインダクタンス低下に加えて、ベンチマークの MTPA 点が電流位相 +50 deg であり、Fig. 32 に示すように dq 軸磁路の干渉がインダクタンスを低下させていることに起因する。可変速特性の観点で力率を考察すると、Fig. 33 の電流ベクトル軌跡から提案モータとベンチマークは同等の力率特性もしくは電流ノルム調整形の駆動特性により、提案モータのほうが高力率駆動できると予測される。しかし、ベンチマークと同等トルクを実現するために電機子巻線のターン数を増加させる設計にした場合、インダクタンスが増加してベンチマークよりも低力率になると予測される。

次に、ベンチマークと比較すると基底回転速度以上の領域において、電機子起磁力を下げて駆動させる必要がある

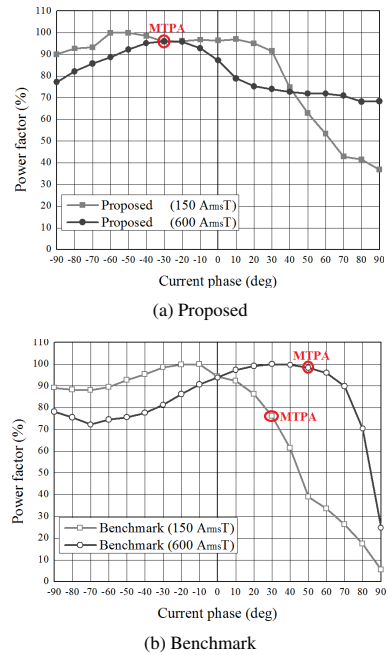


Fig. 34. Power factor at 500 r/min.

ため、出力と効率が大幅に低下することが予測されるため、次節にて効率特性を比較する。

<4.6> 効率特性 Fig. 35 に力行時のモータ効率マップを示す。同図から、ベンチマークよりもモータ効率が大幅に低い結果となった。特にピーク効率においては約4%低い結果であった。<4.3>節より可変界磁効果の実証ができたが、可変界磁による性能向上効果よりも磁石形順突極モータ構造の本質的な問題による磁石形逆突極モータとの性能差が明らかになった。

磁石形順突極構造の場合、<4.2>節で述べた dq 軸磁路非干渉設計という根本的な磁気回路に起因する低トルク密度と、<4.4>節で述べた i_q 軸が電圧楕円の長軸半径に起因する電流ノルム調整形可変速駆動という問題が効率に顕著に表れる結果となった。順突極モータの場合、磁石形ではなく巻線界磁形にすることで磁石形で必須であった dq 軸磁路非干渉設計の必要がなくなり、高トルク密度化できる可能性がある。一方で巻線界磁形の場合、界磁銅損による効率低下が懸念されるが文献 (28) で提案されている空間高調波を利用した自動式巻線界磁形にすることで効率向上を狙うことができる。更に巻線界磁形の場合、界磁電流を調整することで可変界磁運転ができるため、高効率エリアの拡大をできる可能性もある。一方で磁石起磁力相当を巻線界磁で賄う必要があるため、小型モータには適さない。

本稿での検討の結果、磁石形で可変漏れ磁束特性によるパッシブな可変界磁を実現する場合、順突極形では十分に駆動特性向上に可変界磁効果を活かさないことが明らかになった。これらの結果から、可変漏れ磁束特性による PM モータの駆動特性向上には文献 (15) の先行技術で提案されている逆突極構造のほうが適していると予測される。一方で逆突極構造の先行技術は 1 章でも述べた通り、リラクタ

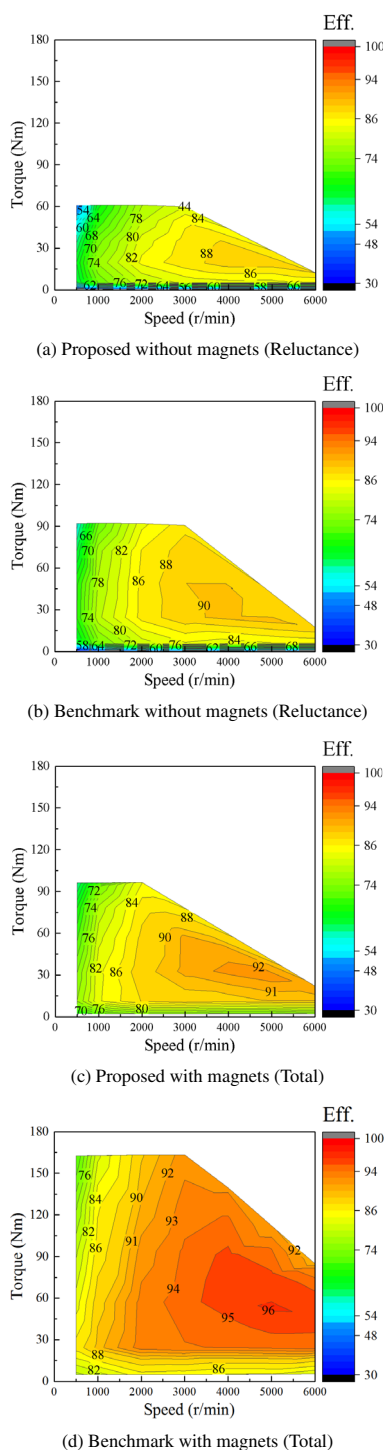


Fig. 35. Efficiency maps in motoring under 750 A_{rms} T limitation. (Limited under 70%-load.)

ンストルクの活用が難しいため、トルク密度において課題が残る。これらのことから、可変漏れ磁束モータは突極比が低い逆突極構造で磁石トルクを最大限に活用できる磁気回路設計を行い、基底回転速度以上では $-d$ 軸電機子磁束で漏れ磁束が増加する磁気回路設計が望ましいと考察できる。

5. 結 言

本論文では、コンシクエントポール構造の考え方を応用

し、磁石磁路と鉄心磁路を交互に配置することで突極比と可変漏れ磁束特性および d 軸電機子磁束による強め界磁効果を高めたことを特長とするモータの検討を行った。2章で可変界磁原理について説明し、3章で原理検証用試作機の磁気回路設計について電磁界解析結果を用いて説明し、実機を紹介した。4章では試作機を用いて提案モータの可変界磁効果の実証と駆動特性を明らかにし、ベンチマークの固定界磁形の逆突極モータと性能比較を行うことで以下の知見を得た。

- 1) 磁石形の順突極構造の場合、磁気回路の dq 軸磁路非干渉設計の観点から逆突極構造よりも低トルク密度、低効率となる。その結果、可変漏れ磁束による性能向上効果を得ることが難しい。
- 2) 順突極構造は d 軸電機子磁束により強め界磁が可能になるが、一方で i_q 軸が電圧楕円の長軸半径に起因する電流ノルム調整形可変速駆動となる。その結果、提案モータの電流位相進角による漏れ磁束効果は順突極モータの電流ノルム調整で可変速駆動する性質によって駆動性能向上に活かすことが難しい。
- 3) 順突極構造で可変漏れ磁束特性を実現するためには鉄心磁路と磁石磁路を交互に配置した磁気回路設計を行うことで電機子起磁力と電流位相によって漏れ磁束量を制御することができる。一方で上記 2) の課題も生じるため、短絡磁路形成の更なる工夫が必要である。
- 4) 可変漏れ磁束モータは電機子起磁力と電流位相によってパッシブに磁石磁束が変化する。それに起因して L_q だけでなく L_d も大きく変動することになる。
- 5) リラクタンストルクを積極的に活用する磁気回路設計を行った逆突極形 PM モータおよび同じステータと比較すると低負荷時に高力率且つ、可変速駆動時に同等以上の力率で駆動できる。

以上、実機評価により順突極と逆突極構造で dq 軸電圧楕円と電流ベクトルの軌跡を可視化することで両モータの評価を総合的に行うことができた。

今後は本研究を通じて実験的に得た知見をもとに、突極比が低い逆突極構造で磁石トルクを最大限に活用できる磁気回路設計を行い、基底回転速度以上では $-d$ 軸電機子磁束で先行技術よりも漏れ磁束が増加する磁気回路設計を行うことで可変漏れ磁束特性によるモータ性能向上の検討を進める。加えて、可変漏れ磁束以外の方法でパッシブな可変界磁を実現できる PM モータについても考究する。

文 献

- (1) <https://www.tesla.com/jp/blog/induction-versus-dc-brushless-motors>
- (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, No.2011-01-0350 (2011)
- (3) K. Handa and H. Yoshida: "Development of Next-Generation Electric Vehicle i-MiEV", Mitsubishi Motors Technical Review, No.9, pp.65-69 (2007) (in Japanese)
半田和功・吉田裕明:「次世代電気自動車 i-MiEV の開発」, 三菱自動車テクニカルレビュー, No.19, pp.65-69 (2007)

- (4) F. Momen, K. Rahman, Y. Son, and P. Savagian: "Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle", IEEE Energy Conversion Congress and Expo (ECCE) (2016)
- (5) V. Ostovic: "Memory Motors", IEEE Industry Applications Magazine, Vol.9, pp.52-61 (2003)
- (6) 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)
- (7) 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・安井和也・ゴウウツェイクランシーリット:「可変磁力メモリモータの原理と基本特性」, 電学論 D, Vol.131-D, No.1, pp.53-60 (2011)
- (8) 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", *IEEJ Trans. on IA.*, Vol.50, No.3, pp.1748-1756 (May/June, 2016)
- (9) 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-D, No.5, pp.451-456 (2015)
- (10) 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)
- (11) 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-D, No.11, pp.1402-1411 (1995)
- (12) J.A. Tapia, F. Leonardi, and T.A. Lipo: "Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability", *IEEJ Trans. on IA.*, Vol.39, No.6, pp.1704-1709 (2003)
- (13) 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-D, No.11, pp.1085-1090 (2015)
- (14) T. Ogawa, T. Takahashi, M. Takemoto, H. Arita, A. Daikoku, and S. Ogasawara: "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.20160904 (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同期モータの高効率化」, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会, 3-13, pp.III-139-142 (2014)
- (16) T. Kato and K. Akatsu: "Magnet Operating Point Characteristics of Variable Leakage Flux Interior Permanent Magnet Motor", IEEJ JIASC 2015, No.3-1, pp.65-70 (2015) (in Japanese)
加藤 崇・赤津 観:「漏れ磁束制御型可変特性モータの磁石動作点特性」, H27 年電気学会産業応用部門大会, No.3-1, pp.65-70 (2015)
- (17) A. Athavale, T. Fukushige, T. Kato, C.Y. Yu, and R.D. Lorenz: "Variable Leakage Flux (VLF) IPMSMs for Reduced Losses over a Driving Cycle while Maintaining the Feasibility of High Frequency Injection-Based Rotor Position Self-Sensing", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2014)
- (18) M. Minowa, H. Hijikata, K. Akatsu, and T. Kato: "Variable Leakage Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Improving Efficiency on Duty Cycle", International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE ASIA)
- (19) 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)
- (20) M. Aoyama, K. Nakajima, and T. Noguchi: "Preliminary Study of Flux Intensifying PM Motor with Variable Leakage Magnetic Flux Technique", IEEJ Annual Meeting, No.5-001, pp.1-2 (2017) (in Japanese)
青山真大・中島一清・野口季彦:「可変漏れ磁束特性を備えた順突極強め界磁 PM モータの基礎検討」, H29 年度電気学会全国大会, No.5-001, pp.1-2 (2017)
- (21) M. Aoyama and T. Noguchi: "Driving Performance of Flux Intensifying PM Motor with Variable Leakage Magnetic Flux Technique", IEEJ JIASC, No.3-42 (2017) (in Japanese)
青山真大・野口季彦:「可変漏れ磁束特性を備えた順突極強め界磁 PM モータの駆動特性」, H29 年度電気学会産業応用部門大会, No.3-42 (2017)
- (22) T. Fukushige, T. Kato, K. Akatsu, and R.D. Lorenz: "Variable Magnetization Machine in Electrified Vehicle Application", *IEEJ Trans. on IA.*, Vol.135, No.9, pp.922-928 (2015) (in Japanese)
福重孝志・加藤 崇・赤津 観・R.D. Lorenz:「電動車両における可変磁力モータの検討」, 電学論 D, Vol.135, No.9, pp.922-928 (2015)
- (23) M. Aoyama: "The IPM Motor Distributed Magnetic-path and had a d-axis Cavity for Optimization of the amount of Magnet", IEEJ Technical Meeting, VT-13-015, pp.1-5 (2013) (in Japanese)
青山真大:「磁石使用量を最適化した磁路分散型 d 軸空隙 IPM モータの提案」, 電学自動車研資, VT-13-015, pp.1-5 (2013)
- (24) 青山真大:「IPM 型電動回転機」, 特許 5958305 号
- (25) H. Yanagisawa, M. Aoyama, and H. Nakajima: "Magnetic Circuit Design for Magnetic Quantity Reduction and Its Experimental Evaluation of IPMSM for HEV", 2014 JSAE Annual Congress (Spring), No.20145062 (2014) (in Japanese)
柳澤弘章・青山真大・中嶋秀樹:「磁石使用量を低減した電動車用モータの設計及び実機評価」, 自動車技術会春季大会 2014 資料, No.20145062 (2014)
- (26) 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- (27) M. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Parameter Measurement of PM Motor in dq Equivalent Circuit", *IEEJ Trans. on IA.*, Vol.113, No.11, pp.1330-1331 (1993) (in Japanese)
森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの dq 等価回路定数の測定法」, 電学論 D, Vol.113-D, No.11, pp.1330-1331 (1993)
- (28) 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) (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-D, No.8, pp.869-881 (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。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環境・エネルギーシステム専攻修了, 現在に至る。近年は, 可変界磁モータや二軸出力モータなどの特殊電動機, HEV 用モータドライブシステム開発に注力。博士 (工学)。IEEE Member。



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。

