

コンシクエントポール構造の パンケーキキアキシャルギャップ形可変界磁 PM モータの提案

青山 真大* (スズキ) 野口 季彦 (静岡大学)

Proposal of Consequent Pole Type Pancake-Axial-Gap Variable Magnetic Flux PM Motor

Masahiro Aoyama* (SUZUKI Motor Corporation), Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper proposes a consequent pole type pancake-axial-air-gap variable magnetic flux PM-motor. The unique point of this proposed motor is that it is able to adjust the magnetic reluctance on the image-pole of consequent pole type rotor in proportion to armature magnetomotive force, rotation speed and/or current phase, passively. The magnetic circuit topology of proposed variable magnetic flux technique is conducted by FE-analysis. Then, the basic driving performances are analytically revealed. In addition, it is investigated that the variable magnetic reluctance of flux intensifying type on the iron-core-pole of consequent pole rotor is suitable for the proposed motor from the viewpoint of its vector diagram.

キーワード：可変界磁，パンケーキキアキシャルギャップ，磁気回路，コンシクエントポール，自己励磁
(Keyword: variable magnetic flux, pancake-axial-gap, magnetic circuit, consequent pole, self-excitation)

1. はじめに

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電動化が各国の政治政略レベルで進められている。特に欧州を中心に48-V マイルドハイブリッド (Mild-HEV) システムの技術開発が盛んに行われている。48-V システムは高電圧のフルHEV システムに比べれば燃費改善効果が劣るが，一方で車両重量が軽量の B セグメント以下のコンパクトカーにとっては小型軽量で安価な HEV システムとなり，コストメリットと燃費改善効果を得やすい。一方で低電圧駆動のため，可変界磁可能なクローポール形モータとインバータを組合わせた ISG システム (P0-HEV) が主流となっている。しかし，クローポール形モータの場合，スリップリングを用いた他励式のため，大出力化に伴い従来よりも界磁電流を増やす必要に対してブラシの磨耗や耐久性が問題となる。さらに鉄塊のため，鉄損増加により高効率化が困難である。

一方，HEV システム面においては P0-HEV よりもクラッチを介して EV 駆動可能な P2-HEV もしくは P3-HEV のほうが燃費改善効果と動力性能向上効果が大きい⁽¹⁾。48-V システムで PM モータを用いて P2-HEV を実現するためには高トルク且つ低速域アシスト形もしくは，低トルク中速域までのアシスト形限定で且つ変速機組込み形の制約を受ける。

上記の課題に鑑みて，近年盛んに研究開発されている可

変界磁 PM モータを採用することで高トルク且つ中速域までのアシスト形を実現でき，レイアウトの自由度も増す。今日の代表的な可変界磁 PM 技術の研究として，①PMSM の磁石磁力を可変にするメモリーモータ方式，②ロータスキュー角を調整する方式，③コンシクエントポール構造の鉄心磁極の磁化量を調整する方式，④漏れ磁束を活用する方式，⑤パッシブに弱め界磁する方式が挙げられる⁽²⁾⁻⁽¹⁷⁾。上記のうち，③の文献(10),(11)の場合，トルク発生面の拡大により高トルク化を実現できる一方で界磁巻線制御用のチョップ回路が必要になる。④の文献(12)~(15)の場合，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が，漏れ磁束を利用しているため可変界磁レンジが狭いという課題がある。⑤の文献(17)の場合，トルク発生面の拡大と付加装置が不要なパッシブな可変界磁を両立しているが構造が複雑である。

上記の先行技術の技術課題に鑑みて，本稿ではパンケーキキアキシャルギャップ構造を採用してトルク発生面の拡大を実現し，コンシクエントポール構造のイメージポール (鉄心磁極) の磁気抵抗を電機子起磁力と回転速度によってパッシブに可変にできるモータを提案する。可変界磁原理の説明と磁気回路の検討および電磁界解析による性能予測を行ったので報告する。

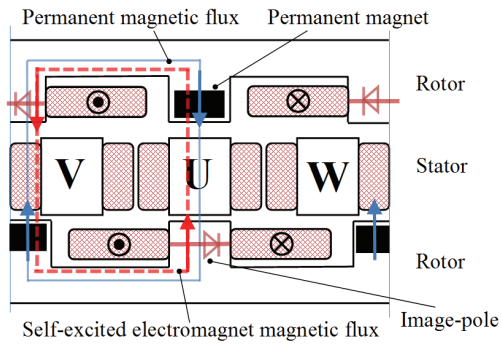
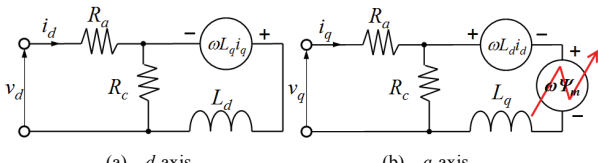


Fig. 1. Magnetic circuit design concept. (with off-set rotor position.)



(a) d-axis. (b) q-axis.
Fig. 2. dq-axis equivalent circuit.

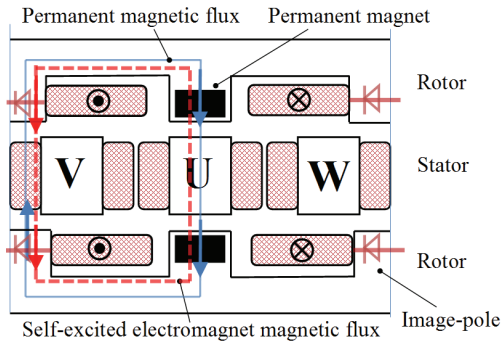
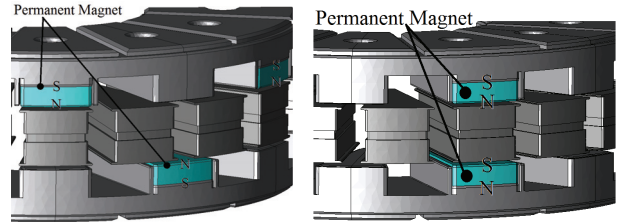


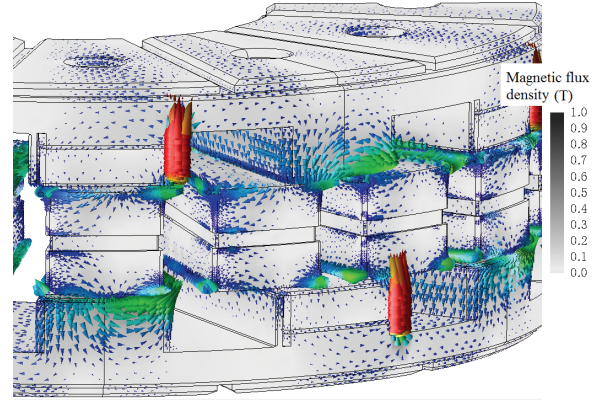
Fig. 3. Another magnetic pole placement type. (without off-set rotor position.)

2. 提案モータの可変磁気抵抗原理

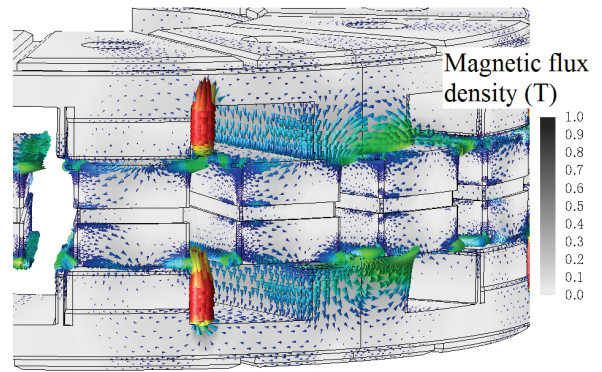
〈2・1〉 磁気回路のコンセプト Fig. 1 に提案モータの磁気回路を示す。トルク発生面の拡大による高トルク化を実現するためにパンケーキキヤシタルギャップ構造としている。コンシクエントポール形ロータを採用し、イメージポール（鉄心磁極）は突極構造で巻線を備えており、ダイオード整流回路結線された自励式巻線界磁極構造としている。集中巻ステータで不可避に発生する第 2 次空間高調波がロータ巻線に鎖交することで誘導起電力が発生し、ダイオード整流回路によって自励する⁽¹⁸⁾。第 2 次空間高調波は電機子起磁力の大きさによってパッシブに変化し、ロータ巻線に第 2 次空間高調波が鎖交することで発生する誘導起電力はファラデーの法則に従うため、回転速度によって変化する。つまり、イメージポールの磁気抵抗は電機子起磁力と回転速度に対してパッシブに変化する可変界磁極となる。その結果、Fig. 2 に示す dq 軸等価回路のように q 軸等価回路の界磁極が可変になり、可変界磁を実現できる。一方、バックヨークレスのセグメント形集中巻ステータ構造を採用することで両ギャップ面に不可避に発生する第 2 次空間高調波をイメージポールに効率的に鎖交させることが



(a) With offset rotor position. (b) Without offset rotor position.
Fig. 4. Two types of consequent pole double-sided axial-gap rotor.



(a) With offset rotor position.



(b) Without offset rotor position.

Fig. 5. Second-order space harmonic vectors.

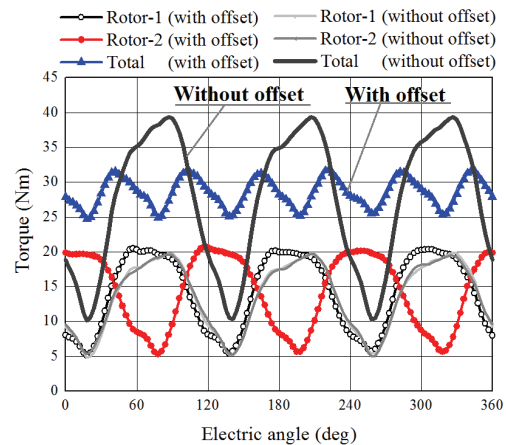
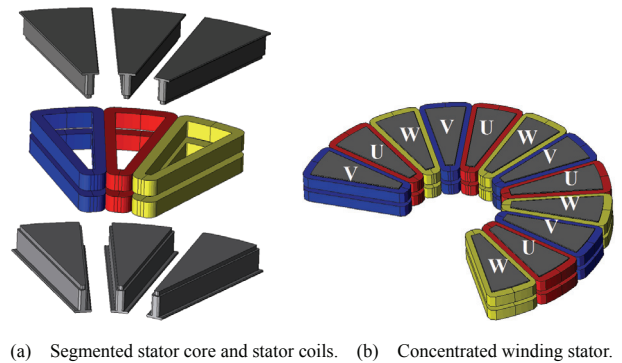
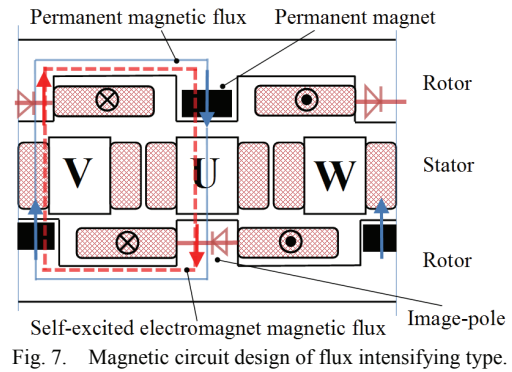


Fig. 6. Torque waveforms with rotor winding opened.

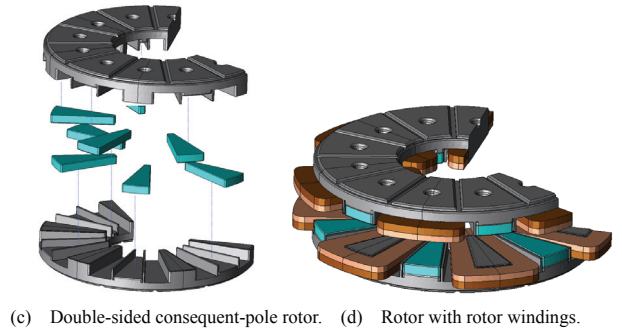
できる⁽¹⁹⁾。ここで、アキシタルギャップ面の両ロータは Fig. 3 に示す磁極配置の場合も考えられる。文献(18)より集中巻ステータ構造で不可避に発生する第 2 次空間高調波は基本

波回転磁界に対して逆相の2倍調波で回転する磁界であり、基本波回転磁界に同期回転するロータ上から観測すると第3次時間高調波となる⁽¹⁸⁾。さらにスロットコンビネーションを2:3系列とすることでロータd軸インダクタンスが3倍調波の脈動で変動するため、第2次空間高調波との磁気結合係数が高くなる⁽²⁰⁾。Fig. 4にFig. 1とFig. 3の磁気回路コンセプトを元に構造設計した提案モデルを示し、Fig. 5により求めた第2次空間高調波ベクトル分布を示す。Fig. 5に示すように2つの磁極配置のどちらにおいてもロータ突極部（イメージポール）に第2次空間高調波が鎖交しており、突極にコイルを巻いた場合に誘導起電力を得ることができる。一方でFig. 6に示すように2つの磁極配置においてトルクリプルが大きく異なる。一般的にコンシクエントポール構造の場合、界磁源（永久磁石）を有する界磁極とイメージポール（鉄心磁極）でパーミアンス差が大きく、トルクリプルが大きいという課題がある。しかしパンケーキアクシシャルギャップ構造の場合、2つのロータの磁極配置をFig. 4(a)のようにオフセットさせることでFig. 6で確認できるように2つのロータのトルクリプルの位相関係が逆相になりトルクリプルを大幅に低減できる。よって、磁極配置はFig. 4(a)を採用する。

〈2-2〉 自励式巻線界磁極 次にイメージポールに備えた自励式巻線界磁極の極性はFig. 1に示すように直列磁気回路構成の磁路における磁石磁極に対して極性反転（Flux weakening）にするか、Fig. 7に示すように同極性（Flux intensifying）にするかの2通り想定される。前項で述べたとおり、自励式巻線界磁極は電機子起磁力と回転速度に対してパッシブに変化する可変界磁極となるため、前者（Flux weakening）の場合、回転速度の増加とともに自動的に弱め界磁を行い、後者（Flux intensifying）の場合、回転速度の増加とともに自動的に強め界磁を行う。両者の性能比較は次章で行う。ここで原理検証機はFig. 8に示すように12極18スロットのスロットコンビネーションを採用し、プリ成形した平角線巻きコイルをインセットすることで高い占積率を実現している。三次元磁路のため、圧粉鉄心（SMC）を用いており、セグメント形ステータコアは軸方向に二分割で成形されており、非図示のSUS303製保持部材に取り付けたのち、PPS樹脂で封入する構造を想定している。ロータコアは600トンプレス機にて金型成形した時の重量密度が $7.4 \sim 7.5 \text{ g/cm}^3$ になるように分割コアで検討しており、非図示のSUS303製保持部材に取り付け、永久磁石（信越化学製N50M）とロータ巻線を取り付けたのち、PPS樹脂で封入する構造を想定している。ダイオード整流回路はステータ内径部の空間に配置する構造を想定している。次にFlux intensifyingタイプを例にロータ整流回路について説明する。Fig. 5で確認できるように自励エネルギー源の第2次空間高調波はギャップ面に多く分布するため、Fig. 9に示すように誘導起電力を得る誘導コイル（I-coil : Induction coil）をギャップ面側に配置し、界磁極となる界磁コイル（F-coil : Field coil）をロータ突極根元側に配置する。Fig. 10(a)に示すよう



(a) Segmented stator core and stator coils. (b) Concentrated winding stator.



(c) Double-sided consequent-pole rotor. (d) Rotor with rotor windings.

Fig. 8. Stator and rotor configurations.

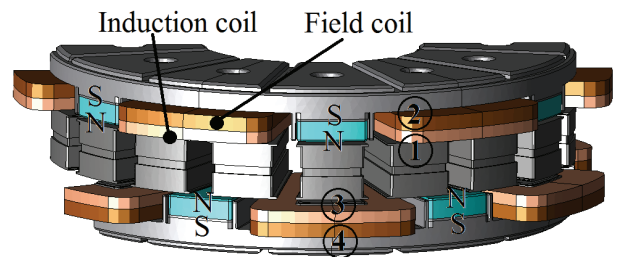
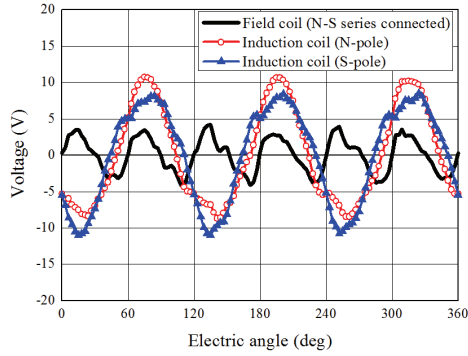


Fig. 9. Schematic of proposed motor with non-displayed armature windings.

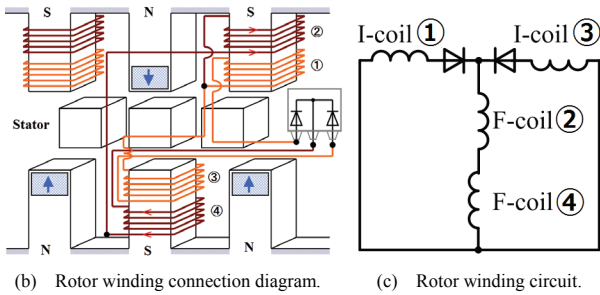
に第2次空間高調波によって各コイルで誘導起電力が発生するため、Fig. 10(b),(c)に示すロータ巻線整流回路を構成する。I-coilとF-coilはそれぞれ90ターン巻かれている。ステータコアとロータコア外径は共に $\phi 123 \text{ mm}$ であり、エアギャップ長は 0.8 mm 、コアの軸長は 50 mm である。

3. 電磁界解析による性能予測

Fig. 11に回転速度 2000 r/min 、電機子起磁力 $670 \text{ A}_{\text{rms}} \text{ T}$ 時における電流位相-トルク特性を示す。同図に参考としてロータ巻線整流回路を開放状態にした結果（Rotor winding



(a) Induced voltages of rotor windings.



(b) Rotor winding connection diagram. (c) Rotor winding circuit.
Fig. 10. Induced voltages and rotor winding circuit.
(In case of flux intensifying type.)

opened) も示す。同図から第 2 次空間高調波を界磁エネルギー源とし、イメージポール（鉄心磁極）に磁石磁極に対して反転磁極 (Flux weakening pole) もしくは同極性磁極 (Flux intensifying pole) が形成されて鉄心磁極の磁気抵抗が可変になることで Reference モデル（ロータ巻線開放）に対してトルクが増減していることを確認できる。さらに順突極性の特性となっていることが確認できる。ここで、 $+q$ 軸を電流位相基準に定義しており、 $-d$ 軸方向（弱め界磁方向）を進角側としている。Fig. 12 に回転速度 2000 r/min、電流位相 0 deg ($i_d=0$ 制御) の駆動条件で電機子起磁力に対するトルクを電磁界解析により求めた結果を示す。 $i_d=0$ 制御の場合、マグネットトルクのみとなり、磁気飽和しない範囲においては電機子起磁力に対して線形なトルク特性になる。同図において Reference モデルは電機子起磁力に対して線形なトルク特性になっているのに対して、可変界磁タイプにすることで電機子起磁力に対して非線形なトルク特性になっていることが確認できる。このことから 2.1 項で述べたとおり、電機子起磁力によって自励巻線界磁極の界磁量をパッシブに調整できることがわかる。Fig. 13 に回転速度 3000 r/min、電機子起磁力 670 A_{rms}T 且つ電流位相 0 deg のときの磁束ベクトル図を示す。同図から、Reference モデルに対して強め界磁タイプの場合、イメージポールの磁束密度が高い（磁気抵抗が低い）ことを確認でき、弱め界磁タイプの場合、イメージポールの磁束密度が低い（磁気抵抗が高い）ことを確認できる。すなわち、イメージポールに巻かれた自励巻線界磁極の磁化量が空間高調波活用によりパッシブに変化して磁気抵抗が可変し、可変界磁を実現できている

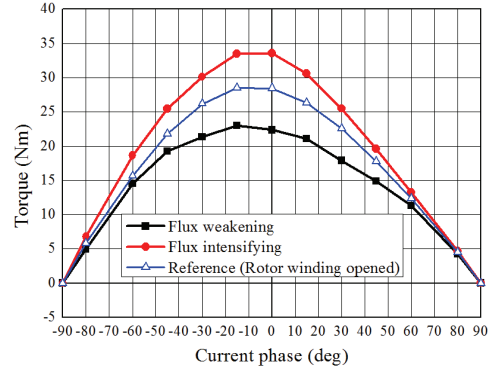


Fig. 11. Current phase-vs.-torque characteristics under 670 A_{rms}T at 2000 r/min.

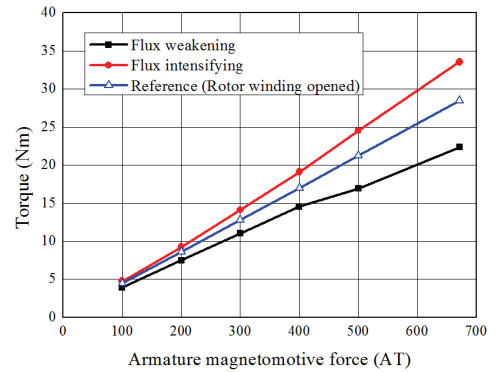


Fig. 12. Armature magnetomotive force-vs.-torque characteristics at 2000 r/min, and current phase 0 deg ($i_d=0$).

ことがわかる。

次に Fig. 14 に電機子起磁力 670 A_{rms}T 且つ電流位相 0 deg ($i_d=0$ 制御) の励磁条件における可変速特性を示す。なお、直流バス電圧の制約は考慮していない。同図より、ロータ巻線を開放にした Reference に対して強め界磁タイプの場合は電機子起磁力が一定条件下においても回転速度の増加とともにロータ巻線での誘導起電力がファラデーの法則に従い増加することでイメージポールの強め界磁量が増加する。その結果、トルクが向上していることを確認できる。一方、弱め界磁タイプの場合、イメージポールの磁気抵抗が回転速度の増加とともに増加することでトルクが低下していることがわかる。両タイプにおいて回転速度がある程度増加するとトルクの変化量が減少していることがわかる。可変磁気抵抗を実現している自励巻線界磁極の界磁エネルギー源の第 2 次空間高調波の基本波に対する重畳量に対して、その空間高調波がロータ巻線に鎖交することで発生する誘導起電力が拮抗していることによる。

Fig. 15 に線間電圧への変変界磁の効果について示す。同図より、トルクの変化量に対して線間電圧の変化量が小さいことがわかる。コンシクエントポールタイプの場合、磁石磁束よりも電機子磁束が線間電圧へ及ぼす影響が大きいことためである。ここで、 dq 軸座標において一般的に IPMSM の数学モデルは(1)、(2)で表される。

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

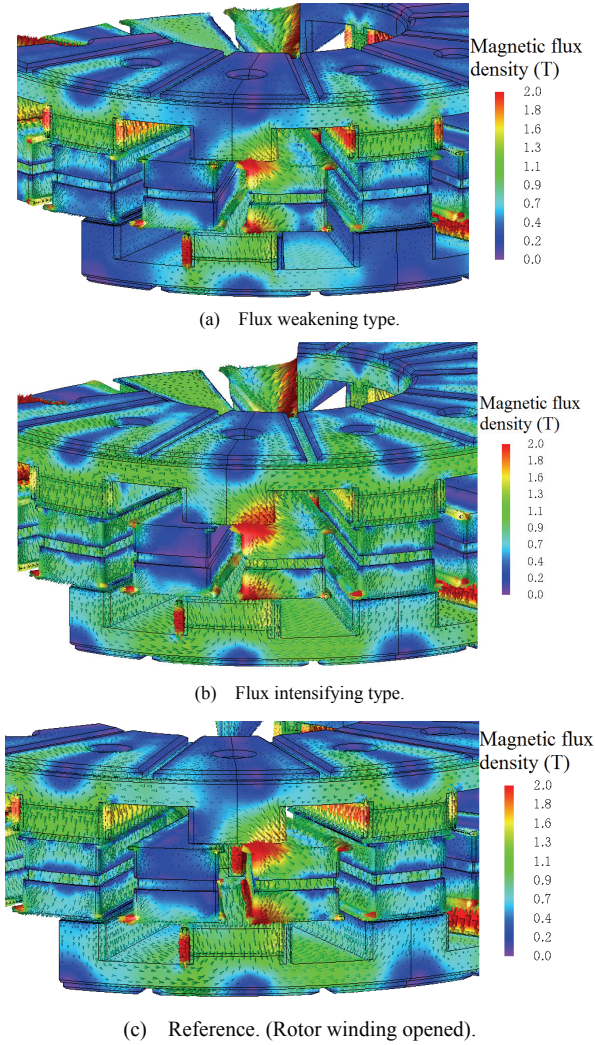


Fig. 13. Magnetic flux density and vectors under 670 A_{rms}T, and current phase 0 deg ($i_d = 0$) at 3000 r/min.

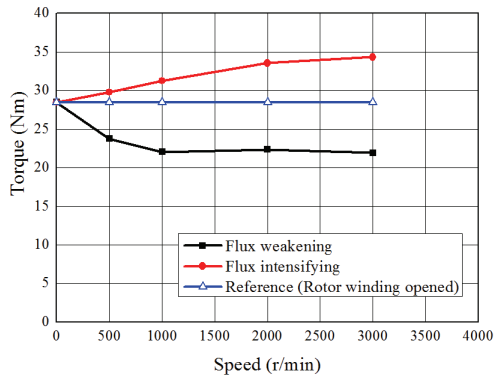


Fig. 14. Adjustable speed drive characteristics under 670 A_{rms}T and current phase 0 deg ($i_d = 0$).

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

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, L_d, L_q, i_d, i_q はそれぞれ dq 軸インダクタンス, dq 軸電機子電流, ω は電氣的角速度, ψ_m は磁石磁束である。提案モータのように順突極タイプ ($L_d > L_q$) の場合, $v_q > v_d$ とな

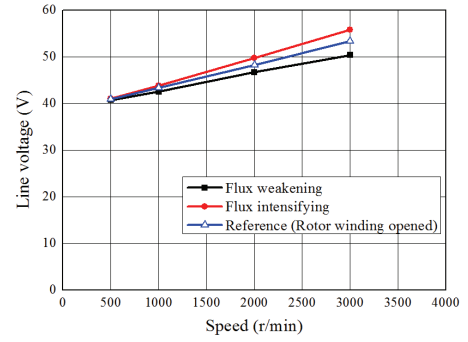


Fig. 15. Line voltages under 670 A_{rms}T and current phase 0 deg ($i_d = 0$).

り, q 軸が長軸半径の dq 軸電圧楕円となる。その場合, 基底回転速度以上の回転速度域にて電圧制限内で駆動するためには, 電機子電流ベクトルノルムを一定で電流位相角を進角させるだけでは線間電圧を電圧楕円内に収めることができない。電機子電流ベクトルノルムを下げて駆動する必要がある。このことを dq 軸ベクトル図で説明する。Fig. 16(a), (b)に弱め界磁タイプと強め界磁タイプの dq 軸ベクトル図 (イメージ図) を示す。ここで ψ_{e-coil} は空間高調波を界磁エネルギー源とした自励式巻線界磁極で発生する電磁石磁束である。同図のグレーで表記したベクトルは Reference モデルの場合である。

弱め界磁タイプの場合, イメージポールで磁石磁束ベクトルに対して逆方向の電磁石磁束ベクトルが形成されて磁気抵抗が高くなる。その結果, 同図(a)に示すように dq 軸ベクトルが変化して線間電圧 V_s を低減できる。強め界磁タイプの場合, イメージポールで磁石磁束ベクトルに対して同方向の電磁石磁束ベクトルが形成されて磁気抵抗が低くなる。その結果, 同図(b)に示すように dq 軸ベクトルが変化して線間電圧 V_s が増加する。線間電圧を抑制したい場合, ψ_{e-coil} が電機子起磁力に対してパッシブに変化する可変磁束になるため, 電機子電流ベクトルノルムを下げることで強め界磁量を低減できる。さらに前述したとおり, 順突極タイプ ($L_d > L_q$) の場合, $v_q > v_d$ となり, q 軸が長軸半径の dq 軸電圧楕円となるので基底回転速度以上では電機子電流ベクトルノルムを下げて電圧制限楕円で駆動するため都合が良い。

以上より, 本稿で提案する電機子起磁力によってパッシブにイメージポールの磁気抵抗が可変になるモータの場合, 可変磁気抵抗部を強め界磁タイプで設計をし, 電機子電流ベクトルノルムで線間電圧の動作点を調整するほうがトルク, 電機子銅損の低減による効率向上を実現できる可能性が高いと言える。

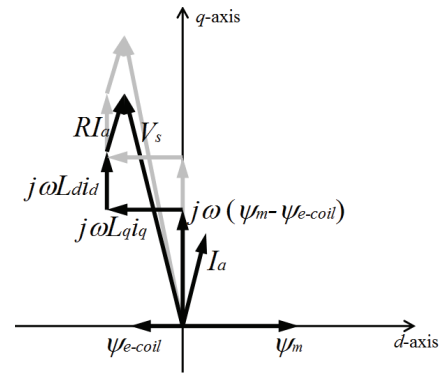
4. まとめ

本稿では, パンケーキアキシアルギャップ構造を採用してトルク発生面の拡大を実現し, コンシクエントポールでイメージポールの磁気抵抗を電機子起磁力と回転速度によってパッシブに可変にできる可変界磁モータを提案した。

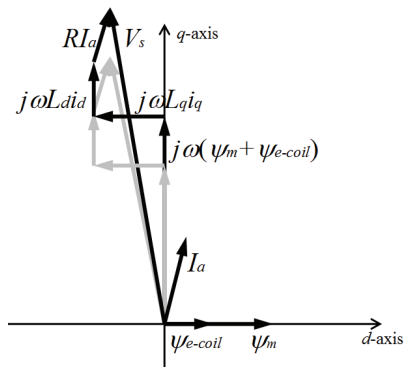
駆動原理と磁気回路設計について説明し、電磁界解析により基礎的な駆動特性を明らかにした。また、イメージボールの可変磁気抵抗を強め界磁にする場合と弱め界磁にする場合で電磁界解析により考察を行った。その結果、本稿で提案する可変界磁モータの場合、可変磁気抵抗部を強め界磁タイプで設計をし、基底回転速度以上の駆動域において電機子電流ベクトルノルムで可変界磁量を調整しながら線間電圧の動作点を調整するほうがトルク、電機子銅損の低減による効率向上を実現できる可能性が高いことがわかった。今後は実機試作を行い、実際の駆動特性や効率マップ、可変界磁性能等を明らかにする予定である。

文 献

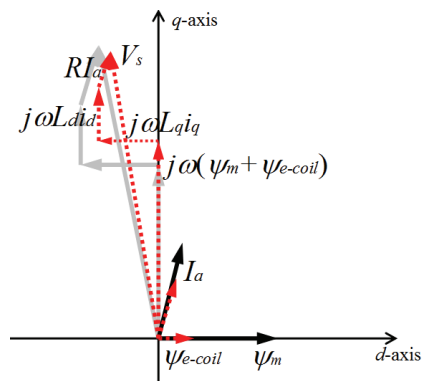
- (1) U. Keller, T. Godecke, M. Weiss, C. Enderle, and G. Henning: "Diesel Hybrid -The Next Generation of Hybrid Powertrains by Mercedes-Benz", *33rd International Vienna Motor Symposium 2012*.
- (2) Ostovic, V.: "Memory Motors", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, pp.52-61 (2003).
- (3) Ostovic, V.: "Memory Motors – a New Class of Controllable Flux PM Machines for a True Wide Speed Operation", *Proc. of IEEE Industry Applications Society Conference*, 2001, vol. 4, pp.2577-2584 (2001).
- (4) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhikulrungsri: "Principle and Basic Characteristics of Variable Magnetic-Force Memory Motors", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 131, No. 1 pp.53-60 (2011) (in Japanese).
- (5) T. Kato, N. Limsuwan, C. Y. Yu, K. Akatsu, and R. D. Lorenz: "Rare Earth Reduction Using a Novel Variable Magnetomotive Force, Flux Intensified IPM Machine", *IEEE Trans. on IA.*, vol. 50, No. 3, pp.1748-1756 (May/June, 2016).
- (6) T. Nonaka, S. Oga, and M. Ohto: "Consideration about the Drive of Variable Magnetic Flux Motor", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 135, No. 5, pp. 451-456 (2015) (in Japanese).
- (7) 平本健二・難波雅史・中井英雄・守屋一成・伊藤嘉昭・三浦徹也・山田堅滋: 「回転電機の制御装置及び回転電機制御システム」, 特開(A)2015-177640 (published in 2014) (in Japanese).
- (8) T. Mizuno, K. Nagayama, T. Ashikaga, and T. Kobayashi: "Basic Principles and Characteristics of Hybrid Excitation Type Synchronous Machine", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 115, No. 11, pp.1402-1411 (1995) (in Japanese).
- (9) J. A. Tapia, F. Leonardi, and T. A. Lipo: "Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability", *IEEE Trans. on IA.*, vol. 39, No. 6, pp.1704-1709 (2003).
- (10) M. Namba, K. Hiramoto, and H. Nakai: "Novel Variable-Field Motor with a Three-Dimensional Magnetic Circuit", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 135, No. 11, pp.1085-1090 (2015) (in Japanese).
- (11) 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. 20169094 (2016).
- (12) 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).
- (13) 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).
- (14) 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).
- (15) 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*



(a) Flux weakening type.



(b) Flux intensifying type.



(c) Flux intensifying type with adjusted armature current vector norm.

Fig. 16. Vector diagram.

- (16) I. Urquhart, D. Tanaka, R. Owen, Z. Q. Zhu, J. B. Wang, and D. A. Stone: "Mechanically Actuated Variable Flux IPMSM for EV and HEV Applications", *Proc. of EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Vehicle Symposium 2013*, pp. 0684-0695 (2013).
- (17) M. Aoyama, K. Nakajima, and T. Noguchi: "Proposal and Preliminary Experimental Verification of Electrically Reversal Magnetic Pole Type Variable Magnetic Flux PM Motor", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 137, No. 9 pp.725-736 (2017) (in Japanese).
- (18) M. Aoyama, and T. Noguchi: "Experimental Verification of Radial-Air-Gap-Type Permanent-Magnet-Free Synchronous Motor Utilizing Space Harmonics with Auxiliary Poles", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 135, No. 8, pp. 869-881 (2015)(in Japanese)
- (19) M. Aoyama, and T. Noguchi: "Proposal of Pancake Axial-Air-Gap-Type Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor Utilizing Double-Sided Space Harmonics", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 135, No. 5 pp. 582-583 (2015) (in Japanese).
- (20) M. Aoyama, and T. Noguchi: "Torque Performance Improvement with Modified Winding Circuit of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics", *IEEJ Trans. on IA.*, vol. 134, No. 12, pp. 1038-1049 (2014)(in Japanese).