

# 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

青山 真大\* (スズキ), 野口 季彦 (静岡大学)

## Driving Performance of Flux Intensifying PM Motor with Variable Leakage Magnetic Flux Technique

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

This paper describes a flux intensifying PM motor with variable leakage magnetic flux technique. The unique point of this proposed motor is able to adjust the magnetic flux linkage into the armature windings in proportion to armature magnetomotive force and/or armature current phase, passively. The magnetic circuit topology of flux intensifying PM motor and the passive variable magnetic flux function with variable leakage magnetic flux is conducted by FE-analysis. Then, the driving performance are analytically revealed by comparing with a reverse salient pole type (flux weakening) PM motor.

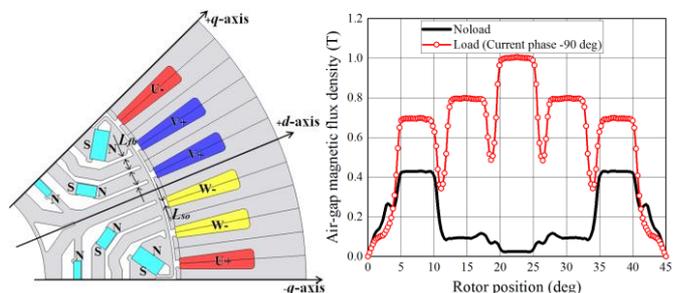
キーワード：永久磁石式同期モータ，可変漏れ磁束，可変界磁，強め界磁，電機子電流位相，突極

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

### 1. はじめに

近年，モータの高効率運転領域拡大と可変速特性の向上を目的に電機子鎖交磁束を可変にする可変界磁技術が盛んに研究されている<sup>(1)-(10)</sup>。その中でも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モータが報告されている<sup>(7)-(10)</sup>。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(7)(8)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(9)(10)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。

それらの課題に鑑みて，筆者らは既に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実現できるパッシブな可変界磁モータを提案した<sup>(11)</sup>。しかし，漏れ磁束機能を備えない逆突極永久磁石形同期モータ(FW-PMSM)に対してトルク密度が約55.4%と低い結果であった。本稿では可変界磁幅拡大とトルク向上の両立を目的に試作に向けて磁気回路の改良を行い，その駆動特性を電磁界解析により明らかにしたので報告する。



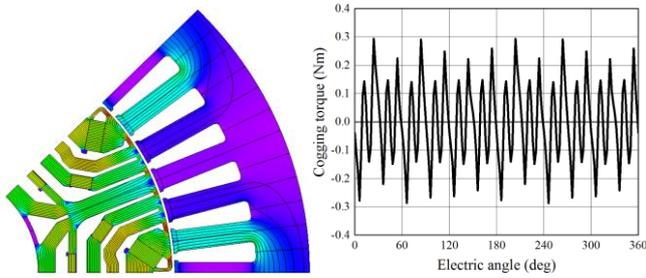
(a) Cross section diagram.

(b) Air-gap magnetic flux waveforms.

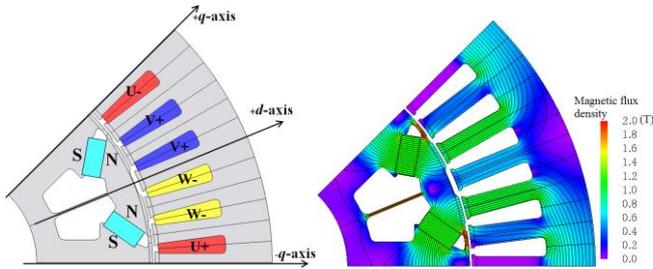
Fig. 1. Proposed motor and air-gap magnetic flux waveforms.

### 2. 磁気回路設計

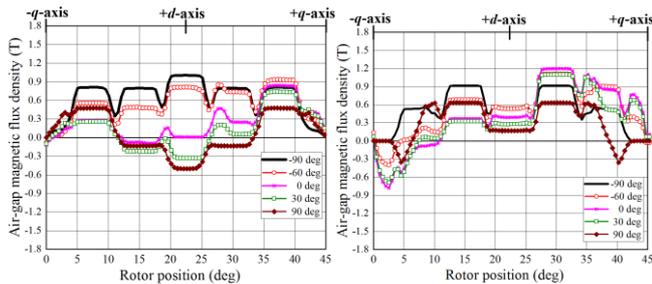
〈2・1〉磁極起磁力分布 順突極比 ( $L_d - L_q$ ) を高めてリラクタンストルクを有効的に活用するため，Fig. 1(a)に示すように突極間 ( $q$  軸) に磁石を配置してバイパス磁路を形成する磁気回路を基本設計としている。さらに文献(7)~(9)の先行技術に対する特長として，界磁磁束による損失の低減と界磁調整範囲の拡大を両立させるために Fig. 1(b)に示すように磁石磁束と+d軸電機子磁束の合成によってギャップ磁束が正弦波状になるように磁気回路設計している。その結果，無負荷時は Fig. 2に示すように磁石磁束が  $d$  軸突極磁路に漏れてロータ内で短絡磁路が形成されて電機子鎖交磁束を抑制でき，無負荷鉄損とコギングトルクの低減が可能になる。以下，提案モータの優劣を把握するために Fig. 3に示すベンチマーク (逆突極モータ) と駆動特性の比較を



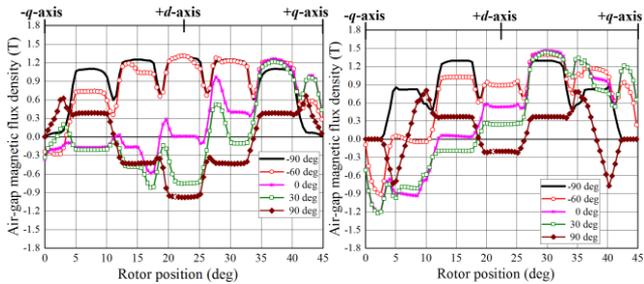
(a) Under no-load. (b) Cogging torque waveform.  
Fig. 2. Magnetic flux lines (No-load) and cogging torque waveform.



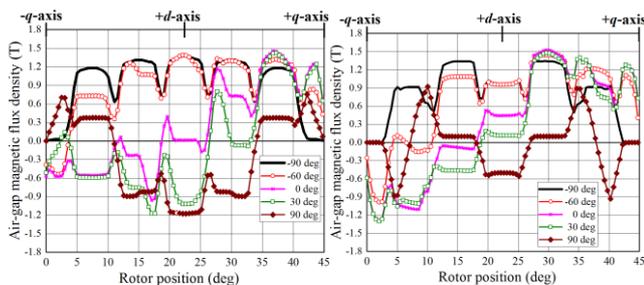
(a) Cross section diagram. (b) Magnetic flux lines.  
Fig. 3. Benchmark (reverse salient pole type).



(a) Proposed (Under 100 A<sub>pk</sub>). (b) Benchmark (Under 100 A<sub>pk</sub>).

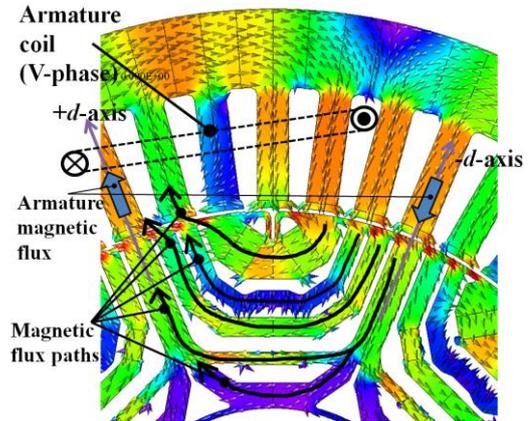


(c) Proposed (Under 300 A<sub>pk</sub>). (d) Benchmark (Under 300 A<sub>pk</sub>).

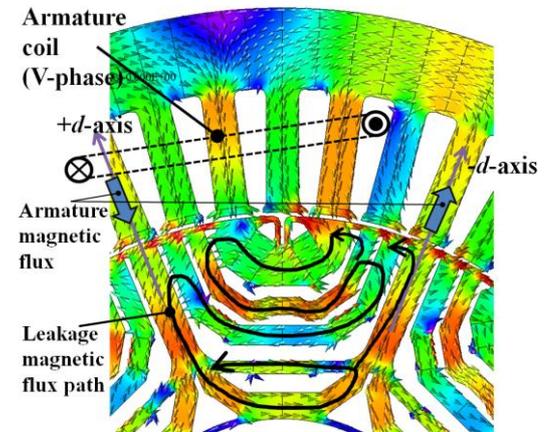


(e) Proposed (Under 500 A<sub>pk</sub>). (f) Benchmark (Under 500 A<sub>pk</sub>).

Fig. 4. Air-gap magnetic flux density waveforms.



(a) Under flux intensifying mode (-90 deg <  $\beta$  < 0 deg).



(b) Under flux weakening mode (0 deg <  $\beta$  < +90 deg).

Fig. 5. Difference of magnetic flux paths with respect to armature current vector.

行う。共通のステータ(外径 200 mm, 最大電機子起磁力 1060 A<sub>rms</sub>T @ 28.1 A<sub>rms</sub>/mm<sup>2</sup>) 且つ, 同じギャップ長 (0.7 mm), 同じ磁石体積, 同じコア材(新日鐵住金製 35H-EA), 同じ積厚 (108 mm) とし, ロータの磁気回路と磁石材料(逆突極: 信越化学製 N39UH, 順突極: 同社製 N52AS-GF)のみ諸元が異なる。磁石は両モータともに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 に各電機子起磁力におけるギャップ磁束波形を示す。同図に示すように強め界磁領域 (-90 deg <  $\beta$  < 0 deg) から弱め界磁領域 (0 deg <  $\beta$  < 90 deg) に駆動点が切り替わると提案モータはベンチマークよりも大きく  $d$  軸磁束を抑制できていることが確認できる。ここで電流位相  $\beta$  は  $+q$  軸を基準とし  $-d$  軸方向 (弱め界磁方向) を正としている。

〈2・2〉 漏れ磁束特性 文献(7)~(10)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, 磁石磁路間に突極磁路を設けることで電流位相の進角 ( $+d$  軸から  $-d$  軸方向) 時に漏れ磁束経路となり, 電機子鎖交磁束

数の変化幅を増加させている。さらに強め界磁領域ではリラクタンストルクの発生に寄与している。Fig. 5 に電流位相を変化させたときの磁束分布とギャップ磁束の変化を示す。同図より電機子電流ベクトルが強め界磁領域から弱め界磁領域に切り替わることで  $d$  軸磁路と  $q$  軸磁路の軸間干渉（磁石磁束が突極磁路に漏れ、ロータ内で短絡磁路が形成される）が発生する。弱め界磁領域で駆動した際にロータ内での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. 1(a)の  $L_{so}$ ) よりも突極磁路と磁石磁路を隔てるフラックスバリア幅 (Fig. 1(a)の  $L_{fb}$ ) を狭く設計 ( $L_{so} > L_{fb}$ ) し、電機子磁束と磁石磁束が対向した際の磁路の磁気抵抗が小さくなるようにしている。

3. 電磁界解析による駆動特性予測

〈3・1〉  $dq$  軸電圧特性 Fig. 6 に  $dq$  軸電圧特性を示す。電流源解析により求めた線間電圧を電流位相で  $d$  軸電圧と  $q$  軸電圧に換算しプロットした値である。図中の Reluctance は磁石なし（ロータは鉄心のみ）で求めた結果である。同図(a)より強め界磁領域（第一象限）では磁石磁束ベクトルと電機子磁束ベクトルが同方向のため両モータともに  $dq$  軸電圧楕円が大きくなるが、弱め界磁領域（第二象限）では両モータに差が見られる。提案モータは漏れ磁束特性により電機子磁束と磁石磁束がロータ内で短絡磁路が形成され電機子巻線鎖交磁束数が減少する。その結果、Reluctance の結果よりも  $dq$  軸電圧楕円が大幅に小さくなる。一方、ベンチマークにおいて軽負荷時は電機子反作用により弱め界磁領域でも電機子巻線鎖交磁束数に差が見られない。高負荷時は以下の 2 つの理由により  $dq$  軸電圧楕円が小さくなる。MTPA 点近傍では磁路（特に Fig. 7 の黒枠 A で示す V 字配置磁石外径側近傍領域）の磁気飽和により磁気抵抗が高くなり電機子鎖交磁束数が低下する。MTPA 点よりも更に電流位相が進角すると磁石磁束ベクトルに対する反磁界が強くなることで磁石パーミアンスが変化し、総磁束量が低下する。

〈3・2〉 トルク特性 Fig. 8 に電流位相-トルク特性を示す。提案モータの最大電機子電流時のトルクはベンチマークに対して約 70 % である。トルク密度が逆突極モータよりも低くなる原因として Fig. 9 の簡易モデルに示すように順突極モータの場合、 $d$  軸と  $q$  軸の磁路を独立させる必要があることに起因する。逆突極モータの場合、弱め界磁領域が力行となるため、磁石磁束と電機子磁束が対向することで Fig. 7 に示すように周方向電磁力が発生し、電機子反作用トルクを活用できる。一方、順突極モータは強め界磁領域が力行となるため電機子反作用トルクを活用できない。その結果、トルク発生面が順突極モータのほうが小さくなってしまふ。上記より、磁石形の順突極構造の場合、構造的にトルク密度は逆突極よりも低くなる。従来の磁石形順突極構造に対して、本稿で提案する可変界磁機能を備えることで可変速領域の拡大による高出力化または、各駆動点で磁石起磁力と電機子起磁力バランスの最適化をすることで

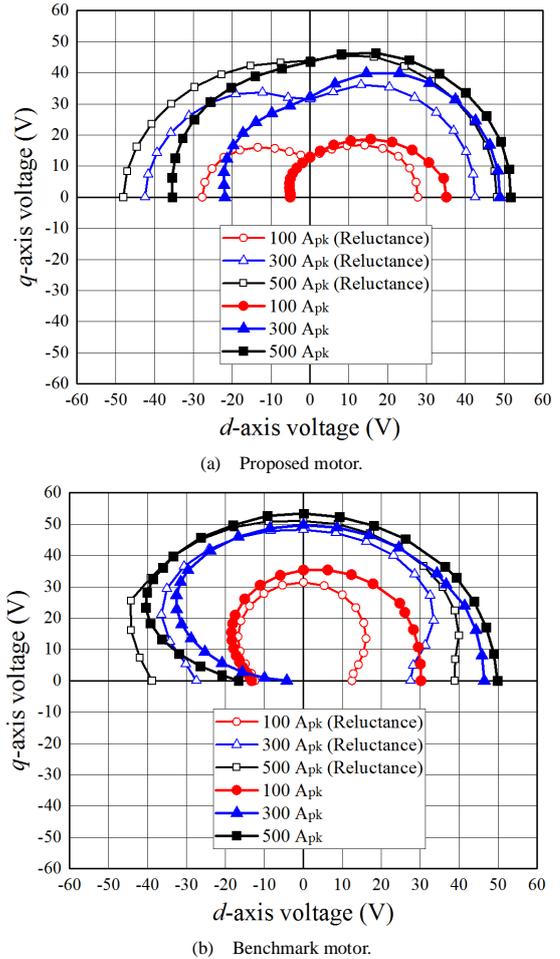


Fig. 6.  $dq$ -axis voltage ellipse for 1000 r/min.

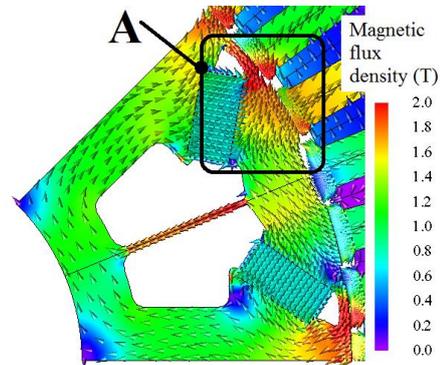


Fig. 7. Magnetic flux vectors under MTPA of benchmark.

鉄損と銅損を低減でき、高効率エリアの拡大の可能性を秘めている。参考に、電磁界解析により無負荷鉄損を比較すると提案モータはベンチマークに対して約 12 % 低い結果であった。Fig. 1(b) に示すように提案モータは第 3 次高調波が基本波に対して約 33 % 重畳しているが、無負荷時の基本波磁束がベンチマークよりも約 63.5 % 低い。その結果、提案モータはベンチマークよりも鉄損を低減できている。以上、磁石形順突極モータは高回転小型化用途で性能向上の余地がある。一方でトルクを向上させるためには  $d$  軸磁路と  $q$  軸磁路の独立性（磁路の非干渉化）を向上させること

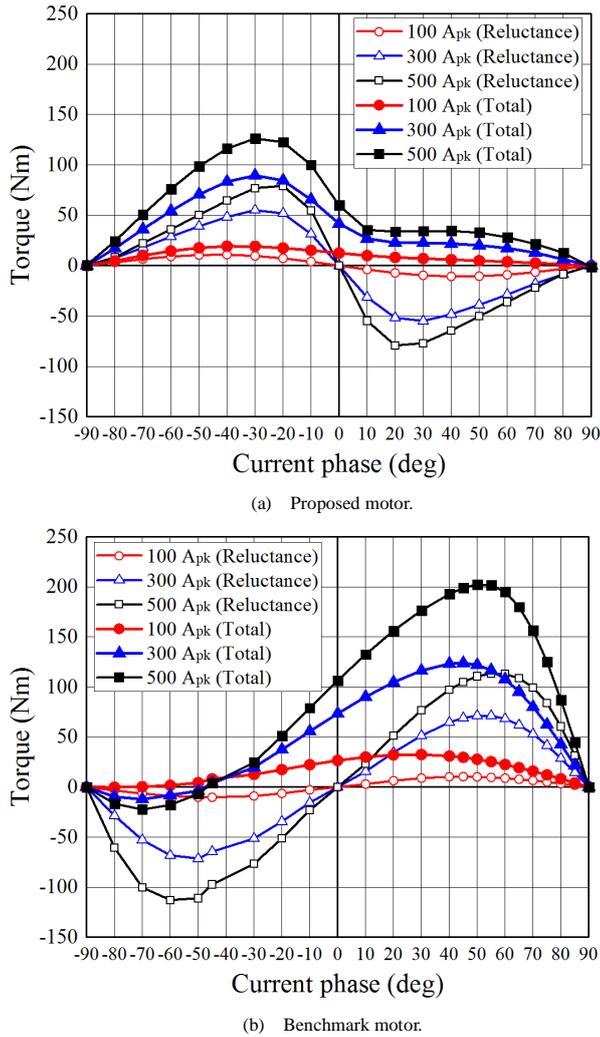


Fig. 8. Current phase-vs.-torque characteristics.

が磁石形順突極モータにおいて重要となる。Fig. 10 に示すように高回転駆動時の遠心力に対する強度設計が求められ、磁気回路と耐遠心力の強度設計の両立が課題となる。

#### 4. まとめ

本稿では、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た磁気回路設計について述べ、電磁解析により電機子起磁力と電流位相によるパッシブな可変界磁機能の確認を行った。さらに、逆突極モデルと基本性能比較を行うことで優位点と課題について明らかにした。今後は実機にて駆動特性を実証していく予定である。

#### 文 献

- (1) 塚和人・結城和明・橋場豊・高橋則雄・安井和也・ゴウウツェィックランシーリット:「可変磁気モータの原理と基本特性」, 電学論 D, Vol. 131, No. 1, pp. 53-60 (2011).
- (2) 福重孝志・加藤崇・赤津観・Robert D. Lorenz:「電動車両における可変磁気モータの検討」, 電学論 D, Vol.135, No. 9, pp. 922-928 (2015).
- (3) 桑原優・小坂卓・鎌田義信・梶浦裕章・松井信行:「HEV 駆動用 WFFSM

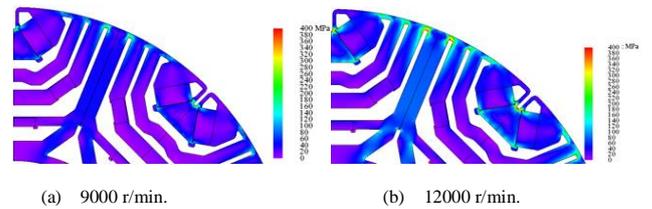
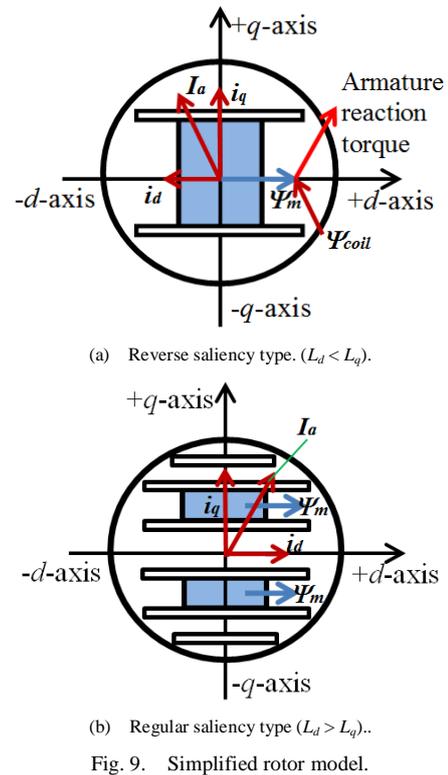


Fig. 10. Analysis of centrifugal force of proposed motor.

の界磁巻線電流増加による高出力化メカニズムの実験検証」, 電学論 D, Vol. 135, No. 9, pp. 939-947 (2015).

- (4) 深見正・山田知徳・島和男・津田敏宏・川村光弘:「磁束変調同期電動機」, 電学論 D, Vol. 134, No. 6, pp. 634-640 (2014).
- (5) 難波雅史・平本健二・中井英雄:「可変界磁機能を有する 3 次元磁気回路モータの提案」, 電学論 D, Vol. 135, No. 11, pp. 1085-1090 (2015).
- (6) 野中剛・大賀荘平・大戸基道:「可変界磁モータの駆動に関する考察」, 電学論 D, Vol. 135, No. 5, pp. 451-456 (2015).
- (7) 加藤崇・養輪昌直・土方大樹・赤津観:「可変漏れ磁束特性を利用した埋込磁石型同期モータの高効率化」, H26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-13, pp. III-139-III-142 (2014)
- (8) 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. III-65-III-70 (2015).
- (9) 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)
- (10) 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)*
- (11) 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 年電気学会全国大会, No. 5-001 (2017).