

三次元磁路を利用した透磁率変調技術と 可変界磁 PM モータへの応用

岩間 清大* 野口 季彦 青山 真大 (静岡大学)

Technology of Permeability Modulation Utilizing 3D Magnetic Path and Application to Variable Magnetic Flux PM Motor

Kiyohiro Iwama*, Toshihiko Noguchi, Masahiro Aoyama, (Shizuoka University)

A variable magnetic flux PM motor utilizing permeability modulation is proposed in this paper. The proposed motor has a magnetic path made of a soft magnetic material between the rotor magnetic poles, and a coil for permeability modulation. The proposed motor can control the amount of a magnetic flux which interlinks to the stator coil by modulating the permeability of the magnetic path. This paper demonstrates computer simulation results of applications of the proposed strategy to a variable magnetic flux motor and active reduction of torque ripples of a motor.

キーワード：三次元磁路，透磁率変調，可変界磁，PM モータ，磁気飽和，零相電流，トルクリプル低減
(Keyword: 3D magnetic path, permeability modulation, variable magnetic flux, PM motor, magnetic saturation, zero-phase current, torque ripple reduction)

1. はじめに

一般に、PM モータはネオジウム磁石などの高エネルギー密度永久磁石を利用することにより、高効率高出力を実現し、賞用されてきた。しかし、界磁磁束が一定であるため、本来的に低速高トルク運転と高速低トルク運転を両立する設計は不可能である。従来は d 軸電流を利用した弱め界磁制御により運転領域の拡大を図ってきたが、銅損の増大による効率悪化が懸念される。

以上の根幹に関わる問題に対して、近年盛んに可変界磁 PM モータが検討されている^{(1)~(5)}。文献(1)~(4)では、界磁巻線から発生する静止磁界を用いて、ギャップ磁束の増減を可能としている。しかし、この方式では界磁巻線用の DC/DC コンバータにおける損失や、増磁および減磁をするための界磁銅損による損失増加の課題が残されている。また文献(5)では、トロイダルステータの電機子起磁力によって発生する第 2 次空間高調波を利用して反転磁極を形成することにより、高速運転時に自動的に可変界磁を実現できる。しかし、この方式では界磁電流を制御できないため、低負荷域の効率を悪化させる問題が残されている。さらに、文献(1)~(5)のいずれのモータも、リラクタンストルクの利用が困難な構造となっているため、一般的な埋込磁石同期モータと比べてトルク密度が低いという本質的な欠点がある。

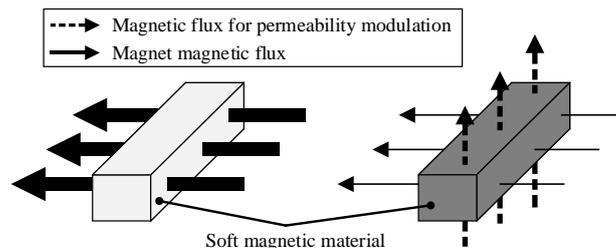
上記に対して本稿では、軟磁性材料の磁気飽和特性を積

極的に活用することにより、逆突極性を有しながら純電磁氣的に可変界磁を実現する手法を提案する。提案する手法の原理、提案手法を適用した PM モータの磁気回路設計、可変界磁性能並びにその応用について検討を行ったので報告する。

2. 透磁率変調を利用した可変界磁手法

〈2・1〉 原理モデルの可変界磁手法 Fig. 1 に提案する可変界磁手法に利用する透磁率変調技術の原理を示す。同図に示す通り、軟磁性材料の透磁率を変調するための磁束を磁石磁束と直交する方向に通し、軟磁性材料の透磁率を可変とすることにより、軟磁性材料を透過する磁束量を制御する。

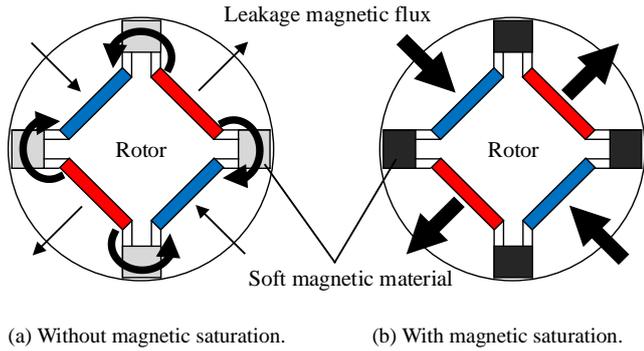
Fig. 2 に上記の透磁率変調を利用した可変界磁手法の基



(a) Without magnetic saturation. (b) With magnetic saturation.

図 1 透磁率変調の原理

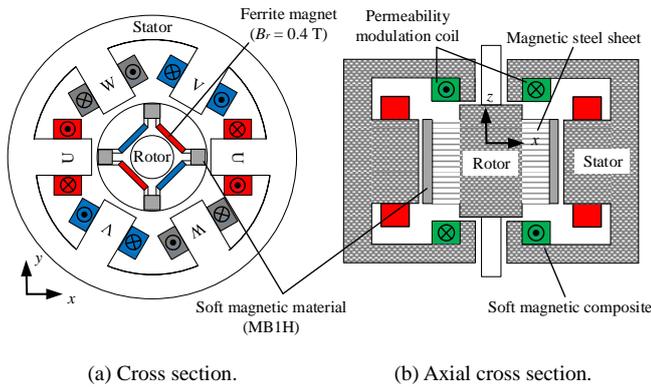
Fig. 1. Permeability modulation principle.



(a) Without magnetic saturation. (b) With magnetic saturation.

図2 提案モータの基本原理

Fig. 2. Basic principle of proposed motor.



(a) Cross section. (b) Axial cross section.

図3 原理モータモデル

Fig. 3. Principle motor model.

本原理を示す。本手法を適用する PM モータは電気学会 D モデルでロータのフラックスバリアに軟磁性材料を挿入した構造となっている。三相巻線とは別に用意した透磁率変調巻線を利用して軟磁性材料の透磁率変調を行う。軟磁性材料が磁気飽和していないときは、Fig. 2(a)のようにロータ内で磁極間短絡磁路を形成するため、磁石磁束はステータに鎖交しない。それに対し、軟磁性材料が磁気飽和すると磁極間短絡磁路の磁気抵抗が大きくなるため、Fig. 2(b)のように磁石磁束はステータに鎖交する。上記の通り、提案する手法は軟磁性材料における透磁率の変化を利用することにより可変界磁を達成するものである。この可変界磁手法は、弱め界磁制御や文献(1)~(5)のように高速運転時に励磁電流を大きくするのではなく、高速運転時には透磁率変調巻線の励磁電流を小さくするという従来とは全く逆の発想に基づくものである。

〈2・2〉 原理モータモデルにおける可変界磁特性の検証

Fig. 3 に JMAG-Designer17.0™ により解析を行った 4 極三相集中巻の原理モータモデルを示す。Fig. 3(b)のように z 軸方向に磁束が流れるように磁路を構成し透磁率変調巻線を巻く。

Fig. 4 に透磁率変調巻線の起磁力を 1800 AT としたときの軟磁性材料の磁界分布を示す。同図から透磁率変調巻線に電流を流すことにより軟磁性材料の全域がおよそ 5000 A/m となっていることが確認できる。今回の解析に用いたモ-

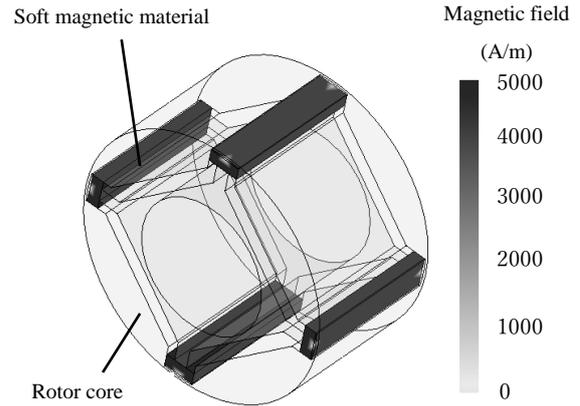
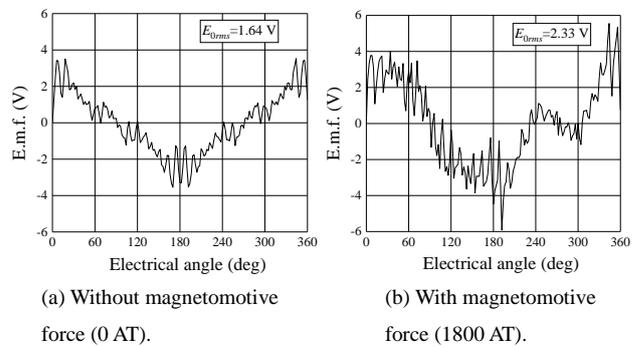


図4 透磁率変調コイルにより生じる磁界分布

Fig. 4. Magnetic field distribution caused by permeability modulation coil.

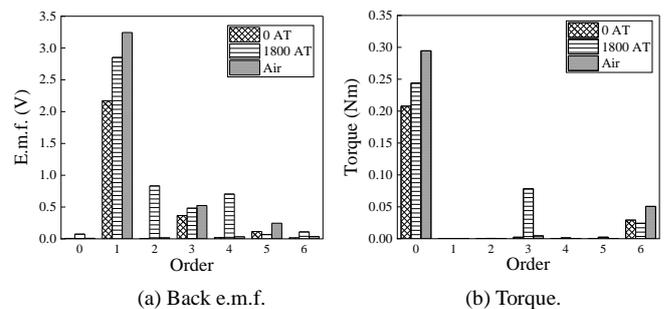


(a) Without magnetomotive force (0 AT).

(b) With magnetomotive force (1800 AT).

図5 原理モータモデルにおける誘起電圧波形

Fig. 5. Back e.m.f. waveforms of principle motor model.



(a) Back e.m.f.

(b) Torque.

図6 原理モータモデルの誘起電圧とトルクのFFT解析結果

Fig. 6. FFT analysis results of back e.m.f. and torque of principle motor model.

タモデルでは、軟磁性材料としてソフトフェライト (JFE 製 MB1H) を使用した。MB1H の初期比透磁率は 1600、飽和磁束密度は 0.5 T である。MB1H の磁界が 5000 A/m のとき磁束密度は飽和磁束密度に達するため、MB1H の比透磁率はおよそ 80 まで低下する。以上の結果から、透磁率変調巻線の起磁力を利用することにより、軟磁性材料の透磁率変調が可能であることを確認できる。

Fig. 5 に 1800 min^{-1} で回転させ、透磁率変調巻線の起磁力

を 0 AT および 1800 AT としたときの無負荷誘起電圧波形を示す。また、Fig. 6 に無負荷誘起電圧および q 軸電機子起磁力 600 AT としたときのトルクの FFT 解析結果を示す。Fig. 5 および Fig. 6(a) より透磁率変調巻線の起磁力が 1800 AT のときは 0 AT のときと比較して誘起電圧の基本波成分が 30 % 程度大きくなっていることがわかる。さらに Fig. 6(b) より平均トルクが 17% 程度大きくなっていることが確認できる。以上の結果から、透磁率変調巻線の起磁力により、誘起電圧基本波成分の調整が可能であることがわかる。しかし、Fig. 6(a) より無負荷誘起電圧に偶数次の高調波成分が重畳していることも確認できる。これは、透磁率変調巻線によって発生する静止磁界が、N 極または S 極の一方を強め、他方を弱める向きに半径方向へ発生するため、コンシークエントポール形モータのように N 極と S 極が不平衡な磁石起磁力になるためと考えられる。

Fig. 7 に電機子起磁力 600 AT の条件下で電流位相を 15 deg 刻みで変化させ測定した電流位相-トルク特性を示す。同図より、本原理モータは弱め界磁領域に MTPA 点が存在する逆突極性を有することを確認できる。

3. 透磁率変調に利用する起磁力源

〈3・1〉 提案するモータドライブの回路構成 Fig. 8 に提案するモータドライブの回路構成を示す。本回路ではモータ中性点とインバータ直流バス間に電流経路を新たに設けることにより、三相平衡電流に加え零相電流 i_0 を制御できる。本稿では i_0 と零相巻線によって生じる零相起磁力を透磁率変調に利用する方式を提案する。本回路の $0dq$ 軸電圧方程式を以下に示す。

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_a+3R_0)+3pL_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a+pL_d & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_d & R_a+pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \Psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 v_0 , v_d , v_q はそれぞれ $0dq$ 軸上の電圧、 i_0 , i_d , i_q はそれぞれ $0dq$ 軸上の電流、 R_a は三相の巻線抵抗、 R_0 は零相の巻線抵抗、 L_0 , L_d , L_q は $0dq$ 軸上のインダクタンス、 Ψ_f は $0dq$ 軸上の界磁磁石磁束鎖交数、 p は微分演算子、 ω は角速度である。(1)より、 $0dq$ 軸 3 つの電流を独立して制御できることがわかる。

〈3・2〉 各種起磁力の特徴 Table 1 に透磁率変調に利用し得る起磁力源として 3 方式を例示し、スイッチング損失、制御性および電源電圧利用率の観点から評価を示す。まず、文献(1)~(4)と同様に DC/DC コンバータを利用する方式は、制御性および電源電圧利用率については問題ないが、

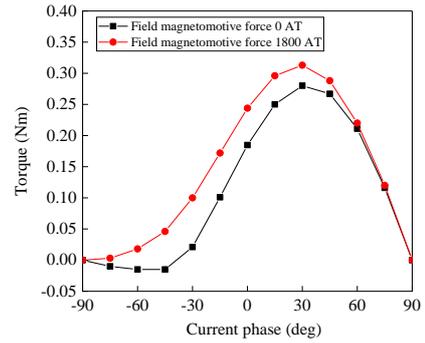


図 7 電流位相-トルク特性

Fig. 7. Current phase-torque characteristics.

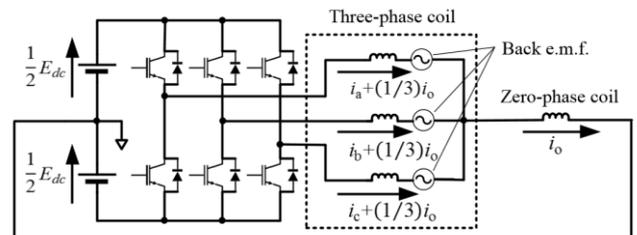


図 8 提案するモータドライブの回路構成

Fig. 8. Circuit configuration of proposed motor drive.

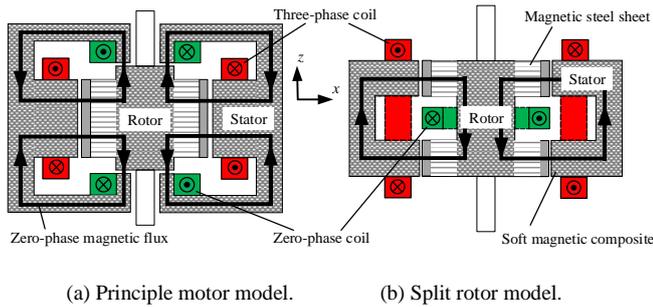
ダイオードおよび FET などのスイッチング素子数が増えるため、スイッチング損が増加するという欠点がある。次に、文献(5)~(9)と同様にモータ構造により不可避に発生する高調波を利用する方式は、電源電圧利用率への影響は無いが、ロータ内で整流用ダイオードが必要となるため、その導通損とスイッチング損が増加する。また、高調波を利用する方式は、ファラデーの法則に基づき高速運転時に大きな起磁力を得ることができるが、前節で述べた通り、提案する可変界磁手法は高速運転時に起磁力を小さくする手法であるため、高調波を利用する方式は提案する手法には適さない。

上記に対して i_0 を利用した方式では、 i_0 をコモンモード電圧によって制御できるため、インバータのスイッチング回数は変化せず、スイッチング損への影響は僅かである。さらに、可変速特性の向上を目的として、提案する可変界磁手法を適用した場合、 i_0 を直流電流として利用するため、モータ中性点の電位変動は巻線抵抗による電圧降下分のみである。よって、 i_0 を重畳することによる電源電圧利用率への影響もほとんどない。ただし、後述の提案する可変界磁手法をトルクリプル低減のために応用し、交流の i_0 を流す場

表 1 各種起磁力源の特徴

Table 1. Characteristics of various m.m.f. source.

M.m.f. source	Switching loss	Control	Power supply voltage utility
DC/DC converter	×	○	○
Harmonics self-excitation	△	×	○
Zero-phase current	○	○	○



(a) Principle motor model. (b) Split rotor model.
 図 9 原理モータモデルと分割ロータモデルの断面図
 Fig. 9. Cross section of principle and split rotor models.

合は、中性点の電位変動による電源電圧利用率の低減が懸念される。

また、 i_0 を透磁率変調用の起磁力源として利用する場合、三相巻線に i_0 が流れることによって生じる起磁力はトルク発生に直接寄与しないため、三相巻線に生じる零相分の銅損は無駄な損失となる。しかし、この損失は零相起磁力を零相巻線の巻数によって補い、 i_0 の直流値を小さくすることにより最小限に抑えることができる。

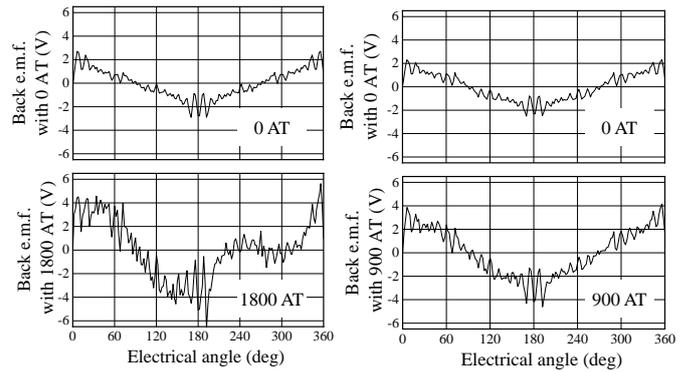
4. 高調波成分低減を目的とした磁気回路設計

〈4・1〉 分割ロータモデルの磁気回路設計 原理モデルの課題として挙げた無負荷誘起電圧の偶数次高調波を低減するために、Fig. 9(b)のようにロータを上段および下段の2段構造とした分割ロータモデルで解析を行った。この磁気回路の変更は、z方向の寸法縮小およびステータ形状の簡素化などモータ構造に対して利点となる。また、ステータの三相巻線を上段および下段のティースに共巻きすることにより、巻線抵抗の低減および構造の簡素化を図っている。

本稿では、原理モデルと比較検討するための条件として、ステータ形状のみ変更し、ロータ形状や各部品の使用材料、各巻線の巻数および磁石体積を同一とした。

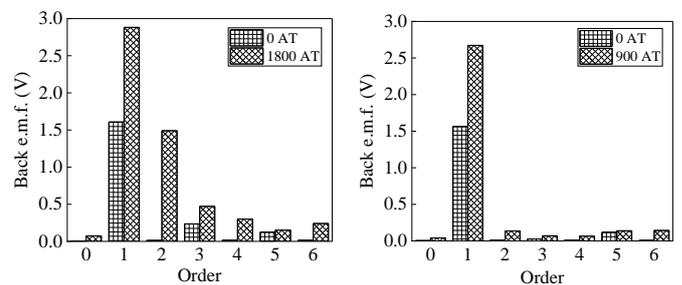
〈4・2〉 分割ロータモデルにおける可変界磁特性の検証

Fig. 10 に 1800 min^{-1} で回転させ、零相起磁力を 0 AT および 1800 AT としたときの原理モデルにおける無負荷誘起電圧および、零相起磁力を 0 AT および 900 AT としたときの分割ロータモデルにおける無負荷誘起電圧を示す。また、Fig. 11 にそれぞれの無負荷誘起電圧の FFT 解析結果を示す。Fig. 10 および Fig. 11 より、零相起磁力の有無により無負荷誘起電圧の基本波成分を 40% 調整できることが確認できる。また分割ロータモデルでは、無負荷誘起電圧に偶数次高調波が重畳しないことが確認できる。原理モータは零相磁束が N 極または S 極の一方を強め、他方を弱めるという可変界磁の原理により偶数次高調波が重畳されていた。それに対して分割ロータモデルは、ロータの上段が N 極または S 極の一方を強めるが、下段が他方を強める向きに零相磁束が作用するので、モータ全体として磁極の偏りがなく偶数次高調波が重畳されない。さらに Fig. 11 より、分割ロータモデルは原理モデルの半分の零相起磁力で原理モデルと同等の可変界磁性能を得られることがわかる。これは、分割ロー



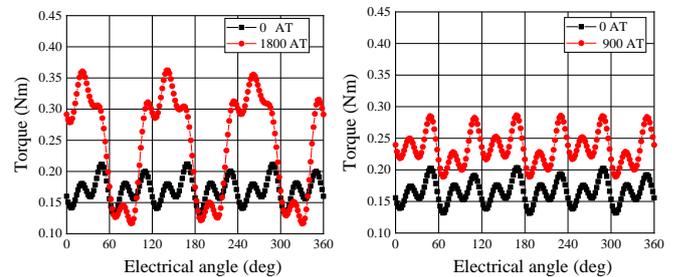
(a) Principle motor model. (b) Split rotor model.
 図 10 誘起電圧波形

Fig. 10. Waveforms of back e.m.f.



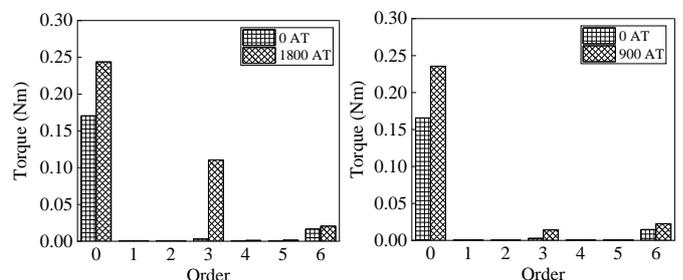
(a) Principle motor model. (b) Split rotor model.
 図 11 誘起電圧の FFT 解析結果の比較

Fig. 11. Comparison of FFT analysis results of back e.m.f.



(a) Principle motor model. (b) Split rotor model.
 図 12 トルク波形の比較

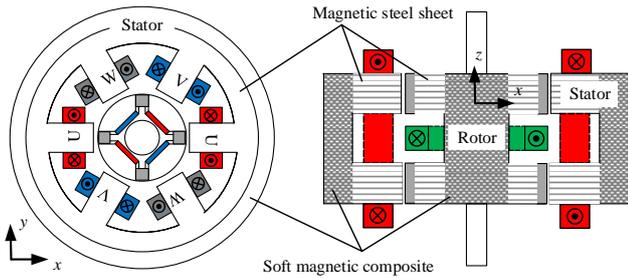
Fig. 12. Comparison of torque waveforms.



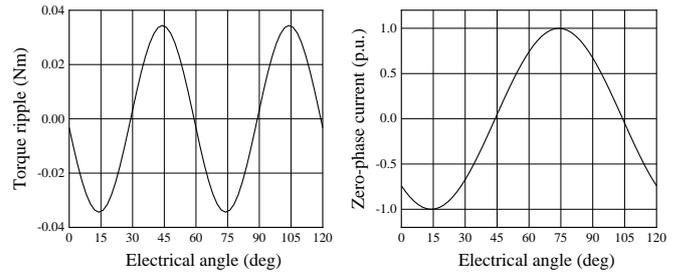
(a) Principle motor model. (b) Split rotor model.
 図 13 トルクの FFT 解析結果比較

Fig. 13. Comparison of FFT analysis results of torque.

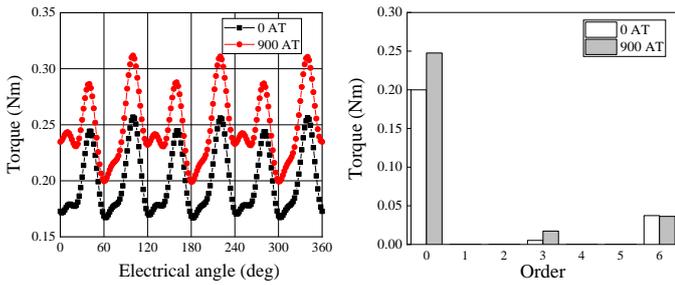
タモデルのような磁気回路とすることにより、原理モータにおける上下 2 つの零相磁束の磁路を共通化できるためである。



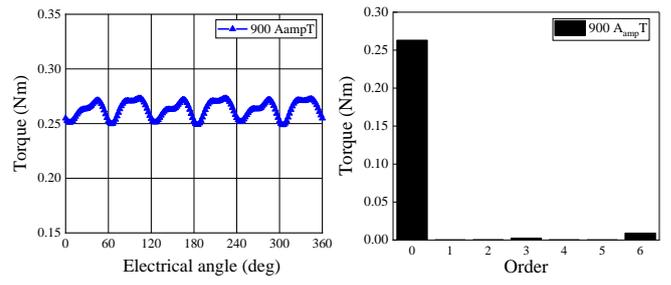
(a) Radial cross section. (b) Axial cross section.
 図 14 トルクリップル低減を図った PM モータモデル
 Fig. 14. PM motor model for torque ripple reduction.



(a) Torque ripple. (b) Zero-phase current.
 図 16 6次トルクリプル波形と零相電流波形
 Fig. 16. Waveforms of 6-th order torque ripple and zero-phase current.



(a) Torque waveforms. (b) FFT analysis results.
 図 15 直流零相電流励磁時のトルク
 Fig. 15. Torque with D.C. zero-phase current.



(a) Torque waveform. (b) FFT analysis result.
 図 17 トルクリップル低減結果
 Fig. 17. Result of torque ripple reduction.

Fig. 12 に回転速度 1800 min^{-1} および q 軸電機子起磁力 600 AT の条件におけるトルク波形を示す。また、Fig. 13 にそれぞれのトルクのフーリエ解析結果を示す。Fig. 12 および Fig. 13 より、平均トルクは原理モデルと分割ロータモデルでほとんど変化がないことがわかる。これは、分割ロータモデルは原理モデルの半分の零相起磁力で同量の無負荷誘起電圧を得られたためである。さらに Fig. 13 より、分割ロータモデルではトルクリプルに含まれる 3 次成分を約 87% 低減できることがわかる。これは、分割ロータモデルの磁気回路を採用することにより、無負荷誘起電圧の偶数次高調波を低減することができたためである。ただし、分割ロータモデルの磁気回路を採用することによりトルクの 3 次成分は低減できたが、コンシークメントポール形モータと類似した運転特性になる可変界磁原理は変わらないため、軟磁性材料を空気に置き換えた理想状態と比べれば平均出力トルクは若干小さくなる。

5. 提案する可変界磁手法の応用

〈5・1〉 提案する可変界磁手法の応用例 透磁率変調を利用した可変界磁手法の応用として、以下の応用例が挙げられる。

(1) 可変速特性の向上を図った PM モータ 本稿で示した通り、提案する可変界磁手法は運転領域に応じて速度起電力定数を連続的に調節することができる。この機能によりモータの可変速特性の向上が期待できる。

(2) トルクリップルの低減を図った PM モータ 従来の PM

モータは、トルクリプルの低減や負荷トルク変動の対応を電機子磁束の制御により行っていた。これに対して、提案する可変界磁手法では零相電流の制御により、電機子磁束に加えて界磁磁束も変化させることができる。このような制御自由度の増大により、電機子磁束に高調波成分が含まれていた場合、その高調波に同期する高調波を界磁磁束に重畳させることにより、平均トルクの増加と同時にトルクリプルの低減を期待できる。

(3) 高効率運転領域拡大を図った PM モータ 一般的に銅損と鉄損が拮抗する動作点がモータの最高効率点であるが、この最高効率率は 1 つの性能指標として挙げられる。しかし、永久磁石同期モータでは界磁を調整できないため、高効率領域は限られる。それに対して、提案する可変界磁手法は界磁を制御できるため、銅損と鉄損がバランスするように界磁磁束を制御することにより、高効率運転領域の拡大が期待できる。

〈5・2〉 トルクリップル低減への応用 Fig. 14 にトルクリプル低減を図った可変界磁 PM モータのモデルを示す。ロータ構造は分割ロータモデルと同じである。ただし、リップル低減が目標であるため、可変界磁幅と低減するリップルの振幅が同程度となるように、軟磁性材料の形を調整した。ステータは、ティース部分に流れる磁束が 2 次元方向のみであるため、圧粉磁心から電磁鋼板へ変更している。この変更により、製造工程の簡素化および渦電流損の低減が期待できる。また、バックヨークは電磁鋼板と圧粉磁心の両方を使うことにより、3 次元磁気回路を構成している。

Fig. 15 に回転速度 1800 min^{-1} , q 軸電機子起磁力 600 AT , 零相起磁力 0 AT および 900 AT としたときのトルク波形とその FFT 解析結果を示す。同図より, 軟磁性材料の形状を調整したことにより, Fig. 13 と比較して零相起磁力の有無による平均トルクの差が小さくなっており, 6 次成分の振幅と同程度となっていることが確認できる。本稿では, Fig. 15 に示したトルクの 6 次成分の低減を図る。Fig. 16 に Fig. 15 の零相起磁力 0 AT における 6 次成分の波形と, それを低減するために通電する零相電流 i_0 を示す。Fig. 16 に示した通り, 通電する i_0 はトルクが小さいときに電流の絶対値が大きくなり, トルクが大きいにときに絶対値が小さくなるような電流波形である。Fig. 17 に電機子起磁力 600 AT , 零相起磁力 $900 \text{ A}_{\text{amp}}\text{T}$ としたときのトルク波形とその FFT 解析結果を示す。同図より, Fig. 16(b) のような波形の i_0 を通電することにより, 6 次成分が約 75% 低減していることがわかる。さらに, 平均トルクも零相起磁力 900 AT 以上に増加していることも確認できる。提案モータは Fig. 16(b) のような i_0 を通電することにより, 同期座標系において界磁起磁力に 6 次高調波成分が発生し, ステータ構造により不可避に発生する 6 次の電機子起磁力と同期することができる。これにより平均トルクに, 交流零相電流実効値に応じた平均トルクの増加分に加え, 6 次成分の低減分が重畳されるため, 直流励磁時よりも小さな実効値でトルクリプルを抑制しながら平均トルクを増加させることができる。

以上の結果から, トルクリプル低減や負荷トルク変動の対応を零相電流制御により可能であることがわかる。しかし, 零相電流として交流電流を通電すると (1) よりモータ中性点の電位が脈動する。この場合は, 零相起磁力を電流値で補い零相巻線の巻数を下げ, インダクタンスを小さくする設計が必要である。さらに従来は, トルク指令値に対して, MTPA 制御を用いて電流ノルムが最も小さくなる dq 軸電流を導出し電機子磁束を制御してきた。これに対し界磁磁束を零相電流によって制御できる提案手法では, 従来の dq 軸 MTPA 制御を $0dq$ 軸に拡張する必要がある, このことについては今後の課題である。

6. まとめ

本稿では, 透磁率変調技術を利用した可変界磁手法について述べ, 提案する可変界磁手法を適用したモータの磁気回路設計および可変界磁性能について検討した。透磁率変調技術を利用することにより, 逆突極性を有しながら, 従来の弱め界磁制御や可変界磁技術とは異なる, 高速運転時に励磁を弱める励磁方法で可変界磁が実現できることを示した。さらに, 透磁率変調用の起磁力源として零相電流を用いることで, インバータの電源電圧利用率およびスイッチング損を犠牲にすることなく透磁率変調が可能であることを示した。本稿では磁石材料として残留磁束密度の低いフェライト磁石を使用して約 40% の可変界磁幅を実現したが, 極数や軟磁性材料の形状を調整することにより, 残留磁束密度の高い磁石の使用やさらなる可変界磁幅の向上が

期待できる。よって今後は, より残留磁束密度の高い磁石を使用した可変界磁 PM モータの磁気回路設計を行っていく所存である。

また, 提案する可変界磁手法が, 零相電流により遅延無しに速度起電力定数を連続的に可変にできる手法であることから, 可変速特性向上のみでなくトルクリプル低減や高効率領域拡大の可能性も示した。本稿では応用例の 1 つとしてトルクリプル低減を目的とした応用を挙げ, ステータ構造により発生するトルクリプルの低減が可能であることを示した。提案する可変界磁手法は, トルク指令値に対応できる電流の自由度が 1 つ増えるため, 従来の MTPA を拡張する必要があることを指摘し今後の課題とした。

文 献

- (1) 水野・永山・足利・小林:「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)
- (2) 難波・平本・中井:「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)
- (3) 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. EVTeC & APE Japan 2016, No.20169094(2016)
- (4) 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. 39, pp. 1704-1709 (2003)
- (5) 青山・中島・野口:「電氣的磁極反転形可変界磁 PM モータの提案と原理実証」, 電学論 D, Vol. 137, No. 9 pp.725-736 (2017)
- (6) 野中:「自励形単相同期発電機」, 電学誌, Vol. 78, No. 842 pp. 407-412 (1958)
- (7) 野中:「ブラシ無し自励形単相同期発電機」, 電学誌, Vol. 86, No. 883 pp. 627-634 (1962)
- (8) 深見・花田・宮本:「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)
- (9) 青山・野口:「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)
- (10) T.C. Julio: "3D cross coupling effect for flux control in magnetic circuit with Permanent Magnet", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 742-745 (2014)
- (11) 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)
- (12) Q. Ronghai, M. Aydin, and T.A. Lipo: "Performance comparison of dual-rotor radial flux and axial-flux permanent-magnet BLDC machines", IEMDC'03. IEEE International, Vol. 3, pp. 1948-1954 (2003)
- (13) 岩間・野口・青山:「磁気飽和を利用した可変界磁 PM モータの基礎検討」, 平成 31 年電気学会全国大会 (2019)
- (14) 野口・岩間・青山:「零相電流を利用した透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの基礎検討」, 平成 31 年電気学会全国大会 (2019)