

透磁率変調技術に基づく可変界磁 IPM モータ制御と 従来の弱め界磁制御の比較検討

岩間 清大* 野口 季彦 青山 真大 (静岡大学)

Comparison between Adjustable Field IPM Motor Control Based on Permeability Modulation Technique and Conventional Field Weakening Control

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

An adjustable field IPM motor utilizing a permeability modulation technique 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 special winding for the permeability modulation. The proposed motor can control the amount of a magnetic flux which interlinks to the stator windings by modulating the permeability of the soft magnetic material path. This paper demonstrates some computer simulation results about the ability of the proposed adjustable field method, and makes a comparative investigation between the proposed method and the conventional field weakening control.

キーワード：透磁率変調，可変界磁，IPM モータ，磁気飽和，零相電流，弱め界磁制御

(Keywords: permeability modulation, adjustable field, IPM motor, magnetic saturation, zero-phase current, field weakening control)

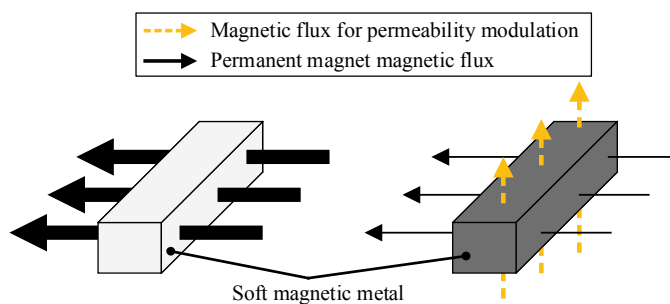
1. はじめに

近年、高効率高出力を実現できるという理由から、高エネルギー密度永久磁石 (PM) を利用した PM モータが賞用されてきた。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、高速化の需要が高まるにつれて、弱め界磁運転領域での銅損の増加による効率悪化が大きな問題となっている。

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、特殊な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、高速運転領域で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自由に制御できないため、低負荷領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 (IPM) 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。

上記に対して筆者らは、磁性材料の磁気飽和特性に着目し、透磁率変調技術に基づく磁気飽和を利用した可変界磁の手法を提案してきた。提案する可変界磁制御は磁気飽和を積極的に利用することで、逆突極性を有しながら純電磁的に可変界磁を実現する手法である。本稿では、この透磁率変調技術に基づく可変界磁制御を適用した IPM モータの電磁界解析による性能予測と、従来の弱め界磁制御との比較検討を行ったので報告する。



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

図 1 透磁率変調の原理

Fig. 1. Permeability modulation principle.

2. 透磁率変調を利用した可変界磁制御

Fig. 1 に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（変調用磁束）を磁石磁束と直交する方向に透過させ、軟磁性材料の透磁率を操作することにより、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技術に基づく可変界磁制御の基本原則を示す。本手法はロータ磁極間の磁石磁束漏れ磁路の透磁率を変調し、磁極間漏れ磁束の量を制御する手法である。変調用磁束は三相巻線とは別に用意した透磁率変調巻線で発生させる。磁石磁束漏れ磁路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石磁束が短絡し、多くの磁石磁束はステータに鎖交しない。それに対し、磁石磁束漏れ磁路が変調用磁束により磁気飽和すると、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、提案する手法は磁性材料の透磁率を変調することにより、可変界磁を実現するものである。ここで提案する可変界磁制御は、従来の弱め界磁制御や文献(1)~(5)で示されたように高速運転領域で励磁電流を大きくするものではなく、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ことでステータに鎖交する磁束量を低減するという従来とは全く逆の発想に基づくものである。

3. 透磁率変調に用いる起磁力源

〈3-1〉提案するモータドライブの回路構成 Fig. 3 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

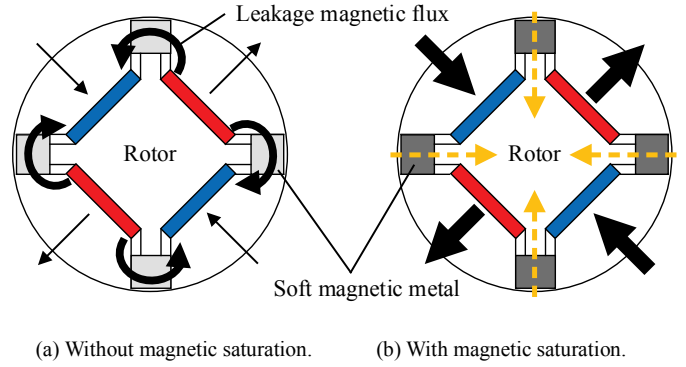


図2 提案モータの基本原則

Fig. 2. Basic principle of proposed adjustable field control.

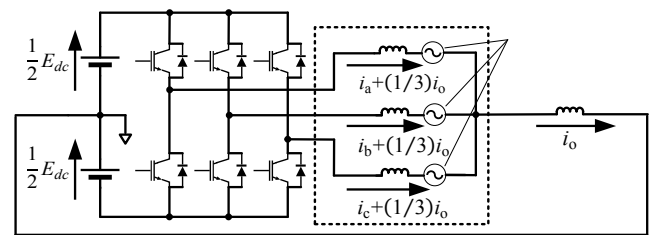


図3 提案するモータドライブ回路

Fig. 3. Circuit configuration of proposed motor drive.

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。

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

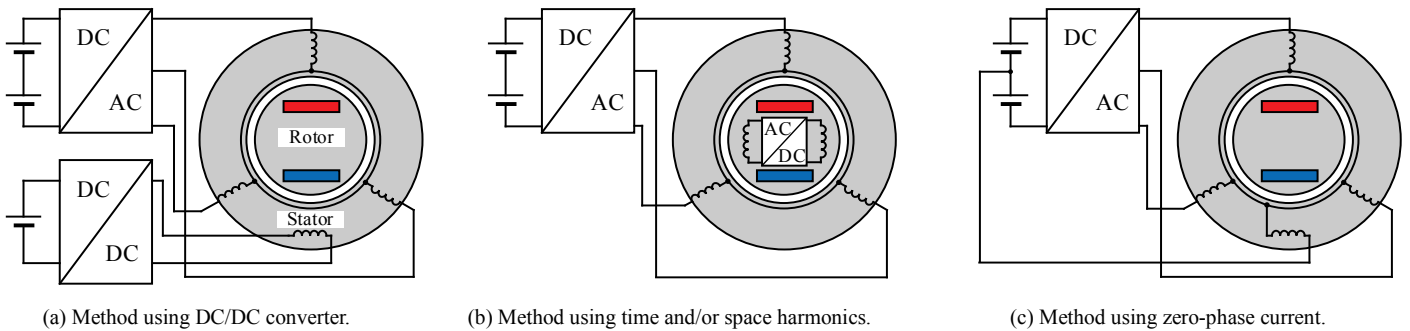


図4 種々のモータドライブ回路
Fig. 4. Various motor drive circuits.

表1 各種モータドライブ回路の特徴

Table 1. Evaluation of various motor drive circuits.

Motor drive circuits	Switching loss	Controllability	Power supply voltage utility
Method using DC/DC converter	×	○	○
Method using time and/or space harmonics	△	×	○
Method using zero-phase current	○	○	○

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 透磁率変調技術に基づく可変界磁 IPM モータを実現するシステムとして、Fig. 4 に示す 3 つのモータ駆動回路が挙げられる。さらに、Table 1 に各駆動回路についてスイッチング損失、制御性および電源電圧利用率の観点からの評価を示す。

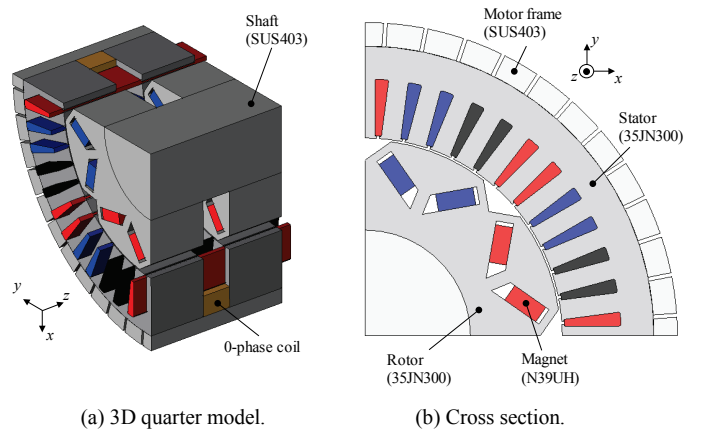
(1) DC/DC コンバータを併用したモータ駆動回路 Fig. 4(a)に文献(1)~(4)で使用されている方式である、インバータと DC/DC コンバータを併用した方式を示す。この方式は制御性および電源電圧利用率への影響が少ないという利点をもつが、スイッチング素子の数が増えるため、スイッチング損が増加するという欠点がある。

(2) 時間または空間高調波を利用する方式 Fig. 4(b)に文献(5)で使用されている空間高調波を利用する自励方式を示す。この方式は電源電圧利用率への影響はないが、ロータ内で整流器が必要になるため、導通損およびスイッチング損が増加する欠点がある。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領域でのみ大きな起磁力を得ることができるが、前節で述べた通り、提案する可変界磁制御は高速運転時に起磁力を小さくする手法であるため、高調波を励磁エネルギー源として利用する方式は適さない。

(3) 零相電流を利用する方式 Fig. 4(c)に筆者らが文献(12)で提案している零相電流 i_0 を利用する方式を示す。この方式は 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。さらに透磁率変調技術に基づく可変界磁 IPM モータは直流の i_0 を利用するため、 i_0 の変動による電源電圧利用率への影響はなく、中性点の電圧降下は巻線抵抗による成分のみである。

4. 透磁率変調技術に基づく可変界磁 IPM モータの磁気回路

〈4・1〉可変界磁 IPM モータの仕様と磁気回路 Fig. 5 に JMAG-Designer18.0™ により解析を行った可変界磁 IPM モータの 1/4 モデルを示す。さらに Table 2 にこのモデルの主要諸元を示す。Fig. 5 より、ロータコアには電磁鋼板のみ使用しており、上段および下段の 2 段に分割したロータを採用することで、変調用磁束による高調波の発生を抑制している。また、磁石配置を V 字形にすることで無負荷誘起電圧を正弦波化するとともにトルク密度の向上を図っている。さらに、モータフレームおよびシャフトにはステンレス鋼である SUS403 を使用することで、機械的強度を確保しつつ 3 次元磁路を実現している。フレームには d 軸および q 軸磁束が透過することを防止するためスリットを入れてい



(a) 3D quarter model. (b) Cross section.

図 5 提案モータの磁気回路

Fig. 5. Magnet circuit of proposed motor.

表 2 提案モータの仕様

Table 2. Specifications of proposed motor.

DC Voltage	270 V
Phase current	50 A _{rms}
Number of poles and slots	8 poles, 48 slots
Number of armature coil turns	7
Number of 0-phase coil turns	100
Stator diameter	φ148 mm
Motor flame diameter	φ160 mm
Rotor diameter	φ100 mm
Stack length	60 mm
Max m.m.f. for permeability modulation	1200 AT
Armature coil resistance	0.149 Ω
0-phase coil resistance	1.600 Ω

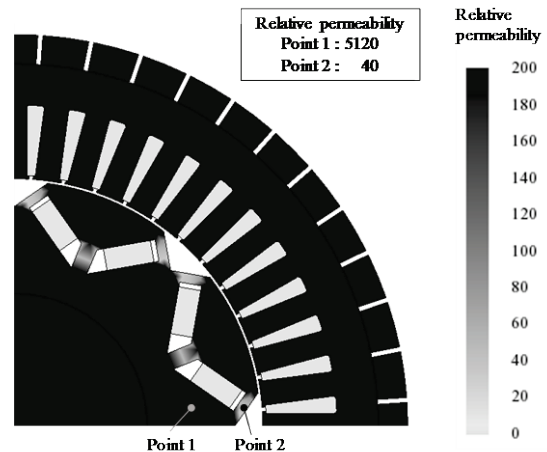
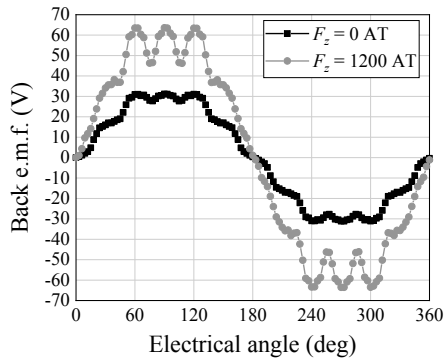


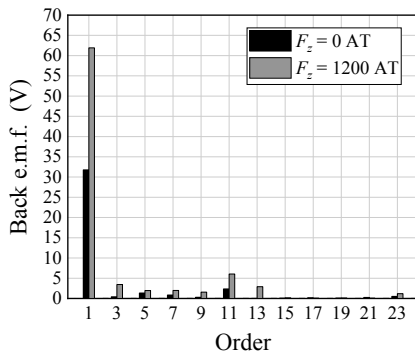
図 6 透磁率変調用起磁力 1200 AT 時の比透磁率分布

Fig. 6. Relative permeability distribution with 1200 AT m.m.f. for permeability modulation.

る。これにより、 d 軸および q 軸磁束によりフレームに発生する渦電流損を抑制することができる。三相および零相巻線抵抗は電流密度がおおよそ 25 A/mm² になるようなエナメル線を選定し、抵抗値を導出している。



(a) Back e.m.f. waveforms.



(b) FFT results of back e.m.f.

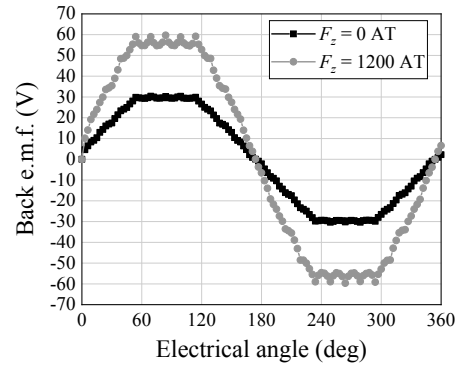
図7 ロータスキューがない場合の無負荷誘起電圧

Fig. 7. Back e.m.f. without rotor skew.

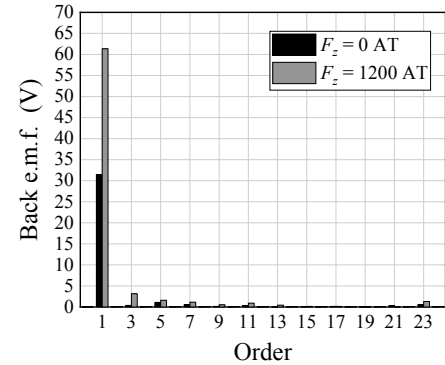
Fig. 6 に透磁率変調用起磁力を 1200 AT としたときの比透磁率を示す。同図より、漏れ磁路ではない Point 1 の比透磁率が 5120 であるのに対して、漏れ磁路である Point 2 の比透磁率が透磁率変調用磁束により 40 まで低下していることが確認できる。以上の結果から、透磁率変調用磁束によって磁石磁極間漏れ磁路の透磁率が変調できることが確認できる。

〈4・2〉 ロータスキューによる高調波抑制 Fig. 7 に回転速度 3000 r/min, 透磁率変調用起磁力 0 AT および 1200 AT としたときの無負荷誘起電圧波形ならびにフーリエ解析結果を示す。同図より、変調用起磁力の有無により、無負荷誘起電圧の基本波成分を 48.9 % 制御できることがわかる。しかし、ステータの磁気抵抗分布により、奇数次の高調波成分が含まれることがわかる。特に、本稿のモデルは 1 極対に対して 12 個のスロットがある分布巻を採用しているため、11 次および 13 次の高調波成分が発生していることが確認できる。さらにこのステータの磁気抵抗分布は、0 軸インダクタンス L_0 の変動を引き起こし、Fig. 3 のモータドライブ回路を採用した場合、零相電圧の脈動により電源電圧利用率を悪化させる原因になる。

Fig. 8 に下段のロータに対して上段のロータを機械角で 3.75 deg (電気角で 15 deg) スキューさせ、Fig. 7 と同条件での無負荷誘起電圧波形ならびにフーリエ解析結果を示す。同図より、ロータ上段をスキューさせることで、基本波成分を低減させることなく、無負荷誘起電圧の 11 次および 13 次成分を抑制できることが確認できる。電気角 15 deg



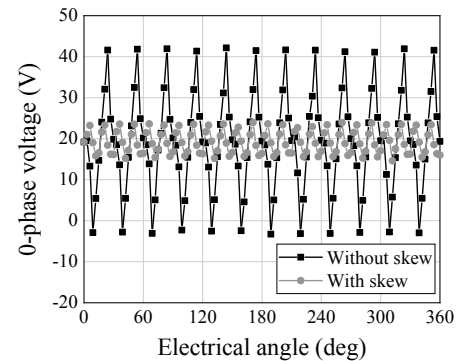
(a) Back e.m.f. waveforms.



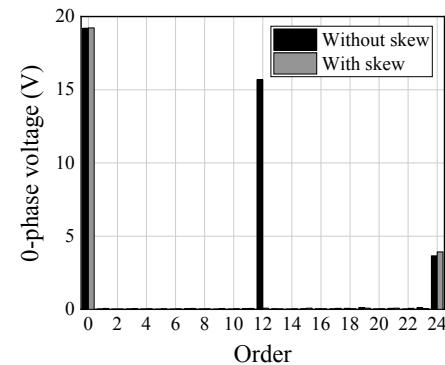
(b) FFT results of back e.m.f.

図8 ロータスキューがある場合の無負荷誘起電圧

Fig. 8. Back e.m.f. with rotor skew.



(a) 0-phase voltage waveforms.



(b) FFT results of 0-phase voltage.

図9 透磁率変調用起磁力 1200 AT 時の零相電圧

Fig. 9. 0-phase voltage with 1200 AT m.m.f. for permeability modulation.

は 12 次高調波の半周期であるため、上段のロータ磁気抵抗の 12 次高調波は、下段の磁気抵抗の 12 次高調波に対して位相反転させた分布である。以上の理由から、ロータをスキューすることで無負荷誘起電圧の 11 次および 13 次成分を抑制することができる。

Fig. 9 に透磁率変調用起磁力を 1200 AT としたときのロータスキューがある場合およびロータスキューがない場合の零相電圧波形ならびにフーリエ解析結果を示す。同図より、スキューすることで 12 次の高調波成分を抑制できることが確認できる。以上の結果より、ロータをスキューすることで L_0 の変動による電源電圧利用率への影響を低減することができることがわかった。

Fig. 10 に、 q 軸に電機子電流として 50 A_{rms} を通電したときの、ロータスキューがある場合およびロータスキューがない場合のトルク波形ならびにフーリエ解析結果を示す。同図より、ロータをスキューすることで、スキューしない場合と同等の平均トルクを維持しつつ、トルクの 12 次成分を 95.2% 低減できることがわかる。

以上の結果から、ロータをスキューすることは高調波を抑制できる点で優位性があるため、以降の議論では全て下段のロータに対して上段のロータを機械角で 3.75 deg スキューしたモデルで検討する。

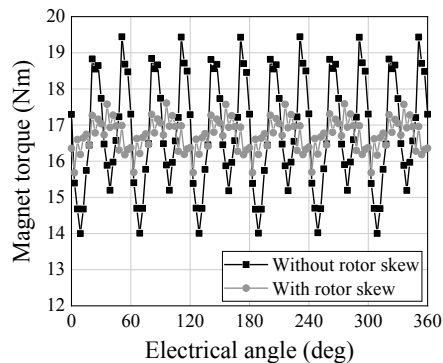
5. 提案法と従来の弱め界磁制御の比較検討

Fig. 3 に示した三相 4 線式モータドライブ回路における銅損 P_c は以下の式で求めることができる。

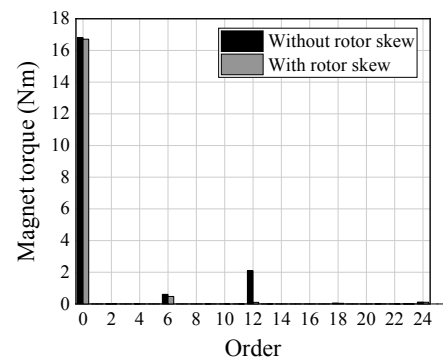
$$P_c = R_a (i_0^2 + i_d^2 + i_q^2) + R_0 i_0^2 \quad (2)$$

Fig. 8 の解析では、三相座標系で零相電流を 12 A 通電しており、これを $0dq$ 座標系に変換すると 0 軸電流 i_0 は $4\sqrt{3}$ A である。よって、提案する可変界磁制御を適用した IPM モータにおいて界磁量を 48.9% に弱めるときに発生する P_c は 238 W である。

次に従来の弱め界磁制御を用いて、提案法を適用した IPM モータと同等の界磁量とするために必要な $-d$ 軸電流とそのときの銅損を比較検討する。比較に用いた可変界磁 IPM モータモデルおよび従来の弱め界磁制御を適用する IPM モータモデルを Fig. 11 に示す。Fig. 11 (a) に示したように、可変界磁 IPM モータモデルは 2 つのロータを機械角で 3.75 deg スキューさせたモータモデルである。また Fig. 11 (b) に示したように、従来の弱め界磁制御を適用する IPM モータは一般的な V 字形の磁石配置を採用し、モータ外径および磁石量が同一という条件下で両者を比較する。また、一般的な IPM モータには零相巻線が不要であるため、零相巻線のスペース分積厚を小さくすることができ、それに応じて三相巻線の抵抗値を小さくすることができる。以上の理由より、可変界磁 IPM モータの三相巻線抵抗は 0.149 Ω であるのに対して、一般的な IPM モータの三相巻線抵抗は 0.138 Ω として損失計算を行う。

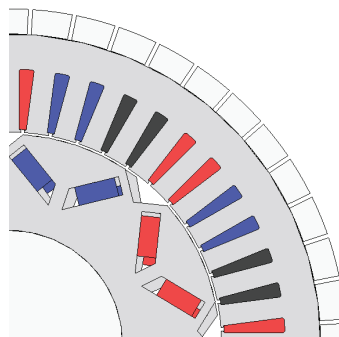


(a) Magnet torque waveforms.

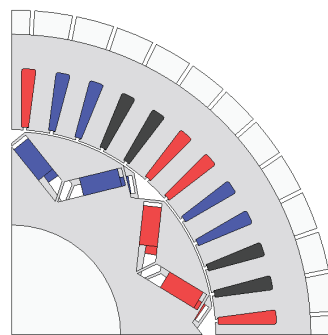


(b) FFT results of magnet torque.

図 10 電機子電流 50 A_{rms} 時のマグネットトルク
Fig. 10. Magnet torque with armature current of 50 A_{rms}.



(a) Adjustable field IPM motor model.



(b) Conventional IPM motor model.

図 11 可変界磁制御と従来の弱め界磁制御の比較
Fig. 11. Comparison between adjustable field and conventional field weakening control.

Fig. 12 に、一般的な IPM モータに d 軸電流を -54.5 A 通電したときの端子電圧波形ならびにそのフーリエ解析結果を示す。同図より、一般的な IPM モータにおける無負荷誘起電圧と、可変界磁 IPM モータにおける透磁率変調用起磁力 1200 AT 時の無負荷誘起電圧は概ね等しいことが確認できる。さらに、一般的な IPM モータにおける d 軸電流 -54.5 A 通電時の端子電圧基本波振幅は無負荷時基本波振幅の 51.1% であることが確認できる。つまり一般的な IPM では、 -54.5 A の d 軸電流を流すことにより可変界磁 IPM モータの可変界磁幅 48.9% と同等の界磁量にすることができる。

d 軸電流を -54.5 A 通電したときの P_c は(2)より 410 W である。よって、界磁を約 49% 制御するという条件下では提案する可変界磁手法を採用することにより銅損を 42.0% 低減することができる。さらに本稿では、零相巻線と三相巻線の電流密度を同等にして設計を行った。しかし、零相巻線は三相巻線と独立しているため、三相巻線よりも電流密度を小さく設計することもできる。このようにすることで、モータ体積は若干大きくなるが、零相巻線の抵抗値を小さくし、さらなる銅損の低減が期待できる。

また、Fig. 8(b)および Fig. 12(b)より、提案する可変界磁手法と比較して弱め界磁制御の方が、誘起電圧の奇数次成分が大きくなるのがわかる。これは、電機子回転界磁に、ステータの磁気抵抗分布によって発生する高調波成分が重畳するためである。この誘起電圧の高調波はインバータの電源電圧利用率を低下させ、可変速特性を悪化させる。

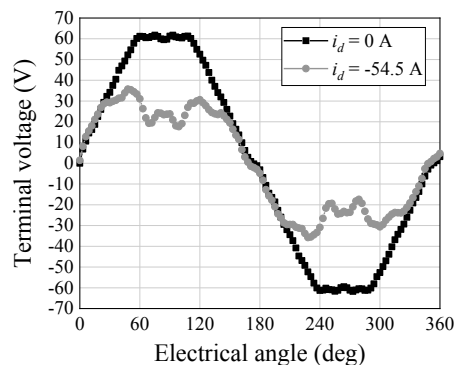
以上の結果より、提案する可変界磁手法は銅損および誘起電圧の高調波の点においても、従来の弱め界磁制御に対して優位性を有する。

5. まとめ

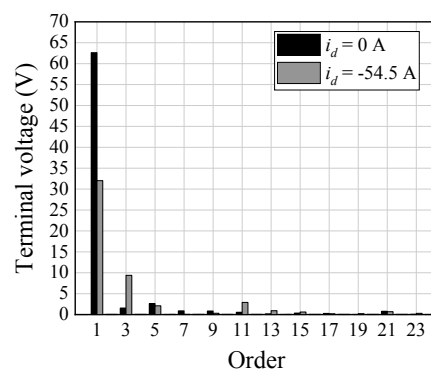
本稿では、透磁率変調技術に基づく新しい可変界磁手法を提案した。提案した可変界磁手法を採用することで、界磁量を 48.9% 制御できることを無負荷誘起電圧の結果から示した。さらに、上段および下段に 2 分割されたロータを、機械角で 3.75 deg スキューすることで、無負荷誘起電圧の基本波成分を犠牲にすることなく、ステータの磁気抵抗分布によって発生する無負荷誘起電圧に含まれる 11 次および 13 次成分を抑制できることが確認できた。さらにこのロータスキューにより、零相インダクタンスの変動によって生じる中性点電圧に含まれる 12 次成分の脈動を抑制できることが確認できた。

提案する可変界磁手法と従来の弱め界磁手法との比較では、提案法は従来法よりも 42.0% 少ない銅損で、同量の界磁量を制御できることが確認できた。さらに、誘起電圧に高調波が発生する従来法に対して、提案法では高調波が発生しないことを無負荷誘起電圧波形によって示した。

今後は、任意の運転領域において効率等を最適化する $0dq$ 軸電流を導出し、実機検証により提案法を適用した PM モータの運転特性を明らかにしていく予定である。



(a) Terminal voltage waveforms.



(b) FFT results of terminal voltage.

図 12 -d 軸電流通電時の端子電圧
Fig. 12. Terminal voltage with -d-axis current.

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, 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) 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)
- (9) 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)
- (10) 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)
- (11) 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)
- (12) 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)