

透磁率変調に基づく可変界磁 IPM モータの実機検証

岩間 清大* 野口 季彦 (静岡大学)

Experimental Verification of Adjustable Field IPM Motor Based on Permeability Modulation

Kiyohiro Iwama*, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

Experimental verification results of an adjustable field IPM motor based on a permeability modulation technique is discussed in this paper. The permeability modulation is a technique to modulate the permeability of a magnetic material utilizing a modulation flux. The proposed motor can control an amount of a permanent magnet flux that interlinks to the stator windings by applying the permeability modulation to the leakage magnetic paths. This paper describes validity of the proposed adjustable field method and the operation characteristics of the proposed motor.

キーワード：可変界磁，透磁率変調，磁気飽和，三次元磁路，埋込磁石同期モータ，0 軸電流

(Keywords: Adjustable field, permeability modulation, magnetic saturation, 3-dimensional magnetic path, interior permanent magnet synchronous motor, 0-axis current)

1. はじめに

2015 年のパリ協定締結以降，世界中で省エネルギーに向けた取り組みが活発化している。特に電気機器学の分野においては，モータの高効率化に向けた研究が盛んになされている。そこで，高効率・高出力密度を実現できるモータとして，高パワー密度な永久磁石（PM）を使用した永久磁石同期モータ（PMSM）が賞用されてきた。

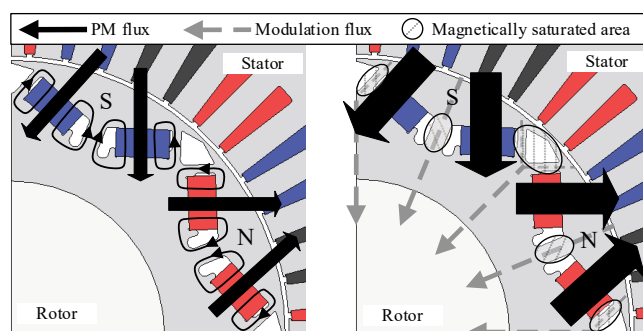
その一方で，効率や出力密度に加え運転領域の大きさもモータの重要な評価項目であり，低速高トルク運転と高速低トルク運転の両立を実現できるモータが求められる。しかし，PM 磁束が一定である PMSM において，これらを両立することは非常に困難である。従来は高速運転を実現するために，負の d 軸電流を利用する弱め界磁制御を施してきた。しかし，PM 磁束を弱めるために多くの電流が必要であるため，高速運転領域において銅損が増加するという問題がある。

この課題を解決するために，PM 磁束を制御できる可変界磁 PMSM の研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽⁹⁾。文献(1)-(3)では，コンシクエントポール構造のロータ表面の磁束密度を，界磁巻線を用いて増磁・減磁させることで可変界磁を実現している。しかし，表面磁石形永久磁石同期モータ（SPMSM）であるためリラクタンストルクを出力することはできず，トルク密度の面で課題が残されている。さらに，界磁巻線にチョップが必要であるため，駆動回路における損失が増加するという問題もある。文献(4)では， q 軸電機子磁束によって，ロータ漏れ磁路を透過する界磁量を制御している。この可変界磁手法は従来使用されてきた dq 座標上の磁束の

みを使うため，インバータ 1 台で界磁制御を実現できる。しかし，界磁量が q 軸電機子磁束に依存するため，制御の自由度が低い。

以上のように，従来の可変界磁手法ではインバータ 1 台で電機子と独立，かつ連続的に制御することは困難である。そこで筆者らは磁性材料の磁気飽和現象に着目した新たな可変界磁手法を提案してきた⁽¹¹⁾。提案する可変界磁手法では，従来の dq 座標平面上の磁束に加えて，磁気飽和を引き起こすための磁束（変調磁束）が必要になる。そこでこの変調磁束の起磁力源として，三相 4 線式インバータによって制御可能な 0 軸電流を利用する駆動方式についても提案した。これら磁気飽和を利用した可変界磁手法と 0 軸電流を利用した駆動方式を併用することで，1 台のインバータで界磁と電機子を独立に制御することができる。

本稿では，提案する可変界磁手法を適用した PMSM の実機を製作し，実験により提案する可変界磁手法の妥当性を検証したので報告する。



(a) Without magnetic saturation. (b) In case of magnetic saturation.
Fig. 1. Basic principle of proposed adjustable field method.

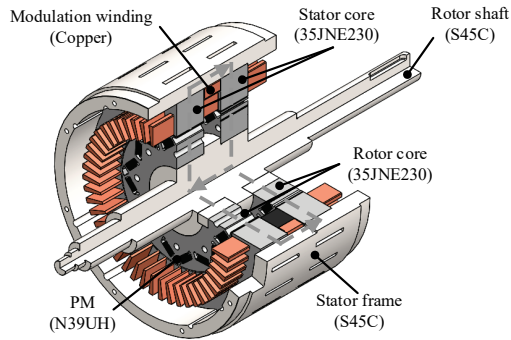


Fig. 2. Magnetic circuit of proposed motor.

TABLE I. Specifications of proposed motor.

Maximum modulation current	10 A _{DC}
Number of poles	8 poles
Number of slots	48 slots
Armature winding	6 turns/slot, 0.158 Ω
Modulation winding	120 turns, 1.8Ω
Stator diameter	φ148 mm
Rotor diameter	φ96.6 mm
Stack length	63 mm

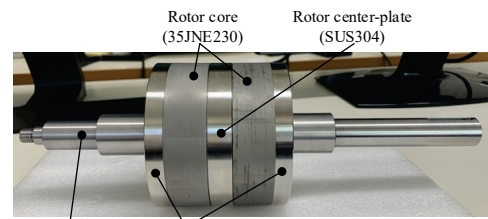
2. 透磁率変調に基づく可変界磁の原理

提案する可変界磁手法は従来使用されてきた dq 座標平面上的磁束に加えて、それらと独立した変調磁束を利用する。Fig. 1 に提案する可変界磁の基本原理を示す。Fig. 1(a) は変調磁束を与えていないときの PM 磁束を示している。この場合、磁極間漏れ磁路は磁気飽和しておらず透磁率が高いため、大半の PM 磁束が磁極間で短絡する。一方で Fig. 1(b) は変調起磁力を与えているときの変調磁束および PM 磁束を示している。同図に示す通り、変調磁束は磁極間漏れ磁路を透過し、磁気飽和を引き起こす。磁極間漏れ磁路の透磁率は磁気飽和の度合いに応じて低下し PM 磁束の短絡経路を遮断する。これにより、電機子巻線に鎖交する PM 磁束が増加する。筆者らはこの変調磁束を用いて磁性材料の透磁率を変調する技術透磁率変調と呼んでおり、透磁率変調を PMSM の磁極間漏れ磁路に適用することで、電機子巻線に鎖交する界磁量を制御する。

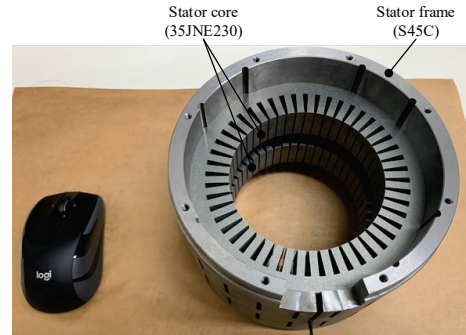
3. 本モータの試作と無負荷誘起電圧測定試験

〈3・1〉主要諸元と実機試作

Fig. 2 に試作したモータの磁気回路、TABLE I に主要諸元をそれぞれ示す。本モータのステータおよびロータコアは 2 分割されており、2 つのステータコア間に巻線を挿入している。この巻線は磁極間漏れ磁路の透磁率を変調するための磁束を生み出す巻線であるため、変調巻線と呼ぶ。また、変調巻線を起磁力源とする三次元磁路を構成するために、ロータシャフトおよびステータフレームの材料として磁性材料である S45C を採用している。Fig. 3 にロータおよびステータの実物を示す。ロータコアが上下段の 2 分割されていることを利用して 3.75 deg のロータスキューを施し、空間高調波を低減している。また、ステータコアとステータフレームは焼嵌めすることで互いの隙間を最小限に抑えている。



(a) Photograph of rotor.



(b) Photograph of stator.

Fig. 3. Prototype configuration of proposed motor.

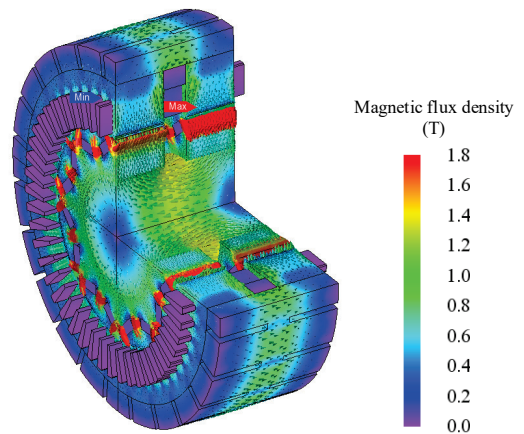


Fig. 4. 3-dimensional magnetic path for modulation flux.

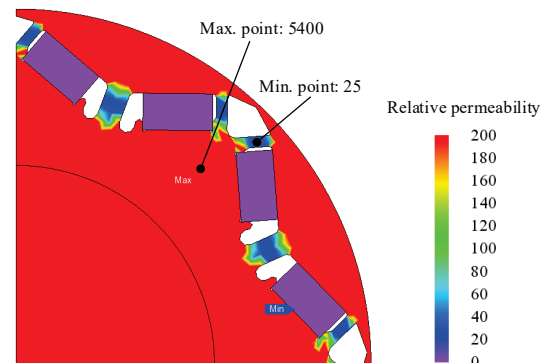


Fig. 5. Relative permeability distribution.

〈3・2〉変調磁束の三次元磁路

Fig. 4 に変調起磁力 1200 AT を与えたときの変調磁束のベクトルおよびコンタープロットを示す。本稿の電磁界解析結果はすべて電磁界解析ソフト JMAG-Designer 19.1™ を使用している。同図より、変調磁束が三次元磁路を透過し、ロータコア上で径方向に放射状に透過する磁束として生成

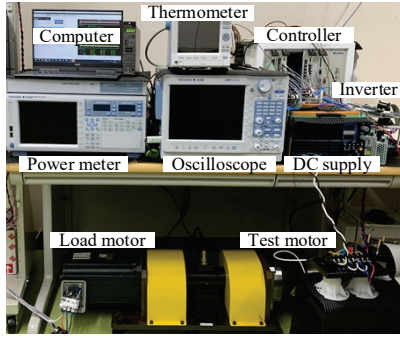


Fig. 6. Experimental setup.

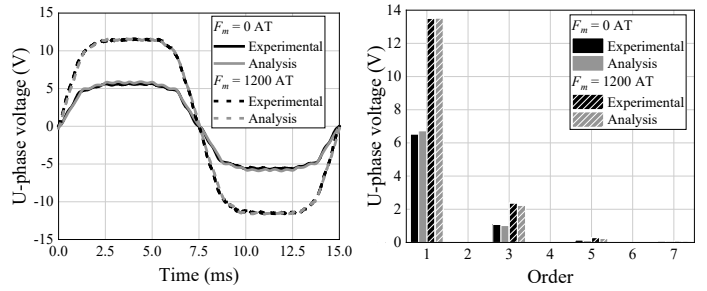
されていることが確認できる。また、磁極間漏れ磁路部の磁束密度が高いことが確認できる。Fig. 5にFig. 4と同条件のときの、ロータの比透磁率分布を示す。同図より、磁極間漏れ磁路において比透磁率が低下していることが確認できる。磁極間漏れ磁路の比透磁率がおよそ 25 で、それ以外の部分がおおよそ 5000 であることから、1200 AT の変調起磁力を与えることで、漏れ磁路部の透磁率を 1/20 に低下させることがわかる。

〈3・3〉無負荷誘起電圧測定試験

Fig. 6 に無負荷誘起電圧測定試験で使用した実験システムを示す。前述の通り、本モータは電機子巻線に加えて、透磁率変調用の起磁力源が必要である。本稿では駆動システムの影響を極力抑え、本モータ単体の特性を測定するため、Fig. 6 に示すようにインバータと直流電源を併用して実験試験を実施する。

Fig. 7 に変調起磁力を 0 AT もしくは 1200 AT 与えたときの無負荷誘起電圧波形を示す。ただし、回転速度は負荷モータによって 1000 r/min で定速制御されている。同図より、実験値が解析値と良く一致しており、変調起磁力を与えることで無負荷誘起電圧の振幅が増加していることを確認できる。変調起磁力 0AT 時の無負荷誘起電圧基本波成分の実測値は、解析値よりも 3 %ほど小さいが、これは製造誤差により漏れ磁路幅が設計値よりも大きく、エアギャップが設計値よりも小さくなったためである。また、変調起磁力 1200 AT 時の無負荷誘起電圧基本波成分は変調起磁力 0 AT 時と比較して 2.1 倍大きいことがわかる。この結果から、提案する可変界磁手法を適用した本モータが広い可変界磁幅を有していることが明らかになった。

提案する可変界磁手法の究極的な目標は、Fig. 8 に示す磁気飽和部 A および B 全域の透磁率を、変調起磁力を与えないときは電磁鋼板と同等まで増加させ、変調起磁力を与えときは空気と同等まで低減させることである。しかも、その透磁率の増減を電機子起磁力とは独立、かつ連続的に制御できることが重要である。そこで、Fig. 9 のように 3 種類の漏れ磁路形状を有するモデルを用意し、界磁量の比較評価を行った。Fig. 9(a)は、変調起磁力を与えたときの理想状態を模擬するために、A 部、B 部ともに空気に置き換えている。同様に Fig. 9(b)は変調起磁力を与えていないときの理想状態を模擬するために、A 部、B 部を電磁鋼板 (35JNE230) に設定している。これらの理想モデルの界磁量と提案モータ



(a) Waveforms.

(b) FFT results.

Fig. 7. U-phase e.m.f. in no-load condition.

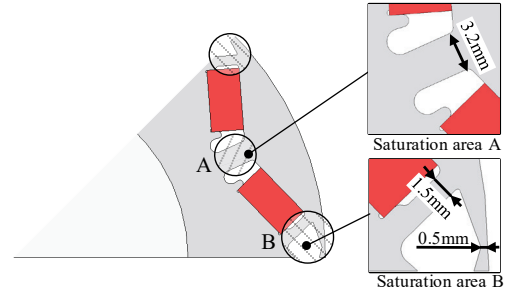


Fig. 8. Magnetic saturation areas of proposed motor.

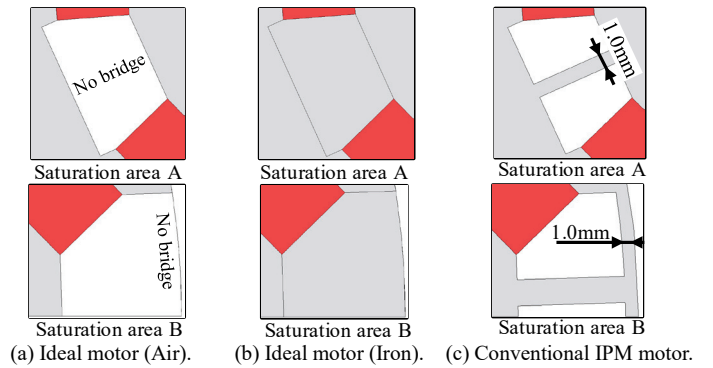


Fig. 9. Leakage magnetic paths of compared models.

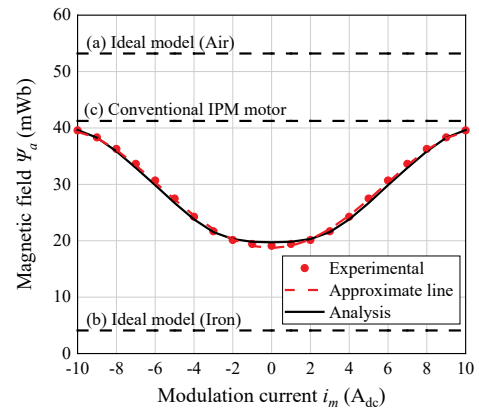
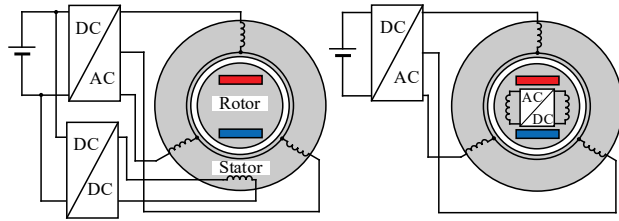


Fig. 10. Relationship between magnetic field and modulation current.

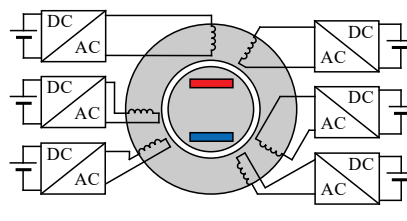
タのそれとを比較することで、提案する可変界磁手法の潜在的な性能をどの程度活かしているかを検証できる。一方で、従来の IPM モータは機械強度の観点から 1.0 mm 程度のブリッジが必要である (Fig. 9(c))。この従来の IPM モータと本モータの界磁量を比較し、本モータが可変界磁機能を有しながらも従来の IPM モータと同等のトルク出力が期待できることも明らかにする。



(a) Method using DC/DC converter.

(b) Method using harmonics.

Fig. 11. Motor drive circuits of conventional adjustable field PM motor.



(c) Winding switching method.

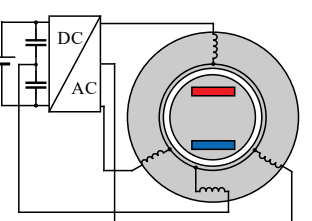


Fig. 12. Motor drive circuit of Proposed adjustable field PM motor.

Fig. 10 に本モータの界磁量 Ψ_a と変調電流 i_m の関係および各モデルの界磁量を示す。同図に示す通り、 Ψ_a は i_m の絶対値に依存しており、以下の式で近似することができる。

$$\Psi_a = -1.84 \times 10^{-3} i_m^4 + 0.39 i_m^2 + 18.7 \quad (1)$$

また、本モータの最大界磁量は、従来の IPM モータとほぼ一致していることが確認できる。これより、本モータは従来の IPM モータと同等のトルク出力が期待でき、提案するモータの有用性を確認することができる。一方で、理想状態を模擬したモデルと比較した場合、理想モデルと本モータで界磁量に差があるが、この差は磁極間漏れ磁路のジオメトリや材料を工夫することで縮めることができると考えている。よって今後、提案する可変界磁手法を施した PMSM の磁極間漏れ磁路の最適設計を検討し、潜在的な性能との乖離を少なくしていく所存である。

4. 本モータの駆動方式

〈4・1〉従来の可変界磁 PMSM の駆動方式

Fig. 11 に従来の可変界磁 PMSM の駆動回路を示す。Fig. 11(a)に示す駆動回路は、文献(1)-(3), (5)で使用されているチョッパを併用する方式である。この方式ではスイッチング素子数や素線数が増えるため、スイッチング損失や駆動回路の体積が増加するという問題がある。Fig. 11(b)に示す駆動回路は、文献(6)で提案されている時間もしくは空間高調波を利用する方式である。この方式は駆動回路が従来システムと同一であるため、その体積増加の問題はない。一方で、能動的に界磁を制御できないため、制御の自由度が極めて低いという問題がある。Fig. 11(c)に示す駆動回路は、文献(7)で提案されている6つの巻線を切り換える方式である。この方式は各巻線の接続を切り換えることで、六相駆動や三相駆動など駆動方式を変えることができるため広い運転領域を実現できる。一方で、各相に対して多数単相インバータが必要であるため駆動回路の体積が大きくなる問題がある。また、各相の巻線を接続もしくは分断するために、双方向耐圧および双方向通流の機能を備えたスイッチング素子が必要で、従来のインバータよりも多数のスイッチング素子が必要である。以上のとおり従来の可変界磁手法およびその駆動回路では、インバータ 1 台で界磁を連続的かつ電機子と独立して制御するのは困難である。

〈4・2〉零相電流を利用した駆動方式

Fig. 12 に提案する可変界磁手法を適用した PMSM をインバータ 1 台で駆動する駆動回路を示す。同図に示す通り、

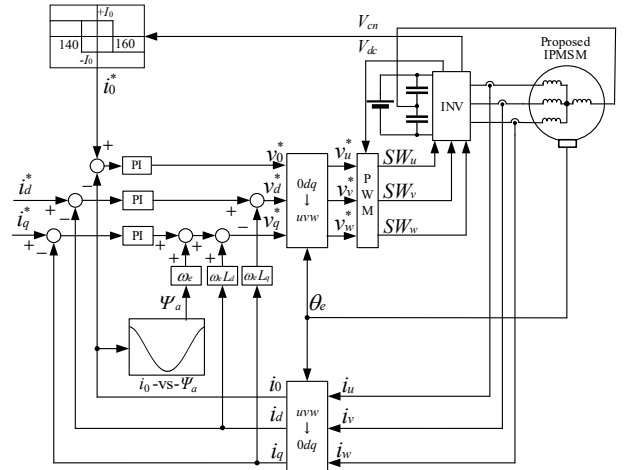


Fig. 13. Control system of proposed adjustable field IPMSM.

本駆動回路は三相 4 線式インバータを採用している。この駆動回路では従来利用してきた d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q に加えて 0 軸電流 i_0 を制御でき、この i_0 を i_m として利用することで、1 台のインバータで可変界磁を実現することができる。以下に 0dq 座標の電圧方程式を示す。

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_a + R_0) + pL_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a + pL_d & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 v_0 , v_d , v_q はそれぞれ 0dq 軸上の各軸電圧、 R_a は三相の巻線抵抗、 R_0 は 0 軸上の巻線抵抗、 L_0 , L_d , L_q は 0dq 軸上のインダクタンス、 Ψ_a は 0dq 軸上の界磁磁束鎖交数、 p は微分演算子、 ω は角速度である。(2)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。また、 i_0 はコモンモード電圧によって制御できるため、スイッチング回数は変化せずスイッチング損失への影響はわずかである。また、 i_0 は低周波な方形波であるため、中性点の電圧降下はわずかであり、電源電圧利用率への影響もわずかである。

Fig. 13 に(2)の妥当性を検証するために回路シミュレーションソフト PSIM を用いて行ったシミュレーション回路、TABLE II にシミュレーション条件をそれぞれ示す。Fig. 13 に示す通り、 i_0 と Ψ_a の関係は(1)を利用している。提案回路では、直流バス電圧 V_{dc} の中点をキャパシタにより作っているため、直流の i_0 を通電し続けることは不可能である。よって、直流バス中点の電圧 V_{cn} を逐一センシングし、 V_{cn} が $V_{dc}/2$ に対して、 ± 10 V の範囲にとどまるように i_0 の通電方向を決定している。

TABLE II. Simulation conditions of zero-phase current control.

DC-bus voltage	300 V _{DC}
Smoothing capacitor	7800 μ F
Dead time	4 μ s
Switching frequency	10 kHz
Time constant of current control	0.25 ms
Armature winding	1.5 mH, 0.15 Ω
Modulation winding	50 mH, 1.80 Ω
Amplitude of i_0	3 A
Rising and falling time of i_0	5 ms

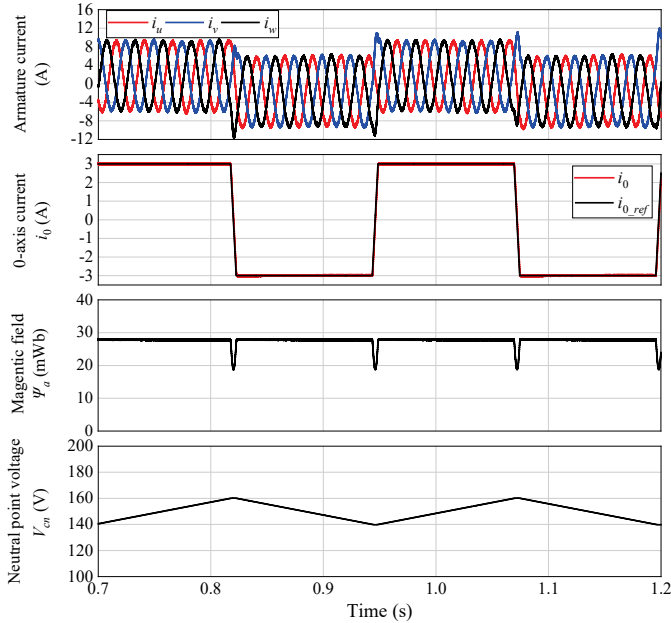


Fig. 14. Simulation results of zero-phase current control.

Fig. 14 にシミュレーション結果を示す。同図より、 V_{cn} を制御しながら、三相平衡の電機子電流と方形波の i_0 を独立に制御できていることが確認できる。また、方形波の i_0 を制御することでほぼ一定な Ψ_a を制御できていることも確認できる。磁極間漏れ磁路の磁気飽和を利用する提案手法において、磁極間漏れ磁路の磁気飽和量は i_0 の通電方向に依存せず、 i_0 の絶対値に依存している。よって、絶対値が大きな方形波の i_0 を変調巻線に与えることで、一定の Ψ_a を実現することができる。ただし、 i_0 の通電方向切り換えの際に一瞬界磁が低下するが、極短時間のため大きなトルクショックにはならない。

以上の結果から、提案する可変界磁 IPMSM の変調起磁力源として零相電流を利用することで、1 台のインバータで界磁制御を実現できることを明らかにした。

5. 本モータの実負荷試験

〈5・1〉試験条件

Fig. 15 に実負荷試験に用いた実験回路を示す。同図に示す通り本稿では、本モータの運転特性を測定するため無負荷誘起電圧測定試験と同様にインバータと直流電圧源を併用し、直流電圧源にて i_m を制御する。三相 4 線式駆動回路により制御できる i_0 を用いたインバータ 1 台での本モータの駆動については稿を改めたい。

〈5・2〉IT 特性測定試験

Fig. 16 に本モータのマグネットトルクと i_q の関係を示す。ただし、電機子電流は q 軸成分のみ供給し、最大の電流ノルムは 24 A とする。また、回転速度は負荷モータにより 1000 r/min に定速制御されている。同図より、解析値と実測値が概ね一致しており、変調起磁力の大きさに応じて、IT 特性の傾きで定義されるトルク定数が変化することが確認できる。変調起磁力が 0 AT や 360 AT のときは、解析値と実測値で差が見られるが、これは無負荷誘起電圧測定試験により判明した、製造誤差による界磁量の低下が主な原因である。

以上の結果から、本モータが界磁制御によってトルク定数を自在に増減できることが明らかになった。

〈5・3〉NT 特性測定試験

Fig. 17 に本モータのマグネットトルクと回転速度の関係を示す。ただし、IT 特性測定試験と同様に電機子電流は q 軸成分のみ供給し、最大電流ノルムは 24 A とする。また、インバータの直流バス電圧を 60 V と想定し、相電圧としてモータに最大 30 V 印加する。さらに、負荷システムの性能上の限界から、最大回転速度は 3000 r/min とする。Fig. 17 より解析値と実測値が概ね一致しており、変調起磁力が大きいときは低速高トルク運転を、変調起磁力が小さいときは高速低トルク運転を実現できていることが確認できる。変調起磁力が小さいときは、解析値よりも実測値のマグネットトルクの方が小さいが、これは IT 特性測定試験と同様に、界磁量が設計誤差のため想定より小さくなったためである。また、高速運転領域にてトルクの低下が見受けられるが、これは電磁界解析で考慮されていない漏れインダクタンスが主な原因として考えられる。電磁界解析において分布巻のコイルエンドを正確にモデリングするのは非常に困難である。そのため本稿ではコイルエンドを省略して解析しており、実際よりも漏れインダクタンスが低く見積もれている。これにより、実測結果よりも電磁界解析結果の方が高速運転ができていると考えられる。さらに、高速運転領域におけるトルク低下の原因として鉄損が考えられるが、電磁界解析において鉄損は出力の 1 % 未満と小さい値であったため、本稿では考慮しなかった。今後損失分析を行

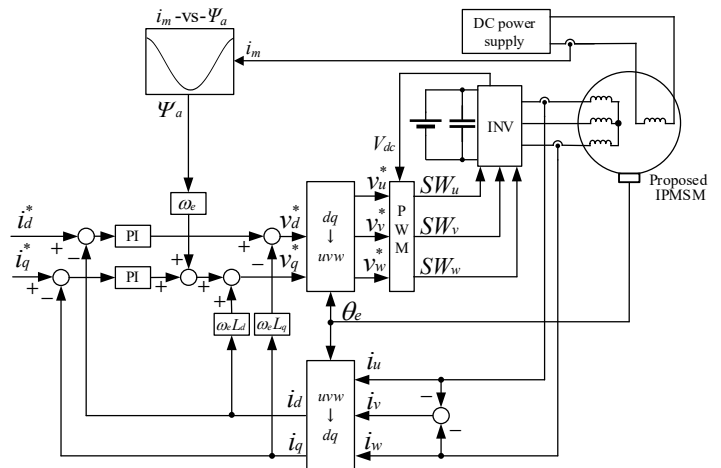


Fig. 15. Experimental circuit and control system in actual load test.

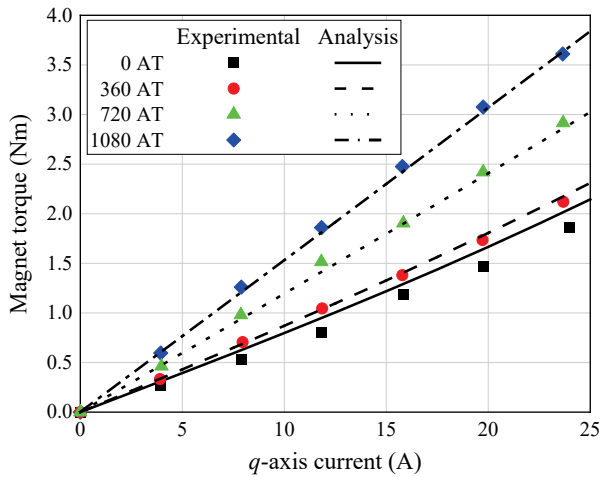


Fig. 16. Relationship between magnet torque and q-axis current.

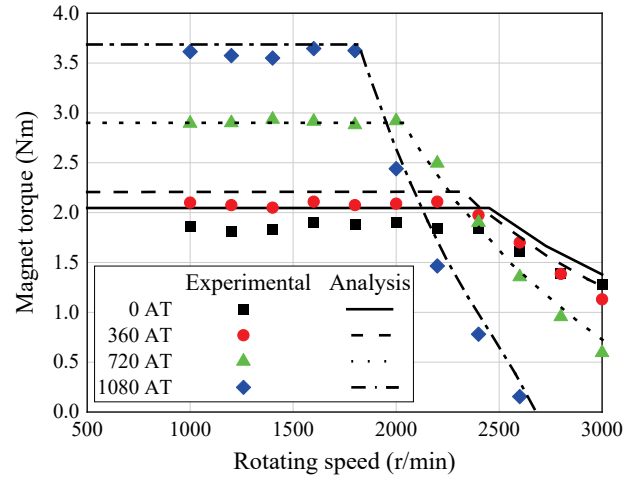


Fig. 17. Relationship between magnet torque and rotating speed.

い、提案する可変界磁手法を適用した PMSM の運転特性を詳しくしていく所存である。

以上の結果から、本モータは変調起磁力に応じて、低速高トルク運転と高速低トルク運転を両立でき、広い運転領域を実現できることが明らかになった。

6. まとめ

本稿では無負荷誘起電圧測定試験および実負荷試験を実施し、提案する可変界磁手法の妥当性を検証した。

まず、無負荷誘起電圧測定試験を実施し、およそ半分の PM 磁束を制御可能であることを確認した。また、本モータの最大界磁量が従来の IPM モータの界磁量と同等であることが確認できた。この結果より、本モータは従来の IPM モータと同等のトルク密度を有していると評価できる。一方で、提案する可変界磁手法の理想状態を模擬したモデルと比較した場合、本モータが提案する可変界磁手法の潜在的な性能を十分発揮しているとは言い難い。このことはさらなる性能向上の余地があることを意味しており、提案する可変界磁手法を適用した PMSM の磁極間漏れ磁路の最適設計を今後の課題とする。

次に実負荷試験として IT 特性と NT 特性を測定した。IT 特性測定試験では、変調起磁力に応じてトルク定数を連続的に増減できることが確認できた。また、NT 特性測定試験では、本モータが変調起磁力に応じて、低速高トルク運転と高速低トルク運転を両立でき、広い運転領域を実現できることが確認できた。本稿では提案する可変界磁手法の妥当性のみ報告し、モータ効率やモータの各損失については論じなかったため、詳細な損失分析は今後の課題とする。

筆者らの最終的な目標は、本稿で試作検証した透磁率変調に基づく IPMSM を 1 台のインバータで駆動することである。そこで本稿では、三相 4 線式インバータによって制御できる i_0 を i_m として利用する駆動方式を提案し、その妥当性を回路シミュレータによって検証した。今後は本稿で報告した試作機を用いて、 i_0 を利用した駆動方式の妥当性を実機検証していく所存である。

文 献

- (1) T. Mizuno, K. Nagayama, T. Ashikaga, and T. Kobayashi, "Basic Principles and Characteristics of Hybrid Excitation Type Synchronous Machine," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 115, no. 11, pp. 1402–1411, 1995.
- (2) Juan A. Tapia, Franco Leonardi, and Thomas A. Lipo, "Consequent pole permanent magnet machine with field weakening capability," *IEMDC*, 2001.
- (3) Y. Kuwahara, T. Kosaka, Y. Kamada, H. Kajiura, and N. Matsui, "Experimental verification of high-power production mechanism by increasing field winding current in wound field flux switching motor for HEV traction drive," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 135, no. 9, pp. 939–947, 2015.
- (4) T. Kato, H. Hijikata, M. Minowa, K. Akatsu, and R. D. Lorenz, "Design methodology for variable leakage flux IPM for automobile traction drives," *ECCE*, 2014.
- (5) Y. Kuwahara, T. Kosaka, Y. Kamada, H. Kajiura, and N. Matsui, "Experimental verification of high-power production mechanism by increasing field winding current in wound field flux switching motor for HEV traction drive," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 135, no. 9, pp. 939–947, 2015.
- (6) M. Aoyama, and T. Noguchi, "Automatic Variable Magnetic Flux Technique in Consequent Pole Type PM-Motor Utilizing Space Harmonic," *SPEEDAM*, 2018.
- (7) H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "Multi-phase inverter-fed MATRIX motor for high efficiency driving," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 138, no. 3, pp. 257–264, 2018.
- (8) K. Sakai, H. Hashimoto, and S. Kuramochi, "Principle and Basic Characteristics of Variable-Magnetic-Force Memory Motors," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 131, no. 1, pp. 53–60, 2011.
- (9) R. Tsunata, M. Takemoto, and S. Ogasawara, "Investigation of a Variable Flux Memory Motor Using Delta-type PM Arrangement and Extended Flux Barrier for Traction Applications, Ver.1 — Novel Rotor Structure to Improve Magnetization Characteristics —," *JIASC*, 2019.
- (10) L. R. L. Cardoso, and J. C. Teixeira, "3D cross coupling effect for flux control in magnetic circuit with permanent magnet," *SPEEDAM*, 2014.
- (11) K. Iwama, and T. Noguchi, "Performance Comparison between Adjustable Field IPM Motor Based on Permeability Modulation Technique and Conventional IPM Motor," *ICEMS*, 2020.