

透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM の 高効率運転法に関する基礎検討

岩間 清大*, 野口 季彦 (静岡大学)

Basic Study on High-Efficiency Drive Method of Adjustable Field IPMSM Based on Permeability Modulation

Kiyohiro Iwama* and Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a high-efficiency drive method of an adjustable field IPMSM based on permeability modulation. The adjustable field IPMSM can control the PM flux linkage, using a magnetic field caused by a modulation current. In general, it is said that the motor efficiency is high at operating points where the copper loss and iron loss are balanced. However, the high-efficiency driving range of a conventional PMSM is narrow because the magnetic field of the PMSM is constant. On the other hand, it is possible in the adjustable field IPMSM to expand the high-efficiency driving range because the field amount can freely be adjusted by the modulation current. In this paper, therefore, a control method of an optimal modulation current for a high-efficiency operation is examined, and its validity is verified through electromagnetic field analyses.

キーワード : 可変界磁, IPMSM, 透磁率変調, 磁気飽和, 銅損, 鉄損

Keywords : adjustable field, IPMSM, permeability modulation, magnetic saturation, copper loss, iron loss

1. はじめに

近年、運転領域の拡大を図り界磁を自由に調整できる可変界磁 PMSM が広く研究されている⁽¹⁾。筆者らも磁性材料の磁気飽和現象に着目し、透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM について研究してきた⁽²⁾。Fig. 1 に一般的な PMSM の NT 特性と、その運転領域内の効率マップを示す。Fig. 1(a) は界磁磁束 Ψ_a が大きな PMSM, Fig. 1(b) は Ψ_a が小さな PMSM の NT 特性と効率マップである。両 PMSM の NT 特性に共通した運転領域で効率を比較すると、 Ψ_a が大きな PMSM では高トルクを出力するために必要な電流を抑える

ことができるため、高トルク領域で高い効率を実現できる。反対に低トルク領域では、銅損よりも鉄損が主な損失であるため、Fig. 1 (b) のように Ψ_a を小さく設計した方が高い効率を実現できる。

一方、 Ψ_a を自由に調整できる透磁率変調に基づく可変界磁 PMSM では、低トルク領域で変調電流 i_m を与えずに Ψ_a を小さくし、高トルク領域では大きな i_m を与え Ψ_a を大きくすることで、効率改善が期待できる。そこで本稿では、効率を改善できる最適な i_m の導出方法について検討し、電磁界解析を行うことで提案する高効率運転法の有用性を確認する。

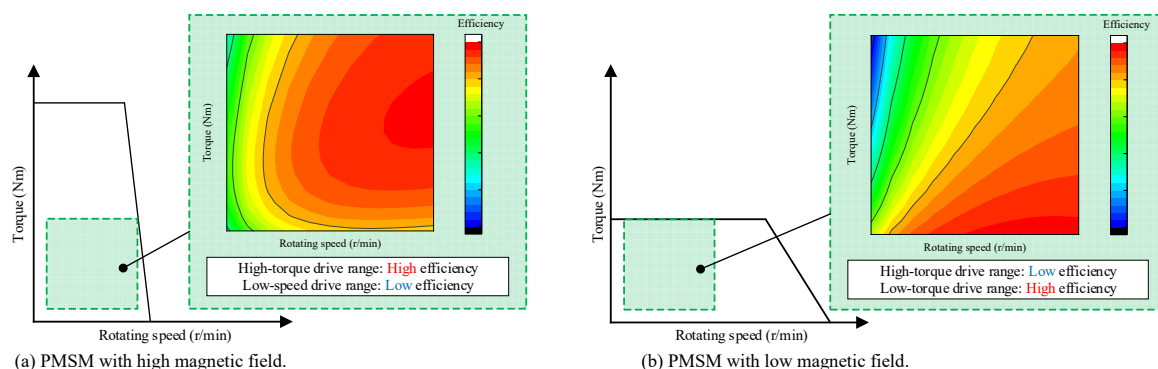


Fig. 1. NT characteristics and efficiency maps.

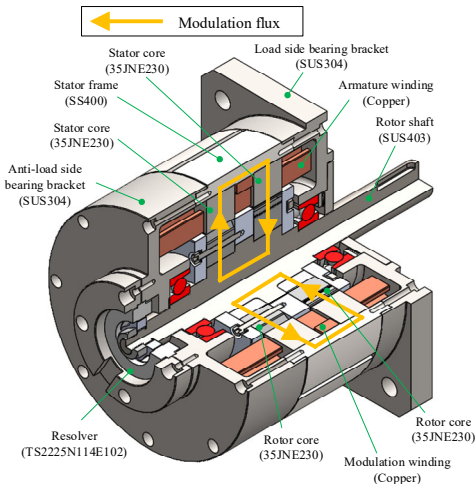


Fig. 2. Development view of proposed adjustable field IPMSM.

Table 1. Specifications of prototype motor.

Number of poles and slots	8 poles and 48 slots
Armature winding and R_a	6 turns/slot, 0.085 Ω
Modulation winding and R_m	140 turns, 2.1 Ω
Stator diameter	ϕ 148 mm
Rotor diameter	ϕ 96.6 mm
Stack length	63 mm

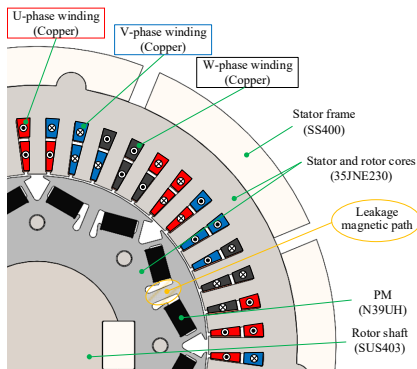


Fig. 3. Rotor core and stator core geometry.

2. 解析モデルの諸元

Fig. 2 に提案する透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM のモデルを示す。また、Table 1 に提案するモータの主要諸元を示す。提案する可変界磁 IPMSM はステータコアとロータコアが 2 つに分割されており、ステータコア間に変調巻線が挿入されている。変調巻線に i_m を供給することで、ステータフレームおよびロータシャフトを利用した三次元磁路を透過する変調磁束を生成することができる。この変調磁束によって Fig. 3 に示す磁極間漏れ磁路の透磁率を変調し界磁磁束 Ψ_a を制御する。詳細な原理は参考文献(2)で述べた通りである。

3. 解析モデルのモータパラメータ

〈3・1〉 界磁量と電流の関係 Fig. 4 に提案する可変界磁 IPMSM の無負荷誘起電圧の電磁界解析結果を示す。ただし回転速度 N は 1000 r/min で一定である。同図より、6.6 A の i_m を与えることで、 i_m を与えていないときと比較して 73.3 % 基本波成分が増加していることがわかる。この結果が

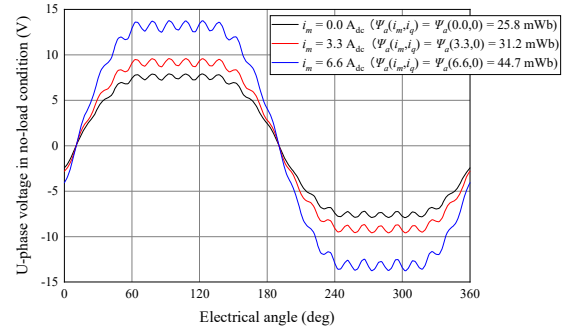


Fig. 4. Waveforms of no-load e.m.f.

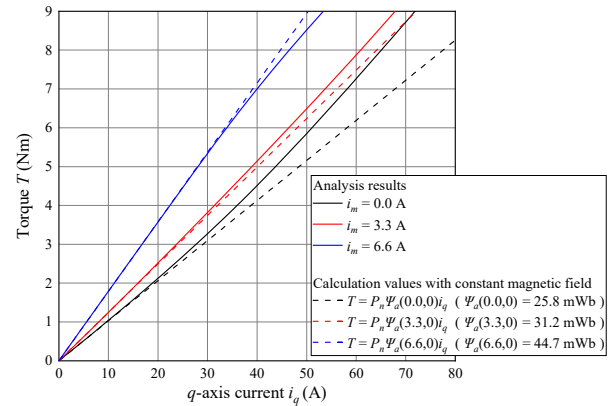


Fig. 5. IT characteristics of proposed adjustable field IPMSM.

ら、 Ψ_a は i_m により制御できることがわかる。

Fig. 5 に提案する可変界磁 IPMSM の IT 特性の解析結果を示す。ただし、本稿では d 軸電流 i_d を用いず、トルク T は次式のようにマグネットトルクのみを考慮する。

$$T = P_n \Psi_a i_q \quad (1)$$

ただし、 P_n は極対数、 i_q は q 軸電流である。また、Fig. 5 に Fig. 4 で得られた Ψ_a を一定として得られる計算値を点線で示す。同図より、 i_m が 0.0 A もしくは 3.3 A のときは、文献(3)で紹介されている可変漏れ磁路モータと同様に、 i_q が増加するにつれて電機子反作用の影響が増加し、 Ψ_a が増加している。一方で、 i_m が 6.6 A のときは、変調磁束によるステータティースの磁気飽和の影響を受け、 i_q が増加するにつれて Ψ_a が減少している。つまり i_m だけでなく、 i_q も Ψ_a の独立変数である。

Fig. 6 に解析で得られた電流 i_m および i_q と界磁磁束 Ψ_a の関係を示す。また、同図に解析値を基に最小二乗法を用いた近似結果を示す。近似式は以下の通りである。

$$\Psi_a(i_m, i_q) = (m_{42} i_m^4 + m_{22} i_m^2 + m_{02}) i_q^2 + (m_{41} i_m^4 + m_{21} i_m^2 + m_{01}) i_q + (m_{40} i_m^4 + m_{20} i_m^2 + m_{00}) \quad (2-1)$$

ただし、各定数は以下のように設定する。

$$\begin{cases} (m_{42}, m_{22}, m_{02}) = (-2.06 \times 10^{-9}, -3.82 \times 10^{-7}, 5.13 \times 10^{-6}) \\ (m_{41}, m_{21}, m_{01}) = (9.94 \times 10^{-7}, -4.95 \times 10^{-5}, 5.84 \times 10^{-5}) \\ (m_{40}, m_{20}, m_{00}) = (-6.14 \times 10^{-5}, 7.41 \times 10^{-4}, 2.45 \times 10^{-2}) \end{cases} \quad (2-2)$$

同図より、近似値と解析値はよく一致していることがわかる。特に i_m に関しては、磁気飽和を利用する原理から、 Ψ_a は i_m の絶対値に依存し、偶数の次数のみ現れる。

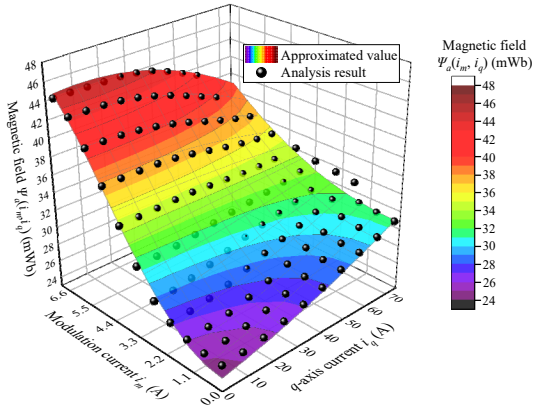


Fig. 6. Relationship between magnetic field and currents.

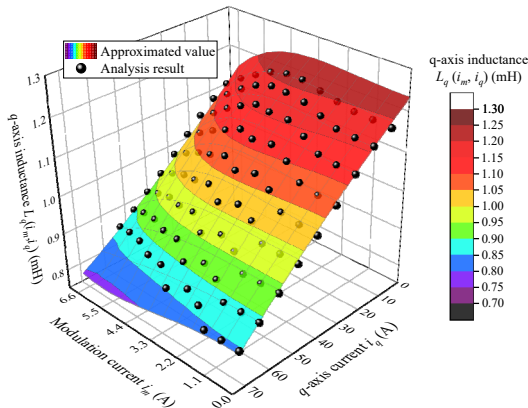


Fig. 7. Relationship between q-axis inductance and currents.

〈3・2〉 q 軸インダクタンスと電流の関係 Fig. 7 に q 軸インダクタンス L_q の解析結果を示す。同図より、コアの磁気飽和により i_m または i_q が増加するほど L_q が低下することがわかる。そこで、 Ψ_a と同様に L_q についても i_m および i_q の関数とみなし、以下のように近似する。

$$L_q(i_m, i_q) = (l_{42}i_m^4 + l_{22}i_m^2 + l_{02})i_q^2 + (l_{41}i_m^4 + l_{21}i_m^2 + l_{01})i_q + (l_{40}i_m^4 + l_{20}i_m^2 + l_{00}) \quad (3-1)$$

ただし、各定数は以下の通りである。

$$\begin{cases} (l_{42}, l_{22}, l_{02}) = (6.77 \times 10^{-11}, -2.39 \times 10^{-9}, -1.28 \times 10^{-8}) \\ (l_{41}, l_{21}, l_{01}) = (-2.93 \times 10^{-9}, 9.72 \times 10^{-8}, -4.51 \times 10^{-6}) \\ (l_{40}, l_{20}, l_{00}) = (-8.51 \times 10^{-8}, 1.88 \times 10^{-6}, 1.23 \times 10^{-3}) \end{cases} \quad (3-2)$$

4. 可変界磁 IPMSM の損失定式化

〈4・1〉 銅損 銅損 P_c は次式で表すことができる。

$$P_c(i_m, i_q) = R_a i_q^2 + R_m i_m^2 \quad (4)$$

(2)より、 Ψ_a は i_m と i_q の関数であることが判明した。また、 T は(1)で表すことができるため、(2)を用いることで T も i_m と i_q の関数 $T(i_m, i_q)$ として表現できる。さらに、 $T(i_m, i_q)$ を i_q について解くことにより、任意のトルク T を出力するために必要な q 軸電流 $i_q(i_m, T)$ を導出できる。最後に、この $i_q(i_m, T)$ を(4)に代入することで、 P_c を T の関数 $P_c(i_m, T)$ として表すことができる。Fig. 8 に i_m を 0.0 A, 3.3 A, 6.6 A としたときの $P_c(i_m, T)$ を示す。同図より、高トルク領域では i_m を大きくし、低トルク領域では i_m を小さくした方が P_c を抑制できることがわかる。

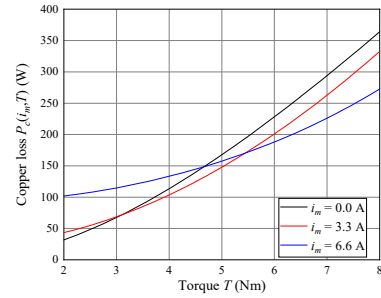
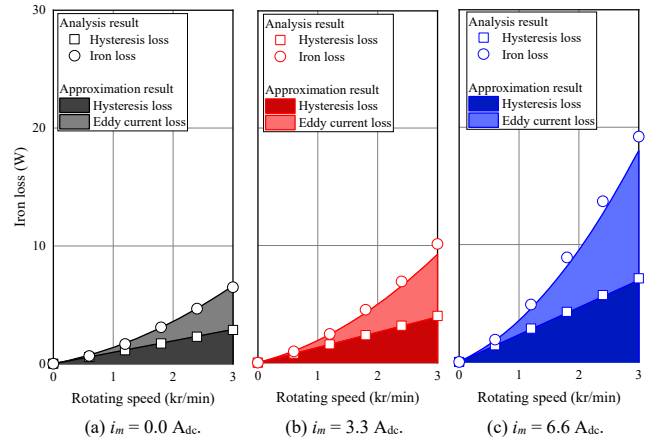
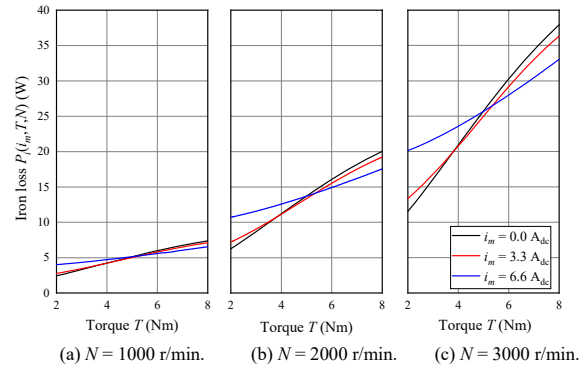
Fig. 8. Relationship between copper loss and i_m .

Fig. 9. Analysis and approximation results of iron loss.

Fig. 10. Relationship between iron loss and i_m .

〈4・2〉 鉄損 鉄損 P_i は文献(4)を参考にし、次式のように表す。

$$P_i(i_m, i_q, N) = k_h (\Psi_d^{1.6} + \Psi_q^{1.6}) N + k_e (\Psi_d^2 + \Psi_q^2) N^2 \quad (5-1)$$

$$\Psi_d(i_m, i_q) = \Psi_a(i_m, i_q) \quad (5-2)$$

$$\Psi_q(i_m, i_q) = L_q(i_m, i_q) \cdot i_q \quad (5-3)$$

鉄損定数 k_h および k_e は、無負荷損失の解析結果を基に決定する。Fig. 9 に i_m を 0.0 A, 3.3 A, 6.6 A としたときの無負荷損失解析結果を示す。また、同図に各定数を、

$$(k_h, k_e) = (6.70 \times 10^{-1}, 1.23 \times 10^{-3}) \quad (5-4)$$

と想定したときの鉄損計算値を示す。同図より、計算値と解析値がよく一致していることがわかる。

また、 P_i についても P_c と同様に $i_q(i_m, T)$ を用いることで任意の動作点 (N, T) における鉄損 $P_i(i_m, T, N)$ を算出することができる。Fig. 10 に N を 1000 r/min, 2000 r/min, 3000 r/min とし、 i_m を 0.0 A, 3.3 A, 6.6 A としたときの $P_i(i_m, T, N)$ を示す。同図より、 P_i についても高トルク領域では i_m を大きくし、

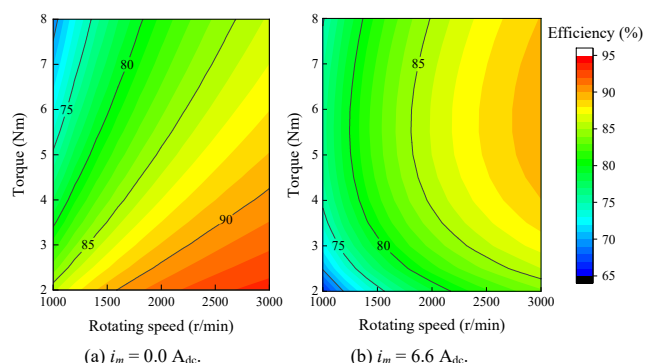
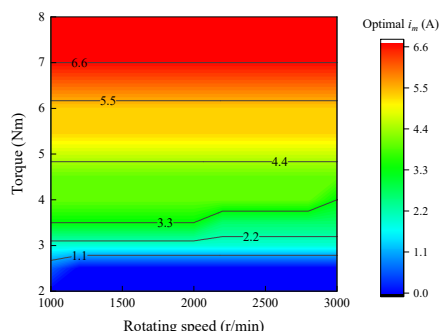
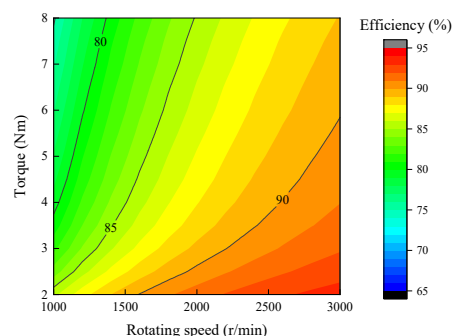


Fig. 11. Calculation results of efficiency map.

Fig. 12. Optimal i_m obtained from calculation result.Fig. 13. Calculation result of efficiency map with optimal i_m .

低トルク領域では i_m を小さくした方が P_i を抑制できることがわかる。

5. 効率マップの電磁界解析結果

前章では、任意の動作点 (N, T) における銅損 $P_c(i_m, T)$ および鉄損 $P_f(i_m, T, N)$ を導出した。これらを用いることで、任意の i_m での効率マップを算出することができる。Fig. 11 に i_m が 0.0 A または 6.6 A のときの効率マップの計算値を示す。同図より、高トルク領域では i_m を大きくした方が、低トルク領域では i_m を小さくした方が効率が改善されることがわかる。また、以上のように任意の i_m での効率マップを算出できるため、任意の動作点 (N, T) での効率を最高にするための最適な i_m を Fig. 12 のように算出できる。Fig. 13 に効率を最高にできる最適な i_m を供給した場合の効率マップ計算結果を示す。同図より、動作点に応じて最適な i_m を供給することで高効率領域の拡大が期待できる。

最後に、効率の電磁界解析結果を計算結果と比較し、本稿で導出した損失計算式の妥当性を検証する。Fig. 14 に 0.0

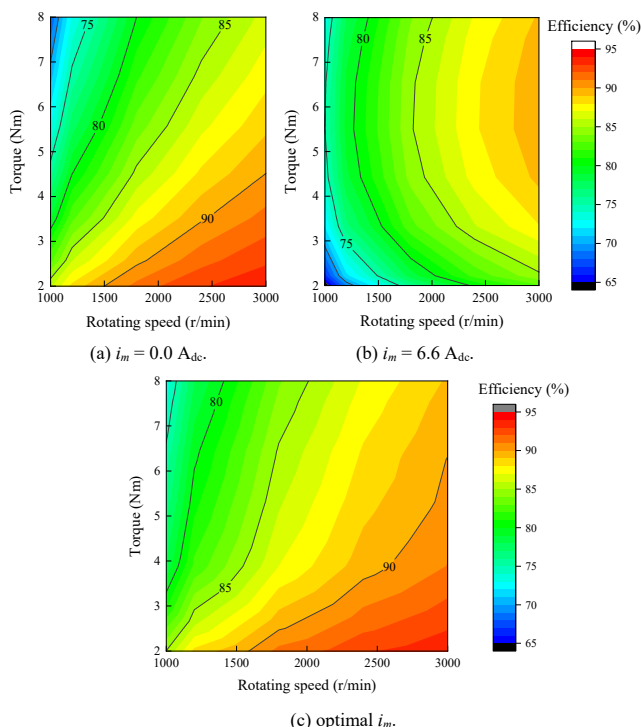


Fig. 14. Analysis result of efficiency map.

A の i_m 、6.6 A の i_m または Fig. 12 で算出した最適な i_m を用いたときの効率マップ解析結果を示す。Fig. 11 と Fig. 14(a), (b) より、計算値と解析値がよく一致しており、損失計算式は妥当であるといえる。また Fig. 14(c) より、電磁界解析においても損失計算を基に算出した最適な i_m を用いることで高効率領域を拡大できることがわかる。

6. まとめ

本稿では、透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM の損失定式化を行い、任意の動作点において効率を最大化する最適な変調電流 i_m の導出法について検討した。最適な i_m は主にトルクに依存しており、高トルク領域では多くの i_m を供給し、界磁を大きくすることで高効率領域が拡大することが電磁界解析を通して明らかになった。

今後は実機検証を行い、本稿で導出した損失式の妥当性を検証していく所存である。

文 献

- (1) 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 -," in *Proc. JIASC*, 2019.
- (2) K. Iwama and T. Noguchi, "Three-Phase Inverter Fed Adjustable Field IPMSM Drive Utilizing Zero-Sequence Current," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2022.3165300.
- (3) T. Kato, H. Hijikata, M. Minowa, K. Akatsu, R. D. Lorenz, "Design Methodology for Variable Leakage Flux IPM for Automobile Traction Drives," in *Proc. ECCE*, 2014.
- (4) R. Ni, D. Xu, G. Wang, L. Ding, G. Zhang and L. Qu, "Maximum Efficiency Per Ampere Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2135-2143, April 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2354238.