

磁気飽和を考慮した可変界磁 PM モータの拡張電流ベクトル制御とその効率マップに関する検討

山田 幹太* 土井 康太朗 野口 季彦 (静岡大学)

Extended Current Vector Control and Efficiency Map of Adjustable Field PM Motor
Taking Magnetic Saturation into Account
Kanta Yamada*, Kotaro Doi, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a three-dimensional current vector control method that considers fluctuations in motor parameters due to magnetic saturation. The proposed adjustable field PM motor can control the magnetic field by using 0-axis current i_0 in addition to the conventional d-axis current and q-axis current. Therefore, we have derived a control method that extends the current vector control defined in the dq reference frame to the 0dq reference frame by adding i_0 . However, the extended control method does not consider the fluctuation of motor parameters for each current, so there is an error between the current operating point and the actual maximum torque point. Therefore, this paper proposes extended MTPA control and field-weakening control, considering the magnetic saturation effect by approximating the relationship between motor parameters and three-dimensional current vectors. In addition, this control method is applied to the adjustable field PM motor to derive an efficiency map and confirm the superiority of the proposed motor drive.

キーワード：可変界磁, デュアルインバータ, 拡張 MTPA 制御, 拡張弱め界磁制御, 磁気飽和, 0dq 座標系
(Adjustable field, dual inverter, extended MTPA control, extended field weakening control, magnetic saturation, 0dq reference frame)

1. はじめに

近年, 地球温暖化防止の観点から自動車の電動化に伴う技術が注目されており, その駆動用モータには高パワー密度を特長とするネオジウム永久磁石 (PM) を使用した永久磁石同期モータ (PMSM) が賞用されている。しかし, PM 磁束が一定である PMSM では, 高トルク運転と高速運転を両立した広い運転領域を実現することは困難である。そこで, 運転条件に合わせて 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⁾⁻⁽³⁾。しかし, これまで提案されてきた可変界磁手法では, 界磁を電機子と独立かつ連続的に制御することが困難であり, 追加の回路を要求するため駆動システムが大型化する問題がある。そこで, 筆者らは三次元磁路を透過する零相磁束を利用して界磁磁束交数 Ψ_a を制御する可変界磁 IPMSM とその駆動回路を提案してきた⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾。この手法では, 従来の d 軸電流 i_d , q 軸電流 i_q に加えて, Ψ_a を制御するための新たな 0 軸電流 i_0 を用いる。これに伴い, 筆者らは従来の dq 座標系で確立された電流ベクトル制御を 0dq 座標系に拡張した制御法について議論してきた⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。しかし, これまでの制御法では各電流ベクトルに対するモータパラメータの変動を考慮していないため, 理論上の電流動作点と最大トルク点との間には誤差が生じる。そこで, 本稿では, モータパラメータと三次元電流ベク

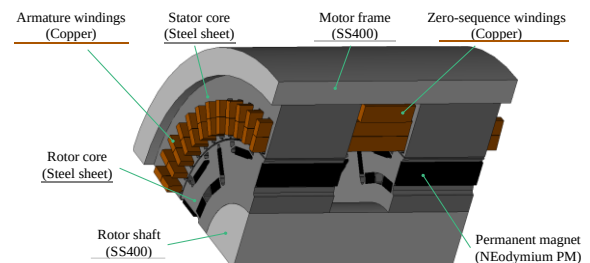


Fig. 1. Analysis model of the proposed adjustable field IPMSM.

Table 1. Specifications of proposed motor.

Number of poles and slots	8 poles and 48 slots
Armature winding and resistance	8T-2P/slot, 0.0209 Ω
Zero-sequence winding and resistance	250 turns, 8.83 Ω
Stator diameter	ϕ 140mm
Rotor diameter	ϕ 93 mm
Stack length	89 mm
Maximum zero-sequence current	8 A

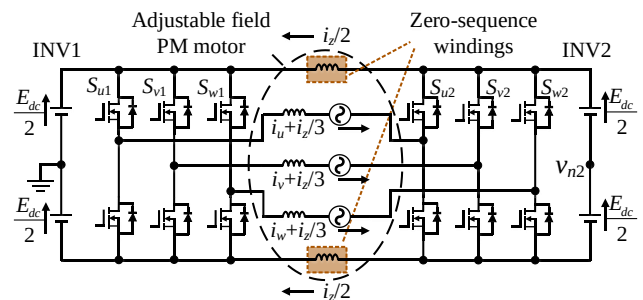


Fig. 2. Drive circuit of the proposed adjustable field IPMSM.

トルの関係を近似することで磁気飽和の影響を考慮した拡張 MTPA 制御と拡張弱め界磁制御を提案し、効率マップを作成することで、可変界磁モータ駆動の優位性を確認したため報告する。

2. 提案する可変界磁 IPMSM 駆動システム

〈2・1〉 提案する可変界磁 IPMSM Fig. 1 に提案する可変界磁 IPMSM の解析モデルを示す。また、Table 1 に提案モータの主要諸元を示す。同図より提案する可変界磁 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、ステータコア間に零相巻線が挿入されている。さらに、ロータ内部の磁石配置は N 極側と S 極側で非対称な配置をもつ。この零相巻線に零相電流 i_z 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零相磁束を生成できる。 i_z を供給しないとき、不統一な PM 磁束は三次元磁路を通りスプリットしたロータコア間で短絡するため、非対称な磁束密度分布が形成される。ここに i_z を供給すると、PM 磁束に零相磁束が加わることで磁束密度分布は対称に近づき、 Ψ_a の基本波成分は増加する。よって、 i_z を調整することで、零相磁束を変化させ、 Ψ_a を制御する可変界磁を実現できる。可変界磁 IPMSM に関する詳細は参考文献(4)で述べた通りである。

〈2・2〉 提案モータの駆動回路 Fig. 2 に提案モータの駆動回路を示す。同図より駆動回路にはデュアルインバータ方式を採用しており、2 台のインバータ直流バス間の上下に零相巻線を追加することで、従来の i_d , i_q に加えて直流量の i_0 を制御できる。このとき、零相巻線には下式の関係に基づき i_z (直流量) のみが流通するため、発生する零相磁束を可変界磁に必要な起磁力として利用できる。以上を踏まえた 0dq 座標系の電圧方程式を以下に示す。

$$i_z = \sqrt{3}i_0 \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(R_a + \frac{3}{2}R_z\right) + pL_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a + pL_d & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 R_a は三相電機子巻線抵抗、 R_z は零相巻線抵抗、 L_0 , L_d , L_q は 0 軸、d 軸、q 軸インダクタンス、 ω は電気角

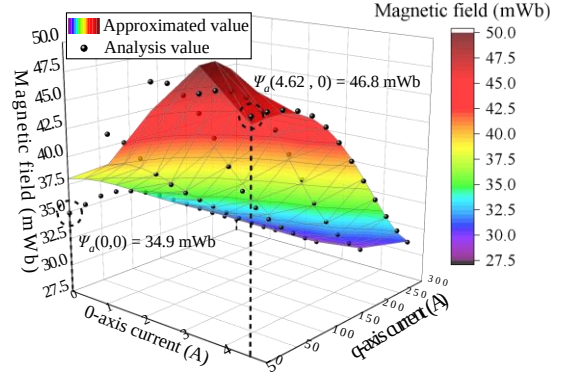


Fig. 3. Relationship between magnetic field and currents.

Table 2. Approximate constant of magnetic field.

p_{00}	3.80×10^{-2}	p_{20}	1.78×10^{-3}	p_{40}	-6.57×10^{-5}
p_{01}	-1.22×10^{-5}	p_{21}	5.98×10^{-6}	p_{41}	-2.33×10^{-7}
p_{02}	-2.37×10^{-7}	p_{22}	-1.55×10^{-7}	p_{42}	7.71×10^{-9}
p_{03}	1.02×10^{-9}	p_{23}	5.30×10^{-10}	p_{43}	-3.12×10^{-11}
p_{04}	-1.47×10^{-12}	p_{24}	-4.91×10^{-13}	p_{44}	3.60×10^{-14}

周波数である。また、Table 1 と(1)より零相巻線に供給できる 0 軸電流の最大値 i_{0max} は 4.62 A であり、本稿では i_0 が正の範囲のみを使用する。駆動回路に関する詳細は参考文献(5)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〉 界磁磁束鎖交数と電流の関係 Fig. 3 に電磁界解析ソフト JMAG-Designer 21.0™ で解析した界磁磁束鎖交数 Ψ_a を示す。同図の解析値より無負荷時 ($i_q = 0$ A) の Ψ_a は、 i_0 が 0 A のとき 34.9 mWb、 i_0 が 4.62 A のとき 46.8 mWb であり、34.2% の可変幅をもつことがわかる。また、q 軸磁束によるコアの磁気飽和により、 i_q が増加すると Ψ_a は減少することがわかる。つまり、 Ψ_a は i_0 および i_q の関数として表すことができる。また、d 軸電流 i_d でも q 軸と同程度にコアの磁気飽和が生じると考えられる。そこで、 Ψ_a を i_0 および dq 軸電流ノルム i_{dq} の関数とみなし、最小 2 乗法を用いて下式のように近似する。

$$\Psi_a(i_0, i_{dq}) = (p_{00} + p_{20}i_0^2 + p_{40}i_0^4) + (p_{01} + p_{21}i_0^2 + p_{41}i_0^4)i_{dq} + (p_{02} + p_{22}i_0^2 + p_{42}i_0^4)i_{dq}^2 + (p_{03} + p_{23}i_0^2 + p_{43}i_0^4)i_{dq}^3 + (p_{04} + p_{24}i_0^2 + p_{44}i_0^4)i_{dq}^4 \quad (3)$$

Table 2 に Ψ_a の近似に使用した各定数、Fig. 3 に(3)を用い

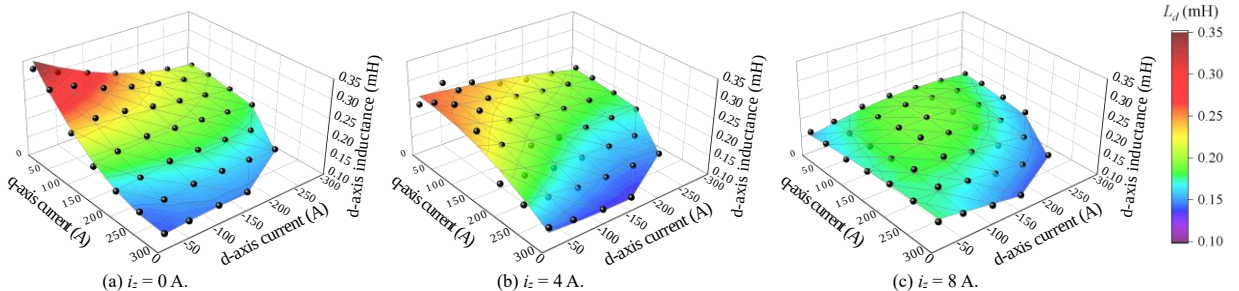


Fig. 4. Relationship between d-axis inductance and currents.

た近似マップを併せて示す。同図より解析値と近似値はよく一致しており、相対誤差の平均値は1.41%である。

〈3・2〉 d 軸インダクタンスと電流の関係 Fig. 4 に d 軸インダクタンス L_d の解析値および近似マップを示す。同図より零相磁束と電機子磁束によるコアの磁気飽和を受け、 L_d は変化することがわかる。そこで、 L_d を i_0 , i_d , i_q の関数とみなし、最小 2 乗法を用いて下式のように近似する。

$$L_d(i_0, i_d, i_q) = \left\{ \begin{aligned} & (d_{000} + d_{200}i_0^2 + d_{400}i_0^4) \\ & + (d_{010} + d_{210}i_0^2 + d_{410}i_0^4)i_d \\ & + (d_{020} + d_{220}i_0^2 + d_{420}i_0^4)i_d^2 \\ & + (d_{001} + d_{201}i_0^2 + d_{401}i_0^4)i_q \\ & + (d_{011} + d_{211}i_0^2 + d_{411}i_0^4)i_d i_q \\ & + (d_{021} + d_{221}i_0^2 + d_{421}i_0^4)i_d^2 i_q \\ & + (d_{002} + d_{202}i_0^2 + d_{402}i_0^4)i_q^2 \\ & + (d_{012} + d_{212}i_0^2 + d_{412}i_0^4)i_d i_q^2 \\ & + (d_{022} + d_{222}i_0^2 + d_{422}i_0^4)i_d^2 i_q^2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Table 3 に L_d の近似に使用した各定数を示す。また、本近似による相対誤差の平均値は3.16%である。

〈3・3〉 q 軸インダクタンスと電流の関係 Fig. 5 に q 軸インダクタンス L_q の解析値および近似マップを示す。同図より L_q も i_0 , i_d , i_q の関数とみなすことができるため、(4)と同様に i_0 に対して 4 次関数、 i_d , i_q に対して 2 次関数で近似する。Table 4 に L_q の近似に使用した各定数を示す。また、本近似による相対誤差の平均値は2.18%である。

4. 磁気飽和を考慮した拡張電流ベクトル制御法

〈4・1〉 拡張 MTPA 制御の確立 Fig. 6 に 0dq 座標系の電流ベクトルを示す。同図より 0dq 座標系の電流ノルム I_a は下式で表される。

$$i_0^2 + i_d^2 + i_q^2 = I_a^2 \quad (5)$$

また、提案する可変界磁 IPMSM の出力トルク T は下式で表される。ただし、 P_n は極対数である。

$$T = P_n \left[\Psi_a(i_0, i_{dq}) + \{L_d(i_0, i_d, i_q) - L_q(i_0, i_d, i_q)\} i_d \right] i_q \quad (6)$$

拡張 MTPA 制御では、任意の I_a において出力トルクが最大となるように三次元電流ベクトルを制御する。このため、(5), (6)を用いて T を i_d , i_q の関数で表し、この $T(i_d, i_q)$ が最大となる電流の組み合わせが拡張 MTPA 制御の電流動作点 (i_0, i_d, i_q) となる。Fig. 7 に T と i_d および i_q の関係を示す。ここで、モータパラメータには前章で述べた近似値を用い

Table 3. Approximate constant of d-axis inductance.

d_{000}	3.78×10^{-4}	d_{200}	-2.55×10^{-5}	d_{400}	6.96×10^{-7}
d_{010}	1.05×10^{-6}	d_{210}	-2.23×10^{-7}	d_{410}	7.35×10^{-9}
d_{020}	1.61×10^{-9}	d_{220}	-4.97×10^{-10}	d_{420}	1.78×10^{-11}
d_{001}	-1.70×10^{-6}	d_{201}	4.19×10^{-7}	d_{401}	-1.56×10^{-8}
d_{011}	-1.15×10^{-8}	d_{211}	4.21×10^{-9}	d_{411}	-1.75×10^{-10}
d_{021}	-2.04×10^{-11}	d_{221}	9.44×10^{-12}	d_{421}	-4.14×10^{-13}
d_{002}	3.01×10^{-9}	d_{202}	-1.10×10^{-9}	d_{402}	4.47×10^{-11}
d_{012}	2.48×10^{-11}	d_{212}	-1.08×10^{-11}	d_{412}	4.77×10^{-13}
d_{022}	4.29×10^{-14}	d_{222}	-2.29×10^{-14}	d_{422}	1.06×10^{-15}

Table 4. Approximate constant of q-axis inductance.

q_{000}	7.50×10^{-4}	q_{200}	-4.04×10^{-5}	q_{400}	1.23×10^{-6}
q_{010}	8.68×10^{-7}	q_{210}	-4.02×10^{-7}	q_{410}	1.62×10^{-8}
q_{020}	-8.85×10^{-10}	q_{220}	-7.67×10^{-10}	q_{420}	3.63×10^{-11}
q_{001}	-3.00×10^{-6}	q_{201}	3.48×10^{-7}	q_{401}	-1.26×10^{-8}
q_{011}	-8.42×10^{-9}	q_{211}	2.68×10^{-9}	q_{411}	-1.19×10^{-10}
q_{021}	6.39×10^{-13}	q_{221}	5.07×10^{-12}	q_{421}	-2.63×10^{-13}
q_{002}	4.45×10^{-9}	q_{202}	-7.09×10^{-10}	q_{402}	2.85×10^{-11}
q_{012}	1.64×10^{-11}	q_{212}	-4.39×10^{-12}	q_{412}	2.15×10^{-13}
q_{022}	-2.57×10^{-15}	q_{222}	-8.56×10^{-15}	q_{422}	4.81×10^{-16}

ており、 L_d は 4.62 A ($=i_{0max}$) である。同図より i_d , i_q が極大値をもつ点で T は最大値となるため、最大トルク条件は下式で与えら、これを i_d , i_q について解くことで拡張 MTPA の制御則が得られる。しかし、理論式は複雑であり、一般解を導出することは困難である。そこで、2 次元ニュートン法を用いた数値計算により i_d , i_q を近似解として求める。

$$\begin{cases} \partial T(i_d, i_q) / \partial i_d = 0 \\ \partial T(i_d, i_q) / \partial i_q = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Fig. 8 に I_a と拡張 MTPA 制御の電流動作点の関係 (MTPA 曲線) を示す。また、 I_a が 100 A, 200 A, 300 A のときの電流制限球も併せて示す。同図より拡張 MTPA 制御の電流動作点は電流制限球上に存在し、 I_a が大きくなるほど Fig. 6 の電流位相 φ が大きくなるため、リラクタンストルクを有効利用できていることがわかる。

〈4・2〉 拡張弱め界磁制御の確立 (2)の電圧方程式より 0dq 座標系の誘起電圧 E_o には以下の関係が成り立つ。

$$(\Psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{E_o}{\omega} \right)^2 \quad (8)$$

拡張弱め界磁制御では、高速運転時の E_o を負の i_d または i_0 により減少させ、電源電圧 E_{dc} で決定する誘起電圧の制限値に保ちながら最大トルクを出力する。このため、(5), (6), (8)を用いて T を i_0 の関数で表し、この $T(i_0)$ が最大となる電流の組み合わせが拡張弱め界磁制御の電流動作点となる。

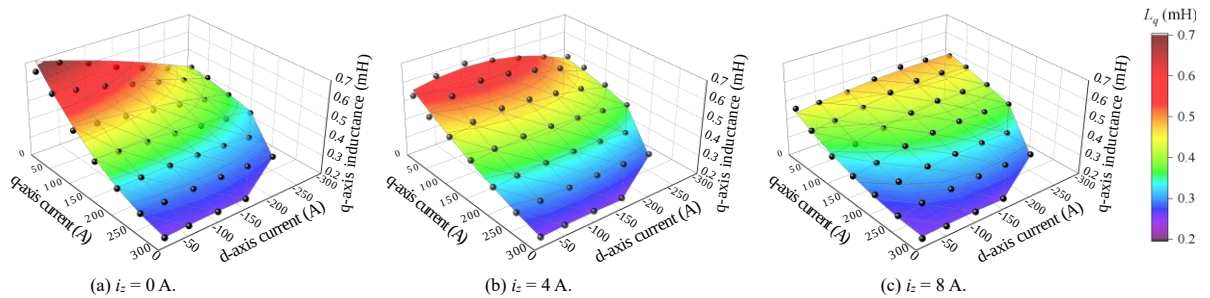


Fig. 5. Relationship between q-axis inductance and currents.

Fig. 9 に T と i_0 の関係を示す。ここで、 I_a は 200 A、 E_{dc} は 150 V である。同図は(5)の電流制限、(8)の電圧制限を満たすときのトルクであり、回転速度に依らず極大値をもつため、最大トルク条件は下式で与えられる。また、 $i_0 > i_{0max}$ (Fig. 9-D) のときは、供給可能な i_0 の範囲では $T(i_0)$ と i_0 の関係は単調増加であるため、 $i_0 = i_{0max}$ に制御する。

$$\partial T(i_0) / \partial i_0 = 0 \quad (9)$$

上式を i_0 について解くことで拡張弱め界磁の制御則が得られるが、理論式は複雑であり、拡張 MTPA 制御と同様に一般解を導出することは困難である。そこで、1 次元ニュートン法を用いた数値計算により i_0 を近似解として求める。Fig.10 に各回転速度 n_m における拡張弱め界磁制御の電流動作点を示す。同図より n_m が増加するほど i_0 も増加するため、電圧制限楕円体の縮小に伴い、負の i_d が増加する。また、電流動作点を(5)および(8)に代入することで、拡張弱め界磁制御の電流動作点は電流制限球と電圧制限楕円体の交線上に存在することが確認できる。

〈4・3〉 従来の拡張電流ベクトル制御法との比較

参考文献(6)~(8)で述べている従来の制御法では、 Ψ_a は下式に示すように i_0 のみに依存し、 L_d 、 L_q は電流依存性をもたない一定値であると仮定してきた。Table 5 に従来の制御法で用いるモータパラメータを示す。ここで、 Ψ_a は $i_q = 0$ A、 L_d 、 L_q は $i_0 = 2.31$ A、 $i_d = -100$ A、 $i_q = 100$ A 時の値である。

$$\Psi_a(i_0) = k_0 + k_2 i_0^2 + k_4 i_0^4 \quad (10)$$

Fig. 11 に電磁界解析を用いた Fig. 6 の電流位相 θ 、 φ と出力トルク T の関係を示す。また、磁気飽和を考慮した提案 MTPA 制御の電流動作点(θ 、 φ 、 T)を□マーク、磁気飽和を無視した従来 MTPA 制御の電流動作点を△マークで併せて示す。同図より三次元電流ベクトルの通流状態に対するモータパラメータの変動を考慮することで、拡張 MTPA 制御の電流動作点が解析した最大トルク点に近づくことがわかる。また、トルク値も解析値に近づいており、磁気飽和を考慮した提案 MTPA 制御の優位性が確認できる。Fig. 12 に提案弱め界磁制御および従来弱め界磁制御の電流動作点の比較を示す。また、回転速度 6000、9000、12000、15000 r/min

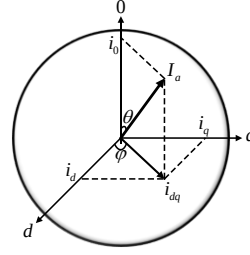


Fig. 6. Current vector.

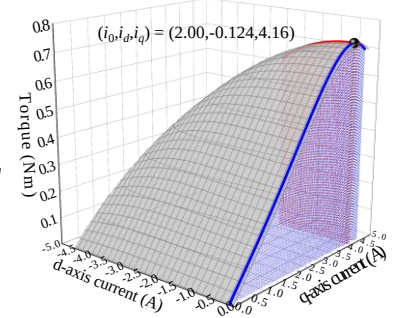


Fig. 7. Relationship between T and i_d , i_q .

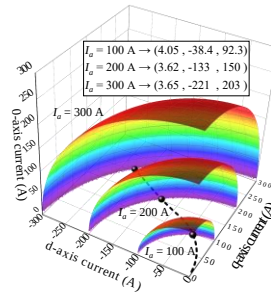


Fig. 8. MTPA curve.

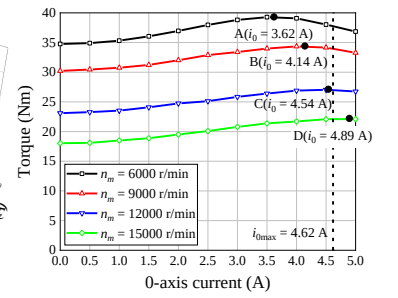


Fig. 9. Relationship between T and i_0 .

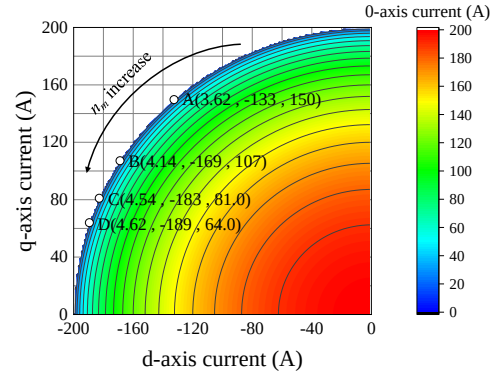


Fig. 10. Current operating point of extended field-weakening control.

Table 5. Motor parameters used in conventional control methods.

Magnetic field	Minimum value k_0	3.80×10^{-2} Wb
	2nd order coefficient k_2	1.81×10^{-3} Wb/A ²
	4th order coefficient k_4	-6.70×10^{-5} Wb/A ⁴
d-axis inductance L_d		0.212 mH
q-axis inductance L_q		0.492 mH

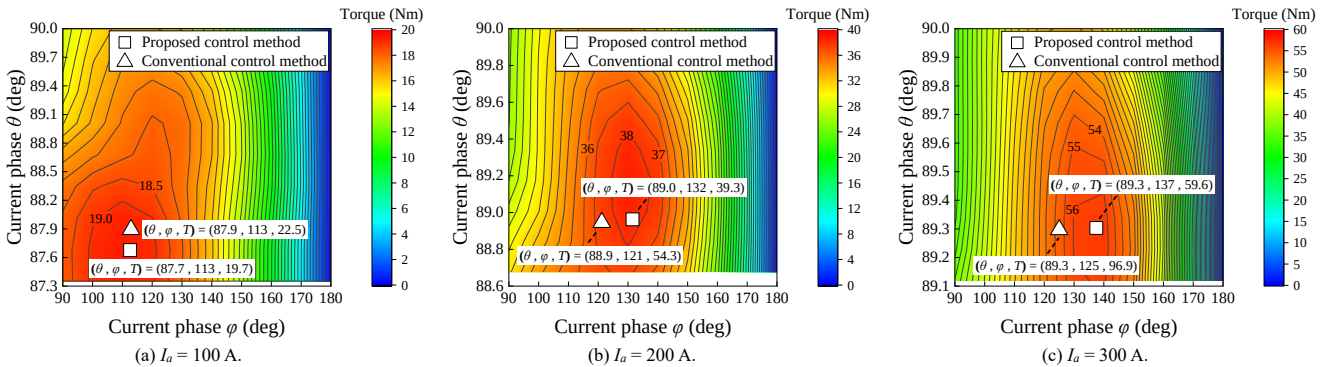


Fig. 11. Relationship between current phase and torque.

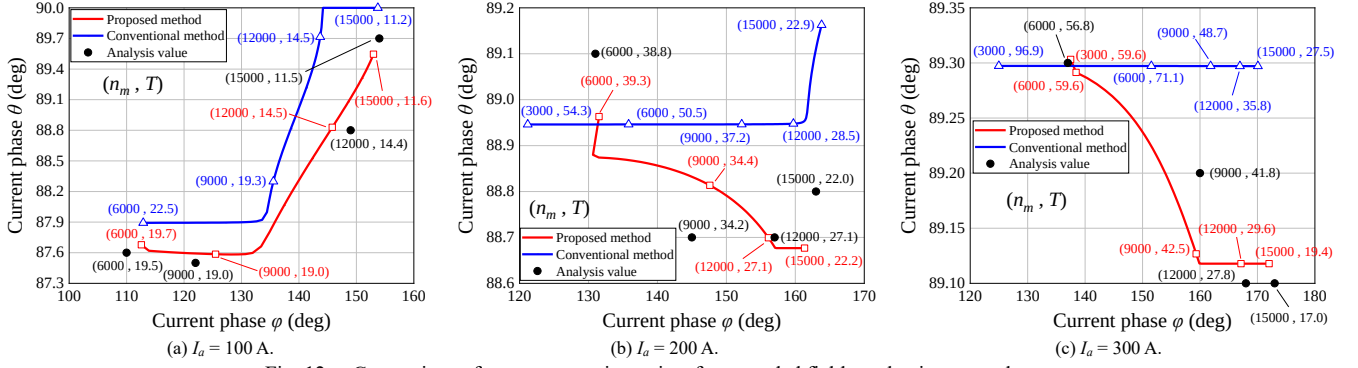


Fig. 12. Comparison of current operating points for extended field-weakening control.

での最大トルク点(n_m, T)の解析値も併せて示す。同図より提案弱め界磁制御を用いることで、ほぼ解析値通りの電流動作点およびトルク値を得られていることがわかる。よって、磁気飽和を考慮した拡張電流ベクトル制御法を用いることで妥当性のある可変界磁 IPMSM の運転特性の評価が期待できる。また、低トルク運転時 ($I_a = 100$ A) は n_m が増加するほど θ は増加 (i_0 は減少) するが、高トルク運転時 ($I_a = 300$ A) は n_m が増加するほど θ は減少 (i_0 は増加) することがわかる。

5. 解析モデルの損失

〈5・1〉 銅損 (2)の電圧方程式より提案する可変界磁 IPMSM で発生する銅損 P_c は下式で表される。

$$P_c = R_a(i_0^2 + i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2}R_z i_0^2 \quad (11)$$

上式の第一項は電機子巻線、第二項は零相巻線で発生する銅損である。ここで、零相巻線で発生する銅損は i_0 のみに依存するため、Fig. 12(a)より高速低トルク運転時は i_0 の減少による高効率化が期待できる。

〈5・2〉 鉄損 Fig. 13 に鉄損 P_i の解析値および近似マップを示す。同図より P_i は n_m のみでなく電流値にも依存することがわかる。そこで、 P_i は i_0 , i_d , i_q , n_m の関数とみなし、最小2乗法を用いて下式で近似する。また、提案する可変界磁 IPMSM ではステータフレームおよびロータシャフトを磁路として扱うため、ここで発生する鉄損も考慮しなければならない。Table 6 に P_i の近似に使用した各定数を示す。また、本近似による相対誤差の平均値は 4.39% である。

$$P_i(i_0, i_d, i_q, n_m) = \left[\begin{array}{l} \left((a_{0001} + a_{2001}i_0^2 + a_{4001}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0101} + a_{2101}i_0^2 + a_{4101}i_0^4)i_d \right. \\ \left. + (a_{0201} + a_{2201}i_0^2 + a_{4201}i_0^4)i_d^2 \right) \\ + \left((a_{0011} + a_{2011}i_0^2 + a_{4011}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0111} + a_{2111}i_0^2 + a_{4111}i_0^4)i_q \right. \\ \left. + (a_{0211} + a_{2211}i_0^2 + a_{4211}i_0^4)i_q^2 \right) \\ + \left((a_{0021} + a_{2021}i_0^2 + a_{4021}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0121} + a_{2121}i_0^2 + a_{4121}i_0^4)i_d \right. \\ \left. + (a_{0221} + a_{2221}i_0^2 + a_{4221}i_0^4)i_d^2 \right) \end{array} \right] n_m^2 + \left[\begin{array}{l} \left((a_{0002} + a_{2002}i_0^2 + a_{4002}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0102} + a_{2102}i_0^2 + a_{4102}i_0^4)i_d \right. \\ \left. + (a_{0202} + a_{2202}i_0^2 + a_{4202}i_0^4)i_d^2 \right) \\ + \left((a_{0012} + a_{2012}i_0^2 + a_{4012}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0112} + a_{2112}i_0^2 + a_{4112}i_0^4)i_q \right. \\ \left. + (a_{0212} + a_{2212}i_0^2 + a_{4212}i_0^4)i_q^2 \right) \\ + \left((a_{0022} + a_{2022}i_0^2 + a_{4022}i_0^4) \right. \\ \left. + (a_{0122} + a_{2122}i_0^2 + a_{4122}i_0^4)i_d \right. \\ \left. + (a_{0222} + a_{2222}i_0^2 + a_{4222}i_0^4)i_d^2 \right) \end{array} \right] i_q^2 n_m^2 \quad (12)$$

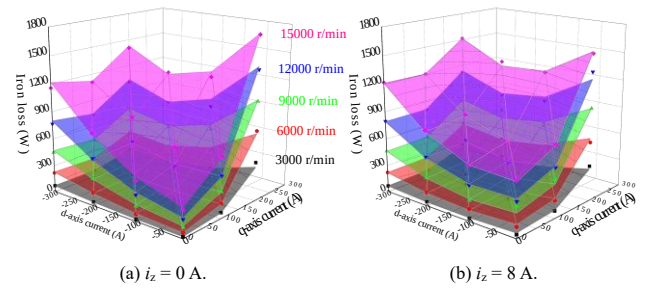


Fig. 13. Analysis and approximation results of iron loss.

Table 6. Approximate constant of iron loss.

a_{0001}	4.00×10^{-3}	a_{2001}	2.33×10^{-4}	a_{4001}	1.42×10^{-5}
a_{0101}	2.40×10^{-5}	a_{2101}	1.82×10^{-6}	a_{4101}	1.15×10^{-7}
a_{0201}	1.28×10^{-7}	a_{2201}	2.65×10^{-9}	a_{4201}	2.34×10^{-10}
a_{0011}	-3.93×10^{-4}	a_{2011}	-1.86×10^{-5}	a_{4011}	1.00×10^{-6}
a_{0111}	-2.20×10^{-6}	a_{2111}	-3.58×10^{-8}	a_{4111}	4.88×10^{-9}
a_{0211}	-4.45×10^{-9}	a_{2211}	-3.67×10^{-11}	a_{4211}	8.74×10^{-12}
a_{0021}	5.03×10^{-6}	a_{2021}	1.39×10^{-7}	a_{4021}	-8.16×10^{-9}
a_{0121}	2.82×10^{-8}	a_{2121}	-6.83×10^{-10}	a_{4121}	2.03×10^{-12}
a_{0221}	5.63×10^{-11}	a_{2221}	-2.38×10^{-12}	a_{4221}	5.36×10^{-14}
a_{0002}	1.14×10^{-6}	a_{2002}	2.11×10^{-7}	a_{4002}	-9.09×10^{-9}
a_{0102}	-5.10×10^{-9}	a_{2102}	1.77×10^{-9}	a_{4102}	-8.13×10^{-11}
a_{0202}	2.42×10^{-11}	a_{2202}	4.04×10^{-12}	a_{4202}	-1.92×10^{-13}
a_{0012}	2.27×10^{-8}	a_{2012}	-2.15×10^{-9}	a_{4012}	8.83×10^{-11}
a_{0112}	1.17×10^{-10}	a_{2112}	-2.11×10^{-11}	a_{4112}	9.02×10^{-13}
a_{0212}	8.83×10^{-14}	a_{2212}	-3.06×10^{-14}	a_{4212}	1.58×10^{-15}
a_{0022}	-1.54×10^{-10}	a_{2022}	1.71×10^{-12}	a_{4022}	-6.14×10^{-14}
a_{0122}	-9.09×10^{-13}	a_{2122}	7.40×10^{-14}	a_{4122}	-3.06×10^{-15}
a_{0222}	-1.52×10^{-15}	a_{2222}	1.03×10^{-16}	a_{4222}	-5.74×10^{-18}

6. 提案する可変界磁 IPMSM の効率マップ

〈6・1〉 可変界磁 IPMSM の効率マップ Fig. 14 に磁気飽和を考慮した拡張電流ベクトル制御法を適用したときの可変界磁 IPMSM の銅損、鉄損、0 軸電流および効率のマップを示す。ここで、 I_a および n_m の最大値はそれぞれ 300 A および 15000 r/min である。同図(c)より低速高トルク運転時は i_0 を大きくし、高速低トルク運転時は i_0 を小さくすることで、運転領域を最大化できることがわかる。これにより、磁石量の大きなモータと小さなモータを両立できるため、2つの運転領域が合成され、高効率領域が拡大されていることが確認できる。

〈6・2〉 一般的なモータ駆動との比較 Fig. 15 に可変

界磁機能を有さない一般的なモータモデルを示す。ここで、一般モータのステータ構造は Fig. 1 の可変界磁モデルと同様であり、ロータ構造も可変界磁モデルと同量の磁石を N 極と S 極で対称に配置している。Fig. 16 に一般モータに二次元電流ベクトル制御を適用したときの効率マップを示す。ここで、二次元電流ベクトル制御では、提案する拡張電流ベクトル制御と同様に i_d , i_q の電機子磁束で生じるコアの磁気飽和を考慮している。同図と Fig. 14(d)を比較すると、可変界磁モータ駆動では i_0 を供給することで一般モータ駆動よりも大きな Ψ_a を実現できるため、最大トルクでは有利となる。一方、 i_0 を供給している領域では、零相巻線の銅損や大きな Ψ_a による鉄損の増加がみられ、効率では不利となる。Table 7 に可変界磁モータ駆動と一般モータ駆動の運転特性の比較を示す。同表より、可変界磁モータ駆動では、出力を最大化する i_0 に制御することで、一般モータ駆動と同程度の最大効率を達成しながら、1.10 倍の最大トルク、1.04 倍の最大出力および 1.09 倍の運転領域拡大を実現でき、可変界磁 IPMSM と提案する拡張電流ベクトル制御法の優位性が明らかとなった。

7. まとめ

本稿では、磁気飽和によるモータパラメータの変動を考慮した三次元電流ベクトル制御法を検討した。電磁解析結果を基にモータパラメータを各電流で近似し、0dq 座標系に拡張した MTPA 制御と弱め界磁制御を確立することで、妥当性のある電流動作点と出力トルクが得られ、提案する制御法の有用性を確認できた。また、この制御法を可変界磁 IPMSM に適用して効率マップを作製し、一般的なモータ駆動と比較した結果、可変界磁モータ駆動の優位性が明らかとなった。

今後は零相電流が零相巻線を通流することで発生する電圧降下まで考慮した拡張電流ベクトル制御法について検討していく所存である。

文 献

- (1) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhiklungsri: "Principle and Basic Characteristics of Variable-Magnetic-Force Memory Motors," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 131, No. 1, pp. 53-60, (2011)
- (2) 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)
- (3) M. Namba, K. Hiramoto, and H. Nakai: "Novel Variable-Field Motor with a Three-Dimensional Magnetic Circuit," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 135, No. 11, pp. 1085-1090, (2015)
- (4) 土井・野口:「三次元磁路と非対称磁石配置をもつ可変界磁 PM モータの検討」電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, (2022)
- (5) 山田・野口:「2 台のインバータ直流バス間に透磁率変調巻線をもつ可変界磁 PM モータの駆動回路とその制御法」モータドライブ/家電民生合同研究会, pp. 63-68 (2022)

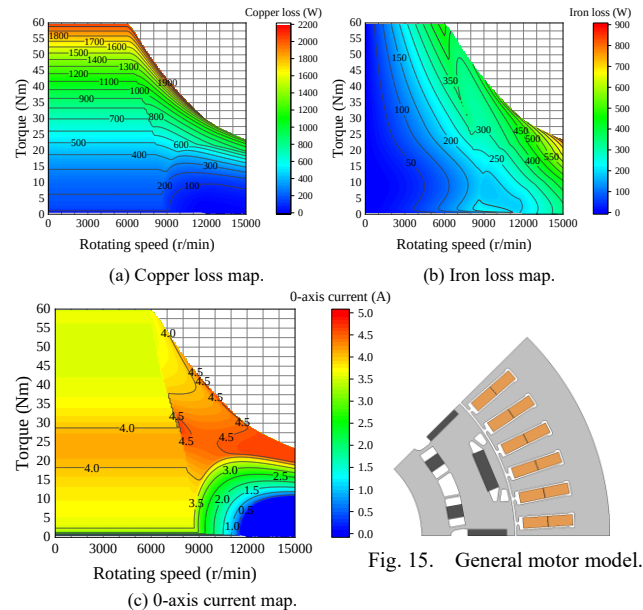


Fig. 15. General motor model.

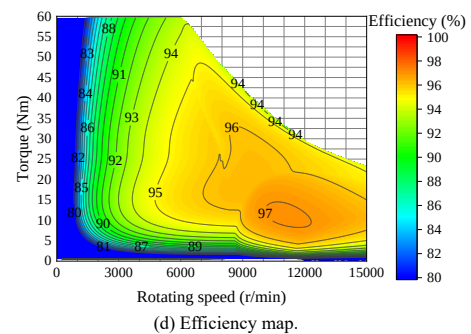


Fig. 14. Efficiency map of adjustable field IPMSM.

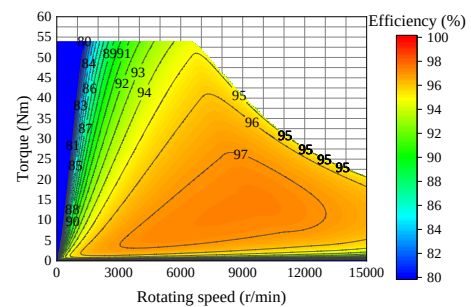


Fig. 16. Efficiency map of general motor.

Table 7. Comparison between adjustable field motor and general motor.

Motor system	Maximum torque(Nm)	Maximum output(kW)	Maximum efficiency(%)	Operating range(Nm/r/min)
Adjustable field motor	59.6	40.3	97.1	691646
General motor	54.0	38.8	97.4	633878

- (6) 岩間・Nafia Nindita・野口・青山:「透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの拡張 MTPA 制御に関する基礎検討」電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, (2019)
- (7) 山田・岩間・野口:「透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの拡張弱め界磁制御」電気学会産業応用部門大会, pp. 467-470 (2021)
- (8) 山田・野口:「透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの高速運転法」電気学会全国大会, pp. 146-147 (2022)