

電機子巻線のコイルエンドに着目した 変調巻線レス可変界磁 IPMSM の設計とその制御法

岩間 清大* 野口 敏彦 (静岡大学)

Design and Drive Method of Modulation Winding-less Adjustable Field IPMSM Focusing on Coil End of Armature winding

Kiyohiro Iwama*, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

The authors have proposed an adjustable field IPMSM based on a permeability modulation utilizing magnetic saturation. The adjustable field IPMSM requires additional winding (modulation winding) to control the magnetic field. On the other hand, the proposed modulation winding-less adjustable field IPMSM can reduce the motor volume because the special armature winding coil end of the proposed motor has a similar function as the modulation winding. This paper explains the principle of controlling the magnetic field utilizing the coil end, and the essential characteristics of the proposed motor are revealed through several FEM analyses. In addition, the voltage equation of the proposed motor is derived based on the analysis results.

キーワード：永久磁石同期モータ, 可変界磁, コイルエンド, 零相電流, 磁気飽和, デュアルインバータ (PMSM, Adjustable field, Coil end, Zero-sequence current, Magnetic saturation, Dual-inverter)

1. はじめに

近年、駆動領域の拡大を目的とした可変界磁永久磁石同期モータ (PMSM) が盛んに研究されている^{(1)~(4)}。筆者らも、磁性材料の磁気飽和現象に着目した透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM について研究してきた^{(5)~(8)}。透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM は、電機子巻線とは別に用意した変調巻線に変調電流を与えることで、ロータ磁極間の漏れ磁路の透磁率を変調し、界磁制御を達成することができる。一方で変調巻線を挿入する分、モータ体積が増加し、パワー密度が低下するという課題がある。

そこで本稿では、変調巻線と同様の機能を電機子巻線のコイルエンドによって代用できる新たな磁気回路について検討する。また、提案する変調巻線レス可変界磁 IPMSM の駆動システムについても検討する。

Fig. 1 に文献(5)(6)および本稿で提案する透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM の駆動システムを示す。Fig. 1(a)は文献(5)で用いられている三相3線式インバータと DC/DC コンバータを併用する駆動システムであり、DC/DC コンバータを用いる分、スイッチング素子数や駆動回路体積が増加するという課題がある。Fig. 1(b)は文献(6)で提案されている三相4線式インバータ駆動回路である。この駆動システムはモータ中性点と直流バス中点の間に変調巻線を設けることで台形波零相電流を制御できる。さらに、この台形波零相電流を変調電流として利用することで、追加の DC/DC コンバータを用いることなく界磁制御を実現できる。一方で、台形波零相電流を用いる場合は、零相電流の通流方向が切替わる際に鉄損が生じるという課題がある。そこで本稿では Fig. 1(c)に示すような電源共通形デュアルインバータ駆動システムを提案する。提案する駆動システムでは、追加

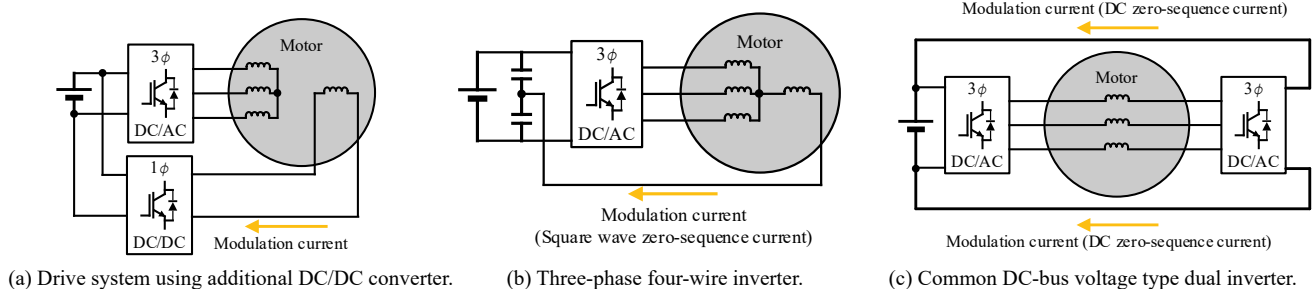


Fig. 1. Drive systems of adjustable field IPMSM based on permeability modulation.

の変調巻線を用いる代わりに、電機子巻線コイルエンドと零相電流から成る起磁力から変調磁束を生成する。そのため、従来よりも高パワー密度化が図れる。また、電源共通形デュアルインバータを用いることで直流の零相電流を供給することができる。これにより、台形波零相電流の極性切替時に生じていた鉄損を低減できる。

第2章にて電機子巻線のコイルエンドと零相電流から成る起磁力によって変調磁束を生成できる変調巻線レス可変界磁 PMSM の磁気回路について説明する。第3章では、変調巻線レス可変界磁 PMSM の設計法について述べ、第4章では設計した解析モデルの基本特性について解析する。そして第5章では、解析結果を基に変調巻線レス可変界磁 PMSM の電圧方程式を導出し、電源共通形デュアルインバータで $0dq$ 軸電流を制御できることを確認する。

2. 変調巻線レス可変界磁 IPMSM の原理

〈2・1〉 透磁率変調に基づく可変界磁手法の原理 透磁率変調に基づく可変界磁手法は、磁性材料の磁気飽和を利用する手法である。この可変界磁 IPMSM はロータコアの磁極間に通常より幅の広いブリッジがある。提案する可変界磁手法はそのブリッジの透磁率を変調しながら界磁制御を実現する。また、ブリッジの透磁率を変調するために電機子磁束とは独立した径方向に透過する変調磁束が用いる。詳細な原理は文献(5)～(8)で述べている。

〈2・2〉 コイルエンドによって生じる変調磁束 Fig. 3 に筆者らが文献(7)で提案した、透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM の原理モデルを示す。原理モデルでは、ステータコアバックヨーク上に変調巻線を設置し、ロータシャフト、ベアリングブラケットおよびステータフレームから構成された三次元磁路を変調磁束が透過する。Fig. 4 に原理モデルの巻線展開図を示す。同図に示すように、変調巻線に図中 θ 方向に通流する変調電流 i_m を供給することで、負の径 (r) 方向に透過する変調磁束を生み出すことができる。

一方で、筆者らは文献(8)において、集中巻構造の電機子巻線コイルエンドを用いて原理モデルと同様の変調磁束を生み出す磁気回路を提案した。文献(8)にて提案したモータの巻線図を Fig. 5 に示す。同図に示す通り、U 相、V 相および W 相に i_m を供給することで、 i_m は各相の電機子巻線コイルエンドでは θ 方向に通流するため、Fig. 4 に示した原理モデルと同様の変調磁束を生み出すことができる。ただし、 i_m は各相に対して同位相の電流であるため零相電流である。このように、電機子巻線コイルエンドに流れる零相電流の通流方向を統一することで、電機子巻線コイルエンドと零相電流から成る起磁力により、径 (r) 方向に透過する変調磁束を生み出すことができる。

また、以上の変調磁束発生原理に基づくことで、集中巻に限らず分布巻の電機子巻線においても、コイルエンドを用いて変調磁束を生み出すことは可能である。Fig. 6 に2極12スロット相当の分布巻構造の巻線図を2種類示す。Fig. 6(a)および(b)より、積厚 (z) 方向の電流通流方向はどちら

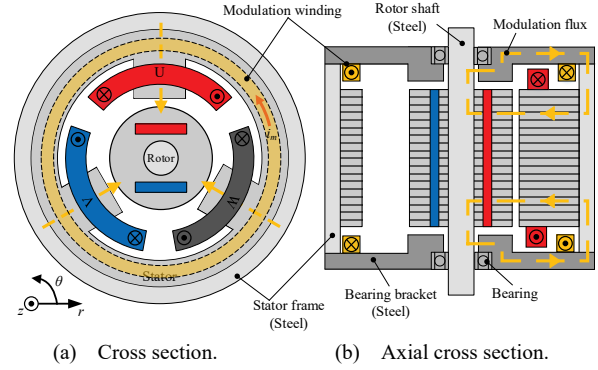


Fig. 3. Principle model.

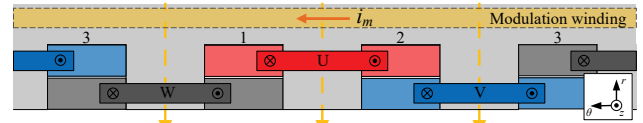


Fig. 4. Modulation m.m.f. source of principle model.

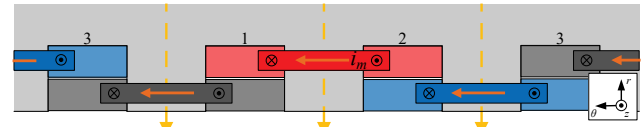
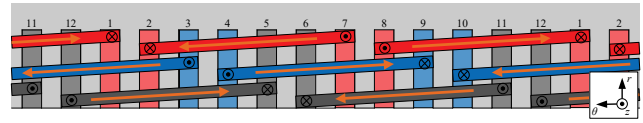
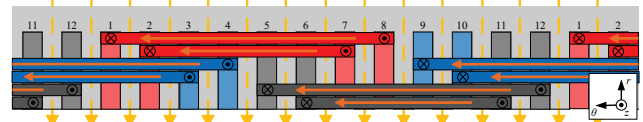


Fig. 5. Modulation flux generated by armature winding with concentrated winding structure.



(a) Distributed winding that cannot generate radial modulation flux.



(b) Distributed winding that can generate radial modulation flux.

Fig. 6. Modulation flux generated by armature winding coil-end with distributed winding structure.

の巻線構造においても同じであることがわかる。これは、各巻線に同等の dq 軸電流を供給した場合に生じる dq 軸磁束は等しいことを意味する。一方で、各巻線に i_m を供給した場合に生じる変調磁束には違いがある。Fig. 6(a)は径方向放射状に透過する変調磁束を生み出すことができない分布巻の巻線図である。同図のように正の θ 方向と負の θ 方向に通流する i_m が同量の場合は、変調磁束を生み出すことはできない。これに対して Fig. 6(b)に示した巻線図の場合、コイルエンドにおける i_m の通流方向は全て正の θ 方向である。よって、同図の場合コイルエンドと i_m の起磁力により径方向放射状に透過する変調磁束を生み出すことができる。

3. 変調巻線レス可変界磁 IPMSM の設計

〈3・1〉 解析モデルの諸元 Table 1 および Fig. 7 に提案する変調巻線レス可変界磁 IPMSM の主要諸元と解析モデル

ルを示す。ロータシャフト、テーパプレート、ベアリングブラケットおよびステータフレームは三次元磁路として利用するために、磁性材料で構成されている。

〈3・2〉 巻線の比較 Fig. 8 に解析モデルの巻線図を示す。同図に示すように、解析モデルは 2 層分布巻を採用している。Fig. 6(b)に示した 1 層分布巻と比較して 2 層分布巻

Table 1. Specifications of proposed motor.

Number of poles	8 poles
Number of slots	48 slots
Number of turns	8 turns/slot
Stator diameter	$\phi 148$ mm
Rotor diameter	$\phi 97$ mm
Stack length	48 mm

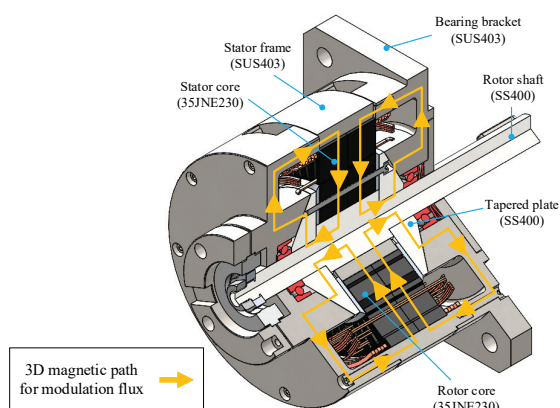


Fig. 7. Modulation winding-less adjustable field IPMSM.

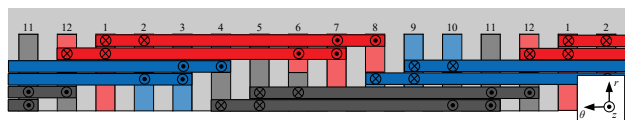


Fig. 8. Armature winding diagram of analysis model.

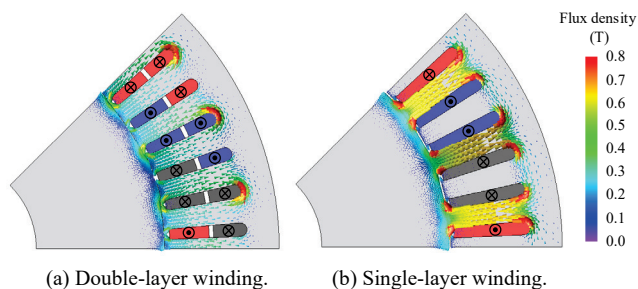


Fig. 9. Magnetic flux density with 0-axis current of 30 A.

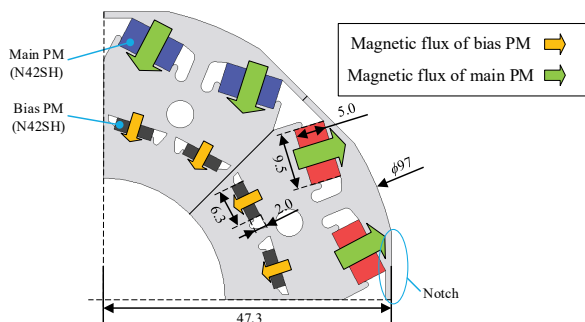


Fig. 10. Rotor geometry.

は 5 次, 7 次の空間高調波を低減できるメリットがある。また変調巻線レス可変界磁 IPMSM のように、零相電流を用いる場合は、零相電流によって生じる 3 次空間高調波を低減できる。Fig. 9 に零相電流 $i_0 30\sqrt{3}$ A (0 軸電流 $i_0 30$ A) 供給したときの磁束分布を示す。ただし、零相電流によって生じる空間高調波のみを考慮するために、ロータをソリッドロータにし、三次元磁路を省略して解析を行っている。

Fig. 9(a)は 2 層分布巻での磁束ベクトルである。このとき U 相鎖交磁束は 5.0 mWb であった。この U 相鎖交磁束は零相起磁力の内、界磁制御に利用できない空間高調波成分である。一方で、Fig. 9(b)は 1 層分布巻での磁束ベクトルである。このときの U 相鎖交磁束は 9.5 mWb であり、2 層分布巻での空間高調波成分よりも 90 % 程度大きくなっていることがわかる。また、相間のティースのみに高調波磁束が透過している。以上から、1 層分布巻を変調巻線レス可変界磁 IPMSM の巻線として採用した場合、零相起磁力によって発生する高調波が多く、相間のティースのみに磁気飽和しやすいという欠点がある。そこで、本論文の解析モデルでは 2 層分布巻を採用している。

〈3・3〉 ロータコアの設計 Fig. 10 に解析モデルのロータ形状を示す。同図に示す通り、解析モデルのロータにはノッチが施されている。これは、界磁磁束を大きくすることと、界磁磁束の第 3 次高調波成分と直流の零相電流から生じるトルクリプルの 3 次高調波成分を低減する目的で施している。ノッチの効果を検証するために、解析モデルとノッチをなくしたモデルの 2 つのモデルで無負荷特性の解析を行った。Fig. 11 に回転速度 3000 r/min としたときの無負荷誘起電圧解析結果を示す。同図より、 i_0 を与えることで誘起電圧が増加していることがわかる。また Fig. 11(b)に示す無負荷誘起電圧のフーリエ解析結果から、ノッチを施

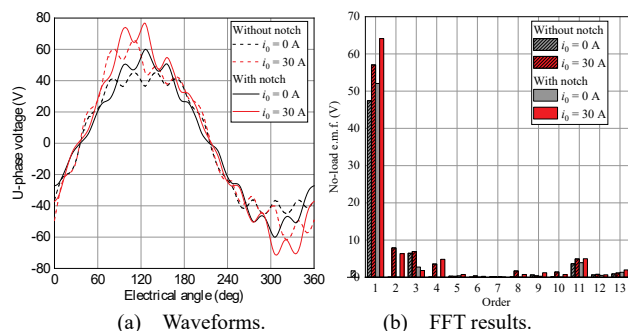


Fig. 11. Back e.m.f. at rotating speed of 3000 r/min.

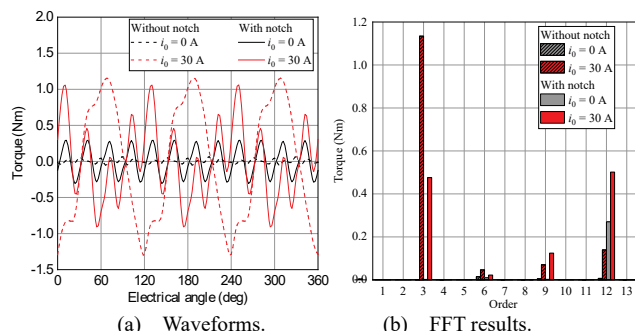


Fig. 12. Analysis results of torque in no-load condition.

すことで基本波成分が $i_0 = 0 \text{ A}$ のとき 9.77 %, $i_0 = 30 \text{ A}$ のとき 12.4 %増加する一方で、第3次高調波成分は $i_0 = 0 \text{ A}$ のとき 57.2 %, $i_0 = 30 \text{ A}$ のとき 73.8 %低減していることがわかる。Fig. 12 に Fig. 11 と同条件でのトルク波形とそのフーリエ解析結果を示す。 i_0 を与えることでトルクリブルの第3次成分が生じていることがわかる。またノッチを入れることで、58.0 %の第3次成分を低減できることがわかる。

〈3・4〉 バイアス磁石の効果 Fig. 10 に示した通り、解析モデルには主磁石とは別に用意したバイアス磁石が用いられている。径方向に透過する変調磁束のバイアス磁束がバイアス磁石から発生することで、界磁制御に必要な i_0 を低減できる。Fig. 13 に示す結果は、バイアス磁石の効果を確認するためにバイアス磁石の材料をネオジウム磁石 N42SH もしくは電磁鋼板 35JNE230 に設定したときの、無負荷誘起電圧の基本波成分と i_0 の関係の解析結果である。バイアス磁石を用いることで、少ない i_0 で多くの無負荷誘起電圧を増加させられることがわかる。

4. 変調巻線レス可変界磁 IPMSM の負荷特性

Fig. 14 に 0 A もしくは 30 A の i_0 を与えたとき解析モデルの IT 特性を示す。また、Fig. 11 に示した無負荷誘起電圧解析結果から、 i_0 が 0 A または 30 A のときの界磁磁束は 50.8 mWb または 62.5 mWb であることがわかった。それら界磁磁束量を一定としたときのトルクの計算値を Fig. 14 に破線で示す。同図より、 i_0 が 0 A のときは解析値と計算値がおおよそ一致している一方で、 i_0 が 30 A のときは解析値が計算値を下回っており、 q 軸電流 i_q が増加するほど差が広がっていることがわかる。これは q 軸電機子磁束によりステータティースが磁気飽和し、径方向変調磁束の透過量が減少するためである。Fig. 14 より、 i_0 を与えることでトルク定数が増加し、30 A の i_0 を与えることで、 i_q が 80 A のときにトルクが 13.8 %増加していることがわかる。

Fig. 15 に直流バス電圧を 150 V とし、Fig. 1(c) に示した電源共通形デュアルインバータを用いて解析モデルを駆動することを想定したときの NT 特性を示す。30 A の i_0 を供給した場合、最大トルクが 13.8 %増加するものの、回転速度が低減する。一方で、 i_0 を与えないことで最高回転速度が 23.4 %増加することがわかる。

5. 変調巻線レス可変界磁 IPMSM の駆動システム

〈5・1〉 電圧方程式 Fig. 16 に変調巻線レス可変界磁 IPMSM の等価回路を示す。変調巻線レス可変界磁 IPMSM に供給する線電流 i_u, i_v, i_w は、電機子巻線コイルエンドを利用し変調磁束を生み出すために、三相平衡成分 i_u', i_v', i_w' に加えて、同位相成分の変調電流 i_m を含んでいる。そのため、 i_u, i_v, i_w は次式のように表すことができる。

$$\mathbf{i}_{uvw} = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_u' + i_m \\ i_v' + i_m \\ i_w' + i_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

三相静止座標系から、 $0dq$ 回転座標系への変換行列 $\mathbf{C}$ は次のように表すことができる。

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 4\pi/3) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ただし、 θ_e は電気的な回転角度である。

(1)式および(2)式より、 $0dq$ 座標系の電流ベクトル $\mathbf{i}_{0dq}$ は以下のように表すことができる。

$$\mathbf{i}_{0dq} = \mathbf{C} \mathbf{i}_{uvw}$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 3i_m/\sqrt{2} \\ i_u' \cos\theta_e + i_v' \cos(\theta_e - 2\pi/3) + i_w' \cos(\theta_e - 4\pi/3) \\ -i_u' \sin\theta_e - i_v' \sin(\theta_e - 2\pi/3) - i_w' \sin(\theta_e - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)式より、 i_m は i_d および i_q に、 i_u', i_v', i_w' は i_0 にそれぞれ干渉しないことが確認できる。また、 i_m と i_0 の関係性も明らかになった。

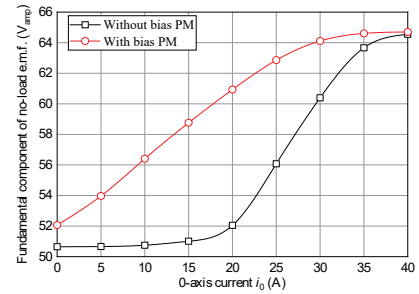


Fig. 13. Relationship between no-load e.m.f. and 0-axis current.

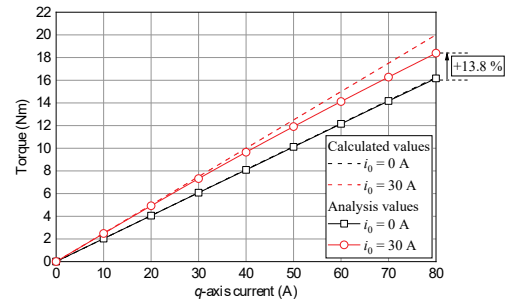


Fig. 14. IT characteristics.

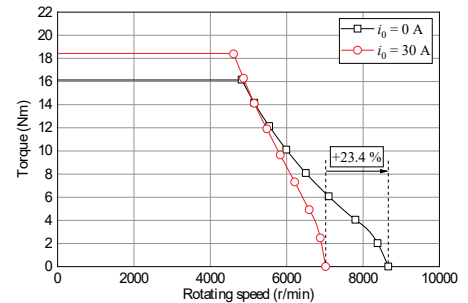


Fig. 15. NT characteristics.

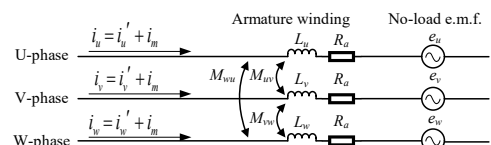


Fig. 16. Equivalent circuit of modulation winding-less adjustable field IPMSM.

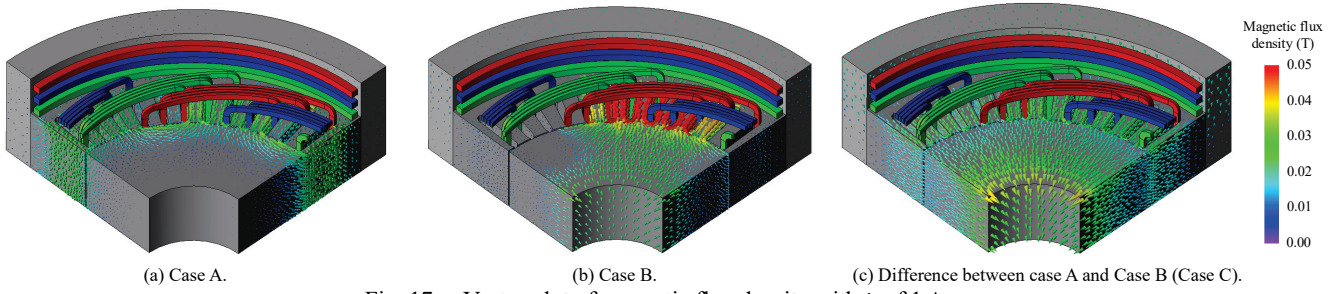


Fig. 17. Vector plot of magnetic flux density with i_u of 1 A_{dc}.

Fig. 16に示した変調巻線レス可変界磁IPMSMの等価回路より、相電圧 v_{uvw} は次のように表すことができる。

$$v_{uvw} = R_a i_{uvw} + p(L_{uvw} i_{uvw}) + e_{uvw} \quad (4)$$

(4)式右辺第1項は巻線抵抗 R_a による電圧降下分である。第2項の電機子磁束の時間変化によって生じる電圧を導出するために、電機子インダクタンス L_{uvw} について検討する。先述の通り、提案するモータの電機子巻線によって発生する磁束は、従来用いられてきた電機子電流がアキシヤル (z) 方向に通流することで生じる二次元平面上の磁束と、コイルエンドを利用し電機子電流が θ 方向に通流することで生じる三次元磁路を透過する変調磁束がある。そこで、これら二元平面上の磁路のインダクタンス L_{uvw}' と、三次元磁路のインダクタンス L_m を以下のように分けて検討する。

$$L_{uvw} = L_{uvw}' + L_m$$

$$\begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u' & M_{uv}' & M_{wu}' \\ M_{uv}' & L_v' & M_{vw}' \\ M_{wu}' & M_{vw}' & L_w' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & M_{um} & M_{wm} \\ M_{um} & L_m & M_{vm} \\ M_{wm} & M_{vm} & L_m \end{bmatrix} \quad (5)$$

L_{uvw}' は通常 IPMSM の電機子インダクタンスと同様であるため省略し、 L_m について深く検討する。電機子巻線コイルエンドと i_m からなる起磁力によって発生する磁束は、三次元磁路を透過する変調磁束であり、径方向放射状にあらゆる角度から一定の大きさでステータコアからロータコアへ流入する。よって、次式のように L_m の自己インダクタンスと相互インダクタンスはそれぞれ等しい。

$$L_{um} = L_{vm} = L_{wm} = M_{um} = M_{vm} = M_{wm} \quad (6)$$

(6)式の妥当性を検証するために、提案するモータのロータをソリッドロータにし、U相巻線に1 A_{dc} 与えたときの磁束分布の解析を行った。結果を Fig. 17 に示す。Fig. 17 に示した Case A もしくは Case B はそれぞれ、三次元磁路がない場合もしくは三次元磁路がある場合の磁束分布である。また、Case C は Case B の結果から Case A の結果を差し引いた結果である。つまり、Case A は従来用いられてきた2次元平面を透過するU相磁束であり、Case C は本論文で新たに変調磁束として利用する三次元磁路を透過するU相磁束である。Fig. 17(c)より、変調磁束として利用するU相磁束は径方向に透過していることが確認できる。Table 2 に各ケースにおける各相の電機子巻線の鎖交磁束（インダクタンス）

Table 2. Simulation result of armature inductance.

Case A		Case B		Case C	
Symbol	Value	Symbol	Value	Symbol	Value
L_u'	1.71 mH	L_u	3.09 mH	L_{um}	1.38 mH
M_{uv}'	-0.65 mH	M_{uv}	0.70 mH	M_{um}	1.35 mH
M_{wu}'	-0.65 mH	M_{wu}	0.70 mH	M_{vm}	1.35 mH

を示す。Table 2 より L_{um} , M_{um} , M_{vm} が全ておよそ 1.35 mH であり、(6)式が成立していることがわかる。そこで、 L_m を以下のように定義する。

$$L_m = L_m \quad (7)$$

(5), (6)および(7)式より、提案するモータの電機子インダクタンスは以下のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u' & M_{uv}' & M_{wu}' \\ M_{uv}' & L_v' & M_{vw}' \\ M_{wu}' & M_{vw}' & L_w' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

(4)式の第3項の逆起電力 e_{uvw} は、Fig. 13 より e_{uvw} の基本波振幅が i_0 の関数であることがわかるため、次式のように表すことができる。

$$e_{uvw} = \begin{bmatrix} e_u(i_0) \\ e_v(i_0) \\ e_w(i_0) \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \Psi_f(i_0) \cos \omega_e t \\ \Psi_f(i_0) \cos(\omega_e t - 2\pi/3) \\ \Psi_f(i_0) \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

ただし、 e_u , e_v , e_w は無負荷誘起電圧の相電圧、 Ψ_f は無負荷鎖交磁束の基本波振幅、 ω_e は電気角速度である。

(1), (4), (8), (9)式から三相静止座標系の電圧方程式は次式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u' \\ i_v' \\ i_w' \end{bmatrix} + p \left(\begin{bmatrix} L_u' & M_{uv}' & M_{wu}' \\ M_{uv}' & L_v' & M_{vw}' \\ M_{wu}' & M_{vw}' & L_w' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u' \\ i_v' \\ i_w' \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_u(i_0) \\ e_v(i_0) \\ e_w(i_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (R_a + pL_m) i_m \\ (R_a + pL_m) i_m \\ (R_a + pL_m) i_m \end{bmatrix} \quad (10)$$

さらに(2)式を用いることで、(10)式の三相静止座標系における電圧方程式を次式のように $0dq$ 回転座標系に変換することができる。

$$v_{0dq} = C v_{uvw}$$

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + p(3L_m) & 0 & 0 \\ 0 & R_a + pL_d & -\omega_e L_q \\ 0 & \omega_e L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_e \Psi_a(i_0) \end{bmatrix} \quad (11)$$

ただし、 v_{0dq} は $0dq$ 回転座標系の電圧ベクトル、 v_0 , v_d , v_q は各軸電圧、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 Ψ_a は $0dq$ 回転座標における鎖交磁束数である。

〈5・2〉 シミュレーション 本節では、(11)式を基に Fig. 1(c)を用いて、 $0dq$ 軸電流の制御ができることを回路シミュレータを用いて検証する。Fig. 18 に電源共通形デュアルインバータ駆動システムおよび電流制御ブロック図を示す。同図に示すように、界磁の非干渉項は、Fig. 13 で得られた i_0 と無負荷鎖交磁束の関係を利用する。Table 3 にシミュレーション条件を示す。三次元磁路のインダクタンス L_m は Table 2 で得られた解析結果 1.35 mH を使用する。負荷トルク T_L は 10Nm で一定とし、速度指令値 3000 r/min で速度制御する。Fig. 19 にシミュレーション結果を示す。同図より、 i_0 、 i_d および i_q がそれぞれ指令値に追従して独立に制御できていることが確認できる。また、 i_0 を与えることで Ψ_a が大きくなるため、10 Nm のトルクを出力するのに必要な i_q が小さくなっていることがわかる。以上の結果から、電源共通形デュアルインバータを用い、(11)式を基に制御ブロックを設計することで、変調巻線レス可変界磁 IPMSM に供給する $0dq$ 電流を制御できることが確認できた。

6. まとめ

筆者らがこれまで提案してきた透磁率変調に基づく可変界磁 IPMSM は、電機子巻線とは別に用意した変調巻線を可変界磁に利用する必要があり、モータ体積が増加するという課題があった。そこで本稿では、電機子巻線コイルエンドと零相電流から成る起磁力によって界磁制御を達成できる変調巻線レス可変界磁 IPMSM を提案した。

第 2 章では、電機子巻線コイルエンドと零相電流から成る起磁力によって径方向放射状に透過する変調磁束を発生させる磁気回路について説明した。第 3 章では、変調巻線レス可変界磁 IPMSM の設計法について述べ、変調巻線レス可変界磁 IPMSM の解析モデルの無負荷特性を解析した。結果として、30 A の i_0 を与えることで 23.0 % 界磁磁束が増加することがわかった。また、第 4 章では解析モデルの負荷特性を測定し、30 A の i_0 を与えることで i_q が 80 A のときのトルクが 13.8 % 増加することが明らかになった。最後に第 5 章では、電磁界解析結果を基に変調巻線レス可変界磁 IPMSM の電圧方程式を導出した。また、電圧方程式を基に電流制御ブロックを設計し、電源共通形デュアルインバータで $0dq$ 電流をそれぞれ独立して制御できることを明らかにした。

文 献

- (1) R. Tsunata, M. Takemoto, S. Ogasawara, and K. Orikawa, "Variable Flux Memory Motor Employing Double-Layer Delta-Type PM Arrangement and Large Flux Barrier for Traction Applications," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 57, no. 4, pp. 3545–3561, 2021.
- (2) A. Athavale, T. Fukushige, T. Kato, C. Y. Yu, and R. D. Lorenz, "Variable leakage flux IPMSMs for reduced losses over a driving cycle while maintaining suitable attributes for high-frequency injection-based rotor position self-sensing," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 234–241, 2016.
- (3) H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, and A. Daikoku, "Wide Speed Range Operation by Low-Voltage Inverter-Fed MATRIX

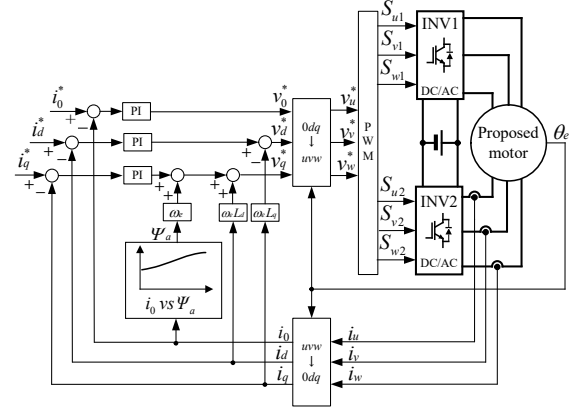


Fig. 18. Dual-inverter drive system for proposed motor.

Table 3. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
DC-bus voltage	V_{dc}	150 V
Winding resistance	R_a	0.10 Ω
dq -axis inductance	L_d and L_q	1.90 mH
Inductance of armature winding coil-end	L_m	1.35 mH
Crossover frequency for current control	ω_{cc}	2000 rad/s
Crossover frequency for speed control	ω_{sc}	50 rad/s
Load torque	T_L	10 Nm

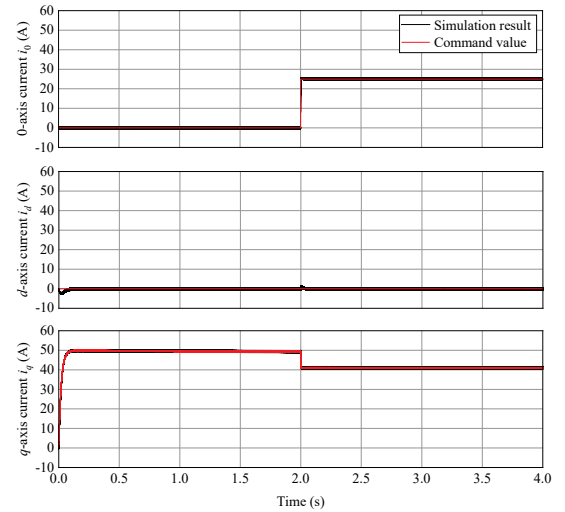


Fig. 19. Simulation results.

Motor for Automobile Traction Motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6887–6896, Aug. 2018.

- (4) J. A. Tapia, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field-weakening capability," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1704–1709, 2003.
- (5) K. Iwama and T. Noguchi, "High-Efficiency Drive Method of Adjustable Field IPMSM Utilizing Magnetic Saturation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 125499–125508, 2022.
- (6) K. Iwama and T. Noguchi, "Three-Phase Inverter Fed Adjustable Field IPMSM Drive Utilizing Zero-Sequence Current," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 70, no. 2, pp. 1239–1249, 2023.
- (7) K. Iwama, M. Aoyama and T. Noguchi, "Preliminary Study of Variable Magnetic Flux PM Motor Utilizing Magnetic Saturation," *IEEJ Annual National Conference*, pp. 54–55, 2019.
- (8) K. Doi and T. Noguchi, "Adjustable Field IPMSM with Three-Dimensional Magnetic Path of Modulation Flux Based on Concentrated Winding Structure," *IEEJ Industry Applications Society Conference*, pp. 367–370, 2021.