

# 集中巻構造に基づく変調磁束の 三次元磁路をもつ可変界磁 IPMSM

土井 康太朗\*, 野口 季彦 (静岡大学)

## Adjustable Field IPMSM with Three-Dimensional Magnetic Path of Modulation Flux Based on Concentrated Winding Structure

Doi Kotaro\* and Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a new three-dimensional magnetic path structure of an adjustable field IPMSM based on a permeability modulation. The proposed method can control the magnetic field generated by permanent magnets (PMs) using magnetic saturation between the PM poles. In a conventional model, an additional winding independent of the armature windings, which is called a modulation winding, is needed to generate a modulation flux. However, the modulation winding might lead to increase of copper loss and to a complicated motor structure. Therefore, in the proposed new three-dimensional magnetic path structure, the modulation flux used to control the magnetic saturation is generated by only the armature windings and the modulation current without a special winding. In the paper, the modulation current and an armature flux linkage characteristic is demonstrated by FEM analysis, which achieves the adjustable field operation over wide range.

キーワード：可変界磁，IPMSM，透磁率変調，三次元磁路，磁気飽和

**Keywords** : adjustable field, IPMSM, permeability modulation, three-dimensional magnetic path, magnetic saturation

### 1. はじめに

近年，地球温暖化抑制の観点からモータの省エネルギーに関する研究が盛んに行われている。中でもエネルギー密度の高いネオジム永久磁石（PM）を使用したPMモータが賞用されている。モータの出力トルクは磁石の界磁磁束に比例し，高エネルギー積PMを利用することで電機子銅損を減少させつつ高トルク密度を実現できる。一方，モータの回転速度は磁石の界磁磁束に反比例するため界磁磁束が一定で大きなPMモータでは，高速運転を実現することは困難である。従来は高速回転時に負のd軸電流を流して弱め界磁制御を行うことで運転領域の拡大を図ってきた。しかし，弱め界磁制御ではd軸電流による銅損，高周波鉄損が増大し効率が悪化することが大きな課題となっている。

この問題を解決するために，近年盛んに可変界磁PMモータが検討されている<sup>(1)-(5)</sup>。文献(1)，(2)ではロータ内の磁石磁力を可変させる方式が提案されているが，磁力を可変するのに非常に大きなエネルギーを要するため電源容量が大きくなる問題がある。文献(3)では駆動回路と巻線の接続を切り換える方式が提案されているが，文献(1)，(2)と同様に駆動回路が大型化する。文献(4)，(5)では磁性材料の磁気飽和現象を利用し，ロータコア内に設置した漏れ磁路の透磁率を変調することで界磁制御を実現する方式が提案され

ている。この方式では透磁率を変調する変調磁束を発生させるために，電機子巻線とは独立した変調巻線に変調電流 $i_m$ を供給する必要があるため三相4線式インバータが使用される。 $i_m$ を連続的に変化させることで自在に界磁制御を行えるとともに，文献(1)~(3)のように駆動回路が大型化する問題を避けることができる。

一方，文献(4)，(5)の従来方式では $i_m$ が電機子巻線を経由して変調巻線に流れるため，電機子巻線を流れる $i_m$ を有効に使用することができず銅損が増加する傾向がある。また，変調巻線を巻くためにステータコアおよびロータコアが2つに分割されており，分割されたステータコア間に変調巻線を挿入するので構造が複雑化する。

本稿では，三相電機子巻線に $i_m$ を供給し変調磁束を発生させることで，特別な変調巻線を必要とせず，電機子巻線に流れる $i_m$ を有効活用して銅損を低減できる三次元可変界磁手法を提案する。提案する三次元可変界磁手法が可変界磁PMモータとして有効に動作することを電磁界解析により検証したので報告する。

### 2. 電機子巻線から発生する変調磁束

前述の通り，提案する三次元可変界磁構造は磁性材料の磁気飽和現象を利用するものである。ロータ磁極間を磁気飽和させるための変調磁束はロータコア内を放射状に透過

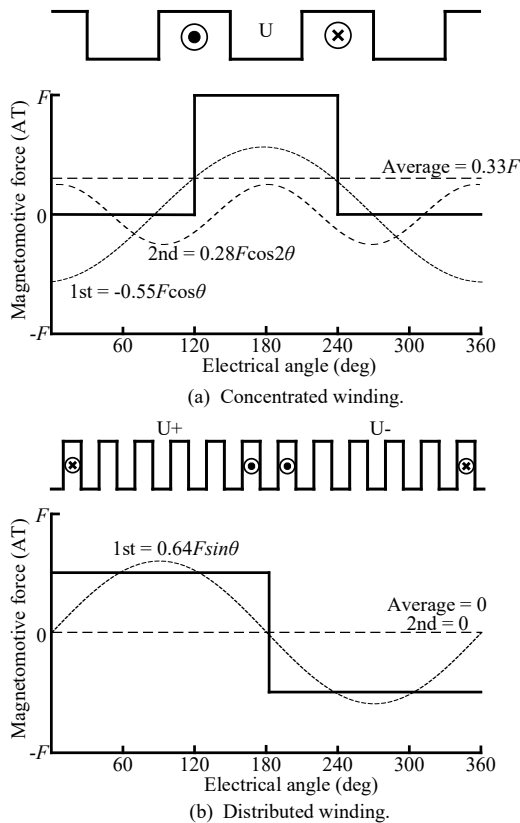


Fig. 1. Magnetomotive force waveforms.

する必要がある。このような変調磁束を発生させる原理を説明する。

Fig. 1 に集中巻と分布巻の U 相巻線に直流起磁力を加えたときのギャップ起磁力波形を模式的に示す。Fig. 1(a)の集中巻の起磁力波形は平均値，1次，2次成分のみを考慮すると次式で近似的に表すことができる。

$$F_u(\theta) \cong 0.55F \cos(\theta - 180^\circ) + 0.28F \cos 2\theta + 0.33F \quad (1)$$

ここで U, V, W 相全てに 1/3 ずつ起磁力を加えた場合は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} F(\theta) &= F_u(\theta) + F_v(\theta) + F_w(\theta) \\ &= \left\{ \frac{0.55}{3} F \cos(\theta - 180^\circ) + \frac{0.28}{3} F \cos 2\theta + \frac{0.33}{3} F \right\} \\ &\quad + \left\{ \frac{0.55}{3} F \cos(\theta - 180^\circ + 120^\circ) + \frac{0.28}{3} F \cos(2\theta + 120^\circ) + \frac{0.33}{3} F \right\} \\ &\quad + \left\{ \frac{0.55}{3} F \cos(\theta - 180^\circ - 120^\circ) + \frac{0.28}{3} F \cos(2\theta - 120^\circ) + \frac{0.33}{3} F \right\} \\ &= 0.33F \end{aligned} \quad (2)$$

(1)及び(2)より，(1)の右辺第1項と第2項である1次と2次成分は三相で打ち消し合い，第3項の平均値のみが残ることがわかる。この平均値は直流成分であり起磁力波形の直流成分によって生じる磁束はロータコア内を放射状に透過するため，第3項が変調磁束に対する起磁力となる。つまり，集中巻で巻かれた電機子巻線に直流起磁力を加えることで変調磁束を発生させることが可能である。また，その起磁力波形から2次を代表とする偶数次成分をもつこともわ

かる。次に Fig. 1(b)の分布巻の起磁力波形は，同図より起磁力波形の平均値がゼロであることから変調磁束に相当する起磁力が存在しない。このため変調磁束を発生させることができない。従って，提案する三次元可変界磁構造には集中巻を採用する。

Fig. 2 に変調磁束の磁路を示す。同図に示す通り，電機子巻線から発生した変調磁束はロータシャフトおよびステータを透過しロータコア内を放射状に透過する。このためステータフレーム及びロータシャフトに磁性材料を使用し三次元磁路を形成する必要がある。また，同図から各相の直流起磁力に対する磁気等価回路を考えると Fig. 3 を得る。 $F_M$  は直流起磁力， $\mathcal{R}_{XY}$  はロータとステータ間のエアギャップ磁気抵抗， $\mathcal{R}_Z$  はステータフレームとロータシャフト間のエアギャップ磁気抵抗， $\phi_{XY}$  は三相で打ち消し合う X-Y 平面上の磁束， $\phi_Z$  は Z 軸方向に透過する変調磁束を表している。ただし，この磁気等価回路では，磁気抵抗の大部分がエアギャップに起因すると仮定している。同図からティース数が増えると X-Y 平面上の磁束に対する磁気抵抗が変化し，結果的に変調磁束量も変化することがわかる。また，通常のもータジオメトリとは独立した Z 軸方向の磁気抵抗値によって変調磁束量も変化することもわかる。従って，次の要件を満たすことで直流起磁力に対し大きな変調磁束が得られる。

- ① ティース数を少なくすること
- ② ステータフレームとロータシャフト間のエアギャップ磁気抵抗を小さくすること

以上の内容から提案する三次元可変界磁構造では極対数の小さなモデルが有利である。

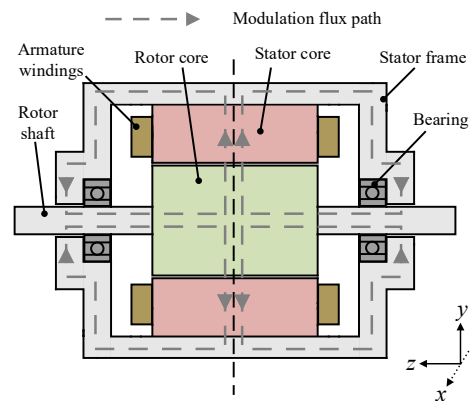


Fig. 2. Magnetic path structure for modulation flux.

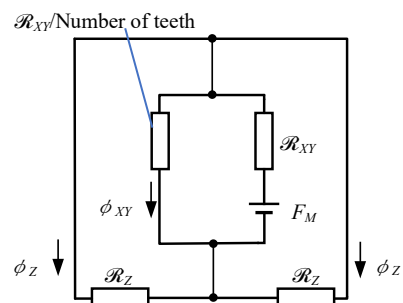


Fig. 3. Magnetic equivalent circuit.

### 3. 駆動システム

Fig. 4 に文献(4), (5)の駆動回路である三相 4 線式インバータを用いた駆動システムと提案手法に用いる直流バス共通形デュアルインバータ駆動システムを示す。Fig. 4(a)より三相 4 線式インバータを用いた駆動システムでは、電機子巻線を経由して変調巻線に流れる  $i_m$  により変調磁束を発生させる。このため電機子巻線に流れる  $i_m$  が効果的に活用されない。一方、Fig. 4(b)より直流バス共通形デュアルインバータ駆動システムでは電機子巻線を流れる  $i_m$  を活用して変調磁束を発生させる。このため、Fig. 4(a)のような特別な変調巻線を必要としない。また、この回路では三相交流電流に直流を重畳した電流を電機子巻線に流すことができる。

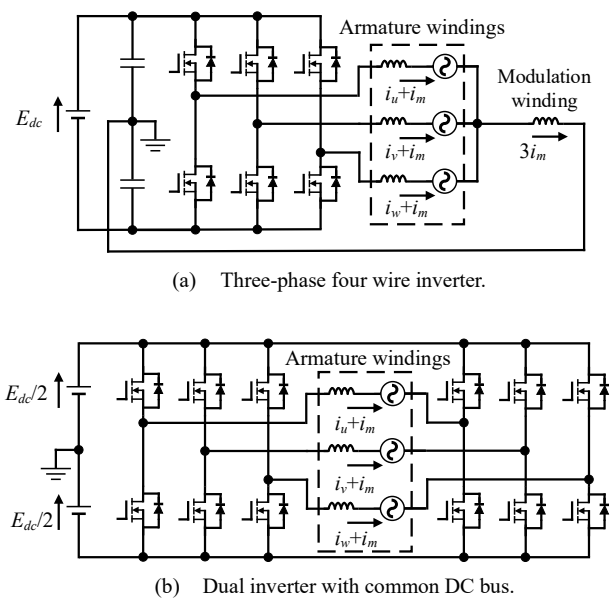


Fig. 4. Configuration of drive systems.

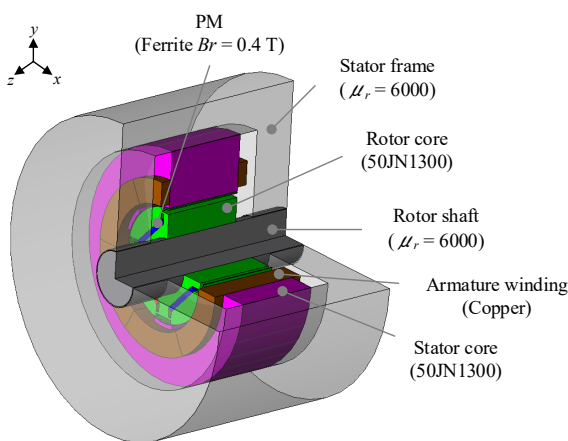


Fig. 5. Perspective view of proposed adjustable field IPM motor.

### 4. 透磁率変調に基づく可変界磁の原理

Fig. 5 に原理モデルを示す。同図に示す通りロータシャフトとステータフレームに磁性材料を用いる。また、ロータコア内部の磁極間に漏れ磁路を作為的に設けている。Fig. 6 に

磁石磁束と変調磁束のベクトルプロットの解析結果を示す。Fig. 6(a)は  $i_m$  を供給していない場合である。同図から磁極間の漏れ磁路を磁石磁束が透過し短絡していることがわかる。このとき多くの磁石磁束が短絡するため、電機子鎖交磁束が減少する。Fig. 6(b)は各相に 10 A の  $i_m$  を供給した場合である。Fig. 6(b)からロータコア内を放射状に透過する変調磁束によって漏れ磁路の磁束密度が 1.8 T 近くまで高まり、磁気飽和していることがわかる。これにより短絡していた磁石磁束は少なくなるため電機子鎖交磁束は増加する。以上の結果から電機子巻線に直流起磁力を加えることで発生させた変調磁束により磁極間漏れ磁路の磁気飽和を制御し、電機子鎖交磁束を調整できることを確認した。

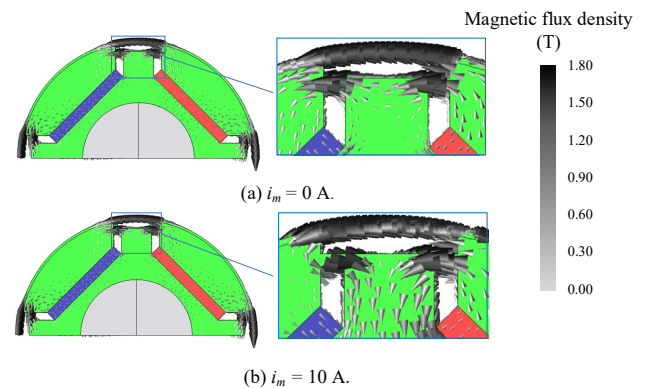


Fig. 6. Vector plot of PM magnetic flux density.

### 5. 無負荷運転特性

Table 1 に原理モデルの主要諸元を示す。ステータ外径、ロータ外径及び磁石量は電気学会 D モデルと等しい。Fig. 7 に  $i_m$  と無負荷時電機子鎖交磁束基本波成分の関係を示す。同図より  $i_m$  の変化に対して電機子鎖交磁束の基本波成分が単調に変化することがわかる。 $i_m$  に対する電機子鎖交磁束の変化は可変界磁動作を意味している。Fig. 8 に各相 10 A の  $i_m$  を供給したときの U 相電機子鎖交磁束の解析結果を示す。同図より鎖交磁束波形に偶数次成分が含まれることがわかる。この電機子鎖交磁束の偶数次成分は、変調磁束がロータコア内を放射状に透過し、N 極に対しては減磁作用、S 極に対しては増磁作用がはたらくために生じる偶数次の成分と、Fig. 1(a)で示した偶数次の起磁力分布によって発生するものである。

Table 1. Specifications of prototype motor.

Maximum modulation current	10 A/phase
Number of poles and slots	4 poles and 6 slots
Armature winding	35 turns/slot
Stator diameter	$\phi$ 112 mm
Rotor diameter	$\phi$ 55 mm
Stack length	40 mm
Air gap between rotor and stator	0.5 mm
Air gap between rotor shaft and stator frame	0.3 mm

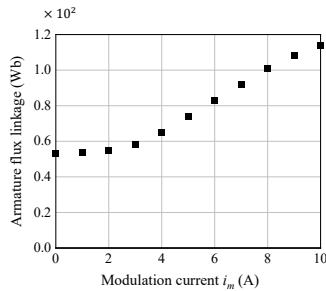
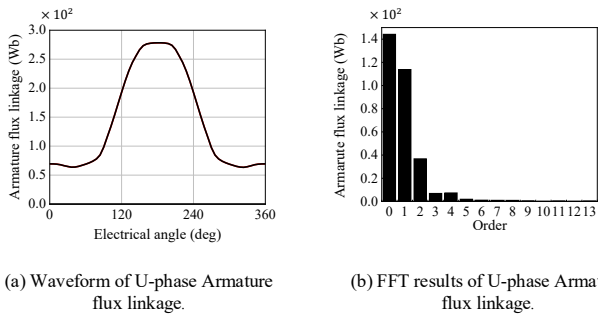
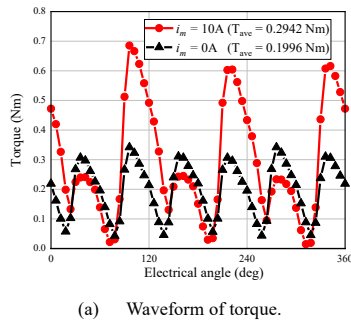


Fig. 7. Armature flux linkage vs. modulation current.

Fig. 8. Analysis result of armature flux linkage ( $i_m = 10$  A).

(a) Waveform of torque.

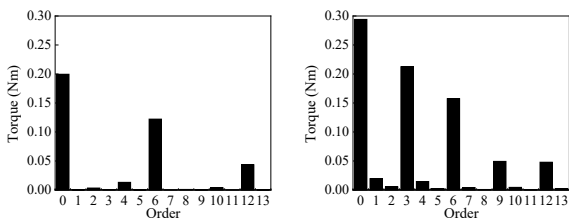
(b) FFT results of torque ( $i_m = 0$  A). (c) FFT results of torque ( $i_m = 10$  A).

Fig. 9. Analysis results of torque.

## 6. 負荷特性

Fig. 9に各相0 Aまたは10 Aの $i_m$ , 8 Aの $i_q$ , 0 Aの $i_d$ をモータに供給したときのトルクの解析結果を示す。同図より, 10 Aの $i_m$ を供給することで同等の電機子電流で平均トルク $T_{ave}$ が0.1996 Nmから0.2942 Nmまで増加していることがわかる。一方, Fig. 9(b)より10 Aの $i_m$ を供給しているときに大きな3次, 6次の高調波トルクが発生していることがわかる。6次の高調波はFig. 9より集中巻による空間高調波の影響であると考えられる。3次の高調波は電機子鎖交磁束の偶数次成分に起因するものであり, 発生する3次高調波トルクは(3)で表すことができる。

$$T_3 = -3I\psi_2 \sin(3\omega t + \alpha + \beta_2) + 6I\psi_4 \sin(-3\omega t + \alpha - \beta_4) \quad (3)$$

$I$ ,  $\alpha$ はそれぞれ電機子電流の振幅と位相,  $\psi_2$ ,  $\beta_2$ はそれぞれ2次の電機子鎖交磁束の振幅と位相,  $\psi_4$ ,  $\beta_4$ はそれぞれ4次の電機子鎖交磁束の振幅と位相である。また, 平均トルクは(4)で表すことができる。

$$T = \frac{3}{2} I \psi_1 \sin(\alpha - \beta_1) \quad (4)$$

$\psi_1$ ,  $\beta_1$ はそれぞれ1次の電機子鎖交磁束の振幅と位相である。(3), (4)より平均トルクに対して3次高調波トルクの比率を小さくするには,  $\psi_2$ ,  $\psi_4$ に対して $\psi_1$ を大きくする必要がある。今回, 磁石磁束の漏れやすさの観点から磁石材料にフェライト磁石を使用した。フェライト磁石のエネルギー積はネオジウム磁石と比較して小さいため $\psi_1$ も小さく, 変調磁束に起因する磁石の増減磁による磁束密度の変化も大きい。エネルギー積の大きさは $\psi_1$ に影響し, 磁束密度の変化は $\psi_2$ ,  $\psi_4$ に影響するため, 磁石材料をフェライト磁石からネオジウム磁石に変更することで $\psi_2$ ,  $\psi_4$ に対する $\psi_1$ が相対的に大きくなることが予想できる。一方, 磁石をエネルギー積の大きなものに変更すると磁石磁束が漏れにくくなり可変界磁幅が小さくなるため, 磁石磁束が十分に漏れる磁路の設計が求められる。

## 7. まとめ

本稿では, 透磁率変調に基づく従来の可変界磁IPMSMに対して集中巻構造に基づく三次元可変界磁手法を提案した。電磁界解析により, 提案する三次元可変界磁手法を用いることで特別な変調巻線などを必要とせず, 電機子巻線に変調電流を流すことで発生する変調磁束を用いて可変界磁動作が実現されることを確認した。しかし, 変調電流の供給時には電機子鎖交磁束に偶数次高調波成分が発生し, 結果として3次のトルクリプルにつながる結果となった。この問題に対して今後は, エネルギー積の大きなネオジウム磁石を使用することで平均トルクに対する3次トルクリプルの影響を低減し, かつ, ネオジウム磁石を用いても十分な可変界磁幅をもつようなロータコア内の漏れ磁路を設計していく所存である。

## 文 献

- (1) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hasiba, N. Takahashi, K. Yasui, L. Kovudhikulrungsri, "Principle and Basic Characteristics of Variable-Magnetic-Force Memory Moors," *IEEJ Trans. IA*, vol. 131, no. 1, pp. 53-60, 2011.
- (2) 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.
- (3) 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.
- (4) 岩間・野口・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, pp. 50-51 (2019)
- (5) K. Iwama and T. Noguchi, "Experimental Verification of Adjustable Field IPM Motor Based on Permeability Modulation," in *Proc. IEEJ Tech. Meet. on MD/HCA*, 2021.