アモルファス磁性材料を使用した ステータモジュール型バーニアモータの特性評価

Characteristic Analysis of a Stator Module Type Vernier Motor

中川 博貴^{*1}(学生員), 佐藤 尊^{*1}(正員), 戸高 孝^{*1}(正員)

Hiroki NAKAGAWA (Stu. Mem.), Takeru SATO (Mem.), Takashi TODAKA (Mem.)

In the purpose of environmental conservation and energy saving, demands for high torque and high energy density drive motors at low speed are increasing, and vernier motors utilizing the magnetic gear effect are attracting attention. This paper presents a new stator module type vernier motor, which is applicable amorphous magnetic material effectively as a stator core material in order to reduce loss at high speed operation. For the purpose of clarifying the effect of application of amorphous wound core, the efficiencies of motors made of amorphous magnetic material, non-oriented electrical steel sheet and oriented electrical steel sheet are investigated by using finite element analysis. The results show that the proposed model is effective to improve efficiency of the vernier motor utilizing amorphous magnetic material.

Keywords: vernier motor, amorphous magnetic material, permanent magnet motor, motor efficiency.

(2018 年 10 月 20 日受付, 2019 年 3 月 2 日再受付, 2019 年 3 月 16 日再々受付)

1 緒言

近年, 環境保全や省エネのため, 低速時に高トルクでエネルギー密度の高い駆動用モータへの要求が高まっている。ロボットアームや駆動システムにおいて低速で高トルクな動力が必要であり, 一般に機械式ギアを用いた減速機が使用されているが, これではギアのがたつきによる制御精度の低下, 機械損の増加による効率の低下, 大型化してしまうなどのデメリットがある。さらに, ギア歯間に機械的接触があるため, 注油などのメンテナンスも必要になってくる。そこでダイレクトドライブ方式で磁気ギア効果を利用するバーニアモータが注目されている。

バーニアモータは, ステータコアの形状によって変調された磁束高調波成分によって回転力を得るモータである。磁束高調波成分はロータ磁石の磁極数に比例し, 変調磁場はロータに出力トルクを発生させる。したがって, バーニアモータでは, 電機子巻線, ステータコアおよびロータコアの構造を分析, 設計することが重要である。様々な種類のバーニアモータが研究段階にあるが, 商用化と大量生産には効率と力率の更なる向上が求められている[1-3]。さらに, 電気自動車な

どの可変速用途における高速回転時の鉄損の低減は, 解決すべき重要な課題である[4]。

そこで, 高速運転時の損失低減に着目し, Fe 系アモルファス磁性材料をステータコアに適用した新しいステータモジュール型バーニアモータを考案した。アモルファス磁性材料は高透磁率と低損失特性を有しており, ソフト磁性材料として非常に優れている。しかし, アモルファス磁性材料は従来のモータに用いられている積層コア構造では, 打ち抜き加工が困難であることから適用できなかった。そこでコア構造には巻鉄心コア構造を採用し, U 字形カットコア形状とした。この形状は, アモルファス磁性材料でも適用可能, 磁束の高調波成分を増加させてトルク特性を向上可能, さらに加工によって生じる磁気特性の劣化などを磁場中焼鈍によって改善することが可能というメリットがある。しかしその反面, 積鉄心構造と比較すると, ティース先端部やバックヨークの形状の自由度が小さい点がデメリットとして挙げられる。

本論文では, 考案したステータモジュール型バーニアモータにアモルファス磁性材料を適用したモデルの特性解析と優位性を明確にする目的で, 有限要素磁界解析によりアモルファス磁性材料, 無方向性電磁鋼板および方向性電磁鋼板を用いたモデルの効率の周波数特性を比較検討した。

連絡先: 中川 博貴, 〒870-1192 大分市旦野原 700 番地, 大分大学理工学部創生工学科電気電子コース,
e-mail: v18e2018@oita-u.ac.jp

^{*1} 大分大学

Fig. 1 Schematic view of the proposed stator module type vernier motor.

2 解析モデルと解析手法

2.1 解析モデル

Fig. 1 に検討に用いたステータモジュール型バーニアモータの概形モデルを示す。永久磁石ロータと 12 個の U 字形カットコアで構成され、Fig. 2 のように隣接する 2 つの U 字形コアと 1 つの相コイルをセットでステータモジュールとした。このような独立したカットコアは巻鉄心を切断することで製作でき、アモルファス磁性材料であっても加工が容易で、製作が可能である。このバーニアモータが動作するための条件式は(1)式で与えられる。

$$Z_2 = (Z_1 \pm p)/2 \quad (1)$$

ここで、 Z_1 はステータのスロット数、 Z_2 はロータの極対数、 p は巻線極数である[5]。(1)式より、ロータの極対数が 5 か 7 になるが、磁気歯車の原理と同様に、マイナスの符号を選択したほうが、トルクが大きくなるため 5 極対とした。また、このことから今回使用する高調波は第 5 高調波である。

コイルは三相集中巻で、1 相当当たりの巻数を 264 turn とした。ステータコアとロータコアの外径はそれぞれ 150 mm と 55 mm で、ステータとロータの永久磁石間のギャップは 1.0 mm とした。U 字形カットコアの間には 0.25 mm のエアギャップが存在し、これは一般的

(a) Schematic view of the U-shaped core.

(b) Enlargement view of the stator module consisting of adjacent two U-shaped cores and one phase coil.

Fig. 2 Illustration of stator cores.

な構造ではないが、このようにすることで磁束の高調波成分がステータとロータ間のギャップで増加する効果がある。バーニアモータが磁束の高調波成分を利用するモータであるため、カットコア間のギャップによる高調波成分の増加は有効に働く。上記の理由で、巻鉄心コアのステータモジュール型モデルを考案した。

2.2 有限要素解析

本研究では、解析モデルの作成から解析実行まで、一貫して Jmag-Designer 13.1 を使用した。提案したバーニアモータモデルの効率を明らかにするために、2 次元有限要素解析を行った。支配方程式は(2)式で与えられる。

$$v_y \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + v_x \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = -J - v_0 \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (2)$$

ここで、 A は磁気ベクトルポテンシャルの z 方向成分、 J は電流密度の z 方向成分、 M は永久磁石の残留磁化、 v は磁気抵抗率、 v_0 は真空の磁気抵抗率である。また、添え字 x, y はそれぞれ x 成分、 y 成分を表す。定式化にはガラーキン法を用い、トルクは Maxwell の応力テンソル法を用いて計算した。離散化には、一次三角形要素を使用し、要素数は 175697、節点数は 97758 である。

Table 1 Conditions used in the analysis.

Number of poles	10				
Number of slots	12				
Air gap [mm]	1.0				
Number of turns of coil [turn/phase]	264				
Core thickness [mm]	100				
Winding resistance [Ω]	0.93				
Frequency [Hz]	50	100	200	300	400
Revolution speed [rpm]	600	1200	2400	3600	4800
Magnet material	Ferrite				
Magnetization of the magnet [T]	0.4				
Magnet width [mm]	3.0				
Current [A]	3.0	4.0		7.0	
Rotor material	50A470				
Stator material	2605HB1M	50A470		23JG120	
Number of elements	175697				
Number of nodes	97758

(a) Comparison of magnetization curves.

(b) Comparison of iron loss characteristics.

Fig. 3 Magnetization curves and iron loss characteristics of each material at 50 Hz.

Fig. 4 Magnetization curves of the amorphous magnetic material, 2605HB1M, in the wound thickness direction and in the winding direction.

2.3 解析条件

Table 1 に解析条件を示す。ステータコアの材料にはアモルファス磁性材料(以降 2605HB1M)の他に、方向性電磁鋼板(以降 23JG120)及び無方向性電磁鋼板(以降 50A470)も比較材料として解析を行った。励磁電流の値は、各材料を用いたモデルにおいてトルク-電流曲線を求め、線形特性から 3.0 A, 4.0 A, 7.0 A とした。励磁周波数は Table 1 のように 50 Hz から 400 Hz の間で変更し、各材料における周波数特性を比較した。磁石はフェライト磁石を想定し、残留磁化は 0.4 T, 表皮効果は無視できると仮定した。

Fig. 3 (a), (b)に周波数 50 Hz における各材料の磁化曲線と鉄損特性を示す。2605HB1M の透磁率は非常に大きく、一般的にモータのコアに使用されている 50A470 と比較して、鉄損が非常に小さいことがわかる。その他の周波数における鉄損特性は、測定結果やカタログデータを用いた補間によって得られたものを使用した[6]。

2.4 巻鉄心の考慮

解析において、巻鉄心コアの磁気異方性を考慮したモデルを再現するために、巻鉄心の巻厚方向の透磁率の導出に式(3)を用いた。

$$\mu_t = 1/(S/\mu_l + (1-S)/\mu_0) \quad (3)$$

ここで、 μ_t は巻厚方向の透磁率、 μ_l は巻き方向の透磁率、 μ_0 は真空の透磁率、 S は巻鉄心コアの占積率である[7]。Fig. 4 に 2605HB1M の磁化曲線の巻厚方向と巻き方向の比較を示す。巻き方向に比べて巻厚方向の透

Fig. 5 Comparison of the average torques of each model.

Fig. 6 Comparison of the total iron loss of each model.

磁率が非常に小さくなっており、厚み方向に磁束が変化しづらい巻鉄心の磁気異方性が再現できる。

3 解析結果

3.1 周波数 50 Hz における解析結果

簡略化のために、ステータコアに 2605HB1M を適用したモデルを Model-AM とし、同様に 23JG120 を適用したモデルを Model-GO、50A470 を適用したモデルを Model-NO として以降取り扱う。

Fig. 5 に各モデルの平均トルクを示す。この図に示されているように、平均トルクは電流に比例していたが、各モデルの差は小さかった。その理由は 1.0 mm という比較的大きなエアギャップのモデルのため、エアギャップ部の磁気抵抗によって磁束密度の大きさが支配されたと考えられる。

Fig. 6 に各モデルの鉄損を示す。Model-AM の鉄損は他に比べて非常に小さく、これに対して Model-NO は一番大きかった。このことから Fig. 3(b)に示した各材

(a) Model-AM

(b) Model-GO

(c) Model-NO

Fig. 7 Iron loss distributions at 3 A of each model.

料の鉄損特性の大小がそのままモータの鉄損の大小に影響することになり、2605HB1M を適用することで低鉄損な特性を十分に活かすことができることが分かった。

Fig. 7 に励磁電流 3 A における各モデルの鉄損分布を示す。図のように磁束密度の大きさは異なるものの、磁場分布はどれも似たような傾向を示している。隣接するモジュールの間には巻線が巻かれていないために、

Fig. 8 Comparison of the total motor efficiencies of each model.

Table 2 Calculated copper loss and mechanical loss.

Current [A]	3	4	7
Copper losses [W]	25.1	44.6	136.7

Frequency [Hz]	50	100	200	300	400
Mechanical losses [W]	3.0	6.1	12.6	19.8	28.0

磁束分布に対応して鉄損が小さくなっている箇所が規則的に存在している。

Fig. 8 に各モデルの効率を示す。効率は出力と損失から求め、損失には上記の鉄損に加え、銅損と機械損も考慮して算出した。一定の励磁電流で解析を行ったため、各モデルにおける銅損は同じであり、同様に周波数（回転数）も同じであることから機械損も同じである。すなわち、各モデルの損失は鉄損に依存しており、その結果、鉄損の小さな Model-AM の効率が良くなった。銅損の算出には次式を用いた。

$$P_c = 3I^2R \quad (4)$$

ただし、 P_c は銅損、 I は励磁電流、 R は巻線抵抗である。次に、機械損の算出には次式を用いた。

$$P_{mec} = P_{fr} + P_{wind} \quad (5)$$

ここで、 P_{mec} は機械損であり、摩擦損 P_{fr} と風損 P_{wind} の和によって近似的に求めた。

$$P_{fr} \approx (3n_r G_{rot} N 10^{-3})/2 \quad (6)$$

$$P_{wind} \approx 2D_{out}^3 L N^3 10^{-6} \quad (7)$$

ただし、 n_r はベアリングの数、 G_{rot} はロータの重さ、 N は回転数、 D_{out} はロータの直径、 L はロータの長さである[8]。これらの式より算出した銅損、及び機械損を Table 2 に示す。

Fig. 9 Frequency dependency of the iron loss of each model at 3 A.

Fig. 10 Frequency dependency of the efficiency of each model at 3 A.

3.2 400 Hz までの周波数特性

次に、アモルファス磁性材料の厚さが薄いという特徴から、厚さの2乗で効いてくる渦電流損の低減に有効ではないかと考えた。2605HB1Mの厚さは0.025 mmであり、今回使用している23JG120の0.23 mm、50A470の0.50 mmと比べても薄い。また、渦電流損は周波数の2乗に比例するので、高周波で高効率なモータの実現に向けて、励磁周波数を400 Hzまで変化させたときの特性を比較検討する。

Fig. 9 に励磁電流3 Aにおける各モデルの鉄損の周波数特性を示す。励磁周波数の2乗に比例して渦電流損が支配的になり、鉄損が増加していることが分かる。Model-AMの鉄損は、Model-GOと比較して約1/3、Model-NOと比較して約1/10であった。2605HB1Mだけで構成された巻鉄心では強度に問題があるため、鉄損が少ない23JG120は、アモルファスコアの補強材として利用できるのではないかと考えられる。

Fig. 10 に励磁電流3 Aにおける各モデルの効率の周波数特性を示す。Model-AMの効率は、電磁鋼板を適

Fig. 11 Frequency dependency on the output, loss, and efficiency of Model-AM at 3 A.

用した他のモデルよりも大きくなっており、これは 2605HB1M の低鉄損特性がモータのステータコアでも活かされ、損失が低減されたからである。目標のモータ効率、定格周波数で約 90%~95% であるため[9]、Model-AM 及び Model-GO の 200 Hz 以上で達成しており、十分実用的であると考えられる。

Fig. 11 に励磁電流 3 A における Model-AM の出力、損失、効率の周波数特性を示す。損失は周波数の増加に伴って増加し、出力は周波数に比例しているため、Fig. 10 の Model-NO のように周波数に対する効率のピークが存在することになるが、Model-AM の効率は増加し続けている。すなわち、さらに周波数を高くしても効率の増加が期待でき、ねらい通り、高周波で高効率なモータとして利用できると考えられる。また、効率の目標値を維持できる周波数領域がかなり広いことが考えられるため、低速から高速まで、必要な出力や用途に応じて周波数を変更して使用することが可能である。

実用化に向けて、ステータコア寸法やモジュール間のエアギャップ幅の最適化、2605HB1M と 23JG120 のハイブリット化の検討が必要である。また、本解析は電流源で行っていることから、端子電圧法を用いて電圧源によりステータコア形状や寸法を変えた場合のインピーダンスの変化を考慮した解析を行う予定である。

4 結言

本論文では、アモルファス磁性材料を使用した U 字形巻鉄心コアで構成されるステータモジュール型バーニアモータの基本特性を示した。提案したモデルにおいて、比較のために、一般的に使用される無方向性電磁鋼板と変圧器で使われる方向性電磁鋼板のモデル

も作成し、有限要素磁界解析で効率を算出した。効率は 3 つのモデルの中でアモルファス磁性材料を使用したモデルが 1 番高く、アモルファス磁性材料が効率の改善に有効であった。しかしながら、提案したステータモジュール型は、一般的な積層鉄心構造と比較すると、ステータコア形状に制限があるため、磁束経路を確保することは難しく、飽和磁束密度の低い Model-AM では磁束密度が高くなると効率の低下につながる。そこで、積層鉄心のような形状の自由度はないが、ステータコア寸法やモジュール間のエアギャップ幅については改良の余地があるため、最適化を図っていくとともに、試作機を作製して、実際の動作の検証を行うことが今後の研究課題である。

参考文献

- [1] G. J. Li and Z. Q. Zhu, "Analytical Modeling of Modular and Unequal Tooth Width Surface-Mounted Permanent Magnet Machines", *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 51, no.9, DOI: 10.1109/TMAG.2015.2432735, 2015.
- [2] D. Li, R. Qu, and T. A. Lipo, "High-Power-Factor Vernier Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3664-3674, 2014.
- [3] Jiangui Li, K. T. Chau, J. Z. Jiang, Chunhua Liu, and Wenlong Li, "A New Efficient Permanent-Magnet Vernier Machine for Wind Power Generation", *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 46, no. 6, pp. 1475-1478, 2010.
- [4] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen, and D. Howe, "Iron Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines Under Maximum Torque Per Ampere and Flux Weakening Control", *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 3285-3287, 2002.
- [5] 平田勝弘, "次世代アクチュエータ原理と設計法", 科学情報出版株式会社, 2013.
- [6] Nippon Steel Co., "無方向性電磁鋼板", https://www.nipponsteel.com/product/catalog_download/pdf/D005je.pdf, 2019.
- [7] Y. Takakura, Y. Takahashi, K. Fujiwara, Y. Ishihara, and T. Masuda, "The papers of Joint Technical Meeting on Static Apparatus and Rotating Machinery", *IEE Japan*, SA-12-113, RM-12-128, p.83, 2012 (in Japanese).
- [8] P. Andrada, M. Torrent, et al., "Power Losses in Outsided-Spin Brushless D.C. Motors", *RE&PQJ*, vol. 1, No. 2, pp. 507-511, April, 2004.
- [9] H. Kakihata, Y. Kataoka, et al., "Design of Surface Permanent-type Vernier Motor", *J. of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, No. 2, pp. 127-133, 2013.