

HEV 用磁石フリー磁気ギアモータのロータ巻線整流回路の検討

青山 真大（静岡大学／スズキ株式会社） 久保田 芳永*（スズキ株式会社）

野口 季彦 本橋勇人（静岡大学）

Study on Rotor Rectifier Circuit of Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor for HEV Application
Masahiro Aoyama (Shizuoka University / SUZUKI Motor Corporation), Yoshihisa Kubota* (SUZUKI Motor Corporation)
Toshihiko Noguchi, Yuto Motohashi (Shizuoka University)

This paper describes a rare-earth-free magnetic geared motor in which magnetic flux variation in differential frequency between stator rotating magnetic field and rotor rotation speed. The differential frequency magnetic flux is effectively utilized for field magnetization instead of rare-earth permanent magnets with diode rectifier wound-field rotor. The operation principle of self-excitation and diode rectifier circuit technique of rotor winding are discussed through the magnetic field analysis. The effects of the output torque performance with respect to the rotor magnetomotive force balance between the induction coil exclusively used for induced voltage generation and the field coil for field magnetization are clarified by magnetic field analysis and mathematical approach. Consequently, it has been confirmed that magnetic decoupling between induction coil and field coil can be improved the torque per rotor current and torque ripple characteristics.

キーワード：磁気ギアモータ，磁石フリー，巻線界磁，自己励磁，ダイオード整流，差分周波数
(Keyword: magnetic geared motor, permanent-magnet-free, wound-field, self-excitation, diode rectifier, differential frequency)

1. はじめに

近年、輸送機器のゼロエミッション化に向け、12V アイドリングストップシステムをベースにしたローエンドなハイブリッドシステムから数百Vの二次電池を用いて電動化割合を高めた高効率パワートレイン技術まで、様々な技術ポートフォリオが検討されている⁽¹⁾⁽²⁾。その中でもパワースプリット式HEVシステムの小型化のために磁気ギアモータを用いたシステムが提案されている⁽³⁾⁽⁷⁾。従来の遊星歯車とモータを組み合わせたシステムに対して二軸出力の磁気ギアモータを採用することで複合機能化によりコンポーネント数を減らすことができ、小型・軽量化・システム効率の向上が期待されている⁽³⁾。しかし、ステータ側の回転磁界とロータの回転周波数が非同期で駆動するため、永久磁石に対する外部磁場の変動が大きくなり、高保磁力磁石を用いるとともに磁石渦電流損対策が必要になる⁽⁸⁾。それらの課題に鑑み、筆者らは既に従来技術で損失増加の主要因になっていた磁気ギアモータの非同期周波数成分（非同期回転モード）に着目した磁石を用いない自励式巻線界磁形磁気ギアモータを提案した⁽⁹⁾。提案モータは誘導機の電磁誘導原理とダイオード整流形自己励磁技術を応用することで磁石フ

リー化を実現している⁽¹⁰⁾。

本稿では、トルク/ロータ巻線電流の比率とトルクリプルを低減できるロータ巻線整流回路について検討したので報告する。

2. 差分周波数の変動磁束による自励原理

〈2・1〉 モータ構造 図1と表1にステータの基本波回転磁界とロータ回転周波数の差分周波数で変動する磁束を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形磁気ギアモータの径方向断面図と主要諸元を示す。測定環境の都合上、ステータコア外径が $\phi 120$ mm、積厚が49.5 mmのダウンサイズした原理検証機を試作する予定である。提案モータは、従来構造の磁気変調形磁気ギアモータで問題となっていたロータに対する非同期周波数の変動磁束による磁石渦電流損増加に対して、その磁束変動を界磁エネルギー源として活用した磁石フリー磁気ギアモータの構造としている点に特長を有する。図2に示すように突極構造に2種類の巻線（誘導起電力発生用の誘導コイルI-coilと界磁極形成用の界磁コイルF-coil）を巻き、それぞれの巻線をダイオード整流回路結線することでロータに鎖交する非同期の変動磁束（差分周波数磁束）で発生する誘導起電力により自励する。なお、

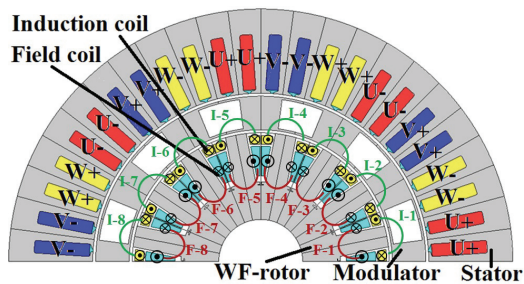


図1 提案モータの断面図

Fig. 1. Cross section of proposed motor.

表1 提案モータの諸元

Table 1. Specifications of motor.

Number of stator poles	8
Number of rotor poles	16
Number of modulator poles	12
Stator outer diameter	120 mm
Rotor diameter	61.2 mm
Axial length of core	49.5 mm
Air gap length	0.7 mm
Maximum current	150 A _{rms}
Armature winding resistance	15.1 mΩ / phase
Number of armature coil-turn	8
Winding connection	4 series - 2 parallel
Number of I-coil turn	10
Number of F-coil turn	11
I-coil resistance	79 mΩ / pole
F-coil resistance	47 mΩ / pole
Thickness of iron core steel plate	0.3 mm (30DH)

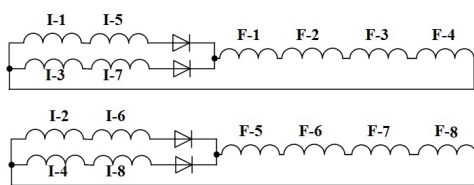
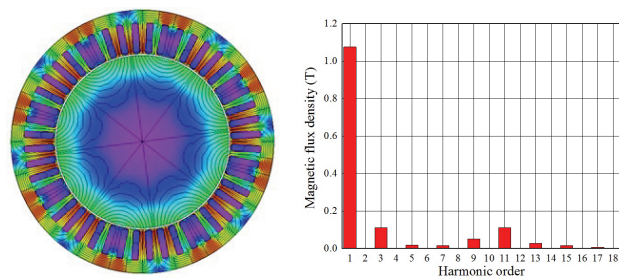


図2 ロータ巻線整流回路

Fig. 2. Rotor winding connection using full-bridge rectifier.

図2の整流回路構成については3章で詳しく述べる。

〈2・2〉インナーロータに鎖交する非同期回転磁界 図1に示す提案モータ（ステータ極対数 $P_s=4$ ，インナーロータ極対数 $P_{pm}=8$ ，変調子極数 $P_m=12$ ）においてステータの回転磁界が変調子によって作り出されるギャップ中のパーミアンス分布を介して磁気変調され，インナーロータに鎖交する高調波回転磁界について説明する。図3にソリッドロータを内包した分布巻ステータにより発生する磁束密度分布とギャップ磁束密度波形を調波解析した結果を示す。図3

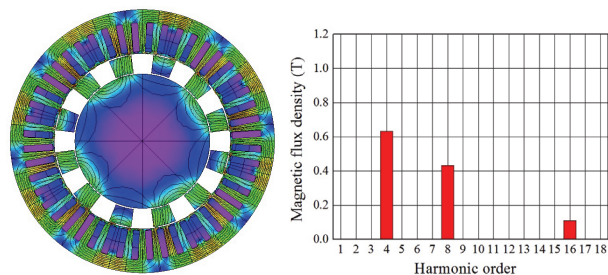


(a) Magnetic flux density and flux lines.

(b) Harmonic contents.

図3 ソリッドロータを内包したときの磁束密度分布と調波解析結果

Fig. 3. Magnetic flux density and its harmonic contents of solid inner-rotor without modulator.



(a) Magnetic flux density and flux lines.

(b) Harmonic contents.

図4 ソリッドロータと変調子を内包したときの磁束密度分布と調波解析結果

Fig. 4. Magnetic flux density and its harmonic contents of solid inner-rotor with modulator.

よりスロット高調波に起因する第11次と第13次空間高調波等がギャップ磁束に重畳しているが比較的正弦波に近い。次に分布巻ステータとソリッドロータ間に変調子 ($P_m=12$) を内包したときの磁束密度分布と変調子とソリッドロータ間のギャップ磁束密度波形を調波解析した結果を図4に示す。図4より変調子のパーミアンス分布によりステータの基本波回転磁界が磁気変調されて8次 ($P_m - P_s = 8$) の回転磁界が発生し，この8次の回転磁界と8極対のPMロータが同期して回転する。一方，図4(b)で確認できるように4次の回転磁界（4極対ステータの基本波回転磁界）もロータに鎖交するが，これはPMロータと同期しないためPMロータにとっては渦電流損を大幅に増加させる原因となる。提案するダイオード整流巻線界磁形磁気ギアモータはこの差分周波数磁束により誘導起電力を得てダイオード整流により自励式電磁石を形成することで従来の磁気ギアモータと同様の動作原理で磁石フリー駆動が可能とするものである。

3. ロータ巻線整流回路の検討

〈3・1〉 ロータ巻線解放時の誘導起電力 図5(a)に示す

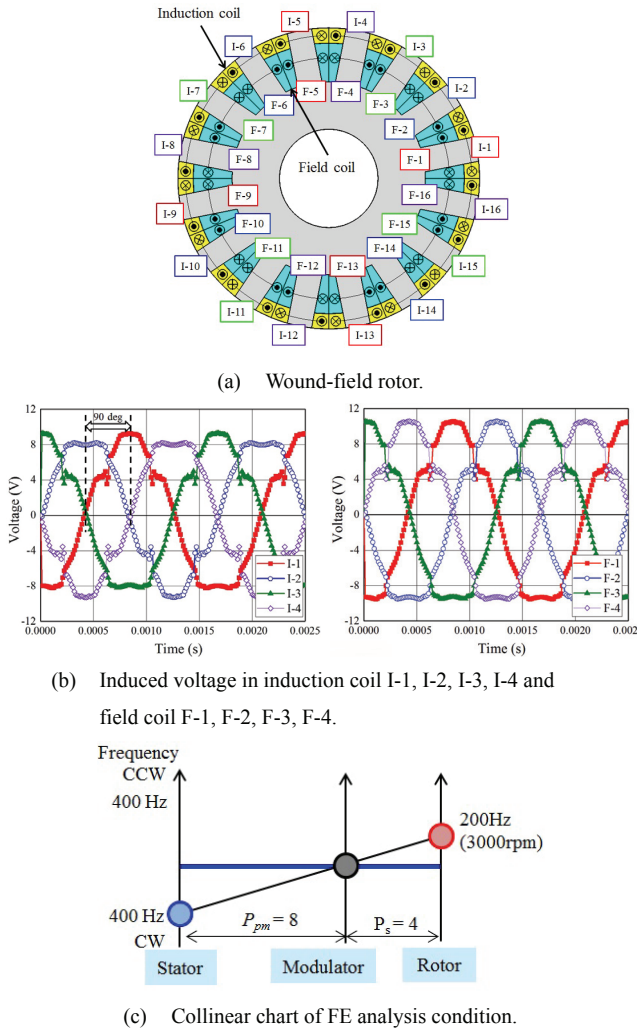


図5 ロータ巻線解放時の誘導起電力と解析条件
Fig. 5. Induced voltage with opened rotor windings and FE analysis condition.

提案モータのインナーロータ（巻線界磁ロータ）に巻かれた各コイルにおける誘導起電力波形を図5(b)に示す。機械角90 degで周期対称となるため、1番目から4番目の誘導起電力のみを図示している。例えばI-1とI-5, I-9, I-13は同じ波形となる。なお、図5(c)に示す駆動条件下（差分周波数が600 Hz）の結果である。図5(b)より、隣り合うコイルの位相差が電気角で90 degとなるが2.2節で述べたように差分周波数の変動磁束が4次の回転磁界（4極対ステータの基本波回転磁界）であり、機械角45 degで1周期となるためである。図6に同駆動条件下におけるロータに鎖交する磁束密度分布と磁束線図をそれぞれのロータ位置（電気角）について示す。同図より、差分周波数の変動磁束はI-coilとF-coilに直交して鎖交しており、F-coilにおいても誘導起電力が発生することを考慮する必要がある。

〈3・2〉 半波整流回路結線 I-coilとF-coilに発生する誘導起電力を最大限に活用するため、図7(a)に示すように同相となる誘導コイルと界磁コイル同士を直列結線する。ロータ銅損を低減するため、1番目から4番目までのロータ巻線

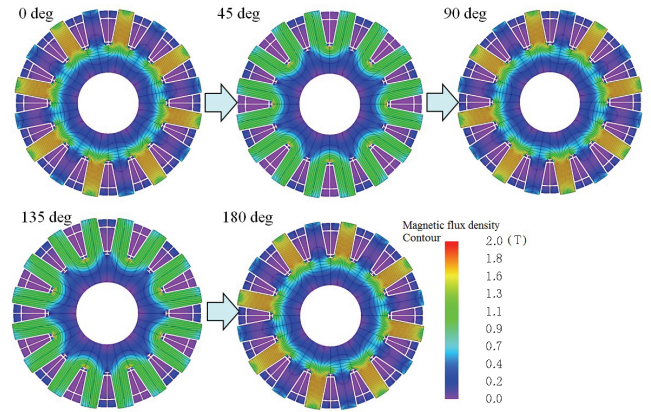


図6 差分周波数磁束の磁束密度と磁束線図
Fig. 6. Magnetic flux density and flux lines of differential frequency flux.

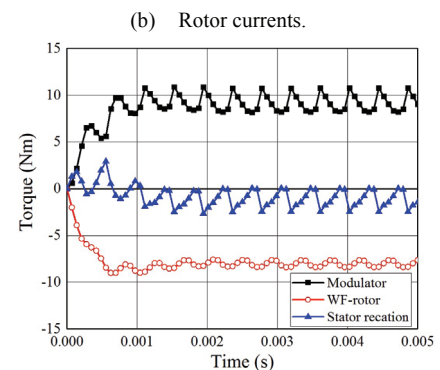
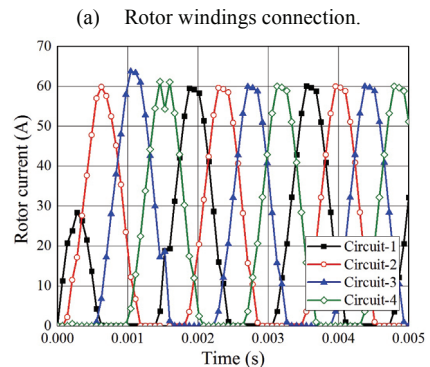
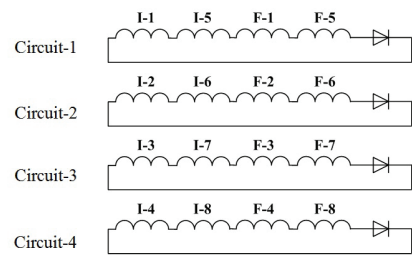


図7 半波整流回路結線時のロータ電流とトルク特性
Fig. 7. Torque characteristics and rotor current waveforms under stator 400Hz and rotor 200Hz.

を4つのセグメント形回路構成としている。すなわち、ロータ全体としては8つの半波整流回路となる。図7(b)と(c)にロータ巻線回路に流れるロータ電流とトルク特性を示す。なお、駆動条件は図5(c)に示したとおりであり、電機子

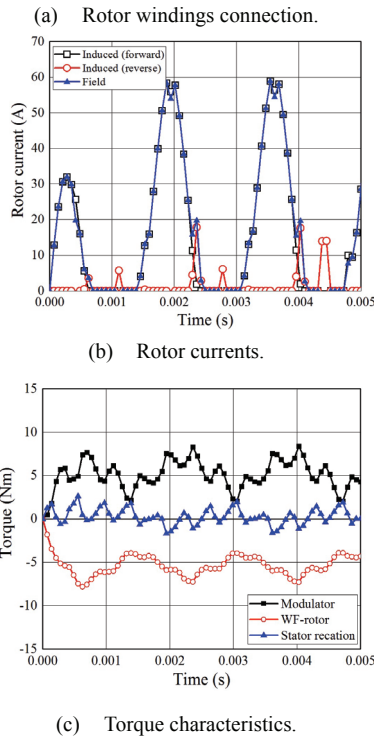
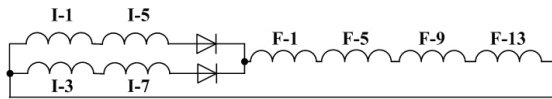


図 8 順方向と界磁巻線が同相の全波整流回路結果
Fig. 8. FEA results of full-bridge rectifier with common mode of induction coil in forward direction and field coil.

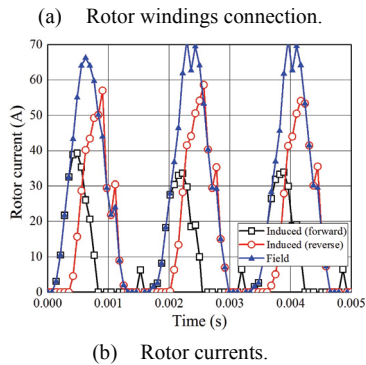
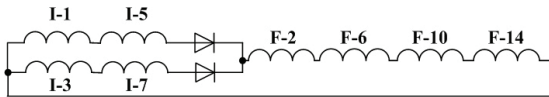


図 9 誘導巻線と界磁巻線が位相差 90 deg の全波整流回路結果
Fig. 9. FEA results of full-bridge rectifier with phase difference 90 deg between induction coil and field coil.

電流は 150 A_{rms}, 電流位相は電磁石トルクが最大となるときの結果である。同図より、各ロータ整流回路で界磁電流がゼロになるタイミングが異なるためトルクリプルは比較的小さくなる。しかし、ロータ電流振幅が大きいためダイオードの I_F 値が高いものを選定する必要があり、且つダイオ

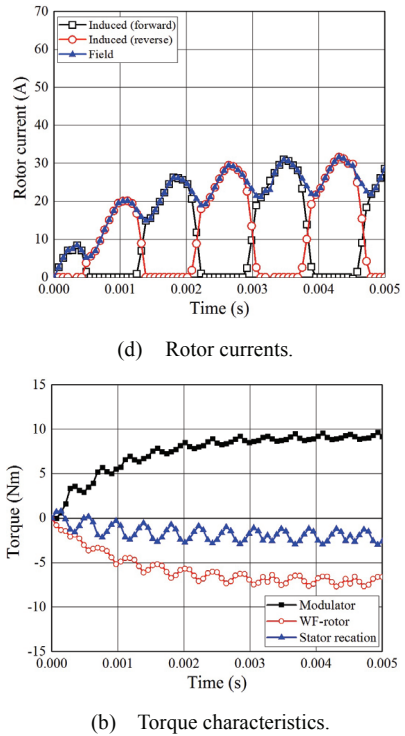


図 10 誘導巻線と界磁巻線を非干渉化した全波整流回路結果
Fig. 10. FEA results of decoupling full-bridge rectifier.

ード数も増加してしまうという問題が生じる。

〈3・3〉 順方向と界磁巻線が同相の全波整流回路 図 8(a)に示すように順方向と逆方向で逆相 (位相差 180 deg) となる I-coil をカソードコモン形ダイオードに接続し、F-coil は順方向 I-coil と同相になるコイルを接続した。図 8(b)と(c)に 3.2 節と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図より、順方向 I-coil と F-coil は同相のため誘導電流が発生するが、逆方向 I-coil と F-coil は逆相のため干渉してしまい、結果的に半波整流された誘導電流が流れる。トルクリプルも大幅に増加する結果となった。

〈3・4〉 誘導巻線と界磁巻線が位相差 90 deg の全波整流回路 図 9(a)に示すように順方向と逆方向で逆相 (位相差 180 deg) と I-coil をカソードコモン形ダイオードに接続し、F-coil は順方向 I-coil と逆方向 I-coil に対してそれぞれ位相差 90 deg となるコイルを接続した。図 9(b)に 3.2 節と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図より、順方向 I-coil と逆方向 I-coil に対して F-coil は位相差 90 deg のため、両方向 I-coil に干渉してしまい、結果的に全波整流されない。さらに依然としてトルク/ロータ巻線電流比が低い。

〈3・5〉 誘導巻線と界磁巻線の非干渉化 全節までの検討からトルク/ロータ巻線電流の比率を高め、トルクリプルも低減するためには、F-coil で発生する誘導起電力が打ち消されるように結線し、I-coil と F-coil を非干渉化させることが望ましい。すなわち、I-coil は誘導起電力を発生させる専用コイルとし、F-coil は電磁石を形成する専用コイルとする。整流回路結線は図 2 に示すとおりである。図 10 に 3.2 節と同じ駆動条件下で電磁界解析した結果を示す。同図よ

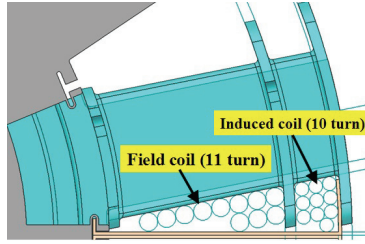
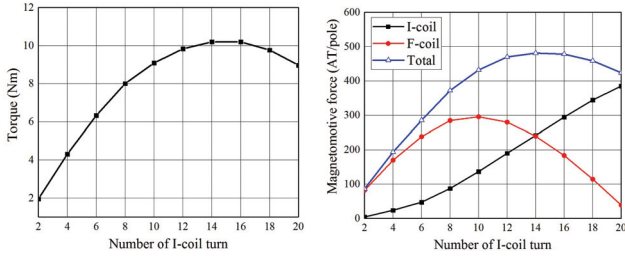


図 11 ロータ巻線占積率

Fig. 11. Rotor winding space factor.



(a) Modulator torque with respect to number of I-coil turn. (b) Magnetomotive force with respect to number of I-coil turn.

図 12 I-coil ターン数に対する変調子トルクと各起磁力

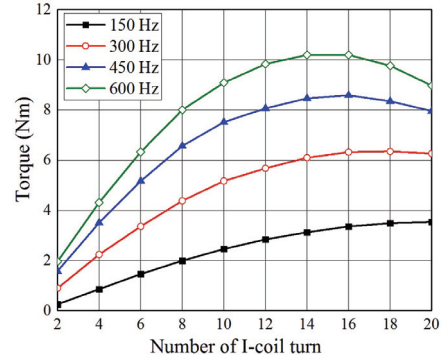
Fig. 12. Modulator torque and magnetomotive force with respect to number of I-coil turn.

り、ロータ電流波形は I-coil と F-coil を非干渉させたことで全波整流波形となり、他のロータ巻線結線パターンと比較して最もトルク/ロータ巻線電流比が高くなるのがわかる。さらにトルクリプルも大幅に低減する。今回、 $(P_s : P_{pm} : P_m) = (4 : 8 : 12)$ のポールコンビネーションとしているが、この組み合わせの場合、3.1 節で述べたように隣り合うロータコイルの誘導起電力が電気角 90 deg 位相差で発生するため、カソードコモン形の全波整流回路を用いて簡素な構成が可能となる。

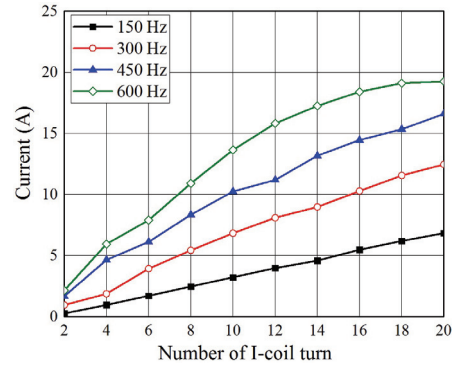
4. ロータ起磁力バランスの設計

〈4・1〉 I-coil と E-coil のターン数比に対するトルク 3 章の結果、F-coil で発生する誘導起電力が打ち消されるように結線し、I-coil と F-coil を非干渉させることとした。本節では I-coil と F-coil のバランスによりロータ起磁力を調整する考え方について述べる。図 11 に一例として I-coil が 10 T、F-coil が 11 T の場合を示すが、原理検証機の体格とインシュレータボビン等を考慮した結果、I-coil と F-coil の合計で 21 T の巻線を一極あたり巻くことができる。I-coil と F-coil の配分を変えたときの変調子トルクと各ロータコイル起電力の変化を図 12 に示す。なお、駆動条件は 3 章と同じ（差分周波数 600Hz）である。同図より、I-coil と F-coil の配分に最適な比率が存在することが推察される。

次に I-coil と E-coil の起磁力バランスの差分周波数依存性について電磁界解析により検証した。差分周波数が異なる条件下にて電磁界解析を行い、差分周波数と I-coil ターン数に対する変調子トルクと誘導電流平均値の関係を図 13 に示



(a) Modulator torque.



(b) Induced current (average).

図 13 I-coil ターン数と差分周波数に対する変調子トルクと誘導電流平均値

Fig. 13. Modulator torque and average induced current with respect to number of I-coil turn and differential frequency.

す。同図(a)より、差分周波数によって最大トルクとなる I-coil と F-coil のターン数比が変化することが確認できる。同図(b)よりロータ順方向誘導電流の特性も I-coil と F-coil のターン数比によって変化することがわかる。よって、図 13(a)より I-coil 比率が高いほうが高トルクとなる傾向が確認されるため、今回はロータコイルの電流密度の制約から I-coil を 10 T、F-coil を 11 T として設計した。

〈4・2〉 ロータ起磁力バランスの数学的検討 ロータ起磁力について 1 つの突極における電圧方程式は図 2 と図 5(a) から(1)で表すことができる。

$$\frac{d\{(M_{S1} + M_{S5})i_s\}}{dt} = \frac{d\{(L_{i1} + L_{i5})i_{i1}\}}{dt} + \frac{d\{(L_{f1} + L_{f2} + L_{f3} + L_{f4})i_{f1}\}}{dt} + \frac{d(M_{if1f1} + M_{if1f5})}{dt} + \frac{d(M_{if1i1} + M_{if1i2} + M_{if1i3} + M_{if1i4})}{dt} + (R_i + R_f)i_{i1} + R_f i_{f1} \quad (1)$$

ここで左辺は差分周波数磁束による起電力、右辺第一項は I-coil の自己インダクタンスによる電圧降下、第二項は F-coil の自己インダクタンスによる電圧降下、第三項は F-coil から I-coil に鎖交する磁束の相互インダクタンスによる電圧降下、第四項は I-coil から F-coil に鎖交する磁束の相互インダクタンスによる電圧降下、第五項と第六項は抵抗による電

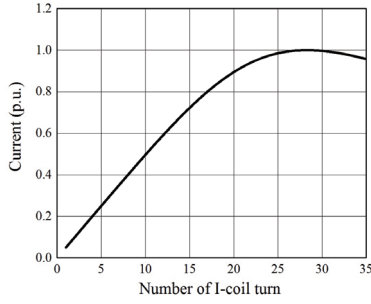


図 14 式(4)の机上計算

Fig. 14. Calculated result of Eq. (4).

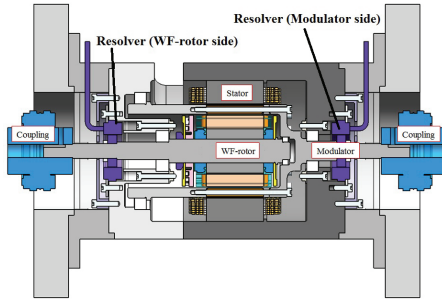


図 15 試作機の断面図

Fig. 15. Mechanical configuration of prototype (cross section).

圧降下である。 M_{if} はI-coilとF-coil間の相互インダクタンス、 i_{i1} は図2のI-1に流れる順方向誘導電流、 i_{f1} はF-1に流れる界磁電流、 i_{f5} はF-5に流れる界磁電流である。ここで、図5(a)に示すようにI-5とF-5は整流回路としては独立しているが、両コイルは同じ突極に巻かれているため、第三項の $M_{if}i_{f5}$ が発生する。(1)において i_f は全波整流された電流のため、 i_i の2倍周波数となり、差分周波数成分は含まない。さらに3章の検討よりF-coilで発生する誘導起電力が打ち消されるように結線しているためI-coilとF-coil間の相互インダクタンスによる電圧降下は発生しない。

上記を考慮して(1)を差分周波数成分のみで表すと(2)となる。

$$\begin{aligned} \frac{d\{(M_{S1} + M_{SS})i_s\}}{dt} &= \frac{d\{(L_{i1} + L_{i5})i_{i1}\}}{dt} + (R_i + R_f)i_{i1} \\ &= (L_{i1} + L_{i5})\frac{di_{i1}}{dt} + i_{i1}\frac{d(L_{i1} + L_{i5})}{dt} + (R_i + R_f)i_{i1} \end{aligned} \quad (2)$$

(2)は差分周波数磁束による起電力に対してI-coilで発生した逆起電力の差からロータ銅損が補償され、さらにその余剰分で自励による界磁が形成されることを表している。(2)を定常状態で考えると(3)となる。

$$\omega N\Phi = j\omega L_{i1}I_{i1} + (R_i + R_f)I_{i1} \quad (3)$$

$$I_{i1} = \frac{\omega\Phi}{\sqrt{\frac{(R_i + R_f)^2}{N^2} + \omega^2 \frac{N^2}{\mathfrak{R}}}} \quad (4)$$

ここで N はI-coilのターン数、インダクタンス $L = L_{i1} + L_{i5}$ 、 \mathfrak{R} は磁気抵抗、 ω は差分周波数磁束の電氣的な角速度、 Φ は

差分周波数磁束である。(4)が図13の特性を数理的に説明していることを確かめるために適当な定数($R_i + R_f = 1 \Omega$, $\omega = 100 \text{ rad/s}$, $\mathfrak{R} = 40000 \text{ A/Wb}$, $\Phi = 0.001 \text{ Wb}$)にて机上計算した結果を図14に示す。ここで適当な定数を用いて計算しているため、p.u.単位にしている。同図と図12を比較するとよく特性が似ていることが確認できる。すなわち、差分周波数によって最大トルクとなるI-coilとF-coilのターン数比が変化し、その特性は(4)で表すモータパラメータによって決まる。今後、HEV用途に自励式巻線界磁形磁気ギアモータを設計するにあたり、可変速レンジ、要求されるトルク特性、高効率駆動が要求されるエリアなどのHEVシステム要求からモータパラメータの最適値を決定することが重要となる。

5. まとめ

本稿では、既提案の自励式巻線界磁形磁気ギアモータの差分周波数磁束による自励原理の説明と、ロータ巻線整流回路について電磁界解析と数理的なアプローチにより説明した。現在、本稿で述べた動作原理を実機検証するために図15に示すように実機の構造設計を進めている。今後は、実機試作を行い、差分周波数による自励原理の実機検証を行うとともに、最適な制御モデルの構築を進める予定である。

文 献

- (1) Y. Daisho: "Prospect on Environmental and Energy Vehicle Technologies", *NTN Technical Review* (contributed paper), No.79, pp.2-11 (2011)
- (2) R. Mizutani: "Technical Feature and Subjects of Traction Motors for EV/HEV", *IEEJ Technical Meeting*, VT-13-026 (2013)
- (3) Y. Takeuchi, H. Kato, M. Tago, S. Ogasawara and H. Sakai: "Operating Principle and Control Method of the Magnetic Modulated Motor", *IEEJ Annual Meeting*, No. 5-041, pp.73-74 (2013)
- (4) M. Fukuoka, K. Nakamura, H. Kato and O. Ichinokura: "A Consideration of the Optimum Configuration of Flux-Modulated Type Dual-Axis Motor", *IEEJ Technical Meeting*, RM-13-141 (2013)
- (5) N. Niguchi and K. Hirata: "A Novel Magnetic-Geared Motor", *Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol. 21, No. 2, pp. 110-115 (2013)
- (6) L. Jian and K. T. Chau: "Design and Analysis of Integrated Halbach-magnetic-geared Permanent-magnet Motor for Electric Vehicles", *Journal of Asian Electric Vehicles*, Vol. 7, pp. 1213-1219 (2009)
- (7) L. Jian and K. T. Chau: "Design and Analysis of a Magnetic-Geared Electric-Continuously Variable Transmission System Using Finite Element Method", *Progress In Electromagnetic Research*, Vol. 7, pp. 47-61 (2010)
- (8) T. Tonari, H. Kato and H. Matsui: "Study on Iron Loss of Flux Modulated Type Dual-Axis Motor", *IEEJ Technical Meeting*, RM-13-142 (2013)
- (9) M. Aoyama, Y. Kubota and T. Noguchi: "Proposal of Rare-Earth-Free Brushless Wound-Field Magnetic Geared Motor for HEV Application", *IEEJ Annual Meeting*, No. 5-037, pp.68-69 (2015)
- (10) M. Aoyama and T. Noguchi: "Torque Performance Improvement with Modified Rotor Winding Circuit of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 134, No. 12, pp.1038-1049 (2014)