

HEV 用磁石フリー磁気ギアモータの可変速運転時における 電機子電流ベクトルに関する基礎考察

久保田 芳永* 青山 真大 (スズキ株式会社), 野口 季彦 本橋 勇人 (静岡大学)

Preliminary Study on Armature Vector in Adjustable Speed Drive of
Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor for HEV Application

Yoshihisa Kubota*, Masahiro Aoyama (SUZUKI Motor Corporation),
Toshihiko Noguchi, Yuto Motohashi (Shizuoka University)

This paper describes a rare-earth-free magnetic geared motor in which the magnetic flux variation of the differential frequency component between the stator rotating magnetic field and the rotor rotation speed. The differential frequency magnetic flux is effectively utilized for the field magnetization instead of the rare-earth permanent magnets with the diode rectified wound-field rotor. The rotating direction of the armature magnetic field and the rotating direction of modulated magnetic field are discussed through the magnetic field analysis and the mathematical approach. The armature current phase for the maximum output torque control in a HEV drive mode is clarified by the magnetic field analysis and mathematical approach. Consequently, it has been investigated that the armature rotating magnetic field and the modulated rotating magnetic field rotates in inverse direction, respectively. And, the maximum output torque control can be realized with rotating magnetic field direction control, continually.

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，ダイオード整流器，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、欧州における自動車の二酸化炭素 (CO₂) 排出規制に対応するためにプラグインハイブリッド車 (PHEV) の開発が重視されている。欧州連合 (EU) における燃費向上と排ガスのクリーン化の推進において、2015 年の目標値はタイヤなどによる燃費向上効果も含めて 120 g/km (車両単体では 130 g/km) であるが、2021 年の目標値は 95 g/km と非常に高い目標が設定されている⁽¹⁾。2021 年の目標値を達成するためにハイブリッド化や電気自動車の導入が必須となるが、EU における乗用車排出ガス・燃費規制の ECE R101 rev. 3 規定では、充電する電力による CO₂ 排出をゼロとしているため、PHEV 化の効果が大きめに計算される⁽²⁾。そのため、PHEV 化が特に欧州の自動車メーカーで積極的に推進されている。一方、PHEV 化に伴い、電動化による燃費改善効果が大きいパワースプリット式 HEV システムが重要となるが、従来の内燃機関に加えて電動コンポーネントが増加するため、特に B セグメント以下のコンパクトカーにとってはコスト低減や、HEV パワートレインの重量低減が重要な

課題となる。

近年、パワースプリット HEV の小型化のために磁気変調形磁気ギアモータを用いた HEV システムが提案されている⁽³⁾⁽⁸⁾。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、提案モータの可変速運転時における電機子電流ベクトル制御の考察を行ったので報告する。

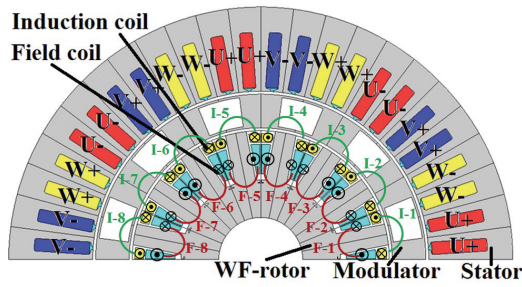


図1 提案モータの断面図

Fig. 1. Cross section of proposed motor.

表1 提案モータの諸元

Table 1. Specifications of proposed 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)

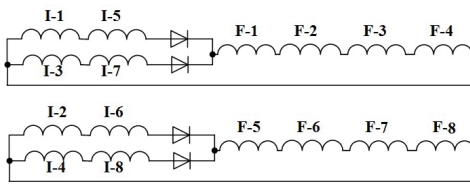
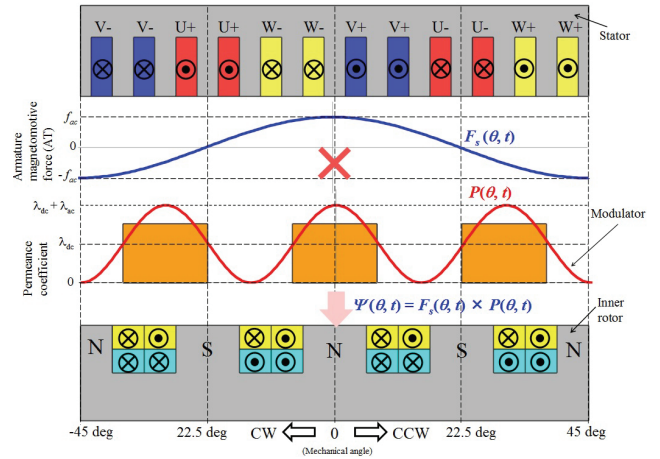


図2 ロータ巻線整流回路

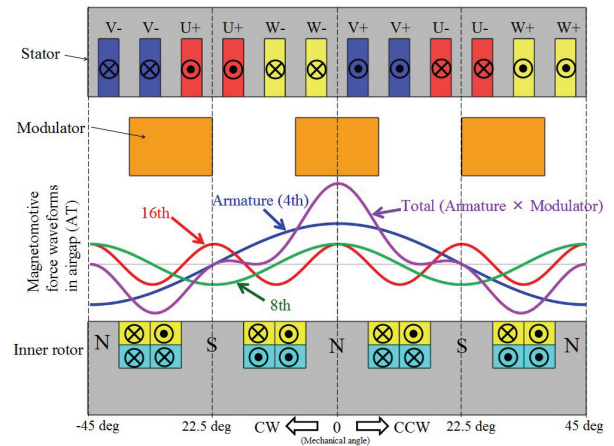
Fig. 2. Rotor winding connection using full-bridge rectifier.

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巻線界磁形磁気ギアモータ（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 $P_m=12$ ）の径方向断面図と主要諸元を示す⁽¹⁾。測定環境の都合上、ステータコア外径がφ120 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。



(a) Armature magnetomotive force and permeance coefficient.



(b) Modulated magnetic flux by modulator.

図3 磁気変調原理の説明図

Fig. 3. Modulated magnetomotive force distribution caused by modulator.

提案モータは、従来構造の磁気変調形磁気ギアモータと同じでステータとアウターロータの変調子（Modulator）、インナーロータのブラシレス巻線界磁ロータ（WF-rotor）で構成される。従来の一般的な磁石形インナーロータ構造の場合に問題となっていたロータに対する非同期周波数の磁束成分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で結線することにより、ロータに鎖交する非同期の磁束成分（差分周波数磁束）で発生する誘導起電力により自励する⁽¹²⁾。

〈2-2〉 差分周波数の磁束成分 図3に磁気変調形磁気ギアモータの電機子巻線によって発生した電機子磁束が変調子（Modulator）を介して、変調子とインナーロータの間のギャップに発生する磁束分布を模倣的に表す。この図に示すように、電機子起磁力 $F_a(\theta, t)$ が正弦波状に分布すると

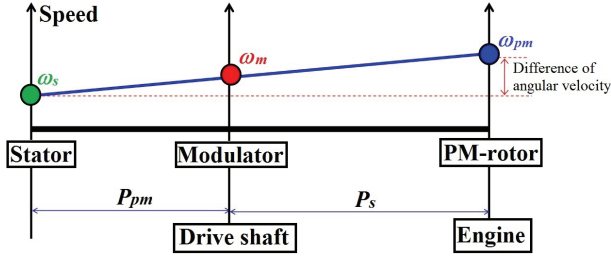


図4 HEVシステムに磁気ギアモータを用いた共線図

Fig. 4. Collinear chart applied magnetic geared motor for HEV system.

仮定し、同図のような位相基準とすると、回転磁界の極対数 P_s と機械的な角速度 ω_s を用いて次式で表すことができる。

$$F_s(\theta, t) = f_{ac} \cos\{P_s(\theta - \omega_s t)\} \quad (1)$$

ここで、 f_{ac} は起磁力の振幅である。

次に変調子に起因するパーミアンス係数の空間分布 $P(\theta, t)$ についても正弦波状になると仮定すると、変調子の極数 P_m 、機械的な角速度 ω_m を用いて次式で表すことができる。

$$P(\theta, t) = \lambda_{dc} + \lambda_{ac} \cos\{P_m(\theta - \omega_m t)\} \quad (2)$$

ここで、 λ_{dc} はパーミアンス係数の直流分、 λ_{ac} は変動分を表しており、 $0 \leq P(\theta, t) \leq 1$ である。したがって、変調後のギャップに作られる起磁力分布 $F_g(\theta, t)$ は(1)と(2)の積として次式のように求まる。

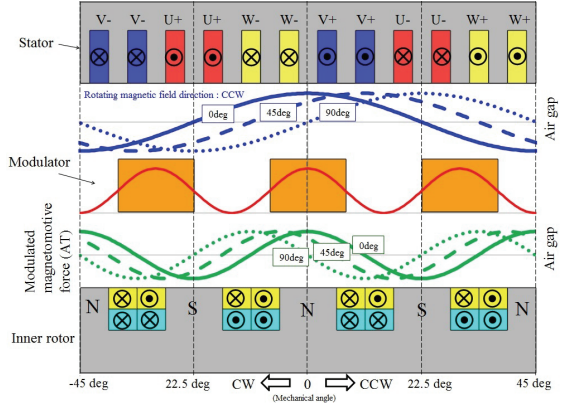
$$\begin{aligned} F_g(\theta, t) &= F_s(\theta, t) \times P(\theta, t) \\ &= f_{ac} \lambda_{dc} \cos\{P_s(\theta - \omega_s t)\} \\ &\quad + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos\left\{(P_m - P_s)\left(\theta + \frac{P_s}{P_m - P_s} \omega_s t - \frac{P_m}{P_m - P_s} \omega_m t\right)\right\} \\ &\quad + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos\left\{(P_m + P_s)\left(\theta - \frac{P_s}{P_m + P_s} \omega_s t - \frac{P_m}{P_m + P_s} \omega_m t\right)\right\} \end{aligned} \quad (3)$$

(3)より、変調後の起磁力は固定子巻線により発生する回転磁界の極対数 P_s と同じ次数の成分（ステータ基本波回転磁界）の他に、 $P_m - P_s$ と $P_m + P_s$ の2つの回転磁界から構成されていることがわかる。また、それらの機械的な角速度 ω_{pm} 、 ω_{pm}' はそれぞれ下記となる。

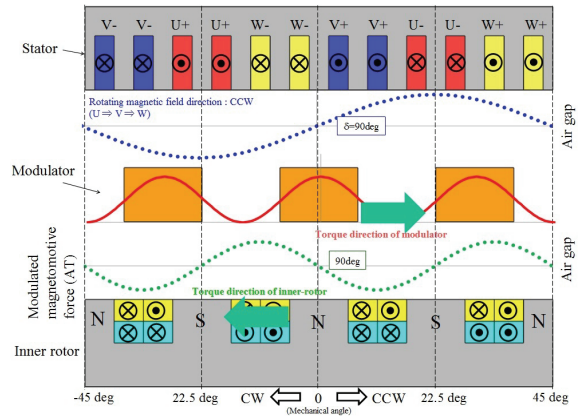
$$\omega_{pm} = -\frac{P_s}{P_m - P_s} \omega_s + \frac{P_m}{P_m - P_s} \omega_m \quad (4)$$

$$\omega_{pm}' = \frac{P_s}{P_m + P_s} \omega_s + \frac{P_m}{P_m + P_s} \omega_m \quad (5)$$

したがって、インナーロータの極対数 P_{pm} を $P_m - P_s$ とすれば、(4)よりインナーロータは角速度 ω_{pm} で同期回転し、一方で P_{pm} を $P_m + P_s$ とすれば、(5)よりインナーロータは角速度



(a) Armature magnetomotive force and modulated magnetomotive force with respect to current phase.



(b) Current phase at maximum electromagnet torque.

図5 電機子起磁力と磁気変調後の起磁力の位相関係

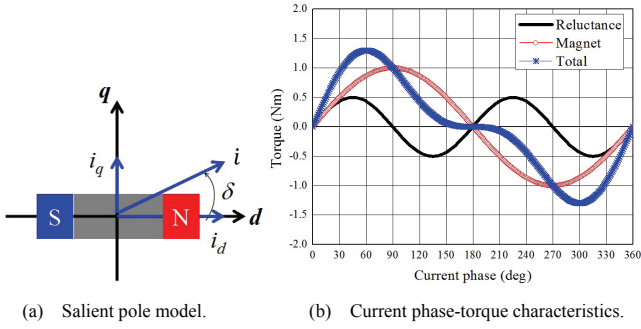
Fig. 5. Armature magnetomotive force and modulated magnetomotive force with respect to current phase.

ω_{pm}' で同期回転することがわかる。なお、実際の磁気変調形磁気ギアモータではパーミアンスの分布が方形波状になるため、高調波の影響により $P_m - P_s$ 成分の方が $P_m + P_s$ 成分よりも大きくなる。そのため、一般にインナーロータの極対数は $P_{pm} = P_m - P_s$ が選ばれる⁽¹²⁾。よって、電機子巻線による回転磁界、インナーロータ、および変調子のそれぞれの角速度 ω_s 、 ω_{pm} 、 ω_m の間には次の関係式が成立する。

$$P_{pm} \omega_{pm} = -P_s \omega_s + P_m \omega_m \quad (6)$$

上式より、例えば電機子磁束による基本波回転磁界の角速度 ω_s が一定であっても変調子の角速度 ω_m を変えることでインナーロータの角速度 ω_{pm} は変化することがわかる。したがって、図4に示すように共線図関係が成立する。

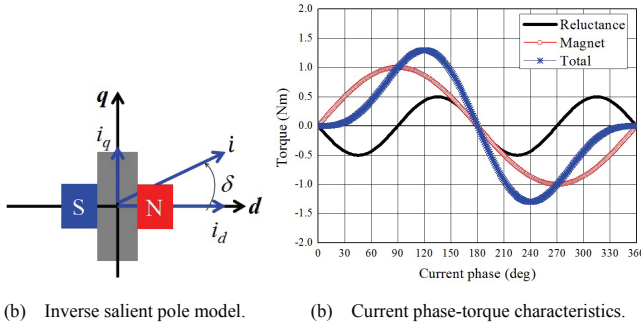
一方、(3)の右辺第一項に示されるように電機子基本波回転磁界が変調子パーミアンス係数の直流成分に重畳してインナーロータに非同期回転磁界として鎖交する。共線図からわかるようにこの非同期回転磁界は電機子基本波回転磁界とインナーロータの回転周波数差が大きい場合には変動磁束成分による誘導起電力が大きくなり、回転周波数差がなく同期回転している場合はインナーロータの回転磁界成



(a) Salient pole model. (b) Current phase-torque characteristics.

図6 順突極モデルの電流位相-トルク特性

Fig. 6. Current phase-torque characteristics of salient pole model.



(b) Inverse salient pole model. (b) Current phase-torque characteristics.

図7 逆突極モデルの電流位相-トルク特性

Fig. 7. Current phase-torque characteristics of inverse salient pole model.

分となる。この回転周波数差がある場合、従来の磁石式磁気ギアモータの場合には同期しないため、インナーロータの永久磁石にとっては渦電流損を大幅に増加させる原因となっていた⁽⁸⁾。しかし、提案するダイオード整流式巻線界磁形磁気ギアモータはこの差分周波数の磁束成分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なる。

3. 電流位相-トルク特性

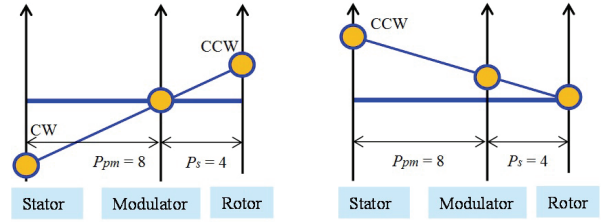
〈3・1〉 磁気変調後の起磁力 図5に変調子を静止させた状態で電機子電流の位相を進角させたときの電機子起磁力と磁気変調後の起磁力の位相関係を示す。同図に示すように変調前後で逆相関係になるが、以下に数式で説明する。

$$F_s(\theta) = f_{ac} \cos(4\theta - \delta) \quad (7)$$

$$P(\theta) = \lambda_{dc} + \lambda_{ac} \cos(12\theta - \gamma) \quad (8)$$

$$F_g(\theta) = F_s(\theta) \times P(\theta) \\ = f_{ac} \lambda_{dc} \cos(4\theta - \delta) \\ + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos(8\theta - \gamma + \delta) + \frac{1}{2} f_{ac} \lambda_{ac} \cos(16\theta - \gamma - \delta) \quad (9)$$

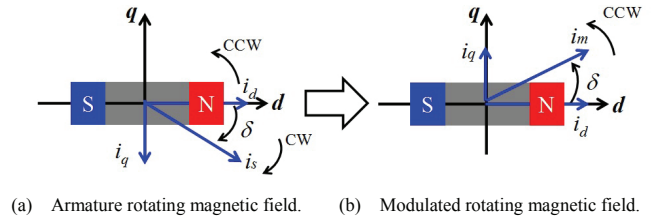
(1), (2)において図1のポールコンビネーションで図5の時間 $t=0$ (位相基準) において電機子電流の位相を δ 、変調子の位相基準に対する位相ずれを γ とおくと(7), (8)で表され



(a) Mode-1 (Rotating direction CW) (b) Mode-2 (Rotating direction CCW)

図8 回転磁界がCW方向とCCW方向の共線図

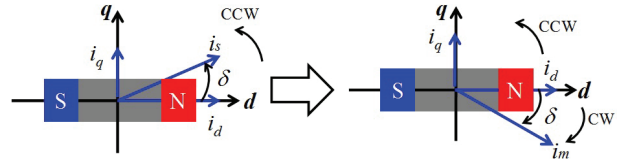
Fig. 8. Collinear chart of rotating magnetic field in CW or CCW direction.



(a) Armature rotating magnetic field. (b) Modulated rotating magnetic field.

図9 図8(a)の駆動条件時の電機子回転磁界と変調後の回転磁界のベクトル関係

Fig. 9. Rotating magnetic field vectors of armature magnetic field and modulated magnetic field in driving mode of Fig. 8 (a).



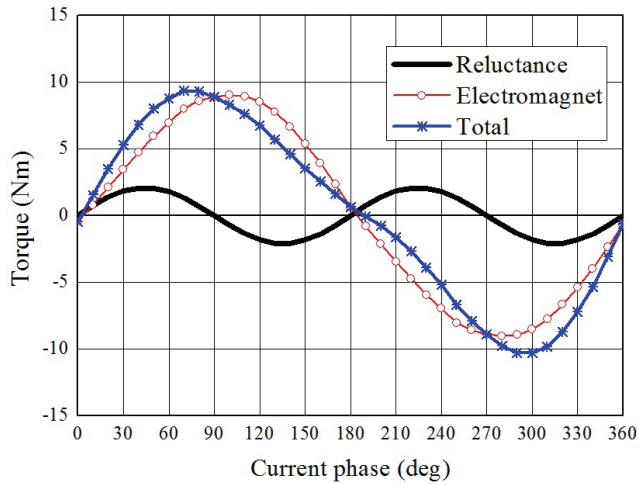
(a) Armature rotating magnetic field. (b) Modulated rotating magnetic field.

図10 図8(b)の駆動条件時の電機子回転磁界と変調後の回転磁界のベクトル関係

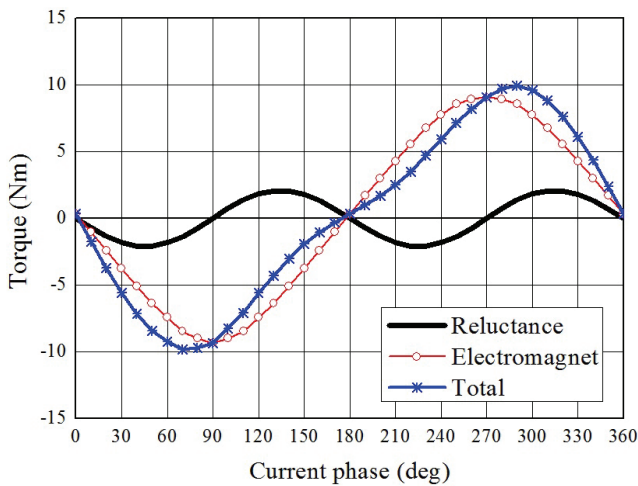
Fig. 10. Rotating magnetic field vectors of armature magnetic field and modulated magnetic field in driving mode of Fig. 8 (b).

る。(3)と同様に変調後の起磁力は(9)で求まる。(9)より、右辺第一項の電機子磁束による基本波回転磁界と右辺第二項のインナーロータが同期する回転磁界の位相関係が逆相になっていることがわかる。すなわち、電機子電流位相を進角させると図5(a)に示すように互いの回転磁界は逆方向に回転する。これは電機子磁束による基本波回転磁界 4θ がCCW方向に回転する場合、変調後の回転磁界 8θ がCW方向に回転することを意味する。電流位相を進角させていくと、電機子磁束による基本波回転磁界がCCW方向に回転する場合 (U \Rightarrow V \Rightarrow Wの相順で通電)、図5(b)の電流位相 ($\delta=90$ deg) にて電磁石トルクが最大となることがわかる。

〈3・2〉 電流位相-トルク特性 図6と図7に電機子磁束による回転磁界がCCW方向に回転している場合の順突極モデルと逆突極モデルにおける電流位相-トルク特性を示す。同図に示すように順突極モデル ($L_d > L_q$) の場合は最大トルクが第一象限に存在し、逆突極モデル ($L_d < L_q$) の場



(a) CW direction of armature rotating magnetic field.



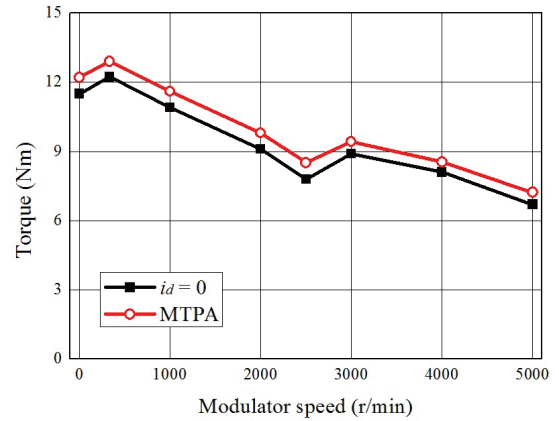
(b) CCW direction of armature rotating magnetic field.

図 11 電流位相-トルク特性

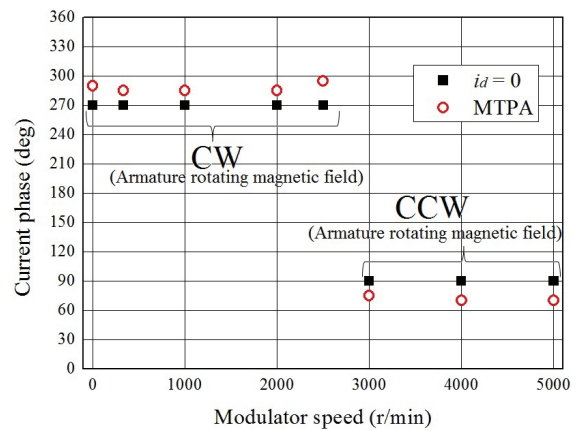
Fig. 11. Current phase-torque characteristics.

合は最大トルクが第二象限に存在する。図 1 に示すように提案する磁石フリー磁気ギアモータは突極性を有する巻線磁形ロータのため、順突極モデルとなる。

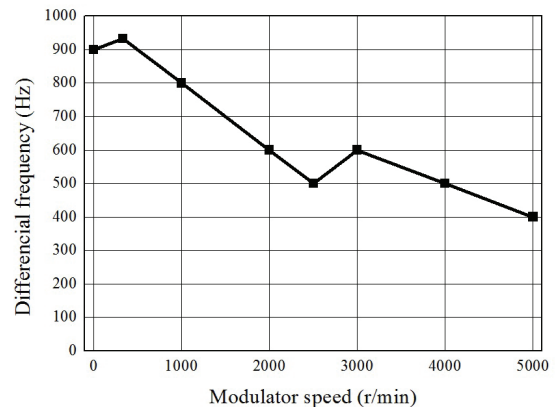
ここで図 8 に示す 2 つの動作モードで電機子磁束による回転磁界と変調後の回転磁界のベクトル関係について説明する。2 つの動作モード (Mode-1, Mode-2) について Mode-1 は図 8(a) に示すように回転磁界が CW 方向 (通電の相順が $U \Rightarrow W \Rightarrow V$) でインナーロータが CCW 回転であり、Mode-2 は図 8(b) に示すように回転磁界が CCW 方向 (通電の相順が $U \Rightarrow V \Rightarrow W$) でインナーロータが CCW 回転である。図 9(a) に図 8(a) の Mode-1 における電機子磁束ベクトルを示し、同図(b)に変調後の磁束ベクトルを示す。図 10(a) に図 8(b) の Mode-2 における電機子磁束ベクトルを示し、同図(b)に変調後の磁束ベクトルを示す。図 9 および図 10 より、Mode-1 の場合はインナーロータは順突極機と同じ電流位相-トルク特性となることがわかる。一方、反作用トルクを受ける変調子の電流位相-トルク特性は順突極機と逆相のトルク特性となることがわかる。Mode-2 の場合はインナーロータ



(a) Modulator speed-modulator torque characteristics.



(b) Modulator speed-armature current phase characteristics.



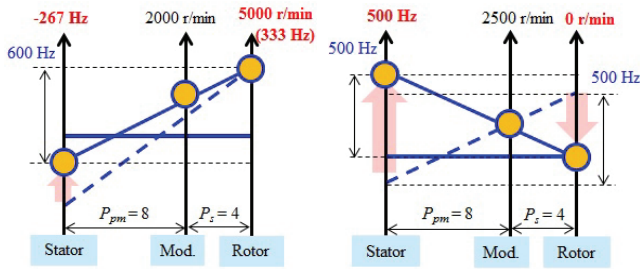
(c) Modulator speed-differential frequency characteristics.

図 12 HEV モード最大トルク制御時の可変速トルク特性

Fig. 12. Adjustable speed drive characteristics under maximum torque control in HEV drive mode.

は順突極機の逆相のトルク特性となるため、変調子の電流位相-トルク特性は順突極機と同じトルク特性となることがわかる。

上記のベクトル関係を確認するために電磁界解析 (汎用ソフトの JMAG-Designer ver. 14 を使用) により提案モータ (小型原理検証機) の電流位相-トルク特性を求めた結果



(a) Differential frequency 500 Hz. (b) Differential frequency 500 Hz.

図 13 HEV モード走行時の駆動例

Fig. 13. HEV drive mode.

を図 11 に示す。図 11(a)は図 8(a)の Mode-1 のときの電流位相に対するトルク特性であり、同図(b)は図 8(b)の Mode-2 のときの電流位相に対するトルク特性である。同図に示すように電磁界解析の結果から図 9 および図 10 と(9)で述べた電機子磁束による回転磁界と変調後の回転磁界が逆相関係になることを確認できる。さらに、提案モータは突極性 ($L_d > L_q$) を有するため自励式電磁石トルクに加えてリラクタンストルクも利用できることが確認できる。

〈3・3〉 HEV モード時の最大トルク制御 図 12(a)に HEV モード（インナーロータをエンジンに直結、変調子の出力軸をドライブシャフトに接続）で最大トルク制御時の可変速トルク特性を示す。なお、文献(13)のようにインナーロータ（ダイオード整流形巻線界磁ロータ）に鎖交する電機子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成分が最大となるようにインナーロータの回転速度（エンジンの回転速度）を制御することを想定している。同図(b)にそのときの電流位相の変化を示す。図 11 に示すように提案モータはリラクタンストルクを利用できるため、 $i_d = 0$ 制御に対して MTPA 制御することでトルクの向上が可能である。一方で、図 12(b)より変調子の回転速度が 2500 r/min において電流位相が 180 度シフトする。これは図 13 に示すように差分周波数が小さくなる、すなわち同期回転モードに近づいた駆動点を境に差分周波数が最大になるように電機子回転磁界を CW から CCW に急激に変化させているためである。

4. 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をベクトル制御するために基礎検討として、電機子回転磁界と変調後の回転磁界の位相関係を明らかにし、電流位相—トルク特性を電磁界解析により示した。現在、本稿で述べた動作原理を実機検証するために実機試作を進めている。今後は、実機試作評価により差分周波数磁束による自励原理の検証を行うとともに、共線関係で駆動する提案モータの最適なベクトル制御モデルの構築を進める予定である。

- (1) 日本自動車工業会：「運輸部門における省エネルギーの取組み」(2014)
http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shoene_shinene/ho_ene/pdf/006_02_00.pdf
- (2) UNECE HP:
<http://www.unece.org/trans/main/wp29/wp29regs101-120.html>
- (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-Gear 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-gear 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-Gear 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: "Experimental Verification of Radial-Air-Gap-Type Permanent-Magnet-Free Synchronous Motor Utilizing Space Harmonics with Auxiliary Poles", *IEEJ Trans. IA*, Vol. 135, No. 8, pp.869-881 (2015)
- (11) M. Aoyama, Y. Kubota, T. Noguchi and Y. Motohashi: "Prototype Design of Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor", *IEEJ Industry Applications Society Conference*, No. 3-8 (2015)
- (12) M. Aoyama, Y. Kubota, T. Noguchi and Y. Motohashi: "Study on Rotor Rectifier Circuit of Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor for HEV Application", *IEEJ Technical Meeting*, MD-15-076, RM-15-057, VT-15-004 (2015)
- (13) M. Aoyama, Y. Kubota, T. Noguchi and Y. Motohashi: "Adjustable Speed Drive Performance of Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor under HEV Drive Mode", *IEEJ Industry Applications Society Conference*, No. 3-9 (2015)