

直接電力伝達可能な二軸モータの提案

青山 真大, 大塚 宏明* (スズキ), 野口 季彦 (静岡大学)

Proposal of Direct-Power Transfer Type Dual-Axis Motor

Masahiro Aoyama, Hiroaki Ohtsuka* (SUZUKI Motor Corporation), Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a direct-power transfer type dual-axis motor in which second space harmonic caused by concentrated winding structure is effectively utilized for the harmonic synchronization of outer rotor rotation. The operation principle of harmonic synchronization of outer rotor is mathematically described, and magnetic circuit design of a downsized prototype is presented for the purpose of principle verification. The torque characteristics with respect to current phase under the biaxial independent drive mode, i.e., the inner-rotor is synchronized fundamental rotating magnetic field in motoring and the outer rotor is synchronized second space harmonic in regenerating, are investigated by the FEM analysis. Consequently, it has been indicated that the direct-power transfer can be realized by utilizing the harmonic synchronization.

キーワード：二軸モータ, 第 2 次空間高調波, 二重突極性, 集中巻, 高調波同期

Keywords : dual-axis motor, second space harmonic, double saliency, concentrated winding, harmonic synchronization

1. はじめに

今日, 輸送機器を取り巻く環境は厳しさを増しており, 年々高レベルの排ガス規制が課せられている。燃費向上のため, スタータージェネレータ (ISG) によるマイルドハイブリッド (マイルド HEV) システムからパワースプリット式 HEV システム (ストロング HEV) など様々な技術ポートフォリオが検討されている⁽¹⁾。その中でも近年, 内燃機関の運動エネルギーと電動コンポーネントによる電気エネルギーの動力を分担するパワースプリット式 HEV システムの小型化を目的に, 図 1 に示すような磁気変調形モータを用いたシステムが提案されている^{(2)~(4)}。特に小型車両の場合, パワートレインの軽量化が燃費と動力性能向上に貢献する度合いが大きい。一方でモータに比べ低中速域のトルク特性が低いレシプロエンジンに対して, 電動化割合を増やすことで燃費改善が期待できる。それらの相反する要求に対して, 二軸出力の磁気変調形モータを採用することで従来の遊星ギアおよびモータを組み合わせたシステムと等価な HEV システムを構築できる。しかし, 図 1 の変調子出力に対して磁石ロータ出力が過剰となる駆動モードの場合, ステータは回生モードになるが, バッテリー SOC が回生電力を受けるだけの余裕がない場合に共線関係が成立しなくなる。そのため図 2 に示すように新たなインバータとステータで電気パスを設ける必要があり, システムの大型化と複雑化が懸念される。

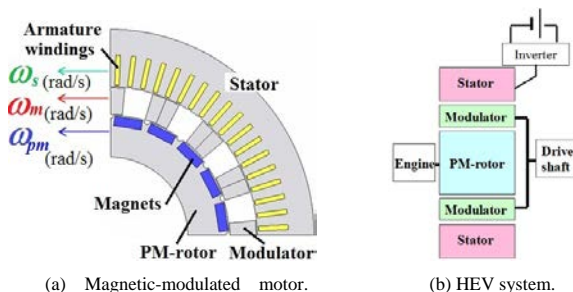


Fig. 1. Cross section of magnetic-modulated motor and HEV system application.

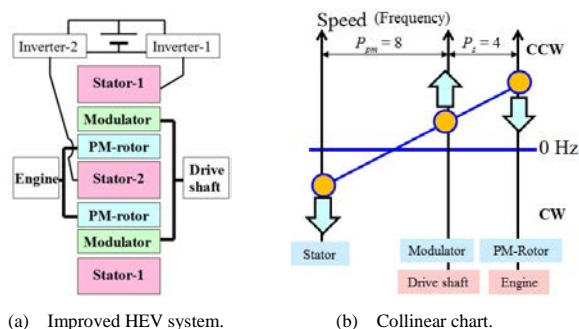


Fig. 2. Collinear chart of magnetic-modulated motor for improved HEV system.

それらの課題に鑑み, レンジエクステンダー HEV システムを図 3 に示すような 1 組のモータ, インバータで実現可能な直接電力伝達形二軸モータを提案する。同様のコンセプトの HEV システム用モータとして, 分布巻トロイダルス

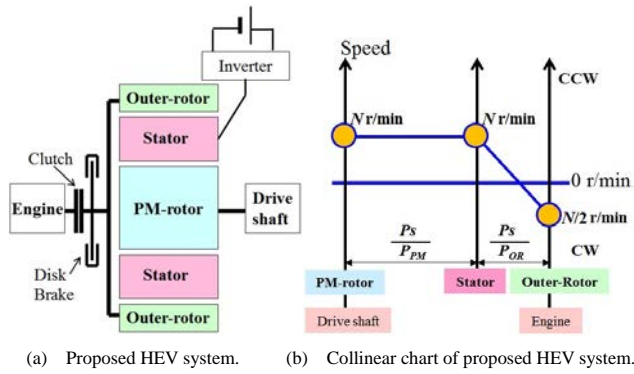


Fig. 3. Proposed HEV system and its collinear chart.

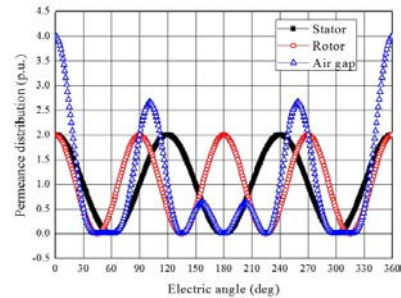
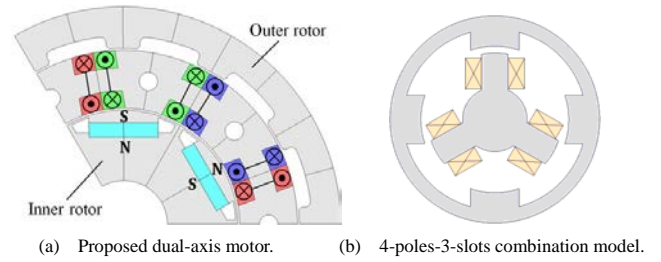
テーラの両ラジアルギャップ側に同じ極数の埋込み磁石 (IPM) ロータを二つ配置し、それぞれの相対角を変化させるモータが提案されている⁽⁵⁾。しかし、両ロータは基本波回転磁界に同期するためインナーロータを力行駆動、アウターロータを回生駆動させた場合に磁気干渉により電機子鎖交磁束が減少し、トルクが大幅に低下することが懸念される。

これに対して本稿で提案する二軸モータは一方のロータが基本波回転磁界に同期するとともに、他方のロータは第 2 次空間高調波を利用して同期運転させることを特徴とする。ここでは、その動作原理を数理的に説明し、小型原理検証機の磁気回路設計および電磁界解析にて性能予測を行ったので報告する。

2. 動作原理

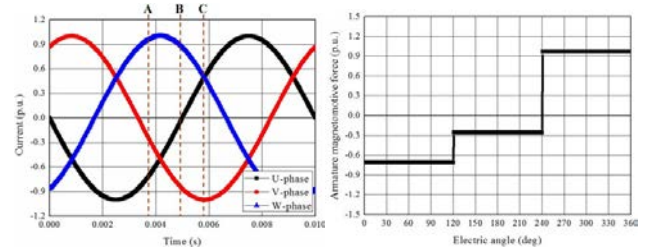
図 4(a)に提案する二軸モータの構造を示す。ラジアルギャップ形二軸独立回転可能なモータで、集中巻トロイダルステータのインナー側にスロットコンビネーションが 2:3 系列の磁石ロータ (PM ロータ) を配置し、アウター側にスロットコンビネーションが 4:3 系列の突極ロータを配置している。図 3(b)に示すように PM ロータは基本波回転磁界に同期して同方向に回転し、突極ロータは集中巻構造で不可避に発生する第 2 次空間高調波に同期して基本波回転磁界に対し逆方向に回転する。EV モードで駆動する場合は図 3(a)に示すようにアウターロータとエンジン出力軸をクラッチで切り離し、ディスクブレーキでアウターロータの回転をロックさせ単なる磁路として機能させる。HEV モードで駆動する場合はクラッチをつなぎ、ディスクブレーキをリリースしてアウターロータを回生駆動させる。一方、出力軸に直結された PM ロータは力行駆動するため、インバータからは PM ロータ駆動力とアウターロータによる回生電力の差分電力を入力するのみとなり直接的な電力伝達が可能となる。上記のように両ロータを互いに逆方向回転させ、異なる周波数の回転磁界にそれぞれ同期させることで文献(5)を図 3 の HEV システムに適用したときの問題を解決できる。以下、アウターロータが第 2 次空間高調波に同期して回転する動作原理を数理的に説明する。

図 4(b)に 4:3 系列の集中巻ステータと突極ロータを示す。



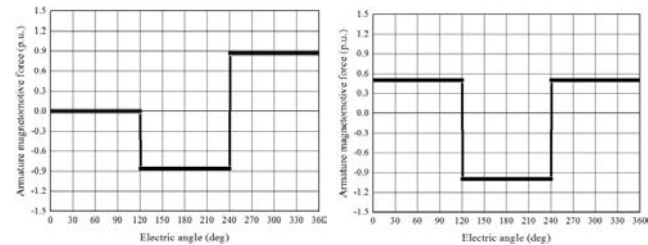
(c) Permeance distributions of double saliency model (4:3 slots combination) .

Fig. 4. Proposed dual-axis motor and permeance distributions of double saliency model (4:3 slots combination).



(a) Armature currents.

(b) Magnetomotive force of point A.



(c) Magnetomotive force of point B. (d) Magnetomotive force of point C.

Fig. 5. Armature currents and armature magnetomotive forces.

二重突極構造のため、(1), (2)に示すステータの突極とロータの突極のパーミアンス分布 ρ_s , ρ_r が存在し、ギャップ中には(3)のパーミアンス分布 ρ_g が生じる。図 4(c)は(1)~(3)で表される空間的なパーミアンス分布を図示している。 θ は空間的な位置を表している。

$$\rho_s = \rho_{s0} + \rho_{sa} \cos 3\theta \tag{1}$$

$$\rho_r = \rho_{r0} + \rho_{ra} \cos 4\theta \tag{2}$$

$$\begin{aligned} \rho_g &= (\rho_{s0} + \rho_{sa} \cos 3\theta)(\rho_{r0} + \rho_{ra} \cos 4\theta) \\ &= \rho_{s0}\rho_{r0} + \rho_{s0}\rho_{ra} \cos 4\theta + \rho_{r0}\rho_{sa} \cos 3\theta + \rho_{sa}\rho_{ra} \cos 3\theta \cos 4\theta \end{aligned} \tag{3}$$

次に集中巻電機子巻線によって発生する起磁力は各相が重なり合わないため基本波と逆相の第 2 次空間高調波が約 50% 重畳した起磁力分布となる⁽⁶⁾。相順が UVW のとき、図 5(a)の各電機子電流のタイミングにおいて集中巻構造の電機子起磁力波形は図 5(b)~(d)となる。よって空間的な位置

θ に関して集中巻の起磁力分布 $R_S(\theta)$ は(4)で近似できる。

$$R_S(\theta) = R_{s1} \cos \theta + \frac{1}{2} R_{s2} \cos(2\theta - \pi) \quad (4)$$

よって、集中巻の電機子起磁力 $F_S(t, \theta)$ は(5)となる。

$$F_S(t, \theta) = N \left\{ I_U R_S(\theta) + I_V R_S(\theta - \frac{2}{3}\pi) + I_W R_S(\theta - \frac{4}{3}\pi) \right\} \quad (5)$$

ここで R_{s1} , R_{s2} は集中巻起磁力分布の基本波成分の係数、第 2 次空間高調波の係数であり、 N は電機子巻線のターン数である。三相電流 I_U , I_V , I_W を(6)~(8)で表し、(4)を(5)に代入すると(5)は(9)のように整理できる。

$$I_U = I_a \cos(\omega t - \delta) \quad (6)$$

$$I_V = I_a \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \delta) \quad (7)$$

$$I_W = I_a \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \delta) \quad (8)$$

$$F_S(t, \theta) = \frac{3}{2} N I_a \left\{ R_{s1} \cos(\theta - \omega t + \delta) - \frac{1}{2} R_{s2} \cos(2\theta + \omega t - \delta) \right\} \quad (9)$$

(9)より、集中巻の電機子起磁力は右辺第一項の角速度 ω で進行する基本波回転磁界と右辺第二項の基本波に対して逆方向に $\omega/2$ の角速度で回転する成分から構成されることがわかる。

次に、通電時のギャップ磁束 $\phi_g(t, \theta)$ は図 4(c)の二重突極構造に起因したギャップ中のパーミアンス分布に対して電機子起磁力が時間的に移動するため(10)で表すことができる。

$$\phi_g(t, \theta) = \rho_g F_S(t, \theta) \quad (10)$$

(9)を(10)に代入し、空間的なロータ位置 θ と時間的な変動 ωt を $\theta = \omega t$ で同期させると同期回転座標上におけるギャップ磁束 $\phi_{g-dq}(t)$ は(11)となる。

$$\begin{aligned} \phi_{g-dq}(t) = & \frac{3}{2} N I_a \left\{ (\rho_{s0} \rho_{r0} R_{s1} - \frac{1}{4} \rho_{r0} \rho_{sa} R_{s2}) \cos \delta \right. \\ & + \frac{1}{2} \rho_{sa} \rho_{ra} R_{s1} \cos \delta \cos \omega t - \frac{1}{4} \rho_{s0} \rho_{ra} R_{s2} \cos(\omega t + \delta) \\ & - \frac{1}{4} \rho_{sa} \rho_{ra} R_{s2} \cos(2\omega t - \delta) \\ & + \rho_{r0} \rho_{sa} R_{s1} \cos \delta \cos 3\omega t - \frac{1}{2} \rho_{s0} \rho_{r0} R_{s2} \cos(3\omega t - \delta) \\ & + (\rho_{s0} \rho_{ra} R_{s1} - \frac{1}{2} \rho_{sa} \rho_{ra} R_{s2}) \cos 4\omega t \cos \delta \\ & - \frac{1}{4} \rho_{r0} \rho_{sa} R_{s2} \cos(6\omega t - \delta) \\ & + \frac{1}{2} \rho_{sa} \rho_{ra} R_{s1} \cos \delta \cos 7\omega t - \frac{1}{4} \rho_{s0} \rho_{ra} R_{s2} \cos(7\omega t - \delta) \\ & \left. - \frac{1}{4} \rho_{sa} \rho_{ra} R_{s2} \cos(10\omega t - \delta) \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

よって(11)より、集中巻電機子配置で 4:3 系列の二重突極構造の場合、同期回転座標上には基本波同期成分以外に様々な高調波回転磁界が重畳することがわかる。ここで(11)の右辺第 4 項に着目する。右辺第 4 項は二重突極構造のパーミアンス布係数 ρ_{sa} , ρ_{ra} と集中巻の第 2 次空間高調波の起磁力

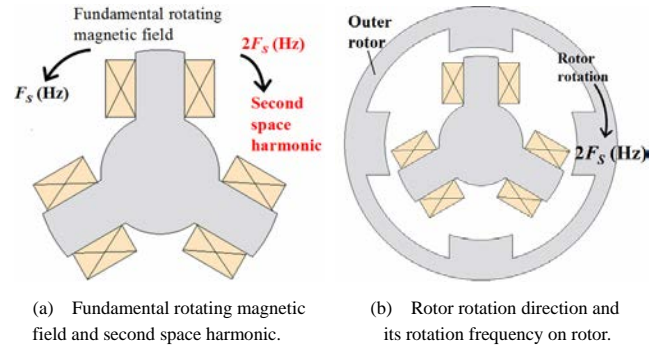


Fig. 6. Rotating magnetic field and rotor rotation direction.

分布係数 R_{s2} の積で表されることから第 2 次空間高調波である。すなわち、図 6(a)に示すように基本波回転磁界に対して逆相の第 2 次空間高調波がギャップ磁束に重畳している。ここで、4:3 系列の突極ロータを基本波回転磁界に対して逆方向に半速で回転させることを考える。基本波回転磁界が CCW 方向に N r/min, F_s Hz (電気角周波数) で回転しているとき図 6(b)に示すように 4:3 系列の突極ロータを CW 方向に半速の $N/2$ r/min で回転させる。極数がインナーロータの 2 倍であるため、突極ロータの電気角周波数 F_r は $F_r = F_s$ となる。一方で突極ロータ上から基本波回転磁界 F_s を観測すると逆方向に回転しているため $2F_s = 2F_r$ となる。このとき、ギャップ中の第 2 次空間高調波と回転方向、周波数が一致し同期回転することができる。すなわち、インナーロータ (PM ロータ) は基本波回転磁界に同期して回転し、アウターロータ (突極ロータ) は第 2 次空間高調波に同期し基本波回転磁界に対して逆方向に回転する。このとき PM ロータが力行の場合、電機子電流に対してアウターロータの位相調整により回生駆動することで、発電された電力にインバータからの電力を合算してインナーロータを力行駆動することで電力伝達が可能となる。バッテリーが満充電に近く SOC に余裕がない場合はエンジンをクラッチで切り離し、アウターロータを単なる磁路としてインバータからの電力だけでインナーロータを駆動する。

3. 小型原理検証機の性能予測

二軸独立駆動モータの試験環境の都合上、ステータコア外径が $\phi 120$ mm, 積厚が 49.5 mm の小型原理検証機を試作し、アウターロータが第 2 次空間高調波に同期して回転し直接電力伝達できることを検証する。コア外径の制約、冷却系、最大トルク駆動時間から決定した電機子巻線の電流密度 ($15A_{rms}/mm^2$) 条件から、最大負荷時の磁気飽和を考慮してステータは 6 極 (3 極対) と決定した。このとき、アウターロータは 12 極 (12 突極) となる。鉄心は新日鐵住金製 35H230, 永久磁石は信越化学製 N39UH ($B_r = 1.22$ T, $H_{cb} = 965.7$ kA/m @293 K) である。インナーロータはリラクタンストルクも活用するために IPM 構造で逆突極性をもつ。一方、アウターロータは突極ロータで順突極性をもつため双方の最大トルク/電流駆動 (MTPA) 点を合わせる必要があ

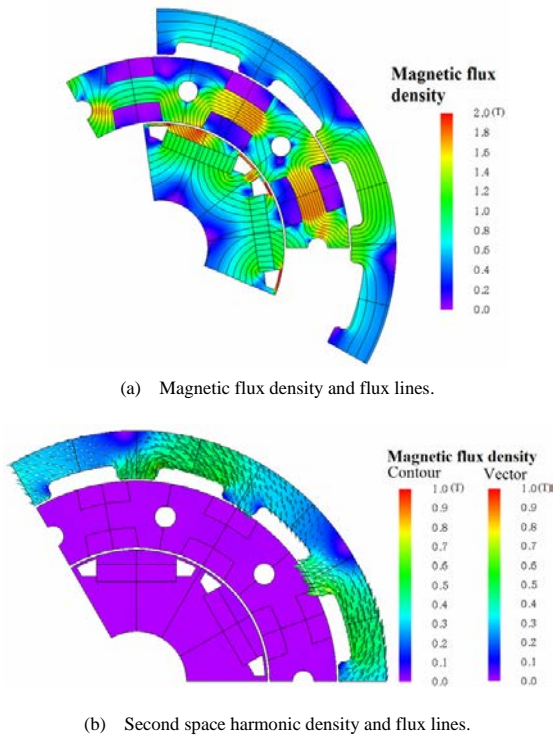


Fig. 7. Simulation results of magnetic flux density and flux lines.

る。そのためロータ位相基準は U 相巻線に対しインナーとアウター共にパーミアンスが小さい所を基準としている。なお、ステータはティース中央部に設けたボルト穴を通じてハウジングに取り付ける構造である。図 7 にインナーロータが CCW 方向に 1000 r/min, アウターロータが CW 方向に 500 r/min で回転し、電機子起磁力が $750 A_{rms}T$ (CCW 方向に 1000 r/min) のときの磁束密度分布と磁束線図を示す。同図よりトロイダル巻構造により各相磁束が対向してインナーロータとアウターロータの両ギャップ方向に磁束ベクトルが向くことで両ロータに磁束が鎖交していることがわかる。同図(b)に示すように第 2 次空間高調波がアウターロータに鎖交していることが確認できる。アウターロータはこの第 2 次空間高調波とカップリングして CW 方向 (基本波に対して逆方向) に同期回転する。

次に、図 8 に電磁界解析により求めた電機子起磁力が $750 A_{rms}T$ のときの電流位相-トルク特性を示す。これは正弦波電流源で解析したものである。同図に示すように正弦波励磁の場合でも二重突極構造に起因して発生する第 2 次空間高調波 (基本波回転磁界に対して逆相) にアウターロータが同期してトルクが発生していることが確認できる。同図より、インナーロータが力行駆動のときアウターロータは回生駆動していることからアウターロータの出力によって発電され、一方でインナーロータはインバータからの電力で駆動していることがわかる。また、インナーロータは逆突極、アウターロータは順突極であるが、図 9 に示すようにインナーとアウター共にパーミアンスが小さい所をロータ位相基準 (相対電気位相角 150 deg) とすることでインナーロータの力行トルクとアウターロータの回生トルクの

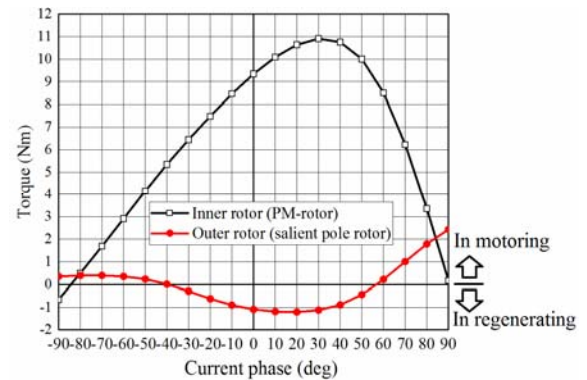


Fig. 8. Current-phase-vs.-torque characteristics for $750 A_{rms}T$.

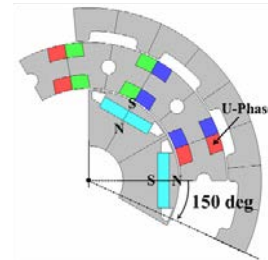


Fig. 9. Phase reference for current vector control.

MTPA 点となる電流位相を近づけることができる。負荷率によって、インナーロータ (PM ロータ) のマグネットトルクとリラクタンストルクの比率が変化し、力行トルク MTPA 点がシフトすることが予想される。よって、磁極位置センサのオフセット値を負荷率によって変えることで常に高効率駆動が可能となる。

4. まとめ

本稿では、レンジエクステンダー-HEV システムを想定した 1 組のモータ、インバータで実現可能な直接電力伝達形二軸モータを提案し、動作原理を数理的に説明した。電磁界解析により小型原理検証機の基礎駆動特性を明らかにした。今後はアウターロータのトルク密度向上の検討を行うとともに、試作機による検証を進める予定である。

文 献

- (1) K. Kato, M. Morimoto: "Power Distribution of Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Trans. IA*, Vol. 131-D, No. 5, pp.766-767 (2011)
- (2) M. Fukuoka, K. Nakamura, H. Kato and O. Ichinokura: "A Consideration of the Optimum Configuration of Flux-Modulated Type Dual-Axis Motor", *IEEE Technical Meeting*, RM-13-141 (2013)
- (3) 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)
- (4) K. Atallah, S. Calverley, and D. Howe: "Design, Analysis and Realization of a High-Performance Magnetic Gear", *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol.151, No. 2, pp.135-143 (2004)
- (5) R. Yano, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue: "Basic Study of Variable Magnetic Flux Dual-Rotor IPMSM for Automotive Application", *IEEE Annual Meeting*, No. 4-211, pp. 354-355 (2016)
- (6) M. Aoyama, and T. Noguchi: "Experimental Verification of Radial-Air-Gap-Type Permanent-Magnet-Free Synchronous Motor Utilizing Space Harmonics with Auxiliary Poles", *IEEE Trans. I.A.*, Vol. 135, No. 8, pp.869-881 (2015)