

平成 30 年 6 月 21 日現在

機関番号：13801

研究種目：挑戦的萌芽研究

研究期間：2016～2017

課題番号：16K14212

研究課題名(和文) 磁石レス磁気変調形モータの制御システム開発と車載ハイブリッドシステムへの適用

研究課題名(英文) Development of Magnetically Modulated Motor Control System without Permanent Magnets and Applications to Automotive Hybrid System

研究代表者

野口 敏彦 (Noguchi, Toshihiko)

静岡大学・工学部・教授

研究者番号：10237828

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 2,700,000円

研究成果の概要(和文)：本研究課題では磁気変調形モータについて制御則を検討するとともに、その妥当性を実験的に検証した。また、磁石レス化の可能性についても考究した。

磁気変調形モータの基本モデルについて簡易磁気回路を検討し、制御の基本となる電圧方程式を導出した。また、dq座標に代わる新たな回転座標系として、変調後の磁石磁束位相に基づいた座標を定義することで同モータのベクトル制御を導出した。原理検証機を用いて電流ベクトル制御を行い、HEVシステムで想定される3つの駆動モードで実験を行った。同期周波数の関係に従ってインバータからの入力電力とロータへの機械入力を任意に分配し、変調子から機械出力が得られることを確認した。

研究成果の概要(英文)：A control algorithm of the magnetically modulated motor (MMM) was investigated and its feasibility was experimentally checked in the study. Possibility of the motor without permanent magnets also was discussed.

A simple magnetic circuit of the basic MMM model was discussed and the voltage equation required for the control was derived from the magnetic circuit. The vector control algorithm was derived by defining gd reference frame based on the modulated magnetic flux instead of the conventional dq reference frame. The current vector control was conducted, using a prototype. Experimental tests were conducted in the 3 driving modes that simulate a HEV system operation. The input electric power from the inverter and the input mechanical power to the rotor can be delivered in an appropriate ratio and the mechanical output from the modulator was confirmed.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：電気機器工学 電気自動車 ハイブリッド車 省エネルギー エネルギー効率化

1. 研究開始当初の背景

近年、パワースプリット式 HEV システムの集積化を目的として磁気変調形モータの研究が行われている。磁気変調形モータはインナーPM ロータ、変調子の2つの回転部を有している。それぞれエンジン、駆動輪に接続され、エンジンとモータの動力を合成して駆動輪へ伝達することができる。磁気変調形モータは変調子を有することで変調されたステータ回転磁界がインナーロータの磁石に鎖交するため磁石渦電流損や鉄損の増加が問題となる。それらの問題を解決するため電磁界解析や最適設計等の研究が行われているが、モータ構造が特殊であるため、動作原理と制御方法の検討、詳しいベクトル制御の研究は未開拓である。

2. 研究の目的

- (1) これまで知られていない磁気変調形モータの拡張二軸理論に立脚した数学モデルを導出し、通常のPMモータの上位概念として磁気変調形モータのベクトル制御を確立する。
- (2) 磁気変調形モータのロータを永久磁石に代わり自励式巻線界磁とする手法を検討する。
- (3) 現行のパワースプリット(遊星ギア)に代わるハイブリッド自動車のパワーとレインとしてこの磁気変調形モータの適用可能性を検討する。

3. 研究の方法

平成28年度 磁気変調形モータの動作原理と、電磁界解析による動作特性、本研究課題である拡張二軸理論電圧方式に基づく動作原理がすべて合理的に整合する理論的枠組みを構築する。また、上記拡張二軸理論をもとに磁石レスとするためロータ巻線を非同期周波数で励磁する制御法を検討する。実験システムの構築準備も進め、特定条件下での予備実験も実施する。

平成 29 年度 従来の磁石式磁気変調形モータ(ベンチマーク)と提案する磁石レス磁気変調形モータを拡張二軸理論に基づいてベクトル制御する。また、磁石レス制御法(ロータ巻線非同期周波数励磁)を実験的に明らかにする。

4. 研究成果

(1) 磁気変調形モータの電圧方程式

数学モデルを導出する磁気変調形モータは、ステータ極対数を P_s 、インナーロータ極対数を P_{pm} 、変調子コア数を P_{mod} として、 $P_s : P_{pm} : P_{mod} = n : 2n : 3n$ (ただし、 n は自然数)が成立するモデルとする。また、インナーロータは表面磁石構造を仮定する。

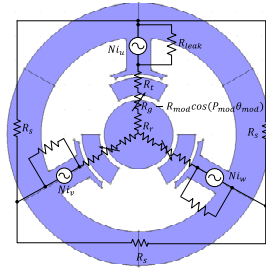


図1 磁気変調形モータのモデルと磁気回路

図1に $P_s : P_{pm} : P_{mod} = 1 : 2 : 3$ の基本となる磁気変調形モータと磁気回路を示す。図中の R_s はステ

ータコアの磁気抵抗、 R_l はステータティースの磁気抵抗、 R_g はギャップの磁気抵抗、 R_{mod} は変調子コアの磁気抵抗、 R_r はインナーロータコアの磁気抵抗、 R_{leak} は漏れ磁束経路の磁気抵抗である。また、各相コイルのターン数を N とする。図2に磁気変調形モータの三相磁気回路を示す。各相の磁気抵抗を R_u, R_v, R_w とすると、変調子による各相磁気抵抗の変動は同じ位相になるため、変調子の位置を θ_{mod} とすると(1)のようになる。

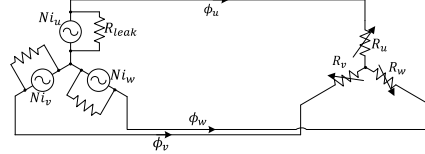


図2 磁気変調形モータの三相等価回路

$$R_u = R_v = R_w = R_{dc} - R_{mod} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \quad (1)$$

$$\therefore R_{dc} = R_g + R_l + R_r + R_s / 3$$

この三相磁気回路を解くと、U相コイルの磁束鎖交数(2)が得られる。

$$\psi_u = \left\{ \frac{N^2}{R_{leak}} + \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod} N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \right\} i_u$$

$$- \frac{1}{2} \left\{ \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod} N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \right\} i_v \quad (2)$$

$$- \frac{1}{2} \left\{ \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod} N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \right\} i_w$$

(2)より各相コイルの自己インダクタンス L 及び相互インダクタンス M は(3)で表わすことができる。

$$L = \ell + L_{dc} + L_{ac} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \quad (3)$$

$$M = -\frac{1}{2} L_{dc} - \frac{1}{2} L_{ac} \cos(P_{mod} \theta_{mod})$$

$$\therefore \ell = \frac{N^2}{R_{leak}}, L_{dc} = \frac{N^2}{R_{dc}}, L_{ac} = \frac{R_{mod} N^2}{R_{dc}^2}$$

磁気変調形モータは一般的な永久磁石同期モータと異なり、ステータ極対数とロータ極対数が異なる。従って、ステータとロータに対して任意の極対数で各相コイルに鎖交する磁石磁束を考える必要がある。インナーロータの位置を θ_{pm} 、その起磁力最大値を F とすると、各相コイルに対する磁石起磁力 F_u, F_v, F_w は(4)で表わすことができる。

$$F_u = F \cos(P_{pm} \theta_{pm}) \quad (4)$$

$$F_v = F \cos\left(P_{pm} \theta_{pm} - \frac{2\pi P_{pm}}{3P_s}\right)$$

$$F_w = F \cos\left(P_{pm} \theta_{pm} - \frac{4\pi P_{pm}}{3P_s}\right)$$

一方、静止座標系における磁気変調形モータの三相電圧方程式は(5)で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_w \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし、 R は電機子巻線抵抗、 ψ_u, ψ_v, ψ_w は変調後の各相コイル磁束鎖交数であり、例えば、 $\psi_u = L N F_u$ のように表わすことができる。さらに、(5)を三相二相変換し、 $\theta_e = P_{mod} \theta_{mod} - P_{pm} \theta_{pm}$ の演算で求まる角度で回転座標変換($\gamma-\delta$ 変換)すると、(6)に示す二軸電圧方程式が得られる。なお、ここで dq を用いず、 $\gamma\delta$ としているのは回転座標の基準位置が先の演算で求まる角度で座標変換を行っているためであり、一般的な永久磁石同期モータの回転

座標変換と混同させないためである。式中の ω は同期周波数と呼ばれる電気角周波数、 ω_{pm} 、 ω_{mod} はインナーロータ、変調子の機械角周波数である。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & -\omega L \\ \omega L & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -E_\gamma \\ \omega \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} - E_\delta \end{bmatrix}$$

$$\because \omega = P_{mod} \omega_{mod} - P_{pm} \omega_{pm}$$

$$E_\gamma = P_{pm} \omega_{pm} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(\ell + L_{dc}) F}{N} \sin(P_{mod} \theta_{mod}) + (P_{mod} \omega_{mod} + P_{pm} \omega_{pm}) \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} \sin(2P_{mod} \theta_{mod}) \quad (6)$$

$$E_\delta = P_{pm} \omega_{pm} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(\ell + L_{dc}) F}{N} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) + (P_{mod} \omega_{mod} + P_{pm} \omega_{pm}) \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} \cos(2P_{mod} \theta_{mod})$$

次に(6)に基づいて磁気変調形モータのトルク式を導出する。(6)の左から $[i_\gamma \ i_\delta]$ を乗ずることで、入力電力(7)を得る。左辺が入力電力、右辺第一項が銅損、第二項が機械出力を表している。機械出力は同期周波数の式を用いて変形することができる。

$$P_i = v_\gamma i_\gamma + v_\delta i_\delta = R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \omega \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} i_\delta$$

$$= R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \omega_{mod} \tau_{mod} + \omega_{pm} \tau_{pm} \quad (7)$$

$$\because \tau_{pm} = -P_{pm} \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} i_\delta, \tau_{mod} = P_{mod} \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac} F}{N} i_\delta$$

$$\theta = \omega t = P_{mod} \omega_{mod} t - P_{pm} \omega_{pm} t = \theta_{mod} - \theta_{pm}$$

同期周波数の関係及び上式より(8)で示すトルク分配式が成立する。

$$\tau_s = \frac{P_s}{P_{pm}} \tau_{pm} = -\frac{P_s}{P_{mod}} \tau_{mod} \quad (8)$$

これは動力分割機構として用いられる遊星ギアのギア比に相当する関係を表している。

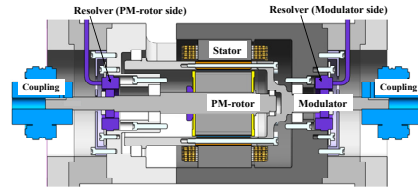
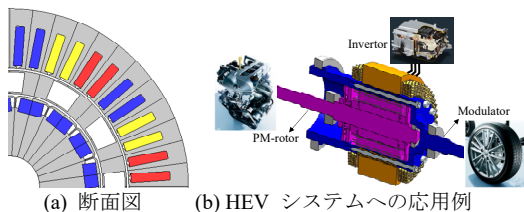
(2) 原理検証機と実験システム

表1に試作機モータ諸元を示す。電機子巻線抵抗及びインダクタンスは実測値である。

表1 原理検証機の諸元

Number of stator pole pairs P_s	4
Number of rotor pole pairs P_{pm}	8
Number of modulator cores P_{mod}	12
Stator outer diameter	120 mm
Rotor diameter	61.2 mm
Axial length of core	49.5 mm
Air gap length	0.7 mm
Winding connection	4 series-2 parallel
Maximum current	150 A _{rms}
Armature winding resistance R	33.3 mΩ
Armature inductance L	0.27 mH
Permanent magnet	N39UH (Nd-Fe-B, $B_r = 1.22$ T, $H_{cb} = 965.7$ kA/m@293K)
Stator flux linkage ψ_s	3.8 mWb

図3に原理検証試作機のモータ構造断面とHEVシステムの構想を示す。インナーロータをエンジン、変調子を駆動輪に接続し(8)で示した式に従って動力を分配し、力行、回生を行うことができる。



(c) 磁気変調形モータの横断面図
図3 磁気変調形モータの構造とHEVシステム

図4に実験システムを示す。2つの負荷モータはそれぞれ変調子とインナーロータにトルク計を介して直結されており、独立に速度制御されている。これに対し磁気変調形モータはインバータを用いてベクトル制御を行い、トルクを制御する。磁気変調形モータのインナーロータ、変調子それぞれに取り付けられたレゾルバからの磁極位置、変調子コア位置の情報を得ている。図5に制御ブロック図を示す。

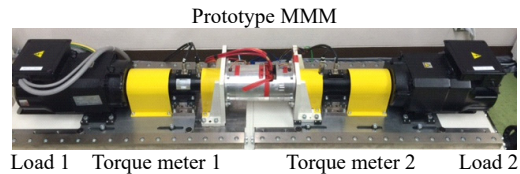


図4 実験システム

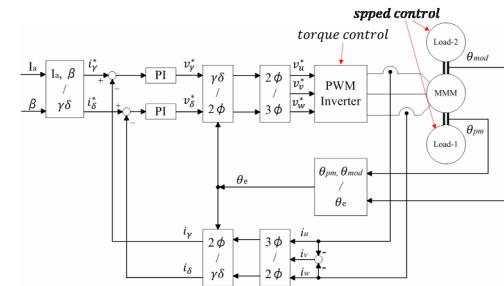


図5 磁気変調形モータのベクトル制御システム

(3) HEV 運転モードと実験方法

図6にHEVシステムに対応した運転モードと、その速度共線図及び簡易的なパワーフロー図を示す。ここでは3つの運転モードについて実験を行った。

①エンジン出力アシストモード

②EVモード

③回生モード

①のアシストモードはエンジンの出力にモータの出力を付加して駆動輪へ出力するモードである。

②のEVモードはエンジンを停止させ、モータの出力のみを得るものである。③の回生モードは、エンジンが駆動輪へ出力を伝達しながら、余剰出力をインバータへ回生するモードである。

それぞれの運転モードで、以下の4点を確認した。

- トルクとギア比の関係
- トルク-電流位相特性
- 電圧方程式と実験結果の整合性
- パワーフロー

(i) のトルクとギア比の関係では(8)の関係を確認する。磁気変調形モータの2つの出力軸はトルク計を介して負荷モータに接続されているため、トルクを測定することができる。(7)から各回転子のトルク理論値も明らかであるので、実測値と比較する。(ii)の電圧方程式と実験結果の整合性では、(6)の関係を満たすかを確認する。回転座標上での電流指令値 i_γ 、 i_δ をそれぞれ与えたとき操作量 v_γ 、

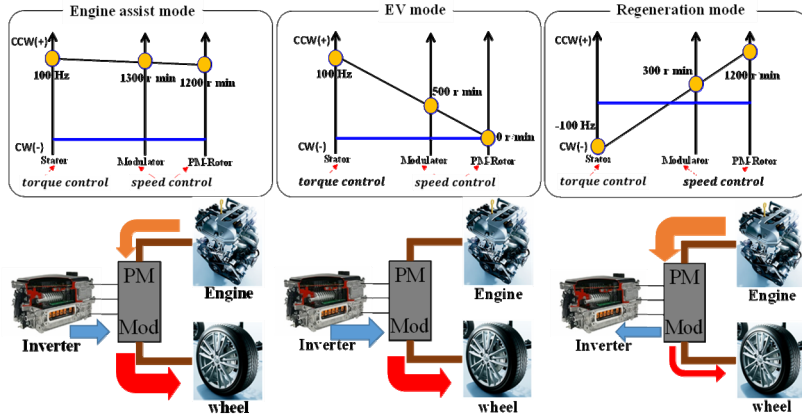


図6 HEVシステムで想定される運転モードと共線図及び簡易パワーフロー

v_δ の実測値と(6)及び事前に測定したパラメータの値から求まる理論値を比較し、導出した電圧方程式との整合性を確認する。(iii)のトルク-電流位相特性では、電流位相 β を15 degずつ変化させたときのトルク-電流位相特性を得る。(iv)のパワーフローでは、(7)から入力電力、機械出力、銅損、その他損失についてのパワーフローを検討する。入力電力及び損失はパワーメータ等で電力を測定したものではなく操作量 v_γ 、 v_δ から計算している。

各運転モードにおいて4つの実験結果を示す。インバータの直流バス電圧は80V、スイッチング周波数10kHz、デッドタイム4 μ sとした。なお、回転方向及びトルクの正方向はインナーロータ出力軸から見てCCW方向と定義する。

図7に各運転モードでの電流-トルク特性を示す。 $i_\gamma = 0$ 、 $i_\delta = i_\delta^*$ の電流指令値を与えた。図より異なる運転モードでも i_δ が同じであれば各要素の発生トルクも同じになることが確認できる。また(8)からインナーロータと変調子トルクの関係は(9)となり図からもこれを満たすことが確認できる。

$$\tau_{pm} = -P_{pm} \tau_{mod} / P_{mod} = -2\tau_{mod} / 3 \quad (9)$$

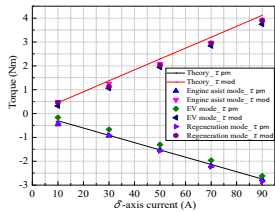


図7 電流-トルク特性

図8にエンジンアシストモードでのトルク-電流位相特性のグラフを示す。 δ 軸の位置を $\beta = 0$ として $-\gamma$ 軸方向に電流位相 β を15 degずつ変化させている。電流ベクトルの振幅は90Aとした。各電流位相で(9)のギア比の関係が成立している。

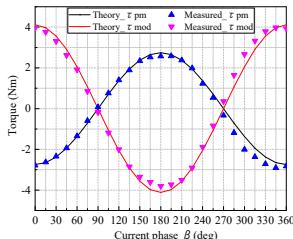


図8 トルク-電流位相特性

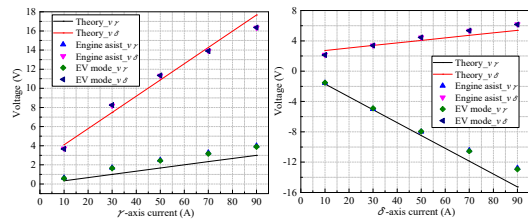
(6)において(A)、(B)2通りの電流指令値を与えて電圧方程式との整合性を確認する。それぞれの場合

において、電圧方程式は以下ようになる。

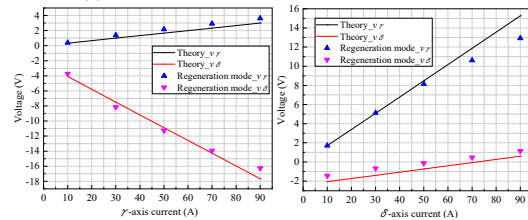
$$(A) i_\gamma = i_\gamma^*, i_\delta = 0 \text{ の場合 } v_\gamma = Ri_\gamma, v_\delta = \omega(Li_\gamma + \psi_a)$$

$$(B) i_\gamma = 0, i_\delta = i_\delta^* \text{ の場合 } v_\gamma = -\omega Li_\delta, v_\delta = Ri_\delta + \omega\psi_a$$

図9に3つの運転モードに対して(A)、(B)2通りの電流指令値を与えたときの実測値と理論値の比較を示す。アシストモードとEVモードは相順を含め、電流周波数が同じであるため運転モードは異なるが同じ電圧方程式を満たす。(A)の v_δ 及び、(B)の v_γ について見ると70A以上の電流領域では実測値が理論値を下回っていることが確認できる。これは先の数式内にLを含んでいるため、磁気飽和が影響していると考えられる。一方で(A)の v_γ 及び、(B)の v_δ はLを含んでいないため、実測値にも線形性があり磁気飽和の影響を受けていないと考えられる。



(a) エンジンアシストモードとEVモード



(b) 回生モード

図9 二軸電圧と二軸電流の特性

図10に各運転モードでのパワーフローを示す。エンジンアシストモード、EVモードでは $i_\gamma = 0$ 、 $i_\delta = 90$ A、回生モードでは $i_\gamma = 0$ 、 $i_\delta = 30$ Aの電流指令値としたときについて検討する。はじめに、エンジンアシストモードのパワーフローについて説明する。 $i_\gamma = 0$ 、 $i_\delta = 90$ Aの電流を流したとき、図7の結果から $\tau_{pm} < 0$ 、 $\tau_{mod} > 0$ であることが確認できる。また、図6の速度共線図にあるように $\omega_{pm} > 0$ 、 $\omega_{mod} > 0$ で運転している。従って、インナーロータの機械出力 $\omega_{pm}\tau_{pm} < 0$ 、変調子の機械出力 $\omega_{mod}\tau_{mod} > 0$ となる。つまり、インナーロータにはパワーを入力し、変調子は出力することになる。このとき、(7)及び、図9(a)からインバータは電力を入力していることがわかる。以上よりパワーフローは図10のようになる。次にEVモードについて説明する。EVモ

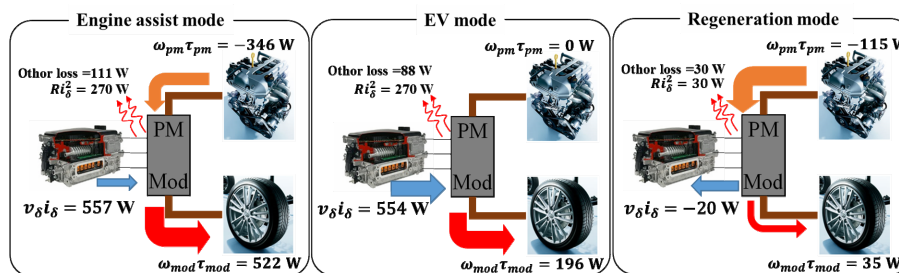


図 10 HEV システムで想定される運転モードにおけるパワーフロー実験結果

ードでは、エンジン停止を模擬しているためインナーロータは停止している。 $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 90$ Aの電流を流したとき、図7のから $\tau_{mod} > 0$ であることが確認できる。また、図6の速度共線図から $\omega_{pm} = 0$, $\omega_{mod} > 0$ で運転しているため、 $\omega_{pm}\tau_{pm} = 0$, $\omega_{mod}\tau_{mod} > 0$ となる。つまり、インナーロータは仕事をせず、変調子は出力することになる。このとき、(7)及び図9(a)からインバータは電力を入力していることがわかる。最後に回生モードについて説明する。回生モードでは、駆動輪へパワーを入力しながら、エンジン出力の余剰分をインバータ側へ回生するモードを模擬している。まず、インバータがエネルギーを回生できる条件は、(7)における入力電力 $v_\gamma i_\gamma + v_\delta i_\delta < 0$ が成立することである。先に説明したように $i_\gamma = 0$ であるので $v_\delta i_\delta < 0$ が回生できる条件となる。したがって、10 Aから50 Aの領域では回生条件が成立する。 $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 30$ Aの電流を流したとき、図7の結果から、 $\tau_{pm} < 0$, $\tau_{mod} > 0$ であることがわかる。また、図6の速度共線図から $\omega_{pm} > 0$, $\omega_{mod} > 0$ で運転しているため、インナーロータはパワーを入力し、変調子は出力することになる。従ってインバータは電力を回生し、パワーフローは図10のようになる。

なお、図中のその他損失は、実測値と理論値の差を損失として定義したものであり、理論式として使用した(7)では鉄損や機械損などの損失は考慮されていない。図10よりエンジンアシストモード、EVモードでは入力電力の15%以上がその他損失となっており鉄損等の損失が非常に大きいことがわかる。これは、磁気変調形モータは変調子により磁束を変調させ非同期成分の回転磁界が存在することや、変調子でも鉄損が発生するためである。

<引用文献>

- ① W. Kaewjinda and M. Konghirun, "A DSP-Based Vector Control of PMSM Servo Drive Using Resolver Sensor," 2006 IEEE Region 10 Conference TENCON.
- ② C. C. Mi, G. R. Slemon, and R. Bonert, "Minimization of Iron Losses of Permanent Magnet Synchronous Machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 1, 2005, pp. 121-127.
- ③ 戸成辰也・加藤秀紀・松井啓仁：「磁気変調型二軸モータの鉄損に関する検討」電学回転機研, RM-13-142, pp. 101-105 (2013)
- ④ 福岡道成・中村健二・加藤秀紀・一ノ倉理：「磁気変調型二軸モータの最適構成に関する一考察」電学回転機研, RM-13-141, pp. 95-100 (2013)
- ⑤ 竹内良友・加藤秀紀・多胡方一・小笠原悟司・酒井春彦：「磁気変調形モータの動作原理と制御方法」電学全大, No. 5-041, pp. 73-74 (2013)

- ⑥ 青山真大・久保田芳永・野口敏彦・本橋勇人：「HEV用磁石フリー磁気ギアモータの試作機設計」電学産大, 3-8, pp. 97-100 (2015)

- ⑦ 工藤 純・野口敏彦・川上 学・佐野浩一：「IPMモータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」電学半電変研, SPC-08-21, pp. 25-30 (2008)

5. 主な発表論文等

〔雑誌論文〕(計3件)

- ① Masahiro Aoyama, Toshihiko Noguchi, Yuto Motohashi, "Proposal of Self-Excited Wound-Field Magnetic-Modulated Dual-Axis Motor for Hybrid Electric Vehicle Applications," IET Electric Power Applications, vol. 12, no. 2, pp. 153-160, 2018年
10.1049/iet-epa.2017.0285

- ② 青山真大・野口敏彦・中島一清：「マルチギャップ形可変界磁PMモータの磁極相対角に対する駆動特性の実機検証」電気学会論文誌, 産業応用部門誌 (D分冊), vol. 137, no. 11, pp. 844-857, 2017年
10.1541/iecejias.137.844

- ③ 青山真大・野口敏彦：「空間高調波を利用した自励式磁石フリーモータの回転子補極によるトルク特性改善」電気学会論文誌 産業応用部門誌 (D分冊), 査読有, vol. 136, no. 2, pp. 169-181, 2016年
10.1541/iecejias.136.169

〔学会発表〕(計31件)

- ① Eka Priandana, Toshihiko Noguchi, "Single-Phase Current-Source AC/DC/AC Conversion System with Reduced Switching Device Counts," 電気学会全国大会, 2018年
- ② 大音慶明・野口敏彦・笹谷卓也：「デュアルインバータシステムにおける同相同時スイッチング動作の補償法」電気学会全国大会, 2018年
- ③ 岩田陽祐・野口敏彦：「インダクタモジュールを用いたハイブリッド電流形インバータの実機検証」電気学会全国大会, 2018年
- ④ 岩田陽祐・野口敏彦：「インダクタモジュールを用いた純正弦波出力電流形インバータ」電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, 2018年
- ⑤ 清水一樹・野口敏彦・松下由憲：「インバータのデューティサイクルと周波数に着目したDC/DCコンバータのデュアルポート出力制御」電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, 2018年
- ⑥ Toshihiko Noguchi, Sawanth Krishna Machavolu, Yuto Motohashi, Masahiro Aoyama, "Vector Control

and Experimental Verification of Magnetically Modulated Motor for HEV Application,” PEDS2017, 2017年

⑦ Toshihiko Noguchi, Yuki Kurebayashi, Tetsuya Osakabe, and Toshihisa Takagi, “Development of High-Efficiency Permanent Magnet Synchronous Generator for Motorcycle Application,” PEDS2017, 2017年

⑧ Toshihiko Noguchi, Kazuki Shimizu, Yoshinori Matsushita, “Dual-Port Output Control of Isolated DC/DC Converter Focusing on Duty Cycle and Frequency of Primary Inverter,” PEDS2017, 2017年

⑨ Yoshinori Matsushita, Toshihiko Noguchi, Osamu Kimura, Tatsuo Sunayama, “Current-Doubler Based Multiport DC/DC Converter with Galvanic Isolation,” PEDS2017, 2017年

⑩ Toshihiko Noguchi, Hafidz Elmana, “Development of High-Speed and High-Voltage Pulse Generator for NOx Decomposition Plasma Reactor,” PEDS2017, 2017年

⑪ Toshihiko Noguchi, Yoshiaki Ohto, Takanari Sasaya, “Space Vector Modulation of Dual Inverter with Battery and Capacitor across DC Buses,” PEDS2017, 2017年

⑫ Toshihiko Noguchi, Yosuke Iwata, Sota Yamaguchi, “Pure Sinusoidal Output Current-Source Inverter Using Inductor Modules,” PEDS2017, 2017年

⑬ 岩田陽祐・野口敏彦：「純正弦波出力電流形インバータにおけるインダクタ損失補償法」平成29年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会，2017年

⑭ 緒方海希・野口敏彦：「超高速PMモータのコイルエンドにおける導体渦電流損の低減」平成29年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会，2017年

⑮ 紅林裕貴・野口敏彦・刑部鉄也・高木俊尚：「二輪車用発電機の同期リアクタンス低減による出力特性の改善」平成29年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会，2017年

⑯ 青山真大・野口敏彦：「可変漏れ磁束特性を備えた順突極強め界磁PMモータの駆動特性」平成29年電気学会産業応用部門大会，2017年

⑰ 青山真大・野口敏彦：「モータハードウェアの技術革新によるモータドライブの新展開—可変界磁機能をもつモータの設計と制御の可能性—」平成29年電気学会産業応用部門大会，2017年

⑱ Masahiro Aoyama, Toshihiko Noguchi, “Permanent-Magnet-Free-Synchronous Motor with Self-Excited Wound-Field Technique Utilizing Space Harmonics,” APEC2017, 2017年

⑲ 清水一樹・野口敏彦・松下由憲：「インバータのデューティサイクルと周波数に着目したDC/DCコンバータのデュアルポート出力制御」電気学会全国大会，2017年

⑳ 紅林裕貴・野口敏彦・刑部鉄也・高木俊尚：「二輪車用発電機の高効率化に関する検討」電気学会全国大会，2017年

㉑ 神山博夢・野口敏彦・服部晃尚・山田洋次・横山誠也：「高トルク密度車載用扁平モータの開発」電気学会全国大会，2017年

㉒ 本橋勇人・野口敏彦・青山真大：「磁気変調形モータのベクトル制御と動力分配の実機検証」電気学会全国大会，2017年

㉓ 神山博夢・野口敏彦：「車載用高トルク密度ダブルアキシヤルエアギャップ形PMモータの開発」電気学会モータドライブ研究会，2017年

㉔ 青山真大・中島一清・野口敏彦：「マルチギャップ形可変界磁PMモータの磁極相対角に対する駆動特性の実機検証」電気学会モータドライブ研究会，2017年

㉕ 青山真大・中島一清・野口敏彦：「電氣的磁極反転形可変界磁PMモータの実機検証」電気学会半導体電力変換／モータドライブ合同研究会，2017年

㉖ 本橋勇人・野口敏彦・青山真大：「磁気変調形モータのベクトル制御と実機検証」マグネティックス・モータドライブ・リニアドライブ合同研究会，2016年

㉗ 朝間淳一・野口敏彦：「高速モータのドライブ技術の現状と課題」MAGDAコンファレンス in Kiryu (招待講演)，2016年

㉘ Masahiro Aoyama, Kazukiyo Nakajima, Toshihiko Noguchi, “Proposal of Electrically Reversal Magnetic Pole Type,” ECCE2016, 2016年

㉙ 本橋勇人・野口敏彦・青山真大：「磁気変調形モータのベクトル制御実機検証」平成28年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会，2016年

㉚ 青山真大・野口敏彦・本橋勇人：「磁石フリー磁気変調形二軸モータの自励動作の実機検証」平成28年電気学会産業応用部門大会，2016年

㉛ 青山真大・中島一清・野口敏彦：「HEV用磁石フリー電磁結合形二軸モータの基礎検討」電気学会モータドライブ・回転機・自動車合同研究会，2016年

〔図書〕(計1件)

久保田寿夫, 野口敏彦ほか「ACドライブシステムのセンサレスベクトル制御」オーム社, 2016, 全261頁(執筆担当pp. 3-46)

〔産業財産権〕

○出願状況(計0件) ○取得状況(計0件)

〔その他〕

ホームページ等 <http://www.noguchi-lab.com>

6. 研究組織

(1) 研究代表者

野口 敏彦 (NOGUCHI, Toshihiko)

静岡大学・工学部・教授

研究者番号：10237828

(2) 研究分担者

なし ()

研究者番号：

(3) 連携研究者

なし ()

研究者番号：

(4) 研究協力者

なし ()