

磁気変調形モータのベクトル制御と実機検証

本橋 勇人*, 野口 季彦 (静岡大学), 青山 真大 (スズキ)

Experimental Verification and Vector Control of Magnetic-Modulated Motor

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

This paper describes a vector control of magnetic-modulated motor. The structure of this motor is different from PM motor. It is necessary to derive the voltage equation from simple magnetic circuit of magnetic-modulated motor. There are relatively many studies such as electromagnetic field analysis or the most suitable design. However the study on vector control using the actual machine is unexplored. So we made a prototype for principle inspection, and test it with a representative driving mode assumed by an HEV system. It is clarified that magnetic-modulated motor could distribute electricity from inverter, and the power from inner rotor and modulator like conventional planetary gear.

キーワード：磁気変調形モータ，二軸モータ，ベクトル制御，電圧方程式
(Magnetic-Modulated Motor, Dual Axis Motor, Vector Control, Voltage Equation)

1. はじめに

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⁽¹⁾。それらの問題を解決するために，電磁界解析や最適設計等の研究が行われている⁽²⁾。また，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についても行われているが，詳しいベクトル制御についての研究は未開拓である⁽³⁾。

筆者らは磁気変調形モータの基本モデルについて，簡易的な磁気回路を考え，制御の基本となる電圧方程式を導出した。また，原理検証用の試作機を作製し HEV システムで想定される代表的な運転モードと対応させて実験を行った⁽⁴⁾。導出した電圧方程式を用いてベクトル制御を行い，以下の点に注目して実験を行ったので報告する。

- ・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
- ・各運転モードでのパワーフロー

2. 磁気変調形モータの電圧方程式

(2・1) 基本モデルにおける簡易磁気回路 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， $P_s : P_{pm} : P_{mod} = n : 2n : 3n$ (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_t 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，変調子による各相の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)で表わすことができる。

$$\begin{aligned} R_u = R_v = R_w &= R_{dc} - R_{mod} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \\ \therefore R_{dc} &= R_g + R_t + R_r + \frac{R_s}{3} \end{aligned} \quad (1)$$

図2の三相磁気回路を解き，U相コイルの磁束鎖交数(2)が得られる。

$$\begin{aligned} \psi_{u,all} &= \left(\frac{N^2}{R_{leak}} + \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod}N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right) i_u \\ -\frac{1}{2} \left(\frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod}N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right) i_v - \frac{1}{2} \left(\frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod}N^2}{R_{dc}^2} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right) i_w & \quad (2) \end{aligned}$$

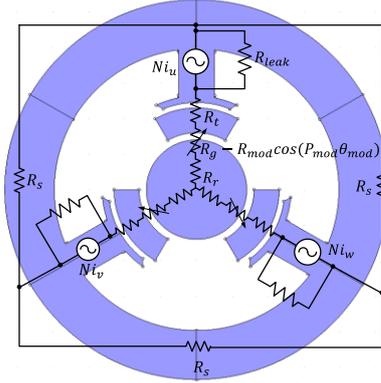


図1 磁気変調形モータの基本モデルと磁気回路
Fig. 1. Basic model of magnetic-modulated motor and magnetic circuit.

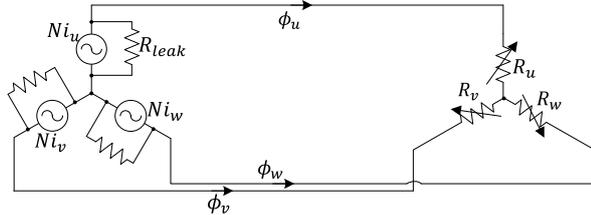


図2 磁気変調形モータの三相磁気回路
Fig. 2. Three-phase magnetic circuit.

(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。

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

$$M = -\frac{1}{2} L_{dc} - \frac{1}{2} L_{ac} \cos(P_{mod} \theta_{mod}) \quad (3)$$

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

〈2・2〉 電圧方程式 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。

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

$$F_v = F \cos(P_{pm} \theta_{pm} - \frac{2\pi P_{pm}}{3P_s}) \quad (4)$$

$$F_w = F \cos(P_{pm} \theta_{pm} + \frac{2\pi P_{pm}}{3P_s})$$

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、 $\psi_u = \frac{l}{N} F_u$ 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

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega L \\ \omega L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -E_\gamma \\ \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F \omega - E_\delta \end{bmatrix} \quad (6)$$

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

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

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

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であり、 $\omega_{pm}, \omega_{mod}$ はインナーロータ、変調子の機械角周波数である。

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(7-1)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(7-2)に変形することができる。

$$v_\gamma i_\gamma + v_\delta i_\delta = R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \omega \psi_a i_\delta \quad (7-1)$$

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

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

同期周波数の関係、及び(7-2)より(8)で表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の関係に相当するもので、インバータからの電力、インナーロータ、変調子の動力が分配可能であることを表している。

3. 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、回転座標上でのインダクタンスの値は実測値である。巻線抵抗の算出はP制御を行い、指令値と定常値の偏差から求めた。インダクタンスの算出はPI制御を行い、ステップ応答の時定数から求めた。磁石は信越化学工業製 N39UH (Nd-Fe-B, $B_r = 1.22$ T, $H_{cb} = 965.7$ kA/m @293K) である。

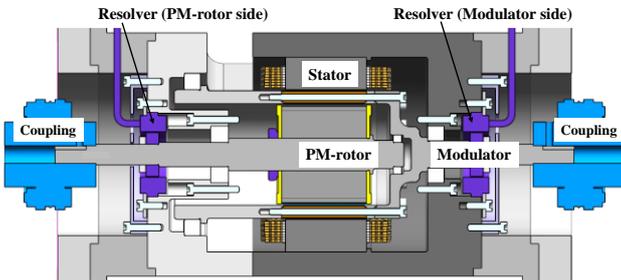
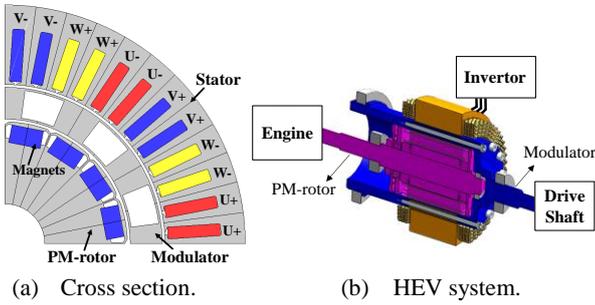
図3に原理検証試作機のモータ構造断面図とHEVシステムの構想図を示す。インナーロータをエンジン、変調子を駆動輪に接続し(8)で示した式に従って動力を分配し、力行、回生を行うことができるシステムとなっている。

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。

表 1 試作機モータの諸元

Table 1. Specifications of motor.

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
Inductance on the rotary coordinate (L)	0.27 mH
Stator flux linkage (ψ_a)	3.8 mWb



(c) Mechanical configuration.

図 3 磁気変調形モータの構造と HEV システム
Fig. 3. Configuration of magnetic-modulated motor and HEV system application.

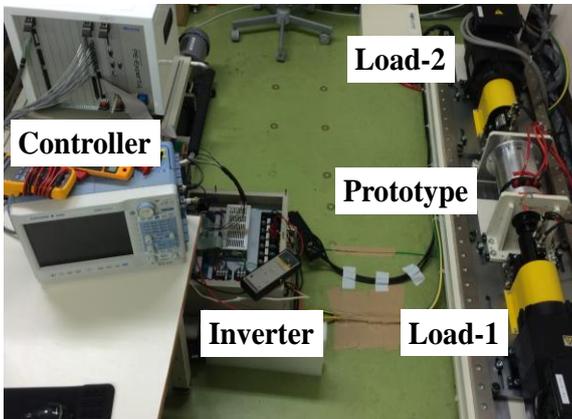


図 4 実験システム
Fig. 4. Experimental system.

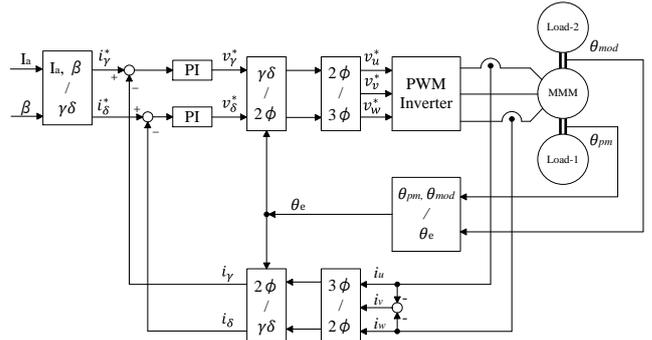


図 5 ベクトル制御ブロック図

Fig. 5. Vector control block diagram.

4. 運転モードと実験内容

〈4-1〉 HEV システムに対応した運転モード 図 6 に HEV システムに対応した運転モードと、そのときの速度共線図及び簡易的なパワーフロー図を示す。本稿では 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
- ② EV 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アシスト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、モータの出力のみによる走行を想定したものである。なお、インナーロータは 0 r/min で速度制御されている。

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、その出力の余剰分をインバータへ回生するモードである。

〈4-2〉 実験内容 本稿では以下 4 つの点を確認するため、それぞれの運転モードで実験を行った。

- (i) トルクとギア比の関係
- (ii) トルクー電流位相特性
- (iii) 電圧方程式と実験結果の整合性
- (iv) 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。(7-2) 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, 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) のトルクー電流位相特性では、電流位相 β を 15 deg ずつ変化させたときのトルクー電流位相特性を得る。

(iv) のパワーフローでは、(7-1) から入力電力、機械出力、銅損、及び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のではなく操作量 v_γ, v_δ から計算したものをを用いている。

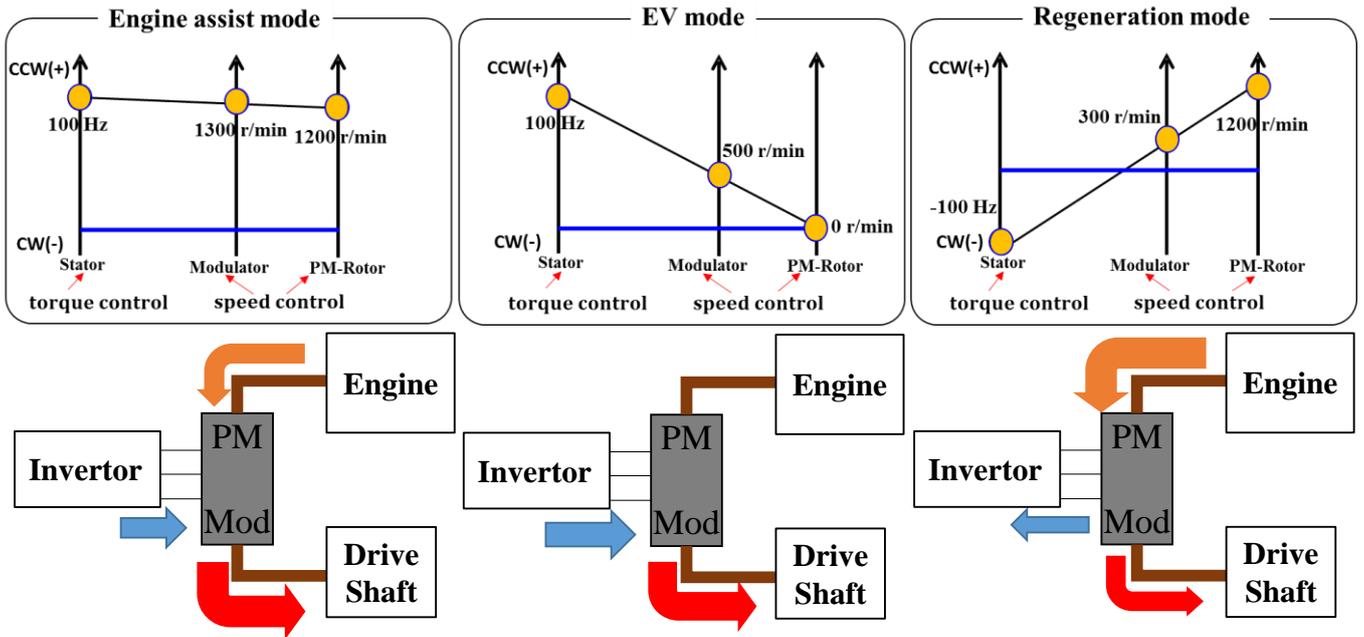


図 6 HEV システムで想定される運転モードと共線図及び、簡易パワーフロー図

Fig. 6. Operation mode assuming HEV system, collinear chart and power flow.

5. 実験結果

本章では各運転モードにおいて 4 つの実験結果を示す。条件としてインバータの直流バス電圧は 80 V，スイッチング周波数 10 kHz，デッドタイム 4 μ s とした。トルクの測定は 1 point / 0.5 s で行い，15s 間の計 30 points の単純平均を使用する。また，電圧方程式の数学モデルと実験結果には種々の誤差要因が存在する。特に，デッドタイムによる誤差，離散化誤差，インバータ主素子 ON 電圧による誤差を補償するために文献(5)を参考にして，それらの誤差要因の補償を施している。なお，回転方向正及び，トルク正方向は共にインナーロータ出力軸から見て CCW 方向と定義する。

〈5・1〉トルクとギア比の関係 図 7 に各運転モードでの電流-トルク特性のグラフを示す。 $i_\gamma = 0$ ， $i_\delta = i_\delta^*$ の電流指令値を与える。 i_δ は図に示すように 10 A から 90 A まで 20 A ごとに変化させる。図からわかるように，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)となり図からもこの関係式を満たしていることが確認できる。

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

〈5・2〉トルク-電流位相特性 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 90 A とした。試作機はインナーロータが表面磁石構造となっているため一般的な SPM と同様の特性を得る。また，各電流位相で(9)式のギア比の関係が成立していることもわかる。

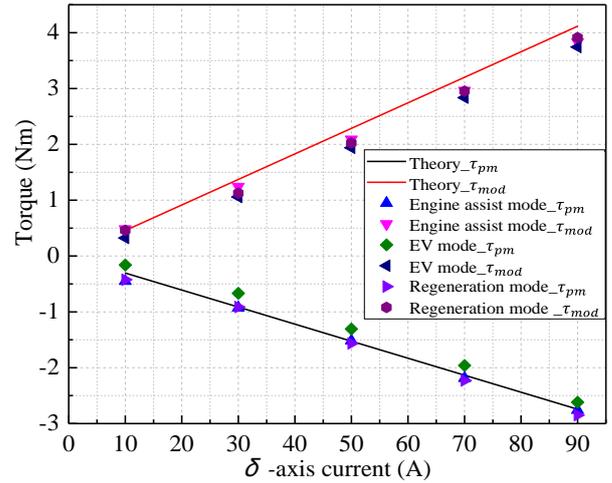


図 7 電流-トルク特性

Fig. 7. Current-torque characteristic.

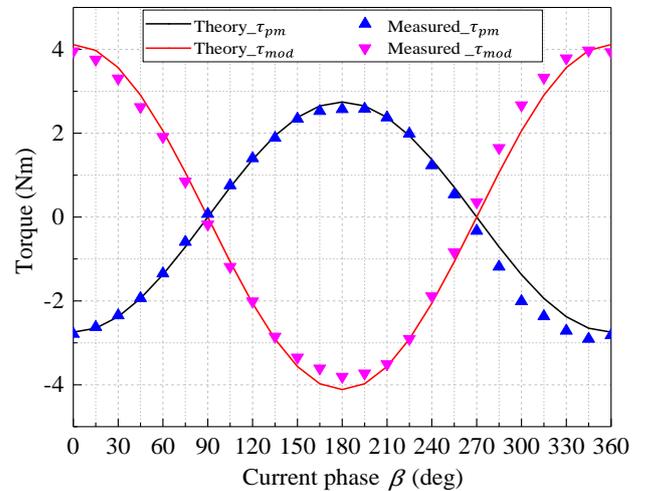


図 8 トルク-電流位相特性

Fig. 8. Torque-current phase characteristic.

〈5・3〉電圧方程式と実験結果の整合性 (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。電流指令値が異な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) $i_\gamma = i_\gamma^*$, $i_\delta = 0$ の場合

$$v_\gamma = Ri_\gamma, \quad v_\delta = \omega(Li_\gamma + \psi_a)$$

(B) $i_\gamma = 0$, $i_\delta = i_\delta^*$ の場合

$$v_\gamma = -\omega Li_\delta, \quad v_\delta = Ri_\delta + \omega\psi_a$$

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。

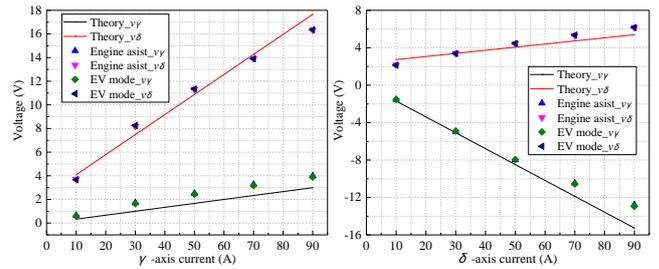
(A)の v_δ 及び、(B)の v_γ について見ると70 A以上の電流領域では実測値が理論値を下回っていることが確認できる。これは先の数式内に L を含んでいるため、磁気飽和が影響していると考えられる。一方で(A)の v_γ 及び、(B)の v_δ は L を含んでいないため、実測値にも線形性があり磁気飽和の影響を受けていないと考えられる。

図10(a)にEVモード電流指令値 $i_\gamma = 0$ A, $i_\delta = 90$ Aでの三相電流波形及び、 $\gamma\delta$ 軸電流の波形を示す。また、図10(b)に回生モード電流指令値 $i_\gamma = 0$ A, $i_\delta = 30$ Aでの三相電流波形及び、 $\gamma\delta$ 軸電流の波形を示す。(a), (b)を比較すると三相交流の相順が異なることが確認できる。これは図6の共線図から、アシストモードでは正の電流周波数、回生モードでは負の電流周波数となっているため相順が入れ替わることを意味している。また、電流リップルが観測されるが、高調波成分の解析については今後詳しく検討する。

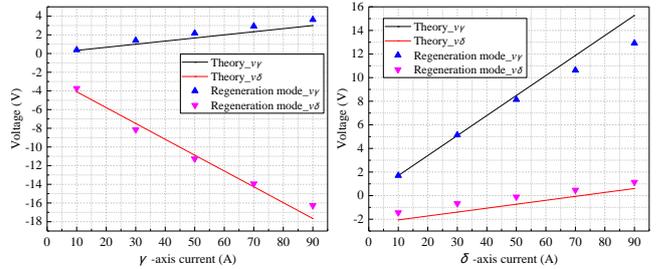
〈5・4〉パワーフロー 図11に各運転モードでのパワーフローを示す。アシストモード、EVモードでは $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 90$ A, 回生モードでは $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 30$ Aの電流指令値としたときについて検討する。初めに、アシストモードのパワーフローについて説明する。 $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 90$ Aの電流を流したとき、図7の結果から $\tau_{pm} < 0$, $\tau_{mod} > 0$ であることが確認できる。また、図6の速度共線図にあるように $\omega_{pm} > 0$, $\omega_{mod} > 0$ 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、(7-1)及び、図9(a)-B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11のようになる。

次にEVモードについて説明する。EVモードでは、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、(7-1)及び図9(a)-B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11のようになる。

最後に回生モードについて説明する。回生モードでは、駆

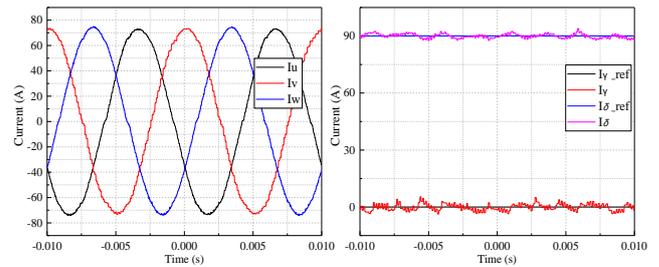


(a) Engine assist mode and EV mode voltage equation (A), (B).

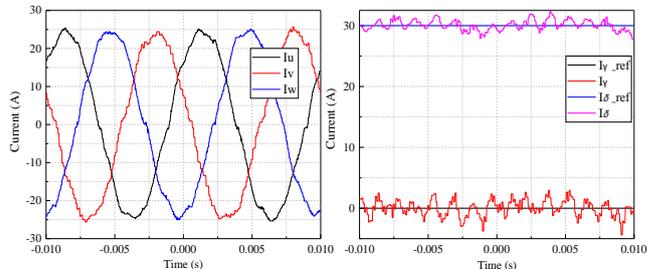


(b) Regeneration mode voltage equation (A), (B).

図9 各運転モードの電圧方程式
Fig. 9. Voltage equation of each driving mode.



(a) EV mode current waveforms.



(b) Regeneration mode current waveforms.

図10 三相交流電流と二相直流電流波形
Fig. 10. Current waveforms.

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、(7-1)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。図12に実測値 v_δ を用いて計算した入力電力の図を示す。図から確認できるように10 Aから50 Aの領域では、回生の条件が成立することが確認できる。 $i_\gamma = 0$, $i_\delta = 30$ 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

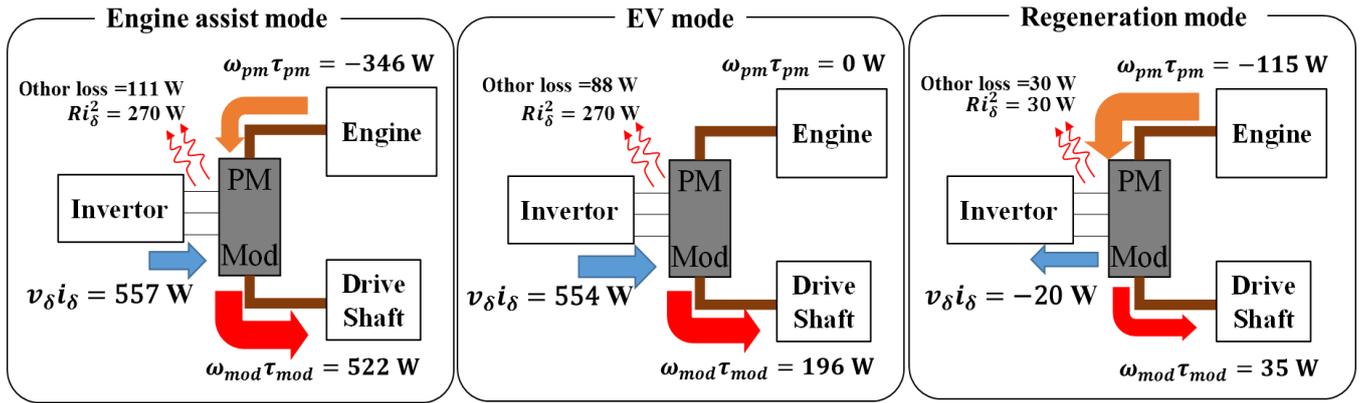


図 11 各運転モードにおけるパワーフロー
Fig. 11. Power flow in each driving mode.

調子は出力することになる。このとき、図 11 から回生の条件が成立することが確認できる。従ってインバータは電力を回生し、パワーフローは図 11 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(7-1)では鉄損や機械損などの損失は考慮されていない。図 11 より、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。

6. まとめ

HEV システムに向けて研究されている特殊な構造をもつ磁気変調形モータの電圧方程式を導出した。インナーロータ、変調子の 2 つの回転子を駆動し、HEV システムで想定される運転モードと対応させて実験を行った。導出した電圧方程式をもとにベクトル制御を行い理論値と実測値の比較を行った。また、動力分割機構として用いられる遊星ギアのギア比の関係に相当するトルク分割式が成立することが確認できた。パワーフローについて検討すると鉄損等の損失割合が大きいことが確認できた。

今後は、鉄損等の損失についての検証や、変調された磁束が電機子巻線に鎖交することで生じる、電流高調波成分についての解析を行う予定である。

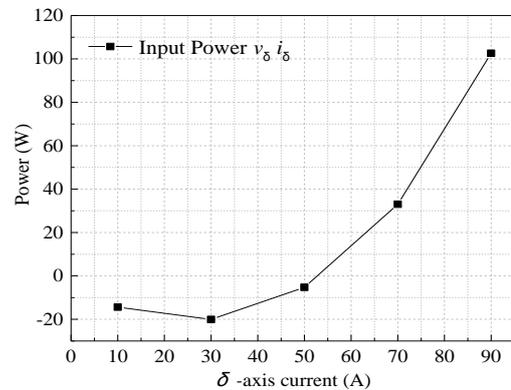


図 12 回生モードの入力電力
Fig. 12. Regeneration mode input power.

文 献

- (1) T.Tonari, H.Kato, H.Matsui: "Study on Iron Loss of Flux Modulated Type Dual-Axis Motor", IEE Japan Technical Meeting RM-13-141, p.p. 95-100 (2013)
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」電学回轉機研究会, RM-13-142, p.p. 101-105 (2013)
- (2) M. Fukuoka, K.Nakamura, H.Kato, O.Ichinokura: "A consideration of the Optimum Configuration of Flux-modulated type Dual-Axis Motor", IEE Japan Technical Meeting RM-13-141, p.p. 95-100 (2013)
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」電学回轉機研究会, RM-13-141, p.p. 95-100 (2013)
- (3) Y. Takeuchi, H.Kato, M. Tago, S.Ogasawara, H.Sakai: "Operating principle and control method of the magnetic modulated motor", 2013 National Convention Record IEE Japan, No.5-041, p.p. 73-74 (2013)
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」電学全国大会, No.5-041, p.p. 73-74 (2013)
- (4) M.Aoyama, Y.Kubota, T.Noguchi, Y.Motohashi: "Prototype Design of Permanent-Magnet-Free Magnetic Geared Motor for HEV Application", IEE Japan Industry Applications Society Conference 3-8, p.p. 97-100 (2015)
青山 真大・久保田 芳永・野口 季彦・本橋 勇人:「HEV 用磁石フリー磁気ギアモータの試作機設計」電学産業応用部門大会, 3-8, p.p. 97-100 (2015)
- (5) J.Kudo, T.Noguchi, M.Kawakami, K.Sano: "Mathematical Model Errors and Their Compensations of IPM Motor Control System", IEE Japan Technical Meeting SPC-08, p.p. 25-30 (2008)
工藤 純・野口 季彦・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」電学半導体電力変換研究会, SPC-08, p.p. 25-30 (2008)