

# 磁気変調形モータの電圧方程式に関する基礎検討

本橋 勇人\*, 野口 季彦 (静岡大学), 青山 真大 (スズキ)

Basic Study on Voltage Equation of Magnetic Modulated Motor

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

## 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変調子を有することで変調されたロータ磁石磁束がステータに鎖交することや、ステータとインナーロータの極数が異なることなど、一般的な永久磁石同期モータの制御則を適用することができない。そのため筆者らは、磁気変調形モータの基礎的な検討を行い、電圧方程式を導出したので報告する。

## 2. 磁気変調形モータのインダクタンス

数学モデルを検討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 に  $P_s : P_{pm} : P_{mod} = 1 : 2 : 3$  の基本となる磁気変調形モータの磁気回路を示す。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  $\theta_{mod}$  とすると(1)で表わすことができる。

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

図 2 の三相磁気回路を解き、U 相コイルの磁束鎖交数を時間微分すると(2)が得られる。V、W 相についても同様の方法で求めることができる。

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{u\_all}}{dt} &= \left\{ \frac{N^2}{R_{leak}} + \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod}N^2}{R_{dc}} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right\} \frac{di_u}{dt} \\ &- \frac{1}{2} \left\{ \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{R_{mod}N^2}{R_{dc}} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right\} \frac{di_v}{dt} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{N^2}{R_{dc}} + \frac{N^2}{R_{dc}} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \right\} \frac{di_w}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

(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。

$$\begin{aligned} L &= l + L_{dc} + L_{ac} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \\ M &= -\frac{1}{2}L_{dc} - \frac{1}{2}L_{ac} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \end{aligned} \quad (3)$$

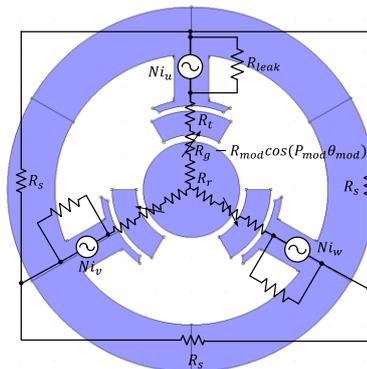


図 1 磁気変調形モータの磁気回路  
Fig. 1. Magnetic circuit of magnetic modulated motor.

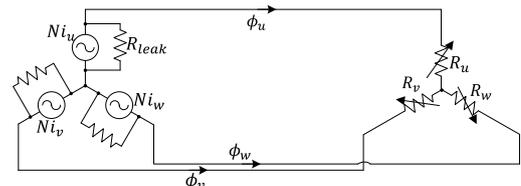


図 2 磁気変調形モータの三相磁気回路  
Fig. 2. Three-phase magnetic circuit of magnetic modulated motor.

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

## 3. 磁気変調形モータの電圧方程式

前述の通り、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  $\theta_{pm}$ 、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。

$$\begin{aligned} F_u &= F \cos(P_{pm}\theta_{pm}) \\ F_v &= F \cos(P_{pm}\theta_{pm} - \frac{2\pi P_{pm}}{3P_s}) \\ F_w &= F \cos(P_{pm}\theta_{pm} + \frac{2\pi P_{pm}}{3P_s}) \end{aligned} \quad (4)$$

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。

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

ただし  $\psi_u$ 、 $\psi_v$ 、 $\psi_w$  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,  $\theta = P_{mod}\theta_{mod} - P_{pm}\theta_{pm}$  の演算で求め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。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_a & -\omega L_a \\ \omega L_a & r + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L_{dc}}{N} F_{P_{pm}\omega_{pm}} \sin(P_{mod}\theta_{mod}) - \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F(P_{mod}\omega_{mod} + P_{pm}\omega_{pm}) \sin(2P_{mod}\theta_{mod}) \\ \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F\omega - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L_{dc}}{N} F_{P_{pm}\omega_{pm}} \sin(P_{mod}\theta_{mod}) - \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F(P_{mod}\omega_{mod} + P_{pm}\omega_{pm}) \sin(2P_{mod}\theta_{mod}) \end{bmatrix}$$

$$\therefore \omega = P_{mod}\omega_{mod} - P_{pm}\omega_{pm} \quad L_a = l + \frac{3}{2}L_{dc} + \frac{3}{2}L_{ac} \cos(P_{mod}\theta_{mod}) \quad (6)$$

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, 機械出力  $W_m$  を求めると(7)を得る。

$$W_m = \omega \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F i_\delta = (P_{mod}\omega_{mod} - P_{pm}\omega_{pm}) \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F i_\delta \quad (7)$$

回転磁界の機械的な回転角速度を  $\omega_M$  とすると  $\omega = P_s \omega_M$  であるので, ステータトルク  $\tau_s$ , インナーロータトルク  $\tau_{pm}$  及び変調子トルク  $\tau_{mod}$  は(8)となる。

$$\begin{aligned} \tau_s &= P_s \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F i_\delta \\ \tau_{pm} &= P_{pm} \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F i_\delta \\ \tau_{mod} &= -P_{mod} \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{L_{ac}}{N} F i_\delta \end{aligned} \quad (8)$$

(8)から, 各トルクは  $i_\delta$  に比例することがわかる。また磁気変調形モータのトルク分配式である(9)が成り立つことが確認できる。

$$\tau_s = \frac{P_s}{P_{pm}} \tau_{pm} = -\frac{P_s}{P_{mod}} \tau_{mod} \quad (9)$$

なお  $i_\gamma$ ,  $i_\delta$  は(10)で表わすことができる。

$$\begin{aligned} i_\gamma &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos\{\delta - (P_{mod}\delta_{mod} - P_{pm}\delta_{pm})\} \\ i_\delta &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin\{\delta - (P_{mod}\delta_{mod} - P_{pm}\delta_{pm})\} \end{aligned} \quad (10)$$

ただし,  $\delta$  は時刻  $t=0$  における U 相電流位相,  $\delta_{pm}$  及び  $\delta_{mod}$  は時刻  $t=0$  におけるインナーロータ, 変調子の位置である。

#### 4. 磁気変調形モータのトルク-電流位相特性

図 3 に磁気変調形モータの構造断面図と速度共線図を示す。解析する対象は  $P_s : P_{pm} : P_{mod} = 4 : 8 : 12$  であり, インナーロータは表面磁石構造である。U 相コイルの中心を位置  $\theta=0$  として, CCW 方向を正と定義する。時刻  $t=0$  のとき

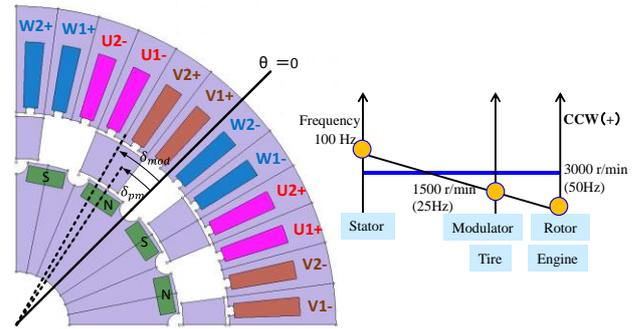


図 3 磁気変調形モータの構造断面図と速度共線図  
Fig. 3. Cross section of magnetic modulated motor and collinear chart.

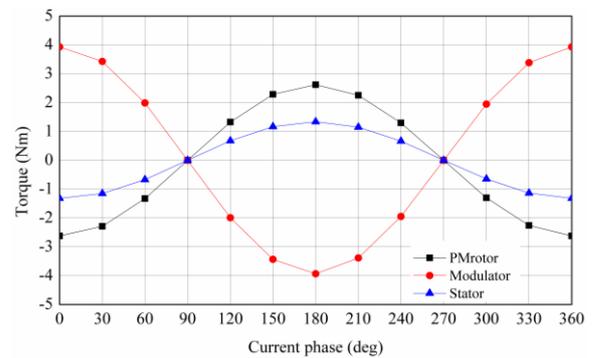


図 4 磁気変調形モータのトルク-電流位相特性  
Fig. 4. Current phase-torque characteristics of magnetic modulated motor.

の各回転子の位置として,  $\delta_{pm} = 11.25 \text{ deg}$ ,  $\delta_{mod} = 15 \text{ deg}$  としている。運転条件としてステータ電流周波数 100 Hz, インナーロータ 3000 r/min, 変調子 1500 r/min とする。

図 4 に磁気変調形モータのトルク-電流位相の解析結果を示す。図 4 より,  $\delta_{pm} = 11.25 \text{ deg}$ ,  $\delta_{mod} = 15 \text{ deg}$  のときに電流位相  $\delta = 180 \text{ deg}$  で  $\tau_s$  及び  $\tau_{pm}$  が CCW 方向最大になっていることがわかる。これは各要素のトルク及び  $i_\gamma$ ,  $i_\delta$  が(8), (10)で表わされるためである。また, それぞれの電流位相のとき(9)に従って各要素のトルクが分配されることが確認できた。

#### 5. まとめ

本稿では, 磁気変調形モータの電圧方程式及びトルク式を導出し, 数学モデルとして表わした。また, 電磁界解析によりトルク-電流位相特性を明らかにし, 各要素のトルクが極数によって分配されるギア比の関係になることを確認できた。今後はベクトル制御について検討を行う予定である。

#### 文 献

- (1) 竹内・加藤・多胡・小笠原・酒井:「磁気変調形複合モータの動作原理と制御方法」平成 25 年電気学会全国大会(2014)
- (2) 「電動機システム」公開特許広報(A), 特開 2011-83107 (2009)