PM誘導機の非線形モデル

正員 深見 正 (金沢工大)

学生員 中川 健一 (金沢工大)

正員 花岡 良一 (金沢工大)

正員 高田 新三 (金沢工大)

正員 宮本 紀男 (金沢工大)

Nonlinear Modeling of a Permanent-Magnet Induction Machine

Tadashi Fukami, Member, Kenichi Nakagawa, Student Member, Ryoichi Hanaoka, Member, Shinzo Takata, Member, and Toshio Miyamoto, Member (Kanazawa Institute of Technology)

This paper presents the nonlinear modeling of a permanent-magnet induction machine (PMIM). The PMIM has a permanent-magnet (PM) rotor that is free to rotate inside a squirrel-cage rotor. The internal self-excitation from this PM rotor allows the PMIM to operate at a higher power factor. Utilizing a duality between magnetic and electric circuits, an electrical equivalent circuit that can accurately include the nonlinearity of the excitation circuit is derived. Based on this equivalent circuit, a measuring method of circuit parameters and a calculation method of the steady-state performance are explained. In addition, the generating characteristics of the PMIM in the grid-connected mode are theoretically calculated to verify the validity of the derived equivalent circuit, and the results are confirmed through experiments.

キーワード: 風力発電, 小水力発電, 誘導発電機, 永久磁石回転子 (PM 回転子), かご形回転子, 双対回路

Keywords: wind power, small-scale hydropower, induction generator, permanent-magnet rotor (PM rotor), squirrel-cage rotor, dual circuit

1. ま え が き

近年, 地球環境保全のために, 再生可能な自然エネルギーを活用する風力・小水力発電の導入が国内外で積極的に進められている。このような発電設備では, 系統と直接連系ができ, 付属設備が少なく, メンテナンスやコスト面で有利な誘導発電機が多く使われている。しかし, 誘導発電機は系統から励磁電流を取る必要があり, 原理的に力率が悪く, 効率も高いとは言えない。また, 系統連系時の突入電流が大きく, 瞬時電圧降下をもたらすなどの問題もある。この意味で, 誘導機のより一層の高性能化が必要である。

誘導機を高性能化する一つの試みとして, かご形回転子の内部に永久磁石回転子 (以下, PM 回転子と記す) を設けた特殊誘導機^{(1)~(4)}が検討されている。本論文では, この誘導機を「PM 誘導機」と呼ぶことにする。PM 誘導機は, 1959 年に Douglas⁽¹⁾ が考案し, その後, Sedivy⁽²⁾, Low⁽³⁾, 柴田ら⁽⁴⁾によっても検討され, PM で内部励磁することにより力率・効率が改善できることを示している。しかし, これまでの検討は実験的なものが多く, 理論につい

ては導出過程の不明な線形モデルが示され, 特性を定量的に予測できるモデルは提案されていない。また, ほとんどがモータへの応用^{(1)~(4)}であり, 発電機としての動作も十分に明らかにされていないのが現状である。

一方, PM 誘導機をモータとして利用した場合, かご形回転子の内部に PM 回転子が存在するため, 商用周波数の交流電源では自己始動できない。このため, インバータによる低周波始動によらなければならない。誘導モータとしての利点が半減する。また, 最近, 省エネルギーに対して大きな関心が集まり, 産業・家電分野を中心に誘導モータから効率の高い PM モータへの置き換えが急速に進んでいる。このような実状を踏まえると, PM 誘導機をモータとして利用するよりも, むしろ駆動源 (回転速度) が変動する風力・小水力発電に利用した方がその長を最大限に生かせるものと考えられる。

以上のような観点から, 筆者らは PM 誘導機を発電機として利用することを前提に, その理論構築と動作特性の解明を進めている。PM 誘導機の特性を定量的に把握するには機器内部の電磁現象を忠実に反映した非線形モデルが必

(a) Front view

(b) Side view (stator is omitted)

図 1 2 極 PM 誘導機の基本構造
Fig. 1. Basic structure of a 2-pole PMIM.

要になる。本論文では、磁気回路を出発点にして、PM 誘導機の非線形等価回路を導出し、これに基づいた特性算定法を提案する。また、導出したモデルの妥当性を実験により検証する。

2. PM 誘導機の構造と動作原理

図 1 に 2 極 PM 誘導機の基本構造^{(1)~(4)}を示す。固定子は通常の誘導機と同様であるが、回転子がかご形回転子の内部に自由に回転する PM 回転子を収めたものである。

定常運転時、PM 回転子は固定子の回転磁界と同期して回転し、かご形回転子は固定子の回転磁界に対して滑りを持って回転する。かご形回転子の滑りが正のときモータ動作となり、負のとき発電機動作になる。

以下、固定子巻線を「一次巻線」、かご形巻線を「二次巻線」と呼ぶことにする。

3. 等価回路

〈3・1〉等価回路誘導上の仮定 等価回路の誘導を容易にするため、次の仮定を設けた。

- (1) 定常運転時、PM 回転子は固定子の回転磁界と常に同期して回転する。

図 2 2 極解析モデル

Fig. 2. 2-pole analytical model.

図 3 PM 誘導機一相分の等価変圧器モデル

Fig. 3. Per-phase transformer model of the PMIM.

- (2) PM 回転子の突極性は無視する。
- (3) PM 磁束は一定で、リコイル非透磁率は小さく、保磁力は十分大きいものとする。したがって、本解析では、PM 磁束による一次巻線の誘導起電力（すなわち、ギャップ電圧）は、一次起磁力に無関係にほぼ一定と考える。
- (4) 鉄損は無視する。
- (5) 空間高調波による影響は無視し、電圧・電流波形は正弦波で時間高調波を含まないものとする。

〈3・2〉等価回路の誘導

〈3・2・1〉PM 回転子の取扱い PM 誘導機は、電源から供給される励磁電流と PM 回転子によりハイブリッド励磁されるため、通常の誘導機に比べて磁気回路の構成が複雑で、電気的な等価回路の導出は容易でない。そこで、本解析では、PM 回転子を図 2 のように円筒形の巻線界磁に置き換え、これに巻かれた仮想巻線 W_3 （以下、三次巻線と呼ぶ）を定電流源で直流励磁してモデル化する。このようにすれば、後述のように PM 誘導機を三巻線変圧器として見なすことができ、等価回路の導出が容易になる。等価回路の導出に当たっては、 W_3 は一次巻線 W_1 と同一巻数で、巻線抵抗がなく、漏れリアクタンスを生じないものとする。

〈3・2・2〉等価変圧器モデル 図 2 の解析モデルに対し、PM 誘導機一相分の等価変圧器モデルを描くと図 3 になる。図中の ϕ_{11} 、 ϕ_{12} は、 W_1 及び二次巻線 W_2 によって生じる漏れ磁束を示す。また、 ϕ_{12} は W_1 が作る固定子磁

図 4 磁気回路と双対図形
Fig. 4. Magnetic circuit and dual figure.

束（回転磁界）を示し、 ϕ_{31} は W_3 （すなわち、PM）が作る磁束である。運転中、 ϕ_{12} と ϕ_{31} は同期して回転するので、これらの磁束によって W_1 に誘導する起電力は同一周波数となる。図 3 では、 W_2 と W_3 を静止させ、 W_1 から見て電的に等価となるよう ϕ_{12} と ϕ_{31} は同一周波数の交流磁束として取り扱っている。このようにすれば、PM 誘導機を三巻線変圧器と見なすことができる。

〈3・2・3〉 磁気回路と双対図形 図 3 の関係を集中定数化し、PM 誘導機の磁気回路を描くと図 4 になる。図中の R_{12} , R_{31} , R_{11} , R_{l2} は、 ϕ_{12} , ϕ_{31} , ϕ_{11} , ϕ_{l2} が通過する磁路の磁気抵抗を表し、 F_1 , F_2 , F_3 は W_1 , W_2 , W_3 の起磁力源をそれぞれ表している。また、 $\odot$ (a~e) は、双対図形を描くために打った点であり、これらを互いに連結すると破線の双対図形が得られる。この双対図形は、PM 誘導機一相分の電的な等価回路の輪郭を表している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。なお、 R_{12} , R_{31} は、固定子及びかご形回転子鉄心部における磁気抵抗を含んだものであり、 ϕ_{12} と ϕ_{31} により非線形的に変化する。

〈3・2・4〉 一相分の等価回路 図 4 の双対図形から電的な等価回路を得るには次のように考える。すなわち、双対図形が磁気抵抗を横切る場合はその連結枝路をリアクタンスに、起磁力源を横切る場合はその巻線抵抗と外部に接続されるインピーダンスあるいは電源に置き換える。その際、各諸量は都合のよい巻線の巻数及び周波数に換算する⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本解析では、すべて W_1 の巻数と周波数に換算する。なお、 W_3 の起磁力源 F_3 は、PM 回転子を仮想して直流の定電流源で励磁したものであり、仮定〈3・1〉の(3)を考慮して固定子上から見ると、交流の定電圧源としてモデル化できる⁽⁷⁾。

以上のように考えると、一次側に換算した PM 誘導機一相分の等価回路は図 5(a) となる。図中の $\dot{V}_1$, $\dot{I}_1$ は一次電

(a)

(b)

図 5 PM 誘導機一相分の等価回路
Fig. 5. Per-phase equivalent circuits of the PMIM.

圧及び電流、 $\dot{I}_m$ は励磁電流、 $\dot{I}'_2$ は二次電流、 $\dot{E}_{g12}$, $\dot{E}_{g31}$ は ϕ_{12} 及び ϕ_{31} により W_1 に誘導するギャップ電圧、 r_1 , r'_2 は W_1 及び W_2 の巻線抵抗、 x_{l1} , x'_{l2} は W_1 及び W_2 の漏れリアクタンス、 x_{m12} , x_{m31} は ϕ_{12} 及び ϕ_{31} による W_1 の励磁リアクタンス、 s_{12} は一次に対する二次（すなわち、かご形回転子）の滑り、各記号に付けたドット (·) はフェーザ量、ダッシュ (') は W_1 への換算値をそれぞれ表している（以下、記号に (·) がなければ大きさだけを表すものとする）。また、PM 回転子は W_1 が作る回転磁界と同期して回転するので、等価回路中の $\dot{E}_{g12}$ と $\dot{E}_{g31}$ は同相になる。

一方、d-e 間の回転子回路は定電圧源 $\dot{E}_{g31}$ が接続されているので、計算上 x_{m31} は無視できる。このように考えれば、図 5(a) は同図 (b) のように書き換えられる。

以下、図 5 (b) の等価回路を用いて、回路パラメータの測定法と定常特性の算定法を示す。

図 6 拘束試験時の等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit for the locked-rotor test.

〈3・3〉 等価回路パラメータの測定法 図 5 (b) の等価回路パラメータは、次の 3 種類の試験により求めることができる。

〈3・3・1〉 抵抗試験による r_1 の測定 r_1 は、通常の誘導機と同様に、一次端子間の巻線抵抗を直流で測定し、三つの端子間の平均値を 1/2 して求める。

〈3・3・2〉 拘束試験による r'_2 , x_{11} , x'_{12} の測定 通常の誘導機では、二次抵抗 r'_2 、一次及び二次の漏れリアクタンス x_{11} , x'_{12} は、定格周波数の拘束試験により求めることができる。これに対し、PM 誘導機は、PM 磁束 ϕ_{31} が W_1 とより有効に鎖交するよう、 W_2 (かご形巻線) の導体形状を深みぞタイプに設計するのが一般的である^{(1)~(4)}。このため、 r'_2 と x'_{12} は表皮効果によって変化するので、定格周波数 f_r 及びそれ以下の周波数でそれぞれ拘束試験を行い求める必要がある。

拘束試験は、かご形回転子を拘束し、一次端子に低電圧を加え、一次電流がほぼ定格値になったときの、一相当りの電圧 V_1 、電流 I_1 、電力 P_1 を測定するものである。このとき PM 回転子は固定子の回転磁界の速度に追従できず停止しているので、 E_{g31} はゼロになる。また、滑り s_{12} は 1 であり、このときの等価回路は図 6 になる。拘束試験では、本質的に一次と二次の漏れリアクタンス x_{11} , x'_{12} は分離できないので、本解析では $x_{11} = x'_{12}$ として計算する。

図 6 から、 r'_2 , x'_{12} は次式で求められる。

$$r'_2 = \frac{P_1}{I_1^2} - r_1 \dots \dots \dots (1)$$

$$x'_{12} = \frac{f_r}{2f_t} \sqrt{\left(\frac{V_1}{I_1}\right)^2 - (r_1 + r'_2)^2} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 f_t は各拘束試験時の電源周波数。

特性算定では、(1), (2) 式から得られた r'_2 , x'_{12} を s_{12} の関数として表し、次の多項式で定式化して利用する。(後述の図 9 参照)

$$r'_2 = a_1 |s_{12}|^n + a_2 |s_{12}|^{n-1}$$

$\dot{E}_{g12}$ and $\dot{E}_{g31}$ are in phase.

図 7 同期速度試験時の等価回路

Fig. 7. Equivalent circuit for the synchronous-speed test.

$$+ \dots + a_n |s_{12}| + a_{n+1} \dots \dots \dots (3)$$

$$x'_{12} = b_1 |s_{12}|^n + b_2 |s_{12}|^{n-1}$$

$$+ \dots + b_n |s_{12}| + b_{n+1} \dots \dots \dots (4)$$

ただし、 n : 次数, $a_1, a_2, \dots, a_n, a_{n+1}$, $b_1, b_2, \dots, b_n, b_{n+1}$: 各次数における定数 (各次数における定数は、市販のグラフ作成ソフトなどのカーブ・フィット機能により容易に求められる)。

〈3・3・3〉 同期速度試験による x_{m12} の測定 x_{m12} は、一次電圧 V_1 、滑り s_{12} 、及び鉄心の磁気飽和などにより非線形的に変化する。このため特性算定では、次に説明する同期速度試験により x_{m12} とギャップ電圧 E_{g12} との関係を求め、これを定式化して利用する。

同期速度試験とは、かご形回転子を外力により同期速度 ($s_{12} = 0$) で駆動し、一次端子に定格周波数の電圧を加えながら一相当りの電圧 V_1 、電流 $I_1 (= I_m)$ を測定するものである。かご形回転子を回転させると、二次巻線が PM 磁束を切るため、PM 回転子はかご形回転子に引っ張られて回転し、かご形回転子より若干遅い速度で回転する。このとき、一次巻線には定格周波数より若干低めの起電力が誘導される。この電圧に対抗して一次巻線に V_1 を加えると PM 回転子は固定子の回転磁界と同期して回転する。

同期速度試験時の等価回路は図 7 のようになる。この図から、

$$V_1^2 = (r_1 I_1)^2 + \{(x_{11} + x_{m12}) I_1 + E_{g31}\}^2 \dots \dots (5)$$

の関係が得られ、これを解けば測定条件下における x_{m12} が求められる。また、 E_{g12} は、

$$E_{g12} = x_{m12} I_1 \dots \dots \dots (6)$$

と計算できる。

特性算定では、(5), (6) 式から同一の I_1 に対して E_{g12} と x_{m12} の関係を求め、次の多項式で定式化して利用する。

(後述の図 10 参照)

$$E_{g12} = c_1 x_{m12}^n + c_2 x_{m12}^{n-1} + \dots + c_n x_{m12} + c_{n+1} \dots \dots \dots (7)$$

ただし、 n : 次数、 $c_1, c_2, \dots, c_n, c_{n+1}$: 各次数における定数 (この場合も各次数における定数は、グラフ作成ソフトなどのカーブ・フィット機能により求めることができる)。

なお、(5) 式の E_{g31} は、 $I_1 = 0$ のときの V_1 に相当し、同期速度試験時において電源を開放すれば求められる。ただし、電源を開放すると固定子の回転磁界が消滅するため PM 回転子の同期がはずれる。このため、かご形回転子の速度を調節し、 V_1 の周波数が定格になったときの値を測定する。

4. 特性算定法

本章では、PM 誘導機が一定周波数の電源に接続されている場合について定常特性の算定法を示す。滑り s_{12} が正のときモータ動作となり、負のとき発電機動作になる。

特性算定は、まず与えられた運転条件下 (V_1, s_{12}) における等価回路中の非線形パラメータ x_{m12} 、 E_{g12} を推定し、次いで、等価回路から定常特性を算定するものである。

〈4・1〉 運転条件下における x_{m12} 、 E_{g12} の推定 図 5(b) の等価回路から、励磁電流 $\dot{I}_m$ は次式で表される。

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{V}_1}{r_1 + jx_{l1} + \frac{jx_{m12} \left(jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}} \right)}{jx_{m12} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}} \times \frac{jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}}{jx_{m12} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}} - \frac{\dot{E}_{g31}}{jx_{m12} + \frac{(r_1 + jx_{l1}) \left(jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}} \right)}{r_1 + jx_{l1} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}}} \dots (8)$$

ただし、 $\dot{E}_{g31} = E_{g31} (\cos \alpha + j \sin \alpha)$ 、 α : V_1 に対する E_{g31} の位相差。

したがって、 $\dot{E}_{g12}$ は、

$$\dot{E}_{g12} = jx_{m12} \dot{I}_m \dots \dots \dots (9)$$

となる。

また、 $\dot{V}_1$ に対する $\dot{E}_{g12}$ と $\dot{E}_{g31}$ の位相は等しいので、 $\dot{E}_{g12}$ は、

$$\dot{E}_{g12} = E_{g12} (\cos \alpha + j \sin \alpha) \dots \dots \dots (10)$$

と表すこともできる。

(10) 式に (7) 式を代入し、(9) 式と等しくおけば、 x_{m12} と α を未知数にした次の 2 つの非線形方程式が得られる。

$$\left. \begin{array}{l} \text{Real } \dot{A} = 0 \\ \text{Imag } \dot{A} = 0 \end{array} \right\} \dots \dots \dots (11)$$

ただし、

$$\dot{A} = jx_{m12} \left\{ \frac{\dot{V}_1}{r_1 + jx_{l1} + \frac{jx_{m12} \left(jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}} \right)}{jx_{m12} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}}} \times \frac{jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}}{jx_{m12} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}} - \frac{\dot{E}_{g31}}{jx_{m12} + \frac{(r_1 + jx_{l1}) \left(jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}} \right)}{r_1 + jx_{l1} + jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}}} \right\} - (c_1 x_{m12}^n + c_2 x_{m12}^{n-1} + \dots + c_n x_{m12} + c_{n+1}) \times (\cos \alpha + j \sin \alpha)$$

これらを解けば与えられた運転条件下における x_{m12} と α が求められる。(11) 式を計算機で解くには種々の方法が考えられるが、本解析では市販の数値計算ソフト (Mathcad 2000 Professional; Math Soft 社製) を利用した。このようにして運転条件下における x_{m12} と α が求めれば、(7)、(10) 式からそのときの $\dot{E}_{g12}$ も算定できる。

〈4・2〉 等価回路による特性計算 運転条件下の x_{m12} 、 $\dot{E}_{g12}$ が分かれば、これらを用いて等価回路から次のようにして定常特性が算定できる。

(1) 励磁電流

(8) 式に運転条件下の x_{m12} と α を代入すれば求められる。

(2) 二次電流

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{E}_{g12} + \dot{E}_{g31}}{jx'_{l2} + \frac{r'_2}{s_{12}}} \dots \dots \dots (12)$$

(3) 一次電流

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + \dot{I}'_2 \dots \dots \dots (13)$$

(4) 力率

$$\cos \theta = \frac{|\text{Real } \dot{I}_1|}{I_1} \dots \dots \dots (14)$$

(5) 一次入力 (発電機動作のとき負の値をとり、出力に相当する)

図 8 実験機の回転子構造

Fig. 8. Rotor structure of the experimental machine.

$$P_1 = 3V_1 \cdot \text{Real } \dot{I}_1 \dots \dots \dots (15)$$

(6) 機械的出力（発電機動作のとき負の値をとり，入力に相当する）

$$P_m = 3 \left| \dot{I}_2' \right|^2 \cdot \left(\frac{1 - s_{12}}{s_{12}} \right) r_2' \dots \dots \dots (16)$$

5. 実験によるモデルの検証

本章では，導出したモデルについて，実験による検証結果を示す。実験では，PM 誘導機を商用電源に接続し，系統連系形の発電機として動作させた。

〈5・1〉 実験機の構造 実験機には，市販の三相かご形誘導モータを改造したものを使用した。改造した市販モータは，三菱電機製，2.2kW，200V，60Hz，4極，SF-JR フレームのもので，その回転子構造を図 8 のようにした。固定子は市販のものをそのまま流用し，スロット数 36，銅線直径 0.95mm，一相の直列巻数 126 の一次巻線が収められている。巻線方式は，三相 2Y 結線，同心巻である。かご形回転子はスロット数 44，二次巻線（かご形巻線）の導体断面寸法 $2.4 \times 12.5\text{mm}$ の深みぞタイプとした。

実験機の主要寸法は，以下の通りである。

- (固定子) 外径 160mm，内径 100mm
- (回転子)
 - ・かご形回転子 外径 99.5mm，内径 64.6mm
 - ・PM 回転子 外径 64.0mm，内径 39.0mm
 - ・PM の厚み 4mm
- (エアギャップ)
 - ・固定子-かご形回転子間 0.25mm
 - ・かご形回転子-PM 回転子間 0.3mm
- (コアの積厚) 100mm

PM の材質は，残留磁束密度 1.28T，リコイル比透磁率 1.05，保磁力 1003kA/m の希土類磁石 NEOMAX-38H（住友特殊金属製）を用いた。

図 9 s_{12} に対する r_2' ， x_{l2}' の変化Fig. 9. Variation of r_2' and x_{l2}' versus s_{12} .

〈5・2〉 実験機の等価回路定数及びパラメータ

〈5・2・1〉 定数 $r_1 = 0.618 \Omega$ ， $E_{g31} = 58.6 \text{ V}$

〈5・2・2〉 パラメータ 図 9 は，拘束試験から得られた s_{12} に対する r_2' ， x_{l2}' の変化を示す。図から， r_2' ， x_{l2}' は表皮効果によって大幅に変化することが分かる。

図 10 は，同期速度試験から得られた x_{m12} に対する E_{g12} の変化を示す。この結果，回転磁界によるギャップ電圧 E_{g12} は，従来の誘導機とは異なり励磁リアクタンス x_{m12} の増加とともに非線形的に増大することが分かる。これは，PM による一定のギャップ電圧 E_{g31} が存在するためである。

特性算定では，図 9 及び図 10 に示すように， r_2' ， x_{l2}' は s_{12} に対し二次の多項式で，また， E_{g12} は x_{m12} に対し三次の多項式でそれぞれ近似した。

〈5・3〉 実験回路 図 11 に実験回路を示す。実験では，PM 誘導機の端子電圧が制御できるよう，ボルトスライダを介して電源と接続し，PM 誘導機を発電機として動作さ

図 10 x_{m12} に対する E_{g12} の変化
Fig. 10. Variation of E_{g12} versus x_{m12} .

図 11 実験回路
Fig. 11. Experimental circuit.

図 12 V_1 に対する I_m の変化
Fig. 12. Variation of I_m versus V_1 .

せた。原動機には、インバータドライブのPMモータを用い、種々の滑りで実験が可能にした。

〈5・4〉 計算及び実験結果

〈5・4・1〉 無負荷特性 ($s_{12} = 0$) 図 12 は、一次電圧 V_1 に対する励磁電流 I_m の変化を示す。この結果、計算値と実測値は良く一致し、導出したモデルで励磁回路の非線形性を十分モデル化できることが分かる。

〈5・4・2〉 負荷特性 図 13 は、滑り s_{12} に対する一次電流 I_1 の変化を示す。 I_1 は発電状態において負となり系

図 13 s_{12} に対する I_1 の変化
Fig. 13. Variation of I_1 versus s_{12} .

図 14 V_1 に対する $\cos \theta$ の変化
Fig. 14. Variation of $\cos \theta$ versus V_1 .

統(電源側)へ流出する方向になるが、図 13 ではその大きさだけを示している。この場合も s_{12} の変化に対し、 I_1 の計算値と実測値は良く一致しており、二次回路も本モデルにより十分モデル化できることが分かる。

以上のように図 12 及び図 13 の結果から、導出したモデルの妥当性が確認できる。

図 14 は、一次電圧 V_1 に対する力率 $\cos \theta$ の変化を示す。 $\cos \theta$ は、 V_1 と系統へ流出する電流との位相で定義している。この図から、 $s_{12} = -0.03$ で、 $\cos \theta$ が 0.85~0.95 (進み) となり高力率で運転できることが分かる。

6. む す び

本論文では、磁気回路と電気回路の双対性を利用してPM誘導機の非線形等価回路を導出し、これに基づいた定常特性の算定法を提案した。

得られた結果を要約すると次の通りである。

- (1) PM 誘導機の非線形等価回路は、通常の誘導機モデルの励磁回路に、PM によるギャップ電圧を直列接続した形で与えられる。導出した等価回路は、従来の文献

に示された線形等価回路と類似になるが、本検討により等価回路の導出過程とその物理的意味がより明確になった。

- (2) PM 誘導機の二次巻線は一般的に深みぞタイプに設計するため、二次回路パラメータが表皮効果によって大幅に変化する。このため、本解析では二次回路パラメータを滑りの関数としてモデル化した。
- (3) 導出した等価回路に基づき、回路定数及びパラメータの測定法を構築した。その結果、一次、二次の巻線抵抗及び漏れリアクタンスは、従来の誘導機モデルと同様に、抵抗試験、拘束試験により求めることができる。しかし、非線形パラメータである励磁リアクタンスは、PM 誘導機が自己始動できないため、かご形回転子を外力により駆動する同期速度試験（滑りゼロの試験）によらなければならない。
- (4) 特性算定は、まず与えられた運転条件下における励磁リアクタンスを求め、運転中の全回路パラメータを同定する。次いで、等価回路による回路計算で各特性を算定するものである。
- (5) 導出したモデルによる計算値は実測値と良く一致し、その妥当性を確認した。

今後は、鉄損の考慮を含めて、より厳密なモデル化を行い、機器内部のエネルギーの流れを明らかにしていきたい。
(平成 13 年 11 月 21 日受付, 同 14 年 1 月 29 日再受付)

文 献

- (1) J. F. H. Douglas: "Characteristics of Induction Motors with Permanent Magnet Excitation," *Trans. AIEE (Power Apparatus and Systems)*, vol. 78, pp. 221-225, (1959)
- (2) J. K. Sedivy: "Induction Motor with Free-Rotating DC Excitation," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-86, no. 4, pp. 463-469, (1967)
- (3) W. F. Low and N. Schofield: "Design of a Permanent Magnet Excited Induction Generator," *Proc. ICEM 92*, Manchester University, vol. 3, pp. 1077-1081, (1992)
- (4) 柴田由之・土田縫夫・今井孝二: 「回転マグネットを内蔵する高トルク誘導電動機」, 電学論 D, 115 巻 11 号, pp. 1341-1346, (1995)
- (5) 宮入庄太: 「電気・機械エネルギー変換工学」, 丸善, pp. 32-40, (1997)
- (6) 猪狩武尚: 「電気機械理論」, コロナ社, pp. 10-14, (1977)
- (7) G. R. Slemon and A. Straughen: "Electric Machines," *Addison-Wesley*, pp. 499-501, (1980)

深 見 正 (正員) 1962 年 12 月 19 日生。90 年 3 月 金沢工業大学 大学院 博士課程修了。同年 4 月 三菱電機 (株) 入社, 中央研究所に勤務。92 年 4 月 金沢工業大学 助手, 講師を経て, 97 年 同大学 助教授, 現在に至る。電気機器の設計と解析, その応用に関する研究に従事。工博。第 1 種電気主任技術者。IEEE 会員。

中 川 健 一 (学生員) 1979 年 2 月 24 日生。2001 年 3 月 金沢工業大学 電気工学科卒業。同年 4 月 同大学 大学院 修士課程入学, 現在に至る。IEEE 会員。

花 岡 良 一 (正員) 1950 年 1 月 12 日生。80 年 3 月 金沢大学 大学院 修士課程修了。88 年 4 月 金沢工業大学 講師, 助教授を経て, 96 年 同大学 教授, 現在に至る。主として, 液体誘電体中の電気伝導と絶縁破壊, 沿面放電現象, 電界計算法, および ER 流体の高性能化に関する研究に従事。93 年 9 月～94 年 8 月 米国 MIT 客員研究員。工博 (東工大)。応用物理学会会員, IEEE 会員。

高 田 新 三 (正員) 1945 年 5 月 18 日生。75 年 3 月 明治大学 大学院 博士課程修了。74 年 4 月 金沢工業大学 講師, 助教授を経て, 81 年 同大学 教授, 現在に至る。磁性材料, 薄膜 EL 素子用材料, 透明導電膜用材料など電気・電子材料の開発研究に従事。97 年 7 月～98 年 6 月 米国ハワイ州立大学客員教授。工博。日本応用磁気学会会員, 応用物理学会会員, 電気化学学会会員, American Vacuum

Society 会員。

宮 本 紀 男 (正員) 1937 年 2 月 11 日生。59 年 3 月 金沢大学 工学部 電気工学科 卒業。同年 4 月 三菱電機 (株) 入社, 中央研究所に勤務。80 年 同社 伊丹製作所 開発部長, 85 年 同所 光ディスク開発プロジェクト部長, 87 年 産業システム研究所 光ディスク開発センター長, 90 年 金沢工業大学 教授, 2000 年 同大学 教務部長, 2002 年 進路部長, 現在に至る。非線形パルスパワー工学, 光生体情報計測の研究に従事。工博 (京大)。電気学会進歩賞, 科学技術庁長官賞受賞。日本植物工場学会会員。