Performance Analysis of a Stand-Alone Permanent-Magnet Induction Generator with Single-Phase Output

Toshihiro Tsuda Student Member (tmts.325@venus.kanazawa-it.ac.jp)

Tadashi Fukami Member (fukami@neptune.kanazawa-it.ac.jp)

Yasunori Kanamaru Member (kanamaru@neptune.kanazawa-it.ac.jp)

Toshio Miyamoto Life Member (miyamoto@neptune.kanazawa-it.ac.jp)

Keywords: constant-speed generator, self-excited induction generator, permanent-magnet excitation, single-phase output, method of symmetrical components

1. Introduction

Unlike a single-phase synchronous generator, a stand-alone single-phase induction generator (IG) is capable of supplying a sinusoidal voltage directly to single-phase loads because the armature reaction does not occur. In particular, utilizing a three-phase IG for single-phase output decreases the power pulsations and can improve the power density in addition to the reduction of vibration and noise. However, these IGs have a disadvantage in that they do not have a source of reactive power. Therefore, if the IGs are not used for a long term, the remanent magnetism of the rotor is lost and generating the electric power becomes impossible.

In this paper, single-phase operation of a stand-alone permanent-magnet induction generator (PMIG) that has a permanent-magnet (PM) rotor inside a squirrel-cage rotor is analyzed using the method of symmetrical components, and its results are compared to those of the same-sized conventional IG. The validity of the theoretical analysis is also confirmed experimentally.

2. Circuit Connection

The circuit connection for a stand-alone single-phase PMIG using the Steinmetz connection is shown in Fig. 1. The shunt capacitance C_{sh} provides the reactive power for initiating and sustaining self-excitation. Moreover, when the load current I_L increases, the series capacitance C_{se} provides additional reactive power and compensates for the variation in output voltage V_L .

Since the negative-sequence rotating field is almost canceled by the squirrel-cage rotor, the built-in PM rotor is little affected by it.

3. Typical Results

The theoretical analysis and experiments were conducted on a

four-pole prototype PMIG (2.2 kW, 200 V, 9.0 A, and 60 Hz). As a result, it was found that the values of C_{sh} and C_{se} needed for PMIG's operation are almost equal to those of the conventional IG. Therefore, the performance of the PMIG and the conventional IG was compared under the same values of C_{sh} and C_{se} .

Fig. 2 shows the variation of generation frequency f_G versus output power P_{out} . As shown in this figure, the variation in f_G of the PMIG is smaller than that of the conventional IG. Fig. 3 shows the experimental variation of efficiency η versus P_{out} . Compared to the conventional IG, η of the PMIG is higher and its difference is notable in a small range of P_{out} .

4. Conclusion

This paper has analyzed the performance of a stand-alone PMIG with single-phase output. Calculation and experimental results show that containing a PM rotor generates electric power without fail and contributes to the improvement of efficiency and frequency variation.

Fig. 1. Circuit connection of a stand-alone PMIG with single-phase output

Fig. 2. Variation of f_G with P_{out}

Fig. 3. Experimental variation of η with P_{out}

単相出力独立形PM誘導発電機の動作解析

学生員 津田 敏宏* 正 員 深見 正**
正 員 金丸 保典* 終身会員 宮本 紀男**

Performance Analysis of a Stand-Alone Permanent-Magnet Induction Generator with Single-Phase Output

Toshihiro Tsuda*, Student Member, Tadashi Fukami**, Member, Yasunori Kanamaru*, Member, Toshio Miyamoto**, Life Member

The performance of a stand-alone permanent-magnet induction generator (PMIG) with single-phase output is analyzed using the method of symmetrical components and is compared to that of the same-sized conventional induction generator (IG). Experimental results conducted on a 2.2-kW testing machine are also provided to justify the theoretical analysis. Calculation and experimental results show that containing a permanent-magnet (PM) rotor generates electric power without fail and contributes to the improvement of efficiency and frequency variation.

キーワード：定速発電機，自励誘導発電機，永久磁石励磁，単相出力，対称座標法

Keywords: constant-speed generator, self-excited induction generator, permanent-magnet excitation, single-phase output, method of symmetrical components

1. まえがき

PM 誘導発電機 (PMIG) ⁽¹⁾ は、かご形ロータの内部に永久磁石 (PM) ロータを収めた新型の誘導発電機 (IG) である。かご形ロータはシャフトに連結され、PM ロータは二重ベアリング構造によってシャフトと独立に回転する。

筆者らは、この PMIG の動作・設計法を明らかにするために、種々の運転モードに対する動作解析を進めている ^{(2)~(7)}。これまで、三相及び単相系統に連系する PMIG の動作を同一規格の従来形 IG と比較しながら解析した。その結果、PM ロータの内蔵によって出力密度が増大し、滑りの広い範囲において高力率・高効率で運転できることがわかった。また、同期投入さえ行えば連系時の突入電流も抑制できるなど、従来形 IG に比べて定常及び過渡性能が向上することが判明した ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

PMIG の運転モードには、前述のような連系形だけでなく、独立形も考えられる。前論文 ⁽⁷⁾ では、三相負荷を給電する独立形 PMIG について解析し、その動作を明らかにし

た。しかし、小容量 (3 kW 以下) の定速エンジン発電機などでは、三相負荷よりむしろ単相負荷が多い。現状このような用途には、ブラシレス単相同期発電機 (突極界磁に回転整流器を取り付けたもの) ⁽⁸⁾ やインバータ発電機 (多極の三相 PM 発電機とインバータを組み合わせたもの) ⁽⁹⁾ が広く普及している。

これらに対して IG は、回転整流器が不要であり、単相負荷を給電しても単相の電機子反作用が生じず、インバータなしで正弦波電圧が得られる。このため、単相出力の独立形 IG の研究 ^{(10)~(18)} が近年盛んに行われている。なかでも三相 IG で単相負荷を給電する方式 ^{(13)~(18)} は、電力脈動が抑制でき、高効率となるだけでなく、振動・騒音を低減できるなどの利点がある。しかし、独立形 IG は、それ自体に励磁源を持たないため、長期間未使用になるとロータの残留磁気が消滅し、発電不能となり、信頼性に欠ける。特に、非常用・防災用の発電機では、致命的な欠点となる。

このような背景のもと、本論文では、単相出力の独立形 PMIG の動作を同一規格の従来形 IG と比較しながら明らかにする。PMIG は、励磁源 (PM ロータ) を有するため、残留磁気消滅の心配はない。

2. 記号リスト

本論文で使用する主な記号を以下に示す。

V_L, I_L	出力電圧及び負荷電流
f_R, f_G	定格周波数及び発電周波数

* 金沢工業大学 電気系

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

Division of Electrical Engineering, Kanazawa Institute of Technology
7-1, Ohgigaoka, Nonoichi, Ishikawa 921-8501

** 金沢工業大学 光電磁場科学応用研究所

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

Advanced Optical Electro Magnetic Field Science Laboratory,
Kanazawa Institute of Technology

7-1, Ohgigaoka, Nonoichi, Ishikawa 921-8501

F, ν	単位法で表した発電周波数 ($F = f_G/f_R$) 及びかご形ロータの回転速度 ($\nu = \omega_m/\omega_R$)
$\omega_G, \omega_m, \omega_R$	f_G に対する角速度, かご形ロータの回転角速度及び定格回転角速度
C_{sh}, C_{se}	分路コンデンサ及び直列コンデンサの静電容量
R_L	負荷抵抗
V_{uv}, V_{vw}, V_{wu}	線間電圧
V_u, V_v, V_w	相電圧
I_u, I_v, I_w	相電流
V_{1p}, V_{1n}	V_u, V_v, V_w の正相分及び逆相分
I_{1p}, I_{1n}	I_u, I_v, I_w の正相分及び逆相分
I'_{1p}, I'_{1n}	一次負荷電流の正相分及び逆相分
I_{ep}, I_{en}	励磁電流の正相分及び逆相分
x_{sh}, x_{se}	f_R 時における C_{sh} 及び C_{se} のリアクタンス
r_1, r'_2	一次巻線の抵抗及び一次側に換算した二次巻線の抵抗
x_{l1}, x'_{l2}	f_R 時における一次巻線の漏れリアクタンス及び一次側に換算した二次巻線の漏れリアクタンス
x_{m12}	f_R 時における励磁リアクタンス
E_{g31}	f_R 時における PM によるギャップ電圧
E_{g12p}, E_{g12n}	f_R 時における正相分及び逆相分回転磁界によるギャップ電圧
E_{gp}, E_{gn}	f_R 時における全ギャップ電圧の正相分及び逆相分
P_{out}, η	出力及び効率
U_{cur}	電流不平衡率 ($= I_{1n}/I_{1p} \times 100$)
a	ベクトルオペレータ ($= e^{j2\pi/3}$)

3. 単相出力独立形 PMIG の回路構成

三相 IG から単相出力を得る方法として, Steinmetz 接続, Smith 接続, 深見接続が知られている⁽¹⁸⁾. 本論文では, コンデンサの個数が少なく, 電流不平衡率, 効率の点で有利な Steinmetz 接続を採用した. 図 1 は, Steinmetz 接続を採用した単相出力独立形 PMIG の回路構成を示す. C_{sh} は自己励磁用の分路コンデンサであり, C_{se} は V_L の変動を補償する直列コンデンサである. PMIG は C_{sh} の充電特性と磁化特性との交点で動作し, V_L は C_{sh} による自己励磁と PM ロータによる内部励磁を併用して確立する. また, 負荷が増加すると, C_{se} により追加の無効電力が供給され, V_L の変動を自己調節できる^{(10)~(13)(17)}.

単相負荷を給電するとステータに逆相分回転磁界が発生するが, 前論文⁽⁶⁾で述べたように, その大部分はかご形ロータによって打ち消される. その結果, 逆相分回転磁界は PM ロータに対する減磁界とはならない. また, ギャップ中はほとんど正相分回転磁界だけとなり, V_L は正弦波となる.

図 1 単相出力独立形 PMIG の回路接続

Fig. 1. Circuit connection of a stand-alone PMIG with single-phase output.

4. 定常特性の算定法

〈4・1〉 特性算定上の仮定 計算を容易にするため, 次の仮定を設けた.

- (1) ステータの正相分回転磁界と PM ロータの磁気軸は常に一致している.
- (2) 正相分及び逆相分の等価回路定数及びパラメータは等しい.
- (3) 鉄損[†]は無視する.
- (4) 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.

〈4・2〉 周波数変動の考慮 独立形 PMIG の定常特性を算定するには, x_{m12} の非線形性だけでなく, 負荷変化に伴う f_G の変動を考慮する必要がある. 本論文では, 前論文⁽⁷⁾と同様に, PMIG の対称分等価回路⁽⁴⁾⁽⁵⁾に単位法を導入し, その影響を考慮した. 図 2 は, f_G の変動を考慮した PMIG 一相分の対称分等価回路を示す. この図において, f_G に関係するパラメータ ($x_{l1}, x'_{l2}, x_{m12}, E_{gp}, E_{g12p}, E_{g31}$ など) は F 倍し, 滑りは $(F - \nu)/F$ と記述している⁽⁷⁾.

図 2(a), (b) において, r_1, E_{g31} は運転条件 (R_L, ν, C_{sh} 及び C_{se}) によらず一定であるが, r'_2, x'_{l2} は滑り $((F - \nu)/F)$ によって, また, x_{m12} はギャップ磁束 (E_{g12p}) によって, それぞれ非線形的に変化する. したがって, 特性算定では, r'_2, x'_{l2} を $(F - \nu)/F$ の関数として, また, x_{m12} を E_{g12p} の関数として, 以下のように定式化し利用する.

$$r'_2 = f((F - \nu)/F) \dots\dots\dots (1)$$

$$x'_{l2} = f((F - \nu)/F) \dots\dots\dots (2)$$

$$x_{m12} = f(E_{g12p}) \dots\dots\dots (3)$$

〈4・3〉 対称分による外部回路の記述 図 1 において,

[†] 独立形 IG では, 運転条件が変化すると, V_L だけでなく, f_G も変動し, ヒステリシス損と渦電流損はそれぞれ独立に非線形的に変化する. このため, 連系形 IG とは異なり, 鉄損を単純な集中定数でモデリングできず, これを考慮することは非常に難しい.

図 2 周波数変動を考慮した PMIG の対称分等価回路

Fig. 2. Positive- and negative-sequence equivalent circuits of the PMIG adjusted to include the effect of frequency variation.

次式が成立する。

$$\dot{V}_{uw} = \dot{I}_u \left(R_L - j \frac{x_{se}}{F} \right) \dots\dots\dots (4)$$

$$\dot{V}_{vw} = j \frac{x_{sh}}{F} \dot{I}_w \dots\dots\dots (5)$$

$$\dot{V}_{wu} = -\dot{I}_u \left(R_L - j \frac{x_{se}}{F} \right) - j \frac{x_{sh}}{F} \dot{I}_w \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 $\dot{I}_u, \dot{I}_v, \dot{I}_w$ を対称分で表すと

$$\dot{I}_u = \dot{I}_{1p} + \dot{I}_{1n} \dots\dots\dots (7)$$

$$\dot{I}_v = a^2 \dot{I}_{1p} + a \dot{I}_{1n} \dots\dots\dots (8)$$

$$\dot{I}_w = a \dot{I}_{1p} + a^2 \dot{I}_{1n} \dots\dots\dots (9)$$

となる。

一方、 $\dot{V}_{uw}, \dot{V}_{vw}, \dot{V}_{wu}$ を用いて、 $\dot{V}_u, \dot{V}_v, \dot{V}_w$ を対称分に分解すると

$$\dot{V}_{1p} = \frac{1}{3(1-a^2)} (\dot{V}_{uw} + a \dot{V}_{vw} + a^2 \dot{V}_{wu}) \dots\dots\dots (10)$$

$$\dot{V}_{1n} = \frac{1}{3(1-a)} (\dot{V}_{uw} + a^2 \dot{V}_{vw} + a \dot{V}_{wu}) \dots\dots\dots (11)$$

と表される。

(10), (11) 式に (4)~(9) 式を代入すれば、外部回路に対する次の電圧方程式が得られる。

$$\dot{V}_{1p} = \left\{ \left(R_L - j \frac{x_{se} + x_{sh}}{F} \right) \dot{I}_{1p} + \left(R_L - j \frac{x_{se} + a \cdot x_{sh}}{F} \right) \dot{I}_{1n} \right\} / 3 \dots\dots\dots (12)$$

$$\dot{V}_{1n} = \left\{ \left(R_L - j \frac{x_{se} + a^2 x_{sh}}{F} \right) \dot{I}_{1p} + \left(R_L - j \frac{x_{se} + x_{sh}}{F} \right) \dot{I}_{1n} \right\} / 3 \dots\dots\dots (13)$$

〈4・4〉 運転条件下における等価回路パラメータの同定

発電中の r'_2, x'_{l2}, x_{m12} は、以下のように同定できる。すなわち、図 2(a) の P 点において、次式が成立する。

$$\Sigma \dot{I} = \frac{\dot{E}_{gp} F}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_o} + \frac{\dot{E}_{g12p} F}{\dot{Z}_{2p}} + \frac{\dot{E}_{g12p}}{j x_{m12}} = 0 \dots\dots\dots (14)$$

ここで、

$$\dot{E}_{gp} = \dot{E}_{g31} + \dot{E}_{g12p},$$

$$\dot{Z}_1 = r_1 + j x_{l1},$$

$$\dot{Z}_o^{*2} = \frac{1}{3} \left\{ \left(R_L - j \frac{x_{se} + x_{sh}}{F} \right) + \left(R_L - j \frac{x_{se} + a x_{sh}}{F} \right) \times \frac{R_L - j(x_{se} + a^2 x_{sh})/F}{-3 \dot{Z}_n - R_L + j(x_{se} + x_{sh})/F} \right\},$$

$$\dot{Z}_n = \dot{Z}_1 + \frac{j x_{m12} \dot{Z}_{2n}}{j x_{m12} + \dot{Z}_{2n}},$$

$$\dot{Z}_{2n} = \frac{F}{F+v} r'_2 + j x'_{l2} F,$$

$$\dot{Z}_{2p} = \frac{F}{F-v} r'_2 + j x'_{l2} F$$

(14) 式の右辺はゼロであるので、 $\Sigma \dot{I}$ の実数部と虚数部もゼロでなければならない。したがって、

$$\left. \begin{array}{l} \text{Real} \Sigma \dot{I} = 0 \\ \text{Imag} \Sigma \dot{I} = 0 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

となり、(15) 式から E_{g12p}, F を未知数とした二つの非線形方程式が得られる。これらを解けば、発電中の E_{g12p}, F が求められる。 E_{g12p}, F が求められれば、(1)~(3) 式を用いて r'_2, x'_{l2}, x_{m12} が同定できる。

〈4・5〉 特性の算定 運転条件下の $r'_2, x'_{l2}, x_{m12}, E_{g12p}, F$ が同定できれば、定常特性が以下のように算定できる。すなわち、図 2(a) から $\dot{I}_{1p}$ は

$$\dot{I}_{1p} = \frac{\dot{E}_{gp} F}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_o} \dots\dots\dots (16)$$

と求められ、 $\dot{I}_{1n}$ は、(13) 式に (付 1) 式を代入することで次のように求められる。

$$\dot{I}_{1n} = \frac{R_L - j(x_{se} + a^2 x_{sh})/F}{-3 \dot{Z}_n - R_L + j(x_{se} + x_{sh})/F} \cdot \dot{I}_{1p} \dots\dots\dots (17)$$

^{*2} $\dot{Z}_o$ の誘導方法を付録に示す。

したがって、(16), (17) 式を用いて、図 1 から V_L , P_{out} が次式で算定できる。

$$\dot{V}_L = \dot{I}_L R_L = \dot{I}_u R_L = (\dot{I}_{1p} + \dot{I}_{1n}) R_L \quad (18)$$

$$P_{out} = |\dot{I}_{1p} + \dot{I}_{1n}|^2 R_L \quad (19)$$

5. 動作解析

〈5・1〉 実験装置の概要 供試機には、2.2 kW, 200 V, 60 Hz, 4 極の試作 PMIG^{(2)~(7)} を使用した。 f_R は 60 Hz, ω_R は 1800 min^{-1} である。また、等価回路定数及びパラメータ (f_R 時のもの) は、前論文⁽⁷⁾ で示したとおりである。

比較した従来形 IG は、PM ロータを除けば試作 PMIG と同一仕様である。従来形 IG の等価回路定数及びパラメータ (f_R 時のもの) は付録に示す。

原動機には、 v の値が任意に調整できるように、インバータドライブの PM 同期モータを使用した。

〈5・2〉 結果と考察

〈5・2・1〉 C_{sh} , C_{se} の容量 コンデンサ自励式の IG は、分路コンデンサの充電特性と発電機の磁化特性の交点で出力電圧が確立し、運転中は磁化特性の飽和領域で動作する。また、出力電圧の変動を自己調節するには、負荷変化に伴う励磁リアクタンスの変化分 (磁化特性の飽和領域における傾きに相当) を打ち消す直列コンデンサを発電機と負荷との間に接続すればよい⁽¹⁴⁾。したがって、図 1 の場合も、 C_{sh} , C_{se} の容量は、PMIG の磁化特性 ($E_{gp}-I_{ep}$ 特性) で決定される。

図 3 は、同期速度試験⁽²⁾⁽³⁾ から求めた PMIG の $E_{gp}-I_{ep}$ 特性を従来形 IG のものと比較して示す。この結果、両機の $E_{gp}-I_{ep}$ 特性はほぼ等しく、PMIG に必要な C_{sh} , C_{se} の容量は、従来形 IG とほぼ同一でよいことがわかる。

以下、このことを無負荷及び負荷時における V_L の特性から検証する。

図 4(a), (b) は、無負荷時における C_{sh} 変更時の v に対する V_L の変化を示す。両機とも、 $v = 1 \text{ p.u.}$ (定格速度) 付近では、同一の C_{sh} に対して V_L の値がほぼ等しいことが確認できる。両機の違いは低速領域にあり、PMIG は PM ロータが存在するため v の小さい範囲でも発電する。

図 5(a), (b) は、 $C_{sh} = 77.2 \mu\text{F}$, $v = 1 \text{ p.u.}$ の場合について、負荷時における C_{se} 変更時の I_L に対する V_L の変化を示す。この結果からも、 C_{se} の効果が、両機で大差のないことが確認できる。ただし、PMIG では、PM ロータが存在するため、 C_{se} なしの場合でも比較的大きな出力が得られている。なお、図 5(b) では、 C_{se} なしの場合に一つの I_L に対して V_L が 2 点存在する領域がある。これは、 I_L が 3.5 A 付近になると V_L の降下が著しくなり、 P_{out} が増加せず、逆に I_L が減少することを示している。

〈5・2・2〉 発電性能 図 1 の回路構成の場合、発電特性は C_{sh} , C_{se} , v によって大きく変化する。ここでは、 $C_{sh} = 77.2 \mu\text{F}$, $C_{se} = 206 \mu\text{F}$, $v = 1 \text{ p.u.}$ の場合を一例に取り、発電性能を検討する。

図 3 $E_{gp}-I_{ep}$ 特性

Fig. 3. $E_{gp}-I_{ep}$ characteristics.

図 4 C_{sh} 変更時の v に対する V_L の変化

Fig. 4. Variations of V_L with v (when the value of C_{sh} is changed).

(1) 電流不平衡率 図 6 は、 P_{out} に対する U_{cur} の変化を示す。両機とも、 P_{out} の増加に対して C_{sh} , C_{se} がフェーズコンバータ (フェーズバランサ)⁽⁴⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ としても働き、 U_{cur} が小さく、その値に大差のないことがわかる。

(2) 発電周波数と出力 図 7 は、 P_{out} に対する f_G の変化を示す。図から、PMIG の f_G の変動は、従来形 IG よ

(a) PMIG

(b) IG

図5 C_{se} 変更時の I_L に対する V_L の変化
Fig. 5. Variations of V_L with I_L (when the value of C_{se} is changed).

図6 P_{out} に対する U_{cur} の変化

Fig. 6. Variation of U_{cur} with P_{out} .

り小さく、同じ f_G で比較すると、 P_{out} が IG より増加していることがわかる。例えば、 $f_G = 59.25 \text{ Hz}$ の場合、PMIG の P_{out} は従来形 IG より 0.51 kW (62.2%) 高い。これは、PMIG の r_2 が従来形 IG よりも小さいことに起因しており、PMIG は同じ P_{out} を得るための滑り $((F - \nu)/F)$ が従来形 IG より小さいことを意味している⁽³⁾⁽⁴⁾。

(3) 効率 特性計算では鉄損を無視したため、ここでは実測値のみを示す。図8は、 P_{out} に対する η の変化を示す。

図7 P_{out} に対する f_G の変化

Fig. 7. Variation of f_G with P_{out} .

図8 P_{out} に対する η の変化 (実測値)

Fig. 8. Experimental variation of η with P_{out} .

(a) PMIG

(b) IG

図9 V_L の波形 (1.7 kW 負荷時)

Fig. 9. Waveforms of V_L at 1.7-kW load.

図から、PMIG の η は、従来形 IG より高く、軽負荷時でその差が大きいことがわかる。例えば、 $P_{out} = 0.25 \text{ kW}$ で比較すると、PMIG の η は従来形 IG より約 5.7% 高い。また、

単相定格相当の $P_{out} = 1.27 \text{ kW}$ ($= 2.2 / \sqrt{3} \text{ kW}$) で見ると、PMIG の η は 80.7% であり、従来形 IG より約 1.2% 高い。

(4) 出力電圧波形 図 9(a), (b) は、1.7 kW 負荷時における V_L の波形 (実測) を示す。両機とも、原理的に単相の電機子反作用を生じないため、 V_L の波形がほぼ正弦波となっている。波形ひずみ率 THD は、PMIG の場合、6.52%、従来形 IG の場合、4.47% である。これらは、ブラシレス単相同期発電機のもの (文献⁽¹²⁾ によれば約 20%) と比べるとはるかによい値である。

6. む す び

本論文では、単相出力独立形 PMIG の動作を、同一格の従来形 IG と比較しながら解析した。得られた結果は、次のとおりである。

- (1) 運転に必要な分路及び直列コンデンサの容量は従来形 IG とほぼ同一である。
- (2) 電流不平衡率と電圧変動率は従来形 IG と大差はない。
- (3) 発電周波数の変動は従来形 IG よりも小さい。
- (4) 効率は従来形 IG より高く、軽負荷時でその差が顕著である。
- (5) 単相負荷を直接給電しても、ほぼ正弦波の出力電圧が得られる。

以上、検討中の PMIG は、PM ロータを有するため動作は確実であり、定速駆動の独立形単相発電機としても十分利用できることを示した。

本研究は、文部科学省ハイテク・リサーチ・センター整備事業 (平成 16 年度～平成 20 年度) 及び科学研究費補助金 (平成 14 年度～平成 17 年度基盤研究 (C)) の援助を得て行われたことを付記し、関係各位に謝意を表す。

(平成 18 年 5 月 10 日受付, 平成 18 年 7 月 10 日再受付)

文 献

- (1) W.F. Low and N. Schofield: "Design of a Permanent Magnet Excited Induction Generator", *Proc. ICEM 92*, Manchester University, Vol.3, pp.1077-1081 (1992-8)
- (2) T. Fukami, K. Nakagawa, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto: "A Technique for the Steady-State Analysis of a Grid-Connected Permanent-Magnet Induction Generator", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.19, No.2, pp.318-324 (2004-6)
- (3) T. Fukami, M. Yokoi, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto: "Performance Evaluation of a Permanent-Magnet Induction Generator", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.9, pp.1065-1070 (2003-9) (in Japanese)
深見 正・横井昌弘・金丸保典・宮本紀男:「PM 誘導発電機の性能評価」, 電学論 D, **123**, 9, pp.1065-1070 (2003-9)
- (4) T. Tsuda, T. Fukami, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto: "Performance Analysis of a Permanent-Magnet Induction Generator Connected to a Single-Phase Power Grid", *IEEJ Trans. IA*, Vol.125, No.6, pp.666-672 (2005-6) (in Japanese)
津田敏宏・深見 正・金丸保典・宮本紀男:「単相系統に接続した PM 誘導発電機の性能解析」, 電学論 D, **125**, 6, pp.666-672 (2005-6)
- (5) T. Tsuda, T. Fukami, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto: "Performance Analysis of a Permanent-Magnet Induction Generator Under Unbalanced Grid Voltages", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.8, pp.1126-1133 (2006-8) (in Japanese)
津田敏宏・深見 正・金丸保典・宮本紀男:「電圧不平衡下における PM 誘導発電機の動作解析」, 電学論 D, **126**, 8, pp.1126-1133 (2006-8)
- (6) T. Tsuda, T. Fukami, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto: "Experimental Study

on the Inrush Current in a Permanent-Magnet Induction Generator", *National Convention Record of IEEJ*, No.5-140 (2006-3) (in Japanese)

- 津田敏宏・深見 正・金丸保典・宮本紀男:「PM 誘導発電機の実入電流に関する実験的考察」, 平 18 電学大全, No.5-140 (2006-3)
- (7) T. Fukami, B. Shimizu, R. Hanaoka, S. Takata, and T. Miyamoto: "Performance Prediction of a Stand-Alone Permanent-Magnet Induction Generator", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.7, pp.817-823 (2003-7) (in Japanese)
深見 正・清水文吾・花岡良一・高田新三・宮本紀男:「独立形 PM 誘導発電機の実験的考察」, 電学論 D, **123**, 7, pp.817-823 (2003-7)
- (8) ヤマハ発動機:「EF スタンダードシリーズ」,
<http://www.yamaha-motor.co.jp/>
- (9) デンヨー (株):「小型ガソリンエンジン発電機 GA シリーズ」,
<http://www.denyo.co.jp/>
- (10) S.S. Murthy: "A Novel Self-Excited Self-Regulated Single-Phase Induction Generator, Part-I Basic System and Theory", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.8, No.3, pp.377-382 (1993-9)
- (11) S.S. Murthy, H.C. Rai, and A.K. Tandon: "A Novel Self-Excited Self-Regulated Single-Phase Induction Generator, Part-II Experimental Investigation", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.8, No.3, pp.383-388 (1993-9)
- (12) S.S. Murthy, H.C. Rai, Bhim Singh, B.P. Singh, N.K. Goyal, and M.O. Vaishya: "New Experimental Findings on a Novel Two-Winding Single Phase Self-Excited Induction Generator for Standby Power Generation", *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron., Drives Energy Syst. for Ind. Growth*, Vol.2, pp.674-678 (1996-1)
- (13) T. Fukami, Y. Kaburaki, M. Kawahara, and T. Miyamoto: "Performance Analysis of a Self-Regulated Self-Excited Single-Phase Induction Generator Using a Three-Phase Machine", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.14, No.3, pp.622-627 (1999-9)
- (14) T. Fukami, Y. Kaburaki, M. Imamura, and T. Miyamoto: "An Algorithm for Selecting the Capacitors of the Self-Regulated Self-Excited Single-Phase Induction Generator", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.6, pp.710-715 (1996-6) (in Japanese)
深見 正・燕城裕一・今村道徳・宮本紀男:「自己調節形自動単相誘導発電機のコンデンサ決定のアルゴリズム」, 電学論 D, **116**, 6, pp.710-715 (1996-6)
- (15) T.F. Chan and L.L. Lai: "A Novel Excitation Scheme for a Stand-Alone Three-Phase Induction Generator Supplying Single-Phase Loads", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.19, No.1, pp.136-143 (2004-3)
- (16) T.F. Chan: "Performance Analysis of a Three-phase Induction Generator Self-excited with a Single Capacitance", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.14, No.4, pp.894-900 (1999-12)
- (17) T.F. Chan and L.L. Lai: "A Novel Single-Phase Self-Regulated Self-Excited Induction Generator Using a Three-Phase Machine", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.16, No.2, pp.204-208 (2001-6)
- (18) I. Boldea: "Variable Speed Generators", CRC press, pp.4-22-4-23 (2006)

付 録

1. $\dot{Z}_o$ の誘導方法

(14) 式における $\dot{Z}_o$ は、次のように誘導できる。

図 2(b) において、 $\dot{V}_{1n}$ は、

$$\dot{V}_{1n} = -\dot{I}_{1n}\dot{Z}_n \dots\dots\dots (付 1)$$

と表され、これを (13) 式に代入すれば、(17) 式が誘導できる。

次いで、(17) 式を (12) 式に代入すると、 $\dot{V}_{1p}$ は、

$$\begin{aligned} \dot{V}_{1p} = \frac{\dot{I}_{1p}}{3} \left\{ \left(R_L - j \frac{x_{se} + x_{sh}}{F} \right) \right. \\ \left. + \left(R_L - j \frac{x_{se} + ax_{sh}}{F} \right) \right. \\ \left. \times \frac{R_L - j(x_{se} + a^2 x_{sh})/F}{-3\dot{Z}_n - R_L + j(x_{se} + x_{sh})/F} \right\} \dots\dots\dots (付 2) \end{aligned}$$

となり、 $\dot{Z}_o$ が

$$\dot{Z}_o = \frac{\dot{V}_{1p}}{\dot{I}_{1p}} = \frac{1}{3} \left\{ \left(R_L - j \frac{x_{se} + x_{sh}}{F} \right) + \left(R_L - j \frac{x_{se} + ax_{sh}}{F} \right) \times \frac{R_L - j(x_{se} + a^2 x_{sh})/F}{-3\dot{Z}_n - R_L + j(x_{se} + x_{sh})/F} \right\} \dots\dots\dots (付 3)$$

と誘導できる。この $\dot{Z}_o$ は、図 2(a) の正相分等価回路の端子から、外部回路を眺めた出力インピーダンスに相当する。

2. 比較した従来形 IG の等価回路定数及びパラメータ

(1) 回路定数： $r_1 = 0.618(\Omega)$

(2) 回路パラメータ：

$$r'_2 = 7.41 \times 10^{-2} \left| \frac{F - \nu}{F} \right|^2 + 9.28 \times 10^{-2} \left| \frac{F - \nu}{F} \right| + 0.546(\Omega)$$

$$x'_{l2} = -9.83 \times 10^{-2} \left| \frac{F - \nu}{F} \right| + 0.98(\Omega)$$

$$= x_{l1}$$

$$x_{m12} = 9.16 \times 10^{-7} E_{g12p}^4 - 3.62 \times 10^{-4} E_{g12p}^3 + 4.86 \times 10^{-2} E_{g12p}^2 - 2.77 E_{g12p} + 94.3(\Omega)$$

IG の定常特性は、これらの回路定数及びパラメータを用いて、(14)~(16) 式の E_{g31} を 0 として算定した。

津 田 敏 宏 (学生員) 1980 年 12 月 29 日生。2005 年 3 月金沢工業大学大学院工学研究科博士前期課程 (電気電子工学専攻) 修了。同年 4 月同大学大学院工学研究科博士後期課程入学、現在に至る。励磁制御による交流機の高性能化に関する研究に従事。

深 見 正 (正員) 1962 年 12 月 19 日生。1990 年 3 月金沢工業大学大学院工学研究科博士課程 (電気電子工学専攻) 修了。同年 4 月三菱電機 (株) 入社、中央研究所に勤務。1992 年 4 月金沢工業大学助手、講師、助教授を経て、2004 年 4 月同大学教授、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。工学博士。第 1 種電気主任技術者。IEEE 会員。

金 丸 保 典 (正員) 1950 年 10 月 28 日生。1980 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科博士課程 (電気電子工学専攻) 修了。同年 4 月金沢工業大学講師、助教授を経て、1992 年 4 月同大学教授、現在に至る。主として、磁気応用工学、パワーエレクトロニクス、磁界解析に関する研究に従事。1994 年 9 月~1995 年 8 月米国 MIT 客員研究員。工学博士。日本応用磁気学会、日本 AEM 学会会員。

宮 本 紀 男 (終身会員) 1937 年 2 月 11 日生。1959 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。1980 年同社伊丹製作所開発部長、1985 年同所光ディスク開発プロジェクト部長、1987 年産業システム研究所光ディスク開発センター長、1990 年 4 月金沢工業大学教授、2000 年 4 月同大学教務部長、2002 年 4 月進路部長、2004 年 4 月自己開発センター所長、2006 年 4 月工学基礎教育センター所長、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。工学博士 (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。