三相補助巻線を有する自己調節形自励単相誘導発電機

正 員 深 見 正 (金沢工大)

正 員 直 江 伸 至 (金沢高専)

正 員 宮 本 紀 男 (金沢工大)

A Self-Regulated, Self-Excited, Single-Phase Induction Generator with a Three-Phase Auxiliary Winding

Tadashi Fukami, Member, (Kanazawa Institute of Technology), Nobuyuki Naoe, Member, (Kanazawa Technical College), and Toshio Miyamoto, Member, (Kanazawa Institute of Technology)

This paper presents a new structure of a self-regulated, self-excited, single-phase induction generator. The generator has two sets of electrically isolated stator windings, a single-phase main winding and a three-phase auxiliary winding. It employs a standard squirrel-cage rotor. The three-shunt capacitors are connected across the auxiliary winding, while a single-phase load is connected across the main winding in series with a series capacitor. For analysis and design of this new generator, an equivalent circuit is derived using the method of symmetrical coordinates. Based on the equivalent circuit, the steady-state performance of the generator is theoretically calculated, and the results are verified through experiments. In addition to a self-regulating feature, the proposed generator has the advantage of balanced three-phase excitation.

キーワード：誘導機，かご形回転子，コンデンサ自己励磁，単相発電機

1. まえがき

ここ数年、小容量のポータブル発電機に、単相同期発電機の代替としてコンデンサ自励式の単相誘導発電機の利用が検討されている^{(1)～(3)}。誘導発電機はかご形回転子が利用できるため、同期発電機に比べて構造が簡単であり、メンテナンスフリー、安価な特長を有する。また、単相機として利用する場合、単相同期発電機のように電機子反作用の影響を受けないため、出力波形が正弦波になる利点がある。しかし、従来の純単相機⁽¹⁾や二相機⁽²⁾⁽³⁾を用いた構成では、一般に次の問題点がある。すなわち、

- 1) 単相巻線で自己励磁するため、励磁電流により逆相分回転磁界が発生し、効率が悪く、機械振動・騒音が大きい^{(1)～(3)}。
- 2) 誘導性負荷時にギャップ磁束が著しく減磁し、電圧変動が大きい⁽¹⁾⁽²⁾。

これらに対し筆者らは先に、三相機を用いた自己調節形の自励単相誘導発電機^{(4)～(7)}を報告し、その特性を明らかにした。この発電機は、直列コンデンサ⁽³⁾による電圧補償に加え、三相巻線で自己励磁するため励磁電流による逆相分回転磁界の発生をかなり抑制できる。これにより、効率が向上し、機械振動・騒音も低減できる特長がある。しかし、三相巻線から単相負荷に電力を供給するため固定子巻線の三相電流が不平衡になり、巻線の利用率が悪くな

る欠点があった。また、励磁用の巻線と電力供給用の巻線が一組の巻線で兼用されるため、固定子巻線を最適設計しにくいなどの問題もあった。

そこで本論文では、これらの改善を目的に、固定子に励磁用の三相巻線（以下、三相補助巻線と呼ぶ）と電力供給用の単相巻線（以下、単相主巻線と呼ぶ）を分離して設けた新構造の自己調節形自励単相誘導発電機を提案する。この発電機は、前報告の発電機^{(4)～(7)}と同様に直列コンデンサによる電圧補償に加え、三相巻線で自己励磁する利点がある。また、かご形回転子の効用により、負荷時でも補助巻線内の三相電流がほとんど不平衡にならず、固定子巻線全体の電気装荷も無駄にならない特長がある。さらに、励磁用の巻線と電力供給用の巻線を分離して設けたことで、巻線設計に対する自由度も向上する。

以下、提案する発電機の構成と原理を説明し、解析と実験によりその定常特性を明らかにする。

2. 発電機の構成と動作原理

図1は、提案機の基本構成を示す。図のように、かご形誘導機の固定子に単相主巻線 W_M と三相補助巻線 W_A の二巻線を設け、 W_M と負荷との間に電圧補償用の直列コンデンサ C_{se} 、 W_A には自己励磁用の分路コンデンサ C_{sh} を接続する。

このような構成で回転子を駆動すると、回転子鉄心の残

図1 提案機の基本構成

Fig. 1. Basic configuration of the proposed generator.

留磁気により W_M と W_A に起電力が誘導し、 C_{sh} を通して W_A に進み電流が流れる。この進み電流が励磁電流となり、自己励磁現象^{(1)～(7)}を生じて電圧が確立する。

本構成では、 C_{sh} により無負荷時の出力電圧 V_L が決定され、 C_{se} の減磁抑制効果により V_L の変動が自己調節できる^{(3)～(7)}。また、後述のように回転子の逆相分インピーダンスが非常に小さくなるため、負荷電流 I_L による逆相分回転磁界は回転子電流によって大部分打ち消され、ギャップ磁束はほぼ正相分回転磁界だけとなる。その結果、負荷時でも W_A の各相電流 I_{Au} 、 I_{Av} 、 I_{Aw} はほとんど不平衡にならない。したがって、 W_M と W_A はそれぞれの電流定格まで有効に使用できる。

3. 等価回路の導出

(3・1) 解析上の仮定 解析を簡単にするために、次の仮定を設ける。

- (1) 主巻線と補助巻線に共通の漏れリアクタンスは無視する。
- (2) 発電機パラメータのうち、励磁リアクタンスだけが鉄心の磁気飽和により変化し、その他のパラメータは一定値と考える。
- (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・電流は正弦波で、時間高調波を含まないものとする。

(3・2) 記号リスト 本論文で用いる主な記号を示す。
 R, X, Z, C : 抵抗, リアクタンス, インピーダンス, コンデンサの静電容量
 V, I, P : 電圧, 電流, 電力
 f, N : 発電周波数, 回転速度
 F, ν : 単位法で表した発電周波数, 回転速度^{(1)～(3), (5)}
 k : 主巻線と補助巻線の有効巻数比

a : 三相のベクトルオペレータ ($=e^{j2\pi/3}$)

[添字] 前記の記号に単独あるいは組み合わせて使用

M, A, g, r : 主巻線, 補助巻線, ギャップ, 回転子の各成分

l, m, L : 漏れ, 励磁, 負荷の各成分

u, v, w : 補助巻線の相順

p, n : 正相および逆相分

sh, se : 分路および直列コンデンサ

B : 基準値

なお、ギャップ電圧と各リアクタンスは基準周波数 f_B における値とする。また、記号に付けたダッシュ (') は主巻線換算値を表し、ドット (·) はベクトル量を示す。

(3・3) 発電機の対称分等価回路 本発電機は、固定子に単相と三相の二巻線を有する誘導機であり、直接等価回路を導出するのは困難である。そこで本解析では、主巻線 W_M を形式的に対称三相巻線と考え、一相に直列コンデンサと負荷を接続し、残り二相は開放状態と考える。このようにすれば、三相の対称座標法⁽⁸⁾がそのまま適用でき、等価回路の導出が容易になる。

周知のように、固定子に二組の三相巻線を施した誘導機（以下、二重巻線誘導機と記す）の対称分等価回路は図2(a), (b)で与えられる⁽⁹⁾。この対称分等価回路と次節で示す回路方程式により、 W_M から見た本発電機の等価回路が誘導できる。

(3・4) 回路方程式

3.4.1 補助巻線回路 図1において、補助巻線 W_A の各相電圧 $\dot{V}_{Au}$ 、 $\dot{V}_{Av}$ 、 $\dot{V}_{Aw}$ に対する回路方程式（主巻線 W_M への換算値）は、次のように記述できる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{Au}' &= -j \frac{X_{sh}'}{3F} \dot{I}_{Au}' \\ \dot{V}_{Av}' &= -j \frac{X_{sh}'}{3F} \dot{I}_{Av}' \\ \dot{V}_{Aw}' &= -j \frac{X_{sh}'}{3F} \dot{I}_{Aw}' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、(1)式の各相電流 $\dot{I}_{Au}'$ 、 $\dot{I}_{Av}'$ 、 $\dot{I}_{Aw}'$ を、正相分 $\dot{I}_{Ap}'$ と逆相分 $\dot{I}_{An}'$ に分解すると

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{Au}' &= \dot{I}_{Ap}' + \dot{I}_{An}' \\ \dot{I}_{Av}' &= a^2 \dot{I}_{Ap}' + a \dot{I}_{An}' \\ \dot{I}_{Aw}' &= a \dot{I}_{Ap}' + a^2 \dot{I}_{An}' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

となるので、 $\dot{V}_{Au}'$ 、 $\dot{V}_{Av}'$ 、 $\dot{V}_{Aw}'$ の正相分 $\dot{V}_{Ap}'$ と逆相分 $\dot{V}_{An}'$ は、それぞれ次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{Ap}' &= \frac{1}{3} (\dot{V}_{Au}' + a \dot{V}_{Av}' + a^2 \dot{V}_{Aw}') \\ &= -j \frac{X_{sh}'}{3F} \dot{I}_{Ap}' \\ \dot{V}_{An}' &= \frac{1}{3} (\dot{V}_{Au}' + a^2 \dot{V}_{Av}' + a \dot{V}_{Aw}') \\ &= -j \frac{X_{sh}'}{3F} \dot{I}_{An}' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

図2 二重巻線誘導機の対称分等価回路

Fig. 2. Equivalent circuits for the positive and negative sequence components of a dual winding induction machine.

図3 提案機の主巻線側から見た等価回路

Fig. 3. Equivalent circuits of the proposed generator, referred to the main winding.

3.4.2 主巻線回路 主巻線 W_M に対しては、図1より次式が成立する。

$$\dot{V}_M = \left(-j \frac{X_{se}}{F} + R_L + jX_L F\right) \dot{I}_M \quad (4)$$

解析では、〈3・3〉節で述べたように W_M を形式的に三相巻線として考える。このとき、 W_M も W_A と同様に星形結線とすれば、(4)式の $\dot{V}_M$ と $\dot{I}_M$ は、正相分 $\dot{V}_{Mp}$ 、 $\dot{I}_{Mp}$ 、および逆相分 $\dot{V}_{Mn}$ 、 $\dot{I}_{Mn}$ を用いて、それぞれ次のように記述できる。

$$\dot{V}_M = \dot{V}_{Mp} + \dot{V}_{Mn} \quad (5)$$

$$\dot{I}_M = \dot{I}_{Mp} + \dot{I}_{Mn} \quad (6)$$

三相巻線で考えた W_M には、前述のように一相に C_{se} と負荷を接続し、残り二相は開放状態と考える。このため、 W_M の回路は単相回路になり、 $\dot{I}_M$ を対称分に分解すると、その正相分 $\dot{I}_{Mp}$ と逆相分 $\dot{I}_{Mn}$ は等しくなる。すなわち、

$$\dot{I}_{Mp} = \dot{I}_{Mn} \quad (7)$$

一方、 $\dot{V}_M$ の正相分 $\dot{V}_{Mp}$ と逆相分 $\dot{V}_{Mn}$ は、図2(a), (b)から次のように記述することもできる。

図4 拘束試験時の等価回路

Fig. 4. Equivalent circuits for the locked-rotor test.

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{Mp} &= -\dot{Z}_{Mp} \dot{I}_{Mp} \\ \dot{V}_{Mn} &= -\dot{Z}_{Mn} \dot{I}_{Mn} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

(3・5) 発電機の等価回路 (4)～(8)式の結果に基づき、主巻線 W_M から見た本発電機の等価回路を描くと図3(a)が得られる。更に、図3(a)を図2(a)、(b)と(3)式を用いて書き替えると、同図(b)となる。ただし、図3(b)では、逆相分回路における励磁回路と補助巻線回路(分路コンデンサ C_{sh} のリアクタンスを含む場合)のインピーダンスが回転子側の逆相分インピーダンスに比べて非常に大きくなるため、これらを無視している。本論文では、この図3(b)の等価回路を用いて発電機の定常特性を算定する。

また、図3(b)から、次のことが明らかである。すなわち、等価回路上では、負荷電流 I_L は補助巻線の逆相分回路にはほとんど分流しないことがわかる。これを物理的に説明すると、 I_L による逆相分回転磁界は回転子の逆相分電流によってその大部分が打ち消され、ギャップ磁束がほぼ正相分回転磁界だけになる。その結果、 W_A の各相電流は I_L による逆相分回転磁界に関与しなくなり、ほとんど不平衡にならないということである。

4. 等価回路パラメータの測定法

本章では、図3(b)の等価回路における回路パラメータの測定法を示す。

(4・1) 抵抗測定 R_M と R_A は、主巻線 W_M と補助巻線 W_A の一相に対して直流による電圧降下法かブリッジ法で測定する。 R_A' は、 R_A に有効巻数比 k の二乗を掛けて求める。

(4・2) 拘束試験 本発電機は、固定子に W_M と W_A の二巻線を有するため、図3(b)の等価回路に基づいて以下の

二種類の拘束試験を実施し、これらの結果から R_r' 、 X_{LM} 、 X_{LA}' および X_{lr}' を求める。

4.2.1 補助巻線開放による拘束試験 拘束試験は、通常の誘導機と同様に回転子を拘束し、 $v=0$ 、 $F=1$ の状態で行う。本発電機では、まず W_A を開放して W_M に低い電圧を加え、主巻線電流がほぼ定格値になったときの主巻線電圧 V_{M1} 、電流 I_{M1} 、電力 P_{M1} を測定する。この場合の等価回路は図4(a)となる。拘束試験では、励磁リアクタンス X_m は回転子インピーダンスに比べて十分大きいため、これを無視する。図4(a)から、各測定値と回路定数との間には、次の関係式が成立する。

$$R_r' = \frac{P_{M1}}{I_{M1}^2} - R_M \dots\dots\dots (9)$$

$$X_{LM} + X_{lr}' = \sqrt{\left(\frac{V_{M1}}{I_{M1}}\right)^2 - (R_M + R_r')^2} \dots\dots (10)$$

4.2.2 補助巻線短絡による拘束試験 次に、 W_A を三相短絡し、先と同様に W_M に低い電圧を加え、主巻線電流がほぼ定格値になったときの主巻線電圧 V_{M2} 、電流 I_{M2} 、電力 P_{M2} を測定する。この場合、等価回路は図4(b)となる。図4(b)から、各測定値と回路定数との間には、次の関係式が成立する。

$$\frac{V_{M2}}{I_{M2}} = Z_{M2} \dots\dots\dots (11)$$

$$P_{M2} = \text{Re}[\dot{Z}_{M2}] \cdot I_{M2}^2 \dots\dots\dots (12)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{M2} &= R_M + jX_{LM} \\ &\quad + \frac{(R_A' + jX_{LA}') (R_r' + jX_{lr}')}{R_A' + jX_{LA}' + R_r' + jX_{lr}'} \end{aligned}$$

で、(12)式の $\text{Re}[\]$ はカッコ内の実数部を意味する。

図5 同期速度試験時の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit for the synchronous-speed test.

(10)~(12)式を連立して解けば、 X_{LM} 、 X_{LA}' 、 X_{lr}' が同時に求められる。

〈4・3〉同期速度試験 回路パラメータのうち励磁リアクタンス X_m は、発電条件（負荷の大きさ、分路および直列コンデンサの容量、回転速度）によりその値が非線形的に変化する。このため特性計算では、あらかじめ同期速度試験⁽¹⁰⁾を実施して発電機の磁化特性を測定する。その結果から、 X_m とギャップ電圧 V_{gp} の関係（ $V_{gp}-X_m$ 特性）を求め、これを定式化して利用する。

同期速度試験は、 W_M を開放して W_A に三相平衡電圧を加え、 W_A による回転磁界と回転子を同期させて行う。このとき、 W_A の相電流 I_A に対する W_M の端子電圧 V_M （ V_{gp} に相当）を測定する。同期速度試験では、 $\nu=1$ 、 $F=1$ であり、逆相分回転磁界は発生しないので、等価回路は、図2(a)の正相分等価回路から図5のように書ける。図5から、

$$X_m = \frac{V_{gp}}{I_A'} = k \frac{V_M}{I_A} \quad (13)$$

となり、これにより $V_{gp}-X_m$ 特性が得られる。

5. 発電機特性の計算法

算定式の表記を簡単にするために、図3(b)の等価回路において各枝路のインピーダンスを次のようにおく。

$$\dot{Z}_1 = j \frac{X_m}{2} F$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{R_{A'}}{2} + j \frac{X_{LA}'}{2} F - j \frac{X_{sh}'}{6F}$$

$$\dot{Z}_3 = j \frac{X_{lr}'}{2} F + \frac{R_r' F}{2(F-\nu)}$$

$$\dot{Z}_4 = R_M + j X_{LM} F - j \frac{X_{se}}{F} + R_L + j X_L F + j \frac{X_{lr}'}{2} F + \frac{R_r' F}{2(F+\nu)}$$

〈5・1〉発電中の X_m と F の算定 発電機特性を算定するには、まず各発電条件下における非線形パラメータ、すなわち励磁リアクタンス X_m と単位法で表した発電周波数 F を求める必要がある。これらは、次のように算定できる。

図3(b)の等価回路において、次式が成立する。

$$\frac{1}{\dot{Z}_5} \dot{V}_{gp} F = 0 \quad (14)$$

ただし、

$$\frac{1}{\dot{Z}_5} = \frac{1}{\dot{Z}_1} + \frac{1}{\dot{Z}_2} + \frac{1}{\dot{Z}_3} + \frac{1}{\dot{Z}_4}$$

自励発電中は、(14)式のギャップ電圧 $\dot{V}_{gp}$ と F はゼロではないので、

$$\frac{1}{\dot{Z}_5} = 0 \quad (15)$$

となり、その実数部と虚数部もゼロである。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} \left[\frac{1}{\dot{Z}_5} \right] &= 0 \\ \operatorname{Im} \left[\frac{1}{\dot{Z}_5} \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

ただし、 $\operatorname{Re} [\]$ 、 $\operatorname{Im} [\]$ はカッコ内の実数部、虚数部を意味する。

$\dot{Z}_5$ は X_m と F の関数であり、(16)式はこれらを未知数とした非線形方程式になる。よって、これらを計算機で解けば、発電条件下における X_m と F が求められる。

〈5・2〉発電中の V_{gp} の推定 発電条件下の X_m が求まれば、同期速度試験から得られた $V_{gp}-X_m$ 特性を用いて、 X_m に対応した発電中のギャップ電圧 V_{gp} が推定できる。

〈5・3〉特性計算 発電条件下の V_{gp} と F が求まると、図3(b)から以下のように発電機特性が計算できる。

主巻線 W_M の正相分電流 $\dot{I}_{Mp}$ は、

$$\dot{I}_{Mp} = \frac{\dot{V}_{gp} F}{2 \dot{Z}_4} \quad (17)$$

と計算できる。また、逆相分電流 $\dot{I}_{Mn}$ は、(7)式から $\dot{I}_{Mp}$ に等しくなる。したがって、(6)式から主巻線電流 $\dot{I}_M$ （すなわち負荷電流 $\dot{I}_L$ ）が求められる。

一方、 W_M へ換算した補助巻線 W_A の正相分電流 $\dot{I}_{Ap}$ は、

$$\dot{I}_{Ap} = \frac{\dot{V}_{gp} F}{2 \dot{Z}_2} \quad (18)$$

と計算でき、逆相分電流 $\dot{I}_{An}$ は図3(b)の回路ではゼロである。したがって、 W_A に流れる各相電流 $\dot{I}_{Au}$ 、 $\dot{I}_{Av}$ 、 $\dot{I}_{Aw}$ は、(2)式と(18)式から W_M への換算値を求め、それらに W_M と W_A の有効巻数比 k を掛ければ求められる。

さらに、出力電圧 $\dot{V}_L$ 、出力 P_o 、および発電周波数 f は、それぞれ次式で計算できる。

$$\dot{V}_L = (R_L + j X_L F) \dot{I}_L \quad (19)$$

$$P_o = R_L I_L^2 \quad (20)$$

$$f = F f_B \quad (21)$$

6. 実験結果と考察

〈6・1〉実験装置の概要 実験には、700VA、110V、60Hz、4極の発電機を試作し、これを使用した。また、原動機にはインバータドライブの同期電動機を用い、これにより発電機の回転子速度を1800rpm（ $\nu=1$ ）一定に保った。

- ① $X_m < 19.87$ $V_{gp} = -3.56 X_m + 196.28$
- ② $19.87 \leq X_m < 22.71$ $V_{gp} = -6.16 X_m + 247.91$
- ③ $22.71 \leq X_m < 24.22$ $V_{gp} = -11.88 X_m + 378.04$
- ④ $24.22 \leq X_m < 25.14$ $V_{gp} = -20.63 X_m + 589.81$
- ⑤ $25.14 \leq X_m$ $V_{gp} = 0$

図6 試作機の $V_{gp} - X_m$ 特性
Fig. 6. $V_{gp} - X_m$ curve of the trial machine.

試作機の鉄心寸法は、固定子外径160mm、内径100mm、回転子外径99.5mmであり、ギャップ長は0.25mmである。また、固定子および回転子鉄心の積み厚は100mm、固定子のスロット数は36で、その中に単相主巻線と三相補助巻線を巻装した。このうち、単相主巻線は同心巻で、銅線直径0.7mm、直列巻数105とした。一方、三相補助巻線は二層重ね巻で、銅線直径0.65mm、一相の直列巻数を156とし、分路コンデンサの容量と励磁損の低減のために、主巻線に対して直列巻数を多く取った。回転子は、アルミダイカスト構造の標準のかご形回転子を採用した。

〈6・2〉試作機パラメータ 試作機の等価回路定数の測定結果を以下に示す。

$$\begin{aligned} R_M &= 0.660 \, \Omega, \quad X_{LM} = 0.415 \, \Omega, \\ R_A' &= 1.517 \, \Omega, \quad X_{LA}' = -0.567 \, \Omega, \\ R_r' &= 0.432 \, \Omega, \quad X_{lr}' = 1.454 \, \Omega. \end{aligned}$$

ただし、各リアクタンスは、基準周波数 $f_B = 60 \, \text{Hz}$ 時のものを示す。また、単相主巻線と三相補助巻線の有効巻数比は、 $k = 0.673$ (設計定数による計算値) である。なお、 X_{LA}' が負の値となるが、文献(8)などにも述べられているようにこれは数学的には正しく物理的な意味を持たない⁽⁸⁾。

図6は同期速度試験から得られた試作機の $V_{gp} - X_m$ 特性を示す。特性計算では、5章で述べた手順により各発電条件下における励磁リアクタンス X_m を求め、図6を用いて発電中のギャップ電圧 V_{gp} を順次推定した。また、計算機入力を簡単にするため、図6のように $V_{gp} - X_m$ 特性を①～⑤の5つの領域に分割し、それぞれを直線近似した。

〈6・3〉発電機特性 本発電機は、分路コンデンサ C_{sh} と直列コンデンサ C_{se} の値により発電機特性が大幅に変化

(a) 抵抗負荷 (PF = 1.0)

(b) 誘導性負荷 (PF = 0.8)

図7 出力電圧特性
Fig. 7. Variations of output voltage versus load current.

する。本節では、発電機特性の一例として、 $C_{sh} = 22.2 \, \mu\text{F}$ 、 $C_{se} = 300 \, \mu\text{F}$ に選定した場合を主体に示す。

図7(a), (b)は、抵抗および誘導性負荷時 (力率 $\text{PF} = 1.0$, 0.8 の場合) の出力電圧特性の計算値と実測値を示す。両図のように PF により出力電圧 V_L の変化が異なるが、直列コンデンサ C_{se} の減磁抑制効果により V_L の変動が自己調節できる。特に、誘導性負荷時の C_{se} の効果は顕著である。 PF により V_L の変化が異なる理由は、次のように考えられる。すなわち、抵抗負荷時は、負荷電流 I_L による減磁作用が小さく、 I_L が増加してもギャップ磁束はあまり減少しない。このため、ギャップ磁束は C_{se} によって増磁され、動作点がより飽和領域へ移動する。しかし、飽和の影響で C_{se} による増磁作用は頭打ちとなり、 V_L は図(a)のように C_{se} が無い場合に比べてわずかに昇圧される。これに対して誘導性負荷時は、減磁作用が著しく生じ、動作点が飽和領域から線形領域に移動しようとする。しかし、 C_{se} の値を適切に選定しておけば、これにより増磁されるため動作点はさほど移動しなくなる。その結果、 V_L の変動は図(b)のように C_{se} が無い場合に比べて著しく改善できる。

なお、 C_{se} を種々変更した場合の V_L の変化を付録 (付図1) に示す。

図8(a), (b)は、抵抗および誘導性負荷時 (力率 $\text{PF} = 1.0$, 0.8 の場合) の発電周波数特性の計算値と実測値を示す。両図のように発電周波数 f は、負荷電流 I_L の増加に伴い減

(a) 抵抗負荷 (PF = 1.0)

(b) 誘導性負荷 (PF = 0.8)

図8 発電周波数特性

Fig. 8. Variations of generation frequency versus load current.

少するが、いずれもわずかであり、ポータブル発電機として利用する場合は特に問題ないものと考えられる。

図9(a), (b)は、抵抗および誘導性負荷時 (力率 PF = 1.0, 0.8の場合) の補助巻線電流の計算値と実測値を示す。両図のように補助巻線内の三相電流 I_{Au} , I_{Av} , I_{Aw} は負荷時でもほぼ平衡することがわかる。

また、図7～図9において、計算値と実測値は概略一致しており、理論解析の妥当性も確認できる。計算値と実測値に誤差を生じた理由は、解析において、主巻線と補助巻線に共通の漏れリアクタンスを考慮しなかったことと、鉄損を無視したことなどが主因と考えられる。

試作機の効率は、出力 700W, PF = 1.0 で 63%, また PF = 0.8 遅れで 65% であった。最適設計がなされていないため効率はそれほど良くないが、従来の単相巻線で自己励磁する方式^{(1)～(3)}に比べて5%程度高い効率が得られている。今後、さらに効率向上のための検討が必要である。

7. むすび

以上、本論文では、三相補助巻線を有する新構造の自己調節形自励単相誘導発電機を提案し、解析と実験によりその定常特性を明らかにした。

得られた結果を要約すると、次の通りである。

- (1) 対称座標法により、単相主巻線から見た発電機の等価回路を誘導した。等価回路は、二重巻線誘導機の正相

(a) 抵抗負荷 (PF = 1.0)

(b) 誘導性負荷 (PF = 0.8)

図9 補助巻線電流の変化

Fig. 9. Variations of auxiliary winding currents versus load current.

および逆相分等価回路を、主巻線回路に対して直列接続したものである。

- (2) 等価回路パラメータの測定法と定常特性の算定法を構築した。回路パラメータは、誘導した等価回路に基づき、抵抗測定、補助巻線を開放・短絡する2種類の拘束試験、および同期速度試験により求めることができる。特性算定は、発電条件下の励磁リアクタンスと発電周波数を求め、発電機の磁化特性からこれらに対応したギャップ電圧を順次推定して行くもので、これによる計算値は実測値と概略一致した。
- (3) 負荷電流による逆相分回転磁界は回転子電流により大部分打ち消され、補助巻線内の三相電流は負荷時でもほとんど不平衡にならない。このため、主巻線と補助巻線はそれぞれの電流定格まで有効に使用できる。
- (4) 分路コンデンサは無負荷時の出力電圧を決定し、直列コンデンサは出力電圧の変動を自己調節する。特に、直列コンデンサは誘導性負荷時における電圧変動の抑制に効果がある。

(平成 11 年 12 月 06 日 受付, 同 12 年 04 月 25 日 再受付)

文 献

- (1) B. Singh: "Optimum Utilization of Single-Phase Induction Machine as a Capacitor Self-Excited Induction Gen-

- erator", *Electric Machines and Power Systems*, 13, pp. 73-85, (1987)
- (2) Y.H.A. Rahim, A.I. Alolah & R.I. Al-Mudaiheem : "Performance of Single Phase Induction Generators", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 8, No. 3, pp. 389-395, (1993)
- (3) S.S. Murthy : "A Novel Self-Excited Self-Regulated Single Phase Induction Generator", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 8, No. 3, pp. 377-383, (1993)
- (4) 深見 正・今村道徳・宮本紀男 : 「三相かご形誘導機を用いた新しい自己調節形自励単相誘導発電機」, 電学論D, 115 巻 7 号, pp. 867-873, (1995)
- (5) 深見 正・蕪城裕一・宮本紀男 : 「自己調節形自励単相誘導発電機の解析」, 電学論D, 117 巻 1 号, pp. 66-72, (1997)
- (6) 深見 正・橋本茂男・宮本紀男 : 「 Δ 結線を用いた新しい自己調節形自励単相誘導発電機」, 電学論D, 118 巻 4 号, pp. 542-547, (1998)
- (7) T. Fukami, Y. Kaburaki, S. Kawahara & T. Miyamoto : "Performance Analysis of a Self-Regulated Self-Excited Single-Phase Induction Generator Using a Three-Phase Machine", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp. 622-627, (1999)
- (8) 例えば, 猪狩武尚 : 「電気機械理論」, コロナ社, p. 18, pp. 65-78, (1977)
- (9) 例えば, L. Xu & L. Ye : "Analysis of a Novel Stator Winding Structure Minimizing Harmonic Current and Torque Ripple for Dual Six-Step Converter-Fed High Power AC Machines", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 31, No. 1, pp. 84-90, (1995)
- (10) 深見 正・蕪城裕一・今村道徳・宮本紀男 : 「自己調節形自励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 巻 6 号, pp. 710-715, (1996)

付 録

直列コンデンサ変更時における出力電圧の変化 付図1(a), (b)に, 直列コンデンサ C_{se} 変更時における出力電圧 V_L の変化 (実測値) を示す。図(a)のように抵抗負荷時は, C_{se} を変更しても V_L はあまり変化しないが, 図(b)の誘導性負荷時では V_L の変化が大きくなる。本発電機は, 電圧補償のため誘導性負荷時でも主巻線の起電力 V_M に対して巻線電流 I_M は進相電流であることが望ましく, 図(b)のように C_{se} を $500\mu\text{F}$ などとあまり大きく設定すると, その容量性リアクタンスが負荷の誘導性リアクタンスに相殺され, 負荷電流 I_L の大きいところで電圧降下が急激に大きくなる。しかしながら, 図(a), (b)から明らかなように幸い双方の負荷で電圧変動が共に小さくなる C_{se} の値が存在し, これを適切に選定しておけば良好な平復巻特性が得られる。

(a) 抵抗負荷 (PF = 1.0)

(b) 誘導性負荷 (PF = 0.8)

付図1 C_{se} 変更時の出力電圧の変化 (実測値)
app. Fig. 1. Variations of output voltage versus load current (when the value of C_{se} is changed).

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4月同大学 助教授, 現在に至る。工博。第1種電気主任技術者。IEEE 会員。

直江 伸至 (正員) 1964年12月27日生。92年3月金沢工業大学 大学院博士課程修了。同年4月金沢工業高等専門学校 講師を経て, 97年4月同校 助教授, 現在に至る。工博。IEEE 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, 現在に至る。工博 (京都大学)。電気学会進歩賞, 科学技術庁長官賞受賞。