ブラシレス自励正弦波単相同期発電機

正員 柴田 福夫 (金沢工大)

准員 直江 伸至 (金沢工大)

1. ま え が き

単相発電機は小形船舶や自動車用電源あるいは工事用などのポータブル電源として需要が増加している。これらは、厳しい環境で使用されるため構造が堅牢、保守が容易なことなどが要求される。このため、単相同期発電機はブラシレス自励方式が望まれる。

この種のブラシレス単相同期発電機として、Smithらは異なる極数の巻線を固定子および回転子に配列し、発電機本体と励磁機の磁気回路を兼用するブラシレス自励単相同期発電機⁽¹⁾を提案しているが、負荷端子電圧波形がひずんでいる。野中らは固定子に不平衡二相巻線を施し、単相電機子反作用の逆相分回転磁界により界磁巻線に誘導する偶数倍周波数の起電力を半波整流して界磁電流を得るブラシレス自励単相同期発電機⁽²⁾を報告しているが、界磁電流の調整が極めて困難である。最近、野中らは上記とは別に固定子に互いに極数の異なる主巻線と励磁巻線を設け、それに対応する突極界磁を使うブラシレス同期発電機⁽³⁾⁽⁴⁾を提案している。しかし、負荷端子電圧波形がひずんでいる。

これらに対し、著者の一人は、固定子電機子巻線と三巻線変成器の二次巻線を接続し電機子巻線中に負荷電流と固定子励磁電流を同時に流し、発電機本体を励磁機としても兼用するブラシレス自励単相同期発電機⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾を発明した。この発電機⁽⁷⁾は三巻線変成器によって電圧に比例する成分と電流に比例する成分を合成し、電機子巻線に固定子励磁電流を供給することにより複巻特性を与え、負荷変動による負荷端子電圧の変動を補償する。固定子励磁電流を半導体電力変換装置を用いて制御すれば界磁電流の調整が容易に行え

図 1 特殊制動巻線基本構造図

Fig. 1. Fundamental structure of special damper winding.

る。しかし、この単相同期発電機は発電機本体とは別に三巻線変成器を必要とし、更に負荷端子電圧波形もひずんでいる。

そこで著者らは、固定子スロット空間の1/3に電機子巻線の間中点に励磁電流を供給するために励磁電力供給巻線を配列することにより、上記の三巻線変成器を取除いたブラシレス自励単相同期発電機⁽⁸⁾⁽⁹⁾を提案する。この発電機は回転子を正弦波発電機のように二相界磁巻線とし、図1に示すように主磁極に対して電気角で180°離れて置かれた導体棒を二つの端絡環で短絡した特殊制動巻線⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾を施すことにより、負荷端子電圧波形は正弦波となる。本方式は電機子巻線中の負荷電流により作られる磁極と同じ極数の励磁電力供給線と界磁巻線、電機子巻線中の固定子励磁電流により作られる磁極と同じ極数の回転子励磁巻線により構成される。固定子励磁電流を半導体電力変換装置を用いて制御すれば、界磁電流の調整は容易となり定電圧を得ることができる。電圧確立はコンデンサを負荷端子間に一時投入することにより発電機の残留磁気とコンデンサに流れる電流によって容易である。

本論文は上記のような正弦波電圧を得るブラシレス

A Brushless, Self-Excited, Sinusoidal-Wave, Single-Phase Synchronous Generator. By Fukuio Shibata, Member & Nobuyuki Naoe, Associate (Kanazawa Institute of Technology).

柴田福夫: 正員, 金沢工業大学電気工学科

直江伸至: 准員, 金沢工業大学大学院電気電子工学専攻

自励単相同期発電機について特性を解析と実験から考察し、本発電機の実用性が高いことを明らかにした。

2. 回路構成と動作原理

図2(a), (b)に直流励磁方式と交流励磁方式のブラシレス自励正弦波単相同期発電機の回路構成を示す。電機子巻線 W_a に実線で示す負荷電流と破線で示す固定子励磁電流を同時に流すことにより1対2の極

図2 ブラシレス自励正弦波単相同期発電機
Fig. 2. Brushless self-excited sinusoidal-wave single-phase synchronous generators.

数関係の磁極を作る。回転子を同期速度で回転させ電機子巻線端子にコンデンサを接続すると、残留磁気とコンデンサに流れる電流による単相電機子反作用の増磁作用と界磁の自励作用により、電機子巻線 W_a および励磁電力供給巻線 W_{es} に瞬間的に電圧が確立する。励磁電力供給巻線 W_{es} に電圧が確立すると、固定子励磁電流が電機子巻線 W_a の中間点に供給される。固定子励磁電流による磁極の極数と同じ極数の回転子励磁巻線 W_{er} では固定子励磁電流に対応した電圧を誘導し、負荷電流による磁極と同じ極数の界磁巻線 W_f に全波整流回路を通して界磁電流が供給される。この界磁電流により界磁極が形成され、界磁極と同じ極数の電機子巻線 W_a と励磁電力供給巻線 W_{es} に交流電圧が誘導される。

3. 近似特性解析

〈3・1〉 電圧方程式 ブラシレス自励正弦波単相同期発電機は、発電機本体として作用する負荷電力供給系と励磁機として作用する励磁電力供給系からなる。これらの系は互いに1対2の極数関係にあり電磁的には無関係となる⁽⁵⁾。従って、本解析は発電機を負荷電力供給系と励磁電力供給系に分離して行う。ここでは、発電機の定常状態における負荷端子電圧、界磁電流を求める。

解析に際して簡単化のために次の仮定をおく。

- (i) 回転子は一定の電気角速度 ω で回転する。
- (ii) 固定子および回転子巻線の抵抗はそれぞれのリアクタンスに比べて十分に小さい。
- (iii) 固定子および回転子巻線の起磁力は正弦波状に分布し空間高調波の影響は無視する。

(a) 負荷電力供給系 (p極要素) (b) 励磁電力供給系 (2p極要素)

図3 解析モデル

Fig. 3. Model for analysis of generator.

(iv) この発電機は自励方式であるため飽和領域で動作する。そのため、 W_a , W_{es} , W_f の自己インダクタンス、 W_a と W_f , W_{es} と W_f との相互インダクタンスは飽和の影響を受ける。しかし、本発電機は負端子電圧、励磁電力供給巻線の端子電圧および界磁電流の変動は小さく、ほぼ一定となる。従って、インダクタンスはある一定値を維持するものと仮定し、この解析では飽和の影響は無視する。

(v) 単相電機子反作用の逆相分回転磁界の影響は小さく、本解析では正相分回転磁界について考慮する。

図3は発電機の解析モデルを示す。負荷を誘導性とした場合の電圧方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_f \\ v_f \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_{es} \\ \phi_{fd} \\ \phi_{fq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{es} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{es} \\ i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_{es} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

$$v_{es} = R_{ec} i_{es} + \frac{1}{c} \int i_{es} dt \quad (\text{直流励磁方式}) \dots\dots\dots (3)$$

$$v_{es} = R_{es} i_{es} + L_{ec} \frac{di_{es}}{dt} + \frac{1}{c} \int i_{es} dt \quad (\text{交流励磁方式}) \dots\dots\dots (4)$$

各巻線の磁束鎖交数は次式となる。

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_{es} \\ \phi_{fd} \\ \phi_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & 0 \\ 0 & L_{es} \\ M_{af} \cos \theta_{af} & -M_{sf} \sin \theta_{af} \\ -M_{af} \sin \theta_{af} & -M_{sf} \cos \theta_{af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{es} \\ i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $\theta_{af} = \omega t + \theta_0$, θ_0 : 電機子巻線と界磁巻線の d 軸との電気角, r_a , L_a : 電機子巻線の抵抗と自己インダクタンス, r_{es} , L_{es} : 励磁電力供給巻線の抵抗と自己インダクタンス, r_f , L_f : 界磁巻線の抵抗と自己インダクタンス, R_{ec} , L_{ec} : 電機子巻線中間点内の交

流換算抵抗とインダクタンス, $p = d/dt$

〈3・2〉 励磁電力供給系の解析 回転子励磁巻線に誘導する電圧 v_{err} , v_{ers} , v_{ert} は次式で示される。

$$\begin{bmatrix} v_{err} \\ v_{ers} \\ v_{ert} \end{bmatrix} = -p M_{ae} i_e \begin{bmatrix} \cos \theta_{ae} \\ \cos(\theta_{ae} - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{ae} - 4\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 M_{ae} : 電機子巻線と回転子励磁巻線との最大相互インダクタンス, i_e : 固定子励磁電流, $\theta_{ae} = 2\theta_{af} + \theta_{fe}$: θ_{fe} は回転子励磁巻線の r 軸と界磁巻線の d 軸との電気角

(1) 直流励磁方式 固定子励磁電流 $i_e = i_{es} = I_{es}$ (直流電流) とすれば(6)式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{err} \\ v_{ers} \\ v_{ert} \end{bmatrix} = 2\omega M_{ae} I_{es} \begin{bmatrix} \sin(2\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe}) \\ \sin(2\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} - 2\pi/3) \\ \sin(2\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} - 4\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

界磁電流 i_f , 界磁電圧 v_f の平均値をそれぞれ I_f , V_f とすると

$$V_f = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} x_{ae} I_{es} - 2e_d - \left(r_{er} + \frac{6x_{er}}{\pi} \right) I_f = I_f R_f \dots\dots\dots (8)$$

$$I_f = \frac{6\sqrt{3} x_{ae} I_{es} - 2e_d \pi}{\pi(r_{er} + R_f) + 6x_{er}} \dots\dots\dots (9)$$

となる。ここで、 $x_{ae} = \omega M_{ae}$, $x_{er} = \omega L_{er}$, $R_f = r_f/2$, r_{er} , L_{er} は回転子励磁巻線の各相の抵抗とインダクタンス, e_d はダイオードの順電圧降下である。

(2) 交流励磁方式 固定子励磁電流 $i_e = i_{es} = \sqrt{2} I_{es} \cos(\omega t + \varphi_e)$ とすれば(6)式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{err} \\ v_{ers} \\ v_{ert} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} \omega M_{ae} I_{es}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} - \varphi_e) \\ \cos(\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} - \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} - \varphi_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{2} \omega M_{ae} I_{es}}{2} \begin{bmatrix} \cos(3\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} + \varphi_e) \\ \cos(3\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(3\omega t + 2\theta_0 + \theta_{fe} + \varphi_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

界磁電流の平均値 I_f は

$$I_f = \frac{3\sqrt{6} x_{ae} I_{es} - 2e_d \pi}{2}$$

$$\times \left[\left\{ \frac{1}{\pi(r_{er} + \bar{R}_f) + 3x_{er}} \right\} + \left\{ \frac{3}{\pi(r_{er} + \bar{R}_f) + 9x_{er}} \right\} \right] \dots\dots\dots (11)$$

(9), (11)式より固定子励磁電流 I'_{es} , I_{es} を制御すれば界磁電流 I_f を調整できることがわかる。

〈3・3〉 負荷電力供給系の解析 電機子巻線中の負荷電流 i_a と励磁電力供給巻線の交流電流 i_{es} の基本波成分を次のように仮定する。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_{es} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} I_a \cos(\omega t + \theta_a) \\ I_{es} \cos(\omega t + \theta_{es}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

ただし, I_a , I_{es} は実効値である。

界磁巻線の d 軸巻線と q 軸巻線の電流 i_{fd} , i_{fq} を次のように仮定する。

$$i_{fd} = i_{fq} = \frac{I_f}{2} \dots\dots\dots (13)$$

負荷端子電圧 v_a が負の最大値をとった瞬間を時刻の基準とすれば, θ_0 と δ (負荷角) の関係は

$$\theta_0 = \delta - \frac{3\pi}{4} \dots\dots\dots (14)$$

となる。

仮定(ii)より $r_a \ll x_a (= \omega L_a)$, $r_{es} \ll x_{es} (= \omega L_{es})$ となり, $r_a = r_{es} = 0$ とする。

(1) 直流励磁方式 (1)式に諸式を代入して整理すると, 次式が得られる。

$$\{R + j(X + x_a)\} I_a e^{j\theta_a} + \frac{x_{af}}{2} I_f e^{j\delta} = 0 \dots\dots (15)$$

$$\frac{x_{sf}}{x_{af}} \{(x_{es} - x_c) - jR_{ec}\} I_{es} e^{j\theta_{es}} + \frac{x_{sf}}{2} I_f e^{j\delta} = 0 \dots\dots\dots (16)$$

ここで, $X = \omega L$, $x_c = 1/(\omega c)$, $x_{af} = \omega M_{af}$, $x_{sf} = \omega M_{sf}$ とする。

(15), (16)式より

$$\begin{aligned} \{R + j(X + x_a)\} I_a e^{j\theta_a} &= \frac{x_{af}}{x_{sf}} \{(x_{es} - x_c) \\ &- jR_{ec}\} I_{es} e^{j\theta_{es}} \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

ゆえに, I_a は

$$I_a = \frac{x_{af}}{x_{sf}} \sqrt{\frac{(x_{es} - x_c)^2 + R_{ec}^2}{R^2 + (X + x_a)^2}} I_{es} \dots\dots\dots (18)$$

$$\begin{aligned} \theta_a = \theta_{es} + \theta'_1 &= \delta - \theta'_2 - \pi \} \dots\dots\dots (19) \\ \theta_{es} = \delta - \theta_1 - \theta'_2 - \pi \end{aligned}$$

ただし,

$$\theta'_1 = \tan^{-1} \frac{RR_{ec} + (X + x_a)(x_{es} - x_c)}{R_{ec}(X + x_a) - R(x_{es} - x_c)}$$

$$\theta'_2 = \tan^{-1} \frac{X + x_a}{R}$$

I'_{es} と I_{es} の関係は

$$I'_{es} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{es} \dots\dots\dots (20)$$

となる。

負荷端子電圧 v_a は次式で表せる。

$$v_a = \sqrt{2} V_a \cos(\omega t + \theta_a) \dots\dots\dots (21)$$

ここで,

$$V_a = \frac{x_{af}}{x_{sf}} \sqrt{\frac{(R^2 + X^2)\{(x_{es} - x_c)^2 + R_{ec}^2\}}{R^2 + (X + x_a)^2}} I_{es} \dots\dots\dots (22)$$

(2) 交流励磁方式 (1)式に諸式を代入して整理すると次式が得られる。

$$\{R + j(X + x_a)\} I_a e^{j\theta_a} + \frac{x_{af}}{2} I_f e^{j\delta} = 0 \dots\dots (23)$$

$$\begin{aligned} \frac{x_{af}}{x_{sf}} \{(x_{es} + x_{ec} - x_c) - jR_{ec}\} I_{es} e^{j\theta_{es}} \\ + \frac{x_{sf}}{2} I_f e^{j\delta} = 0 \dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

(23), (24)式より

$$\begin{aligned} \{R + j(X + x_a)\} I_a e^{j\theta_a} &= \frac{x_{af}}{x_{sf}} \{(x_{es} \\ &+ x_{ec} - x_c) - jR_{ec}\} I_{es} e^{j\theta_{es}} \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

ただし, $x_{ec} = 1/(\omega L_{ec})$ とする。

ゆえに, I_a は

$$I_a = \frac{x_{af}}{x_{sf}} \sqrt{\frac{(x_{es} + x_{ec} - x_c)^2 + R_{ec}^2}{R^2 + (X + x_a)^2}} I_{es} \dots\dots (26)$$

$$\begin{aligned} \theta_a = \theta_{es} + \theta_1 &= \delta - \theta_2 - \pi \} \dots\dots\dots (27) \\ \theta_{es} = \delta - \theta_1 - \theta_2 - \pi \end{aligned}$$

ここで,

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{RR_{ec} + (X + x_a)(x_{es} + x_{ec} - x_c)}{R_{ec}(X + x_a) - R(x_{es} + x_{ec} - x_c)}$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \frac{X + x_a}{R}$$

負荷端子電圧 v_a は(21)式と同様である。ただし,

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{x_{af}}{x_{sf}} \\ &\times \sqrt{\frac{(R^2 + X^2)\{(x_{es} + x_{ec} - x_c)^2 + R_{ec}^2\}}{R^2 + (X + x_a)^2}} I_{es} \dots\dots\dots (28) \end{aligned}$$

(22), (28)式より I_{es} を制御すれば負荷端子電圧 V_a が制御できることがわかる。

4. 実験結果

実験機は定格 1.5 kW, 200 V, 60 Hz, 4 極の円筒形三相同期発電機を使用した。固定子二重星形電機子巻線の二相を直列に使い, 単相電機子巻線として負荷

表 1 実験機の巻線仕様

Table 1. Specification of testing machine winding.

	固定子	回転子	
		励磁巻線	界磁巻線
相数	3 二相を電機子巻線 一相を励磁電力巻線	3	2
極数	4極と8極を兼用	8極	4極
スロット数	36	24	24
コイルの巻数	17	10	38
コイルの種類	二層重ね巻	単層重ね巻	単層重ね巻
コイルピッチ	4極に対して2/3短節巻	全節巻	全節巻

表 2 実験機の定数

Table 2. Constants of testing machine.

$r_a = 0.52 \Omega$	$L_{ec} = 7.83 \text{ mH}$
$r_{es} = 0.26 \Omega$	$L_{er} = 1.64 \text{ mH}$
$R_{ec} = 0.64 \Omega$	$L_f = 21.9 \text{ mH}$
$r_{er} = 0.81 \Omega$	$M_{af} = 112.0 \text{ mH}$
$r_f = 1.40 \Omega$	$M_{sf} = 41.1 \text{ mH}$
$L_a = 39.0 \text{ mH}$	$M_{ae} = 2.86 \text{ mH}$
$L_{es} = 13.4 \text{ mH}$

図 4 無負荷飽和曲線

Fig. 4. No load saturation curves.

に接続し、残りの一相は励磁電力供給巻線として実験を行った。回転子巻線は回転子励磁巻線（三相巻線）と界磁巻線（二相巻線）により配列する。実験機の巻線仕様および定数は表 1、表 2 に示す。固定子鉄心は内径 149.5 mm、外径 250 mm である。実験では回転子電流を測定するためブラシとスリップリングを通して三相全波整流回路に接続した。

図 5 抵抗負荷特性（直流励磁方式）

Fig. 5. Resistive load characteristics (DC exciting system).

図 6 抵抗負荷特性（交流励磁方式）

Fig. 6. Resistive load characteristics (AC exciting system).

図 4 は回転速度 1,800 rpm において、励磁電力供給巻線を開放し電機子巻線の間中点に外部の電源から直流電流を供給した場合の無負荷飽和特性を示す。

図 5 は $C=250 \mu\text{F}$ としたときの直流励磁方式の抵抗負荷特性を示す。図 6 は $C=200 \mu\text{F}$ としたときの交流励磁方式の抵抗負荷特性を示す。図 5、図 6 から負荷変動に伴う負荷端子電圧の変動は小さく、電圧変動率は 5% 程度（全負荷 1.1 kW）となる。効率は出力電力と直流電動機入力から損失を差し引いた入力の比で表し、1.1 kW 負荷時で約 70% である。出力電力は負荷端子電圧の変動が小さく、ほぼ一定であるため負荷電流の増加に伴って直線的に変化する。

図 7 誘導性負荷特性 (直流励磁方式)
Fig. 7. Inductive load characteristics (DC exciting system).

図 8 誘導性負荷特性 (交流励磁方式)
Fig. 8. Inductive load characteristics (AC exciting system).

図 7, 図 8 は直流励磁方式および交流励磁方式における負荷率 $\cos\theta=0.9$ (遅れ) の誘導性負荷特性を示す。負荷端子電圧の電圧変動率は 16% 程度 (全負荷 1.1 kW) であり, 抵抗負荷に比べて正相分回転磁界の電機子反作用が減磁作用となるため若干大きくなる。

図 5~図 8 の計算値は, 上記の諸式に表 2 で示した各値を代入して得られた。界磁電流は (9), (11) 式より求めた。負荷端子電圧は (22), (28) 式に種々の R と X を代入して求めた。出力電力は (22), (28) 式で計算して求めた値を 2 乗し, 負荷インピーダンスで割って求めた。実測値と計算値は巻線抵抗, 磁路の飽和

図 9 コンデンサ C による抵抗負荷特性 (直流励磁方式)

Fig. 9. Resistive load characteristics for condenser C (DC exciting system).

を無視しているため若干の違いはあるが, 比較的良好一致している。

図 9 は直流励磁方式において, コンデンサ C の値を変化させた場合の抵抗負荷特性を示す。線形領域では固定子励磁電流 I_{es} はコンデンサ C の容量に比例する。界磁電流 I_f および負荷端子電圧 V_a は (9), (22) 式より固定子励磁電流 I_{es} ($I_{es} = \pi / (2\sqrt{2}) I_{es}$) に比例する。よってコンデンサ C の容量, すなわち固定子励磁電流 I_{es} が大きいほど負荷端子電圧 V_a および界磁電流 I_f は上昇する。しかし, 自励方式では非線形領域で電圧が確立するため固定子励磁電流 I_{es} に完全に比例しない。従って, 所定の負荷端子電圧および定電圧特性を得るには固定子励磁電流 I_{es} を制御する必要がある。

図 4~図 9 において, 界磁電流が負荷電流に比べて若干大きな値を示しているのは, 実験に用いた発電機が最適設計がされていないためである。

図 10(a) は直流励磁方式, (b) 図は交流励磁方式の負荷端子電圧, 負荷電流波形を示す。平衡二相界磁巻線および特殊制動巻線により負荷端子電圧, 負荷電流波形は正弦波となる。

図 11 は直流励磁方式において回転数 1,800 rpm とし, 電機子巻線端子にコンデンサ 200 μF を投入した場合の電圧確立過程を示す。コンデンサ投入後, 約 0.1 秒で電圧は急速に確立している。これらの現象を定性的に説明すれば, 発電機の磁留磁気によって起電力が誘導され, 電機子巻線端子にコンデンサを投入すると, 起電力によりコンデンサに電流が流れ, 自己励磁

図 10 負荷端子電圧, 負荷電流波形

Fig. 10. Waveforms of load terminal voltage and load current.

図 11 電圧の確立過程 (直流励磁方式)

Fig. 11. Transient phenomena of voltage built-up (DC exciting system).

現象によって起電力およびコンデンサの電流が増加する。一方, 単相発電機の電機子反作用により界磁巻線に2倍周波数の起電力が誘導され, 整流回路によって半波整流される。ただし, 半波整流される界磁電流は電圧確立過程のある期間 (実験結果ではコンデンサ投入後 0.07 秒から 0.13 秒間) だけ有効に作用する。従って, 半波整流される界磁電流の自励作用と発電機の飽和特性およびコンデンサの充電特性より決まる電圧まで上昇する。特殊制動巻線の作用は通常の制動巻線と同様である。電圧確立においては, コンデンサ投入によるギャップ磁界の急変により, 電機子反作用の

変化によって回路に誘導電流が流れる。従って, 高調波磁界を打消すように作用する。

5. あとがき

以上, 本論文はブラシレス自励正弦波単同期発電機の原理, 近似特性解析および実験結果について述べた。

近似特性解析では正相分回転磁界に着目し, 特性を考察した。本発電機はブラシレス自励方式であり, しかも平衡二相界磁巻線と特殊制動巻線を施すことによって原理的に負荷端子電圧波形は正弦波となり, かつそれを実験により確認した。抵抗負荷において, 負荷変動に伴う負荷端子電圧の変動は小さくなることが実験結果によって明らかとなった。

従って, 特性解析と実験結果から本方式のブラシレス自励単同期発電機は, 正弦波電圧を要求する小容量単相負荷に適用可能と考えられる。

なお, 発電機の特制制動巻線の設計および回転子巻線の簡略化ならびに磁路の飽和と逆相分回転磁界を考慮した特性解析などの検討は次の機会に譲りたい。

終りに, 本研究に対して御討論いただいた本学大学院博士課程 深見 正君に感謝を表する。

(昭和 63 年 3 月 22 日受付, 同 63 年 9 月 5 日再受付)

文 献

- (1) I. R. Smith, J. M. Raven & S. K. Tso: "Brushless and self-excited single-phase alternator", *Proc. Instn. Elect. Engrs.*, **114**, 1089 (1967-8)
 - (2) 野中・牟田: 「ブラシなし自励形単相同期発電機の特性」, 電学誌, **91**, 1291 (昭 46-7)
 - (3) 野中・袈裟丸: 「励磁機なしブラシレス三相同期発電機」, 同上, **105**, 851 (昭 60-10)
 - (4) 野中・袈裟丸・武田: 「励磁機なしブラシレス 4 極単相同期発電機の電圧制御について」, 昭 62 電気学会全大, No. 780
 - (5) F. Shibata: "Electric Machine Arrangements Including Electric Rotating Machines", US Patent, No. 3573578 (1969)
 - (6) 柴田: 「単相ブラシなし同期機」, 特許第 801991 号 (昭 43)
 - (7) F. Shibata, T. Kohrin: "A Brushless, Self-Excited Single-phase Synchronous Generator Operating with Load and Exciting Currents Flowing in Armature", *IEEE Trans. Energy Conversion*, **EC-2**, 254 (1987-6)
 - (8) F. Shibata: "Construction of single-phase electric rotating machine", US Patent, No. 4656410 (1987)
 - (9) 柴田・直江: 「励磁供給巻線を有するブラシレス自励単相同期発電機」, 昭 62 電気関係学会北陸支部連大, A-31
 - (10) 柴田: 「回転電気機械の構造」, 公開特許公報昭 61-288755
 - (11) F. Shibata, T. Fukami: "A Brushless and Exciterless Polyphase Synchronous Motor", *IEEE Trans. Energy Conversion*, **EC-2**, 480 (1987-9)
-