

# ブラシレス交流発電機

## Brushless A. C. Generators

横 田 馨\* 梶 原 達 郎\* 原 弘\*\*  
 Kaoru Yokota Tatsuo Kajihara Hiroshi Hara

### 内 容 梗 概

最近の産業の発達は中容量以下の交流発電機を周囲条件の過酷な場所に設置し、保守、点検を絶無にすることを要求している。これらを一度に解決する方法としてスリップリング、ブラシのないブラシレス交流発電機の開発が望まれるようになってきた。日立製作所では、これらの要望にこたえるためブラシレス交流発電機の試作研究を進めるとともに、今回自家電源設備として 300 kVA ブラシレス交流発電機を製作したので、その理論的解析および試験結果の概要を述べる。

### 1. 緒 言

自励複巻交流発電機の出現により電圧変動特性のすぐれた発電機を得ることができたが、さらに最近の産業の発達は

- (1) 周囲条件の過酷な場所 (たとえば塩素ガス、亜硫酸ガス、油気、じんあいなどを含んだ場所) にて運転する場合
- (2) ある種の水力、火力発電機に対してスリップリング、ブラシのない交流発電機

の出現を要求する気運にある。これら要求を満足させるために新しい形の交流発電機として、ブラシレス交流発電機がクローズアップされてきた。

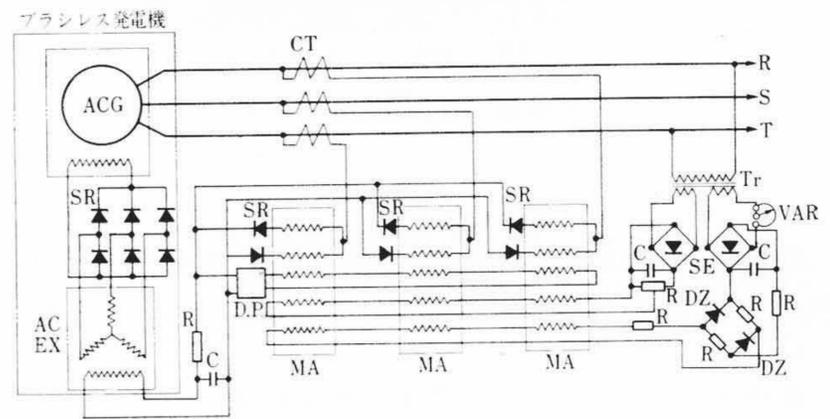
ブラシレス交流発電機はシリコン整流器の発達により、大容量機に対しても実用化の段階<sup>(1)</sup>にはいり、日立製作所でもすでに 100 kVA ブラシレス交流発電機の試作を完了するとともに、今回、自家電源設備として 300 kVA ブラシレス交流発電機を製作した。これを機会にブラシレス交流発電機の理論的解析および 300 kVA ブラシレス交流発電機の各種試験結果を得たので、以下にその概要を説明する。

### 2. ブラシレス交流発電機の概要

ブラシレス交流発電機の励磁方式は、従来の直流励磁機の電機子のかわりに交流発電機の回転子と同一軸に回転電機子形の交流励磁機を取り付け、シリコン整流器を組合せた直流変換装置で発電機の界磁に励磁電力を供給する方式である。そのためスリップリング、ブラシのようなしゅう動機構を完全になくした構造となっている。

第1図はブラシレス交流発電機の概略結線図を示したものである。

交流発電機の無負荷励磁電流は、発電機端子より特殊変流器二次回路→磁気増幅器→交流励磁機界磁→シリコン整流器を通して得られる。負荷が印加されたときの発電機電圧降下の補償は、各相に接続された特殊変流器により行なわれる。すなわち発電機端子電圧と変流器二次電流とをベクトルの合成したものを磁気増幅器の入力とし、その直流出力を交流励磁機界磁巻線に加えることにより、負荷のいかにかわらず端子電圧をほぼ一定に保たせるようにしたものである。そのため複巻特性をもち、急激な負荷変動に対しても電圧の回復時間の早い特性をもった交流発電機とすることができる。電圧の補正は周波数の影響のないツェナーダイオードにより電圧検出を行ない、磁気増幅器の等価インピーダンスを変えることにより行なわれる。



ACEX: 交流励磁機 MA: 磁気増幅器  
 ACG: 交流発電機 R: 抵抗器  
 C: コンデンサ SE: セレン整流器  
 CT: 特殊変流器 SR: シリコン整流器  
 D.P.: 乱調防止装置 Tr: 変圧器  
 DZ: ツェナーダイオード VAR: 電圧調整用抵抗器

第1図 ブラシレス交流発電機の概略結線図

### 3. ブラシレス交流発電機の特長

ブラシレス交流発電機は、従来の自励複巻交流発電機、直流励磁機付交流発電機に比較して下記のような特長をもっている。

- (1) 発電機にスリップリング、ブラシがないのでしゅう動部の保守点検が不要になる。
- (2) 直流励磁機付交流発電機に比較して整流子がないので整流に関するトラブルが絶無になる。
- (3) 整流子、スリップリング、ブラシがないので過酷な周囲条件に耐える。
- (4) 交流励磁機、整流器を発電機と同一軸に配置できるので据付面積が小さくてすむ。

以上のようにブラシレス交流発電機は多くの特長をもっているが、交流発電機、交流励磁機、整流器の個々の特性測定、整流器故障検出が励磁機構造上困難である欠点をもっている。

### 4. 交流励磁機

#### 4.1 交流励磁機計画上の問題点

交流励磁機は回転電機子形3相交流発電機であるが、計画にあたり特別の考慮をはらう必要がある。すなわち励磁機周波数の選定、整流器の転流現象、過渡時の整流器容量などが問題となり、計画時にこの値を推定することが、交流励磁機仕様決定の重要な因子となる。

交流励磁機周波数の選定にあたっては、励磁機の時間遅れを小さくするために、設計上の種々のかねあいの中で周波数を極力大きくする必要がある。また整流器に対しては、定常時の電圧、電流のみならず、発電機の短絡時などの過渡時に発電機界磁に誘起する電流

\* 日立製作所日立工場

\*\* 日立製作所日立研究所

にも十分耐えるよう選定しなければならない。この場合発電機界磁に誘起する最大界磁電流は、三相突発短絡時で短絡後の界磁電流と短絡前の界磁電流の比 $K$ は

$$K < 1 + 2 \frac{x_d - x_d'}{x_d'}$$

ただし、 $x_d$ : 直軸同期リアクタンス (P.u)  
 $x_d'$ : 直軸過渡リアクタンス (P.u)

したがって、整流器素子は定格界磁電流の $K$ 倍以上に耐える電流量をもたなければならない。また逆耐電圧に対しては $1.05 E_f$  ( $E_f$ は発電機の界磁電圧)以上に耐え得るよう選定しなければならない。

#### 4.2 交流励磁機の構造

交流励磁機の構造は回転電機子形で界磁は固定子側にあり、電機子コイルは回転子側にある。固定子の構造は設計上の種々のかねあいより選定される周波数によって定まり、極数の多い少ないによって凸極形か円筒みぞ形にされる。回転電機子は交流発電機と直結された同一軸上か、または共通軸に取り付けられる。

交流励磁機の出力は、軸中心を通したリード線で軸端の整流装置まで引き出し、整流器の直流出力側は、同じく軸中心を通したリード線で交流発電機界磁巻線に接続される。

整流器結線は6相グレッツ(3相全波)で、整流器素子にはシリコン整流器が採用される。整流器素子は2枚の円板に取り付けられる。この場合回転子に組み込まれた整流素子は、回転により遠心力および振動を受けるので、機械的強度に対して十分検討されねばならない。

#### 4.3 交流励磁機の電機子反作用および界磁電流

ブラシレス交流発電機では、負荷飽和曲線は発電機端子電圧と励磁機界磁電流の関係として測定されるから、設計時にはこの算定を要する。すなわち、発電機界磁電流に対応する励磁機電機子電流を整流回路から算定し、その電機子反作用を求めねばならない。

整流回路直流側(発電機界磁巻線)のインダクタンス無限大、整流器順方向電圧降下 $E_f$ 一定という仮定のもとで、励磁機電機子電流は

$$0 \leq \omega t \leq u: \frac{I}{I_{dc}} = \frac{1}{2} (1 - e^{-\frac{\omega t}{K_1}}) + K_2 \left\{ e^{-\frac{\omega t}{K_1}} \sin(\beta - \alpha) + \sin(\omega t - \beta + \alpha) \right\} \dots (1)$$

$$u \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}: \frac{I}{I_{dc}} = 1 \dots (2)$$

$$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + u: \frac{I}{I_{dc}} = 1 - \frac{1}{2} \left\{ 1 - e^{-\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)/K_1} - K_2 \left\{ e^{-\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)/K_1} \sin(\beta - \alpha) + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \beta + \alpha\right) \right\} \right\} \dots (3)$$

$$\frac{2\pi}{3} + u \leq \omega t \leq \pi: I = 0 \dots (4)$$

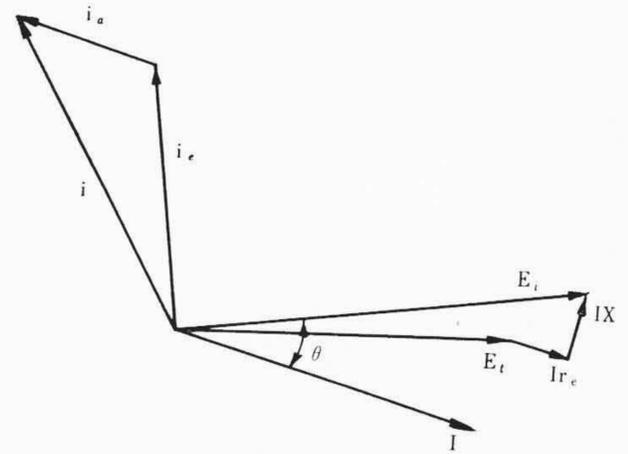
と表わされる。

ここで

$$K_1 = \frac{X}{r_e}, K_2 = \frac{\sqrt{3}}{2Z} \cdot \frac{E_m}{I_a}, \sin \beta = \frac{X}{Z}, Z = \sqrt{r_e^2 + X^2}$$

であり

- $I$ : 励磁機電機子電流
- $I_{dc}$ : 発電機界磁電流
- $X$ : 転流リアクタンス
- $u$ : 転流角



- $I$ : 電機子電流
- $E_i$ : 誘起電圧
- $E_t$ : 端子電圧
- $r_e$ : 電機子抵抗
- $X$ : 電機子漏えいリアクタンス
- $i_e$ : 誘起電圧に対応する界磁電流
- $i_a$ : 電機子反作用を打消すに要する界磁電流

第2図 交流励磁機電機子電圧、界磁電流ベクトル図

- $\omega$ : 励磁機周波数
- $\alpha$ : 点流角
- $r_e$ : 励磁機電機子抵抗

として

$$\alpha = \sin^{-1} \left( -\frac{I_a \cdot r_e}{\sqrt{3} E_m} \right)$$

である。転流リアクタンス $X$ としては、実験結果から電機子漏えいリアクタンスが妥当である。

次に、発電機界磁電流に対応する励磁機誘起電圧の最大値は、

$$E_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{\left\{ r_f + \left( 2 - \frac{3}{2\pi} \cdot u \right) r_e \right\} I_{dc} + 2 E_f}{\cos \alpha + \cos(u + \alpha)} \dots (5)$$

である。一般に転流現象に対する交流側抵抗の影響は $r_e/X \leq 1$ ならば無視でき<sup>(2)</sup>、かつ交流機の電機子ではこの条件が満たされるから、上式は簡略される。したがって $r_e=0, \alpha=0$ として $[I]_{\omega t=0} = I_{dc}$ を(1), (5)式に代入して転流角が求められ、電機子電流波形が定まる。

所望の電機子反作用はこの電機子電流波形を調波分析し、基本波成分について算定すれば十分である。(1)~(4)式をフーリエ展開して得られる各調波電流

$$\left. \begin{aligned} I_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \cdot I_{dc} \cdot \sin(n \cdot \omega t + \varphi_n) \\ \varphi_n &= \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (n=1, 2, 3, \dots) \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

の基本波実効値は

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cdot I_{dc} \dots (7)$$

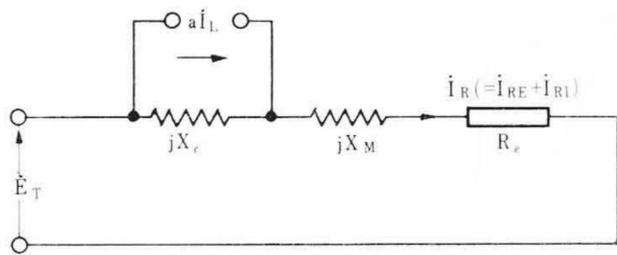
$$a_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} (1-c) \cos u - \frac{3}{\pi} (1-c) \sin u + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} c \cos 2u - \frac{3}{4\pi} c \sin 2u - \frac{3}{2\pi} c u + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} c \dots (8)$$

$$b_1 = \frac{3}{\pi} (1-c) \cos u - \frac{\sqrt{3}}{\pi} (1-c) \sin u + \frac{3}{4\pi} c \cos 2u + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} c \sin 2u + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} c \cdot u + \frac{9}{4\pi} c \dots (9)$$

$$c = \frac{\pi \cdot r_f}{3 \times (1 + \cos u)} \dots (10)$$

となり、その反作用を打ち消すに要する励磁機界磁電流は周知のように

$$i_a = 1.35 \frac{N_{ep} \cdot K_w}{P \cdot N_p} \cdot K_{dm} \cdot I_1 \dots (11)$$



$E_T$ : 発電機の端子電圧  
 $I_L$ : 負荷電流  
 $I_R$ : 交流側換算の励磁機界磁電流  
 $X_c$ : 特殊変流器の二次リアクタンス  
 $X_M$ : 磁気増幅器の等価リアクタンス  
 $R_{fe}$ : 交流側換算の励磁機界磁抵抗  
 $a$ : 特殊変流器の変流比

第3図 一相の等価回路

ただし、 $P$ : 励磁機極数  
 $N_p$ : 励磁機界磁巻数  
 $N_{ep}$ : 直列導体数  
 $K_w$ : 基本波に対する巻線係数  
 $K_{dm}$ : 減磁係数

で与えられる。

励磁機誘起電圧  $E_i = E_m / \sqrt{2}$  を得るに要する励磁機界磁電流  $i_e$  を励磁機単独の無負荷飽和曲線から求めれば、第2図のベクトル図から励磁機界磁電流は

$$i = \sqrt{i_a^2 + i_e^2 + 2i_a \cdot i_e \sin \theta} \dots\dots\dots (12)$$

で与えられる。ここに  $\theta$  は電機子基本波電流と励磁機誘起電圧の相角であり、 $\theta = \phi_1 - \alpha$  として求められる。

### 5. 励磁と電圧補正回路

第1図の一相の等価回路を示すと第3図のようになる。

第3図で発電機端子電圧  $\dot{E}_T$  および発電機負荷電流  $\dot{I}_L$  により得られる交流励磁機界磁電流の交流換算励磁電流をそれぞれ  $\dot{I}_{RE}$ ,  $\dot{I}_{RI}$  とすれば磁気増幅器が飽和しないところでは、 $X_M$  が一定であるから付録1より

$$\frac{\dot{I}_{RI}}{\dot{I}_{RE}} = \frac{X_S \dot{I}_L}{\dot{E}_T} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、 $X_S$ : 交流発電機、励磁機を含めた等価同期リアクタンス

(13)式からわかるように発電機無負荷端子電圧は  $\dot{I}_{RE}$  により得られ発電機、励磁機を含めた電機子反作用による発電機端子電圧降下は  $\dot{I}_{RI}$  により補正され、発電機端子電圧をほぼ一定に保つように励磁回路は作動する。

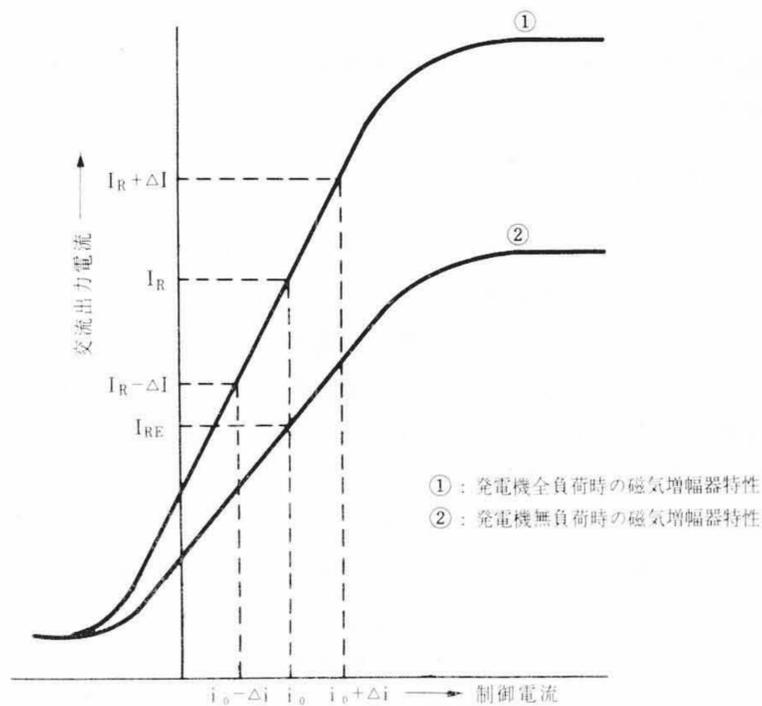
前述したように発電機端子電圧と特殊変流器により発電機、励磁機を含めた固有の電圧降下の大半を補償することができるが、原動機の回転数変動および磁気回路の飽和などの影響が発電機端子電圧を変える原因になる。したがって電圧変動率をさらに小さくするためには電圧補正回路を付加する必要がある。

電圧補正回路は発電機端子電圧→電圧検出回路→磁気増幅器→励磁機界磁回路→シリコン整流器→発電機界磁回路で形成される。一方、交流側換算の界磁電流  $\dot{I}_R (= \dot{I}_{RE} + \dot{I}_{RI})$  は付録1より

$$I_R^2 = \frac{1}{R_{fe}^2 + (X_{fc} + X_M)^2} \cdot \{E_T^2 + a^2 I_L^2 X_c^2 + 2a I_L X_c E_T \sin \phi\} \dots\dots\dots (14)$$

となるから特殊変流器の仕様が決まると  $X_M$  を変えることにより  $I_R$  の大きさを変え電圧の補正を行なうことができる。

第4図で電圧変動に比例する直流電流  $\Delta i$  を電圧検出器により検出し、これを磁気増幅器制御巻線に流すことにより磁気増幅器の等価インピーダンスを変え増幅器出力電流を調整して電圧の補正を



第4図 磁気増幅器の特性

する。

補正回路系の利得は補正回路がない場合の磁気増幅器の特性とも関係するので、設計製作にあたり十分考慮をはらう必要がある。

### 6. 過渡特性

ここでは動力用電源設備として用いられる場合に最も問題となる負荷の投入および遮断時の電圧変動の算定法について述べる。

#### 6.1 低力率負荷投入

負荷の投入により発電機端子電圧は、ある一定値まで降下を続けようとするが、自動電圧調整器がこれを補償するように働く。一般にこの種の発電機は、複巻特性をもった自励装置を有するから、負荷の変動とともにステップ的に励磁電圧（ここでは交流励磁機界磁電圧）の変化が与えられる。この過渡特性を一定励磁における変化と複巻効果との重畳として考える。

負荷投入の際の励磁機界磁電流の増加分は、整流回路によって短絡されることもなく、励磁機電機子電流が対応して増加することが実験的にも確かめられた。したがって、解析は直流励磁機による励磁の場合と同様に行なうことができる。通常行なわれる Park 氏の式<sup>(8)</sup>を用いるに際して、交流励磁機の電機子インピーダンスを無視し得るとする。

このときは、回転数変動、次過渡リアクタンス、電機子過渡現象および飽和を無視するという条件のもとで、次の電圧および磁束鎖交の式が成り立つ。

$$E_d = -\psi_d - r I_d \dots\dots\dots (15)$$

$$E_q = \psi_q - r I_q \dots\dots\dots (16)$$

$$\psi_d = G(P) E - X_d(P) I_d \dots\dots\dots (17)$$

$$\psi_q = -X_q I_q \dots\dots\dots (18)$$

ただし

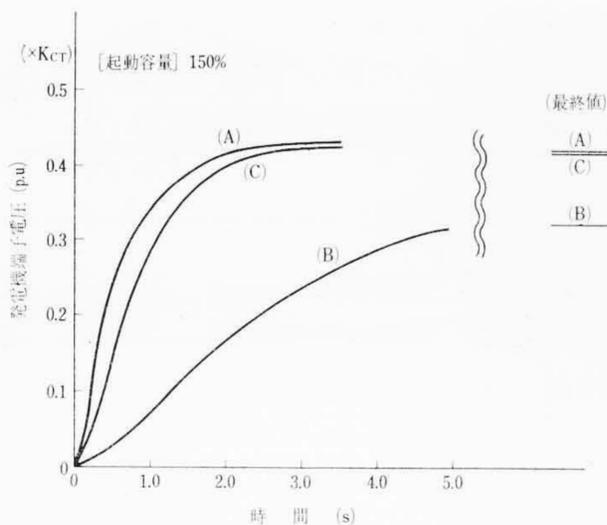
$$G(P) = \frac{1}{1 + P T_{d0}'}, \quad x_d(P) = \frac{x_d + x_d' P T_{d0}'}{1 + P T_{d0}'} \dots\dots (19)$$

である。ここで、式中の文字は慣用に従い、かつ単位法を用いる。

#### (i) 一定励磁

負荷インピーダンス  $Z_L$  を発電機内部インピーダンスを含めて考えれば負荷投入は短絡として取り扱いうるから、短絡前の  $\dot{I}_{d0} = 0$ ,  $\dot{I}_{q0} = 0$ ,  $E_{d0} = 0$ ,  $E_{q0} = 1$  なる動作状態に  $\Delta E_d = -E_{d0} \cdot 1$ ,  $\Delta E_q = -E_{q0} \cdot 1$  なる等値反方向の変化を与えることにより解がえられる。すなわち、発電機励磁電圧の変化  $\Delta E = 0$  として

$$\begin{aligned} X_q \cdot \Delta I_{q1} - R \Delta I_{d1} &= -E_{d0} \cdot 1 = 0 \\ -X_d(P) \Delta I_{d1} - R \Delta I_{q1} &= -E_{q0} \cdot 1 \end{aligned}$$



曲線 A:  $E_{t2} = 0.43 K_{cT} (1 - e^{-1.62t})$   
 曲線 B:  $E_{t2} = 0.28 K_{cT} (1.28 + 0.54e^{-1.62t} - 1.82e^{-0.48t})$   
 曲線 C:  $E_{t2} = 2.92 K_{cT} (0.15 - 0.24e^{-1.62t} + 0.09e^{-4.23t})$   
 [交流励磁機定数] A: 自励  
 B:  $x_d = 0.93, x_q = 0.62, x_d' = 0.32, T_{d0}' = 1.80$  [s]  
 C:  $x_d = 0.97, x_q = 0.53, x_d' = 0.36, T_{d0}' = 0.21$  [s]

第5図 複巻効果による回復電圧

$$E_{T1} = Z_L \mathcal{I}I_1 = Z_L [(\mathcal{I}I_{d1})^2 + (\mathcal{I}I_{q1})^2]^{\frac{1}{2}}$$

を解けばよい。ここに

$$X_d(P) = X_d(P) + x_L, \quad X_q = x_q + x_L$$

$$R = r + r_L, \quad Z_L = \sqrt{r_L^2 + x_L^2}$$

であり、添字“1”は一定励磁を意味する。この解は

$$E_{T1} = \frac{x_L}{x_d' + x_L} \left[ \frac{x_d' + x_L}{x_d' + x_L} - \left( \frac{x_d' + x_L}{x_d + x_L} - 1 \right) e^{-\frac{x_d + x_L}{x_d' + x_L} \cdot \frac{1}{T_{d0}'} \cdot t} \right] \cdot 1 \quad \dots \dots \dots (20)$$

(ii) 複巻効果

この場合には、 $\Delta E_d = 0, \Delta E_q = 0$  とし、発電機励磁電圧の変化  $\Delta E$  による発電機端子電圧の変化を求める。すなわち

$$G(P) \Delta E - X_d(P) \Delta \mathcal{I}I_{d2} - R \mathcal{I}I_{q2} = 0$$

$$X_q \mathcal{I}I_{q2} - R \Delta \mathcal{I}I_{d2} = 0$$

$$E_{T2} = Z_L \cdot \mathcal{I}I_2$$

を解けばよい。ただし、添字“2”は複巻効果による変化量を意味する。

ここで  $\Delta E$  は励磁機界磁に与えられるステップ的な励磁電圧の変化  $\Delta E_e = K_{cT} \cdot 1$  を励磁機の伝達関数  $\frac{K_e}{1 + P T_{dzc}'}$  に作用させることにより

$$\Delta E = \frac{K_e}{1 + P T_{dzc}'} \cdot K_{cT} \cdot 1 = \frac{Z_{Le} \cdot Z_{qe}}{X_{qe} \cdot X_{de}(P) + R_e^2} \cdot G_e(P) \cdot K_{cT} \cdot 1 \quad \dots \dots \dots (21)$$

として与えられる。ここに、添字“e”は励磁機を意味し、 $K_{cT}$  は複巻特性を与える励磁系のゲインであり、 $T_{dzc}'$  は負荷時時定数で励磁機電機子電流から励磁機に対する負荷インピーダンスを求めて算定する。しかして、前述のとおり発電機界磁電流と励磁機電機子電流は1対1の対応を示すから、発電機界磁電流を知ればよい。すなわち、発電機への負荷投入に対応する励磁機への投入負荷は発電機界磁電流の変化

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{fd} &= \frac{x_{afd}}{x_{ffd}} \cdot \frac{X_q}{X_q X_d' + R^2} \cdot e^{-\alpha t} \\ \alpha &= \frac{1}{T_{dz}'} = \frac{X_q \cdot X_d' \cdot R^2}{X_q \cdot X_d + R^2} \cdot \frac{1}{T_{d0}'} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (22)$$

の整流回路交流側への換算値をもって定める。投入前の励磁機電機子電流は初期負荷となり、両者の並列接続が励磁機負荷インピーダンスとなる。簡単のために初期負荷に対するインピーダンスを用いて時定数を安全側に計算する。以上のようにして、解は

$$E_{T2} = \frac{Z_L \cdot Z_q}{X_q \cdot X_d' + R^2} \cdot \frac{Z_{Le} \cdot Z_{qe}}{X_{qe} \cdot X_{de}' + R_e^2} K_{cT} \cdot \alpha_0 \cdot \alpha_{0e} \times \left[ \frac{1}{\alpha \alpha_e} + \frac{1}{\alpha(\alpha - \alpha_e)} \cdot e^{-\alpha_e t} \right] \dots \dots \dots (23)$$

$\alpha_0, \alpha$  はそれぞれ  $T_{d0}', T_{dz}'$  の逆数である。

負荷投入時の発電機端子電圧は  $E_{T1}$  と  $E_{T2}$  の和で与えられる。ここでは計算の詳細を省略するが、交流励磁機をもつための通常の自励式と異なる複巻効果について示せば第5図のとおりである。曲線Aは自励複巻式の場合に相当し、Bは発電機の開路界磁時定数1.02秒に対して励磁機のそれが1.8秒の場合の例である。それに対して、時定数を小さく(0.21秒)すれば、電圧回復特性は曲線Cに示すようになり速応性が改善され、自励複巻式の特性に近づいている。

6.2 負荷遮断特性

負荷遮断時の発電機端子電圧の上昇も負荷投入時と同様に計算できる。負荷の遮断は遮断前の電流と等値反方向の電流を供給することであるから、電圧方程式から明らかなように、発電機端子電圧の直軸分は遮断瞬時に0となり、遮断後の電圧変化は横軸分のみとなる。

(i) 一定励磁

$\Delta E = 0$  とし、 $\mathcal{I}I_d = -I_{d0} \cdot 1, \mathcal{I}I_q = -I_{q0} \cdot 1$  なる変化を与えれば

$$E_{q1} = x_d(P) I_{d0} \cdot 1 + r I_{q0} \cdot 1$$

となり、これを解いて

$$\left. \begin{aligned} E_{q1} &= \frac{X_q}{Z_q} [x_e + r + (x_d' - x_d) e^{-\frac{1}{T_{d0}'} \cdot t}] \cdot I_0 \cdot 1 \\ I_0 &= [(I_{d0})^2 + (I_{q0})^2]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} \dots (24)$$

がえられる。ただし、 $I_0$  は遮断前の負荷電流である。

(ii) 複巻特性

$\Delta \mathcal{I}I_d = 0, \Delta \mathcal{I}I_q = 0$  として

$$E_{q2} = G(P) \cdot \Delta E$$

を解く。 $\Delta E$  は複巻特性により励磁機界磁に与えられた励磁電圧の変化  $\Delta E_e = -K_{cT} \cdot 1$  に対して

$$\begin{aligned} \Delta E &= -\frac{K_e}{1 + P T_{dzc}'} \cdot K_{cT} \cdot 1 \\ &= -K_{cT} \cdot \frac{Z_{Le} Z_{qe}}{X_{qe} \cdot X_{de}(P) + R_e^2} \cdot G_e(P) \cdot 1 \dots \dots \dots (25) \end{aligned}$$

と与えられる。したがって解は

$$\begin{aligned} E_{q2} &= -K_{cT} \frac{Z_{Le} Z_{qe}}{X_{qe} X_{de} + R_e^2} \\ &\times \left[ 1 + \frac{\alpha_0 \alpha_e}{\alpha_0 - \alpha_e} \left( \frac{1}{\alpha_0} e^{-\alpha_0 t} - \frac{1}{\alpha_e} e^{-\alpha_e t} \right) \right] \dots \dots \dots (26) \end{aligned}$$

となる。ここでも励磁機の負荷インピーダンスは発電機界磁電流の変化分

$$\Delta i_{fd} = -\frac{X_q}{Z_q} \cdot \frac{x_{afd}}{x_{ffd}} \cdot i \cdot e^{-\alpha_0 t} \dots \dots \dots (27)$$

から求める。計算を簡単化するためには、この場合は、安全側に、界磁電流の変化分  $\Delta i_{fd}$  の  $t=0$  における値(最小値)を用いるべきである。

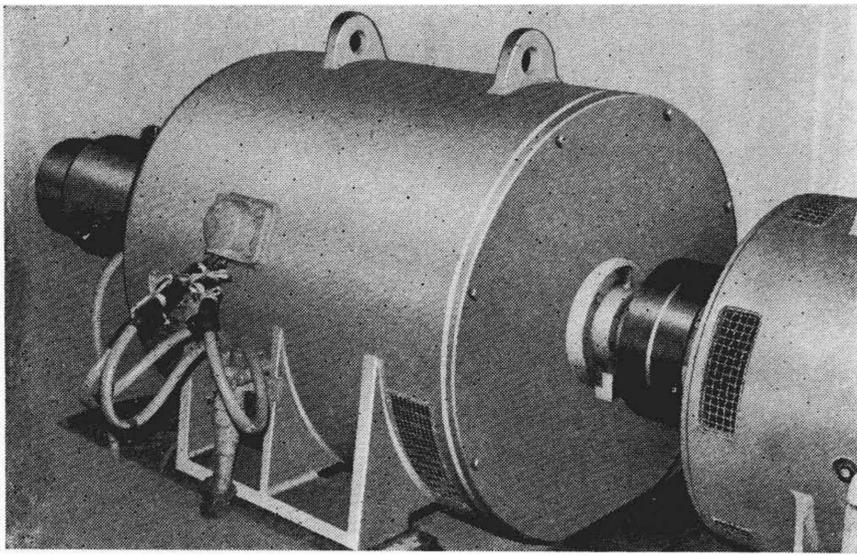
負荷遮断時の端子電圧は  $E_{q1}$  と  $E_{q2}$  の和として与えられる。

7. 試験結果

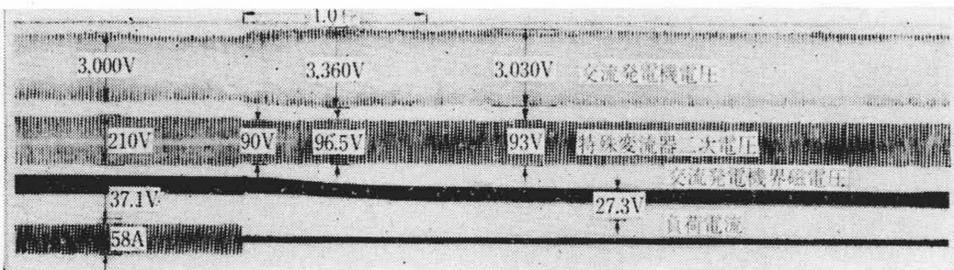
自家電源設備として今回製作された交流発電機、交流励磁機、シリコン整流器の仕様は次のようなものである。

交流発電機

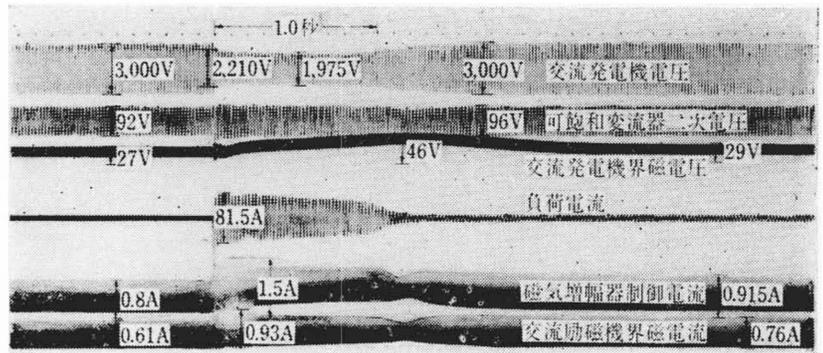
300 kVA, 3,000 V, 50 c/s, 1,500 rpm, 3相, 力率80%



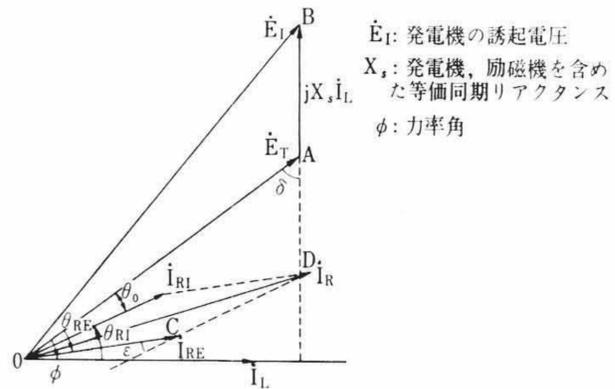
第6図 ブラシレス交流発電機



第7図 力率80%全負荷遮断オシログラム



第8図 100kW誘導電動機起動時のオシログラム



第9図 一相の等価回路のベクトル図

交流励磁機

3kVA, 50V, 1,500rpm, 3相, 力率85%

シリコン整流器

最大許容せん頭逆電圧1,000V, 電流200A, 3相全波結線

接続図も回路の内容も前述したとおりであるが、発電機端子電圧が高圧であるため、特殊変流器2次側は変圧器を通して発電機端子に接続されている。第6図は製作したブラシレス交流発電機の外観を示したものである。

7.1 静的諸特性

整定電圧変動率は、原動機の変動率を3.5%として無負荷から全負荷の間、力率80%で定格電圧の±1.5%以内の範囲にはいっている。また電圧検出回路にツエナダイオードを使用したので、定格周波数の±10%の範囲では周波数による整定電圧変動率の影響はほとんどみられない。

7.2 過渡特性

前記したようにブラシレス交流発電機の性能でいちばん問題になるのは過渡特性である。そのため、設計製作にあたり交流励磁機、磁気増幅器の時定数を小さくし励磁系の速度度を高めるよう考慮されている。

第7図は力率80%、全負荷を遮断したときのオシログラムの一例を示したものである。負荷遮断の最大電圧は定格電圧の12%で1.3秒で定格電圧に整定している。

第8図は100kW, 3,000Vのかご形誘導電動機を起動したオシログラムであるが、これから明らかなように励磁機界磁電流が起動瞬時に増加し電圧調整器の速度性の早いことがわかる。

電氣的過耐量を確認するために三相突発短絡試験を実施したところ、永久短絡電流は定格電流の約2.2倍となり、シリコン整流器、電圧調整器が十分短絡電流に耐えることが確認された。

8. 結 言

以上、ブラシレス交流発電機の理論的解析ならびに試験結果について述べたが、新しい形の交流発電機として、その使用目的によっては今後、大きく発展するものと思われる。本論文がこの種技術開

発の参考にくふんでも役だせば筆者らの幸いとするとところである。

終わりに終始ご指導くださった日立製作所日立工場および日立研究所の関係者に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) J. Dispaux: CIGRE, No. 117, p. 1~6 (1962)
- (2) H. Rissic: The Fundamental Theory of Arc Convertors, p. 108 (1939)
- (3) R. H. Park: T. A. I. E. E., Vol. 48, p. 716~727 (1929)
- (4) 原, 清水: 昭36電気学会東京支部大会論文集 No. 144

付 録 1

第3図から  $\dot{I}_{RE}, \dot{I}_{RI}$  は

$$\dot{I}_{RE} = \frac{\dot{E}_T}{\sqrt{R_{fe}^2 + (X_c + X_M)^2}} \angle \theta_{RE} \dots\dots\dots (28)$$

$$\angle \theta_{RE} = -\tan^{-1} \frac{X_c + X_M}{R_{fe}}$$

$$\dot{I}_{RI} = \frac{a \cdot \dot{I}_L \cdot X_c}{\sqrt{R_{fe}^2 + (X_c + X_M)^2}} \angle \theta_{RI} \dots\dots\dots (29)$$

$$\angle \theta_{RI} = \tan^{-1} \frac{R_{fc}}{X_c + X_M}$$

となる(符号の定義は第3図による)。

(28), (29)式を第9図から  $\theta_{RI} = \theta_{RE} + \frac{\pi}{2}$ ,  $\delta = \frac{\pi}{2} - \phi$  となるから  $\dot{I}_{RI}$  が  $\dot{E}_T$  より  $\theta_0$  おくれているとすれば

$$\theta_0 = -(\phi - \theta_{RI}) = \theta_{RE} + \frac{\pi}{2} - \phi$$

また  $\dot{I}_{RE}$  が  $\dot{I}_{RI}$  よりおくれているとすれば

$$\varepsilon = -(\theta_{RE} - \theta_0) = \frac{\pi}{2} - \phi \dots\dots\dots (30)$$

したがって  $\delta = \varepsilon$  となるから  $\triangle OAB$  と  $\triangle OCD$  は相似形となり(13)式が成立する。

なお、(14)式は第9図で  $I_R^2 = I_{RE}^2 + I_{RI}^2 + 2 I_{RE} \cdot I_{RI} \cos \varepsilon$  となるから、これに(28)~(30)式をそれぞれ代入し整理することにより得られる。