UDC 621.313.332.025.1.011: 621.314.57

論 文

52-B 2

インバータ励磁による単相誘導発電機の電氣的基礎特性について

正 員 小役丸 良 徳 (近畿大)

1. ま え が き

二相誘導機の一方の固定子巻線を単相並列サイリスタインバータの変圧器一次巻線の替りに使用すると、他方の固定子巻線に交流電圧を発生するので、単相発電機として利用できる。

単相並列サイリスタインバータの出力電圧波形は一般に正弦波からかなりひずんでいるが、この結線を用いると、発電機の回転速度 n が同期速度 n_0 付近で出力側にはほぼ正弦波の電圧を発生し、波形が相当改善される。

第1図に結線図を示す。誘導機に着目して考えれば本発電機は二相誘導速度発電機と同じ原理であるから、回転速度が変化すると出力電圧の大きさは変化するが、その周波数は、インバータの動作周波数 f_0 に等しく、 f_0 が一定ならば回転速度に関係なく一定となる。この点で本発電機は単相同期発電機より優れている。これらの点より、本発電機は小容量で単相の独立電源として電子計算機などの予備電源や携帯用発電機にその利用が考えられる。

電力の移動について考える：① 一方の固定子巻線（入力巻線， ds 巻線とする）からインバータの作用で直流から交流に変換された電力が流入し、他方の固定子巻線（出力巻線， qs 巻線とする）から交流電力が取出される。② $0 < n < n_0$ では、発電機は機械的出力を生じ原動機を回転させるが、 $n \geq n_0$ では、原動機は発電機回転軸へ機械的入力进行供給し発電機を回転させる。従って、回転速度が $n \geq n_0$ の適当な値では、発電機の出力は主として回転軸からの機械的入力で行供給され、インバータから供給される電氣的入力は正の僅少な値か、又は負の値となり、インバータは直流の信号を交流に変換するのが主な役目となる。

本論文では、帰還ダイオードのない基本回路のインバータを用いて、 $0 < n < n_0$ の場合の発電機の電氣的

基礎特性について述べる。帰還ダイオードがないときはインバータは電力の回生ができないので、 n の範囲はおのずから $n < n_0$ に制限される。

発電機の特性解析に際して、次の仮定を設ける。

(1) サイリスタは、導通時の抵抗は零、不導通時の抵抗は無限大とする。

(2) インダクタンス L_a は、直流入力電流 i_d を平滑にするほど十分大きいものとする。

(3) 発電機の鉄損は無視する。

2. 入 力 特 性

発電機の入力特性の解析を簡単にするため、次の2項目の近似を行なう。この方法によって導びかれた発電機の交流入力電圧（以後“入力電圧”と言う）は、その概形が推測できるという利点がある。

① 発電機の入力電圧はひずみ波であるが、適用範囲内では大部分は基本波であるので、直列接続と考えたインバータの負荷抵抗 R と負荷インダクタンス L は、何れも周波数によって変化しないものとし、基本波に対する値を用いる。

② ds ①、 ds ② 巻線の抵抗は、発電機の等価回路定数より R を求めるときに考慮する点を除いては省略する。

上の近似に基づいた解析結果⁽¹⁾⁽²⁾は、一般の単相並列インバータには、近似①によりそのまま適用できるが、近似②のためその適用は近似的なものとなる。後で入力特性の正確な解析を行ない、この近似解析と対照する。

〈2・1〉 入力電圧 第1図で、 SCR_1 が導通、 SCR_2 が不導通の期間（以後“ $0 \leq t \leq T/2$ ”と書く）を考えてみる。入力電圧を $v_{as①}(t) \equiv v_i(t)$ とし、ラプラス変換した式を $v_{as①}(S) \equiv v_i(S)$ とすると、

$$\left. \begin{aligned} i_{as①}(t) + i_{as②}(t) &= i_d(t) \equiv I_d \\ i_{as①}(t) - i_{as②}(t) &= i_{as}(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

となり、近似的に⁽³⁾

$$v_i(S) = \frac{\{4C v_i(0+) + i_d(0+)/S - i_{as}(0+)/S\}}{4C \{S^2 + (R/L)S\}} *$$

On the Electric Fundamental Characteristics of the Single-phase Induction Generator Excited with an Inverter. By Yoshinori Koyakumaru, Member (The Second Faculty of Technology, Kinki University)

小役丸良徳：正員，近畿大学第2工学部

第 1 図 結線図

Fig. 1. Connection diagram.

$$\begin{aligned} & * \frac{+R/L\} \{S+R/L\} = \frac{Ri_d(0+)}{S} \\ & + \frac{p_0 S + q_0}{S^2 + (R/L)S + 1/4LC} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

ここで,

$$p_0 = v_i(0+) - Ri_d(0+)$$

$$q_0 = (R/L)v_i(0+) + (1/4C - R^2/L)i_d(0+) - i_{ds}(0+)/4C$$

 $L \geq CR^2$ のときは $\sqrt{L/CR^2 - 1}$ は実数となるから、

(2) 式をラプラス逆変換すると

$$\begin{aligned} v_i(t) &= RI_d + p_0 e^{-\alpha t} \cos \omega t + k_0 e^{-\alpha t} \sin \omega t \\ &= RI_d + E_{im} e^{-\alpha t} \cos(\omega t - \varphi) \dots\dots\dots (3) * \end{aligned}$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} \omega &= (R/2L)\sqrt{L/CR^2 - 1}, \quad \alpha = R/2L \\ k_0 &= (q_0 - p_0 \alpha)/\omega \\ E_{im} &= \sqrt{p_0^2 + k_0^2}, \quad \tan \varphi = k_0/p_0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

〈2・2〉 直流入力電流 回路より次の 3 つの条件式が成立する。

$$v_i(0+) = -v_i(T/2) \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \{E_d - R I_d - v_i(t)\} dt = 0 \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{ds}(0+) = -i_{ds}(T/2) \dots\dots\dots (7)$$

但し, R_{Ld} : インダクタンス L_d の抵抗

$$0 \leq t \leq T/2 \text{ では, } i_{ds} \equiv i_c = 2pCv_i \quad (p = d/dt)$$

であるから、これに (3) 式を適用して導びかれる i_c を、(1) 式より求める

$$i_{ds}(t) \equiv I_d - 2i_{ds}(t) \equiv I_d - 2i_c(t) \dots\dots\dots (8)$$

に代入すると、近似的に

*: $L < CR^2$ のときは $\sqrt{L/CR^2 - 1}$ は虚数となり、 $\omega' = (R/2L) \times \sqrt{1 - L/CR^2}$, $k_0' = (q_0 - p_0 \alpha)/\omega'$, $Kp = (p_0 + k_0')/2$, $Kn = (p_0 - k_0')/2$ とすると、 $v_i(t) = RI_d + p_0 e^{-\alpha t} \cosh \omega' t + k_0' e^{-\alpha t} \times \sinh \omega' t = RI_d + Kp e^{(\omega' - \alpha)t} + Kn e^{-(\omega' + \alpha)t}$ となるが、本実験機では $\sqrt{L/CR^2 - 1}$ は実数となるので $v_i(t)$ は (3) 式で表わされる。

$$i_{ds}(t) = I_d + 2E_{im}\sqrt{C/L} e^{-\alpha t} \cos(\omega t - \varphi - \theta_r) \dots\dots\dots (9)$$

(5), (6) 式に (3) 式を、(7) 式に (9) 式をそれぞれ適用することにより導びかれる 3 つの式より、 φ , I_d , E_{im} を求めると⁽¹⁾,

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{\sin 2\theta_r - \varepsilon^{-\delta} \sin(\omega T/2 - 2\theta_r)}{\sqrt{1 + 2\varepsilon^{-\delta} \cos \omega T/2 + \varepsilon^{-2\delta}}} \\ \sin \varphi &= \frac{\cos 2\theta_r + \varepsilon^{-\delta} \cos(\omega T/2 - 2\theta_r)}{\sqrt{1 + 2\varepsilon^{-\delta} \cos \omega T/2 + \varepsilon^{-2\delta}}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{E_d}{(R + R_{Ld})} \left\{ 1 + \frac{4L}{T(R + R_{Ld})} \frac{\sin 3\theta_r}{\sin \theta_r} \right. \\ &\quad \times \left. \frac{\varepsilon^{-2\delta} + 2\varepsilon^{-\delta} \sin \omega T/2 \cot 3\theta_r - 1}{\varepsilon^{-2\delta} + 2\varepsilon^{-\delta} \cos \omega T/2 + 1} \right\} \\ &= \frac{E_d}{R(1 + R_{Ld}/R)} \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \frac{X_1}{R(1 + R_{Ld}/R)} \right. \\ &\quad \times \left. \frac{\sin 3\theta_r \sin \omega T/2 \cot 3\theta_r - \sinh \delta}{\sin \theta_r \cos \omega T/2 + \cosh \delta} \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{im} &= -2RI_d / \sin 2\theta_r \sqrt{1 + 2\varepsilon^{-\delta} \cos \omega T/2 + \varepsilon^{-2\delta}} \\ &= -\sqrt{2} RI_d / \varepsilon^{-\delta/2} \sin 2\theta_r \sqrt{\cos \omega T/2 + \cosh \delta} \end{aligned} \dots\dots\dots (12)$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} \delta &= RT/4L \\ \cos \theta_r &= R\sqrt{C/L} = R\sqrt{Y_1/X_1} \\ X_1 &= \omega_0 L, \quad Y_1 = \omega_0 C, \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

〈2・3〉 無負荷時の直流入力電流の大きさ及び入力電圧の波形 第 1 図からわかるように無負荷時では発電機は純単相の誘導機となるので、その等価回路は単相誘導機のものと同じになり、固定子入力側から見た等価回路の合成インピーダンスがインバータの負荷インピーダンスとなり、その有効成分の R と無効成分の L に基本波のときの値 R_1 及び L_1 を用いると、

$$Z = R_1 + jL_1 \dots\dots\dots (14)$$

ここで,

$$\begin{aligned} R &= R_1 = R_{ds} + \left(\frac{X_{ds1}^0}{2} \right)^2 \frac{R_{dr}'}{2} \left\{ \frac{1}{s \Delta_{s1}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{(2-s) \Delta_{(2-s)1}} \right\} \\ \omega_0 L &= \omega_0 L_1 = X_1 = X_{ds1} \\ &\quad - \left(\frac{X_{ds1}^0}{2} \right)^2 \frac{X_{dr1}'}{2} \left(\frac{1}{\Delta_{s1}} + \frac{1}{\Delta_{(2-s)1}} \right) \\ \Delta_{s1} &= \{(R_{dr}'/2)/s\}^2 + (X_{dr1}'/2)^2 \\ \Delta_{(2-s)1} &= \{(R_{dr}'/2)/(2-s)\}^2 + (X_{dr1}'/2)^2 \\ X_{ds1} &= x_{ds1} + X_{ds1}^0, \quad X_{dr1}' = x_{dr1}' + X_{ds1}^0 \end{aligned} \dots\dots\dots (15)$$

第 2 図 直流入力電流と回転速度との関係

Fig. 2. Relation between DC input current and speed.

s : すべり, R_{ds} , R_{gs} : 入力巻線 (第 1 図の ds ① 又は ds ② 巻線) の抵抗及び出力巻線の抵抗, x_{ds1} , X_{ds1}^0 : 基本波に対する入力巻線の漏れリアクタンス及び入力側より見た励磁リアクタンス, $R_{dr'}$, $x_{dr1'}$: 固定子入力側に換算した, 回転子巻線の抵抗及び基本波に対する回転子巻線の漏れリアクタンス
実験機の仕様は次の通りである。

二相かご形誘導機; 100 W, 100 V, 4 極

固定子巻線: 平衡二相巻 (但し, 入力巻線, 出力巻線は, 巻回数は等しいが巻線径は異なる)

固定子スロット数: 24

この発電機の定数は 60 Hz で次の値を示した。

$$\left. \begin{aligned} R_{ds} &= 8.800 \, \Omega, \quad R_{gs} = 9.252 \, \Omega \\ R_{dr'} &= 3.695 \, \Omega, \quad X_{ds1}^0 = 74.57 \, \Omega \\ x_{ds1} &= x_{dr1'} = 4.902 \, \Omega \end{aligned} \right\} \dots (16)$$

(16) 式の数値を (15) 式に適用すると, R_1 , L_1 の値が求まり, これらは発電機のすべり s , すなわち, 回転速度 n の関数となる。

$f_0 = 60 \text{ Hz}$, $E_d = 50 \text{ V}$, $C = 10 \, \mu\text{F}$, $L_d = 1.5 \text{ H}$, $R_{Ld} = 3.296 \, \Omega$ (以後, 図面の実測値はこの条件とする) において, 無負荷時の直流入力電流 I_d と回転速度 n との関係を図 2 に示す。図より, 実測値と計算値 [(11) 式] はかなりよく合っていることがわかる。第 3 図に各部の電圧, 電流波形を示す。図より $i_d(t) = I_d$ (一定) という仮定をほぼ満足していることがわかる。

無負荷時の 1,400 rpm における v_i の波形を求めてみる。このときの R_1 , X_1 , α , ω , φ , I_d 及び E_{im} の値を (15) 式, (4), (10), (11) 式, 及び (12) 式より計算すると, (3) 式の v_i が求まる。第 4 図にこの波形を示す。比較のため $v_c (\equiv 2v_i)$ の実際の波形を第 3 図 (a) に示す。

〈2・4〉 入力電圧の実効値 発電機の入力電圧 v_i の実効値を V_i とすると, (3) 式より

$$V_i^2 = R^2 I_d^2 + \frac{4}{T} R I_d E_{im} \int_0^{T/2} \varepsilon^{-\alpha t} \cos(\omega t - \varphi) dt$$

(a) 1,400 rpm (b) 1,700 rpm

第 3 図 電流・電圧の波形

Fig. 3. Waveforms of current and voltage.

第 4 図 入力電圧の波形

Fig. 4. Waveform of input voltage.

第 5 図 入力電圧と回転速度との関係

Fig. 5. Relation between input voltage and speed.

$$\begin{aligned} & + \frac{E_{im}^2}{T} \int_0^{T/2} \varepsilon^{-2\alpha t} dt \\ & + \frac{E_{im}^2}{T} \int_0^{T/2} \varepsilon^{-2\alpha t} \cos 2(\omega t - \varphi) dt \dots (17) \end{aligned}$$

上式を計算することにより⁽²⁾,

$$\begin{aligned} V_i &= E_d \sqrt{1 + \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{X_1 Y_1} (\sin 5\theta_r - 2 \sin \theta_r)}{\sin^2 2\theta_r (\cos \omega T/2} *} \\ & * \frac{\sin \omega T/2 + \{\sqrt{X_1 Y_1} (\cos 5\theta_r - 2 \cos \theta_r)}{\cosh \delta} *} \\ & * \frac{+X_1/R \sinh \delta}{\left(1 + \frac{R L_d}{R}\right) \left\{1 + \frac{2}{\pi} \right.} \end{aligned}$$

$$\times \frac{X_1}{R(1+R_{Ld}/R)} \frac{\sin 3\theta_r}{\sin \theta_r} \times \left\{ \frac{\sin \omega T/2 \cot 3\theta_r - \sinh \delta}{\cos \omega T/2 + \cosh \delta} \right\} \dots (18)$$

無負荷時の入力電圧の実効値 V_i の回転速度による変化を (18) 式により近似計算して第5図に示す。近似計算では発電機の ds 巻線の抵抗 R_{ds} を省略している、 $V_i \approx V_c/2$ (V_c : v_c の実効値) となる。

3. 入力電圧の高調波

インバータの負荷インピーダンス $z=R+pL$ は入力側から見た発電機の等価回路の合成インピーダンスであるから、発電機にひずみ波の入力電圧 v_i が加わると、 R , L は v_i に含まれる周波数によって変化する。それゆえ、 ds 巻線の抵抗 R_{ds} を考慮し、且つ v_i に含まれる高調波周波数に対する R , L を求めると、 v_i の高調波成分が求まる。これより v_i 及び直流入力電流 I_d が正確に導びかれる。

〈3・1〉 i_{ds} , v_{ds} 及び v_i の i_i による表示 v_i , v_i の高調波成分及び I_d などを正確に導びくために、 i_{ds} , v_{ds} 及び v_i を次に示す i_i の関数として表わしてみる。

一定の直流入力電流 I_d はインバータの交流側から見れば矩形波となるから、これを $i_i(t)$ で表わすと、

$$i_i(t) = \frac{4I_d}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin(2m+1)\omega_0 t}{2m+1} \dots (19)$$

但し、 $(2m+1)$: 高調波の次数 ($m=0, 1, 2, \dots$)

上式で、一般式で表わした $(2m+1)$ 次高調波(以後、まぎれる恐れのないときは“高調波”と言う)の実効値 $\dot{I}_{i(2m+1)}$ は、

$$\dot{I}_{i(2m+1)} = 2\sqrt{2} I_d / (2m+1)\pi \dots (20)$$

$0 \leq t \leq T/2$ では、第1図の直流電源、 ds ①巻線、SCR₁ の回路で、 ds ①巻線の逆起電力を e_{ds} とすると、

$$v_{ds①} \equiv v_i = R_{ds} i_{ds①} + e_{ds} \dots (21)$$

ds ①, ds ②巻線及び C の回路では、

$$2e_{ds} = R_{ds}(i_{ds②} - i_{ds①}) + i_{ds②}/pC \dots (22)$$

上の2式より、

$$i_{ds②}/pC \equiv v_i - 2v_i - R_{ds} I_d \dots (23)$$

いま、

$$v_{ds} \equiv v_{ds①} - R_{ds} i_{ds②} \dots (24)$$

とおくと、 $v_{ds} = R_{ds} i_{ds} + e_{ds}$ となり、一般の誘導機の高調波の電圧方程式と同じになる。

(8) 式を (23), (24) 式に適用して $i_{ds②}$ を消去した2つの式(交流で一周期にわたって考えるから、 I_d を i_i に、 $v_{ds①}$ を v_i に置きかえる)と $z = v_{ds}/i_{ds}$

とを1つにまとめると、

$$\begin{bmatrix} z & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 4pC \\ R_{ds} & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ v_{ds} \\ v_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1+2pCR_{ds} \\ R_{ds} \end{bmatrix} [i_i] \dots (25)$$

これより、

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ v_{ds} \\ v_i \end{bmatrix} = \frac{1}{1+2pC(2z-R_{ds})} \times \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ z+pCR_{ds}(2z-R_{ds}) \end{bmatrix} [i_i] \dots (26)$$

〈3・2〉 入力電圧の高調波 (26) 式第3行の v_i の高調波実効値 $\dot{V}_{i(2m+1)}$ (大きさ: $V_{i(2m+1)}$, 位相遅れ: $\theta_{i(2m+1)}$) は、(20) 式を適用して、

$$\begin{aligned} \dot{V}_{i(2m+1)} &= \frac{2\sqrt{2} I_d}{(2m+1)\pi} * \\ &* \frac{\{X_{2m+1}/Y_{2m+1} + R_{ds}(2R_{2m+1} - R_{ds})\}}{2(2R_{2m+1} - R_{ds})} * \\ &* \frac{-R_{ds}}{-j(1/Y_{2m+1} - 4X_{2m+1})} \dots (27) \end{aligned}$$

ここで、

$$Y_{2m+1} = (2m+1)\omega_0 C = (2m+1)Y_1 \dots (28)$$

及び

$$Z_{2m+1} = R_{2m+1} + jX_{2m+1} \dots (29)$$

は、 $(2m+1)$ 次高調波に対する、転流コンデンサのアドミタンス及び $z = v_{ds}/i_{ds}$ の実効値を表わす。

(27) 式より入力電圧の実効値 V_i , 瞬時値 $v_i(t)$ が導びかれ、次式となる。

$$v_i(t) = \sum_{m=0}^{\infty} v_{i(2m+1)}(t) = \sqrt{2} \sum_{m=0}^{\infty} V_{i(2m+1)} \times \sin \{(2m+1)\omega_0 t - \theta_{i(2m+1)}\} \quad (30)$$

入力電圧 v_i のひずみ率 k_{di} は (27) 式より求まる。

(26) 式の第2行と第3行より、

$$v_{ds} = v_i / \{1 + pCR_{ds}(2 - R_{ds}/z)\} \dots (31)$$

v_{ds} の高調波実効値 $\dot{V}_{ds(2m+1)}$ (大きさ: $V_{ds(2m+1)}$, $\dot{V}_{i(2m+1)}$ からの位相遅れ: $\theta_{ds(2m+1)}$) は、

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ds(2m+1)} &= \dot{V}_{i(2m+1)} / \{(1 - R_{ds}^2 X_{2m+1} Y_{2m+1} / Z_{2m+1}^2) \\ &+ j R_{ds}^2 Y_{2m+1} (2/R_{ds} - R_{2m+1}/Z_{2m+1}^2)\} \dots (32) \end{aligned}$$

〈3・3〉 I_d 及び V_c (30) 式を (6) 式に適用すると I_d が正確に導びかれ⁽⁴⁾,

$$I_d = E_d \left\{ R_{Ld} + \frac{8}{\pi^2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{R_{ds(2m+1)}}{(2m+1)^2} \cos \theta_{i(2m+1)} \right\}$$

$$\dots\dots\dots (33)$$

ここで,

$$R_{d(2m+1)} = \sqrt{\frac{\left\{ \frac{X_{2m+1}}{Y_{2m+1}} + R_{ds}(2R_{2m+1} - R_{ds}) \right\}^2}{4(2R_{2m+1} - R_{ds})^2}} * \frac{\left(\frac{R_{2m+1}}{Y_{2m+1}} - 2R_{ds}X_{2m+1} \right)^2}{(1/Y_{2m+1} - 4X_{2m+1})^2} *$$

v_e の実効値は, (23) 式より

$$V_e/2 = \sqrt{V_i^2 - (R_{ds}I_d/2)^2} \dots\dots\dots (34)$$

(33) 式による無負荷時の I_d の計算値を第2図の点線で示し, 近似計算の結果と概略一致していることがわかる。(30) 式よりの無負荷時の V_i の計算値を第5図の点線で示し, $V_e/2$ の実測値に対し計算値 $\sqrt{V_i^2 - (R_{ds}I_d/2)^2}$ も同図に示す。 $V_e/2$ の計算値と実測値は, 1,800 rpm (同期速度 n_0) 近くでかなりよく合っているが, n が小さくなるにつれてその差は大きくなっている。この理由については後述する。

4. 出力電圧・電流

〈4・1〉 発電機の電圧方程式⁽⁵⁾ 発電機の電圧方程式 $[v] = [z](i)$ を固定子側に換算した式 $[v'] = [z'] \cdot [i']$ は,

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr'} \\ v_{qr'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11}' & z_{12}' & z_{13}' & z_{14}' \\ z_{21}' & z_{22}' & z_{23}' & z_{24}' \\ z_{31}' & z_{32}' & z_{33}' & z_{34}' \\ z_{41}' & z_{42}' & z_{43}' & z_{44}' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr'} \\ i_{qr'} \end{pmatrix} \dots\dots (35)$$

但し, 添字の d, q は直軸 (入力軸) 及び横軸 (出力軸) を表わし, s, r は固定子及び回転子を表わす。

$[i'] = [z']^{-1}[v'] = [y'] [v']$ は上式より求まり, $v_{qs} = v_{dr'} = v_{qr'} = 0$ を考慮して

$$\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr'} \\ i_{qr'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11}' \\ y_{21}' \\ y_{31}' \\ y_{41}' \end{pmatrix} [v_{ds}] \dots\dots\dots (36)$$

ここで,

$$y_{11}' = \frac{\begin{vmatrix} z_{22}' & z_{23}' & z_{24}' \\ z_{32}' & z_{33}' & z_{34}' \\ z_{42}' & z_{43}' & z_{44}' \end{vmatrix}}{|z'|}, y_{21}' = -\frac{\begin{vmatrix} z_{21}' & z_{23}' & z_{24}' \\ z_{31}' & z_{33}' & z_{34}' \\ z_{41}' & z_{43}' & z_{44}' \end{vmatrix}}{|z'|}$$

$$y_{31}' = \frac{\begin{vmatrix} z_{21}' & z_{22}' & z_{24}' \\ z_{31}' & z_{32}' & z_{34}' \\ z_{41}' & z_{42}' & z_{44}' \end{vmatrix}}{|z'|}, y_{41}' = -\frac{\begin{vmatrix} z_{21}' & z_{22}' & z_{23}' \\ z_{31}' & z_{32}' & z_{33}' \\ z_{41}' & z_{42}' & z_{43}' \end{vmatrix}}{|z'|} \dots\dots\dots (37)$$

ds 巻線と qs 巻線とは巻線径は異なるが巻回数が等しいとき (本実験機の場合) は, 固定子, 回転子の実効巻数比は d 軸と q 軸とは等しく, $R_{dr'} = R_{qr'}$, $x_{dr1}' = x_{qr1}'$, $X_{ds1}^0 = X_{qs1}^0$ となり, (35) 式の高調波の電圧方程式 $(\dot{V}_{2m+1}') = [\dot{Z}_{2m+1}'] [i_{2m+1}']$ は, 次式で表わせる。

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_{ds(2m+1)} \\ \dot{V}_{qs(2m+1)} \\ \dot{V}_{dr(2m+1)}' \\ \dot{V}_{qr(2m+1)}' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{ds} + j(2m+1)X_{ds1} \\ 0 \\ j(2m+1)X_{ds1}^0 \\ -(1-s)X_{ds1}^0 \end{pmatrix}$$

$$\times \begin{pmatrix} \dot{I}_{ds(2m+1)} \\ \dot{I}_{qs(2m+1)} \\ \dot{I}_{dr(2m+1)}' \\ \dot{I}_{qr(2m+1)}' \end{pmatrix} \dots\dots\dots (38)$$

但し, $\dot{Z}_{l(2m+1)}$: $(2m+1)$ 次高調波に対する負荷インピーダンス

〈4・2〉 無負荷誘導電圧⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 無負荷時の発電機の出力電圧 (以後 “無負荷誘導電圧” とする) を v_{i0} とし, 負荷電流及び負荷インピーダンスをそれぞれ i_l 及び z_l とすると, $i_l = -i_q$ は (36), (37) 式より導かれるので,

$$v_{i0} = \lim_{z_l \rightarrow \infty} z_l i_l = \frac{z_{24}'(z_{31}'z_{43}' - z_{33}'z_{41}')v_{ds}}{z_{11}'(z_{33}'z_{44}' - z_{34}'z_{43}') - z_{13}'(z_{31}'z_{44}' - z_{34}'z_{41}')} \dots\dots (39)$$

(1) 無負荷誘導電圧の大きさ 高調波の無負荷誘導電圧の実効値 $\dot{V}_{i0(2m+1)}$ (大きさ: $V_{i0(2m+1)}$, $\dot{V}_{ds(2m+1)}$ からの位相遅れ: $\theta_{i0(2m+1)}^{ds}$) は, (38), (39) 式より

$$\dot{V}_{i0(2m+1)} = \frac{(1-s)X_{ds1}^0 \dot{V}_{ds(2m+1)}}{R_{i0(2m+1)} + jX_{i0(2m+1)}} \dots (40)$$

ここで,

$$R_{i0(2m+1)} = X_{dr1}' \left\{ \frac{2R_{ds}}{X_{ds1}^0} + \frac{R_{dr'}}{X_{ds1}^0 X_{dr1}'} \right. \\ \left. - (2m+s)(2m+2-s) \frac{X_{dr1}'}{R_{dr'}} \left(\frac{X_{ds1}}{X_{ds1}^0} - \frac{X_{ds1}^0}{X_{dr1}'} \right) \right\}$$

第 6 図 無負荷誘導電圧と回転速度との関係

Fig. 6. Relation between no load generated voltage and speed.

$$X_{i0(2m+1)} = \frac{(X_{dr1}')^2}{X_{ds1}^0} \left\{ \frac{(2m+s)(2m+2-s)}{2m+1} \frac{R_{ds}}{R_{dr}'} + 2(2m+1) \frac{X_{ds1}}{X_{dr1}'} \right\} - X_{ds1}^0 \left\{ (2m+1) + \frac{1}{2m+1} \frac{R_{ds} R_{dr}'}{(X_{ds1}^0)^2} \right\} \quad \dots\dots\dots (41)$$

無負荷誘導電圧の実効値 V_{i0} は (40) 式より導びかれる。(27), (32), (40) 式から $\dot{V}_{i(2m+1)}$, $\dot{V}_{ds(2m+1)}$ を消去することにより $V_{i0(2m+1)}$ が求まり、これより無負荷誘導電圧 v_{i0} のひずみ率 k_{d0} が導びかれる。

無負荷誘導電圧 V_{i0} と回転速度 n との関係を第 6 図に示す。 n が増大するにつれて V_{i0} は大きくなっている。

第 7 図に入力電圧、無負荷誘導電圧の高調波の比率及びひずみ率と回転速度 n との関係を示す。高調波の比率はすべての次数で、入力電圧、出力電圧ともに n が増大するにつれて減少していることが第 7 図 (a) よりわかる。(b) 図より、入力電圧、無負荷誘導電圧のひずみ率 k_{di} , k_{d0} 及びその比率 k_{d0}/k_{di} はすべて、 n が増大するにつれて減少していることがわかる。本実験機では k_{d0}/k_{di} は 1,400 rpm で約 9%, 1,700 rpm で約 6% となっている。従って、入力電圧、無負荷誘導電圧の両波形について考えれば、本発電機は一種のフィルタの役割をしていることがわかる。1,700 rpm では k_{d0} は 5% 未満となり、無負荷誘導電圧の波形はほとんど正弦波に近くなっている。このことは第 3 図 (b) の v_{i0} の波形より十分納得できる。

第 7 図 入力電圧・無負荷誘導電圧の高調波の比率及びひずみ率

Fig. 7. Harmonic ratios and distortion factors of input voltage and no load generated voltage.

第 7 図 (b) で、 k_{d0} の計算値と実測値は 1,800 rpm (同期速度 n_0) 近くではかなりよく合っているが、 n が小さくなるにつれてその差が大きくなっている。この理由は、第 7 図 (a) からわかるように発電機の入力電圧は n が n_0 より小さくなるにつれてその第 3 調波が急速に大きくなっており、回路の各種定数の測定誤差の影響が第 3 調波に対して最も著しく現われ、そのため n が小さくなるにつれて両者の差が大きくなってくると考えられる。このことは第 2 図、第 5 図についてもいえるが、実測値と計算値の差は第 5 図に大きく現われ、第 2 図には僅かしか現われていない。

(2) 無負荷誘導電圧の波形 無負荷誘導電圧 v_{i0} は、入力電圧 v_i の各高調波成分 $v_{i(2m+1)}$ に対する無負荷誘導電圧 $v_{i0(2m+1)}$ をそれぞれ導びき、それらをすべて加え合せれば求まる。 $v_{i0}(t)$ を、 ds 軸の基準点、すなわち、いま考えているサイリスタにゲートパルスが印加された瞬間から表わすと、

$$v_{i0}(t) = \sum_{m=0}^{\infty} v_{i0(2m+1)}(t) = \sqrt{2} \sum_{m=0}^{\infty} V_{i0(2m+1)} \times \sin \{ (2m+1)\omega_0 t - \theta_{i0(2m+1)} \} \dots (42)$$

ここで、

$$\theta_{i0(2m+1)} = \theta_{i(2m+1)} + \theta_{ds(2m+1)}^i + \theta_{i0(2m+1)}^{ds} \quad \dots\dots\dots (43)$$

1,400 rpm において実験機の無負荷誘導電圧 v_{i0} の波形を (42) 式より計算すると、第 8 図のようになる。第 3 図 (a) の v_{i0} が第 8 図に対応する波形であり、同図 (a) の v_i , v_{i0} の波形より、入力電圧と無負荷誘導電圧との位相差が概略わかる。これらの波形を比

較すると、 v_{i0} の計算値は波形、位相差共に実測値にかなりよく合っているといえよう。

1,700 rpm における v_e 及び v_{i0} の波形を第 3 図 (b) に示す。 v_{i0} のリップルは発電機の固定子鉄心のスロットに起因し、これを除けば v_{i0} の波形は前述のようにほとんど正弦波に近くなっている。

〈4・3〉 負荷電圧・電流の関係⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 発電機に負荷 z_l がかったときのインバータの負荷インピーダンス $z = v_{ds}/i_{ds}$ は、 $(2m+1)$ 次高調波成分で考え、 z_l を

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{l(2m+1)} &= R_{l(2m+1)} + jX_{l(2m+1)} \\ &= R_l + j(2m+1)X_{l1} \dots\dots\dots (44)\end{aligned}$$

但し、 X_{l1} ：基本波に対する負荷リアクタンス

で表わすと、(36)、(38) 式より

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{2m+1} &\equiv R_{2m+1} + jX_{2m+1} \\ &= \left\{ R_{ds} + (2m+1)X_{ds1}^0 \right. \\ &\quad \times \frac{R_{ds(2m+1)}^n X_{ds(2m+1)}^d - R_{ds(2m+1)}^d X_{ds(2m+1)}^n}{(Z_{ds(2m+1)}^d)^2} \Big\} \\ &\quad + j(2m+1) \left\{ X_{ds1} + X_{ds1}^0 \right. \\ &\quad \times \frac{R_{ds(2m+1)}^n R_{ds(2m+1)}^d + X_{ds(2m+1)}^n X_{ds(2m+1)}^d}{(Z_{ds(2m+1)}^d)^2} \Big\} \\ &\quad \dots\dots\dots (45)\end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{ds(2m+1)}^n &\equiv R_{ds(2m+1)}^n + jX_{ds(2m+1)}^n \\ &= [(2m+1)(X_{l1} + X_{ds1}) + (R_l + R_{qs})\{(2m+1)s + (2m+2-s)/(2m+1)\} \\ &\quad \times (X_{dr1}'/R_{dr}')] + j[-(R_l + R_{qs}) \\ &\quad + (2m+s)(2m+2-s)X_{ds1}^0\{(X_{l1} \\ &\quad + X_{ds1})X_{dr1}'/X_{ds1}^0 R_{dr}' - X_{ds1}^0/R_{dr}'\}] \\ &\quad \dots\dots\dots (46)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{ds(2m+1)}^d &\equiv R_{ds(2m+1)}^d + jX_{ds(2m+1)}^d \\ &= \left[\frac{R_l + R_{qs}}{2m+1} \left\{ \frac{R_{dr}'}{X_{ds1}^0} - (2m+s)(2m+2 \right. \right.\end{aligned}$$

第 8 図 無負荷誘導電圧の波形

Fig. 8. Waveforms of no load generated voltage.

第 9 図 負荷電圧・電流曲線

Fig. 9. Load voltage-current curves.

$$\begin{aligned}& -s) \frac{(X_{dr1}')^2}{X_{ds1}^0 R_{dr}'} \Big\} - (2m+1)X_{ds1}^0 \left\{ 2 \right. \\ & \times \frac{(X_{l1} + X_{ds1})X_{dr1}'}{(X_{ds1}^0)^2} - 1 \Big\} + j \left[(X_{l1} \right. \\ & + X_{ds1}) \left\{ \frac{R_{dr}'}{X_{ds1}^0} - (2m+s)(2m+2-s) \right. \\ & \times \frac{(X_{dr1}')^2}{X_{ds1}^0 R_{dr}'} \Big\} + 2(R_l + R_{qs}) \frac{X_{dr1}'}{X_{ds1}^0} \\ & \left. + (2m+s)(2m+2-s) \frac{X_{ds1}^0 X_{dr1}'}{R_{dr}'} \right] \Big\} \quad (47)\end{aligned}$$

負荷電流 $i_l = -i_{qs}$ の $(2m+1)$ 次高調波成分

$\dot{I}_{l(2m+1)}$ は、(36)～(38) 式より

$$\begin{aligned}\dot{I}_{l(2m+1)} &= j(1-s)X_{ds1}^0 \dot{V}_{ds(2m+1)} / \dot{Z}_{2m+1} \dot{Z}_{ds(2m+1)}^d \\ &\quad \dots\dots\dots (48)\end{aligned}$$

負荷電圧 $\dot{V}_{l(2m+1)}$ は、

$$\dot{V}_{l(2m+1)} = \dot{Z}_{l(2m+1)} \dot{I}_{l(2m+1)} \dots\dots\dots (49)$$

負荷電流 I_l 及び負荷電圧 V_l はそれぞれ (48) 式及び (49) 式より求まる。

負荷インピーダンス $\dot{Z}_{l(2m+1)}$ が決まると、(45) 式より $\dot{Z}_{2m+1}$ が導びかれるので、これより負荷時の入力電圧 $V_{l(2m+1)}$ が (27) 式より、従って、 $V_{ds(2m+1)}$ が (32) 式より求まり、(48)、(49) 式より V_l と I_l の関係 (負荷電圧・電流曲線) が描かれる。

n が 1,710 rpm ($s=0.05$)、1,620 rpm ($s=0.1$)、及び 1,440 rpm ($s=0.2$) 一定で純抵抗負荷時の負荷電圧・電流曲線を第 9 図に示す。図からわかるように電圧変動率が大い。実験機は容量が小さく内部インピーダンスが大い、発電機の容量を大きくするなどして内部インピーダンスを小さくすると、電圧変動率は小さくできる。又、実測値と計算値との差が少し生じており、その値は 3 本の曲線とも大体同じくらいであるが、率でいえば n が小さいほど大きくなる。この理由も、第 7 図 (b) の k_{d0} についての実測値、計算値両者の差の説明から理解できる。第 6 図の実測値と計算値との差についても第 9 図の場合と同じに考えられる。

〈4.4〉 回転子電流 発電機の回転子電流 i_r' (固定子入力側に換算) は i_{dr}' と i_{qr}' の和であるから (36) 式より導かれ, $(2m+1)$ 次高調波成分の実効値 $I_{r(2m+1)}'$ は, (38) 式を適用して

$$\begin{aligned} I_{r(2m+1)}' &= \frac{\dot{Z}_{ds(2m+1)}^n + \{R_{qs} + j(2m+1)X_{ds1}\} *}{\dot{Z}_{2m+1}} \\ &\quad * \frac{\dot{Z}_{l(2m+1)}\{1-s\}/(2m+1)\dot{V}_{ds(2m+1)}}{\times \dot{Z}_{ds(2m+1)}^d} \\ &= \frac{\dot{Z}_{lr(2m+1)}\dot{V}_{ds(2m+1)}}{\dot{Z}_{2m+1}\dot{Z}_{ds(2m+1)}^d} \dots\dots\dots (50) \end{aligned}$$

ここで,

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{lr(2m+1)} &\equiv R_{lr(2m+1)} + jX_{lr(2m+1)} \\ &= \{R_{ds(2m+1)} + (R_l + R_{gs})(1-s)/(2m+1)\} \\ &\quad + j\{X_{ds(2m+1)} + (1-s)(X_{l1} + X_{ds1})\} \quad (51) \end{aligned}$$

回転子電流の実効値 I_r' は, (50) 式より導かれる。

無負荷時では, $I_{r(2m+1)}'$ 及び I_r' をそれぞれ $I_{r0(2m+1)}'$ 及び I_{r0}' で表わすと, $Z_{l(2m+1)} \rightarrow \infty$ であるから,

$$\begin{aligned} I_{r0(2m+1)}' &= \lim_{Z_{l(2m+1)} \rightarrow \infty} I_{r(2m+1)}' \\ &= \frac{K_{r0(2m+1)} V_{ds(2m+1)}}{\sqrt{R_{l0(2m+1)}^2 + X_{l0(2m+1)}^2}} \dots\dots (52) \end{aligned}$$

ここで,

$$\begin{aligned} K_{r0(2m+1)} &= \sqrt{1 + \left\{ \frac{1-s}{2m+1} + \frac{(2m+s)(2m+2-s)}{2m+1} \frac{X_{dr1}'}{R_{dr1}'} \right\}^2} \\ &\dots\dots\dots (53) \end{aligned}$$

第 10 図に回転子電流の大きさを示す。(a) 図は無負荷時の回転子電流 I_{r0}' を示し, 第 2 図の直流入力電流 I_d と同じ傾向を示している。同図 (b) は n が 1,440 rpm ($s=0.2$), 1,620 rpm ($s=0.1$), 1,710 rpm

($s=0.05$) 一定で純抵抗負荷時の回転子電流 I_r' を示す。負荷電流 I_L が增大するにつれて I_r' も増加しているが, I_r' はすべて 3 A 以下となっている。

出力電圧の大きさ, 波形などより, 本発電機は同期速度付近で使用するのが好ましいという点から考えると, いかなる負荷でも回転子電流に関しては考慮する必要はない, ということが第 10 図よりわかる。

5. むすび

第 1 図に示す結線方法を用いると, 直流電源から単相の誘導速度発電機を動作させることができる。本論文では, この発電機を電力用に利用するときの電氣的基礎特性について述べた。発電機の周波数は, 回転速度に関係なくインバータの動作周波数 f_0 に等しく, f_0 が一定ならば一定である。この点で本発電機は単相同期発電機より優れている。

発電機の無負荷誘導電圧は回転速度 n が增大するにつれて大きくなる。ひずみ率は同じ n では入力電圧より無負荷誘導電圧の方がずっと小さく, 本発電機はフィルタの機能も果している。又, 入力電圧, 無負荷誘導電圧の高調波成分は n が大きくなるにつれて減少し, 同期速度 (n_0 : 1,800 rpm) 近くでは実験機の無負荷誘導電圧は, そのひずみ率が数パーセントくらいで, ほとんど正弦波に近くなっている。

本実験機は電圧変動率が大い。発電機の内部インピーダンスを小さくすると電圧変動率は改善できるが, 定電圧特性が必要なときには, n を制御する, インバータの直流入力電圧を制御する, その他の方法が考えられる。本結線の発電機を実用化するには, 電氣的入力と機械的入力との関係などから $n > n_0$ が望ましい。このためには, 第 1 図の結線のインバータに帰還ダイオードが必要になる。これについては目下検討中であるので稿を改めて発表し, そこで定電圧特性を簡単に得る方法も述べる予定である。終りに, 実験に協力された当学科 官長博昭助手, ならびに多数の卒研の学生諸君に深く感謝します。

(昭和 50 年 6 月 19 日受付, 同 51 年 7 月 5 日再受付)

文 献

- (1) 小役九: 昭 46 電気学会全国大会 No. 442
- (2) 小役九: 昭 46 電気四学会九州支部連大 No. 220
- (3) Bedford & Hoft: Principles of Inverter Circuits 121 (1964) John Wiley & Sons
- (4) 竹内: 電学誌 88, 1, 147 (昭 43-1)
- (5) 小役九: 昭 47 電気学会全国大会 No. 590
- (6) 小役九: 昭 48 電気学会全国大会 No. 748

第 10 図 回転子電流
Fig. 10. Rotor current.