UDC 621.313.332:621.314.018.3:621.372.4

論文

60-B120

誘導発電機・直流リンクコンバータ系の高調波共振による出力範囲の拡大

正員 林 洋一 (東京工業大)

正員 佐藤 則明 (東京工業大)

1. ま え が き

三相かご形誘導機の端子に適当な大きさのコンデンサを並列に接続し、原動機で駆動すると、残留磁気のある場合コンデンサの進み無効電流により誘導機が自己励磁し、発電機として運転できる⁽¹⁾。これは自励式誘導発電機と呼ばれ、主に系統と接続しない独立電源として利用されているが⁽²⁾⁽³⁾、図1のように位相制御整流器と他励インバータから成る直流リンクコンバータを介して電力系統と並列運転が可能である⁽⁴⁾。電力系統に直接接続する場合は周波数一定のため、出力の調整にはすべり(従って、軸速度)を原動機により調整することが必要となるが、本方式は直流リンクコンバータにより周波数変換および出力調整を行なうことができる。この方式はコンデンサの代りに進み無効電力調整機能を持つ周波数変換器を用いて電力系統と接続する誘導発電機方式⁽⁴⁾に比べ、コンデンサ容量が一定のため無効電力調整範囲が制限され、動作可能な速度および負荷範囲が狭いが、自然転流のため主回路が簡単であること、自己始動が可能なおよび制御が容易などの長所があり、速度変動範囲が小さい場合には実用性が大きいと考えられる。

本方式は自然転流のため発電機側コンバータは制御角 α が正(遅れ)の範囲しか転流できないと考えられ

図1 誘導発電機主回路

Fig. 1. Main circuit of induction generator.

Extension of Output Power Range Caused by Harmonic Resonance in an Induction Generator with de-link Converters. By Yoichi Hayashi, Member, & Noriaki Sato, Member (Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology).

林 洋一: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科
佐藤則明: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科

た。しかし、我々はコンデンサと誘導機漏れインダクタンスによる共振現象が生じ、これによる高調波電圧が基本波に重畳されて、制御角が負の範囲(定格出力時で 10° 程度の位相進み)まで動作でき、発電可能な最大出力や速度下限が拡大されることを実験的に見出した。本論文はこの実験事実を理論的に考察すると共に、鉄心の磁気飽和を考慮してこの方式の特性を解析し、動作領域と回路並びに機械定数との定量的関係などを考察したものである。

2. 定常特性の解析

〈2・1〉電圧、電流の関係式 高調波による共振現象の発電機特性への影響を考えるため、誘導発電機の電圧、電流を基本波成分と高調波成分に分解し、各周波数成分についての発電機等価回路より電圧、電流の関係式を求める。まず、高調波としては含まれる周波数成分を調べるためコンバータ入力電流について考える。直流電流を平滑とし、その値を I_d とすると、コンバータの三相入力電流 i_{iu} , i_{iv} , i_{iw} は図2に示す波形となる。本方式では入力側にコンデンサがあるため転流期間は短く、これを無視することができる。同図のように時間軸の原点をとり、これらの波形をフーリエ級数展開すると次式を得る。

$$i_{iu} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\cos \omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{-1}{6k-1} \cos(6k-1)\omega t + \frac{1}{6k+1} \cos(6k+1)\omega t \right\} \right]$$

$$i_{iv}(\omega t) = i_{iu}(\omega t - 2\pi/3),$$

$$i_{iw}(\omega t) = i_{iu}(\omega t - 4\pi/3) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 ω は基本波の角周波数である。

さて、本方式では誘導機の励磁電流を供給できるように容量 C を選ぶため($\omega C > 1/\omega(M+l_1)$, M : 励磁インダクタンス, l_1 : 1次漏れインダクタンス), C と誘導機の漏れインダクタンス(漏れ係数で0.04~0.1)の共振角周波数 ω_0 は通常、 ω の3~5倍以上となる。従って、高調波のうち問題となるのは角周波数が ω_0

図2 コンバータ入力電流波形

Fig. 2. Waveforms of converter input currents.

に近い第5および第7調波であり、第11次以上の高次高調波は振幅が小さく発電機特性に殆んど影響しないためこれを無視することができる。第7調波成分までを考慮し、各周波数成分の時間因子を $e^{j\omega t}$, $e^{j5\omega t}$, $e^{j7\omega t}$ として分離する複素表示（ベクトル記号法）を用いて(1)式を変形すると次式を得る。

$$\begin{bmatrix} i_{lu} \\ i_{lv} \\ i_{lw} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{bmatrix} (\dot{I}_{11} e^{j\omega t} + \dot{I}_{17} e^{j7\omega t}) - \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{bmatrix} \dot{I}_{15} e^{j5\omega t} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $a = e^{j2\pi/3}$

また、 Re は括弧内の複素数の実部を取ることとする。(2)式にて $\dot{I}_{11}$, $\dot{I}_{15}$ および $\dot{I}_{17}$ は基本波、第5調波および第7調波成分を表わし、基本波および第7調波は正相分、第5調波は逆相分であることがわかる。これらのベクトルは、一般には複素数となるが、図2のように時間軸を定めると実数となる。即ち

$$\dot{I}_{11} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d, \quad \dot{I}_{15} = \frac{\sqrt{6}}{5\pi} I_d, \quad \dot{I}_{17} = \frac{\sqrt{6}}{7\pi} I_d \dots\dots\dots (3)$$

誘導機の電圧、電流は空間高調波磁束や磁気飽和による波形ひずみを無視すると、コンバータ入力電流と同一の周波数成分のみとなり、その瞬時値は各周波数のベクトルにより(2)式と同様な形で表現できる。例えば、一次相電圧 v_u, v_v, v_w は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{bmatrix} (\dot{V}_1 e^{j\omega t} + \dot{V}_7 e^{j7\omega t}) - \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{bmatrix} \dot{V}_5 e^{j5\omega t} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $\dot{V}_1, \dot{V}_5, \dot{V}_7$ は一次相電圧の基本波、第5お

(a) 基本波等価回路

(b) 高調波等価回路

(第5、第7高調波)

図3 誘導発電機等価回路

Fig. 3. Equivalent circuits of induction generator.

よび第7調波ベクトルである。

誘導発電機の相電圧と各部電流の基本波ベクトルの関係は図3(a)の基本波等価回路(1相当り)より得られる。ここでコンバータ側は制御角により誘導性または容量性に変化するため、電流源として表わされる。図3(a)より次式が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{I}_{11} + \dot{I}_{c1} + \dot{I}_1 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d + j\omega C \dot{V}_1 \\ &+ \frac{\dot{V}_1}{R + j\omega L} = 0 \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (r_m + j\omega M) \dot{I}_m &= \dot{V}_1 - (r_1 + j\omega l_1) \dot{I}_1 \\ &= \left(1 - \frac{r_1 + j\omega l_1}{R + j\omega L} \right) \dot{V}_1 \dots\dots (6) \end{aligned}$$

ここで、

$$R = r_1 + \frac{(\omega^2 M^2 + r_m^2) r_2 / s + (\omega^2 l_2^2 + r_2^2 / s^2) r_m}{(r_2 / s + r_m)^2 + \omega^2 (M + l_2)^2} \dots\dots\dots (7)$$

$$L = l_1 + \frac{(\omega^2 l_2^2 + r_2^2 / s^2) M + (\omega^2 M^2 + r_m^2) l_2}{(r_2 / s + r_m)^2 + \omega^2 (M + l_2)^2} \dots\dots\dots (8)$$

$$s = (\omega - \omega_r) / \omega \dots\dots\dots (9)$$

なお、 ω_r は回転子の回転角周波数(2極機に換算)で、誘導発電機では $\omega < \omega_r$ であり、すべり s は負となる。また、電圧基本波成分に対するコンバータの制御角を α (遅れを正) とすると、相電圧は $\dot{I}_{11}$ より α だけ位相が進むため次式が成り立つ。

$$\dot{V}_1 = V_1 e^{j\alpha} \dots\dots\dots (10)$$

一方、第5および第7調波ベクトルについての関係は図3(b)の高調波等価回路より得られる。同図では高調波に対するすべりが1に近くなることから励磁インダクタンスおよび鉄損分抵抗を省略できる。また、

高調波に対する二次抵抗および二次漏れインダクタンスは二次導体の表皮効果などのため基本波に対する値とは異なることから^{(6),(8)}、それぞれ r_{2h} , l_{2h} とする。これらの値は一般に二次周波数に依存して変化するが、第5および第7調波に対する二次角周波数はいずれもほぼ 6ω であること、本方式では動作角周波数 ω の範囲が比較的狭いことから、 r_{2h} および l_{2h} の変化を無視することができる。図3(b)および(3)式より $\dot{V}_5$, $\dot{V}_7$ を求めると次式を得る。

$$\begin{aligned}\dot{V}_5 &= -\frac{\sqrt{6}}{5\pi} \frac{r_1 + r_{2h}/s_5 + j5\omega(l_1 + l_{2h})}{\{(5\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2} * \\ &\quad * \frac{\{1 - (5\omega/\omega_0)^2 - 4\zeta_5^2\}}{(10\zeta_5\omega/\omega_0)^2} I_d \dots\dots\dots (11) \\ \dot{V}_7 &= -\frac{\sqrt{6}}{7\pi} \frac{r_1 + r_{2h}/s_7 + j7\omega(l_1 + l_{2h})}{\{(7\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2} * \\ &\quad * \frac{\{1 - (7\omega/\omega_0)^2 - 4\zeta_7^2\}}{(14\zeta_7\omega/\omega_0)^2} I_d \dots\dots\dots (12)\end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}s_5 &= \frac{-5\omega - \omega_r}{-5\omega} \simeq \frac{6}{5}, \quad s_7 = \frac{7\omega - \omega_r}{7\omega} \simeq \frac{6}{7}, \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{(l_1 + l_{2h})C}}, \quad \zeta_{6\pm 1} = \frac{r_1 + r_{2h}/s_{6\pm 1}}{2} \sqrt{\frac{C}{l_1 + l_{2h}}}\end{aligned}$$

上式の ω_0 , ζ_5 , ζ_7 は第5および第7調波に対する等価回路の共振角周波数および減衰定数である。

〈2・2〉 直流平均電圧と高調波損失 コンバータの直流平均電圧 E_{d1} は(4)式および(10)~(12)式を用いて次のように算出できる。

$$\begin{aligned}E_{d1} &= \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} (v_u - v_w) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \operatorname{Re} \left(\dot{V}_1 + \frac{\dot{V}_5}{5} + \frac{\dot{V}_7}{7} \right) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha - r_h I_d \dots\dots\dots (13)\end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}r_h &= \frac{18}{\pi^2} \left[\frac{1}{25} \frac{r_1 + r_{2h}/s_5}{\{(5\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2 + (10\zeta_5\omega/\omega_0)^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{49} \frac{r_1 + r_{2h}/s_7}{\{(7\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2 + (14\zeta_7\omega/\omega_0)^2} \right]\end{aligned}$$

(15)式第2項は高調波損失 ($r_h I_d^2$) による直流電圧低下分を表わし、高調波の影響は直流リンクに等価抵抗 r_h が挿入されたことと等価となる。

インバータの直流平均電圧を E_{d2} 、直流リンクの抵抗を r_d とすると、定常状態では(15)式から次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}E_{d2} &= E_{d1} - r_d I_d \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha - (r_d + r_h) I_d \dots\dots\dots (14)\end{aligned}$$

〈2・3〉 高調波電圧を考慮した転流限界 図2で $1/6$ 周期ごとに生じる転流は現象としてはすべて同一である。いま、 $\omega t = \pi/3$ で生じるサイリスタUからVへの転流を考える。このときの転流電圧は $v_{vu}(=v_u - v_w)$ であり、転流のための必要条件 $v_{vu} \geq 0$ を(4)式および(10)~(12)式を用いて変形すると次式を得る。

$$\begin{aligned}v_{vu} &= v_u - v_w \\ &= \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ (a^2 - 1) (\dot{V}_1 e^{j\omega t} + \dot{V}_7 e^{j7\omega t}) \\ &\quad - (a - 1) \dot{V}_5 e^{j5\omega t} \} \\ &= \sqrt{6} \left[V_1 \sin(\alpha + x) - \{ K_5 \sin(5x + \phi_5) \right. \\ &\quad \left. + K_7 \sin(7x + \phi_7) \} \sqrt{\frac{l_1 + l_{2h}}{C}} I_d \right] \\ &\dots\dots\dots (15)\end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned}0 \leq x &= \omega t - \pi/3 \leq \omega t_{\text{off}} \\ t_{\text{off}} &: \text{サイリスタのターンオフタイム}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}K_5 &= \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \frac{\sqrt{\{1 - (5\omega/\omega_0)^2\}}}{\{(5\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2} * \\ &\quad * \frac{-4\zeta_5^2 \{2(5\omega/\omega_0)^2 + 4\zeta_5^2\}}{(10\zeta_5\omega/\omega_0)^2} \\ K_7 &= \frac{\sqrt{6}}{7\pi} \frac{\sqrt{\{1 - (7\omega/\omega_0)^2\}}}{\{(7\omega/\omega_0)^2 - 1\}^2} * \\ &\quad * \frac{-4\zeta_7^2 \{2(7\omega/\omega_0)^2 + 4\zeta_7^2\}}{(14\zeta_7\omega/\omega_0)^2} \\ \phi_5 &= \tan^{-1} \frac{(5\omega/\omega_0) \{1 - (5\omega/\omega_0)^2 - 4\zeta_5^2\}}{2\zeta_5} \\ \phi_7 &= \tan^{-1} \frac{(7\omega/\omega_0) \{1 - (7\omega/\omega_0)^2 - 4\zeta_7^2\}}{2\zeta_7}\end{aligned}$$

(15)式を α について整理すると、高調波電圧を考慮した場合の制御角の範囲を求めることができる。

$$\begin{aligned}\alpha &\geq \alpha_{\min} \\ &= \left\{ -x + \sin^{-1} \left[\{ K_5 \sin(5x + \phi_5) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + K_7 \sin(7x + \phi_7) \} \sqrt{\frac{l_1 + l_{2h}}{C}} \frac{I_d}{V_1} \right] \right\}_{\max} \\ &\simeq \sin^{-1} \left[(K_5 \sin \phi_5 + K_7 \sin \phi_7) \right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{\frac{l_1 + l_{2h}}{C}} \frac{I_d}{V_1} \right], \quad (7\omega t_{\text{off}} \ll 1) \dots\dots (16)\end{aligned}$$

上式で、添字 max は x が領域 $0 \leq x \leq \omega t_{\text{off}}$ にある場合の括弧内の関数の最大値を取ることを示す。

〈2・4〉 磁気飽和の考慮と特性算出方法 本方式ではインバータの位相制御により直流リンク電圧を調整することも可能であるが、電力系統から流入する無

効電流を小とするには、インバータは転流余裕角で定まる最小進み角で運転することが望ましい。この場合、直流リンク電圧が一定となるため、回転数が低下した場合やコンバータの制御角が大となり、発電電圧が上昇した場合には誘導機の磁気飽和が生じる。

磁気飽和が生じると励磁電流 I_m が急増することから、これを考慮するには図3(a)の等価回路で M を I_m の非線形関数とする必要がある。厳密には l_1 , l_2 および l_{2h} も磁気飽和の影響を受けるが、その変化は M の変化に比し小であるため、これを無視する。 M と I_m の関係は誘導機の無負荷励磁特性より得られるが、本論文ではこれを未飽和領域と飽和領域に分け次式のように近似する。

$$M = \begin{cases} M_0, & 0 \leq I_m < I_a \\ M_0 \frac{I_a \tan^{-1}\{(I_m - I_b)/I_c\}}{I_m \tan^{-1}\{(I_a - I_b)/I_c\}}, & I_m \geq I_a \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 M_0 は未飽和時の M の値、 I_a , I_b , I_c は無負荷励磁特性より定まる定数で、 $I_m = I_a$ で dM/dI_m が連続となるように選定する。

飽和領域では M が I_m の非線形関数となるため(2.1)節で求めた電圧、電流の関係式を解析的に解くことは困難となるが、以下のように、その数値解を求めることができる。まず、(5)および(10)式より

$$I_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} \frac{\sqrt{R^2 + \{\omega L(1 - \omega^2 LC) - \omega CR^2\}^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} \times V_1 \dots\dots\dots (18)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega L(1 - \omega^2 LC) - \omega CR^2}{R} \dots\dots (19)$$

また、(6)式より

$$V_1 = \sqrt{\frac{(R^2 + \omega^2 L^2)(r_m^2 + \omega^2 M^2)}{(R - r_1)^2 + \omega^2 (L - l_1)^2}} I_m \dots (20)$$

(22)~(24)式を(15)式に代入すると次式を得る。

$$\begin{aligned} E_{d2} = & \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left[-R - \frac{\pi^2}{18} (r_a + r_h) \right. \\ & \times \frac{R^2 + \{\omega L(1 - \omega^2 LC) - \omega CR^2\}^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \\ & \times \sqrt{\frac{(R^2 + \omega^2 L^2)}{\{(R - r_1)^2 + \omega^2 (L - l_1)^2\}}} * \\ & * \frac{(r_m^2 + \omega^2 M^2)}{[R^2 + \{\omega L(1 - \omega^2 LC) - \omega CR^2\}^2]} I_m \\ & \equiv g(I_m) \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

ω , R , L , M はそれぞれ(9), (7), (8)および(17)式で与えられることから、上式右辺は ω_r , s および I_m の関数であるが、 ω_r および s をパラメータとして定めると、 I_m のみの関数 $g(I_m)$ とおくことができ、(21)

図4 $g(I_m)$ と (21) 式の解の関係

Fig. 4. Relation between $g(I_m)$ and solutions of Equation 21.

式は I_m についての非線形方程式となる。実際の $g(I_m)$ は図4に示すような上に凸な関数であり、その最大値を $g_{\max}(\omega_r$ および s に依存) とすると $E_{d2} \leq g_{\max}$ のとき二つの解 I_{m1} , I_{m2} が存在する。実際の動作点は小さい方の I_{m1} であり、この値を繰返し計算(2分法)により求め、パラメータとして定めた ω_r および s とともに(18)~(20)式に代入すれば、 I_d , α および V_1 を算出することができる。但し、得られた I_d , α および V_1 を(16)式に代入して $\alpha < \alpha_{\min}$ となる場合にはコンバータは転流不能であり、また $E_{d2} > g_{\max}$ の場合には(21)式の解は存在せず、いずれの場合も与えられた ω_r および s では発電不能であることを示す。

3. 計算結果

4 極-2.2kW-200V-50/60Hz-1,420/1,710rpm 定格の標準かご形誘導機を用いる場合を例に本方式の諸特性を検討する。誘導発電機ではすべりが負なため、速度一定とすると、出力の増加とともに周波数が低下する。また、有効電流が機械から流れ出る方向となるため、一次抵抗および一次漏れインダクタンスの電圧降下を考慮した内部電圧 V_0 は電動機の場合に比べ数%大となる。従って、電動機の場合と同一の端子電圧および磁束レベルで定格出力を得るには、軸速度を若干、大とする必要がある。表1は回転数 1,800rpm, 線間電圧 200V で定格出力 2.2kW を得るものとして定めた供試発電機の定格および諸定数である。なお、並列コンデンサおよび直流リンク電圧は定格動作条件で制御角が零となるよう定めた。図5は供試機におけるギャップ磁束 $\Phi (=M(I_m)/I_m)$ と I_m の関係を規格化して示したものであるが(○印は無負荷励磁特性より求めた実測結果、実線は(21)式を用いた近似曲線) 定格磁束 Φ_n は磁気飽和が顕著となる直前で、電動機の場合(50/60Hz, 200V で軸出力 2.2kW)

の二つの磁束レベル (× 印) の間にあることがわかる。

〈3・1〉 $\alpha_{\min}$ の周波数依存性 図6の実線は(20)式より $V_1 = V_{1n}$, $I_d = I_{dn}$, $C = C_n$, $t_{off} = 100 \mu s$ として供試機についてコンバータの制御角の下限 $\alpha_{\min}$ ($\alpha \geq \alpha_{\min}$ であれば転流可能) と ω/ω_0 の関係を算出した結果である (α は周波数変動に対し換算した値である)。定格周波数では $\omega/\omega_0 = 0.27$ で $\alpha_{\min} = -8^\circ$ であることから、コンバータは高調波電圧のため、 $\alpha = -8^\circ$ の進み領域まで転流可能となる。また、 $\alpha_{\min}$ は $\omega/\omega_0 \approx 0.22$ のとき (周波数が定格値の約83%に低下した場合) に最小であり、速度低下や過負荷により周波数が低下し、この条件に近づくほど $\alpha_{\min}$ がより小となる。図6の破線および一点鎖線は同一条件で、抵抗 r_1 , r_{2h} を供試機の k_r 倍 ($k_r = 0.5$ および 2) とした場合の $\alpha_{\min}$ である。 r_1 , r_{2h} が小であるほど共振回路の減衰定数 ζ_5 , ζ_7 が小となるため $\alpha_{\min}$ の周波数依存性が顕著となるが、 $\omega/\omega_0 \geq 0.2$ の周波数範囲では抵抗

表 1 供試発電機の定格および諸定数

Table 1. Ratings and constants of tested machine.

定 格	
出 力 P_n	2.2 kW
電 圧 $\sqrt{3} V_{1n}$	200 V
回 転 数 n_n	1,800 rpm
周 波 数 f_n	57.45 Hz
す べ り s_n	-4.44%
一次電流 I_{1n}	8.43 A
励磁電流 I_{mn}	3.96 A
磁 束 Φ_n	0.281 Wb
コンデンサ C_n	119 μF
直流電流 I_{dn}	8.42 A
直流電圧 E_{d2n}	260 V
定 数	
$r_1 = 0.84 \Omega$, $r_2 = 0.72 \Omega$, $r_{2h} = 1.56 \Omega$, $r_m = 1.44 \Omega$, $L_1 = 2.6 \text{ mH}$, $L_2 = 2.6 \text{ mH}$, $L_{2h} = 2.1 \text{ mH}$, $M_0 = 86.1 \text{ mH}$, (5)式の $I_a = 3.0 \text{ A}$, $I_b = 1.11 \text{ A}$, $I_c = 1.86 \text{ A}$, 直流 リンクの $L_d = 300 \text{ mH}$, $r_d = 0.87 \Omega$

Fig. 5. Air-gap flux versus magnetizing current.

図 6 高調波を考慮した転流限界

Fig. 6. Minimum control angle (successful commutation) versus angular frequency ratio ω/ω_0 .

が小ほど $\alpha_{\min}$ がより小となり、 α の範囲が一層進み領域まで拡大される。

〈3・2〉 負荷特性 図7は速度 n , E_{d2} および C を定格値に保つ場合の出力 $P (= E_{d2} \cdot I_d)$ と V_1 , α および $\alpha_{\min}$ との関係を算出した結果である。同図より、 α を減少させると出力が増加し、 E_{d2} を一定としても α により出力調整が行なえることがわかる。また、出力にほぼ比例して $\alpha_{\min}$ が減少し、コンバータの動作範囲が一層進みの領域に拡大されるため、転流限界 ($\alpha = \alpha_{\min}$) で定まる最大出力 $P_{\max}/P_n$ は 3.13 と $\alpha = 0$ の場合 ($P/P_n = 1.0$) に比べ大幅に改善される。一方、 V_1 は $\cos \alpha$ にほぼ反比例 (17)式参照) するため α が大となる低出力時には過電圧 (無負荷で $V_1/V_{1n} = 1.42$) となるが、比較的広い出力範囲 (過電圧の限度を $V_1/V_{1n} = 1.25$ とすると、 $0.25 \leq P/P_n \leq 3.13$) で V_1 はほぼ一定に保たれる。なお、無負荷電圧は誘導機の無負荷励磁曲線 (V_1 対 I_m) とコンデンサの関係式 ($I_c = \omega C V_1$) の交点 ($I_c = I_m$) として与えられるた

図 7

出力と基本波相電圧, 制御角および最小制御角との関係 ($n = n_n$, $C = C_n$, $E_{d2} = E_{d2n}$)

Fig. 7. Fundamental phase voltage, control angle and minimum control angle (successful commutation) versus output power.

図 8 速度と基本波相電圧, 制御角および最小制御角の関係 ($P=P_n$, $C=C_n$, $E_{d2}=E_{d2n}$)

Fig. 8. Fundamental phase voltage, control angle and minimum control angle versus speed.

め, 磁気飽和が顕著なほど過電圧が防止される。

〈3・3〉 速度特性 図 8 は P , E_{d2} および C を定格値に保つ場合の n と V_1 , α および $\alpha_{\min}$ の関係である。定格速度 n_n 以下では α は負となるが, $\alpha \geq \alpha_{\min}$ の範囲ではコンバータの転流が可能で, 転流限界 ($\alpha = \alpha_{\min}$) で定まる速度下限 $n_{\min}/n_n$ は 0.915 と $\alpha = 0$ の場合 ($n_{\min}/n_n = 1.0$) に比べ約 8.5% 拡大される。なお, 発電電圧がほぼ一定なため速度が低下すると磁気飽和領域に入り, α の減少率が大きくなる。すなわち, 磁気飽和は速度の下限値の拡大を妨げる。一方, 定格速度以上では α は正で 30°el 程度までは速度にほぼ比例して増加するが, それ以上の α ではコンデンサの進み無効電流の増加をコンバータの遅れ無効電流により相殺できなくなり, V_1 が急激に増加する。過電圧の限度を $V_1/V_{1n} = 1.25$ とすると速度の上限 $n_{\max}/n_n$ は 1.3 となるが, 比較的広い速度範囲 ($0.915 \leq n/n_n \leq 1.3$) で発電電圧がほぼ一定で運転できる。

〈3・4〉 動作範囲 図 9 は C および E_{d2} を定格値に保つ場合の速度に対する転流限界 ($\alpha = \alpha_{\min}$) で定まる最大出力 $P_{\max}$, $\alpha = 0$ での出力 P_0 および過電圧 ($V_1/V_{1n} = 1.25$) となる最小出力 $P_{\min}$ の関係を算出した結果である。なお, 実用上の最大出力はコンバータの最大電流定格で定まることから $P_{\max}/P_n \leq 3$ の領域のみ示した。同図で, $P_{\max}/P_n$ と $P_{\min}/P_n$ の曲線に囲まれた斜線の領域が発電電圧がほぼ一定として運転できる動作範囲である。そのうち, $P_{\max}/P_n$ と P_0/P_n の曲線に囲まれた領域が高調波電圧によるコンバータの進み領域での運転により拡大されたものである。最大出

力は発電可能な全速度範囲 ($n/n_n \geq 0.85$) で改善されるが, 特に $0.9 \leq n/n_n \leq 1.3$ の速度範囲では $P_{\max}/P_n$ が P_0/P_n の 150% 以上と改善効果が著しいことがわかる。

〈3・5〉 容量 C の動作範囲への影響 図 10 は図 9 と同一動作条件で, 容量 C のみを $C/C_n = 0.9$ および 1.2 に変えた場合の n と $P_{\max}$, P_0 および $P_{\min}$ の関係である。図 10 および図 9 より C を小とするほど動作範囲がより高速側に移動するが, コンバータの進み領域での動作による最大出力の改善は C が小ほど顕著であることがわかる。これは C を減少させると高調波等価回路の共振角周波数 ω_0 が大となり, 同一の ω に対し ω/ω_0 が減少して 0.22 に近づき, コンバータの動作範囲がより進み領域に拡大されるためである (〈3・1〉 節参照)。 $C/C_n = 0.9$ の場合, 定格速度ではほぼ全出力範囲 ($0.13 \leq P/P_n \leq 3.1$) で発電電圧が一定であり, 速度変動が小さい場合には C を定格値に比べ若干小とすると出力範囲の点で有利となる。

図 9 動作範囲

Fig. 9. Generating region.

図 10 容量 C による動作範囲の変化

Fig. 10. Generating regions for various values of capacitance.

図 11 E_{d2} による動作範囲の変化Fig. 11. Generating regions for various values of E_{d2} .

〈3・6〉 E_{d2} の動作範囲への影響 図 11 は図 9 と同一動作条件で、直流リンク電圧のみを $E_{d2}/E_{d2n} = 0.9$ および 1.1 に変えた場合の n と P_{max} , P_0 および P_{min} の関係である。なお、この場合 $\alpha = 0$ での発電電圧が V_{1n} の E_{d2}/E_{d2n} 倍に変化するため P_{min} は $V_1/V_{1n} = 1.25 \cdot E_{d2}/E_{d2n}$ となる出力とした。図 11 および図 9 より、 E_{d2} が小ほど低速時の P_{max} が大きく、また、定格出力時の速度範囲も広がることから、これは E_{d2} を小とするほど発電電圧が小となり、磁気飽和が生じにくく、また、同一出力に対し I_a が大でコンバータの無効電力調整範囲が広がるためである。 $E_{d2}/E_{d2n} = 0.9$ の場合定格出力時の速度範囲は $0.88 \leq n/n_n \leq 1.4$ と $E_{d2}/E_{d2n} = 1.0$ の場合の約 1.35 倍であり、誘導機の効率および利用率を損なわない範囲で、直流電圧を小に選ぶと、速度範囲の点で有利となることがわかる。

4. 実験結果とその検討

前節の解析結果を確認するため、2.2 kW 標準かご形誘導電動機を用いて図 1 の発電システムを構成し実験を行なった。位相制御回路では高調波の影響を防ぐため発電電圧検出値を低域フィルタ（基本波に対してほぼ 90 度遅れ）を通して同期信号とし、また周波数変動の制御角への影響を防ぐため、周波数に比例した電圧を積分することによりこぎり波を発生し、制御電圧と比較して制御角を定めた。

〈4・1〉 負荷特性 図 12 に負荷特性実験結果を示す。 $n = 1,800$ rpm, $E_2 = 260$ V 一定で、 $C = 120 \mu\text{F}$ および $92 \mu\text{F}$ とした場合である。発電電圧実測値（○および × 印）は高調波を含む全実効値であるため、 α が

負となる場合、基本波実効値である理論値（実線および破線）と多少異なる（ $C = 92 \mu\text{F}$, $P = P_n$ のとき、約 5 % の誤差）が、これを除けば実測値は理論値と良く一致している。原動機の関係で出力範囲が定格の約 1.1 倍に制限され、転流限界で定まる最大出力（ $C = 120 \mu\text{F}$ で $P_{max}/P_n = 3.1$, $C = 92 \mu\text{F}$ で $P_{max}/P_n = 2.8$ ）は確認できなかったが、同図より $C = 92 \mu\text{F}$ の場合、コンバータの進み領域での運転により最大出力は少くとも $\alpha = 0$ の場合の 2.5 倍に改善されていることがわかる。また、 $C = 92 \mu\text{F}$ の場合には全出力範囲で、また、 $C = 120 \mu\text{F}$ の場合には定格の 25 % 以上の出力範囲で発電電圧の定格値からの変動が 25 % 以下となることがわかる。

〈4・2〉 動作波形 図 13 に図 12 の $C = 92 \mu\text{F}$, 定格出力の場合（●印）の発電電圧（u-v 相間）、コンバータ電流、誘導機一次電流およびコンデンサ電流（いずれも v 相）の波形を示す。同図（a）が実測値、同図（b）が理論値である。理論値では誘導機の高次高調波を無視したが、実測値と理論値は良く一致している。この動作条件では基本波に対する制御角 α は -10 度と進み領域にあるが、高調波ひずみにより転流時（ $\omega t = \pi/3$ ）の v_{vv} は正となり、安定な転流が可能となることが確認できる。

〈4・3〉 動作範囲 図 14 に $C = 120 \mu\text{F}$, $E_2 = 260$ V の場合の出力および速度の動作範囲実験結果を示す。動作可能領域は転流限界となる P_{max} と発電電圧が定格値の 1.25 倍となる P_{min} の二つの曲線に囲まれた部分であり、破線は $\alpha = 0$ の場合の出力 P_0 と速度の関係を表す。 P_{max} , P_0 , P_{min} の実測値（× 印）は理論値（実線および破線）と良く一致しており、高調波によるコンバータの進み領域での運転により動作領域が拡

図 12 負荷特性実験結果
($n = 1,800$ rpm
 $E_2 = 260$ V)

Fig. 12. Measured results of load characteristics.

図 13 動作波形 ($P=2.2\text{ kW}$, $n=1,800\text{ rpm}$, $C=92\text{ }\mu\text{F}$, $E_{d2}=260\text{ V}$)

Fig. 13. Voltage and currents waveforms.

×: 実測値 実線, 破線: 理論値

図 14 動作範囲実測結果 ($C=120\text{ }\mu\text{F}$, $E_{d2}=260\text{ V}$)

Fig. 14. Measured result of generating region.

大されることが確認できた。

5. む す び

自励式誘導発電機を直流リンクコンバータを介して電力系統と接続する発電システムにおいては、コンデンサと誘導機漏れインダクタンスの共振現象のため発電電圧に第5および第7調波が重畳し、コンバータが進みの制御角まで動作できる現象が生じることを見出した。本論文ではこれを定量的に検討するとともに、高調波や磁気飽和を考慮した発電機の定常特性解析を行ない、電力系統側の無効電力を小とするため、インバータ側直流電圧を一定とする場合について運転可能な速度および出力範囲を明らかにした。主な結果を以下に示す。

(1) 高調波電圧のためコンバータは制御角 α が負

の範囲まで動作できるが、その限界 $\alpha_{\min}$ はほぼ直流電流 I_d に比例し、基本波電圧実効値 V_1 に反比例する。また、 I_d および V_1 が一定とすると、基本波角周波数 ω と高調波等価回路の共振角周波数 ω_0 の比 ω/ω_0 が0.22程度の場合に $\alpha_{\min}$ は最小でコンバータの動作範囲が最も拡大される。

(2) コンバータが進み領域で運転できることにより、発電可能な最大出力および速度下限が改善される。供試機の場合は $\alpha=0$ の場合に比べ、定格速度での最大出力は約3倍に、定格出力での速度下限は約92%にそれぞれ改善された。

(3) インバータ側直流平均電圧を一定とすると発電電圧はほぼ $\cos\alpha$ に反比例するため、定格動作点($\alpha=0$)を中心とする比較的広い速度および出力範囲ではほぼ一定に保たれる。供試機の場合、定格速度では定格出力の25%から300%までの出力範囲で、また定格出力一定の条件では定格速度の92%から130%の速度範囲で、基本波電圧がほぼ一定(電圧変動が定格値の25%以下)となった。

(4) 速度一定にできる場合には、コンバータの進み領域での動作を利用し、 C を若干小(供試機では定格値の90%程度)とすると最大出力を損なうことなく軽負荷時の過電圧が防止できる。

本論文では電力系統と接続する回路方式を検討したが、 E_{d2} 一定として解析を行なったため蓄電池などの直流電源に自励式誘導発電機を接続する場合にも、上に述べた結果はそのまま適用できると考えられる。終わりに、本研究に対し文部省科学研究費の補助を載いた関係各位および実験に協力された本学大学院学生舟木 聡君、(現、北陸電力)に感謝致します。

(昭和60年5月27日受付)

文 献

- (1) M.B. Brennen & A. Abbondanti: "Static exciters for induction generators" *IEEE Trans. Industry Applications* IA-13, 422 (1977)
- (2) E. Erdeli, E.E. Kolatorowicz & W.R. Miller: "The limitations of induction generator in constant-frequency aircraft system" *Trans. AIEE* 77, 348 (1958)
- (3) D.B. Watson, J. Arrillaga & T. Densem: "Controllable dc power supply from wind-driven self-excited induction machine" *Proc. IEE*, 126, 1245 (1979)
- (4) 海田・佐藤・林: 「直流リンクコンバータにより電力系統と並列接続する誘導発電機」電学論B, 105, 93 (昭60-2)
- (5) 藤巻・宮下: 「ひずみ波駆動時におけるかご形誘導電動機の特算定法」電学論B, 104, 401 (昭59-7)
- (6) 蓮池: 「インバータ駆動三相かご形誘導電動機の高調波二次銅損低減に関する考察」電学論B, 104, 521 (昭59-8)