12 パルス整流器負荷三相二重巻線同期機

正員 松本久男 (新居浜工専)

正員 稲見和生 (新居浜工専)

1. ま え が き

誘導電動機の巻線を三相三重構成にして、これを電圧形および電流形九相インバータで駆動する場合、小容量の結合リアクトルにより3組の三相巻線電流の平衡が得られるばかりでなく、その波形が改善されることは既に報告した⁽¹⁾⁻⁽³⁾。この結合リアクトルは一般に三相 N 重 ($N \geq 2$) 構成の交流回路の電流平衡と波形改善に有効であり、これを適用した三相二重巻線同期機と2組の三相ブリッジ整流器を組合せた掲題の装置の多軸行列法⁽⁴⁾による特性解析の概要と波形改善の実験結果についても報告した⁽³⁾⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。この方式は、大容量装置の特性改善に特に有用と考えられる。

大容量6パルス整流器負荷同期発電機の一例として、電解工業用の直流電源として整流器積載同期発電機が実用されている⁽⁸⁾。この装置では、交流電流に多量の高調波成分を含むため、発電機の制動巻線設計などに特別な考慮が必要である⁽⁸⁾。また、大電流量を得るためには、整流素子の並列使用が避けられない。ここで報告する方式では、小容量の結合リアクトルが必要であるが、変圧器を省略して12パルス整流装置が構成できて、交流電流の高調波成分が大幅に減少して発電機の設計が容易になり、整流素子の並列数も半減する。更に、後述するように装置の諸特性も改善されるので、本方式の採用を有利とすることが考えられる。

本装置を逆変換動作領域で運転すると、無整流子電動機になる。トルク脈動を小さくして直流機に近い高度な速度制御特性を得るための無整流子電動機として電動機巻線を三相二重にして2組の三相ブリッジインバータを使用する点では本装置と同様な方式が実用されている⁽⁹⁾。両方式とも、トルク脈動を減少させる原

理は同一であるが、本方式では相電流の第5および第7調波成分が除去され、文献(9)の方式では、これが除去されない。また、同期機の諸定数と特性との関連を明確に表現する解析式は得られていないようである⁽⁹⁾。上述の調波成分は、電動機内部では相殺する起磁力を発生するものであって、トルク発生には無関係であり、この除去により、装置の損失が減少し、転流が容易になると考えられる。

本方式は従来の6パルス方式と比較して、トルク脈動が減少するばかりでなく、直流回路電圧の脈動が減少するので平滑リアクトルの小容量化が可能になり、無整流子電動機として高度な速度制御特性を得るのに特に適当と考えられるが、無整流子電動機としての詳細な特性検討は次の課題として、ここでは、同期機の諸定数と特性との関連を明確に表現して、諸特性の体系的な把握を可能にする解式の提供を主体として、回路構成と動作原理、ならびに実験結果をまとめて報告し既に報告した6パルス整流器負荷三相同期機の解析⁽¹⁰⁾と比較して、本方式による基本的な諸特性の改善を明らかにする。

2. 回路構成とその動作

第1図にこの装置の主回路を示す。図において発電機は中点が O_1 および O_2 である U_1, V_1, W_1 および U_2, V_2, W_2 巻線よりなる二つの星形巻線を持つ。この2組の星形巻線の起電力が、 $\pi/6$ の位相差を持つように構成している。従って、電流も同じ位相になる。2組の相電流 (i_{u1} などと i_{u2} など) はそれぞれ三相結合リアクトルを介して2組の三相ブリッジ結線の整流器 (Rec. 1 と Rec. 2) に供給されて全波整流されその出力電流 i_{L1} と i_{L2} の和 I_L が、平滑リアクトル X_L を介して負荷に供給される。

磁路に空けきを持たない、三相結合リアクトルの各脚 (M_u, M_v, M_w) の巻線は、それぞれ2組の星形巻線の電流の基本波成分による起磁力の和が零になるように巻かれている。例えば M_u においては、 n 巻の巻線 N_{u1} には i_{u1} を、 $n/\sqrt{3}$ 巻の巻線 N_{u22} と N_{u21} には

Double Three-Phase Wound Synchronous Machines with Twelve-Pulse Rectifier Load. By Hisao Matsumoto, Member & Kazuo Inami, Member (Electrical Engineering Department of Niihama Technical College)

松本久男：正員，新居浜工業高等専門学校電気工学科
稲見和生：正員，新居浜工業高等専門学校電気工学科

アクトルによる U_1, U_2 相などの電圧降下 v_{n1} (巻線 N_{u1} の U_1 点に対する R_1 点の電圧を v_{n1} と表示する), $v_{n21}+v_{n22}$ などを $[A_\theta]$ で変換したものになる。すなわち, Rec. 1 と Rec. 2 の相電圧 v_{r1}, v_{r2} などの瞬時値正, 逆相分 $\dot{V}_1, \dot{V}_{11}(=\dot{V}_1^*)$ 以外の電圧成分 $\dot{V}_5, \dot{V}_7(=\dot{V}_5^*)$ は, 結合リアクトルに吸収されることになる。なお, (2)式において, 第3項は突極効果を示し第4項は界磁による起電力を示す。(4)~(6)式の第2項は平衡基本波相電流に対しては零となり, 電機子電流の高調波成分により誘起される電圧を示す。

交流分に対する各巻線の抵抗を無視し, i_{fd} の直流分を I_{fdd} , 交流分を i_{fd} とおけば, (4)と(5)式より I_{fdd}, i_{fd}, i_{kd} が, (6)式より i_{kq} が得られ, これを(2)式に代入すれば $\dot{V}_1$ が得られて, 次式のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -(1/2)(x_d'' + x_q'')P_\theta(\dot{I}_1 + \mu \dot{I}_1^* \varepsilon^{2j\theta}) \\ & + j\sqrt{3}x_{afd}I_{fdd}\varepsilon^{j\theta} \\ & + j\sqrt{3}(x_{afd}I_{fd} + x_{akd}I_{kd})\varepsilon^{j\theta} \\ & + \sqrt{3}x_{akq}I_{kq}\varepsilon^{j\theta} \dots\dots\dots(9) \end{aligned}$$

$$\dot{V}_5 = -2x_cP_\theta\dot{I}_5 \dots\dots\dots(10)$$

$$e_f = r_{fd}I_{fdd}, i_{fd} = I_{fdd} + i_{fd} \dots\dots(11)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{fd} &= I_{fd} + \sqrt{3}K_{fd}R_e(\dot{I}_1\varepsilon^{-j\theta}) \\ i_{kd} &= I_{kd} + \sqrt{3}K_{kd}R_e(\dot{I}_1\varepsilon^{-j\theta}) \\ i_{kq} &= I_{kq} + \sqrt{3}K_{kq}R_e(j\dot{I}_1\varepsilon^{-j\theta}) \end{aligned} \right\} \dots\dots(12)$$

但し, I_{fd}, I_{kd}, I_{kq} は i_{fd} などが直流分を含めたための定数項であり,

$$\left. \begin{aligned} x_d'' &= x_l + 3(x_{ad} - X_{kd}') \\ x_q'' &= x_l + 3(x_{aq} - X_{kq}) \\ \mu &= (x_d'' - x_q'')/(x_d'' + x_q'') \\ X_{kd}' &= K_{fd}x_{afd} + K_{kd}x_{akd} \\ X_{kq} &= K_{kq}x_{akq} \\ K_{fd} &= \left(1 - \frac{x_{fkd}^2}{x_{fd}x_{kd}}\right)^{-1} \left(\frac{x_{afd}}{x_{fd}} - \frac{x_{fkd}x_{akd}}{x_{fd}x_{kd}}\right) \\ K_{kd} &= \left(1 - \frac{x_{fkd}^2}{x_{fd}x_{kd}}\right)^{-1} \left(\frac{x_{akd}}{x_{kd}} - \frac{x_{fkd}x_{afd}}{x_{fd}x_{kd}}\right) \\ K_{kq} &= x_{akq}/x_{kq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(13)$$

上式の x_d'', x_q'' は直軸, 横軸の初期過渡リアクタンス (多相定数) として作用するもので, μ は突極構造と制動巻線効果の相異に起因する両者の差を示す係数である。平衡基本波相電流に対しては, (12)式の第2項が定数となることより, 交流電流である i_{fd} などが零になることがわかる。

第2図 無負荷相誘導起電力と相電流の関係
Fig. 2. Relations between no-load phase induced emfs and phase currents.

〈3・2〉 回路条件により規定される電圧, 電流式

第1図の平滑リアクトル X_L が十分大きく負荷電流 I_L が平滑であるとし, サイリスタ T_{u1}, T_{z1} などの順方向電圧降下を無視する。

$i_{fd} = I_{fdd}$ になる無負荷時の U_1 相誘導起電力 $e_{u10} = x_{afd}P_\theta I_{fdd} \cos \theta = x_{afd}I_{fdd} \sin(\theta + \pi)$ の $\theta = \pi + \alpha$ の時点にサイリスタ T_{u1} が点弧されて i_{u1} が正方向に通電を始めるものとする。この時点を中心とする電気角を θ' とし, 同期機内の電磁現象が $\pi/6$ 刻みに同様の变化を繰返すので, θ' を次式のように表し, 第2図のように区間分けする。

$$\begin{aligned} \theta' &= \theta - (\pi + \alpha) = m\pi/6 + \theta'' \\ (m=0, 1, 2, \dots; 0 < \theta'' < \pi/6) \dots\dots(14) \end{aligned}$$

第1図の結合リアクトルは, 前述したように空けなしの鉄心でできているので, その励磁電流が非常に小さくなり, 各区間において次式の関係が成立する。

$$\left. \begin{aligned} i_{u1} + (1/\sqrt{3})(i_{v2} - i_{w2}) &\doteq 0 \\ i_{v1} + (1/\sqrt{3})(i_{w2} - i_{u2}) &\doteq 0 \\ i_{w1} + (1/\sqrt{3})(i_{u2} - i_{v2}) &\doteq 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(15)$$

この関係と $i_{u1} + i_{v1} + i_{w1} = 0$ および $i_{u2} + i_{v2} + i_{w2} = 0$ の関係を用い, 更に, 相電流相互の位相関係と I_L が平滑である条件を用いて計算すると, 転流が瞬時に完了するとした場合, 相電流は第2図の実線で示すようになる。ここでは, 以後の式表現を簡単にするために I_L' を次式のように定義している。

$$I_L' = 2\sqrt{3} I_L \tan(\pi/12) \dots\dots\dots (16)$$

このとき相電流の最大値 I_p は $I_p = I_L'/\sqrt{3}$ になる。

次に、点線で示すように転流現象を考慮した相電流を考える。相電流が重なる転流期間を u とし、この期間中に零から図説の $I_p/2$ まで変化する相電流（例えば、 $m=0$ の区間の i_{u1} ）を $I_p \eta(\theta'')$ で表わすと、転流時の各相の電流が図に記入したように算出され、次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} \eta(0) &= 0, \quad \eta(u) = 1/2 \\ \eta(\theta'') &= 1/2 \quad (u < \theta'' < \pi/6) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

また、各区間で転流期間中は導通していて転流完了後逆電圧を受けるサイリスタの電圧を $v_x(\theta'')$ で表わすと、次式が成立する。

$$v_x(\theta'') = 0 \quad (0 < \theta'' < u) \dots\dots\dots (18)$$

以上より各区間での相電流を I_L と η で表し、結合リアクトルを含む相電圧 v_{r1}, v_{r2} などを負荷電圧 $v_L(\theta'')$ と $v_x(\theta'')$ を用いて求めて、(8)式の変換により $I_1, I_5, \dot{V}_1$ および $\dot{V}_5$ を求めると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= (1/\sqrt{3}) \beta^{-5/2} \{2v_L(\theta'') \cos(\pi/12) \\ &\quad + \beta^{7/2} v_x(\theta'')\} \beta^m \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

$$\dot{I}_1 = -j I_L' \{1 + \beta^{7/2} \eta'(\theta'')\} \beta^m \dots\dots\dots (20)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &= (1/\sqrt{3}) \beta^{-1/2} \{2v_L(\theta'') \sin(\pi/12) \\ &\quad - \beta^{-1/2} v_x(\theta'')\} \beta^{5m} \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

$$\dot{I}_5 = 0 \dots\dots\dots (22)$$

但し、

$$\eta'(\theta'') = 4\eta(\theta'') \sin(\pi/12) \dots\dots\dots (23)$$

また、前述したように $\dot{V}_1$ は同期機の相電圧を変換したものになり、 $\dot{V}_5$ は結合リアクトル電圧を変換したものになるので、(8)式の逆変換に上式を代入して相電圧、相電流および結合リアクトル電圧が次式のように表示される。

$$\left. \begin{aligned} v_{u1} &= \frac{2}{3} v_L(\theta'') \cos \frac{\pi}{12} \sin \left\{ \left(m + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{6} \right\} \\ &\quad + (1/3) v_x(\theta'') \cos \{(m+1)\pi/6\} \\ i_{u1} &= (1/\sqrt{3}) I_L' \{ \sin(m\pi/6) \\ &\quad + \eta'(\theta'') \cos \{(m+(1/2))\pi/6\} \} \\ v_{nu1} &= \frac{2}{3} v_L(\theta'') \sin \frac{\pi}{12} \cos \left\{ \left(5m - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{6} \right\} \\ &\quad - (1/3) v_x(\theta'') \cos \{(5m-1)\pi/6\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

4. 電圧、電流解

(14)式の関係 considering (9), (12)式に (19), (20)式を代入し、かつ第2図の各区間で(12)式の各交流電流の平均値が零となる条件に(17)式と(23)式の関係

適用すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} &2v_L \cos(\pi/12) + j\epsilon^{j\pi/12} v_x \\ &= -j(\sqrt{3}/2)(x_d'' + x_q'') I_L' (P_\theta \eta' \\ &\quad + \mu P_\theta \eta' \epsilon^{2j(\theta'' + \alpha')} - 2\mu \epsilon^{2j(\theta'' + \alpha' + \pi/24)}) \\ &\quad + 3(x_{afd} I_{fdd} + x_{akd}' I_{kd} \\ &\quad - j x_{akq} I_{kq}) \epsilon^{j(\theta'' + \alpha')} \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} i_{kd} &= I_{kd} + \sqrt{3} K_{kd} I_L' \{ \sin(\theta'' + \alpha') \\ &\quad + \pi/12 - \eta' \cos(\theta'' + \alpha') \} \\ i_{kq} &= I_{kq} - \sqrt{3} K_{kq} I_L' \{ \cos(\theta'' + \alpha') \\ &\quad + \pi/12 + \eta' \sin(\theta'' + \alpha') \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (26)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{kd} &= -\frac{6\sqrt{3}}{\pi} K_{kd} I_L' \int_0^u \sin(\theta'' \\ &\quad + \alpha') P_\theta \eta' d\theta'' \\ I_{kq} &= \frac{6\sqrt{3}}{\pi} K_{kq} I_L' \int_0^u \cos(\theta'' \\ &\quad + \alpha') P_\theta \eta' d\theta'' \\ I_{fd}/I_{kd} &= i_{fd}/i_{kd} = K_{fd}/K_{kd} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (27)$$

但し、 $\alpha' = \alpha - \pi/12$ (第2図参照) であり、

$$x_{afd} I_{fdd} + x_{akd}' I_{kd} = x_{akd}' I_{kd} \dots\dots\dots (28)$$

次に、(25)式の実数部と虚数部より v_L, v_x, η' を求めてその結果を記す。

(a) 転流期間中 ($0 < \theta'' < u$) この期間中は $v_x = 0$ であり、

$$\begin{aligned} \eta' &= \mu \{ \sin 2(\theta'' + \alpha' + \pi/24) \\ &\quad - \sin 2(\alpha' + \pi/24) \} / \{ 1 + \mu \cos 2(\theta'' + \alpha') \} \\ &\quad + 2\sqrt{3} \{ (x_{afd} I_{fdd} + x_{akd}' I_{kd}) \{ \cos \alpha' \\ &\quad - \cos(\theta'' + \alpha') \} + x_{akq} I_{kq} \{ \sin \alpha' \\ &\quad - \sin(\theta'' + \alpha') \} \} / (x_d'' + x_q'') I_L' \\ &\quad \times \{ 1 + \mu \cos 2(\theta'' + \alpha') \} \dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_L &= \sqrt{3} \mu (x_d'' + x_q'') I_L' \{ \mu \\ &\quad + \cos 2(\theta'' + \alpha') - \sin 2(\theta'' + \alpha' \\ &\quad + \pi/24) - \mu \sin(\pi/12) \} / \{ 2 \cos(\pi/12) \} \\ &\quad \times \{ 1 + \mu \cos 2(\theta'' + \alpha') \} + 3 \{ (1 + \mu) \\ &\quad \times (x_{afd} I_{fdd} + x_{akd}' I_{kd}) \cos(\theta'' + \alpha') \\ &\quad + (1 - \mu) x_{akq} I_{kq} \sin(\theta'' + \alpha') \} / \{ 2 \cos \\ &\quad (\pi/12) \} \{ 1 + \mu \cos 2(\theta'' + \alpha') \} \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

(b) 転流完了後 ($u < \theta'' < \pi/6$) この期間中は、 $\eta' = 2 \sin(\pi/12)$ であり、

$$\begin{aligned} v_L &= \{ -\sqrt{3} \mu (x_d'' + x_q'') I_L' \sin 2(\theta'' + \alpha' \\ &\quad - \pi/12) \} / 2 \cos^2(\pi/12) + 3 \{ (x_{afd} I_{fdd} \\ &\quad + x_{akd}' I_{kd}) \cos(\theta'' + \alpha' - \pi/12) \\ &\quad + x_{akq} I_{kq} \sin(\theta'' + \alpha') \} \end{aligned}$$

$$-\pi/12\}/2\cos^2(\pi/12) \dots\dots\dots (31)$$

$$v_x = \{\sqrt{3}\mu(x_d'' + x_q'')I_L' \cos 2(\theta'' + \alpha' - \pi/24)\}/\cos(\pi/12) + 3\{(x_{afd}I_{fdd} + x_{akd}I_{kd})\sin(\theta'' + \alpha') - x_{akq}I_{kq} \times \cos(\theta'' + \alpha')\}/\cos(\pi/12) \dots\dots\dots (32)$$

両期間の v_L の平均値 $\bar{v}_L$ は次のようになる。

$$\bar{v}_L = \{-3\sqrt{3}\mu \sin(\pi/12)\}(x_d'' + x_q'')I_L' \times \{\sin 2(u + \alpha' - \pi/24) + \sin 2(\alpha' + \pi/24)\}/2\pi \cos^2(\pi/12) + \{9\sin(\pi/12)\} \times \{(x_{afd}I_{fdd} + x_{akd}I_{kd})\{\cos(u + \alpha') + \cos \alpha'\} + x_{akq}I_{kq}\{\sin(u + \alpha') + \sin \alpha'\}\}/\pi \cos^2(\pi/12) \dots\dots\dots (33)$$

以上の解式で、 I_{fdd} 、 I_{kd} 、 I_{kq} を α' 、 u 、 I_L' の関数として求めると、次の結果が得られる。

$$\left. \begin{aligned} x_{akd}I_{kd} &= X_{kd}I_L' \{F_d' A_c - G_d \{2\sin(\pi/12) + \mu B_s'\}\}/2E' + 18X_{kd}'X_{kq}I_L' \times \{(F_q' G_d - F_d' G_q) A_s + (F_d' H_q - F_q' H_d) A_c + (G_q H_d - G_d H_q) \times \{2\sin(\pi/12) + \mu B_s'\}\}/\pi(x_d'' + x_q'')E' \\ x_{afd}I_{fdd} + x_{akd}I_{kd} &= X_{kg}I_L' \{H_q \{2\sin(\pi/12) + \mu B_s'\} - F_q' A_s\}/2E' + \pi(x_d'' + x_q'')I_L' \times \{2\sin(\pi/12) + \mu B_s'\}/72E' \\ x_{akq}I_{kq} &= X_{kg}I_L' \{F_q' A_c - G_q \{2\sin(\pi/12) + \mu B_s'\}\}/2E' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (34)$$

但し、

$$\begin{aligned} A_c &= \cos \alpha' - \cos(u + \alpha') \\ A_s &= \sin \alpha' - \sin(u + \alpha') \\ B_s' &= \sin 2(\alpha' + \pi/24) - \sin 2(u + \alpha' - \pi/24) \\ E' &= \sqrt{3} \left\{ \frac{\pi}{36} A_c - \frac{X_{kg}(G_q A_s - H_q A_c)}{x_d'' + x_q''} \right\} \end{aligned}$$

また、 F_d' 、 F_q' は付録に示す関数であり、 G_d 、 G_q 、 H_d 、 H_q は文献(10)の付録と同じ関数である。

5. 推移角と順、逆変換境界点弧角

サイリスタの代りにダイオードを使用したときの自然点弧時の α' (推移角) を α_n' で表すと、 α_n' は $P_{\theta}\eta'(0)=0$ を満すものとなり、次式が成立する〔 $P_{\theta}\eta'$ は(25)式より求まる〕。

$$\begin{aligned} &(x_{afd}I_{fdd} + x_{akd}I_{kd})\tan \alpha_n' - x_{akq}I_{kq} \\ &= \{-\mu(x_d'' + x_q'')I_L' \cos 2(\alpha_n' + \pi/24)\}/\sqrt{3} \cos \alpha_n' \dots\dots\dots (35) \end{aligned}$$

従って、(34)式中の α' を α_n' とおいて、上式を満す α_n' を反覆計算により求めることができる。

逆変換動作可能な α' の限界 α_e' は、サイリスタのターンオフ時間を無視すると、(32)式の $v_x(u)$ が零となることにより求められ、同一の I_L/I_{fdd} に対して、逆変換動作時の推移角 $\pi - \alpha_e'$ などについて、文献(10)と同じく次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} u|\alpha'=\alpha_e' &= u|\alpha'=\alpha_n' \\ (\bar{v}_L/I_{fdd})|\alpha'=\alpha_e' &= -(\bar{v}_L/I_{fdd})|\alpha'=\alpha_n' \\ \pi - \alpha_e' &= u + \alpha_n' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (36)$$

順、逆変換動作の境界点弧角 α_e' は、(33)式の $\bar{v}_L=0$ を満すものであり、重なり角 u との間に文献(10)と同じ次式が成立する。

$$\pi/2 - \alpha_e' = u/2 \dots\dots\dots (37)$$

6. 結合リアクトル容量

本方式において、相間リアクトルは無いが三相結合リアクトルを使用しており、その容量が問題になる(この場合 $i_{L1} \neq i_{L2}$ であるので相間リアクトルを設けてはならない)。

(24)式の巻線 N_{u1} の電圧 v_{nu1} は、同一の α' に対しては I_L が小さいほど大となる。 $I_L \neq 0$ では i_{kd} 、 i_{kq} 、 i_{fd} 、 u は何れも零になり、 v_{nu1} は次式で表される。

$$\begin{aligned} v_{nu1} &= x_{afd}I_{fdd} \{ \tan(\pi/12) \cos \{(5m - 1/2)\pi/6\} \cos(\theta'' + \alpha' - \pi/12) \\ &\quad - \cos \{(5m - 1)\pi/6\} \sin(\theta'' + \alpha') \} / \cos(\pi/12) \dots\dots\dots (24') \end{aligned}$$

第3図に $\alpha' = \pi/4$ の場合のこれらの波形を例示する。

電源の1サイクル間における(24')式の位相角積分の全振幅を Φ_R とすると、 $\Phi_R = (\text{巻線 } N_{u1} \text{ の磁束鎖交数の全振幅})/\omega$ となる。相電圧を定格とするリアクトル巻線の位相角積分の全振幅を Φ_P とすると、 $\Phi_P = 2x_{afd}I_{fdd}/\omega$ である。発電機は六相巻線となっており、三相結合リアクトルの M_u 脚には n 巻の巻線 N_{u1} の他に $n/\sqrt{3}$ 巻の巻線 N_{u22} と N_{u21} がある。よって変圧器の容量を(巻線容量の総計)/2 で定義すると、この結合リアクトルの変圧器に換算した等価容量の同期機容量に対する割合 P_c は次式で表わされる。

$$P_c = \{3(1 + 2/\sqrt{3})\Phi_R/6\Phi_P\}/2 \dots\dots\dots (38)$$

この値を各 α' に対して計算して第4図に示す。

第4図より、 $P_c|\alpha'=30^\circ=7.2\%$ であり、 P_c の最大

注. $\alpha' = 45^\circ$ で $m = -2 \sim 9$ 区間の $I_d \approx 0$ 時の波形を示す。横軸1目盛は位相角で 10° である。縦軸は v_{u1} の波高を1としを。

第3図 三相結合リアクトル巻線の電圧波形の一例

Fig. 3. An example of voltage waveforms of the three-phase coupling reactor windings.

第4図 制御角と同期機に対する三相結合リアクトルの容量比の関係

Fig. 4. Relation between firing angle and capacity ratio of three-phase coupling reactor to synchronous machine.

値は $P_c | \alpha' = 90^\circ = 14.0\%$ となる。これは相間リアクトルを使用した場合の相間リアクトル容量の6倍弱になる。但し、相間リアクトルには電流波形の改善作用がなく、また、Rec.1とRec.2の平均直流電圧の不平衡を補償できないので2組の三相巻線電流相互間の不平衡を補償する作用がない。

7. 6パルス整流器負荷三相同期機との比較

上述の解析結果を用いて、文献(10)の6パルス整流

第1表 供試同期機の定数

Table 1. Constants of the tested machines.

定数	機種	N	D	Q	DQ
$x_l + 3x_{ad}$ (Ω)		27.1	27.1	27.1	27.1
$x_l + 3x_{aq}$ (Ω)		27.1	27.1	27.1	27.1
x_{fd} (Ω)		5000	1410	5000	1410
x_{kq} (Ω)		—	—	344	344
x_{afd} (Ω)		106	106	106	106
x_{akq} (Ω)		—	—	52.8	52.8
K_{fd}		0.0212	0.0752	0.0212	0.0752
K_{kq}		—	—	0.154	0.154
X'_{kd} (Ω)		2.25	7.97	2.25	7.97
X_{kq} (Ω)		—	—	8.10	8.10
x''_d (Ω)		20.4	3.19	20.4	3.19
x_q' (Ω)		27.1	27.1	2.79	2.79
μ		-0.142	-0.789	0.759	0.0679

注) 本機においては直軸制動巻線がないので、 x'_{ad} I_{hd} の代りに x_{afd} I_{fd} を使用する。また、各定数値の計算において横線を旋した定数を含む項は零とする。

器負荷三相同期機との特性比較を行なう。

〈7.1〉 供試機 文献(10)の供試機の三相巻線を2分割して三相二重巻線にして測定した諸定数を第1表に示す。本表において、記号 N, D, Q, DQ の意味は文献(10)に詳述したように、制動巻線なし、直軸制動巻線付、横軸制動巻線付および両軸制動巻線付に対応するものである。

〈7.2〉 特性比較 第5図～第9図に文献(10)に対比する諸特性を示す。本稿では、文献(10)のある動作点に、負荷電流が2倍で負荷電圧が半分の点に対応

第5図 負荷電流と推移角 ($\alpha_n', 180^\circ - \alpha_e'$) の関係

Fig. 5. Relations between load current and displacement angles ($\alpha_n', 180^\circ - \alpha_e'$).

第 6 図 負荷電流と転流重なり角の関係
 Fig. 6. Relations between load current and commutating overlap angle.

第 7 図 負荷電流と平均負荷電圧の関係
 Fig. 7. Relations between load current and mean load voltage.

することになるので、目盛幅を I_L / I_{fdd} は文献(10)の半分に、 $\bar{v}_L / I_{fdd}$ は 2 倍になっている。また、文献(10)の電気角 $\pi/3$ に本稿の $\pi/6$ が対応している。

横軸制動巻線が特性改善に有効であることは、文献(10)と同様である。第 9 図と文献(10)の第 7 図を比較すれば、制動巻線電流の周波数は 2 倍に、その大きさは約半分になっており、これによる損失が非常に小さくなるのがわかる。

第 8 図と文献(10)の第 6 図を比較すれば、トルク脈動 (v_L の脈動) は、その周波数が 2 倍になるばかりでなく、その大きさが半減している。

また、文献(10)の第 5 図と本稿の第 7 図を比較してわかるように、順変換領域 (発電機動作領域) においては電圧変動率が非常に小さくなっている。逆変換領

第 8 図 負荷電圧とサイリスタ逆電圧の波形
 Fig. 8. Waveforms of load voltages and thyristor reverse voltages.

第 9 図 制動巻線電流波形

Fig. 9. Damper-winding current waveforms.

域 (電動機動作領域) においては、直流電流 - 電圧特性の平滑化により同一動作点に対応する $180^\circ - \alpha'$ が小になり、基本波の無効電力も低減されることになっている。更に、 $\alpha' = \alpha_e'$ の曲線に対比してわかるように、電動機の出力限界が増大していることがわかる。これは、三相結合リアクトルが整流回路における相間リアクトルと同様の特性改善作用をするとともに、高調波成分の除去により転流時の電流変化を更に減少させ、同一動作点における重なり角 u を $1/2$ より小さくすることに起因している [文献(10)の第 4 図と本稿の第 6 図を比較参照]。

これらの傾向は、通常の同期機についての特性計算の比較によっても明りように認められる⁽¹¹⁾。

〈7・3〉 実験結果 第 7 図に $I_{fdd} = 1.2 \text{ A}$ の場合の $\alpha' = 60^\circ$ および $\alpha' = 120^\circ$ における実験結果をプロットする。実験は直流電源設備の関係で 30 Hz で行な

第 10 図 三相結合リアクトル巻線電圧と相電流波形のオシログラム

Fig. 10. Oscillogram of three-phase coupling reactor winding voltage and phase current.

い 60 Hz に換算し、また、 v_L の測定値にサイリスタによる電圧降下として 2.5 V を加減した。

第 10 図に第 3 図に対応するオシログラムを示す。

供試機が誘導機を改造したものであるため、出力電圧に多量の高調波成分を含み、また、磁気飽和による定数変化があるので、計算値と実測値の完全な一致は得られていないが、本方式の特長は確認された。

8. むすび

以上、本方式が比較的小容量の結合リアクトルを使用して 2 組の三相巻線の電流を平衡させ、更に相電流波形を改善するばかりでなく、文献(10)と同様な解析により、従来の三相方式に比べて諸特性を大幅に改善するものであることを明らかにした。

第 7 図の $u=30^\circ$ に対応する I_L/I_{fdd} の最大値を超える範囲では自然発生点弧遅れおよび場合によっては電流の二重なりが生じるが、この範囲の解析については後報する。

終りに、常に御指導を頂いている九州大学工学部野中作太郎教授研究室関係の方々に深謝致します。

(昭和 54 年 4 月 23 日受付)

文 献

- (1) 松本：「九相インバータ駆動三相三重巻線交流電動機」電学誌 B, 94, 415 (昭 49-9)

- (2) 松本・稲見：「電流形九相インバータ駆動三相三重巻線誘導電動機」昭 50 電気四学会九州支部連大 No. 118
- (3) 松本・稲見：「波形改良用結合リアクトル付の整流器負荷同期機と電流形インバータ」昭 51 電気学会全大 No. 684
- (4) T. J. Takeuchi: Matrix Theory of Electrical Machinery (オーム社)
- (5) 松本：「三相多重構成の多相インバータおよび多相整流回路の交流電流波形改良用結合リアクトル」昭 49 電気学会全大 No. 456
- (6) 松本：「波形改良用結合リアクトルによる十二相変換回路の特性解析」昭 49 電気関係学会四国支部連大 No. 9-2
- (7) 松本・稲見：「整流器負荷を持つ三相二重巻線同期発電機の特性解析」新居浜工業高等専門学校紀要(理工学編) 12, 37 (昭 51-1)
- (8) 高橋：「高調波電流負荷(整流器負荷など)の同期機に及ぼす影響」電学誌, 93, 491 (昭 48-6)
- (9) 宇高・甲藤・赤松：「多相形サイリスタモータにおけるトルク脈動の考察法」制御変換装置研究会資料 PCC-78-8 (昭 53-1)
- (10) 松本・稲見：「6 パルス整流器負荷三相同期機の解析」電学誌 B, 99, 137 (昭 54-3)
- (11) 松本・稲見：「12 パルス整流器負荷三相二重巻線同期機の特性」昭 52 電気学会全大 No. 733

付 録

(27) 式の右辺の計算結果になる (34) 式中で使用した文献(10)と異なる関数の定義式を次に示す。

$$\begin{aligned}
 F_d' &= -2 \sin(\pi/12) \sin(u + \alpha') \\
 &+ \mu \int_{\alpha'}^{u+\alpha'} \frac{\sin 2(\varphi + \pi/24)}{1 + \mu} * \\
 &* \frac{-\sin 2(\alpha' + \pi/24)}{\cos 2\varphi} \cos \varphi d\varphi \\
 &= \cos(\alpha' + \pi/12) - \cos(u + \alpha' - \pi/12) \\
 &- \{\sin(\pi/12) + \mu \sin(\alpha' + \pi/24)\} f_s \\
 &+ (1 - \mu) f_c \cos(\pi/12) \\
 F_q' &= 2 \sin(\pi/12) \cos(u + \alpha') \\
 &+ \mu \int_{\alpha'}^{u+\alpha'} \frac{\sin 2(\varphi + \pi/24)}{1 + \mu} * \\
 &* \frac{-\sin 2(\alpha' + \pi/24)}{\cos 2\varphi} \times \sin \varphi d\varphi \\
 &= \sin(\alpha' + \pi/12) - \sin(u + \alpha' - \pi/12) \\
 &+ \{\sin(\pi/12) + \mu \sin(\alpha' + \pi/24)\} f_s \\
 &+ (1 + \mu) f_s \cos(\pi/12)
 \end{aligned}$$

ここで、 f_s , f_c , f_i は文献(10)と同じ表現式である。