UDC 621.313.292.012.6-9: 621.3.045.7

論文

52-B2

ダンパ巻線の影響を考慮した直流入力電流が脈動する場合の無整流子電動機特性

正員 知野 照 信 (長野工業高専)

正員 佐藤 則 明 (東京工大)

1. ま え が き

無整流子電動機 (以下, CLM と略す) は最近各種の用途に実用化されている。CLM に関する従来の論文の多くは, 電源に直列にそう入される直流リアクトルが十分大きく直流入力電流は脈動しないものとして解析されてきた。最近では, 直流入力電流の脈動を考慮して解析がなされ, CLM の特性がよりの確には握できるようになったが, ダンパ巻線の影響は十分明らかではない⁽¹⁾⁽²⁾。

本論文では直流入力電流が脈動する場合の CLM の特性をダンパ巻線を考慮して論じ, その物理的意味を明らかにすると共に制御進み角と重なり角, 励磁電流の影響及び転流限界についても考察を行ない, 実験により理論を確かめることができたのでその概要を報告する。

2. ダンパ巻線を考慮した電流瞬時値

第1図に示すダンパ付き同期電動機は解析的に等価なダンパ無し同期電動機に置き換えられる。ダンパ抵抗を無視したその非突極形の基本式は次式となる⁽³⁾。

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + P(l_1 + L_1') & -P L_1'/2 \\ -P L_1'/2 & r_1 + P(l_1 + L_1') \\ -P L_1'/2 & -P L_1'/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Characteristics of a Commutatorless Motor with the Ripple Components in Input DC Current Considering the Influence of Damper Winding. By Terunobu Chino, Member (Department of Electrical Engineering, Nagano Technical College) Noriaki Sato, Member (Department of Electrical Engineering, Tokyo Institute of Technology)

知野照信: 正員, 長野工業高等専門学校電気工学科

佐藤則明: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学教室

第1図 無整流子電動機結線図

Fig. 1. The commutatorless motor circuit.

$$* \begin{bmatrix} -P L_1'/2 \\ -P L_1'/2 \\ r_1 + P(l_1 + L_1') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda V_f \sin(\theta + \beta) \\ \lambda V_f \sin(\theta + \beta - 2\pi/3) \\ \lambda V_f \sin(\theta + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda &= \frac{V \sqrt{(\phi_f - \phi_{ad})^2 + \phi_{aq}^2}}{\phi_f} \\ \beta &= \tan^{-1} \frac{\phi_{ad}}{\phi_f - \phi_{ad}} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

但し, $L_1' = L_1 - M_{kd}^2/L_{kd} = L_1 - M_{kq}^2/L_{kq}$,
 $V_f = \omega \phi_f$, $\phi_f = M_f I_f$, $\phi_{ad} = (1 - \sigma) L_s I^c$,
 $\phi_{aq} = (1 - \sigma) L_s I^{SN}$

上式で, $P = d/dt$, L_s は同期インダクタンスで, $L_s = l_1 + 3L_1/2$, σ は電機子一相とダンパ巻線間の漏れ係数, I^{SN} , I^c は電機子電流の

基本波成分のそれぞれ正弦項及び余弦項のフ

ーリエ係数, ω は回転子電気角速度である。

(1)式は前論文⁽²⁾と同様の手法で解析できる。解析に当り同期電動機は定電流で励磁され, サイリスタの順方向電圧降下は無視する。

〈2・1〉 入力電流連続状態における基本式 今, CLM が一定速度で回転し, 且つ, 入力電流が連続する定常状態にて, その瞬時値を i_d とする。

〈重なり期間〉 サイリスタ W からサイリスタ U への転流期間は, r_0 を無負荷設定進み角, u を重なり角とすれば, $\pi/6 - r_0 \leq \theta = \omega t + \pi/6 - r_0 \leq \pi/6 - r_0 + u$ となり, E_d を電源電圧, r_d を直流リアクトルの抵抗, L_d をそのインダクタンス値とすれば, 重なり期間の電圧方程式は次式となる。

$$E_d = r_d i_d + P L_d i_d + 3/2 (r_1 + P \sigma L_s) i_d + 3/2 \lambda V_f \cos(\omega t - r_0 + \beta) \quad \dots (3)$$

$$0 = (r_1 + P \sigma L_s)(i_d - i_c) + \sqrt{3} \lambda V_f \times \sin(\omega t - r_0 + \beta) \quad \dots (4)$$

$$i_d = i_a + i_c \quad \dots (5)$$

時刻 $t=0$ における i_d の初期値を I_0 とおけば, (3) ~ (5) 式を解いて重なり期間の電流として下式が得られる。

$$i_d(t) = I_0 e^{-x\omega t} + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+3/2)n} \times (1 - e^{-x\omega t}) + \frac{3}{2} \times \frac{\lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+3/2)^2 + (m+3/2)^2 n^2}} \times \{ \cos(-r_0 + \beta - \theta_1) e^{-x\omega t} - \cos(\omega t - r_0 + \beta - \theta_1) \} \quad \dots (6)$$

$$i_c(t) = \frac{i_d(t)}{2} + \frac{I_0}{2} e^{-n\omega t} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{n^2 + 1}} \times \{ \sin(-r_0 + \beta - \theta_2) e^{-n\omega t} - \sin(\omega t - r_0 + \beta - \theta_2) \} \quad \dots (7)$$

$$i_a(t) = i_d(t) - i_c(t) \quad \dots (8)$$

但し, $0 \leq t \leq u/\omega$

ここで, $l = L_d/(\sigma L_s)$, $m = r_d/r_1$, $n = r_1/(\omega \sigma L_s)$, $x = (m+3/2)n/(l+3/2)$, $\theta_1 = \tan^{-1}(1/x)$, $\theta_2 = \tan^{-1}(1/n)$

〈パワリング期間〉 サイリスタ U , A 相, B 相及びサイリスタ Y と電流が通じるパワリング期間 $\pi/6 - r_0 + u \leq \theta = \omega t + \pi/6 - r_0 + u \leq \pi/2 - r_0 + u$ における電圧方程式は次式となる。

$$E_d = (r_d + 2r_1) i_d + P (L_d + 2\sigma L_s) i_d + \sqrt{3} \lambda V_f \cos(\omega t - r_0 + \beta + u - \pi/6)$$

$$\dots (9)$$

$$i_d = i_a = -i_b \quad \dots (10)$$

時刻 $t=u/\omega$ における i_d の初期値を I_{00} とし, (9) 式を解いてパワリング期間の i_d を求めると次式となる。

$$i_d(t) = I_{00} e^{-y(\omega t - u)} + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+2)n} \times \{ 1 - e^{-y(\omega t - u)} \} + \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \times \{ \cos(-r_0 + \beta + u - \pi/6 - \theta_3) e^{-y(\omega t - u)} - \cos(\omega t - r_0 + \beta - \pi/6 - \theta_3) \} \quad \dots (11)$$

但し, $u/\omega \leq t \leq \pi/3\omega$

ここで, $y = (m+2)n/(l+2)$, $\theta_3 = \tan^{-1}(1/y)$

平均直流入力電流 I_d は (6), (11) 式をそれぞれ積分して平均値を求めれば次式となる。

$$I_d = \frac{3}{\pi} \left\{ -\frac{I_0}{x} (e^{-xu} - 1) + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+3/2)n} \times \left(u + \frac{e^{-xu} - 1}{x} \right) + \frac{3}{2} \times \frac{\lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+3/2)^2 + (m+3/2)^2 n^2}} \times \left\{ -\frac{e^{-xu} - 1}{x} \cos(-r_0 + \beta - \theta_1) - \sin(u - r_0 + \beta - \theta_1) - \sin(r_0 - \beta + \theta_1) \right\} - \frac{I_{00}}{y} \{ e^{-y[(\pi/3) - u]} - 1 \} + \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+2)n} \left\{ \frac{\pi}{3} - u + \frac{e^{-y[(\pi/3) - u]} - 1}{y} \right\} + \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \times \left\{ -\frac{e^{-y[(\pi/3) - u]} - 1}{y} \cos(r_0 - \beta - u + \pi/6 + \theta_3) - \sin(\pi/6 - r_0 + \beta - \theta_3) + \sin(u - r_0 + \beta - \pi/6 - \theta_3) \right\} \right\} \quad \dots (12)$$

〈2・2〉 入力電流断続状態における基本式 入力電流が断続する場合の電流 i_d は (11) 式で $I_{00}=0$, $u=0$ とおくことにより下式となる。

$$i_d(t) = \frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+2)n} (1 - e^{-y\omega t}) + \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \times \{ \cos(-r_0 + \beta - \pi/6 - \theta_3) e^{-y\omega t}$$

$$-\cos(\omega t - r_0 + \beta - \pi/6 - \theta_3)\} \dots\dots\dots (13)$$

但し, $0 \leq t \leq \pi/3$

平均電流 I_d は電流通角を T_α とすれば下式となる。

$$I_d = \frac{3}{\pi} \left[\frac{E_d}{\omega \sigma L_s (m+2)n} \left(T_\alpha + \frac{e^{-\gamma T_\alpha} - 1}{\gamma} \right) + \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\omega \sigma L_s \sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \times \left\{ -\frac{e^{-\gamma T_\alpha} - 1}{\gamma} \cos(r_0 - \beta + \pi/6 + \theta_3) - \sin(T_\alpha - r_0 + \beta - \pi/6 - \theta_3) - \sin(r_0 - \beta + \pi/6 + \theta_3) \right\} \right] \dots\dots\dots (14)$$

3. 無整流子電動機の特性

ここでは、直流リアクトル L_d が有限の場合について、一例として、定格電圧 $V_n=140$ V, 定格電流 $I_n=7.0$ A, 出力 1.4 kW, 極数 2, 定格回転数 $N_r=3,000$ rpm で、定数は同期リアクタンス $X_s=0.753$ pu, $r_1=0.0307$ pu, $r_d=0.215$ pu の非突極形同期電動機について、ダンパ効果を考慮して無整流子電動機の特性を定量的に論じる。

〈3・1〉 電機子電流と電機子電圧 第2図は直流入力電流連続状態の電機子電流 i の波形（半周期）を(6)～(8), (11)式より計算した結果である。 I_f/I_{f0} は励磁電流と無負荷定格電圧を誘起するための励磁電流との比である。同図(a) $L_d/L_s=0$ 即ち直流リアクトルが無い場合は、ダンパ結合密なる σ が小なるほど電流の脈動が大きくなり、電流脈動が最大となる位相は進むことがわかる。これはダンパ効果により電機子実効漏れリアクタンスが減少し時定数が小さくなるためである。同図で点線は $I_f/I_{f0}=1$ の波形で、 $I_f/I_{f0}=2$ と比較するとかなり電流脈動が減少している。これは励磁電流減少により直流電圧波形のひずみの振幅が小さくなるためである。同図(b) $L_d/L_s=30$ では直流リアクトルの電流平滑作用により電流はほとんど平滑化され、電流脈動に対してダンパ結合の強さの度合の影響は無くなる。

電機子電圧は電流の瞬時値を表わす式が求まっているので容易に導くことができる。 $C-A$ 相間の電機子電圧を V_{ca} とすると V_{ca} は、

$$V_{ca} = r_1(i_c - i_a) + P \sigma L_s(i_c - i_a) - \sqrt{3} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \dots\dots\dots (15)$$

となる。電機子電圧の半周期は6つの期間から成り立ち、各期間の電流を(15)式に代入し、 V_{ca} を求めれば

(a) $L_d/L_s=0$

(b) $L_d/L_s=30$
($N/N_r=0.5$, $I_d/I_{dn}=1$, $I_f/I_{f0}=2$, $r_0=60^\circ$ el)

第2図 電機子電流波形の計算例

Fig. 2. The calculated waveforms of armature current.

以下の各式となる。

$$0 \leq t \leq u/\omega$$

$$V_{ca} = (r_1 - n \omega \sigma L_s) I_0 e^{-n \omega t} + \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\sqrt{n^2 + 1}} \times \{ n \sin(\omega t - r_0 + \beta - \theta_2) + \cos(\omega t - r_0 + \beta - \theta_2) \} - \sqrt{3} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) = 0 \dots\dots\dots (16)$$

$$u/\omega \leq t \leq \pi/3 \omega$$

$$V_{ca} = -(r_1 - \gamma \omega \sigma L_s) I_0 e^{-\gamma(\omega t - u)} - \frac{E_d}{m+2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{\gamma}{n} \right) e^{-\gamma(\omega t - u)} \right\} - \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \times \{ (n - \gamma) \cos(-r_0 + \beta + u - \pi/6 - \theta_3) \}$$

$$\begin{aligned} & \times e^{-y(\omega t - u)} + \sqrt{n^2 + 1} \sin(\omega t - r_0 \\ & + \beta - \pi/6 - \theta_3 - \theta_0) \} \\ & - \sqrt{3} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \dots (17) \end{aligned}$$

但し, $\theta_0 = \tan^{-1} n$

$$\pi/3 \omega \leq t \leq \pi/3 \omega + u/\omega$$

$$\begin{aligned} V_{ca} = & -\frac{3}{2}(r_1 - x \omega \sigma L_s) I_0 e^{-x(\omega t - \pi/3)} \\ & - \frac{2}{3} \frac{E_d}{m+2/3} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{x}{n} \right) \right. \\ & \times e^{-x(\omega t - \pi/3)} \left. \right\} - \frac{9}{4} \\ & \times \frac{\lambda V_f}{\sqrt{(l+3/2)^2 + (m+3/2)^2 n^2}} \\ & \times \{ (n-x) \cos(-r_0 + \beta - \theta_1) e^{-x(\omega t - \pi/3)} \\ & + \sqrt{n^2 + 1} \sin(\omega t - r_0 + \beta - \pi/3 - \theta_1 \\ & - \theta_0) \} + \frac{\sqrt{3}}{2} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \\ & \dots \dots \dots (18) \end{aligned}$$

$$\pi/3 \omega + u/\omega \leq t \leq 2\pi/3 \omega$$

$$\begin{aligned} V_{ca} = & -2(r_1 - y \omega \sigma L_s) I_0 e^{-y(\omega t - u - \pi/3)} \\ & - \frac{2E_d}{m+2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{y}{n} \right) e^{-y(\omega t - u - \pi/3)} \right\} \\ & - \frac{2\sqrt{3} \lambda V_f}{\sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \\ & \times \{ (n-y) \cos(-r_0 + \beta + u - \pi/6 - \theta_3) \\ & \times e^{-y(\omega t - u - \pi/3)} + \sqrt{n^2 + 1} \\ & \times \sin(\omega t - r_0 + \beta - \pi/2 - \theta_3 - \theta_0) \} \\ & - \sqrt{3} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \dots (19) \end{aligned}$$

$$2\pi/3 \omega \leq t \leq 2\pi/3 \omega + u/\omega$$

$$\begin{aligned} V_{ca} = & -\frac{3}{2}(r_1 - x \omega \sigma L_s) I_0 e^{-x(\omega t - 2\pi/3)} \\ & - \frac{3}{2} \frac{E_d}{m+3/2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{x}{n} \right) \right. \\ & \times e^{-x(\omega t - 2\pi/3)} \left. \right\} - \frac{9}{4} \\ & \times \frac{\lambda V_f}{\sqrt{(l+3/2)^2 + (m+3/2)^2 n^2}} \\ & \times \{ (n-x) \cos(-r_0 + \beta - \theta_1) \\ & \times e^{-x(\omega t - 2\pi/3)} + \sqrt{n^2 + 1} \\ & \times \sin(\omega t - r_0 + \beta - 2\pi/3 - \theta_1 - \theta_0) \} \\ & - \frac{3\sqrt{3}}{2} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \dots (20) \end{aligned}$$

$$2\pi/3 \omega \leq t \leq \pi/\omega$$

$$\begin{aligned} V_{ca} = & -(r_1 - y \omega \sigma L_s) I_0 e^{-y(\omega t - u - 2\pi/3)} \\ & - \frac{E_d}{m+2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{y}{n} \right) e^{-y(\omega t - u - 2\pi/3)} \right\} \end{aligned}$$

第 3 図 電機子電圧波形の計算例

Fig. 3. The calculated waveforms of armature voltage.

$$\begin{aligned} & - \frac{\sqrt{3} \lambda V_f}{\sqrt{(l+2)^2 + (m+2)^2 n^2}} \\ & \times \{ (n-y) \cos(-r_0 + \beta + u - \pi/6 - \theta_3) \\ & \times e^{-y(\omega t - u - 2\pi/3)} + \sqrt{n^2 + 1} \\ & \times \sin(\omega t - r_0 + \beta - 5\pi/6 - \theta_3 - \theta_0) \} \\ & - \sqrt{3} \lambda V_f \sin(\omega t - r_0 + \beta) \dots (21) \end{aligned}$$

第 3 図は、電機子端子電圧 V_{ca} の波形 (半周期) を (16)~(21) 式より計算した結果である。同図 (a) $L_d/L_s=0$ では電源電圧と電機子誘起電圧の差電圧が電機子漏れインダクタンスに直接かかるので、電圧波形はダンパ結合いかんにかかわらず正弦波とは非常に異なった波形となる。同図 (b) $L_d/L_s=30$ ではダンパ結合密なる場合は、電圧波形は正弦波に近いが、ダンパ無しでは転流期間が長くなるため電圧波形のひずみは大きくなる。

〈3・2〉 入力電流連続の条件 直流入力電流が連続から断続となる境界条件は、(13) 式において $t=\pi/3$ で $i_d=0$ となるときである。この条件を (14) 式に代入すれば入力電流連続断続境界状態における入力平均電流が求まる。第 4 図は入力電流連続断続境界状態において、 L_d/L_s と I_d/I_{dn} (但し、 I_{dn} は直流に換算し

第4図 入力電流連続断続境界状態における L_d/L_s と I_d/I_{dn}

Fig. 4. L_d/L_s vs. I_d/I_{dn} in critical state of continuous and discontinuous input current.

た定格入力電流)の関係を示す。入力電流が連続となるか断続となるかは電流脈動の大きさに依存し、第4図にて L_d/L_s 大では電流の動脈は L_d により抑えられるので、 I_d/I_{dn} は σ によらず一定となる。第2図からわかるように電流脈動は σ 大ダンパ結合粗の方が小さいので、 L_d/L_s 小では σ 大の方が I_d/I_{dn} は小さく電流は断続しにくくなる。 $I_f/I_{fo}=1$ と 2 では、1の方が電流脈動が小さいので、当然 I_d/I_{dn} は小さくなっている。

〈3・3〉 発生トルク 直流入力電流が脈動する場合の発生トルクの特性は文献(1)で一つの考察がなされているが、ここでは物理的意味をも含めてもう少し詳論したい。

電流及び誘起電圧の瞬時値を表わす式は求められているので、電動機の機械的出力の瞬時値はそれらの積として求められる。従って、発生トルクの瞬時値 T_r は機械的出力を機械角速度で割って得られる。 A, B, C 相の誘起電圧 e_a, e_b, e_c は、

$$e_a(t) = \lambda V_f \cos(\omega t - r_0 + \beta - \pi/3)$$

$$e_b(t) = -\lambda V_f \cos(\omega t - r_0 + \beta)$$

$$e_c(t) = \lambda V_f \cos(\omega t - r_0 + \beta + \pi/3)$$

となり、極対数を P とすれば発生トルク T_r は、重なり期間 ($0 \leq t \leq u/\omega$)

$$T_r = e_c(t) i_c(t) P/\omega + e_a(t) i_a(t) P/\omega - e_b(t) i_d(t) P/\omega \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (22)$$

パワリング期間 ($u/\omega \leq t \leq \pi/3\omega$)

$$T_r = \{e_a(t) - e_b(t)\} i_d(t) P/\omega \quad (\text{N} \cdot \text{m})$$

(b) $L_d/L_s=30$
($N_f/N_r=0.5$, $I_d/I_{dn}=1$, $I_f/I_{fo}=2$, $r_0=60^\circ \text{el}$)

第5図 発生トルク波形の計算例
Fig. 5. The calculated waveforms of generated torque.

$$\dots\dots\dots (23)$$

となる。但し、ダンパトルクは考慮されていない。

第5図に(22), (23)式から計算した発生トルクの瞬時波形(1/6周期)を示す。同図(b) $L_d/L_s=30$ において、第2図(b)からわかるようにダンパ結合が密な $\sigma=0.1 \sim 0.3$ の電流波形は類似しているの、 $\sigma=0.1 \sim 0.3$ のトルク波形も類似したものとなっている。同図(a) $L_d/L_s=0$ でもダンパ結合密では、トルク波形の脈動が最大最小となる位相は異なるが $\sigma=0.1 \sim 0.3$ のトルク波形は比較的類似している。又、トルク脈動の位相はダンパ結合密なるほど進む。これは空げき磁束と電機子電流の脈動の最大値に位相的ずれがあるためトルク脈動が緩和されるためである。ダンパ無しで

は $L_d/L_s=0$ でも電流脈動は小さくなるので、 $L_d/L_s=0$ と 30 のトルク波形は非常に類似した波形となっている。同図の点線は $I_f/I_{f0}=1$ の波形で、 $I_f/I_{f0}=2$ と比較するとトルク脈動がかなり減じた良好な波形となる。

発生トルク特性を更に詳しく定量的に論じるため発生トルクの脈動率 $T_{rp}=(T_{rmax}-T_{rmin})/2T_{rave}$ を第 6 図に示した。同図で一点鎖線より上の領域は電流断続となる。図より T_{rp} は L_d/L_s に対して最小値を持つことは興味あることで、トルク脈動の面から電流は平滑でなくある程度脈動している方がかえってトルク脈動は少ない。従って、適当な大きさ以上の直流リアクトルを入れてももはやトルク脈動減少には貢献しない。これは先に述べたトルク脈動の緩和によるためである。 L_d/L_s 大では電流は平滑となるので T_{rp} は一定値となり、その大きさは空け磁束の脈動の大きさ即ち設定進み角及び電機子反作用の大きさなどによって決まる。 L_d/L_s 小ではダンパ結合密なるほど電流脈動が大となるので T_{rp} は大きくなり、それは軽負荷になるほど顕著で電流断続となってからは更に激しくなる。ダンパ無しでは T_{rp} は L_d/L_s によらずほぼ一定の値になっている。これは第 2 図からわかるように $L_d/L_s=0$ でも電流は比較的平滑となっているからである。

第 7 図に励磁電流に対するトルク脈動率の変化を示した。同図で一点鎖線より上の領域は電流断続状態である。図より励磁電流が小さいほどトルク脈動率は小さくなるのがわかる。これは先に述べたように

第 6 図 L_d/L_s とトルク脈動率の関係

Fig. 6. Relation of L_d/L_s vs. coefficient of torque ripple.

($N/N_r=0.5$, $r_o=60^\circ$ el, $\sigma=0.5$, $L_d/L_s=1$)

第 7 図 I_f/I_{f0} とトルク脈動率の関係

Fig. 7. Relation of I_f/I_{f0} vs. coefficient of torque ripple.

励磁電流減少により電流脈動が小さくなったためである。誘起電圧転流 CLM では、転流限界を大きくするため励磁電流を大きくとらざるを得ないが、トルク脈動は増大することになる。

〈3・4〉 実効制御進み角と重なり角及び転流限界電流 サイリスタ W 転流後に印加される逆電圧は $C-A$ 相間の電機子電圧 V_{ca} で、転流開始時点から $V_{ca}=0$ となるまでの電気角が実効制御進み角 γ である。従って、(17)式を 0 とする電気角 ωt が γ となる。

第 8 図に I_d/I_{dn} と r, u の関係を示す。同図から、 I_d/I_{dn} 増加に対して γ はほぼ比例して減少し、 u は I_d/I_{dn} が小さい領域ではほぼ比例して大きくなるが、転流限界近くでは急激に増大することがわかる。又、電機子反作用による進み角の減少が大きことがわかる。 N/N_r に対しては、 N/N_r 小では電機子抵抗による電圧降下の影響が大きくなるので、 γ は小さく u は大きくなり転流限界を一層減少させる結果となっている。

サイリスタのターンオフタイムを無視すれば、無整流子電動機は重なり角 u が実効制御進み角 γ に等しくなるまで電流を流すことが可能である。第 9 図に $\omega t=u$ で (17)式が 0 となる u を求め、(12)式より I_{dmax} を計算し、無整流子電動機が取り得る最大電流を示した。同図より、ダンパ結合が密なるほど転流限界は増大することがわかる。回転数が低くなると、 I_{dmax}/I_{dn} は急激に減少する。これは先に述べたように、電機子抵抗による γ の減少 u の増大によるためである。ダンパ結合密では、 L_d/L_s に対する転流限界は余り大きな差はなく他文献 (1) と同様な結果を示しているが、ダ

($I_f/I_{f0}=2$, $r_0=60^\circ$ el, $\sigma=0.1$, $L_d/L_s=30$)

第 8 図 I_d/I_{dn} と r, u の関係

Fig. 8. Relation of I_d/I_{dn} vs. r and u .

($I_f/I_{f0}=2$, $r_0=60^\circ$ el)

第 9 図 理論的最大電流

Fig. 9. Theoretical maximum current.

ンパ無しでは電流脈動による転流責務の軽減の結果、ダンパ結合密の場合より転流限界値の差は大きくなっている。

4. 実験結果

以上考察してきたことを検証するため、前章で述べた仕様の同期電動機を用いて各種の実験を行なった。

〈4・1〉 電機子端子電圧及び電流波形 第 10 図に平均入力電流 6 A、励磁電流 $I_f=1.4$ A、回転数 $N=1,200$ rpm、制御進み角 $r_0=54.2^\circ$ el、直流リアクトルが無い状態の電機子端子電圧及び電流波形(半周期)を示す。(a)は計算結果、(b)はその実測波形であ

(40 V/cm, 5 A/cm, 5 ms/cm)

第 10 図 電機子電圧 (左) 及び電機子電流 (右)

Fig. 10. Armature voltage and current wave forms.

第 11 図 入力直流電流と制御進み角及び重なり角

Fig. 11. Input DC current vs. leading and overlapping angle.

る。計算値は励磁電流の脈動を考慮して計算した。計算値と実測値とは比較的良く一致している。

〈4・2〉 実効制御進み角及び重なり角 第 11 図は電機子電圧波形をシンクロスコープで観測し実効制御進み角 γ と重なり角 u を求めた結果である。同図で実線は計算値、点線は実測値で、 $I_f=1.4$ A, $r_0=33.7^\circ$

第 12 図 回転数と転流限界電流

Fig. 12. Speed vs. maximum current.

el, $N=1,000$ rpm である。計算値と実測値とは比較的良く一致しているが、転流限界付近では誤差が増大した。これは、電流増加に伴う転流インダクタンスの変化のためと考えられる⁽⁴⁾。

〈4・3〉 転流限界電流 第 12 図に直流リアクトルのインダクタンス値をパラメータとし、 $I_f=0.8, 1.4, 2.0$ A について、 $r_o=33.7^\circ\text{el}$ として、回転数に対する転流限界電流の実測値を示した。転流限界電流値を直接測定することは困難であるので、ここでは便宜的にサイリスタに印加される逆電圧が $0\sim 2$ V になるときの電流値を転流限界電流値とした。この状態は転流失敗直前で転流限界付近では重なり角が増大するだけで電流はほとんど増加しないので、転流限界電流値をほぼ表わすと考えられる。同図より直流リアクトルのインダクタンス値の大きさによる転流限界電流値の相違はわずかで、直流リアクトルの大きさは転流限界には余り影響しないことが実験的に検証された。本実験では、電動機の発熱の問題から負荷電流を大きくとれないので $r_o=33.7^\circ\text{el}$ としたが、 $r_o=60^\circ\text{el}$ とすれば転流限界電流を更に大きくとることができる。

5. ま と め

以上入力電流が脈動する場合の無整流子電動機の特性をダンパ効果を考慮して論じた。その結果、以下に主な結論を述べる。

(1) 直流リアクトルが小さい場合はダンパ結合密なるほど入力電流の脈動は大きくなる。直流リアクトルが大きい場合はその電流平滑作用により電流の脈動はダンパ結合の度合に影響されない。

(2) 電機子端子電圧は直流リアクトルが大きくダンパ結合密では正弦波に近くなるが、直流リアクトルあるいはダンパ無しでは正弦波とは非常に異なった波形となる。

(3) 電動機発生トルクは空けき磁束と電機子電流脈動の最大値との位相的なずれによりトルク脈動が緩和され、平均出力トルクに対するトルク脈動は L_d/L_s に対して最小値を持つ。重負荷では直流リアクトル、ダンパ結合の度合によるトルク脈動率の相異は小さいが、軽負荷になるほどトルク脈動率は大きくなり電流断続となると激しくなる。従って、直流リアクトルは電流断続しない程度の大きさがあれば無整流子電動機の特性上十分であると考えられる。励磁電流を大きくとれば転流限界電流は増大するが、しかし、トルク脈動は大きくなる。

(4) ダンパ無し無整流子電動機では、トルク脈動、電圧電流波形及び入力電流連続断続境界などに直流リアクトルの大きさは余り大きな影響を与えない。

(5) 電機子抵抗は高速領域では実効制御進み角及び重なり角にほとんど影響しないが、低速領域では実効制御進み角を減少させ、重なり角を増大させ転流限界を小さくする。

(6) 直流リアクトルの大きさは転流限界に余り大きな影響を及ぼさない。これを実験により検証した。(昭和 50 年 10 月 14 日受付, 同 51 年 2 月 25 日再受付)

文 献

- (1) 江原・小山・原島: 電気学会論文誌 94-B, 551 (昭 49-11)
- (2) 知野・林・佐藤: 電気学会論文誌 95-B, 185 (昭 50-4)
- (3) 福田・藤原: 電気学会論文誌 92-B, 437 (昭 47-9)
- (4) 佐藤: 電学誌 84, 1249 (昭 39-8)