サイリスタブラシ直流機の 制御システムについて*

武田 幸男**・坂本 研也**
脇屋 伯英**・太田 和良**

On the Control System of the Thyristor Brush Type dc Machine

By Yukio Takeda, Kenya Sakamoto, Hakuei Wakiya, Kazuyoshi Ohta

The conventional dc machine has the advantage of the most accurate controllability for industrial power applications in various kinds of electrical machine. It can easily be controlled by the amount of armature voltage or field current, over the wide range of speed, torque and power. The commutatorless motor applied by thyristors is proposed as the maintenance-free machine to improve a disadvantage of the conventional dc machine. Its driving characteristics are similar to those of the synchronous machine, that is, the instantaneous torque ripple appears by considerable amount to cause shaft vibration especially under low driving speed region, while the machine is drove by the square wave inverter circuit.

The thyristor brush type dc machine, proposed by authors, is a species of the commutatorless motor and is composed of the same armature winding and air gap flux distribution as the conventional dc machine, and of the polyphase thyristor switching circuit, which produce the similar characteristics as that of the dc machine.

In this paper, the methods of thyristor gate control and effective number control of divided armature coils on the thyristor brush type dc machine are reported with respect to its industrial applications as the equivalent dc machine. The latter control is applied to improve driving stability in higher speed region by decreasing the number of control phases and to reduce instantaneous torque and speed vibration in lower speed region by increasing the number of control phases. The characteristics of the machine are discussed mainly on the machine with armature coils divided by eighteen. Instantaneous torque of the machine is also analyzed, and observed torque ripple of the experimental machine is lower than the expected value. The instantaneous shaft torque keeps nearly constant at merely ten per cent speed of rated value.

1. ま え が き

サイリスタを応用した可変速電動機は、船舶においても電気推進、バウスラスターやボイラのFDファンなどの多くの適用分野を持っている。サイリスタによる可変速電動機の制御方式は、可変周波インバータまたはサイクロコンバータによって同期機または誘導機を駆動するいわゆる無整流子電動機方式と、コンバータで直流機を駆動するサイリスタレオナード方式に大別される。これら

を比較すると、後者は刷子および整流子の保守に難点があるが、速応性と制御の容易性が格段に優れているのに対し、無整流子電動機方式は保守の面で有利であるが、制御方式が複雑であり、直流機と同様の特性を得ることは困難である。

筆者らが先に提案したサイリスタブラシ直流機¹⁾(以下TBMと略称する)は、直流機のもつ制御性と従来提案されている無整流子電動機の保守性を持つ無整流子電動機の一つで、磁気回路は直流機構造を持ち、整流作用をサイリスタによって行わせるものである。空隙磁束分布は直流機と同様矩形波で、固定子に鼓状巻電機子巻線を持ち、直流機の整流子片接続位置に相当するところに、各々逆向きに2個の逆阻止サイリスタを取付けて電源に接続されている。サイリスタの制御は回転子の

* 原稿受付 昭和53年11月10日

** 正会員 神戸商船大学(神戸市東灘区深江南町5-1-1)

ただし現在 脇屋伯英(日本郵船)

太田和良(川崎汽船)

回転に伴い回転子軸と定められた電気角をもつ位置にあるサイリスタを順次点弧することによって行われる。相数が多い場合には電機子電流は平滑となり、直流機と同じ電気的機械的特性を示す。電動機としての制御は、サイリスタの点弧位相を固定して従来の直流機と同じ電機子または界磁制御法を用いることにより、簡潔な制御回路を用いる。

TBMの電機子分割数を増加するに伴い、直流機の場合と同様にトルクおよび電機子電圧の脈動率が低下し、脈動周波数は増大して電気的機械的性能が改善されるが、他方、所要サイリスタ数が増加し、また、高速回転時にサイリスタ消弧時間余裕が不足して運転が不安定になるなどの問題を生じる。したがって広範囲の可変速運転を行う場合には制御相数を可変にする必要がある。

本文は、TBMを等価直流機化するための電動機本体に付属するサイリスタの制御に関するものであり、4象限動作各領域用のサイリスタ位相制御ならびに動作サイリスタ数すなわち電機子制御相数を整数分の1に減少させる相数低減制御について述べている。後者は、トルク脈動は低速運転時に機械的影響が大きいため、これを下げるため低速時には制御相数を増加させ高速時はサイリスタの安定な転流動作のため制御相数を減少させることを目的としている。12相 1.5 kW 台形磁束分布実験機における実測結果ではトルク脈動は理論値よりも小さく出ており、平滑な瞬時トルクを発生して、定格の10%速度においても安定な回転をする。したがって、TBMの制御相数は12相以下にできることが予想されるが、本文においては種々の制御相数時の特性比較のために、主として電機子コイル分割数18の機械を中心に解析した。

2. TBMの基本動作

図1は電機子コイル分割数 N のTBMのサイリスタ接続図であり、この構成を N 相TBMとよぶことにする。電機子コイルは通常の直流機と同様鼓状巻で、分割コ

図1 TBMのサイリスタ接続 ($N=18$)

ルの接続点には一つの整流子片の替りに2個のサイリスタが接続され、それぞれ正負電源側につながれている。界磁極が回転するに伴い、磁極軸と特定の位相にあるサイリスタを点弧する事により電機子電流が供給され、N極側とS極側電機子巻線に二分して流れる。

電流出側サイリスタをA群、流入側のサイリスタをB群とする。電機子誘導電圧および磁極回転位置信号などの時間原点は、電機子分割コイル第1相のコイル軸と界磁コイル軸とが一致する時点にとる。電機子コイル番号は、回転界磁の順方向回転順にとり、第 k 相の順回転方向側にあるサイリスタを第 k サイリスタ (T_{Ak}, T_{Bk}) とする。

第 k 相の電機子コイル軸と磁軸とのなす角度 θ_k は、

$$\theta_k = \omega t - (k-1)2\pi/N$$
 (1)

ただし、

θ_k ; 電機子第 k 相と磁軸のなす角度 (rad)

ω ; 電気角速度 (rad/s)

t ; 時間 (s)

N ; 電機子コイル分割数 (相数)

で表わされる。空隙磁束が正弦波分布であると仮定すると、第 k 相電機子コイルの誘導電圧 e_k は次式で表わされる。

$$e_k = E_m \sin \theta_k \quad (V) \quad (2)$$

ただし、

e_k ; 第 k 相誘導電圧瞬時値

E_m ; 1相の誘導電圧最大値

第 k サイリスタは、 e_k の位相をもとに点弧制御されるので、 e_k の原点を検出する位置検出器が固定子側に装備されている。

位置信号列 S_i ($i=1, 2, \dots, N$) は、回転子軸がどの電機子コイル軸上にあるかを示す。

図2は電動運転時の点弧位相で、(a)においてサイリ

図2 電動運転時の転流

スタ T_{Bk-1} が通電しているとするとき、このサイリスタ電流は、電機子電流 I_a で、コイル $(k-1)$ および k にはそれぞれ $I_a/2$ が分流している。次に回転子の移動に伴いサイリスタ T_{Bk} を点弧すると、電機子電流は T_{Bk-1} から T_{Bk} に転流するが、このとき、太い実線で示される様に T_{Bk} , T_{Bk-1} および第 k 相コイルは短絡回路となり、先に通電していた T_{Bk-1} の電流が消失して T_{Bk} に電機子電流が転流するには、コイル k の誘導電圧 e_k が T_{Bk-1} のカソード側が正になる様な位相でサイリスタ T_{Bk} を点弧しなければならない。図 2(b) は第 k 相のコイル電圧およびコイル電流波形で、設定制御進み角 γ_0 すなわち $\theta_k = -\gamma_0$ でサイリスタ T_{Bk} を点弧した場合である。コイル電流は T_{Bk-1} から T_{Bk} へ転流角 u の間に転流が行われて、 $I_a/2$ から $-I_a/2$ まで I_a だけの变化をしている。消弧したサイリスタ T_{Bk-1} は、転流余裕角 $\gamma = \gamma_0 - u$ の間逆バイアス電圧がかかり、この時間内に逆阻止特性を回復しえないと転流失敗となり、運転が不安定になる。

3. 制御相数低減運転

N 相 TBM の通電サイリスタ数を減じ電機子制御相数を減少して運転することを減相運転と呼ぶことにする。始動時に 1 相の誘導電圧だけでは転流電圧が不足する場合や、高速運転時の逆バイアス時間不足の場合などに応用され、また、広範囲の可変速制御をする場合にトルク脈動による機械的共振が問題となる場合に適用される。

電機子コイル分割数すなわちコイル接点点数 N の TBM において、電機子コイルを M 本づつまとめることができるとすれば、

$$P = N/M \quad (3)$$

ただし、

P ; 実効コイル分割数 (制御相数とよぶ)

M ; コイル直列組合せ数

となる。図 3 は、図 1 における $N=18$ の機械において $M=2$ とした場合のサイリスタ接続図で、 $P=9$ となるが P が奇数の場合には (a) および (b) の様な接続ができる。(a) はサイリスタ接点数を $N/2$ とした場合であり、

図 3 TBM の減相運転時のサイリスタ接続

A 群および B 群サイリスタを交互に点弧するため、位置信号および位相制御回路数は N だけ必要である。(b) は位置信号数を N/M すなわち $P=N$ におけるサイリスタ点弧信号を $M (=2)$ 毎に利用したものである。サイリスタ接点点数は N だけであるが、サイリスタは $M-1$ おきに点弧され、コイル電流は二つづつ切りかわるので実効相数は N/M となるから、(b) の場合を擬 P 相運転とよんでいる。サイリスタ数は (a), (b) と同数であるが、(b) は電機子回路が二つに对称分割されており、本文では (b) の場合について考察を加えている。

3.1 電機子電圧 電機子コイルの電流分布が対称になる場合について電機子誘導電圧を導出する。

N 相 TBM の電機子誘導電圧瞬時値 e_a は第 k 相電圧 e_k を基準にすると次のようにしてもとめられる。いま $\theta_k = \theta$ でサイリスタ k を点弧すると、相 $k+1 \sim k+N/2$ または相 $1 \sim k$ および $k+N/2 \sim N$ の電圧の和として次のようになる。

$$e_a = -\sum_{i=1}^{N/2} e_{k+i} = \frac{E_m}{\sin(\pi/N)} \cos(\theta_k - \pi/N) \quad (4)$$

ただし、この状態はつぎのサイリスタ $k+1$ が点弧されるまでであるから、区間は次のようになる。

$$\theta \leq \theta_k \leq \theta + 2\pi/N \quad (4a)$$

図 4 は e_a および e_k の位相関係を示しており、電機子電圧 e_a はサイリスタの順次点弧によって $2\pi/P$ 毎に同一波形がくり返される。最下電機子平均電圧が得られる点弧位相は減相運転を行った場合、 e_k の原点に対して、 $-(M-1)\pi/N$ だけずれるから、位相制御角 θ は、

$$\theta = \theta_k + (M-1)\pi/N \quad (5)$$

で表わされる。図 4 において、太い実線、点線および一点鎖線は、 $\theta = \gamma_0$ におけるそれぞれ $M=1, 2$ および 3 の場合の e_a を示している。

電機子電圧平均値は次式でもとめられる。

$$E_{ap} = \frac{(N/M)}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} e_a d\theta_k \quad (6)$$

ただし、

E_{ap} ; 減相運転時の電機子平均電圧 (V)

$$\theta_1 = \theta - (M-1)\pi/N$$

図 4 電機子瞬時電圧

$$\begin{aligned}\theta_2 &= \theta_1 + 2\pi / (N/M) \\ &= \theta_1 + 2\pi / P\end{aligned}$$

したがって,

$$E_{ap} = \frac{P \sin(\pi/P)}{\pi \sin(\pi/N)} E_m \cos \theta \quad (7)$$

減相運転時の電機子電圧の電圧低減率を K_p とすると,

$$\begin{aligned}K_p &= \frac{E_{ap}(P=N/M)}{E_{ap}(P=N)} \\ &= P \sin(\pi/P) / \{N \sin(\pi/N)\}\end{aligned} \quad (8)$$

となる.

3.2 トルク 瞬時発生トルク τ は空隙磁束と電機子電流の積からもとめられるが, 定速回転状態で平滑電機子電流の場合には電機子瞬時電圧と相似になる. したがって, 第 k 相の電機子電流により回転子に与えられるトルク τ_k は,

$$\tau_k = T_m \sin \theta_k \quad (9)$$

全トルク τ は (9) 式で与えられるトルクの $N/2$ 個のベクトル和の 2 倍となるから,

$$\tau = \frac{2T_m}{\sin(\pi/N)} \cos(\theta_k - \pi/N) \quad (10)$$

減相運転時の平均出力トルク T_p は (7) 式と同様に

$$T_p = \frac{2P \sin(\pi/P)}{\pi \sin(\pi/N)} T_m \cos \theta \quad (11)$$

で与えられる.

発生トルクの脈動は軸振動の原因となるから, 脈動周波数および振幅をもとめておく. トルク脈動の基本波の周波数は電気角 2π あたり P 回の転流がおこるからつぎのように表わされる.

$$f_T = pnP/60 \quad (12)$$

ただし,

f_T ; トルク脈動基本波周波数 (Hz)

p ; 極対数

n ; 回転数 (rpm)

始動時など低速運転時には低い周波数のトルク脈動が現れるから P の数を選んで機械的共振をさけることができる. トルクの脈動率 σ_T を,

$$\sigma_T = \frac{(\text{瞬時トルク最大値と最小値の差})}{(\text{平均トルク})}$$

とし, 電動運転時 ($\theta = -r_0$) のときの σ_T を算出する. 図 4 を参照して, (a) 瞬時トルクくり返し区間中に正弦波波高値が存在する場合 ($r_0 \leq 2\pi/P$) と, (b) 存在しない場合 ($r_0 > 2\pi/P$) とにわけられる.

(a) $r_0 \leq 2\pi/P$ の場合

$$\sigma_T = \frac{\pi}{P} \frac{1 - \cos(r_0 + \pi/P)}{\sin(\pi/P)} \quad (14a)$$

(b) $r_0 > 2\pi/P$ の場合

$$\sigma_T = (2\pi/P) \sin r_0 \quad (14b)$$

図 5 は制御角 r_0 に対するトルク脈動率 σ_T を表わしたもので, (11) 式から平均トルクを $\cos r_0$ で代表して併記した.

図 5 制御相数 P とトルク脈動率 ($N=36$)

3.3 転流角 u TBM のサイリスタ制御は自然転流領域で行われ, 2 章の末尾でのべたように, 転流角は制御範囲に影響を及ぼす. 転流角 u を求めるために, 図 2 (a) の転流中のコイル電流 i_k を導出するが, ここで転流中の量であることを示すために添字 c をつける.

$$\begin{aligned}i_c &= (E_c/Z_c) [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(-r_0 - \varphi)]^* \\ &\quad \times \exp\{- (R_c/\omega L_c)(\omega t + r_0)\} \\ &\quad - (I_a/2) \exp\{- (R_c/\omega L_c)(\omega t + r_0)\}\end{aligned} \quad (15)$$

ただし,

$$-r_0 \leq \omega t$$

E_c ; 転流中のコイルの誘導電圧正弦波波高値

Z_c ; 転流回路のインピーダンス (Ω)

R_c, L_c ; 転流回路抵抗およびインダクタンス (H)

$$\varphi = \tan^{-1} \omega L_c / R_c$$

(15) 式を, $\omega L_c \gg R_c$ とおいて簡単化すると次のようになる.

$$i_c = (E_c/\omega L_c) (\cos r_0 - \cos \omega t) - I_a/2 \quad (16)$$

転流は $i_c = I_a/2$ となると終了するから, $\omega t = -r_0 + u$ としてまとめると (17) 式が得られる.

$$(\omega L_c I_a / E_c) = \cos r_0 - \cos(r_0 + u) \quad (17)$$

E_c は M 個のコイルの誘導電圧のベクトル和の最大値であるから, サイリスタ k の次にサイリスタ $k+M-1$ を点弧するとすれば, $e_c = e_{k+1} + e_{k+2} + \dots + e_{k+M}$ からもとめられ,

$$e_c = E_c \sin\{\theta_{k+1} - (M-1)\pi/N\} \quad (18)$$

であらわされる. E_c を N 分割コイル 1 相当りの E_m であらわすと,

$$E_c = K_M E_m \quad (18a)$$

となり, K_M を表 1 にまとめた. N が大きい場合, ほぼ

$$E_c \simeq M E_m \quad (18b)$$

になる.

L_c は突極の影響をうけ, 実験機の実測値は次式で近似

表1 電圧係数 K_M

K	K_M	N=36の例	
		$P=N/M$	K_M
1	1	36	1
2	$2 \cos \pi/N$	18	1.99
3	$2 \cos (2\pi/N) + 1$	12	2.97
4	$4 \cos \pi/N \times \cos 2\pi/N$	9	3.92
5	$4 \cos \pi/N \times \cos 3\pi/N + 1$	—	4.85
6	$2 \{2 \cos (2\pi/N) + 1\} \times \cos 3\pi/N$	6	5.74

似できる。

$$\begin{aligned} L_c &= L_{c0} + L_{c2} \cos 2\gamma_0 & (19) \\ &= 0.52 + 0.24 \cos 2\gamma_0 \text{ (mH, } P=18) \\ &= 1.4 + 0.72 \cos 2\gamma_0 \text{ (mH, } P=\text{擬}9) \end{aligned}$$

図6は実験機($N=18$)における u の変化を示したもので、直巻TBMの計算値と実測値である。定格電流は $I_a=15$ (A)であり、実験機運転範囲では u の値は小さ

図6 直巻TBMにおける転流角計算値

(a) 光学系による制御

図7 TBM位相制御回路

く、安定に自然転流できることがわかる。また、 u の値が小さいことから、諸特性を計算する場合 u を無視できる。

4. 実験装置および実験結果

4.1 運転相数制御回路 図7はTBMの基本的な、位置検出信号分配によるサイリスタ点弧制御回路の構成である。(a)は光サイリスタを利用した光学系のみで構成するもので、位置検出器(PS)は、発光部、極対数だけのスリットをもった回転子およびコイル分割数 N と同数の受光部からなり、受光光によって光ファイバを通して直接サイリスタを点弧する。受光部を機械的にずらすことにより、位置信号自体とコイル電圧の位相がずれ、連続的な制御角がとれるが、減相運転には光遮断処理が必要なことから、サイリスタ制御を固定した発電機としての応用に適している。(b)は実験機に用いた制御回路で、エンコーダによって位置番号を得、運転モード決定部で位置信号のシフト数 i を決定して、ある回転子位置において点弧すべきサイリスタ番号を選択するようになっている。減相運転は、サイリスタゲート信号をゲート選択信号で選択して送り出すことにより行われ、18相および擬9相運転に適用した。

4.2 位置信号分配による位相制御 図8は第 k 相の誘導電圧 e_k と位置信号位相を示す。(a)はコイル k とサイリスタ群、(b)はコイル電圧および(c)は位置信号である。位置信号 S_k は $0 \leq \theta_k < 2\pi/N$ の区間で $2\pi/N$ だけの幅を有するものとする。 S_k は相 $k+1$ または $k-1$ の

$$S_k; -(2\pi/N) \leq \theta_{k+1} < 0$$

$$S_k; 2\pi/N \leq \theta_{k-1} < 2(2\pi/N)$$

を示すことになり、逆に信号 $S_{k \pm i}$ は第 k 相の

$$S_{k \pm i}; \pm(2\pi/N) \leq \theta_k \leq \pm(2\pi/N)(i+1)$$

を示す。従って、 S_k の立ち上がりでサイリスタ T_k を点弧すれば制御角 $\theta=0$ となり、 $S_{k \pm i}$ によってサイリスタ T_k を点弧すれば制御角は、

$$\theta = \pm (2N/\pi) i \quad ; i = 1, 2, \dots \quad (20)$$

となる。サイリスタ群AおよびBの選択は、発電動作時は e_k と同方向の電機子電流となるサイリスタ T_{Ak} を、電動動作時は逆方向の電機子電流を流す T_{Bk} を点弧する。したがって、

(a) S_{k+i} によってサイリスタ T_{Ak} を点弧するときは

$$\alpha = (2\pi/N) i \text{ の発電運転,}$$

(b) S_{k-i} によってサイリスタ T_{Bk} を点弧するときは

$$\gamma_0 = (2\pi/N) i \text{ の電動運転,}$$

となる。ただし、同時に逆位相にある異群のサイリスタも点弧される。逆転時は、図8(b)および(c)において

(a)

(b)

(c)

図8 位置検出信号

表2 位置信号分配による制御モード ($N=18$)

位置信号		発電機正転, α°					電動機正転, γ_0°				
サイリスタ		0	20	40	60	80	80	60	40	20	0
T_{A1}	T_{B10}	S_1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_{A2}	T_{B11}	S_2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
T_{A10}	T_{B1}	S_{10}	11	12	13	14	15	16	17	18	1
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
T_{Ak}	$T_{Bk+\frac{N}{2}}$	S_k	$k+1$	$k+2$	$k+3$	$k+4$	$k+5$	$k+6$	$k+7$	$k+8$	$k+9$
		20	40	60	80	80	60	40	20	0	0
		γ_0°					α°				

時間は右から左へと経過するから、 e_k の位相は π だけずれ、 $S_{k+N/2}$ が e_k の原点を示す信号となるが、位置信号が $(2\pi/N)$ だけの幅をもっているため、 e_k の原点信号は $S_{k+N/2-1}$ となる。これらを考慮して、位置信号分配による位相制御を $N=18$ の機械について示したものが表2である。

減相運転時は位置信号は機械的に固定されているので(18)式で与えられるように M 本の和のコイル電圧の位相が θ_k に対して、

$$-M(\pi/N) = -\pi/P$$

だけずれる。すなわち、図8(a)において減相運転時はコイル k の代わりに $k-M+1, k-M+2, \dots, k$ が存在することになり、図8(b)には $M=2$ および3の場合のコイル電圧を $e_{kN/2}$ および $e_{kN/3}$ として併記してある。このとき位置信号 S_k はそれぞれ $e_{kN/2}$ および $e_{kN/3}$ の $-\pi/N$ および $-2\pi/N$ を示すことになるから、例えば $N=N=18$ の機械において $P=18$ の場合に $\gamma_0=60^\circ$ に設定すると、 $P=9$ としたときには $\gamma_0=50^\circ$ となる。

4.2 速度およびトルク特性

減相運転時の電機子誘導電圧 E_{ap} は、(7)式および(8)式から次のようにあらわすことができる。

$$E_{ap} = K_p E_{aN} \quad (21)$$

ただし、

$$E_{aN}; P=N \text{ の時の電機子電圧}$$

$$= (N/\pi) E_m \cos \gamma_0$$

$$K_p = P \sin \pi/P / (N \sin \pi/N)$$

E_{aN} は機械によって決まり、次のようにも書ける。

$$E_{aN} = K \omega I_f \cos \gamma_0 \quad (22)$$

ただし、

$$K; \text{直流機定数}$$

$$I_f; \text{界磁電流}$$

したがって、電機子については、

$$V_D = K_p K \omega I_f \cos \gamma_0 + R_a I_a \quad (23)$$

ただし、

$$V_D; \text{電機子印加電圧 (V)}$$

$$R_a; \text{電機子抵抗 (\Omega)}$$

であらわされる通常の直流機と同一の式が成りたつ、回転数 n は、

$$n = \frac{60}{2\pi} \frac{V_D - R_a I_a}{K_p K I_f \cos \gamma_0} \quad (\text{rpm}) \quad (24)$$

となる。図9は負荷電流-速度特性で、18相直巻TBMの実験値および計算値を示している。計算値は、(24)式において電機子反作用および磁束の飽和を無視して K を一定として算出したものであるが、よく実測と一致している。また、 $\gamma_0=50^\circ$ における擬9相および

図9 直巻 TBM の速度特性
($N=18$, 100 V, 1.5 kW, 1200 rpm)

図10 12相TBMのトルク脈動実測値
定格 100 V, 15 A, 1200 rpm, $N=12$, $\tau_0=50^\circ$
(a) $n=146$ (rpm), $T=5.59$ ($N\cdot m$)
(b) $n=309$ (rpm), $T=4.20$ ($N\cdot m$)
縦軸 $0.11 N\cdot m/\text{div}$, 横軸 $0.1 \text{ s}/\text{div}$

び 18 相運転時の速度比は (8) 式の電圧低減率 K_p と一致する。

図 10 は 12 相他励 TBM の定常トルク脈動の実測値である。(a) は約 150 rpm, (b) は約 300 rpm の場合で、いずれもトルク脈動の振幅の大きい方の成分は、機械の 1 回転時間と周期が一致しているので、TBM のサイリスタ制御によるものでなく、動力計との軸結合不整によ

るものと思われる。振幅の小さい脈動成分がサイリスタ転流によるもので、トルク脈動率は (a) で約 0.08 であり、正弦波磁束分布としてえられた図 5 の値 0.4 よりも小さく、台形磁束分布機の利点をあらわしているものと考えられる。

5. あとがき

サイリスタブラシ直流機の制御相数の選定は、実用化にあたって重要な問題点の一つであり、広範囲の速度制御を行う場合には、低速時におけるトルク脈動および高速時におけるサイリスタの安定な動作限界などから制御相数が制限される。本文は N コイル分割機の制御相数を整数分の 1 とする場合の諸特性を解析し、制御相数低減運転に適用するサイリスタ制御論理ならびに回路構成の一例を示したものであり、結果は次のようにまとめることができる。

(1) トルク脈動の基本周波数は、回転数および制御相数によってきまり、トルク脈動率は制御相数によってきまるから、運転の下限速度でトルク脈動の許容値から機械のコイル分割数を定めればよい。

(2) TBM のサイリスタ点弧制御は、位置信号の分配によって行われ、4 象限動作ならびに制御相数の変更も容易であり、非常に簡素な点弧制御系とすることができる。

(3) TBM の静特性は、制御相数に余り依存せず、実験結果ともよく一致する従来の直流機と同様の解析式で表現できる。

(4) 小形実験機の特長にも依存していると思われるが、転流重なり角 u が機械の特性に与える影響は小さく、ほぼ無視することができる。

(5) 本文のトルク脈動解析は空隙磁束が正弦波分布であるとして行ったが、台形磁束分布実験機の実測では脈動率が解析値よりも非常に低く、良好なトルク特性を示している。

終わりにあたって、御指導をいただいた大阪大学工学部西村正太郎教授、ならびに種々の有益な御検討をいただいた根岸製作所根岸道明氏に謝意を表します。

文 献

- 1) 武田ほか：サイリスタブラシ直流機，舶機学会誌，Vol. 11，No. 11 (1976-11)
- 2) 武田ほか：サイリスタブラシ直流機の発電動作特性について，*ibid*，Vol. 12，No. 8 (1977-8)
- 3) 坂本ほか：環状無整流子電動機の制御，電気学会制御変換装置研究会資料，PCC-78-9 (1978-1)