単一サイリスタによる直流電動機の 可逆運転法とその特性†

仁 田 工 吉*・沖 津 泰*・吉 成 英 二**

* 徳島大学工学部 徳島市南常三島町 2-1

** 徳島大学工業短期大学部 徳島市南常三島町 2-1

(昭和 42 年 8 月 2 日受付)

Reversible Operation System of the DC Motor Using Only One Thyristor and It's Characteristics

Kokichi NITTA*, Hiroshi OKITSU* and Eizi YOSHINARI**

(* Faculty of Engineering, Tokushima University, Tokushima)
(** Technical College of Tokushima University, Tokushima)

(Received August, 2, 1967)

Recently, the speed control systems using DC motor with thyristor are employed in many industries, since they have many advantages compared with the conventional motor-generator speed control system.

On the other hand, to realize the reversible direction of rotation of the DC motor, we must have the circuit construction which can change the direction of field or armature current.

Various circuits are worked out to accomplish this purpose, for example, the one uses plural thyristor, the other adopts the split-field having the large time constant, the third makes use of the change-over mechanical contact, etc.

In this paper, the reversible speed control system with single thyristor is explained, and it's static and dynamic characteristics are measured and discussed. In this control system, the speed of the DC motor is controlled by the gate signal and the rotational direction of the motor is controlled by the unbalanced current between the direct current and the reverse current discharged from the inductive element in the armature.

The speed-torque characteristics of the above mentioned system is approximately linear and the response time is not so large compared with that of the DC motor driven by DC power supply.

1. ま え が き

サイリスタを利用して直流電動機を駆動する方式は従来の MG レオナード速度制御方式に比較して多くの長所を持ち種々の方式が提案されている。いっぽう直流電動機の回転方向を可逆ならしめるためには、その電機子電流または界磁電流のいずれか一方を可逆変化できるような回路構成が必要となり、この目的を果たすために従来からいくつかの方式が考案されている。たとえば、複数個のサイリスタを用いたもの、応答速度を犠牲にした分割界磁制御方式、機械的接点の切替えによるものなどがそれである^{1),2)}。

† 電気四学会連合大会で発表 (昭 42・4・30)

2. 原理および接続図

Fig. 1 がここに述べる速度制御方式の原理図で電機子回路に並列にインダクタンス (L) を接続するのがその特長である。Fig. 1 において電源電圧の半サイクルの期間にサイリスタによって点弧位相制御された電圧が電動機 (M) の電機子回路に印加され、それと同時にインダクタンスにも実線矢印方向に電流が流れる。このさい電機子のインダクタンスによりその端子電圧 (v_a) が零になってもある期間同一方向に電流が流れつづけるが、電源電圧の極性が反転して整流素子 (SR_2) が順方向阻止の状態になると、インダクタンスにより整流素子 (SR_1) を通して点線矢印の方向に電流が供

Fig. 1 Schematic diagram of the speed control system

給される。したがって回転子にはそこに流れる前者の電流によって正方向のトルクが、後者の電流によって逆方向のトルクが発生し、2つの反対方向トルクの平衡が保持されたとき電動機は停止し、その平衡が破られた状態ではいずれかの方向に回転する。すなわちサイリスタの点弧位相を変化させることにより、正方向トルクを発生するための電流値を位相制御すれば、電動機の可逆運転および停止が自由に行なえることになる。

3. 回路の電圧-電流波形

Fig. 2 はこの速度制御回路の電機子端子電圧 (v_a) および電機子電流 (i_a) の波形を記録したもので (a)

Fig. 2 Voltage and current wave-forms of the DC motor

はサイリスタを通して実線矢印方向に流れる電流によって発生するトルクの方に、(b) はインダクタンス、整流素子 (SR_1) を通じて点線矢印方向に流れる電流によるトルクの発生方向に回転したときの電圧-電流波形を示したものである。同図において時刻 t_1 で電源電圧がその極性を正方向に反転したとしても、電機子回路のインダクタンスによって電機子電流 i_a は t_2 なる時刻まで逆方向に流れ続ける。その後サイリスタが点弧される t_3 まで電機子には電流が流れないから $i_a=0$ で、電動機は発電機として動作し電機子電圧は回転数によって定まる誘導起電力に等しくなる。そして t_3 でサイリスタが点弧されると v_a は電源電圧と等しくなる。

つぎに t_4 において電圧は逆転するが電機子回路のインダクタンスのため電流は同一方向に流れつづけ、

t_5 なる時刻においてサイリスタがターンオフすると同時に整流素子 (SR_1) が導通するから、これより後は i_a が逆方向に増大して行くことになる。いっぽう整流素子 (SR_2) も $i_a=I_L$ となる t_6 までインダクタンスによって導通状態を持続する。ここで I_L はインダクタンスを流れる電流である。つづいて t_6 から t_7 までの期間は $i_a=I_L$ の状態を持続し回路は電源から切離された状態となる。さらに t_7 において電源電圧が正の半サイクル期間に移ると、整流素子 (SR_2) が通電し電源から I_L の一部が供給され始め i_a はその値が徐々に減少する。

以上の動作原理および電圧-電流波形から理解されるように、電動機の誘導起電力と同方向の i_a が必ず各サイクルに存在することになり、この値を安全値に押えることが必要である。とくにサイリスタ電流による正方向回転時には i_a が正逆極性時ともに大きくなり、電動機およびサイリスタの定格には十分注意をはらわなければならない。

4. 等価回路による供試速度制御系の検討

直流電動機の等価回路は一般に Fig. 3(a) のように示されるが³⁾、電動機の回転数が整定状態において脈動しないものとし電機子銅損以外の無負荷損を無視

Fig. 3 Equivalent circuit

して、その逆起電力を起電力 E_M の電池で置換すると、Fig. 1 に示された速度制御回路の等価回路を Fig. 3 (b) で表わすことができる。そこで回路の諸定数を図示のように定めて各部の電圧-電流の関係を求めてみるとつぎのようになる。いまここで、

$e = E_m \sin \theta = E_m \sin \omega t$; 電源電圧の瞬時値 [V]

e_M : 電動機の誘導起電力 [V]

L_a : 電機子回路のインダクタンス [H]

R_a : 電機子回路抵抗 [Ω]

L : 外部インダクタンス [H]

R : L の内部抵抗 [Ω]

とすると、電機子電流 (i_a)、インダクタンス回路電流 (i_L) を表示する方程式は整流素子 SR_1 , SR_2 , SCR のそれぞれのスイッチングモードに対してつぎのように示すことができる。

i) SR_2 ; on

$$E_m \sin \theta = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L \quad (1)$$

a) SR_1 または SCR ; on

$$E_m \sin \theta = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a - e_M \quad (2)$$

b) SR_1 と SCR ; off

$$i_a = 0 \quad (3)$$

ii) SR_2 ; off

a) SR_1 または SCR ; on

$$\left. \begin{aligned} i_L &= -i_a \\ e_M &= (L + L_a) \frac{di_L}{dt} + (R_a + R) i_L \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

b) SR_1 と SCR ; off

$$i_L = i_a = 0 \quad (5)$$

Fig. 4 に示したように $\theta = -\theta_1$ で SR_2 の導通が始

Fig. 4 Voltage and current wave-form of the equivalent circuit

まるものとし、 $i_L = -i_a = I_0 > 0$ なる初期値を持つものとするれば、 SR_1 は導通状態にあるので i_L, i_a は (1), (2) 式で表わすことができ、これを上記の初期値を用いてとくと次式が得られる。

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta - \varphi_L) \\ &+ \left\{ I_0 + \frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta_1 + \varphi_L) \right\} e^{\frac{-(\theta + \theta_1)}{\tan \varphi_L}} \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{E_m}{R_a} \cos \varphi_a \sin (\theta - \varphi_a) - \frac{e_M}{R_a} \\ &+ \left\{ \frac{E_m}{R_a} \cos \varphi_a + \frac{e_M}{R_a} - I_0 \right\} e^{-\frac{(\theta + \theta_1)}{\tan \varphi_a}} \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } \varphi_L = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}, \quad \varphi_a = \tan^{-1} \frac{\omega L_a}{R_a}$$

(7) 式で $i_a = 0$ となる θ を θ_2 とすると θ_2 で SR_1 は off となり (3) 式が成立する。したがって電

動機は発電機として動作し電機子電圧はその逆起電力 e_M に等しくなる。また $\theta = \theta_3$ でサイリスタが点弧されると i_a に対して (2) 式が成立し、これを $\theta = \theta_3$ で $i_a = 0$ なる初期条件のもとにとくと次式が得られる。

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{1}{R_a} [E_m \cos \varphi_a \sin (\theta - \varphi_a) - e_M \\ &- \{E_m \cos \varphi_a \sin (\theta_3 - \varphi_a) - e_M\} e^{-(\theta - \theta_3)/\tan \varphi_a}] \quad (8) \end{aligned}$$

上式の $i_a = 0$ となる $\theta = \theta_5$ でサイリスタ (SCR) はターンオフし、同時に SR_1 が導通するからこれより後は i_a が逆方向に増大して行くことになる。そこで、 SR_2 を流れる電流 (i) は (6) 式と (8) 式の和となり $i = 0$ となる $\theta = \theta_6$ で SR_2 が off となる。したがって θ_6 は次式を用いて決定することができる。

$$\begin{aligned} &\frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta_6 - \varphi_L) \\ &+ \left\{ I_0 + \frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta_1 + \varphi_L) \right\} e^{-(\theta_6 + \theta_1)/\tan \varphi_L} \\ &+ \frac{1}{R_a} [E_m \cos \varphi_a \sin (\theta_6 - \varphi_a) - e_M \\ &- \{E_m \cos \varphi_a \sin (\theta_3 - \varphi_a) - e_M\} e^{-(\theta_6 - \theta_3)/\tan \varphi_a}] = 0 \quad (9) \end{aligned}$$

θ_6 以後は SR_2 は off, SR_1 は on となるから i_a, i_L に対して (4) 式が成立し $\theta = \theta_6$ における初期条件を (6) 式より求め、これより (4) 式の解を求めると

$$\begin{aligned} i_L &= \left[\frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta_6 - \varphi_L) \right. \\ &+ \left\{ I_0 + \frac{E_m}{R} \cos \varphi_L \sin (\theta_1 + \varphi_L) \right\} e^{-(\theta_6 + \theta_1)/\tan \varphi_L} \\ &\left. - \frac{e_M}{R_a + R} \right] e^{-\frac{(R + R_a)/\omega(L + L_a)}{(\theta - \theta_6)} + \frac{e_M}{R + R_a}} \quad (10) \end{aligned}$$

が得られる。

ここで電源の角周波数 (ω) が商用周波数であれば、一般に $R \ll \omega L$ が成立するので (10) 式はつぎのように書くことができる。

$$\begin{aligned} i_L &\doteq \left\{ \frac{E_m}{\omega L} (\cos \theta_1 - \cos \theta_6) + I_0 - \frac{e_M}{R + R_a} \right\} \\ &\times e^{-\frac{(R + R_a)/\omega(L + L_a)}{(\theta - \theta_6)} + \frac{e_M}{R + R_a}} \quad (11) \end{aligned}$$

上式で $\theta = 2\pi - \theta_1$ のとき $i_L = I_0$ となるはずであるから、

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{e_M}{R + R_a} + \frac{E_m}{\omega L} (\cos \theta_1 - \cos \theta_6) \\ &\times \frac{1}{e^{\frac{(R + R_a)/\omega(L + L_a)}{(2\pi - \theta_1 - \theta_6)} - 1} - 1} \quad (12) \end{aligned}$$

が得られる。

いっぽう電動機を十分に逆回転させるには $I_0 > 0$ なる必要があり、(12) 式右辺第 2 項は L の増大とともに大きくなるから逆回転数の大きさは L の値とともに増

加する。しかし (12) 式右辺第 2 項は L とともに無制限に大きくはならずある一定値に近づくものと考えられるから L の値をあまり大きくしても可能な逆回転数はその上限を持つことが明らかである。

ここで $R+R_a \ll \omega(L+L_a)$ が成立するものと仮定すると、

$$i_L \doteq \left\{ \frac{E_m}{\omega L} (\cos \theta_1 - \cos \theta_6) + I_0 - \frac{e_M}{R+R_a} \right\} \times \left\{ 1 - \frac{R+R_a}{\omega(L+L_a)} (\theta - \theta_6) \right\} + \frac{e_M}{R+R_a} \quad (13)$$

となり i_L は直線的に減少する電流となる。いま実測波形にも見られるようにこの電流の変化がほとんどなく、インダクタンスコイルの抵抗が小さいものとする、 $\theta = 2\pi - \theta_1$ においてインダクタンスコイルの両端の電圧 (V_L) は電源電圧の最大値 (E_m) に比較して十分小さいものと見なすことができ、したがって $\theta_1 \doteq 0$ と考えることができる。そこで (12) 式は次のように書き改めることが可能となる。

$$I_0 \doteq \frac{e_M}{R_a + R} + \frac{E_m}{R+R_a} \frac{L+L_a}{L} \frac{1 - \cos \theta_6}{2\pi - \theta_6} \quad (14)$$

ここで θ_6 は (9), (14) 式より、次式が得られるから、これを用いて求めることができ、その範囲は $\pi < \theta_6 < 2\pi$ となり点弧角 (θ_3) の関数として与えられる。

$$\begin{aligned} & \frac{E_m}{\omega L} (1 - \cos \theta_6) + \frac{e_M}{R+R_a} + \frac{E_m}{R+R_a} \frac{L+L_a}{L} \frac{1 - \cos \theta_6}{2\pi - \theta_6} \\ & + \frac{1}{R_a} [E_m \cos \varphi_a \sin (\theta_6 - \theta_3) - e_M \\ & - \{E_m \cos \varphi_a \sin (\theta_3 - \varphi_a) - e_M\} e^{-(\theta_6 - \theta_3)/\tan \varphi_a}] = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

(14) 式において希望する逆回転数に対応する e_M を $-e_{Mr}$ とすると必要な逆方向トルクを十分に供給するためには $I_0 > 0$ であればよいから電源電圧は、

$$E_m > e_{Mr} \frac{L}{L+L_a} \frac{2\pi - \theta_6}{1 - \cos \theta_6} \quad (16)$$

を満足しなければならないことがわかる。

5. 供試速度制御回路とその静特性

実測に用いた回路は Fig. 5 に示したもので供試電動機および諸要素の定格、記号はつぎのとおりである。

M : 直流電動機, 24 [V], 1.6 [A], 60 [c/s] における $R_a = 4.3$ [Ω], $L_a = 7.6$ [mH]

F : 直流電動機の界磁巻線 (界磁電流 1.6 [A])

L : 外部インダクタンスコイル, 0.5 [H], 4.4 [Ω]

UJT: 単接合トランジスタ (2SH 14)

T : パルストランス (SF-2)

C : コンデンサ, 0.1 [μ F]

E_a : 蓄電池 20 [V]

E : 交流電圧実効値 ($E_m/\sqrt{2}$)

Fig. 5 Detailed connection diagram of the speed control system

Fig. 6 Firing angle vs speed characteristics

上記の速度制御回路を基にして点弧角と電動機回転速度の関係、速度-トルク特性を実測したわけであるが、まず Fig. 6 は入力交流電源電圧 (E) が 25 V, 20 V, 外部インダクタンス (L) = 0.5 H, 電動機界磁電流 0.8 A のもとで、サイリスタの点弧角 (α) に対する電動機無負荷回転数の関係を示したものである。同図を見ると点弧角 $110^\circ \sim 130^\circ$ の近辺で不感帯がかなり現われ速度制御回路としての適性を疑わせるうらみがあるが、直流電源により電動機が駆動される場合にもこの種の不感帯は多少にかかわらず必ず存在するものであるから、界磁電流を大きくし、摩擦抵抗を小さくして不感帯幅の大きさを小さくするためのくふうをすれば致命的な欠陥とはならないものと思われる (Fig. 6 は速度制御範囲を大きくするために界磁電流 0.8 A で測定したものであるが、定格界磁電流は 1.6 A であり、界磁電流を増せば不感帯幅は小さくなる。供試機の不感帯については文献 5) 参照)。

つぎに Fig. 7 は電動機に負荷をかけたときの速度-トルク特性で正逆回転時においてその傾斜はやや異なっているが、まず直線的な速度-トルク特性が得られて

Fig. 7 Speed-torque curve ($E=50$ [V], $L=0.25$ [H], $i_f=1.6$ [A])

(a) driven by DC power supply

(b) driven by half-wave rectifier circuit

Fig. 8 Speed-torque characteristics

Fig. 9 Speed control system using the field coil

Fig. 10 Firing angle vs speed characteristics (using the field coil)

Fig. 11 Speed-torque curve (using the field coil)

いる。ここで参考までに直流電源あるいは半波整流回路により駆動される同一供試機の同一界磁電流 ($i_f=1.6$ A) に対する速度-トルク特性を実測してみると, Fig. 8 (a), (b) のようになり, Fig. 7 と直接比較することはできないが, 直流電源で駆動される場合に比べて電動機の発生トルクはかなり小さくなっていることがわかる。

また Fig. 9 に示したように, 直流電動機の界磁巻線 (F) を利用してこれを外部インダクタンス (L) に直列につなぎ全体のインダクタンスの値を大きくすることも考えられ, 参考までに上記実測に用いた直流電動機をそのまま Fig. 9 のように接続して運転し, 点弧角と無負荷回転数, 速度-トルク特性を求めてみると Fig. 10, Fig. 11 のような結果が得られる。すなわち速度-トルク特性が非線形性を持ち, 逆方向回転時のトルクが小さくなり, このままでは使用に耐えないことがわかる。これは逆回転時における前述の i_L の値が界磁巻線 (F) の大きな抵抗値によって減少するためと考えられる。

6. 供試速度制御回路の動特性

この種の速度制御回路の動特性を評価する方法としては種々のものが考えられるが, ここではわれわれが従来から行なっている正弦波トルク法^{4)~6)}を用いて, Fig. 12 の接続で動特性を実測する。すなわち電動機の負荷トルクを正弦波状に変化してその回転数の応答を記録した周波数特性を求めると, Fig. 13 のような結果が得られ, その特性を一次おくれ要素とみなしう

Fig. 12 Measuring circuit of the motor frequency response by sine-wave torque method

Fig. 13 Frequency response of the tested speed control system

ることがわかる。

この周波数応答はサイリスタの点弧角を $\alpha=150^\circ$ として測定したもので Fig. 13 から負荷トルクと電動機回転数の間の伝達関数は次式のように求められる。

$$\frac{\Delta N}{\Delta T} (S) = \frac{1.216}{1+0.294S} \quad (17)$$

ΔN : 電動機回転数の変化分

ΔT : 電動機負荷トルクの変化分

そこで上式の時定数 $\tau_{MG}=0.294$ s を電動機 (M) の慣性モーメント (J_M) と発電機の慣性モーメント (J_G) に比例配分すると電動機自身の時定数 (τ_M) が

Fig. 14 Measuring circuit of the motor step-respose

近似的に求められる。すなわち、

$$\tau_M = \frac{J_M}{J_G + J_M} \tau_{MG} = \frac{1.272}{3.15 + 1.272} \times 0.294 = 0.0846 [s] \quad (18)$$

また Fig. 14 のように接続して負荷急変時の過渡応答特性を用いてその時定数を測定してみると、つぎのような結果が得られ両者による値はほぼ一致している。すなわち下記のような階段状変化を電動機に与えると、

$$\left. \begin{array}{l} I_G = 0.26 \text{ A} \\ N = 500 \text{ rpm} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_G = 0.05 \text{ A} \\ N = 1080 \text{ rpm} \end{array} \right.$$

$\tau_{MG}=0.276$ が得られ、この値から、

$$\tau_M = \frac{1.272}{3.15 + 1.272} \times 0.276 = 0.0795$$

が得られる。参考までに供試機を直流電源で駆動したときの実測時定数は 0.07 s となり上述の値とあまり相異がないことがわかる。

7. む す び

以上の実測結果よりこの速度制御法を用いれば、供試電動機速度制御範囲に応じて適切にインダクタンス (L) の値を設計し、電源電圧を定めればただ1個のサイリスタを用いて直流電動機の始動・停止・可逆運転をきわめて簡単に行なうことが可能となる。しかも電動機速度-トルク特性は直線的となり、その時定数は直流電源で駆動する場合と比較してほとんど変わらないという特長を備えている。ただし停止の場合にも電機子にはかなりの電流が流れているのでその運転効率はいま高いものが期待できない。

文 献

- 1) 築地, 相川: SCR とその応用, p. 152~181 (日刊工業新聞社-昭 40)
- 2) SCR ハンドブック, (丸善株式会社-昭 41)
- 3) 仁田・沖津: 例解自動制御教程, p. 161, p. 188 (実業図書株式会社-昭 40)
- 4) 仁田・沖津: 正弦波トルクによる電動機の伝達関数測定法, 電気四学会関西支部連大 (昭 38・10)
- 5) 仁田・沖津: 鈴木直流分巻電動機の動特性, 電気学会雑誌 86-10, No. 937 (昭 41・10)
- 6) 仁田・沖津・鈴木: 直流通巻電動機の動特性の実測とその解析, 電気学会雑誌, 88-3, No. 954 (昭 43・3)