

# 직류 Chopper방식에 의한 直流自勵磁式 전동기 특성에 대하여

논	문
19~3~2	

## Controlling Characteristics of a Self-Excited D.C Motor Driven by a Thyristor Chopper

천 희 영\*  
(Hee Young Chon)

### [ABSTRACT]

The main focus of this paper is the analysis on the controlling characteristics of self-excited D.C. motor driven by thyristor chopper.

The controlling characteristics of short shunt compound motor driven by poly phase multiple thyristor chopper is better than that of driven by single phase thyristor chopper. And we got the following conclusions.

- A. Motor current capacity could be increased by the multiplicity  $n$  increase.
- B. Speed-torque characteristics is linear and adquate for constant Horsepower motor.
- C. Maximum current Ripple ratio is proportional to almost inverse  $m^2$ .

Also here shows the stable conditions and semiconductorize datas for controlling the self-excited D.C. motor driven by thyristor chopper.

### 1. 서 론

반도체공학이 미국의 Shockley씨에 의하여 기초가 확립된 이후 그 분야가 최근 급속도로 발전개발되고 있다 P-N-P-N 4층의 반도체 즉 thyristor(SCR) 원형을 처음 만든 것은 John Moll씨이나 전력제어에 사용하게 된 것은 R.A.York씨등에 의한 것이다. thyristor의 특징—소형, turn off시간이 짧은 것, 順電壓降下가 낮은 점—을 巧妙하게 이용하여 그의 응용이 보편화되면 멀지 않아 thyristor 없이는 전력제어를 논할 수가 없는 시대가 올 것이다.

Thyristor D.C. chopper는 직류전력을 조정하는 목적으로 thyristor를 일종의 스위치로써 직류전압을 斷續시켜 직류평균전력을 제어하는 방식이며, 일반의 직류 전원제어나 직류전동기제어에 많이 이용되며는 단계에 놓여있다. thyristor D.C. chopper에 의한 직류전동기 제어는 thyristor나 diode의 逆方向阻止特性으로 전동기에 制動力이 작용하지 않은 결점이 있으나 그 반면에 정밀성, 속광성 그리고 신뢰성이 높을 뿐만 아니라 소형이며 손실이 적어 경제적이고 제어방법이 용이한 점 그리고 속도제어체전체의 효율이 향상되는 등의 장점이

있어 그의 응용이 급속도로 발전될 것이 기대된다. 직류전동기제어에 대하여 지금까지 연구 보고된 것은 直捲式과 他勵式에 관한 것이며 自勵式(分捲式 및 複捲式)에 대한 것은 별로 없는 것 같다.

본 논문에서는 自勵式 直流電動機를 單相單重 thyristor chopper 방식과 多相多重 thyristor chopper 방식에 적용하고 각각에 대한 전동기운전특성 즉 回轉力, 속도와 高調波脈動率 등을 해석하고 또 두 방식에 대한 결과를 비교검토한 결과 多相多重 thyristor chopper 방식이 自勵式 直流電動機運轉에 적합하다는 결론을 얻었다. 아울러 이 방식에 의한 自勵式 直流電動機運轉安定化條件 등을 구하여 自勵式 直流電動機廣用에서의 半導化에 대한 자료를 제시코자한다. 본 해석에서 직류전원전압은 일정하며 D.C. chopper에서 전동기에 공급되는 전압은 완전한 矩形波로 가정한다.

### 2. 본 론

#### 2-1. 多相多重 thyristor chopper 방식

그림 1은 多相多重 thyristor chopper 방식의 기본회로이며 일정한 직류전원에서 직류 chopper와 直流手滑 reactor를 거쳐 自勵式 직류전동기(여기서는 內分捲式 複

\* 정회원 : 교대 이공대학 전기공학과 교수

직류 Chopper 방식에 의한 직류자여자식 전동기특성에 대하여

捲電動機)에 직류전력이 공급되고 있음을 보여주고 있다. 그림에서  $E_d$ 는 직류전원전압이고,  $S_1, S_2, \dots, S_m$ 는 thyristor,  $D_1, D_2, \dots, D_m$ 는 diode,  $L_r$ 는 直流手滑 reactor이다.

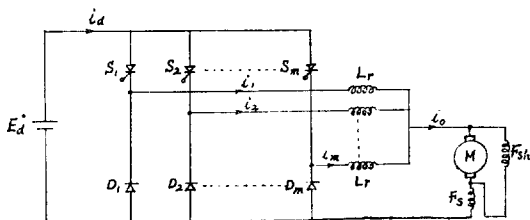


그림 1. 多相多重 thyristor chopper 방식의 기본회로  
Fig. 1. polyphase multiple D.C. chopper circuit.

$m$ 개의 thyristor와 diode로 D.C. chopper를 형성하며 (보조회로생략)  $m$ 개의 thyristor는 一週期  $\lambda$ 를  $m$ 등분한 位相關係로 ON, OFF되어  $m$ 相을 구성한다. 그리고 동시에 ON되는 thyristor의 數에 따라 多相度  $n$ 가 결정된다. thyristor가 ON되는 시간을  $\lambda_{on}$ 이라 하면 thyristor 通電期間  $\alpha$ 는 다음과 같이 定義된다.

$$\alpha = \frac{\lambda_{on}}{\lambda} \quad (0 < \alpha < 1) \quad (1)$$

또  $\alpha$ 는 相數  $m$ 와 多重度  $n$ 에 따라 그의 적용범위가 정해진다. 다음 표1은 相數  $m=4$ 인 경우이다.

표 1 通電期間  $\alpha$ 의 적용범위

相數( $m$ )	多重度 ( $n$ )	$\alpha$	비 고
4	1	$0 < \alpha < \frac{1}{4}$	$\alpha = \frac{\lambda_{on}}{\lambda}$ $0 < \alpha < 1$
	2	$\frac{1}{4} < \alpha < \frac{1}{2}$	
	3	$\frac{1}{2} < \alpha < \frac{3}{4}$	
	4	$\frac{3}{4} < \alpha < 1$	

각 thyristor와 Diode에 흐르는 전류가 연속일 때  $m=4, n=2$ 인 경우의 전압전류파형은 그림2와 같다. 그림에서 thyristor  $S_1$ 에는  $0 \sim \lambda_{on}$ 기간 전원전압이 걸리며 이 기간중 전류  $i_1$ 이 증가하며  $\lambda_{on}$  이후에는 回路時定數에 따라 전류가 감소한다.  $S_2$ 는  $S_1$ 보다  $\frac{1}{4}\lambda$  늦게 ON되고  $\frac{1}{4}\lambda \sim (\frac{1}{4}\lambda + \lambda_{on})$ 기간동안 전원전압이 걸리며 이 기간동안 전류  $i_2$ 가 증가한다. 그림에서 보듯이  $\frac{1}{4}\lambda$ 에서  $(\lambda_{on} - \frac{1}{4}\lambda)$ 기간중에는  $S_1, S_2$ 가 동시에 동작한다.  $S_3$ 에는  $S_2$ 보다  $\frac{1}{4}\lambda$ 만큼 늦게, 또  $S_4$ 는  $S_3$ 보다  $\frac{1}{4}\lambda$  늦게 전원전압이 걸리며 전류증가에도  $\frac{1}{4}\lambda$ 의 位相差가 생긴다.

電動機入力전류  $i_0$ 는  $i_1, i_2, i_3, i_4$  瞬時值的의 和로써 그림과 같이  $\lambda$ 에 대하여 4倍週期로 脈動한다.

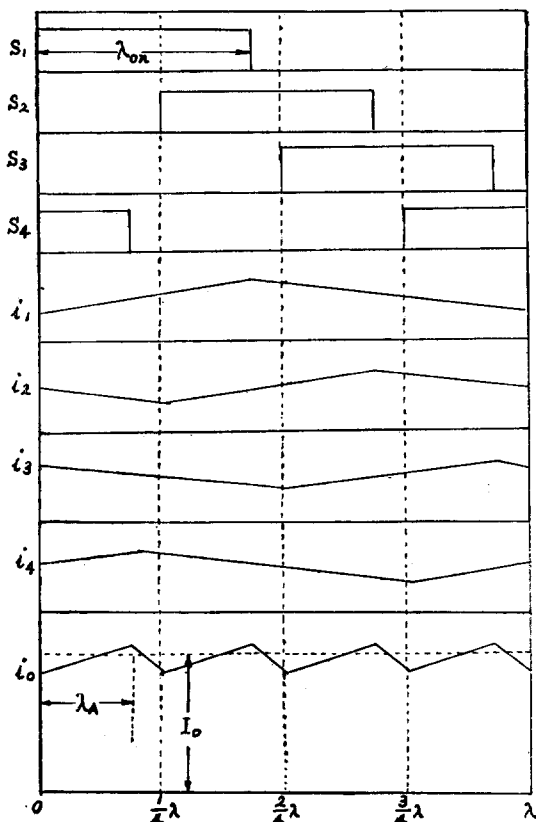


그림 2. 4相2重 chopper방식에서의 전압전류파형  
Fig. 2. Wave forms in four phase chopper with combined out put (multiplicity  $n=2$ )

(2) 회로해석

內分捲式複捲電動機를 負荷로 하는 多相多重 thyristor-chopper 방식을 해석하기 위하여  $m$ 相 chopper 중

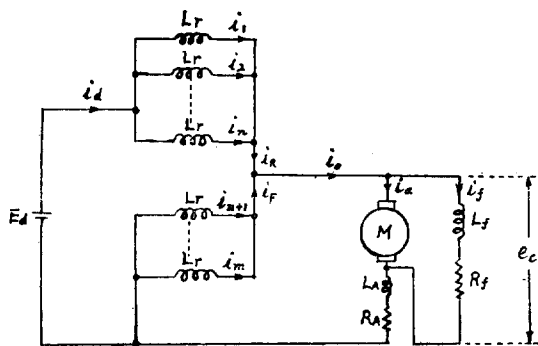


그림 3.  $m$ 相  $n$ 重 thyristor chopper 방식의 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuit of polyphase multiple D.C. chopper for analysis.

$n$ 개가 ON의 通電상태에 있고  $(m-n)$ 개가 OFF상태에 있는 것으로 한다. 이 때의 等價回路는 그림 3과 같다. 그림에서

$L_A$ : 電機子코일과 直捲界磁의 인덕턴스

$R_A$ : 電機子코일과 直捲界磁의 저항

$L_f$ : 分捲界磁코일 인덕턴스

$R_f$ : 分捲界磁코일 저항

$L_r$ : 直流 reactor의 인덕턴스

$i_0$ : 電動機入力 電流

$i_a$ : 電機子電流

$i_f$ : 分捲界磁電流

$i_R$ : ON상태에 있는  $n$ 個 thyristor 전류의 和

$i_F$ : OFF상태에 있는 thyristor 放流電流의 和

$i_1 \sim i_m$ : 직류 reactor에 흐르는 전류

$i_d$ : 電源供給電流

$E_d$ : 直流電源電壓

$e_c$ : 電動機逆起電力

$n_r$ : 電動機回轉速度

그림 3의 等價回路에서 thyristor와 Diode의 전압강하를 무시하면 다음과 같은 전압방정식이 얻어진다.

$$\begin{pmatrix} D(L_r+L_A)+R_A & DL_A+R_A & \cdots & DL_A+R_A \\ DL_A+R_A & D(L_r+L_A)+R_A & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ DL_A+R_A & DL_A+R_A & \cdots & D(L_r+L_A)+R_A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \\ i_{n+1} \\ \vdots \\ i_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_d - e_c \\ E_d - e_c \\ \vdots \\ E_d - e_c \\ -e_c \\ \vdots \\ -e_c \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$i_0 = i_1 + i_2 + \cdots + i_m \quad (3)$$

$$i_0 = i_R + i_F = i_a + i_f \quad (4)$$

$$i_R = i_1 + i_2 + \cdots + i_n \quad (5)$$

$$i_F = i_{n+1} + \cdots + i_m \quad (6)$$

$$e_c = (DL_f + R_f)i_f \quad (7)$$

(2)~(7)식에서  $D = \frac{d}{dt}$ 이다.

(2)~(7)식으로부터 다음과 같은 전압방정식이 얻어진다.

$$(L_r + mL_A) \frac{di_0}{dt} + mR_A i_0 = nE_d - me_c \quad (8)$$

$$(L_r + nL_A) \frac{di_R}{dt} + nR_A i_R + nL_A \frac{di_f}{dt} + nR_f i_f = n(E_d - e_c) \quad (9)$$

$$(m-n) \left[ L_A \frac{di_R}{dt} + R_A i_R \right] + [L_r + (m-n)L_A] \frac{di_f}{dt} + (m-n)R_A i_f = -(m-n)e_c \quad (10)$$

(2)~(10)식에서 전류  $i_0, i_1, i_2, \dots, i_m$ 를 결정할수 있

다.

(8)식에서 電動機入力電流를 구하면

$$i_0(t) = \frac{nE_d - me_c}{mR_A} \left( 1 - \varepsilon - \frac{mR_A}{L_r + mL_A} t \right) + i_0(0_+) \varepsilon - \frac{mR_A}{L_r + mL_A} t \quad (11)$$

$i_0(0_+)$ 는  $t=0_+$ 때의  $i_0(t)$ 이며 電流連續條件에서

$$i_0(0_+) = i_0(p\lambda) \text{ 但 } p = \text{正의 整數}$$

(11)식에서 일정한 相數 $m$ 에 대하여 多重度 $n$ 를 증가시키면 入力電流가 커지고 電動機전류용량을 증가시킬수 있다.

$(L_r + mL_A) \gg mR_A$ 이면  $\varepsilon = \frac{mR_A}{L_r + mL_A} \doteq 1 - \frac{mR_A}{L_r + mL_A} t$  이니까

$$i_0(t) \doteq \frac{nE_d - me_c}{L_r + mL_A} t + i_0(0_+) - i_0(0_+) \frac{mR_A}{L_r + mL_A} t = \frac{1}{L_r + mL_A} \{ nE_d - me_c - mR_A i_0(0_+) \} t + i_0(0_+) \quad (12)$$

즉 (12)식에서  $i_0(t)$ 는  $n \geq \frac{e_c + R_A i_0(0_+)}{E_d} m$ 에 의하여 시간에 따라 직선적으로 증가 또는 감소됨을 알수있다.

### (3) 等價回路

自勵式直流電動機의 특성을 알기 위하여 電動機의 諸定數에 대한 물리적性質을 알고 있을 때 電動機端子에서 본 등가회로에 대하여 고찰한다.

電動機의 여러 定數를 다음과 같이 정한다.

$v$ : 電動機端子電壓

$J$ : 電機子慣性모우멘트

$k_t$ : 回轉力定數

$k_c$ : 逆起電力定數

$\tau$ : 電動機發生回轉力

$\tau_L$ : 負荷回轉力

$B$ : 粘性摩擦係數

$k$ : coulomb의 摩擦回轉力

運轉時의 전압방정식과 回轉力平衡式은 다음과 같다.

$$v = L_A \frac{di_o}{dt} + R_A i_o + e_c \quad (13)$$

$$i_o = i_a + i_f \quad (14)$$

$$\tau = k_t i_o = J \frac{dn_s}{dt} + Bn_s + k + \tau_L \quad (15)$$

$$e_c = k_c n_s = L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f \quad (16)$$

電機子電流增減에 의한 分捲界磁束의 減增은 直捲界磁의 증감으로 보상된다면 全磁束은 거의 일정하고(15)식과 같이 回轉力은 電機子電流에 비례한다고 볼수 있다.

(15)식을 變形하면 다음의 (17)식이 얻어진다.

$$i_a = c \frac{de_c}{dt} + \frac{e_c}{R_B} + I_0 + I_L \quad (17)$$

(17)식의 等價蓄電器容量  $c$ , 증가저항  $R_B$ , 電流源  $I_0$ ,  $I_L$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$i_a = \frac{\tau}{k_t}, \quad c = \frac{J}{k_t k_e}, \quad R_B = \frac{k_t k_e}{B}, \quad I_0 = \frac{k}{k_t} \quad (18)$$

$$I_L = \frac{\tau_L}{k_t} \quad (18)$$

(14), (17)식에서

$$i_0 = c \frac{de_c}{dt} + \frac{e_c}{R_B} + I_0 + I_c + i_f \quad (19)$$

따라서 瞬時值에 대한 電流源表示 증가회로는 그림5와 같다.

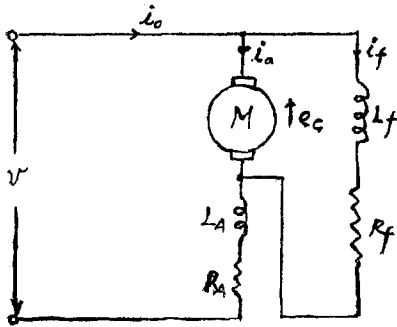


그림 4. 內分捲復捲電動機回路

Fig 4. Short shunt compound D.C. motor

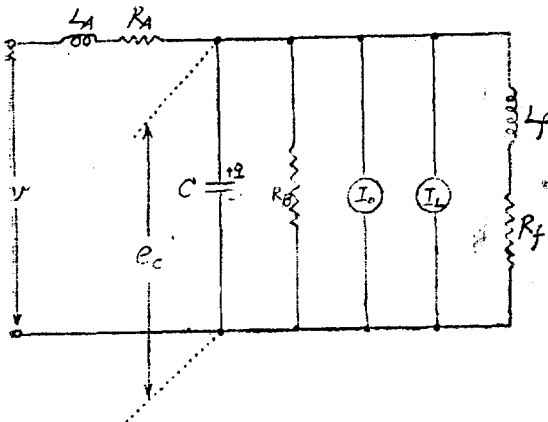


그림 5. 電流源表示等價回路

Fig 5. Equivalent circuit for short shunt compound D.C. motor.

等價蓄電器의 電荷  $q$ 는 다음식과 같이 회전속도  $n$ 에 비례한다.

$$q = \frac{J}{k_t} n, \quad (20)$$

증가회로에서 보다시의 粘性摩擦係數  $B$ 는 conductance로 coulomb의 摩擦回轉力과 負荷回轉力은 電流源으로 작용한다. 그러므로 內分捲式復捲電動機의 機械系는 전동기 단자에서 보았을 때 축전기  $C$ , 저항  $R_B$ , 定電流負荷  $I_0$ ,  $I_L$  및 分捲界磁電流技路와의 병렬회로와 等價이다.

(4) 전동기특성

한週期  $\lambda$ 에 대한 電動機回轉力平均値  $T$ 는 다음과 같다.

$$T = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda k_t i_a dt = k_t I_a \quad (21)$$

여기서  $I_a = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda i_a dt$ 로 電動機電流平均値이다.

(15)식에서

$$T = \frac{J}{\lambda} \int_0^\lambda dn + \frac{B}{\lambda} \int_0^\lambda n dt + \frac{k}{\lambda} \int_0^\lambda dt + \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda \tau_L dt \quad (22)$$

$$= B \cdot N + T_c + T_L$$

(22)식에서

$N = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda n dt$ 이며 回轉子 平均회전속도이고

$T_c = \frac{k}{\lambda} \int_0^\lambda dt$ ,  $T_L = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda \tau_L dt$ 이다.

전동기 단자전압  $v$ 의 한週期  $\lambda$ 에 대한 平均치를  $V$ 라 하면

$$V = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda v dt \quad (23)$$

$$= \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda (L_A \frac{di_0}{dt} dt + \frac{R_A}{\lambda} \int_0^\lambda i_0 dt + \frac{k_e}{\lambda} \int_0^\lambda n dt)$$

$$= R_A I_0 + k_e N = R_A (I_a + I_f) + k_e N$$

(23)식에서

$$I_0 = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda i_0 dt = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda (i_a + i_f) dt = I_a + I_f \quad (24)$$

逆起電力  $e_c$ 에 대한 平均치는 (16)식에서

$$\frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda e_c dt = \frac{k_e}{\lambda} \int_0^\lambda n dt = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda (L_f \frac{di_f}{dt} dt + \frac{R_f}{\lambda} \int_0^\lambda i_f dt)$$

$$\therefore k_e N = R_f I_f$$

$$I_f = \frac{K_e N}{R_f} \quad (25)$$

(21)식~(25)식에서 電動機出力回轉力(負荷回轉力)  $T_L$ 는 다음과 같다.

$$T_L = T - B \cdot N - T_c$$

$$= \frac{k_t}{R_A} V - T_c - \left( B + \frac{k_t k_e}{R_A} + \frac{k_t k_e}{R_f} \right) N$$

$$= \frac{k_t}{R_A} V - T_c - \left( B + \frac{R_A + R_f}{R_A R_f} k_i k_e \right) N \quad (26)$$

(26)식은 회전속도와 出力回轉力에 대한 상호관계를 표시하며 速度回轉力特性이 직선임을 나타내고 있다.

週期  $\lambda$ 가 전동기의 기계적 時定數( $R_A J / k_t k_e$ )에 비하여 충분히 적으면 회전속도  $n$ 의 변동은 무시할 수 있어  $n_s = N$ 로 취급할 수 있다. 그러므로 전동기 단자전압 평균치  $V$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$V = \frac{1}{\lambda} \int_0^{\lambda} (n E_d - m e_c) dt = n E_d - m \alpha E_d$$

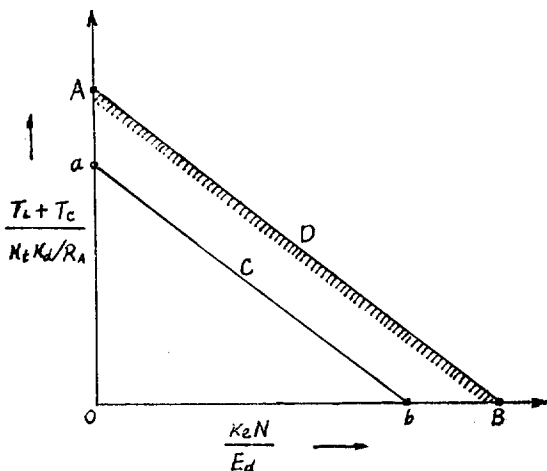
$$= (n - m \alpha) E_d \quad (27)$$

(27)식의  $V$ 를 (26)식에 代入하고 식을 變形하면

$$T_L + T_C = \frac{k_t}{R_A} (n - m \alpha) E_d - \left( B + \frac{R_A + R_f}{R_A R_f} k_i k_e \right) N \quad (28)$$

$$\frac{T_L + T_C}{k_t E_d / R_A} = (n - m \alpha) - \left( \frac{B R_A}{k_i k_e} + \frac{R_A + R_f}{R_f} \right) \frac{k_e N}{E_d} \quad (29)$$

(29)식은  $(n - m \alpha) > 0$ 일 때  $\frac{T_L + T_C}{k_t E_d / R_A}$ 와  $\frac{k_e N}{E_d}$ 는 傾斜  $\left( \frac{B R_A}{k_i k_e} + \frac{R_A + R_f}{R_f} \right)$ 로 직선적인 관계가 있음을 나타내고 있다.



a點 (0,  $n - m \alpha$ )

b點  $(n - m \alpha / \left( \frac{B R_A}{k_i k_e} + \frac{R_f + R_A}{R_f} \right), 0)$

A點 (0, 1)

B點  $(1 / \left( \frac{B R_A}{k_i k_e} + \frac{R_A + R_f}{R_f} \right), 0)$

그림 6. 速度回轉力曲線

Fig 6. calculated speed torque curve

그림 6의  $C$ 는 주어진  $m, n$ 에 대한 (29)식의 速度回轉力曲線を 표시하며 橫軸에  $k_e N / E_d$  縱軸에  $\frac{T_L + T_C}{k_t E_d / R_A}$ 를 취하였다.

주어진  $m, n$ 에 대하여  $\alpha$ 는 mode에 따라 제한되나 제한된 범위에서  $\alpha$ 가 적으면 속도회전력곡선이 위로 평행이동하여  $a, b$ 點도 이동하나  $A, B$ 點을 넘어 갈수는 없다. 즉 그림 6의  $D$ 곡선은 주어진 內分捲式複捲電動機의 속도 회전력곡선의 상한곡선이 된다.

(5) 전압 전류평균치에 대한 等價回路

(3)에서는 瞬時值에 대한 등가회로를 취급하였으나 평균치에 대한 등가회로는 (21), (22), (25)식에서 다음과 같이 구해진다.

$$V = \frac{R_A}{k_t} (T_L + T_C) + \frac{R_A}{k_t} \left( B + \frac{R_A + R_f}{R_A R_f} k_i k_e \right) N$$

$$= \left( R_A + \frac{R_A + R_f}{R_f} \cdot \frac{k_i k_e}{B} \right) I_a - \frac{R_A + R_f}{R_f} \cdot \frac{k_e}{B} (T_C + T_L) \quad (30)$$

(30)식에서 電壓源으로 표시된 평균치에 대한 등가회로는 그림 7과 같다. 그림에서 瞬時值등가회로와 비교하면 인덕턴스  $L_A$  靜電容量이 나타나지 않음을 알 수 있다.

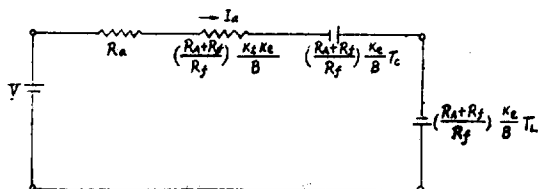


그림 7. 전압 전류평균치에 대한 電壓源 표시 등가회로

Fig 7. Equivalent circuit for mean value of various parameters of tested motor

(6) 脈動率

$(L_r + m L_A) \gg m R_A$ 이면 전동기 入力전류  $i_0(t)$ 는 近似的으로  $t$ 의 1차식으로 표현된다.

$$i_0(t) = \frac{n E_d - m e_c}{L_r + m L_A} t + i_0(0_+) \left\{ 1 - \frac{m R_A}{L_r + m L_A} t \right\}$$

전류변화율

$$\frac{d i_0(t)}{d t} = \frac{n E_d - m e_c}{L_r + m L_A} - \frac{m R_A}{L_r + m L_A} i_0(0_+) \quad (31)$$

$\alpha = \frac{\lambda_{on}}{\lambda}$ 이고  $e_c = \alpha E_d$ 로 생각할 수 있으니

$$\frac{d i_0(t)}{d t} = \frac{(n - m \alpha) E_d}{L_r + m L_A} - \frac{m R_A}{L_r + m L_A} i_0(0_+) \quad (32)$$

전류가 증가하는 시간을  $\lambda_A$ 라 하면 그림 2를 참조하여

$\lambda_A$ 의 일반식은 다음과 같다.

$$\lambda_A = \lambda_{on} - \frac{(n-1)}{m} \lambda = \left(\alpha - \frac{n-1}{m}\right) \lambda \quad (33)$$

$\lambda_A$ 기간중의 전류변화를  $\Delta i_0$ 라 하면

$$\begin{aligned} \Delta i_0 &= \left\{ \frac{(n-m\alpha)E_d}{L_r+mL_A} - \frac{mR_A}{L_r+mL_A} - i_0(0_+) \right\} \cdot \\ &\quad \frac{(m\alpha-n+1)\lambda}{m} \\ &= (n-m\alpha)(m\alpha-n+1)E_d \frac{\lambda}{m(L_r+mL_A)} \\ &\quad - (m\alpha-n+1)i_0(0_+)R_A \frac{m\lambda}{m(L_r+mL_A)} \quad (34) \end{aligned}$$

電流脈動率  $\delta_m$ 를 전류평균치  $I_{01}$ 에 대하여 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} \delta_m &= \frac{\Delta i_0}{2I_0} \\ &= (n-m\alpha)(m\alpha-n+1)E_d \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{m^2(L_r+mL_A)I_{01}} \\ &\quad - (m\alpha-n+1)i_0(0_+)R_A \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \\ &\quad \frac{m}{m^2(L_r+mL_A)I_{01}} \quad (35) \end{aligned}$$

여기서  $I_{01} = I_0/m$ 이며 한개의 chopper 즉 한개의 thyristor에 흐르는 전류평균치이다.

(35)식에서 電流脈動率  $\delta_m = 0$ 이 되는  $\alpha$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\alpha = \frac{n}{m} - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \quad (36)$$

電機子抵抗降下가 직류 전원전압에 비하여 무시할 수 있을 때 ( $E_d \gg i_0(0_+)R_A$ )는  $\alpha = \frac{n}{m}$ 일때  $\delta_m = 0$ 가 된다.

또 최대脈動率  $\delta_{mmax}$ 은 (34)식에서  $\alpha$ 가 다음 값일 때 일어난다.

$$\alpha = \frac{n}{m} - \frac{1}{2m} - \frac{1}{2} \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \quad (37)$$

또  $E_d \gg i_0(0_+)R_A$ 일때는  $\alpha = \frac{n}{m} - \frac{1}{2m}$ 일때  $\delta_m$ 는 최대치  $\delta_{mmax}$ 이 된다.

(37)식을 (35)식에 대입하여  $\delta_{mmax}$ 을 구하면

$$\begin{aligned} \delta_{mmax} &= \frac{1}{4} \left\{ 1 - m^2 \left( \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right)^2 \right\} E_d \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \\ &\quad \frac{1}{m^2(L_r+mL_A)I_{01}} - \frac{1}{2} \left( 1 - m \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) \\ &\quad i_0(0_+)R_A \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{m}{m(L_r+mL_A)I_{01}} \quad (38) \end{aligned}$$

$E_d \gg i_0(0_+)R_A$ 이면

$$\begin{aligned} \delta_{mmax} &= \frac{E_d \lambda}{8} \cdot \frac{1}{m^2(L_r+mL_A)I_{01}} \\ &\quad - \frac{\lambda}{4} i_0(0_+)R_A \frac{m}{m^2(L_r+mL_A)I_{01}} \quad (39) \end{aligned}$$

또  $L_r \gg mL_A$ 이니까 (39)식은 더욱 간략하게 표시 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \delta_{mmax} &= \frac{E_d \lambda}{8m^2 L_r I_{01}} - \frac{i_0(0_+)R_A \cdot \lambda m}{4m^2 L_r I_{01}} \\ &= \frac{E_d \lambda}{8L_r I_{01}} \left( \frac{1}{m^2} - \frac{2a}{m} \right) = k_0 \left( \frac{1}{m^2} - \frac{2a}{m} \right) \quad (40) \end{aligned}$$

단  $a = \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d}$ ,  $k_0 = \frac{E_d \lambda}{8L_r I_{01}}$ 이다.

단상 chopper방식 ( $m=1$ )때의 최대脈動率  $\delta_{1max}$ 과 相數  $m$ 가 2이상일때의 최대脈動率  $\delta_{mmax}$ 과의 비교를 다음 표 2에 표시한다.

표 2 最大脈動率 비교표

相數 $m$	$\delta_{mmax}/k_0$			$\frac{\delta_{mmax}}{\delta_{1max}}$ (%) ( $a=0.01$ )	비	고
	$a=0.01$	$a=0.03$	$a=0.05$			
1	0.980	0.940	0.900	100	$\delta_{mmax} = (40)$ 식 $a = \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d}$ $k_0 = \frac{E_d \lambda}{8L_r I_{01}}$	
2	0.240	0.220	0.200	25.4		
3	0.105	0.081	0.077	10.7		
4	0.057	0.047	0.037	5.7		
5	0.036	0.028	0.020	3.6		

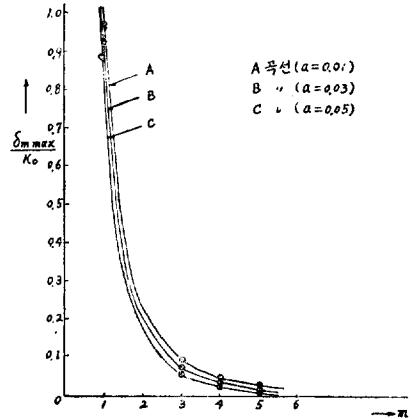


그림 8. 相數와 최대전류脈動率 관계곡선

Fig 8. Relative curves for phase and maximum current ripple ratio.

표 2에서 보다시피 최대脈動率은  $\frac{1}{m^2}$  이하로 급속하게 감소하며 電機子抵抗降下率  $a$ 가 클수록 최대脈動率이 적어지고 相數가 클수록 그 감소율이 커진다. 相數  $m$ 와 최대脈動率  $\delta_{mmax}/k_0$ 의  $a = \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d}$ 에 대한 관계가 그림 8에 표시된다.

(35)식의 전류脈動率  $\delta_m$ 는  $L_r \gg mL_A$ 인 관계를 적용하면 다음의 近似式이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \delta_m &= \frac{4k_0}{m^2} \{ (n-m\alpha)(m\alpha-n+1) \\ &\quad - m(m\alpha-n+1)a \} \quad (41) \end{aligned}$$

$m, n, \alpha$ 가 변화하였을 때의 (41)식의  $\delta_m$ 의 값이 표 3,

표 4에 표시된다.

표 3에서 보다시피 電流脈動率  $\delta_m/k_0$ 는 일정한  $\alpha$ 에 대하여 相數  $m$ 가 증가하면 급격하게 감소됨을 알 수 있다. 예로써  $\alpha=0.2$ ,  $a=0.01$  일때  $\delta_4$ 는  $\delta_1$ 의 약  $\frac{1}{20}$ 로 감소

$$i_0(+) = \frac{E_d - e_c}{R_A} \left( (1 - \varepsilon - \frac{R_A}{L_r + L_A} t) + i_0(0_+) \varepsilon - \frac{R_A}{L_r + L_A} t \right) \quad (42)$$

$(L_r + L_A) \gg R_A$ 이면 다음의 近似式이 얻어진다.

표 3 電流脈動率 비교표 (1)

相數 $m$	多重度 $n$	$\alpha$ 適用範圍	$\delta_m/k_0$				$\frac{\delta_m}{\delta_1} (\%)$ ( $\alpha=0.2$ )	비고
			$\alpha=0.2$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.8$		
1	1	$0 < \alpha < 1$	0.632	0.944	0.936	0.608	100	$k_0 = \frac{E_d \lambda}{8L_r I_{01}}$
2	1	$0 < \alpha < \frac{1}{2}$	0.232	0.144			36.7	
	2	$\frac{1}{2} < \alpha < 1$			0.156	0.228		
3	1	$0 < \alpha < \frac{1}{3}$	0.098				15.5	$a = \frac{i_0(0_+) R_A}{E_d}$
	2	$\frac{1}{3} < \alpha < \frac{2}{3}$		0.067	0.060			
	3	$\frac{2}{3} < \alpha < 1$				0.101		
4	1	$0 < \alpha < \frac{1}{4}$	0.032				5.06	본 계산에서는 $a=0.01$ 로 가정함.
	2	$\frac{1}{4} < \alpha < \frac{1}{2}$		0.054				
	3	$\frac{1}{2} < \alpha < \frac{3}{4}$			0.056			
	4	$\frac{3}{4} < \alpha < 1$				0.038		

표 4 電流脈動率 비교표 (2)

相數 $m$	多重度 $n$	$\alpha$ 適用範圍	$\delta_m/k_0$											비고		
			$\alpha=0$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.49	0.6	0.7	0.8	0.9	0.99			
2	1	$0 < \alpha < \frac{1}{2}$	0	0.156	0.232	0.228	0.144	0								$a=0.01$ 로 가정함.
	2	$\frac{1}{2} < \alpha < 1$							0.156	0.232	0.228	0.144	0			

소된다. 또 표 4에서 보다시피 일정한  $m, n$ 에 대하여  $\alpha$ 가 변화하면  $\delta_m/k_0$ 는 (36)식과 (37)식에 주어지는  $\delta_m$ 의 최솟치, 최대치 사이를 相數에 해당하는 回數만큼 脈動을 반복하면서 그 값이 변동함을 알 수 있다.

2-2 單相單重 thyristor chopper 방식

多相多重 thyristor chopper 방식에서의 여러 특성식에  $m=1, n=1$ 로 놓으면 단상 thyristor chopper 방식에 대한 전동기특성이 얻어진다.

(1) 電動機入力電流

(11)식에  $m=1, n=1$ 를 대입하면 전류연속일 때

$$i_0(+) = \frac{1}{L_r + L_A} \{ E_d - e_c - R_A i_0(0_+) \} t + i_0(0_+) \quad (43)$$

(2) 速度회전력에 관한식

(27), (28)식에  $m=1, n=1$ 를 대입하면

$$T_L + T_C = \frac{k_t}{R_A} (1 - \alpha) E_d - \left( B + \frac{R_A + R_f}{R_A R_f} k_c k_t \right) N \quad (44)$$

$$\frac{T_L + T_C}{k_t E_d / R_A} = (1 - \alpha) - \left( \frac{B R_A}{k_t k_c} + \frac{R_A + R_f}{R_f} \right)$$

$$\frac{K_s N}{E_d} \quad (45)$$

(44), (45)식에서  $(1-\alpha) > 0$  일 때 회전력과 속도는 직선적인 관계가 있음을 보여주고 있다.

(3) 電流脈動率

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \alpha(1-\alpha)E_d \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{(L_r+L_A)I_0} - \alpha \cdot i_0(0_+)R_A \cdot \\ &\quad \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{(L_r+L_A)I_0} \\ &= \frac{\alpha \cdot \lambda}{2(L_r+L_A)I_0} \{ (1-\alpha)E_d - i_0(0_+)R_A \} \quad (46) \end{aligned}$$

電流脈動率이 최소가 되는조건

$$\alpha = 1 - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \quad (47)$$

電流脈動率이 최대가 되는조건

$$\alpha = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) \quad (48)$$

電流脈動率 최대치  $\delta_{1max}$

$$\begin{aligned} \delta_{1max} &= \frac{1}{4} \left\{ 1 - \left( \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right)^2 \right\} E_d \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{(L_r+L_A)I_0} \\ &\quad - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) i_0(0_+)R_A \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\quad \frac{1}{(L_r+L_A)I_0} \\ &= \frac{\lambda}{8(L_r+L_A)I_0} \left( 1 - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) \\ &\quad \left\{ \left( 1 + \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) E_d - 2i_0(0_+)R_A \right\} \\ &= \frac{\lambda}{8(L_r+L_A)I_0} \left( 1 - \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d} \right) \\ &\quad (E_d - i_0(0_+)R_A) \quad (49) \end{aligned}$$

$$= k_0(1-a)^2 (L_r \gg L_A) \quad (50)$$

여기서  $k_0 = \frac{E_d \lambda}{8L_r I_0}$ ,  $a = \frac{i_0(0_+)R_A}{E_d}$

$\delta_{1max}/\delta_1$ ,  $\delta_m/\delta_1$ 에 대한 비교는 표 2, 표 3에 표시하였다.

3. 결 론

직류 chopper방식을 自動式직류전동기인 內分捲式複捲 전동기에 적용하고 전동기특성을 해석함으로써 전동기 전류용량, 속도회전력특성 및 電流脈動率에서 多相 多重 thyristor chopper방식이 단상 thyristor chopper 방식보다 월등히 우수함과 동시에 다음이 결론을 얻음.

(1) 일정한 相數  $m$ 에서 多重度  $n$ 를 증가시키면 전동기 전류용량을 증가시킬 수 있고 平滑reactor를 사용하면  $n \geq \frac{e_c + R_A i_0(0_+)}{E_d} m$ 에 따라 거의 직선적으로 전류증감이 이루어진다.

(2)  $(n-ma) > 0$  일 때는 직선적인 속도회전력 특성이 얻어지며 회전력의 증가(또는 감소)에 따라 자동적으로 회전속도가 감소(또는 증가)하는 이상적 定出力 전동기특성이 얻어진다.

(3) 電流脈動率은 일정한 thyristor 通電期間  $\alpha$ 에 대하여 相數의 증가에 따라 급격하게 감소하며 그 최대 脈動率은 相數의 自來의 역비례보다 더 적게 감소한다. 또 電機子 저항강하가 크면 최대 脈動率은 더욱 저하한다.

(4) 相數와 多重度가 일정한 경우 thyristor 通電期間  $\alpha$ 를 변화시키면 電流脈動率은 그의 최대치, 최소치 사이의 중간치 相數의 數에 해당하는 回數만큼 脈動을 반복하여 변화한다.

참고문헌

- F.E. Gentry: Semiconductor Controlled Rectifier
- G.E.Co.: General Electric Controlled Rectifier Manual
- 築地謙次} 共著: SCR과 그의 응용
- 相川 浩}
- 森 春元} 共著: 整流機
- 漆畑降夫}
- 甲斐弘道 著: 整流器
- 일본전기학회잡지: 1968년 1월 호에서 1969년 12월 호까지