直流 直捲 電動機 制御를 위한 싸이리스터 쵸퍼回路의 設計 및 試作

論 文
28~9~2

Design and Implementaticn of Thyristor Chopper Circuit for D.C Series Motor Control

李 允 鍾*·白 壽 鉉**·李 成 栢***
(Yun Jong Lee · Soo Hyun Baek · Sung Baik Lee)

Abstract

The forming and design method of D.C thyristor chopper circuit for DC Series motor control is suggested, and the computation method of thyristor commutaing element's value which makes it all the more important, is possible. Also the trigger circuit was dealt with.

In this paper, in order to control the duty cycle, the duty time is kept on constancy and variable chopping frequency was adopted. By above mentioned circuit design method, the D.C thyristor chopper circuit was implemented and tested. In this circuit, the result of D.C motor control was good and reliable. The relation between the K_d and the ratio of input-output current, or the characteristic of speed was varied lineary at the range 0.1 ~0.9 of duty cycle.

This confirms the fact that D.C to D.C power conversion which is the merit of chopper control is operated most likely a transformer.

目 次

Ⅰ. 序 論
Ⅱ. 싸이리스터 쵸퍼回路의 轉流理論
Ⅱ—1 直流 싸이리스터 쵸퍼의 動作 原理
Ⅱ—2 各 mode에 따른 數學的 解析
Ⅱ—3 쵸핑에 따른 電壓 및 電流
Ⅲ. 싸이리스터 쵸퍼回路의 設計
Ⅲ—1 쵸퍼 回路
Ⅲ—2 트리거 回路
Ⅴ. 實驗裝置 및 測定結果
Ⅳ—1 實驗裝置
Ⅳ—2 各素子의 波形 測定
Ⅳ—3 K_d變化에 따른 電動機 制御特性
Ⅴ. 實驗結果에 대한 理論的 考察
Ⅵ. 結 論
參考文獻

Ⅰ. 序 論

最近 싸이리스터 쵸퍼(thyristor chopper)를 直流電力制御에 利用하는 硏究가 國內外의 많은 學者들에 의하여 活潑히 進行되고 있는 實情이다. 그中에서도 싸이리스터 쵸퍼 回路에 의한 電動機 制御에 있어서는 轉流回路의 解析法 및 設計面에서 確固한 解決法이 이룩되지 않고 있다.

Parimelalagan과 Rajagopalan[1]은 直流 他勵磁 電動機 制御를 위한 共振形 싸이리스터 쵸퍼를 發表한 바 있으며 Ravankar[2]는 直流 쵸퍼 轉流回路의 設計 判定을 提示하였으며 Ray와 Datta[3]는 直流 쵸퍼 回路에서 코일에 蓄積되는 에너지를 最小化하기 위한 設計 理論을 發表한 바 있다.

그러나 이들 學者들의 硏究는 回路의 動作 信賴性보다는 蓄積 에너지나 Quarity Factor등을 考慮한 쵸퍼 轉流回路 解析에 重點을 두고 있으므로 効率改善에는 도움이 있을수 있으나 異常動作에 대한 對策이 未備하였던 것으로 생각되여 진다.

本 硏究에서는 이러한 問題를 감안하여 直流 直捲 電動機 制御를 위한 直流 싸이리스터 쵸퍼 回路와 이를 構成하는 轉流콘덴서, 코일 등의 回路 定數 決定 및 設計方案을 提示하였고 아울러 理論的 解析과 이 方案을 實驗으로 立證하려는데 力點을 두었다.

* 正會員 : 漢陽大 工大 敎授(工博)
** 正會員 : 東國大 工大助敎授 *** 正會員 : 光云工大 副敎授
接受日字 : 1979年 7月 6日

Ⅱ. 싸이리스터 쵸퍼 回路의 轉流 理論

싸이리스터 쵸퍼 回路의 動作理論을 좀 더 간편하게 解析하기 위하여 다음과 같은 假定을 둔다.

(i) 싸이리스터의 特性은 理想的이라고 본다.

즉 順方向 電壓降下, 逆方向電流, 턴언時間(turn on time)은 무시할 정도로 적다고 본다.

(ii) 電源電壓 E_S는 負荷 變動에 의한 영향을 받지 않는다.

(iii) 다이오드(D_B와 D_F)도 理想的으로 본다.

(iv) 쵸퍼가 動作되는 周波數는 負荷에 電流가 連續的으로 흐르는 값이다.

(v) 轉流用 코일의 直流抵抗값은 없는 것으로 본다.

Ⅱ—1 直流 싸이리스터 쵸퍼 回路의 動作原理.

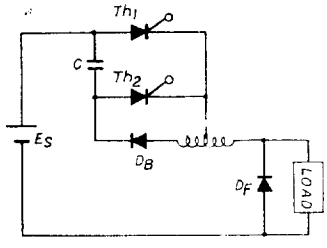

그림 1. 싸이리스터 쵸퍼회로
Fig. 1. Thyristor chopper circuit

그림 1은 존스(Jones)쵸퍼 回路 構成으로 Th_1은 主 싸이리스터이고 Th_2는 Th_1을 오프(off)시키기 위한 補助 싸이리스터이다. 本回路의 動作狀態와 順序를 說明하는데 있어 그림 2와 같이 時刻을 $t_0 \sim t_6$로 區分하여 (1) 動作 區間($t_0 \sim t_2$), (2) 轉流(commutation) 區間($t_2 \sim t_4$), (3) 후리휠링(freewheeling) 區間($t_4 \sim t_0$)으로 나눈다. 時刻 t_0에서 콘덴서 A側이 正으로 充電되여 있는 狀態에서 Th_1의 게이트(gate)에 펄스 電流가 加해지면 Th_1이 턴언(turn on)되여 電源 E_S가 負荷에 加해지고 Th_1에는 L_2 C에 의한 共振電流가 흐르며 負荷電流가 중첩된다.

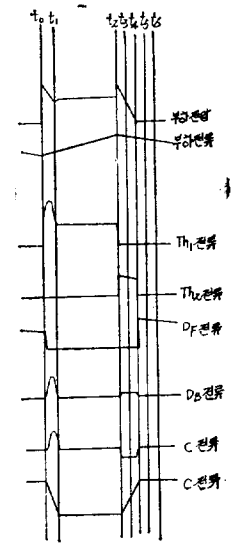

그림 2. 쵸퍼素子의 電壓 電流 波形
Fig. 2. The current and voltage wave forms of the chopper elements.

共振電流는 브로킹(blocking) 다이오드 D_B에 의하여 共振週期의 半週期동안 흐르게 되며 이期間은 $t_0 \sim t_1$이 된다. t_1 以後 C의 B側이 正으로 充電된후 D_B에 의하여 沮止 되므로 t_2까지 充電 狀態를 維持한다.

以上의 動作에서 쵸퍼回路 各 素子의 電壓, 電流波形을 圖示하면 그림 2와 같으며, 各 모—드에 따른 動作 狀態는 表 1과 같이 되어진다.

表 1. 쵸퍼 回路의 動作모—드
Table 1. Modes of operations of chopper circuits

時間初期의 動作 mode		各 素子의 動作狀態, 1: 通電 0: 不通							端子電壓	
動作區關	mode	Th_1	Th_2	D_B	D_F	L_1	L_2	M	M	C
'ON'일 경우	1 *at* t_2	1	0	1	0	1	1	1	E	$e_C(t_0)$
	2 *at* t_1	1	0	0	0	1	0	1	E	$-e_C(t_1)$
轉流되는 경우	3 *at* t_2	0	1	0	0	1	0	1	$E+e_C(t_1)$	$-e_C(t_2)$
	4 *at* t_3	0	1	0	0	1	0	1	$E(t_3)$	0
	5 *at* t_4	0	0	0	1	0	0	1	0	$e_C(t_4)$
'off'일 경우	6 *at* t_5	0	0	0	1	0	0	1	0	$e_C(t_5)$

Ⅱ—2 各 mode에 따른 數學的 解析

싸이리스터 초퍼 回路의 負荷로 사용되는 直流直捲電動機의 負荷가 變動하는 경우 電動機의 慣性 모우먼트가 變化되므로 負荷의 等價回路에는 콘덴서 成分이 考慮되어야 하나 制限된 領域에서 運轉 試驗하는 것을 前提로 負荷의 等價回路는 抵抗 R과 인덕턴스 L로 이루어지는 것으로 하여 理論解析을 誘導하기로 한다.

(1) mode 1($t_0 \sim t_1$)

t_0에서 그림 1의 主싸이리스터가 턴언되여 負荷에 흐르는 電流를 i_{m1}이라 하고 콘덴서 C에 흐르는 電流를 i_{c1}이라 하면 다음과 같은 루우프 方程式이 成立한다.

$$(L_1+L)\frac{di_{m1}}{dt}+R_{m1}-\sqrt{L_1\cdot L_2}\frac{di_{c1}}{dt}=E_S \quad \cdots\cdots(1)$$

$$-\sqrt{L_1\cdot L_2}\ \frac{di_{m1}}{dt}+\frac{1}{C}\int i_{c1}dt+L_2\frac{di_{c1}}{dt}$$
$$=-e_c(t_6) \quad \cdots\cdots(2)$$

上記 聯立方程式을 풀면

$$i_{c1}=\frac{E_S}{R}\ \frac{1}{(1+K^2)n}e^{-\frac{t}{T_L}}-\frac{E_S}{R}\ \frac{1}{\sqrt{1+K^2}}\ \frac{1}{n}$$
$$\cos\left(\frac{t}{T_c}-\phi\right)+\frac{C}{T_c}e_c(t_0)\ \sin\frac{t}{T_c} \quad \cdots\cdots(3)$$

$$i_{m1}=\frac{E_S}{R}-\left(\frac{E_S}{R}-\frac{1}{(1+K^2)n}\ \frac{e_c(t_0)}{R}\right)e^{-\frac{t}{T_L}}$$
$$-\frac{1}{\sqrt{1+K^2}}\frac{1}{n}\ \frac{e_c(t_0)}{R}\cos\left(\frac{t}{T_c}-\phi\right) \quad \cdots\cdots(4)$$

이며 이때

$$T_L=\frac{L}{R},\ T_c=\sqrt{L_2\cdot C},\ \phi=\tan^{-1}K,$$
$$K=\frac{T_L}{T_c},\ n=\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

여기서 $T_L \gg T_c$라 하면 $K \gg 1$이므로 式 (3)과 式 (4)는 各各 다음과 같이 되여 진다.

$$i_{m1}(t)=\frac{E}{R}\left[1-e^{-\frac{t}{T_L}}\right]+i_L(0^-) \quad \cdots\cdots(5)$$

$$i_{c1}(t)=\frac{C}{T_c}e_c(t_0)\ \sin\frac{t}{T_c} \quad \cdots\cdots(6)$$

이때 Th_1에 흐르는 電流 i_{Th1}은 $i_{Th1}=i_{m1}+i_{c1}$이 되므로

$$i_{Th1}=\frac{E_S}{R}\left[1-e^{-\frac{t}{T_L}}\right]+\frac{C}{T_c}(t_0)\ \sin\frac{t}{T_c} \quad \cdots\cdots(7)$$

t_0와 t_1사이의 時間은 充電電流 i_{c1}의 週期 T_c에 의해 定해지므로 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$t_1-t_0=\pi\sqrt{L_2\cdot C} \quad \cdots\cdots(8)$$

한편 主싸이리스터에 흐르는 電流의 尖頭値 $i_{Th1}\big|_{peak}$는

$$i_{Th1}\big|_{peak}=i_{Th1}\Big|_{t=\frac{\pi}{2}\sqrt{L_2C}}=\frac{E_S}{R}\left[1-e^{-\frac{\pi}{2T_L}\sqrt{L_2C}}\right]$$
$$+\frac{C}{T_c}e_c(t_0) \quad \cdots\cdots(9)$$

(2) mode 2 ($t_1 \sim t_2$)

이 區間에서는 R, L 直列回路로 구성되므로 負荷에 흐르는 電流 i_{m2}는 다음과 같다.

$$i_{m2}=\frac{E_S}{R}\left[1-e^{-\frac{t}{T_L}}\right] \quad \cdots\cdots(10)$$

(3) mode 3 ($t_2 \sim t_3$)

t_2에서 補助싸이리스터 Th_2가 턴언되고 主싸이리스터 Th_1은 턴오프 된다고 하면 다음과 같은 方程式이 成立한다.

$$(L+L_1)\frac{di_{m3}}{dt}+Ri_{m3}+\frac{1}{C}\int i_{m3}\cdot dt-\sqrt{L_1\cdot L_2}\frac{di_{C3}}{dt}$$
$$=E_S+e_C(t_1) \quad \cdots\cdots(11)$$

$$-\sqrt{L_1\cdot L_2}\ \frac{di_{m3}}{dt}+L_2\frac{di_{C3}}{dt}=0 \quad \cdots\cdots(12)$$

위의 聯立微分方程式의 解는

$$i_{m3}=\frac{E_S+e_C(t_1)}{L}\ \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2T_L}\right)^2}}\cdot e^{-\frac{t}{2T_L}}$$
$$\sin\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2T_L}\right)^2}\cdot t \quad \cdots\cdots(13)$$

$$i_{C3}=\frac{E_S+e_C(t_1)}{\sqrt{L_1\cdot L_2}}\ \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2T_L}\right)^2}}\cdot e^{-\frac{t}{2T_L}}$$
$$\sin\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2T_L}\right)^2}\cdot t \quad \cdots\cdots(14)$$

이 되며 여기서 $\frac{1}{LC} \gg \left(\frac{1}{2T_L}\right)^2$이 되므로

$$i_{m3}=[E_S+e_C(t_1)]\sqrt{\frac{C}{L}}e^{-\frac{t}{2T_L}}\ \sin\frac{1}{\sqrt{LC}}t \quad \cdots\cdots(15)$$

$$i_{C3}=[E_S+e_C(t_1)]\sqrt{\frac{LC}{L_1\cdot L_2}}e^{-\frac{t}{2T_L}}\ \sin\frac{1}{\sqrt{L\cdot C}}t \quad (16)$$

와 같이 쓸수 있다. 이때 轉流 콘덴서 兩端에 加해지는 電壓 V_{C3}는

$$V_{C3}=-[E_S+e_C(t_1)]e^{-\frac{t}{2T_L}}\frac{1}{\sqrt{L\cdot C}}$$
$$\cos\left(\frac{1}{\sqrt{L\cdot C}}t+\phi\right) \quad \cdots\cdots(17)$$

이 되며 이 轉流 콘덴서가 放電을 일으켜 V_{C3}가 零이 되는 時間 t_{fd}는

$$t_{fd}=\left[\frac{\pi}{2}-\tan^{-1}\frac{2T_L}{L\cdot C}\right]\sqrt{L\cdot C} \quad \cdots\cdots(18)$$

이 된다.

Ⅱ—3 초핑에 따른 電流와 電壓

負荷에 加해지는 電流 및 電壓을 좀더 간편하게 취급하기 위해 그림 3에서와 같이 轉流期間을 反復週期 T에 比해 무시할 정도로 작다고 하고 負荷兩端에 加해지는 電壓波形을 矩形波라고 하면 싸이리스터 Th_1에

흐르는 電流 i_{Th1}은 式 (5)에서 初期値 $i_L(0-)=I_f e^{-\frac{t}{T_L}}$을 考慮하여 넣으면 다음式과 같이 되고

$$i_{Th1}=\frac{E_S}{R}\left[1-e^{-\frac{t}{T_L}}\right]+I_f e^{-\frac{t}{T_L}} \quad \cdots\cdots(19)$$

후리 휠링 다이오드에 흐르는 電流는 다음과 같다.

$$i_f=I_{Th1}e^{-\frac{t}{T_L}} \quad \cdots\cdots(20)$$

여기서 I_{Th1}은 듀리期間의 끝時間에서 負荷에 흐르는 電流를 말하며 I_f는 후리휠링 期間 $K_f \cdot T$의 끝時間에서 負荷에 흐르는 電流를 意味한다.

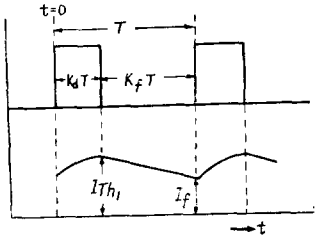

그림 3. 부하양단의 이상적인 전압, 전류파형
Fig. 3. The ideal voltage and current wave form in load.

式 (19)와 式 (20)에 $\frac{T}{T_L}$를 α로 置換하여 代入하면 다음式을 얻을수 있다.

$$I_{Th1}=\frac{E_S}{R}[1-e^{-\alpha Kd}]+I_f \cdot e^{-\alpha Kd} \quad \cdots\cdots(21)$$

$$I_f=I_{Th1}e^{-\alpha Kf} \quad \cdots\cdots(22)$$

式 (21)과 式 (22)에서 I_{Th1}과 I_f를 구하면

$$I_{Th1}=\frac{E_S}{R}\left[\frac{1-e^{-\alpha Kd}}{1-e^{-\alpha}}\right. \quad \cdots\cdots(23)$$

$$I_f=\frac{E_S}{R}\left[\frac{e^{\alpha Kd}-1}{e^{\alpha}-1}\right] \quad \cdots\cdots(24)$$

이 되며 式(23)과 式(24)를 式(19)와 式(20)에 代入하여 i_{Th1}과 i_f의 한週期 동안 흐르는 電流의 平均値를 구하면 다음과 같다.

$$(I_{av})_{Th1}=\frac{1}{T}\int_0^{KdT} i_{Th1}\cdot dt=\frac{E_S}{R}\left[Kd-\frac{1}{\alpha}\{1-e^{-\alpha Kd}\}\right.$$
$$\left.+\frac{1}{\alpha}\frac{(e^{-\alpha Kd}-1)(1-e^{-\alpha Kd})}{e^{\alpha}-1}\right] \quad \cdots\cdots(25)$$

$$(I_{av})_f=\frac{1}{T}\int_0^{K_F T} i_f\cdot dt=\frac{E_S}{R}\frac{1}{\alpha}\left[\frac{1-e^{-\alpha Kd}}{1-e^{-\alpha}}\right.$$
$$\left.[1-e^{-\alpha Kf}\right] \quad \cdots\cdots(26)$$

轉流期間을 무시한다면 $K_d+K_f=1$이 되므로 負荷電流의 平均値$(I_{av})_L$은

$$(I_{av})_L=(I_{av})_{Th1}+(I_{av})_f=\frac{E_S}{R}Kd$$

여기서 留意해야 할 點은 負荷가 높은 인덕턴스를 가질때 變壓器作用과 같은 성질을 갖는다는 點이다. 直流電源의 脈動이 무시될 수 있으면 入力電力 P_{in}은 다음과 같이 된다.

$$P_{in}=E_S(I_{av})_{Th1} \quad \cdots\cdots(27)$$

負荷의 인덕턴스가 크면 負荷의 脈動은 없는 것으로 看做할 수 있고 瞬時値의 電壓, 電流의 곱의 積分은 간단히 平均値의 곱으로 表示될 수 있으므로 出力電力 P_{out}는 다음과 같이 된다.

$$P_{out}=E_L(I_{av})_L \quad \cdots\cdots(28)$$

回路의 損失이 無視될 수 있다면 出力電力은 入力電力과 같아지므로 다음 式을 만족한다.

$$E_S(I_{av})_{Th1}=E_L(I_{av})_L \quad \cdots\cdots(29)$$

이式은 負荷가 인덕턴스를 많이 갖는다면 變壓器와 같은 特性을 지닌다는 것을 알수 있다. 한편 $E_L=K_d \cdot E_S$이고 이때 K_d는 週期에 대한 動作 期間의 比를 意味하며 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$\frac{(I_{av})_{Th1}}{(I_{av})_L}=Kd \quad \cdots\cdots(30)$$

Ⅲ. 싸이리스터 쵸퍼 回路의 設計

싸이리스터 쵸퍼 設計에 있어서 쵸퍼回路, 싸이리스터의 動作을언, 오프시켜 주기 위한 트리거回路로 區分하여 다루기로 한다.

Ⅲ—1 쵸퍼 回路

(1) 負　荷

本 硏究에서 利用한 直流直捲電動機의 電機子 抵抗 R및 인덕턴스 L을 測定하여 구한다. 아울러 負荷의 時定數 T_L을 얻어낸다.

(2) 轉流 콘덴서의 容重 및 耐壓 決定

(a) 耐壓 : 轉流 콘덴서의 端子電壓은 各 mode에서 完全한 充電이 이루어진 것으로 보아 다음 式으로 表示할 수 있다.

$$|e_C(t_0)|\simeq|e_C(t_5)|\simeq E_S \quad \cdots\cdots(31)$$

그러나 一般的으로 쵸스 쵸퍼 回路에서는 L_1과 負荷의 條件에따라 콘덴서 兩端電壓은 電源電壓 E_S보다 上昇할 경우도 있으므로 좀더 餘裕가 있는 耐壓을 가진 콘덴서를 選定하는 것이 적합하다고 判斷되여 진다.

(b) 容重의 決定 : 主 싸이리스터의 턴오프 時間과 關聯되며 t_1에서 充電된 電壓이 完全放電되는 時間 즉 (t_3~t_2)의 값이 主싸이리스터의 턴오프 時間보다. 길게 設計되여야만 轉流失敗가 發生하지 않는다.

負荷의 抵抗値를 R이라고 하고 主싸이리스터의 턴오프 時間을 T_{off}라 하면 轉流 콘덴서의 最小値 C_{min}값은 다음과 같이 된다.

$$C_{min}=\frac{T_{off}}{R} \quad \cdots\cdots(32)$$

一般的으로 T_{off}는 接合部의 溫度, 順方向 電流의 크기, 順方向 電流의 減小率, 逆方向 電壓의 크기, 게이트 回路의 條件에 의하여 變化되는 特性表上의 값이므로 이以上의 값을 定하면 動作이 良好하다고 볼 수 있다. 그러나 C의 값을 너무 크게 定하면 動作期間이 길어지는 결과를 招來한다.

(3) L_1, L_2의 決定

(a) L_2의 값

導通時($t_0 \sim t_1$) 主싸이리스터에 흐르는 電流는 負荷電流와 轉流콘덴서에 흐르는 電流의 合이 되므로 轉流콘덴서에 흐르는 電流를 負荷 最大 電流値와 같게 하므로서 구할수 있다. 즉 式(6)의 電流를 負荷最大電流値 $\frac{E_s}{R}$와 같게 하여 L_2를 결정하면 된다.

$$e_c\sqrt{\frac{C}{L_2}}=\frac{E_s}{R},\ e_c \simeq E_s \text{이므로}$$

$$L_{2min}=R^2\cdot C \quad \cdots\cdots(33)$$

(b) L_1의 값

定常 運轉中에 L_1의 값은 거의 무시할 수도 있다는 事實을 實驗的으로 確認하였다. 다시 말하면 起動時 轉流 콘덴서 C의 初期 充電이 없으면 運轉이 不可能해짐을 알수있다. 고로 L_1은 起動時 負荷에 흐르는 電流의 값으로 L_2를 通해 C를 充電시켜 補助싸이리스터로서 轉流할 수 있는 充電電壓을 維持케 하는 役割만 한다고 볼 수 있다.

이때 轉流할 수 있는 充電電壓 V는 實驗을 通하여 구할 수 있다. 이경우 L_1에 蓄積되는 에너지는 轉流콘덴서 充電 에너지와 같다고 보면

$$\frac{1}{2}L_1\cdot I^2=\frac{1}{2}CV^2$$

이되여

$$L_1=C\left(\frac{V}{I}\right)^2 \quad \cdots\cdots(34)$$

가된다. 이때 I는 負荷의 最大電流이다.

(4) 出力電壓과 쵸핑 周波數 決定.

싸이리스터 쵸퍼 回路는 動作期間, 후리휠링期間 以外에 轉流時間으로 因하여서 K_d는 一般的으로 0.1~0.9의 範圍內에서 變化가 可能하다.

動作時間을 t_d라고 할때 쵸핑 周波數 f는

$$f=\frac{K_d}{t_d} \quad \cdots\cdots(35)$$

이 되고 最低周波數 f_{min}은 負荷 條件 즉 時定數 T_L에 대하여 다음과 같은 關係가 成立한다.

$$f_{min} \geq \frac{1}{T_L} \quad \cdots\cdots(36)$$

(5) 싸이리스터의 定格 算出

主싸이리스터와 補助싸이리스터에 加해지는 電壓은 다음과 같이 주어진다

$$(PFV)_{Th1}=(PRV)_{Th1}=(PFV)_{Th2}=e_c(t_0)\simeq E_s \quad \cdots(37)$$

$$(PRV)_{Th2}=E+e_c(t_1)\simeq 2E_s \quad \cdots\cdots(38)$$

主싸이리스터의 電流定格은 式(9)에 의하여 決定된다.

Ⅲ—2. 트리거 回路

(1) $V-F$ 變換回路

$V-F$ 變換回路는 싸이리스터를 驅動시키기 위한 펄스를 發生시키고 饋還回路를 構成하는 한 要素로서 周波數 安定度를 높이기 위해 實際 動作 周波數보다 높게 動作시키고 이 周波數를 逓降하여 쵸퍼에 加한다. $V-F$ 變換回路의 構成은 그림 4와 같다.

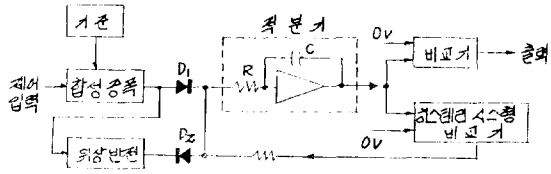

그림 4. 전압—주파수 변환기
Fig. 4. V-F converter

그림에서 合成增幅器와 位相反轉器의 出力電壓이 零이라면 다이오드의 커튼(curtain)電壓만이 積分器의 入力에 加해진다. 이때의 電壓을 V_{ct}라 하면 積分器의 出力周波數는 入力電壓에 比例하므로 V_{ct}일때 最低周波數가 된다. 한편 K_d값의 最小, 最大値를 各各 K_{dmin}, K_{dmax}라 하면 $V-F$ 變換器의 最大周波數를 얻기 위한 入力 電壓 V_{imax}는

$$V_{imax}=V_{ct}\frac{K_{dmax}}{K_{dmin}} \quad \cdots\cdots(39)$$

式(39)로 주어진 V_{imax} 때의 周波數를 V_{fmax}라 하면 그週期는 다음과 같다.

$$\frac{1}{V_{fmax}}=2\frac{E_0}{V_{imax}}R\cdot C \quad \cdots\cdots(40)$$

윗式에서 E_0는 積分器의 尖頭電壓이 되는 同時에 히스테리시스型 比較器의 스레시홀드(threshold) 準位가 되는 電壓이다.

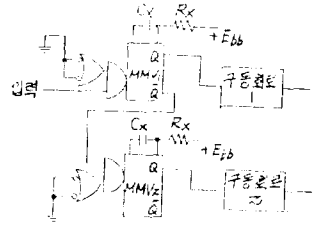

그림 5. 싸이리스터 구동회로
Fig. 5. Driving circuit for thyristor

(2) 싸이리스터 驅動回路

式(35)로 주어진 動作期間과 모노스테이블 멀티바이브레이터(monostable multivibrator) MMV_1의 Q側 펄스 出力期間이 같아져야 하므로 다음式이 成立한다.

$$t_d = C_x \cdot R_x \cdot \ln 2 \quad \cdots\cdots (41)$$

한편 MMV_2의 出力은 主싸이리스터의 턴언 時間보다 t_d만큼 時間이 늦어져야 하므로 MMV_1의 $\bar{Q}$側 出力에서 MMV_2의 入力에 連結시켜 MMV_2를 動作시킨다.

MMV_2의 出力펄스의 動作期間은 主싸이리스터의 定格 턴오프 시간보다 길어야 하며 最小電流期間보다 짧아야 한다.

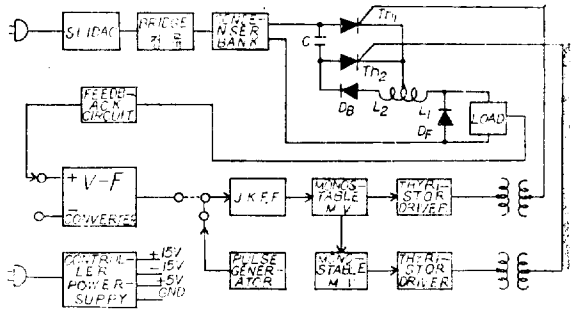

그림 6. 싸이리스터 초퍼회로
Fig. 6. Thyristor chopper circuit.

Ⅳ. 實驗裝置 및 測定結果

Ⅳ—1. 實驗裝置

(1) 測定機器

實驗에 使用된 主要測定器는 다음과 같다.

品 名	型 名	製造會社名
① Oscilloscope	AN/USN-281-A	Hewlett Packard
② Frequency Counter	AN/USM-207	American Electronic
③ Universal Bridge	4260	Hewlett Packard
④ Function Generator	458A	kikusui
⑤ Digital Multimeter	TR-6355	Takeda
⑥ Audio Oseillator	AG-202	Trio
⑦ AC Milli-voltmeter	1633	kikusui
⑧ Decade Capacitor	CDC-5	Cornell-Doubilier Elec. Div.

이外의 數種測定器

(2) 實驗裝置의 블록線圖

實驗裝置의 블록線圖는 그림 6과 같고 試作裝置는 그림 7과 같다.

實際 動作시킬때 일어날수있는 對策으로 負荷 短絡時 回路를 遮斷시키는 回路遮斷器(circuit breaker)를 附加시켰다.

轉流失敗를 最少로 하기위하여 L_1. L_2의 結合係數를 크게하였으며, 逆方向 電壓 上昇率에 의하여 후리휠링 다이오드가 破損되는 것을 防止하기 위한 手段으로 L_1과 D_F 사이에 인덕터를 挿入(그림 7참조)하였다.

直流直捲電動機는 定格電壓下에서 無負荷時 無拘束速度에 이르게 되는 現象을 防止하기 위하여 電動機의 速度가 3500(rpm)을 넘지 않도록 檢出遮斷裝置를 附

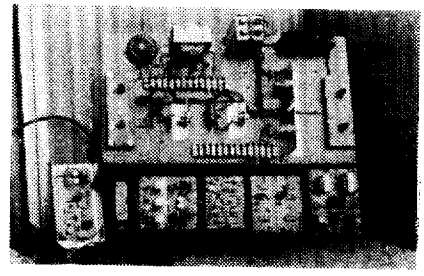

그림 7. 實驗裝置
Fig. 7. Experimental appratus

直流直捲電動機 制御에 使用한 초퍼回路의 各素子의 定數는 表 2와 같다.

表　2. 各素子의 定數
Table 2. The constants of components

싸이리스터(Th_1, Th_2)	C228M, 평균전류 35A. PIV 600V
다이오드(D_F, D_B)	IN1190A, 평균전류 40A, PIV 600V
콘덴서(C)	콘덴서뱅코, 10~20μF, WV 600V
인덕터(L_2)	400μH~2,000μH
인덕터(L_1)	80μH~400μH

加하였다.

Ⅳ—3 K_d變化에 따른 電動機의 制御特性

K_d를 變化시켜 電動機를 制御特性를 變化시켜 電動機를 制御하고 測定된 結果는 그림 9와 그림 10과 같다. 여기서 殘留負荷狀態란 電動機에 外部負荷가 加해지지 않는 殘留負荷가 있는 경우를 意味하며 이때 초퍼回路는 電動機의 機械的 負荷가 걸린 狀態를 말한다.

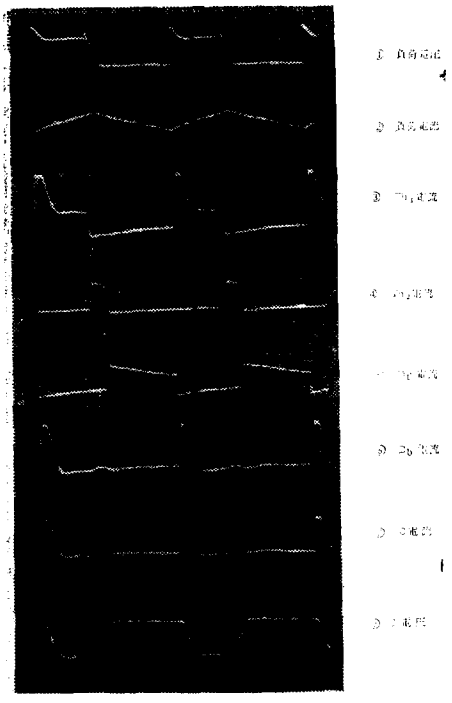

그림 8. 쵸퍼素子의 電壓, 電流 波形
Fig. 8. Voltage and current wave forms of the chopper elements

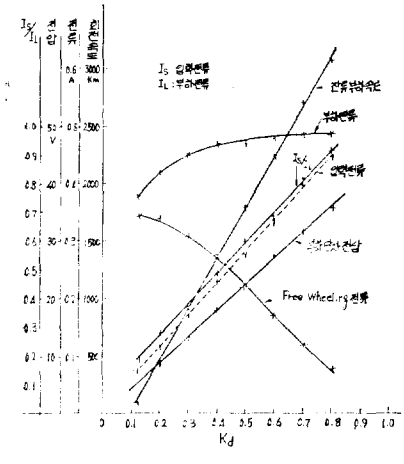

그림 9. 싸이리스터 쵸퍼回路의 특성
Fig. 9. Characteristics of thyristor chopper circuit

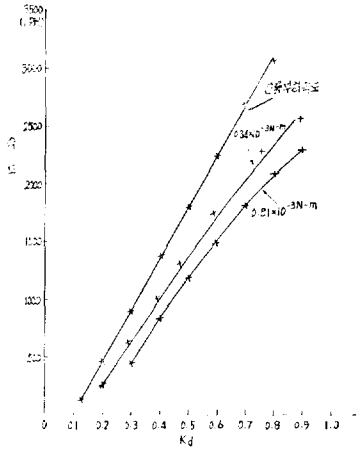

그림 10. K_d에 대한 속도 특성
Fig. 10. Speed characteristics for K_d

V. 實驗結果에 대한 理論的 考察

싸이리스터 쵸퍼 回路를 앞서 提示한 設計方案에 의하여 製作 試驗한 結果 쵸퍼回路의 가장 重要한 轉流動作이 良好하게 이루어 짐을 알수 있었다.

그림 9에서 알 수 있는 바와 같이 쵸핑周波數의 週期 T에 대한 듀티期間 T_d의 比인 K_d의 變化에 따라 싸이리스터쵸퍼의 출력전압은 K_d가 0.1~0.9의 範圍內에서 대체적으로 直線的 變化特性을 얻어낼 수 있었다.

한편 쵸퍼 回路의 出力電流 I_L에 대한 入力電流 I_S에 對한 比 I_S/I_L도 K_d값 變化에 따라 直線的 變化特性이 되므로 마치 交流에서 變壓器作用과 같은 特性을 나타내므로서 싸이리스터 쵸퍼의 機能이 어느정도 理想的인 動作特性이 됨을 알 수 있었다.

후리휠링 電流가 K_d값 增加에 따라 대체적으로 直線的 減小를 나타내는 現象은 K_d의 값이 클수록 쵸퍼回路에 蓄積된 에너지가 減小되여 지는 것으로 分析되며 이는 K_d의 값이 클수록 效果的인 直流電力變換을 일으킬 수 있는 事實로 생각되여 진다.

實測値에서 K_d값의 範圍가 0.1~0.9까지로 除限되여지는 理由는 싸이리스터 쵸퍼 回路의 轉流時間에 의해 必然的으로 發生되는 現象으로 이範圍以外에서는 쵸퍼 效果가 원활치못한 動作이 됨을 알수 있다.

그림 10은 쵸퍼回路 出力兩端에 直流直捲電動機를 連結하고 電動機에 負荷를 걸어 K_d變化에 따른 速度特性을 구한것으로 이 特性 또한 K_d變化에 따라 直線的 變化가 이루어짐을 나타낸 特性이다. 이때 電動機

에 加한 負荷는 輕負荷를 加한 경우가 되므로 直線的 變化를 가질수 있었으나 負荷가 定格負荷에 가까운 狀態에서는 電動機가 지니는 慣性 모우멘트 때문에 負荷의 等價回路 定數가 變化되여질 것이 豫想되므로 싸이리스터쵸퍼의 動作 및 電動機의 動的特性이 새로히 考慮되어야할 것으로 判斷되여 진다. 이方面에 對한 特性試驗 및 理論的 解析은 本 硏究에 이어 계속적인 硏究分析을 試圖할 예정이다.

Ⅵ. 結　論

싸이리스터 쵸퍼回路의 게이트信號는 펄스驅動回路가 좀더 간편하며 電壓一周波數 變換器를 活用할수 있는 長點을 지닌 反復周期 T와 듀티期間 T_d의 比를 可變시키는 方法을 採用했다.

그結果 K_d값 變化에따라 直流直卷電動機의 速度는 無負荷 및 負荷時 直線的 變化特性 즉 電壓制御가 매우 良好하게 이루어짐을 알수 있었다.

아울러 싸이리스터 쵸퍼의 重要한 特性이 되는 入力電壓, 入力電流에 대한 出力電壓, 出力電流의 관계는 實測値에서도 밝힌 바와 같이 直流電壓 變換機能(마치 變壓器와 같은 直流에너지 變換機能)을 갖는 特性을 밝혀 내었다.

싸이리스터 쵸퍼 轉流回路 設計에 있어서 海外의 論文[2-4]에서는 인덕턴스素子에 充電 및 蓄積되는 에너지 관점에서 취급하는 傾向이 많이 提示되는데 이는 轉流回路 素子의 容量餘裕를 크게 選定해야 한다는 點을 實驗製作過程에서 把握할 수 있었다. 그러므로 本연구에서는 이러한 面보다는 動作의 確實性과 信賴性을 얻기위해 轉流 콘덴서의 初期充電 및 轉流素子値를 實驗的 過程을 通하여 回路定數를 補完하도록 設計試作하여 動作의 確實性과 信賴性面에서 良好한 機能을 얻을수 있었다.

앞으로 轉流回路內에서 發生하는 電力損失이나 싸이리스터 素子와 다이오드의 順方向, 逆方向抵抗等을 考慮한 細密한 解析을 할 수 있는 理論方法이 必要할 것으로 생각되어지며 本試驗에서 試作된 回路를 基本으로 直流直卷電動機의 負荷時發生되는 動的 特性을 究明하고 이에 따른 싸이리스터 쵸퍼回路의 補完을 이룩한다면 實際應用面에도 適用이 可能해질 것으로 생각되어 지는 바이다.

記　號

t: 時間[sec]

T_L: 負荷의 時定數[1/sec]

T: 펄스의 한 週期[sec]

T_c: $\sqrt{L_2 \cdot C}$ [1/sec]

T_d: duty time[sec]

i_{mk}: k mode에 있어서 負荷電流의 瞬時値[A]

i_{Ck}: k mode에 있어서 轉流콘덴서에 흐르는 電流의 瞬時値[A]

i_{Th1}: 主싸이리스터에 흐르는 電流의 瞬時値[A]

i_{Th2}: 補助싸이리스터에 흐르는 電流의 瞬時値[A]

i_f: Freewheeling電流의 瞬時値[A]

I_{av}: 平均値電流[A]

E_L: 負荷電壓[V]

L_1: 轉流코일中 負荷에 連結되는 코일의 인덕턴스[H]

L_2: 轉流코일中 轉流回路에 連結되는 코일의 인덕턴스[H]

n: $\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

α: $\frac{T}{T_L}$

K: $\frac{T_L}{T_c}$

K_d: $\frac{T_d}{T}$

K_f: $\frac{T-T_d}{T}$

ϕ: $\tan^{-1}K$

R: 負荷抵抗値[Ω]

C: 轉流콘덴서 容量[F]

E_S: 電源電壓[V]

e_C: 轉流콘덴서 兩端에 걸리는 電壓의 瞬時値[V]

參 考 文 獻

(1) R. Parimelalagan and V. Rajgopalan, "Steady-State investigation of a chopperfed dc motor with seperate excitation", IEEE Trans. VoL. IGA-7, pp 101-108, 1971.

(2) G.N. Revankar and Parvez K. Palsetia, "Design Ceriteria of Commutation Commutation circuit in a DC Chopper" IEEE Trans. Vol. IECI-19, pp. 86~89, August 1972.

(3) Mita Ray and Asit K. Datta, "Optimum Design of Commutation Circuit in a Thyristor Chopper for DC Motor Control" IEEE Trans. Vol. IECI-23, pp. 129—132 May 1976.

(4) A. K. Datta and M.M. Roy "Analysis of Thyristor Chopper with Inductive Load for dc to dc Transformer like Conversion" Indian Journal of pure & Applied physics Vol. 11 pp. 313~318 May 1973.

(5) S.B. Dewan and David L. Duff, "Optimum

Design of an Input Commutaued Inverter for AC Motor Control" IEEE Trans. Vol. IGA-5, pp. 699-705, December 1969.

(6) Z. Zabar and A. Alexandrovitz, "Guidelines on Adaptation of Thyristorized Switch for dc Motor Speed Control" IEEE Trans. Vol. IECI-17 pp. 10-13 February 1970.

(7) R.S. Ramshaw: Power Electronics, chapman and Hall, London. 1973.

(8) M.K. Parasuram, and B. Ramaswami "A Three Phase Sine Wave Reference Generator For Thyrisitorised Motor Controllers" IEEE Trans. Vol. IECI-23. pp. 270—276, August 1976.

(9) S.B. Dewan and A. Straughen, "Power Semiconductor Circuits," John wiley & Sons, 1975.