

Feedback을 가진 P.F.M方式 Chopper 회로에 관한 研究

論 文
26~3~2

A Study on Pulse Frequency Modulated Chopper with Feedback

朴 旻 鎬* · 田 喜 鍾**
(Min Ho Park, Hee Jong Chun)

Abstract

In this paper, the theory of pulse frequency modulated DC/DC power converter to obtain constant output voltage for all input voltage changes is discussed. The switch controller consisting of integrator and comparator determines the ON time of power switch-Thyristor-by the error between the load voltage and a load reference voltage.

Resulting voltage and current waveforms have been studied theoretically in detail and verified experimentally for a resistive and inductive load condition. State equations for voltages and currents using binary logic variables are computed by digital computer. Comparison of these with oscillograms obtained from an experimental model shows very close agreement.

1. 序 論

電力變換裝置의 하나인 Thyristor Chopper 回路는 直流電動機의 電機子, 電壓制御⁽¹⁾, 인버터用 電源, 電解用 電源, 또는 임의의 DC電壓을 다른 DC電壓으로 變調하고자 하는 場所⁽²⁾ 등 여러 産業分野에서 많이 利用되고 있고, 한편 이에 대한 많은 研究가 進行中이다⁽³⁾. 종래 使用되었던 Thyristor Chopper 回路의 電壓制御는 Thyristor의 制御角을 가지고 負荷電壓을 調節하였으나 入力電壓의 時間에 따른 變動, 負荷變動등으로 인한 出力端의 制御電壓이 變動할 경우 一定電壓을 얻기 위하여는 制御角을 變動時마다 調節해야하는 不便이 있다. 그래서 最近에는 이러한 것을 考慮하여 Chopper에 Feedback回로를 導入하는 問題가 활발히 研究되고 있는 實情이다⁽⁴⁾⁽⁵⁾.

本 研究에서는 入力電壓 變動에도 不拘하고 一定 出力電壓을 얻기 위하여 負荷基準電壓과 出力端의 電壓과의 差異를 구하여 이 量에 따라 Thyristor의 點弧를 自動적으로 定하도록 하는 DC/DC Chopper 장치

를 構想하였다. Chopper 回路에는 Morgan 回路⁽⁶⁾, Reactor Pulse型⁽⁶⁾, Cathode Pulse型⁽⁶⁾ 등 여러가지 方式이 있으나, 始動이 安定하고, 制御回로의 簡便性, 그리고 實用的인 Jones의 PFM方式 Chopper⁽⁶⁾이다 Feedback回로를 導入한 回로를 構成, 實驗하고, 한편 回路 解析은 Revankar⁽⁹⁾의 2進化 論理變數를 使用하여 디지털 컴퓨터로 計算하고 實驗結果와 比較 檢討하였다.

2. 一定 出力電壓回로의 構成

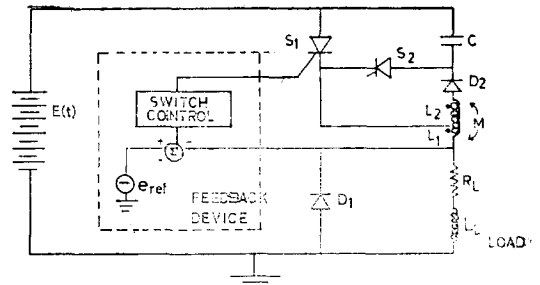


그림 1. Feedback 回로를 가진 Jones Chopper
Fig. 1. Jones Chopper with Feedback

* 正 會 員 : 서울工大教授 · 工博(當學會議在理事)
** " : 서울大 大學院
接受日字 : 1977年 3月 16日

그림 1은 본 연구에 사용된 일정 전압을 負荷에 供給하기 위하여 Jones PFM方式 Chopper回路에다 負荷(R,L 負荷) 電壓과 要求하는 負荷基準電壓 E_{ref} 와 의 差異를 檢出하는 Feedback回路를 導入한 DC/DC Chopper回路의 構成圖이다. 이 檢出된 量에 따라서 負荷에 電力이 供給되는 S_1 의 點弧 값이 調節된다. 實際에 있어서 Power Switch-S.C.R의 開閉 動作狀態 즉 遲期에 따라서 負荷에 出力端의 平均電壓이 制御되는 것이다. 出力端의 電壓을 制御하는 方法으로는 T_{on} (on時間의 遲期)을 制御, T_{off} (off時間의 遲期)를 制御, 또는 $T_{on}+T_{off}$ 를 變化하여 制御할 수 있겠으나, 본 연구에서는 簡單한 制御에 依해서 運轉할 수 있는 T_{off} 를 制御하는 PFM(Pulse Frequency Modulation) 方式을 回路에 適用하였다. 따라서 그림 2의 S_2 는 Feedback量에 依해서 點弧가 되고 T_{on} 은 一定하게 維持되는 Chopper回路이다. 여기서 Chopper回路의 Feedback回路 部分은 具體적으로 다음과 같이 等價化 할 수 있다.

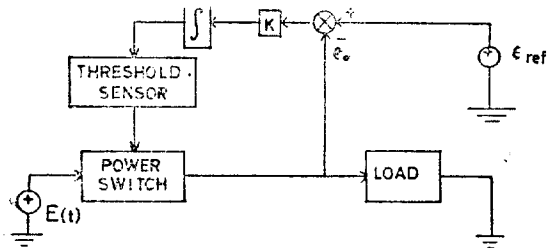


그림 2. Feedback回路에 대한 Schematic block線圖
Fig. 2. Schematic Block Diagram for Feedback Circuit.

그림 2에서 어느 定常狀態에서 積分器出力 $e(t)$ 는 週期的이 되어야 한다. 즉

$$e(t) = e(t+T) \quad (1)$$

다음 積分器의 入力는 $K \cdot (E_{ref} - e_0)$ 이므로 다음式에서 $e(t+T)$ 의 값이 決定될 수 있다. 즉

$$e(t+T) = e(t) + K \cdot \int_t^{t+T} (E_{ref} - e_0) dt \quad (2)$$

따라서 式(1)과 式(2)에서 다음과 같은 關係가 이루어진다.

$$\int_t^{t+T} (E_{ref} - e_0) dt = 0 \quad (3)$$

위의 期間에서 E_{ref} 가 一定하다면, 式(3)을 展開하여 整理하면, 다음 式이 이루어진다.

$$E_{ref} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} e_0 dt = \bar{e}_0 \quad (4)$$

여기서 \bar{e}_0 는 e_0 의 平均値를 意味하며 이것은 E_{ref} 와

같다. 그림에서 K는 Comparator의 threshold 값을 決定하는데 있어서 Thyristor의 開閉速度가 高速이어서 差動電壓의 量단으로는 困難하므로 適切한 값으로 增幅시키기 위한 定數이다.

여기서 $e(t)$, E_{ref} 와 e_0 의 波形을 考察하면 그림 3과 같이 될 수 있다.

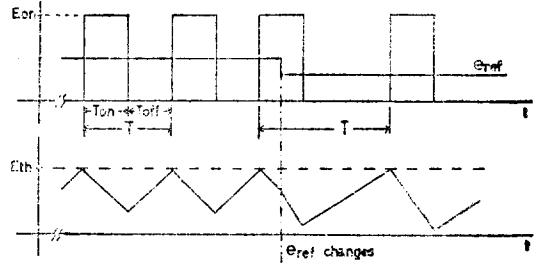


그림 3. ON時間이 一定한 Threshold Sensor의 波形과 出力電壓.
Fig. 3. Waveform of Threshold Sensor and Output Voltage when ON time is const.

그림 3에서처럼 積分器 出力電壓이 E_{th} 에 到達하면 S_1 이 ON이 되고, 일단 ON狀態에 놓이면 T_{on} 은 一定하고 T_{off} 를 調節함으로써 制御가 可能하게 된다.

3. Feedback Chopper回路의 解析

3-1. Chopper의 動作과 모드

本 연구에 사용된 그림 1의 回路에 대하여 動作狀態를 調査해 본다. 우선 負荷基準電壓과 出力端의 電壓과의 差異를 檢出하여 이 量을 時間에 따라 積分하면서 積分値가 E_{th} 에 到達하면 S_1 이 ON 狀態에 들어가게 된다. (그림 4 參照) 이 時間부터 主回路의 動作狀態는 表 1에 나타난 바와 같이 6個의 모드드로 區分할 수 있다.

表 1. 動作 모드. Table 1. Operation Mode

논리상태 Mode	S_1^*	S_2^*	D_1^*	D_2^*
A	1	0	0	1
B	1	0	0	0
C	0	1	0	1
D	0	1	1	0
E	0	0	1	1
F	0	0	1	0

위의 各 過程에 있어서도 Feedback Controller는 계속 S_1 의 Turn on 값을 決定하고 있다. 만일 E_{ref} 를

바꾸면 積分器의 出力 $[K \cdot \int (E_{ref} - e_0) dt]$ 의 값이 變化되어 點弧의 週期가 달라지게 된다(그림 5 參照). 또 만일 入力電壓 $E(t)$ 가 變化하여도 點弧週期는 달라질 것이다(그림 6 參照)

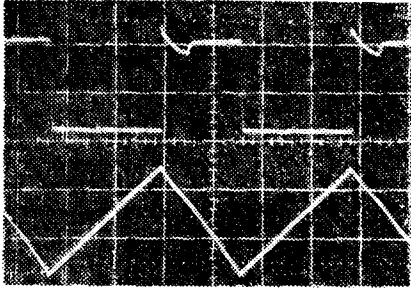


그림 4. 出力電壓(10V/div, 2ms/div)과 $e(t)$ (1V/div)의 波形

Fig. 4. Waveforms of output voltage and $e(t)$.

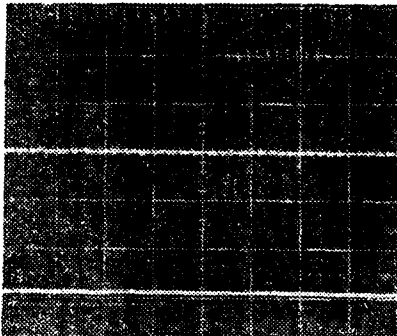


그림 5. E_{ref} 變동시 (12V→15V, 2V/div) 出力端波形(20V/div, 0.5sec/div)

Fig. 5. Output Waveforms when E_{ref} changes.

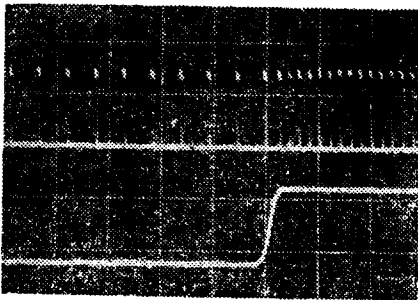


그림 6. 入力電壓 變동시 (30V→20V, 10V/div) 출력端 파형 ($E_{ref}=10V$, 0.2sec/div)

Fig. 6. Output Waveforms when Input Voltage Changes

3-2. 디지털 컴퓨터에 의한 回路解析

SCR素子 自體가 非對稱 素子이므로 SCR을 包含한 回路를 解析하는데 있어서는 반드시 非線型 問題가 따르게 된다. SCR回路를 解析하는 한가지 方法으로서 論理素子(Thyristor와 Diode)의 動作狀態에 따라서 附合되는 等價回路를 假定할 수 있으며 또 各 動作狀態에 따라서 微分方程式을 決定할 수 있다. 그리고 이 式은 디지털 컴퓨터에 의해 解析이 可能하게 된다.

本 研究의 Digital 解析은 Revankar의 2進化 論理變數⁽⁹⁾를 使用하여 一般化된 狀態方程式을 세워 R-L 負荷를 갖는 回路를 취급하였다.

그림 1의 回路에서 다음과 같은 變數들을 狀態變數로 취한다.

$$Y(1) = i_L, Y(2) = i_{D2}, Y(3) = V_C, Y(4) = i_{D1}$$

(A) 모오드($S_1^* = D_2^* = 1$)에서 S_1, L_1 , 負荷와 D_2, C 의 各 閉回路에서 KVL法則을 適用하여 狀態方程式으로 表示하면

$$\dot{Y}(1) = -\frac{R_L L_2}{A} Y(1) - \frac{M}{A} Y(3) + \frac{L_2}{A} E(t) \quad (5)$$

$$\dot{Y}(2) = -\frac{R_L \cdot M}{A} Y(1) - \left(\frac{M^2}{L_2 A} + \frac{1}{L_2} \right) Y(2) + \frac{M}{A} E(t) \quad (6)$$

$$\dot{Y}(3) = -\frac{1}{C} Y(2) \quad (7)$$

단 여기서 $A = \frac{L_2}{L_1 + L_L} - M^2$

(B) 모오드($S_1^* = 1$)에서는

$$\dot{Y}(1) = \frac{1}{L_1 + L_L} (E(t) - R_L Y(1)) \quad (8)$$

(C) 모오드($S_2^* = 1$)에서는

$$\dot{Y}(1) = \frac{L_2}{B} (E(t) + Y(3) - R_L Y(1)) \quad (9)$$

$$\dot{Y}(2) = \frac{M}{B} (-R_L Y(1) + Y(3) + E(t)) \quad (10)$$

$$\dot{Y}(3) = -\frac{1}{C} Y(2) \quad (11)$$

단, 여기서 $B = L_2(L_1 + L_L)$

(D) 모오드($S_2^* = D_1^* = 1$)에서는

$$\dot{Y}(1) = \frac{1}{L_1} (E(t) + Y(3)) \quad (12)$$

$$\dot{Y}(3) = -\frac{1}{C} Y(2) \quad (13)$$

$$\dot{Y}(4) = \frac{R_L}{L_L} Y(1) - \frac{1}{L_1} Y(3) - \frac{R_L}{L_L} Y(4) - \frac{1}{L_1} E(t) \quad (14)$$

이 모오드에서의 實際 負荷電流는 $Y(1) + Y(4)$ 가 된다

다.

(E) 모오드($D_1^* = \dot{D}_2^* = 1$)에서는

$$\dot{Y}(1) = \frac{1}{L_1 + L_2 + 2M} (E(t) + Y(3)) \quad (15)$$

$$\dot{Y}(3) = -\frac{1}{C} Y(1) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}(4) = & \frac{R_L}{L_L} Y(1) - \frac{1}{L_1 + L_2 + 2M} Y(3) \\ & - \frac{R_L}{L_L} Y(4) - \frac{1}{L_1 + L_2 + 2M} E(t) \end{aligned} \quad (17)$$

이 모오드에서는 負荷電流가 ($Y(1) - Y(4)$)가 되고 $Y(2) = Y(1)$ 이 된다.

(F) 모오드($D_1^* = 1$)에서는

$$\dot{Y}(4) = -\frac{R_L}{L_L} Y(4) \quad (18)$$

가 된다. 이 모오드는 Free Wheeling Diode에 의해 動作될때 이며 $Y(4)$ 의 값은 0으로 收斂하는 값이므로 다른 모오드와 區別하기 위해 이 값이 어느 範圍內에 存在하게 되면 0으로 취한다.

式 (5)~式 (18)에서 2進化 論理變數를 使用하여 表示하면

$$\begin{aligned} \dot{Y}(1) = & \frac{1}{A} [-R_L L_2 Y(1) - M Y(3) + L_2 E(t)] \\ & S_1^* D_2^* + \frac{1}{L_1 + L_L} [E(t) - R_L Y(1)] \\ & S_1^* (S_2^* - D_2^*) + \frac{L_2}{B} [E(t) + Y(3) \\ & - R_L Y(1)] S_2^* (S_2^* - D_1^*) + \frac{1}{L_1} [E(t) \\ & + Y(3)] S_2^* \cdot D_1^* + \frac{1}{C} [D(t) \\ & + Y(3)] D_1^* \cdot D_2^* \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}(2) = & [-\frac{R_L M}{A} Y(1) - (\frac{M}{A} - \frac{1}{L_2}) Y(3) \\ & + \frac{M}{A} E(t)] S_1^* D_2^* + [\frac{M}{B} (-R_L Y(1) \\ & + Y(3) + E(t))] S_2^* (S_2^* - D_1^*) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}(3) = & [\frac{1}{C} Y(2)] S_1^* D_2^* + [-\frac{1}{C} Y(1)] S_2^* (S_2^* \\ & - D_1^*) + [-\frac{1}{C} Y(1)] D_1^* \cdot S_2^* \\ & + [-\frac{1}{C} Y(1)] D_1^* \cdot D_2^* \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}(4) = & [-\frac{R_L}{L_L} Y(1) - \frac{1}{L_1} Y(3) - \frac{R_L}{L_L} Y(4) \\ & - \frac{1}{L_1} E(t)] S_2^* D_1^* + [-\frac{R_L}{L_L} Y(1) \\ & - \frac{1}{C} Y(3) - \frac{R_L}{L_L} Y(4) - \frac{1}{C} E(t)] D_1^* \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2^* + [-\frac{R_L}{L_L} Y(4)] D_1^* (D_1^* - S_2^*) \\ (D_1^* - D_2^*) \end{aligned} \quad (22)$$

와 같이 된다. 이 4개의 狀態方程式을 反復法에 依해 計算하고 各 모오드 動作條件을 考慮하여 모오드 設定을 하고 計算한다. 그리고 모오드의 變化가 있는 곳에서 狀態變化 時間을 決定하는데 있어서는 時間의 區間을 細密히 하여 正確한 變化 모오드時間을 測定한다.

그림 7은 回路 變數를 구하기 위한 全體的인 Flow-Chart이다.

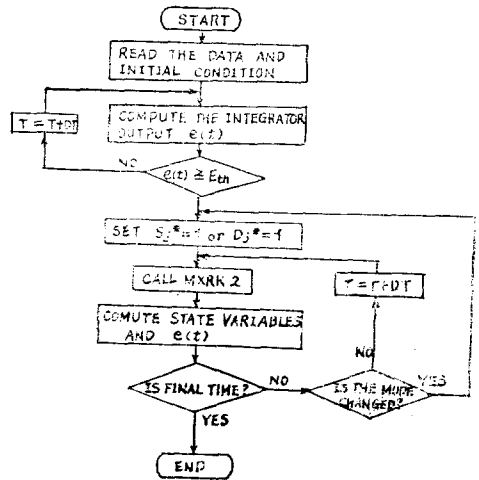


그림 7. 플로우차트
Fig. 7. Flow chart

4. 計算 結果 및 檢討

本 研究의 프로그램 중 微分方程式은 Runge Kutta 法에 依하여 計算되었으며 Data는 다음과 같다.

$$E_{i,t} = 15u(t) - 5u(t - 0.0135),$$

$$E(t) = 30u(t) - 25u(t - 0.03)$$

$$S_2의 週期 = 4.17[\mu S], C = 10[\mu F], L_1 = 2[mH]$$

$$L_2 = 3[mH] L_L = 100[mH] R_L = 50[\Omega]$$

$$E_{ik} = 0[volt] M = [mH] DT = 0.0003$$

表 2는 計算 結果에 의한 各 모오드에 대한 時間을 나타낸 것이다. 그리고 그림 8과 計算 結果에 의한 波形이다.

그리고 실제로 回路를 製作, 實驗하여 比較하였는데 回路에 使用된 Thyristor는 Motorola製品 MCR 649 (400V/10A)이며, Gate 回路는 O.P Amp($\mu a747$)에 依한 差動, 增幅, 積分, Comparator, 그리고 U.J.T (2SH21)를 使用하였다.

實驗 및 回路를 解析하는데 있어서 다음과 같은 고

表 2. 존-스 초퍼회로의 동작모우드
Table. 2. Modes of Operation for Jones Chopper Circuit.

Mode	Logic state	First Cycle				Time [us]	Second Cycle				Time [us]
		S ₁ *	S ₂ *	D ₁ *	D ₂ *		S ₁ *	S ₂ *	D ₁ *	D ₂ *	
A		1	0	0	1	0	1	0	0	1	8,220
B		1	0	0	0	1,470	1	0	0	0	9,840
C		0	1	0	1	4,170	0	1	0	0	12,390
D		0	1	1	0	5,250	0	1	1	0	12,440
E		0	0	1	1	5,430	0	0	1	1	12,520
F		0	0	1	0	5,460	0	0	1	0	12,550

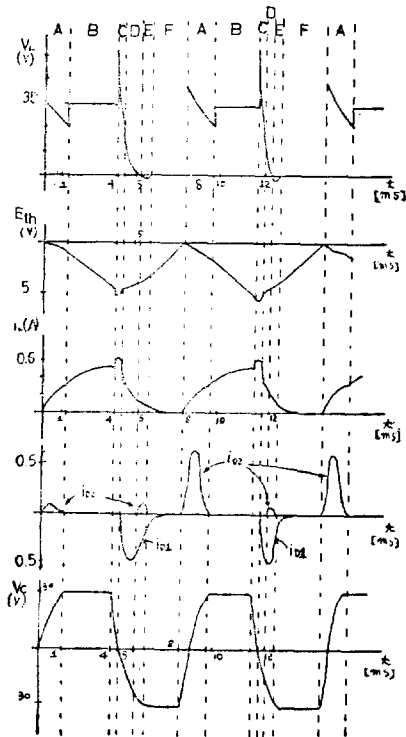


그림 8. 존-스 초퍼회로의 과도응답
Fig. 8. Transient Response of Jones Chopper Circuit

러사항과 전제를 얻을 수 있다.

(1) $E_{r,s}$ 및 $E(t)$ 가變動할 때는 그週期에 있어서 error가發生한다. [그림 3] Pulse 周波數 變調式 Chopper에는 이 偏差량이 항상存在하지만 Thyristor의 高速度 開閉 動作으로 인하여 實用的으로 그리 重要한 要因이 되지 않는다. 반면 制御 回路가 簡單하다는 점이 유리하다.

(2) Feedback회로의 差動電壓을 增幅하는 增幅器

의 K [그림 2]의 값은 임의의 값을 취하여 使用하여도 無妨하나 Comparator의 入力 $K \cdot \int (E_{r,s} - e_o) dt$ 의 값이 素子(O.P Amp)의 飽和($\pm 15V$) 領域의 값이 되어서는 안된다.

(3) 그림 1에서 보는바와 같이 Digital Computer에 依해 回路를 解析할때는 S_1 과 S_2 는 동시에 導通되지 않는다고 假定한다. 그 理由는 轉流의 失敗가 따르기 때문이다.

(4) 모우드 設定時 S_1 과 D_1 은 동시에 導通되지 않는다고 假定해야 한다. 即, i_{D1} 의 값이 어느 정도의 값 이하일 경우에는 모우드를 變更해야 한다. 이것은 모우드 區分상 必要하다.

(5) OFF 時間을 制御하는 PFM 方式 Chopper 回路의 制御 範圍는 20%~80%이다⁽⁶⁾. 따라서 效率의 인面을 고려하여 平滑한 制御를 하기 위하여서는 本 研究에서 取扱하지 않았으나 Filter 效果를 導入해야 할 것이다.

이상과 같이 實驗的으로 考察해야될 事項과 計算에 必要한 假定을 導入하여 實測值[그림 4, 그림 5]와 計算值[그림 8]가 아주 近似하다는 것을 알아 보았다.

5. 結 論

Feedback에 依하여 入力電壓 變動時 一定出力電壓을 얻기 위한 Pulse 周波數變調式 DC/DC 電力變換器 回路에 對하여 說明하였다. 그리고 現在 많이 使用되고 있는 Jones Chopper 回路에 이 方法을 適用하여 研究해 보았다.

또한, 實際 回路를 製作, 實驗하였으며 從來 制御角을 調節하는 Gate回路 못지않게 簡單한 回路에 依해 動作될 수 있다는 것을 알 수 있었다. 그리고 이 回路의 2進化 論理變數를 使用하여 各動作狀態에 對한 狀態方程式을 세워 디지털 컴퓨터로 計算한 값과 實驗結果의 波形이 거의 一致함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1) Paul. W. Frankin "Theory of the D.C Motor Controlled by Power Pulse." IEEE. Trans. Vol. PAS-91. pp.249-255. 1972.

2) Peter Burger "Analysis of a Class of Pulse Modulated DC/DC Power Converters." IEEE. Vol IECI-22. No.2. pp.104~116. 1975.

3) Vincent R. Lalli "Converter Design Techniques and Applications." IEEE Trans Vol. IECI-22 No.2. 1975.

4) S.R Doradla and Paresh C. Sen "Solid state Series Motor Drive." IEEE Vol IECI-22. pp. 164-169. 1975.

5) Subbhask Mukhopadhyay and Paresh C. Sen "Current Control Sheme for Solid state D.C Motor Drive." IEEE Vol IECI-20. No. 4. pp. 252~257. 1973.

6) "SCR Manual" New. York. General Electric pp.241~247. 1974.

7) Min Ho Park "Power Electronis" Copyright by Seoul University. pp.316~329. 1975.

8) N.W. Maphan and J.C. Hey "The Control of Battery Powered D.C Motors using SCR's in the Jones Circuit." IEEE I.G.A pp. 451~472. 1967.

9) G.N. Revankar "Digital Computation of SCR Chopper Circuits" IEEE Vol IECI-20 No.1. pp. 20~23. 1973.

10) Alexander Kusho "Solid-state DC Motor Drives" Copyright by M.I.T pp. 86~89. 1969.

<記 號>

- $E(t)$: DC 電源 電壓
 e_o : 出力 電壓
 $e(t)$: 積分器 出力 電壓
 C : 轉流用 콘덴서
 D_j, D_j^* : j 번 Diode와 이에 해당하는 2進化 論理 變數
 i_x : x 素子の 瞬時電流
 L_1, L_2 : 轉流用 인덕턴스
 L_L : 負荷 인덕턴스
 S_j, S_j^* : j 번 S.C.R과 이에 해당하는 2進化 論理 變數
 t : 時間
 V_x : x 素子の 瞬時電壓
 $Y(j)$: j 번 狀態變數
 M : 相互 인덕턴스
 E_{th} : Threshold 電壓
 E_{ref} : 負荷 基準電壓
 R_L : 負荷 抵抗
 T : 週期
 K : 增幅率