

초퍼 회로를 사용한 회轉機械의 特性解析에 關한 研究

論 文
29-6-2

A Study on the Rotating Machine Characteristics driven by Chopper

李 承 院* · 朴 旻 鎬* · 元 鍾 洙* · 元 忠 淵**
(Sung-Won Rhee, Min-Ho Park, Jong-Soo Won, Chung-Yeon Won)

Abstract

It is shown in this paper that it is possible to derive generalized state equations for computation of electrical circuits constaining SCR and diode elements. Revankar's binary logic variable method is used for formulation of the state equation of chopper circuit. Advantage of this method is that the state equations can be set up without the exact knowledge of the circuit operation. The different modes of operation of the circuit are identified by the computer itself.

By applying this method, the steady state performances of separately excited chopper-fed dc motor considering the counter electromotive force of the motor are investigated and the results of the computer simulation are presented. There is a satisfactory agreement between the theoretical and experimental results.

1. 序 論

다이리스터 電力回路는 일반적으로 斷續的이지만 週期的區間에서는 線形으로 취급하므로 이와 같은 回路는 導通時의 回路電壓의 表示를 適切하게 選定하면, 다이리스터 電力變換裝置로 驅動되는 回轉機械에 대한 精度 높은 特性解析을 可能하게 하고 있다. 특히 초퍼 裝置로 驅動되는 直流電動機의 特性解析으로는 ϕ 函數法 및 推移定理法을 이용한 方法¹⁾과 2進化論理變數를 導入하여 일반화된 狀態方程式을 세워서 電子計算機로 解析하는 方法²⁾ 등이 報告되고 있다. 前者는 簡單한 回路에는 解析하기가 용이하나 複雜한 回路에 대하여서는 回路動作에 關한 高度의 知識을 必要로 하며, 또한 方程式의 數가 많아지는 關係로 特性計算에 많은 時間을 要하는 難點이 있다. 後者は 回路動作에 關한 高度의 知識없이도 狀態方程式의 樹立이 可能할 뿐 아니라 各 回路의 動作 모드들을 電子計算機가 識別하는 長點

이 있다. 그러나 2進化論理法에 의한 特性解析으로는 R-L 負荷에 限해서만 考慮²⁾³⁾하고 負荷電動機의 逆起電力을 생각하지 않았다.

본 研究에서는 電動機負荷의 逆起電力을 考慮한 2進化論理法에 의한 特性解析을 존스 초퍼로 驅動하는 他勵磁式直流電動機에 適用하여 일반화된 狀態方程式을 세워주고 컴퓨터에 의하여 自動적으로 回路의 動作모드를 識別하게 하여 이를 Runge-Kutta 方法에 의하여 解를 구하였으며 이것을 實驗値와 比較하여 檢討하였다.

2. 直流電動機의 動特性

電動機의 界磁電流 I_f 를 그림 1에서 일정하게 유지하였을 때 토오크 및 誘起起電力은

$$T = K_f I_f i_a = K_m i_a \tag{1}$$

$$V_a = K_f I_f \omega_m = K_m \omega_m \tag{2}$$

로 表示되며 여기서 $K_m = K_f I_f$ 이고 常數이다. 그리고 그림 1과 같은 電動機回路에서 電壓方程式 및 토오크 式은

$$V_m = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_m \omega_m$$

* 正會員: 서울大 工大 電氣工學科 教授

** 正會員: 서울大 大學院 過程

接受日字: 1980年 5月 6日

$$= i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (3)$$

$$T = K_m i_a = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (4)$$

가 된다. 여기서 電動機의 負荷토크는 $T_L = B\omega_m$ 으로 한다. B 는 常數이고 토크의 微小變化에 대하여 一定한 것으로 假定한다.⁴⁾⁵⁾⁶⁾.

式(3), (4)에 있어서 $\frac{d}{dt} = P$ 로 놓으면

$$\frac{L_a}{R_a} P i_a = \tau_a \quad P i_a = \frac{V_m - V_a}{R_a} - i_a \quad (5)$$

$$P \omega_m = \frac{T}{J} - \frac{T_L}{J} = \frac{K_m i_a}{J} - \frac{B \omega_m}{J} \quad (6)$$

이 된다.

式(2), (3), (4), (5) 및 (6)을 이용하면 그림 2 (a)와 같은 블록 線圖를 表示할 수 있다. 이것을 다시 정리하면 그림 2(b)와 같은 블록 線圖를 얻을 수 있다.

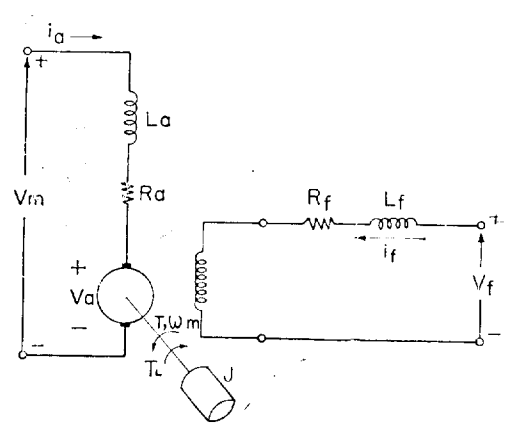


그림 1. 他勵磁 直流電動機의 概略圖
Fig. 1. Schematic representation of a separately excited dc motor.

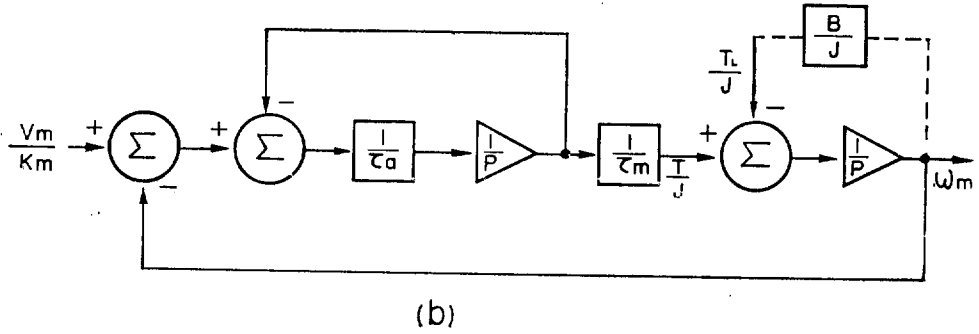
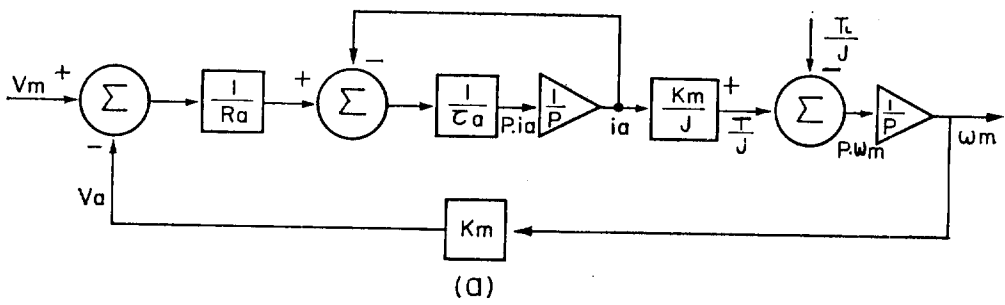


그림 2. 他勵磁 直流電動機에 對한 方程式 (2)~(6)의 블록 線圖
Fig. 2. Block diagrams of Eqs. (2) to (6) for a separately excited dc motor.

여기에서 $\tau_m = \frac{J R_a}{K_m^2}$ 이고 이것은 慣性時定數이다. $\frac{V_m}{K_m}$ 는 一定 直流入力 電壓 V_m 에 相應하는 定常狀態에서의 無負荷速度이다.

3. 초퍼 구형파 出力電壓에 의한 電動機 負荷 電流 및 토크特性

본 研究에서 使用한 電動機 制御 system은 그림 3과

같이 콘스 초퍼 回路와 他勵磁 直流機로 구성하고, 그 사이에 環流다이오드를 插入하였다. 이때 電動機의 電壓 V_m 는 초퍼 回路에 의해 電源電壓 E 를 制御한다. 따라서 이 章에서는 電動機 印加電壓의 式과 이것에 따르는 電動機 負荷電流 및 토크의 式을 誘導한다.

3.1 印加電壓

초퍼의 動作過程에서 轉流期間을 考慮한 電動機電壓

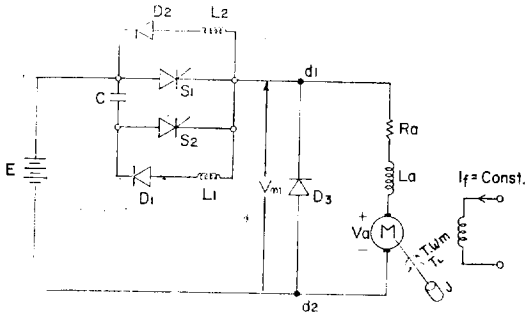


그림 3. 존스 초퍼 회로에 의한 他勵磁 直流電動機 驅動 시스템

Fig. 3. Driving system of a separately excited dc motor by John's chopper circuit.

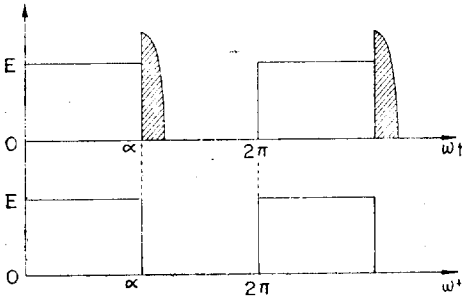


그림 4. 負荷電壓 波形

- (a) 轉流期間考慮한 경우
- (b) 轉流期間無視한 경우

Fig. 4. Wave form of load voltage.

- (a) Considering commutating period.
- (b) Neglecting commutating period.

의 波形은 그림 4(a)와 같으나 C값을 轉流에 支障이 없을 程度로 充分히 작게 잡으면 轉流期間은 극히 짧아진다. 따라서 본 研究에서는 轉流期間을 無視하고 그림 4(b)와 같은 理想的인 矩形波電壓이 電動機에 印加되는 셈이 되고 이를 푸리에 級數로 展開하여 解析 하기로 한다.

電動機에 印加한 電壓 V_m 은 導通期間 ($0 < \omega t \leq \alpha$)에서 電源電壓 $V_m = E$ 가 되고 環流다이오드 D_3 가 導通할 때 ($\alpha < \omega t \leq 2\pi$)는 電源電壓은 $V_m = 0$ 이다. 그러므로 電動機에 걸리는 電壓은 矩形波이므로 다음 式이 성립한다.

$$V_m = \frac{E\alpha}{2\pi} + \frac{E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin n\alpha}{n} \cos n\omega t + \frac{1 - \cos n\alpha}{n} \sin n\omega t \right)$$

$$= \frac{E\alpha}{2\pi} + \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\alpha}{2}}{n} \cos n(\omega t - \frac{\alpha}{2}) \quad (7)$$

3.2 電動機電流 및 토크特性

그림 3에서 電動機電流인 負荷電流 i_a 가 흐르고 있을 때 電動機側에서 본 電壓方程式은

$$V_m = (R_a + L_a P) i_a + K_m \omega_m i_a = \{(R_a + K_m \omega_m) + L_a P\} i_a \quad (8)$$

이므로 式(7)과(8)로부터

$$i_a = \frac{E\alpha}{2\pi \{(R_a + \omega_m K_m) + L_a P\}}$$

$$+ \frac{E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\alpha}{2}}{n} \cdot \frac{\epsilon^{-i^n(\omega t - \frac{\alpha}{2})} + \epsilon^{-i^n(\omega t - \frac{\alpha}{2})}}{(R_a + \omega_m K_m) + L_a P}$$

$$= \frac{E\alpha}{2\pi (R_a + \omega_m K_m)}$$

$$+ \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\alpha}{2} \cos \{n(\omega t - \frac{\alpha}{2}) - \phi_n\}}{n \sqrt{(R_a + \omega_m K_m)^2 + n^2 \omega^2 L_a^2}} \quad (9)$$

가 되며 $\phi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L_a}{R_a + \omega_m K_m}$ 이다.

그러므로 負荷電流의 實效値는

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\omega t} = \frac{E}{\pi} \sqrt{\frac{\alpha^2}{4(R_a + \omega_m K_m)^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2 n \frac{\alpha}{2}}{n^2 \{(R_a + \omega_m K_m)^2 + n^2 \omega^2 L_a^2\}}}} \quad (10)$$

이 된다.

또 瞬時토크 T_i 는

$$T_i = K_m i_a = \frac{K_m E}{\pi} \left[\frac{\alpha}{2(R_a + \omega_m K_m)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\alpha}{2} \cos \{n(\omega t - \frac{\alpha}{2}) - \phi_n\}}{n \sqrt{(R_a + \omega_m K_m)^2 + n^2 \omega^2 L_a^2}} \right] \quad (11)$$

이 고 平均토크 T_{av} 는

$$T_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T_i d\omega t = \frac{K_m E}{2\pi^2} \left[\int_0^{2\pi} \frac{\alpha}{2(R_a + \omega_m K_m)} d\omega t + 2 \int_0^{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\alpha}{2} \cos \{n(\omega t - \frac{\alpha}{2}) - \phi_n\}}{n \sqrt{(R_a + \omega_m K_m)^2 + n^2 \omega^2 L_a^2}} d\omega t \right]$$

$$= \frac{K_m E}{2\pi} \cdot \frac{\alpha}{(R_a + \omega_m K_m)} \quad (12)$$

가 된다.

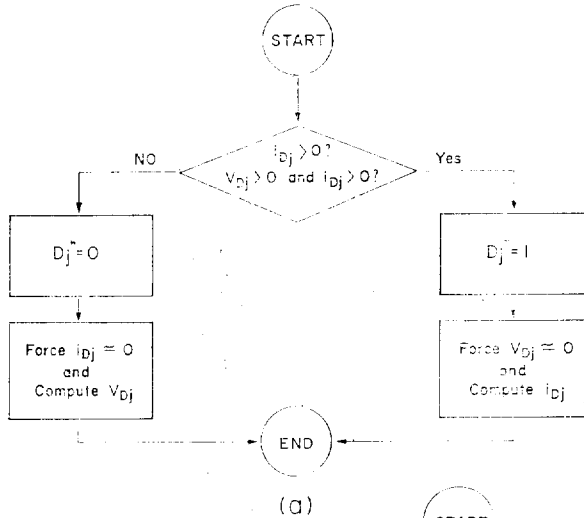
식(12)로부터 토크는 α 와 ω_m 에 의해서 制御할 수 있음을 알 수 있다. 그리고 定速度運轉에서 α 만을 制御한다면 $0 \leq \alpha \leq 2\pi$ 인 期間에서 토크는 0으로부터 $\frac{K_m E}{(R_a + \omega_m K_m)}$ 까지 變化하게 된다.

4. 디지털 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 特性解析

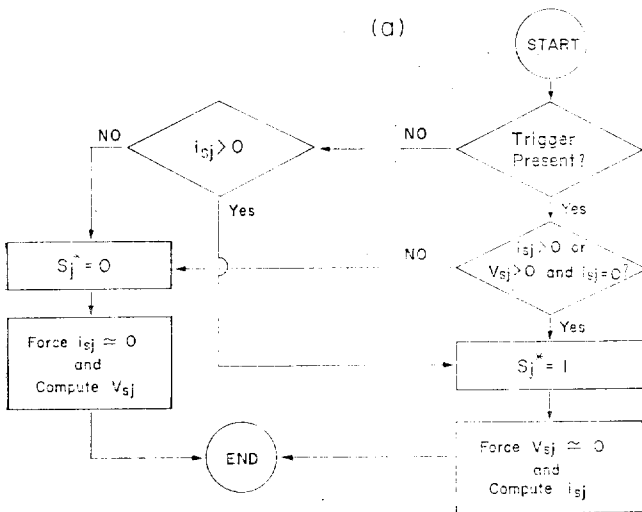
4.1 디지털 컴퓨터 시뮬레이션 方法

그림 3의 콘스 초퍼에서 각 枝路에 걸리는 電壓과 이에 흐르는 電流는 레반카氏의 2進化論理變數法²⁾에 의해서 表示할 수가 있다. 그림 3에서 動作모우드에 따른 微分方程式은 式(13)~(22)와 같다.

모우드 I :



(a)



(b)

그림 5. 論理變數 決定을 위한 플로우 차아트

- (a) 다이오드 論理 모드울 決定
- (b) SCR 論理 모드울 決定

Fig. 5. Flow chart for logic variable decision.

- (a) Logic module for diode.
- (b) Logic module for SCR.

$S_1^* = D_1^* = 1$ 이면 閉回路 $C-S_1-L_1-D_1$ 에 의하여

$$V_C - V_{S1} - L_1 \frac{di_{D1}}{dt} - V_{D1} = 0 \quad (13)$$

이다.

모우드 II :

$S_2^* = D_2^* = 1$ 이면 閉回路 $C-S_2-L_2-D_2$ 에 의하여

$$V_C + V_{S2} + L_2 \frac{di_{D2}}{dt} + V_{D2} = 0 \quad (14)$$

이다.

모우드 III :

초퍼회로에서 S_1 및 S_2 는 同時に 導通하는 경우가 일어나지 않으나 S_2 와 D_3 가 同時に 導通할 可能性이 있으므로 이를 고려한다면 電動機回路를 包含한 各動作모우드에 대하여

$S_1^* = 1$ 에서

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_m \omega_m = E - V_{S1} \quad (15)$$

$S_2^* = 1$ 에서

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_m \omega_m = E - V_C - V_{S2} \quad (16)$$

$D_3^* = 1$ 에서

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_m \omega_m = -V_{D3} \quad (17)$$

이 성립한다. 그리고 式(6)으로부터

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{K_m i_a}{J} - \frac{B\omega_m}{J} \quad (18)$$

이다.

모우드 IV :

C 의 充電期間중에는 閉回路 $C-S_2-L_2-D_2$ 에 대해서 充電電流는

$S_2^* = D_2^* = 1$ 에서

$$= C \frac{dv_C}{dt} - i_{D2} = i_a \quad (19)$$

$S_2^* = 1, D_2^* = 0$ 에서

$$= C \frac{dv_C}{dt} = i_a \quad (20)$$

$$D_3^* = 1 \text{에서}$$

$$= 0 \quad (21)$$

의 關係가 있다.

C의 放電은 閉回路 $S_1-D_1-L_1$ 를 通해서 이루어지므로 放電電流는

$$D_1^* = S_1^* = 1 \text{에서}$$

$$= -C \frac{dv_C}{dt} = i_{D1} \quad (22)$$

이 된다. 위의 式(13)~(22)의 方程式안에서 i_{D1} , i_{D2} , i_a , V_C , ω_m 의 狀態變數는 각각 X_1 , X_2 , X_3 , X_4 및 X_5 로 表示하고, 2進化論理法을 利用하여 狀態方程式을 구성하면 式(23)~(27)과 같다.

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{L_1} (X_4 - V_{S1} - V_{D1}) S_1^* D_1^* \quad (23)$$

$$\dot{X}_2 = -\frac{1}{L_2} (X_4 - V_{S2} + V_{D2}) S_2^* D_2^* \quad (24)$$

$$\dot{X}_3 = [(E - V_{S1}) S_1^* + (E - X_4 - V_{S2}) (S_2^* - D_3^*) - (V_{D3}) D_3^* - R_a X_3 - K_m \omega_m] / L_a \quad (25)$$

$$\dot{X}_4 = [X_2 D_2^* S_2^* + X_3 (S_2^* - D_3^*) S_2^* - X_1 D_1^* S_1^*] / C \quad (26)$$

$$\dot{X}_5 = K_m X_3 / J - B X_5 / J \quad (27)$$

자 素子에 걸리는 電壓은 오프狀態에서 電流는 導通狀態에서 計算하고, 保持電流 以下의 微小電流는 無視할 때 電壓과 電流는 (28)~(37)과 같다.

$$V_{S1} = (E + V_{D3} + K_m \omega_m) D_3^* + (X_4 + V_{S2}) (S_2^* - D_3^*) S_2^* \quad (28)$$

$$V_{S2} = V_{S1} - X_4 \quad (29)$$

$$V_{D1} = -V_{S2} \quad (30)$$

$$V_{D2} = -V_{S1} \quad (31)$$

$$V_{D3} = -E + V_{S1} \quad (32)$$

$$i_{S1} = \left[X_3 - i_{D3} D_3^* + X_1 D_1^* S_1^* + \frac{(X_4 + V_{S2}) S_2^*}{r} \right] S_1^* \quad (33)$$

$$i_{S2} = \left[X_2 D_2^* S_2^* + X_3 (S_2^* - D_3^*) S_2^* - \frac{(X_4 - V_{S1}) S_1^*}{r} \right] S_2^* \quad (34)$$

$$i_{D1} = X_1 D_1^* \quad (35)$$

$$i_{D2} = X_2 D_2^* \quad (36)$$

$$i_{D3} = \left[X_3 - \frac{(E - V_{S1} + V_{D1}) S_1^*}{r} \right] D_3^* \quad (37)$$

4.2 플로우 차아트

디지털 컴퓨터 시뮬레이션 結果를 이용하던 초퍼로 驅動되는 電動機의 速度-토크特性⁷⁾⁸⁾은 물론, 그림

1의 各枝路에 흐르는 電流 및 이에 걸리는 電壓까지도 구할 수가 있다. 본 研究에서는 그림 5의 플로우 차아트에 의하여 다이오드 및 다이리스터 論理變數를 결정한다. 이 變數들이 들어가는 狀態方程式을 그림 6의 플로우 차아트에 따라 電子計算機(FACOM 230-28S)로 解를 구하였다. 계산시간은 CPU time이 4분 27초 이었다.

4.3 計算例

4.1절 및 4.2절에서는 디지털 컴퓨터 시뮬레이션 방법과 플로우차아트에 대하여 論하였다. 위에서 論한 계산과정에 따라 다음 常數를 갖는 電動機를 초퍼로 驅動할 때 電動機의 逆起電力까지도 考慮한 諸特性 계산 結果를 실험결과와 비교하기 위하여 제시한다.

電動機 :

240[V], 1[HP], 500 [rpm], 直流分推電動機

$R_a = 7.55 [\Omega]$, $L_a = 0.055 [H]$

$K_m = 4.23 [V/rad/sec]$, $J = 0.136 [kg \cdot m^2]$

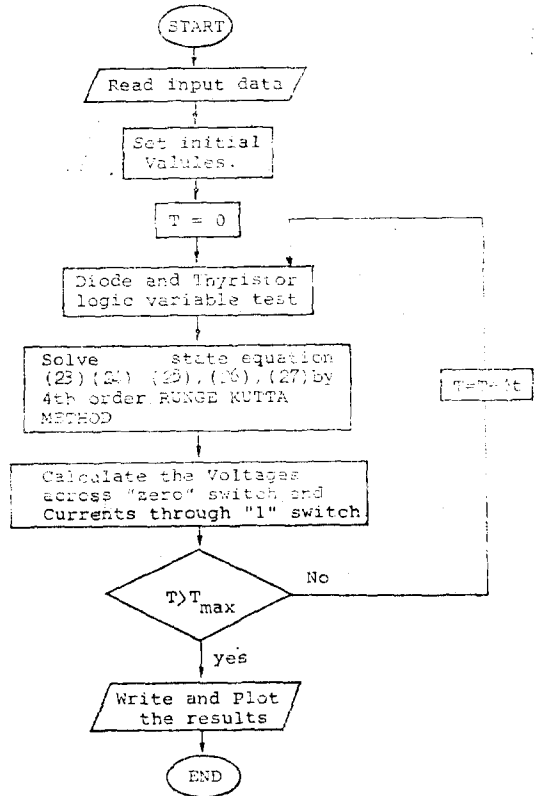
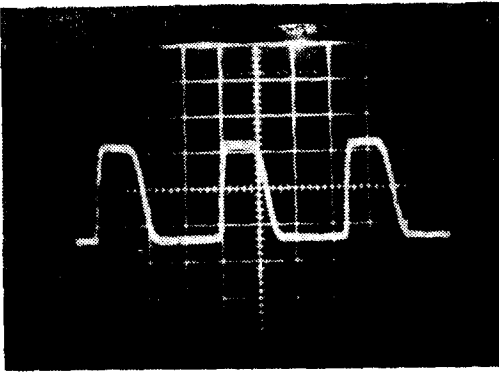
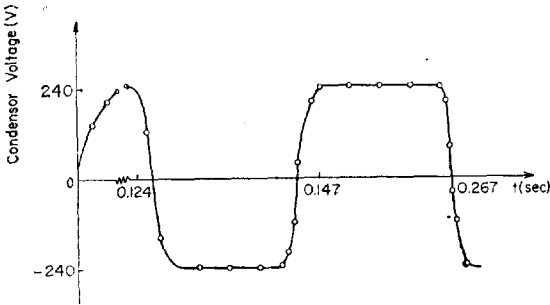


그림 6. 컴퓨터 시뮬레이션 플로우차아트

Fig. 6 Flow chart showing computer simulation.



(a)



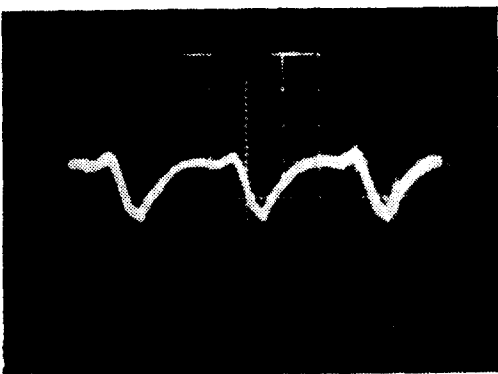
(b)

그림 7. 콘덴서 電壓波形

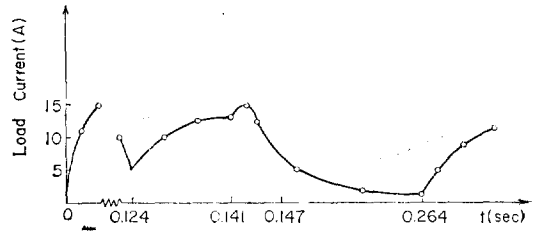
- (a) 實驗的
- (b) 디지털 컴퓨터 시뮬레이션

Fig. 7. Condenser Voltage wave form.

- (a) Experimental.
- (b) Digital computer simulation.



(a)



(b)

그림 8. 負荷電流 波形

- (a) 實驗的
- (b) 디지털 컴퓨터 시뮬레이션

Fig. 8. Load current wave form.

- (a) Experimental.
- (b) Digital computer simulation

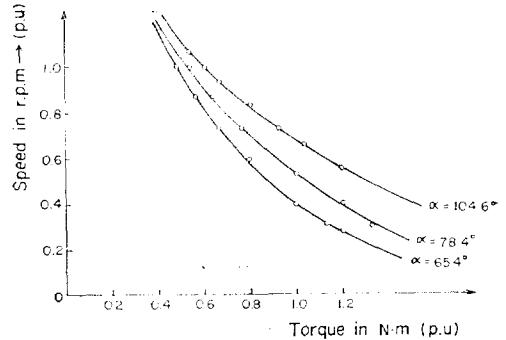


그림 9. 速度—토크 特性曲線

Fig. 9. Speed-torque characteristic curves.

초퍼회로

$$C=0.1 \times 10^{-2} \text{ [F]}, L_1=0.48 \times 10^{-4} \text{ [H]},$$

$$L_2=48 \times 10^{-2} \text{ [H]} E=240 \text{ [V]}, r=1 \text{ [\Omega]}$$

$$\Delta t=0.05 \text{ [msec]}$$

위 定數를 갖는 電動機를 초퍼로 驅動하는 과정에서 轉流콘덴서에 걸리는 電壓波形은 그림 7과 같았으며 그림 7(a)는 관측파형을 그림 7(b)는 전자계산기에 의한 계산파형이다. 그림 7(b)에서 콘덴서가 充電되기 始作하여 최대치에 도달한 후 다시 감소하기 시작하는 기간(0~0.124[S])은 回路의 時定數에 의한 것이고 다음 0.124~0.147[S]의 기간보다 대단히 길은 관측파형의 표시는 0~0.124[S]의 기간에서 그 일부를 생략하고 그린 것이다.

전동기에 흐르는 電流波形은 그림 8과 같았으며 그림 (a)는 관측파형, (b)는 전자계산기에 의한 계산파형이다. 이 그림에서도 그림 7의 (b)와 같은 이유에서 계산파형은 처음 半週期에 대하여는 그 일부를 생략하였다.

초퍼의 週期를 일정히 하고 다이리스터의 導通期間 α 를 변화하였을 때의 電動機의 速度-토크特性을 電子計算機로 計算한 결과는 그림 9와 같으며, 어느 일정부하 토크에 대한 速度는 導通角 α 를 變化시키면 광범위하게 制御되는 것을 알 수 있다. 이로부터 일정 토크의 부하가 걸린 電動機는 廣範圍한 速度制御¹⁷⁾가 가능함을 알 수 있다. 轉流용 콘덴서의 값, 電動機의 印加電壓 및 負荷電流와의 관계는 그림 10, 그림 11과 같다.

본 연구에서는 해석을 용이하게 하기 위하여 구형파 전압을 사용하였다.

그리고 전자계산기의 계산과정에서는 수치해석의 精度를 높이기 위하여 시간의 증가분(step size)의 값은 0.05 [msec]로 하였다.

4.4 檢 討

(1) 일반적으로 數值的인 微分方程式을 디지털 컴퓨터를 사용하여 푸는과정에서 시간의 증가분(step size)의 선택은 문제를 해결하는데 중요하다¹⁰⁾¹¹⁾.

만약에 step size가 너무 크면 그 결과치는 數值解析의 부정확성 때문에 실제와 상당한 차이를 가져온다. 반대로 step size가 너무 작으면 그 결과치는 계산에 사용한 컴퓨터 저장능력에 기인하는 round-off error의 축적으로 또한 오차를 가져온다.

전자나 후자는 문제해결의 곤란을 초래한다.

따라서 적당한 step-size를 선택하면 만족할 만한 결과치에 도달할 수 있다.

이러한 관계를 고려하여 본 연구에서는 step size를 0.05 [msec]로 하여 계산하였다.

(2) 존스 초퍼에서 轉流용 콘덴서의 값을 轉流에 지장이 없을 정도로 충분히 작게 잡는다면 완전한 矩形波에 가까운 電壓을 얻을 수 있다.

(4) 그림 4, 그림 7, 및 그림 8의 印加電壓, 콘덴서 電壓, 負荷電流 波形은 實驗值나 計算值가 定性的으로 동일함을 알 수가 있다.

5. 結 論

直流電動機를 존스 초퍼로 驅動할 때의 諸特性을 디지털 컴퓨터에 의해서 구하는 研究과정에서 얻은 結論은 다음과 같다.

(1) 電動機負荷에 대한 2進化論理變數를 使用하여 일반화된 狀態方程式을 세우면 驅動回路의 動作모우드가 바뀔때 다른 方程式을 일일이 세우지 않아도 시뮬레이션 過程에서 解決할 수 있어 必要한 運轉特性을 쉽게 구할 수가 있다.

(2) 2進化論理法을 使用한 컴퓨터 計算值와 實驗值

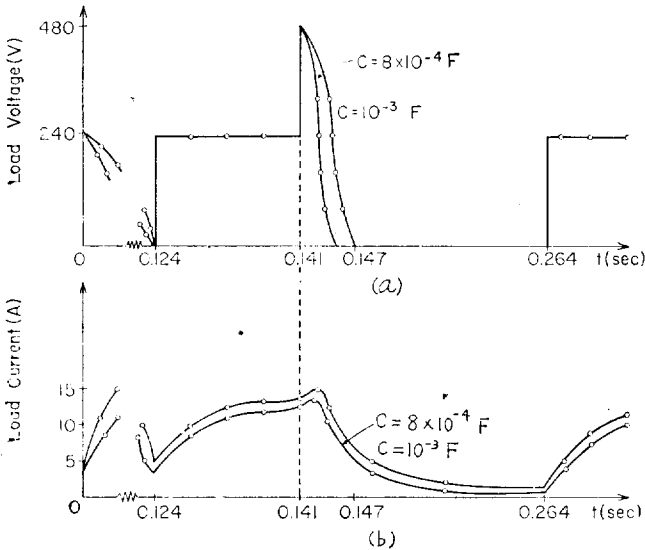


그림 10. 존스 초퍼의 컴퓨터 出力
(a) 負荷電壓 (b) 負荷電流
Fig. 10. Computer output of John's chopper.
(a) Load voltage. (b) Load current.

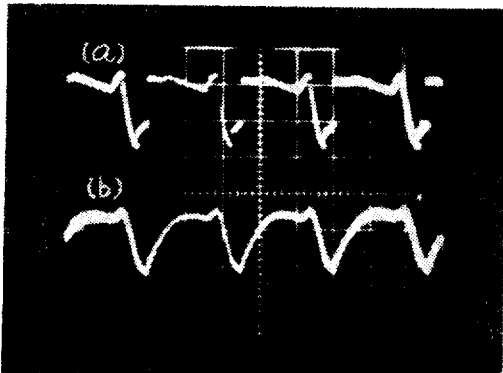


그림 11. 實驗的 結果
(a) 負荷電壓 (b) 負荷電流
Fig. 11. Experimental results.
(a) Load voltage. (b) Load current.

는 比較的 잘 一致하였다.

(3) 一定토포크 負荷가 걸린 電動機는 초퍼의 導通 期間을 制御함으로써 速度制御가 可能하며 界磁制御나 抵抗制御보다 制御方式이 간편하고 경제적이다.

謝 意

本 논문은 1979년도 文敎部 學術研究助成費에 의하여 연구된 것이며 관계당국에 감사를 드리는 바이다.

記號 說明

- D_j : j 번째 다이오드
- D_j^* : j 번째 다이오드에 대한 2進化論理變數
- S_j : j 번째 다이리스터
- S_j^* : j 번째 다이리스터에 대한 2進化論理變數
- C : 轉流용 콘덴서[F]
- E : 直流電源電壓[V]
- L_1, L_2 : 轉流용 인덕턴스[H]
- L_a : 負荷 인덕턴스[H]
- R_a : 負荷抵抗[Ω]
- i_a : 負荷電流[A]
- α : 턴 온 기간(turn on interval)
- X_j : j 번째 상태변수
- r : 초퍼장치의 회로저항으로서 계산상의 목적을 위해 사용된 저항[Ω]
- i_x : 素子 X 를 통하는 瞬時電流[A]
- V_x : 素子 X 에 印加되는 瞬時電壓[V]
- V_c : 逆起電力[V]
- T_L : 負荷토포크[N·m]
- T : 발생 토포크[N·m]
- T_i : 瞬時 토포크[N·m]
- T_{av} : 平均 토포크[N·m]
- V_{D1}, V_{D2}, V_{D3} : 다이오드 D_1, D_2, D_3 의 兩端電壓[V]
- V_{S1}, V_{S2} : 다이리스터 S_1, S_2 의 兩端電壓[V]
- i_f : 界磁電流[A]
- i_{S1}, i_{S2} : 다이리스터 S_1, S_2 에 흐르는 電流[A]
- V_m : 電動機 印加電壓[V]
- ω_m : 電動機 回轉角速度[rad/sec]
- Δt : 時間의 增加分[sec]
- τ_a : 電機子 時定數
- J : 慣性 모우멘트[kg-m²]
- $B = T/\omega_m$
- $\tau_m = JR_a/K_m^2$
- $K_m = k_f i_f$

參 考 文 獻

1. Toshitarod J. Takeuchi: "Theory of SCR Circuit and Application to Motor Control" 1st Ed. Tokyo Electrical Engineering College press pp. 249~280, 1968.
2. G.N. Revankar: "Digital Computation of SCR Chopper Circuits" IEEE Trans. IECI-20 pp. 20~23, 1973
3. J.S. WON and S.Y. Park: "A Study on the Analysis of the Load Insensitive DC Chopper." KIEE, VOL. 28-1-3, pp. 63~68, 1979.
4. Alexander Kusko; "Solid-state dc Motor Drives" The M.I.T. Press Cambrige, Massachsetts, and London. England pp. 11~27, 1969.
5. Fitzgerald, Kingsley, Kusko; "Electric machinery" 3rd Ed. Mc Graw-Hill Book Company or any of its subsadidries. pp. 442~450, 1971.
6. S.R. Doradla: "Solid State Series Motor Drives" IEEE Trans. IECI-22 pp. 164~171, 1975.
7. R. Parimelalagan and V. Rajagopalan: "Steady-state Investigations of a Chopper-fed DC Motor With Separate Excitation" IEEE Trans. Industry and General Applications. pp. 368~375, 1971.
8. Prakash D. Damle: "A Digital Computer Program for Chopper-fed DC Motor" IEEE Trans. IECI-22 pp. 408~412, 1975.
9. Mariusz J. Nieniewski and Richard S. Mara-leau: Digital Simulation of an SCRDriven DC Motor" IEEE Trans. Industry Applications. pp. 341~346, 1978.
10. Lawrence P. Huelsman: "Digital Computations in basic circuit theory" McGrow-Hill Book Company pp. 90~91.
11. James A. Cadzow, Hinrich R. Martens: "Discrete time and Computation Control Systems." pp. 377~387.