

DC CHOPPER用 轉流回路 改善에 關한 研究

盧 彰 注 · 吳 珍 錫*

A Study on The Improvement of Commutation Circuit for DC Chopper

C.J. Noh, J.S. Oh

Abstract

This paper treats the analytical and experimental studies on the improvement of commutating circuit using a DC chopper circuit for the speed control of DC motor. A simple circuit composed of R, L, and C elements is proposed here for switching off power SCR carrying the load current. The real important in this chopper circuit is to determine the reasonable values of commutating circuit constants.

In this paper, the reasonable values of the commutating circuit constants are basically determined on a view point of commutating performances in the given circuit model and must satisfy the following conditions. The first, the peak commutating current should be larger than the anticipated maximum load current. The second, the circuit turn-off time (t_c) must be longer than the SCR turn-off time (t_q). The third, the resistor should be enough large to permit the current to be neglected in the analysis of the commutation circuit, as well as be enough small to permit to charge the capacity voltage (E_c) to the half the value of source voltage (E) before the next commutation cycle is initiated. The last, the period of chopping signal must be the least possible multiple of the damping vibration period of commutating circuit.

The improved chopper circuit used in the experiment under unloaded condition was composed to meet the reasonable conditions mentioned above, and a successful commuting performance was achieved without failure.

Several types of microprocessor having a different value of CPU speed individually have been applied to the experiment under the loaded conditions. Also it shows that the faster the speed of CPU is, the more stable the commutation turns out.

記號說明

C : Commutating Capacitor
D_b : Aux. Diode

D_c : Commutating Diode
D_f : Free Wheeling Diode
E : Supply Voltage
E_a : Motor Armature Voltage
E_f : Field Excitation Voltage

* 正會員, 韓國海洋大學

E_g : Motor Counter EMF	N : Motor Speed
I_L : Load Current	R : Resistance
I_f : Field Current	R_a : Motor Armature Circuit Resistance
I_m : Max. Commutating Current	S_A : Commutating SCR
I_{max} : Max. Motor Current	S_P : Power SCR
I_{min} : Min. Motor Current	T : Time Period
i_a : Motor Current	T_{off} : Off-Time of a Chopper
i_c : Commutating Current	T_{on} : On-Time of a Chopper
i_{dc} : Commutating Diode Current	t_c : Circuit Turn-Off Time
i_{df} : Free Wheeling Diode Current	t_q : SCR Turn-Off Time
i_{ga} : Commutating SCR Gate Pulse Current	V_{df} : Free Wheeling Diode Voltage
i_{gp} : Power SCR Gate pulse current	V_{sp} : Power SCR Voltage
i_{sp} : Power SCR Current	W : Energy
K_a : DC Machine Constant	α : Duty Ratio of a Chopper
L : Reactor	Φ : Flux per Pole
L_a : Motor Armature Circuit Inductance	ω : Angular Frequency
L_c : Commutating Inductance	τ : Time Constant
L_s : Smoothing Reactor	

1. 序 論

직류 전동기의 速度制御法 中 가장 좋은 方法은 電壓制御法이다. 이를 위해 가변전원을 얻기 힘든 곳에서는 SCR을 利用한 직류전압 절단 方法을 채택하여 지하철 전동차등에 利用하고 있다. SCR¹⁾은 他電力素子에 비해 信賴性과 正確性이 현저히 우수하고 스위칭 손실 (Switching loss)이 적어서 경제적이고 전기적으로 강한 利點이 있다. 그러나 SCR을 利用할 경우 自力の 소호능력이 없으므로 강제로 轉流시켜야 한다. 이를 위한 回路設計法이 어렵다. 본 논문에서는 초퍼(chopper)회로를 구성하는 각 소자(R,L,C. etc)의 定數決定法을 理論적으로 해석하고, 이 해석법으로 決定한 정수값으로 실제 초퍼회로를 설계하였다. 이 과정에서 理論적으로 決定한 저항(R)값은 실제 초퍼회로 구성에서 큰 영향을 미치지 않음을 알았으며, 回路에 알맞은 저항값은 실험으로 결정해야 함을 알았다.

먼저 저항이 없는 초퍼회로를 구성하여^{7,12)}

주어진 式으로 리액턴스 및 캐퍼시턴스를 결정하였다. 決定된 정수값으로 回路를 구성하고 轉流상태를 확인해 본 결과 무부하에서는 轉流가 양호했으나 부하를 걸어서 실험해 본 결과 轉流 실패가 생겼다.

본 논문에서는 轉流를 향상시키기 위해 轉流를 충동방식 (impulse method)으로 하고, 저항을 부착하여 구성하였다. 또한 본 논문의 회로 구성을 위해 제시한 式에 의해서 L, C를 결정하여 回路를 구성하였다. 그리고 回路를 해석하여 轉流실패가 생기지 않는 범위를 결정하여, 실험을 통하여 알맞은 저항값을 결정하였다.

본 논문에서 구성한 초퍼회로의 저항값 결정은, 轉流캐퍼시턴스의 충전량을 만족시키고 저항에서 에너지 손실이 최소가 되도록 결정하였다. 또한 리액턴스와 캐퍼시턴스값은 진동회로의 에너지 손실을 최소화 하는 에너지식을 利用하여 轉流실패가 발생하지 않는 조건을 만족하는 變數값(x, I_L, E_c, t_c)으로 決定하였다. 이렇게 선택된 정수값으로 초퍼회로를 設計하고, 轉流상태를 확인하기 위해 직류 전동기에 이

회로를 적용시켜 보았다.

本 論文에서는 電流轉流形 초퍼회로를 構成하고 回路를 制御하기 위하여 Z-80마이크로프로세서를 利用하여 온-오프 時間을 소프트웨어적으로 制御하고 초퍼회로에서 轉流回路를 構成하고 있는 L과 C의 감쇄진동 주파수의 倍數가 Z-80의 제어프로그램 한 사이클 처리시간과 일치하도록 하였다. 實驗裝置에서는 制御部의 安定성을 높이기 위해 Z-80의 制御信號를 초퍼회로에 전달하는 게이트 回路를 2단의 펄스트랜스를 利用함으로써 電氣적으로 두 부분을 분리시켰다. 직류 전동기의 속도조절은 α (T_{on}/T)의 비를 제어프로그램에 의해 變化시켜 指示電壓의 可變에 따라 速度制御가 되도록 하였다. 그리고 이 回路의 轉流상태를 확인하기 위하여 직류 전동기를 利用하여 무부하 및 부하상태에서 회전속도를 制御해 본 결과 실패 없이 구동되었다.

2. 本 論

2.1 電動機速度式

本 論文에서 研究目的으로 채택한 전동기는 他勵電動機이고 速度式과 基本回路는 그림 2.1과 같다.

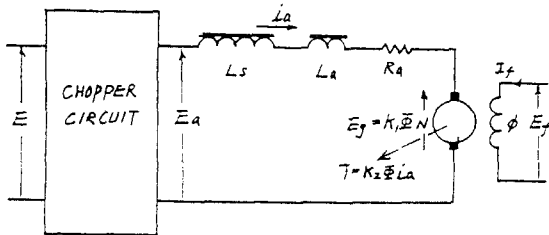


Fig.2.1 Power Circuit for the Speed Control of a Separately Excited DC Motor.

정상 상태에서 電動機의 速度, 逆起電力, 回轉方式²⁾에 따라

$$E_a = I_a R_a + E_g \dots\dots\dots (2.1)$$

$$E_g = K_1 \Phi N \dots\dots\dots (2.2)$$

$$T = K_2 \Phi I_a \dots\dots\dots (2.3)$$

와 같이 표시할 수 있고 N은 다음과 같이 나

타낼 수 있다.

$$N = \frac{E_g}{K_1 \Phi} = \frac{E_a}{K_1 \Phi} - \frac{T \cdot R_a}{K_1 K_2 \Phi^2} \dots\dots\dots (2.4)$$

式 2.4에서 보면 회전속도는 공급전압, 자속, 부하 및 토오크에 관계하는 것으로 되어 있고, 일반적으로 토오크가 一定할 경우에는 절단방식에 따라 平均적으로 供給電壓을 調節하면 회전속도를 制御할 수 있음을 보여주고 있다.

2.2 回路의 構成

이미 알려져 있는 轉流原理에 따라 여러가지로 回路^{3)~7)}를 構成할 수 있는데 本 論文에서 構成한 回路는 그림 2.2와 같고, 轉流 原理는 強制電流轉流方式에 속한다.

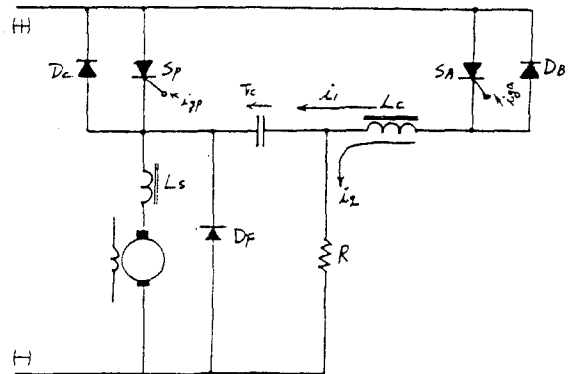


Fig.2.2 Chopper Circuit

이 回路는 電流轉流원리에 따라 구성하였지만 일반적으로 이용되는 轉流캐패시턴스의 순간 방전에 의한 轉流방식을 택하지 않고, 충동 轉流(impulse-commutated)가 되도록 回路를 구성하여 轉流상태를 개선하였다. 이 回路는 다른 轉流回路에 비해 충분한 轉流時間을 확보해 주며, 또한 부하변화에 대해서 $x(I_m/I_L)$ 가 일정히 유지되어 安定한 轉流가 되도록 하였다.

위의 그림에서 Sp는 主(power)SCR, Sa는 轉流(commutation)SCR이다. Dc는 Sa턴온으로 轉流할 때 轉流電流의 과도전류가 電源측으로 흘러 폐회로를 構成시켜 주면서 Sp를 턴온

시키는데 필요한 충분한 時間을 확보해 주기 위하여 설치하였다. 즉 D_c 는 轉流電流와 負荷電流의 差電流를 電源측에 피이드백 시키면서 S_p 양단 전위를 영으로 유지시켜서 S_p 의 턴 오프時間을 충분히 확보해 준다. D_B 는 S_p 가 턴 온될 때 轉流回路의 에너지 일부를 電源측에 피이드백시키고 그리고 轉流컨덴서의 충전을 돕는다. L_s 는 스무싱리액터(Smoothing reactor)로 S_p 가 턴 온 되었을 때 흡수한 에너지를 S_p 가 턴 오프 되었을 때 방출하여 부하전류가 완만히 흐르게 하는 역할을 한다. S_F 는 프리휠링다이오드(free wheeling diode)이며 S_p 가 턴 오프된 時間동안 L_s 에 저장된 에너지가 전동기를 거쳐 순환되도록 回路를 構成하여 준다. R 는 轉流컨덴서(C)에 S_p 의 턴 온 時間동안 원하는 충전이 이루어지도록 하기 위하여 부착하였다. 그리고 그림 2.2에 표시하지 않았지만 S_p 와 S_A 를 보호하기 위하여 컨덴서와 抵抗을 직렬로 연결하여 이것을 S_p 및 S_A 의 애노우드-캐소우드와 병렬로 연결하여 과도전압 발생을 제한하고 임계 오프 電壓 상승율(dv/dt)을 감소시키는 보호회로(snubber)가 있다.

2.3 動作原理

그림 2.2에서 構成한 초퍼회로의 轉流는 $C-L_c$ 의 振動回路로써 轉流가 이루어진다. 이 회로는 轉流초기의 轉流컨덴서 충전극성에 관계 없이 한 주기의 제어사이클만 경과하면 轉流가 능상태가 된다. 그동작 과정은 ^{8),9)} 그림 2.3에서 살펴 보았다.

도통중인 S_p (Power SCR)은 S_A (Aux SCR) 턴 온으로 轉流가 되기 시작한다. 임의의 시간 t_0 에서 S_p 가 턴 온되면 電流 i_{sp} 가 轉流컨덴서와 부하측으로 흐른다. 轉流컨덴서에 충전된 것은 S_A 턴온 순간에 S_p 를 轉流시키기 위한 轉流電流로써 작용하게 될 것이다.

S_p 가 턴온된 후 一定時間이 경과하여 S_A 턴 온으로 轉流가 시작되는 과정을 알아본다. 轉流컨덴서의 電壓은 S_p 턴온으로 좌측이 「+」우측이 「-」로 충전되어 있었고 t_1 에서 S_p 턴 온으로 轉流컨덴서의 우측에 전원전압이 공급되므로 좌측은 일시적으로 전원전압만큼 더 전

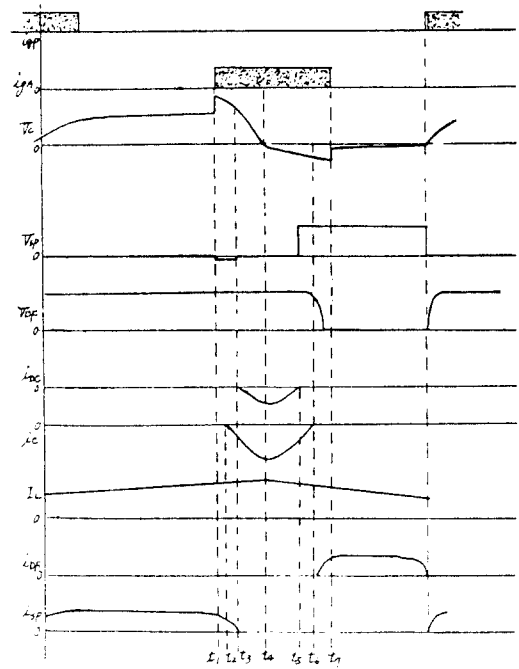


Fig.2.3 Current-Commutated Chopper Waveforms

위가 상승한다. 이 과정에서 轉流컨덴서에 충전된 電壓만큼 $t_1 \sim t_3$ 동안 S_p 에 과도 역전압으로 작용하여 S_p 를 턴 오프시킨다. S_p 가 완벽하게 턴 오프되기 위하여 짧아도 턴 오프 시간이상으로 S_p 를 유지 전류 이하로 유지시켜야 한다. 그러므로 轉流 리액턴스에 의해 지연된 轉流電流가 t_2 부터 S_p 에 역으로 공급된다. 그리고 t_3 부터 흐르는 過度轉流電流가 다이오드(D_c)를 통전시키는 시간동안 충분한 轉流時間을 확보해 주어야 한다.

S_p 에 逆電壓이 t_1 에서 t_3 까지 나타난다. t_3 에서 D_c 가 통전되므로 S_p 양단 전위는 영이 된다. t_5 에서 i_{DC} 가 멈추면 S_p 에 電源電壓 V_{SF} 로 변해간다. 프리휠링다이오드에 걸리는 電壓 V_{DF} 는 S_p 가 통전되어 있는 동안에는 電壓이 나타나지만 t_6 에서 轉流電流(i_c)가 멈추면 스무싱 리액터와 전기자의 리액터에 의해서 충전된 에너지가 방출되면서 다시 S_p 가 턴 온 될 때까지 전위가 낮은 상태로 유지된다. i_{DF} 는 t_6 가 on되고 있는 동안 흐르는 電流(i_{sp})는 負荷電流(i_L)와 轉流轉流(i_c)가 같은 값을 가지는 t_3

에서 흐름이 멈춘다. 그리고 부하전류(i_L)은 S_P 가 턴오프되는 순간인 t_4 에서 최대값을 가진다. 이때는 過度轉流電流(i_{PC})도 최대가 된다. 이상과 같이 回路가 동작하도록 다음에 설명하는 方法으로 각 소자를 선택하여 回路를 構成하였다.

2.4 轉流解析

2.4.1 回路解析

전류 SCR(S_A)을 利用하여 強制轉流電流方式으로 構成한 本 論文의 研究回路에서 主 SCR(S_P)의 轉流는 轉流컨덴서 C와 轉流리액턴스(L_c)로 構成된, $Q(\omega L/R)$ 가 큰 振動回路를 이용하고 있다. 그림 2.2에서 S_P 가 도통되어 負荷轉流 I_L 가 흐르고 있을 때 이를 턴오프시키기 위하여 S_A 의 게이트(gate)에 트리거(trigger)신호를 가하면 S_A-L_c-C 로 構成되는 폐회로에 轉流電流(i_d)가 흐르게 된다. 이때 세워지는 微方式을

$$\frac{1}{C} \int i_d dt + L_c \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) = 0 \dots\dots\dots (2.4.1)$$

$$E = i_2 R + L_c \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) \dots\dots\dots (2.4.2)$$

이 연립미분을 i_1 에 대하여 고치면

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{L_c C} i_1 = 0 \dots\dots\dots (2.4.3)$$

위 식의 해는

$$i = A e^{\alpha t} + B e^{\beta t} \dots\dots\dots (2.4.4)$$

형식으로 될 것이고 $t=0$ 에서 $i_1 = i_2 = 0$,

$\frac{di_2}{dt} = 0$ 인 조건과 振動回路임을 감안하여 해를

구한 결과

$$i = \frac{E}{L_c \beta} e^{-1/2RC} \sin \beta t \dots\dots\dots (2.4.5)$$

단, $\beta = \frac{1}{L_c C} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2$

한편 i_2 는

$$i_2 = \frac{E}{CL_c R \cdot \beta} \sin \gamma - \frac{E}{CL_c R} \frac{1}{\beta} e^{-1/2RC} \sin(\beta t + \gamma) \dots\dots\dots (2.4.6)$$

이것이 轉流해석에^{10,11,12)} 기본식이 된다. 이 식은 R, L_c , C 등의 모든 定數가 定해져야만 뜻이 있고, 다만 이 식으로부터 各定數變化에 따

른 轉流의 조건파악에 도움을 준다. 위 식에서 i_1 에 영향을 주는 것은 R, L_c , C임을 당연하나, R가 너무 적어지면 감쇄가 지나치고 진동이 일어나지 않는다. 그리고 진동전류의 最大值가 負荷電流보다 충분히 커서 S_P 를 턴 오프시킬 수 있는 조건도 이 식으로부터 구할 수 있다. 電流에는 振動하는 電流의 반주기만 利用하게 되므로 이 동안의 감쇄를 무시하면 하나의 正弦波로 보고 이로부터 平均負荷電流(I_L)는 i_m 보다 적어야 하고 부하 전류보다 큰 시간 t_c 가 S_P 의 턴 오프 시간보다 길어야 한다.

$$I_m \cos \frac{\beta t_c}{2} = I_L \dots\dots\dots (2.4.7)$$

$x = \frac{I_m}{I_L}$ 로 두면

$$t_c \frac{\beta}{2} \cos^{-1} \frac{1}{x} \dots\dots\dots (2.4.8)$$

즉 β 의 값을 한정하는 하나의 조건이 나온다. 한편 저항도 진동조건이 성립하기 위해서는 $1/L_c C \gg (1/2RC)^2$ 인 조건에서,

$$R \gg \frac{1}{2} \frac{L_c}{C} \dots\dots\dots (2.4.9)$$

또 한가지는 SCR 턴 오프시간 보다 길어야 한다는 조건에서

$$R > \frac{1}{2C \left[\frac{1}{L_c C} - \frac{2}{t_q} \cos^{-1} \frac{1}{x} \right]} \dots\dots\dots (2.4.10)$$

얻어지고, 轉流가 잘 이루어지려면 式2.4.9 및 2.4.10의 조건들이 만족되어야 한다.

2.4.2 抵抗值 決定

本 研究회로에서는 充電回路를 별도로 갖고 있고 이 抵抗을 통하여 다음 주기의 轉流에 쓰여질 電荷를 미리 확보하고 있는 것이 특징이다. 그런데 S_P 가 턴 온하여 다음 오프시간 이내에 轉流컨덴서(C)에 충분히 충전되어야 하고, 이것이 빠를수록 오프시간을 앞당길 수 있어 전동기를 미속까지도 제어할 수 있을 것이다. 이런 관점에서 볼 때 저항(R)을 회로해석이 용이한 충전회로를 기준으로 하여 간이한 方法으로 고려해 볼 만도 하다. 다시 말하면 온 오프주기(制御用 마이크로프로세서의 프로

그램시간에 따라 정해짐)보다 훨씬 짧은 시간에 충분히 충전되어야 하고 진동에도 영향을 주지 않은 범위의 저항이 되어야 하고, I_m 과 I_L 의 비(x)와 턴 오프시간도 만족하는 값이어야 한다. 또한 세 정수를 동시에 결정지을 수 없으므로 먼저 저항부터 찾아보기로 한다. 電流值의 변화과정을 일목요연하게 파악하기 위해 전산기로서 수치해석법으로 여러가지 정수를 바꿔가면서 고찰하기 위해 Runge Kutta方法으로 FORTRAN語으로 처리하기로 하였다.

미방식을 다음과 같이 고쳐놓고

$$F_1(Y_1, Y_2) = Z_1 - Z_2 Y_1 - Z_3 Y_2 \dots (2.4.11)$$

$$F_2(Y_1) = Z_2 Y_1 \dots (2.4.12)$$

단, $Z_1 = E/L, Z_2 = 1/RC, Z_3 = RL$

먼저 일반적으로 알려진 저항이 없는 회로를 구성^{7,12)}하여 실험을 하여 보았다. 이 회로구성을 위해 주어진 식으로 $L(35\mu H), C(4\mu F)$ 을 결정하였다. 決定된 정수값으로 회로를 구성하고 동일한 제어시스템으로 제어를 해 본 결과 무부하상태에서는 轉流가 가능하였으나 부하(2A)를 걸어서 실험한 결과 轉流가 되지 않았다. 본 논문에서는 轉流를 향상시키기 위하여 저항을 부착하였다. 또한 본 논문의 구성을 위해서 제시한 L 및 C 決定을 위한 식에 의해서 L 및 C를 決定하여 회로를 구성하여 저항값을 25Ω 단위로 1Ω 부터 $1K\Omega$ 까지 바꾸어 가면서 i_1, i_2 값을 고찰해 보았다.

轉流電流의 최대치는 항상 $t\phi = 18 \sim 19\mu s$ 에서 일어나고, 주파수도 거의 달라지지 않았으며, 저항치 대소에 따라 i_1 과 i_2 는 영향을 받고, 50Ω 이하에서는 i_2 가 너무 커서 轉流電流에 시만 영향을 주고, 500Ω 이상에서는 i_2 가 너무 적어 충전효과가 없어져 버린다. 이상의 사실은 2.4.10의 영향은 별로 없고 거기에서 지정하는 抵抗값은 너무 적어 아무런 뜻이 없이 실험에 의존하는 길 밖에 없음을 예시하고 있다. 결국 i_2 의 安定範圍가 $50 \sim 500\Omega$ 이므로, 이 값의 中央근방의 값과, 本 研究의 마이크로 프로세서 제어프로그램 처리시간이 3ms임과, 충전회로의 시정수가 그의 1/2인 1.5ms가 되도록 잡아 250Ω 으로 결정하였다. 한편 최소 듀우티사이클(duty cycle)의 프로그램처리시간

($150\mu s$)이 L,C감쇄진동회로 周期(75마이크로 s)의 배수가 되도록 하였다.

2.4.3 Inductance 및 Capacitance 결정

처음부터 저항이 없는 경우에 적용되는 잘 알려진 값을 택하여 저항을 먼저 정했고, 이에 알맞는 L_c, C 를 정하면 된다. 그림 2.4에서 각 주파수 β 중에 이미 $(1/2RC)^2$ 항의 영향이 없음을 확인되었기 때문에 버리기로 하면

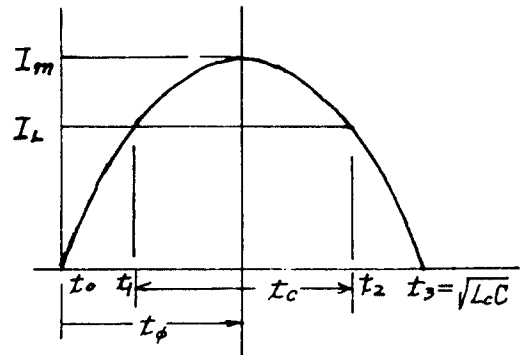


Fig.2.4 Commutating Current Waveform

$$\frac{t_c}{L_c C} = 2\cos^{-1} \frac{1}{x} = g(x) \dots (2.4.13)$$

L_c 와 C 는 항상 크기가 평형이 잡혀 있어야 진동하는 에너지 손실을 최소로 하면서 振動하므로

$$W = \frac{1}{2} C E_c^2 = \frac{1}{2} L_c i_m^2 \dots (2.4.14)$$

$$W = \frac{1}{2} L_c C_m \cdot i_m \dots (2.4.15)$$

式2.3.13를 式2.3.15에 代入하여 정리하면

$$\frac{W}{E_c I_L t_c} = \frac{x}{4\cos^{-1} \frac{1}{x}} = h(x) \dots (2.4.16)$$

式2.4.16에서 x 와 $h(x)$ 관계에서 $h(x)$ 가 最小가 되는 x 값은 $x = 1.5 \sim 1.55$ 임을 계산에서 알 수 있다.

本 論文에서는 t_q (turn off time)를 2배 t_c 로 잡았고, 最大負荷와 最小供給電壓에서도 轉流失敗가 생기지 않도록 C 및 L_c 값을 결정해야^{13,14)} 한다. 式2.4.13, 2.4.14, 2.4.15, 2.4.16으로 부터

$$\frac{1}{2} L_c I_m^2 = \frac{1}{2} C E_c^2 = \frac{1}{2} \frac{E_c I_m t_c}{2\cos^{-1}(\frac{1}{x})} \quad (2.4.17)$$

$$L_c = \frac{E_c I_m t_c}{2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{x} \right) I_m^2} = 0.4 \frac{E_c t_c}{I_L} \quad (2.4.18)$$

式2.3.13으로부터

$$C = \frac{E_c I_m t_c}{2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{x} \right) E_c^2} = 0.893 \frac{I_L t_c}{E_c} \quad (2.4.19)$$

최악조건에서 Chopper회로의 L_c 및 C 값을 결정하기 위한 각각의 변수값을 다음과 같이 하였다.

- 최대부하전류 $I_L = 7A$
- 전류시간(轉流時間) $t_c = 20\mu sec$
- 최저공급전압 $E_c = 20V$
- I_m/I_L 전류비 $x = 1.53$

전동기 부하전류를 7A로 정한 것은 定格電流의 110%까지 轉流失敗없이 운전하기 위함이고, 연구회로에 쓰여진 SCR의 턴 오프時間이 $10\mu s$ 인데 충분한 여유를 두기 위해 그의 2배인 $t_c = 2t_q$ 로 하였으며 전동기를 무부하로 온 오프하면서 연속운전하는 데는 최저 20V만 걸어주면 되었으므로 이상과 같이 정했다.

이상의 조건으로 L_c 및 C 값을 결정하였지만 실험장치를 構成하는 과정에서 計算값과 一致하는 C 를 구하기 힘들기 때문에 계산치의 각소도(ω)와 실제 각속도를 일치시키기 위해서 먼저 계산값에 가장 가까운(ω)와 실제 각속도를 일치시키기 위해서 먼저 계산값에 가장 가까운 C 를 구하고, 감쇄진동주파수를 利用하여 이에 상응하는 L_c 를 직접 제작 하였다. 이때 C 와 L 은 각각 $C = 6\mu F$, $L = 24\mu H$ 였다.

3. 實 驗

3.1 實驗裝置의 概要

지금까지 설명한 轉流過程과, 이에 따른 각회로의 定數值 결정과정에 따라 회로를 구성하여 實電動機에 적용시켜 實驗하였다. 全實驗裝置는 그림 3.1에 주어져 있고, 그의 블록선도는 그림 3.2에 그려 놓았다.

그리고 實驗에 사용된 各機械 定格은 다음과 같다.

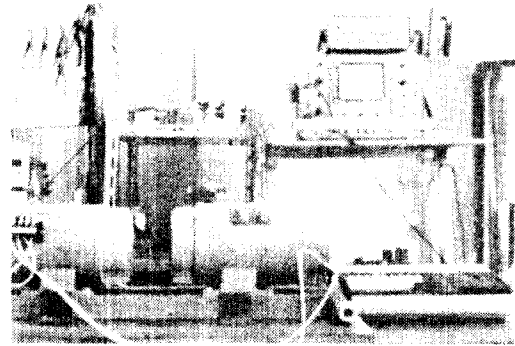


Fig.3.1 Overall View of Experimental Apparatus

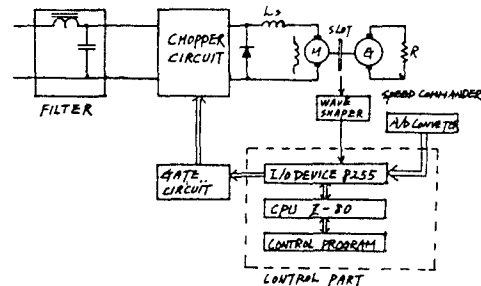


Fig.3.2 Schematic Diagram of Chopper and Control system.

全實驗機器의 主要構成은 구동전동기와 負荷인 M-G Set, 전원단속 장치인 초퍼회로, Z-80마이크로프로세서와 이에 따른 인터페이스(interface)회로로 構成되어 있다. 實驗內容과 확인한 사항등은 먼저 부하가 걸려있는 상태에서 속도조절이 가능한가? 예상하였던 부하변화에 따른 직류전류의 변화 등을 알아보았으며, 한편 이론적 R.L.C값을 근거로 構成한 초퍼회로 각부의 電壓電流과형을 오실로스코프로 검출하여 동작상태를 확인하였다.

3.2 實驗裝置의 系統圖

그림 3.2의 구성도에서 공급전원은 ^{15,16)} 교류를 직류로 바꾸어 공급하였다. 이 직류는 원치않는 리플(ripple)성분과 主SCR(S_p)의 온오프과정에서 고조파 성분이 발생한다. 이러한 성분을 제거하기 위하여 L-C필터를 DC電源에 연결한다. 초핑(chopping)으로 전동기에 흐르는 電流를 완만하게 흐르게 하기 위하여 스무

Motor	Output : 0.5kW Voltage : 110V	R.P.M : 2000 Full load Current : 6.5A
L _c , C	C : 6μF	L _c : 24μH
Diode	I _T : 16A trr : max 0.2μs	
SCR	PIV : 600V dv/dt : min 100v/μs di/dt : 50A/μs I _T : 16A t _q : max 10μsec	
Interface	I/O device : 8255 Speed Commander : A/D converter Counter : 14040B Latch device : LS373	

싱리액터를 부착하였다. 속도 지령은 가변저항의 변화를 A/D컨버터(converter)에서 디지털(digital)신호로 바꾸어 入出力裝置인 8255를 거쳐서 입력된다. 또한 전동기의 回轉速度는 옵토슬로터 커플러(opto slotted coupler)에 의해 구형파의 펄스로 바뀌어 슈미터트리거(schmitt trigger)를 거쳐서 파형을 정형한 다음 2진 카운터(binary counter)를 거쳐서 74 LS 373(latch device)을 거쳐 8255의 B포트(port)에 입력된다. 이렇게 入力된 지령치와 실제속도는 제어프로그램에 의하여 Z-80에서 비교되어 制御信號가 Z-80(CPU)에서 I/O장치인 8255의 C포트로 제어프로그램에 정하여진 시간동안 출력된다. 8255의 C포트로 나온 制御信號는 2단의 펄스트랜스로서 전원측과 제어부를 분리시킨 게이트회로를 거쳐 초퍼회로의 S_p, S_A의 게이트에 제어신호로 동작한다. 여기서 직류전동기의 速度制御는 초퍼 평균 직류출력전압에 의해서 제어가 되므로 정하여진 주기 동안에 T_{on}의 값을 변화시켜 α의 비가 변함으로써 속도조정이 되게하였다. 여기서 T 및 T_{on}의 값은 制御프로그램에 의하여 결정되어진다.

주기(T)를 고정하고 α(T_{on}/T)를 변경하기 위하여 T_{on}값을 ±1씩을 증감하면서 지령속도와 실제전동기 속도차가 ±12R.P.M이내에 들도록 제어프로그램을 작성하였다. 轉流를 가장 효과적으로 수행하기 위하여 제어프로그램의 한주기와 振動回路를 構成하고 있는 L_c-C에 의한 감쇄진동주기의 배수주기와 오차가 가장

적도록 제어프로그램을 작성하였다.

3.3 INTERFACE回路

그림 3.3은 제어용 마이크로 프로세서와 실험장치를 연결하여 제어프로그램에 따른 제어과정이 원활히 수행되도록 하는 인터페이스^{17,18)} 회로이다. 이 回路에서는 Z-80CPU와 8255素子간의 연결회로는 생략하였다. 직류전동기 속도제어를 위해 Z-80CPU를 가진 마이크로 프로세서를 이용하였다. I/O장치로 利用한 소자의 A포트는 ADC0800 A/D컨버터를 利用하여 가변저항으로 지령한 아날로그 값을 디지털로 바꾸어 8255의 A포트로 입력하였다. 그리고 실제 전동기의 回轉數를 MOC7811(OPTO SLOTTED COUPLER)에서 검출하여 여기서 나온 구형파를 슈미트 트리거를 거쳐서 완전한 구형파로 만들어서 8255의 B포트로 입력시켰다. 두 포트에 入力된 값을 CPU에서

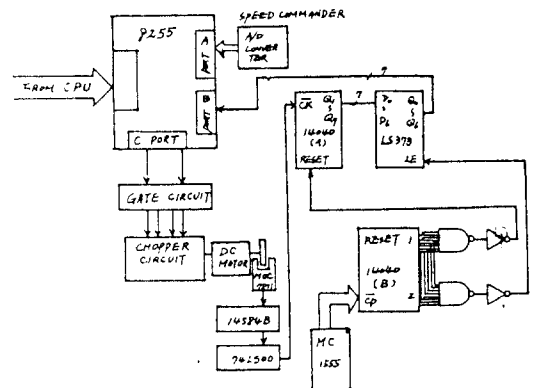


Fig.3.3 Interface circuit

비교하여 실제회전수와 속도지령치의 값이 $\pm 12\text{rpm}$ 이내가 되도록 制御프로그램을 작성하였다. Z-80에서 비교한 값의 차이에 의해 초퍼회로를 제어하기 위하여 Z-80에서 I/O소자인 8255C포트로 制御信號를 出力한다. 8255에서 出力된 게이트 제어신호는 게이트 회로의 OP Amp에 入力되어 증폭되어서 초퍼회로와 전기적으로 분리시키고 그리고 초퍼회로의 누설전류를 극복하여 제어를 행할 수 있도록 構成한 2단의 펄스 트랜스를 利用함으로써, 電源部の 노이즈, 기타 순간적인 과도현상에서 I/O장치를 보호할 수 있도록 하였다.

電動機의 회전수를 검출하는 속도검출부는 30개의 슬롯터(slot)를 가진 엔코드와 옴토슬로터 커플러에 의하여 모타회전펄스를 검출하여 14040(A)의 CK단자에 入力시킨다. 카운터 역할을 하는 14040(A)의 CK단자에 入力되는 모타 회전펄스수는 30개의 슬롯트를 가진 엔코드로 검출하므로 R.P.M으로 환산하기 위하여 MC1555 타이머(1KHz)가 매 2000개 펄스를 出力시키는 동안의 회전펄스수를 14040(A)의 CK단자에서 받아서 카운터 한다. 전체적인 동작은 MC 1555에서 나온 클럭펄스(clock pulse, 1KHz)가 타이머 역할을 하는 14040(B) CP단자에 入力된다. CP단자에 클럭펄스가 1999개 入力되면 14040(B)의 2단에서 74LS373에 래치(latch)된다.

CP단자에 클럭펄스(1KHz)가 2000개 入力되면 14040(B)1단에서 리셋트 신호가 出力되어 14040(A)와 14040(B)를 리셋트 시킨다. 위의 고정을 반복하면서, 74LS373(latch device)의 0₀~0₆에 나타난 값이 8255의 B포트로 入力되고 A/D컨버터로 이루어진 속도지령부의 지령치가 8255의 A포트로 入力된다. 8255의 A포트와 B포트값을 CPU에서 비교하여 制御信號를 C포트로 내보낸다. 이 제어신호는 게이트회로를 거쳐서 초퍼회로의 S_P 및 S_A의 게이트에 入力된다.

3.4 GATE回路

그림 3.4는 초퍼회로의 S_P와 S_A의 게이트에 制御信號를 전달하기위한 게이트회로¹⁹⁾이다.

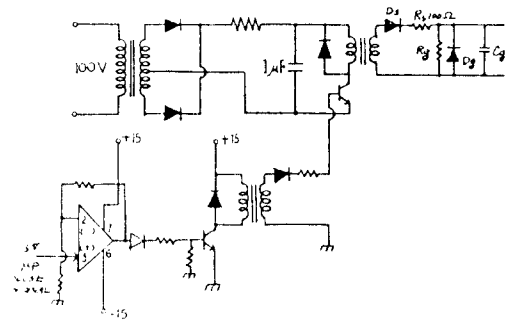
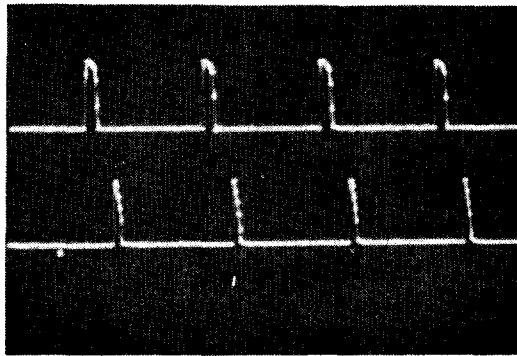


Fig.3.4 Gate Circuit

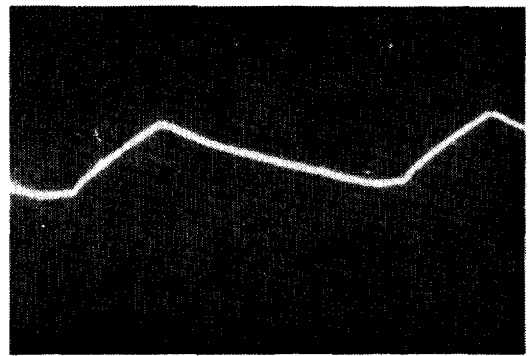
게이트회로는 8255의 C포트에서 出力된 제어 펄스신호를 OP Amp와 2단의 펄스트랜스를 거치도록하여, 초퍼회로의 누설전류를 극복하고 전원측의 서어지 전압등으로부터 制御部를 보호했다. 本 論文에서 制御信號의 전달과정은 다음과 같다. 8255의 A포트와 B포트의 入力값을 비교하여 제어프로그램에 따른 제어신호를 8255의 C포트로 출력시킨다. 이 制御信號는 5V의 電壓信號를 가지고 있다. 이것은 초퍼회로의 S_P, S_A를 구동시키기에겐 미흡하다. 이 신호를 OP AMP로 증폭시켜, 2단의 펄스트랜스를 거치도록 하여 8255의 C포트에서 出力되는 5V의 制御信號로 초퍼회로를 제어할 수 있게 하였으며 전기적으로 분리시켰다. 그리고 충격전류를 흡수하고 유도에 의한 잡음을 흡수하도록 R_g·C_g를 게이트와 캐소우드 사이에 설치했다. 또한 強制轉流시에 과대한 逆電壓이 게이트에 가해지는 것을 막기위해 D_g를 설치하였다. D_s와 R_s는 SCR점호시에 발생하는 과도게이트전압이 역류하는 것을 막도록 하였다.

4. 實驗結果

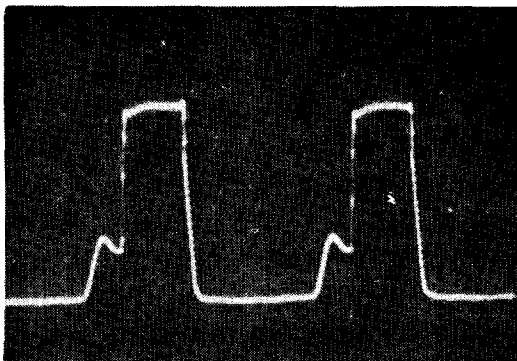
本 論文에서 構成한 L_c-C에 의한 振動回路의 감쇄진동주기는 대략 75µsec(75.36)이며 Z-80의 한 스테이트(state)처리시간은 0.5µsec이다. 전기자전류는 $\alpha(T_{on}/T)$ 가 증가할수록 완만하게 흐른다. α 가 적어서 전류의 흐름이 불연속이 되었을 때 전기자전류의 흐름이 영이 되는 t_F를 계산하여 초퍼평균출력전압을 측정할 수 있었다. 그리고 이 t_F시간을 주기 T와 같게하면 전류연속이 된다. 이것은 스무싱리액



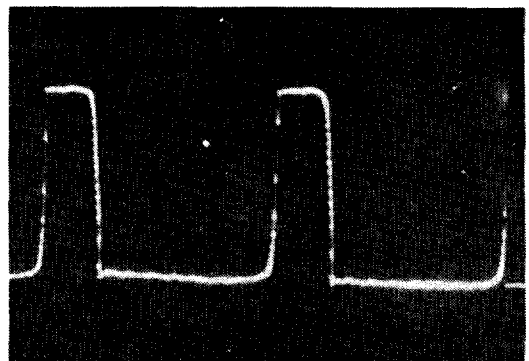
a. Gate Circuit output Signal



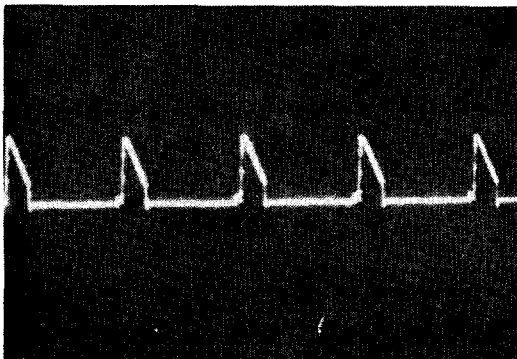
b. Armature Current



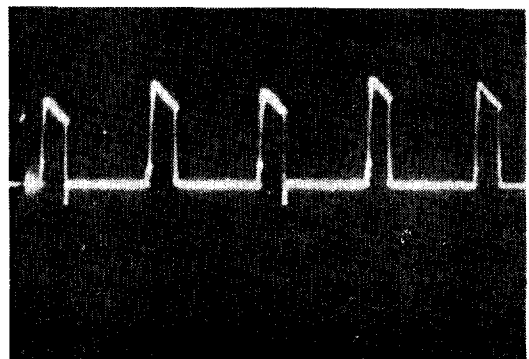
c. Armature Voltage ($\alpha = 25$)



d. Armature Voltage ($\alpha = 75$)



e. Dc Current of unloaded Condition



f. Dc Current of loaded Condition

Fig.4.1 Signal, Current and Voltage Waves

터로 조정이 가능하다. t_f 에 관계되는 이론과 관계식은 생략 하였다. 부하시험은 직류전동기를 직렬로 연결하여 한쪽 전동기는 초퍼회로에 연결하여 제어전동기로 이용하고 한쪽 전동기는 계자전류만 공급하여 발전기로 만들어 이 전동기에 저항을 연결하여 부하로 이용하였고, 시험운중 電流는 2~4A로 되었다. 운전결과 無負荷상태에서는 轉流失敗가 생기지 않았아, 특히 $\alpha(T_{on}/T)$ 의 제어범위는 저항의 변화에 민감하였다. 부하시험과정에서 CPU SPEED가 다른 마이크로 프로세서를 이요해본 결과 CPU SPEED가 빠른 것이 전류최고치는 변화 없고 파형은 앞당겨서 불연속기간이 단축된다. 그러므로 넓은 부하범위에 걸쳐 안정한 전원이 형성되어 轉流가 안전하게 이루어졌다. 그림 4.1은 無負荷상태(b,d,e)에서 $\alpha(T_{on}/T)$ 의 비를 75%했을 때 및 부하(f)를 걸었을 때의 各部의 電壓轉流波形 사진이다.

5. 結 論

本 論文에서 구성한 초퍼회로로 직류전동기를 제어해 본 결과, 저항결정과정에서 이론식은 도움을 주지 못한다는 것을 실제 전류계산 결과에서 알 수 있었으며, 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 抵抗이 없는 경우 무부하상태에서 轉流가 失敗하였던 것을 필자가 연구한 方法으로 저항을 결정하고 L_c, C 를 수정한 결과 무부하상태에서는 전 조절 범위에 걸쳐 轉流가 가능하였으며 CPU SPEED가 4MHz인 마이크로프로세서를 이용하여 부하시험한 결과 선부하의 70%까지 轉流失敗가 생기지 않았다.

2. 충동轉流를 함으로써 轉流상태는 개선이 되었지만, 고부하에 이용하려면 SCR을 보호하기 위한 보호회로(snubber)의 개선이 필요하다.

3. 일반적인 轉流회로와 달리 負荷電流變化에 따라 자동적으로 轉流電流펄스가 변하여 負荷電流와 轉流펄스電流의 최대치의 비가 一定하게 유지되어 轉流失敗가 생기지 않는다.

4. 本 論文의 轉流電流法은 먼저 역전압에

의해 主SCR(T_{on})을 턴 오프시키고 그리고 電流리액턴스(L_s)에 의해 지연된 轉流電流中の 과도전류(i_c-i_l)가 轉流다이오드(D_c)를 통전시켜 T_{on} 에 충분한 턴 오프시간을 확보해 줌으로써 轉流의 安定性을 높일수 있었다.

5. CPU SPEED (500KHz, 2MHz, 4MHz)가 다른 마이크로 프로세서를 利用하여 부하시험을 해본 결과 속도가 빠른 것일수록 부하변동에 따른 轉流動作範圍가 확대되었다. 그러므로 가능한 CPU SPEED가 빠른 마이크로프로세서를 이용하는 것이 바람직할 것으로 사료된다.

參考文獻

1. J.R donnalley : SCR Manual. General electric Company, pp. 1-109.
2. SN.N. Singh and D.R.kohli : "Performance Determination of a Chopper - Controlled Separately Excited DC Motor" IEEE Trans. Vol. IE-31, No. 1, Feb. 1984, pp. 37-42.
3. Satoru Sone and Youichi Hori : "Microprocessor-Based Universal Thyristor S.W. and Its Application to a PWM Inverter for Traction" IEEE Trans. Vol. IECI-28 No. 2, May 1981, pp. 162-167.
4. M.H.Rashid Member, IEEE : "Dynamic Responses of DC Chopper-Controlled Series Motor" IEEE Trans. Vol. IECI-28 No. 4, Nov, 1981, pp. 323-330.
5. J.B.Klaassens : "Analysis of a Forced Commutation Circuitry for Design of Class of Thyristor Inverters" IEEE Trans. Vol., IECI-20, No. 3, August 1973, pp. 125-12.
6. Mita Ray and Asit K. Data : "Optimum Design of Commutation Circuit in a Thyristor Chopper for DC Motor Control" IEEE Trans. Vol. IECI-23, No. 2, May 1976, pp. 129-132.
7. Phoivos D. Ziogas, Member, IEEE : "A Complementary Current Impulse Commutated Thyristor Inverter" IEEE Trans. Vol. IE-30, No.1, Feb. 1983, pp. 29-34.
8. A.K. Datta M. Moroy : "Analysis of a Thyristor Chopper with Inductive Load for

- DC to DC transformer-like Conversion”
Indian Journal of Pure & Applied Physics Vol.
11, May 1973, pp. 313-318.
9. B.D. Bedford & R.C. Hoft : “Principle of Inverter Circuits, John Wiley & Sons Inc. pp. 165-230.
 10. Sailendra N. Bhadra Nisit K.D.E and Ajit K. Chattopadhyay : “Regenerative Braking Performance Analysis of a Thyristor Chopper Controlled DC Series Motor” IEEE Trans. Vol. IECI-23, No. 4, Nov. 1981, pp. 342-352.
 11. G.K. Dubey and William Shepherd : “Transient Analysis of Chopper-Fed DC Series Motor” IEEE Trans. Vol. IECI-28, May 1981 pp. 146-158.
 12. S.B. Dewan, A. Straughen : Power Semiconductor Circuit, John Wiley & Sons, Inc.
 13. J.B. Plant : “Microprocessor Control of Position or Speed of an SCR DC Motor Drive” IEEE Trans. Vol. IECT-27 NO. 3, August 1980, pp. 228-234.
 14. S.M. Sriraghavan, Bishnu D. Pradhan : “An Improved Complementary Impulse - commutated Inverter Using Saturable Inductors” IEEE Trans. IECT-28 No. 1 Feb. 1981, pp. 50-55.
 15. Paresh C. Sen : “DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal” IEEE Trans. IECI-25, No. 4, Nov. 1978, pp. 347-354.
 16. Prakash H. Nayak : Optimizing the PWM Waveform of a Thyristor Inverter” IEEE Transaction on Application, Sep./Oct. 1975, pp. 526-530.
 17. Frederick Rodrigues and Thomas H. Barton : “A Mercury Inverter Controller” IEEE Trans, Vol. IECI-26, No. 3, August 1979, pp. 156-160.
 18. A.K. Lin and W.W. Koepsel : “A Microprocessor Speed Control System” IEEE Trans, Vol. IECI-No. 3, August 1977, pp. 241-247.
 19. V.P. Ramamurthi and Bell. Ramaswami : “A Novel Three-Phase Reference Sine-Wave Generator for PWM Inverters” IEEE Trans. Vol. IE-29, No. 3, August 1982, pp. 235-240.
 20. M. Sri-Jayantha and John J. Henry : “SCR-Controlled DC Motor Model for an Electric Vehicle Propulsion System Simulation” IEEE Trans. Vol. IE-31, No. 1, Feb. 1984, pp. 18-25.
 21. P.R.K. Chetty. : “Current Injected Equivalent circuit Approach to Modeling of S.W.DC-DC Converters in Discontinuous Inductor Conduction Mode” IEEE Trans. Vol. IE-29, No. 3, August 1982, pp. 230-234.
 22. Robert L. Steigerwald and Douglas C. Hopkins : “Characteristic Input Harmonics of DC-DC Converters and Their Effect on Input Filter Design” IEEE Trans. Vol. IECI-28, No. 2, May 1981, pp. 73-82.
 23. Rodney Zaks : Programming The Z-80, Sybex pp. 154-437.