

직렬 브리지형 인버터에 의한 단상 유도전동기의 속도제어에 관한 연구

박진길* · 정병건* · 한봉주** · 정주윤*** · 정삼식***

A Study on the Speed Control of Single Phase Induction Motor by Full Bridge Series Inverter

J.G. Park, B.G. Jung, B.J. Han, J.Y. Chung, S.S. Jung

Abstract

The application of A.C. motor to servomotor is rapidly increased according to the recent advance of power electronics and digital control techniques. The induction motor is widely used in the industrial field for the variable speed and position control because of its simple structure and easy maintenance.

In this paper, the speed of single phase induction motor driven by full bridge inverter is controlled by a PID controller under the condition of stepwise disturbance load changes, and the current characteristics of the system is investigated to look for the good properties of A.C. motor torque through the experiment.

From the experimental results, it is confirmed that the speed of single phase induction motor driven by full bridge series inverter can be smoothly controlled by an analog PID controller.

제1장 서론

유도전동기는 직류전동기에 비해 기계적인 구조가 간단하고 고장시 보수가 용이하며 또한 값이 저렴하다는 등의 여러 장점에 의해 산업용 동력원으로 널리 사용되고 있다. 한편 단상유도전동기(Single Phase Induction Motor : SPIM)는 3상이 공급되지 않는 가정용 소형기계의 동력원과 주로 0.75kW 이하의 소출력에 널리 사용되고 있으며 요즘에는 에너지 절약 및 시스템의 제어용으로 원활한 가역회전 및 광범위한

* 한국해양대학교 해사대학 기관공학과
** Han's Eng.
*** 한국해양대학교 대학원

속도조정의 요구가 증가되고 있다. 단상유도전동기는 기동토크를 발생하는 방법에 따라 분상형, 반발형, 펄스형등이 있다. 본 논문에서 실험한 콘덴서분상형(Condenser Split-Phase Type) 단상유도전동기는 보조권선에 콘덴서가 직렬로 접속되어 있기 때문에 주권선과 보조권선에 흐르는 전류의 위상차가 생겨 전동기에 기동 토크가 발생하게 된다.

한편 최근에는 반도체 전력변환장치와 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 전동기의 변속제어를 할 때 하드웨어의 간략화 및 효율적인 제어를 수행할 수 있게 되었다.^{1,2)} 가변속제어를 위한 시스템에는 직류-교류 전력변환 장치인 PWM 인버터가 주로 사용되는데 이는 전압과 주파수를 동시에 제어하며, 특정 고조파를 제거 또는 감소시킬수 있는 잇점이 있으므로 교류전동기의 속도제어와 최대 토크운전에 많이 쓰이고 있다.³⁾

유도전동기는 위에서 언급한 여러가지 장점과 다용성에도 불구하고 직류전동기에 비해 비선형요소가 많이 포함되어 있기 때문에 속도제어를 하는데 많은 어려움을 가지고 있다. 따라서 본 연구에서는 PWM 인버터의 원리를 이용한 직렬 브리지형 인버터와 PID 제어기를 이용하여 콘덴서분상형 단상유도전동기의 원활한 속도제어 방법을 개발하는데 그 목적을 두고 있다.

실험장치는 전브리지형 직렬 인버터(Full Bridge Series Inverter), 이를 구동하는 고속 마이크로프로세서(EV8097BH), 전자식 제어장치와 콘덴서분상형 단상유도전동기등으로 구성하기로 한다.

그리고 직렬 브리지형 인버터를 이용하여 유도전동기의 속도를 제어하는 경우에 펄스폭을 가변함으로써 완전한 정현파 전류는 얻을 수는 없으나 20-80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기와 각 트랜지스터 소자의 통전시간을 적절히 조절하여 유사정현파가 되도록 하고, 아나로그 PID 제어기를 이용하여 원활한 속도제어가 이루어짐을 확인하고자 한다.

제2장 이론적 고찰

2.1 단상유도전동기와 속도제어의 원리

2.1.1 단상유도전동기의 원리와 특징

그림 2.1에서 고정자권선에 단상여자전류가 통하면 a'c'축에 $\phi = \phi_m \cos \omega t$ 로 표시되는 교번자계가 생기는데, ϕ_r 은 시계방향, ϕ_1 은 반시계방향으로 동일각속도 ω 로 회전하고 있다면, 이것은 회전자계 $\phi_r = 1/2 \phi_m$, $\phi_1 = 1/2 \phi_m$ 으로 분해할 수 있다. 이 교번자계의 자속은 일정하며 크기는 정지교번자계 최대치의 1/2과 같다. 따라서 단상유도전동기는 마치 동일한 회전자에 대하여 좌·우회전하는 자계가 동시에 작용하는 것 처럼 되므로 같은축에 회전방향이 서로 반대되는 2개의 전동기가 작용하고 있는것과 같다.

전동기가 회전자계 ϕ_r 방향으로 슬립 \hat{S}_1 로 회전하고 있다면, 회전자계 ϕ_1 에 대한 슬립 \hat{S}_2 및 회전자 속도 N_2 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S_2 = \frac{N_s - (-N)}{N_s} = \frac{N_s + N_s(1 - \hat{S}_1)}{N_s} = 2 - \hat{S}_1 \quad (2.1)$$

$$N_2 = N_s + N = N_s + N_s(1 - \hat{S}_1) = N_s(2 - \hat{S}_1) \quad (2.2)$$

회전자계 ϕ_r 및 ϕ_1 에 의한 토크 곡선 τ_r 및 τ_1 곡선은 그림 2.2와 같이 된다. 그 특징으로 첫째, τ_r 과 τ_1 은

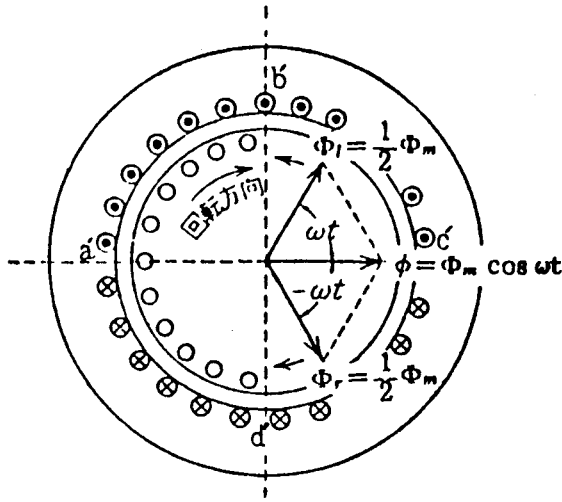


Fig. 2. 1. A Cross Section of S.P.I.M.

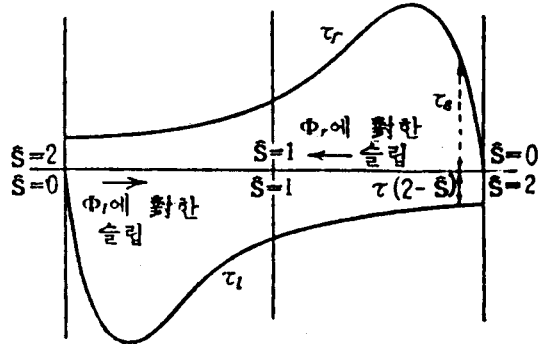


Fig. 2. 2. Torque Characteristic Curve of S.P.I.M.

정지상태 즉 $\hat{S}=1$ 에 있어서 그 크기는 같고 방향은 반대로 되기 때문에 합성토크는 영이 되므로 기동토크는 영으로 된다. 둘째, 합성토크는 \hat{S} 가 1보다 작게 되는 방향으로 작용하며 이것이 부하토크보다 클 때 비로소 가속되어 간다. 따라서 합성토크는 $\hat{S}=0$ 되기 직전 즉 동기속도보다 약간 낮은 속도에서 영으로 되기 때문에 전동기에 기계손이 전연 없다고 해도 무부하속도는 동기속도보다 약간 낮다.^{4,5,6)}

2.1.2 단상유도전동기의 속도제어 이론

유도전동기의 속도를 제어하는 방식은 극수변환방식, 1차 전압제어, 2차 여자제어 및 1차 주파수제어등이 있다. 1차 주파수제어방식은 인버터를 이용하여 주파수를 적절히 변화함으로써 원하는 속도를 얻을 수 있고, 부하의 변동시 슬립을 조절하여 유도전동기가 일정한 속도를 유지하게 하는 방식이다.

일반적으로 P극의 유도전동기의 동기속도 N_s , 주파수 f 및 슬립 \hat{S} 의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$N_s = \frac{120}{P} f, \quad \hat{S} = \frac{N_s - N}{N_s} \tag{2.3}$$

$$N = N_s(1 - \hat{S}) \tag{2.4}$$

식 (2.4)에서 N 는 단상유도전동기가 시계방향으로 회전하고 있을때 전동기의 속도를 나타낸다면, 반시계 방향으로 회전하는 경우에는

$$N = N_s(2 - \hat{S}) \tag{2.5}$$

가 된다.

보통 유도전동기는 최대자속밀도에서 동작하도록 제작된다. 토크와 자속은 정속도 하에서는 비례관계에 있으므로 운전중에 최대토크를 유지하려면 최대자속을 일정하게 유지하여야 하고, 주파수가 변하면 그에 비례해서 동기속도가 변하며 실제 회전속도도 거의 같은 속도로 변하게 된다. 따라서 식 (2.3) 및 (2.5)으로부터 1차 주파수 혹은 슬립을 제어함으로써 전동기 회전속도 N 를 제어할 수 있다.

2.2 직렬 인버터의 원리와 구조

그림 2.3은 전브리지형 직렬 인버터(Full Bridge Series Inverter)를 나타낸다. 직렬 인버터는 SCR을

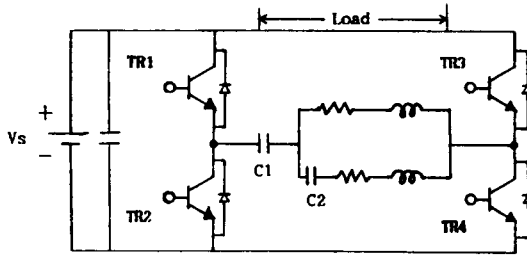


Fig. 2. 3. Full-Bridge Series Inverter

전류장치(轉流裝置)에 사용하고, 공진현상을 이용하여 고주파의 정현파를 얻어서 유도전기로에 이용하지만 본 논문에서는 유도전동기의 속도제어를 위하여 트랜지스터 전력소자를 이용한 브리지 공진형 인버터로 구성하였다. 이 브리지 공진형 인버터는 소자의 스위칭 작용으로 인하여 전동기의 전기자적 소음 및 진동의 원인이 되는 고조파를 감소시킬수

있는 장점이 있기 때문에 교류전동기의 속도제어와 최대 토크 운전에 많이 사용되고 있다.^{7,8)}

그림 2.3에서 TR1, TR4가 동시에 통전되면 부하의 양단에 Vs의 전압이, 반주기 후 TR2, TR3가 통전되면 부하의 양단에 -Vs의 역전압이 가해진다. 따라서 직류전압은 교류로 변화되어 부하에 전달된다. 그러나 ON-OFF 상태로 전환될 때 트랜지스터의 스위칭순서를 바꾸어 주게 되는데, TR1과 TR2, TR3와 TR4가 동시에 도통되면 Vs와 접지점 사이에 단락회로가 형성되어 파워트랜지스터가 파손될 가능성이 있다. 이를 방지하기 위해서는 TR1과 TR4, TR2와 TR3를 구동시키는 ON-OFF 신호 사이에 지연시간(Dead time)이 필요하다. 지연시간이 커질수록 전원전압의 이용율이 떨어지므로 가능한 지연시간을 줄이는 것이 요구되며 본 논문에서는 100μsec로 하였다.

인버터의 점화순서, 시기 및 부하의 전압은 그림 2.4에서 나타낸다. 그림 2.4에서, 부하에 흐르는 전류를 조절하기 위하여 동일한 주파수에서 TR1과 TR4, TR2와 TR3가 동시에 통전되는 시간을 조절할 수 있다. 즉 통전시간비를 9 : 1에서 3 : 7까지 다양하게 변화시켜 인버터의 출력전압 펄스폭을 가감함으로써 유도전동기의 전류파형을 개선하고, 잡음을 줄인다.

2.3 PID 제어 알고리즘

연속치계 PID 제어계의 전달함수는 $G_c(s) = K_p(1 + 1/T_i s + T_d s)$ 로 표현된다. 여기서 K_p 는 PID 제어기의 비례동작시 이득이며, T_i 및 T_d 는 각각 적분 및 미분시간이다. 따라서 이 계수들은 시스템 설계시에 결정된다.

오차 $e(t)$ 를 입력으로 한 PID 제어기의 출력 $V_c(t)$ 는 다음과 같다.

$$V_c(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (2.6)$$

식 (2.6)에서 적분제어항은 정상상태 오차를 줄이기 위한 동작을 하고 미분제어항은 미래 예측적인 동작

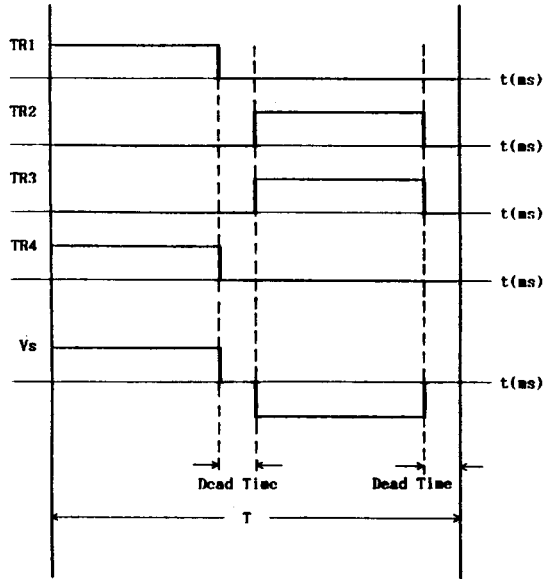


Fig. 2. 4. Time Chart of Full-Bridge Inverter

을 함으로써 응답에서의 오버슈트(Overshoot)를 줄이고 또한 응답속도 및 과도응답을 개선하는데 영향을 미친다.

2.4 시스템의 모델링

2.4.1 콘덴서분상형 단상유도전동기의 등가회로

단상유도전동기는 여러가지 형이 있으나 본 실험에서는 역회전 및 기동이 용이한 콘덴서분상형을 사용하였다. 콘덴서분상형 단상유도전동기는 보조권선에 직렬로 콘덴서를 접속시켜 주권선과 보조권선에 흐르는 전류의 위상차가 약 90도 정도 생기게 한 것이다. 따라서 이 전동기는 거의 완전한 2상식 회전 자장이 생기므로 기동토크가 크다. 그림 2.5는 콘덴서분상형 단상유도전동기의 회로를 나타내고 있으며, 주·보조권선의 권선분포는 동일하다. 전동기의 등가회로는 그림 2.6과 같고, 회전자계설(Revolving-Field Theory)에 의하여 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.^{5,16)}

$$\begin{aligned} V_m &= I_m Z_1 + I_m Z_f - j a I_a Z_f + I_m Z_b + j a I_a Z_b \\ &= Z_T I_m - j a (Z_f - Z_b) I_a \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} V_a &= I_a Z_{1a} + I_a Z_c + I_a a^2 Z_f + j a I_m Z_f + I_a a^2 Z_b - j a I_m Z_b \\ &= j a (Z_f - Z_b) I_m + Z_{Ta} I_a \end{aligned} \quad (2.8)$$

식 (2.8)과 (2.9)에서 $V_m = V_a$ 라고 하면, 주·보조권선의 전류는 각각 다음과 같다.

$$I_m = \frac{V(Z_{Ta} + j a (Z_f - Z_b))}{Z_T Z_{Ta} - a^2 (Z_f - Z_b)} \quad (2.9)$$

$$I_a = \frac{V(Z_T - j a (Z_f - Z_b))}{Z_T Z_{Ta} - a^2 (Z_f - Z_b)} \quad (2.10)$$

여기서, V_m, V_a : 주권선 및 보조권선전압

I_m, I_a : 주권선 및 보조권선전류

a : 실효권선비(보조권선상의 권수/주권선상의 권수)

$Z_1 = R_1 + j X_1$: 주권선의 임피던스

$Z_{1a} = R_{1a} + j X_{1a}$: 보조권선의 임피던스

$Z_c = R_c + j X_c$: 콘덴서의 임피던스

$Z_f = R_f + j X_f$: 회전자의 정상(正相), 임피던스

$Z_b = R_b + j X_b$: 회전자의 역상(逆相), 임피던스

$Z_T = X_1 + X_f + X_b$

$Z_{Ta} = X_{1a} + a^2 (X_f + X_b)$

이다.

그림 2.6에서 전동기의 토크는 다음과 같다.

$$T_f = R_f (I_m - j a I_a)^2$$

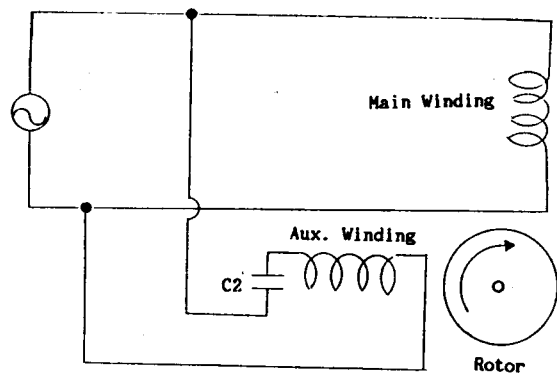


Fig. 2. 5. Space Circuit of Condenser Split-Phase Type S.P.I.M.

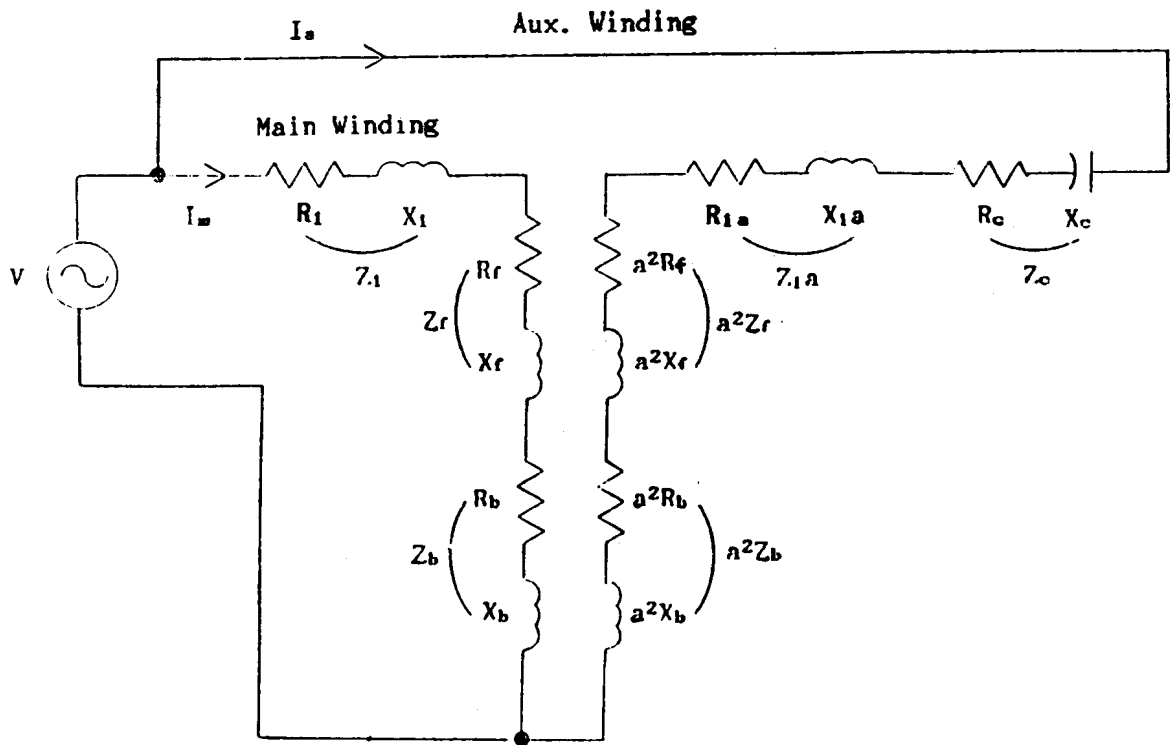


Fig. 2. 6. Equivalent circuit of Condenser Split-Phase Type S.P.I.M.

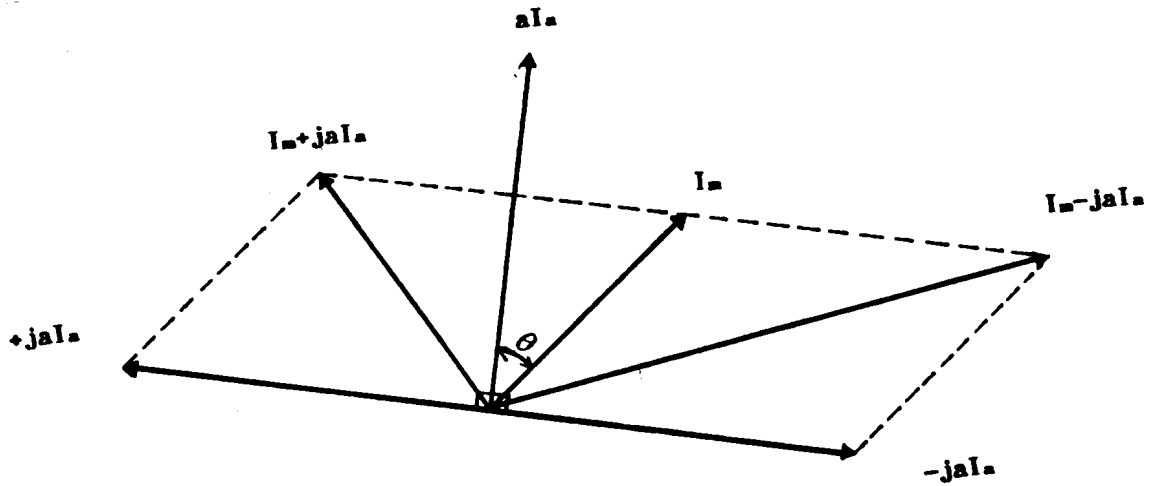


Fig. 2. 7. Phasor Diagram of Condenser Split-Phase Type S.P.I.M.

$$T_b = R_b (I_m + jaI_a)^2 \quad (2.11)$$

여기서, T_5 , T_6 : 정상(正相) 및 역상(逆相) 토크

R_f , R_b : 정상(正相) 및 역상(逆相) 저항

이다.

또한 그림 2.7의 페이저(Phasor)도에서 Cosine 법칙을 적용하면 식(2.12)가 된다.

$$\begin{aligned} T_f &= R_f(I_m^2 + (aI_a)^2) + 2aI_mI_a \sin\theta \\ T_b &= R_b(I_m^2 + (aI_a)^2) - 2aI_mI_a \sin\theta \end{aligned} \quad (2.12)$$

식 (2.12)에서 모타의 전기적인 입력 T_s 와 출력 T_m 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_s &= T_f - T_b = \{I_m^2 + (aI_a)^2\} (R_f - R_b) + (2aI_mI_a \sin\theta) (R_f + R_b) \\ T_m &= T_s(1 - \hat{S}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

식 (2.7) - (2.13)의 계수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{0.5 \cdot K_b^2 \cdot R_2 / \hat{S}}{(R_2/X_o)^2 + 1} = \frac{0.5}{R_2} \cdot K_b^2 \cdot X_o \cdot \hat{S} \\ X_f &= \frac{0.5 \cdot K_b [X_o (R_2/X_o \cdot \hat{S})^2 + X_2]}{(R_2/X_o)^2 + 1} = \frac{0.5 \cdot X_o \cdot K_b [R_2 + X_o \cdot \hat{S}^2 \cdot X_2]}{R_2^2 + X_o^2 \hat{S}^2} \\ &= 0.5 \cdot K_b \cdot [X_o + X_2 \cdot (X_o/R_2)^2 \cdot \hat{S}^2] \\ R_b &= \frac{0.5 \cdot K_b^2 \cdot R_2 / (2 - \hat{S})}{[(R_2/X_o(2 - \hat{S}))^2 + 1]} = \frac{0.5 \cdot K_b^2 \cdot R_2(2 - \hat{S})}{(R_2/X_o)^2 + (2 - \hat{S})^2} = \frac{0.5 \cdot K_b^2 \cdot X_o^2(2 - \hat{S})}{R_2^2 + 4X_o^2} \\ X_b &= \frac{0.5 \cdot K_b [X_o \{ (R_2/X_o(2 - \hat{S}))^2 + X_2 \}]}{[(R_2/X_o(2 - \hat{S}))^2 + 1]} = \frac{0.5 \cdot K_b [X_o (R_2/X_o)^2 + X_2(2 - \hat{S})^2]}{(R_2/X_o)^2 + (2 - \hat{S})^2} \\ &= \frac{0.5 \cdot K_b \cdot X_o [R_2^2 + X_2 \cdot X_o \cdot (2 - \hat{S})^2]}{R_2^2 + 4X_o^2} = \frac{0.5 \cdot K_b \cdot X_o \cdot [R_2^2 + 4 \cdot X_2 \cdot X_o \cdot (1 - \hat{S})]}{R_2^2 + 4X_o^2} \\ K_b &= \frac{X_m}{X_1 + X_m} = \frac{X_m}{X_2 + X_m} \quad (\text{if } X_1 = X_2) \end{aligned}$$

여기서, R_1, R_2 : 1차 및 2차권선의 저항

X_1, X_2 : 1차 및 2차권선의 누설

리액턴스

$X_o = X_1 + X_m$: 2차권선의 무부하시

1차권선의 리액턴스

\hat{S} : 슬립

이다.

그림 2.8은 콘덴서분상형 단상유도전동기의 토오크 특성 곡선을 나타내고 있으며 실선은 콘덴서 기동특성을, 점선은 운전특성을 나타내고 있다. 그림에서 보조권선에 직결된 콘덴서로 인하여 기동토오크가 발생함을 알 수 있다. 이 콘덴서가 기동 후 원심개폐기등의 기구에 의하여 절환되면 기동토오크

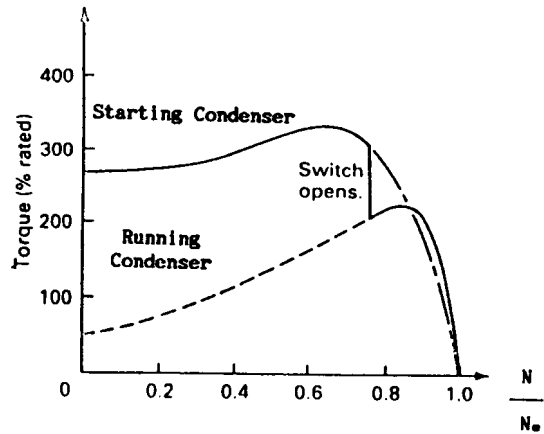


Fig. 2. 8. Torque-Speed Characteristic Curve of Condenser Split-Phase Type S.P.I.M.

는 순간적으로 수직 하강하게 되는 특성을 가지고 있다. 그러나 실험에 사용된 전동기의 콘덴서는 기동 후 운전중에도 계속 동작하는 영구콘덴서이다. 이 영구콘덴서의 크기를 변화시키면 운전중인 전동기의 토오크도 변동하므로 원하는 운전특성을 얻을 수 있다.

2.4.2 시스템의 전달함수와 블록선도

유도전동기는 비선형특성을 가지고 있고, 또한 전동기 구동회로 및 기타부속장치가 첨가되어 회전계통의 전달함수를 정확히 구하는 것은 상당히 어렵다. 그래서 시스템의 근사적인 전달함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

유도전동기의 속도제어계통 전체개략도와 블록선도 즉 그림 2.9와 2.10에서와 같이 수동으로 주어지는 기준신호의 회전수를 $\Omega_r(s)$, 타코제너레이터에서 캐환된 회전수가 $\Omega_t(s)$ 일때 아나로그 PID 제어기의 입력값 $E(s)$ 와 출력값 $V_c(s)$ 는 다음과 같다.

$$E(s) = \Omega_r(s) - \Omega_t(s) \tag{2.14}$$

$$V_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \tag{2.15}$$

제어시스템에서 전동기의 이득 k_m 은 비선형적으로 변한다. 그러나 그림2.8의 토오크곡선에서 전동기의 슬립이 저속에서는 토오크에 비례하고, 고속에서는 반비례하지만 동작점 부근에서 선형화 하면, 유도전동기의 토오크출력 $T_m(s)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_m(s) = K_m \cdot V_c(s) \tag{2.16}$$

그리고 전동기에 직결된 단상교류발전기의 저항부하에 의한 토오크 T_l 이 가해질때 전동기의 토오크와의 차의 토오크 $T(s)$ 와 이것이 회전계통에 주어질때의 전동기의 회전수 $\Omega_m(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

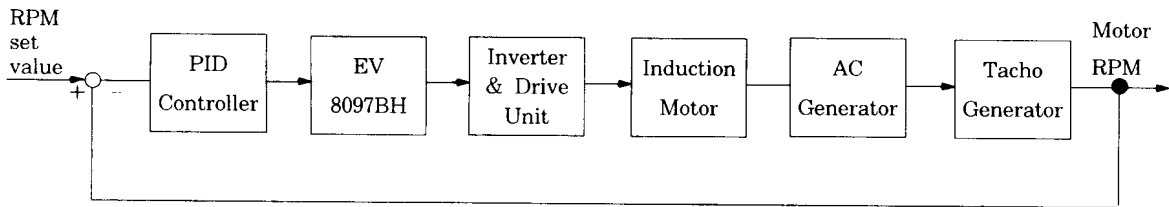


Fig. 2. 9. Schematic Diagram of Control System

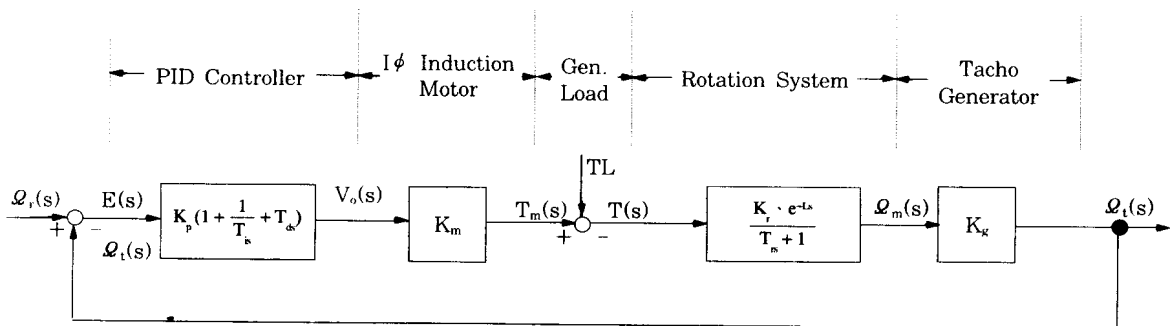


Fig. 2. 10. Block Diagram of Control System

$$T(s) = T_m(s) - T_1 \quad (2.17)$$

$$\Omega_m(s) = \frac{K_r \cdot e^{-tS}}{T_r S + 1} T(s)$$

여기서 유도전동기의 시정수 T_r 은 실험에서 근사적으로 구하였으며 약 16sec가 된다.¹⁷⁾

결국 회전계통의 전달함수에 타코제너레이타의 이득을 곱한값 즉 시스템의 출력 $\Omega_t(s)$ 는 식(2.19)와 같이 표현할 수 있다.

$$\Omega_t(s) = K_g \cdot \Omega_m(s) \quad (2.19)$$

제3장 제어 시스템 설계

3.1 제어계통의 구성

그림 3.1은 실험장치의 전체적인 개략도를 나타내고 있다. 실험장치는 크게 주파수에 따른 펄스폭을 만드는 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH, 직렬인버터 및 콘덴서분상형 단상유도전동기의 세부분으로 구성되어 있다.

소프트웨어적으로 처리된 데이터는 I/O 장치를 통하여 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH의 입력포트에 전달되고, 이곳에서 주파수에 따른 펄스폭을 만들어 아나로그로 변환되어 출력된다. 이 신호는 증폭회로와 포토커플러를 거쳐 인버터의 파워트랜지스터의 베이스에 트리거신호를 발생시킨다. 인버터는 4개의 파워트랜지스터의 ON-OFF에 따라 직류전원을 원하는 주파수를 갖는 교류전원으로 바꾸게 되고, 그에 따라 단상유도전동기의 회전수를 제어할 수 있다.

한편 브리지 회로를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 고주파수에서 저주파수로 갑자기 전동기 속도를 감소하면 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전원방향으로 전류가 역류하게 된다. 이로 인하여 인버터 주위 소자의 전압이 상승하게 되고 이 고전압때문에 파워트랜지스터와 주위소자가 파손된다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 과전압 방지회로를 설치되어 있다.

단상유도전동기에는 단상교류발전기와 타코제너레이타가 직결되어 있으며, 교류발전기에는 저항부하가 연결되어 스위치의 개폐에 따라 계단상의 부하가 가해지게 된다. 타코제너레이타에서 측정된 데이터는 아나로그 PID 제어기에서 기준 데이터와 비교되어 그 오차값이 EV8097BH 자체에 내장된 A/D컨버터로 입력된다. 또한 타코제너레이타의 전압, 즉 회전속도 데이터는 12비트 A/D컨버터를 통해 PC에 수집된다.

그림 3.2는 본 논문에서 구성한 실험장치의 실제모습을 나타내고 있다.

3.2 마이크로 프로세서 인버터

3.2.1 마이크로프로세서

마이크로프로세서는 제어전용인 16비트 인텔 EV8097BH를 이용하였고 전체계통도는 그림 3.3과 같다.^{9,10)}

EV8097BH는 외부와 통신하여 프로그램을 실행하는 고속입출력유닛, 아나로그 신호를 디지털 신호로

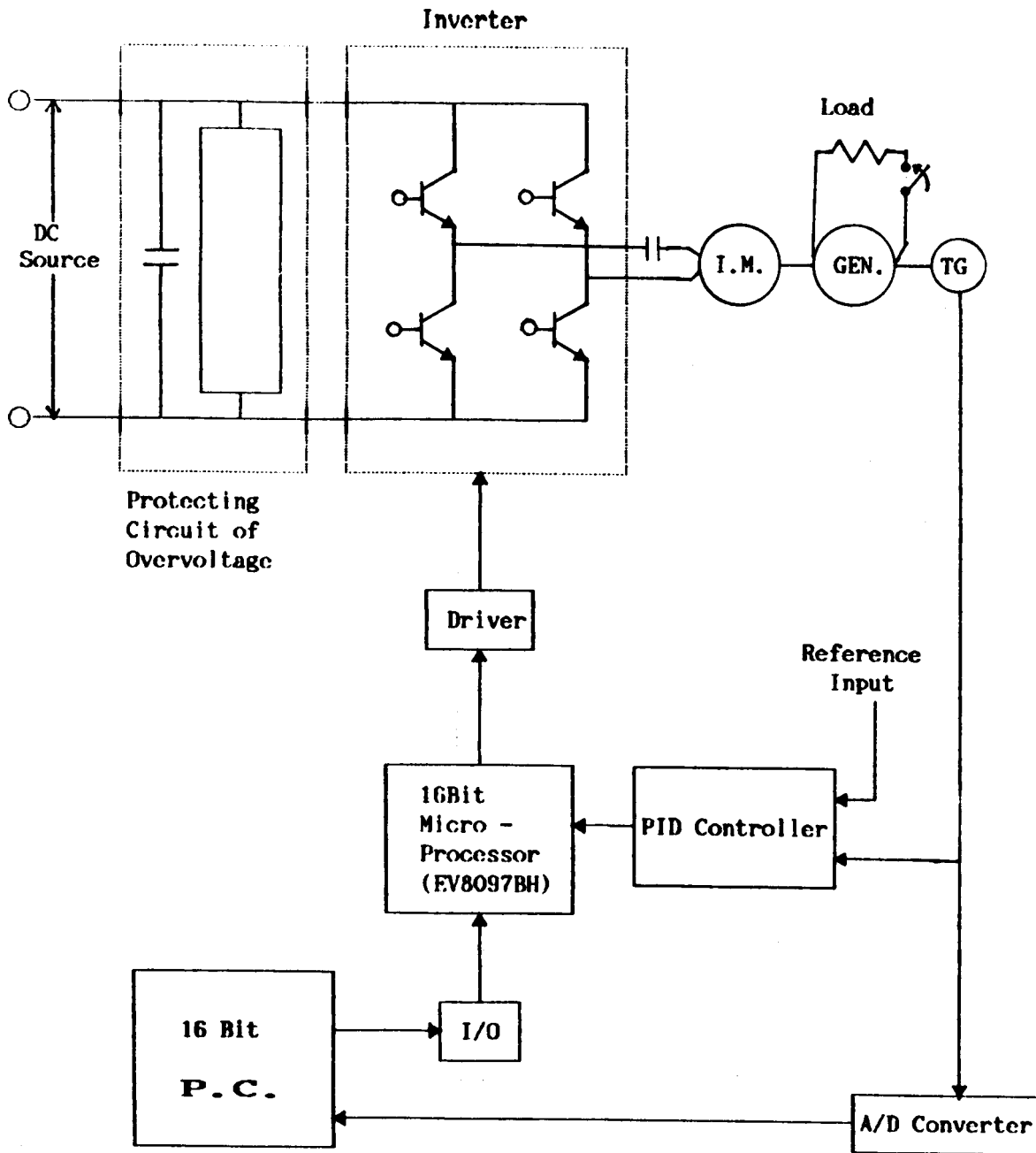
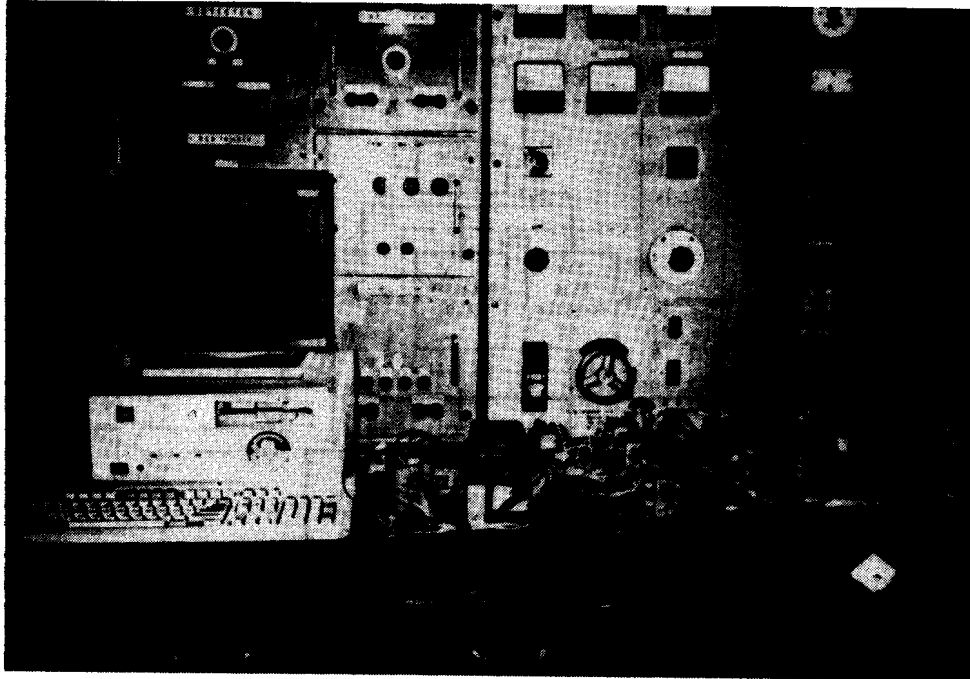


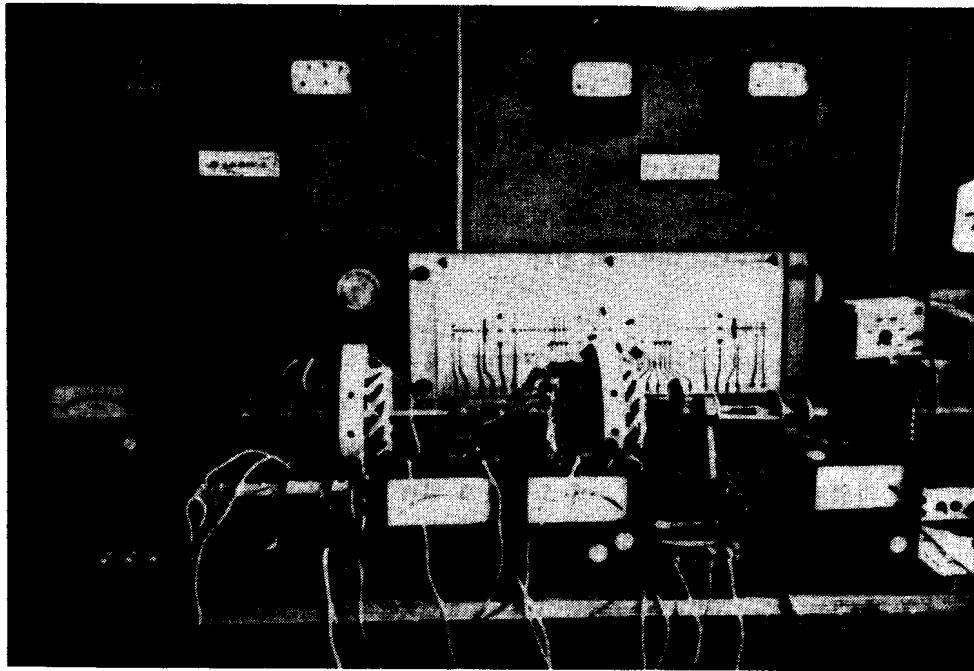
Fig. 3. 1. Schematic Diagram of Experimental Equipment

바꾸는 A/D컨버터, 직렬포트, 그리고 디지털 신호를 다시 아날로그 신호로 바꾸는 펄스폭 변조회로를 내장한 CPU이다.

EV8097BH는 10비트 A/D컨버터와 아날로그 채널 5개를 사용해서 아날로그신호를 받아 프로그램 실행 후 PWM 과 BI-DIRECTIONAL채널로 아날로그를 출력한다. JP1 ANALOG INPUT CONNECTOR의 1번(ANGND), 2번(ANALOG CHANNEL 0) 및 4번(VERF)의 입력포트를 통해 받은 데이터



(a) Microprocessor and Inverter Part



(b) Induction Motor and AC Generator Part

Fig. 3. 2. Photograph of Experiment Equipments

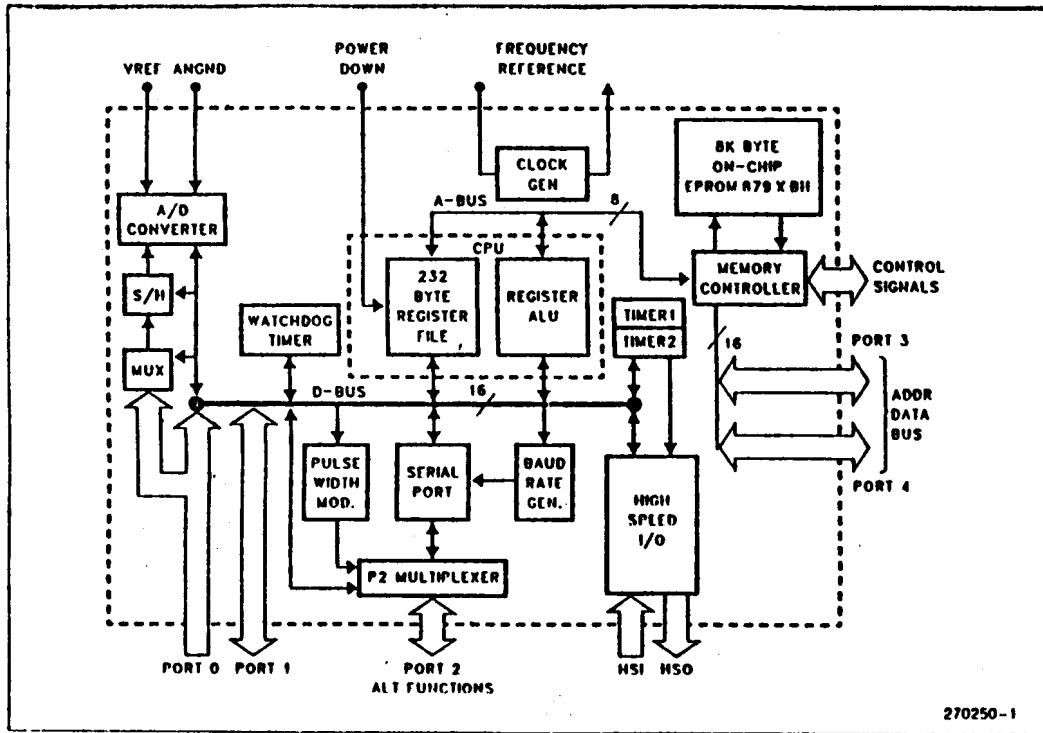


Fig. 3. 3. Block Diagram of EV8097BH Microprocessor

에 따라 주파수에 따른 펄스폭을 만들어 아나로그로 변환하여 JP2 I/O EXPANSION CONNECTOR의 2번(P1.0), 4번((P1.1), 6번((P1.2) 및 8번(P1.3)의 BI-DIRECTIONAL 단자로 출력된다. 이 신호는 인버터의 1번, 4번, 3번, 2번 파워트랜지스터의 베이스에 가해지는 트리거 신호를 만들어 낸다. 또한 타코제너레이타에서 측정된 현재 데이터는 JP1 ANALOG INPUT CONNECTOR의 17번(ANGND), 18번 (ANALOG CHANNEL 1)으로 피이드백 된다.

3.2.2 인버터

인버터 구성회로는 EV8097BH에서 나온 PWM신호가 아나로그전원에서 발생하는 외란의 영향을 받지 않도록하는 포토커플러와 전력증폭기 및 PWM 신호발생부로 분리되어 있으며, 회로도도 그림 3.4와 같다.¹¹⁾ 포토커플러를 지난 신호는 파워트랜지스터를 확실히 ON-OFF할 수 있도록 설계된 증폭회로를 지나 파워트랜지스터의 베이스에 도달하게 된다. 베이스에 가해지는 ON-OFF신호에 따라 4개의 트랜지스터가 구동됨으로써 직류전원은 교류전원으로 바뀌게 되고 이 교류전원이 단상유도전동기를 구동한다.

3.3 A/D 컨버터

A/D 컨버터는 유도전동기의 출력데이터를 80286 PC로서 그래픽 처리하는데 사용하였다. 유도전동기의 회전수는 타코제너레이타에서 0 - 5V의 전압신호로 검출되며, 이 값은 A/D컨버터에서 샘플링되어 16비트 PC로 입력되고, 데이터 그래픽 프로그램에 의해 출력된다. 본 논문에서 사용된 A/D 컨버터

는 입력단자가 16-64CH의 모델을 가지고 있는 KSE-8627(12비트)제품을 사용하였다. A/D 컨버터 KSE-8627의 주요 사양은 다음과 같다.¹²⁾

제 작 회 사 :	Analog-Device Co.
모 델 :	ADC7572
Resolution :	12 bit
Conversion Time :	25 μ s
미 분 비 선 형 성 :	± 1 LSB
적 분 비 선 형 성 :	± 1 LSB
I/O PORT :	280H - 285H

3.4 콘덴서분상형 단상유도전동기

본 논문에서 제어대상인 콘덴서분상형 단상유도전동기의 각 계수들의 값은 다음과 같다:

- 공급전압 : AC 120V
- 극수 : 6극
- 주·보조권선 저항 : 29.3 Ω (60 Hz, 상온)
- 주·보조권선 인덕턴스 : 90.9 mH (60 HZ, 상온)
- 보조권선 콘덴서 용량 : 20 - 90 μ F

3.5 과전압 방지회로

브리지 회로를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 전동기 및 부하의 운동에너지가 전기에너지로 변환

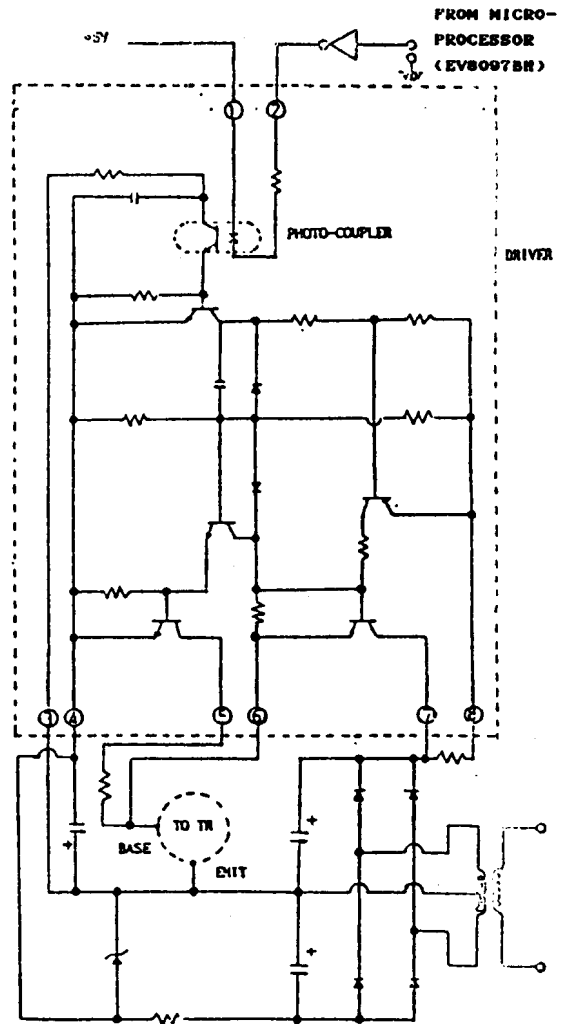


Fig. 3. 4. Drive Circuit of Inverter

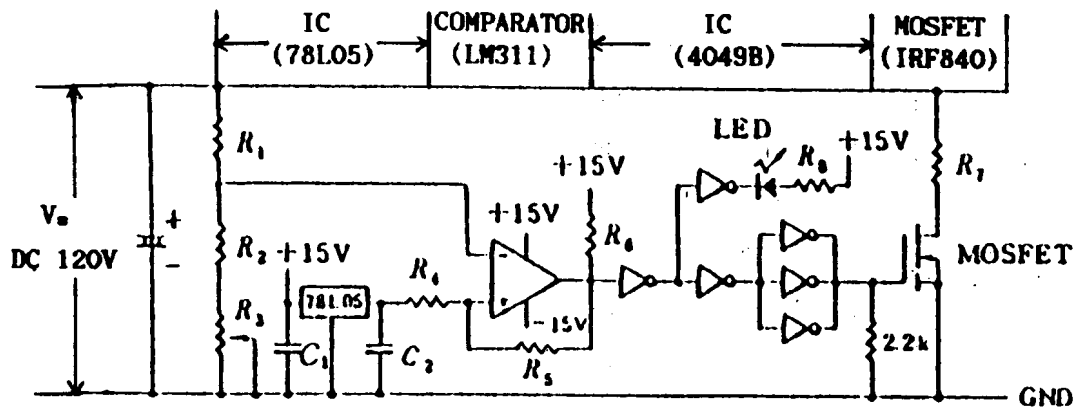


Fig. 3. 5. Protecting Circuit of Overvoltage

되어 전원에 귀환하게 된다. 즉 본 논문에서 처럼 제어범위내의 고주파수에서 저주파수로 전동기 속도를 감소하는동안 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전원방향으로 전류가 역류하게 된다.

이로 인하여 인버터 주위 소자의 전압이 상승하여 정전압원을 유지할 수 없을뿐 아니라 트랜지스터를 파손 시킨다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 과전압 방지회로를 설치했으며, 회로는 그림 3.5와 같다.

전원방향으로 역류된 전압 V_s 는 저항 R_1 을 지나 LM311 비교기에 입력되고, 여기에 78L05의 정전압(5V)이 동시에 입력되어 그 전압값이 비교된다. 그 차이값이 MOSFET 구동용 IC(4049B)를 지나 MOSFET(IRF840)의 GATE전원을 ON-OFF 함으로써 과전압 방지회로가 동작 혹은 정지하게 된다. 즉 역류된 전압 V_s 가 설정전압보다 높으면 MOSFET가 ON 되므로, 전압 V_s 는 MOSFET를 통하여 GROUND로 흐른다. 또한 설정전압보다 낮으면 MOSFET가 OFF 되어 결국 정전압원이 유지된다.

본 논문에서는 MOSFET가 135V에서 ON, 125V에서 OFF 되도록 설계하였으며, 그에 따라 저항 R_1 - R_8 값은 결정되나 MOSFET ON-OFF 전압의 미세한 조정은 R_3 의 가변저항으로 한다.^{13,14)}

3.6 제어 프로그램

EV8097 16비트 마이크로프로세서를 동작하는 프로그램의 순서는 다음과 같다.¹⁵⁾ 먼저 시스템의 초기화를 행한뒤 인버터를 구동하고, 피이드백된 전동기의 현재 데이터는 아나로그 PID 제어기에 의하여 기준속도값의 차이값에 대하여 PID 제어알고리즘 따른 계산을 한다. 그 결과치는 어셈블리어로 쓰여진 EV8097BH 마이크로프로세서에 전달되어 각 주파수에 따른 펄스폭을 만들어 인버터를 구동시키는 프로그램 수행을 반복한다.

제4장 실험 및 결과고찰

4.1 각 주파수에서 전류파형 개선

인버터를 이용한 유도전동기의 속도제어 실험에서 전동기에 흐르는 전류파형이 완전한 정현파로 나타나지 않는다. 그러나 20-80Hz의 각 주파수에서 최대한 정현파에 유사한 전류파형을 얻기 위하여, 콘덴서분상형 단상유도전동기의 R·L·C 중 콘덴서의 크기를 조절하고, 각 트랜지스터 소자의 점화시기(Firing Time) 즉 통전과 차단 시간을 조절하여 유도전동기의 전류파형을 개선하였다.

먼저, 유도전동기의 토오크 맥동과 진동소음을 줄이기 위하여 각 주파수마다 유사정현파의 전류파형을 얻기 위한 한 방법으로 표 4.1에서와 같이 전동기의 토오크는 크게 변화시키지 않고 콘덴서의 크기를 조절하였다. 저주파수에서는 C2의 크기를 거의 일정하게 유지하고, 주파수가 높아질수록 각 주파수마다 C2의 크기를 감소하여 유사정현파를 얻을 수 있었다.

또한 각 트랜지스터 소자의 통전시간비를 9 : 1에서 3 : 7까지 다양하게 변화시켜 인버터의 출력전압 펄스폭을 가감함으로써 전류파형을 개선하였으며, 각각의 파형은 그림 4.1-4.4에서 나타내고 있다.

그림 4.1-4.4의 (a)사진은 통전시간비가 9 : 1의 비율로 클때를 나타낸다. 통전시간이 크면 전동기의 출력은 향상되지만, 최대 토오크 발생전에 2차형의 파형이 나타나고, 토오크 맥동이 나타났다.

표 4.1 20-80Hz 주파수에서 유사정현파 출력시 데이터

주파수 (Hz)	회전수 (RPM)	전압 V_t (V)	전류 I_t (A)	출력 P_t (W)	C1 (μ F)	C2 (μ F)
20	340	73	2.3	135	70	96
30	510	76	2.2	120	70	96
40	680	78	2.3	125	70	96
50	870	88	2.1	150	70	46
60	1050	101	1.5	145	70	36
70	1240	99	2.0	170	70	26
80	1410	104	1.1	120	70	16

그림 4.1-4.4의 (b)사진은 통전시간비를 3 : 7에서 8 : 2정도로 조절한 것으로서, 그때의 콘덴서의 크기 및 각 데이터는 표 4.1에 나타내고 있다. 2차형의 파형 및 토오크 맥동이 감소된 비교적 양호한 파형을 나타내고, 소음 및 진동은 줄어들지만 전동기의 출력 토오크는 감소하였다.

표 4.1에서 기호는 각각 다음과 같다.

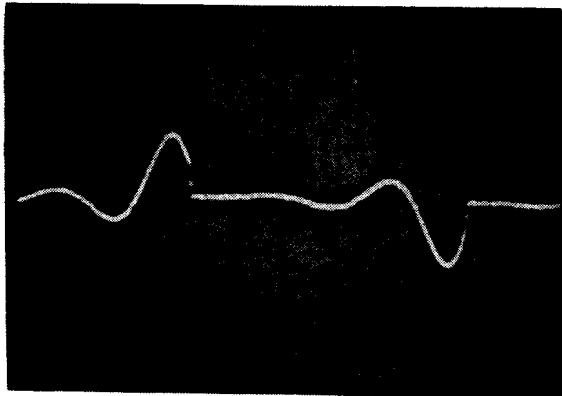
V_T (V) : 유도전동기 입·출력 양단의 전압

I_T (A) : 유도전동기에 흐르는 전류

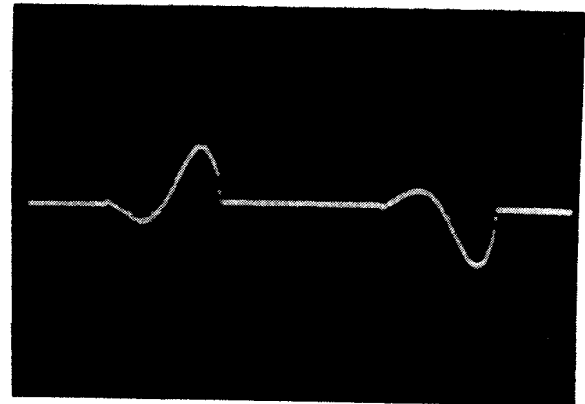
P_T (W) : 유도전동기의 출력

C1(μ F) : 유도전동기 전(前)에 설치된 콘덴서(그림 2.3 참고)

C2(μ F) : 유도전동기의 보조권선에 설치된 콘덴서 (그림 2.3 참고)

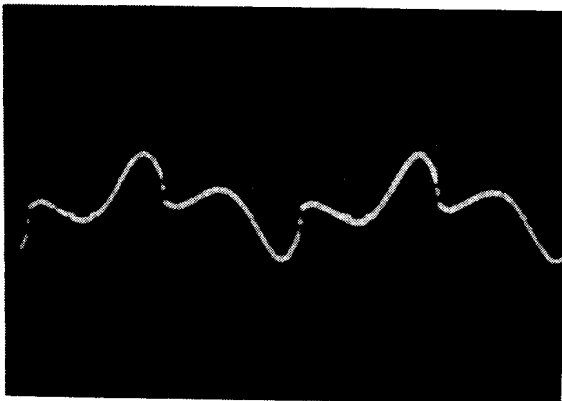


(a) 통전시간비-9 : 1

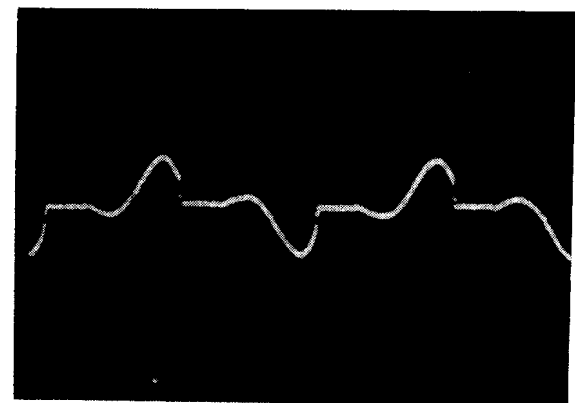


(b) 통전시간비-3 : 7

Fig. 4. 1. Current Waveforms at 20Hz



(a) 통전시간비-9 : 1



(b) 통전시간비-5 : 5

Fig. 4. 2. Current Waveforms at 40Hz

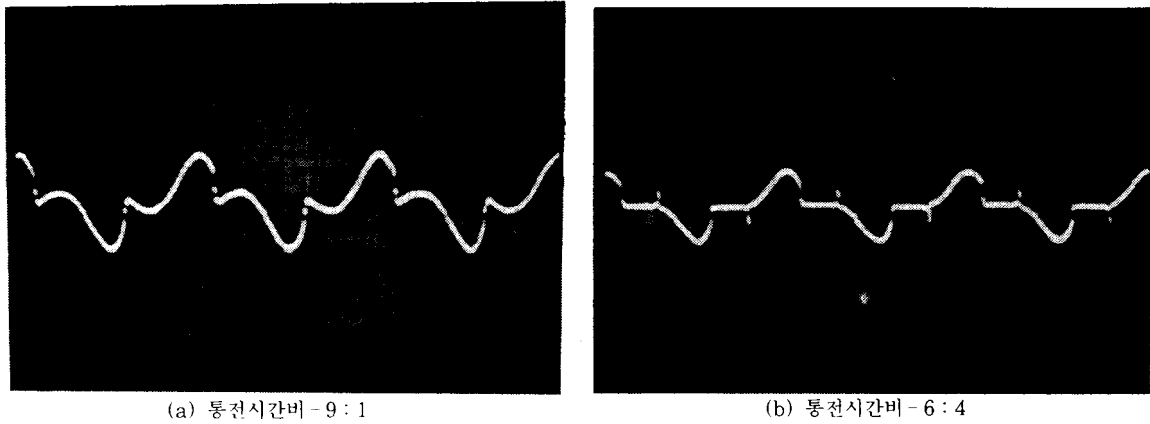


Fig. 4. 3. Current Waveforms at 60Hz

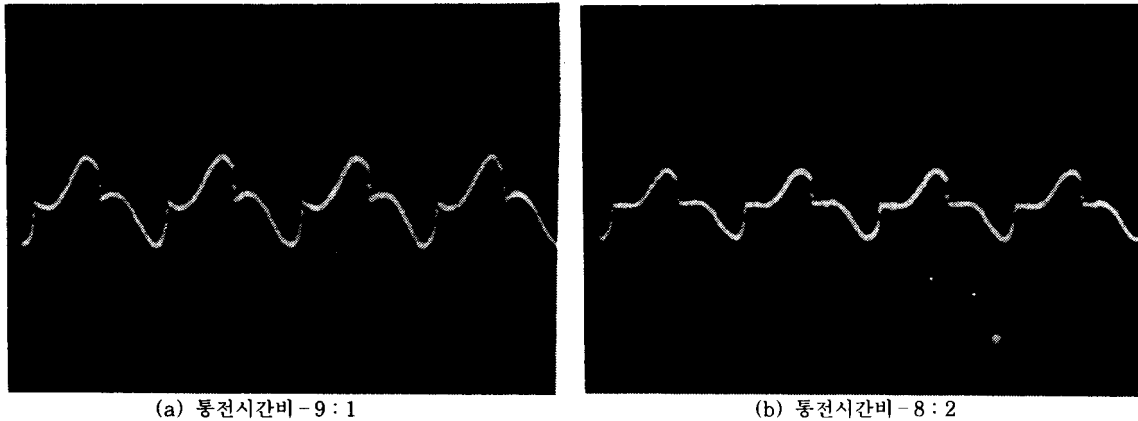


Fig. 4. 4. Current Waveforms at 80Hz

4. 2 실험결과 고찰

PID 제어 실험에서 계수 조정은 Ziegler 와 Nichols가 제시한 과도응답법으로 행하였으며, 제어대상 전달함수가 $Ke^{-LS}/(1+T_c)$ 로 표현될 때 제어기의 계수 조정표는 표 4.2와 같다.¹⁸⁾

계수 조정표에서 시스템의 이득 $K=K_m \cdot K_r \cdot K_g$ 로 표현되며, 실험에서는 제어시작 시점에서 안정 시점까지의 회전수변화량을 전압으로 환산한 값이 된다. 특히 K 값은 시스템의 비선형성으로 인하여 동작점에 따라 차이가 발생하므로 여러번 시험하여 평균값을 취하였다. 그리고 지연시간 L 및 시정수 T_c 값은 실험에서 취한 데이터의 그래프 즉 그림 4.5에서 구한다. 제어시작 시점에서 안정 시점까지의 전시간에서 10%에 도달 할 때까지의 시간이 L 값이며, 63%까지의 시간이 T_c 값이다.

여기서 $K=1.3$, $L=1.7$, 그리고 $T_c=2.9$ 가 되므로 결국 PID 제어시 각각의 계수는 다음과 같다.

P 제어 : PB=76 %

PI 제어 : PB=84 %, $T_1=5.6$

PID 제어 : PB=63 %, $T_1=3.4$, $T_D=0.85$

표 4.2 PID 계수 조정표

PID	PB (%)	TI	TD
P	100 KL/Tc	-	-
PI	110 KL/Tc	3.3L	-
PID	83 KL/Tc	2L	0.5L

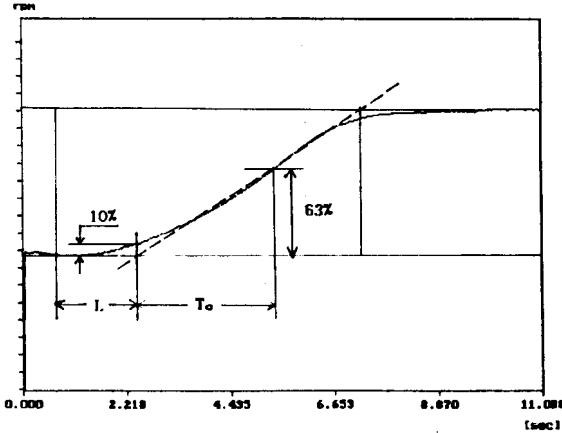


Fig. 4.5. Step Response of the S.P.I.M.

위의 각 계수로서 PID 실험을 한 결과는 그림 4.6(a)(b) - 4.8(a)(b)에서 나타내고 있다. 즉 유도전동기에 직결된 교류발전기의 부하를 개폐하였을 때와 제어 설정치를 변경했을때의 P,PI 및 PID 제어시 각각 속도 응답을 나타내고 있다.

그림 4.6의 (a)는 P 제어시, (b)는 부하 ON 상태에서 설정치를 변경했을때의 응답 그래프이며, 모두 안정된 상태에서 오프셋이 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 4.7의 (a)는 PI 제어시, (b)는 무부하 상태에서 설정치를 변경했을 때이며, 오프셋은 사라지지만 약간의 현탕이 발생한다.

그림 4.8의 (a)는 PID 제어시, (b)는 부하 ON 상태에서 설정치를 변경했을 때이며, 기준속도 추종시간이 빠르고 오프셋 및 현탕없이 양호하게 목표치에 추종함을 알 수 있다.

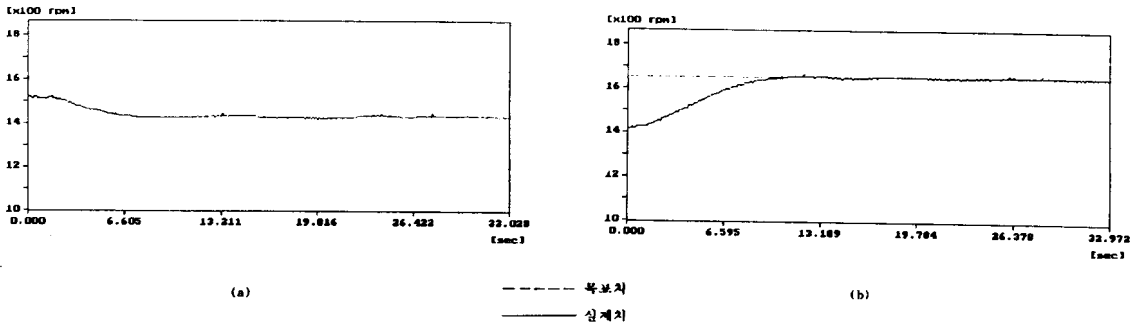


Fig. 4.6. Step Responses of the Control System with P Control

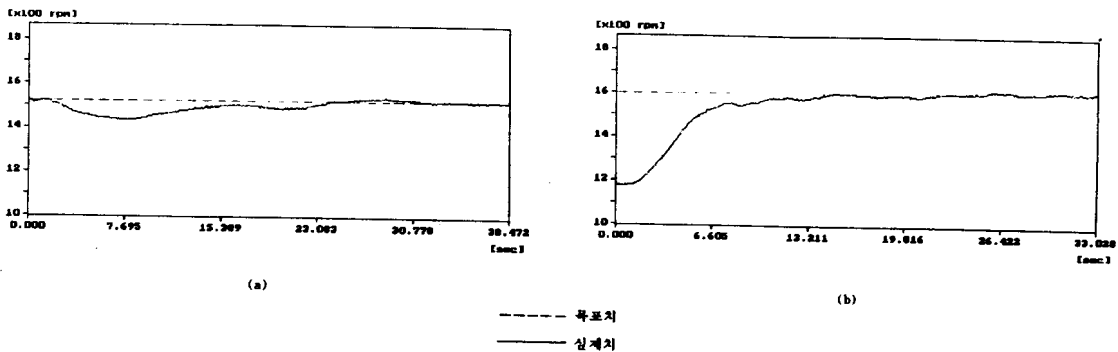


Fig. 4.7. Step Responses of the Control System with PI Control

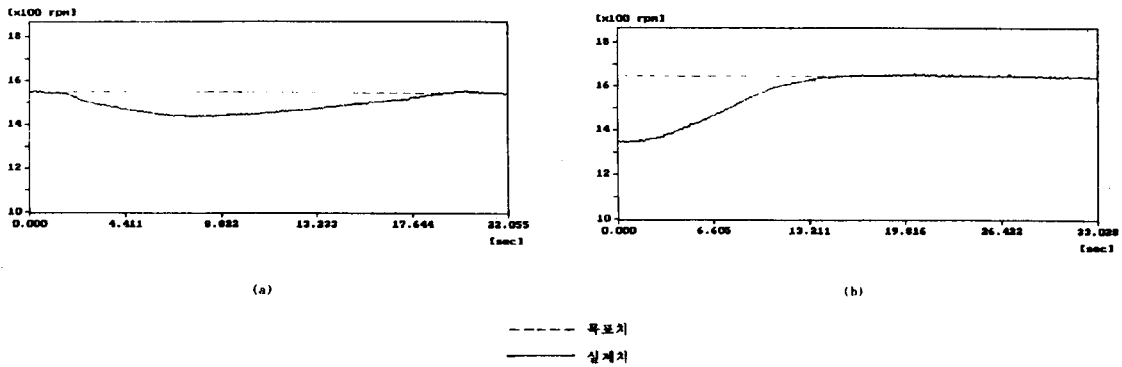


Fig. 4. 8. Step Responses of the Control System with PID Control

본 실험에서 유도전동기는 PID 제어시에 우수한 속도추종특성을 확인하였으나 전동기의 시정수(약 16sec)가 크기 때문에 속도추종시간이 상당히 길게 나타났다. 또한 회전수 제어 시스템의 시정수가 큰데 비하여 제어기 및 인버터는 너무 예민하게 동작하여 아나로그 계통의 잡음때문에 정밀한 속도제어에는 문제점이 있었다.

제5장 결 론

제어전용 마이크로프로세서와 아나로그 PID 제어기를 이용하여 1차주파수 제어방식으로 콘덴서분상형 단상유도전동기의 속도를 제어하여 다음과 같은 실험결과를 얻었다.

- 1) 20-80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기 및 인버터의 통전시간을 조절함으로써 리플이 적은 비교적 양호한 전류파형을 얻을 수 있었다.
- 2) 제어전용 마이크로프로세서를 이용하여 시스템을 구성함으로써 제어기를 소형화 및 단순화할 수 있었다.
- 3) 인버터와 아나로그 PID 제어기를 이용하여 콘덴서분상형 단상유도전동기의 속도를 제어한 결과 외란에 대하여 큰 영향없이 목표치에 우수하게 추종함을 확인하였다.

본 연구의 속도제어 실험에서 인버터의 구동은 고속 마이크로프로세서를 이용하고 PID 제어기는 아나로그형으로 구성하였으나 PID 제어기도 마이크로프로세서를 이용한 디지털 제어기로 구성하는 문제는 앞으로의 연구과제로 남아 있다.

참고문헌

- 1) 千熙英, 朴貴泰, 柳志潤, "마이크로프로세서에 의한 誘導電動機의 PID 制御에 관한연구, 1984
- 2) 尹柄道, "電氣機器", 文運堂, 1990
- 3) 金杭培 "直列 브리지형 인버터의 電流特性에 研究", 韓國海洋大學校 碩士學位論文, 1993
- 4) 李成馥, "電氣工學解說", 太和出版社, 1983
- 5) 李承煥, "電氣機器", 형설출판사, 1984
- 6) 李鐘夏, "電氣機器", 朝元社, 1984

- 7) M. H. Rashid, "Power Electronics", Prentice-Hall Inc., 1991
- 8) B.Mokryzki, "Pulse Width Modulated Inverters for AC motor drives", IEEE Trans., Vol. IA-13, P.38-44, 1977
- 9) EMBEDDED CONTROLLER HANDBOOK, INTEL사, 1991
- 10) 나종래, 문세홍, 유영재, "인텔 8096 구조와 설계", Ohm社, 1991
- 11) S.B.Dewan & A.Straughen, "Power Semiconductor Circuits", John Wiley & Sons Inc., 1975
- 12) 김태영, "A-D/D-A 변환회로의 설계와 응용", 우진출판사, 1989
- 13) 見城 尙志, 高橋 久, "インバータ實用回路の設計と驅動ソフト", 総合電子出版社, 1992
- 14) 李注憲, 모타 제어 기술, 성안당, 1992
- 15) 정병건, "6단계 인버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학교 석사 학위 논문, 1990
- 16) CYRIL G.VEINOTT, E.E., D.Eng, "THEORY AND DESIGN OF SMALL INDUCTION MOTORS", McGRAW-HILL, 1959
- 17) 河注植, "自動制御工學" 太和出版社, 1989
- 18) 自動制御 實驗裝置 P-FLPT-1003AHM 取扱 説明書, 東京メ-タ株式會社

