

전브리지 공진형 인버터에 의한 단상 유도전동기의 디지털 제어에 관한 연구(2)

노 영 오* · 박 진 길*

A Study on the Digital Control of Single Phase Induction Motor
Driven by the Full Bridge Resonant Inverter(2)

Y. O. Roh · J. G. Park

Key words : Resonant Inverter(공진형인버터), Digital Control(디지털제어), Induction Motor
(유도전동기)

Abstract

The application of A. C. motor for servo system is rapidly increased according to the recent advance of power electronics and digital control techniques. The induction motor which has a simple structure and needs less maintenance has become to be used widely in the industrial field for the speed and position control recently.

In this paper, the full - bridge resonant inverter is applied to the speed control of single phase inducting motor. The digital PID control algorithm is used and the control parameter is determined by the Zigler-Nichols transient response method. The speed control is carried out by the one chip micro-processor(intel EV 8097BH) and control program is developed by the assembly language.

By the experimental result, it is confirmed that the speed of single phase induction motor driven by full bridge series inverter can be smoothly controlled by a digital PID controller.

1. 서 론

유도전동기는 직류전동기에 비해 기계적인 구조가 간단하고 고장시 보수가 용이하며 또한 값이 저렴하다는 등의 여러 장점에 의해 산업용 동력원

으로 널리 사용되고 있다. 한편 단상유도전동기(Single Phase Induction Motor)는 3상이 공급되지 않는 가정용, 소형기기 등 주로 0.75kW 이하의 소출력에 널리 사용되고 있으므로 원활한 가역회전 구동 및 광범위한 속도조정의 요구가 증가되고

* 정회원, 목포해양대학

** 정회원, 한국해양대학교

있다. 그러나 단상유도전동기는 스스로 기동할 수 없기 때문에 기동토크를 발생시키기 위하여 분상형 및 반발형등과 같이 다양한 방식을 채용하는데 본 논문에서는 콘덴서분상형(Condenser Split - Phase Type) 단상유도전동기로 실험하였다. 콘덴서분상형 단상유도전동기는 보조권선에 콘덴서가 직렬로 접속되어 있기 때문에 주권선과 보조권선에 흐르는 전류의 위상차가 생겨 전동기에 기동 토크가 발생하게 된다.

최근 반도체 전력변환장치, 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 가변속전동기에 대한 제어성능 및 효율의 향상, 하드웨어의 간략화 등으로 보다 효과적인 제어를 수행할 수 있게 되었다²⁾. 가변속제어를 위한 시스템에는 직류-교류 전력변환 장치인 PWM(Pulse Width Moudulation) 인버터가 주로 사용되는데 이는 가변전압과 가변 주파수의 출력을 동시에 제어하며, 특정고조파를 제거 또는 감소시킬 수 있는 잇점이 있으므로 교류전동기의 속도제어와 최대 토크운전에 많이 쓰이고 있다³⁾.

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

실험장치는 전브리지형 직렬인버터(Full Bridge Series Inverter), 이를 구동하는 고속 마이크로프로세서(EV8097BH), 이와 통신하는 16비트 PC등의 제어장치와 콘덴서분상형 단상유도전동기로 구성하였다.

브리지형 직렬인버터를 이용하여 유도전동기의 속도를 제어하는 경우에 펄스폭을 가변함으로써 완전한 정현파 전류를 얻을 수는 없으나 20~80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기와 각 트랜지스터 소자의 통전시간을 적절히 조절하여 유사 정현파를 발생시키고, 디지털PID 제어기를 이용하여 원활한 속도제어가 이루어 질 수 있음을 확인하고자 한다.

2. 이론적 고찰

2.1 단상유도전동기의 속도제어 이론

유도전동기의 속도를 제어하는 데는 극수변환 방식, 1차 전압제어, 2차 여자제어 및 1차 주파수 제어등이 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.

$$N_s = \frac{120}{P} f, \quad \hat{S} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (2.1)$$

$$N = N_s(1 - \hat{S}) \quad (2.2)$$

식 (2.2)에서 N 은 단상유도전동기가 시계방향으로 회전하고 있을때 전동기의 속도를 나타낸다면, 반시계방향으로 회전하는 경우에는

$$N = N_s(2 - \hat{S}) \quad (2.3)$$

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 (2.1) 및 (2.3)으로부터 1차 주파수 혹은 슬립을 제어하여 전동기 회전속도 N 를 제어하고, 각 주파수에 따른 토크를 일정하게 유지하기 위해 본 논문에서는 디지털 PID 제어기를 이용하여 전동기의 주파수를 제어한다.

2.2 직렬 인버터의 원리와 구조

그림 2.1은 전브리지형 직렬인버터(Full bridge Series Inverter)를 나타낸다. 직렬 인버터는 SCR을 전류장치(轉流裝置)으로 사용하여 유도전기로 등에 이용하지만, 본 논문에서는 유도전동기의 속

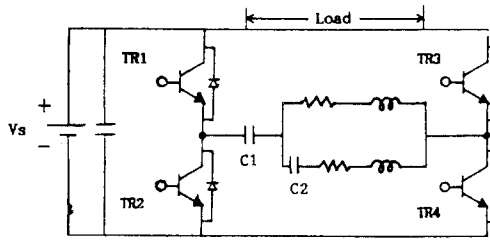


Fig. 2.1 Full-Bridge Series Inverter

도제어를 위하여 트랜지스터 전력소자를 이용한 공진형 인버터로 구성하였다. 이 공진형 인버터는 자속을 일정하게 유지하므로 광범위한 가변속운전에 대하여 전동기의 효율과 역률의 저하없이 속도를 제어하며, 소자의 스위칭 작용으로 인하여 전동기의 손실, 토오크진동, 전자기적 소음 및 진동의 원인이 되는 많은 특정 고조파를 제거 혹은 감소시킬 수 있는 장점이 있기 때문에 교류전동기의 속도제어와 최대 토오크운전에 많이 쓰이고 있다.^{7,8)}

그림 2.1에서 Tr1, Tr4가 동시에 통전되면 부하의 양단에 Vs의 전압이, 반주기 후 Tr2, Tr3가 통전되면 부하의 양단에 -Vs의 역전압이 가해진다. 따라서 직류전압은 교류로 변환되어 부하에 전달된다. 그러나 ON-OFF 상태를 전환할때 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 한 지연시간을 줄이는 것이 요구되며 본 논문에서는 100μsec로 하였다.

인버터의 점화순서, 시기 및 부하전압을 그림 2.2에 나타낸다. 그림 2.2에서, 부하에 흐르는 전류를 조절하기 위하여 동일한 주파수에서 Tr1과 Tr4, Tr2와 Tr3가 동시에 통전되는 시간을 조절한다. 즉 통전시간을 9 : 1에서 3 : 7까지 다양하게 변화시켜 인버터의 출력전압 펄스폭을 가감함으로써 유도전동기의 전류파형을 개선하고, 소음을 줄인다.

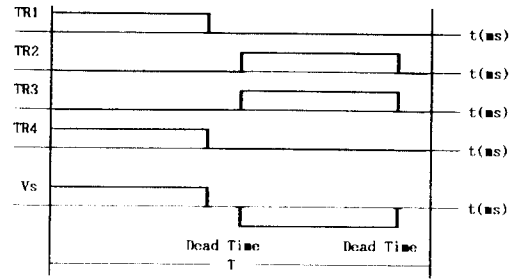


Fig. 2.2 Time Chart of the Full-Bridge Inverter

2.3 PID 제어 알고리즘

연속치 PID 제어계의 전달함수는 $G_c(s) = K_p(1 + 1/T_i s + T_d s)$ 로 표현된다. 여기서 K_p 는 PID제어기의 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 $m(t)$ 는 다음과 같다.

$$m(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (2.4)$$

디지털 PID 제어용 펄스전달함수를 구하는 방법에는 위치형(POSITION FORM)과 속도형(VELOCITY FORM)이 있는데 초기화가 필요없고 응답특성이 좋은 속도형을 사용한다. 속도형 PID제어 방정식은 다음과 같이 유도된다.²⁰⁾

$$\begin{aligned} \nabla m(k) &= m(k) - m(k-1) & (2.5) \\ &= K_v [e(k) - e(k-1)] \\ &\quad + K_i [e(k) + K_d \{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)\}] \end{aligned} \quad (2.6)$$

따라서 식(2.5)와 식(2.6)을 정리하면 식(2.7)과 식(2.8)이 된다.

$$m(k) = m(k-1) + \nabla m(k) \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \nabla m(k) &= K_v \cdot de(k) + K_i \cdot e(k) \\ &\quad + K_d dde(k) \end{aligned} \quad (2.8)$$

여기서,
 $K_v = K_p - K_i/2$; 비례이득
 $K_i = K_p T/T_i$; 적분이득

$$K_d = K_p T_d / T ; \text{미분이득}$$

$$e(k) = r(k) - c(k)$$

$$de(k) = e(k) - e(k-1)$$

$$dde(k) = de(k) - de(k-1)$$

2.4 시스템의 모델링

2.4.1 콘덴서분상형 단상유도전동기의 등가회로

콘덴서분상형 단상유도전동기는 보조권선에 직렬로 콘덴서를 접속시켜 주권선과 보조권선에 흐르는 전류의 위상차가 약 90도 정도 생기게 한 것이다. 따라서 이 전동기는 거의 완전한 2상식 회전자장이 생기므로 기동토크가 크다. 그림 2.3은 본 논문에서 실험한 콘덴서분상형 단상유도전동기의 등가 회로를 나타내고 있으며, 주·보조권선의 권선분포는 동일하다.

그림 2.4는 콘덴서분상형 단상유도전동기의 토크 특성 곡선을 나타내고 있으며 실선은 콘덴서

기동특성을, 점선은 운전특성을 나타내고 있다. 그림에서 보조권선에 직결된 콘덴서로 인하여 기동토크가 발생하고, 또한 일반적인 단상유도전동기의 합성토크는 동기속도에서 영으로 되어 무부하속도는 동기속도보다 약간 낮게 되는 결점을 보완하고 있음을 알 수 있다. 이 콘덴서는 기동후 원심개폐기등의 기구에 의하여 절환되며 기동토크는 순간적으로 수직 하강하게 되는 특성을 가지고 있다. 그러나 실험에 사용된 전동기의 콘덴서는 기동후 운전중에도 계속 동작하는 영구콘덴서이다. 이 영구콘덴서의 크기를 변화시키면 운전중인 전동기의 토크도 변동하므로 원하는 운전특성을 얻을 수 있다.

2.4.2 시스템의 블록선도

유도전동기는 비선형특성을 가지고 있고, 또한 전동기 구동회로 및 기타 부속장치가 첨가되어 회전계통의 전달함수를 정확히 구하는 것은 상당히 어렵다. 본 속도제어 시스템을 블록선도로 표시하면 그림 2.5와 같다.

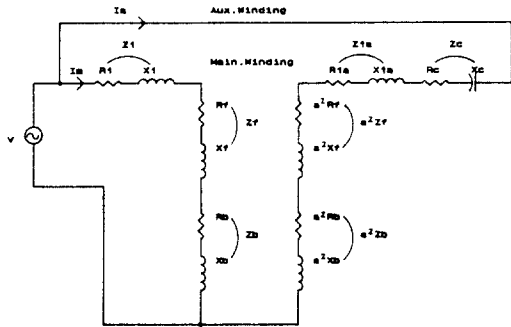


Fig. 2.3 Equivalent circuit of Condenser Split-Phase Type S. P. I. M.

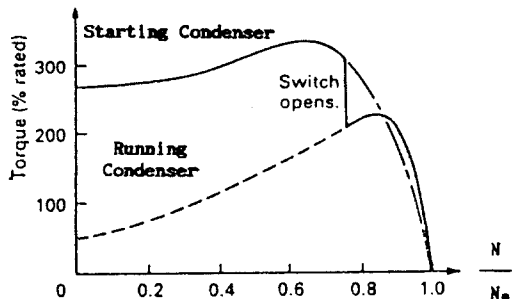


Fig. 2.4 Torque-Speed Characteristic Curve of condenser Split-Phase Type S. P. I. M.

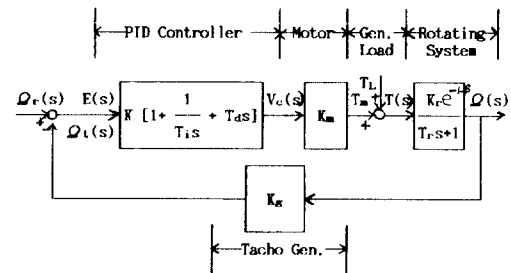


Fig. 2.5 Block diagram of the Control System

3. 제어 시스템 설계

3.1 제어계통의 구성

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

전동기의 회전 속도는 속도변환기(Tacho-Generator)에서 전압 신호로 변환되며 EV8097BH(마이크로프로세서)의 입력포트에 전달되고,

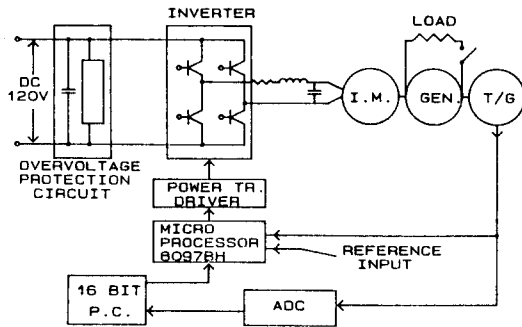


Fig. 3.1 Schematic Diagram of the Experimental Equipments

이곳에서 A/D변환되어 기준 회전속도와 비교되며, 오차 회전속도를 보상할 새로운 전류 주파수를 디지털 PID제어 알고리즘에 의하여 연산한다.

연산된 주파수의 전원을 공급하기 위하여 마이크로 프로세서는 매주기마다 전브리지 인버터의 전력용 트랜지스터를 드라이브할 Base 트리거용 신호를 HSO(High Speed Output) 포트를 통해 발생시키며, 이는 Software Timer를 이용한 인터럽트에 의하여 처리된다.

이 트리거 신호는 포토커플러와 증폭회로를 거쳐 파워트랜지스터의 베이스에 전달되며, 인버터는 4개의 파워트랜지스터의 ON OFF에 따라 직류전원을 적절한 주파수를 갖는 교류전원으로 변환 시키게 되며, 이에 따라 단상유도전동기는 회전하게 된다.

한편 브리지 회로를 이용하여 전동기를 제어하는 경우, 제어 범위내의 고주파수에서 저주파수로 전동기 속도가 저하하는 동안 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전류방향으로 전류가 역류하게 된다. 이로 인하여 인버터 주위 소자의 전압이 상승하여 정전압원을 유지할 수 없을뿐 아니라 파워 트랜지스터와 주위소자가 파손될 우려가 있다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 과전압 방지회로를 설계하여 설치하였다.

단상유도전동기에는 교류발전기와 타코제너레이타가 직결되어 있으며, 교류발전기에는 저항부하가 연결되어 스위치의 개폐에 따라 계단상의 부하가 가해지도록 하였으며, 타코제너레이타의 전

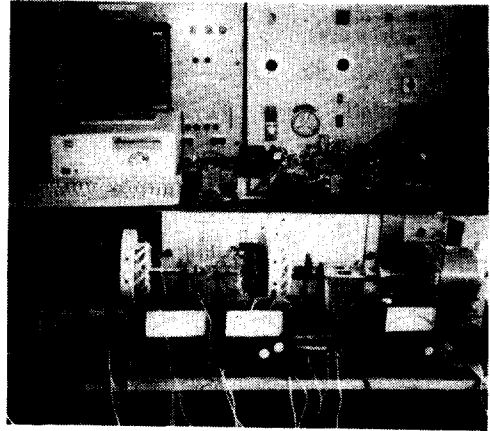


Fig. 3.2 Photograph of the Experiment Equipments

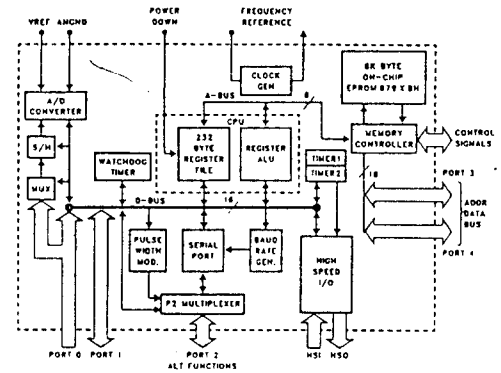


Fig. 3.3 Block Diagram of EV8097BH microprocessor

압, 즉 회전속도는 제어 결과를 계측하기 위해 별도의 12비트 A/D컨버터를 통해 일반 PC에서 C언어로 그래픽 처리된다.

그림 3.2는 본 논문에서 구성한 실험장치이다.

3.2 마이크로 프로세서/인버터

3.2.1 마이크로프로세서

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

EV8097BH는 프로그래머블 고속입출기능, 아날로그 신호를 디지털 신호로 바꾸는 A/D컨버터(8채널), 인터럽트소스(20개) I/O PORT(5개), 16비트 소프트웨어 타이머(4개), 16비트 카운터/타

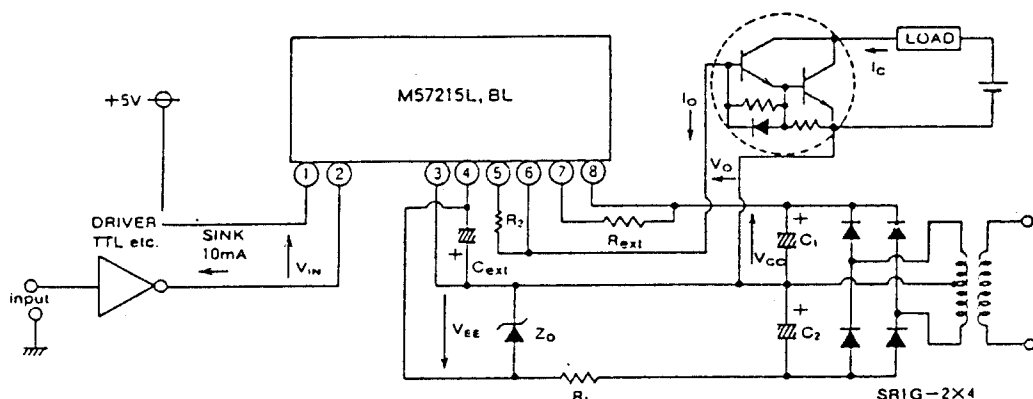


Fig. 3.4 Drive Circuit of Inverter

이머(2개), 직렬포트, 그리고 디지털 신호를 다시 아날로그 신호로 바꾸는 펄스폭 변조회로를 내장한 CPU이다.

3.2.2 인버터

인버터 구동회로는 EV8097BH가 외부 아나로그 전원부에서 발생하는 외란의 영향을 받지 않도록 하는 포토커플러와 전력증폭기 및 전원부로 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 구동됨으로서 직류전원은 교류전원으로 바뀌게 되고 이 교류전원이 단상유도전동기를 구동한다.

3.3 A/D 컨버터

A/D 컨버터는 유도전동기의 출력데이터를 80286 PC에서 그래픽 처리하는데 사용하였다. 유도전동기의 회전수는 타코제너레이터에서 0 - 5V의 전압신호로 검출되며, 이 값은 A/D컨버터에서 샘플링되어 16비트 PC로 입력되고, 데이터 처리 그래픽 프로그램에 의해 출력된다. 본 논문에서 사용된 A/D 컨버터는 입력단자가 16 - 64CH의 모델을 가지고 있는 KSE - 8627(12비트) 제품을 사용하였다. A/D컨버터 KSE - 8627의 주요 사양은 다음과 같다¹²⁾.

제작회사 : Analog - Device Co.

- 모델 : ADC7572
- Resolution : 12 bit
- Conversion Time : 25 μ s
- I/O PORT : 280/H - 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 (60Hz, 상온)
- 주 · 보조권선 인덕턴스 : 90.9mH(60HZ, 상온)
- 보조권선 콘덴서 용량 : 20 ~ 90 μ F

3.5 과전압 방지회로

브리지 회로를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 전동기 및 부하의 운동 에너지가 전기에너지로 변환되어 전원에 귀환하게 된다. 즉 본 논문에서 처럼 제어범위내의 고주파수에서 저주파수로 전동기 속도를 감소하는 동안 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전원방향으로 전류가 역류

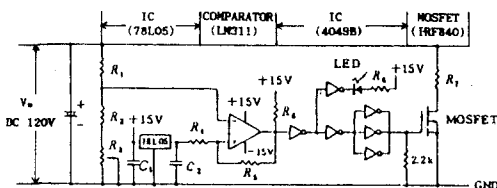


Fig. 3.5 Protecting Circuit of Overvoltage

하게 된다.

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

본 논문에서는 MOSFET가 135V에서 ON, 125V에서 OFF 되도록 설계하였으며, 이에 따라 저항 R_1 R_2 값은 결정되나 MOSFET ON OFF 전압의 미세한 조정은 R_3 의 가변저항으로 한다¹⁴⁾.

3.6 제어 프로그램

EV8097BH 16비트 마이크로프로세서를 이용한 제어 프로그램은 주프로그램과 인터럽트에 의해 동작하는 2개의 부프로그램으로 구성되어 있다.

3.6.1 주프로그램

모든 변수에 대한 레지스터의 위치와 메모리의 크기를 규정하며 시스템을 초기화 하고 제어시스템을 구동시킨후 인터럽트가 발생할 동안 계속 대기한다.

3.6.2 부프로그램 1

설정 회전속도와 실제 회전속도 신호를 A/D변환기를 통해 10비트로 변환하고 오차 회전속도를 계산한 후 디지털 PID제어 알고리즘을 이용하여 수정된 구동주파수를 계산하여 이를 실현하기 위한 주기값과 DUTY시간 값을 계산 보관하여 부프로그램 2가 이를 사용토록 한다. 프로그램 실행간격(Sampling time)은 소프트웨어 타이머를 이용하여 세트한다.

3.6.3 부프로그램 2

인버터용 파워 트랜지스터의 ON OFF를 위한 트리거 신호가 정해진 순서대로, 정해진 시간에, 정해진 시간동안 HSO 출력포트를 통해 발생하도록 하며, 이 과정이 자체인터럽트에 의하여 지속 되도록 한다.

4. 실험 및 결과고찰

4.1 각 주파수에서 전류파형 개선

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

먼저, 유도전동기가 소음 및 진동이 적고, 각 주파수마다 유사정현파의 전류파형을 얻기 위하여 표 4.1에서와 같이 전동기의 토오크는 거의 일정하게 유지하고 콘덴서의 크기를 조절하였다. 즉 저주파수에서 C₂의 크기를 거의 일정하게 유지하고, 주파수가 높아질수록 각 주파수마다 C₂의 크기를 감소해야 유사정현파를 됨을 알 수 있다.

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

그림 4.1 4.4의 (a)사진은 통전시간비가 9 : 1의 비율로 클때는 나타낸다. 통전시간이 크면 전동기의 출력은 향상되지만, 최대 토오크 발생전에 2차형의 파형이 나타나고, 토오크 맥동이 나타남을 알 수 있다.

표 4.1 20 80 Hz에서의 유사정현파 출력 데이터

주파수 (Hz)	회전수 (RPM)	전압 V _T (V)	전류 I _T (A)	출력 P _T (W)	C 1 (μF)	C 2 (μF)
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

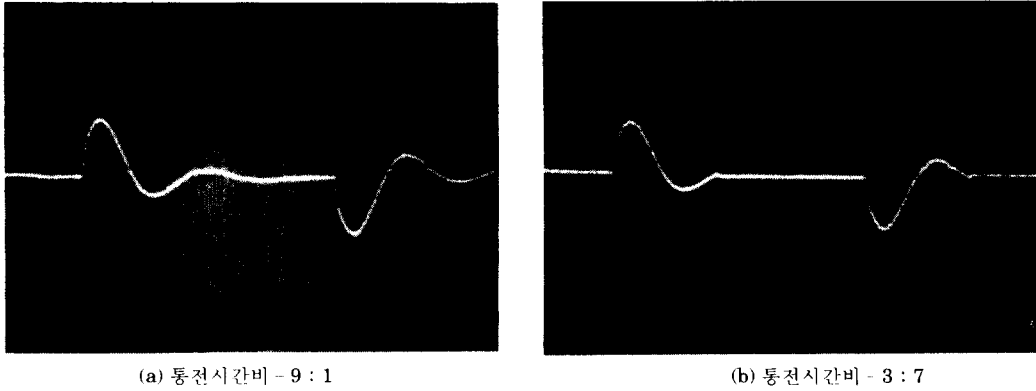


Fig. 4.1 Current Wave forms at 20 Hz

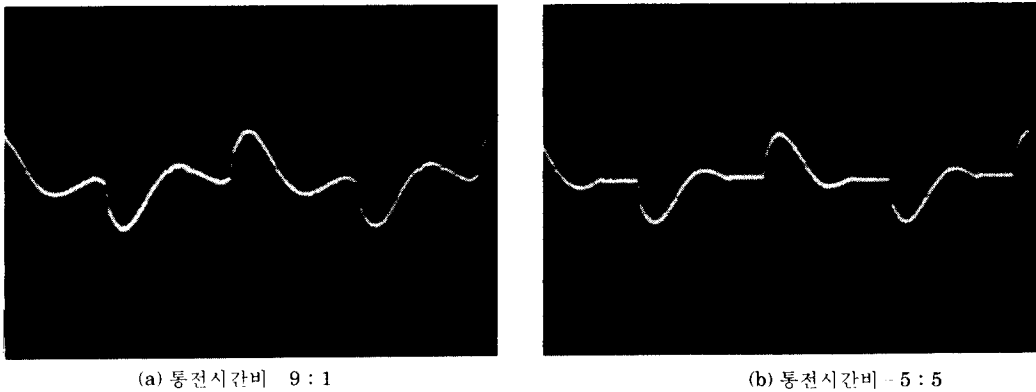


Fig. 4.2 Current Waveforms at 40 Hz

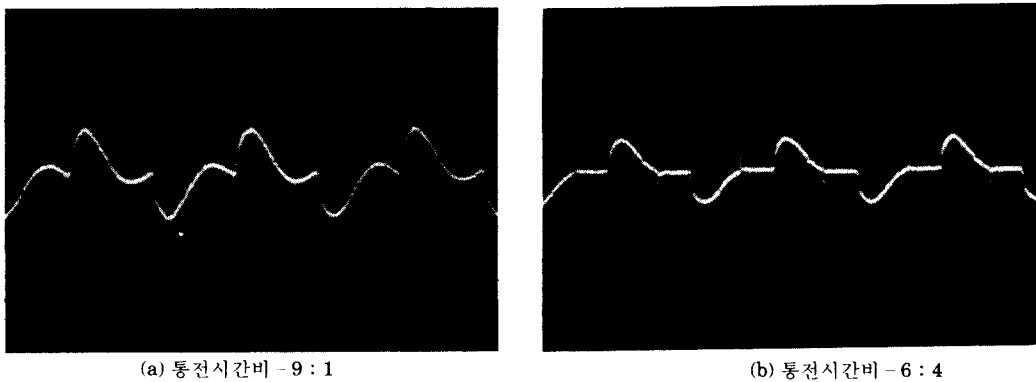


Fig. 4.3 Current Waveforms at 60 Hz

그림 4.1-4.4의 (b)사진은 통전시간비를 3 : 7 의 크기 및 각 데이터는 표 4.1에 나타내고 있다. 2 에서 8 : 2정도로 조절한 것으로서, 그때의 콘덴서 차형의 파형 및 토오크 맥동이 감소된 비교적 양호

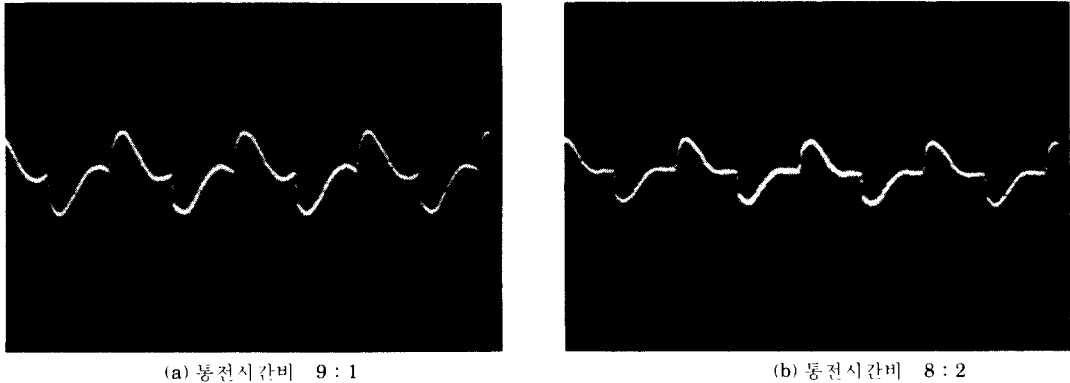


Fig. 4.4 Current Waveforms at 80 Hz

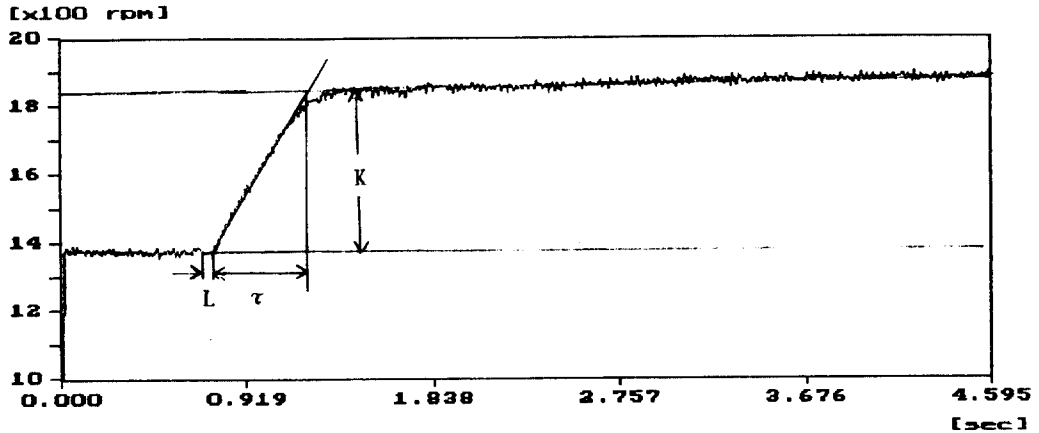


Fig. 4.5 Step Response of the S. P. I. M.

한 파형을 나타내고, 소음 및 진동은 줄어들지만 전동기의 출력 토크는 감소됨을 알 수 있다.

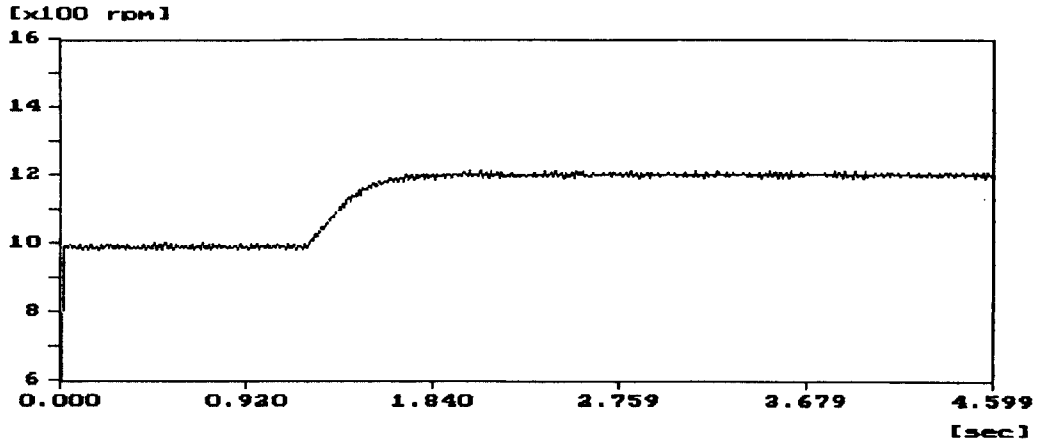
전동기의 속도제어 실험은 식 (2.6)으로 표시되는 디지털 PID 알고리즘²⁰⁾을 사용하였으며 식 (2.6)에서 K_p , T_i , T_d 는 실험에서 구한 시스템의 이득, 적분시간, 미분시간이다. 본 실험에서는 이 계수들은 Ziegler - Nichols의 과도응답법^{18,19)}으로 구하였다. 그림 4.5는 무부하시 계단응답으로 시스템의 개루프 전달함자 $K_e / (s(\tau s + 1))$ 로 표현될 때 $R = K/\tau$, 지연시간(Dead Time) L 는 실험 결과로부터 $L = 0.068$ 초, $R = 9.75/0.51 = 19.14$ 회전(REVOLUTION)이다.

위 값들로부터 계산한 최적계수값은 표 2.4와 같다.

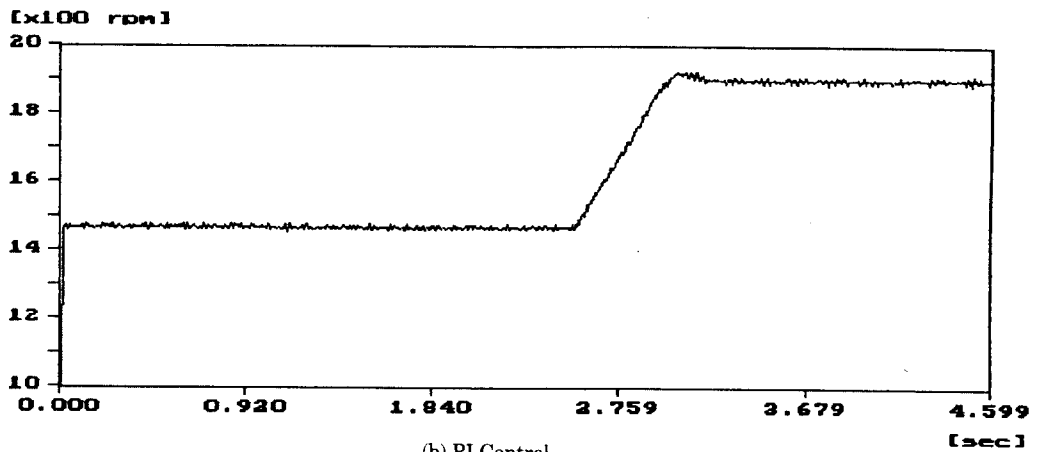
표 4.2 최적 계수 조정값

PRRM PID	K		$T_i(\text{sec})$		$T_d(\text{sec})$	
P	1/(RL)	0.768				
PI	0.9/(RL)	0.691	3.3L	0.224		
PID	1.2/(RL)	0.922	2L	0.136	0.5L	0.034

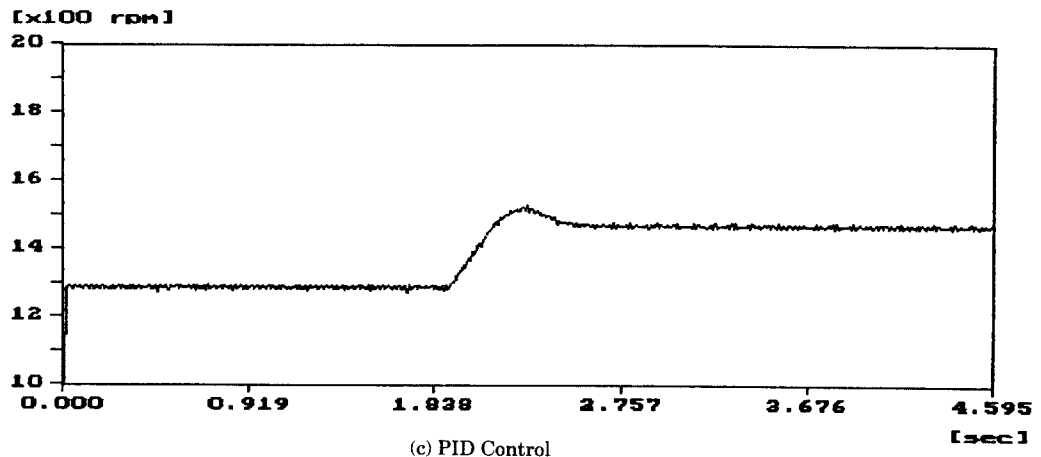
표 4.2의 최적 계수값을 기준으로 하여 디지털 제어의 K_v , K_i , K_a 의 계수 값을 정한 후, 단상유도 전동기를 부하 상태에서 회전수 설정치를 변경하여 실험하였고, 또한 100W 백열전등 부하를 가하거나 제거하여 전동기의 속도가 설정치에 잘 추종하는지를 살펴보았다. 그림 4.6은 P 제어, PI제어, PID 제어에서 목표 회전수를 갑자기 변경시켰을



(a) P Control

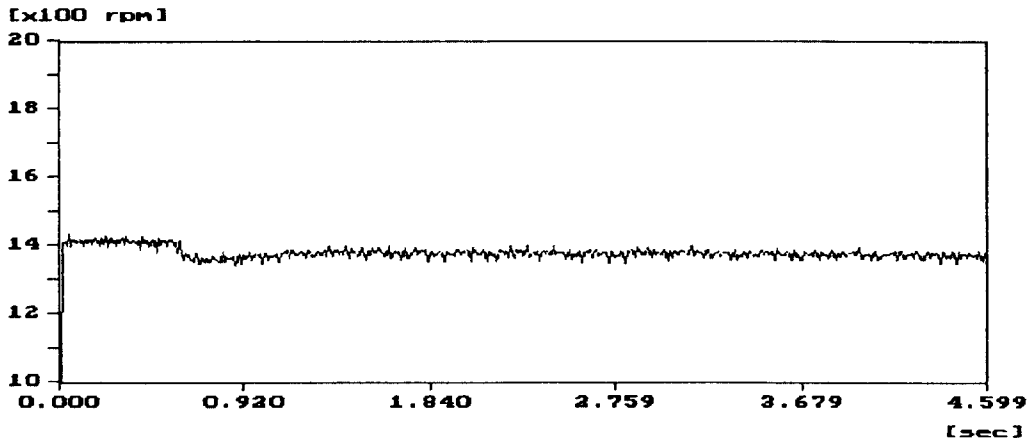


(b) PI Control

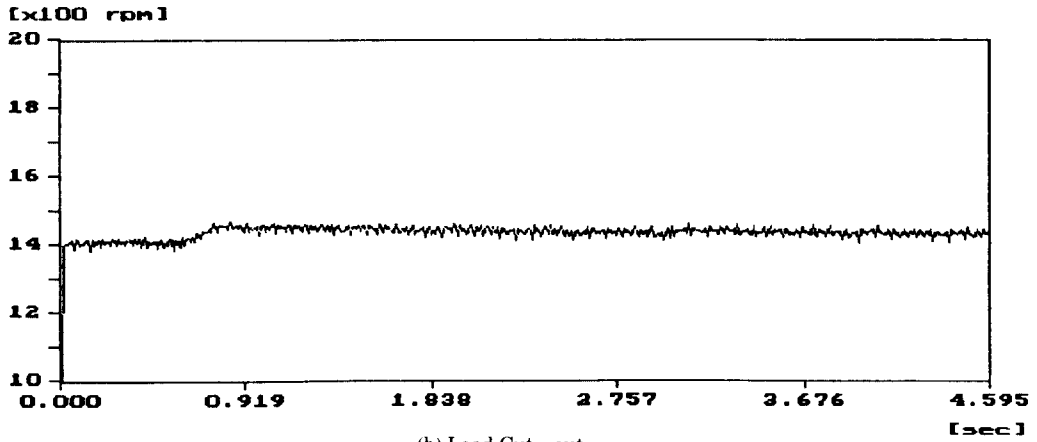


(c) PID Control

Fig. 4.6 Step Responses of control system

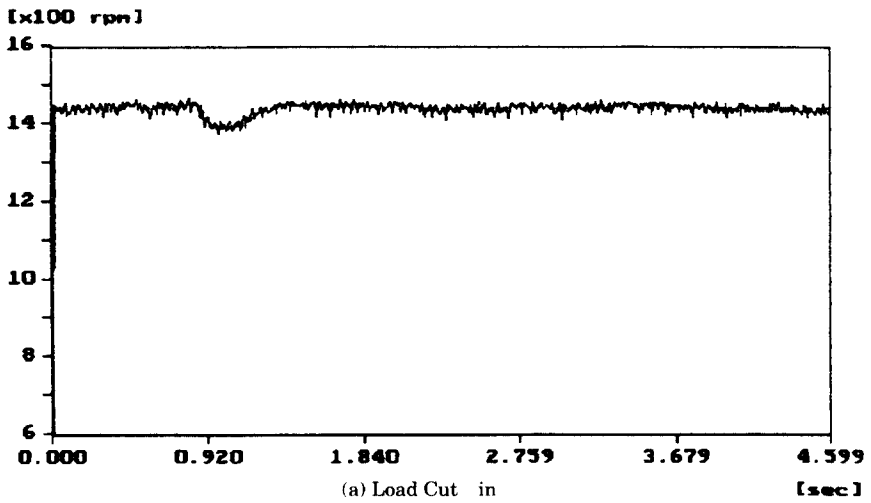


(a) Load Cut in



(b) Load Cut out

Fig. 4.7 Response of Step Load at P Control



(a) Load Cut in

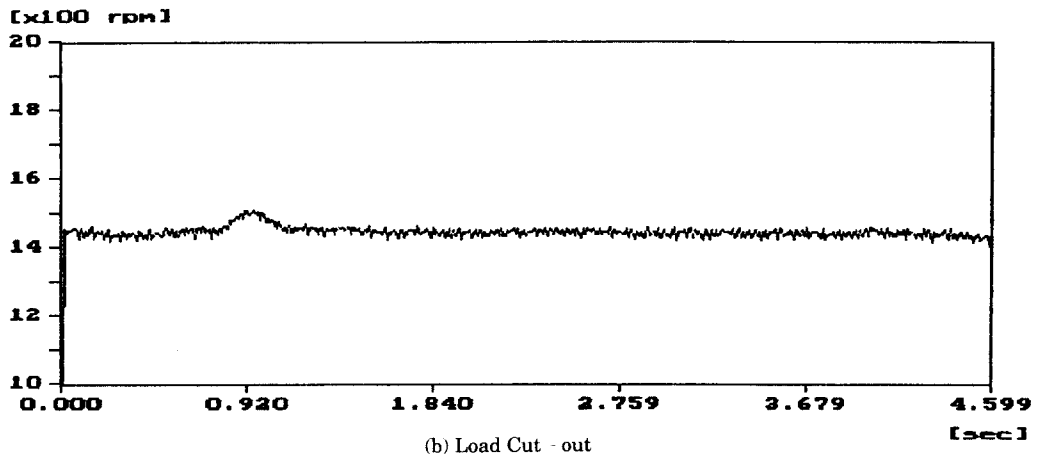


Fig. 4.8 Response of Step Load when PI Controller is used

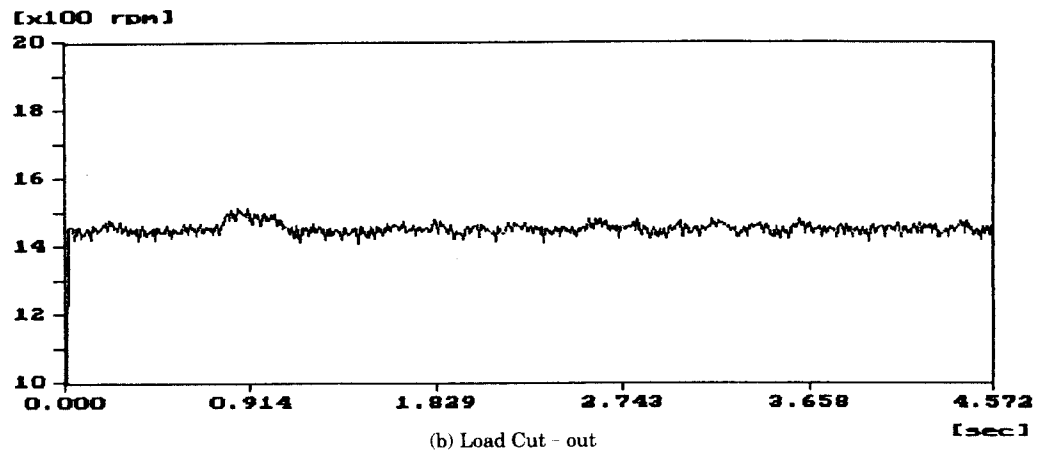
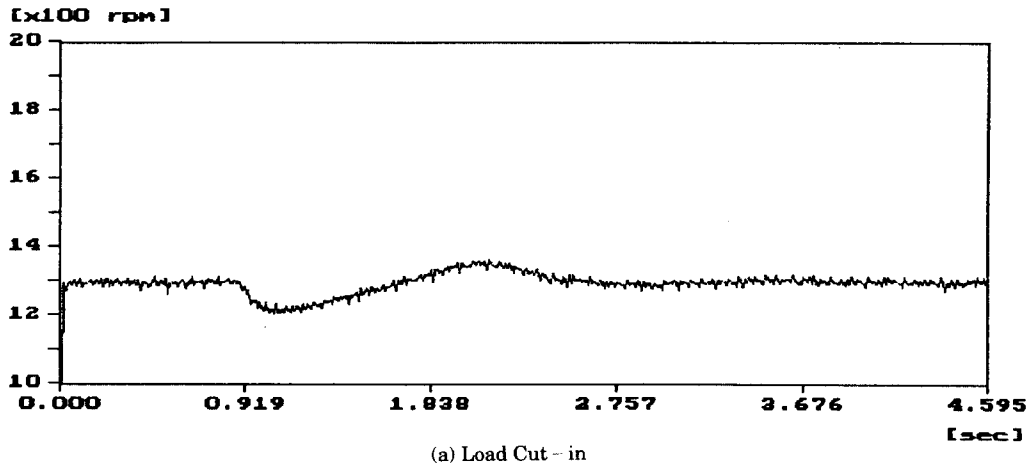


Fig. 4.9 Responses of Step Load when PID Controller is used

때의 속도응답이다. 그림 모두가 양호한 응답을 나타냈으나 P제어의 경우는 정상편차(Offset)가 발생하였으며, 응답속도는 P제어가 가장 느리고 PID제어가 가장 빠름을 알 수 있다. 그림 4.7, 그림 4.8, 그림 4.9는 각각 P 제어 PI제어, PID 제어에서 저항부하를 가하거나 제거하였을 때 속도응답이다. 모두 헌팅(Hunting)이 없고 오버슈트도 거의 없는 좋은 응답이었고 P제어에서는 역시 정상편차가 발생할 뿐 아니라 가장 느린 반응을 보여주었다.

본 실험을 통해 RLC 직렬 공진형 인버터를 저주파수 영역에서 유도전동기에 적용하여 제어할 경우에도 우수한 속도 추종 특성을 얻을 수 있음을 확인하였으나 단상 유도 전동기는 원래 시정수가 비교적 크기 때문에 속도추종시간이 상당히 길게 나타났다. 또한 콘덴서분상형 정동기의 주파수가 변함에 따라 각 주파수마다 공진주파수가 되기 위한 콘덴서의 크기를 가변하지 않았기 때문에 제한된 주파수 범위에서만 실험하였으며 공진 주파수에 해당하는 회전 영역에서 멀어지면 전동기의 토오크 맥동이 발생하여 정밀한 속도제어에서 문제점이 있었다.

5. 결 론

제어전용 마이크로프로세서와 디지털 PID 제어를 이용하여 1차 주파수 제어방식으로 콘덴서분상형 단상 유도전동기의 속도를 제어하여 다음과 같은 실험결과를 얻었다.

1) 20 - 80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기 및 인버터의 통전시간을 조절하여 리플이 적은 비교적 양호한 전류파형을 얻을 수 있었다.

2) 제어전용 마이크로프로세서를 이용하여 시스템을 구성함으로써 제어를 소형화 및 단순화할 수 있었다.

3) 인버터와 디지털 PID 제어를 이용하여 콘덴서 분상형 단상유도전동기의 속도를 제어한 결과 외란에 대하여 큰 영향없이 목표치에 우수하게 추종함을 확인하였다.

참고문헌

- 1) 丁熙英, 朴貴泰, 柳志潤, "마이크로프로세스에 의한誘導電動機의 PID 制御에 관한 연구, 1984.
- 2) 尹炳道, "電氣機器", 文運堂, 1990
- 3) 余杭培, "直列 브리지형 인버터의 電流特性에 관한研究", 韓國海洋大學校 工學碩士 學位論文, 1993
- 4) 李成馥, "電氣工學解說", 太化出版社, 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., 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 尚志, 高橋 久, "インバータ實用回路の設計と驅動ソフト", 總合電子出版社, 1992
- 14) 李注憲, 모타 제어 기술, 성안당, 1992
- 15) 정병건, "6단계 인버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학 공학석사 학위 논문집, 1990
- 16) CYRIL G. VEINOTT, E. E., D. Eng, "THEORY AND DESIGN OF SMALL INDUCTION MOTORS", MCGRAW - HILL, BOOK COMPANY, INC, 1959
- 17) 河津植, "自動制御工學" 太化出版社, 1989
- 18) 自動制御 實驗裝置 P - FLPT 1003AHM 取扱說明書, 東京メータ株式會社
- 19) G. F. Franklin, J. david Powell, Emami Naeini, "Feedback Control of Dynamic System", Wesley Pub. Co. 1986
- 20) K. Ogata, "Discrete - time Control System", pp. 200 ~ 202, 1987.