

저역통과 LC필터를 가진 전브리지형 인버터의 특성과 응용에 대한 연구

박진길* · 노영오** · 신원길***

A Study on the Application and Characteristics of a Full Bridge Inverter with Low Pass LC Filter

J. G. Park · Y. O. Roh · W. K. Shin

Key words : Full bridge inverter, Low pass filter, Digital PID Controller, Speed Control of single phase induction motor.

Abstract

In this paper, the current waveform and dynamic characteristics of the proposed system which is composed of a full bridge inverter and low pass LC filter is investigated through the results of computer simulation and experiment to find out the good performance of variable speed AC motor.

By the experiment results, it is confirmed that the load current of pseudo sine waves is to be got by the proposed low pass LC filter and the speed of single phase AC motor driven by a full bridge inverter can be smoothly controlled by use of digital PID controller

1. 서 론

유도전동기의 속도제어 시스템은 전압과 주파수를 동시에 제어하여 자속을 일정하게 유지하면서 토오크를 제어함으로써 속도를 제어하며, 여기에는 PWM 인버터가 주로 사용되고 있다.^{2) 14)} 그러나 멀티펄스PWM 인버터의 경우 회로내 고조

파 성분을 완전히 제거할 수는 없으므로 이로 인한 자기소음, 전자파 장애등이 발생한다.^{15)~21)} 따라서 본 연구에서는 저주파 스위칭 방식으로 전동기를 구동할 수 있는 방법으로서 전브리지형 인버터와 저역통과 LC필터 회로를 이용하여 전동기의 속도를 제어하는 시스템을 구성해 보았다.

먼저 대표적인 Butterworth, Chebyshev

* 한국해양대학교

** 목포해양대학교

*** 정희원, 세보엔지니어링

Bessel 필터들의 전류특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하였으며 전동기 구동용 저역통과 필터의 설계에 기본자료로 사용 하였다. 설계된 필터는 회로실험을 거쳐 회로정수를 일부수정하였으며 이를 단상 유도전동기의 속도제어에 응용해 보고자 한다.

2. 저역통과 LC필터

LC필터에는 저역통과필터(Low Pass Filter), 고역통과필터(High Pass Filter), 대역통과필터(Band Pass Filter), 대역제거필터(Band Rejection Filter) 등이 있으나 여기에서는 브리지 인버터(Bridge Inverter)에서 생기는 구형의 전압으로부터 필터를 거쳐 정현파의 전류파를 얻기 위해서는 저역통과 LC필터가 사용되었다. 저역통과 LC필터는 구성요소의 수에 따라 2차에서 n차의 과형을 얻을 수 있으나 경제성에 비추어 2차 및 3차계의 필터가 유리하다. 2차계의 저역통과 LC필터는 전류의 크기가 주파수에 영향을 많이 받으므로 약간 문제가 있고, 3차계는 주파수의 영향을 작게 받으므로 본 논문에서는 3차계의 저역통과 LC필터만 다루기로 한다. 아래 그림은 LCR요소를 이용한 3차계의 기준 저역통과 필터에 대한 그림이다.

27) 그림 2.1에서 Kirchhoff 제1법칙으로부터

$$i_1(t) = i_2(t) + i_3(t)$$

위 식을 라플라스 변환하면

$$I_1(s) = I_2(s) + I_3(s) \tag{2.1}$$

Kirchhoff 제 2법칙으로부터

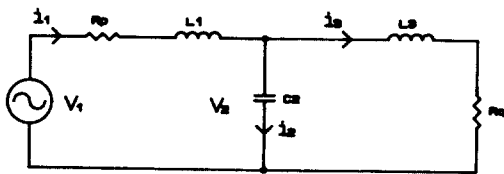


Fig. 2.1 3rd Order Low Pass LC Filter

$$v_1(t) = R_p i_1(t) + L_1 \frac{d}{dt} i_1(t) + v_2(t)$$

식을 라플라스 변환하면

$$V_1(s) = (R_p + SL_1)I_1(s) + V_2(s) \tag{2.2}$$

콘덴서 양단의 전압 $V_2(t)$ 는

$$V_2 = \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt = R_q i_3(t) + L_3 \frac{d}{dt} i_3(t)$$

위 식을 라플라스 변환하면

$$V_2(s) = \frac{I_2(s)}{C_2 S} = (R_q + SL_3)I_3(s) \tag{2.3}$$

식(2.1), 식(2.2), 식(2.3)으로부터 $V_1(s)$ 과 $V_2(s)$ 의 관계식을 구하면

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/L_1 L_3 C_2)(R_q + L_3 S)}{S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma} \tag{2.4}$$

식(2.3)을 식(2.4)에 대입하면 $V_1(s)$ 과 $I_3(s)$ 와의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{I_3(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/L_1 L_3 C_2)}{S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma} \tag{2.5}$$

여기에서,

$$\alpha = \frac{R_p L_1 + R_p L_3}{L_1 L_2} \tag{2.6a}$$

$$\beta = \frac{R_p R_q C_2 + L_1 L_2}{L_1 L_3 C_2} \tag{2.6b}$$

$$\gamma = \frac{R_p + R_q}{L_1 L_3 C_2} \tag{2.6c}$$

따라서 특성방정식은 식(2.7)과 같다.

$$S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma = 0 \tag{2.7}$$

식(2.7)의 해는 쉽게 구할 수 있으며 α, β, γ 의 값에 따라 3개의 다른 실근, 1개의 실근과 중근 2개, 1개의 실근과 1쌍의 공액복소수근을 얻을 수 있으며 저역통과 필터에서는 1개의 실근과 1쌍의 공액복소수근을 얻을 수 있도록 각 요소의 크기를 조정한다.

3. 전브리지형 인버터와 LC필터의 전류 파형 분석

3.1 전브리지형 인버터

그림 3.1은 전브리지형 인버터의 개략도이다. TR1과 TR4가 통전할 경우에는 부하의 a단에서 b단으로 전류가 흐르며 TR3와 TR2가 통전할 경우에는 역으로 b단에서 a단으로 전류가 흐르므로 교류를 얻게 된다. 각 TR의 출구측에 있는 다이오드는 TR의 역류 방지용으로 TR을 보호하기 위하여

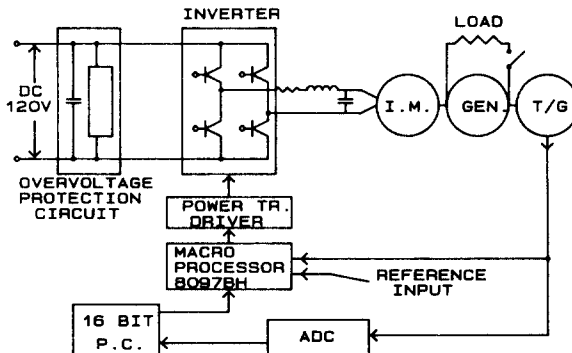


Fig. 3.1 Full Bridge Inverter with a Low pass LC Filter

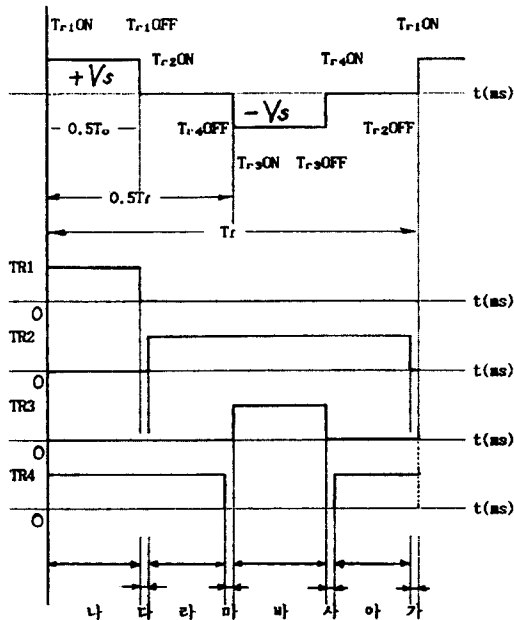


Fig. 3.2 Time Chart for a Full - Bridge Inverter

설치하였고 전류를 차단할 때 발생하는 고전압은 순환 다이오드(Wheeling Diode)를 통하여 전원으로 환원되도록 하였다.

그림 3.2는 각 TR의 통전과 차단시간에 대한 그림이며, 다, 마, 사, 가 기간은 지연시간(Dead Time)으로 TR이 부하를 거치지 않고 통전되는 것을 방지하기 위하여 설정하였다. TR1, TR4가 통전되면 부하의 양단에 Vs의 전압이 걸리고 반주기 후 TR3, TR2가 통전되면 부하의 양단에 그림과 같이 -Vs의 역전압이 걸린다. 인버터의 TR 점화 순서, 시기 및 부하전압은 그림 3.2에서와 같이 컴퓨터로 적절히 조절함으로써 주파수를 제어함과 동시에 전력이용율을 임의로 변경할 수 있다. 본 논문의 실험에서는 전력이용율을 2 : 8, 5 : 5, 8 : 2 등의 비율로 조절하고 전류파형을 개선하여 토오크 맥동을 줄이고 전자기적 소음을 감소시켰다.

3.2 시뮬레이션에 의한 LC필터의 특성 해석

제2장에서는 저역통과 LC필터의 계단입력에 대한 과도응답을 검토하였으나 브리지형 인버터에서 나오는 전압은 그림 3.2에서 볼 수 있는 바와 같이 한주기당 +Vs와 -Vs가 번갈아 필터에 가해지며 전력이용률(Utility Factor $T_s = T_o/T_f$)도 임의로 조정하게 됨으로 이 때 마다 필터에 흐르는 전류파형을 구하는 일은 쉽지 않다. 이 때 LC필터에 주어지는 공급전압 $V_1(s)$ 는 다음식과 같이 주어진다.

$$V_1(s) = (V_s/s)(e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{Ds}) \quad (3.1)$$

여기에서,

$$A = KT_f \quad (3.2a)$$

$$B = T_f(k + 0.5T_s) \quad (3.2b)$$

$$C = T_f(k + 0.5) \quad (3.2c)$$

$$D = T_f\{k + 0.5(1 + T_s)\} \quad (3.2d)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, L$$

식(2.5)와 식(3.1)로부터 필터에 흐르는 전류 $I_3(s)$ 와 공급전압 $V_1(s)$ 와의 관계식을 구하면 다음식과 같다.

$$I_3(s) = \frac{(1/L_1 L_3 C_2) V_s}{(S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma) S} \cdot (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.3)$$

식(3.3)에서 알 수 있는 바와 같이 필터에 흐르는 전류 $i_3(t)$ 에 영향을 가장 많이 미치는 것은 α, β, γ 의 값이며, 필터의 종류에 따라 이 값이 정해지고 전류파형에 관계하는 것은 식(3.2)에서 A, B, C, D의 값들로 주파수 및 전력이용률(T_s)에 의하여 결정되는 값으로 전류의 진폭과 파형에 큰 영향을 미치게 한다. 식(3.3)의 해를 구하는 것은 쉽지 않으므로 컴퓨터로 시뮬레이션하여 각 필터마다 그 특성을 알아 보았다. 유도전동기의 가변속 구동을 고려하여 $R_p = 0.0[\Omega]$, $R_q = 40.0[\Omega]$, $\omega = 360$ [rad/sec](60Hz)로 하고 각 필터에 따라 요소들의 크기를 결정하였다. 전류파형은 컴퓨터의 시뮬레이션 결과로 분석하며 시뮬레이션에서 파형전류의 크기는 $V_1/(R_p + R_q)$ 로 무차원화한 것이다.

3.3 유도전동기용 저역통과 LC필터의 설계

3.2절의 방법에 의하여 대표적인 저역통과 LC필터인 Butterworth, Chebyshev 그리고 Bessel 필터에 대하여 시뮬레이션을 통해 분석해 본 결과 Chebyshev 필터는 낮은 주파수에서는 큰 리플이 파형에 나타남으로 문제가 있고 Bessel 필터는 가장 안정된 파형을 얻을 수 있으나 저주파수에서는 삼각파가 되는 것이 큰 결점이었다. 따라서 저주파수에서도 유사정현파를 얻기 위하여서는 새로

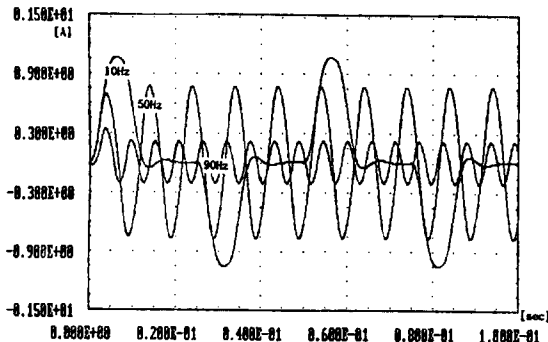


Fig. 3.3 Current Waveform for Park's Filter at $T_s = 50\%$, of 10Hz, 50Hz and 90Hz

운 LC필터의 설계가 필요하였으며, 여기서는 LC필터의 각 요소의 크기에 따라 특성근의 배치가 변함으로 속응성과 안정성등을 고려하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 파형을 분석한 후 유도전동기에 알맞은 새로운 저역통과 LC필터를 설계하였다. 3차계의 LC필터회로에서 $R_p = 0.0[\Omega]$, $R_q = 40$

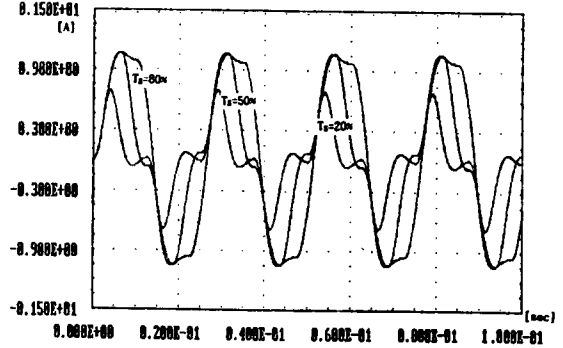


Fig. 3.4a Current Waveform for Park's Filter at 20Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

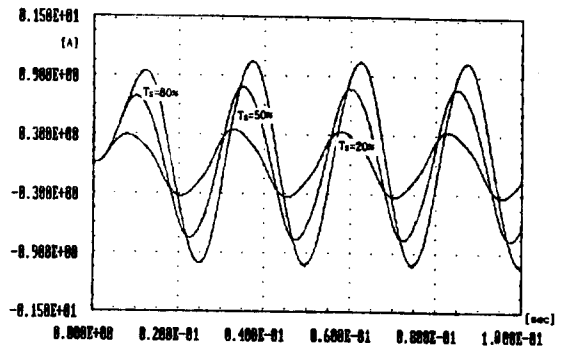


Fig. 3.4b Current Waveform for Park's Filter at 50Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

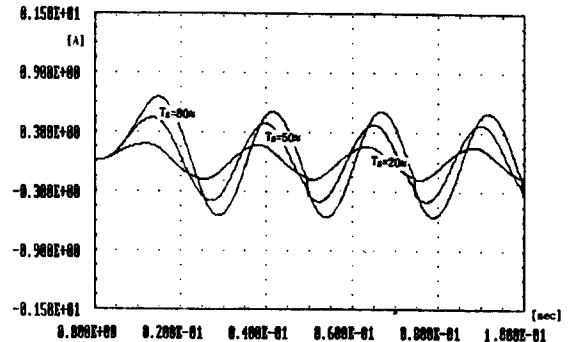


Fig. 3.4c Current Waveform for Park's Filter at 80Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

[Ω], $L_1=280[mH]$, $L_3=61[mH]$, $C_2=48[\mu F]$ 의 크기를 가질 때 대역폭은 $360[rad/sec]$ 이며, $I_3(s)/V_1(s)$ 의 전달함수는 아래식과 같다. 편의상 이 LC 필터를 Park필터로 칭한다.

$$\frac{I_3(s)}{V_1(s)} = \frac{48790000}{s^3 + 656s^2 + 415935s + 48790000} \quad (3.4)$$

식(3.4)에 대한 계단응답은 식(3.5)과 같다.

$$i_3(t) = 1 - 1.123e^{-300t} + 0.883e^{-180t} \cos(360t + 82^\circ) \quad (3.5)$$

위 그림들에서 알 수 있는 바와 같이 저역통과 Park LC필터와 전브리지 인버터에 의한 $i_3(t)$ 의 파형은 Bessel 필터와 Chebyshev 필터의 장점을 살리고저 하였으며 낮은 주파수에서 리플의 크기를 다소 감소시키고, 정현파에 가깝게 하였다. 그림 3.3은 $T_s=50\%$ 에서 10Hz에서는 작은 리플이 산존하나 50Hz, 90Hz에서는 정현파이며, 주파수가 높을수록 진폭이 줄어들음을 알 수 있다.

그림 3.4는 20Hz, 50Hz, 80Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 로 변경하였을 때의 $i_3(t)$ 의 파형들이다. 20Hz에서는 T_s 가 작을수록 정현파에 가깝고 커지면 리플이 내재하는 사다리꼴 파형이 된다. 50Hz와 80Hz에서는 T_s 에 관계없이 정현파가 되며 주파수가 클수록 진폭이 줄어든다.

위에서 살펴본 바와 같이 저역통과 LC필터에서는 각 주파수대에서 T_s 를 적절히 조절함으로써 필터에 흐르는 전류의 크기와 파형을 조절할 수 있음을 알 수 있다.

4. 시스템구성과 모델링

4.1 제어시스템의 구성

그림 4.1은 실험장치의 전체적인 개략도를 나타내고 있다. 실험장치는 크게 주파수에 따라 펄스폭을 발생하는 단일칩 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH, 브리지형 인버터 및 단상 유도전동기의 세 부분으로 구성되어 있다. 기준신호와 타코제너레이터에서 나온 신호는 단일칩 제어기

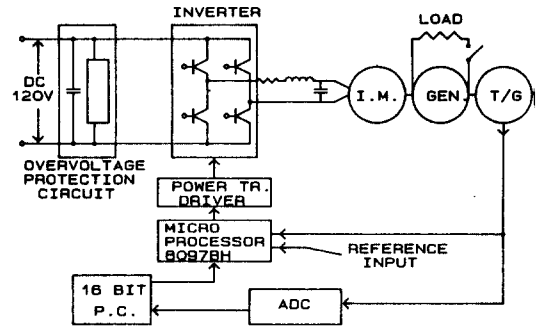


Fig. 4.1 Schematic Diagram of Experimental Equipment

에 내장된 A/D변환기를 통해 각각 변환되며 두 디지털 신호의 오차는 EV8097BH 내에서 디지털 PID연산 처리되어 주파수에 따른 펄스폭이 조정되며, HSO 포트에서 나온 신호는 포토커플러와 증폭회로를 거쳐 인버터의 파워 트랜지스터의 베이스에 트리거신호를 발생시킨다. 인버터는 4개의 파워 트랜지스터의 ON-OFF시간을 조정하므로써 직류전원으로부터 원하는 주파수를 갖는 교류전원으로 바뀌게 하고, 그에 따라 단상 유도전동기의 회전수를 제어할 수 있다.

브리지형 인버터를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 고주파수에서 저주파수로 갑자기 전동기 속도를 감소시키면 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전원방향으로 전류가 역류하게 되며 이로 인하여 주위 소자의 소자들이 파손된다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 과전압 방지회로가 설치되어 있다.

단상 유도전동기에는 단상 교류발전기와 타코 제너레이터가 직결되어 있으며, 교류발전기에는 100W 전구의 저항부하가 연결되어 스위치의 개폐에 따라 계단상의 부하가 가해지게 된다. 타코 제너레이터에서 나온 출력신호와 가변저항기를 거쳐 나온 기준신호는 EV8097BH 자체에 내장된 A/D컨버터로 입력된다. 또한 타코제너레이터의 전압 즉 회전속도 데이터는 별도의 12비트 A/D컨버터를 통해 PC에 수집된다.

그림 4.2는 본 논문에서 구성한 실험장치의 실제모습을 나타내고 있다.

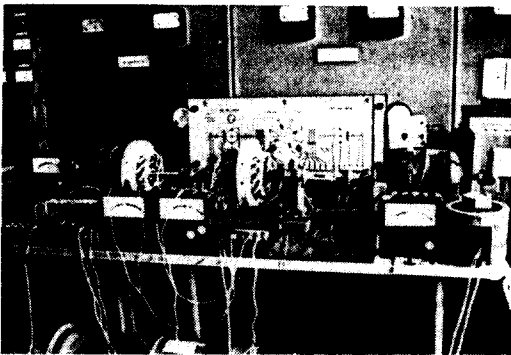
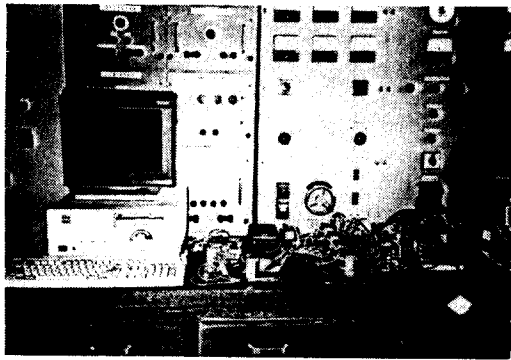


Fig. 4.2 Photograph of the Experimental Equipments

4.2 단상 유도전동기와 등가회로

단상유도전동기는 여러가지 형이 있으나 본 실험에서는 기동이 용이한 콘덴서기동형을 사용하였다. 콘덴서기동형 단상 유도전동기는 보조권선에 직렬로 콘덴서를 접속시켜 주권선과 보조권선

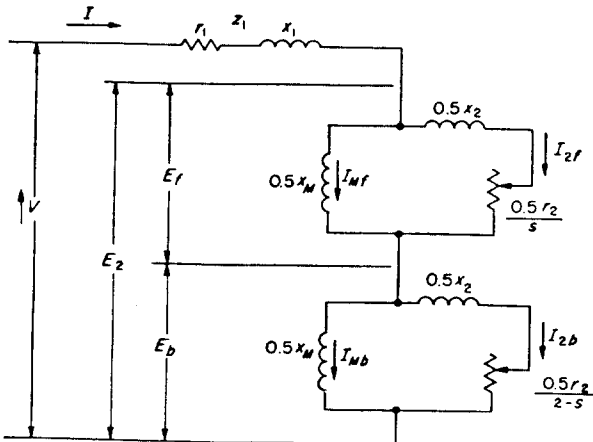


Fig. 4.4a Equivalent Circuit for a 1φ Induction Motor(Network Type Circuit)

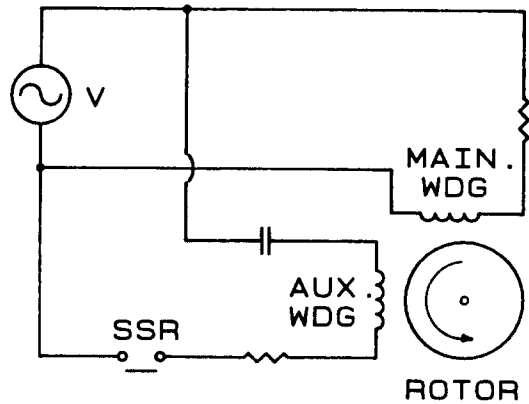


Fig. 4.3 Space Circuit of Condenser Start Type Induction Motor

에 흐르는 전류의 위상차가 약 90도 정도 생기게 한 것이다. 따라서 이 전동기는 기동시 거의 완전한 2상의 회전자장이 생기므로 큰 기동토크가 발생한다. 기동 후에는 이 보조권선을 차단함으로써 단상운전이 되게 한다. 그림 4.3은 콘덴서기동형 단상 유도전동기의 회로를 나타내고 있다. 단상 유도전동기의 등가회로는 그림 4.4a와 같고 이를 더 간략화하면 그림 4.4b와 같이 된다.

회전자세설(Revolving Field Theory)에 의하면 단상 유도전동기의 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.²⁾

$$\begin{aligned}
 V &= I r_1 + j I X_1 + j(I - I_{2f})(0.5 X_M) \\
 &\quad + j(I - I_{2b})(0.5 X_M) \\
 &= I r_1 + j I X_1 + E_f + E_b = I Z_1 + E_2 \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

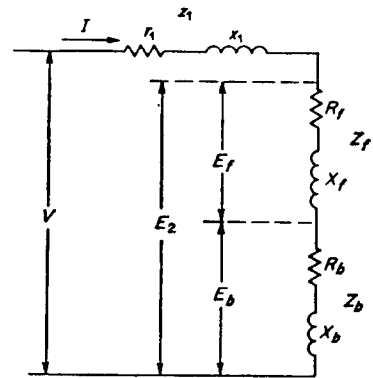


Fig. 4.4b Simplified form of Fig. 4.4a

여기에서

$$I_{2f} = \frac{\hat{s}E_f}{0.5(r_2 + jX_2)} = \frac{E_f}{0.5((r_2/\hat{s} + jX_2)} \quad (4.2a)$$

$$I_{2b} = \frac{(2-\hat{s})E_b}{0.5((r_2 + jX_2))} = \frac{E_b}{0.5((r_2/(2-\hat{s}) + jX_2)} \quad (4.2b)$$

V : 1차 권선의 공급전압

I : 1차 권선 전류

r₁ : 1차 권선의 저항

r₂ : 2차 권선의 저항

E₂ : 2차 권선의 유기 기전력

E_f : 정상(正相)에 의한 1차 권선의 유기 기전력

E_b : 역상(逆相)에 의한 1차 권선의 유기 기전력

I_{2f} : 정방향계자에 의한 회전자 전류

I_{2b} : 역방향계자에 의한 회전자 전류

X₁ : 1차 권선의 누설 리액턴스

X₂ : 2차 권선의 누설 리액턴스

X_M : 자화 리액턴스

ŝ : 슬립

z₁ : r₁ + jX₁ : 주권선의 임피던스

그림 4.4b의 등가회로에서 단상 유도전동기의 동기출력은 다음식과 같이 주어진다.

$$T_w = I^2(R_f - R_b) \quad (4.3)$$

여기서

R_f : 정상의 저항

R_b : 역상의 저항

실제의 출력은 다음 식과 같다.

$$T_m = I^2(R_f - R_b)(1 - \hat{S}) = T_w(1 - \hat{S}) \quad (4.4)$$

여기서 R_f 및 R_b는 X₁=X₂의 경우 Morrill에 의하여 다음 식으로 주어진다.

$$R_f = \frac{0.5 K_n r_2 / \hat{s}}{[(r_2 / X_o) / \hat{s}]^2 + 1} \quad (4.5a)$$

$$X_f = \frac{0.5 X_o K_q [(r_2 / X_o) / \hat{s}]^2 + 0.5 X_2 K_q}{[(r_2 / X_o) / \hat{s}]^2 + 1} \quad (4.5b)$$

$$R_b = \frac{0.5 K_n r_2 / (2 - \hat{s})}{[(r_2 / X_o) / (2 - \hat{s})]^2 + 1} \quad (4.5c)$$

$$X_b = \frac{0.5 X_o K_q [(r_2 / X_o) / (2 - \hat{s})]^2 + 0.5 X_2 K_q}{[(r_2 / X_o) / (2 - \hat{s})]^2 + 1} \quad (4.5d)$$

여기서

X_r : 정방향자계의 겹보기 리액턴스, K_q=X_M/(X_M+X₁)

X_f : 역방향자계의 겹보기 리액턴스, K_n=K_q²

X_o=X_M+X₁, Z_f=R_f+jX_f, Z_b=R_b+jX_b

그림 4.5는 콘덴서기동형 단상 유도 전동기의 토오크 특성곡선을 나타내고 있으며 실선은 콘덴서 기동특성을, 점선은 운전특성을 나타내고 있다. 그림에서 보조권선에 직결된 콘덴서로 인하여 기동토오크가 발생함을 알 수 있다. 콘덴서가 기동 후 제어기의 신호를 받아 보조권선에 전원이 차단되면 토오크는 순간적으로 약간 수직 하강하게 되는 특성을 가지고 있다.

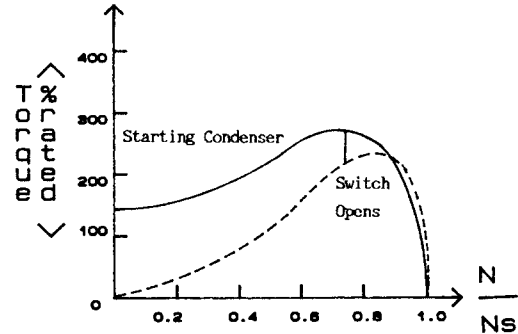


Fig. 4.5 Torque-Speed Characteristic Curve of a Condenser Starting Induction Motor

본 연구의 실험에서 사용한 단상 유도전동기는 Feedback사의 부품으로 조립한 것으로 전동기의 정수값은 아래와 같다.

극수 : 4극

주권선 저항 : 21[Ω]

주권선 인덕턴스 : 63[mH]

보조권선 저항 : 40[Ω]

보조권선 인덕턴스 : 121[mH]

보조권선 콘덴서 용량 : 20[μF]

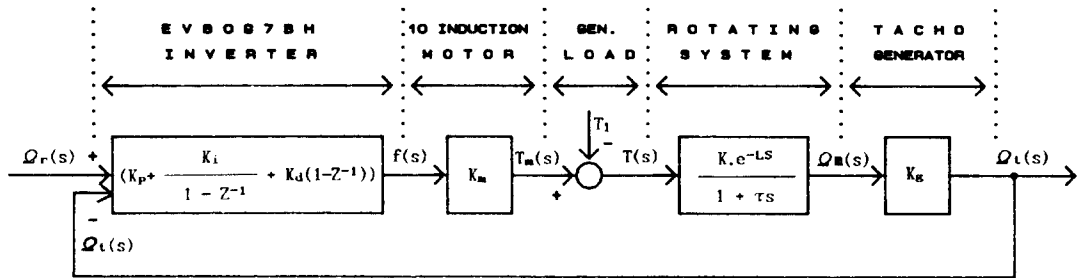


Fig. 4.6 Block Diagram of Speed Control System

4.3 시스템의 전달함수와 블록선도

유도전동기는 비선형특성을 가지고 있고, 또한 전동기 구동회로 등의 부속장치가 첨가되므로 회전수제어 계통의 전달함수를 정확히 구하는 것은 상당히 어렵기 때문에 시스템의 근사적인 전달함수를 다음과 같이 구한다. 유도전동기의 속도제어 계통의 블록선도는 그림 4.6과 같이 수동으로 주어지는 기준신호의 회전수를 $\Omega_r(s)$, 타코제너레이터에서 피이드백된 회전수를 $\Omega_i(s)$ 라고 할 때 두 값은 마이크로프로세서 EV8097BH에 내장된 A/D변환기에서 각각 디지털 값으로 바뀌어지고 그 오차값 $E(z)$ 이 디지털 PID알고리즘에 의하여 연산된 후 그 결과가 인버터의 구동회로로 출력되어 주파수 $F(s)$ 를 변환시킨다.

$$E(s) = \Omega_r(s) - \Omega_i(s) \tag{4.6}$$

$$F(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_d(1-z^{-1}) \right] E(s) \tag{4.7}$$

제어시스템에서 전동기의 이득(K_m)은 비선형적으로 변한다. 그림 4.5의 토오크 곡선에서 전동기 슬립이 큰 영역인 저속에서는 토오크는 슬립에 비례하고, 슬립이 적은 영역인 고속에서는 슬립에 반비례하지만 동작점 부근에서 선형화 하면, 유도전동기의 토오크 출력 $T_m(s)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_m(s) = K_m \cdot F(s) \tag{4.8}$$

그리고 전동기에 직결된 단상교류발전기의 저항부하에 의한 토오크 T_l 이 가해질 때 전동기의 토오크와의 차이 토오크 $T(s)$ 가 회전계통에 주어질

때의 전동기의 회전수 $\Omega_m(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$T(s) = T_m(s) - T_l \tag{4.9}$$

$$\Omega_m(s) = \frac{K_r \cdot e^{-LS}}{\tau S + 1} T(s) \tag{4.10}$$

여기서 유도전동기의 시정수(τ)는 실험에서 근사적으로 구해질 수 있으나 회전수마다 상이한 값을 갖는다. 타코제너레이터의 출력 $\Omega_i(s)$ 는 유도전동기의 회전수에 타코제너레이터의 이득을 곱한 값이 된다.

$$\Omega_i(s) = K_g \cdot \Omega_m(s) \tag{4.11}$$

타코제너레이터의 출력신호인 전압신호가 EV8097BH에 내장된 A/D변환기에 들어 간다.

5. 실험 및 결과분석

5.1 각 주파수에서의 전류 파형 분석

그림 5.1은 LC필터와 단상 유도전동기 부분만을 그린 그림이다. R_p, L_1, C_2 는 필터의 앞 부분의 권선과 콘덴서이고 R_q, L_3 는 단상 유도전동기의 고정자 및 회전자 부분을 모두 포함한 권선의 저항과 자기인덕턴스를 나타낸다.

3.3절에서 설계한 Park 필터를 기준으로 $R_p=0.6[Ω], L_1=250.00[mH], C_3=50.0[μF], L_2=65[mH], R_q=43[Ω]$ 되도록 필터의 LCR요소들의 크기를 정하였다. 원래 LC필터를 설계할 때 대역폭이 $360[rad/sec]$ 이나, 필터의 제작 후에는 이들 요

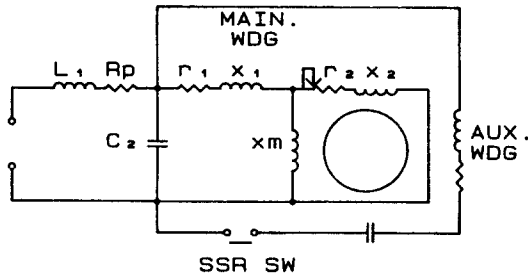


Fig. 5.1 LC Filter Including Windings of AC Induction Motor

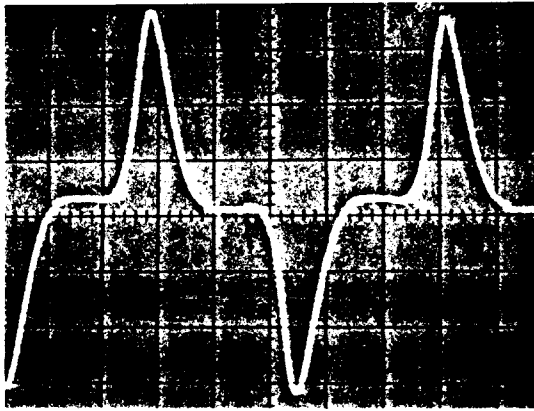


Fig. 5.2 Real Current Waveforms for Park's Filter at 20Hz of $T_s=30\%$ (2.25 A/DIV, 10ms/DIV)

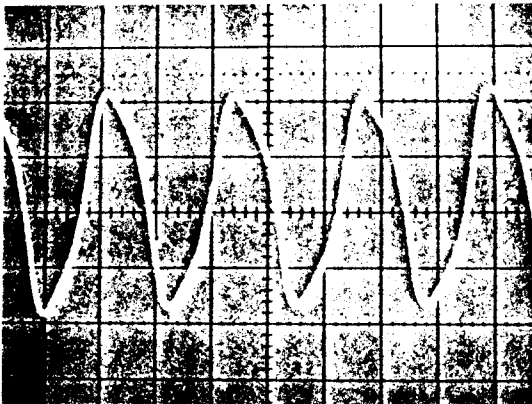


Fig. 5.3 Real Current Waveforms for Park's Filter at 45Hz of $T_s=50\%$ (2.25A/DIV, 10MS/DIV)

이선 결과를 보고 각 주파수에서 좋은 파형들을 선택하여 실험에 적용하였다. 그림 5.2는 $f=20\text{Hz}$, 전력이용률 $T_s=30\%$ 일 때의 $i_3(t)$ 의 파형으

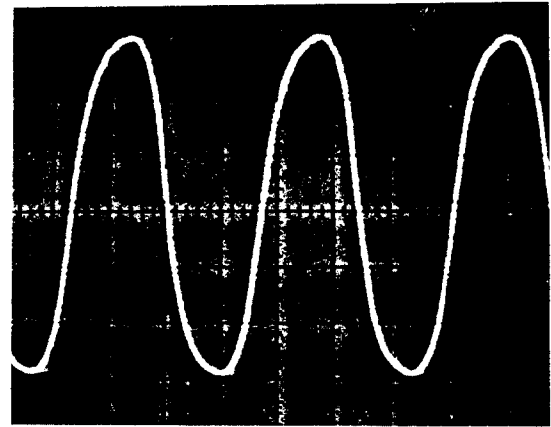


Fig. 5.4 Real Current Waveforms for Park's Filter at 60Hz of $T_s=70\%$ (0.9A/DIV, 5ms/DIV)

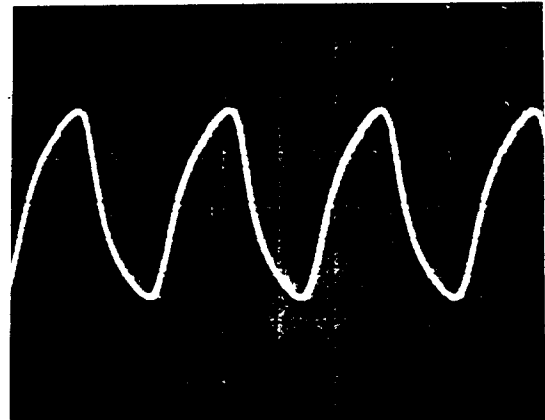


Fig. 5.5 Real Current Waveforms for Park's Filter at 75Hz of $T_s=80\%$ (0.9A/DIV, 5ms/DIV)

로 모나지 않은 안정된 삼각파에 가깝다. 그림 5.3은 $f=45\text{Hz}$, 전력이용률 $T_s=50\%$ 일 때의 $i_3(t)$ 의 파형으로 삼각파와 정현파의 중간형태이나, 주파수가 높을수록 정현파에 가까워진다. 그림 5.4는 $f=60\text{Hz}$, 전력이용률 $T_s=70\%$ 로 완전한 정현파이다.

그림 5.5와 그림 5.6은 $f=75\text{Hz}$, 전력이용률 $T_s=80\%$, 전력이용률 $T_s=90\%$ 일 때의 파형으로 약간 찌그러진 정현파이나 낮은 차수의 고조파가 포함되지 않는 것을 알 수 있다.

실험에서 전류의 파형은 대체로 시뮬레이션 결과와 유사하나 전류의 크기는 수치계산 결과 보다는 크게 변동하지 않음을 발견하였다. 이는 전기

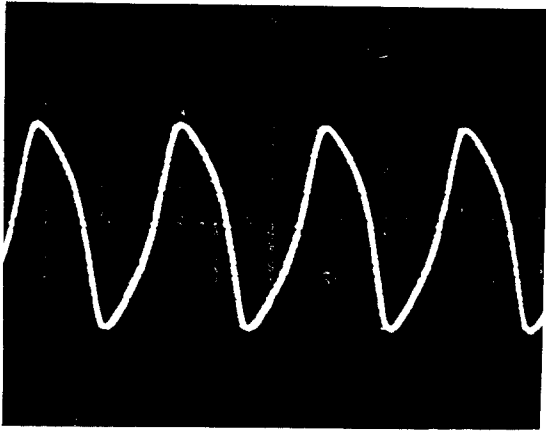


Fig. 5.6 Real Current Waveforms for Park's Filter at 80z of $T_s=90\%$ (0.9A/DIV, 5ms/DIV)

기기의 비선형성에도 기인하지만, 유도전동기는 회전자에 저항이 슬립에 따라 역비례하여 변동하는 것이 주된 원인으로 생각된다. 또한 30Hz이하에서 전력 이용률 $T_s=100\%$ 인 경우에는 고조파의 리플이 나타남을 확인하였다.

5.2 실험결과 분석

디지털 PID제어 알고리즘에는 위치형과 속도형이 있으나 여기서는 초기화가 필요치 않고 설정치 변경이나, 시스템의 갑작스런 시동에도 잘 따라가는 속도형 알고리즘을 이용하였다. 입력오차가 e

(k)로 들어올 때, 출력 m(k)는 다음 식으로 주어진다.

$$m(k) = m((k-1)) + \nabla m(k) \tag{5.1}$$

여기서

$$\nabla m(k) = K_p[e(k) - e((k-1))] + K_I e(k) + K_D[e(k) - 2e((k-1)) + e((k-2))] \tag{5.2}$$

$$K_I = K_p - 0.5 K_D \tag{5.3a}$$

$$K_I = K_p T / T_i \tag{5.3b}$$

$$K_D = K_p T_d / T \tag{5.3c}$$

위 식에서 K_p , T_i , T_d 의 계수들을 Ziegler-Nichols의 과도응답법으로 실험에서 구한 시스템의 최적이득, 최적적분시간, 최적미분시간이고 T는 샘플링 시간이다. 그림 5.7은 무부하시 계단응답으로 시스템의 개루프 전달함수가 $\frac{Ke^{-Ls}}{s+1}$ 로 표현될 때 반응을 $R=K/\tau$, 지연시간 L은 실험결과로부터 다음과 같이 주어진다. $L=0.238$ 초, $R=8.08/2.21=3.66$ 회전(Revolution)이다.

위 값들로부터 계산한 최적계수 값은 아래 표와 같다.

표 5.1의 최적 계수값을 식(5.3)에 대입하여 디지털제어 K_v , K_I , K_D 의 계수값을 정한 후 단상 유도전동기를 무부하 상태에서 회전수 설정치를 변

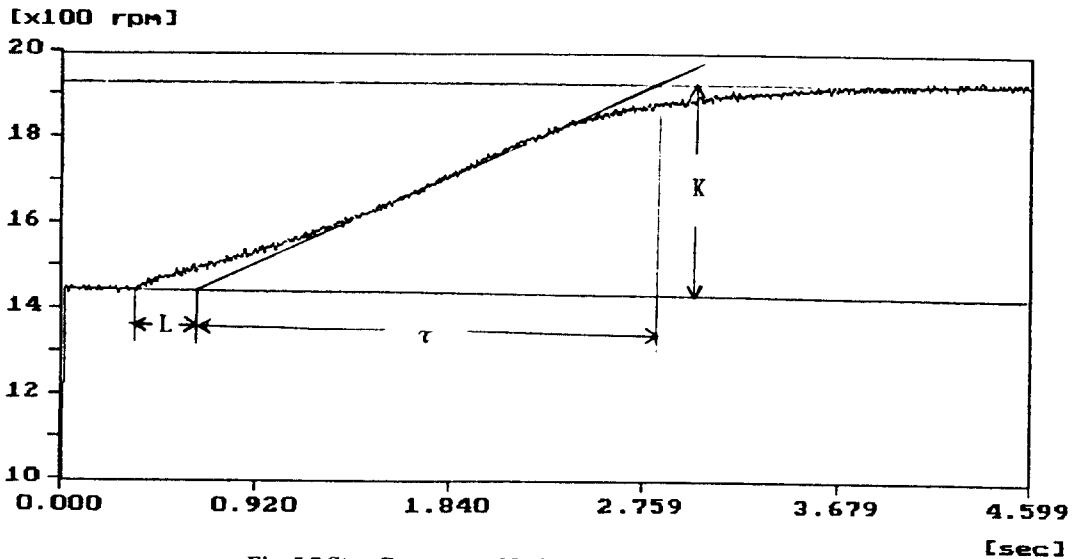


Fig. 5.7 Step Response of Induction Motor at No Load

표 5.1 최적 계수 조정값

PRMR	K _p		T _i		T _d	
	1/(RL)					
P	1/(RL)	1.15				
PI	0.9/(RL)	1.033	3.3L	0.7854		
PID	1.2/(RL)	1.38	2L	0.476	0.5L	0.12

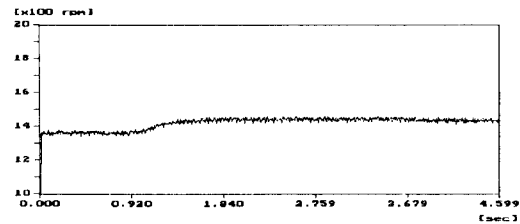
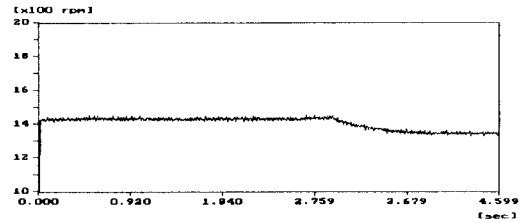
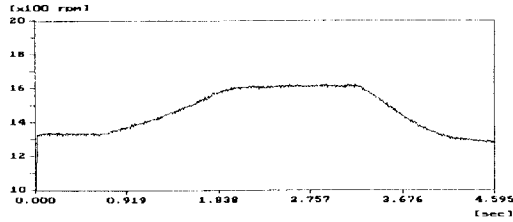


Fig. 5.8 Step Response of P Control

경하여 실험하였고, 또한 100W 백열전등 부하를 가하거나 제거하여 전동기의 속도가 설정치에 잘 추종하는지를 살펴보았다. 그림 5.8은 P제어, 그림 5.9는 PI제어, 그림 5.10은 PID제어에서 목표 회전수 또는 부하를 갑자기 변경시켰을 때의 속도 응답이다. 그림 모두가 오버슈트가 없는 양호한 응답이었으나 P제어의 경우는 정상편차(Offset)가 발생하였으며, 응답속도는 P제어가 가장 느리고 PID제어가 가장 빠름을 알 수 있다. 부하를 급변시켰을 때에도 헛탕(Hunting)이 없고 오버슈트도 작은 좋은 응답이었으며 P제어에서는 역시 정상편차가 발생할 뿐만 아니라 가장 느린 반응을 보여주었다. PID제어에서는 오버슈트와 정정시간(Settling Time)이 가장 작고 속응성이 커서 목표

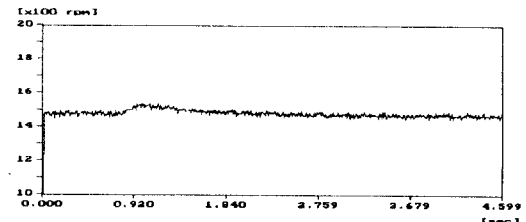
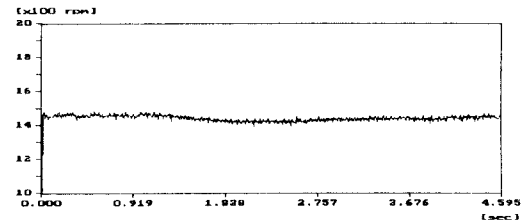
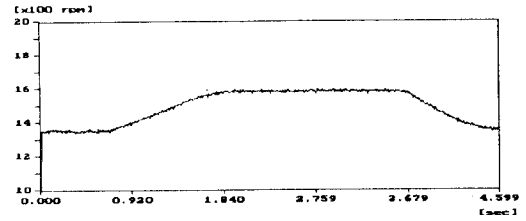


Fig. 5.9 Step Response of PI Control

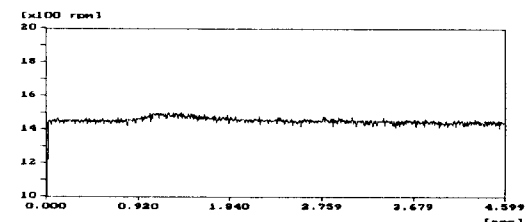
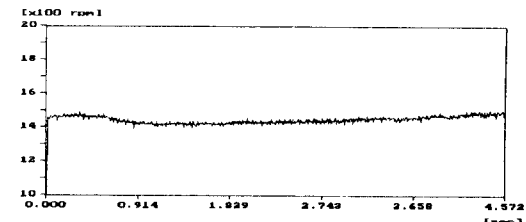
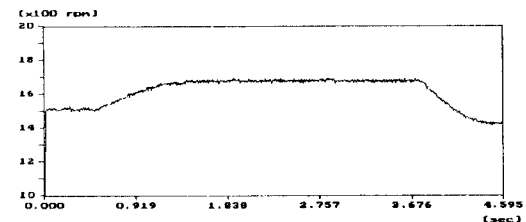


Fig. 5.10 Step Response of PID Control

치에 잘 추종함을 확인 할 수 있었다.

본 실험에서 LC필터와 전 브리지 인버터를 이용하여 구형파 전압을 공급하면 전류는 비교적 정현파에 가까운 파형을 얻을 수 있으나 낮은 주파수에서는 리플이 발생하므로 이를 제거하기 위한 연구가 더 진행되어야 할 것이다. 앞에서 실험한 시스템으로 구동되는 단상 유도전동기는 소음이 적고 정확한 속도제어가 가능하였다. 토오크는 콘덴서 분상형 단상 유도전동기에 비하여 적음으로 과부하에서 정상 회전속도를 유지할 수 없었다. 다음 필터를 설계할 때는 이 점도 고려하여야 할 것이다. LC필터를 가진 전브리지 인버터는 잡음이 작게 발생하여 아날로그 제어에 비하여 어려움이 적었고 제어 결과도 보다 양호하였다.

6. 결 론

지역통과 LC필터로 구성된 부하에 전브리지형 인버터로부터 구형파 전압이 번갈아 주어질 때 부하에 흐르는 전류파형을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 조사하였으며 이를 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH와 함께 디지털 제어 시스템을 구성하여 일차 주파수제어 방식으로 단상 유도전동기의 속도를 제어한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 전브리지형 인버터에 LC필터의 부하를 걸 경우 전류는 전주파수 영역에서 비교적 양호한 정현파가 되었다.

2. 전력이용률(T_s)를 조정하면 전류의 크기, 파형을 전주파수 영역에서 조정가능하며 리플도 제거할 수 있었다.

3. EV8097BH로 일차 주파수와 전력이용률(T_s)를 조절하여 단상 유도전동기의 속도를 디지털 PID제어한 결과 설정치 변경이나 부하 변동에도 설정치에 잘 추종함을 확인하였다.

10~20Hz의 주파수 영역에서는 전력이용률(T_s)이 50%이상일 때에 전류에 리플이 내재하므로 향후 완전한 정현파를 얻기 위해서는 LC필터에 대한 연구가 더 진행되어야 할 것으로 생각된다.

參考文獻

- 1) 김평호 외 4인, "마이크로프로세서에 의한 직류전동기의 제어기 설계", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5.15.
- 2) 박영진, 유덕용, 홍순환, "직류서보 위치제어 시스템을 위한 위치적분 상대제환기변구조제어기", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5.15
- 3) 임병진, 이해규, 김복수, "PLC를 이용한 항만 하역 장비의 MOTOR 속도제어", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
- 4) Yoo Ho Kim et al, "PC Based Self Tuning Adaptive Controller", Proceedings Ispe '92, 1992. 4
- 5) Philippe Mota, "Digital position servo system : A state variable feedback system", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. IA 20, No. 6 pp. 1473 1481.
- 6) 小山正人 編著, "ACサーボシステムの理論と設計の實際", 綜合電子出版社
- 7) P. C. Krause, "Analaysis of Electric Machinery", McGraw Hill.
- 8) Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, Oxford.
- 9) 민경일 외 4인, "부하인가시 유도전동기의 장속도 제어 특성 개선에 관한 연구", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5.15
- 10) 윤병도 외 4인, "엘리베이터의 정밀 위치제어를 위한 유도전동기 구동방법", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
- 11) 홍순일, "삼상 유도전동기의 고장자전류 벡터 제어 를 위한 부동회로 설계에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1986.
- 12) Ludger Szklarski 외 2인, "Electronic Drive Systems Dynamics", Elsevier.
- 13) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall
- 14) Bimal K. Bose, "Adjustable Speed AC Drive Systems", IEEE Press.
- 15) Yeon Chang Hahm et al, "A New Frequency Modulation Technique for Audible Noise Reduction in PWM Inverer Fed Induction Motors", PROCEEDINGS ISPE '92, 1992. 4
- 16) Joachim Holtz and Jens Onno Krah, "Supression of Time - Varying Resonances in the Power

- Supply Line of AC Locomotives by Inverter Control", PROCEEDINGS ISPE ' 1992. 4
- 17) 김영철 외 4인, "저잡음 PWM 인버터를 위한 최적 패턴에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
- 18) 조본구, 진명철, 이광원, "고조파를 억제하는 가변 주파수 정현파 PWM의 실시간 구현", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
- 19) Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, "Electronic Filter Design Hand - book", McGraw - Hill, 1990.
- 20) 김항배, "직력브리지 인버터의 전류특성에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1993.
- 21) 정삼식, "직렬 브리지형 인버터에 의한 단상 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1993.
- 22) C. G. Veinott "Theory and Design of Small Induction Motors", McGraw Hill, 1959