LC필터를 이용한 3상유도전동기의 전류파형 개선에 관한 연구

박진길* · 남택근** · 노영오*** · 정주윤**

A Study on the improvement of current waveforms of a three-phase induction motor with LC filter

J. G. Park · T. K. Nam · Y. O. Roh · J. Y. Chung

<目 次>

Abstract
Ⅰ. 서 론
Ⅱ. 전동기용 저역 통과 LC필터
1. LC필터 회로의 구성
2. LC필터 회로의 해석 및 설계
3. 필터의 시뮬레이션 및 결과 분석
Ⅲ. 실험장치
1. 원칩마이크로 콘트롤러(180C196KC)
2. Programmed PWM
3. 삼상유도전동기의 구동시스템
Ⅳ. 필터를 이용한 3상 유도 전동기의 구동
1. 실험 및 고찰
Ⅴ. 결 론
참고문헌

Abstract

An AC induction motor of constant speed characteristics has been widely used as power source because of simple structure and low maintenance cost in industrial field.

Recently, the variable speed 3ϕ induction motor driven by the inverter is utilized as a servo-motor of automatic control device and as a power source of elevator and electric locomotive, etc.

The variable frequency AC source made by a conventional inverter which is composed of power semi – conductors and drive systems includes much noises in sine wave current due to high speed switching of direct current.

In this paper, the low pass LC filter for a variable speed induction motor driven by a full bridge inverter is introduced to solve EMI problem originated by much noise current. The modified LC filter based on the 3rd order Butterworth LC filter is used for the computer simulations and

* 한국해양대학교 이공대학 기관공학과 교수
** 한국해양대학교 대학원
*** 목포해양대학교

real experiments. The characteristics of proposed LC filter are investigated through FFT analysis.

From experimental results, it is confirmed that noiseless AC current of sine wave for a variable speed 3ϕ induction motor can be obtained by the designed LC filter.

Ⅰ. 서 론

DC모터는 광범위하고 정밀한 속도, 위치제어가 가능하고 소용량에서부터 대용량에 이르기까지 널리 사용되고 있다. 그러나 DC모터는 정류자와 브러쉬의 마모로 인한 유지, 보수, 점검 등 복잡한 손질이 따르게 되는 커다란 단점을 가지고 있다.

최근에는 구조가 간단하고 보수가 용이하며 뛰어난 내구성을 가진 AC모터의 가변속 구동이 실용화되어 서보기구로서 산업계에 널리 쓰이고 있다. 각종 전력변환소자(SCR, GTO, TR, w전력용 MOSFET)들의 응용기술의 진보와 마이크로프로세서의 발달, 주변회로소자의 개발, 디지탈제어기술 및 정보처리 기술의 현저한 진보 등은 기술적, 경제적인 이유로 곤란했던 AC모터의 주파수 및 토크제어를 가능하게 하였고 보다 용이하게 정현파 전류를 얻기 위한 PWM(Pulse Width Modulation)에 대한 연구도 활발하게 진행되고 있다.[15]

PWM에는 Carrier modulated PWM 방식과 Programmed PWM 방식으로 크게 분류할 수 있다.

본 연구에서 사용한 Programmed PWM 방식은 반송주파수와 기준주파수의 비교에 의해 PWM을 발생하는 Carrier modulated PWM과 유사한 방법으로서 임의적인 반송주파수를 정하고 싸인파형에 따른 펄스폭으로 출력전압을 발생시키게 된다. Programmed PWM 방식은 최소의 리플성분, 제한된 토크변동과 지정된 고조파 성분제거로 양호한 PWM 파형을 얻을 수 있는 장점이 있다.[16]

실험에서는 가급적 스위칭 회수를 줄이기 위하여 1주기당 10분주한 구형파의 전압으로 인버터를 구동하였다.

PWM 방식의 DC - AC 전원 변환시 인버터에는 구형파의 전압이 입력되고 구형파의 특성으로 인해 출력전원에도 많은 잡음(Noise)이 발생하게 되어 모터의 효율적인 운전에 있어서 문제점으로 등장하게 된다. 이 문제점을 해결하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 각 파라메타와 전력이용률에 의한 영향을 고려하여 3상 유도전동기에 적합한 저역통과 LC 필터를 설계하였고 실제 모터를 구동하여 정현파에 가까운 양호한 교류전원을 얻을 수 있는지 알아 보았다.

Ⅱ. 전동기용 저역 통과 LC필터

1. LC필터 회로의 구성

LC필터에는 저역통과필터(Low Pass Filter), 고역통과 필터(High Pass Filter), 대역통과필터(Band

Fass Filter), 대역제거필터(Band Rejection Filter) 등이 있으나 본 연구에서는 브리지 인버터에서 출력되는 구형파의 전압으로부터 유사정현파를 얻기 위해 저역통과 LC필터를 이용하였다. 그림 2.1과 같은 LC필터에 있어서 구성요소(R, L, C)에 따라서 2차부터 n차에 이르는 필터를 구성할 수가 있으나 여기에서는 경제성과 실용성을 고려하여 그림 2.1과 같이 3차계 필터를 구성하여 실험하였다.

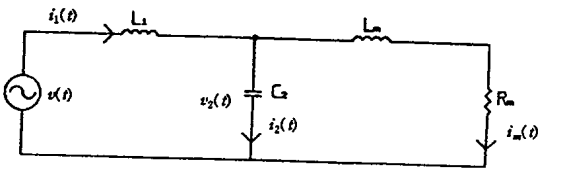

Fig. 2.1 Circuit Configuration of the Low Pass LC filter

2. LC필터 회로의 해석 및 설계

그림 2.1에서 LC필터가 없는 경우를 본다면, Kirchhoff 제2법칙으로부터

$$v(t)=L_m\frac{d}{dt}i_m(t)+R_m i_m(t) \tag{2.2.1}$$

식(2.2.1)을 라플라스 변환하면

$$V(s)=(SL_m+R_m)I_m(s) \tag{2.2.2}$$

식(2.2.2)으로부터 $I_m(s)/V(s)$의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{I_m(s)}{V(s)}=\frac{1.0}{A_{11}S+A_{10}} \tag{2.2.3}$$

여기에서,

$A_{11}=L_m$

$A_{10}=R_m$

그림 2.1에서 3차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_m(s)/V(s)$의 관계식이 식(2.2.4)로 주어진다.

$$\frac{I_m(s)}{V(s)}=\frac{1.0}{A_{33}S^3+A_{32}S^2+A_{31}S+A_{30}} \tag{2.2.4}$$

여기에서,

$A_{33}=L_1C_2L_m$

$A_{32}=L_1C_2R_m$

$A_{31}=L_1+L_m$

$A_{30}=R_m$

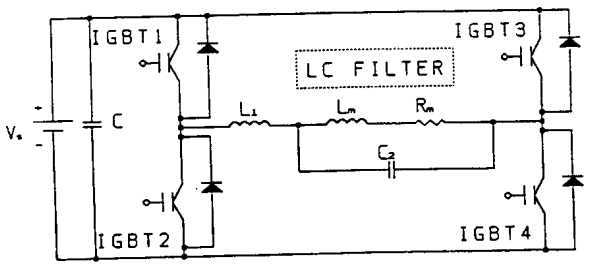

Fig. 2.2 Circuit of Full-Bridge Inverter with a Low Pass Filter

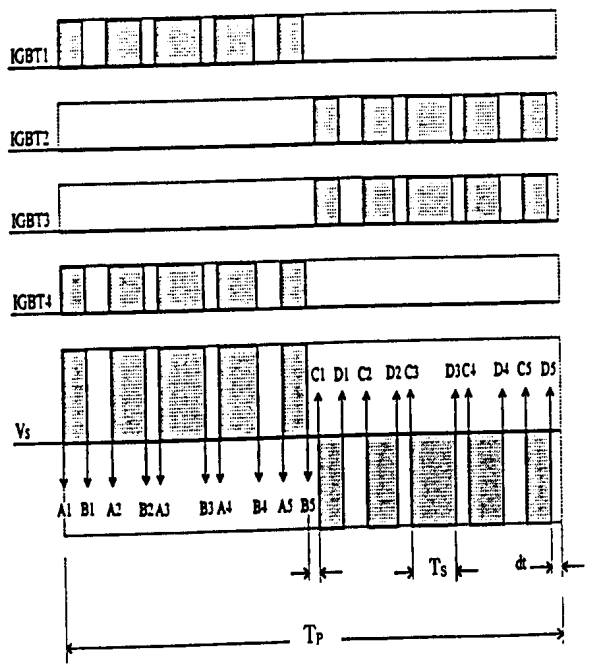

Fig. 2.3 Time Chart of Full-Bridge Inverter with a Low Pass Filter

3. 필터의 시뮬레이션 및 결과 분석

그림 2.2는 전브리지형 인버터의 개략도이다. 5분주(Half-cycle)된 싸인파에 기준한 전력이용률로 IGBT1, IGBT4가 통전되면 부하의 양단에 정전압인 Vs의 전압이 흐르게 되고 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되면 부하의 양단에 역전압인 -Vs의 전압이 흘러 교류를 얻게 된다. 전류를 차단할 때 발생하는 고전압은 IGBT에 내장되어 있는 순환 다이오드(Wheeling Diode)를 통하여 환원된다.[5]

그림 2.3은 각 IGBT1~IGBT4의 통전과 출력전압과의 관계를 나타내고 있다. 80196KC의 HSO출력을 입력전압으로 한 IGBT의 출력파형을 나타낸 그림으로서 1주기(Tp)를 10분주하고 사인파형에 기준한 전력이용률로 정현파에 가까운 전류파형을 얻고자 하였다. 각 샘플링시간(Ts)과 기준 싸인파형의 값을 조절하여 출력전원의 주파수와 전력이용률을 가변시킬 수가 있다.

이 때 LC필터에 주어지는 공급전압 $v(t)$는 식(2.3.1)과 같다.

$$\begin{aligned} v(t)=V_s[&u(t-A_1)-u(t-B_1)+u(t-A_2)-\\ &u(t-B_2)+u(t-A_3)-u(t-B_3)+u(t-A_4)-\\ &u(t-B_4)+u(t-A_5)-u(t-B_5)-u(t-C_1)+\\ &u(t-D_1)-u(t-C_2)+u(t-D_2)-u(t-C_3)+\\ &u(t-D_3)-u(t-C_4)+u(t-D_4)-u(t-C_5)+\\ &u(t-D_5)] \end{aligned} \qquad (2.3.1)$$

식(2.3.1)을 라플라스 변환하면 식(2.3.2)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} V(S)=\frac{Vs}{S}(&e^{-A_1S}-e^{-B_1S}+e^{-A_2S}-e^{-B_2S}+e^{-A_3S}-e^{-B_3S}+e^{-A_4S}-e^{-B_4S}+e^{-A_5S}-e^{-B_5S}-\\ &e^{-C_1S}+e^{-D_1S}-e^{-C_2S}+e^{-D_2S}-e^{-C_3S}+e^{-D_3S}-e^{-C_4S}+e^{-D_4S}-e^{-C_5S}+e^{-D_5S}) \end{aligned} \qquad (2.3.2)$$

여기에서,

A1=kTp+dt

B1=kTp+Ts sin(π/6)

A2=kTp+Ts

B2=kTp+Ts[1+sin(π/3)]

A3=kTp+2Ts

B3=kTp+Ts[2+sin(π/2)]

A4=kTp+Ts[3+(1 - sin(π/3)]

B4=kTp+4Ts

A5=kTp+Ts[4+(1 - sin(π/6)]

B5=kTp+5Ts

C1=kTp+dt+5Ts

D1=kTp+Ts[5+sin(π/6)]

C2=kTp+6Ts

D2=kTp+Ts(6+sin(π/3)

C3=kTp+7Ts

D3=kTp+Ts[7+sin(π/2)]

C4=kTp+Ts[8+(1 - sin(π/3)]

D4=kTp+9Ts

C5=kTp+Ts[9+(1 - sin(π/6)]

D5=kTp+10Ts

단, k= 0, 1, 2……

Tp : 주기(Period), Ts : (Sampling Time : Tf/N) , dt : dead time

식(2.2.3)과 식(2.3.2)로부터 필터를 사용하지 않은 경우에 모터에 흐르는 전류$I_m(s)$와 직류 전원전압 V(s)의 관계식을 구하면 식(2.3.3)과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{1.0}{(A_{11}S+A_{10})}\ (e^{-as}) \tag{2.3.3}$$

단,

$$e^{-aS}=(e^{-A_1S}-e^{-B_1S}+e^{-A_2S}-e^{-B_2S}+e^{-A_3S}-e^{-B_3S}+e^{-A_4S}-e^{-B_4S}+e^{-A_5S}-e^{-B_5S}-$$
$$e^{-C_1S}+e^{-D_1S}-e^{-C_2S}+e^{-D_2S}-e^{-C_3S}+e^{-D_3S}-e^{-C_4S}+e^{-D_4S}-e^{-C_5S}+e^{-D_5S})$$

식(2.2.4)와 식(2.3.2)로부터 3차계 필터에 흐르는 전류 $I_m(s)$와 직류 전원전압 V(s)의 관계식을 구하면 식(2.3.4)와 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{1.0}{(A_{33}S^3+A_{32}S^2+A_{31}S+A_{30})}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.4}$$

식(2.3.3)~식(2.3.4)에서도 알 수 있는 바와 같이 전동기에 흐르는 전류 $i_m(t)$의 파형에 영향을 가장 많이 미치는 것은 C_2와 L_1에 의하여 결정되는 특성방정식의 각 파라메타의 값이며 이 값들은 필터의 종류에 따라 달라진다. 식(2.3.2)의 A_1~A_5, B_1~B_5, C_1~C_5, D_1~D_5의 값들도 전류파형 $i_m(t)$에 있어서 진폭과 파형에 영향을 미친다.

1) LC필터를 사용하지 않은 경우

LC필터를 사용하지 않고 모터권선만을 고려한 경우의 모터의 파라메타 값은 전동기의 회전자 구속시험(Blocked - rotor test)과 무부하시험(No load test)을 통해 근사적으로 구할 수 있다.[16,17]

슬립은 5~10%로 간주한 상태에서 측정결과 근사적인 모터의 파라메 타값은 저항 Rm=85.0[Ω], 인덕턴스 Lm=275[mH]이었다.

이 값들을 식(2.2.4)에 대입하여 모터의 권선에 흐르는 전류 $I_m(s)$를 구 하면 식(2.3.5)과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{3.636}{(S+309.0)}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.5}$$

여기에서 유도전동기의 입력전압(V_s)이 1[v]의 단위계단상 전압으로 주어질 경우 식(2.3.5)을 라플라스 역변환하여 $i_m(t)$를 구하면 식(2.3.6) 과 같다.

$$\begin{aligned} i_m(t)=0.0117647[&(1-e^{-309.09(t-A_1)})u(t-A_1)-(1-e^{-309.09(t-B_1)})u(t-B_1)+\\ &(1-e^{-309.09(t-A2)})u(t-A_2)-(1-e^{-309.09(t-B2)})u(t-B_2)+(1-e^{-309.09(t-A3)})u(t-A_3)-\\ &(1-e^{-309.09(t-B3)})u(t-B_3)+(1-e^{-309.09(t-A4)})u(t-A_4)-(1-e^{-309.09(t-A3)})u(t-B_4)+\\ &(1-e^{-309.09(t-A5)})u(t-A_5)-(1-e^{-309.09(t-B5)})u(t-B_5)-(1-e^{-309.09(t-C1)})u(t-C_1)+\\ &(1-e^{-309.09(t-D1)})u(t-D_1)-(1-e^{-309.09(t-C2)})u(t-C_2)+(1-e^{-309.09(t-D2)})u(t-D_2)-\\ &(1-e^{-309.09(t-C3)})u(t-C_3)+(1-e^{-309.09(t-D3)})u(t-D_3)-(1-e^{-309.09(t-C4)})u(t-C_4)+\\ &(1-e^{-309.09(t-D4)})u(t-D_4)-(1-e^{-309.09(t-C5)})u(t-C_5)+(1-e^{-309.09(t-D5)})u(t-D_5)] \end{aligned} \tag{2.3.6}$$

그림 2.4~그림 2.6은 LC필터를 사용하지 않은 경우(1차계) 모터전류의 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다.

전류파형은 매 싸이클당 분주수가 10으로 일정하여 각 샘플링시간(Ts)에 1차계의 파형이 나타나며 주파수가 바뀌어도 비슷한 결과를 보여주나 주파수가 올라감에 따라 전류의 크기는 줄어듬을 알 수 있다.

그림 2.4.1~그림 2.6.1은 시뮬레이션 결과를 FFT 분석해 본 것이다.

각 주파수대에서 기본파의 1/8~1/10정도 크기의 제9고조파가 발생하고 있으며 미약하지만 3차, 7차 고조파를 찾아볼 수 있다. 전류의 크기에 있어서와 마찬가지로 고조파의 크기 또한 주파수가 높아짐에 따라 줄어들고 있다.

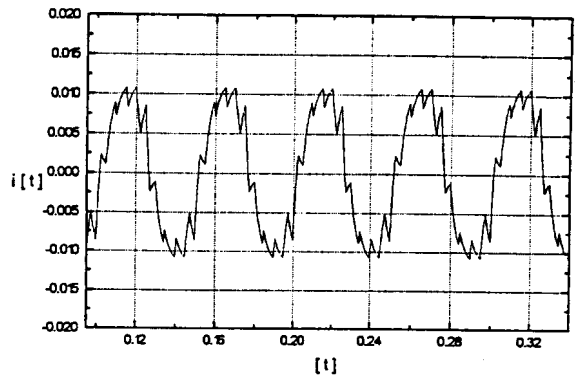

Fig. 2.4 Current Waveform of the Induction motor without LC Filter at 20Hz

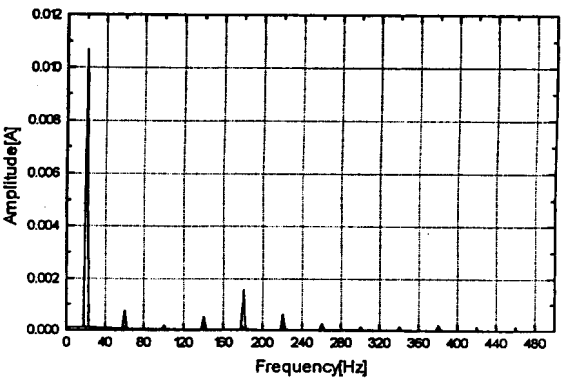

Fig. 2.4.1 FFT Analysis of Fig. 2.4

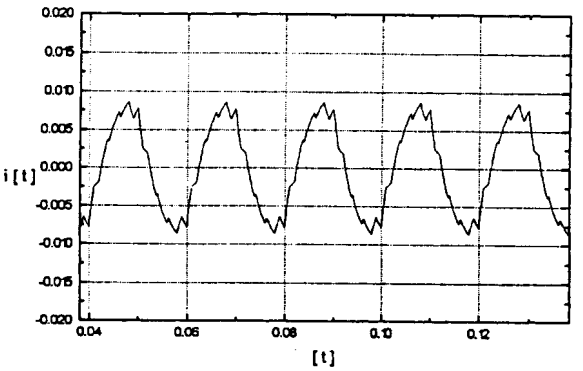

Fig. 2.5 Current Waveform of the Induction motor without LC Filter at 50Hz

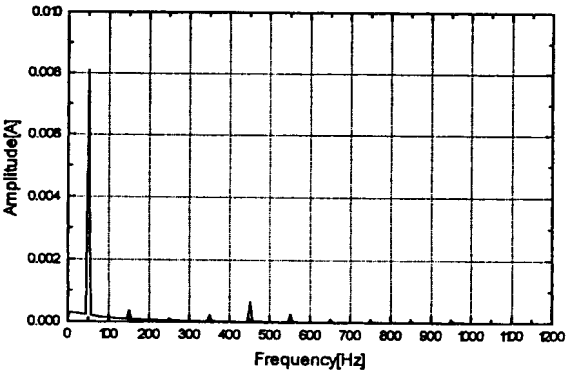

Fig. 2.5.1 FFT Analysis of Fig. 2.5

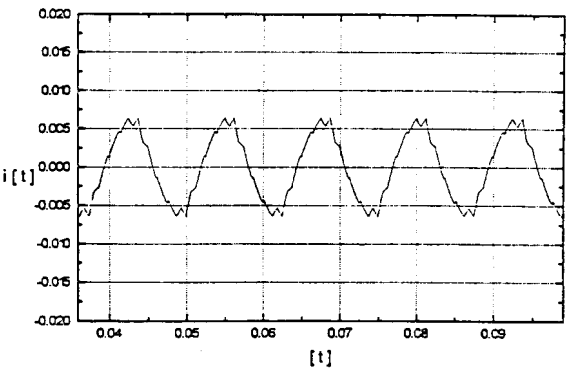

Fig. 2.6 Current Waveform of the Induction motor without LC Filter at 80Hz

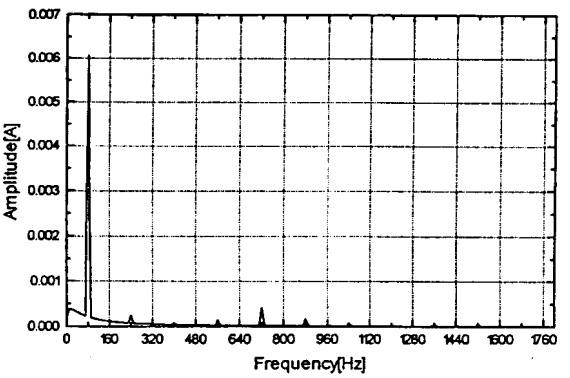

Fig. 2.6.1 FFT Analysis of Fig. 2.6

2) 3차계 필터를 사용한 경우

필터설계에 있어서 각 계수값은 표준 3차 Butterworth필터를 참고로 하였고 실제 모터를 구동시키기 위한 개정필터의 계수값은 각 주파수에서 Try and error 방법으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 구하였다.

가) 20Hz~30Hz범위

A. 20Hz상태에서 필터계수 $R_m=85.0[\Omega]$, $L_1=270[mH]$, $C_2=110[\mu F]$, $L_m=275[mH]$의 파라메타값을 식(2.3.4)에 대입하여 $I_m(s)$를 구하면 식(2.3.7) 과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{116044.28}{(S^3+309.03S^2+66827.7S+1.040722\times10^7)}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.7}$$

여기에서 유도전동기의 입력전압(Vs)이 1[v]의 단위계단상 전압으로 주어질 경우 식(2.3.7)을 라플라스 역변환하여 $i_m(t)$를 구하면 식(2.3.8)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{m(t)}=&[0.01176-0.00727e^{-220.47(t-A1)}-0.00959e^{-44.279(t-A1)}\cos(212.7(t-A1)-1.0842)]\ u(t-A1)-\\ &[0.01176-0.00727e^{-220.47(t-B1)}-0.00959e^{-44.279(t-B1)}\cos(212.7(t-B1)-1.0842)]\ u(t-B1)-\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &-[0.01176-0.00727e^{-220.47(t-C5)}-0.00959e^{-44.279(t-C5)}\cos(212.7(t-C5)-1.0842)]\ u(t-C5)\\ &+[0.01176-0.00727e^{-220.47(t-D5)}-0.00959e^{-44.279(t-D5)}\cos(212.7(t-D5)-1.0842)]\ u(t-D5) \end{aligned} \tag{2.3.8}$$

B. 30Hz상태에서 필터계수 $R_m=85.0[\Omega]$, $L_1=120[mH]$, $C_2=60[\mu F]$, $L_m=275[mH]$의 파라메타값을 식(2.3.4)에 대입하여 $I_m(s)$를 구하면 식(2.3.9) 과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{505050}{(S^3+309.09S^2+199494S+4.2929292\times10^7)}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.9}$$

여기에서 유도전동기의 입력전압(Vs)이 1[v]의 단위계단상 전압으로 주어질 경우 식(2.3.9)을 라플라스 역변환하여 $i_m(t)$를 구하면 식(2.3.10)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{m(t)}=&[0.01176-0.09724e^{-235.63(t-A1)}-0.00574e^{-36.72(t-A1)}\cos(425.249(t-A1)-1.2199)]\ u(t-A1)-\\ &[0.01176-0.09724e^{-235.63(t-B1)}-0.00574e^{-36.72(t-B1)}\cos(425.249(t-B1)-1.2199)]\ u(t-B1)-\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\\ &-[0.01176-0.09724e^{-235.63(t-C5)}-0.00574e^{-36.72(t-C5)}\cos(425.249(t-C5)-1.2199)]\ u(t-C5) \end{aligned}$$

$$+[0.01176-0.09724e^{-235.63(t-D5)}-0.00574e^{-36.72(t-D5)}\cos(425.249(t-D5)-1.2199)]\ u(t-D5) \tag{2.3.10}$$

나) 40Hz~60Hz범위

R_m=85.0[Ω], L_1=80[mH], C_2=40[μF], L_m=275[mH]의 파라메타값을 식(2.3.4)에 대입하여 $I_m(s)$의 관계식을 구하면 식(2.3.11)과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{1136402.37}{(S^3+309.09S^2+403422.84S+9.65942\times10^7)}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.11}$$

여기에서 유도전동기의 입력전압(V_s)이 1[v]의 단위계단상 전압으로 주어질 경우 식(2.3.11)을 라플라스 역변환하여 $i_m(t)$를 구하면 식(2.3.12)과 같다.

$$\begin{aligned}i_{m(t)}=&[0.01176-0.01049e^{-248.69(t-A1)}-0.00444e^{-30.1971(t-A1)}\cos(622.488(t-A1)-1.2816)]\ u(t-A1)-\\&[0.01176-0.01049e^{-248.69(t-B1)}-0.00444e^{-30.1971(t-B1)}\cos(622.488(t-B1)-1.2816)]\ u(t-B1)-\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&-[0.01176-0.01049e^{-248.69(t-C5)}-0.00444e^{-30.1971(t-C5)}\cos(622.488(t-C5)-1.2816)]\ u(t-C5)\\&+[0.01176-0.01049e^{-248.69(t-D5)}-0.00444e^{-30.1971(t-D5)}\cos(622.488(t-D5)-1.2816)]\ u(t-D5)\end{aligned} \tag{2.3.12}$$

다) 70Hz~80Hz범위

R_m=85.0[Ω], L_1=80[mH], C_2=20[μF], L_m=275[mH]의 파라메타값을 식(2.3.4)에 대입하여 $I_m(s)$의 관계식을 구하면 식(2.3.13)과 같다.

$$I_m(s)=\frac{V_s}{S}\ \frac{3496503}{(S^3+309.09S^2+1101398.6S+2.97202797\times10^8)}\ (e^{-\alpha S}) \tag{2.3.13}$$

여기에서 유도전동기의 입력전압(V_s)이 1[v]의 단위계단상 전압으로 주어질 경우 식(2.3.13)을 라플라스 역변환하여 $i_m(t)$를 구하면 식(2.3.14)과 같다.

$$\begin{aligned}i_{m(t)}=&[0.01176-0.01111e^{-272.31(t-A1)}-0.00298e^{-18.38(t-A1)}\cos(1044.53(t-A1)-1.3499)]\ u(t-A1)-\\&[0.01176-0.01111e^{-272.31(t-B1)}-0.00298e^{-18.38(t-B1)}\cos(1044.53(t-B1)-1.3499)]\ u(t-B1)-\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&\cdots\cdots\cdots\cdots\\&-[0.01176-0.01111e^{-272.31(t-C5)}-0.00298e^{-18.38(t-C5)}\cos(1044.53(t-C5)-1.3499)]\ u(t-C5)-\end{aligned}$$

$$+[0.01176-0.01111e^{-272.31(t-D5)}-0.00298e^{-18.38(t-D5)}\cos(1044.53(t-D5)-1.3499)]\,u(t-D5)- \tag{2.3.14}$$

그림 2.7~그림 2.9는 각 주파수대에 적합한 3차계의 LC필터를 설계하여 시뮬레이션한 전류의 파형이다.

주파수는 20Hz~80Hz범위에서 검토하여 보았고 필터를 사용하지 않은 1차계의 파형에 비하여 현저하게 개선된 전류파형을 얻을 수 있었고 전체적으로 정현파에 가까운 파형임을 알 수 있다. 전류의 크기는 1차계의 결과와 마찬가지로 주파수가 커짐에 따라서 줄어드는 결과를 나타내고 있다.

그림 2.7.1~그림 2.9.1은 그림 2.7~2.9의 시뮬레이션 결과를 FFT분석해 본 것이다. FFT분석을 위한 데이타 처리에 있어서는 C 프로그램에 의한 시뮬레이션 데이타를 FFT 분석 소프트웨어 (ORIGIN : MICRO SOFTWARE CORP.)에 의해 FFT분석을 행하였다.

기본파에 비하여 아주 작은 크기의 3고조파가 포함되어 있지만 대체적으로 양호한 정현파를 나타내고 있다.

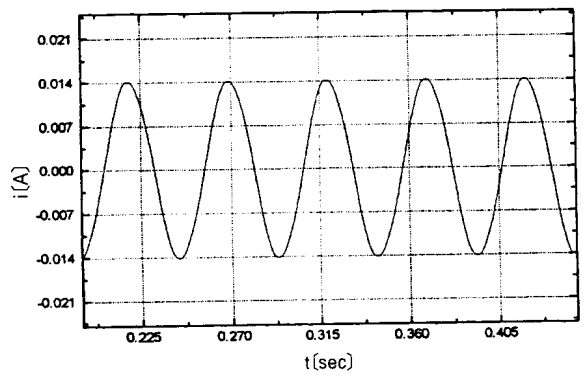

Fig. 2.7 Current Waveform of the Induction motor with revised 3rd order LC Filter at 20Hz

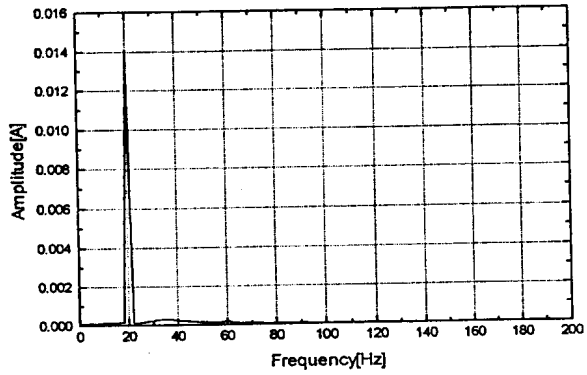

Fig. 2.7.1 FFT Analysis of Fig. 2.7

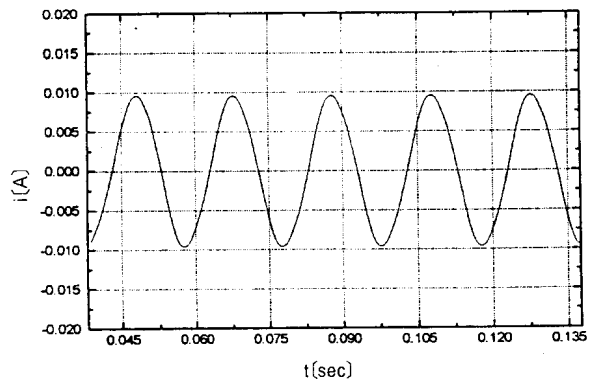

Fig. 2.8 Current Waveform of the Induction motor with revised 3rd order LC Filter at 50Hz

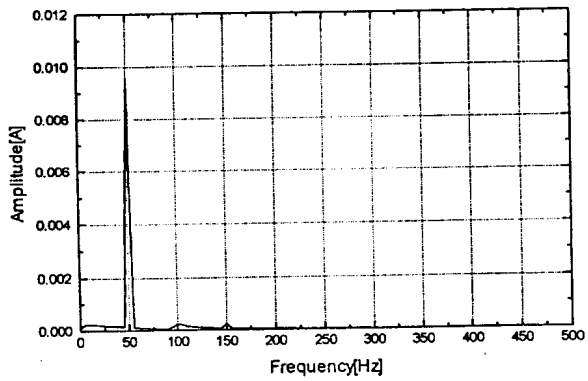

Fig. 2.8.1 FFT Analysis of Fig. 2.8

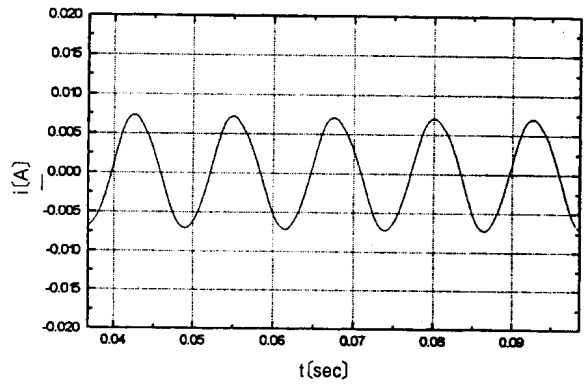

Fig. 2.9 Current Waveform of the Induction motor with revised 3rd order LC Filter at 80Hz

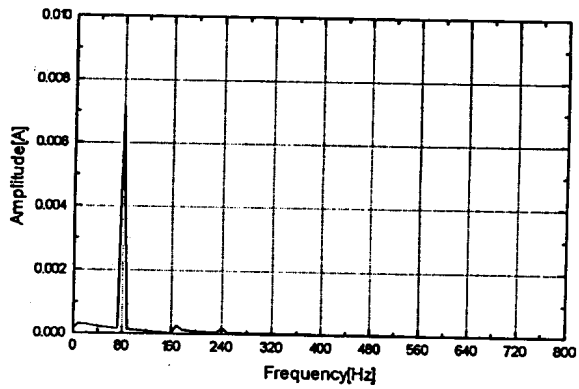

Fig. 2.9.1 FFT Analysis of Fig. 2.9

Ⅲ. 실 험 장 치

1. 원칩마이크로 콘트롤러(I80C196KC)

가변주파수의 인버터를 구동하기 위해 인텔사(INTEL CORP.)의 80C196KC의 HSO출력으로 IGBT에 트리거링 신호를 내보내도록 하였다.

현재 80C196KC는 산업현장에서 널리 사용되고 있으며 인텔사의 CHMOS형으로서 기존의 NMOS형의 3분주 클락시스템과는 다른 2분주 클락을 이용함으로써 전체적인 처리속도가 월등하게 빨라졌으며 기존의 8비트 마이크로콘트롤러에 비해 현저하게 빠른 속도의 16비트 연산기능과 외부입출력을 빠르게 처리해 주는 고속 I/O Subsystem, 디지탈신호의 아날로그 변환 등 다양한 기능을 가지고 있어서 공장자동화, 계측시스템은 물론 최근에는 인공심장제어 등의 의공학 분야에도 널리 쓰이고 있다.[1,2]

1) 80C196KC의 기능

Fig. 3.1은 80196KC의 구조를 나타내고 있으며 그림에서 보는 바와 같이 레지스터파일과 Register/Arithmetic Logic Unit(RALU)로 구성되어 있는 CPU와 각 주변장치로 구성되어 있다. 그리고 80196KC는 다음과 같은 기능을 가지고 있다.

<80196KC의 기능>

* 16비트×16비트 곱셈(2.33μsec, 12MHz 클럭)
* 32비트/16비트 나눗셈(4.0μsec, 12MHz 클럭)
* 5개의 I/O Ports
* 28개의 인터럽트소스와 18개의 인터렙트 벡터
* 2개의 16비트 카운터 & 타이머
* 4개의 16비트 소프트웨어 타이머

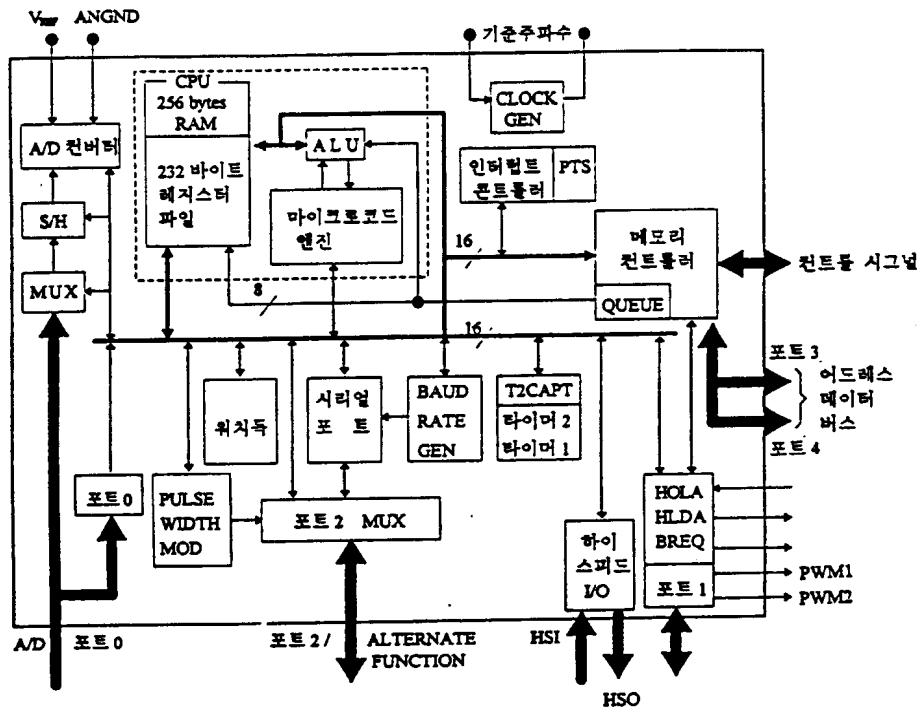

Fig. 3. 1 Schematic diagram of 80196LC

* 232바이트 레지스터 파일
* 3개의 펄스폭 변조출력(7.8kHz~31.25kHz)
* HSO & HSI
* 10비트 A/D 변환기

2) 인터럽트 시스템

80196KC는 28개의 인터럽트소스를 갖고 18개의 인터럽트 출력벡터에 의해 처리된다.

루틴상에서 인터럽트가 실행되기 까지는 인터럽트 소스로부터 3개의 레지스터 화일(Interrupt Pending, Interrupt Mask, Program Status Word)을 거치게 된다. 먼저 인터럽트 소스로부터 사건이 발생하면 이 결과는 Interrupt Pending Register→Interrupt Mask Register→Program Status Word(9번비트)의 실행 순서대로 각 레지스터의 AND GATE를 통해 인터럽트 발생기로부터 해당 인터럽트결과를 출력하게 된다.

이 과정을 그림으로 도시하면 그림 3.2와 같다.

3) 고속출력장치(HSO)

인버터의 IGBT소자를 구동시킴에 있어서는 80196KC에 내장된 HSO기 능을 이용하였다. HSO는 정해진 시간(내부timer 기준)에 펄스 또는 인터럽트를 발생시킬 수가 있다. 발생시킬 사건의 내용은 hso_command

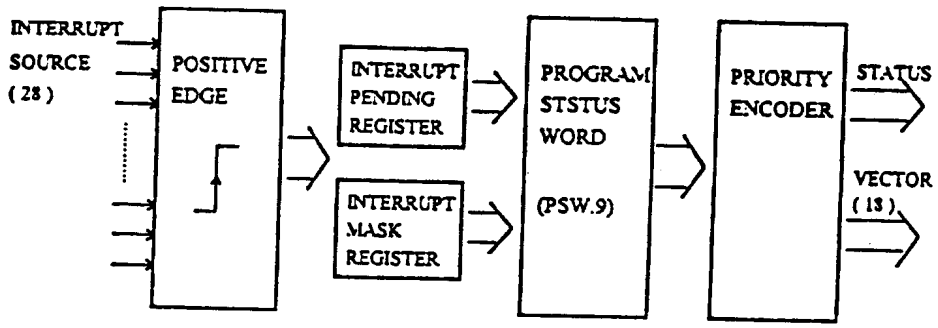

Fig. 3.2 Block diagram of Interrupt System

에 발생시킬 시점은 hso_command(timer1과 timer2 이용 가능)에 기록하여 원하고자 하는 인터럽트를 출력시킬 수가 있다. 그림 3.3은 HSO장치를 나타내 주고 있으며 HSO를 통해 가능한 사건을 정리해 보면 아래와 같다.

* 내부사건 : AD변환시작신호, 타이머2 리셋, 소프트웨어 타이머 인터럽트
* 외부사건 : 6개의 HSO출력(HSO.0~HSO.5)

2. Programmed PWM

위에서 기술한 인터럽트와 고속출력장치를 이용해 Multi-Pulse로 인버터를 구동한다. 3상 인버터를

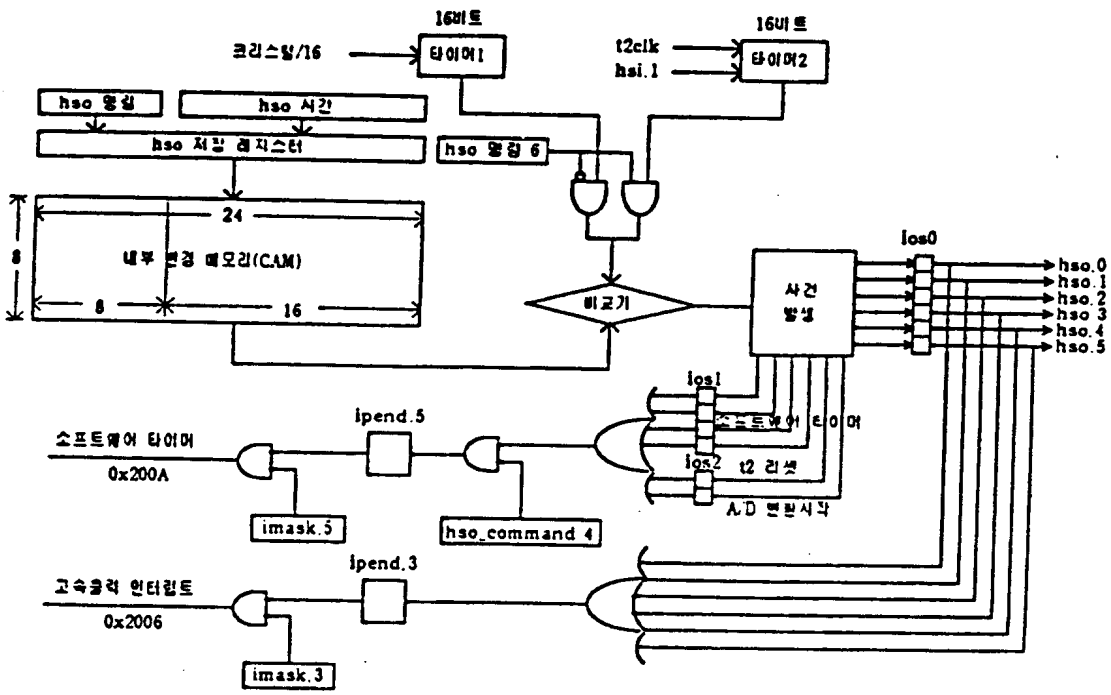

Fig. 3.3 Schematic diagram of HSO system

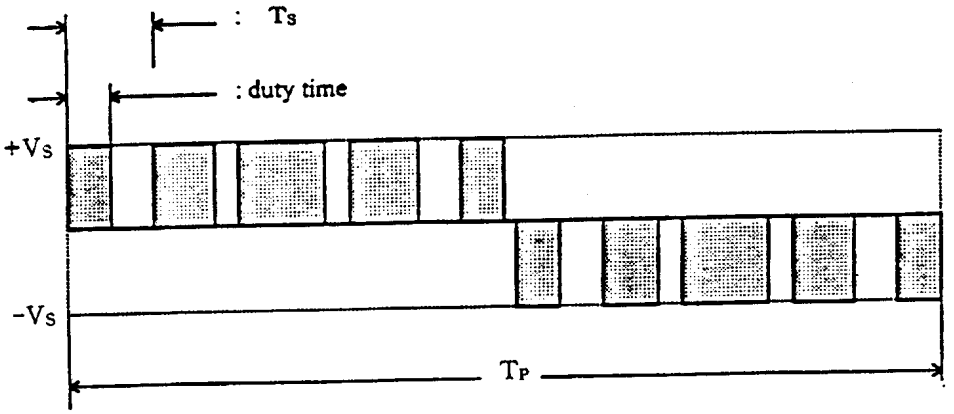

Fig. 3.4 Estimated dwaveforms of HSO output

구동하기 위해서 각 상당 2개씩의 HSO출력단을 이용하였고 HSO출력의 분주수는 1싸이클당 10분주로 하였다.

그림 3.4는 인버터에 주어지는 전압의 10분주 파형이다.

여기에서 샘플링타임(T_s)은 1주기가 Tp일때 $T_s=Tp/(2\times5)$가 된다. PWM방식을 간단한 수식으로 표현하면 아래와 같다.

기준파형을

$$v(t)=V_m\sin wt \tag{3.1}$$

라고 정의하고 한 샘플링 구간 Ts가 기준주파수의 주기에 비해 충분히 작아 샘플링 구간내에서의 사인파형의 면적을 dc라고 가정한다. 여기서 10분주의 반주기를 기준으로 할때 i번째 구간의 기준파형의 면적(전압×시간)은 식(3.2)와 같이 구할 수 있다.

$$S_{ref(i)}=V_m[\sin\pi\times\frac{i}{N}]\times T_s \tag{3.2}$$

(단, N=6, i=1~5)

한편, 인버터의 DC 전압은 V_s이고 i번째 구간의 스위치의 통전시간을 $t_{on}(i)$라고 정의하면 PWM의 통전시간 동안의 면적(전압×시간)은 식 (3.3)과 같이 표현할 수 있다.

$$S_{pwm(i)}=t_{on(i)}\times V_s \tag{3.3}$$

식(3.2)와 (3.3)을 등가시키고 DC전압(Vs)과 기준파의 최대치 Vm은 같은 값이 되므로 i번째 구간의 통전시간을 정의하면 식(3.4)와 같다.

$$t_{on(i)}=(\sin\pi\times\frac{i}{N})T_s \tag{3.4}$$

위 식들에 의해 발생되는 PWM 각 구간의 전력이용률 D(i)의 일반식을 $D(i)=t_{on}(i)/T_s$라 정의하면 식(3.5)와 같이 바꿔쓸 수 있다.

$$D_{(i)}=\sin \pi \times \frac{i}{N}) \tag{3.5}$$

그림 3.5는 식(3.1)~식(3.5)로 나타내어 지는 실제 HSO출력파형이다.

그림 3.6은 실험에서 이용한 HSO출력루틴의 흐름도이다.

3. 삼상유도전동기의 구동시스템

1) 실험장치 구성

그림 3.7은 전체적인 실험장치를 나타내고 있다.

실험장치는 AC전원의 직류전환부, 인버터, LC필터, IGBT드라이브단, 원칩마이크로 프로세서, PC등으로 이루어져 있다. 그리고 구동대상인 3상 유도전동기의 결선은 Δ(delta) 결선방식이 아니고 각 상을 독립적으로 분리시켜 3상을 구성하고 있다. 각 상을 완전하게 독립시킴으로써 Δ(delta) 결

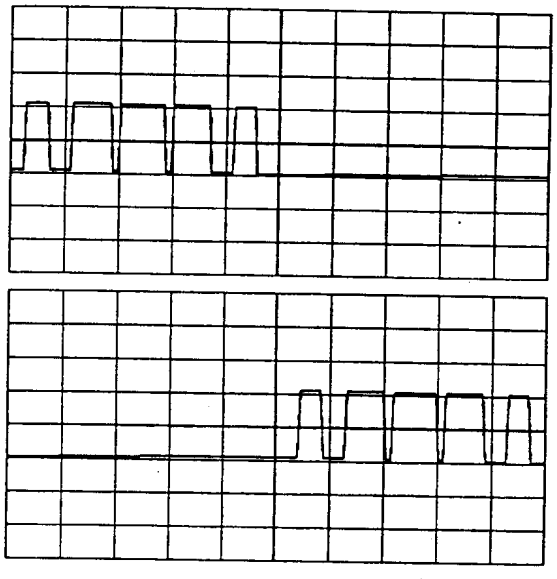

Fig. 3.5 Real waveforms of HSO output(2.5V/DIV)

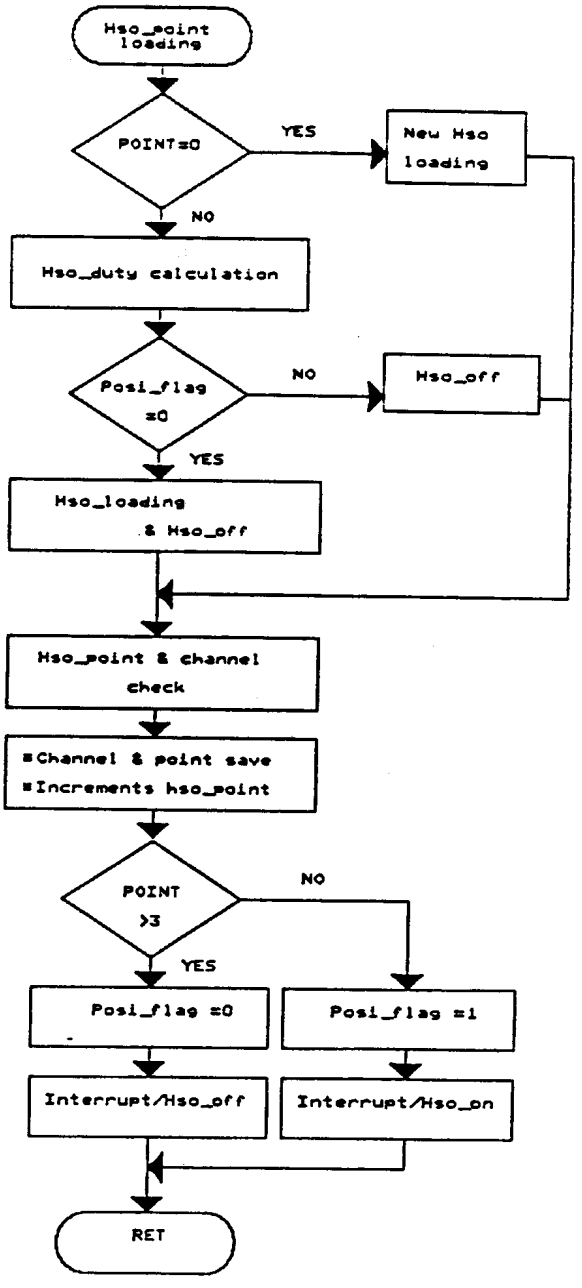

Fig. 3.6 Flow chart of the HSO output routine program

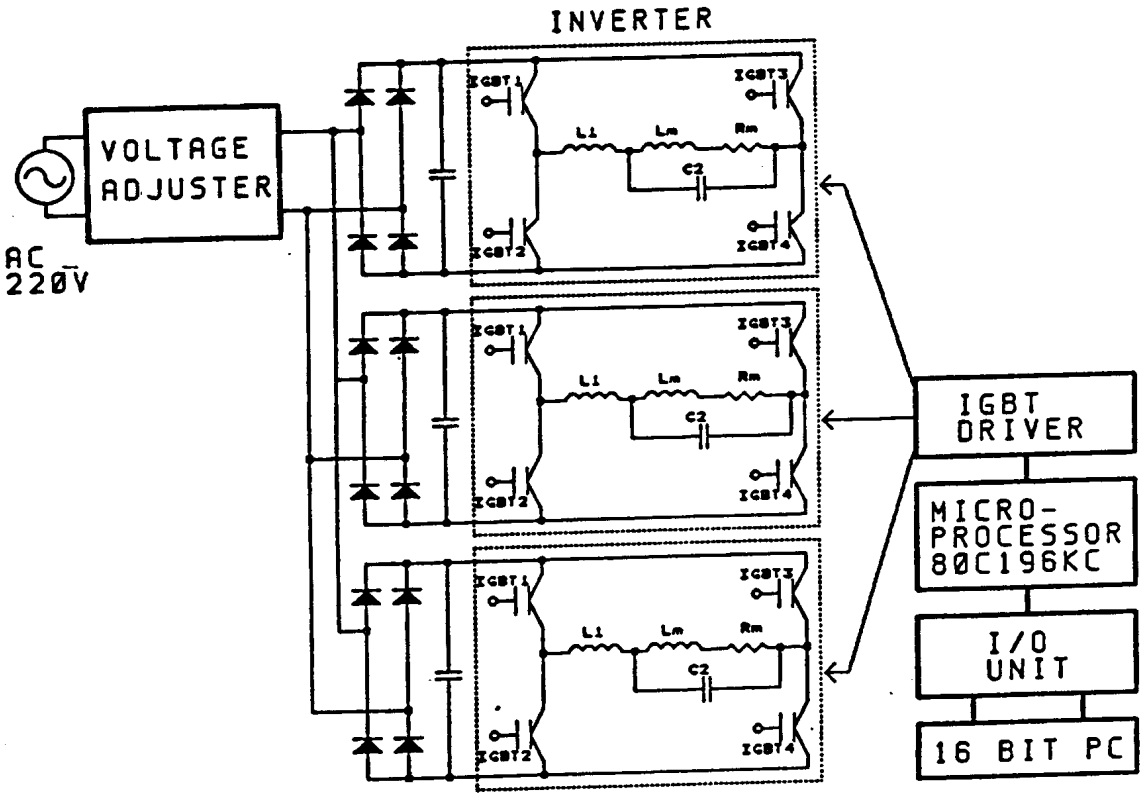

Fig. 3.7 Schematic diagram of Experimental Equipments

선시 발생하는 각 상간의 간섭을 방지할 수 있는 장점이 있다.

시스템의 구동은 먼저 통신 프로그램에 의해서 원칩마이크로 프로세서와 PC간의 통신이 이루어지게 되고 PC상에서 원하는 주파수를 입력하여 20Hz~80Hz까지 주파수를 가변하면서 모터를 구동할 수 있다.

2) IGBT 드라이브회로

IGBT는 고내압,대용량의 특성과 초고속 스위칭이 가능한 소자로서 실 험장치에 사용한 IGBT는 TOSHIBA社의 TF1205이다. 소자를 개략적으로 살펴보면 사용가능 주파수범위는 30KHz정도이고 사용 온도대는 -20~70°C이다.

그림 3.8은 스위칭타임을 나타내고 있는데 IGBT소자에 트리거링(ON) 신호가 입력되었을 때의 응답시간 tpLH는 0.5~1μSEC 정도이고 ON 상태에서 OFF 신호에 대한 응답시간은 0.4~0.8μSEC 정도로 아주 빠른 응답속도를 나타내고 있다. 이때의 출력전압은 Vcc, V_{EE}이고 전압 의 크기는 각각 +15V, -15V 이다.

그림 3.9는 IGBT의 드라이브소자의 회로도이다. 15번 핀은 드라이브의 구동신호 입력선이고 입력신호의 ON, OFF 동작에 따라서 IGBT의 GATE에 동작신호를 보내 주게 된다.

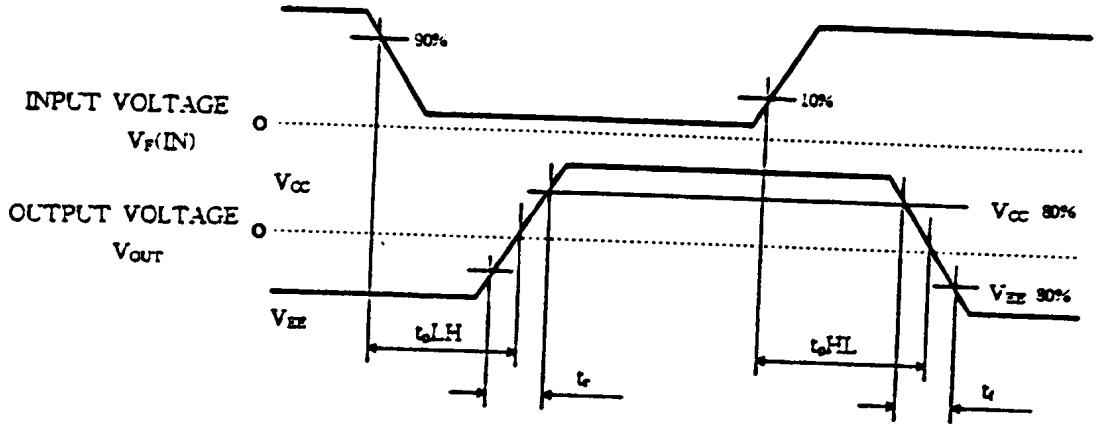

Fig. 3.8 Switching time condition

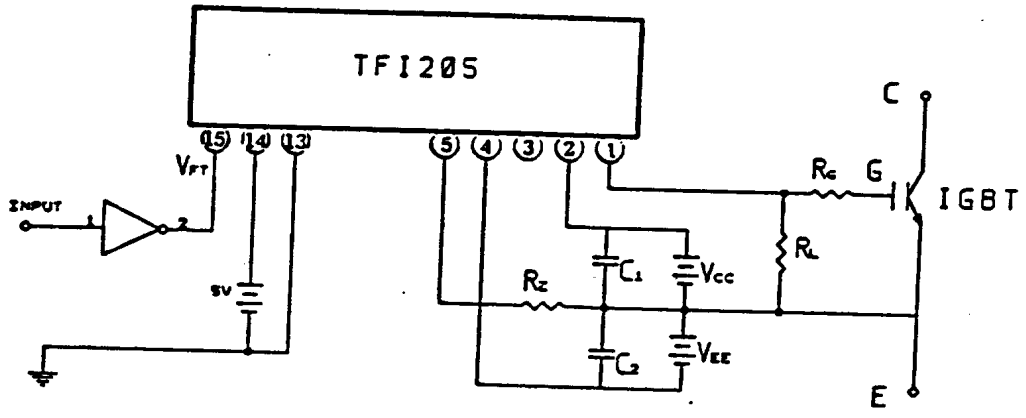

Fig. 3.9 Circuit of IGBT drive

3) IGBT 구동 로직회로

그림 3.10은 3상유도전동기의 한 상에 대한 로직 회로이다. 각 상의 인버터에는 4개씩의 IGBT 소자가 필요하여 전체적으로는 12개의 소자를 이용하게 되는데 HSO출력단은 6개라는 제한이 있게 된다. 이것을 극복하는 방법으로 로직회로를 구성하여 HSO출력단 2개씩으로 각 상의 인버터 를 구동하도록 하였다. 로직회로의 작동은 간단하다. 그림 3.9의 A 와 B는 마이크로 프로세서로부터의 HSO 신호 입력단이다. A의 입력선에 ON신호가 가해지면 IGBT 1, 4가 통전되어 +전원전압이 걸리게 되고 B에 ON신호가 입력되면 IGBT 2, 3이 통전되어

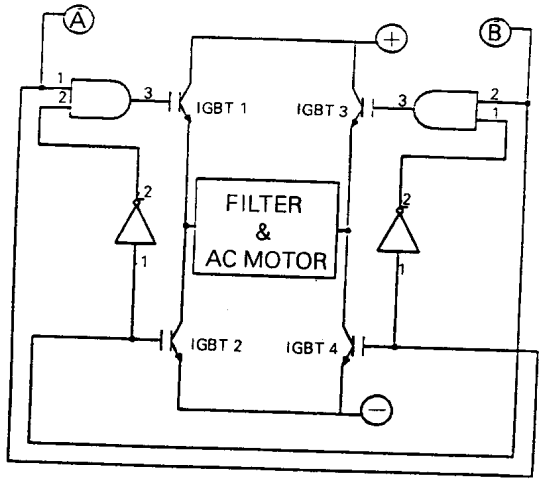

Fig. 3.10 Logic circuit of IGBT

- 전압이 인가된다. 아울러 IGBT소자의 스위칭시 발생할 수 있는 오동작이나 회로상의 단락을 막을 수 있는 특성도 갖고 있다.

Ⅳ. 필터를 적용한 3상 유도 전동기의 구동

1. 실험 및 고찰

제2장에서는 시뮬레이션에 의해 필터링의 특성을 살펴보았고 시뮬레이션 결과를 확인하기 위하여 그림 4.1과 같이 실험장치를 구성하였다.

위 사진에서 실험장치 테이블 후면에는 DC전원장치의 배전반이 있고 테이블의 좌측으로부터 PC, 80196KC가 위치하고 있다. 80196KC 우측에는 HSO 출력을 순서대로 분배하는 로직회로와 IGBT드라이브 그리고 IGBT가 배열되어 있다. 테이블의 우측 끝단에는 아날로그 오실로스코프와 Lecroy사의 디지탈 오실로스코프를 설치하여 모터전압, 전류를 비교 관측할 수 있도록 하였다. 바닥에는 LC필터의 코일과 콘덴서가 연결되어 있다.

아래 사진은 실험에 사용한 3상 유도전동기와 모터 구동시 회전수를 측정하기 위한 RPM게이지 및 모터의 입력전류, 전압을 체크하기 위한 전류계와 전압계를 나타내고 있다.

실험에 있어서는 필터를 사용하지 않고 인버터의 출력만으로 모터를 구동시켜 모터의 전류, 전압파형을 확인한 후 3차계 LC필터를 적용시켜 모터를 구동하였을 때의 전류, 전압파형을 관측하고 필터링 전·후의 파 형을 비교 분석하는 한편 FFT분석을 통하여 LC필터의 노이즈제거효과를 살펴 보았다.

1) LC필터를 사용하지 않은 경우

그림 4.2~그림 4.4는 모터측에 필터를 부착하지 않은 상태에서 모터 구동시의 전류, 전압파형을 나타내고 있다.

전압파형은 구형파의 형태가 그대로 나타나고 있으며, 전류파형은 각 샘플링 시간(Ts)에서 1차계의 파형이 나타나는 시뮬레이션과 유사한 결과를 얻을 수 있었고 전류크기는 주파수가 높아짐에 따라 줄어듬

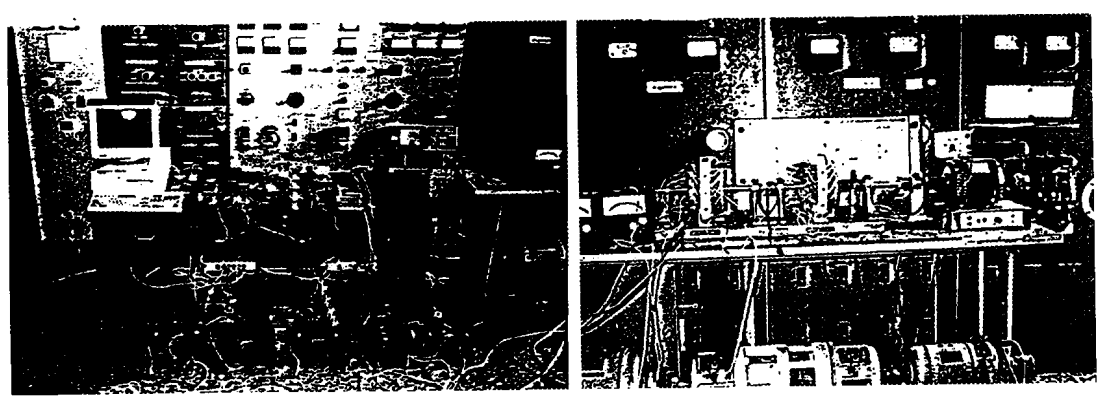

Fig. 4.1 Photograph of the Experimental Apparatus

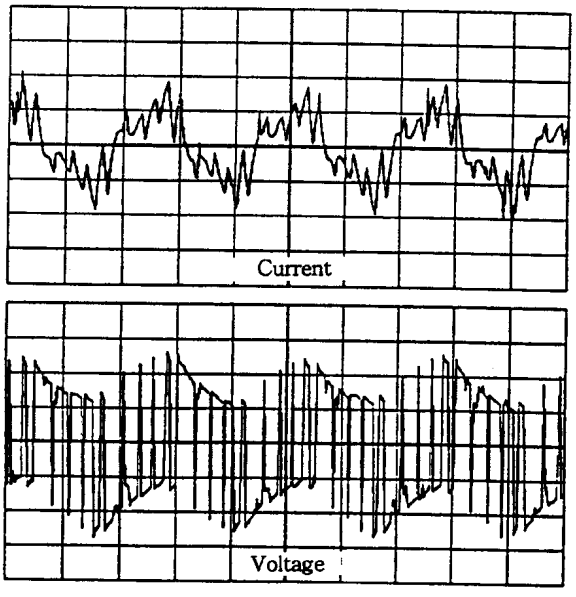

Fig. 4.2 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor without LC Filter at 20Hz
(I : 700mA/DIV, 200ms/DIV ‖ V : 45V/DIV, 20ms/DIV)

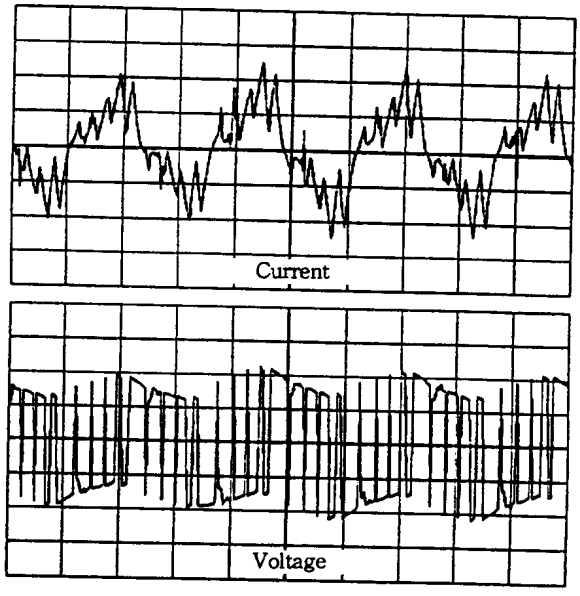

Fig. 4.3 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor without LC Filter at 50Hz
(I : 225mA/DIV, 10ms/DIV ‖ V : 50V/DIV, 10ms/ DIV)

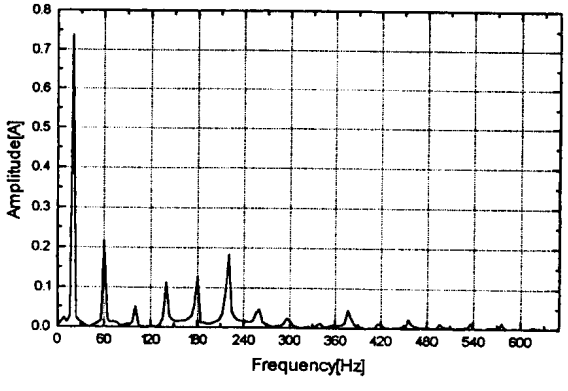

Fig. 4.2.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.2

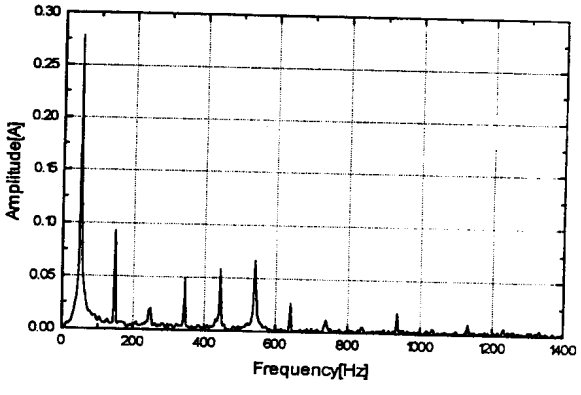

Fig. 4.3.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.3

을 알 수 있다.

그림 4.2.1~그림 4.4.1은 LC 필터를 부착하지 않고 모터를 구동하였을 때의 전류파형을 FFT분석한 결과이다.

각 주파수대에서 3차, 7차 ,9차 고조파가 두드러지게 나타나는 1차계의 결과라는 것을 알 수 있고 제3고조파 성분이 시뮬레이션 결과에 비해 크게 나타나고 있다.

2) 3차계의 필터를 사용한 경우

앞절에서는 모터측에 필터를 부착하지 않은 상태에서의 모터구동시 전류 파형을 시뮬레이션결과와 비

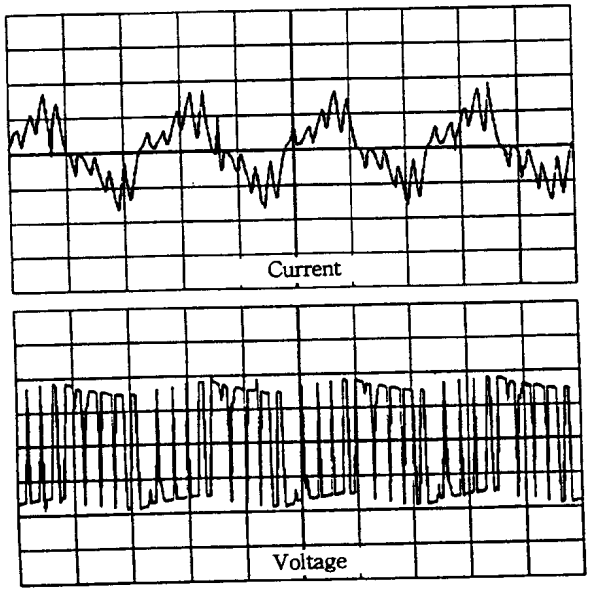

Fig. 4.4 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor without LC Filter at 80Hz
(I : 225mA/DIV, 5ms/DIV, ‖ V : 50V/DIV, 5ms/ DIV)

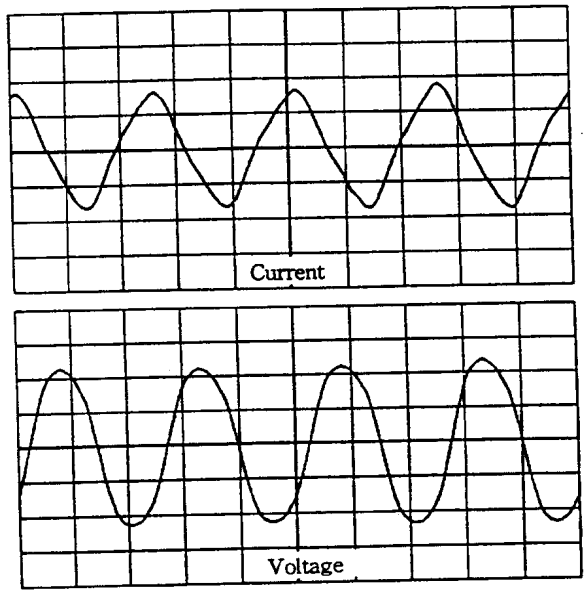

Fig. 4.5 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor with 3rd order LC Filter at 20Hz
(I : 350mA/DIV, 20ms/DIV ‖ V : 20V/DIV, 20ms/DIV)

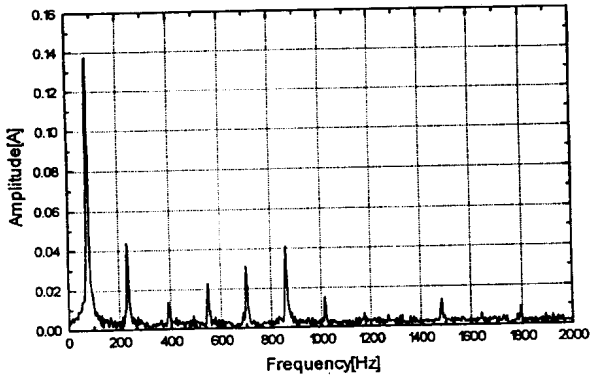

Fig. 4.4.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.4

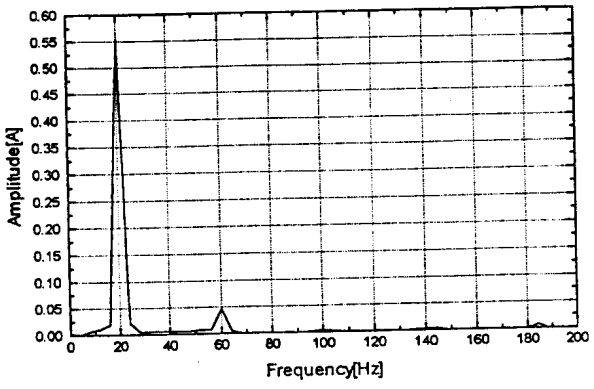

Fig. 4.5.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.5

교하여 보았고 본절에서는 각 주파수 에 따른 3차계의 LC필터를 설계하여 실제로 모터를 구동하여 전류, 전압 파형을 관측하고 여기에서 얻은 전류파형을 FFT분석해 보았다.

20Hz~80Hz의 주파수 범위에서 인버터의 DC입력전압은 80[V]이고 각 주파수에서의 파라메타값은 다음과 같다.

가) 20Hz : $L_1=270mH$, $C_2=110\mu F$

나) 50Hz : $L_1=80mH$, $C_2=40\mu F$

다) 80Hz : $L_1=40mH$, $C_2=26\mu F$

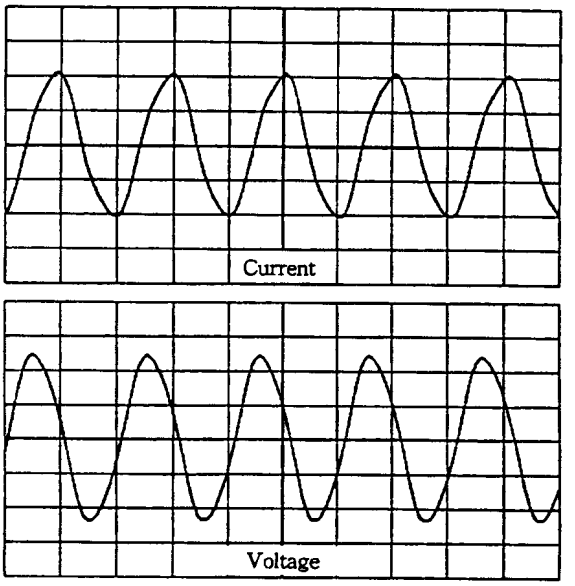

Fig. 4.6 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor with 3rd order LC Filter at 50Hz
(I : 250mA/DIV, 10ms/DIV ‖ V : 45V/DIV, 10ms/DIV)

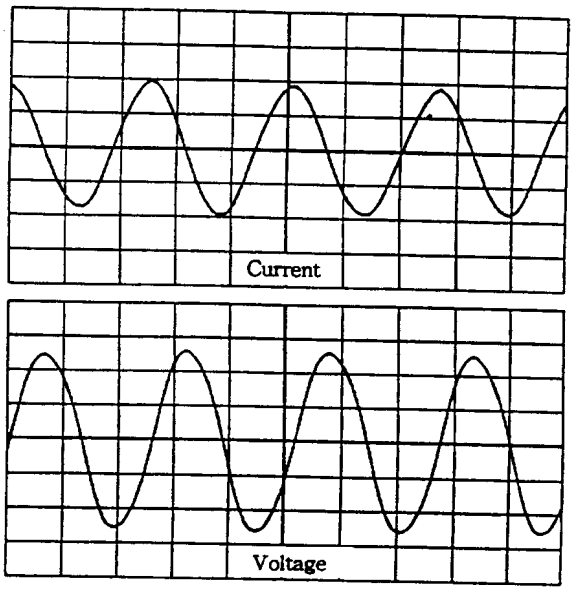

Fig. 4.7 Current and Voltage Waveforms of the Induction motor with 3rd order LC Filter at 80Hz
(I : 200mA/DIV, 5ms/DIV ‖ V : 50V/DIV, 5ms/DIV)

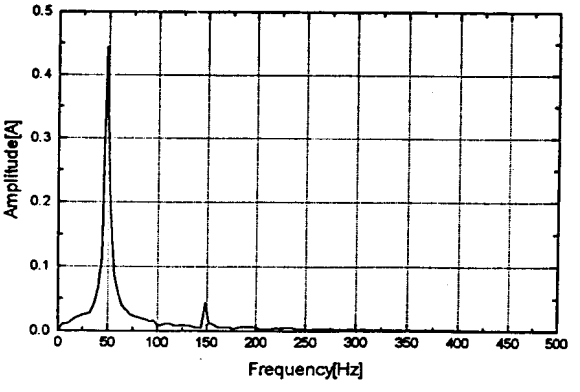

Fig. 4.6.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.6

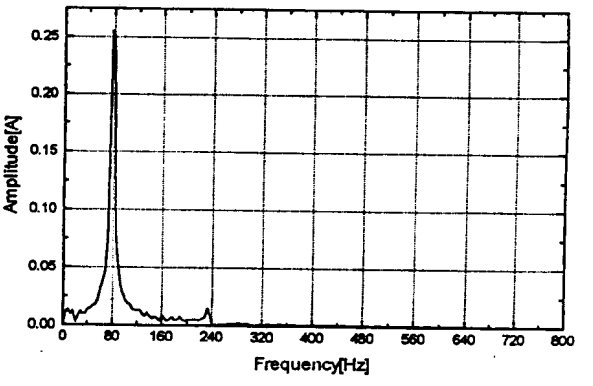

Fig. 4.7.1 FFT Analysis of current wave in Fig. 4.7

그림 4.5~그림 4.7은 위의 가), 나), 다)의 파라메타값으로 설계된 3차계의 LC 필터를 적용하여 모터를 구동하였을 때의 전류, 전압 파형이고 그림 4.5.1~4.7.1은 실험에서 얻은 전류파형을 FFT분석한 결과이다.

20Hz에서는 약간의 삼각파를 나타내는 파형이나 전체적으로는 유사한 정현파의 형태이다. 50Hz에서도 미소한 파형의 왜곡현상을 나타내기는 하지만 정현파의 형태를 취하고 있다. 80Hz에서의 파형은 정현파에 대단히 근접한 결과를 얻을 수 있었고 주파수가 높은 영역에서의 파형특성이 주파수가 낮은 영역에 비해 좋아짐을 알 수 있었다.

위의 실험에서의 전류파형에 대한 FFT분석 결과와 2장의 시뮬레이션 결과의 FFT분석결과(그림 2.7.1 ~그림 2.9.1)를 비교해 보면 대체적으로 일치하는 결과를 얻었다. FFT 분석결과를 보면 제3고조파가 미약하게나마 나타나고 있으나 전반적으로 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

Ⅴ. 결　　론

전브리지 인버터로 저역통과 LC필터가 부착된 AC전동기를 구동시켰 을때 전동기에 전동기에 흐르는 전류파형을 살펴보았다. 시뮬레이션 결 과와 실제적으로 전동기를 구동하면서 얻은 실험결과를 비교분석하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

1. 전동기의 결선에 있어서 각 상을 독립적으로 분리시켜 실제 구동하였으며 장래 실제적인 속도 혹은 위치제어시 용이한 방법으로 제어가 가능함을 확인하였다.
2. 시뮬레이션과 실제 실험에서 1싸이클당 10분주의 적은 분주수로도 LC필터를 이용하여 양호한 정현파를 얻을 수 있었다.
3. 원칩콘트롤러(80196KC)에 의한 Programmed PWM을 이용함으로써 용이한 방법으로 주파수를 가변할 수 있었다.

정규화된 필터계수값을 기준으로 주파수대에 적합한 필터를 설계하여 모터에 응용함으로써 양호한 전류파형을 얻을 수 있었다. 본 연구에서 는 20Hz~80Hz의 주파수영역에서 실험을 행하였지만 같은 실험방법으로 20Hz아래 범위에서는 L, C계수값과 분주수를 높이고 80Hz이상의 영역에서는 L, C계수값과 분주수를 줄여 실험을 행할 경우 좋은 결과를 얻을 수 있으리라 생각한다.

참고문헌

1) 정순배, 김대근, 이우선, "I80C196KC 구조", 도서출판 인텔기술, 1994
2) INTEL, "Embedded Applications", 1993/1994
3) 김한태, 권봉한, "마이크로프로세서에 의한 유도전동기의 직접 PWM 및 벡터제어", 전력전자 연구회 학술연구발표회, pp. 41 - 50, 1990
4) 이성복, "전기공학해설", 태화출판사
5) 노영오, "전브리지 인버터를 이용한 단상유도전동기의 가변속 구동 시스템에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1994
6) 홍순덕, 차재덕, 조규복, "시평균화방법을 이용한 PWM 신호발생에 관한 연구", 대한 전기학회 하계학술대회 논문집, 1992
7) 설승기, 이동춘, 정영호, "PWM 기법과 교류전류제어기 설계", 서울대학교 전력전자연구실 하계단기강좌, 1993
8) 조본구, 진명철, 이광원, "고조파를 억제하는 가변 주파수 정현파 PWM의 실시간 구현", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 1992
9) 신동준, 신동완, "터보 C", 기전연구사, 1992
10) 윤병도, 정재륜, "최신 전력전자공학", 생능출판, 1992
11) P. C. Krause, "Analaysis of Electirc Machinery", McGraw - Hill
12) Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", CLARENDON PRESS OXFORD.

13) Vincent Del Tore, "BASIC ELECTRIC MACHINES", 1990. Prentice - Hall
14) C. G. Vienott, "Theory and Design of Small Induction Motors", NewYork McGraw - Hill, 1959
15) Ludger Szklarski외 2인, "Electronic Drive Systems Dynamics", Elsvier
16) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice - Hall, 1987.
17) Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, "Electronic Filter Design Hand - book", McGraw - Hill, 1990