

AC 전동기 구동용 저역통과 LC필터를 가진 디지털 인버터의 교류전원 파형 개선

박진길* · 강창남** · 정주윤** · 노영오***

The Current Waveform Improvement of an AC Motor with Low Pass LC Filter Driven by a Digital Bridge Inverter

J. G. Park · C. N. Kang · J. Y. Chung · Y. O. Roh

< 目 次 >	
Abstract	물레이션 해석
I. 서 론	IV. 실험장치 및 구성
II. 전동기용 저역통과 LC필터	1. 실험장치
1. LC 필터회로 해석	2. 원칩 마이크로 프로세서(80C196KC)
2. Butterworth 3차계 필터와 9차계 필터의 응답특성	3. 고속출력장치(HSO)
III. 유도전동기용 저역통과 LC필터의 설계	3. IGBT 구동 및 로직회로
1. Induction Motor의 정수값	V. 실험 및 결과 분석
2. 3차계 필터를 사용한 경우 수식 및 시물레이션 해석	1. 3차계 필터
3. 9차계 필터를 사용한 경우 수식 및 시물레이션 해석	2. 9차계 필터
	VI. 결 론
	참고문헌

Abstract

Recently, the AC motor which has a simple structure and needs less maintenance has become to be used frequently as a servomotor for position control in the automatic control field.

This paper concerns with a method to improve the current waveforms of the variable speed 3 ϕ AC motor system driven by the single - pulse PWM, and the current waveforms are analyzed by FFT under various running conditions. The system is composed of a digital bridge inverter, low pass LC filter, and 3 ϕ AC motor.

By the performance analysis through the computer simulations and experiments, AC source

* 한국해양대학교 이공대학 기관공학과 교수

** 한국해양대학교 대학원

*** 목포해양대학교

of pseudo sine waveform can be obtained from the modulated alternating square voltage by means of the well designed LC filter.

I. 서 론

교류전동기는 직류전동기에 비해 기계적인 구조가 간단하고 고장시 보수가 용이하며 또한 가격이 저렴하다는 등의 장점때문에 산업용 동력원으로 널리 사용되고 있다. 최근 반도체 전력변환장치, 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 가변속전동기에 대한 제어성능 및 효율의 향상, 하드웨어의 간략화 등으로 보다 효과적인 제어를 수행할 수 있게 되었다. 이로 인하여 유도전동기의 가변속운전이 용이하게 됨으로써 산업계에 널리 이용되고 있으며, 보다 용이하게 정현파 전압과 전류를 얻기 위한 PWM(Pulse Width Modulation) 기술에 대한 연구가 계속되고 있다.^{1~20)}

가변속 유도전동기를 제어하기 위하여 직류 - 교류 전력변환 장치인 반도체전력소자를 이용한 PWM 인버터가 주로 사용되는데 이는 출력단의 전압 및 주파수를 제어할 수 있으며 전동기에 입력되는 고조파 전압 및 전류로 인해 전동기의 손실을 증가시키고 온도상승과 토오크 맥동의 원인이 되는 고조파의 영향을 저감시킬 수 있는 장점때문에 일반산업계에 널리 응용되고 있다. 이러한 추세는 고속 스위칭소자(IGBT, GTO, MOSFET, TR, SCR)의 개발과 제어기의 발달로 계속될 전망이다. 본 연구에서 사용한 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)는 power - MOSFET의 고속 스위칭(Switching) 성능과 양극성 트랜지스터(Bipolar Transistor)의 고전압·대전류 처리 능력을 함께 가진 신형 소자로서 범용 인버터로 많이 사용되고 있으며, 과거에 일정속도로 운전하던 범용유도전동기는 범용인버터를 그대로 사용하여 간단하게 가변속운전을 할 수 있다.^{5~10)}

일반적으로 널리 사용되는 삼각파 비교 PWM 방식은 제어회로가 비교적 간단하고 주파수변조나 전압변조가 용이하다는 장점은 있으나 고조파(Harmonics)에 의한 전자유도장애(EMI)가 문제가 되고 있다.^{12~18)} 공간 전압벡터 변조법에 의한 PWM 방식은 직류분권전동기에 유사한 토크 특성을 가지고 있으므로 토크와 속도제어가 쉬운 장점은 있으나 연산시간이 길므로 이를 극복하기 위하여 DSP(Digital Signal Processor) 같은 고가의 장비가 필요함으로 상용화 하는데 문제가 있다.^{10~20)}

따라서 본 연구에서는 단펄스(Single - pulse) PWM에 저역통과 LC 필터를 사용하여 보다 단순하면서 용이하게 구형파전압에 의하여 유사정현파 전류를 얻을 수 있는 방법을 제시하였다. 전브리지형 인버터와 저역통과 LC필터를 이용하여 가변주파수에도 비교적 깨끗한 정현파 전류를 얻기 위하여 이미 알려진 많은 필터들의 특성^{15~16)}을 시뮬레이션에 의한 파형분석을 통하여 교류전원의 파형을 FFT 분석을 통하여 비교·분석해 보았다. 기존의 LC필터는 실제로 응용하기엔 여러가지 제약이 따르므로 실험 장치에 사용된 모터에 적합한 개정(Revised)된 3차계와 9차계 필터를 설계하고 교류전류의 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 FFT 분석을 통하여 비교·분석해 본다. 기존의 LC필터는 여러가지가 있으나 여기에서 검토대상 이 된 저역통과 LC필터는 Chebyshev필터와 Bessel필터의 중간 특성을 보이는 Butterworth필터를 택하였다. 노¹⁰⁾등에 의하여 3차계의 단펄스(Single - pulse) PWM에 대해서는 어느 정도 연구가 진행되었으나,

본 연구에서는 차수가 높으면 파형이 개선되리라 생각되어 9차까지의 필터에 대하여 살펴보았다.

본 연구의 실험장치의 특징은 일반적인 Δ 결선의 3상유도전동기에서 u, v, w상의 결선을 각각 분리하여 독립적인 단상이 마치 3상의 Δ 결선을 이루도록 결선하여 각 상간의 상호 간섭을 배제하였다. 또한 대부분의 연구가 주로 일반적인 3상교류전동기를 그 대상으로 하고 있어 본 연구에서 구성한 3상유도전동기에 대한 보다 많은 연구가 아쉬운 실정이다.

II. 전동기용 저역통과 LC필터

1. LC 필터회로 해석

Fig. 2.1은 LCR요소를 이용한 9차계까지의 기준(Normalized) 저역통과필터에 대한 회로이다.¹⁵⁾

Fig. 2.1에서 모터 권선에 대해서만 생각하면, Kirchhoff 제2법칙으로 부터

$$v(t) = L_{m1} \frac{d}{dt} i_{m1}(t) + R_m i_{m1}(t) \quad (2.1)$$

식(2.1)을 라플라스 변환하면 식(2.2)가 된다.

$$V(s) = (SL_{m1} + R_m) I_{m1}(s) \quad (2.2)$$

식(2.2)으로부터 $I_{m1}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{I_{m1}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{A_{11}s + A_{10}} \quad (2.3)$$

여기서,

$$A_{11} = L_{m1}$$

$$A_{10} = R_m$$

Fig. 2.1에서 3차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_{m3}(s)/V(s)$ 의 관계식이 식(2.4)로 주어진다.¹⁰⁾

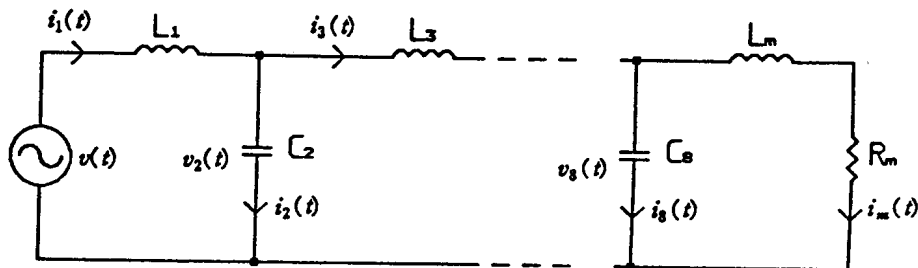


Fig. 1. Overall View of Multimedia Subsystem

$$\frac{I_{m3}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{A_{33}S^3 + A_{32}S^2 + A_{31}S + A_{30}} \quad (2.4)$$

여기서,

$$A_{33} = L_1 C_2 L_{m3}$$

$$A_{32} = L_1 C_2 R_m$$

$$A_{31} = L_1 + L_{m3}$$

$$A_{30} = R_m$$

Fig. 2.1에서 9차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_{m9}(s)/V(s)$ 의 관계식이 식(2.5)로 주어진다.

$$\frac{I_{m9}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{F(s)} \quad (2.5)$$

여기서,

$$F(s) = A_{99}S^9 + A_{98}S^8 + A_{97}S^7 + A_{96}S^6 + A_{95}S^5 + A_{94}S^4 + A_{93}S^3 + A_{92}S^2 + A_{91}S + A_{90}$$

$$A_{99} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 L_{m9}$$

$$A_{98} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 R_m$$

$$A_{97} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 (L_7 + L_{m9}) + (L_1 + L_3) C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 L_{m9} + L_1 C_2 C_6 L_7 C_8 L_{m9} (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 C_8 L_{m9} (L_5 + L_7)$$

$$A_{96} = [(L_1 + C_3) C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 + L_1 C_2 C_6 L_7 C_8 L_5 C_6 L_7 C_8 (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 C_8 (L_5 + L_7) + L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6] R_m$$

$$A_{95} = (L_1 + C_3) C_4 L_{m9} (L_5 C_8 + L_7 C_8 + L_5 C_6) + L_1 C_2 L_{m9} (L_3 C_6 + L_5 C_6 + L_5 C_8 + L_7 C_8) + (L_1 + C_3 + L_5) C_6 L_7 C_8 L_{m9} + L_1 C_2 L_{m9} (C_4 + C_8) + (L_1 + C_3) C_4 L_5 C_6 L_7 + L_1 C_2 C_6 L_7 (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 (L_5 + L_7)$$

$$A_{94} = [(L_1 + C_3) C_4 (L_5 C_8 + L_7 C_8 + L_5 C_6) + L_1 C_2 (L_3 C_6 + L_5 C_6 + L_5 C_8 + L_7 C_8) + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_7 C_8 + L_1 C_2 L_3 (C_4 + C_8)] R_m$$

$$A_{93} = (L_1 + L_3 + L_5 + L_7) C_8 L_{m9} + (L_1 + L_3) C_4 L_{m9} + L_1 C_2 L_{m9} + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_{m9} + (L_1 + L_3) C_4 L_7 + L_1 C_2 L_7 + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_7 + (L_1 + L_3) C_4 L_7 + (L_1 + L_3) C_4 L_5 + L_1 C_2 L_5 + L_1 C_2 L_3$$

$$A_{92} = [(L_1 + L_3 + L_5 + L_7) C_8 + (L_1 + L_3) C_4 + L_1 C_2 + (L_1 + L_3 + L_5) C_6] R_m$$

$$A_{91} = L_1 + L_3 + L_5 + L_7 + L_{m9}$$

$$A_{90} = R_m$$

1) 필터를 사용하지 않은 경우

모터의 권선만 고려한 경우는 Fig. 2.1에서 $R_m = 1.0[\Omega]$, $L_m = 1.0[H]$ 일 때 그렸고 각주수 1 [rad/sec]

에서 3dB의 감쇠가 일어나는 기준(*Normalized*) 특성을 얻는다. 여기서 식(2.3)으로부터 $I_{m1}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(2.6)과 같다.

$$\frac{I_{m1}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{S+1.0} \quad (2.6)$$

$V(s)=1/S$ 인 단위 계단상 입력일 경우 식(2.6)의 해는 식(2.7)과 같다.

$$i_{m1}(t) = 1 - e^{-t} \quad (2.7)$$

2) 3차계 필터의 경우

3차계의 Butterworth 필터는 식(2.4)의 특성방정식의 근이 단위원주상에 위치하도록 한 것으로, Fig. 2.1에서 $R_m=1.0[\Omega]$, $L_1=1.5[H]$, $C_2=1.333[F]$, $L_m=0.5[H]$ 일 때 각주파수 1[rad/sec]에서 3dB의 감쇠가 일어나는 기준(*Normalized*) Butterworth LC 필터를 얻는다.

여기서 $I_{m3}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(2.8)과 같다.

$$\frac{I_{m3}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{S^3+2S^2+2S+1.0} \quad (2.8)$$

$V(s)=1/S$ 인 단위 계단상 입력일 경우 식(2.8)의 해는 식(2.9)와 같다.

$$i_{m3}(t) = 1 - e^{-t} - 1.1547e^{-0.5t}\sin 0.8660t \quad (2.9)$$

$V(s)=1$ 인 단위임펄스 입력일 경우 식(2.8)의 해는 식(2.10)과 같다.

$$i_{m3}(t) = e^{-t} + 0.5773e^{-0.5t}\sin 0.8660t - 0.9999e^{-0.5t}\cos 0.8660t \quad (2.10)$$

3) 9차계 필터의 경우

9차계의 Butterworth 필터는 Fig. 2.1에서 $R_m=1.0[\Omega]$, $L_1=1.5628[H]$, $C_2=1.8424[F]$, $L_3=1.7772[H]$, $C_4=1.6202[F]$, $L_5=1.4037[H]$, $C_6=1.1408[F]$, $L_6=0.8414[H]$, $C_8=0.5155[F]$, $L_m=0.1736[H]$ 일 때 각주파수 1[rad/sec]에서 3dB의 감쇠가 일어나는 기준(*Normalized*) Butterworth LC필터를 얻는다. 위의 계수들을 대입하여 $I_{m9}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(2.11)과 같다.

$$\frac{I_{m9}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{F(s)} \quad (2.11)$$

여기서,

$$F(s) = S^9 + 5.7585S^8 + 16.5804S^7 + 31.1620S^6 + 41.9846S^5 + 41.9851S^4 + 31.1630S^3 + 16.5815S^2 + 5.7587S + 1.0$$

$V(s)=1/S$ 인 단위 계단상 입력일 경우 식(2.11)의 해는식(2.12)이다.

$$\begin{aligned}
 i_{m9}(t) = & 1 - 10.3458e^{-1.0093t} - 18.0473e^{-0.9348t}\cos(0.3378t + 1.5586) \\
 & + 10.2524e^{-0.7654t}\cos(0.6451t + 0.0024) \\
 & + 3.7916e^{-0.5008t}\cos(0.8663t + 1.5658) \\
 & - 0.6672e^{-0.1737t}\cos(0.9847t + 0.0020)
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

$V(s)=1$ 인 단위임펄스 입력일 경우 식(2.11)의 해는 식(2.13)이다.

$$\begin{aligned}
 i_{m9}(t) = & 10.4420e^{-1.0093t} + 16.8706e^{-0.9348t}\cos(0.3378t + 1.5586) \\
 & + 6.0963e^{-0.9348t}\sin(0.3378t + 1.5586) \\
 & - 7.8472e^{-0.7654t}\cos(0.6451t + 0.0024) \\
 & - 6.6138e^{-0.7654t}\sin(0.6451t + 0.0024) \\
 & - 1.8988e^{-0.5008t}\cos(0.8663t + 1.5658) \\
 & - 3.2846e^{-0.5008t}\sin(0.8663t + 1.5658) \\
 & + 0.1158e^{-0.1737t}\cos(0.9847t + 0.0020) \\
 & + 0.6569e^{-0.1737t}\sin(0.9847t + 0.0020)
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

2. Butterworth 3차계 필터와 9차계 필터의 응답특성

Fig. 2.2a와 Fig. 2.2b는 3차계와 9차계의 Butterworth 필터를 사용한 경우의 주파수에 대한 크기 및 위상과의 관계를 해석하기 위한 보드선도이다.

이득(Gain)을 살펴보면 절점 주파수를 기준으로 3차계에 비해 9차계의 게인이 0dB, 즉 이득이 1로 지속되는 구간이 길게 나타나고 있어 출력특성이 양호한 필터임을 알 수 있다. 절점주파수를 지나서는 3차계, 9차계 모두 크기울기로 하강하는 필터링영역을 나타내고 있다. 위상은 절점주파수를 중심으로 모두 완만하게 변한다.

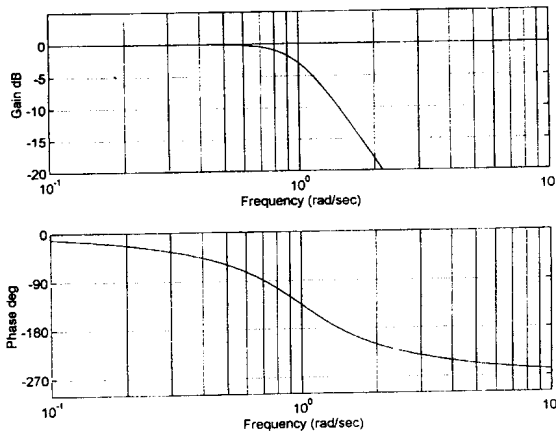


Fig. 2.2a Bode Diagram of the Induction Motor with 3rd Order Butterworth Filter

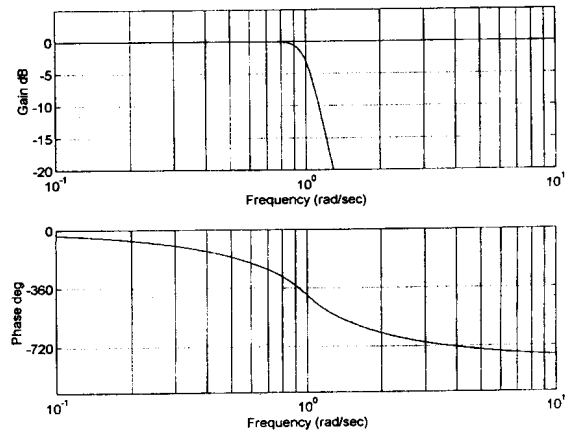


Fig. 2.2b Bode Diagram of the 9th Order Butterworth Filter

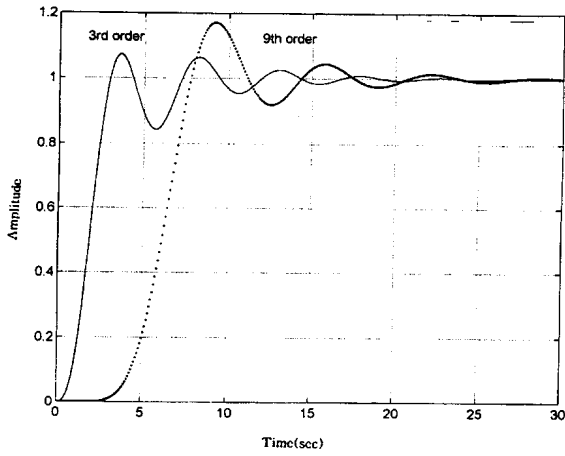


Fig. 2.3 Step Responses of the 3rd and 9th Order Butterworth Filter

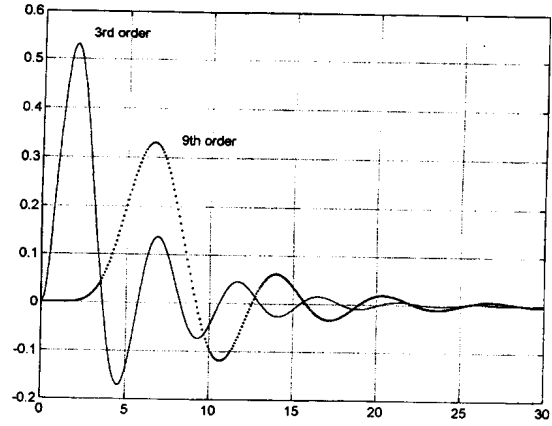


Fig. 2.4 Impulse Responses of the 3rd and 9th Order Butterworth Filter

Fig. 2.3은 식(2.9) 및 식(2.12)를 그림으로 표시한 것으로 1[V] 크기의 계단상 입력일 경우의 인디셜 응답이다. 9차계와 3차계는 비슷한 오버슈트를 가지나 전자는 느린 응답을 보이며 정정시간도 다소 길다.

Fig. 2.4는 식(2.10) 및 식(2.13)을 그림으로 표시한 것으로 1[V] 크기의 임펄스 응답으로 3차계는 9차계보다 응답속도가 빨라 큰 리플이 많이 나타나므로 후자가 보다 안정된 출력임을 알 수 있다.

Ⅲ. 유도전동기용 저역통과 LC필터의 설계

Fig. 3.1은 전브리지형 인버터의 개략도이다. IGBT1, IGBT4가 통전할 경우에는 부하의 양단에 정전압인 V_s 의 전압이 흐르며 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되면 부하의 양단에 역전압인 $-V_s$ 의 전압이 흐르므로 교류를 얻게 된다. 전류를 차단할 때 발생하는 고전압은 IGBT에 내장되어 있는 순환 다이오드(Wheeling Diode)를 통하여 환원되도록 되어 있다.

Fig. 3.2는 각 IGBT의 통전과 차단시간에 대한 그림이며, IGBT1, IGBT4가 통전되면 양단에 V_s 의 전압이 걸리고 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되

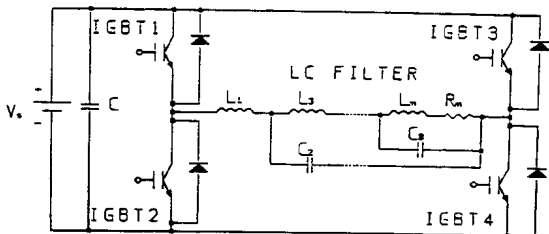


Fig. 3.1 Circuit of the Full-bridge Inverter with a Low Pass LC Filter

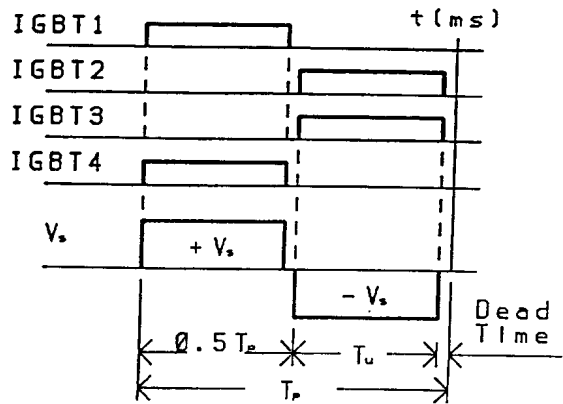


Fig. 3.2 Time Chart of the Single-pulse Triggering Signal, for IGBT

면 부하의 양단에 그림과 같이 $-V_s$ 의 역전압이 걸린다. 인버터의 점화순서 및 시기는 원칩제어기로 적절히 조절함으로써 주파수를 제어함과 동시에 통전시간비를 임의로 변경할 수 있다. 이 때 LC필터에 주어지는 공급전압 $v_f(t)$ 는 식(3.1)과 같이 주어진다.

$$v_f(t) = v(t)[u(t-A) - u(t-B) - u(t-C) + u(t+D)] \quad (3.1)$$

Fig. 2.1의 전압파형을 고려하여 식(3.1)을 라플라스 변환하면 식(3.2)와 같이 된다.

$$V_f(s) = \frac{V_s}{S} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.2)$$

여기서,

$$A = kT_p$$

$$B = T_p(k + 0.5T_s)$$

$$C = T_p(k + 0.5)$$

$$D = T_p\{k + 0.5(1 + T_s)\}$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

단, T_p : 주기, T_s : 전력이용률($2T_w/T_p$)

식(2.3)과 식(3.2)로부터 필터를 사용하지 않은 경우에 모터에 흐르는 전류 $I_{m1}(s)$ 의 전원전압 V_s 의 관계식을 구하면 식(3.3)과 같다.

$$I_{m1}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{1.0}{(A_{11}S + A_{10})} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.3)$$

식(2.4)와 식(3.2)로부터 3차계 필터에 흐르는 전류 $I_{m3}(s)$ 와 전원전압 V_s 의 관계식을 구하면 식(3.4)와 같다.

$$I_{m3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{1.0}{(A_{33}S^3 + A_{32}S^2 + A_{31}S + A_{30})} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.4)$$

식(2.11)과 식(3.2)으로부터 9차계 필터에 흐르는 전류 $I_{m9}(s)$ 와 전원전압 V_s 의 관계식을 구하면 식(3.5)와 같다.

$$I_{m9}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{1.0}{F(s)} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.5)$$

식(3.3) - 식(3.5)에서 알 수 있는 바와 같이 전동기에 흐르는 전류 $i_m(t)$ 의 파형에 영향을 가장 많이 미치는 것은 $C_2 - C_8$ 과 $L_1 - L_7$ 등에 의하여 결정되는 특성방정식의 각 파라메타의 값이며 각 필터의 종류에 따라 이 값들이 정해지며 과도특성등도 변한다. 그 다음으로 $i_m(t)$ 의 전류파형에 관계하는 것은 식(3.2)의 A,

B, C, D값들로 주기 T_p 와 전력이용률(T_s)에 의하여 결정되는 값으로 전류의 진폭과 파형에 큰 영향을 미치게 한다. 식(3.3) - 식(3.5)의 해는 컴퓨터로 계산하여 그 특성을 알아보았다. 유도전 동기의 가변속구동을 고려하여 $\omega=503[\text{rad/sec}](80\text{Hz})$ 로 LC필터를 설계하고 전동기의 저항은 실험 전동기를 기준하여 $R_m=85.0[\Omega]$ 로 하였다.

설계된 LC필터에서 주파수와 전력이용율(T_s)를 변경하였을 때 3상유도전 동기의 전류와 순시전력파형을 컴퓨터 시뮬레이션과 FFT 분석으로 조사하였다. 모든 컴퓨터 시뮬레이션에서 전원전압 V 는 무차원화한 1[V]의 전압이 주어졌다.

1. Induction Motor의 정수값

3상유도전동기의 등가회로상의 파라미터 값은 전동기의 회전자 구속시험(*Blocked-rotor test*)과 무부하시험(*No-load test*)을 통해 근사적으로 구할 수 있다.¹⁶⁾

여기서는 저역통과 LC필터회로에 3상유도전동기의 파라미터 값이 회로소자의 일부분으로 이용되고 있으므로 이를 정확히 구해보기로 한다. 회전자 구속시험에 의해 측정된 전압, 전류, 전력 그리고 시험직 후에 측정된 1 차측 저항을 각각 V_L, I_L, W_L 그리고 r_1 이라하고, 무부하시험에 의해 측정된 전압과 전류를 각각 V_o, I_o 라 하면 고정자 코일에 대한 등가임피던스 Z_L 는

$$Z_L = (r_1 + P) + jQ \tag{3.6}$$

여기서, $P = \frac{W_L}{I_L^2} - r_1$

$$Q = \sqrt{\left(\frac{V_L}{I_L}\right)^2 - \left(\frac{W_L}{I_L^2}\right)^2}$$

이다. 그리고 각 정수값은 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$X = x_1 + x_2 = \frac{V_o}{I_o} - \sqrt{\left(\frac{V_o}{I_o} - Q\right)^2 + P^2}$$

$$X_o = x_1 + x_M = \frac{2V_o}{I_o} - X \tag{3.7}$$

$$r_2 = \frac{PX_o}{X_o - Q}$$

본 연구의 실험에서 사용한 3상유도전동기는 Feedback社의 교육용 전기 기기 부품을 조립하여 제작한 것으로 회전자 구속시험과 무부하 시험에서 얻은 측정값을 식(3.6)과 식(3.7)에 대입하여 전동기의 정수값을 구하였으며 그 값은 Table 3.1과 같다.

Table 3.1. Constant Values of the 3φ AC Motor

Supply Voltag	AC 120[V]
Pole	4
Winding Resistance	85[Ω]
Winding Inductance	275[mH]

2. 3차계 필터를 사용한 경우 수식 및 시뮬레이션 해석

본 연구에서는 유도전동기의 가변속구동을 고려하여 $\omega=503$ [rad/sec] (80Hz)로 LC필터를 설계하고 전동기의 저항과 인덕턴스는 회전자 구속시험(*Blocked-rotor test*)과 무부하시험(*No-load test*)을 통해 근사적으로 구할 수 있다.⁶²⁾ 실험 전동기를 기준하여 $R_m=85.0$ [Δ]과 $L_m=275.0$ [mH]로 하였다. 설계된 LC필터에서 주파수와 전력이용율(T_s)을 변경하였을 때 3상유도전동기의 전류를 컴퓨터 시뮬레이션과 FFT 분석으로 조사하였다. 모든 컴퓨터 시뮬레이션에서 전원전압 V 는 무차원화한 1[V]의 전압이 주어졌다.

3차계 LC필터회로에서 $R_m=85.0$ [Ω], $L_1=180.0$ [mH], $C_2=40.0$ [μ F], $L_m=275.0$ [mH]일 때 대역폭이 503 [rad/sec]인 개정된 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(2.4)에 대입하여 $I_{r3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(4.1)과 같다.

$$I_{r3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{505050.47}{(S^3 + 309.091S^2 + 229798.0S + 42929290.0)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.8)$$

$\omega=503$ [rad/sec]로 설계한 3차계 개정된 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{r3}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용율에 따라 달라진다.

Fig. 3.3a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용율 T_s 가 50%보다 클수록 일차계의 파형이 되며 T_s 가 작아지면 영레벨에 리플이 있는 정현파에 가까워짐을 알 수 있다. Fig. 3.3b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{r3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 기본파의 1/3배의 상당히 큰 고조파가 나타난다.

Fig. 3.4a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용율 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig. 3.4b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{r3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. 전류파형인 Fig. 3.3a와 Fig. 3.4a를 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지나 진폭은 약간 감소하고, 전력이용율 T_s 가 클수록 진

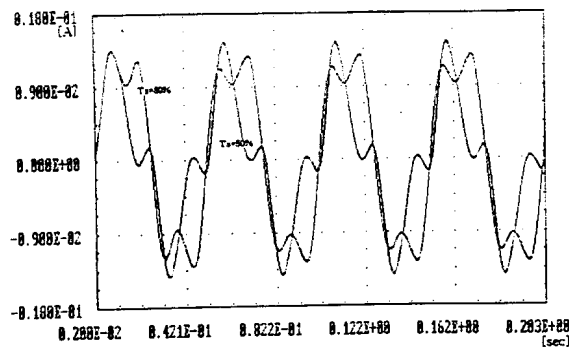


Fig. 3.3a Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 3rd Order Filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

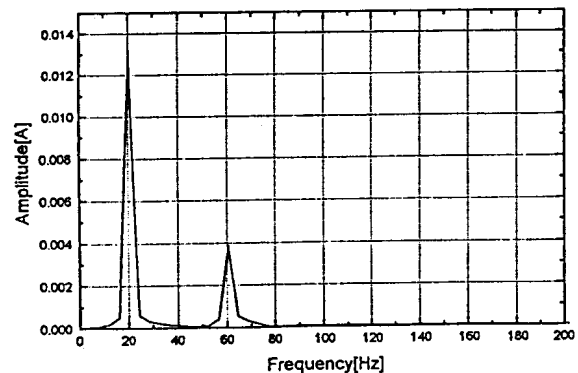


Fig. 3.3b FFT Analysis of the Fig. 4.1a at 20Hz of $T_s=80\%$

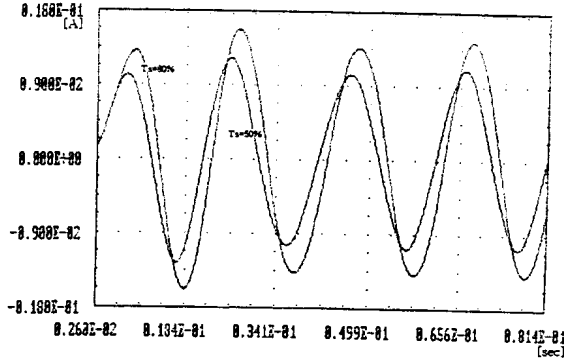


Fig. 3.4a Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 3rd Order Filter at 50Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

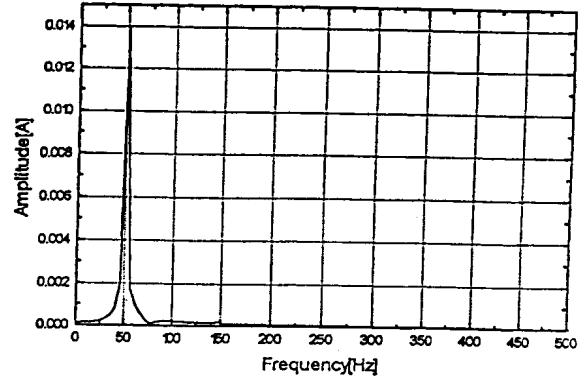


Fig. 3.4b FFT Analysis of the Fig. 4.3a at 50Hz of $T_s = 80\%$

폭이 증가함을 알 수 있다.

3. 9차계 필터를 사용한 경우 수식 및 시뮬레이션 해석

9차계 LC필터회로에서 $R_m = 85.0 [\Omega]$, $L_1 = 120.0 [\text{mH}]$, $C_2 = 50.0 [\mu\text{F}]$, $L_3 = 140.0 [\text{mH}]$, $C_4 = 50.0 [\mu\text{F}]$, $L_5 = 140.0 [\text{mH}]$, $C_6 = 50.0 [\mu\text{F}]$, $L_7 = 140.0 [\text{mH}]$, $C_8 = 40.0 [\mu\text{F}]$, $L_m = 275.0 [\text{mH}]$ 일 때 대역폭이 $503 [\text{rad/sec}]$ 인 개정된 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(2.5)에 대입하여 $I_{r9}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(4.2)와 같다.

$$I_{r9}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{2.20867 \times 10^{21}}{F_{r9}(s)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.9)$$

여기서,

$$F_{r9}(s) = S^9 + 309.0910S^8 + 1150433.0S^7 + 3.2748 \times 10^8 S^6 + 4.2957 \times 10^{11} S^5 + 1.0802 \times 10^{14} S^4 + 5.6597 \times 10^{16} S^3 + 1.1376 \times 10^{19} S^2 + 1.8000 \times 10^{21} S + 1.8773 \times 10^{23}$$

$\omega = 503 [\text{rad/sec}]$ 로 설계한 9차계 개정된 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{r9}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig. 3.5a는 20Hz에서 $T_s = 50\%$ 와 $T_s = 80\%$ 일 때 전류 $i_{r9}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 가 클수록 약간의 리플이 포함된 일차형파가 되며 T_s 가 작아지면 영레벨 부근에 리플이 있는 유사정현파에 가까워짐을 알 수 있다. Fig. 3.5b는 20Hz에서 $T_s = 80\%$ 일 때 전류 $i_{r9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 기본파의 1/6.7 크기인 제3고조파와 기본파의 1/67 크기인 제5고조파가 나타난다. Fig. 3.6a는 50Hz에서 $T_s = 50\%$ 와 $T_s = 80\%$ 일 때 전류 $i_{r9}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig. 3.6b는 50Hz에서 $T_s = 80\%$ 일 때 전류 $i_{r9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. 전류파형인 Fig. 3.5a와 Fig. 3.6a를 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지

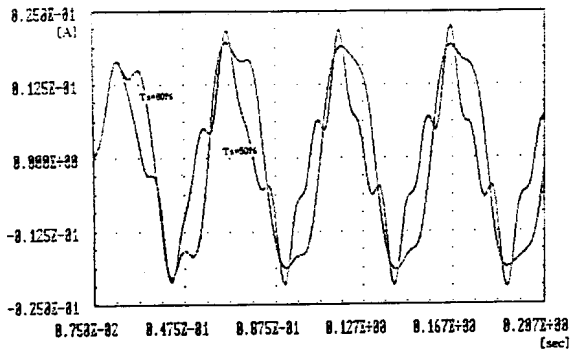


Fig. 3.5a Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 9th Order Filter at 20Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

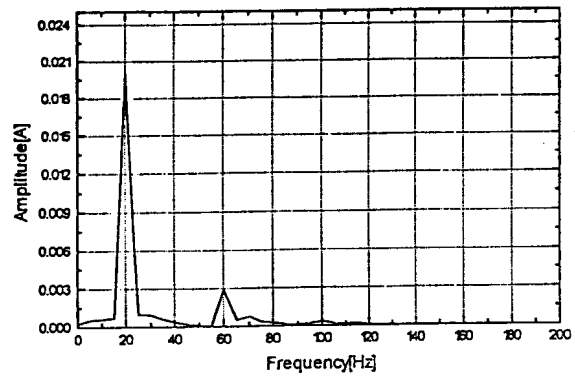


Fig. 3.5b FFT Analysis of the Fig. 4.5a at 20Hz of $T_s = 80\%$

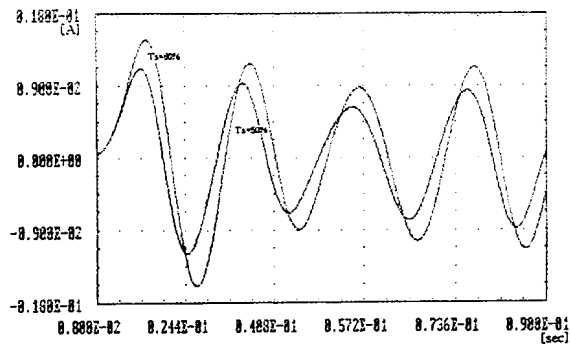


Fig. 3.6a Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 9th Order Filter at 50Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$

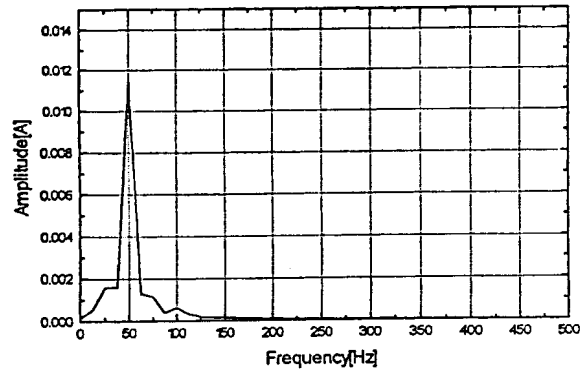


Fig. 3.6b FFT Analysis of the Fig. 4.7a at 20Hz of $T_s = 80\%$

나 진폭은 다소 감소하고, 전력이용율 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. Fig. 3.5a와 Fig. 3.6a의 9차계 필터는 Fig. 3.3a와 Fig. 3.4a의 3차계 필터와 비교하면 낮은 주파수인 20Hz에서는 전류의 진폭도 크고 리플도 약간 감소하였지만 50Hz에서는 전류의 진폭이 조금 감소하였다.

IV. 실험장치 및 구성

1. 실험장치

제3장의 시뮬레이션 결과를 비교·분석하기 위하여 Fig. 4.1과 같이 실험장치를 구성하였다. 실험장치는 크게 주파수에 따른 펄스폭을 만드는 단일칩 제어전용 마이크로프로세서인 80C196KC, 전브리지형 인버터, 그리고 3상유도전동기의 세 부분으로 구성되어 있다. 이 실험장치의 특징은 일반적인 Δ 결선의 3상유도전동기에서 u, v, w상의 결선을 각각 분리하여 독립적인 단상이 마치 3상의 Δ 결선을 이루도록 결

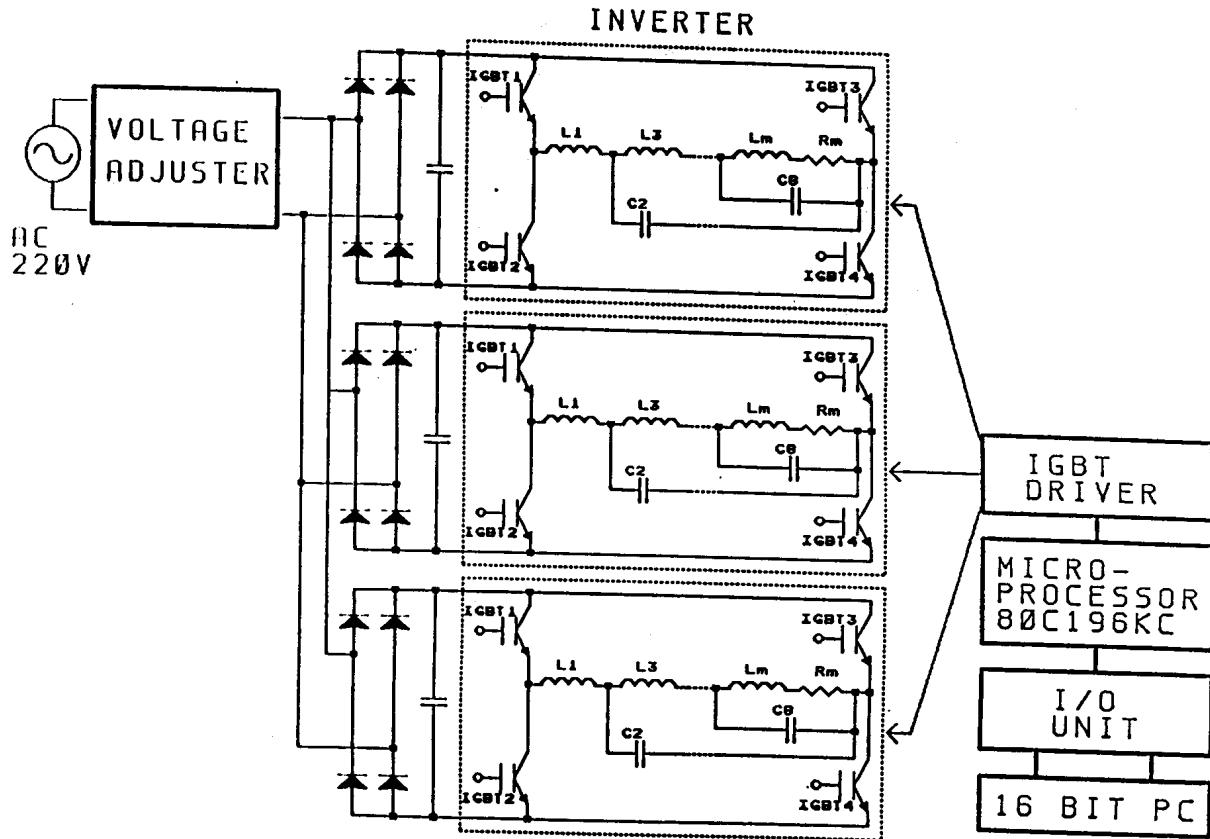


Fig. 4.1 Schematic Diagram of the Experimental Equipment

선하여 각 상간의 상호 간섭을 배제하였다.

실험장치의 구동은 PC와 원칩 마이크로프로세서와의 통신에 의하여 원하는 주파수와 전력이용률(T_s)를 입력하면 80C196KC는 고속출력장치를 통해 IGBT1 - IGBT4 를 구동하는데 필요한 신호를 출력하게 되고, 출력된 신호는 포토커플러와 IGBT 드라이브용 증폭기를 거쳐 IGBT 베이스에 전달 되게 된다. 각 상의 인버터는 4개의 IGBT의 ON - OFF시간을 조정함으로써 직류전원으로부터 원하는 주파수를 갖는 교류전원으로 바꾸게 되고, 그에 따라 3상유도전동기의 회전수를 제어할 수 있다. 모터의 전류와 전압은 최신형 디지털 오실로스코프로 자료를 수집하였다.

Fig. 4.2는 본 연구에서 구성한 실험장치의 실제 모습을 나타내고 있다. 상단 사진은 PC와 원칩 마이크로 프로세서(80C196KC), 전브리지형 인버터, IGBT 드라이브단 및 IGBT, LC필터와 실험결과를 측정하기 위한 디지털 오실로스코프로 구성되어 있다. 하단 사진은 구동부인 모터 부분이다. 이 모터는 단상과 3상의 결선이 가능한 Feedback社의 교육용 전기기기이며 부품을 조립하여 제작하였다. 현재는 결선의 3상유도전동기에서 u, v, w 상의 Δ 결선을 각각 분리하여 독립적인 단상이 마치 3상의 결선을 이루도록 Δ 결선을 하였다.

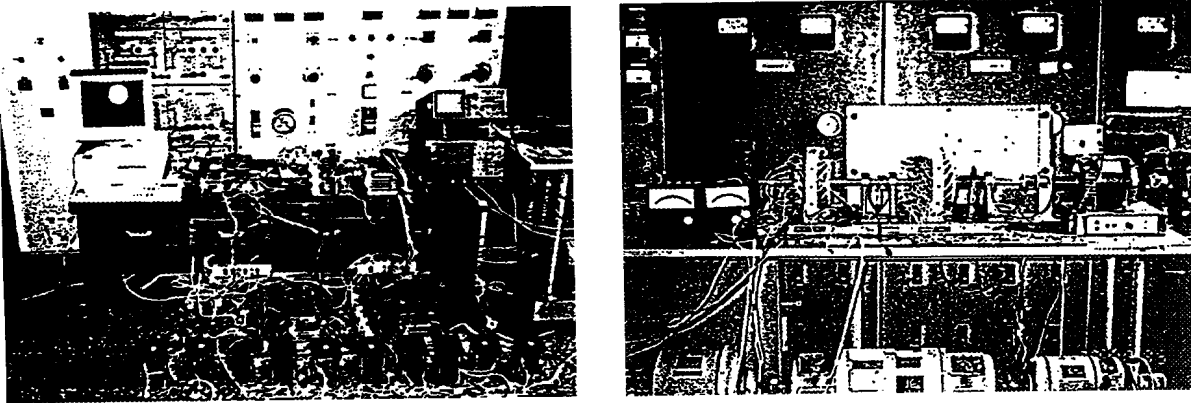


Fig. 4.2 Photograph of the Experimental Apparatus

2. 원칩 마이크로 프로세서(80C196KC)

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

Fig. 4.3은 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.

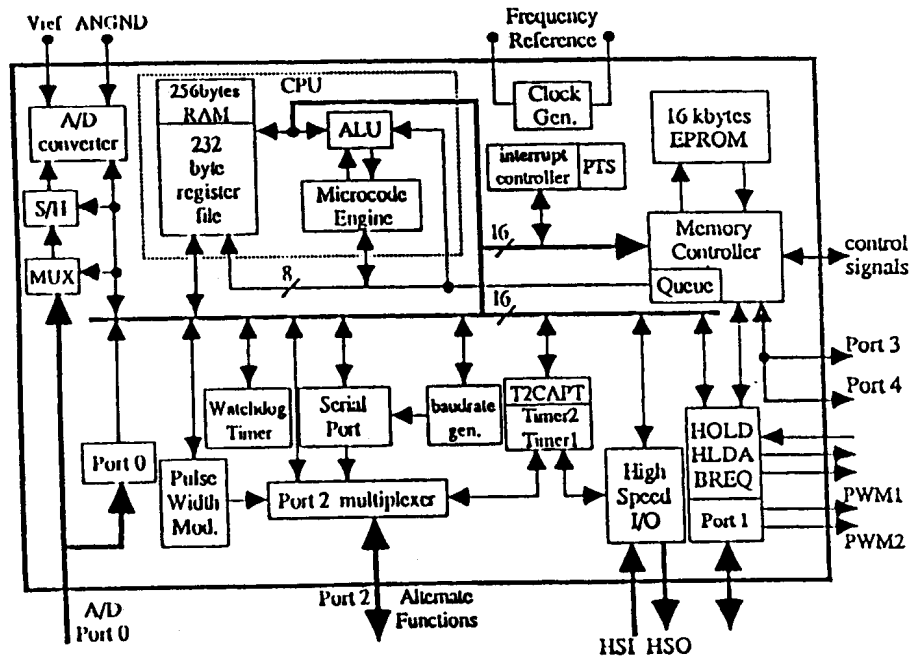


Fig. 4.3 Block Diagram of the 80C196KC

< 80196KC의 기능 >

- * 16비트 × 16비트 곱셈(2.33μsec, 12MHz 클럭)
- * 32비트/16비트 나눗셈(4.0μsec, 12MHz 클럭)
- * 5개의 I/O Ports
- * 28개의 인터럽트소스와 18개의 인터럽트 벡터
- * 2개의 16비트 카운터 & 타이머
- * 4개의 16비트 소프트웨어 타이머
- * 232바이트 레지스터 파일
- * 3개의 펄스폭 변조출력(7.8kHz - 31.25kHz)
- * HSO & HSI
- * 10비트 A/D 변환기

1) 인터럽트 시스템

Fig. 4.4는 80196KC의 인터럽터 처리시스템이다. 80196KC는 28개의 인터럽트소스를 갖고 18개의 인터럽트 출력벡터에 의해 처리된다. 인터럽트 루틴상에서 실행되기까지는 인터럽트소스로부터 3개의 레지스터 화일(Interrupt Pending, Interrupt Mask, Program Status Word)을 거치게 된다. 먼저 인터럽트소스로부터 사건이 발생하면 이 결과는 Interrupt Pending Register → Interrupt Mask Register → Program Status Word(9번비트)의 순서대로 각 레지스터의 AND GATE와의 결과를 통해 인터럽트 발생기로부터 해당 인터럽트결과를 출력하게 된다.

2) 고속출력장치(HSO)

인버터의 IGBT소자를 구동시킴에 있어서 80196KC에 내장된 HSO기능을 이용하여 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다. HSO는 정해진 시간(내부 timer 기준)에 펄스 또는 인터럽트를 발생시킬 수가 있다. 발생시킬 사건의 내용은 hso_command에 발생시킬 시점은 hso_time(timer1과 timer2 이용 가능)에 기록하여 원하고자 하는 인터럽트를 출력시킬 수가 있다. Fig. 4.5는 HSO장치를 나타내 주고 있으며 HSO를 통해 가능한 사건을 정리해 보면 아래와 같다.

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

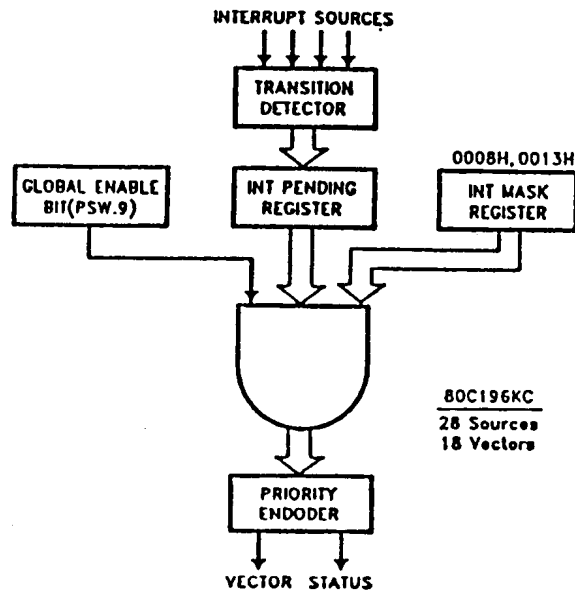


Fig. 4.4 Block Diagram of the Interrupt System

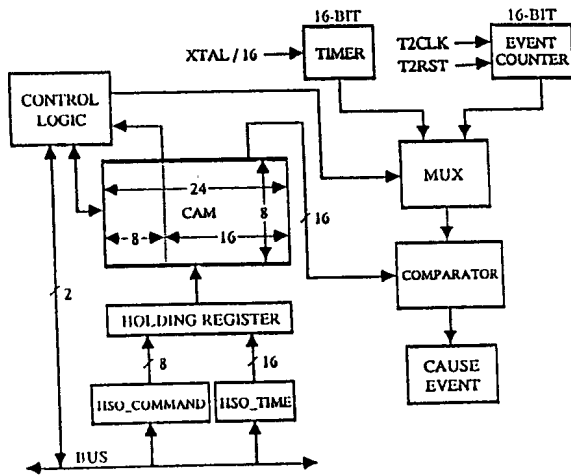


Fig. 4.5 Block Diagram of the High Speed Output Unit

3. IGBT 구동 및 로직회로

IGBT는 고내압, 대용량의 특성과 초고속 스위칭이 가능한 소자로서 본 연구에서 사용한 IGBT는 FUJI社의 2MB175L-060이다. 용량은 75[A], 600[V]이다. IGBT 드라이버는 TOSHIBA社의 TF1205이다. 소자를 개략적으로 살펴보면 사용가능 주파수범위는 30KHz정도이고 사용온도대는 $-20 \sim 70^{\circ}\text{C}$ 이다. Fig. 4.6은 스위칭타임을 나타내고 있는데 IGBT소자에 트리거링(ON) 신호가 입력되었을 때의 응답시간 t_{pLH} 는 $0.5 \sim 1\mu\text{SEC}$ 정도이고 ON 상태에서 OFF 신호에 대한 응답시간은 $0.4 \sim 0.8\mu\text{SEC}$ 정도로 아주 빠른 응답속도를 나타내고 있다. 이때의 출력전압은 V_{cc} , V_{EE} 이고 전압의

크기는 $+15\text{V}$, -15V 이다. Fig. 4.7은 IGBT의 드라이브소자를 나타내고 있다. 15번 핀은 드라이브의 구동신호 입력선이고 입력신호의 ON, OFF 동작에 따라서 IGBT의 GATE에 동작신호를 인가시켜 주게 된다. 인버터용 IGBT 구동회로는 80C96KC의 HSO포트에서 출력되는 PWM신호가 아날로그 전원쪽에서 발생하는 외란의 영향을 받지 않도록 포토커플러를 사용하여 마이크로프로세서와 구동회로를 분리시켰다.

Fig. 4.8은 3상유도전동기의 3상 결선법의 특이성으로 인해 각상당 인버터에는 4개씩의 IGBT 소자가 필요하여 전체적으로는 12개의 소자를 이용하게 되는데 HSO출력단은 6개라는 제한이 있게 된다. 이것을 극복하는 방법으로 로직회로를 구성하여 HSO출력단 2개씩으로 각상의 인버터를 구동하도록 하였고, 한편으로는 IGBT소자의 스위칭시 발생할 수 있는 오동작이나 회로상의 단락을 막을 수 있는 특성도 갖고 있다. IGBT를 스위칭할 때 지연시간(Dead Time)의 오동작이나, 기타 다른 원인에 의해 상·하단의 IGBT가 단락되는 것을 확실히 방지하기 위해 마이크로프로세서와 드라이브용 증폭회로 사이에 설치하

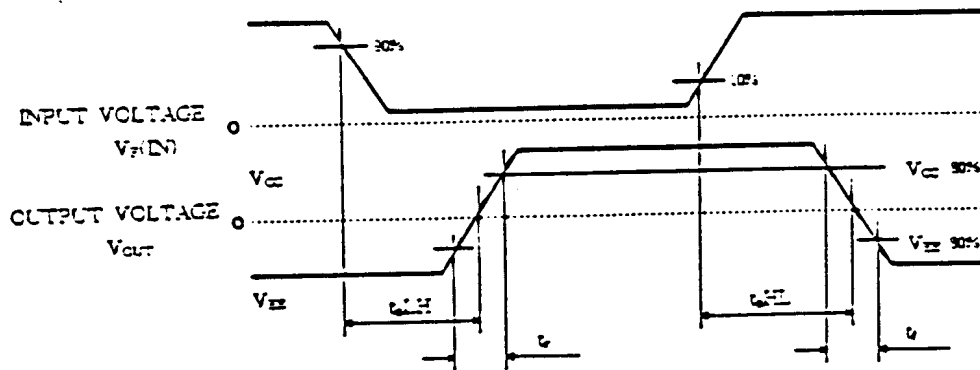


Fig. 4.6 Switching Time of the IGBT Drive

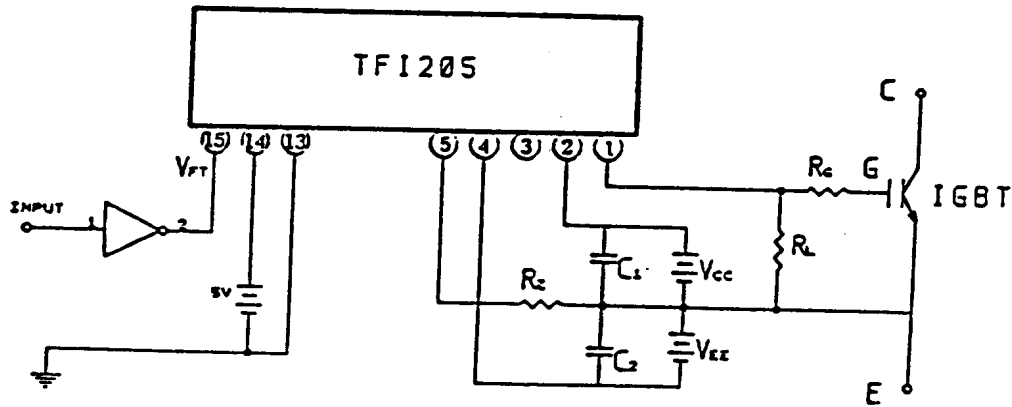


Fig. 4.7 Drive Circuit of the IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)

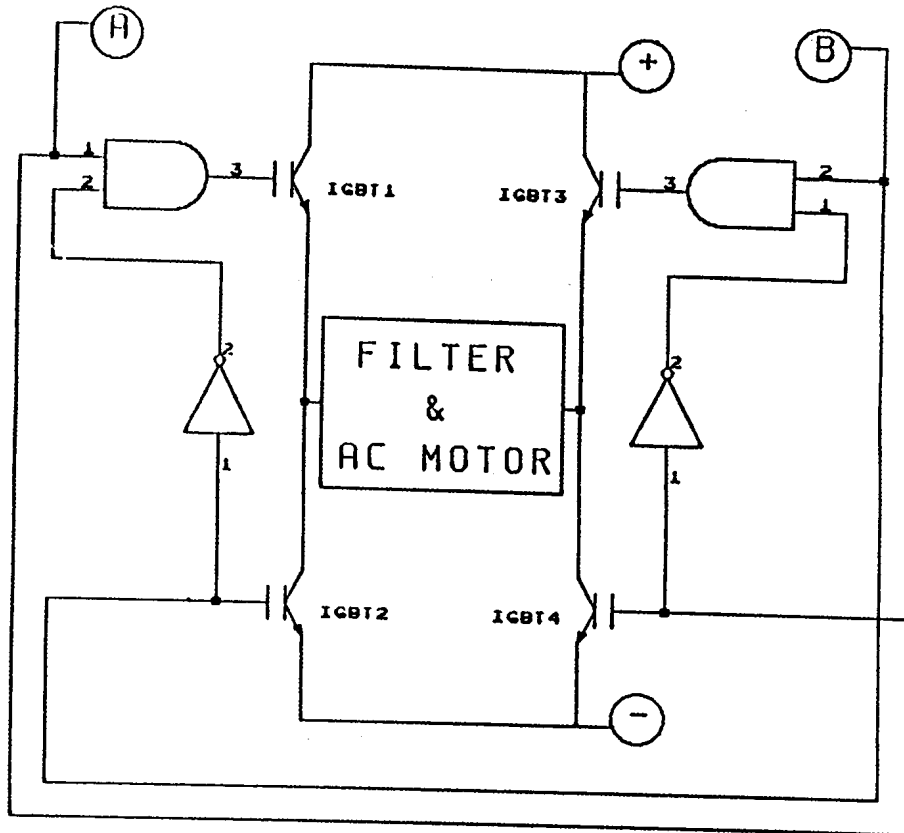


Fig. 4.8 Drive Logic Circuit for the Triggering Signal

였다. 아울러서 실제의 IGBT는 이상적인 소자가 아니므로 IGBT1과 IGBT2, IGBT3와 IGBT4가 동시에 도통되는 순간이 있다면 V_s 와 접지점 사이에 단락회로가 형성되어 증폭회로가 파손될 가능성이 있다. 이를 방지하기 위해서는 IGBT1과 IGBT4, IGBT2와 IGBT3를 구동시키는 PWM신호 사이에 적절한 지연

시간이 필요한데, 본 연구에서는 실험에서 사용한 IGBT의 특성을 고려하여 이를 소프트웨어적으로도 처리하였다.

V. 실험 및 결과 분석

3절에서 설계한 3차계와 9차계 LC필터를 Fig. 5.1과 같이 실험장치를 구성하고 모터의 전류와 전압의 파형 데이터를 디지털 오실로스코프로 수집하였다. 이 데이터로 FFT 분석도 하였다. 여기에서 실험한 자료는 입력단의 전원전압이 80[V]에서 실험하였다.

1. 3차계 필터

3차계 LC필터회로에서 $R_m=85.0[\Omega]$, $L_1=180.0[mH]$, $C_2=40.0[\mu F]$, $L_m=275.0[mH]$ 로 실험장치를 구성하여 실험을 하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

Fig. 5.1a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 에 관계없이 리플이 포함된 유사정현파 형태를 보이고 있으며 T_s 가 클수록 진폭이 약간 증가하고 있다. Fig. 5.1b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{r3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 기본파의 1/2 크기인 제3고조파와 기본파의 1/9 크기인 제5고조파가 있다.

Fig. 5.2a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig. 5.2b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{r3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 기본파만 존재하는 정현파임을 알 수 있다. 전류파형인 Fig. 5.1a와 Fig. 5.2a를 비교 분석하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지나 진폭은 다소 감소하고, 전력이용률 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. 3차계 필터를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과와 유사한 특성을 보이고 있다. 대체로 3차계 필터를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과와 유사한 특성을 보이고 있다.

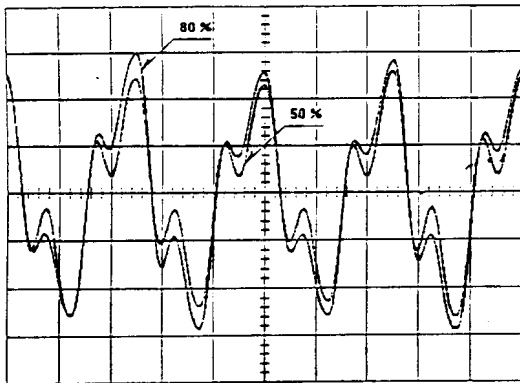


Fig. 5.1a Real Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 3rd Order Filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$ (0.3 A/DIV, 20ms/DIV)

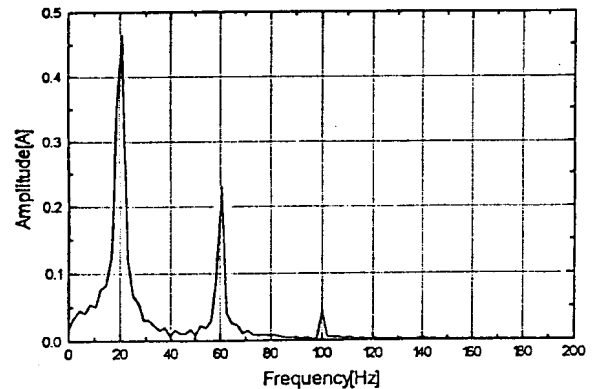


Fig. 5.1b FFT Analysis of the Fig. 6.1a at 20Hz of $T_s=80\%$

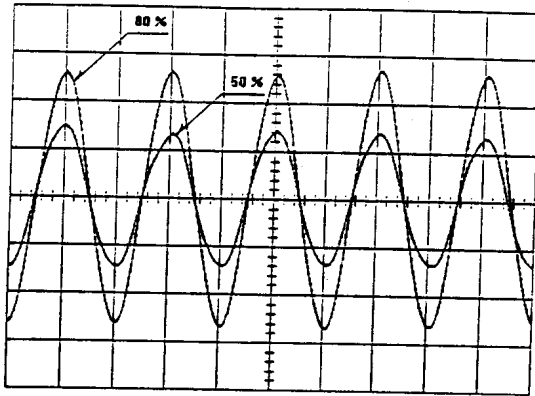


Fig. 5.2a Real Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 3rd Order Filter at 50Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$ (0.3 A/DIV, 10ms/DIV)

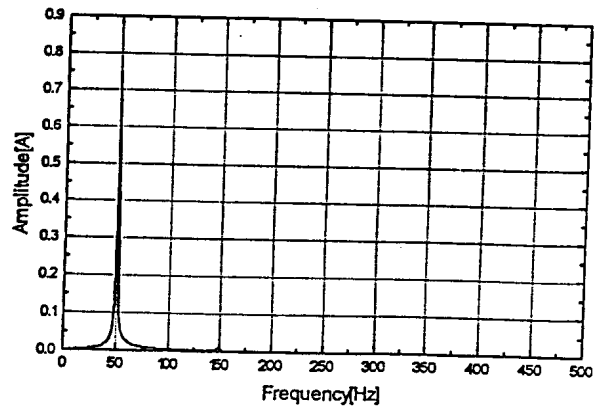


Fig. 5.2b FFT Analysis of the Fig. 6.3a at 50Hz of $T_s=80\%$

2. 9차계 필터

9차계 LC필터회로에서 $R_m=85.0[\Omega]$, $L_1=120.0[mH]$, $C_2=50.0[\mu F]$, $L_3=140.0[mH]$, $C_4=50.0[\mu F]$, $L_5=140.0[mH]$, $C_6=50.0[\mu F]$, $L_7=140.0[mH]$, $C_8=40.0[\mu F]$, $L_m=275.0[mH]$ 로 실험을 하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

Fig. 5.3a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{rs}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 에 관계없이 약간의 리플이 포함된 유사정현파이다. Fig. 5.3b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{rs}(t)$ 의 FFT 분석이다. 기본파의 1/3.8 크기인 제3고조파와 기본파의 1/16 크기인 제5고조파가 나타난다.

Fig. 5.4a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{rs}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig. 5.4b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일

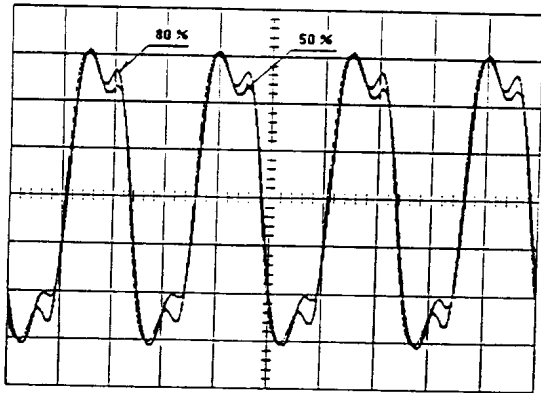


Fig. 5.3a Real Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 9th Order Filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$ (0.26 A/DIV,

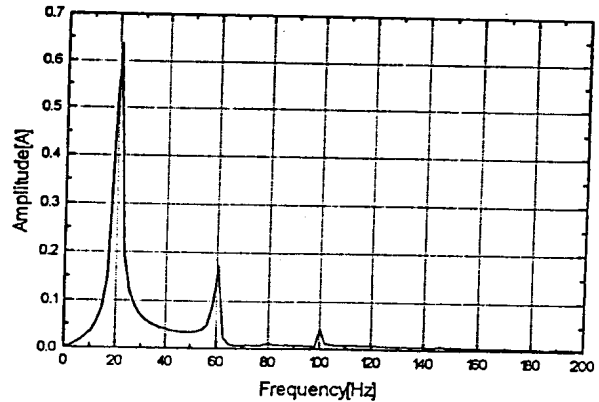


Fig. 5.3b FFT Analysis of the Fig. 6.5a at 20Hz of $T_s=80\%$

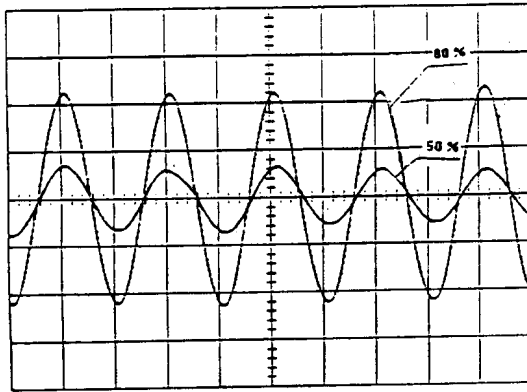


Fig. 5.4a Real Current Waveforms of the Induction Motor with Revised 9th Order Filter at 50Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$ (0.26 A/DIV, 10ms/DIV)

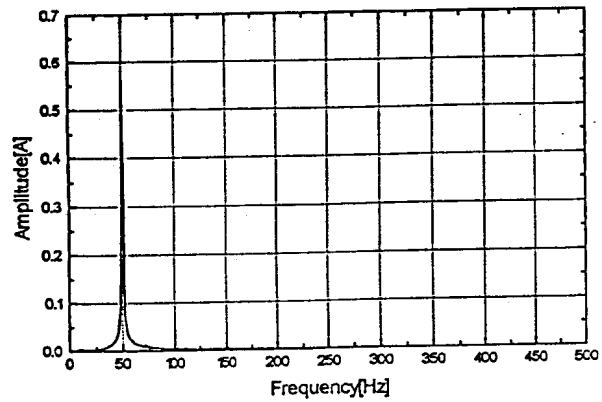


Fig. 5.4b FFT Analysis of the Fig. 6.7a at 50Hz of $T_s=80\%$

때 실제 전류 $i_{rs}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. 전류파형의 형태는 Fig. 5.3a와 Fig. 5.4a의 9차계 필터로 구동한 경우가 Fig. 5.1a와 Fig. 5.2a의 3차계 필터로 구동한 경우 보다 개선이 되었음을 알 수 있다. 특히 50Hz 보다는 20Hz의 전류파형이 많이 개선되었음을 알 수 있다. 그러나 전류의 진폭은 다소 감소하였다.

3차계 필터와 9차계 필터를 설계하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하고, 실험 장치를 구성하여 실험을 하였다. 실험 결과는 시뮬레이션 결과와 대체로 유사한 특성을 보여주고 있음을 확인하였다.

VI. 결 론

일반적인 Δ 결선의 3상 유도전동기에서 u, v, w상의 Δ 결선을 각각 분리하여 독립적인 단상이 마치 3상의 결선을 이루도록 결선함으로 각 상간의 상호 간섭을 배제하는 AC 전동기를 구성하였다. 전브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC필터가 부착된 이 실험장치에 구형파의 전압을 번갈아 주어질 때 전동기에 흐르는 전류파형을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 각각 비교·분석하였고 정현파의 교류전원이 걸렸을 때와 유사하도록 LC필터를 설계하였다. 또한, 시뮬레이션과 실험결과를 FFT 분석을 하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 설계한 LC 필터에 구형파 전압을 가하여 유사정현파 교류전원을 얻을 수 있었다.
2. 9차계 필터를 사용한 경우는 3차계 필터를 사용한 경우보다 전류의 파형이 개선이 되었지만 진폭이 다소 감소한다. 특히 낮은 주파수영역에서 전류의 파형이 많이 개선이 되었다.
3. 전력이용률(T_s)를 조정하면 전류 및 전력의 크기와 파형을 전주파수 영역에서 조정가능하나 전력이용률이 낮아지면 저주파수대에서 작은 리플이 영레벨에서 나타난다.

20Hz - 50Hz 이외의 주파수대에 연구가 더 요망되며, 상용화 가능한 보다 좋은 LC필터 설계에 연구가

더 필요하다고 사료된다.

참고문헌

- 1) N. R. Zargari, G. Joos, and P. d. Ziogas, "Input Filter Design for PWM Current - Source Rectifiers", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 30, No. 6, pp. 1573 - 1579, 1994
- 2) 정주윤, 박진길, "디지털 브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC 필터를 가진 교류전동기의 전류 및 전력의 파형 개선 (I)", 한국박용기관학회지 제19권 제3호, pp. 285 - 296, 1995
- 3) P. N. Enjeti, P. D. Ziogas and J. F. Lindsay, "Programmed PWM Technique to Eliminate Harmonics : A critical evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 26, No. 2, pp. 302 - 316, 1990
- 4) 서영수 외 3인, "미시적인 IGBT소자 모델링과 회로동작 시뮬레이션", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 562 - 564, 1994
- 5) P. K. Jain, S. B. Dewan, "A Performance Comparison of Full - and Half - bridge Series Resonant Inverters in High - frequency High - power Applications", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 26, No. 2, pp. 317 - 323, 1990
- 6) 권봉환, 민병덕, "IGBT를 사용한 PWM정류기", 대한전기학회 논문지, Vol. 42, No. 6, pp. 18 - 27, 1993
- 7) K. Inagaki, T. Furuhashi, A. Ishiguro, M. Ishida, "A New PWM Control Method for ac to dc Converter with High - Frequency Transformer Isolation", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 29, pp. 486 - 492, 1993
- 8) J. Holtz, L. Springob, "Reduced Harmonics PWM Controlled Line - Side Converter for Electric Drives", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 29, No. 4, pp. 814 - 819, 1993
- 9) S. Fukuda, Y. Iwaji, "Introduction of the Harmonic Distortion Determining Factor and Its Application to Evaluating keal Time PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 31, No. 1, pp. 149 - 154, 1995
- 10) 박진길, 노영오, 신원길, "저역통과 LC필터를 가진 전브리지형 인버터의 특성과 응용에 관한 연구", 한국박용기관학회지 Vol. 17, No. 5, pp. 445 - 456, 1995
- 11) S. Kim, P. N. Enjeti, P. Packebush, I. J. Pitel, "A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three - Phase Diode Rectifier Type Utility Interface", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 30, No. 6, pp. 1557 - 1564, 1994
- 12) 김영철 외 4인, "저잡음 PWM 인버터를 위한 최적 패턴에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1065 - 1066, 1992
- 13) L. Malesani, P. Tenti, P. Tomasin, V. Toigo, "High Efficiency Quasi - Resonant DC Link Three - Phase Power Inverter for Full - Range PWM", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 31, No. 1, pp. 141 - 148, 1995
- 14) 조본구, 진명철, 이광원, "고조파를 억제하는 가변 주파수 정현파 PWM의 실시간 구현", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1071 - 1073, 1992
- 15) A. B. Williams, F. J. Taylor, "Electronic Filter Design Hand - book", McGraw - Hill, pp. 11.1 - 11.114, 1990.
- 16) A. Antoniou, "Digital Filters: Analysis and Design", McGraw Hill, pp. 15 - 300, 1979
- 17) 杉本英彦 編著, "ACサ ボシステムの理論と設計の實際", 綜合電子出版社, pp. 1 - 79, 1991
- 18) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice - Hall, pp. 121 - 165, 1987
- 19) C. G. Veinott "Theory and Design of Small Induction Motors", Mcaw Hill, pp. 354 - 370, 1959
- 20) M. H. Rashid, "Power Electronics Circuit, Device and Application", Prentice - Hall, pp. 241 - 297, 1988
- 21) 윤병도 외 4인, "전력전자", 보성각, pp. 97 - 129, 1993
- 22) 정순배, 김대근, 이우선, "i80c196kc 구조(메카 트로닉스)", 도서출판 인텔기술, pp. 1.2 - 1.49, 1994
- 23) LeCROY Cop., "LeCROY Digital Oscilloscopes 9350 Series Operator's Manual", Rev. 1, pp. 2.1 - 24.5, 1994.

