

디지털 브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC 필터를 가진 교류전동기의 전류 및 전력의 파형 개선(Ⅱ)

정 주 윤* · 박 진 길**

The Current and Power Waveform Improvement of an AC Motor with Low Pass LC Filter Driven by a Digital Bridge Inverter(Ⅱ)

J. Y. Chung · J. G. Park

Key words : Low pass LC filter(저역통과 LC필터), FFT(고속 푸리에 변환), Digital bridge inverter(디지털 브리지형 인버터)

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 and power waveforms of an AC motor, and the current waveforms and 3 ϕ power 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. Through the computer simulations and experiments, it is confirmed that current waveforms and 3 ϕ power waveforms can be improved by utilizing the high order low pass LC filter than that of lower order.

1. 서 론

유도전동기는 직류전동기에 비해 기계적인 구조가 간단하고 고장시 보수가 용이하며 또한 가격이 저렴하다는 등의 장점 때문에 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.¹⁻¹²⁾

* 정회원, 한국해양대학교 대학원

** 정회원, 한국해양대학교

가변속 유도 전동기의 제어를 위한 시스템에는 직류-교류 전력변환 장치인 반도체전력소자를 이용한 PWM 인버터가 주로 사용되는데 이는 출력단의 전압 및 주파수를 제어할 수 있으며 전동기에 입력되는 고조파전압 및 전류로 인해 전동기의 손실을 증가시키고 온도상승과 토오크 맥동의 원인이 되는 고조파의 영향을 저감시킬 수 있는 장점 때문에 일반산업계에 널리 응용되고 있으며 이러한 추세는 고속 스위칭소자의 개발과 제어기의 발달로 계속될 전망이다. 최근에는 power-MOSFET의 고속 스위칭(Switching) 성능과 양극성 트랜지스터(Bipolar Transistor)의 고전압·대전류 처리 능력을 함께 가진 신형 소자인 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)가 범용 인버터로 많이 사용되고 있으며, 과거에 일정속도로 운전하던 범용유도전동기는 범용인버터를 그대로 사용하여 간단하게 가변속운전을 할 수 있다.^{3-4,17)}

그러나 PWM 인버터의 경우 고조파를 완전 제거하는 일은 불가능하며 이로 인하여 전자파 장애가 발생하고 고주파에서는 정현파를 실현할 수 없는 문제점으로 대두하고 있거나, 많은 연구에도 불구하고 아직 이에 대한 해결점을 찾지 못하고 있다.

따라서 본 연구에서는 고주파 PWM 방식의 인버터로 유도전동기를 구동할 때 문제가 되는 전류파형의 고조파성분을 제거하고 고주파 스위칭으로 인한 자기적 잡음등을 저감하기 위한 저주파 단펄스 PWM 방식으로 구동되는 전브리지 인버터회로를 이용하여 유사정현파의 부하전류를 얻을 수 있는 저역통과 LC필터회로를 설계하였다. 여기서 회로 구성요소들의 최적 파라메타는 컴퓨터 시뮬레이션과 회로시험을 통하여 결정하였으며 설계된 회로에서 회로요소값의 일부를 3상유도전동기의 정수값으로 대신하고 최소한의 하드웨어로 전동기의 가변속 구동시스템을 구성하였다. 실험장치는 전브리지형 인버터, 이를 구동하는 고속 마이크로프로세서(80C196KC), 이와 통신하는 16비트 PC등의 장치와 3상유도전동기로 구성하였다. 9차까지의 필터에 대한 전류와 그리고 3상전력파형의 FFT 분석을 시뮬레이션 결과와 실험결과를 비교·분석해 본다.

2. 저역통과 LC필터

LC필터에도 여러가지가 있으나¹⁰⁾ 브리지 인버터(Bridge Inverter)에서 생기는 구형파의 전압으로부터 필터를 거쳐 정현파의 전류파를 얻기위해서 저역통과 LC필터가 사용되었다. 저역통과 LC필터 구성요소의 수에 따라 2차에서 n차의 파형을 얻을 수 있으나, 본 연구에서는 9차까지 살펴보았다. Fig.2.1은 LCR 요소를 이용한 9차계까지의 기준 저역통과필터에 대한 그림이다.

Fig.2.1에서 3차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_{m3}(s)/V(s)$ 의 관계식이 식(2.1)로 주어진다.¹⁾

$$\frac{I_{m3}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{A_{33}S^3 + A_{32}S^2 + A_{31}S + A_{30}} \quad (2.1)$$

Fig.2.1에서 9차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_{m9}(s)/V(s)$ 의 관계식이 식(2.2)로 주어진다.¹⁾

$$\frac{I_{m3}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{F(s)} \quad (2.2)$$

여기서,

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

3. 유도전동기용 저역통과 LC필터의 설계

Fig.3.1는 각 IGBT의 통전과 차단시간에 대한 그림이며, IGBT1, IGBT4가 통전되면 양단에 V_s 의 전압이 걸리고 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되면 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 $v(t)$ 는 식(2.1)과 같

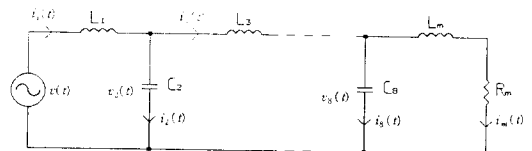


Fig. 2.1 Circuit configuration of the low pass LC filter.

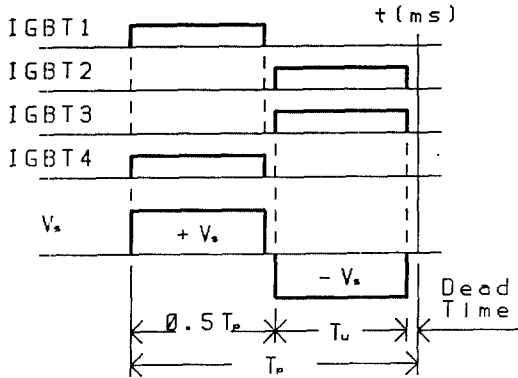


Fig. 3.1 Time chart of the single-pulse triggering signal for IGBT

이 주어진다.

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

식(3.1)을 라플라스 변환하면 식(3.2)와 같이 된다.

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

여기서,

$$\begin{aligned} A &= kT_p \\ B &= T_p(k+0.5T_s) \\ C &= T_p(k+0.5) \\ D &= T_p(k+0.5(1+T_s)) \\ k &= 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned}$$

단, T_p : 주기, T_s : 전력이용률($2T_u/T_p$)

본 연구에서는 유도전동기의 가변속구동을 고려하여 $\omega = 503$ [rad/sec] (80Hz)로 LC필터를 설계하고 전동기의 저항은 실험 전동기를 기준하여 $R_m = 85.0$ [Ω]로 하였다. 설계된 LC필터에서 주파수와 전력이용률(T_s)를 변경하였을 때 3상유도전동기의 전류와 순시전력파형을 컴퓨터 시뮬레이션으로 비교·분석하였다. 모든 컴퓨터 시뮬레이션에서 전원전압 V 는 무차원화한 1[V]의 전압이 주어졌다.

3.1 3차계 필터를 사용한 경우

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(3.2)에 대입하여 $I_{m3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.3)과 같다.

$$I_{m3}(s) = \frac{V_s}{s} \frac{505050.47}{F_3(s)} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.3)$$

여기서,

$$F_3(s) = s^3 + 309.091s^2 + 229798.0s + 42929290.0$$

식(3.3)을 라플라스 역변환하면 식(3.4)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{m3}(t) &= [0.0118 - 0.0107e^{-205.99t-A} - 0.0051e^{-51.6556t-A}] \cos 454.053((t-A) - 77.7159)] \\ &u(t-A) - [0.0118 - 0.0107e^{-205.99t-B} - 0.0051e^{-51.6556t-B}] \cos 454.053((t-B) - 77.7159)] u(t-B) \\ &- [0.0118 - 0.0107e^{-205.99t-C} - 0.0051e^{-51.6556t-C}] \cos 454.053((t-C) - 77.7159)] u(t-C) \\ &+ [0.0118 - 0.0107e^{-205.99t-D} - 0.0051e^{-51.6556t-D}] \cos 454.053((t-D) - 77.7159)] u(t-D) \end{aligned} \quad (3.4)$$

모터의 양단에 걸리는 교류전압 $v_2(t)$ 을 구하면 식(3.5)와 같다.

$$\begin{aligned} v_2(t) &= \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt = L_{m3} \frac{d}{dt} i_{m3}(t) + R_m i_{m3}(t) \\ &= [0.04 - 0.02e^{-503(t-A)} - 0.04e^{-251.50t-A}] \cos(435.598(t-A) - 1.0468)] u(t-A) \\ &- [0.04 - 0.02e^{-503(t-B)} - 0.04e^{-251.50t-B}] \cos(435.598(t-B) - 1.0468)] u(t-B) \\ &- [0.04 - 0.02e^{-503(t-C)} - 0.04e^{-251.50t-C}] \cos(435.598(t-C) - 1.0468)] u(t-C) \\ &+ [0.04 - 0.02e^{-503(t-D)} - 0.04e^{-251.50t-D}] \cos(435.598(t-D) - 1.0468)] u(t-D) \end{aligned} \quad (3.5)$$

3차계의 LC필터를 이용할 때 전력 $P_3(t)$ 는 식 (3.6)으로 주어진다.

$$P_3(t) = v_2(t) i_{m3}(t) \quad (3.6)$$

$\omega = 503[\text{rad/sec}]$ 로 설계한 3차계 개정된 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{m3}(t)$ 의 파형은

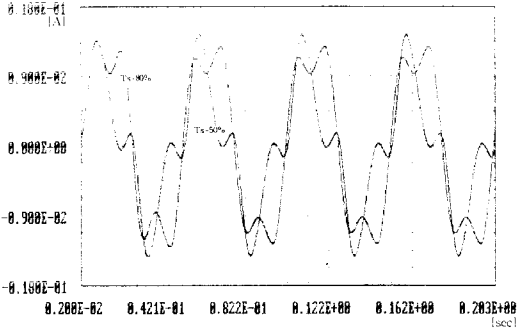


Fig. 3.2a Current waveforms of the single -pulse for order revised filter at 20Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

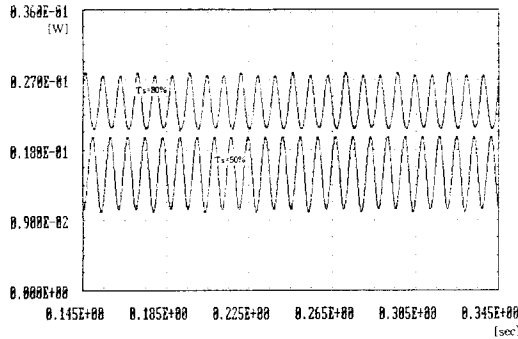


Fig. 3.3a 3Φ Power waveforms of the single -pulse for 3rd order revised filter at 20Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

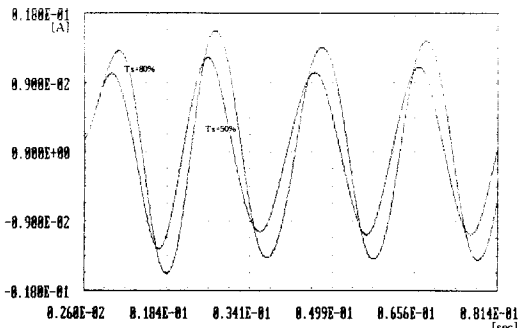


Fig. 3.4a Current waveforms of the single -pulse for 3rd order revised filter at 50Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig.3.2a는 20Hz에서 $T_s = 50\%$ 와 $T_s = 80\%$ 일 때 전류 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 가 클수록 약간의 리플이 포함된 일차형파가 되며 T_s 가 작아지면 영레벨에 리플이 있는 정현파에 가까워 짐을 알 수 있다. Fig.3.2b는 20Hz에서 $T_s = 80\%$ 일 때

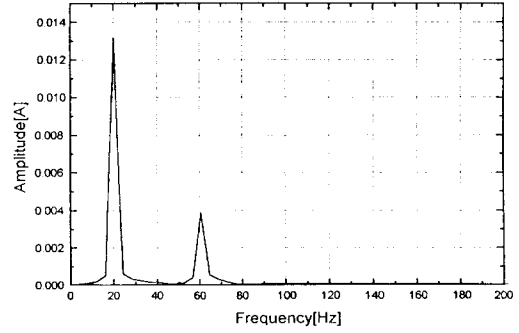


Fig. 3.2b FFT Analysis of the Fig. 3.2a at 20Hz of $T_s = 80\%$.

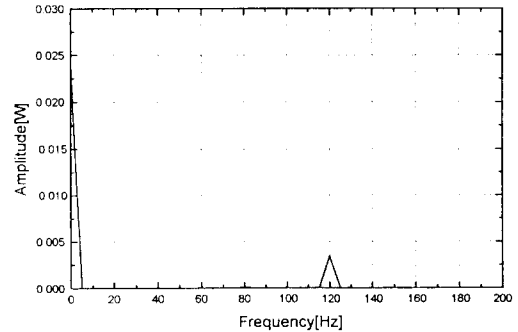


Fig. 3.3b FFT Analysis of the Fig. 3.3a at 20Hz of $T_s = 80\%$.

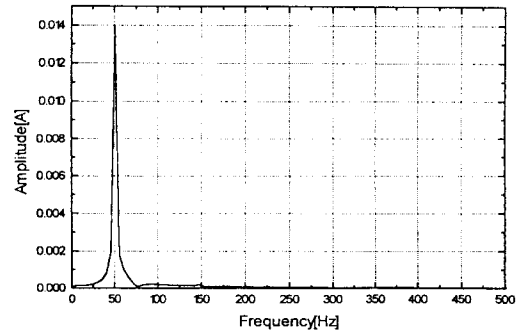


Fig. 3.4b FFT Analysis of the Fig. 3.4a at 50Hz of $T_s = 80\%$.

전류 $i_{m3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 제3고조파가 있고 나머지 차수의 고조파는 없음을 알 수 있다. Fig. 3.3a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일때 3상전력 $P(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가되고 리플이 감소함을 알 수 있다. Fig.3.3b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_3(t)$ 의 FFT 분석이다.

Fig.3.4a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일때 전류 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 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 $i_{m3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. Fig.2.5a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일때 3상전력 $P(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가됨을 알 수 있다. Fig.3.5b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P(t)$ 의 FFT 분석이다. 전류파형인 Fig.3.2a와 Fig.3.4a을 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에

가까워지나 진폭은 약간 감소하고, 전력이용률 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다.

3.2 9차계 필터를 사용한 경우

9차계 LC 필터 회로에서 $R_m=85.0[\Omega]$, $L_1=120.0[mH]$, $C_2=50.0[\mu F]$, $L_3=140.0[mH]$, $C_4=50.0[\mu F]$, $L_5=140.0[mH]$, $C_6=50.0[\mu F]$, $L_7=140.0[mH]$, $C_8=40.0[\mu F]$, $L_m=275.0[mH]$ 일 때 대역폭이 503[rad/sec]인 개정된 저역통과 LC 필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(3.2)에 대입하여 $I_{m3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.7)과 같다.

$$I_{m3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{2.20867 \times 10^{21}}{F(s)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.7)$$

여기서,

$$F(s) = S^9 + 309.0910S^8 + 1150433.0S^7 + 3.2748$$

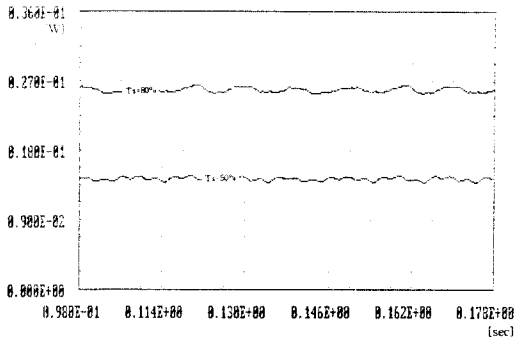


Fig. 3.5a 3Φ Power waveforms of the single - pulse for 3rd order revised filter at 50Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

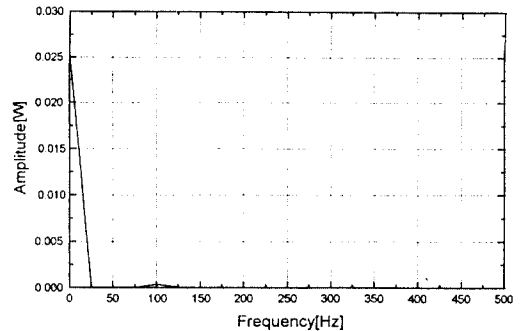


Fig. 3.5b FFT Analysis of the Fig. 3.5a at 50Hz of $T_s=80\%$.

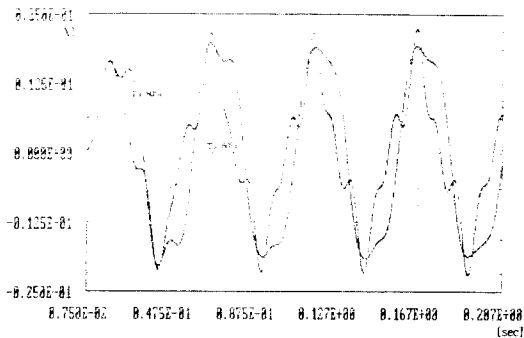


Fig. 3.6a Current waveforms of the single - pulse for 9th order revised filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

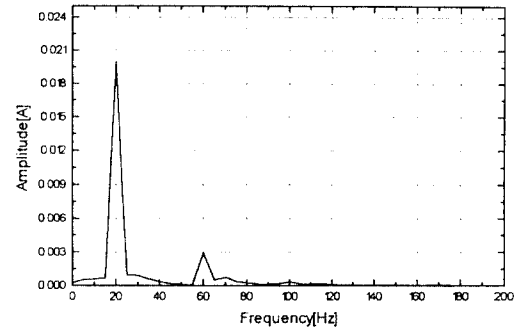


Fig. 3.6b FFT Analysis of the Fig. 3.6a at 20Hz of $T_s=80\%$.

$$\times 10^8 S^6 + 4.2957 \times 10^{11} S^5 + 1.0802 \times 10^{14} S^4 + 5.6597 \times 10^{16} S^3 + 1.1376 \times 10^{19} S^2 + 1.8000 \times 10^{21} S + 1.8773 \times 10^{23}$$

$\omega=503[\text{rad/sec}]$ 로 설계한 9차계 개정된 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{m9}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig.3.6a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{m9}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 가 클수록 약간의 리플이 포함된 일차형파가 되며 T_s 가 작아지면 영레벨 부근에 리플이 있는 정현파에 가까워짐을 알 수 있다. Fig.3.6b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{m9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 제3고조파와 제5고조파가 있고 나머지 차수의 고조파는 없음을 알 수 있다. Fig.3.7a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_9(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가되고 맥동도 많이 감소함을 알 수

다. Fig.3.7b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_9(t)$ 의 FFT 분석이다.

Fig.3.8a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{m9}(t)$ 의 파형이다. 전력이용률 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig.3.8b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 전류 $i_{m9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. Fig.3.9a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. Fig.3.9b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P(t)$ 의 FFT 분석이다. 전류파형인 Fig.3.2a와 Fig.3.4a를 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지나 진폭은 다소 감소하고, 전력이용률 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. 9차계 필터는 3차계 필터와 비교하면 낮은 주파수인 20Hz에서는 전류의 진폭도 크고 리플도 약간 감소하였

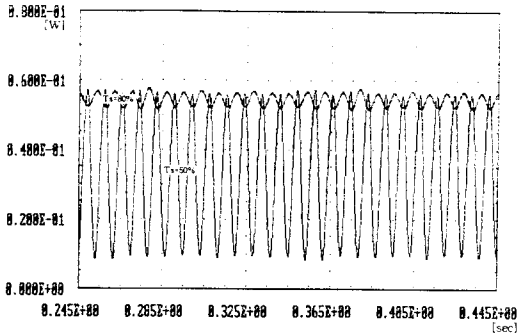


Fig. 3.7a 3Φ Power waveforms of the single - pulse for 9th order revised filter at 20Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

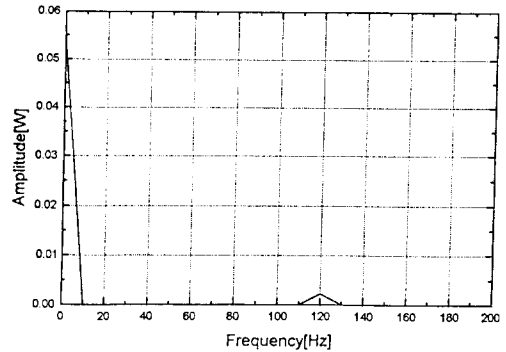


Fig. 3.7b FFT Analysis of the Fig. 3.7a at 20Hz of $T_s = 80\%$.

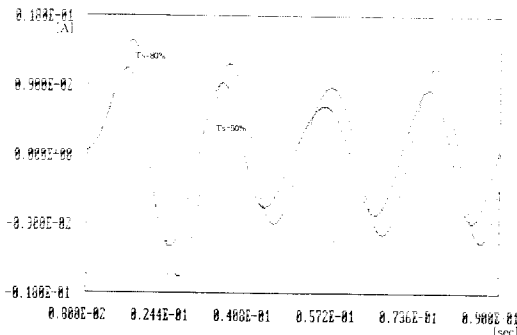


Fig. 3.8a Current waveforms of the single - pulse for 9th order revised filter at 50Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

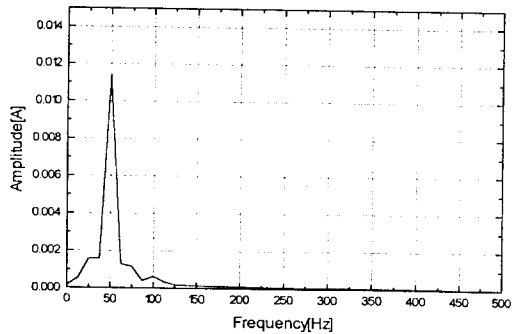


Fig. 3.8b FFT Analysis of the Fig. 3.8a at 50Hz of $T_s = 80\%$.

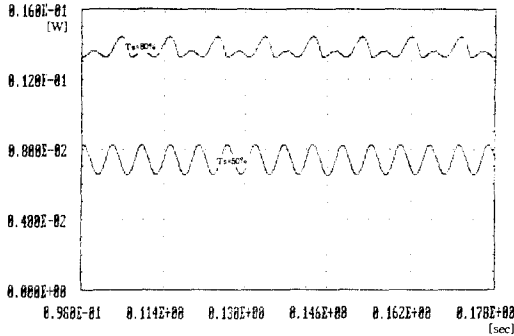


Fig. 3.9a 3Φ Power waveforms of the single – pulse for 9th order revised filter at 50Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

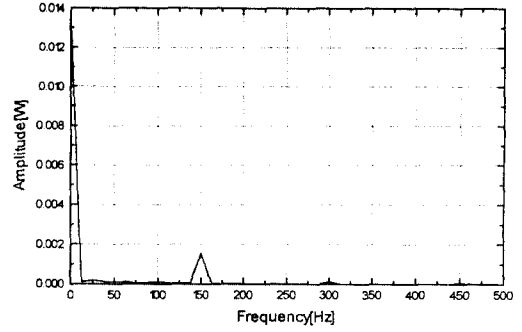


Fig. 3.9b FFT Analysis of the Fig. 3.9a at 50Hz of $T_s = 80\%$.

지만 50Hz에서는 전류의 진폭이 조금 감소하였다.

4. 시스템의 구성

제3절의 시뮬레이션 결과를 비교·분석하기 위하여 Fig.4.1과 같이 실험장치를 구성하였다. 실험장치는 크게 주과수에 따른 펄스폭을 만드는 단일

칩 제어전용 마이크로프로세서인 80C196KC, 전 브리지형 인버터, 그리고 3상유도전동기의 세 부분으로 구성되어 있다. 본 연구의 실험장치는 일반적인 Δ결선의 3상유도전동기에서 각 상을 독립시켜 3상을 구성하였다. 각 상을 완전히 독립시킴으로써 Δ결선시 발생하는 각 상간의 상호 간섭을 배제하였다.

실험에 필요한 인버터 구동 소스프로그램은 PC

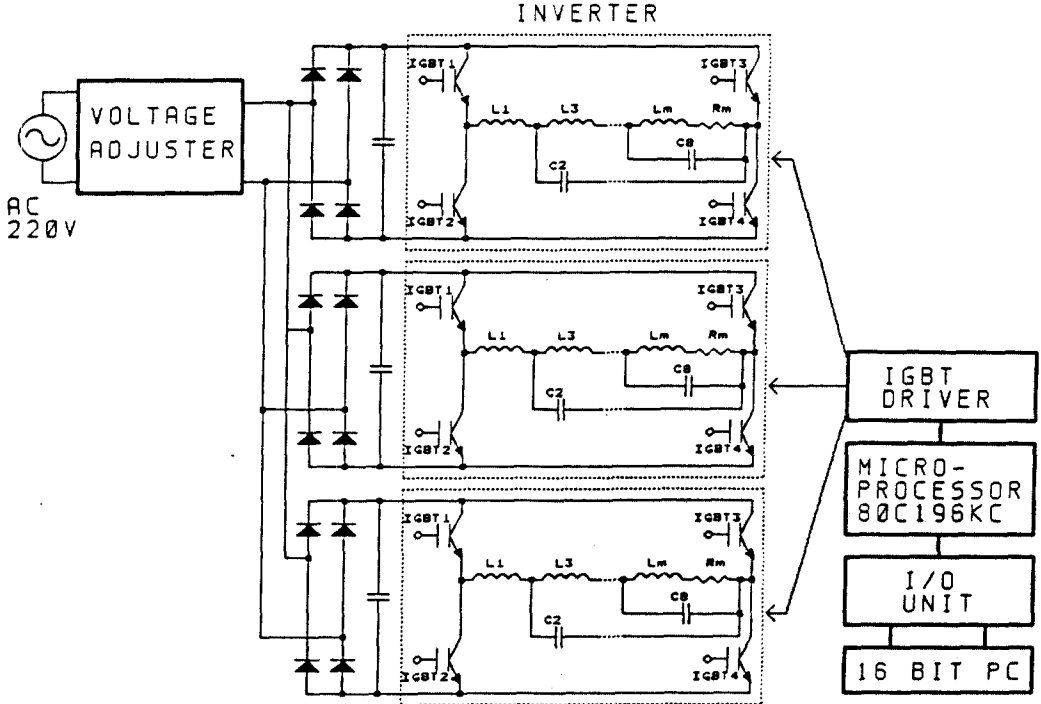


Fig. 4.1 Schematic diagram of the experimental equipment.

상에서 작성된 후 컴파일되어 직렬통신으로 80C196KC 마이크로프로세서의 RAM에 출력되며, PC 상에서 마이크로프로세서에 이를 실행토록 명령하면 80C196KC는 고속출력장치를 통해 IGBT1-IGBT4를 구동하는데 필요한 신호를 출력하게 되고, 출력된 신호는 포토커플러와 IGBT 드라이브 증폭기를 거쳐 IGBT 베이스에 전달되게 된다. 각 상의 인버터는 4개의 IGBT의 ON-OFF시간을 조정함으로써 직류전원으로부터 원하는 주파수를 갖는 교류전원으로 바꾸게 되고, 그에 따라 3상 유도전동기의 회전수를 제어할 수 있다. 모터의 전류와 전압은 최신형 디지털 오실로스코프로 자료를 수집하였다.

Fig.4.2는 본 연구에서 구성한 실험장치의 실제 모습을 나타내고 있다.

Fig.4.1의 3상 유도전동기의 등가회로상의 파라미터 값은 전동기의 회전자 구속시험(Blocked-rotor test)과 무부하시험(No-load test)을 통해 근사적으로 구할 수 있다.¹⁶⁾

여기서는 저역통과 LC필터회로에 3상 유도전동기의 파라미터 값이 회로소자의 일부분으로 이용되고 있으므로 이를 정확히 구해보기로 한다. 회전자 구속시험에 의해 측정된 전압, 전류, 전력 그리고 시험직후에 측정된 1차측 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

$$Z_L = (r_1 + P) + jQ \tag{4.1}$$

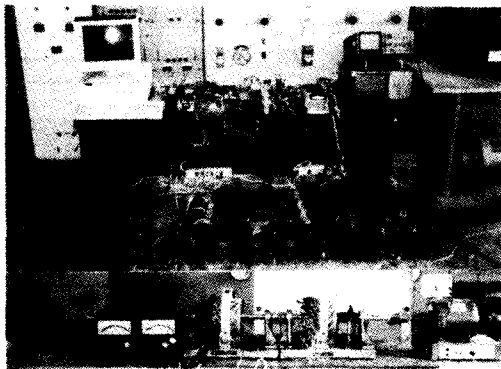


Fig. 4.2 Photograph of the experimental apparatus.

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.

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

$$X_o = x_1 + x_M = \frac{2V_o}{I_o} - X \tag{4.2}$$

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

본 연구의 실험에서 사용한 단상 유도전동기는 Feedback社의 교육용 전기기기 부품을 조립하여 제작한 것으로 회전자 구속시험과 무부하 시험에서 얻은 측정값을 식(4.1)과 식(4.2)에 대입하여 전동기의 정수값을 구하였으며 그 값은 Table 4.1과 같다.

Table 4.1 Constant values of the 3 AC motor

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

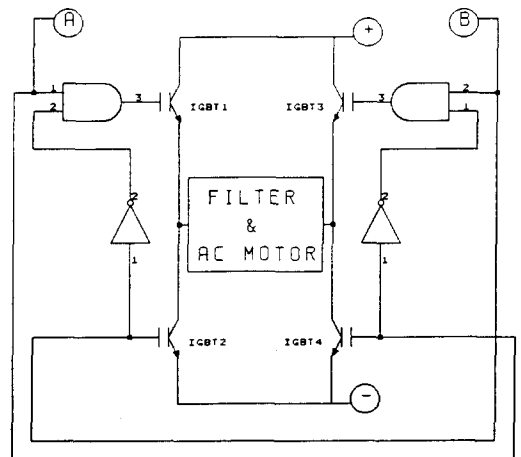


Fig. 4.3 Protective logic circuit for the triggering Signal.

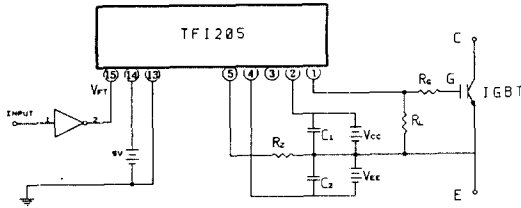


Fig. 4.4 Drive circuit of the IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor).

Fig.4.3는 보호 로직회로이다. 인버터의 IGBT를 스위칭할 때 지연시간(Dead Time)의 오동작이나, 기타 다른 원인에 의해 상, 하단의 IGBT가 단락되는 것을 확실히 방지하기 위해 마이크로프로세서와 드라이브용 증폭회로 사이에 설치하였다. 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 지연시간이 필요한데, 본 연구에서는 실험에서 사용한 IGBT의 특성을 고려하여 이를 소프트웨어적으로도 처리하였다.

Fig.4.4는 IGBT 베이스 구동회로이다. 인버터용 IGBT 베이스 구동회로는 i80c96kc의 HSO포트에서 출력되는 PWM신호가 아날로그 전원쪽에서 발생하는 외란의 영향을 받지 않도록 포토커플러를 사용하여 마이크로프로세서와 구동회로를 분리시켰다. Fig.4.4에서 C_1 , C_2 , R_z , R_L , 그리고 R_c 의 각각의 값들은 실험을 통하여 IGBT가 가장 구동이 잘 되는 $10[\mu F]$, $10[\mu F]$, $500[\Omega]$, $1.5K[\Omega]$, 그리고 $82[\Omega]$ 로 하였다.

5. 실험 및 결과 분석

제3절에서 설계한 3차계와 9차계 LC필터를 Fig.4.1과 같이 실험장치를 구성하고 모터의 전류와 전압의 파형 데이터를 디지털 오실로스코프로 수집하였다. 이 데이터로 전류를 구하고 FFT 분석도 하였다. 여기에서 실험한 자료는 입력단의 전원 전압이 80[V]에서 실험하였다.

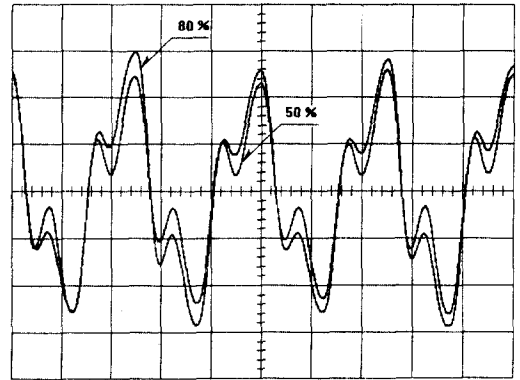


Fig. 5.1a Real current waveforms of the single – pulse for 3rd order revised filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$. (0.3 A/DIV, 20ms/DIV)

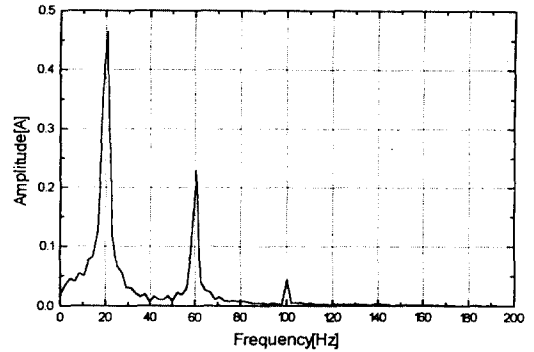


Fig. 5.1b FFT Analysis of the Fig. 5.1a at 20Hz of $T_s=80\%$.

5. 1 3차계 필터로 구동한 경우

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 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용율 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 $i_{m3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 제3고조파와 제5고조파가 있다. Fig.5.2a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력 $P_{r3}(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가되고 리플도 증가함을 알 수 있다.

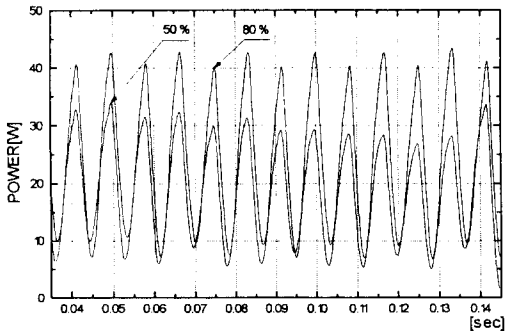


Fig. 5.2a Real 3Φ power waveforms of the single pulse for 3rd order revised filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

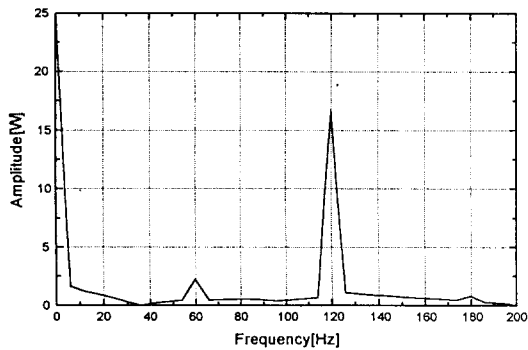


Fig. 5.2b FFT Analysis of the Fig. 5.2a at 20Hz of $T_s=80\%$.

Fig.5.2b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력 $P_{r3}(t)$ 의 FFT 분석이다.

Fig.5.3a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용율 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig.5.3b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m3}(t)$ 의 FFT 분석이다. 제3고조파가 조금 있는 유사정현파임을 알 수 있다. Fig.5.4a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. Fig.5.4b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력의 FFT 분석이다. 전류파형인 Fig.5.1a와 Fig.5.3a를 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지나 진폭은 다소 감소하고, 전력이용율 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. 3차계 시뮬레이션 결과와 유사한 특성을 보이고 있다.

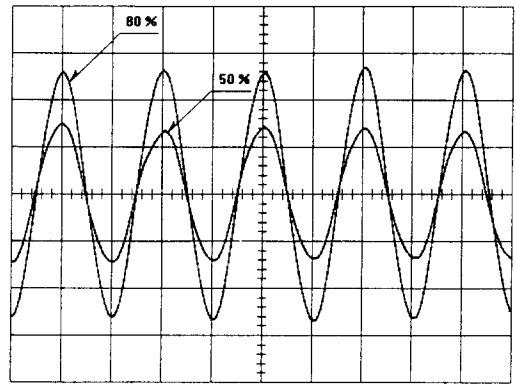


Fig. 5.3a Real current waveforms of the single pulse for 3rd order revised filter at 50 Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.
(0.3 A/DIV, 10ms/DIV)

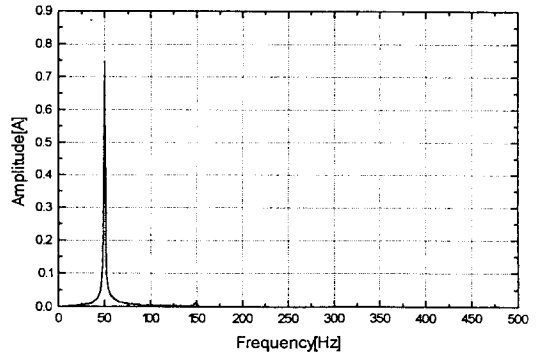


Fig. 5.3b FFT Analysis of the Fig. 5.3a at 50Hz of $T_s=80\%$.

5. 2 9차계 필터를 사용한 경우

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

Fig.5.5a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 전력이용율 T_s 에 관계약간의 리플이 포함된 유사정현파형이다. Fig.5.5b는 20Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 제3고조파와 제5고조파가 있다. Fig.5.6a는 20Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력 $P_{r3}(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가되고 리플도 증가함을 알 수 있다. Fig.

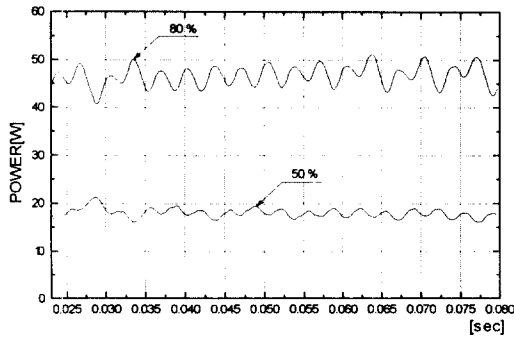


Fig. 5.4a Real 3Φ power waveforms of the single-pulse for 3rd order revised filter at 50Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

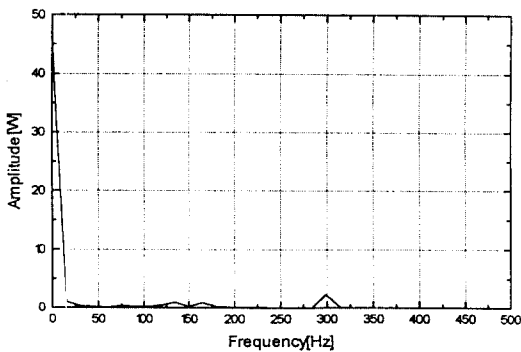


Fig. 5.4b FFT Analysis of the Fig. 5.4a at 50Hz of $T_s=80\%$.

5.6b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력 $P_{r9}(t)$ 의 FFT 분석이다.

Fig.5.7a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m9}(t)$ 의 파형이다. 전력이용을 T_s 의 크기에 관계없이 정현파에 근사하고 진폭은 T_s 가 클수록 증가함을 알 수 있다. Fig.5.7b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 실제 전류 $i_{m9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 고조파가 거의 없는 정현파임을 알 수 있다. Fig. 5.8a는 50Hz에서 $T_s=50\%$ 와 $T_s=80\%$ 일 때 실제 3상전력 $P_{r9}(t)$ 의 파형이다. T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. Fig.5.8b는 50Hz에서 $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_{r9}(t)$ 의 FFT 분석이다. 전류파형인 Fig.5.5a와 Fig.5.7a을 비교하면 주파수가 높을수록 정현파에 가까워지나 진폭은 감소하고, 전력이용을 T_s 가 클수록 진폭이 증가함을 알 수 있다. 9차계 필터는 3차계 필터와 비교하면 낮은 주파수인 20Hz에서는 전류의 진폭도 크고 리

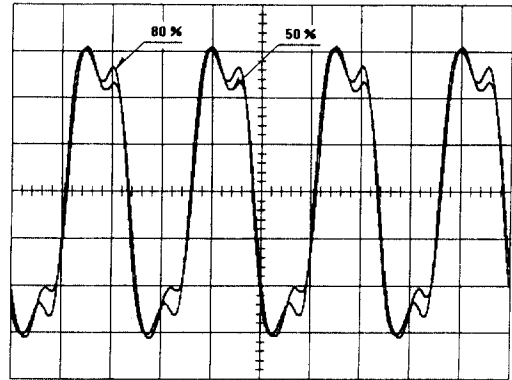


Fig. 5.5a Real current waveforms of the single-pulse for 3rd order revised filter at 20 Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.
(0.3 A/DIV, 10ms/DIV)

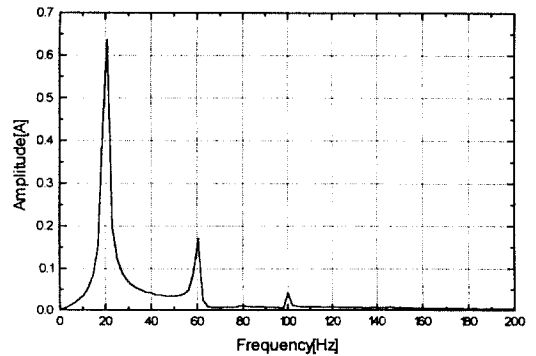


Fig. 5.5b FFT Analysis of the Fig. 5.3a at 20Hz of $T_s=80\%$.

플도 다소 감소하였지만 50Hz에서는 전류의 진폭이 다소 감소하였다.

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

6. 결 론

전브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC필터가 부착된 AC 전동기에 구형파의 전압을 번갈아 주어질 때 전동기에 흐르는 전류파형과 전력파형을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 각각 비교·분석하였다. 또한 시뮬레이션과 실험결과를 FFT 분석을 하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

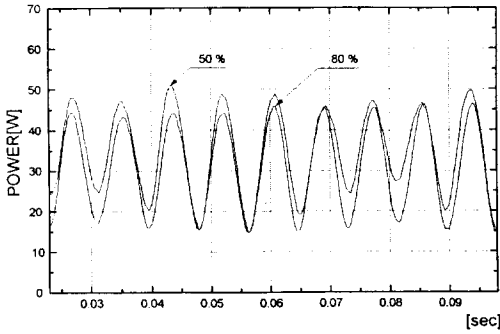


Fig. 5.6a Real 3Φ power waveforms of the single pulse for 3rd order revised filter at 20Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

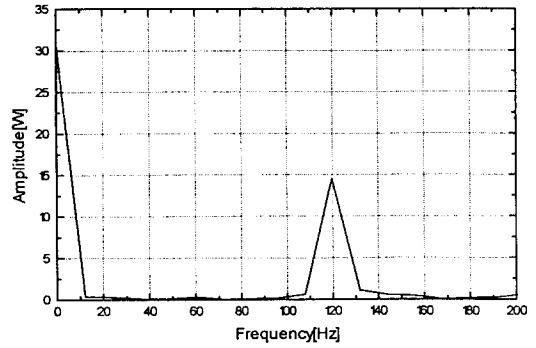


Fig. 5.6b FFT Analysis of the Fig. 5.6a at 20Hz of $T_s=80\%$.

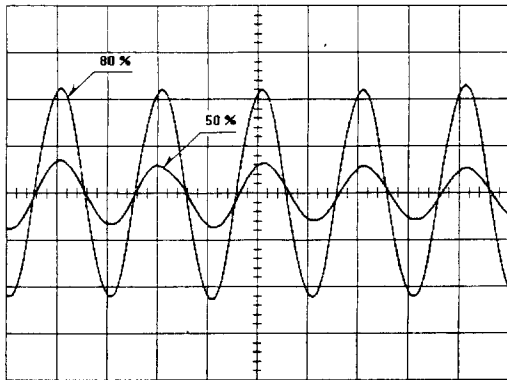


Fig. 5.7a Real Current waveforms of the single pulse for 3rd order revised filter at 50 Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.
(0.26 A/DIV, 10ms/DIV)

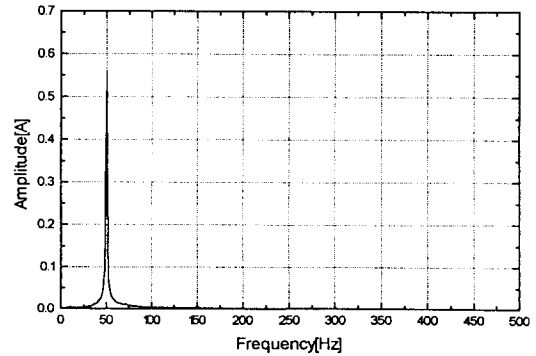


Fig. 5.7b FFT Analysis of the Fig. 5.7a at 50Hz of $T_s=80\%$.

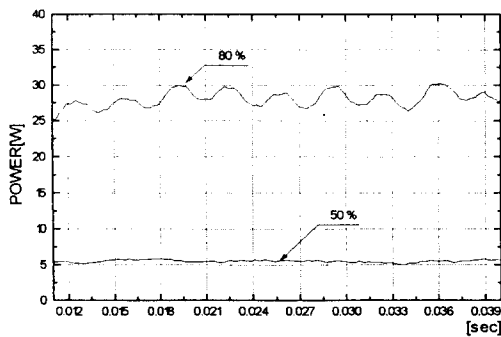


Fig. 5.8a Real 3Φ Power waveforms of the single pulse for 3rd order revised filter at 50Hz of $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$.

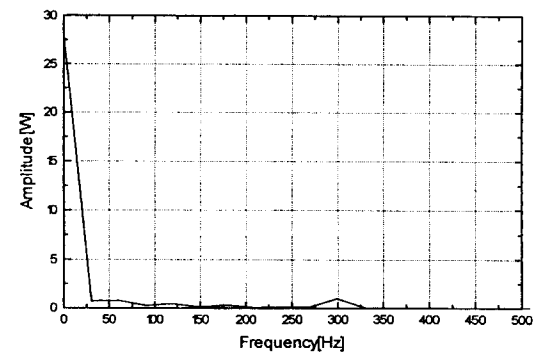


Fig. 5.8b FFT Analysis of the Fig. 5.8a at 50Hz of $T_s=80\%$.

1. 9차계 필터를 사용한 경우는 3차계 필터를 사용한 경우보다 전류의 파형이 개선이 되었지만 진

폭이 다소 감소한다. 특히 낮은 주파수에서 전류의 파형이 많이 개선이 되었다.

2. 3상전력파형은 9차계 필터를 사용한 경우가 3차계 필터를 사용한 경우보다 낮은 주파수에서 보다 리플이 작고 진폭이 높았다. 실제 모터의 구동상태도 낮은 주파수에서는 보다 양호한 운전 상태를 보여주었다.

3. 전력이용률(T_s)을 조정하면 전류 및 전력의 크기와 파형을 전주파수 영역에서 조정가능하나 전력이용률이 낮아지면 저주파수대에서 작은 리플이 영레벨에서 나타난다.

참고문헌

- 1) 정주윤, 박진길, "디지털 브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC 필터를 가진 교류전동기의 전류 및 전력의 파형 개선(I)", 한국박용기관학회지 제19권 제3호, pp. 285 - 296, 1995.
- 2) 윤병도 외 3인, "PWM방식에 의한 DCDM 구동시의 토오크 리플 해석 및 평가", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 12 - 14, 1994.
- 3) 서영수 외 3인, "미시적인 IGBT소자 모델링과 회로 동작 시뮬레이션", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 562 - 564, 1994.
- 4) 권봉환, 민병덕, "IGBT를 사용한 PWM정류기", 대한전기학회 논문지 Vol. 42, No. 6, pp. 18 - 27, 1993.
- 5) 김한태, 권봉환, "농형 유도전동기의 전 디지털화된 PWM발생 및 벡터제어", 대한전기학회 논문지 Vol. 40, No. 6, pp. 567 - 573, 1991.
- 6) 정연택, 이사영, "PWM 인버터의 Dead Time으로 인한 파형의 보상", 대한전기학회 논문지 Vol. 42,

No. 5, pp. 29 - 35, 1993.

- 7) 홍순옥, 차재덕, 조규복, "시평균화방법을 이용한 PWM 신호발생에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1088 - 1091, 1992.
- 8) 김준석, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법", 대한전기학회 논문지, Vol. 44, No. 7, pp. 865 - 874, 1995.
- 9) 설승기, 이동춘, 정영호, "PWM 기법과 교류전류제어기 설계", 서울대학교 전력전자연구실 하계단기강좌, pp. 1 - 41, 1993.
- 10) 노영오, "전브리지 인버터를 이용한 단상유도전동기의 가변속 구동 시스템에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1994.
- 11) 김영철 외 4인, "저잡음 PWM 인버터를 위한 최적 패턴에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문지, pp. 1065 - 1066, 1992.
- 12) 조분구, 진명철, 이광원, "고조파를 억제하는 가변 주파수 정현파 PWM의 실시간 구현", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1071 - 1073, 1992.
- 13) 杉本英彦 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, pp. 1 - 79, 1991
- 14) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice - Hall, pp. 121 - 165, 1987
- 15) A. B. Williams, F. J. Taylor, "Electronic Filter Design Hand - book", McGraw - Hill, pp. 11.1 - 11.114, 1990.
- 16) C. G. Veinott "Theory and Design of Small Induction Motors", McGraw Hill, pp.354 - 370, 1959
- 17) 윤병도 외 4인, "전력전자", 보성각, pp. 97 - 129, 1993