

인버터 구동시의 고조파 감소를 위한 필터 설계에 관한 연구

이 학 용¹⁾, 노 창 주²⁾

A Study on Filter Design for Harmonic Elimination of an Inverter

Hak-Yong Lee , Chang-Ju Noh

Abstract

Inverter can be used for speed control of induction motor by switching power devices from constant voltage, constant frequency power source.

Using inverter, efficiency is lowed compared to pure sine wave because of harmonic wave contents. Therefore, when designing inverter, eliminating effort of harmonic wave contents must be exerted.

In this paper filter design method is discussed for specific inverter. And It is confirmed that designed filter is abled to lower current ripple and harmonic wave contents to some extent.

Designed filter is fixed up on the basis of calculation of 10% and 90% conditions to the fundmental content of the supply current. Namely, The fundmental current of supply is calculated from n^{th} harmonic current I_n of inverter input part, and choose the value of capacitor. From this value of capacitor, the value of inductor is determined from the relation formula between reactance of capacitor to reactance of inductor. If there is only

1) 한국해양대학교 기관공학과 석사과정 전기제어 전공
2) 한국해양대학교 기관공학과 교수

capacitance, spike is appear in input current wave. After inserting this filter, it is possible to eliminate about 70% of current spike.

The bigger of the capacitor, the better in the viewpoint of spike elimination, but cost performance must be considered. At this point the optimal size of the capacitor is proposed in this paper and also verified its validity through a series of experiments.

1. 서 론

인버터를 사용하면 반도체 전력 소자들에 의한 ON/OFF 스위칭시에 고조파성분들(Harmonic Wave Components)이 부가되고, 직류공급측 전압에 포함되어 있는 맥동성분에 의해, 순수한 정현파 입력을 공급할 때 보다 그 효율성이 낮아진다.^{[1]~[5]}

본 논문은 인버터를 설계·제작하여 유도전동기를 구동하고, 이 때 발생하는 전류 리플 성분을 충분히 줄여줄 수 있는 필터 설계에 중점을 두었다. 즉, 인버터 출력에 포함된 고조파를 기본파에 대하여 충분히 작게 할 수 있는 필터 정수의 선정과, 과도(transient) 상황에서도 인버터 출력전압을 가능한 한 안정되게 유지할 수 있는 필터 설계에 중점을 두었다. 인버터용 필터 설계에 관해서는 많은 연구가 이루어져 왔으나, 전류 리플 성분을 제거하는 데 중점을 둔 캐패시턴스의 추가가 그 주류를 이루어 왔다.

본 논문은 DC링크단의 기본공급전류가 공급전류의 10% 조건과 90% 조건에서 도출한 캐패시턴스와 인덕턴스의 정수값으로 구성된 필터를 추가함으로써 전류 리플 성분을 제거하는 동시에 필터의 역할을 충분히 수행할 수 있도록 하였다.

다시 말해서, 입력에 포함된 n 차 고조파 전류 I_n 으로부터 기본공급전류를 구하고, 이 계산된 값으로부터 앞서 제시한 두가지 조건하에서 캐패시터 값을 먼저 선정하였다. 이렇게 선정된 캐패시터 값과 용량성 리액턴스, 그리고 유도성 리액턴스의 관계식에 의해 인덕턴스 값을 결정하였다. 이상과 같은 정수 값들에 의해 필터를 구성한 결과, 최대 전류 리플은 약 70%정도 감소하였다. 그리고 인버터 출력단과 유도 전동기 사이에 캐패시턴스를 추가하여, 인버터 스위칭소자의 턴-오프(turn-off) 순간에 발생하는 누설 리액턴스에 의한 에너지를 측로(bypass)시키는

역할과 고주파의 스위칭 조파 성분을 흡수하는 역할을 동시에 수행하도록 하였다.

이 때, 일반적인 캐패시터의 용량은 클수록 좋지만 가격 등에서 어려움이 따른다. 그러므로 본 논문에서는 사용하고자 하는 인버터의 조건에 맞는 최대 캐패시터의 결정 방법을 제시하였다. 본 논문에서는 설계과정을 체계적으로 정립하여 인버터 설계에 유용한 수동필터의 선정 방법을 제시하고, 더불어 제시된 방법에 의해 도출된 필터값으로 회로를 설계·제작한 후 수행된 실험을 통해 선정 방법의 타당성을 입증하였다.

2. 인버터의 기본개념 및 고조파 해석

정전압원의 전압을 일정하게 하고, 인버터 스위칭 소자의 온-오프 횟수를 증가시켜 반 사이클 중에 펄스의 폭과 수를 제어하여 가변전압 가변주파수(VVVF ; Variable Voltage Variable Frequency)를 얻을 수 있는 일련의 장치를 인버터라 한다.

2.1 인버터의 구성 및 동작원리

Fig. 1은 전원 부에서 유입되는 조파성분을 제거하기 위한 회로부를 포함하고 있는 전체 인버터 회로도이다.

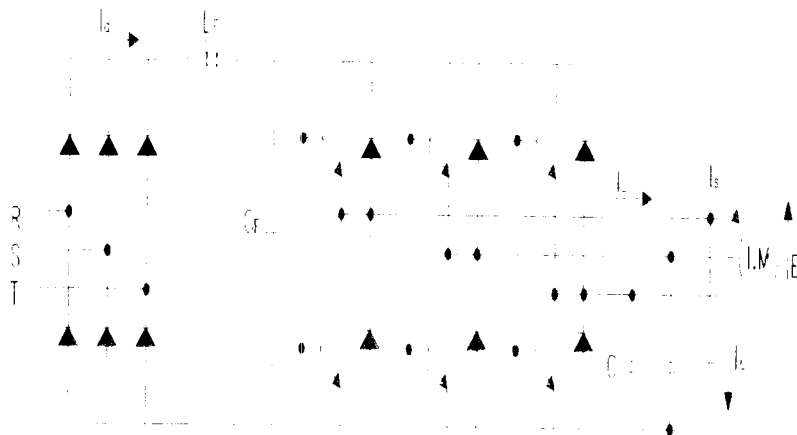


Fig. 1 Inverter System

Fig. 1에서 DC링크단 전류는 인덕터 L_F 를 통하여 인버터의 스위칭단에 공급된다. 인버터의 스위칭단은 6개의 트랜지스터로 구성되고, 여기에 유도 전동기와 캐패시터 C가 연결되며, 또한 트랜지스터에 병렬로 연결된 6개의 다이오드는 환류 다이오드(Freewheeling Diode)로 턴-오프시에 남아있는 부하 전류를 흘려준다.

인버터부와 유도 전동기 사이에 연결되어 있는 캐패시터 C는 누설 리액턴스에 의한 에너지를 축로(bypass)시키고, 스위칭 순간에 부하전류 I_L 의 급속한 변화를 흡수하고, 전류 조파 성분의 저 임피던스 경로를 제공한다.

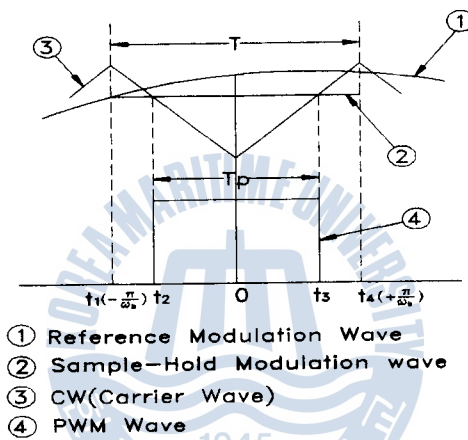


Fig. 2 One Pulse Waveform of RS PWM

RS PWM 인버터는 일정 시간마다 기준파를 샘플링하여 PWM 펄스 폭을 결정한다. 반송파 한 주기의 중앙을 기준으로 RS PWM파형은 대칭이므로 이 펄스폭을 1바이트의 데이터로 나타낼 때는 반드시 우수가 되어야 하며, 최대값은 254가 되므로

$$T_p = 127 [1 + M \sin \omega_s t] \quad \dots\dots\dots (1)$$

주파수비 R에 대해서 샘플링 되는 변조파는 주기적으로 일정하므로 1/4 주기 내에서 정현파 데이터 값은

$$\sin \omega_s t = \sin \pi \frac{(1+2n)}{R} , \quad n = 0, 1, 2, \dots, \left(\frac{R}{4} - 1 \right) \quad \dots\dots (2)$$

식 (2)에 의해 정현파 출력 데이터는 미리 계산하여 Look-up Table로 만들어

놓았다.

2.2 고조파 해석

파형에 관한 푸리에 전개 일반식은 식 (3)과 같다.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \dots\dots\dots (3)$$

여기서,
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos n\omega t \, d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

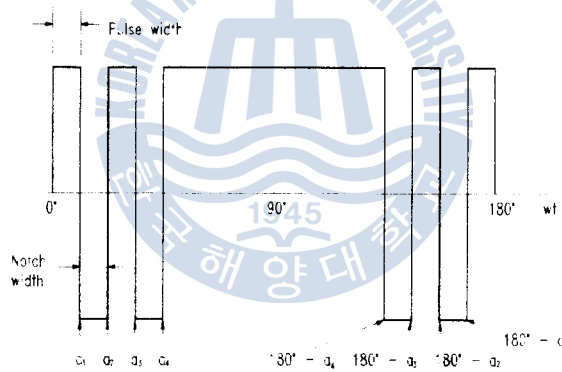


Fig. 3 Voltage waveform in harmonic

이 때, 4분과 대칭 파형에서의 sin성분의 기수배조파는 제거되어 인버터 출력파형을 Fig. 3과 같이 $\pi/2$ 에서 대칭인 4분과 대칭이고, 단위진폭으로 가정하면, $V(t) = 1$ 이다.

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right) \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

따라서, 출력전압을 푸리에 급수로 전개한 고조파 전압의 크기는

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right) \dots\dots\dots (5)$$

이다.

3. 필터 설계

본 장에서는 캐패시터의 용량을 가능한 줄이기 위하여 인덕터를 추가하여 LC 필터를 구성하는 필터 설계 기법과 아울러 인버터 출력단의 캐패시터 최대 용량 결정법에 관해 다루도록 하겠다.

3.1 DC 링크 필터 설계(L_F, C_F)

3상 AC 전원을 다이오드 브릿지로 구성된 정류부를 통해 DC 전압으로 바꾸어 인버터에 연결하는 DC 링크단은 Fig. 4와 같이 인덕티브 리액턴스와 캐패시티브 리액턴스로 구성된 LC 저역 통과 필터(low pass filter)가 필요하다. 이상적인 출력 파형을 얻어내기 위해서는 캐패시터 C_F 가 무한대로 커져야 한다. 이것은 현실적으로 실현이 힘들기 때문에 실제로는 큰 용량의 C_F 대신에 인덕터 L_F 를 추가하여 $L_F - C_F$ 필터를 구성함으로써 캐패시터 C_F 의 크기를 줄여 준다. 이 때 인덕터 L_F 는 스위칭 트랜지스터의 턴-온 순간 부하와 전원측의 단락 상태동안 절연시키는 역할도 병행하게 된다.

입력에 포함된 n 차 고조파 전류 I_n 은 Fig. 5에서

$$I_n = \frac{X_c / n}{(n X_l) - (X_c / n)} I_{SH} \dots\dots\dots (6)$$

이다. 여기서, $X_l = 2\pi f_{sh} L_F \dots\dots\dots (7)$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{sh} C_F} \dots\dots\dots (8)$$

n : 고조파 차수, I_{SH} : 스위칭 전류의 실효 n 차 조파
 f_{sh} : 스위칭 주파수, I_n : 공급 전류의 실효 n 차 조파

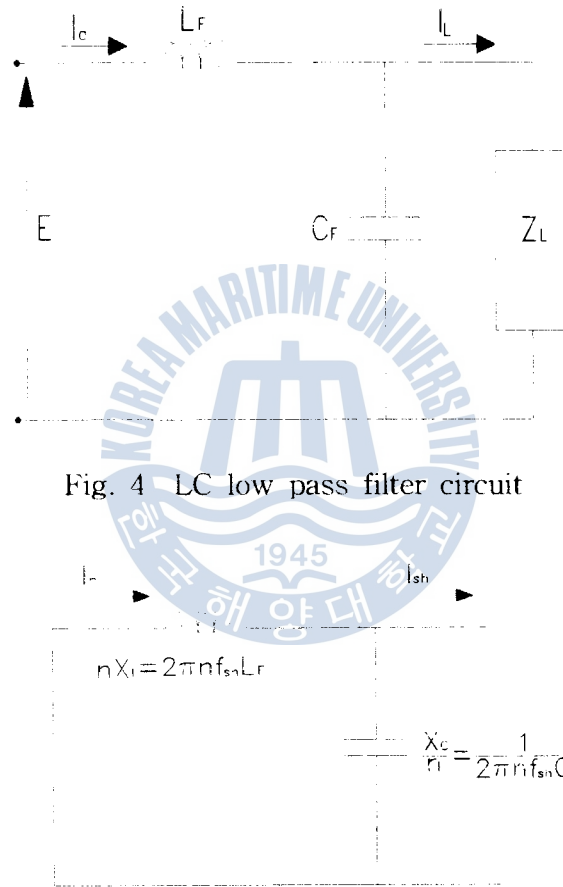


Fig. 4 LC low pass filter circuit

Fig. 5 Equivalent circuit for n^{th} harmonic with L-C filter

식 (6)를 변환하면,

$$I_n = \frac{1}{4\pi^2 n^2 f_{sh}^2 L_F C_F - 1} I_{SH} = \frac{1}{(n \frac{f_{sh}}{f_r})^2 - 1} I_{SH} \dots\dots (9)$$

스위칭 전류 I_{SH} 는

$$I_{SH} = I_{SHdc} + \frac{4}{\pi} \frac{I_a}{2n} (\sin \omega t + \sin 3\omega t + \sin 5\omega t \dots) \dots\dots (10)$$

식 (10)에서 직류 성분 I_{SHdc} 및 리플 전류 성분 I_{ripple} 는

$$I_{SHdc} = I_a \alpha \dots\dots\dots (11)$$

$$\begin{aligned} I_{ripple} &= [(I_a \sqrt{\alpha})^2 - (I_a \alpha)^2]^{1/2} \dots\dots\dots (12) \\ &= I_a (\alpha - \alpha^2)^{1/2} \end{aligned}$$

식 (12)에서 최대 I_{ripple} 는

$$\frac{d I_{ripple}}{d \alpha} = 0 \dots\dots\dots (13)$$

에서 얻을 수 있다. 식 (10)에서,

$$I_{SHdc} = I_a \alpha = 1.2 \times 0.5 = 0.6 \text{ [A]}$$

$$I_{SH1} = \frac{4I_a}{2\pi} \sin \omega t = \frac{4 \times 1.2}{2 \times \pi \times \sqrt{2}} = 0.54 \text{ [A]}$$

$$I_{SH3} = \frac{1}{3} I_{SH1} = 0.18 \text{ [A]}, \quad I_{SH5} = \frac{1}{5} I_{SH1} = 0.11 \text{ [A]}$$

여기서, I_{SHdc} 는 직류 성분이며, I_{SH1} 은 기본파 성분, I_{SH3} 는 3고조파 성분, 그리고 I_{SH5} 는 5고조파 성분이다. 공급전류의 DC 성분은 스위칭시의 직류 성분과 같으므로,

$$I_d = I_{SHdc} = 0.6 \text{ [A]}$$

이다.

본 논문은 기본공급전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10%일 경우와 90%일 경우의 필터정수 L_F 와 C_F 의 값을 계산하였다.

먼저, 기본 공급 전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10%일 경우를 살펴보면

$$I_1 = 0.06 \text{ [A]}$$

이다. 식 (6)에서

$$I_1 = \frac{X_c}{X_L - X_c} I_{SH1} \dots\dots\dots (14)$$

이고, 여기서 X_L 과 X_c 의 관계는

$$X_L = 10 X_c \dots\dots\dots (15)$$

이다. 기본 캐패시터 전류 I_{c1} 은

$$\begin{aligned} I_{c1} &= \frac{X_L}{X_L - X_c} I_{SH1} = \frac{10X_c}{10X_c - X_c} I_{SH1} \\ &= \frac{10}{9} \times 0.54 = 0.6 \text{ [A]} \end{aligned}$$

이다. 따라서, 0.6A의 실효치 리플전류를 가지고 내압 330V_{dc} 이상인 캐패시터를 선정해야 한다. 이상과 같은 방법으로 기본공급전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10% 조건과 90% 조건에서 DC링크 필터의 정수값을 산출하여 Table 1에 나타내었다.

Table. 1 The value of L_F and C_F components of DC link filter

	C_F (단위 : μF)	L_F (단위: μH)
10%	390 (350V _{dc} , ripple current 0.638 A)	451
	330 (350V _{dc} , ripple current 0.754 A)	533
90%	220 (150V _{dc} , ripple current 1.130 A)	160

3.2 캐패시턴스(C)의 결정

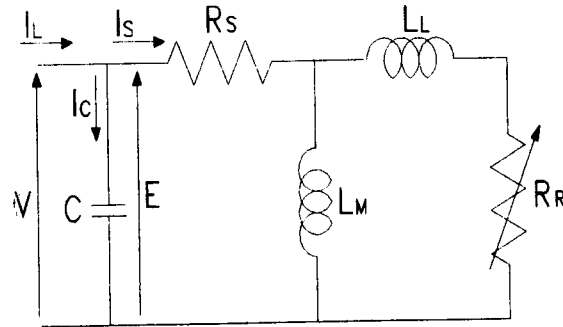
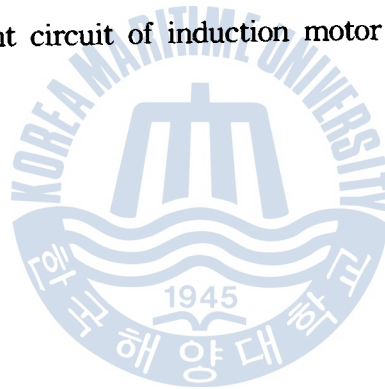


Fig. 6 Equivalent circuit of induction motor with shunt capacitor



먼저, 기본 공급 전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10%일 경우를 살펴보면

$$I_1 = 0.06 \text{ [A]}$$

이다. 식 (6)에서

$$I_1 = \frac{X_c}{X_L - X_c} I_{SH1} \dots\dots\dots (14)$$

이고, 여기서 X_L 과 X_c 의 관계는

$$X_L = 10 X_c \dots\dots\dots (15)$$

이다. 기본 캐패시터 전류 I_{c1} 은

$$\begin{aligned} I_{c1} &= \frac{X_L}{X_L - X_c} I_{SH1} = \frac{10X_c}{10X_c - X_c} I_{SH1} \\ &= \frac{10}{9} \times 0.54 = 0.6 \text{ [A]} \end{aligned}$$

이다. 따라서, 0.6A의 실효치 리플전류를 가지고 내압 330V_{dc} 이상인 캐패시터를 선정해야 한다. 이상과 같은 방법으로 기본공급전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10% 조건과 90% 조건에서 DC링크 필터의 정수값을 산출하여 Table 1에 나타내었다.

Table. 1 The value of L_F and C_F components of DC link filter

	C_F (단위 : μF)	L_F (단위: μH)
10%	390 (350V _{dc} , ripple current 0.638 A)	451
	330 (350V _{dc} , ripple current 0.754 A)	533
90%	220 (450V _{dc} , ripple current 1.130 A)	160

3.2 캐패시턴스(C)의 결정

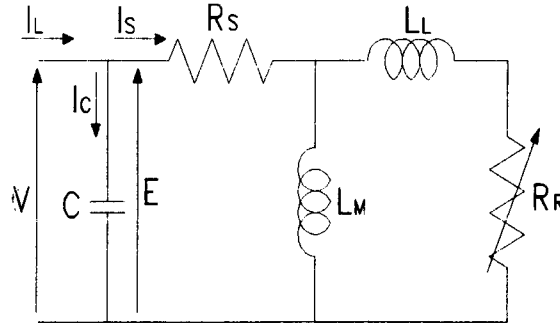


Fig. 6 Equivalent circuit of induction motor with shunt capacitor

Fig. 6은 shunt capacitor를 가지는 유도 전동기의 등가회로이다.

유도 전동기의 고정자 전류 I_S 는 고정자 전압 V_S 에 비해 지연이 생기는데, 이 지연각 θ 는

$$\theta = \text{COS}^{-1}(\text{p.f}) \dots\dots\dots (16)$$

이다. 여기서 p.f는 power factor이다.

고정자 각속도 ω_s 는 회전자 각속도 ω_r 에 의해 고정자 전류 I_S 를 일정히 유지 하도록 변화하며, 이러한 관계로 인해 토크는 일정하게 된다.

고정자 자속 Φ_S 는

$$\Phi_S = \int (V_S - R_S I_S) dt \dots\dots\dots (17)$$

이다. 식 (17)을 미분하면

$$\frac{d\Phi_S}{dt} = V_S - R_S I_S = E \dots\dots\dots (18)$$

가 되며, 여기서 E 는 터미널 전압이다. Fig. 6에서 캐패시터 전류 I_C 는

$$I_C = j\omega_s C E = -\omega_s^2 C \Phi_S \dots\dots\dots (19)$$

이다. 부하전류 $I_L (= I_S + I_C)$ 은 주파수 변화에 직선적으로 비례한다. 저주파 구간에서는 초기 캐패시터 전류 $I_C(t=0) \approx 0$ 으로 무시 되어서므로 이 구간에서의 $I_L = I_S$ 이다. 만약 I_L 이 I_S 의 정격치 보다 과도하게 크지 않다고 하면,

$$I_C = 2 I_S \sin \theta \text{ [A]} \dots\dots\dots (20)$$

가 된다.

식 (19) 및 식 (20)에서 C 의 최대값은

$$C_{\max} = \frac{2 I_S \sin \theta}{\omega_s E} \dots\dots\dots (21)$$

로 결정할 수 있다.

이상적인 캐패시턴스 C 의 값은 무한히 클수록 리플 제거 효과가 뛰어나지만 현실적으로는 실현 불가능하다. 그리고, 필터 캐패시터를 충전하기 위한 충전전류가 흐를 경우, 스파이크 형태로 발생하는 전류 성분으로 인한 고조파가 발생한다. 따라서, 전류 리플 성분을 최소화할 수 있는 최대 캐패시턴스 C_{\max} 를 구한다.

인버터와 유도전동기 사이의 캐패시턴스 C 의 정수값은 식 (21)에 의해 계산한 결과 Table 2와 같이 결정되었다.

Table. 2 The computation value of capacitor C_{\max}

	C_{\max} (450V _{dc} , ripple current 0.921 A)
30Hz	777.9 μF
40Hz	583.5 μF
50Hz	466.8 μF
60Hz	390.0 μF

제 4 장 실험 및 고찰

4.1 실험장치의 구성

Fig. 7은 전체 시스템 구성도를 보여준다.

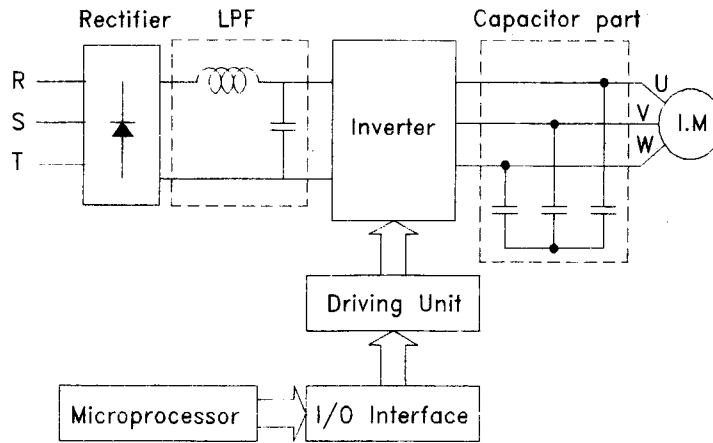


Fig. 7 System schematic diagram

인버터부에서는 6개의 파워 트랜지스터를 사용하였으며, 이 파워 트랜지스터를 구동하기 위한 구동회로 또한 내외부의 신호에 섞여 오동작을 일으키는 Noise를 없애고, 인버터 회로의 과전압이나 surge 전압등으로부터 인터페이스 회로와 마이크로 프로세서를 보호하기 위해 Photo Coupler(6N137)를 Fig. 8과 같이 구성하였다.

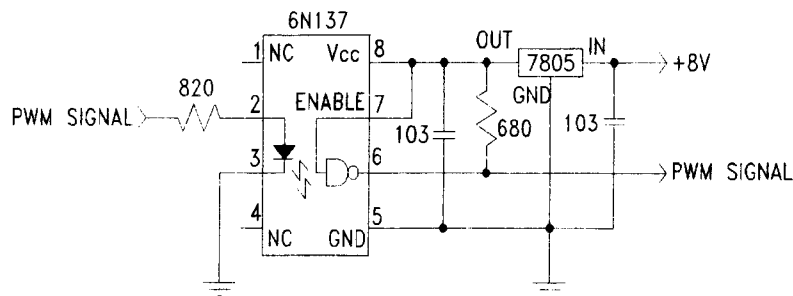


Fig. 8 Power Transistor base driving circuit

Fig. 9는 I/O Interface 회로를 나타내었다.

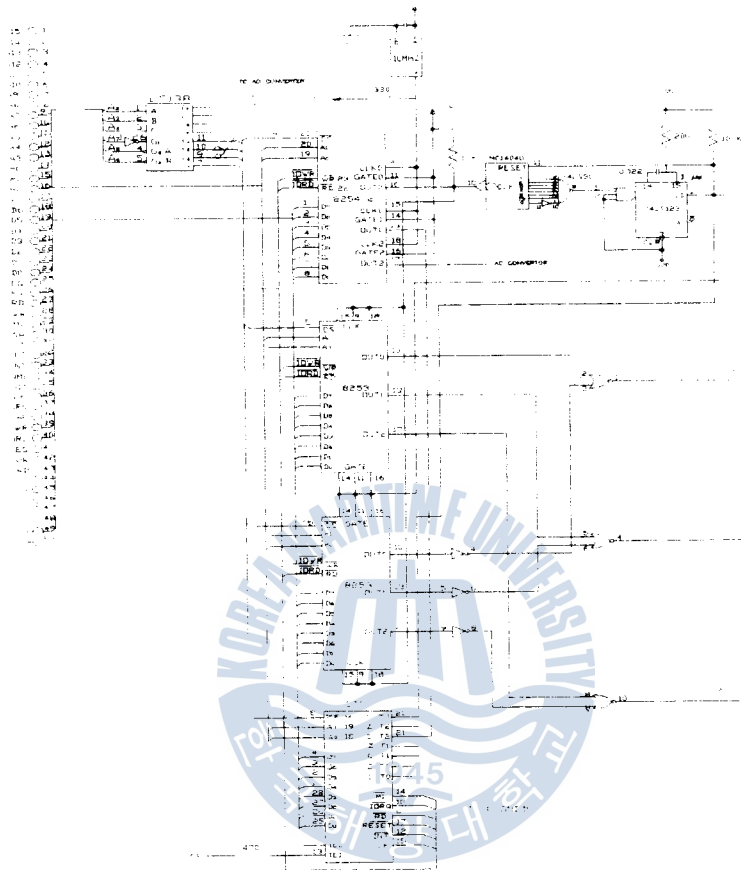


Fig. 9 I/O Interface Circuit

본 실험에 스위칭소자로 사용된 트랜지스터는 KSC3552로 턴-오프시간이 $0.3\mu\text{s}$, 턴-온시간이 $0.5\mu\text{s}$, 스위칭 주파수는 최대 1.5KHz이다. 캐패시터의 실제 사용 용량은 이론치의 용량과 동일한 값을 얻기가 힘들어 가장 근사치를 사용하여 실험할 수 밖에 없었다. 실제 실험에서 사용되어진 캐패시터의 용량은 Table. 3과 같다.

Table. 3 The experiment value of capacitor C_{max}

	C_{max} (450V _{dc} , ripple current 0.921 A)
30Hz	820 μF
40Hz	
50Hz	470 μF
60Hz	

4.2 실험결과 및 고찰

Fig. 10은 구성된 인버터의 선간 출력전압(60Hz, R=12)을 나타내고 있다. 정류부를 거쳐 정류되어진 DC 전압은 고조파 성분을 포함하고 있다. 이러한 고조파 성분을 앞서 제안한 필터 기법에 의해 결정 되어진 필터 정수에 의해 Fig. 4와 같이 필터를 구성하여 필터링한 결과 Fig. 12를 얻을 수 있었다. Fig. 11은 필터링하기 이전의 파형이다.

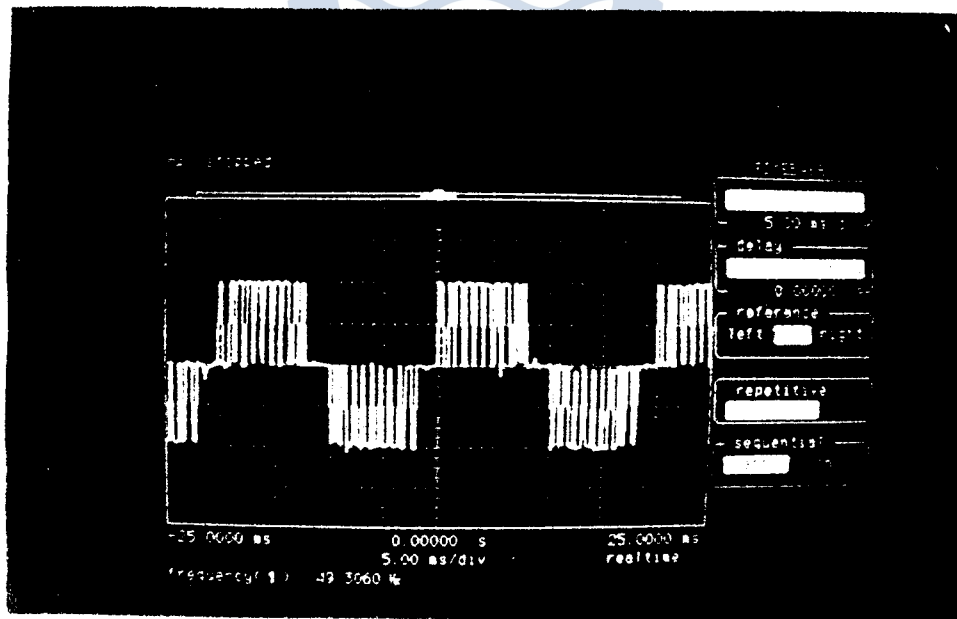


Fig. 10 Line voltage waveforms of Inverter

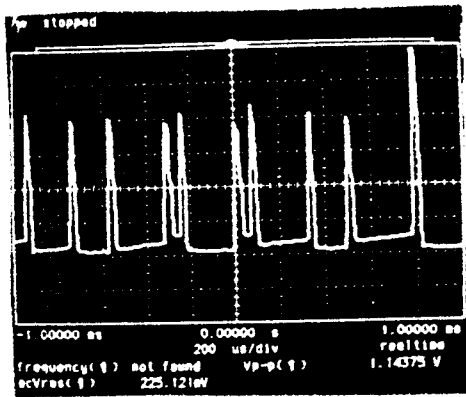


Fig. 11 Output waveforms of DC Link (before filtering)

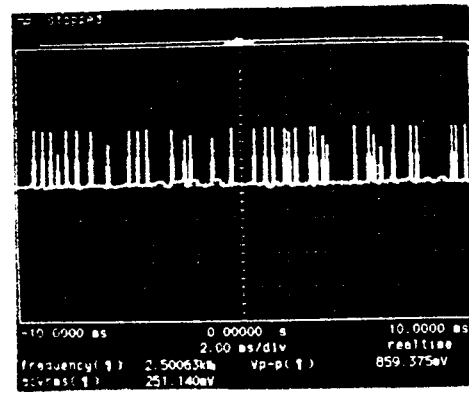
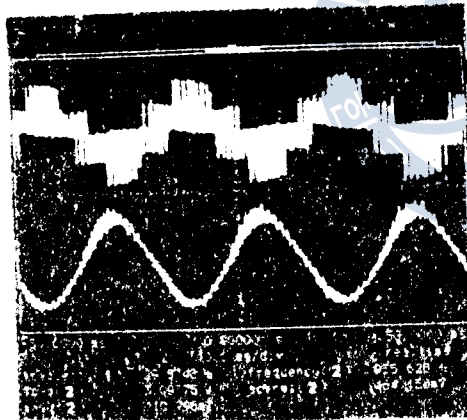
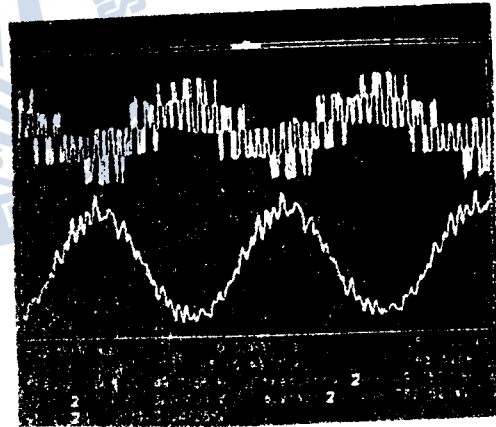


Fig. 12 Output waveforms of DC Link (after filtering)

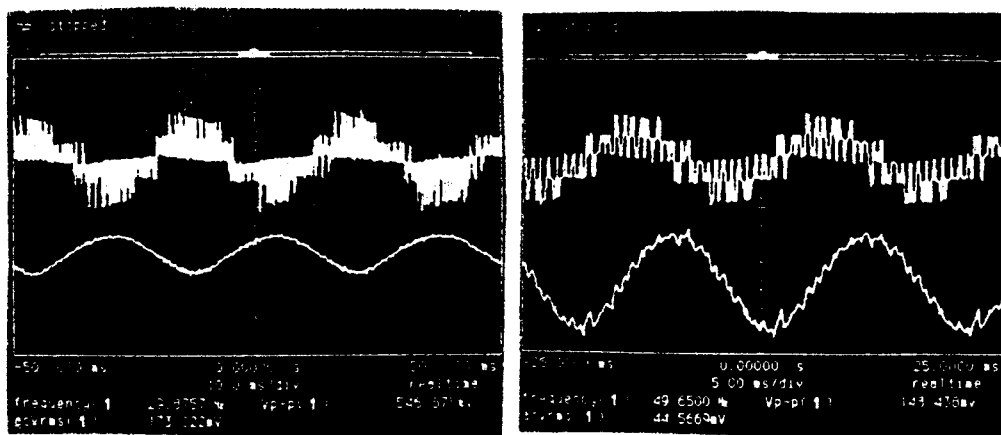


(a) 30Hz



(b) 50Hz

Fig. 13 Voltage and Current waveforms of U-phase of Inverter (before filtering)



(a) 30Hz

(b) 50Hz

Fig. 14 Voltage and Current waveforms of U-phase
of Inverter (after filtering)

제 5 장 결 론

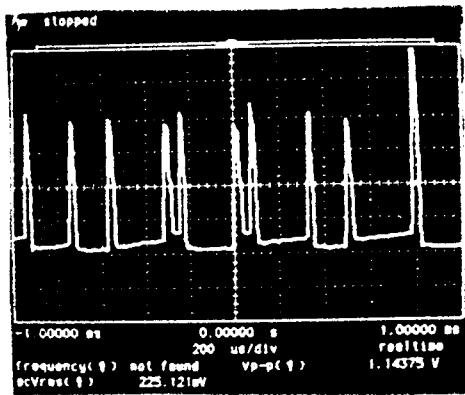


Fig. 11 Output waveforms of DC Link (before filtering)

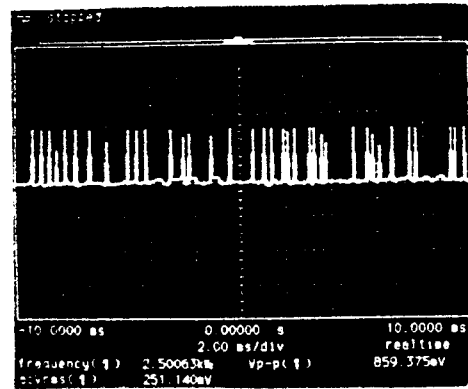
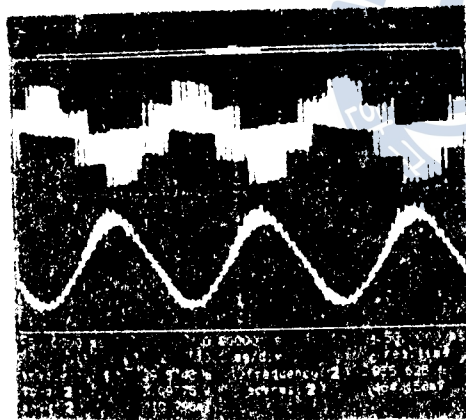
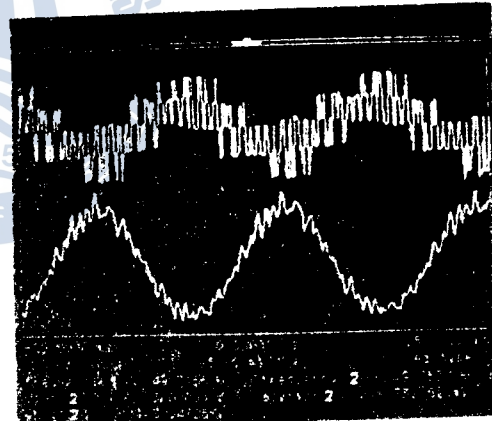


Fig. 12 Output waveforms of DC Link (after filtering)

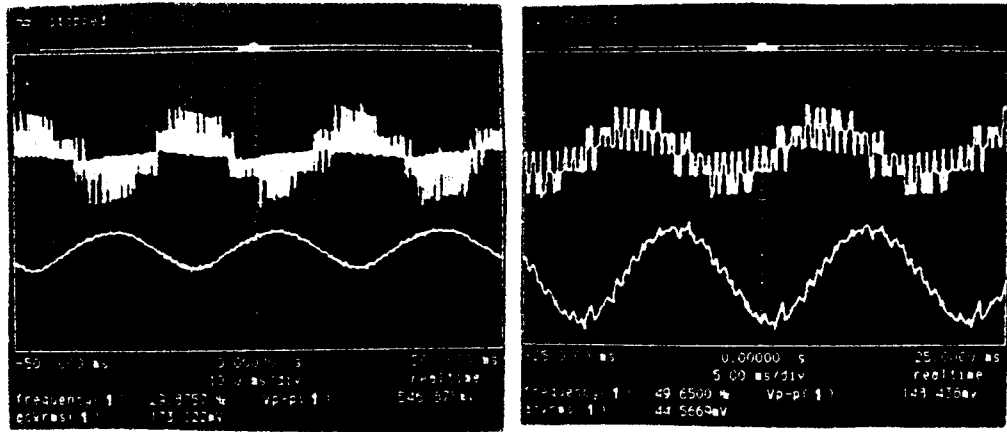


(a) 30Hz



(b) 50Hz

Fig. 13 Voltage and Current waveforms of U-phase of Inverter (before filtering)



(a) 30Hz

(b) 50Hz

Fig. 14 Voltage and Current waveforms of U-phase of Inverter (after filtering)

제 5 장 결 론

이상과 같이 인버터 설계에 유용한 필터의 설계방법에 의해 도출된 필터값으로 회로를 설계·제작한 후, 수행된 실험을 통해 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

1. 기본공급전류 I_1 이 공급전류 I_d 의 10%와 90%의 조건에서 도출한 값으로 DC 링크 필터를 설계하여 실험한 결과, Fig 11에서와 같은 전류 리플성분의 최대치가 필터를 추가한 후 Fig 12의 결과와 같이 약 70% 정도가 감소됨을 확인 하였다.
2. 인버터 출력단과 유도 전동기 사이의 삼상 캐패시턴스 C_{max} 를 추가한 후, 인버터의 출력은 Fig 14의 결과와 같이 고조파 리플성분이 상당히 감소됨을 확인 하였다.
3. 설계되어진 인버터 출력단과 유도 전동기 사이의 삼상 캐패시턴스 C_{max}

의 값은 Table 2처럼 30Hz의 주파수에서 $777.9\mu\text{F}$, 50Hz의 주파수에서 $466.8\mu\text{F}$ 과 같이 주파수가 낮을수록 캐패시턴스의 값은 증가한다.

4. 캐패시턴스가 규격화 되어 있어서 이론에서 산정한 값에 가까운 캐패시터를 실험에 적용하였으며, 수동필터만 사용해야 할 경우에는 사용 주파수의 범위 중에서 가장 낮은 주파수 값에 대한 캐패시턴스의 값을 선정할 필요가 있다.

위의 연구와 함께 향후에는 인버터 단과 유도 전동기 사이의 캐패시터 값을 가능한 작게 할 수 있는 방법과 수동 필터 뿐만 아니라, 능동 필터를 포함한 하이브리드 필터에 관한 연구를 차기의 과제로 남겨 두고자 한다.



- [1] 生産技術研究院, 李汪憲, 모타제어기술, 성안당.
- [2] 과학기술정보연구소, 전력전자회로와 인버터 설계기술 및 응용.
- [3] 기술교육실-95015-INVERTER, INVERTER 일반응용, LG산전연수원.
- [4] 기술교육실-95-INVERTER, INVERTER 에너지 절약, LG산전.
- [5] Muhammad H. Rashid, "Circuit, Devices, and Applications", Prentice-Hall International, 1988.
- [6] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Inc. pp. 140-152, 1986.
- [7] Malvino, Leach, Digital Principles and Applications, McGRAW-HILL Book Company.
- [8] Joachim Holtz, "Pulse width Modulation-A survey", IEEE, VOL.39, NO.5, DECEMBER 1992, PP. 410-420.

- [9] Singli Garcia-Otero, Michael Devaney, "Minimization of Acoustic Noise in Variable Speed Induction Motors Using a Modified PWM Drive", IEEE, VOL.30, NO.1, JANUARY/FEBRUARY 1994, pp. 111-115.
- [10] Bin Wn, Shashi B. Dewan, Gordon R. Stemon, "PWM-CSI Inverter for Induction Motor Drives", IEEE, VOL.28, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 1992, pp. 64-70.
- [11] Robert D. Henderson, Patrick J. Rose, "Harmonics : The Effects on Power Quality and Transformers", IEEE, VOL.30, NO.3, MAY/JUNE 1994, pp. 528-532.
- [12] Mukul Rastogi, Rajendra Naik, Ned Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads", IEEE, VOL.30, NO.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1994, pp.1149-1155.

