

工學碩士 學位論文

# 액티브 필터용 3레벨 인버터에 관한 연구

A Study on 3 Level Inverter for Activer Filter

指導教授 金 潤 植

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科 金 昌 國

本 論 文 을 金 昌 國 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士      李 成 根      ㉠

委 員 : 工 學 博 士      金 潤 植      ㉠

委 員 : 工 學 博 士      徐 東 煥      ㉠

2 0 0 4 年 12 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 電 子 工 學 科

金 昌 國

# 목 차

<b>제 1 장 서 론</b> .....	1
<b>제 2 장 고조파의 이론적 해석</b>	
2.1 고조파의 발생과 결과 .....	3
2.1.1 고조파의 발생 원리 .....	4
2.1.2 고조파 발생 결과 .....	5
2.1.3 고조파가 각종 전기설비에 미치는 영향 .....	7
2.2 고조파 억제 관리와 대책 .....	9
2.2.1 고조파의 억제 관리 .....	9
2.2.2 고조파의 억제 대책 .....	11
<b>제 3 장 액티브 필터</b>	
3.1 액티브 필터 .....	15
3.1.1 액티브 필터의 동작 원리 .....	16
3.1.2 보상전류 지령치의 검출방법 .....	19
3.1.3 제안된 보상전류의 지령치의 검출방법 .....	25
3.1.4 보상전류의 발생방법 .....	29
3.2 액티브 필터 손실의 보상 .....	37
<b>제 4 장 실험장치의 제작 및 평가</b>	
4.1 시뮬레이션 및 고찰 .....	40
4.2 실험장치 .....	50
4.2.1 주회로 .....	50
4.2.2 제어회로 .....	52
<b>제 5 장 결 론</b> .....	57
<b>참고문헌</b> .....	59

# A Study on 3 Level Inverter for Active Filter

Kim Chang Kook

Department of Electrical and Electronics Engineering  
The Graduate School of Korea Maritime University  
Busan, Republic of Korea

## Abstract

In the past, utilities had the responsibility to provide a single-frequency voltage waveform, and for the most part, customers' loads had little effect on the voltage waveform.

Recently, however, increasing number of various power electronic device in power systems has caused many kinds of serious problem. Some negative effects of harmonics are as follows :  
Overheating of transformers and other distribution equipment,

overheating of neutral conductors, high neutral-to-ground voltage, poor power factor, and power loss, etc.

Harmonic problem takes place when the magnitude of current harmonics caused mainly by nonlinear electronic elements exceeds the limit of equipment capacity for harmonics and now this kind of problem becomes serious due to growing of number of current harmonics generation sources.

In this paper, some solution of harmonic problem in power system is described. Also, an active power filter is designed. An active power filter is composed with the use of PWM(Pulse Width Modulation) voltage source inverter for the purpose of eliminating current harmonics in the power line caused by nonlinear load such as diode circuits. The performance of designed circuit is simulated using PSIM(Power Simulation) software. The simulated results show good current harmonics eliminating performance. Moreover, implementation of FPGA(Field Programable Gate Array) in control circuit of the active filter makes the system compact and simple.

# 제 1 장 서 론

오늘날 각 국의 전력회사 및 전기를 사용하는 수용가들은 전원품질에 많은 관심을 가지고 있다. 이렇게 전원품질에 대한 관심이 증가하고 있는 이유는 최근의 부하설비는 첨단화, 자동화가 이루어지면서 과거에 사용하던 설비들에 비해 전원품질 변동에 훨씬 민감한 장비들이다. 현대의 산업설비들은 마이크로프로세서에 의한 제어방식을 채택하고 있으며, 전원품질 변동에 민감한 전력전자 소자들로 구성되어 있다.

전반적인 전력계통의 효율에 대한 관심 증가와 함께 가변속 전동기 구동장치 같은 기기의 사용이 증가하고 있는 추세이다. 이러한 기기들의 사용중에 고조파 발생은 필연적이며, 발생한 고조파는 전원계통 측으로 유입되어 전원계통의 고조파 문제를 일으키며, 또한 손실저감을 위한 역률 개선용 콘덴서를 설치한 계통에서는 계통조건을 변화시켜 고조파를 확대하여 장애를 일으킬 가능성도 있다.

전기사용 장소의 전원품질에 대한 인식이 높은 수준에 이르고 있으며, 양질의 전원을 요구하고 있는 추세이다. 계통상에는 수많은 종류의 설비들이 연계되어 운용되고 있으며 이러한 설비의 운전시 불특정 설비의 오동작은 계통 전체에 대한 과급사고로 나타날 수 있다.

이러한 원인으로 고조파 장애에 대한 경제적이고, 효과적인 대처방안이 요구되고 있는 실정이다. 만일 고조파 발생원에 대한 억제대책이 마련되지 않으면 고조파 함유량은 증가되어 갈 것이며, 기기의 고조파 내량을 초과하게 되어 잡음, 오차, 가열, 훼손 등 많은 수용가 전력기기 및 설비에 장애를 일으키게 된다. 이 때문에 선진국에서는 고조파 억제기술 및 고조파 관리기술을 체계화하고, 이를 법규화하여 전기기기에서 전력

계통에 유출하는 고조파 전류를 억제하고 있다.

따라서 본 연구에서는 고조파억제 대책의 필요성을 인식하고, 고조파의 발생원 및 장애, 고조파억제 관리 및 대책기술, 고조파 감시와 규제 방법을 고찰하여 수용가에서의 고조파장애를 저감시키기 위한 방법을 제시하고자 한다.

이러한 목적에 부합하기 위하여 **PSIM(Power Simulation)**을 이용하여 시뮬레이션을 하였으며 시뮬레이션 결과를 기반으로 고조파 억제장치인 액티브 필터 시스템을 제작하였다. 이 시스템은 고조파 발생원에서 발생한 고조파가 계통측으로 유출하여 고조파 장애를 유발하는 것을 억제하는 기능을 수행한다.

## 2 장 고조파의 이론적 해석

### 2.1 고조파의 발생과 결과

전원계통의 정현파 전압에 비선형 저항특성을 갖는 전기기기가 접속되면 이 기기에 흐르는 전류는 왜형파가 된다. 그 전류는 정격 주파수의 기본파와 기본 주파수의 정수배가 되는 주파수 성분, 즉 고조파 성분으로 분해된다. 이러한 비선형 저항을 가지는 기기는 고조파 전류 발생원으로 생각할 수 있다. 이 같은 고조파 발생원이 회로에 접속되어 있으면 거기서 유출하는 고조파 전류는 송·배전 계통을 통하여 발전소 측으로 유입된다.

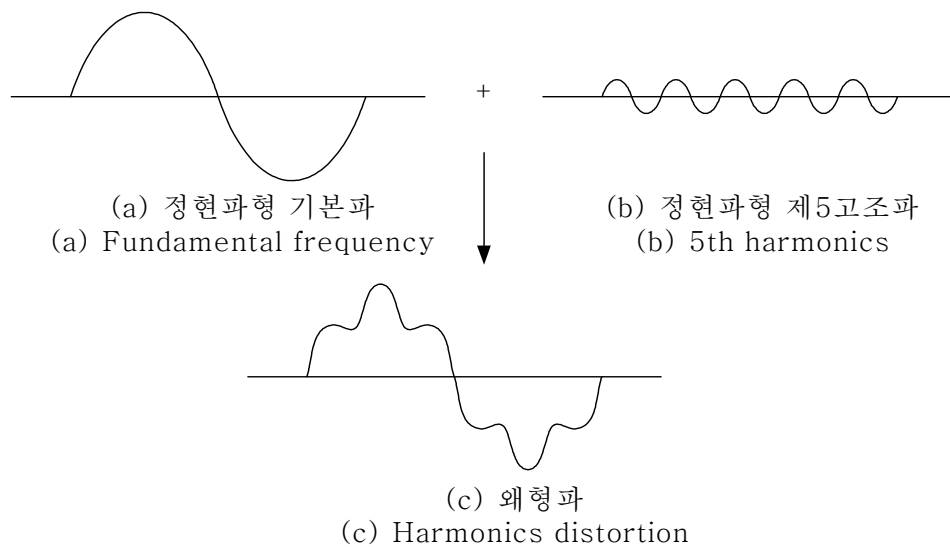


그림 2.1 왜형파

Fig. 2.1 Harmonics distortion



송·배전 계통의 각 스텝 임피던스에 고조파 전압을 발생시키고, 고조파 전압은 기본파 전압에 중첩하여 전압파형을 왜형파로 만든다. 이러한 왜형파 전압은 회로에 접속된 모든 전기기기에 다시 유입된다.

계통적인 측면에서 분류하여 보면, 회로망에 분산 배치되어 접속된 전기기기가 고조파 전류 발생원으로서 작용하는 것, 전원과 부하단 사이에 전기에너지의 전달을 위해 설치된 기기(변압기 등)가 임피던스의 비선형 특성 때문에 고조파 전류·전압을 발생하는 것, 그리고 모두에 의해 영향을 받는 것의 3가지 요소에 의해 구성된다.

첫 번째와 두 번째에 의해 발생하는 고조파 전류는 이미 회로망에 존재하고 있는 고조파 전류에 벡터적으로 합해진다. 고조파 전류의 위상은 동종의 사용목적으로 운전되는 기기의 경우는 일치하지만, 다른 종류의 기기나 설비에서 공급되는 고조파 전류의 경우는 서로 반대 방향이 될 수도 있다. 고조파 발생원으로 주목해야 할 것은 제어용 반도체 스위칭 소자로서, 종래의 설비나 전기기기에는 없던 새로운 영향을 계통에 미치기 시작하였다. 이 새로운 제어방식은 품질 및 가격에 있어서 유리하고 다양한 사용목적에 능동적으로 잘 적응하며 조작과 취급이 용이하여 거의 모든 기기에 사용할 수 있으나, 이 방식의 사용이 증가함에 따라 계통에 대한 영향도 커지고 있다. 그러나 이러한 기술적인 진보에 비추어 그 영향에 대한 평가는 미흡한 관계로 이에 대한 지속적인 연구가 필요한 실정이다.

### 2.1.1 고조파의 발생원리

고조파란 주기적 복합파의 성분중 기본파 이외의 것을 말한다. 기본파 현상은 전압원을 갖는 기본파 회로로 취급하고 있지만, 고조파를 포함하

는 회로에서는 발생하는 각 고조파를 전류원으로 취급하여 복수의 고조파회로를 동시에 검토할 필요가 있다.

예를 들면 OA기기, TV등 가전기기에 전원을 투입한 경우 전류파형을 측정하면 전류파형은 상당히 비뚤어져 있다. 이것은 비록 에너지는 발전기로부터 공급되지만 반도체 응용기기 자체가 고조파전류 발전기로 되어 있다는 말로 설명할 수 있다. 즉 반도체 응용기기 등 변형전류를 흘리는 부하는 내부임피던스가 무한대인 고조파의 전류원으로 취급할 수 있다.

더욱 반도체 응용기기를 사용하는 경우 그 고조파전류는 그 단자로부터 전력회로망을 향하여 흘러 들어가게 되지만 그 전류의 흐름은 회로망의 임피던스에 의존하여 분류된다. 이 임피던스는 주파수에 따라 다르게 되며 회로망에서의 분류의 양상은 차수 마다 다르게 된다.

이들 고조파가 문제로 되는 것은 고조파 발생원이 있고, 발생된 고조파가 기기에 영향을 주기 때문이다. 그 영향의 정도는 대상회로의 임피던스에 따라 크게 변화하며, 영향을 받는 기기의 고조파내량에 따라 그 장애의 정도가 달라진다. 이와같이 고조파문제는 고조파발생원, 대상회로의 임피던스, 대상기기의 고조파내량의 기본요소가 복합적으로 작용하여 발생한다.

### 2.1.2 고조파 발생 결과

최근에 고조파 발생 통계에 의하면 배전계통에 집중되어 고조파 함유율이 2~3%정도에 달하는 것으로 나타난다. 특히 전류가 첨두파형이 되는 정류기능을 가진 반도체 사용기기에서는 고조파중 제 5고조파가 60%에 달하며 이는 전압계급에서도 제 5고조파 성분이 가장 크게 나타난다.

앞으로는 현재의 2배 정도로 증가하리라 예상된다. 이와같은 추세는 기기의 고조파내량에 접근하고 있는 수치로서 그 문제해결에 많은 노력이 집중되고 있다.

전기설비의 고조파내량을 살펴보면 고조파 왜형율이 5%이내인 경우는 문제가 없으나, 5~10%정도에서는 컴퓨터의 오동작이 발생하며, 10%이상되면 기기의 장애가 발생된다. 고조파발생이 기기의 고조파내량 이상이 되면 장애가 발생하게 되는데 이에 관한 형태를 요약하면 표1과 같다. 장애기기별로 보면 수용가의 조상설비(전력용콘덴서, 콘덴서용 직렬리액터)의 장애가 76%로 압도적으로 많고, 모터용 브레이크 3%(누전차단기, 스테레오, TV등), 기타 16%(모터, 엘리베이터, 각종 제어기기 등)로 나타나고 있다.

표 2.1 고조파 장애의 형태

Table 2.1 Negative effects of harmonics

분 류	장애의 형태	장애를 받는 기기
유도(공중전파)	잡음, 오차	전화, 라디오, TV, 무선, 데이터회선
기기에의 고조파 전류, 전압 유입	가열, 훼손, 오차, 오제어	진상콘덴서(특히 직렬리액터), 변압기, 회전기, 전력케이블, 조명기기 계량기, 계전기, 누전차단기
순시파형의 일그러짐	제어불안정 오차 오제어	각종위상제어기기 (각종인버터, 기기전원, 유도로, 계기, 계전기, 조명기구)

### 2.1.3 고조파가 각종 전기설비에 미치는 영향

콘덴서는 주파수가 높아지면 임피던스가 낮아지기 때문에 모선에 고조파 전압이 존재하면 큰 고조파 전류가 유입하여 콘덴서의 이상음이나 직렬 리액터의 소음이 발생하고, 경우에 따라서는 콘덴서 및 리액터가 소손되는 경우도 있다. 콘덴서 및 리액터에 대한 고조파 장애현상은 공진현상의 발생, 전류 실효치의 증대, 단자전압의 상승, 콘덴서 실효용량의 증대, 고조파 전류에 의한 손실 증대 등으로 구분할 수 있으며 고조파가 전기설비에 미치는 영향을 분석하면 그 결과를 요약하면 표 2.2와 같다.

표 2.2 고조파가 부하설비에 미치는 영향

Table 2.2 Negative effects of harmonics in load

기 기 명	영 향 의 종 류
콘덴서 리액터	•고조파 전류로 회로의 임피던스가 공진현상 등에 의해 감소하여 과대전류가 유입하고, 과열, 소손, 진동, 소음 발생
변압기	•고조파 전류에 의한 철심의 자화 현상으로 소음 발생 •고조파 전류·전압에 의한 철손, 동손의 증가로 용량 감소
형광등	•고조파 전류에 대한 임피던스가 감소하여 과전류가 역률개선통 콘덴서 및 초크 코일에 유입으로 과열·소손
케이블	•3상 4선식 회로의 중성선에 고조파 전류 유입에 의한 중성선 과열
통신선	•전자유도에 의한 잡음 전압 발생
유도전동기	•고조파 전류로 정상진동 토크가 발생하여 회전수의 주기적 변동 •철손·동손 등 손실 증가
계기용 변성기	•계기용 변성기에 초기 위상오차가 있는 경우 $\pm\delta \tan\phi$ ( $\phi$ 는 사이리스터 위상제어등 제어전류의 위상각)의 영향으로 측정 정밀도 저하
적산전력계	•전압·전류의 유효자속이 비선형 특성으로 자속변화가 완전히 적용하지 못하므로 측정오차 발생 •고조파 전류의 과대한 유입에 의한 전류코일 소손
음향기기 (TV, Radio)	•고조파 전류·전압에 의한 다이오드, 트랜지스터, 콘덴서 등 부품의 고장, 수명저하, 성능의 열화 •잡음, 영상의 흔들림
전자계산기	•계산기 동작 악영향
정류기	•제어신호의 위상 어긋남에 의한 오제어 등
부하집중 제어장치	•제어신호의 교란에 의한 수신기의 오·부동작
계전기	•고조파 전류, 전압에 의한 설정값 등의 초과 •위상변화에 의한 오·부동작
전력 fuse	•과대한 고조파 전류에 의한 용단
배선용차단기	•과대한 고조파 전류에 의한 오동작

## 2.2 고조파 억제 관리와 대책

### 2.2.1 고조파의 억제 관리

일반적으로 전력계통에 발생하는 고조파 전압왜곡의 레벨은 광범위한 전력계통에서 장소와 시간에 따라서 크게 다르며, 또한 전압왜곡에 대해 영향을 받는 기기에 대하여도 기기의 종류 및 동일 종류 중에서도 개체에 따라 다르기 때문에 그림 2.2와 같이 발생과 기기내량의 분포가 어떤 확률분포로 표시된다.

고조파 억제기준의 기본적인 사고방식은 전압왜곡 발생의 확률분포와 기기의 내량레벨 확률분포 사이에서 합리적인 조화를 도모하는 것이다. 즉, 그림 2.2의 양 레벨의 확률분포가 겹친 부분은 상호간섭을 야기할 확률을 나타내므로 이 부분을 합리적으로 얼마나 작게 하는가 하는 것이 문제이다.

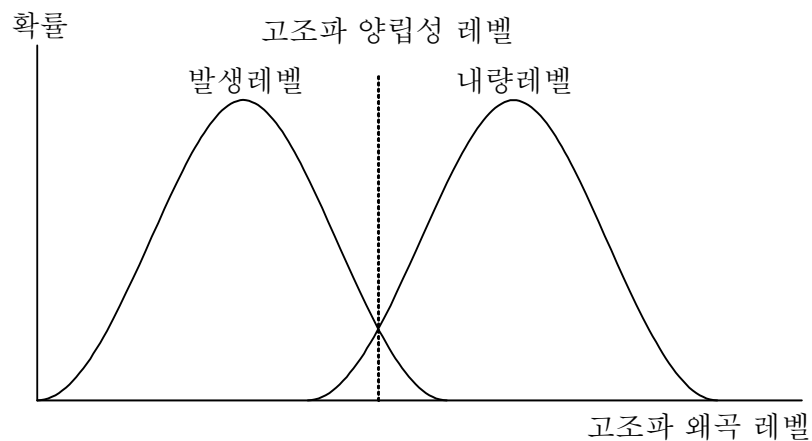


그림 2.2 고조파 발생 및 기기내량 레벨

Fig. 2.2 Level of equipment capacity for harmonics

접친 부분이 전혀 없도록 하는 것이 이상적이지만 그러기 위해서는 발생원 및 영향을 받는 기기의 쌍방이 모든 상황을 상정하여 대책을 세울 필요가 있으며, 이를 위해서는 방대한 비용이 들기 때문에 비현실적이며 IEC(국제전기표준회의)에서는 이 접친 부분을 누적분포의 5%정도를 기준으로 하고 있다. 이 값을 양립성레벨이라고 하며 이 레벨에 어떤 마진을 설정하여 고조파 환경레벨 및 내량레벨이 설정되어 있다.

일본에서는 고조파 환경레벨을 6.6[kV] 배전계통에서 5%(총합전압왜곡률)로 하고 있으며, 유럽에서는 같은 등급의 전압계통에서는 4~5%로 설정하고 있다.

고조파 환경레벨을 유지하기 위한 고조파를 관리하는 방법으로는 계통에 유입하는 고조파 전류의 최대허용값을 정하여 이 값을 넘는 것은 전력계통에의 접속을 인정하지 않도록 관리하는 방법이다. 이 방법은 전력계통의 고조파상태에 관계없이 유출값이 허용값 이내인가만을 관리하기 때문에 운용이 용이한 것과 수용가에 공평성이 주어지는 반면, 허용량 이하의 고조파 발생원은 무제한으로 접속할 수 있어 계통전압왜곡 환경레벨을 넘을 가능성이 있다.

고조파 전압관리란 수용가가 고조파 발생원을 설치하려는 경우 접속점에 있어서의 전압왜곡이 고조파 환경레벨을 넘지 않는다고 예측되었을 때만 접속을 인하는 방법이다. 이 방법은 고조파 환경레벨을 넘는 일은 없으나 접속하는 계통의 장소에 따라 대책 없이 접속할 수 있는 곳과 없는 곳이 있어 수용가 사이에 불공평해지는 일이 있고, 전압왜곡의 예측계산이 필요해지기 때문에 수용가에서 접속의 가부를 간단히 판단할 수 없는 운용의 어려움이 있다.

그래서 최근에는 수용가에서 유출하는 고조파전류를 억제하는 전류관리를 하는 방법이 채택되는 경향이 있다.

이와같은 고조파 관리는 전력회사가 주체가 되며, 그 관리원칙 하에 각 접속 기기 및 수용가에서는 고조파 저감 대책 기술에 의해 고조파유출을 억제하게 된다.

### 2.2.2 고조파 억제 대책

고조파 문제는 고조파 발생원, 대상회로의 임피던스, 대상기기의 고조파내량의 기본요소가 복합적으로 작용하여 발생하는 것으로 그 대책도 이들 기본요소로부터 생각할 수 있다. 이를 요약하면 표 2.3과 같다.

표 2.3 고조파 억제 대책

Table 2.3 Plan of harmonics elimination

고조파의 기본 요소	대 책 방 법	대 책 위 치
고조파의 발생원	발생량을 저감	원인측
대상회로의 임피던스	임피던스 변경	원인, 피해, 전력 공급측
대상기기의 고조파 내량	내량의 강화	피해측

이들 기본 요소들의 억제대책 방법에 있어서 빌딩, 공장에서 실시할 수 있는 고조파 대책으로서는 이하의 5개 항목을 들 수 있다. 고조파 발생원의 발생량 억제, 진상콘덴서용 직렬리액터의 설치, 진상콘덴서용 직렬리액터의 리액턴스를 증가, LC필터의 설치, 액티브 필터의 설치이다.



(1) 고조파 발생원의 발생량 억제

고조파 발생원의 발생량을 억제하기 위해 부하측에서 할 수 있는 대책 방법으로 변압기의 다중화, 입력전류의 정현파화가 있다. 변환회로에 사용되는 상수를 펄스수라 할 때  $P$ 펄스 변환회로의 교류입력 전류의 이론 최대 고조파 발생량은 아래와 같이 주어진다.

$$\text{고조파 차수 } n = m \times P \pm 1 \quad (m = 1, 2, 3 \dots)$$

$$\text{발생량 } I_n = I_1/n \quad (2.1)$$

펄스수를 증가하면 고조파 발생량의 저감이 가능하므로 제 5고조파를 저감하는 데는 12상화로 하면 된다. 다중화는 효과적인 고조파 저감대책으로 변압기와 정류기를 조합시켜 실현할 수 있지만, 시스템으로서의 경제성을 잘 검토하여 선택할 필요가 있다.

한편, 컴퓨터에 자력식변환기를 사용하는 경우는 변환기의 PWM(Pulse Width Modulation)제어에 의해 고조파전류의 억제를 실행할 수 있다. 반송파의 주파수를 신호파의 주파수에 대하여 높게 하면 고조파의 차수는 높게 되고 저차의 주파수는 포함되지 않는다. 단 고차의 고조파의 포함율은 높으므로 필터를 설치 또는 직렬리액터를 접속하여 제거할 필요가 있다.

(2) 진상콘덴서용 직렬리액터의 설치

고압배전계통에 있어서 문제는 모든 진상콘덴서에  $L$ 이 부속되어 있으면 대부분이 문제화되지 않는 것으로 생각할 수 있다. 특히 소용량에서는 리액터의 상대가격이 크기 때문에 생략하는 일이 많지만, 예를 들면

100[kVA]의  $L$ 이 없는 콘덴서가 동일계통에 10대 있으면 1000[kVA]의 대용량으로 되어 고조파확대의 회로로 될 수 있다. 일그러짐 확대의 정도는 배전계 전체로서의 임피던스의 상대관계에 의해 결정되므로 일률적으로 몇 [kVA] 이하이면 생략가능한 것을 하는 것은 본질적으로 곤란하다. 장애 대책으로서 상대적으로 고가인 필터를 채용하기에 앞서 직렬리액터의 부속으로 대처할 수 없을까를 검토하여 놓는 일이 중요하다.

### (3) 진상콘덴서용 직렬리액터의 리액턴스를 증가

고압배전계통에 있어서는 (2)에서도 서술한 바와 같이  $L$ 없는 콘덴서가 다량 있고, 제 5고조파 전압 일그러짐이 크게 나타나고, 직렬리액터  $L=6\%$ 콘덴서 설비가 장애를 받는다.

제 5고조파에 대해서 리액터부 콘덴서의 임피던스가 유도성이 되며, 리액턴스를 증가할수록 그 값은 커진다. 따라서 제 5고조파 전류가 존재할 때 콘덴서측으로의 고조파전류는 억제할 수 있지만 전력계통으로부터 보면 부하가 발생하는 고조파의 흡수효과가 약화하여 가기 때문에 상반하는 특성을 가지고 있다. 즉  $L=6\%$ 가 고조파전류 흡수효과가 가장 크지만 경제적으로는  $L=8\%$  또는  $13\%$ 로 리액턴스를 증가하는 방법이 유리하며, 리액턴스가 작을수록 5고조파 이하의 고조파에 대해 용량성이 될 수 있고, 용량성이 되면 고조파 확대회로가 되어 고조파장애를 일으킬 가능성이 커진다. 이 경우는 계통측의 임피던스와 콘덴서측의 임피던스 사이의 병렬공진시의 문제와 관련 있으므로 리액턴스를 변경하여 병렬공진을 회피할 수 있도록 선택되어야 한다.

그리고 기존의 콘덴서에 있어서 리액턴스를 증가하면 콘덴서의 단자전압이 상승하기 때문에 콘덴서도 교환할 필요가 있다.

#### (4) LC필터의 설치

LC필터는 고조파전류를 흡수하여 장애의 발생을 방지하는 것이지만 기본과에 있어서는 진상콘덴서로서 반도체 응용기기의 역률개선을 행하는 기능을 겸비하기 때문에 무효전력보상 장치로서 많은 효과가 있다.

#### (5) 액티브 필터의 설치

액티브 필터는 보상전류를 모선에 주입하여 고조파 전류를 제거하는 장치로 다음과 같은 장점이 있다. LC필터로는 복수의 필터를 설치할 필요가 있지만 액티브 필터로는 1대로 임의차수의 고조파를 억제할 수 있다. 또한 LC필터에 비하면 우수한 보상특성을 가지고 있고 고조파 전류를 억제할 뿐만아니라 유효전력, 무효전력의 보상, 과도적인 전력변동의 보상, 역상전류의 보상 등도 가능하다.

## 제 3 장 액티브 필터

### 3.1 액티브 필터

반도체 전력변환장치는 뛰어난 제어성 의해 광범위하게 사용되고 있지만 전력계통에 접속되는 경우에는 비선형성으로 파형의 왜곡을 발생시킨다. 그리고 무효전력원으로 되어 역율이 저하된다.

파형왜곡은 전력기기의 과열, 소손, 오동작이나 통신선 등에 유도장해를 일으키게 되며, 역율의 저하는 송전손실의 증가나 계통전압의 변동을 일으키게 한다. 그와 같은 이유로 파형의 왜곡을 작게 하고, 역율을 개선하기 위한 여러 종류의 회로방식이 제안되고 있다.

그러나 이러한 방식은 어느 정도의 용량을 갖는 기기에는 적용가능하지만, 소용량 정류회로 등에 적용하는 것은 곤란하며, 전력계통에는 그와 같은 정류회로가 불특정 다수 존재하므로 특히 고주파의 존재가 문제로 되고 있다. 이와 같은 파형왜곡을 억제하기 위해 종래에는 LC필터가 사용되어 왔지만, 계통의 인덕턴스로 인하여 억제효과가 변화하게 되고, 고조파 주파수의 변동은 억제능력에 영향을 미치게 되며, 더욱이 과부하에서 필터자체가 소손하는 문제점을 지니고 있었다.

이러한 점들에 대해 반도체 전력변환장치의 뛰어난 제어성을 이용하면, 고조파성분을 소거시키는 전류를 발생하는 것도 가능하고 이러한 사실은 최근의 자기소호형 디바이스나 PWM제어방식에 따라 현실적인 것으로 되었다.

이와 같이 반도체 전력변환장치를 사용하여 고조파전류의 보상을 행하

는 장치를 액티브 필터라 부르며, 이하에서는 그의 원리, 구성에 대해 서술하기로 한다.

### 3.1.1 액티브 필터의 동작 원리

정류회로 등의 부하전류  $i_l$ 에는 기본파성분  $i_f$  외에 고조파성분  $i_h$ 가 존재한다. 예를 들면 그림 3.1의 단상 브리지 정류회로에서 교류측 리액턴스를 무시하고, 직류리액터의 인덕턴스를 무한대로 하면 교류전압  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ 로 됨에 비해 점호각  $\alpha$ 로 제어되는 경우 부하전류  $i_l$ , 기본파전류  $i_f$ , 고조파전류  $i_h$ 는 그림 3.2의 파형으로 되며, 다음 식으로 표현된다.

$$i_f = \frac{4}{\pi} I_d \cos \alpha \sin \omega t - \frac{4}{\pi} I_d \sin \alpha \cos \omega t$$

$$i_h = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{(2l+1)} \sin(2l+1)(\omega t - \alpha)$$

$$i_l = i_f + i_h \tag{3.1}$$

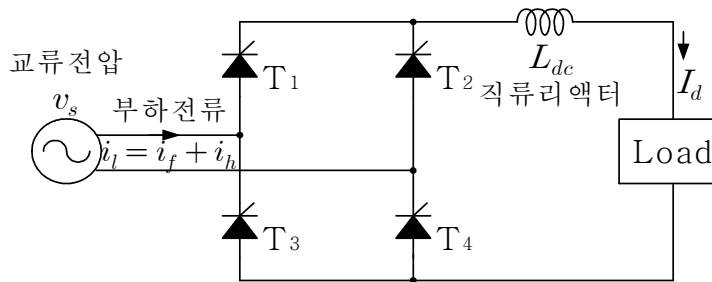


그림 3.1 단상 브리지 정류회로

Fig. 3.1 Single-phase bridge rectification circuit

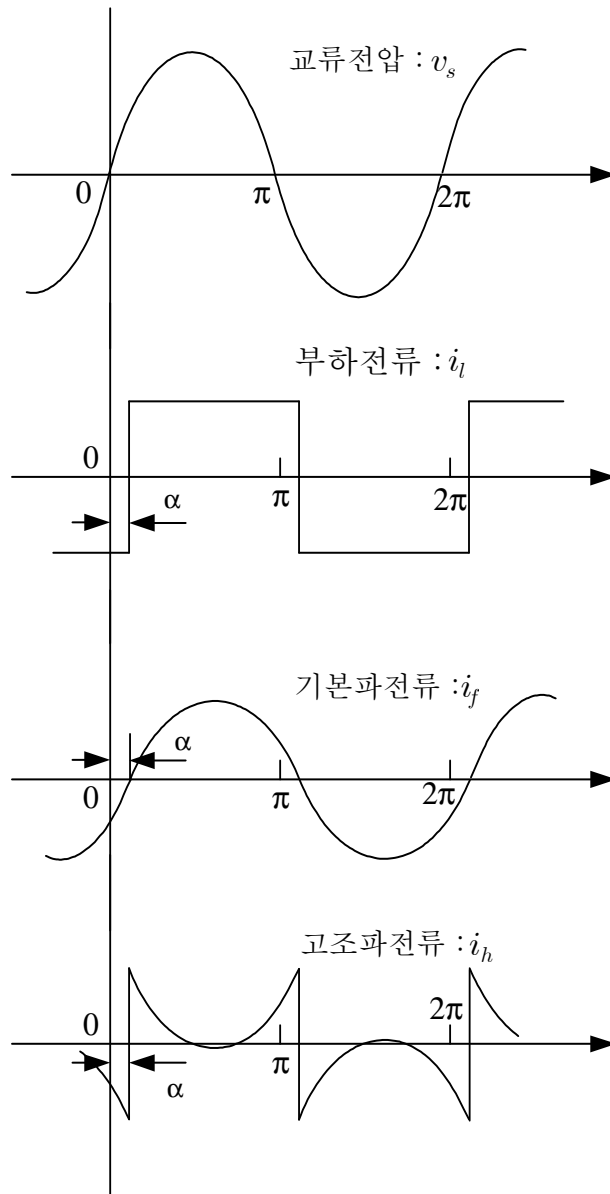


그림 3.2 단상정류회로의 전압, 전류, 고조파 파형

Fig. 3.2 Voltage, current, and harmonic wave of the single-phase rectification circuit

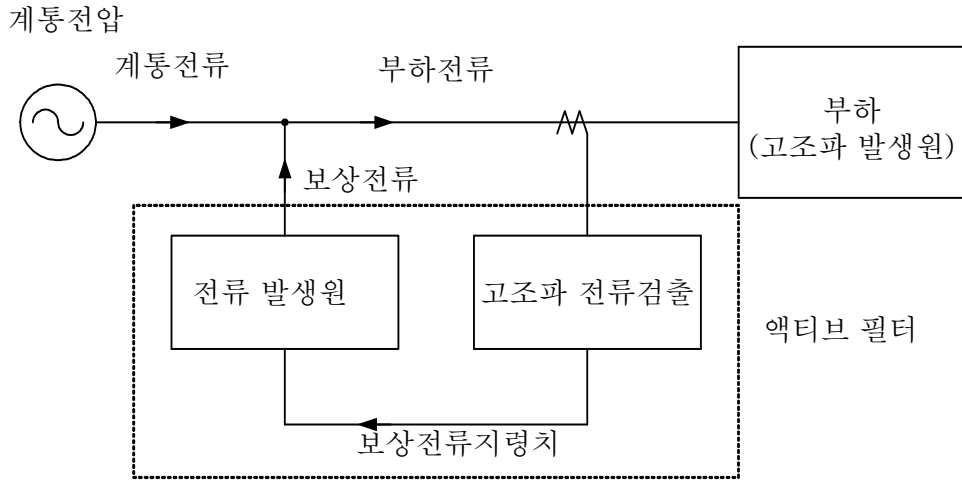


그림 3.3 액티브 필터의 기본원리

Fig 3.3 Principle of active filter

즉 전력계통의 입장에서 보는 경우 이 정류회로는 기본파 유효전류  $i_p$  를 소비하는 부하이고, 동시에 기본파 무효전력  $i_q$ 의 발생원이며, 또한 고조파 전류  $i_h$ 의 발생원으로 생각할 수 있다. 이와 같은 기본파 무효전류 및 고조파 전류는 본래 불필요한 것이고, 전력계통에 악영향을 주게 되므로 특별한 방법을 사용하여 제거시킬 필요가 있다.

지금 그림 3.3에 나타낸 바와 같이 고조파전류  $i_h$ 와 같은 크기 및 위상을 갖는 전류를 임의의 방법으로 발생시켜 이를 보상전류  $i_c$ 라 하고, 고조파발생원인 정류회로 등과 병렬로 접속하면, 전력계통측의 전류  $i_s$ 는 기본파성분  $i_s$ 만으로 되며, 고조파의 보상이 행해진다.

고조파 발생원이 단상브리지 정류회로와 같이 예측되는 것이 아닌 불규칙하게 변화하는 경우라 하여도 동일한 방법으로 부하전류  $i_l$ 에서 기본파전류  $i_f$ 를 제거하고, 고조파전류  $i_h$ 를 구하여  $i_h$ 를 소거하는 보상전류

$i_c$ 를 발생시키면 고조파의 보상이 가능하게 된다. 이 보상전류  $i_c$ 를 발생시키는 장치가 액티브 필터이다.

최근 선형 증폭기에 의한 전류원을 이용하여 보상전류  $i_c$ 를 얻는 방법이 제안되고 있으며 이는 액티브 필터의 기본원리를 나타내고는 있지만 선형 증폭기의 구동전력손실이 클 때 대용량화가 곤란하므로 현실적이지 못하다. 반도체 스위치의 고속화, 고성능화 및 PWM제어방식의 발달에 따라 반도체 전력변환 장치에 의한 대용량, 저손실의 고조파 보상장치가 출현하여, 처음으로 실용화되었으며, 이러한 장치에 대해 일반적으로 (전력용) 액티브 필터와 같은 명칭이 이용되고 있다.

현재 액티브 필터의 방식에 대해 여러 방법이 제안되고 있지만, 그 성능은

- ① 왜형과 전류에서 필요로 되는 보상전류  $i_c$ 의 지령치  $i_c^*$ 를 얻는 검출기
- ② 지령치  $i_c^*$ 에 따라 보상전류  $i_c$ 를 발생시키는 변환장치의 양쪽 특성 각각에 대해 검토할 필요가 있다.

### 3.1.2 보상전류 지령치의 검출방법

액티브 필터가 발생하는 보상전류  $i_c$ 의 지령치  $i_c^*$ 를 얻는 것도, 기본적인 방법은 그림 3.4와 같이 부하전류  $i_l$ 을 검출하여 노치필터에 의해 기본과분  $i_f$ 를 제거하는 것이다. 이 경우 필터의 설계가 중요하지만 응답성 등의 점에 있어서 문제가 된다. 부하전류  $i_l$ 에서 기본과분  $i_f$ 를 제거하는 방법으로 필터를 사용하는 방식외에 연산회로를 이용하는 방식도 제안되고 있다.



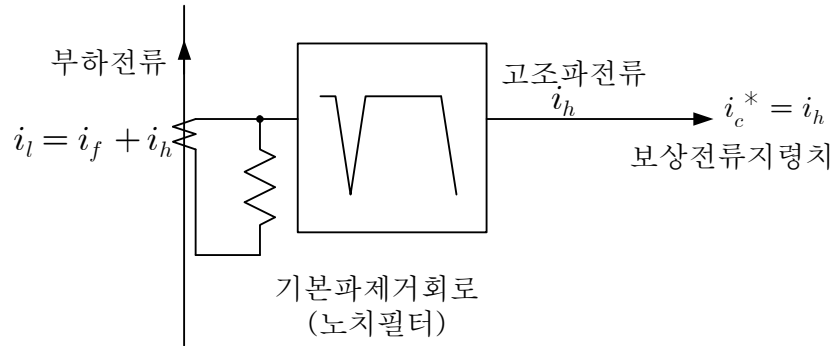


그림 3.4 보상전류 지령치의 검출

Fig. 3.4 Detection of the compensation current reference

그림 3.5의 회로에서는 3상 왜형파형에서 필요한 조파의 파고치, 전압 기준에 대한 위상차를 검출하여 여기에 적합한 교류파형을 얻는다. 즉 각 상의 부하전류(왜형파)는

$$\begin{aligned}
 i_R &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(\omega_n t - \phi_n) \\
 i_S &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(\omega_n t - \phi_n - \frac{2}{3}\pi) \\
 i_T &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(\omega_n t - \phi_n + \frac{2}{3}\pi) \quad (I_n : \text{파고치} \quad \phi_n : \text{위상차}) \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

로 표시되므로 각각 추출한 주파수  $\omega_m$ 에서 위상  $\phi_m$ 을 갖는 정현파와 여 현파를 조합시키면

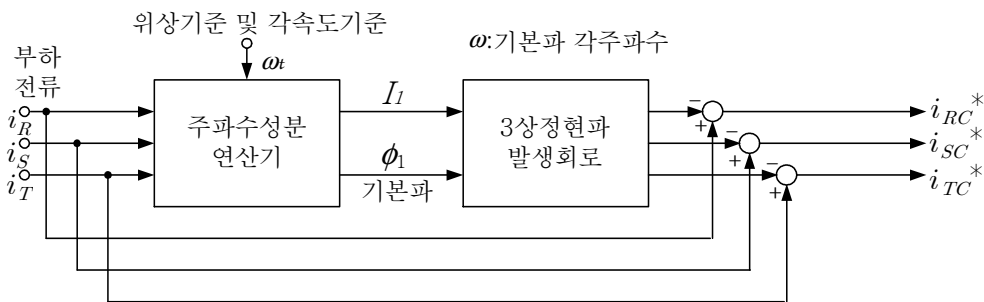
파고치연산출력

$$\begin{aligned}
& i_R \cdot \sin(\omega_m t - \phi_m) + i_S \cdot \sin(\omega_m t - \phi_m - \frac{2}{3}\pi) + i_T \cdot \sin(\omega_m t - \phi_m + \frac{2}{3}\pi) \\
&= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} I_n \cos(\omega_n - \omega_m)t - (\phi_n - \phi_m) \tag{3.3}
\end{aligned}$$

위상연산출력

$$\begin{aligned}
& i_R \cdot \cos(\omega_m t - \phi_m) + i_S \cdot \cos(\omega_m t - \phi_m - \frac{2}{3}\pi) + i_T \cdot \cos(\omega_m t - \phi_m + \frac{2}{3}\pi) \\
&= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} I_n \sin(\omega_n - \omega_m)t - (\phi_n - \phi_m) \tag{3.4}
\end{aligned}$$

가 얻어진다.

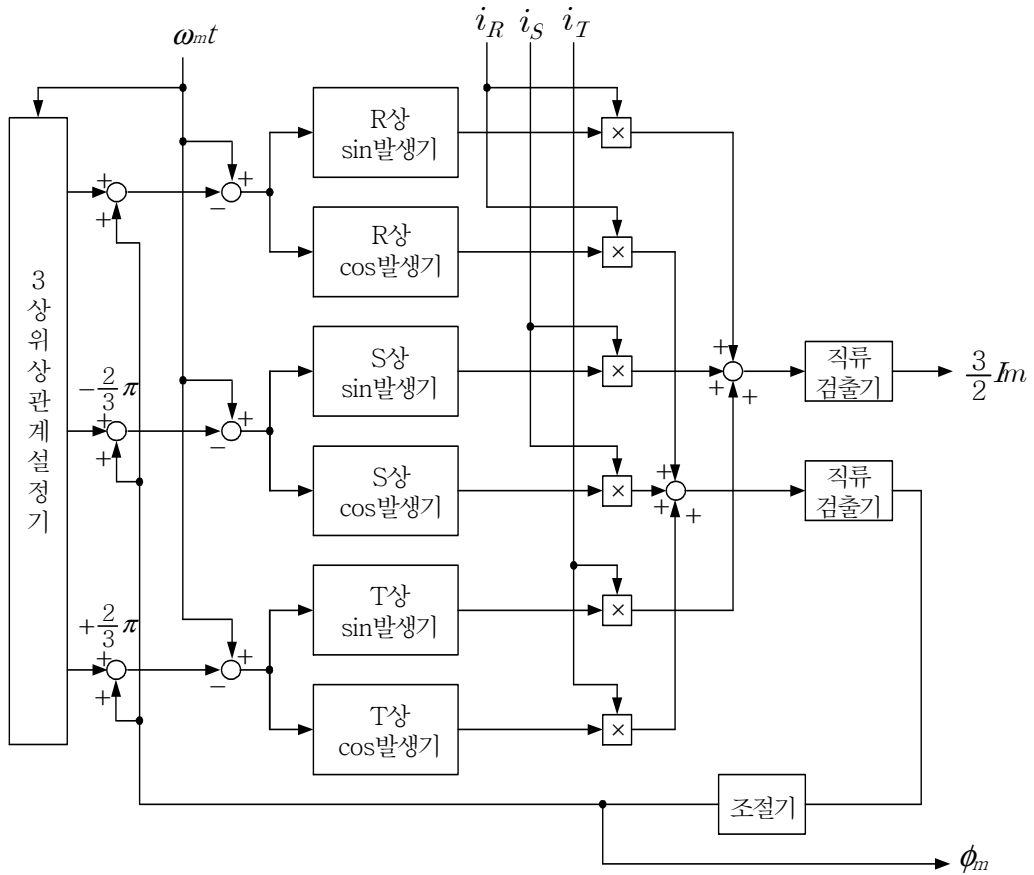


(a) 보상전류 지령치 검출의 블록도

(a) Block diagram detection of the compensation current reference

그림 3.5 연산회로를 이용한 기본파 전류제거회로

Fig 3.5 Single-frequency eliminating circuit using the operator



(b) 주파수검출의 블록도

(b) Block diagram detection of frequency

그림 3.5 (계 속)

Fig 3.5 (Continue)

여기서 위상연산출력의 직류량(정류출력)을 0으로 조절하는 제어루프가 있다면  $\phi_m = \phi_n$ 인 경우 3상 왜형파형 중  $\omega_n = \omega_m$ 의 위상차가 구해짐과 동시에 각 경우의 파고치연산출력의 직류분에서 필요한 파고치가 구

해진다.  $\omega_n = \omega_m$ 으로 하여 기본파를 구하면, 기본파전류의 파고치와 위상의 추출이 가능하게 되므로, 이에 준하여 3상 교류파형을 발생하여 부하전류에서 유도하면 보상된 고조파전류, 즉 보상전류 지령치  $i_c^*$ 가 구해진다.

그림 3.6에 나타낸 회로에서는 계통전압  $v$ 의 위상  $\omega t$ 와 주기  $T$ 를 검출하고 여기에 동기되는 정현파  $\sin\omega t$  및 여현파  $\cos\omega t$ 를 발생시킴과 동시에 부하전류  $i_l$ 을 검출하여 식(3.5)의 평균화연산을 행함에 따라 1사이클 기간의 평균유효전류  $i_p$ 의 파고치  $I_p$ 와 무효전류  $i_q$ 의 파고치  $I_q$ 가 구해진다.

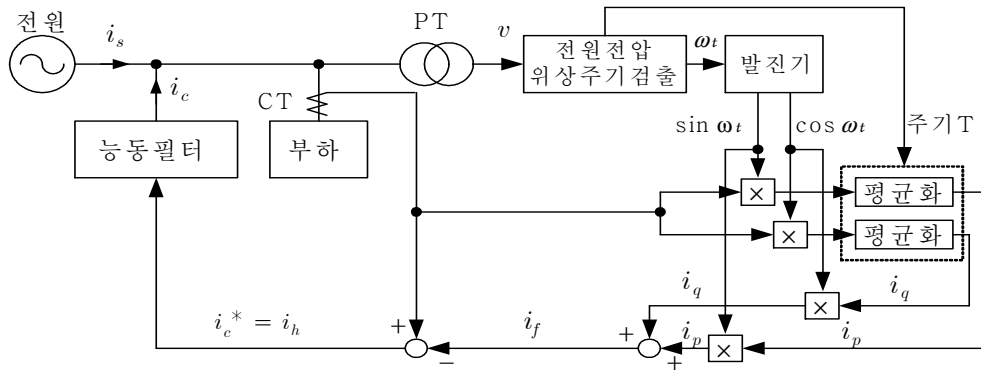


그림 3.6 푸리에 전개에 의한 보상전류 지령치 검출

Fig 3.6 Detection of compensation current reference by Fourier analysis

$$I_p = \frac{1}{T} \int_0^T i_l \sin \omega t dt$$

$$I_q = \frac{1}{T} \int_0^T i_l \cos \omega t dt \tag{3.5}$$

이는 식(3.1)에 나타낸 것과 같이  $i_i$ 의 기본파성분의  $\sin\omega t$ ,  $\cos\omega t$ 의 계수를 푸리에 전개에 의해 구하는 것에 상당한다. 그러므로  $I_p$ 와  $I_q$ 에 각각  $\sin\omega t$  및  $\cos\omega t$ 를 다시 곱하면  $i_p$ 와  $i_q$ 가 구해지므로, 부하전류  $i_i$ 에서 이것을 빼면 고조파전류 즉 보상전류치  $i_c^*$ 가 구해진다.

$i_c^*$ 를 구하는 방법으로서, 미리 보상된 고조파의 차수가 확실한 경우에는 그 차수의 고조파성분을 직접 검출하는 방법도 있다.

그림 3.7과 같이 밴드패스필터에 따라 필요한 차수의 고조파전류  $i_h$ 를 검출하고, 이것을 직접 가하여 더함에 따라 보상전류 지령치  $i_c^*$ 가 구해진다. 밴드패스필터 대신 그림 3.5의 주파수성분 연산기를 고조파 검출에 사용하는 것도 가능하다. 이러한 방식은 종래의 모든 교류이론에 의한 평균치인 전력 및 무효전력의 산정 방법을 기초로 하여 고조파전류를 구하는 방식이지만 전원주파수 변동이나 부하변동에 따른 응답성 등의 점에서 문제가 있다.

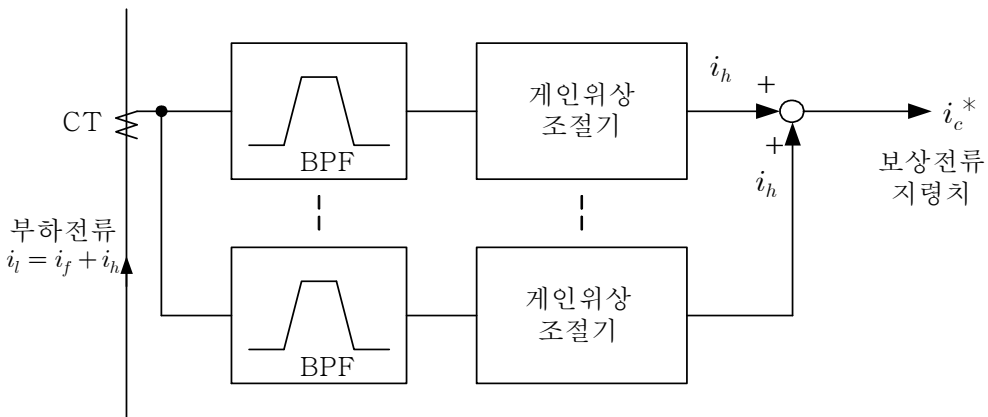


그림 3.7 대역통과필터에 의한 보상전류 지령치 검출

Fig 3.7 Detection of compensation current reference by BPF(Band Pass Filter)

### 3.1.3 제안된 보상전류 지령치의 검출방법

본 논문에서는 3상회로에 대해 순시적인 무효전력을 취급함에 따라 고조파전류 구하는 방식을 다음과 같이 적용하였다.

3상회로의 상전압  $v_R, v_S, v_T$  및 상전류  $i_R, i_S, i_T$ 를 직교  $\alpha - \beta$ 좌표상에 3상/2상 변환하면 식(3.6), (3.7)로 된다.

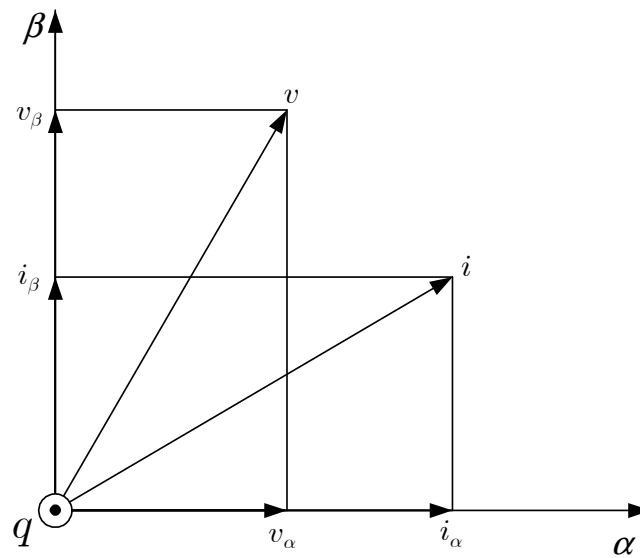


그림 3.8 순시전압과 전류 벡터

Fig 3.8 Instantaneous voltage and current vector

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

또한 이것을 그림 3.8에 나타낸 바와 같이  $\alpha\beta$ 축상의 순시벡터로 취급하면, 순시전력은 그림 3.8의  $v_\alpha, i_\alpha$  및  $v_\beta, i_\beta$ 의 스칼라적의 합으로써 표시된다.

여기서 순시허전력 벡터  $q$ 를 벡터곱, 식(3.8)로 정의함에 따라 순시실전력  $p$ , 순시허전력  $q$ 는 식(3.9)로 된다.

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha \times i_\alpha + v_\beta \times i_\beta \\ q &= v_\alpha \times i_\beta - v_\beta \times i_\alpha \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$v_\alpha, v_\beta$ 에 관한 행렬식이 0이 아니므로

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

으로 된다.

$p, q$ 의 직류분과 교류분을 각각  $\bar{p}, \bar{q}$  와  $\tilde{p}, \tilde{q}$ 로 하면 직류분  $\bar{p}, \bar{q}$ 가 종래의 기본파 유효전력, 기본파 무효전력에 대응하며  $\tilde{p}, \tilde{q}$ 를 더한 것이 고조파 왜곡전력에 대응한다. 한 예로  $i_\alpha$ 에 대해서는

$$i_\alpha = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{p} + \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{q} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{p} + \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{q} \quad (3.11)$$

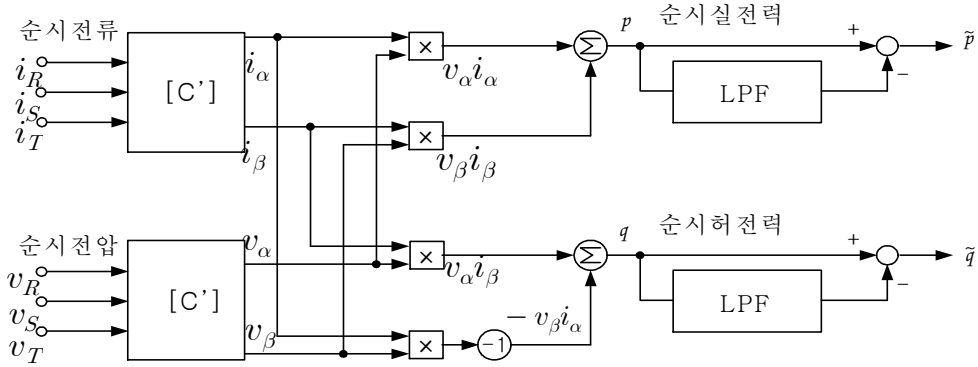
으로 되며, 식(3.11)의 제 3항과 4항을 합한 것을 보상대상으로 하면 고조파의 보상이 가능하다.  $i_\beta$ 에 대해서도 같은 형태로 할 수 있으며,  $i_\alpha, i_\beta$  중의 보상분  $i_{\alpha c}, i_{\beta c}$ 를 추출한 보상지령  $i_{\alpha c}^*, i_{\beta c}^*$ 를 구하여 최종적으로 2상/3상 변환하며 3상 순시전류에서의 보상지령치  $i_{RC}^*, i_{SC}^*, i_{TC}^*$ 를 식(3.12)로 하여 구하면 각 상의 보상지령치가 구해진다.

$$\begin{bmatrix} i_{RC}^* \\ i_{SC}^* \\ i_{TC}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha c}^* \\ i_{\beta c}^* \end{bmatrix} = [C']_t \begin{bmatrix} i_{\alpha c}^* \\ i_{\beta c}^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

그림 3.9는 이 연산회로를 나타내지만  $p$ 와  $q$ 의 직류분을 제거하기 위해 저역통과필터가 있으므로 다른 방식의 순시치 연산이 되어 응답성이 신속하다.

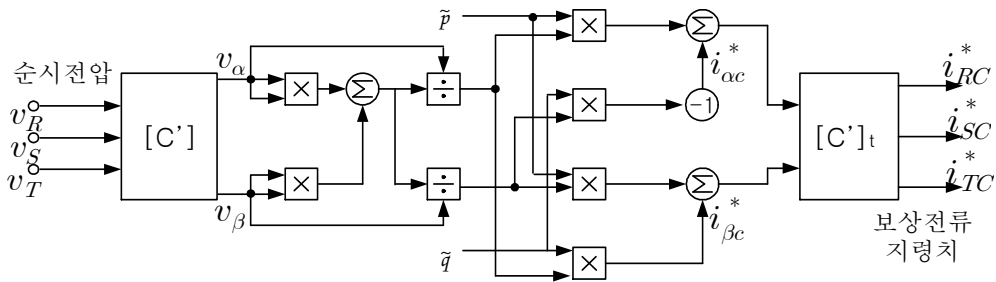
또한 사이클로 컨버터와 같이 기본파주위의 고조파에 대한 보상지령을 얻는 것도 용이하다.





(a)  $\tilde{p}$  와  $\tilde{q}$  연산회로

(a)  $\tilde{p}$  and  $\tilde{q}$  operation circuit



(b) 보상전류 지령치 연산회로

(b) The operation circuit of compensation current reference

그림 3.9 순시무효전력에 의한 보상전류 지령치 검출회로

Fig. 3.9 Detection circuit of compensation current reference by instantaneous reactive power

### 3.1.4 보상전류의 발생방법

액티브 필터 회로에서는 주어진 보상전류 지령치에 가능한 한 근접되게 전류를 발생시킬 필요가 있으며 액티브 필터는 그 구성 및 보상전류 제어법으로 여러방식이 제안되고 있다. 즉 변환장치회로 구성에 따라 전류형과 전압형으로, 계통과의 접속에 따라 일반적인 변압기에 의한 접속 외에 주입회로를 이용하는 방식이 있다. 또한 제어방식은 PWM을 이용하고 있지만, PWM방식에도 반송파(삼각파)를 이용하는 방식, 다중펄스 방식 및 추종제어방식 등이 있는데 이들의 회로구성과 제어법의 조합에 따라 여러 종류의 액티브 필터를 생각할 수 있다.

그림 3.10은 전류형 액티브 필터의 기본회로이다. 직류측에 직류리액터를 갖는 전류형 변환장치로 직류측을 일정전류의 전류원으로 놓고 변환장치를 전류형 인버터로 동작시킨다.

보상전류 지령치  $i_c^*$ 는 그림 3.11에 나타낸 바와 같이 고조파의 삼각파를 반송파로 펄스폭 변조하여 전류 PWM 신호로 만든다. 그 신호에 따라 GTO를 on, off하여 전류 펄스를 출력하고, 보상전류를 얻는다.

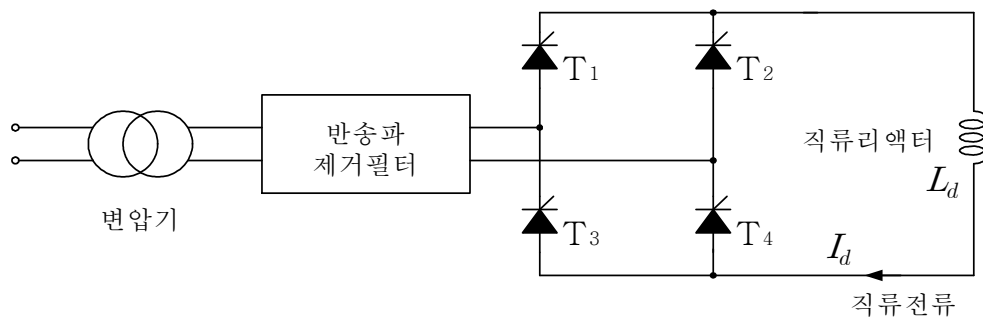


그림 3.10 전류형 액티브 필터

Fig. 3.10 Current-fed active filter

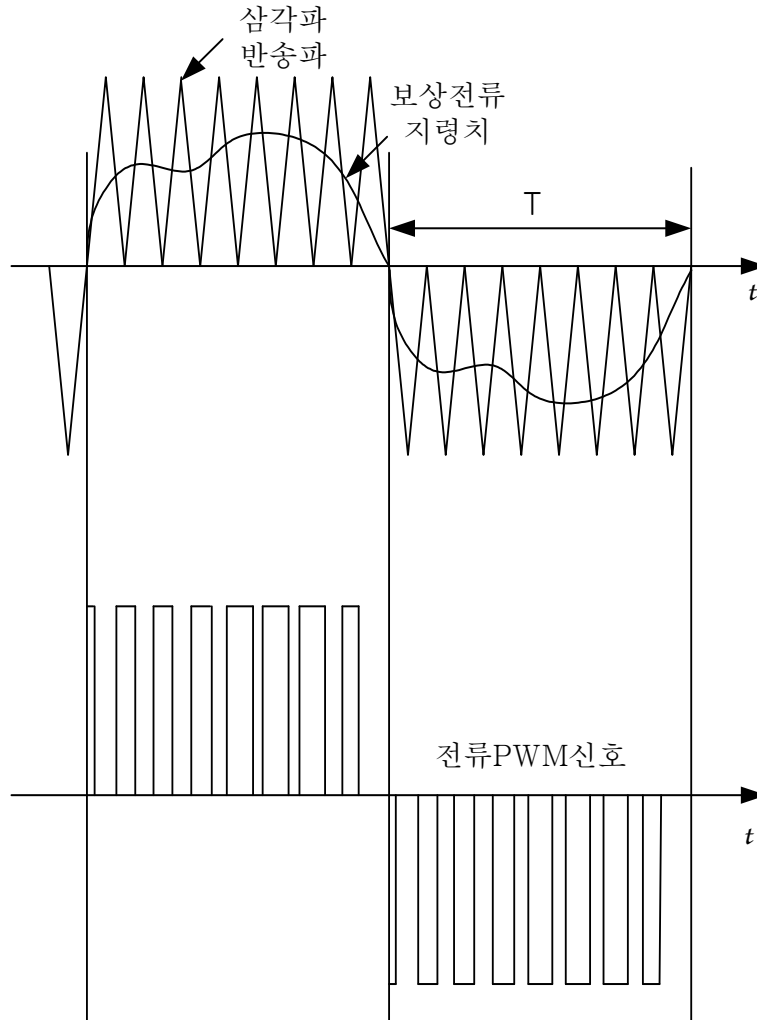
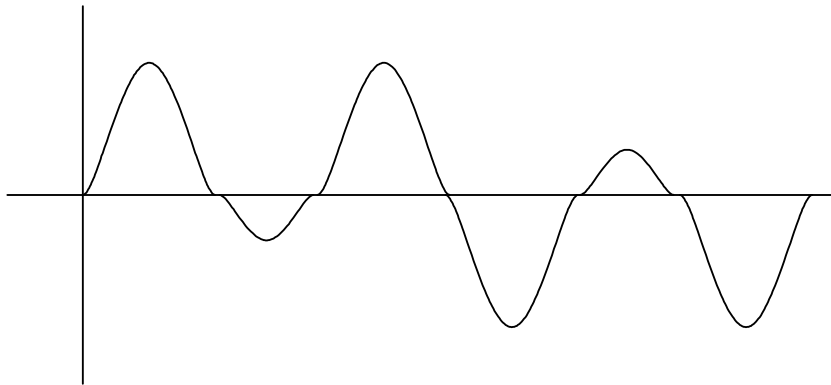


그림 3.11 펄스폭변조 신호

Fig. 3.11 PWM signal

PWM의 반송파에 의해 보상대상 고조파보다 고차의 고조파가 발생하므로, 교류측에 반송파 제거용 필터를 설치한다. 또한 디바이스의 스위칭 주파수에는 한도가 있으므로 고차의 고조파를 보상하는 경우에는 변환장치를 다중화하고 현저하게 스위칭 주파수를 높게 할 필요가 있다.

다중화수를 작계함과 동시에 고차의 고조파까지 보상하는 방식으로서, 다중 펄스 PWM방식이 제안되고 있다. 이것은 그림 3.12와 같이 보상전류 지령치  $i_c^*$ 를 각차 조파로 분해하여 각차 조파와 공진, 위상이 등가인 구형파신호를 구하여 이를 합성하며, 다시 1대의 인버터로서 출력하기 위해 펄스의 이동성형을 행하여, 최종적으로 3레벨의 전류펄스패턴을 얻는 방법이다. 다중화시킴에 따라 19차 이하의 고조파에 대한 보상이 가능하지만 최종적인 펄스패턴을 작성하기 까지는 시간을 필요로 하므로, 고조파가 변동하는 경우에는 추종성이 악화된다.

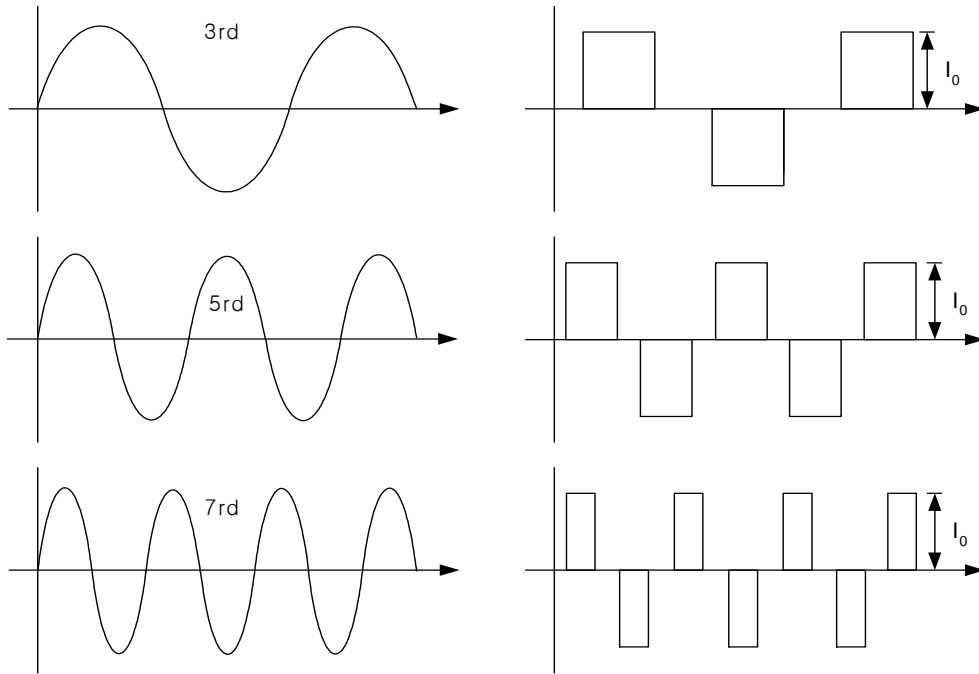


(a) 보상전류 지령치

(a) Compensation current reference

그림 3.12 다중 펄스폭변조

Fig. 3.12 Multi-PWM

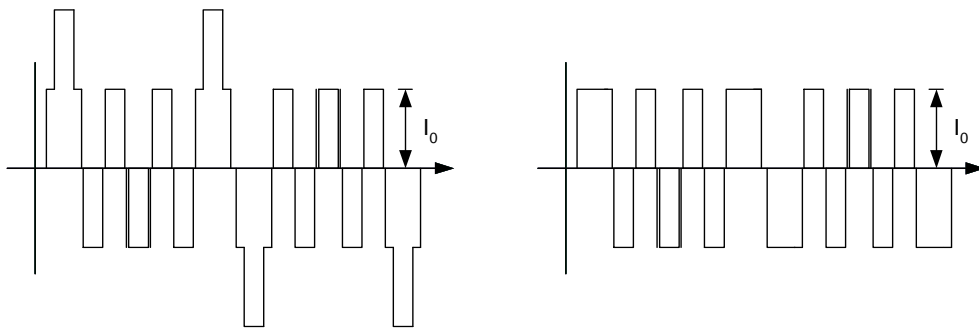


(b) 각차 조파성분

(b) Harmonics

(c) 구형파

(c) Rectangular wave



(d) 합성 펄스 패턴

(d) Synthesized pulse pattern

(e) 변형된 펄스 패턴

(e) Changed pulse pattern

그림 3.12 (계 속)

Fig. 3.12 (Continue)

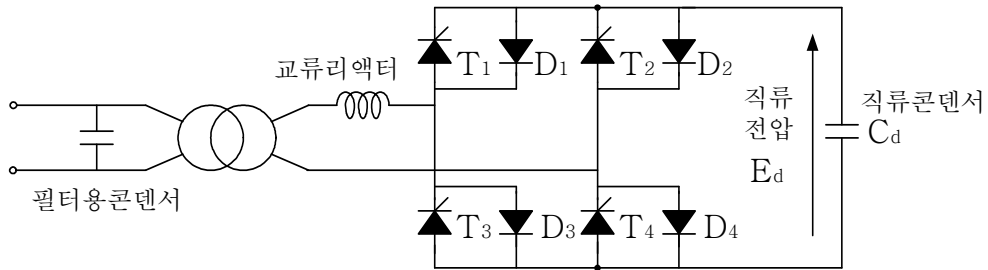
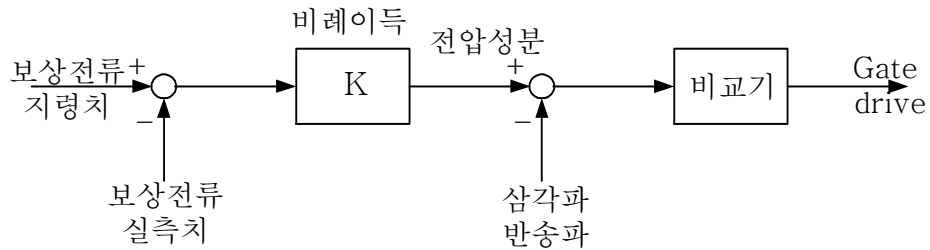


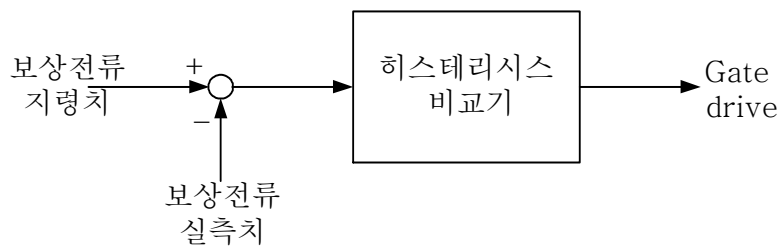
그림 3.13 전압형 액티브 필터

Fig. 3.13 Voltage-fed active filter



(a) 삼각파 비교기

(a) Pyramidal wave comparator



(b) 히스테리시스 비교기

(b) Hysteresis comparator

그림 3.14 전압형 액티브 필터의 전류제어방식

Fig. 3.14 Current control method of voltage-fed active filter

그림 3.13은 전압형 액티브 필터의 기본회로로 직류측에 콘덴서를 지니며, 직류측을 일정전압의 전압원으로 하며, 변환 장치를 전압형 인버터로 동작시키게 된다.

교류리액터의 양단의 전위차에 의해 발생하는 보상전류  $i_c$ 를 보상전류 지령치  $i_c^*$ 와 일치시킴에 따라 고조파의 보상을 행한다. 이 전류제어방식으로서는 그림 3.14에 나타낸바와 같이 그림(a) : 지령치  $i_c^*$ 와 보상전류실측치  $i_c$ 의 편차로부터 전압지령치  $v_c^*$ 를 구하고 이 삼각파를 반송파로 하여 펄스폭변조 시킴으로써 전압 PWM 신호를 만드는 방법, 그림(b) :  $i_c^*$ 와  $i_c$ 의 편차를 히스테리시스-컴퍼레이터 등을 걸쳐 편차의 레벨과 극성에 따라 인버터 디바이스를 직접 on, off 하는 추종제어방식 등이 있다.

그림(a)의 방식에서는 루프 이득을 크게 하지 않으므로 전류지령이 변화하는 경우 정상편차가 발생하게 된다. 따라서 그림(b)의 방식이 주류를 이루고 있다. 그림(b)의 추종제어에 의한 PWM방식의 과형에는 스위칭에 의한 고차의 고조파가 존재하지만 교류리액터와 소용량 필터에 의해 고차의 고조파는 제거될 수 있다.

변압기에 의해 계통과 접속하는 일반적인 경우에는 기본파전압이 가해지므로 변환장치의 용량이 보상에 필요한 용량보다도 커지며, 또한 운전 손실이 크게 된다. 그러므로 그림 3.15에 나타낸 바와 같이 콘덴서와 리액터를 직접 접속한 주입회로를 이용하여 변환장치에 기본파전압이 인가되지 않도록 하는 주입회로 부착 액티브 필터가 제안되고 있다.

주입회로로는 역율 보상용의 병렬리액터를 부착한 콘덴서를 이용하는 것이 가능하다.

그림 3.15(a)에서 고조파 전류를 보상하지 않은 경우의 콘덴서 전류는 식(3.13)과 같다.

$$I_{c1} = \frac{V_{\alpha}}{j\omega L + 1/(j\omega C)} \quad (3.13)$$

부하전류 중의 고조파분  $I_{ah}$ 를 보상하기 위해서는 콘덴서 전류가 식(3.14)로 되도록 인버터의 출력전류를 제어하여야 한다.

$$I_c = I_{c1} - I_{ah} \quad (3.14)$$

고조파분에 대해 리액터의 임피던스가 크게 되므로 인버터에서 발생하는 고조파 보상전류는 콘덴서를 통하여 계통으로 유출되며 기본과전류는 거의 리액터로 흘러가므로 인버터에서는 기본과전류를 발생시킬 필요가 없다.

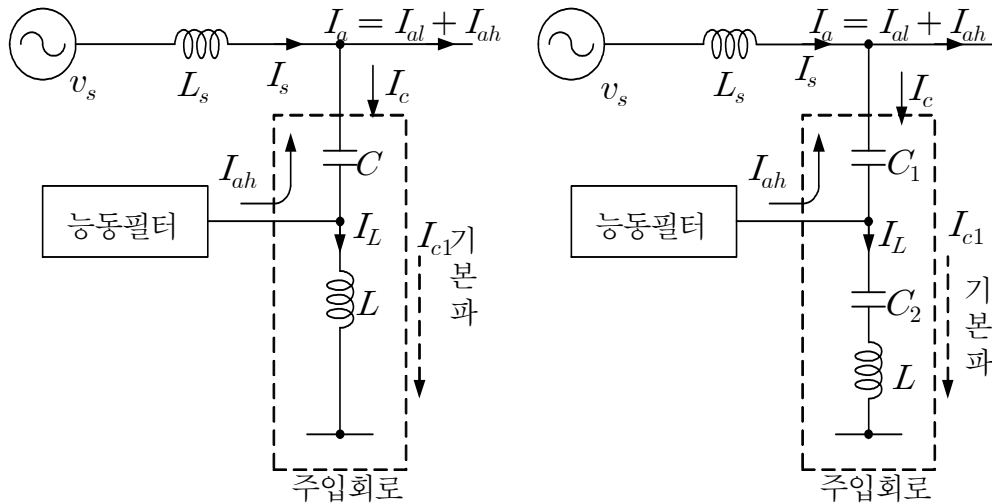


그림 3.15 주입회로를 부착한 액티브 필터

Fig. 3.15 Active filter attached a injection circuit



그림 3.15(b)와 같이 콘덴서를  $C_1$ 과  $C_2$ 로 분할하여  $C_2$ 와  $L$ 이 기본파로서 공진한다면 인버터에는 기본파전압도 인가되지 않으므로, 인버터의 용량은 고조파분의 용량만으로 되어 크게 저감될 수 있다. 이 경우 식 (3.13)의  $C$ 는 식(3.15)와 같다.

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.15)$$

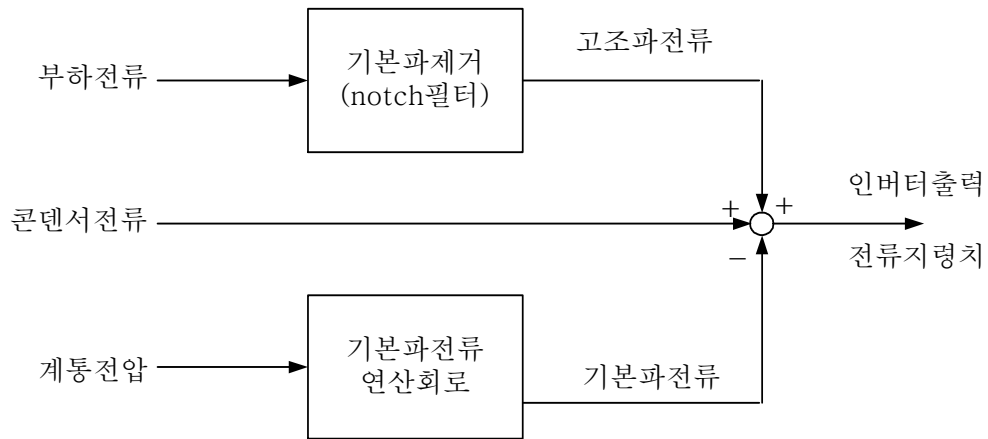


그림 3.16 액티브 필터의 전류 지령치 제어 블록도

Fig. 3.16 Control block diagram for current reference of active filter

그림 3.16은 주입회로를 부착한 액티브 필터의 인버터 출력전류지령을 나타낸다. 이 인버터의 구성은 전류형, 전압형 모두에 대해 고려 될 수 있으며, 각각 그림 3.16의 지령전류를 발생하도록 하는 것이 바람직하게 된다.

### 3.2 액티브 필터 손실의 보상

실제로 액티브 필터에서는 회로손실이 존재하므로 직류측의 전류 또는 전압이 변화하여 보상전류를 얻을 수 없게 된다. 그러므로 직류측의 전류 또는 전압을 일정하게 유지하는 제어루프를 설치하여 손실분을 보상할 필요가 있다.

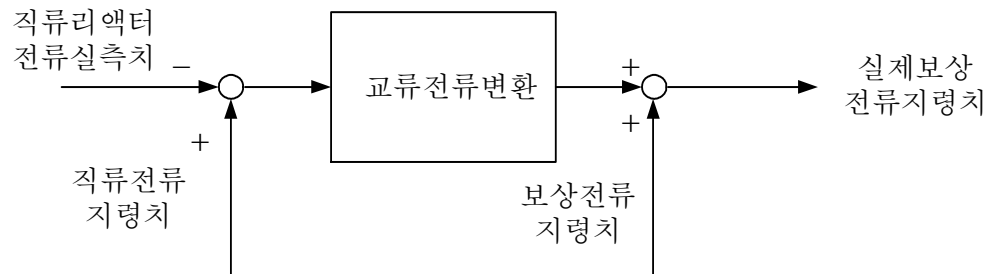


그림 3.17 전류형 액티브 필터의 손실보상제어 블록도

Fig. 3.17 Control block diagram for loss compensation of current-fed active filter

즉 실제의 보상전류 지령치를  $i_{cr}^*$ 로 하여, 1항에서 서술한 방식에 의해 구해진 지령치  $i_c^*$ 에 직류전류 또는 직류전압을 일정히 유지하는 교류전류 지령치를 더하게 된다. 전류형의 경우에는 그림 3.17과 같이 직류 리액터의 전류  $I_d$ 를 설정치  $I_{dc}$ 와 비교하여 그 편차를 기본파전류신호로 변환하여 보상전류 지령치  $i_c^*$ 와 합성한 것을 실제의 보상전류 지령치  $i_{cr}^*$ 로 한다.

전압형의 경우에는 그림 3.18에 나타낸 직류콘덴서의 전압  $E_d$ 를 설정

치  $E_{do}$ 와 비교하여 그 편차를 지연 제어계를 통하여 전류편차로 변환해서 기본파전류신호를 얻는데 이것과 보상전류 지령치  $i_c^*$ 를 합성하여 실제의 보상전류 지령치  $i_{cr}^*$ 을 얻는 것이 바람직하다. 순시실전력, 순시허전력을 이용한 보상전류검출법의 경우에는 액티브 필터의 손실분이 순시실전력으로 고려되므로 식(3.12)의  $i_{\alpha c}^*, i_{\beta c}^*$ 는 식(3.16)로 되며, 그림 3.19에 나타낸 제어회로로 손실의 보상이 행해진다.

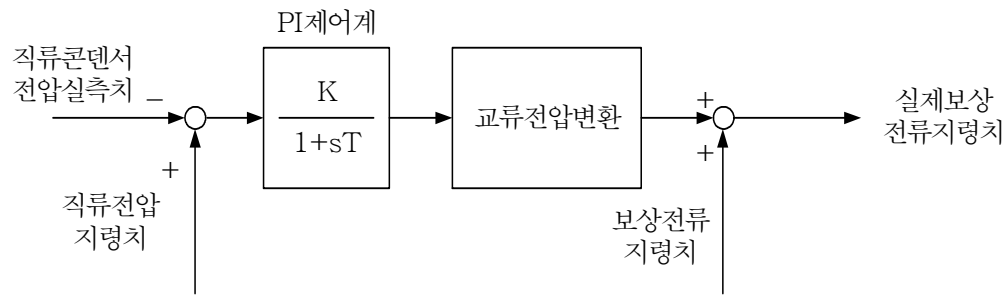


그림 3.18 전압형 액티브 필터의 손실보상제어 블록도

Fig. 3.18 Control block diagram for loss compensation of voltage-fed active filter

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c}^* \\ i_{\beta c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* + p_{av} \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$p^* = \tilde{p} \text{ (순시실전력 교류분)}$$

$$q^* = \tilde{q} \text{ (순시허전력 교류분)}$$

단,  $p_{av}$  : 직류전압(전류)을 일정하게 유지하기 위한 실전력

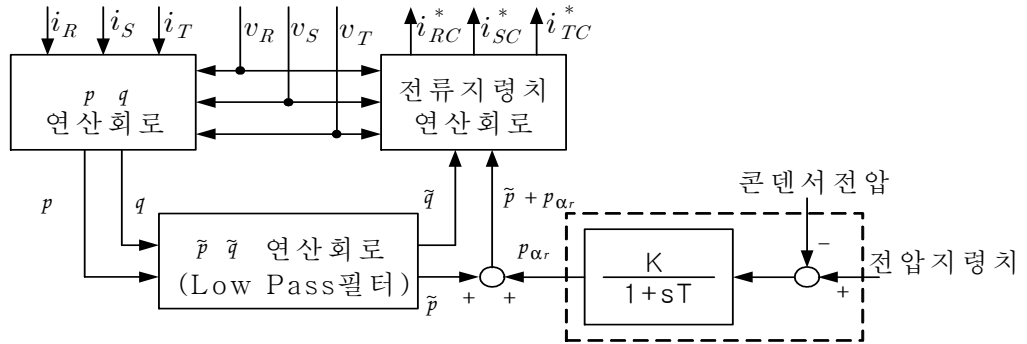


그림 3.19 순시무효전력법에 의한 손실보상제어 블록도

Fig. 3.19 Control block diagram for loss compensation by the instantaneous reactive power

## 제 4 장 실험장치의 제작 및 평가

### 4.1 시뮬레이션 및 고찰

본 절에서는 Powersim technology사의 PSIM을 이용하여 비선형부하일 때 부하전류와 보상전류 파형을 고찰하였다. 액티브 필터 보상전 부하전류와 보상후 부하전류를 통해 액티브 필터의 성능을 입증하였다. 시뮬레이션에 사용된 액티브 필터 시스템의 파라미터는 표 4.1에 나타내었으며, 전체 시스템의 회로 구성은 Fig 4.1과 같다.

표 4.1 시스템 파라미터

Table 4.1 System parameter

Items	Parameters
Rated Voltage	3 $\Phi$ 220[V]
Load system	R=0.5[ $\Omega$ ] L=0.3[mH] C=470[uF]
Input	R=0.5[ $\Omega$ ] L=0.1[mH]
DC Link Voltage	1200[V]
Ripple Filter	R=0.1[ $\Omega$ ] L=0.002[H] C=2[uF]

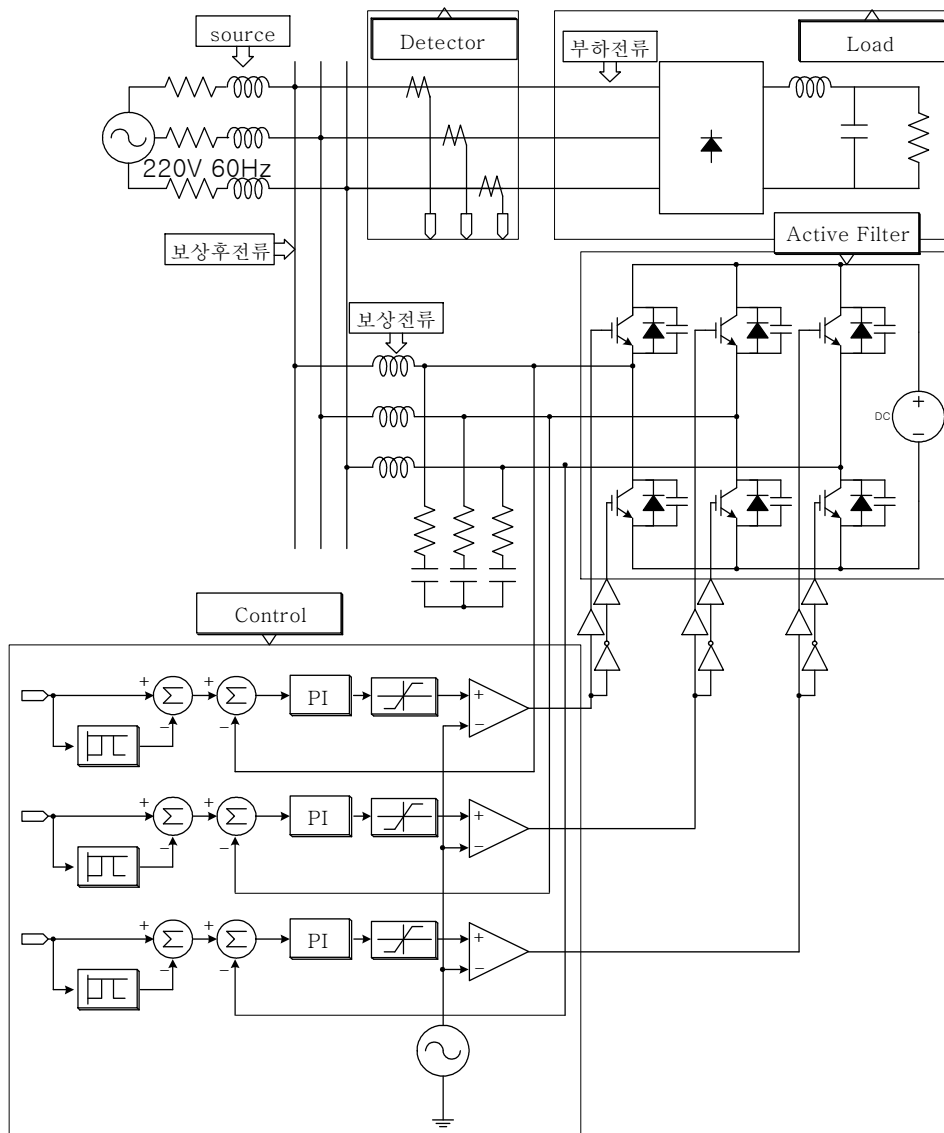


그림 4.1 시뮬레이션 회로도

Fig. 4.1 Simulation circuit diagram

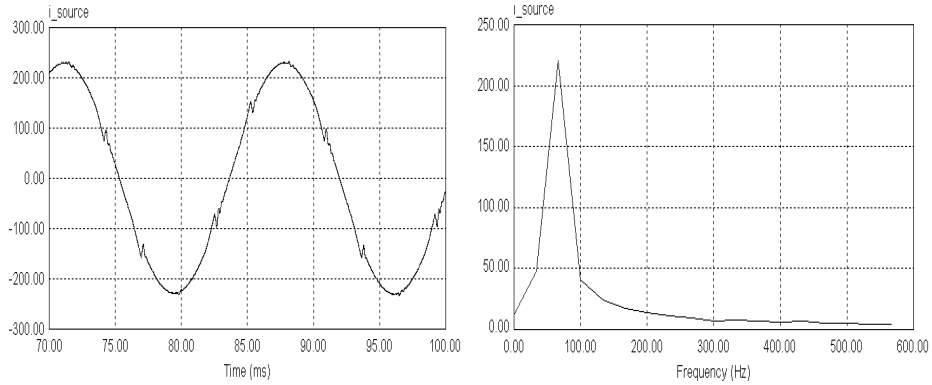


그림 4.2 전원전류의 파형

Fig. 4.2 Current source

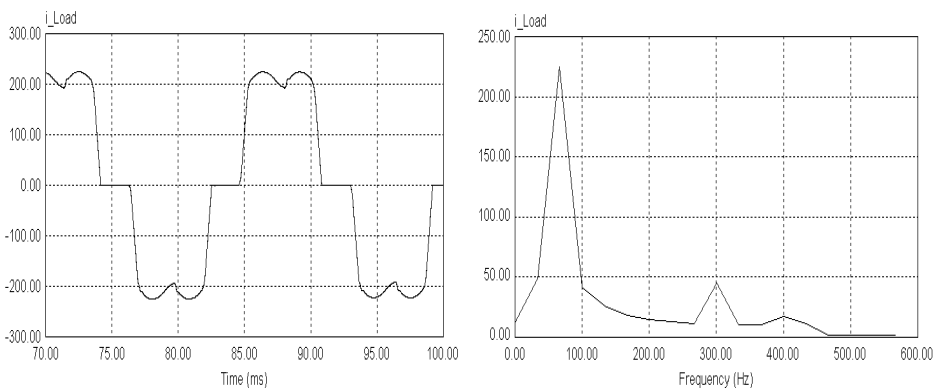


그림 4.3 보상전 부하전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.3 Load current without active filter

그림 4.2는 시스템에서 최초 전류원을 측정하였으며 또한 그것을 FFT(Fast Fourier transform)시켜 나타내었다. 그림에서와 같이 고조파가 포함되지 않은 정현파적인 파형을 예측할 수 있었다. 그림 4.3은 부하가 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ ) 일때의 부하전류이며 그림에서와 같이 5고조파가 많이 포함되었으며 상당히 왜곡된 파형이다.

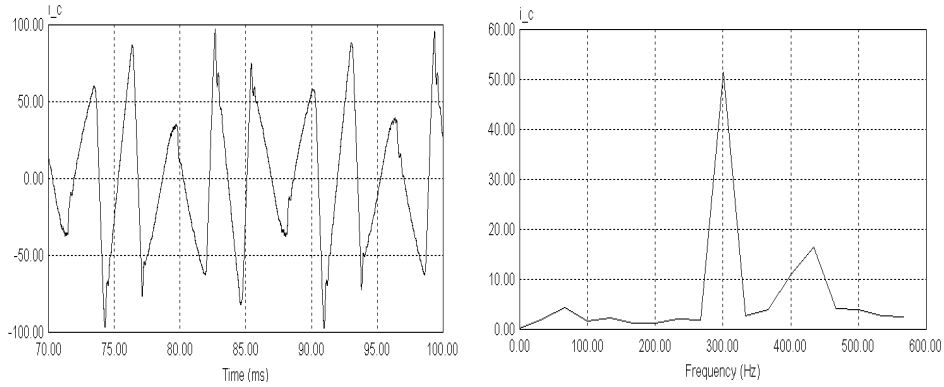


그림 4.4 고조파 전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[uF]$ )

Fig. 4.4 Harmonics current

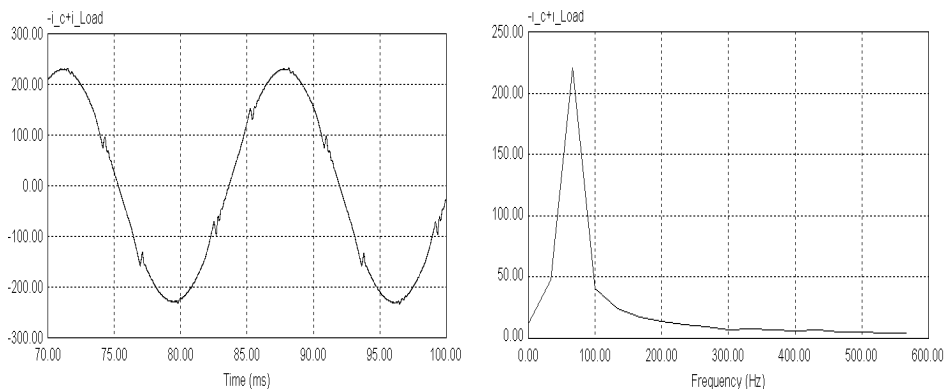


그림 4.5 보상후 부하전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[uF]$ )

Fig. 4.5 Load current with active filter

그림 4.4는 부하가 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[uF]$ ) 일때의 부하전류에서 기본과 성분을 제거한 고조파 성분을 나타내었다. 5고조파, 7고조파 성분이 많이 포함됨을 알 수 있다. 그림 4.5는 제어회로부에서 고조파전류의 역상분을 발생하여 부하전류와 합성하였다. 필터 적용후의 전류는 고조파가 제거되었으며 기본 주파수의 성분을 가진다. 이것은 최초의 전류원과 동일함을 보인다.



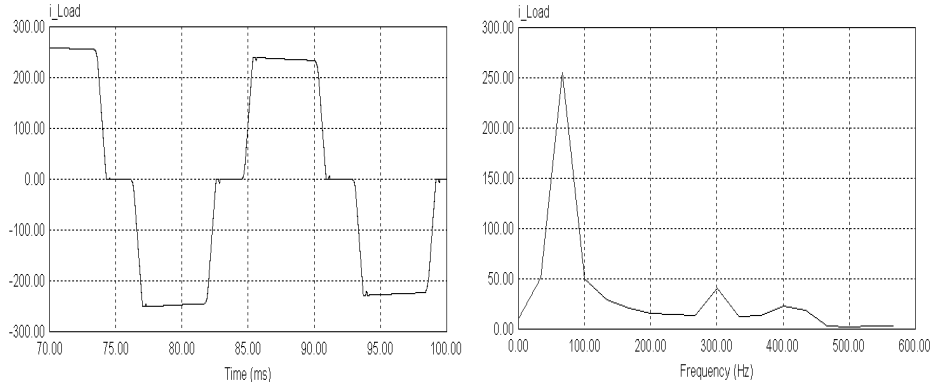


그림 4.6 보상전 부하전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.6 Load current without active filter

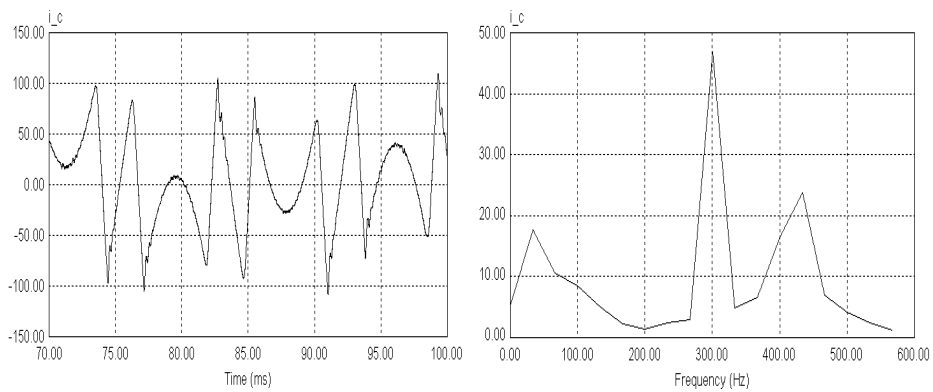


그림 4.7 고조파전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.7 Harmonics current

그림 4.6은 부하가 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ ) 일때의 부하전류를 나타내었다. 5고조파, 7고조파가 많이 함유된 상당히 왜곡된 파형임을 알 수 있었다. 그림 4.7은 부하전류에서 기본과 성분을 제거한 고조파 성분을 나타내었다. 5고조파와 7고조파가 상대적으로 많이 함유된 파형임을 알 수 있다. 그림 4.8은 액티브 필터 적용 후 부하전류를 측정하였다. 인덕터 부하가 10배 변동에도 고조파가 제거됨을 알 수 있었다.

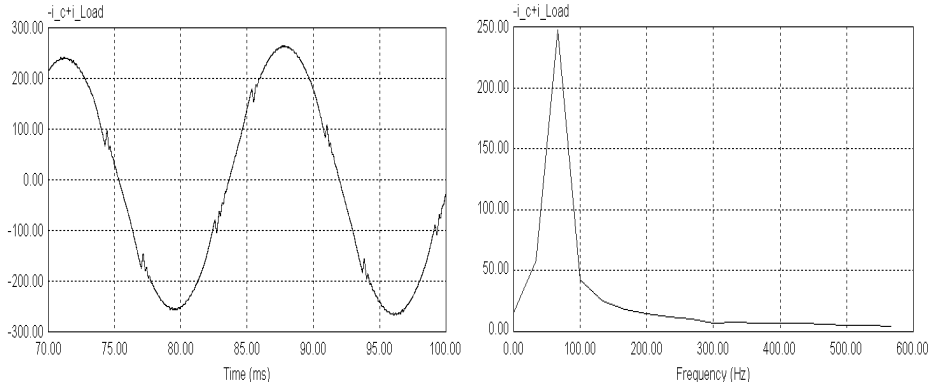


그림 4.8 보상후 부하전류 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig 4.8 Load current with active filter

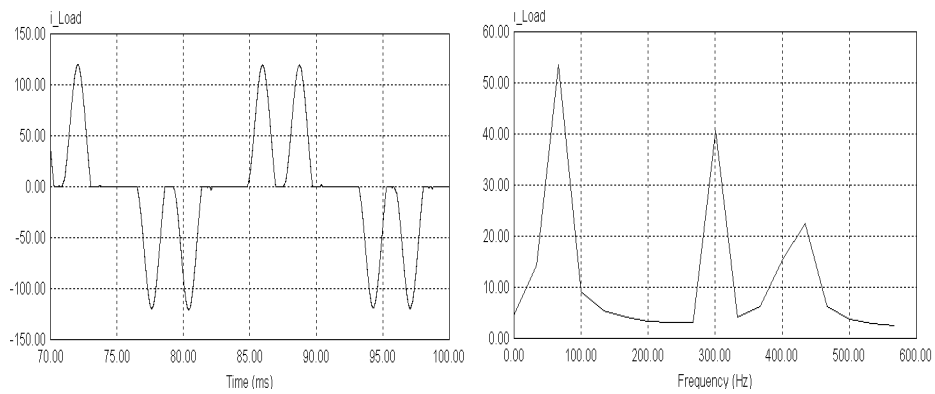


그림 4.9 보상전 부하전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.9 Load current without active filter

그림 4.9는 부하가 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ ) 일때의 부하전류를 측정하였다. 부하의 인덕터 성분과 캐패시터 성분은 고정 시켰으며 저항 성분을 10배 증가하였다. 부하전류의 형태가 왜곡되었으며 5고조파, 7고조파가 많이 함유됨을 알 수 있었다.

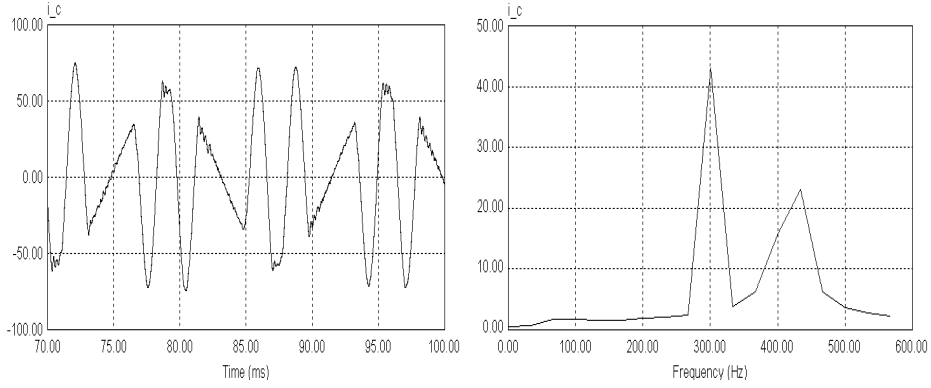


그림 4.10 보상전 고조파전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.10 Harmonics current without active filter

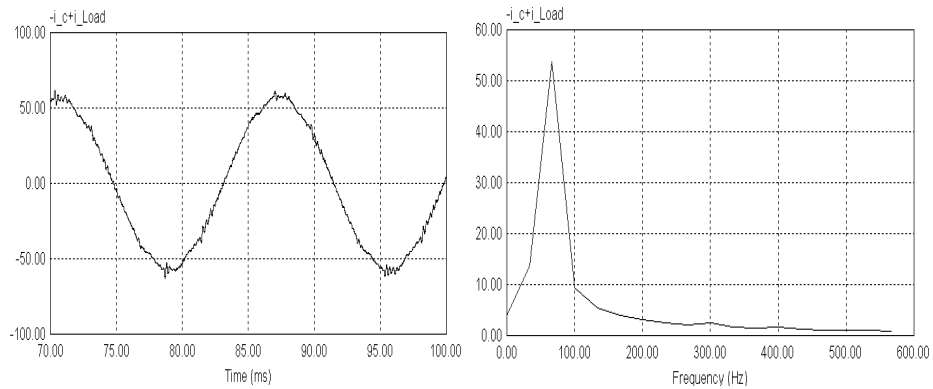


그림 4.11 보상후 부하전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.11 Load current with active filter

그림 4.10은 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )부하에서의 고조파 전류와 그것을 FFT시켜 나타내었다. 5고조파와 7고조파가 많이 함유됨을 알 수 있었다. 그림 4.11은 액티브 필터 적용 후 부하전류를 측정하였다. 필터 적용후 고조파가 제거됨을 알 수 있다. 따라서 저항부하를 10배 변화시켰을 때도 만족한 결과를 얻을 수 있었다.

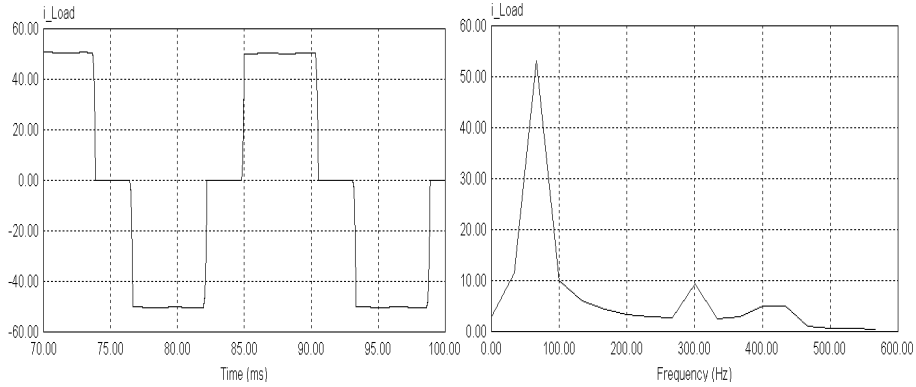


그림 4.12 보상전 부하전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.12 Load current without active filter

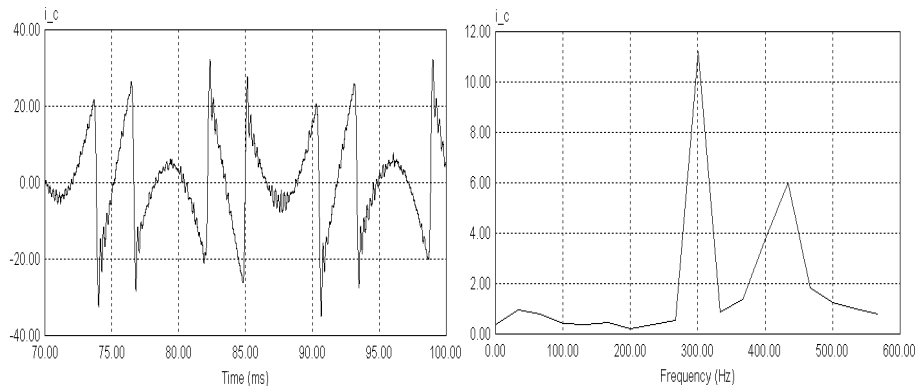


그림 4.13 보상전 고조파전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.13 Harmonics current without active filter

그림 4.12는 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ ) 부하에서의 전류를 측정 한 것이다. 저항과 인덕터 성분 모두 10배 변화시켰다. 5고조파, 7고조파가 많이 포함되었으며 구형파에 가까운 왜곡된 파형임을 알 수 있었다. 그림 4.13은 기본파 성분을 제거한 고조파성분을 나타내었다. 여전히 5고조파, 7고조파가 포함되어 있음을 알 수 있다.

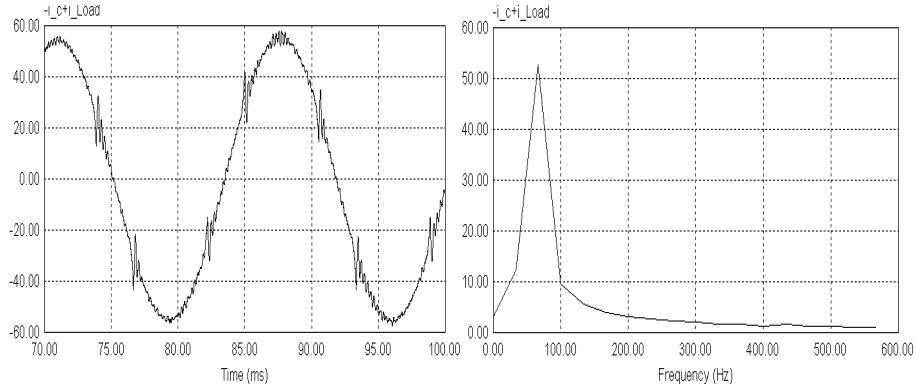


그림 4.14 보상후 부하전류 ( $R=5[\Omega]$   $L=0.03[H]$   $C=470[\mu F]$ )

Fig. 4.14 Load current with active filter

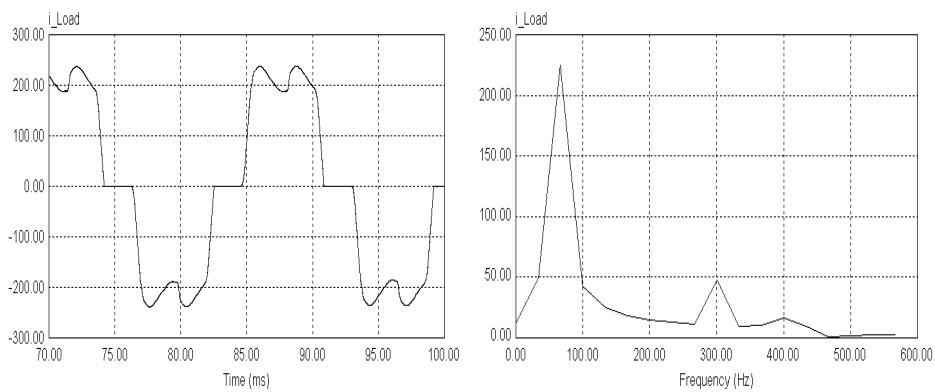


그림 4.15 보상전 부하전류

Fig. 4.15 Load current without active filter

그림 4.14는 필터 적용후 부하전류를 측정하였다. 부하의 저항과 인덕터 성분을 10배 증가시켰지만 FFT변환에서처럼 고조파성분이 제거되었고 기본파에 근접함을 알 수 있었다. 그림 4.15는 그림 4.1의 부하회로에 ( $R=0.5[\Omega]$   $L=0.3[mH]$   $C=470[\mu F]$ )가 직렬 연결된 부하를 병렬로 추가 연결하여 측정한 것이다. 고조파가 포함된 왜곡된 형태임을 보인다.

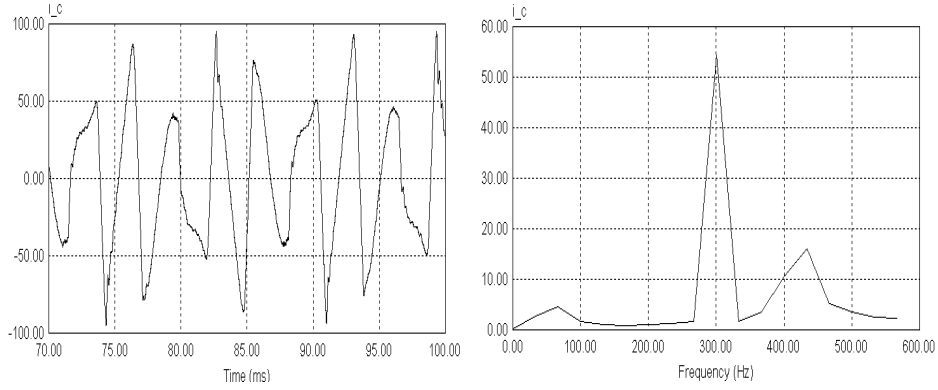


그림 4.16 고조파 전류

Fig. 4.16 Harmonics current

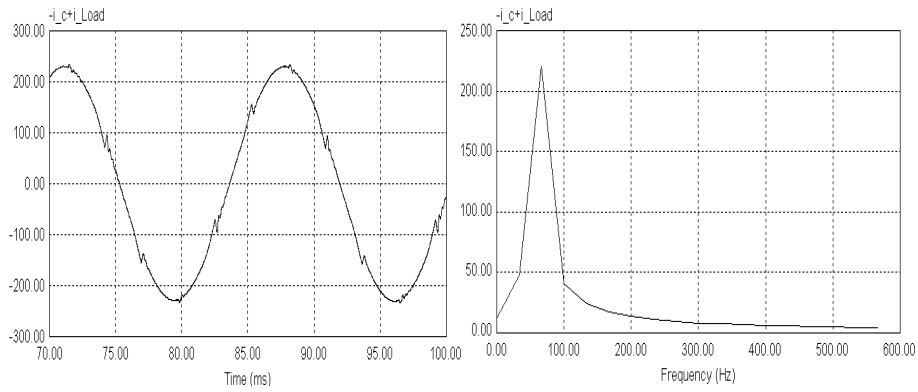


그림 4.17 보상후 부하전류

Fig. 4.17 Load current with an active filter

그림 4.16은 병렬로 부하를 추가 연결 하였을 때의 고조파 전류와 FFT 변환을 나타내었다. 그림 4.17은 필터 적용후 부하전류를 나타내었다. 결과에서 알 수 있듯이 병렬로 부하를 연결 하였을 때도 고조파가 제거되었음을 보인다. 시뮬레이션의 결과를 통해 부하의 시스템의 변화에 상관없이 액티브 필터를 적용후의 부하전류의 파형이 개선됨을 알 수 있다.

## 4.2 실험장치

본 연구에서 실험장치의 구성은 주회로, 제어회로로 구성되어 있으며, 실험장치의 제원은 표 4.2에 나타내었다. 제어회로는 전압검출부, 직류전압검출부, 과전류검출부, DSP(Digital Signal Processor) TMS320C31, 게이트펄스 발생부 및 게이트 드라이브 회로로 구성하였다.

표 4.2 실험장치 제원

Table 4.2 System parameter

Items	Parameters
Rated Voltage	220[V]
Rated Power	10[kVA]
Reactor	1[mH]
Capacitor	2400[uF]
IGBT module	2MBI50L-060 (50A, 600V)
Switching IC	EXB841

### 4.2.1 주회로

그림 4.18에 전체회로 구성을 나타내었다. 각 회로에서 사용한 전원을 공급하는 전원부, 고조파 전압, 전류를 검출하는 검출부, 마이크로프로세서에 맞는 입력범위를 조정하는 증폭부, DSP, 게이트펄스 발생부와 게이트드라이브 회로로 구성되었다. 스위칭 디바이스에는 정격 50[A] 600[V]의 IGBT(Integrated Gate Bipolar Transistor)를, 콘덴서는 용량 2400[ $\mu$ F]의 전해 콘덴서를 사용하였다. 각 IGBT에는 고속 스위칭시 소손을 방지하기 위하여 병렬로 1.0[ $\mu$ F]의 스너버용 콘덴서를 설치하였다.

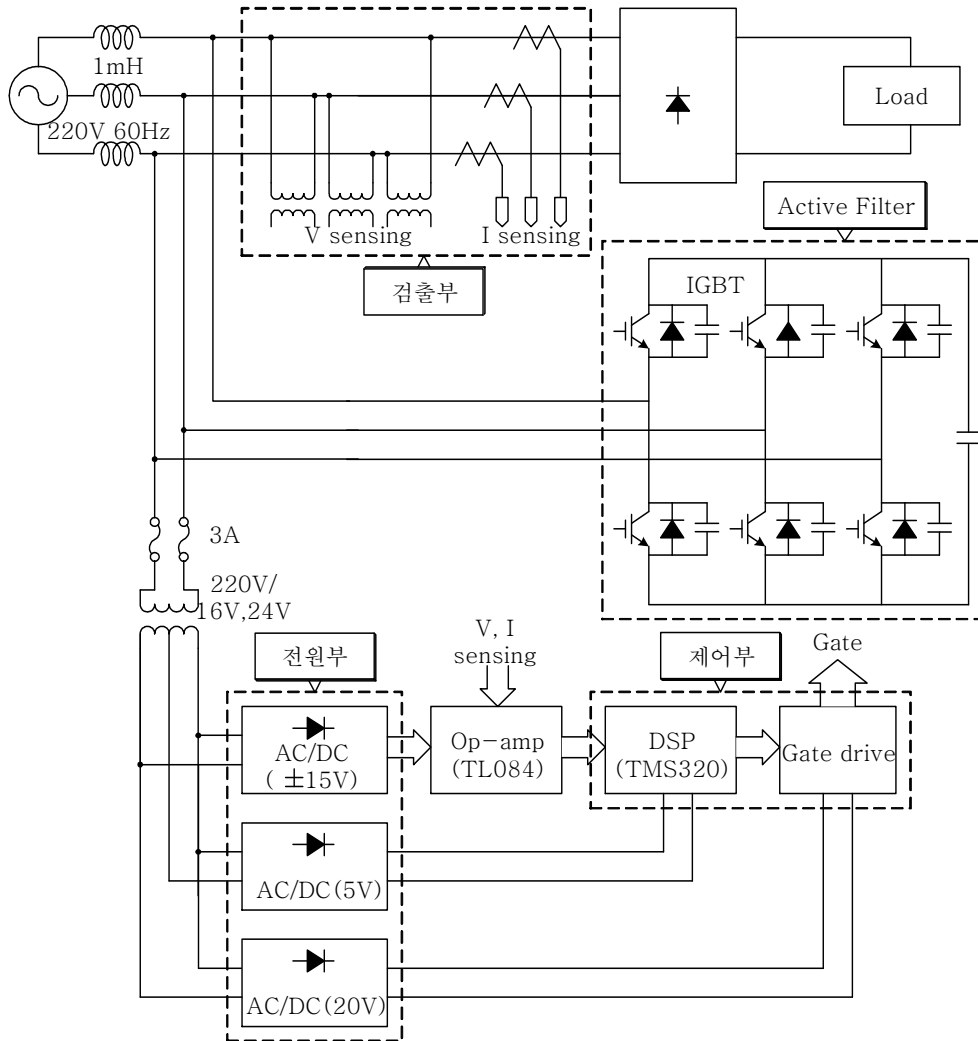


그림 4.18 시스템의 전체 구성도

Fig. 4.18 System block diagram



## 4.2.2 제어 회로

본 연구에서 실험장치의 구성 사진은 그림 4.19에 나타내었다. 제어회로는 교류전압검출부, 직류전압검출부, 과전류검출부, DSP TMS320C31, PC (Personal Computer), 게이트 펄스 발생부 및 게이트 드라이브 회로로 구성하였다.

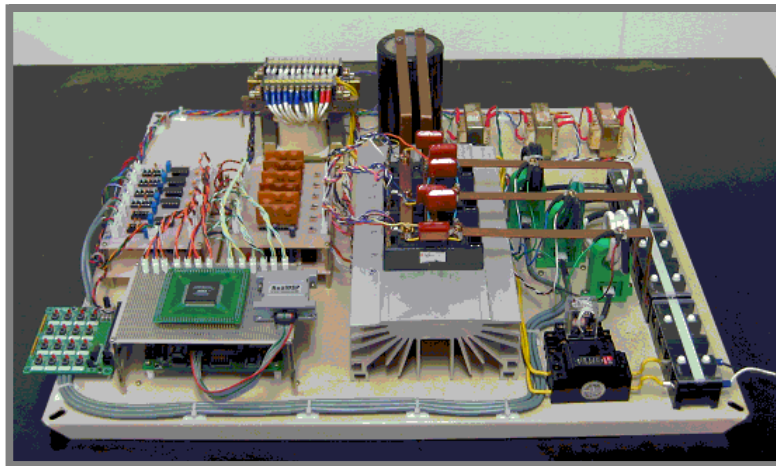
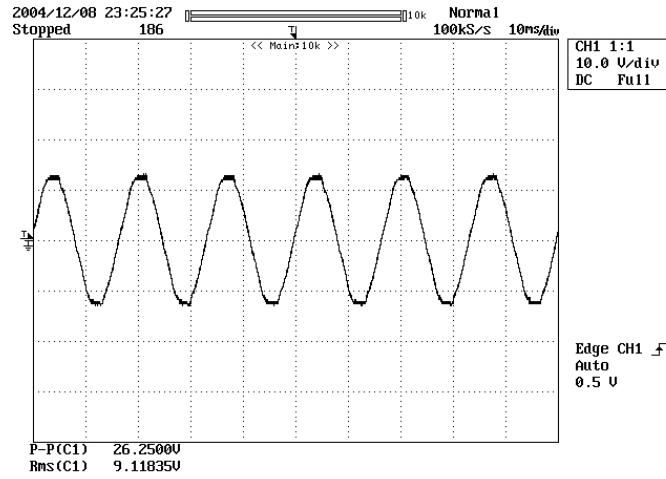


그림 4.19 제안된 시스템의 전체 실험장치

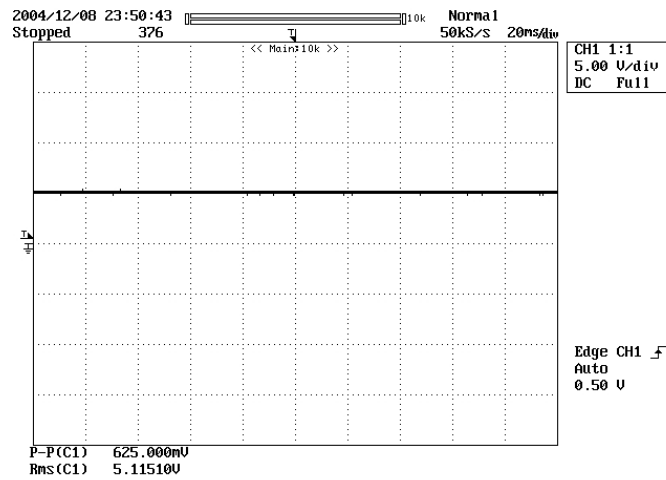
Fig. 4.19 Experimental setup for the proposed system

(1) 전원부 : 각 회로에서 사용될 직류 전원 공급을 담당한다. 전원에서 변압기를 통해 220 : 9, 16, 24의 변압비로 강압한다. 강압된 교류전원은 브릿지 다이오드와 3단자 레귤레이터를 통해 직류전원 5V,  $\pm 15V$ , 20V를 발생한다. 여기에 평활용 콘덴서 2200[uF]를 사용하여 다음과 같은 파형을 얻을 수 있었다.



(a) 입력 : 교류 전압 9[V]

(a) Input : Alternating voltage 9[V]



(b) 출력 : 직류 전압 5[V]

(b) Output : Direct voltage 5[V]

그림 4.20 정류 전압

Fig. 4.20 Rectification Voltage

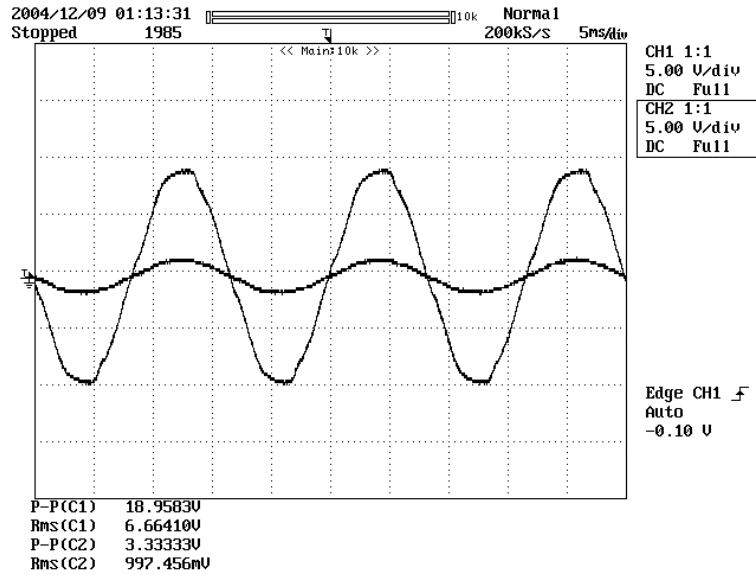


그림 4.21 증폭기의 입출력 전압

Fig. 4.21 Input/Output voltage of amplifier

(2) 교류전압 검출부 : 3상 가변전압조정기 출력전압인 계통전압의 각상을 전압비 220 : 6의 변압기로 강압한다. 이 변압기는 계통측과 제어회로의 절연도 겸하고 있다. 강압된 신호는 차단 주파수 878.7[Hz]의 저역 통과 필터에서 정형되어 반전증폭기에 의해 진폭을 조정한 후 DSP의 AD(Analog/Digital)변환기에 입력시킨다. DSP의 아날로그 입력의 제한은  $\pm 5[V]$ 이므로 반전 증폭기에서는 선간전압의 실효값 220[V] 계통전압을 DSP의 아날로그입력으로 하여 진폭 5[V]의 상전압 신호가 되도록 게인을 조정한다.

(3) 직류전압 검출부 : 직류측 전체전압을 분압비 10 : 1이 되도록 저항 분압을 한다. 분압된 신호는 입력 임피던스  $20[\Omega]$ , 게인 1의 절연증폭

기에 입력한다. 절연증폭기의 출력은 반전증폭기에서 진폭을 조정한 후에 DSP의 AD변환기로 입력한다. 반전증폭기에서는 직류측 전체전압 400[V]를 DSP의 아날로그 입력으로 하여 5[V]의 직류신호가 되도록 게인을 조정하고 있다.

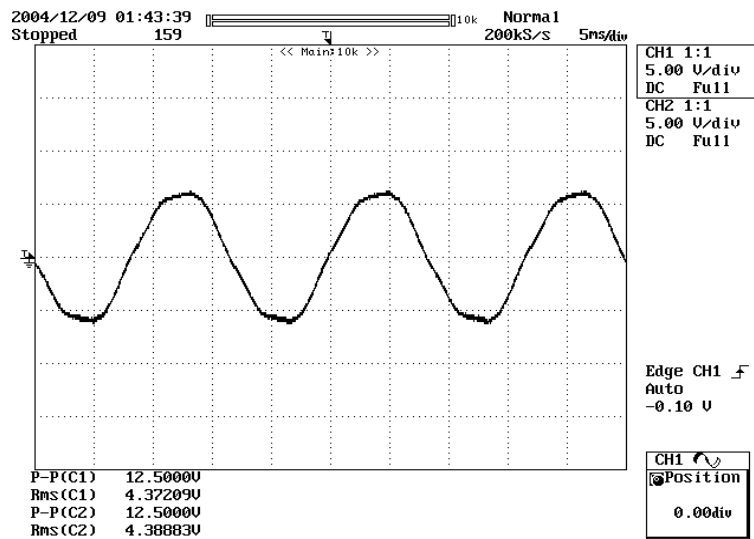


그림4.22 증폭기의 입출력 전류

Fig. 4.22 Input/Output current of amplifier

(4) 전류 검출부 : 회로에 유입하는 고조파 전류는 전류 검출기에서 검출한다. 검출된 고조파 전류는 버퍼회로를 통해 다음과 같이 입출력이 동일한 전류 파형을 얻었다. 버퍼회로의 사용은 용량이 극히 적은 전원에 사용하여 전원의 내부 임피던스가 감소된 것처럼 작용하여 어느 정도까지는 전류를 흘릴 수 있는 장점이 있다. 전류 검출기로는 NANA-ENGINEERING사의 CR-10을 사용하였다.

(5) DSP, PC : 제어회로의 핵심으로 모든 수학적 연산처리가 행해지고 시스템 전체의 제어가 이곳에서 이루어지도록 고속의 부동소수점 연산이 가능한 TI(Texas Instrument)사의 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였다. 따라서 고속의 실수, 정수, 논리연산을 실시간으로 수행할 필요가 있고, 연산의 정밀도가 제어기의 성능을 좌우하게 된다.

앞의 검출부에서 계통 교류전압신호, 직류전압신호는 DSP에서 디지털 값으로 변환되고, C언어로 작성된 프로그램에 입력된다. 직류측 전체전압을 일정하게 유지하기 위하여 계통전압과 변환기 출력전압의 위상차와 프로그램 중에 설정된 변조율에서 출력하도록 하여 게이트 패턴을 만들어 DSP에서 3[ch]의 디지털 신호를 출력한다. 제어를 하는 주회로의 IGBT의 수는 6개이지만, 2개 1조가 되어 항상 반전동작을 하기 위해서 출력신호는 3[ch]로 한다.

(6) 게이트 펄스 발생부 : DSP에서 디지털출력은 3[ch]이며, 이 신호에서 6[ch]의 게이트 펄스신호를 발생하고, 전류검출 신호를 받아서 전체 IGBT 게이트를 차단한다. 대부분의 디지털회로는 Altera사의 FPGA(Field Programmable Gate Array)내에 집적시켜 하드웨어 구성을 간소화 및 소형화 하였다.

(7) 게이트 드라이브회로: IGBT를 구동하는 게이트 드라이브 회로에는 전용의 하이브리드 IC(Integrated Circuit)를 사용한다. 이 IC에는 TTL레벨의 H입력에 의해 +15[V], L입력에 의해 -5[V]를 출력하는 것으로서 IGBT를 직접 구동한다. 또한 에미터-콜렉터 사이에 흐르는 과전류를 검출한 경우에는 과전류 검출 신호를 출력한다.

## 제 5 장 결 론

현대 산업사회에서 전기설비는 전력용 반도체 소자, 대용량 설비와 같은 비선형 부하의 보급이 급속히 증가하여 고조파로 인한 장애가 심각한 실정이다. 현재 수용가 전력설비가 접속되는 배전계통의 고조파 왜율이 2~3%에 이르고 있고, 그 증가추세가 지속되어 고조파 환경레벨 목표인 4~5%에 접근하고 있다. 고조파를 제거하기 위해 기존의 수동필터를 이용할 수 있다. 하지만 부하의 증가에 따른 비선형성으로 인하여 수동필터로 제거할 수 있는 고조파의 한계를 가지게 되었다.

본 논문은 사용자가 취할 수 있는 방법으로 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 필터를 기기마다 별도로 설치할 필요가 없으며 불특정 다수의 부하에서의 불규칙적인 고조파를 해결할 수 있는 액티브 필터를 제작하였다. 각 회로마다 신뢰성 향상을 위해 보호회로를 구성하였으며 동작 특성을 통해 성능평가를 하였다.

2. 정류기 및 스위칭 부하가 많은 사무실에서의 고조파 전류 발생을 억제하기 위하여 일반적인 사무실 크기에 맞는 10[KVA]의 용량을 선정하여 제작하였다.

3. PSIM을 이용한 시뮬레이션으로부터 부하의 변동에 관계없이 필터 적용후의 고조파가 제거된 부하전류를 얻을 수 있었다. 이 결과를 액티브 필터 설계에 적용하여 설계 방법이 타당하였음을 확인하였다.

4. 시스템은 고조파 전류를 즉시 제어하는 전압형 PWM 인버터 방식을 채택하여 부하측 고조파 성분이 즉시 보상되도록 제어부를 구성하였으며 시뮬레이션을 통해서 전원측으로 흘러가는 고조파 성분이 제거됨을 볼 수 있었다.

5. 복잡한 인터페이스에 필요한 모든 소자를 FPGA내에 집적시킴으로써 부피의 소형화 및 경량화를 하였고 노이즈로 인한 오동작을 없앴으므로 장치의 신뢰도를 높였다.

이러한 연구 결과를 바탕으로 실제 시스템에서의 성능평가가 있어야 할 것이며, 또한 전체 시스템을 병렬로 추가 연결하여 5레벨 혹은 7레벨의 인버터에 관한 연구를 향후 과제로 남겨둔다.

## 참고문헌

- [1] 이종건, "Active Power Filter Compensating for Source Voltage Unbalance/Current Harmonics and Power Factor Correction", 전력전자학술대회 논문집, pp. 2165~2170, 2004.
- [2] 성기석, "고차 고조파 전류의 보상을 위한 단상 능동 전력 필터", 전기학회 논문지, Vol. 49B, No. 7, pp. 500~508, 2000.
- [3] 최시영, "불평형 부하에서의 능동 필터에 관한 연구", 전기학회 논문지, Vol. 50B, No. 3, pp. 130~140, 2001.
- [4] 大揚榮一, "전력계통의 고조파 전압 왜율과 장애실태", 전기기술, Vol. 33, No 11, pp. 15~39, 1994.
- [5] 민준기, "전원전압의 불평형 및 왜곡에 강인한 3상 4선식 전력용 능동 필터의 설계", 전력전자학회 논문지, Vol. 9, No. 5, pp. 420~429, 2004.
- [6] Hirofumi Akagi, The Power Electronics Handbook, Prentice-Hall, 1997.
- [7] 김경철, "A study on the Harmonic Solution in Power System" 전력전자학술대회 논문집, pp. 793~780, 2004.



- [8] 백수현 역, 전력전자공학, 교보문고, 1993.
- [9] 설승기, 전기기기제어론, 브레인 코리아, 2002.
- [10] 이승호, 디지털 논리회로 설계, 복두출판사, 2004.
- [11] 이윤종, 전력전자, 동일출판사, 1993.
- [12] 竹野正二, 고조파 장해 억제 대책, 성안당, 2000.
- [13] Malvino, Leach, Digital Principles and Applications, McGRAW-HILL  
Book Company, 1998.
- [14] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Inc. pp.  
140~152, 1986.