



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

# AFE 정류기 전류제어방식의 개선에 관한 연구

A Study on the improvement of current control methods  
for AFE Rectifier

지도교수 김 성 환

2019年 8月


한국해양대학교 대학원


기관시스템공학과

전 철 환

본 논문을 전철환의 공학석사 학위논문으로 인준함

위원장 : 김 종 수 

위 원 : 오 세 진 

위 원 : 김 성 환 

2019년 6월 26일

한국해양대학교 대학원

# 목 차

목 차 .....	i
List of Tables .....	iii
List of Figures .....	iv
Abstract .....	vi
기호설명 .....	viii

## 제 1 장 서 론

1.1 연구배경 .....	1
1.2 연구내용 .....	2
1.3 논문의 구성 .....	3

## 제 2 장 고조파의 발생과 영향

2.1 고조파의 발생 .....	4
2.1.1 고조파의 정의 .....	4
2.1.2 고조파의 발생 .....	5
2.1.3 고조파의 해석 .....	9
2.2 고조파의 영향 .....	12
2.2.1 발전장치 .....	12
2.2.2 변압기 .....	13
2.2.3 유도전동기 .....	14
2.2.4 가변속 구동장치(Variable Speed Drives) .....	14
2.2.5 무정전 전원장치(UPS : Uninterruptible Power Supplies) ....	15
2.2.6 전선(Cables) .....	16

<b>제 3 장 고조파 완화 및 저감 대책</b>	
3.1 3상 AC 및 DC 구동장치용 표준 리액터 .....	17
3.1.1 AC line 리액터 .....	18
3.1.2 DC bus 리액터 .....	18
3.1.3 AC line 리액터 & DC bus 리액터 .....	18
3.2 수동 L-C 필터(Passive L-C filter) .....	19
3.3 위상이동 변압기(Phase Shifting Transformer) .....	20
3.4 능동필터(Active Filter) .....	22
3.5 AFE 정류기(Active Front End Rectifier) .....	23
<b>제 4 장 AFE 제어 방법</b>	
4.1 히스테리시스 제어 .....	25
4.2 삼각과 비교 전류 제어 .....	28
4.3 공간 벡터 전압 변조 방식 .....	32
4.3.1 공간 벡터 변조 기법의 원리 .....	34
4.3.2 대칭 공간 벡터 변조 방식 .....	39
<b>제 5 장 시뮬레이션</b>	
5.1 히스테리시스 제어 방식 .....	44
5.2 삼각과 비교 변조 방식 .....	47
5.3 공간 벡터 전압 변조 방식 .....	50
<b>제 6 장 결 론</b> .....	53
<b>참고문헌</b> .....	55

## List of Tables

Table. 4-1	Space vector according to switching state .....	33
Table. 4-2	Comparison of voltage utilization by modulation technique ...	38
Table. 5-1	System parameters used in simulation .....	43

## List of Figures

Fig. 2-1 Voltage and current waveforms for liner load .....	4
Fig. 2-2 Single phase full wave rectifier .....	5
Fig. 2-3 Simple single line diagram .....	6
Fig. 2-4 Load current and voltage drop waveforms .....	6
Fig. 2-5 Voltage distortion produced by harmonic currents .....	7
Fig. 2-6 Typical waveforms produced by computer-controlled unit .....	7
Fig. 2-7 Single-phase switched mode power supply .....	8
Fig. 2-8 Harmonic spectrum of currents drawn by computer .....	8
Fig. 2-9 Construction of complex wave .....	9
Fig. 2-10 Voltage distortion induced by distorted current .....	10
Fig. 2-11 Example of “Line notching” .....	13
Fig. 3-1 Circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive .....	18
Fig. 3-2 Simplified connection of multi-limbed passive filter .....	19
Fig. 3-3 Simplified “Drive applied” filter for variable speed drive .....	20
Fig. 3-4 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer .....	21
Fig. 3-5 Block diagram of shunt connection active filter .....	22
Fig. 3-6 Current wave form according to the method of rectification ...	24
Fig. 4-1 Operating principles of hysteresis controller .....	26
Fig. 4-2 Operation of the 3-phase hysteresis controller .....	27
Fig. 4-3 Principle of sinusoidal PWM .....	28
Fig. 4-4 Voltage modulation area in SPWM .....	30
Fig. 4-5 Current characteristics of SPWM .....	32
Fig. 4-6 Space vector expressed in a complex number plane .....	34
Fig. 4-7 Movement of the reference voltage vector .....	35
Fig. 4-8 Process of voltage modulation .....	36
Fig. 4-9 Controlled voltage areas in SVPWM .....	38

Fig. 4-10	Current characteristics with the position of effective vectors	39
Fig. 4-11	The inject process for effective vectors and zero vectors	40
Fig. 4-12	Switching process with three-phase modulation	41
Fig. 4-13	Switching process in each region	42
Fig. 5-1	Schematic diagram for AFE rectifier system with hysteresis control	44
Fig. 5-2	DC link voltage and Power factor in hysteresis control	45
Fig. 5-3	Response of current in hysteresis control	46
Fig. 5-4	Schematic diagram for AFE rectifier system with SPWM	47
Fig. 5-5	DC link voltage and Power factor in SPWM	48
Fig. 5-6	Response of current in SPWM	49
Fig. 5-7	Schematic diagram for AFE rectifier system with SVPWM	50
Fig. 5-8	DC link voltage and Power factor in SVPWM	51
Fig. 5-9	Response of current in SVPWM	52



# A Study on the improvement of current control methods for AFE Rectifier

Jeon, Cheol Hwan

*Department of Marine Engineering  
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University*

## Abstract

Recently, due to environmental problems, interest in electric propulsion ships is increasing in the marine industry. Further, research is briskly conducted throughout the system from the power generation to the end user to improve power quality.

For conventional DFE rectifiers, the harmonic content of the input currents is high, and the distortion of the power voltage is severe. In order to alleviate these drawbacks, various measures such as passive filter, notch filter, and active filter came out. However, AFE is considered a better technology.

This paper describes three methods that can be used to control the current of the AFE rectifier: Hysteresis control, Sinusoidal PWM, and Space Vector PWM. Through a simulation comparison and analysis using software PSIM, Space Vector PWM was found to have a simple construction and show the best performance.

**KEY WORDS:** Hysteresis; SPWM; SVPWM; Harmonic; Rectifier.

# AFE 정류기 전류제어방식의 개선에 관한 연구

전 철 환

한국해양대학교 대학원  
기관시스템공학과

## 요 약

최근 환경문제로 인하여 해양산업에서는 전기추진선박에 대한 관심이 높아지고 있다. 또한, 이로 인해 유발될 수 있는 선내전력품질의 저하를 개선하기 위해 발전단계부터 최종부하단까지 시스템의 전 과정에 걸쳐 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존의 DFE 정류기의 경우 입력전류의 고조파 함유량이 높아 전원전압의 왜곡을 심화시킨다. 이를 완화시키기위해 수동필터, 노치필터, 능동필터 등 다양한 대책이 등장하였지만, 그 중에서도 능동필터의 일종인 AFE 방식이 보다 우수한 기술로 평가받고 있다.

본 논문에서는 AFE 정류기의 전류제어에 사용될 수 있는 3가지 방식, 즉 히스테리시스 제어법, 삼각파 변조법 및 공간 벡터 변조법을 기술하였다. 소프트웨어 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 통해 비교, 분석해본 결과 공간 벡터 변조 방식이 구조가 간단하고 성능이 가장 우수함을 확인하였다.

**KEY WORDS:** 히스테리시스; 삼각파 변조법; 공간 벡터 변조법; 고조파; 정류기.

## 기 호 설 명

$d^s - q^s$	: 2축 정지좌표계
$E$	: 유기 전압[V]
$E_{ac}$	: 교류 입력 전압[V]
$h$	: 히스테리시스 폭
$i$	: 실제 전류[A]
$i^*$	: 지령 전류[A]
$\Delta i$	: 전류 변화량[A]
$I_{ac}$	: 교류 전류[A]
$I_{dc}$	: 직류 전류[A]
$I_F$	: 필터 전류[A]
$I_{fund}$	: 기본파 전류[A]
$I_{harm}$	: 고조파 전류[A]
$i_N$	: 단자 전류[A]
$I_{rms}$	: 전류의 실효값[A]
$I_{thd}$	: 전류의 고조파 왜형률[%]
$L$	: 인덕터[H]
$L_{ac}$	: 교류 측 인덕터[H]
$L_{dc}$	: 직류 측 인덕터[H]
$R$	: 저항[ $\Omega$ ]
$S$	: 스위치(+ : 위 상, - : 아래 상)
$S_a, S_b, S_c$	: a, b, c상 스위치 상태
$T_s$	: 전압 변조 주기
$T_n$	: 각 벡터 인가 시간( $n=0,1,2,\dots,7$ )
$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	: a, b, c상 상전압[V]
$V_c$	: 커패시터 충전전압[V]
$v_c$	: 삼각 반송파[V]
$V_{dc}$	: DC link 전압[V]
$V_i$	: 입력 전압[V]
$V_n$	: 공간 전압 벡터[V]( $n=0,1,2,\dots,7$ )
$v_o$	: 출력 전압[V]

$v_{ref}$	: 지령 전압[V]
$V_{rms}$	: 전압의 실효값[V]
$V_{thd}$	: 전압의 고조파 왜형률[%]
$\phi$	: 위상각[rad]
$U$	: 발전기 유기전압[V]
$U_L$	: 인덕턴스로 인한 전압강하[V]
$U_N$	: 단자 전압[V]
$\omega$	: 각속도[rad/s]
<i>AFE</i>	: Active Front End
<i>DFE</i>	: Diode Front End
<i>IGBT</i>	: Insulated gate bipolar transistor
<i>MI</i>	: Modulation Index
<i>PWM</i>	: Pulse Width Modulation
<i>SPWM</i>	: Sinusoidal Pulse Width Modulation
<i>SVPWM</i>	: Space Vector Pulse Width Modulation
<i>SCR</i>	: Silicon Controlled Rectifier
<i>THD</i>	: Total Harmonic Distortion

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경

최근 환경문제로 인하여 해양산업에서는 추진기를 전동기로 사용하는 전기추진선박에 대한 관심이 높아지고 있다. 또한, 이로 인해 유발될 수 있는 선내 전력품질의 저하를 개선하기 위하여 발전단계부터 최종부하단까지 시스템의 전 과정에 걸쳐 연구가 활발히 진행되고 있다.

AC를 DC로 변환하기 위한 정류장치로는 일반적으로 다이오드 정류기가 다양한 용도로 사용되었다. 그러나 이것은 온/오프 제어를 할 수 없는 다이오드를 이용하기 때문에 입력전류에 많은 저차 고조파를 포함하여 전력품질에 영향을 미칠 수 있다. 전력품질의 저하는 장비와 시스템의 원활한 운전을 저해할 뿐 아니라, 안전에도 악영향을 끼칠 수 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 일반적으로 상천이변압기를 사용하여 12펄스, 18펄스 및 24펄스 등 다중펄스 정류 시스템이 적용되고 있다. 수동 필터(Passive Filter) 역시 정류기에서 전원 시스템으로 유입되는 고조파 전류를 줄이기 위한 수단으로 설치되지만, 상기 방법들은 시스템의 전체 부피의 증가 및 가격이 상승한다는 단점이 있다. 고조파 저감을 위한 다른 방법인 기존의 능동 필터(Active Filter)도 비용을 증가시키고, 전체 시스템과 제어를 복잡하게 만들 수 있다.

또한, 직렬 능동필터를 사용하는 방법, Shunt Hybrid 필터를 사용하는 방법, 구형파 인버터를 기반으로 한 고조파 능동필터(A Square-wave Inverters-based Dominant Harmonic Active Filter) 등이 제안되었으나, 이 방법들은 제어가 복잡하고 전체 시스템의 비용이 상승하는 공통적인 문제점을 안고 있다.

## 1.2 연구내용

고조파 함량의 제한과 완화를 위해 다양한 연구가 진행되고 있다. 수동필터, 노치필터 및 능동필터 등이 제안되고 응용되어왔지만 그 중에서도 AFE(Active Front End)는 여러 가지 유리한 특징으로 인해 앞서 언급한 방식보다 우수한 기술로 평가받고 있다. AFE 기반 정류기의 주요 기능과 특성으로는 고주파 스위칭으로 인한 전류의 고조파 감소 능력, 전력 회생 능력, 역률 유지 및 DC 링크 전압 제어 등이 있다.

정류시스템은 정류방식에 따라 여러 가지로 나누어지는데 전류제어 성능에 의해 연결된 배전시스템에 주입되는 고조파의 크기가 달라진다. 기존 DFE(Diode Front End)정류기의 입력전류는 자연적으로 고조파 왜곡이 유발되기 때문에 그 파형은 비정현파이지만, PWM 기법이 사용된 변환기는 생성되는 펄스 폭을 조절하여 이러한 문제를 해결한다. 삼각파 비교 변조는 변조 신호가 펄스를 생성하기 위해 반송파 신호(삼각파)와 정현파를 비교한 반송파 기반의 PWM 유형이다. 삼각파 비교 변조 기법은 선형 변조 영역의 범위가 좁다는 것이 주요한 단점이다. SPWM(삼각파 비교 변조) 방식의 최대 선형 변조 영역의 전압 변조 지수(MI)는 1이다. 그러나 SVPWM(공간 벡터 전압 변조) 방식은 최대 전압 변조 지수 1.15까지의 선형 변조 영역을 가진다. 또한, SPWM 방식은 삼각파와 지령 값을 비교해야 하므로 하드웨어적으로 삼각파를 만들어야 하고, 이 삼각파에 노이즈가 삽입되면 원하는 결과값이 나오기가 어려울 수가 있다. 그러나 SVPWM 방식은 이러한 문제 원인을 제거할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 고조파를 제한, 완화하는 AFE 전류제어방식에 초점을 맞추어 3가지 제어 방법을 소개한다. 그리고 각 제어법을 PSIM으로 시뮬레이션하여 입력전류의 파형을 도식하였고, 결과를 바탕으로 3가지 제어 방법을 비교 분석하였다.

### 1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

1장에서는 연구배경, 연구내용 및 논문의 구성에 관해 기술하였고,

2장에서는 고조파의 발생과정과 영향에 대해 설명하였다.

3장에서는 고조파의 완화 및 저감을 위해 어떠한 방법들이 있는지 서술하였으며,

4장에서는 AFE 정류기의 전류제어를 위한 3가지 제어기법에 관해 설명하였고,

5장에서는 4장에서 설명한 제어기법을 이용한 정류기는 어떠한 특징이 있고 서로 어떤 차이점이 있는지 알아보기 위하여 소프트웨어 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 시행하였다.

6장에서는 결론으로서 시뮬레이션을 통한 연구결과를 요약, 평가하였다.

## 제 2 장 고조파의 발생과 영향

### 2.1 고조파의 발생

#### 2.1.1 고조파의 정의

전력계통에서 전류가 공급전압에 비례해 흐르는 장치를 선형부하라고 한다. 선형부하에는 발열저항을 사용하는 히터, 백열등 등이 있고 선형부하에 흐르는 교류전압과 전류는 Fig.2-1처럼 표현된다.

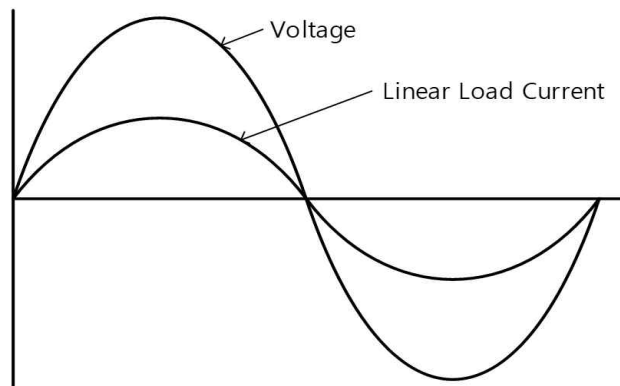


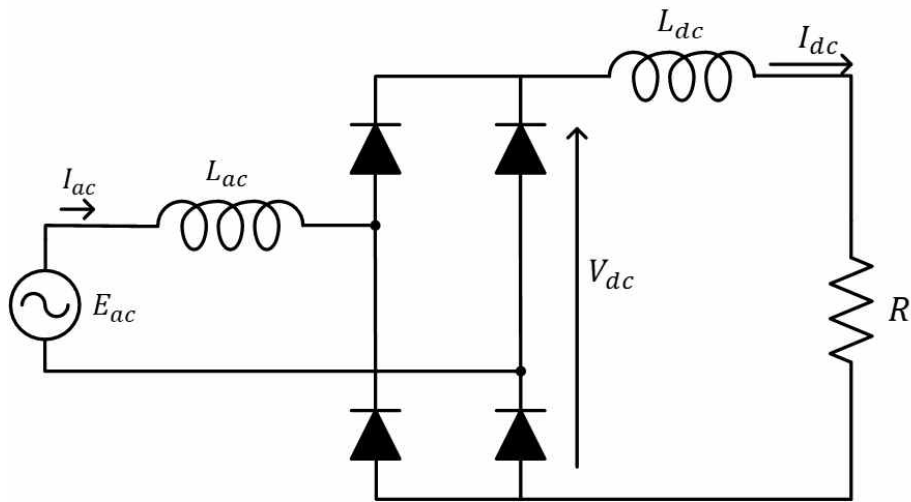
Fig.2-1 Voltage and current waveforms for linear load

반면에, 비선형부하란 방전등, 컴퓨터 및 가변속 구동장치 등과 같이 인가된 전압과 전류의 형상이 일치하지 않는 장치들을 의미한다. 비선형 부하에 흐르는 전류는 본질적으로 기본파 외에 기본파의  $n$ 배인 다양한 주파수 성분을 포함하고 있는 데 이를  $n$ 차 고조파라 한다. 주파수에 따라 2차 고조파 또는 3차 고조파 등으로 불리며 파형이 정현파가 아닌 변형된 파형의 경우는 반드시 고조파를 포함하고 있다. 즉, 고조파는 기본파의 정수배를 갖는 전압, 전류를 말하며 일반적으로 50차수 정도까지를 말한다. 그 이상은 고주파(High Frequency) 혹은 Noise로 구분한다. 전력시스템에서 논의되는 고조파의 범위는 5차 고조파에서 37차 고조파까지이며 고조파의 대상이 되는 주파수 범위는 일반적으로 약 50차(약 3kHz)까지이다.

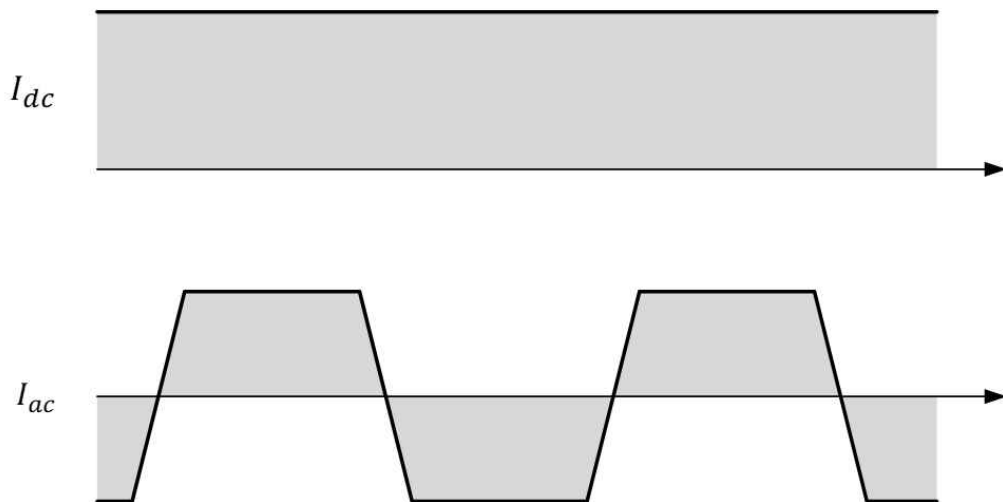


### 2.1.2 고조파의 발생

비선형부하로 인해 비정현파 전류가 흐르게 되고 고조파 전류가 발생함으로써 전원 측 임피던스로 인해 전압파형이 왜곡된다. 이 과정을 아래 그림과 같이 간단한 예를 통해 알아보자. Fig.2-2(a)는 R-L부하를 갖는 단상전파정류기이고 (b)는 회로에 흐르는 부하전류( $I_{dc}$ )와 전원전류( $I_{ac}$ )이다.



(a) diagram



(b) load and supply current

Fig.2-2 Single phase full wave rectifier

Fig.2-3은 전원 측 임피던스와 전압을 간략화한 회로도이다. 고조파 전류가 전원 측 임피던스를 통과함으로써 유발되는 전압강하는 식(2-1)과 같다.

$$U_L = L_N \cdot \frac{di_N}{dt} \quad (2-1)$$

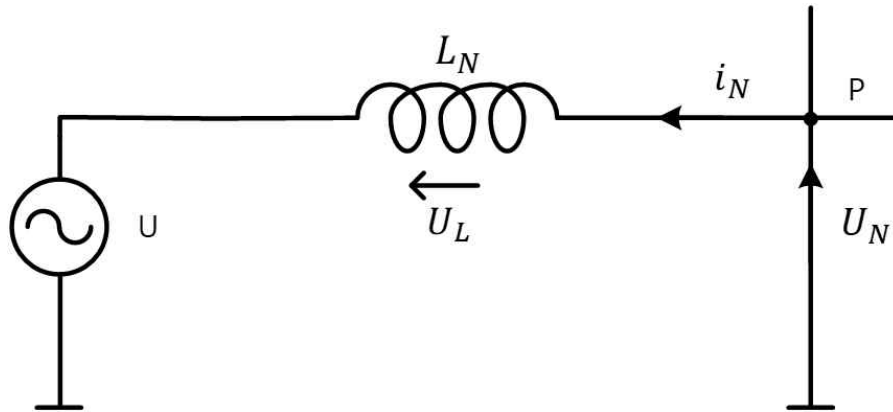


Fig.2-3 Simple single line diagram

Fig.2-4는 비선형전류와 이로 유발된 전압강하파형을 도시하고 있다.

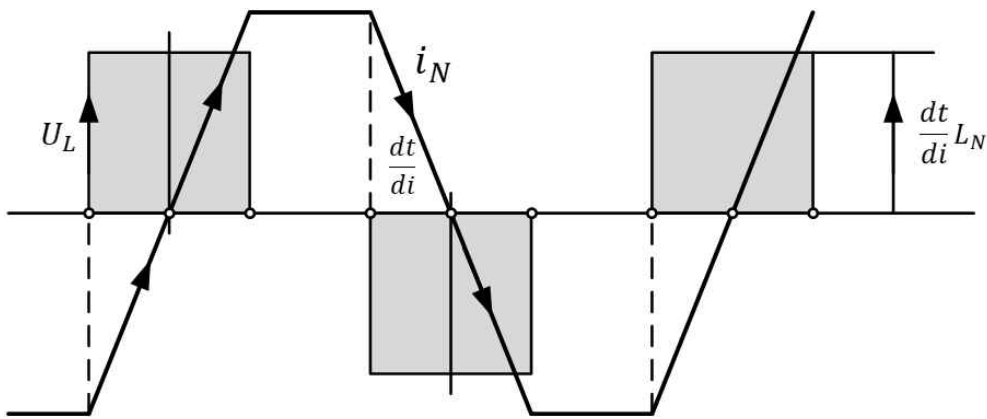


Fig.2-4 Load current and voltage drop waveforms

전원 측 임피던스로 고조파를 포함한 전류가 통과함으로써 각종 부하에는 발 전기 유기전압으로부터 임피던스 전압강하를 뺀 값의 단자전압이 인가되므로 Fig.2-5와 같이 왜곡된 파형이 된다.

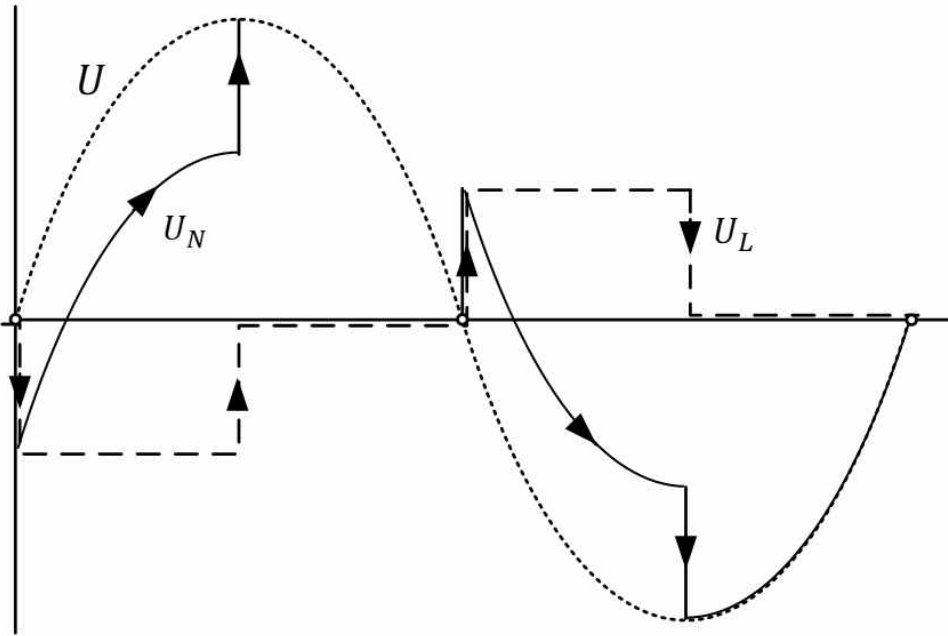


Fig.2-5 Voltage distortion produced by harmonic currents

전력변환을 위한 전력용 반도체소자를 사용하는 장치들이 비선형부하의 대부분을 차지한다. 또한, 이런 장치들은 프로그램에 의해 온/오프 제어가 수행되는데 여기에 공급되는 전력의 전형적인 파형은 Fig.2-6과 같다.

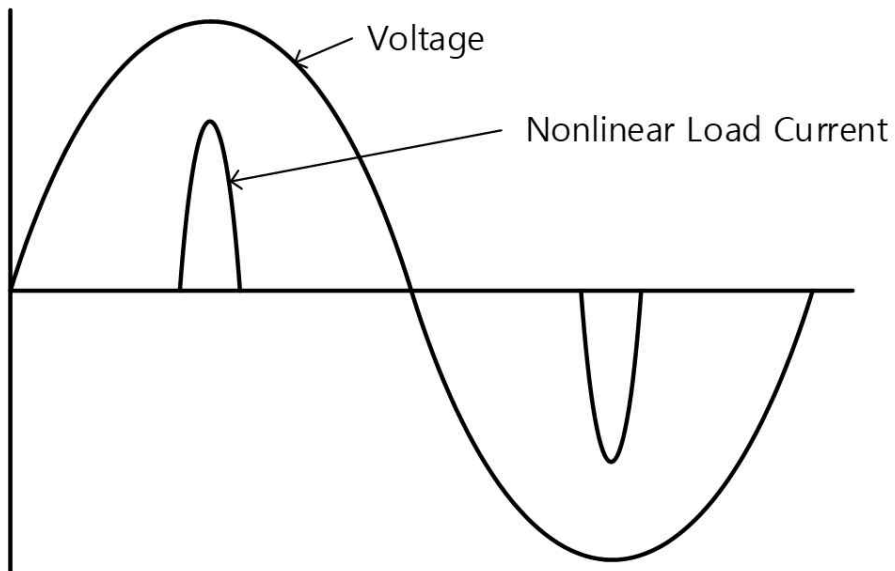


Fig.2-6 Typical waveforms produced by computer-controlled unit

Fig.2-6에서 전류파형이 펄스와 비슷한 형상을 보이는 이유를 알아보기 위하여 Fig.2-7과 같은 단상 전원공급 장치로 예를 들어보자.

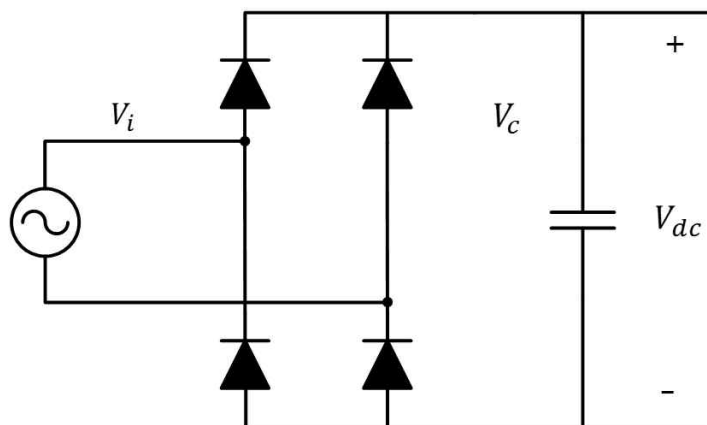


Fig.2-7 Single-phase switched mode power supply

일반적으로 이런 형태의 전원공급 장치는 커패시터가 사용되는데 이는 안정되고 평활한 DC전압을 내부 시스템과 각 요소들에 공급하기 위함이다. 다이오드 정류기는 전류를 한 방향으로만 도통 시키고 커패시터에는 에너지가 저장되어있다. 입력전압이 커패시터 충전전압보다 높은 경우 다이오드가 통전 되고, 그렇지 않으면 통전 되지 않는다. 따라서, 전원 측에서 흘러나가는 전류는 펄스 형이 되므로 Fig.2-8과 같이 다양한 고조파가 포함된다.

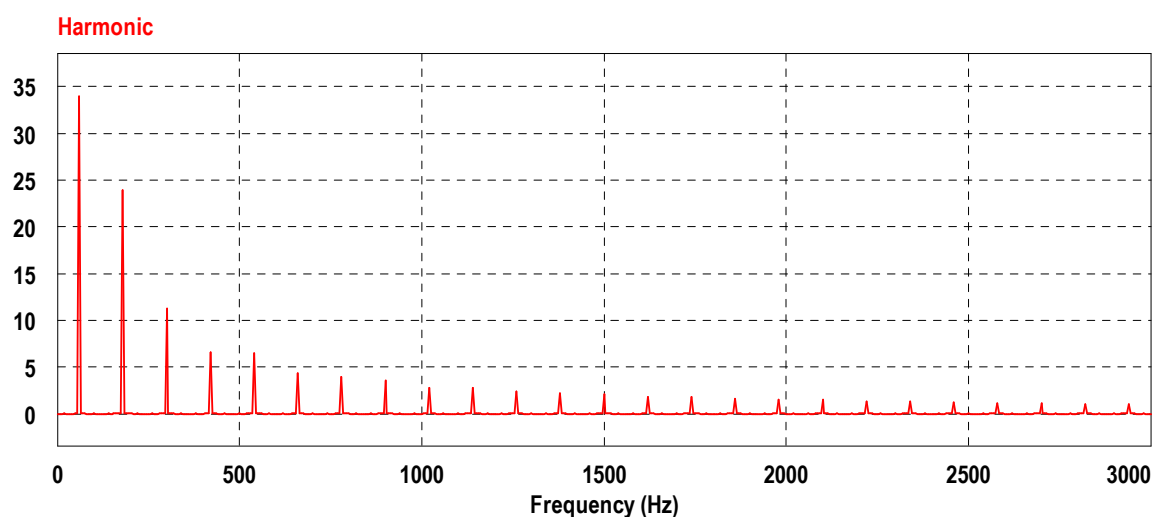


Fig.2-8 Harmonic spectrum of currents drawn by computer

전압과 전류의 고조파는 기본파의 정수배 주파수를 갖는다. 예를 들어 전원의 기본파 주파수가 60[Hz]라면 3차 고조파는 180[Hz]이고 5차 고조파는 300[Hz]가 된다. 기본파와 고조파가 더해지면 합성파(Complex Wave)가 되는데 Fig.2-9는 기본파에 3차 고조파가 더해진 합성파의 일례를 도시한다.

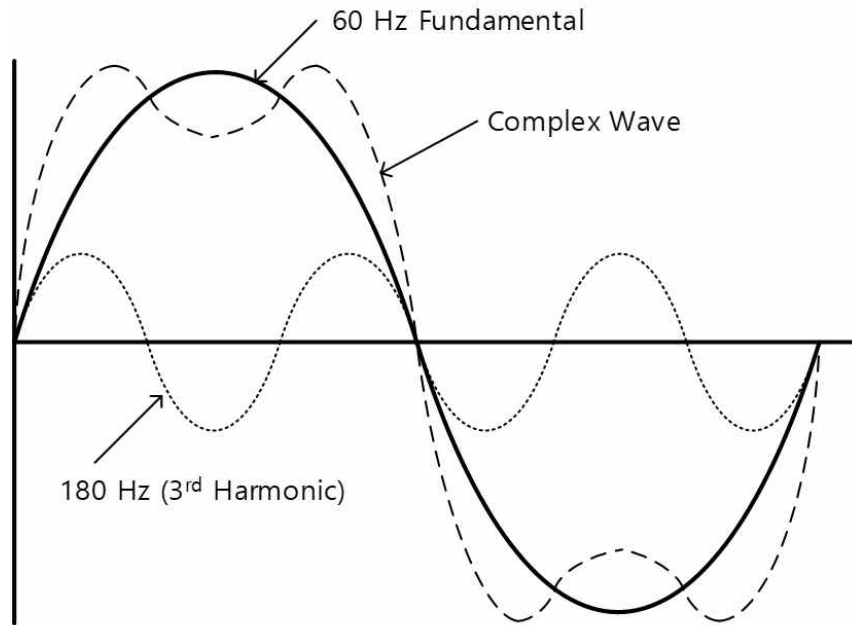


Fig.2-9 Construction of complex wave

Fig.2-9와 같이 양과 음의 면적이 동일한 대칭 파형일 경우에는 홀수 고조파만 존재하지만, 상·하의 파형과 면적이 동일하지 않는 비대칭 파형은 홀수와 짝수 고조파가 공존하게 된다.

### 2.1.3 고조파의 해석

고조파 전류가 시스템 임피던스를 통과하면 Ohm의 법칙에 의해 각 고조파 주파수에 따라 전압강하가 발생한다. 각 파형의 전압강하 벡터값을 합하면 총 전압 왜형값이 되고 이 값은 각 주파수에 따른 고조파 전류와 임피던스의 크기에 따라 달라진다. Fig.2-10은 비정현파 전류가 비선형부하로 인하여 유발되고 전원과 부하 사이의 각종 임피던스를 관통하는 모습을 나타낸다.

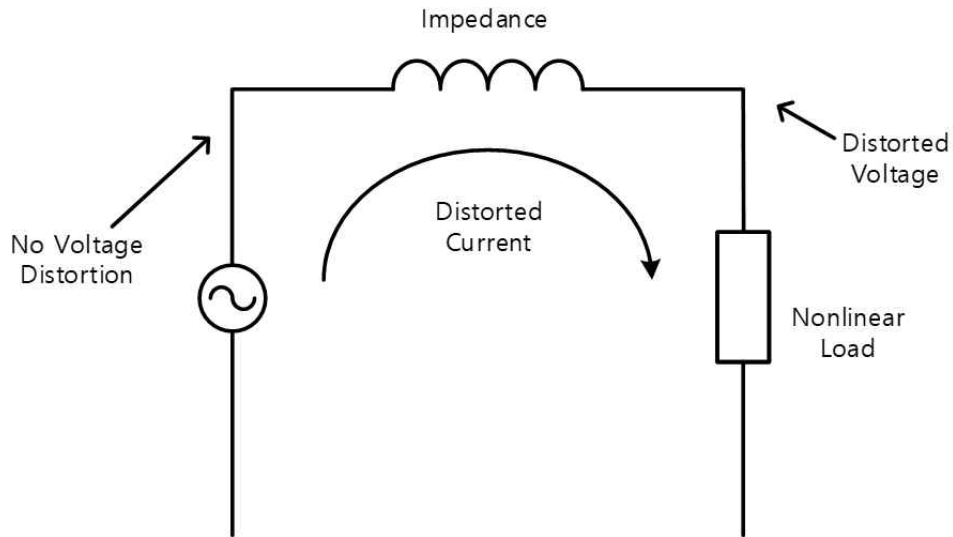


Fig.2-10 Voltage distortion induced by distorted current

Fourier 급수란, 모든 주기함수는 삼각함수로 구성되며 기본파와 기본파의 정수배인 고조파의 합으로 나타낼 수 있다. 따라서 비정현파 혹은 합성파의 순시값은 식(2-2)로 표현할 수 있다.

$$v = V_0 + \sqrt{2}[V_1\sin(\omega t + \phi_1) + V_2\sin(\omega t + \phi_2) + V_3\sin(\omega t + \phi_3) + \dots + V_n\sin(\omega t + \phi_n)] \quad (2-2)$$

여기서,  $v$ ; 순시전압,

$V_0$ ; 전압의 직류성분

$V_1$ ; 기본파전압 실효치,

$V_2$ ; 2차 고조파전압 실효치

$V_3$ ; 3차 고조파전압 실효치,  $V_n$ ;  $n$ 차 고조파전압 실효치

$\phi$ ; 위상각,

$\omega$ ;  $2\pi f$ ,

$f$ ; 기본파 주파수

위 식을 급수형식으로 나타내면 식(2-3)과 같다.

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} V_h \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (2-3)$$

전압 및 전류의 실효값은 식(2-4) 및 식(2-5)가 된다.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2} \quad (2-4)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \quad (2-5)$$

전압과 전류의 고조파 왜형률은 각각 식(2-6) 및 식(2-7)과 같다.

$$V_{thd} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \times 100\% \quad (2-6)$$

$$I_{thd} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (2-7)$$

또 하나의 간단하고 실용적인 식으로는 다음 식들이 있다.

총 실효전류를 식(2-8) 및 식(2-9)로 나타낼 수도 있다.

$$I_{rms} = \sqrt{I_{fund}^2 + I_{harm}^2} \quad (2-8)$$

$$I_{rms} = I_{fund} \sqrt{1 + \left(\frac{I_{thd}}{100}\right)^2} \quad (2-9)$$

총 기본파 전류 왜형률은 식(2-10)이다.

$$I_{thd(fund)} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{fund}}\right)^2 - 1} \quad (2-10)$$

## 2.2 고조파의 영향

선박이나 해양플랜트의 전력계통에서 고조파 전류가 발생하면 그 시스템의 모든 구성부에 크고 작은 영향을 끼친다. 이 절에서는 고조파 전류가 각 요소 별로 어떤 부작용을 일으킬 수 있는지 고려해 본다.

### 2.2.1 발전장치

선박이나 해양플랜트에서 일반적으로 사용되는 발전기의 전원 임피던스는 육상 변압기의 3~4배가량으로 고조파 전압이나 전류의 발생으로 인한 영향 또한 크다. 발전기에 흐르는 고조파의 영향으로 철손과 동손이 증가하여 기기의 온도상승을 초래할 뿐 아니라 국부적인 가열 및 토크의 맥동도 수반될 수 있다. 동손은 표피효과(Skin Effect)의 영향도 받는다. 표피효과란 전류가 도체의 바깥 표면층을 따라 흐르려는 경향을 말하는데 기본 주파수에 대해서는 도체의 전횡단면적에 걸쳐 전류의 분포가 고르게 되므로 표피효과는 거의 무시할 수 있지만, 고조파 전류가 흐를 경우 표피효과로 인해 도체의 유효 단면적이 감소하여 저항이 증가한 효과를 일으키므로 동손( $I^2R$ )은 크게 상승하게 된다. 따라서 비선형부하가 인가되면 발전기의 출력을 감소시키는 것이 바람직하다. 고조파 전류는 항상 정 방향 및 역 방향의 한 쌍으로 나타나며 회전자의 과열뿐 아니라 축 진동을 초래한다. 예를 들면 5차 및 7차 고조파가 기본파와의 상호작용을 일으키면 기본파의 6배가 되는 토크 맥동이 발생하고 이로 인해 발전기의 축에 심각한 진동 스트레스를 유발한다. 또한, 고조파 전류와 시스템 임피던스로 인해 비선형 전류가 흐르게 되면 전압강하로 인한 전압 파형의 왜곡 때문에 발전기는 정현파 전압을 단자에 공급할 수 없게 된다.

최근에 전자식 조속기(Electronic Governors)를 채용하여 전압과 주파수를 일정하게 제어를 하는 발전기가 많은데 이 장치는 전압 및 주파수를 측정할 때 영점 교차회로(Zero Crossover ; 정현파 전압이나 전류가 영점을 통과하는 시점을 측정하는 회로)를 사용한다. 만일 고조파나 돌발적인 전압변화(Line notching ; SCR 등의 온/오프로 인한 순간적인 전압변화)로 인해 위상측정에 오류가 발



생한다면 전압과 주파수 제어회로는 헌팅을 동반하며 불안정해질 수 있다. Fig.2-11은 Line notching의 일례를 보여주고 있다.

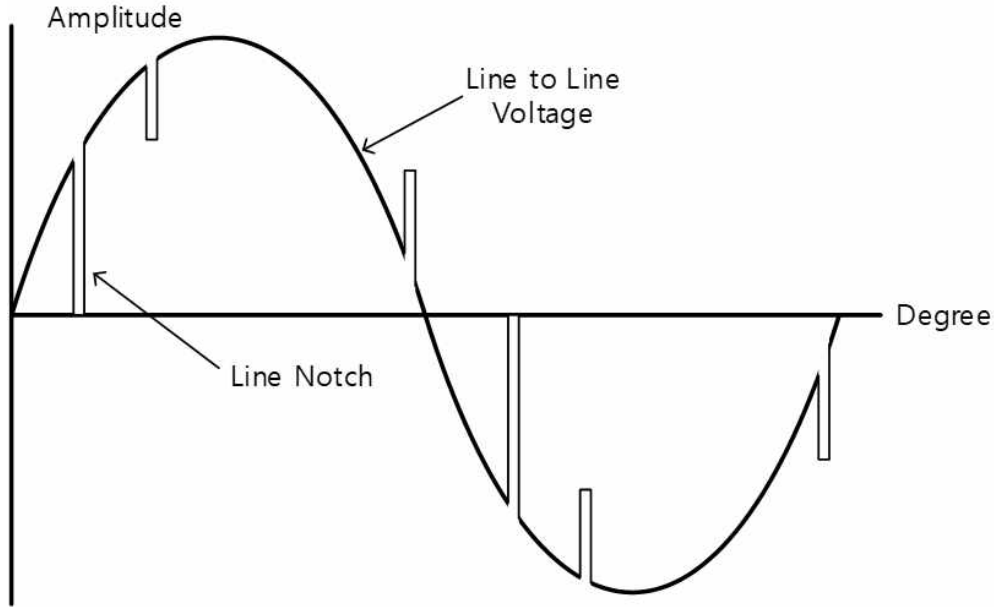


Fig.2-11 Example of “Line notching”

### 2.2.2 변압기

변압기 손실에는 부하손과 무부하손으로 나뉜다. 무부하손은 철심을 자화시키는데 요구되는 최대자속과 관계가 있으므로 고조파 전류로 인한 영향은 크지 않지만 부하손은 고조파 전류의 크기에 따라 많은 영향을 받는다. 변압기에 고조파가 유입되면 철손, 동손 및 표류부하손 등이 증가하고, 이로 인해 온도 상승, 절연내력 감소 및 소음 발생 등의 문제가 일어날 수도 있다. 또한, 3상 4선식 변압기의 경우 선형부하라면 3의 배수 고조파는 서로 상쇄되기 때문에 중성도체에 나타나지 않지만 비선형부하가 인가되면 3의 배수 고조파가 중성도체에 더해지고 3차 고조파 전류(180[Hz])가 크게 상승하여 변압기를 가열시킬 수 있다.

### 2.2.3 유도전동기

유도전동기는 변압기에서와 마찬가지로 고조파가 인가되면 철손 및 동손이 증가하고 고정자권선, 회전자권선 및 성층철심 등의 온도가 상승한다. 이 손실은 특히 300[Hz]이상의 주파수에서는 표피효과로 인하여 더욱 부가되어 증가한다. 또한, 고조파의 유입으로 발생한 축 전류가 회전자를 가열시키고 그 영향으로 베어링의 윤활 성능이 감소 되어 베어링을 훼손시킨다. 방폭 전동기의 경우에는 고조파 전압이 가해지면 회전자가 가열되어 화염붕쇄 능력이 소실되므로 내부에서 화염 발생 시 화염이 외부 위험지역으로 유출될 수도 있다. 고조파 전류는 베어링 전류를 유발할 수도 있으나 교류 가변속 구동장치에 일반적으로 사용되는 절연 베어링을 사용하여 이를 방지할 수 있다.

고조파의 영향은 회전자의 회전에도 부정적 영향을 미친다. 기본파와 같은 방향으로 회전하는 고조파(7, 13, 19차 등)의 경우 토크 발생에 순방향으로 영향을 주지만 반대 방향으로 회전하는 성분(5, 11, 17차 등)은 회전자의 회전을 방해하므로 고조파의 유입으로 인해 토크 맥동이 커지게 되고 회전이 원활하지 않게 된다.

### 2.2.4 가변속 구동장치(Variable Speed Drives)

가변속 구동장치는 모두 교류전원을 정류할 때 전력용 반도체 소자를 사용하기 때문에 고조파를 발생시킨다. 또한, 이 소자들은 고조파를 발생시키는 동시에 고조파 입력으로 인해 손상을 입거나 파손될 수도 있다. 일반적으로 구동장치의 정격이 클수록 Line notching나 고조파에 둔감하다. 전류원 인버터나 고출력에 주로 사용되는 사이클로컨버터(AC to AC Converter)같은 경우는 고조파의 영향을 상대적으로 적게 받으나, 저속에서 큰 토크를 발생시키는 구동장치의 경우에는 Line notching으로 인한 영향이 클 수 있다. 소형, 단상에 리액터를 사용하지 않는, 2-펄스 PWM 구동장치의 경우  $I_{thd}$ 의 상승으로 중성도체에 과전류가 흐르고, 중성점-접지전압을 증가시켜 DC bus 측 평활 커패시터의 과열을 초래할 수 있다.

또한 전류(轉流)용 리액터나 격리용 변압기(Isolation Transformer)를 사용하지 않는 2-펄스 또는 소형 6-펄스 SCR DC 구동장치의 경우, 높은 고조파전류나 Line notching에 의해 SCR의 온/오프 동작이 원활하게 일어나지 않을 수 있다. 보통 소형 6-펄스 PWM 구동장치는 AC line 리액터나 DC bus 리액터가 설치되지 않기 때문에 전원에 Line notching이 첨가되면 무부하나 경부하시 DC bus 전압을 상승시켜 과전압 차단장치가 동작할 수도 있다. 반면에 AC line 리액터나 DC bus 리액터가 설치되는 대형 PWM 구동장치는 외부 환경변화나 고조파에 비교적 강인한 특성을 나타낸다. 가장 일반적으로 사용되는 표준 6-펄스 AC PWM 장치는 고조파 왜형률  $V_{thd}$ 가 5[%]이하라면 정상적으로 동작한다. 7.5[kW] 이상의 6-펄스 SCR DC 구동장치에는 보통 전류용 리액터나 격리용 변압기가 구동장치와 전원사이에 설치되어 Line notching이 전원 측에 미치는 영향을 완화하고, 고조파나 Line notching이 구동장치에 가하는 효과 역시 감소시킨다. 그러나 인가되는 고조파나 Line notching의 크기가 증가할 경우 SCR의 온/오프 동작에 오류가 발생하여 퓨즈를 소손시키거나 회로차단기를 동작시킬 수 있다. 이럴 때 상변환 변압기를 사용하여 구조적으로 펄스 수를 12, 18, 및 24등으로 증가시키면 고조파나 Line notching의 영향을 감소시킬 수 있다.

### 2.2.5 무정전 전원장치(UPS ; Uninterruptible Power Supplies)

항해, 무선 통신장비 및 컴퓨터 등 전력품질에 민감한 장비들이 증가하면서 UPS가 널리 사용되고 있고 그 출력범위도 100[VA]로부터 수[MVA]에 이르기 까지 다양하다. UPS는 구조상 가변속 구동장치와 아주 유사하므로 UPS 시스템내로 고조파가 유입되면 가변속 구동장치와 같이 평활용 커패시터, 인덕터 등 전력소자를 과열시킬 수 있다. 또한, 고조파로 인한 배터리의 온도 상승도 일으킬 수 있다. 전압 왜형률이 크거나 notching이 심할 경우 역시 SCR의 오동작을 유발하거나 퓨즈를 파괴할 수도 있다.

## 2.2.6 전선(Cables)

고조파에 의해 전선에서 발생하는 손실은 표피효과와 근접효과(Proximity Effect) 및 전선의 DC 저항 등으로 인해 방출되는 열에너지이다.

고조파가 첨가된 실효전류  $I_{rms}$  는 식(2-5) 및 (2-9)로 나타낼 수 있는데 식(2-9)에 의하면 기본파 전류에 고조파가 추가된 것으로 기본파만 존재하는 경우보다 전선에 의한 열손실이 증가한 것으로 볼 수 있다. 도체의 저항으로 인한 손실은 흐르는 전류의 주파수에 따라 다르다. 전류가 임피던스가 작은 도체의 표면 근처로 흐르려고 하는 성질을 표피효과라고 하고 근접효과는 서로 근접한 평행도체 사이의 상호유도작용으로 인한 현상이다. 양자 모두 도체의 크기, 주파수, 저항 및 투자율에 따라 달라진다.

기본파 주파수에 대해서는 표피효과 및 근접효과 모두 무시할 정도로 작지만, 주파수가 높아질수록 두 효과에 의해 실효 저항값이 상승하므로 열손실이 증가하게 된다. 비선형부하의 비율이 높은 대형 여객선의 경우 4선 배선방식을 사용하지만, 여전히 3의 배수 고조파가 존재하는데 비선형부하로 인해 중성도체에서 상전류가 상쇄되지 않고 오히려 더해져 도체를 과열시킬 수 있다. 따라서 중성도체를 설계할 때 이런 부분이 고려하여 3의 배수 고조파를 완화할 수 있는 적절한 대책이 마련되어야 한다.

## 제 3 장 고조파 완화 및 저감 대책

대부분의 대출력 3상 비선형장비들은 전압왜형률을 일정 범위내로 감소시킬 필요가 있어 고조파를 저감하는 장치를 설치하여 고조파를 완화해야 한다. 고조파 저감장치는 상황에 따라 AC PWM 구동장치의 AC line 리액터와 같이 비선형장비와 일체로 제작되어 공급될 수도 있고, 배전반에 연결된 능동필터(Active Filter)와 같이 별도의 품목으로 설치될 수도 있다. 또한, 각 장치별로 별도로 고조파를 저감시킬 수도 있고 일정 그룹의 비선형부하 전체 고조파를 일괄적으로 경감시킬 수도 있다.

### 3.1 3상 AC 및 DC 구동장치용 표준 리액터

인덕터라고 알려진 리액터는 와류와 소음을 감소시키기 위한 성층철심 주위에 권선이 감긴 코일로서 전력용 변압기와 유사하다. 리액터는 단순한 구조로 비선형부하로 인해 발생하는 고조파를 감소시키는 데 효과적이므로 가변속 구동장치에 주로 사용된다. 리액터를 통과하는 전류로 인하여 식(3-1)과 같은 전압이 유기된다.

$$E = L \frac{di}{dt} \quad (3-1)$$

(단,  $E$ ; 유기전압,  $L$ ; 인덕턴스,  $di/dt$ ; 전류변화율)

전압의 계단형 상승으로 인하여 회로전류가 급증하려고 할 때, 리액터는 전압상승을 제한함으로써 전류의 증가율을 감소시킨다. 이러한 특성이 가변속 구동장치나 다른 비선형부하에 의해 발생하는 고조파를 완화하며, AC line 리액터는 리액터 입력측 전압왜형률  $V_{thd}$  를 감소시킨다.

가변속 구동장치에는 주로 다른 고조파 저감장치와 함께 AC와 DC리액터를 설치하여 사용되며, AC line 리액터는 AC line 측에, DC bus 리액터는 DC bus 에 사용된다. Fig.3-1는 표준 6-펄스 AC PWM 가변주파수 구동장치의 블록도를 보여주고 있다.

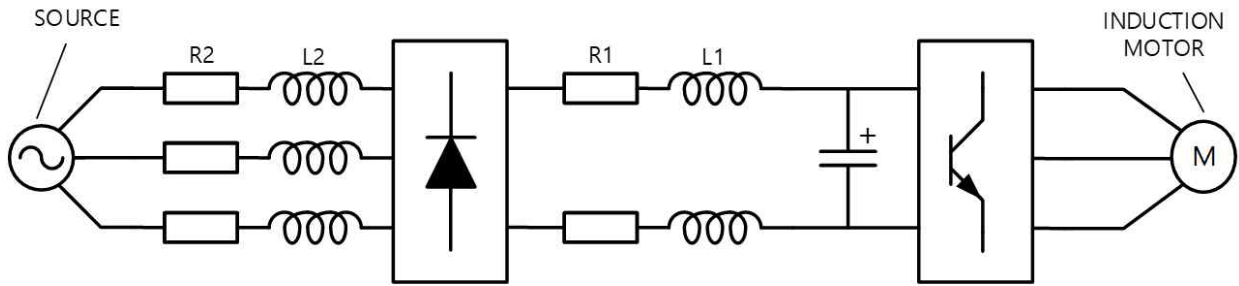


Fig. 3-1 Circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive

### 3.1.1 AC line 리액터

AC line 리액터는 DC bus 리액터에 비해 일반적이고 더 많이 사용된다. AC line 리액터는 정류단에 유입되는 돌발전압을 억제하고 고조파를 감소시키는 역할도 한다. 그러나 리액터스에 비례하는 전압강하를 일으킨다는 단점이 있다. 2~3[%]의 퍼센티지 리액턴스를 갖는 리액터가 가장 일반적으로 사용되고 통상적으로 5[%]가 최대치이다.

### 3.1.2 DC bus 리액터

일부 AC PWM 구동장치 개발자들은 AC line 리액터로 인해 전압강하가 일어나는 것을 방지하기 위해 DC bus에 리액터를 삽입하기도 한다. 이러한 구동장치는 정류단 입구를 서지전압으로부터 보호할 수 있는 장치와 함께 DC bus 전압에 영향을 줄 수 있는 돌발 상황에 대처할 수 있는 수단을 별도로 마련하여야 한다.

### 3.1.3 AC line 리액터 & DC bus 리액터

대형 구동장치에는 AC line 리액터와 DC bus 리액터가 동시에 설치되기도 하는데 보통 이 장치는 전원이 왜란에 대해 민감한 경우나 구동장치의 kVA 정격에 비해 단락용량이 적은 경우에 사용된다. DC bus 리액터의 리액턴스가 작을 때 AC line 리액터의 리액턴스를 증가시키면 고조파 감소현상이 뚜렷하지만, DC bus가 4[%]이상이면 AC line 리액터의 고조파 저감 효과는 미미하다.

### 3.2 수동 L-C필터(Passive L-C Filters)

인덕터와 커패시터로 구성되고 때로는 저항이 첨가되기도 한다. 인덕터와 커패시터 사이에 주파수 변화로 인해 발생하는 공진현상을 응용하여 고조파를 완화한다. 직렬공진시 인덕터와 커패시터의 리액턴스가 동일하게 되면 비교적 작은 값인 저항이 임피던스의 전부가 된다. 인덕터-커패시터 직렬회로로 이루어진 직렬 수동필터를 비선형부하와 병렬로 연결하여 특정 고조파에 대해 낮은 임피던스를 갖도록 구성하면 고조파를 완화 시킬 수 있다. 일반적으로 5차와 7차 고조파 저감이 자주 사용되지만 11차와 13차도 적용되기도 한다. Fig.3-2은 5차, 7차, 11차 및 13차 고조파를 감소시키기 위해 4개의 가지를 가진 필터를 도시하고 있다.

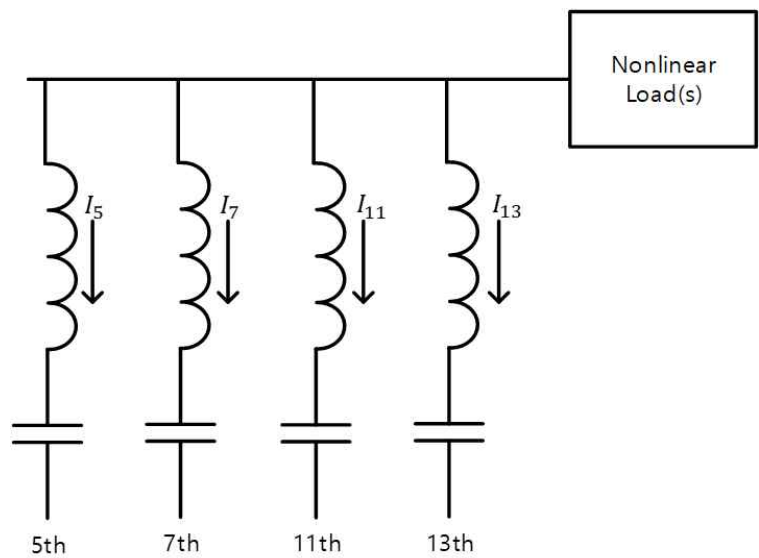


Fig.3-2 Simplified connection of multi-limbed passive filter

설계시 직렬공진이 발생하는 주파수 이하의 어느 주파수에서 병렬공진이 일어날 수도 있으므로 전원측의 임피던스도 고려해야 한다. 병렬공진의 발생으로 전력계통에 정궤환(Positive Feedback)현상이 일어나면 전력소자의 오작동을 초래할 수 있기 때문이다. 수동필터는 전원측과 부하측의 임피던스 변화에 민감하며 다른 전원으로부터 고조파를 끌어당기기도 한다. 따라서 이러한 것도 설계시 고려되어야 하고, 전력계통과 고조파 대책 입안시 필터의 유효성과 필터

로 인한 전력계통 내의 공진가능성을 자세히 살펴야 한다. 이러한 문제점에 대한 대책으로 Fig.3-3과 같은 가변속 구동장치용 필터를 사용하기도 한다.

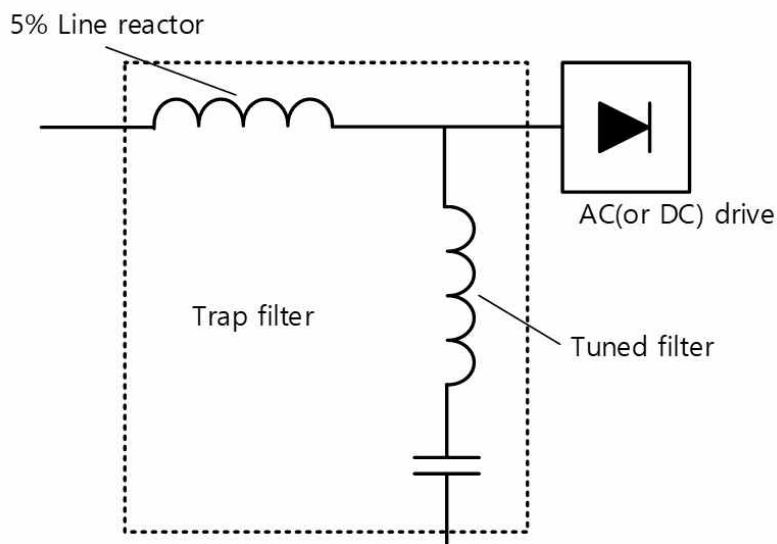


Fig.3-3 Simplified “drive applied” filter for variable speed drive

이것은 전원과 필터사이에 별도의 리액터(보통 5[%] 리액턴스)를 연결한 것으로 두 가지 기능을 한다. 첫째는 수동필터를 전원 측으로부터 격리함으로써 전원 측으로부터의 저차 고조파로 인한 과부하 가능성을 감소시킨다. 둘째는 전원 측 고조파 전류 스펙트럼을 감소시킨다.

### 3.3 위상이동 변압기(Phase Shifting Transformer)

일반적으로 300[kW]이상의 전동기나 고풍력 비선형장비는 “위상이동” 기법을 이용하여 입력전류의 고조파를 감소시킨다. 입력측에 다수의 변환기가 설치되고 한쪽 변환기에서 발생한 고조파가 다른 변환기의 고조파를 상쇄시키도록 연결한다.

한쪽 단에서 발생한 고조파가 다른 단에서 생성된 고조파를 상쇄시키는 위상이동 기법을 다중 펄스 구동장치(Multi-pulse Drives)라 하며 하나의 순변환기(Input Converter)를 갖는 3상 구동장치는 6-펄스 구동장치라 하고 두 개의 입력 정류기를 가지면 12-펄스, 3개를 가지면 18-펄스 구동장치라고 한다.



이론적으로 상쇄되는 고조파는 펄스 수에 따라 달라지는데, 12-펄스 구동장치의 경우 5, 7, 17 및 19차 고조파가 상쇄되어 나타나지 않고 11, 13, 23, 25, 35 및 37차 등의 고조파는 잔존하게 된다. 18-펄스장치는 17, 19, 35, 37, 47 및 49차 등이 잔존하는 대표적인 고조파이다. 12-펄스 시스템이 가장 보편적으로 사용되지만 까다로워지는 고조파에 대한 규제를 만족하기 위해 최근에는 18-펄스 시스템도 많이 사용한다. Fig.3-4은 2차 권선이 Y결선과  $\Delta$ 결선으로 이루어진 두 개의 6-펄스 입력브리지를 가진 12-펄스 구동시스템을 나타낸다.

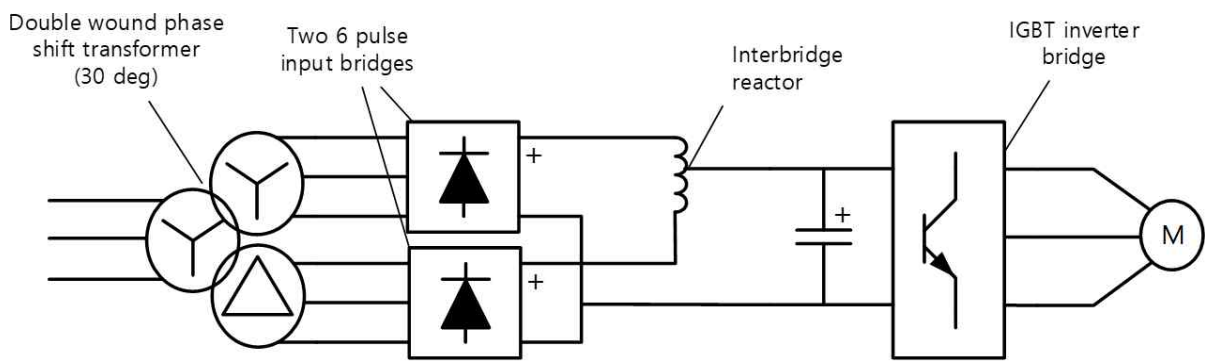


Fig.3-4 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer

2차 전압은  $30^\circ$ 의 위상차를 가지므로 DC inter-bridge 리액터를 사용하여 정류기의 도통각이  $120^\circ$ 가 보장되고 회로가 균형을 이룬다면 5차 및 7차 고조파는 상쇄된다. 그러나 만일 각 상전압의 크기나 위상이 달라져서 평형이 깨지면 변압기의 1차 측에 5차 및 7차 고조파가 심하게 증가할 수 있다. 이 불균형은 변압기나 정류기 제작과정에서의 허용오차로 인해 발생할 수도 있는데 2차 측의 전압이나 정류기의 불균형 등으로 인한 영향을 감소시키기 위해 변압기의 누설 임피던스를 5[%]정도로 비교적 증가시켜야 한다. 전압왜형률이 높은 선박이나 해양플랜트에서는 각각의 비선형장비에 분리형 고조파 완화 장치를 설치함으로써 전체적인 전압왜곡의 정도를 감소시키는 것으로 위상이동 시스템이 효과적으로 동작할 수 있도록 만들어준다.

### 3.4 능동필터(Active Filter)

고조파 저감 및 무효전력 보상을 할 수 있다는 장점으로 산업현장에 널리 사용되고 있다. 수동 L-C필터와는 달리 능동필터는 전원 임피던스의 변화에도 영향을 받지 않으며 Network에 공진을 발생시킬 우려도 없다. Fig.3-5는 능동필터의 일반적인 형태인 병렬 능동필터를 도시하였다.

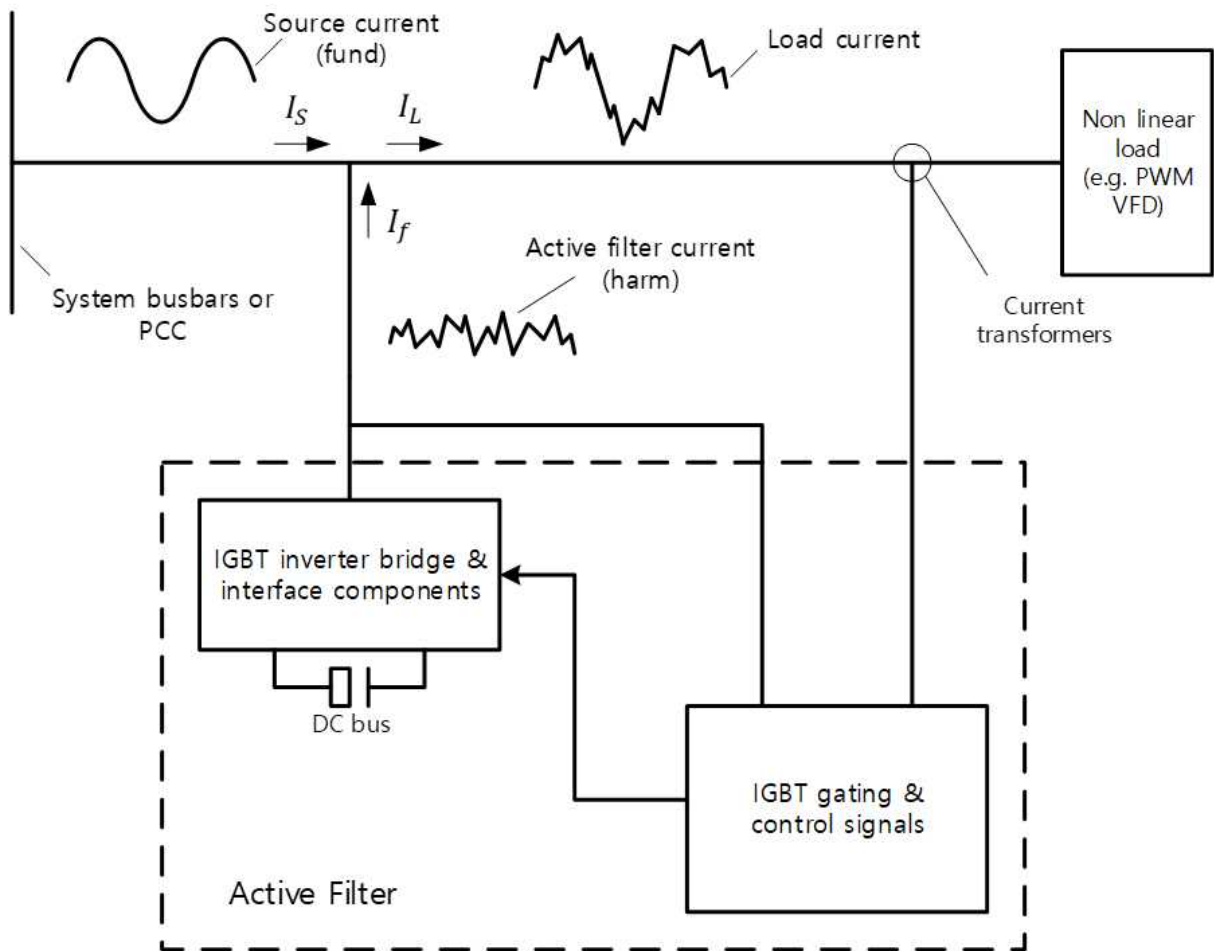


Fig.3-5 Block diagram of shunt connection active filter

Fig.3-5에서 각 회로전류들의 관계는 식(3-2)와 같다.

$$I_S = I_L - I_F \quad (3-2)$$

(단,  $I_S$  ; 전원전류(기본파),  $I_L$  ; 비선형 부하전류,  $I_F$  ; 능동필터 전류(고조파))

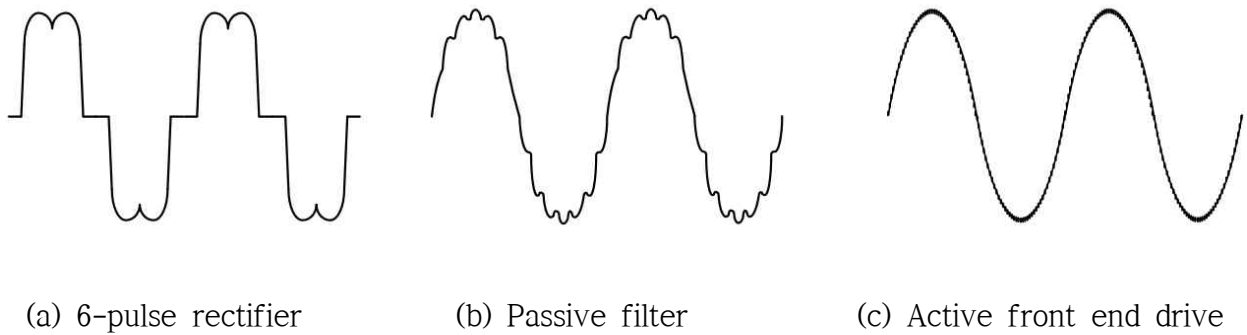
우선 능동필터는 CT를 사용하여 비선형 부하전류를 측정하고, CT로부터 검출한 전압신호를 notch 필터에 가하여 기본파 성분을 제거하면 고조파 전류성분을 얻을 수 있다. 이 신호를 제어시스템에 가하여 고조파 전류를 복제 및 증폭한 후 IGBT 점호패턴을 발생시켜 부하에 주입한다. 이 전류를 고조파 보상전류라 한다. 즉, 능동필터는 해당 장치가 제대로 작동하기 위한 고조파 전류를 공급함으로써 전원 측 전류는 기본파만 제공하게 된다. 능동필터 대부분은 공급전압의 왜곡이 심할 경우 필터 입력측의 커패시터 성분이 손상을 입기 때문에 제대로 작동하지 않는다. 이처럼 능동필터는 부하측 전류불균형을 보상할 수 있는 기능도 가지고 있고 SCR 구동장치로 인한 Line notching을 감소시키기도 하지만 전원측 전압불균형에는 매우 민감하다는 단점이 있다.

### 3.5 AFE 정류기(Active Front End Converter)

AFE 정류기는 다이오드 정류기에서 다이오드가 IGBT 모듈로 교체한 정류기이다. 정류기는 지능형 변환기로 작동하여, 주 전원을 왜곡되지 않은 정현파 전류가 흐르도록 제어한다.

또한, 높은 수준의 유도성/용량성 부하가 연결되어 있더라도 AFE 정류기를 상 보상기로 사용함으로써 발전기 역률을 1에 가깝게 유지할 수 있다. 즉, AFE에 있는 주파수 변환기가 발전기 대신 주 전원에 필요한 무효전력을 공급한다는 것이다.

Fig.3-6에 보이듯이 AFE 정류기는 작동 상태와 무관하게 전원 측의 전류를 정현파 형태로 유지함으로써 전원 전압의 파형왜곡을 최소화시킬 수 있다. AFE에서의 전원 전압의 총고조파왜형률(THD)은 실제로 5% 미만이며, 이는 오실로스코프 그림에서 왜곡이 거의 보이지 않는다는 것을 의미하므로, AFE가 전원 공급에 관한 엄격한 규격을 만족하기 위한 이상적인 해결책임을 보여준다.



**Fig.3-6** Current wave form according to the method of rectification

많은 유형의 선박에서 가격, 공간 요건 및 낮은 고조파 왜곡 때문에 AFE 시스템을 채용하는 것이 이상적이다. AFE 시스템 자체의 가격은 높지만, 케이블, 필터, 보상 장비 및 변압기 등의 비용은 낮고, 동시에 낮은 무효전력 및 손실로 인해 운영비가 절감된다.

AFE 정류기의 특징으로 전원 측에 정현파에 가까운 파형을 만들어 고조파가 거의 제거된다는 것 외에 공급전압의 변동 시 보정이 용이하다는 것과 전원 측으로 전력회생이 가능하고, 드라이브의 동적 성능이 매우 높으며, 역률도 상승시킬 수 있다.

## 제 4 장 AFE 제어 방법

### 4.1 히스테리시스 제어

히스테리시스 제어기는 가장 간단한 전류 제어기로 조작량의 온/오프 동작을 되풀이하여 제어대상의 값을 목표값으로 유지하는 뱅-뱅(Bang-Bang) 제어의 일종이다. 히스테리시스 제어기의 동작 원리는 다음과 같다.

Fig.4-1에 보이듯이 히스테리시스 제어기는 전류 지령  $i^*$ 와 실제 전류  $i$ 의 오차를 순시적으로 측정하여 그 오차가 히스테리시스 폭(Band)이라 부르는 설정 값  $h$ 를 초과하는 순간 스위칭 소자의 상태를 전환하여 오차를 줄이도록 제어한다. 즉,

- $i^* - i \leq -h$ 의 경우 : 아래 상 스위치(S-)를 켜서, 음(-)의 출력 전압

$(-\frac{V_{dc}}{2})$ 을 인가하여 부하 전류를 감소시킨다.

- $i^* - i \geq h$ 의 경우 : 위 상 스위치(S+)를 켜서, 양(+)의 출력 전압

$(\frac{V_{dc}}{2})$ 을 인가하여 부하 전류를 증가시킨다.

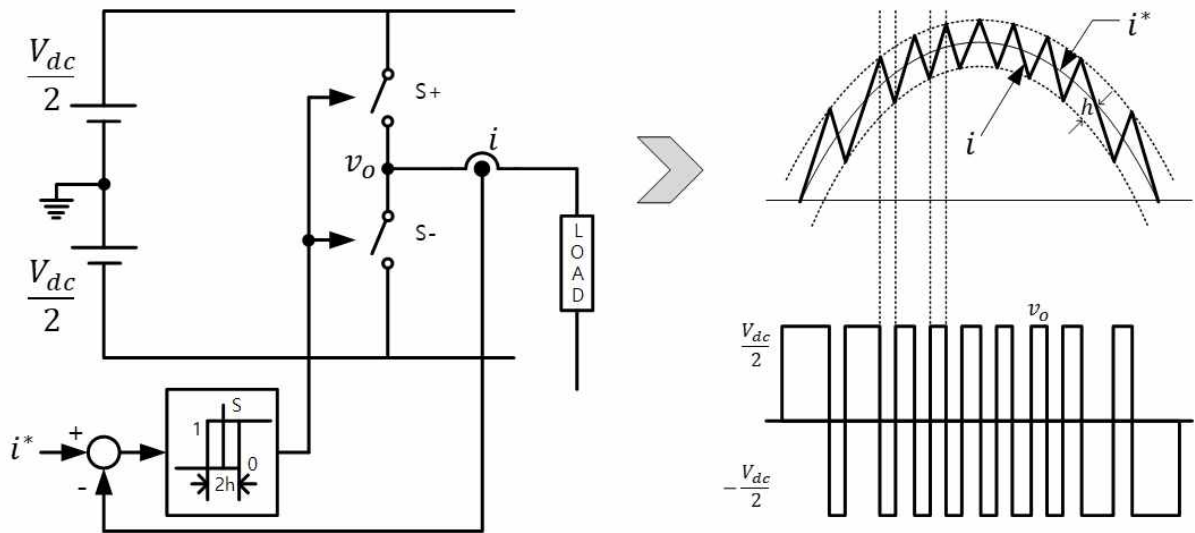


Fig.4-1 Operating principles of hysteresis controller

이러한 동작 원리에 따라 실제 전류  $i$ 는 지령 전류  $i^*$ 를 히스테리시스 폭  $h$ 의 오차 내에서 추종한다고 볼 수 있다. 그러므로 히스테리시스 폭  $h$ 란 허용된 전류 오차의 크기라고 말할 수 있는데,  $h$ 가 작을수록 전류 오차는 감소하지만, 스위칭 주파수가 증가하는 단점이 있다.

Fig.4-2는 복소수 평면상에서 지령 전류 벡터  $i^*$ 를 중심으로 히스테리시스 제어 동작에 의한 실제 전류 벡터  $i$ 의 동작 범위를 나타내고 있다. 예를 들면 a상의 실제 전류가 지령 전류보다 커지게 되면 실제 전류 벡터  $i$ 는 a상 축의 (+) 쪽으로 이동하게 되고, 히스테리시스 폭  $h$ 와 전류 오차가 같을 때  $-A$  라인(line)에 부딪힌다. 이때 a상의 아랫단 스위치가 켜지게 되고 a상 전압은  $-V_{dc}/2$ 가 되어 전류를 감소시키게 된다. 반면에, 실제 전류의 오차가 지령보다  $h$ 만큼 작게 되면 실제 전류 벡터  $i$ 는  $+A$  라인에 부딪히게 되고, 이 경우에는 a상의 윗단 스위치가 켜져서, 출력 전압은  $V_{dc}/2$ 가 되어 전류를 증가시키는 동작을 하게 된다. 마찬가지로 b와 c상도 각자의 히스테리시스 폭 내에서 독립적인 스위칭 동작을 한다. 이러한 히스테리시스 제어 동작 때문에 각 상의 오차 전류는  $h$  이내로 제한되므로, 실제 전류 벡터  $i$ 는 스위칭 라인으로 이루어진 육각형 내에서만 움직일 것으로 예측할 수 있다. 그러나 대부분의 교류 전동기

와 같이 중성점이 외부 회로와 연결되지 않는 3상 부하의 경우에는 3상 전류의 합이 영이므로 3상 전류 모두를 독립적으로 제어할 수 없다. 그러므로 사실상 최대  $2h$ 까지 전류 오차가 발생할 수 있다.

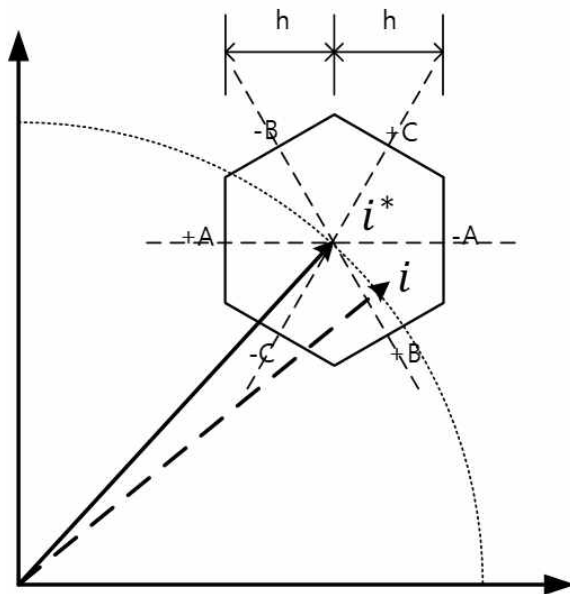


Fig.4-2 Operation of the 3-phase hysteresis controller

이러한 히스테리시스 제어기는 그 동작 원리가 간단하고 과도 응답 특성이 우수하다는 장점으로 인해 소형 시스템에 많이 사용됐다. 그러나 히스테리시스 제어기는 근본적으로 아날로그 제어기이며, 스위칭 주파수가 일정하지 않다는 단점 때문에 그 사용이 제한되고 있다. 히스테리시스 제어기에서는 역기전력이나 부하 변동 등에 따라 스위치의 온/오프 상태 전환 시점이 달라져 스위칭 주파수가 변동되는데, 이러한 것이 스위칭 소자에 대한 필터 설계나 방열 설계, 노이즈(Noise) 대책 수립 등을 어렵게 만든다. 스위치에서 발생하는 고조파나 손실 등은 스위칭 주파수의 함수로 주어지기 때문이다. 또한, 저속의 운전 영역에서는 역기전력이 작으므로 인가 전압의 방향으로 전류가 변동하게 되는데, 이로 인해 계속해서 스위치의 상태가 변하게 되어 스위칭 주파수가 급격하게 증가하게 되는 리미트 사이클(Limit Cycle) 구간이 발생하기도 한다. 이러한 문제를 개선하기 위해서 히스테리시스 폭에 약간의 오프셋(Offset)을 추가하는 방법이 있다.

## 4.2 삼각파 비교 전류 제어

Fig.4-3에 보이는 바와 같이 이 방식에서는 정현파의 지령 전압  $v_{ref}$ 를 높은 주파수의 삼각 반송파(Carrier Wave)  $v_c$ 와 실시간으로 비교하여 아래와 같은 원리로 컨버터 각 상 스위치 소자의 온/오프 상태를 결정한다.

지령 전압  $v_{ref} >$  삼각 반송파  $v_c$  : 위 상 스위치(S+)를 켜다. ( $\frac{V_{dc}}{2}$ )

지령 전압  $v_{ref} <$  삼각 반송파  $v_c$  : 아래 상 스위치(S-)를 켜다. ( $-\frac{V_{dc}}{2}$ )

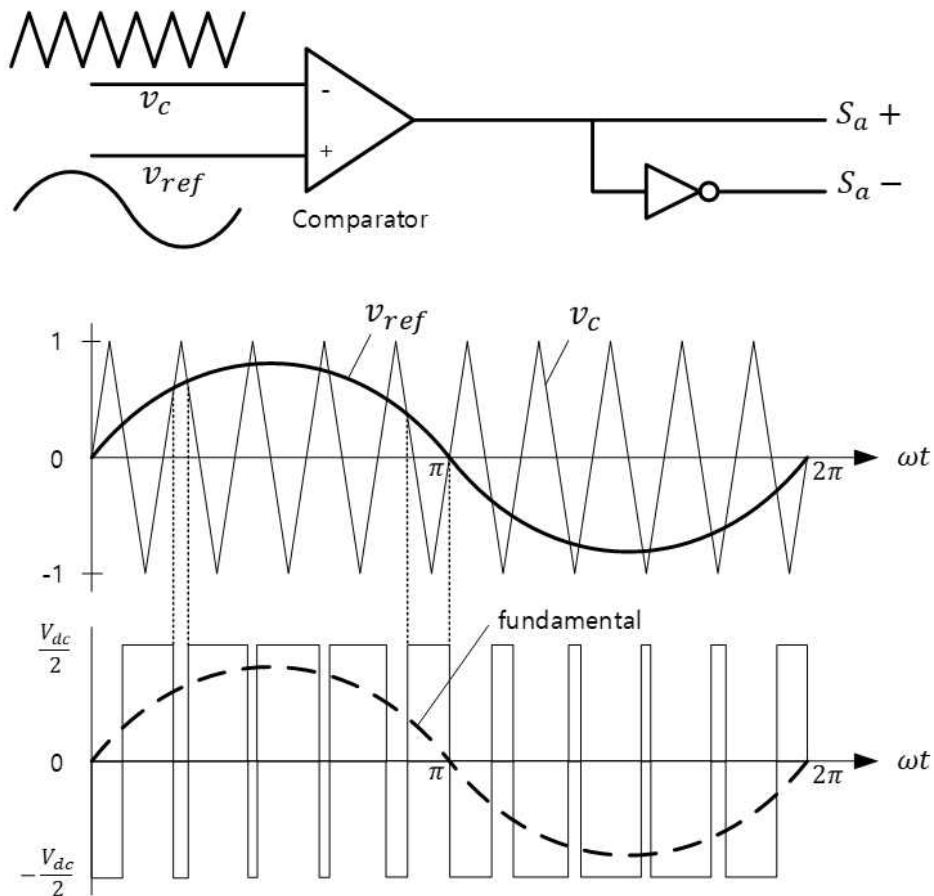


Fig.4-3 Principle of sinusoidal PWM



여기서 삼각 반송파  $v_c$ 의 피크-피크 값(Peak-to-peak Value)은 직류 입력 전압  $V_{dc}$ 로 선정하고, 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기는 삼각파의 최대값보다 커서는 안 된다. 이 방식에서는 정현파 형태의 지령 전압을 사용하여 변조하기 때문에 ‘정현파 변조 방식(Sinusoidal PWM, SPWM)’ 이라고 한다.

이처럼 지령 전압의 주파수보다 삼각 반송파의 주파수가 충분히 크다면(최소한 21배 이상), 컨버터로 인해 만들어진 기본파 상전압  $v_o$ 의 주파수와 지령 전압의 주파수는 같고, 그 크기는 다음과 같이 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기에 비례한다.

$$v_o = v_{ref} \sin \omega t \quad (4-1)$$

이를 전압 변조 지수  $MI(= \frac{v_{ref}}{V_{dc}/2})$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$v_o = \frac{V_{dc}}{2} \cdot MI \cdot \sin \omega t \quad (4-2)$$

여기서 출력 전압의 기본파  $v_o$ 이 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기에 비례하여 출력되는 변조 지수의 범위는 지령 전압이 삼각 반송파보다 크지 않아야 하므로  $0 \leq MI \leq 1$ 이 된다. 이 범위를 ‘선형 변조 영역’ 이라 한다. 선형 변조 범위로부터 SPWM기법을 사용하여 선형적으로 얻을 수 있는 최대 기본파 전압은  $V_{dc}/2$ 로서 3상 인버터에서 얻을 수 있는 최대 기본파 전압인  $2V_{dc}/\pi$ (6 스텝 운전 모드시)의 78.5% 정도가 된다.  $MI > 1$ 인 범위는 ‘과변조(Overmodulation) 영역’ 이라 하며 이 영역에서는 출력 전압의 기본파 크기가 지령 전압의 크기에 비례하여 출력되지 않는다. Fig.4-4에 SPWM방식에서 지령 전압에 대한 출력 전압과의 관계를 변조 지수로 나타내고 있다.

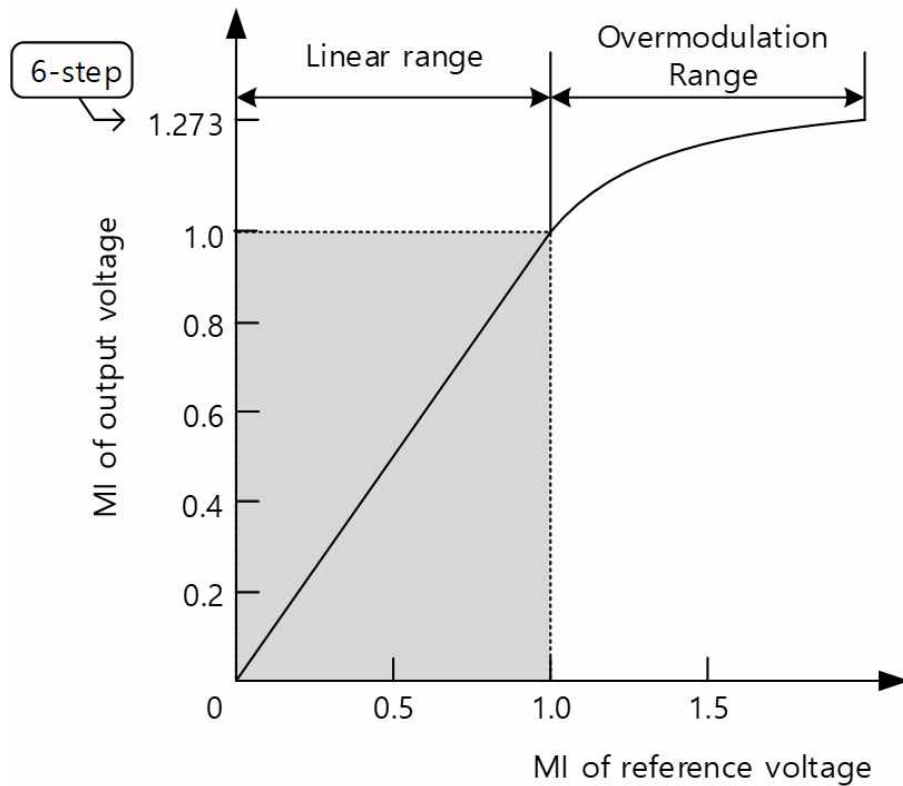


Fig.4-4 Voltage modulation area in SPWM

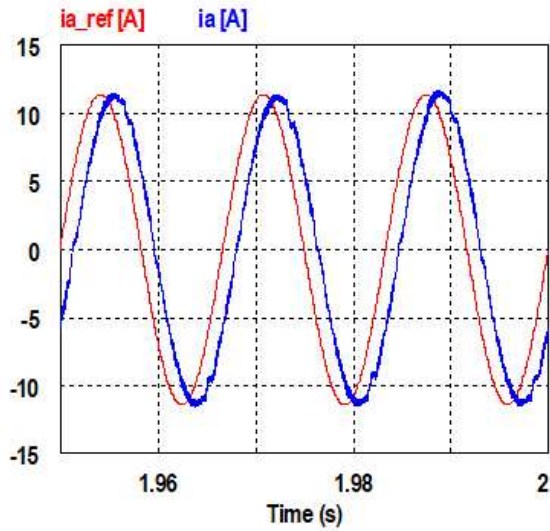
SPWM기법의 주된 특징 중 하나는 스위칭 상태가 지령 전압이 삼각 반송파와 교차하는 시점에서만 바뀐다는 것이다. 따라서 지령 전압이 삼각 반송파보다 작게 주어진다고 가정하면, 삼각 반송파의 한주기에 한 번씩 스위칭 상태를 바꾸는 것으로 스위칭 주파수가 삼각 반송파의 주파수와 같다는 것이다. 이는 삼각파 한 주기에 한 번씩 스위치가 온/오프 되기 때문이다. 따라서 삼각파 비교 전류 제어기는 스위칭 주파수가 일정하다는 것을 의미하며, 이것은 히스테리시스 제어기와 비교해서 삼각파 비교 전류 제어기의 큰 장점이 된다. 일정한 스위칭 주파수로 스위칭 손실의 계산이 수월해지면 이를 바탕으로 스위칭 반도체 소자에서 발생하는 열에 대한 계산과 이에 따른 방열 설계가 쉬워지기 때문이다. 마찬가지로 스위칭에 따른 출력 전압의 고조파 성분도 일정해지므로 이를 제거하기 위한 저역 통과 필터의 설계가 쉬워지는 장점이 있다.

SPWM기법은 원리가 간단하고 아날로그 구현이 수월하며 PWM기법의 사용 초기부터 널리 적용되어왔다. 적분기로 삼각 반송파를 발생하고, 비교기

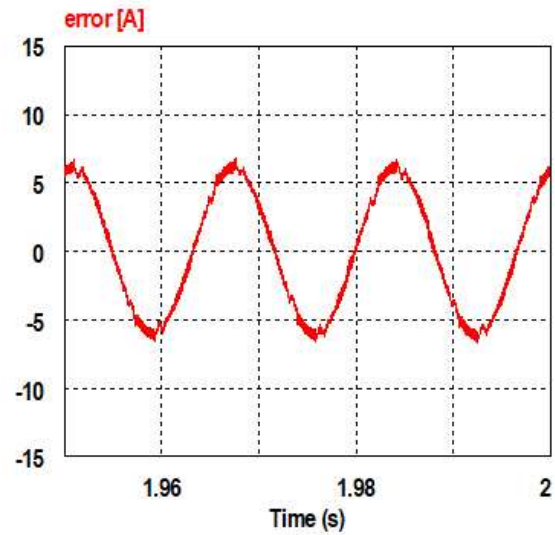
(Comparator)로 정현파 지령 전압과 삼각 반송파의 교차점을 하드웨어적으로 결정하여 스위칭하는 아날로그 회로로 구현된 SPWM방식을 ‘Naturally Sampled PWM’ 이라 부른다. 반면에 마이크로컨트롤러를 이용한 디지털 제어기에서 SPWM기법은 두 시변 파형의 교차점을 연산으로 구하기가 쉽지 않기 때문에 소프트웨어적인 구현이 다소 어렵다. 따라서 정현파 지령 전압을 삼각파의 피크마다 샘플링(Sampling)하여 일정하게 유지하고, 이를 삼각 반송파와 비교하여 스위칭 상태를 결정하는 방법을 사용하는데 이를 ‘Regular Sampled PWM’ 이라 한다.

SPWM기법은 또한 매 샘플링마다 변조가 실행되므로 동특성이 우수하다는 다른 장점이 있다. 그러나 선형적으로 얻을 수 있는 기본파 상전압의 최대값이  $V_{dc}/2$ 로 작아 직류 전압의 이용률이 낮으며, 전압 변조 지수가 큰 경우에 고조파 특성이 나빠지는 단점이 있다.

또한, 삼각파 비교 전류 제어기에서는 크기와 위상 오차가 발생하는 단점이 있다. 이 전류 제어기의 특성이 Fig.4-5에 보는 바와 같이 지령 전류와 실제 전류를 비교해보면 의상과 크기의 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 이러한 오차는 전류의 주파수와 역기전력이 커지는 고속 영역에서는 더욱 증가한다. 오차를 감소시키기 위해, 통상 전류 오차를 비례 또는 비례적분 제어기 등의 보상기를 거친 후 삼각파와 비교하여 출력을 결정하는 삼각파-비례적분 제어기법이 주로 사용된다. 이 경우 보상기의 이득을 크게 하면 이러한 오차를 개선할 수 있지만 이와 동시에 전류 측정 신호에 포함된 노이즈도 증폭되는 등의 문제로 인해 현실적으로 이득을 크게 하기 힘들다.



(a) Reference and Output current



(b) Current error

Fig.4-5 Current characteristics of SPWM

SPWM방식의 이러한 단점을 극복하기 위해 개선된 PWM기법들이 다수 제안되어왔다. 이런 기법들은 대부분 변조 지령 전압의 형태를 변경함으로써 선형 제어 영역의 확장하는 동시에 여러 변조 성능을 개선하고 있다는 것을 주목해야 한다. 따라서 개선된 방식들의 지령 전압은 SPWM방식과는 달리 비정현파 형태가 된다.

### 4.3 공간 벡터 전압 변조 방식

앞서 살펴본 PWM 기법들은 모두 주어진 3상 지령 전압을 각각 개별적으로 변조하는 방식이었다. 이와는 달리 ‘공간 벡터 전압 변조(Space Vector PWM, SVPWM) 방식’은 3상 지령 전압을 하나의 공간 벡터(Space Vector)로 복소수 공간상에 표현하여 이를 변조하는 기법이 이다. 이 방식은 SPWM기법보다 15.5% 더 큰 전압을 선형적으로 생성할 수 있으며, 이 기법으로 변조된 전압을 전동기에 인가한 경우 전류와 토크에 포함된 고조파가 다른 기법보다 적다는 장점으로 인해 현재 인버터 단에 가장 널리 사용되고 있다.

이 기법에서는 지령 전압이 공간 벡터로 주어지므로 출력 가능한 전압 역시 공간 전압 벡터로 표현할 필요가 있다. 3상 인버터에서는 총 8개의 서로 다른 스위칭 상태 즉, 서로 다른 3상 전압이 있다. 이러한 출력 가능한 8개의 3상 전압에 대한 공간 전압 벡터가 Table.4-1에 나타나 있다. 이들 중 6개의 전압 벡터  $V_1 \sim V_6$ 은 유효 전압 벡터(Active Voltage Vector)로서 부하에 유효한 전압을 인가하고 그 크기는 모두  $2V_{dc}/3$ 로 동일하며 단지 위상만 다르다. 이와는 달리 두 전압 벡터  $V_0$ 과  $V_7$ 은 부하에 유효한 전압을 인가해 주지 못하기 때문에 영 전압 벡터(Zero Voltage Vector)라고 한다. 이 영 전압 벡터가 변조 성능에 끼치는 영향은 매우 크다.

**Table.4-1** Space vector according to switching state

스위칭 상태 $S_a \ S_b \ S_c$	상전압 $v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}$	공간 전압 벡터 $V_n$
0 0 0	0 0 0	$V_0 = 0 / 0^\circ$
1 0 0	$\frac{2}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} / 0^\circ$
1 1 0	$\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{2}{3} V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} / 60^\circ$
0 1 0	$-\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{2}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} / 120^\circ$
0 1 1	$-\frac{2}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc}$	$V_4 = \frac{2}{3} V_{dc} / 180^\circ$
0 0 1	$-\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{2}{3} V_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3} V_{dc} / 240^\circ$
1 0 1	$\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{2}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} / 300^\circ$
1 1 1	0 0 0	$V_7 = 0 / 0^\circ$

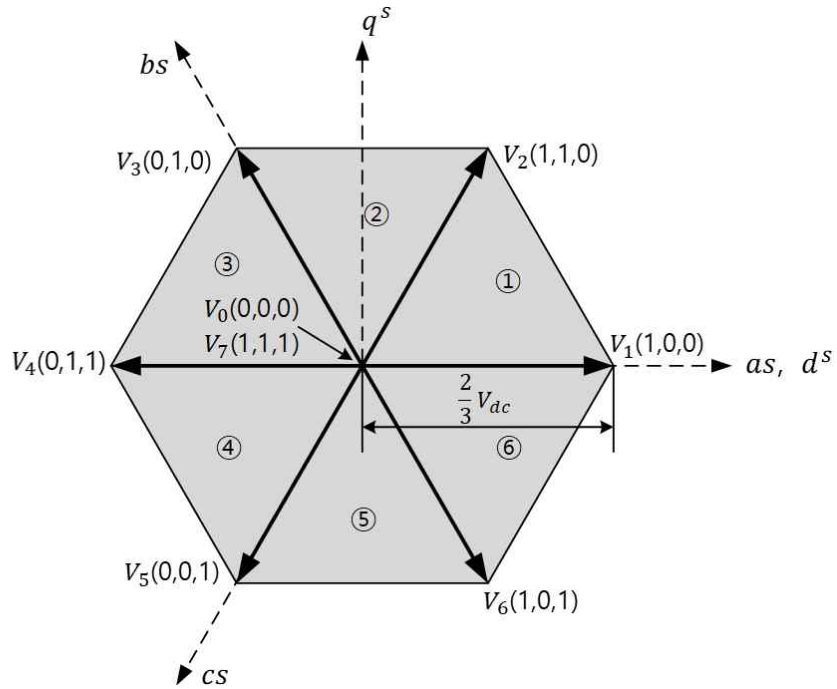


Fig.4-6 Space vector expressed in a complex number plane

이제 공간 전압 벡터를 사용한 전압 변조 방식의 원리를 살펴보기로 하자.

### 4.3.1 공간 벡터 변조 기법의 원리

3상 지령 상전압이 시간에 따라 변동하면 Fig.4-7에 보이는 바와 같이 지령 전압 벡터는 복소수 공간(또는  $d^s$ - $q^s$  축 정지 좌표계)상에서 반시계방향으로 회전하여 지령 전압의 한주기 동안 전압 벡터는 한 바퀴 회전한다. 이렇게 전압 벡터로 주어진 지령 전압을 공간 벡터 변조 방식에서는 컨버터에서 발생시킬 수 있는 8개의 전압 벡터들을 이용하여 생성하는데, 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 가장 가까운 두 유효 전압 벡터( $V_n, V_{n+1}$ )와 영 전압 벡터( $V_0, V_7$ )를 이용하여 일정 변조 주기  $T_s$  동안 지령 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 만든다.

우선, 지령 전압 벡터는 지령 전압 벡터를 올바르게 생성할 수 있는 6개의 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부로 주어진다고 가정한다. Fig.4-7에 보이듯이 지령 전압 벡터  $V^*$ 가 육각형의 내부의 6개 영역 중 ①에 위치한 경우 컨버터에서 출력 가능한 6개의 유효 전압 벡터 중에 이 지령 전압 벡터와 동일한

크기와 위상을 갖는 것은 없다. 그러므로 이 지령 전압 벡터를 컨버터에서 단  
 번에 출력할 수는 없으므로 유효 전압 벡터 중에 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 인접한  
 두 개의 유효 전압 벡터인  $V_1$ 과  $V_2$ 를 적절히 합성하여 지령 전압 벡터  $V^*$ 와  
 위상과 크기가 동일한 전압 벡터를 만든다.

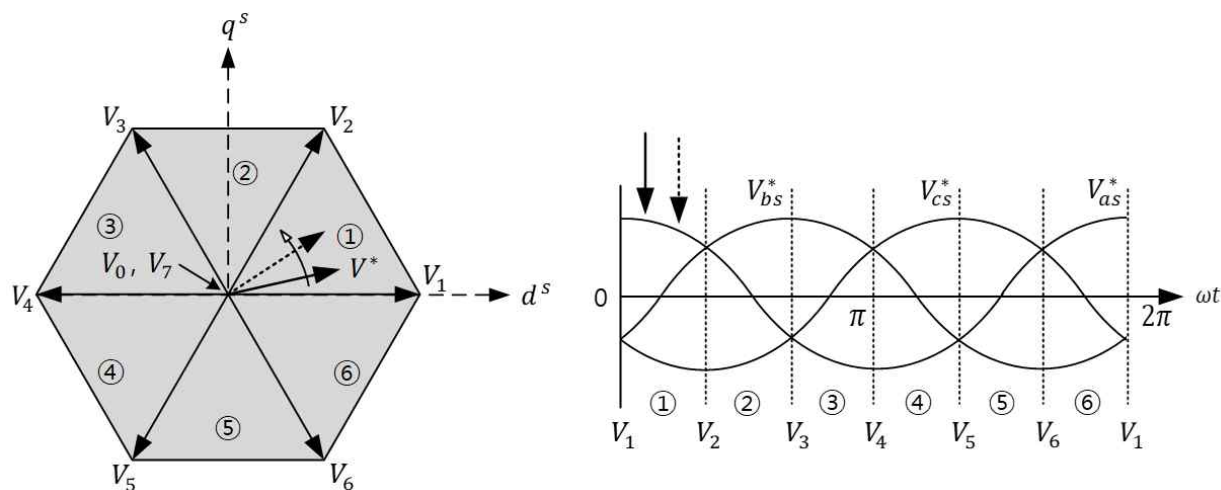


Fig.4-7 Movement of the reference voltage vector

전압을 합성하는 과정은 Fig.4-8에 보이는 바와 같이 총 세 단계로 이루어지  
 며, 스위칭 주파수에 의해 결정된 전압 변조 주기  $T_s$ 마다 반복된다. 우선 변조  
 주기 동안 지령 전압 벡터  $V^*$ 의 크기 및 위상은 일정하다고 가정한다. 합성의  
 첫 단계에는 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 인접한 두 유효 전압 벡터 중에 한 벡터  $V_1$   
 을 먼저  $T_1$  시간 동안 인가한다. 그러면  $V_1$ 의 방향으로  $V_1 \cdot (T_1/T_s)$  크기의  
 전압이 발생한다. 다음 단계에는 나머지 인접 벡터  $V_2$ 를  $T_2$  시간 동안 인가하  
 여  $V^*$ 와 위상 및 크기를 맞추어 준다. 그러면  $V^*$ 와 평균적으로 동일한 전압을  
 생성할 수 있다. 마지막으로 두 벡터의 인가 시간  $T_1$ 과  $T_2$ 의 합이 전압 변조  
 주기  $T_s$ 보다 작다면 나머지  $T_0 (= T_s - T_1 - T_2)$  시간 동안에는 영 전압 벡터  
 $V_0$  또는  $V_7$ 을 인가하여 더 이상의 전압을 인가하지 않는다.

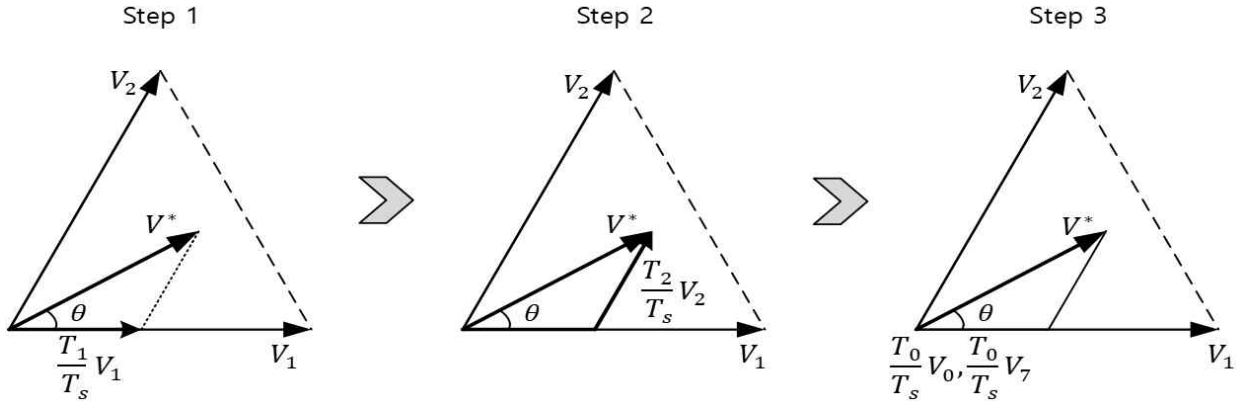


Fig.4-8 Process of voltage modulation

이러한 변조 과정에서 필요한 두 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ 은 다음과 같이 구할 수 있다. 방금 설명한 전압의 합성 과정을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (4-3)$$

전압 변조 주기  $T_s$  동안 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 직류 입력 전압  $V_{dc}$ 가 일정하다고 가정하면 위 식은

$$V^* \cdot T_s = V_n \cdot T_1 + V_{n+1} \cdot T_2 \quad (4-4)$$

와 같이 되는데, 지령 전압 벡터  $V^*$ 가 영역 ①( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ )에 위치한 경우에는 이 식은 두 복소수 축 성분으로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\theta = T_1 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) + T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cos 60^\circ \\ T_s \cdot |V^*| \cdot \sin\theta = T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \sin 60^\circ \end{cases} \quad (4-5)$$

여기서  $|V^*|$ 와  $\theta$ 는 각각 전압 벡터의 크기와 위상이다. 이 식으로부터 유효 전압 벡터 및 영 전압 벡터의 인가 시간을 계산하면 다음과 같다.



$$T_1 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} \quad (4-6)$$

$$T_2 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin \theta}{\sin 60^\circ} \quad (4-7)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (4-8)$$

여기서  $a = |V^*| / (\frac{2}{3} V_{dc})$ 이다.

나머지 영역에서의 유효 전압 벡터 및 영 전압 벡터의 인가 시간도 동일하게 계산할 수 있다.

공간 벡터 전압 변조 기법에서는 유효 전압 벡터들의 인가 시간의 합이 변조 주기  $T_s$ 보다 커서는 안 된다. 즉,  $T_1 + T_2 \leq T_s$ 이어야 한다. 이 조건을 만족하는 지령 전압의 크기를 구해보면 다음과 같이 된다.

$$T_1 + T_2 \leq T_s \rightarrow V^* \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin(60^\circ + \theta)} \quad (4-9)$$

이 식으로부터 변조 가능한 지령 전압 벡터의 범위를 그려보면 Fig.4-9에 보이는 바와 같고, 마찬가지로 나머지 영역을 적용하면 6개의 유효 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부 영역이 된다. 지령 전압 최소 크기는  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이며, 최대 크기는  $2V_{dc}/3$ 임을 알 수 있다.

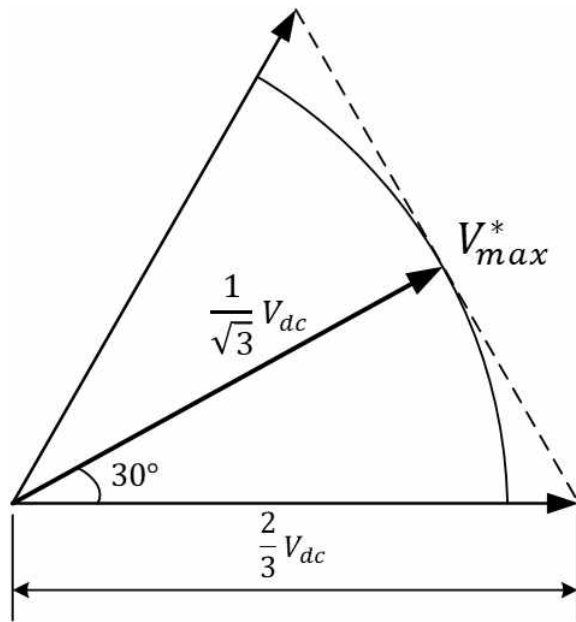


Fig.4-9 Controlled voltage areas in SVPWM

이 영역 중에 육각형에 내접하는 원의 내부가 선형 변조가 가능한 지령 전압의 영역이다. 그 내접원의 반지름은  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 으로 이 값이 공간 벡터 전압 변조 기법에서 출력 가능한 기본파 상전압의 최대값이다. SPWM방식보다는 약 15.5% 크며, 3차 고조파 주입 전압 변조 방식과는 동일하다. 또한, 6 스텝 운전 시 전압의 90.7%에 해당한다.

여러 PWM기법에 대한 전압 이용률을 Table.4-2에 비교하였다.

Table.4-2 Comparison of voltage utilization by modulation technique

	상전압(기본파 최대)	구형파 제어와의 비교
구형파 제어 (6-step)	$\frac{2}{\pi} V_{dc}$	100 %
SPWM	$\frac{V_{dc}}{2}$	78.5 %
SVPWM	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	90.7 %

### 4.3.2 대칭 공간 벡터 변조 방식

앞서 지령 전압 벡터를 생성하는 방법과 그때의 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간을 구하는 방법에 대해 알아보았다. 전압 변조 주기  $T_s$  내에서는 이들 벡터를 어떠한 순서로 인가하더라도 평균적으로는 동일한 크기의 평균 출력 전압을 얻을 수 있다. 그러나 고조파 특성, 스위칭 주파수, 전압 이용률 등의 여러 전압 변조 성능이 인가 순서와 시간에 따라 달라진다. 특히 유효 전압 벡터의 위치가 중요한데, Fig.4-10은 동일한 크기의 전압에 대한 유효 전압 벡터의 인가 위치에 따른 부하전류의 리플 크기와 주파수의 차이를 비교하고 있다. 유효한 전압 벡터가 변조 주기 내의 중앙에 위치하는 그림(a)의 경우가 그림(b)의 경우보다 전류 리플의 크기가 작고 그 주파수는 크므로 더 유리한 고조파 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다. 따라서 유효 전압 벡터를 어디에 배치하는가가 공간 벡터 변조 방식에서는 중요한 사항이 된다.

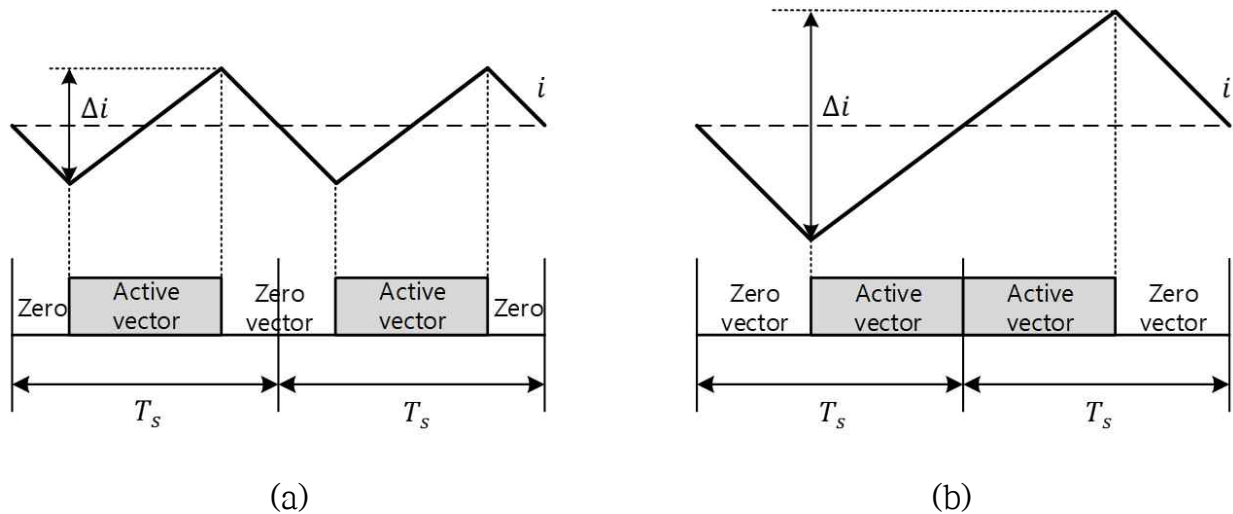


Fig.4-10 Current characteristics with the position of effective vectors

위 그림으로부터 알 수 있듯이 유효 전압 벡터는 전압 변조 주기  $T_s$  내의 정중앙에 위치하는 것이 고조파 특성이 가장 좋다고 알려져 있다. 이를 ‘대칭 공간 벡터 전압 변조 방식(Symmetrical SVPWM)’이라 한다. 또한, 이 경우 유효 전압의 펄스폭을 좀 더 확장할 수 있으므로 전압 변조의 범위가 향상된다.

유효 전압 벡터를 정 중앙에 위치시키기 위해서는 Fig.4-11에 보이는 바와 같이 영 전압 벡터를  $T_0/2$  시간씩 나누어 유효 전압 벡터 인가구간의 전과 후에 각각 위치시키면 된다. 더욱이 이 경우 두 가지 영 벡터  $V_0$ 과  $V_7$ 을 각각 한번씩 교대로 사용하며  $V_0(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_7(111)$ 의 벡터 번호가 증가하는 순서로 전압 벡터들을 인가하면 스위칭 횟수를 감소시킬 수 있다. 이러한 인가 순서를 사용하면 한 번의 스위칭 동작만으로 전압 벡터의 변경이 가능하게 된다.

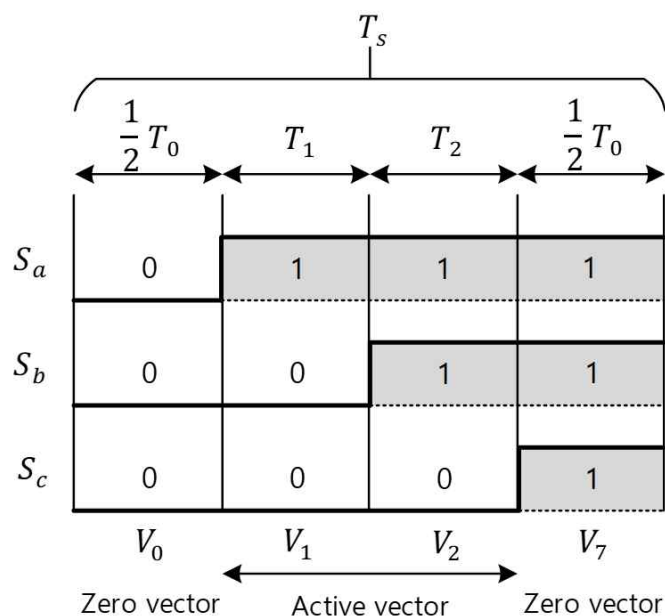


Fig.4-11 The inject process for effective vectors and zero vectors

Fig.4-12에 보이듯이 다음 변조 주기에서는 앞의 변조 주기와는 역순 즉,  $V_7(111) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_0(000)$ 의 순서로 인가한다. 따라서 스위치를 켜는(On Sequence) 변조 주기와 스위치를 끄는(Off Sequence) 변조 주기가 반복되어 진행된다. 이렇게 하면 두 변조 주기  $2T_s$ 가 스위칭 한 주기가 되기 때문에 스위칭 횟수를 최소로 할 수 있다. 예를 들어 전압 변조 제어 주기  $T_s$ 를 100us로 한 경우 스위칭 주파수는 5kHz가 된다. 통상 전압 변조 제어 주기는 전류 제어 주기와 동일하게 사용되는데, 이 경우 스위칭주기의 1/2이 전류 제어 주기가 된다.

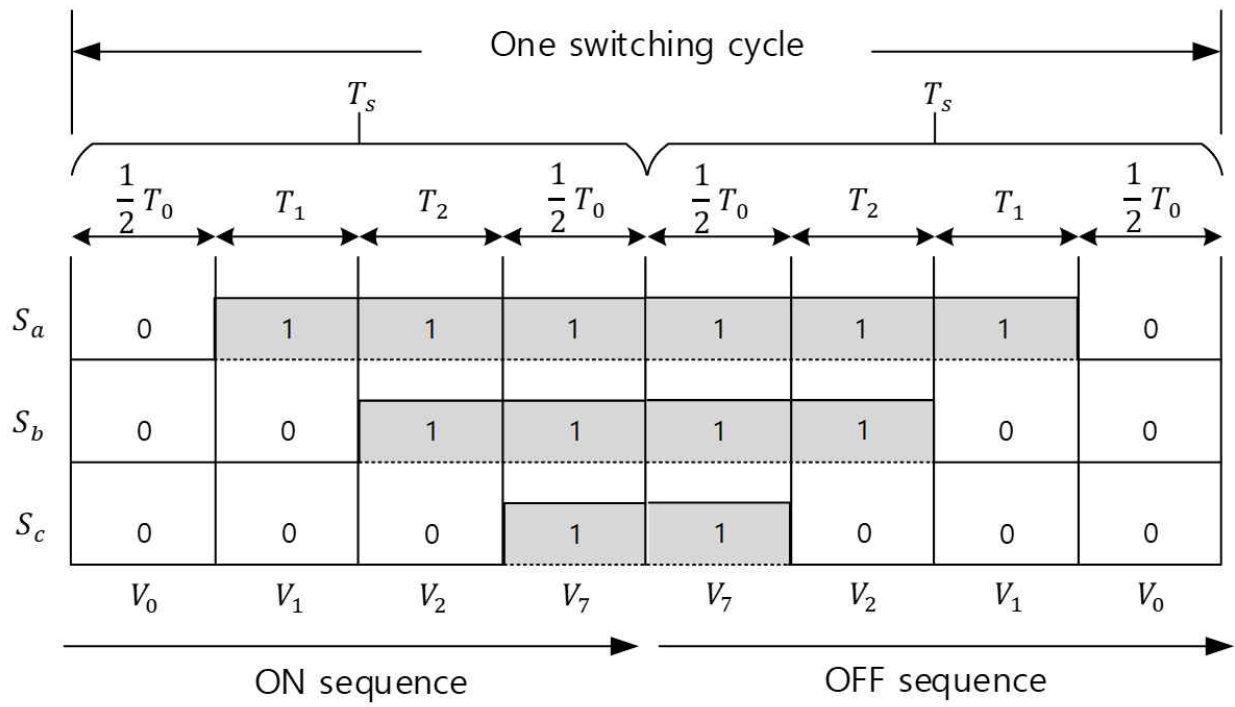


Fig.4-12 Switching process with three-phase modulation

Fig.4-13에 모든 영역에서 이루어지는 스위칭 과정이 보인다.

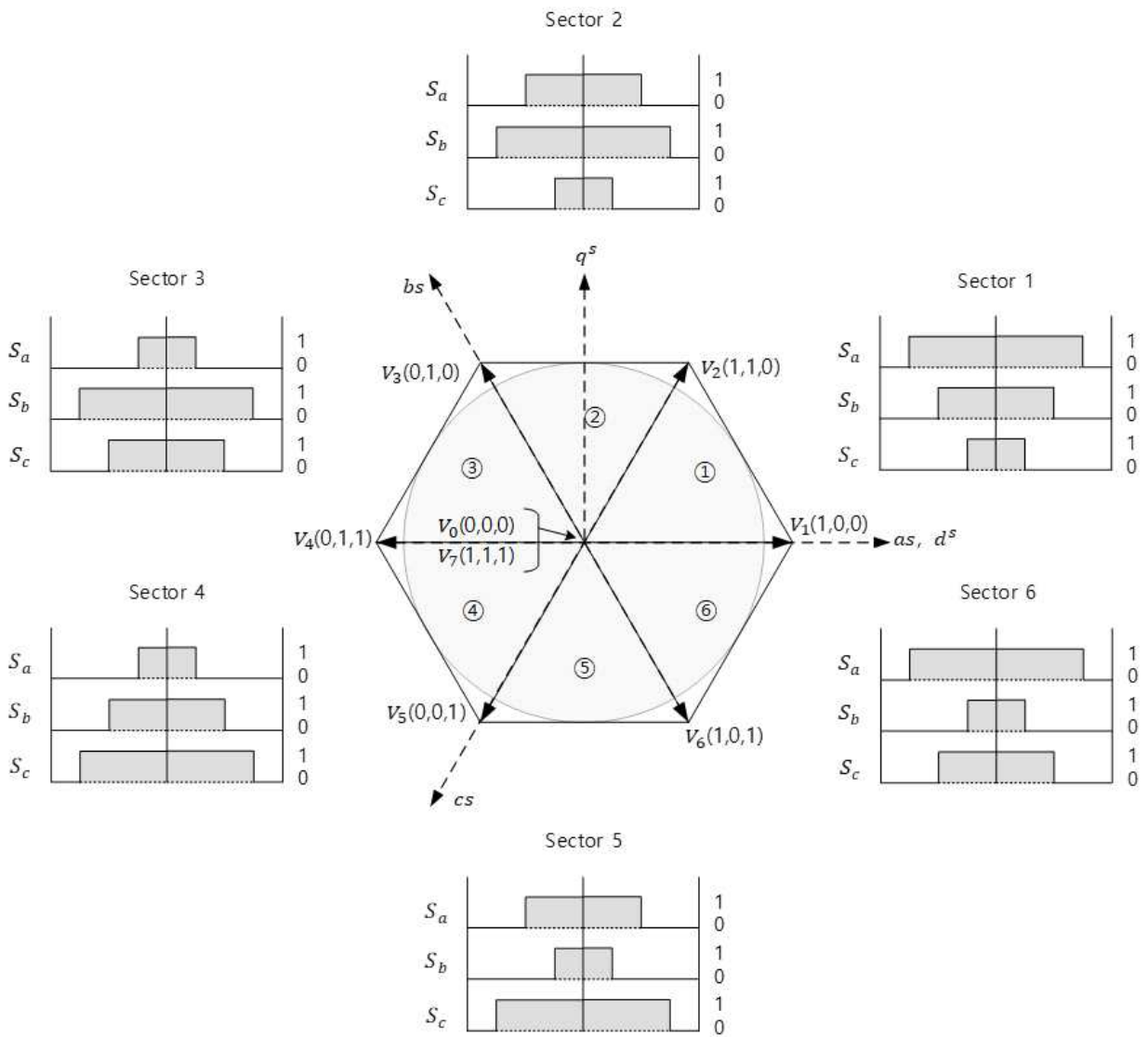


Fig.4-13 Switching process in each region

## 제 5 장 시뮬레이션

AFE 정류기는 다이오드 정류기에서 다이오드를 IGBT 모듈과 같은 능동 소자로 교체한 정류기로써 왜곡되지 않은 정현파 전류를 만들어 내므로 우수한 제어성능을 보인다. 또한, AFE 정류기에 있는 주파수 변환기가 발전기 대신 주전원에 필요한 무효 전력을 공급하므로 AFE 정류기를 상 보상기로 사용하여 발전기 역률을 1에 가깝게 제어할 수 있다. 이처럼 여러 가지 고조파 저감 및 완화 대책 중 AFE 정류기를 사용하므로써 효과적으로 고조파의 저감이 가능하다.

본 논문에서는 AFE 정류기를 사용하였을 때 전원 전류의 고조파를 어느 수준까지 저감할 수 있는지 알아보려고 한다. AFE 정류기의 전류를 제어하는 기법 중 다음 3가지의 제어 방식에 대하여 PSIM 시뮬레이션을 수행함으로써 서로 비교 분석하고자 한다.

- 1) 히스테리시스 제어 방식
- 2) 삼각파 비교 변조 방식
- 3) 공간 벡터 변조 방식

시뮬레이션에 적용한 기본적인 시스템 파라미터 정수는 Table.5-1과 같으며 3가지 제어 방법에 모두 일률적으로 적용하였다.

Table.5-1 System parameters used in simulation

Parameter	Value
Power	50[V], 60[Hz]
Cable resistance	0.1[Ω]
Boost inductor	2.5[mH]
Capacitance	2[mF]
Load	12, 25, 50[Ω], 5[mH]
Switching Frequency	10[kHz]

## 5.1 히스테리시스 제어 방식

Fig.5-1은 히스테리시스 제어 방식을 적용한 AFE 정류 시스템의 PSIM 블록도이다. 히스테리시스 제어는 전류 오차를 순시적으로 측정하여 히스테리시스 폭의 설정값에 따라 스위칭 소자의 상태를 전환하는 제어이다. 제어에 필요한 연산은 C언어로 프로그래밍되어 C Block 안에 내재 되어 있다.

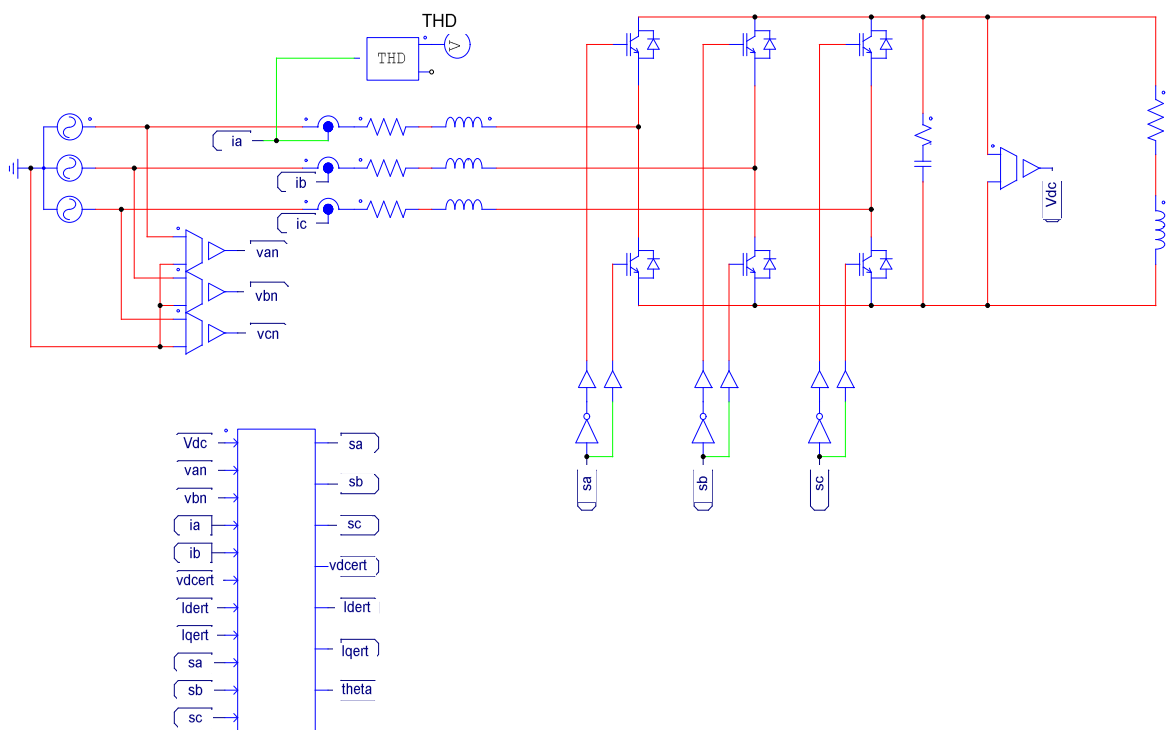
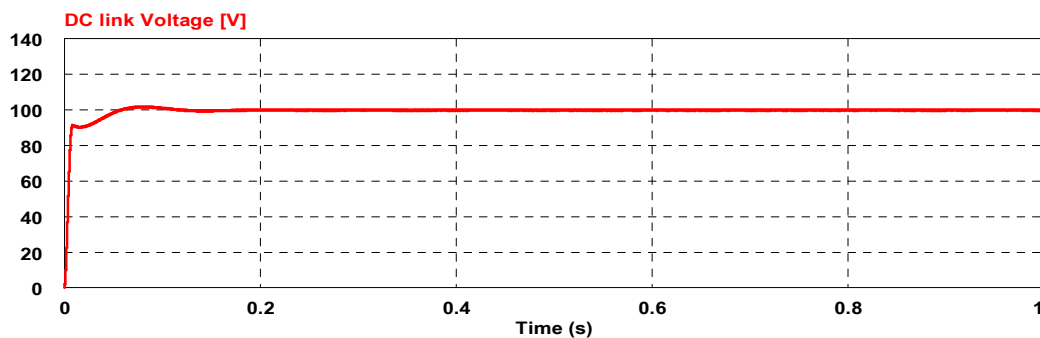


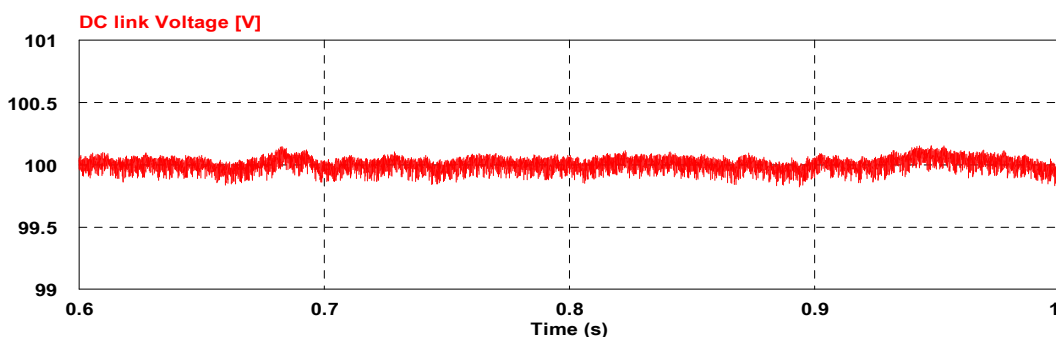
Fig.5-1 Schematic diagram for AFE rectifier system with hysteresis control



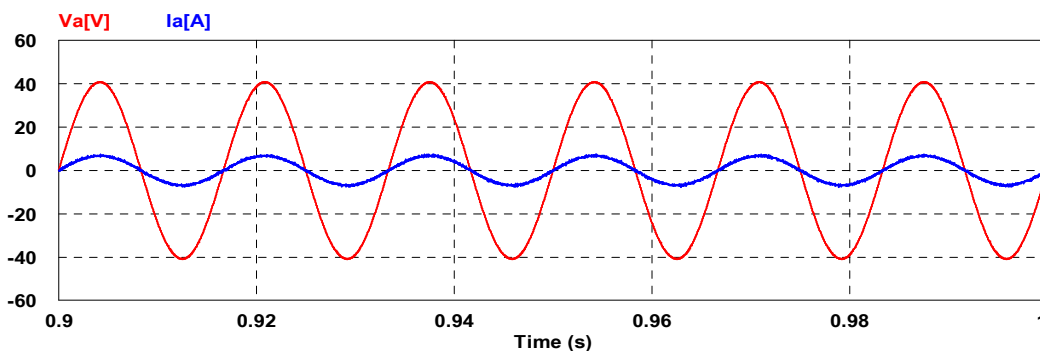
Fig.5-2는 DC link단 100[V]의 계단 전압지령을 가했을 때 직류 전압의 출력 파형 및 역률이다. 0.2[sec]이내에 지령전압에 도달하였음을 확인할 수 있고, 역률은 0.99이다. 그러나 정상상태일 때 확대한 그래프를 보면 파형에 리플이 많이 포함되어있음을 확인할 수 있다.



(a) DC Voltage



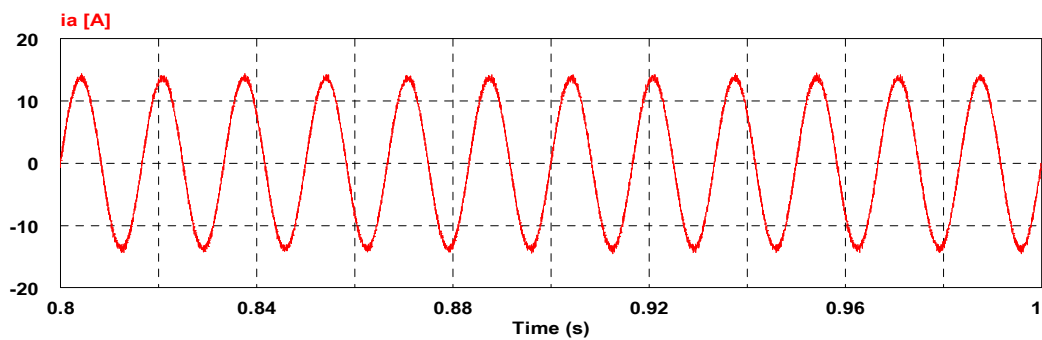
(b) Enlarged DC link Voltage



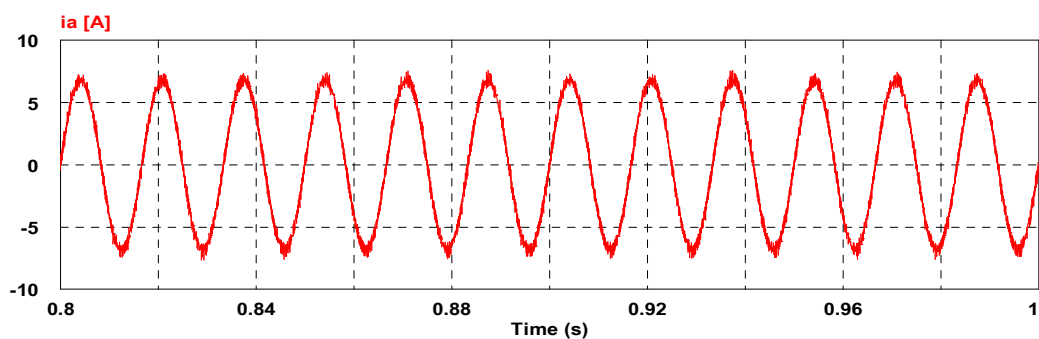
(c) Source voltage and input current

Fig.5-2 DC link Voltage and Power factor in hysteresis control

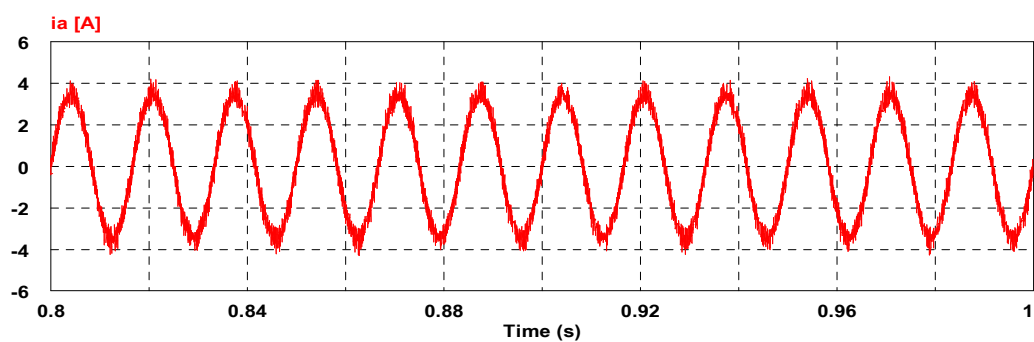
Fig.5-3은 부하전류의 증감함에 따라 정상상태에서의 전원 측 전류의 입력 파형을 알아보기 위하여 정류기의 부하저항 값을  $12.5[\Omega]$ ,  $25[\Omega]$ ,  $50[\Omega]$ 로 변경하며 시뮬레이션 한 결과다. 전류 파형에 리플이 많이 포함되어있음을 알 수 있고, 전류의 총고조파왜형률은 모두 11.7%이다.



(a) Input current ( with Load :  $12.5[\Omega]$  )



(b) Input current ( with Load :  $25[\Omega]$  )



(c) Input current ( with Load :  $50[\Omega]$  )

Fig.5-3 Response of current in hysteresis control

## 5.2 삼각파 비교 변조 방식

Fig.5-4는 삼각파 비교 변조 방식을 적용한 AFE 정류 시스템의 PSIM 블록도이다. 부하 변화에 따른 정류기의 안정성을 위해 PI 제어를 사용하였다. abc상 변수들이 서로 연관되어 있으므로 제어 변수를 dq 변환을 사용하여 변수를 서로 분리하여 제어하였다. dq 변수는 역변환하여 abc상의 변수로 바꾼 후 그 지령 전압을 삼각파 반송파와 비교하여 변조를 위한 펄스를 생성한다.

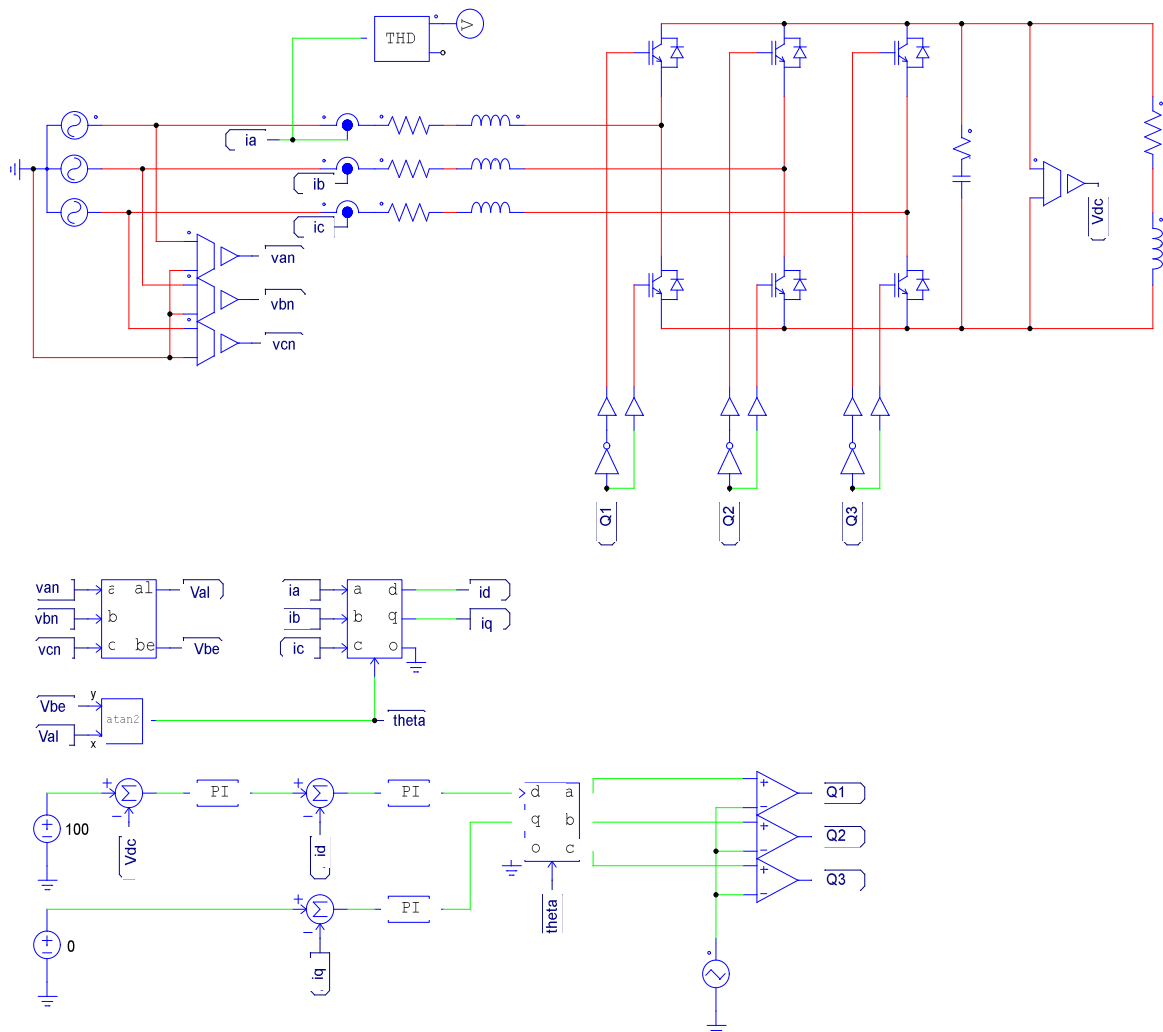
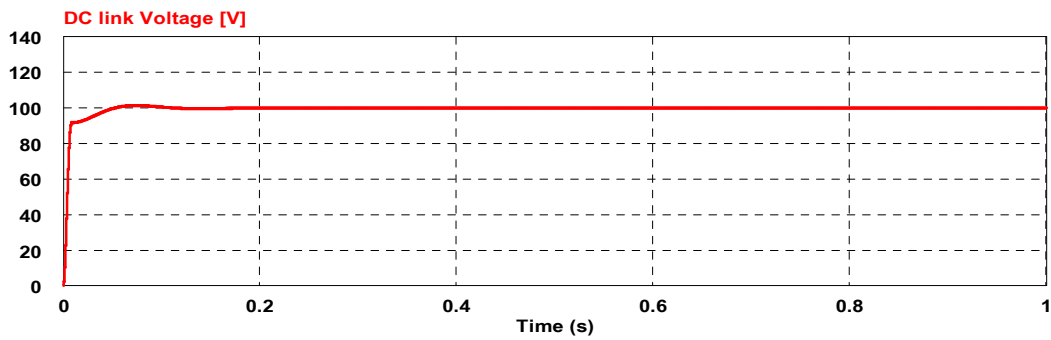
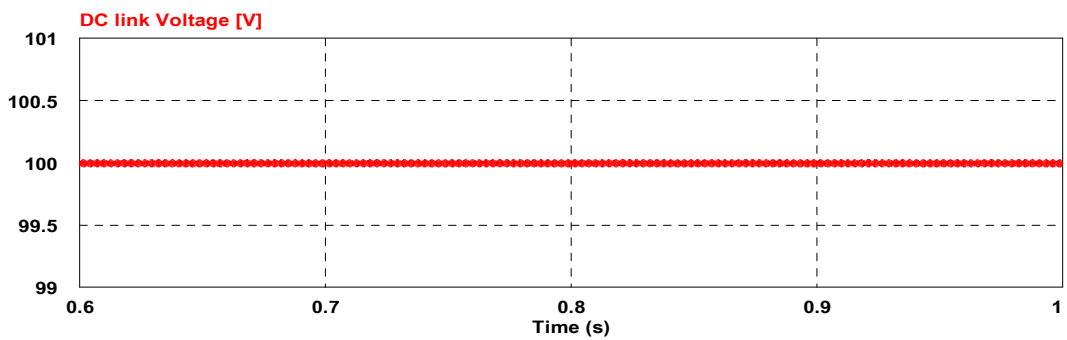


Fig.5-4 Schematic diagram for AFE rectifier system with SPWM

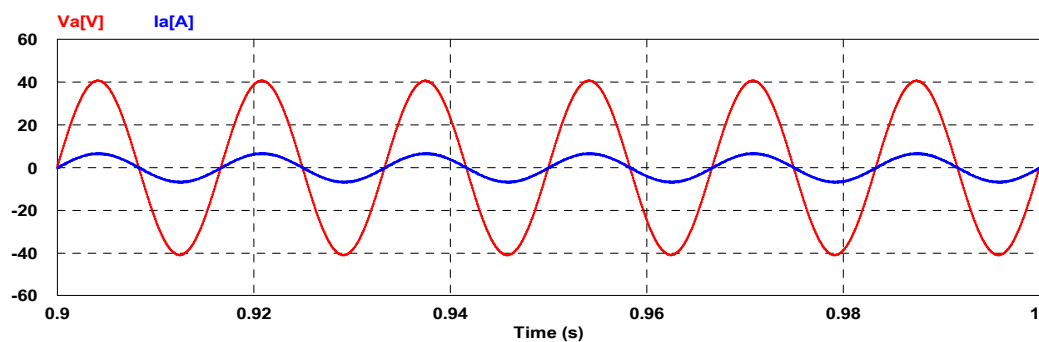
Fig.5-5는 100[V]의 계단 입력을 인가했을 경우 DC link단의 직류 출력 파형 및 역률이다. 직류 전압이 0.2[sec]안에 지령 전압값에 도달하였고, 역률은 0.99이다. 히스테리시스 제어 방식과 비교해봤을 때 직류 출력 파형에 리플이 거의 포함되지 않은 일정한 출력이 나옴을 알 수 있다.



(a) DC Voltage



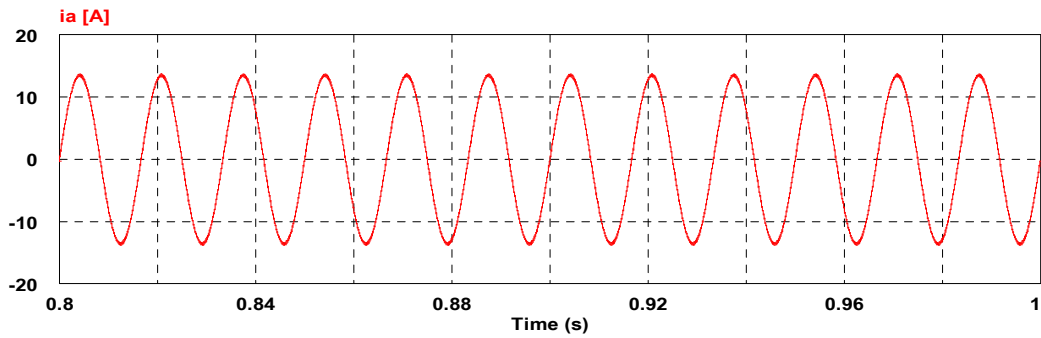
(b) Enlarged DC link Voltage



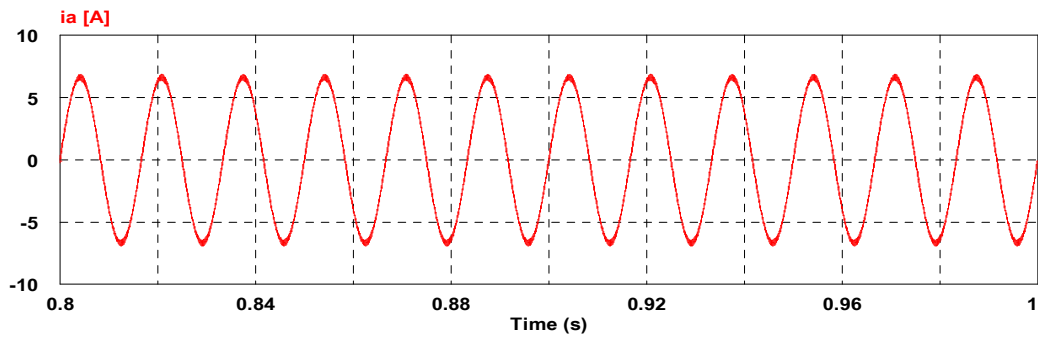
(c) Power factor

Fig.5-5 DC link Voltage and Power factor in SPWM

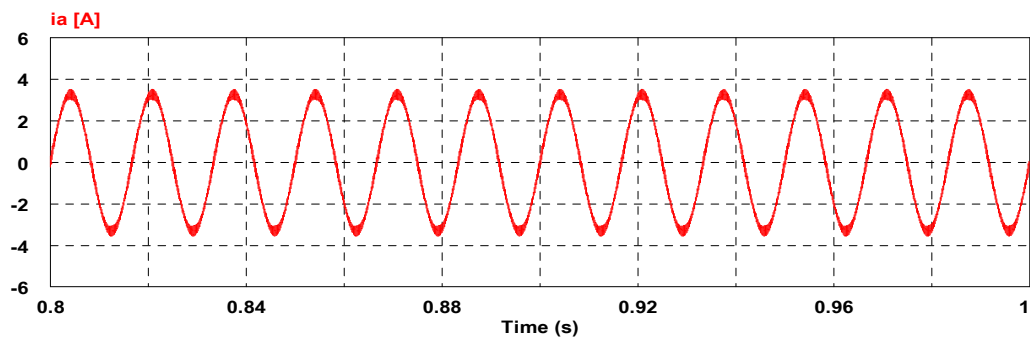
Fig.5-6 역시 정류기의 부하저항 값을  $12.5[\Omega]$ ,  $25[\Omega]$ ,  $50[\Omega]$ 로 변경하여 부하전류를 증감하였으며 각각의 정상상태에서의 전원 측 전류의 입력 파형을 보여준다. 전류의 총고조파왜형률은 0.97%, 1.95% 및 3.93%로 리플이 거의 포함되어 있지 않다.



(a) Input current ( with Load :  $12.5[\Omega]$  )



(b) Input current ( with Load :  $25[\Omega]$  )



(c) Input current ( with Load :  $50[\Omega]$  )

Fig.5-6 Response of current in SPWM

### 5.3 공간 벡터 전압 변조 방식

Fig.5-7은 공간 벡터 전압 변조 방식을 적용한 AFE 정류 시스템의 PSIM 블록도이다. 삼각파 비교 변조 방식과 마찬가지로 PI 제어를 dq 변환을 사용하여 제어 변수를 서로 분리하여 제어하였다. dq 변수는 역변환하여 abc상의 변수로 바꾼 지령 전압을 삼각 반송파와 비교하지 않고 C block 내에서 계산을 통해 각 상의 펄스를 생성한다.

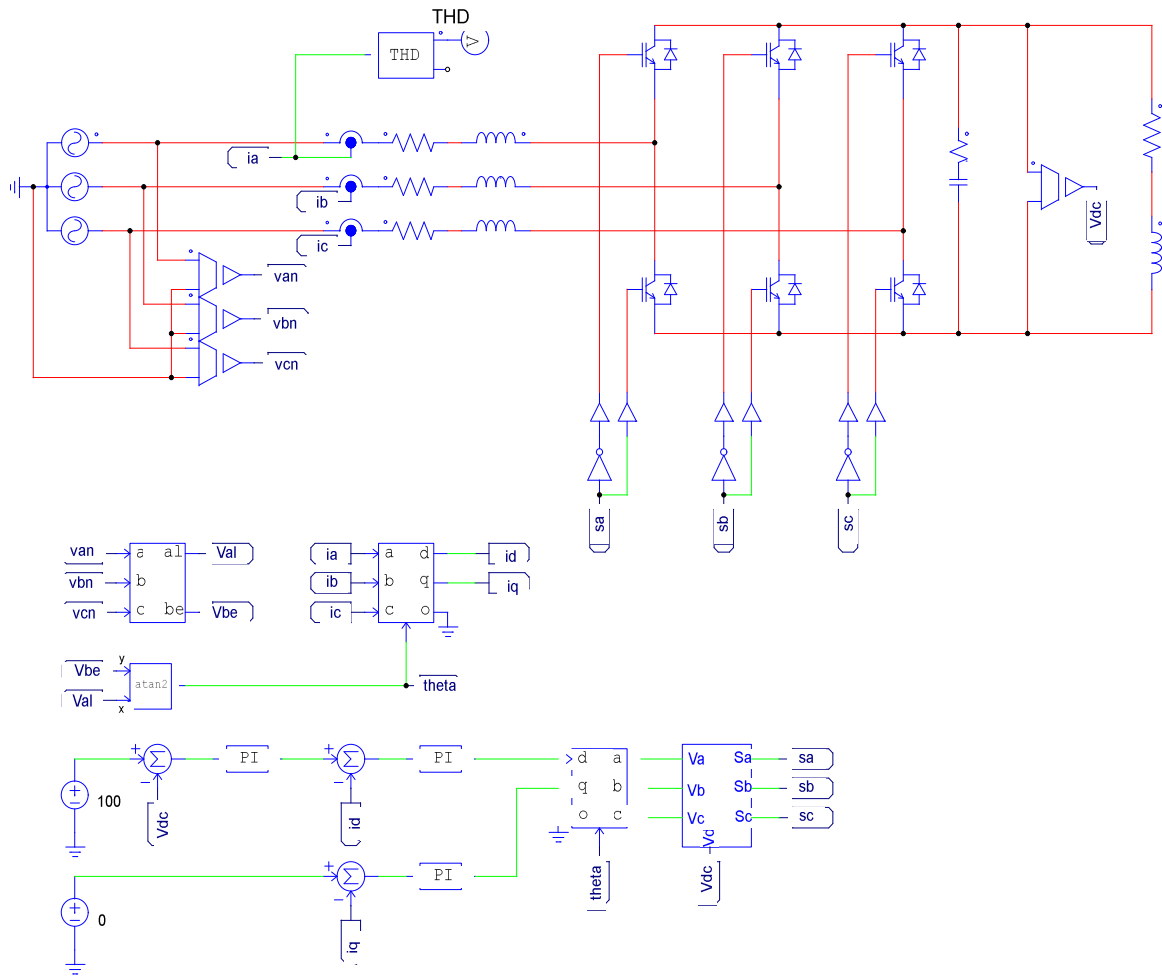
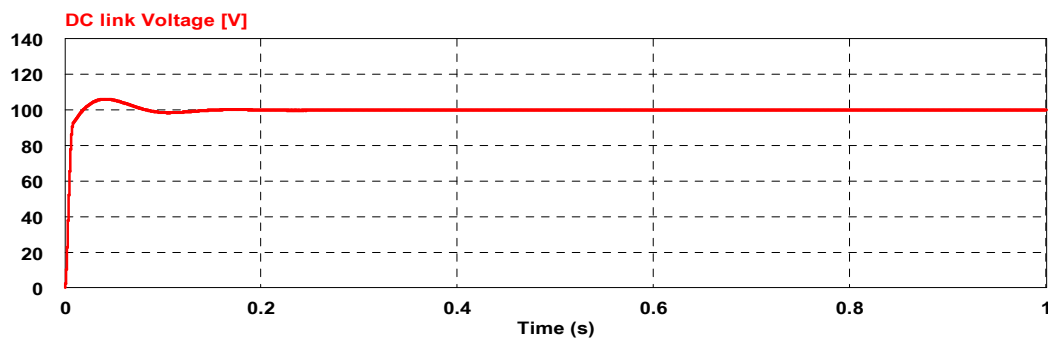
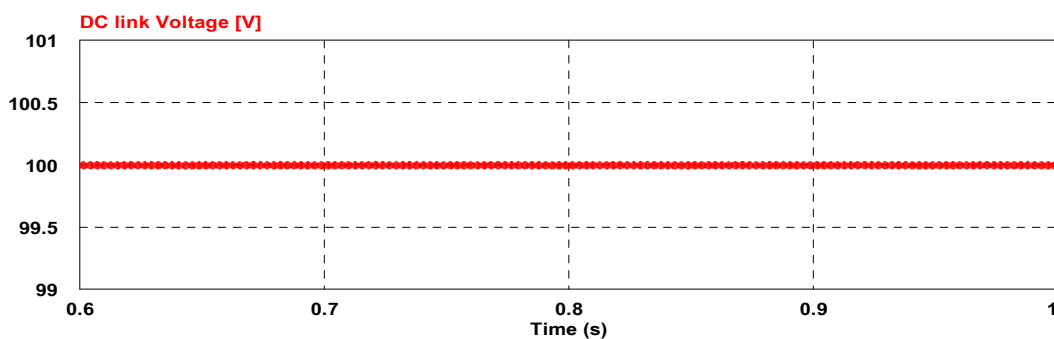


Fig.5-7 Schematic diagram for AFE rectifier system with SVPWM

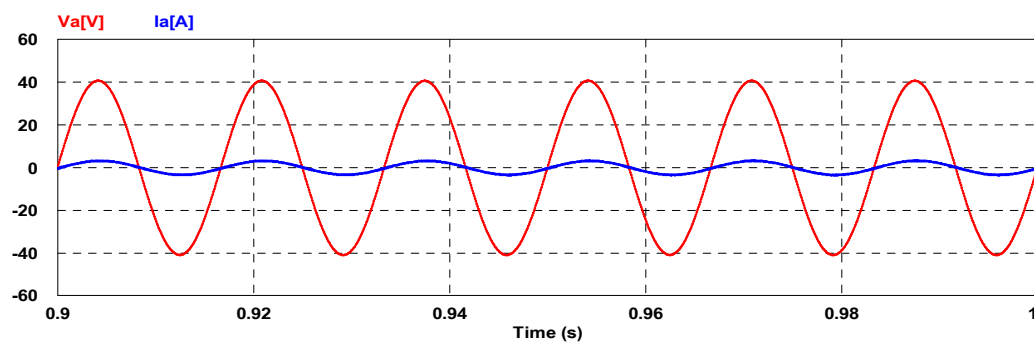
Fig.5-8은 100[V]의 계단 입력을 인가했을 경우 DC link단의 직류 출력 파형 및 역률이다. 앞선 제어와 마찬가지로 직류 전압이 0.2[sec]안에 지령 전압값에 도달하였고, 역률은 0.99이다. 삼각파 비교 변조 방식과 비슷하게 직류 출력 파형에 리플이 거의 포함되지 않은 일정한 출력이 나옴을 확인할 수 있다.



(a) DC Voltage



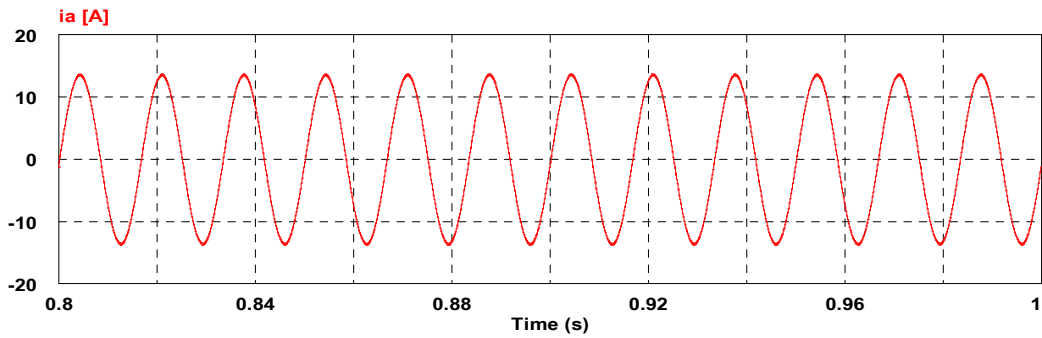
(b) Enlarged DC link Voltage



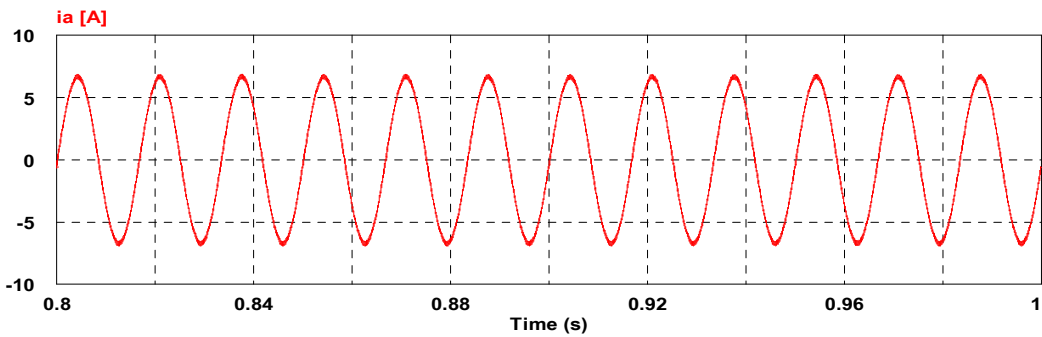
(c) Power factor

Fig.5-8 DC link Voltage and Power factor in SVPWM

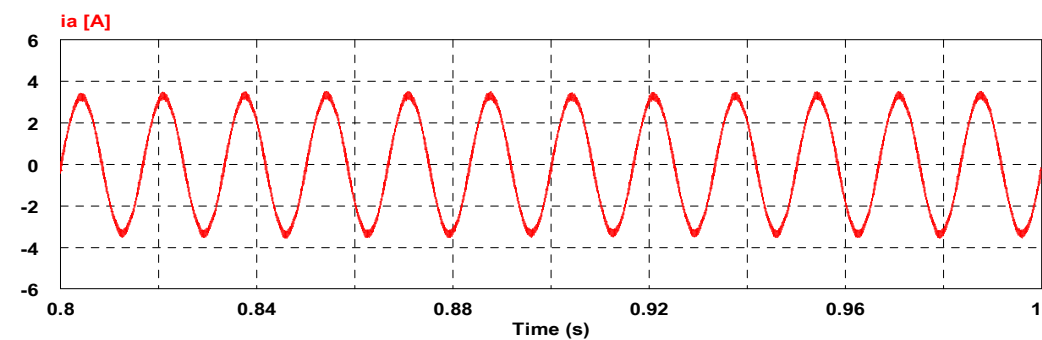
마찬가지로 Fig.5-9에서 정류기의 부하저항 값을  $12.5[\Omega]$ ,  $25[\Omega]$ ,  $50[\Omega]$ 로 변경하여 부하전류를 증감하였고, 전원 측 정상상태 전류의 입력 파형을 각각 보여준다. 전류의 총고조파왜형률은 0.91%, 1.8% 및 3.57%로 삼각파 비교 변조 방식에 비해 약간 더 줄어들었음을 알 수 있다.



(a) Input current ( with Load :  $12.5[\Omega]$  )



(b) Input current ( with Load :  $25[\Omega]$  )



(c) Input current ( with Load :  $50[\Omega]$  )

Fig.5-9 Response of current in SVPWM



## 제 6 장 결 론

최근 선박에서 배출되는 온실가스를 감축하기로 국제해사기구에서 결의하였고, 우리나라에서도 저탄소 녹색성장 기본법에 따라 온실가스 감축 목표를 강화, 수정하였다. 이에 선박으로부터의 배출가스를 줄이려는 방안이 여러 방향으로 연구되고 있으며, 그중 한 가지로 전기추진시스템 개발이 활발히 진행 중이다. 추진시스템이 전동기로 교체되면서 전동기의 회전속도를 가변할 필요가 생겼고, 전력변환장치의 중요성이 더욱 커진 것이 사실이다. 선내 전력의 품질을 높게 유지하기 위해서는 전력변환장치에서 생성되는 고조파의 저감이 필수적이기 때문이다.

본 논문에서는 전력품질의 개선 방안으로 능동 소자를 이용한 AFE 정류기를 제안하였다. AFE 정류기는 높은 스위칭 주파수로 입력전류를 정현파에 가깝게 제어를 하여 총고조파왜형률을 줄인다. 본 논문에서 소개된 3가지의 AFE 정류기 전류제어방식을 시뮬레이션을 통해 분석 및 비교하였다.

- 1) 히스테리시스 제어는 밴드 폭에 따라 스위칭 주파수가 가변 되는 단점이 있지만 가장 간편한 방식이다. 이 기법을 사용하여 제어했을 경우 DC link 전압 및 입력전류 측 파형에 고조파 성분이 다른 제어법에 비해서 많이 포함되어있는 것을 확인할 수 있었다.
- 2) 삼각파 비교 변조 방식을 통해 제어하면 스위칭 주파수가 일정하게 유지 되는 장점이 있지만, 삼각파를 추가로 공급해야 한다. 이 기법에 의해 제어할 경우 히스테리시스 제어보다 직류 단 전압 및 입력전류 파형이 개선 되는 것을 알 수 있었다.
- 3) 공간 벡터 전압 변조 방식을 AFE 정류기에 적용하였을 때 역시 낮은 총고

조파왜형률을 보였다. 삼각파 비교 변조 방식과 비교하면 큰 차이는 나지 않지만 약간 더 양호한 고조파 저감 효과를 볼 수 있었다. 이는 유효벡터 전압이 스위칭주기의 가운데 있기 때문이다.

- 4) 삼각파 비교 변조 방식과 공간 벡터 전압 변조 방식을 비교해봤을 때 부하전류가 큰 경우, 고조파의 저감 효과는 거의 차이가 나지 않았다. 그러나 부하전류가 작아질수록 공간 벡터 전압 변조 방식이 입력전류 파형에 발생하는 리플을 더 감소시켜 총고조파왜형률을 줄일 수 있음을 확인하였다.

위에 기술한 것과 같이 시뮬레이션을 통해 3가지 제어법의 성능을 확인할 수 있었다. 삼각파 비교 변조 방식 역시 우수한 효과를 줄 수 있으나 제어계통에 삼각파라는 아날로그 신호를 따로 생성해야 하는 번거로움이 있다. 또한, 이 삼각파에 잡음이 합해졌을 때 정확한 스위칭이 되지 않는다는 단점이 있다. 이러한 불안 요소를 없애고 고조파 저감 효과도 더 나은 공간 벡터 전압 변조 방식이 AFE 정류기법 중 가장 적절한 제어 방법인 것을 확인할 수 있었다.

## 참고문헌

- [1] F.D. Kanellos, 2014. Optimal Power Management With GHG Emissions Limitation in All-Electric Ship Power Systems Comprising Energy Storage Systems, *IEEE Transactions on power systems*, 29(1), pp.330-339.
- [2] Timothy J. McCoy, 2002. Trends in ship electric propulsion, *IEEE power engineering society summer meeting*, pp.343-346.
- [3] Norbert H. Doerry & David H. Clayton, 2005. Shipboard electrical power quality of service, *IEEE electric ship technologies symposium*, pp.274-279.
- [4] Viraj Selarka, Prem Shah, Divyesh J. Vaghela & Manisha T. Shah, 2016. Close loop control of three phase active front end converter using SVPWM Technique, *International conference on electrical power and energy systems*, pp.339-344.
- [5] V. C. Jones & B. K. Bose, 1976. A frequency step-up cycloconverter using power transistors in inverse-series mode, *International Journal of Electronics*, 41(6), pp.573-587.
- [6] B. Wu. 2006. *High-Power Converters and AC Drives*, 2nd Ed. Wiley-IEEE Press:USA
- [7] 김준석, 설승기, 1995. 공간전압벡터 PWM의 새로운 기법, *전기학회논문지*, 44(7), pp.865-974.
- [8] 김상훈, 2017. *DC, AC, BLDC 모터제어*. 2판. 북두출판사.